

細江正章\*

### 〔1〕 緒 言

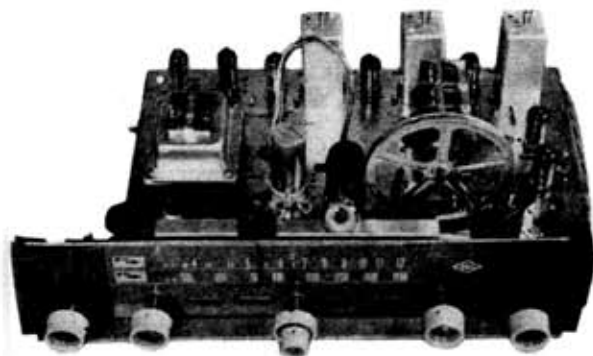
我が国に於ける最初の短波による民間放送が8月に開始され、各方面に話題を提供し期待を与えたのであるが、従来の通信機型に依らざる全波受信機は、第一に、JOZ (3.925 MC) が受信帯域外であるものが多く、第二に、素人にはバンドスプレッドされたものでも選局が困難なること、第三に選択度が不十分で混信に悩まされる可能性が大きいこと、第四に感度及び映像比が所要量に達しないこと、その他種々の点で短波放送のサービスを充分受け入れるには不適當なものである。

これらの欠点を一挙に解決し素人にも容易に操作でき、しかも、安定度、選択度、感度、フェーシング制御効果等に略々満足すべき結果を有する全波受信機 (PS-3A) 型を完成したので、茲に本機の構成、各部設計の要点、性能について発表させて戴く。

### 〔2〕 本体の構成

本体は高さ 330 mm、横 540 mm、奥行 285 mm、重量 10 kg、で木製キャビネットラッカー仕上げのものであり正面左側より電源スイッチ兼音質調整、PU 切換兼

音量調整、微同調調整 (微同調調整軸と同軸に外側に) 帯域幅切換、チャンネル切換、同調の6個の調整箇所を有している。なお裏面には左側よりアンテナ端子、PU 入力端子、レシーバー出力端子、レコーダー端子が設けられている。



本機のシャシー



外 観

\* 新日本電気、大津製造所機器課長代理



ハ、帯域外減衰度、狭帯域に於て 6 db/KC

(8) 周波数安定度

イ、電源電圧変動  $\pm 10V$  に対し周波数変移  $\pm 500$  c/s 以下

ロ、スポットに於ては安定後室温変化  $10^{\circ}C$  に対し周波数変移  $3 \times 10^{-4}$  以下

但し始動時最大周波数変移は  $3 \times 10^{-4}$  以下

(9) 出力

2 W 以上 但し 2 W に於ける歪率 15 % 以下

(10) AVC 特性

入力電圧 40 db 以上に於て入力電圧 10 db 変化に対し出力変化 4 db 以内

(11) 電源

イ、電圧 AC 100 V (85 V、115 V、切換付)

ロ、周波数 50 または 60 c/s

ハ、消費電力 70 VA

(12) 使用真空管

高周波増幅 6 BA 6 1

周波数変換 6 BE 6 1

中間周波増幅 6 BD 6 2

検波 AVC 低周波増幅 6 AV 6 1

出力 6 AR 5 1

整流 6 X 4 1

同調指示 6 E 5 1

(13) スピーカー

6.5 $\phi$  パーマネントダイナミック

出力インピーダンス 7k オーム

〔3〕 各部設計の要点

設計にあたって特に意を用いた所は、従来の受信機に余り類を見ない短波のスポット周波数受信と中間周波の狭帯域特性の実現と帯域幅の切換などの点である。

(1) チャンネル切換

チャンネル切換スイッチによって左から右へ標準放送波帯、短波帯、Aスポット、Bスポット、Cスポット、Dスポットの6個所の切換となっている。Aスポットは JOZ に、Bスポットは JOZ<sub>2</sub> に選局され、C・Dスポ

ットは近く予定されている他の周波数用である。各スポットにより選局が容易になることはいうまでもないが局部発振周波数変化に伴う受信周波数の微小のずれを追跡する意味と比較的隣接した他の放送も受信できるように各スポットはそれぞれ約  $\pm 50$  KC の受信帯域をもっている。これは正面の微調ツマミにより調整されるものである。

(2) アンテナ入力回路

アンテナ端子は平衡型、不平衡型のいずれにも切換可能であり、アンテナに誘起された高周波エネルギーはアンテナマッチング回路により能率よく伝送される。短波帯に於ける、アンテナ入力インピーダンスは  $100 \Omega$  であり 7 MC を標準にしてインピーダンスマッチングすべき相互インダクタンスを決定してある。

(3) 高周波増幅回路

特に短波に於ける感度上昇、スプリアス、映像妨害の除去等の見地から高周波増幅は重要な意義をもつが、高周波増幅管の制御グリッドに発生する雑音電圧が変換管の制御グリッドに発生する変換雑音電圧をマスクするのに十分な増幅度が必要であり、 $g_m$  の高い球を使用することは異論のない所である。本機は高周波増幅用真空管として 6 BA 6 を採用した。なおトラッキング調整の容易とコイルの Q 上昇を目的として短波コイルには短波用 M 材フェライトコア、中波標準放送用には L 材フェライトコアを使用してある。短波に於けるアンテナコイル及び高周波結合コイルは共に低インピーダンス型を採用したため周波数の高い部分で特に感度の良い傾向にあるが、高周波結合プレートコイルを高インピーダンス型にして感度特性を平坦化することを検討中である。

(4) 局部発振回路及び変換回路

局部発振回路には最も一般的なハートレー発振回路を採用したが、この回路はタンク回路が複雑になると寄生振動を発生する欠点がある。6 BE 6 の発振グリッドに直列に挿入した  $100 \Omega$  の抵抗は寄生振動の防止を目的としたものである。スポット発振周波数の安定度に関して電源電圧の変動、温度の変化に対する考慮は細心の設計と精密な測定とによって払われたものである。即ち、

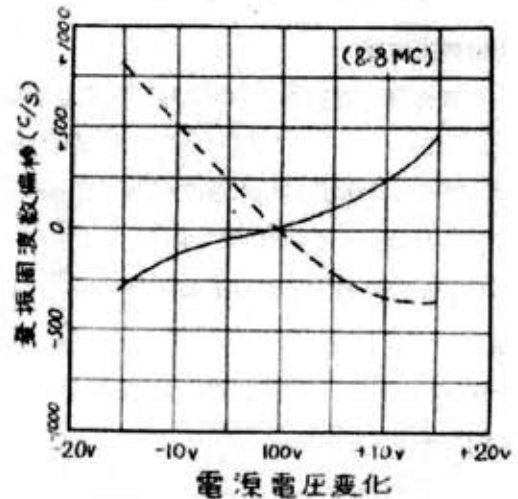
中間周波特性の狭帯域幅は 2.5 KC であり、局部発振周波数の変移が 10 MC に於て 1 KC まで許容されるものとすれば周波数安定度は  $10^{-4}$  となり、なんらの考慮なしに組立てられた発振回路では到底満足されないものである。因みに、スポット発振回路に普通のチタコン、あるいはマイコンデンサーを使用したものは発振周波数が定常状態に達すべき時間の経過後も正あるいは負に不規則に大きく変移し微同調つまみで度々補正する必要を生ずる。経済的設計の観点から水晶発振子による周波数安定化は許されず、複雑な AFC 回路の使用も意に反するので結局発振回路の各素子の温度特性を利用して周波数の補正を行い、使用上略々満足の結果が得られた。

(a) 電源変動による周波数の変移

局部発振周波数の電源電圧による変移には変換管 6B E6 のヒーター電圧の変化によって起るもの、スクリーン、プレート電圧の変化によって起るものの二つが考えられる。一般に電圧変動に対してハートレー回路はコルピック回路と逆に周波数変移は負の傾向を有している。しかしながら、実測の結果は第2圖の如くで逆な傾向が認められた。比較のために周波数変移に対し影響の大きいと思われるスクリーン電圧を一定にしたものについて測定を行った結果は同圖点線の如くである。測定結果よりスクリーン電圧の安定化は不必要なことが分った。なお同様にバイアス変化による周波数変移をさけるため変換管に AVC 電圧をかけなかった。

(b) 温度変化による周波数の変移

このことは例えば、季節変化、鼠夜の別など外気温度の変化に対してスポット周波数受信を不安定にする如き憂いを除く意味から重要なテーマであった。特にスポット周波数受信に関して局部発振回路の設計には充分技術的検討が加えられたのであり、第1圖から分るようにスポット発振回路は短波帯の発振コイル(主インダクタンス)と温度補償用のチタコン及びこれに直列に挿入した可変微小コイル(スポット微調コイル)との三素子より形成されている。この微調コイルはスポット受信周波帯の任意の一周波数の選択をなす外に、機械的なあるいは長年使用後の局発周波数の移動を調整しあるいはまた調



第2圖 電源電圧の変化一局発周波数偏移  
測定器 精密周波計 (0.005%)

整時チタコンの不同を補正する等の役目を果たすものであり、主インダクタンスの約 10% の値を有している。主インダクタンスには S 材ダストコアを使用し、温度補正を容易にしている。なおスポット微調コイルには実効  $\mu$  の大きい M 材フェライトコアを使用しインダクタンスの変化率を大きくしてある。

前に少しく触れたようにスポット受信時に於ける温度変化に伴う周波数の変移は発振タンク回路の素子 L 及び C を適当に組合せインダクタンスの温度係数、キャパシタンスの温度係数を吟味して補正したものである。即ち、コイルの温度による軸長及び直径の伸縮が共に同一の線膨脹係数であるならば、インダクタンスの温度係数は線膨脹係数に従うと考えられるが実際はこれよりも大きいものである。銅の線膨脹係数は  $1.7 \times 10^{-5}$  であるに対し一例ではインダクタンスの温度係数は  $10^{-4}$  である。これと更に S 材ダストコアの実効  $\mu$  の温度係数を併せ考えて決定したインダクタンスの温度係数は正のある値となり、これとキャンセルすべき負のチタコンの温度係数を求めたのである。所要の温度係数を有するチタコンを各スポットについて計算しそれにより試作した発振回路を基に温度対発振周波数を求め設計と実際に於ける差を若干修正して各スポット局発回路のチタコンの温度係数を決定した。

### (5) 中間周波増幅回路

S/Nの見地より中間周波の増幅度を不必要に増すことは好ましくない。よく設計された中間周波トランスでは一段増幅で充分である。しかしながら、通信機型受信機で特に短波受信の場合には変換管の入力インピーダンスが低く変換雑音小さくなるので標準放送の場合よりも幾分中間周波増幅度を増すことが望ましい。本機に於て中間周波増幅を2段にした主な理由は-6db帯域幅2.5KCの実現のためである。-6db帯域幅2.5KCの実現は、中間周波増幅段数の増加、中間周波トランスの実効 $Q$ の増大、複結合トランスの結合係数を小にすること等の手段によっても、現在の構造上及び回路上から見れば、実現可能な限界点である。勿論壺形コアの使用シールドケースの大きさ等構造を変えた場合、あるいは正饋還をかけた場合等は例外である。通過帯域幅を2.5KC以下にするには正饋還を施すか機械的濾波器を用いなくてはならない。本機使用の中間周波トランスはシールドケースの大きさが $36 \times 36 \times 80$ でトランス巻線は0.06/10 EDSC リップ線が使用されている。コイルの形状は6ミリ幅のハニカム巻で外径は19mmとなっている。この程度でシールドケースによる $Q$ の低下は約15%である。リップ線の素線を多くしたのものについても種々検討したのであるがコイルの形状が大となり、シールドケースの影響が大きく期待通りの結果は得られず上記0.06/10リップ線に決定した次第である。参考までに $Q$ の上昇に留意した点を挙げると次の如くである。

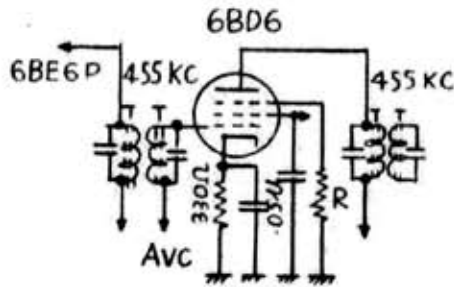
1. 0.06/10 EDSC リップ線を使用したこと
2. HIGH C 回路にしたこと
3. L材フェライトコアを用い $\mu$ 同調とし空芯インダクタンスを約2倍にして使用したこと

この外中間周波トランスの二次側をタップダウンする方法もあるが、このことについても十分に検討した。即ち、タップダウンの意義は必要以上の増幅度を抑え真空管の入、出力インピーダンスの影響を防ぐことの二つにあり、第2検波器に接続される中間周波トランスの二次側タップダウンは $Q$ の低下を防ぐに適當であることはいうまでもないがその他では通常の二次側のタップダウ

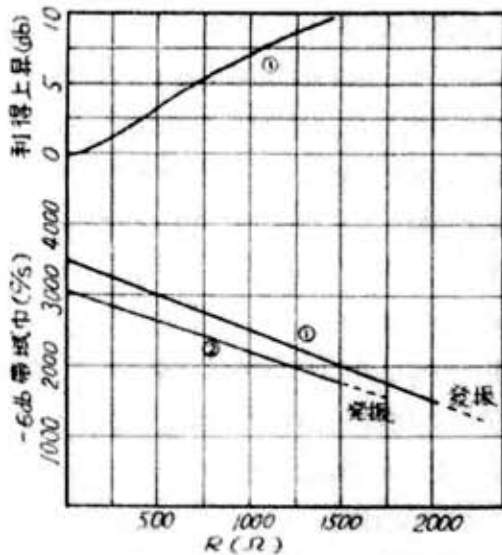
ンは増幅度の制御以外には意味のないことで、むしろ、インピーダンスの低い一次側に於てタップダウンする方が実効 $Q$ の低下を防ぐのには効果がある。しかしながら、実測の結果、真空管の入、出力インピーダンスの影響が第2検波回路を除いてはほとんど見られなかったので複雑化をさけるためタップダウンを中止した。また、理論的にも並列同調容量を2倍にしたタンク回路と、容量はそのままで50%のタップダウンをしたものは等価回路と見做し得るからHIGH Cにすればタップダウンの必要はなくなる。

さて、本機の中間周波トランスは以上の点を基に設計したのであるが、短波放送受信に対する混信除去の上から狭帯域の必要が生じたわけで、これを中波標準放送受信にもそのまま適応することは忠実度を損い、充分放送を楽しむことができない。そのため中間周波トランスの帯域幅は狭帯の2段に切換られることが望ましい。定格が示す如く、狭帯域幅は2.5KC、広帯域幅は10KCである。而して、狭帯域特性をも2つのコイルに於て、二次側より結合係数を増すための結合コイル、及び帯域幅切換の際起る中心周波数の変移を補正する補償コイルとを組合せて切換スイッチに依って帯域幅の切換を行っている。回路を成可く簡単にするために切換ヶ所は前段2ヶ所で所要定格を充たしている。特に検波段の2次側をタップダウンしなかった理由は、この段の切換を行わずに広帯域特性を得るためであった。以上の設計で当然生ずる問題は帯域切換に伴うレベル変動である。定格の如き、2.5KC帯域幅を10KC帯域幅に切換えた場合のレベル変動は大体10dbである。このレベル変動を抑えるため広帯域切換時にトランスの $Q$ を下げる方法を採用した。即ち結合及び補償コイルに直列に抵抗を挿入し $Q$ を下げ、帯域幅拡大及びレベル差の制御を併せ行っている。勿論この際真空管の $g_m$ を変えてレベルの極端な変動を抑えることも可能である。なお、量産用の数多い中間周波トランスには $Q$ 、相互インダクタンス等に不均一を生じ狭帯域幅の定格を満足できないものもあり、狭帯域特性実現の一つの手段として電源電圧その他に対して安定に動作する正饋還方式のデータをとって見

たので、参考のため紹介する。第3図に示す如く、第一中間周波増幅管 6BD6 のサブレッサグリッドに固定抵抗を接続し高周波的に電位を浮かせる方式である。第4図はこの場合の抵抗値対帯域幅及び利得上昇の関係を示したもので  $R=0$  のとき一例は 3.5 KC、他の例は同じく 3.1 KC のもので、正饋還によって帯域幅を 2 KC まで狭めても安定に動作する。なお、縦軸の帯域幅は総合帯域幅であり、455 KC を中心周波数とし入力は 400c/s/ 変調波、出力は 50 mW で測定したものである。



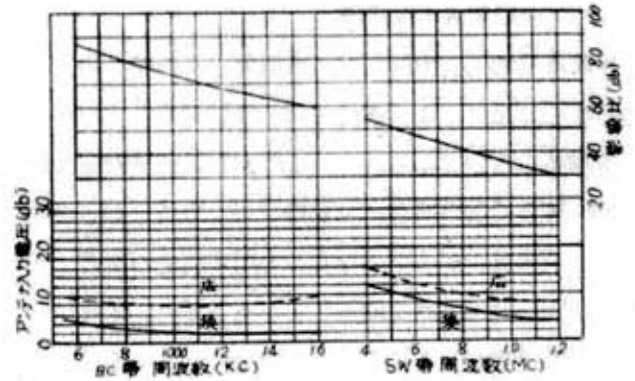
第3図 正饋還方式による狭帯域実験回路



第4図 再生による狭帯域総合特性

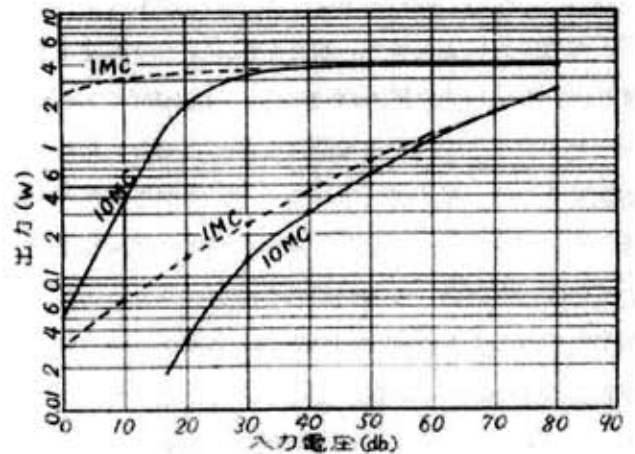
(6) 低周波回路及び電源回路

PU 切換時に受信機の機能を停止させるため中間周波増幅管のカソードを浮かせている。特に変わった回路はなく、了解度を増すために低音部のレスポンスを落している点、電源濾波器には経済的設計からチョークを使用しなかった点等留意した所である。



第5図 感度及び映像比特性

変調周波数 400c/s 負荷抵抗 7KΩ S/N 20db  
変調度 40% 出力 50mW

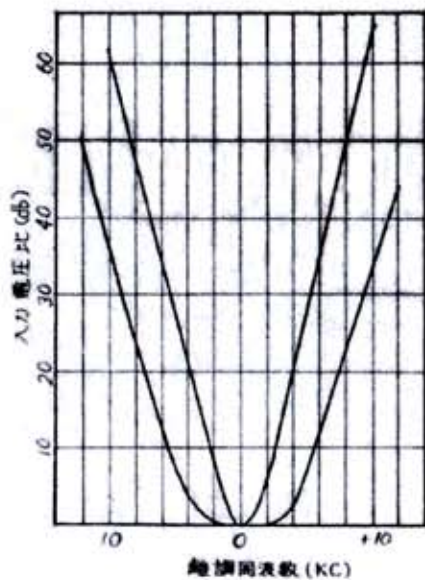


第6図 出力及び AVC 特性

放送周波数 1MC 及び 10MC 変調度 40%  
変調周波数 400c/s 負荷抵抗 7KΩ

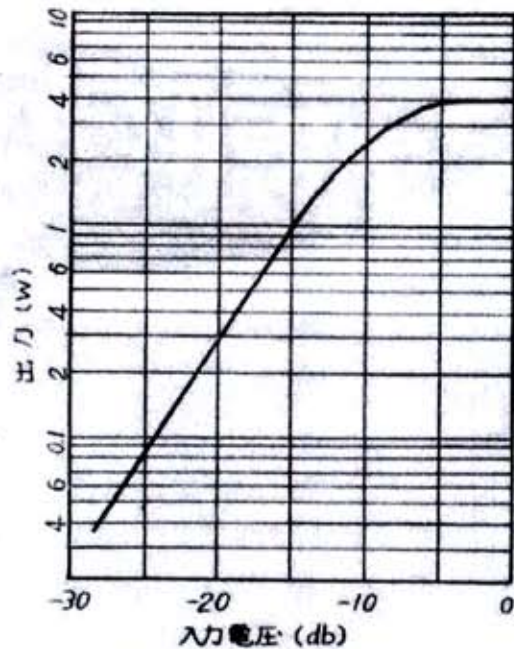
性能

標準機種による電気的特性を第5図～第9図に示す。第5図は感度及び映像比特性を示す。出力 50 mW、S/N 20 db にて SSG とアンテナコイル間にマッチング回路を挿入し、標準ダブレット空中線の使用状態に準じて測定した値である。第6図は 1 MC 及び 10 MC について行った出力特性及び受信機の出力が最大出力の半になる如く音量調節器を調整したときの出力特性 (AVC 特性) である。最大出力は 4 W、無歪出力 2 W である。AVC 特性は入力電圧 40 db 以上に於て入力電圧 10db の変化に対して出力変化が 1 MC の場合、2.5 db 以下 10 MC の場合、2.7 db 以下となっている。第7図は中間周波選択度を示している。狭帯域幅は 2.8 KC、広帯域幅は 9 KC となっており、レベル差は広帯域 +2 db



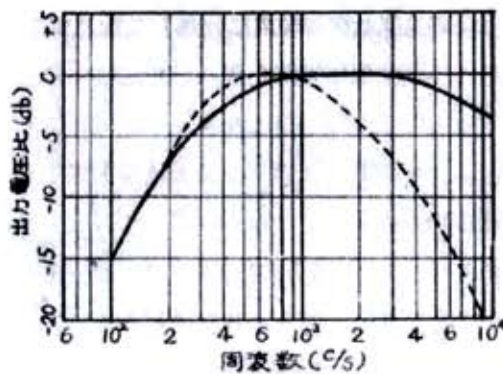
第7図 選択度特性

中心周波数 455KC 出力負荷 7K $\Omega$   
 変調周波数 400c/s 出力 50mW  
 変調度 40%  
 中心周波数入力電圧(狭) 24db (広) 22db



第9図 低周波出力特性

入力端子 PU 負荷抵抗 7K $\Omega$   
 周波数 400c/s 0db=1V



第8図 低周波特性

入力端子 PU  
 出力 400c/s にて 300mW  
 負荷抵抗 7K $\Omega$

である。通過帯域外から 40db 減衰に至るまでの傾斜は狭帯域で 6.6 db/KC、広帯域で 6 db/KC となっている。電源スイッチを入れてから 10 分後のスポット発振周波数の変移は A スポットで  $-3 \times 10^{-5}$ 、B スポットで  $-2.6 \times 10^{-4}$ 、C スポットで  $-1.3 \times 10^{-4}$ 、D スポットで  $-2 \times 10^{-4}$  であった。なお発振周波数が定常状態に達した後、周囲温度の上昇による周波数変移の傾向は温度と共に直線的で  $10^{\circ}\text{C}$  上昇に対し A, B, C, D 各スポットそれぞれ  $7.6 \times 10^{-5}$ 、 $1.07 \times 10^{-4}$ 、 $2 \times 10^{-4}$ 、 $10^{-4}$  であ

る。局部発振の発振開始電源電圧は標準放送波帯で 45V 4MC で 50V、12MC で 45V、である。第8図は低周波特性を示し、実線は音質調整を HIGH にした場合のレスポンス、点線は音質調整を最も LOW にした場合のレスポンスを示している。第9図は 400 c/s に於ける低周波の出力特性を示す。低周波増幅器に生ずるハム雑音は 0.034 mW である。

## 結 言

以上、全波受信機 PS-3A について概要を記述したのであるが設計試作に与えられた時間の制限から細部にわたって検討する余裕がなかった。このことは例えば、仕様に適合したセットであればそのセットは合格点をつけられるわけであるが、あらゆる部面に十分な機能を持たせ、それが一体となった時初めて完全な受信機ができるものであるからより高きより完全な受信機製作の上からも再三技術的な考察を加え、今後の参考に供したいと思う。特に短波に於ける感度の問題、局部発振回路の問題、中間周波トランスの問題等異った角度からの再検討は今後に残された課題である。