# スーパー・ヘテロダイン受信機

望月富昉著

# 序

スーパー・ヘテロダインは今日知られている受信方式の中で,最も優れたものである.そうして我国にもスーパー・ヘテロダイン時代が到来せんとし,これを健全に育てねばならぬことを考える時,その基となるべき技術界の現状はどうであろうか,既に多くの製造会社から多数のスーパー・ヘテロダイン受信機が発売され,又,アマチュアの自作もさかんであるが,真にスーパー・ヘテロダインの価値を発揮しているものは極めて少い.

その理由はいろいろと数えられるであろうが,何よりまずスーパー・ヘテロダインをよく理解する事が必要で,回路の 設計も部分品の選択及び改良研究も,それに立脚して行われなければならない.

スーパー・ヘテロダインには多くの特徴がある反面,他の受信方式では遭遇しない多くの問題が山積していて,決して 完全な受信方式ではない.真のスーパー・ヘテロダインが普及し伸びて行くように念願し或は更に,より優れた受信方式 の出現を期待して,私がながらくまとめて来たことや,多くの研究者の業績を整理して見た.

しかしながら,著者浅学菲才にして,力足りず,思わぬ誤をしていないかを恐れている.これ等の点に就いて先輩諸氏の御高教をお願いする次第である.

終りに,出版事情の困難な折にもかかわらず小著の出版を快諾された,山海堂社長来島捨六氏及び編集部長竹内菊雄氏,並び編集,校正等に終始熱心に御尽力下された仲本秀四郎氏に深謝申上げる.

黙々と人生の道を歩み、70の齢を重ねたる、父望 月 英 栄にこの小著を捧げる。

本書の大半は父の訓えの精神に従ってなされたものである.

昭和 24 年 2 月 11 日夜 調布嶺町の寓居に於て **著者識す** 

# 目次

第1章 序 論	1
1沿 革	
2 スーバー・ヘテロダインの価値	
第 2 章 高周波增幅器	3
1 スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける高周波増幅	
2 増 幅 回 路	4
第3章 周波数変換の理論	7
1 概 説	
2 周波数変換に要求される條件	
$3.1$ ヘテロダイン検波の理論, $I.$ (周波数が異る二つの正弦波電圧の和) $\dots$	
$4$ ヘテロダイン検波の理論 , $ ext{II}$ .〔重畳 $($ 和 $)$ 電圧の検波〕 $\dots$ $\dots$ $\dots$ $\dots$ $\dots$	11
$5$ ヘテロダイン検波の理諭, $\mathrm{III}$ . $\mathbb I$ 中間周波 $($ 唸周波,差周波の抽出 $\mathbb I$ $\dots\dots\dots\dots$	13
6 振幅被変調波の周波数変換理論	14
7 周波数被変調波の周波数変換理論	16
8 周波数変換用検波管の作用	17
9 変換コンダクタンス,変換増幅度,変換利得	19
$10$ 周波数変換管に於ける歪 $^1$	19
$11$ 周波数変換管の雑音 $^2$	21
12 周波数変換と変調の関係	24
13 周波数を低く変換するものと,高く変換するものとの比較................	27
第4章 周波数変換管及び回路	29
1 周波数変換回路及び変換管の変遷	29
2 鉱石検波器による周波数変換回路	31
3 二極管による周波数変換回路	32
第5章 局部発振器	45
1 局部発振器に要求される條件	45
2 発振回路	45
3 調整	46
4 発振強度の平均化	48
5 発振周波教の変動とその安定化	49
6 上側へテロダインと下側へテロダイン	51

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> M. J. O. Strutt: "Verzerrungseffekte bei Mischröhren, Hochfrequenztechn." *Elektroak.* 49, 1937, 20. [『電通誌』. 昭.12.4.(No. 169) 学界近情 . P.53 ~ 54.]

 $<sup>^2</sup>$  関 英男「周波数変換器の雑音に就いて」、『ラジオの日本』昭 $.16.7.P.9 \sim 10$ , 関 英男「受信機の内部雑音に関する研究」、『電通誌』No.234,昭.17.9., $P.1 \sim 20$ ,

第6章 単一調整	53
1 スーパー・ヘテロダイン受信機の単一調整	 53
2 周波数直線型可変蓄電器を使用する単一調整法	 53
3 特殊形状可変蓄電器による単一調整	 55
4 同調回路の単一調整	 58
5 同調周波数比と発振周波数比の関係	 58
6 附加蓄電器による単一調整の原理	 60
$7$ 附加蓄電器による単一調整局部発振回路の基礎計算 $\mathrm{(I)}$	 62
$8$ 附加蓄電器による単一調整局部発振回路の基礎計算 $\mathrm{(II)}$	 63
9 附加蓄電器による単一調整発振回路の定数算出	 65
$10$ 単一調整回路計算図表 $\ldots$	 66
11 単一調整の実際	 68
$12$ 単一調整の誤差率 $^3$	 69
13 全波受信機に於ける単一調整の考察	 71
14 特殊形状可変蓄電器で他の周波数帯でも	
完全なトラッキングを行う方法 (中間周波数切換法)	 73
第7章中間周波増幅器	75
1 概 説	
2 中間周波数の意義	
3 中間周波数の決定條件	
4 現用中間周波数	
5 増幅回路の諸型式	
7.2 相互誘導結合回路の特性概論 <sup>4</sup>	
7 同調誘導結合増幅器の増幅度	
8 設計條件	
9 同調回路の基礎問題	
10 変成器の設計理論	
11 変成器の構造	 87
12 磁心入中間周波变成器	 90
第8章 第二検波及び低周波増幅	95
1 スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける第二検波器	 95
2 検波器の種類 , 二極管検波	
3 振幅被変調波の検波一般理論	
4 第二局部発振とビート検波 (A1 型電波受信)	 97
5 周波数被変調波の検波	 98
6 振幅制限器	
7 低周波増幅器	
第9章 自動周波数制御	102
1 自動周波数制御の必要性	
2 AFC の構成	
3 周波数自動補正作用の解析	
4 周波数弁別器	 104

 $<sup>^3</sup>$  Matin Wald, "Ganging superheterodyne receiver", W.E., Mar. 1940.

1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濃波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章	$5$ 弁別回路の感度 $^5$
8 変形リアクタンス管回路 111 9 AFC より見たる各種リアクタンス管回路の比較 114 10 AFC の感度向上法 115 11 AFC 附加受信機取上の注意 116 第 10 章 自動音量制御及び自動選択度制御 118 1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濃波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 128 6 音影線別症 (image suppression) 131 6 音影線別症 (image suppression) 131 7 笛音妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 9 受信機間の相互干渉 136 11 間機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 9 受信機間の相互干渉 136 11 間機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 9 管機関の相互干渉 136 11 間機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 9 管機関の相互下渉・ 136 11 で言がき・ 137 11 環域的ドッスプレッドの必要性 138 11 環域的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 9 管機関の相互下渉・ 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と同部発振同路の単一調整 143 第 12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	6 周波数制御回路 , リアクタンス管の原理
9 AFC より見たる各種リアクタンス管回路の比較 114 10 AFC の感度向上法 115 11 AFC 附加受信機取上の注意 116 第10章 自動音量制御及び自動選択度制御 118 1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用滤波回路の時定数 121 5 同部発電を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 4 AVC 用滤波回路の時定数 121 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第11章 諸問題 127 1 影像湿信 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信心能 129 4 低周波影像 138 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 7 笛音妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの遊野性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 9 受信機間の相互干渉 136 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの遊野性 138 11 提供的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの遊野性 138 11 提供的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの遊野性 144 13 作り 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 13 「プンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 144 14 19 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 1 1 1 2 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 1 1 1 2 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 1 4 1 1 1 1 2 年 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	7 インダクタンス管 , キャパシタンス管
10 AFC の感度向上法 115 11 AFC 附加受信機取上の注意 116 第 10 章 自動音量制御及び自動選択度制御 118 1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濃波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 4 任周波影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 任周波影像 128 5 是下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 第 136 第 137 対 140 13 パンド・スプレッドの話方式 140 13 パンド・スプレッドの話方式 140 13 パンド・スプレッドの式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 1 年間波としたのテロダイン 144 3 中間周波出力を同部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	8 変形リアクタンス管回路
111 AFC 附加受信機取上の注意 118	9 AFC より見たる各種リアクタンス管回路の比較
第 10 章 自動音量制御及び自動選択度制御 118 1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用激波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛盲妨害 133 8 音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	10 AFC の感度向上法
1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濃波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章	11 AFC 附加受信機取上の注意
1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成 118 2 AVC の特性 118 3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濾波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章	第 10 章 自動音量制御及び自動選択度制御 118
3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濾波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 128 6 影像抑圧 (image suppression) 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成
3 AVC 回路の実例 120 4 AVC 用濾波回路の時定数 121 5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 128 6 影像抑圧 (image suppression) 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	2 AVC の特性
5 局部発振電圧を制御する AVC 123 6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 129 4 低周波影像 131 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛盲妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーへテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	3 AVC 回路の実例
6 自動選択度制御 124 7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11 章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 129 4 低周波影像 131 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーへテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	4 AVC 用濾波回路の時定数
7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 <sup>6</sup> 125 第 11 章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 145	5 局部発振電圧を制御する AVC
第 11章 諸問題 127 1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 145	6 自動選択度制御
1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 145	$7$ 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 $^6$
1 影像湿信 127 2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下ヘテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 145	第 11 章 諸問題 127
2 第二影像 128 3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	
3 第一影像混信と第二影像混信の比較 129 4 低周波影像 131 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とパンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッドの諸方式 140 13 パンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 145	
4 低周波影像 131 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的バンド・スプレッドの諸方式 140 13 バンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーへテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 145	
5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去 131 6 影像抑圧 (image suppression) 131 7 笛言妨害 133 8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的バンド・スプレッドの諸方式 140 13 バンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーへテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	
6 影像抑圧 (image suppression)1317 笛言妨害1338 笛音発生源としてみたる第 1 検波器1359 受信機間の相互干渉13610 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性13811 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張13912 電気的バンド・スプレッドの諸方式14013 バンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整143第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用1441 ダブル・スーパーととその変形1442 二周波スーパーヘテロダイン1443 中間周波出力を局部発振波として用いる方式7145	····· · · · · ·
7 笛言妨害1338 笛音発生源としてみたる第 1 検波器1359 受信機間の相互干渉13610 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性13811 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張13912 電気的バンド・スプレッドの諸方式14013 バンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整143第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用1441 ダブル・スーパーととその変形1442 二周波スーパーヘテロダイン1443 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	
8 笛音発生源としてみたる第 1 検波器 135 9 受信機間の相互干渉 136 10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的バンド・スプレッドの諸方式 140 13 バンド・スプレッド方式よりみたる , 同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	
10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 138 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的バンド・スプレッドの諸方式 140 13 バンド・スプレッド方式よりみたる , 同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	
11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的バンド・スプレッドの諸方式 140 13 バンド・スプレッド方式よりみたる , 同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	9 受信機間の相互干渉
11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張 139 12 電気的バンド・スプレッドの諸方式 140 13 バンド・スプレッド方式よりみたる , 同調回路と局部発振同路の単一調整 143 第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形 144 2 二周波スーパーヘテロダイン 144 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 <sup>7</sup> 145	10 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性
13 バンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整143第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用1441 ダブル・スーパーととその変形1442 二周波スーパーヘテロダイン1443 中間周波出力を局部発振波として用いる方式145	- 11 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張
第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144 1 ダブル・スーパーととその変形	12 電気的バンド・スプレッドの諸方式
1 ダブル・スーパーととその変形	$13$ バンド・スプレッド方式よりみたる,同調回路と局部発振同路の単一調整 $\dots$
1 ダブル・スーパーととその変形	第 12 章 特殊周波数変換受信方式と其の応用 144
2 二周波スーパーヘテロダイン	
$3$ 中間周波出力を局部発振波として用いる方式 $^7$	
4 中間周波変調型受信方式 <sup>8</sup>	4 中間周波変調型受信方式 <sup>8</sup>
5 中間周波に等しい周波数の局部発振器を設け,到来波を一定の中間周波に変換する方式	, , , , , , , , , , , , , , , , , , , ,
6 選択度高き一定中間周波スーパーへテロダイン方式 <sup>9</sup>	
7 電離層測定用一定周波数変換受信方式 <sup>10</sup>	
8 唸周波局部発振型スーパーヘテロダイン (特に全波受信機への応用)	

<sup>5</sup> 大槻由之助「周波数変調について」,『工務彙報』昭.18.

D. E. Foster & S. W. Seeley, *I. R. E.*, Mar., 1937.

 $<sup>^{6} \</sup> J. \ F. \ Farrington, Receiver \ with \ automatic \ selectivity \ control responsive \ to \ interference, \ \underline{I.R.E.April,} 1939.$ 

 $<sup>^7</sup>$  望月冨昉:スーパー・ヘテロダイン受信方式  $\,$  昭.16 , 特. 出. 公. $\mathrm{No.486}$ 

 $<sup>^9</sup>$  拙著:新スーパーヘテロダイン方式の欠点の解決,無線と実験,昭.17.9.

 $<sup>^{10}</sup>$  上空電離層の測定装置 ラヂオの日本 昭.17.2. P.45

	9 局部発振周波数を超可聴周波数を以て変化させる方式	. 151
	$10$ 局部発振電圧を超可聴周波で変化せしめる方式 $^{11}$	. 151
	11 周波数変調度低下或は増大受信方式	. 151
	$12$ 局部発振を出力信号を以て振幅変調する方式 $^{12}$	. 153
	$13$ 周波数変調を振幅変調に変換する受信方式 $^{13}$	. 154
	14 周波数変調波の特殊ビート受信方式	. 155
	15 受信電波中より局部発振波を得るスーパーヘテロダイン方式	. 155
	$16$ ドップラー効果を利用するスーパー・ヘテロダイン周波数変換方式 $^{14}$	. 156
	$17$ ドップラー効果による周波数低下受信方式 $^{15}$	. 156
	18 再生検波中間周波受信方式	. 156
	19 超再生検波周波数変換器	. 157
	20 パノラマ受信	. 158
	$21$ 糎波スーパー・ヘテロダイン受信機 $^{1617}$	. 159
	22 インフラダイン	. 159
	$23$ スーパー・インフラヂェネレーター受信方式 $^{18}$	. 160
	$24$ 周波数上昇受信方式 $($ 超短波受信機による長波・中波短波の受信 $)$ $\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	. 161
	$25$ 分周型受信方式 $^{19}$	. 163
	26 周波数変調型電波高度計に於ける周波数変換	. 164
	27 ドップラー効果による速度測定装置の周波数変換	. 165
	$28$ 同時逡受話装置への応用 $^{20}$ $\dots$	. 166
	29 其他	. 167
DI	DF 化にあたって	169
ГΙ	<b>ル にじんのた ノ し</b>	109

 $<sup>^{11}</sup>$  佐々木浩一:スーパーヘテロダイン受信方式 , 昭.16. 特. 出. 公.No.1472

 $<sup>^{12}</sup>$ 望月冨昉:信号波ヲ以テ局部変振波ヲ変調スベクナセル「スーパーヘテロダイン」受信方式 , 特許  $\mathrm{No}.145158,$  昭.16.8.25

 $<sup>^{13}</sup>$  望月冨昉:周波数変調受信方式 , 特許 No.154493 , 出願 昭.15.5.4 . 公告 昭 47.7.30 , 特許 昭.18.1.8

 $<sup>^{14}</sup>$  望月冨昉:局部発振器ヲ要セザル特ニ極超波ニ対スル「スーパーヘテロダイン」又八「ビート」受信方式 , 昭.19.519. 特願 .19.519 No.5531 , 出願 昭.19.519

 $<sup>^{15}</sup>$  望月冨昉:受信周波数ヲ空間的ニ低下セシムル特ニ極超短波ニ対スル受信方式.昭 $_{.19}$  , 特許願  $_{.19.5.15}$ 

 $<sup>^{16}</sup>$  熊谷寛夫 , 霜田光一:糎波 (河出書房 物理学叢書 No.13)) 昭.23.3

 $<sup>^{17}</sup>$  A. H. Reeves & E. H. Ullrich; Superheterodyne reception of micro-rays, Elec. Comm. Oct. 1937

<sup>18</sup> Ross A. Hull: A new receiving system for the ultra high frequecies, Q.S.T. Nov., 1935.(無線と実験 昭.11.2~3)

 $<sup>^{19}</sup>$  望月富昉; 周波数逓降型受信方式,特許 No.146739,出願 昭.15.3.28,公告 昭.16.6.30,特許 昭.16.11.24

<sup>20</sup> 拙著:無線同時送受信装置(理工図書株式会社)

# 第1章 序 論

# 1 沿 革

スーパー・ヘテロタイン受信方式は,西暦 1914 年 E. H. Armstrong によってその基礎が考えられた.再生回路の発明も彼であり,また,超再生方式を発明したのも彼である.

スーパー・ヘテロダイン受信方式の発明に先き立って,既に,周波数の少し異った電波を同時に受信すると,可聴周波のビートが得られることが知られていて,これを利用したビート受信法が考えられていた.他方,当時の真空管(三極管)では高周波増幅を行うことが極めて困難で,その困難さは受信周波数が高くなるに従い急増することがわかった.

又その頃 (第一次欧州大戦当時),短波の方向探知機用として,高感度且つ選択性のよい受信機を必要としたが,前記の理由で行き詰り,その打開手段を考えることが要望されていたが,スーパー・ヘテロダイン受信方式は、これに応えた最も有効な手段であった.

高周波増幅が困難なる原因が種々探究された結果,それは回路間及び真空管内部容量を通して行われる反結合によるものであることがわかり,この困難を打破するにスーパー・ヘテロダイン受信方式とは別に,回路の方面から"ニュートロダイン"が発明されて,三極真空管時代には,相当広く実用されその価値が認められていた.その後真空管の方面から遮蔽格子管(四極管)が発明され,内部容量による反結合が殆んど除去された結果,調整が困難で安定度の悪いニュートロダインは漸々に用いられなくなり,今日に於ては既に過去のものでしかなく,最近の人の大部分はその存在さえも知らないようである.

前述のようにスーパー・ヘテロダイン受信方式も同じ問題を解決するための一つの手段として考えられたのであるが,そのままでは増幅困難な高周波を,"唸り"の原理によって低い高周波に変換して増幅する,と言う全く異る見地に立つもので,真空管が改良されてもその価値は失われるものでない.

スーパー・ヘテロダインの起原は,前述したように E. H. Armstrong にあると言われているが,同じ頃ドイツでも W. Schottky が殆んど同じような回路を考案している.勿論,当時は戦争中のためお互に秘密に研究されていたので,後に判ったのである.要するに,両方共同様な必要に迫られて時を同じくして同じ結果に到達したものである.

揃、斯様な環境の下に生れたスーパー・ヘテロダインも,その後各国が競って大電力局を建設したため,受信機にそれ程高感度が要求されなくなり,疎の結果比較的球数の多い従って消費電力の大なるスーパーは,自然に一時一般から見はなされてしまった.このことは,当時の受信機が電池式であり,放送局の数が少なかったことを想えば諒解されるであろう.即ち,その頃は混信の懸念が少く,他方,今日のように遠距離の局まで高音に受信するという要求よりも,掌ろ,いかに経済的に使用するかと言うことの方が主な條件であったからである.

我国で全国を鉱石受信機化しようと真剣に計画されたのも,その頃或は少し後のことである.それこれ考え合せて今昔の感が深い.

然し,それから更に数年(今から約20年程前)経つと放送局の数が急増し,特に米国のように一つの都市に数十局もあるという状態になると,普通の受信機では混信に悩まされるようになり,他方に於て交流式受信機の実用化の研究が進んだ結果,消費電力負担の問題と取扱の困難さが軽減改良されると同時に、音質の良好な大出力が要求され,また,遠距離受信も希望されるようになり,茲に,再びスーパーの特徴が発揮される時が到来し,今日,欧米に於る受信機は殆んど全部スーパー・ヘテロダインである.

今日のスーパーも原理的には発明当時のものと異らないが、内容的には幾多の改良進歩を経て来たのでその歴史的記述も興味があるが詳細は他の機会にゆずることとし、特に必要ある点はそれぞれ各章に於て述べる。

以上はスーパー・ヘテロダイン受信機の主として欧米に於る一般的沿革を述べたものであるか,茲に,翻って我国に於るそれを述べるとしたら,残念ながら殆んど何等取りあぐべきものもないと言わざるを得ない.その理由は

- (a) "全国鉱石化"というような時代があったように,過去に於ける放送政策が受信機の簡易化にあった.
- (b) 放送局数が比較的少く,特にスーパーを用いなければならぬ程混信が問題にならなかった.
- (c) 中波放送以外の受信は禁止されて居り, $\stackrel{\circ}{ ext{H}}$ つ,全国の放送局のプログラムは一元的に統制されて,大部分中継放送なるためスーパー・ヘテロダインのような高感度の受信機で遠距離を選択する意義がなかった.

- (d) 経済的に,比較的高価なスーパーを購入する力が一般に少なかった.
- (e) 音質を問題にするだけの音楽的素養少く,又,文化水準が低く受信機の良否に対する関心が乏しかった.即ち,受信出来さえすれはよい,鳴りさえすればよいと言う程度以上を要求する進歩性がなかった. 等を挙げることが出来る.

然るに終戦後,全波の受信が許されると共に,国内の放送局の数も著しく増加し、更に,社会状態の変革と相俟って文化水準も向上しつつあり,それに従って受信機に対する要求も稍々高くなって来たので,漸くスーパー・ヘテロダイン時代が来らんとしている.

# 2 スーバー・ヘテロダインの価値

スーパー・ヘテロダインとは受信の原理方式を表す名称である.この他にも各種の受信方式がある.今日,一般にスーパー・ヘテロダインは原理的に最も優れたものと考えられて居り,又,逆に考えれは優れているから他の受信方式をだんだんデンストルでは、広く普及し或は当然普及すべきものと認められているのである.

然し,吾々はあくまでも冷静に理論 並 に技術の両面からその価値を判断し,果してこの認識に誤りがないか否かを確める必要がある.その結果,スーパーより優れたものがあったら,其の優れたものの方向へ進むことを怠ってはならない.

スーパー・ヘテロダインと他の受信方式の比較については既に関氏が殆んど余すところなく論じられている<sup>21</sup>が,その結論とするところは,受信機の良否を判断する根拠になるところの感度,忠実度,選択度及び安定度等の点から,回路方式によって分類された各種受信機を通覧すると,最後にスーパー・ヘテロダインと比較し得るものとして残ったのはストレート方式だけで,その結論を示せは次の表の如くなる.

條件	優れている方の受信方式
	後1000000000000000000000000000000000000
近接周波数選択度	SH
影像周波数選択度	ST
忠実度 (周波数特性)	SH
忠実度 (固有雑音)	ST
感度	SH
笛音	ST
安定度	ST

SH: スーパー・ヘテロダイン, ST: ストレート

茲で,スーパー・ヘテロダインがストレートに劣っている点を考えてみると,影像周波混信及び笛音がスーパー特有のものである.又,固有雑音は周波数変換管によるもので,同じ真空管を増幅に使ったときと周波数変換に使ったときとで,理論上 15db の差かあるから,実際はもっと大きな雑音の開きがある.更に,安定度が劣る理由は局部発振器の周波数変動にある.然して,これらは何れも本質的なもので,根本的に解決することは不可能な問題である.これに対し,他方ストレート方式の欠点とみられるのは,何れも本質的なものでないために,適当な手段を講ずれば全て救われるものばかりである.

スーパー・ヘテロダイン受信機は,今日一般的に最も優れたものと言って,差支えないと思う. 然し,ストレート方式に比し上記の欠点があることも卒直に認めなければならぬ,換言すればスーパーも至上的なものではなく,真空管の改良,材料の進歩,精密機構の画期的発達等によって,現在実用的立場から忘れられかけているストレート方式が,再検討される時が来るであろうことが一応予想される.

又,スーパー・ヘテロダイン方式やストレート方式のそれそれの欠点を改良した,全然新原理の受信方式の研究発明に 対する努力も忘れてはならない.本書の記述にはその意味を出来るだけ含めることに努めた.

 $<sup>^{21}</sup>$ )関英男『電波受信工学』(東海書房) $\mathrm{p.105} \sim 113$ . 超ヘテロダィンとストレート機との比較論

# 第2章 高周波增幅器

# 1 スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける高周波増幅

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては、綜合利得及び選択度の大半は中間周波増幅器が受持ち、家庭用のような一般向のものでは高周波増幅器をもたず、空中線からの入力を直ちに周波数変換器へ与える。

稍々高級の一般向受信機及び商業用の , 高度の性能が要求されるものでは  $1 \sim 3$  段の高周波増幅器を設けることがある . 高周波増幅器を設ける意義を重要なものから列記すれば次の通りである .

- (a) 信号対雑音比, すなわち S:N 比をあげる.
- 一般に周波数変換器の雑音は高周波増幅管の雑音より多い.周波数変換器の前に高周波増幅器を置けば S:N 比を大ならしめ得る.その効果を発揮せしめ得る最も安全な利得は約 50 db である.従って,この点から高周波増幅の価値を発揮させるには少くとも 2 段の増幅を要することとなる.

意義ある増幅の最高限度を与えるものは s:N 比で,この見地から高周波増幅の重要性がある.

(b) 影像周波及び近接周波選択度をあげる.

スーパー・ヘテロダインに於ては,普通の意味に於ける選択度即ち近接周波選択度は,主として中間周波回路に於て得られ,これがスーパーの第一の利点であるが,高周波増幅器を附加することにより更に強化されることとなる.又,スーパー特有の影像周波混信の排除は,中間周波数及び中間周波増幅回路の周波数特性がきまれば,後は高周波回路の選択度のみに依存するものであるから.特に映像混信除去の点から最も重要な意義がある.

増幅回路の選択度を尖鋭にするには

- i) 増幅段数を増す:増幅段数を増すに従い選択度は加速伽速度的に尖鋭となる.図 2.1I の如き周波数特性を有する増幅器を 2 段用いると II の如くなり,3 段用いると III のようになる.同調周波数に於ける増幅度と或周波数だけ離調せる点との増幅度の比を,1 段の場合 S とすれば同じ特性のもの n 段の場合の比は  $S^n$  となる.例えば 10KC 離調に於て 1 段のとき 10db 減衰したとすれば,2 段増幅のときは 20db となる.増幅度も又 n 乗に比例することもちろんで,図 2.2 の曲線はその関係を示したもので、ある.
- ii) 濾波器自体の選択性を尖鋭化する:例えば水晶 濾波器を用いるとか再生をかけるとかするのも一 つの方法であるが,高周波増幅には殆んど採用さ れない.
- iii) 上記二方法を共用する:周波数特性が尖鋭になり過ぎ不安定のため実用価値が少い.

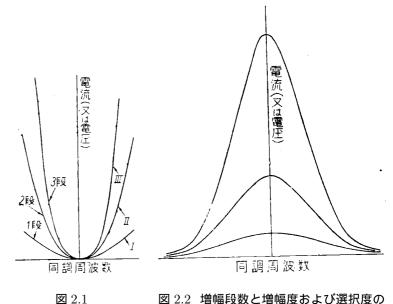


図 2.2 増幅段数と増幅度および選択度の 関係

(c) 受信機の全利得をあげる:これはスーパー・ヘテロダインでは寧ろ附加的の効果である。受信機の全所要利得が与えられた場合,スーパー・ヘテロダイン受信機ではその大部分が中間周波増幅器に負わされる場合が多いことは前述した。然し,中間周波でも同一周波で実用的に増幅し得る限度は約 $80 \, \mathrm{db}$ であるから,低周波増幅器をも含み更に高い利得を要するときはダブル・スーパーにして第二中間周波増幅を行うか,或は高周波増幅器を設け更に必要があればこれらを併用する。然して,設計の際何れの部分にどれだけの利得を分配させるかは,いろいろな條件によって定まり一概には決められない.

或る部分に所要の利得が与えられると,一段当り可能な最高利得からその段数を決めるか,又は一段当りの増幅度を低く抑えて段数を増し選択度を尖鋭にするか,これまた使用目的や経済的見地から決まる.一般に大衆向のものは段数を少

くするがよい.

### 2 増幅回路

高周波増幅器を結合方式から分類すれば

- (a) 格子同調電磁結合型 (電磁結合二次同調型)
- (b) 陽極同調電磁結合型
- (c) 格子同調容量結合型
- (d) 陽極同調容量結合型
- (e) 一次二次同調電磁結合型
- (f) 一次二次同調容量結合型
- (g) 其 他

となるが,安定度,増幅度,回路の簡単化等の点から現在実用されているのはほとんと (a) の方式である.

図 2.3 はその回路を示したもので,この場合の同調周波数に於ける増幅 度は

M: 一次二次間相互インダクタンス

 $A_v=rac{e_{g_2}}{e_{g_1}}=g_m M Q_{eff}$  (2.  $g_m:$  増幅管の相互コンダクタンス  $\omega_r:$  同調角周波数

 $Q_{eff} = \frac{Q}{1 + \frac{(\omega_r M)^2/R}{r_n}} \quad : \; \mathbf{ 実効} \; Q$ 

 $Q = rac{\omega_r L_g}{R}$  : 同調回路 Q

R: 同調回路の抵抗  $r_p$ : 増幅管の内部抵抗

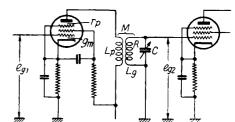


図 2.3 一般に用いられる高周波増幅回路

となる.高周波増幅管としては通常五極管が用いられその内部抵抗は  $1 {
m M}\Omega$  内外で非常に大きく,二次側同調回路に及ぼす一次側の負荷効果は殆んど問題にならず,上式に於て  $(\omega_r M)^2/Rr_p \ll 1$  となるゆえ  $q_{eff} \backsimeq Q$  と看做され

$$A_v = q_m \omega_r M Q \tag{2.2}$$

で与えられる.

従って,増幅度を大ならしめるには第一に  $g_m$  大なる増幅管を用いること,これは他に何等の問題も惹起しないから最も効果的である.次に,同調回路の Q を大ならしめることも同様に有用で同時に選択度を良くすることも役立つ,然し,M を大にする場合は次の点を考慮する必要がある.

- (a) 選択度の低下
- 一次回路の結合によって同調回路の抵抗は

$$R'=rac{R_p(\omega_r M)^2}{Z_p^2}$$
  $R_p:$  一次回路の抵抗

 $Z_{v}$ : 一次回路のインピーダンス

だけ増加する $^{22}$ . 従って同調回路の Q は  $\omega_r L_a/R$  から

$$Q' = \frac{\omega_r L_g}{R + R'} = \frac{\omega_r L_g}{R_{eff}} \tag{2.4}$$

に減少する.これは前記 $\,Q_{eff}\,$ に相当するもので $\,M\,$ が大になるとこの関係が無視されず選択度がわるくなる.

<sup>22 7.2</sup> 頁参照

また,Q が周波数に対し一定であると仮定すれば,増幅度は周波数に比例することとなるが,実際には周波数によって変化するからその状態に応じて周波数特性も変ってくる.

# (b) 同調周波数の偏移<sup>23</sup>

一次回路の存在によって同調回路のリアクタンス分も変化し $^{24}$ ,そのため同調周波数が偏移する.リアクタンス分の変化は次式で示される.

$$X_{def} = -X_1 \left(\frac{\omega_r}{M} Z_1\right)^2 \tag{2.5}$$

この式の負符号は容量性を表わす.従って同調回路の実効インダクタンスを  $L_{q\cdot eff}$  とすれば

$$\omega_r L_{g \cdot eff} = \omega_r L_g - X_1 \left(\frac{\omega_r M}{Z_1}\right)^2$$
 (2.6) 
$$X_1: -$$
次回路のリアクタンス 
$$Z_1: -$$
次回路のイムピーダンス

今, $Z_1 = |X_1|$ ,即ち受信周波数が一次共振周波数と相当離れている場合は

$$\omega_r L_{g \cdot eff} = \omega_r L_g - \frac{(\omega_r M)^2}{X_1} \tag{2.7}$$

前述のように五極管を用いた場合には, $X_1$  中の実効抵抗分が無視し得られ  $Z_1=\omega_r L_1-1/\omega_r C_1$  と看做されるから

$$\omega_r L_{g \cdot eff} = \omega_r L_g - \frac{(\omega_r M)^2}{\omega_R L_1 - \frac{1}{\omega_r C_1}}$$

$$\therefore L_{g \cdot eff} = L_g - \frac{\omega_r M^2}{\omega_r L_1 - \frac{1}{\omega_R C_1}} = L_g - \frac{(\omega_r M)^2 C_1}{\omega_r^2 L_1 C_1 - 1}$$

$$(2.8)$$

 $C_1: -$ 次線輪の分布容量および漂遊容量等を含む実効容量

これに  $1/L_1C_1=\omega_1^2$  なる関係を入れて

$$L_{g \cdot eff} = L_g - \frac{(\omega_r M)^2 C_1}{\left(\frac{\omega_r}{\omega_1}\right)^2 - 1}$$
(2.9)

結局,同調回路のインダクタンスが

$$L_{def} = \frac{(\omega_r M)^2 C_1}{\left(\frac{\omega_r}{\omega_1}\right)^2 - 1} \tag{2.10}$$

だけ減少したことになりその結果同調がずれる.今  $L_{g\cdot eff}$  と  $L_{g}$  との偏差の比を  $\varDelta_{L}$  とすれば

$$\begin{split} \Delta_L &= \frac{L_g - L_{g \cdot eff}}{L_g} = \frac{L_{def}}{L_g} = \frac{(\omega_r M)^2 C_1}{L_g \left[ \left( \frac{\omega_r}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right]} \\ &= \frac{\omega_r^2 M^2 \frac{L_1 C_1}{L_1 L_g}}{\left( \frac{\omega_r}{\omega_1} \right)^2 - 1} = \frac{\left( \frac{\omega_r}{\omega_1} \right)^2 \frac{M^2}{L_1 L_g}}{\left( \frac{\omega_r}{\omega_1} \right)^2 - 1} = \frac{\left( \frac{\omega_R}{\omega_1} \right)^2 k^2}{\left( \frac{\omega_r}{\omega_1} \right)^2 - 1} \\ &= k^2 \frac{1}{1 - \left( \frac{\omega_1}{\omega_r} \right)^2} \\ k &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_g}} \quad \therefore - \text{次二次間結合度} \end{split} \tag{2.11}$$

となり、簡単に $\Delta_L$ が求められる。

<sup>23</sup> 全波受信機工学講習会予稿

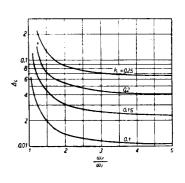
<sup>24 7.2</sup> 頁参照 (拙著,『全波受信機』39 頁)

 $\Delta_L$  は受信周波数によって異るから,これを補正せんとすれば同調蓄電器の各回転角に於て行う必要があり,連結蓄電器による単一調整の障害となるから,短波帯に於てはこれを特に小ならしめることが望ましい.そのためには結合度を小とし,且つ一次側の固有共振周波数  $f_1(=\omega_1/2\pi)$  を低くすること,換言すれば  $L_1$  の捲数を多くすることにより,これは,増幅管をして五極管を用いる場合負荷を高インピーダンスとすべき点からの要求と一致して好都合であるが,結合度 k を減少することは相互インダクタンスをへらすこととなって増幅度をあげる要求と反する.

第 2.4 図は  $\Delta_L$ , K,  $\omega_r/\omega_1$  の関係を示したものである.

# (c) 相互インダクタンスの周波数による変化

増幅管に五極管を使用した場合,一次線輪は数 mH 程度のインダクタンスのもの



2.4

を使用し,相互インダクタンス M を大にして増幅度をあげるから,M に比し一次,二次線輪間の静電容量は小さくなり,第 2.5 図の如き等価回路をもって示される. $C_1$  は前項に述べたように  $L_1$  の分布容量,増幅管のプレート・カソード間の内部容量,プレート回路配線の漂遊容量等を含めたものである.この  $C_1$  が  $L_1$  と並列にあるために一次回路に固有共振周波数が存在し,この共振周波数が受信周波数に近づく場合は受信周波数特性に大きな変化を及ぼす  $\mathbb{Z}^{t_1}$  がある.

図から明かなように  $C_1$  を通る分岐電流は周波数によって変化するから ,  $L_1$  と  $L_g$  間の等価相互インダクタンスは次式のようになる .

$$M_{eff} \coloneqq \frac{M}{1 - \left(\frac{\omega_r}{\omega_1}\right)^2}$$
 (2.12)  
但し,  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ 

図 2.5 二次回路の分 布容量,漂遊容量を 考慮にいれたる等価 回路

然し,この式は $\omega_1 = \omega_r$ のときは正確でない.

新様に,実効相互インダクタンスが周波数によって変るため,増幅度の式は

$$A'_{v} = g_{m}\omega_{r}M_{eff}Q = g_{m}\omega_{r}\frac{M}{1 - \left(\frac{\omega_{r}}{\omega_{1}}\right)^{2}}Q$$
(2.13)

とした方が実際の場合に近い.また,これから,一次回路の固有共振周波数を最低受信周波数以下にすれば,増幅度の周波数特性を<br/>
上でいることがわかる。

# 第3章 周波数変換の理論

### 1 概説

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては,受信高周波を受信機内に於て中間周波に変換する.

この周波数変換を行う装置を一般に第 1 検波器 (first detector) と言う.然して,この受信方式に於ては,中間周波を更に検波して信号波 (送信側に於ける変調波) が取出されるのであって,この検波器を第 2 検波器 (second detector) と言うが第 1 検波器はこれに対応する名称である.

而し,ダブル・スーパーへテロダイン受信機に於ては,上記の中間周波数を更に低い第 2 の中間周波数に変換するので,この第 2 の周波数変換を行う装置を第 2 検波器と言い,第 2 中間周波を更に検波して信号波を取出す装置を第 3 検波器と言う,従って,第 1 検波器,第 2 検波器などという名称は混同される場合がある.又,元来の"検波器"の意義で,上の周波数変換器の働作を表わすことは適当でない.

斯かる見地から,周波数を変換する装置を周波数変換器(frequency converter),或は変周器と言い,ダブル・スーパーの如く 2 回以上周波数変換を行うものに於ては,入力側から順次に第 1 周波数変換器(first frequency converter),第 2 周波数変換器(second frequency convener),或は,第 1 変周器,第 2 変周器,……と言い,これに対応して信号波を検出する装置を,単に検波器(detector)と言った方がよく,尚,この検波器もその働作をよく表現するため復調器(demodulater)と言った方がより適当であると考えるが,一般に混用されている.

初,広い意味で周波数を変換する方法としては次のようなものがある。

- (a) 高調波を取出す.(倍周法)
- (b) 分周波を取出す.(分周法)
- (c) (a) と (b) を組合せ、任意分数関係の周波数を取出す.
- (d) 他の周波数の勢力を附加し、それとの差の周波数を取出す、(ヘテロダイン法,ビート法、差周波法)
- (e) 他の周波数の勢力を附加しそれとの和の周波数を取出す.(インフラダイン,和周波法)
- (f) これ等の組合せ.

茲に,高調波次数を m,分周比を n,他からの附加周波数を  $f_o$ ,受信電波周波数を  $f_r$  とすれば,上記各周波数変換方式による出力周波数は,それぞれ次のようになる

- (a) ..... $m/f_r$
- (b) ..... $f_r/n$
- (c) ..... $mf_r/n$
- (d) ..... $f_r \sim f_o$
- (e) ..... $f_r + f_o$
- (f) これ等の複雑な組合せ,例えは $(mf_r/n) \sim f_o$

但し,m及びnは $1,2,3,\cdots$ の如き整数

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては,(d)の方法が用いられ,その結果特有の種々な利点があるが,特殊な用途には他の周波数変換方式も用いられることがある.

即ち,普通のスーパー・ヘテロダイン受信機に於ては受信機の中に発振器を設け,この出力と受信高周波との周波数差に相当する,いわゆる中間周波を取出すのである.上の附加周波数を与えるための発振器を局部発振器と言う.

### 2 周波数変換に要求される條件

A0 型電波及び A1 型電波の受信には、必ずしも考慮する必要はないが,一般の被変調波を受信する場合には側帯波及びそれと搬送波との周波数分布関係を変えることなく,搬送波の周波数のみを変換することが必要である.即ち,高周波の周波数分布をそのまま中間周波に移すことが要求される,次にこの観点から前記各周波数変換法を比較して見よう.

今,搬送波の周波数を  $f_r$  とし,これを周波数  $f_s$  なる信号波で変調すれば,振幅変調及び比較的せまい周波数変調や位相変調等に於て, $f_r+f_s$  なる上側帯波と  $f_r-f_s$  なる下側帯波とを生じ,受信電波の周波数成分は  $f_r+f_s$ ,  $f_r$ ,  $f_r-f_s$  からなり,これらの間には互に  $f_s$  だけの差がある.

図 3.1 はこの関係を示した ものである.

(1) 倍周法周波数変換 上の受信波を倍周波法により周波数変換すれは,各成分の周波数は何れもm倍されて周波数間隔は $mf_s$ となり,入来波の周波数分布と異る.図 3.2

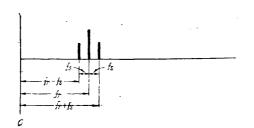


図 3.1 受信被変調波の周波数分布

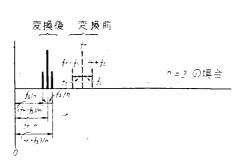


図 3.3 倍周法による変換後の周波数分布

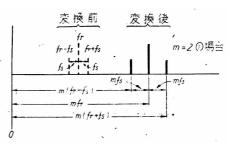


図 3.2 倍周法による変換後の周波数分布

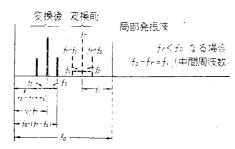


図 3.4 ヘテロダイン法による変換後の周波数分布

図はm=2とした場合の関係を示したものである.

- (2) 分周法周波数変換 分周法によって変換すれは,各成分の周波数は何れも 1/n となり,それらの間隔も 1/n に変化し,もとのものと分布が異る.図 3.3 は n=-2 とした場合の関係を示したものである.
- (3) ヘテロダイン法周波数変換 図 3.4 はヘテロダイン法により周波数変換を行った場合を示したもので,受信側に於て  $f_o$  なる他の周波数 (局部発振器) を附加し,それとの差の周波数を取出す.その結果,搬送波は  $f_o-f_r$  に変換され,同時に上側帯波及び下側帯波は,それそれ  $f_o-(f_r+f_s)$  及び  $f_o-(f_r-f_s)$  に変換される.上記の  $f_o-f_r=f_i$  を中間周波と言う.この関係を用うれば変換後の周波数成分は, $f_i+f_s, f_i, f_i-f_s$  となり,それ等の間隔は  $f_s$  で変換前即ち,到来受信波の周波数分布と同じである.

このように,ヘテロダイン法によれば周波数分布を変化することなく, $f_r$  から  $f_i$  に低下し得る.尚,これは  $f_r < f_o$  とした場合であるが  $f_r > f_o'$  としても同様な結果が得られ, $f_r - f_o' = f_i$ , $(f_r + f_s) - f_o' = f_i + f_s$ , $(f_r - f_s) - f_o' = f_i - f_s$  となり,周波数間隔は同様  $f_s$  である. $f_r < f_o$  とするか,或は  $f_r > f_o'$  とするかは他の條件からきめられることで,その問題に就いては別に詳逃する.

但し,特殊な応用も予想されるので,次の点に注意することは無駄でない(表参照).

即ち, $f_r > f_o'$  にすればもとの上,下 側帯波の位置の関係はそのまま中間周波 に移されるが, $f_r < f_o$  にすると,この

変換前の周波数		変換後の周波数		
支換削の周収数		$f_r < f_o$ にした場合	$f_r > f_o'$ にした場合	
下側帯波	$f_r - f_s$	$f_o - (f_r - f_s) = f_i + f_s$	$(f_r - f_s) - f_o' = f_i - f_s$	
搬送波	$f_r$	$f_o - f_r = f_i$	$f_r - f_o' = f_i$	
上側帯波	$f_r + f_s$	$f_o - (f_r + f_s) = f_i - f_s$	$(f_r + f_s) - f_o' = f_i + f_s$	

関係が反転し,上側帯波が下側帯波に,下側帯波が上側帯波になる.尚,これは作図によっても容易に諒解される.

通常はこの点を考慮する必要がなく,両方を一括して  $f_o\sim (f_r-f_s)=f_i\pm f_s, f_o\sim f_r=f_i, f_o\sim (f_r+f_s)=f_i\mp f_s$  とし,その何れを採ってもよい.

(4) 和周波法周波数変換 和周波数法に於て加える周波数を  $f_o(>f_r)$  とすれば,搬送波は  $f_r+f_o=f_r'$  に,上,下側帯波はそれぞれ  $(f_r+f_s)+f_o$   $f_r'+f_s$ ,  $(f_R-f_s)+f_o=f_r'-f_s$  に変換され,それらの間の周波数分布は変わらない.又, $f_o'(<f_r)$  を用うれば, $f_r+f_o'=f_r''$ ,  $(f_r+f_s)+f_o'=f_r''+f_s$ ,  $(f_r-f_s)+f_o=f_r''-f_s$  となる.即ち,この方法でも周波数分布は変わらず,且つ,前記差周波法と相違する点は何れの場合にも変換された側帯波の位置が入れ替るようなことはない、但し,ヘテロダイン法(差周波法)のように局部発振周波数を,受信波の上下何れにとっても同じ差周波数に変換されること,即ち, $f_r'=f_r''$  にすることは不可能で,何れかにより変換された和周波数が異る.

図 3.5 は  $f_o > f_r$  とした場合の上記周波数関係を示したもので,この値 は比較のため前記へテロダイン法に於ける  $f_o$  の値に等しくとってある.図 3.4 と比較すれば両者の相違がはっきりして興味深い.

(5) 各変換法の比較 表 3.1 は以上の結果を比較したものである.これ から周波数分布を変化することなく、搬送波の周波数を変え得るものは、 ヘテロダイン法及び和周波法であることがわかった.然して茲に,その何 れの受信方式が優れているかということは,受信機の性能を決定するもっ とも重要な條件即ち,選択度及び増幅度の点から研究し,ヘテロダイン法 により周波数を低下するスーパー・ヘテロダイン受信機が根本的に優れて

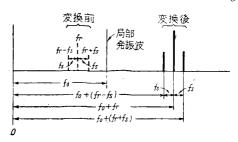


図 3.5 和周波法による変換後の周波数 分布

いることが明かになった.その選択度に関しては後述され,増幅度に関してはスーパー・ヘテロダイン発明の基礎となっ た事実から明かである.尚,3.12(24 頁)と3.13(27 頁)にこれらの関係が比較してある.

=	9	1
হত	Ю.	. 1

	下側帯波	搬送波	上側帯波	備考
変換前 (受信電波の周波数)	$f_r - f_s$	$f_r$	$f_r + f_s$	周波数間隔 $f_s$
倍 周 法	$m(f_r - f_s)$	$mf_r$	$m(f_r + f_s)$	周波数間隔 $m$ 倍に変化
分 周 法	$(f_r - f_s)/\mathrm{n}$	$f_r/n$	$(f_r + f_s)/n$	周波数間隔 $1/n$ に変化
ヘテロダイン法 (ビート法)	$f_i \pm^* f_s$	$f_i^{***}$	$f_i \mp^{**} f_s$	周波数間隔変化せず
和周波法 (インフラダイン)	$f_r'($ 又は $f_r'')-f_s^{****}$	$f'_r$	$f_r'($ 又は $f_r'')+f_s^{****}$	周波数間隔変化せず

- 局部発振周波数が受信電波の周波数より高い時 -局部発振周波数が受信電波の周波数より低い時 +
- \* \* \* f<sub>i</sub>は局部発振周波数と受信電波の周波数の差 (中間周波)
- $****f_r'(\mathsf{又は}\ f_r'')$  は局部発振周波数と受信電波の周波数の和

#### 3.1 ヘテロダイン検波の理論, I. (周波数が異る二つの正弦波電圧の和)

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては、受信電波の周波数と中間周波数だけ異る周波数の局部発振器を受信機内に設 け、両者を混合検波してその差に相当する中間周波数の成分を取出し、所要の周波数変換な行う、 この周波数変換は次の三つの過程よりなる、

(3.2)

(I) 重畳:加法過程 (II) 検波:乗法過程 (III) 選択:減法過程

先ず,到来電圧と局部発振電圧とが同じ回路(或は真空管)に供給 され両者が重畳される、第3.6図はその回路を一般的に表わしたも のである.

局部発振電圧

今,

到来電波の電圧 
$$e_r = \varepsilon_r \sin \omega_r t$$
 (3.1)  
局部発振電圧  $e_{lo} = \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$  (3.2)

€ →重畳電圧

図 3.6 二つの電圧の重畳一般回路

とし,その和

$$e = e_r + e_{lo} = \varepsilon_r \sin \omega_r t + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \tag{3.3}$$

を求めるに、

$$\frac{\omega_r + \omega_{lo}}{2} = \omega, \qquad \omega_r \sim \omega_{lo} = p \tag{3.4}$$

とおけば

$$\omega_r = \omega + \frac{p}{2}, \qquad \omega_{lo} = \omega - \frac{p}{2}$$
 (3.5)

となり

$$e = \varepsilon_r \sin\left(\omega + \frac{p}{2}\right) t + \varepsilon_{lo} \sin\left(\omega - \frac{p}{2}\right) t$$

$$= \varepsilon_r \left\{ \sin \omega t \cos \frac{p}{2} t + \cos \omega t \sin \frac{p}{2} - t \right\} + \varepsilon_{lo} \left\{ \sin \omega t \cos \frac{p}{2} t - \cos \omega t \sin \frac{p}{2} - t \right\}$$

$$= (\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}) \sin \omega t \cos \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}) \cos \omega t \sin \frac{p}{2} t$$
(3.6)

となる、ここで更に計算を容易にするため

$$(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})\cos\frac{p}{2}t = A, \qquad (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})\sin\frac{p}{2}t = B$$
 (3.7)

と置けば

$$e = A\sin\omega t + B\cos\omega t \tag{3.8}$$

これを変形して,(3.7)式を置戻せば

$$e = \sqrt{A^2 + B^2} \left\{ \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} \sin \omega t + \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}} \cos \omega t \right\}$$

$$= \sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2 \cos^2 \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2 \sin^2 \frac{p}{2} t}$$

$$\times \left\{ \frac{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}) \cos \frac{p}{2} t}{\sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2 \cos^2 \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2 \sin^2 \frac{p}{2} t}} \sin \omega t + \frac{(\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}) \sin \frac{p}{2} t}{\sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2 \cos^2 \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2 \sin^2 \frac{p}{2} t}} \cos \omega t \right\}$$
(3.9)

ここで

$$\left(\frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}}\right)^2 + \left(\frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}}\right)^2 = \frac{A^2 + B^2}{A^2 + B^2} = 1 \tag{3.10}$$

従って,

$$\left(\frac{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})\cos\frac{p}{2}t}{\sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2\cos^2\frac{p}{2} + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2\sin^2\frac{p}{2}t}}\right)^2 + \left(\frac{(\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})\sin\frac{p}{2}t}{\sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2\cos^2\frac{p}{2}t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2\sin^2\frac{p}{2}t}}\right)^2 \\
= \frac{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2\cos^2\frac{p}{2}t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2\sin^2\frac{p}{2}t}{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2\cos^2\frac{p}{2}t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2\sin^2\frac{p}{2}t} \\
= 1 \\
= (\cos\phi)^2 + (\sin\phi)^2 \tag{3.11}$$

なる変形を行えば

$$\frac{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})\cos\frac{p}{2}t}{\sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2\cos^2\frac{p}{2}t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2\sin\frac{p}{2}t}} = \cos\phi$$
(3.12)

$$\frac{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})\sin\frac{p}{2}t}{\sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2\cos^2\frac{p}{2}t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2\sin\frac{p}{2}t}} = \sin\phi$$
(3.13)

なる故, (3.12), (3.13) 式より

$$\frac{\sin \phi}{\cos \phi} = \tan \phi = \frac{(\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}) \sin \frac{p}{2}t}{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}) \cos \frac{p}{2}t}$$

$$= \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}} \tan \frac{p}{2}t = \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}} \tan \frac{\omega_r - \omega_{lo}}{2}t \tag{3.14}$$

となる.

これらの関係を (3.9) 式へ代入すれば

$$e = \sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2 \cos^2 \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2 \sin^2 \frac{p}{2} t} \cdot (\cos \phi \sin \omega t + \sin \phi \cos \omega t)$$

$$= \sqrt{(\varepsilon_r + \varepsilon_{lo})^2 \cos^2 \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r - \varepsilon_{lo})^2 \sin^2 \frac{p}{2} t} \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

$$= \sqrt{(\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2 + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo}) \cos^2 \frac{p}{2} t + (\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2 - 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo}) \sin^2 \frac{p}{2} t} \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

$$= \sqrt{(\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2) \left\{ \cos^2 \frac{p}{2} t + \sin^2 \frac{p}{2} t \right\} + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \left\{ \cos^2 \frac{p}{2} t - \sin^2 \frac{p}{2} t \right\}} \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

$$= \sqrt{\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2 + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos pt} \sin \left\{ \omega t + \tan^{-1} \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}} \tan \frac{p}{2} t \right\}$$

$$= \sqrt{\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2 + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t} \cdot \sin \left\{ \frac{\omega_r + \omega_{lo}}{2} + \tan^{-1} \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}} \tan \frac{\omega_r \sim \omega_{lo}}{2} \right\}$$
(3.15)

これが求むる結果である $^{25}$ .

即ち ,  $\varepsilon_r \sin \omega_r t$  と  $\varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$  との和は

振 幅: 
$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2 + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo})t}$$
 (3.16)

角速度: 
$$\omega = \frac{\omega_R + \omega_{lo}}{2}$$
 (3.17)

位 相: 
$$\phi = \tan^{-1} \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_r + \varepsilon_{lo}} \tan \frac{\varepsilon_r \sim \varepsilon_{lo}}{2} t$$
 (3.18)

を有し、

$$e = \varepsilon \sin(\omega t + \phi) \tag{3.19}$$

で,その振幅  $\varepsilon$  はもとの両正弦波電圧の振幅  $\varepsilon_r$  及び  $\varepsilon_{lo}$  によって定まり,且つ,両者の角速度  $\omega_r$  及び  $\omega_{lo}$  の差, $\omega_r \sim \omega_{lo}$  なる角速度を以て変動し,又,角速度  $\omega$  は両者の角速度の平均値  $(\omega_r + \omega_{lo})/2$  に等しく,更に位相  $\phi$  は振幅によって変り,角速度の差の半分  $(\omega_r \sim \omega_{lo})/2$  に従って周期的に変化することがわかる.

これを周波数で言えば, $f_r(=\omega_r/2\pi)$  なる周波数の正弦波電圧と, $f_{lo}(=\omega_{lo}/2\pi)$  なる局波数の正弦波との和の電圧は,両者の平均周波数  $(f_r+f_{lo})/2$   $\left(=\frac{\omega_r+\omega_{lo}}{2\pi}\cdot\frac{1}{2}=\frac{\omega_r+\omega_{lo}}{4\pi}\right)$  なる周波数を有し,その振幅は両者の周波数差  $f_r-f_{lo}(=(\omega_r\sim\omega_{lo})/2\pi)$  に従って脈動し,更に位相はこの 1/2 の周波数,即ち  $(f_r\sim f_{lo})/2$   $\left(=\frac{\omega_r-\omega_{lo}}{4\pi}\right)$  の周波数で変化することがわかる.

図 3.7(a), (b) にこれらの波形の概略を示した.

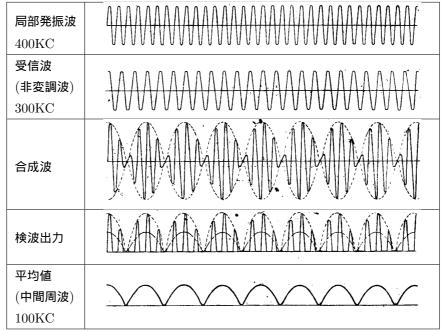
普通のヘテロダイン検波に於ては,重畳(和)電圧の位相及び周波数は特に考慮する必要はない.中間周波出力は振幅のみに関係する.

以上がヘテロダイン検波に於ける加法 (重畳) 過程である.

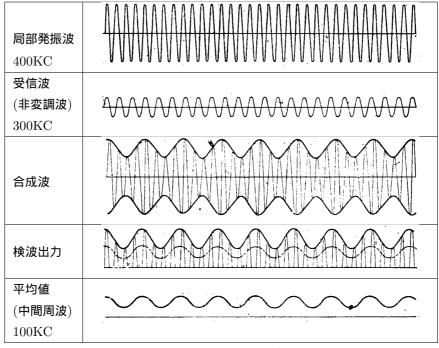
4 ヘテロダイン検波の理論, II. (重畳(和)電圧の検波)

つぎに,上の重畳〔和〕電圧を検波する.

<sup>25</sup> 拙著『電波検波器及び検波法』



(a) 二つの正弦波の和の波形,受信高周波電圧と局部発振電圧が等しい場合



(b) 二つの正弦波の和の波形 , 受信高周波電圧が局部発振電圧の 1/3 の場合 図 3.7

検波器として鉱石検波器及び真空管検波器が実用されている.前者は著しく高い周波数に 於て僅か用いられ,一般の受信機には、専ら後者が用いられている.

が 而し,何れの検波器でもそれに与える電圧 e と,それによって流れる電流 i との間には次式の関係がある(図 3.8 参照).

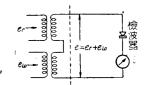


図 3.8 重畳電圧の検波

$$i = \alpha_o + \alpha e + \beta e^2 + \gamma e^3 + \dots$$
 (3.20)

茲に, $\alpha_o, \alpha, \beta, \cdots$  等は検波器の特性によって定まる係数である.

これに二つの正弦波電圧  $\varepsilon_r \sin \omega_r t$  と  $\varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$  との重畳電圧を与えれば

$$i = \alpha_o + \alpha(\varepsilon_r \sin \omega_r t + \varepsilon'_{lo} \sin \omega_{lo} t)$$

$$+ \beta(\varepsilon_r \sin \omega_r t + \varepsilon'_{lo} \sin \omega_{lo} t)^2$$

$$+ \gamma(\varepsilon_r \sin \omega_r t + \varepsilon'_{lo} \sin \omega_{lo} t)^3 + \cdots$$

$$i = \alpha_o + \alpha \varepsilon_r \sin \omega_r t + \alpha \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$$

$$+ \beta(\varepsilon_r^2 \sin^2 \omega_r t + \varepsilon_{lo}^2 \sin^2 \omega_{lo} t + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \sin \omega_r t \sin \omega_{lo} t )$$

$$+ \gamma(\varepsilon_r^3 \sin^3 \omega_r t + \varepsilon_{lo}^3 \sin^3 \omega_{lo} t + 3\varepsilon_r^2 \sin^2 \omega_r t \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$$

$$+ 3\varepsilon_r \sin \omega_t \varepsilon_{lo}^2 \sin^2 \omega_{lo} t + \cdots$$

$$(3.21)$$

となるが,実際問題として到来電波の電圧は局部発振電圧に比し非常に微弱であるから, $arepsilon_r \ll arepsilon_{lo}$ なる條件を入れれば

$$i = \alpha_o + \alpha \varepsilon_r \sin \omega_r t + \alpha \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t + \beta (\varepsilon_{lo}^2 \sin^2 \omega_{lo} t + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \sin \omega_r t \sin \omega_{lo} t) + \gamma (\varepsilon_{lo}^3 \sin \omega_{lo} t + 3\varepsilon_r \sin \omega_r t \varepsilon_{lo}^2 \sin \omega_{lo} t) + \cdots$$
(3.22)

又, $\varepsilon_r\ll\varepsilon_{lo}$  でなくても両者が共に小なるものとすれば, $e^3$  以上の項を無視しても結果に大なる影響はない故, $e^2$  の項までをとり

$$i \cong \alpha_o + \alpha \varepsilon_r \sin \omega_r t + \alpha \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t + \beta (\varepsilon_r^2 \sin^2 \omega_r t + \varepsilon_{lo}^2 \sin^2 \omega_{lo} t + 2\varepsilon_r \varepsilon_{lo} \sin \omega_r t \sin \omega_{lo} t)$$

$$= \alpha_o + \alpha \varepsilon_r \sin \omega_r t + \alpha \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t + \beta \left[ \varepsilon_r^2 \frac{1 - \cos 2\omega_r t}{2} + \varepsilon_{lo}^2 \frac{1 - \cos 2\omega_{lo} t}{2} + \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \left\{ \cos(\omega_r - \omega_{lo}) t - \cos(\omega_r + \omega_{lo}) t \right\} \right]$$

$$= \alpha_o + \frac{1}{2} \beta (\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2) + \alpha \varepsilon_r \sin \omega_r t + \alpha \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t - \frac{1}{2} \beta \varepsilon_r^2 \sin 2\omega_r t - \frac{1}{2} \beta_{lo}^2 \sin 2\omega_{lo} t$$

$$+ \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r - \omega_{lo}) t - \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r + \omega_{lo}) t$$

$$(3.23)$$

が得られる.これが乗法過程である.

# 5 ヘテロダイン検波の理論, III.[中間周波(唸周波,差周波の抽出]

(3.23) 式で示される検波出力成分を分類すれば

(A) 直流分 
$$\alpha_o + \frac{1}{2}\beta(\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2)$$

(B) 到来電波そのままの周波数成分  $\alpha \varepsilon_r \sin \omega_r t$ 

(C) 局部発振波そのままの周波数成分  $\alpha \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$ 

$$(\mathrm{D})$$
 到来電波の第  $2$  高調波  $\dfrac{1}{2}eta arepsilon_r^2 \sin 2\omega_r t$ 

(E) 局部発振波の第 
$$2$$
 高調波  $\frac{1}{2}eta arepsilon_{lo}^2 \sin 2\omega_{lo} t$ 

- (F) 到来電波と局部発振波の差周波数成分  $\beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t$
- (G) 到来電波と局部発振波の和周波数成分  $\beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r + \omega_{lo}) t$

これは  $e^3$  以上を無視した結果である.

一般に ,  $\sin^m \omega_r t \sin^m \omega_{lo} t$  を含む係数は  $(m-2m')\omega_r \sim (n-2n')\omega_{lo}$  の角速度を以て振幅が変化する . n 及び m は正の整数であり , n' 及び m' はそれぞれ 2n' < n. 2m' < m なる如き正の整数である $^{26}$  .

従って,検波器の出力には更に多くの周波数成分が含まれる.

ヘテロダイン検波に於て所要のものは,到来電波と局部発振波の差周波数に相当するもので上記 (F) 項である.これを  $e_i$  とすれば

$$e_i = \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t = \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos \omega_i t$$
 (3.24)

<sup>&</sup>lt;sup>26</sup> 関 英男『電波受信工学』P.252.

検波出力の多くの周波数成分の中から,これを選択抽出する過程を減 法過程といい,同調回路によって行う.

 $(\omega_r\sim\omega_{lo})/2\pi=\omega_i/2\pi=f_i$  を中間周波数といい,スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては,この周波数が超可聴周波数になるよう  $\omega_{lo}$  を定める.A1 型電波の受信にもヘテロダイン検波を行うが,その場合に

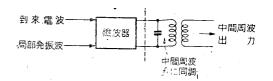


図 3.9 中間周波数選出

は  $f_i$  が可聴周波数になるように局部発振周波数を定め,到来電波の不可聴高周波を可聴周波に変換するのである.その時  $f_i$  はビート周波数或は 捻 周波数と言う.

図 3.9 は中間周波を選択する概念を示したものである.

# 6 振幅被変調波の周波数変換理論

今までは,到来受信電波が変調されでいないものを考えた.これは A0 型電波に相当し,最も単純な形である.

而し,通常の受信電波は信号波によって変調を受けている.スーパー・ヘテロダイン受信機では,その周波数分布及び振幅の相対関係を変ずることなく,搬送波の周波数を変換することが必要である.

**斯かる見地から,振幅被変調波を受信する場合を考える.** 

搬送波の振幅をその平常値を中心とし,信号波に追随して変動させるのが振幅変調である.今,搬送波の振幅が平均値を中心とし,信号波

$$e_s = \varepsilon_s \cos \omega_s t \tag{3.25}$$

の振幅  $arepsilon_s$  に比例する量  $(\pm)arepsilon_{as}$  だけ,信号波の周波数  $\omega_s/2\pi$  の割合を以て変動するものとすれば,搬送波の振幅は

$$\varepsilon_{ra} = \varepsilon_r + \varepsilon_{as} \cos \omega_s t \tag{3.26}$$

となり,その瞬時値は

$$\begin{split} e_{ra} = & (\varepsilon_r + \varepsilon_{as} \cos \omega_s t) \sin \omega_r t \\ = & \varepsilon_r (1 + k_a \cos \omega_s t) \sin \omega_r t \\ = & \varepsilon_r \sin \omega_r t + \frac{k_a}{2} \varepsilon_r \sin(\omega_r + \omega_s) t + \frac{k_a}{2} \varepsilon_r \sin(\omega_r - \omega_s) t \\ = & U , k_a = \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_r} : 振幅変調度 \end{split} \tag{3.27}$$

となる.

この到来電波と局部発振電圧  $e_{lo}=arepsilon_{lo}\sin\omega_{lo}t$  とを重畳すれば , その和の電圧は (3.15) 式に従い

$$e_{a} = \sqrt{\{\varepsilon_{r}(1 + k_{a}\cos\omega_{s}t)\}^{2} + \varepsilon_{lo}^{2} + 2\{\varepsilon_{r}(1 + k_{a}\cos\omega_{s}t)\}\varepsilon_{lo}\cos(\omega_{r} \sim \omega_{lo})t}$$

$$\times \sin\left[\frac{\omega_{r} + \omega_{lo}}{2}t + \tan^{-1}\frac{\varepsilon_{r}(1 + k_{a}\cos\omega_{s}t) - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_{r}(1 + k_{a}\cos\omega_{s}t) + \varepsilon_{lo}}\tan\frac{\omega_{r} \sim \omega_{lo}}{2}t\right]$$
(3.28)

となる (図 3.10 参照).

又,検波出力は(3.20)式の eに

$$e = \varepsilon_r (1 + k_a \cos \omega_s t) \sin \omega_r t + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \tag{3.29}$$

を代入して

$$i_a = \alpha_0 + \alpha \{ \varepsilon_r (1 + k_a \cos \omega_s t) \sin \omega_r t + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \} + \beta \{ \varepsilon_r (1 + k_a \cos \omega_s t) \sin \omega_r t + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \}^2$$
(3.30)

を計算する.

$$\beta e^{2} = \beta \left[ \varepsilon_{r}^{2} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t)^{2} \sin^{2} \omega_{r} t + \varepsilon_{lo}^{2} \sin^{2} \omega_{lo} t + 2\varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t) \sin \omega_{r} t \sin \omega_{lo} t \right]$$

$$= \beta \left[ \varepsilon_{r}^{2} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t)^{2} \frac{1 - \cos 2\omega_{r} t}{2} + \varepsilon_{lo}^{2} \frac{1 - \cos 2\omega_{lo} t}{2} + \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t) \{\cos(\omega_{r} \sim \omega_{lo}) t - \cos(\omega_{r} + \omega_{lo}) t\} \right]$$

$$= \beta \left[ \frac{1}{2} \{\varepsilon_{r}^{2} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t)^{2} + \varepsilon_{lo}^{2} \} - \frac{1}{2} \{\varepsilon_{r}^{2} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t)^{2} \cos 2\omega_{r} t + \varepsilon_{lo}^{2} \cos 2\omega_{lo} t\} \right]$$

$$+ \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t) \cos(\omega_{r} \sim \omega_{lo}) t - \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} (1 + k_{a} \cos \omega_{s} t) \cos(\omega_{r} + \omega_{lo}) t \right]$$

$$(3.31)$$

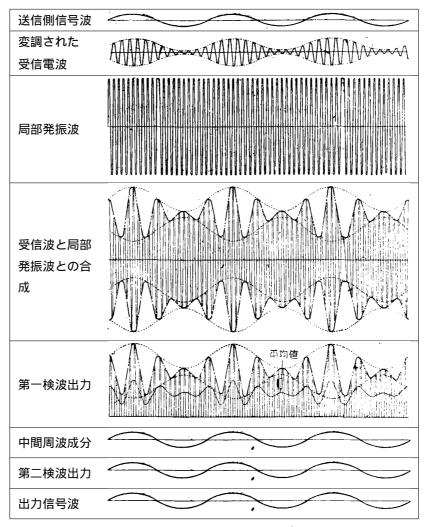


図 3.10 振幅被変調波の周波数変換及び出力信号波

ここで

$$(1 + k_a \cos \omega_s t)^2 = 1 + k_a^2 \cos^2 \omega_s t + 2k_a \cos \omega_s t \tag{3.32}$$

$$k_a^2 \cos^2 \omega_s t = \frac{k_a^2}{2} (1 + \cos 2\omega_s t) \tag{3.33}$$

なる故,

$$i = \alpha_o + \frac{1}{2}\beta \left(\varepsilon_r^2 + \varepsilon_{lo}^2 + \frac{1}{2}k_a^2\varepsilon_r^2\right) + \alpha\varepsilon_r(1 + k_a\cos\omega_s t)\sin\omega_r t + \alpha\varepsilon_{lo}\sin\omega_{lo}t$$

$$-\frac{1}{2}\beta\varepsilon_r^2\left(1 + \frac{1}{2}k_a^2\right)\cos 2\omega_r t - \frac{1}{2}\beta\varepsilon_{lo}^2\cos 2\omega_{lo}t + \beta\varepsilon_r\varepsilon_{lo}(1 + k_a\cos\omega_s t)\cos(\omega_r \sim \omega_{lo})t$$

$$-\beta\varepsilon_r\varepsilon_{lo}(1 + k_a\cos\omega_s t)\cos(\omega_r + \omega_{lo})t + \beta\varepsilon_r^2k_a\cos\omega_s t - \frac{1}{4}\beta\varepsilon_r^2k_a^2\cos\omega_s t$$

$$-\frac{1}{8}\beta k_a^2\varepsilon_r^2\cos 2(\omega_r + \omega_s)t - \frac{1}{8}\beta k_a^2\varepsilon_r^2\cos 2(\omega_r - \omega_s)t$$

$$-\frac{1}{2}\beta k_a\varepsilon_r^2\cos(2\omega_r + \omega_s)t - \frac{1}{2}\beta k_a\varepsilon_r^2\cos(2\omega_r - \omega_s)t$$

$$(3.34)$$

#### が得られる.

この中第 1 項ないし第 8 項は変調されないものの結果 (??) に対応する周波数成分及び直流分で,振幅被変調波の場合には,到来電波に関係ある項の振幅のみが異ることを示す.又,第 9 項以下は変調波なるために新に生じた成分である.ここで所要の中間波成分,第 7 項を考えれば

$$\begin{split} i_k &= \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (1 + k_a \cos \omega_s t) \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t \\ &= \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t + \frac{k_a}{2} \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos[(\omega_r \sim \omega_{lo}) + \omega_s] t + \frac{k_a}{2} \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos[(\omega_r \sim \omega_{lo}) - \omega_s] t \\ &= K_c \left[ \varepsilon_r \cos \omega_r t + \frac{k_a}{2} \varepsilon_r \cos(\omega_i + \omega_s) t + \frac{k_a}{2} \varepsilon_r \cos(\omega_i - \omega_s) t \right] \\ & = \mathcal{K}_c \left[ \varepsilon_r \cos \omega_r t + \frac{k_a}{2} \varepsilon_r \cos(\omega_i + \omega_s) t + \frac{k_a}{2} \varepsilon_r \cos(\omega_i - \omega_s) t \right] \end{split} \tag{3.35}$$
 但 し  $K_c = \beta \varepsilon_{lo}$  : 変換係数

 $\omega_i = \omega_r \sim \omega_{lo}$  :中間周波

となる.

即ち,これは (3.27) で示されたた到来受信電波と全く同じ形で,搬送波,側帯波とも振幅が比例的に  $K_c$  倍され,周波数は一様に  $f_o$  だけ移動するだけである.従って,相対的の振幅及び周波数分布を変化させることなく,中間周波に変換し得ることがわかる.

一般の音声その他の信号波は、振幅及び周波数が異る多数の成分よりなって居り、それによって振幅変調されたものは、次の形で与えられる。

$$e_{ra} = \varepsilon_r \sin \omega_r t + \sum_{n=1}^m \frac{k_{an}}{2} \varepsilon_r [\sin\{(\omega_r + \omega_{sn})t + \varphi_n\} + \sin\{(\omega_r - \omega_{sn})t + \varphi_n\}]$$
(3.36)

 $\omega_r$ : 搬送波の角速度

 $arepsilon_r$ : 搬送波の振幅

 $\omega_{sn}$ :信号波の成分中の n 番目のものの角速度

 $arphi_n$ : 信号波の成分中の n 番目のものの位相差  $k_{an}$ : 信号波の成分中の n 番目のものの変調波

 $rac{k_{an}}{2} = rac{arepsilon_{sn}}{2}$ :信号波の成分中 n 番目のものによって変調された側帯波の振幅

これを前述の如くして中間周波に変換すれば,

$$i_i = \varepsilon_i \sin \omega_i t + \sum_{n=1}^m \frac{k_{an}}{2} \varepsilon_i \left[ \sin\{(\omega_i + \omega_{sn})t + \varphi_n\} + \sin\{(\omega_i - \omega_{sn})t + \varphi_n\} \right]$$
(3.37)

 $\omega_i$ : 中間周波の角速度

 $arepsilon_i = eta arepsilon_r arepsilon_{lo} = K_c arepsilon_r$ :中間周波の角速度振幅

となることが容易に証明出来、全く同じ形で周波数変換されることがわかる。

# 7 周波数被変調波の周波数変換理論

周波数被変調波を受信する場合にも,それに含まれる各成分の周波数分布及び振幅の相対関係を変ずることなく,搬送 波の周波数を中間周波に変換しなければならない.

周波数変調とは,搬送波の周波数を信号波に追随して変化するものであって,搬送周波数がその平常値  $\omega_r/2\pi$  を中心とし,信号波の振幅  $\varepsilon_s$  に比例する量  $(\pm)\omega_{sf}/2\pi$  だけ,信号波の周波数  $\omega_s/2\pi$  の割合を以て変動するものとすれば,周波数被変調波は次式を以て表される

$$e_{rf} = \varepsilon_r \sin \left[ \omega_r t + \frac{\omega_{sf}}{\omega_s} \sin \omega_s t \right]$$
  
=  $\varepsilon_r \sin[\omega_r t + K_f \sin \omega_s t]$  (3.38)

これと局部発振電圧  $\varepsilon_{lo}\sin\omega_{lo}t$  との和を求むれば , (3.15) に対応して

$$e_{f} = \sqrt{\varepsilon_{r}^{2} + \varepsilon_{lo}^{2} + 2\varepsilon_{r}\varepsilon_{lo}\cos\left\{(\omega_{r} \sim \omega_{lo})t + \frac{\omega_{sf}}{\omega_{s}}\sin\omega_{s}t\right\}}$$

$$\times \sin\left[\frac{(\omega_{r} + \omega_{lo})t + \frac{\omega_{sf}}{\omega_{s}}\sin\omega_{sf}t}{2} + \tan^{-1}\frac{\varepsilon_{r} - \varepsilon_{lo}}{\varepsilon_{r} + \varepsilon_{lo}}\tan\frac{(\omega_{r} \sim \omega_{lo})t + \frac{\omega_{sf}}{\omega_{s}}\sin\omega_{s}t}{2}\right]$$
(3.39)

なる形になる.

又,検波出力は

$$e = \varepsilon_r \sin[\omega_r t + K_f \sin \omega_s t] + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \tag{3.40}$$

を用いて

$$i_{f} = \alpha_{o} + \alpha[\varepsilon_{r}\sin(\omega_{r}t + K_{f}\sin\omega_{s}t) + \varepsilon_{lo}\sin\omega_{lo}t] + \beta[\varepsilon_{r}\sin(\omega_{r}t + K_{f}\sin\omega_{s}t) + \varepsilon_{lo}\sin\omega_{lo}t]^{2}$$

$$= \alpha_{o} + \frac{1}{2}\beta(\varepsilon_{r}^{2} + \varepsilon_{lo}^{2}) + \alpha\varepsilon_{r}\sin(\omega_{r}t + K_{f}\sin\omega_{s}t) + \alpha\varepsilon_{lo}\sin\omega_{lo}t - \frac{1}{2}\beta\varepsilon_{r}^{2}\cos2(\omega_{r}t + K_{f}\sin\omega_{s}t)$$

$$- \frac{1}{2}\beta\varepsilon_{lo}^{2}\cos2\omega_{lo}t + \beta\varepsilon_{r}\varepsilon_{lo}\cos\{(\omega_{o} \sim \omega_{lo})t + K_{f}\sin\omega_{s}t\} - \beta\varepsilon_{r}\varepsilon_{lo}\cos\{(\omega_{r} + \omega_{lo})t + K_{f}\sin\omega_{s}t\}$$

$$(3.41)$$

となる.

これは変調されないものの結果 (3.23) の各項に相当し,周波数被変調波の場合には到来電波に関係ある項の周波数の みが異ることがわかる.

ここで所要の中間周波成分,第7項を取り出して考えれば

$$i_{i} = \beta \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} \cos[(\omega_{r} \sim \omega_{lo}) + K_{f} \sin \omega_{s} t]$$

$$= \beta \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} \cos\left(\omega_{i} + \frac{\omega_{sf}}{\omega_{s}} \sin \omega_{s} t\right)$$
(3.42)

となる.

即ち.(3.38) で示された到来受信電波と全く同じ形で,搬送波の周波数が  $\omega_r$  から  $\omega_i$  へ変換されただけである.

単一周波数のものでなく,一般の信号電圧で周波数変調されたものの場合にも全く同様なことが成立する.

位相変調されたもの或は複合変調されたものでも,上の理論から周波数分布及び振幅の相対関係を変ずることなく,中間周波に変換し得ることが明にされる.

### 8 周波数変換用検波管の作用

周波数変換用検波器としでは,多極真空管が最も広く用いられる.これは一般に周波数変換管 (frequency converter tube または frequency changing tube),更に略して変換管 (converter または converter tube) という.又,第一検波管 (first detector tube,普通略して first detector),混合管 (mixer tube 略して mixer),変調管 (modulator tube) とも言う.

これの実際問題に就いては次章に述べ、ここではその作用を理論的に略述する、

図 3.11 は周波数変換管の作用を解析するための回路で,四極管を用い,その第 1 グリッドに到来受信高周波電圧  $e_r$  を与え,第 2 グリッドに局部発振電圧  $e_{lo}$  を与えてある.

 $E_{g_1}$  は第 1 グリツド負偏倚電圧, $E_{g_2}, E_p$  はそれぞれ第 2 グリッド及び陽極の直流電圧である.陽極回路は無負荷にしてある,

斯かる真空管回路に於ける陽極電流  $i_p$  は,第 1 グリッド電圧  $e_{g_1}$ ,第 2 グリッド電圧  $e_{g_2}$ ,陽極電圧  $e_p$  の函数で

$$i_p = F(e_{g_1}, e_{g_2}, e_p) (3.43)$$

と表わされ, 多極管の理論から

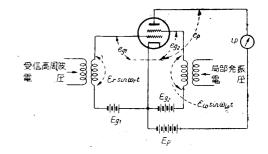


図 3.11 周波数変換管の基本解析回路

$$i_p = F(\mu_1 e_{g_1} + \mu_2 e_{g_2} + e_p)$$
 (3.44)   
 $\mu_1$ : 第  $1$  グリッド , 陽極間の電圧増幅率   
 $\mu_2$ : 第  $2$  グリッド , 陽極間の電圧増幅率

となる.

 $\stackrel{ ext{fi}}{ ext{fi}}$  , 今 ,  $e_{g_1}, e_{g_2}$  がそれぞれ  $\Delta e_{g_1}, \Delta e_{g_2}$  だけ変化した場合の , 陽極電流の変化を  $\Delta i_p$  とすれば、

$$i_p + \Delta i_p = F(e_{q_1} + \Delta e_{q_1}, e_{q_2} + \Delta e_{q_2}, e_p)$$
(3.45)

これをテーラー定理によって展開すれば、

$$i_{p} + \Delta i_{p} = i_{p} + \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{1}}} \Delta e_{g_{1}} + \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{2}}} \Delta e_{g_{2}} + \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}}^{2}} \Delta e_{g_{1}}^{2} + \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{2}}^{2}} \Delta e_{g_{2}}^{2} + \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}} \partial e_{g_{2}}} \Delta e_{g_{1}} \Delta e_{g_{2}}$$
 (3.46)

故に

$$\Delta i_p = \frac{\partial i_p}{\partial e_{g_1}} \Delta e_{g_1} + \frac{\partial i_p}{\partial e_{g_2}} \Delta e_{g_2} + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_1}^2} \Delta e_{g_1}^2 + \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_1} \partial e_{g_2}} \Delta e_{g_1} \Delta e_{g_2}$$

$$(3.47)$$

となる.(但し, $\Delta e_{g_1},\,\Delta e_{g_2},\,\Delta e_{g_1}^2,\,\Delta e_{g_2}^2$  及び  $i_p$  の第 2 高調波以上は,上記の項に比し充分小なるものと考え無視した) $^{27}$ 

茲に,

$$\begin{cases}
b_{g_1} = E_{g_1} + e_r = E_{g_1} + \varepsilon_r \sin \omega_r t \\
b_{g_2} = E_{g_2} + e_{lo} = E_{g_2} + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \\
b_p = E_p
\end{cases}$$
(3.48)

なるゆえ,

$$j_p + \Delta i_p = F(E_{g_1} + \varepsilon_r \sin \omega_r t, E_{g_2} + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t, E_p)$$
(3.49)

より

$$\Delta i_{p} = \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{1}}} \varepsilon_{r} \sin \omega_{r} t + \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t + \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}}^{2}} (\varepsilon_{r} \sin \omega_{r} t)^{2} 
+ \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{2}}^{2}} (\varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t)^{2} + \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}} \partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{r} \sin \omega_{r} t \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t 
= \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{1}}} \varepsilon_{r} \sin \omega_{r} t + \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t + \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}}^{2}} \frac{1}{2} \varepsilon_{r}^{2} (1 - \cos 2\omega_{r} t) 
+ \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{2}}^{2}} \frac{1}{2} \varepsilon_{lo}^{2} (1 - \cos 2\omega_{lo} t) + \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}} \partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{r} \sin \omega_{r} t \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t 
= \frac{1}{4} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}}^{2}} \varepsilon_{r}^{2} + \frac{1}{4} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{2}}^{2}} \varepsilon_{lo}^{2} + \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{1}}} \varepsilon_{r} \sin \omega_{r} t + \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t - \frac{1}{4} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}}^{2}} \varepsilon_{r}^{2} \cos 2\omega_{r} t - \frac{1}{4} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{2}}^{2}} \varepsilon_{lo}^{2} \cos 2\omega_{lo} t 
+ \frac{1}{2} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}} \partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} \cos(\omega_{r} \sim \omega_{lo}) t + \frac{1}{2} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{g_{1}} \partial e_{g_{2}}} \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} \cos(\omega_{r} + \omega_{lo}) t$$
(3.50)

これを,(3.20)の一般検波器の理論の場合と比較してみると

$$\begin{split} &\alpha:\frac{\partial i_p}{\partial e_{g_1}}, \quad \frac{\partial i_p}{\partial e_{g_2}} \\ &\beta \ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_1}^2}, \quad \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_2}^2}, \quad \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_1} \partial e_{g_2}} \end{split}$$

なる関係がある.

これは四極管に限らず全ての多極管に当嵌る.

 $m \mathring{\Xi}$ し,受信到来波と局部発振波とを同じグリッドに与える場合を考えると, $e_g=e_{g_1}=e_{g_2}$  なる故,結局

$$\alpha : \frac{\partial i_p}{\partial e_g} \\
: \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_a^2} \\$$
(3.51)

なる関係があり、その結果は全く同形となる.

(3.50) の第 7 項が求むる中間周波成分で, $\Delta i_{p(i)}$  で表せば

$$\Delta i_{p(i)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{q_1} \partial e_{q_2}} \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t \tag{3.52}$$

<sup>&</sup>lt;sup>27</sup> 高井保次:「変換コンダクタンス」,『ラジオの日本』, 昭.14.1.

同じグリッドに与えた場合には

$$\Delta i_{p(i)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_2}^2} \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t \tag{3.52'}$$

これは

$$\frac{1}{2}\beta = \frac{1}{4}\frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{q_2}^2} \tag{3.53}$$

に比例する故,電流検波係数と言 $oldsymbol{1}$  、これに検波管の内部抵抗  $r_p=de_p/di_p$  を乗じたもの

$$\frac{1}{4} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_q^2} \gamma_p = \frac{1}{4} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_q^2} \frac{de_p}{di_p} \tag{3.54}$$

を電圧検波係数と言う.

# 9 変換コンダクタンス,変換増幅度,変換利得

周波数変換管から得られる中間周波数電流の大きさを  $I_{p(i)}$  とすれば

$$I_{p(i)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{1}_p}{\partial e_{g_1} \partial e_{g_2}} \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \tag{3.55}$$

である.これを到来受信電波の電圧で除し

$$g_c = \frac{I_{p(i)}}{\varepsilon_r} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_1} \partial e_{g_2}} \varepsilon_{lo}$$
(3.56)

なる比を以て周波数変換管の感度を表すことが出来,変換コンダクンス (conversion conductance) と言う.

飛売を接続すれば  $I_{p(i)}Z_p$  なる中間周波電流に対し  $Z_p$  なるインピーダンスを接続すれば  $I_{p(i)}Z_p$  なる中間周波電圧が得られる.これを  $arepsilon_i$  とする、

$$\varepsilon_{i} = \frac{1}{2} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e_{q_{1}} \partial e_{q_{2}}} \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} Z_{p} \tag{3.57}$$

これを入力高周波電圧  $\varepsilon_r$  との比

$$A_c = \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_r} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_p}{\partial e_{g_1} \partial e_{g_2}} \varepsilon_{lo} Z_p \tag{3.58}$$

を変換増幅度と言い、

$$G_c = 20\log_{10} A_c = 20\log_{10} \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_r} \tag{3.59}$$

を変換利得 (conversion gain) と言う.

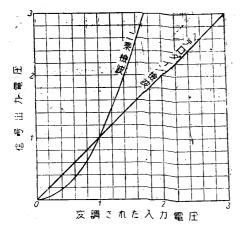


図 3.12 ヘテロダイン検波と二乗検波の 比較

### LO 周波数変換管に於ける歪<sup>28</sup>

即ち,周波数変換度を大ならしめるには,一般的に

$$\frac{\partial^2 i_p}{\partial e_q^2} \varepsilon_{lo}$$

を大ならしむべきである.(尚,これらの関係に就いては第 4.6 節 (33 頁)参照) そのため検波係数大なる検波管の適当な点で動作させ,且つ,局部発振電圧に比例するからそれを高くすることも有用であるが,この比例範囲には限度があり,それを超えると反って変換度が低下する.入来高周波電圧及び局部発振電圧の比較的小なる範囲では,中間周波電圧はそれらに比例し直線関係が成立する.他方通常の検波出力は入力電圧の二乗に反比例するから両者の関係は図 3.12 のようになり,弱い電波に対してスーパー・ヘテロダインの感度がよいことがわかる.

これが高級受信機としてスーパーが優れている重要な点である.

<sup>&</sup>lt;sup>28</sup> M. J. O. Strutt: "Verzerrungseffekte bei Mischröhren, Hochfrequenztechn." *Elektroak.* 49, 1937, 20. [『電通誌』.昭.12.4.(No. 169) 学界近情. P.53~54.]

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける周波数変換管の役目は,到来受信高周波電圧  $\varepsilon_r\sin\omega_r t$  と局部発振電圧  $\varepsilon_l\sin\omega_l t$  を混合して,出力回路に中間周波電圧  $\varepsilon_i\sin\omega_l t$  を得るにある.而して,この際変換増幅度  $A_c=\varepsilon_i/\varepsilon_r$  が大なること, $\varepsilon_i$  が  $\varepsilon_r$  に直線的に比例すること,笛音の少ないこと,雑音が小さいこと等が要求される.

周波数変換管を大別すると,受信電圧と局部発振電圧とが,同一の電極に加えられるものと,異る電極に与えられるものとになる.

周波数変換管に於て発生する各種の歪を計算するために,静的特性を数式で表す必要がある,通常冪級数を用うるが [(3.20) 式参照,12 頁 ],ここでは陽極電流  $i_p$  が格子電圧  $e_q$  の函数として次式で表わす.

$$i_p = \sum A_n e^{a_n e_g}$$
 (3.60) 但し, $A_n, a_n$ は常数, $e$  は自然対数の底数 (受信電圧と局部発振電圧が同一電極に加えられる場合)

このグリッドの偏倚電圧を $E_g$ とすれば

$$e_g = E_g + \varepsilon_r \sin \omega_r t + \varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t \tag{3.61}$$

これを (3.60) 式に入れ,  $\omega_i$  なる中間周波の電流分のみを取り出して考うれば

$$I_i \cos \omega_i t = \cos \omega_i t \sum_i A_n e^{a_n e_i} \frac{1}{j} J_1(j a_n \varepsilon_{lo}) \frac{2}{j} J_1(j a_n \varepsilon_r)$$
(3.62)

$$\frac{I_i}{\varepsilon_r} = g_c = \frac{1}{\varepsilon_r} \sum A_n e^{a_n e_i} \frac{1}{j} J_1(j a_n \varepsilon_{lo}) \frac{2}{j} J_1(j a_n \varepsilon_r)$$
(3.63)

ここに  $g_c$  は変換コンダクタンスである. $r_p$  を変換管の内部抵抗, $Z_p$  を中間周波に対する陽極回路のインピーダンスとすれば,変換増幅度  $A_c$  は

$$A_c = g_c \frac{Z_p r_p}{Z_p + r_p} = \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_r} \tag{3.64}$$

で与えられる. $r_p\gg Z_p$  の場合には  $g_c$  が入力電圧によって変化するために歪が発生するものと考えられる. $\varepsilon_r$  の値が小さく  $a_n\varepsilon_r\ll 1$  であれば  $\frac{2}{j}J_1(ja_n\varepsilon_r)=a_n\varepsilon_r$  であるから, $g_c$  は  $\varepsilon_r$  によって変化しない. $\varepsilon_r$  が相当大きくなると

$$g_c = S_1 + S_2 \varepsilon_r^2 \tag{3.65}$$

但し

$$S_2 = \frac{1}{8} \sum A_n e^{a_n e_i} \frac{1}{j} (j a_n \varepsilon_{lo}) a_n^3$$
 (3.66)

となる.

全ての歪は第一近似として $S_1$ と $S_3$ とで表わし得る.即ち

$$\frac{k_1' - k_a}{k_a} = \frac{S_3}{S_1} \varepsilon^2 \left( 1 - \frac{3}{4} k_a^2 \right)$$
 変調度の増加 (3.67)

$$k_o = \frac{S_3}{S_1} \cdot 4\varepsilon_r'^2 k_a'$$
 混 変 調 (3.69)

 $k_a$ : 到来受信電波 $\varepsilon_r = \varepsilon(1 + k_a \cos \omega_s t)$  の変調度

k': 中間周波の基本波 $\omega$ 。による変調度

 $k_2'$ : 上の第 2 高調波  $2\omega_s$ による変調度  $[\varepsilon_i' = \varepsilon_i(1+k_1'\cos\omega_s t+k_2\cos2\omega_s t)]$ 

受信電波が  $\varepsilon_r \sin \omega_r t$  の如く変調されていない場合でも,同時に  $\varepsilon_r' = \varepsilon' (1 + k_a' \cos \omega_s' t) \sin \omega_r' t$  なる変調波が加わる (混信する) と,中間周波電波は  $\omega_3'$  を以て変調される.(3.69) 式の  $k_o$  はその変調度である.

以上は,到来受信電波が単一周波数で変調された場合であるが,二つの周波数で変調されていると

$$\varepsilon_r = \varepsilon (1 + k_{a_1} \cos \omega_{s_1} t + k_{a_2} \cos \omega_{s_2} t) \sin \omega_r t \tag{3.70}$$

となり,中間周波出力は $\,\omega_{s_1}+\omega_{s_2},\omega_{s_1}-\omega_{s_2}\,$ で変調されて歪となる.その変調度をそれぞれ $\,k_{s_1+s_2},k_{s_1-s_2}\,$ とすれば

$$k_{s_1+s_2} = k_{s_1-s_2} = k_{a_1} k_{a_2} 3\varepsilon^2 \frac{S_2}{S_1}$$
(3.71)

となる.

次に、受信電圧と局部発振電圧とが異る二つの電極に加わる周波数変換管の場合には、静的特性を次式で表す

$$i_p = \sum C_n e^{a_n e_{g_1}} + b_n e_{g_2} \tag{3.72}$$

然るときは

$$S_1 = \sum_{n} C_n e^{a_n e_{g_1} i + b_n e_{g_2} i} a_n \frac{1}{j} J_1(j b_n \varepsilon_{lo})$$
(3.73)

$$S_2 = \frac{1}{2} \sum_{n} C_n e^{a_n e_{g_1} i + b_n e_{g_2} i} a_n^3 \frac{1}{j} J_1(j b_n \varepsilon_{lo})$$
(3.74)

(3.75)

となり,(3.67)(3.68)(3.69)(3.71) は変化しない.

次に笛音に就いて考える.入力受信電圧が単一なる場合  $\omega_i = \omega_r \sim \omega_{lo}$  で

$$\pm m\omega_{lo} \pm K\omega_i - \omega_i \pm \Delta$$
 (3.76)  
但し,  $\Delta \ll \omega_t$ 

の時には検波後に  $\Delta$  なる笛音 (可聴音) が生ずる.この際, $\pm m\omega_{lo}\pm K\omega_{r}$  なる組合せから生ずる  $\omega_{i}$  の電流は

$$I_i \cos \omega_i t = \cos \omega_i t \sum_{i} A_n e^{a_n e_i} \frac{1}{j} J_m(j a_n \varepsilon_{lo}) \frac{2}{j} J_k(j a_n \varepsilon_r)$$

或は

$$I_{i}\cos\omega_{i}t = \cos\omega_{i}t\sum C_{n}e^{a_{n}e_{g_{1}i}+b_{n}e_{g_{2}i}}\frac{1}{j}J_{m}(jb_{n}\varepsilon_{lo})\frac{2}{j}J_{k}(ja_{n}\varepsilon_{r})$$

$$(3.77)$$

で与えられる。

 $\dot{\bar{\mathfrak{D}}}$  , (3.67)(3.68)(3.69) 及び (3.71) 式で与えられる各種の歪は,何れも  $S_1$  と  $S_3$  とを知れば計算しうる.而して, $g_c$  の入力電圧の振幅による変化を知れば, $S_1$  も  $S_3$  もわかるわけであるが,この方法から  $S_3$  を求めるには多くの測定を要し厄介である.

そこで (3.1) に於て m=1, K=3 とすれば

$$I_i(m=1, K=3) = \sum_i A_n e^{a_n e_i} \frac{1}{i} J_1(j a_n \varepsilon_{lo}) \frac{2}{i} J_3(j a_n \varepsilon_r)$$
(3.78)

 $arepsilon_r$  が小さく  $a_n arepsilon_r \ll 1$  なるときには

$$I_i = \frac{1}{24} \varepsilon_r^3 \sum A_n e^{a_n e_i} \frac{1}{i} J_1(j a_n \varepsilon_{lo}) a_n^3$$
(3.79)

(3.79) を (3.66) と比較すると

$$I_I = \frac{1}{3}\varepsilon_r^3 S_3 \tag{3.80}$$

これから ,  $I_i$  なる笛音を測定すれば  $S_3$  が求まり (3.67)(3.68)(3.69) 及び (3.71) 式から各種の歪が計算できる .

# 11 周波数変換管の雑音<sup>29</sup>

スーパー・ヘテロダイン受信機に於て,内部雑音発生の最大の原因となる個所は周波数変換器である.この雑音を減らす目的で高周波増幅器を前置する場合がある.これは内部雑音の点より見て,増幅器の方が変換器よりも容易に下げ得ることによる.

周波数変換器から出る雑音の中,その一部は変換管それ自身の中から生じ,一部は局部発振管の方から出て来る.次に三極管及び五格子変換管を用いた他励式へテロダインによる周波数変換管の雑音の概念に就いて述べる.

(a) 他励式三極管周波数変換器

 $<sup>^{29}</sup>$  関 英男「周波数変換器の雑音に就いて」,『ラジオの日本』昭. $16.7.P.9 \sim 10$  ,

関 英男「受信機の内部雑音に関する研究」、『電通誌』No.234, 昭.17.9., P.1~20,

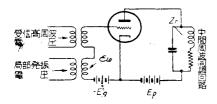


図 3.13 三極管周波数変換器の雑音

図 3.13 の如く,格子回路に入力電圧及び局部発振電圧を与え,陽極から中間 周波を取出す他励式三極管周波数変換器をとって考える.

第一に陽極回路の霰射雑音は、次の三つの部分の合成から成立する。

- (i) 直接中間中間数  $f_i$  で存在するもの.
- (ii)  $f_{lo}+f_i$  の周波数で存在し  $f_{lo}$  とのビートが  $f_i$  になるようなもの, [  $(f_{lo}+f_i)-f_{lo}=f_i$  ] .
- $({\rm iii})$   $f_{lo}-f_i$  の周波数で存在し  $f_{lo}$  とのビートが  $f_i$  になるようなもの. [  $(f_{lo}-(f_{lo}-f_i)=f_i$  ].

但し flo は局部発振周波数

(ii)(iii) は (i) に比にやや大なるが普通であるが,略同じ桁の数値を有する.

この陽極電流による雑音抵抗  $R_{p(n)}$  を計算すると

$$R_{p(n)} = 20 \frac{I_p}{g_m^2} \left(\frac{\Gamma_b Z_r}{A' r_p}\right)^2 \left\{ \frac{F_1(q)}{F(q)} + 2 \frac{F^2 \left(\frac{q}{2} + 1\right)}{F(q)} \right\}$$
(3.81)

 $g_m$ : 相互コンダクタンス

 $I_p$ : 陽極直流電流  $\Gamma_b$ : 雑音軽減係数

 $Z_r$ : 陽極回路の共振インピーダンス

 $r_n$ : 内部抵抗

$$A' = \frac{F(q)}{F(q-1)} \left\{ 1 + \frac{\pi}{G_p q F(q-1)(\mu \varepsilon_{lo})^{q-1} Z_r} \right\}^{-1}$$

$$F(q) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin q\theta d\theta$$

$$= 1 \quad \text{if} \quad Q = 1$$

$$F_1(q) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos q\theta d\theta}{\{1 + Z_r q G_p(\mu \varepsilon_{lo} \cos \theta)^{q-1}\}^2}$$

 $arepsilon_{lo}$ : 局部発振電圧 $G_p$ : バービアンス

 $\simeq 1$  if  $q=1; Z_r$ 

(3.81) の括弧内の第 1 項は直接中間周波の分,第 2 項は局部発振周波数から中間周波数だけ離れた分である, $\dot{\bar{\mathfrak{D}}}$  , q=1 ,として  $r\gg Z_r$  という特殊の場合に就いて数値計算を行ってみると,簡単に  $R_{p(n)}\simeq 54.5/g_m\omega$  となる.

一例として  $ext{UY-37}$  に就てこの雑音を計算し,グリッド側の等価抵抗に換算してみると,鼈, $120 ext{K}\omega$  位になる.

従って,入力回路の共振インピーダンスを向上する程度でこの雑音をへらすことは出来ず,これを減らすにはどうしても変換管自体を改良しなければならない.然らば如何に改良したらよいか,その結論は  $g_m r_p^2$  が大きく  $I_p/g_m^2$  の小なる真空管を作るということに帰着する.

第二に局部発振管の方から出る雑音に就いて考えると、次の二つの部分からなる、

- (i)  $f_{lo} + f_i$  の周波数を有するもの
- (ii)  $f_{lo} f_i$  の周波数を有するもの

これ等が変換管の傷極回路で検波され  $f_i$  の分を生ずるものである.これを  $\mathrm{UY}$ -37 などに就いて計算してみると,局部発振電圧  $7\mathrm{V}$  の場合等価抵抗に換算した値は約  $10\mathrm{K}\omega$  見当の値になる,従って変換管自身の雑音に比してあまり大きくはない.

この雑音の等価抵抗  $R_{lo(n)}$  は次式で表わされる $^{30}$  .

$$R_{lo(n)} = \frac{10^{21} \alpha \varepsilon_{lo}^2}{8.05 \beta} \tag{3.82}$$

<sup>30</sup> 前記ならびにこの式の詳細に就いては前掲の他,次を参照のこと. 関 英男『電波受信工学』,P.711,

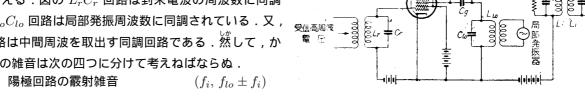
次に与えられた真空管で雑音の最も少い働作状態はというと、静特性が二乗則に従うような場合は、局部発振電圧が高 い程変換雑音は少い. Xx るに静特性が直線的になると,局部発振電圧に比例して変換雑音は増す.其故,実際の真空管の 特性のように、裾の方で曲っていて先の方で直線的であるような場合は、変換器雑音が最小になるような局部発振電圧が 存在するものと考えられる.

又、局部発振器より出る雑音が問題になるような場合には、それを小ならしめる注意として、雑音等価抵抗は発振電圧 の二乗に比例する故それを低目にすること.緩衝管の同調回路などを使い,可成所要の周波数  $f_{lo}$  のみを選択しえ加える こと,格子電流を小さく抑えることなどが必要である.

#### (b) 他励式五格子管周波数变换器

現在のスーパー・ヘテロダイン受信機の大部分のものは、例えば2A7、6A7、6L7G等の如き五極変換管を用いている。

図??の如き接続の他励式五格子管周波数変換器の雑音に 就いて考える、図の  $L_rC_r$  回路は到来電波の周波数に同調 され, $L_{lo}C_{lo}$  回路は局部発振周波数に同調されている.又,  $L_iC_i$  回路は中間周波を取出す同調回路である、 $\stackrel{\circ}{\mathbb{M}}$ して,か かる回路の雑音は次の四つに分けて考えねばならぬ.



- (ii) 第3格子回路の霰射雑音
- $(f_i, f_{lo} \pm f_i)$
- (iii) 格子漏洩抵抗  $R_g$  の熱擾乱雑音
- (iv) 局部発振器の雑音
- ()内は発生個所に於ける雑音の周波数

これ等は $L_iC_i$ 回路へ来で何れも $f_i$ になってしまう.

 $\overset{\scriptscriptstyle{\mathrm{f}}}{\mathtt{L}}$ ず, $(\mathrm{i})$  の陽極回路から発生するものは,三極管の場合と同様  $I_p/g_m^2$  に比例する.従って雑音を小さくするにはこれ の小なる真空管を必要とする. $g_m$  は第 1 グリッドと陽極間の相互コンダクタンスである.然して,局部発振電圧の高い 程  $f_i$  の分はだんだん減って来る,他方  $f_{lo}, f_i$  の分はそれにつれて増して来る. $^{to}_{lo}$ し,後者は前者より常に小で,局部発 振電圧が高くなるに従い両者の大きさは段々接近して来る. $\stackrel{xit}{
m o}$ , $R_a$  が増すと上記両種の雑音は $\stackrel{xit}{
m o}$ で減少する傾向にある. ポート 陽極回路の霰射雑音に相当する抵抗を  $R_{p(n)}$  とすれば次式で表わされる .

$$R_{p(n)} = 20 \frac{I_{pm}}{g_m^2} \left( \frac{\varphi_2}{\varphi_5^2} + \frac{2\varphi_3}{\varphi_5^2} \right)$$
 (3.83)

図 3.14 五格子変換管の雑音

 $({
m ii})$  の第 3 格子回路より出る雑音は  $I_{g_3}/g_m^2$  に比例する  $(I_{g_3}$  第 3 格子の漏洩電流平均値) . 又 ,  $I_{p_m}$  (陽極電流の最大値)にも比例する故 , 結局  $I_{g_3}I_{g_m}/g_m^2$  の小なる真空管を選べばこの原因による雑音は減少する . 然し , 一般に  $({
m i})$  の雑音に 比しこの雑音は稍小さいようである.

第3格子回路の霰射雑音に相当する抵抗, $R_{q_3(n)}$ は次式を以て示される.

$$R_{g_3(n)} = 160 \frac{I_{g_3}}{g_m^2} \left(\frac{I_{pm} Z_3}{\varepsilon_{lo}}\right)^2 \tag{3.84}$$

Z<sub>3</sub>: 第3格子回路の外部インピーダンス

 $\varepsilon_{lo}$ : 第3格子に加わる局部発振電圧

- (iii) の雑音は抵抗器の品質にさえ注意すればほとんど問題にならぬ.
- (iv) の局部発振器から出る雑音は,局部発振電圧を印加する格子電圧から修極電流に変換され,それを更に入力 プロールグップ 制御格子電圧に変換する必要があるため,三極管変換に於ける発振器雑音とは大いに趣を異にする.

即ち,この雑音は局部発振電圧の大きさには関係せず,ただ  $I_{pm}/g_m$  に比例する.この要求は  $I_{pm}/g_m^2$  を小ならしめ ようとする要求と多少似ているが稍異る.

この場合の雑音等価抵抗  $R_{lo(n)}$  は次式で表わされる.

$$R_{lo(n)} = \frac{10^{21} \alpha}{2.01 \beta} \left(\frac{I_{pm}}{q_m}\right)^2 \tag{3.85}$$

局部発振器そのものの雑音を抑えることに関しては,三極管変換器に於ける場合と全く同様,内部抵抗大なる発振管を選ぶこと,その格子電流を少くすること,緩衝回路の選択度を向上すること等である.

尚,6L7G の実際使用状態に近い値により,上記の等価入力雑音抵抗を計算してみると,大略(i))によるもの $50\text{K}\omega$ ,(ii) によるもの  $0.5\text{K}\omega$ ,(iv) によるもの  $1\text{K}\omega$  という見当である. 尤 も調整の如何によっては,これらの関係は如何様にも変化するものである.

図 3.15 にこれら雑音の周波数分布が示してある.



図 3.15 五格子管周波数変換 1 器の雑音源とその周波数分布  $(f_i$ :中間周波数  $,f_{lo}$ :局部発振周波数

### 12 周波数変換と変調の関係

周波数変換も変調も共に電圧 --- 電流間の"非直線性"を利用したものである.

而して,これらの関係をよく理解して置くことは,スーパー・ヘテロダイン受信機の周波数変換作用を正確に知り得るのみならず,更に別の例えばインフラダインの如く周波数の和による受信方式や,二重変調の原理による周波数変換受信方式等,新規な受信方式の研究発明に寄与するところがあると考え,ここに重ねてそれらの関係を考究してみる.

(I) 周波数異る二つの入力による出力電流の周波数成分

真空管に与える電圧とそれによって変化する電流の何れも交流分のみを考え, $i_p$  をプレート電流, $r_p$  をプレート電圧, $e_q$  をグリッド電圧とすれば

$$i_p = F\left(e_g + \frac{e_p}{\mu}\right) = F(e_g')$$
  
 $\mu$ : 増幅定数  
 $e_g' = e_g + \frac{e_p}{\mu}$  (3.86)

これをテーラー定理により展開すれば、

$$i_{p} = \frac{\partial i_{p}}{\partial e'_{g}} e'_{g} + \frac{1}{2!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e'_{g}^{2}} e'_{g}^{2} + \frac{1}{3!} \frac{\partial^{2} i_{p}}{\partial e'_{g}^{3}} e'_{g}^{3} + \cdots$$

$$= D_{1} e'_{g} + D_{2} e'_{g}^{2} + D_{3} e'_{g}^{3} + \cdots$$

$$\stackrel{}{\boxtimes} \text{IC} , D_{n} = \frac{1}{n!} \frac{\partial^{n} i_{p}}{\partial e'_{n}^{n}}$$

$$(3.87)$$

而して,プレート回路の負荷を純抵抗と仮定し,これをRとすれば

$$e_p = -Ri_p \tag{3.88}$$

従って、

$$i_p = D_1 \left( e_g - \frac{1}{\mu} R i_p \right) + D_2 \left( e_g - \frac{1}{\mu} R i_p \right)^2 + D_3 \left( e_g - \frac{1}{\mu} R i_p \right)^3 + \dots$$
 (3.89)

而して,今, $\alpha$ , $\beta$ , $\gamma$ ,······に

$$\alpha = \frac{D_{1}}{1 + \frac{R}{\mu}D_{1}}$$

$$\beta = \frac{D_{2}}{\left(1 + \frac{R}{\mu}D_{1}\right)^{2}}$$

$$\gamma = \frac{D_{3}}{\left(1 + \frac{R}{\mu}D_{1}\right)^{4}} - 2R\frac{\frac{D_{2}^{2}}{\mu}}{\left(1 + \frac{R}{\mu}D_{1}\right)^{5}}$$

$$\vdots$$
(3.90)

の値をとれば, (3.89) 式は次の如きパワーシリーズ $^{31}$ として表わし得る

$$i_p = \alpha e_t + \beta e_g^2 + \gamma e_g^3 + \dots$$
(3.91)

 $D_1, D_2$  は又た

$$D_{1} = g_{m} = \frac{\partial i_{p}}{\partial e_{g}} \quad (相互コンダクタンス)$$

$$D_{2} = \frac{1}{2!} \frac{\partial g_{m}}{\partial e_{g}} = \frac{1}{2} g_{m}$$

$$(3.92)$$

従って、

$$\alpha = \frac{r_p g_m}{r_p + R}$$
 
$$\left(r_p : \text{内部抵抗} = \frac{de_p}{di_p}\right)$$
 
$$\beta = \frac{r_p^3 g_m'}{2(r_p + R)^3}$$
 
$$\left. (3.93) \right.$$

なる関係がある $^{32}$ .

グリッドに著し  $\varepsilon_a\sin\omega_a t$  と  $\varepsilon_b\sin\omega_b t$  の二つの電圧が同時に与えられたとすれば, $i_p$  の中には  $\omega_a$   $\omega_b$ , $2\omega_a$ , $2\omega_b$ , $\omega_a+\omega_b$   $\omega_a\sim\omega_b$ , $2(\omega_a+\omega_b)$ , $2(\omega_a\sim\omega_b)$ , $3\omega_a$ , $3\omega_b$ , $\cdots$  等の周波数の成分が含まれることがわかる,而して  $\varepsilon_a$  に, $\varepsilon_b$  共に小なるものとすれば  $e_g^3[=(\varepsilon_a\sin\omega_a t+\varepsilon_b\sin\omega_b t9^3]$  以上の項は軽無視し得る.又,周波数変換及び変調を考える時重要なのは  $\omega_a$   $\omega_b$   $\omega_a\pm\omega_b$  の成分である故,以下これらに就いてのみ考えることとする $^{33}$ .

#### (II) 振幅変調と周波数変換

二つの電圧  $\varepsilon_s \sin \omega_a t$  と  $\varepsilon_b \sin \omega_b t$  を真空管のどの電極に同時に,或は別々に与えても結局両者を共通のグリッドに与えたと等価に帰着せしめ得ることは前述の如くである.

而して,振幅変調の場合にもスーパー・ヘテロダインの周波数変換の場合にも,周波数異る二つの電圧を与えることに 於て全く同様である.

結果に於て振幅変調となるか,或は周波数変換となるかは両者の周波数関係によって定まる.

(i) 振幅変調の場合

 $\omega_a$  を高周波とし  $\omega_b$  を低周波とすれば

$$\omega_a \gg \omega_b$$

$$\omega_a \simeq \omega_a + \omega_b \simeq \omega_a - \omega_b \tag{3.94}$$

となり,出力回路を  $\omega_a$  に同調せしめ  $2\omega_b$  なる帯域幅を有せしめれば  $\omega_a$   $\omega_a+\omega_b$   $\omega_a-\omega_b$  の三者が同時に取出される.即ち, $\omega_a$  に対し  $\omega_a+\omega_b$  も  $\omega_a-\omega_b$  も共に高周波で  $\omega_a$  の前後に  $\omega_b$  だけ離れている.これは

搬送波 :  $\omega_a$ 

上側帯波:  $\omega_a + \omega_b$ 

下側帯波:  $\omega_a - \omega_b$ 

で,出力電圧は

$$\varepsilon_{o} = \varepsilon_{a} \sin \omega_{a} t + \frac{k_{a}}{2} \varepsilon_{a} \sin(\omega_{a} + \omega_{b}) t + \frac{k_{a}}{2} \varepsilon_{a} \sin(\omega_{a} - \omega_{b}) t$$

$$= \varepsilon_{a} (1 + k_{a} \cos \omega_{b} t) \sin \omega_{a} t$$

$$= \varepsilon_{a} (1 + \frac{\varepsilon_{b}}{\varepsilon_{a}} \cos \omega_{b} t) \sin \omega_{a} t$$

$$(3.95)$$

なる振幅被変調波となることがわかる.即ち,この場合には電圧を真空管(その他鉱石検波器,金属整流器等も含む)を通すことにより, $\omega_a$  なる高周波電流の振幅が  $\omega_b$  なる低周波の周波数で変えられることになる.

<sup>31</sup> 冪級数〔編者注〕

 $<sup>^{32}</sup>$  宇田新太郎 , 三木正一 , 「高周波受信機内に生ずる混変調に就て」, 『電学誌』, No.568(昭.10.11) ,  $P.98\sim988$ 

<sup>33</sup> 更に高次の項まで考えることにより、特殊の応用が考えられるが、ここでは割愛して他の機会に譲る、しかし、倍周、周波数変換もこの "非直線性"に起因して行われることには注目する意義がある。

(ii) スーパー・ヘテロダインに於ける周波数変換 (中間周波,差周波変換)

 $\omega_a$   $\omega_b$  共に高周波でその差  $\omega_c(=\omega_a\sim\omega_b)$  もまた高周波の範囲にあるように選び,且つ,仮りに  $\omega_a>\omega_b$  とすれば  $\omega_c<\omega_b<\omega_a$  であって, $\omega_a,\omega_b,\omega_a+\omega_b,\omega_a-\omega_b$  を比較するに

$$(\omega_a - \omega_b) = \omega_c < \omega_b < \omega_a < (\omega_a + \omega_b) \tag{3.96}$$

なる順序で並び,各々の間には高周波の差がある,そこで  $\omega_c$ (中間周波) のみを分離して取出せばスーパー・ヘテロダイン受信機に於ける周波数変換に相当する.

(iii) ビート受信に於ける周波数変換 (可聴周波,差周波変換)

 $\omega_a$   $\omega_b$  ともに高周波でその差  $\omega_d (= \omega_a \sim \omega_b)$  が可聴周波になるよう,即ち

$$\omega_a \simeq \omega_b, \, \omega_a \sim \omega_b = \omega_d \quad ($$
可聴周波 $)$ 

にすれば,

$$\omega_c \ll \omega_a, \, \omega_c \ll \omega_b, \, \omega_a + \omega_b \simeq 2\omega_a \simeq 2\omega_b$$
 (3.97)

なる関係がある.この  $\omega_d$  のみを選出し高周波を可聴周波に変換する方式をビート受信法といい, $\mathrm{A1}$  電波の受信に用いられる.

(iv) ホモダインに於ける周波数変換 (零ビート法,零周波変換)

$$\omega_a = \omega_b$$
 , 従って

$$\omega_a \sim \omega_b = 0 \tag{3.98}$$

にして受信する方法をホモダインと言い,搬送波除去通信方式に於ける受信方式として用いられる.又,特殊な再生受信にも利用され,ヘテロダイン周波計の同期検出にも利用されている.零ビート受信法という.これは周波数変換の特殊な一方法である.

(v) インフラダインに於ける周波数変換 (和周波変換)

 $\omega_a$  と  $\omega_b$  とを比較的近くし  $\omega_a$   $\omega_b$   $\omega_a$   $\sim$   $\omega_b$   $\omega_a$  +  $\omega_b$  の中, $\omega_a$  +  $\omega_b$  =  $\omega_c$  なる周波数成分を検出し,これを更に検波をして信号波を取出す受信法があり,インフラダインと言う.

インフラダインは普通の変調電波をも受信することが出来,差周波を利用するか和周波を利用するかの点でスーパー・ヘテロダイン受信方式と対称的な関係にある.この事実は被変調波を周波数変換する場合の,(3.34) 式中第 7 項と第 8 項を比較すれば括弧内の +- の他全く同形なる点から諒解される.

尚,インフラダインとスーパー・ヘテロダインの実用上の比較に就いては更めて詳述する.

 $({
m vi})$  上昇型周波数変換法 $^{34}$   $\omega_a\gg\omega_b$  にすれば, $\omega_a-\omega_b=\omega_c'$  なる差周波数を  $\omega_c'>\omega_a,\omega_c'>\omega_b$  の如く,もとの両周波数の何れよりも高くすることが出来る.これは同じく差周波数成分を取り出すにしてもスーパー・ヘテロダインの場合と著しく趣を異にする.

即ち, $\omega_a$  を受信側で附加する補助高周波 (局部発振) とすれば,差周波数変換を行ってもその周波数によって必ずしも低い方にのみ変換されるとは限らない.

 $\omega_c'=\omega_a-\omega_b$  を用いる代りに  $\omega_c'=\omega_a+\omega_b$  なる和周波を取出してもよい.これはインフラダインに相当するが, $\omega_a\gg\omega_b$  たることより多少趣を異にする.

#### (vii) 二重変調型周波数変換法

 $\omega_a\gg\omega_b$  にした場合, $\omega_a$  と  $\omega_a+\omega_b, \omega_a-\omega_b$  は周波数が接近している故, $omega_a$  に同調せしめて  $\omega_b$  なる帯域幅を有せしめれば,この三者が同時に取出され. $\omega_a$  が  $\omega_b$  で変調された結果になる.(i) に於ては  $\omega_b$  が低周波であったが,ここでは高周波(到来電波)とする.然るときは  $\omega_b$  なる高周波を以て  $\omega_a$  なる更に高い周波数が変調されるわけで,到来電波が変調されて居ればこの周波数変換出力は二重変調されたものになり, $\omega_b$  なる搬送波が  $\omega_a$  なる高い搬送周波に変換される.

# (viii) 倍周及び分周周波数変換法

到来電波の角周波数  $\omega_b$  を m 倍 (m:正の整数) 即ち  $m\omega_b$  に倍周する変換法もある.又,同期発振器を用うれば 1/n(n) は正の整数) 即ち  $\omega_b/n$  に分周することも出来,水晶時計 (周波数標準器) に於ける応用はその代表的なものである.この二つを組合せて一般に m/n なる比の周波数変換を行い得る.

 $<sup>^{34}</sup>$  宇田新太郎 , 三木正一「高周波受信方式の新形式に就て」, 第  $^{3}$  回工学会予稿 , (『信和誌』,  $^{3}$  No. $^{3}$  151)

更に,必要により前記各周波数変換法は種々組合され,複雑な周波数変換をすることが出来る.

# 13 周波数を低く変換するものと,高く変換するものとの比較

受信電波の周波数を低く変換する受信法と高く変換する受信法を比較してみる. $\omega_r$ :受信高周波 $,\omega_{lo}$ :局部発振波として分類すれば

- (A) 周波数を低く変換する方法.
- (a)  $\omega_{lo}\sim\omega_{r}$  なる差の周波数を取出し, $\omega_{lo}\sim\omega_{r}=\omega_{i}$  を  $\omega_{i}<\omega_{r}, \omega_{i}<\omega_{lo}$  ならしめる.(スーパー・ヘテロダイン)
- (b)  $\omega_r/n$ (n:正の整数) の如する . (分周法)
- (B) 周波数を高く変換する方法
- (a)  $\omega_{lo} + \omega_r$  なる和の周波数を取出す (1) (インフラダイン及び周波数和上昇法)
- (b)  $\omega_{lo}\gg\omega_r$  ならしめ  $\omega_{lo}-\omega_r>\omega_r$  なる如くして  $\omega_{lo}-\omega_r$  を取り出す.(周波数差上昇法)
- (c)  $\omega'_{lo}\gg\omega_r$  とし  $\omega'_{lo}$  を搬送波とする形に変換する (二重変調法)
- (d)  $m\omega_r(m$ :正の整数) の如くする.(倍周法)

#### の如くなる.

これは搬送波に就いてのみ考えたが,一般受信機の如く被変調波受信する場合には,同時に側帯波に就いても考慮を要し,到来電波の周波数分布を変えることなく搬送周波数を変換すべきである.ところでこの條件に叶うものは,スーパー・ヘテロダイン,インフラダイン,及び周波数上昇法(和及び差),二重変調法で,分周法及び倍周法は側帯波の分布を 1/n に圧縮するか或は m 倍に拡張する故不可である.(而し,例えば 1/n に分周して増幅したる後 m 倍に倍周し,元の周波数分布に復帰させること及び,その逆を行うことが出来る),然し,一応この問題から離れて考えれば

- (i) 増幅度:回路から、真空管の動作からも周波数が高い程増幅が困難になる故,低い方に変換する方が有利である. 然し,数MC程度までなら特に著しい差異はない.
- (ii) 選択度:近接混信電波の周波数を  $\omega_r'$  とすれば, $(\omega_r\sim\omega_r')/\omega_r$  なる比を以て選択度を表し得る.而して分周波法及 び倍周法に於ては、 $\omega_r,\omega_r'$  とは同じ比で変換される故

$$\frac{\frac{\omega_r}{n} \sim \frac{\omega_R'}{n}}{\frac{\omega_r}{n}} = \frac{\omega_r \sim \omega_r'}{\omega_r}$$

或は

$$\frac{m\omega_r - m\omega_r'}{m\omega_r} = \frac{\omega_r \sim \omega_r'}{\omega_r}$$

で,その比は変換後もとのままであるから選択度も変化しない.然るに,他の方法では  $\omega_r$  と  $\omega_r'$  との関係  $\omega_r\sim\omega_r'=\Delta\omega$  は変化を受けず.ヘテロダイン法では

$$\frac{(\omega_r \sim \omega_{lo}) \sim (\omega_r' \sim \omega_{lo})}{\omega_r \sim \omega_{lo}} = \frac{\omega_r \sim \omega_r'}{\omega_r \sim \omega_{lo}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_i}$$

で, $\omega_i < \omega_r$  なる故,選択度は $\omega_r/\omega_i$  に比例してよくなる.周波数差上昇法では

$$\frac{(\omega_r \sim \omega_{lo}') \sim (\omega_r' \sim \omega_{lo}')}{\omega_r \sim \omega_{lo}'} = \frac{\Delta \omega}{\omega_i}$$

で, $\omega_i' > \omega_r$  なる故わるくなる.周波数和上昇法では

$$\frac{(\omega_r + \omega'_{lo}) \sim (\omega'_r + \omega'_{lo})}{\omega_r + \omega'_{lo}} = \frac{\Delta\omega}{\omega''_i}$$

で, $\omega_i''>\omega_r, \omega_i''>\omega_i'>\omega_i$  なる故更に選択度がわるい.二重変調法では両者とも同じ局部発振波の第二搬送周波数に変換される故,両者の分離は第二検波の際  $\omega_r$  に対する同調回路を設ければ,結局  $\omega_i$  と  $\omega_r'$  との分離に依存することになり,周波数変換によって選択度は変化しない.

即ち以上を要約すれは、いかなる場合にも周波数を低い方に変換した方か選択度がよい、

- (iii) 忠実度:厳密には搬送波の周波数が高い程忠実度がよいわけであるが、信号の最高周波数の数倍以上であればその 差異はほとんど認められない.したがって、周波数を極端に低く変換しないかぎり、一般には同等である.
- (iv) その他, 更に使用材料の多少, 同調範囲の広狭. 特殊なものとして影像周波混信, 雑音等についても考慮を要する.

が,一般的に低く変換したものの方が優れていると言える.

# 第4章 周波数変換管及び回路

# 1 周波数変換回路及び変換管の変遷

スーパー・ヘテロダイン受信方式の発明当時に於ける真空管は二極管と三極管だけであった,其故,三極管を用いて周波数変換混合を行い,別に三極管による局部発振器を設けるのが普通であった.然し,その当時の電池式受信機時代に於ては,蘇蕈に使用球数を少くし電池の消耗を少くしようとの考えが強かったので,別に局部発振管を置くことを止め,一つの球で局部発振と周波数変換を行わせることについて種々研究され,原理的には巧妙な回路も考えられたが,受信高周波電圧の損失を少く能率のよい周波数変換を行うことは根本的に困難であり,又,相当良好な結果が得られても長期間に $^{50}$ ってそれを維持することが難かしく,安定度の点で実用性に乏しかった(これは,当時のスーパー・ヘテロダインでは中間周波数として数 10 KC を用いたため,受信周波数と局部発振周波数が接近していたことも一因であった).従って,三極管時代の周波数変換は, $^{50}$  んど全て局部発振管と周波数変換管を別個にしたものであった.

其後.主として高周波増幅の点から四極管更に五極管が発明されるに及んで,電極数の多いことを利用して,同一真空管で局部発振と周波数変換を行ういろいろな回路が考えられ,相当実用化されて一時は或程度の満足が得られたのであるが,安定に動作しまた変換利得を大ならしめる点から,別個に局部発振管を設けたものと著しい差異のあることが漸々認められるようになった,これは受信機に対する技術者及び需要者の要求が向上したことにもよる.

其所で,一球で安定度及び変換利得の優れた周波数変換器を得るには,先その目的に適した周波数変換専用の真空管を作ることが要求されて来た.換言すれば,それ迄は他の目的に適うように改良発達した真空管を用いて,それを如何に使ったら有用に周波数変換管として働作させ得るかという,真空管が与えられてそれを目的に適うように使う回路の方から研究が行われたのであるが,其後,周波数変換器に於ける諸種の問題を根本的に解決するにはその目的に適う真空管を得ることが先決問題であると考えられるようになった.

この要求に応え,1932 年米国に於て周波数変換管として設計された真空管所謂"五格子変換管"が現れた.これはカソードとプレートの他に 5 個のグリッドを有することから名づけられたもので,従来の真空管に比し持に第 2 グリッド (発振プレート) が特殊構造になって居り,局部発振と周波数変換を兼ねた画期的なものであった.現在の 2A7,6A7 等がこれに属する.然し,五格子変換管も完全なものではなく,其後だんだん欠点が発見されるに至った35 .

受信機設計者が五格子変換管について難点を見出したのは、米国に於て全波受信機が受信機製造の主要部門になったときに始まる。その困難の多くは広汎な全周波帯に亘り同一周波数で働く、選択度のよい中間周波増幅器を使用することによるのであって、高い周波数帯に於ては受信高周波数と局部発振周波数の差が小さいから、局部発振周波数の安定度が極めてよいことが必要になる。

全波受信機に五格子変換管を使用した時の主な欠点は

- (i))発振部相互コンダクタンスが小さい.
- (ii) 自動音量制御用電圧によって発振周波数が変動する.
- (iii) 発振回路と高周波入力同調回路間に,空間電荷による結合作用がある.

これらの内空間電荷による結合は、局部発振電圧を外側のグリッドに入れ、受信高周波電圧を一番内側のグリッドへ加えるようにすれば防げるが、こうすると局部発振と周波数変換を同一管で行うことが困難となる.

其後 1935 年に発表された 6L7 型は局部発振器別に設けて上記の欠点を除去したもので,これを用うれば空間電荷による結合も除去され,又,AVC 電圧による周波数変動並に発振部の相互コンダクタンスが小さいということもなくなる. 然し,他方に於て球数が増え回路が複雑になり,これが一般向の受信機としては重要な欠点である.

其故,一球でしかも五格子変換管に於ける如き欠点のない新な周波数変換管が要望され,その結果として 6K8 型が出現した.これは特殊構造で陰極の一面を変換部に他面を発振部に使用し,他の電極構造と相俟ってカソードと第1 グリッドを両方に共有してあるが,他は独立せしめると共にカソードの断面を矩形にすることにより,発振部の相互コンダク

<sup>&</sup>lt;sup>35</sup> E. W. Herold, W. A. Harris & T. J. Henry: A new converter tube for all-wabe receivers, R.C.A. Rev., July, 1938.

タンスを大きくしてある.この管でも局部発振電圧を内側のグリッドに入れるので,空間電荷による結合は免れないが 6A7 等の五格子管に比べて著しく小ならしめ,本質的に別の発振部と変換部を有するので周波数変動を激減せしめ得る.

斯くして性能は著しく向上したが,6K8 は電極の構造及び配置の関係から,電極の位置の僅少の差異が特性上に大なる影響を及ぼすため,揃った製品を多量製産することが困難である.

五格子変換管は構造が簡単で多量製産に適している.そこで,最近その長所を生かし,且つ従来の五格子変換管の欠点を除くよう,新たな観点から五格子変換管が見直おされ,別に発達したビーム管の原理を取り入れて 6SA7 型が新に登場した,これにより,性能優秀で多量製産向という要求を略全うするようになったのである.然し,勿論これも未だ欠点があるので将来は更に優れたものを期待して研究を続けるべきであるが,この辺で一応行くところへ行きついたと言う感じがする.

又,6K8とは別の行き方をとったものに,6L7の場合に局部発振管を要する点を改善し,同一管内に6L7型の変換部と局部発振用三極管を入れ,両者を管内で結合した6J8G型の複合管が現れた.然し,これは原理的にはなんら注目すべきことはなく,カソードを共用して両者を構成しているため個々の性能は別々の場合に比して劣り,二つを一つの管に入れたというだけで性能的にはむしろ退歩と考えられる.この行き方は探るべきでないと著者は苦言を呈する.

表 4.1 現用周波数変換管一覧

名 称	1A6	1C6	2A7	6A7	6A8	6A8G	6K8	6L7	6SA7	12W-C1	CH1
ヒーター電圧 ( V)	2.0	2.0	2.5	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	6.3	12.0	12.0
ヒーター電流 (A)	0.06	0.12	0.8	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.15	0.25
プレート電圧 (V)	180	180	250	250	100	250	250	250	250	180	250
遮蔽グリッド	67.5	67.5	100	100	50	100	100	100	100	75	100
電圧 (V)	07.5	07.5	100	100	30	100	100	100	100	10	100
発振プレート	105	135	200	250	100		100				
電圧 (V)	135	133	200	250	100		100				
発振グリッド							-15	-15		-1.5	
電圧 (V)							-15	-15		-1.3	
制御グリッド	-3	-3	-3	-3	-1.5	-3	-3	-6	0	2.4	-2
電圧 (V)	-3	-3	-3	-3	-1.5	-3	-3	-0	0	2.4	-2
プレート電流 (mA)	1.2	1.5	3.5	3.5	1.3	1.3	2.5	3.3	3.4	2.5	3.2
遮蔽グリッド	2.5	2.0	2.2	2.7		2.8	6.0	9.2	8.0		7.5
電流 (mA)	2.5	2.0	2.2	2.1		2.0	0.0	9.2	0.0		1.5
発振プレート	2.4	2.2	4.0	4.0	3.3	5.0	20				
電流 (mA)	2.4	3.3	4.0	4.0	3.3	5.0	3.8				
発振グリッド	0.0	0.0	0.7	0.4	1.0	0.4	0.15		0.5		
電流 (mA)	0.2	0.2	0.7	0.4	1.2	0.4	0.15		0.5		
全カソード放射				10.6			12.5		11.9		
電流 (mA)				10.0			12.5		11.9		
発振尖頭電圧 (V)								18.0			
発振グリッド				50		50	50		20		
抵抗 ( kΩ)				00		90	00		20		
内部抵抗 $(M\Omega)$	0.5	0.75	0.36	0.36	0.6	4.0	0.6	1.0 以上	0.8		1.0
変換コンダクタ	300	325	520	550	350	290	350	350	450		
ンス (μ℧)	500	520	520	330	550	250	550	550	100		
発振部相互コン				1100		1600	3000		4500		
ダクタンス $(\mu \mho)$				1100		1000	3000		4000		

表 4.1 に以上述べ,また現在実用されている周波数変換管の特性を示してある.

尚,欧洲でも同じような周波数変換管を製作した.五格子変換管に抑制グリッドを附加しで8極管(六格子管)としたり,6J8G型に類するものとしての3極6極あるいは3極7極の複合管がある.

周波数変換管の行詰りも、増幅真空管に於けると同様使用周波数が高いときに現われる。前述のように改良されたものでも数十 MC 以上の超短波に於ては発んど無能となり、全く別な立場になって改良しなければならず、他方、短波帯以下の低い周波数では問題にされなかった二極管の方が優れていることがわかった。更に、数 糎 以下の糎波に於ては鉱石検波器が最も優れている。然し、過去に於て鉱石検波器から真空管検波器に発展して画期的な進歩をしたように、超短波以上の高周波に於ても優れた性能を有する周波数変換管の出現を切に期待する。

電子振動管 (BK 管) や磁電管 (マグネトロン) も周波数変換用に試用されたが,安定度及び実用的見地から大した価値はないように思う.速度変調管も普通の受信電圧のような微小入力に対しては難点があるし,最近,画期的な発明として伝えられる travelling-wave tube も,周波数変換という立場からは未知数であるが有用に用いられるように想像される.

# 2 鉱石検波器による周波数変換回路

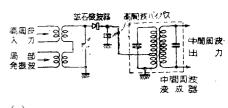
鉱石検波器は真空管によって発んど見捨てられていたが,最近 糎 波の実用化に伴いその価値が再認識されるに至った ものである.

即ち,中波乃至短波に於て優れた性能を有し且つ実用に適している五格子変換管及びそれの改良型とも, $30\mathrm{MC}$  以上の周波数に於てはその動作が次第に低下してくる.これは等価入力抵抗が減少して同調回路への負荷となり,Q が下って信号対雑音比を小にするからである.この場合,高相互コンダクタンスの五極管を用い,別に局部発振器を設ければ  $100\mathrm{MC}$  附近まで用いられるが,それ以上の周波数ではこの回路も無力になり,数千  $\mathrm{MC}$  以上に於ては,現在のところ鉱石検波器が最も有用な検波器で,直接信号を復調することも,また周波数変換用にも用いられる.

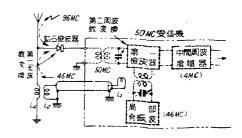
図 4.1 は鉱石検波器を用いた周波数変換器の回路例を示したもので,(a) は最も一般的な回路,(b) 図は 4MC の中間周波による 50MC 受信機で,96MC を受信するようにした回路で,受信機内にある 46MC の局部発振器の出力の一部をピック・アップ・コイル  $L_1$  で外部にとり出して, $L_2$  より空中線回路の線輪  $L_a$  に結合し,他方,空中線は鉱石検波器を通して受信機の空中線輪に接続する.今,空中線に 96MC の電波が到来すると局部発振器の出力と,鉱石検波器で混合検波されてその差 50MC に変換され,これが受信機の第 1 検波器に与えられ局部発振器と混合検波されて 4MC の中間周波数に変換される.要するに受信機内の局部発振波を利用し,受信周波数帯以上の高い周波数を受信帯域内の周波数へ,鉱石検波器で変換する点に特徴がある.この方式によれば電源その他の附加装置を要せず,簡単にその目的を達することが出来る.尚,ここには特別な数値例を示したが一般的に利用し得るには言うまでもない.(c) は半波長空中線に接続されたフィーダーの端に鉱石検波器を置き,分岐回路に局部発振器を結合した回路の例である.

糎 波帯に於ては共振回路も分布定数回路 (レッヘル線,共振棒等),空洞共振器,導波管,電磁ラッパ等が用いられるので周波数変換回路も大分趣を異にする.12.21(159頁)に導波管と鉱石検波器を用いた一例が示してある.

鉱石自体の雑音は極めて少く,雑音等価抵抗で数  $100\Omega$  の程度であるから, 非常に高い増幅をなし得るという優れた特徴がある.



(a)



(b)

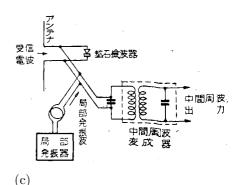


図 4.1 鉱石検波器による周波数変換

真空管検波器の感度が著しく低下するか発んど無力となるような短い波長帯に於て,反って鉱石の感度がよい事実に対しては,主として次の二つの理由が考えられる.即ち,(i)入力容量が少い(少くも - 電極は針先であるから,検波器の両電極間容量を実際に可能な最小値になし得る),(ii)真空管の電子走行時間に相当する時間が極めて小である.(両電極が接触しているため,真空管のように本質的に離すことを必要とするものに比べて距離が極端に近く,従ってその間を走

る電子走行時間が最小である).

感度 並に雑音の点から鉱石の種類の選定が重要である.直流又は低周波特性と, 種 波の検波作用を並行して検べてみると,両者は必ずしも一致していないことがわかっている.静特性(又は直流特性)はよくても糎波感度は良いものと, 婚んど役に立たぬものとあり,鉱石の種類や針との組合せでいろいろである. 然し,逆に高周波で感度のよいものは低周波でも感度がよい.方鉛鉱は比較的低い周波数(中波帯)ではよい感度を示し,普通,鉱石検波器といえば大抵それであるように思われていた位であるが,これは糎波( $=10\mathrm{cm}$ )では 始んど例外なしに感度悪く,黄鉄鉱が最もよく,後に珪素(Silicon)もまたよいことを見出した $=10\mathrm{cm}$ )では 発んど例外なしに感度悪く,

鉱石検波器で増幅及び発振を行い得ることも報告されているが<sup>37</sup>,比較的古い報告であるにも拘わらず,其後大した発展の跡も見られず疑問の点が多い.然し,糎波に於ける応用と共に再びこの問題が取上げられ,これが実現すれば雑音が少く利得の高い糎波用(あるいは逆に更に波長の長い方でも用いられるようになるかも知れない)周波数変換器、更に局部発振器を兼ねた鉱石周波数変換器が現れるかも知れないと著者は拾数年来の夢を抱き続けている<sup>38</sup>.

これらの問題は,鉱石の属する半導体の整流機構が物性論の進歩によって解明されれば,根本的に判断されるであろう. 尚,静電容量を少くするため特別の容器に収めるべきである.又,適当な偏倚電圧を与えて使用することもある.鉱石 検波器は今日知られているものの中で最も高い周波数まで使用し得るものである.

# 3 二極管による周波数変換回路

二極管は,今日に於ては交流電源の整流用と,スーパー・ヘテロダインの第二検波に小型のものが利用されているに過ぎないが,これが又,多極管が多極としての性能を失うに至る鞭波帯で,普通の検波器及び周波数変換機として,反って多極管より有用に実用される.

鉱石検波器で安定度を望もうとすると,感度は或程度犠牲にしなければならないから,二極管の使える周波数まではこれを使うのが得策である.

図 4.2 及び図 4.3 に二極管を使った周波数変換回路の数例を示してある.

二極管周波数変換器は,更に局部 発振電圧として高調波を用い得る利 点をもち,普通の三極管発振器と組

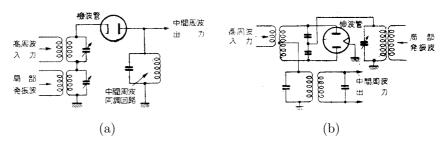


図 4.2 二極管による周波数変換回路

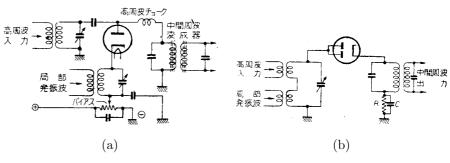


図 4.3 二極管による周波数変換回路

合せて 2,000MC 以上でも動作させることが出来る.

この程度の周波数に於ては,在来の真空管で増幅することが困難であるから,空中線回路から直ちに周波数変換回路に入れる.周波数が高くなるに従い,プレートとカソード間の静電容量と電子走行時間のためだんだん不利になる.従って,より短い波長までよく動作させるためには,プレートの面積の小さい,そしてプレート—カソード間の間隔の短縮された真空管を設計製作する要がある.

又,三極管を用いグリッドに正電圧を与えて電子を加速して走行時間を短くし,プレート・カソード間で二極管検波を 行わしめる方法もある.

### 4. 三極管による周波数変換回路

鉱石検波器のところで述べたように,30MC以上の周波数では真空管の等価入力抵抗が減少する現象があるが,更に,

<sup>&</sup>lt;sup>36</sup> 熊谷寛夫,霜田光一『糎波』(河出書房),昭 23.3

<sup>37</sup> 丸毛 登, 吉田 晴『鉱石受信機』(オーム社), 昭.2.7

<sup>&</sup>lt;sup>38</sup> 章末参照

100MC 以上になると上の負荷効果のほか更に入力静電容量が利いて来て,インダクタンスの大さを制限してしまう.

これに関してエーコン管が有用であるが,低い周波数に於けるような回路で変換管として用い得られるのは, $400 \mathrm{MC}$ 程度までである.

従って,更に高い周波数に於ては他の周波数変換回路を用いるが得策である.即ち,この辺の周波数に於ては,三極管を適当な回路でプレート 検波として用いるのが,最小の雑音で最大の変換利得が得られる.

図 4.4 に超短波乃至糎波に用いられる三極管周波数変換回路が示してある。(a) はカソードに局部発振電圧を与える基本回路で,使用上の注意として  $L_k$  とカソード間を可成短縮すべきである。又,(b) は平衡型で,アースに対して対称に接続され,プレート回路に受信高周波及び局部発振電圧が現れないという特徴があり,このため SN(信号対雑音) 比が改善され動作が安定となる。最良状態を得るには局部発振電圧を調整する必要があり,6J6 を用いた場合には 600MC 以上まで動作する。

三極管周波数変換回路は,今日に於ては短波以下の低い周波数には んど用いられない.この周波数帯では後述のように一球で発振を兼ね高 利得が得られる,優れた変換専用管が実用されているためである.

#### 5. 四極管・五極管による周波数変換回路

四極管を用いて制御格子に受信高周波電圧を入れ,局部発振電圧を(1)カソード,(2)制御グリッド,(3)遮蔽グリッド,(4)プレートの何れに入

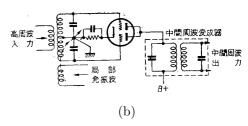


図 4.4 三極管による周波数変換回路

れても周波数変換を行わしめ得る.oxtimes Mし,他の回路方式に比し特に優れている点はない.殊に (3)(4) の場合には高い局部発振電圧を要し,更に (3) の場合には局部発振電圧と変換利得との間に甚だ複雑なる関係があって,殆んど実用価値がない.

五極管による周波数変換は,現在の五格子変換管及びその改良型の周波数変換専用管が現われるまで,相当実用されたものであるが,上記の専用管が現れてからはこれまた稀にしか用いられない.この場合も,受信高周波電圧は制御グリッドへ加えるが普通で,局部発振電圧の与え方は四極管に於けるものと同じほか,更に抑制グリッドに与える方法がある.実用的にこの最後の用い方が優れて居る.

周波数約  $30 \mathrm{MC}$  以上では五格子変換管の性能が落ち,それかと言って二極管や三極管変換回路では利得の点で推奨出来ない。 $30 \mathrm{MC}$  以上 300 乃至  $400 \mathrm{MC}$  までの周波数範囲では, $U \mathrm{N}-954$  の如き小型五極管が最も高能率に働作する.この場合局部発振器は別に設け抑制グリッドに印加する方法を用いるが,安定に変換利得を得るには  $100 \mathrm{V}$ (尖頭値) 程度の高い発振電圧を要する.

高い発振電圧を要することは,局部発振器の製作が難かしく,また外部への妨害も考慮しなければならぬから都合がわるい.

多極管を用いるときは,二つ以上の電極へ同時に 適当な比で局部発振電圧を与えるような特殊回路が ある.又,五極管で局部発振を兼ねた回路もいろい ろ工夫されたが,今日では重要な意義のあるもので ないから,実用性の見地から他の特殊回路と共にこ こには詳述を略す.

図 4.5 は周波数帯とそれに適する変換管及び鉱石 検波器の概略の位置を示した,勿論,同じ五格子管 あるいは三極管その他にしてもいろいろな種類があ り,又,回路の構成によっても著しい相異があるの で,この表は極めて概略なものである.

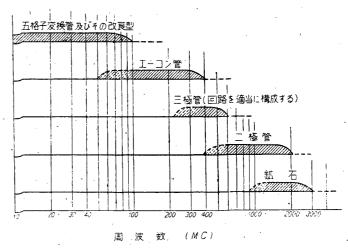


図 4.5 周波数帯と変換管及び鉱石検波器の有用動作範囲

又,将来各々の改良によって,この関係は相当変化するかも知れない.

6. 6A7, 2A7

これは我国に於ける周波数変換管の中で最も普及しているもので,6A7 と 2A7 はヒーターの電圧と電流の規格が異るだけで,構造及びその他の規格は発んど同じである.これからはカソードとプレートの他に 5 個のグリッドをもっているところから,五格子周波数変換管 (penta grid frequency converter) と呼ばれ,この他これに属する球として 6A8,1A6,1C6 等がある.後の二者は電池式用のもので一般にはあまり知られていない.

これ等の球は局部発振と周波数変換とを一個で行うもので,以下,上記の中で最も広く使用されている 6A7 について説明する.

(a) **6A7** の構造及び作用 図 4.6(a) は 6A7 の電極配置の断面を示したもので,(b) はその口金の接続図である.

カソードに近いものから第 1 グリッド , 第 2 グリッド , …… , 第 5 グリッドと名づける.この球は陰極を共用し第 1 グリッドと第 2 グリッドで発振用の三極管を形成し,第 3 グリッド , 第 4 グリッド , 第 5 グリッド及びプレートで , 周波数変換 (混合) 用の五極管を形成して居り , 電極構造を適当にして両者を組合せたものである.然して , 高周波入力電圧は第 4 グリッドに与えられ , 第 3 グリッドと第 5 グリッドは管内

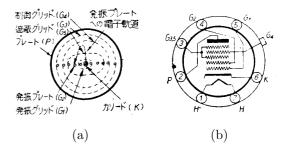


図 4.6 6A7 電極断面図及口金接続図

で接続され遮蔽グリッドの役目をする.従って,前記五極管部は電極の数からは五極管であるが,実際の作用としては,空間電荷グリッド管と遮蔽グリッド管を組合せたような働きをする四極管と考えられる.又,発振部と周波数変換部とは第3グリッドより静電的に遮蔽されており,両者の所要の結合は電子流によって行われる.

電極の実際の構造は,カソード及び第 1,第 3,'第 4,第 5 グリッド及び陽極は通常の五極管と同様で,カソードを中心とし大体同心円的の螺旋及び円筒状であるが,第 2 グリッドは著しく趣を異にしカソ・ドに並行な 2 本の棒で出来,且つその位置は他のグリッドの支柱と電子流の方向に対して並べてある.これは,混合部に行く電子流をなるべく邪魔しないこと,発振三極管と変換五極管部との静電的結合を少くする等の一般的な問題のほか,更に次のような点を考えてある.

即ち,発振器の性質としてグリッドとプレートは発振高周波電圧に関し逆位相であるため,若し第2グリッド (発振プレート) も第1グリッド (発振グリッド) と同様の構造にすると,これらの間を通って混合部へ行く電子流に対して両グリッドが反対に作用し,両方の制御作用が相殺して弱められ,両者が第しい制御作用をもっている場合には全く電子流を変調し得ないことになる.これは電子流による変換部との結合が出来ないことを意味し,結局,周波数変換管として働作しなくなる.故に,第2グリッドを第1グリッドの構造と著しく異らしめてあるのである.

第4グリッドは変調歪や混変調を少くし,自動音量制御を行うようにリモート・カット・オフ特性をもたせてある.

 $\overline{\mathfrak{M}}$  , 上述の如き電極構造により , 第 1 グリッド (発振グリッド) を通り抜けた電子は第 2 グリッド (発振プレート) に邪魔されることなく , 第 3 グリッド (遮蔽グリッド) の正電圧とよって加速されて行くが , そこを通過すると第 4 グリッド (制御グリッド又は信号グリッド) は負電圧が与えてあるので減速されて空間電荷をつくり , その中の一部の電子はそこを通って第 5 グリッド (遮蔽グリッド) の正電圧に加速されプレートに達する . 又 , 他の一部の電子は制御グリッドの前で反転して横向きの加速を受けて第 3 グリッドの中を通り , 発振プレートに捕捉されるのである . 従って , 第 2 グリッド即ち発振プレートは混合部に対する制御力が極めて小さく , 前述の條件に適合しているが , 他方それに流れる電子流は少く , 第 1 グリッドとの間の相互コンダクタンスが小 (普通の使用状態で約  $1,100\mu\Omega$ ) になる不利がある .

次に,実際の動作状態を考えると第 1 グリッドと第 2 グリッドで発振が行われ,変換部に行く電子流は主として第 1 グリッドの局部発振電圧で変調を受け,更に第 3 グリッドを通り第 4 グリッド前で空間電荷の層をつくるが,これは局部発振電圧で変調された仮想の陰極と考えられ,この仮想陰極から出た電子流は第 4 グリッドの入来受信高周波電圧によって変調され,第 5 グリッドによって加速されプレートに達するのである.

- (b) 特徴及び欠点 五格子管は周波数変換という目的に対して最初に作られたのであるが,これを従来の真空管を用いた周波数変換の場合に比べると,次の如き特徴及び欠点がある.
  - (I) 特 徵
  - (i) 局部発振器は紫んど無負荷の状態で働いている故発振が安定である.
  - (ii) 各電極間の影響が少い.
  - (iii) 変換コンダクタンスが大である.
  - ${
    m (iv)}$  従来の四極管,五極管等で局部発振器を別に設ければ,上の特徴の幾つかは実現し得る.従って,従来は2個の

真空管を要したと同等の結果が1個で実現し得る.換言すれば球数を少くし得ることが五格子変換管の特徴となる.

#### (II) 欠 点

- (i) 引込現象を起し易い、五格子変換管は前述の如き構造、働作の原理から、発振プレートにはいる電子流は一度制御グリッドの前まで行き、そこで引返して来たものである、従って発振プレートの電流は制御グリッドの電圧によって影響され、制御グリッドに受信高周波電圧が加わると、それに発振周波数が同期しようとする現象がある。
- (ii) 自動音量制御により発振周波数が変動する.AVC 電圧が制御グリッドに与えられるため,それに応じ前述の理由で発振プレート電流が変化し,局部発振周波数が変動する. $6 \sim 18 MC$  で  $15 \sim 60 KC$  の変化がある.
- (iii) 高い周波数で変換利得が小さくなる.受信周波数が大体 6MC 以上になると,制御グリッドに負のバイアス電圧を与えて置いても正のグリッド電流が流れ,変換利得が減少する異常現象が現われる.この原因はカソードから放射された電子が発振グリッドの局部発振電圧で制御され,更に制御グリッド直前に空間電荷を形成する前述の動作原理から,制御グリッドに変位電流が流れるからである.

これは、また次のようにも説明される.即ち、この現象は受信周波数が高くなり、従ってそれと局部発振周波数との差(中間周波数)の差が小なるとき起る.斯様な状態に於ては制御グリッドに接続されている高周波同調回路の、局部発振周波数に対するインピーダンスがかなり大きくなり、よって、制御グリッドの前に出来る発振周波数で変調された空間電荷により、高周波同調回路に局部発振電圧が誘起される.然して、普通局部発振周波数は受信周波数より高くとるが、この場合上の同調回路に誘起される電圧は、発振グリッドの電圧と逆位相になり、その結果局部発振波の制御力が小になり変換利得が低下するのである.

この現象は五格子変換管には本質的なもので,局部発振器を別に設けても除去することは出来ない.軽減する手段としては中間周波数を高くし,従って高周波同調回路の同調周波数と局部発振周波数を引離せばよく,これは前記の引込現象をも少なくし得る効果があるが,中間周波数はこの点のみから一方的に決定するわけにゆかぬので,一般には消極的な手段でしかなく何時でも採用し得るものでない.

別な方法として,制御グリッドへの局部発振誘起電圧が発振グリッドの電圧と逆位相であることを利用し,両グリッド間に数 PF 程の小容量蓄電器を接続して上の誘起電圧を中和することが行われ,相当有効である.

- (iv) 雑音が多い.これは周波数変換管に本質的の問題で五格子管のみのことではない,同じ真空管でも増幅に用いる場合と周波数変換に用いる場合とでは,後者の方が雑音が大なることが理論的にも実際にも知られている.
  - (v) 高調波含有率が多い.

これ等を要するに,五格子変換管はそれまでの四極管や五極管による周波数変化に比し,多くの特徴をもち実用的に便利であるが,欠点も多く改良を要することが少くない.

(c) 回路例及び特性 図 4.7 に 6A7 を使った周波数変換回路の例及び,その場合の発振グリッド電流  $I_g$  と変換コンダクタンス  $g_c$  及びカソード全放射電流  $I_k$  の関係が示してある. $I_g$  が略  $400\mu$ A の附近で用いるとよい事がわかる. $100\mu$ A 以下になると変換コンダ

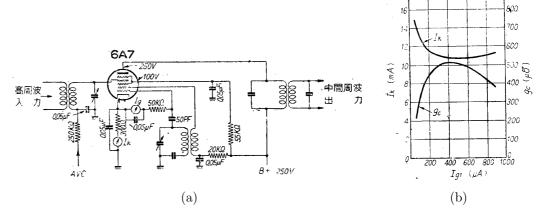


図 4.7 6A7 を使った周波数変換回路

クタンス及び内部抵抗が激減すると共に,カソード放射電流が急に増加して来る. $I_k$  が  $14\mathrm{mA}$  を超えると寿命に大きく影響するから注意の要がある.

# 7. 6K8<sup>39</sup>

(a) 構 造 図 4.8(a) の如く陰極は一個のグリッドで取巻れているが,このグリッドは下方の片面が発振格子として,

<sup>&</sup>lt;sup>39</sup> E. W. Herold, W. A. Harris & T. J. Henry: A new converter tube for all wave receivers, R.C.A. Rev., July. 1938,

又上の片面は変調格子として働く,発振部陽極は陰極の一方側だけにあり,他の側には内部及び外部遮蔽格子を一個処兼ねたグリッドがあって,その中に信号入力用の制御グリッドがあり,更にその外側に出力陽極がある.即ち,この管は陰極及び発振グリッドを共用し,実質的にはその両面をそれぞれ使い分け,発振管と周波数変換管を構成せしめている.この変換部と発振部を隔離するため遮蔽を行うことが必要で,図のように変換部のグリッドを囲む遮蔽板が設けられ,管内部で金属シェルに接続してある.この結果,両部の静電結合が殆んど完全に遮蔽されると共に抑制格子をも兼ね得る,即ち,陰極の両側の,電子流のビーム作用のために遮蔽板は電子流の通路を何等妨げず,且つ,電子が遮蔽グリッドからプレートに行くとき通過する遮蔽板の間隙は,プレートからの二次電子放射を抑制するに充分なだけその部分の空間電位を下げ、御制グリッド作用を兼ね内部抵抗を増大せしめる.これは,インピーダンスの高い中間周波回路を用い得るよう,周波数変換管として頗る望ましい特性である.(b) 図は電極記号と口金の接続を示したものである.

尚,陰極は有効面積を最大ならしめるために断面が矩形にしてある.この構造によって,陰極の半分だけしか周波数変換に用いられないにも拘わらず,変換コンダクタンスを大して落すことなく発振部の相互コンダクタンスも非常に大きくすることが出来,プレート電圧  $100\mathrm{V}$  で約  $3,000\mu \ensuremath{\mathcal{U}}$  である.

又,制御グリッドは自動音量制御に便利なようにリモート・カット・オフ特性を得るようになっている.

尚,この構造から,更に

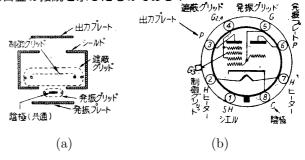


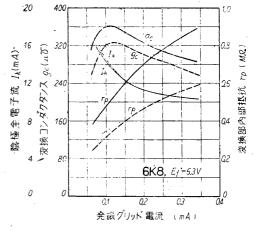
図 4.8 6K8 の断面図及口金接続図

- (i) 制御グリッド,発振陽極,出力陽極の寸法が小さいため電極容量が小さい.
- (ii) 制御グリッドの偏倚電圧の変化が,発振部相互コンダクタンスに及ぼす影響は無視し得る程度である.従って自動音量制御による発振周波数の変化が少く,大体 6~18MC に於ても 5KC 以下である.
- (iii) 発振部と高周波入力部が別れているので設計が簡単である.

(b) 特 性 発振部は陽極電圧 100V に於て充分な相互コンダクタンスが得られるように設計されて居り,通常の五格子変換管では遮蔽格子より相当高い電圧を発振陽極に加えねばならぬことに比して著しい対照をなす.変換部の陽極電圧は 100V 又は 250V,遮蔽格子電圧は 100V である.内部抵抗及び変換コンダクタンスの減少に基く利得の減少は,陽極電圧 100V に於ても僅かなものである.次にその関係を示す.

変換部陽極電圧 $(V)$	100	250					
変換コンダクタンス $(\mu \mho)$	325	350					
变換部内部抵抗 $(\mathrm{M}\Omega)$	0.3	0.6					
発振部グリッド電流 (mA)	0.15	0.15					
(但し、発振グリッド・リーク 50KΩ)							

図 4.9 に変換部 (六極管部) の制御グリッドに正常の偏倚電圧 -3V を与えた場合の,発振グリッド (変換部変調グリッド) 電流と変換コンダクタンス,変換部内部抵抗,陰極全電子流等の関係が示してある.これから,発振子電流の推奨値  $0.15 \mathrm{mA}$  以下で動作させることは,陰極全電子流 (放射電流) が急に増し変換部内部抵抗が急に減少するた



曲線		
変換プレート電圧 $(V)$	100	250
発振部プレート電圧 (V)	100	100
变換部遮蔽格子電圧 $(V)$	100	100
制御グリッド電圧 $({ m V})$	-3	-3
発振グリッドリーク (kΩ)	50	50

図 4.9 6K8 型周波数変換管の動作特性

めに面白くないことがわかる.其故,変換コンダクタンスは発振グリッド電流  $0.15 \mathrm{mA}$  以下で見かけ上最大になるが,適当な中間周波の負荷にすると,変換利得は略この推奨値附近で最大になる.尚,陰極全電子流として適当な最大値は  $16 \mathrm{mA}$  である.

表 4.2

変換部グリッド $(G_g)$ とその全電極間 (高周波入力容量)	6.6PF
変換部出力プレートとその全電極間 (変換部出力容量)	3.5PF
発振グリッド $(G)$ と発振プレートを除いた全電極間 (発振部入力容量)	6.0PF
発振部プレートと発振グリッド以外の全電極間 (発振部出力容量)	3.2PF
発振グリッドと発振プレート間	1.1PF

図 4.10 は制御グリッドの制御特性を示したもので,変換コンダクタンスは制御グリッド・バイアスを約 $-27\mathrm{V}$  にすると正規の値の 1% に減ずる.この曲線は  $I_g=0.15\mathrm{mA}$  に対するものであるが, $0.12\sim0.5\mathrm{mA}$  の範囲なら大体似た特性になる.然し, $0.1\mathrm{mA}$  以下だと変換コンダクタンス  $80\mu\mathrm{G}$  以下の部分で曲線の形が変り,大なる高周波入力電圧に対し幾分歪が大きくなる.それ故発振グリッド電流  $I_g$  は規定の値以下にするより,以上にした方がよいことがわかる. $6\mathrm{K8}$  の主要な内部静電容量は表 4.2 の如くである.

(c) 回 路 6K8を使う周波数変換回路を,普通の 図 4.10 6K8 五格子周波数変換管を使う回路と比べるとき本質的に 関係 変りはないが,最大の効果をあげるには次の点に考慮を払うべきである.

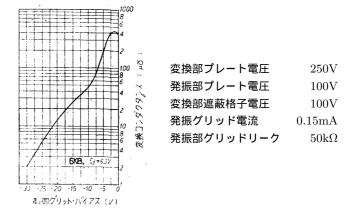


図 4.10 6K8 の制御格子偏倚電圧と変換コンダクタンスの 関係

- (i) 6K8 は発振部の相互コンダクタンスが大で,発振グリッド電流で表わされる励振が割合に小さくてすむので,発振回路に於ける反結合度を減らした方がよい.
- (ii) 同じ理由で,発振部の相互コンダクタンスの小さい真空管では,発振の安定度に関し充分のゆとりのないような回路や回路素子が,6K8では使えることがしばしばある.
- (iii)~6K8~でも6A7~と同様な空間電荷結合現象を免れない.これは中和法により減少せしめることが出来る.
- (iv) 発振回路はプレート同調型が適し,これにより発振タンク回路と発振グリッドとの結合を最小ならしめ得る利益がある.この回路は発振プレートに於て発振周波数電圧が最高となり,発振プレートに接続された回路と変換部制御グリッドに接続された高周波同調回路が管内で容量結合をなし,空間電荷効果による結合に加わる.従って,制御グリッドに誘起される発振電圧は同調グリッド回路の場合よりも大である.そこで発振グリッドと制御グリッド間に小容量の蓄電器を入れ,前記のように中和せしめる必要がある場合があり,この中和作用は同調グリッド発振回路でも不可能ではないが,そのタンク回路と高周波回路の結合が大で感度が増す他方に於て周波数安定度の低下を伴いがちである.同調プレート回路にすれば発振グリッド回路との結合が小で,従って高周波入力同調回路との結合が著しく小となり,この困難は著しく減少する(図 4.11 参照),
- (v) 電源電圧の低い場合には,発振プレート,出力プレート及び遮蔽グリッドを同一電圧で働かせ得られ,しかもその動作條件はあまり変化しない,従って,電圧が変化しても割に安定に働き,このような回路を用うれば部分品の一部を省略し得る利点もある.然し,これは米国に於ける交直両用受信機のように電源電圧が異る場合に於て意義があるのであって,普通の設計では原則的な用い方をした方がよい.
  - 第4.12 図に実際に使用された回路の 例とその特性を示した.

# 8. **6L7**<sup>40</sup>

周波数変換器として普通の五格子管を用いると,信号入力回路(高周波同調回路)と局部発振回路間の空間電荷等に起因する結合作用が大なるため,変換利得を犠牲にしなければならぬ欠点がある.

<sup>&</sup>lt;sup>40</sup> C. F. Nesslage, E. W. Herold & W. L. Harris: A new tube for use in superheterodyne frequency conversion systems, I.R.E., Feb., 1936, PP. 207-218 (超ヘテロダイン受信機の周波数変換器用新型真空管に就て,信話誌,学界近情,昭 11, PP.62-63. (邦外誌 No.38, P.147)]

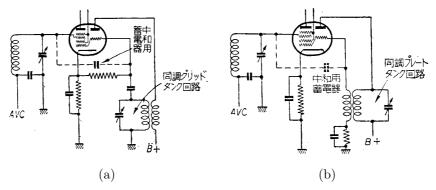
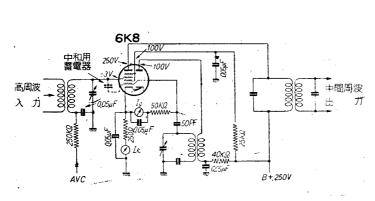
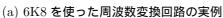
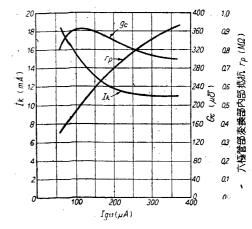


図 4.11 6K8 に於ける同調グリッド及び同調プレート発振回路の比較







(b) (a) 図の回路に於ける 6K8 働作特性曲線

図 4.12

又,高周波増幅用五極管を周波数変換器として用い,その抑制格子に外部から局部発振電圧をかけて検波する方法は, この欠点を相当緩和することが出来るが,大きなヘテロダイン電圧を要しまた内部抵抗が低いと言う欠点がある.

6L7 は外部がらヘテロダイン電圧をかける方式の周波数変換管 (混合管) として設計製作されたもので,前述した他の変換管の諸欠点を著しく改善してある.

この真空管は図 4.13 に示したように , プレートとカソードの他に五個のグリッドから成立っている . 第 1 グリッドは高周波入力制御用のもので , 変調歪や混変調を少くし , 自動音量制御が出来るように緩いカットオフ特性をもっている . 第 2 及び第 4 グリッドは遮蔽用である . 更に第 3 グリッドは外部からヘテロダイン電圧を与えるためのもので , 在来の高周波用五極管に於ける如く , 大きな電圧を必要としないようにかなり高い増幅率をもたせてある . 又 , 第 5 グリッドはプレートからの二次電子放射を抑制し , 内部抵抗を高く保たせるためのものである .

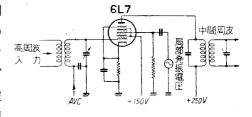


図 4.13 6L7 を用いた代表的な周波数変換 回路

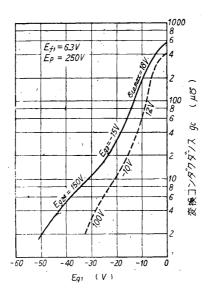
標準の動作状態並びに其の場合の平均値は次の通りである.

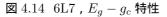
$E_{g_1}$	$E_{g_2,4}$	$E_{g_3}^{*1}$	$E_p$	$\varepsilon_{lo,max}^{*2}$	$g_c$	$r_p$	$I_{g_2,4}$	$I_p$
(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	$(\mu \mho)$	$(M\Omega)$	(mA)	(mA)
-3	100	-10	250	12	360	1⊕	6.2	2.4
-6	150	-15	250	18	360	1+	8.3	3.2

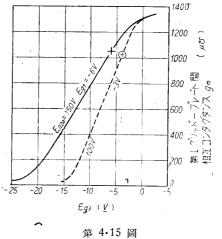
 $E_f = 6.3 \text{V} , I_f = 0.3 \text{A}$ 

- \*1 ヘテロダイン電圧を与えた場合
- \*2 ヘテロダイン電圧波高値

周波数変換器としての動作を調べる上に必要な特性を図 4.14 及び図??に示してある.







GL7,  $G_1-P$  相互コンダクタンス特性

図 4.15 6L7,  $G_1 - P$  相互コンダクタンス特性

下も偏倚電圧の一部になっている.

6L7 が普通の周波数変換用五グリッド管 (2A7,6A7 等) より優れている点をあげると

- (1) 変換利得が大きい.
- (2) ヘテロダイン電圧が小さくてすみ,局部発振器の安定度がよい.
- (3) 内部抵抗が高い.
- (4) 高周波入力回路と局部発振回路との問の空間電荷結合作用が少い.
- (5) 動作周波数の範囲が広い.

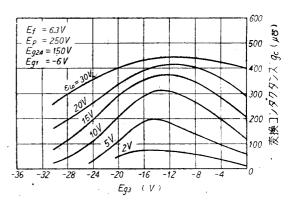


図 4.16 6L7 ,  $E_{g_3} - g_c$  特性

この真空管を特に高い周波数で使用する場合に注意すべきことは,第1グリッドに与える負の偏倚電圧が低いと,正方向のグリッド電流が流れる点で,その原因は電子が電極間を飛行する間に受ける力場の特殊な作用として説明することが出来る.即ち,第3グリッドは大体負電位の領域で振動しているのであるが,今,それが僅かに負電位にある瞬間にそのグリッドに近づいて来る電子のうち,一部は正電位の第2グリッドへ引戻される. $\stackrel{\longleftarrow}{n}$ して,振動電圧の周波数が高くなると,これらの電子が第2グリッドへ到達する間に第3グリッド電圧の位相が進み,第2グリッドから第3グリッドに至る電位傾度が刻々と急峻になるため,電子は加速的力を受けてその一部は第2グリッドの網の目を通り抜け,更に第1グリッド附近の負電界に突入し減速作用を受ける.この運動が繰返されて電子が第2グリッドを数回往復する間に次第に運動のエネルギーを増し,遂に第1グリッドに突入するに至るものと考えられる.

この場合,電子に加わる加速的力は,局部発振周波数及びその電圧に比例する.局部発振周波数が  $30 {
m MC}$  でその電圧が  $15 {
m V}$  , $E_{g_{2,4}}=150 {
m V}$  なるとき,第 1 グリッドに  $-6 {
m V}$  の偏倚電圧を与えて置けば,この原因によるグリッド電流は完全に阻止することが出来た.

尚,6L7は周波数変換器に止まらず,自動音量制御を行うべき高周波増幅管及び音量を圧縮して録音された音楽に対する,音量伸張制御増幅管としても適している.

深田氏は,6L7G を用いた周波数変換器に於て,第1グリッド回路を受信高周波に同調させると共に,変換利得をあげる目的で第3グリッド回路を局部発振波に同調させた場合,両グリッドに同調回路が互に再生部及び減幅作用を及ぼしあって,変換管のプレート電流に変化を与え,或條件が

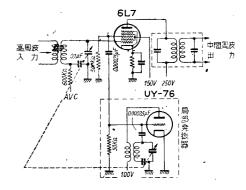


図 4.17 6L7 を用いた周波数変換回路

成立つ特殊の場合には微弱な自己発振を生じ、それに因る一連の断続せる鳴音を伴うことがあることを指摘している、そ

のため中間周波数として選び得る範囲に或限度があり,この値は同調回路の諸定数や受信周波数帯と関連しているので,一般的に決定することが出来ないが,一例としてその最低限界が大約  $25 {
m KC}$  であると言つている $^{41}$ 

この発振の原因は,第 1 グリッドと第 3 グリッド間.幾分残留する結合に存することは明かである.

6L7 に相当するものとして我国には 6L7G がある.第 4.17 図に 6L7 を用いた周波数変換器の具体的回路の一例が示してある.又,第 4.18 図は口金の接続である.

#### 9. 6SA7

大量製産が可能で品質が揃い,且つ性能の優れたものとして 6SA7 型周波数変換管は重要な意 拳がある 図 4.18 6L7 口金 接続図

6A7 型は周波数変換管として設計されたものであるが種々な欠点があった.その点を改良したものに 6K8 と 6L7 の二つの型が現れた.前者は優れた性能をもっているが大量製産の見地から難点があり,後者は別に局部発振器を要する不利がある.そこでもう一度 6A7 型に戻って,その長所,即ち,構造簡単な点を生かし,他方,欠点は別の手段で改良するという考えに向った.

6SA7 は斯かる観点に立って生れたものとみられ,又,別に発展したビーム管の考えを取入れて成功したものであると言える.図 4.19(a) はその電極構造の断面を示したもので 6A7 と大差ない.即ち,カソードを囲んで発振グリッド作用を行う第 1 グリッドがあり,その外側に発振プレートの作用を兼用する遮蔽グリッドがあり,これにはビーム管に見られるような電子集束作用を行い,且つ,制御グリッド直前の空間電荷を構成する一部の電子が,第 1 グリッドに戻るのを捕捉するための遮蔽板(集捉電極)が密着してある.これにより発振グリッドと制御グリッド問の静電容量が減じ,高周波入力同調回路と局部発振回路の結合を小ならしめ引込現象を軽減する.

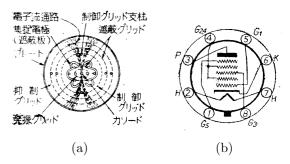


図 4.19 6SA7 電極構造断面及び口金接続図

高周波入力電圧を与えその制御グリッドとして作用する第3グリッドの支柱は,図に見られるようにカソードの対向面に置かれてあるので,カソードから放射される電子群はこの支柱によって二分され,第2グリッドの遮蔽板の作用と共にビーム形になりつつ彎曲してプレートに達する,又,第4グリッドは管内で第2グリッドに接続され遮蔽グリッドとして働き,第5グリッドは抑制グリッドとして作用しプレートからの二次電子放射を抑制して内部抵抗を高め,プレート電圧が低くなっても差支えないようにしてある.即ち,制御グリッドの前に形成される空間電荷による仮想陰極から先を考えれば,普通の五極管と同じ作用をするような電極が配置されてある.(b) 図は口金の接続を示したものである.

6SA7 でも空間電荷結合による変換利得の減少が起るが,上記の如き特殊構造により 6A7 型に比し遥かに軽減される.又,AVC による局部発振周波数の漂動も少く,18MC に於て制御グリッド電圧 (AVC 電圧) を  $0\sim-15V$  に変化した場合,約 6KC 程度であると言われている.

図 4.20 に 6SA7 を使用した基本的周波数変換回路を示した.

ここで注意を要することは,既に 6A7 の動作原理のところで述べたように,発振グリッド (第 1 グリッド) と発振プレート (第 2 グリッド) とは局部発振電圧に関し逆位相にあるので,ここを通過して混合部へ行く電子流に対する変調作用が相反する.従って,両者の電子流に対する制御力はなるべく異らしめた方がよい.斯かる観点から 6A7 に於ては発振プレートを単なる 2 本の側柱とした,その結果 6A7 自

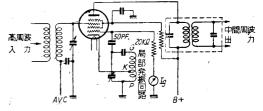


図 4.20 6SA7 による周波数変換回路

体に根本的の欠陥があったのである.然るに,6SA7 に於では発振プレートの制御力を小ならしめるような手段を講じてなく,其他の構造の変形と相俟って 6A7 の原理的欠陥を改良したわけであるが,発振プレートの反対位相制御作用,即ち,発振グリッドの制御作用を相殺する作用は 6A7 の場合より著しく大で,6A7 に取入れられた考えに逆行している.

要するに,発振部の相互コンダクタンスを大ならしめる要求と,変調度を深める要求とは斯くの如き電極配置では相容れず,結局 6K8 の如き構造にしない限り解決し得ない問題である.6SA7 を用いた図示のような周波数変換回路では,発

 $<sup>^{41}</sup>$  深田雅夫: $^{6L7}$  球を使用せる新型混合管方式の発振現象に就て,無線の研究,昭 $^{13.1}$ .  $^{19-22}$ .

振プレート及び第 4 グリッド (両者に管内で接続されている) と出力プレートに流れる全電子流が発振に寄与するため , 発振部の相互コンダクタンスは大  $(6A7\ o\ 1100\mu \ o\ 6K8\ o\ 3000\mu \ o\ c)$  に対し  $6SA7\ t\ 4500\mu \ o\ o$  で発振が容易である , 然し , 発振グリッドに対し他の電極は全て逆位相に動作する , 即ち , 或瞬間第 1 グリッドが局部発振電圧に関して正電位であるときを考えると , 発振プレート , 第 4 グリッド , 出力プレート及び制御グリッドはその逆位相となり , 発振グリッドの電子流変調作用に反作用を及ぼす .

故に,局部発振電圧を有効に利用し変換コンダクタンスを大ならしめるには上の反作用を小ならしめるべきで,そのため,局部発振線輪上の高周波電圧零の K 点から上の方の,発振グリッドに与えられる G 点の電圧に対し,下の方の P 点の逆位相電圧を必要以上に大ならしめないことが肝要である.然し,この電圧を小ならしめると発振強度が弱まるから適当な妥協点を見出すこととなる.図示の如き回路定数による定格動作状態で発振周波数 6MC 以内で使う場合には,発振グリッド電流を 0.5mA としカソード—接地間の発振電圧尖頭値 2V になるように調整したとき最良結果が得られる.

#### 10. 6J8G

6L7 は周波数変換管として種々優れた点をもっているが,別に 局部発振管を要するため実用上不便である.6J8G は 6L7 型混合 管と局部発振用の普通の三極管を同一管内に封じこんだ複合管で, 同一カソードの上半分に五格子変換部 (6L7 に相当) があり,下半 分に三極管部分があってその制御グリッドと五格子管部の第三グ リッドが直接接続されている.

この管は両部にカソードの半分づつが用いられるため,発振部の相互コンダクタンス,変換部の変換コンダクタンス共に小さく,従って,6L7に比し性能は劣り,又,製作工程も面倒で他に大なる特徴がないので普及牲は低いと思われる.

第 4.21 図及び第 4.22 図に 6L7 で別に局部発振管を設けた変換回路と , 6J8G を用いた回路が比較して示してある .

我国には,6J8G と相似なものに 12-G4 がある.

11. AVC による同調偏移現象 (AVC 電圧により局部発振周波数が変化する場合に於ける同調の特異現象)

五格子周波数変換管を用いるスーパー・ヘテロダイン受信機に 於ては,AVC電圧により局部発振周波数の変動が殊に著しい。斯 かる受信機を同調操作する場合特異な現象がある.著者はこれに "AVC 同調偏移現象"と名づける.

五格子周波数変換管を用いた AVC 附き受信機では,短波帯以上の高い周波数で然も入力が強い場合には,ダイヤルの目盛で周

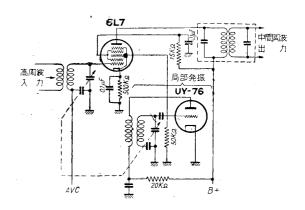


図 4.21 UY-76 を局部発振管とした 6L7 周波数 変換回路

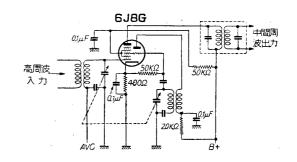


図 4.22 6J8G による周波数変換回路

波数の低い方から同調に近づけて行ったのでは最大強度に受信することが出来ない.反対に周波数の高い方から同調に近づけて行くと,最大出力を与える同調点を少し越すと受信機の出力は急に消え失せ,これを回復しようとすると,同調を最大出力を与えた点よりも更に取戻さねばならなくなる.この過程を満足な調整が出来るまでには何回も繰返さねばならぬこともある.そしてフェーデングが起ると受信機の出力が突然零に落ち,入力強度が回復しても元へ戻らない.斯様な現象は AVC 電圧によって局部発振周波数が変化し.中間周波増幅器の同調帯域の幅以上にそれか変化されるためである.

図 4.23 の曲線は,上の周波数変動が受信機の同調に及ぼす影響を示したもので,曲線 A は入力電圧が AVC を動作せしめるに足る程強くない場合をあらわし,このときの同調曲線の形は受信機の選択度曲線と一致する.曲線 C 及び C' は入力が強い(或受信機で例えば 5mV)の場合で,C は正常の曲線即ち上の周波数変動がない場合の特性を示す曲線であり,C' は AVC 電圧が局部発振周波数に影響する場合の曲線である.然して,C' 上の矢印は同調に近づく方向に対応する.曲線 C' 上の共振点が不安定部分にあると言うことは,フェーデングが起ると受信機出力が消失することを示している.何故なら,入力が強い状態で同調していると高い AVC 電圧がかかり,それで変動された発振周波数と中問周波数を作って受信されているのであるが,フェーデングが起り入力が減少するとそれに応じて局部発振周波数が変動し,遂には中間周波増幅器の帯域外に外れて受信不能となり,局部発振周波数は更に帯域外に出てしまうから,そこへ入力が回復し

て来てもそのときの発振周波数とつくる周波数差 (中間周波数) は,中間周波増幅器の帯域外であるため受信機は回復しない.故に,再び受信し得るようにするためにはあらためて同調操作をし直す必要がある.

又,曲線 B 及び B' は入力がそれ程強くない (例えば  $1.5 \mathrm{mV}$ ) 場合の特性を示したもので,B は AVC 同調偏移作用がない通常のもの,B' は僅かその影響が現れていることを示す.この場合にはフェーデングが起っても受信不能にはならぬが,同調が外れて幾らか歪を生ずる.これは曲線 B' の頂点を過ぎて垂直線が曲線 A 及び C' を過ぎることで示され,B' 曲線の頂点には何れの方向からも到達し得ることからも明かである.

この例に於ける曲線 B' 及び C' の示す同調点の移動はそれぞれ  $5{\rm KC}$  及び  $20{\rm KC}$  である.五格子周波数変換管にみられる発振周波数変動は一般的のスーパー・ヘテロダイン受信機に於て, $6\sim18{\rm MC}$  帯の高周波端近くで強い入力に同調した場合  $50\sim60{\rm KC}$  にも達するが,周波数変換管として  $6{\rm K8}$  を用いたものでは通常  $5{\rm KC}$  以下で済む.其故,曲線 B' は  $6{\rm K8}$  を用いたときに出会うかも知れぬ最悪の場合に該当し,大抵の場合同調曲線は略正常な曲線 A,B 及び C に近いものとなる.

# 25 20 20 C' C' C C-C 5000以 C C-C 5000以 日 15 日 10 日 15 日 10 日 17.97 17.98 17.99 18.00 18.01 16.02 ダイヤル目盤(MC)

図 4.23 AVC 電圧により局部発振周 波数が変化する受信機の 18MC に於 ける同調曲線

# 12. 変換管の優劣を定める量

周波数変換管 (混合管) の優劣を定める量として、変換コンダクタンス (conversion conductance),変換増幅度 (conversion amplification),変換利得 (conversion gain)等がある。然し,これらは各別のものではなく結局同じものを立場をかえてみたものである。

変換コンダクタンスとは,普通の真空管に於ける相互コンダクタンス (mutual conductance) に対応するものである.即ち,真空管のグリッド電圧が微小値  $\partial e_q$  変化したとき,プレート電流に  $\partial i_p$  だけの変化を生ぜしめたとすれば

$$g_m = \frac{\partial i_p}{\partial e_a} \tag{4.1}$$

なる比を相互コンダクタンスと言う. $\overline{\Delta c}$ に,グリッド電圧の変化 1V のときのブレート電流の変化をアムペアとすれば, $g_m$  の単位は  $\mu U$  となる.これと同様にして,変換コンダクタンスはグリッド入力高周波電圧とそれによるブレート電流中の中間周波数成分の変化で与えられる.変換コンダクタンスは普通  $g_c$  なる記号を用い,上のグリッド電圧及び中間周波電流をそれぞれ  $\partial e_{gr}$ , $\partial i_{pi}$  とすれば

$$g_e = \frac{\partial i_{pi}}{\partial e_{cm}} \tag{4.2}$$

である.又,プレート負荷イムビーダンス零のとき入力に  $e_{gr}=1{
m V}$  を加えた場合の,ブレート電流中の中間周波成分で表してもよい.単位の関係は  $g_m$  に於けると同じである.

 $g_m$  と  $g_c$  との関係は次の如くして導かれる.即ち,周波数変換を行う場合プレート電流は局部発振電圧による振動電流を,受信入来高周波電圧で変調し,その結果生ずる側帯波の一つ下側帯波が中間周波として取出されるものと看做すことが出来る.入来電圧は局部発振電圧に比し極めて小さいのが普通であるから,従って上記変調度も小さく,これにより生ずる非直線歪も小である.

変調の理論から,中間周波分 (側帯波) の振幅  $I_{pi}$  は,局部発振周波分の振幅  $I_{lo}$  に変調度  $k_a$  の 1/2 を乗じたもの

$$I_{pi} = \frac{1}{2}k_a I_{lo} \tag{4.3}$$

で表わされる.又,局部発振周波数の振幅の変化量は,その振幅の入来周波電圧が加わるグリッドの電圧  $e_g$  に対する変化の割合と,入来高周波電圧の電圧  $e_{gr}$  の積に等しい.

$$I_{lo}$$
の変化量 =  $\frac{\partial I_{lo}}{\partial e_q} e_{gr}$  (4.4)

故に,

$$k_a = \frac{1}{I_{lo}} \frac{\partial I_{lo}}{\partial e_a} \tag{4.5}$$

これらの関係から

$$I_{pi} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_{lo}}{\partial e_q} \tag{4.6}$$

従って、

$$g_c = \frac{I_{pi}}{e_{qr}} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_{lo}}{\partial e_q} \tag{4.7}$$

 $\stackrel{igstyle{igstyle{K}}}{ ext{ iny }}$ して,フーリエ級数を以てプレート電流  $i_p$  を展開すれば,局部発振周波分の振幅は次式で表わされる.

$$I_{lo} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_p \cos \omega_{lo} t d(\omega_{lo} t)$$
(4.8)

 $\omega_{lo}$ : 局部発振周波数の各速度

従って,

$$I_{lo} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\partial i_p}{\partial e_g} \cos \omega_{lo} t d(\omega_{lo} t) = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} g_m \cos \omega_{lo} t d(\omega_{lo} t)$$

$$(4.9)$$

故に,

$$g_c = \frac{1}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_m \cos \omega_{lo} t d(\omega_{lo} t)$$

$$\tag{4.10}$$

茲に ,  $e_q$  が小なるときは近似的に

$$g_c = \frac{1}{4} \frac{\partial g_m}{\partial e_g} e_{gr} \tag{4.11}$$

なる関係がある $^{42}$ .

又,最大変換コンダクタンス  $g_{c,max}$  と最大相互コンダクタンス  $g_{m,max}$  との間には次の関係がある $^{43}$  .

$$g_{c,max} = \frac{1}{\pi} g_{m,max} \tag{4.12}$$

次に,プレート側に中間周波に対する負荷 Z があるとき,その両端に現われる出力中間周波数電圧を  $e_i$ ,入力高周波電圧を  $e_r$  とすれば

$$A_c = \frac{e_i}{e_i} \tag{4.13}$$

を変換増幅度と言う.尚,周波数変換管の内部抵抗を  $r_p$  とすれば,この場合のプレート電流中の中間周波成分  $i_{pi}$  は (図 ??参照)

$$i_{pi} = \frac{r_p}{r_p + Z} g_e \cdot e_r \tag{4.14}$$

又,

$$e_i = i_{pi}Z = \frac{r_p Z}{r_p + Z} g_c \cdot e_r \tag{4.15}$$

従って,変換増幅度は

$$A_{c} = \frac{e_{i}}{e_{r}} = \frac{r_{p}Z}{r_{p} + Z}g_{c} = \frac{Z}{1; \frac{Z}{r_{p}}}g_{c}$$
(4.16)

となるが,周波数変換管として内部抵抗の大なるものを用い, $r_p\gg Z$  なれば 1 に対して  $Z/r_p$  が無視され,一般に

$$A_c = g_c Z \tag{4.17}$$

となる.即ち,変換増幅度を大にするには変換管として  $g_m$  及び内部抵抗の大なるものを用い,且つ,プレート側の中間周波に対する負荷インピーダンスを高くすればよい.

又,

$$G_c = 20 \log_{10} A_c = 20 \log_{10} \frac{e_i}{e_r} = 20 \log g_c \cdot Z$$
 (4.18)

を変換利得と言う.[尚,3・9(19頁参照)]

 $<sup>^{42}</sup>$  高村 , 完田:第4 回工学会大会 , 昭15 .

 $<sup>^{43}</sup>$  Nesslarge, Herold & Harris: I.R.E. Feb., 1963 (邦外誌 , No.68 ) .

著者は鉱石検波器で増幅及び発振を行うこと及びそれだけで(真空管を用いず)周波数変換を行う時代が来るであろうと記しているが(32 頁)これが最近米国に於て実用化されたことは,最近我国の通信,電気その他の雑誌に紹介されたことで明らかで,吾々にとって感概無量である.(昭.24.2.15 再校に際して追記)

# 第5章 局部発振器

# 1 局部発振器に要求される條件

スーパー・ヘテロダイン受信機の局部発振器 (local oscillator) に要求される主な條件を,次に列記して読明を加えよう.

(a) 所定の周波数を安定に発振すること.

受信周波数を  $f_r$ , 中間周波数を  $f_i$  とすれば,局部発振器の周波数  $f_{lo}$  は,次の関係を満足すべきである.

$$f_{lo} = f_r \pm f_i \tag{5.1}$$

即ち,受信周波数より中間周波数だけ高いか,或は低いかである.前の場合を"上側へテロダイン",後の場合を"下側へテロダイン"と言う.その何れにすべきかは受信周波数の範囲や中間周波数によって定めらるべきで,後に詳述してある.

何れを選んでも,その周波数を安定に発振することが必要である.

(b) 電圧が変動しないこと.

中間周波出力は局部発振電圧によって変化する.故に安定した受信を行うためにはそれが時間的に安定していること,又,通常の受信機では広い範囲の周波数を受信するようになって居り,それに従って局部発振周波数を変化する必要があるが,この可変周波数範囲内に亘りその電圧が可及的一定であることが,周波数により受信感度が変化しないために必要である.従って

- (i) 時間的に変動しないこと.
- (ii) 周波数によって変化しないこと.
- の二つを満足させるべきである.
  - (c) 最適電圧であること.

周波数変換器に与える局部発振電圧と変換利得との関係は,一般に図 5.1 の曲線の如き傾向にある.即ち,低い値から高くして行くと a-b 間は殆んど直線的に変化し,それから綾かになり c 点で最高利得が得られ,更に電圧を高めてゆくと変換利得は反って低下する.而し,その変化は c-d の如く緩かである.従って,受信機の感度をよくするには最高の変換利得が得られる電圧を供給すべきである.この電圧を最適ヘテロダイン電圧と言う.従って,前述の一定電圧はなるべくこの値にすべきである.

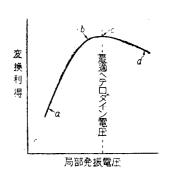


図 5.1 局部発振電圧と変換 利得の一般的傾向

(d) 高調波含有率が少いこと.

局部発振波に高調波を含んでいると、笛音や混信の原因となる、ゆえに、その波形は

可及的正弦波に近く高調波の少いことが望ましい.而し,その波形を観測したり,高調波を検べたりすることは困難であるから,必要以上に強く発振させず,又,グリッドに適当なバイアスを与えて置くがよい.発振が強すぎグリット・リークの値が大きすぎると発振波形が歪み,著しいときは振幅変調された形となり,更に甚しいときは所謂ブロッキング振動を起して断続され,そのため満足な受信が出来ず雑音を発生する.

(e) 可変蓄電器の一極を接地し得ること.

一般のスーパー・ヘテロダイン受信機では単一調整のため連結可変蓄電器が用いられ,その一極(普通可変電極の方)が共通に接続され高周波同調回路に於て接地されているので,局部発振回路も可変蓄電器の一極を接地し得る回路にすべきである.これは周波数安定度の点からも望ましい.

# 2 発振回路

真空管発振回路は多種多様であるが、局部発振器として用い得るものは前述の條件から制限される、

又,全波受信機に於ては線輪を切換える必要があり,実用上切換個所を可及的少くすることが望ましいので,回路の選定にはその点からも考慮を要し,結局,今日一般に採用されているのは図 5.2 の如きものが大部分である.

(a) 図は再生グリッド検波と同じ回路で,発振周波数は LC の共振回路の定数で定まり,発振の強さは  $L_p$  と L との結合度即ち, $L_p$  の捲数と  $L_p-L$  間の間隔によって変化する.一般に捲数が大なる程,間隔が小なる程強くなる. $C_g,R_g$  は発振波により自動的にグリッド・バイアスを与えるためのものである.

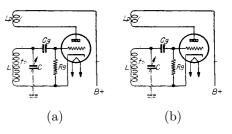


図 5.2 普通の局部発振回路

- (b) 図は,(b) 図は,(b) 図は,(b) 図は,(b) 図は,(b) 図は,(b) の部分の大きさに比例して強くなる.而し,勿論限度がありそれを超えると反って弱くなる.
- (a) と (b) を比較するとき,発振の強さを調整する際 (b) 図のものでは L が密接巻してある場合,タップの位置を変えるのが面倒である.又,その位置により周波数も相当変化する場合がある(発振管の陰極からタップまでの配線が長く,発振周波数が高いとき著しい).他方,発振管が周波数変換管を兼ねる場合には (b) の方が都合のよいことがある.

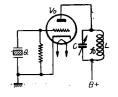


図 5.3 水晶制御発 振回路

特定の周波数のみを受信し,且つ高い安定度を要求されるものでは,図 5.3 の如き水晶制御局部発振器を用いることがある.Q は所定の固有周波数を有する水晶発振子,LC はそれに対する共振回路である.これをピアース回路と言う.

所要の局部発振周波数が 10 数 MC 以上になると,それを直接水晶制御することが困難になるので,そのときは図 5.4 図のようにして所要周波数を  $nf_0$  とすれば,その 1/n 即ち

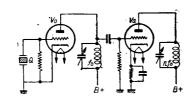


図 5.4 水晶制御高調波局部発 振回路

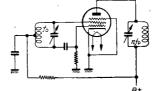


図 5.5 自励発振電子結合 高調波発生回路

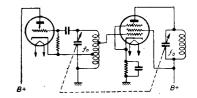


図 5.6 増幅局部発振回路

 $f_0$  を水晶制御で発振させ,次にその高調波を選出して利用する場合がある.

水晶制御でなく自励発振の場合にも,斯様に高調波を選出するか或は発振周波数のままを増幅して用いることがある. その結果,発振器の出力直接では電圧不足のとき所要の電圧を得ることが出来,又,高調波を除去し,更に発振周波数が 受信周波数に引込まれる現象をなくす特徴がある.而し,回路が複雑化するので大衆向のものには利用価値がない.

図 5.5 は電子結合により高調波を取り出す回路,図 5.6 は増幅回路を設けた一例で発振回路と増幅回路が単一調整にしてある.

# 3 調整

図 5.7 の如き代表的な局部発振回路に就いて主な調整法を略述する.最近の大部分の受信機は局部発振と周波数変換が同一真空管で行われるようになっているが,ここでは局部発振回路だけを取出して示してある.其故,同一管で行われる場合には勿論これに準じて行われる.

### (I) 発振の有無

先ず発振しているか否かを検べる.その第一の方法はグリッド・リーク  $R_g$  の接地側を外しカソードとの間へ,図示のように電流計  $I_g$  を入れる.これは 1 ないし  $5{
m mA}$  程度の直流電流計で,+ 極をカソード (又はシャーシー) 側に接続するのである.この時  $I_g$  が  $200\mu{
m A}$  程度以上流れていれば先ず発振していると考えてよい.而し,発振していなくても  $10\sim 50\mu{
m A}$  程度のグリッド電流が流れて居り,それは電子の初速度によるものである,次に,指先を真空管の

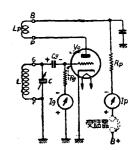


図 5.7 局部発信器の 調整

グリッド (又はプレート,或は線輪の g か P 点) に触れてみる.この時  $I_g$  が急に減少すれば,それで発振していることは確実である.即ち,発振していればその電圧がグリッドに加って整流され, $I_g$  が  $R_g$  の中を点線で示した方向に流れ,その結果  $C_g$  が図示の極性に充電されてグリッドに負バイアスを与えているが,指先をふれると発振が止り,その結果グ

リッドに加わる電圧従って  $I_q$  が減少するのである.

高感度の電流計がないときは,5mA 以上 10mA 程度の直流電流計を陽極回路の  $I_p$  点に挿入する.この場合は発振していなくても相当の電流が流れているから,発振の有無は前記のように指先をふれた時の電流の変化で知る他ない.然して,この場合  $I_p$  は発振していると減っている.従って,指先をふれたとき電流が増加すれば,それまで発振していることを示す.

電流計の代りに図示の位置に受話器を入れて置き,指先を前記の点にふれたとき"ボコッ"という音が聞ければ発振している証拠である.即ちこの場合電流の変化を音として聞いたわけである.

又,テストオッシレーター (試験用発振器) 或はシグナル・ゼネレーター (標準信号発生器) があれば,その出力を L に 結合させ受話器でビートを検出しても確められるし,逆にヘテロダイン周波計でビートを探してもよい. $\stackrel{in}{m}$ し,局部発振勢力は弱いから吸収型波長計の方で検出することは無理である.

# (II) 発振していない時

発振していないときには,先ず L 又は  $L_p$  の接続方向を逆にしてみる,即ち,B と P 或は f と G を接ぎ変えてみるのである.線輪の正しい接続の仕方は図 5.8 の如くである.それでも発振しないときは  $L_p$  の捲数を増加し,又, $L_p$  を L に接近させて両者の間隔 D を小に,結合度を大にしてみる.

発振していないにも拘らず陽極電流  $I_p$  が少いときは, $R_p$  を減らして陽極電圧をあげてみる.それで  $I_p$  があまり増加せずまた発振しないときは発振管を換えてみる必要がある.

稀には可変蓄電器 C が短絡していることがあり,この場合は発振しない.又,若し  $C_g$  が短絡していると発振していても  $I_g$  が流れないから, $I_g$  で発振の有無を検べるときは一応その点に疑問をもってみるべきである.

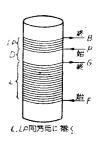


図 5.8 発振線輪 の接続

# (III) 発振の強度

発振の強さは変換利得に直接影響するので,それを知り且つ可及的全周波数範囲に亘り,最適へテロダイン電圧ならしめることが必要である.

発振電圧を測定するには真空管電圧計を用いることが考えられる。 而し、弱い発振状態では真空管電圧計を負荷することにより発振が止り、或は、その状態が著しく変化して、真の働作状態に於ける電圧を知ることは困難である。この欠点を除く方法として、発振管自体を真空管電流計として用いるようにした方法が考えられている44.その方法に於ては、発振管のグリッド電流がグリッドの電圧こよって較正されている。

其故,局部発振電圧と変換利得との関係は,グリッド電流との関係に置換することが出来,実際その方が便利であるし,グリッド電流を以て発振の強さを知る目安にすることが出来る.

そこで,前掲の回路のように電流計  $I_g$  を接続し,可変蓄電器を零から最大の間に廻してみて,各回転角に於ける電流が略不変であれば発振電圧も一定である.完全に一様にすることは困難であるが, $L_p$  の巻数及び L との間隔を調整することより,周波数比が著しく大なる場合以外略一様にするこが出来る.

可変蓄電器の回転角 (発振周波数) とグリッド電流従って発振の強さとの関係は,回路の種類や周波数の高低及び周波数の範囲等により種々異るが,図5.9a の如く周波数の高い方で発振が強くなる場合と,b の如く低い方で弱くなる場合がある.そこで例えばa の如き傾向を以ている場合  $L_p$  の巻数を増すと,全体的に発振が強まるが特に右方が上るか或は下る.若し前のようになったら始めより巻数をへらしてその変化をみ,後のようになったら更に増せばその変化を少くし得ることがわかる.b の如き傾向をもつ場合にも,同様にして増したらよいか減らすべきかををつかみ,後は順次巻数を加減して可変蓄電器の回転に対するグリット電流の変化が少くなるようにする.

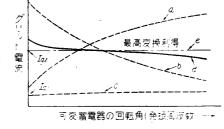


図 5.9 発振周波数と発振の強さ

捲数の加減と共にLとの間隔を変えることも必要である.

<sup>44</sup> 拙著『全波受信機』, (誠文堂新光社, 昭.23.7), P.164

斯くして、周波数による発振強度の変化を最小にし得ても、その値が同時に最高変換利 得を得るものに可成近いことが必要である. 例えば, 最高変換利得の時の発振強度に相当 するグリッド電流を  $I_{q_2}$  とすれば , c の如き場合は全周波数範囲に亘り発振強度が殆んど 一様であるが , その大きさ  $I_{a_1}$  は所要の値より低い不利がある (図 5.10 参照) . d は c よ り強度変化は著しいが所要値に近く,この方が優れている.

要するに発振の強さの調整は,(i)最高変換利得が得られる値に近く,(ii)且つ周波数 によってその強さの変化が可及的小なること,の両方を考慮する必要がある.

合は前項に述べたように

- (i) 反結合線輪の巻数を加減する(中間タップをとる回路ではそのタップの位置を加減する).
- (ii) 共振線輪と反結合線輪の間隔を加減する.
- 二方法があるが, 更に回路の工夫による方法もいろいろ考えられている.即ち
  - (iii) 反結合回路に抵抗を挿入する.

図 5.11 はその回路を示したもので,反結合の高周波電流が流れる回路に抵 抗 R を挿入する方法で,抵抗の値は  $0.5\sim 3\mathrm{K}\Omega$  程度でよい.又,これと同工 のものに結合線輪と並列に数  $\mathrm{K}\Omega$  の抵抗を接続する方法,共振回路とグリッ ドの間に抵抗を挿入する方法及び,

### (iv) 反結合線輪を抵抗線で捲く

方法などがあり,これらは簡単に実施出来る特徴がある.

又,短波以上の高い周波数の発振器では,或特定の周波数帯で発振強度が著 しく低下したり、甚だしい場合には発振が停るようなことがある.これは電源 からの配線等がその周波数で共振し発振勢力を吸収するためである、高級受信 機で電源回路に高周波濾波器を入れる場合、これが反って発振勢力吸収器とし て作用し不都合を来すことがある.これに対しては図5.12に示すように

# (v) 電源と直列に抵抗を挿入する

# ことが効果がある.

発振管には発振電圧を自己のグリッドで整流して得られる電圧により、自動的にバ イアスがかる.この負バイアス電圧は $-E_a = I_a R_f$ となるので,

#### (vi) グリッド・リークを大ならしむ.

れば、発振強度が少し増すとグリッド・バイアスが急に増し、自動的に発振強度を一 様化する特性をもっている.而し,ある限度を超えるとブロッキング振動を起す不都 合がある.

# なお,図5.13に示す

稍複雑なものとしては

# (vii) 五極管を利用した特殊発振抑圧回路

もある $^{45}$ .この回路の五極管の第 $^3$ 格子と陽極とで発振させ,そのグリッド電流 $^I_q$ により  $R_{q_1}, R_{q_3}$  に図示の如き電圧降下が生ずるから, $R_{q_1}$  の電圧を第1格子へ導けば発振の強さに 比例して、そのグリッド・バイアスが変化し発振強度の自動抑制作用があるが、特に第1格 子陽極電流に対する制御率が大きいから、この回路は前述のものより抑圧作用が強力に行わ れる  $.C_a$  は第 1 格子に加わる高周波電圧を除去し第 2 格子を発振には参与せしめず抑圧作 用にのみ参与せしめるためのものである.

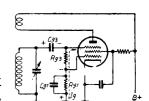
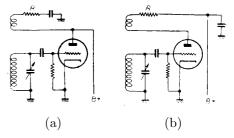


図 5.13 五極管による発 振抑圧回路

発振強度の平均化 発振周波数による発振強度の変化を可及的少くする方法として,回路を変形しない場



発振グリッド 電流

図 5.10 発振グリッド電流 は最高変換利得が得られる

値に近く,且つなるべく一

定なることが望ましい

図 5.11 反結合回路に抵抗を入れて発 振強度を平均化する方法

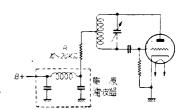


図 5.12 電源回路に直列抵抗を 入れる発振強度の平均化方式

 $<sup>^{45}</sup>$  この回路は畏友故木村尚氏によって昭和 9 年頃発明され,日本放送協会の無妨害再生式受信機の懸賞に応募し,山中電機にて研究しはじめ後に 品川電機に於て前田氏及び著者等と共に研究を続け、これに適する"明朗真空管"UZ-1A の発明となり、優秀な無妨害再生受信機として一般に 発表された,このことを知る人は殆んどないので,ここに小文を附加して木村氏の霊に贈る.

# (viii) 局部発振電圧を増幅し,自動電圧調節作用を応用する

ものがある $^{46}$ .図 $_{5.14}$ はその回路を示したもので,発振管 $_{o}$ で発振によって $_{R_{o}}$ に得られた負電圧を可変増幅管 $_{o}$ の 第1格子に与え,その増幅率を制御し且つこの管により発振電圧を増幅するようにしたものである.尚,発振電圧を第3 格子に,第1格子に制御電圧を与えてもよい.

発振電圧一定化の問題は,無妨害再生式受信機<sup>47</sup>に於ける発振抑圧法と深い関連が ある故,その方面の研究<sup>48</sup>が参考になる.案としてはいろいろあるが大衆向受信機に は簡単でなければ採用出来ない、調整が容易で、個々に細い調整を要せす、真空管 の取換え等によりその状態が変化しないことも多量製産並びに普及の点から重要で ある.

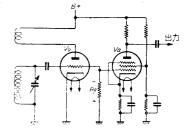


図 5.14 自動電圧調節作用によ る局部発振電圧

これは電圧の平均化のみならず、周波数の安定化等にも要求される、

# 発振周波教の変動とその安定化

局部発振周波数が , 規定値  $f_{lo}4$  から  $\Delta f_{lo}$  変動したとすれば , その比は

$$F_v = \frac{\Delta f_{lo}}{f_{lo}} \tag{5.2}$$

である.これが受信波  $f_r$  と混合されて中間周波に変換されると

$$f_r \sim (f_{lo} \pm \Delta f_{lo}) = f_i \pm \Delta f_{lo} \tag{5.3}$$

となり,所定の中間周波数との比は

$$F_v' = \frac{\Delta f_{lo}}{f_i} \tag{5.4}$$

従って、

$$\frac{F_v'}{F_v} = \frac{f_{lo}}{f_i} \tag{5.5}$$

即ち、局部発振の周波数変動はそのままの大きさで中間周波に変換され、そこで  $f_{lo}-f_i$  倍に拡大されることとなる、故 に,局部発振周波数(従って受信周波数)が高い程,しかして中間周波数が低い程この周波数変動は重要視される.短波 以上の高周波に於て下側へテロダインが優れている一つの理由として、この問題を軽視するわけにには行かない、

真空管発振器の周波数変動の原因としては

- (a) 温度の変化
- (b) 電圧の変化
- (c) 機械的振動
- (d) 気圧の変化
- (e) 湿度の変化
- (f) 発振管の枯化
- (g) 其他

等いろいろ考えられる、極度の周波数安定度を生命とする周波数標準器などに於ては、上の諸原因による安定化にそれ ぞれ神経質的な微細な対策が採られる<sup>49</sup>.而し,水晶時計(周波数標準器)に於ては唯一の基本周波数を発振すれば可な るに対し、スーパー・ヘテロダイン受信機の局部発振器は、一般に広範囲に亘り連続して可変周波数を発振する必要のた め、可変で且つその各部にそのように高度の安定度を望むことは不可能であり、又、それ程の必要もない、

其故、普通には最も大なる原因であり、且つその対策も比較的容易な温度、電圧及び機械的振動に対する考慮が払われ れば充分である.

# [1] 温度の変化による周波数変動の原因とその対策

<sup>46</sup> 望月冨昉「スーパーヘテロダイン受信方式の改良」,『特許』No. 144894.

 $<sup>^{47}</sup>$  望月冨昉「無妨害再生受信方式」,『特許』 ${
m No}.14167$ 

<sup>48</sup> 拙著『特殊受信機』

<sup>49</sup> 拙著『水晶時計及周波数標準器』(昭和21年に脱稿せるもまだ出版の機を得てない).

原因: (A)線輪,可変蓄電器等の膨脹,収縮による寸法の変化に起因する,インダクタンス及び静電容量の変化.

対策: a.一般的

- (1) 膨脹係数の小なる材料を選ぶこと.
- (2) 膨脹係数正のものと負のものを組合せ,相互に他の原因による変化を打消させる.
- (3) 寸法の比を適当にし,正方向に影響するものと負方向に影響するものとを打消させる.
- (4) 温度変化の激しい位置,例えば電源変圧器や真空管の近くを避ける.
- (5) 風通しをよくする.
- (6) 使用前に加熱冷却を繰返しエーヂングを行う.

対策: b. L と C4 の闘係<sup>50</sup>

(1) L 及び C がそれぞれ温度に無関係なること,即ち

$$\frac{dL}{dt} = 0, \quad \frac{dC}{dt} = 0 \tag{5.6}$$

(2) LC の積が温度に無関係なること,即ち

$$\frac{dL}{dt}\frac{1}{L} + \frac{dC}{dt}\frac{1}{C} = 0 \tag{5.7}$$

原因: (B) 誘電率の変化

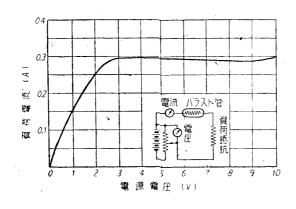
対策: 温度による誘電率の変化小なる材料を用いること,

[11] 電源電圧の変化による周波数変動の原因とその対策

原因: 電圧の変動により発振管の定数が変る.

対策: a,電源電圧の変動を防止,緩和する.

- (1) 交流電源で動作するものは,電源変圧器の一次側に於て交流電圧のまま変動を少くする.これに適するものとしては鉄共振特性を利用したものがある.直列型と並列型とあり,前者は 20W 程度まで,後者は数百 W のものまでつくれるが能率は何れも悪い.
- (2) 上記電圧調整器を応用せる "自動電圧調整式電源変圧器"  $^{51}$ を用いる.これにより電源電圧変動 50% を約 2% 程度 に小ならしめ得る.即ち 1/25 位になし得られる。
- (3) 陰極加熱回路に直列にバラスト管 (ballast tube) を挿入する.これは給与電圧がある範囲内で変動しても,流れる電流が殆んど一定であるような特性を有する抵抗体をガラス管に封じたものである.いわゆる"トランス・レス受信機"の陰極回路にも用いられている.普通,水素を封入した管に鉄の繊條を入れたものが用いられる.





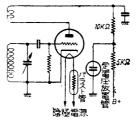


図 5.16 バラスト管及び定電圧放 電管による陰極加熱電流及陽極電 圧の安定

図 5.15 にその特性の一例が示してある.これは交流でも直流でもよい.しかし,その動作は緩慢なる故急激なる 変化には応動しない.

 $<sup>^{50}</sup>$  中村貴義「温度変化に対し安定なる同調回路」第  $^{2}$  回信話会秋期大会予稿,『通信誌』,昭 $^{12.1}$ . $^{12.1}$  .  $^{12.1}$ 

 $<sup>^{51}</sup>$  望月冨肪「ラジオ受信機等の自動電圧安定化電源装置」, 昭.22. 特許願 No.5238 .

(4) 陽極電圧は直流にしてから定電圧放電管で一定化する.これはガス放電の特性を利用したもので,電源と陽極回路との間に抵抗を挿入し,その出力側にこの放電管を接続する.

図 5.16 はバラスト管と定電圧放電管を用い、それぞれ陰極電流及び陽極電圧を安定化した回路が示してある.

#### 対策: b,回路の工夫

回路の工夫によって,電源電圧の変動による発振周波数の変動を防止するいろいろな方法が提案されているが,それらの設計はある特定の周波数に対して与えられるものが多く,従って普通の受信機には採用し難い.図 5.17 に、"安定用抵抗"を挿入せる回路例を示した.これで数 % の電源電圧変動にたえるとのことである.簡単な回路で広い周波数範囲に亘り確実に動作するものが望ましい.

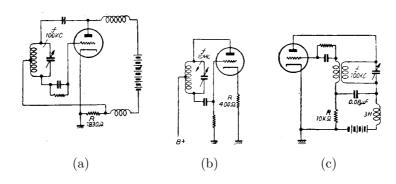


図 5.17 安定抵抗による周波数安定 (R:安定用抵抗)

### [III]機械的振動による周波数変動の原因とその対策

原因: 拡声機の振動が空気を仲介とし,或は直接シャーシーを伝って発振管や可変蓄電器を振動させることに因る.

対策: 可変蓄電器を函の中へ入れ外部の空気の振動から遮断し,又,ゴム台で緩衝的に支持する.発振管のソケットは クッション・ソケットを用いる.

(IV)湿気 :湿気に対しては特に吸湿性のある材料をさけ,又,高周波絶縁塗料を合浸処理する.

# 6 上側へテロダインと下側へテロダイン

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける到来受信電波の角周波数を  $\omega_r$  , 局部発振角周波数を  $\omega_{lo}$  , 中間周波角周波数を  $\omega_i$  とすれば , 一般的に三者間には

$$\omega_r \sim \omega_{lo} = |\omega_r - \omega_{lo}| = \omega_i \tag{5.8}$$

なる関係があり, $\omega_r < \omega_{lo}$ ならば、

$$\omega_{lo} - \omega_r = \omega_i \tag{5.9}$$

又 ,  $\omega_r > \omega_{lo}'$  ならば

$$\omega_r - \omega'_{lo} = \omega_i \tag{5.10}$$

である.即ち,局部発振波の角周波数は受信電波の角周波数より高くとっても〔(5.9) の場合〕,或は低くとってもよい〔(5.10) の場合〕わけである.

前者を上側へテロダイン,後者を下側へテロダインと言う.

次に,実際的立場から両者の優劣を比較して見よう.

先ず,特殊業務用受信機の如く  $\omega_r$  が決っている場合には,一般に下側へテロダインの方がよい.その理由は周波数が低ければ発振が容易で安定度も高いからである.これは,高い周波数を受信する場合,然して中間周波数が低い場合には特に重要なことである.

普通の受信機では或周波数範囲を連続的に受信し得るようになっている.而して,中間周波数は固定されてあり  $\omega_{lo}$  を  $\omega_{r}$  に附随して変化し,常に (5.8) 式の関係が満足されるよう調整する.受信周波数範囲は全波受信機であるか,中波受信機であるか其他により種々異るが,一般にその最低角周波数を  $\omega_{r\cdot min}$ ,最高周波数を  $\omega_{r\cdot max}$  とすれば,それに対応する局部発振角周波数は,上側へテロダインの場合それぞれ  $\omega_{lo\cdot min}$  及び  $\omega_{lo\cdot max}$  で,次の関係が成立する.

$$\frac{\omega_{lo\cdot min} - \omega_{r\cdot min} = \omega_i}{\omega_{lo\cdot max} - \omega_{r\cdot max} = \omega_i}$$
(5.11)

従って,

$$\frac{\omega_{lo \cdot min} = \omega_{r \cdot min} + \omega_i}{\omega_{lo \cdot max} = \omega_{r \cdot max} + \omega_i}$$
(5.12)

この比を求むれば

$$\frac{\omega_{lo\cdot max}}{\omega_{lo\cdot min}} = \frac{\omega_{r\cdot max} + \omega_i}{\omega_{r\cdot min} + \omega_i} \tag{5.13}$$

となる.

次に,下側へテロダインの場合の所要周波数は  $\omega'_{lo\cdot min}$  及び  $\omega'_{lo\cdot max}$  で

従って,

この比は

$$\frac{\omega'_{lo\cdot max}}{\omega'_{lo\cdot min}} = \frac{\omega_{r\cdot max} - \omega_i}{\omega_{r\cdot min} - \omega_i} \tag{5.16}$$

となる.

其処で,局部発振回路の可変蓄電器の最小容量  $C_{min}$  と最大容量  $C_{max}$  との間には,最低発振角周波数  $\omega_{min}$  と最高発振角周波数  $\omega_{max}$  に関し,次の如き関係がある.

$$\left(\frac{\omega_{max}}{\omega_{min}}\right)^2 = \frac{C_{max}}{C_{min}} 
\tag{5.17}$$

実際問題として  $C_{max}/C_{min}$  の比が小なることが望ましい.そこで上側へテロダインと下側へテロダインの発振角周波比を比較してみると, $(\omega_{r\cdot max}+\omega_r)/(\omega_{r\cdot min}+\omega_i)$  の方法が  $(\omega_{r\cdot max}-\omega_i)/(\omega_{r\cdot min}-\omega_i)$  より小である.例えば中波放送範囲をとり  $\omega_{r\cdot max}=1500\mathrm{KC}$ , $\omega_{r\cdot min}=550\mathrm{KC}$  とし, $\omega_i=463\mathrm{KC}$  とすれば,前者は約1.8,後者は約12 となる.従って,所要容量比はそれぞれ約3.3 及び約144 となり,前者が著しく小であることがわかる.

この点からは上側へテロダインが絶対的に優れている.しかし,他方これらの比は  $f_{r\cdot min}$  及び  $f_{r\cdot max}$  の含まれる範囲によって相当影響を受ける.即ち,次に短波帯を考え  $f_{r\cdot min}=5.5\mathrm{MC}$ , $f_{r\cdot max}=15\mathrm{MC}$  とすれば  $f_{r\cdot max}.f_{r\cdot min}$  なる比は中波に於けると同様であるが,同じ中間周波を用いるものとして

$$\frac{\omega_{lo\cdot max}}{\omega_{lo\cdot min}} = \frac{15000 + 463}{5500 + 463} = 2.6$$

$$\frac{\omega'_{lo\cdot max}}{\omega'_{lo\cdot min}} = \frac{15000 - 463}{5500 - 463} = 2.9$$

となり、殆んど差のないことがわかる.これから一般に

- (a) 中間周波数が与えられれば,低い受信周波数帯ほどその差が著しい.
- (b) 中間周波数を任意に選び得るならば,それが低いほど上の比は受信周波数帯,による影響が少くなる.
- (c) 低い周波帯に於てこれは重要な意義をもつ.

普通,中間周波数はほかの條件から定められて与えられる.又,それを著しく低くとることも困難なる故,低い受信周波数帯に於ては上側へテロダインが有利である.然し,上の例でもわかるように高い周波数帯に於ては,何れをとって殆んど差がないので,他の條件即ち前述の周波数安定度及び発振容易の点から,高い周波数に於ては下側へテロダインを用いる場合が多い52.

<sup>52</sup> 同調回路と局部発振回路に同じ容量比の可変蓄電器を用いる通常の単一調整に於ては,同調回路の容量可変比を基準にするとき,局部発振回路の容量可変比をそれ(即ち,同調用可変蓄電器の可変比)より大きくすることは出来ぬから,この点からは下側へテロダインは採り得ない.しかし,高い周波数帯に於ては局部発振回路を基準として,同調回路の可変比をそれより小ならしめることによって下側へテロダインが可能となるのである.(なお,60 頁参照).

# 第6章 単一調整

# 1 スーパー・ヘテロダイン受信機の単一調整

スーパー・ヘテロダインに於ては,局部発振器の周波数を受信せんとする電波の周波数に対し中間周波数だけ異らしめる必要がある.高周波増幅のないストレート受信機では,検波器の前の同調回路を調整して希望電波の周波数に同調せしめれば,それで受信調整は完了したことになるが,スーパー・ヘテロダインに於ては更に局部発振回路を前記の條件を満足するように調整する必要がある.要するにスーパー・ヘテロダインに於てはストレート受信機に比して,調整を要する個所が一つ増えるわけである.

受信機発達の一過程に於ては,ダイヤル (目盛盤) が多数並んでいるものが高級品と思われた時代があり,その頃は高周波同調と局発を別々に調整することを特に不便とも思わず,調整の難かしさは高級品なるが故にむしろ当然であるとさえ思いこまれていたのである.

斯様な受信機で未知の電波を受信することは大へんな根気を要したもので,実際,較正曲線のないこのようなスーパーを調整することは容易でない.其の困難さを救うため各ダイヤルの周波数較正曲線をつけたものが現れた,然し,それでも取扱いはなかなか煩雑であった.そのうちに,実用的な受信機は調整箇所を少く簡略化する傾向に発展して来,それに応えて連結パリコンが現われ,先ず高周波増幅受信機が単一調整されるようになったのである.

それから,当然の要望としてスーパー・ヘテロダインも単一調整し得るものが要求されたが,これはストレート受信機の単一調整程簡単ではない.その理由は,言うまでもなく高周波同調回路と局部発振回路とが,常に中間周波数だけの差を保って追随せしめらるべきことである.これはストレート受信機に於ける単一調整のように,各回転角に於ける容量変化が全く等しい普通の型の可変蓄電器をそのまま使ったのでは不可能で,これを可能ならしめるには特殊な方法を講じなればならない。

上記の如く,局部発振周波数を常に受信周波数と中間周波数だけの差を有せしめるように調整することを,局部発振器のトラッキング(tracking)と言い,その方法には次のようなものがある.

### 2 周波数直線型可変蓄電器を使用する単一調整法

スーパー・ヘテロダインの単一調整は,高周波同調可変蓄電器の回転角と周波数の関係を,周波数の値で中間周波数だけ並行移動したものが,局部発振器の発振周波数になればよいわけで,両者の周波数差は両回路のインダクタンスと静電容量との積LCの相異によって生ぜらるべきである.然して,上の條件に於てCを各回転角に於て等しいものとすれば,結局Lの差によってその目的を達しなければならぬが,これが成立するためには次式が満足されるべきである.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_\theta}}$$

$$f_{lo} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_\theta}}$$

$$f_i = \text{constant.}$$
(6.1)

 $C_{\theta}$ : 回転角 $\theta$ に於ける連結可変蓄電器の各容量.

 $L_r$ : 高周波同調回路のインダクタンス  $L_0$ : 局部発振共振回路のインダクタンス

 $f_r$ : 受信周波数  $f_{lo}$ : 局部発振周波数  $f_i$ : 中間周波数

$$f_{i} = f_{lo} - f_{r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{0}C_{\theta}}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r}C_{\theta}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{\theta}}} \cdot \frac{\sqrt{L_{r}} - \sqrt{L_{0}}}{\sqrt{L_{0}L_{r}}}$$

$$= K_{L} \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{\theta}}} = \text{constant}.$$

$$(6.2)$$

茲に  $K_L$  [ $=\sqrt{L_r}-\sqrt{L_0}/\sqrt{L_0L_r}$ ] は一定なる故上式は成立しない.即ち,この方法では単一調整は不可能である.

可変蓄電器の容量  $C_{\theta}$  が回転角の二乗に反比例して変化するように極板の形を設計し,その場合の回転角に対する容量を  $C_{\theta}'$  とすれば,一般的に考えて

$$C_{\theta} \propto \frac{1}{\theta^2}$$
 (6.3)

従って,これを用いた回路の同調 (共振) 周波数 f は

$$f \propto k\theta$$
  $k$ : 定数 (一般に  $1/2\pi\sqrt{L}$ )

$$k_{lo} = \frac{2\pi\sqrt{L_0}}{1}, \quad k_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r}}$$

とすれば,

$$f_{lo} \propto k_{lo}\theta$$
 (6.4)

$$f_r \propto k_r \theta$$
 (6.5)

で,これを用い

$$(f_{lo} - f_r) \propto (k_{lo} - k_r)\theta = \text{constant} \propto f_i$$
 (6.6)

が成立する故,周波数直線型可変蓄電器を用いれば理論上完全な単一調整が出来る.

又,此の場合同じインダクタンスを用い,他方,高周波同調回路及び局部発振回路の可変蓄電器の回転角を,予め $\theta_0$ だけ変位させて置き以後連結調整すれば

$$f_{lo} \propto k(\theta \pm \theta_0) \tag{6.7}$$

$$f_r \propto k\theta$$

$$\therefore (f_{lo} - f_r) \propto k\{(\theta \pm \theta_0) - \theta\} = \pm k\theta_0 = \text{constant} \propto f_i$$
 (6.8)

となり, $\theta_0$ を適当にすれば単一調整が出来る.

が、し、周波数直線型可変蓄電器は同じ容量を得るためには極板が細長くなり、機械的に不安定となるため振動を受け易く、そのため周波数が変動して種々な障害を生ずる、このことは高感度のスーパー・ヘテロダインでは特に重要な問題で、機械(音響)的ハウリングの原因となることがある、又、上の理由で広い場所を占有する欠点もある。

茲に,周波数直線型可変蓄電器は次式

$$C = \frac{1}{(a\theta + b)^2} \quad (単位 pF)$$

$$A' = \frac{A}{\frac{1}{(a\theta + b)^2} - C_o} + B(180 - \theta)$$

$$r_1 = \left[ 114.6 \frac{2aA}{(a\theta - b)^2} + B \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$a = \frac{1}{180} \frac{1}{\sqrt{C_{min}} - b}$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{C_{max}}}$$

$$A' : 両極板の重りの面積 (cm^2)$$

θ: 可動板の回転角度

 $C_{mini}$ : 重りが零のときの残存容量 (零容量)

$$B = \frac{r_2^2}{114.6}$$

 $r_2$ : 軸の部分の切込欠如部分の半径

$$A = \left[ \mathbf{2} = \mathbf{180} \mathbf{B} - \frac{180B}{(C_{max} - C_{min})} \right]$$

で示される $\delta^{53}$ ,実際には使用のときの回路の漂遊容量や,蓄電器自体の本質的の端効果などのため直線性が害されるこ と,又,片方を予め変位させる場合には,その変位角度heta0 だけ有効範囲が少くなるなどの理由で,実際には用いられて いない.

尚,高周波同調回路と局部発振回路の可変蓄電器の最大容量を異らしめる場合は,次式<sup>54</sup>の方が便利である.

$$C = \frac{4A}{B^2 D \left[\frac{A}{B\sqrt{C_{min}} - \theta}\right]^2} \quad (\not \equiv \not d\mu F)$$
(6.10)

 $\theta$ : ラヂアンで表わされた回転角 (1 ラヂアン = 57.3 度)

$$A = \frac{159.2}{\sqrt{L}}$$

L: 可変蓄電器の両端に接続されたインダクタンス ( $\mu$ H)

$$B = \frac{f_{max} - f_{min}}{\pi}$$

 $f_{max}$ : 同調最高周波数  $(C_{min}$ に対応する .c/s) $f_{min}$ : 同調最低周波数 ( $C_{max}$ に対応する .c/s)

 $C_{min}$ : 最小容量  $C_{max}$ : 最大容量

$$D = \frac{10^{-5}N}{36\pi t}$$

t: 相隣る二枚の板の間の距離

N:空気層の数

この可動板の外周曲線を定めるための動径  $\rho$  は次式で与えられる.

$$\rho = \sqrt{C + r^2} \quad r:$$
 切込欠如部分の半径 (6.11)



図 6.1 に周波数直線型可変蓄電器の可動板の形状を示す.

# 特殊形状可変蓄電器による単一調整

3

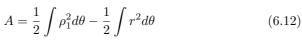
故に,

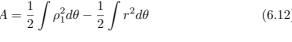
図 6.1 周波数直線型 可変蓄電器の可動電極 形状

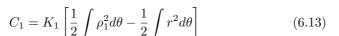
同調回路及び局部発振器の可変蓄電器の形状を、特殊なものとして単一調整を行う方法がある、これは、受信機の多量 製産の場合などには調整が不要で,しかも完全なトラッキングが得られる点で優れている.米国の受信機にはこの方法が 一般に相当広く普及しているが、我国の受信機には未だ一般には実用されていないようである.これは、従来我国でスー パーが量産されなかったことによるもので,今後は広く実用化されるべきである.

次に,この可変蓄電器の設計法<sup>55</sup>を説明する.これに普通の同調可変蓄電器の回転子曲線の設計に於けるやり方とは全 く異るもので、完全なるトラッキングを得るための発振器の回転子板の解式を求めるには、高周波同調側の可変蓄電器の 各点に於ける容量及び半径だけを知ればよい.

まず図 6.2 図に示されるような同調部の極板を考える、この面積を極座標で表 わすと次の如くなる.







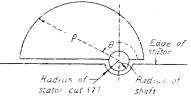


図 6.2

茲に, $C_1$ は同調回路可変蓄電器の容量でまた $K_1$ は定数である.

 $<sup>^{53}</sup>$  『通信工学大鑑』(電気通信学会), P.4425

<sup>&</sup>lt;sup>54</sup> A. Hund: 『高周波測定』(無線工学名著翻訳,コロナ社), P.276,

<sup>&</sup>lt;sup>55</sup> H. Schwartzmann and L. G. Bournell: superheterodyne tunig condenser designe for use in multi-range receivers, *Electronics*, June, 1939, [邦外誌, No. 18, P.590, (『信話誌』昭.9.「学界近情」, P.104,)]

上式 (6.13) を徴分して

$$\frac{dC_1}{d\theta} = \frac{1}{2}K_1(\rho_1^2 - r^2) \tag{6.14}$$

同様にして局部発振器の可変蓄電器容量は

$$C_2 = K_2 \left[ \frac{1}{2} \int \rho_2^2 d\theta - \frac{1}{2} \int r^2 d\theta \right]$$
 (6.15)

これらの比を求めると

$$\frac{C_1}{C_2} = B \frac{\int \rho_1^2 d\theta - \int r^2 d\theta}{\int \rho_2^2 d\theta - \int r^2 d\theta}$$

$$\underline{\Box} \cup , B = \frac{K_1}{K_2}$$
(6.16)

或は

$$\int \rho_2^2 d\theta - \int r^2 d\theta = B \frac{C_2}{C_2} \left[ \int \rho_1^2 d\theta - \int r^2 d\theta \right]$$

$$\tag{6.17}$$

これを ,  $C_2/C_1$  も  $\theta$  の変数なることに留意して微分すれば

$$\rho_2^2 - r^2 = B \left[ \frac{C_2}{C_1} (\rho_1^2 - r^2) + 2 \frac{d}{d\theta} \left( \frac{C_2}{C_1} \right) \left( \frac{1}{2} \int \rho_1^2 d\theta - \frac{1}{2} \int r^2 d\theta \right) \right]$$
 (6.18)

然るに (6.13) 式によって

$$\frac{1}{2} \int \rho_1^2 d\theta - \frac{1}{2} \int r^2 d\theta = \frac{C_1}{K_1} \tag{6.19}$$

であるから

$$\rho_2^2 - r^2 = B \left[ \frac{C_2}{C_1} (\rho_1^2 - r^2) + \frac{2C_1}{K_1} \frac{d}{d\theta} \left( \frac{C_2}{C_1} \right) \right]$$
 (6.20)

この式は  $rac{d}{d heta}\left(rac{C_2}{C_1}
ight)$  の項を含むが , これは次のようにして消去出来る . 即ち , 今

 $f_r$ : 受信 (同調) 周波数 (KC)  $f_{lo}$ : 局部発振周波数 (KC)

 $L_1$ : 同調回路のインダクタンス ( $\mu H$ )

 $L_2$ : 局部発振回路のインダクタンス ( $\mu H$ )

 $C_1$ : 同調回路の容量  $(\mu\mu F)$ 

 $\Delta C_1$ : 同調回路の最小容量  $(\mu \mu {
m F})$ 

 $\Delta C_2$ : 局部発振回路の最小容量  $(\mu\mu F)$ 

 $C_R = C_1 + \Delta C_1$ : 同調回路の全容量  $(\mu \mu F)$ 

 $C_o = C_2 + \Delta C_2$ : 局部発振回路の全容量  $(\mu\mu F)$ 

 $f_i$ :中間周波数 (KC)

とすれば、これらの間には次の関係がある

$$f_{lo} - f_r = f_i (6.21)$$

或は

$$\frac{159150}{\sqrt{L_2(C_2 + \Delta C_2)}} - \frac{159150}{\sqrt{L_1(C_1 + \Delta C_1)}} = f_i \tag{6.22}$$

これを簡単にすれば

$$\frac{C_2 + \Delta C_2}{C_1 + \Delta C_1} = \frac{1}{D(\sqrt{C_1 + \Delta C_1} + P)^2} = \frac{C_o}{C_R}$$

$$(6.23)$$

$$\underline{C_2 + \Delta C_2}_{159150} = \frac{1}{D(\sqrt{C_1 + \Delta C_1} + P)^2} = \frac{C_o}{C_R}$$

これを微分して

$$d\left(\frac{C_o}{C_R}\right) = -\frac{DC_o^{\frac{3}{2}}}{C_R^2}dC_1 \tag{6.24}$$

この式は次のように変形出来る.

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{C_o}{C_R} + \frac{\Delta C_1}{C_1} \cdot \frac{C_o}{C_R} - \frac{\Delta C_2}{C_1}$$
 (6.25)

これを微分して (6.24) 式を代入すれば

$$\frac{d}{d\theta} \left( \frac{C_2}{C_1} \right) = \frac{1}{C_1^2} \left[ \Delta C_2 - \frac{\Delta C_1 \cdot C_0 + DC_1 C_o^{\frac{3}{2}}}{C_R} \right] \frac{dC_1}{d\theta} \tag{6.26}$$

(6.14) 式を代入して

$$\frac{d}{d\theta} \left( \frac{C_2}{C_1} \right) = \frac{1}{C_1^2} \frac{1}{2} K_1(\rho_1^2 - r^2) \left[ \Delta C_2 - \frac{\Delta C_1 \cdot C_o + DC_1 C_o^{\frac{3}{2}}}{C_R} \right]$$
(6.27)

この値を (6.20) 式に代入すれば

$$\rho_2^2 - r^2 = B(\rho_1^2 - r^2) \left[ \frac{C_2}{C_1} + \frac{\Delta C_2}{C_1} - \frac{\Delta C_1 \frac{C_o}{C_R}}{C_1} - \frac{DC_o^{\frac{3}{2}}}{C_R} \right]$$
(6.28)

これに(6.23)の関係を用いてDを消去すれば

$$\rho_2^2 - r^2 = B\sqrt{\frac{L_2}{L_1} \frac{C_o^3}{C_R^3}} (\rho_1^2 - r^2)$$
(6.29)

茲に

$$B - \frac{K_2}{K_1} = \frac{N_R - 1}{N_o - 1} \tag{6.30}$$

但し , $N_R$ : 同調可変蓄電器の極板の枚数

N。: 局部発振可変蓄電器の極板の枚数

斯くして,結局次の関係を得る.

$$\frac{\rho_2^2 - r^2}{\rho_1^2 - r^2} = \frac{N_R - 1}{N_o - 1} \sqrt{\frac{L_2}{L_1} \cdot \frac{C_o^3}{C_B^3}} = \frac{N_R - 1}{N_o - 1} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \left(\frac{f_r}{f_{lo}}\right)^2 \tag{6.31}$$

これが局部発振器の可変蓄電器の回転子の曲線を求むるための公式である.

以上の筋道を要約すれば,この公式は同調回路の可変蓄電器に関する次のような四つの因子を知って導き出されたものである.即ち, $ho_1$ :同調可変蓄電器の回転子板の半径(この蓄電器がいかなる設計によるものであっても,それには無関係である); $r_1$ :同じく固定子板の欠除部内径, $f_r$ :同調周波数, $N_R$ :同調可変蓄電器極板の枚数(これは普通局部発振器の可変蓄電器の極板の枚数  $N_o$  より多く選ぶのである.換言すれば  $N_o < N_R$ ,又, $f_{lo}$  は  $f_r + f_i$  に等しい(即ち,上側へテロダイン)のである.

尚,一例として,同調蓄電器の回転子の極板の形状が図 6.3 の実線のごとくであって,これに対し

$$N_R=N_o:19$$
 枚  $L_1=250\mu {
m H}$   $L_2=150\mu {
m H}$   $r=0.375$  インチ  $f_i=175{
m KC}$ 

なる條件によって,局部発振可変蓄電器の極板を設計したものは,点線のような形状になる.

図 6.3 単一調整用特殊形状可変蓄電器の極板の形の一例

上の計算に於て注意すべきことは, $f_r$  なる周波数は単に同調可変蓄電器自体の容量のみでなく,附加回路をも含んだい のではなる  $\Delta C_1(\theta=0$  のときの容量)と蓄電器の可変量  $C_1$  との和  $C_R$  によって定まるものであるから,予め残留容量を測定してこれを考慮に入れた  $f_r$  を次式

$$f_r = \frac{159150}{\sqrt{L_1 C_R}} = \frac{159150}{\sqrt{L_1 (C_1 + \Delta C_1)}}$$
 (KC)

によって計算するか或は,始めから $f_r$ によって定めればよい.

更に,上に求めた蓄電器はその可変部のみを示すものであるから,この他に次式で与えられる固定部分残留容量を並列に附加する必要がある.

$$\Delta C_2 = \Delta C_1 \frac{L_1}{L_2} \left( \frac{f_{r,o}}{f_{lo,o}} \right)^2 \tag{6.33}$$

 $f_{r,0}:\Delta C_1$ に対する同調周波数 (最高同調周波数)

 $f_{lo,0}:\Delta C_2$ に対する局部発振同調数 (上に対する局部発振周波数)

# 4 同調回路の単一調整

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける単一調整とは同調回路と局部発振回路のそれを指すが,現在最も広く採用されている附加蓄電器による単一調整法を説明する前に,それと関連して高周波同調回路が二つ以上ある場合,その単一調整に就いて略述する.

 $\dot{f D}$ ,同調可変蓄電器の一回転に於ける,最低,最高受信周波数をそれぞれ  $f_{r\cdot min},\,f_{r\cdot max}$ ,それに対応する同調回路の静電容量をそれぞれ  $C'_{max}$ , $C'_{min}$  とすれば

$$\left(\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}}\right)^2 = \frac{C'_{max}}{C'_{min}} 
\tag{6.34}$$

なる闘係がある。

 $f_{r\cdot min}$  及び  $f_{r\cdot max}$  が与えられれば上式を満足する容量比が必要になる,この容量の中には可変蓄電器の最小及び最大値  $C_{min}$ , $C_{max}$  に回路の漂遊容量が含まれる.その値を  $\Delta C$  とすれば  $C_{min} = C_{min} + \Delta C$ , $C'_{max} = C_{max} + \Delta C$  である.実際には,同調用可変蓄電器は可変比  $C_{max}/C_{min}$  が上式の  $C'_{max}/C'_{miin}$  より大なるものを用い,これに並列に小容量の可変蓄電器  $C_t$  を附属せしめて置き,それを加減して所要周波数範囲をカバーさせるのである,こ  $C_t$  の中に回路の漂遊容量を含ませて表せば,高周波同調回路は図 6.4 のようになる.これから

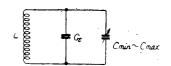


図 6.4 高周波同調回路

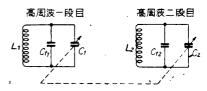
$$\left(\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}}\right)^2 = \frac{C_{max} + C_t}{C_{min} + C_t} \tag{6.35}$$

従って,

$$C_t = \frac{N^2 C_{min} - C_{max}}{1 - N^2}$$
 (6.36)  
但し, $N = \frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}}$ 

から  $C_t$  が求まる.中波帯で  $f_{r\cdot min}=550 {
m KC}$  ,  $f_{r\cdot max}=1500 {
m KC}$  ,  $C_{min}=45 {
m pF}$  ,  $C_{max}=360 {
m pF}$  とすれば  $C_i=9.8 {
m pF}$  となる.又 ,  $L_1=L_2=26 \mu {
m H}$  である.

図 6.5 は高周波同調回路の単一調整を示したもので,一段目,二段目共全く同じ周波数範囲に同調されるゆえその比も等しい,そこで  $L_1=L_2$  とし, $C_1=C_2$  が常に満足されるよう,同形同容量且つ同じ可変比の連結蓄電器を用うれば容易に実行出来る.



# 5 同調周波数比と発振周波数比の関係

図 6.5 高周波同調回路の単一調整

附加蓄電器による単一調整の予備知識として、この関係を理解して置く意義が次の説明で諒解されよう、

中間周波数を  $f_i$  とすれば , 局部発振のの最低 , 最高周波数は

(a) 上側ヘテロダインの場合

$$f_{lo(u)min} = f_{r \cdot min} + f_i$$
  
$$f_{lo(u)max} = f_{r \cdot max} + f_i$$

その比は

$$\frac{f_{r \cdot max} + f_i}{f_{r \cdot min} + f_i} = N_{(u)}$$

(b) 下側へテロダインの場合 その比は

$$f_{lo(l)min} = f_{r \cdot min} - f_i$$
  
$$f_{lo(l)max} = f_{r \cdot max} - f_i$$

その比は

$$\frac{f_{r \cdot max} - f_i}{f_{r \cdot min} - f_i}$$

となる . ここで  $f_{r \cdot max}/f_{r \cdot min} = N$  ,  $f_i/f_{r \cdot min} = M$  とおけば

$$N_{(u)} = \frac{N+M}{1+M} \tag{6.37}$$

$$N_{(l)} = \frac{N - M}{1 - M} \tag{6.38}$$

 $N_{(u)}$  と  $N_{(l)}$  を比較するに,一般に  $N_{(u)}$  の方が小である.又,全波受信機の如く周波数を切替えると,普通のもの (帯域拡張しないもの) ではどの周波数帯でも N は同一,他方,M は周波数帯によって著しく異り,低い周波数帯ほど大である.従って,低い周波数帯に於ては  $N_{(l)}$  は特に大きくなり, $N_{(u)}$  の方はそれほど変化しない.

ここで  $N_{(u)}$  ,  $N_{(l)}$  を次の如く変形する .

$$N_{(u)} = N \frac{1+M'}{1+M} = N \frac{1+\frac{f_i}{f_{r \cdot max}}}{1+\frac{f_i}{f_{r \cdot min}}}$$
(6.39)

$$N_{(l)} = N \frac{1 - M'}{1 - M} = N \frac{1 - \frac{f_i}{f_{r \cdot max}}}{1 - \frac{f_i}{f_{r \cdot min}}}$$

$$(6.40)$$

但し, 
$$M'=rac{M}{N}=rac{f_i}{f_{r\cdot max}}$$

これで,受信周波数及び中間周波数によって  $N_{(u)}$ , $N_{(l)}$  が如何に変化するかがわかる.多くの全波受信機では N=3程度にとる.又, $f_i=463{
m KC}$  とし,中波帯で  $f_{r\cdot min}=550{
m KC}$ , $f_{r\cdot max}=1500{
m KC}$  とすれば N=2.73,M=0.84,従って  $N_{(u)}=1.94$ , $N_{(l)}=11.9$ ,短波帯で  $f_{r\cdot min}=6{
m MC}$  とすれば  $f_{r\cdot max}=16.4{
m MC}$ ,M=0.077,従って  $N_{(u)}=2.6$ , $N_{(l)}=2.9$  となる.

 $\dot{M}$ , $f_i < f_{r \cdot min} < f_{r \cdot max}$  なる関係から M < 1,M' < 1 なる故 M' < M,従って

$$(1+M') < (1+M)$$
 :  $\frac{1+M'}{1+M} < 1$ ,  $N_{(u)} < N$  (6.41)

$$(1 - M') > (1 - M)$$
 :  $\frac{1 - M'}{1 - M} > 1$ ,  $N_{(l)} > N$  (6.42)

となる.これを要するに局部発振器を上側へテロダインにすれば,その周波数可変比は高周波同調周波数の可変比より小でよく,下側へテロダインにすれば大にしなければならぬ.

ところで,附加蓄電器による単一調整に於ては,局部発振回路の可変蓄電器は,高周波同調回路のものと全く同形同一容量,同一可変比のものを用いるため,局部発振周波数の可変比を高周波同調周波数の可変比より大にすることは出来な

い.従って局部発振側に附加蓄電器を挿入するものでは下側へテロダインは用い得ず.下側へテロダインにするためには同調側(或は同時に局部側へも)に附加蓄電器を挿入すべきこととなる.

即ち,上側へテロダインにすれば,その周波数可変比が高周波同調回路の周波数可変比より小なるゆえ,局発側に附加蓄電器を挿入することのみによって可能となる.若し,下側へテロダインにしたい場合は  $N_{(l)}$  を基準として,N をそれより小ならしめる方法を講ずる必要がある.

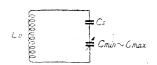
# 6 附加蓄電器による単一調整の原理

現在使用されている多くのスーパー・ヘテロダイン受信機では,高周波同調回路と局部発振回路に全く同形,同容量,同比率の可変蓄電器を用い,然して,高周波同調回路にはこれをそのまま用い,その同調周波数を基準として局部発振周波数を定めるものとすれば,局部発振周波数は受信周波数より高く即ち上側へテロダインにすべきである.

この場合,高周波同調回路の周波数可変比を N とすれば,局部発振周波数の可変比はその (1+M')/(1+M) 倍しなければならぬ.これは 1 より小なる値で  $M'=f_i/f_{r\cdot max}$ , $M=f_i/f_{r\cdot min}$  である (前節参照).即ち局部発振周波数の可変比は,高周波同調周波数のそれより小にすべきであって,然も可変蓄電器は両回路同じものを使用するため,何等かの方法で発振回路の実効容量可変比を小ならしめる必要があり,実際にはその可変蓄電器と直列及び並列に蓄電器を挿入してその目的を達する.これらの蓄電器を附加蓄電器と言い.これによる単一調整を"附加蓄電器による単一調整法"と言う.

次にその作用原理を述べる.

(a) 直列蓄電器の作用 . 図 6.6 のように , 高周波同調回路に於けると同じ可変蓄電器に直列に ,  $C_s$  なる蓄電器を挿入すれば , その合成最小容量及び最大容量は次の如くなる .



$$C'_{o \cdot min} = \frac{C_{min}C_s}{C_{min} + C_s} \tag{6.43}$$

$$C'_{o\cdot max} = \frac{C_{max}C_s}{C_{max} + C_s} \tag{6.44}$$

図 6.6 附加蓄電器単一調整に於ける直列蓄電器の作用

この比は

$$\frac{C'_{o \cdot max}}{C'_{o \cdot min}} = \frac{C_{max}}{C_{min}} \frac{C_{min} + C_s}{C_{max} + C_s} = N_o \frac{C_{min} + C_s}{C_{max} + C_s}$$

$$(6.45)$$

これと所要局部発振周波数との間には

$$\left(\frac{f_{lo(u)max}}{f_{lo(u)min}}\right)^{2} = \left(\frac{f_{r \cdot max} + f_{i}}{f_{r \cdot min} + f_{i}}\right)^{2} = N\left(\frac{1 + M'}{1 + M}\right)^{2} = N^{2}\left(\frac{1 + \frac{f_{i}}{f_{i \cdot max}}}{1 + \frac{f_{i}}{f_{r \cdot min}}}\right)^{2} = N_{u}^{2} = N_{c}\frac{C_{min} + C_{s}}{C_{max} + C_{s}} \tag{6.46}$$

即ち,連結可変蓄電器の可変比  $N_c$  の  $(C_{min}+C_s)/(C_{max}+C_s)$  倍にすればよいことがわかる.これは勿論 1 より小なるゆえ,合成容量の可変比は  $N_c$  より小になる.

これから  $C_s$  を求めれば

$$C_s = \frac{C_{max}(1 - N_{(u)}^2)}{N_{(u)}^2 - N_c}$$
(6.47)

又,これ (中波帯に於ける前記の数値を入れて計算すれば  $C_s=190 {
m pF}$  となる) に所要の線輪のインダクタンスを  $L_0'$  とすれば  $(2-f)^2=1/(LC)$  なる関係より

$$L'_{0} = \frac{1}{(2\pi f_{lo(u)max})^{2} \frac{C_{min}C_{s}}{C_{min} + C_{s}}} \frac{1}{(2\pi f_{lo(u)min})^{2} \frac{C_{max}C_{s}}{C_{max} + C_{s}}}$$
(6.48)

で求まる.

(b) 並列蓄電器の作用 . 図 6.7 のように , 高周波同調回路に於けると同じ可変蓄電器と並列に ,  $C_v$  なる蓄電器を接続すれば , その合成最小容量及び最大容量は次の如くなる .

$$C_{o\cdot min}^{"} = C_{min} + C_p \tag{6.49}$$

$$C_{o:max}^{\prime\prime} = C_{max} + C_p \tag{6.50}$$

図 6.7 附加蓄電器単一 調整に於ける並列蓄電器 の作用 この比は

$$\frac{C_{o.max}''}{C_{o.min}''} = \frac{C_{max}C_p +}{C_{min} + C_p} \tag{6.51}$$

これと所要局部発振周波数との間には

$$\left(\frac{f_{lo(u)max}}{f_{lo(u)min}}\right)^{2} = \left(\frac{f_{r\cdot max} + f_{i}}{f_{r\cdot min} + f_{i}}\right)^{2} = N^{2} \left(\frac{1 + M'}{1 + M}\right)^{2} = N^{2} \left(\frac{1 + \frac{f_{i}}{f_{r\cdot max}}}{1 + \frac{f_{i}}{f_{r\cdot min}}}\right)^{2} = N_{(u)}^{2} = \frac{C_{max} + C_{p}}{C_{min} + C_{p}} \tag{6.52}$$

これを変形して

$$\frac{C_{max} + C_p}{C_{min} + C_p} = \frac{N_c + N_p}{1 + N_p}$$
但し,  $N_p = \frac{C_p}{C_{min}}$  (6.53)

 $C_p$  を求むれば

$$C_p = \frac{N_{(u)}^2 C_{min} - C_{max}}{1 - N_{(u)}^2} \tag{6.54}$$

(中波帯に於ける前の数値例を入れて計算すれば  $C_p = 75 \text{pF}$  となる)

所要のインダクタンスは

$$L_0'' = \frac{1}{(2\pi f_{lo(u)max})^2 (C_{min} + C_p)} = \frac{1}{(2\pi f_{lo(u)min})^2 (C_{max} + C_p)}$$
(6.55)

で求まる.

(c) 直列蓄電器回路と並列蓄電器回路の比較.初めの條件から,直列蓄電器回路でも並列蓄電器回路でも所期の発振周波数比が得られ,且つ,その最低及び最高周波数の点(両端)に於ては,受信波との間に所要の中間周波数差を有する. 又,次の条件が成立する.

$$L_0'\left(\frac{C_{min}C_s}{C_{min}+C_s}\right) = L_0''(C_{min}+C_p)$$
(6.56)

$$L_0'\left(\frac{C_{max}C_s}{C_{max}+C_s}\right) = L_0''(C_{max}+C_p)$$
(6.57)

ここで,前の中波帯に於ける数値例  $C_{min}=40 {
m pF}$ , $C_{max}=360 {
m pF}$ , $C_s=190 {
m pF}$ , $C_p=75 {
m pF}$  を入れて  $L_0'$  及び  $L_0''$  を計算してみると, $L_0'=200 {
m \mu H}$ , $L_0''=57 {
m \mu H}$  となる.

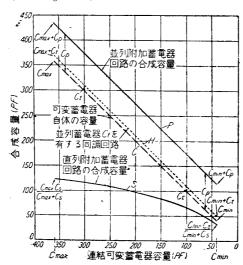


図 6.8 直列附加蓄電器回路と並列附加蓄電器回路の合成容量の変化

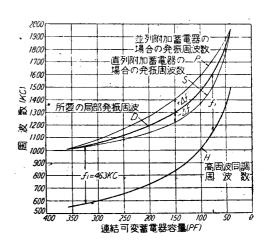


図 6.9 直列附加蓄電器回路と並列附加蓄電器回路による局部発振周波数の特性

れは  $C_p$  が常に和となって作用することから容易に予想される.又,直列附加蓄電器回路の合成容量を表わす曲線 S は,P 曲線ほど簡単ではない.更に H 曲線は並列に  $C_t$  (漂遊容量を含む) なる容量が接続された場合の,高周波同調回路の容量の変化の状態を示したものである.

更に,この回路による局部発振周波数と,高周波同調回路の周波数変化の模様を示したのが図 6.9 図で,中波帯に於ける前記数値例により計算したものである.

この結果一般に次のことがわかる.

- (a) 直列附加蓄電器によっても,または並列附加蓄電器によっても,その値と線輪のインダクタンスを適当にすれば,最低,最高両受信周波数端に於ては所要の発振周波数が得られ,且つその比も所定にすることが出来る.然し,その中間に於ては著しい偏差がある.
- (b) 直列附加蓄電器の場合には負方向の誤差  $-\Delta f$  を , 又 , 並列附加蓄電器の場合には正方向の誤差  $+\Delta f'$  を生じ , その値は同調周波数によって相異する .

然して,この偏差は相当甚だしくこのままでは単一調整は不可能である.

そこで,両方式の偏差の方向が反対なることに着目し,その合成  $\Delta f' - \Delta f$  を求むれば一般に図 6.10 の破線・の如くなり,偏差は著しく小となって,実用上単一調整が可能になる.回路定数の相違によって,合成偏差も正方向のみとなることもあるが,各単独の偏差より小となる.

一般の合成偏差は正負に変り、何所かで偏差が零になって所要の局部発振周波数が得られる点がある、上図のbはこの点を示す。

故に,直列附加蓄電器回路と並列附加蓄電器回路を組合せれば,単一調整誤差を零ならしめ得る点が三箇所(上図参照 a.b.c.) あり,其他の点に於ける偏差も実用上差支えない程度に小ならしめ得るので,既に述べたように現在のスーパー・ヘテロダイン受信機の大部分はこの方法を採用している.尚,今迄の例では受信周波数の両端で誤差を零ならしめたが,必ずしも両端に限定されることはなく,三つの偏差零

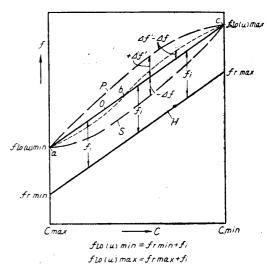


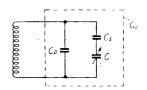
図 6.10 直列附加蓄電器回路の特性組合せ

の点は任意に定め得る.よって,特に高感度で受信したい周波数があれば,その点を選定すればよい.

然し,偏差零の三点を極端に接近することは難かしい.一般には全体の偏差を最小にする條件を満足する点を選定すべきである.

# 7 附加蓄電器による単一調整局部発振回路の基礎計算 (I)

図 6.11 のように,連結可変蓄電器 C と直列に,更にこの回路に並列にそれぞれ附加蓄電器  $C_s$  及び  $C_p$  を接続して,単一調整を行う局部発振器の共振回路に就いて考える.



 $egin{array}{l} f_{01} \ f_{02} \ f_{03} \end{array} 
ight\}$ :偏差零なる三点の局部発振周波数 $egin{array}{l} f_{r_1} \ f_{r_2} \ f_{r_3} \end{array} 
ight\}$ :それに対応する受信周波数 $egin{array}{l} f_{i} \end{array}$ :中間周波

図 6.11 局部発振器,附加蓄電器共振回路

然るときは

$$f_{01} = f_{r_1} + f_i \quad 2\pi f_{01} = \omega_{01}$$

$$f_{02} = f_{r_2} + f_i \quad 2\pi f_{02} = \omega_{02}$$

$$f_{03} = f_{r_3} + f_i \quad 2\pi f_{03} = \omega_{03}$$

又,発振回路のインダクタンスを  $L_0$  とし,合成容量を  $C_0$  とすれば

$$C_0 = \frac{CC_s}{C + C_s} + C_p \tag{6.58}$$

これから次式を得る.

$$\omega_{01}^2 L_0 = \frac{1}{C_{01}} \tag{6.59}$$

$$\omega_{02}^2 L_0 = \frac{1}{C_{02}} \tag{6.60}$$

$$\omega_{03}^2 L_0 = \frac{1}{C_{02}} \tag{6.61}$$

但し  $C_{01}$  , $C_{02}$  , $C_{03}$ はそれぞれ  $f_{01}$  , $f_{02}$  , $f_{03}$ を得べき合成容量

これは, $L_0$ , $C_c$ , $C_p$  に対応する三元連立方程式であるから,これを解けば所要の定数が求まる.

先ず, (6.59)(6.60) 及び (6.61) より  $L_0$  を消去して

$$\omega_{01}^2 C_{01} = \omega_{02}^2 C_{02} \tag{6.62}$$

$$\omega_{02}^2 C_{02} = \omega_{03}^2 C_{03} \tag{6.63}$$

これらに $C_0$ の値を代入すれば,

$$\omega_{01}^2 \left( \frac{C_1 C_s}{C_1 + C_s} \right) = \omega_{02}^2 \left( \frac{C_2 C_s}{C_2 + C_s} + C_p \right) \tag{6.64}$$

$$\omega_{02}^2 \left( \frac{C_2 C_s}{C_2 + C_s} \right) = \omega_{03}^2 \left( \frac{C_3 C_s}{C_3 + C_s} + C_p \right) \tag{6.65}$$

これを整理して

$$\omega_{01}^2 \frac{C_1 C_s}{C_1 + C_s} - \omega_{02}^2 \frac{C_2 C_s}{C_2 + C_s} = (\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2) C_p \tag{6.66}$$

$$\omega_{02}^2 \frac{C_2 C_s}{C_2 + C_s} - \omega_{03}^2 \frac{C_3 C_s}{C_3 + C_s} = (\omega_{03}^2 - \omega_{02}^2) C_p \tag{6.67}$$

これから

$$\frac{1}{\left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}}\right)^{2} - 1} \frac{C_{1}C_{s}}{C_{1} + C_{s}} \left[ \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}\right)^{2}} + \frac{1}{\left(\frac{\omega_{03}}{\omega_{02}}\right)^{2} - 1} \right] \frac{C_{2}C_{s}}{C_{2} + C_{s}} - \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{03}}\right)^{2}} \frac{C_{3}C_{s}}{C_{3} + C_{s}} = 0$$
(6.68)

茲に

$$C_1 = 1/\omega_{r_1}^2 L$$

$$C_2 = 1/\omega_{r_2}^2 L$$

$$C_3 = 1/\omega_{r_2}^2 L$$

但し,L: 高周波同調回路のインダクタンス

にして既知なる故,上式から  $C_s$  がきまり,その値を (6.66) または (6.67) 式に入れれば  $C_p$  がきまり,更に (6.59) 式から  $L_0$  が求まる.

# 8 附加蓄電器による単一調整局部発振回路の基礎計算 (II)

附加蓄電器による単一調整法のもう一つの型 , 図 6.12 のように連結可変蓄電器 C に並列に附加蓄電器  $C_p$  , 更にこれと線輪との間へ直列に  $C_s$  なる附加蓄電器を接続する場合の  $C_s$  ,  $C_p$  ,  $L_0$  等の定数を計算する .

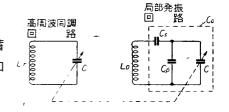


図 6.12 附加蓄電器による単一調整

この局部発振回路の合成容量 (漂遊容量も含む) を  $C_0$  とすれば

$$C_0=rac{C_s(C_p+C)}{C_p+C_s+C}$$
 従って  $L_0C_0=L_0C_srac{C_p+C}{C_p+C_s+C}$ 

これを次の如く変形する。

$$L_{0}C_{0} = L_{0}C_{s}\frac{C_{p}}{C_{p} + C_{s}} \cdot \frac{C_{p} + C}{C_{p} + C_{s} + C} \cdot \frac{C_{p} + C_{s}}{C_{p}}$$

$$= L_{0}\frac{C_{p}C_{s}}{C_{p} + C_{s}} \cdot \frac{1 + \frac{C}{C_{p}}}{1 + \frac{C}{C_{p} + C_{s}}}$$

$$= L_{0}\frac{C_{p}C_{s}}{C_{p} + C_{s}} \cdot \left[\frac{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_{p}}}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_{p} + C_{s}}}\right] \cdot \frac{L_{r}}{L_{r}}$$

$$= L_{0}\frac{C_{p}C_{s}}{C_{p} + C_{s}} \cdot \frac{\frac{1}{L_{r}C} + \frac{1}{L_{r}C_{p}}}{\frac{1}{L_{r}C} + \frac{1}{L_{r}C_{p}}}$$

$$= L_{0}\frac{C_{p}C_{s}}{C_{p} + C_{s}} \cdot \frac{1}{L_{r}C_{p} + C_{s}}$$
(6.69)

この中の  $L_0\frac{C_pC_s}{C_p+C_s}$  は  $C_s$  と  $C_p$  の直列回路が  $L_0$  に並列に接続された場合の角周波数を示す.又, $L_r$  をかけたのは局部発振回路の定数を高周波同調回路の  $L_rC$  に関係をもたせて表わすためである.

 $\dot{f n}$ ,局部発振周波数を  $f_{lo}$  とすれば

$$(2\pi f_{lo})^2 = \omega_{lo}^2 = \frac{1}{L_0 C_0} = \frac{1}{L_0 \frac{C_p C_s}{C_p + C_s}} \cdot \frac{\frac{1}{L_r C} + \frac{1}{L_r (C_p + C_s)}}{\frac{1}{L_r C} + \frac{1}{L_r C_p}}$$
(6.70)

この式は全て 1/LC の形で構成されているゆえ  $(2\pi f)^2$  の形に書換えられる. 即ち

$$\frac{1}{L_0 \left(\frac{C_p C_s}{C_p + C_s}\right)} = (2\pi f_M)^2$$

$$\frac{1}{L_r C_p} = (2\pi f_U)^2$$

$$\frac{1}{L_r (C_s + C_p)} = (2\pi f_N)^2$$

$$\frac{1}{L_r C} = (2\pi f_r)^2 \quad f_r : 受信周波数$$
(6.71)

と置いて上式に代入すれば

$$(2\pi f_{lo})^2 = (2\pi f_M)^2 \frac{(2\pi f_r)^2 + (2\pi f_N)^2}{(2\pi f_r)^2 + (2\pi f_U)^2}$$

$$(6.72)$$

即ち

$$f_{lo}^{2} = f_{M}^{2} \frac{f_{r}^{2} + f_{N}^{2}}{f_{r}^{2} + f_{U}^{2}} = (f_{r} + f_{i})^{2}$$

$$f_{i} : \text{中間周波数}$$

$$(6.73)$$

これを  $f_r$  に就いて整頓すれば

$$f_r^4 + 2f_r^3 f_i + (f_i^2 + f_U^2 - f_M^2) f_r^2 + 2f_r f_U^2 f_i + f_i^2 f_U^2 - f_M^2 f_N^2 = 0$$

なる四次方程式となる.然して,これから求めた  $f_r$  の点に於て局部発振周波数は,ちょうど  $f_{lo}=f_r+f_i$  なる所定の関係が得られるわけである.

茲に,上記方程式の根は4個ある.それらを $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$ , $f_{r_4}$  とすれば,代数に於ける根と係数の関係から

$$\begin{cases}
f_{r_1} + f_{r_2} + f_{r_3} + f_{r_4} = -2f_i \\
f_{r_1} f_{r_2} + f_{r_1} f_{r_3} + f_{r_2} f_{r_3} + f_{r_4} (f_{r_1} + f_{r_2} + f_{r_3}) = f_i^2 + f_U^2 - f_M^2 \\
f_{r_1} f_{r_2} f_{r_3} + f_{r_4} (f_{r_1} f_{r_2} + f_{r_1} f_{r_3} + f_{r_2} f_{r_3}) = -2f_i f_U^2 \\
f_{r_1} f_{r_2} f_{r_3} f_{r_4} = f_i^2 f_U^2 - f_M^2 f_N^2
\end{cases}$$
(6.74)

なる関係がある.即ち, $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$ , $f_{r_4}$  なる 4 個所で正しい中間周波数が得られることになる.然し,上の第一式を見るとこれらの和が負になっているゆえ,その中の少くとも一つは負でならねばならぬ.ところで負の同調周波数はあり得ないから,実際には所要の條件を満足する点は三つより多くはないと言うことがわかる.

換言すれば,附加蓄電器法による単一調整に於て正しい中間周波数が得られる点は最大三個所だけであるが,其他の点に於てもこの偏差は通常無視することができ,実用し得るのである.

然して,上の偏差は受信周波数が与えられれば中間周波数が高い程大,中間周波数が与えられれば受信周波数が低い程大である.要するに  $f_i/f_r$  に比例して誤差は大となる.普通中間周波数は与えられてある故,短波帯に於けるより中波帯に於ける偏差が大きいことを意味する.

尚,前式から局部発振回路の定数  $L_0$ , $C_s$ , $C_p$ の数値を算出する方法は次項に述べる.

# 9 附加蓄電器による単一調整発振回路の定数算出

附加蓄電器による単一調整局部発振回路には前二項に示したように図 6.13 図 (a) 及び (b) の如き種類がある.(a) 図は連結可変蓄電器 C に並列に附加蓄電器  $C_p$  があり,更にこれと線輪  $L_0$  と直列に  $C_s$  がある場合,(b) 図は線輪  $L_0$  に並列に  $C_p$  が,C と直列に  $C_s$  がある場合である.又,高周波同調回路の C' は漂遊容量を示し,上記  $C_p$  には何れも同回路の漂遊容量を含むものとする.

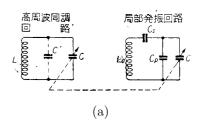
受信周波数が与えられれば高周波回路の LC の値及び C の可変比が定まり,それと同じ可変蓄電器を用いいて単一調整を可能ならしめるための,局部発振回路の附加蓄電器  $C_p$  及び  $C_s$  と線輪のインダクタンス  $L_0$  は,中間周波数も関係し次式によって与えられる $^{56}$ ).

### (a) 図の場合

$$C_s = C_k f_o^2 \left( \frac{1}{n^2} - \frac{1}{\ell^2} \right) \tag{6.75}$$

$$=\frac{C_k f_i^2}{\ell^2} \tag{6.76}$$

$$L_0 = L \left(\frac{\ell}{m}\right)^2 \left(\frac{C_s + C_p}{C_s}\right) \tag{6.77}$$



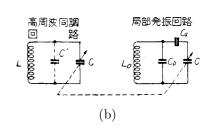


図 6.13 附加蓄電器による単一調 整回路

#### (b) 図の場合

$$C_s = C_k \frac{f_i^2}{n^2} \tag{6.78}$$

$$C_p = \frac{C_k f_i^2}{\ell^2 - n^2} \tag{6.79}$$

$$L_0 = L \left(\frac{\ell}{m}\right)^2 \left(\frac{C_s}{C_s + C_p}\right) \tag{6.80}$$

但し , $f_i$ : 中間周波数

$$\ell^2 = \frac{db^2 - c^2}{2f_i}$$

$$m^2 = ell^2 + f_i^2 + ab - b^2$$

$$n^2 = c^3d + f_i^2 + ad - b^2$$

$$a = f_{r_1} + f_{r_2} + f_{r_3}$$

$$b^2 = f_{r_1} f_{r_2} + f_{r_1} f_{r_3} + f_{r_2} f_{r_3}$$

 $<sup>^{56}</sup>$  高村悟 , 三熊文雄『全波受信機の設計』(全波受信機工学講習会予稿) 昭.22.5

$$C^{2} = f_{r_{1}} f_{r_{2}} f_{r_{3}}$$
$$d = a + 2f_{i}$$
$$C_{k} = \frac{25330}{Lf_{i}^{2}}$$

 $f_{r_1}$  , $f_{r_2}$  , $f_{r_3}$ : 正確な調整の出来る受信周波数

 周波数の単位
 :MC

 インダクタンスの単位: μH
 容量の単位

 : pF
 : pF

この単一調整に於ける誤差に関しては別に考究してあるが,正確な調整の出来る三点をどこにとるかが重要で,それらの周波数を. $f_{r_1} < f_{r_2} < f_{r_3}$  として特に  $f_{r_2}$  をどこにきめるかが問題になる.即ち,この点の選び方で全体としての単一調整がうまくゆくか否かが決まる.一般に  $f_{R_2}$  を  $f_{r_1}$  に近づければそれより高い方の偏差が大となり,反対に  $f_{r_2}$  に近づければ低い方での偏差が大となる.そこで簡単に考えてこの中点を  $f_{r_1}$  と  $f_{r_3}$  の中央,換言すれば算術平均  $(f_{r_1}+f_{r_3})/2=f_{r_2}$  に選べばよいように思えるが,実際は幾何平均  $sqrtf_{r_1}f_{r_3}=f_{r_2}$  に選んだ方が理論的に偏差が少くなると言われる.

# 10 単一調整回路計算図表

附加蓄電器による単一調整回路の定数  $C_s$  ,  $C_p$  ,  $L_0$  を計算で求めることは相当煩雑である.この不便を救うための有用な計算図表がある $^{57}$ 

表 6.1 及び表 6.2 がそれで,回路及び各部の名称は表中に示してある.

高周波同調回路は,同調線輪  $L_r$ ,同調連結可変蓄電器  $C_r$  及び調整用半固定蓄電器 (トリマー)  $C_{rp}$  よりなり,局部発信器の共振回路は線輪  $L_0$ ,連結可変蓄電器  $C_0$ ,直列附加蓄電器 (シリーズ・パッデング・コンデンサー $)C_s$ ,並列附加蓄電器 (パラレル・パッデング・コンデンサー $)C_p$  よりなる. $C_r$  及び  $C_0$  は任意の目盛で全く同一容量を有するものとする.高周波回路の同調周波数を  $f_r$ ,局部発振周波数を  $f_l$ 。とすれば,中間周波数  $f_i$  は, $f_i=f_{lo}-f_r$  が常に成立するよう  $C_{rp}$ , $C_s$ , $C_p$ , $C_s$ 0。を定めるのである.但し,これは全範囲に亘って完全には満足されず,理論的に完全が得られる点は三箇所である.これを調整点(或は零偏差点),その点に於ける同調周波数を調整周波数と言う.

設計は $L_r$  , $C_{rp}$  を基準として $C_s$  , $C_p$  , $L_0$  を決めるが , 又 , 調整周波数と中間周波数にも関係する .

先ず, $C_{rp}$  の容量は設計の最初に  $L_r$ , $L_0$  の受信周波数帯域と,連結可変蓄電器  $C_r$ , $C_0$  の最小容量と,その可変範囲とを考慮して選定する必要がある. $C_r$ , $C_0$  の容量は  $C_s$ , $C_p$ , $L_0$  の決定に直接関係しない.

この図表は,三つの調整周波数を  $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$  とするとき, $f_{r_1}:f_{r_2}:f_{r_3}=0.7:1:1.3$  なる関係にあるように定めた場合に対するもので,横軸には中央調整周波数と中間周波数との比  $f_i/f_{r_2}$  をとり,表 6.1 の横軸は  $C_s$  の乗数 X が,表 6.2 の右方縦軸は  $C_p$  の乗数 Y,左方縦軸は  $L_0$  の乗数 Z をとってあり, $f/f_{r_2}$  をパラメータにとった曲線が示してある.茲に  $f=2\pi\sqrt{L_rC_{rp}}$  で与えられるものである.

斯くて, $f_i$ , $f_{r_2}$ ,f から図表により X,Y,Z が求まり,それから所要の  $C_s$ , $C_p$ , $L_0$  が次式によって計算される.

$$C_s = XC_{rp}$$
 (pF) 
$$C_p = YC_{rp}$$
 (pF) 
$$L_0 = ZL_r$$
 (pF)

 $[C_{rp}$ は回路の漂遊容量をも含むもので普通  $20 \mathrm{pF}$  程度にとる ]

### :使用例:

全波受信機の中波帯に於ける使用例を示す.

設計に与えられた條件

<sup>57</sup> 『ラヂオの日本』昭.16.5(ラヂオ受信機調査委員会)

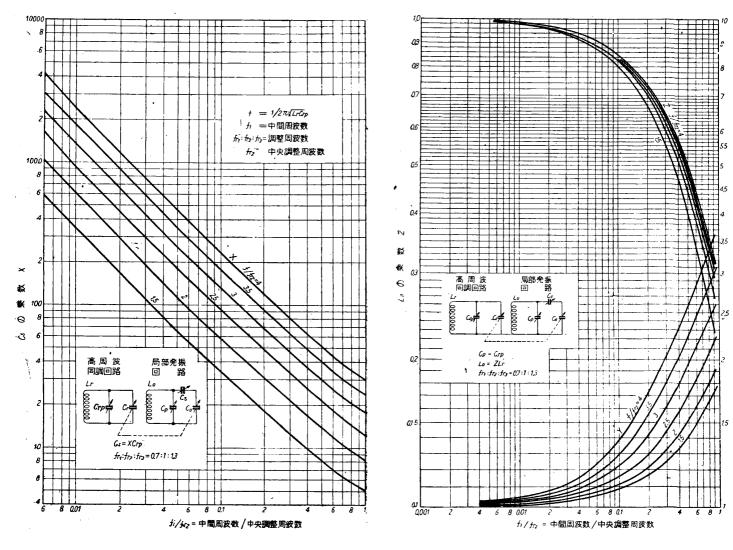


表 6.1 附加蓄電器による単一調整回路設計図表 (I)

表 6.2 附加蓄電器による単一調整回路設計図表 (II)

連結可変蓄電器 
$$C_{min} = 30 \mathrm{pF}$$

$$C_{max} = 450 \text{pF}$$

受信周波数範囲  $f_{r \cdot min} \sim f_{r \cdot max} = 530 \sim 1530 \mathrm{KC}$ 

中間周波数  $f_i = 463 \text{KC}$ 

設 計

$$\left(\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}}\right)^2 = \left(\frac{1530}{530}\right)^2 = 8.3, \quad \frac{C_{max}}{C_{min}} = 15$$

 $rac{C_{max}+C_{rp}}{C_{mini}+C_{rp}}>\left(rac{f_{r\cdot max}}{f_{r\cdot miin}}
ight)^2$  なるべき条件から ,  $C_{rp}=20 \mathrm{pF}$  に仮定すれば ,  $rac{C_{max}+C_{rp}}{C_{min}+C_{rp}}=rac{470}{50}$   $\coloneqq 9.4$  なるゆえ要求が満足され , 実現も可能である.これから

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_{r \cdot min})^2 (C_{max} + C_{rp})} = 193\mu H$$

を求め,更に

$$f = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{rp}}} = 2562 \text{KC}$$

ここで , 中央調整周波数  $f_{r_2}$  を如何にきめるかが問題となるが  $1{,}000{
m KC}$  とすれば ,  $f_{r_1}:f_{r_2}:f_{r_3}=700:1000:1300$  となる .

これから,表の横軸の値及びパラメーターの値をきめる.

$$\frac{f_i}{f_{r_2}} = 0.463$$

$$\frac{f}{f_{r_2}} = 2.56$$

これらを用い、表から X=25, Y=1.7, Z=0.49 を得

$$C_s = 25 \times 20 = 500 \text{pF}$$
  
 $C_p = 1.7 \times 20 = 34 \text{pF}$   
 $L_0 = 0.49 \times 193 = 95 \mu \text{H}$ 

となる.

尚,3 個の調整点  $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$  は周波数帯域の広狭に応じて,適当に変更を要する場合がある.このときの用い方は次のようにする.

即ち,例えば  $f_{r_1}:f_{r_2}:f_{r_3}=0.7:1:1.3$  から 0.78:1:1.22 に変更する場合には,図表から得た X を数 % 小さくし,Y を極めて僅か小さくし,Z を極めて僅か大きくする.斯様に X,Y,Z の変化は小なる故  $C_s$ , $C_p$ ,L0o は極めて僅か加減すればよいことがわかる.従って, $C_s$ , $C_p$  及び  $L_0$  をきわめて僅か加減すれば調整周波数  $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$  の間隔を広くも,又は狭くもなし得るのである.中央調整周波数は一定とし,上側の周波数間隔を拡大し,下側の周波数間隔を縮小する場合には,X,Y,Z の変化はやや大である.例えば, $f_{r_1}:f_{r_2}:f_{r_3}=0.7:1:1.3$  から 0.9:1:1.4 に変更する場合には,X,Y はそれぞれ約 10% 及び約 4% 小さくし,Z は約 1.5% 大きくしなければならない.同様に  $L_0$  を大きくして  $C_s$  及び  $C_p$  を小さくする場合でも,その加減の程度によって三調整周波数間隔を一様に縮小することも出来れば,片方を拡大し他方を縮小することも出来る.

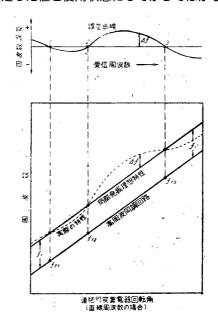
# 11 単一調整の実際

設計に従い計算或は図表から  $C_s$ ,  $C_p$ ,  $L_0$  等の価をきめて,それを以て回路を構成すればそのままで予期の結果が得られるかというと,なかなかそうは行かないのが普通である.

その原因は,(a)回路の漂遊容量や線輪の分布容量は個々に異る,(b)附加蓄電器の容量の誤差,(c)線輪をシールドしたリシャーシーに接近するため取付る前に測定した値と使用状態にしてからではかなり変化する,等である.

この点を予め考慮して,附加蓄電器は大容量のものは一部を,小容量のものは全部を半固定式とし,取付てから調整を行い所期の結果が得られたところで固定すべきである.高周波同調線輪にも小容量の半固定可変蓄電器を接続し,漂遊容量による最小容量の変化を調整して各単位の誤差を補償すべきである.全波受信機の場合には各周波数帯に於てこれを行うため,各線輪にこの調整用蓄電器を附属せしめる.

図 6.14 に単一調整の一般的傾向を示した,これは解り易くするため連結可変蓄電器の回転角に対し,周波数が直線的に変化する所謂"直線周波数型"の場合である.高周波同調回路の特性は下方の直線で,理想的局部発振の特性はこれと中間周波数戸  $f_i$ だけ離れた上方の直線で表わされ両者は完



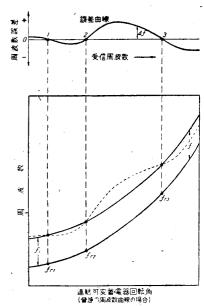


図 6.14 単一調整誤差曲線の説明

図 6.15 単一調整誤差曲線の説明

全に並行している,然し,附加蓄電器による単一調整の場合には三点  $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$  で完全な調整ができ,その他の点では誤差があるので,例えば点線の如き変化をなす.(この曲線は説明を理解し易くするため実際のものに比しはなはだ誇張してある).

単一調整の可否,優劣を考える際重要なのは,この曲線が示す周波数自体よりも,理想特性よりの距り  $\Delta f$  の大きさである.それで横軸に受信周波数をとり理想特性を零線として,誤差の正負大小を表すと上方に示した図のようになり,これを誤差 (または偏差) 曲線或は  $\operatorname{Padding\ curve\ }$ と言う.

通常の受信同調特性は一般に図 6.15 のような曲線になる.これは前の図の場合と同じ誤差ものであるが,斯様に同調曲線の曲りが甚しいほど,理想曲線との関係及び単一調整曲線との関係の "感じ" が異るから,斯様な曲線を描いて良否を判定する場合は一応の注意が必要である.

前述した理由で,計算の結果得られた部分品で回路を構成してもそのままでは充分でない.今,実際可能な範囲で最良と考えられる単一調整結果の誤差曲線を実線で示し,調整不充分なときの誤差曲線を点線で表わして, $C_s$ , $C_p$ , $L_0$ 等の影響を示すと図??のようになる.これからどの部分をどう調整したら最良状態に一致せしめうるかがわかる.調整が著しく不良のときは誤差零の点は二つまたは一つしか得られず.それでは実用にならない.

 $L_0$  を加減する場合に線輪の巻数を変化しては手数が煩雑で又微小変化が困難である.この解決策とし,更に Q をあげる目的で高周波磁芯を用いたものがある.短波帯以上では線輪のピッチを変化してインダクタンスを微小変化せしめることが便利である.半可変部分は調整が完了したら $\stackrel{\text{Loo}}{\text{m}}$ り固定し,機械的振動や温度などによって狂わないようにすべきである.エナメル等の塗料をぬって止める.

単一調整の最後的誤差の一般的傾向は,受信周波数の低い方の端で正,周波数が高くなるに従い零点を通って負となり,又,正となって最後に再び負となる.然して,この誤差の大きさは中間周波数が低い程少くなり,同一中間周波数では高低両周波数端を除けば比較的僅少である.

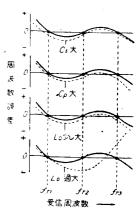


図 6.16 単一調整誤差 曲線の説明

尚,一次線輪回路の共振周波数が同調(及び発振)周波数に近かったり結合度が過大なる場合は単一調整が困難となる.

# **12** 単一調整の誤差率<sup>58</sup>

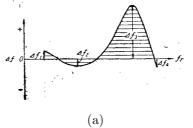
附加蓄電器法による単一調整に於ては,正確な発振周波数が得られるのは理論的に三点のみで,他の点では正確な値から多少外れる.この外れを ganging fault といい.これと受信周波数との関係を図 6.17 の如き所謂 padding curve が得られる.図に於て  $f_{r_1}$  ,  $f_{r_2}$  ,  $f_{r_3}$  は正確なガンギングが出来る周波数 ,  $f_1$  ,  $f_2$  ,  $f_3$   $f_4$  は最大の ganging fault を生ずる周波数である.

of fin fo for Joseph for for

図 6.17 単一調整誤差曲線の説 明

ガンギングが外れると、その周波数の受信感度が著く悪くなる、一般の受信機では受信範囲内で一様な感度が要求されるから ganging fault を出来るだけ小にすることが重要である。

附力蓄電器法による単一調整の局部発振回路のインダクタンス  $L_0$ , 直列附加蓄電器  $C_s$ , 並列附加蓄電器  $C_p$  を定めると,これに相当する padding curve が定まるが,茲に問題となるのは最も.満足すべき padding curve を得るような, $L_0$ ,  $C_s$ ,  $C_p$  を如何にして定めるかということにある.然して,それにはまず二種のpadding curve がある(図 6.18 参照)と,何れ



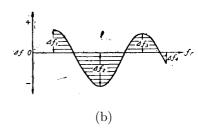


図 6.18 二つの padding curve

の曲線の方がよいかを定める目安をつける必要がある、以下、この目安を誤差率という、

誤差率の一つの考え方として, $ganging fault \Delta f$  をその正負を考えずに加え合せたもの,即ち

$$E = \int_{f_1}^{f_4} |\Delta f| \cdot df \tag{6.81}$$

で表わすものがある. 然し,この式による表わし方は充分満足すべきものではない. 何となれば普通の同調曲線 (図 6.19

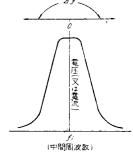
<sup>&</sup>lt;sup>58</sup> Matin Wald, "Ganging superheterodyne receiver", W.E., Mar. 1940.

参照) でわかるように, 感度損失は初めの中はあまり大でないが,  $\Delta f$  が大になるにつれて急に大になるからである.

従って,誤差率は主として  $\Delta f$  の大なる値によって定めることが適当である.この意味で (6.81) 式の代りに

$$E^{n} = \int_{f_{1}}^{f_{4}} |\Delta f|^{n} \cdot df \tag{6.82}$$
 但  $\cup$  ,  $n>1$ 

を用いた方が適当と考えられる.本式で明かなように n を大にとればとる程  $\Delta f$  の大なる方が重視されることになり,小なる部分は無視されることになる.極限の場合として  $n\to\infty$  とすれば,誤差率は全周波数範囲内での最大の ganing fault と等しくなり,



$$E = \Delta f_{max} = \lim_{n = \infty} \sqrt[n]{\int_{f_1}^{f_4} |\Delta f|^n \cdot df}$$
 (6.83)

これから出発し、最良の padding curve 即ち  $\Delta f_{max}$  が最小になるような曲線は

$$\begin{vmatrix} \Delta f_1 | = |\Delta f_4| \\ |\Delta f_2| = |\Delta f_4| \\ |\Delta f_3| = |\Delta f_4| \end{vmatrix}$$

$$(6.84)$$

従って,

$$|\Delta f_1| = |\Delta f_2| = |\Delta f_3| = |\Delta f_4|$$
 (6.85)

なるときに得られる.これば 4 個の誤差周波数の極限値が等しいとき,即ち padding curve の各山の高さが等しい場合である.

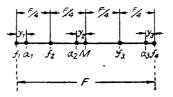
 $\Delta f_1$   $\Delta f_2$   $\Delta f_3$   $\Delta f_4$  は  $L_0$  ,  $C_s$  ,  $C_p$  で表わされるから (6.84) 式はまた ,  $L_0$  ,  $C_s$  ,  $C_p$  を計算する三式を示すものであるると考える.実際問題としては  $L_0$  ,  $C_s$  ,  $C_p$  は受信周波数  $f_r$  が  $f_{r_1}$  ,  $f_{r_2}$  ,  $f_{r_3}$  のとき ganging fault が零になるように調整されるめであるから , 上の (6.84) 式で直接これら局部発振器の回路定数が計算出来る.このためには  $\Delta f$  を  $f_{r_1}$  ,  $f_{r_2}$  の函数として表わすべきで , その近似式は

$$\Delta f = \lambda \frac{(f - f_{r_1})(f - f_{r_2})(f - f_{r_3})}{f + f_i}$$
(6.86)

 $f_i$ :中間周波数

$$\lambda:f$$
 に無関係な定数  $(6.87)$ 

となる. 更に第6.20 図に示すように



 $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ ,  $f_4$ : 最大 ganging fault  $\pm \Delta f_{max}$  が起る周波数

 $\alpha_1$   $\alpha_2$   $\alpha_3$ :  $\Delta f = 0$  になるように調整する周波数

 $M: f_1$ ,  $f_4$  の中央の周波数

 $F: f_1 \sim f_4$  周波数範囲

 $y_1$ , $y_2$ , $y_3$ : 図参照

図 6.20

即ち $,f_2$ ,  $f_3$  は  $f_1$ ,  $f_4$  の点より F/4 だけ離れた点にあると仮定する. 従って

$$f_2 - f_2 = f_4 - f_3 = \frac{F}{4} \tag{6.88}$$

実際問題として極限値  $f_2$  ,  $f_3$  はこの附近にあり,且つ,この附近の曲線は緩かであるからこの仮定は常に妥当である. 上の図から,

$$\left| \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right| = 1 = \frac{\left(\frac{F}{4} - y_1\right) \left(\frac{F}{4} - y_2\right) \left(\frac{F}{4} - y_3\right) (f_1 + f_i)}{y_1 \left(\frac{F}{2} - y_2\right) (f - y_1) (f_2 + f_i)}$$

$$\left| \frac{\Delta f_3}{\Delta f_4} \right| = 1 = \frac{\left(\frac{3}{4}F - y_1\right) \left(\frac{F}{4} + y_2\right) \left(\frac{F}{4} - y_3\right) (f_4 + f_i)}{(F - y_1) \left(\frac{F}{2} + y_2\right) y_3 (f_3 + f_i)}$$

$$\left| \frac{\Delta f_3}{\Delta f_2} \right| = 1 = \frac{\left(\frac{3}{4}F - y_1\right) \left(\frac{F}{4} + y_2\right) \left(\frac{F}{4} - y_3\right) (f_2 + f_i)}{\left(\frac{F}{4} - y_1\right) \left(\frac{3}{4}F - y_3\right) (f_3 + f_i)}$$

$$(6.89)$$

これを計算し, $y_1/F$ , $y_2/F$ , $y_3/F$  は末知数であるが.1 に比し小であるから,これらの積及び高次の項を省略すれば

$$\left(\frac{32}{3} \cdot \frac{f_2 + f_i}{f_1 + f_i} + 4\right) \frac{y_1}{F} + 2\frac{y_2}{F} + \frac{y_3}{3F} = 1$$

$$\left(\frac{32}{3} \cdot \frac{f_3 + f_i}{f_1 + f_i}\right) \frac{y_3}{F} - 2\frac{y_2}{F} + \frac{3}{1}\frac{y}{F} = 1$$

$$8\frac{y_2}{F} + \frac{8}{3}\left(\frac{y_1}{F} - \frac{y}{F}\right) = \frac{f_3 - f_2}{f_2 + f_i}$$
(6.90)

これから

$$\frac{y_1}{F} = \frac{1.25 - \frac{f_3 + f_i}{4(f_2 + f_i)}}{10.66 \frac{f_2 + f_i}{f_1 + f_i} + 3.33}$$

$$\frac{y_2}{F} = \frac{f_3 - f_2}{8(f_2 + f_i)} + \frac{1}{3} \left(\frac{y_3}{F} - \frac{y_1}{F}\right)$$

$$\frac{y_3}{F} = \frac{0.75 \frac{f_3 + f_i}{4(f_2 + f_i)}}{10.66 \frac{f_3 + f_i}{f_4 + f_i} + 3.33}$$
(6.91)

が得られる.

茲に, $f_1$ , $f_4$  従ってF.又 $f_i$  も与えられ更に $f_2$ , $f_3$  が仮定される故 $g_1$ , $g_2$ , $g_3$  が計算され,それから

$$\alpha_{1} = f_{1} + y_{1} 
\alpha_{2} = \frac{f_{1} + y_{4}}{3} 
\alpha_{3} = f_{4} - y_{3}$$
(6.92)

なる関係で  $\alpha_1$   $\alpha_2$   $\alpha_3$  がきまり,この周波数より上の條件を満足する局部発信器の回路定数  $L_0$ , $C_s$ , $C_p$  及び padding curve の任意の点が計算できる.上の如くして算出された  $\alpha_1$   $\alpha_2$   $\alpha_3$  は前の  $f_{r_1}$ , $f_{r_2}$ , $f_{r_3}$  に相当する.

# 13 全波受信機に於ける単一調整の考察

全波受信機 (多範囲受信機) はほとんどスーパー・ヘテロダインを用いるが,この場合受信周波数によって線輸を切換え,同調蓄電器は同じものを各周波帯に使用する.従って,全波受信機で単一調整を行うには次のことを考慮して置く,即ち,先ず,直線周波型可変蓄電器を用いるものでは,各周波数帯に応じ,所要の周波数差を生ずるよう同調線輸と局部発振線輪を変化するだけでよい.

又,特殊形状の単一調整用可変蓄電器の動径は(6.31)式から,

$$\rho_2 = \sqrt{\frac{N_R - 1}{N_o - 1} \sqrt{\left(\frac{C_o}{C_R}\right)^2 \frac{L_2}{L_1}} (\rho_1^2 - r^2) + r^2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2} \left(\frac{f_r}{f_{lo}}\right)^2 \frac{N_R - 1}{N_o - 1} (\rho_1^2 - r^2) + r^2}$$
(6.93)

或は

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{\rho_2^2 - r^2}{\frac{N_R - 1}{N_o - 1} \sqrt{\left(\frac{C_o}{C_R}\right)^3 \frac{L_2}{L_1}}} = \sqrt{\frac{\rho_2^2 - r^2}{\frac{L_1}{L_2} \left(\frac{f_r}{f_{lo}}\right)^3 \frac{N_r - 1}{N_o - 1}} + r^2}$$
(6.94)

試,任意の周波数帯で所要の  $L_1/L_2$  及び  $C_0/C_R$  が与えられそれから  $N_{R_r}$  ,  $N_0$  , 及び  $ho_1$  を与えて  $ho_2$  を決定したわけで,これを他の周波数帯に切換えた場合, $L_1$  及び  $L_2$  だけ変えてそのまま単一調整が可能たるためには次式が満足されねばならぬ.

$$\left(\frac{f_{r(a)}}{f_{lo(a)}}\right) \frac{L_{1(a)}}{L_{2(a)}} = \left(\frac{f_{r(b)}}{f_{lo(b)}}\right)^2 \frac{L_{1(b)}}{L_{2(b)}}$$
(6.95)

但し,(a): 設計された周波数帯に於ける値

(b): 切換られた周波数帯に於ける値

一般に,中間周波数  $f_i$  は受信周波数帯に拘わらず不変にしてあるから,例えば上側へテロダインの場合

$$f_{lo(a)} = f_{r(a)} + f_i$$
  
$$f_{lo(b)} = f_{r(b)} + f_i$$

これを前の式に代入すれば

$$\left(\frac{f_{r(a)}}{f_{r(a)} + f_i}\right)^3 \frac{L_{1(a)}}{L_{2(a)}} = \left(\frac{f_{r(b)}}{f_{r(b)} + f_i}\right)^3 \frac{L_{1(b)}}{L_{2(b)}}$$
(6.96)

ここで

$$k_L \frac{L_{1(b)}}{L_{2(b)}} = \frac{L_{1(a)}}{L_{2(a)}}$$

$$\therefore \frac{L_{1(b)}}{L_{2(b)}} = \frac{1}{k_L} \frac{L_{1(a)}}{L_{2(a)}}$$
(6.97)

とすれば

$$\frac{1}{K_L} \left( \frac{f_{r(b)}}{f_{r(b)} + f_i} \right)^3 = \left( \frac{f_{r(a)}}{f_{r(a)} + f_i} \right) 
\therefore \left( \frac{f_{r(b)}}{f_{r(b)} + f_i} \right)^3 = k_L \left( \frac{f_{r(a)}}{f_{r(a)} + f_i} \right)^3$$
(6.98)

なる関係が成立するを要する . (6.97) 及び (6.98) 式から  $k_L$  を求めて等しいと置き , 或は直接 (6.96) 式から

$$\frac{L_{1(a)}}{L_{1(b)}} \cdot \frac{L_{2(b)}}{L_{2(a)}} = \left(\frac{f_{r(b)}}{f_{r(a)}} \cdot \frac{f_{r(a)} + f_i}{f_{r(b)} + f_i}\right)^3 \tag{6.99}$$

然るにこれは一般に成立しないから,ある周波数帯で与えられた條件により設計された特殊形状可変蓄電器では,そのまま他の周波数帯に於て単一調整を行うことは不可能である.これは全波受信機実用上重大な不利である.

そこで,一つの手段として附加蓄電器を挿入すれば単一調整が可能になり,且つ同形,同容量の可変蓄電器を用い普通の附加蓄電器法による単一調整の場合より偏差が小い,図 6.21 は図 6.3 の形状の設計條件(受信周波帯 500~1500KC)から得られた単一調整用特殊形状可変蓄電器を,附加蓄

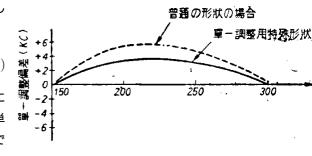


図 6.21 同形のものと,単一調整用に他の周波数帯について特殊形状に設計されたものに附加蓄電器をつけた場合の偏差比較

電器を用い  $150 \sim 300 {
m KC}$  の長波帯に於て単一調整にしたものと,同じ周波帯を普通の形状の可変蓄電器を附加蓄電器で単一調整にしたものとの偏差を比較したものである.

但し,これは受信周波数帯の両端に於て正しい局部発振周波数が得られるように,並列附加蓄電器のみを入れた場合の 比較であって,現在普通に行われているように直列,並列両附加蓄電器を用い三点調整すればこの曲線の形は異ってくる.それにしても特殊形状に設計したものの方が一段的に誤差は小になるものと予想される. 次に,同調回路と発振回路に同形同容量の連結可変蓄電器を用い,附加蓄電器により単一調整を行うものでは,周波数帯により直列,並列両附加蓄電器の容量を異らしめる必要があることは前述の理論から明かである.従って全波受信機に於ては各周波数帯に所要の線輪にそれら附加蓄電器を附属せしめ,線輪の切換と同時にそれらをも切換えるようにしてある.図 6.22はその回路を二周波数帯の場合に就いて示したもので, $C_{s(a)}$ 、 $C_{s(b)}$ , $C_{p(a)}$ , $C_{p(b)}$  等はそれぞれ a 周波数及び b 周波数帯に於ける直列及び並列附加蓄電器である.

# 14 特殊形状可変蓄電器で他の周波数帯でも 完全なトラッキングを行う方法 (中間周波数切換法)

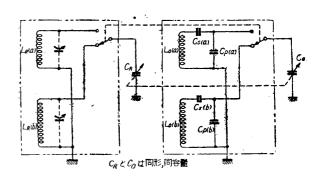


図 6.22 同形同容量の可変蓄電器による全波受信機 の単一調整 (普通の方法)

或周波数帯に於て与えられた條件で単一調整用に設計され特殊形状の可変蓄電器を用いた場合,一般には他の周波数帯では単一調整は不可能であるが,受信周波数帯の切替と共に中間周波数を変化すれば,特別な周波数関係のものは附加蓄電器を用いず,そのまま完全なトラッキングが可能となる.

次にその関係を考えてみる.即ち

$$\frac{L_{2(b)}}{L_{1(b)}} = \frac{L_{2(a)}}{L_{1(a)}} \tag{6.100}$$

換言すれば,受信周波数帯を変化しても同調回路のインダクタンスと発振回路のインダクタンスとの比を,もとの比に箏しくとることとし,先ず受信周波数と同調回路容量から  $L_{1(b)}$  を定むれば,それに対し所要の局部発振回路のインダクタンスは次式により求まる.

$$L_{2(b)} = \frac{L_1(a)}{L_{1(b)}} \tag{6.101}$$

これと同時に次の関係が成立することを要する.

$$\frac{f_{r(b)}}{f_{lo(b)}} = \frac{f_{r(a)}}{f_{lo(a)}} \tag{6.102}$$

茲に,受信周波数帯によって中間周波数帯を変化するものとし,それぞれ $f_{i(a)}$ , $f_{i(b)}$  として

$$\frac{f_{r(b)}}{f_{r(b)} + f_{i(b)}} = \frac{f_{r(a)}}{f_{r(a)} + f_{i'a)}} \tag{6.103}$$

これから所要の中間周波数を

$$\frac{f_{r(b)}}{f_{r(a)}}f_{i(a)} \tag{6.104}$$

(6.101)(6.104) 両式が満足されるよう,各受信周波数帯に応じてインダクタンス及び中間周波数を選定すれば目的が達せられる.

然し,この関係は次のようにしても導き出される. 即ち,受信周波数  $f_r$ ,局部発振周波数  $f_{lo}$ ,中間周波数  $f_i$  との関係

$$f_{lo} - f_r = f_i$$
 (但し,上側へテロダインの場合)

更に,同調回路及び局部発振回路のインダクタンス及び静電容量をそれぞれ, $L_1$ , $L_2$ , $C_r$ , $C_o$  とすれば,

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_o}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_r}} = f_i$$

$$\therefore \frac{1}{\sqrt{L_2C_o}} - \frac{1}{\sqrt{L_1C_r}} = 2\pi f_i$$

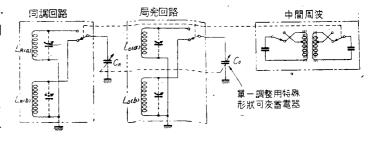


図 6.23 単一調整用特殊形状可変蓄電器の全波受信機への利用, (受信用周波数帯の切替と同時に中間周波数を変化する方法)

これから

$$\frac{1}{\sqrt{C_o}}\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} - \frac{1}{\sqrt{C_r}} = 2\pi\sqrt{L_1}f_i \tag{6.105}$$

この式を見れば,左辺は蓄電器及び二つの線輪の比の函数であるが,全部としては蓄電器の回転角如何に拘わらず一定である(右辺の條件から,然してそのように  $C_o$  と  $C_r$  の関係が特殊形状に設計してある故). 又, $C_o$ ,及び  $C_r$  は周波数帯によって変らないから,任意の周波数帯に於て成立するためには  $L_1/L_2$  の比が一定なることが要求され前の條件に一致する.又,右辺は任意の周波数帯に於て

$$\sqrt{L_{1(a)}}f_{i(a)} = \sqrt{L_{1(b)}}f_{i(b)} \tag{6.106}$$

これから

$$f_{i(b)} = \sqrt{\frac{L_{1(a)}}{L_{1(b)}}} f_{i(a)} \tag{6.107}$$

他方

$$L_{1(a)} = \frac{1}{(2\pi f_{r(a)})^2 C_r}$$

$$L_{1(b)} = \frac{1}{(2\pi f_{r(b)})^2 C_r}$$

$$(6.108)$$

を代入すれば,結局

$$f_{i(b)} = \frac{f_{r(a)}}{f_{r(b)}} f_{i(a)}$$

に到達する.

図 6.23 はこの方法による全波受信機の完全単一調整法の構成を示したものである.

# 第7章 中間周波増幅器

# 1 概 説

スーパー・ヘテロダイン受信機が構成上他の受信機と異る点は,周波数変換器と中間周波増幅器が存在することである.中間周波は無線周波と低周波の間にあるという意味をもつ,即ち,空間を伝播して来たままの周波数が無線周波(高周波)であり,それを周波数スペクトラムの相対関係を変えることなく,搬送波の周波数だけ低くしたものを中間周波と言い,それを更に検波して得られる変調周波数が低周波(信号波)である.このように,高周波,中間周波,低周波と言っても,それらは一つの受信機内に於ける相対関係であって,一般的の周波数の高低そのものではない.例えば,中波帯に於ける放送波の周波数(高周波)は550-1500KCであるが,テレビジョン受像機に於ける中間周波数は数MC以上で,中波受信機に於ける高周波数より遥かに高い.又,低周波(信号波)も例えば天然色テレビジョンに於ては数十MC以上に達する.

又,高級の受信機では周波数変換を2回行うことがある.即ち,入来無線周波(高周波)を先ず比較的高い中間周波(勿論,入来無線周波より低い)に変換して増幅し,それを更に低い中間周波(勿論,信号周波数より高い)に変換し,次に検波して低周波(信号波)を取出すのである.この受信方式がダブル・スーパーと言い,始めの中間周波を第一中間周波,後のを第二中間周波と言う.ここでは一般的な場合に就いて述べる.

# 2 中間周波数の意義

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては,周波数  $f_r(=\omega_r/2\pi)$  なる到来高周波を,周波数  $f_{lo}(=\omega_{lo}/2\pi)$  なる局部発信波と混合検波し,両者の周波数差に相当する周波数  $f_i(=\omega_i/2\pi)=f_r\sim f_{lo}$  なる成分を取出す.この周波数を中間周波と言い  $f_i< f_r$  になる関係にあらしめる.即ち, $f_r$  をヘテロダイン検波の原理によって  $f_i$  に低下するのである.

斯く低い方に周波数変換を行う結果として,次の如き利点がある.

- (イ) 遮蔽に苦心することなく高利得増幅が出来る.
- (ロ) 周波数が低い程増幅容易である.
- (八) 受信周波数が変った場合,それに追随して局部発信の周波数を変化し,その差が常に中間周波に等しくなるように 調整すれば,中間周波数は一定でよいから調整部分が非常に減る.
- (二) 濾波器の設計が容易となり,周波数特性を自由に選択出来,忠実度.の優秀なものが得られる.
- (ホ) 選択度が根本的に尖鋭になる.

受信機に要求される三大條件は,増幅度,忠実度,選択度で,スーパー・ヘテロダイン方式はこれら條件を同時に満足させ得る.

初期のスーパー・ヘテロダイン受信機の中間周波数は,数十 $\,\mathrm{KC}\,$ が多く用いられ,中波放送専用受信機に於ては  $175\mathrm{KC}\,$ が採用されていたが,最近では全波受信機と共に数百 $\,\mathrm{KC}\,$ が用いられている.又,テレビジョン受信機では数  $\,\mathrm{MC}\,$  の中間周波を用いている.数  $\,\mathrm{MC}\,$  と言う値は中波受信機や長波受信機の,所謂高周波より遥かに高い値であることがわかる.更に極超短波の受信機では数十 $\,\mathrm{MC}\,$ 以上の中間周波数が用いられる.

中間周波数  $f_i$  と受信電波周波数  $f_r$  及び局部発信周波数  $f_l$ 。とに関し

$$f_i = f_r - f_{lo} \tag{7.1}$$

であるが,一般には必ずしも

$$f_i < f_r \tag{7.2}$$

になるとは限らない .  $f_r$  と  $f_{lo}$  との関係によっては

$$f_i > f_r \tag{7.3}$$

にもなる場合がある.

然しスーパー・ヘテロダイン受信機の前記特徴を発揮するには (7.2) の條件を満足する値をとる.換言すれば  $f_i < f_r$  ならしめることがスーパー・ヘテロダインの特徴である.

# 3 中間周波数の決定條件

中間周波数を如何に決定するかは重要な問題であって、これはいろいろな点から考慮すべきである.

(i) 受信電波の周波数との関係

受信電波の中の最低周波数  $f_{r\cdot min}$  に対し,中間周波数  $f_i$  は

$$f_i < f_{r \cdot min}$$

なる関係にあらしむべきである.これに就いては既に述べた.

(ii) 信号波の周波数との関係 (忠実度)

変調されている電波を受信する際には、その信号波の最高周波数を  $f_{s:max}$  とすれば

$$f_i > f_{s \cdot max} \tag{7.4}$$

にする必要があり,且つ, $f_i$  は少くとも  $f_{s\cdot max}$  数倍以上にすべきである.これは  $f_i$  を搬送波とする被変調波なるため,これを復調したとき信号波を忠実に再現するための條件である $^{59}$ .これは信号波の基本周波数に就いてのみでなく,所要の高調波についても考慮すべきで,殊に,電波測距機,時分割通信,テレビジョン等に於ては,尖鋭な波形の衝撃波及び矩形波等を取扱うので,その波形を忠実に伝送するため必要な最高次高調波を,上記  $f_{s\cdot max}$  と考えればよい.

# (iii) 側帯波,帯域幅

 $f_{s\cdot max}$  で変調された高周波 (受信到来波) は  $f_r$  を中心とし,その上下に  $f_{s\cdot max}$  なる側帯波を有する.従って,受信機の高周波は  $f_r$  を中心とし最低  $2f_{s\cdot max}$  なる通過帯域幅を要する.又,これが中間周波に変換されると  $f_i$  を中心とし  $2f_{s\cdot max}$  なる帯域幅を要するから, $2f_{s\cdot max}=\Delta f$  とすれば中間周波増幅器の最高周波数は

$$f_i + \frac{\Delta f}{2} = f_i + f_{s \cdot max} \tag{7.5}$$

又,高周波回路の最低周波数は

$$f_r - \frac{\Delta f}{2} = f_i + f_{s \cdot max} \tag{7.6}$$

両者が重畳しないために

$$f_i + f_{s \cdot max} < f_r - f_{s \cdot max} \qquad \therefore \quad f_i < f_r - \Delta f$$
 (7.7)

なる條件を満足すべきである.而して,実際には高周波回路,中間周波回路とも濾波器の特性が裾を引くため, $\Delta f$  の数倍の間隔を要する.即ち,

$$f_i < f_r - n\Delta f$$
 (n は最低 5 程度) (7.8)

(iv) 局部発信周波数との関係

局部発信周波数  $f_{lo}$  との間に

$$f_i < f_{lo} \tag{7.9}$$

なるべきで,従って, $f_{lo} > f_r$ とした場合(上側へテロダイン)には、

$$f_i < f_r < f_{lo} \tag{7.10}$$

又 ,  $f_{lo} < f_r$  とした場合 (下側へテロダイン) には

$$f_i < f_{lo} < f_r \tag{7.11}$$

$$f_i < f_{lo} - \frac{n}{2} \Delta f$$
 (n は最低 5 程度) (7.12)

なるべきである.若し, $f_i>f_{lo}$  なるときは局部発信波の高調波が,中間周波回路に妨害を与える他,受信可能周波数範囲が狭くなる不都合がある.

 $<sup>^{59}</sup>$  拙著 電波工学,基礎講座,第1編,変調と検波,P.11,(科学出版社,昭和24.2)

### (v) 增幅度

増幅を容易にする立場から、中間周波数は適当に低いことが望ましい、

# (vi) 影像混信

受信到来電波周波数  $f_r$  , 局部発振周波数  $f_{lo}$  , 中間周波数  $f_i$  との間には  $f_i-f_r\sim f_{lo}$  なる関係がある故 ,

- (a)  $f_{lo}>f_r$  従って  $f_i=f_{lo}-f_r$  とすれば,この  $f_{lo}$  と  $f_i=f_r-f_{lo}$  なる関係にある,周波数  $f'_r$  なるものと局部発振波との間に中間周波数を生ずる(図 7.1(a) 参照).又,
- (b)  $f_{lo} < f_r$  従って  $f_i = f_r f_{lo}$  とすれば, $f_i = f_{lo} f_r''$  なる 関係にあるものが中間周波を生じ(図 7.1(b) 参照),この  $f_r'$  及び  $f_r''$  なる電波はそれぞれ希望電波の受信に対して混信を生ずる.換言すれば,局部発信周波数  $f_{lo}$  をはさんで受信希

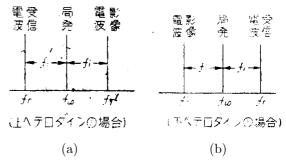
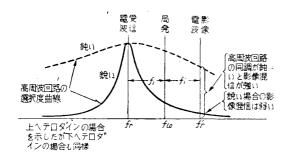


図 7.1 影像混信の説明

望電波の周波数と,ちょうど反対側にある電波が混信を生ずる.これはスーパー・ヘテロダイン受信機に於ける特有のもので影像混信と言い,この混信電波の周波数を影像周波数  $(image\ frequency)$  と言う.



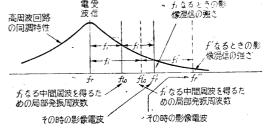


図 7.2 高周波回路の選択度と映像混信の強弱

図 7.3 中間周波数と映像混信の強弱

而して、この混信の程度は高周波回路に於ける選択性のみに関係するので影像混信を少くするには、

- (イ) 高周波回路の選択度を尖鋭にする.(図 7.3 参照)
- (ロ) 影像周波数を引離す.

二方法があるが,前者は回路の特性によってきまる一般受信機の場合と同様な條件になるから,結局,後の方法が重要で図??からわかるように中間周波数が  $f_i$  なる時より  $f_i'(>f_i)$  にした方がよい。即ち,この点からは中間周波数は高い程よい.

# (vii) 選択度

受信せんとする周波数  $f_r$  の近くに,周波数  $f_{rn}$  なる混信電波があったとき両者を選択し得る程度は,

$$\frac{f_r \sim f_{rn}}{f_r} = \frac{\Delta f_r}{f_r} = S_r \qquad (\Delta f_r = f_r \sim f_{rn}) \tag{7.13}$$

で表わされるが , これをスーパー・ヘテロダイン受信機で受信するとき , 局部発信周波数を  $f_{lo}$  とすればそれぞれ

$$f_i - f_r \sim f_{lo}, \qquad f_{in} = f_{rn} - f_{lo} \tag{7.14}$$

なる中間周波に変換される.其故,中間周波に於ける上記の選択度は

$$\frac{f_i \sim f_{in}}{f_i} = \frac{(f_r \sim f_{lo}) \sim (f_{rn} \sim f_{lo})}{f_r \sim f_{lo}} = \frac{f_r \sim f_{rn}}{f_i} = \frac{\Delta f_r}{f_i} = S_i$$
 (7.15)

となる.そこで今,高周波のままの選択度  $S_r$  と中間周波に変換せる後の選択度  $S_i$  を比較するため,その比を求むれば

$$\frac{S_i}{S_r} = \frac{f_r}{\Delta f_r} \cdot \frac{\Delta f_r}{f_i} = \frac{f_r}{f_i} \tag{7.16}$$

となる.上式から選択度をよくするには中間周波数が低い程よいことがわかる.

### (viii) 中間周波の高調波

$$mf_i \simeq f_r$$
 ( $m$  は正の整数) (7.17)

なる関係があると,中間周波勢力の高調波が高周波回路に ${}^{\hat{k}}$  は、立しないよう  $f_i$  を決定すべきである. ${}^{\hat{k}}$  し,広い範囲の周波数を受信する場合には,その全範囲に亘りこれを満足せしめることは不可能である.高調波次数 m が大なる程その勢力は弱くなるから饋還勢力は少くなる.この見地からは  $f_i$  は低い方がよい.

# (ix) 直接中間周波混信

中間周波数に近い強力な電波があると,それがスーパー・ヘテロダインの原理によらず,(換言すれば周波数変換されず),直接中間周波回路を通して受信され混信を生ずる,この混信周波数を  $f_{in}$  とすればその高調波についても考慮を要するから,予測される中間周波混信波に対し,一般に

$$f_i \neq n f_{in}$$
 (n は正の整数) (7.18)

ならしむべきである.

# (x) 電波相互の混合検波 (複波混信)

$$Mf_1 \sim Nf_2 \simeq f_i$$
 (M, N は正の整数) (7.19)

なる関係にある周波数  $f_1$  及び  $f_2$  なる電波が到来すると,それが混合検波されて中間周波を生じ混信する.其故,予測される強力な電波の周波数関係について考慮する必要がある.

### (xi) 局部発振の高調波

同様なことは局部発振の高調波についても考慮すべきである.即ち,予測される電波の周波数 f に関し

$$Mf \sim Nf_{lo} \sim f_i$$
 (M, N は正の整数) (7.20)

なる場合に混信を生ずる [これらに就ては笛音妨害の項 (133 頁) 参照].

### (xii) 単一調整

如何なる手段で行うにせよ,高周波同調と局部発信回路を単一調整する場合には,局部発振周波数の所要値からの偏差 は免れ得ない。然してこの偏差の影響は中間周波数が高い程小になる,故に、この点からは中間周波数は高い方がよい.

# (xiii) 変換管に於ける引込現象

変換管に於ける"空間電荷結合"或は静電結合により,特に局部発信と周波数変換を同一管で行う場合には,局部発信周波数が到来電波の周波数に引込まれる現象がある.これに基く周波数変動を少くするには中間周波数は高い程,即ち両者の差が大きいほどよい.

上に述べた各理由からわかるように,中間周波数の決定は厳密にはその受信機を使用する場所に於て予測される,強い電波の周波数関係までも考慮を要することとなる. $\stackrel{\cdot}{m}$ し,実際問題としては時と場所により中間周波数を変換することは困雑であるから,上記諸條件の中一般的に当 $\stackrel{\cdot}{m}$ る重要事項から順次考えて決定する.後述するように  $463 {
m KC}$  とか  $455 {
m KC}$  とか言うように,複雑な値が採用されている根本理由は茲にある.又,例えば我国と米国とで異るのも前述の理由に基くものである.尚,このように中間周波数が規格化されで一般に採用されるようになれば,逆に,今後建設する放送局の周波数は上の見地から割当てられるべきこととなる.

# 4 現用中間周波数

前項の中間周波数決定の條件を要約すれば,

- (a) 信号波に含まれる最高周波数の数倍以上なること.
- (b) 受信電波及び局部発振波の周波数より低いこと.
- (c) 増幅度及び選択度の点からは低い方がよい.
- (d) 影像妨害の点からは高い方がよい.

- (e) 受信電波,局部発信波,中間周波の高調波をも考え妨害笛音が生じないようにすること.
- (f) 附近の強力な放送局の周波数の関係をも考慮すべきである.

斯様に極めて複雑で,互に相反する要求があり,又,地域的條件によっても影響を受けるわけである.

ffiし,使用場所の條件まで考え個々の受信機の中間周波数を異らしめることは,実際上一般のものには困難なるため, 各国に於てそれぞれ国情により上の條件を可及的満足するものを選定し、用途の同じ受信機の中間周波数はなるべく同一 の規格に統一している. 例えば

中波放送受信機. 176KC. (最近のものは全波受信機と同じものを用いている) (i)

(ii) 全波受信機,

> 米国. 455KC. (RMA 及び FCC 制定)

463KC. (日本電波協会受信機調査会制定) 日本.

独逸. 468KC.

(iii) 国際通信株式会社短波受信機 (ダブル・スーパー)

第1中間周波数 1MC 第2中間周波数 100KC

(iv) 超短波多重電話 (4m 帯) 6.8MC (逓信技術審議会制定)

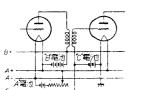
### を採用している.

テレビジョン受信機のものはまだ規格化されていないが,我国に於て行われた試験放送では,映像の送信に45MC,音 声送信に 41.5MC を用い,共通の局部発振器により,それぞれ 13MC 及び 9.5MC の中間周波に変換した.

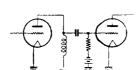
波長数 m の超短波による電波探測機の中間周波数は数 MC であった、

天然色テレビジョンを実施するには、帯域幅だけでも $10 \mathrm{MC}$ 以上を要するものと考えられるので、その受像機の中間 周波数は低くとも 50MC 以上にする必要があり,この場合の搬送波は 500MC 以上の極超短波である。

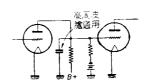
# 増幅回路の諸型式



(a) 非同期变成器結合



(b) 速流線輪結合



(c) 抵抗結合

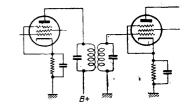
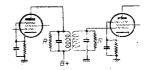


図 7.5 普通の受信機に最も広く使われる 同調変成器結合による中間周波増幅回路

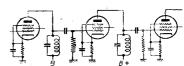
図 7.4 昔の中間周波増幅回路

スーパー・ヘテロダイン発明当時の中間周波増幅器 は単に非同調変成器,塞流線輪結合等の幼椎なもので, 更に簡単なものとして抵抗結合のものもあった.その 頃は中間周波数も低く数十 KC ものが多く、増幅管も 三極管のみであったから、忠実度に関しても増幅度に 関しても,今日とは比較にならぬものであった.(図 7.4 参照) 其後,回路も真空管も漸々発達し,増幅管の 各段間に濾波器を入れ、忠実度を害することなく然も 選択度を尖鋭化し得るようになった、スーパー・ヘテ ロダインでは受信周波数が異っても中間周波数は一定 なるため,これが容易に可能になるのである.

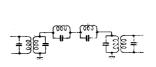
今日、普通の受信機に最も広く使われる中間周波増 幅回路は, 殆んど図 7.5 のように同調変成器結合によ



(a) 同調回路に抵抗 R を入れ帯域幅を拡張せ

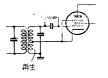


(b) 格段に一つ宛の同調回路を 有するもの

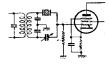


るもの

(c) 多結合回路



(d) 再生により選



択度を尖鋭なら

(e) 水晶濾波器に より狭帯域にした

しめる回路

もの

図 7.6 特殊中間周波増幅回路の諸形式

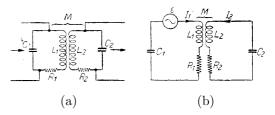
るもので,一般の放送聴取用にはこれで充分である.

然し,特殊通信やテレビジョン受像機,電波測距機,近接周波混信の多い場合の電信受信機等に於ては,特殊な波形を取扱い広帯域が要求されたり,或は逆に極めて狭帯域が要求されるので,中間周波増幅器もそれに応じて複雑な濾波器が用いられる.図7.6にその数例を示す.

# 7.2 相互誘導結合回路の特性概論60

最も広く一般に採用されている中間周波増幅器は,図 7.7(a) の如き相互誘導結合回路である.これは (b) のように書直され,一次側から見た等価インピーダンスは

$$Z_{12} = \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{Z_2^2}\right) + j\left(X_1 - \frac{\omega^2 R^2 X_2}{Z_2^2}\right)$$
 (7.21)



但し,

図 7.7 同調誘導結合回路

一次回路だけのインピーダンス 
$$Z_1=R_1+j\left(\omega L_1-rac{1}{\omega C_1}
ight)=R_1+jX_2$$
 二次回路だけのインピーダンス  $Z_2=R_2+j\left(\omega L_2-rac{1}{\omega C_2}
ight)=R_2+jX_2$ 

となる.即ち,二次回路の存在のため一次回路の抵抗は  $(\omega^2M^2R_2)/X_2^2$  増加し,リアクタンスは  $(\omega^2M^2X_2)/Z_2^2$  減少することを知る.この

$$R_{12} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{Z_2^2}$$
  $X_{12} = X_1 - \frac{\omega^2 R^2 X_2}{Z_2^2}$ 

をそれぞれ、結合回路の一次等価抵抗及び一次等価リアクタンスと言う、次に、二次回路の等価インピーダンスは

$$Z_{21} = \left(R_2 + \frac{\omega^2 M^2 R_1}{Z_1^2}\right) + j\left(X_2 - \frac{\omega^2 M^2 X_1}{Z_1^2}\right)$$
(7.22)

従って,二次側の電流は

$$I_2 = \frac{-j\omega M\varepsilon}{Z_1 Z_{21}} \tag{7.23}$$

増幅度を大ならしめるには  $I_2$  を大ならしめる.それは実際問題として両回路のリアクタンスと結合度を調整して行われる.

# (a) 電流特性

二次回路電流を最大ならしめるには,二次等価リアクタンスを最小ならしめればよい.即ち

$$X_{21} = X_2 - \frac{\omega^2 M^2 X_1}{Z_1^2} = 0 (7.24)$$

これから

$$X_2 = \frac{\omega^2 M^2 X_1}{Z_z^2} \tag{7.25}$$

このときの二次側電流は

$$I_{2 \cdot max} = \frac{-j\omega M\varepsilon}{(R_1 + jX_1) \left(R_2 + \frac{\omega^2 M^2 R_1}{R_1^2 + X_1^2}\right)}$$
(7.26)

となる.そこで更に一次回路を調整してこの電流を最大にするには,上式を $X_1$ に就いて微分し

$$\begin{array}{l}
X_1 = 0 \\
\therefore X_2 = 0
\end{array}$$
(7.27)

拙著:中間周波変成器に就て,無線と実験,昭.15.8.

 $<sup>^{60}</sup>$  A. Hund: 高周波測定 , (コロナ社) , 昭 .  $^{9}$  .

或は

$$X_{1} = \pm \sqrt{\frac{\omega^{2} M^{2} R_{1}}{R_{2}} - R_{1}^{2}}$$

$$\therefore X_{2} = \pm \frac{\omega^{2} M^{2}}{Z_{1}^{2}} \sqrt{\frac{\omega^{2} M^{2} R_{1}}{R_{2}} - R_{1}^{2}}$$
(7.28)

なる二つの條件が得られるが, (7.28) 式に於て

$$\omega^2 M^2 = R_1 R_2 \tag{7.29}$$

とすれば,(7.27)式と一致する.これから所要の相互インダクタンスMを求むれば

$$M = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\omega} \tag{7.30}$$

このときの結合度を臨界結合度 (critical coupling) と言う

この時の二次回路電流は

$$I_{2 \cdot max \cdot max} = \frac{-j\omega M\varepsilon}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2} = \frac{-j\omega\varepsilon}{2\sqrt{R_1 R_2}}$$
(7.31)

結合度が臨界値より小なる場合を疎結合、大なる場合を密結合と言う

(??) 式の條件では

$$I_{2 \cdot max \cdot max} = \frac{-j\omega M\varepsilon}{2R_2 \left(R_1 \pm j\sqrt{\frac{\omega^2 M^2 R_1}{R_2} - R_1^2}\right)}$$

$$(7.32)$$

となる.

以上は結合回路で与えられる交流の周波数が一定で回路定数を変化した場合,二次側の電流を最大ならしめる條件を求めたのであるが,次に周波数が変った場合の特性を求める.

(b) 周波数特性

一次回路の電流が最大になれば二次回路の電流も最大になる,その條件は一次回路の等価リアクタンスが零になるべき ことから

$$R_2^2 X_1 + X_2 (X_1 X_2 - \omega^2 M^2) = 0 (7.33)$$

一般に  $R_2$  は小なるゆえ

$$X_1 X_2 - \omega^2 M^2 = 0 (7.34)$$

これを計算して

$$\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) - \omega^2 M^2 = \frac{\omega^4 (L_1 L_2 - M^2) C_1 C_2 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1}{\omega^2 C_1 C_2} = 0$$
 (7.35)

従って、

$$\omega^4 (L_1 L_2 - M^2) C_1 C_2 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1 = 0$$
(7.36)

これは $\omega^2$  に関する二次方程式なるゆえ,その根は

$$\omega^2 = \frac{(L_1C_1 + L_2C_2) \pm \sqrt{(L_1C_1 - L_2C_2)^2 + 4C_1C_2M^2}}{2C_1C_2(L_1L_2 - M^2)}$$
(7.37)

一次,二次両回路を同じ周波数 (中間周波) に同調せしむれば, $L_1C_1-L_2C_2=LC$  とし

$$\omega^{2} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{1}{1 \pm \frac{M}{L}} = \frac{1}{LC \left( 1 \pm \frac{M}{\sqrt{L_{1}L_{2}}} \right)}$$
 (7.38)

ここで  $M/\sqrt{L_1L_2}=k$  とおけば

$$f_{ia} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(1+k)}}$$

$$f_{ib} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(1-k)}}$$
(7.39)

となる.即ち,前掲の如き誘導結合回路は一次回路,二次回路が同じ周波数  $f_i = rac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  に同調していても両者を結合 すると一般に二つの同調周波数を有する.然して,M=0 のとき k=0 で両者は一致し  $f_{ia}=f_{ib}$  となるが,これは結 合のないことを意味しこの結合回路では常に二つの同調周波数を有するように思われるが,この矛盾は上の式の誘導に於 て両回路の抵抗を無視したことに起因する.

そこで抵抗をも考えに入れ二次回路の電流が最大になるべき條件から、

$$rac{R_1R_2}{\omega M} + \omega M = 0$$
 従って  $R_1R_2 + \omega^2 M^2 = 0$ 

これより,  $M=\sqrt{R_1R_2}/\omega$  即ち臨界結合度に於て一つの同調周波数を得る.

これらを要約すれば,一次,二次回路な同じ周波数  $f_i$  に同調させた誘導結合回路 では

- $({
  m i})$   $M=\sqrt{R_1R_2}/\omega$  なる相互インダクタンスの結合度即ち臨界結合度に於て,一 つの同調周波数を有し最大電流となる.
- (ii) 疎結合に於ては同調周波数は一つであるが電流が減る.上の同調周波数は一 次,二次両回路単独の場合に同調周波数  $f_i$  に等しい.
- (iii) 密結合の場合には二つの同調周波数  $f_{ia}$  及び  $f_{ib}$  を有し,これは  $f_i$  を中央に等 間隔に振分けられ,その間隔はkに比例する.

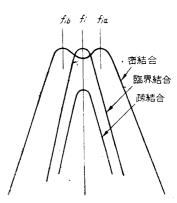


図 7.8 誘導結合回路の結合度 と周波数特性

斯様に二つの同調周波数を有する特性を,双峰特性(double-hump characteristic)と言う. 図 7.8 に結合度と周波数特性の関係を示した.

# 同調誘導結合増幅器の増幅度

図 7.9(a) の如き増幅回路は (b) の如き等価回路に置き換えられ, 更に (c) の ように簡易化される.

一次,二次回路が同じ周波数に同調してあるとき,同調周波数に於ける増幅 度は次式によって与えられる.

$$A_{v} = \frac{e_{0}}{e_{i}}$$

$$= g_{m}\omega_{i}k\sqrt{L_{1}L_{2}}\frac{Q_{1}Q_{2}}{1 + k^{2}Q_{1}Q_{2}}$$

$$= g_{m}\omega_{i}k\sqrt{L_{1}L_{2}}\frac{1}{k^{2} + \frac{1}{Q_{1}Q_{2}}}$$

$$= g_{m}\omega_{i}k\sqrt{L_{1}L_{2}}Q_{eff}$$
(7.40)

但し, k: 結合係数

 $Q_1:\omega_iL_1/R_1$ 

 $Q_2: \omega_i L_2/R_2$ 

 $r_{\rm p}$ : 増幅管の内部抵抗

 $g_m$ : 増幅管の相互コンダクタンス

$$Q_{eff} = rac{Q_1Q_2}{1+k^2Q_1Q_2} = rac{1}{k^2+rac{1}{Q_1Q_2}}$$
:この結合回路の実効  $Q$ 

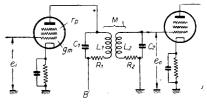
この増幅度を最大ならしめるには  $kQ_{eff}$  を最大ならしめればよく ,

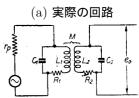
$$k^2Q_1Q_2 = 1$$
 即ち  $k = \frac{1}{\sqrt{Q_1Q_2}}$  (7.41)

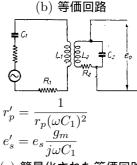
 $A_{v \cdot max} = g_m \omega_i \sqrt{L_1 L_2} \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \cdot \frac{Q_1 Q_2}{2} = g_m \omega_i \sqrt{L_1 L_2} \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{2}$ 

のとき得られ,その大きさは

には 
$$kQ_{eff}$$
 を最大ならしめればよく, 図  $7.9$  同調誘導結合回路とその等価 $=1$  即ち  $k=rac{1}{\sqrt{Q_1Q_2}}$  ( $7.41$ )







(c) 簡易化された等価回路

(7.42)

従って, 増幅度を大にするには,

- (i)  $g_m$  の大なる真空管を用いること.
- (ii)  $L_1$ ,  $L_2$  を大にすること,従って同調回路のC を小にすること.
- (iii)  $Q_1$ ,  $Q_2$  を大にすること.

又,一次回路と二次回路の $\,Q\,$ が等しく, $\,Q_1=Q_2\,$ なるとき,即ち,

$$k = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\omega_i L} \tag{7.43}$$

なるとき最大増幅度が得られる.又, $Q_1=Q_2$  なるためには, $R_1/\omega_iL_1=R_2/\omega_iL_2$  従って  $R_1=R_2=R$  なる関係を  $\omega_i^2M^2=R_1R_2=R^2$  に入れ, $R=\omega_iM$  から

$$k = \frac{M}{L} \tag{7.44}$$

なる関係が得られ, $M=R/\omega_i$  なる相互インダクタンスに於て最大増幅度が得られる.

尚,共振周波数から遠く離調した点 $\,\omega_{off}\,$ の増幅度 $\,A_{off}\,$ は次式によって与えられる.

$$A_{off} = A_v \frac{2k^2}{\frac{\omega_{off}}{\omega_i} \left(1 - \frac{\omega_{off}^2}{\omega_i^2}\right)}$$
(7.45)

# 8 設計條件

中間周波増幅器設計の際,考えられる條件は次の如きものである.

- (I) 電気的條件
- (a) 中心周波数,これは言うまでもなく中間周波数で前に詳述した條件で決められる.
- (b) 選択度,選択度は放送局の周波数割当を考慮して決定さるべく,忠実度を害さない範囲内に於て出来るだけ先鋭なことが望ましい.現行受信機試験規格では受信機全体を通じ,10KCの離調に於て20db以上である.
- (c) 帯域幅 (忠実度) , これは受信せんとする信号の最高周波数即ち側帯波の幅によってきめられる.従って電信受信機 , 電話受信機 , テレビジョン受像機等々の用途によって異る.忠実度の点からは広い方がよいが , 必要以上に広くすることは何の意義もなく , 増幅度が減じ雑音及び混信が多くなる不利がある.一般に放送聴取用受信機では  $10 {
  m KC}$  程度である.
- (d) 増幅度 (利得),これは受信せんとする電波の電界強度と,要求される受信機の出力から全体の利得が要求され,その中の何 db を中間周波増幅器に振当てるかによって定まる.スーパー・ヘテロダイン受信機は微電界級以上になるから,中間周波増幅器に於ける一段当りの利得は  $30 {
  m db}$  以上が望ましく,合計  $80 {
  m db}$  程度が適当で通常のものでは  $1 \sim 2$  段増幅である.従って 2 段増幅の場合は 1 段当り  $35 \sim 40 {
  m db}$ ,若し,3 段増幅とすれば  $20 \sim 25 {
  m db}$  にとるべきである.

選択度,帯域幅,増幅度は相互に関係があり,其等を勘案してにらみ合せ適当に決定しなければならない.然して,これらは結合変成器の線輪,蓄電器の良さ,増幅管の相互コンダクタンス,内部抵抗,陽極回路及び次段格子回路の容量等に関連する.

# (II) 器械的條件

性能を甚だしく害さない程度で小型なること,調整が容易で調整終了後固定したら,温度や振動等により狂わない等が要求される.尚,構造に就いては後に詳述する.

# 9 同調回路の基礎問題

中間周波増幅器の選択度及び忠実度は,結合濾波器 (中間周波変成器) 特性によって定まり,更にそれは変成器の抵抗,インダクタンス,静電容量,結合度等によってきまる所謂"周波数特性曲線"で与えられる.次にそれらの関係について考察してみる.

(a) 抵抗とインダクタンス , 同調回路の良さは回路の抵抗 R とインダクタンス L に関して  $\omega L/R$  で与えられこの比を Q で表す . 即ち , Q が大なる程選択度が尖鋭で増幅度が大になる . 但し , R は単なる直流抵抗ではなく , 表皮作用によ

る高周波抵抗,結合回路に於ける二次回路存在のための増加抵抗,シールド・ケースの作用による損失,磁芯を有するものでは鉄損等をも含む.

(b) インダクタンスと静電容量,Q を大ならしめるには L を大ならしめることが要求されるが,他方中間周波数が与えられているため LC の積は変えられない,従って同調回路の C を小にすることが要求される.然して,この C の中には線輪の分布容量及び回路の漂遊容量,真空管の電極間容量が含まれる,今,それらを C',C'',C''' とすれば

$$C = C_t + C' + C'' + C'''$$
 (7.46)  
但し , $C_t$ は接続した蓄電器の容量

組立,配線,調整が完了すれば  $C_t,C',C'',$  は不変と見做されるが,C''' は真空管の差換えによって変化し,それにより同調周波数が偏移する.又,C が小なるときは不安定になる虞がある.これ等の点からとり得る  $C_t$  の最小値を決めるべきである.

静電容量の変化の共振周波数に及ぼす偏差は, $f=rac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ なる関係から導かれる次の式で与えられる.

$$\frac{\Delta f_i}{f_i} = \frac{\Delta C}{2C} \tag{7.47}$$

 $f_i$ :中間周波数

 $\Delta F_i$ :中間周波数の微小偏移

C: 同調回路の静電容量  $\Delta C$ : 上の容量の微小変化

即ち,静電容量 1% の変動は共振周波数に 0.5% の変化を生ずる.依って,先ず許容し得る周波数変移  $\Delta f_i$  を決定し,次式により同調回路の容量  $C_t$  を決定する.

$$C_t = \frac{f_i}{\Delta F_i} \cdot \frac{\Delta C}{2} \tag{7.48}$$

普通の受信機では  $\Delta C=0.5 {
m pF}$  に対し, $\Delta F_i=1\sim0.5 {
m KC}$  ぐらいにとればよく,従って  $C_t$  は大体  $100\sim200 {
m pF}$  程度が適当である.

# (c) 検波回路に於ける Q

中間周波変成器が図 7.10(a) のように増幅管  $V_1$ ,  $V_2$  の間にあるときは,一次側に前段増幅管 のプレート・カソード間の内部抵抗  $r_p$  が,二 次側にはグリッド・カソード間の抵抗  $r_g$  が並 列に接続される.然して, $r_p, r_g$  は変成器のインピーダンスに比し極めて大で普通無視して差 支えないが,図 7.11 のように二極管検波回路に接続される場合にはその抵抗  $r_i$  は無視し得られない.今, $L_2$  のみの Q を  $Q_{L_2}$  とすれば,検波管を接続した場合の実効 Q は

$$Q' = \frac{Q_{L_2}}{1 + \frac{Q_{L_2}}{\omega_i C_2 r_i}} \tag{7.49}$$

で与えられ,Q' は  $Q_{L_2}$  より小になる.従って,この Q' を増幅回路に於ける実効 Q と等しくするには,線輪自身の  $Q_{L_2}$  を増幅回路に於ける

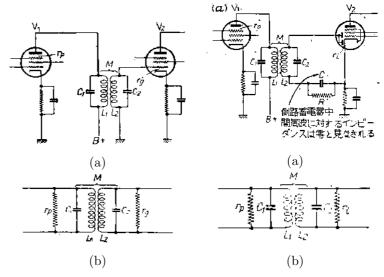


図 7.10 増幅回路に於ける中間周 波変成器

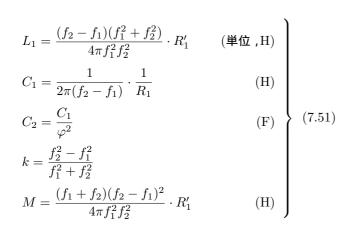
図 7.11 検波回路に於ける中間周 波変成器

ものより大にする必要がある.その値は上式より次式が得られる。

$$Q_{L_2} = \frac{Q'}{1 - \frac{Q'}{\omega_i C_2 r_i}} \tag{7.50}$$

# 10 変成器の設計理論

(a) 帯域濾波器の理論<sup>61</sup> 中間周波変成器を帯域濾波器の 観点から等価変換を行って導いた結果によれば,図7.12の 如き M 型回路 (誘導結合回路) で各定数を図のように定める と,次の関係が成立する.



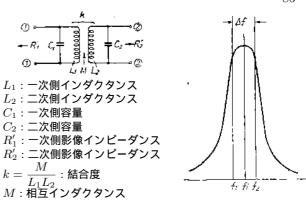


図 7.12 M 型回路

但し, $f_1$ : 下部遮断周波数 (c/s)

 $f_2$ : 上部遮断周波数 (c/s)

$$\varphi = \sqrt{\frac{R_1'}{R_2'}}$$

又,図7.13のような K 型回路 (容量結合回路)の場合は

$$L_{1} = \frac{f_{2} - f_{1}}{2\pi f_{1} f_{2}} \cdot R'_{1} \qquad (単位, H)$$

$$C_{1} = \frac{f_{1}}{2\pi f_{2} (f_{2} - f_{1})} \cdot \frac{1}{R'_{1}} \qquad (F)$$

$$L_{2} = L_{1} \varphi^{2} \qquad (H)$$

$$C_{2} = \frac{C_{1}}{\varphi_{2}} \qquad (F)$$

$$C_{m} = \frac{f_{1} + f_{2}}{4\pi f_{1} f_{2}} \cdot \frac{1}{R'_{1}} \qquad (F)$$

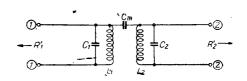


図 7.13 K 型回路

となる.

一次,二次影像インピーダンスが等しければ  $R_1'=R_2'=R'$  なるゆえ arphi=1 従って 誘導結合型の場合

$$L_1 = L_2 = L = \frac{(f_2 - f_1)(f_1^2 + f_2^2)}{4\pi f_1^2 f_2^2} \cdot R'$$

$$C_1 = C_2 = C = \frac{1}{2\pi (f_2 - f_1)} \cdot \frac{1}{R'}$$
(7.53)

(7.52)

$$C_1 = C_2 = C = \frac{1}{2\pi(f_2 - f_1)} \cdot \frac{1}{R'}$$
 (7.54)

$$M = \frac{(f_1 + f_2)(f_2 - f_1)^2}{4\pi f_1^2 f_2^2} \cdot R'$$
 (7.55)

萩原 進: 中間周波トランスの設計と実際, ラヂオ技術, 昭. 22.8, P.32, 川口政祐: 磁心入中間周波変圧器について, ラヂオの日本, 昭.15.4, P.40,

<sup>&</sup>lt;sup>61</sup> T. E. Shea: 回路網及び濾波器 .(最新無線工学名著翻訳), コロナ社 千葉茂太郎: 電気濾波器 .(無線工学講座), P.125, 共立社 A. J. Christopher: B. S. T. J., Vol. XI, 1932. P.608,

容量結合の場合

$$L_1 = L_2 = L = \frac{f_2 - f_1}{2\pi f_1 f_2} \cdot R' \tag{7.56}$$

$$C_1 = C_2 = C = \frac{f_1}{2\pi f_2(f_2 - f_1)} \cdot \frac{1}{R'}$$
(7.57)

$$C_m = \frac{f_1 + f_2}{4\pi f_1 f_2} \cdot \frac{1}{R'} \tag{7.58}$$

更に実際問題として普通の受信機の中間周波増幅器では,一般に帯域幅に比し中心周波数が高いから狭帯域増幅器と考えることが出来,そうすれば近似計算のため上の設計式は大いに簡単化され,次のような関係で与えられる.

誘導結合の場合

$$m2\pi f_i + = R'$$

$$R'2\pi \Delta f C = 1$$

$$m^2 2\pi f_i M = R'$$

$$(7.59)$$

容量結合の場合

$$m2\pi f_i L = R'$$

$$R'2\pi \Delta f C = 1$$

$$R'2\pi f_i C_m = 1$$

$$(7.60)$$

但し ,  $f_i$ : 中心周波数 (c/s)  $\Delta f = f_2 - f_1 : 帯域幅 (c/s)$   $m = \Delta f/f_i : 比帯域幅$ 

上述の濾波器理論の公式によって設計したものの周波数特性は単峰性になる.ところで,単峰特性のままで忠実度をよくするためには,遮断周波数附近で選択度を犠牲にしなければならない.

# (b) 実用設計理論

選択度もよくし,忠実度もある程度満足せしめるためには,上の理論式で得た結合度より, $20 \sim 30\%$  増してやるのである.

尚,既に述べたように,静電結合型は殆んど使われることがないので,電磁結合型の場合のみについて述べる.(両者の特性上の差異は狭帯域では殆んど現われないが,比帯城が大きくなると電磁結合型で低周波側の減衰がより大きく,静電結合型では高周波側の減衰がより大である).

-初,電磁結合型の実用上の設計には次式を用いる(図7.14参照).

$$lpha=rac{1+eta^2}{2eta}$$
 :山と谷の比 
$$\Delta f=rac{f_i}{Q}\sqrt{2(eta^2-1)}$$
:帯域幅 
$$A_m=-g_m\omega_iLrac{Q}{2}$$
 :最大利得

$$\beta = kQ$$
 
$$k = \frac{M}{L} \,:\, \mbox{結合係数} \label{eq:beta}$$

M: 相互インダクタンス (単位,H)L: 各線輪のインダクタンス (H)

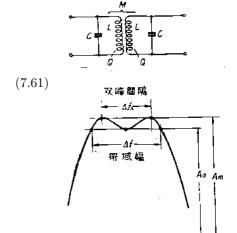


図 7.14

Q: 各線輪の良さ , $Q=\omega_i L/R$ 

 $\Delta f_i$ : 帯域幅 (三点帯域幅)

 $g_m$ : 増幅管の相互コンダクタンス

 $f_i$ : 中間周波数  $\omega_i = 2\pi f_i$ 

臨界結合度のときは周波数の偏差と共に同調曲線の変化、即ち二次側電圧の減衰度は次式の如く表わされる

$$A_{tt} = 10 \log_{10} \left[ 1 + \left( \frac{\Delta f_i}{f_i} \right)^4 Q^4 \right]$$
 同調点より  $3 \text{db}$  下った点の周波数幅  $= \frac{1.4}{Q} = \frac{\Delta f}{f_i}$  
$$Q = \frac{1}{k_e} \qquad \therefore \quad Q = \frac{1.4 f_i}{\Delta f}$$
 
$$(7.62)$$

 $A_{tt}$ : 減衰度 (db)

 $\Delta f_i$ : 同調周波数よりの偏差

 $k_e$ : 臨界結合度

又、密結合のときは結合度と Q 及び通過帯域幅  $\Delta f$  との間の関係を次式で表してもよい

$$kQ = \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \tag{7.63}$$

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

$$\alpha = \frac{A_m}{A}$$
(7.64)

 $A_m$ : 峰の頂点の増幅度

A。: 谷の増幅度

例えば, 臨界結合の 30% 増の結合度とすれば

線輪の Q が 100 以下でこの程度の結合度では,特性曲線の形は双峰性とならず両肩が丸くなった鈍い共振曲線にした形になる.検波管のところでは更に実効 Q が小になるゆえ,ここで双峰性帯域特性をもたせるのは困難であるから,ここの結合度は臨界結合の点に置くように設計するのが普通である、勿論,其他の点でも線輪の Q が 70 程度以下の場合は帯城特性をもたせると選択度が非常に悪くなるので臨界結合に設計する方がよい.

一次線輪の Q と二次線輪の Q が異る場合,それぞれ  $Q_1$  及び  $Q_2$  であれ  $\sqrt{Q_1Q_2}=Q$  として用いる.

前の式へそれぞれ所要の條件を入れ各部の数値を算出することが出来る.又,簡単に計算を行うため便利な計算図表が発表され<sup>62</sup>,その実例に就いては他の著書や雑誌にも示されているのでここでは割愛する.

# 11 変成器の構造

外形は横型,縦型の別がありまた丸形,角形の別がある,昔は丸型のものが多かったが現在では始んど角型で,特に小型に設計されたものに丸型がある.尚,シヤーシーの外面に取付けるものと内側に取付けるものとあるが,今日ではシャーシーが浅型のものが多いので外側に取付けるものが大部分で縦型のものが多く,横型のものは商用受信機の如き大型のものに用いられ,普通は取付ネジで固定されるが,特殊のものにプラグで交換し得るようにしたものもある.図??(a)-(i)にその数例を示す.

 $<sup>^{62}</sup>$  古橋好夫:第 21 回聯合大会予稿 , 昭 . 17 . 10 .

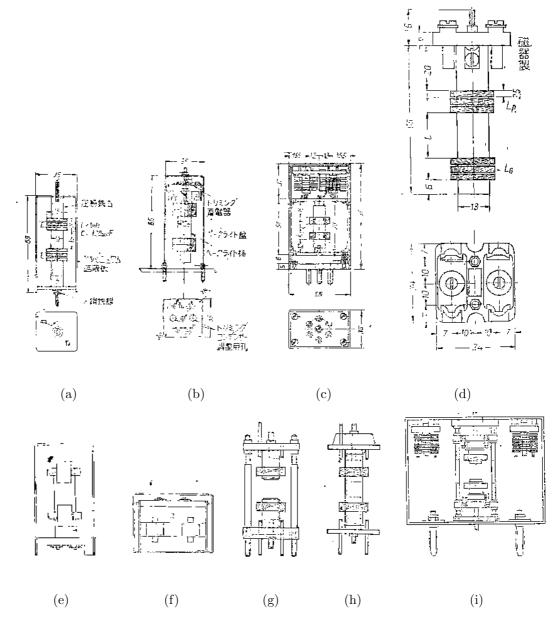


図 7.15 中間周波変成器の構造の例

変成器を構成する L,C,M 等は先ず計算により決定するが,これらは大体の数値であり,然もそれらを計算通りに設計製作すことは困難で,部分品として既に多少の誤差は免れないから,普通 L,C,M の中少くとも一つ或は二つを調整し得るよう半可変式な構造として置き,受信機に取付けたる後,実際の動作状態

	A		В		С		D	
L	固	定	可	変	固	定	可	变
C	可	変	固	定	可	変	固	定
M	固	定	固	定	可	変	可	変

で特性を測定して調整し終了後固定する . L,C,M の何れを可変にするかによりいろいろな組合せが考えられるが , 上表にその例を示す .

M を可変にする機構は複雑であるから通常は M を固定にする.然るときは結局 L を可変にするか C を可変にするか C を可変にするかから C を可変にする方式を  $\mu$  同調方式,C を可変にするものを C 同調方式と言う.優秀な高周波用磁心が得られなかった数年前までは殆んど C 同調方式であったが,最近では良い高周波用磁心が多量製産されるようになったので  $\mu$  同調方式の方が多い.C 同調でも  $\mu$  同調でも,計算によって得られた値を中心とし, $\pm 10 \sim 20\%$  の範囲で調整し得れば充分であるから,計算値の  $0.8 \sim 0.9$  を固定として置きそれに  $20 \sim 40\%$  の可変部を組合せる.可変のものは固定のものより大型化するゆえ可変値の固定値に対する率は可成小にした方がよい.これは主として部分品(固定蓄電器,線輪,真空管)の誤差によって定まる.

夫を少くするため  $2\sim4$  分割して捲くものが最近多くなったが,各分割の巻幅を狭くした方がよい.然し,あまり狭くし過ぎると捲線途中で崩れる虞があるから, $2\sim3\mathrm{mm}$  程度が適当である.ハネカム巻にせず巻枠に溝を切って置いてその中にガラ巻にしたものもある.これなら普通の捲線機が使える.

線は太い程抵抗が少く Q をあげ得るように考えられるが実際にはそう簡単ではない,太い線を使うと線輪の巻上り外径が大となり,遮蔽鑵に接近して損失が増す.又,細くすれは外径が小さくなってその損失を少くし得る利点があるが,線自体の直流抵抗及び表皮作用による損失が増す.従って,これは遮蔽鑵の大きさをも考えて,個々のものに就き実験的に最適の太さを決定する必要がある.

遮蔽鑵の泉輪に及ぼす影響の中,主なるものは線輪のインダクタンス及び実効抵抗が変化することである.遮蔽鑵に銅,真鍮,アルミニウムの如き非磁性金属を使用すると,インダクタンスは減り実効抵抗が増す.又,高周波に使用する線輪に於ては自己容量が増すことも忘れてはならない.遮蔽鑵の存在によってインダクタンスが減少するのは,鑵中に誘発される渦流により線輪によって生ずる磁束と逆方向の磁束を生ずるためで,その減少の割合は次式の如くなる<sup>63</sup>.

$$L = L_0 \left( 1 - \frac{2V_c a}{3V_s K} \right) \tag{7.66}$$

L: 遮蔽後のインダクタンス

 $L_0$ : 遮蔽前のインダクタンス

 $V_c$ :線輪の容積

V<sub>s</sub>: 遮蔽鑵の等価中空球の容積

K:線輪の形状による係数 ,1 より常に小

a:周波数,鑵の寸法,材料の導磁率及び電導率等によってまる定数,非磁性金属の場合は殆んど1に等しい

又,実効抵抗の増加は遮蔽鑵の厚さ,材料の固有抵抗.使用する周波等の関係から,遮蔽鑵の表皮作用が無視される場合と然らざる場合とで相違する.表皮作用が無視されるときは,

$$\Delta R = \frac{3}{2\pi} T^2 A^2 \frac{\rho}{tr^4} \tag{7.67}$$

無視されぬ場合は

$$\Delta R = 0.95T^2 A^2 \frac{\sqrt{f\rho}}{r^4} \times 10^{-4} \tag{7.68}$$

 $\Delta R$ : 実効抵抗の増加分

T:線輪の巻回数

t: 遮蔽鑵の等価中空球の厚さ r: 遮蔽鑵の等価中空球の半径

ρ: 遮蔽鑵材料の固有抵抗

f:周波数

遮蔽鑵の寸法が線輪の Q に実際どの程度に影響するかは,線輪の寸法及び形状,使用周波数,遮蔽鑵の形状等によりいろいろであるが,円筒状空心線輪でその直径 d と円筒状遮蔽鑵(上面に同材料の蓋あり,下面にシャーシーあり)の直径 D との比を以て Q の変化を実験的に検べた結果によると,D/d=2 の場合 Q は約  $20 \sim 30\%$  減り,D/d=3 のとき約  $10 \sim 20\%$  減る $^{64}$ .変成器の形状を小型にするためには遮蔽鑵を小型にすることが要求されるが,D/d=2 以下では線輪の Q が急に低下するから少くともこの比を 2 以上にすべきで,無理して小型にすることは考えものである.

次に線の種類としては単線よりリッツ線の方がよく,又リッツ線の素線数も多い方が良いが,周波数が低い  $(100 {
m KC}$  以下)とリッツも単線も大差がない.

<sup>&</sup>lt;sup>63</sup> E. N. T., July, 1939

W. E., March, 1934

<sup>&</sup>lt;sup>64</sup> 日本放送協会技術参考資料 第 51 号 , 昭.15.1 . ラヂオの日本 昭.15.4., P.57~58 .

ンデンサーが多く用いられたが,現在では固定,可変ともチタン・コンデンサーが多い.可変のものには空気蓄電器が多く用いられる.

# 12 磁心入中間周波变成器

# (a) 空芯変成器と磁心変成器の比較

同調回路の良さを表すものとして Q がある.これは Quality Factor を意味し回路素子 L,C,R について次の関係がある.

 $Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{\mathsf{リアクタンス分}}{\mathrm{抵抗分}} \tag{7.69}$ 

ここでは,線輪の Q を考え, $\omega L/R$  に就いて述べる.(実際問題としても,通常の同調回路に於て蓄電器の Q は線輪の Q に比して極めて大であるから,線輪の Q を大ならしめることが重要である.中間周波変成器の場合には, $\omega$  が一定なるゆえ,L/R の大小を論ずればよい).

· 初,線輪のインダクタンスは次式で与えられる

$$L = \frac{4\pi N^2 A\mu}{\ell} \tag{7.70}$$

N: 巻線の数

A:磁心の断面積

 $\mu$ : 実効導磁率

ℓ: 平均磁路の長さ (cm)

空心の場合には  $\mu=1$  であるから , その場合のインダクタンスは

$$L_a = \frac{4\pi A}{\ell} N^2 \tag{7.71}$$

である.又,R は実効抵抗であるから空心の場合次式で示される

 $R_a = R_1 \div R_2 + R_3 + R_4 + R_5$ 

 $R_1$ : 直流抵抗

R2:表皮作用による抵抗

R3: 絶縁物の損失

R4: 二次回路の反作用による抵抗

R<sub>5</sub>: 遮蔽鑵の存在による抵抗

使用する高周波磁心の実効導磁率を  $\mu_h$  とし,空心の場合と同じ巻数を用うれば,この場合のインダクタンスは

$$L_h' = \frac{4\pi A}{\ell} N^2 \mu_h \tag{7.72}$$

茲に, $\mu_h>1$  なるゆえ磁心を入れた場合,空心と同じインダクタンス (C と組合され中間周波数に同調される値で既に与えられる) にするには線輪の巻数を減らすから,その減少分を n とすれば

$$L_h = \frac{4\pi A}{\ell} (N - n)^2 \mu_h = L_n \tag{7.73}$$

他方,磁心を入れると次の損失が増す.

 $R_h = R_6 + R_7 + R_8 + R_9 (7.74)$ 

 $R_6$ : 渦流損夫

 $R_7$ : ヒステリッシス損失

 $R_8$ :磁気粘性損失

 $R_9$ : 誘電体損

又,線輪の巻数を減らした結果前記  $R_1$  及び  $R_3$  が減少し,更に磁心中に磁束が集められる結果  $R_5$  も減少する,これ等 減少分の総和を $R'_n$ とすれば磁心を用いたときの全実効抵抗は

$$R_h = (R_n - R'_n) + R'_n = R_a + R'_n - R'_a \tag{7.75}$$

従って , 空心のときと磁心を入れたものとの Q をそれぞれ  $Q_n,Q_h$  とすれば ,  $L_a=L_h=L$  なるゆえ

$$Q_a = \frac{\omega L_a}{R_a} = \frac{\omega L}{R_a} \tag{7.76}$$

$$Q_a = \frac{\omega L_a}{R_a} = \frac{\omega L}{R_a}$$

$$Q_h = \frac{\omega L_h}{R_h} = \frac{\omega L}{R_a + R_h' - R_a'}$$

$$(7.76)$$

両者の大きさを比較するため比を求めれば

$$\frac{Q_h}{Q_a} = \frac{R_a}{R_a + R_h' - R_a'} = \frac{R_a}{R_h} \tag{7.78}$$

即ち, $R_n$  と  $R_h$  とを比較し磁心を入れた効果があるためには, $R_h < R_a$  であればよい.然して.それは  $R_a' > R_h'$  なる とき可能となる,換言すれば,磁心を入れた結果生ずる実効抵抗の増加により,それにより減る方が大であればよい.そ れは  $\mu_h$  が大きく  $R_h'$  の小なる磁心を得ることに帰せられる.

# (b) 高周波磁心

電力用及び通信用低周波変圧器等に広く用いられる珪素鋼板及びパーマロイの如き磁心は,周波数が高くなるに従い渦 流損、ヒステリシス損失等に基く勢力損失が増加し、磁心の実効導磁率が急激に減少するため、高周波に対しては磁心と しての性能を失い損失のみが増加することととなる.そこで実効導磁率の低下及び実効抵抗の増加を可成少くし、且つ非 直線歪を少なからしめ、高周波数でも磁心として有効に使用する目的から、磁性材料を種々なる方法で微粉状として、粒 状表面を絶縁層で覆い電気的に絶縁し、結合剤を用いて適当に圧縮型造したものが圧粉磁心と言われるものである、

高周波磁心として要求される條件は

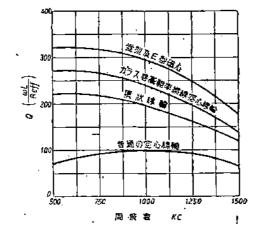
- (i) 実効導磁率大なること.
- (ii) 勢力損失が小なること.
- (iii) 周波数及び温度変化等に対して特性の変化少く,安定度高いこと.
- (iv) 機械的に丈夫なこと.
- (v) 造型後加工例えば切削, 孔あけ, 螺子切り等容易なること.

# 等である.

圧粉磁心には種々なも のがあるが,中間周波 変成器に使い得る主なも には次の数種である65.

(1) フェロカルト磁心

鉄微粒子を絶縁し結合 剤を混入して絶縁紙に薄 く塗り,直流磁界を加えて 各粒子を磁界の方向に揃 え,乾燥後これを多数重ね て固着剤と共に圧縮し任 意の型に打抜いたもので



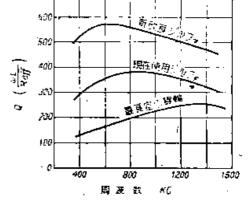


図 7.16 フェロカルト磁心の Q と周波数の

図 7.17 ジルファ磁心入線輪の Q と周波数 の関係

ある.比重大略 4.0 程度, 導磁率は12前後である.

その特性は磁心の形によって変化するが図7.16にその一例を示した.

 $<sup>^{65}</sup>$  通信工学大鑑 第 19 部門 磁気材料 , P.1916,~ (電気通信学会編) 昭 .19.8.

# (2) ジルファ磁心

装荷線輸用ジマフェヤ磁心に用いる磁性粒子より更に微細なカーボニル鉄 866を使用したものである.比重 6 程度,導磁率は約 20 である.図 7.17 にその特性の一例を示す.

# (3) TDK オキサイドコアー $^{67}$

これはセンダスト高周波磁心 $^{68}$ と共に我国で製造されたているもので,数種の 亜鉄酸塩を細粉して圧縮成型後処理を施したものであって,比重  $^{4.5}$ ,実効導磁率 は  $^{E}$  型で  $^{15}$   $^{20}$  である  $^{20}$  である  $^{20}$  である  $^{20}$  である  $^{20}$ 

# (c) 磁心入中間周波変成器の構造<sup>69</sup>

中間周波変成器の一般的構造については既に述べたから,ここでは磁心入にする場合の注意事項を列記する.

(1) 磁心の形状 磁心の形状は、使用目的によっても相違するが、図 7.19 に数例を示した、実効導磁率を大ならしめる点からは磁路抵抗の少いもの程よいわけで、ドーナッツ型、椎型、EI 型等はこのままで完全な閉磁路となる、壷型も同形のものを上から覆せるかかは円板状の蓋をする、H 型も、捲線後上下を磁心で閉じ、ドラム型も円筒形の磁性管を覆せれば完全閉磁路となる、図示の形状のままで代表的な導磁率の比は丸棒型 3 、H 型 5 、ドラム型及び壷型は 10 である。

実用上からは磁心自体の製造の難易,変成器としての取付,組立,捲線,調整等の 見地からどの形状を使用するかを勘案しなければならない.現在では殆んど丸捧型が 使用されている.これは多量製産の見地から到達した結論で,特に小型のものには一 部壷型が用いられている.

丸棒型でもその導磁率は捲線方法,巻数,直径,長さ及び周波数等によって異る.図 7.20 に長さと実効導磁率の関係を示した.一般に長さに比例して大となるが,実用的大きさから制限され普通直径  $10\mathrm{mm}$ ,長さ  $15\sim20\mathrm{mm}$  前後のものが用いられている.

- (ii) 磁心の支持方法 丸棒型磁心の支持方法としては
- (i) 絶縁ボビンの中に埋込む.
- (ii) 両端を適当な支持具で押える.
- (iii) 磁心にボールトを埋込む.
- (iv) 磁心にナットを埋込む.
- (v) 磁心の外形を螺旋型として,内面に螺旋を切ったボビンの中に捻込む.

これ等は磁心自体にネジを切ったりタップをたてることが出来ぬための便法で,多量製産並に工賃等に関連して今日では殆んど(iii)の方法が採用されている.

現在の高周波磁心は殆んど全て成型後機械加工し得ない,其故,軟鉄や真鍮等と同様に加工し得る高周波磁心の出現を 著者は兼ねて待望している.

尚,磁心内に埋込むボールト,ナット等は非磁性物質で,なるべくなら絶縁物にすることが損夫を少くする点からも望ましいが,例えばベークライト,エボナイト等の細いものは搬械的に弱いから,通常  $3 \sim 4 \mathrm{mm}$  程度の真鍮のボールトを用いている.

(3)  $\mu$  同調と C 同調 磁心を用いるものにも  $\mu$  同調と C 同調とがある C 同調にすれば磁心を凝輸の中へ一ぱい入れその効果を充分発揮せしめ得るが,別に可変蓄電器を附属せしめる不利がある.そこで特に高能率を望み他方変成器が複雑,大型化することをそれ程問題にしない高級受信機の他は一般に  $\mu$  同調方式を採る.

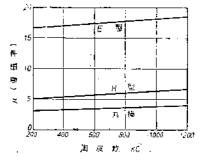


図 7.18 TDK オキサイドコアー の周波数と導磁率の関係

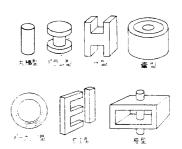


図 7.19 高周波磁心形状の種々

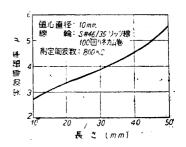


図 7.20 丸棒型オキサイドコ アーの長さと導磁率の関係

<sup>&</sup>lt;sup>66</sup> Von. Fiph. Ing. H. C. Riepka:Hochfrequenzeisenkerne für die spulen von Rundfunkmpfägern(受信機用高周波磁心), E. N. T. 27, Feb., 1936

 $<sup>^{67}</sup>$  柄沢忠義:中短波,超短波用酸化金属磁心に就て,無線と実験,昭.18.11.

<sup>68</sup> 山本達治:センダスト圧粉磁心に就て,無線と実験,昭.19.1.

<sup>69</sup> 川口政祐:磁心入中間周波変圧器について,ラヂオの日本,昭.15.4 及び昭.15.6.

# (4) インダクタンス可変範囲及び可変機構

図 7.21 のように磁心を線輪の中心 (点線) に置いた位置からずらせた距離 d と , インダクタンスの変化の関係を示せば図示曲線のようになる.中間周波変成器を実際に用いる場合は,その可変範囲を正負の両方に調整し得るようにしなければならぬから,中央から相当ずらせた位置に置くのである.元来.磁心を線輪の中央に挿置する時はその効力が 100% に作用して Q を高めるのであるが,可変インダクタンス ( $\mu$  同調) の場合には最良位からずらせて置くため,Q が最高値より低下する不利を免れない.この点固定インダクタンスとして使用する方が磁心の利用法としては優れている.然し前述の理由で一般には  $\mu$  同調方式を採る.

インダクタンスを変化調整するための磁心の位置調整機構は,図 7.22 のような方法が採用される.即ち,磁心に真鍮のボールトを埋込み,他方線輪捲枠の一方の底面 (及び上面) にネジを切って置き,これに上記ボールトを埋込み,ボールトに切込まれた溝にネジ廻しの先を入れて調整を行い,終了後ナットで固定し,更に必要あらばこの部分にエナメル等の塗料を塗り,後からゆるむことを防止する.

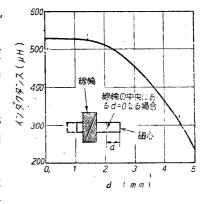


図 7.21 磁心の位置とインダクタ ンスの関係

(5) 結合機構 一次線輪と二次線輪を紺合せて結合して変成器を形成する機構には図 7.23(a) 及び (b) の如きものがある . (a) の場合は L が変化すると同時に M が変化する欠点がある.この場合,若し線輪の中央に磁心を位置させて調整するときは,同調周波数調節に伴う M の変化が著しく大きく,所要の周波数特性を得るためには線輪の相対的位置を

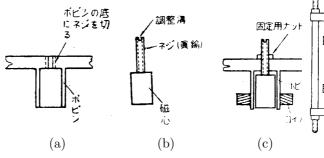


図 7.22 磁心位置可変機構

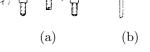


図 7.23 線輪の結合機構

変えて M を調整しなおさねばならなくなる.磁心を線輪の中央から外して置くときは L の変化に件う M の変化は少くなるが,この事実を強調し過ぎて磁心を線輪の殆んど外側に置くと,線輪の Q を高めると言うよりは寧ろ L の調整用磁心となる虞があるから,これ等の点に注意し使用法を誤らぬようにすべきである.

この点 (b) の如き結合機構にするときは L の変化によって M の変化することは少いが,M を調整する必要がある場合それが困難になり,又,取付後の調整を横から行うため取付方向が制限される不便がある.実際には (a) の構造のものが大部分である.

- 尚,線輪と磁心との相対関係に於て同じインダクタンスが得られる位置は,中央から上下(或は左右)の二ケ所対称的な位置で現われるが,前述の理由から特に(a)の構造では磁心を抜いた方の位置を用うべきである.
- $(6)\ M$  可変機構 今までは M 固定の場合であったが特に M を可変にする場合,その可変方法には次の如き諸法がある.
- (i) 両線輪の相対的位置を軸方向に移動させる.この機構は最も簡単であるが,適当な結合度をもたせるのに軸方向の 長さが大に失するきらいがある.然し,簡単さのためにはこの方法が最も多く採用される.
  - (ii) 一方の線輪を回転させる.
- (iii) 一方の線輪を横方向にずらせる.これ等は機構複雑なため極めて小型を要する場合のほかは用いられない.従って,これらの組合せも実用価値はない.

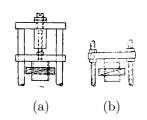


図 7.24 M 可変機構 の例

を変えることにより,実質的に一次,二次線輪間の結合度を変えるうようにしたものもある $^{70}$ 

- (1) 中間周波帯域器の伝送特性,電通誌,昭.12.2,
- (2) 挿換機構の中間周波濾波器の採用に就て,電氣通信の研究, Vol. 6, No. 3,
- (3) 商用短波受信機の帯域幅決定に就て,電通學会第2回秋期大会予稿,
- (4) 映像周波数混信の推定,ラヂオの日本,昭.15.6,
- (5) 中間周波数の選定, ラヂオの日本, 昭.16.1,
- (6) 中間周波濾波器に於ける  $\mathrm{M}$  の影響 , ラヂオの日本 ,  $\mathrm{m}.16.3$  ,
- (7) 中間周波濾波器に於ける終端抵坑の影響,ラヂオの日本,昭.16.8,
- (8) 中間周波増幅器の設計,電波日本,昭.18.1,
- (9) 峰型中間周波数变成器設計図表,電波日本.昭.19.6,
- (10) 単峰型中間周波变成器設計図表,電波日本,昭.19.-7,
- (11) 中間周波の話,無線と実駿,昭.21.6,
- (12) 複回路結合同調濾波器 , IRE., Feb. 1937 , (邦外誌 ,  $\mathrm{No.51})$
- (13) 可変選択度を有する中間周波変成器の図的設計, IRE., Mar. 1937, (邦外誌, No. 51)
- (14) 商用無線通信受信機の中間周波選択度, RCA Rev., Jan., 1940, (海通工, No.85)
- (15) 中間周波回路の設計 , RCA Rev. , Apr., 1940, (海通工 , No. 89)
- (16) 同調結合回路に於ける最適利得及び選択度を得るための減結合,IRE.,  $May,\,1941$ , (海通工, No.12)
- (17) 二回路結合帯域濾波器の同調法の研究, HFTEA., Mai, 1941, (海通工, No.12)
- (18) 対称容量結合帯域濾波器 , HFTEA., Dez., 1937,(海通工 , No.123)
- (19) 北垣成一:中間周波成器の理論及設計,通信誌,No.267,昭.21.6,
- (20) 関 英男 , 古橋好夫:中間周波変成器の新調整方法とその理論 , 通信誌 , No.269 , Ro.21.8 ,
- (21) F. H. Scheer:中間周波変成器設計に関する二三の注意,IRE., Dec., 1935, (通信誌, No.258, 昭.19.9)  $1\sim16$  は,田山 彰:中間周波の設計と調整 (パンフレット,昭.22.1) による.

<sup>70</sup> 初校に際してここに中間周波変成器に関する文献の一部を追記する.これに関する文献は極めて多く,この研究だけでも纏った単行本となり得るが,比較的参照し易く実用的なものを示す(昭.24.1.31).

# 第8章 第二検波及び低周波増幅

# 1 スーバー・ヘテロダイン受信機に於ける第二検波器

通常のスーパー・ヘテロダイン受信機に於ける第二検波器は,中間周波増幅器の出力から送信側に於てなされた変調信号波を復調するための装置で,第一検波器に対応して名づけられたものである.第一検波器は"検波"と言うより"周波数変換"をなすものであって,他の一般受信方式に於ける検波器とは異り,第二検波器が他の一般受信方式の検波器と同じ作用をなすものである.然し,ダブル・スーパーに於ける第二検波器は第二の周波数変換をなすもので,この場合には本来の検波作用は"第三検波器"で行うのである.故に,検波器と周波数変換器とを区別し,更に検波器を"復調器"とした方が上の混同を避ける意味なら適当である.

ここでは一般的な慣習にならって第二検波器とする.

# 2 検波器の種類,二極管検波

無線通信法の発明以来検波器も種々発達して来た,今日実用されているものは殆んど全て真空管検波器で,極く稀に鉱石検波器が用いられている.真空管検波器を動作原理上から分類すれば

- (a) 二極管検波
- (b) グリッド検波
- (c) プレート検波
- (d) 電子流分配検波
- (e) パワー検波
- (f) 再生検波
- (g) 超再生検波

等となる.各方式の原理並に優劣に就いては既に大体あますところなく論じ尽されているし,本書に於てそれらの全てに 亘って述べる必要はないので,スーパー・ヘテロダイン受信機に主として用いられるもののみに就いて述べる.

スーパー・ヘテロダイン受信機の検波器 (第二検波) としては殆んど全て二極管検波器が用いられる.この受信機に於ては中間周波増幅部に於て充分な増幅度が得られるため,検波器は感度をあげることより忠実度の点に重点を置くのが普通で,二極管検波はこの点に関して他のどの検波方式より優れている.又,これは同時に AVC 電圧が得られる点で好都合である.

図 8.1 に二極管検波器の基本的回路を示す.中間周波増幅器の出力は検波管 V への

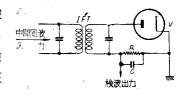


図 8.1 二極管検波基本回路

入力として変成器 IFT を通じて供給される.R は負荷抵抗,C は中間周波側路蓄電器である.この検波出力の波形は中間周波電圧が半波整流されたもので,蓄電器 C で平滑されるから,中間周波の搬送波の強さに比例した直流分と,変調波に従う脈動分とよりなる.

広く実用される検波管は複二極三極管或は複二極五極管で,同一管で検波と低周波増幅を兼る.図8.2にその代表的な

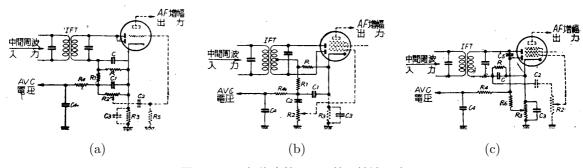


図 8.2 双二極複合管による第二検波回路

回路が示してある.(a) は複二極三極管によるもので,複二極管を構成する二つの陽極が一緒(並列)に接続され,検波出力は  $R_1C_1$  なる中間周波に対する濾波器を通り,その中の低周波電圧はポテンショメーター  $R_2$  より直流阻止蓄電器  $C_2$  を経て三極管部のグリッドに与えられ,増幅されてプレートから取出される. $R_5$  はグリッドリーク, $R_3$ , $C_3$  は三極管のグリッドに対するセルフ・バイアス電圧を得るための回路である.他方, $R_4$  から取出された一部は  $C_4$  により低周波電圧及び僅か残留する中間周波電圧成分が除去され,中間周波の搬送波の強度に比例する脈動電圧のみが AVC 電圧として用いられる、

- (b) 図に於ては両波検波法が用いられ,負荷抵抗 R から検波出力が取出される. $C_2$  は直流阻止蓄電器で,低周波に対して低いインピーダンスを呈する値のものが用いられる.
- (c) 図は二個の陽極が低周波を得るためと,AVC 電圧を得るためとに使い分けられている.即ち,図に於て上方のものが低周波電圧を得るために用いられ,検波出力は結合蓄電器  $C_2$  を経て五極管部の制御グリッドへ与えられる.他方のプレートは中間周波に対しては低いインピーダンスを呈する蓄電器  $C_5$  で上方のプレート(従って,中間周波変成器)と結合され,その検波出力は AVC 専用に利用される.尚,このプレートには負荷抵抗  $R_6$  を通して  $R_3$  から負のバイアス電圧が与えられ,DAVC として動作するように構成され,且つ,動作開始電圧が加減出来るようになっている.

特殊なものに,カソードも二個独立した例えば  $6{
m H6}$  の如き複二極管を用い,倍圧検波にしたものもあるが実用価値は乏しい.

回路の設計にあたっては検波能率,入力抵抗,歪等を考慮しなければならない. $\overline{\Delta}$ に,検波能率は検波管に加わる非変調高周波 (中間周波) 電圧  $E_{if}$  と,負荷抵抗 R の両端に現われる直流電圧  $E_{dc}$  との比  $E_{dc}/E_{if}$  で示され,R と二極管の内部抵抗  $r_p$  との比に関係し,又,直線検波の部分で大きく入力の小さい自乗検波の部分で小さくなる.図 8.3 は二極管の直線検波の検波能率の特性で, $R/r_p$  を 100 程度にすると約 90% の能率が得られることがわかる.

変調度  $k_a$  で変調された振幅被変調電圧を検波すると

$$E_{af} = k_a E_{dc} = k_a \eta E_{if}$$

$$\eta: 検波能率$$
(8.1)

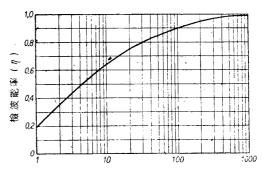


図 8.3 二極管直線検波能率と負荷抵抗の関係

なる低周波電圧が出て来る.実際の回路では負荷抵抗 R と並列に中間周波側路蓄電器 C , 濾波回路  $R_1C_1$  , 低周波増幅器への結合回路,AVC 濾波回路等が附加されているため,変調波の高い周波数範囲に於ては,負荷は純抵抗と看做すことができず, $Z_{af}$  なるインピーダンスとなり,これは R より小なる値となる.従ってこの場合の検波低周波電圧は

$$E'_{af} = \frac{k_a \eta E_{if} Z_{af}}{R} \tag{8.2}$$

となる.

然して,RC の時定数が大きすぎると被変調波が加わったとき変調度の深いところで歪を生ずる.これは C の両端に生ずる整流電圧の脈動が変調波の包絡線に追随出来ないために起るので,この時定数は被変調波に含まれている最高低周波数の周期の 1/10 以下にしなければならぬ。これは,中間周波に対する側路を完全にするため,側路蓄電器 C の容量を増加せんとする要求及び,検波能率を大ならしめるため負荷抵抗 R を大ならしむべき要求と反するから,大体上記の如き値で歩み寄っているわけである.この点から最高低周波数に比し中間周波数が高い程よいわけである.時定数が大きいと復調波の谷の部分が浅くなる.今,再現せんとする最高低周波数を  $f_{a\cdot max}$  とし,歪なしに復調し得る最大変調度を  $k_{a\cdot max}$  とすれば

$$k_{a \cdot max} = \frac{1}{\sqrt{4\pi^2 f_{a \cdot max}^2 C^2 R^2 + 1}}$$
 (8.3)

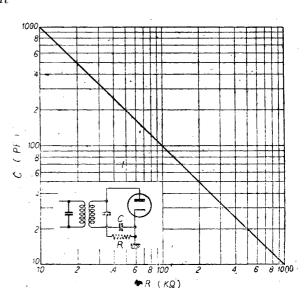


図 8.4 最大変調率 80% , 最高  $4000 \mathrm{c/s}$  まで歪なく検波し得るための C と R の関係

なる関係がある.

蘭, $R < Z_{af}$  なるときにも変調の谷の部分が浅くなるから, $R \ge Z_{af}$  との差を出来るだけ小さくなるようにする.実際には種々な制約により  $|Z_{af}|/R = 0.8$  位となり,歪の出来る最大変調度は検波能率を1 に近くとると約80% 程度でなければならぬ.又, $R_1C_1$  なる濾波回路について考えると,低周波増幅部で充分な利得が得られるから,周波数特性を良くする見地より, $R_1$  を大に $C_1$  をなるべく小にする方が有利である.

図 8.4 に最大変調率 80% , 最高周波数  $4000\mathrm{c/s}$  まで歪なく検波し得るための C と R の関係を示した .

# 3 振幅被変調波の検波一般理論

一般に,検波器は入力電圧 e とそれによって生ずる電流 i の間の非直線性を利用したもので,特に重要な作用をなすのは二乗の項で,K を以て検波器の特性によって定まる係数とすれば

$$i = Ke^2 (8.4)$$

で与えられる.この検波器に  $arepsilon_i(1+k_a\cos pt)\cos\omega_i t$  なる振幅変調波電圧が加えられると,検波電流は

$$i = K[\varepsilon_{i}(1 + k_{a}\cos pt)\cos\omega_{i}t]^{2}$$

$$= K\varepsilon_{i}^{2}(1 + k_{a}^{2}\cos^{2}pt + 2k_{a}\cos pt)\cos^{2}\omega_{i}t$$

$$= \frac{1}{2}K\varepsilon_{i}^{2}\left(1 + \frac{k_{a}^{2}}{2}\right) + K\varepsilon_{i}^{2}k_{a}\cos pt + \frac{1}{4}K\varepsilon_{i}^{2}k_{a}^{2}\cos 2pt$$

$$+ \frac{1}{2}K\varepsilon_{i}^{2}\left[1 + \frac{k_{a}^{2}}{2} + 2k_{a}\cos pt + \frac{k_{a}^{2}}{2}\cos 2pt\right]\cos 2\omega_{i}t$$

$$(8.5)$$

となり,この第 1 項は直流分,第 2 項は変調波,第 3 項は変調波の第 2 高調波,第 4 項は搬送波の第 2 高調波である. この直流分

$$i_d = \frac{1}{2} K \varepsilon_i^2 \left( 1 + \frac{k_a^2}{2} \right) \tag{8.6}$$

は AVC に利用され

$$i_{af} = K\varepsilon_i^2 k_a \cos pt \tag{8.7}$$

は所要の信号波で低周波増幅部に与えられる、その他は不要なもので歪の原因となる、

# 4 第二局部発振とビート検波 (A1 型電波受信)

A1 型電波は搬送波が単に電信符号で断続されたものであるから,それをそのまま第 2 検波しても符号を聴くことは出来ない.可聴周波の信号を得るためには中間周波数と少し異った周波数の第 2 局部発振器を設け,その出力と中間周波出力とを混合して検波すればよい.これをビート検波或はヘテロダイン検波と言う.

このビート検波は周波数変換法であって第 1 検波器と同じ作用をするものである.唯,前者は中間周波を可聴周波に変換するに対し,後者は高周波を中間周波(超可聴周波)に変換する点で相異する.中間周波数を  $f_i$  とすればビート検波用の第 2 局部発振周波数  $f_0$  は

$$f_0 = f_i \pm f_b$$
 (8.8)  $f_b$ : 可聴周波数

である. $f_b$  は耳の感度 ,聞きよい音色等の点から通常数百 c/s ないし 1000c/s の範囲にとられる.又, $f_0$  を可変にして任意の音色に調整し,且つ,極めて近接せる混信波とをビート音の周波数差で聞き分けることもある.

上記第2局部発振器 設ける代りに

$$f'_{lo} = (f_r \pm f_i) \pm f_b \tag{8.9}$$

なる周波数の副第一局部発振器を設け,これを主第一局部発振波と共に第一検波器へ入れてもビート受信の目的が達せられる.即ち,主第一局部発振器の周波数は  $f_{lo}=f_r\pm f_i$  であるから,これらと受信波との間にそれぞれ次の如き周波数差が得られ

$$f_r \sim f_{lo} = f_i \tag{主中間周波}$$

$$f_r \sim f_{lo} = f_i \pm f_b = f_i' \qquad (副中間周波) \tag{8.11}$$

fb は中間周波増幅器の帯域幅内に含まれて両者が増幅され , 第 2 検波器に於て

$$f_i \sim f_i' = f_b \tag{8.12}$$

なる可聴周波が得られる.然しこの方法では受信電波の周波数に追随して, $f_{lo}$ も可変とする必要があるので実際には用いられない.この点第 2 局部発振器の周波数は受信電波の周波数が異っても中間周波数が不変なるため,一定値に固定して置いても差支えない.

第2局部発振電圧の与え方には図8.5(a)のように検波管の中間周波変成器の一次側即ち最後の中間周波増幅管のプレート側へ静電結合するもの,(b)のように二次側へ電磁結合するもの等がよく用いられるが,その他最後の中間周波増幅管の第2グリッド,又は第3グリッドへ供給する方法などいろいろあり,又,第一検波器と同様に五格子管を用い発振とビート検波を共用したのもある.更に,図8.6のように第2

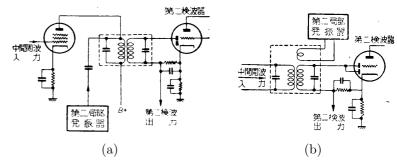


図 8.5 第二局部発振電圧の与え方

検波に再生グリッド検波を採用し、再生を強めて自励発振式にすれば、検波と発振を兼ねしめ得る、

A1 型電波以外の受信には第 2 局部発振器は妨害となるから,開閉器を設けて任意に切離し得るようにして置くべきである.この場合発振をそのままにして置き単に途中の閉閉器で切離したのみでは,漂遊結合の残存によって上記の妨害を完全に防止することはできぬから,発振回路

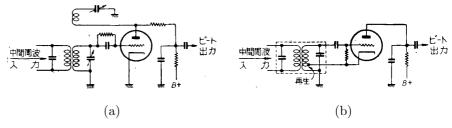


図 8.6 再生式ビート第二検波法

の一部を切るか或は短絡して発振を止めるべきである.但し.弱NA2,A3 型等の電波を探すときはビートによって存在を容易に知り得る特徴があるから,上記の妨害を逆用することが出来る.勿論正常の受信状態に於ては完全に取去るべきである.

尚,第2検波器へ第2局部発振電圧を加えるとそれが整流されて AVC が動作し,受信機の感度が低下する不都合があるので,通常の検波回路では第2局部発振電圧を与えるとき,AVC の動作を停止させるようにする必要がある.そのため上の第2局部発振器の停止,起動と AVC 回路の動作,切離しの操作を連動せしめれば好都合である.

中間周波増幅器が二段以上になる場合には,図 8.7 のように第 2 局部発振電圧を与える前の段から中間周波電圧を取出し,これを (強度不充分のときは増幅後) 整流して AVC 電圧を取出せば,第 2 局部発振器による前記の不都合なく AVC の利点を発揮せしめることが出来る.

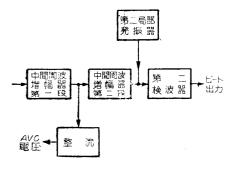


図 8.7 第二局部発信器を用いる場合の AVC 電圧の取り方

# 5 周波数被変調波の検波

振幅変調波も周波数変調波も,中間周波に変換する際は区別する心要がないが,第2検波器に於て信号波を復調するときは別に取扱う必要がある.

即ち,周波数変調波は振幅一定なる搬送波の周波数を信号波に従って変化したるものであるから,これを前記のような電圧 —→ 電流関係が非直線的な所謂"検波器"で検波(整流)しても,その出力は直流のみで信号波を復調することは出来ない.周波数変調波から直接信号波を復調することは今日まだ未解決な問題(周波数変調の特殊な一例,電信に用いられる周波数偏移変調法に就いては別)で,現在は周波数変調波を周波数 —→ 振幅変換回路に与えて,周波数変調と同時に振幅変調された波形に変え,それを振幅変調波に対すると同様な検波器で整流して信号波を復調するのである.

図??の(a) なる信号波で(b) のような搬送波を周波数変調すれば(c) のようになり,これを周波数  $\longrightarrow$  振幅変換すれ



図8.8 振幅制限器の効果

ば (d) のようになる.送信機の出力は (c) のような波形であるが,これが受信機に達するときはフェーヂング,雑音及び混信等によって多少の振幅変調を伴って来る.図 8.9(a) はその波形を示したもので,これをこのまま前記の変換回路を通して検波すると,有害な不安定,雑音,混信が現われる.その不都合を除去するため,周波数変調受信機に於ては中間周波増幅器の出力を周波数  $\longrightarrow$  振幅変換器に与える前に,振幅制限器を通して (b) 図のように一定振幅とし有害な成分を除去する.

図8.10 はこれら周波数変調波に対する受信機の第2検波器の構成を示したもので,中間周波増幅器の出力を振幅制限器を通し,更にその出力を周波数 → 振幅変換器を通して整流する.この部分を周波数弁別器と言い自動周波数制御装置 (AFC) に於けると全く同原理,同じ構成よりなる.ただその相違と言えば AFC の場合には整流出力の比較的高い周波数 (可聴周波)を除去し,局部発振器の周波数変動に対応するそれより低い周波数 (長い周期) の電圧を取出すようにしているが,上の第二検波の場合には可聴周波を取出すのが主な目的である.然し,振幅変調波に対する第2検波器で低周波電圧と AVC 電圧を同じ検波器から各別に取出すように,周波数変調波に

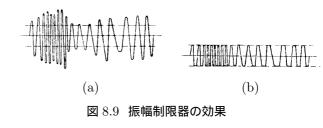


図 8.10 周波数変調波受信機に於ける第二検波器

対する第 2 検波器では低周波電圧及び AFC 電圧を取出すことが出来る.これらは整流器 ( 検波器) の出力濾波回路の定数によって選別されるのである.

# 6 振幅制限器

周波数変調波を復調するための周波数弁別器は,AFC 装置のところに詳述してあるから省略し,次に,振幅制限器に就いて簡単に述べる.

周波数変調波を復調する前にその電圧を制限するには,次のような方法が採用される.

(a) 格子回路型 これは遮断特性の鋭い,即ち、シャープ・カット・オフ特性の真空管を零パイアスとして用い,且つ,グリッド抵抗及び蓄電器を用いてグリッド検波と同様な回路とし,入力電圧をグリッドで整流して自動的に入力に比例した負偏倚電圧を発生させて,動作点を負の方向に移動させ出力を一定に保つようにしたものである.

スーパー・ヘテロダイン受信機発達の途中でこのような AVC 方式が用いられたこと もある . 図 8.11 に回路例を示す .

- (b) 陽極回路型 これは陽極電流の飽和特性を利用したもので,五極管を用い陽極並に遮蔽格子電圧を適当に低くすると,小なる入力で飽和し優れた振幅制限器となる<sup>71</sup>.
- (c) 二極管型 図 8.12 に二極管を用いた電圧制限回路を示す.振幅制限器は自動音量制御方式と類似の作用をなすものであるが, AVC 回路も利用出来るわけである. 唯, フェーヂングのみの場合は制御周期は相当大でよいが, 雑音や

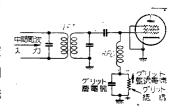


図 8.11 格子型振幅制限器

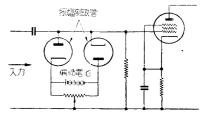


図 8.12 二極管による振幅制限器

 $<sup>^{71}</sup>$  著者:自動周波数制御方式,特許 No.145918,

混信による振幅変化をも制限するためには,速い周期に対しても充分な制限作用があることが必要である.図示の回路では偏倚電池の電圧によって動作点を変化することが出来る.

(d) 組合せ型 上記各方式には何れも一長一短があるので,実際には各種の型を組合せて有効に使用する.

図 8.13 に格子型と陽極型振幅制限器を組合せた 回路及び第 2 検波回路が示してある. 尚, 周波数変 調波受信機に於ける振幅制限の効果に就いては, H. Zuhrt<sup>72</sup>, V. D. Landpon<sup>73</sup>等の研究がある.

# 

図 8.13 周波数変調波に対する第二検波器

# 7 低周波增幅器

第2検波器の出力は低周波増幅器で増幅され、高声器その他の信号再現装置に与えられる.低周波増幅器は結合方式により直接結合,変成器結合,チョーク結合,抵抗容量結合等の方式があるが,実用上並に忠実度の点から今日では大部分の受信機が抵抗容量結合方式を用い,増幅管は主として五極管を用いる.

# (I) 電圧増幅

図 8.14(a) は五極管による抵抗容量結合による低周波電圧増幅器の回路で,(b) はその一般的等価回路である。茲に,上記回路を構成する素子の中蓄電器は周波数によりその作用が変って来る.今,100c/s 以下を低帯域周波数, $100c/s \sim 1000c/s$  程度の間を中帯域周波数,数千  $100c/s \sim 1000c/s$  程度の間を中帯域周波数,数千  $100c/s \sim 1000c/s$  程度の間を中帯域周波数,数千  $100c/s \sim 1000c/s$  程度の間を中帯域周波数。大型十  $100c/s \sim 1000c/s \sim 1000c/s$  程度の間を中帯域周波数。大型十  $100c/s \sim 1000c/s \sim 10$ 

先ず,中帯域に於ては結合蓄電器  $C_c$  のリアクタンスは他の回路素子 (抵抗)に対して小なる故無視され,又,前段増幅管のプレート・カソード間及び次段増幅管のグリッド・カソード間の容量 (回路の漂遊容量を含む) $C_p$ ,  $C_g$  も無視し得るから,この場合の等価回路は (c) のように簡単化され  $r_p$  ,  $R_p$  ,  $R_g$  の合成抵抗を R' とすれば

$$R' = \frac{1}{\frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_g}} = \frac{r_p R_p R_g}{r_p + R_p + R_g}$$
(8.13)

従って,中帯域の増幅度を $A_m$ とすれば

$$A_m = \frac{e_{g_2}}{e_{g_1}} = g_m R' = \frac{f_m}{\frac{1}{r_p} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_g}}$$
(8.14)

で与えられる.

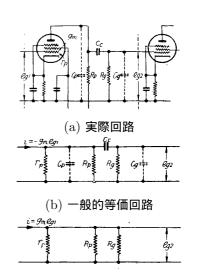
次に,高帯域に於ては漂遊容量及び電極間容量  $C_p$ , $C_g$  等が無視し得られなくなるが,結合コンデンサー  $C_c$  の存在は依然として無視されて, $({
m d})$  の如く簡単化された等価回路で示され,増幅度は次式で与えられる

$$A_h = g_m \frac{R'}{\sqrt{1 + \frac{R'}{X'}}} = A_m \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R'}{X'}}}$$

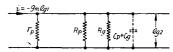
$$(8.15)$$

$$\Box U, \quad X' = \frac{1}{j\omega(C_p + C_g)} = \frac{1}{j\omega C}$$

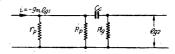
$$C = C_p + C_g$$



(c) 中帯域に対する簡易化等価回路



(d) 高帯域に対する簡易化等価回路



(e) 低帯域に対する簡易化等価回路図 8.14 五極管による抵抗容量結合増幅回路及びその等価回路

<sup>&</sup>lt;sup>72</sup> H. Zuhrt: Die Sörvermindelung bei frequenzmodulation in abhängigkeit von der amplitudenbegrenzung, H. F. E. A., 54. Aug. 1939,

 $<sup>^{73}</sup>$  V. L. Landon: Impuls noise in F–M reception, Electronics, Feb., 1941,

更に,低帯域に於ては  $C_p$  及び  $C_g$  が無視されるかわりに  $C_c$  が無視されなくなって等価回路は  $({
m e})$  のように簡易化され,増幅度は次式で与えられる.

$$A_{\ell} = A_m \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{X''}{R''}}}$$
但し, 
$$R'' = \frac{r_p R_p}{r_p + R_p} + R_g$$

$$X'' = \frac{1}{j\omega C_c}$$
(8.16)

故に,高帯域に於ける増幅度は X'=R' なるとき中帯域の  $1/\sqrt{2}$  となり,この帯域の増幅度を大ならしめるには,R' が定っているとき X' を大ならしめること,換言すれば  $C_p$  及び  $C_g$  を小ならしめることである.他方低帯域の増幅度は X''=R'' なるとき中帯域の  $1/\sqrt{2}$  となり,この帯域の増幅度を大ならしめるには抵抗が定っているとき,X'' を小ならしめること,換言すれば  $C_c$  を大ならしめればよい.尚,一般的に増幅度を大ならしめるには  $g_m$  大, $r_p$  小なる増幅管を用い,それらが与えられれば  $R_p$  及び  $R_g$  を大ならしめて R' を大ならしめればよいことがわかる.然し,その結果高低両周波数帯域の中帯域に対する増幅度の比が小となって,周波数特性を悪化せしめる.要するに増幅度を大にすることと周波数特性をよくすることとは相反する條件である.又, $R_p$  を大にするとその中の電圧降下が大となり,陽極に与えられる電圧が低下して,反って増幅度を低下するようになるからこの点からも限度がある.

### (II) 電力増幅

電圧増幅器の出力電圧で電力増幅管を駆動し、その出力を高声器等の負荷に供給する.この場合の周波数特性の大部分は出力変成器の特性に左右され、高帯域に於てはその漏洩インダクタンス(二次側を短絡してもなお一次回路に現われる変圧に関与しないインダクタンス)のリアクタンスが大きくなるため、又、低帯域に於ては一次側のリアクタンスが小となり、これが増幅管の内部抵抗及び負荷抵抗に並列となるため出力が低下するのである.故に、変成器としては一次インダクタンスの大なるものが望ましいが、そのため巻線数を多くすると線輪間の静電容量が大となり、高帯域中の比較的低い周波数で遮断周波数を生じ、高帯域の周波数特性を劣化させる.其故少い巻線でインダクタンスを多くすべきで、そのためには導磁率の大なる鉄心をたくさん使用することが必要となる.又、通常一次線輪には陽極直流電流が流れるため導磁率を低下させるものである.静電容量を少くするため分割巻にすることもあるが、一般市販の高声器附属のものはこの点不十分なものが多い.

電力増幅管も通常五極管が用いられるが,ビーム管も使用される.家庭用のものの大部分はA級単管増幅管であるが, 出力を大ならしめ同時に周波数特性をよくするためプシュプル増幅にしたものもある.この場合,従来の入力回路は入力 変成器を用いたものが大部分であったが,近頃では周波数特性の点から移相管による抵抗容量結合のものが多い.

又,低周波増幅部を所謂電気蓄音機として利用するものがある,其他歪を減少させるための負債還回路及び音質補正回路等があるが,それらは,スーパー・ヘテロダイン受信機と言うより,更に一般的な受信機並に電気蓄晋機及び拡声装置等の立場から詳述されるべきものと考え,木書の主旨から観て詳論は割愛し他の機会に譲る<sup>74</sup>.

<sup>74</sup> 拙著『電気蓄音機』(単行本として近く発行の予定)

# 第9章 自動周波数制御

# 1 自動周波数制御の必要性

スーパー・ヘテロダイン受信機の局部発振周波数は,受信周波数と中間周波数だけ距っていなければならぬ. 然し,実際には次の諸原因でこの條件は常には満足されない.

- (i) 附加蓄電器による単一調整法に於ては,完全に中間周波が得られるのは理論的に三個所だけで,その他の点では所要値と異る。
- (ii) 特殊形状の可変蓄電器を設計し単一調整にしたものでも,全周波範囲に亘り正確な中間周波を得ることは因難である.
  - (iii) 電源電圧,温度等の変化に依って変動する.
  - (iv) 押 釦 式同調方式では機械的に完全が期待し得られず,又,その調整が時日と共にずれる.

局部発振周波数の所定値よりのずれは,それが甚だしければ受信不能となり,小なる場合には感度が低下し,忠実度が 害される.

故に,最良状態で動作させんとすれば,発振周波数を自動的に所定値に調整制御することが必要で,この要求を全うせしめる装置が自動周波数制御 (automatic frequency control) 略して AFC である.自動同調方式と言うこともある.

#### 2 AFC の構成

自動周波数制御には,純電気的方式と電気機械的方式とがある.

電気機械的方式は,商業用の大型固定受信機に用いられている例があるが,一般用受信機には用いられていない.其故ここでは純電気的方式だけに就いて述べる.

図 9.1 に AFC を附加したスーパー・ヘテロダイン受信機の構成が示してある. 点線で示した部分が AFC の目的を達するための附加部分で,次の二部よりなる.

(1) 周波数弁別部 これは周波数弁別器 (discriminator) 或は周波数選別器と言われ , 中間周波増幅器の出力を受け , その周波数の変化の方向 (即ち低い方に偏ったか或は高い方に偏ったか) 及び , その大きさを選り別ける役目をする .

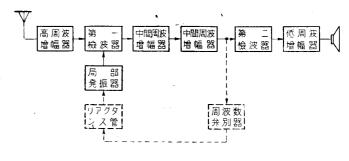


図 9.1 AFC を吹かせるスーパーヘテロダインの構成

(2) 制御部 上記周波数弁別器の出力を受け,それに

より局部発信回路のインダクタンス又は静電容量を変化し、周波数偏移を補正する作用をする.

#### 3 周波数自動補正作用の解析

第 1 検波器 (周波数変換器) の出力 (中間周波) は ,  $e_i=arepsilon_rarepsilon_{lo}\cos(\omega_r\sim\omega_{lo})t$  と表わされその所定周波数は  $f_i$  [  $=f_r\sim f_{lo}=(\omega_r\sim\omega_{lo})/2\pi$ ] である.ここで,局部発振周波数が  $\pm\Delta f_{lo}$  変化すると,中間周波数は

$$f_i \pm \Delta f_{lo} = f_r \sim (f_{lo} \pm \Delta f_{lo}) \tag{9.1}$$

となる.これに AFC を作用させ制御された周波数補正量を  $\Delta F$  とすれば,被制御状態では

$$f_i \pm \Delta f_{lo} mp \Delta F = f_r \sim (f_{lo} \pm \Delta f_{lo} \ mp \Delta F \tag{9.2}$$

となり  $\Delta F=\Delta f_{lo}$  なれば ,  $\pm \Delta f_{lo}\mp \Delta F=0$  となって局部発振周波の変動は除去され , 中間周波数は所定値となる . 然して ,  $\Delta F$  は  $\Delta f_{lo}$  から誘起されるものであるから ,

$$\Delta F = k \Delta f_{lo} \tag{9.3}$$

但し k は弁別器及び制御器を通しての制御係

なる関係がある.従って

$$f_o \pm \Delta f_{lo}(1 \mp k) = f_r \sim [f_{lo} \pm \Delta f_{lo}(1 \mp k)] \tag{9.4}$$

或は,任意時に於ける局部発振周波数を $F_{lo}$ とすれば

$$F_{lo} = f_{lo} \pm \Delta f_{lo} \mp \Delta F = f_{lo} \pm \Delta f_{lo} (1 \mp k) \tag{9.5}$$

即ち,そのとき

$$\Delta F_{lo} = \pm \Delta f_{lo} (1 \mp k) \tag{9.6}$$

だけ偏差が残る.

 $\Delta F$  は原理上  $\Delta F_{lo}$  と反対に作用せしめるから

$$\Delta F_{lo} = \Delta f_{lo} - \Delta F = \Delta f_{lo} - k \Delta f_{lo} \tag{9.7}$$

今 .  $\Delta F$  を  $\Delta F_{lo}$  の或分数  $\beta$  に当るとすれば

$$\Delta F_{lo} = \Delta f_{lo} - \beta \Delta F_{lo} \tag{9.8}$$

即ち

$$\Delta F_{lo} = \frac{\Delta f_{lo}}{1+\beta} \tag{9.9}$$

又は,

$$\Delta f_{lo} = \Delta F_{lo}(1+\beta) \tag{9.10}$$

となる.

この方式は周波数偏差に関する負責選方式とみられ,一種の反結合状態で動作する.

然して,この回路が動作し補正を維持するためには,本質的に或る周波数偏差  $\Delta F_{lo}$  が必要であるから,完全補正或は過度補正を得ることは出来ない.

換言すれば,制御作用と被制御両回路は相互に作用し,従って,この方法の成否は安定な平衡状態を得るか否かに存する.中間周波数はこの平衡状態に於て最初の値から最終の値に変化し,更に,この最終の周波数に依ってこの変化を維持しているのである.

この問題を詳細に検討することは $\mathring{\eta}^{\tau}$ 々複雑である $^{75}$ が,簡単に次の如く考えてもよいであろう.

即ち,周波数の偏れは, 第 1 回の饋還制御に依って  $\Delta f_{lo}$  から  $\Delta F_{lo} (=\Delta f_{lo} - k\Delta f_{lo})$  となり,以下

第 2 回目の饋還制御で 
$$\Delta F_{lo}' = \Delta f_{lo} - k \Delta F_{lo}$$
 第 3 回目の饋還制御で 
$$\Delta F_{lo}'' = \Delta f_{lo}^k \Delta F_{lo}'$$
 
$$\vdots \qquad \vdots \qquad \vdots$$
 
$$\vdots \qquad \vdots$$

一般に , 第 n 回目に到達する偏れは

$$\Delta F_{lo}^{(n-1)'} = \Delta f_{lo} - k \Delta' F_{lo}^{(n-2)'} 
= \Delta f_{lo} - [\{\Delta f_{lo} - k(\Delta f_{lo} - k \Delta f_{lo})\}k \cdots] 
= \Delta f_{lo} - k \Delta f_{lo} - k \Delta' f_{lo} - k^2 \Delta f_{lo} - k^3 \Delta f_{lo} - \cdots - k^n \Delta f_{lo} 
= \Delta f_{lo} - \Delta f_{lo}(k + k^2 + k^2 + \dots k^n)$$
(9.11)

茲に,k < 1とすれば(若し,k > 1ならば制御回路の時定数も考え,一般的には複雑となる),

$$\Delta F_{lo}^{(n)'} = \Delta f_{lo} - \Delta f_{lo} \underbrace{(k + k^2 + k^2 \cdots k^2)}_{\text{WMFS}}$$

$$= \frac{1 - 2k}{1 - k} \Delta f_{lo} \tag{9.12}$$

<sup>&</sup>lt;sup>75</sup> O. E. Keall & G. Millington: Automatic frequency correction (自動周波数補正). Marconi Rev., April-June, 1938,

となる.

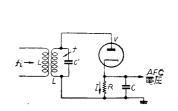
これは再生式受信機の安定状態に似ている.

# 4 周波数弁別器

周波数弁別器の主なものを挙げれば

#### (1) 単一共振回路型

図 9.2 にその回路を示す.L'C' 回路は周波数 f に同調され,一次線輪 L より中間周波増幅器の出力が与えられる.所定の中間周波数  $f_i$  と上記二次回路の共振周波数 f との間には, $f_d$  なる差があり図 9.3 のような関係にある.従って,入力が所定の周波数  $f_i$  であるときは L'C' 回路の電圧は  $E_0$  で,これが動作の基準となる.若し,中間周波数が  $\pm \Delta f$  変化すると,その方向及び大きさに従って E' 或は E'' の如き電圧の変化が生じ,結局, $E_0+E'$  或は  $E_0-E''$  なる電圧となる.即ち,周波数変化の方向及び大きさに関係する電圧変化が得られ,周波数弁別器の要求するところが達せられる.



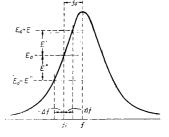


図 9.2 単一共振回路型周波 数弁別器

図 9.3 単一共振回路型周波 数弁別器の特性

この電圧は整流管 V に依って整流され,その負荷抵抗 R に流れる電流 I に依って生ずる電圧は,V の特性が直線的なれば上の共振回路の曲線に対応するものとなる.C は入力電圧の変調及び雑音等による速い変化を除去するための側路蓄電器である、若し,これがないと音声電圧に依っても制御され,それが局部発振器を通して饋還されることとなる.RC は周波数制御作用の速さをきめる時定数を与える回路である.又,整流管の特性は完全には直線とは見做されない.小なる入力電圧に対しては二乗の項が強調され,比較的大なる電圧に対しては脳直線と考えて差支えない.然し,ここではその直線性の良否はそれ程重要な問題とならない.

中間周波数が所定値  $f_i$  から或単位値  $\Delta f$  だけ偏移したとき,それに依って R 両端に生ずる電圧の変化を  $\Delta e$  とすれば

$$S = \frac{\Delta e}{\Delta f} \tag{9.13}$$

を以て周波数弁別器の感度を表し得る.これを大ならしめるには,整流管の負荷効果をも含めて L'C' 回路の Q を大ならしめること,並びにその特性曲線の急な点に動作点を選定することが必要である.上の曲線の右側の特性を利用しても 差支えないが,何れの側を用いるかに依って周波数偏移の方向と出力電圧変化の方向が逆になる点に注意すべきである.

この方式に於ては,中間周波数が所定値のときにも  $E_0$  なる制御電圧がある.然るに受信機の同調調節の際,局と局の間で中間周波出力がなくなり,従って, $E_0$  が消えてその結果局部発振周波数が不必要に変化せしめられる.換言すれば,入力電波の有無及び強弱に依って周波数偏移とは無関係に動作点が移動される不都合がある.この特性のため受信機の調節が不安定になる.

#### (2) 差動共振回路型

単一共振回路型周波数弁別器の上記欠点 を改善したものに,差動共振回路型がある。

図 9.4 はその回路を示したもので,LC 及び L'C' なる二つの共振回路が設けられ,それぞれ中間周波出力線輪 L に同じ結合度をもって結合され,両回路はそれぞれ所定の中間周波  $f_i$  より  $+f_0$  及び  $-f_0$  だけ,上下に偏移した周波数 f 及び f' に同調せしめられてある.又,両回路の電圧はそれぞれ V 及び V' なる整流管に依って整流され,その負

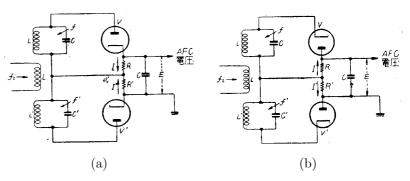


図 9.4 差動共振回路型周波数弁別器

荷抵抗 R 及び R' は図示のように直列に接続され,この直列回路から AFC 電圧 (自動周波数制御電圧) が取出される.R 及び R' を流れる整流電流 I 及び I' の方向は、出力回路に対し図示のように反対になる.

図 9.5 の曲線 I , I' は LC 及び L'C' 回路の周波数特性を表わすと共に , 又 , 上記の整流電流をも表わす .

中間周波数が所定値  $f_i$  たるときの整流電流 I 及び I' に依って,負荷抵抗 R 及び R' に生ずる電圧降下  $E_0$  は相等しく方向は相反する.故に,その合成たる出力電圧は  $E_=E_0-E_0=0$  となる.即ち,中間周波数が所定の値であるときは AFC 電圧は生じない.これは各反対側の共振回路の出力を所定中間周波数に於ては,互に打消すように作用するからである.

受信電波がないときは中間周波出力もないから AFC 電圧はもちろん 零で、受信電波があってもそれの中間周波数が所定値であればそのとき も AFC 電圧は零である.このことは、単一共振型のように入力の有無 に依って動作基準点が移動すること、並にそれによる受信機操作中の不 安定の原因がないことを意味する.この意味で本方式は"差動型"或は "平衡型"と言うことが出来る.

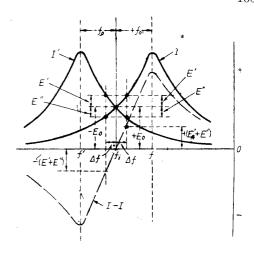


図 9.5 差動共振型周波数弁別器の特性

前,上記 (a) 図の装置に於て中間周波に  $+\Delta f$  なる変化が生ずると,抵抗 R の電圧は E' 上昇し他方 R' の電圧は E'' 減少する,従って,AFC 電圧は E=+(E'+E'') だけ正方向に増加し,又, $-\Delta f$  なる周波数変化を生ずると,抵抗 R の電圧は E' 減少し R' の電圧は E'' 増加する.従って,AFC 電圧は E=-(E'+E'') だけ反対方向即ち負方向に増加する.即ち,AFC 電圧は I と I' の合成で両者の方向は反対であるから,結局,中間周波数変化に対する AFC 電圧の変化の状態は図 9.5 の I-I' 曲線のようになり, $f'\sim f$  の範囲の周波数変化に対し,その方向及び大きさに比例する.

図 9.4 の (a) と (b) の相違は整流管の接続の極性が反対であるという点だけである.従って,両者は同じ方向の周波数変化に対し AFC 電圧の方向が反対になる.

#### (3) 結合回路位相差型

図 9.6 の回路の電圧電流関係は

$$E_2 = j\omega M I_1$$

$$I_1 = \frac{E_2}{R_2 j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} = \frac{j\omega M I_1}{R_2 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}$$

図 9.6 二次共振結合回路の伝リュ位相関係

二次回路が $\omega$  に同調していれば $\omega L_2 = 1/\omega C_2$  なる故,

$$I_2 = j \frac{\omega M}{R_2} I_2 \tag{9.16}$$

即ち, $I_2$  は  $I_1$  と  $90^\circ$  の位相差を有し,且つ,電圧  $E_1$ , $E_2$  も  $90^\circ$  の位相差を有する,これは一次側が共振しているか否かには無関係である $^{76}$ .

茲に,図 9.7 図 (a)(a') のように二つの共振回路を縦続接続し,且つ,両回路を共に所定周波数  $f_i$  に同調にさせ,M のように電磁誘導結合し,その一方に入力を与え両者直列にした点から出力を取出す

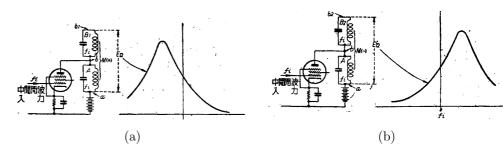


図 9.7 結合回路位相差周波数弁別器の基礎

ようにする.(a) 回路と(a') 回路の相違は結合の正負のみで,各二次回路  $B_1$  及び  $B_2$  の両端に現れる電圧は b 点に関して  $180^\circ$  の位相差を有する $^{77}$ .この場合  $E_{12}$  と  $E'_{12}$  は (b)(b') 図のように,それぞれ同調(中心) 周波数  $f_i$  より低い方及 び高い方で山を現わす.

<sup>&</sup>lt;sup>76</sup> Hans Roder Theory of the discriminator circuit for automatic frequency control, I. R. E., May 1938.

<sup>&</sup>lt;sup>77</sup> D. E. Foster & S. W. Seeley Automatic tuning simplified circuit and design practice, I. R. E., March, 1937

そこで,一次回路 A を共通とし二つの二次回路  $B_1$  及び  $B_2$  を図  $9.8(\mathbf{a})$  のように結合すれば, $(\mathbf{a})$  点を基準として  $b_1$  及び  $b_2$  点の電圧  $E_{12}$  及びよび  $E'_{12}$  は  $(\mathbf{b})$  図のような関係になる.即ち,所定の周波数  $f_i$  を中心とし同じ値だけ上下に別れ,この間隔は結合度 M に比例する.

 $B_1$  及び  $B_2$  回路を共通にすれば,上の回路は図 9.9(a) のように変形され,かつ簡単化される.(b) 図の実線  $E_{12}$  及び  $E_{12}'$  は二次側の共振時即ち入力周波数が所定の  $f_i$  なるときの合成電圧の関係を示したもので,そ

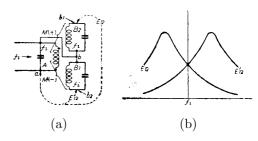


図 9.8 結合回路位相差周波数弁別器

れぞれ  $E_{12}=E_1+E_2/2$  及び  $E_{12}'=E_1-E_2/2$  なるベクトル和となる.即ち,前記結合回路の理論から明かなように、一次電圧  $E_1$ ,二次電圧  $E_2$  の間には  $90^\circ$  の位相差があり, $E_2$  は二分されて上下  $180^\circ$  の差がある.然してこの場合  $E_{12}=E_{12}'$  である.

入力周波数が  $f_i$  から偏移すると, $E_2$  の位相差は  $E_1$  に対し上の  $90^\circ$  より変化し,また電圧も変化する.簡単のため電圧  $E_1$  を不変と考えれば a 点に対する  $b_1$  及び  $b_2$  点の電圧は,点線のベクトル  $e_{12}$  及び  $e'_{12}$  のように変化して  $e_{12} < e'_{12}$  となり,その差は周波数偏移の大きさに比例する.又,周波数が反対方向に偏移すれば  $e_{12} > e'_{12}$  となる.即ち, $e_{12}$  と  $e'_{12}$  との差は入力周波数の所定値の偏移の方向及び大きさに比例することとなる.

 $f_{i} = E_{i}$   $f_{i} = E_{i$ 

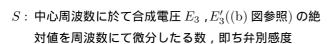
図 9.9 結合位相差周波数弁別器の解析

そこで,図 9.10 のように  $V_1$  と  $V_2$  により  $e_{12}$  及び  $e_{12}'$  を別々に整流し,負荷抵抗  $R_1$ , $R_2$  に於ける両出力直流電圧を差働的に合成すれば所要の AFC 電圧が得られる.尚,図に於て CH は高周波塞流線輪で,中間周波電圧を阻止し整流電流の帰路をつくるもので高抵抗を用いることもある.

#### 5 弁別回路の感度 $^{78}$

最も広く一般に使用される図 9.11 図のような周波数弁別回路の感度 (単位周波数例えば 1KC 変化に対する AFC 電圧の変化の比) を求める.

先ず,計算に要する記号を次の如く定める.



 $f_i$ : 中心周波数

 $f_i':f_i$  から離れた周波数

R<sub>1</sub>: 見かけの一次回路抵抗 (真空管の内部抵抗を含む)

R<sub>2</sub>: 見かけの二次回路直列抵抗

 $A: L_2 \, m{ ext{L}}_1 \, m{ ext{L}}$ の比,依って  $Q_1 = Q_2 \, m{ ext{c}}$ 用い  $R_2 = R_1$ 

 $Q: 2\pi f_i L_1/R_1(Q$  は一次回路,二次回路相等しいとする)

 $X_1$ : 一次側の内部直列リアクタンスの和

 $X_2$ : 二次側の内部直列リアクタンスの和

n: 任意の周波数に於ける一次又は二次側リアタクンス と抵抗との比.之は  $f_i'$  に於て  $n=\omega_i'L_2/R_2$ 

k: 一次二次間の実際の結合度と臨界結合度との比, $k=\omega M/\sqrt{R_1R_2}$ 

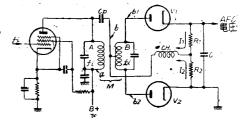


図 9.10 結合位相差周波数弁別器の実際 回路

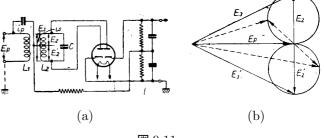


図 9.11

<sup>&</sup>lt;sup>78</sup> 大槻由之助「周波数変調について」,『工務彙報』昭.18. D. E. Foster & S. W. Seeley, *I. R. E.*, Mar., 1937.

 $g_m$ : 一次回路に接続された増幅真空管の相互コンダクダンス

<sup>セで</sup> 扨,結合回路の理論<sup>79</sup> から二次回路のインピーダンスは

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \tag{9.17}$$

これに二次回路が結合すると

$$Z_1' = \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{Z_2^2}\right) + j\left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2 X_2}{Z_2^2}\right)$$
(9.18)

依って,一次回路の等価抵抗及び等価リアクタンスは

$$R'_{1} = R_{1} + \frac{\omega^{2}}{M} R_{2} Z_{2}^{2} = R_{1} + \frac{\omega^{2} M^{2} R_{2}}{R_{2}^{2} + X_{2}^{2}}$$

$$= R_{1} + k^{2} \frac{R_{1}}{1 + \frac{X^{2}}{R_{2}^{2}}} = R_{1} + k^{2} \frac{R_{1}}{1 + n^{2}} = R_{1} \left(1 + \frac{k^{2}}{1 + n^{2}}\right)$$

$$X'_{1} = X_{1} - \frac{\omega^{2} M^{2} X_{2}}{Z_{2}^{2}} = \omega L_{1} - k^{2} \frac{R_{1} R_{2} X_{2}}{R_{2}^{2} + X_{2}^{2}}$$

$$(9.19)$$

$$=\omega L_1 - k^2 \frac{R_1 \frac{X_2}{R_2}}{1 + \frac{X_2^2}{R_2^2}} = \omega L_1 - k^2 \frac{nR_1}{1 + n^2}$$
(9.20)

故に、一次回路に接続された増幅管のプレート側からみたインピーダンスは、

$$\begin{split} Z_p &= \frac{1}{\frac{1}{j\omega C}} + \frac{1}{R_1' + j\omega L_1'} = \frac{R_1' + j\omega L'}{1 + j\omega C(R_1' + j\omega L_1')} \\ &= \frac{R_1 \left( 1 + \frac{k^2}{1 + n^2} \right) + j\omega \left( \omega L_1 - k^2 \frac{nR_1}{1 + n^2} \right)}{1 + j\omega C \left[ R_1 \left( 1 + \frac{k^2}{1 + n^2} \right) \right] + j \left( \omega L_1 - k^2 \frac{nR_1}{1 + n^2} \right)} \\ &= \frac{R_1 \left( 1 + \frac{k^2}{1 + n^2} \right) + j \left( \omega L_1 - k^2 \frac{nR_1}{1 + n^2} \right)}{1 + j\omega C R_1 \left( 1 + \frac{k^2}{1 + n^2} \right) - \omega^2 L_1 C + \omega C k^2 R_1 \frac{n}{1 + n^2}} \\ &= \frac{R_1 + j\omega L_1 + \frac{k^2 R_1}{1 + n^2} - j \frac{k^2 R_1 n}{1 + n^2}}{1 + j\omega C \left( R_1 + j\omega L_1 + \frac{k^2 R_1}{1 + n^2} - j \frac{k^2 R_1 n}{1 + n^2} \right)} \end{split}$$

ここに,

$$\frac{k^2R_1}{1+n^2} - j\frac{k^2R_1n}{1+n^2} = k^2R_1\frac{1-jn}{1+n^2} = k^2R_1\frac{(1-jn)(1+jn)}{(1+n^2)(1+jn)} = k^2R_1\frac{1}{1+jn}$$

なる故、

$$Z_{p} = \frac{R_{1} + j\omega L_{1} + \frac{k^{2}R_{1}}{1 + jn}}{1 + j\omega C\left(R_{1} + j\omega L_{1} + \frac{k^{2}R_{1}}{1 + jn}\right)} = \frac{R_{1} + j\omega L_{1} + \frac{k^{2}R_{1}}{1 + jn}}{1 + j\omega CR_{1}\left(1 + jn + \frac{k^{2}}{1 + jn}\right)}$$
(9.21)

<sup>79</sup> 拙著『全波受信機』(誠文堂新光社)P.40~44.

ここで ,  $R_1 \ll \omega L_1$  , k < 1 とすれば

$$Z_{p} = \frac{j\omega L_{1}}{j\omega CR_{1} \left(1 + jn + \frac{k^{2}}{1 + jn}\right)} = \frac{L_{1}}{CR_{1}} \frac{1 + jn}{(1 + jn)^{2} + k^{2}} = \frac{\omega L_{1}}{\omega CR_{1}} \frac{1 + jn}{(1 + jn)^{2} + k^{2}}$$

$$= Q \frac{1}{\omega C} \frac{1 + jn}{(1 + jn)^{2} + k^{2}} = Q\omega L_{1} \frac{1 + jn}{(1 + jn)^{2} + k^{2}}$$

$$= Q \frac{1}{\omega C} \frac{1 + jn}{(1 + jn)^{2} + k^{2}} = Q\omega L_{1} \frac{1 + jn}{(1 + jn)^{2} + k^{2}}$$

$$(9.22)$$

従って,前段の真空管の格子へ  $1\mathrm{V}$  を与えたとき  $L_1$  の両端に生ずる電圧  $E_p$  は

$$E_p = 2\pi f L_1 Q g_m \frac{1+jn}{(1+jn)^2 + k^2}$$
(9.23)

 $E_p$  を  $j\omega L_1$  で割れば  $i_p$  が求まり,これに  $j\omega M (=jk\sqrt{R_1R_2}=jk\sqrt{AR_1})$  を乗ずれば二次側の誘起電力が求まる.依って二次電流  $i_s$  は

$$i_s = \pm \frac{E_p}{j\omega L_1} \cdot \frac{jk\sqrt{AR_1}}{AR_1(1+jn)} = \pm \frac{E_pk}{2\pi f L_1(1+jn)\sqrt{A}}$$
 (9.24)

これにより二次電圧を求め,更に $E_p$ の式を代入すれば

$$E_s = \pm 2\pi f L 1 Q g_m \frac{jk\sqrt{A}}{(1+jn)^2 + k^2}$$
(9.25)

 $rac{E_s}{2} \pm E_p$  が整流管に加わる合成ベクトルである.

$$E_{det} = 2\pi f L_1 Q g_m \frac{(1+jn) \pm \frac{jk}{2}}{(1+jn)^2 + k^2}$$
(9.26)

上の+符号が $E_3$ を,-符号は $E_3'$ を表す $.E_3$ の絶対値は

$$|E_3| = 2\pi f L_1 Q g_m \frac{\sqrt{1 + n^2 + \sqrt{Akn} + \frac{Ak^2}{4}}}{\sqrt{1 + k^4 + n^4 + 2k^2 - 2n^2 - 2k^2n^2}}$$
(9.27)

次に,

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \frac{dE_3}{df_i'} \end{bmatrix}_{f_i' = f_i} \quad \mathbf{XIJ} \quad \frac{dn}{df_i'} = \frac{Q}{f_i}$$
 (9.28)

故に,

$$S = \frac{2Q}{f_i} \cdot \frac{dE_3}{dn} \tag{9.29}$$

となる.

先ず, $|E_3|$  を n について微分した後 n=0 と置き  $2Q/f_i$  を乗ずれば

$$S = 2\pi L_1 Q^2 g_m \frac{\frac{1}{2} Ak}{(1+k^2)\sqrt{1+\frac{Ak^2}{4}}}$$
(9.30)

上式より,S は  $f_i$  に無関係で L, $Q^2$ , $g_m$  に比例し,かつ A と k とのある函数となる.  $\frac{\partial S}{\partial k}=0$  として S を最大ならしめる k の値は

$$k = \sqrt{\frac{\sqrt{1+2A}-1}{A}} \tag{9.31}$$

となる.

数値例として,

$$L = 0.5 \times 10^{-3} \text{H}$$
  
 $Q = 100$   
 $g_m = 1.5 \times 10^{-3} amp./\text{V}$   
 $A = 2$   
 $K = 0.785$ 

とすれば ,  $S=0.113 {
m V/c/s/V}$  となり ,  $10 {
m c/s}$  離れると  $1.13 {
m V}$  の出力となる .

# 6 周波数制御回路,リアクタンス管の原理

局部発振器の共振回路に接続され,周波数弁別器の出力 (AFC 電圧) を受けて発振周波数の偏移を補正する部分を制御回路と言う.制御回路は電気機械的のものもあるがここには純電気のもののみ説明する.

これは真空管と移相回路との組合せよりなり,この真空管が等価的にリアクタンスとして作用するのである.よってこのように動作する真空管をリアクタンス管と言う.

次にリアクタンス管の原理を説明する $^{80}$ . 図 9.12 の如き回路に於て局部発振器の 共振回路  $L_oC_o$  に並列に , リアクタンス管として作用すべき真空管管 V を接続し , V のグリッドへはプレート交流電圧 (共振回路の電圧) $e_p$  を適当なインピーダンス  $g_0$   $Z_1$  および  $Z_2$  で分圧して与える。

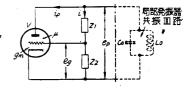


図 9.12

この回路に於て  $Z_1$  ,  $Z_2$  の直列回路に流れる電流 i は

$$i = \frac{e_p}{Z_1 + Z_2} \tag{9.32}$$

リアクタンス管 V のグリッドに加わる電圧  $e_a$  は

$$e_g = i \cdot Z_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} e_p \tag{9.33}$$

又,リアクタンス管のプレート電流はグリッド電圧およびプレート電圧に支配され,その交流分 $i_p$ は

$$i_p = g_m \left( e_g + \frac{e_p}{\mu} \right) = g_m \left( \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{1}{\mu} \right) e_p$$
 (9.34)

となる、この式からリアクタンス管が示す見かけのインピーダンスは

$$Z = \frac{e_p}{i_p} = \frac{1}{g_m \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{1}{\mu}\right)}$$
(9.35)

アドミッタンスは

$$Y = \frac{1}{Z} = g_m \left( \frac{1}{\mu} + \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \tag{9.36}$$

一般に  $|Z_1| \gg |Z_2|$  となるように選ぶから

$$Z = \frac{1}{g_m} \frac{1}{\left(\frac{1}{\mu} + \frac{Z_2}{Z_1}\right)} \tag{9.37}$$

$$Y = g_m \left(\frac{1}{\mu} + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \tag{9.38}$$

 $Z_2/Z_1$  は一般的に抵抗分 (実数部) とリアクタンス分 (虚数部) とよりなりその大きさは  $g_m$  によって変化する.即ち,V はリアクタンス分を含みその値は相互コンダクタンスによって変化するから,弁別回路で得られた AFC 電圧をリアクタンス管 V のグリッドに与えれば,共振回路に作用するリアクタンスの値,従って発振周波数を変化せしめ得る.

<sup>80</sup> 前田憲一・林龍雄編著『周波数変調』(修教社)P.111~112

 $Z_1$  および  $Z_2$  として用いるインピーダンスの性質により種々なリアクタンス管が得られる。

# 7 インダクタンス管,キャパシタンス管

# (a) インダクタンス管 (I)

図 9.13 のように , 局部発振器の共振回路に真空管 V と抵抗 R , 蓄電器 C を接続し , 共振回路の電圧を  $e_p$  とすれば , R , C 直列回路に流れる電流 i は



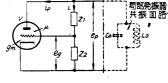


図 9.13 インダクタンス管回路 (I)

又,真空管のグリッド電圧
$$e_q$$
は

$$e_g = i \frac{1}{i\omega C} = \frac{e_p}{i\omega CR - 1} \tag{9.40}$$

故にプレート電流  $i_p$  は

$$i_p = e_g g_m = \frac{e_p g_m}{j\omega CR - 1} \tag{9.41}$$

従って, 見かけのインピーダンスは

$$Z = \frac{e_p}{i_p} = \frac{j\omega CR - 1}{g_m}$$

今,この回路に於て  $R\gg \frac{1}{\omega C}$  即ち  $\omega CR\gg 1$  なる條件が成立するよう R 及び C の値を選定すれば

$$Z = \frac{1}{g_m} j\omega CR \tag{9.42}$$

となり,等価的に

$$L_e = \frac{CR}{q_m} \tag{9.43}$$

なる誘導性リアクタンスとして作用する.従って,この回路をインダクチブ・リアクタンス省略してインダクタンス管と言う.

## (b) インダクタンス管 (II)

図 9.14 のように真空管 V, インダクタンス L , 抵抗 R を接続すれば

$$i = \frac{e_p}{R + j\omega L} \tag{9.44}$$

$$e_g = Ri = \frac{e_p R}{R + j\omega L} \tag{9.45}$$



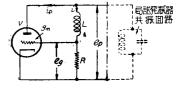


図 9.14 インダクタンス管 (II)

従って,見かけのインピーダンスは

$$Z = \frac{e_p}{i_p} = \frac{1}{g_m} \left( 1 + \frac{j\omega L}{R} \right) \tag{9.47}$$

ここで  $R \ll \omega L$  なるように回路定数を定むれは

$$Z = \frac{1}{q_m} \frac{j\omega L}{R} \tag{9.48}$$

となり,等価的に

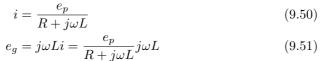
$$L_e = \frac{L}{g_m R} \tag{9.49}$$

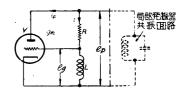
なるインダクタンスとして作用する.

(c) キャパシタンス管 (I)

図 9.15 のように真空管 V, 抵抗 R, インダクタンス L を用うれば

$$i = \frac{e_p}{R + j\omega L} \tag{9.50}$$





故に,プレート電流 $i_p$ は

図 9.15 キャパシタンス管 (I)

$$i_p = e_g g_m = \frac{j\omega L e_p}{R + j\omega L} g_m$$

従って見かけのインピーダンスは

$$Z = \frac{e_p}{i_p} = \frac{1}{g_m} \frac{R + j\omega L}{j\omega L} = \frac{1}{g_m} \left( 1 + \frac{R}{j\omega L} \right)$$

$$\tag{9.52}$$

ここで, $R \ll \omega L$ なる如くすれば

$$Z = \frac{1}{g_m} \frac{R}{j\omega L} = \frac{1}{g_m} \frac{1}{j\frac{\omega L}{R}}$$

となり,等価的に

$$C_e = g_m \frac{\omega L}{R} \tag{9.53}$$

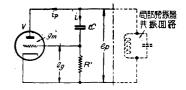
なる容量性リアクタンス管として作用する.故に,この回路をキャパシチプ・リアクタンス管略してキヤパシタンス管と 言う.

#### (d) キャパシタンス管 (II)

図 9-16 の如く , インダクタンス管の場合と R , C の位置が反対の回路では

$$i = \frac{e_p}{R - j\frac{1}{\omega C}} = \frac{j\omega C e_p}{j\omega C R - 1}$$

$$(9.54)$$



これは前と同じて, グリッド電圧は

$$e_g = iR = \frac{j\omega C e_p}{j\omega C R - 1} R$$
 (9.55) 図 9.16 キャパシタンス管 (II)

プレート電流は

$$i_p = e_g g_m = \frac{j\omega C \cdot e_p}{j\omega CR - 1} Rg_m \tag{9.56}$$

見かけのインピーダンスは

$$Z = \frac{e_p}{i_p} = \frac{1}{q_m} \frac{1}{R} \frac{j\omega CR - 1}{j\omega C} = \frac{1}{q_m} \left( 1 - \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

$$(9.57)$$

この回路に於て  $R \ll \frac{1}{\omega C}$  即ち  $\omega CR \ll 1$  となるように R ,C の値を選定すれば

$$Z = -\frac{1}{g_m} \frac{1}{j\omega CR} \tag{9.58}$$

となり等価的に

$$C_e = g_m CR (9.59)$$

なる静電容量として作用する.即ち,キャパシタンス管となる.

#### 変形リアクタンス管回路

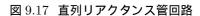
# (a) 直列インダクタンス管

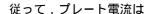
図 9.17 の如く回路を構成せしめると

$$j = \frac{j\omega C e_0}{j\omega C R - 1} \tag{9.60}$$

ここで ,  $R\gg \frac{1}{\omega C}$  ならしむれば

$$e_g = \frac{e_0}{i\omega CR} \tag{9.61}$$





$$i_p = e_g g_m = \frac{e_0}{i\omega CR} g_m$$

 $L_p-L_0$  間の相互インダクタンスを M とすれば ,  $i_p$  により共振回路に誘発される電圧は

$$e' = \pm j\omega M i_p = \pm \frac{M}{CR} e_0 g_m \tag{9.62}$$

従って,局部発振器共振回路に流れる電流を  $i_0$  とすれば, $L_0$  両端の電圧はもとの  $i_0L_0$  に上の e' を加えたものになる.即ち

$$e_0 = j\omega L_0 i_0 + e' = j\omega L_0 i_0 \pm \frac{M}{CR} e_0 g_m = j\omega L_0 i_0 \pm K e_0$$
(9.63)
但し、 $K = \frac{M}{CR} g_m$ 

これから  $e_0$  を求むれば,

$$e_0 = \frac{j\omega L_0}{1 \mp K} i_0$$

これを (9.63) 式に代入して

$$e_{0} = j\omega L_{0}i_{0} \pm \frac{M}{CR} \frac{j\omega L_{0}}{1 \mp K} i_{0} \cdot g_{m} = j\omega \left( L_{0} \pm \frac{L_{0}}{\frac{CR}{Mg_{m}} - 1} \right) i_{0} = j\omega (L_{0} \pm L_{e})i_{0}$$
(9.64)

となる.即ち, $L_0$ と直列に

$$L_e = \pm \frac{L_0}{\frac{CR}{Mq_m} - 1} \tag{9.65}$$

なるインダクタンスが接続されたと等価になり,この値は  $L_p$  の結合方向により正にも負にもなる.

従って,図示の如き R,C,V, $L_p$ ,M よりなる回路を "直列インダクタンス管" と名づける.

#### (b) 電子結合インダクタンス管

図 9.18 で局部発振管  $V_o$  は五極管を用い,遮蔽グリッド回路を発振に用いリアクタンス管 V の制御電圧は,プレートから結合蓄電器  $C_c$  および C を通して供給する.又,リアクタンス管は五格子管を用い第 1 グリッドとプレートに高周波電圧を,AFC 電圧は第 3 グリッドに与える,この回路に於て V の相互コンダクタンスを増加すれば発振周波数が低下する.実際の場合寄生振動が起ることがあると言うが,その原因の一つは V の第 1 グリッドとプレートに高周波チョークがあるためと思われる.これを抵抗で置きかえれば防げるであろう.又,R を小さくしてもよい.

# 高周波のチョークン

図 9.18 電子結合リアクタンス管

# (c) 逆相リアクタンス管

今まではプレート-グリッド間に接続するインピーダンス  $Z_1$  と , グリッド-

カソード間に接続するインピーダンス  $Z_2$  との間に, $|Z_1|\gg |Z_2|$  なる仮定を置き,且つリアクタンス管が呈するリアクタンス部分のみに就いて考えて来たのであるが,実際には抵杭分をも含みその値は概略リアクタンス管の内部抵抗に相当する.然して,これは発振回路に負荷を及ぼす不利がある.この点を改良したのが逆相リアクタンス管で,図??に示すようにリアクタンス管のグリッドに与える発振電圧をタンク回路のプレート側からとらず,プレート側と逆位相の点からとる点が特徴である.図示のような発振回路に於ては0 点が高周波電圧零で.その上下  $e_{p_0}$  と $e_{g_0}$  は位相が反対である。

この電圧を更に r , C 回路を経て V のグリッドへ与えるため , リアクタンス管のグリッド電圧  $e_g$  はプレート電圧  $e_{p_0}$  に対し約  $90^\circ$  の位相差を有するが , 然もリアクタンス管へ抵抗分を打消すべき負性抵抗を与えることが出来る .

この回路に於て、リアクタンス管のプレート電流は

$$i_p = g_m \left( e_g + \frac{e_{p_0}}{\mu} \right) \tag{9.66}$$

又, $R\gg \frac{1}{\omega C}$ とすれば,

$$e_g = \frac{j}{\omega CR - i} k e_{p_0} \tag{9.67}$$

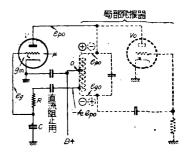


図 9.19 逆相リアクタンス

両式から

$$i_p = g_m \left( \frac{jke_{p_0}}{\omega CR - j} + \frac{e_{p_0}}{\mu} \right) = g_m e_{p_0} \left( \frac{jk}{\omega CR - j} + \frac{1}{\mu} \right)$$
 (9.68)

故に,リアクタンス管のインピーダンスは

$$Z = \frac{e_{p_0}}{i_p} = \frac{1}{g_m \left(\frac{jk}{\omega CR - j} + \frac{1}{\mu}\right)} = \frac{1}{g_m \left(\frac{jk\omega CR}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - \frac{k}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} + \frac{1}{\mu}\right)}$$
(9.69)

アドミッタンスは

$$Y = \frac{g_m}{\mu} \left( 1 - \frac{\mu k}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} + j \frac{\mu k \omega C R}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} \right)$$
(9.70)

となり、次の如き等価抵抗及びリアクタンスを呈する

等価抵抗 
$$:R_e=\frac{\mu}{g_m}\frac{1+\omega^2C^2R^2}{1+\omega^2C^2R^2-\mu k}$$
 等価リアクタンス: $X_e=\frac{\mu}{g_m}\frac{1+\omega^2C^2R^2}{j\mu k\omega CR}$ 

ここで  $\mu k = 1 + \omega^2 C^2 R^2$  となるように回路を調整すれば

$$R_e = \infty$$

$$X_e = \frac{\mu}{g_m} \frac{1}{j\omega CR}$$

となり、抵抗分が打消され純リアクタンスとして作用する.

## (d) プッシュプル・リアクタンス管

リアクタンス管は相互コンダクタンスの変化により等価リアクタンスが変化する.然した, $g_m$  は電源電圧によっても変化するから,リアクタンス管を附加した発振器は,電源電圧による周波数変動が著しくなる不利がある.

この不利を除く方法としてプッシュプル・リアクタンス管回路が考えられた.既に述べた理論で明かなように,インダクタンス管の等価インダクタンスは  $g_m$  に反比例し,キャパシタンス管の等価キャパシタンスは  $g_m$  に比例する.其故,インダクタンス管  $V_L$  とキヤパシタンス管  $V_C$  を図 9.20 のように接続すれは,電源に対しては並列に動作するから,電源電圧が変動して  $g_m$  が変動しても,それによる等価インダクタンスおよび,等価キャパシタンスの変化は逆方向となり  $V_L$ , $V_C$  として同じ特性のものを用うれば,リアクタンス管の附加により電源電圧の変動によって生ずる周波数変動を打消すことができる.

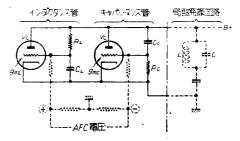


図 9.20 プッシュプル・リアクタンス管 の原理

他方, AFC 電圧は両管に逆位相 (プッシュ・プル) に与えれば,両者による周波数変化が相加されて周波数制御の感度を倍加することが出来る.

この作用を簡単に考えてみる.等価インダクタンス  $L_e$  及び等価キャパシタンスを  $C_e$  とすれば,図示回路の発振周波数は

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_e)(C+C_e)}} \tag{9.71}$$

 $f_0$  は  $(L+L_e)(C+C_e)$  によって定まるから,これをXとすれば

$$X = LC + L_{e}C + LC_{e} + L_{e}C_{e}$$

$$= LC + \frac{C_{L}R_{L}}{g_{m_{L}}}C + L \cdot g_{m_{c}}C_{e}R_{e} + \frac{C_{L}R_{L}}{g_{m_{L}}}C_{e}R_{e}$$
(9.72)

ここで, $V_L$  および  $V_C$  として特性等しきものを用うれば,上式の最後の項は  $g_{m_L}=g_{m_C}=g_m$  として

$$\frac{f_{mC}}{g_{mL}}C_LR_L \cdot C_cR_C = C_LR_L \cdot C_cR_c$$

従って, $g_m$ によって変化する部分のみを考えれば

$$\frac{C_L R_L}{g_{mL}}C + Lg_{mC}C_cR_C = \frac{C_L R_L}{g_m}C + Lg_mC_cR_C$$

ここで電源電圧の変化による  $g_m$  の変化を  $\Delta g_m$  とすれば , それによる発振周波数の変動  $\Delta f_0$  は , 両管における  $\Delta g_m$  が 同方向たるゆえ

$$\Delta f_0 \propto \left[ \frac{C_L R_L C}{g_m \pm \Delta g_m} + (g_m \pm \Delta g_m) C_c R_c L \right]$$

に比例し,第 1 項は  $g_m$  の増減に従って減増し第 2 項の変化はそれと逆になるから各部に定数を適当に組合せれば, $\Delta g_m$  の小さな変化による周波数変化を零ならしめ得る.即ち,電源電圧の変動に対し不感とすることができる.

又,AFC 電圧による各管の  $g_m$  の変化がそれぞに  $\Delta g_m'$  であるとすれば,この場合にはその方向が両管に於て逆方向となる故,

$$\frac{C_L R_L C}{g_m \pm \Delta g_m'} + (g_m \mp \Delta g_m') C_c R_C L$$

即ち, $\Delta g_m'$  による両者の増減の方向は相加わり大なる周波数の変化 (高感度) が得られる.

(e) 入力キャパシタンス管

図 9.21 の如き真空管増幅器の入力から見た静電容量は , カソードーグリッドおよびグリッドープレート間の内部容量をそれそれ  $C_{kg}$  ,  $C_{gp}$  とするとき . 等値的に

$$C_e = C_{kq} + (1+\mu)C_{qp}$$

となる81.

従って、これを発振回路と図 9.22 のように組合せ,AFC 電圧により  $\mu$  を変化せしめれば周波数制御をすることができる.このリアクタンス管としては広い範囲に  $\mu$  が変化する可変増幅率管を用いればばよい.

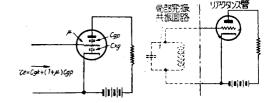


図 9.21 入力等価容量 図 9.22 入力キャパシ タンス管

## 9 AFC より見たる各種リアクタンス管回路の比較

各種リアクタンス管回路を AFC の立場から比較検討するに,一般的に要求される條件

- (a) 回路が簡単なること.
- (b) 感度がよいこと,即ち,AFC電圧の単位値に対する等価リアクタンスの変化が大なること.
- (c) 発振回路に対する負荷効果小なること.
- (d) 動作安定なること.
- (e) 寄生振動などを生じないこと.

を考え前記インダクタンス管 (I) が最も実用的であると思われる.この回路の特徴をあげれば

(a) 移相および電圧分割回路は高抵抗と蓄電器とからなり、蓄電器の Q はインダクタンスのそれより大なるため、発振回路に対し負荷が小さく、殆んど純リアクタンスとして働く。

 $<sup>^{81}</sup>$  例えば , バルクハウゼン『熱電子管』 $(\mathrm{I})\mathrm{P.110} \sim 112$  参照

- (b) インダクタンスを用いるとその分布容量で並列共振を起し、制御作用が消失することがあるが、この回路ではインダクタンスを含まないからその虞がない。
- (c) 周波数制御率が全周波数範囲で殆んど一定である.

リアクタンス管を周波数変調に用いる場合には、電源電圧の変動に対する安定度、周波数変化に附随する振幅変化を少くすることなど種々な問題が厳格に要求されるので、第1にそれらの條件を採り回路が複雑化することはあまり問題にしないが、一般向の受信機に於ける自動周波数制御では、先ず第一に回路の簡易化が要求されるので上の結論に達する、しかし、国際通信のような高級受信機では立場を変えて考えるべきである。

更に,リアクタンス管として用うる真空管自体には,次の條件が要求される.

- (a) 内部抵抗が大なること.(これは発振器に対する負荷を少くするためである)
- (b)  $g_m$  がグリッド・バイアスに対し直線的に変ること.
- (c) プレート電流および遮蔽格子電流が少いこと.

等で , これらを満足するものはシヨート・カット・オフ特性のもの , 例えば 57 , 77 , 6C6 , 6J7 等が適する .

10 AFC の感度向上法

自動周波数制御は

周波数変動 ― その選別 ― 選別器の出力による制御

の三段階に分けて考えられる.故にその制御感度を向上せしめるには,上の各々について考えるべきである.

(1) 周波数変動率を拡大する.受信電波,局部発振波何れの周波数変動も中間周波数の変動となって現われる.一般に前者は充分安定化されており,又,何れが変化しても中間周波に対しては同じ結果となるゆえ後者の変動として取扱う.受信電波の周波数を  $f_i$  、同部発振周波数を  $f_i$  、その変動を  $varDeltaf_{io}$  ,中間周波数を  $f_i$  とすれば

$$f_r \sim (f_{lo} \pm \Delta f_{lo}) = f_i \pm \Delta f_{lo} \tag{9.73}$$

ここでは,この絶対値のみを考えればよい.

AFC の感度をよくするには,先ず単位周波数変動  $varDeltaf_{lo}$  の中心周波数  $f_i$  に対する比, $varDeltaf_{lo}/f_i$  を大ならしめることが必要である.その意味から中間周波数を可成低く選定することは意味がある.然し,この値は他の條件からもも制限され任意にとることは出来ない.

そこで,別に  ${
m AFC}$  の感度をよくするための局部発振器を設け,その周波数を  $f_o$  とし中間周波とを  $^{ extstyle }$  検波し

$$f_o \sim (f_i \pm \Delta f_{lo}) = f_b \pm \Delta f_{lo}$$
但  $U$ ,  $f_b = f_o \sim f_i$  
$$(9.74)$$

なるビート周波を取出す82.然るときはこの出力における周波数変化の比は

$$\frac{\Delta f_{lo}}{f_b} = \frac{\Delta f_{lo}}{f_o \sim f_i} \tag{9.75}$$

となり, $f_b$  を任意に小ならしめれば所要の比を著しく大ならしめ得る.然しこの場合  $f_o$  が変動すると不都合を生ずるから,上の  $^{\circ}$  検波用局部発振器は充分安定な水晶制御によることが望ましい.

又,中間周波出力の n 倍の高調波  $n(f_i\pm\Delta f_{lo})$  をとり出し.更にそれを  $f_o'$  なる附加局部発振器と唸検波すれば

$$f_o' \sim n(f_i \pm \Delta f_{lo}) = f_b' \pm n\Delta f_{lo} \tag{9.76}$$

但し,
$$f_b' = f_o' \sim nf_i$$
 (9.77)

ごの変化比は

$$\frac{n\Delta f_{lo}}{f_b'} = \frac{n\Delta f_{lo}}{f_o' \sim nf_i} \tag{9.78}$$

この n を大に ,  $f'_b$  を小にすれば更に高感度になし得る .

<sup>82</sup> 望月冨昉「自動周波数制御方式」『特許』No.145,918

第一の方法では  $f_b < f_i$  なるゆえ周波数弁別器の中間周波数を低くする必要があり,その結果弁別感度を犠牲にしなければならぬ場合もあり得るが,第二の方法では  $f_b' = f_i$  にすることも出来,任意の値を採り得る利点がある.一般に,倍周してビート降下し又それを倍周してビート降下することを繰返せば,上記周波数変化比は加速度的に大ならしめ得る.

上の最後の中心周波数を  $F_b$  , 周波数変動の倍化比を N とすれば

$$\frac{N\Delta f_{lo}}{F_h} = K_f$$

がその変動比である.

(2) 周波数弁別傾度を大ならしめる.単位周波数変動  $\Delta f_{lo}$  に対する周波数弁別別器の出力電圧 (AFC 電圧) の変化, $\Delta E$  を大ならしめれば AFC の感度が高くなる.この比

$$\frac{\Delta E}{\Delta f_{lo}} = K_c$$

を周波数弁別傾度といい,上の感度を表わす.

これは弁別器の共振回路の Q に比例するから,水晶共振器の如き Q の大なるものを用いることが考えられる.図 9.23 はその回路を示したもので,その特性の一例が図 9.24 に示してある $^{83}$ .

(3) 制御器の感度 リアクタンス管の等価リアクタンス  $X_e$  は相互コンダクタンス  $g_m$  の函数で , その変化は比較的せまい範囲で  $g_m$  に略比例する . 然して , AFC 電圧をグリッド与えて  $g_m$  従って  $X_e$  を変化して周波数を制御するものであるから , この制御感度を大ならしめるには

$$\frac{\Delta g_m}{\Delta E} \frac{\Delta X_e}{\Delta g_m} = \frac{\Delta X_e}{\Delta E} = K_x$$

の大なるリアクタンス管回路を得ることとなる.そのため  $df_m/de_g$  の大なる真空管を選ぶこと,又,発振回路の L を大にし C を小にした方がよい.然し,その結果は安定度がわるく,LC の積の値は所定周波数から決まり,且つ発振周波数を変えるには C を可変とするから,発振周波数によってその感度が異ることとなる.

# 11 AFC 附加受信機取上の注意

 ${
m AFC}$  附加受信機を調節してある局に同調させるようにすると,ダイヤルの指示が同調点より例えば  ${
m 5KC}$  も離れているのに,受信機は飛躍的に同調する.こ



れは受信波と局部発振との差周波数が,周波数弁別器の動作範囲 (引込帯域) 内にはいったためである.又,この局に調整中はダイヤルの指示が同調点から例えば  $7 {
m KC}$  離れるまで同調を保ち,そこで引込帯域外へ出ると最早  $A {
m FC}$  が動作し得なくなり,同調を保てなくなって飛躍的に同調を外れる.従って  $A {
m FC}$  附受信機を取扱っていると,同調が極めて鈍いような感じを受ける.

大電力局を受けている場合には,屡やダイヤルの指示が同調点から例えば  $20 {
m KC}$  も離れたところで,はじめて飛躍的に同調から外れることもある.従って,大電力局に同調保持中はその同調が外れるまでの間にある近接の局を跳びこえてしまう.又,或小電力局を受信しているとき,その附近の周波数の大電力局が電波を出すと,局部発振周波数がそれに引込まれて,小電力局の受信が不能になることがある.

AFC は一般には引込帯域が広く,且つ制御感度の高いことが要求されるが,このような問題を少くするには引込帯域を狭くした方がよい,尚,必要により同調調節中 AFC の動作を切離すようにすることである.

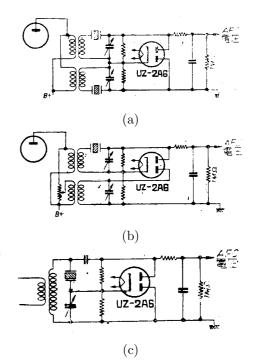


図 9.23 水晶濾波器による周波数弁別 回路

周波数偏差(%)

 $<sup>^{83}</sup>$  溝上 銈・藤田徳彌「水晶を用いたる自動同調制御について」第 2 回電信電話学会秋期大会予稿 , 第三部 , No.115(『信話誌』, 昭.12.1. P.106 ~ 110)

又,比較的長時間の深いフェーディングの場合,あるいは送信機が短時間でも停止した場合,A1 電波を受信するときなど,受信電波(従って中間周波)の出力が殆んど消滅するか,もしくは断たれてしまうから,AFC 作用が停り,その時局部発振周波数が引込帯域外に逸脱してしまい,次に受信波が所要値に回復しても受信不能になることがある.この欠点を除去するには,例えば中間周波出力が低下し,AFC 装置を駆動し得なくなると,自動的に弁別器の出力時定数回路の蓄電器放電抵抗回路を断つか $^{84}$ ,或は,AFC 電圧がなくなると自動的に局部発振器を周波数変調し,その中のどこかで受信電波を受入れられるようにする方法等が考えられている.この場合,受信波の勢力が回復すれば AFC が動作し始め,局部発振の周波数変調は自動的に止む.

更に,従来のものでは弁別器の出力は周波数変動のみならず入力電圧の変動の影響をも受け,周波数は安定していてもフェーデングなどの原因で受信波の強さが変動すると,それに従って局部発振周波数が変化せしめられ,AFC 装置の存在のため受信を反って不安定にすることがある.これに対しては中間周波出力を電圧制限器を通して一定電圧にしてから弁別器に与えるか $^{85}$ ,或は,中間周波に強勢同期された発振器 (吸着発振器) の出力を弁別器に与える方法もある.これによれば大電力局か小電力局かによって制御感度並に引込帯域が変化すると言う欠点も救われる.

初校に際して, 余白を利用し AFC に関する文献を追加する (昭.24.2.10)

- (i) 大島「AFC 回路の等価回路による解析」『国際電気通信研究所技術研究時報』Vol.1, No.4(昭.21.10)
- (ii) 古橋好夫「AFC 回路の時定数について」『国際電気通信研究所技術研究時報』Vol.2, No.1(昭.22.1)
- (iii) 古橋好夫「AFC 回路の動作理論」『通信誌』No.232(昭.22.11)
- (iv) 早川:特許 No.143,681

 $<sup>^{84}</sup>$  特許第 145,117 号

<sup>85</sup> 望月冨昉「自動周波数制御方式の改良」特許 No.56510

# 第10章 自動音量制御及び自動選択度制御

# 1 自動音量制御の必要性と AVC 装置の原理及び構成

近距離局からの受信電波は地表波であるが,数十 Km 以上になると空間波が到来し特に夜間はこれが強勢になる.又,更に遠距離になると地表波は到来せず空間波のみとなる.たとえ空間波が到来しても極めて強勢のときは問題にならぬが,地表波と比較され得る程の強さになると両者間に干渉が起り,その位相差のために受信機の入力電圧が刻々変動する.これは地表波と空間波の径路の長さが異ること並びに,空間波を反射する電離層の高さ及び電離度等が一定でなく,従って空間波の径路の長さ及び強さが刻々変化するためである.

空間波のみを受信する場合にも,種々異る経路を通った多種多様な空間波があるため,それらの間に干渉を起して同様な現象が生ずる.斯様にして受信機の入力電圧が時間的に変動する現象をフェーデング (fading) と言う.

フェーデングのため受信機の出力が変動し安定な受信が困難になる,極く緩慢なフェーデングなら手動的に受信機の感度を変化して出力を一定化することも出来るであろうが,一般にそのように遅い場合は少く且つ煩雑で実用になならない.フェーデングを防止する方法としてダイバーシチー通信方式其の他があるが,一般の受信機には採用し得ない.

一般の受信機でフェーヂングによる受信機の出力変動を除去するには,入力の変動に逆比例して受信機の利得を自動的に変化する方法が最も簡単で有効である。これを自動音量制御 (automatic volume cotrol) 略して AVC と言う.

図 10.1 は AVC を設けたスーパー・ヘテロダイン受信 機の構成を示したものである.即ち,中間周波増幅器の 出力を整流しその出力を負方向に取出して,高周波増幅 管,周波数変換管,中間周波増幅管のグリッド・バイア スとして与えるのである.この整流器は普通第二検波器 が共用される.通常の通信方式に於ける検波器の出力の中には搬送波の強弱に比例して脈動する直流分と,信号波(低周波)及び中間周波成分,それ等の高調波等が得

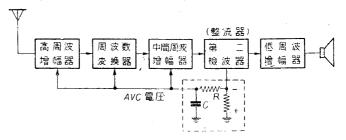


図 10.1 AVC を設けた受信機の構成

られるが, ${
m AVC}$  には直流分を利用するのである. ${\it CR}$  なる回路は低周波成分その他の交流分を除去するための濾波器である.

この濾波が不充分であると反結合を生じ種々の不都合がある.

受信機の入力が強くなると整流器の出力電圧が上昇し、その直流脈動分従って AVC 被制御管 (高周波増幅管、周波数変換管等)のグリッド・バイアスが負の方向に上昇し、増幅度が低下して受信機の出力は減少する.反対に入力が弱まると負バイアスが低下して受信機の出力が増大し、結局受信機の感度が入来波の強弱に逆比例して自動的に変化せしめられ、出力は一定化されるのである.

#### 2 AVC の特性

AVC の作用は弱い入力を強め、強い入力を弱めるのでなく、常に強いものを弱めて一定レベルに揃えるように作用するのである。換言すれば入来電波が零になり従って AVC 電圧が無くなっても、受信機の感度は AVC を設けぬ場合より大になることはない。前に入力が弱まると受信機の出力が増大すると言ったのは、最高感度から抑圧された動作基準点に就いてのことである。

フェーヂングは細いピッチで或はまた緩慢に、不規則にあらわれるものである.故に AVC を完全に動作させるには,フェーヂングの速さに応じて制御の速さを変化させることが理想であるが,これは実際問題として不可能である.そこで信号波の最低周波数を考えて普通濾波器の時定数を 1/10 秒程度にする.これは CR の値によって定まる.

図 10.2 は受信機の入力  $\longrightarrow$  出力関係と AVC の一般特性を示したものであ

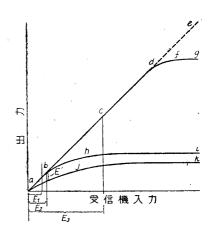


図 10.2 受信機の入力-出力関係と AVC の一般特性

る.出力が入力にずっと比例するなら両者の関係は直線 abcde で表される.然し,このような関係が成立するのは入力が比較的弱い範囲で,真空管の本質的な非直線性のため通常は曲線となるが,小さい入力に対しては直線と見做して差支えない.入力が或程度以上になると出力は飽和し dfg の如き特性を示す.これが AVC を設けてない受信機の一般的関係である.AVC を附加すると ajk の如き関係になりこれがない場合に比し出力 (感度) が低下し,入力電圧が  $E_3$  以上となれば出力は殆んど一定化される.然し, この場合には極めて微弱な電波に対しても受信機の感度が低下させられるため,弱い電波の受信を困難ならしめる不都合がある.

この点を改良したのが遅動 AVC(delayed AVC) 略して DAVC と言われるもので,整流管 (検波管) に適当な偏倚電圧を与えて置き中間周波出力が予定値以上になるまでは整流を行わず.それを超えた時はじめて整流するようになっている.従って入来電波が弱いときは AVC は動作せず受信機は最高感度で動作していて,それ以上の入力から AVC が動作し始めるから,この場合の入力 — 出力の関係は abhi 曲線のようになる.即ち,入力電圧が  $E_1$  までは AVC 動作せず,普通の AVC ではこのとき E' だけ感度が低下する不利があるが,これが DAVC によって防止できたわけである.上の動作し始める電圧  $E_1$  を如何程にするかは種々な條件によって異るが,数 V 程度が適当である.これは前記偏倚電圧によってきまり必要により可変とすることも出来る.

被制御管のグリッド・バイアスは固定バイアスに AVC 電圧が附加され,AVC 電圧によって動作基点が移動されるわけであるがら, $E_g \longrightarrow I_p$  特性が曲っていると出力波形に歪を与えまた混変調を起す.シャープ・カット・オフのものでは制御範囲がせまく上記の不都合があるので,図 10.3abcd の如く裾を引いた所謂リモート・カット・オフ特性のものが適している.斯様な特性を有する増幅管を可変増幅率管と言い,恰も増幅定数の異る二つの特性 abe と fcd とを組合せた真空管と考えられその実際の構造は制御グリッドのピッチを不均一にしたものである.これは制御グリッドの負バイアスの大小により増幅率は小さく又は大きくなる.この特性はプレート電流の明瞭な遮断点をもたぬため,グリッドに大きい交流電圧が加わった場合にはバイアスを大ならしめるようにすれば,動作範囲を常に大体直

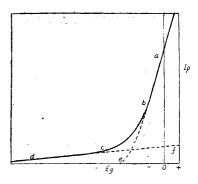


図 10.3 可変増幅率管の特性

線部分にあらしめることが出来て,著しい歪も生ぜすまた混変調も起らない.尚,増幅率が変化することは相互コンダクタンスが変化することに相当し,五極管のような多極管に於ける増幅度は相互コンダクタンスに比例するので,この点からも増幅度制御を説明することが出来る。図 10.4 に増幅管 6D6 及び周波数変換管 6A7 のグリッド・バイアスと相互コンダクタンスの関係が例示してある.DAVC の歪に就いては K. R. Sturiev 氏の研究 $^{86}$ がある.

AVC の感度を鋭敏にするためには,被制御管グリッド・バイアスの変化に対する相互コンダクタンス変化  $\partial g_m/\partial E_g$  の大なるものを使用すると共に被制御管の数を多くする.通常の受信機では高周波増幅管,周波数変換管及び中間周波増幅管に AVC 電圧を与える.然し球数の多い受信機では後段の真空管ほど過負荷になりがちであるから,全部の真空管に一様に同一の AVC 電圧を与えることは好ましくない.中間周波増幅 2 段以上のものになると最後の中間周波増幅管には他より低い AVC電圧を与えるようにし,その代りその固定バイアスを他の真空管より少し高い目にして置くのである.この場合整流管(検波管)から得られた AVC 電圧は抵抗により適当に分割して与える.通常の AVC 電圧用  $\frac{24 \times 27}{16 \times 27}$  は一段であるが,上のように分割するものでは二段以上になる,このとき各段の時定数を異らしめることも出来る.

AVC の特性は大部分真空管の特性によってきまる. 感度をよくするため AVC 電圧を直流増幅するものもあるが、大した実用価値のあるものではない.

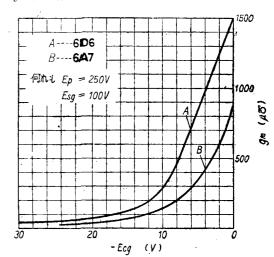


図 10.4~6D6 及び 6A7 のグリッド・バイアス  $g_m$  の関係

又, AVC を有する受信機で或局から他の局へ同調を移すとき, その中間では入来電波がないため AVC 電圧がなくなり, 受信機の感度が最高となり雑音が著しく増加する.又, フェーヂングで電波が極度に弱くなった場合にも同様の現象

<sup>86</sup> K. R. Sturley: 『海通誌』, No.129.(昭.18, 12)

を生ずる。これは特に高感度受信機に於て痛感されることである.そこで,この現象を軽減するためにある強さ以下の入力電圧では低周波増幅管の動作を停止させて置き,それ以上の入力電圧から受信機が動作し出すようにしたものがある.この方式を静動音量制御(quiet automatic volume control)略して QAVC と言い,自動雑音制御方式の一種である.更にまた,受信機の入力が弱くなると,自動的に低周波増幅部に於ける高音部の増幅度を減少せしめ,高音部を遮断すれば雑音が減少する特性を利用した,所謂自動音色調節(automatic tone control)方式を採用して QAVC 作用をなさしめるものもある.

AVC を有する受信機では,同調調節に当り同調点では感度が下り,離調部分でかえつて感度が上昇するため同調が鈍化したような感じを受け,同調指示器等の補助装置がないと,完全な同調点を見つけることが難かしくなる.

AVC を有する受信機でなお考慮を要する問題は,信号対雑音比に関連した歪の考慮である.元来 AVC は真空管の特性曲線の曲った性質を利用するものであるから,歪による漏話や音質の劣化を来さないためにも,被制御管として特性曲線の曲りの急激でない可変増幅率管を用いるのであるが,更に,そこに加わる高周波電圧や中間周波電圧から考えれば,その電圧の小さいうち,即ち特性曲線の一部分の直線と見做される範囲で動作するうちに処理する方がよいわけである.これは高周波増幅初段に近い所に於て AVC をかければよいことを意味する.

然し,他方に於て等価雑音抵抗  $R_n$  がプレート電流  $I_p$  に比例し  $g_m$  の 2 乗に反比例すると言う條件  $R_n=I_p/g_m^2$  を考えると,S:N の最も問題になるような弱信号の状態で, $I_p$  が大きくなって  $R_n$  の大きい値で働くことになる.これも高  $g_m$  低雑音の可変増幅率管があれば問題ないが,真空管の現状で望み難いことになれば,AVC 電圧をかけるのは高周波増幅 2 段目以下が最もよいことになる.又,真空管が非常によいか或は S:N 比を大して問題にしない場合に限って,周波数変換管でAVC 制御してもよいがそうでなければあまり賛成できない.

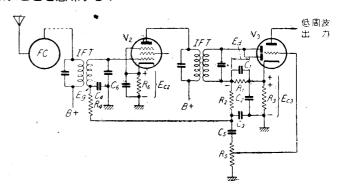


図 10.5 簡単な AVC 回路

#### 3 AVC 回路の実例

図 10.5 は最も簡単な AVC 回路を示したもので,中間周波増幅管  $V_2$  の出力が中間周波変成器 IFT を経て複合管  $V_2$  の二極管部で検波される. $R_1'$  はその負荷抵抗, $C_1$  は中間周波側路蓄電器である.検波出力は  $R_2$  及び  $C_3$  なる濾波回路を通り低周波成分は直流阻止蓄電器  $C_3$  ,ボテンショメーター  $R_5$  を経て三極管部のグリッドに与えられ増幅される.陰極回路の  $R_3C_2$  回路は,三極管(低周波増幅部)のグリッドにバイアスを与えるためのセルフ・バイアス回路である.

検波出力中の直流分は抵抗  $R_4$  を通して中間周波増幅管のグリッドへ負方向に与えられる.蓄電器  $C_4$  は AVC の作用に適当な時定数を与えるため,並に交流成分を除去するための濾波作用を兼ねたものである. $V_2$  のグリッド電圧  $E_g$  はその陰極を基準に考えるべきで各部の電圧の極性を考えれば次のようになる. $E_g=-E_{c_2}+E_{c_3}-E_d$ この中  $E_d$  が AVC 電

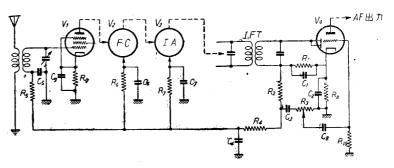


図 10.6 並列濾波回路を用いた多段 AVC 回路

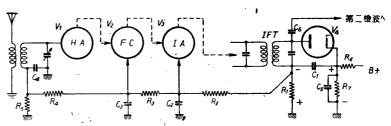


図 10.7 直列分割濾波器を用いた遅動多段 AVC 回路

圧で到来電波がないときは  $E_g=E_{c_3}-E_{c_2}$  となるから , 負のバイアスを与えるためには  $E_{c_2}>E_{c_3}$  となるべきでこの値が働作基点となる. ${
m AVC}$  電圧が与えられると  $V_2$  のプレート電流及び遮蔽格子電流が減り , 従って  $E_{c_2}$  が低下して  ${
m AVC}$ 

作用を低下するようになるから, $R_6C_6$  回路の時定数も考慮する必要がある.

図 10.6 に . 高周波増幅管  $V_1$  , 周波数変換管  $V_2$  , 中間周波増幅管  $V_3$  等に AVC 電圧を与えた回路で ,  $R_5C_5$  ,  $R_6C_6$  ,  $R_7C_7$  等は並列濾波時定数回路を形成し,各管に別々の濾波回路が設けられている例である.又 ,  $R_4C_4$  なる濾波回路は各管に共通に直列に接続されている .

図 10.7 は DAVC 回路の一例で, $R_7$  の電圧降下が整流管  $V_4$  のプレートへ負バイアスとして与えられ,この値により遅動電圧を任意に選ぶことが出来る.尚, $R_2$ , $R_3$ , $R_4$ , $C_2$ , $C_3$ , $C_4$  等は濾波時定数回路を形成し,且つ  $R_5$  と共に AVC 電圧が分割され,各被制御管  $V_1$ , $V_2$ , $V_3$  等に与えられる AVC 電圧が異らしめてある.

図 10.8 図は QAVC 回路の一例で  $V_1$  は検波 (整流)管, $V_2$  は仲介制御管, $V_3$  は低周波増幅管である. $\overline{M}$ ,受信電波がないか,或は極めて弱勢なるときは, $R_1$  に整流電圧が発生せず,従って AVC 電圧がかからず高周波増幅乃至中間周波増幅は最高感度で作動し雑音も激しい. $R_1$  に整流電圧がないことは  $R_4$  に電圧がないことで,このとき  $V_2$  のグリッド・バイアスは零であるから, $R_6R_8$  に陽極電流による電圧降下が生じ,それが  $V_3$  のグリッドへ負バイアスとして与えられてその動作が遮断され,出力側に雑音が出ることを阻止している.次に,同調がとれ正常受信状態になると中間周波増幅器の出力が  $V_1$  で検波され, $R_1$  に生じた直流電圧降下が  $R_2R_3$  を通して  $R_4$  に供給され, $V_2$  に負のグリッド・バイアスが与えられる結果,その陽極電流,従って  $R_6R_9$  中の電圧降下が少くなり, $V_3$  のグリッド・バイアスが低下して正常の動作状態となり,この時,結合蓄電器  $C_4$ ,ポテンショメーター  $R_5$  を通して,検波低周波電

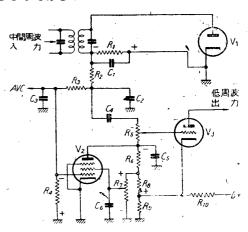


図 10.8 QAVC 回路の一例

圧がそのグリッドに与えられて増幅され受信機の出力に現われる.斯くして,静動 AVC の目的が達せられるわけである. $C_1C_2$  は中間周波側路蓄電器, $C_5C_6$  は低周波側路蓄電器である.又, $R_7$  により  $V_2$  の遮蔽格子電圧を変化すれば動作開始電圧を任意に加減することが出来る.

多くの受信機には一段濾波回路による普通の AVC が採用され,多段濾波回路や分割供給方式,DAVC,QAVC 等は 稍々高級なものに用いられる.一般に普及するためには性能が優れていると共に簡単であるということが條件である.

#### 4 AVC 用濾波回路の時定数

AVC 電圧を得る濾波回路の濾波が不完全で中間周波成分が残存すると,増幅の不安定とか笛音発生の原因となることがある.又,更に低周波成分が加わるときは,低周波電圧の饋還を生じ,その位相により音量圧縮装置 (負饋還) 或は伸張装置 (正饋還) と同様な作用を呈し,甚だしい場合は自己振動を発生する不都合がある.

%し,濾波を完全にせんとして回路の時定数をいたずらに増加すれば,AVCの動作に遅れを生じて具合がわるい,時定数は最大でも 1/10 秒をこえてはならぬとされている.

ここに言う時定数は,一般に言われている時定数と同じ意義を有するもので,抵抗と容量がある回路に突然直流電圧を加え(充電),或は一定の電圧が与えられてある回路から,その電源を取去った場合(放電)に生ずる電圧又は電流の過渡現象に於て,その電圧を与え或は取去った瞬間 t=0 から,定常値 E に対し前者に於て、63.2% に上昇するまで,後者に於ては 36.8% に降下するまでの時間を言う(図 10.9 参照).

AVC 用濾波器には直列型と並列型がある<sup>87</sup>.

(1) 直列濾波器 AVC 用被制御真空管の各段へ行く濾波回路が直列に接続されている方式である(図 10.10 参照).

即ち,整流された出力電圧が a--b 端子に与えられ, $R_2$ , $C_2$ , $R_3$ , $C_3$ , $R_4$ , $C_4$ , $\cdots$  等の濾波回路によって,中間周波成分及び低周波成分が取去られ,フェーヂングによる電波の強弱に対応する電圧のみが被制御管に

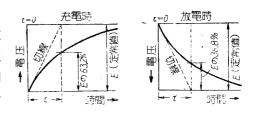


図 10.9 時定数の説明

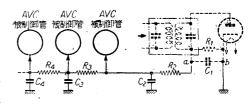


図 10.10 AVC 用直列濾波器

<sup>&</sup>lt;sup>87</sup> K.R.Sturley, Time constants for A.V.C. filter circuit, W.E., Sept., 1938.

#### 与えられる.

この最も簡単な回路は単段のもので,図 10.11 の如く唯一個の抵抗及び蓄電器よりなり,入力端子に一定電圧 E が与えられたとき (充電時 $)C_2$  の端子電圧  $E_2$  と時間との間には次の関係がある.

$$E_2 = E \left[ 1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right] \tag{10.1}$$

然して,時定数 $\tau$ は

$$\tau = R_2 C_2 \tag{10.2}$$

で与えられ ,抵抗の単位を  $\Omega$  ,蓄電器の容量の単位を F とすれば  $\tau$  は秒である.例えば  $R_2=1{
m M}\Omega$  , $C_2=0.1\mu{
m F}$  とすれば , $\tau=10^6 imes0.1 imes10^{-6}=0.1$  秒となる.

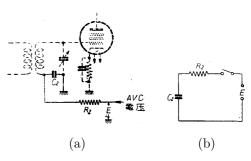


図 10.11 単段濾波器による AVC 回路 (a) とその濾波回路 (b)

次に,放電時の等価回路は図 10.12 の如くで, $R_1$  は整流管に直列に接続された負荷抵抗, $C_1$  は結合用蓄電器である. $C_1$  及び  $C_2$  が E に充電されてあるものとすれば,時定数は

$$\tau = R_1 C_1 + C_2 (R_1 + R_2) \tag{10.3}$$

で与えられる.即ち,充電時より  $R_1(C_1+C_2)$  だけ増加している.以下二段及び三段の場合に就いて計算した結果を示せば,表 10.1 の如くなる.

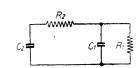


図 10.12 単段直列 AVC 濾波回路の放電時の等価回路 (図 10.10 整流部参照)

表 10.1 AVC 用 RC 直列濾波回路の時定数

	単 段	二段	三 段
充電時の 等価回路	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
充電時定数	$R_2C_2$	$R_2(C_2 + C_3) + R_3C_3$	$R_2(C_2 + C_2 + C_4) + R_3(C_3 + C_4) + R_4C_4$
放電時定数	$R_1C_1 + C_2(R_1 + R_2)$	$R_1C_1 + C_2(R_1 + R_2) + C_3(R_1 + R_2 + R_3)$	$R_1C_1 + C_2(R_1 + R_2) + C_3(R_1 + R_2 + R_3) + C_4(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$
放電時の 等価回路	$R_2$ $C_1 \approx R_1  C_2$	C, R, C2	R <sub>2</sub> R <sub>3</sub> R <sub>4</sub> C <sub>3</sub> R <sub>7</sub> C <sub>2</sub> C <sub>3</sub>

(2) 並列型濾波器 AVC 用被制御真空管の各段へ行く濾波回路が並列に接続されているものである (図 10.13 参照).

並列型濾波器の充電時の) 時定数は,図の a-b 端子から見ればわかるように,各回路とも RC のみの直列回路である故, $au_1=C_2R_2$ , $au_2=C_3R_3$ , $\cdots$ となる.又,単段のときは放電時に於ても直列回路の場合と同様である.

表 10.2 に,放電時の等価回路と時定数を示す.

尚,直列,並列両回路を比較すると,充電時定数の点では常に並列濾波回路の方が優れて居り,放電時にも並列回路の方が同じ濾波作用をもちながら時定数が小となるから優れていると見られる.歪を少くする條

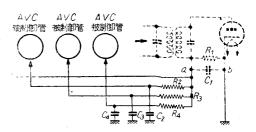


図 10.13 AVC 用並列濾波器

件を入れて計算すれば,並列回路と直列回路の時定数の比は,二段の場合 6:8,三段の場合 9:15 となる.

(3) 直流増幅を有する場合 図 10.14 は直流増幅を有する AVC 回路である. 二極管部で検波 (整流) しその中に含まれる脈流分 (AVC 用電圧) と,交流分 (低周波信号電圧) を三極管部で増幅し,陽極側から低周波を取出し,陰極側から濾

表 10.2 AVC 用 RC 並列濾波回路の放電時定数

	二段	三段
放電時の等価回路	R3 R2 C, WR, C2	$ \begin{array}{c c} R_4 \\ R_3 \\ R_4 \\ C_4 \end{array} $ $ \begin{array}{c c} C_4 \\ C_2 \\ C_3 \end{array} $
放電時定数	$C_1R_1 + C_2R_2 + C_3(R_1 + R_2)$	$R_1(C_1 + C_2 + C_3) + C_4(R_1 + R_4)$

波器により AVC 電圧を分離して取出す. $R_1$  は検波負荷抵抗, $R_g$  はグリッド・リーク, $R_p$  は陽極負荷抵抗, $R_k$  は陰極負荷抵抗, $C_1$ , $C_2$  は中間周波蓄電器, $C_k$  は AVC 電圧及び AF(低周波) 電圧を通過させるための蓄電器である.

増幅管の内部抵抗を  $r_p$  ,  $R_p+R_p-R_a$  とすればこの場合の AVC 電圧 の時定数は大体次式で与えられる  $^{88}$  .

$$\tau = R_g C_g + \frac{R_k R_a}{R_k + R_a} C_k \tag{10.4}$$

然し,この式は

$$R_g C_g = \frac{R_k R_a}{R_k + R_a} C_k \tag{10.5}$$

なるとき誤差が最大となり,au は上式より 7% 大となる.又, $\mu$  及び  $r_p$  が一定でないとすれば,au は更に補正を要し一般に

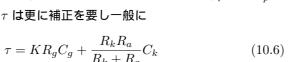


図 10.14 直流増幅 AVC 回路

である. 但し, このとき  $R_a$  の中に含まれる  $r_p$  は動作範囲の平均値とする.

# 5 局部発振電圧を制御する AVC

図 10.15 は , 局部発振電圧を制御して行う自動音量調節方式を用いたスーパー・ヘテロダイン受信機の構成を示したものである .

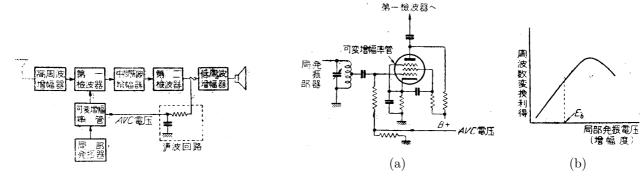


図 10.15 局部発振電圧を制御する自動音量調節

図 10.16 局部発振電圧を制御する AVC の動作

AVC 電圧は通常の自動音量調節方式に於けると同様,中間周波増幅器の出力を整流して得られる.局部発振器の出力は図 10.16(a) の如く可変増幅率管に供給され,且つそのグリッドには同時に AVC 電圧が与えられるゆえ,その出力即ち第一検波器に与えられる局部発振波の強さは,AVC 電圧に従って変化されることとなる.他方,周波数変換利得は同図 (b) のように或範囲内で局部発振電圧に比例するから, $E_b$  点を基準とし AVC 電圧によりそれを変化せしめれば,自動的に出力を一定化することが出来るわけである.

本方式は,周波数変換管又は高周波増幅管等に直接 AVC 電圧を与える従来のものに比し,回路が複雑化する欠点があるが,混変調の原因になったり局部の周波数を変動せしめるような不都合がない.これを簡単化する目的で AVC 電圧を

<sup>88</sup> K. R. Sturley & F. Duerden, D.C. Amplified AVC circuit time constant, W.E., Sept.1941. [『海外誌』No.108,(昭.17.3)]

直接局部発振管に与える方法は , 周波数変動の点で具合がわるい<sup>89 90 91 92</sup>

# 6 自動選択度制御 93

高忠実度受信機は広帯域の周波数特性を有するから,雑音も多くまた混信が増加する.これは強勢な電波を受信するときは問題にならぬが,弱い電波の受信を困難にするものである.」この問題を解決する一つの手段として,受信機の選択度(従って忠実度)が一定でなく,受信電波の強度に関連し,それが弱いときは尖鋭になって雑音及び混信を排除し,ある程度以上の強度となれば,所要の広帯域となし高忠実度受信をなすように自動制御する方法が提案されている.

高周波增幅

図 10.17 はこの目的で研究的に試作された受信機の主要部回路で,高周波増幅一段,第一検波,中間周波(175KC)増幅三段,第二検波,低周波増幅からなるスーパー・ヘテロダインで,これに含まれている結合変成器の中,空中線結合の部分を除く他は全て二個の同調結合回路で形成されている.然して,空中線結合変成器並に中間周波第一及び第二変成器の同調回路には,それぞれ三極管の内部抵抗が並列に接続され,この値を入来電波の強さに応じて変化することにより目的を達する.

I 第1段高周波变成器 IV 第2段中間周波变成器

II 第2段 " V 第

第一檢波

V 第3段 "

中間周波增幅

第二波檢

III 第1段中間周波变成器 VI 第4段 "

図 10.17 自動選択度盛業 (ASC) 附受信機

この制御電圧は電波の強さに応ずるもの

なるゆえ,中間周波増幅器の出力を整流して得られる自動音量調節(AVC)用の電圧を利用すればよい.

選択度制御管は中間周波第一変成器に於ては一次及び二次両回路に,空中線結合変成器及び中間周波第二変成器に於ては二次回路のみに接続されてあり,残余の中間周波変成器は全て  $16{\rm KC}$  の一定帯域幅を有するように調整されてある.又,制御管が接続されてある中間周波変成器の結合度は,第一変成器に於ては制御管の内部抵抗が最大になったとき,臨界結合度より極く僅か低くなるよう,第二変成器では  $16{\rm KC}$ (中心より  $\pm 8{\rm KC}$ ) の帯域が得られるように調整されてある.斯くすれば,制御管の内部抵抗が低下するに従い空中線結合変成器及び,中間周波第一変成器では選択度が減少し,第二変成器だけ増大することとなる.

 $\overline{\mathfrak{H}}$  ,中間周波第四変成器の一次側に発生する中間周波出力電圧を,二極管 D に与えて検波し,その出力抵抗  $R_1$  に現われる電圧を主制御管 ( 主結合管) A のグリッドに加えれば,その出力抵抗  $R_2$  には入力電波の強度と共に増加するような負の制御電圧が得られる.よってこれを中間周波第二変成器の選択度制御管 C のグリッドに与えると共に,副制御管 ( 副結合管) B のグリッドにも与えて,その出力抵抗  $R_3$  から入力の強度増加に応じて減少する如き負制御電圧を得,これを

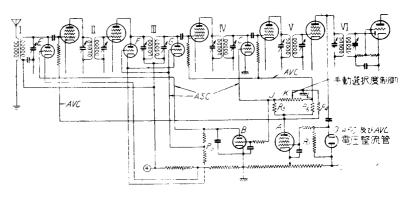


図 10.18 手動調節を併用せる ASC 附受信機

空中線結合変成器及び中間周波第一変成器附属の選択度制御管 E , F , G のグリッドに与える。斯くすれば,入来電波が強くなると共に,全ての選択度制御管は同時に受信機の選択度を低下せしめるように働く,尚,空中線結合変成器に附属の選択度制御管 E の霰射雑音により,信号対雑音比が低下することを防止するため  $R_3$  にタップを設け,この制御管に

<sup>89</sup> 望月冨・「『スーパーヘテロダイン』受信方式ノ改良」, 特許 No.144894. 出願 昭.14.12.22 , 公告 昭.16.3.10 , 特許 昭.16.8.8

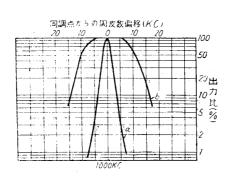
<sup>90</sup> 望月冨・「自動出力調節方式」,特許 No.145159 , s 出願 昭.14.12.23 , 公告 昭.16.3.31 , 特許 昭.16.8.25

 $<sup>^{91}</sup>$  望月冨・「自動音量調節回路」,実用新案  $\mathrm{No.336568}$ ,出願 昭.15.11.9,公告 昭.18.5.25,登録 昭.18.11.6

 $<sup>^{92}</sup>$  植村盛「超へテロダイン受信機二於ケル周波数変換方式」 昭 $_{\cdot i6}$  , 特出公  $_{\cdot No.12321}$ 

<sup>&</sup>lt;sup>93</sup> G. L. Beers, Automatic selectivity control, I.R.E,Dec. 1935, p.1425 ~ 1440.

は常に F , G 等の制御管に於けるよりも大なる負制御偏倚が加わるようにし , 受信機の感度が  $500\mu\mathrm{V}$  に低下するまでは動作しないようにしてある .



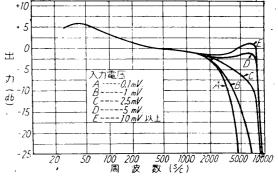
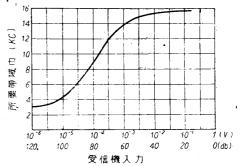


図 10.19 ASC をつけた受信機の綜合 選択度特性

図 10.20 ASC をつけたる受信機の綜合忠実度 特性

てあるが、その作用は上記 K の作用即ち手動選択度には無関係に行われる.

図 10.19 はこの受信機を 1,000KC に同調せしめた場合の綜合選択度の変化の限界を示したもので,b は普通の場合,a は ASC 作用が最高度に加えられた場合である.又,図 10.20 は受信機の感度の相異従ってそれによって選択度が変化した場合の,綜合忠実度の変化を示したもので,図より明かな如く 10mV 以上の入力に対しては,全て一律に最高忠実度を与える.



7 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機 $^{94}$ 

受信電波の強弱に応じ自動的に選択度を変える方式の一例に就いて前 図 10.21 項に述べたが,更に,受信機外から来る雑音がある場合及び,受信電波に近い周波数の妨害(混信)電波があるときは、選択度を一層尖鋭にすることが望ましい。

図 10.21 受信機入力と最適帯域幅の関係

真空管及び回路から出るヒッシング型の雑音には或限度がある,図 10.21 はこの型の雑音と再生音の良さとを考え合せて,これならよかろうと言う受信電波の強さと,受信機の帯域幅の関係を示したもので,外部雑音及び妨害電波がある場合には,これより狭くする必要がある.

図 10.22 はこの目的で作つた受信機の回路の一例である.自動選択度制御増幅部は全く同一作用をなすもの二組よりなる.何れも一対の同調回路  $L_{g_1}$  ,  $L_{p_1}$  及び  $L_{g_2}$  ,  $L_{p_2}$  があり, $455 {\rm KC}$  の中間周波に同調している.然して,この部分の特徴は出力の一部を制御管を通して入力側に饋還していることで(図??参照),この結合線輪の極性は,饋還作用が同調周波数に於ては逆再生で,同調からの外れに従って正再生するようになっている.

この選択回路によって帯域幅が変化する理由は次の通りである,即ち,入力電圧がない場合に増幅管のバイアスとしては規定の固定電圧を与え,制御管のバイアスとしては,その相互コンダクタンスが零であるような固定電圧を与えてある.斯くすれば,この選択回路は二同調回路の力率によって定まる最小の帯域幅を有し,利得は最大である.次に,制御管のグリッドに正の制御電圧が加われば,その相互コンダクタンスは増加して,選択回路の帯域幅を拡げ利得は下る.図 10.24 は制御管の相互コンダクタンスと選択回路の特性を示したものである.図で双峰特性になっているのは,同調周波数に於て逆再生であるからである.

この山をなくすため第二検波管の入力回路の特性を適当にする.この回路は前の同調回路の二倍の力率の回路で,帯域幅があまり広くなりすぎないように疎結合にする.図 10.25 はこれを入れた場合の特性である.

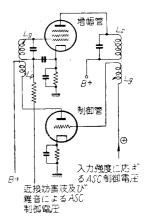


図 10.23 自動選択度制 御回路

<sup>&</sup>lt;sup>94</sup> J. F. Farrington, Receiver with automatic selectivity controlresponsive to interference, I.R.E., April, 1939.

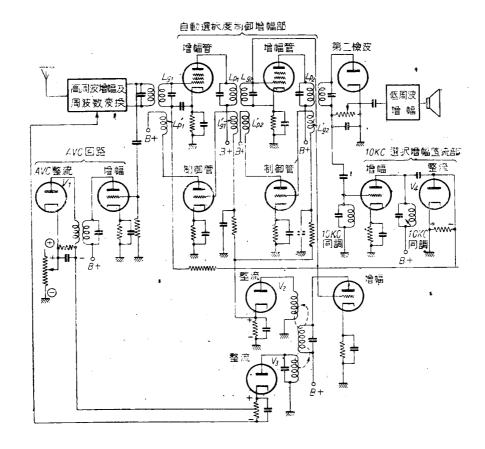
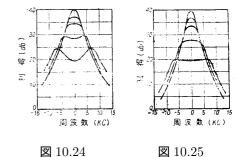


図 10.22 妨害に応じ自動的に選択度を変える受信機

受信状態によって帯域幅を自動的に適当にするには,数種の回路によって行わしめる.

(a) 受信電波の強弱によって制御するには, $L_{g_2}$  からの電圧を増幅しその出力を  $V_2$  で整流し,正方向の制御電圧を与える.然して,10.24 図に示された曲線に沿うように帯域幅を加減するには, $V_2$  までの利得を適当にする必要がある.



- (b)  $10 \mathrm{mV}$  異状の強電波のときに,帯域幅が不必要に広がるのを防ぐため, $\mathrm{ASC}$  装置の前に  $\mathrm{AVC}$  装置が設けてある.
- (c)  $10 {
  m KC}$  離れた妨害電波があるとき帯域幅を縮小するため,第 2 検波器の負荷に  $10 {
  m KC}$  同調回路があり,それを増幅整流して制御電圧を得,中間周波増幅管のグリッドに負方向に与えてある.

妨害電波は第一検波器で周波数変換され,中間周波増幅回路を経て第二検波器に与えられると, そこで所要の中間周波と混合検波されて  $10{
m KC}$  のビート周波が出る.この  $10{
m KC}$  同調回路の同調が鋭敏なため,音声周波に無関係に縮小作用が行われる.

# 第11章 諸問題

# 1 影像湿信

受信周波数を  $f_r$  , 中間周波数を  $f_i$  とすれば , 上側へテロダインの場合局部発振周波数を  $f_{lo(u)}-f_r+f_i$  となり ,  $lo-f_r=f_i$  なる中間周波数が得られる.このとき  $f_{lo(u)}+f_i=f'_{r(u)}$  なる勢力との間にも  $f'_{r(u)}-f_{lo}=f_u$  なる中間周波数が出来て混信を生ずる,この  $f'_{r(u)}$  を影像周波 (image frequency) といいそれによる混信を影像混信と言う.

影像混信は下側へテロダインの場合にも生じ,その場合影像周波を $f_{r(l)}^{\prime}$ とすれば,これらの間では次の関係がある.

中間周波数 $f_i$	受信周波	局部発振周波数	映像周波数	受信波と局部発振	映像周波と局部発振		
, , , , , , , , , , , , , , , , , , , ,	数			周波との周波数差	周波との周波数差		
上側へテロ	f	$f_{lo(u)} = f_r + f_i$	$f'_{r(u)} = f_{lo(u)} + f_i$ $= f_r + 2f_i$	(f + f) - f - f	$(f_r + 2f_i) - (f_r + f_i) = f_i$		
ダイン	J r		$= f_r + 2f_i$	$(J_r + J_i) - J_r - J_i$	$(J_r + 2J_i) - (J_r + J_i) - J_i$		
下側へテロ	$f_r$	$f_{lo(u)} = f_r - f_i$	$f'_{r(l)} = f_{lo(l)} - f_i$	f = (f = f) = f	$(f_r - f_i) - (f_r - 3f_i) = f_i$		
ダイン			$= f_r - 3f_i$	$\int Tr  (Jr - Ji) = Ji$			

図 11.1 はこの関係を示したものである.

次に,映像混信を除去軽減することを考える。周波数変換器を通過してからでは,影像波も受信波も全く同じ中間周波数となるから分離不能で,その前に処理する必要がある。然して,それには周波数変換器(第一検波器)に加わる影像波の勢力を除去または軽減すればよい。これは高周波回路の選択性に帰着する。

上側へテロダインも下側へテロダインもこの点に関しては同様に取扱い 得るゆえ,以下上側へテロダインの場合で代表して考える.

図 11.2 に高周波回路の同調に関して  $f_r$  ,  $f_{lo(u)}$  ,  $f_{(u)}$  の関係が示してある.曲線 a の如く鈍なる選択度の場合の影像混信電圧は  $\varepsilon$  で,b の如く尖鋭な選沢度を有する場合には  $\varepsilon'$  の如く混信電圧は著しく小となることがわかる.

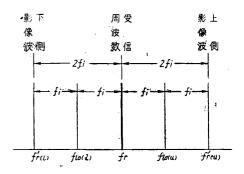


図 11.1 受信周波,局部発振周波,映像 周波の関係

又,図 11.3 は中間周波数と影像混信の関係を示したもので,低い中間周波数  $f_i$  なる場合の影像混信電圧は  $\varepsilon$  なるに対し,高い中間周波数  $f_i'$  とすれば  $\varepsilon'$  に減少する.

これらを要するに,影像混信を少くするには

- (1) 高周波回路の選択度を尖鋭にし影像周波の電圧を小ならしめる.
- (2) 中間周波数を高くして,影像周波を引離すことが必要である.

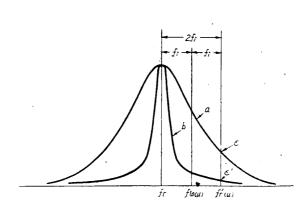


図 11.2 高周波回路の選択度と映像混信の関係

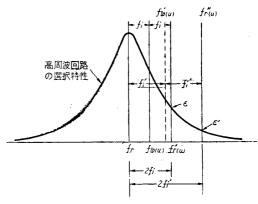


図 11.3 中間周波数と映像混信の関係

## 2 第二影像

ダブル・スーパーの場合には,第二中間周波に於ける影像混信がある.

第一中間周波数を  $f_{i_1}$  ,第二中間周波数を  $f_{i_2}$  とすれば ,第二局部発振周波数は

上側へテロダイン 
$$f_{lo_2(u)}=f_{i_1}+f_{i_2}$$
下側へテロダイン  $f_{lo_2(l)}=f_{i_1}-f_{i_2}$ 

従って,第二影像混信周波は

上側へテロダインの場合 
$$f_{lo_2(u)}+f_{i_2}=f_{i_1}+2f_{i_2}$$
下側へテロダインの場合  $f_{lo_2(l)}-f_{i_2}=f_{i_1}-f_{i_2}$ 

である.然して,第一中間周波の中には正規のものと,第一影像によるものとがあり,上記のものを正規の第一中間周波に対するものとすれば,第一影像に対して次の如き第二影像を生ずる.

先ず第一局発が上側へテロダインで,第二局発が

上側へテロダインの場合 
$$f'_{i_1(u)} + 2f_{i_2}$$
 下側へテロダインの場合  $f'_{i_1(u)} - 2f_{i_2}$ 

次に,第一局発が下側へテロダインで第二局発が

上側へテロダインの場合 
$$f'_{i_1(l)}+2f_{i_2}$$
下側へテロダインの場合  $f'_{i_1(l)}-2f_{i_2}$ 

となる.

茲に,第一中間周波に変換されてからは. $f_{i_1(u)}=f_{i_1(l)}=f_{i_1}$  なる故,第一影像波であるか正規の受信波であるかの区別はつけられない.一般に  $f_{i_1}+2f_{i_2}$  及び  $f_{i_1}-2f_{i_2}$  を考えればよく,これらの第二影像混信を少くするには,第一影像の場合と同様に

- (1) 第一中間周波回路の選択度を尖鋭にする.
- (2) 第二中間周波数を高く選定する.

ことに帰着する.'他方,受信機の入力よりみたる混信に対しては  $f_{i_1(u)}$ , $f_{i_1(l)}$  を  $f_{i_1}$  に対し別に考えるべきである.

$$f_{i_1(u)} = f'_{r(u)} - f_{lo(u)} = (f_r + 2f_{i_1}) - (f_r + f_{i_1}) = f_{i_1}$$
  
$$f_{i_1(l)} = f_{lo(l)} - f'_{r(l)} = (f_r - f_{i_1}) - (f_r - 2f_{i_1}) = f_{i_1}$$

なる関係から、さらに

$$f_{i_1(u)} \pm 2f_{i_2} = f(f'_{r(u)} - f_{lo(u)} \pm 2f_{i_2} = [f'_{r(u)} - (f_f + f_{i_1})'] \pm 2f_{i_2}$$
  
$$f_{i_1(l)} \pm 2f_{i_2} = f(f'_{lo(l)} - f_{r(l)} \pm 2f_{i_2} = [(f_r - f_{i_1}) - f'_{r(l)}] \pm 2f_{i_2}$$

結局,ダブル・スーパーに於ける全影像混信は,次の入力周波数に於て生ずる.

これは第一局変の上下により  $f_r$  を中心とする  $2f_{i_1}$  のスペクトルが反転することを意味する.然して  $f_{i_1}+2f_{i_2}$  なるときは第二局発が上側へテロダインのとき  $f_{i_1}-2f_{i_2}$  なれば第二局発が下側へテロダインのとき第二中間周波に混信となって現われる.

$$(c) \ f_r + 2f_{i_2} \qquad \left\{ egin{array}{ll} 第一局発が上側へテロダインの場合 \ 第一中間周波と等しく  $f_{i_1}$ で含まれる  $($ 第一上側影像 $) \ \end{array} 
ight.$$$

$$(\mathrm{d}) \ f_r - 2 f_{i_2}$$
  $\left\{ egin{array}{ll} 第一局発が下側へテロダインの場合 \\ 第一中間周波と等しく  $f_{i_1}$ で含まれる  $($ 第一下側影像 $) \end{array} 
ight.$$ 

第二局発の上下及び第二中間周波の高低に拘わらず混信となる.これは第一周波数変換以前に処理する以外外方法はない

$$(e) \ f_r + 2f_{i_2} + 2f_{i_2}$$
  $\left\{ egin{array}{ll} 第一局発が上側へテロダインの場合に \ f_{i_1} + 2f_{i_2}$ なる  $\\ 形で第一中間周波の中に含まれる \\ \end{array} \right\}$   $\left\{ (d) \ f_r + 2f_{i_2} - 2f_{i_2} \\ \end{array} \right\}$   $\left\{ egin{array}{ll} 第一局発が上側へテロダインの場合に \ f_{i_1} - 2f_{i_2}$ なる  $\\ \end{array} \right\}$  形で第一中間周波の中に含まれる

第一周波数変換により周波数スペクトルは反転しない . (e) の場合は第二局発が上側へテロダインのとき (d) の場合は第二局発が下側へテロダインのとき混信を生ずる .

第一周波数変換により周波数スペクトルが反転する . (f) の場合は第二局発が下側へテロダインのとき (g) の場合は第二局発が上側へテロダダインのとき混信を生ずる .

#### これを整理すれば次表の如くなる

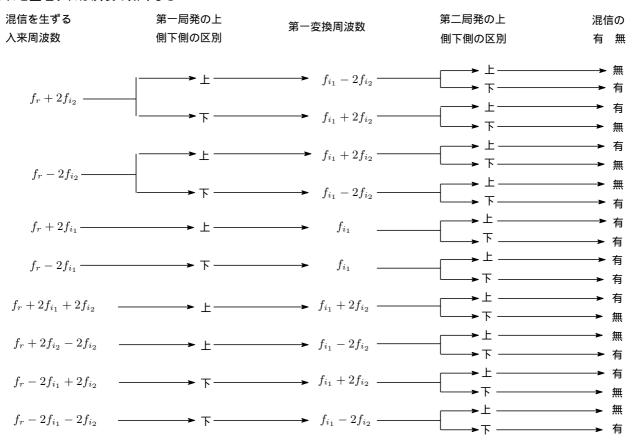
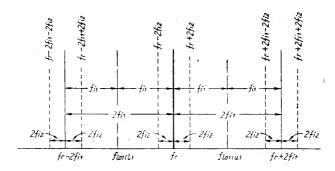


図 11.4(a)(b) にこれ等の関係が示してある.

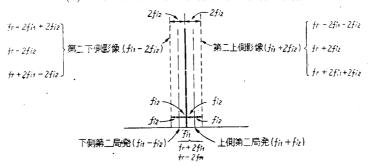
# 3 第一影像混信と第二影像混信の比較

高周波同調回路よりみて,第一及び第二影像波を周波数の近いものから並べれば

第一及第二影像周波数 高周波同調周波数からの問隔  $f_r+2f_{i_2}$   $2f_{i_2}$   $f_r-2f_{i_2}$   $2f_{i_2}$ 



# (a) 入来周波数と第一影像及第二影像の関係



# (b) 第一中間周波数に於ける第二影像 (第一中間周波)

図 11.4

#### 第一及第二影像周波数 高周波同調周波数からの問隔

$$\begin{array}{cccc} f_r + 2f_{i_1} & 2f_{i_1} \\ f_r - 2f_{i_1} & 2f_{i_1} \\ f_r + 2f_{i_1} - 2f_{i_2} & 2f_{i_1} - 2f_{i_2} \\ f_r 2 + 2f_{i_1} + 2f_{i_2} & 2f_{i_1} + 2f_{i_2} \\ f_r - 2f_{i_1} - 2f_{i_2} & 2f_{i_i} + 2f_{i_2} \end{array}$$

然して,受信波  $f_r$  と混信波  $f_r'$  との分離の度合は  $(f_r \sim f_r')/f_r$  で与えられる故,高周波回路に於ける上記各影像混信波の分離は

$$\frac{2f_{i_2}}{f_r}, \qquad \frac{2f_{i_1}}{f_r}, \qquad \frac{2(f_{i_1} - f_{i_2})}{f_r}, \qquad \frac{2(f_{i_1} + f_{i_2})}{f_r}$$
(11.1)

で与えられ,この比が大なる程減衰が大で混信の強さが減少する.

これらは,第一中間周波増幅同路に於ては次の如き関係になる.

#### 第一周波数変換後の周波数 第一中間周波数からの間隔

$$f_{i_1}$$
 0  
 $f_{i_1} - 2f_{i_2}$  2 $f_{i_2}$  2 $f_{i_2}$ 

従って,前記の選択比は

$$\frac{0}{f_{i_1}}, \frac{2f_{i_2}}{f_{i_1}}$$
 (11.2)

即ち,第一,第二影像混信波を一括して次の如き減衰比が与えられる.

影像混信周波数 減 衰 比 
$$f_r \pm 2f_{i_2} \qquad \frac{2f_{i_2}}{f_r}, \quad \frac{2f_{i_2}}{f_{i_1}} \\ f_r \pm 2f_{i_1} \qquad \frac{2f_{i_1}}{f_r}, \qquad 1 \\ f_r \pm 2(f_{i_1} \mp f_{i_2}) \qquad \frac{2(f_{i_1} - f_{i_2})}{f_r}, \qquad \frac{2f_{i_2}}{r_{i_1}}$$

影像混信周波数 減 衰 比 
$$f_r \pm 2(f_{i_1} \pm f_{i_2}) \qquad \frac{2(f_{i_1} + f_{i_2})}{f_r}, \qquad \frac{2f_{i_2}}{f_{i_1}}$$

高周波回路及び第一中間周波回路の周波数特性曲線が与えられれば,これらの値を算出出来るが,ここでは概念的の考究に止める。

この結果わかることは,一般的に影像混信を少くするには,各回路の選択度を大ならしめること,各中間周波数を可及的高くすること,但し,第一影像混信は高周波に於ける選択度及び第一中間周波数に依存する.

単スーパーの場合には  $f_r\pm f_{i_1}$  を排除すればよいが,ダブル・スーパーでは  $f_r\pm 2f_{i_2}$  を排除することが要求される.一般に  $f_r\gg f_{i_1}\gg f_{i_2}$  なる故後者を排除することは前者を排除する結果となる.然し, $2f_{i_2}/f_r$  なる比は  $f_{i_1}/f_r$  なる比より小ゆえ,高周波回路では前者を充分排除することが難かしい.従って,先ず高周波回路で第一影像(後者)を充分排除し,第二影像は第一中間周波回路で  $2f_{i_2}/f_{i_1}$  なる比に拡大して排除すればよい.

# 4 低周波影像

スーパー・ヘテロダイン受信機で Al 電波をビート受信する場合には,中間周波数  $f_i$  と可聴周波数  $f_b$  だけの差を有する, $f_{lo(b)}$  なる周波数の局部発振器を設け,中間周波を

$$f_b = f_i \sim f_{lo(b)} \tag{11.3}$$

なる可聴周波に変換する.この場合  $\delta f$  を以て可聴範囲の周波数を表すものとすれば, $f_i\pm\delta f$  なる周波数範囲の中間周波出力と可聴ビートを生ずる.特に

$$f_{lo(b)} = f_i \pm f_b \tag{11.4}$$

なるとき, $f_i\pm 2f_b$  なるものと  $f_b$  なるビートを生ずる.これは  $f_i$  に対して,影像波と考えられ低周波影像(audio image)という,ダブル・スーパーの場合  $2f_{i_2}$  とこの  $2f_b$  とは同様に取扱って考えられる.然して,中間周波増幅器の帯域幅を  $\pm \Delta f$  とすれば  $2f_{i_2}\gg \Delta f$  なる関係があるから,普通の濾波器で分離することが困難でない.然し, $f_b$  は数百 c/s 或は それ以下になる場合もあるので,普通の濾波器では低周波影像を除去することが出来ない.

この混信を除去するため水晶濾波器を用い,極めて狭い帯域幅  $(1 {
m KC} \ {
m UT})$  にすることがある.尚,この回路で  ${
m A2}$  電波を受信する際は単側帯波受信を行う.

# 5 上下へテロダイン切換及び中間周波の変更,倍周による影像混信の除去

上側へテロダインと下側へテロダインの影像周波は異り、中間周波数の 4 倍の差があるので、必要により局部発振周波数を上、下へテロダインに切換え得るようにすれば、影像混信を根本的に除去し得る $^{95}$ . 但し、上下両影像波が同時に存在するときは無効である。

第一局部発振周波数を切換えることは,第一,第二両影像の除去に効果があるが,どの受信周波数に対しても簡単に実施するには,上,下へデロダインの単一調整が困難になる.第二局部発振器に適用することは,入来波が一定の中間周波に変換されている故極めて容易に実施出来る特徴があるが,第一影像に対しては無効であり,又,上下影像周波が同時に存する機会が,高周波のときに比し倍加するので実際的の価値が減少する.

特殊なものでは影像混信を除去する手段として中間周波数を変更することも考えられる.

受信周波数を n 倍に逓倍すれば影像波との周波数間隔が n 倍に拡張され,影像混信の分離に役立つものである $^{96}$ .

# 6 影像抑圧 (image suppression)

スーパー・ヘテロダイン特有の影像 (第 1 影像) 混信を除去軽減するには,根本的には中間周波数を高くし,受信波と影像混信波との間隔を大ならしめるにあるが,然し,中間周波数の決定は他の條件からも制限されるので,別の観点から考えることが必要である.

影像混信波は周波数変換されて中間周波回路にはいってしまってからでは,もはや除去する手段なく如何ともなし得な

 $<sup>^{95}</sup>$  望月冨时 影像信号分離方式 特許 m No.159263,出願 昭.15.11.12,公告 昭.18.4.20,特許 昭.18.9.30,

 $<sup>^{96}</sup>$  望月富昉 影像信号分離方式 特許  $\mathrm{No}.156917$ ,出願 昭.15.8.23,公告 昭.17.2.10,特許 昭.18.6.5,

い. 高周波回路に於て処理してしまう必要があり,結局,高周波回路の影像波に対する減衰度を大ならしめることに帰することは前にも述べた.

それには次のような方法がある

- (a) 高周波増幅 高周波増幅器を附加すれば選択度を尖鋭にし得るから影像混信除去に最も効果があり,又,受信機の感度も増す特徴があるが,真空管数が増し回路も複雑になるはやむを得ない.
- (b) 再生増幅法 高周波回路を再生増幅にすれば,同調回路の Q が増し同調曲線が尖鋭になるから,簡単に影像波除去の目的が達せられる.図 11.5(a) は周波数変換

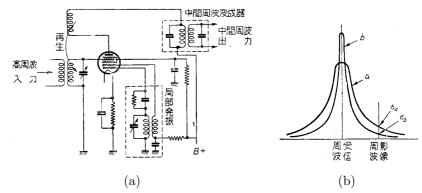


図 11.5 高周波再生増幅による影像波の分離とその特性

回路にこれを適用した一例 , (b) 図はその特性を示したもので , 再生がない場合混信電圧は  $\varepsilon_a$  なるに対し , 再生をつけると  $\varepsilon_b$  に低下し , また感度もよくなる .

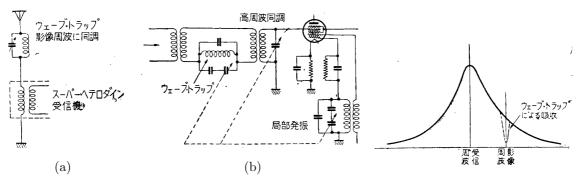
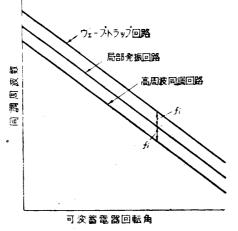


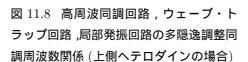
図 11.6 ウェーブ・トラップによる影像混信除去

図 11.7 ウェーブ・トラップの作用

この方法は、最良状態に調整することが困難であり、一度調整しても電源電圧の変動、真空管の取換え、温度其他の條件の変化で変動する欠点がある。受信周波数が単一の場合には、略安定に維持することが出来るが、広い周波数範囲を受信する場合には難かしい。

(c) ウェーブ・トラップ 図 11.6(a) の如く空中線回路に,又は(b) の如く中間結合回路に,影像周波に同調した回路を直列に挿入する.然るときは,この回路が影像波を吸収して受信機の高周波部の周波数特性は図 11.7 のようになり,影像に可して大なる減衰を与え所期の目的がェーブ・トラップ,高周波同時調を下りが、高周波数だけの差を有せしめて単一調整にすれば,全受信範囲





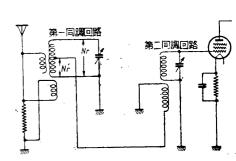


図 11.9 影像抑制特殊回路

で影像混信が除去出来る.中間周波数が低い場合には影像周波が受信周波に近接するから,受信波の一部がウェーブ・トラップに吸収され,受信感度が犠牲にされる不都合がある.従って,ウェーブ・トラップの Q も可及的大にすべきである.

図 11.8 は高周波同調回路,局部発振回路,ウェーブ・トラップ回路の単一調整同調周波数の関係を示したものである.

#### (d) 特殊回路

図 11.9 は特殊な影像抑制回路を示したもので,空中線は第一の同調回路の下部に次の二つの方法で結合されている.即ち,一つは一端が開放された一次線輪により容量結合され,今一つはインダクタンスの大きい一次線輪によって誘導結合されている.尚,この線輪は空中線が放送周波数帯の下の限界附近で,鈍同調をするようなインダクタンスをもつものである.又,第一同調線輪にはタップがあり,そのタップにはインダクタンスの大きい線輪が接続され,それは第二同調線輪に誘導結合されている.

この回路の利点はタップの接続のところである.回路を受信周波数に同調すると,第一同調回路の影像周波数電流によって,大地に対して影像電圧が零であるような点が,第一同調線輪の或点に於て生ずる.次の式

$$\frac{N_r'}{N_r} = 1 - \frac{f_r^2}{f_r'^2} \tag{11.5}$$

 $f_r$ : 受信周波数

 $f'_r$ :影像周波数

 $N_r, N_r'$ : 図示線輪の捲数

はこの影像抑制の点が何処で生ずるかを大体示している.受信周波数対影像周波数の比  $f_r/f_r'$  は種々変化するから,タップの最良位置は受信周波数によって異るのである.然しながら或周波数帯に亘って相当な利得が得られるように,タップの位置は適当な所で妥協して決定するのであって,普通周波数帯の中央に於て最大の減衰が得られるように決定する.

尚,これと類似の回路が種々ある<sup>97</sup>.

#### 7 笛言妨害 98

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ける笛音 (Whistling note) と言うのは,到来受信電波が変調されてないときでも, 出力で可聴音が聞える現象で,この受信方式に特有なものである.

これは,周波数変換管の高調波歪や混変調のため,受信電波或は局部発振波に高調波を含んでいると,それらがいろいる組合わさり混合検波されて中間周波に近い周波数成分を生じ,さらにそれが中間周波増幅器に混入し,第2検波器に於て再び混合検波され,それらの間の周波数差に相当する可聴音ビートを生じ,これが所謂"笛音妨害"を起すのである.

笛音妨害は受信電波と局部発振波との間の上記関係のみならず,近接混信電波及び影像周波の近接周波及びそれらの高調波,更に中間周波の高調波等の間にも生ずるもので,それを細部に亘り表現することは極めて複雑である.

そこで

- (a) 笛音は第1検波器 (周波数変換器) より生ずる.
- (b) 中間周波回路の特性は"完全に直線的"であると仮定し,比較的簡単にして取扱う.
- (I) 単一入力信号による笛音.

第 1 検波器には  $\varepsilon_r\sin\omega_r t$  なる受信電圧と, $\varepsilon_{l_0}\sin\omega_{l_0} t$  なる局部発振電圧が与えられ,その出力回路から  $\varepsilon_i\sin\omega_i t$  なる中間周波が取出される.茲に

$$\omega_i = \omega_{l_0} \sim \omega_r - |\omega_{l_0} - \omega_r| \tag{11.6}$$

である.

又,第 1 検波器 (周波数変換器) と中間周波増幅管との間に介在する濾波器は, $\omega_i$  を中心とし  $\pm \Delta f/2(\Delta f$ :帯域幅) なる角周波のみを通過せしめる.即ち, $\omega_i-\Delta f/2$  乃至  $\omega_i+\Delta f/2$  の範囲である.

この周波数の電圧が第2検波器に到達し,そこで整流(検波)される.

今,第1 検波器の前の同調回路が完全であって,第1 検波管の入力グリッドには角周波数  $\omega_r$  の電圧のみが加わるものと仮定し,上述の如き條件を満足する理想的受信機に於て,笛音が聞えるための  $\omega_r$  及び  $\omega_{l_0}$  の相対値は如何という問題を調べてみる.

 $<sup>^{97}</sup>$  H. A. Wheeier:  $Image\ suppression\ in\ superheterodyne\ receiver$  , I.R.E., June, 1938.

<sup>98</sup> M. J. O. Strutt: Whist1ing notes in superheterodyne receivers,(超ヘテロダイン受信機に於ける笛音), W. E. E. W. Vol., 12, No. 139, April, 1935.

斯様な笛音の原因が, $\omega_i$  と共に中間周波濾波器を通って第 2 検波器に到達する, $\omega_i$  と少し異る値の周波数にあることは明かである.即ち,これらの間の差周波成分が検出されて可聴周波となり,第 2 検波以後に於て聞えるのである.従って,可聴周波数を  $\delta$  とすれば笛音を発生するための有害周波数は  $\omega_i \pm \delta$  である.而して,これは第 1 検波器に加わる両電圧の高調波  $n\omega_r$  及び  $m\omega_l$  の結合によって生じ得るもので,次の如き関係がある.

$$\pm m\omega_{l_0} \pm n\omega_r = \omega_i \pm \delta \tag{11.7}$$

(11.6) 及び (11.7) 式によって,上の如き有害周波数が生ずるべき  $\omega_{l_0}$  及び  $\omega_r$  の相対値が完全に決定される.m,n は何れも高調波次数で正の整数なる故,次の如き可能性がある.

$$\left. \begin{array}{l}
 m\omega_{l_0} - n\omega_r = \omega_i \\
 -m\omega_{l_0} + n\omega_r = \omega_i \\
 m\omega_{l_0} + n\omega_r = \omega_i
 \end{array} \right\}$$
(11.8)

又,局部発振角周波数  $\omega_{l_0}$  を受信電波の角周波数  $\omega_r$  より高くとる (所謂上側へテロダイン) の場合は, $\omega_r+\omega_i=\omega_{l_0}$ ,従って  $\omega_i=\omega_{l_0}-\omega_r$  なる故

$$\left. \begin{array}{l}
 m\omega_{l_0} - n\omega_r = \omega_{l_0} - \omega_r \\
 -m\omega_{l_0} + n\omega_r = \omega_{l_0} - \omega_r \\
 m\omega_{l_0} + n\omega_r = \omega_{l_0} - \omega_r
 \end{array} \right\}$$
(11.8')

これから

或は 
$$\omega_r = \frac{1+m}{1-n}\omega_{l_0}$$
 或は 
$$\omega_r = \frac{1+m}{1+n}\omega_{l_0}$$
 数は 
$$\omega_r = \frac{1-m}{1+n}\omega_{l_0}$$

なる関係が得られる.又, $\omega_{l_0}=\omega_r+\omega_i$  なる故 (11.8) 式は

$$\left. \begin{array}{l}
 m(\omega_r + \omega_i) - n\omega_r = \omega_i \\
 -m(\omega_r + \omega_i) + n\omega_r = \omega_i \\
 m(\omega_r + \omega_i) + n\omega_r = \omega_i
 \end{array} \right\}$$
(11.8")

従ってごれを整頓し.

或は 
$$\frac{\omega_i}{\omega_r} = \frac{m-n}{1-m}$$
 或は 
$$\frac{\omega_i}{\omega_r} = \frac{n-m}{1+m}$$
 或は 
$$\frac{\omega_i}{\omega_r} = \frac{m+n}{1-m}$$

なる関係が導かれるが,m 及び n は 0 ,1 ,2 ,3 , $\cdots$  等の正の整数, $\omega_i/\omega_r$  及び  $\omega_{l_0}$  は常に正の値なるべき故,上式中に於てとり得る m 及び n は制限を受ける.

即ち, $m\geq 1$  ならば常に n>m でなければならない,種々 m 及び n に対する  $\omega_i/\omega_r$  を計算して表に示すと次の如くなる.

ſ	$\omega_i/\omega_r$	3	3	5/2	2	2	5/3	3/2	4/3	1	1	1	3/4	2/3	3/5	1/2	1/2	2/5	1/3	1/3
	n	3	7	6	2	5	7	4	6	1	5	7	6	4	7	2	5	6	3	7
	m	0	1	1	0	1	2	1	2	0	2	3	3	2	4	1	3	4	2	5

- 尚 , 局部発振周波数を受信電波の周波数より低くとる (下側へテロダイン)  $\omega_{l_0}<\omega_r$  なる場合についても , 全く同様に取扱うことが出来る .
- (II) 数種の同時入力信号による笛音'周波数変換管の前に高周波増幅段がなく,又入力同調回路の選択性もあまり尖鋭でなく,特に非同調アンテナが結合されているような場合には,受信希望電波以外の不要なものが一種或はそれ以上,入力グリッドに到来することがあり得る.

茲で,所要周波数を  $\omega_r$  として不要の周波数をそれぞれ  $\omega_1$   $\omega_2$   $\omega_3$  , $\cdots$  等とすれば,満足さるべき方程式は次の如くなる

$$\omega_{l_0} - \omega_r = \pm \omega_i \tag{11.11}$$

$$\pm m\omega_{l_0} \pm n\omega_r \pm n_1\omega_1 \pm n_2\omega_2 \pm n_3\omega_3 \pm \dots = \omega_i \pm \delta$$
 (11.12)

前にも述べたように,その一つの制限は周波数変換器の前の同調回路の選択性にある.強力な附近の送信機を除けば  $\omega_r$  から  $20{\rm KC}$  以上離れた周波数の信号(高周波電圧)は,殆んど無視することが出来る.又,受信機中に笛音を生ぜしめ るような電力は,局部発振波の高調波次数 m 及び入力高周波電圧の高調波次数の和, $n+n_1+n_2+n_3+\cdots$  が増加 するに従い加速度的に減少する.斯くして高次高調波による笛音の発生の可能性は少くなる,これに就いては次項に詳述 するが,笛音発生の可能性を少くする外部的條件として,附近の強力な送信機の周波数や各放送局の周波数割当と関連して,中間周波数を選定すべき理由がある.

又,局部発振波の高調波を少くすること,各増幅段相互の遮蔽を厳重にして饋還を少くすることも重要である.そのため,空中線回路に中間周波に対するウェーブ・トラップを挿入する場合がある.

#### 8 笛音発生源としてみたる第1検波器

#### (I) 入力高周波電圧に関する考究

第 1 検波管 (周波数変換管) の入力グリッドに加わる高周波電圧が,普通例えば  $0.5\mathrm{V}$  を超えない限り,前項に述べた  $n\omega_r$  の結合によって生ずる陽極電流中の中間周波成分は  $\varepsilon_r^n$  に比例する.

これは,陽極交流電流を  $e_r=\varepsilon_r\sin\omega_r t$  及び  $e_{l_0}=\varepsilon_{l_0}\sin\omega_{l_0} t$  なる両電圧の函数として考えれば容易にわかる.これは周波数変換器の理論に於て明かにされたが,笛音を発生する源としての立場から考究してみる.

今, $e_r=x$ , $e_{l_0}=y$  と置けば周知の二重テーラー級数による展開によって,陽極電流  $i_p$  は

$$i_p = F(x,y) = F_0 + xF_x + yF_y + x^2F_{xx} + y^2F_{yy} + 2xyF_{xy} + \dots$$
(11.13)

なる関係が得られる.茲に,F は全ての  $e_r$  及び  $e_{lo}$  の両者或は何れかを含まぬ定数である.而して, $n\omega_r$  及び  $m\omega_{lo}$  の結合による笛音は  $\sin n\omega_r t \sin m\omega_{lo} t$  なる積によって生ずるのである.

上の陽極電流に対する級数が,直接この積を含んでいないことは明かであるが,而し, この級数は  $e_r^n e_{lo}$  即ち $arepsilon_r^n (\sin \omega_r t)^n arepsilon_{lo}^m (\sin \omega_{lo} t)^m$  に比例する項を含み,これは周知の分解によって

$$(\sin \omega_r t)^n = \pm \left(\frac{1}{2}\right)^{n-1} \left[ (\sin \mathbf{x} \mathbf{z} \cos n\omega_r t \mp n(\sin \mathbf{x} \mathbf{z} \cos n\omega_r t \pm n(\sin \mathbf{x} \cos n\omega_r t \pm n(\cos n\omega_r t \pm n(\cos n\omega_r t \pm n(\cos n\omega_r t \pm n(\cos n\omega_r t + n(\cos n\omega_r t \pm n(\cos n\omega_r t + n(\omega_r t + n(\omega_r$$

となり,この項が笛音主生ずることがわかる.

勿論,この他一般的に  $e^p_r e^q_{lo}(p < n$ ,及び q > m) なる項によっても,上の分解によって示されるような笛音を生ずる.而し, $e_r$  従ってその振幅  $\varepsilon_r$  は小さいものと考えられるから,これらの項は  $e^n_r e^m_{lo}$  に比較して小さいのである.又,p はn より小となり得ないから陽極電流は大体上のごとく  $\varepsilon^n_r$  に比例することとなる.

若し, $\omega_r$   $\omega_1$   $\omega_2$   $\omega_3$ ,…… 等の周波数の電圧の振幅がそれぞれ  $\varepsilon_r$   $\varepsilon_1$   $\varepsilon_2$   $\varepsilon_3$ ,…… で,同時に入力グリッドに加わるものとすれば, $n\omega_r$ , $n_1\omega_1$ 、 $n_2\omega_2$ , $n_3\omega_3$ ,…… 等の結合によって生ずる陽極電流中の中間周波成分は, $\varepsilon_r^n$   $\varepsilon_1^{n_1}$   $\varepsilon_2^{n_2}$ , $\varepsilon_3^{n_3}$ ,…… 等に比例する.この証明は前述と同様である.この場合, $n+n_1+n_2+n_3+\dots$  なる大きな値に関連した結合笛音は,第 1 検波管の入力グリッドへの電圧が,例えば 0.5V を超えない限り極めて弱い.

#### (II) 局部発振電圧に関する考究

局部発振電圧  $\varepsilon_{lo}$  は,一般に入力高周波電圧に対する場合の様に,簡単な $\begin{align*} {\begin{align*} {c}} {\begin{alig$ 

#### (III) 笛音の大きさに対する考究

受信機を実用に供する場合は,笛音妨害がどうして生ずるか, $\stackrel{\hookrightarrow}{n}$ してそれ自身の大きさがどうであるかと言うことより,受信機の出力に於ける音声及び音楽等の所要信号電圧と,笛音電圧との比が重要な意義を有する,これは信号対雑音比 N/S に相当するものである.

故に,第 2 検波器の後で聞える笛音の強さを解析しなければならない.ここでは第 1 検波以後の増幅及び整流は"直線的"であると仮定する.然るときは  $n\omega_r$  及び  $m\omega_{lo}$  の結合によって生ずる  $\omega_i\pm\delta$  なる角周波数の第 1 検波器陽極電流は, $\varepsilon_r^n$  に比例するから,

$$K_{nm}\varepsilon_r^n \tag{11.15}$$

と表わすことが出来る.茲に, $K_{nm}$  は第 1 検波器への入力電圧に無関係な係数である.又,一方に於て所要の中間周波成分は,変換コンダクタンスを  $g_c$  とすれば

$$g_c \varepsilon_r$$
 (11.16)

となる.

 $\dot{\mathfrak{D}}$ ,これら二種の陽極電流による電圧が,中間周波増幅管及び第 2 検波管の入力に加わる. $\delta$  は  $\omega_i$  に比し極めて小で  $\omega_i\pm\delta$  は  $\omega_i$  と同様に,即ち  $\omega_i$  に比してあまり減衰を受けることなく中間周波回路を通過するものとすれば,第 2 検波器に於て

$$(\omega_i \pm \delta) \sim \omega_i = \delta \tag{11.17}$$

なる角周波数の結合音,換言すればビート音 (笛音) が第 2 検波器の後で聞える.而して,この笛音の強さはこれが変調の深さ

$$2\frac{K_{nm}\varepsilon_r^n}{g_c\varepsilon_r} \tag{11.18}$$

なる単一側帯波と同じ意味であることに留意すれば容易に算出することができる.

茲で,両側帯波を有する  $\varepsilon_r$  の検波と比較するには 1/2 なる係数を入れねばならぬ.従って,第 2 検波器以後に於けるこの笛音の所要信号電圧に対する相対強度は

$$rac{K_{nm}arepsilon_r^n}{K_a g_c arepsilon_r}$$
  $(K_a$ : 信号波による $arepsilon$ の振幅変調度)  $(11.19)$ 

となる. $g_c$  及び  $K_{nm}$  は入力高周波電圧の振幅  $\varepsilon_r$  には無関係であるから,上の式によって  $K_{nm}/g_c$  を知ることにより,任意の信号が第1検波器に加わった場合の強度比を計算することが出来る.

#### (IV) 笛音及び真空管雑音問の最適雑音を与うべき入力信号の強度

先ず,等価値  $\varepsilon_n$  なる雑音電圧が第 1 検波管の入力グリッドに加わっていると仮定する.混合して終えば増幅も復調も  $\varepsilon_n$  及び  $\varepsilon_r$  に対して同様であるから,第 2 検波器以後の相対強度は

$$\frac{\varepsilon_n}{K_a\varepsilon_r} \tag{11.20}$$

となる.第 1 検波器の前に増幅段がなければ  $\varepsilon_n$  なる電圧は  $1\mu V$  程度である.増幅を行えば  $\varepsilon_n$  は結局  $\varepsilon_r$  と共に増加する.この場合には  $\varepsilon_n'/\varepsilon_r'$  なる比に等しい. $\varepsilon_n$  及び  $\varepsilon_r$  は第 1 検波器の前に存在する,受信機最初のグリッドに加わる等価雑音電圧及び受信せんとする到来電波電圧である. $K_a=30\%$  とした場合

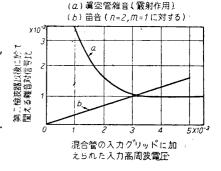


図 11.10

の (11.20) 式を表わす曲線が図 (11.10) の曲線  $({\bf a})$  である.また,曲線  $({\bf b})$  は n=2,m=1 及び  $K_{nm}/g_c=0.1$ (普通の周波数変換管に当嵌る値) に対する (11.19) 式の関係を表わしたものである.

この場合,第 1 検波器に加わる入力電圧の振幅として  $1\sim 2\mathrm{mV}$  の値を選べれば,相対雑音レベルは 0.003 位で,また笛音レベルは雑音以上に出ない.混合段階の前に 1 段以上の増幅を行った場合に, $\varepsilon_r$  を  $0.1\mathrm{V}$  程度にすると極めて有害な笛音を生ずる.

## 9 受信機間の相互干渉

スーパー・ヘテロダイン受信機が近接して設置されている場合は相互干渉を生ずることがある.著者は,製造会社に 於て2台以上のスーパー・ヘテロダイン受信機を同時に試験している時,始めて体験しこの問題につき考慮したことが ある.

例えば,船舶内に於て多数のスーパー・ヘテロダイン受信機を使用する場合にも遭遇する.殊に空中線を共用し,高周 波増幅器がなく,局部発振出力が空中線入力回路に結合されている場合には特に甚だしい.

この干渉は局部発振出力が妨害波として作用するために生ずる.

簡単のため 2 台の受信機がある場合を考え,その 1 台 (妨害される方) の受信周波数を  $f_r$ ,局部発振周波数を  $f_o$ .中間周波数を  $f_i$  とすれば,他方の受信機の局部発振周波数  $f_{o_2}$  が次の如き関係にあるとき,最も著しい妨害を生ずる.

$$f_{o_2} = f_r \pm \delta$$
: 近接周波妨害 . (受信電波に近接している場合)  $(11.21)$ 

$$(b)$$
  $f'_{o_2}=(f_r\pm f_i)\pm \delta=f_0\pm \delta$ : 局部発振周波妨害 . (局部発振波に近接している場合) (11.22)

(c) 
$$f''_{o_2} = (f_r \pm 2f_i) \pm \delta = (f_0 \pm f_i)$$
: 影像周波妨害 . (影像周波に近接している場合)  $\delta$ : 可聴周波数

即ち,これらが $f_r$ と共に周波数変換に与えられれば

- (a) の場合,
  - (1) 受信波との問に  $f_r \sim f_o = f_i$ ,
  - (2) 別の受信機の局部発振波との間に  $f_{o_2}\sim f_o=f_i\pm\delta$ 、この二つが第 2 検波され  $f_i\sim (f_i\pm\delta)=\delta$  なる妨害音を生ずる.
- (b) の場合
  - (1) (a) の場合と同じ
  - (2)  $f_{o2}'' \sim f_r = f_i + \delta$

即ち ,  $f_i \sim (f_i \pm \delta) = \delta$  となる .

- (c) の場合
  - (1) (a) と同じ
  - (2)  $f_{o_2}^{"} \sim f_r = f_i \pm \delta$

同様に  $f_i \sim (f_i \pm \delta)$  なる妨害音を生ず.

一般に、高調波の間に同様な関係が成立して

- (a)  $nf_{o_2} = mf_r \pm \delta$
- (b)  $nf'_{o_2} = m(f_r \pm f_i) \pm \delta$
- (c)  $nf_{o_2}'' = m(f_r \pm 2f_i) \pm \delta$

m, m:高調波率数(正の整数)

#### のとき干渉が生ずる.

3 台以上の場合はさらに複雑となるが,他の受信機の局部発振波を妨害波と考えれば,普通の笛音妨害 (第 11 章 2 参照) として取扱えばよい.

電灯線を代用アンテナとして多数の受信機が共用する一般の放送受信機に於ても,将来,再生受信機による"再生妨害"同様に問題となるであろう.各受信機が同じ電波を受信せんとする場合特にこの妨害の起る機会が多い.

市販の一般向受信機は,中間周波数従って局部発振周波数その他の定数が同一に設計してあり,また同じ電波(例えば東京第一)を同時に受信する場合が多いからである.

この妨害を少くするには

- (i) 局部発振器を遮蔽する.
- (ii) 局部発振回路と電源回路間にフイルターを入れる.
- (iii) 高周波増幅器を設ける.
- (iv) 局部発振電圧の加え方を考え,空中線回路との結合が最小となるようにする.

(v) 電灯線代用アンテナを止め独立したアンテナを架設する.

等を注意すればよい.

#### 同調範囲とバンド・スプレッドの必要性 10

同調回路のインダクタンスを L , 静電容量を C とすれば , その同調周波数  $f_r$  は

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

$$f_r : [c/s]$$

$$L : [H]$$

$$C : [F]$$
(11.24)

或は

$$f_r = \frac{159}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_r : [KC/s]$$

$$L : [\mu H]$$

$$C : [\mu C]$$
(11.25)

で与えられるが,可変蓄電器の容量を変化して同調周波数を可変ならしめるとき,その最大容量を $C_{max}$ ,最小容量を  $C_{min}$ , その回路の漂遊容量を $C_s$  とすれば,

同調最高周波数  $f_{r \cdot max}$  , 最低周波数  $f_{r \cdot min}$  は

$$f_{r \cdot max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{min} + C_s)}}$$

$$f_{r \cdot min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{max} + C_s)}}$$
(11.26)

$$f_{r \cdot min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{max} + C_s)}} \tag{11.27}$$

従って,

$$\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}} = \sqrt{\frac{C_{max} + C_s}{C_{min} + C_s}}$$
(11.28)

又, $C_s$  が $C_{min}$  比し相当小ならば $C_s < C_{min}$ , $C_s \ll C_{max}$  と考えて

$$\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}} \simeq \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{\lceil} min}} \tag{11.29}$$

となる.即ち,同調最低周波数と最高周波数との比は,可変蓄電器(バリコン)の最大容量と最小容量の比の平方根にな り,インダクタンスの値及び周波数帯の高低(例えば中波帯であるか短波帯であるか)には無関係である.又,同調周波 数の範囲は

$$f_{r \cdot max} - f_{r \cdot min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left[ \frac{\sqrt{C_{max} + C} - \sqrt{C_{min} + C_s}}{\sqrt{(C_{min} + C_s)(C_{max} + C_s)}} \right]$$

$$\simeq \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left[ \frac{\sqrt{C_{max} - C_{min}}}{\sqrt{C_{min}C_{max}}} \right]$$
(11.30)

となる.

バンド・スプレッド (band spread) とは同調周波数帯域を拡張することである.

前述のように同調可変蓄電器が与えられると、それによる最低、最高周波数比は周波数帯の高低には無関係となり一般 に次の関係がある.

$$\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}} = \frac{n f_{r \cdot mx}}{n f_{r \cdot min}} \tag{11.31}$$

$$nf_{r \cdot max} - nf_{r \cdot min} = n(f_{r \cdot max} - f_{r \cdot min})$$
(11.32)

即ち,最低周波数をn倍すれば,最高周波数もn倍になる.

従って,或周波数帯に含まれる周波数範囲を $f_{r\cdot band}$ とすれば

$$f_{r \cdot band} = f_{r \cdot max} - f_{r \cdot min} \tag{11.33}$$

それより n 倍高い周波数帯に於ては

$$nf_{r \cdot band} = n(f_{r \cdot max} - f_{r \cdot min}) \tag{11.34}$$

又,1/n 低い周波数帯に於ては

$$\frac{1}{n}f_{r\cdot band} = \frac{1}{n}\left(f_{r\cdot max} - f_{r\cdot min}\right) \tag{11.35}$$

茲で,可変同調蓄電器の最小容量と最大容量の目盛範囲(回転角)は与えら れてあるゆえ,高い周波数帯に於ては,n 倍の周波数範囲が含まれる.換 言すれば,n 倍の周波数帯に於ては,単位目盛に対しn 倍の周波数が含ま れることになり、与えられた周波数間隔に対する目盛の幅は 1/n になるこ とがわかる.

例えば , $C_{min}=40\mu\mu\mathrm{F}$  , $C_{max}=360\mu\mu\mathrm{F}$  ,故に  $C_{max}/C_{min}=9$  ,従っ て  $f_{r \cdot max}/f_{r \cdot min} = \sqrt{9} = 3$  の場合  $C_{min} - C_{max}$  間を 100 等分して目盛 をつけたとし,中波帯に於て $f_{r \cdot min} = 500 \mathrm{KC}$ ,故に $f_{r \cdot max} = 1,500 \mathrm{KC}$ とすれば, $f_{r\cdot max}-f_{r\cdot min}=1,000\mathrm{KC}$ .従って,1 目盛に対する周波数 間隔は $1,000/100=10 \mathrm{KC}$  となる.次に,短波帯をとり $nf_{r\cdot min}=5 \mathrm{MC}$ , 故に  $nf_{r \cdot max} = 15 \mathrm{MC}$  ,  $nf_{r \cdot max} - nf_{r \cdot min} = 15 - 5 = 10 \mathrm{MC}$  , 従って , 1目盛に対する周波数間隔は  $10/100 = 0.1 \mathrm{MC}$  , 即ち  $100 \mathrm{KC}$  となる . この 場合  $10 \mathrm{KC}$  に相当する目盛は , 1/10 目盛となる故 , 分離が困難となること

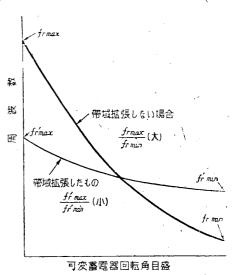


図 11.11 帯域拡張しない場合としたもの との比較

この問題を打開する方法が,帯域拡張方式(band spread system)であ る.図11.11に帯域拡張したものとない場合との同調特性の一例が示してある.

# 機械的帯域拡張と電気的帯域拡張

11

帯域拡張は機械的方法と電気的方法及び両者を組合せたものがある。

機械的に帯域拡張を行うには、同調可変蓄電器の回転を緩やかに廻すようにすればよい、短波帯に於ける同調把手(ツ マミ)の回転と同調蓄電器の軸の回転比は、この要求から30対1以上にする必要がある、これで短波帯に於ける帯域拡 張が出来、微細調節が可能になっても中波帯では回転が遅すぎ、希望局のところまでもってゆくのに時間がかかり、間だ るっこい感じがするものである.

これを改良したものとして,減速比を例えば50:1と5:1の如く,受信周波帯により切換え得るようにしたもの,或は, 同調蓄電器の軸にも直接把手を取付けて、それで早く廻転し略所要の位置までもってゆき、次に減速把手で微細調節をす るようにしたもの等いろいろある.

減速は滑車または歯車で行うが,精密工作上の限度から"遊び"があり,円滑調節は減速比が大となる程難かしくなる ものである、減速比の切換も機構の工夫と精密工作の機械的技術に依存することが多い、

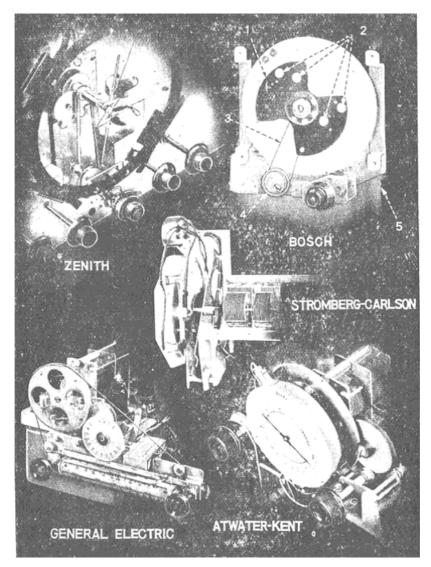
図 11.12 及び図  $11.13(a) \sim (e)$  に米国製受信機のダイアル機構の数例が示してある.これは比較的古い資料 $^{99}$ によった ものであるが参考になる点が少くない.

ダイアル機構には特に精密機械技術者と無線技術者のしっくりした"コンビ"が要望される.否,両方の知識を備えた 優秀な設計技術者が多数現るべきである、

余談休題,帯域拡張は電気的にも行われ,この方が実際に有効且つ容易である.この原理は同調蓄電器と直列に小容量 蓄電器を接続するか,或は並列に大容量蓄電器を接続して,同調蓄電器の可変比を等価的に小ならしめるものである.

又、線輪タップ型と言われるものや、これらを組合せた変形もある、

<sup>&</sup>lt;sup>99</sup> Dial mechanisms, Electronics, Nov. 1935, pp.20 ~ 24.



1. Shutter disc 2. Colored openings 3. Operating cord 4. Eccentric pulley 5. Centromatic unit

図 11.12

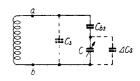
#### 12電気的バンド・スブレッドの諸方式

# (I) 直列蓄電器型バンド・スプレッド方式

図 11.14 のように同調可変蓄電器 C と直列に , バンド・スプレッド用 蓄電器  $C_{bs}$  を挿入し,a-b 端子からみた C の等価可変比を小ならしめ たものを,直列蓄電器型バンド・スプレッド方式と言う.

C の可変範囲を  $C_{min}$   $\sim$   $C_{max}$  とし,a-b 端子からみた容量の可変比 を  $C'_{min}$  ~  $C'_{max}$  とすれば

$$C'_{min} = \frac{C_{min}C_{bs}}{C_{min} + C_{bs}}, \qquad C'_{max} = \frac{C_{max}C_{bs}}{C_{max} + C_{bs}}$$
 (11.36)



ッド回路

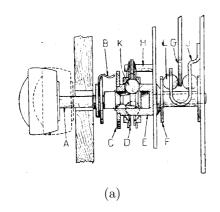
図 11.14 直列蓄電 図 11.15 漂遊容量を 器型バンドスプレ 考えた直列蓄電器型バ ンドスプレッド回路

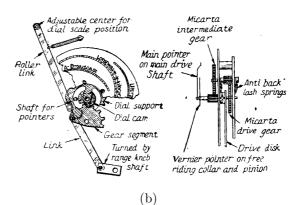
実際には , C' に  $\Delta C_s$  , a-b 間に  $C_s$  なる漂遊容量がある故 (図 11.15 参照) これも含めれば

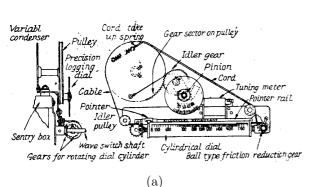
$$C'_{min} = \frac{(C_{min} + \Delta C_s)C_{bs}}{C_{min} + \Delta C_s + C_{bs}} + C_s$$

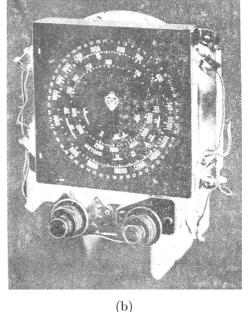
$$C'_{max} = \frac{(C_{max} + \Delta C_s)C_{bs}}{C_{max} + \Delta C_s + C_{bs}} + C_s$$
(11.37)

$$C'_{max} = \frac{(C_{max} + \Delta C_s)C_{bs}}{C_{max} + \Delta C_s + C_{bs}} + C_s$$
(11.38)









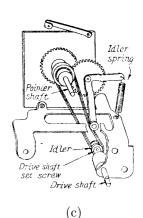


図 11.13

簡単のため ,  $\Delta C_s$  及び  $C_s$  を無視して (11.36) 式を用うれば

$$\frac{C'_{max}}{C'_{min}} = \frac{C_{max}}{C_{min}} \cdot \frac{C_{min} + C_{bs}}{C_{max} + C_{bs}} = K \frac{C_{min} + C_{bs}}{C_{max} + C_{bs}}$$
(11.39)

但し , $K=rac{C_{max}}{C_{min}}$  : 可変蓄電器自体の可変比

従って, $C_{bs}$  を挿入せしむることにより,a-b 端子からみた等価的容量可変化は

$$k = \frac{C_{min} + C_{bs}}{C_{max} + C_{bs}} \tag{11.40}$$

倍小となる. 然してこの場合の周波数可変比は

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{K}\sqrt{k} \tag{11.41}$$

となるから, $\sqrt{k}$  倍小になり, $C_{bs}$  が小なる程この比も小となり,所要の周波数比  $f'_{max}/f'_{min}$  及び  $C_{min}$ , $C_{max}$  が与えられれば  $C_{bs}$  を求めることが出来る.

図 11.16 は  $C_{min}=40 \mathrm{pF}$  ,  $C_{max}=360 \mathrm{pF}$ (従って K=9) の場合の  $C_{bs}$  と Kk 及び  $f_{r\cdot max}/f_{r\cdot min} (=\sqrt{Kk})$  の関係を示したものである .  $C_{bs}$  短絡のとき即ちバンド・スプレッド方式にしな

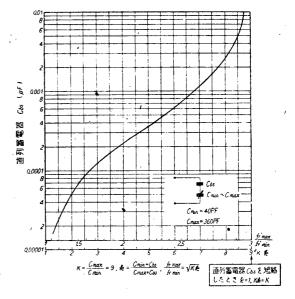


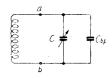
図 11.16  $C_{min}=40 \mathrm{pF}$  ,  $C_{max}=360 \mathrm{pF}$  なる場合の直列蓄電器の容量と同調周波数比 $f'_{r\cdot max}/f'_{r\cdot min}=\sqrt{Kk}$ の関係

いときの , 周波数比は  $\sqrt{9}=3$  ,  $0.00005\mu\mathrm{F}(50\mathrm{pF})$  の直列蓄電器を挿入した場合は , Kk=2 なる故周波数比は  $\sqrt{2}\simeq1.4$ 

となる.又,1.5 倍の周波数を得るための直列蓄電器の容量は約 $70 \mathrm{pF}$  である.この方式は全波受信機に最も多く使用されルる.

# (II) 並列蓄電器型バンド・スプレッド方式

図 11.17 のように同調可変蓄電器 C と並列に,バンド・スプレッド用蓄電器  $C_{bs}$  を接続し,a-b 端子からみた C の等価可変比を小ならしめたものを,並列蓄電器型バンド・スプレッド方式と言う.



C の可変範囲を  $C_{min}$  ~  $C_{max}$  , その比を  $K(=C_{max}/C_{min})$  とし,a-b 端子から見た可変比を  $C_{min}''$  ~  $C_{max}''$  とすれば

図 11.17 並列蓄電 器型バンドスプレ ッド回路

$$C'_{min} = C_{min} + C_{bp} + C_s (11.42)$$

$$C_{max}^{"} = C_{max} + C_{bp} + C_s (11.43)$$

 $C_s$ : 漂遊容量

従って、

$$\frac{C_{max}''}{C_{min}''} = \frac{C_{max} + C_{bp} + C_s}{C_{min} + C_{bp} + C_s}$$
(11.44)

 $(C_{min} + C_{bp}) \gg C_s$  として  $C_s$  を無視すれば

$$\frac{C_{max}''}{C_{min}''} = \frac{C_{max} + C_{bp}}{C_{min} + C_{bp}} \tag{11.45}$$

となり、この場合は $C_{bp}$ が大なる程等価可変比は小になる.

図 11.18 は  $C_{min}=40 \mathrm{pF}$  ,  $_{max}=360 \mathrm{pF}$ (従って K=9) の場合の  $C_{bp}$  と  $C''_{max}/C''_{min}=k$  及び  $f''_{r\cdot max}/f''_{r\cdot min}=\sqrt{k'}$  の関係を示したものである .  $C_{bp}=0$  即ちバンド・スプレッドにしないときの周波数比は 3 であるが例えば  $C_{bp}=0.0005 \mu\mathrm{F}$  とすればその比は約 1.25 となる .

この型は,同調回路の容量を増加するため L/C が小となり,Q が下るので余り用いられない.

# (III) 線輪タップ型バンド・スプレッド方式

図 11.19 図 (a) のように , 同調線輪 L にタップを設けそれに蓄電器  $C_{bl}$  を接続し , a-b 端子からみたた C の可変比を等価的に小ならしめたものを , 線輪タップ型バンド・スプレッド方式と言う .

この回路は同図  $(\mathbf{b})$  の如き等価回路に置換えて考えることが出来る.即ち,N' 回のところに接続した  $C_{bl}$  なる容量は,L の両端

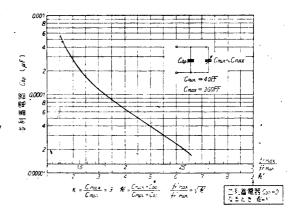


図 11.18  $C_{min}=40 \mathrm{pF}$  ,  $C_{max}=60 \mathrm{pF}$  なる場合の並列蓄電器の容量と同調周波数比 $f''_{r\cdot max}/f''_{r\cdot min}=\sqrt{k'}$  の関係

$$C'_{bl} = C_{bl} \left(\frac{n}{n'}\right)^2 \tag{11.46}$$

なる容量を接続したこととなる.従って,タップの位置を加減することにより,等価可変容量比従って周波数比を変化することが出来る.

 $C_{bl}' = C_{bp}$  と考えれば,並列蓄電器型として計算出来る.この方式は,周波数に比例して帯域拡張の出来る利点と,単一調整の容易な利点があるが,全波受信機で於ては線輪の構造が複雑になり,又,切換スイッチが1 回路に多くなる欠点がある.

#### (IV) 二重可変型バンド・スプレッド方式

図 11.20 のように,普通の同調蓄電器 C と,それより可

(a) (b) 図 11.20 二重可

図 11.19 線輪タップ型バンド・スプ 変型バンド・スプ レッド回路 (a) とその等価回路 (b) レッド回路

変比小なるバンド・スプレッド用の補助同調蓄電器 C' を用い , 先ず C で粗調整して或局に大体調節し , 次に , C はそこ

に固定し置き C' を以て微調整をするようにしたものがある.補助同調蓄電器は主同調蓄電器と別個の独立したものでもよいが,両者を固定極を共通にして同一軸上に並べ,時計の長針軸と短針軸の駆動関係に用いられるような,二重軸ダイヤルを結合したものもある.これは製作がやや困難であるが,場所をとらず且つ同調調節が容易である.

又,平常はCとC'を同時に回転し,微調節をするときはC'のみを回転し得るようにしたものもある.

バンド・スプレッド方式の一つの目的は,単に周波数帯域を拡張するだけでなく,任意の点で極めて微細な調節を可能ならしめるためにある.

# 13 バンド・スプレッド方式よりみたる、同調回路と局部発振同路の単一調整

スーパー・ヘテロダイン受信機の同調回路周波数と局部発振周波数との間には,中間周波数を  $f_i$  とすれば次の関係がある.

同調周波数範囲 
$$f_{r\cdot min} \sim f_{r\cdot max}$$
 局部発振周波数範囲 (下側へテロダイン): $(f_{r\cdot min}+f_i) \sim (f_{r\cdot max}+f_i)$  (上側へテロダイン): $(f_{r\cdot min}+f_i) \sim (f_{r\cdot max}+f_i)$ 

従って、これらの比は

同調周波数比 : 
$$\frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}}$$
 局部発振周波数比 
$$(下側へテロダイン) : \frac{f_{r \cdot max} - f_i}{f_{r \cdot min} - f_i}$$
 (上側へテロダイン) :  $\frac{f_{r \cdot max} + f_i}{f_{r \cdot min} + f_i}$ 

茲に,

$$\frac{f_{r \cdot max} + f_i}{f_{r \cdot min} + f_i} < \frac{f_{r \cdot max}}{f_{r \cdot min}} < \frac{f_{r \cdot max} - f_i}{f_{r \cdot min} - f_i}$$

$$(11.47)$$

となる故,同調蓄電器り可変比を基準にとれば,局部発振器の共振回路の可変蓄電器容量比は,下側へテロダインの場合大,上側へテロダインの場合小にする必要がある.

従って,同一容量比の連続可変蓄電器により単一調整を行う際は,図 11.21 のように直列蓄電器及び並列蓄電器を組合せ,又,上側へテロダインにするか下側へテロダインにするかによって,前記の條件を満足するように,その等価可変比を調整すると共に,所定の周波数差を有せしめるのである.

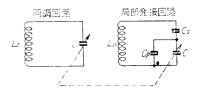


図 11.21 直列蓄電器及び並列蓄 電器により局部発振回路の周波 数可変比を小ならしめて,同一容 量比の連続可変蓄電器で同調回 路と単一調整する

直列蓄電器は,主同調可変蓄電器の容量大なる方でよく利き,並列蓄電器は,反対にその容量小なる方でよく利くことは,前の各帯域拡張型式の説明で明かである.

この意味で帯域拡張は単一調整と関連があるからこの点については,更に第6章第6節(60頁)を参照せられたい.

# 第12章 特殊周波数変換受信方式と其の応用

正常なスーパー・ヘテロダイン受信方式は,広い意味での周波数変換受信方式のうち最も広く実用化されているものである.然し,それにも多くの改良ま要する点があり,更に,この他にも種々な周波数変換受信方式及びその応用が考えられている.

新規な方面を開拓するには一つの問題を深く探究することと,それに関連した問題を広く知る必要がある.著者は斯かる観点から本章を纒めた次第である.

# 1 ダブル・スーパーととその変形

図 12.1 に示す如く  $f_r$  なる到来電波の周波数を, $f_{o_1}$  なる第 1 局部発振波と混合検波し $f_{i_1}(f_r\sim f_{o_1})$  なる第 1 中間周波に変換し,次に,更にこれと第 2 局部発振波  $f_{o_2}$  とを混合検波し, $f_{i_2}[=f_{i_1}\sim f_{o_2}=(f_r-f_{o_1})\sim f_{o_2}]$  なる第 2 の中間周波に変換し,次いで検波して信号を復調するようにしたもの即ち 2 回以上周波数変換するものがダブル・スーパーである.

この方式は特に高利得,高選択が要求される 高級受信機に用いられる.即ち,一回の周波数 変換だけで充分な増幅が得られない際は,更に 周波数変換を行うことこよって目的を達する.

第 1 中間周波と第 2 中間周波との関係は,高調波関係にないようにすべきである. $mf_{i_2}=f_{i_1}(m$ :高調波次数,正の整数)なる関係になると,第 2 中間周波の高調波が第 1 中間周波回路に饋還し安定な増幅が困難になる.

 $f_{i_1}$  と  $f_{i_2}$  とを適当に選べば,第 2 局部発振器 の高調波を第 1 局部発振波として利用することが出来 (図 12.2 参照),笛晋妨害の発生の機会を 少くすることが出来る.但し,これは得定の周波数を受信する場合だけに用いられる.

# 2 二周波スーパーヘテロダイン

周波数  $f_{r_1}$  及び  $f_{r_2}$  なる二つの到来電波を,共通の局部発振波により中間周波に変換する方式である.今,局部発振の周波数を  $f_o$  とすれば.

$$f_{i_1} = f_o \sim f_{r_1}$$
$$f_{i_2} = f_o \sim f_{r_2}$$

なる二種の中間周波数を得ることが出来る.而 して,一般には  $f_{i_1}$  と  $f_{i_2}$  は異らしめて分離し,別々の中間周波回路で増幅し,且つ各別の検波器で検波して信号を得る. $f_{r_1} < f_{r_2}$  とすれば  $f_o$  のとり方に次の三通りある.

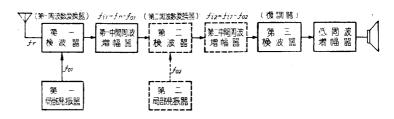


図 12.1 ダブル・スーパーヘテロダイン

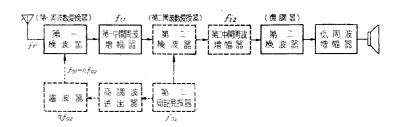


図 12.2 第二局部発振波の高調波を利用するダブル・スーパーヘテロダイン方式

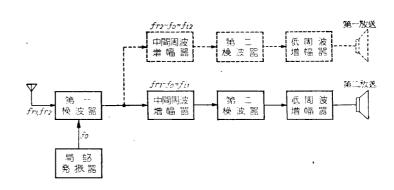


図 12.3 二周波スーパー・ヘテロダインによる二重放送受信

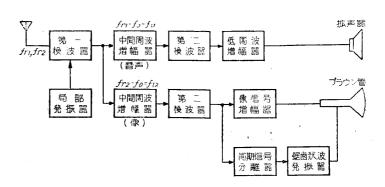


図 12.4 テレビジョン受信機に応用せる二周波スーパー・ヘテロ ダイン方式

- (a)  $f_o < f_{r_1} < f_{r_2}$  両受信電波の何れよりも低い.
- (b)  $f_{r_1} < f_{r_2} < f_o$  両受信電波の何れよりも高い.
- (c)  $f_{r_1} < f_o < f_{r_2}$  両受信電波の中間にある.

(a) の場合には  $f_{i_1} < f_{i_2}$  , (b) の場合には  $f_{i_1} > f_{i_2}$  となる.又 , (c) の場合には  $(f_{r_1} + f_{r_2})/2 < f_o$  のとき ,  $f_{i_1} > f_{i_2}$  ,  $(f_{r_1} + f_{r_2}/2 > f_o$  のとき  $f_{i_1} < f_{i_2}$  ,  $f_{r_1} + f_{r_2}/2 = f_o$  のとき  $f_{i_1} = f_{i_2}$  となる .

この方式の一応用として,第一検波器及び局部発振器を共用し第一放送と第二放送を受信するものがある(図 12.3 参照). 又,テレビジョン放送に於ては音声信号と像信号を少し異った周波数で放送しているが,二周波スーパー・ヘテロダインはこれの受信に最も広く実用されている.図 12.4 はその構成を示したものである.其他,秘密通信などに利用される.

又,例えば一系統の信号を送信側で二つに分離し,二種の異る周波数の電波で送出し,受信側で  $f_{i_1}=f_{i_2}$  ならしめれば簡単に合成することが出来る.

# 3 中間周波出力を局部発振波として用いる方式100

図 12.5 に構成を示してある.その定常状態の動作を考えて見よう,局波数  $f_r$  なる到来電波が第一検波器と平衡変調器に与えられる.又,周波数  $f_i$  なる中間周波増幅器の出力の一部をリミッターに与え,そこで振幅の変化が抑圧されて平衡変調器に与えられる.平衡変調器の出力は  $f_r+f_i$  及び  $f_r-f_i$  なる周波数成分のものとなる.これを濾波器により例えば  $f_r+f_i$  だけを選出し,更に,リミッター或は同期発振器により振幅一定にして周波数  $f_r+f_i$  なる電圧を得る.これが第一検波器に供給されて,到来電波と混合され  $(f_r+f_i)-f_r=f_i$  なる中間周波が得られる.

この出力は通例のスーパー・ヘテロダインの如く 増幅され,更に第二検波されて受信が行われると共 に,中間周波出力の一部は前記のように局部発振波 として受信波との周波数変換用に利用されるので ある.

本方式に於ては,到来電波の周波数変化に拘わらず,常に一定の中間周波が得られるのが特徴である.

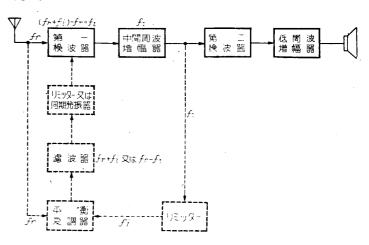


図 12.5 中間周波出力を局部発振波として用うる方式

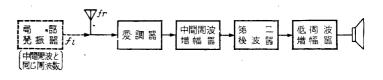


図 12.6 中間周波変調型受信方式

#### 4 中間周波変調型受信方式101

図 12.6 に示すように,中間周波数に等しい周波数の局部発振器を設け,その出力を以て受信高周波電圧を変調する. 局部発振電圧を  $\varepsilon_o\sin\omega_o t$ ,到来高周波電圧を  $\varepsilon_r\sin\omega_r t$ ,その中に含まれる信号電圧を  $\varepsilon_s\sin\omega_s t$  とすれば,変調器の出力電流中に次の成分が含まれる.

$$i_{pi} = \alpha \varepsilon_o \left(1 + rac{3\gamma \varepsilon_r^2 K_a}{\alpha} \sin \omega_s t \right) \sin \omega_i t$$
 (12.1)  $\alpha$ : 変調器の特性によってきまる係数  $\gamma$ : 変調器の特性によってきまる係数  $K_a = rac{\varepsilon_s}{\varepsilon_r}$ : 到来波の振幅変調度

 $<sup>^{100}</sup>$  望月冨昉:スーパー・ヘテロダイン受信方式 昭.16 , 特. 出. 公 $.\mathrm{No}.486$ 

<sup>101</sup> 安藤博:超ヘテロダイン受信方式 特許 No.79896 , 出願. 昭. 元.12 . 30 , 公告. 昭.3.8.17 , 特許. 昭.4.1.18 .

ここで , 簡単化するため  $(3\gamma \varepsilon_r^2 K_a)/\alpha = k_{ai}$  ,  $\alpha \varepsilon_o = \varepsilon_i'$  とすれば上式は

$$i_{pi} = \varepsilon_i'(1 + k_{ai}\sin\omega_s t)\sin\omega_i t \tag{12.2}$$

となり,振幅が  $\varepsilon_r$  から  $\varepsilon_i'$  に,変調度が  $K_a$  から  $k_{ai}$  になり,且つ,周波数が  $f_r (=\omega_r/2\pi)$  なる高周波から  $f_i(\omega_i/2\pi)$  なる中間周波の振幅被変調波に変換される.故に,中間周波増幅したる後検波すれば所要の信号を復調し得る.

この場合,中間周波数は到来電波の周波数に無関係なる故,何れも一定の中間周波に変換し得る.但し,スーパー・ヘテロダインの如く,ヘテロダイン検波によって  $f_i=f_r\sim f_o$  なる中間周波に変換するものの特徴,殊に選択度を大ならしめ得る効果は得られない.

又,信号電圧の出力は,変調器のグリッド電圧  $e_q$ ,陽極電流  $i_p$ ,間の第三次微係数

$$\gamma = \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 i_p}{\partial e_q^3} \tag{12.3}$$

に比例する故<sup>102103</sup>,変換利得が低い欠点がある.

尚,この原理は  $f_i < f_r$  なるときでも  $f_i > f_r$  なるときでも,即ち,低い周波数に変換するときも,高い周波数に変換するときも同様に適用される.

5 中間周波に等しい周波数の局部発振器を設け,到来波を一定の中間周波に変換する方式

この方式は,前述安藤氏の方法の如く "変調法"によるに非ずして,普通のスーパー・ヘテロダインの如く "ヘテロダイン検波"により,任意の受信周波数を一定の中間周波に変換する方法である.

スーパー・ヘテロダイン受信機に於ては中間周波数は一定値に固定して置き,受信周波数が異ればそれに対応して局部発振周波数を変化せしめ,両者の差が常に中間周波に等しくなるよう調整するのである.而して,今日の一般スーパー・ヘデロダイン受信機は,高周波同調と局部発振周波数の調整が所謂"単一調整"式になっているため,全受信周波数範囲に亘り常に上の條件を完全に満足せしめることは不可能である.又,製作時にそのような調整が略成立したとしても,其後時日の経過と共に多少の狂いは免れず,電源電圧の変動その他によっても局部発振の周波数が変化する.

そこで,これら種々な原理で局部発振周波数が変化した場合,自動的にそれを所定の値に調整する方法が AFC であるが,変化したものを補正すると言う消極的な方法のでなく,他の方法で積極的に一定の中間周波が得られればこの問題は根本的に解決されるわけである.受信周波数が定められている場合には,局部発振器を例えば水晶制御にしてその周波数変動を防止すればよいが,任意の周波数を受信する一般のものでは採用し得ない.

林氏はこの方法に新な解決法を提案され $^{104}$ ,其後 Dueño 氏も同様な方法を発表し $^{105}$ ,更に江石生氏 等もその原理による受信機を発表した $^{106}$ .これに 関連して林氏と茨木氏との間に「無線と実験」誌上 て意見の応酬があり $^{107108}$ ,著者も自分の発明 $^{109}$ に 関連して意見を発表したことがある $^{110}$ .

 $\overline{\mathfrak{M}}$  , 図 12.7 は本方式の原理を示したもので,周波数  $f_r$  なる受信高周波勢力が二分され,一部は高周波増幅器 (これは省略し得) へ,他は平衡変調器へ与える.又,所定の中間周波数と等しい周波数の一定周波数局部発振器を設け,その出力を上記平衡変調

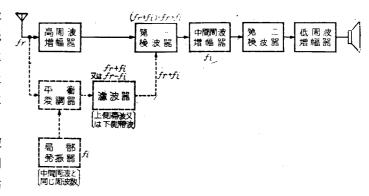


図 12.7 一定中間周波を得る方式

<sup>102</sup> 宇田新太郎,三木正一:電学誌 No.568(昭.10.11), P.983

 $<sup>^{103}</sup>$  S. Ballantine & H. A. Srow: I.R.E. 18,2102(1930)

 $<sup>^{104}</sup>$  林龍雄,福崎晄:振幅変調に混入せる周波数或は位相変調の除外,電気通信学界創立  $^{20}$  周年記念大会予稿, $^{8}$  $^{119}$ ,昭 $^{12}$ .

 $<sup>^{105}</sup>$  B. Dueño : Constant frequency superhetrodyne receiver , Electronics , Aug. 1939

 $<sup>^{106}</sup>$  江石生 , スーパーの画期的新回路 , 新スーパー・ヘテロダイン受信機の試作 , 無線と実験 , 昭.15.1

 $<sup>^{107}</sup>$  林 龍雄:新スーパーヘテロダイン方式への注意 , 無線と実験

 $<sup>^{108}</sup>$  茨木 悟:新スーパー方式に関して林氏へ応う,無線と実験

<sup>109</sup> 望月冨昉: スーパーヘテロダイン受信方式,昭.16.特. 出.公.No.486,出願.昭.14.6.9.

<sup>110</sup> 望月冨昉:新スーパーヘテロダイン方式に対する一私考,無線と実験.昭.16.6.〔章末参照のこと〕

器へ与える.受信電波の周波数を  $f_r$ ,局部発振の周波数(従って中間周波数)を  $f_i$  とすれば,平衡変調器の出力の周波数成分は  $f_r+f_i$  及び  $f_r-f_i$  となる.この何れを利用してもよいが図の例では, $f_r+f_i$  なる上側帯波を濾波器で選出し第一検波器に与える.ここで高周波増幅器を通って来た受信波と混合され,両者の差周波即ち  $(f_r+f_i)-f_r=f_i$  なる中間周波数が得られるから,以下は普通のスーパー・ヘテロダインと全く同様に中間周波増幅し,更に第二検波を行って信号を復調する

要するに,本方式では受信電波より中間周波数だけ高い(或は低い)周波数の電圧を,受信電波と局部発振波の合成によって取出し,それを局部発振波として用い中間周波に変換するのである.

中間周波数は全く局部発振器の周波数に等しい, 又,これは受信電波の周波数には無関係となる.其 故,一定周波数の局部発振器を以て任意の周波数の 受信電波を所定の中間周波数に変換し得る.即ち, 普通のスーパー・ヘテロダインの如く受信電波の周 波数に対応して,局部発振の周波数を変化する必要 はないのである.従って,局部発振器は水晶制御に して安定化することが出来,これに応じて中間周波 数は安定化される.

尚,図示のものでは第一検波器に与えられる  $f_r+f_i$  なる周波数成分の電圧が,受信電波の振幅の変化に応じて変化する.図 12.8 図はこの点を改良したもので濾波器の出力リミッターによって一定電圧に

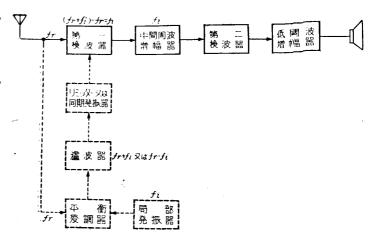


図 12.8 一定中間周波を得る方式

抑えるか,又は同期発振器を制御して所定周波数の一定電圧のものを得る.

この考えを更に一歩進めると,局部発振器を省略し中間周波増幅器の出力を以てそれに変え得ることがわかる.第 12章第 3 節に既述したものはそれを示したものである.而してその最初の過渡的起動は,発振器に於ける自励振発生と同じ原因でなされる.尚,これと同様な原理によるホモダイン受信方式が,ラルフ・バウン氏によってこれより遙か以前に示されている $^{111}$ .

#### 6 選択度高き一定中間周波スーパーヘテロダイン方式<sup>112</sup>

前項に述べた方式によれば受信電波の周波数が変化しても,それと無関係に一定の中間周波に変換し得る.而し,他方に於てこれには重大な欠点があることを注意しなければならぬ.

即ち,普通のスーパー・ヘテロダイン受信方式に於て,受信せんとする電波の周波数を  $f_r$ ,近接混信波の周波数を  $f_r'$  とすれば,それらは  $f_o$  なる局部発振波と混合検波されて,それぞれ, $f_i=f_r\sim f_o$  及び  $f_i'=f_r'\sim f_o$  なる周波数に変換される.然して,両者の混信の程度はその周波数差  $\Delta f=f_r\sim f_r'$  と希望周波数の比によって与えられる.従って高周波に於けるその比は  $(f_r\sim f_r')/(f_r~\Delta f/f_r$ ,これが中間周波数に変換されると  $(f_i\sim f_i')/f_i=[(f_r\sim f_o)\sim (f_r'\sin f_0)]/(f_r\sim f_o)=\Delta f/f_i$  となる.前者を $_r$ ,後者を $_i$  としてその比を求めれば, $S_i/S_r=f_r/f_i$  となり中間周波が低い程選択度が大になることがわがる,

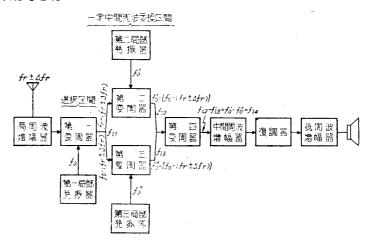


図 12.9 選択度高き一定中間周波スーパー・ヘテロダイン方式

然るに,上述のようにして一定の中間周波に変換する方式では,希望波  $f_r$  に対レて  $(f_r+f_i)\sim f_r=f_i$ ,又,混信波

 $<sup>^{111}</sup>$  ラルフ・バウン:無線受信方式 . 特許 No.74913. 出願 大.15.11.16 , 公告. 昭.2.9.16 , 特許. 昭.2.12.1

<sup>112</sup> 拙著: 新スーパーヘテロダイン方式の欠点の解決,無線と実験,昭.17.9.

 $f'_r$  に対しても  $(f'_r+f_i)\sim f'_r=f_i$  となって,何れも同一周波数の中問周波数に変換されてしまうため,スーパーヘテロダインの選択度に関する上記の特徴が失われてしまい,その選択性は他の受信方式に於けると同様高周波回路に依存するもののみである.

そこで,スーパー・ヘテロダインの選択性に関する特徴を失うことなく,然も,到来電波及び局部発振器の周波数変動に不感な,一定な中間周波が得られれば誠に画期的と言える.著者もこれに就いて種々研究を行って来たが,未だ根本的な解決策は得られない.

福本氏は,この問題の解決に一つの示唆を与える方式を示されている $^{113}$ ,図 12.9 はその構成をしたもつで,特徴とするところは,選択度に関し従来のスーパー・ヘテロダインと同じ性能を有せしめる部分 (選択区間) と,前項と類似の原理により一定の中間周波に変換し,受信電波の周波数変動を消去せしめる部分 (一定中間周波変換区間) とよりなる.

 $\dot{ extbf{1}}$ ,受信電波の周波数が  $\Delta f_r$  変動し  $f_r\pm\Delta f_r$  が来たとする.これは必要により高周波増幅されて第一変周器に与えられ,第一局部発振器の出力と混合され

$$f_{i_1} = f_o - (f_r \pm \Delta f_r) \tag{12.4}$$

なる第一中間周波  $f_{i_1}$  に変換され,この出力は第二変周器及び第三変周器に与えられる.又,第二局部発振器の出力  $f_o'$ ,第三局部発振器  $f_o''$  が,それぞれ第二変周器及び第三変周器に供給され,第一中間周波と混合されて次の如き第二中間周波及び第三中間周波に変換される.

$$f_{i_2} = f_o' - [f_o - (f_r \pm \Delta f_r)] \tag{12.5}$$

$$f_{i_2} = f_o'' - [f_o 0(f_r \pm \Delta f_r)] \tag{12.6}$$

これは,更に第4変周器に与えられ両者の差周波が選出される

$$f_{i_2} - f_{i_3} = f_o' - f_{i_4} (12.7)$$

この第 4 中間周波は,到来電波の周波数変動には無関係になり,更に同時に局部発振の周波数が  $\Delta f_o$  も変化したとすれば,

$$f'_{i_1} = (f_o \pm \Delta f_o) - (f_r \pm \Delta f_r)$$
 (12.8)

$$f'_{i_2} = f'_o - [(f_o \pm \Delta f_o) - (f_r \pm \Delta f_r)]$$
(12.9)

$$f'_{i_3} = f''_o - [(f_o \pm \Delta f_o) - (f_r \pm \Delta f_r)]$$
(12.10)

これより

$$f'_{i_4} = f'_{I_2} - f'_{i_3} = f'_o - f''_o (12.11)$$

とたり,局部発振周波数の変動にも無関係になる。

従って,第1変周器の出力回路を  $f_{i_1}=f_o\sim f_r$  に同調させて置けば,任意の受信周波数に対応して第一局部発振器の周波数を調整して所定の第1中間周波を得,これは任意の低い値に選定し得る故,スーパーへテロダインの原理による選択度を大ならしめ得られる.然も,その後の周波数変換作用により,受信電波及び第1局部発振器(普通のスーパーへテロダインに於ける局部発振器に相当する)の周波数変動に無関係な,一定の中間周波数が得られるのである.

而し,第1変周器の出力回路は  $\Delta f_r$  及び  $\Delta f_o$  に対応する帯域幅,即ちその最大値を  $\Delta f_{r\cdot max}$  ,  $\Delta f_{o\cdot max}$  とすれば

$$\Delta f - 2(\Delta f_{r \cdot max} + \Delta f_{o \cdot max}) \tag{12.12}$$

なる余裕をもたせて置く必要があり,この場合には選択度に関し尚研究の余地がある.尚,第 3 変周器及び第 3 局部発振器 (或は第 2 変周器及び第 2 局部発振器) は省略してもよい.この場合の第 4 変周器の出力を  $d_{i*}^{\prime\prime}$  とすれば

$$f_{i_4}77 = f_o' - [(f_o \pm \Delta f_o) - (f_r \pm \Delta f_r)] + [(f_o \pm \Delta f) - (f_r \pm \Delta f_r)] - f_o'$$
(12.13)

となる.

故に,第2局部発振器及び第3局部発振器を水晶制御の如くし,周波数を安定化すればよい.

<sup>113</sup> 福本:特許 No.14756

# 7 電離層測定用一定周波数変換受信方式114

電離層 諸測定は大抵インパルス法で行われるが,その測定装置は送受信機が同一場所に設置され,且つ,送受に同一空中線と同一同調回路を共用し,しがも,例えば  $500 {
m KC} \sim 16 {
m MC}$  迄の広範囲を数分の間に,自動連続的に繰返して送受信しなければならぬ,又,送信機の出力は数  ${
m KW}$  以上であり,受信機は弱い反射波を受けるため相当の高利得を要する.

これらの条件を満足させるには特殊の方法が必要で,受信機にスーパー ヘテロダイン方式が採用され次のような装置が実用されている.図 12.10 はその構成を示したものである.

図に於て,発射され同時に又受信される電波の周波数を  $f_{ov}$ ,受信機の中間周波増幅器の同調周波数を  $f_i$  とする.左下の可変周波発振器は  $f_{ov}+f_i$  なる周波数を発振するように調整されてあって,その出力で上の平衡変調器を励振する.この変調器は他方中間周波数発振器の出力  $f_i$  によっても励振されている.従って,この変調器の出力は両者の和及び差たる,周波数  $f_{ov}+2f_i$  及び  $f_{ov}$  なる両側帯波のみとなるわけで,これらの間には  $2f_i$  だけの差がある.茲に中間周波数は普通約  $500{\rm KC}$  に選定する故,上記両側帯波の周波数差は  $2f_i=1,000{\rm KC}$  となり,平衡変調器の出力回路の選択度によって何れか一方が消去出来,次の電力増幅器には単一側帯波例えば  $f_{ov}$  のみが与えられる.この  $f_{ov}$  は増幅されたる後電波として空中線から輻射される.

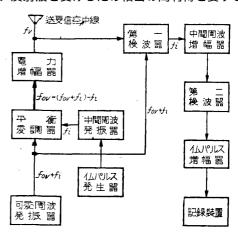


図 12.10 上空電離層測定装置の構成

尚,前記中間周波発振器はインパルスによって制御される.従って,中間周波発振器はインパルス電波が発射される瞬間のみしか発振していないから,同一場所に受信機の中間周波増幅器があり  $f_i$  に同調されていても空中線回路からは何等つ妨害も与えない.

電離暦で反射され下降して来た電波の周波数は殆んど  $f_{ov}$  に等しいから,前の送信空中線に受かり,電力増幅器の出力回路がその同調回路となる.この時,送信機は既に休止状態にあり電波な出していないから,何等の干渉も起らない.この受信反射波起電力はすぐ横にある第一検波管の第一グリッドに加えられる.この検波管の第 2 グリッドには,前の可変周波発振器からの周波数  $f_{ov}+f_i$  なる電圧が与えられるので,その出力には  $(f_{ov}+f_i)-f_{ov}=f_i$  なる中間周波電圧が得られる.

以下.これを増幅し第2検波器を経て記録器に与えればよい.

この方法によれば,発射電波の周波数が如何に変化しても,受信機の高周波同調周波数が自動的にこれに追随し,常に一定の中間周波数が得られる.

# 8 唸周波局部発振型スーパーヘテロダイン (特に全波受信機への応用)

受信せんとする電波の最低周波数を  $f_{r\cdot min}$  , 最高周波数を  $f_{r\cdot max}$  とすれば,これに対応する局部発振器の周波数は  $f_{lo\cdot min}(=f_{r\cdot min}+f_i)\sim f_{lo\cdot max}(=f_{r\cdot max}+f_i)$  となる.(但し上側へテロダインの場合,下側へテロダインの場合にも 同様な関係がある. $f_i$ : 中間周波数),然して,一般に最低同調周波数  $f_{min}$  と最高周波数  $f_{max}$ ,これに対応する同調回路の可変蓄電器の容量  $C_{min}$  と最大容量  $C_{max}$  との間には,次の関係がある.

$$\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 = \frac{C_{max}}{C_{min}} \tag{12.14}$$

故に,全波受信機の如く  $f_{r\cdot max}/f_{r\cdot min}$  の比が大なるものでは,上式を満足させるような大なる容量比を有する可変蓄電器を得ることが困難である.又,一歩を護ってそれが得られたとしても,C が大となれば同調回路の Q が小となり受信感度がわるくなる.そこで,C を固定とし L を変化する手段をとっても,全く同形の

$$\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 = \frac{L_{max}}{K_{min}}$$
(12.15)

となり, 更に, L, C を同時に可変としその比を等しくした場合を考えると

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{L_{max} \cdot C_{max}}{L_{min} \cdot C_{min}} \tag{12.16}$$

となることがわかる $^{115}$ .何れにしても一ツの C 或は L の可変範囲で全波受信機の如く,例えば  $500{
m KC}\sim 20{
m MC}$  の如き広範囲に亘り,高能率に同調させ又に発振させることは不可能である.其故実際には L を段階的に切換え,その各々に対し C を比較的小なる比の範囲で可変にする方法を採っているが,その手数が煩雑であり.又,切換スイッチの故障が多い.

高周波同調回路に対してこの問題を解決することは未解決であるが、局部発振回路に対しては原理的に有用な提案がある116117118119.

図 12.11 はその原理的構城を示したもので,その重要な点は第 1 検波器に与える  $f_o$  なる周波数の電圧を得るところまでである.図に於て,周波数  $f_{o_1}$  なる固定周波発振器と  $f_{o_2}$  なる可変周波発振器を設け,両者の出力を唸検波で混合しその差に相当する周波数  $f_o$  を取出す.茲に,後者の可変範囲を  $f_{o_2 \cdot min} \sim f_{o_2 \cdot max}$  とれば,唸検波器の出力周波数範囲は

$$f_{o \cdot min} = f_{o_1} \sim f_{o_2 \cdot min}$$
 :  $f_{o_2 \cdot min} = f_{o \cdot min} + f_{o_1}$  (12.17)  
 $f_{o \cdot max} = f_{o_1} \sim f_{o_2 \cdot max}$  :  $f_{o_2 \cdot max} = f_{o \cdot max} + f_{o_1}$  (12.18)

#### となり、その比は

$$\frac{f_{o \cdot max}}{f_{o \cdot min}} = \frac{f_{o_1} \sim f_{o_2 \cdot max}}{f_{o_1} \sim f_{o_2 \cdot min}}, \quad \frac{f_{o_2 \cdot max}}{f_{o_2 \cdot min}} = \frac{f_{o \cdot max} + f_{o_1}}{f_{o \cdot min} + f_{o_1}} \quad (12.19)$$

なる関係がある.従って, $f_{o_1}$  及び  $f_{o_2}$  を高くとれば可変周波発振器の周波数比  $f_{o_2 \cdot max}/f_{o_1 \cdot min}$  を小とし,然も,所要の周波数  $f_o$  の変化比を著しく大ならしめ得る.

例えば, $f_{o_1}=29.5\mathrm{MC}$ , $f_{o_2\cdot min}=30\mathrm{MC}$ , $f_{o_2\cdot max}=49.5\mathrm{MC}$  とすれば  $f_{o\cdot min}=500\mathrm{KC}$ , $f_{o\cdot max}=20\mathrm{MC}$ ,従って  $f_{0_2\cdot max}/f_{o_2\cdot min}=1.7$ , $f_{o\cdot max}/f_{o\cdot min}=40$  となる.即ち,発振 周波数比 1.7 で 40 倍の周波数変化を有する局部発振波が線輪を切換えることなく得られ,これは所要の全波受信範囲を容易に包含し得ることとなる.

本方式で問題となる点は唸検波器の出力回路で,若し所要の差周 波  $f_{o_1} \sim f_{o_2}$  に対する同調回路を設けるものとすれば,その範囲は  $f_{o\cdot min} \sim f_{o\cdot max}$  になり,ここに前述の困難がそのまま存し何等の

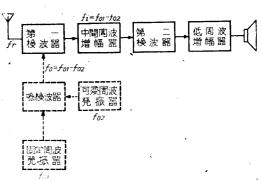


図 12.11 唸周波局部発振型スーパーヘテロダイン

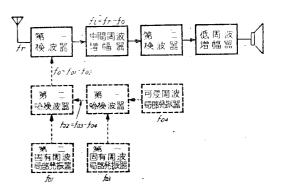


図 12.12 多段唸周波局部発振型スーパーヘテロ・・・・・

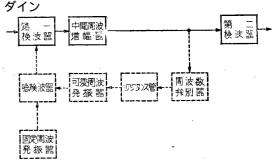


図 12.13 自動周波数制御を施したる唸周波局部発 振型スーパーヘテロダイン

価値もないこととなる.其故,実際には非同調とするのであるが,その結果  $f_{o_1}$ , $f_{o_2}$ , $f_{o_1}\sim f_{o_2}$ , $f_{o_1}+f_{o_2}$  等が現われ混信の原因となる.

又,上記可変周波発振器自体を,更に唸周波を以て代らしめることが出来る〔図 12.12 参照〕. 然るときは遙かに小なる可変比を以て,より大なる可変比の唸周波スーパー・ヘテロダインとしての局部発振波を取出すことが出来るが,発振周波数をより高くしなければならぬ.この作用はより多段化し得るが,受信機用として意味のあることではない.

<sup>115</sup> 拙著:全波受信機 (誠文堂新光社)P.71

 $<sup>^{116}</sup>$  前田久雄 , 望月冨昉:受信方式 , 特許  $\mathrm{No}.116400$  ,  $\mathrm{E}.10.12.14$ 

 $<sup>^{117}</sup>$  拙著:オール・ウェーブ受信機の新方式に就て, $^{
m OHM}$ ,昭 $_{
m .}$ 11 $_{
m .}$ 12

 $<sup>^{118}</sup>$  拙著:新型式オール・ウェーブ受信機 , 無線と実験 , 昭 $^{11.6}$ 

<sup>119</sup> 拙著:全波受信機用局部発振の新方式,無線と実験,昭.21.9

尚,固定周波発振器は直接水晶制御とし,或はその高調波を利用して安定化し得るが,可変周波発振器の周波数変動は,自動周波数制御方式を適用して補正することが出来る.図12.13にその場合の構成が例示してある.

#### 9 局部発振周波数を超可聴周波数を以て変化させる方式

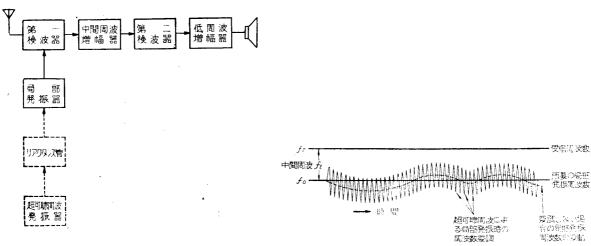


図 12.14 局部発振周波数を超可聴周波数を以て 変化させる方式

図 12.15

図 12.14 に示したように , 局部発振器にリアクタンス管を関連せしめ , それを超可聴周波数発振器の出力で制御する , 然るときは局部発振の周波数は図 12.15 に細い波形を以て示したように変化する .

受信電波の周波数  $f_r$  に対し,所要の局部発振周波数はそれと  $f_i$  だけ異る  $f_o$  のように  $f_r$  と平行な線で示されるが,実際の発振周波数はいろいろな原因で点線の如く変動し,其の結果中間周波数がずれて甚しい場合には受信不能にたるが,本方式のようにその周波数を超可聴周波で変化せしむれば,その一周期中に必ず所要の周波数となり,従って正しい中間周波が得られ受信が可能になる.周波数変化は超可聴周波で行われるゆえ出力には不感である.

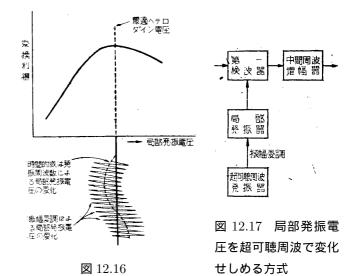
#### 10 局部発振電圧を超可聴周波で変化せしめる方式<sup>120</sup>

局部発振電圧と周波数変換利得との関係は,一般に図?? の曲線に示す如くで,或局部発振電圧に於て最高の変換利得が得られる.この時の電圧を最適へテロダイン電圧と言う.

局部発振電圧は,電源電圧の変動及び発振周波数によって点線の如く変化する.従って,時間的にまた受信周波数によって変換利得が変り,受信感度が異ることとなる.そこで図 12.17 のように超可聴周波発振機を設け,その出力で局部発振を振幅変調すると,第 1 検波器に実際加わる局部発振電圧は前図の波形のように変化し,発振電圧の変動に拘わらず最適ヘテロダイン電圧となる機会があり,受信感度が平均化されることとなる.

#### 11 周波数変調度低下或は増大受信方式

周波数変調を通信に利用する場合,その価値を充分発揮させるには所謂"広帯域周波数変調"を行う必要がある.然



して,変調による側帯波の幅  $\Delta f$  は搬送波の周波数に関連してとり得る範囲が制限される.即ち, $\Delta f$  を大ならしめんとすればそれに比例して搬送波の周波数を高くする必要がある.

其故,広帯域周波数変調を行うには超短披以上の搬送波が用いられる.

<sup>120</sup> 佐々木浩一:スーパーヘテロダイン受信方式, 昭.16. 特. 出. 公.No.1472

茲に,スーパーへテロダイン方式で周波数変調波を受信する場合を考えると, $f_r$  なる搬送波が  $f_i$  なる中間周波に変換される結果,帯域幅との比は  $\Delta f/f_r$  から  $\Delta f/f_i$  となり  $f_r/f_i$  倍になる.従って,中間周波数は帯域幅 varDelta に関連してあまり低くすることは出来ない,又, $\Delta f$  が大なるときは,それを忠実に通過させるための濾波器の設計製作が難かしくなり,増幅利得も小となる.

そこで,広帯域変調を受けた周波数被変調波を中間周波に変換する際,或は変換後その帯域幅即ち変調度を小ならしめることが考えられる.

分周法による周波数変換もその一方法であるが, 受信機への実際化には尚幾多の解決を要する問題が ある

次に,スーパーヘテロダインで中間周波に変換する際,周波数変調度を低下させ帯域幅を縮減する方法について述べる<sup>121</sup>.普通のスーパーヘテロダインに於ける局部発振波は,受信電波の搬送波と中間

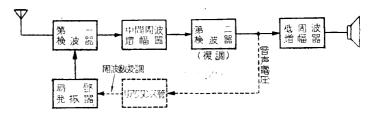


図 12.18 周波数変調度低下或は増大受信方式

周波数だけの差を有する,一定周波数のものであるが,この周波数を受信信号を以て変調すれば,中間周波数変調度はその方向により,もとの帯域幅より広くも挾くもすることが出来る.

図 12.18 は本受信方式の構成を示したもので第 2 検波器の出力信号電圧を以て,局部発振器に関連せしめてあるリアクタンス管を制御し,その発振周波数を変調する.

#### 今,到来周波数被変調波を

$$e_r = arepsilon_{lr}\cos(\omega_r t + k_f\sin\omega_s t)$$
 (12.20)  $\omega_r$ : 搬送波の角周波数  $\omega_s$ : 信号波の角周波数  $k_f = rac{\Delta\omega_r}{\omega_s} - rac{
hoarepsilon_s}{\omega_s}$ : 周波数変調度

 $\Delta\omega_r$ : 周波数の最大変化量

 $\varepsilon_s$ : 到来波に含まれる信号電圧の振幅

 $\rho$ : 変調係数

#### とし,周波数変調を受けた局部発振器の出力を

$$e_{lo}=arepsilon_{lo}\cos(\omega_{lo}t+k_f'\sin\omega_st)$$
 (12.21)  $\omega_{lo}$ : 局部発振の中心角周波数  $arepsilon$ : 局部発振の振幅  $k_f=rac{\Delta\omega_{lo}}{\omega_s}$ : 局部発振の周波数変調度

とすれば,両者が第1検波器で混合検波され,その中間周波出力は,次の如くになる.

$$e_i = \varepsilon_{lr} \varepsilon_{lo} \cos[(\omega_r \sim \omega_{lo})t + (k_f - f_f') \sin \omega_s t]$$
(12.22)

これより , 中間周波の周波数変調度は  $k_f-f_f'$  となり , 若し  $k_f-k_f'$  ならば変調度零 ,  $k_f'>k_f$  の場合は逆位相となる . 中間周波の帯域幅は , その周波数変調度

$$k_{fi} - k_f - k_f' \tag{12.23}$$

に比例する故,負饋還変調度  $-k_f'$  を適当に大ならしめることにより,所要帯域幅  $\Delta f$  を任意に縮小することが出来,又,特殊の応用に於て  $k_f'$  を正方向にとれば,中間周波の変調度を到来波のそれより大ならしめ得る.

第2検波器の信号出力電圧を

$$\varepsilon_{so} = \varepsilon_{so} \sin \omega_s t \tag{12.24}$$

<sup>121</sup> J. G. Chaffee: The application of negative feedback to frequency modulation system, (負帰還を施せる周波数変調方式), I.R.E. May,1939

とすれば

$$k_f' = \frac{k\rho'\varepsilon_{so}}{\omega_s} \tag{12.25}$$

k
ho': 局部発振の変調係数

となる.又,中間周波の増幅度及び第二検波 (復調) の際の係数を  $\alpha$  と  $\alpha_1$  とすれば

$$\varepsilon_{so} = \alpha \alpha_i \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (k_f - f_f') \omega_s 
= \alpha \alpha_1 \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (\Delta \omega_r - \Delta \omega_{lo}) 
= \alpha \alpha_1 \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (\rho \varepsilon_s - k \rho' \varepsilon_{so})$$
(12.26)

これより  $\varepsilon_{so}$  を求むれば

$$\varepsilon_{so} = \frac{\alpha \alpha_1 \rho \varepsilon_s \varepsilon_r \varepsilon_{lo}}{1 + \alpha \alpha_1 k \rho' \varepsilon_r \varepsilon_{lo}} \tag{12.27}$$

となる.ここで

$$\alpha \alpha_1 \varepsilon_r \varepsilon_{lo} = \mu$$
 ,  $k \rho' = -\beta$ 

とすれば

$$\varepsilon_{so} = \frac{\mu(\rho\varepsilon_{\beta}}{1 - \mu\beta} \tag{12.28}$$

が得られる.この $-\mu\beta$ が負饋還度である.

若し,

$$-\mu\beta \gg 1$$
 :  $\alpha\alpha_1 k\rho' \varepsilon_r \varepsilon_{lo} \gg 1$ 

とすれば

$$\varepsilon_{so} = \frac{\mu(\rho\varepsilon_s)}{-\mu\beta} - \frac{\rho\varepsilon_s}{k\rho'} \tag{12.29}$$

即ち,負饋還度大なるときは,出力電圧は到来電波のフェーデング,局部発振電圧の変動,検波能率の変化等に無関係になる.

而し,この負饋還変調作用により信号出力も 1/k
ho' に減少する.これをもとに戻すには送信側の変調度を k
ho' 倍すればよい.

又,雑音妨害が大ならざるときは,負饋還変調により雑音も逓減され,上記の如く送信側の変調度を大にして,受信機出力の信号レベルを元に戻せば結局,信号対雑音比 S/N の改善が遂行されることが理論的にも実験的にも証明される.その現象を定性的に説明すれば,受信機出力端子に現れたる雑音により,局部発振の周波数変調が行われ,中間周波に負饋還され検波後は前の雑音を減少せしめるのである.

# 12 局部発振を出力信号を以て振幅変調する方式<sup>122</sup>

普通のスーパーヘテロダイン受信方式で,振幅変調波を受信する場合,第1検波器の出力電圧は次式に比例する

$$e_i = \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (1 + k_a \cos \omega_s t) \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t \tag{12.30}$$

 $arepsilon_r$ : 受信波の振幅

 $\varepsilon_{lo}$ : 局部発振波の振幅

 $k_a = rac{arepsilon_s}{arepsilon_s}$ :受信波の振幅変調度

 $\omega_s$ :信号波 (低周波) の角周波数  $\omega_r$ :受信波 (高周波) の角周波数

 $\omega_{lo}$ : 局部発振波の角周波数

 $\varepsilon_s$ : 信号波の振幅

この場合には局部発振波の振幅は不変である.

 $<sup>^{122}</sup>$  望月冨昉:信号波ヲ以テ局部変振波ヲ変調スベクナセル「スーパーヘテロダイン」受信方式 , 特許  ${
m No.}145158,$  昭.16.8.25

#### 今,局部発振波を受信機の出力信号電圧

$$e_s' = \varepsilon_s' \cos \omega_s t \tag{12.31}$$

で振幅変調すれば

$$e_{lo} = \varepsilon_{lo}(1 + k_a' \cos \omega_s t) \sin \omega_{lo} t$$
 (12.32)  
 $k_a' = \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{lo}}$ 

となる,次にこれで到来受信波を混合検波し,その中間周波を取出せば

$$e'_{i} = \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} \left[ 1 + (k_{a} \pm k'_{a}) \cos \omega_{a} t \right] \cos(\omega_{r} \sim \omega_{lo}) t$$

$$= \varepsilon_{r} \varepsilon_{lo} \left[ 1 + k_{a} \left( 1 \pm \frac{k'_{a}}{k_{a}} \right) \cos \omega_{s} t \right] \cos(\omega_{r} \sim \omega_{lo}) t$$

$$(12.33)$$

但し, $k_a'$ の符号は局部発振の振幅変調が到来波の振幅変調と同相なるとき+,逆相なるとき-をとる.

となる.故に,局部発振の信号波による振幅変調の方向及び大きさを調整することにより,中間周波の

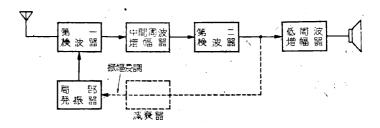


図 12.19 局部発振を信号で振幅変調する方式

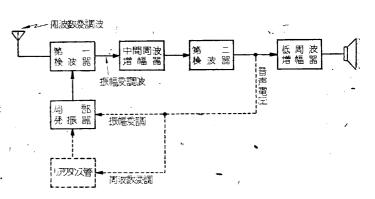


図 12.20 周波数変調を振幅変調に変化する受信方式

振幅変調度を到来波のそれに比し,深くも浅くもなし得られ,負饋還変調にすれば雑音及び歪率を減少せしめることが出来,正饋還変調にすれば信号電圧出力を大ならしめ得る.而してその限度を超えると自己発振を起す.図 12.19 にこの受信方式の構成を示す.

# 13 周波数変調を振幅変調に変換する受信方式123

図 12.20 のように,周波数変調波を受信し,信号電圧出力により局部発振波を振幅変調及び周波数変調すれば,中間周波出力は次の如く表わされる.

$$e_i = \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (1 + k_a' \cos \omega_s t) \cos[(\omega_r \sim \omega_{lo})t + (k_f - k_f') \sin \omega_s t]$$
(12.34)

但し,局部発振の周波数変調は負方向とす

従って ,  $k_f' - f_f$  にすれば

$$e_i = \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (1 + k_a' \cos \omega_s t) \cos(\omega_r \sim \omega_{lo}) t \tag{12.35}$$

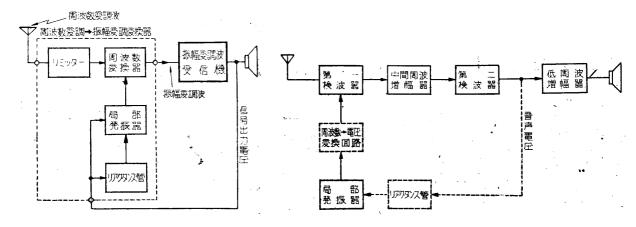


図 12.21 振幅変調波受信機を以て周波数変調を受信する方式

図 12.22 周波数変調を振幅変調に変換する受信機

 $<sup>^{123}</sup>$  望月冨昉:周波数変調受信方式,特許 No.154493,出願 昭.15.5.4.公告 昭 47.7.30,特許 昭.18.1.8

となり、周波数変調は消去されて振幅変調されたものに変換される・

そこで,この原理による,周波数変調  $\longrightarrow$  振幅変調変換器を用い,従来の振幅変調受信機で周波数変調波を受信することが出来る.図 12.21 は両者の連絡を示したものである.尚,周波数変調の特徴を発揮させるには振幅変調波に変換する前にリミッターを通し,振幅変化を除去すべきである.

又,局部発振を故意に振幅変調したくても,周波数変化を振幅の変化に変換する回路 (例えば,周波数弁別器に用いられるもの,最も簡単なのは同調回路の特性を利用すればよい) を用い,図 12.22 図の如く構成せしめればその目的を達することが出来る.

尚,前項の方式を組合せれば振幅変調波を周波数変調波に変換することも出来,両複合変調波を各別に分離受信することも出来る.

# 14 周波数変調波の特殊ビート受信方式

送信側で発射電波の周波数を変化しつつ,電鍵により断続したとすれば,発射電波は時間的に図 12.23(a) のように変化する.これをビート法で受信し符号を再現せしめるには,何等かの方法(それに就いてば前述)で一定周波数に変換したる後,それと適当な可薙周波数だけの差を有する局部変振波とビート検波すればよい.



著し,一定周波数に変換せずビート受信せんとすれば,受信電波の周

波数変化に追随して局部発振の周波数を変化する必要がある.周波数変化が緩かで且つその範囲が小なる場合には必ず しも不可能ではないが,広範囲且つ高速度なる場合には困難となる.

本方式は,受信電波の周波数を一定化することなく,変化しているままとし然もビート受信を可能ならしめたもので,図 12.24 に示す如く受信波を二分し,その一部は直接,他は遅延装置を経て唸検波器へ与える.ここに受信電波は発射電波と同形と考えられる故,前記図 12.23(a) にて表わされ,これに対し遅延装置を通ったものは,遅延時間を  $\Delta t$  とすれば同図 (b) を以て示される.即ち,両者の間には常に  $f_b$  なる周波数差があり,これが唸検波器で検波されて可聴音となり且電信符号で断続されたものとなる.

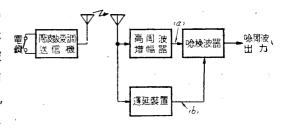
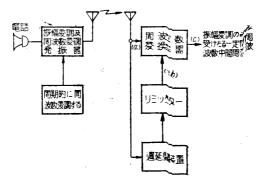


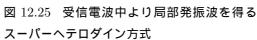
図 12.24 周波数変調波の特殊ビート受信方式

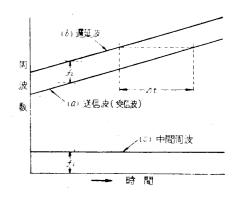
送信電波の周波数変化が一様に行われる場合には唸周波数も一定となる.若し,周期的に不規則に変化するものとすれば,それに伴って唸周波数も不規則に変る.然し,その変化が極端でなければ或可聴周波範囲でゆるやかに変化し,実際問題として差支えない.又,唸周波数は遅延時間  $\Delta t$  を変化すれば任意に変えることが出来る.

# 15 受信電波中より局部発振波を得るスーパーヘテロダイン方式

図 12.25 に示すように送信電波を信号 (電話) で振幅変調すると共に,周期的に周波数変調する.受信側では到来波を二分し,一部は遅延接周波数変換器に,他は遅延装置及びリミッターを通して周波数変換へ与える.到来受信波は送信波と同形と考えられる故図 12.26(a) を以て示される.これに対し遅延装置を通ったもの(遅延







2.26

波) は,遅延時間を  $\Delta t$  とすれば  $(\mathrm{b})$  を以て示され常に  $f_i$  なる周波数差があり,これは時間的に一定 (実際には,周波数

変調が周期的に行われるため,ぞの方向が変るところで過渡的変化をする,その詳細は拙著 $^{124}$ を参照乞う)で,下方 (c)に示す如くである.この受信波と遅延波が周波数変換器で混合され, $f_i$ なる中間周波が取出される.

然し、ここまでは局部発振波に代用される遅延波にも振幅変調を含んでいて不都合であるから、図示のようにリミッターを設け一定振幅にしてから、或は遅延装置の出力で同期発振器を制御し、一定の振幅で(b)のように周波数が変化するものを得てそれを周波数変換器に与えればよい。

特殊な応用では (b) の振幅変調をそのまま利用する場合もある.

# ${f 16}$ ドップラー効果を利用するスーパー・ヘテロダイン周波数変換方式 ${f 125}$

この方式は極超短波の受信に用いられ,局部発振器を要せず,ドップラー効果を利用して受信電波から局部発振波を得るようにした.図 12.27 はその構成を示したもので,主要点は,普通の固定されている空中線  $A_1$  の他に運動空中線  $A_2$  を設けた点にある.

 $A_1$  に受かる電波の周波数は,送信側で発射する電波の周波数に等しいが, $A_2$  に受かる電波の周波数はそれと異ったものになる,これは周知のドップラー効果に基くもので,変化量は電波の速度と,電波の到来方向に対する運動空中線の速度つ比によって与えられる.

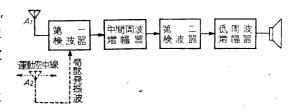


図 12.27 ドップラー効果を利用するスーパーへ テロダイン周波数変換方式

そこで,両空中線に受かった勢力を第一検波器に与えれば, $A_2'$  に受かった勢力が局部発振波として用いられ,その周波数差が検出されて中間周波が得られる.前述の運動比が一定なるとき上の周波数差(中間周波数)は,到来電波の周波数に比例して大となる.従って,数十 KC 以上の中間周波を得るには,数千 MC 以上の電波で運動空中線は吾々が今日可能な最高速度で動かす必要がある.故に,それより低い周波数の電波の受信には現在利用し得ない.

受信電波が振幅変調されている場合には,局部発振波もそのままの形で振幅変調されている.この不都合を除去するにに に ト運動空中線の出力を,リミッターを通して一定電圧としてから第一検波器に与えるべきである.

上の周波数を数十 c/s 乃至数百 c/s にすることは今日の技術でも大なる困難はない,従って,この低周波出力を直接聞くようにすれば電信のビート受信に利用し得る $^{126}$ .尚,装置が複雑化するが上の周波数偏移を拡大する方法を講ずれば,比較的低い周波数で且つ運動空中線の速度がさほど大でなくても,中間周波数を得ることが出来る.

# 17 ドップラー効果による周波数低下受信方式<sup>127</sup>

図 12.28 に示すように空中線を運動させると、これに受かる電波の周波数は送信所から出る周波数と異る.これはドップラー効果によるもので、空中線が送信所に近づく方向に動く時は受信周波数は送出周波数より高くなり、遠ざかる方向に動くときは低くなる.又、この変化は空中線の運動速度に比例する.

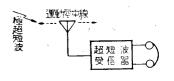


図 12.28 ドップラー効果に よる周波数低下受信方式

其故,空中線を常に遠ざかる方向に相当高速度で動かせば,例えば,極超短波が超短波に変換される.スーパーヘテロダインは増幅困難な高い周波数を,"唸り"の原理で増

幅容易な低い周波数に変換する点に重要特徴があるが,受信波が極超短波になると共振(同調)回路及び周波数変換器の 動作「が低下する.本方式は全く新な観点に立ち"空間的に周波数を低下する"ものである.

現在の技術では,空中線を高速度で動かすこと及び遠ざかる咆哮の運動のみを選択する機構などで,幾多解決を要する問題がある.

飛行機に超短波受信機を設置し,地上からの極超短波を受信する場合には,空中線自体を動かす必要はない,将来,口ケットの如き高速機での:受信には重要な一つの解決法となるかも知れない.

#### 18 再生検波中間周波受信方式

 $<sup>^{124}</sup>$  拙著:周波数変調型電波高度計 (昭. $^{19.11}$ . 起稿,昭. $^{20.6}$ . 脱稿, $^{19.11}$  と $^{19.11}$  に $^{19.11}$  と $^{19.11}$  と $^{19.11}$  と $^{19.11}$  に $^{19.11}$  と $^{19.11}$  に $^{19$ 

 $<sup>^{125}</sup>$  望月冨昉 : 局部発振器ヲ要セザル特ニ極超波ニ対スル「スーパーヘテロダイン」又八「ビート」受信方式 , 昭 $_{19}$ . 特願  $_{19}$ . 5 $_{19}$  、出願 昭 $_{19}$ . 5 $_{19}$  になった。

 $<sup>^{126}</sup>$  望月冨昉:「ビート」法ニヨラズシテ周波数ヲ低下スル極超短波ニ対スル受信方式,昭 $^{19}$ ,特許願, $^{19}$ 、 $^{10}$ 5530,出願 昭 $^{19}$ 5. $^{15}$ 6

 $<sup>^{127}</sup>$  望月冨昉:受信周波数ヲ空間的ニ低下セシムル特ニ極超短波ニ対スル受信方式.昭.19,特許願 $\,\mathrm{No.}5532$ ,出願,昭.19.5.15

スーパー・ヘテロダイン受信機の重要な一つの欠点, "影像混信"のない受信方式として"新スーパー・ヘテロダイン回路"といって, 次の如き受信方式が発表されている<sup>128</sup>. 然し, 影像混信は除去されたものとしても, 選択度, 感度, 忠実度等スーパー・ヘテロダインの利点の大部が失われると考えられ, 著者は, 単に"変っている"と言うだけで大した価値はないと思う.

その意味で極く簡単に述べる.

図 12.29 はその構成を示したもので,受信電波を先ず再生グリッド検波として低周波を取出す.この点通例の再生受信機と異ならない.然して,普通の再生式受信機では低周波出力を増幅して,高声器或は受話器へ与えるのであるが,この受信方式では中間周波数の発振器を設け,それを上記低周波で変調し,更にその出力を中間周波増幅器で増幅し,第二

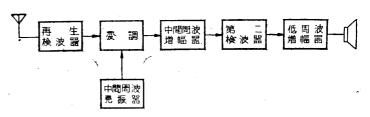


図 12.29 再生検波,中間周波変調受信方式

検波して低周波を取出し,それを増幅して拡声器に与える.

即ち、普通のスーパー・ヘテロダインでは

高周波 → ヘテロダイン法で中間周波に変換 → 中間周波 → 第二検波 → 低周波

なる周波数変換を行うが,この受信方式では

高周波 ─→ 検波により低周波 ─→ 中間周波を変調 ─→ 中間周波 ─→ 第二検波 ─→ 低周波

なる変換を行うので, "スーパー"と名づけても本来のスーパー・ヘテロダインの原理は含まれてない. "変調変換受信方式"とでも言うべきものである.

図 12.30 に再生検波,変調中間周波変換部の回路の一例が示してある.

#### 19 超再生検波周波数変換器

スーパー・ヘテロダインの第一検波 (周波変換器) に超再生検波を利用したものがある $^{129}$ . 普通の超再生検波器は低周波信号を復調するのであるが,この場合には高周波を中間周波に変換する役目をする.

超再生検波は現在知られている検波器の中最高感度をもつものであり,特に超短波に於て他の方式に比し優れて居り,又,自動音量制御

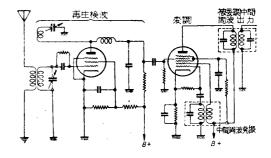


図 12.30 再生検波,中間周波変調回路

作用をもっているなどの特徴がある、これらの長所をスーパーの第一検波に生がしたのが本方式である、

図 12.31 はその原理的回路の一例を示したもので,超再生検波管の陽極直流電圧に瞬滅発振器の交流電圧を加えて催超再生せしめ,その陽極回路から中間周波成分を取出す,瞬滅発信器の周波数  $f_o$  は一般的には低い程感度がよいことが知られている.然し,電話の受信に於ては超可聴周波数でなければならず,普通は数十  $\mathrm{KC}$  以上が用いられている.又,受信周波数  $f_r$  の整数分の一に選んだ方がよいと言うことも発表されている.何れにしても両者の間には  $f_r\gg f_o$  なる関係があるべきで, $f_r-f_o=f_i$  なる中間周波を取出した場合  $f_i\simeq f_r$  であって,他方  $f_i>f_o$  なる関係にあるから,この周波数関係は普通のスーパー・ヘテロダ

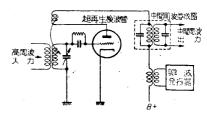


図 12.31 超再生検波周波数変換器

インに於けるものとは異る.例えば  $f_r=50 {
m MC}(\lambda=6 {
m m})$  を受信する際  $f_o=500 {
m KC}$  とすれば,中間周波数は  $49.5 {
m MC}$  となり,中間周波に変換したという意味が殆んどない.そこで  $f_o=48 {
m MC}$  にとったとすれば中間周波数は  $2 {
m MC}$  となり,周波数変換の所期の目的は達せられるが,瞬滅発振周波数が期様に高くては超再生検波作用の効果がない.

この相反する條件を一数させるため,瞬滅発振波の高調波と受信波との差を中間周波数として取出す方法もある $^{130}$ .

 $<sup>^{128}</sup>$  新スーパー・ヘテロダイン回路,無線と実験  $^{128}$  昭 $^{128}$  第 $^{128}$  8 $^{$ 

 $<sup>^{129}</sup>$  沢崎憲一:特許 No.159927 , No.159928 , 昭.8.11.4

<sup>130</sup> これは著者の発明明である.

$$f_i = f_r \sim n f_o$$

にとる.前の例で n=90 とすれば  $nf_o=45{
m MC}$  となる故,中間周波数は  $5{
m MC}$  となり理論的には両方の條件が満足される.然し,高調波の勢力が弱いため変換利得が低く,超再生式で感度をあげた効果が少くなる.そこで瞬滅発振器の波形を高調波含有率の大なるもににすることが考えられるが,装置が複雑化する不利がある.

更に,直接低周波を復調する超再生検波では特有の雑音が出る不都合があるが,本方式の如く中間周波に変換するときはどうなるであろうか,種々興味ある問題があるものと考えられるが,実験結果の発表は著者は未だ知らない.

#### 20 パノラマ受信

聴覚による受信では,一台の受信機で同時に二つ以上の電波を受信することは出来ないが,視覚によりパノラミックに受信出来れば,同時に多数の電波を受信し得ることとなり,特殊目的に貢献するところが少くない.

この要望に応じて出現したものがパノラマ受信機 $^{131}$ であって,これは或一定の周波数帯域,例えば  $^{1}$ MC  $^{2}$ 0MC の範囲内にある全ての信号を可視受信出来る装置であって,各信号は図  $^{12.32}$  に示すようにブラウン管オッシログラフの蛍光板上に衝撃波として表現される.波形の下方に予め較正された周波数目盛が設けてあるから各受信電波の周波数がわかり,又,その高さは強さを表わし,衝激波の形は組合された信号の特性を表示する.

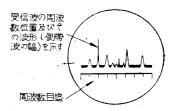


図 12.32 ブラウン管オッシログラフに現れるパノラミック受信波形

可視し得る周波数帯の幅を変化し,一部を拡張して表わせしめれば,任意の受信波を取出してその特性の細部を検べることが出来る.

図 12.33 はパノラマ受信機の構成を示したもので、ダブル・スーパー・ヘテロダイン受信機と、ブラウン管オッシログラフを巧みに組合せたものである、又、入来高周波勢力を未知波形の電圧と考えれば、一種の周波数分析装置と考えてもよい、図に於て入来電波は先ず高周波増幅され、第一周波数変換器に於て第一局部発振器の出力と混合され第一中間周波数は 455KC で、±100KC の広帯域を有する増幅器で増幅される、図??(a) はこの増幅器の周波数特性を示したものである、更に上の出力は第二周波数変換器に於て第二局部発振器の出力と混合されて第二中間周波数に変換される、第二

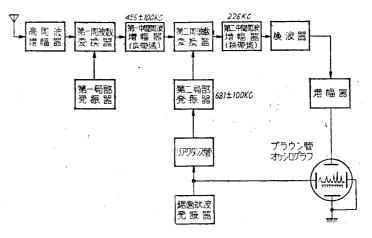


図 12.33 パノラマ受信機構成図

中間周波増幅器は中心周波数  $226\mathrm{KC}$  で , 図  $12.34(\mathrm{b})$  の如き狭帯域持性を有する .

第二局部発振器にはリアクタンス管が接続され,更にリアククンス管は鋸歯状波発振器の出力によって制御されるから,それに応じて発振周波数は  $681 \mathrm{KC}$  を中心とし, $\pm 100 \mathrm{KC}$  の範囲に変化せしめられる,従って,第一中間周波増幅器の出力の中,第二局部発振周波数と  $226 \mathrm{KC}$  の差を有するもののみが,順次第二中間周波増幅器を通過し,検波増幅されブラウン管の縦偏向板に与えられる.他方,その横偏向板には前記の鋸歯状波電圧が与えてあるから,螢光面に描き出される衝撃波の位置が受信波の周波数に対応し,その高さは強度に,波形は特性を表わすこととなる.

この受信機は監視用に適するほか新規な応用が期待される.図 12.35 は 第一周波数変換器以下の回路の一例で,米国では,この種の装置がパナダプ

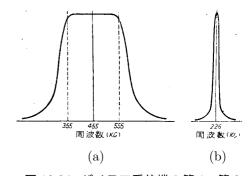


図 12.34 パノラマ受信機の第 1 ,第 2 中間波増幅器の特性

<sup>131</sup> Panorarmic reception, Electronics, June, 1940, (海外誌, No.90)

ター (panadaptor) という名でアマチュア無線家用として発売されていると言う.

# **21** 糎波スーパー・ヘテロダイン受信機<sup>132133</sup>

を 複波の良好な高周波増幅管及び検波管 のない現在,鉱石検波器をミクサーとして用いるスーパー・ヘテロダイン受信機 は,糎波に対する最も感度のよい受信機である.

特殊構造の三極管でも波長数十糎以下では増幅効果が少く,20~30cm以下では殆んど役に立たない.速度変調管は原理的にその行詰りを脱したものであるが,受信機に於けるような微小入力では有効に動作しない.そこで鉱石検波器が再登場しこの波長帯に於て最も有用な検波器として用いられる.構造や調整が簡単なことも実用上の長所である.

図 12.36 に鉱石検波器を用いた 糎 波周

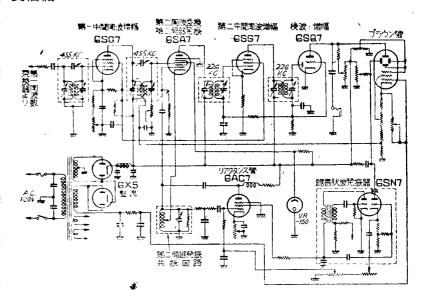


図 12.35 パノラマ受信機の主要部の一例, Panadaptor の回路図

波数変換器と,中間周波増幅器入力回路の結合が示してある.受信高周波入力は導波管又は同軸ケーブルを通して与えられ,局部発振波は同軸ケーブル或はレッヘル線によって導き,上の導波管の一部に結合せしめる.この場合結合度を適当にして,受信電波が鉱石検波器に到達するのを殆んど妨げることなく,局部発振波は適当の強さで検波器に与えられるようにする.

周波数変換器の出力回路は漂遊容量とインダクタンスとで中間周波に同調させる.中間周波数は普通 10 又は 100MC でダブル・スーパーにすることもある.鉱石は雑音が少く,変換損失がある.従って中間周波以下の増幅度を大にする意義と必要がある.

#### 22 インフラダイン

インフラダイン (infradyne) とは到来電波の周波数を高い方に変換する受信方式である.高い方へ周波数変換を行うにもいろいろな手段があるが,局部発振器を設けそれと到来電波の"周波数の和"に変換する方式である.

即ち,到来電波の周波数  $f_r(=\omega_r/2\pi)$  と局部発振の) 周波数  $f_{lo})(=\omega_{lo}/2\pi)$  との和  $f_r+f_{lo}=f_i$  に変換する.スーパーヘテロダインが周波数の差  $f_r-f_{lo}=f_i$  に変換するのと比較して逆の方法である.

周波数変換されたものから信号を取出すには,更に検波を行わねばならぬ,従ってインフラダインの一般的構成は図 12.37 のようになる.和周波数に変換するか或は差周波数に変換するかの他は,全くスーパーヘテロダインと同じ構成である.

この受信方式は殆んど実用されていない.唯,単にこう言う受信 方式もあるという程度の存在でしかないようである.存在さえ知ら ない人が大部分ではないかと考えられる.

その理由は、周波数変換という複雑な手段を講じても、何等重要

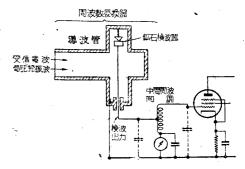


図 12.36 糎波スーパー・ヘテロダイン受 信機に於ける鉱石検波器出力と中間周波増 幅器との接続

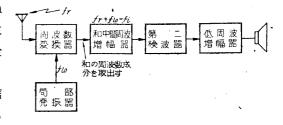


図 12.37 インフラダインの構成

 $<sup>^{132}</sup>$  熊谷寛夫,霜田光一:糎波 (河出書房 物理学叢書  $\mathrm{No.13}$ )) 昭.23.3

<sup>133</sup> A. H. Reeves & E. H. Ullrich; Superheterodyne reception of micro-rays, Elec. Comm. Oct. 1937

な効果がないためである.周波数を高い方に変換する方式と低い方へ変換する方式の優劣については前に詳論してある. 而し,将来何等か特殊な方面へでも有効な利用が現われるかも知れない.一度見捨てられたのも他の技術の発達と変化によって,又,新な価値が見出されることがある(周波数変調はそのよい例である).斯かる見地からインフラダインに関し注意すべぎ,且つ興味ある二三の問題を示して置くことも無駄でないと思う.

インフラダインに於て入来高周波電圧を  $\varepsilon_r \sin \omega_r t$  , 受信側に於て附加する局部発振電圧を  $\varepsilon_{lo} \sin \omega_{lo} t$  とすれば , 所要の変換周波 (和中間周波と言う) 出力は次式を以て示される . [(3.23) 式参照 ]

$$e_i = \beta \varepsilon_r \varepsilon_{lo} (1 + k_a \cos \omega_s t) \cos(\omega_r + \omega_{lo}) t \tag{12.36}$$

#### 又,到来波が変調されていれば

$$e_{i(d)} = \beta \varepsilon_{lo} (1 + k_a \cos \omega_s t \cos(\omega_r + \omega_{lo})t$$
(12.37)

となる.即ち,搬送波及び側帯波の周波数分布を変ずることなく一様に  $\omega_{lo}$  だけ移動されたものとなる. $-\omega_{lo}$  だけ移動されるかのはかスーパーヘテロダインと全く同形で,変換利得も相等しいからこの点に関しては優劣がない. $\{(3.34)$  式参照  $\}$ 

尚、インフラダインに於ては

$$\omega_r + \omega_{lo} = \omega_i \tag{12.38}$$

なる故, $\omega_{lo}=\omega_i-\omega_r$ で又 $\omega_r<\omega_i$ , $\omega_{lo}<\omega_i$ なる関係にある.和中間周波数 $f_i$ を如何に選ぶかについて先ず考慮を要することは,あまり高い周波数は増幅困難になると言うことである. $f_{lo}$ も高周波なる故 $f_i$ は $f_r$ より相当高い値となる.又,局部発振波及び受信電波の高調波が素通りして和中間周波回路に与えられないよう

$$n\omega_r \neq \omega_i$$
 ,  $m\omega_{lo} \neq \omega_i$  (12.39)

(n, m) は何れも正の整数で各々の高調波次数)

にすべきである.

尚,スーパーヘテロダインの如く変換周波数(和中

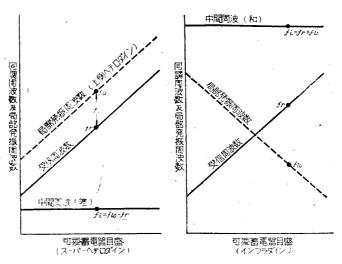


図 12.38 スーパー・ヘテロダイン及びインフラダインに於ける単一調整の受信周波数と局部発振周波数の関係

間周波数) を一定にして,或範囲の周波数を連続的に受信する場合,その最低角周波数を  $\omega_{r\cdot min}$ ,最高角周波数  $\omega_{r\cdot max}$  とすれば

が成立する要がある.換言すれば受信周波数の増減に対し,局部発振周波数は減増させる必要があり,両者の周波数変化の方向は逆になる.図 12.38 はスーパーヘテロダインの場合と比較して示したものである.

従って、インフラダインを単一調整にする場合の設計に注意を要する.

# **23** スーパー・インフラデェネレーター受信方式<sup>134</sup>

超再生式 (super-regenerative system) 受信機は非常に優れた感度をもって居り,又,自動音量制御作用,外来雑音に比較的鈍感であるなどの特徴をもって居り,特に超短波以下の短い波長の受信に優れているが,選択度がわるいと言う欠点がある.

超再生式の上記特徴を保ち.且つ選択度のよい受信方式について種々研究されたが,スーパー・イン

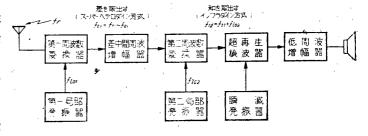


図 12.39 スーパー・インフラヂェネレーターの構成

<sup>134</sup> Ross A. Hull: A new receiving system for the ultra high frequecies, Q.S.T. Nov., 1935.(無線と実験 昭.11.2~3)

フラヂェネレーター (super-infragenerator) はその一つの方式で略して "S.1.G" とも言われ,スーパーヘテロダイン・インフラダイン・スーパー・リゼネレーター (super-heterodyne infradyne super regenerator) 或は単にスーパー・スーパー (super-supre) とも言われる.

この方式はスーパーへテロダインとインフラダイン及び超再生検波器を組合せたもので,図 12.39 にその構成が示してある.即ち

- (1) 到来受信電波  $(f_r)$  を第一周波数変換器に与え,第一局部発振器の出力  $(f_{lo\cdot 1})$  と混合検波して.その差に相当する  $f_{i_1}=f_r\sim f_{lo\cdot 1}$  なる周波数の第一中間周波数に変換する.(スーパーヘテロダイン方式)
- (2) 第一中間周波  $(f_1)$  は適当に増幅したる後第 2 周波数変換器に与え,第 2 局部発振器の出力  $(f_{lo\cdot 2})$  と混合検波し,その和に相当する  $f_{i_2}=f_{i_1}+f_{lo\cdot 2}$  なる周波数の第 2 中間周波成分を取出す.(インフラダイン方式)
- (3) 第2中間周波数を超再生検波する,

#### の三過程より成る.茲に

- (a) 第一のスーパーヘテロダイン過程は選択度をよくするためのもので,従って第1中間周波数は低い方がよいわけであるが,影像混信の問題から制限される.
- (b) 第二のインフラダイン過程は,超再生検波に適さない低い第一中間周波数を,それに適する高い周波数に変換することを目的とする.
- (c) 第三過程で超再生検波の特徴を発揮せしめる.

斯くて,全体を通し所期の目的を達成することが出来ることとなる.

Ross A. Hull 氏の受信機に於ては 56~60MC を受信するよう設計され,第一中間周波数 [低中間周波数 (low intermediate frequency) とも言う] は 1.5MC,第 2 中間周波数 [高中間周波数 (high intermediate frequency] は 21MC に選んである.これの選定にはその高調波が高周波回路の同調範囲にはいらぬようにすることが肝要である.

図 12.40 に全回路が示してある.

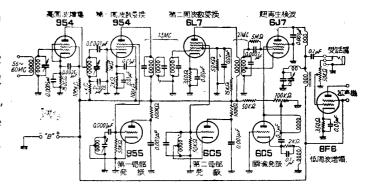


図 12.40 スーパー・インフラゼネレーター回路図

# 24 周波数上昇受信方式 (超短波受信機による長波・中波短波の受信)

図 12.41 のように,超短波受信機の側に超短波発振器があるとき,その発振器の存在のために他の低い周波数 (長波,中波,短波)の到来電波の信号を聴取し得る現象が関知四郎氏によって発見された135.到来電波に.変調波でも非変調波でも差支えないが,電話の場合には超再生の方が良好で,電信の場合には再生式でなければならない.

この現象は,受信機の非直線性のため局部発振器(超短波発振器)によって受信機内に誘発した振動電流が,到来電波によって変調作用を受ける結果のために生する.即ち,一種の混変調の行われることに基因するものである.

局部発振波の角周波数を  $\omega_{lo}$  , 到来電波の角周波数を  $\omega_{r}$  とすれば , この受信機で重要なことは



図 12.41 周波数上昇受信方式 (超短波受信機による長波,中 波,短波の受信)

$$\omega_{lo} \gg \omega_r$$
 (12.41)

なる関係にあることで,この両電圧が真空管に与えられて混合検波されると,その出力電流中の一部として  $\omega_{lo}+\omega_{r}$  及び  $\omega_{lo}-\omega_{r}$  なる成分が得られ,これらを"上昇和周波数"及び"上昇差周波数"とし,それぞれ  $\omega_{u}$  .  $\omega_{v}$  とすれば

$$\omega_{lo} + \omega_r = \omega_u, \quad \omega_u > \omega_{lo} \gg \omega_r$$
 (12.42)

 $<sup>^{135}</sup>$  宇田 , 三木:高周波受信機内に生ずる混変調について , 電学誌 ,  $\mathrm{No.568}(\mathbf{B}.10.11.)$  参照

$$\omega_{lo} - \omega_r = \omega_v, \quad \omega_v < \omega_{lo} \gg \omega_r$$
 (12.43)

なる関係にある.即ち,和周波数は勿論,差周波数も到来電波の周波数より高いのである. $\omega_u$  を利用するのはインフラダインの一種と考えてもよいが, $\omega_v$  を利用するものは局部発振波と受信電波の差周波数を用うる点で,スーパーヘテロダインと似ているが,実際には上の周波数関係に於て全然異るものである.

この方式は,到来電波を高い周波数に変換して受信するものである.超短波受信機は従来のものと何等異るところはない.それは周波数変換作用と超再生検波(復調)とを同時に行うものである.

局部発振器の周波数を固定して置き,超短波受信機の同調波数を変化すると, $\omega_{lo}+\omega_{r}$ に同調した点と  $\omega_{lo}-\omega_{r}'$ に同調した二ケ所で受信することが出来る.これはスーパーヘテロダインに於ける影像周波と一寸似たところがあるが実際には異る.

又,超短波受信機を $\omega_w$ に同調させて固定しで置き,局部発振の周波数を変化すると

$$\omega_{lo}' + \omega_r = \omega_w \quad \therefore \quad \omega_{lo}' = \omega_w - \omega_r \tag{12.44}$$

$$\omega_{lo}'' - \omega_r = \omega_w \quad \therefore \quad \omega_{lo}'' = \omega_w + \omega_r \tag{12.45}$$

を満足する, $\omega_{lo}'$ 及び $\omega_{lo}''$ なる角周波数の二点で $\omega_r$ を受信し得ることとなる

次に,超短波受信機の最低同調角周波数を  $\omega_{w\cdot min}$ ,最高角周波数を  $\omega_{w\cdot max}$  とし, $\omega_{lo}$  なる角周波数の局部発振波で受信し得る電波の角周波数の範囲は,

 $({
m a})$  和周波を利用する場合 ,  $\omega_{r\cdot min} \sim \omega_{r\cdot max}$  とすれば

$$\omega_{lo} + \omega_{r \cdot min} = \omega_{w \cdot min} \quad \therefore \quad \omega_{r \cdot min} = \omega_{w \cdot min} - \omega_{lo}$$
 (12.46)

$$\omega_{lo} + \omega_{r \cdot max} = \omega_{w \cdot max} \quad \therefore \quad \omega_{r \cdot max} = \omega_{w \cdot max} - \omega_{lo} \tag{12.47}$$

従って

$$\frac{\omega_{r \cdot max}}{\omega_{r \cdot min}} = \frac{\omega_{w \cdot max} - \omega_{lo}}{\omega_{w \cdot min} - \omega_{lo}}$$
(12.48)

となる.例えば  $f_{w\cdot min}(=\omega_{w\cdot min}/2\pi)=50\mathrm{MC}$ , $f_{w\cdot max}(=\omega_{w\cdot max}/2\pi)=70\mathrm{MC}$  とし, $f_{lo}(=\omega_{lo}/2\pi)=49.8\mathrm{MC}$  とすれば受信し得る最低周波数は  $f_{r\cdot min}(=\omega_{r\cdot min}/2\pi)=200200\mathrm{KC}$ ,最高周波数は  $f_{r\cdot max}(=\omega_{r\cdot max}/2\pi)=20.2\mathrm{MC}$  となり,結局, $200\mathrm{KC}\sim20.2\mathrm{MC}$  の広範囲に亘り,その比は 101 となる.他方  $f_{w\cdot max}/f_{w\cdot min}=1.4$  なる故,結局,比 1.4 なる同調回路を以て 101 倍の比の周波数の電波を受信し得ることとなるわけで,これは超短波受信機の同調周波数及び局部発振の周波数を適当に選定すれば,更に大なる比が得られる.

 $(\mathrm{b})$  差周波を利用する場合, $\omega_{r\cdot min} \sim \omega_{r\cdot max}$  とすれば

$$\omega_{lo} - \omega'_{r \cdot min} = \omega_{w \cdot min} \quad \therefore \quad \omega'_{r \cdot min} = \omega_{lo} - \omega_{w \cdot min}$$
 (12.49)

$$\omega_{lo} - \omega'_{r \cdot max} = \omega_{w \cdot max}$$
  $\therefore$   $\omega'_{r \cdot max} = \omega_{lo} - \omega_{w \cdot max}$  (12.50)

従って

$$\frac{\omega_{r \cdot max}}{\omega_{r \cdot min}} = \frac{\omega_{lo} - \omega_{w \cdot max}}{\omega_{lo} - \omega_{w \cdot min}}$$
(12.51)

前と同様に  $f_{r\cdot min}=200\mathrm{KC}$  ならしめるために  $f_{lo}=f_{w\cdot min}+200\mathrm{KC}$  とすれば  $f_{lo}=50.2\mathrm{MC}$  , 従って  $f_{r\cdot max}=(f_{w\cdot max}-f_{lo})=19.8\mathrm{MC}$  ,  $f_{r\cdot max}/f_{r\cdot min}=99$  , 或は  $f_{lo}=f_{w\cdot max}+200\mathrm{KC}$  とすれば  $f_{r\cdot max}=2032\mathrm{MC}$  となり , 前と同じ比が得られる .

即ち,何れにしてもこの例に於て長波から短波に亘る約 100 倍の周波数範囲を,普通の全波受信機の如く線輪の切換を要せず受信し得ることとなる.

同調周波数及び局部発振周波数を  $f_w$  及び  $f_{lo}$  に固定して置くと

$$f_{r_1} = f_w + f_{lo} (12.52)$$

$$f_{r_2} = f_{lo} - f_w (12.53)$$

の二つの周波数のものが、全く同じ條件で同時に聞える、これはスーパーの影像混信に類似のものである、

この受信方式では,到来電波に対する同調回路がない.若しそれを設けるとすればその同調比は  $f_{r\cdot max}/f_{r\cdot min}$  にしなければならぬので,普通の全波受信機と全く同様な問題が起る.本方式の特徴は線輪を切換えることなく極めて広範囲の周波数の到来波を受信し得る点にあり,従って,受信電波に対する同調回路を設けるとすれば,その特徴の大部分は失われる.然し,感度をあげ且つ影像波に類似の混信を除去せんとすれば,上記の同調回路を設ける必要がある.

周波数変換後の増幅器がなく (再生又は超再生作用による増幅作用は別),周波数変換器と信号検波 (復調)器とが共通のものであることもこの方式の特徴である.勿論,周波数変換したものを増幅したる後,別の検波器で信号の復調を行わせることも出來るが,周波数を高い方に変換して増幅することは,増幅度の点からも選択度の点からも意義がない.

 $f_{w\cdot max}/f_{w\cdot min}$  なる小なる比の同調回路で  $f_{r\cdot max}/f_{r\cdot min}$  なる大なる比の周波数に同調されることは,そこでの分離が困難になる.従って,この同調回路は極めて微調整をなし得るようにする必要がある.それに機械的並に電気的に帯域を拡張する方法がある.

受信電波に対する同調及び増幅回路がないことと,周波数変換後の増幅部がないことは感度が制限される.被変調波を本方式で受信したときの出力は次式で表わされる.

$$2\beta^2 \varepsilon_{lo}^2 \varepsilon_r^2$$
 或は  $\frac{r_p^6 g_m^2}{2(r_p + R)^6}$  (12.54)

g<sub>n</sub>: 周波数変換兼検波管の相互コンダクタンス

 $r_p$ : 周波数変換兼検波管の内部抵抗

R:プレート負荷抵抗

β: 周波数変換兼検波管の検波係数

 $\varepsilon_{lo}$ : 局部発振電圧

 $\varepsilon_r$ : 到来高周波電圧

実際問題として超再生検波の場合には,その特有雑音の消滅範囲によって,受信可能周波数範囲が前の計算結果よりせばめられる.

本受信方式は,全波受信機の線輪切換問題を解決する一手段を与え,且つ傍受用として適当である.又,ヘテロダイン周波計としての応用がある.

# 25 分周型受信方式136

到来電波の周波数を 1/n(n は正の整数) に分周して増幅し,更に検波する受信方式がある.図 12.42 はその構成を示したものである.

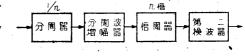
かん 高 周 波 カ 周 波 カ 周 波 タ 二 低 周 波 オ 増 幅 器 検 波 器 増 福 器

到来電波が変調されているものとすれば,搬送 波の周波数を  $f_r$ ,変調波の周波数を  $f_s$  とすれば,

図 12.42 分周型受信方式

その高調波まで考え  $\cdots$   $\cdots$   $f_r-2f_s$  ,  $f_r-f_s$  ,  $f_r$  ,  $f_r+f_s$  ,  $f_r+2f_s$  ,  $\cdots$  等を含む ,  $f_r-2f_s$  乃至  $f_r+2f_s$  の間をとるとすればその帯域幅は  $\Delta f_s=(f_r+2f_s)-(f_r-2f_s)$  即ち  $4f_s$  となる . これをスーパーヘテロダイン方式で中間周波数  $f_i$  に変換すると , その周波数範囲は  $f_i-2f_s$  乃至  $f_i*2f_s$  となり , 搬送周波が変換されただけで周波数分布 (帯域幅) は  $\Delta f_s=(f_i+2f_s)-(f_i-1f_s)=4f_s$  で変化しない . 又 , 搬送周波と帯域幅との比は ,  $\Delta f_s/f_r$  から  $\Delta f_s/f_i$  , 更にこの比は  $f_r/f_i$  に増大する , 従って , 中間周波が低い程所要の特性を有する濾波器の設計 , 製作が困難になる .

分周方式に於ては  $f_i=f_r/n$  とすれば , 側帯波もそれぞれ 1/n になる . 故にこの場合の帯域幅は  $(f_i+2f_s)/n-(f_i-2f_s)/n=\Delta f_s/n$  , 即ち , 分周比に比例して帯域幅も挾くなる故この忠実増幅は容易になる . これが本方式の特徴である .



然し,このまま復調したのでは出力はもとの周波数分布と異り歪んだものとなる.其故,増幅後n倍に倍周して復調するか或は復調後倍周してもよい.後者の実施は困難で前者が優れている(図 12.43 参照).

図 12.43 分周波の周波数分布を復元して検 波する構成

 $<sup>^{136}</sup>$  望月冨昉; 周波数逓降型受信方式,特許 No.146739,出願 昭.15.3.28,公告 昭.16.6.30,特許 昭.16.11.24

# 26 周波数変調型電波高度計に於ける周波数変換 137138

周波数変調型電波対地高度計 (測距機) 並にそれに於ける周波数変換の問題については拙著 $^{139}$ に詳述してある故,ここではスーパーヘテロダインの立場より略述するに止める.

図 12.44 は周波数変調型電波高度計の構成を原理的に略示したものである.図に於て,周波数変調送信機の出力は地面に向け発射され  $(e_0)$ ,同時にその一部は直接波  $r_d$  として受信空中線に与えられる.発射された電波は地面で反射され,反射波  $e_r$  となって帰り受信空中線に受かり,直接波と共に唸検波器に与えられる.

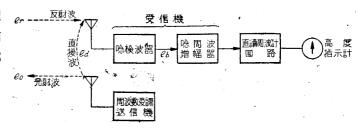


図 12.44 周波数変調型電波高度計の構成

即ち,唸検波器には次の二つの電圧が与えられる $^{140}$ .

直接波:

$$e_d = \varepsilon_0 \left( \omega_0 t - \frac{\omega_d}{p_m} \cos p_m t \right) \tag{12.55}$$

反射波:

$$e_r = \varepsilon_r \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{2H}{c}\right) - \frac{\omega_d}{p_m} \cos p_m \left(t - \frac{2H}{c}\right)\right]$$

$$= \varepsilon_r \sin\left[\omega_0 (t - \Delta t) - \frac{\omega_d}{p_m} \cos p_m (t - \Delta t)\right]$$
(12.56)

 $\omega_0$ : 発射電波の中心角周波数

 $\omega_d$ :変調による周波数偏移

 $p_m$ : 周波数変調の変調角周波数

H: 航空機の高さ (測定せんとする高度)

c: 電波の速度

 $2H/c=\Delta t$ : 被測定高度の間を電波が往復するに要する時間

これらが唸検波器で混合検波される.

今その出力中の低周波分のみを  $e_b$  とすれば

$$e_b = 2\beta \varepsilon_0 \varepsilon_r \cos\left\{\frac{2\omega_d}{p_m} \sin p_m \frac{H}{c} \sin pm \left(t - \frac{H}{c}\right) + \omega_0 \frac{2H}{c}\right\}$$
 (12.57)

(12.58)

β:検波器の特性よりきまる係数

ここに  $p_m H/c$  は極めて小なる故

$$\sin p_m \frac{H}{c} = p_m \frac{H}{c} \tag{12.59}$$

として差支えない.従って(12.57)式は

$$e_b = 2\beta \varepsilon_0 \varepsilon_r \cos\left\{\frac{2\omega_d H}{c} \sin p_m \left(t - \frac{H}{c}\right) + \omega_0 \frac{2H}{c}\right\}$$

$$= 2\beta \varepsilon_0 \varepsilon_r \cos\left\{\Delta t \omega_d \sin p_m \left(t - \frac{\Delta t}{2}\right) + \Delta t \omega_0\right\}$$
(12.60)

<sup>137</sup> 拙著:電波兵器. (昭和 14 年より計画, 昭.17.11. 起稿. 昭.18.8. 脱稿, A5 約 800 頁の予定, 出版準備中終戦現在中止, 当時の情勢で可能なる 資料は殆んど集め, 専問と通俗との中間をとり記述す. 始めの一部は「電気日本」に講座として 1 ケ年連載す)

<sup>138</sup> 拙著:電波探知機 (昭 19.8. 脱稿 , 組版中同年 10 月末空襲により焼失 , 再稿昭.20.3. 脱稿 , 出版準備中終戦のため現在中止)

<sup>139 ??</sup>百脚注参昭

 $<sup>^{140}</sup>$  森川辰雄,沢崎憲一:電波高度計,電学誌,昭.16.7

の如くなる.故に唸周波数を  $f_b$  とすれば

$$f_b = \frac{\omega_d p_m H \cos p_m \left( t - \frac{H}{2} \right)}{\pi c} \tag{12.61}$$

この最小値は零 , 最大値は  $\omega_d p_m H/\pi c$  で時間的に変化するが , 周波計には平均値

$$F_b = \frac{2}{\pi} \int_{p_m t = 0}^{p_m t = \frac{\pi}{2}} \frac{\omega_d p_m H}{\pi c} \cos p_m \left( t - \frac{H}{2} \right) d(p_m t)$$

$$= \frac{2\omega_d p_m}{\pi^2 c} H = KH$$
(12.62)

この  $K (= 2\omega_d p_m/\pi^2 c)$  は係数として与えられる故 , その指示を以て高度を知ることが出来る .

# 27 ドップラー効果による速度測定装置の周波数変換

飛行機の対地速度を測定する方法として、ドップラー効果を利用するものがある $^{141}$ .

図 12.45 はその一方法を示したもので,左側の発振器は飛行機に取付けられv なる速度で動いている.その発振周波数と $f_o$  とする.右側の装置は地上にあり,飛行機上から到来した電波が唸検波器に与えられる.又,この中に上記飛行機上の発振器と同じ周波数 $f_o$  の局部発振器が設けられ,両1 者が唸検波器に於て混合され差周波数が検出される.

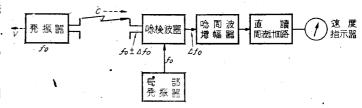


図 12.45 ドップラー効果による速度測定装置

 $\dot{\overline{\mathfrak{D}}}$  , ドップラー効果により受信される電波の周波数  $f_r$  は,飛行機より発射される電波の周波数と異り,次式を以て与えられる

$$f_r = f_o \left( 1 \pm \frac{v}{c} \right)$$
 (12.63)  $v: 飛行機の速度$ 

c:電波の速度

飛行機が接近するときは+  $\Re$  飛行機が遠ざかるときは-  $\Big\}$  をとる.

 $f_o v/c = \Delta f_o$  とすれば,一般に

$$f_r = f_r \Delta f_o \tag{12.64}$$

従って、これと局部発振器との出力を唸検波すれば

$$f_r \sim f_o = (f_o \sim \Delta f_o) \sim f_o = \Delta f_o$$
 (12.65)

となり、これを増幅し直読周波数計回路を通しくて測定すれば、飛行機の速度を知ることが出来る。

而し,この方式に於て飛行機上の発振器及び地上の局部発振器の周波数が,それぞれ  $d\!f_1$  及び  $d\!f_2$  変動したとすれば,受信波:

$$f'_{r} = (f_{o} \pm df_{1}) \left(1 \pm \frac{v}{c}\right) = (f_{p} \pm df_{1}) \pm (f_{o} \pm df_{1}) \frac{v}{c}$$

$$f_{o} \pm \Delta f \pm df_{1} \pm \Delta f$$

$$(12.66)$$

$$\Box \cup \Delta f' = df_{1} \frac{v}{c}$$

局部発振波:

$$f_o' = f_o \pm df_2 \tag{12.67}$$

従って, 唸検波器の出力は

$$f_r' \sim f_o' = (df_1 \sim df_2) \pm \Delta f' \pm \Delta f \tag{12.68}$$

<sup>141</sup> 望月冨昉:特許 No.147538,161580, 其他数件

となり, $d\!f_2$  は地上に於て測定することも出来,補正することも出来るが, $d\!f_1$  はそれが不能である.即ち, $d\!f_2=0$  ならしめれば

$$f_r' \sim f_o = df_1 \pm \Delta f' \pm \Delta f = \Delta f \pm df_1 \left( 1 \pm \frac{v}{c} \right)$$
 (12.69)

従って

$$\Delta f = df_1 \left( 1 \pm \frac{v}{c} \right) \tag{12.70}$$

なる誤差を生する. $df_1\ll f_o$  と考えられる故  $\Delta f'(=df_1v/c)$  は  $\Delta f(=f_ov/c)$  に比して無視し得るが, $df_1$  は無視し得ない.否,この原理に於ては極超短波を用うる要があり,その場合現在の技術では普通の飛行機の速度を測る場合, $df_1>\Delta f$  となることが予想され,実際問題としてこの速度計は実現困難である.

この点を解決し,より高感度に測定する方法として図 12.46 の如きものがある,この場合には地上に極超短波の送信機を設け,その出力を飛行機に投射し其の反射波を投射波と唸検波する,唸検波器は別に設けてもよいが,ここには簡単のため送信機自体を唸検波器として用いる場合が示してある.

この場合 , v なる速度で動く飛行機は反射波に関し等価的に 2v に相当するドップラー効果を生ずる.故に , 反射波の周波数は

図 12.46 反射波のドップラー効果 による速度測定装置

$$f_r = f_o \left( 1 \pm \frac{2v}{c} \right) = f_o \pm 2\Delta f_o \tag{12.71}$$

従って,唸周波数は

$$f_b = f_r \sim f_o = 2\Delta f_o \tag{12.72}$$

前の場合に比し2倍の感度となる.

又,送信機の周波数が $df_1$ 変化した場合,反射波は

$$f'_{r} = (f_{o} \pm df_{1}) \left( 1 \pm \frac{2v}{c} \right) = f_{o} \pm df_{1} \pm \frac{2v}{c} (f_{o} \pm df_{1})$$

$$= f'_{o} \pm \frac{2v}{c} f'_{o}$$
(12.73)

従って、この場合の唸周波数は

$$f_b' = f_r' \sim f_o' \frac{2v}{c} = 2\Delta f_o \pm df_1 \frac{2v}{c}$$
 (12.74)

又,

$$\frac{f_b'}{f_b} = 1 \pm \frac{df_1}{f_o}$$

然るに ,  $df_1 \ll f_o$  なる故  $df_1 \frac{2v}{c}$  は  $2\Delta f_o$  に比し無視され

$$f_b' = 2\Delta f_o$$

となり,送信機の周波数変動には事実上影響されない.

#### 28 同時逡受話装置への応用<sup>142</sup>

スーパーへテロダイン受信方式の有用なる応用の一として同時送受話装置がある。図 12.47 はその構成を示したもので,要点は局部発振器の出力を電波として空中へ輻射せしめるようにし,且つ,それを送話音声で変調する点にある.

換言すれば局部発振器を送信機として用うのである.この方式によれば同一空中線を送受信に共用し,且つ,送受信に極めて接近せる周波数を用い,尖鋭な選択度を以て通話することが出来る.

図 12.47 スーパーヘテロダインを応用せる同時 送受話装置

<sup>142</sup> 拙著:無線同時送受信装置 (理工図書株式会杜)

相対向して通話する両局の中,甲局の送信用周波数 (局部発振周波数) を  $f_o$ ,受信周波数を  $f_r$  とすれば,相手乙局の送信周波数 (局部発振周波数) はそれぞれ全く逆の関係にあり  $f_r$  及び  $f_o$  である.従って,両局の受信機の中間周波数は相等しく  $f_o = f_r \sim f_o$  となる.中間周波数が同一に調整してあれば,送受信周波数を任意に変更しても,何れかの一局で完全に受信し得るよう周波数を調整すれば,自然に相手局も最良同調状態になる.

局部発振が自己の途話音で変調されているため,通話中は自己の音声が側音として聞える.これは妨害となる一方自局の送信状態を監視する手段として利用することも出来る.必要以上の側音を防止することも考えられている.

通話可能距離を大ならしめんとして送信機の出力を大ならしめれば,受信のための局部発振電圧が過大になって受信感度が低下し,反って通話可能距離を短縮する現象がある.其故,受信に最良な局部発振勢力(最適ヘテロダイン電圧)を以て送信出力として,通話可能距離を大ならしめるには受信機の中間周波以下の利得をあげるがよい.然し,この送信出力は実際には甚だ小なるため,これだけは数十 KM 以上の通話は困難である.この行詰りを打開するため,送受空中線の分離,送信機出力の平衡消去法,普声制御発振法等が併用されることがある.

之等の詳細は前掲の拙著を参照されたい.

#### 29 其他

通常のスーパー・ヘテロダイン受信機では中間周波数は一定で,これが重要な特徴になっているが,例えば中波の受信の際と短波受信の際とで中間周波数を切換え変化するもの,或範囲に可変にしたものがある.これによれば各周波帯でそれぞれ都合のよい中間周波数を選定することが出来,又,影像混信を除去することにも役立つ,然し,受信機の機構はそれだけ複雑になるから一般に実用的でない.

局波数を変化しようとする勢力を遅延回路網に通し,その回路の遅延時間を任意の信号に応じて刻々変化せしめれば, 周波数変調された出力を得ることが出来る<sup>143</sup>.

被選別入力  $\sum A\sin 2\pi f_t$  を  $B\sin 2\pi f_o t$  で変調し,これを遮断周波数が  $f_c$  なる低域遮波器を通して取出すときは, $(f\sim f_o)< f_c$  なる條件を満足する周波数成分のみ出力として得られる.即ちこれは中心周波数  $f_o$  にして帯域幅  $2f_c$  なる帯域濾波器と見倣すことが出来,換言すれば周波数変換を利用して狭帯域濾波器を作ることが出来る $^{144}$  . 図 12.48 は実際の回路構戊を示したもので入力  $A\sin(2\pi f t + \alpha)$  を二分し,それぞれ  $A_0\sin\omega_0 t$ , $A_0\cos\omega_0 t$  で変調し,これを同一特性(遮断周波数)の低域濾波器を通した後更に,それぞれ  $A_0\cos\omega_0 t$  で変調しその出力の代数和合成を作れば最終出力として $\frac{1}{2}AA_0^2N\sin\left(2\pi f t + \alpha + \beta + \frac{\pi}{2}\right)$  が得られる.従って,変調周波数  $f_o$  及び低域濾波器を容易に作ることが出来る.尚,第 1 段を  $f_0$  で変調し第 2 段に於て  $f_1$  で変調すれば,出力は  $f_0$   $f_0$   $f_0$   $f_0$  で変調と帯域濾波器とを兼ねたこととなり,用途によっては便利である.

多重変調によって単側帯波を取出す方法も一種の周波数変換とみられる.

図 12.48 変調法による狭帯域濾波器の構成

超短波,極超短波の無線中継では入来波を変調或はヘテロダイン法で、高い方か又は低い方に周波数偏移して増幅し送出するものがある。これにより入力回路と出力回路間の反結合がなく、安定に且つ容易に無線周波のままで中継を行うことが出来る。

周波数標準器 (水晶時計) に於ては標準周波数を既知比で倍周,分周し,又,それを利用する周波数測定に於ては複雑な比の高調波や低調波を利用する.極めて僅かな周波数差を高比率に倍化し精密測定を行う方法も考えられている<sup>145</sup>.

周波数変調送信機にも,変調度を深くする方法として周波数変換法が利用されているものがある.

其他, 更に新規な利用方面が開拓されることを期待する.

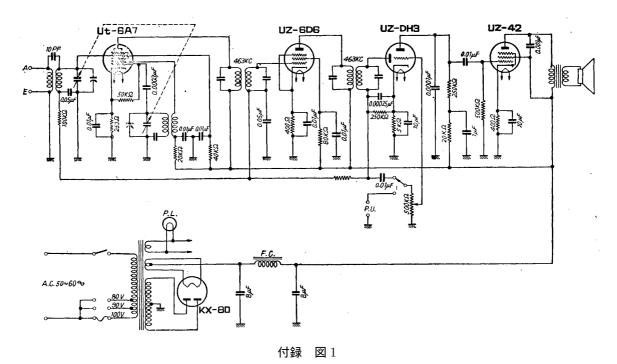
 $<sup>^{143}</sup>$  望月冨昉:遅延回路網ヲ利用スル周波数変換方式  $^{143}$  昭 $^{19}$ . 特願  $^{19}$  No $^{19}$ . 出願  $^{19}$  昭 $^{19}$ .  $^{19}$ 

 $<sup>^{144}</sup>$  N. F. Barber : Narrow band-pass filter using modulation . W.E., May, 1947 , (通信誌 昭.22.9.学界近情)

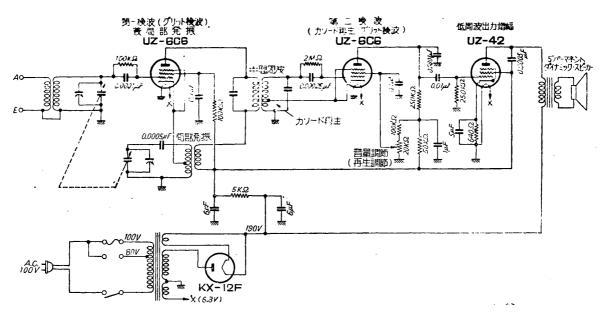
<sup>145</sup> 拙著:水晶時計及び周波数標準器

付 録

配 線 図 集



 $\mathrm{UT}$ -6A7 ,  $\mathrm{UZ}$ -6D6 ,  $\mathrm{UZ}$ -DH3 ,  $\mathrm{UZ}$ -42 ,  $\mathrm{KZ}$ -80 スーパーヘテロダイン回路



特殊な真空管を使用せず,高周波一段,再生グリッド検波に用いた真空管だけで感度も選択度もよい受信機にした点が特徴,第一検波も第二検波もグリッド検波で感度をあげ更に第二検波に於ては再生式として感度と選択度をあげている.

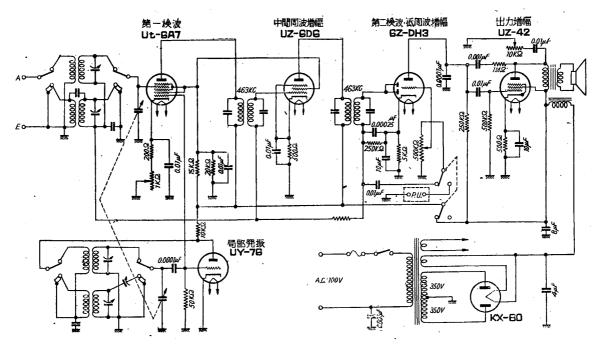
#### 付録 図2

第一検波 (グリッド検波) 第二検波 (再生グリッド検波) 4 球スーパー・ヘテロダイン受信機

# PDF 化にあたって

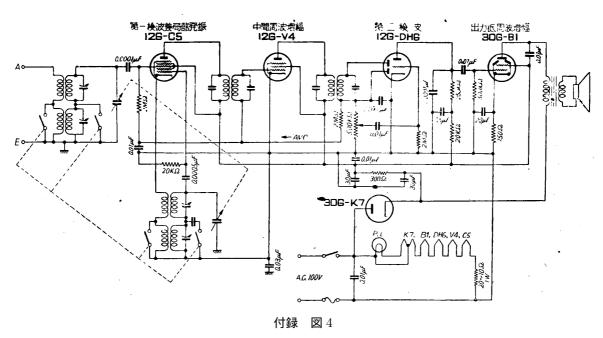
#### 本 PDF は,

望月富昉著『スーパー・ヘテロダイン受信機』(山海堂 , 1949 年 4 月 15 日初版 , A5 版 396 ページ)



付録 図3

UT-6A7, UZ-6D6, 6Z-DH3A, UZ-42, UY-76, KX-80 二周波帯スーパー・ヘテロダイン回路



12G-C5, 12G-V4, 12G-DH6, 30G-B1, 30G-K7 トランスレス・スーパー・ヘテロダイン回路

# を元に作成したものである.

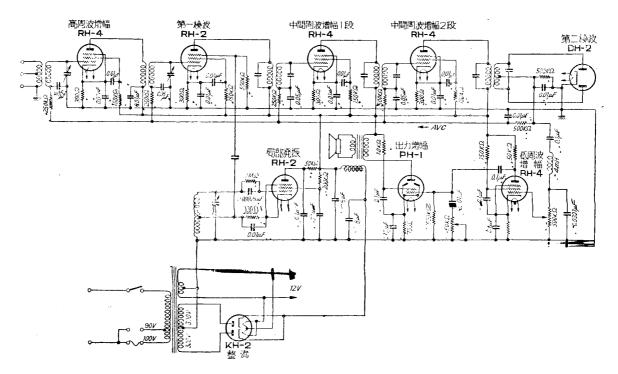
原著は,昭和 24(1949) 年に出版されたもので,当時の用紙事情のため,紙質が悪く,しかも経年変化によって紙の色がこげ茶色に変色しているため,OCR でスキャンしてもあまり綺麗な画像とはならなかった.そのため,原著から収録した図版には鮮明でないものがある.

PDF 化にあたって,

- 1. 旧漢字は新漢字に,旧仮名は新仮名に変更した.
- 2. 漢字の一部に,適宜振り仮名をつけた.
- 3. 巻末の索引は省略した。

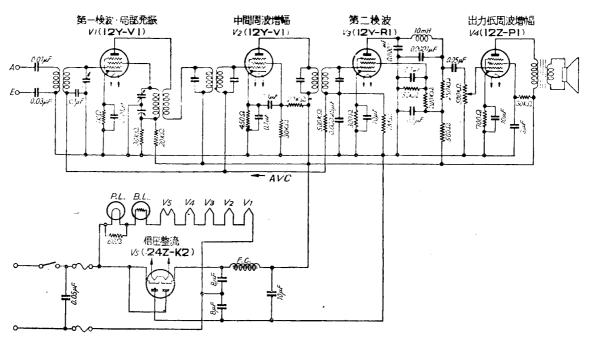
本 PDF について, 誤植を見つけられり, 疑問があれば,

ラジオ温故知新 (http://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/index.html)



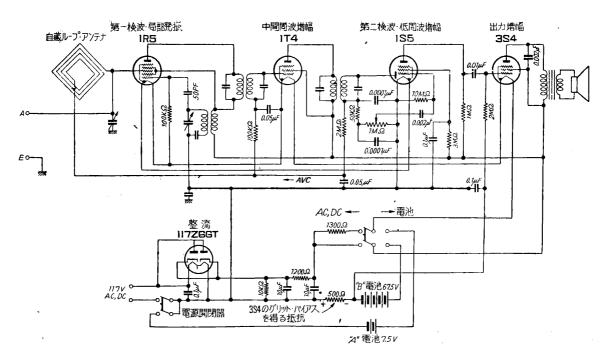
付録 図5

RH-4 , RH-2 , RH-4 , RH-4 , DH-2 , RH-4 , PH-1 , RH-2 , KH-2 9 球スーパー・ヘテロダイン回路



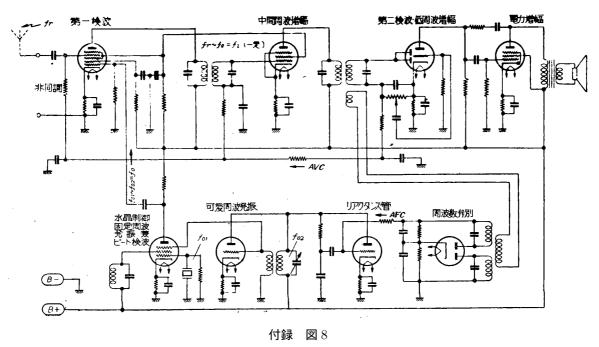
付録 図 6

12Y-V1,12Y-V1,12Z-R1,12Z-P1,24Z-K2 トランスレス・スーパー・ヘテロダイン受信機回路

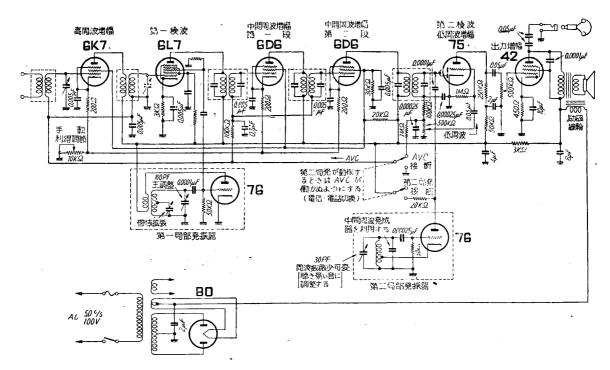


付録 図7

交,直,乾電池三用五球ポータブル・スーパー・ヘテロダイン受信機 (パーマネント・マグネット・ダイナミック・スピーカー使用)

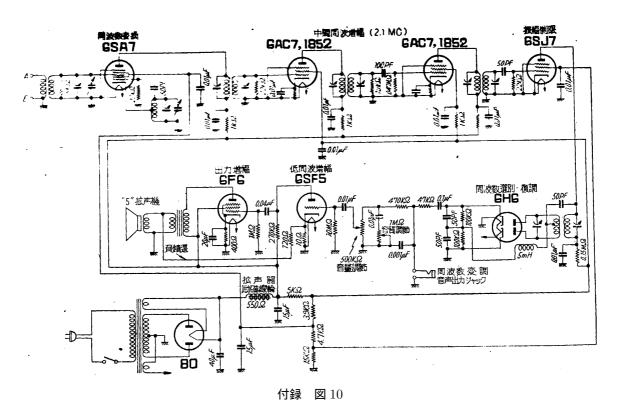


唸周波局部発振型スーパー・ヘテロダイン回路図

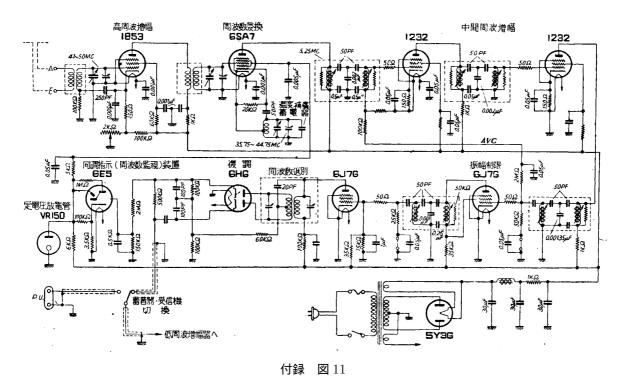


付録 図 9

アマチュア無線局用 8 球スーパー・ヘテロダイン受信機 (第 2 局部発信器を設けて電信のビート受信機 が出来るようにしてある)



Stromberg-Carson の周波数変調波受信機接続図



Scott Radio Laboratory の周波数変調受信機接続図