

# 受信機

高性能化 理論と実際

関 英男著

# まえがき

受信機は送信機，アンテナ，フィーダーおよび電波伝播路等とともに無線通信系の構成部分である．はじめ，放送無線電話が普及するにつれて，ラヂオ受信機は多数の人々に親しまれ，また理解もされてきた．とくに，それらの組立，調整および修理等についての良書も沢山にあるので，受信機の知識の大衆化には非常に役にたっている．ただ大陸や大洋横断に使われる高性能受信機になると，それ程多くの人々から認められているとはいえない．昔から送信機は高いもの，受信機は安いものという考えが一般の人の頭を支配していた．それも，何 10 年かの歴史をへてだんだん改められてきた．これから先，送信機と受信機の値段が等しくなるようなこともあり得るであろう．無線通信系のバランスを考えたとき，決しておかしいことではない．それが放送の場合と異なる点であると信じ，10 数年前，おこがましくも『受信機』という書物でその点を強調した．第 2 次大戦後，比較的出版の不自由な時期に，『電波受信工学』と題する割合に分厚い書物を著わした．これは，あらゆる種類の受信機各部を理論と実際の両面からのべたものであったから，詳しすぎる傾向があった．

このたび，広川書店からだすことになった書物は，大体において前の書物『受信機』の方針をそのままうけついで，一般受信機に共通な諸作用を中心としてのべることにした．すなわち，受信機の作用で大切なのは，復調作用，増幅作用および選択作用の 3 つである．他方，受信機の良否を判断する目安として，感度，忠実度，安定度および選択度がある．このうち，安定度のために 1 章をもうけ，他の特性は随所におりこんだ．なお，受信機の袖助的な役目をしている補助回路のこともとりあげた．部分品のことも加えたが，ごく大要にとどめた．最後に総括で，受信機の諸性能相互の関係をのべ，将来，高性能受信機を研究，発展する上の参考にした．その意味で，書名も『高性能受信機』としたかった位である．

前著のある部分は，いまなお不動の原理もあるが，通信工学の進歩，とくに情報理論の発展は，前著の他の部分を古典的なものにしてしまった．特別な例外をのぞいて，それらは，できるだけ新鮮な思想でおきかえ，しかも簡潔な説明法をとるように心がけた．従って，親切なラヂオ受信機的设计指導書のように，すぐに実際の役にたつとはかぎらないが，賢明な読者の応用・発展のヒントとなる面の方が，むしろ多いかと思う．

終りに，この書物を出版するにあたり，御骨折願った宇田川博士と広川書店の方々とお礼のことばをのべたい．

昭和 33 年 3 月

著者

# 目次

まえがき	i
第 1 章 概 念	1
1.1 受信機の定義と基本作用	1
1.2 配線および構造の実例	1
1.3 受信機の性能	5
第 2 章 復調作用	6
2.1 検波と復調	6
2.2 各種復調方式	6
2.3 各種検波方式	7
2.4 2 極管による微弱信号の検出	8
2.5 3 極管による微弱信号の検出	11
2.6 直線検波器	12
2.7 ヘテロダイン検波	13
2.8 混合管と周波数変換管	17
2.9 再生検波	19
2.10 ホモダイン検波	21
2.11 オートダイン検波	23
2.12 超再生検波	24
2.13 AM 波復調の歪	31
2.14 周波数選別回路	34
2.15 FM 波の復調における直線歪	37
2.16 パルス波の通報化	39
第 3 章 増幅作用	41
3.1 入力回路	41
3.2 雑音	42
3.3 雑音指数 (Noise Figure)	45
3.4 増幅の限度	48
3.5 無線周波増幅回路	51
3.6 同調コイル	53
3.7 感度	59
第 4 章 選択作用	61
4.1 混信の種類	61
4.2 選択度の根本的考察	63
4.3 選択度の実際の尺度	64
4.4 混信保護比	67

4.5	実効選択度の推定	67
4.6	中間周波濾波増幅器	68
4.7	過渡現象	74
4.8	平滑回路	80
4.9	忠実度の根本的考察	81
第5章	安定度	83
5.1	第1発振器安定度	83
5.2	受信機の周波数安定度	86
5.3	バラスト管の理論	88
5.4	定電圧装置	89
5.5	長期間の安定度	90
第6章	補助回路	92
6.1	監視回路	92
6.2	音量制御(附, 減衰器)	93
6.3	限流器および副限流器	95
6.4	ダイバーシチ	99
6.5	自動周波数制御(AFC)	100
6.6	音質および自動選択度制御	103
6.7	信号移送	104
第7章	部分品	106
7.1	無線部品の分類	106
7.2	蓄電器	107
7.3	抵抗器	110
7.4	チョーク・コイル(Choke Coil)	111
7.5	接触器具	112
第8章	総括	115
8.1	総合特性の測定	115
8.2	総合特性相互の関係	121
8.3	周波数変動と通過帯域幅との関係	124
8.4	増幅度と内部雑音と帯域幅	126
8.5	結び	127
無線用常数表		129
第1表	単一共振回路の周波数特性	129
第2表	臨界結合にある結合回路の周波数特性	131
第3表	$\mu=2$ の結合回路の周波数特性	133
第4表	受信機雑音計算用等価帯域幅	135
第5表	$db=20\log_{10} a$	140
第6表	同軸線輪の相互誘導係数	143
第7表	長岡氏定数	153
第8表	真空管の格子に換算した雑音等価抵抗	160
第9表	常温における抵抗体の熱雑音電圧	166

# 第 1 章

## 概 念

### 1.1 受信機の定義と基本作用

本論に入るに先だって基本的な諸概念をのべることにしよう。

ここにいう受信機とは無線の電信、電話、写真電送等に使われるものを指す。人間の感覚は不幸にして、電波に直接感ずることができないために、受信機というものを通して間接に、その存在および変動を知るより外はない。すなわち、受信機とは空間を伝播してきた電波を、空中線を通して受けいれ、これを人間の感知し易い形にかえ、電波を変調する前と同じ信号を再現する装置である。再現する場合にラヂオのように音声にすることもあり、高速度の電信受信の場合のようにレコーダに記録せしめることもあり、またテレプリンタのように活字を操作することもあり、写真電送の場合のようにフィルムに当る光の量を加減することもある。また遠隔操縦の場合のように押釦の動作を伝達する場合もある。その他距離の遠近、使用波長の長短、使用場所の如何等による受信機の種類は非常に多い現状である。以下のべようとするのは、それらのうち大洋または大陸横断に使用されるような高級受信機的设计と運用に必要な基本的工学に限ることとする。しかしここに説くのは最も高級、最も根本的のものを目標とするので、諸学生、これをよく読めば、その他の一般受信機に関する論文などの理解や進んで研究する上の基礎となるものと信ずる。

あらゆる種類の受信機を通じて、絶対に必要な基本作用はつぎの 3 つに大別される。

- (1) 検波作用
- (2) 増幅作用
- (3) 選択作用

第 1 の検波作用は電波にのせられた情報内容を電氣的に再現するもので、いわゆる復調である。送信機における変調と対応し、その間の媒介物が搬送波である。原則として検波器は 1 受信機に 1 つあればよいが多重通信ならば 2 つ以上あり得る。第 2、第 3 の作用は所望の弱い電波を増幅し、不要電波を抑圧するもので選択作用は現今のように無線が発達してくれば混信をさけるため、どうしても必要である。第 2、3 および 4 章においてこれら 3 つの作用について説明する予定である。

### 1.2 配線および構造の実例

受信機の内容を得る補助として 4 つの実例をあげてみる。第 1.1 図は長波国際通信時代に使用されたテレフンケン製長波受信機の配線を示す。その構成大要はつぎの記号で表わしてある。

$GM$  は空中線結合回路 (この場合ゴニオメータ)

$R_1$  は第 1 真空管

$RF_1, RF_2, RF_3$  は無線周波濾波回路

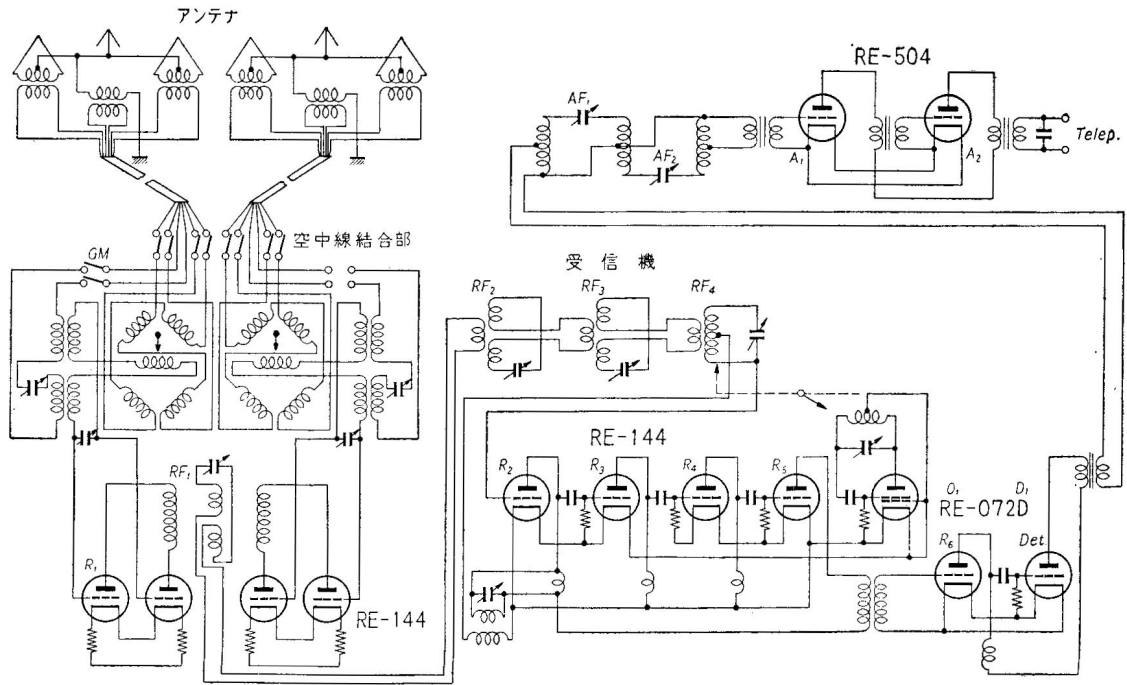
$R_1 \cdots R_6$  は無線周波増幅回路

$D_1$  は検波器

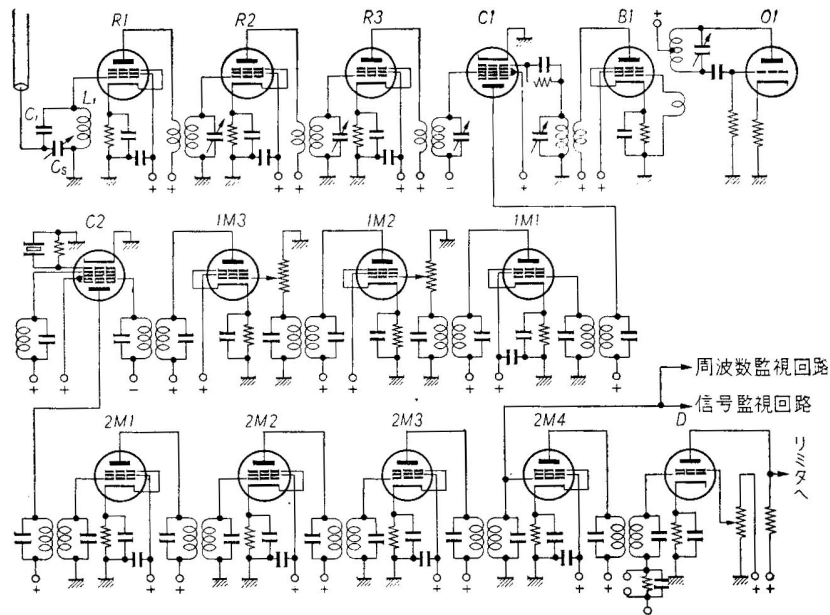
$AF_1, AF_2$  は可聴周波濾波回路

$A_1, A_2$  は可聴周波増幅回路

また第 1.2 図は遠距離短波通信の発展時代に用いられた電信受信機の配線を示す。図の中で表わした記号の意味はつぎ



第1.1図 テレフンケン製長波受信機配線



第1.2図 短波電信受信機の配線図

のようである。

$L_1, C_1, C_2$  は結合回路

$R_1, R_2, R_3$  は無線周波増幅器

$C_1, C_2$  は周波数変換器

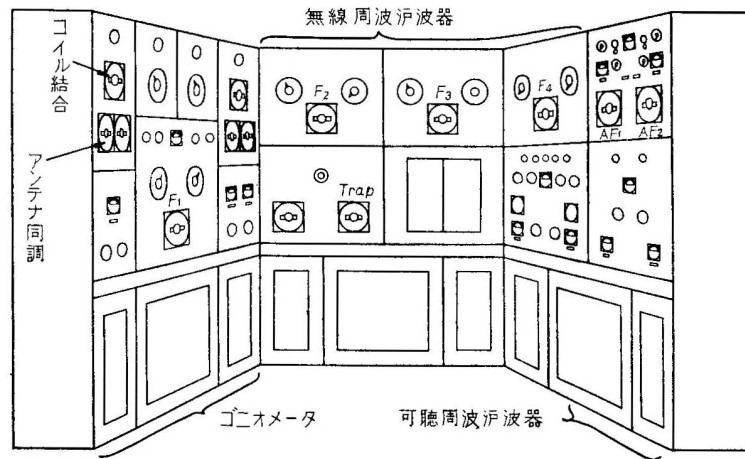
$1M1, 1M2, 1M3$  は第1中間周波濾波増幅器

$2M1, 2M2, 2M3, 2M4$  は第2中間周波濾波増幅器

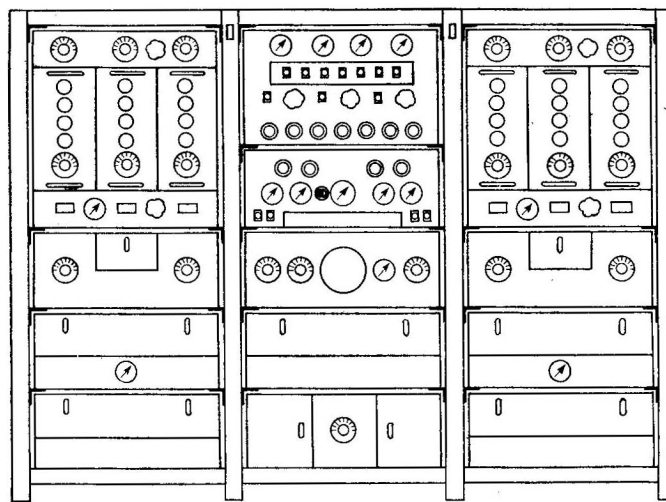
$O1$  は第1発振器

$B1$  は緩衝増幅器

$D$  は検波器



第 1.3 図 テレフンケン製長波受信機外観

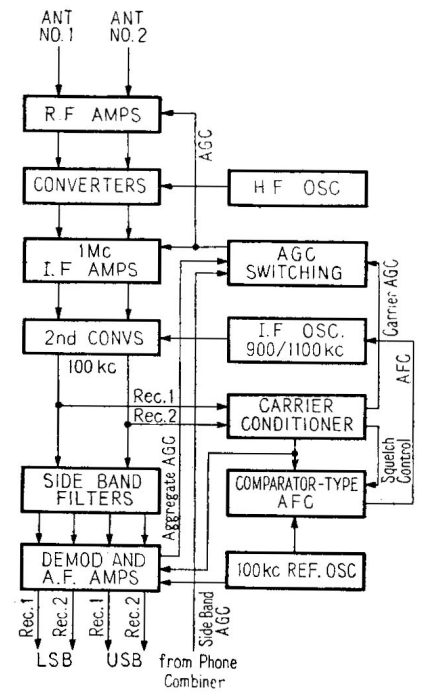


第 1.4 図 短波電信受信機構造例

第 1.3 図, 第 1.4 図等はそれらの外観を示す. テレフンケン製の長波受信機は据置の三つの大きな箱 (遮蔽室という方が妥当か) に極めてゆつたりと取付配線を施されている. 従って故障の修理に便である. しかしその後短波時代になると受信所の受信機台数急に増加し, あまりに広い床面積の占領を許さなくなってきたから故障の修理も便, 場所も取らない第 1.4 図の小単位式に変ってきた. その後さらに搬送機器のようなパネル式としたものや, 筐体式とパネル式とを併用したようなものもでき, 内容の割に形はだんだん小さくなってきた.

第 1.5 図は RCA 会社が国際通信に使用している SSB-R3 という単側波電信電話両用受信機であるが<sup>\*1</sup>, 実装は 2 ダイバーシチでわずかに 1 架半だけの大きさにすぎない. 各部の略号はつぎの意味である.

- ANT. No.1: 第 1 アンテナ (No.2 も同様)
- R.F. AMPS: 無線周波増幅器 2 組
- CONVERTER: 周波数変換器 2 組
- I.F. AMPS: 中間周波濾波増幅器
- 2nd CONVS: 第 2 周波数変換器



第 1.5 図 RCA 会社 SSB-R3 の系統略図

<sup>\*1</sup> H. E. Goldstine and G. E. Hansell: SSB Receiving and Transmitting Equipment for Point-to-Point Service on HF Radio Circuits, I.R.E. Dec. 1956.

SIDEBAND FILTERS:上下両側波濾波器

DEMOD&A.F.AMPS:復調器と低周波増幅器

H.F.OSC:3.8~29Mc 発振器 (自動調整の回路および機構をふくむ)

AGC SWITCHING:AGC 分配スイッチ

I.F.OSC:中間周波発振器

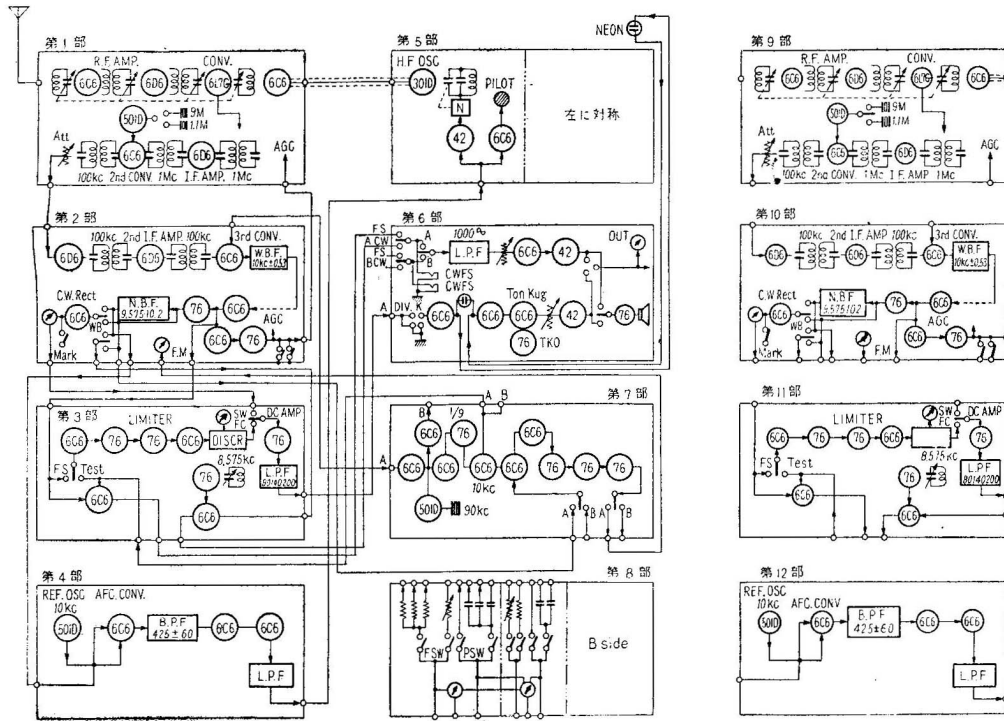
CARRIER CONDITIONER:搬送波抽出・集配・限流・整流器

COMPARATOR-TYPE AFC:抽出搬送波と参照発振器との比較による自動周波数制御回路

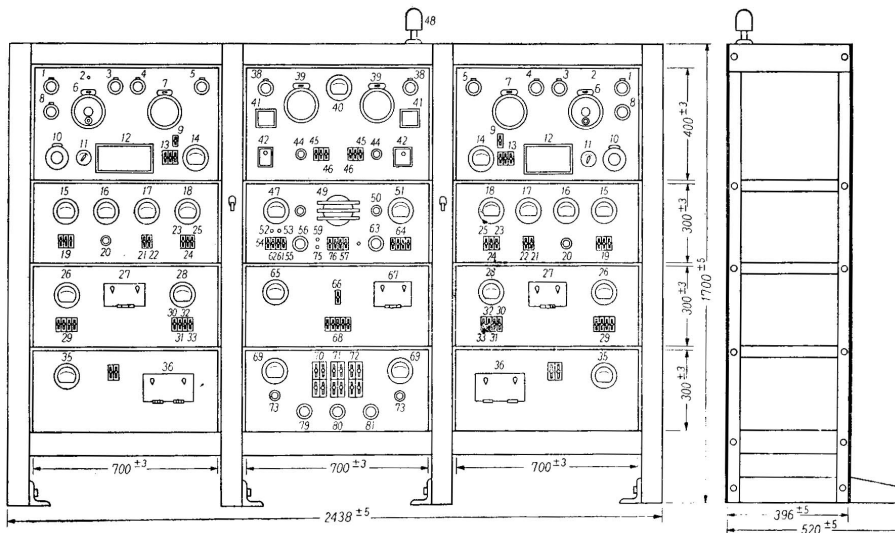
REF OSC:参照発振器

Aggregate AGC:側波を整流した AGC 電源

Carrier AGC:搬送波を整流した AGC 電源



第 1.6 図 RF 型 FS 受信機回路構成図



第 1.7 図 KDD 会社 FS-RF 型の外観図

第 1.6 図は国際電信電話会社の RF 型という周波数偏移 (FS=Frequency Shift) 印刷電信受信機の系統図であり, 第 1.7 図はその外観である. これはスイッチの切換により, また A1 電波の受信にも利用できる. 略号は大体前記に準じてかいてあるから, その他の分だけつぎに説明する.

- W.B.F.:広帯域濾波器
- N.B.F.:狭帯域濾波器
- C.W.Rect.:搬送波整流器
- LIMITER:限流器
- DISCR:選別回路
- D.C.AMP:直流増幅器
- L.P.F.:低域濾波器



### 1.3 受信機の性能

受信機の良否を判断するためには、その性能を表わす尺度がいくつか必要である。感度、忠実度、安定度、選択度がそれである。

さて概念的にいった感度とは、どれだけ弱い電波まで受信できるかの極限を表わす量であって、これは主として増幅度と内部雑音とによって定まる。従って、以下の論議において、増幅作用の章下に内部雑音をとりあげるつもりである。また、忠実度は主として周波数特性、振幅歪、内部雑音等を考慮にいれた内容をもち、選択度と関係があるから選択作用の章でのべる。最後に、安定度は一定振幅一定周波数の信号入力を与えた場合、調整を要せずに長時間一定出力を得る能力をいう。従って、本講においては、受信機の最も重要な作用である検波、増幅、選択の3作用をのべ、その後で前記のどれにもはまらない性能、安定度を説明する予定である。それから受信機として第2次的な諸作用について説明する、つぎに受信機の諸性能を表わす術語を一括してみると第1.1表のようになる。

第 1.1 表 性能に影響する主因子

性能	概念	影響する主因子	
感度	微弱信号受信の能力	大部分	雑音指数 増幅度
		1部分	周波数特性(低周波) 振幅特性(検波)
忠実度	原変調波の再現能力	大部分	周波数特性(直線歪) 振幅特性(非直線歪)
		1部分	雑音指数
選択度	混信分離の能力	近接	周波数特性(中間周波, 低周波) 振幅特性(2信号選択度)
		映像	周波数特性(無線週は)
安定度	同一受信状態を長時間保持する能力	内部	} による真空管および部品定数の変化 電源電圧変動 周囲温度変動 周囲湿度変動 機械的振動
		外部	

## 第2章

# 復調作用

### 2.1 検波と復調<sup>\*1</sup>

受信機の方でいう復調は、送信機の方でいう変調に対応する術語である。無線通信系の全体からみた立場は第2.1図をみれば一目で明らかであろう。参考のため、主な機能をつぎに記しておく。

情報源:Information source

受信人:destination

通報:message

符号化:coding

通報化:decoding

符号:code

変調:modulation

復調:demodulation

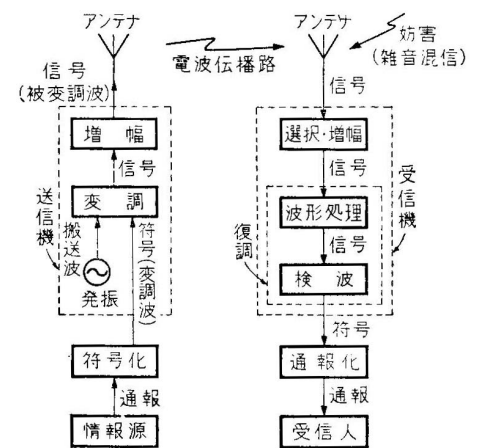
検波:detection

信号:signal

そこで、この書物ではつぎのように定義して説明をすすめてゆきたい。

検波とは、受信機内で処理された被変調波の信号のエンベロープに近似した波形を抽出する操作である。

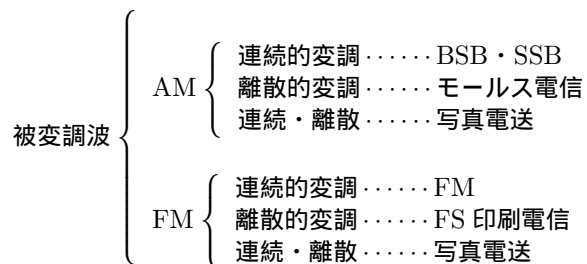
復調とは、被変調波信号の波形を適当に処理し、これを検波して送信側の変調波を再現する操作である。



第2.1図 無線通信系

### 2.2 各種復調方式

各種の被変調波に対しては、それぞれに応じて各種の復調方式がある。それゆえ、簡単に被変調波の種類をあげておく必要がある。



学問的にいえば、被変調波は上のように、振幅変調 (AM) と角度変調 (FM と PM) とに2大別される。いわゆるパルス変調というのは、符号化の段階でパルス波を使うだけで、これでAMしたり、FMしたりするわけである。普通、パルス変調というのは、パルス波で搬送波をAMしたものであって、これをP1, P2, .....等という。

<sup>\*1</sup> 著者によっては検波と復調を明確に区別しないで、検波の正確な術語を復調としているのもあるが、過去何10年かの習慣と最近の用語の傾向から考えて、本節のように明確に区別して定義した方が便利とおもう。

第 2.1 表 電波の形式

業務 変調	無変調	電 信			電 話	写 真	TV	複 合 その他
		無変調	トーン	多 重				
AM	A0	A1	A2	F6	A3	A4	A5	A9
FM	F0	F1	F2		F3	F4	F5	F9
パルス	P0	P1	P2		P3	P4	P5	P9

CCIR 等で国際的に約束された電波型式の表現を一括したのが第 7.2表である。

これらのうち、A2、F2 等以外は多く説明する必要もないであろう。すなわち、A2、F2 は、1 もしくは 2 以上の変調用可聴周波数の電鍵操作、または被変調波の電鍵操作による電信である。P2 は、1 もしくは 2 以上の変調用可聴周波の電鍵操作または、可聴周波による被変調パルス波の電鍵操作である。

前記の BSB、SSB 等は A3 に相当し、モールス電信は A1 または A2 に相当する。写真電送は A4 または F4 であるが、F4 で行われることが多い。

FM は F3 に相当し、FS 印刷電信は F1 または F2 に相当する。普通は F1 であるが、多重通信の場合 F9 もある。

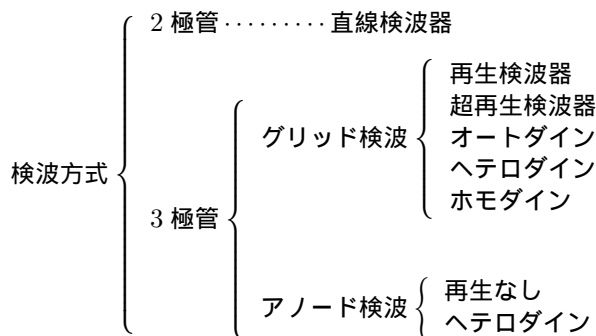
さて、以上あげた各種変調方式に対して復調方式を示そう。まず、AM であれば、波形処理の操作をほとんど省略して、検波器だけを通すことにより、送信側の変調波 (符号) を再現することができる。ただ、SSB と搬送波抑圧 AM (Carrier Suppression.) の場合だけ、局部発振電圧を加えるか、あるいは、搬送波の強化をしなければならない。そうしてから検波することによって、もとの変調波が得られる。A1 電波の電信を耳受する場合、局部発振を加えヘテロダインすることも 1 種の波形処理である。そうしてから検波する。

つぎに、FM であれば例外なく、波形処理の後で検波しなければならない。初期の方法は、普通の同調回路を共振周波数からずらしておいて AM に直してから検波したが、現在はほとんど例外なく、結合回路の 2 点から 2 箇の検波器につなぐ所の選別回路 (discriminator) を用いる。また、PM (位相変調) 波の復調のように、被変調波と搬送波とを適當の位相差で合成することにより、AM 波に変換することもできる。

P1、P2、P3、……は復調しただけでは、もとの通報にもどらない。送信側の符号化に対応して通報化する必要がある。通報がパルスの幅、高さ等が変化に対応する場合は、単に整流して LPF\*2 を通せばよい。通報がパルスの時間的位置に変換されたものは、パルスの周期に同期した鋸歯状波の台にのせ、下をクリップすればよい。通報がパルスの符号に変換されたものを通報化するには、DA 変換回路 (デジタルからアナログに変える回路) を通せばよい。

## 2.3 各種検波方式

電子管を利用した各種の検波方式を大別すると、まずつぎのようになる。



2 極管による直線検波器は忠実な検波依存性をもっている点で理想的であるから、現在広く応用されている。ただ、感度は低いから、前段の増幅器で補わなければならない。

グリッド検波は、グリッド回路で検波し、グリッド・リークにおける直流電圧降下を 3 極管部で増幅するので、幾分感

\*2 LPF:Low pass filter(低域濾波器)

度はよいが、忠実度はよくない。再生をかけると、さらに感度が約 15db 上るから、その増幅段に相当するだけ、受信機を安く組立てることができる。

また、グリッド検波を使った受信機は、選択度も、安定度も一般によくない、従って、商用通信に適當でない。とくに、再生検波器を使った場合には、誤って自己発振することによる、他の受信への妨害を防ぐため、アンテナと検波器との間に必ず RFA<sup>\*3</sup>をつけた方がよい。あるいは、発振の自動防止回路をつける方法もある。

アノード検波はグリッド電圧  $E_g$  対アノード電流  $I_p$  特性の下部湾曲部を利用するものであるから、幾分感度は低い。しかし、振幅の大きい信号に対して直線検波に近いので、利用価値がある。微弱信号に対しては 2 乗特性になるから、真空管電圧計等の測定器としての用途がある。アノード検波器にはグリッド・リークがないから、発振によってグリッドを損傷する危険のある再生をかけないのが普通である。

グリッド検波は変化に富んだ多くの回路があるので、研究の立場からみると興味深い。まず、配線の上で、再生検波器、オートダインおよびホモダインを区別することができない。3 者の区別は全く動作の上からである。第 2.2 表はそれを示す。

第 2.2 表 グリッド検波応用回路

	発 振	発振周波数	受信に適当な電波形式
再生検波器	しない		A2, A3
オートダイン	す る	$f_h$	A1, A2
ホモダイン	す る	$f_s$	A3

ここに、 $f_s$  は到来信号の搬送周波数、 $f_h$  はそれと可聴周波数だけ離調した周波数である。発振する場合は検波管自身とする。もし、再生検波器に別の発振器から  $f_h$  の周波数の電圧を加えて A1 電波等を復調するならばヘテロダイン検波器になる。また、もし、再生検波器に別の発振器から瞬減周波数  $f_q$  の電圧を加えて、A3 電波等を復調するならば、超再生検波器になる。ただし、ヘテロダイン検波器は、必ずしもグリッド検波にかぎらず、アノード検波でも 2 極管検波でも、局部発振器を別に設けた場合に総称される。

検波出力電圧は、一般に検波入力電圧の函数である。その函数形は検波方式にもよるが、また、それらの動作条件によっても変る。つぎの各特性は、その代表的なものである。

直線特性:直線検波器

2 乗特性:微弱信号に対する 2 極管または 3 極管アノード検波器

対数特性:超再生検波器

以上のべてきた各種検波方式は、比較的基本的なもので、それらを組合せると多数の方式が考えられる。フレモダイン (Fremodyne) は、2 球で、スーパー・ヘテロダイン、超再生検波の機能を果す FM 波用受信機である<sup>\*4</sup>。

## 2.4 2 極管による微弱信号の検波<sup>\*5</sup>

いま電圧  $e$  と電流  $i$  との関係が

$$i = f(e) \quad (1)$$

で表わされる無負荷の回路へ直流電圧  $E_d$  および小振幅の正弦波電圧  $e_r = E_r \sin \omega_r t$  を直列に加うれば、直流だけ加えた場合の電流  $I_d = f(E_d)$  よりも  $\Delta_i$  だけ増えますから

$$I_d + \Delta_i = f(E_d + e_r)$$

これを Taylor の定理で展開すれば

<sup>\*3</sup> RFA は無線周波増幅器 (radio frequency amplifier) の略。

<sup>\*4</sup> *Electronics*, Jan. 1948.

<sup>\*5</sup> E. L. Chaffee and G. H. Browning *I.R.E.*, Feb., 1927; E. L. Chaffee: *Theory of Thermionic Vacuum Tubes*, McGraw Hill, 1933.

$$I_d + \Delta_i = f(E_d) + f'(E_d)e_r + f''(E_d)\frac{e_r^2}{2!} + \dots \quad (2)$$

となる。ただし、

$$f'(E_d) = \left[ \frac{d}{de} f(e) \right]_{e=E_d}; \quad f''(E_d) = \left[ \frac{d^2}{de^2} f(e) \right]_{e=E_d}; \quad \dots$$

したがって、

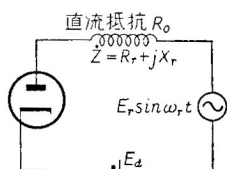
$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T (I_d + \Delta_i) dt &= \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ f(E_d) + f'(E_d)E_r \sin \omega_r t + f''(E_d) \frac{(E_r \sin \omega_r t)^2}{2!} + \dots \right\} dt \\ \therefore I_d + \Delta I &= f(E_d) + \frac{1}{4} f''(E_d) E_r^2 + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

ゆえに (3) 式はつぎのように表わされる。

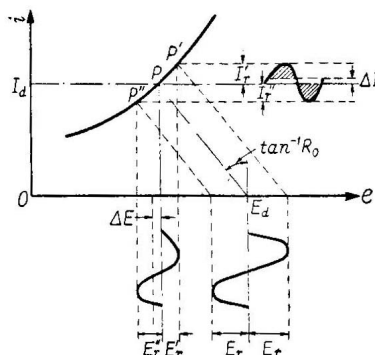
$$\Delta I = \Delta^2 I + \Delta^4 I + \dots$$

ただし、

$$\Delta^2 I = \frac{1}{4} f''(E_d) E_r^2; \quad \Delta^4 I = \frac{3}{192} f'''(E_d) e_r \quad (4)$$



第 2.2 図 検波回路



第 2.3 図 検波器特性

$E_r$  が小振幅であれば  $\Delta^2 I \gg \Delta^4 I$  と考えられる。 $\frac{1}{4} f''(E_d)$  を電流検波係数といい、 $(\det I)$  とかくことがある。これに  $\frac{de}{di}$  を乗じたものを電圧検波係数といい、 $(\det E)$  とかくことがある。したがってこれらの諸記号を用うれば、検波器の端子電圧は

$$\Delta^2 E = (\det I) \frac{de}{di} E_r^2 \equiv (\det E) E_r \quad (5)$$

で表わされる。第 2.2 図のように、整流回路と直列インピーダンス  $Z$  があれば、やや複雑になる。まず第 2.3 図のようにして検波器端子に加わる電圧

$$E + E_r', \quad E - E_r''$$

および検波器電流

$$I_d + I_r', \quad I_d - I_r''$$

が求まる。ここに

$$E = E_d - I_d R_0$$

である。もし、ここで  $I_d R_0$  が  $E_d$  にくらべて小さいならば

$$\begin{aligned} E &\approx E_d \\ \therefore I_d + I_r' &= f(E_d + E_r') = f(E_d) + f'(E_d)E_r' + f''(E_d)\frac{E_r'^2}{2!} + \dots \\ I_d - I_r'' &= f(E_d - E_r'') = f(E_d) - f''(E_d)E_r'' + f''(E_d)\frac{E_r''^2}{2!} \dots \end{aligned}$$

辺々相加えればつぎのようになる。

$$I_r' - I_r'' = f'(E_d)(E_r' - E_r'') + f''(E_d)\frac{E_r'^2 + E_r''^2}{2} + \dots \quad (6)$$

上式のうちかき直すことのできる項、または係数は

$$\left\{ \begin{array}{l} I_r' - I_r'' = \frac{d^2 i}{de^2} E_r''' = 4\Delta^2 I \\ f'(E_d) = \frac{1}{r} \\ E_r' - E_r'' = -\Delta^2 I R_0 \\ f''(E_d) = \frac{d^2 i}{de^2} \\ \frac{E_r'^2 + E_r''^2}{2} \approx E_r''' = \frac{r^2}{r^2 + Z^2} E_r^2 \end{array} \right.$$

ただし、 $E_r'''$  は検波器端子電圧とする。また、 $Z = |\dot{Z}|$

$$\begin{aligned} \therefore \Delta^2 I &= -\frac{R_0}{r} \Delta^2 I + \frac{1}{4} \frac{d^2 i}{de^2} \frac{r^2}{r^2 + Z^2} E_r^2 \\ \therefore \Delta^2 I &= \frac{r}{r + R_0} \cdot \frac{r^2}{r^2 + Z^2} \cdot \frac{1}{4} \frac{d^2 i}{de^2} E_r^2 \end{aligned} \quad (7)$$

上式のうち  $E_r^2$  の係数  $\left( \frac{r}{r + R_0} \frac{r^2}{r^2 + Z^2} \frac{1}{4} \frac{d^2 i}{de^2} \right)$  を全電流検波係数といひ (DetI) とかく

$$(\text{Det}I) \equiv \frac{r}{r + R_0} \frac{r^2}{r^2 + Z^2} (\text{det}I) \quad (8)$$

(7) 式の電流  $\Delta^2 I$  は、みかけ上、検波器の内部に  $\Delta^2 E$  の起電力が発生したために生じたものと考えれば、

$$\Delta^2 I = \frac{\Delta^2 E}{r + R_0}$$

であるから

$$\Delta^2 E = \frac{r^3}{r^2 + Z^2} \frac{1}{4} \frac{d^2 i}{de^2} E_r^2 \equiv (\text{Det}E) E_r^2 \quad (9)$$

すなわち、

$$(\text{Det}E) \equiv \frac{r^3}{r^2 + Z^2} \frac{1}{4} \frac{d^2 i}{de^2} \quad (10)$$

となり (DetE) を全電圧検波係数といふ。(  $\Delta^2 I$  )<sup>2</sup>  $R_0$  に相当する電力は  $r = R_0$  の場合最大になる。以上は変調されない高周波の検波の場合である。

つぎに被変調電波を加えた場合を考える。被変調電圧を

$$e_r = E_r(1 + k \sin \omega_a t) \sin \omega_r t \quad (11)$$

で表されるものとし、 $X_r = 0$  とすれば (7) 式の  $E_r$  の代わりに  $E_r(1 + k \sin \omega_a t)$  と置いて

$$\Delta^2 I = (\text{Det}I) E_r^2 (1 + k \sin \omega_a t)^2 = (\text{Det}I) E_r^2 \left( 1 + \frac{k^2}{2} + 2k \sin \omega_a t - \frac{k^2}{2} \cos 2\omega_a t \right) \quad (12)$$

となるからこれは3種の成分より成立することがわかる。

$$(1) \text{ 直流分} \quad : \Delta^2 I = \left(1 + \frac{k^2}{2}\right) (\text{Det} I) E_r^2$$

$$(2) \text{ 変調周波数} \quad : \Delta^2 I_a = 2k(\text{Det} I) E_r^2$$

$$(3) \text{ 変調周波数の2倍} : \Delta^2 I_{2a} = \frac{k^2}{2} (\text{Det} I) E_r^2$$

$\Delta^2 I_{a2}$  は歪みによる成分である。従って歪率を求めれば

$$\frac{\Delta^2 I_{2a}}{\Delta^2 I_a} = \frac{k}{4} \quad (13)$$

つぎに変調周波数が2種類の場合には

$$e_r = E_r(1 + m \sin pt + l \sin qt) \sin \omega_r t \quad (14)$$

で表わされ、上と同様の方法によってつぎの諸成分より成ることがわかる。

$$(1) \text{ 直 流} \quad \Delta^2 I = \left(1 + \frac{m^2}{3} + \frac{k^2}{2}\right) (\text{Det} I) E_r^2$$

$$(2) \text{ 第1変調周波数 } p \quad \Delta^2 I_p = 2m(\text{Det} I) E_r^2$$

$$(3) \text{ 第2変調周波数 } q \quad \Delta^2 i_q = 2k(\text{Det} I) E_r^2$$

$$(4) \text{ } p \text{ の倍周波数} \quad \Delta^2 I_{2p} = \frac{m^2}{2} (\text{Det} I) E_r^2$$

$$(5) \text{ } q \text{ の倍周波数} \quad \Delta^2 I_{2q} = \frac{k^2}{2} (\text{Det} I) E_r^2$$

$$(6) \text{ } p + q \text{ の周波数} \quad \Delta^2 I(p + q) = mk(\text{Det} I) E_r^2$$

$$(7) \text{ } p - q \text{ の周波数} \quad \Delta^2 I(p - q) = mk(\text{Det} I) E_r^2$$

(4)(5)(6)(7) が歪の原因となる。これらを少なくするには、 $m, k$  を小さくすればよい。

## 2.5 3極管による微弱信号の検波\*6

3極管検波器の場合は変数がふえるだけ2極管検波器より取扱いが厄介である。まず、陽極電流の瞬時値  $i_p$  はグリッド電圧の瞬時値  $e_g$  と陽極電圧の瞬時値  $e_p$  との函数であるから、

$$i_p = F(e_p, e_g) \quad (1)$$

で与えられる。同様に、グリッド電流の瞬時値  $i_g$  も両電圧瞬時値の函数であるが、 $e_p$  の影響を無視できるような場合を考えて

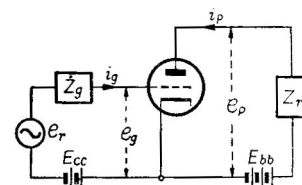
$$i_g = f(e_g) \quad (2)$$

とする。なお、第2.4図に示すように、グリッドにはインピーダンス  $Z_g$  があり、陽極には共振インピーダンス  $Z_r$  の回路があるものとする。その入力へ微弱信号

$$e_r = E_r(1 + k \sin \omega_a t) \sin \omega_r t \quad (3)$$

が加わったとすれば、3極管の回路条件によって、グリッド検波または陽極検波が行われるわけである。2極管の場合と類似の Taylor 級数展開を利用するが、多変数であるから、偏微分が入ってくる。途中の計算は労力多いので省略し、結果だけをかかげよう。

(a) グリッド検波 (微弱信号)



第2.4図 3極管による微弱信号の検波

\*6 前出 Chaffee の論文と書物を参照。

陽極回路と直列に発生する仮想的直流電圧

$$\Delta^2 E = -\frac{R_g}{r_g + R_g} (\text{Det}E) \left(1 + \frac{k^2}{2}\right) \frac{E_r^2}{2} \quad (4)$$

同上に発生する仮想的低周波 ( $\omega_a$ ) 電圧

$$\Delta^2 \dot{E}_a = -\frac{\dot{Z}_g(\omega_a)}{r_g + \dot{Z}_g(\omega_a)} (\text{Det}E) k \frac{E_r^2}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

同上の第2高調波 ( $2\omega_a$ ) 電圧

$$\Delta^2 \dot{E}_{2a} = -\frac{\dot{Z}_g(2\omega_a)}{r_g + \dot{Z}_g(2\omega_a)} (\text{Det}E) k^2 \frac{E_r^2}{4\sqrt{2}} \quad (6)$$

ここに,  $(\text{Det}E)$  はグリッド検波における全電圧検波係数

$$(\text{Det}E) \equiv \frac{\mu r_g}{2} \frac{\partial^2 i_g}{\partial e_g^2} \quad (7)$$

である. また,  $R_g$  はグリッド外部回路インピーダンスの  $\dot{Z}_g$  直流抵抗分,  $r_g$  は増分グリッド内部抵抗,  $\dot{Z}_g(\omega_a)$  は角速度  $\omega_a$  におけるグリッド外部回路のインピーダンス,  $\dot{Z}_g(2\omega_a)$  は角速度  $2\omega_a$  におけるグリッド外部回路のインピーダンスである.

(b) アノード検波 (微弱信号)

$$\Delta^2 E = (\text{Det}E) \left(1 + \frac{k^2}{2}\right) \frac{E_r^2}{2} \quad (8)$$

$$\Delta^2 E_a = (\text{Det}E) k \frac{E_r^2}{\sqrt{2}} \quad (9)$$

$$\Delta^2 E_{2a} = (\text{Det}E) k^2 \frac{E_r^2}{4\sqrt{2}} \quad (10)$$

ここに,  $(\text{Det}E)$  はアノード検波における全電圧検波係数

$$(\text{Det}E) \equiv \mu \left\{ \frac{1}{2g_m} \frac{\partial g_m}{\partial e_g} + \frac{\mu Z_r}{(r_p + Z_r)^2} \frac{r_p}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_p^2} - \frac{2\mu Z_r}{r_p + Z_r} \frac{1}{2g_m} \frac{\partial g_m}{\partial e_p} \right\} \approx \mu^2 \left( \frac{r_p}{r_p + Z_r} \right)^2 \frac{r_p}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_p^2} \quad (11)$$

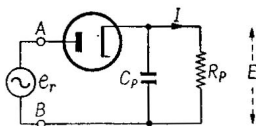
である.

グリッド検波の場合には, 第2.13図のように, グリッド回路に  $R_g C_g$  のような回路が入っているために, 検波出力の高周波側が減衰をうける. その周波数特性は (5) 式の係数からつぎのように計算される.

$$F_1(\omega_a) \equiv \left(1 + \frac{r_g}{R_g}\right) \left| \frac{\dot{Z}_g(\omega_a)}{r_p + \dot{Z}_g(\omega_a)} \right| = \frac{1 + \frac{r_g}{R_g}}{\sqrt{\left(1 + \frac{r_g}{R_g}\right)^2 + (\omega_a C_g r_g)^2}} \quad (12)$$

## 2.6 直線検波器

信号がある程度以上強い場合には, 2 極管直線検波の条件が満足される. 現在では, 電子管により, 信号の増幅が容易にできるから, つねに直線検波に最も適した強さまで, 信号を増幅することができる. 微弱信号でも, 強信号でもない中途半端な信号の理論的取扱は絶対不可能といえないまでも, 非常に困難である.



第2.5図 直線検波器

直線検波器は第2.5図に示す回路と, 第??図の線図とによって説明できる. 回路条件として要求されることは, 第1に負荷抵抗  $R_p$  が2極管内部抵抗  $r_p$  にくらべて非常に高いこと, 第2に, 容量  $C_p$  のリアクタンスは高周波 ( $\omega_r$ ) に対して無視できるほど低く, 低周波に対して開放とみられるほど高いことである. 2極管としては, 真空管でも半導体検波器でもよい. なるべく順逆抵抗比の高いものが望ましい.



さて、2 極管と直列に加えられる高周波電圧を  $e_r = E_r \sin \omega_r t$  とし、加えられることにより、平均電流が 0 から 1 まで変化するものとする。  $R_p$  が高抵抗だから、その間の直流電圧降下  $E$  は

$$E = IR_p \quad (1)$$

となり、割合に高い電圧になる。もし、この場合、第 2.6 図の  $2\theta$  が  $2\pi$  にくらべて無視できるほど小さいと仮定できるならば

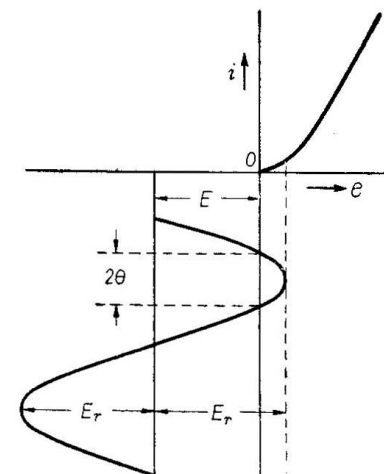
$$E \approx E_r \quad (2)$$

とみなすことができる。もし、高周波が

$$e_r = (1 + k \sin \omega_a t) \sin \omega_r t \quad (3)$$

に従って変化するならば、直流をのぞいた検波出力は

$$e_a \approx k E_r \sin \omega_a t \quad (4)$$



第 2.6 図 直線検波器動作特性

に従って変化することになる。それゆえ、直線検波はしばしば包絡線 (envelope) 検波ともいわれる。

高周波端子 AB からみた直線検波器の高周波実効抵抗を  $r_e$  とすれば、

$$R_e \approx \frac{1}{2} R_p \quad (5)$$

である。なぜなら、2 極管部の電力損失が無視される場合、入力と出力とが等しい条件

$$\frac{1}{2} \frac{E_r^2}{R_e} \approx \frac{E^2}{R_p} \quad (6)$$

および (2) 式がなりたつからである。

## 2.7 ヘテロダイン検波

AM 波は搬送波と上側および下側波の 3 成分からなりたつものであるが、搬送波は前記各種検波方式に大きい役割をもっている。もし、これがなければ、第 2.4 節 (12) 式をみてわかるように、もとの変調波をとりだすことができない。そのような場合でも、受信機の中で、正しく搬送波に等しい高周波局部発振電圧を加えてから検波すれば、もとの変調波をとりだすことができる。このような発振器を局部発振器 (local oscillator)、あるいはヘテロダイン発振器 (heterodyne oscillator) ともいう。また、その電圧をヘテロダイン電圧、これを加えて検波する回路をヘテロダイン検波器という。ヘテロダイン検波は、つぎの 3 つの場合に必要である。

- (a) SSB あるいは搬送波抑圧 AM 波を復調する場合
- (b) A1 電波のように、搬送波を単に断続した信号を復調する場合
- (c) 単に周波数を変換して安定な増幅をしようとする場合

最後の場合に、捻り周波数 (beat frequency) が超可聴周波数であるようなものを、とくにスーパー・ヘテロダイン (Superheterodyne) または、超ヘテロダインという。ここで信号周波数と局部発振周波数との差をビート周波数という。この場合全体を周波数変換回路といい検波管を混合管ということがある。

ヘテロダイン検波は大抵アノード検波、まれにグリッド検波で行われるが、ヘテロダイン振幅が十分大きい場合、微弱信号検波理論はあてはまらない。従って、 $i = f(e)$  として、具体的な函数を仮定する必要がある。Strutt<sup>\*7</sup>は

$$i = \sum A_n e^{a_n v} \quad (1)$$

とにおいて、内部抵抗に比べて外部回路インピーダンスが非常に小さいとして、捻り周波電流  $I$  と到来電圧  $E_i$  との比を求めた、それにはまず局部発振電圧  $E_0 \sin \omega_0 t$ 、到来信号電圧  $E_i \sin \omega_i t$  およびバイアス電圧  $E_d$  が同時に変換管のグリッドに加わるものとする。そうすれば、

$$v = E_0 \sin \omega_0 t + E_i \sin \omega_i t + E_d$$

\*7 Hochfrequenz-Technik und Elektro akustik, S.206, Vo1.42, 1933.

となる．これを(1)式へ代入するのであるが，その前につぎの公式を利用する必要がある．

$$e^{a \sin \omega t} = J_0(ja) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(ja) \cos 2m\omega t + \frac{2}{j} \sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1}(ja) \sin(2m+1)\omega t$$

ここに  $J_m(ja)$  は 1st degree, m-th order で argument が  $ja$  のベッセル函数を表わし,  $j = \sqrt{-1}$  である．さて代入を実行して

$$\begin{aligned} i &= \sum A_n e^{a_n(E_0 \sin \omega_0 t + E_i \sin \omega_i t + E_d)} \\ &= \sum A_n e^{a_n E_d} \left\{ J_0(ja_n E_0) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(ja_n E_0) \cos 2m\omega_0 t + \frac{2}{j} \sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1}(ja_n E_0) \sin(2m+1)\omega_0 t \right\} \\ &\quad \cdot \left\{ J_0(ja_n E_i) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(ja_n E_i) \cos 2m\omega_i t + \frac{2}{j} \sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1}(ja_n E_i) \sin(2m+1)\omega_i t \right\} \end{aligned}$$

を得，このうち捻り周波数  $\omega_0 - \omega_1$  に相当する電流  $I$  をとりだせば

$$I = \sum A_n e^{a_n E_d} \left\{ \frac{2}{j} J_1(ja_n E_i) \cdot \frac{1}{j} J_1(ja_n E_0) \right\}$$

となる．よって近似の方法をどうするかによって，つぎの2式がでてくる．

$a_n E_i \ll 1; a_n E_0 \ll 1$  の場合

$$S_c = \frac{I}{E_i} = \frac{1}{2} E_0 \sum A_n e^{a_n E_d} \cdot a_n^2 \quad (2)$$

$a_n E_i \ll 1; a_n E_0 \gg 1$  の場合

$$S_c = \frac{I}{E_i} = \sum A_n e^{a_n E_d + a_n E_0} \frac{a_n}{\sqrt{2\pi a_n E_0}} \quad (3)$$

ここに  $S_c$  はいわゆる，変換コンダクタンス (conversion conductance) という値である．つまり，(3) 式の  $I$  は  $\omega_0 - \omega_i$  の電流， $E_i$  は  $\omega_i$  の電圧である．さて， $\omega_i$  の電流  $I_i$  と  $\omega_i$  の電圧  $E_i$  との比，すなわち，普通の意味の相互コンダクタンス  $S$  を考えてみると，前記  $i$  の展開式で，周波数  $\omega_i$  の項を拾いだして

$$S = \frac{I_i}{E_i} = \sum A_n e^{a_n E_d} J_0(ja_n E_0) \cdot a_n$$

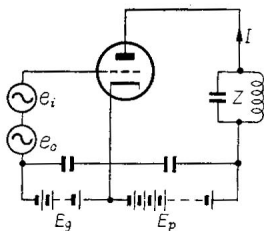
となるが， $a_n E_0 \ll 1$  ならば  $S$  は  $E_0$  に無関係になり， $a_n E_0 \gg 1$  ならば

$$S = \sum A_n e^{a_n E_d + a_n E_0} \frac{a_n}{\sqrt{2\pi a_n E_0}}$$

となる．これは(3)式と全く同様である．つぎに(2)および(3)式を利用して  $S_c$  を簡単に測ることができる．まず  $E_0 \sin \omega_0 t$  を加えておいて十分大きく保ち，つぎに  $E_d$  を変化しつつ陽極直流  $i$  を測ると， $i$  の展開式から

$$\frac{di}{dE_d} = S = \sum A_n e^{a_n E_d + a_n E_0} \frac{a_n}{\sqrt{2\pi a_n E_0}}$$

を得．ゆえに曲線の傾斜から変換コンダクタンスが測れる．以上の諸計算で変換管の内部抵抗は負荷抵抗にくらべて甚だ高いと仮定した．



3極管の特性を比較的一般的な形で表わすと，つぎようになるがこれで変換コンダクタンスや，変換利得が求めれば大変便利だし，またわかり易い\*8．いまその方法についてのみを試みる．

$$I_p = G_p [E_p + \mu E_g + m]^q \quad (4)$$

このような静特性の真空管のグリッドへ

第2.7図 変換器の略図

\*8 関『電学誌』25頁，昭9.1

$$\left. \begin{aligned} e_i &= E_i \cos \omega_i t \\ e_0 &= E_0 \cos \omega_0 t \\ E_i &\ll E_0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

を加えると仮定する (第 2.7 図) .

そうすると ,

$$\left. \begin{aligned} e_i + e_0 &= E_0 \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos \omega t} \cos(\omega_0 t + \psi) \\ \psi &= \tan^{-1} \frac{k \sin \omega t}{1 + k \cos \omega t} \\ \omega &= \omega_0 - \omega_i \\ k &= \frac{E_i}{E_0} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

となる . そこで  $E_i \ll E_0$  という仮定をいれると

$$e_i + e_0 = E_0(1 + k \cos \omega t) \cos \omega_0 t \quad (7)$$

を得 . これが (4) 式の  $E_g$  へ重畳される . [ ] の中が正のときだけアノード電流はつぎの式で表わされる .

$$i_p = G_p [E_p - ZI \cos \omega t + \mu \{E_g + E_0(1 + k \cos \omega t) \cos \omega_0 t\} + m]^q \quad (8)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 \text{ に対する外部インピーダンスは } & 0 \\ \omega \text{ に対する外部インピーダンスは } & Z \\ E_p + \mu E_g + m = 0 & \end{aligned} \right\}$$

と仮定する . また ,

$$\left. \begin{aligned} E_0 \cos \omega t &= v \\ I \cos \omega t &= i \\ Z : \omega \text{ に対するアノード外部回路の共振インピーダンス} & \end{aligned} \right\}$$

とおけば

$$I_p + i = \frac{G_p}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \varepsilon} [\mu(E_0 + kv) \cos \theta - iZ]^q d\theta \quad (9)$$

ここに

$$\left\{ \begin{aligned} \theta &= \omega_0 t \\ \varepsilon &= \frac{iZ}{\mu(E_0 + kv)} \end{aligned} \right.$$

これでアノード電流の流れてる間だけ積分し  $2\pi$  に亘って平均したことになる . 積分の間  $\omega \ll \omega_0$  であるから ,  $v$  および  $i$  を一定とみなす . 従って上式は

$$I_p + i = \frac{G_p}{\pi} \mu^2 (E_0 + kv)^q \int_0^{\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \varepsilon} [\cos \theta - \varepsilon]^q d\theta \quad (10)$$

また ,  $\varepsilon \ll 1$  であるから ,  $\varepsilon \approx \sin \varepsilon$  とおくことができる . また ,

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin^q \theta d\theta = \frac{1}{2} \sqrt{\pi} \frac{\Gamma\left(\frac{q+1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{q}{2}+1\right)} \equiv F(q), \quad (q > -1) \quad (11)$$

であることに注意すれば (10) 式の両辺はつぎの形になる\*<sup>9</sup> .

\*<sup>9</sup>  $\Gamma$  は数学で使われるガンマ関数の記号であり ,  $F$  はここだけで定義した関数の記号である .

$$I_p + i = \frac{G_p}{\pi} [\mu^q E_0^q F(q) + \mu^q E_0^{q-1} qkR(q)v - \mu^{q-1} E_0^{q-1} qF(q-1)iZ] \quad (12)$$

$v$  および  $i$  を含まぬ項は局部発振電圧とアノード直流との関係を、 $v$  および  $i$  を含む項は局部発振電圧  $E_0$  とアノード中間周波電流  $I$  との関係を示す。後者の両辺を  $\cos \omega t$  で除し、 $kE_0$  の代わりに  $E_i$  とかけば、(14) 式を得る。

$$I_p = \frac{G_p}{\pi} \mu^q E_0^q f(q) \quad (13)$$

$$I = \frac{F(q)}{F(q-1)} \frac{\mu E_i}{\frac{G_p q F(q-1) (\mu E_0)^{q-1}}{\pi} + Z} \quad (14)$$

いま (13) を  $\mu E_0$  について微分して

$$S \equiv \frac{\partial I_p}{\partial (\mu E_0)} = \frac{1}{\pi} G_p F(q) (\mu E_0)^{q-1} \quad (15)$$

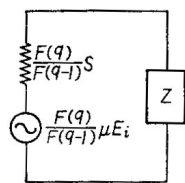
とおけば (14) 式は簡単な形になって

$$A = \frac{IZ}{E_i} = \frac{F(q)}{F(q-1)} \frac{\mu}{\frac{F(q)}{F(q-1)} \frac{1}{SZ} + 1} \quad (16)$$

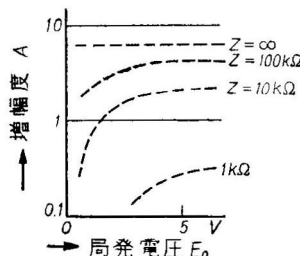
これから第 2.8 図のような等価回路が得られる。 $F(q)$  および  $F(q-1)$  等は第 2.3 表よりわかる。

第 2.3 表

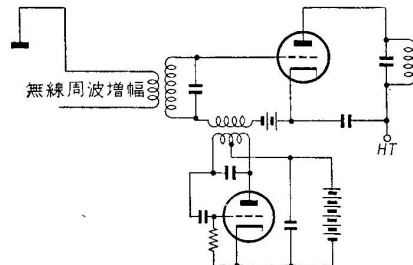
$q$	$F(q)$	$F(q-1)$	$F(q)/F(q-1)$
1	1	1.56	0.637
1.5	0.875	1.19	0.73
2	0.78	1	0.78
2.5	0.72	0.87	0.82



第 2.8 図 変換器の等価回路



第 2.9 図 変換利得



第 2.10 図 3 極管を用いた周波数変換回路

これから変換コンダクタンスや変換利得をもとめることは容易である。

例えば、 $q = 2$  の場合

$$A = \frac{0.78}{\frac{1.57}{G_p \mu E_0 Z} + 1} \quad (17)$$

となる。この関係は実験と比較するに便利である(第 2.9 図)。さて、この種の周波数変換法を具体化すれば第 2.10 図のようになる。すなわち 3 極管のグリッド回路には発振管からの入力と無線周波増幅器からの入力と 2 つあるために、両周波数が近いと引込現象 (interlocking) を起し易く、両周波数が離れていると、変換利得が下ってくる。

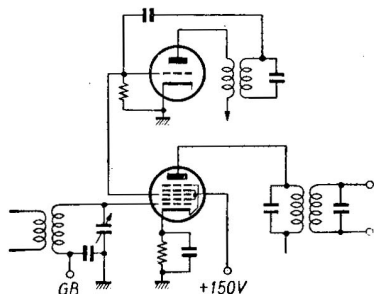
そこで、その対策として、局部発振器と検波器との間に緩衝増幅器 (buffer amplifier) を入れる方法が考えられ、またその結合回路へ抵抗を入れる等の方法によって、次第に害を除かれたがまだ完全でなかった。時には遮蔽グリッド真空管を用いて遮蔽グリッドよりヘテロダイン電圧を加える方法等も現われたが、その欠点も指摘せられ<sup>\*10</sup>、ついに 5 格子変換管を使うこととなった。次節にはこれのべる。

\*10 関『通信誌』, 昭和 14 年 8 月。

## 2.8 混合管と周波数変換管\*11

これにはグリッドを多数挿入したいろいろの型があるが、5 格子の場合最も多く、これを 5 格子混合管 (pentagrid mixer) または 5 格子変換管 (pentagrid convertor) ともいう。この 2 種は、管自身の中に発振回路をふくむ変換管と、別に局部発振回路を要する混合管とである。前者はラヂオ受信機程度に使えるが、高級なものに使うには適しない。すなわち、短波帯になるとやはり電極間の容量結合が問題になってくるから、後者によらざるを得なくなる。

第 2.11 図は Ut-6L7 の接続例を示す (RCA 会社設計)\*12。



第 2.11 図 混合管 Ut-6L7 を用いた周波数変換回路

第 1 は制御グリッドで陽極に対する transconductance をできるだけ大きくとってある。

第 2 は空間電荷グリッドの作用と遮蔽作用との両作用を有す。

第 3 はヘテロダイン電圧をかけるものである。

第 4 は第 2 グリッドに接続し、アノード抵抗を高く保つ作用をなす。

第 5 は抑制グリッドである。

さて解析を進めるに当り、前節と同様非常に浅く変調されたものを検波すると考える。

$$\text{変調度 } m = \frac{(\text{最大振幅} - \text{最小振幅})/2}{\text{平均振幅}}$$

であるから、中間周波の振幅  $I_{if}$  は、局部発振周波数分  $I_{osc}$  へ変調度の 1/2 を乗じたもので表わせる。

$$m = \frac{2I_{if}}{I_{osc}} \quad (1)$$

つぎに変調度を別の角度から表わしてみよう。すなわち、第 1 グリッドに加わる信号電圧を  $e_{g1}$ 、第 1 グリッド電極電圧を  $E_{c1}$  とすれば

$$m = \frac{1}{I_{osc}} \frac{\partial I_{osc}}{\partial E_{c1}} e_{g1} \quad (2)$$

(1) へ代入すると

$$I_{if} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_{osc}}{\partial E_{c1}} e_{g1} \quad (3)$$

また変換コンダクタンスの定義から

$$s_c = \frac{I_{if}}{e_{g1}} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_{osc}}{\partial E_{c1}} \quad (4)$$

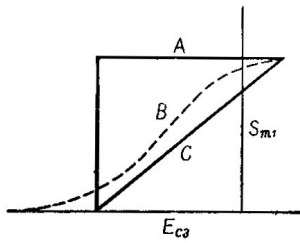
$\frac{\partial I_{osc}}{\partial E_{c1}}$  を計算するためにプレート電流  $I_p$  をフーリエ級数に展開すれば、局部発振周波数  $\omega$  の分は

$$I_{osc} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} I_p \cos \omega t d(\omega t) \quad (5)$$

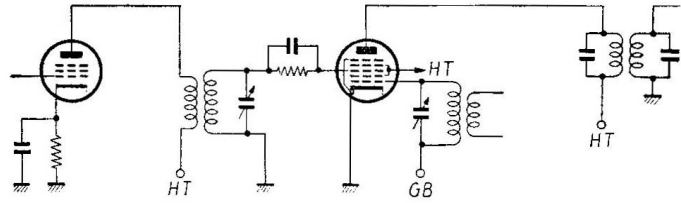
$$\begin{aligned} \therefore \frac{\partial I_{osc}}{\partial E_{c1}} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{\partial I_p}{\partial E_{c1}} \cos \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} s_{m1} \cos \omega t d(\omega t) \end{aligned}$$

これを (4) 式へ入れると

$$s_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} s_{m1} \cos \omega t d(\omega t) \quad (6)$$



第 2.12 図



第 2.13 図 緩衝器をいれた例 (左の真空管は緩衝管)

$s_{m1}$  は第 1 グリッドとアノード間の transconductance を表わす．変換コンダクタンスを最大に保つには  $\cos \omega t$  が正の間だけ ( $-\pi/2, \pi/2$  間) 真空管が動作し，その他で  $s_{m1}$  が 0 になることが大切である．

特にその間  $s_{m1}$  が最大値  $s_{m1max}$  に保たれたとすれば

$$s_{cmax} = \frac{s_{m1max}}{\pi} \tag{7}$$

しかし実際，上式は第 2.12 図の A 曲線の場合に相当し，実現不能である．実際は B 曲線のようなのであるが，近似的に C 曲線のおくと，

$$\begin{aligned} s_c &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} s_{m1max} \cos \omega t \cos \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{s_{m1max}}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \cos^2 \theta d\theta \\ &\approx \frac{s_{m1max}}{4} \end{aligned}$$

6L7 においてはヘテロダイン電圧が 12~18V に対して  $360\mu\text{V}$  位の値である． $r_p = 1\text{M}\Omega$  程であるから，アノード・インピーダンス数  $10,000\Omega$  程度をいれてもこの値に大差ない (e.g.  $50\text{k}\Omega$  とす)．結局，変換利得は

$$\frac{I_{if}Z}{E_i} = s_c Z = 360 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^3 = 18$$

これは約 25db に相当する．

以上で 6L7 球の変換利得計算法を終わったが，これを実際に使用するには，いろいろの注意をしなければならない．

1. 周波数高くなると，6L7 よりも 6L7G の方がよい．
2. 万全を期するため緩衝器を要する．(第 2.13 図参照)
3. ヘテロダイン電圧は高めの方がよい．
4. 制御グリッド・バイアスが低いと発振作用を起すことがある<sup>\*13</sup>．

また深田氏の計算によれば 6L7 で第 1 中間周波数として最低 250kc 以上を選べば発振の問題はない．

5. 笛音 (whistling notes) のでないようにする<sup>\*14</sup>．

$$\begin{cases} \omega_0 - \omega_i \equiv \omega \\ \pm m\omega_0 \pm n\omega_i = \omega \pm \delta \end{cases}$$

ただし  $\omega_0$  はヘテロダイン周波数， $\omega_i$  は到来電波周波数， $\omega$  は中間周波数， $\delta$  は  $\omega_0$  に比し小さいものとする．これは入力回路が比較的完全な選択度を有する場合にも発生する．とくに  $m = 2, n = 0$  または 1 の時にしばしば非常に強くなる．検波管の後で笛音と信号との比を測定すると，局部発振電圧の低下とともに小さくなることが多い．同時に，SN 比も局部発振電圧の低下とともに小さくなる．従って，妥協点があるわけである．

<sup>\*11</sup> C. L. Lyons: W.E.E.W., July, 1933. または『邦外誌』7号 741頁．

<sup>\*12</sup> Nesslage, Herold and Harris: I.R.E., Feb. 1936. または『邦外誌』38号 147頁．

<sup>\*13</sup> 深田『無線の研究』第2巻第1号．

<sup>\*14</sup> 『邦文外国誌』, 第26号 152頁．

第 2.4 表 混合管 6L7 標準動作

$E_f$	6.3V	6.3V
$I_f$	0.3A	0.3A
$E_b$	250V	250V
$I_b$	2.4mA	3.2mA
$E_{c,4}$	100V	150V
$I_{c,4}$	6.2mA	8.3mA
$E_{c1}$	-3V	-6V
$E_{c3}$	-10V	-15V
het. volt.	(het. volt. 加えた時)	
(peak)	12V	18V
$s_c$	$360\mu\text{V}$	$360\mu\text{V}$
$r_p$	$1\text{M}\Omega$	$1\text{M}\Omega$

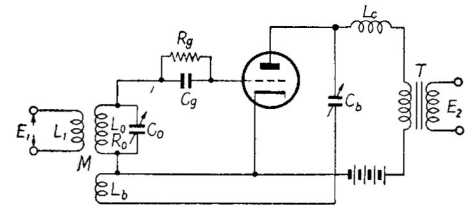
つぎに変換管内に発振回路をもつ場合、例えば 6A7, 2A7 等について簡単にのべる。発振回路が普通のコイルとコンデンサだけの場合は放送波でも 多少の引込現象がある。しかし全波受信機等ではどうやら使われている。さて、高い周波数でこの種の管を利用する 1 例として水晶発振器で制御する方法がある。これは高周波ヘテロダイン検波または変換ということが利用できて好都合である\*15。その場合、死点の現象にさえ注意すれば、水晶の高調波をヘテロダイン電圧として利用しても変換利得が大して下らないことがわかった。

## 2.9 再生検波

高級受信機でこの検波方法は普通使われないが、初期のラヂオ受信機として相当用いられたのでごく概略をのべる。ただしオートダインは初期の国際通信用受信機として使われていた。後者は A1 電波を受信するとき、再生検波回路を発振の状態で作動せしめ、到来電波周波数とヘテロダインせしむるものである(第 2.2 表参照)。

再生検波器配線の 1 例を第 2.14 図に示した。図において、

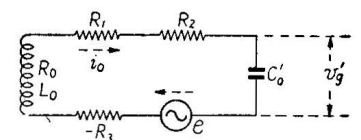
- $L_0$  同調コイル
- $C_0$  同調コンデンサ
- $L_b$  再生コイル
- $C_b$  再生コンデンサ
- $R_g$  グリッド・リーク
- $C_g$  グリッド・コンデンサ
- $L_e$  チョーク・コイル
- $T$  低周波変成器



第 2.14 図 再生検波回路接続

第 2.14 図は等価的に第 2.15 図のようにかえられる\*16。その各等価抵抗値はつぎのようなものである。

1. グリッド・コンダクタンス  $g_g$  による等価抵抗  $R_1 = \omega^2 L_0^2 g_g$
2. Miller 効果  $C_{gp} = \frac{C_{gp}}{C_b} g_m$  による等価抵抗  $R_2 = \omega^2 L_0^2 \frac{C_{gp}}{C_b} g_m$
3. 負抵抗  $-R_3 = -\omega^2 L_0 M g_m$



第 2.15 図 再生検波等価回路

したがって第 3 の負抵抗  $R_3$  と、他の正抵抗の和  $(R_0 + R_1 + R_2)$  とが等しくなっ

たとき発振するわけである。また、回路のよさ、あるいは選択度は再生のないときの値  $Q_0$  から、再生をかけたための値  $Q$  になる。すなわち、

$$Q_0 = \frac{\omega L_0}{R_0 + R_1 + R_2}; \quad Q = \frac{\omega L_0}{R_0 + R_1 + R_2 - R_3}$$

で与えられる。再生による選択度の向上率を再生度  $\psi_s$  と定義し、つぎの式を用いる。

$$\psi_s \equiv \frac{Q}{Q_0} \tag{1}$$

さて、再生のないときの微弱信号に対する検波出力低周波は第 5 節 (4) 式で与えられたが、これは検波管のグリッドに搬送波振幅  $E_r$  の信号が加えられたときの値である。ここでは共振回路  $L_0 C_0$  と直列に発生した信号にくらべると変調率が  $k$  から

$$m = \frac{k}{\sqrt{1 + \psi_s^2 v^2}} \tag{2}$$

まで下っているはずである。ここに

\*15 拙著『電気通信の研究』第 4 巻第 1 号および『通信誌』昭 14.8

\*16 金沢『通信誌』32 頁, 昭 13.1

$$v \equiv 2Q_0 \frac{\omega_a}{\omega_r} \quad (3)$$

である．また， $E_r$  は  $E_s$  の  $Q$  倍に昇圧されていることを考えると，第5節(5)式は

$$\Delta^2 \dot{E}_a = \frac{-\dot{Z}_g(\omega_a)}{r_0 + \dot{Z}_g(\omega_a)} (\text{Det} E) \frac{k}{\sqrt{1 + \psi_s^2 v^2}} \frac{1}{\sqrt{2}} (QE_s)^2$$

となる．再生のない場合，これと同一出力を与えるような信号電圧を  $E_{s_0}$  とすれば，

$$\Delta^2 \dot{E}_a = \frac{-\dot{Z}_g(\omega_a)}{r_g + \dot{Z}_g(\omega_a)} (\text{Det} E) \frac{k}{\sqrt{1 + v^2}} \frac{1}{\sqrt{2}} (QE_{s_0})^2$$

である． $E_{s_0}/E_s$  を総合増幅度の改善率  $\psi$  と定義すれば<sup>\*17</sup>，前記2式を等置して

$$\psi \equiv \frac{E_{s_0}}{E_s} = \psi_s \sqrt[4]{\frac{1 + v^2}{1 + \psi_s^2 v^2}} \quad (4)$$

を得る．厳密には，第5節(5)式は

$$\Delta^2 \dot{E}_a = -\frac{\dot{Z}_g(\omega_a)}{r_g + \dot{Z}_g(\omega_a)} (\text{Det} E) \frac{k}{\sqrt{1 + v^2}} \frac{E_{r_0}^2}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

とかくべきであった．ここに  $E_{r_0}$  は再生のないときの検波管グリッド信号電圧振幅である．もし，再生をかけたとき，これと同一検波出力を与える検波管グリッド信号電圧振幅を  $E_r$  とすれば

$$\Delta^2 \dot{E}_a = -\frac{\dot{Z}_g(\omega_a)}{r_g + \dot{Z}_g(\omega_a)} (\text{Det} E) \frac{k}{\sqrt{1 + \psi_s^2 v^2}} \frac{E_r}{\sqrt{2}}$$

であって，これと上の(5)式とを等しいとおけば

$$\frac{E_{r_0}}{E_r} = \sqrt[4]{\frac{1 + v^2}{1 + \psi_s^2 v^2}} \equiv \psi_c \quad (6)$$

がなりたつ．この比を検波利得の改善度  $\psi_c$  と定義すれば，(4)式は

$$\psi = \psi_s \psi_c \quad (7)$$

となる．さて，前記(4)式を  $\psi_c$  についてとき，この(7)式に代入すれば  $\psi_c$  を  $\psi$  だけの函数として表わすことができる．すなわち，

$$\psi_c = \sqrt{\frac{2(1 + v^2)}{(v\psi)^2 + \sqrt{(v\psi)^4 + 4(1 + v^2)}}} \quad (8)$$

となる，離調が小さくなった極限  $v \rightarrow 0$  において， $\psi_c \rightarrow 1$  になることは常識とも一致する．

再生検波受信機で，変調波の高い方が弱められるのは，第5節(12)式と，本節の補正公式とをみればわかる．いま，

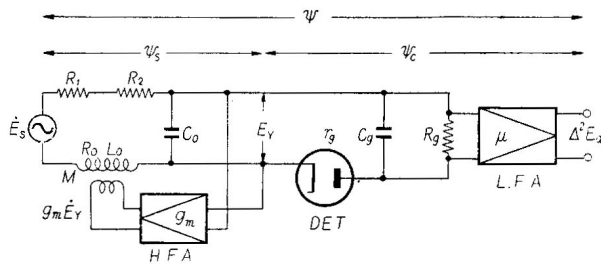
$$F_2(\omega_a) \equiv \frac{1}{\sqrt{1 + \psi_s^2 v^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\omega_a}{\omega_r}\right)^2}} \quad (9)$$

とすれば，総合的な再生検波の低周波特性は

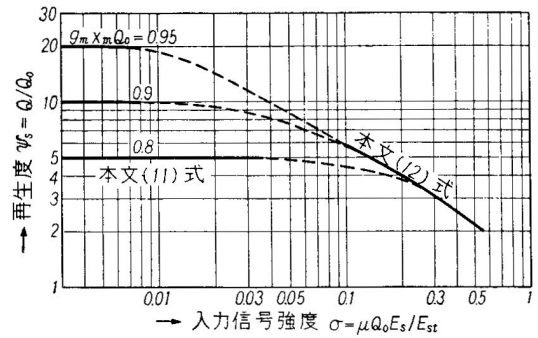
$$\begin{aligned} F(\omega_a) &= F_1(\omega_a) F_2(\omega_a) \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_a \tau}{1 + \rho}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\omega_a}{\omega_r}\right)^2}} \end{aligned} \quad (10)$$

となる．ここに





第 2.16 図 再生検波回路の解析



第 2.17 図 入力信号強度と再生度との関係

$$\tau \equiv C_g R_g; \quad \rho \equiv \frac{r_g}{R_g}$$

である。

ここでは、これ以上詳しくのべないが、信号が強くなると、動作点移動の影響も考えなければならない。つまり、信号によって  $g_m$  も変わってくる。第 2.16 図において、

$$\dot{E}_r = (\dot{E}_s + g_m \dot{E}_r \omega M) Q_0$$

であるから、右辺の  $\dot{E}_r$  の項を左辺にうつし、 $\dot{E}_r = Q \dot{E}_s$  であることに注意すれば、

$$\psi_s = \frac{1}{1 - g_m \omega M Q_0} \tag{11}$$

となる。信号振幅がある程度以上に強くなったとき、適當の仮定すると

$$\psi_s \approx \frac{2}{\sqrt{\sigma}} - \frac{1}{2} \tag{12}$$

で与えられる。ここに、

$$\sigma \equiv Q_0 \frac{\mu E_s}{E_{st}}$$

とし、 $G_p$  をパービアンズとして、真空管の特性が、

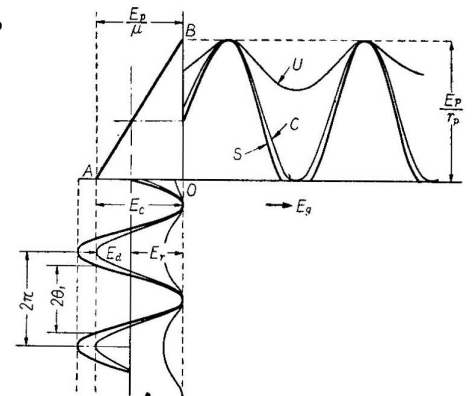
$$I_p = G_p E_{st} \sqrt{E_{st}}$$

で与えられるものとする。 $E_{st}$  は集成電圧の基点、 $I_p$  はそれに対応する陽極電流とする。第 2.17 図の水平部は (11) 式、右の傾斜部は (12) 式によってえがいた。

実状をいろいろ考えると、 $\psi_s$  の最低は 2 ぐらい、最高は 10 ぐらいとみられる

## 2.10 ホモダイン検波

ホモダインは前節の再生検波回路を発振状態とし、その周波数を到来信号の搬送波に一致せしめて得られる。あるいは、別の局部発振器を置いて、その周波数を搬送波に一致せしめてもよい。本節では前者の場合について、やや定量的に論じてみよう\*18。まず、真空管の特性曲線を直線と仮定する。動作は第 2.18 図に示すようで、グリッド回路が理想的直線検波なら、グリッド励振電圧のピークがつねに直線 BO 上にあり、 $E_r$  の振幅が大きくなるにつれて左の方にひろがってゆく。同時に、アノード電流曲線も B



第 2.18 図 発振特性の解析

\*17 『海外誌』125号313頁または原文 W. Kautter, *Wie weit kann man die Audionschaltung durch Rückkopplung Entdämmen?*, E. N. T. 15(1938), S.129-134.

\*18 本節および次節の論法は未発表の著者のノートによる。きわめて初歩的な方法で動作理論の見当をつけてみたものである。

点を通る水平線に切する，発振が強くなると，頭はつぶれないで，流通角が小さくなり，実効相互コンダクタンスが低くなって適当の振幅におちつく．これに，外部から信号が加わると，波形の変化を生じ，アノード平均電流が変化して検波作用が行われる．この検波機構は前記の再生検波と根本的にちがう．もちろん，前節 (11) 式の  $g_m\omega MQ_0$  の値は 1 より大きい．

さて，第 2.18 図により，アノード電流瞬時値は

$$i_p = g_m(E_r \cos \theta - E_d); \quad (-\theta_1 < \theta < \theta_1) \quad (1)$$

で与えられる．ただし，

$$\theta_1 \equiv \cos^{-1} \frac{E_d}{E_r}$$

である．このように歪んだ波の基本波交流振幅を  $I_{pr}$  とすれば，フーリエ級数を利用して

$$\begin{aligned} I_{pr} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_1}^{+\theta_1} i_p \cos \theta d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \left( \theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_1 \right) g_m E_r \end{aligned} \quad (2)$$

となる．また，アノード直流はただ平均するだけで，

$$\begin{aligned} I_{p0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_1}^{+\theta_1} i_p d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} (\sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1) g_m E_r \end{aligned} \quad (3)$$

となる．このうち，基本波交流だけは，再生コイルとグリッド共振回路を通して帰還するから，つぎの関係がなりたつ．

$$Q_0(E_s + \omega M I_{pr}) = E_r$$

ここに， $M$ ， $Q_0$  および  $E_r$  の意味は前節で用いたと同様である．これに (2) 式を代入して整理すれば

$$\frac{E_s}{E_r} = \frac{1}{Q_0} - \frac{1}{\pi} \left( \theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_1 \right) g_m \omega M \quad (4)$$

が得られる．ここに  $E_s$  は共振回路に直列に加わる信号電圧， $E_r$  はグリッド端子の高周波電圧である． $\theta_1$  は (1) 式で定義されたが，真空管特性が与えられれば  $E_r$  の函数である．そこで，かなり厄介ではあるが，(4) 式を  $E_r$  について解き，これを  $E_s$  および回路定数の函数として表わすことができる．それを，(3) 式の  $E_r$  に代入すれば， $\theta_1$  も  $E_r$  の函数であるから，全体を  $E_s$  の函数として表わすことができる．その上で， $I_{p0}$  を  $E_s$  についての微分をとれば，原理的に検波コンダクタンスの計算ができるはずである．しかし，実際にはできないから，特別の場合だけについて計算してみた．それは， $\theta_1$  がほとんど  $\pi$  に等しく， $\theta_1 = \pi - \varepsilon$  の場合である．アノード電流は正弦波の下をわずかにつぶした程度の波形である．ようやく発振したような場合にあたる．

$$S_c = \frac{\partial I_{p0}}{\partial E_s} \approx \frac{\pi}{2} Q_0 \sqrt[3]{-\frac{2}{3\pi} \psi_s g_m} \quad (5)$$

ここに， $\psi_s$  は第 8 節の (11) 式で定義された形そのままであるが，発振状態で， $\psi_s$  は負であるから  $\sqrt[3]{-}$  は正である．それゆえ， $M$  をあまり大きくすると，発振は強くなるが， $-\psi_s$  は小さくなり， $S_c$  はかえって下ることを意味する．さて，グリッド発振回路と直列に

$$e_s = E_s(1 + k \sin \omega_a t) \sin \omega_r t$$

のような信号がきたとすれば，アノードに発生する検波電流の低周波分は

$$i_{pa} = k E_s F_2(\omega_a) S_c \sin \omega_a t \quad (6)$$

となる．ここに， $S_c$  の値として上記の (5) 式を用い， $F_2(\omega_a)$  の値としては第 8 節 (9) 式を用い，それに代入すべき  $Q$  の値としては， $\theta_1 = \pi - \varepsilon$  で， $\varepsilon$  が小さい場合にかぎり，

$$Q \approx \frac{E_c}{2E_s} \quad (7)$$

を利用することができる．ただし，これがなりたつためには

$$\frac{E_c}{2E_s} \gg \frac{2}{3} Q_0 \psi_s$$

という条件が必要である．この条件の範囲内では， $Q$  が信号の強さ  $E_s$  によって変ること，したがって，フェーディングがあれば検波出力の音質が変わることがわかる．

つぎに，ブロッキング現象について考えてみよう．一般に，発振器が振幅建設する場合には  $e^{\alpha t}$  に比例して増大し，

$$\alpha = -\frac{\pi f}{Q_0 \psi_s} \quad (8)$$

で与えられる<sup>\*19</sup>．また，グリッドの直線検波回路の充電電圧  $E_r$  が放電する割合は  $e^{-t/\tau}$  にしたがって，

$$\tau = C_g R_g \quad (9)$$

で与えられる．したがって，ブロッキングにならないためには

$$\alpha \tau < 1 \quad (10)$$

であればよい．もっとも， $\tau$  を小さくすると，上記理論の仮定である所の理想的直線検波の条件は満足されなくなる．

なお，第 2.18 図において，発振の条件が満足されるかぎり，曲線  $U$  にとどまることなく，かならずすくなくとも曲線  $C$  まで達する．そして， $S$  のような曲線におちつく．

## 2.11 オートダイク検波

ホモダイク検波の発振周波数を少しずらせるとオートダイク検波になる．主に，A1 電波の受信用であり，簡単な受信機に適する．オートダイクの大きい欠点は周波数の引込現象 (interlocking) である．すなわち差周波数を低くするか，あるいは強い信号がくると同期してしまうこと，およびビート音の周波数が電波のフェーディングによって変動することである．いま，グリッド共振回路と直列の電圧に換算して，

$$\begin{aligned} \text{自励発振電圧} & e_0 = E_0 \cos \omega_0 t \\ \text{到来信号電圧} & e_s = E_s \cos \omega_s t \end{aligned}$$

とすれば， $E_s \ll E_0$  と仮定して，振幅は  $E_0 \pm E_s$  の範囲に変化する．そこで，前節ホモダイク検波の (6) 式を借用して，近似的に

$$i_{pa} \approx \frac{\pi}{2} E_s F_2(\omega_a) Q_0 \left( -\frac{3}{2\pi} \psi_s \right)^{\frac{1}{3}} g_m \sin \omega_a t \quad (1)$$

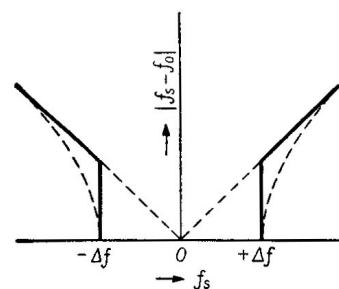
で与えられる．しかし，上式で

$$\omega_a = \omega_0 - \omega_s$$

を意味することを忘れてはならない．

オートダイクの欠点である引込現象を定量的に扱うには，微分方程式にさかのぼり，非直線概念をいれなければならないが，ここでは，そこまで立入らないことにする．第 2.19 図に示すように，信号周波数  $f_s$  が

$$F_s = f_0 \pm \Delta f \quad (2)$$



第 2.19 図 周波数の吸着現象

<sup>\*19</sup> これは，普通の回路の減幅定数が  $\pi f/Q$  であることを考え，再生回路のみかけの  $Q$  が発振の初期に  $-Q_0 \psi_s$  であることを思いだせばわかる．

の範囲，すなわち，発振周波数  $f_0$  から  $\Delta f$  だけの範囲内においては完全に同期し， $f_0$  は  $f_s$  の方に一致する．一般に，同期の限界は，発振電圧ベクトルと信号電圧ベクトルとがある小さい位相角までの範囲であるといわれている．このことは，回路の周波数特性あるいは  $Q$  に関連をもつであろうと想像させる．また，強い信号がくると，ゼロ・ビートの範囲  $\pm \Delta f$  がひろがるので，信号の強さと関連あるであろう．きわめて粗っぽく考えて， $\Delta \omega t$  が発振の振幅変化の割合  $\alpha t$  と同程度までは同期するであろう．前節 (8) 式は振幅建設の初期の加幅定数であるが，発振中は前節 (7) 式をとるのが妥当であろう．

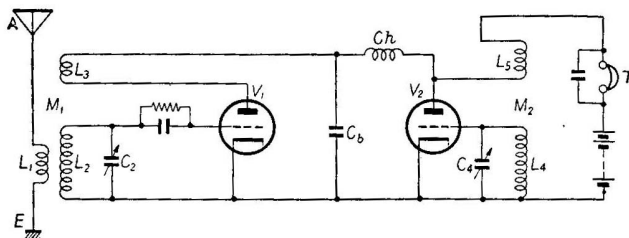
$$\Delta \omega \sim \pi f_0 \frac{2E_s}{E_c}$$

$$\therefore \Delta f \sim \frac{E_s}{E_c} f_0 \tag{3}$$

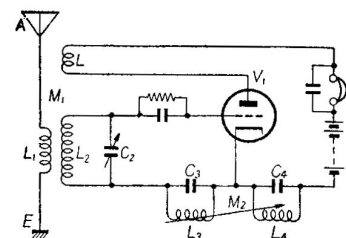
この関係は  $E_s \ll E_c$  の場合にしか適用されないことはもちろんである．例えば， $E_c = 5V$ ， $E_s = 500\mu V$ ， $f_0 = 3Mc$  とすれば， $\Delta f = 300c.p.s.$

### 超再生検波\*20

超再生検波 (Super-regenerative detection) は理論的に面白く，最近までも多くの研究がある\*21．普通の再生検波と，ホモダインやオートダインの発振の機構とを知っていると，割合に理解しやすい．超再生検波は，発振の起動と停止の過渡現象が到来信号によって影響を受けることを利用した検波法である．

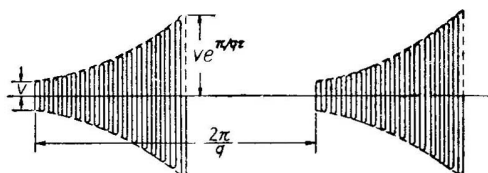


第 2.20 図 超再生検波回路-1



第 2.21 図 超再生検波-2

第 2.20 図および第 2.21 図はその接続例を示す．第 2.20 図においては  $L_2 C_2$  を到来電波周波数に同調せしめ  $L_4 C_4$  を瞬滅周波数 (quenching frequency) にあわせる．瞬滅周波数は通常 20kc 以上に選ぶ．第 2.21 図は検波管と瞬滅発振管とを同一真空管で間にあわせたものである．



第 2.22 図 発振初期状態の繰り返し

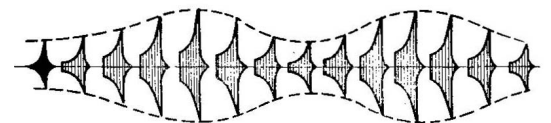
いま，超再生の原理をごく概念的にのべてみよう．一般に，発振回路の電圧振幅の増大 (build up) は下式で示される．

$$v = V e^{t/\tau}$$

ここに， $v$  は時刻  $t$  に於ける電圧， $\tau$  は時定数である．いま，これを毎秒  $q/2\pi$  回 (角速度  $q$ ) の割合で繰返せば，第 2.22 図のように電圧が変化する．

これをみればわかるように  $q$  の低い程，最後の電圧振幅が大きくなる．さて変調された電圧が到来すれば，初期振幅に相違が起る関係上，第 2.23 図のような振幅変化が起るから，これを整流すれば，その中に多くの周波数分がふくまれる．すなわち，

- (1)  $\omega$  : 到来信号角周波数
- (2)  $q$  : 瞬滅角周波数
- (3)  $\omega_a$  : 変調角周波数
- (5) DC : 直流分



第 2.23 図

\*20 U. S. Patent 1,424,065 E. H. Armstrong, 1922.

E. H. Armstrong: I.R.E. Aug., 1935.

\*21 Electronics, Feb., 1948.

なお  $\omega_a$  の外  $2\omega_a, 3\omega_a, \dots$  等の高周波成分もふくまれることももちろんである。

つぎに超再生検波回路調整上の諸注意をあげてみると、

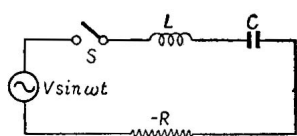
- (1)  $q$  はさしつかえないかぎり低くとする。
- (2) 瞬滅発振器の強さを可変とし、なるべく弱くする。
- (3) 再生回路の再生結合  $M_1$  をなるべく疎にする。
- (5) 空中線回路との結合を余り密にしないこと。

等である。超再生検波が他の検波方式にくらべて特長とすべき点をあげるとつぎのようになる。

- (1) 到来信号の強さが変わっても、検波出力はほとんど変わらない\*22。
- (2) 検波出力は変調度  $K$  によって変る。
- (3) 雑音が一般に多い。
- (5) 強い到来信号がくると雑音が減る\*23。(宇田現象)
- (5) 選択性がわるい。
- (6)  $q$  が高すぎると、前回の振動が止らないうちにつぎのが始まるため、一般に感度が低下する。
- (7)  $q$  が低すぎると、飽和のため感度が下る。
- (8) 最適の瞬滅周波数 ( $q/2\pi$ ) は回路の減衰率と関係がある。

選択性および雑音の点で改良案もあるが\*24、スーパー・ヘテロダインの優秀性にはまだ及ばない。

以上で大体超再生検波の概念を終ったが、なお理解を助けるために簡単な解析をしてみよう\*25。



第 2.24 図 超再生検波回路の原理

まづ第 2.24 図のような回路を考え、開閉器  $S$  を閉じた直後の過渡現象をしらべてみれば、まづつぎのような回路方程式が成立つ。

$$L \frac{di}{dt} - Ri + \frac{1}{C} \int idt = V \sin \omega t \quad (1)$$

これを一回微分すれば

$$L \frac{d^2i}{dt^2} - R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = \omega V \cos \omega t \quad (2)$$

これを解けば、任意常数  $K_1, K_2$  として

$$i = K_1 e^{(a+b)t} + K_2 e^{(a-b)t} - \frac{R}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} V \sin \omega t - \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} V \cos \omega t \quad (3)$$

を得、つぎに右辺の最後の 2 項をまとめると、

$$i = K_1 e^{(a+b)t} + K_2 e^{(a-b)t} - \frac{V \sin(\omega t + \phi)}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (4)$$

\*22 Roosenstein: *H.F.T.E.A.*, Sept., 1933. 又は『邦外誌』第 9 号 913 頁。

同氏の実験に依れば Berlin-Grunewald 鉄道で波長 3.8m, 電力 1W で試験の結果距離が 2m から 2km 迄変わっても検波出力に大差なかった由。

\*23 安宅: 『電学誌』54 巻 550 号 414 頁 (昭 9.5)

Ataka: *I.R.E.*, Aug., 1935, 23, No.8, pp.841-884 (On superregeneration of an ultra-short-wave receiver)

\*24 林・山極 『通信誌』158 号 357 頁 (昭 11.5)

\*25 Frink: *I.R.E.*, Jan., 1938 (The Basic Principles of Super-regenerative Reception)

ここに

$$a = \frac{R}{2L}$$

$$b = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R}, \quad -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$$

つぎに初期条件として

$$t = 0 \quad \text{において} \quad i = 0 \quad (5)$$

$$t = 0 \quad \text{において} \quad L \frac{di}{dt} = V \sin \omega t = 0 \quad (6)$$

を (3) へ代入すれば

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 + K_2 - \frac{V \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = 0 \\ K_1(a+b) + K_2(a-b) - \frac{VR\omega}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = 0 \end{array} \right. \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 + K_2 - \frac{V \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = 0 \\ K_1(a+b) + K_2(a-b) - \frac{VR\omega}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = 0 \end{array} \right. \quad (8)$$

を得 . (7) と (8) より  $K_1$  および  $K_2$  を求めると ,

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = \frac{V \left[ R\omega - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)(a-b) \right]}{2b \left[ R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right]} \\ K_2 = \frac{-V \left[ R\omega - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)(a+b) \right]}{2b \left[ R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right]} \end{array} \right. \quad (9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = \frac{V \left[ R\omega - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)(a-b) \right]}{2b \left[ R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right]} \\ K_2 = \frac{-V \left[ R\omega - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)(a+b) \right]}{2b \left[ R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right]} \end{array} \right. \quad (10)$$

となる . これを (5) へ代入すれば

$$i = \frac{V \left[ R\omega - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)(a-b) \right]}{2b \left[ R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right]} e^{(a+b)i}$$

$$- \frac{V \left[ R\omega - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)(a+b) \right]}{2b \left[ R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right]} e^{(a-b)i}$$

$$- \frac{V \sin(\omega t + \phi)}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (11)$$

の形となる . ここに第3項は定常状態の電流を表わし , 第1項および第2項は自由振動を表わし , これが巨大な増幅度を得る原因となる . もし  $b$  が0または変数ならば , 双曲線函数となり , もし  $b$  が虚数ならば三角函数になる .

さて

$$b = j\beta; \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (12)$$

とおけば

$$\begin{aligned} i = & \frac{V \left[ R\omega - \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) (a - j\beta) \right]}{j2\beta \left[ R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]} e^{at} (\cos \beta t + j \sin \beta t) \\ & - \frac{V \left[ R\omega - \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) (a + j\beta) \right]}{j2\beta \left[ R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]} e^{at} (\cos \beta t - j \sin \beta t) \\ & - \frac{V \sin(\omega t + \phi)}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} \end{aligned} \quad (13)$$

を得さらに  $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$  および  $\omega_r L - \frac{1}{\omega_r C} = 0$  とすれば

$$i = \frac{V\omega_r e^{at}}{j2\beta R} (\cos \beta t + j \sin \beta t) - \frac{V\omega_r e^{at}}{j2\beta R} (\cos \beta t - j \sin \beta t) - \frac{V \sin(\omega_r t + 0)}{R} \quad (14)$$

となる．または簡単にして

$$i = \frac{V\omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L}t} \sin \beta t - \frac{V}{R} \sin \omega_r t \quad (15)$$

となる．ここに周波数  $\beta/(2\pi)$  は大体  $1/(2\pi\sqrt{LC})$  に等しい．

上式より振動電流の振幅だけを取り出してみれば

$$I_0 = \frac{V\omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L}t} \quad (16)$$

であって，これから  $I_0$  は最初の振幅  $V$  に比例することがわかる． $I_0$  の時間的増加の割合は

$$\frac{d}{dt}(I_0) = \frac{V\omega_r}{2\beta L} e^{\frac{R}{2L}t} \quad (17)$$

で表わされるから，振幅増大の時間的割合も  $V$  に比例することを知った．また  $\frac{R}{2L}$  が大きくても振幅は早く増大する．

さて，超再生の状態にない場合は検波電流は  $aa'/2$  となるわけであるが，超再生の状態になると面積  $aa'b/b$  を考慮して検波電流を求めなければならない．ここで超再生の型式につぎの 2 種あることをつけ加えてからつぎにうつる．

- (1) 対数型.....発振振幅が飽和するもの
- (2) 直線型.....発振振幅が飽和しないもの

電流  $I_0$  が  $I_m$  まで達するに要する時間を求めるために (16) 式を書き直せば

$$\begin{aligned} e^{(\frac{R}{2L})t} &= \frac{I_0\beta R}{A\omega_r} \\ t &= \frac{2L}{R} \left[ \log \frac{I_0\beta R}{\omega_r} - \log V \right] \end{aligned} \quad (18)$$

いま  $t_1$  および  $t_2$  がそれぞれ到来信号振幅  $V_1$  及び  $V_2$  から  $I_m$  に達するまでに要する時間とすれば，その差  $t_a$  は

$$\begin{aligned} t_a &= t_1 - t_2 \\ &= \frac{2L}{R} \left( \log \frac{I_m\beta R}{\omega_r} - \log V_1 \right) - \frac{2L}{R} \left( \log \frac{I_m\beta R}{\omega_r} - \log V_2 \right) \\ &= \frac{2L}{R} \log \frac{V_2}{V_1} \end{aligned} \quad (19)$$

となる．この時間が  $I_m$  や  $\beta$  に無関係な点は注目に値する．検波電流は面積の時間的平均に等しいが，

面積  $abcdo \dots$  弱信号  $V_1$  に対応  
 面積  $a'b'cdo \dots$  強信号  $V_2$  に対応

であるから，まず (16) 式より

$$a'o \text{ より始まるもの } I_0 = \frac{V_2 \omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L} t} \quad (20)$$

$$ao \text{ より始まるもの } I_0 = \frac{V_1 \omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L} t} \quad (21)$$

(21) の式をかきなおすために時間を PQ 軸から測り，これを  $t'$  とすれば  $t' = t - t_a$  であるから

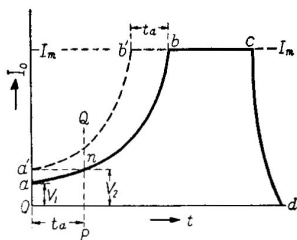
$$I_0 = \frac{V_1 \omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L} v} e^{\frac{R}{2L} t_a} \quad (22)$$

となる．この  $t_a$  へ式 (19) を代入すれば

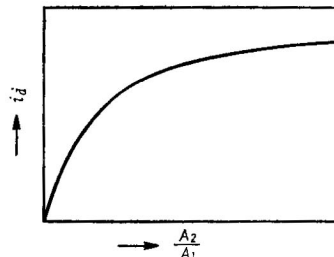
$$I_0 = \frac{V_1 \omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L} v} e^{\frac{R}{2L} \cdot \frac{R}{2L} \log A_2/A_1} = \frac{V_2 \omega_r}{\beta R} e^{\frac{R}{2L} v} \quad (23)$$

この式は (21) 式をかきなおしたものであるが，(20) 式と全く同形であるから第 2.25 図において  $nb$  曲線を左方へ平行移動すれば， $a/b'$  の上へ完全に重ねられる．ここで，2 次微小量として  $\Delta ana'$  の面積を無視すれば，検波電流  $i_d$  は  $t_a$  に比例するものとみなされ，

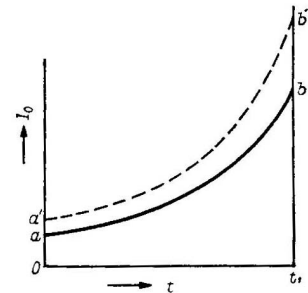
$$i_d = K t_a = K \frac{2L}{R} \log \frac{V_2}{V_1} \quad (24)$$



第 2.25 図 電流振幅の時間的増大



第 2.26 図 対数型検波特性



第 2.27 図 電流振幅の時間的増大

この式は検波電流が第 2.26 図のような傾向をとることを表わしている．すなわち，到来信号の強さには無関係で単に  $V_2/V_1$  の比によってきまることを示す． $V_2/V_1$  は変調度が定めれば定まる数であるから，検波出力は変調度の函数であるということもできる．これが対数型検波特性である．

しかし直線型検波においては第 2.25 図に対応して第 2.27 図のような時間  $t_1$  に自由振動を停止するから面積は (16) 式から

$$\int_0^{t_1} I_0 dt = \frac{2V \omega_r L}{\beta R^2} \left( e^{\frac{R}{2L} t_1} - 1 \right) \quad (25)$$

となる．検波電流  $i_d$  は面積の時間的平均に過ぎないから，

$$i_d \propto V \quad (26)$$

となり，到来信号の強さによって変ることを表わす．

つぎに，忠実度を考えてみる．検波出力が入力信号に比例しないならば，必ず歪がおこる．対数形動作とすれば，

$$\log(1 + k \sin pt) = k \sin pt - \frac{1}{2} k^2 \sin^2 pt + \frac{1}{3} k^3 \sin^3 pt + \dots \quad (27)$$



であるから，変調率  $k$  の大きいほど，歪は大きい． $k = 0.1$  なら，歪は 0.25 程度になる．(27) 式で，基本波は  $(k + k^3/4) \sin pt$ ，また第 2 高調波は  $(k^2/4) \cos 2pt$  であるから，2 次の歪率は

$$K_2 \approx \frac{k}{4} \left(1 - \frac{k^2}{4}\right) \quad (28)$$

となる．もし，送信側で

$$i = I \exp\{u(1 + k \sin pt)\} \sin \omega t \quad (29)$$

のように，指数函数的変調をすれば，対数型超再生検波出力は

$$I = A \log V + Au(1 + k \sin pt) + B \quad (30)$$

となり，歪を生じない．ここに， $A, B$  は定数である．

さらに，選択度を考えよう．また，それに関連して多重共振の問題がある．そのためには，第 2.24 図の等価回路に従う方法の代りに，第 2.28 図の等価回路による方が取扱便利である．すなわち，直列抵抗は一定の負の値が不連続に変化するのではなく，

$$r = R_m \sin qt \quad (31)$$

のように変るものとする． $R_m$  の値は，正確にはわからないが，

$$R_m \leq \frac{1}{2} \frac{E_q}{E_{st}} r_0 \quad (32)$$

である． $r_0$  は再生のかからないときの回路だけの高周波実効抵抗， $E_q$  は瞬滅電圧， $E_{st}$  は真空管の集成電圧である．微分方程式は (1) 式の代りに

$$L \frac{di}{dt} + iR_m \sin qt + \frac{1}{C} \int i dt = V \sin \omega t \quad (33)$$

となる．これをとくために，いま

$$\alpha \equiv \frac{R_m}{2L}; \quad m \equiv \frac{\alpha}{2\omega}; \quad x \equiv \frac{\alpha}{q}; \quad \omega \equiv \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

とすれば， $\omega \gg q, \omega \gg \alpha$  の条件の下に，上の式の解は

$$i = I_s e^{x \cos qt} \cos(\omega t + m \sin qt) \quad (34)$$

となる．ここに， $I_s \equiv V/R_m$  である．ゆえに，真空管のグリッドに加わる高周波電圧振幅は

$$E_r = \omega L I_s e^{x \cos qt} \quad (35)$$

になる．信号電圧の変調率が  $k$  であれば， $I_s$  は  $(1 \pm k)$  の範囲に変化するから，変化の振幅は，上の式に  $k$  を乗じたものになり，アノード電流変化の振幅は，瞬滅の一周期にわたって平均し，つぎのようになる．

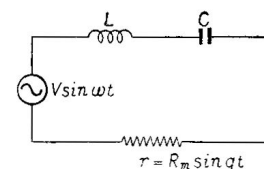
$$\Delta I = g_m \omega L k I_s \frac{1}{T} \int_0^T e^{x \cos qt} dt = g_m \omega L k I_s I_0(x) \quad (36)$$

ここに

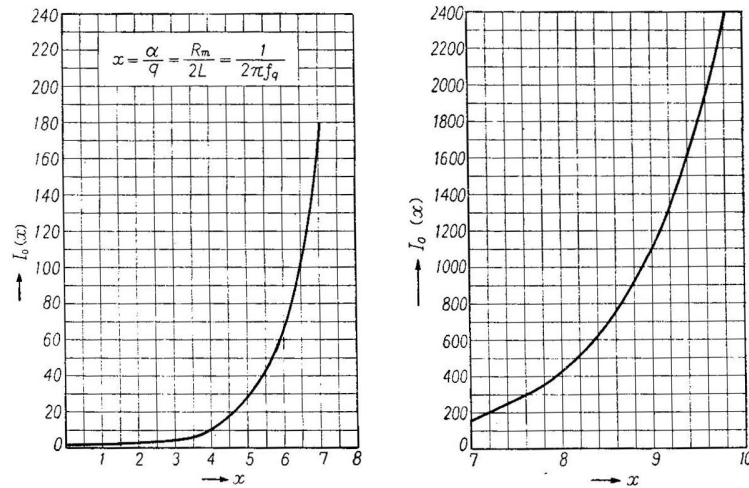
$$I_0(x) = J_0(jx) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \theta} d\theta \quad (37)$$

で，第 2.29 図に示す函数形にして，第 1 種 0 階の異種ベッセル函数というものである．ゆえに，共振回路の平均の  $Q$  は (35) 式の右辺を瞬滅の 1 周期にわたって平均し， $V$  で除した値

$$Q = \frac{\omega L}{R_m} I_0(x) \quad (38)$$



第 2.28 図 回路抵抗が正弦波的变化をする場合の超再生検波回路



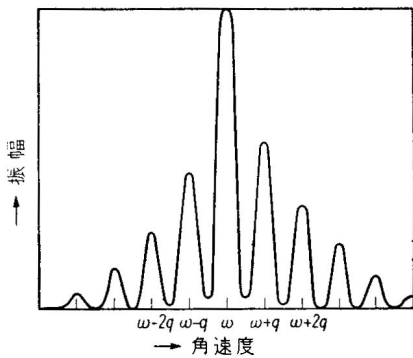
第 2.29 図 第 1 種 0 階の異種ベッセル函数

となる . 14Mc で  $Q_0 \approx 187$  のものが実測の結果 ,  $\bar{Q}_{\min} \approx 466$ ;  $\bar{Q}_{\max} \approx 793$  という実例がある\*26 .  $I_0(x)$  の近似計算をするには

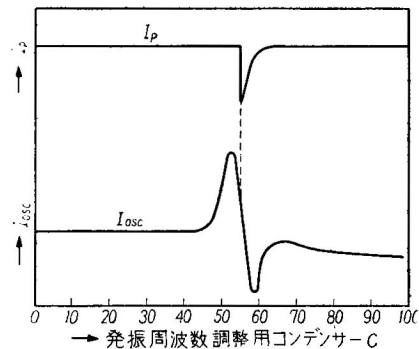
$$I_0(x) \approx 1 + \frac{1}{4}x^2 \quad (x \ll 1)$$

$$I_0(x) \approx \frac{1}{\sqrt{1\pi x}} e^x \quad (x \gg 1)$$

を利用することができる .



第 2.30 図 多重共振の特性 (Goerlik u. Hintz) $\omega$ :高周波角速度,  $q$ :瞬減角速度



第 2.31 図 同期特性

多重共振の特性は (34) 式を展開してみると明らかである . すなわち , つぎの展開式および第 2.30 図に示すように ,  $q$  の間隔で無数の共振点が現われる .

$$\begin{aligned} \cos(\omega t + m \sin qt) &= \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n+1}(m) \sin(2n+1)qt \right\} \sin \omega t \\ &+ J_0(m) + \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n}(m) \cos 2nqt \right\} \cos \omega t \end{aligned} \quad (39)$$

これと ,  $e^{x \cos qt}$  との積は ,  $x \ll 1$  と仮定しても , 近似的に

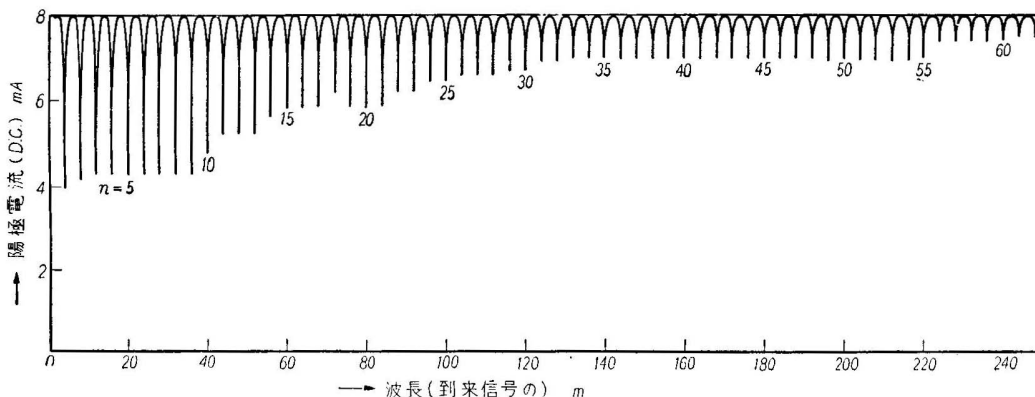
$$(1 + x \cos qt) \cos(\omega t + m \sin qt)$$

であるから , 信号搬送波振幅に対する成分  $\omega \pm nq$  の振幅の比は

\*26 D. Maurice, *Super-regeneration with reference to Broadcast receivers*, W. E. Jan, 1938. (『海外通工』129号)

$$\frac{(1 \pm x)J_n(m)}{J_0(m)} \approx (1 \pm x) \frac{m}{2^n n!} \frac{1 - \frac{m^2}{2(n+2)}}{1 - \frac{m^2}{4}} \quad (40)$$

となる． $m$  が小さければ，この比は小さい．例えば， $m = 0.01$  なら第 1 番目の側波は  $1/200$  になる．しかし，再生コイルが密結合で， $R_m$  が大きい場合の多重共振は著しくなる．



第 2.32 図 受信波長の  $n$  倍の到来電波長による同期 (安宅氏)

最後に同期現象についてつけ加えておく．到来信号の強さがある程度以上になり，その周波数が共振点の近くになると，第 2.31 図のように，アノード直流と発振振幅とに鋭い変化がおこる．いま，信号の搬送周波数を  $f_s$ ，発振周波数を  $f_0$  とすれば， $m, n$  を正の整数として

$$mf_s = nf_0 \quad (41)$$

ような関係にあるすべての周波数でこの現象があり，第 2.32 図のような実験結果もある．

## 2.13 AM 波復調の歪

第 6 節では直線検波器の回路条件が理想的であれば，検波出力は歪まないことをのべた．しかし，検波器のものが理想的であっても，他の原因でエンベロープそのものが歪むことがあり得る．同じ AM 波でも，BSB の場合と SSB の場合とでは多少取扱いがちがってくる．

BSB:前段の増幅器の直線歪

SSB:同上直線歪と局発周波数偏移

まず，BSB の場合から論じよう．最も簡単に，単一の低周波  $\omega_a$  で変調された場合を考えても，搬送波の位相関係がずれると歪の原因になる．3 成分をベクトル記号で表わせば，正規の位相関係は

$$\dot{I} = I_m e^{j\omega t} + \frac{1}{2} k I_m e^{j(\omega t - \omega_a t)} + \frac{1}{2} k I_m e^{j(\omega t + \omega_a t)} \quad (1)$$

である．ここに， $I_m$  は搬送波振幅， $\omega$  はその角周波数， $k$  は変調率である．歪を論ずるときは相対的な変化だけ問題であるから，第 1 項を基準とし，第 2 項および第 3 項の振幅がそれぞれ  $k_1$  および  $k_2$  となり，位相がそれぞれ  $-\psi_1$  および  $\psi_2$  だけ変化したとすれば，上式は

$$\dot{I} = I_m e^{j\omega t} + \frac{1}{2} k_1 I_m e^{j(\omega t - \omega_a t - \psi_1)} + \frac{1}{2} k_2 I_m e^{j(\omega t + \omega_a t + \psi_2)} \quad (2)$$

となる．これを直線検波器で検波したとすれば，時間の変数  $t$  を角度  $\theta$  におきかえて，つぎのように与えられる．

$$\begin{aligned} |\dot{I}| &= I_m \sqrt{1 + 2k_c (\cos \xi_0 \cos \theta + \chi \sin \xi_0 \sin \theta) + k_c^2 (\cos^2 \theta + \chi^2 \sin^2 \theta)} \\ &= I_m A_m(k_1, k_2, \xi_0, \theta) \end{aligned} \quad (3)$$

ここに,

$$k_c \equiv \frac{1}{2}(k_1 + k_2); \quad \xi_0 \equiv \frac{1}{2}(\psi_2 - \psi_1);$$

$$\chi \equiv \frac{k_2 - k_1}{k_1 + k_2}; \quad \theta \equiv \omega_a t + \frac{1}{2}(\psi_1 + \psi_2)$$

である。(3) 式をフーリエ級数に展開すれば, 低周波出力や歪等の値が求められる。それも, 2乗検波なら簡単だが, 直線検波だと厄介である。まず, 2乗検波の特性が

$$i = KA_m^2 \quad (4)$$

で表されるならば, その低周波基本波成分  $I_a$  は

$$I_a = 2k_c K \sqrt{\cos^2 \xi_0 + \chi^2 \sin^2 \xi_0} \cdot \cos \varphi \quad (5)$$

ここに

$$\tan \varphi \equiv \chi \tan \xi_0$$

である\*27, また, 第2高調波成分は

$$I_{2a} = \frac{1}{2} k_c^2 K (1 - \chi^2) \quad (6)$$

であるから, (6) と (5) の比から省略なしに歪率が得られる。

直線検波の場合はつぎの記号を使う

$$B^2 \equiv 1 + \left( \frac{k_2 - k_1}{2} \right)^2$$

$$\alpha \equiv \frac{k_1 + k_2}{B^2} \cos \xi_0$$

$$\beta \equiv \frac{k_2 - k_1}{B^2} \sin \xi_0$$

$$\gamma \equiv \frac{k_1 k_2}{B^2}$$

$$f(\theta) \equiv \alpha \cos \theta + \beta \sin \theta + \gamma \cos^2 \theta$$

これらを (3) 式に代入すれば,

$$A_m = B \sqrt{1 + f(\theta)}, \quad (f(\theta) < 1) \quad (7)$$

$$= B \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} T(n) f^n(\theta) \right\}$$

$$= B \left\{ 1 + \frac{1}{2} f(\theta) - \frac{1}{2 \cdot 4} f^2(\theta) + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 6} f^3(\theta) - \dots \right\}$$

ここに

$$T(n) \equiv (-1)^{n+1} \frac{\prod(2n-1)}{2^{2n-1} \prod(n) \prod(n-1)}$$

ここまでくれば, フーリエ級数の公式から基本波および高調波成分を計算できるわけである。

しかし, これはなかなか厄介であるから,

$$\alpha \leq 0.5; \quad \beta \leq 0.1; \quad \gamma \leq 0.2$$

に対し, 誤差 0.1% 以内の近似式をあげておく。まず,  $A_c$  を  $\cos \theta$  の係数,  $A_s$  を  $\sin \theta$  の係数とし, 基本波の振幅を

\*27 拙著文献(昭 21.9 『電通誌』)および拙著『電波受信工学』(東海書房刊)658頁(12.2.38)式はそれぞれ誤植および脱落であったのでここで訂正する。

$$A_1 \equiv \sqrt{A_c^2 + A_s^2}$$

とすれば

$$A_c = B \left( \frac{1}{2}\alpha - \frac{3}{16}\alpha\gamma + \frac{3}{64}\alpha\beta^2 + \frac{15}{128}\alpha\gamma^2 - \frac{25}{16 \times 16}\alpha^3\gamma - \frac{15}{16 \times 16}\alpha\beta\gamma^2 - \frac{5 \times 35}{64 \times 32}\alpha\gamma^3 + \dots \right) \quad (8)$$

$$A_a = B \left( \frac{1}{2}\beta - \frac{1}{16}\beta\gamma + \frac{3}{64}\beta^3 + \frac{3}{64}\alpha^2\beta - \frac{3}{64 \times 2}\beta\gamma^2 + \dots \right) \quad (9)$$

となる．普通の場合， $\alpha > \gamma > \beta$  であって，特に位相偏角  $\xi_0$  の小さいときの  $\beta$  は非常に小さいので，この級数の初めの諸項で間にあう． $A_m$  の直流分  $A_0$  は

$$A_0 = B \left( 1 + \frac{1}{4}\gamma - \frac{1}{16}\alpha^2 - \frac{1}{16}\beta^2 - \frac{3}{64}\gamma^2 + \frac{5}{16 \times 32}\gamma^3 + \frac{9}{64 \times 2}\alpha^2\gamma + \frac{3}{64 \times 2}\beta^2\gamma + \dots \right) \quad (10)$$

である．また全波形の実効値は (7) 式を 2 乗平均して

$$A^2 = 1 + \frac{1}{4}(k_1^2 + k_2^2) \quad (11)$$

となるから簡単である．ゆえに，歪率  $K_D$  は結局

$$K_D = \frac{\sqrt{A^2 - A_0^2 - \frac{1}{2}A_1^2}}{\frac{A_1}{\sqrt{2}}} \quad (12)$$

で与えられる．

SSB の場合には，第 7 節の (6) 式の記号をそのまま用い，なお，

$$B \equiv \sqrt{1 + k^2}$$

とする．歪率  $K_D$  は簡単化されて

$$K_D = \sqrt{2} \frac{A_D}{A_c} \quad (13)$$

となり， $A_D$ ， $A_c$  はそれぞれ

$$A_D^2 = B^2 \left( \frac{1}{256}k^4 + \frac{11}{8192}k^6 + \frac{1965}{2097152}k^8 + \dots \right) \quad (14)$$

$$A_c = B \left( \frac{1}{2}k + \frac{3}{64}k^4 + \frac{7 \times 15}{256 \times 24}k^7 + \dots \right) \quad (15)$$

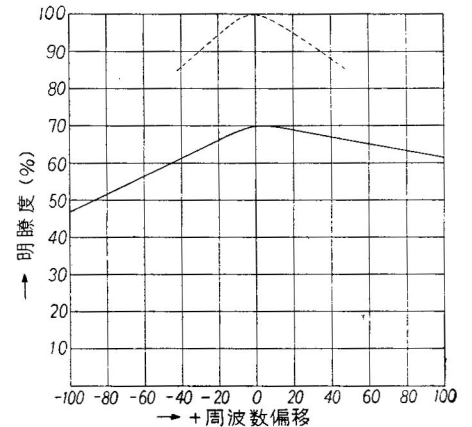
から計算される． $k$  が非常に小さい場合には

$$K_D \approx \frac{1}{4\sqrt{2}}k \quad (16)$$

となる．いま，デシベルで表わした歪減衰量を  $K_{db}$ ，局発電圧と信号電圧との比を  $C_{db}$  とすれば，(16) 式は実用的な

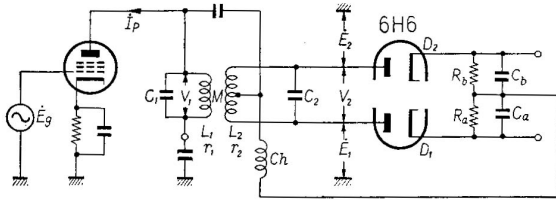
$$G_{db} \approx K_{db} - 15 \quad (17)$$

に変形される．例えば，搬送電話のように，歪減衰量 65db を要求されるならば，局発電圧は信号より 50db 高レベルになければならない．SSB では以上の他に，局発周波数の偏移の問題がある．これがどの程度許容できるかは，音声の場合に明瞭度の低下をきたし，音楽の場合には自然度を減殺する．第 2.33 図は帯域幅 2700c.p.s の電話の周波数を偏移せしめた場合の明瞭度低下の傾向を示す．実線は実験結果であるが，破線は推定曲線である．電話では 20c.p.s ぐらい偏移しても，意味はわかるが，良質の伝送には 1c.p.s ぐらいの偏移しか許されない．結局，弱い基準の電波をうけて自動的に局発周波数を調節しなければならない．



第 2.33 図 音声周波数の偏移と明瞭度  
(『通信工学大鑑』3406 頁)

## 2.14 周波数選別回路



第 2.34 図 代表的な選別回路

AM 波の復調では, PM や FM に変換する必要がないが, FM 波の復調するには, AM 波に変換しなければならない. その目的に通常使われるのは選別回路 (discriminator) と比例検波器 (ratio detector) とである. 第 2.34 図は Foster および Seeley の選別回路の配線を示す. 簡単なスーパー・ヘテロダインの中間周波結合回路と大差ないが, 異なる点は 1 次 2 次の定数が多少ちがうこと, 結合が疎であること等である. もちろん, 単独回路と

しての共振点は 1 次 2 次とも, 信号周波数の中心にあわせてある. もうひとつ変わった点は, 2 次の中心のタップを 1 次の高圧側に容量結合していることである, 最後に 1 次電圧  $\dot{V}_1$  と 2 次電圧の半分  $\dot{V}/2$  との和または差が, それぞれ,  $D_1$  および  $D_2$  で検波され, その差を出力にするという点である.

これを解析するのに 1 次側のコイル  $L_1$ , コンデンサー  $C_1$  とし, 抵抗  $r_1$  はコイルと直列にだけあるものとする. 2 次側も, これに準ずる. いま,

$$\dot{Z}_2 \equiv r_2 + j \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) = r_2 + jx_2$$

$$Z_2 \equiv |\dot{Z}_2|$$

とすれば,  $M$  結合のために, 1 次コイルの抵抗  $r_1$  は  $r'_1$  に, インダクタンス  $L_1$  は  $L'_1$  になる.

$$r'_1 = r_1 + \left( \frac{\omega M}{Z_2} \right)^2 r_2 = r_1 + \frac{s^2 r_1}{1 + v_2^2} \quad (1)$$

$$\omega L'_1 = \omega L_1 - \left( \frac{\omega M}{Z_2} \right)^2 x_2 = \omega L_1 - \frac{v_2}{1 + v_2^2} s^2 r_1 \quad (2)$$

ただし,

$$v_2 \equiv 2Q_2 \frac{f - f_2}{f}; \quad Q_2 \equiv \frac{\omega L_2}{r_2}$$

$$v_1 \equiv 2Q_1 \frac{f - f_1}{f}; \quad Q_1 \equiv \frac{\omega L_1}{r_1}$$

$$s \equiv k \sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{\omega M}{\sqrt{L_1 L_2}} \sqrt{\frac{L_1 L_2}{r_1 r_2}} = \frac{\omega M}{\sqrt{r_1 r_2}}; \quad A \equiv \frac{r_2}{r_1}$$

増幅管にペントードを使うとすれば, 電流  $\dot{I}_p$  は一定で

$$\dot{I}_p = g_m \dot{E}_g \quad (3)$$

これが, 1 次回路の端子に電圧降下  $\dot{V}$  を発生する. すなわち,

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_p \dot{Z}_p \quad (4)$$

である. ここに,  $\dot{Z}_p$  は (1)(2) の関係を使って

$$\dot{Z}_p = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{r'_1 + j\omega L'_1}} = \frac{1}{j\omega C_1} \frac{1 + jQ_1 + \frac{s^2}{1 + jv_2}}{1 + jv_1 + \frac{s^2}{1 + jv_2}} \quad (5)$$

で与えられる. もし, ここで,  $s^2 < 1$ ,  $Q_1 \gg 1$ ,  $R_1 \equiv Q_1/\omega C_1$  ならば

$$j\omega C_1 \dot{Z}_p \approx \frac{1 + jv_2}{(1 + jv_1)(1 + jv_2) + s^2} \quad (6)$$

となる．さらに，

$$\dot{Z}_m \equiv j\omega M; \quad \dot{Y}_{2c} \equiv j\omega C_2; \quad \dot{Z}_{10} \equiv r_1 + j\omega L_1$$

と定義すれば，2 次側の共振回路両端に発生する電圧  $\dot{V}_2$  は

$$\dot{V}_2 = \frac{\dot{I}_p \dot{Z}_p}{\dot{Z}_{10}} \dot{Z}_m \frac{1}{\dot{Z}_2 \dot{Y}_{2c}} \tag{7}$$

で与えられる．従って，検波器  $D_1$  および  $D_2$  にかかる電圧は，それぞれ  $\dot{E}_1$  および  $\dot{E}_2$  であって

$$\left. \begin{matrix} E_1 \\ E_2 \end{matrix} \right\} = \dot{V}_1 \pm \frac{1}{2} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 \left( 1 \pm \frac{1}{2} \frac{\dot{Z}_m}{\dot{Z}_{10} \dot{Z}_2 \dot{Y}_{2c}} \right) = \dot{V}_1 \left\{ 1 \pm \frac{s\sqrt{A}}{2Q_2(1+jQ_1)(1+jv_2)} \right\} \tag{8}$$

のような 2 種の値になる．第 2 因子は同調のとき  $V_2 = 0$  となるが，そのときでも  $\dot{V}_1$  と  $\dot{V}_2$  との交角は丁度直角にはならない．しかし， $Q_1 \gg 1$  なら，近似的に交角は直角になり，検波器にかかる電圧は簡単に

$$\left. \begin{matrix} E_1 \\ E_2 \end{matrix} \right\} = \dot{V}_1 \left\{ 1 \mp j \frac{s\sqrt{A}}{2Q_1 Q_2 (1+jv_2)} \right\} \tag{9}$$

で与えられる．第 2 因子だけ考えると， $V_2$  が周波数とともに変化したときの第 2 項の軌跡は第 2.35 図のように円になるので，1 との和および差は  $\dot{V}_1$  に対して非対称になる．もちろん， $\dot{V}_1$  の絶対値も周波数とともに，第??図のように変化するが，その方は共振周波数を中心としてほぼ対称である．結局，2 検波器の出力差は  $|E_1| - |E_2|$  で与えられ，第 2.36 図のように，中心周波数付近で周波数変化と直線の関係になり，FM 波は AM 波類似の波形に変換検波された形になる．さて，いよいよ，検波特性を求めるために，まず

$$a \equiv \frac{1}{2} s\sqrt{A} \frac{Q_2}{Q_1} \tag{10}$$

とおき，(6) と (9) を参照して，積の差

$$F(v_1, v_2) = \left| \frac{1 + j(v_2 + a)}{(1 + jv_1)(1 + jv_2) + s^2} \right| - \left| \frac{1 + j(v_2 - a)}{(1 + jv_1)(1 + jv_2) + s^2} \right| \tag{11}$$

をつくれれば，検波感度は

$$S = g_m \omega L_1 \frac{\partial}{\partial f} F(v_1, v_2) \tag{12}$$

によって，容易に計算される．この値は，増幅管のグリッドに 1V の信号が加わり，周波数 1 サイクル変化したときの検波出力電圧である．(11) 式はもちろん

$$F(v_1, v_2) = \frac{\sqrt{1 + (v_2 + a)^2} - \sqrt{1 + (v_2 - a)^2}}{\sqrt{(1 + s^2 - v_1 v_2)^2 + (v_1 + v_2)^2}} \tag{13}$$

ではあるが，中心周波数付近で， $v_1$  も  $v_2$  も 1 にくらべて非常に小さいので無視すれば

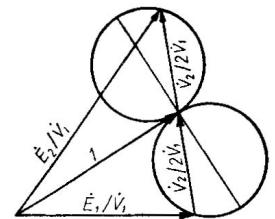
$$F(v_1, v_2) \approx \frac{2a}{(1 + s^2)\sqrt{1 + a^2}} v_2 \tag{14}$$

とすることができるから

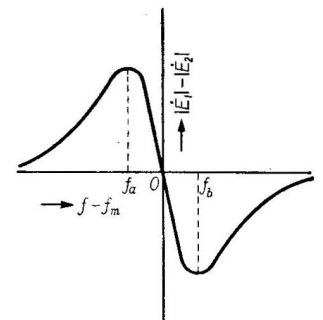
$$S \approx -2r_1 Q_2^2 \frac{g_m}{f_m} \frac{s\sqrt{A}}{(1 + s^2)\sqrt{1 + a^2}} \tag{15}$$

となってしまう．この式の中で， $a$  も (10) 式によって  $s$  の函数であるから

$$\frac{\partial S}{\partial s} = 0$$



第 2.35 図 選別回路ベクトル図



第 2.36 図 選別回路出力電圧

として、 $S$  を最大ならしめる  $s$  の値を求めてみると

$$s = \sqrt{\frac{1 + 2A \left(\frac{Q_2}{Q_1}\right)^2 - 1}{A \left(\frac{Q_2}{Q_1}\right)^2}} \tag{16}$$

となる。第 2.37 図は数値計算の結果の曲線である。なお、受信すべき FM 波の最大周波数偏移の値によって、第 2.36 図の  $F$  および  $f_b$  をきめなければならないが、それには、(13) 式を  $f$  について最大をとればよい。しかし、あまり、簡単でない。そこで、近似解法をのべよう。まず、(13) 式の分子の第 1 項または、第 2 項から、第 1 近似値は

$$v_2 \approx \pm a \tag{17}$$

となる。 $a$  は (10) 式で定義される。ゆえに、第 1 近似値は

$$\left. \begin{matrix} f_a \\ f_b \end{matrix} \right\} = f_m \mp \frac{s\sqrt{A}}{4Q_1} f_m \tag{18}$$

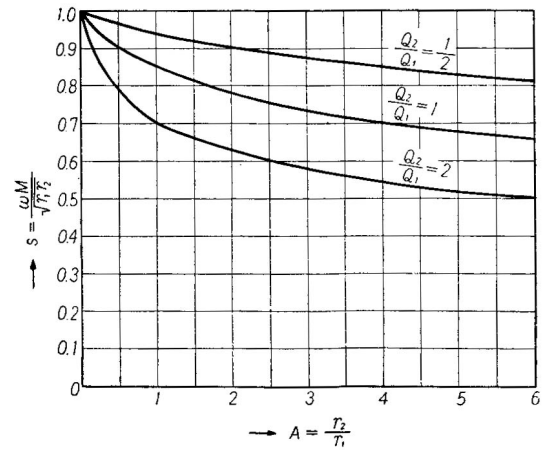
である。つぎに、 $v_2 = +a$  の方をとり、(13) 式の分子第 1 項を展開すれば

$$\sqrt{1 + 4a^2} + a \frac{v_2 - a}{\sqrt{1 + 4a^2}} + \frac{v_2^2 - a^2}{2\sqrt{1 + 4a^2}}$$

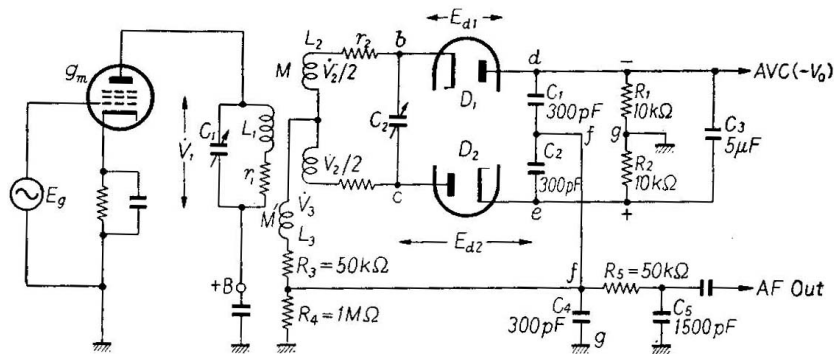
となる。これから、第 2 項の展開を差引いて微分して 0 とおけば、第 2 近似値は

$$v_2 \approx a \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 4a^2}} \right)^2 \tag{19}$$

となり、 $f_a$  は中心から多少外側にずらさなければならない。



第 2.37 図 最適結合指数



第 2.38 図 比例検波回路

つぎに、比例検波器は第 2.38 図のような回路になっている。この回路が、前記の選別回路とちがう主な点は、つぎの 3 項目である。

- (a) 検波管の  $D_1$  と  $D_2$  とが直列である。
- (b)  $C_3$  を十分大きく選び、変調や雑音によって、その端子電圧  $V_0$  が変動しない。
- (c) 選別回路の場合より  $M$  は小さく

$$\omega M = \frac{1}{2} \sqrt{r_1 r_2} \tag{20}$$

とする。前記の  $s$  が 0.5 である。なお、検波管には  $\dot{V}_3 \pm \dot{V}_2/2$  がかかる。



実際の設計にあたっては、 $L_1$  を  $L_3$  の約 6 倍の巻数とし、 $L_2$  を  $L_3$  の約 4 倍の巻数とする。近似計算の結果、 $f - g$  間に生ずる電圧を  $V_L$  とすれば、

$$V_L = V_0 \frac{E_{d_1} + E_{d_2}}{E_{d_1} - E_{d_2}} \quad (21)$$

となる。ここに、 $V_0$  は  $d - e$  間の電圧の半分である。 $d - g$  または  $g - e$  間の電圧に等しい。 $E_{d_1}$  と  $E_{d_2}$  とは、それぞれ、検波管  $D_1$  および  $D_2$  の端子電圧であるから、結局、 $V_L$  は  $V_0$  と  $E_{d_1}/E_{d_2}$  の函数である。すなわち、検波出力は電圧比の函数である。信号入力  $\dot{E}_g$  が変化すれば、 $\dot{E}_{d_1}$  も変化し、 $V_0$  も変化するものと予想されるが、すでに、 $M$  を非常に小さく選んであるので、強い入力によって 2 極管の内部抵抗が下り、2 次側の実効的な  $Q$  が低下し、自動的に  $V_0$  を一定に保つような作用をする。このため、2 極管に電流が流れないときの 2 次回路の  $Q$  を相当高く選んであり、電流が流れると 1/4 程度までおちるようになっている。

## FM 波の復調における直線歪<sup>\*28</sup>

いま、もし、搬送波角周波数を  $\omega_c$ 、最大角周波数偏移を  $\omega_d$ 、変調角周波数を  $\omega_a$  とすれば、回路に入る前の瞬時角周波数は

$$\Omega = \omega_c + \omega_d \sin \omega_a t \quad (1)$$

で与えられ、電圧の瞬時値は

$$e_i(t) = e^{j \int \Omega dt} \quad (2)$$

で表わされる。この波形に相当する周波数スペクトラムを  $F(j\omega)$  で表わせば、いわゆるフーリエ積分表示

$$e_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} dt \quad (3)$$

がなりたつ。これが、伝送特性  $f(\omega)$  の回路を通過すれば、同様の積分表示は

$$e_0(t) = e^{j\omega t} \int_{-\infty}^{\infty} f(\omega_c + \omega) F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4)$$

に変わる。この積分表示内の  $\omega$  は、搬送波  $\omega_c$  からの離調した分を表わす。実際この積分をそのまま実行するのは困難であるから、 $f(\omega_c + \omega)$  を  $\omega_c$  の付近で Taylor 級数

$$f(\omega_c + \omega) = f(\omega_c) + \sum \omega^n f^{(n)}(\omega_c) \quad (5)$$

に展開してから実行する。ここに、

$$f^{(n)}(\omega_c) \equiv \frac{1}{n!} \frac{d^n f(\omega_c)}{d\omega_c^n}$$

である。これを (4) に代入して整理すれば、

$$e_0(t) = e^{j \int_0^t \Omega dt} \left\{ f(\omega_c) + \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha^n(\tau) f^{(n)}(\omega_c) \right\} \quad (6)$$

となる。ここに、 $\tau \equiv \omega_a t$  として

<sup>\*28</sup> 染谷・山崎「周波数変調波の高周波回路に於ける歪に就て」(学研配布資料、昭 22)

黒川(広)・林(新)・武尾「周波数変調に於ける歪に就て」(逓信省工務局調査課無線係昭 22.5)

尾佐竹・相馬「周波数変調波の直線歪」(学振 114 小委資料 9-2, 昭 23.2)

阿部「周波数変調の直線歪に就て」(学振 114 小委資料 6-2, 昭 22.9)

J. R. Carson and T. C. Fry *Variable Frequency Electric Circuit Theory with Application to the Theory of Frequency Modulation*, B.S.T.J. . 16(1937), 513.

$$\alpha_n(\tau) = \left( \sin \tau - j \frac{1}{m} \frac{d}{dt} \right)^{n-1} \sin \tau \quad (7)$$

である。(6)式は出力波形を表わすものであるが、そのエンベロープは

$$A_m = \left| f(\omega_c) + \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha_n(\tau) f^{(n)}(\omega_c) \right| \quad (8)$$

で与えられ、その位相角は

$$\phi = \Im \{ \log e_0(t) \} - \omega_c t \quad (9)$$

$$= -m \cos \tau + \Im \left[ \log \left\{ f(\omega_c) + \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha_n(\tau) f^{(n)}(\omega_c) \right\} \right] \quad (10)$$

で与えられる。ゆえに、周波数選別器の出力は、この微係数に比例する。すなわち、

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega_d \sin \tau + \Im \left\{ \frac{\omega_d \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha'_n(\tau) f^{(n)}(\omega_c)}{f(\omega_c) + \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha_n(\tau) f^{(n)}(\omega_c)} \right\} \quad (11)$$

となる。この式の第1項は復調基本波、第2項が高調波成分である。なお、

$$\alpha'_n(\tau) = jm \{ \alpha_{n+1}(\tau) - \alpha_n(\tau) \sin \tau \} \quad (12)$$

という関係を思いだせば、

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega_d \Re \left\{ \frac{\sin \tau + \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha_{n+1}(\tau) \frac{f^{(n)}(\omega_c)}{f(\omega_c)}}{1 + \sum_{n=1}^{\infty} \omega_d^n \alpha_n(\tau) \frac{f^{(n)}(\omega_c)}{f(\omega_c)}} \right\} \quad (13)$$

となる。(11)または(13)をフーリエ級数に展開したときの各高調波振幅を  $h_n$  とすれば、第  $n$  高調波歪減衰量は

$$K_n = 20 \log_{10} \frac{h_1}{h_n} \quad (14)$$

で与えられる。

もし、(7)式において、 $m \gg 1$  ならば、

$$\alpha_n \approx \sin^n \tau \quad (15)$$

さらに、また、(6)式において、

$$f'(\omega_c) \gg \frac{\omega_d \sin \tau f''(\omega_c)}{2}$$

ならば

$$\begin{aligned} e_0(t) &\approx e^{j \int \Omega dt} \{ f(\omega_c) + \omega_d \sin \tau f'(\omega_c) \} \\ &\approx e^{j \int \Omega dt} f(\Omega) \end{aligned}$$

のように近似できる。これは、FM波が回路網を通る間の過渡現象を無視できる場合にあたる。

この方法で、理想的調整状態にもちこんだ中間周波回路のFM信号に対する直線歪を計算した結果は、歪減衰量が最大約70db程度が最高である。数段の真空管増幅段間に同一方式の結合回路をいれると、これが40db内外の値に下るのが普通であるが、単回路2段、 $M$ 結合回路1段、 $C$ 結合回路1段の場合は、少くとも計算の上で  $K_2 = 68$ ;  $K_3 = 63.1$  の値を得られている<sup>\*29</sup>。また、 $M$ 結回路の1段だけについていえば、結合指数 = 0.58の場合が最もよく、 $K_2 = 87$ db;  $K_3 = 72$ db となっている<sup>\*30</sup>。(8)式を使い選別回路の歪を計算した結果は、 $m = 1$  に対し、 $K_2 = 46$ db;  $K_3 = 59$ db;  $K_4 = 54$ db となっている<sup>\*31</sup>。この場合  $f_a = 20$ kc であるが、特性曲線の直線とみられる部分は約200kcである。

\*29 前出阿部氏の資料

\*30 前出尾佐竹、相馬両氏資料

\*31 前出黒川・林・武尾3氏資料

## 2.16 パルス波の通報化<sup>\*32</sup>

周波数帯域の広いレーダーやテレビジョンの発達はパルス技術の進歩を促進した。パルス波の通報化 (decoding) については、専門の書物もあるので、ここでは要点だけをのべよう。通報化は送信側の符号化に対応するものであるから、各種の符号化を中心にのべるのが便利である。

(a) パルス高さ変調 (PHM:pulse height modulation; PAM:pulse amplitude modulation)

一般にパルス変調は、標本化の定理を応用して行われる。すなわち、時間軸の上に、順次  $0, 1, 2, 3, \dots, n, \dots$  のような不連続な点を取り、その間隔をすべて  $1/2W$  秒ずつにえらぶ。  $W$  は変調波 (例えば音声では 3000c.p.s) の高周波数 (c.p.s) である。各点の変調波の瞬時値を  $X_n$  とする。また、もとの波形を  $f(t)$  とすれば、

$$f(t) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n \frac{\sin \pi(2Wt - n)}{\pi(2Wt - n)} \quad (1)$$

によって完全に再現できる。だから、受信側でパルスをうけとったならば、 $1/2W$  秒毎に、振幅が  $X_n$  に比例し、全く等しい波形

$$\frac{\sin 2\pi Wt}{2\pi Wt} \quad (2)$$

をならべてやりさえすれば、通報化の目的を達するわけである。理論はそうであるが、実際には、被変調波を検波してパルス波を得たら、簡単に低域濾波器を通すだけで、もとの変調波を得る。

(b) パルス幅変調 (PWM:pulse width modulation; PDM:pulse duration modulation)

パルス幅変調に対応する通報化も、PHM の場合とほぼ同様、検波して低域濾波器を通せばよい。もちろん、理論的には、PWM を PHM に変換して平均電流をとりだすことも考えられるが、特別の場合以外、その必要はあるまい。

(c) パルス位置変調 (PPM:pulse position modulation or pulse phase modulation; PTM:pulses time modulation)

この場合に、はじめて、PHM に変換する操作を必要とする。PTM の検波出力は等高であるが、等間隔でなく、ただ平均の間隔は大體一定である。また、同期パルスが一緒に送られてきて、その周期は一定であるから、これをたよりにして、一定周期の 3 角波を受信側で発生し、この台の上に PTM 波をのせると、高さが変わるから、バイアスをかけた非直線回路で台から上だけをとりだせば PHM に変る。これから先は、前項と同様にして通報化される。

(d) パルス数変調 (PNM:pulse number modulation)

この場合の波形は、時間軸上の  $n$  番目の点と、 $n + 1$  番目の点との間のパルスの数が、変調波の瞬時振幅  $X_n$  に比例するようなものである。従って、検波後、平均電流をとれば、通報化の目的を達する。

(e) パルス符号変調 (PCM:pulse code modulation, pulse count modulation)

第 2.5 表 PCM の歪

単位数	N1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
レベル数	2	3	7	15	31	63	127	255	511	1023
歪 (%)	-	27	13	7	3.5	1.7	0.8	0.4	0.2	0.1

パルス計数変調ということもある。

PNM は広帯域を労費するので、その改良型である。すなわち、時間軸上の  $m$  番目と  $n + 1$  番目の点の間に、5 単位あるいは 7 単位といった調子の符号をいれ

る。一定周期の点にパルスがでたり、でなかったりするが、でたパルスの高さや幅は等しい。PCM の通報化は 2~3 段階をへなければならぬ。とくに、誤り訂正符号 (ECC:error correcting code) や誤り検出符号 (EDC:error detecting code) になったものは、一旦、常規の符号に直し、これを PHM に変換してから、平均電流をとりださなければならない。PCM を PHM になおすには  $CR$  回路の放電特性が

$$e^{-t/CR}$$

に従うことを利用する。各パルスの時刻から、レベル抽出時刻  $t_m$  までの時間をそれぞれ、

$$5\tau, 4\tau, 3\tau, 2\tau, \tau$$

<sup>\*32</sup> 『最新のパルス技術』電通学会刊 (昭 32.12)

等であると仮定し、

$$e^{\tau/CR} = 2 \quad (3)$$

を満足するように  $CR$  を選んでおくと、各パルスはそれぞれ、 $t_m$  において、2, 4, 8, 16, 32 等のレベルに低下するので、それらの合成によって PHM に変換することができる。PCM の単位数、レベル数および歪の関係は第 2.5 表の通りである\*<sup>33</sup>。

---

\*<sup>33</sup> D. D. Grieg, *Pulse count Modulation*, Electrical Communication, **24**(1947), p p.287-296

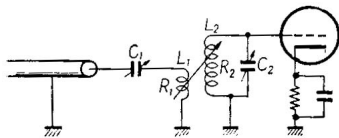
## 第3章

# 増幅作用

### 3.1 入力回路

受信機として重要な作用は増幅するということである。増幅は昔、真空管の生れなかった時代に共振だけに頼っていた。すなわち、直列共振回路にあっては供給電圧の  $Q$  倍になることは周知の通りである。真空管がでてからどんなに微小な電圧も自由に増幅できるよう考え易いが、事實は雑音による限度があるから、真空管に入る前にできるだけ共振回路を利用して信号の電圧増幅を行う必要がある。

給電線と結合する方式につきの諸種類あり、いずれの場合も、給電線の波動インピーダンス  $R_s$  と整合する必要がある、その条件を順次求めればつぎのようになる。



第 3.1 図 RCA

第 3.1 図においては一次側の抵抗分及びリアクタンス分が二次側の影響でつぎのように変ることをまず考慮する。

$$R_1 \rightarrow R_1 + \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 R_2$$

$$X_1 \rightarrow X_1 - \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 X_2$$

いま  $X_1 = \omega L_1 \frac{1}{\omega C_1} = 0$ ;  $X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = 0$  と仮定すれば、抵抗分  $R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2}$  だけ残る。  $M$  をいろいろ加減して

$$R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2} = R_s \quad (1)$$

にすれば整合されたことになる。ゆえに整合条件は

$$\omega M = \sqrt{R_2(R_s - R_1)} \quad (2)$$

また、整合の場合の昇圧比を求めるため、1 次電流を  $I_1$ 、従って 1 次電圧を  $\dot{I}_1 R_s$  とすれば、2 次誘起電圧は  $j\omega M \dot{I}_1$ 、電流は  $j\omega M \dot{I}_1 / R_2$ 、またコンデンサの端子電圧は  $j\omega M \dot{I}_1 / R_2 (j\omega C_2)$  であるから、昇圧比  $a$  は

$$a = \frac{1}{\dot{I}_1 R_s} \frac{j\omega M \dot{I}_1}{j\omega C_2 R_2} = \frac{M}{C_2 R_2 R_s} = \sqrt{\frac{R_r}{R_s} \left(1 - \frac{R_1}{R_s}\right)} \quad (3)$$

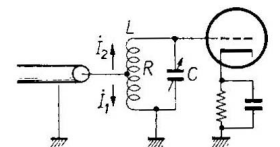
ここに  $R_r$  は  $L_2 C_2$  回路の共振インピーダンスである。

第 3.2 図の場合、つぎの関係が成立つ。

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \quad (4)$$

$$E = \dot{I}_1 (R_1 + j\omega L_1) - \dot{I}_2 j\omega M \quad (5)$$

$$= \dot{I}_2 \left( R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C} \right) - \dot{I}_1 j\omega M \quad (6)$$



第 3.2 図 Marconi

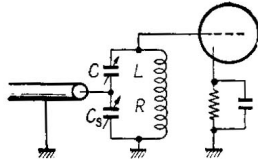
ここに  $\dot{E}$  は給電線端子電圧、 $R_1, L_1$  はタップより下の抵抗及びインダクタンス、 $R_2, L_2$  を上のそれとする。また、 $M$  はタップより下の部と、上の部間の相互インダクタンスである。(4), (5), (6) 式より  $\dot{E}/\dot{I}$  を求め、これを  $\dot{Z}$  とすれば

$R_1 \ll \omega L_1; R_2 \ll \omega L_2$  として

$$\dot{Z} = \frac{\frac{L_1}{C} + \omega^2(M^2 - L_1L_2)}{R + j\left\{\omega L - \frac{1}{\omega C}\right\}} \quad (7)$$

ここに

$$R = R_1 + R_2; \quad L = L_1 + L_2 + 2M$$



第3.3図 国際電々

従って整合の条件は

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (8)$$

$$\frac{L_1}{CR} + \frac{\omega^2(M^2 - L_1L_2)}{R} = R_s \quad (9)$$

ゆえに昇圧比  $a$  は  $I_2/j\omega C$  を  $\dot{I}R_s$  でわることにより

$$a = \frac{L_1 + M}{CR_s R} = \sqrt{\frac{L}{CRR_s}} \quad (10)$$

この方法の欠点は接触点の機械的構造が複雑となることである。

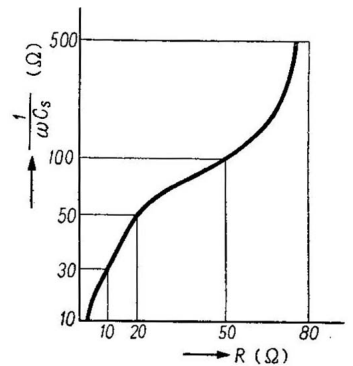
つぎに第3.3図の場合は極めて簡単で、整合条件は

$$\omega C_s = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{R_s}{R} - 1} \quad (11)$$

昇圧比はつぎのようになる\*1。

$$a \approx \sqrt{\frac{L}{CRR_s}} \quad (12)$$

第3.4図は  $R_s = 77\Omega$  の際の  $R$  と  $\frac{1}{\omega C_s}$  との関係を示す。



第3.4図

## 3.2 雑音\*2

受信機の感度を支配するものはその内部雑音である。増幅度が大きいことは必ずしも感度の高いことを意味しないで、雑音を少なくしてはじめて感度が高いことになる。受信機の内部雑音の原因を大別するとつぎの4種となり、それぞれつぎの内容をもっている。

1. 不完全接触その他機械的不安定によるもの
  - (a) 端子の締付不十分
  - (b) 真空管内電極の機械的不安定
2. 化学的变化に伴う電流の不連続
  - (a) 古い電池
  - (b) 化学的に不安定な抵抗体
3. 真空管内の各種電子現象によるもの
  - (a) 排気不十分 (N. P. Case: IRE 1931)
  - (b) 2次電子放射 (F. B. Uewellyn: IRE 1930)
  - (c) グリッド線上の不純物 (Metcalf & Dickinson: Physics 1932)

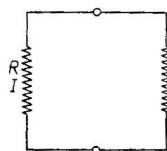
\*1 拙著『無線の研究』(昭12.1)

\*2 雑音に関する単行本として E. B. Moullin 氏著 *Spontaneous Fluctuations of Voltage*(1938), 拙著『雑音』(岩波全書, 1954), van der Ziel 原著, 滝・飯島・田宮共訳『雑音』(無線従事者教育協会, 1957) 等がある。

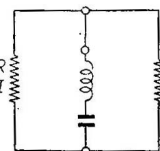
- (d) 電極相互間の絶縁不十分 (＂)
- (e) 陰極附近の正イオン (＂)
- (f) フリッカ効果 (Schottky: *Phys. Rev.* 1926)
- (g) 散射作用 (Schottky: *Ann. d. Phys.* 1918)
- 4. 熱雑音 (Johnson & Nyquist: *Phys. Rev.* 1928)
  - (a) 抵抗体
  - (b) 共振回路等

さて以上の諸原因のうち最も理論とよく一致し、基礎的なものは熱雑音である。まずこれについて説明しよう。

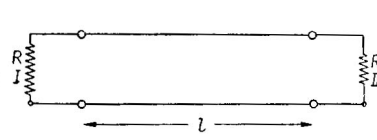
この雑音の実験的研究者は Johnson で、Nyquist はこれに理論をつけた。もっともこのような雑音の存在については Schottky も 1918 年の論文で指摘した。まず第 3.5 図において熱力学の第 2 則から、両抵抗が等温  $T$  にあれば、エネルギーはどちらから流



第 3.5 図



第 3.6 図



第 3.7 図

れる量も等しい。ただし、導体そのものは鉛でも銀でも差支えない。この平衡は各周波数でも成立つ。もし成立しないならば第 3.6 図のように不放射直列共振回路を接ぎ、これを不平衡の範囲に同調させる。この回路挿入前に平衡してるが、接ぐと平衡は破れるから熱力学の第二法則をおかす、それ故われわれはつぎの重要な結論に達する。熱振動により導体内に生ずる起電力は周波数、抵抗および温度だけの函数である。この函数形をきめるために第 3.7 図のように、長い放射のない送電線で両抵抗が結ばれたとする。その波動インピーダンスは  $R$  に等しいものとする、また、線路長を  $l$  とし、伝播速度を  $v$  とする、系全体の温度は無論  $T$  に等しいものとする。勢力移送が平衡状態に達した後で急に両端を短絡すると、両端からは完全な反射が起り、送電線上の勢力はそのまま貯えられたことになる。さて線上を反対方向へ進行する二通りの波と考える代りに、この線が固有振動をなすと考えてもよい。

周波数は

$$\frac{v}{2l}, \frac{2v}{2l}, \frac{3v}{2l}, \frac{4v}{2l}, \dots$$

である。そこで周波数  $\nu$  と  $\nu + d\nu$  間に含まれる勢力を考える場合に、 $l$  を充分大きく取れば、振動の型の数は  $\frac{2l}{v} d\nu$  である。一面エネルギーの等分配則に従えば、単位の自由度に対する勢力は  $kT$  に等しいから、周波数  $d\nu$  間に含まれる送電線貯蔵勢力は

$$W = kT \frac{2l}{v} d\nu \tag{1}$$

に等しい。この  $W$  を貯えこむに要する時間は  $l/v$  であるから各導体から線路に移される平均の電力  $dP$  は

$$dP = kT d\nu \tag{2}$$

一方、回路電流は  $\frac{\text{起電力}}{2R}$ 、授電の電力は  $\left(\frac{\text{起電力}}{2R}\right)^2 R$  であるから

$$(\text{起電力})^2 = 4kTR\nu$$

今左辺を  $E^2 d\nu$  で表わせば

$$E^2 d\nu = 4kTR d\nu \tag{3}$$

$E^2$  は単位の周波数帯内の電圧の自乗である。また  $k$  は Boltzmann 常数で  $1.3805 \times 10^{-23}$  である。この関係式は非常に応用が多いから記憶するを要する。以上が Nyquist 理論の梗概である。

同様の推理によりどんな回路網についてもその見掛けの抵抗分をとれば、(3) 式が成立つことを証明できる。もし 1 自由度あたりのエネルギーを  $\frac{h\nu}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1}$  とすれば

$$E_\nu^2 d\nu = \frac{4R_\nu h d\nu}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1} \quad (4)$$

この補正を必要とするのは周波数が非常に高い場合、または温度の非常に低い場合で、 $h\nu$  と  $kT$  と同程度になったときである、この式は、ポーズ・アインシュタインの統計法に従っているが、フェルミ・ディラックの統計法に従うような物質に対しては、分母の  $-1$  の代わりに  $+1$  をおきかえさえすればよい。

(2) 式の  $d\nu$  が有限の値になった場合は等価雑音帯域幅  $B$  を用いなければならず、左辺は有限の電力  $P$  となり、

$$P = kTB \quad (5)$$

で与えられる。

つぎに散雑音についてのべよう。これも、1918年 Schottky の研究にはじまり、Ballantine<sup>\*3</sup>、Thompson、North<sup>\*4</sup> および Harris 等の研究がある。詳細はそれらにゆずり、ここでは概念だけをのべる。第3.8図は、完全に温度飽和の状態にある2極管とする。電荷  $e = 1.602 \times 10^{-19} \text{C}$  をもった電子は、陰極からアノードにむけてたがいに独立に、平均毎秒  $\bar{n}$  個の割合で移行するものと仮定する。電流の変動部分の2乗平均値  $\bar{i}^2$  を測定する装置は、周波数  $B$  c.p.s までしか追従しないので、ある期間

$$\frac{1}{\tau} \quad (6)$$

秒間の平均電流  $j_\tau$  だけを問題にする。また、 $\tau$  秒間の電子移行総数を  $n_\tau$  個とする。  $n$  がポアソン分布をする場合、統計論ではつぎの定理がある。

$$\overline{(n_\tau - \bar{n}\tau)^2} = \bar{n}\tau \quad (7)$$

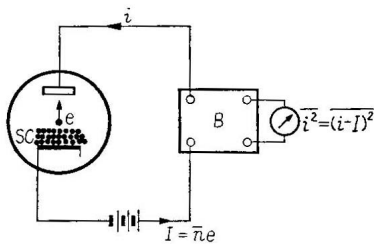
しかるに、電流の変動部分の2乗平均値は

$$\begin{aligned} \bar{i}^2 &= \overline{(i - I)^2} \\ &= \overline{\left(\frac{n_\tau}{\tau} e - \bar{n}e\right)^2} \\ &= \frac{e^2}{\tau^2} \bar{n}\tau \\ &= \frac{1}{\tau} eI \end{aligned}$$

となる。これに (6) の関係を代入すれば

$$\bar{i}^2 = 2eIB \quad (8)$$

となる。この関係式は、相当の簡略法で導いたが、実際はもっと厳密な方法で証明することができる。ここに  $I$  はアノード直流であって、直流メーターで正確に測れるし、 $B$  は等価雑音帯域幅で、これも厳密に定義され正確に測れるので、温度飽和にある2極管は、しばしば標準電圧としても利用される。



第3.9図 空間電荷ある場合の散雑音

しかし、実際使用状態の真空管のように、空間電荷の領域にある場合の散雑音電流の計算はそれ程簡単でない。すなわち、第3.9図で説明的図示をしたように、陰極の表面の外まで空間電荷  $SC$  が充満して、アノードに移行するのを待機しているわけである。その中から1個の電子だけとびだしていった後、つぎにとびだす電子にある程度の影響を及ぼすので、温度飽和の場合のように各電子独立に放射すると考えるわけにはゆかない。結論として、空間電荷の影響は小さいが、(8)式よりわずかに雑音は少くなる。その理由は、1種のクッション作用があるからである、D. O. North に従えば

$$\bar{i}^2 = 2eIB\Gamma^2 \quad (9)$$

\*3 S. Ballantine, *Fluctuation Noise in Radio Receivers*, I.R.E., 18, No.8, Aug. 1930, pp. 1377-1387.

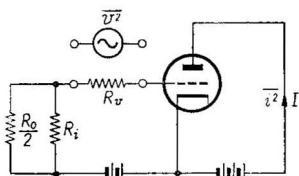
\*4 B. J. Thompson, D. A. North and W. A. Harris, *Fluctuations in Space-Charge Limited Currents at Moderately High Frequencies*, RCA Review, Jan., April, July, Oct., 1940; April, July. 1941.



で与えられる．ここに， $\Gamma$  は空間電荷による散射雑音の軽減係数である． $\Gamma$  は 1 より小さいが，空間電荷の程度によって広範囲に変わるので不便である．そこで，上の式を

$$\overline{i^2} = 4kTgB\theta \tag{10}$$

のようにかきかえ， $\theta$  という係数を用いると，ほぼ  $2/3$  で一定となり，アノード電圧が高くなると，漸近的に  $3(1 - \pi/4) = 0.6438$  となる． $g$  は内部コンダクタンス， $T$  は陰極温度である．



第 3.10 図 雑音抵抗の定義

さて，一般に増幅管の雑音は雑音抵抗，あるいはもっと詳しくいって，等価雑音抵抗で表わすことにより，非常に取扱いが便利になる．これは，第 3.10 図に示すように，等格子雑音電圧を媒介として定義される．すなわち，雑音抵抗とは，真空管のアノードに発生する雑音電流がグリッドの電圧によるものと仮想し，この電圧の 2 乗平均値に等しい熱雑音を室温において発生する抵抗値をいう．真空管の相互コンダクタンスを  $g_m$  とし，(3) と (9) とを比較すれば，周波数帯域幅  $B$  において

$$\frac{2eIB\Gamma^2}{g_m^2} = 4kTR_vB$$

であるから，

$$R_v = \frac{e\Gamma^2}{2kT} \frac{I}{g_m^2} \tag{11}$$

となる． $B$  が消去されるので，雑音抵抗  $R_v$  は真空管固有の定数となる．いずれにせよ，正確な値は 1 個 1 個の真空管について実測してみなければわからないが，概算にはつぎの各式を利用すると便利である．

$$3 \text{ 極管増幅 } R_v \approx \frac{2.5}{g_m} (\Omega) \tag{12}$$

$$5 \text{ 極管増幅 } R_v \approx \frac{I_p}{I_p + I_{sg}} \left( \frac{2.5}{g_m} + \frac{20I_{sg}}{g_m^2} \right) (\Omega) \tag{13}$$

$$3 \text{ 極混合管 } R_v \approx \frac{4}{g_c} (\Omega) \tag{14}$$

$$5 \text{ 極混合管 } R_v \approx \frac{I_p}{I_p + i_{sg}} \left( \frac{4}{g_c} + \frac{20i_{sg}}{g_c^2} \right) \tag{15}$$

$$\text{多格子混合管 } R_v \approx \frac{I - I_p}{I} \frac{20I_p}{g_c^2} \tag{16}$$

$$g_m : \text{相互コンダクタンス (U)} \tag{17}$$

$$I_p : \text{アノードの平均電流 (A)} \tag{18}$$

$$I_{sg} : \text{スクリーン・グリッドの平均電流 (A)} \tag{19}$$

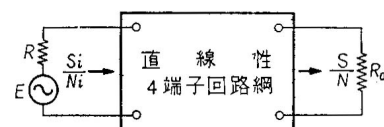
$$g_c : \text{変換コンダクタンス (\Omega)} \tag{20}$$

$$I : \text{真空管内の直流総和} \tag{21}$$

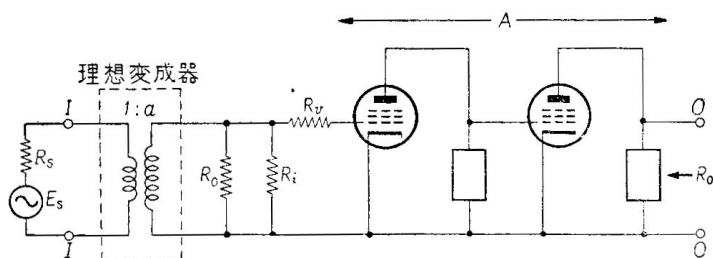
### 3.3 雑音指数 (Noise Figure)

雑音指数は回路網を通る間に  $SN$  比が劣化する程度を表わす量である．第 3.11 図で，入力端子から入るとききの  $SN$  比を  $S_i/N_i$  とし，出力端からでるときの  $SN$  比を  $S/N$  とすれば，雑音指数  $F$  はつぎの式で定義される．

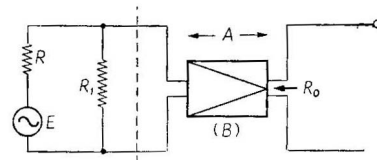
$$F \equiv \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S}{N}} \tag{1}$$



第 3.11 図 雑音指数の定義



第 3.12 図 受信機入力回路の雑音指数的表示



第 3.13 図 受信機入力等価回路

しかし、それには大切な条件がある。第 1 に定義される回路網が直線性であること、第 2 に、信号や雑音を有能電力で表わしておかなければならないことである。有能電力 (available power) とは、電源からとり得る最大電力である。この方法で定義すると、前節の (5) 式により、 $N_i$  は  $kTB$  に等しいので

$$F = \frac{S_i}{\frac{kTB}{S}}$$

とすることができる。ここに、 $T$  は電源内部抵抗の温度 ( $^{\circ}K$ )、 $B$  は 4 端子回路の等価雑音帯域幅である。後者はつぎの節で定義する。もし、ここで有能利得 (available gain)  $G$  を

$$G \equiv \frac{S}{S_i} \quad (2)$$

で定義するならば、雑音指数の定義は、もっと実際のな形

$$F = \frac{N}{GkTB} \quad (3)$$

となる。つまり、具体的な回路で、雑音指数を計算しようとする場合は、これから出発すると早い。記憶し易い形は

$$\begin{aligned} N &= FGkTB \\ &= GkTB + (F - 1)GkTB \end{aligned} \quad (4)$$

である。第 2 式の第 1 項は電源から発生し、第 2 項は 4 端子回路網から発生した分である。これをみても、 $F$  は必ず 1 より大きいことがわかる\*5。

われわれは第 3.1 ~ 3.3 図の入力回路およびそれにつづく 2 ~ 3 段の増幅管よりなる 4 端子網の雑音指数に興味があるので、(3) 式をそれにむくようにかきかえておくと便利である。まず、入力回路を一般化して第 3.12 図で表わすことにしよう。いま、電源電圧  $E_s$  および抵抗  $R_s$  を理想変成器 2 次側に換算し、初段真空管の入力抵抗  $R_i$ 、入力共振回路の共振インピーダンス  $R_0$  等の合成を  $R_1$  としよう。すなわち、

$$E = aE_s; \quad R = a^2R_s; \quad R_1 \equiv \frac{R_i R_0}{R_i + R_0}$$

である。つぎに、初段真空管グリッドから、出力端子  $OO$  開放点までの電圧増幅度を  $A$  とすれば、出力端開放のときの出力雑音電圧 2 乗平均値は  $4kTB(R_v + R_r)A^2$  となり、出力雑音の有能電力は、これを  $4R_0$  でわったものとなる。(3) 式を利用して

$$F = \frac{R_v + R_r}{R_0} \frac{A^2}{G}$$

となる。初段真空管グリッドから、出力端子  $OO$  開放点までの有能利得は第 3.13 図をみて、

$$G = \frac{R}{R_0} \left( \frac{AR_1}{R + R_1} \right)^2$$

\*5 しかし、近年マイクロ波分光学の方で発展したレーザー応用の受信機なら別である。

であること明らかである．ここに

$$R_r \equiv \frac{RR_1}{R + R_1}$$

である． $G$  と  $R_r$  の関係を  $F$  の式に代入すれば

$$F = 1 + \frac{R}{R_1} + \frac{R_v}{R} \left(1 + \frac{R}{R_1}\right)^2 \tag{5}$$

となる．もし， $R_0$  が入力回路の共振インピーダンスであり， $R_i$  が  $R_0$  にくらべて甚だ高いとし， $a$  を昇圧比とすれば，具体的な受信機入力回路および真空管増幅器の雑音指数は

$$F = 1 + \frac{a^2 R_s}{R_0} + \frac{R_s}{a^2 R_s} \left(1 + \frac{a^2 R_s}{R_0}\right)^2 \tag{6}$$

で表わされる． $R_v$  はほとんど初段の真空管だけによってきまるが，もし，無線周波増幅器の設計がわるくて，2 段目以降の真空管回路の雑音指数が問題になるような場合には，第 3.14 図のように，各段にわけて雑音指数を求めるのである．そして，合成の雑音指数は

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \tag{7}$$

となる．

さて，入力回路の調整上，最も大切なことは，つぎの諸点である．まず真空管の雑音抵抗  $R_v$  が無視できる程低いならば，なるべく整合をくずし， $a$  を小さく，従ってみかけの  $R$  を低くするということである．整合のとき， $F = 2$  であったものが，これによって， $F \rightarrow 1$  となるからである．

つぎに，もし，真空管の雑音抵抗  $R_v$  が  $R_0$  にくらべて甚だ高いならば

$$a = \sqrt{\frac{R_0}{R_s}} \tag{8}$$

とし，整合の条件を満足せしめることである．このとき，雑音指数は

$$F \approx 4 \frac{R_v}{R_0} \tag{9}$$

となるが，上の条件の下での最低値である．

もし， $R_v$  が，上記 2 条件の中間にあるならば，

$$a = \sqrt{\frac{R_0}{R_s}} \sqrt[4]{\frac{R_v}{R_v + R_0}} \tag{10}$$

としたときに，雑音指数は最小となり，

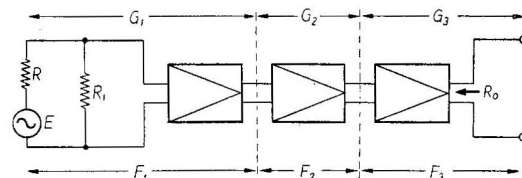
$$F = 1 + 2 \frac{R_v}{R_0} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{R_0}{R_v}}\right) \tag{11}$$

で与えられる．共振回路のインピーダンスが無限大になった極限では，第 6 節 (13) 式で定義した真空管感度  $S$  を用いて上式を

$$F = 1 + \frac{2(1 + \sqrt{1 + S})}{S} \tag{12}$$

とすることができ，この値を真空管特有の定数とみることもできる．

第 3.1 表は CCIR の推奨する雑音指数で，この値より小さければ，感度も優秀な方である．



第 3.14 図 2 段目以下の増幅器が問題になる場合の雑音指数の計算

第 3.1 表 雑音指数の実際的標準

周波数 (MC)	雑音指数 (db)
100 以下	4.0
200	5.4
500	7.4
1,000	9.0
2,000	10.5
5,000	12.5
10,000	14.0

### 3.4 増幅の限度

前3節において受信機の増幅限度についての準備を終った。さて、受信機の感度をあげるためには増幅度を高くすると同時に、雑音を減らさねばならぬ。第2節の始めにのべた各種の雑音源のうち前2者すなわち、不完全接触および化学変化によるものはどれも、注意を払えばほとんど妨害とならない。3a から 3e までは真空管製作技術の進歩に伴い漸次遞減され得べき性質のものである。3f は比較的大きいものであるが、可聴周波 400 $\sim$ 以下で急に増加するものであるから、無線周波増幅器においては大きな問題とはならない。3g は真空管の適当な選択、すなわち  $I_p/g_m^2$  の低いものを使うことにより大いに減少することができる。最後に、最も小さいが確定的な第4の雑音が残る、その雑音電圧は第2節(3)式で与えられる。いま、増幅限度について定量的に考察してみよう\*6。

$E$  : 第1真空管グリッドにおける 1kc 毎の雑音電圧実効値

$\overline{v^2}$  : 第1真空管グリッドに換算した雑音電圧の2乗平均値

$E_r(f)$  : 整流管グリッドで  $f$ (kc) に於ける 1kc 毎の雑音電圧実効値

$\overline{v_r^2}$  : 整流管グリッドに於ける雑音電圧の2乗平均値

$A(f)$  : 周波数  $f$ (kc) における総合電圧増幅度

なお受信機各部は飽和せず直線的増幅をなすものと仮定すれば

$$E_r = A(f)E \quad (1)$$

$$\overline{v_r^2} = \int_0^\infty E_r^2(f)df \quad (2)$$

(2) へ (1) を代入するとつぎのようになる。

$$\overline{v_r^2} = E \int_0^\infty A^2(f)df \quad (3)$$

いわゆる雑音というのは換算した雑音  $\overline{v^2}$  のことであるから

$$\overline{v^2} = \frac{\overline{v_r^2}}{A_m^2} \quad (4)$$

である。ここに  $A_m$  は最大増幅度である(理想的には濾波器の中心周波数であるが、一般的にはある標準の周波数における増幅度)。 (4) を (3) に入ると

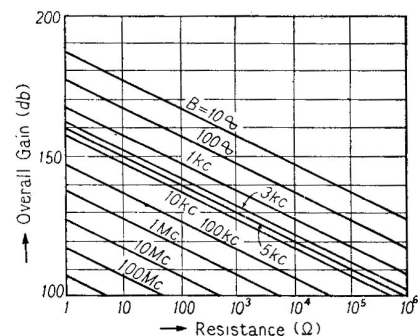
$$\overline{v^2} = BE^2 \quad (5)$$

ここに

$$B \equiv \int_0^\infty a^2(f)df$$

$$a^2(f) \equiv \frac{A^2(f)}{A_m^2} \quad \text{または} \quad \frac{G(f)}{G_v}$$

を得。上式の  $B$  は雑音等価帯域幅である。選別回路の定義に用いるときは、比増幅度  $a(f)$  を有能利得  $G(f)$  によって定義する。実用的立場よりみて最も重要なのは、最大増幅度  $A_m$  と、等価雑音帯域幅  $B$  と、第1真空管に換算した単位雑音  $E$  と整流管グリッドに許し得る雑音  $\overline{v_r^2}$  の間の関係で、これは (5) 式へ (4) を入れて容易に理解される。



第3.15図 Possible Maximum Gain allowing Output Noise 1V., for Various Input Resistance and Equivalent Bands.

\*6 拙著『電学誌』昭 10.12, 符号は最近の習慣に従い訂正した。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\overline{v_r^2}}{A_m^2} &= BE^2 \\ \text{または } A_m &= \frac{\sqrt{\overline{v_r^2}}}{E\sqrt{B}} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

ここに  $\sqrt{\overline{v_r^2}}$  としてどの程度の値を許し得るか問題であるが、かりに 1V とし  $B$  をパラメータとし、 $E^2 = 4kTR$  より  $k = 1.3805 \times 10^{-23}$ ,  $T = 293^\circ\text{K}$ ,  $R$  を横軸とすれば第 3.15 図を得。これは増幅限度を一目にして知るに便である。

以上の数値計算は、熱雑音だけを考慮にいたったもので、真空管の雑音抵抗が入ってない。もし、それをいれるならば、前節の選別回路で表現するの他はない。出力抵抗  $R_0$ , 出力端開放のときの電圧増幅度を  $A$  とすれば

$$N = \frac{\overline{v_r^2}}{4R_0}; G = \frac{R}{R_0} \left( \frac{AR_1}{R + R_1} \right)$$

であるから、これを前節の (4) 式に代入すれば、

$$A = \sqrt{\frac{\overline{v_r^2}}{4kTRBF}} \left( 1 + \frac{R}{R_1} \right) = \frac{A_m}{\sqrt{F}} \left( 1 + \frac{R}{R_1} \right) \quad (7)$$

となる。理想的な場合、 $F = 1$  である。

つぎに、第 2 真空管以降の雑音抵抗の影響を考えてみよう。計算の便宜上、すべての熱雑音電圧を第 1 真空管格子側に換算するものとする。

$$\overline{v^2} = 4kTB \left\{ \frac{L}{2CR} + \sum_{n=1}^N \frac{R_{vn}}{A_1^2 A_2^2 \cdots A_n^2} + \frac{1}{A_n^2} R_{vc} + \frac{1}{A_n^2 A_c^2} \sum_{n=1}^M \frac{R_{vn}}{A_1^2 A_2^2 \cdots A_n^2} \right\} \quad (8)$$

上式に於て第 1 項は整合状態にある給電線結合回路によるもの、第 2 項は無線周波増幅器、第 3 項は第 1 変換器によるもの、第 4 項は中間周波増幅器によるものである。よく設計された受信機においては、第 1 項と第 2 項だけを考えれば充分である。もし、第 1 変換器増幅度  $A_c$  が非常に低下すれば第 3 項以下も問題となる。 $A_H$  は  $A_1 A_2 \cdots A_N$  無線周波増幅器の増幅度、 $R_{vn}$ ,  $R_{vc}$  等は雑音抵抗で、各段の最初のグリッド回路に換算してある。雑音抵抗は大体第 2 節の (12) ~ (16) 式から推定できる。

雑音抵抗と雑音電圧実効値の関係を知るには第 3.16 図によると便利である。この等価抵抗に比べて  $\frac{L}{2CR}$  が小さくてはいけない。少くも数 10kΩ でないと、真空管雑音が問題になることがわかる、 $\frac{L}{CR}$  はいわゆる共振インピーダンスで、これについては後から同調コイルをのべるとき詳しくのべるであろう。

この雑音はどんなに大きくしても、同時に信号電圧の昇圧比  $\sqrt{\frac{R_0}{2R_s}}$  が上がるから、受信機として無害である。第 2 項を大きくすると信号対雑音比が低下して有害である。結局、第 2 項を減らすか、第 1 項を大にするかに進むべきである。その極限において

$$\overline{v^2} \rightarrow 4kTB \frac{L}{2CR} \equiv \overline{v_0^2}$$

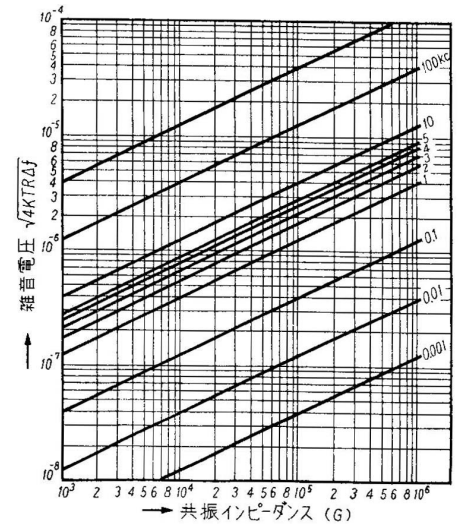
ゆえに、

$$\sqrt{\overline{v_0^2}} = \sqrt{2kTB \frac{L}{CR}} \quad (9)$$

となる。これを給電線端子に換算すれば

$$\sqrt{\overline{v_s^2}} = \sqrt{2kTBR_s} \quad (10)$$

となる。増幅限度は、これと (6) 式および第 3.15 図を利用して求められる。ただ、信号対雑音比に関するかぎりは、前節の選別回路だけを問題にすればよいので、最近は非常に便利になった。



第 3.16 図 雑音電圧と抵抗との関係 ( $T = 293^\circ\text{K}$ ,  $k = 1.3805 \times 10^{-23}$ )

以上の議論に使われた等価雑音帯域幅  $B$  は、一般に実測によって求めなければならないが、正常の調整状態にある濾波器なら計算で求めることができるし、調整が多少狂っても、計算は相当目安になる。

(a) 帯域幅  $\Delta f$ (kc), 傾斜それぞれ  $s_1$  および  $s_2$ (db/kc) の場合

$$\begin{cases} 0 < f < f_1 & \text{に対して} & a(f) = e^{0.11513s_1(f-f_1)} \\ f_1 < f < f_2 & \text{"} & \text{"} = 1 \\ f_2 < f_\infty & \text{"} & \text{"} = e^{0.11513s_2(f_2-f)} \end{cases}$$

$$\therefore B = \int_0^\infty a^2(f)df = \Delta f + 4.34 \left( \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} \right) \text{ (kc)} \quad (11)$$

(b) 共振曲線  $a^2 = \frac{R^2}{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}$  の場合

いまかりに

$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}; 2f_i^2 = \left( \frac{R}{2\pi L} \right)^2$$

とすれば上式は

$$a^2 = \frac{2f_1^2 f}{f^4 - 2(f_0^2 - f_1^2)f^2 + f_0^4} = \frac{2f_1^2 f^2}{(f^2 - \alpha)(f^2 - \beta)}$$

ここに,

$$\begin{aligned} \alpha, \beta &= - \left\{ \mp j \sqrt{2f_1^2 f_0^2 - f_1^4} - (f_0^2 - f_1^2) \right\} = - \{ \mp jB + A \} \\ \therefore \frac{jB}{f_1^2} a^2 &= \frac{2jBf^2}{(f^2 - \alpha)(f^2 - \beta)} = \frac{A + jB}{f^2 + A + jB} - \frac{A - jB}{f^2 + A - jB} \\ \therefore \frac{jB}{f_1^2} \int_0^\infty a^2 df &= \left[ \sqrt{A + jB} \tan^{-1} \frac{f}{\sqrt{A + jB}} - \sqrt{A - jB} \tan^{-1} \frac{f}{\sqrt{A - jB}} \right]_0^\infty \\ &= \frac{\pi}{2} \left( \sqrt{A + jB} - \sqrt{A - jB} \right) \\ &= \frac{\pi}{2} \cdot 2\sqrt{A^2 + B^2} j \sin \left( \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{B}{A} \right) \\ \therefore \int_0^\infty a^2 df &= \pi \frac{f_1^2 f_0}{\sqrt{2f_1^2 f_0^2 - f_1^4}} \frac{1}{2} \sin \left( \tan^{-1} \frac{\sqrt{2f_1^2 f_0^2 - f_1^4}}{-(f_0^2 - f_1^2)} \right) \\ &= \pi \frac{f_1^2 f_0^2}{\sqrt{2f_1^2 f_0^2 - f_1^4}} \frac{\sqrt{2f_0^2 - f_1^2}}{\sqrt{2} f_0} \end{aligned}$$

$$B = \frac{\pi f_1}{\sqrt{2}} = \frac{R}{4L} = \frac{\pi f_0}{2Q} \quad (12)$$

(c) 多段継電器の場合

受信機の間周波増幅回路として最も多く用いられるのは、1次2次対称の共振回路を結合した多段結合回路である。そのような場合についての計算は相当厄介であるが、著者はずっと前に、割合に正確な計算をしておいた<sup>\*7</sup>。また、当時用いた計算の方法は、必要に応じてその他の回路に対しても応用される。計算の経過に興味のある読者は原文を参照されることを希望し、ここでは結果だけをのべる。1次および2次回路の  $Q$  の等しい誘導結合回路の比増幅度の2乗は

$$a^2(f) = \left\{ \frac{(1 + \mu)^2}{x^4 + 2(1 - \mu)x^2 + (1 + \mu)^2} \right\}^n \quad (13)$$

で与えられる。ここに,

\*7 拙著『電通誌』(昭21.3)第264号.71頁.

$$x \equiv 2Q \frac{f - f_0}{f_0}; \mu \equiv \frac{\omega_0^2 M^2}{r^2}$$

とし、 $f_0$  は中心周波数とする。上の式を積分すれば、

$$B = \int_0^\infty a^2(f) df = \frac{\pi \rho}{2Q} f_0 \tag{14}$$

となる。ここに、 $\rho$  は  $\mu$  と  $n$  の函数であり、第 4.1 表あるいは、付録の図表によって与えられる。

普通、短波受信機では、雑音等価帯域幅は中間周波回路の特性によってきまり、無線周波回路の特性が影響することは少ないけれども、数 Mc 付近で相当高い  $Q$  の無線周波回路を使うと、全体の等価雑音帯域幅にきいてくることがある。影響の程度は

$$\lambda = \frac{Q f_r}{f_0 Q_r} \tag{15}$$

によってきまる。ここに、 $f_r$  は無線周波回路の同調周波数、 $Q_r$  はその良さである。このような回路が  $m$  段あり、

$$\frac{m}{\lambda^2} \ll 1$$

であるならば、総合の等価雑音帯域幅は

$$B \approx \frac{\pi \rho}{2Q} f_0 \left(1 - \frac{m}{\lambda^2}\right) \tag{16}$$

によって与えられる。

### 3.5 無線周波増幅回路

高級受信機で無線周波増幅器を必要とする理由はつぎの 2 点に帰着する。

1. 信号対雑音比の改善
2. 影像周波数混信の防止

第 1 の必要性については前節にのべたことで大要をつくした。第 2 項については第 4 章「選択作用」の各節でのべよう。

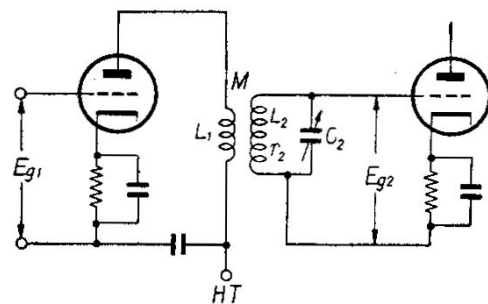
無線周波増幅器における主な問題は自励振であるが、これは主に送信機の方の取扱いに譲り、ここでは深入しないことにする。要するに陽極回路の共振インピーダンスをあげて、1 段当りの利得をあげようとするれば、G-P 間容量を通しての帰還のため自励振動を起し増幅できなくなるが、受信機の無線周波増幅においては目的が上記の通りであるために、それ程 1 段当りの利得をとらずとも選択度がよければよく、また信号対雑音比の向上には第 1 真空管グリッドの共振回路インピーダンスを高むればよいが、これは自励振の原因になるわけでないから問題はない。漂游容量または漂游磁界により各段相互の結合は遮蔽を嚴重にすることによりさけられる。

つぎに実用される無線周波増幅回路をあげるが、上の目的よりすれば、非同調型は使用の意味をなさず、大体つぎの 3 種に限られるようである。

電磁結合 2 次同調型にては  $L_1$  端子より見たる 2 次回路のインピーダンスが、同調の際  $\frac{\omega^2 M^2}{r_2}$  であるから、増幅度は

第 3.2 表 等価雑音帯域幅計算用定数  $\rho$

$\mu \backslash n$	1	2	3	4
0	0.50	0.31	0.25	0.21
0.5	0.75	0.51	0.43	0.37
1.0	1.00	0.75	0.66	0.60
1.5	1.25	1.01	0.94	0.91
2.0	1.50	1.31	1.30	1.33



第 3.17 図 電磁結合 2 次同調型

$$\frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \mu \frac{\frac{\omega^2 M^2}{r_2}}{r_p + \frac{\omega^2 M^2}{r_2}} n \quad (1)$$

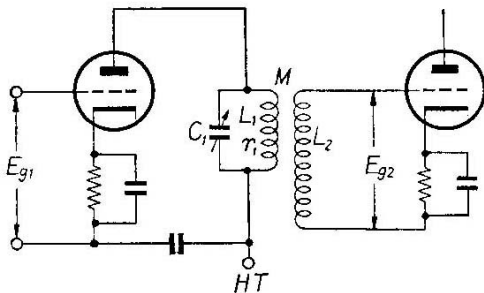
ここに  $\mu$  は増幅定数,  $n$  はコイルの昇圧比であるが,

$$n = \frac{j\omega L_1 I_2}{\frac{\omega^2 M^2}{r_2} \dot{I}_1} = \frac{j\omega L_2 \left( -\frac{j\omega M}{Z_2} \dot{I}_1 \right)}{-\frac{\omega^2 M^2}{r_2} \dot{I}_1} = \frac{\omega^2 L_2 M}{\frac{\omega^2 M^2}{r_2}} = \frac{L_2}{M} \quad (2)$$

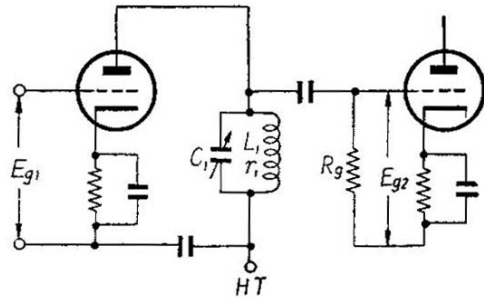
一般に高周波増幅に使用される真空管は4極または5極管で  $r_p \gg \frac{\omega^2 M^2}{r_2}$  であるから, この関係を用い, さらに  $\mu = g_m r_p$  として

$$\frac{E_{g2}}{E_{g1}} = g_m \frac{\omega^2 M^2}{r_2} \cdot \frac{L_2}{M} = g_m \omega M Q_2 \quad (3)$$

を得. ここに  $Q_2 = \omega L_2 / L_1$  である.



第 3.18 図 電磁結合 1 次同調形



第 3.19 図 静電結合 1 次同調形

電磁結合 1 次同調型にありては

$$\frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \mu - \frac{\frac{\omega^2 L_1^2}{r_1^2}}{r_p + \frac{\omega^2 L_1^2}{r_1}} \frac{j\omega M \dot{I}_1}{j\omega L_1 \dot{I}_1} \approx g_m \omega M Q_1 \quad (4)$$

となり, ここに  $Q_1 = \omega L_1 / r_1$  である.

静電結合 1 次同調型にあつては

$$\frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \mu \frac{\frac{\omega^2 L_1^2}{r_1}}{r_p + \frac{\omega^2 L_1^2}{r_1}} \approx g_m \omega L_1 Q_1 \quad (5)$$

上記 3 つの回路のうち第 1 の回路は陽極端子に呈するインピーダンスが割合に小さく, しかも  $L_2/M$  の値の適当な選定によって 1 段当りの利得も大して落さないですむ. またコンデンサが高圧電源に連っていないために大地に対する絶縁を考慮する必要がない. 1 段当りの無線周波増幅度は約 20db 位である. また, この際受信機の利得分布状況の一例を挙げよう.



段 階	利得 (db)	累計 (db)
給電線結合部の昇圧	20	20
無線周波増幅器	40	60
第 1 変換器	5	65
第1中間周波第1段	5	70
減 衰 器	(-30)	
第1中間周波第2段	5	75
減 衰 器	(-30)	
第1中間周波第3段	10	85
第 2 変換器	5	90
第2中間周波増幅部	70	160

1 段当りの利得の限度は同一周波数で真空管増幅しようとする場合

$$A_n = \sqrt{\frac{2g_m}{n\omega C_{pg}}} \quad (\text{千葉博士 真空管による})$$

となる。ここに

- 1 段の場合  $m = 1$
- 2 段の場合  $= 2$
- 3 段の場合  $= 2.62$

数値例:

UY-239 にて 3 段増幅

$$n = 2.62$$

$$C_{pg} = 0.007\mu\mu\text{F}$$

$$q_m = 1\text{m}\Omega$$

計算の結果，第 4.2表のようになる。

第 3.3 表

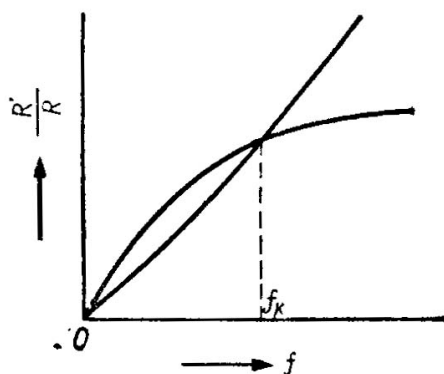
$\lambda_m$	gain/stage
10m	16db
15	18
20	19
30	21
50	23

### 3.6 同調コイル

まず、一般同調コイルについて概説し、その後に短波同調コイルの共振インピーダンスの問題に注目しよう。一般同調コイルはその構造上からつぎの諸種に分類される。

1. 空心単層ソレノイド (使用周波数  $f > 11\text{Mc}$ )
2. 空心蜂巢コイル ( $f \approx 20 \sim 300\text{kc}$ )
3. 磁性心コイル ( $F < 1.5\text{Mc}$ )
4. その他 (トロイダル型, 蜘蛛巣型, バスケット型, パンケーキ型)

コイルの巻線としては大抵銅の単線が用いられるが、比較的低い周波数 (中波, 長波) では高周波抵抗を下げる目的で撚線 (リッツ線 Litzendraht) が用いられる。撚線は勿論相互に絶縁されていることを必要とし、第 3.20図の臨界周波数  $f_K$  以下で使用せねばならない。 $f_K$  の値は Rogowski (Arch. f. Elek. s. 269, Nov., 1919) によって詳細に計算せられ、つぎの式で表わされる。



第 3.20 図 撚線と単線の高周波抵抗

$$f_K = \frac{13.62}{d^2 \rho S \sqrt{N}} \quad (1)$$

ここに

$$\begin{aligned}
 d &= \text{単線の直径 (cm)} \\
 \rho &= \text{比抵抗 (銅 60)} \\
 N &= \text{素線数} \\
 g &= \text{ピッチ} \\
 S &= \sqrt{\frac{\pi}{4} \frac{d\sqrt{N}}{g}} \quad (2)
 \end{aligned}$$

例えば

$$\begin{aligned}
 d &= 0.01\text{cm} \\
 N &= 50 \text{本撚} \\
 S &= 0.5
 \end{aligned}$$

とすれば  $f_K = 1240\text{kc}$  となる。

リツ線の最適周波数に関しても同氏により計算されているが (Hund の Hochfrequenzmeßtechnik s. 207, 1928 参照) つぎの公式で計算できる。

$$f_g = \frac{6.71}{d_2 \rho S \sqrt{N}} \quad (3)$$

つぎにコイルの  $Q$  を上げるために、磁性心を用いることがある\*8。

$f = 1000\text{kc}$  で  $Q = 400$  位に達する。また、モリブデン Permalloy の圧粉磁化にまいたものは、 $f = 100\text{kc}$  で  $Q = 1000$  に達した例もある\*9。

磁性心材料の商品名数例を挙げれば

Sirufer(Weis 『邦外誌』27号)

Ferrocart(Schneider 『邦外誌』25号)

Sendust(東北大学) TDK oxide core(東京電気化学)

等がある。Ferroxcube(Philips)\*10: MnZn フィライト系また 1/100mm 位の薄板をつくることも研究されている\*11。

ソレノイドコイルの自己インダクタンスは長岡氏の公式で比較的正確に計算される。公式は周知であるから変った形で表わしてみる。

$$L = \frac{S^2}{\ell} K \quad \text{m}\mu\text{H} \quad (4)$$

ここに

$$\begin{aligned}
 S &= \text{銅線の巨長 (cm)} \\
 \ell &= \text{コイルの軸長 (cm)} \\
 K &= \text{長岡氏の常数}
 \end{aligned}$$

これを図表にしておくと実用上便利である。(第3.23図参照)

受信機等ではしばしば円筒形の罐に納めて使うことがある。この場合、一般にインダクタンスは減少して  $L'$  となる。もとのインダクタンスを  $L$  とすればつぎの式で表わされる\*12。

$$L' = L \frac{D_c^3 - D^3}{D_c^3} \left\{ 1 - \left( \frac{\ell}{2\ell_c} \right)^2 \right\} \quad (5)$$

第3.4表

$D/\ell$	$\eta_m$	$\eta'_m$
0.2	0.73	0.55
0.4	0.90	0.63
0.6	1.02	0.71
0.8	1.12	0.77
1	1.21	0.82
2	1.50	0.96
3	1.70	10.4
4	1.82	1.10
5	1.93	1.15

\*8 特許第 115006 号。

増本・山本両氏「圧粉磁性心に就て」『日本金属学会誌』(昭 13.5)。

\*9 IRE, Oct. 1956, Ferrite Issue. p. 1240.

\*10 J. L. Snoek: Philips Technical Review (Oct. 1946).

\*11 仁科存氏著の磁性材料。

\*12 Hayman W. E., p.189, April, 1934.

$D_c =$  罐の直径;  $\ell_c =$  罐の軸長  
 $D =$  コイルの直径;  $\ell =$  コイルの軸長

つぎに固有波長 ( $\lambda_0$ ) および固有容量 ( $C_0$ ) の問題を簡単にのべる。  
 中波単層ソレノイドの場合は実験的につぎの式で表わされる\*13。

$$\lambda_0 = 2\eta_m S \text{ (両端開放)} \tag{6}$$

$$\lambda'_0 = 4\eta'_m S \text{ (一端接地)} \tag{7}$$

$S$  は (4) 式と同様巻線の総長である。

短波の場合は上式の  $\eta, \eta'$  の代りに  $\eta_s, \eta'_s$  とおけば, 大体計算できる。

与えられた  $L$  に対して  $\lambda_0$  を最小にする条件をみいだすには

$$L = (\pi D n)^2 \ell K \tag{8}$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_0 &= 2\pi D n \ell \eta \\ &= 4\pi D n \ell \eta' \end{aligned} \right\} \tag{9}$$

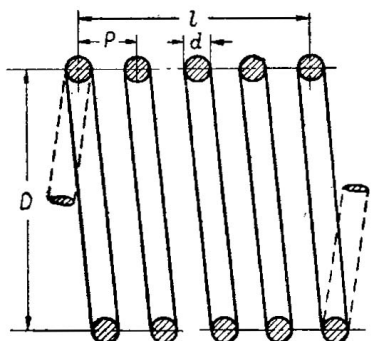
$$\therefore \left. \begin{aligned} \frac{L^2}{\lambda_0^3} &= \frac{\pi}{2^3} n \frac{D K^2}{\ell \eta^3} \\ &= \frac{\pi}{4^3} n \frac{D K^2}{\ell \eta'^3} \end{aligned} \right\} \tag{10}$$

$$\therefore \frac{L^2}{\lambda_0^3} \propto n F \left( \frac{D}{\ell} \right) \tag{11}$$

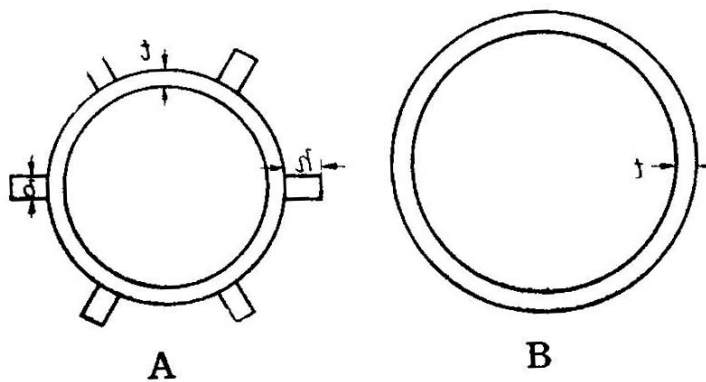
としてもよい。これから  $F$  を最大にするような  $\frac{D}{\ell}$  を求めると

$$\begin{aligned} \frac{D}{\ell} &= 0.2 && \text{両端開放} \\ &= 0.4 && \text{一端接地} \end{aligned}$$

となる。



第 3.21 図



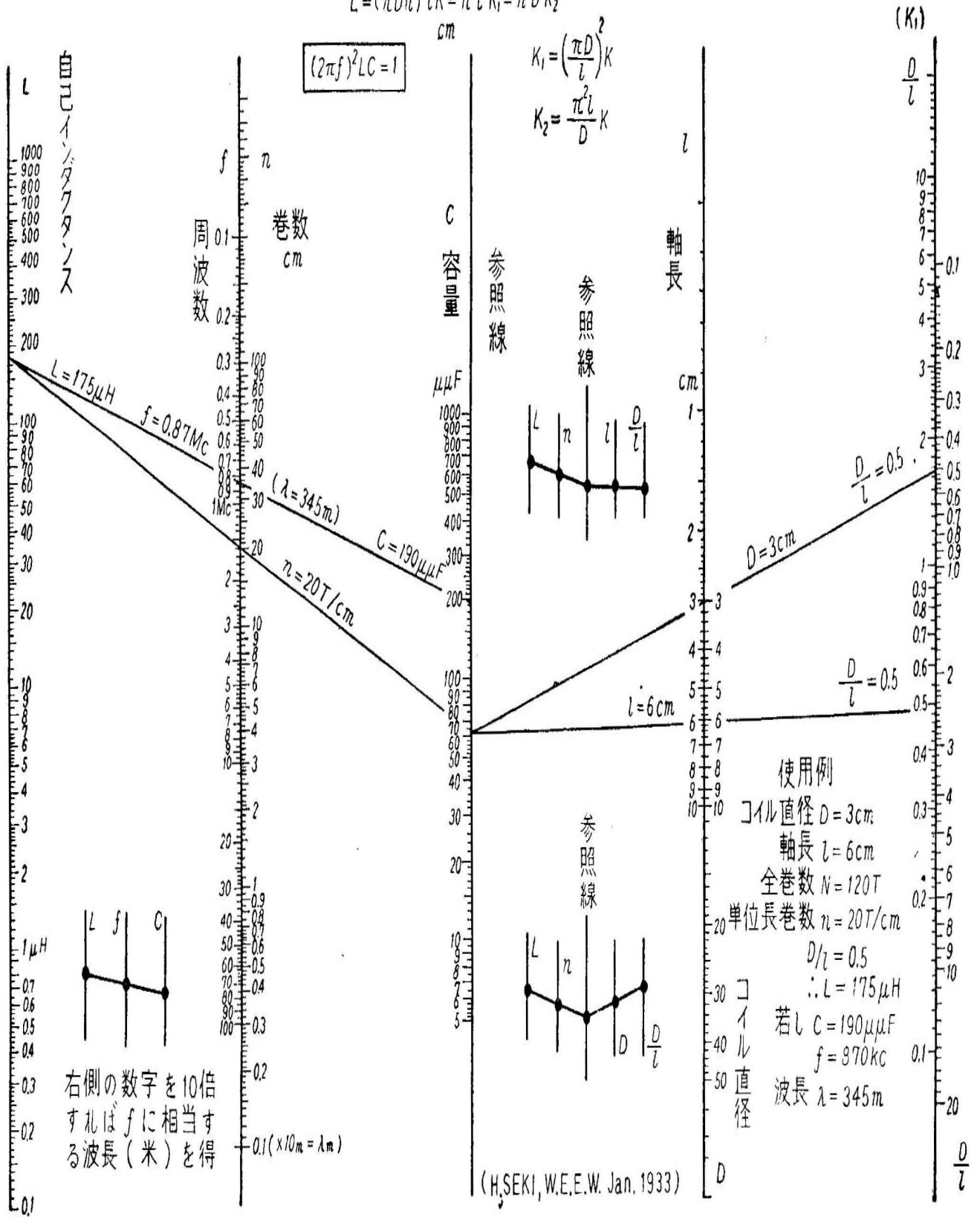
第 3.22 図

つぎに短波用小型単層線輪の性質について実験結果で説明する。コイルの各種定数は第 3.21 図で表わすこととし, 実験に使用したポピンは第 3.22 図のようなものである。また, 自己インダクタンスの計算にはもちろん (4) 式を用いたが, これを簡便な第 3.23 図のような図表としてから利用した。さて使用したコイルの自己インダクタンス  $L$  の値は 1 から  $7\mu\text{H}$  まで, コイルの平均直径  $D$  は 1 から 12cm まで, 巻線ピッチ  $p$  は 0.2 から 7mm まで導線の直径  $d$  は 0.1 から 3mm までコイルの軸長  $\ell$  は 0.5 から 5cm までの範囲内で約 80 種程の単層ソレノイドコイルである。共振インピーダンス測定はダイナトロン法により, 真空管 UY-224 を使用した。そのベースとソケットは取除いた状態で測定した。

\*13 山本『電学誌』1101 頁, 昭 2.10; D. Pollack, *RCA Review*, Oct. 1937, pp.184-201.

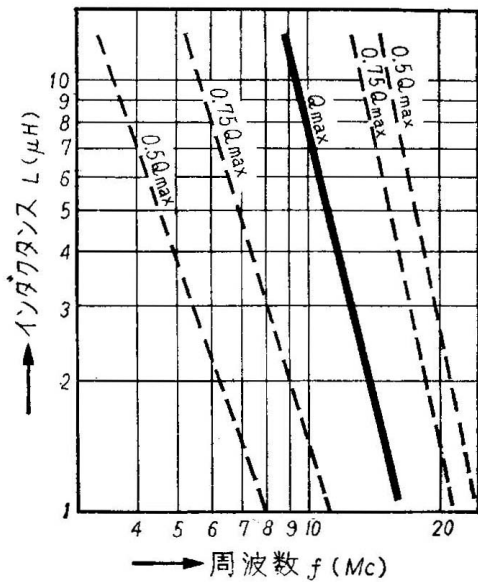
単相コイル設計図表

$$L = (\pi D n)^2 l K = n^2 l^3 K_1 = n^2 D^3 K_2$$

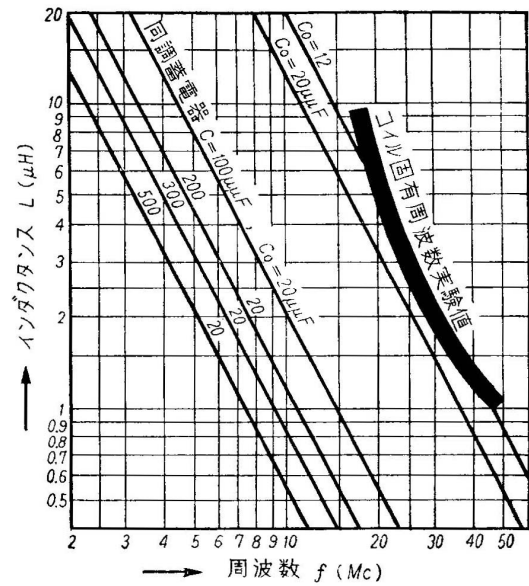


第 3.23 図 自己インダクタンス計算図





第 3.28 図



第 3.29 図

(b)  $D/\ell, p/d$  一定のまま  $D$  を 2 から 9cm まで変化しても  $\lambda_0 = 7 \pm 0.5m (L = 1\mu H)$ ;  $\lambda_0 = 14.5 \pm 0.5m (L = 5\mu H)$ ;  $\lambda_0 = 16 \pm 1m (L = 7\mu H)$  程度の変化にすぎない。ただし  $\lambda_0$  は固有波長である。

(c)  $L, p, D/\ell, D$  一定のまま  $d$  を 0.6 から 3mm まで変化した場合 (どれも  $p = 4mm$ )  $\Delta\lambda_0$  は  $1m (1\mu H) : 0.3m (7\mu H)$  程度である。

(d)  $L, p, d$  一定のまま  $D/\ell$  を 0.6 から 10 位まで変えると  $\lambda_0$  は 1 から 1.8m 程まで変る。

(e)  $L, d, D/\ell$  一定のまま  $p$  を 2 から 5mm まで変えると  $\lambda_0$  は約 1m 程変る。

(4) 誘電体損の分布

$L = 2.6\mu H; D = 61mm; p = 4mm; d = 1.8mm; \ell = 21mm$  のコイルだけについては誘電体損を分離して以下の諸結論および第 3.30 図の結果を得た。UY-224 とかいた線は真空管の誘電体損を等価並列抵抗  $R_d$  で表わしたもので、バリコンと記したのは同じく Wade 型バリコンの損失、コイル枠は同じく Solid のエポナイトボビンの損失を表わす。参考のため RCA-954 及び UZ-77 の入力インピーダンスを併記した。

(a)  $R_0$  の最高値は枠の形を変えることにより  $87k\Omega$  から  $74k\Omega$  迄変った。

(b) 枠無しの場合を除けば、肉薄 ( $t = 1mm$ ) の A 型 (第 3.22 図) の場合が最も良成績を示した。

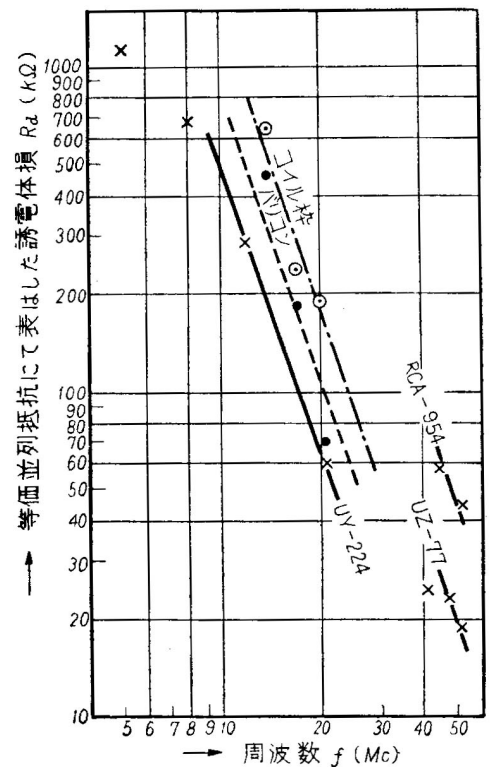
(c) A 型と D 型 (Solid のエポナイトボビン) の差が 7% 程度に過ぎぬ事から損失の起る場所は限られた小部分に過ぎないことがわかる。

(d) 誘電体損に相当する等価並列抵抗を  $R_d$  とすれば、大約  $R_d \propto f^{-3}$  となる。(第 3.30 図)

以上で短波用同調コイルの実験結果の説明をおわる。

つぎに超短波用同調コイルについての 2~3 の結果を説明する。第 3.25 図および第 3.27 図の 2 つを使えば、周波数の高くなる程コイル寸法を大きくしなければ、所要の共振インピーダンスを得られないことがわかる。そこで著者がかつて試作したコイルは第 3.6 表のようなものである。

ここに示した  $R_0$  の実測値は  $22.5 \times 35 \times 15.5cm^3$  の遮蔽箱内に納めた状態で得たものである。このように寸法を大きくすれば超短波の範



第 3.30 図

第 3.6 表

番 号	No.1	No.2	No.3
周波数範囲	15 ~ 30Mc	30 ~ 45Mc	45 ~ 55Mc
総巻数 ( $N$ )	3	1.7	1
直径 ( $D$ )	10cm	10cm	10cm
線径 ( $d$ )	4mm	4mm	4mm
ピッチ ( $p$ )	8.3mm	8.3mm	8.3mm
共振インピーダンス ( $R_0$ )	約 15k $\Omega$	18k $\Omega$	10k $\Omega$

帯でもかなり高インピーダンスを得られるので、50Mc 位になると真空管の入力インピーダンスが同等またはそれ以下になる。いまこれを  $R_d$  とすれば、第 3.30 図に示すように、UZ-77 では 50Mc 位で 10k $\Omega$  となり、UX-224 では 40Mc に達しない前に 10k $\Omega$  に落ちる。従って、コイルのインピーダンスを之以上高くしても意味をなさなくなる。また、真空管の雑音抵抗  $R_n$  と、上記  $R_d$  とで感度を表わそうという提案もある<sup>\*14</sup>。すなわち、真空管の感度は

$$S \equiv \frac{R_d}{R_n} \quad (13)$$

で一義的に定まるといのである。波長 10m 位で低いものは 3~4 であり、高いものは 10~20 となっている。

### 3.7 感度

増幅の限度が感度だけによってきまる場合もあるが、実際通信の場合を考えると必ずしもそればかりではない。そこで、感度の実用的な定義およびその測定法等について、CCIR では古くから討議してきた<sup>\*15</sup>。

このうち、直線性受信機 (linear receiver)、選別回路 (noise factor<sup>\*16</sup>) および等価雑音帯域幅 (effective overall noise band) 等については、すでに本章第 3 節にのべたことから推察できよう。その他の定義のうち、重要と思われるものをつぎにのべよう。

まず、電信受信機に対する最高実用感度 (maximum usable sensitivity) とは、出力に必要な信号レベルと、普通に許し得る信号歪あるいは劣化とを生じ、かつ、入力に指定された回路網 (擬似アンテナ) と直列に加わる最低の入力信号 (変調をのぞいたときの搬送波電圧で表示) として定義される。このような定義の最高実用感度を歪制限 (distortion limited) という。歪の測定の場合、F1 では周波数偏移を 400c.p.s とする。また、A1 の場合は 50 ボーの矩形波で断続し、歪 20% がおこる確率が 1/1000 の限度で測定する。また、劣化の限度は 1000 のドットのうち、1 つ欠けるか、1 つ粘るかをとる。

電信受信機の感度比較およびデータの提出の目的で、つぎの諸項を規定した条件の下での信号歪および劣化に対する参照感度 (reference sensitivity) というものを定義する。

- (a) 特定の生起確率をもつ信号歪と劣化
- (b) 受信機の帯域幅
- (c) F1 波の場合は周波数偏移
- (d) 電源インピーダンス (擬似アンテナ)

なお、直線性受信機の場合にかぎり、選別回路と感度とをつぎのように関係づけることができる。

$$A1; A2; A3 \quad E^2 = 8kT \frac{ERn}{m^2} F \times 10^{12} \quad (1)$$

\*14 『海外通信工学』第 98 号 171 頁。

\*15 CCIR, 1951 Geneva; 1953 Lond ; 1956 Warsaw .

\*16 CCIR では noise figure の代りに noise factor という。

ここに,

$E$  = 電源の等価直列抵抗と直列の搬送波電圧 ( $\mu\text{V}$ )

$F$  = 雑音指数 (電力比)

$R$  = 電源擬似アンテナの等価抵抗 ( $\Omega$ )

$n$  = 出力での SN 比 (電力比)

$m$  = 変調率 (正弦波). A1 なら  $m = 1$  とせよ

$k$  = ボルツマン定数,  $1.37 \times 10^{-23} \text{Joules}/^\circ\text{K}$

$T$  = 絶対温度 (通常  $293^\circ\text{K}$  にとり  $kT = 400 \times 10^{-23} \text{Joules}$  とす)

$B$  = 等価雑音帯域幅 (c.p.s.). この値は大約, 検波後の幅または検波前の幅の半分になる.

### A3b(SSB)

$$E^2 = 4kTB R n F \times 10^{12}$$

ここに, (1) 式の符号と異なるのは

$B$  = 検波後の幅または検波前の幅そのまま

### F1;F3(FM)

$$E^2 = 8kT \frac{BRn}{q^2} F \times 10^{12}$$

ここに, (1) 式の符号と異なるのは

$$q^2 = \frac{3D^2}{4B^2}$$

$D$  = 電信の場合は FS 量, 電話の場合は最大周波数偏移の両側和 (peak-to-peak)

$B$  = 検波後の幅



# 第4章

## 選択作用

### 4.1 混信の種類

混信にも種々あり、波長により、場所により、電力により一定しないが、ここでは短波通信の場合に問題を限ることとする。混信は大要つぎのように分類される。

1. 近接周波数によるもの
2. 影像周波数によるもの
3. 中間周波数によるもの
4. 複数の電波によるもの (inter-modulation)
5. 非直線歪によるもの (cross-modulation; blocking)

第1の混信はどんな種類の受信機でも起るが、第2および第3は2重または3重検波の超ヘテロダイン受信機に限られる。この有様はつぎの各種受信機の周波数特性をみれば了解されよう。

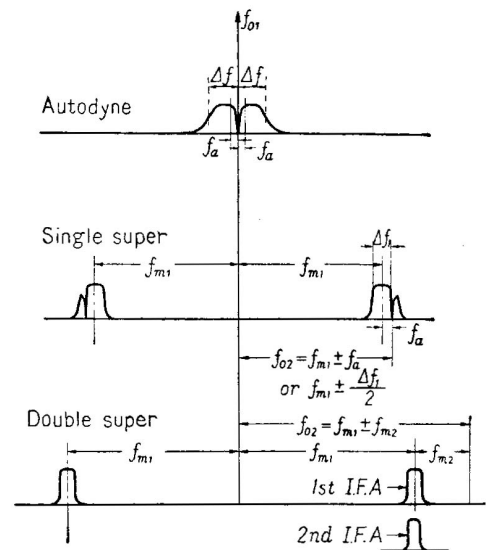
近接周波数の混信を除くためには中間周波濾波器の減衰傾度を高くすればよいが、この問題は後節でのべる。影像周波数の混信を除くためには無線周波増幅回路の選択度を向上せねばならない。これが一体どの程度に向上すればよいかは、妨害電波の強さや、検波回路の分離性等によってきめなければならない。

短波電信受信機の例

リミターの分離能力	6db
所要波の最小 20db	}
混信波の最大 80db	
空中線の周波数特性	-5db
	61db

短波電話電信機の例

混信 (漏話) の許容値	26db
所要波の最小 20db	}
混信波の最大 80db	
空中線の周波数特性	-5db
	81db

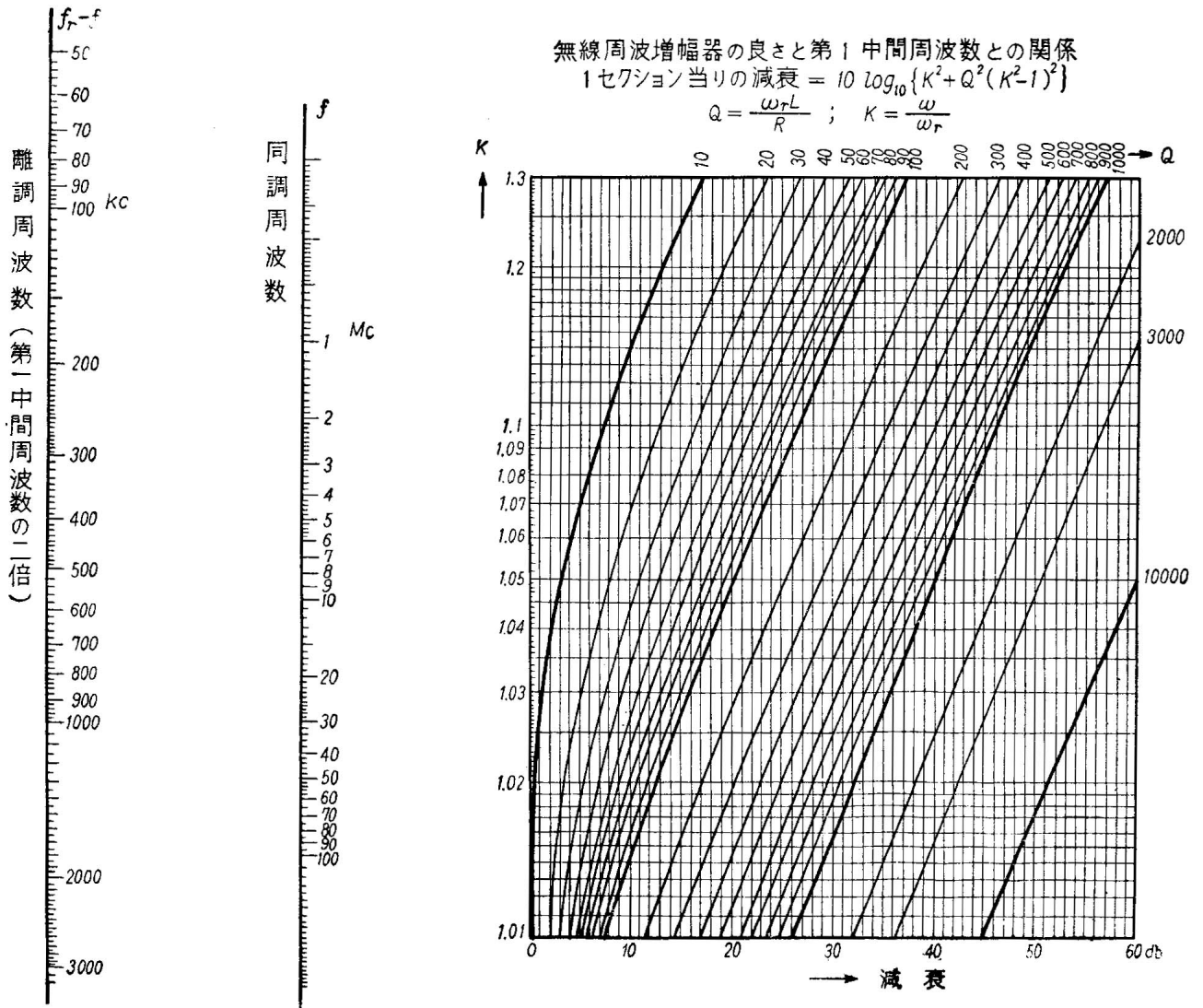


第 4.1 図

無線周波回路一段で得られる選択度はつぎの式またはつぎの図表から計算することができる\*1。

$$S = 10 \log_{10} \{ K^2 + Q^2 (K^2 - 1)^2 \} \text{ db} \tag{1}$$

\*1 Bayly: I. R. E. May. 1931.



第 4.2 図

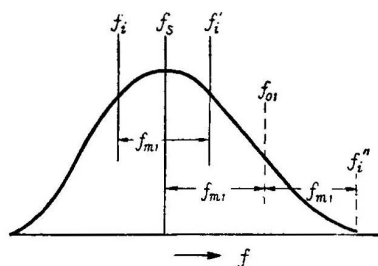
上記の関係をみると映像周波数選択度を向上するためには

1. 無線周波同調回路の  $Q$  を高くし段数をますこと
2. 第 1 中間周波数を高く選ぶこと

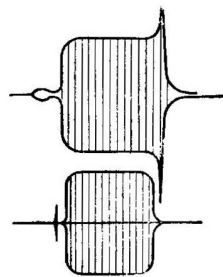
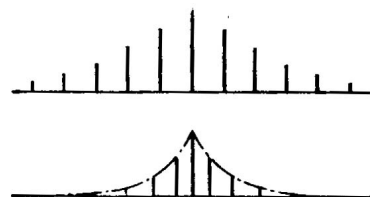
に帰着する．なお映像周波数は第 2 変換器についても存在し得ることを忘れてはならぬ．中間周波数による混信をのぞくには，上記の他，シールドをよくしなければならない．

映像周波数混信に似て非なるものに複波混信がある．これは第 1 発振器を停止しても入ってくることでわかる．特に電信の場合は全然符号がわからなくなる．また無線周波回路の選択度を同一とすれば，受信機は映像周波数混信に対してよりも複波混信に対しての方がはるかに弱い．すなわち前者は  $2f_{m_1}$  離調して 80db の減衰を要求するも，後者は  $\frac{1}{2}f_{m_1}$  離調した処で 80db の減衰を要求するわけである．しかし，一般にこのような混信複波の起る機会は非常に少いし，第 1 変換器の変換利得も非常に低い．何となれば，一方が局部発振電圧として作用するわけであるから，いわゆる局部発振器と同等の変換利得を得るには第 1 変換器グリッドで数ボルトを要し，これは給電線端子で 10mV 位に相当し，これは電界強度として相当強い方である．その上，もう一方の電界強度も 80db 位になるのは非常に稀なことである．

第 5 の種類の混信複波は発振周波数例えば， $f_{0_1}$  と  $f_i$  との差が  $f_{m_1}$  の  $\frac{1}{2}$  又は  $\frac{1}{3}$  等の場合に起る．すなわち非常に強い混信波がきて変換器出力に  $(f_i - f_{0_1})$  または  $(f_{0_1} - f_i)$  が現われると，変換器が直線的である場合，その第 2 または第 3 高調波が丁度  $f_{m_1}$  に等しくなると，それが第 1 中間周波濾波増幅器以下を通過してしまうことになる．これが対策は第 1 変換管の選択および適正な調節によらねばならない．



第 4.3 図 混信周波数の分布

第 4.4 図 クリック  
の入り易い波形第 4.5 図 振幅変調波 (上) と周波  
数変調波 (下) の周波数分布

以上は A1 波または A0 波で可能な混信を挙げたのであるが、A1 波のクリックまたは A2 波のようなものでは近接周波数混信以上の程度の高い混信をひきおこす。これは受信機ではどうしても防ぐことができない。なぜなら、所要電波  $f_s$  と全く同一の周波数で受信機に入ってくるからである。その対策は空中線の指向性によるか、またはもっと根本的な対策は送信側で施すのがよい。

クリックの入ってくるのは第 4.4 図のような場合で、この場合は沢山の強い側帯波が発生している。振幅変調の電波でも変調度、変調周波数の値によっては強い広い側帯波ができるから最近では浅い周波数変調波を用いることが多い。これによると第 4.5 図のように側帯波の広がりは割合に狭く、周波数ダイバーシチの目的を達せられる。詳細は送信機の書物にゆずる。

## 4.2 選択度の根本的考察

第 1 節の現実から離れて、選択度をもっと根本的に考察してみよう。情報理論の教える所によれば、通信容量は信号対雑音比、周波数帯域幅および時間の 3 変数の函数である。このことから、必要な情報の伝送のために、妨害信号 (広い意味の雑音) に対して、希望信号の強さを大きくするか、周波数の差によって分離するか、時間の差によって弁別するかの 3 つの場合が考えられる。無線通信の場合、第 1 の可能性は送信電力と伝播路に制限され、また多数の通信回線の相互妨害があるので、これにたよることはできない。結局、強さは与えられた値に従うということである。残るのは

- (a) 周波数の差異による分離
- (b) 時間の差異による分離

の 2 つである。という意味は、周波数差があれば、同時でも混信しないし、時間差があれば、同周波数でも混信しないということである。一般化された選択度 (generalized selectivity) というのは、狭い意味の選択度で考えている周波数特性の他に、時間的特性も考慮にいれ、入力側における希望信号  $S_i$  と妨害信号  $I_i$  との電力比が出力側においてどの程度改善されるかという目安を表わすものでなければならない\*2。この意味の選択度を  $Q$  とすれば、第 3.3 節の  $F$  の定義に対して

$$Q \equiv \frac{\frac{S}{I}}{\frac{S_i}{I_i}} \quad (1)$$

として定義される。しかし、これは、つぎの点で選別回路と根本的に異っている。

- (a)  $F$  と  $Q$  とは逆数関係にある。
- (b)  $F$  は直線性回路のみに対して定義されるのに対し、 $Q$  は必ずしもそうでない。ただ、周波数特性だけを問題にする場合は別である。
- (c)  $I_i$  は広い意味の雑音であるが、必ずしも乱弾でなく、周期性のものもある。そして、受信系の外部で発生したものである。しかし、第 8 章にのべる  $F_x$  の逆数とも一致しない。

\*2 S. Goldman, *Some Fundamental Considerations Concerning Noise Reduction and Range in Radar and Communication*. I.R.E. May.1948. およびかれの著 "Information Theory", 1953.

- (d) 選別回路  $F$  の定義における雑音  $N$  のスペクトルは、熱雑音や散乱雑音のように一様に分布しているが、妨害信号の場合は必ずしもそうでない。むしろ、ある周波数付近に集中していることが多い。
- (e) ひとつの通信系で妨害  $I_i$  と考えてるものも、他の通信系では希望信号  $S_i$  と考えられる場合が多い。
- (f)  $F$  は直線性回路網の性質により一義的に定まるが、 $Q$  はいろいろの条件により一義的には定まらない。

Wiener の濾波器は

$$\varepsilon = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [f_0(t) - f_m(t - \alpha)]^2 dt \quad (2)$$

を最小にするような直線性回路網を実現したものであるが\*3、非直線性を考慮した、より一般的な回路網も夢想することができる。この式の  $f_m(t)$  は入力側の希望信号波形、 $f_0(t)$  は妨害信号もふくんだ出力側波形である。  $T$  は十分に長い時間である。なお、式には現われてないが、入力側の妨害信号の波形は  $f_n(t)$  である。ゆえに、入力からは

$$f_i(t) = f_m(t) + f_n(t) \quad (3)$$

のような波形が入ってくるわけである。一般化された選択度の定義に、これらの記号を用いるとすれば

$$Q = \frac{\overline{f_0^2(t) - \varepsilon}}{\frac{\varepsilon}{\frac{f_m^2(t)}{f_n^2(t)}}} \quad (4)$$

のようになるだろう。一般化された選択度は理論的にはおもしろいが、非実際的であるから、これ以上の深いをしないことにする。

### 4.3 選択度の実際的尺度

同調曲線だけを問題にした旧時代の選択度の尺度からみると、現代ではかなり多くの点を考慮して定義されているようである\*4。すなわち、新しい定義の選択度は、つぎの内容からなりたっている。

(a) 1 信号選択度	{	通過帯域幅 減衰傾度 影像応答比 中間周波応答比 スプリアス応答比
(b) 実効選択度 (2 信号以上)	{	ブロッキング 混変調 相互変調

通過帯域幅 (pass-band) とは、帯域内の最低減衰量からある減衰差、たとえば 6db または 2db(高忠実度受信機の場合だけに) 達する 2 周波数間の幅である。

減衰傾度 (attenuation-slope) とは、通過帯域外の相接近した周波数差で、その間の減衰差を除いた比である。

影像応答比 (image-response ratio) とは、一定出力を与える影像信号入力レベルと、等しい出力を与える希望信号入力レベルとの比である。局部発振周波数が希望信号のそれより高い(低い)場合に、影像周波数は希望信号のそれより、中間周波数の 2 倍だけ高い(低い)。

中間周波応答比 (intermediate-frequency-response ratio) とは、一定出力を与える中間周波入力レベル(中間周波初段への入力ではなくて、無線周波入力回路への入力である)と、等しい出力を与える希望信号入力レベルとの比である。

スプリアス応答比 (spurious-response ratio) とは、局発周波数の高調波等とビートして中間周波となる妨害信号が一定出力を与えるレベルと、等しい出力を与える希望信号のレベルとの比である。

\*3 N. Wiener, *The Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series*, 1949, John Wiley.

\*4 CCIR Recommendation No.95, London, 1953- Warsaw 1956.

なお、上記の減衰傾度をとるには、通過帯域幅の端からの減衰量が 20, 40, 60 および 80db 等の点での周波数差を測る必要がある。また、中心からの離調周波数を対数目盛で表わし、減衰を db で目盛ると、通過帯域外のある周波数から先が直線になることが多いので、減衰傾度を 1 オクターブ (octave) 毎の db 値で表わしてもよい。

実効選択度 (effective selectivity) とは、通過帯域内にある希望信号を、一般には帯域外にあり、非直線性の影響を与えるような妨害信号から分離し得る能力である。そして、その尺度はブロッキング混変調および相互変調で、2 信号法で測られる。もちろん、増幅器の非直線性がわかれば、1 信号法である程度推定することもできる\*5。

ブロッキング (blocking) とは、規定レベルで受信機入力に加えられた被変調希望信号\*6による検波出力に一定の変化、例えば 3db を生ずるような近接周波数の妨害信号のレベルである。

混変調 (cross modulation) とは、変調されない希望信号に隣接した周波数にあり、希望信号が変調された場合の出力以下のあるレベル、例えば 20db\*7以下のレベルの検波出力を与えるような被変調波妨害信号の入力レベルである。

相互変調 (inter-modulation) とは、受信機を正規の増幅度に保った場合、特別の関係にある妨害 2 信号による出力が、正規の入力信号による出力より以下一定のレベル、例えば 20db\*8以下の値を与えるような妨害 2 信号のレベルである。

ここに、「特別の関係にある」という意味はつぎのようである

- (a) 2 信号の周波数差が中間周波数に等しいか、2 信号の周波数差が希望信号の周波数に等しい。
- (b) 2 信号の入力レベルは等しく、一方が変調され、他は変調されていない。
- (c) 2 信号の周波数は、第 1 条件を満足したまま、相互変調積最大になるよう調節される。

なお、実際には、上記以外の高次の相互変調もおこる可能性がある。

以上の各種の選択度を定義することにより、A1, A2 および A3 電波の受信機を選択度をかなりよく表わすことができるようになったが、前節の根本的考察にてらしてみると、まだまだ物たりない。すなわち、F1, F2, F3, F4 その他パルス変調やテレビジョンの受信機の希望信号分離の能力を表わすには不十分である。これをみたすには、つぎの量が必要である。

位相対周波数特性 (phase/frequency characteristics) および群遅延対周波数特性 (group-delay/frequency characteristics) というのは、それぞれ通過帯域内の各周波数における位相および群遅延の量である。ここに、群遅延というのは群伝播時間の差であって、変調された波についていうことばである。いま、搬送角周波数  $\omega_0$  における位相差を  $\varphi(\omega_0)$ 、これから変調角周波数  $p$  だけ離調した点の位相差を  $\varphi(\omega)$  とすると、群遅延  $t_g$  と、位相差との間につぎの関係がある。

$$t_g = \frac{\varphi(\omega) - \varphi(\omega_0)}{\omega - \omega_0} \quad (5)$$

ここに、 $\omega - \omega_0 = p$  という関係がある。この値は、極限において

$$t_g = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad (6)$$

となるから、位相量が周波数とともに変化する場合、かならず群遅延がある。この値は通過帯域内で一定であることがのがぞましいが、実際、通過帯域の端部に近い所で、減衰傾度が急であるような場合には、位相特性も直線的でないので、群遅延も一様でなくなり、波形を問題にする通信では障害になる。そして、これは、選択度の問題であると同時に、忠実度の問題でもある。なお、忘れてならないことは、利得特性と位相特性とは理論上表裏一体のものであるということである。すなわち、利得函数を  $a(\omega)$  とすれば、

$$\varphi(\omega_0) = \frac{2\omega_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{a(\omega) - a(\omega_0)}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega \quad (7)$$

である\*9。ここに、 $a(\omega) \equiv \log |Y(\omega)|$  であり、 $\dot{Y}(\omega)$  は複素伝達函数である。

\*5 古橋・石上「振幅変調受信機の実効選択度を 1 信号選択度より推定する方法」、『信学誌』40,(1957-05)。

\*6 ただし、変調されない A1 信号をのぞく。

\*7 受信機の種類によってちがうべきである。

\*8 この値は受信機の種類によってちがうべきである。

\*9 喜安善市訳;H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, 1956(岩波刊) 式(14-8) 参照。

第4.1表 混信保護比

業務例	最低混信保護比	フェーディング (希望信号の 完全率)	フダ エイ バ チ ン シ グ チ 安 補 全 正 率 の	(レ ベル 変 動 加 算 の 希 望 信 号 の 変 動)	レ ベル 変 動 加 算 の 希 望 信 号 の 変 動	総混信保護比	最終保護比
A1 電信							
手送 (24 ボー)	0	17	17	6	3	26	27
自動 (120 ボー)	6	40	25	6	3	40	40
" (480 ボー)	6	40	22	6	3	37	40
A2 電信 (1kc 変調)							
手送 (24 ボー)	0	17	17	6	3	27	27
自動 (120 ボー)	6	40	25	6	3	40	40
F1 電信 (FS)							
自動 (120 ボー)	6	40	22	6	3	37	36
" (480 ボー)	6	40	20	6	3	35	36
A4 ファクシミリ							
(サブ・キャリア変調)	6	40	22	6	3	37	36
ヘル (変調)	6	40	20	6	3	35	36
ポドー・ベルダン	6	40	22	6	3	37	36
音声周波多重電信							
(キャリア低減)	6	40	22	6	3	37	36
商用電話							
DSB キャリア共存	26	6	6	6	3	31(a)	33
SSB キャリア低減							
1CH	26	6	6	6	3	31(a)	33
2CH	26	6	6	6	3	31(a)	33
3CH	26	6	6	6	3	31(a)	33
4CH	26	6	6	6	3	31(a)	33
DSB キャリア共存 (高忠実度)	30	0	0	6	3	30	40
A3 放送	30	0	0	6	3	30	40

さらにまた、通過帯域幅が狭くなれば、狭くなるほど、過渡現象がはげしくなることを考えると、受信機の過渡特性からもある程度の選択度評価ができることがわかる。いま、単位衝撃函数 (delta function) に対する応答を  $B(t)$  とすれば、

$$B(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (8)$$

で与えられ、また逆に

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(t) e^{-j\omega t} dt \quad (9)$$

で与えられる。従って、本章では過渡現象についても考えることにしよう。

## 4.4 混信保護比

実際の無線通信業務を支障なくやるのに、必要な希望信号レベルと妨害信号レベルとの比を混信保護比 (interference protection ratio) という。これは業務により、受信機により、フェーディングにより、受信条件により一定しないが過去の経験から、大体の目安は与えられている。第 4.1 表は臨時周波数委員会で採用され、国際的周波数割当の資料とみとめられているデータである。

これによると、電信の場合、最低の混信保護比は 0~6db、電話の場合、これは 26~30db である。これに対し、フェーディングに対する安全率は、電信の場合約 40db、電話の場合約 6db である。というのは、電話にフェーディングがあっても、中絶しないからである。ダイバーシチによる補正は 0~20db であり、希望信号の強度変動 6db、妨害信号の強度変動を 3db とみている。なお、表中、(a) とかいてあるのは、ノイズ・レヂューサーがついてるため、10db へらしたことを意味する。

## 4.5 実効選択度の推定<sup>\*10</sup>

第 3 節に定義した混変調あるいは相互変調等は 2 信号を用いて実測することにより、はじめて正確な値が得られるものであるが、非常に大まかな推定なら、計算でもできる。

いま、検波器の特性を簡単のため

$$I = \sum_{n=0}^{\infty} k_n E_n \quad (1)$$

とおく、ここに、 $E$  は高周波の振幅、 $I$  は検波電流の低周波分、また  $k_0, k_1, k_2, \dots$  等は検波器に固有の係数とする。ここに、

$$\text{希望信号: } E_1(1 + m_1 \cos p_1 t) \cos \omega_1 t$$

$$\text{妨害信号: } E_2(1 + m_2 \cos p_2 t) \cos \omega_2 t$$

が同時に検波器に加わり、 $E_1 > E_2$ ,  $\omega_1 > \omega_2$  と仮定し、かつ、つぎの記号を約束する。

$$x_0 \equiv \frac{E_2}{E_1}; \quad \beta \equiv \omega_1 - \omega_2$$

$$x \equiv \frac{1 + m_2 \cos p_2 t}{1 + m_1 \cos p_1 t} \frac{E_2}{E_1}; \quad \psi \equiv \tan^{-1} \frac{x \sin \beta t}{1 + x \cos \beta t}$$

その結果、高周波は  $\cos(\omega_1 t + \psi)$  のように位相変調をうけ、その振幅は

$$E = E_1(1 + m_1 \cos p_1 t) \sqrt{(1 + 2x \cos \beta t + x^2)} \quad (2)$$

のように振幅変調をうける。これを (1) 式に代入すれば、電流が得られるが、 $n$  乗の項だけを、まず計算する。

$$E^n = E_1^n (1 + m_1 \cos p_1 t)^n \sqrt{(1 + 2x \cos \beta t + x^2)}^n$$

$$= E_1^n \left\{ 1 + \sum_{r=1}^n \frac{n! m_1^r}{(n-r)! r!} \cos^r p_1 t \right\} \cdot \left\{ 1 + \sum_{r=1}^n \frac{n(n-2) \cdots (n-2r+2)}{r!} \left( x \cos \beta t + \frac{x^2}{2} \right)^r \right\}$$

<sup>\*10</sup> 溝上・高村・青山「検波器の動作特性並にその混信に対する関係に就いて」『NHK 技術参考資料』No.42,43(昭和 14 年 4 月,5 月) 本節の計算は参照文献の他に昭和 26 年頃の著者のノートを整理したものである。

このままでは、かなり長い式になるが、もし、 $m_1^2 \ll 1$ ;  $x \ll 1$  と仮定できれば、上の式はもっと簡単になり、

$$\begin{aligned} \left(\frac{E}{E_1}\right)^n &\approx (1 + nm_1 \cos p_1 t) \left(1 + nx \cos \beta t + \frac{n}{2} x^2\right) \\ &\approx (1 + nm_1 \cos p_1 t) \left\{1 + nx_0(1 - m_1 \cos p_1 t)(1 + m_2 \cos p_2 t) \cos \beta t + \frac{n}{2} x_0^2(1 - m_1 \cos p_1 t)^2(1 + m_2 \cos p_2 t)^2\right\} \\ &\approx 1 + nm_1 \cos p_1 t - nm_1 x_0^2 \cos p_1 t + nm_2 x_0^2 \cos p_2 t + nx_0(1 - m_1 \cos p_1 t + m_2 \cos p_2 t) \cos \beta t \\ \therefore I &\approx \sum_{n=0}^{\infty} k_n E_1^n \{1 + nm_1 \cos p_1 t - nm_1 x_0^2 \cos p_1 t + nm_2 x_0^2 \cos p_2 t + nx_0(1 - m_1 \cos p_1 t + m_2 \cos p_2 t) \cos \beta t\} \end{aligned} \quad (3)$$

この結果を分析すると、

$$\text{直 流 分: } \sum_{n=0}^{\infty} k_n E_1^n$$

$$\text{希望信号変調分: } m_1 \cos p_1 t \sum_{n=0}^{\infty} n k_n E_1^n$$

$$\text{ブロッキング分: } -m_1 x_0^2 \cos p_1 t \sum_{n=0}^{\infty} n k_n E_1^n$$

$$\text{混 変 調 分: } m_2 x_0^2 \cos p_2 t \sum_{n=0}^{\infty} n k_n E_1^n$$

$$\text{相 互 変 調 分: } x_0(1 - m_1 \cos p_1 t + m_2 \cos p_2 t) \cos \beta t \sum_{n=0}^{\infty} n k_n E_1^n$$

となる。ここで、ブロッキング分は、希望信号変調分と同様であるが、妨害信号があつてはじめて発生し、それが消滅すると、この分も消滅する。また、混変調分は、希望信号の変調をやめても、妨害信号の変調分がでてくるものである。相互変調分は、検波器までいたらないうちに非直線の部分があり、ビート  $\beta$  が中間周波に一致すると、希望信号または妨害信号の変調波が最終検波器で検波される。しかし、 $\beta$  が迷中の回路を通過できない場合は問題外である。しかし、 $\omega_1$  と  $\omega_2$  と非常に接近していて、きわめて低い周波数でビートするとき、検波後の音声ビートの周波数でふるえる。

最後に、これら3成分の希望信号変調分に対する相対値をとってみると、

$$\text{ブロッキング: } -x_0^2$$

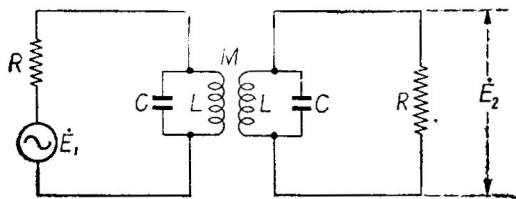
$$\text{混 変 調: } \frac{m_2}{m_1} x_0^2$$

$$\text{相 互 変 調: } -x_0, \text{ または, } \frac{m_2}{m_1} x_0$$

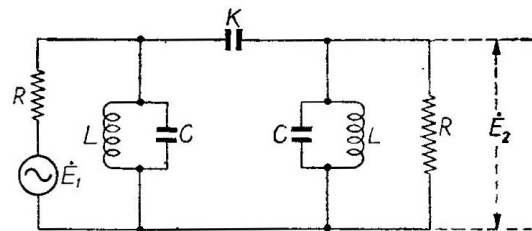
となる。この結果は、ある限られた条件の下においての値であるから、一般にはこの他に多数の成分がある。それは、省略する前の式をみて想像することができよう。

## 4.6 中間周波濾波増幅器

近接周波数混信に対する選択度は、ほとんど中間周波濾波器だけで負担しているので、受信機にとって、これは非常に大切な部分をなしている。濾波器の形式としては、各段間に挿入する簡単なもの ( $M$  または  $C$  結合) および、1 箇所に集中する複雑高級なものがある。ここでは、簡単なものだけにしておく。



第 4.6 図 電磁結合型濾波器



第 4.7 図 静電結合型濾波器

各素子の設計には、つぎの最も覚え易い形の式を利用して実用上十分正確である。



$$\left. \begin{aligned} \omega L &= \frac{1}{\omega C} = \frac{R}{m} \\ m^2 \omega M &= \frac{1}{\omega K} = R \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ただし

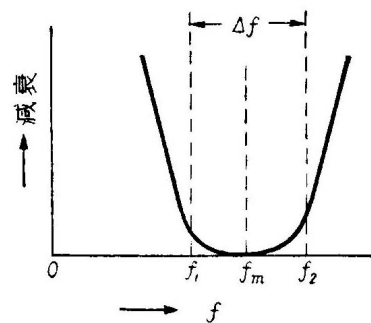
$$m = \frac{f_m}{\Delta f}; \quad \omega = 2\pi f_m$$

$R = f_m$  における映像インピーダンス

上の式は  $\Delta f \ll f_m$  の仮定の下に成立つものであるが、受信機の場合、大抵この仮定を満足する。もし、一層正確を望むならば、つぎの公式によればよい。

電磁結合型においては

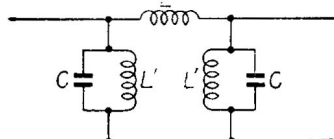
$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2} \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1^2 \omega_2^2} \cdot R \\ M &= \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot \frac{(\omega_2 - \omega_1)^2}{\omega_1^2 \omega_2^2} \cdot R \\ C &= \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \frac{1}{R} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$



第 4.8 図

静電結合型においては

$$\left. \begin{aligned} C &= \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \frac{\omega_1^2}{\omega_1 \omega_2} \cdot \frac{1}{R} \\ K &= \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot \frac{1}{\omega_1 \omega_2} \cdot \frac{1}{R} \\ L &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 \omega_2} \cdot R \end{aligned} \right\} \quad (3)$$



第 4.9 図

いま簡単に電磁結合の場合の設計公式を証明しておく。つぎの第 4.9 図において

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_1 &= j\omega L'' \\ 2\dot{Z}_2 &= \frac{1}{j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L'}\right)} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

とおけば、 $\pi$  型回路である。その場合、 $\dot{Z}_1/4\dot{Z}_2$  が 0 から  $-1$  までの間が伝送域で、それ以外は減衰域である。その境界が遮断周波数  $\omega_1$  および  $\omega_2$  である。

$$\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} = 0 \quad \therefore \quad \omega_1^2 L' C = 1 \quad (5)$$

$$\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} = -1 \quad \therefore \quad \frac{\omega_2 L''}{2} \left( \omega_2 C - \frac{1}{\omega_2 L'} \right) = 1 \quad (6)$$

つぎに特性インピーダンス  $\dot{Z}_0$  は  $\sqrt{\dot{Z}_f \dot{Z}_s}$  で

$$\dot{Z}_0 = \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2}{\sqrt{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + \frac{Z_1^2}{4}}} \quad (7)$$

となるが、周波数  $\omega_m = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \equiv 2\pi f_m$  における  $Z_0$  が  $R$  に等しいとおくことにより

$$\frac{j\omega_m L''}{2j\left(\omega_m C - \frac{1}{\omega_m L'}\right)} = R \quad (8)$$

$$\sqrt{\frac{j\omega_m L''}{2j\left(\omega_m C - \frac{1}{\omega_m L'}\right)} - \frac{\omega_m^2 L''^2}{4}} = R$$

(5), (6), (8) から  $L'L''C$  を求める目的でまず (5) を (6) へ代入すると

$$L''C(\omega_2^2 - \omega_1^2) = 2 \quad (9)$$

(9) を (8) へいれて整理すれば,

$$C = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{R} \quad (10)$$

$$\therefore L' = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1^2} R \quad (11)$$

また

$$L'' = \frac{2}{\omega_1 + \omega_2} R \quad (12)$$

いま第 4.9 図の  $L'L''$  の  $\pi$  型回路の部分だけ抽出して第 4.10 図のように等価な T 型回路に換えると, 回路変換の法則に従い

$$L - M = \frac{L'L''}{2L' + L''} \quad (13)$$

$$M = \frac{L'^2}{2L' + L''} \quad (14)$$

(14) へ (11) と (12) の関係を代入すれば

$$M = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \frac{(\omega_2 - \omega_1)^2}{\omega_1^2 \omega_2^2} R \quad (15)$$

(14) を (13) へ入れ

$$L = M \left( \frac{L''}{L'} + 1 \right)$$

これに (11), (12), (15) の関係を代入すれば

$$L = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2} \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1^2 \omega_2^2} R \quad (16)$$

これで (2) 式は証せられた。上記でコイル抵抗を無視したが, これを考慮に入れたものは深田氏の論文である\*11。なお, 静電結合の場合は読者自ら証明されたい。

一般濾波器理論から明らかなように, 上記のような濾波器が無限セクションある場合 1 セクション当りの減衰定数  $\alpha$  および位相定数  $\beta$  はつぎのようにして計算される。まず

$$\sinh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}} \quad (17)$$

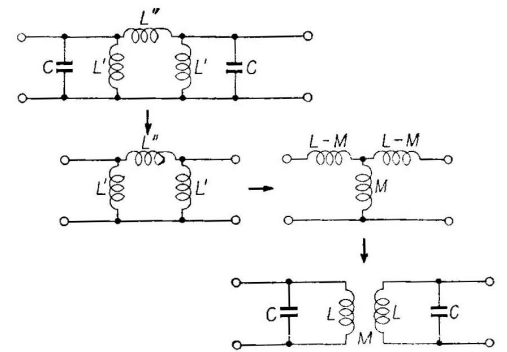
であるから  $\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}$  の値がどうかにより, 伝播定数  $\theta = \alpha + j\beta$  は種々の値をとる。

$$1. \quad 0 > \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} > -1 \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha=0 \\ \beta=2 \sin^{-1} \sqrt{-\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}} \end{array} \right\} \quad (18)$$

$$2. \quad \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} > 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha=2 \sinh^{-1} \sqrt{\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}} \\ \beta=0 \end{array} \right\} \quad (19)$$

$$3. \quad -1 > \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha=2 \cosh^{-1} \sqrt{-\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}} \\ \beta=\pi \end{array} \right\} \quad (20)$$

\*11 『通信誌』昭和 11 年 2 月。



第 4.10 図 回路網の変換順序

電磁結合型の場合について  $\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}$  を計算してみると

$$\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} = \frac{1}{2}j\omega L'' \cdot j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L'} \right) = -\frac{\omega L''}{2} \left( \omega C - \frac{1}{\omega L'} \right)$$

これへ (10), (11), (12) 式の  $C, L'$  および  $L''$  を代入すれば

$$\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} = -\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \quad (21)$$

となる。それゆえ、減衰定数  $\alpha$  と位相定数  $\beta$  の値としてつぎの表が得られる。

第 4.2 表

$\omega$	$\alpha$	$\beta$
$\omega_1 > \omega$	$2 \sinh^{-1} \sqrt{\frac{\omega_1^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$	0
$\omega_1 < \omega < \omega_2$	0	$2 \sin^{-1} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$
$\omega > \omega_2$	$2 \cosh^{-1} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}}$	$\pi$

静電結合の場合は省略する。以上は参考のために計算してみたのであるが、実際は第 4.6 図、第 4.7 図のように、終端インピーダンスは特性インピーダンス  $Z_0$  に等しからずして、純抵抗であるから、減衰の変化の有様は上と異なる。これについては前記深田氏の論文に詳しいが大体はつぎのようにしても計算される\*12。

すなわち第 4.6 図を第 4.9 図のように変形し、 $\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2}$  の比を求め整理し、かつ

$$f_1 + f_2 \equiv 2f_m; \quad f_m \approx \sqrt{f_1 f_2}$$

とおけば、

$$\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = 2 + 2 \frac{(f_1 + f)(f_1 - f)}{f_m \Delta f} + j \frac{2f^2 \Delta f^2 - (f_m + f)^2 (f_m - f)^2}{f \Delta f^2 f_m} \quad (22)$$

となり、さらに

$$\frac{f}{f_m} = 1 + \xi; \quad \frac{\Delta f}{f_m} = \beta; \quad \frac{\xi}{\beta} = \frac{f - f_m}{\Delta f} = \frac{\nu}{2}$$

とおき、しかも  $\beta$  および  $\xi$  が 1 に比して無視される場合は簡単に

$$\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = -2\nu + j(2 - \nu^2) \quad (23)$$

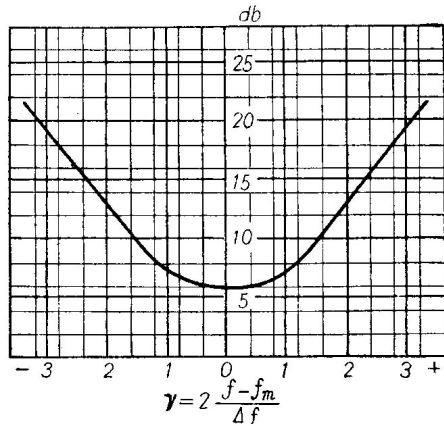
$$\therefore \left| \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} \right| = \sqrt{4 + \nu^4}; \quad \angle \theta = \tan^{-1} \frac{\nu^2 - 2}{2\nu} \quad (24)$$

静電結合の場合は

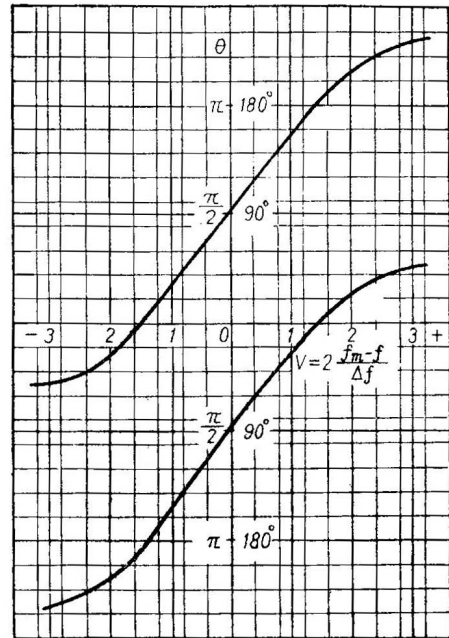
$$\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = 2\nu - j(2 - \nu^2) \quad (25)$$

で表わされる。 $\nu$  は  $\Delta f/2$  を単位として測った離調周波数と考えられ、これさえわかれば、受信機用濾波器の特性はすぐに予想できる。これを図表にすれば第 4.11 図および第 4.12 図のようになる。例えば  $\Delta f = 3\text{kc}$  の場合  $1\text{kc}$  当りの減衰傾度は  $4 \text{ db/section}$  となる。従って、すべて調整が理想的で  $8 \text{ section}$  なら  $32 \text{ db/kc}$  となるが実際は  $24 \text{ db}$  から  $30 \text{ db}$  位の間にある。

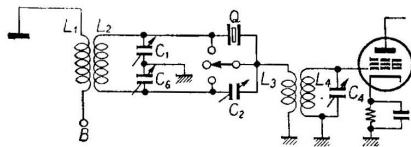
\*12 『電気通信の研究』昭 15.4.



第 4.11 図 中間周波減衰特性



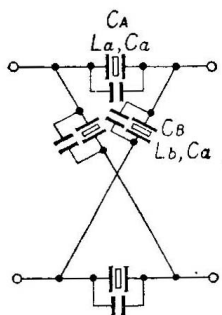
第 4.12 図 中間周波移相特性



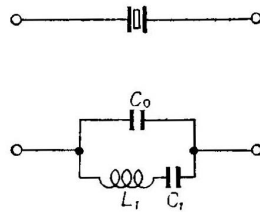
第 4.13 図 水晶濾波器

受信機用濾波器として、昇圧比のあるものや、もっと高級なものも用い得るがここでは省略する。ただ、最近水晶濾波器が相当に使われ始めたのでその概要を述べる。始めは水晶濾波器といえは第 4.13 図のように簡単な橋絡回路の一辺に水晶を挿入したものであった。これは現在もアマチュア用受信機等に使用されている。水晶共振子  $Q$  が同調しない周波数に対しては  $C_6, C_1, C_2$  等により回路は平衡されて  $L_3$  の端子に電圧が現われないが、一度  $Q$  が同調すれば、平衡が破れて  $L_3$  へ信号が現われる。これはいわば水晶を共振回路として使ったもので帯域濾波器の特性になっていない。

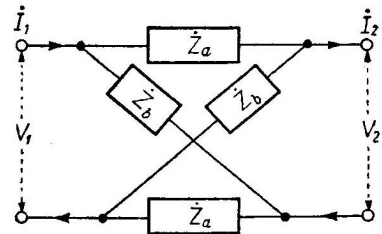
水晶を使い帯域濾波器の特性をもつものはすべてベル電話研究所の特許にかかる<sup>\*13</sup>。最近、これに第 4.14 図のような Lattice 型の濾波器を使っている。



第 4.14 図 水晶濾波器



第 4.15 図 水晶共振子 (上) とその等価回路 (下)



第 4.16 図

さて水晶の等価回路は第 4.15 図のように表われ、X-cut について各定数は

\*13 特許 第 81919 号 (昭 4.5.29).

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= 0.402 \times 10^{-12} \frac{\ell_m \ell_0}{\ell_e} && \text{Farad} \\ C_1 &= 0.289 \times 10^{-14} \frac{\ell_m \ell_0}{\ell_e} && \text{Farad} \\ L_1 &= 118.2 \frac{\ell_m \ell_e}{\ell_0} && \text{Henry} \\ \frac{C_0}{C_1} &= 115 = \alpha \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

となるが\*<sup>14</sup>，これで Lattice 型の回路網を組立ててみると第 4.16 図のようになり，Cauer の濾波器理論に従えば\*<sup>15</sup>

$$\sqrt{\frac{\dot{Z}_a}{\dot{Z}_b}} = m \frac{\lambda^2 + \omega_m^2}{\sqrt{\lambda^2 + \omega_{-1}^2}} \frac{1}{\sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2}} \quad (27)$$

$$\sqrt{\dot{Z}_a \dot{Z}_b} = \mu \frac{\sqrt{\lambda^2 + \omega_{-1}^2}}{\lambda \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2}} \quad (28)$$

ここに  $\lambda = j\omega$ ;  $m, \mu$  は定数;  $\omega_1, \omega_{-1}$  は遮断周波数である．これら (27), (28) 両式から  $\dot{Z}_a, \dot{Z}_b$  がわかる．

$$\dot{Z}_a = m\mu \frac{\omega_m^2 - \omega^2}{j\omega(\omega_1^2 - \omega^2)} \quad (29)$$

$$\dot{Z}_b = \frac{\mu}{m} \frac{(\omega_{-1}^2 - \omega^2)}{j\omega(\omega_m^2 - \omega^2)} \quad (30)$$

(29), (30) 両式と第 4.15 図の等価回路から求めた  $\dot{Z}_a, \dot{Z}_b$  と比較すれば, (31) (32) 両式を得．ただし  $\dot{Z}_a$  に対して  $C_0, C_1, C_1$  の代りにそれぞれ  $C_A, L_a, C_a$  を用い,  $\dot{Z}_b$  に対して  $C_B, L_b, C_b$  を用いるものとする．

$$\left. \begin{aligned} C_A &= \frac{1}{\mu m} \\ C_a &= \frac{1}{\mu m} \frac{\omega_1^2 - \omega_m^2}{\omega_m^2} \\ L_a &= \frac{1}{\omega_m^2 C_0} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

$$\left. \begin{aligned} C_B &= \frac{m}{\mu} \\ C_b &= \frac{m}{\mu} \frac{\omega_m^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{-1}^2} \\ L_b &= \frac{1}{\omega_{-1}^2 C_b} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

ゆえに

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_A}{C_a} &= \frac{\omega_m^2}{\omega_1^2 - \omega_m^2} \\ \frac{C_B}{C_b} &= \frac{\omega_{-1}^2}{\omega_m^2 - \omega_{-1}^2} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

となる．しかるに (26) で示したように,  $\frac{C_A}{C_a}$  または  $\frac{C_B}{C_b}$  等は必ず  $\alpha = 115$  より大きいであろうから,

$$\left. \begin{aligned} \omega_1^2 - \omega_m^2 &< \frac{\omega_m^2}{\alpha} \\ \omega_m^2 - \omega_{-1}^2 &< \frac{\omega_{-1}^2}{\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

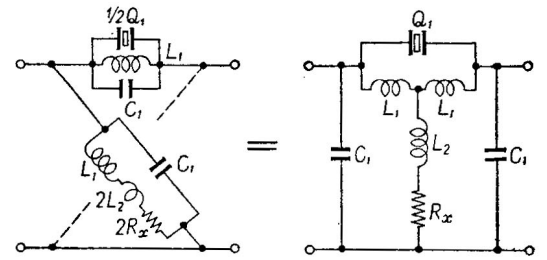
となる．とくに  $\omega_m^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_{-1}^2}{2}$  ならば

\*<sup>14</sup>  $\ell_e, \ell_m$  および  $\ell_0$  はそれぞれ electrical, mechanical および optical-axis の方向の長さである．

\*<sup>15</sup> Siebschaltungen: W. Cauer VDI-Verlag 1931.

$$\Delta \leq \frac{f_m}{\alpha} \tag{35}$$

となる。これは水晶濾波器における特有の関係である。もちろん  $\Delta f$  は帯域幅、 $f_m$  は中心周波数である。例えば、周波数 115kc に対する濾波器の帯域幅は 1kc 以下にしなければならない。この程度ならば、受信機の間周波濾波器等に用いることができる。また、水晶素子の他に、コイルを用いると、帯域幅を上制限外までひろげることがもできる。現在、 $f_m = 50kc$  に対し、 $\Delta f = 2kc$  程度のもが実現されている。なお、第 4.17 図のようにすれば、1 枚の水晶片で帯域濾波器を構成することもできる。



第 4.17 図 一個の水晶を用いた濾波器

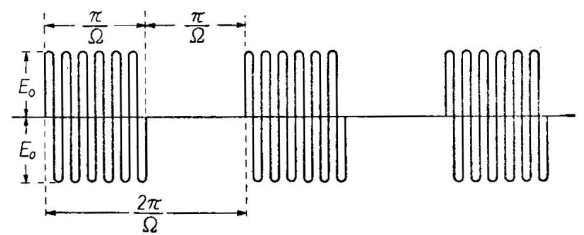
なお、この他に有望なのは、磁歪濾波器である\*16。これだと、水晶よりはるかに低い周波数、例えば 30kc 程度でも容易にできる。また、非常に小型になる。

また、 $N_i$  棒の torsion 利用して 50kc から 600kc までの高性能濾波器を得る所の電気機械濾波器もある\*17。

現在、電気機械濾波器として、中間周波用 455kc のもので、市販にだしている会社もある、

### 4.7 過渡現象

到来信号の占有周波数帯域は各種業務によって異なる。矩形波で変調された電信の符号でも多くの側帯波をふくむ。例えば、第 4.18 図のような信号波はつぎの式で表わされる。



第 4.18 図 A1 波の形

$$e = E_0 \left\{ 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{\pi} \left( \frac{1}{m} \sin m\Omega t \right) \right\} \sin \omega_0 t \tag{1}$$

$$= \left( E_0 + \sum_{m=1}^{\infty} e_m \right) \sin \omega_0 t$$

ただし

$$e_m = \frac{4E_0}{\pi m} \sin m\Omega t$$

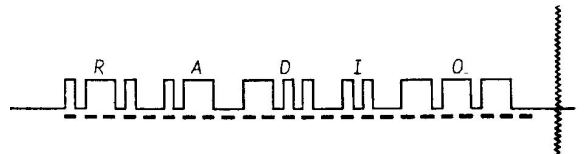
$$m = 1, 3, 5, \dots$$

(1) 式を展開すれば  $\omega_0, \omega_0 \pm \Omega, \omega_0 \pm 3\Omega, \dots$  等の無数の周波数分から成立っていることがわかる。これら全成分の電圧の実効値を  $X$  とすれば (2) 式で与えられ、また 1 から  $m$  番目までの成分の実効値を  $Y$  とすれば (3) 式で与えられる。

$$X^2 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T e_m^2 dt \tag{2}$$

$$Y^2 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T e_m^2 dt \tag{3}$$

いま  $\frac{Y}{X}$  なる比を考えれば、これは周波数成分  $m$  番目までふくんだ場合の出力電圧の実効値が全成分ふくんだ場合に対してどれだけの率に当るかを示す\*18。いわば能率のようなものであるが、Klirrfaktor  $K$  とつぎの関係がある。



第 4.19 図

$$K = \sqrt{1 - \frac{Y^2}{X^2}} \tag{4}$$

\*16 福島・小一原『電通誌』194号(昭14.5)233頁。

\*17 I.R.E., Jan., and December, 1956.

\*18 森田・関「商用短波電信受信機の帯域幅決定に就て」『信学誌』第166号(昭12.1)

そこで  $m$  のいろいろの値に対して  $\frac{X}{Y}$  を計算してみると第 4.3 表のようになり  $m = 5$  程度までとれば,  $\frac{Y}{X} = 0.965$  となり,  $K$  は 3.5% 位に相当する.

この程度で実用通信が満足できるものならば

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= 2 \times 5\Omega; \\ \Omega &= 2\pi F \\ \text{or } \Delta f &= 10F \end{aligned} \quad (5)$$

なる関係を得. 現在モールスによる欧文電信の最高速度は  $200w.p.m$  を標準としている. 1 語は第 4.19 図の例に示すように欧文で 24 短点だから, これを毎秒に直す

$$24 \times 200 \times \frac{1}{60} = 80/\text{秒}$$

となり,  $F = 80$  に相当するから, (4) 式に従えば  $\Delta f = 800 \approx$  あれば実用通信に支障ないわけである. もし  $p_1$  という角周波数で変調されているならば (1) 式に相当する式は

$$e = \left( E_0 + \sum_{m=1}^{\infty} e_m \right) (1 + k \sin p_1 t) \sin \omega t \quad (6)$$

ここに  $k$  は変調度である. これを展開すれば

$$\begin{array}{ccc} \omega_0 & \omega_0 + p_1 & \omega_0 - p_1 \\ \omega_0 \pm \Omega & \omega_0 + p_1 \pm \Omega & \omega_0 - p_1 \pm \Omega \\ \omega_0 \pm 3\Omega & \omega_0 + p_1 \pm 3\Omega & \omega_0 - p_1 \pm 3\Omega \\ \omega_0 \pm 5\Omega & \omega_0 + p_1 \pm 5\Omega & \omega_0 - p_1 \pm 5\Omega \\ \dots\dots & \dots\dots & \dots\dots \end{array}$$

等の各周波数群をふくむから大体において (5) 式の代りとして

$$\Delta f = 10F + \frac{p_1}{\pi} \quad (7)$$

を用いなければならない. 現在 A2 波に使用される変調周波数は大体  $500 \approx$  であるから  $p_1/\pi = 1\text{kc}$  を追加しなければならない\*19.

第 4.4 表 電磁結合濾波器諸定数の近似値 ( $m \gg 1$ )

$L = \frac{R}{m\omega}$	$\frac{f}{\Delta f} = m$	$C = \frac{m}{\omega R}$	$LC = \frac{1}{\omega^2}$	$M = \frac{R}{m^2\omega}$
$\frac{L}{Cr} = R$	$\frac{L}{R} = \frac{1}{m\omega}$	$\frac{R}{L} = m\omega$	$\frac{1}{CR} = \frac{\omega}{m}$	$r = \omega M$
$CR = \frac{m}{\omega}$	$\frac{L}{C} = \frac{R^2}{m^2}$	$\frac{L}{M} = m$	$\frac{RL}{C^2} = \frac{\omega R^4}{m^3}$	$rC = \frac{1}{m\omega}$
$\frac{R}{C} = \frac{R^2\omega}{m}$	$\frac{1}{rC} = m\omega$	$\frac{M}{C} = \frac{R^2}{m^3}$	$CM = \frac{1}{\omega^2 m}$	$\frac{RL^2}{C} = \frac{R^4}{m^3\omega}$

印刷電信の通信速度は, 1 分間の語数 ( $w.p.m. = \text{words per minutes}$ ) の代りにポー (bauds) を用いる. これは, 秒で表わした短点長の逆数である. 上の例では, 短点長が  $1/160$  秒であるから,  $160$  ポーの速度であるという. つまり, 数値的には,  $w.p.m.$  の 2 倍である. 印刷電信のように, 短点の有無だけによって情報を送る場合は, パルスの波形というもの

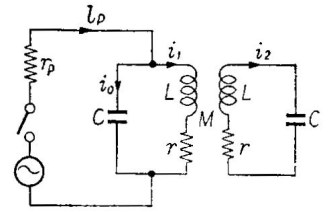
\*19 『信学誌』, 166 号, 昭 12.1 参照.

は大して問題でないから、前記のように広い帯域を必要としない。いま、毎秒の短点数を  $F$  とすれば、必要な帯域幅は  $F$  c.p.s. である。もし、搬送波にのっているならば、所要通過帯域幅は

$$\Delta f = 2f \quad (8)$$

でよい。このことは、標本化定理によっても証明される。

電信の受信機においては通常、上の程度の簡単な考察でも間にあう。それは安定度の点を考慮し、上記よりはるかに広い帯域幅を実際にとるからである。しかし、時変調写真電送のようなものや、テレビジョン等になるともっと詳細な時間的特性が要求される。例えば振幅増大や、減少の時間的変化を知る必要がある。そして、これの大部分は受信機濾波器によって生ずる、いまその過渡現象について考察してみる\*20。つぎの適当な定数置換をすれば、4.6の第4.6図は本節第4.20図のようにおくことができ、この方が解法比較的容易である。計算の途中では第4.4表の諸定数相互の近似関係を知っておくと便利である\*21。



第4.20図

つぎに第4.20図について Kirchhoff の法則を応用して方程式を作ってみると、

$$\begin{cases} i_p = i_0 + i_1 & (9) \\ \frac{1}{Cp} i_0 = (r + Lp) i_1 + Mpi_2 & (10) \\ -\frac{1}{Cp} i_2 = (r + Lp) i_2 + Mpi_1 & (11) \end{cases}$$

ここに  $p = \frac{d}{dt}$  とする。

(9), (10), (11) の3式より  $i_0, i_1$  を消去すればつぎの式を得る。

$$i_2 = \frac{M}{C} \cdot \frac{1}{M^2 p^2 - \left( \frac{1}{Cp} + r + Lp \right)^2} i_p$$

しかし、 $m \gg 1$  に従い  $M^2 \ll L^2$  と仮定できるから近似的に

$$i_2 = -\frac{M}{C \left( \frac{1}{Cp} + r + Lp \right)^2} i_p$$

とおき、これを第4.4表の諸関係を用いてかき直せば、

$$i_2 = -\frac{\omega^2 p^2}{m(\omega^2 + \Delta\omega p + p^2)^2} i_p$$

となり、さらに  $b = \frac{\Delta\omega}{2}$  とおき  $\left( \frac{\Delta\omega}{2} \right)^2 \ll \omega^2$  を利用してかき直せばつぎの式を得る。

$$i_2 = -\frac{\omega^2}{m} \frac{p^2}{\{(p+b)^2 + \omega^2\}^2} i_p \quad (12)$$

$i_p$  の波形が  $t = 0$  から急に  $I_p \sin \omega t$  が加わったようなものとすれば、

$$i(t) = \frac{p^2}{\{(p+b)^2 + \omega^2\}^2} \sin \omega t \quad (13)$$

を求める問題に帰着する。しかるに

\*20 これより一般的な場合の取扱いについては森脇『電通誌』255号(昭19.6)177頁。

\*21 『電通誌』第219号参照(昭16.6)



$$\frac{p}{(p+b)^2 + \omega^2} \mathbf{1} = \frac{1}{\omega} \varepsilon^{-bt} \sin \omega t \quad (14)$$

であるから相乗定理により

$$F_1(p) \cdot F_2(p) \mathbf{1} = \frac{d}{dt} \int_0^t f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau \quad (15)$$

$$F_1(p) = F_2(p) = \frac{p}{(p+b)^2 + \omega^2} \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} f_1(\tau) &= \frac{1}{\omega} \varepsilon^{-b\tau} \sin \omega \tau \\ f_2(t-\tau) &= \frac{1}{\omega} \varepsilon^{-b(t-\tau)} \sin \omega(t-\tau) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

(16), (17) を (15) に代入すれば, つぎの Indicial Admittance  $A(t)$  すなわち

$$\frac{p^2}{\{(p+q)^2 + \omega^2\}^2} \mathbf{1} = \frac{\varepsilon^{-bt}}{2\omega^2} \left\{ \omega t \sin \omega t - \frac{b}{\omega} \sin \omega t + bt \cos \omega t \right\}$$

となり, ここで最後の項  $bt \cos \omega t$  を  $\omega t \sin \omega t$  に対して無視すれば

$$A(t) = \frac{p^2}{\{(p+b)^2 + \omega^2\}^2} \mathbf{1} = \frac{\varepsilon^{-bt}}{2\omega^2} \left\{ \omega t - \frac{b}{\omega} \right\} \sin \omega t \quad (18)$$

$$\begin{aligned} A'(\tau) &= \frac{\varepsilon^{-bt}}{2\omega^2} \left\{ \omega \sin \omega \tau + \omega^2 \tau \cos \omega \tau - b \cos \omega \tau - b\omega \tau \sin \omega \tau + b \frac{b}{\omega} \sin \omega \tau \right\} \\ &\approx \frac{\varepsilon^{-b\tau}}{2\omega} (\sin \omega \tau + \omega \tau \cos \omega \tau) \end{aligned} \quad (19)$$

$$e(t-\tau) = \sin \omega(t-\tau) \quad (20)$$

(18), (19), (20) を Duhammel の定理

$$i(t) = \int_0^t A'(\tau) e(t-\tau) d\tau \quad (21)$$

に入れ,  $b \ll \omega$  なることに注目して省略を行えば,

$$i(t) = \frac{1}{4b^2} \{1 - \varepsilon^{-bt}(1+bt)\} \sin \omega t \quad (22)$$

つぎにさらに  $i(t) \wedge F_1(p), F_2(p)$  を演算すれば,

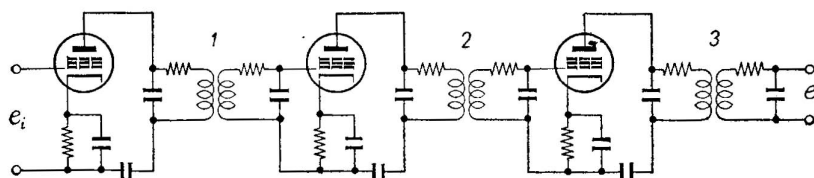
$$\frac{p^2}{\{(p+b)^2 + \omega^2\}^2} i(t) = \left( \frac{1}{4b^2} \right)^2 \left\{ 1 - \varepsilon^{-bt} \left( 1 + bt + \frac{(bt)^2}{2!} + \frac{(bt)^3}{3!} \right) \right\} \sin \omega t \quad (23)$$

となる. 一般に  $\frac{(bt)^n}{n!} \varepsilon^{-bt} \sin \omega t \wedge \frac{p^2}{\{(p+b)^2 + \omega^2\}^2}$  を演算してみると, やや演算が厄介であるが, 近似的に

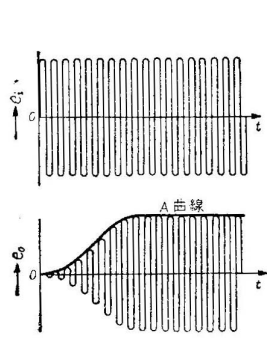
$$\frac{p^2}{\{(p+b)^2 + \omega^2\}^2} \frac{(bt)^n}{n!} \varepsilon^{-bt} \sin \omega t \approx \frac{(bt)^{n+2}}{(n+2)!} \varepsilon^{-bt} \sin \omega t \quad (24)$$

となることが証明されるから,  $m$  回演算した結果は

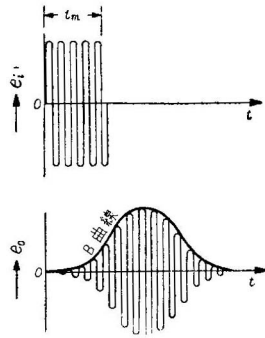
$$e = E_n F_n(bt) \sin \omega t \quad (25)$$



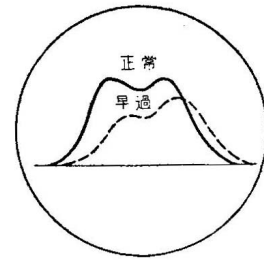
第 4.21 図 濾波増幅回路



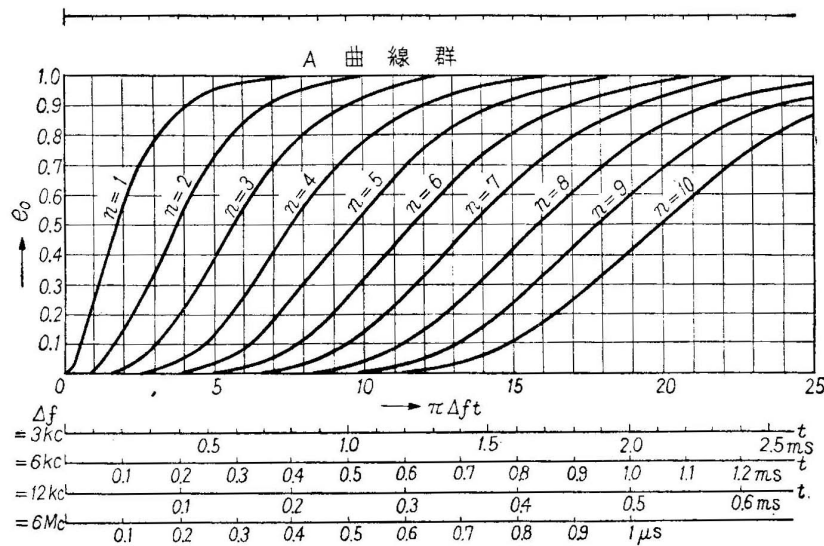
第 4.22 図 連続マークを急に加えたる場合



第 4.23 図 継続時間  $t_m$  のマークを加えたる場合



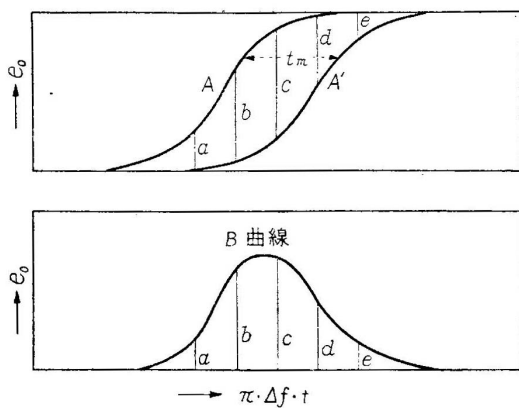
第 4.24 図 濾波器特性直視曲線



第 4.25 図 A 曲線群

となり，そのうち最も重要なものは過渡現象を表わす函数

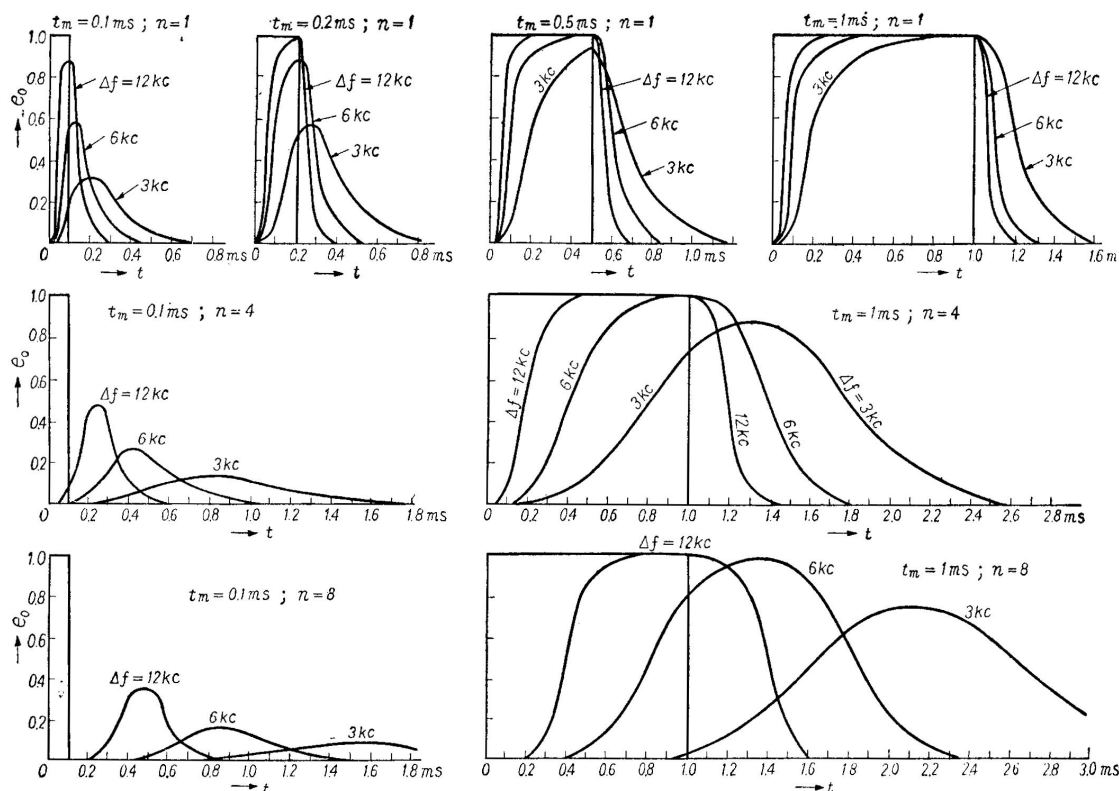
$$F_n(bt) = 1 - \varepsilon^{-bt} \left\{ 1 + bt + \frac{(bt)^2}{2!} + \dots + \frac{(bt)^{2n-1}}{(2n-1)!} \right\} \quad (26)$$



第 4.26 図 B 曲線作図法

であり， $bt = \pi \Delta f t$ ， $n$  は濾波増幅器の段数を表わすものとみてよい，従って，種々の段数  $n$  に対して  $bt$  と  $F_n(bt)$  との関係をあらかじめ計算しておけば，どんな帯域幅の場合に対しても，出力電圧の時間的変化を容易に求めることができる．第 4.25 図はそれ等の曲線群を表わす．この図で， $n = 1, 2, 3, \dots$  とあるのは，第 4.21 図に示したような縦続回路の段数である．第 4.22 図は比較的長い矩形波で変調された波が中間周波が波器に加わったときの出力，第 4.23 図は比較的短い矩形波で変調された波が加わったときの出力波形である，これを計算で求めるには，第 4.26 図の要領で，時間的に  $t_m$  だけずれた 2 つの単位函数による出力波形  $A$  および  $A'$  の差をとつて  $B$  曲線を得る． $A$  および  $A'$  は第 4.25 図を利用すればよい．第 4.27 図はこうして求めた曲線群である．濾波器の過渡現象が著しいと，周

波数特性直視装置に現われる図形が第 4.24 図の破線のようにになって，正常の特性を示さない．このような場合，掃引をどの程度遅くすれば，同図実線のように止常の曲線を描くかといった点も，第 4.25 図から推定できる．



第 4.27 図 B 曲線群

理論的に興味のあるのは、このような多段中間周波回路に対して、 $\delta$ -函数のようなパルスを加えた場合である。これは、無限に短いパルスと考えられるから、上に得た結果の (26) 式を微分した値に比例する。すなわち

$$y(t) = b \frac{(bt)^{2n-1}}{(2n-1)!} \varepsilon^{-bt} \quad (27)$$

となる。この形は Poisson の分布函数であって、第 4.26 図 B 曲線に類似である。この曲線の変曲点間の時間幅を  $\tau$  とすれば、

$$\tau = \frac{Q}{\pi f_0} \sqrt{2n-1} \quad (28)$$

となる。

簡単のため、単回路  $2n$  段の周波数特性曲線をとって、その変曲点間の周波数幅を  $\beta$  とすれば、

$$\beta = \frac{f_0}{Q\sqrt{2n+1}} \quad (29)$$

となる。そこで、両者の積をとれば

$$\tau\beta = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2n-1}{2n+1}} \quad (30)$$

となる。理想的な濾波器で、この値は丁度  $1/4$  になるはずである。つまり、理想的低周波の濾波器の帯域幅を  $B$  とすれば、理論上

$$\tau B = \frac{1}{2}$$

とならなければならない。

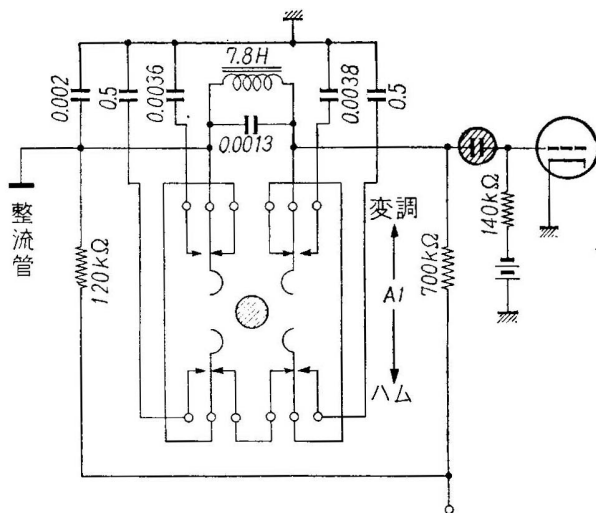
以上は、搬送波が濾波器の通過帯域の中心周波数にきた場合の過渡現象を扱ったために簡単な結果を得たが、もし中心から少しでもずれると、いまままで相殺されていた項が目だってくるために、急に複雑になってなかなか実用的な形にならない。このことは本節 (1) 式と 4.6 節の (24) 式の結果とから考えあわせるとよくわかる、すなわち (1) 式の

$$\sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin m\Omega t}{m}$$

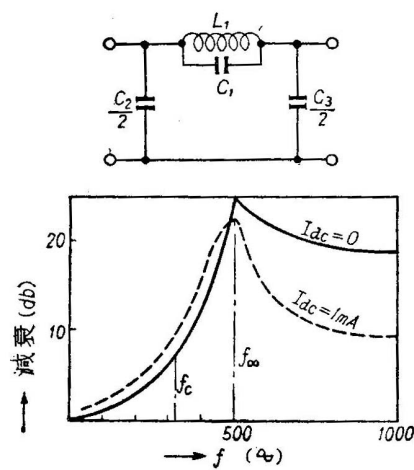
は一回濾波器を通ると、各成分の振幅は  $\frac{1}{\sqrt{4+\nu^4}}$  に比例して減少し、位相は  $\tan^{-1} \frac{\nu^2-2}{2\nu}$  だけ変るのであるが、しかし、搬送周波数が濾波器の中央にあれば位相の変化が起らない。もし中央からはずれると、両側帯波は位相の上で対称性をかき位相のズレをおこす。

### 4.8 平滑回路

平滑回路は一見脈流の平滑作用だけの目的のようにみえるけれども実は選択作用にも寄与している。その明瞭な実例は、空電のようにパルス性の波がきても低速度に設計された平滑回路を通すとリミター出力には現われないことである一種の空電防止器として役だつ\*22。



第 4.28 図 平滑回路実例



第 4.29 図 平滑回路の減衰特性

電信の受信機において平滑回路は大体 3 通りの場合を考慮して設計しなければならない。

1. A1 電波
2. A2 電波 (通常 500 ∼ 変調)
3. 送信側の平滑回路不良の場合 (50 ∼)

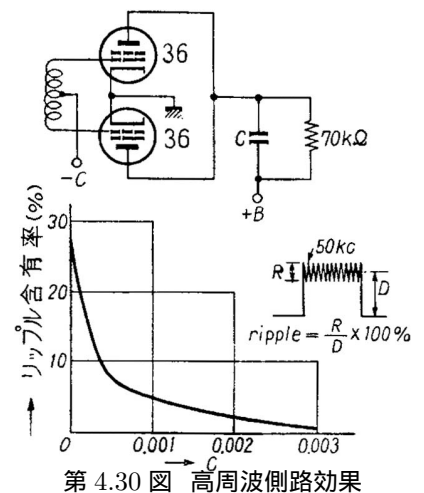
どれも低域濾波器であるが運用の便を考慮してつぎのような回路を用い、適当に切替えて使用する。

第 1 の場合に対しては、単に整流管の陽極回路に 0.002μF の側路蓄電器を挿入するだけである。その値を決定する場合の一例を第 4.30 図に示せば第 2 中間周波数 50kc の信号を断続して整流管 36 に加え、パイアス電圧等を使用状態に調整し、陽極回路抵抗 70kΩ の両端間の電圧を Braun 管で観察し、側路蓄電器 C を種々の値に調整したる場合のリプル含有率を測定する。第 4.30 図によれば C = 0.002μF にした場合、リプル含有率は 2% 位である。

第 2 の場合に対しては低域濾波器として作用せしめる。すなわち、

$$\text{切断周波数 } f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1(C_2 + 4C_1)}} = \frac{10^3}{\pi\sqrt{78(0.0076 + 0.0052)}} = 320\text{c}\approx$$

$$\text{尖頭周波数 } f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = \frac{10^3}{2\pi\sqrt{78 \times 0.0013}} = 500\text{c}\approx$$



第 4.30 図 高周側路効果

\*22 杉山友勝・中田正登『MTT 式空電防止器』昭 14.4 月、聯合大会予稿 322 頁

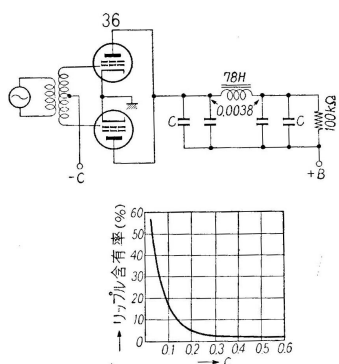
ここに

$$\begin{cases} L_1=78H \\ C_1=0.0013\mu F \\ C_2=0.0076\mu F \end{cases}$$

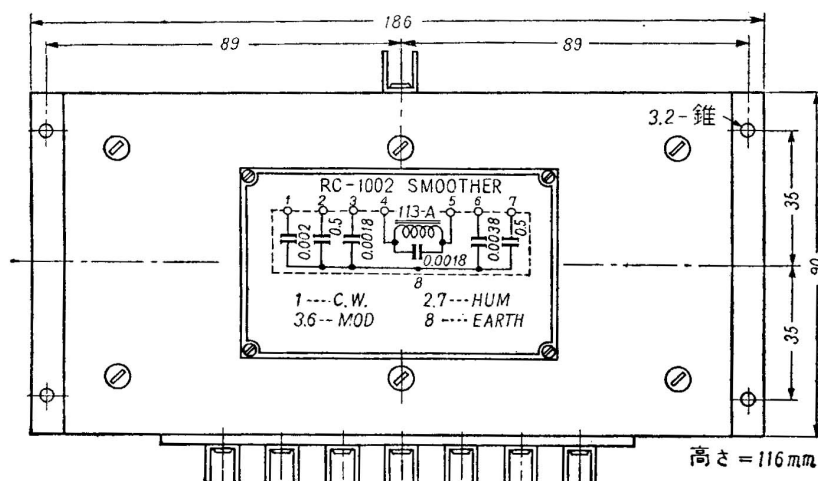
$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_\infty}\right)^2} = 0.767$$

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_1}{m} \cdot \frac{m}{C_2}} = 101k\Omega$$

となり、その各周波数に於ける減衰特性は第 4.29 図のようになる。この場合、 $R$  は  $101k\Omega$  となるが、実際挿入の抵抗は過渡現象を最小にするよう  $120k\Omega$  を選んである。すなわち出力側は  $700k\Omega$  と  $140k\Omega$  の合成が約  $140k\Omega$  となりそれが反射して入力側へ帰った時に、真空管が解法の状態になるから  $120k\Omega$  をいれてある。また限流器の調整の結果、整流管アノード回路抵抗は約  $100k\Omega$  で適当だから、 $120k\Omega$  と  $700k\Omega$  との合成が約  $100k\Omega$  になるよう選定されている。整流管が変り、限流器が変わったら方針だけはこのようにして抵抗を決定せねばならない。



第 4.31 図 低周波側路効果



第 4.32 図 低域濾波器構造例

第 3 の場合は相手送信機の不良の場合で、送信速度も速いから過渡現象等を大して考慮せず、ただリップルをとることにつとめないと、非常に受信困難となる。この場合は第 4.31 図のような実験をしてみると  $C = 0.5\mu F$  位でおよそ 2% 位になってしまうから、この程度でとめる。もしもこれではあまり重すぎるならば、臨機に容量値を小さく加減できるようにせねばならぬ。

第 4.32 図は、その具体的な構造例を示す。

### 4.9 忠実度の根本的考察

忠実度に関する具体的目安は沢山考えられているが、本章のはじめに、選択度について考えたと同様の根本的な考察はできないものであろうか。拙著の古本もふくめて、受信機に関する古典的な書物では、少くとも抽象的にせよ、この問題をほりさげたものがみあたらない。

もちろん、電話の受信機では、明瞭度、あるいは自然度等によって表現したり、信号対雑音比、歪減衰量、周波数特性あるいは直線性等のデータを総合して良否の質を判断することはある。また、電信の場合も、誤字率や電信歪で表わしたり、信号対雑音比過渡現象等のデータを総合して判断する。また、模写電信では、多数の文字を受信して、読める字の率で判断したり、テスト・パターンのくずれの度合からみる方法もある。写真電送やテレビジョンになると、忠実度の表現はますます困難であるから、基本データの他に、多数の人による評価法 (comment method) がとられる。

受信機に関する理論的な立場からいえば、ひとつひとつの業務について、それぞれ異った定義が使われているということは不便なことである。われわれは、すべての業務に共通した、一般化された忠実度の定義をつくっておきたいと思う。

ここで、ひとつの案として、Wiener の r.m.s. 評価法を適用してみよう。本章第2節の(2)式で、 $\varepsilon$  は忠実度を害する因子である。また、入力信号は  $f_m(t)$  であり、出力信号は  $f_0(t)$  である。忠実度の場合、外部から妨害する信号を一応除外して、 $f_0(t)$  は受信機内でのみ劣化したものとする。その原因の一部分は、内部雑音であり、他の部分は直線性および非直線性の歪である。もし、100% の忠実度の回路があるとすれば、

$$f_0(t) = f_m(t - \alpha) \quad (1)$$

となるよう、振幅の方は規準化されているものとする。 $f_m(t)$  は電話でも電信でも、通報でありさえすればよい。この通報で、受信周波数に等しい搬送波を理想的な変調器で変調し、これが受信機内で検波され、低周波増幅器の出力に現われた信号を規準化して  $f_0(t)$  とする。誤差の2乗平均値は Wiener の流儀に従って

$$\varepsilon = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [f_0(t) - f_m(t - \alpha)]^2 dt \quad (2)$$

で与えられる。いま、忠実度の一般的定義を  $H$  とすれば\*23、

$$H \equiv \frac{\overline{f_0^2(t)}}{\varepsilon + \overline{f_0^2(t)}} \quad (3)$$

となる。この値は、理論的に定義できても、 $\varepsilon$  の小さい場合等においては、実測困難であろう。しかし、それが適当な値であれば、必ずしも不可能ではない。しかも、この定義はあらゆる業務に対し、一般的に適用されるものである、問題は測定の場合に、 $f_m(t)$  の函数形をどう選ぶかという点にある。

\*23 Fidelity の記号として  $F$  を使いたい所だが、選別回路と混同してもこまるので、Hi-Fi の頭文字をとることにした。

## 第5章

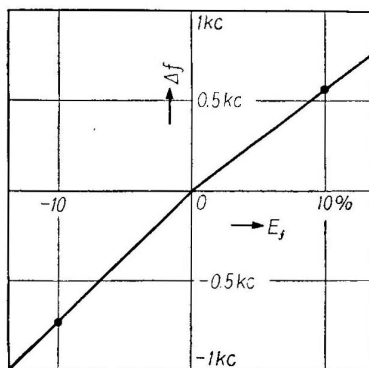
# 安定度

### 5.1 第1発振器安定度

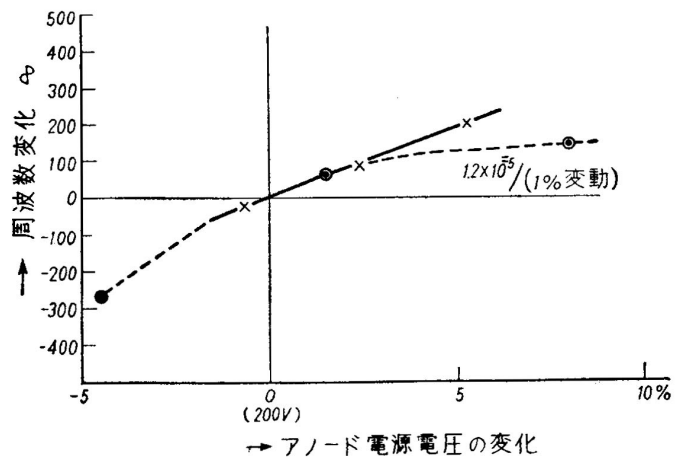
受信機の大部分は第1局部発振器の周波数安定度により定まる。第2局部発振器以下は周波数が低い上に、周波数が固定しているから、安定度はそれほど問題にならない。第1局部発振器周波数は、短波程度になると長波・中波にくらべて変化の割合が同一でも、変化の絶対値が大きく、その上受信周波数に応じて可変でなければならない。それゆえ、ここでは第1局部発振器のみの周波数安定度について論議を集中するつもりであるが、受信機の安定度といえれば必ずしも、周波数変化のみを指すものでないことを忘れてはならない。

第1局部発振器周波数を変動せしめる原因はつぎの数種に大別することができる。

1. 電源電圧の変化
2. 温度変化
3. 湿度変化
4. 機械的振動
5. 部分品の反り、汚損



第5.1図  $f = 20\text{Mc}$  におけるフィラメント電圧変動と  $\Delta f$  の関係

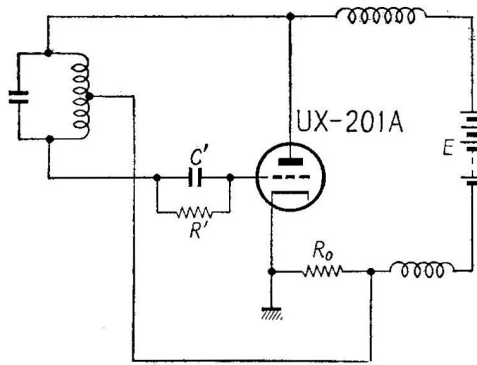


第5.2図  $f = 31\text{Mc}$  に於ける陽極電圧変動と  $\Delta f$  との関係  
( $180 \text{ c/s/V}; 6.0 \times 10^{-6}/\text{V}$ )

第5.1図は3重検波型無線周波3段、第1中間周波3段、第2中間周波3段の商用短波受信機で、フィラメント電圧変化に対する周波数変動の有様を示す。

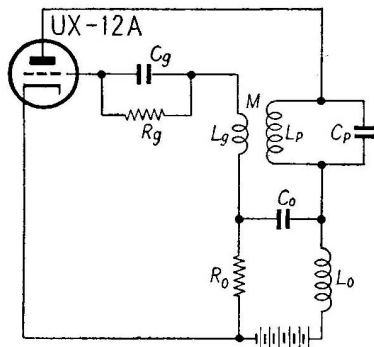
第5.2図は前記同様の受信機で、 $f = 1\text{Mc}$  の場合プレート電圧と周波数変化との関係を示す。電源電圧変動の第1段対策としては

1. バラスト管によるフィラメント電流の安定(第3節に詳説)
2. 定電圧放電管による陽極電圧の安定(第4節参照)
3. 自動電圧調整器による浮動電池端子電圧の安定(第4節参照)



$f = 100\text{kc}$   
 $L = 1500\mu\text{H}$   
 $R' = 81.84\text{k}\Omega$   
 $C' = 0.002125\mu\text{F}$   
 $R_0 = 1830\Omega$   
 $E_p = \pm 60\%$   
 または  $E_H = \pm 40\%$   
 に対し  $1 \times 10^{-5}$  以内

第5.3図 安定抵抗を挿入した発振回路(その一)

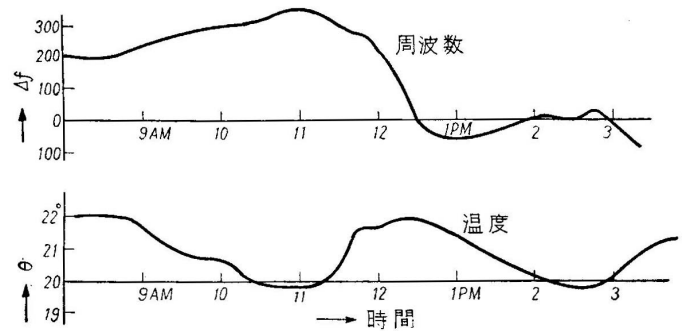


$f = 100\text{kc}$   
 $C_p = 0.014\mu\text{F}$   
 $C_g = 0.008\mu\text{F}$   
 $C_0 = 1\mu\text{F}$   
 $R_g = 10^4\Omega$   
 $L_0 = 3\text{H}\%$   
 $E_p = 40\%$   
 または  $E_H = \pm 15\%$   
 に対し  $1 \times 10^{-5}$  以内

第5.4図 安定抵抗を挿入した発振回路(その二)

電源電圧変動の第2段の対策としては、回路そのものに特殊の工夫をこらし、電圧変動による周波数変動を減少せしめるものである。第5.3図\*1および第5.4図\*2は安定抵抗を挿入した発振回路の一例を示す。150~600kc程度の発振器にはこの対策のみでも電源電圧の変動の数%にたえる。

このように電源電圧の対策が十分に整えば、残る2, 3, 4, 5の原因のうち大部分が温度変化によるものである。試みに第1局部発振器の周波数変動と温度とを



第5.5図 周波数漂動曲線

時間に対して測定してみると第5.5図のようになる。この変化は明らかに大部分温度により第1発振器の周波数が変動するためである。第2発振器以後の周波数変動は上記の温度変化範囲でせいぜい10%前後にすぎない。

第5.1表

ワニス塗りの麻布	$2100 \times 10^{-6}$
合成樹脂	1600 "
ブッシュバック線の絶縁	1500 "
ゴム被覆線(下等)	1100 "
エナメルの絶縁	470 "
ゴム被覆線(上等)	200 "
エポナイト	200 "
磁器	100 "
ビクトロン	-35 "

第1発振器が温度によってなぜ周波数変化をするかというに、真空管の外部回路に使われている所の発振コイルや可変コンデンサーが、温度の上下によって膨脹・収縮するためである。さて、発振回路を構成するコイルの温度係数は導線の膨脹係数(銅の場合  $8 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ )だけを考慮した場合の数倍に達する。その原因についてはコイルの変形による分\*3と電流分布の変化による分\*4とある。

またコイル、コンデンサーおよび導線等の支持絶縁物選定の適否によって成績に非常な差がある。一般に、低損失の誘電体の実効誘電率の温度係数は小さく、時に負の値にもなる。また損失の高いもの程、それ

\*1 石川『通信誌』昭2.3;昭4.10;昭5.9;昭6.8;昭7.5. 又は Kusunose, Ishikawa: *I.R.E.*20, p. 310, 1932.

\*2 林『通信誌』昭10.5.

\*3 Moullin, *i.R.E.*, **23**, 65. (1935).

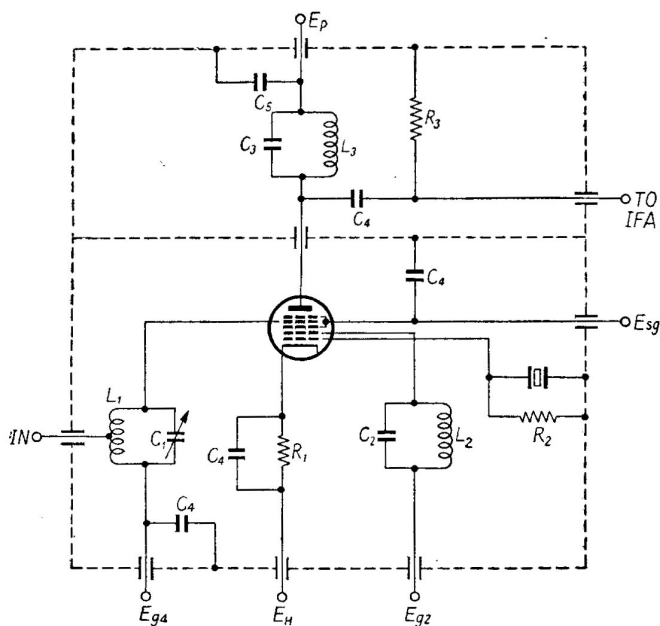
\*4 Groszkowski: *W.E.*, **12**, 690. (1935); *I.R.E.*, **25**, 488, (1937); Howe, *W.E.*, **12**, 637, (1935)



は大きく正の値である．第5.1表は各種誘電体の誘電率温度係数を示す．

Miller は絶縁物をよいものに置換えることにより，周波数漂動が格段に改善されることを示している\*5．

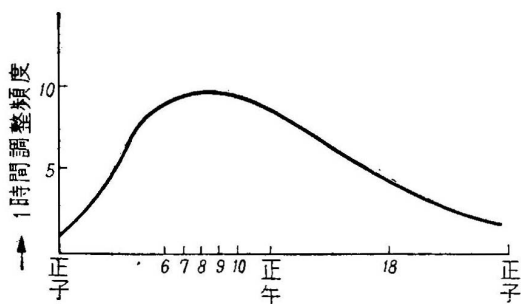
とくに，高度の安定度を要求し，送信周波数も安定な場合には水晶発振器を受信機の局部発振器として用いることもある．第5.6図はその接続の一例を示す．



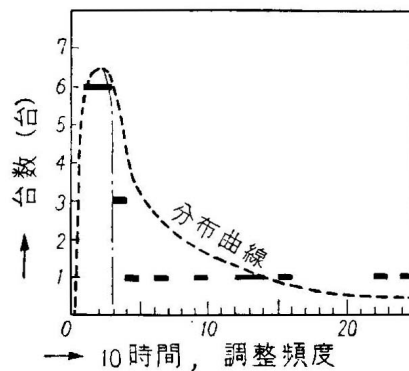
- $V = 6V$
- $R_1 = 150\Omega$
- $R_2 = 100k\Omega$
- $R_3 = 50k\Omega$
- $C_4 = 0.01\mu F$
- $C_5 = 2\mu F$
- $E_H = 6.3V$
- $E_{g2} = 120V$
- $E_{g3} = 20 \sim 100V$
- $E_{g4} = 0 \sim -10V$
- Q.Freq. = 2.2Mc
- 1st I.F. = 220kc
- $Z_p = 1.7k\Omega$

第5.6図

第2次大戦前，受信所の調整は大部分周波数のズレを直すのに費やされたから，水晶発振器を使用すれば大いに入手が節約された．昭和10年頃20台位の受信機があった頃の受信所で第1発振器を調整する度数を記録してみたのが第5.7図である．(昼夜測定の平均)



第5.7図 局部発振器の調整頻度



第5.8図 安定度より見たる受信機の統計

つぎにそれ等受信機のおのおのについて10時間に何回調整するかを調べ，どの程度の安定度のものが最も多いかを調べてみると第5.8図のようになる．これらは昭和10年頃の記録である．当時10時間に2~3回調整する程度の安定度であったことがわかる．

現在，固定局用受信機については，AFCが発達しているので，第1発振器の周波数を自動的に補正することができ，それによる不安定の問題は，ほとんど解消したといってよい．ただ，経費や重量の関係で，AFCの使えない受信機では，なお問題が残っている．

\*5 Miller, *Electronics*, 24, Nov. (1937).

## 5.2 受信機の周波数安定度

VHFの大気圏あるいは流星群による散乱現象でも利用しないかぎり、国際通信に使われる周波数はHF帯にかぎられ、その割当は非常に窮屈になっている。隣接チャンネル間の周波数差は受信機選択度のゆるすかぎり、つめたいわけであるが、受信機の周波数安定度による許容偏差が大きいと、それ以上に離さなければならない。この安定度が上れば、希望信号の変調波を通過せしめるのに、受信機の帯域幅に余裕をもつ必要がなくなり、混信をへらすことができる。この点から、CCIRでは過去数回の討議をへて\*6、受信機の周波数安定度の改善要項と現用機の標準データを示した。ここでは、受信機の不安定性を発生する原因として、つぎの4項目をとりあげている。

- (a) 周波数変換用局部発振器の不安定性。
- (b) これらの発振器を希望信号周波数に再同調せしめるときの不確定性。
- (c) 受信機内の濾波器の不安定性。
- (d) 受信信号の周波数の不安定性。

そして、検討の結果、つぎの12項目の改善要領を示した。

1. 一般用、あるいは放送受信機のように、大して費用をかけられない受信機に対しては、つぎの点に注意すればよい。
  - (a) コイルやコンデンサーを温度変化や機械的ショックに対して安定にする。
  - (b) 発振回路そのものの安定化。
  - (c) 温度補償部品の利用、例えば、負温度係数のコンデンサー。
  - (d) 周波数可変部品を温度の影響のないようにする(例えば保護塗装)。
  - (e) 周波数可変部品に適当な通風と配置によって、あまり温度の上らぬようにする。
  - (f) 頻りにスイッチを断続する受信機では、温度変化の時定数を小さくする。
2. 第1項の場合より高級な受信機に対しては、可変周波発振器を密封型の恒温槽にいれて、湿度の変化および大気中の化学作用による周波数の不安定性をのぞくことも考えられる。
3. 第2項の場合よりさらに一層高い安定度が要求される場合には、周波数可変用部品(とくにコイルとコンデンサー)に反復温度変化を与えてagingをするのが有効である。
4. 最高度の安定度で、固定周波数(装置が簡単になる)の運用を必要とする場合(例えば高級通信業務)には、水晶のように安定度の高い周波数制御部品を使い。もし、必要とあれば、これを第2項の密封型恒温槽にいれなければならない。
5. 局部発振器の周波数変動のために、中間周波濾波増幅器の帯域幅を広げなければならないような事情になりそうな場合には、むしろ局部発振器に自動周波数制御をかけて、これによる中間周波数帯域幅の余分の増加を無視できる程度にすべきである。
6. 変換器の他の回路部分の影響を最小にするために、複合管よりもむしろ独立発振管を使った方がよい。
7. 周波数可変の発振器で最高の周波数安定度を得るには、高圧とヒーター電源をたがいに独立に安定化した方がよい。
8. 例えば、パイロット搬送波を抑圧した方式のように、高度の同期が要求される場合には、信号復調用発振器を2~3サイクル以内におさめるよう、中間周波数を安定化しなければならないので、前記5項より正確な自動制御を局発にかけてやった方がよい。
9. とくに、SSBの受信機において、発振周波数の急変によるAFCの誤動作がおこり易いから、これを防ぐ必要がある。これらの急変は、コイルの支持枠と線との相対的なすべりによっておこる可能性があるから、がっしりした自立式コイルによるか、磁器枠の上に鍍金したコイルによるかする方がよい。
10. 受信機内の機械的あるいは電気的濾波器に対する湿度および温度変化による不安定性を最小にするよう考慮する。それには、第1項および第2項にのべたと同様の方法を適用し、さらに、技術上、経済上ゆるされるならば、水晶濾波器のように安定度の高い部品を用いる方がよい。

\*6 CCIR Recommendation, 1948,1951,1953&1956.

11. 機械的なショックや振動による周波数変動の最小値をさげるために、局発の機械的設計に注意すべきである。とくに、可変周波局発の場合には、可変コンデンサーまたはコイルならびに周波数範囲変更用スイッチの再調定確度に注意すべきである。
12. 局発の周波数範囲変更用スイッチのために、発振周波数が不安定になることが多いから、そのようなスイッチをなるべく省き、単1範囲発振器の後に周波数逓倍回路をおいた方がよい。

### 安定度の实例

周波数漂動 スwitchをいれてから、

1 ; 10 ; 30 ; 60 ; 120 分

後の周波数変化を測定し、60分後の周波数を規準として、変動率を $10^{-6}$ の単位で表わす。この場合、変動の正負を問題にしない。非常によいものの例をあげると、HF 固定業務用で

28 ; 20 ; 8 ; 0 ;  $8 \times 10^{-6}$

となっており、不安定なもの例は、中波放送受信機で、それぞれ前記時間に対応して

510 ; 292 ; 278 ; 0 ;  $\times 10^{-6}$

となっている。

電源変動の影響 ACの供給電源電圧を $\pm 10\%$ 変化した場合、または、電池のH.T.およびL.T.電圧を $\pm 20\%$ 変化した場合の周波数変動率を正負に無関係に $10^{-6}$ の単位で表わす。 $\pm 10\%$ の供給電源電圧変化に対して、よいものではHF固定業務用で

$1.5 \times 10^{-6}$

の程度、不安定なもの例は、MF放送受信機で

$125 \times 10^{-6}$

の程度である。

温度変化の影響 普通のHF受信機の場合、常温付近で $1^{\circ}\text{C}$ の温度差による周波数変動率を $10^{-6}$ 単位で表わす、ただし、特殊の移動業務用受信機の場合は $-25^{\circ}\text{C}$ から $+55^{\circ}\text{C}$ までの温度変化に対する変動率を $10^{-6}$ 単位で表わすこともある。よいものでは、HF一般業務用の場合で

$2 \times 10^{-6}$

というのがあり、不安定なものでも

$17 \times 10^{-6}$

の程度で、大きい差はない。

機械的ショックの影響 受信機の前面を軽く手でたたく程度の軽い機械的衝撃によっておこる周波数変動率を $10^{-6}$ の単位で表わした値をとる。しかし、移動業務のような場合は本格的な振動試験や衝撃試験をやらなければならないこともある。HFの一般用受信機では

$1 \times 10^{-6}$

以下というのものもあるが、MF放送受信機の中には

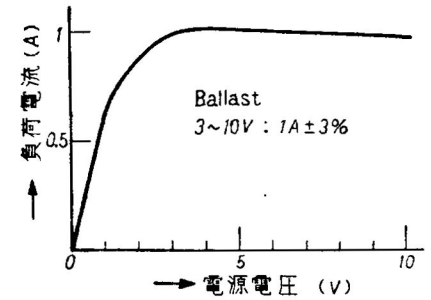
$67 \times 10^{-6}$

という程度のももある。

### 5.3 バラスト管の理論

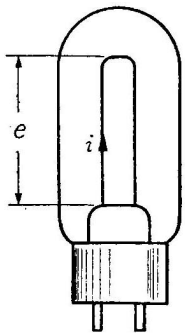
第1発振管のフィラメント電流を一定に保つために使用するバラスト管の特性の1例は第5.9図のようなものである。バラスト管は必ずしも受信機ばかりに使われるものではないが、その理論を説明した書物を多くみうけないからここに説明する。

Ballast とは船の底荷で、暴風雨のとき、船の顛覆するのを防ぐ。普通バラスト管は水素ガスの中に鉄線を封入したものであるが、この問題の最初の研究者は独逸の Busch\*7である。その後1925年 *G. E. Rev.* に米国の Jones 等が解説している。わが国では試験所の5部で並河昇氏の研究があるが\*8、それ以来の文献はほとんどない。



第5.9図 バラスト管の特性

定流範囲はバラスト管がその役目を果す重要な範囲で、金属繊維の電気抵抗とガスの冷却能との二要素が結びついて、電流による Joule 熱は繊維温度を高め、電気抵抗の変化とガスの冷却能の変化とを誘致し、そしてその目的を達する。いま第5.10図において



とすれば

$e$  = 繊維電圧

$i$  = " 電流

$r$  = " 抵抗

$w$  = 繊維に消費される電力

第5.10図 バラスト管外形

$$w = i^2 r = ei \quad (1)$$

$$\therefore i = \sqrt{\frac{w}{r}} \quad (2)$$

$$e = \sqrt{wr} \quad (3)$$

さて、繊維中の熱が外部へ搬出される方法は

1. Stefan-Boltzmann の式で表わされる輻射熱
2. 導入線を伝わってゆく伝導熱
3. 充填ガスの対流または伝導熱 (冷却能)

であるが、熱は大部分3.の方法によって外部へ搬出される。しかしガスの冷却能は温度の函数で狭い温度範囲をとると、近似的に

$$w = k_1 T^n \quad (4)$$

で表わされ、金属抵抗は  $T^m$  に比例するから

$$r = k_2 T^m \quad (5)$$

で表わされる。ここに  $T$ :絶対温度,  $k_1, k_2, n, m$ :定数。

(4) と (5) とから

$$\frac{d \log w}{d \log T} = \frac{T}{w} \frac{dw}{dT} = n \quad (6)$$

$$\frac{d \log r}{d \log T} = \frac{T}{r} \frac{dr}{dT} = m \quad (7)$$

\*7 *Ann. d. Phys.*, 64, p.401, (1921).

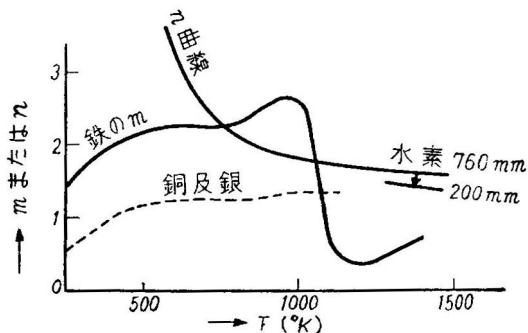
\*8 「第五部回報」第21号, (大15.3).

を得る。n はガスの種類と気圧により，m は金属の種類や純度によりその値を異にする。

第 5.11 図はその値の実例を示す。

つぎにこの n と m を (2) と (3) に結びつけるため変形する。

(1) から



$$2 \log i = \log w - \log r$$

$$\therefore 2 \frac{d \log i}{d \log T} = 2 \frac{T}{i} \frac{di}{dT} = \frac{d \log w}{d \log T} - \frac{d \log r}{d \log T} \quad (8)$$

同様に

$$2 \frac{d \log e}{d \log T} = 2 \frac{T}{e} \frac{de}{dT} = \frac{d \log w}{d \log T} + \frac{d \log r}{d \log T} \quad (9)$$

(8) と (9) へ (6) と (7) を代入すれば

第 5.11 図 種々の金属の m 又は n と温度との関係

$$2 \frac{T}{i} \frac{di}{dT} = n - m \quad (10)$$

$$2 \frac{T}{e} \frac{de}{dT} = n + m \quad (11)$$

(10) と (11) の比を求めると

$$\frac{e}{i} \frac{di}{de} = \frac{n - m}{n + m} \quad (12a)$$

$$\frac{di}{de} = \frac{n - m}{n + m} \frac{i}{e} \quad (12b)$$

e = 0 でないなら  $\frac{i}{e}$  は常に正であるから， $\frac{di}{de} = 0$  であるためには n - m = 0 でなければならない。

第 5.11 図で鉄の m と，水素ガスの n とは，まず 500 ~ 900°K で交叉し，一旦 n < m となってからまた 1000 ~ 1100°K で交叉する。従って，最初の交叉点から定流作用がはじまり n < m の範囲では電圧の増加につれ電流は減少しながら第 2 の交点で電流最小となり定流作用を終る。

(12) 式より

$$i = Ie^{\frac{n-m}{n+m}} = Ie^k \quad (13)$$

または

$$e = Ei^{\frac{n+m}{n-m}} = Ei^{\frac{1}{k}} \quad (14)$$

となる。これは第 5.9 図の曲線の形を表わす，なおバラスト管には電圧集中の作用があって，一層電流変化を小ならしめるのであるが，省略する。

## 5.4 定電圧装置

受信機の内部に於て電圧，電流を安定するものは，前節にのべたバラスト管および，つぎに簡単にのべようとする定電圧放電管またはスタビロポルト (Stabilovolt) である。

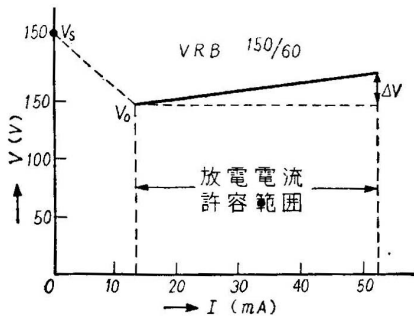
第 5.2 表

名称	電極間電圧	許容放電電流	ΔV	放電開始
VRA 65/80	65V±5% at 50mA	20 ~ 80mA	4V	75V
Vr 150GT	150V±5% at 30mA	5 ~ 40mA	4V	165V

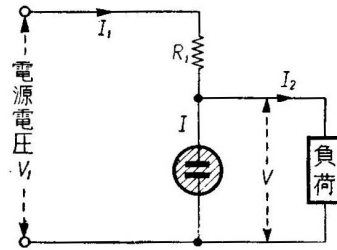
スタビロポルトの特性の 1 例は第 5.12 図の通りで，電流の広範囲の変化に対し，端子電圧の変化  $\frac{\Delta V}{V}$  は数 % をこえない。それゆえ第 5.13 図のような接続とすれば，電源電圧  $V_1$  の変動による負荷端予電圧  $V$  の変動を極めて小さくできる。

第 5.14 図はマツダ VRA 型定電圧放電管の実際構造を示す。電極は同心円型，封入ガスはネオンである。

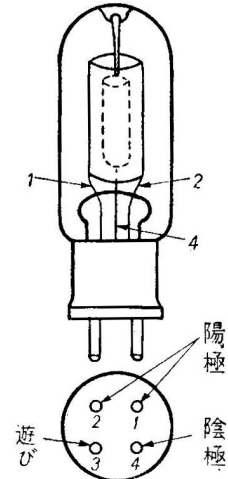
第 5.2 表は現在実用している型の例を示す。受信機には多く VR 150GT の方を用いる。



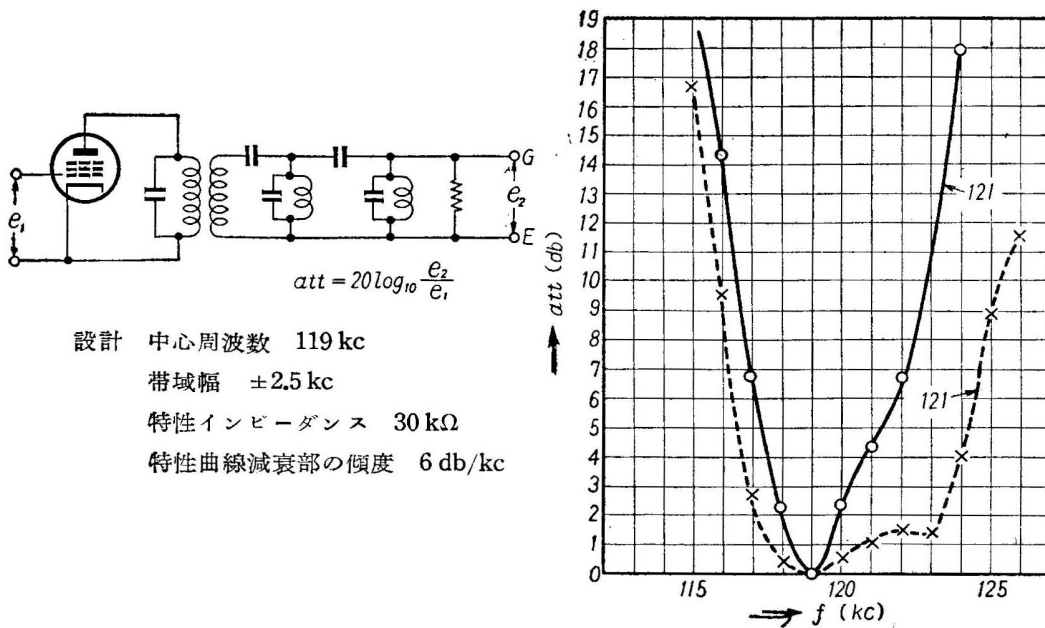
第 5.12 図 低電圧放電管の特性



第 5.13 図 低電圧放電管の接続



第 5.14 図 低電圧放電管の構造



第 5.15 図 第 1 濾波器特性

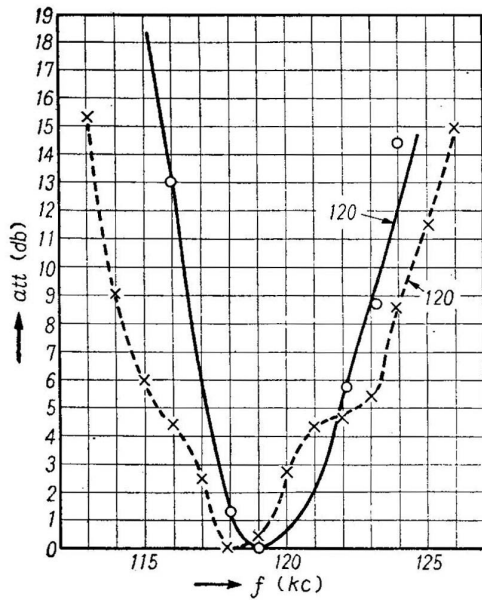
受信機内部で以上の方法を講ずるとともに、受信所の電池出力端子を一定に保持する自動電圧調整器を設備する必要がある。これについては高橋正一氏の詳細な報告があるので\*9、必要に応じてそれを参照していただきたい。その原理とする所は、サイラトロンのアノード電流の一部を充電用発電機の励磁巻線に流し、サイラトロンのグリッドを出力端子電圧の微小変動に応じて自動的に調節して放電電流を制御するものである。

100W 以下の小電力用の電圧調整器としては、鉄共振型があり、それ以上では磁気増幅型がある。前者は安価であるが、電源周波数の変動によって影響される。

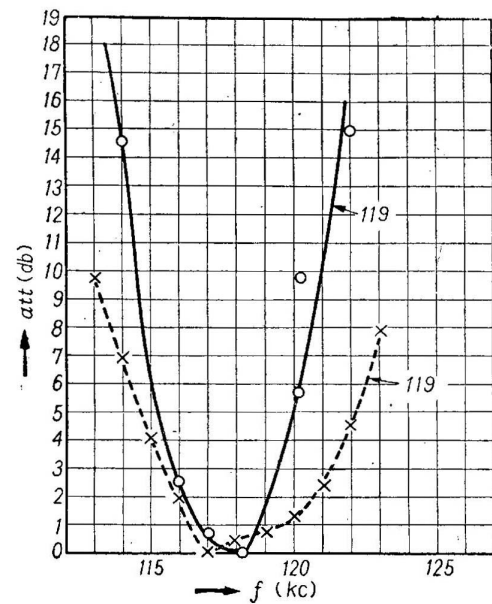
### 5.5 長期間の安定度

短期間におこる周波数変動は上のように第 1 局部発振器にかぎられ、また、温度、湿度等の変化によって起る変動はその度毎パーニア・コンデンサーを加減して正規の調整に直すことができる、しかし、受信機を設計するときは相当の長期間におこる安定度も考慮にいれなければならない。その最も甚だしいのは中間周波濾波器である。その  $L, C, M$  等の値が、1 年、2 年から 3 年と年月の経過とともに少しずつ変化してゆく。これを再調整するために相当の手数と時間とを要するから、設計の当初に材料や構造に十分な注意を払う必要がある。これらは地味ではあるが、これから大切な研究題目

\*9 『電学誌』昭和 10 年 2 月。



第 5.16 図 第 2 濾波器特性



第 5.17 図 第 3 濾波器特性

となるであろう、ここでは、ただひとつの例をあげて参考とする。

例にとった濾波器は第 5.15 図左のような接続のものであり、固定局受信所で中間周波濾波器を用いた最初のものであろう。全体の素子はパラフィンを一杯つめた木箱の中に納められ、相当長期間の安定度に考慮を払われた。完成当時（昭和 7 年 8 月）の特性と、その後（昭和 11 年 8 月）の特性とを比較すると、第 5.16 図から第 5.17 図までの特性のようになり、その間相当の変化があったことがわかる。つまり、パラフィンのようなものでも湿気は長年の間に内部に浸透するものであるから、注意しなければならないことを知った。

実線は最初調整後のもの、点線は 4 年後の測定結果である。

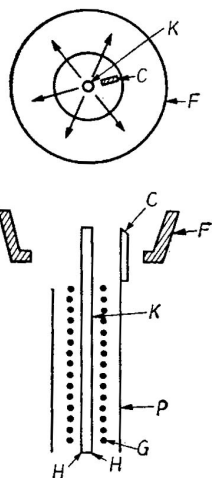
## 第6章

# 補助回路

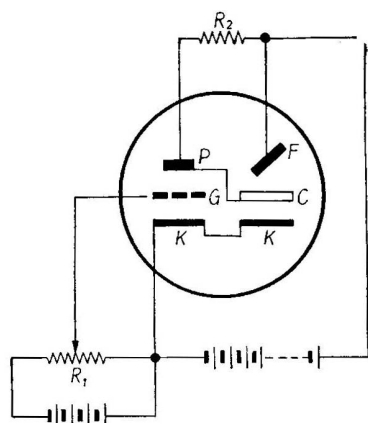
### 6.1 監視回路

受信機的主要な作用、性能および回路等については、前節まで、大部分を終った。以下、監視、制御および信号移送等の補助的な回路系統についてのべよう。

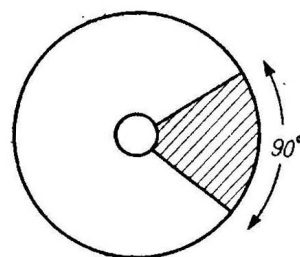
第1 局部発振器に対するいろいろの安定化策を講じて、やはり狂うことを予想しなければならない。そのため、調整のはずれたことを容易にわかるようにすることが大切である。



第 6.1 図 magic eye 構造



第 6.2 図 magic eye 接続



第 6.3 図 蛍光膜の陰影部

その例は低圧ガス放電管および magic eye である。magic eye の構造は第 6.1 図に示すようで、3 極真空管 (K,G,P) とブラウン管 (K,C,F) とを同一管内に収めたような体裁のものである。いま C の電位を F にくらべて低電圧にすること第 6.2 図の接続のようにすれば、K から放射状にでた電子流のうち C の附近だけ扇形に斥けられ、従って蛍光膜は黒い扇形の部を残して光る (第 6.3 図)。G に負電圧がかかる程 C は正に近づき陰影部が狭くなる。

いま 6E5 の規格を示せば下表のようである。

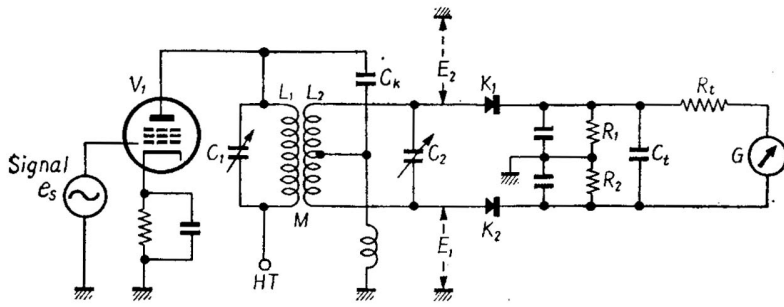
$$\begin{aligned} E_H &= 6.3V \\ I_H &= 0.3A \\ E_p &= 250V \\ R_2 &= 1M\Omega \end{aligned}$$

$$\text{陰影角} \begin{cases} 0^\circ; E_g = -7V; I_F = 2.0mA \\ 90^\circ; E_g = 0V \end{cases}$$

しかし一層高級な受信機においてはこの程度でまだ不正確である。もし濾波器の振幅周波数特性の平坦部が広いならば中心にきたことを正しく認めることができない。その対策としては、つぎを用いる\*1。

\*1 『無線の研究』昭 13.7.



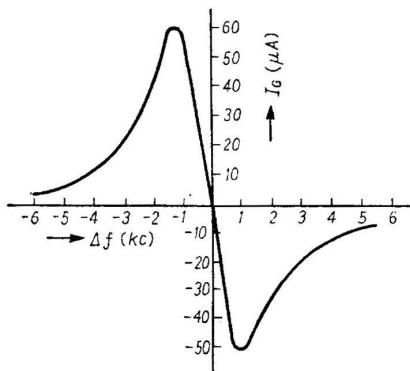


第 6.4 図 同調指示回路

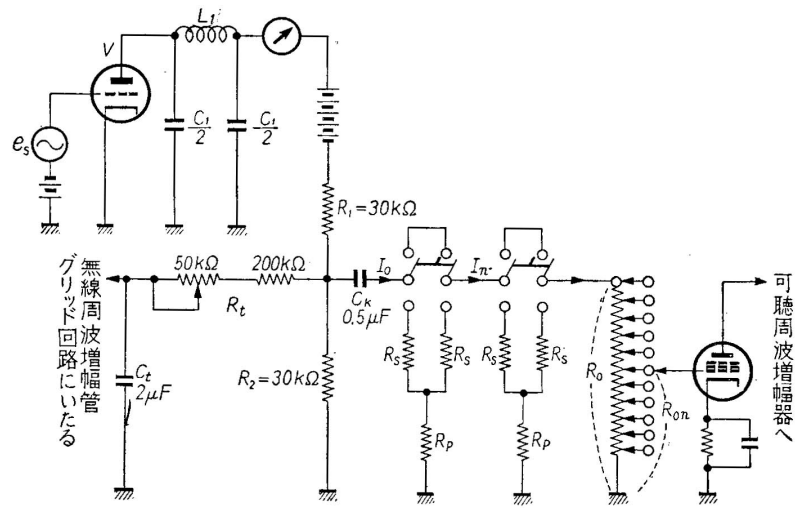
$e_s=0.5V$   
 $K$ =コウゲン 4 枚 (最近の技術の実状  
 ではゲルマニウムかシリコンのダイ  
 オードがよいだろう.)  
 $L_1=10mH$   
 $L_2=0mH$   
 $C_1=0.00053\mu F$   
 $C_2=0.00106\mu F$   
 $C_K=0.0001\mu F$   
 $R_1=R_2 = 100\Omega$

受信信号  $e_s$  を  $V_1$  の grid に加えその出力を  $K_1, K_2$  で整流し, その差に相当する電流の  $R_1$  および  $R_2$  における電圧降下を検流計回路に加えるようにしてある.  $L_1, C_1$  および  $L_2, C_2$  の両回路は単独にどれも受信機濾波器の中心周波数  $f$  に同調されていて  $f$  の信号に対しては  $K_1$  と  $K_2$  の出力相平衡し出力にはすこしも変化しないようになっている. この回路は Foster および Seeley 両氏の考案した自動周波数調節器\*2の一部を利用したもので, ただちがう所は整流管に 6H6 を用いる代りに酸化銅整流器を用いた点である. その静特性の一例は第 6.5 図の通りである.

従って  $G$  に 0 中心の検流計を採用するときは, 周波数が高すぎるか, 低すぎるかによって針は左または右にふれる. ただし電信の場合は  $e_s$  が断続するため針がフラフラするのを防ぐために  $C_t R_t = 0.2$  秒 ( $C_t = 10\mu F; R = 20k\Omega$ ) 程度の時定数をもたせると支障なく調節ができる. 監視者はつねに針を中心へもどすようダイヤルを廻せばよい. その動作原理は第 2.13 節でのべた.



第 6.5 図 同調指示回路の周波数特性



第 6.6 図 自動音量調節回路および抵抗減衰接続

## 6.2 音量制御 (附, 減衰器)

無線通信においては, 中間にvariやすい空間がある関係上, 受信点における電波の強さは時々刻々と変化する. また, すべての無線通信は同一空間を使うから混信の状態も始終変化し, かつ空電や障害波の強度も一定しない. また, 相手局の周波数が動揺することも考慮にいれ, 調整を適当にしなければならない. それだから受信機の総合利得, 局部発振周波数, 帯域幅等を手動または自動的に調節するなにかの手段を必要とする. これらを一括して制御作用ということにしよう.

まず本節においては総合利得を制御する方法についてのべよう. これは音量制御または音量調節 (Volume control) とよぶことがある. 第 6.6 図は自動音量調節回路および抵抗減衰器の接続例を示す. 中間周波滤波増幅器を通った信号電圧  $e_s$  は検波管  $V$  で検波され, 平滑回路  $\frac{C_1}{2}, L, \frac{C_1}{2}$  を通った後, 直流と可聴周波電流が  $R_1, R_2$  を通る. 後者は ( $C_k$  を通じて減衰器  $R_s, R_p$  等をへて可聴周波増幅器にいたり, 前者は AVC 回路にいたる. これは  $T = R_t C_t = 0.5$  秒程度の大

\*2 『邦外誌』, 第 51 号又は I.R.E., March (1937).

きい時定数の回路を通じて、無線周波増幅管のグリッド回路へまたは第1変換管グリッド回路へ接続されるものである。 $e_s$ が増大しようとするれば $C_t$ に大きい電荷を生じ、無線周波増幅に使われてる可変増幅真空管に高いグリッド・バイアスを与え、これがために増幅度を抑制する。入力信号の相当の振幅変化(約60 db)に対し、出力は一定である。

AVCにはQAVCやTime delayed AVCやNoise Suppressor等の変形が甚だ多いが、それらをいちいちのはのべない。

受信機にはこの外、大抵電信でも電話でも手動式の音量調節器がついている。中にはただ可変抵抗でSG電圧を変えたり、グリッド回路へ分圧器として挿入するものもあるが、故障や雑音の問題を考慮し、またひとつの計器として抵抗減衰器を使うことがある。この種の部分品の慣例として、その減衰値はdecibel(db)で変化するのが普通であり、また、これが最も便利でもある、これに2種の作り方がある。

1. 負荷抵抗  $R_0$  がある場合
2. 負荷抵抗なく開放の場合 (真空管グリッド)

第1の場合には $V_0$ の電圧は $R_s, R_p$ のT型回路をへて $V_n$ に減衰されること、および負荷抵抗 $R_0$ との関係等から設計の基本式を得。第6.6図の減衰器で開閉器を下へ倒すと、 $R_s, R_p, I_0, I_n$ の間につきの関係がある。

$$I_0 R_s + (I_0 - I_n) R_p = I_0 R_0 \tag{1}$$

$$\therefore \frac{I_0}{I_n} = \frac{V_0}{V_n} = \frac{R_s}{R_p} + 1 + \sqrt{\frac{2R_s}{R_p} + \left(\frac{R_s}{R_p}\right)^2}$$

いま、

$$V_n = V_0 e^{-n\gamma} \tag{2}$$

とおけば、

$$\therefore \begin{cases} e^{n\gamma} = \frac{R_s}{R_p} + 1 + \sqrt{\frac{2R_s}{R_p} + \left(\frac{R_s}{R_p}\right)^2} \\ e^{-n\gamma} = \frac{R_s}{R_p} + 1 - \sqrt{\frac{2R_s}{R_p} + \left(\frac{R_s}{R_p}\right)^2} \end{cases}$$

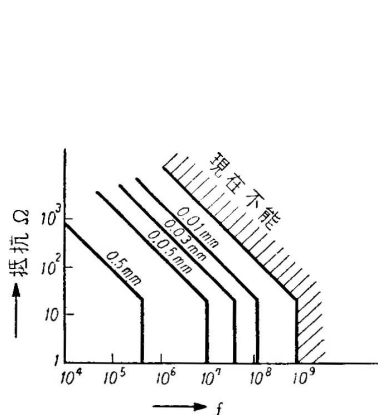
$$\therefore \frac{e^{n\gamma} + e^{-n\gamma}}{2} = 1 + \frac{R_s}{R_p}$$

あるいは

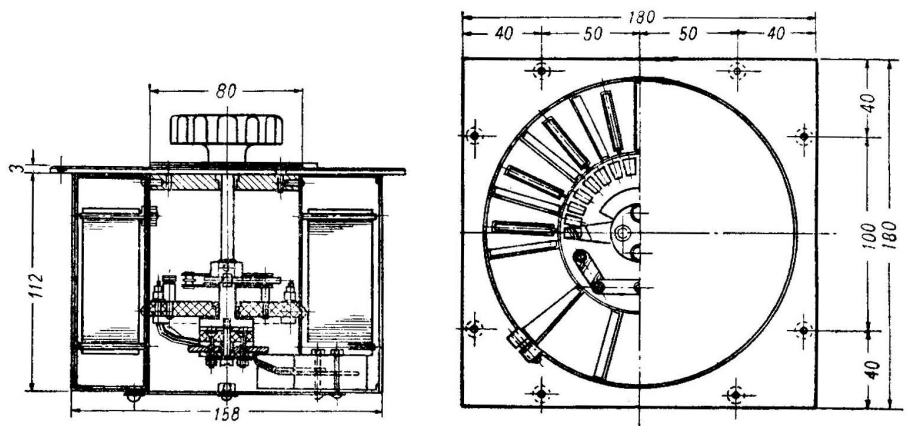
$$\cosh n\gamma = 1 + \frac{R_s}{R_p} \tag{3}$$

$$R_s = R_0 \tanh \frac{n\gamma}{2} \tag{4}$$

(2), (3), (4)の3つの関係があれば減衰器は設計出来る。



第6.7図 高周波抵抗の技術的限度



第6.8図 中間周波(600kc)用抵抗減衰器

例：

$n = 1$  セクションで減衰 20db; 負荷抵抗  $R_0 = 30k\Omega$  であるような抵抗減衰器を作れ.

$$\frac{V_0}{V_n} = e^\gamma \quad \therefore \quad \gamma = \log_e \frac{V_0}{V_n} = 2.3026 \log_{10} \frac{V_0}{V_n} = 2.3026$$

$$\therefore \quad 20 \log_{10} \frac{V_0}{V_n} = 20(\text{db}) \quad \text{であるから} \quad \log_{10} \frac{V_0}{V_n} = 1$$

$$\therefore \quad \cosh \gamma = 5.052; \quad \tanh \frac{\gamma}{2} = \sqrt{\frac{\cosh \gamma - 1}{\cosh \gamma + 1}} = 0.817$$

$$R_s = R_0 \tanh \frac{\gamma}{2} = 24.5 \times 10^3 \Omega; \quad R_p = 6.03 \times 10^3 \Omega$$

つぎに負荷抵抗のない場合は簡単で,

$$n(\text{db}) = 20 \log_{10} \frac{V_0}{V_n} = 20 \log \frac{R_0}{R_{0n}}$$

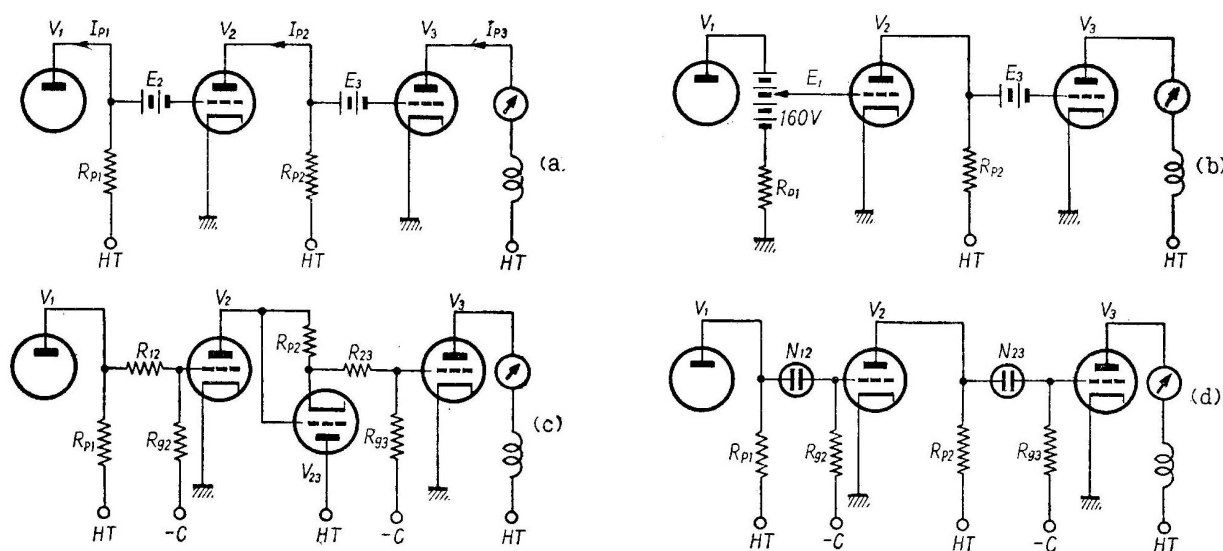
$$\therefore \quad \frac{R_0}{R_{0n}} = 10^{\frac{n}{20}} \tag{5}$$

になるように  $R_0, R_{0n}$  を選ばばよい.

抵抗減衰器を作るに当り注意すべきは高周波数において表皮作用による抵抗増加と分布容量の影響とである.

いま, それらを考慮し, いろいろの周波数に対し確度 0.1% に保つべき抵抗線の大きさは大略第 6.7 図のようである\*3.

### 6.3 限流器および副限流器



第 6.9 図 各種限流器 (a)RCA (b)(c) マルコニ (d)KDD

限流器 (Limiter またはリミタ) は短波の Fading 防止の目的で電信受信機の最終段に使用されるものである. 電話の場合に使われる, 前節でふれた AVC は電信にも使われる. すなわち, 速度が AVC の時定数に比して十分に高い場合に使えるから, 低速度になったら時定数を長くするような処置をとればよい.

現在, 短波における Fading 対策として考えられるものはつぎの 3 種である.

- 1. diversity
  - a. space diversity
  - b. frequency diversity
  - c. polarization diversity
- 2. AVC & Extra limiter
- 3. Limiter

\*3 『邦外誌』, 第 11 号.

第6.1表

	$I_{p1}$	$I_{p2}$	$V_3$ の格子	$I_{p3}$
スペース	0	増大	負に偏る	0
マーク	流れる	0	0に近づく	流れる

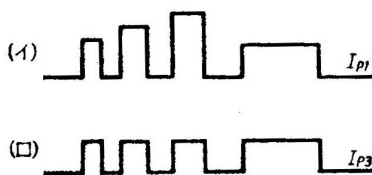
このうち diversity はあらゆる短波通信に採用されるが AVC は主として電話に、リミタは主として電信に用いられ、副限流器 (Extra limiter) はリミタの補助としての役目をする。そこでまずリミタの回路方式の主なものをあげてみると第6.9図 (a), (b), (c), (d) のようになる。  $V_1$  は整流管,  $V_2$  はリミタ管,  $V_3$  は出力管で、その動作は第6.1表をみればわかる。

すなわち、スペース時に  $I_{n3}$  は0以下になり得ない。ゆえにマーク時に流れる  $I_{p3}$  は  $I_{p2}$  が0まで達した後は  $I_{p1}$  に無関係になる。それゆえ、限流器 (limiter) の名を与えられたのである。最近では半導体のダイオードでゼーナ特性のよいものができるが、大型の受信機では総合相互伝導度等の関係でまだ真空管リミタが多く使われている。

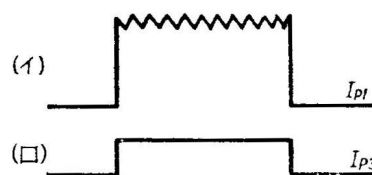
はじめ (a) 図は一般に限流器として用いられたが、その後、マルコニ会社は (b) 図のように改良し、電池を簡単にした。ただし  $E_3$  はここからトーン・キーヤへ導くために残してあった。しかし、両端大地からういた電池は保守上非常にこまることに気づき、これを (c) 図のようにした。丁度そのころ KDD でも  $E_1, E_3$  に使用の乾電池の消耗による故障が多いので (d) 図のようなものを考案して現在にいたった。(c) 図は全く独立電池を省略したもので、 $V_{23}$  なる真空管を大地からうかして使った所に特長がある。マーク時に  $A_2$  の陽極電流  $I_{p2}$  が減じ始めると  $R_{p2}$  の電圧降下小となり、 $V_{23}$  の内部抵抗低下し、 $R_{23}, R_{g3}$  に流れる電流を増大せしめる方に助け、従って  $V_3$  の陽極電流は強まる。この方法は調整なかなか複雑で故障の修理等容易でない。

(d) 図のネオン管結合方式では、第5.4節の定電圧放電管のように、電流の強弱にかかわらず、ほぼ電圧降下一定となるから (a) における電池  $E_2, E_3$  等と全く同様の機能と考えられる。これに用いるネオン管としては市販のもので差支ない。また、そのネオン管を受信機の上にだしておく、遠くよりみえるため、監視の目的にもかなう。

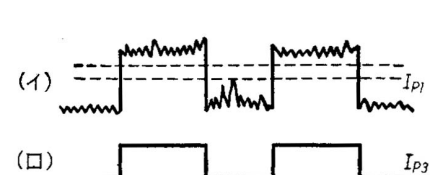
さて、リミタは単に Fading の防止だけにとどまらず、次のようにいろいろの効果をもつものである。



第6.10図 振幅制限



第6.11図 リップル除去



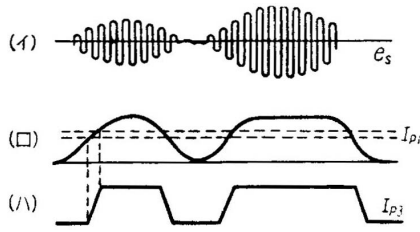
第6.12図 雑音除去

1. 出力直流振幅を一定ならしめる
  - a. 第6.10図のように diversity や extra limiter でのぞききれない振幅の不ぞろいを直す。
  - b. 第6.11図のようにリップルをふくんだ直流を完全に直流だけにする。
2. 雑音電圧の抑圧 limiter の動作起点を適当に選ぶことにより、あるレベル以下の入力でリミタがはたらかないようにすることができる (第6.12図)。
3. 信号波形の矯正 とくに不良のキーイングをうけた場合や、第6.13図のように受信機の過渡現象によりくずれた字形を正しい矩形波にもどす。

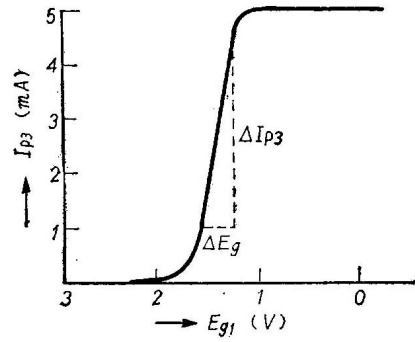
リミタ限計上の重点をあげれば、

1. 総合相互電導度の向上
2. 動作範囲の拡大

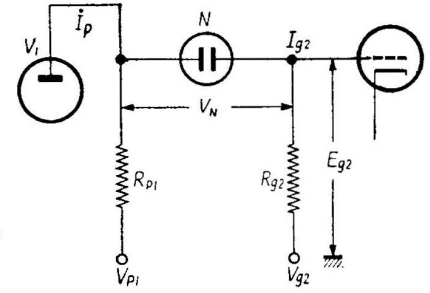
等である。いま第6.14図のように  $I_{p3}$  がスペースからマークへうつる過程で、 $V_1$  のグリッド電圧変化に対する  $I_{p3}$  の変化割合を以て、リミタの総合相互電導度  $g_{31}$  を定義すれば



第 6.13 図 波形矯正



第 6.14 図



第 6.15 図

$$g_{31} \equiv \frac{\partial I_{p3}}{\partial E_{g1}} \quad (1)$$

いま第 6.9 図の (d) について  $g_{31}$  を計算するために各段間の回路定数を第 6.15 図に準ずれば、つぎの式がなりたつ。

$$\begin{cases} I_{p1} r_{p1} = V_N L I_{g2} R_{g2} - V_{g2} + \mu_1 E_{g1} & (2) \\ V_{p1} - (R_{p1} + I_{g2}) R_{p1} = V_n + I_{g2} R_{g2} - V_{g2} & (3) \end{cases}$$

両式より  $I_{g2}$  を消去すれば

$$I_{p1} \left( \frac{r_{p1}}{R_{p1}} + \frac{r_{p1}}{R_{p2}} + 1 \right) = \frac{\mu_1 E_{g1} + V_{p1}}{R_{p1}} + \frac{V_N - V_{g2} + \mu_1 E_{g1}}{R_{g2}}$$

となり、ここで  $I_{p1}$ ,  $E_{g1}$  を変数とみれば

$$\frac{\partial I_{p1}}{\partial E_{g1}} = \frac{\mu_1}{r_{p1} + \frac{R_{p1} R_{g2}}{R_{p1} + R_{g2}}} \quad (4)$$

となる。また、(2), (3) 両式より  $I_{p1}$  を消去すれば

$$I_{g2} \left( \frac{R_{p1}}{r_{p1} + R_{p1}} + \frac{R_{g2}}{r_{p1}} \right) = \frac{\mu_1 E_{g1} + V_{p1}}{r_{p1} + R_{p1}} + \frac{-\mu_1 E_{g1} + V_{g2} - V_N}{r_{p1}}$$

となり、同様にして

$$\frac{\partial I_{g2}}{\partial E_{g1}} = - \frac{\mu_1}{r_{p1} + R_{g2} \left( 1 + \frac{r_{p1}}{R_{p1}} \right)} \quad (5)$$

しかるに

$$\frac{\partial I_{p3}}{\partial E_{g1}} = \frac{\partial I_{p3}}{\partial E_{g3}} \frac{\partial E_{g3}}{\partial I_{g3}} \frac{\partial I_{g3}}{\partial E_{g2}} \frac{\partial E_{g2}}{\partial I_{g2}} \frac{\partial I_{g2}}{\partial E_{g1}} \quad (6)$$

上式の  $\frac{\partial E_{g2}}{\partial I_{g2}}$  は第 6.14 図をみてわかるように

$$\frac{\partial E_{g2}}{\partial I_{g2}} = R_{g2} \quad (7)$$

同様にして

$$\frac{\partial E_{g3}}{\partial I_{g3}} = R_{g3} \quad (8)$$

また (4) 式を参考として

$$\frac{\partial I_{p3}}{\partial E_{p3}} = \frac{\mu_3}{r_{p3} + R_{p3}} \quad (9)$$

また (5) 式を参考として

$$\frac{\partial I_{g3}}{\partial E_{g2}} = \frac{\mu_2}{r_{p2} + R_{g3} \left(1 + \frac{r_{p2}}{R_{p2}}\right)} \quad (10)$$

よって (5), (7), (8), (9), (10) を (6) 式へ代入すれば

$$g_{31} = \frac{\mu_1 \mu_2 \mu_3}{R_{p3}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{p1}}{R_{p1}} + \frac{r_{p1}}{R_{g2}}\right) \left(1 + \frac{r_{p2}}{R_{p2}} + \frac{r_{p2}}{R_{g3}}\right) \left(1 + \frac{r_{p3}}{R_{p3}}\right)} \quad (11)$$

いま

$$\begin{aligned} \mu_1 = 9.2 & ; & r_{p1} = 10^4 & ; & R_{p1} = 5 \times 10^4 \\ \mu_2 = 100 & ; & r_{p2} = 10^5 & ; & R_{p2} = 1.2 \times 10^4 & ; & R_{g2} = 2.5 \times 10^6 \\ \mu_3 = 9.2 & ; & r_{p3} = 5 \times 10^3 & ; & R_{p3} = 10^4 & ; & R_{g3} = 3.5 \times 10^6 \end{aligned}$$

とすれば

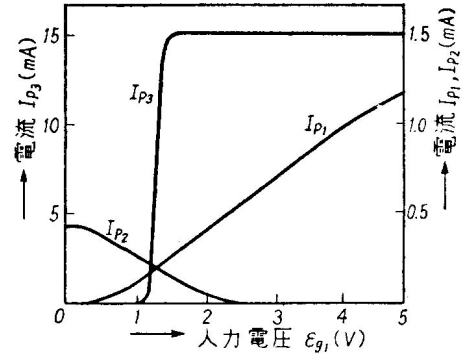
$$g_{31} = 0.250 \text{A/V} \quad \text{or} \quad 250 \text{mA/V}$$

すなわち 10mA の変化をあたえるに 0.04V を要するだけである。

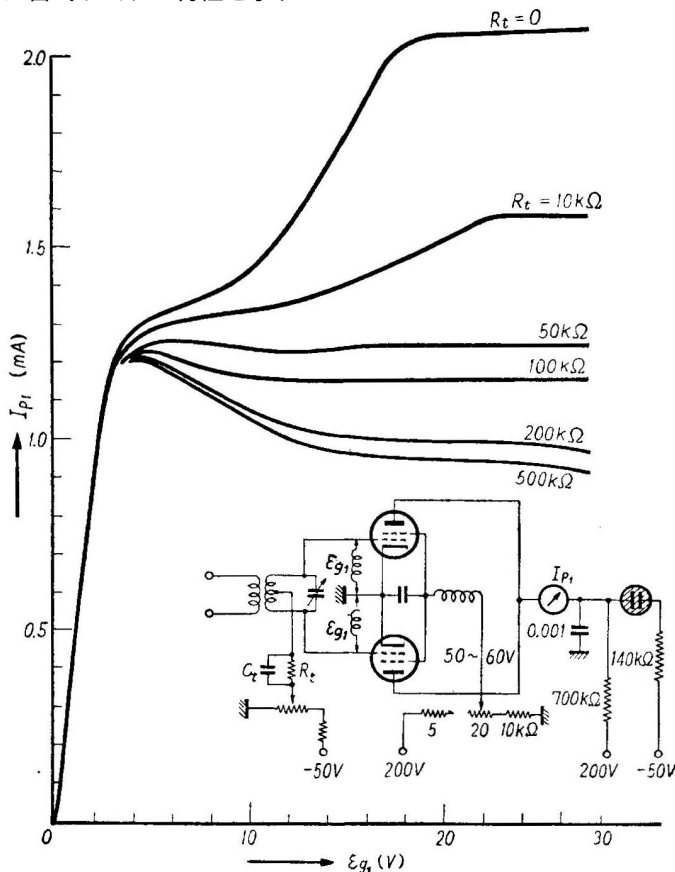
つぎに第 6.9 図 (a), (b) のような場合は (11) 式に  $R_{g2} = R_{g3} = \infty$  とおけばよから

$$g_{31} = \frac{\mu_1 \mu_2 \mu_3}{R_{p3}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{p1}}{R_{p1}}\right) \left(1 + \frac{r_{p2}}{R_{p2}}\right) \left(1 + \frac{r_{p3}}{R_{p3}}\right)} \quad (12)$$

となる。第 6.9 図 (c) については簡単な表式で  $g_{31}$  を表わすことが困難である。こうして抵抗値の適当なる選択により総合相互電導度  $g_{31}$  の大きいリミタを得れば、俗にいうキレのよい信号出力が得られる。実際動作のときは整流管  $V_1$  のグリッドには中間周波の電圧  $\varepsilon_{g1}$  が加わり第 6.14 図の特性と異なる。その特性の 1 例は第 6.16 図のようになる。同図はネオン管式リミタの特性を示す。



第 6.16 図 ネオン管式リミタの特性



第 6.17 図 副限流回路の特性例

つぎに動作範囲の拡大についておべる。ここにいう動作範囲とはリミタ出力に正しい記号電流をあたえ得るような、整流管グリッド電圧振幅変化の許容範囲を意味する。信号が中間周波濾波器や平滑器等を通る間に、多少でも真の矩形波からくずれていると、大振幅でマーク偏り、(俗にネバリという) となり、小振幅でスペ - ス偏り (俗にスケという) となる。その対策として 2 方法が従来考えられた。

1. 整流管グリッド回路に第 6.17 図のような  $C_t R_t$  回路を挿入することにより、ある程度以上の大振幅信号に対してはグリッド電流が  $R_t$  に生ずる電圧降下によって 1 種の自動バイアスがかかり、リミタに入る前に抑圧する方法である。これを副限流器 extra limiter という。この方法ははじめマルコニ会社で echo 対策として考えられたものである。時定数は、普通に起る Fading period にくらべてあまり大きくない程度にしなければならない。また、あまり小さいと雑音のおそれがある。

2. 整流管にスクリーン・グリッド管を使って、整流管陽極電流振幅を自動的に制御する方法。これは第

6.17図において extra limiter と併用されているから、とくに説明しない。なお、その他 Biassing condenser を用いてネバリを防ぐ方法も以前使われたが、いまは廃れた。

limiter に関連してトーン・キーヤ (Tone Keyer) という回路があるが、これは信号移送の所でのべる。また、電信用 AVC と称する方式を使えば Tone keyer を使わずして、一定出力の A.F. を連結線に送出し得る方法もある\*4。これは最終変換管に弱いヘテロダイン電圧を与えておくと、入力信号がある程度以上強くなっても出力がまさない性質を用いたものである。これを使えば割合に出力可聴周波に歪をおこさない特長がある。

### 6.4 ダイバーシチ

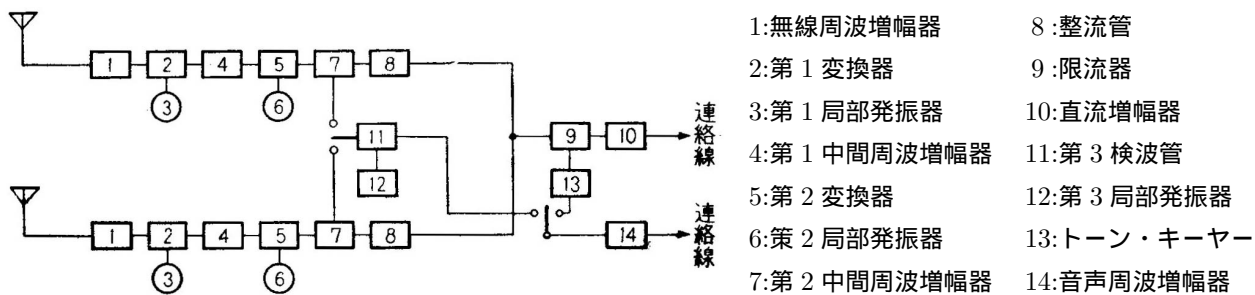
短波特有の Fading 対策として最も有効なものはダイバーシチである。Fading の深さが 20 から 40db あったとき、diversity の適用による効果は第 6.2表のようなものである\*5。

第 6.2 表

アンテナ フェージング	フェージング改善率		ダイバーシチ利得	
	2 基	3 基	2 基	3 基
20db	3.6db	5.4db	7.6db	9.0db
30	6.5	9.6	10.0	12.7
40	10.0	15.2	13.2	17.5

Fading は不規則にくる。この不規則さが場所により異なることを利用したものを space diversity といい、frequency のわずかの差によって異なることを利用したものを frequency diversity という。この他に polarization diversity といって互いに直角な 2 つの空中線でうける方法もあるが、実用された例が少い。

空中線の相互間隔は 150 ~ 200m を適当とするが 1m 位の場所でも Fading 差がある。実際の diversity 方式の系統を示せば第 142 図の通りである。



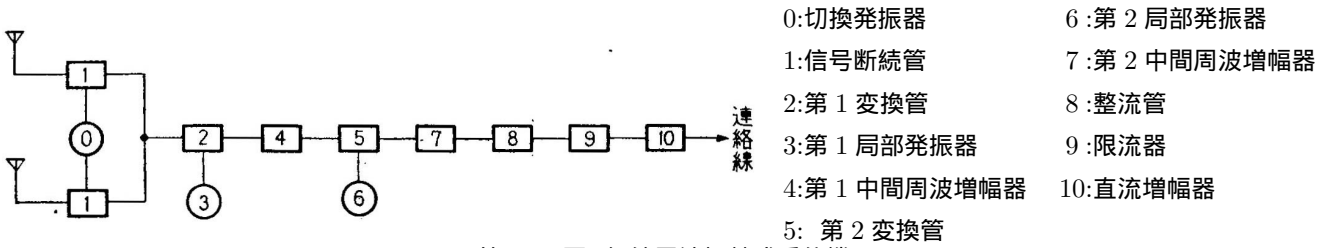
第 6.18 図 ダイバーシチ受信機系統図

diversity 受信法は米国において RCA が先鞭をつけたが、これに対し Mackay Radio は microphone button で合成する方法で逃れた。

電話の場合は合成受信の目的を達するために、電信の場合ほど簡単でなく、特殊の方法で強い方の信号を選択する等の方法によらなければならない。

つぎに Switching oscillator という方法が考案されているが\*6、わが国ではあまり実用化されないで Marconi 会社で実用している。これは受信機を節約するため、3 空中線の受波勢力を交互に切換え、受信機にに入れて、その平均の強さが Fading をへらし得る点を利用したものである。しかし、これは混信に注意しなければならない。大要は第 6.19図に示すようである。

\*4 『無線の研究』第 1 巻第 4 号第 10 頁 (昭 12. 10).  
 \*5 仲上・田中『電通誌』224 号 (昭 16.11).  
 仲上・赤沢・田中『電学誌』60, 396(昭 15.11).  
 \*6 川添「受信機の改良」特許第 81701 号。



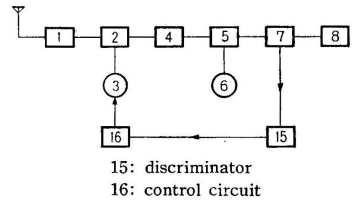
第 6.19 図 無線周波切替式受信機

周波数ダイバーシチは送信側で A2 電波を出すものである．近年混信問題が論議せられてきたため，振幅変調の A2 波をやめ，周波数変調の A2 波に変えてきた．受信側では一台を用いるだけで，特に変わった所はない．しかし確かに Fading は緩和されるが space diversity の場合程効果あるかどうか疑問である．それは整流管一つで多くの周波数の信号を整流しているが，将来これを独立した整流管でも使えば，この frequency diversity でも相当改善の見込があると思われる．

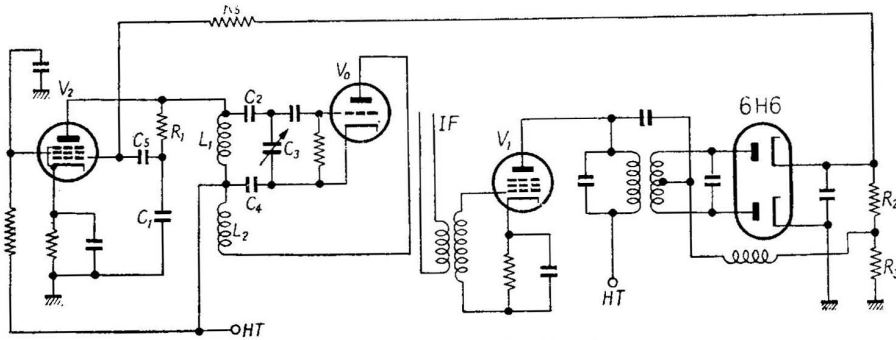
### 6.5 自動周波数制御 (AFC)

送信機や受信機の安定度を根本的に向上する方法を十分つくしても，なおさけられない変動を防ぐ方法として，自動周波数制御の方法がある．これは，単側帯波 (SSB=single side band) 受信等において，とくに必要である．いわゆる pilot wave を送信側よりだし (これはドイツの patent)，これを頼りに受信機の局部発振器を自動的に制御するものである．この方式も各国まちまちで機械的にやる方法や，純電氣的にやる方法があるが，ここではまず純電氣的に制御する方法をのべ，後で他の方法についてもものべることにしよう．

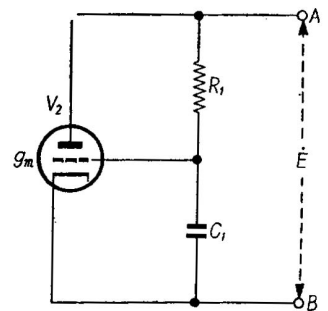
第 6.20 図において中間周波増幅器の途中から 15 なる選別回路へ導き，その出力を 16 なる制御回路に加え，これで第 1 局部発振器 3 を制御するのである．問題の 15 16 両回路の詳細接続は第 6.21 図のようである． $V_1$  の陽極回路に接がれた選別回路はすでに監視回路の節で詳説したからここではのべない，選別回路の出力  $R_2 + R_3$  における電圧降下を  $V_2$  なる制御管グリッドに導く． $C_1 R_1 V_2$  一体となった制御回路は発振コイル  $L_1$  と並列にあるインダクタンスとして作用し，その値は制御電圧によって可変である．以下，その理由を説明する．



第 6.20 図 AFC 回路系統図



第 6.21 図 AFC 接続例



第 6.22 図 リアクタンス管

いま第 6.21 図から真空管  $V_2$  の附近の回路だけとりだし第 6.22 図のようにする．

いま  $R_1$  を通る電流を  $I_1$  とし，

$$R_1 \gg \frac{1}{\omega C_1}, \quad r_p \gg R_1$$

と仮定すれば

$$I_1 = \frac{E}{R_1} \tag{1}$$

$C_1$  の端子電圧を  $K$  とすれば



$$\dot{E}_g = \frac{\dot{I}_1}{j\omega C_1} = \frac{E}{j\omega C_1 R_1} \tag{2}$$

$V_2$  なる真空管の陽極電流の交流分を  $\dot{I}_p$  とすれば

$$\dot{I}_p = g_m E_g = \frac{g_m E}{j\omega C_1 R_1} \tag{3}$$

$$\therefore Z_0 = \frac{E}{\dot{I}_p} = j\omega \frac{C_1 R_1}{g_m} \tag{4}$$

となる．ゆえに  $V_2$  はみかけ上インダクタンス  $L_0$  のようにみなされ

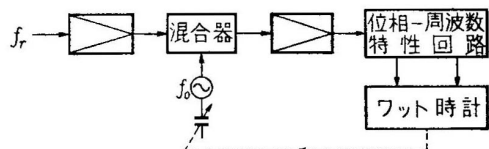
$$L_0 = \frac{C_1 R_1}{g_m} \tag{5}$$

となる．もし  $C_1$  の代りに  $L_A$  を用いれば

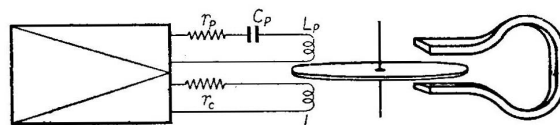
$$C_0 = \frac{g_m L_A}{R_1} \tag{6}$$

のようなコンデンサとして作用する．かつその値が  $g_m$  によって変化し得る点に興味ある所で， $g_m$  はまた  $V_2$  のグリッド電圧をかえることにより変化するから，結局発振周波数を変化し得るわけである．

Foster & Seeley<sup>\*7</sup>はこの方法で選別器感度 20V/kc/V，制御感度 7kc/V を得た．よって，総合制御比 140 対 1 である．これは同調コンデンサに 1400 $\Omega$  の誤りがあっても中間周波数は 10 $\Omega$  しかずれないことを示す．選別器の入力電圧があがると一層制御比が高くなる．



第 6.23 図 機械的 AFC 系統図



第 6.24 図 位相周波数特性回路の例

第 6.23 図は機械的 AFC の原理を示す．機械的 AFC にもいろいろの考案があるので一概には論じられないが，ワット時計またはモーターを中間周波出力でまわし，その力で局発のパーニヤ・コンデンサーを微動せしめるのが普通である．この場合，無線周波数  $f_r$  と局発周波数  $f_o$  との差が正しく中間周波数  $f_m$  に等しいならば，ワット時計は回転しない．しかし，出力中間周波数に変化があった場合には， $f_m \pm \Delta f_m$  の正負いずれかに対応して，ワット時計の回転方向が反対になるよう，周波数によって位相の変るような回路をその前にいれてある．これにもいろいろの方法があるが，第 6.24 図は，その 1 例を示す．ワット時計の電圧コイルのインダクタンスを  $L_p$ ，電流コイルのそれを  $L_c$  とすれば，それぞれの回路の位相角は

$$\theta_p = \frac{\tan^{-1} \left( \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right)}{r_p} \tag{7}$$

$$\theta_c = \tan^{-1} \frac{\omega L_c}{r_c} \tag{8}$$

となる．共振周波数付近で， $\theta_p$  は  $\pm$  の両方向に大きく変化するのに対し， $\theta_c$  はわずかの变化しかしないので，そこを中心回転方向が変わることになる．

さて，以上のべた 2 種の AFC の特長を比較してみると，つぎのようになる．

機械的 AFC	電氣的 AFC
(a) 無定位型である．	定位型である．
(b) 残留偏差がない．	残留偏差がある．
(c) 動作緩慢である．	速応性である．
(d) ハンチング可能性．	ハンチング少い．

<sup>\*7</sup> I.R.E., March(1937) 又は『部外誌』51 号．

以上の特長比較は、機械的は無定位型、電気的は定位型と仮定してやったものである。これは、普通の例にあてはまるが、機械的で定位型、電気的で無定位型が絶対にできないものではないから、参考のため、考えられる AFC の種類を第 6.3 表に示してみた。

第 6.3 表 AFC の種類

	無定位型		定位型	
	電気的	機械的	電気的	機械的
周波数特性型	7	[1]	[3]	[4]
ゼロ・ビート型	8	[2]	6	5

この表のうち、[1][2][3] および [4] については、多数の人々の特許や実用新案があって、ここにあげきれない位である\*8。しかし、5, 6, 7 および 8 については、まだこれからのようである。現在、パルス技術が非常に進歩しているので、各種の記憶回路を応用すれば、無定位型の電気的 AFC を構成することは大して困難ではないように思う。

さて、定位型と無定位型とでは、過渡現象の上でも大きな差がある。いま

$\Delta f_m$  : 任意の時間における中間周波数偏差

$\Delta f_r$  : 同上無線周波数偏差

とし、 $p = d/dt$  とすれば、無定位型機械的 AFC では

$$\Delta f_m = \frac{p^2 + kp}{p^2 + kp + \omega_0^2} \Delta f_r \quad (9)$$

$k$  : 制動率 ( $\equiv R_m/I_m$ )

$R_m$  : 制動回転力と角速度との比

$I_m$  : モーターの回転部の慣性能率

$\omega_0 \equiv (\alpha\beta\gamma/I_m)^{\frac{1}{2}}$

$\alpha$  : 中間周波数の単位の変化に対する選別器出力電圧の変化 ( $\equiv \Delta V_d/f_m$ )

$\beta$  : モーターの回転力と選別器出力電圧との比

$\gamma$  : 局発周波数の変化  $\Delta f_0$  とモーターの回転角との比

となり、定位型電気的 AFC では

$$\Delta f_m = \frac{p + \nu_0}{p + \nu_0 + \nu_1} \Delta f_r \quad (10)$$

$\nu_0 \equiv \frac{1}{CR}$

$\nu_1 \equiv \frac{\alpha\beta'}{CR}$

$C$  : 選別器出力にある並列キャパシター

$R$  : 同上直列抵抗

$\beta'$  : 局発周波数の変化  $\Delta f_0$  とリアクタンス管入力電圧変化  $\Delta V_2$  との比 (11)

となることが示されている\*9。これらをとけば、無定位型機械的 AFC に対して

$$\Delta f_m = \left(1 + \frac{1}{2}kt\right) e^{-kt/2} \Delta f_r \quad (12)$$

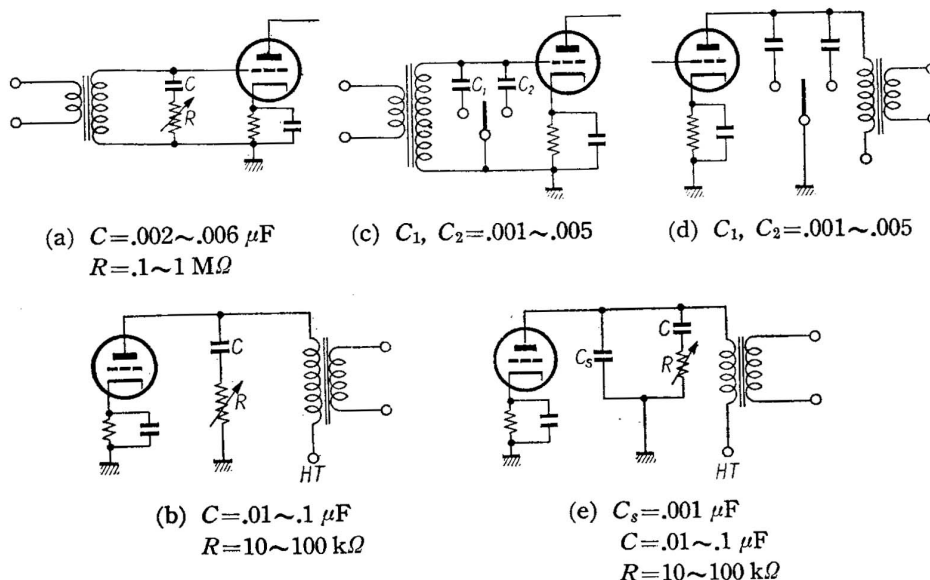
となり、 $t \rightarrow \infty$  で  $\Delta f_m \rightarrow 0$ 、すなわち、残留偏差のないことを示し、定位型電気的 AFC に対して

$$\Delta f_m = \left\{ \frac{\nu_1}{\nu_0 + \nu_1} e^{-(\nu_0 + \nu_1)t} + \frac{1}{\nu_0 + \nu_1} \frac{1}{CR} \right\} \Delta f_r \quad (13)$$

となり、 $t \rightarrow \infty$  で、 $\Delta f_m$  は 0 とならないこと、すなわち、残留偏差のあることを示す。しかし、後者では、きわめて速応性となり得ることを示す。

\*8 古橋・熊谷『通信と自動制御』(昭和 30 年共立社刊)。

\*9 古橋「AFC 回路の動作理論」『信学誌』第 282 号(昭 22.11)。



第 6.25 図 音質制御回路

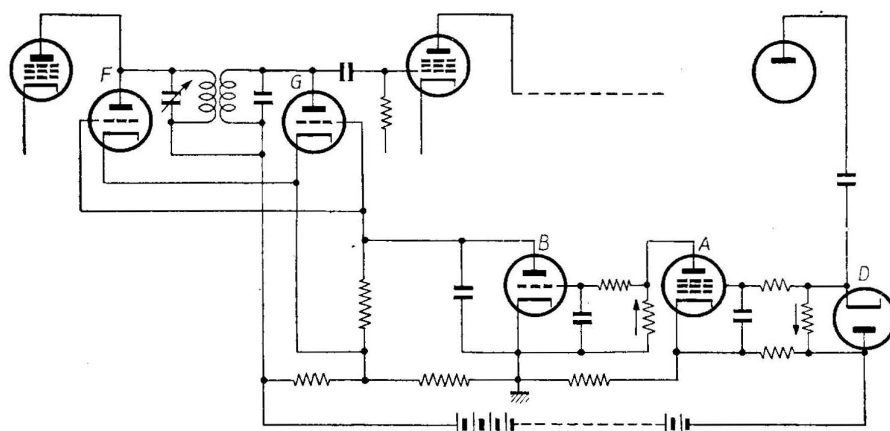
## 6.6 音質および自動選択度制御

Tone control とよくいわれているのは音質制御のことである。これはむしろ音質補正といった方がよいかもしれない。Tone control の効果はつぎのようである。

1. 音色の調節
2. 雑音の減少
3. 一種の選択度調節

その回路としては第 6.25 図 (a), (b), (c), (d), (e) 等がある\*10。

これらはどれもごく概略の調整で、高音部を弱めるとか、残すとかいう程度であるが、時として混信雑音等が刻々に変化する場合は、自動的に周波数帯域を加減せねばならない場合もある。概して受信波の電界強度微弱となる場合に混信雑音の妨害を受けやすいので、そのとき、中間周波増幅器の帯域幅を狭くし、強くなった場合にひろげるような方式をとっている。第 6.26 図はその接続例を示す\*11。

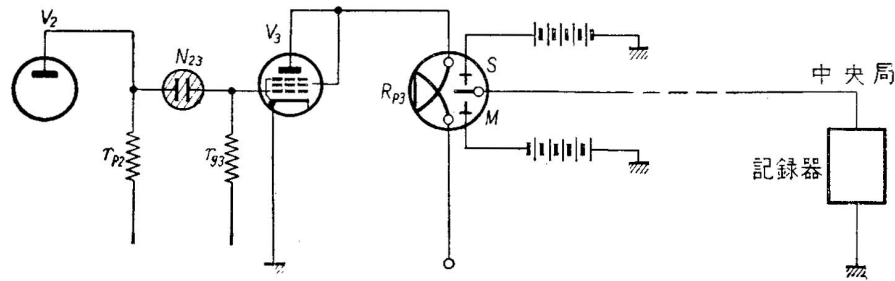


第 6.26 図 ASC 回路要領図

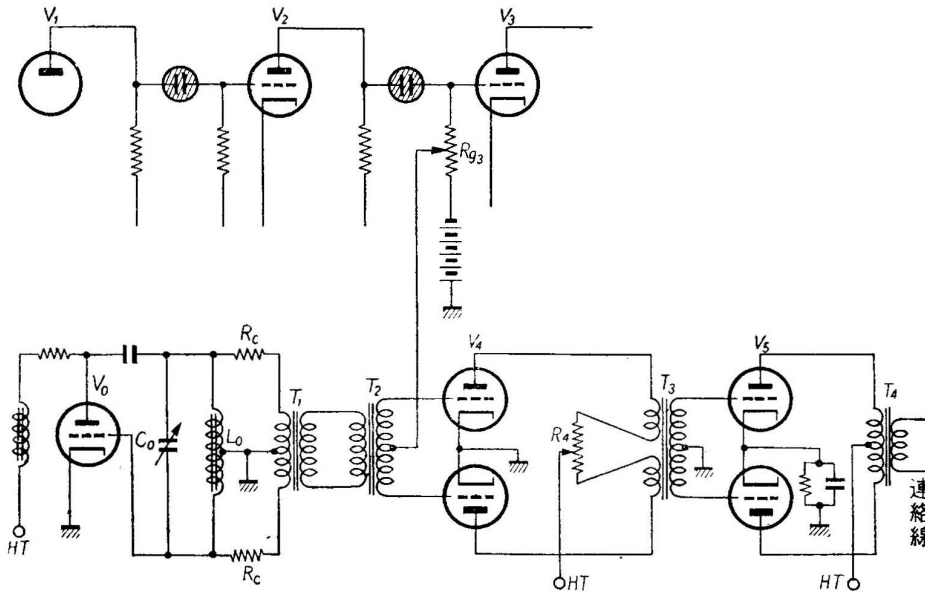
電波が強くなると矢印の方向に各電流が流れ F, G のグリッドを正に近づけ帯域幅がひろがる。このとき総合利得の低下を防ぐために、後の増幅段に利得補償用の真空管を用いることがある。詳細は略す。

\*10 高村 『放送協会技術調査及び研究報告』 21 号 (昭 7.9)。

\*11 G. L. Beers, *Automatic Selectivity Control*, IRE. Dec. 1935 (『邦外誌』 36 号)。



第6.27図 継電器回路



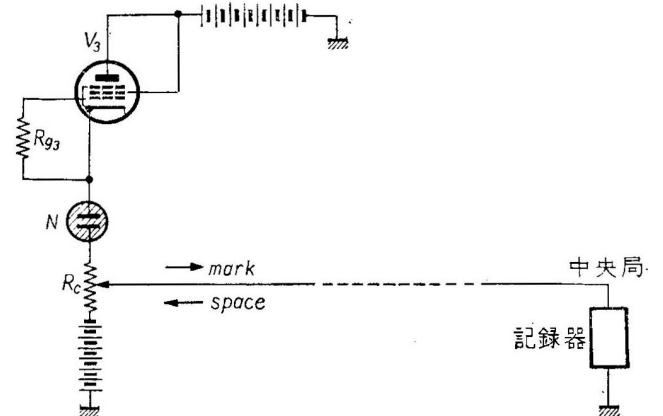
第6.28図 トーン・キーヤー回路

### 6.7 信号移送

Limiter の出力を中央局に送出するのにいろいろの方法がある。

1. limiter 出力で継電器を動作せしめ、Line battery 回路を断続する方法。これに単流式と復流式とある。
2. 継電器を介しないで直接真空管で Line battery を make break する方法。これにも単流式と複流式とある。その一例を第6.29図に示す<sup>\*12</sup>。
3. 音声周波電流を断続する方法。これは Tone keyer ともよばれる。その接続例は第6.28図のようである。
4. 搬送式多重電信による方法。
5. PTM あるいは FM によるマイクロ波中継器による方法。

さて、以上の各方式を比較するに、第1の方法は最も古くより行われ、調整簡単であるが、次第に通信速度が高くなると、継電器の接点が不規則にはね返り、46 時中確実な動作を保証し難い。また、継電器の接点より発する火花放電は他の受信機へ妨害を与えるから別に継電器盤と称するものをおき受信機から隔離しなければならない。第2の方法は高速度の点において、別に心配はないが、真空管回路の調節により多少ずつ回路電流が変わる点や、中央局のレコーダを変更すると再調整を要する点等で多少煩雑である。いずれにせよ上記2つの方法は直流



第6.29図 Valve Relay 回路

<sup>\*12</sup> 『無線の研究』第1巻第3号(昭12.7)。

を中央局へ送る関係上、速結線にかける過渡現象が問題となり、結局 150w.p.m. 位までが限度である。従って、普通とくに支障ないかぎり第 3 の方法による。これは音声周波発振器出力をリミタ回路で断続するものであるから。中央局ではこれを増幅整流してからでなければ記銀器をはたらかすことはできない。しかし、これによれば 200w.p.m. 以上の高速度でも楽に中央局へ移送することができる。Line への出力 level は 1mW 0db として 5db 位を標準とする。また直流の場合は復流  $\pm 8\text{mA}$  位、または単流ならば 12mA 位を適当とする。

その後搬送式電信方式の発達にともない、線路の節約をはかるためだんだんこれに改めようとする傾向に進んできた。また米国 Mackay Radio 会社では超短波による連絡等も実施しつつある。すなわち、第 5 の方法は、ある程度以上回線数がましてくると、線路をひくよりかえって経済的になり、また保守も容易になる。10cm 内外の波長の SHF または UHF の技術が進歩したので装置も安定になり、アンテナも割合に小型ですむようになったので、各国とも中央局との連絡に利用する傾向にある。

## 第7章

# 部分品

### 7.1 無線部品の分類

この書物では、前記各章の関係ある所で、なるべく部品のことにもふれるようにつとめてきたが、とくに大切なものをつぎにのべる。

しかし、非常に種類の多い無線部品の全貌を知ることにも必要だと思われるので、つぎに分類をやってみた。

第7.1表 無線部品

蓄電器	固定コンデンサー 可変コンデンサー	空気, 油, 電解, 磁器, ガラス, 雲母, 紙, スチロール	
		空気 <table> <tr> <td>直線容量型</td> </tr> <tr> <td>直線周波数型</td> </tr> <tr> <td>定変化率型</td> </tr> </table> 酸化チタン	直線容量型
直線容量型			
直線周波数型			
定変化率型			
抵抗器	固定抵抗.....	巻線, 皮膜, ソリッド	
	可変抵抗.....	連続, ステップ	
	特殊抵抗.....	パラスタ管, サーミスター	
接触器具	可動.....	スイッチ, 電鍵, 継電器	
	固定.....	プラグ, ジャック, コネクター, ターミナル, パルプソケット, グリッドキャップ, 抵抗ホルダー	
操作器具	.....	ダイヤル, つまみ, 小型モーター, 釦, シャフト	
配線器具	.....	プッシング, ラグ, フェーズ, 配線溝, 端子板	
組立器具	.....	ねじ, ボルト, ナット, ワッシャー, L型金具, U型金具, 絶縁指示柱, 連結環, 歯車	
監視器具	.....	受話器, 高声器, 魔法眼, ネオン管, ブラウン管, 電圧計, 電流計, 警報器, 表示灯, 記録器	

もちろん、これで受信機用部品を全部つくしたわけではないが、かりにもれた部品があっても、このどれかのグループに属するのではないかと思う。ただ以上の他に、部品という所までまとまってはいないが、材料という大見出しに属するものがある。それを第7.2表に一括しておく。

第7.2表 無線材料

配線材料.....	導線, 皮覆管, 半田, ブラック・テープ, 絶縁体
組立材料.....	銅板, 鉄板, アルミ板, アングル類
仕上材料.....	塗料, シンナー, 銘板, 化粧板, ペースト

7.2 蓄電器<sup>\*1</sup>

(1) 固定蓄電器 受信機で最も多く使われるものは固定蓄電器である。使用目的はつぎのように多種多様である。

- イ．側路蓄電器 (Bypass Condenser)
- ロ．阻止蓄電器 (Blocking Condenser)
- ハ．同調蓄電器 (Tuning Condenser)

側路蓄電器は高周波電流を短絡し、直流だけ通す目的に用いられ、阻止蓄電器は直流を阻止して高周波を通す目的に使用される。また、中間周波濾波器の回路に可変蓄電器とともに挿入されることもある。すなわち同調用にも使われるのであるが、この場合は高周波損失のなるべく少ないものでなければならない。雲母製の蓄電器でも製品によって非常にマチマチで、損失係数も一様でない。雲母蓄電器について  $\tan \delta$  の実測値例は  $10^{-4}$  から  $10^{-2}$  位である。

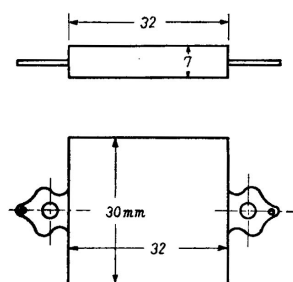
$\tan \delta$  の値が  $10 \times 10^{-4}$  以下程度ならば、実用上それ程支障がない。もしさらに高周波でも損失の小さいことをのぞむならば、酸化チタン ( $\text{TiO}_2$ ) 製のものによるのがよい。独逸では Diacond という商品名で、誘電率 15.8,  $\tan \delta$  は 100Mc で  $1.5 \times 10^{-4}$  程度のものがある<sup>\*2</sup>。わが国でも逐次改善されている。第 7.1 図は雲母蓄電器の外形を示す。最も多く利用される容量は 100, 500 $\mu\text{F}$  および 0.001, 0.002, 0.01 $\mu\text{F}$  等である。容量が 0.1 $\mu\text{F}$  程度の雲母蓄電器もできるが、厚さが 20mm 位となり、第 7.1 図の厚さ 7mm にくらべれば、かなり大型となる。そこで、これ以上の容量のものは紙を誘電体とするいわゆる紙蓄電器にたよる外はない。これには円筒形のものもあり、第 7.2 図のように角型のものもある。最近では、MP コンデンサーといって、金属化した紙を使ったものは、普通の紙コンデンサーに比べ、容積で半分ができる。この種のものほとんど側路用で容量も 1 $\mu\text{F}$  程度であるが、高周波に対して誘導リアクタンスを呈する場合があります、側路の目的を達し難くなる。ことに標準信号発生器のように広い周波数範囲にわたるときは共振点さえでき得る。このような欠点をのぞくため考案されたのがチョーコンである<sup>\*3</sup>。これは紙蓄電器の巻始めと巻終りにおのおの一對宛の端子を設け両著の遮蔽を嚴重にしたものである。

つぎに、磁器コンデンサーのうち、チタン酸バリウムを主成分としたものでは酸化チタンと同容積で数 10 倍以上の容量をもたせることもできる。ただし、高周波損失は大きい。

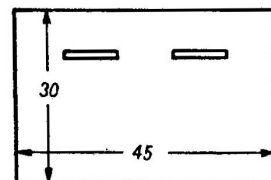
静電容量値がさらに大きいものが要求される場合は電解蓄電器を採用せねばならない<sup>\*4</sup>。しかしこれはアルミニウム板(またはタンタラム板)を電解液の中に浸し、陽極側に絶縁性の酸化皮膜を形成せしめたものであるから、極性に注意せねばならず、また寿命もそう永くない。漏れ電流は使用電圧や容量にもよるが、大略最大使用電圧が 300V 程度のもので 1 $\mu\text{A}/\mu\text{F}$  位以下ならよいとされている。

その他、ポリスチレンのような有機膜を用いたコンデンサーもある<sup>\*5</sup>。

(6) 可変蓄電器 可変蓄電器は主として無線周波同調用、第 1 発振回路周波数調整用、中間周波濾波器調整用等に使われ、すべて空気蓄電器である。Variable condenser または、略してバリコンともいう。いずれも固定極板と移動極板よりなるものであるが、その運動の機構や極板の形はいろいろある。例えば第 7.3 図のように直線運動をする Wade 型



第 7.1 図 雲母蓄電器



第 7.2 図 紙蓄電器

<sup>\*1</sup> Coursey, *Electrical Condensers*, 1927.

鈴木良蔵『蓄電器』。

<sup>\*2</sup> 小川建男「高周波絶縁材料に就て」『ラヂオの日本』昭 11.3.

谷惠吉郎「高周波絶縁材料」第 2 回、ラヂオ講習会予稿、昭 14.3.

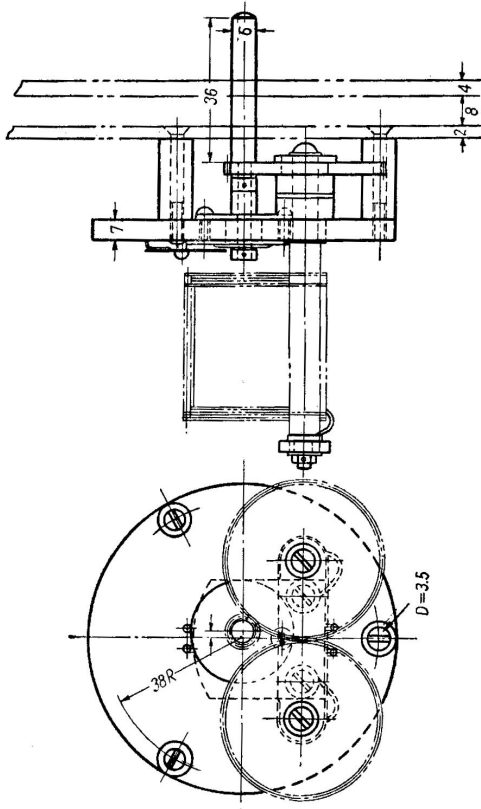
阿部清『通信と誘電体』共立社刊。

<sup>\*3</sup> 飯沼元「新しい原理に係る短波用結合器」『信学誌』、昭 13.6 および昭 13.7.

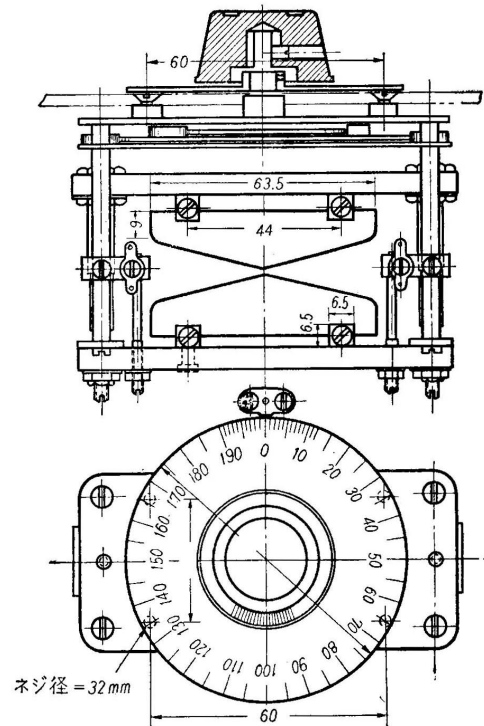
同上「新しい部分品チョーコンに就て」『ラヂオの日本』昭 13.9.

<sup>\*4</sup> Coursey, *Electrolytic Condensers*, 1939.

<sup>\*5</sup> *Fuji*, 5(昭 29.7)156.



第7.3図 Wade型可変蓄電器



第7.4図 Remler型可変蓄電器

(150, 250 $\mu\mu\text{F}$ ) 等ありまた第7.4図のように両極板同時に反対方向に廻転する Remler 型 (350 $\mu\mu\text{F}$  程度) 等がある。容量の比較的大きいもので可変にする必要ある場合は第7.5図の Cardwell 型を採用する。例えば、給電線端子と受信機入力回路との整合には 1200 $\mu\mu\text{F}$  程度の容量を必要とするので、その場合は第7.5図のようなものを用いる。第1発振器の調整に使われる可変蓄電器は特に歯車のガタや、摩擦伝動のスリップ等のないようなものがよい。殊に細かい点になると、一見ガタもスリップもないようにみえても実際信号をうけてみてはじめてよくその不良を知ることがある。Remler 型等はわりあい第1発振器の調整に適する。短波の 20Mc 附近になると、それでも微調整が困難なことがあるから、主蓄電器と並列にバーニヤ蓄電器をいれて、 $\pm 2\text{kc}$  程度の最大変化を与えるよう容量を選定すればよい。

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

$$\therefore \log f = -\log 2\pi\sqrt{L} - \frac{1}{2} \log C$$

であるから、 $2\pi\sqrt{L}$  を定数として両辺微分すれば、

$$\frac{df}{f} = -\frac{1}{2} \frac{dC}{C} \quad (1)$$

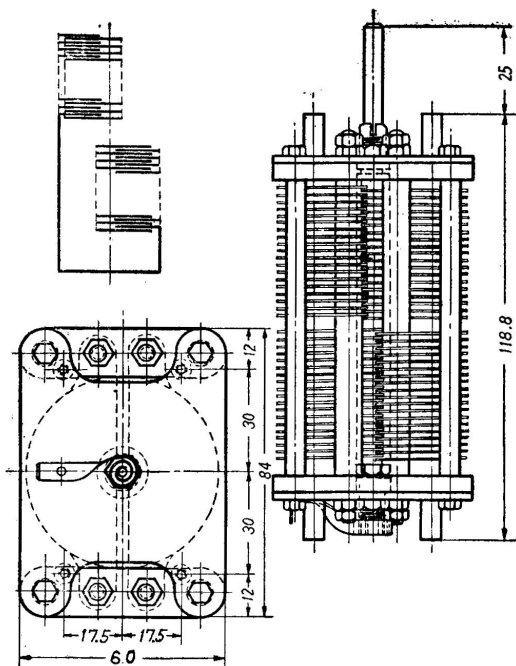
となる。いま、 $f = 20 \times 10^6 \text{ c.p.s.}$ ;  $df = 2 \times 10^3$ ;  $C = 50 \mu\mu\text{F}$  とすれば

$$dC = -2C \frac{df}{f} = -10^{-2} \mu\mu\text{F}$$

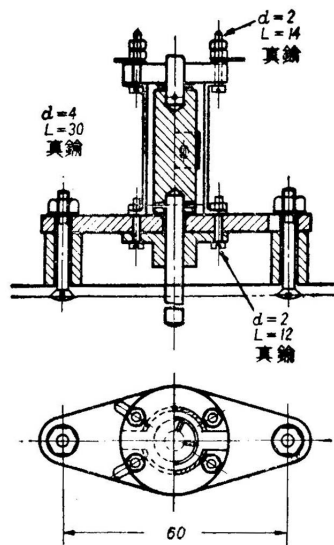
となるから、0.02 $\mu\mu\text{F}$  位のバーニヤ蓄電器を並列にいればよいことになる。第7.6図はその構造例である。注意しなければならないことは、パネル外にでるシャフトを途中で必ず絶縁するようにしないと、手の影響で調整がし難い結果となる。主蓄電器も第7.7図のようなフリクションダイヤルで微細な調節がある程度可能である。温度係数を0にする方法とし、バリコンの極板にエーディングした Invar を用い、軸に真鍮を使うことがある。

濾波器の微調整用蓄電器の容量は普通 100 $\mu\mu\text{F}$  程度であるが、場所をとらないよう、第7.8図のようなミゼット蓄電器を用いる。はじめ絶縁にエポナイトが使われたが、最近は大抵ステアタイトにおきかえられてきた。それにより長年月

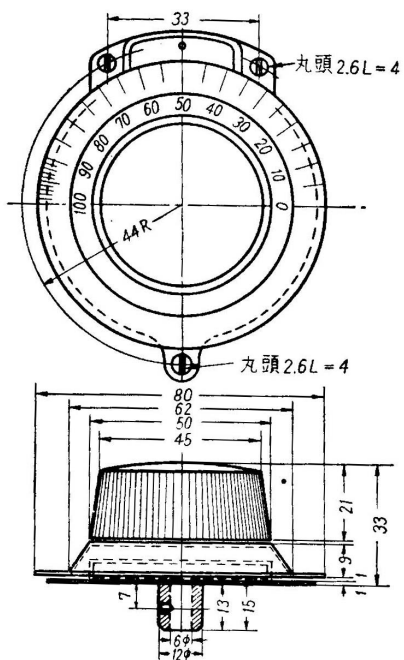




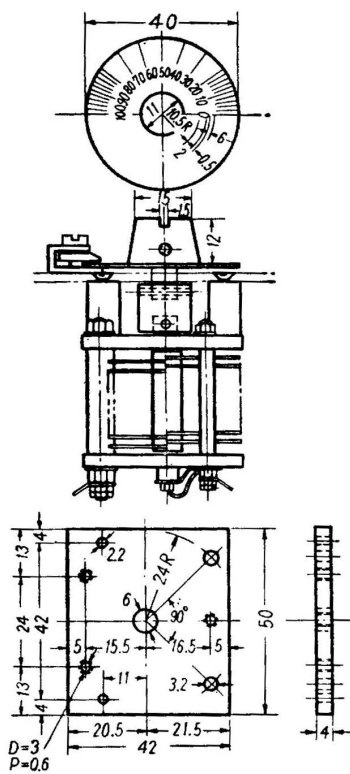
第 7.5 図 Cardwell 型可変蓄電器



第 7.6 図 パーニア蓄電器



第 7.7 図 フリクションダイヤル (KDD 型)



第 7.8 図 ミゼット蓄電器

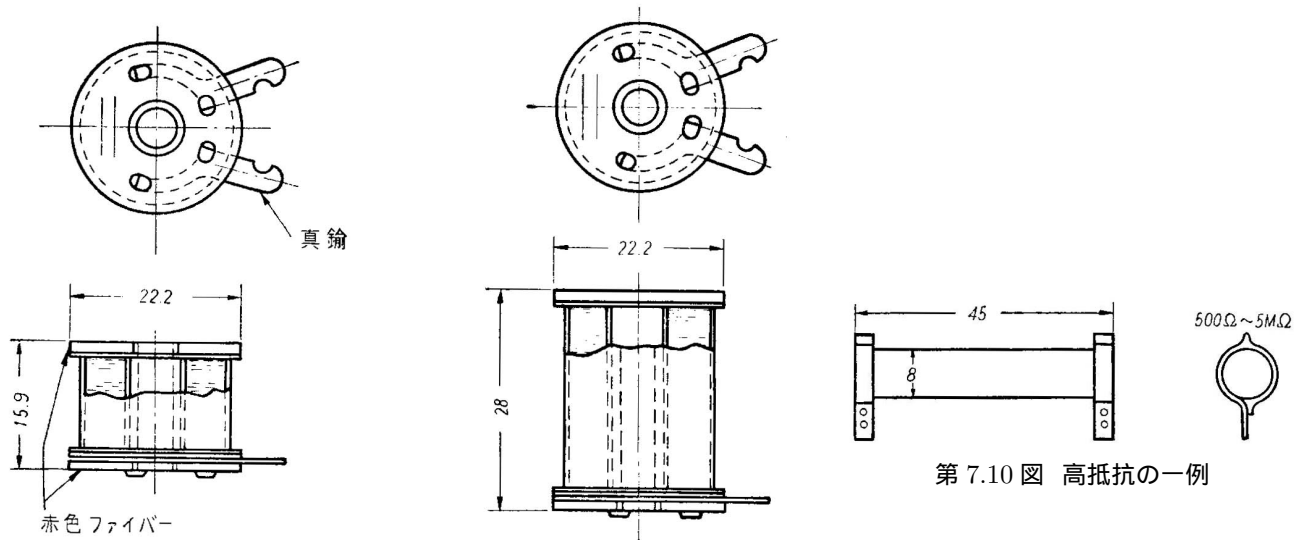
の狂いが緩和される。磁器を支持枠に使ったものは安定であるが、酸化チタンを媒体としたバリコンは、小型ではあるが、正確を要する所にはむかない。

超短波に用いられるバリコンの中にバター・フライ回路というのがある。これは1回巻きのコイルとバリコンと1体になったようなものである。

### 7.3 抵抗器

(1) 固定抵抗器 固定抵抗器を構造上から分類するとつぎのようになる。

- a. 抵抗線をまいたもの
- b. 炭素粉を磁器の上にふきつけたもの
- c. 白金をガラス板に真空飛唾したもの
- d. 亜酸化銅を用いたもの
- e. シリコン等を主成分とした体抵抗(ソリッド抵抗)



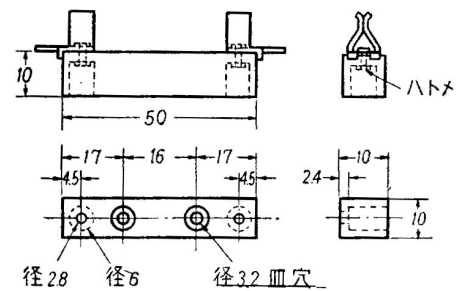
第7.10図 高抵抗の一例

A 型 巻線表		B 型 巻線表		
抵抗	線径	抵抗	線径	線長
500 Ω	0.20 mm (BS # 32)	1000 Ω	0.2 mm (BS # 32)	66 m
	線長	1500 "	0.18 " ( " # 33)	78.5 "
	500 Ω にて 33 m	3000 "	0.14 " ( " # 35)	100 "

第7.9図 巻線型固定抵抗

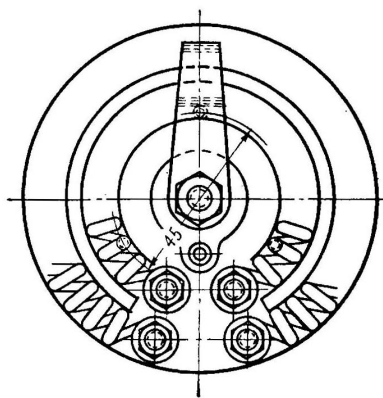
a. はエナメル塗コンスタンタン線 (Cu 54, Ni 46) またはマンガン線 (Cu 70, Mn 25, Ni 5) 等をボビンに巻いたもので第7.9図の構造例に示すようなものである。用途は主にオートバイアス用、電源電圧降下用等高周波電流の通らない所で割合に低抵抗の場合に用いられる。

やや高抵抗になると、巻線では形が大きくなり、製作も困難であるため、b, c, d 等のものが用いられるが、故障、雑音、長期間の不安定等の点からみて白金飛唾および酸化銅は欠点が多いので、b の型のものが高抵抗体として実用される。これは比較的丈夫ではあるが、半田付のとき熱で端子の所がはずれないようなものを選択する必要がある。第7.10図はこの種抵抗の1例を示す。グリッド・リーク、濾波器終端抵抗直流増幅回路用高抵抗等としての用途がある。これを支持する台もいろいろあるが第7.11図がその1例である。

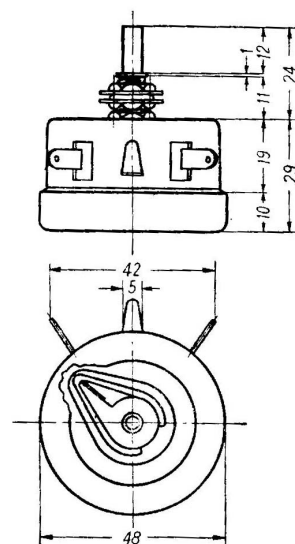


第7.11図 抵抗保持器

体抵抗は丸棒全体が抵抗物質でつくられ、トランジスター回路等に適当な、小型のものができている。炭素、珪素その他を混合焼成したものである。



第 7.12 図 可変抵抗器 0.4Ω 5A



第 7.13 図 可変抵抗器

(2) 可変抵抗器 可変抵抗器としてまれに巻線以外のものもあるが、大部分は抵抗線をまいたものである。電流が多く、抵抗値の小さいフィラメント電源用等には第 7.12 図のようなものを用い、電流の少ない場合は第 7.13 図のようなものを用いる。

とくに第 7.13 図のように小型の可変抵抗は、検波管、変換管等のグリッド・バイアス電圧を加減するのに用いられ、エポツマミといって、第 7.14 図の構造のものを軸にとりつけ調整に便利にする。

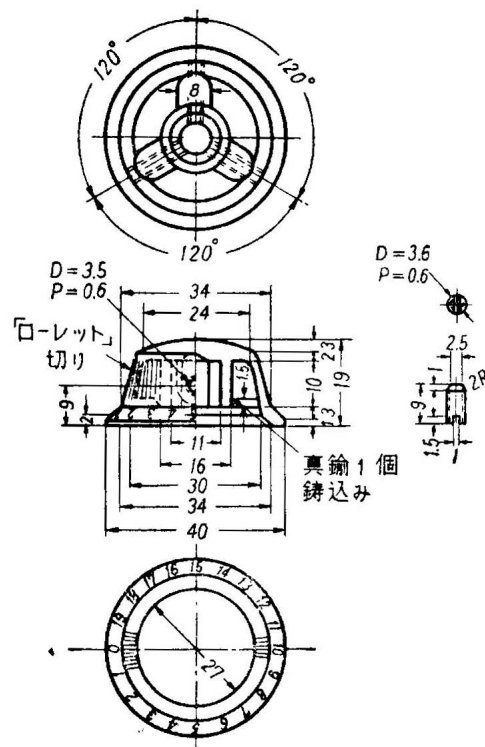
## 7.4 チョーク・コイル (Choke Coil)

高い周波数を阻止し、低い周波数または直流だけを通す目的にチョーク・コイルを用いる。4~20Mc 程度に対するチョーク・コイルとしては、径 1cm 位のボビンへ太さ 0.1mm 位のエナメル線を 80 回位巻いたもので、両端へ 0.01μF の側路蓄電器をいれた程度で約 60db 位の減衰を与えることができる。この程度の減衰は 3×3×5cm<sup>3</sup> 位の遮蔽箱へコイルを封入し、入出力端子間の結合を完全に防止した場合に得られるものである。必要に応じては 2 sections 位このような低域濾波器を使うことがある。

中間周波用としては普通第 7.15 図のようなチョーク・コイルを利用する。すなわち、巻数の異なる数個の蜂巣線輪を直列にしたものである。大約 600kc に対し 20mH 位を、60kc に対して 60mH 位用いるのが普通である。なお磁性心等を利用すれば、小型になし得る利益がある。また、コイルの心に磁性物質をいれる代りに、コイルを磁性物質でつつむ壺型コイルを使うこともある。これは、漏洩磁界が少なくてよい。

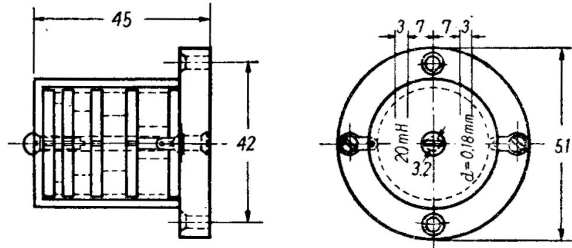
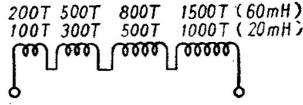
音声周波程度に対しては、有線で従来から使われていたチョークや、また第 7.16 図のような型のものが使われる。直流を重畳した場合の交流に対するインダクタンスは一般に減少するが鉄心に空隙を設けることにより、ある程度救済される。低周波チョークは音声周波増幅器の電源に用いられるのはもちろんであるが直流電源に音声周波の脈流をふくむ場合には、高周波部の第 1 変換器または第 2 変換器等からも妨害される場合があるから、低周波チョークを、高周波チョークと併用するのがよい。

電音および電写受信機等で整流管出力に挿入する低域濾波器には、良好なチョークを用いなければならない。直流の値によって著しいインダクタンス値を変化するものでは、過渡現象等のため、こまることもある。これらについては第 4.8

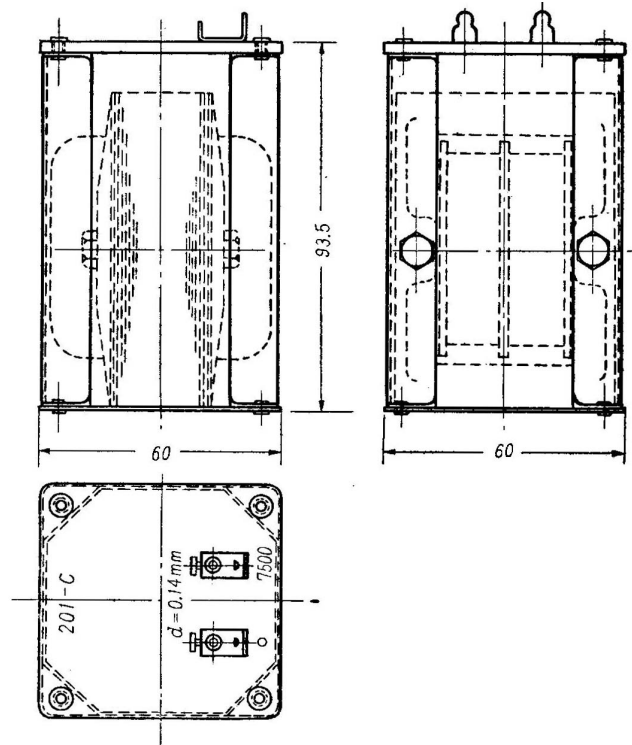


第 7.14 図 エポナイトツマミ

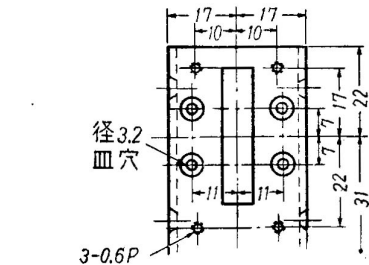
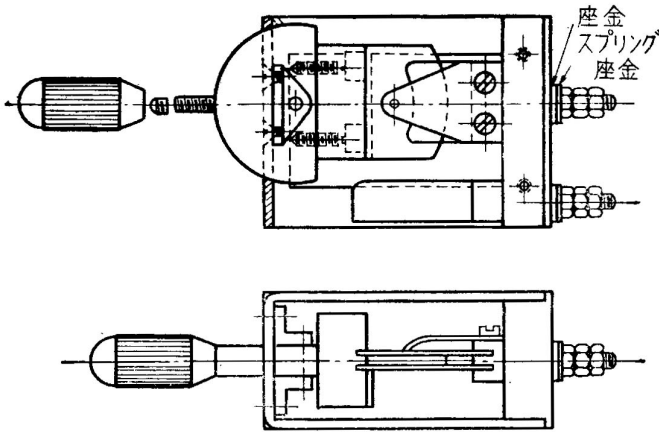
節の平滑回路の所でのべた。



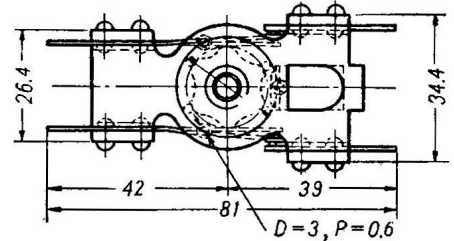
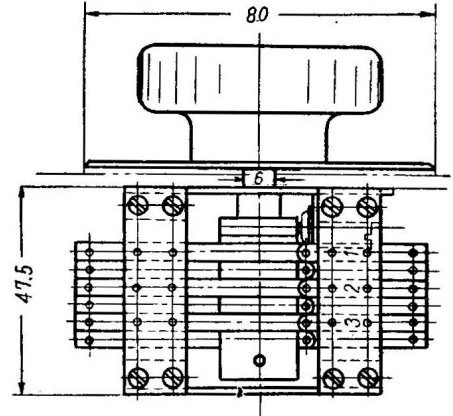
第 7.15 図 中間周波チョーク・コイル



第 7.16 図 低周波チョークコイル



第 7.17 図 織糸電源一極単投開閉器 (KDD 式)

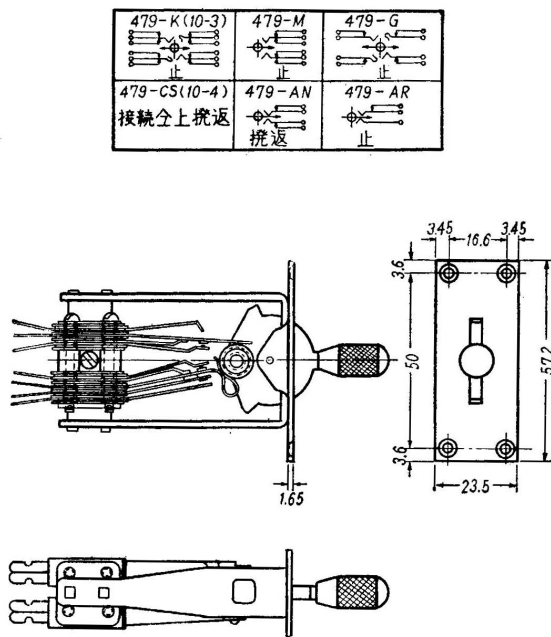


第 7.18 図 6 極廻転型開閉器 (S.F.R. 式)

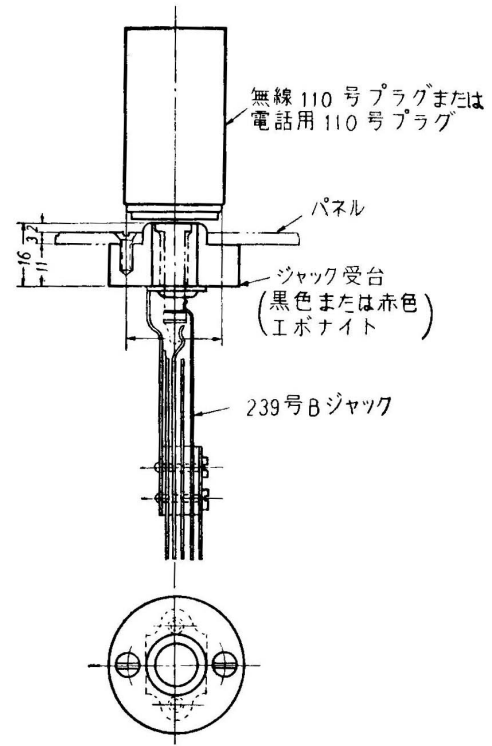
### 7.5 接触器具

受信機の運用を便利にし、迅速ならしめるためには導線の接続を半田等で固定しないで、単なる接触で間にあわせ必要に応じて切離したり切換えたりする場合が非常に多い。しかし、それにより故障の原因を作らないよう接点や抑えつける弾条等の材料を十分吟味しておかなければならない。

いま、このような目的の器具をあげてみると、つぎの通りとなる。



第 7.19 図 479 型電鍵



第 7.20 図 ジャック (239-B) およびプラグ (110 号)

- a. 開閉器および電鍵
- b. ジャックおよびプラグ
- c. 真空管ソケット
- d. グリッドキャップまたはクリップ
- e. 挿込箱の接触子
- f. 締付端子
- g. コネクター
- h. 抵抗保持器 (第 7.11 図)
- i. 継電器

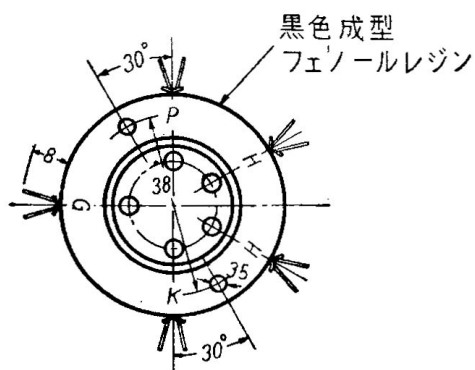
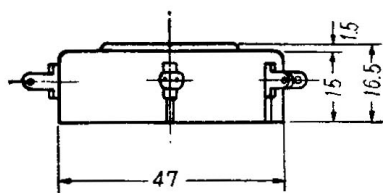
まず、開閉器にも電流の大小、接点の数、使用場所により千差万別であるがフィラメント電源のように数 A を扱うものは、第 7.17 図の例に示したように、至極丈夫なものにしなければならない。この種のものの欠点は多く熱のため弾条の力緩み接点の接触不良となり、断線または半導通のような状態になることである。ゆえに、弾条の材料には優秀なものを一見必要以上と思われる程度に丈夫でないとい永年月の使用にたえないものである。電流がやや小さくなると Pushbutton 型、Tumbler 型等があるが、構造は上記のものより弱い。また、一個の直流電圧計を切替えて多数の端子の電圧を順次読む場合とか、発振器のコイル、または蓄電器を切替え多種類の周波数を発生する場合には、回転式多極開閉器を採用する。第 7.18 図はその 1 例である。

取扱う電流が 1mA 内外の非常に小さいものであれば、有線電信電話の方でよく使われる 479 型電鍵 (key) を利用するがよい。接点の数や機構により種々あるが第 7.19 図で大体わかるであろう。撥返りというのは電鍵を押してる間だけ予定の接触をなし、手を離せば、自然にもとへもどる構造のものである。一般に受信機にナイフスイッチがあまり使われないのは、場所をとることと、操作がやや不便なこと、体裁があまりよくないため等からであるが、仮のセット等にはよく使われる。

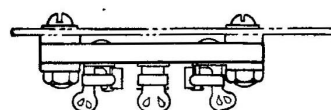
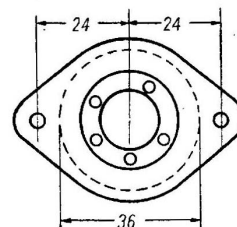
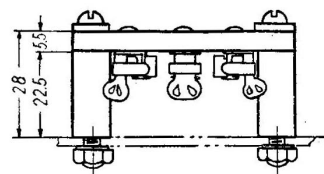
一個の受話器をもって方々の端子間の音をきこうとする場合や、一個の電流計で方々の電流を測ろうとする場合は Jack を方々へとりつけておいて、受話器または電流計のついた Plug をこれに差しこんで順次試験することができる。第 7.20 図は有線電信電話用 Jack および Plug を使用した 1 例を示す。

真空管も特に実験用として半田づけする場合をのぞき実用上ソケットに挿込んで使うのが普通である。底板の表で配線する場合は第 7.21 図のような Remler 型が便利であるが、底板の裏で配線し、表へは穴だけみえるような場合は第 7.22 図の National 型を用いる。もっとも、後者は近年ステアタイトでつくられるようになり、高周波損失の少い関係上パネルの表で配線する時にも使われる。

その他真空管のグリッド・キャップと称し、小型の金具をもってグリッドの上へ被せ、可撓線で接続するののも一種の接



第7.21 図 Remler 型 Valve Socket



第7.22 図 National 型 Valve Socket

触器具である。また、受信波長の切換の場合に Plug-in-coil を挿換える場合もあれば、小さな増幅器箱全体を挿換えることもある。このような場合接触子が使われる。接触子の弾条としては磷青銅、ベリリウム銅等がよい。

継電器 (relay) は昔からある普通のものの他に、真空中に封入したワイヤ・リレー等も最近できている。

# 第8章

## 総括

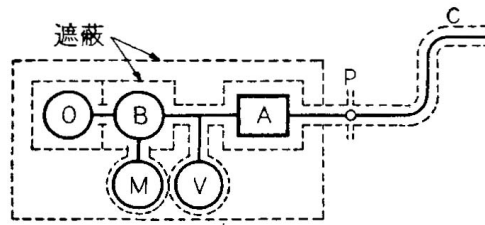
### 8.1 総合特性の測定

以上7章にわたってのべてきた所は、一般受信機の主要作用である、検波、増幅、選択についての基本的な知識であり、そのつぎに受信機の良否を決定する大切な因子として安定度の問題をのべ、また、受信機の機能を確実にし、取扱を便利にするいろいろの補助回路を一括説明した。なお具体的な構造を知る補助として第7章できわめて概説的に部分品の説明をした。最後に、各種総合特性の相互関係についてのべ、そこで本書をとじることにしようと思う。

それがためには、まず簡単に総合特性の測定方法についてのべるのが順序である。受信機の総合特性測定に使われる器具としては、特別の測定に必要な器具をあげると際限がないが、大抵の場合、つぎの2つで間にあう。

- (a) 標準信号発生器 (SSG)
- (b) 真空管電圧計 (VTVM)

真空管電圧計については、別にここにのべる必要もない。標準信号発生器は受信機にとって最も大切な測定器であるから、すこし、その原理をのべる必要がある。要するに、標準信号発生器 (Standard Signal Generator 略して以下 SSG と記すことにする) は、非常に微小電圧で値の知れたものを発生する装置である。すでに第3章でも説明したように、受信機は  $1\mu V$  以下



- O: 真空管発振器
- B: 緩衝増幅器
- V: 電圧計
- A: 可変抵抗減衰器
- M: 変調器
- P: 出力端子
- C: 高周波ケーブル

第8.1図 標準信号発生器要領図

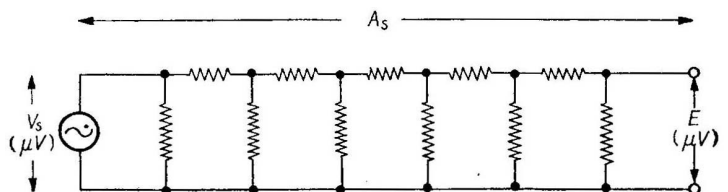
の信号電圧を増幅し得る能力があるから、この程度の小電圧を正確に知る方法がなければ、受信機の性能を調べることができない。しかし、このように微小な電圧を直接測ることのできる電圧計は、とても高周波では困難であるから、第8.1図のように楽に測ることのできる程度の発振器 O の出力電圧を電圧計 V で正しく測っておいてそれを正確な抵抗減衰器 A で小さい電圧まであらかじめ知れた割合で減衰せしめるのである。例えば、

- $V_s$  : SSG 内の VTVM のよみ ( $\mu V$ )
- $A_s$  : 電圧比で表わした減衰器の減衰
- $E$  : SSG 出力開放電圧 ( $\mu V$ )

とし、これらの関係位置が第8.2図のようになっているとすれば、

$$A_s = \frac{V_s}{E}$$

となる。 $V_s > E$  であるから、 $A_s > 1$  である。普通、減衰量を db で表わすので、上式をかきなおせば、



第8.2図 SSG 出力

$$20 \log_{10} E = 20 \log_{10} V_s - 20 \log_{10} A_s \tag{1}$$

となる．ここで、 $V_s$  は VTVM で、 $20 \log_{10} A_s$  は減衰器のよみでわかるから、 $E$  は間接にわかることになる．つまり、SSG 出力端子 P の電圧は既知の値となる．もっとも V は真空管電圧計でもよいし、また熱電流計で電流を測っても減衰器の入力抵抗が知れてればそれでもよい．抵抗減衰器の特性抵抗は、分布容量や自己インダクタンスの影響をさけるために、十分低く選ぶ必要がある．短波から長波までの使用範囲のもので  $10\Omega$  位、超短波では  $2\Omega$  位となっている．減衰量は 100db 内外を与えるのであるから、発振器から直接電波の漏洩がないように厳重な遮蔽を施さなければならない、遮蔽減衰は最も不利な場合でも  $8.681\sqrt{\pi f \mu k}$  db であるから、厚さ 0.1mm の鋼板で、 $f = 10\text{Mc}$  で 60db 位となる．しかし、どんなに厚くとも蓋や扉の接触が不完全だと、大部分そこから漏洩するから、板そのものは薄くとも接触面の摺合せや締付を丁寧にする必要がある．この意味で、締付のボルトに平頭を用いることがある．

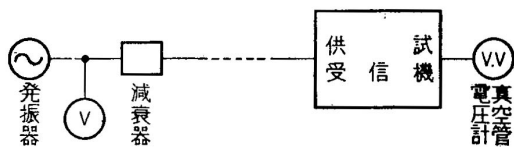
周波数が低い場合は出力端子から無雑作に 2 本の電線で受信機迄引張っても大した誤差にはならない．周波数が 10Mc 以上になり、殊に超短波になるとそれでは定在波ができたりして大きな誤差になるから、波動抵抗の知れたケーブル C で、受信機の入力まで導かなければならない．

変調器 M は必要に応じ、動作せしめることも停止せしむることもできるようにしておくのが便利である．

電源の電池は遮蔽箱内に自蔵することもあるが、交流電源からエリミネータ式に動作せしめるときはチョーコン等を用いて漏洩を防ぎ、電源変圧器も 1 次 2 次間を静電遮蔽したのものを使えば、まず漏洩が問題にならないようにできるものである．

発振器の周波数を変化するためにダイヤルをパネル面にだすが、その場合、軸の絶縁をなし、軸承の摺合せをよくしないと、ここが漏洩の最弱点となるから注意しなければならない．周波数特性等を測定する時はパーニヤダイヤルまたはパーニヤ蓄電器をつけておくのが便利である．

現在では、輸入品だけでなく、国産品でも LF から SHF にわたるあらゆる周波数帯の SSG があるから受信機測定に不自由することはない．



第 8.3 図 増幅度測定の要領図

(1) 増幅度の測定 さて、SSG を用いて受信機の増幅度を測定するには第 8.3 図の要領による．SSG と受信機との接続はできるだけ短い線で行わねばならぬ．いま、SSG の電圧計 V のよみを  $V_s$  とし、減衰器を加減して  $20 \log_{10} A_s$  db の減衰を与えたとき、受信機出力の真空管電圧計 VTVM のよみ  $V_r (\mu V)$  ならば、受信機の増幅度  $A$  は

$$A = \frac{V_r}{E}$$

でなければならないから、

$$20 \log_{10} E = 20 \log_{10} V_r - 20 \log_{10} A \tag{2}$$

という関係がなりたたなければならない．ただし、 $V_r > E$  であるから、 $A > 1$  である．すでに求めた (1) 式の  $E$  と、(2) 式の  $E$  とは等しくなければならないから、

$$20 \log_{10} A = 20 \log_{10} A_s + 20 \log_{10} \frac{V_r}{V_s} \tag{3}$$

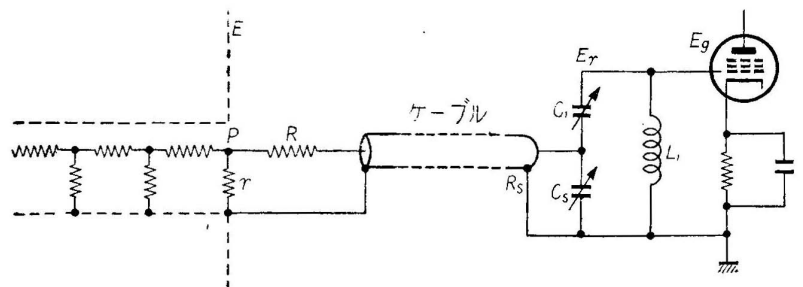
となる．右辺は全部既知の量であるから、これによって受信機の総合増幅度が測られる．

實際上、SSG から受信機までの距離が相当長い場合、第 8.4 図のようにケーブルを用いる．その特性インピーダンスを  $R_s$  とすれば、受信機側はもちろん整合しなければならないが、SSG 側も、内部抵抗  $r$  が  $R_s$  より低い場合

$$R_s = r + R$$

を満足するよう、抵抗  $R$  を入れる． $R_s < r$

という場合は少ないが、そのような場合は整合用の抵抗結線網が必要である．さて、ケーブルの両端で整合されたとき、



第 8.4 図 増幅度測定の場合、入力回路の接続



CCIR の勧告に従って、受信機の入力電圧とは、 $R_s$  と直列に加わる電圧  $E$  のことであって、フィーダーの端子電圧  $E_r$  ではない。しかし、そこを増幅度測定の原点にとれば、前記 (1)(2) に相当する式は、(4)(5) のようになり、

$$20 \log_{10} E_r = 20 \log_{10} V_s - 20 \log_{10} A_s - 6 \quad (4)$$

$$20 \log_{10} E_r = 20 \log_{10} V_r - 20 \log_{10} A_r \quad (5)$$

$$\therefore 20 \log_{10} 10A_r = 20 \log_{10} 10A_s + 20 \log_{10} \frac{V_r}{V_s} + 6 \quad (6)$$

となる。

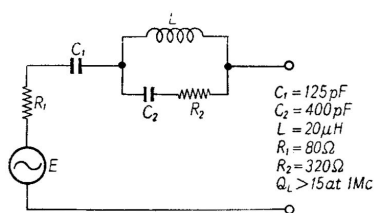
また、第 8.4 図にも示したより、第 1 真空管グリッドにおける信号電圧  $E_g$  からの増幅度を  $A_m$  とし、整合回路の昇圧比を  $a$  とすれば、

$$20 \log_{10} E_g = 20 \log_{10} V_s - 20 \log_{10} A_s - 6 + 20 \log_{10} a \quad (7)$$

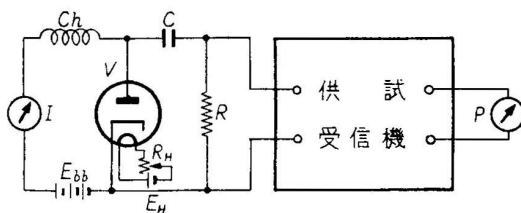
$$20 \log_{10} 10E_g = 20 \log_{10} V_r - 20 \log_{10} A_m \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \therefore 20 \log_{10} A_m &= 20 \log_{10} A_s + 20 \log_{10} \frac{V_r}{V_s} + 6 - 20 \log_{10} a \\ &= 20 \log_{10} A_s + 20 \log_{10} \frac{V_r}{V_s} + 6 - 10 \log_{10} \frac{R_0}{R_s} \end{aligned} \quad (9)$$

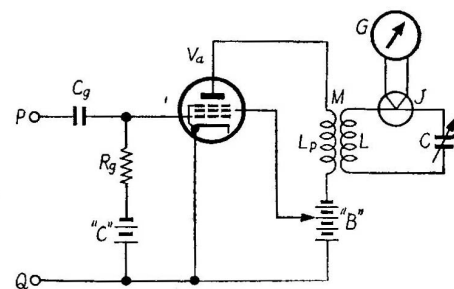
となる。ここに、 $R_0$  はグリッド回路の共振インピーダンスである。



第 8.5 図 放送受信機試験用擬似回路



第 8.6 図 雑音指数の測定



第 8.7 図 熱電対を併用せる高周波電圧計

HF の受信機では、純抵抗  $R_s$  を擬似アンテナとみなしているが、MF の放送受信機の場合には、第 8.5 図のような回路を擬似アンテナとし、すべて、受信機の入力電圧の値としては、これと直列に加わる電圧で表わす。

(2) 選別回路の測定\*1 SSG を使って選別回路を測定するという事は、その定義をみれば、自然にわかると思う。しかし、等価雑音帯域幅を測定するという厄介さをさけるには 2 極管法によらなければならない。

第 8.6 図は測定の原理を示す。ここで、必要な器具はつぎの通りである。

$V$  : 温度飽和の状態で作動する 2 極管

$R$  : 高周波抵抗

$I$  : mA で目盛られた直流電流計

$Ch$  : 高周波チョーク・コイル

$C$  : 阻止蓄電器

$R_H$  : 2 極管のヒーター加減抵抗

さて、実際に選別回路を測るには、2 極管のヒーターを冷状態にして供試受信機の入力回路をよく  $R$  と整合し、そのときの出力を電力計  $P$  で測る。これは第 8.7 図のような実効値電流計でもよい。要するに、電力の相対値だけわかればよい。

つぎに、2 極管のヒーターを点火し、最初の電力計のよみの 2 倍になるように、 $R_H$  を加減する、そのときの 2 極管の陽極電流を  $I(\text{mA})$  とすれば、雑音指数  $F$  は

$$F = 2 \times 10^{-2} IR \quad (10)$$

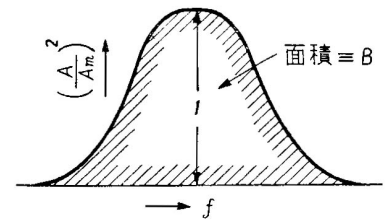
\*1 関「ノイズフィギュアの解説」『電通誌』(昭 24.8)

で与えられる．それゆえ， $R = 50\Omega$  ならば

$$F = I \tag{11}$$

という簡単な関係になる．

このように，2 極管の放射雑音を標準にして選別回路の測定をすると，等価雑音帯域幅の測定をする必要がないけれども，ある程度以上に  $F$  の大きい受信機に対しては 2 極管法を適用することができない．いずれにせよ，近接周波数選択度の測定をついでに，周波数特性をとるならば，第 8.8 図のようにして，等価雑音帯域幅を求めることができる．



第 8.8 図 等価雑音帯域幅

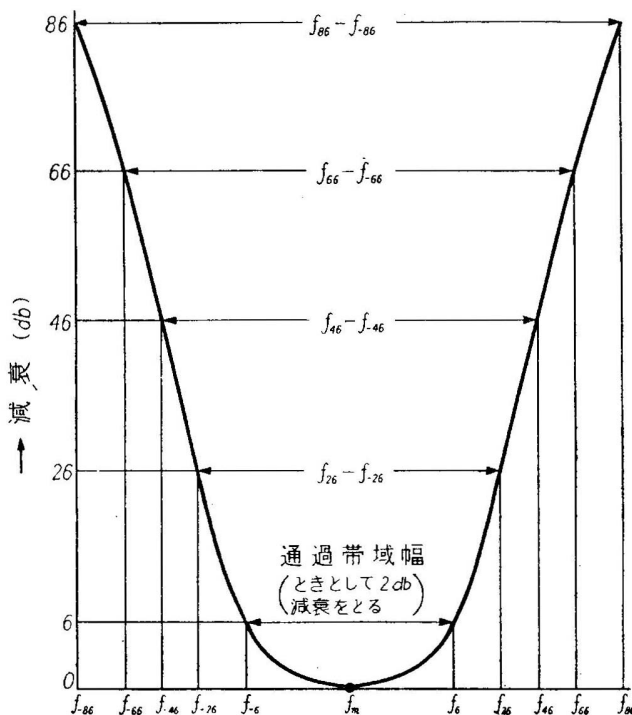
(3) 感度の測定 直線性受信機の場合はすでに第 3.7 節感度の説明をしたときにあげた (1) から (3) の式を使って，選別回路を測れば，それから感度を算出することができる．直線性でない受信機の場合には，出力信号電力  $S$ ，雑音と妨害信号電力  $N$ ，ならびに歪または劣化の電力  $D$  として，

$$\frac{S + N + D}{N + D} \text{ (普通に SN 比という)}$$

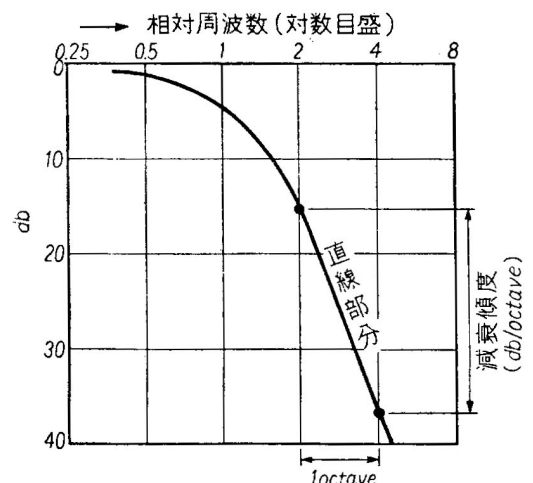
を何デシベルというように，ある規定値におさえ，周波数帯域幅，変調率，変調周波数等の規定された値に換算して，参照感度として表わす．詳細はつぎの第 8.1 表によってしらべるとよい．表の中で  $C$  というのは，選別回路からの簡易換算で参照感度を求めるための係数である．すなわち

$$E^2 = CF \tag{12}$$

(4) 周波数特性 増幅度の測定をするときには，もちろん入力回路や無線周波増幅回路を完全に同調しなければならぬ．入力回路を完全に整合せしめるには，例えば，第 8.4 図で， $C_1$  と  $C_s$  とを交互に調整して出力 VTVM に最大振れを与えるようにすれば，漸的に整合できるものである．周波数特性の測定ももちろん，このような状態を得た後でやらないと，非常に違った結果がでてくる．



第 8.9 図 1 信号選択度特性



第 8.10 図 減衰傾度をオクターブ/db で表わす方法

さて．前記の増幅度測定を，わずかずつ変った周波数で繰返すと各周波数に対してそれぞれ異なった利得が得られる．これをグラフの上に表わすに第 8.6 図のようにする．すなわち，最低減衰に相当するレベルを 0db と定める．このような

表わし方は CCIR で採用されたものである．この曲線から減衰傾度を求めるには，

$$\frac{f_{66} - f_{46}}{20} \quad (\text{db/kc})$$

のように，減衰差と周波数差の比から求めてもよいし，また，第 8.10 図のように，中心周波数を基準にして周波数を対数目盛にとり，db/octave で表わす方法もある．SSG を変調して周波数特性をとると，一般に被変調波による測定よりも著しく選択度が低下し，広い範囲の混信をうけることがわかる．場合によっては幾つかの周波数で，死点といって，異常な減衰が現われることもある\*2．

第 8.1 表 参照感度計算および測定資料

電波形式	業 務	等価雑音帯域幅 c.p.s.	電源抵抗 ( $\Omega$ )	$\frac{S + N + D}{N + D}$ (db)	変調率	FS(F1 に対し) 最大偏移 (F3 に対し)c.p.s.	$\log_{10} C$ (db)
A1	固 定	100	75	20	1		-16.2
		300	75	20	1		-11.4
	一 般	1000	75	20	1		-6.2
	移 動	1000	75	20	1		-6.2
A2	固 定	100	75	20	0.3		-5.7* -16.2**
		300	75	20	0.3		-0.9 -11.4
	一 般	1000	75	20	0.3		+4.3 -6.2
	移 動	1000	75	20	0.3		+4.3 -6.2
A3	固定,一般, 移動	3000	75	20	0.3		+9.1
	国内音声放 送 (MF)	5000	第 180 図	20	0.3		
	国内音声放 送 (HF)	5000	第 180 図	20	0.3		+18.3
	商用音声放 送 (MF)	5000	第 180 図	20	0.3		+11.1
A3b	固 定	3000	75	20			-4.4
F1	固 定	100	75	20		100	-15.0
		100	75	20		100	-27.0
		300	75	20		100	-0.7
		300	75	20		100	-12.7
F3	固定,一般, 移動	300	75	20		$\pm 4,500^{***}$	-9.7
	音 声 放 送	5000	75	20		$\pm 22,500^{**}$	-17

\* IF 発信器なし

\*\* IF 発信器あり

\*\*\* 参照最大変移 (電話 15kc; 音声放送 75kc) の 30% に相当する

つぎに影像周波数選択度を求めるには，SSG の減衰器を希望信号のときの値  $D_b$  から十分ぬき，出力を強くして，SSG の周波数を希望信号周波数から  $2f_1$  だけ離れた附近まで変化する．ここに  $f_1$  は受信機の第 1 中間周波数である．このとき受信機の方へは全然手をつけないが，それ以前に無線周波増幅回路等はよく調整をとってあるものとする．こうしておけば何回測っても同一結果を得る．いま，ある周波数で出力 VTVM に  $V_r'$  が現われ，そのとき SSG の減衰器のよみが

\*2 森田・関・藤倉・千葉「被変調波に及ぼす受信機の位相特性の影響」『通信誌』200号 (昭 14.11)

$D'_b$  , その入力電圧が  $V'_s$  であれば , 映像周波数選択度  $D_{bim}$  は

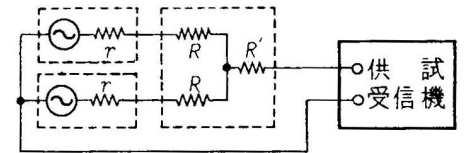
$$D_{bim} = D_b - D'_b + 20 \log_{10} \frac{V_r}{V'_r} \cdot \frac{V'_s}{V_s} \tag{13}$$

もし  $V_r = V'_r$ ;  $V_s = V'_s$  となるよう調整すれば単に  $D_{bim}$  は  $D_b - D'_b$ (db) となる . 場合によっては映像周波数選択度が非常によくて , 以上の操作だけでは出力 VTVM が振れないことがある . このような場合には , 受信機附属の減衰器を  $D_{br}$  から  $D'_{br}$  にへらせばはじめてでてる . このような場合はつぎの式で計算する .

$$D_{bim} = D_b - D'_b + D_{br} - D'_{br} + 20 \log_{10} \frac{V_r}{V'_r} \cdot \frac{V'_s}{V_s} \tag{14}$$

受信機の入力・出力の電圧がたがいに比例的でないいわゆる非直線性の場合には測定するごとに入力電圧を記録しておく方がよい , また , なにかの方法で入力・出力の関係を通過帯域内で測っておくことができれば , なおさらよい .

(5) 2 信号選択度 2 信号を使って , 実効選択度を測定するには , 第 8.11 図のような配線をしなければならない\*3 . 普通の SSG では , 最大出力 75Ω 端子に 0.1V 位であるから , これに , よく遮蔽した電力増幅器を追加して , 75Ω 端子に 5V 位だせるようにしなければならない .



第 8.11 図 2 信号法による選択度測定

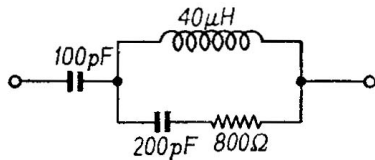
擬似空中線が純抵抗の場合は , 図においてつぎのように抵抗をえらぶ .  
 $r$  : SSG の内部抵抗

$R_a$  : 空中線系のインピーダンス

$$R = \frac{r^2}{4R_a - r} \tag{15}$$

$$R' = R_a - \frac{r + R}{2} \tag{16}$$

たとえば ,  $R_a = r = 75\Omega$  の場合 ,  $R = R' = 25\Omega$  となる .



第 8.12 図 2 信号法を放送受信機に適用する場合の擬似回路

また , 放送受信機の場合は ,  $R$  の代りに  $2Z_a$  とし , その構成は第 8.12 図のようになる . 測定は AM 受信機の場合と FM 受信機の場合とで多少異なるのでわけて説明する .

まず , AM 受信機で混変調を測定するには , 400c.p.s.30% で AM された妨害信号を , 無変調の希望信号とともに供試受信機に加え , その出力が規定レベル差 (たとえば 20db) だけ低くなる時の妨害信号入力電圧を求める . この操作を , 妨害信号の周波数を変化して行う .

AM 受信機でブロッキングを求めるには , 無変調妨害信号を 400c.p.s. 30% で AM された希望信号とともに加え , 希望信号出力を試験出力から規定レベル差 (たとえば 3db) だけ低い値におさえるような妨害信号入力電圧を求める .

AM 受信機で相互変調を求めるには , 2 信号入力を等レベルとし , 一方だけ 400c.p.s.30% 変調 , 他を無変調とし , 両信号の搬送周波数の和または差を , 受信機の無線周波数または中間周波数に等しくし , 出力が試験出力から規定レベル差 (例えば 20db) だけ低い値となるような妨害信号入力レベルを求める .

FM 受信機で混変調を試験するには , AM 受信機に準ずる方法と , 同時変調式とある . 後者の場合 , つぎの信号を用いる .

希望信号:1000c.p.s. 30%(公衆)70%(移動)

妨害信号:400c.p.s. " "

受信機出力で , 1000c.p.s. の帯域除去濾波器を通した場合の出力  $N + D$  と , 通さない場合の出力  $S + N + D$  とを測り ,

$$10 \log_{10} \frac{S + N + D}{N + D} = 24\text{db}$$

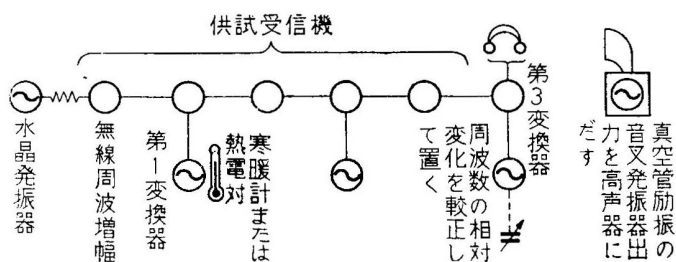
となるような妨害波入力電圧で表わす .  $S$  は 1000c.p.s. の信号電力 ,  $N$  は 400c.p.s. の信号電力 ,  $D$  は 1000c.p.s. の歪出力である .

\*3 『電波研究所季報』 vol.1.2 , No.9(Oct.1957)

FM 受信機でブロッキングを測定するには、はじめに、無変調希望信号だけ加えて、出力雑音が 20db 低下するような希望信号入力電圧を求める。つぎに、そこから 6db 信号レベルをあげ、同時に隣接周波数にある妨害信号を加え、ふたたび雑音出力が上記レベルになるよう妨害信号入力電圧を調整し、その値がはじめに決めた希望信号のレベルよりいくらか高いかを求める。

FM 受信機で相互変調を求めるには、2 信号とも無変調で等レベルとし、それぞれの周波数を隣接周波数および次隣接周波数とし、出力の雑音が、前より 20db 抑えられるような 2 妨害信号入力電圧を測定する。両周波数差を中間周波数にして、また同様の測定をする。

(6) 安定度 まず電源電圧に対する安定度を求める方法をのべる。それには受信機全体の供給電源電圧を  $\pm 10\%$ 、フィラメント電圧または陽極電圧を  $\pm 20\%$  だけ変化せしめ、第 6.4 節の第 6.18 図で 11 と書いた第 3 検波器の音声周波出力を受話器で聴きながらその周波数を別に較正した音声周波発振器と比較測定を行い、電源電圧を変更する前と後とで、どれだけ周波数が変わったかをしらべればよい。



第 8.13 図 受信機漂動測定法略図

$1^\circ$  の変化は何 c.p.s. になるかを較正しておく必要がある。そうすれば自然に放置した状態で受信機の漂動する模様が変わる。できれば 1 昼夜位継続するのがよいが、実際には厄介だから、スイッチをいれてから 60 分後の周波数を規準にして、1 分、10 分、30 分、120 分等の周波数が、これとどれだけずれるかをしらべる。ただし、 $C_3$  は第 3 変換器のバリコンである。

(7) 速度または過渡現象試験 電信受信機等の最も簡単な速度試験の方法は、相手送信所に依頼して、高速度の符号をだしてもらい、これを実際にレコーダに記録するか、印刷電信機にいれてその字形の崩れまたは誤字を観察するのである。しかし、この方法では受信機以外に送信側の電鍵操作の条件やレコーダの調節により成績に非常な影響をし、かんじんの受信機の特徴がわからないおそれが多分にある。ことに近来のように受信機の改良進歩により、その傾向が多い。

そこで局部的に信頼のできる高速度の電鍵装置を組立てその出力をブラウン管で観測するという方法に変わってきた\*4。また、高周波を高速度で電鍵操作すべき矩形波の優秀な発生方法も考案され\*5、どんな高速度試験も現在ではできるようになった。指示も、最近のブラウン管を使えば、受信機の過渡現象をみる程度でゆきすぎることは全くない。

以上の外、総合特性の測定法として放送受信機の感度、忠実度を測る特殊の方法があるが、それは他の著書にゆずることとする。

## 8.2 総合特性相互の関係

以上、4 総合特性のうち、感度、選択度および安定度の測定法の概要をのべた。のこる忠実度は業務によって多種多様の測定法があって、ただ 1 種の共通的な方法というものはない。ここでは、多少抽象的になるが、一般的に通用する方法をのべてみよう。

第 4 章第 9 節にものべたが、忠実度は受信機出力にでる信号波形がどの程度、送信機入力の信号波形に相似しているかを示す尺度である。ただし、送信機の中での信号波の劣化はみとめられないものと仮定する。いいかえると、信号波形の変化が受信機の中だけでどの程度おこり難いかの尺度である。

忠実度が損われる原因はつぎの 3 つである。

(a) 受信機各部回路の直線歪

\*4 拙著「高周波の高速度断続に就て」『無線の研究』第 3 巻、第 2 号 (昭 14.4)。

\*5 深田・折原両氏に依るマルチバイブレータ応用の考察。

- (b) 真空管その他の回路の非直線歪
- (c) 内部雑音

直線性の回路であれば、理論上、周波数特性（振幅と位相）で表わすのと、時間的特性で表わすのと等価である。しかし、業務の種類によって、測定し易い方を使う。例えば、放送受信機で、電氣的忠実度あるいは電気音響的忠実度というのは、ただ周波数特性だけをさしている。また、他の例として、電信受信機では、受信信号の時間的波形の歪、または印刷電信機の受信文中にある誤字率によって忠実度損傷の程度を表わす習慣となっている。

理論上完全な忠実度の定義を与えようとすれば、以上の他にどうしても、雑音と歪とをともに考慮しなければならない。すなわち、忠実度は、業務の種類のかんにかかわらず、第4章第9節の(3)式で与えた方がよい。忠実度  $H$  の定義は、信号出力を規定した場合、近似的に

$$\text{忠実度 } H = \frac{S}{S + N + D} \quad (1)$$

のようにかくことができよう。この表現は、理論上便利であるが、実際には  $SN$  比の方が便利であるから、多く使われる。この比は、また、実測の便宜上、文字どおり、信号電力  $S$  と雑音電力  $N$  との比ではなくて

$$L = \frac{S + N}{N} \quad (2)$$

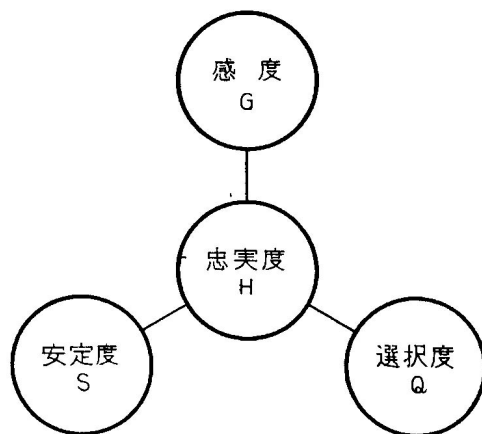
である\*6。この表現法を非直線歪のある場合にも適用しよう。すると、 $N + D$  を第4.9節の(3)式  $\varepsilon$  のようにみなして、

$$L = \frac{S + N + D}{N + D} \quad (3)$$

となる。ゆえに、これを(1)式と比較すれば、

$$H = \frac{L - 1}{L} \quad (4)$$

となる。この関係は、一般化された忠実度の定義からみると、もちろん近似関係にすぎないが、忠実度が  $SN$  比と密接な関係にあることだけは明らかである。



第8.14図 総合特性相互の関係

さて、4 総合特性は忠実度を中心として、たがいに密接な関係にある（第8.14図）。まず、感度との関係のみよう。理論的に自然な感度の定義は、出力  $S$  と出力  $H$  を規定した場合の有能利得  $G$ 、すなわち

$$G = \frac{S_i}{S} \quad (5)$$

とすることができる。しかし、実際測定の便宜のために、出力  $S$  と出力  $SN$  比 ( $L$ ) を規定した場合の入力回路と直列に加わる信号電圧  $E$  として定義されている。したがって、

$$\begin{aligned} E &= \sqrt{4RS_i} \\ &= \sqrt{4RS/G} \end{aligned} \quad (6)$$

から、すぐに実際的な感度に換算することができる。実際に、感度が高いということは、所要入力信号電圧が低いことである。その点、理論的

な感度の定義は自然である。

CCIR で勧告された最大実用感度は、忠実度のうち、どれかを規定した場合規定出力を与える入力信号電圧で表わされる、すなわち、

- (a) noise limited
- (b) signal distortion or mutilation limited
- (c) impulse limited

\*6 この比は、たまたま区別できるレベル数であり、この対数は情報量に比例する。電気通信学会編『雑音』（昭26.1）99頁参照。

のいずれかを規定して、感度を定義する。ゆえに、このうち、どれを規定するかによって、感度の値が変わってくる。選択度  $Q$  の一般的定義方法はすでに第 4.4 節 (4) 式で示した通り、

$$Q \equiv \frac{\text{出力側の信号対妨害比}}{\text{入力側の信号対妨害比}} = \frac{S_i}{\frac{I_i}{S}} = \frac{S_i S}{I_i} \quad (7)$$

であるが、この場合も非直線領域の動作と考えると、出力  $S$  と出力  $H$  をあらかじめ規定しておかなければならない。なお、 $Q$  が一義的に定まるためには、妨害信号  $I$  の周波数、波形およびレベルを規定しなければならないが、いくつかの妨害信号を統計的に仮定することは理論上可能である、しかし、実際的には、ひとつの妨害信号を仮定して、その減衰比をとったり、直線範囲における周波数特性をとったり、非直線範囲では 2 信号を与えたりして多数の数値の群によって選択度の内容を形づくっている。

安定度にあたると、上の各種総合特性よりさらに多岐にわたること、第 5 章にのべた通りである。その第 2 節で安定度の実際的定義および測定法の概要を示したが、これを一義的に定義するような試みはひとつもない。要するに、電源電圧変動、温度変化および機械的なショックによる周波数の変動をみているにすぎない。そのような表現では、直接忠実度と関連をみいだすことができないけれども、もし、理論上、ひとつの数値で安定度を表現するように要求されるならば、多分、忠実度を用いなければならなくなるであろう。すなわち、忠実度  $H$  を時間の関数で変化するものとみなし、 $H(t)$  とする。電源電圧変動、温度変化あるいは機械的ショック等がある法則に従って時間的に与えると、 $H(t)$  は局発の周波数変動や総合利得の変化等によって変化する。そうすれば、安定度  $S$  は、 $H$  を規定し、

$$S = \frac{|H(t) - \bar{H}|}{\bar{H}} \quad (8)$$

によって一義的に定義される。ここに、

$\bar{H}$  :  $H(t)$  の長時間にわたる平均値

$| \quad |$  : 絶対値の平均

である。この値は 100 倍してパーセントで表わすような性質の数である。実際に、このような安定度の定義方法はまだない。そのわけは、安定度に影響する因子の全部を明瞭につかめないこと、時間函数としての忠実度の測定が困難なこと、それぞれの因子をどのように組合せて安定度の試験をするかということが、将来の研究問題だからである。感度  $G(t)$ 、あるいは選択度  $Q(t)$  の長時間の偏差を安定度と定義することも考えられるが、通信は情報の伝送であることを思いおこせば、前の定義の方が、より適切であろう。

第 8.2 表は総合特性の理論的定義と実用的尺度を一括したものである。

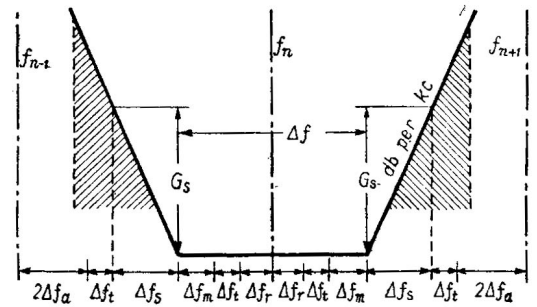
第 8.2 表 総合特性の展望

	忠実度 $H$	感度 $G$	選択度 $Q$	安定度 $S$
理論的既定量	$S$	$H; S$	$H; S$	$\bar{H}$
理論的定義	$H \equiv \frac{S}{S + N + D}$	$G \equiv \frac{S}{S_i}$	$Q \equiv \frac{S/I}{S_j I_i}$	$S \equiv \frac{ H(t) - \bar{H} }{\bar{H}}$
実用的尺度	電氣的忠実度 電気音響的忠実度 直線性 直線歪 非直線歪 周波数特性 誤字率	最大実用感度 (a) 内部雑音制限 (b) 歪制限 (c) 外来雑音制限 参照感度 雑音指数 雑音抵抗	通過帯域幅 減衰頻度 映像周波数選択度 スプリアス応答 実行選択度 (a) 混変調 (b) ブロッキング (c) 相互変調 等価雑音帯域幅	周波数変動 (a) 電源 (b) 温度 (c) 振動 信号出力変動

### 8.3 周波数変動と通過帯域幅との関係

周波数変動と通過帯域幅の 2 特性相互の関係を知るには，受信機の帯域幅決定方法をのべるのが早道であるから，つぎにそれをのべよう\*7．

第 8.15 図は受信機の総合周波数特性ならびに送信周波数間隔決定用の周波数割当図面である．送受信機の周波数が完全に安定な場合に，受信機の帯域幅は単に  $2\Delta f_m$  でよい．そして  $2\Delta f_m$  をきめるには第 8.3 表の標準による\*8．



第 8.15 図 周波数間隔決定用分布図

ただし，各記号はつぎの意味である．

$B$  : 通信速度 (baud)\*9

$N$  : 写真電送およびテレビジョンで， $T$  秒ごとに伝送される黑白の素子の最大可能数

$M$  : 最高変調周波数 (c.p.s)

$D$  : 最高および最低瞬時周波数の差の  $1/2$ ．場合によっては  $D$  は  $2M$ ， $N/T$  または  $B$  より大きいこともある．瞬

時周波数とは位相の時間的变化割合をいう

$t$  : パルス幅 (秒)

$K$  : 発射電波の質，許容信号歪またはテレビジョンの同期信号継続時間損等によってきまる係数

$$\frac{N}{T} (\text{写真電送}) = [\text{円筒の周 mm} \times [1\text{mm ごとの線数}] \times [\text{r.p.s.}]$$

$$\frac{N}{T} (\text{テレビ}) = [\text{水平線の数}] \times [1 \text{ 線ごとの素子数}] \times [\text{毎秒の絵の数}]$$

第 8.3 表 正味の所要帯域幅

業 務		$2\Delta f_m$	備 考
電 信	A1	$KB$	$K = \begin{cases} 5: \text{フェーシングあり} \\ 3: \text{なし} \end{cases}$
	A2	$2M + KB$	
	F1	$2D + KB$	
電 話	A3 SSB	$M$	$M \approx 3,000$ (普通) , $4,000$ (良質)
	A3 BSB	$2M$	$M \approx 4,000 \sim 10,000$
	F3	$2KD + 2M$	$K > 1$ (商用電話)
写 真 電 送	A4	$2M + \frac{KN}{T}$	$K = 1.5$
	F4	$2D + 2M + \frac{KN}{T}$	
テレビジョン	(A5)	$\frac{KN}{T}$	$K = 1.5$ であるが非対称伝送なら適宜狭める
パ ル ス	(P0)	$K \frac{2}{t}$	

つぎに， $\Delta f_t$  は送信機の周波数許容偏差であるが，中波放送局で 10c.p.s.，VHF および UHF 放送局で 1000c.p.s. は問題なく小さいが，一般の場合は第 8.4 表のようである．短波では大体  $1.5 \times 10^{-5}$  と思えばよい．

したがって比較的帯域幅の広い電話や写真電送等においてはほとんど無視できる位である．また， $\Delta f_r$  をきめるには，受信機の周囲の状況や監視の程度等によらねばならない．いま，比較的高級な短波電信受信機について安定度を調査して

\*7 森田・関「商用短波電信受信機の帯域幅決定に就て」『通信誌』,166号 p.90-98(昭12.1)第2回電話学会秋季大会.

\*8 1947年 Atlantic City の国際電気通信条約付属無線通信規則の付録第5号による.

\*9 第4.7節の定義参照



みると第 5.2 節のような値を示す。

第 8.4 表 送信周波数許容偏差

バンド (Mc)	備 考	$1.5 \times 10^{-5}$	$2 \times 10^{-5}$	$3 \times 10^{-5}$	$5 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$3 \times 10^{-4}$
D(4-30)	500W 未満				固定局			
	500W 以上	固定局						
	.5 ~ 5kW				海岸・航空			
	5kW 以上	海岸・航空						
		放送局						
E(30-100)	5W 未満			陸上・移動				
	5W 以上		陸上・移動					
	200W 未満					固定局		
	200W 以上		固定局					
	TV 以外		放送局					
	広 帯 域					中継局		
F(100-300)	156.8Mc		船舶局					
	上 記 以 外		陸上局		船舶局			
	広 帯 域					中継局		
	TV 以 外		放送局					
G(500-10500)	広 帯 域							中継局

そのうち電源電圧に対する変動は比較的容易に防止することができる。しかし、室内温度に対する変動を防止することはかなり困難である。いま、2mm 厚のアルミ板で二重遮蔽し 5mm 厚位の木で簡単な熱遮蔽をした程度の  $20 \times 30 \times 27\text{cm}^3$  の第 1 局部発振器筐によれば、

変化の周期 (Sine form)	変化の幅 (Range)
3 時間	室温変化の 1/3
1 "	" 1/10

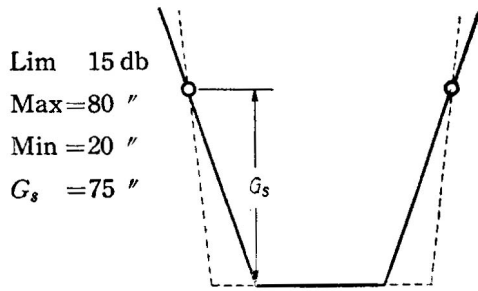
位の見当になる。これから種々の周期と温度変化範囲による周波数漂動値  $\Delta f_r$  を  $7\text{kc}/^\circ\text{C}$  の温度係数の受信機 (20Mc の場合) について推定してみると第 8.5 表の例に示すようになる。他の温度係数に対しては比例的にかければよい。また、周期というのはその受信機の調整の周期と考えればよい、すなわち、頻りに調整しても差支えないような事情では  $\Delta f_r$  は狭く選ぶことができる。また、調整度数一定ならば、室温が一定な場合ほど  $\Delta f_r$  を狭く選んで差支えない。さらに、第 5.2 節にのべた CCIR 勧告のように、目下の進歩した材料によって組立てれば、上記の表の値より 1 けた位下げることが至難なことでない。ことに局部発振器に水晶片を用いれば、温度のみならず、機械的振動に対しても  $10^{-6}$  程度の安定化をすることができる、理想をいえば  $\Delta f_r$  および  $\Delta f_i$  の値は  $\Delta f_m$  にくらべてはるかに小さい値にとめたいものである。

第 8.5 表 受信機温度係数  $7\text{kc}/^\circ\text{C}$  としての  $\Delta f_r$  の表

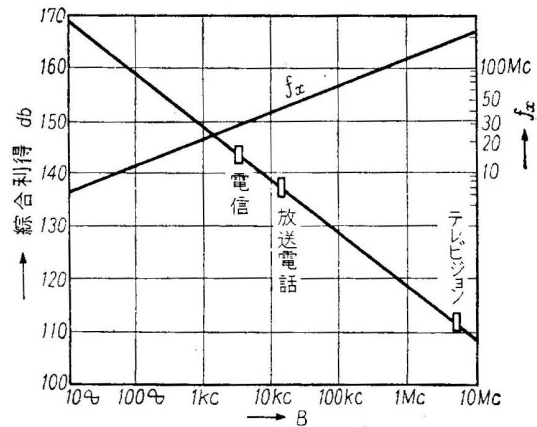
周期	$\theta^\circ$			
	1°C	2°C	5°C	10°C
0.5 時間	30 $\approx$	30 $\approx$	0.11kc	0.21kc
1	60	104	0.33	0.65
2	150	310	0.79	1.50
5	300	610	1.59	3.12
10	430	850	2.20	4.26

もし  $\Delta f_r$  または、 $\Delta f_i$  がやむを得ない事情のため、あまり小さくならないならば混信の関係上  $\Delta f_s$  を小さく選ぶ必要がある。すなわち Slope を急にしなければならぬ。従って、Filter の section の数を増すか、各 section の slope を急

にするかのどちらかによらなければならない。(第 8.16 図) しかし、混信波の性質によっては、どんなに slope を急にしても、ある程度以上に帯域幅を広げることには無理がある、 $G_s$  は 75db 位にとるのが安全である。



第 8.16 図 受信機総合周波数特性



第 8.17 図 等価帯域幅と総合利得の理論的限度との関係及臨界周波数は帯域幅の 4 乗根に比例することを示す

### 8.4 増幅度と内部雑音と帯域幅

増幅度と内部雑音との関係については第 3.2 節から 4 節までくわしくのべた。共振回路の損失抵抗  $R$  の値を小さくし、同調回路の共振インピーダンスを高く設計した理想的感度の受信機についての増幅度と内部雑音の関係は第 3.4 節 (6) 式のように簡単につぎの式で表わされる。

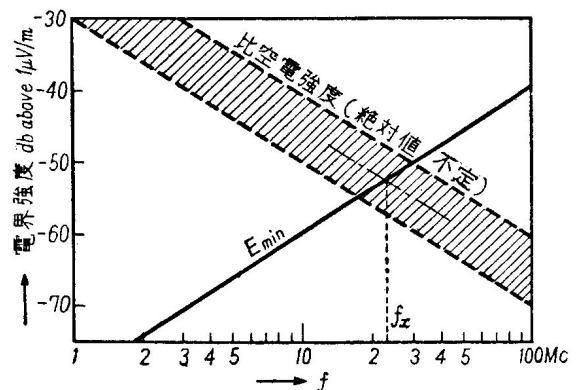
$$A_m = \sqrt{\frac{v_r^2}{4kTRB}} \tag{1}$$

いま、かりに出力における雑音を 1V とすれば、入力側の等価抵抗 (いいかえれば、内部雑音) と受信機全体としての等価帯域幅とがわかれば、その総合増幅度は自然に定まってくるという結果となる。そこで、これを図表にすれば第 3.15 図となる。

また、 $R_s = 77\Omega$  の場合をとり、等価帯域幅  $B$  と利得との関係をしらべてみると興味あることがわかる。(第 8.17 図)

帯域幅を 10 倍すれば、増幅の限度は 10db ばかり下る。テレビジョンの受信機は電信の受信機にくらべて、40db 程増幅度を犠牲にしなければならない。また、帯域幅を 10 $\omega$  程度にすれば、従来、きこえなかった信号もきこえてくるかも知れない。なぜならば、帯域幅 1kc の場合にくらべて、約 20db 程増幅の最高限度が上がるからである。実際、完全に調整できた受信機によれば、door の開閉のとき、金具の接触点からでる超短波等にも感ずることができる。また、空と大地との絶対温度の差を識別することもできる。

つぎに、空電と内部雑音との割合について考えてみよう。内部雑音にくらべて空電の方が強ければ、以上のべた総合利得は無意味になってしまう。空電は地方により、季節、時刻により一概にも定まらないが、比較的的空電の少ない地方では、約 20Mc を境として、高い方で空電の方が少なく、低い方で内部雑音の方が低い。いま、かりに空電の分布が周波数に反比例するものとすれば\*10、第 8.18 図のように表わされる。これと交叉する 1 本の斜線は、全く空電のない場合、雑音の中からききとることのできる最低電界強度を図表にしたものである。ただし、



第 8.18 図 受信可能の最小電界強度と周波数との関係

\*10 R.K.Potter, *High-Frequency Atmospheric Noise*, 19, No.10. I.R.E., Oct., 1931, p.1731-1765.

空電の波形もいろいろであるから、かならずしもこの関係が正しいとはかぎらない。

- 条件 1.雑音中より信号をききわけ得る限度を -14db とする
- 2.受信機帯域幅を 1kc とする
- 3.単 1 半波空中線
- 4.理想的整合回路
- 5.温度 20° とする
- 6.1μV/m を 0db とし  $E_{min}$  を表わす
- 7.空電障害波等絶無とする

2 曲線が交叉するような周波数をかりに  $f_x$  と名づけよう。Landon<sup>\*11</sup>の研究によれば、空電のように衝撃性のものに対しては受信機の帯域幅に正比例する。従って、帯域幅を 1/4 とすれば、空電出力は 1/4 になり、内部雑音出力は 1/2 になる。従って、出力について考えれば、 $f_x$  なる周波数は受信機の帯域幅によって移動する。これを図示すれば、第 8.17 図の  $f_x$  曲線のようなになる。もっとも昼夜の差によっても第 8.18 図の空電分布曲線は移動するものであるから、第 8.17 図は  $f_x$  の傾向を示すにすぎない。また、実際 Potter の与えた曲線は凹凸のあるものであるから、これも考慮にいれなければならない。

第 8.19 図は実測値の一部にすぎないが、外来雑音指数  $F_x$  という単位で縦軸を表わしてある。いま、受信機の入力回路に換算した内部雑音の電力を  $N_i$ 、外来雑音電力を  $N_x$  とすれば、すでに第 3.3 節で定義した選別回路  $F$  は

$$F = \frac{kTB}{N_i} \tag{2}$$

であり、外来雑音指数  $F_x$  は

$$F_x \equiv \frac{kTB}{N_x} \tag{3}$$

である。参考のため、優秀な受信機の選別回路  $F$  を記入した。これによると、臨界周波数  $f_x$  は 100Mc 付近で一定のようである。 $f_x$  が一定ということはおかしいようであるが、(3) 式を定義するとき、空電の強さが帯域幅の平方根に比例すると仮定したからである。これは、必ずしも成立たない関係である。従って、 $f_x$  の値は、きわめて概略の数にすぎない。

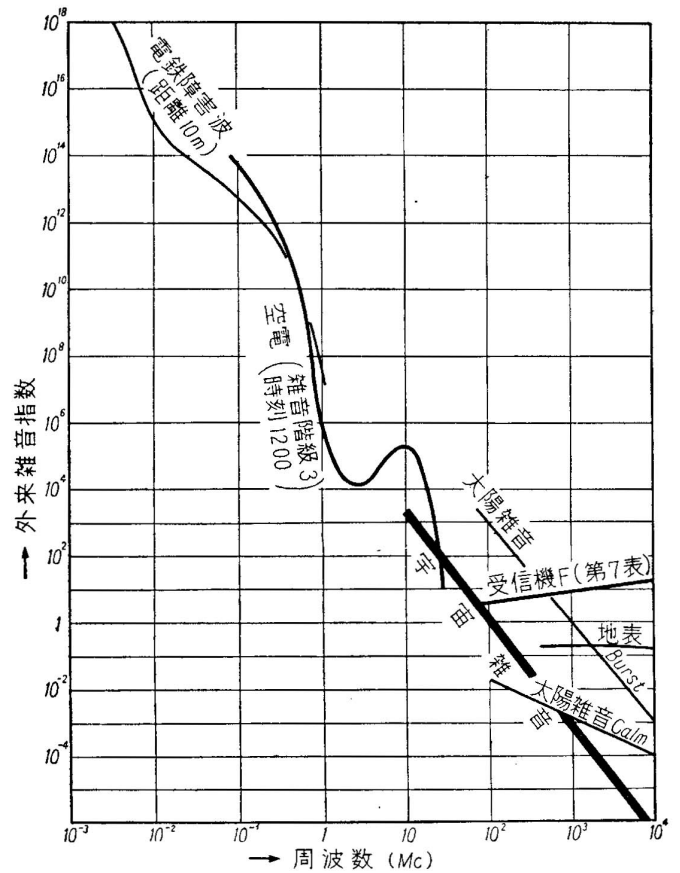
以上の諸関係を考慮にいれると、電信の場合、もし、安定度がゆるせば、広帯域で高速度通信をやるよりも、狭帯域に分割された多くの回線で、それぞれ低速度通信をやる方が確実に有利であるという結論がでそうである。

## 8.5 結び

以上、短波受信機を中心にのべてきたが、大部分の議論は受信機の種類にかかわらず、一般的に成立つ基本的なことからである。

受信機を設計する場合には、ただ部分品をならべるといっただけでなく、いろいろの用途に応じ、いくつかの総合特性を按配しなければならない。いま、2~3 の種類の受信機について以上の結果を応用して設計方針をのべてみよう。

ラヂオ受信機では価格と音質を第 1 に問題にしなればならぬから周波数帯域幅を十分広くとる必要がある。従って、あまり雑音を少なくすることができないから総合利得は上げられない。幸い、放送波附近では外来雑音が多い関係上電界強度が十分に与えられ、受信機の増幅度は少なくてよい。このことは、無線周波増幅回路のコイルの損失を大きく採ってよい



第 8.19 図 各周波数帯における外来雑音指数

\*11 V.D.Landon, A Study of the Characteristics of Noise, I.R.E., Nov., 1936, Vol.24, No.11, p.1514, 『邦外誌』 No.47.

ことになり、形も小くなり、セット全体として廉価になる。また、帯域幅の広い関係上、安定度の方はあまり問題にしくともよい。

遠距離の短波電信用受信機は、丁度ラヂオ受信機とは反対に帯域幅を狭くしなければならない、安定度が大きい問題になる。また、無線周波増幅回路の損失をへらす関係上、コイルの寸法が大きくなりセット全体として高価になってくる。遠距離用短波電話受信機や写真電送受信機は前二者の中間に位するような特性をもたせられる。

将来、いろいろの応用が盛んになるにつれていろいろの要求がおこってくるであろうと思われる。広帯域の極端な例としては、テレビジョンの受信機や超短波多重無線電話ならびに、レーダーのように、けたちがい帯域幅の広いものが現われてきた。また、早期警戒レーダーのように、きわめて高感度の受信機が要求される所では選別回路の極端に小さい受信機が要求される。普通のマイクロ波受信機の選別回路の最小値は10db程度であるのに、磁界内の常磁性体を利用した原子増幅器は-10db以下である<sup>\*12</sup>、これらは、将来マイクロ波受信機に革命を与えるだろう。

レーダーのような狭いパルスを必要としないが、高感度を要求される場合には、帯域幅を狭くすることによってある程度、要求がみたされるであろう。しかし、究極において、安定度と忠実度の方から制限をうけて、ある限界があるだろう。

情報理論の思想を導入することによって、総合特性の定義、測定法およびその改善方法が明確になるだろう。雑音の理論は、今後、準衝撃性のものにも適用され、空電の無線通信におよぼす影響を知るために、受信機の過渡特性がもっと研究されることになるであろう。

要するに、未来の受信機は、広い科学の視野にたつことによってのみ、発展が約束されるものといわなければならない。

---

\*12 『電通誌』(昭31.11月)第1頁.

# 無線用常数表

第 1 表 単一共振回路の周波数特性  
Frequency Character of Single Tuned Circuit

単 1 共振回路結合の増幅器の比増幅度を  $\dot{a}$  とすれば

$$\dot{a} = \frac{1}{1 + jx} \tag{1}$$

という式で表わされる．ここに

$$\left\{ \begin{array}{l} x = Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \\ Q = \frac{\omega_0 C}{G} \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{array} \right.$$

である．(1) から比増幅度の絶対値は

$$a = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \tag{2}$$

であり，出力電圧の位相は入力電圧より位相角

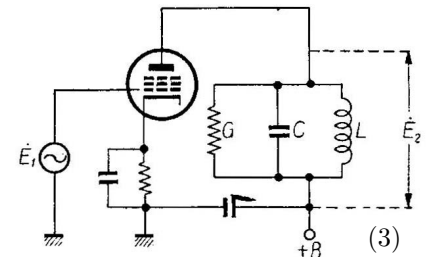
$$\theta = \tan^{-1} x$$

だけ遅れる．

このような共振回路が  $n$  段縦続にある場合には  $n \log_{10} a$  としてから対数表を使って  $a^n$  が求められ，位相角は単に  $n\theta$  とすればよい．また，各回路の  $Q$  が異なる場合には

$$\begin{array}{l} \log_{10} a_1 + \log_{10} a_2 + \dots \\ \theta_1 + \theta_2 + \dots \end{array}$$

とすればよい．また， $\log_{10} a$  の欄を 20 倍すればデシベル値が得られる．



第 1 図 単一共振回路結合増幅器

Table 1. Single Tuned Circuit

$\pm x$	$a = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}$	$\log_{10} a$	$\pm \tan^{-1} x$
.0	1.000000	-.000000	.000000
.1	.995037	-.002161	.099669
.2	.980581	-.008517	.197396
.3	.957826	-.018702	.291457
.4	.928477	-.032229	.380506
.5	.894427	-.048454	.463648
.6	.857493	-.066769	.540520
.7	.819232	-.086593	.610726
.8	.780867	-.107422	.674741
.9	.743294	-.128820	.732815
1.0	.70711	-.15052	.78540
1.1	.67267	-.17220	.83298
1.2	.64018	-.19368	.87606
1.3	.60974	-.21488	.91510
1.4	.58124	-.23565	.95055
1.5	.55470	-.22594	.98279
1.6	.53000	-.27573	1.01220
1.7	.50702	-.29497	1.03907
1.8	.48564	-.31368	1.06370
1.9	.46575	-.33185	1.08632
2.0	.4472	-.3495	1.1071
2.1	.4299	-.3666	1.1264
2.2	.4138	-.3832	1.1442
2.3	.3987	-.3993	1.1607
2.4	.3846	-.4150	1.1760
2.5	.3714	-.4302	1.1903
2.6	.3590	-.4449	1.2036
2.7	.3473	-.4593	1.2161
2.8	.3363	-.4732	1.2278
2.9	.3260	-.4868	1.2387
3.0	.3162	-.5000	1.2490

## 第 2 表 臨界結合にある結合回路の周波数特性

### Frequency Character of Coupled Circuit in Critical Coupling

無線受信機の中間周波変成器に使われる結合回路は第 2 図のようなものである。その最も基本的なものは一次二次の定数が等しく且つ臨界結合にあるものである。

この場合の一段毎の増幅度  $A$  は、回路の良さ  $Q$  が 1 に較べて甚だ大きい場合、真空管の相互コンダクタンスを  $g_m$  とし、近似的に次の式で与えられる。

$$A = -j \frac{g_m}{2\omega^2 C^2 \omega M} \frac{2\mu}{(1 + jx)^2 + \mu} \quad (4)$$

ここに

$$\mu = \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \quad (\sqrt{\mu} \text{を結合係数という})$$

いま中心周波数に於ける増幅度を  $A$  とし、任意の周波数に於ける比増幅度を  $a$  とすれば、

$$[\text{出力電圧}] = ae^{-j\theta} [\text{入力電圧の } A \text{ 倍}] \quad (5)$$

の関係がある。特に臨界結合  $\mu = 1$  の場合に対しては

$$a = \frac{2}{\sqrt{4 + x^4}} \quad (6)$$

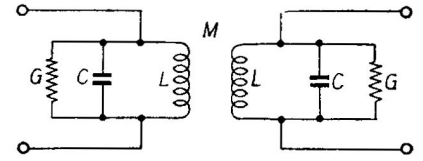
$$\theta = \tan^{-1} \frac{2 - x^2}{-2x} \quad (7)$$

のようになる。第 2 表は  $a$  及び  $\theta$  の表である。

$$\dot{a} = \frac{2}{-2x + j(2 - x^2)} = ae^{j\theta} \quad (8)$$

いま、この数表の使い方の一例をあげよう、100% の AM が受信機に到来したとすれば入口で側帯波は  $\frac{k}{2} I_m$ 、搬送波は  $I_m$ 、変調周波数が  $x = 1$  に相当するものとすれば、結合回路の縦続 8 段を通過すれば、搬送波が丁度中心周波数に正確に一致している場合

$$[k = 1] \longrightarrow \left[ k_1 = k_2 = 1 \times \frac{1}{2.132} = 0.4690 \right]$$



第 2 図 結合回路

Table 2. Coupled Circuit (Critical)

$x$	$a = \frac{2}{\sqrt{4+x^4}}$	$\log a$	$\theta = \tan^{-1} \frac{2-x^2}{-2x}$	$x$	$\theta = \tan^{-1} \frac{2-x^2}{-2x}$
.0	1.0000000	-.0000000	$\pi/2$	-.0	$\pi/2$
.1	.9998750	-.0000543	1.670964	-.1	1.470628
.2	.9998000	-.0000869	1.772114	-.2	1.369478
.3	.9989890	-.0004391	1.875171	-.3	1.266421
.4	.9968155	-.0013854	1.980924	-.4	1.160668
.5	.992278	-.0033656	2.089942	-.5	1.051650
.6	.981484	-.0069237	2.226491	-.6	.915101
.7	.971274	-.0126582	2.318412	-.7	.823180
.8	.952425	-.0211695	2.437098	-.8	.704494
.9	.949766	-.0223830	2.557445	-.9	.584147
1.0	.907613	-.0411041	2.677944	-1.0	.463648
1.1	.868149	-.0614061	2.796841	-1.1	.344751
1.2	.831101	-.0803462	2.912360	-1.2	.229232
1.3	.763821	-.1170086	3.022912	-1.3	.448680
1.4	.714213	-.1461723	3.127307	-1.4	.014285
1.5	.66436	-.17759	3.2247	-1.5	-.08314
1.6	.61564	-.21067	3.3148	-1.6	-.17325
1.7	.56906	-.24484	3.3977	-1.7	-.25602
1.8	.52527	-.27961	3.4733	-1.8	-.33172
1.9	.46461	-.31460	3.5423	-1.9	-.40076
2.0	.4472	-.3495	3.6052	-2.0	-.4636
2.1	.4130	-.3840	3.6625	-2.0	-.5209
2.2	.3819	-.4180	3.7148	-2.2	-.5732
2.3	.3536	-.4514	3.7624	-2.3	-.6208
2.4	.3280	-.4841	3.8061	-2.4	-.6645
2.5	.3048	-.5160	3.8471	-2.5	-.7055
2.6	.2837	-.5471	3.8828	-2.6	-.7412
2.7	.2646	-.5775	3.9167	-2.7	-.7751
2.8	.2472	-.6070	3.9480	-2.8	-.8064
2.9	.2314	-.6357	3.9769	-2.9	-.8353
3.0	.2169	-.6637	4.0038	-3.0	-.8622

Subtract  $\pi$  from the value of  $\theta$  for statically coupled circuit.



第3表  $\mu = 2$  の結合回路の周波数特性  
Frequency Character of Coupled Circuit with  $\mu = 2$

第2表の(4)式に於て  $\mu = 2$  とおくときは実際の放送受信機等でみる双峰特性が得られる。この場合

$$a = \frac{3}{\sqrt{9 - 2x^2 + x^4}} \quad (9)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{3 - x^2}{-2x} \quad (10)$$

$$\dot{a} = \frac{3}{-2x + j(3 - x^2)} = ae^{-j\theta} \quad (11)$$

となり、使い方は第2表と同様である。

Table 3. Coupled Circuit ( $\mu = 2$ )

$x$	$a = \frac{3}{\sqrt{9 - 2x^2 + x^4}}$	$\log a$	$\tan^{-1} \frac{3 - x^2}{-2x}$	$x$	$\tan^{-1} \frac{3 - x^2}{-2x}$
.0	1.000000	.000000	1.570796	.0	1.570796
.1	1.0005504	.0002389	1.637587	-.1	1.504006
.2	1.0043828	.0018998	1.705120	-.2	1.436473
.3	1.0096891	.0041876	1.778294	-.3	1.363299
.4	1.0167680	.0072218	1.845373	-.4	1.296220
.5	1.0252292	.0108210	1.919568	-.5	1.222025
.6	1.0345071	.0147335	2.009134	-.6	1.132459
.7	1.0438271	.0186286	2.079585	-.7	1.062008
.8	1.0521716	.0220865	2.166581	-.8	.975012
.9	1.0582751	.0245986	2.258760	-.9	.882833
1.0	1.0606614	.0255767	2.356195	-1.0	.785398
1.1	1.0577490	.0243826	2.458592	-1.1	.683001
1.2	1.0480657	.0203884	2.565218	-1.2	.576375
1.3	1.0304412	.0130233	2.614873	-1.3	.466720
1.4	1.00438386	.0018998	2.785957	-1.4	.355636
1.5	.970129	-.0131643	2.896614	-1.5	.244979
1.6	.928761	-.0320959	3.004950	-1.6	.136643
1.7	.881891	-.0545849	3.109251	-1.7	.032342
1.8	.831488	-.0801443	3.207161	-1.8	-.065568
1.9	.779494	-.1081872	3.300762	-1.9	-.159169
2.0	.72761	-.138103	3.38657	-2.0	-.24498
2.1	.67715	-.169318	3.46549	-2.1	-.34389
2.2	.62903	-.201327	3.53767	-2.2	-.39608
2.3	.58382	-.233717	3.60321	-2.3	-.46161
2.4	.54182	-.266148	3.66343	-2.4	-.52183
2.5	.5039	-.2976	3.7180	-2.5	-.5764
2.6	.4682	-.3295	3.7676	-2.6	-.6260
2.7	.4350	-.3615	3.8129	-2.7	-.6713
2.8	.4053	-.3922	3.8543	-2.8	-.7127
2.9	.3774	-.4232	3.8922	-2.9	-.7506
3.0	.3536	-.4515	3.9270	-3.0	-.7854

## 第4表 受信機雑音計算用等価帯域幅

### Equivalent Band Width for the Calculation of Set Noise

受信機雑音に関する等価帯域幅なる語は著者の提案したものである。一般に受信機の総合増幅度  $A$  は周波数  $f$  の函数であるから、これを  $A(f)$  で表わす。故に中心周波数  $f_0$  とすれば、中心に於ける増幅度は  $A(f_0)$  となる。いま

$$a(f) = \frac{A(f)}{A(f_0)} \quad (12)$$

を比帯域幅とすれば、等価帯域幅  $B$  は

$$B \equiv \int_0^\infty a^2(f) df \quad (13)$$

で与えられる。更に、受信機の初段真空管の等価格子雑音抵抗を  $R$  とすれば、雑音電圧自乗平均値  $\overline{E_n^2}$  は次の式で与えられる。

$$\overline{E_n^2} = 4kTRB \quad (14)$$

このように等価帯域幅  $B$  さえわかれば、他の数値は実測で知れるから雑音電圧の計算が容易となる。本表は無線受信機に多く使われる回路の等価帯域幅を求める数表である。一般の回路が何段か繰返して真空管の各段間に挿入されているとき等価帯域幅は次のようにして計算される。

$$B = \frac{\pi\rho}{2Q} f_0 \quad (15)$$

ただし  $f_0$ : 回路の中心周波数,  $Q$ : 回路の良さ  $\omega_0 L/r$ ,  $\rho$ : 段数及び回路定数等の函数, すなわち

$$\rho = \frac{4\pi s^{2n}}{\{(n-1)!\}^4} |I(a_n)| \quad (16)$$

$$a_n = \sum_{t=0}^{n-1} (-1)^{n-1-t} \binom{n-1}{t} (2n-2-t)! x_2^{-2n+1+t}(\dot{r}) \\ \times \sum_{k=0}^t (-1)^t \binom{t}{k} (n-1-t-k)! (n-1+k)! x_3^{-n-t+k}(\dot{r}) x_4^{-n-k}(\dot{r}) \quad (17)$$

$$\binom{t}{k} = \frac{t!}{(t-k)!k!} \quad (18)$$

ただし

$$x_2(\dot{r}) = x + \dot{r}, \quad x_3(\dot{r}) = x - \dot{r}^*, \quad x_4(\dot{r}) = x + \dot{r} \\ a^2(x) = \frac{s^{2n}}{F(x)} \quad (19)$$

$$F(x) = (x^4 + px^2 + s^2)^n = (x - \dot{r})^n (x + \dot{r})^n (x - \dot{r}^*)^n (x + \dot{r}^*)^n \quad (20)$$

これを实用回路に応用するためには各定数をつぎのように選べばよい。

$$x = 2Q \frac{f - f_0}{f_0} = 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

単一回路 $2n$ 段 (球間 $2n$ )	$p=2; s=1$
離調回路 $n$ 組 $2n$ 段 (球間 $2n$ )	$p=2(1-a^2); s=1+a^2$
結合回路 $n$ 段 (球間 $n$ )	$p = \frac{1-2\mu q + q^2}{q^2}; s = \frac{1+\mu}{q}$

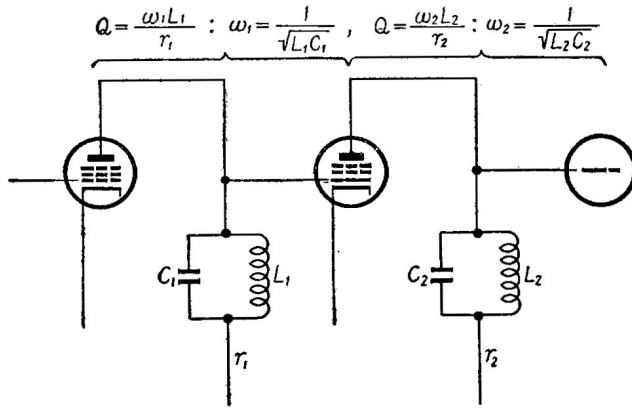
ただし

$$a = 2Q \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = -2Q \frac{\omega_0 - \omega_2}{\omega_0}, \quad q = \frac{Q_2}{Q_1}, \quad \mu = \frac{\omega_0^2 M^2}{r_1 R_2}$$

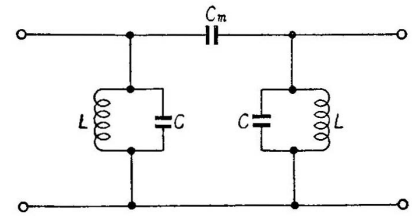
単一回路というのは同一の回路定数  $L, C, R$  のものが球間に一つ宛挿入されたもの、離調回路は各回路の中心周波数  $\omega_1, \omega_2$  が総合の中心周波数  $\omega_0$  から上下等間隔離調した回路が第 3 図のように一つ宛挿入され、 $Q$  は各回路等しく、2 段階で 1 組となったものである。結合回路は第 2 図のような回路が球間に 1 組宛挿入されたもので一次回路の良さを  $Q_1$ 、二次回路の良さを  $Q_2$  とし、近似的に

$$\frac{1}{G_1} = \frac{\omega_0^2 L_1^2}{r_1} = r_1 Q_1^2; \quad \frac{1}{G_2} = \frac{\omega_0^2 L_2^2}{r_2} = r_2 Q_2^2$$

が成立つ。ただし  $r_1, r_2$  は共振回路の直列抵抗である。



第 3 図 離調回路

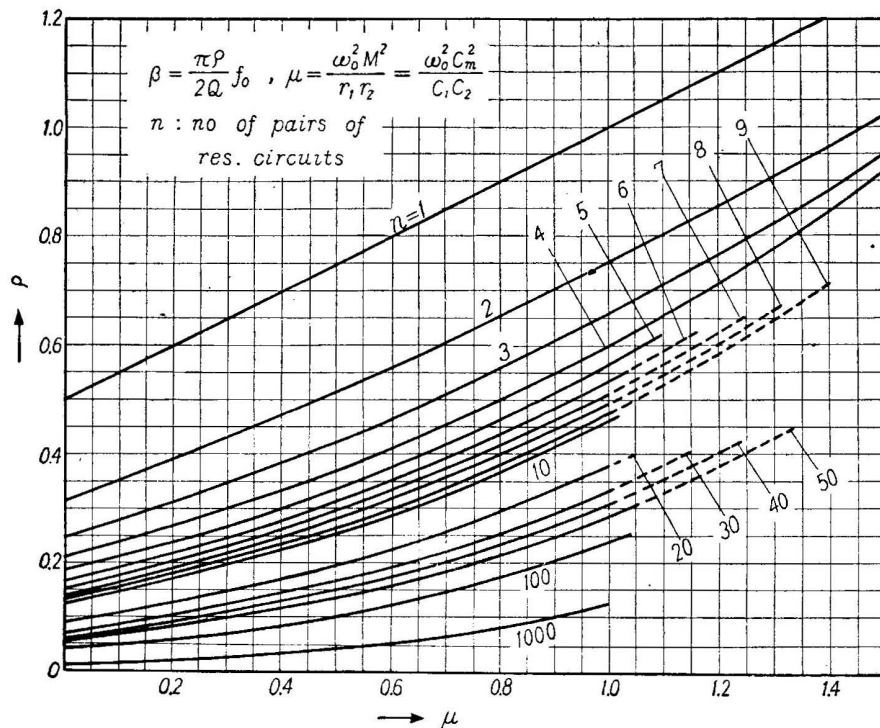


第 4 図 静電結合回路

いま  $Q_1 = Q_2$  とすれば、(31) 式の場合と全く同様にして

$$a^2(x) = \frac{(1 + \mu)^2}{x^4 + (2 - 2\mu)x^2 + (1 + \mu)^2} \tag{21}$$

となる。表は結合回路のこの場合について示してあるから、実際よくやるように一次二次の対称な結合回路に対しては上記の煩雑な計算をやらずに直ちに  $n$  と  $\mu$  に対応する  $\rho$  を求め、(42) 式から  $B$  の計算ができるのである。



第 5 図

この表は第 4 図の静電結合回路にも使うことができ、その場合には

$$\mu = \frac{\omega_0^2 C_m^2}{G_1 G_2}$$

とおけばよい。この表を離調回路に対して利用するには、離調回路の定数  $a$  を求め、 $a^2$  なる数値を  $\mu$  と思って表を探せばよい、但し、段数は実際 4 段あっても、表でひくときは 2 段の所をみなければならない。

同一定数の結合回路  $n$  段の場合、これに無線周波増幅回路  $m$  段を追加したことによる等価帯域幅に及ぼす影響は

$$\frac{m}{\lambda^2} \ll 1 \quad (22)$$

ならば

$$B = \frac{\pi \rho}{2Q} \left(1 - \frac{m}{\lambda^2}\right) f_0 \quad (23)$$

で与えられる。ここに  $m$ :無線周波増幅段数,  $Q$ :無線周波回路の良さ,  $f_{0r}$ :同上中心周波数

$$\lambda = \frac{Q}{Q_r} \frac{f_{0r}}{f_0} \quad (24)$$

$m/\lambda^2$  は無線周波の特性が等価帯域幅に大なる影響あるかどうかを知る判別定数である、これが 1 に近くなると計算が簡単でない。

特に臨界結合  $\mu = 1$  の結合回路に対して (16) は次のように著しく簡単になる。

$$\rho = \prod_2^n \frac{4n-5}{4n-4} \quad (25)$$

又、単一回路の  $n$  段に対しても次のように簡単に計算される。

$$\rho = \prod_2^n \frac{2n-3}{2n-2} \quad (26)$$

Table 4. Band Coeff.  $\rho \left( \begin{array}{l} n = 1, 2, 3, 4 \\ \mu = 0 \text{ to } 2.0 \end{array} \right)$ 

$\mu \backslash n$	1	2	3	4
.0	.500000	.312500	.246094	.209473
.1	.550000	.350625	.278566	.238313
.2	.600000	.390000	.312750	.269063
.3	.650000	.430625	.348715	.301860
.4	.700000	.472500	.386531	.336848
.5	.750000	.515625	.426270	.374176
.6	.800000	.560000	.468000	.414000
.7	.850000	.605625	.511793	.456481
.8	.900000	.652500	.557719	.501785
.9	.950000	.700625	.605848	.550086
1.0	1.000000	.750000	.656250	.601562
1.1	1.050000	.800625	.708996	.656399
1.2	1.100000	.852500	.764156	.714785
1.3	1.150000	.905625	.821801	.776918
1.4	1.200000	.960000	.882000	.843000
1.5	1.250000	1.015625	.944824	.913239
1.6	1.300000	1.072500	1.034375	.987848
1.7	1.350000	1.130625	1.078629	1.064410
1.8	1.400000	1.190000	1.149750	1.151063
1.9	1.450000	1.250625	1.223777	1.240125
2.0	1.500000	1.312500	1.300781	1.334473

Table 4. Band Coeff.  $\rho \left( \begin{array}{l} n = 1 \text{ to } 10 \\ \mu = 0 \text{ to } 3 \end{array} \right)$ 

$\mu \backslash n$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
.0	.50	.31	.25	.21	.19	.17	.15	.14	.13	.13
.1	.55	.35	.28	.24	.21	.19	.18	.17	.16	.15
.2	.60	.39	.31	.27	.24	.22	.20	.19	.18	.18
.3	.65	.43	.35	.30	.27	.25	.23	.22	.21	.20
.4	.70	.47	.39	.33	.30	.28	.26	.25	.24	.23
.5	.75	.51	.43	.37	.34	.31	.30	.26	.27	.26
.6	.80	.56	.47	.41	.38	.35	.33	.32	.30	.29
.7	.85	.60	.51	.45	.42	.39	.38	.36	.34	.33
.8	.90	.65	.56	.50	.46	.44	.42	.40	.38	.37
.9	.95									
1.0	1.00	.75	.66	.60	.57	.54	.51	.50	.48	.47
1.1	1.05	.80	.71	.66	.62	.59	.57	.55	.54	.53
1.2	1.10	.85	.76	.71	.68	.65	.64	.63	.62	.62
1.3	1.15	.90	.82	.78	.74	.7	.7	.7	.7	.7
1.4	1.20	.96	.88	.84	.83	.8	.8	.8	.8	.8
1.5	1.25	1.01	.94	.91	.90	.9	.9	.9	.9	.9
1.6	1.30	1.07	1.03	.99	.98	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
1.7	1.35	1.13	1.08	1.06	1.07	1.1	1.1	1.1	1.2	1.2
1.8	1.40	1.19	1.15	1.15	1.17	1.2	1.2	1.3	1.3	1.3
1.9	1.45	1.25	1.22	1.24	1.28	1.3	1.4	1.5	1.5	1.6
2.0	1.50	1.31	1.30	1.33	1.4	1.5	1.6	1.8	1.9	2.1
2.1	1.55	1.37	1.38	1.44						
2.2	1.60	1.44	1.46	1.55						
2.3	1.65	1.50	1.55	1.66						
2.4	1.70	1.57	1.64	1.78						
2.5	1.75	1.64	1.73	1.89						
2.6	1.80	1.71	1.83	2.02						
2.7	1.85	1.78	1.93	2.18						
2.8	1.90	1.85	2.03	2.31						
2.9	1.95	1.92	2.14	2.48						
3.0	2.00	2.00	2.25	2.62						

第5表  $\text{db} = 20 \log_{10} a$   
decibels

デシベルが与えられて比を求める表は色々の本にでているから，ここでは比が与えられて db を求める表を示す．この表をひくには任意の比  $A$  が与えられたら，まず，これを小数点以上一桁の数と 10 の乗幂との因数にわけるとすなわち

$$A = 10^n a \quad (27)$$

とし，本表から  $20 \log_{10} a$  を求め，これに  $20n$  を加えるのである．

$$G = 20n + 20 \log_{10} a \quad (28)$$

例

$$527 = 10^2 \times 5.27 \quad (29)$$

$$G = 40 + 14.44 = 54.44\text{db} \quad (30)$$

とする．また，もし例えば

$$0.382 = 10^{-1} \times 3.82$$

$$G = -20 + 11.64 = -8.36\text{db}$$

Ratio	db	Ratio	db
10	20	$10^{-1}$	-20
$10^2$	40	$10^{-2}$	-40
$10^3$	60	$10^{-3}$	-60
$10^4$	80	$10^{-4}$	-80
$10^5$	100	$10^{-5}$	-100
$10^6$	120	$10^{-6}$	-120
$10^7$	140	$10^{-7}$	-140
$10^8$	160	$10^{-8}$	-160
$10^9$	180	$10^{-9}$	-180
$10^{10}$	200	$10^{-10}$	-200

本表は電圧比または電流比と db との関係のみを示すものである．電力比は実際使われる頻度が少いし，必要があれば対数表をそのまま使うこともできるから略した．本表を利用する場合は db 値を半分にすればよい．



Table5. decibels

Ratio	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1.0	.00	.09	.17	.26	.34	.42	.51	.59	.67	.75
1.1	.83	.91	.98	1.06	1.14	1.21	1.29	1.36	1.44	1.51
1.2	1.58	1.66	1.73	1.80	1.87	1.94	2.01	2.08	2.14	2.21
1.3	2.28	2.35	2.41	2.48	2.54	2.61	2.67	2.73	2.80	2.86
1.4	2.92	2.98	3.05	3.11	3.17	3.23	3.29	3.35	3.41	3.46
1.5	3.52	3.58	3.64	3.69	3.75	3.81	3.86	3.92	3.97	4.03
1.6	4.08	4.14	4.19	4.24	4.30	4.35	4.40	4.45	4.51	4.56
1.7	4.61	4.66	4.71	4.76	4.81	4.86	4.91	4.96	5.01	5.06
1.8	5.11	5.15	5.20	5.25	5.30	5.34	5.39	5.44	5.48	5.53
1.9	5.58	5.62	5.67	5.71	5.76	5.80	5.85	5.89	5.93	5.98
2.0	6.02	6.06	6.11	6.15	6.19	6.24	6.28	6.32	6.36	6.40
2.1	6.44	6.49	6.53	6.57	6.61	6.65	6.69	6.73	6.77	6.81
2.2	6.85	6.89	6.93	6.97	7.00	7.04	7.08	7.12	7.16	7.20
2.3	7.23	7.27	7.31	7.35	7.38	7.42	7.46	7.49	7.53	7.57
2.4	7.60	7.64	7.68	7.71	7.75	7.78	7.82	7.85	7.89	7.92
2.5	7.96	7.99	8.03	8.06	8.10	8.13	8.16	8.20	8.23	8.27
2.6	8.30	8.33	8.37	8.40	8.43	8.46	8.50	8.53	8.56	8.60
2.7	8.63	8.66	8.69	8.72	8.76	8.79	8.82	8.85	8.88	8.91
2.8	8.94	8.97	9.00	9.04	9.07	9.10	9.13	9.16	9.19	9.22
2.9	9.25	9.28	9.31	9.34	9.37	9.40	9.43	9.46	9.48	9.51
3.0	9.54	9.57	9.60	9.63	9.66	9.69	9.71	9.74	9.77	9.80
3.1	9.83	9.86	9.88	9.91	9.94	9.97	9.99	10.02	10.05	10.08
3.2	10.10	10.13	10.16	10.18	10.21	10.24	10.26	10.29	10.32	10.34
3.3	10.37	10.40	10.42	10.45	10.47	10.50	10.53	10.55	10.58	10.60
3.4	10.63	10.66	10.68	10.71	10.73	10.76	10.78	10.81	10.83	10.86
3.5	10.88	10.91	10.93	10.96	10.98	11.00	11.03	11.05	11.08	11.10
3.6	11.13	11.15	11.17	11.20	11.22	11.25	11.27	11.29	11.32	11.34
3.7	11.36	11.39	11.41	11.43	11.46	11.48	11.50	11.53	11.55	11.57
3.8	11.60	11.62	11.64	11.66	11.69	11.71	11.73	11.75	11.78	11.80
3.9	11.82	11.84	11.87	11.89	11.91	11.93	11.95	11.98	12.00	12.02
4.0	12.04	12.06	12.08	12.11	12.13	12.15	12.17	12.19	12.21	12.23
4.1	12.26	12.28	12.30	12.32	12.34	12.36	12.38	12.40	12.42	12.44
4.2	12.46	12.49	12.51	12.53	12.55	12.57	12.59	12.61	12.63	12.65
4.3	12.67	12.69	12.71	12.73	12.75	12.77	12.79	12.81	12.83	12.85
4.4	12.87	12.89	12.91	12.93	12.95	12.97	12.99	13.01	13.03	13.04
4.5	13.06	13.08	13.10	13.12	13.14	13.16	13.18	13.20	13.22	13.24
4.6	13.26	13.27	13.29	13.31	13.33	13.35	13.37	13.39	13.40	13.42
4.7	13.44	13.46	13.48	13.50	13.52	13.53	13.55	13.57	13.59	13.61
4.8	13.62	13.64	13.66	13.68	13.70	13.71	13.73	13.75	13.77	13.79
4.9	13.80	13.82	13.84	13.86	13.87	13.89	13.91	13.92	13.94	13.96
5.0	13.98	14.00	14.01	14.03	14.05	14.07	14.08	14.10	14.12	14.13
5.1	14.15	14.17	14.19	14.20	14.22	14.24	14.25	14.27	14.29	14.30
5.2	14.32	14.34	14.35	14.37	14.39	14.40	14.42	14.44	14.45	14.47
5.3	14.49	14.50	14.52	14.53	14.55	14.57	14.58	14.60	14.62	14.63
5.4	14.65	14.66	14.68	14.70	14.71	14.73	14.74	14.76	14.77	14.79

Table5. decibels Continued

Ratio	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
5.5	14.81	14.82	14.84	14.85	14.87	14.89	14.90	4.92	14.93	14.95
5.6	14.96	14.98	14.99	15.01	15.03	15.04	15.06	5.07	15.09	15.10
5.7	15.12	15.13	15.15	15.16	15.18	15.19	15.21	15.22	15.24	15.25
5.8	15.27	15.28	15.30	15.31	15.33	15.34	15.36	15.37	15.39	15.40
5.9	15.42	15.43	15.45	15.46	15.48	15.49	15.50	15.52	15.53	15.55
6.0	15.56	15.58	15.59	15.61	15.62	15.64	15.65	15.66	15.68	15.69
6.1	15.71	15.72	15.73	15.75	15.76	15.78	15.79	15.81	15.82	15.83
6.2	15.85	15.86	15.88	15.89	15.90	15.92	15.93	15.95	15.96	15.97
6.3	15.99	16.00	16.01	16.03	16.04	16.06	16.07	16.08	16.10	16.11
6.4	16.12	16.14	16.15	16.16	16.18	16.19	16.20	16.22	16.23	16.24
6.5	16.26	16.27	16.28	16.30	16.31	16.32	16.34	16.35	16.36	16.38
6.6	16.39	16.40	16.42	16.43	16.44	16.46	16.47	16.48	16.50	16.51
6.7	16.52	16.53	16.55	16.56	16.57	16.59	16.60	16.61	16.62	16.64
6.8	16.65	16.66	16.68	16.69	16.70	16.71	16.73	16.74	16.75	16.76
6.9	16.78	16.79	16.80	16.81	16.83	16.84	16.85	16.86	16.88	16.89
7.0	16.90	16.91	16.93	16.94	16.95	16.96	16.98	16.99	17.00	17.01
7.1	17.03	17.04	17.05	17.06	17.07	17.09	17.10	17.11	17.12	17.13
7.2	17.15	17.16	17.17	17.18	17.19	17.21	17.22	17.23	17.24	17.25
7.3	17.27	17.28	17.29	17.30	17.31	17.33	17.34	17.35	17.36	17.37
7.4	17.38	17.40	17.41	17.42	17.43	17.44	17.45	17.47	17.48	17.49
7.5	17.50	17.51	17.52	17.54	17.55	17.56	17.57	17.58	17.59	17.60
7.6	17.62	17.63	17.64	17.65	17.66	17.67	17.68	17.70	17.71	17.72
7.7	17.73	17.74	17.75	17.76	17.77	17.79	17.80	17.81	17.82	17.83
7.8	17.84	17.85	17.86	17.88	17.89	17.90	17.91	17.92	17.93	17.94
7.9	17.95	17.96	17.97	17.99	18.00	18.01	18.02	18.03	18.04	18.05
8.0	18.06	18.07	18.08	18.09	18.11	18.12	18.13	18.14	18.15	18.16
8.1	18.17	18.18	18.19	18.20	18.21	18.22	18.23	18.24	18.26	18.27
8.2	18.28	18.29	18.30	18.31	18.32	18.33	18.34	18.35	18.36	18.37
8.3	18.38	18.39	18.40	18.41	18.42	18.43	18.44	18.45	18.46	18.48
8.4	18.49	18.50	18.51	18.52	18.53	18.54	18.55	18.65	18.57	18.58
8.5	18.59	18.60	18.61	18.62	18.63	18.64	18.65	18.66	18.67	18.68
8.6	18.69	18.70	18.71	18.72	18.73	18.74	18.75	18.76	18.77	18.78
8.7	18.79	18.80	18.81	18.82	18.83	18.84	18.85	18.86	18.87	18.88
8.8	18.89	18.90	18.91	18.92	18.93	18.94	18.95	18.96	18.97	18.98
8.9	18.99	19.00	19.01	19.02	19.03	19.04	19.05	19.06	19.07	19.08
9.0	19.08	19.09	19.10	19.11	19.12	19.13	19.14	19.15	19.16	19.17
9.1	19.18	19.19	19.20	19.21	19.22	19.23	19.24	19.25	19.26	19.27
9.2	19.28	19.29	19.29	19.30	19.31	19.32	19.33	19.34	19.35	19.36
9.3	19.37	19.38	19.39	19.40	19.41	19.42	19.43	19.43	19.44	19.45
9.4	19.46	19.47	19.48	19.49	19.50	19.51	19.52	19.53	19.54	19.55
9.5	19.55	19.56	19.57	19.58	19.59	19.60	19.61	19.62	16.63	19.64
9.6	19.65	19.65	19.66	19.67	19.63	19.69	19.70	19.71	19.72	19.73
9.7	19.74	19.74	19.75	19.76	19.77	19.78	19.79	19.80	19.81	19.82
9.8	19.82	19.83	19.84	19.85	19.86	19.87	19.88	19.89	19.90	19.90
9.9	19.91	19.92	19.93	19.94	19.95	19.96	19.97	19.97	19.98	9.99

## 第 6 表 同軸線輪の相互誘導係数 Mutual Inductance of Coaxial Solenoid

第 6 図のように同軸上に二つの線輪がある場合、その間の相互誘導係数  $M$  は

$$M = 2\pi^2 a^2 n_1 n_2 (r_1 B_1 - r_2 B_2 - r_3 b_3 + r_4 B_4) \text{ cm}$$

但し

$$1\mu\text{H} = 1000 \text{ cm}$$

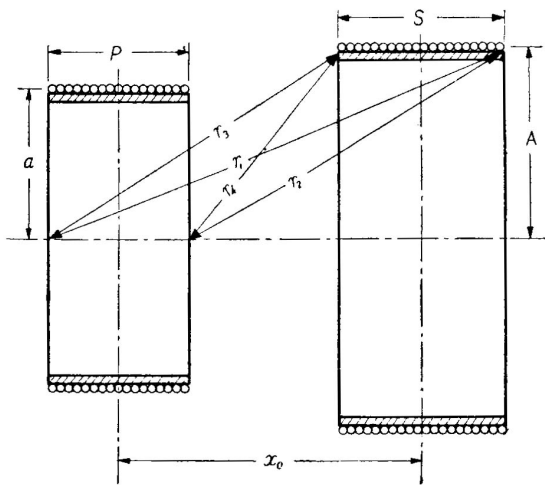
$a$  : 一次線輪の半径 cm

$A$  : 二次線輪の半径 cm

$n_1$  : 一次線輪の単位軸長毎の巻数

$n_2$  : 二次線輪の "

$$B_1, B_2, B_3, B_4 : \alpha = a/A \text{ 及び } \rho_n^2 = A^2/r_n^2 \text{ の函数}$$



第 6 図 同軸線輪

Grover 氏の文献には種々の  $\alpha$  及び  $\rho$  の値に対して  $B$  の表を掲げてある<sup>\*13</sup>。実際計算してみるとわかるように  $(r_1 B_1 + r_4 B_4)$  と  $(r_2 B_2 + r_3 B_3)$  との差は非常に小さい。これがため、 $r_1, r_2$  等の値を正確に知り 5 桁乃至 6 桁の  $B$  の値と掛算を行うに当ってはやはり 5 桁乃至 6 桁迄正確な値をだす必要がある。こうして得られた結果は概ね 2 桁乃至 3 桁位の精度でしかない。尤も、 $r$  の値を実測する訳でなく、実際は第 6 図の  $x_0, a, A, P, S$  等を普通の精度で測り、それから計算で  $r$  従って  $\rho$  を求めるとき 5 桁乃至 6 桁まで次の式から計算すればよい。

$$\begin{aligned} \frac{1}{\rho_1^2} &= \frac{r_1^2}{A^2} = 1 + \left( \frac{2x_0 + P + S}{2A} \right)^2 \\ \frac{1}{\rho_2^2} &= \frac{r_2^2}{A^2} = 1 + \left( \frac{2x_0 + P + S}{2A} \right)^2 \\ \frac{1}{\rho_3^2} &= \frac{r_3^2}{A^2} = 1 + \left( \frac{2x_0 + P + S}{2A} \right)^2 \\ \frac{1}{\rho_4^2} &= \frac{r_4^2}{A^2} = 1 + \left( \frac{2x_0 + P + S}{2A} \right)^2 \end{aligned}$$

さて、以上の場合  $r$  と  $B$  の掛算を省略できると大変便利である。 $M$  の式の括弧内を  $A$  で割ってみれば、各項は  $B$  と  $\rho$  の比と考えられるから、この比が表になってれば、括弧内で掛算をやらずにすむ。いま  $\alpha$  及び  $\rho$  の函数として

$$m = m(\alpha, \rho) \equiv \frac{B}{\rho} \tag{31}$$

とおけば、 $M$  の式は次のようにかきかえられる。

$$M = 2\pi^2 a^2 n_1 n_2 A (m_1 - m_2 - m_3 + m_4) \text{ cm} \tag{32}$$

この式の  $m$  値は第 6.1 表から求めることができる、第 6.2 表は  $\alpha$  が 1 に近く ( $\alpha \approx A$ )、 $\rho^2$  も 1 に近い (線輪径に比し距離  $x_0$  や軸長  $a$  及び  $A$  が小さい場合) の精密表であり、第 9.3 表は  $\alpha = 1 (a = A)$  の場合を表わすものである。以上の方針で作表してみた処、所期の目的が十分という程度には達せられなかった。即ち、 $\rho^2$  の小さい場合に補間が複雑になって、必ずしも手間が省けるとは限らない。ただ同心線輪や  $\alpha = 1$  のように実際よく起る例に対しては非常に便利となった。特に受信機中間周波用濾波器の場合のように線輪の径も軸長も等しい場合は (57) を次のようにかきかえてよい。

$$M = 2\pi^2 a^3 n_1 n_2 (m_1 - 2m_2 + m_4) \text{ cm} \tag{33}$$

<sup>\*13</sup> F.W.Grover, IRE., Vol.21.No.7,P.1039.July, 1939(『邦外誌』第 7 号)。

但し

$$r_2 = r_3;$$

$$\frac{1}{\rho_1^2} = 1 + \left(\frac{x_0 + P}{a}\right)^2;$$

$$\frac{1}{\rho_2^2} = 1 + \left(\frac{x_0}{a}\right)^2 = \frac{1}{\rho_3^2};$$

$$\frac{1}{\rho_4^2} = 1 + \left(\frac{x_0 - P}{a}\right)^2$$

また、無線周波増幅器の結合線輪のように、同心の場合には  $r_1 = r_4; r_2 = r_3; x = 0$  であるから、更に簡単になって

$$M = 4\pi^2 a^2 n_1 n_2 A (m_1 - m_2) \text{ cm} \tag{34}$$

ここに

$$\begin{cases} \frac{1}{\rho_1^2} = 1 + \left(\frac{P + S}{2A}\right)^2 = \frac{1}{\rho_4^2} \\ \frac{1}{\rho_2^2} = 1 + \left(\frac{P - S}{2A}\right)^2 = \frac{1}{\rho_3^2} \end{cases}$$

Grover 氏の報告にあると同様の数値に就て計算例を示してみよう。

例 1 同心線輪の場合

$a = 3; P = 50; n_1 = 110; d = 0.75;$   
 $A = 4; S = 4; n_2 = 50; \rho_1^2 = 0.02148;$   
 $\rho_2^2 = 0.02936; \rho_1^{-1} = 6.8231; \rho_2^{-1} = 5.8361$

この例のように  $\rho^2$  が 0.05 以下になると、第 6.1 表は著しく不利である。すなわち、補間に却って手間を要する。かような場合には第 6.4 表又は第 7 図から  $\gamma$  の値を求めた方がよい。この値は  $\gamma = 1 - B$  であるから、結局

$$m = \rho^{-1} - \gamma \rho^{-1} \tag{35}$$

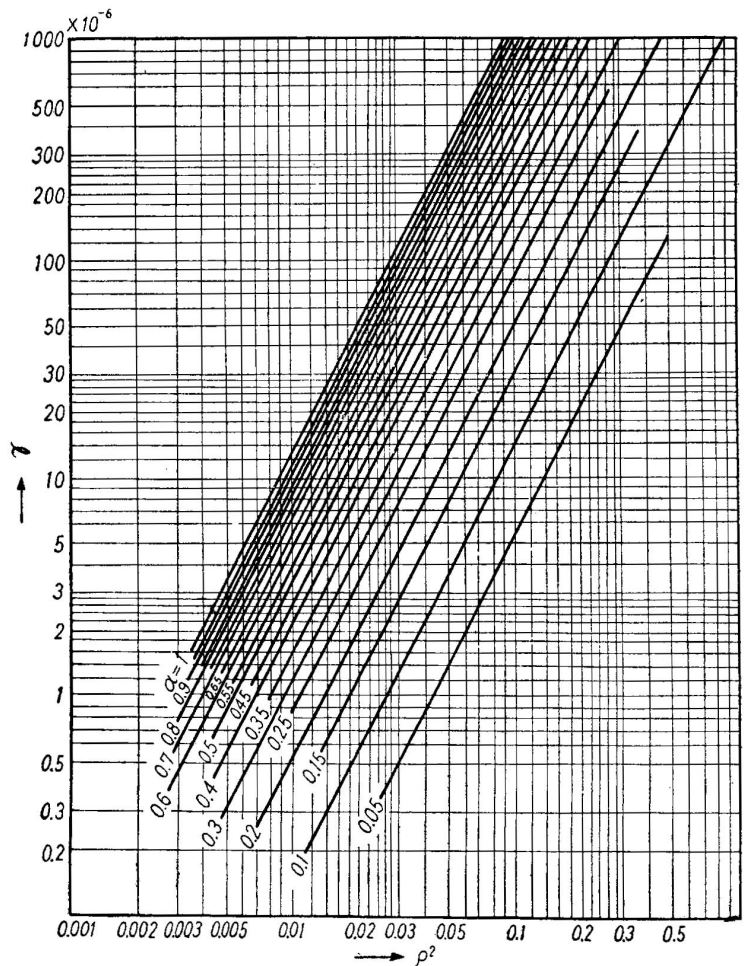
から求めねばならぬ。しかるに第 6.4 表又は第 7 図から内挿により

$\rho_1^2 = 0.02148; \gamma_1 = 32 \times 10^{-6}$   
 $\rho_1^{-1} = 6.8231; \gamma_1 \rho_1^{-1} = 0.000218$   
 $\rho_2^{-1} = 5.8361; \gamma_2 \rho_2^{-1} = 0.000344$   
 $\therefore m = \rho_1^{-1} - \rho_2^{-1} + (\gamma_2 \rho_2^{-1} - \gamma_1 \rho_1^{-1}) = 0.9871$   
 $\therefore M = 4\pi^2 \times 3^2 \times 10 \times 50 \times 4 \times 0.9871$   
 $= 7.01 \times 10^5 \text{ cm (計算尺による)}$

正確な値は  $7.0173 \times 10^5 \text{ cm}$  である。

例 2 他の同心線輪の場合

$a=2; P=30; n_1=10; \alpha= 0.4$   
 $A=5; S=24; n_2=40; \rho_1^2=0.03316; \rho_2^2=0.73529$   
 この場合も  $\rho_1^2$  に対してだけ第 6.4 表を使う方



第 7 図

が有利である .

$$\begin{aligned} \rho_1^2 &= 0.03316; \\ \gamma_1 &= 23 \times 10^{-6} \\ \rho_1^{-1} &= 549153 \\ \gamma_1 \rho_1^{-1} &= 0.000126 \\ \therefore m_1 &= 5.49140 \end{aligned}$$

次に  $m_2$  を求めるため , 第 6.1 表から  $\alpha = 0.4$  に対する  $m$  の値を次のように探し出す .

$\rho^2$	$m$	$D_1$	$D_2$
0.65	1.22997		
		4636	
0.75	1.18361		+451
0.73529		4185	
0.75	1.14176		

$$\begin{aligned} m_2 &= 1.18361 + 0.07058(-0.04185) \\ &\quad + \frac{1}{2} \times 0.07058(-0.92942) \times 0.00451 \\ &= 1.18330 \\ \therefore m_1 - m_2 &= 5.49140 - 1.18330 = 4.30810 \\ \therefore M &= 4\pi^2 2^2 \times 10 \times 40 \times 5 \times 4.308 = 1.36 \times 10^6 \text{cm} \end{aligned}$$

正確な値は  $1.37008 \times 10^6 \text{cm}$  である.

例 3 同軸である間隔をもつ場合

$$\begin{aligned} a &= 4.453; & P &= 20.55; & n_1 &= 0.7296; & x_0 &= 31.165; \\ A &= 6.44; & S &= 27.38; & n_2 &= 2.737; & \alpha &= 0.68866; \\ \rho_1^2 &= 0.013462; & \rho_2^2 &= 0.033521; & \rho_3^2 &= 0.051105; \\ \rho_4^2 &= 0.44445; & \rho_1^{-1} &= 8.62877; & \rho_2^{-1} &= 5.46190 \end{aligned}$$

$m_1$  及び  $m_2$  は  $\gamma$  の表から間接に求め ,  $m_3$  及び  $m_4$  は直接  $m$  の表から求めることにする.

$\gamma_1$  の値

$\alpha \backslash \rho^2$	0.02	0.013462	0.01
0.70	24		6.1
0.68866	23.3	$12 \times 10^{-6}$	5.9
0.65	20.5		5.3

$\gamma_2$  の値

$\alpha \backslash \rho^2$	0.04	0.033521	0.03
0.70	95		53
0.68866	92	$65.6 \times 10^{-6}$	51.5
0.65	82		46

$$\begin{aligned}\gamma_1 \rho_1^{-1} &= 0.000103; \\ m_1 &= 8.62877 - 0.00010 = 8.62867 \\ \gamma_2 \rho_2^{-1} &= -0.000358 \\ m_2 &= 5.46190 - 0.00036 = 5.46154\end{aligned}$$

 $m_3$  の値

$\alpha \backslash \rho^2$	0.10	0.051105	0.05
0.70	3.16036		4.47140
0.68866	3.16042	4.432	4.47142
0.65	3.16061		4.47149

 $m_4$  の値

$\alpha \backslash \rho^2$	0.45	0.44445	0.40
0.70	1.46896		1.56639
0.68866	1.46947	1.483	1.56683
0.65	1.47181		1.56832

上記  $\alpha$  に対する補間は第 1 次の表差だけからやったが,  $\rho_2$  に対しては第 3 次までの表差を使った関係上  $\alpha = 0.70$  に対応する表差から補正項を計算した. 特に高い精度を望まなければこれは甚しい誤差にはならぬ. よって

$$\left. \begin{aligned} m_1 + m_4 &= 8.629 + 1.483 = 10.112 \\ m_2 + m_3 &= 5.462 + 4.432 = 9.894 \end{aligned} \right\} \text{差 } 0.218$$

$$\therefore M = 2\pi^2 \times 4.435^2 \times 0.7296 \times 2.737 \times 6.44 \times 0.218 = 1.082 \times 10^3 \text{cm}$$

正確な値は  $1.0862 \times 10^3 \text{cm}$  である.

例 4 半径の等しい同軸線輪の場合

$$\begin{aligned}\alpha &= A = 20; & P &= 4; & S &= 6; & x_0 &= 10; & \alpha &= 1 \\ \rho_1^2 &= 0.64; & \rho_2^2 &= 0.767754; & \rho_3^2 &= 0.831601; & \rho_4^2 &= 0.941176\end{aligned}$$

この種の問題は我々に最も頻繁に起り, 又, 本表を使って最も有効な例である. これは殆んど第 6.3 表だけで間にあう.

$$\begin{aligned}\rho_2^2 &= \left\{ \begin{array}{cc} 0.76 & 1.06839 \\ & 7754 \end{array} \right\} \frac{1.06839}{-936 \cdots -752} \\ &= \left\{ \begin{array}{cc} 0.77 & 1.05903 \\ & 1601 \end{array} \right\} \frac{1.00479}{-876 \cdots -141} \\ \rho_3^2 &= \left\{ \begin{array}{cc} 0.83 & 1.00479 \\ & 1176 \end{array} \right\} \frac{0.90902}{-896 \cdots -97} \\ \rho_4^2 &= \left\{ \begin{array}{cc} 0.94 & 0.90902 \\ & 0.90006 \end{array} \right\} \frac{0.90902}{-896 \cdots -97} \\ \therefore m &= (m_1 + m_4) - (m_2 + m_3) = 0.03481 \\ M &= 2\pi^2 a^2 n_1 n_2 \times 0.696\end{aligned}$$

最後に参考として内挿法公式を挙げる. いま  $f(x)$  を解析函数とし,  $x$  の一定の間隔  $\delta$  毎に作表されている場合, その函数の相隣る値の差を第 1 表差といい, 相隣る第 1 表差の差を第 2 表差といい, 順次かくの如くして第 3 表差, 第 4 表差などが定義される.

$x = a$  に対する第 1, 第 2, 第 3, 第 4, 表差はそれぞれ下の通りである .

$$\Delta_1 \equiv f(a + \delta) - f(a)$$

$$\Delta_2 \equiv f(a + 2\delta) - 2 \cdot f(a + \delta) + f(a)$$

$$\Delta_3 \equiv f(a + 3\delta) - 3 \cdot f(a + 2\delta) + 3 \cdot f(a + \delta) - f(a)$$

$$\Delta_4 \equiv f(a + 4\delta) - 4 \cdot f(a + 3\delta) + 6 \cdot f(a + 2\delta) - 4 \cdot f(a + \delta) + f(a)$$

ここに  $f(a)$  は表中の数値である .

$h^k \delta$  とすれば  $x = a + h$  に対する函数の値は次の式で与えられる .

$$f(a + h) = f(a) + k \cdot \Delta_1 + \frac{k(k-1)}{2!} \cdot \Delta_2 + \frac{k(k-1)(k-2)}{3!} \cdot \Delta_3 + \frac{k(k-1)(k-2)(k-3)}{4!} \cdot \Delta_4 + \dots \quad (36)$$

Table 6-1.  $m = B/\rho$   $\left( \begin{matrix} \alpha=0 \text{ to } 1 \\ \rho^2=0 \text{ to } 1 \end{matrix} \right)$

$\alpha \backslash \rho^2$	1.00	0.95	0.90	0.85	0.80	0.75	0.70	0.65	0.60	0.55	0.50
1.00	rf. Table 6-3										
.95	rf. Table 6-2										
.90	.89870	.93668	.97458	.99636	1.03946	1.08477	1.13314	1.18543	1.24272	1.30629	1.37783
.85	.91176	.94744	.98378	1.00512	1.04710	1.09147	1.13903	1.19060	1.24725	1.31023	1.38123
.80	.92357	.95742	.99243	1.01355	1.05447	1.09794	1.14472	1.19560	1.25163	1.31404	1.38452
.75	.93426	.96665	1.00052	1.02158	1.06151	1.10414	1.15018	1.2004	1.25584	1.31770	1.38768
.70	.94394	.97514	1.00782	1.02918	1.06820	1.11003	1.15540	1.20500	1.25985	1.32120	1.38870
.65	.95270	.98292	1.01495	1.03631	1.07452	1.11564	1.16035	1.20937	1.26367	1.32453	1.39357
.60	.96060	.98999	1.02129	1.04297	1.08044	1.12091	1.16501	1.21349	1.26730	1.32769	1.39627
.55	.96769	.99638	1.02705	1.04916	1.08596	1.12582	1.16938	1.21734	1.27068	1.33064	1.39883
.50	.97400	1.00210	1.03224	1.05485	1.09106	1.13038	1.17343	1.22093	1.27384	1.33339	1.40122
.45	.97958	1.00719	1.03687	1.06004	1.09572	1.13456	1.17716	1.22424	1.27675	1.33594	1.40342
.40	.98444	1.01164	1.04093	1.06473	1.09995	1.13836	1.18055	1.22726	1.27940	1.33826	1.40542
.35	.98862	1.01548	1.04444	1.06893	1.10374	1.14176	1.18361	1.22997	1.28181	1.34036	1.40725
.30	.99213	1.01870	1.04740	1.07262	1.10709	1.14479	1.18631	1.23238	1.28394	1.34222	1.40886
.25	.99498	1.02133	1.04982	1.07583	1.10999	1.14741	1.18867	1.23447	1.28580	1.34384	1.41026
.20	.99718	1.02337	1.05169	1.07853	1.11245	1.14963	1.19066	1.23626	1.28737	1.34523	1.41146
.15	.99875	1.02482	1.05303	1.08073	1.11447	1.15145	1.19230	1.23772	1.28868	1.34635	1.41244
.10	.99969	1.02569	1.05383	1.08246	1.11603	1.15287	1.19358	1.23886	1.28968	1.34725	1.41322
.05	1.00000	1.00000	1.05410	1.08368	1.11715	1.15389	1.19450	1.23968	1.29041	1.34789	1.41377
.00	1.00000	1.00000	1.05410	1.08441	1.11782	1.15449	1.19515	1.24018	1.29085	1.34833	1.41409
	1.00000	1.00000	1.05410	1.08466	1.11804	1.15469	1.19523	1.24034	1.29099	1.34840	1.41418



$\alpha \backslash \rho^2$	0.45	0.40	0.35	0.30	0.25	0.20	0.15	0.10	0.05	0
	rf. Table 6-3									
1.00	1.45237	1.55510	1.66894	1.80870	1.98692	2.22663	2.57569	3.15881	4.47082	$\infty$
.95	1.45595	1.55755	1.67095	1.81032	1.98818	2.22754	2.57631	3.15916	4.47092	$\infty$
.90	1.45942	1.55991	1.67289	1.81187	1.98938	2.22842	2.57688	3.15947	4.47109	$\infty$
.85	1.46275	1.56217	1.67475	1.81337	1.99052	2.22927	2.57744	3.15979	4.47118	$\infty$
.75	1.46594	1.56434	1.67653	1.81478	1.99162	2.23005	2.57796	3.16007	4.47131	$\infty$
.70	1.46896	1.56639	1.67822	1.81613	1.99266	2.23081	2.57845	3.16036	4.47140	$\infty$
.65	1.47181	1.56832	1.67982	1.81741	1.99364	2.23150	2.57892	3.16061	4.47149	$\infty$
.60	1.47451	1.57015	1.68129	1.81859	1.99454	2.23217	2.57936	3.16086	4.47158	$\infty$
.55	1.47703	1.57185	1.68271	1.81971	1.99540	2.23278	2.57977	3.16109	4.47167	$\infty$
.50	1.47934	1.57341	1.68400	1.82072	1.99618	2.23334	2.58013	3.16128	4.47171	$\infty$
.45	1.48146	1.57485	1.68516	1.82166	1.99690	2.23385	2.58047	3.16146	4.47180	$\infty$
.40	1.48338	1.57615	1.68623	1.82252	1.99754	2.23432	2.58075	3.16162	4.47185	$\infty$
.35	1.48508	1.57730	1.68718	1.82327	1.99810	2.23472	2.58103	3.16178	4.47189	$\infty$
.30	1.48655	1.57831	1.68800	1.82392	1.99860	2.23508	2.58127	3.16191	4.47194	$\infty$
.25	1.48782	1.57917	1.68870	1.82447	1.99904	2.23539	2.58147	3.26200	4.47198	$\infty$
.20	1.48885	1.57986	1.68927	1.82493	1.99938	2.23564	2.58163	3.16210	4.47203	$\infty$
.15	1.48967	1.58042	1.68973	1.82529	1.99966	2.23584	2.58176	3.16216	4.47203	$\infty$
.10	1.49025	1.58081	1.69005	1.82555	1.99984	2.23597	2.58183	3.16222	4.47207	$\infty$
.05	1.49059	1.58105	1.69024	1.82570	1.99996	2.23606	2.58189	3.16226	4.47207	$\infty$
.00	1.49071	1.58113	1.69030	1.82575	2.00000	2.23609	2.58191	3.16226	4.47207	$\infty$

Table 6-2.  $m = B/\rho$   $\left( \begin{array}{l} \alpha=0.90 \text{ to } 1.00 \\ \rho^2=0.90 \text{ to } 1.00 \end{array} \right)$

$\alpha \backslash \rho^2$	1.00	0.99	0.98	0.97	0.96	0.95	0.94	0.93	0.92	0.91	0.90
1.00	.84883	.86130	.87174	.88152	.89092	.90006	.90902	.91785	.92660	.93531	.94396
.99	.85294	.86468	.87587	.88443	.89367	.90269	.91153	.92026	.92893	.93754	.94613
.98	.85686	.86628	.87792	.88732	.89640	.90529	.91401	.92265	.93123	.93976	.94826
.97	.86063	.87129	.88095	.89017	.89908	.90786	.91649	.92503	.93351	.94197	.95039
.96	.86428	.87452	.88395	.89298	.90178	.91041	.91893	.92737	.93578	.94415	.95252
.95	.86783	.87769	.88690	.89577	.90442	.91295	.92135	.92971	.93802	.94632	.95460
.94	.87127	.88080	.88980	.89852	.90704	.91544	.92376	.93202	.94025	.94847	.95669
.93	.87462	.88387	.89267	.90123	.90962	.91792	.92613	.93431	.94245	.95059	.95874
.92	.87788	.88686	.89549	.90391	.91218	.92036	.92848	.93638	.94464	.95271	.96079
.91	.88107	.88981	.89828	.90655	.91470	.92278	.93081	.93881	.94681	.95480	.96281
.90	.88418	.89271	.90101	.90915	.91719	.92518	.93311	.94104	.94895	.95687	.96482



Table6-4.  $10^6$ times  $\gamma = 1 - B$ 

$\alpha$	$\rho^2$	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
	$1/\rho$	4.472136	5.00000	5.773503	7.071068	10.00000
1.00	307	196	110	50	12.5	
.95	280	180	100	45	11.5	
.90	250	160	90	40	10.4	
.85	220	140	80	35	9	
.80	200	125	71	32	8.2	
.75	170	107	61	27	7	
.70	150	95	53	24	6.1	
.65	130	82	46	20.5	5.3	
.60	110	70	40	18	4.6	
.55	95	60	34	15.5	4	
.50	80	50	29	13	3.3	
.45	65	41	24	10.6	2.7	
.40	50	32	18.3	8.2	2.15	
.35	39	25	14.1	6.3	1.65	
.30	29	18.5	10.5	4.7	1.2	
.25	20	13	7.4	3.3	.85	
.20	13	8.1	4.7	2.1	.54	
.15	7.5	4.8	2.8	1.24	.33	
.10	3.6	2.3	1.3	.60	.155	
.05	1.4	.92	.53	.24	.06	
.00	0	0	0	0	0	

## 第7表 長岡氏定数

Nagaoka's Constants

単層円筒状線輪の形や寸法を知ってその自己インダクタンスを計算するのに次の公式は非常に実用的価値が大きい。

$$L = \frac{S^2}{\ell} K \text{ cm} \quad (37)$$

$S = \pi D n \ell$  : 巻線の巨長 cm     $D$  : 線輪の直径 cm     $\ell$  : 線輪の軸長 cm

$n$  : 軸方向単位長毎の巻数     $K$  : 長岡氏の定数     $1000\text{cm} = 1\mu\text{H}$

しかし、インダクタンス  $L$  を与え、線輪の形や寸法をきめる問題は (37) 式では面倒である。そのような場合は図表がよいことを著者はのべたことがある<sup>\*14</sup>。その後いろいろ著書やポケットブック等に転載されたが (印刷の狂いのため段々不正確になってきている。そこで精度の高い大版の図表を必要とするような現場の人々のために、当時原図の作製に使用した長岡氏定数等の対数をここに掲げる。まづ (37) 式は

$$\frac{L}{n^2 \ell^3} = \pi^2 \left( \frac{D}{\ell} \right)^2 K \quad (38)$$

とかきかえられるから、 $L$  と  $\ell$  と  $n$  を与えられて  $K$  を求める図表を作るためには上式の右辺の量の対数が必要である。又

$$\frac{L}{n^2 D^3} = \pi^2 \frac{\ell}{D} k \quad (39)$$

であるから  $L$  と  $D$  と  $n$  を与えられて  $K$  を求める図表を作るには後の表の右辺の量の対数が必要である。

図表よりも高い精度を望むならば第7表だけから内挿法によって求めた方がよい。即ち、例えば  $L$  と  $n$  と  $D$  とが与えられたならば  $L/n^2 D^3$  を計算し、対数表によりその対数を求め、その値と丁度合った  $\log \pi^2 \frac{\ell}{D} K$  に相当する  $D/\ell$  を探せばよいわけである。

$$\log_{10} L - 2 \log_{10} n - 3 \log_{10} \ell = \log_{10} \pi^2 \left( \frac{D}{\ell} \right)^2 K \quad (40)$$

$$\log_{10} L - \log_{10} n - 3 \log_{10} D = \log_{10} \pi^2 \left( \frac{\ell}{D} \right) K \quad (41)$$

$$\log_{10} \pi^2 = 0.9943$$

## 計算例

$$\begin{aligned} L &= 18\mu\text{H} = 18 \times 10^3 \text{cm} \quad \therefore \log_{10} L = 4.2553 \quad n = 20 \\ \therefore \log_{10} 20 &= 1.3010 \quad \therefore 2 \log_{10} n = 2.6020 \quad D = 3\text{cm} \\ \therefore \log_{10} D &= 0.4771 \quad \therefore 3 \log_{10} D = 1.4313 \\ \therefore \log_{10} L - 2 \log_{10} n - 3 \log_{10} D &= 0.2220 \\ \therefore \frac{D}{\ell} &= 2.69073 \quad \ell = 1.115\text{cm} \end{aligned}$$

第1欄	第5欄
2.6	0.2445
	0.2220
2.7	0.2197

\*14 拙著: *W. E.*, Jan. 1933.

Table7. Nagaoka's Constants

$\frac{D}{\ell}$	$K$	$\log_{10} K$	$\log_{10} \frac{D}{\ell}$	$\log_{10} \pi^2 \frac{\ell}{D} K$	$\log_{10} \pi^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$
.00	1.0000	.0000	$\infty$	$\infty$	$\infty$
.01	.9958	.9981-1	.0000-2	2.9924	.9924-4
.02	.9916	.9964-1	.3010-2	2.6897	.5928-3
.03	.9874	.9944-1	.4771-2	2.5046	.9428-3
.04	.9832	.9927-1	.6021-2	2.3849	.1912-2
.05	.9791	.9909-1	.6990-2	2.2861	.3831-2
.06	.9750	.9890-1	.7782-2	2.2051	.5397-2
.07	.9709	.9872-1	.8451-2	2.1364	.6717-2
.08	.9668	.9853-1	.9031-2	2.0765	.7858-2
.09	.9628	.9836-1	.9542-2	2.0237	.8863-2
.10	.9588	.9818-1	.0000-1	1.9761	.9761-2
.11	.9548	.9799-1	.0414-1	1.9328	.0570-1
.12	.9509	.9781-1	.0792-1	1.8932	.1308-1
.13	.9469	.9763-1	.1139-1	1.8567	.1984-1
.14	.9430	.9745-1	.1461-1	1.8227	.2610-1
.15	.9391	.9727-1	.1761-1	1.7909	.3192-1
.16	.9353	.9709-1	.2041-1	1.7711	.3734-1
.17	.9314	.9691-1	.2305-1	1.7329	.4244-1
.18	.9276	.9674-1	.2553-1	1.7064	.4723-1
.19	.9239	.9656-1	.2788-1	1.6811	.5175-1
.20	.9201	.9638-1	.3010-1	1.6571	.5602-1
.21	.9164	.9621-1	.3222-1	1.6342	.6008-1
.22	.9126	.9603-1	.3424-1	1.6122	.6394-1
.23	.9090	.9586-1	.3617-1	1.5912	.6763-1
.24	.9053	.9567-1	.3802-1	1.5708	.7114-1
.25	.9016	.9549-1	.3979-1	1.5513	.7450-1
.26	.8980	.9533-1	.4150-1	1.5396	.7776-1
.27	.8944	.9515-1	.4314-1	1.5144	.8086-1
.28	.8909	.9498-1	.4472-1	1.4969	.8385-1
.29	.8873	.9480-1	.4624-1	1.4799	.8671-1
.30	.8838	.9464-1	.4771-1	1.4636	.8949-1
.31	.8803	.9446-1	.4914-1	1.4475	.9217-1
.32	.8768	.9428-1	.5052-1	1.4319	.9475-1
.33	.8734	.9412-1	.5185-1	1.4170	.9725-1
.34	.8699	.9395-1	.5315-1	1.4023	.9968-1

註:例えば.9981-1は普通 $\bar{1}.9981$ とかき,  $0.9981 - 1 = -0.0019$ を意味するものである.

Table 7. Nagaoka's Constants Continued

$\frac{D}{\ell}$	$K$	$\log_{10} K$	$\log_{10} \frac{D}{\ell}$	$\log_{10} \pi^2 \frac{\ell}{D} K$	$\log_{10} \pi^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$
.35	.8665	.9378-1	.5441-1	1.3880	.0203
.36	.8632	.9361-1	.5563-1	1.3741	.0430
.37	.8598	.9345-1	.5682-1	1.3606	.0652
.38	.8565	.9327-1	.5798-1	1.3472	.0866
.39	.8531	.9310-1	.5911-1	1.3342	.1075
.40	.8499	.9294-1	.6021-1	1.3216	.1279
.41	.8466	.9277-1	.6128-1	1.3092	.1476
.42	.8433	.9260-1	.6233-1	1.2970	.1669
.43	.8401	.9244-1	.6335-1	1.2852	.1857
.44	.8369	.9227-1	.6435-1	1.2735	.2040
.45	.8337	.9210-1	.6532-1	1.2621	.2217
.46	.8306	.9194-1	.6628-1	1.2509	.2393
.47	.8274	.9177-1	.6721-1	1.2399	.2562
.48	.8243	.9161-1	.6812-1	1.2292	.2828
.49	.8212	.9145-1	.6902-1	1.2186	.2892
.50	.8181	.9127-1	.6990-1	1.2082	.3052
.51	.8151	.9113-1	.7076-1	1.1980	.3208
.52	.8120	.9096-1	.7160-1	1.1879	.3359
.53	.8090	.9079-1	.7243-1	1.1779	.3508
.54	.8060	.9063-1	.7324-1	1.1681	.3654
.55	.8030	.9048-1	.7404-1	1.1587	.3899
.56	.8001	.9033-1	.7482-1	1.1493	.3939
.57	.7972	.9016-1	.7559-1	1.1400	.4077
.58	.7943	.9000-1	.7634-1	1.1309	.4211
.59	.7914	.8984-1	.7709-1	1.1218	.4345
.60	.7885	.8968-1	.7782-1	1.1129	.4475
.61	.7857	.8953-1	.7853-1	1.1043	.4602
.62	.7828	.8936-1	.7924-1	1.0955	.4727
.63	.7800	.8921-1	.7993-1	1.0871	.4860
.64	.7772	.8905-1	.8062-1	1.0786	.4972
.65	.7745	.8890-1	.8129-1	1.0704	.5091
.66	.7717	.8874-1	.8195-1	1.0622	.5207
.67	.7690	.8859-1	.8261-1	1.0541	.5324
.68	.7663	.8844-1	.8325-1	1.0462	.5437
.69	.7636	.8828-1	.8389-1	1.0382	.5549
.70	.7609	.8813-1	.8451-1	1.0305	.5658
.71	.7582	.8798-1	.8513-1	1.0228	.5767
.72	.7556	.8782-1	.8573-1	1.0152	.5871
.73	.7530	.8768-1	.8633-1	1.0078	.5977
.74	.7504	.8753-1	.8692-1	1.0004	.6080
.75	.7478	.8738-1	.8751-1	.9930	.6183
.76	.7452	.8723-1	.8808-1	.9858	.6282
.77	.7426	.8708-1	.8865-1	.9788	.6381
.78	.7401	.8693-1	.8921-1	.9715	.6478
.79	.7376	.8679-1	.8976-1	.9646	.6564

Table7. Nagaoka's Constants Continued

$\frac{D}{\ell}$	$K$	$\log_{10} K$	$\log_{10} \frac{D}{\ell}$	$\log_{10} \pi^2 \frac{\ell}{D} K$	$\log_{10} \pi^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$
.80	.7351	.8664-1	.9031-1	.9576	.6669
.81	.7326	.8649-1	.9085-1	.9507	.6762
.82	.7301	.8634-1	.9138-1	.9439	.6853
.83	.7277	.8619-1	.9191-1	.9371	.6944
.84	.7252	.8604-1	.9243-1	.9304	.7003
.85	.7228	.8589-1	.9294-1	.9238	.7120
.86	.7205	.8577-1	.9345-1	.9175	.7210
.87	.7180	.8561-1	.9395-1	.9109	.7294
.88	.7157	.8547-1	.9445-1	.9045	.7394
.89	.7133	.8533-1	.9494-1	.8982	.7492
.90	.7110	.8519-1	.9542-1	.8920	.7504
.91	.7086	.8504-1	.9590-1	.8857	.7627
.92	.7063	.8490-1	.9638-1	.8795	.7709
.93	.7040	.8476-1	.9685-1	.8734	.7789
.94	.7018	.8462-1	.9731-1	.8674	.7867
.95	.6995	.8448-1	.9777-1	.8614	.7945
.96	.6972	.8437-1	.9823-1	.8557	.8026
.97	.69506	.8420-1	.9868-1	.8495	.8099
.98	.6928	.8406-1	.9912-1	.8437	.8173
.99	.6906	.8392-1	.9956-1	.8379	.8247
1.00	.6884	.8379-1	.0000	.8332	.8322
1.05	.6777	.8311-1	.0212	.8042	.8678
1.10	.6673	.8243-1	.0414	.7772	.9014
1.15	.6573	.8178-1	.0607	.75141	.9335
1.20	.6475	.8112-1	.0792	.7263	.9639
1.25	.6381	.8049-1	.0969	.7023	.9930
1.30	.6290	.7986-1	.1139	.6790	1.0207
1.35	.6201	.7925-1	.1303	.6565	1.0474
1.40	.6115	.7864-1	.1461	.6346	1.0729
1.45	.6031	.7804-1	.1614	.6133	1.0975
1.50	.5950	.7745-1	.1761	.5927	1.1210
1.55	.5872	.7687-1	.1903	.5727	1.1436
1.60	.5795	.7631-1	.2041	.5533	1.1656
1.65	.5721	.7575-1	.2175	.5343	1.1868
1.70	.5649	.7520-1	.2304	.5159	1.2071
1.75	.5579	.7466-1	.2430	.4979	1.2269
1.80	.5511	.7413-1	.2553	.4803	1.2462
1.85	.5444	.7359-1	.2672	.4630	1.2646
1.90	.5379	.7307-1	.2788	.4462	1.2826
1.95	.5316	.7256-1	.2900	.4299	1.2999



Table 7. Nagaoka's Constants Continued

$\frac{D}{\ell}$	$K$	$\log_{10} K$	$\log_{10} \frac{D}{\ell}$	$\log_{10} \pi^2 \frac{\ell}{D} K$	$\log_{10} \pi^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$
2.0	.5255	.7206-1	.3010	.4139	1.3169
2.1	.5137	.7107-1	.3222	.3828	1.3494
2.2	.5025	.7010-1	.3424	.3529	1.3801
2.3	.4918	.6918-1	.3617	.3244	1.4095
2.4	.4816	.6825-1	.3802	.2966	1.4372
2.5	.4719	.6738-1	.3979	.2702	1.4639
2.6	.4626	.6652-1	.4150	.2445	1.4895
2.7	.4537	.6568-1	.4314	.2197	1.5139
2.8	.4452	.6486-1	.4472	.1957	1.5373
2.9	.4370	.6405-1	.4624	.1724	1.5596
3.0	.4292	.6327-1	.4771	.1499	1.5812
3.1	.4217	.6250-1	.4914	.1279	1.6021
3.2	.4145	.6175-1	.5052	.1066	1.6222
3.3	.4075	.6101-1	.5185	.0859	1.6414
3.4	.4008	.6030-1	.5315	.0658	1.6603
3.5	.3944	.5959-1	.5441	.0461	1.6784
3.6	.3882	.5890-1	.5563	.0270	1.6961
3.7	.3822	.5823-1	.5682	.0084	1.7130
3.8	.3764	.5757-1	.5798	.9902-1	1.7296
3.9	.3708	.5691-1	.5911	.9723-1	1.7456
4.0	.3654	.5628-1	.6021	.9550-1	1.1613
4.1	.3602	.5565-1	.6128	.9380-1	1.7764
4.2	.3551	.5504-1	.6233	.9214-1	1.7913
4.3	.3502	.5443-1	.6335	.9051-1	1.8056
4.4	.3455	.5384-1	.6435	.8892-1	1.8197
4.5	.3409	.5326-1	.6532	.8737-1	1.8323
4.6	.3364	.5268-1	.6628	.8583-1	1.8467
4.7	.3321	.5212-1	.6721	.8434-1	1.8597
4.8	.3279	.5157-1	.6812	.8288-1	1.8724
4.9	.3238	.5103-1	.6902	.8144-1	1.8850
5.0	.3198	.5049-1	.6990	.8002-1	1.8972
5.5	.3015	.4793-1	.7404	.7332-1	1.9544
6.0	.2854	.4553-1	.7782	.6714-1	2.0060
6.5	.2711	.4332-1	.8129	.6146-1	2.0533
7.0	.2584	.4123-1	.8451	.5615-1	2.0968
7.5	.2469	.3925-1	.8751	.5117-1	2.1370
8.0	.2366	.3740-1	.9031	.4652-1	2.1745
8.5	.2272	.3564-1	.9294	.4113-1	2.2095
9.0	.2185	.3395-1	.9542	.3796-1	2.2422
9.5	.2106	.3234-1	.9777	.3400-1	2.2731

Table7. Nagaoka's Constants Continued

$\frac{D}{\ell}$	$K$	$\log_{10} K$	$\log_{10} \frac{D}{\ell}$	$\log_{10} \pi^2 \frac{\ell}{D} K$	$\log_{10} \pi^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$
10	.2033	.3081 - 1	1.0000	.3024 - 1	2.3024
11	.1903	.2795 - 1	1.0414	.2324 - 1	2.3566
12	.1790	.2530 - 1	1.0792	.1681 - 1	2.4057
13	.1692	.2283 - 1	1.1139	.1087 - 1	2.4504
14	.1604	.2053 - 1	1.1461	.0535 - 1	2.4918
15	.1527	.1837 - 1	1.1761	.0019 - 1	2.5302
16	.1457	.1634 - 1	1.2041	.9536 - 2	2.5659
17	.1394	.1441 - 1	1.2305	.9071 - 2	2.5994
18	.1336	.1259 - 1	1.2553	.8649 - 2	2.6308
19	.1284	.1086 - 1	1.2788	.8241 - 2	2.6605
20	.1236	.0921 - 1	1.3010	.7854 - 2	2.6884
22	.1151	.0612 - 1	1.3424	.7131 - 2	2.7404
24	.1079	.0328 - 1	1.3802	.6469 - 2	2.7975
26	.1015	.0065 - 1	1.4150	.5858 - 2	2.8308
28	.0959	.9820 - 2	1.4472	.5291 - 2	2.8707
30	.09100	.9590 - 2	1.4771	.4762 - 2	2.9075
32	.08659	.9375 - 2	1.5052	.4266 - 2	2.9420
34	.08263	.9172 - 2	1.5315	.3800 - 2	2.9745
36	.07905	.8979 - 2	1.5563	.3359 - 2	3.0048
38	.07850	.8797 - 2	1.5798	.2942 - 2	3.0336
40	.07283	.8623 - 2	1.6021	.2545 - 2	3.0608
44	.06758	.8298 - 2	1.6435	.1806 - 2	3.1111
48	.06310	.8000 - 2	1.6812	.1131 - 2	3.1567
50	.06110	.7860 - 2	1.6990	.0813 - 2	3.1783
55	.05664	.7532 - 2	1.7404	.0069 - 2	3.2283
60	.05285	.7230 - 2	1.7782	.9391 - 3	3.2737
65	.04957	.6952 - 2	1.8129	.8766 - 3	3.3153
70	.04670	.6693 - 2	1.8451	.8185 - 3	3.3538
75	.04417	.6451 - 2	1.8751	.7643 - 3	3.3896
80	.04193	.6225 - 2	1.9031	.7137 - 3	3.4230
90	.03810	.5809 - 2	1.9542	.6210 - 3	3.4836
100	.03496	.5436 - 2	2.0000	.5379 - 3	3.5379
110	.03233	.5097 - 2	2.0414	.4626 - 3	3.5868
120	.03010	.4786 - 2	2.0792	.3937 - 3	3.6313
130	.02818	.4499 - 2	2.1139	.3303 - 3	3.6720
140	.02650	.4233 - 2	2.1461	.2715 - 3	3.7098
150	.02503	.3984 - 2	2.1761	.2166 - 3	3.7447
160	.02370	.3751 - 2	2.2041	.1653 - 3	3.7776
180	.02150	.3325 - 2	2.2553	.0715 - 3	3.8474
200	.01969	.2942 - 2	2.3010	.9875 - 4	3.8905

Table 7. Nagaoka's Constants Continued

$\frac{D}{\ell}$	$K$	$\log_{10} K$	$\log_{10} \frac{D}{\ell}$	$\log_{10} \pi^2 \frac{\ell}{D} K$	$\log_{10} \pi^2 \frac{D^2}{\ell^2} K$
220	.01817	.2594 - 2	2.3424	.9113 - 4	3.9385
240	.01689	.2276 - 2	2.3802	.8417 - 4	3.9823
260	.01579	.1983 - 2	2.4150	.7776 - 4	4.0226
280	.01483	.1710 - 2	2.4472	.7181 - 4	4.0597
300	.01399	.1457 - 2	2.4771	.6629 - 4	4.0942
325	.01307	.1161 - 2	2.5119	.5985 - 4	4.1342
350	.01227	.0887 - 2	2.5441	.5389 - 4	4.1712
375	.01157	.0632 - 2	2.5740	.4835 - 4	4.2055
400	.01095	.0393 - 2	2.6021	.4315 - 4	4.2378
450	.009897	.9955 - 3	2.6532	.3366 - 4	4.2962
500	.009041	.9562 - 3	2.6990	.2515 - 4	4.3475

第8表 真空管の格子に換算した雑音等価抵抗

Table8. Noise Equivalent Resistance reduced to Valve Grid

現在では単に略して真空管の雑音抵抗とよばれるようになった。これは、真空管の陽極に於て起った散射効果の雑音電流をその格子電圧に換算し、さらにそれを全く等しい雑音電圧を発生するような純抵抗に換算したものである。このようにすると、次の二つの大きな利益がある。

1. 雑音電圧で表わす場合のように、周波数帯域幅を附記する必要がない。
2. 回路定数即ち共振抵抗と比較して感度の推定が容易である。

第1の利点をも少し詳しく説明すれば、雑音の量が一義的に定まり、必要に応じ、任意の帯域幅に対する雑音電圧を第9表から容易に求めることができる。尤も電圧として表わす必要の起るのは信号対雑音比を求める場合位のもので、実際設計の立場からは抵抗値で表わされていることを要求するのである。

いま入力回路が共振すると、その周波数に対して回路は純抵抗と考えられる。LC回路の共振インピーダンスを仮りに  $R_0$  とすれば饋電線と整合した時見掛け上  $R_0/2$  となる。又、真空管に於ては特定の周波数に対して入力抵抗  $R_i$  なるものがある。それと  $R_0/2$  とは第8図のように並列に入る。真空管の雑音抵抗  $R_v$  はこの二つに直列に入る。結局、第1増幅管の入力回路に於ける雑音の計算には第8図を使えばよいのである。受信機として感度の点から最も要望される条件は次の二つである。

1.  $R_i \gg \frac{R_0}{2}$
2.  $\frac{R_0}{2} \gg R_v$

雑音抵抗さえわかれば、後は

$$\overline{E_v}^2 = 4kTR_v\beta \tag{42}$$

によって雑音電圧の2乗平均  $\overline{E_v}^2$  は容易に計算されるのである。この式の意味は次の第9表に於て説明する。

真空管の雑音抵抗は2極管の場合と五極管の場合とで多少異なる。前者を特に  $R_3$  後者を特に  $R_5$  で表わす。まず2極管の雑音抵抗は\*15

$$R_3 = \frac{a\theta}{g_m\sigma} \tag{43}$$

で表わされるが、ここに

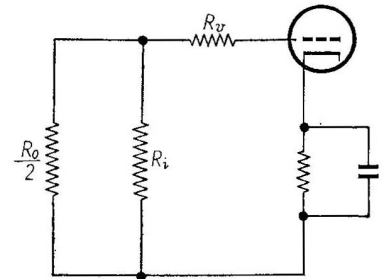
$a$  : 真空管陰極温度  $T_c$  と室温  $T_0$  との比

$\theta$  : 定数  $\frac{2}{3}$

$\sigma$  : 真空管の構造により定まり、普通 0.6 乃至 0.8 である。 $\sigma$  をもっと詳しく表わすと

$$\sigma = \left\{ 1 + \frac{1}{\mu_0} \left[ \frac{4}{3}y(1+h) - \frac{1}{3}h^2(6+4h+h^2) \right] \right\}^{-1} \tag{44}$$

$$\text{但} \left\{ \begin{array}{l} \mu_0 = \mu \left( 1 - \frac{h^3}{y} \right) \\ y = \frac{x_p}{x_c} = \frac{\text{格子陽極間距離}}{\text{陰極格子間距離}} \\ h = \frac{\tau_p}{\tau_c} = \frac{\text{格子陽極間走行時間}}{\text{陰極格子間走行時間}} \\ \mu = \text{増幅定数} \end{array} \right.$$



$R_v$ : 真空管の雑音抵抗  
 $R_i$ : 同上入力抵抗  
 $R_0$ : 入力同調回路の共振インピーダンス

第8図 入力回路の雑音等価抵抗

\*15 『海外通信工学』89号 573頁参照。

第 8.1 表では  $\sigma = \frac{3}{4}$  として計算した．結局これらの数値を入れると (41) は

$$R_3 = \frac{T_c}{330g_m} \quad (45)$$

となる．但し，室温を  $20^\circ\text{C}$  とし，従って  $T_0 = 293^\circ\text{K}$  と仮定した．勿論  $g_m$  は相互コンダクタンス ( $\Omega$ ) である．次に 5 極管の場合には次の公式を利用した\*16．

ここに

$$R_5 = \left[ 1 + \frac{I_{sg}}{\Gamma^2 I_p} \right] \frac{e(I_p + I_{sp})\Gamma^2}{2kT_0 g_t^2} \quad (46)$$

$$\Gamma^2 = 2 \frac{\theta}{\sigma} \frac{g_t V_e}{I_p + I_{sg}}, \quad g_t = \frac{I_p + I_{sg}}{i_p}, \quad V_e = \frac{kT_c}{e}$$

$e$  : 電子の電荷 =  $1.602 \times 10^{-19}$  クーロン ,

$k$  : ボルツマン定数 =  $1.3709 \times 10^{-23}$  ワット/ $^\circ\text{K}$

である．従って，これらを (46) へ代入して整理すれば

$$R_5 = \frac{a\theta}{g_m \sigma} \frac{I_p}{I_p + I_{sg}} + \frac{e}{2kT_0} \frac{I_{sg}}{I_p + I_{sg}} \frac{I_p}{g_m^2} \quad (47)$$

となる．そこで

$$\frac{I_p}{I_{sp}} = n : T_0 = 293^\circ\text{K}$$

とし，その他  $\theta, \sigma$  等を 3 極管の場合と同様とすれば

$$R_5 = \frac{n}{1+n} \frac{T}{330} \frac{1}{g_m} + \frac{19.8}{1+n} \frac{I_p}{g_m^2} = \frac{n}{1+n} R_3 + \frac{5}{1+n} R_4 \quad (48)$$

となる．これが 5 極管の雑音抵抗を計算するに必要な式である．この式のうち， $R_3$  の方は (45) 式と全く同様であって，第 8.1 表をそのまま利用することができる． $R_4$  の方は

$$R_4 = 3.96 \frac{I_p}{g_m^2} \quad (49)$$

であって，これは第 8.2 表の方にまとめてある．第 8.2 表の値は (47) 式で示した． $R_5$  の第 2 項を  $n = 4$  の場合について計算したものとみることできるので，特に  $n = 4.4$  の場合に対して (47) 式は

$$R_5 = \frac{4}{5} R_3 + R_4 \quad (50)$$

と表わしてよい．実際，高周波増幅に使われる大抵の真空管は標準の動作状態で  $n = 4.0$  乃至  $4.2$  である．

以上要約すれば，

1. 3 極真空管の雑音抵抗 : 第 8.1 表
2. 5 極真空管の雑音抵抗 :  $\left\{ \begin{array}{l} \text{第 8.1 表} \\ \text{第 8.2 表} \\ \text{第 (47) 式} \end{array} \right.$

使用例 1.

\*16 『海外通信工学』95 号 1328 頁参照．

UY-76 の陰極温度  $T_c = 1100^\circ\text{K}$  と仮定し、その相互コンダクタンス  $g_m = 1450\mu\text{S}$  として、その雑音抵抗を求めよ。

第 8.1 表から  $g_m = 1400$  に対し  $2380\Omega$

1600 に対し  $2080\Omega$

故に内挿法により  $R_3 = 2305\Omega$

#### 使用例 2 .

UZ-6C6 の陰極温度  $T_c = 1000^\circ\text{K}$  とし、尚  $g_m = 1200\mu\text{S}$ ;  $I_p = 2.1\text{mA}$ ;  $I_{sg} = 0.5\text{mA}$  とすればその雑音抵抗如何?

第 8.1 表から  $R_3 = 2520\Omega$

第 8.2 表から  $R_4 = 5780\Omega$

(45) 式から  $R_5 = \frac{4.2}{5.2} \times 2520 + \frac{5}{5.2} \times 5780 = 8060\Omega$

第 8.1 表  $R_3(3 \text{ 極管}) \Omega = \frac{T_c}{330g_m}$   
 Noise Resistance of Triode ( $R_3$ )

$g_m$	温 度												
	$^{\circ}\text{C}$	427	527	627	727	827	927	1127	1327	1527	1727	2227	2727
	$^{\circ}\text{K}$	700	800	900	1000	1100	1200	1400	1600	1800	2000	2500	3000
$\mu\bar{U}$	$\Omega$												
500		4240	4850	5450	6060	6660	7270	8480	9700	10900	12110	15130	18180
600		3540	4040	4550	5050	5560	6060	7070	8080	9090	10110	12620	15140
700		3030	3460	3900	4330	4770	5200	6070	6930	7800	8670	10820	13000
800		2650	3030	3410	3790	4170	4550	5310	6070	6830	7580	9480	11360
900		2380	2800	3030	3370	3710	4040	4720	5390	6070	6740	8420	10100
1000		2120	2420	2730	3030	3330	3640	4240	4850	5450	6060	7580	9100
1100		1930	2210	2480	2760	3040	3310	3860	4420	4970	5520	6900	8280
1200		1780	2020	2280	2520	2780	3030	3540	4040	4550	5050	6310	7570
1300		1630	1862	2100	2330	2560	2800	3260	3730	4200	4660	5830	7000
1400		1515	1730	1940	2160	2380	2590	3020	3460	3880	4320	5400	6480
1600		1336	1514	1703	1894	2080	2270	2650	3030	3410	3790	4740	5680
1800		1178	1347	1514	1682	1851	2020	2360	2690	3030	3370	42100	5050
2000		1060	1212	1363	1515	1667	1819	2220	2420	2730	3030	3790	4550
2200		964	1102	1240	1379	1518	1654	1930	2210	2480	2760	3450	4140
2400		884	1010	1136	1262	1390	1518	1770	2020	2280	2530	3160	3790
2600		816	933	1049	1166	1282	1400	1632	1867	2100	2330	2920	3500
2800		751	865	974	1081	1190	1298	1513	1730	1948	2160	2700	3240
3000		707	808	909	1010	1111	1212	1414	1616	1818	2020	2530	3030
3500		606	693	780	866	953	1040	1211	1385	1560	1731	2160	2600
4000		530	606	682	758	833	910	1060	1212	1363	1515	1894	2270
4500		427	539	607	674	742	810	944	1078	1212	1348	1682	2020
5000		424	485	545	606	666	727	848	970	1090	1211	1513	1818
6000		354	404	455	505	556	606	707	808	909	1010	1262	1514
7000		303	346	390	433	477	520	607	693	780	867	1082	1300
8000		265	303	341	379	417	455	531	607	683	758	948	1136
9000		238	280	303	337	371	404	472	539	539	674	842	1010
10000		212	242	273	303	333	364	424	485	485	606	758	910
12000		178	202	228	252	278	303	354	404	404	505	631	757
14000		152	173	194	216	238	259	302	346	346	432	540	648
16000		133	151	170	189	208	227	265	333	333	379	474	568

第 8.2 表  $R_4 = 3.96 \frac{I_p}{g_m^2}$

Additional Noise Resistance for Pentode

$g_m (\mu\text{U})$ \diagdown $I_p$	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.6
500	15860	19030	22200	25380	28530	31720	34900	38060	41220
600	11000	13200	15400	17600	19800	22000	24200	26200	28200
700	8080	9700	11310	12920	14540	16160	17770	19390	21000
800	6190	7430	8670	9900	11140	12380	13610	14850	16080
900	4890	5270	6140	7020	7900	8780	9660	10530	11410
1000	3960	4750	5540	6340	7130	7920	8710	9500	10290
1100	3270	3930	4580	5240	5890	6540	7190	7850	8500
1200	2750	3300	3850	4400	4950	5500	6050	6600	7150
1300	2340	2810	3280	3740	4210	4680	5150	5620	6080
1400	2020	2420	2830	3230	3640	4040	4440	4850	5250
1600	1548	1858	2168	2478	2788	3098	3410	3720	4020
1800	1222	1466	1711	1955	2200	2445	2690	2930	3180
2000	990	1188	1386	1584	1782	1981	2179	2370	2570
2200	819	983	1146	1310	1472	1638	1801	1965	2129
2400	688	826	963	1100	1238	1376	1513	1650	1788
2600	586	704	820	920	1055	1172	1289	1406	1523
2800	506	607	708	798	911	1012	1113	1214	1315
3000	440	528	616	704	792	880	968	1056	1144
3500	324	389	454	518	583	648	713	778	842
4000	248	298	347	397	446	496	546	595	645
4500	196	235	274	314	356	392	431	470	510
5000	159	190	222	254	285	317	349	380	412
6000	110	132	154	176	198	220	242	262	282
7000	81	97	113	129	145	162	178	194	210
8000	62	74	87	99	111	124	136	149	161
9000	49	53	61	70	79	88	97	105	114
10000	40	48	55	63	71	79	87	95	103
12000	28	33	39	44	50	55	61	66	72
14000	20	24	28	32	36	40	44	48	53
16000	15	19	22	25	28	31	34	37	40



第 8.2 表  $R_4 = 3.96 \frac{I_p}{g_m^2}$

Additional Noise Resistance for Pentode Continued

$g_m(\mu S)$ \ $I_p$	2.8	3	4	5	6	7	8	9mA
500	44400	47580	63400	79300	95100	111000	126900	142700
600	30200	33000	44000	55000	66000	77000	88000	99000
700	22610	24240	32300	40400	48500	56000	64600	72700
800	17320	18560	24750	30920	37200	43300	49500	55700
900	12290	13160	17550	21950	26300	30700	35100	39500
1000	11080	11880	15840	19800	23760	27710	31700	35600
1100	9150	9810	13070	16340	19620	22900	26150	29400
1200	7700	8250	11000	13750	16500	19250	22000	24750
1300	6550	7020	9360	11700	14040	16380	18720	21060
1400	5650	6060	8080	10100	12120	14140	16160	18180
1600	4330	4640	6190	7240	9290	10840	12380	13930
1800	3420	3670	4890	6110	7330	8560	9880	11000
2000	2770	2970	3960	4950	5940	6930	7920	8910
2200	2290	2460	3280	4090	4910	5740	6550	7370
2400	1926	2062	2750	3440	4130	4810	5500	6190
2600	1640	1757	2340	2930	3520	4100	4690	5270
2800	1416	1517	2022	2506	3040	3540	4050	4550
3000	1231	1320	1760	2200	2640	3080	3520	3960
3500	907	972	1296	1620	1944	2270	2590	2920
4000	694	744	992	1240	1488	1735	1984	2230
4500	549	588	784	980	1176	1372	1568	1764
5000	444	475	636	792	951	1110	1268	1427
6000	302	330	440	550	660	770	880	990
7000	226	242	323	404	484	566	646	727
8000	173	185	248	309	372	433	495	557
9000	123	132	176	220	263	307	351	395
10000	111	119	158	198	238	277	317	356
12000	77	83	110	138	165	193	220	248
14000	57	61	81	101	121	141	162	182
16000	43	46	62	72	93	108	124	139

## 第9表 常温における抵抗体の熱雑音電圧

### Thermal Agitation Noise of Resistance at Room Temperature

熱雑音電圧は有名な Johnson-Nyquist の公式を使って抵抗と帯域幅と温度からつぎのようにして計算される。

$$\overline{E_n^2} = 4kTRB \quad (51)$$

この式は2乗平均値であるから電圧に直すためには上式を平方に開かなければならない。このうち  $k$  はボルツマン定数であって通常  $1.372 \times 10^{-23}$  と発表されているが、比較的近年の著書には  $1.3709 \times 10^{-23}$  とかかれたものが多い。  $T$  は絶対温度であるが、ここでは常温として  $20^\circ$  を採り、従って  $T = 293^\circ\text{K}$  と仮定した。

第9.1表は凡その見当をつけるために作られたものであり、第9.2表は少くとも3桁以上の精度で計算するための表である。

#### 使用例1.

10k $\Omega$  の抵抗より帯域幅 200 $\omega$  内にある雑音電圧を求む。

まづ第9.1表より 0.13 と 0.4 $\mu\text{V}$  の間にあることがわかる。

第9.2表によれば、2に相当する所に 0.1793、20に相当する所に 0.5672 であるが、後者は 0.13 と 0.4 の間にないのでとらず、答は 0.1793 $\mu\text{V}$  である。

#### 使用例2.

$R = 25\text{k}\Omega$  ,  $B = 70\omega$  に相当する雑音電圧を求む。(k $\Omega$ ) $\times$ (kc)=1.75 だから第9.1表から 0.13–0.4 間にある。第9.2表から、0.1268 と 0.1793 との間にあることもわかる。第9.3表から

$RB = 170$  に対して  $E_n = 1.6527$

$RB = 180$  に対して  $E_n = 1.7006$       **0.0479**      -0.0013

$RB = 190$  に対して  $E_n = 1.7472$

故に  $RB = 175$  に対し

$\overline{E_n} = 1.6527$

+0.0240 $\cdots\cdots$ 0.0479 $\times$ 0.5

+0.0002 $\cdots\cdots$ 0.0013 $\times$ 0.5 $\times$ 0.5 $\times$ 0.5

---

第9.1表 種々の抵抗  $R$  及び帯域幅  $\beta$  に対する雑音電圧概略値 ( $\mu\text{V}$ )  
Order of Noise Voltage in  $\mu\text{V}$

$$T = 293^\circ\text{K}, k = 1.3709 \times 10^{-23} \text{ワット}/^\circ\text{K}$$

$$\sqrt{4kT} = 1.2676 \times 10^{-10} \approx 1.3 \times 10^{-10}$$

$$\sqrt{40kT} = 4.016 \times 10^{-10} \approx 4 \times 10^{-10}$$

$R \backslash B$	$10 \approx$	$100 \approx$	1kc	10kc	100kc	1Mc	10Mc	100Mc
10 $\Omega$	$\mu\text{V}$	.004	.013	.04	.13	.4	1.3	4
100 $\Omega$	.004	.013	.04	.13	.4	1.3	4	13
1k $\Omega$	.013	.04	.13	.4	1.3	4	13	40
10k $\Omega$	.04	.13	.4	1.3	4	13	40	130
100 $\Omega$	.13	.4	1.3	4	13	40	130	400
1M $\Omega$	.4	1.3	4	13	40	130	400	
10M $\Omega$	1.3	4	13	40	130	400		
100m $\Omega$	4	13	40	130	400			

実用上比較的多く起る数値 ( $\mu\text{V}$ )

$R \backslash B$	$200 \approx$	1kc	3kc	6kc	10kc	5Mc	15Mc
10 $\Omega$	.0057	.0127	.0220	.0310	.0401	.8962	1.5524
50 $\Omega$	.0127	.0283	.0491	.0694	.0896	2.0042	3.4713
77 $\Omega$	.0157	.0352	.0609	.0862	.1112	2.4876	4.309
100 $\Omega$	.0179	.0401	.0694	.0982	.1268	2.8343	4.909
600 $\Omega$	.0439	.0982	.1701	.2405	.3105	6.943	12.025
1k $\Omega$	.0567	.1268	.2195	.3105	.4008	8.962	15.524
5k $\Omega$	.1268	.2834	.4909	.6943	.8962	20.042	34.713
10k $\Omega$	.1793	.4008	.6943	.9818	1.2676	28.343	49.09
20k $\Omega$	.2535	.5672	.9818	.9885	1.7926	40.08	69.43
100k $\Omega$	.5672	1.2676	2.1955	3.1049	4.00	89.62	155.24

第 9.2 表  $R(k\Omega)B(kc)$  積と雑音電圧 ( $\mu V$ ) との関係  
 $R - B$  Products and Noise Voltage

$k\Omega \times kc$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	$\mu V$	1.268	.1793	.2195	.2535	.2834	.3105	.3354	.3585	.3803
10	.4008	.4204	.4391	.4570	.4743	.4909	.5070	.5226	.5378	.5525
20	.5672	.5809	.5946	.6079	.6210	.6338	.6463	.65861	.6707	.6826
30	.6943	.7058	.7170	.7281	.7391	.7499	.7606	.7710	.7813	.7916
40	.8017	.8116	.8215	.8312	.8408	.8503	.8597	.8690	.8782	.8873
50	.8962	.9052	.9141	.9228	.9315	.9401	.9485	.9570	.9653	.9736
60	.9818	.9900	.9981	1.0061	1.0141	1.0220	1.0298	1.0375	1.0453	1.0529
70	1.0605	1.0681	1.0755	1.0830	1.0904	1.0977	1.1050	1.1123	1.1195	1.1266
80	1.1337	1.1408	1.1478	1.1548	1.1617	1.1686	1.1755	1.1823	1.1891	1.1958
90	1.2025	1.2092	1.2158	1.2224	1.2288	1.2355	1.2419	1.2484	1.2548	1.2612

第 9.3 表  $R - B$  Products and Noise Voltage

$k\Omega \times kc$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	$\mu V$	.4008	.5672	.6943	.8017	.8962	.9818	1.0605	1.1337	1.2025
100	1.2676	1.3294	1.3885	1.4452	1.4998	1.5524	1.6033	1.6527	1.7006	1.7472
200	1.7926	1.8369	1.8800	1.9224	1.9637	2.0042	2.0439	2.0828	2.1210	2.1586
300	2.1955	2.23181	2.2675	2.3026	2.3372	2.3714	2.4050	2.4382	2.4709	2.5032
400	2.5351	2.5666	2.5977	2.6284	2.6589	2.6889	2.7186	2.7480	2.7771	2.8058
500	2.8343	2.8625	2.8902	2.9181	2.9455	2.9727	2.9996	3.0263	3.0527	3.0789
600	3.1049	3.1306	3.1562	3.1815	3.2067	3.2318	3.2564	3.2810	3.3053	3.3296
700	3.3537	3.3776	3.4012	3.4248	3.4482	3.4713	3.4944	3.5174	3.5400	3.5627
800	3.5854	3.6075	3.6297	3.6519	3.6737	3.6955	3.7133	3.7387	3.7602	3.7815
900	3.8026	3.8249	3.8447	3.8655	3.8862	3.9067	3.9273	3.9478	3.9680	3.9875

## 索引

- 2A7 19  
6A7 19
- available power 46
- conversion conductance 14  
cross modulation 61, 65
- db/octave 119  
Diacond 107  
dibersity 95, 96, 99  
  frequency 95, 99, 100  
  polarization 95, 99  
  space 95, 99, 100  
discriminator 7, 34
- effective selectivity 65
- fading 99, 100  
  period 98  
Ferroxcube 54
- Inditial Admittance 77  
inter-modulation 61, 65  
interlocking 16, 23
- Klirrfaktor 74
- limiter 95, 96, 99, 104  
  extra 96, 98, 99  
Litzendraht 53
- magic eye 92
- noise figure 59
- PAM 39  
PCM 39  
PDM 39  
PHM 39, 40  
pilot wave 100  
plug-in-coil 114  
PNM 39  
PPM 39  
PWM 39
- range 125
- UY-224 55, 58  
UZ-77 58, 59
- VTVM 115, 116, 118-120
- 亜酸化銅 110  
アノード検波 7, 8, 12, 13  
available gain 46  
誤り検出符号 39  
誤り訂正符号 39  
安定抵抗 84  
安定度 5, 8, 83, 85-87, 90, 91, 100, 115, 121, 123, 124, 127, 128  
  機械的ショックに対する 86  
  長期間の 90  
  電源電圧に対する 121
- 位相対周波数特性 65  
位相定数 70, 71
- 位相特性 65  
位相変調 7  
1 信号法 65
- ASC 回路 103  
AFC 4, 85, 86, 100-102  
  機械的 101, 102  
  電氣的 101, 102  
影像応答比 64  
A3 電波 8, 65  
AGC 4  
aging 86  
A2 電波 80, 100  
AVC 93-96  
  電信用 99  
A1 電波 4, 7, 8, 13, 19, 23, 80  
echo 対策 98  
エネルギーの等分配則 43  
F1 電波 7, 65  
F9 電波 7  
F3 電波 7, 65  
F4 電波 7, 65  
F2 電波 7, 65  
エポナイトツマミ 111  
円筒形の罐 54
- オートゲイン 8, 19, 23, 24  
  検波 23  
音質制御 103  
温度係数 121, 125  
  コイルの 84  
  実効誘電率の 84  
  負 86  
  誘電率 85  
温度変化 83, 84, 86, 87, 123, 125
- Cardwell 型 108, 109  
開閉器 25, 94, 113  
  回転式多極 113  
外来雑音指数 127  
回路変換の法則 70  
角度変調 6  
ガスの冷却能 88  
過渡現象 24, 25, 38, 66, 78, 79, 81, 96, 102, 105, 121  
過渡特性 66, 128  
可変抵抗器 111  
監視回路 100  
緩衝増幅器 2  
感度 5, 7, 8, 25, 42, 47, 48, 59, 118, 121-123  
  検波 35  
  高 128  
  最高実用 59  
  最大実用 122  
  参照 59, 118  
  真空管 47  
  制御 101  
  選別器 101  
  の説明 118  
  の定義 122  
  比較 59  
  理想的 126  
  理想的な 122
- 機械的ショック 86, 87, 123  
擬似空中線 120  
基本作用 1

- carrier suppression 7
- 共振インピーダンス 11, 15, 41, 46, 47, 49, 55, 57, 58, 117, 126
- 共振曲線 50
- 局発周波数 31, 33, 64, 101, 102
- 許容偏差 86, 124
- 近接周波数 61, 65
  - 混信 61, 63, 68
  - 選択度 118
- 空電 80, 93, 126-128
  - 出力 127
- 空電防止器 80
- クリック 63
- グリッド検波 7, 8, 11, 12
- グリッド信号電圧振幅 20
- 群遅延 65
- 軽減係数 (散射雑音の) 45
- 継電器 50, 104, 114
- 継電器盤 104
- 結合指数 38
- 減衰器 93, 94
- 減衰傾度 61, 64, 65, 71, 118, 119
- 減衰定数 70, 71
- 減衰特性 81
- 検波 5, 7, 17, 19, 20, 34, 35, 39, 82
- 検波管 8, 13, 18-20, 24, 36, 37, 93, 111
- 検波器 1, 2, 7-10, 16, 31, 35, 67, 68
- 検波作用 1, 22
- 検波入力電圧 8
- 検波方式 7, 8, 13, 25
- 検波利得の改善度 20
- 限流器 4, 81, 95, 96
- コイル 19, 34, 52-55, 57-59, 84, 86, 87, 110, 111, 113, 128
  - チョーク・ 111
  - 壺型 111
  - 発振 84, 100
- 高周波抵抗 53
- 恒温槽 86
- 国際電信電話会社の RF 型 4
- 5 格子混合管 17
- 5 格子変換管 16, 17
- 誤差の 2 乗平均値 82
- 固定抵抗器 110
- 固有波長 55
- 混合管 13, 17
- 混信 1, 51, 61, 63, 67, 86, 93, 99, 100, 119, 125, 126
  - 映像周波数 62
  - 映像周波数の 61
    - 雑音 103
  - 中間周波数による 62
    - 波 62
  - 複波 62
    - 保護比 67
- コンスタンタン線 110
- condenser
  - tuning 107
  - biassing 99
  - bypass 107
  - variable 107
  - blocking 107
- コンデンサー 34, 84, 86
  - MP 107
  - 可変 57, 84, 86, 87
  - 紙 107
  - 磁器 107
  - パーニヤ・ 90, 101
- 混変調 65, 67, 68
  - AM 受信機の 120
  - FM 受信機の 120
- 再生検波 20, 22
  - 回路 19, 21
  - 器 19
  - 受信機 20
- 再生検波器 8
- 再生度 19
- 雑音抵抗 45, 47
- 雑音等価帯域幅 48
- 酸化チタン 107, 110
- 酸化銅 110
- 散射雑音 44, 45, 64, 118
- 残留偏差 102
- 磁気増幅型 90
- 自己インダクタンス 54, 116
- 指数函数的変調 29
- 磁性心 53, 54
- 湿度 83, 86, 90, 121
- 死点 19, 119
- 写真電送 1, 6, 7, 76, 81, 124
- ジャック 106, 113
- 集成電圧 21, 29
- 周波数安定度 83, 86
- 周波数特性 24, 61, 63, 79, 81, 92, 116, 118, 119, 122
  - 直視装置 78
- 周波数漂動 85, 87, 125
- 周波数変調 100
- 受信機の性能 115
- 受信人 (destination) 6
- Stefan-Boltzmann の式 88
- 瞬滅周波数 8, 24, 25
- 昇圧比 41, 42, 47, 49, 52, 72, 117
- 情報源 6
- 情報理論 63, 128
- 所要通過帯域幅 76
- シリコン 93, 110
- 自励振動 51
- 真空管の感度 59
- 信号 1, 6, 8, 12, 13, 18, 19, 21-24, 31, 33, 35, 72, 80, 82, 92, 93, 98-100, 108, 120, 121, 123, 126, 127
  - 移送 99
  - 映像 64
  - A1 65
  - FM 38
  - 外部 22
  - 希望 63-65, 67, 68, 86, 119-121
  - 強 12
    - 周波数 13, 23, 34
  - 受信 86, 93, 122
    - 出力 98, 122
  - 出力 82, 118
    - 振幅 21
    - 対雑音比 49, 51, 81
  - 対雑音比 63
  - 大振幅 98
    - 電圧 17, 20, 22, 24, 29, 33, 49, 115, 117, 122
    - 電力 122
  - 到来 8, 13, 21, 24, 25, 27, 28, 31, 74, 121
    - 入力 5, 37
  - 入力 28, 59, 65, 82, 94, 99, 122
    - の強さ 23
    - 波 121
    - 波形 121
    - 搬送波振幅 30
  - 微弱 8, 11-13, 19
    - 歪 59
  - 被変調希望 65
    - 復調用発振器 86
  - 妨害 65
    - 妨害 63-65, 67, 68, 118, 120, 121, 123
    - レベル 59, 121
- 振幅変調 6, 63
- 水晶発振器 19, 85, 121
- スーパー・ヘテロダイン 13, 25, 34
- スタビロポルト 89
- スプリアス応答比 64
- スペース 96
- 整合回路 117

- 静電結合型 69
- 静電遮蔽 116
- SN比 18, 118
- 接触器具 114
- 接触子 114
- ゼロ・ビート 24
- 選択作用 1, 5
- 選択度 5, 8, 19, 29, 51, 61-66, 86, 103, 119-121, 123
- 選別回路 4, 7, 34, 36, 38, 100
  
- 相互インダクタンス 41
- 総合制御比 101
- 総合増幅度の改善率 20
- 総合特性 115, 121-123, 127, 128
- 相互変調 64, 65, 67, 68, 120, 121
  - 積 65
- 相乗定理 77
- 増幅作用 5
- 増幅度 5, 26, 42, 48, 49, 51, 52, 65, 94, 116-118, 126, 128
- 即応性 102
- ソレノイド 53
  - コイル 54
  - 単層 55
  
- 帯域幅 33, 45, 50, 59, 63, 74, 86, 93, 103, 124, 126-128
  - 周波数 118
  - 通過 64, 66, 124
  - 等価 65, 126
  - 等価雑音 44, 46, 51, 59, 60, 117, 118
- 第3検波器 121
- 対数型検波特性 28
- 体抵抗 110
- ダイバーシチ 3, 67, 99
  - 空間 99, 100
  - 周波数 99, 100
  - 受信法 99
- 偏波 99
- ダイヤル 93, 106, 116
  - バーニヤ 116
  - フリクション 108
  - フリクション 109
- 多格子混合管 45
- 多重共振 29-31
- 単位衝撃函数 (delta function) に対する応答 66
- 単層線輪 55
- 炭素粉 110
- 短波電信受信機 61, 124
- 短波電話受信機 128
  
- 蓄電器 106-108, 113
  - 雲母 107
  - 可変 107-109
  - 紙 107
  - 空気 107
  - 固定 107
  - 側路 80, 107, 111
  - 阻止 107, 117
  - 電解 107
  - 同調 19, 101, 107
  - バーニヤ 108, 109, 116
  - 微調整用 108
  - ミゼット 108, 109
- チタン酸バリウム 107
- 中間周波減衰特性 72
- 中間周波数 18, 61, 62, 64, 65, 86, 101, 102, 119, 120
- 忠実度 5, 8, 28, 64, 65, 81, 82, 121-123, 128
  - 一般化された 82
  - の一般的定義 82
- 超再生検波 7, 8, 24, 25, 29
- 調整頻度 85
- 超短波用同調コイル 58
- 長波受信機 1-3
- チョーク・コイル 111
- チョーコン 107
- 直線検波器 7, 8, 12, 13, 31
- 直線性受信機 59, 118
  
- 直線特性 8
- 直線歪 5, 31, 38, 121, 123
  
- 通信速度 75, 104
- 通報化 (decoding) 7, 39
  
- 低圧ガス放電管 92
- 定位型 101, 102
- 抵抗減衰器 93-95, 115, 116
- 抵抗線 110, 111
- 定電圧放電管 83, 89, 96
- 定流作用 89
- 鉄共振型 90
- Duhammelの定理 77
- $\delta$ -函数 79
- テレビジョン 39, 65, 76, 81, 124, 126, 128
- 電圧検波係数 9
  - 全 10, 12
- 電圧増幅度 46, 48, 49
- 電界強度 62, 103, 126, 128
- 電鍵 7, 106, 113, 121
- 電源電圧の変化 83
- 電源変動の影響 87
- 電磁結合 69, 71
  - 1次同調型 52
  - 2次同調型 51
  - 濾波器 68, 75
- 電信所要帯域幅 124
- 電波型式 7
- 伝播定数 70
- 電流検波係数 9
  - 全 10
  
- 等価格子雑音電圧 45
- 等価雑音帯域幅 48, 50
- 同期現象 31
- 動作範囲 96, 98
- 同調コイル 19, 53, 58, 171
- 同調指示回路 93
- トーン・キーヤー 96, 99
  
- 内部雑音 5, 42, 82, 122, 126, 127
  - 受信機の 42
- ナイススイッチ 113
- National型 113
  
- 2乗特性 8
- 2信号法 65
- 入力回路 18, 46, 47, 64, 108, 116-118, 122, 127
- 入力電圧 120
  - 希望信号 121
  - 受信機の 117
  - 変化 102
  - 妨害信号 120, 121
  - 妨害波 120
  
- ネオン管 96
  - 結合方式 96
- 熱雑音 43, 45, 49, 64
  - 電圧 49
- ネバリ 98
  
- バター・フライ回路 110
- 蜂巢線輪 111
- 白金 110
- 発振作用 18
- ballast 88
- バラスト管 83, 88, 106
- バリコン 58, 107, 108, 110, 121
- パルス 7, 39, 40, 75, 79, 80, 128
  - 位置変調 39
  - 技術 39, 102
  - 計数変調 39
- 同期 39
  - 波 6, 39
  - 幅変調 39

- 非変調 7
  - 符号変調 39
  - 変調 6, 39, 65
- 搬送式多重電信 104
- 搬送式電信 105
- ハンチング 101
- ビート周波数 13
- 引込現象 16, 19, 23
- 歪減衰量 33, 38, 81
- 歪制限 59
- 比増幅度 50
- 非直線歪 5, 61, 121-123
- 被変調波 6, 7, 39, 119
- 被変調波妨害信号 65
- 評価法 81, 82
- 標準信号発生器 107, 115
- 表皮作用 95
- 標準化定理 39, 76
- 比例検波器 34, 36
- Fading 対策 95, 99
- Fading の深さ 99
- Fading 防止 95, 96
- フェーディング 23, 67
- 笛音 18
- フェルミ・ディラックの統計法 44
- 副限流器 96, 98
- 複数の電波による混信 61
- 複素伝達函数 65
- 復調 1, 4, 6-8, 13, 34
  - FM 波の 34
    - 基本は 38
    - 方式 7
- 符号 7, 39, 48, 62, 74, 121
- 符号化 6, 7, 39
- フレモダイン 8
- ブロッキング 23, 64, 65, 68, 123
  - AM 受信機の 120
  - FM 受信機の 121
- ブロッキング混変調 65
- 分離
  - 時間の差異による 63
  - 周波数の差異による 63
- 平滑回路 80, 93, 112
- ベクトル図 (選別回路の) 35
- ベッセル函数 29
- ヘテロダイン検波 13, 19
- ヘテロダイン検波器 8, 13
- 変換コンダクタンス 14, 17
- 変調 1, 6, 7, 10, 17, 24, 31, 36, 59, 65, 68, 74, 75, 78, 82, 119, 120
  - 各周波数 37
  - パルス高さ 39
  - 方式 7
- 変調器 82, 116
- 変調周波数 11, 63, 75
- 変調度 17, 25, 28, 63, 75
- 変調波 6, 7, 13, 20, 39, 63, 68, 86
- 変調率 19, 29, 31, 118
- 包絡線 13
- bauds 75
- ボー 59, 75
- ボーズ・アインシュタインの統計法 44
- ホモダイン 8, 21, 24
- ホモダイン検波 23
- ポリスチレン 107
- Boltzmann 常数 43
- マーク偏り 98
- マイクロ波中継器 104
- マルコニ会社 96, 98
- マンガン線 110
- 無線周波増幅回路 1, 51, 118, 128
- 無定位置型 102
- 明瞭度の低下 33
- モールス符号 75
- モリブデン 54
- 誘電体損 57, 58
- 有能電力 46
- 有能利得 46, 48, 122
- 撚線 53
- リアクタンス 12, 41
  - 管 102
- 離調周波数 71
- リッツ線 53, 54
- リップル含有率 80
- 利得函数 65
- 利得の限度 53
- リミター 80
- 臨界周波数 53, 126, 127
- Remler 型 108, 113
- 漏洩 116
  - 磁界 111
  - 電流 107
- 濾波器 7, 39, 48, 50, 68, 70, 74, 76, 78-80, 86, 91, 92, 108, 110
  - Wiener の 64
  - 狭帯域 4
  - 高帯域 4
  - 受信機 93
  - 受信機用 71, 72
  - 上下両側波 4
  - 磁歪 74
  - 水晶 72, 74, 86
    - 増幅器 93
  - 帯域 72, 74
  - 帯域除去 120
  - Lattice 型 72
  - 中間周波 61, 68, 74, 90, 91, 98, 107
  - 低域 4, 39, 80, 111
  - 電気機械 74
  - 電気機械的 86
    - 理論 70, 73
- Wade 型 58, 107
- 歪率 29, 32, 33