

高周波用トランジスタと高感度FM/AM受信機

High Frequency Transistor and High Sensitivity FM/AM Receiver

久保田 峻* 井川 忠*
Takashi Kubota Tadashi Ikawa

内 容 梗 概

最近日立製作所が発表した輸出用高感度ポータブルトランジスタ式 FM/AM 受信機 KH-903 における設計上の二、三の問題について述べる。特に石(トランジスタ)数の低減から生ずる FM 部の自動周波数変換回路、FM-AM 共用中間周波増幅回路についての検討結果を記述し、また総合特性を示してある。

1. 緒 言

高周波用トランジスタが合金接合形(アロイ形)から、ドリフト形、ベース拡散形(メサ形)へと高周波特性のよい新品種が開発されるにつれ、ラジオ受信機も標準放送波帯用から短波帯用、さらには VHF 帯用へと開発が進んできた。

また高周波特性のよいトランジスタによって受信機の石数低減が可能となった。例を汎用 VHF 受信機で示すと、初期の受信機は所要の性能を得るために 15 石程度要したが、トランジスタおよび回路の開発が進むにつれて 10 石となり、さらに石数低減がなされた。

第 1 図はその経過を表わしたもので、遮断周波数 f_{os} に対して開発された各形式のトランジスタと、それに基つき企画発表された受信機を年度別に掲げた。

この結果新機種 KH-903 (9 石ポータブルトランジスタ式 FM/AM 受信機)を発表するにいったのでその概要を紹介する。

2. 受信機の概要

第 2 図は本機のレイアウトで第 3 図がその正面写真である。

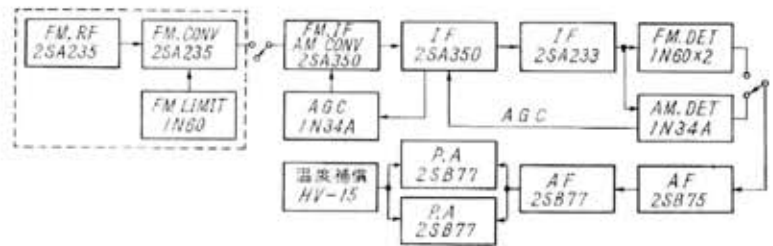
FM 専用チューナ部(第 4 図写真)は 2 SA-235 による非同調高周波増幅器、同じく 2 SA-235 の自動周波数変換器と、リミッタ回路として付加した 1 N 60 とで構成され、不要放射に対する完全なシールドを行なっている。

FM 中間周波増幅初段は AM 自動周波数変換器と兼用になるため AM 時の雑音指数を重視して 2 SA-350 を使用した。中間周波増幅器はその利得配分よりレイアウトで示したように 2 SA-310, 2 SA-350, 2 SA-233 とドリフト形およびメサ形を混合使用してある。

また FM 検波器であるレンオデテクタはペアーダイオード 1 N 60

のばらつきを考慮開発したもので利得、ひずみ、ばらつきとも十分満足できるものである。

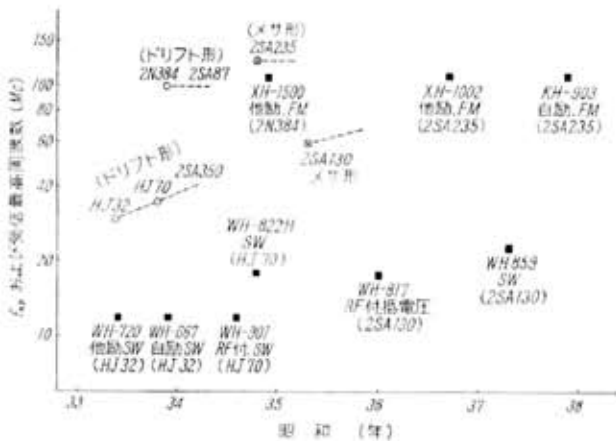
本機のおもな規格を次に掲げる。
周波数範囲 FM 86.5~108 Mc/s



第 2 図 KH-903 レイアウト

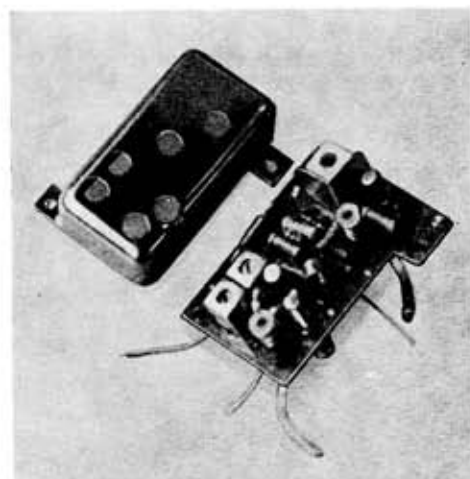


第 3 図 KH-903 正面写真



第 1 図 トランジスタおよび受信機の開発推移

* 日立製作所横浜工場



第 4 図 FM 専用チューナ

	AM 535~1,605 kc/s
中間周波数	FM 10.7 Mc/s
	AM 455 kc/s
電源	UM-2×4 6ボルト
無ひずみ出力	230mW
最大出力	350mW
無信号電流	FM/AM 14/11mA
最大消費電流	100mA
スピーカ	10 cm パーマネントダイナミック 8Ω
容積	150×250×75mm ³
重量	1.7 kg (含電池)

3. FM 自動周波数変換回路

3.1 変換利得

周波数変換器の変換利得 g_c は中間周波数での利得 g_i と局部発振注入電圧 V_0 および変換器の特性 $F(f_c, V_c)$ で表わすことができる。

$$g_c = F(f_c, V_c) \cdot g_i \cdot V_0 \dots \dots \dots (1)$$

一方自動方式では別に発振回路としての条件を満たさねばならない。またポータブル受信機では電源が乾電池であることから電圧変動に対して特に安定であることが必要であり定格電源電圧の70%までは保証せねばならない。このことから本機では動作開始電圧を定格電源電圧の50%以下を目標とした。

以上の条件から発振器としてはコルピッツ方式、エミッタ電流は約2~3mAが最適値となる。

一方変換利得 g_c はエミッタ電流600~800μA、注入電圧 (V_0) 300mV 前後に最適値を持つので自動式はこの両条件から設計基準値を得る必要がある。

本機の発振開始電源電圧は1.7~3.0ボルト、エミッタ注入発振電圧300~500mVの範囲にすることができた。

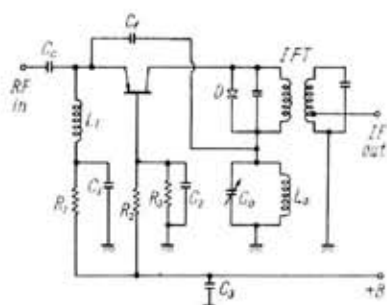
変換利得 g_c を大きくするためには(1)式での中間周波利得 g_i を増やすことが考えられる。第5図に本機の自動周波数変換回路を掲げている。高周波入力 RF_{in} は結合コンデンサ C_c を経てトランジスタのエミッタに加えられる。

発振回路の構成は C_0L_0 の負荷共振回路から帰還用コンデンサ C_1 を通しエミッタ端に正帰還されるコルピッツ方式で、 R_1, R_2, R_3 によって直流バイアスを構成する。

このような周波数変換回路では中間周波数においてインダクタンス L_1 がインピーダンスを持ち、一般に回路の中間周波利得を数dB低下させる。本機はその低下を除くため L_1C_1 により中間周波数において直列共振を行なわせ、エミッタ端の接地効果を上げ利得の向上とともに雑音指数の改善を得ている。

3.2 強信号特性

トランジスタは動作レベル範囲が真空管と比較した場合非常に低い、したがってリミッタ動作を容易に行なわせることができる。一方非線形ひずみが早く生ずるともいえる。



第5図 自動周波数変換回路

アンテナ入力電圧が20mV程度になると高周波増幅後の信号はボルト単位になり、周波数変換器自身がリミッタ動作を行なうようになる。この場合他動式であれば安定な周波数変換を行なうが、自動式の場合局部発振注入電圧とほぼ同等の入力信号により引込現象などの異常があらわれる。第6図に各励振方式のリミッタ特性、入力対ひずみ、AM抑圧特性の代表例を掲げた。以上の結果自動周波数変換器は何らかの形でそのレベルを制限して安定性を増す必要がある。

本機はこの動作を周波数変換器負荷に並列にそう人したダイオードで行なわせ、第13図で示すように入力100mVまで良好な総合特性を維持することができた(特許出願中)。

3.3 局部発振周波数漂動

局部発振周波数の漂動は著しい受信障害の一つである。特に真空管を使用した場合フィラメントの発生する熱による温度上昇と特性変化が時間的に漂動するので常に設計上の要点となっている。しかしトランジスタの場合時間的に漂動する要素がないので一般に軽視される傾向があるが、ポータブルタイプでは温度差の大きい経路の発生可能性は大きい。したがって当然真空管式と同程度の特性が望まれる。

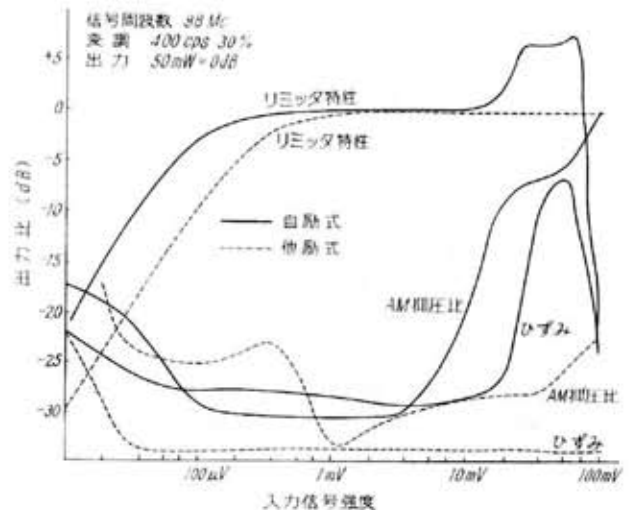
本機は発振回路の帰還用コンデンサ C_1 に適当な負の温度係数を持たせることによりきわめて良好な特性とすることができた。参考のため補償のない場合の特性を同図に並記してある(第7図)。

第8図に電源電圧に対する周波数漂動特性を示す。これもきわめて小さい値となっている。

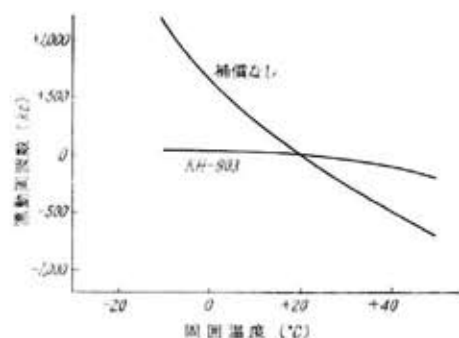
4. FM-AM 共用中間周波数増幅回路

4.1 AM 自動周波数変換段

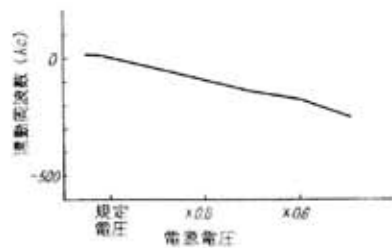
初段FM中間周波増幅器をAM自動周波数変換器として動作させ



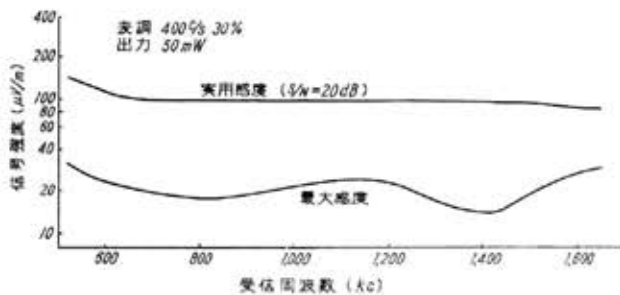
第6図 自動および他動方式の強信号特性



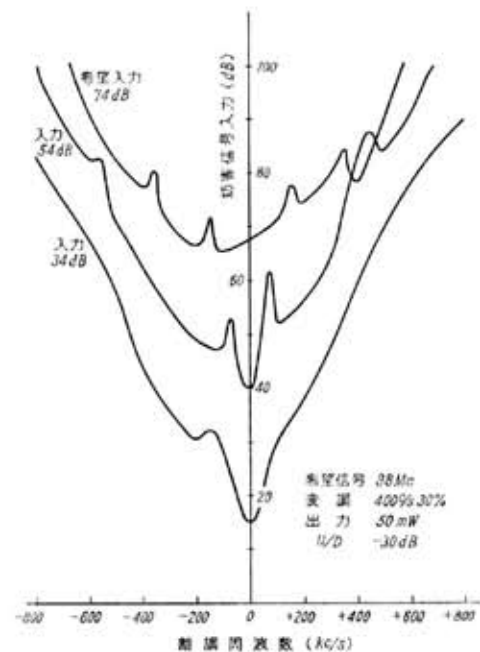
第7図 周囲温度対局部発振周波数漂動特性



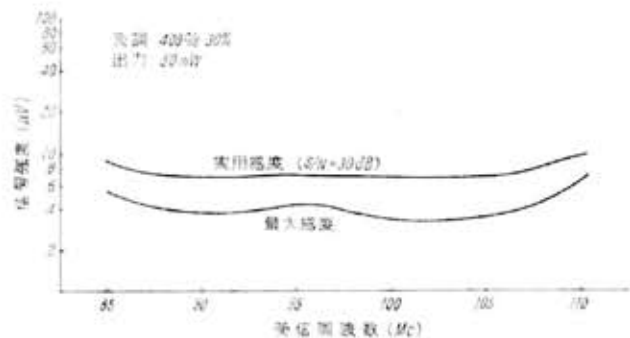
第8図 電源電圧対局部発振周波数漂動特性



第9図 AM帯最大感度および実用感度



第10図 FM帯実効選択度特性



第11図 FM帯最大感度および実用感度

るのが最も合理的なので本機ではこの方式を採用した。

AM自動周波数変換器として動作させる場合、変換利得および雑音指数が問題となる。本機ではドリフトトランジスタ2SA-350を使用、動作点をエミッタ電流0.4mA、局部発振注入電圧120~150mV程度に保ち所要の目的を達している。

また中間周波増幅器としては電力利得を得るために1~1.5mA程度のエミッタ電流が必要である。

これらから入力信号を切り替えると同時にエミッタ電流も切り替え両者最適条件を保つ回路とした。この結果AM帯の感度は総合特性第9図に掲げたようにフェライトアンテナの大形化と相まって実用感度 (S/N=20dB)40dB/mと現在最高の性能を得ている。

4.2 AGC

FM時のリミッタ特性はトランジスタ固有の飽和特性を利用して満足できる性能が得られたが、AM時のAGC特性は強信号入力時に特に問題となる。また、AGC動作条件とFM時利得条件は一致しないためその基準値は設計上の要点となる。

本機ではダイオードを用いた補助AGC回路を設けAGC動作を十分に行なわせ、FM中間周波利得の低下を極力防ぐよう配慮した。またAGC動作を行なわせための安定度不足に基因するバラツキを除くためにFM中間周波増幅第2段 (AM中間周波増幅第1段) トランジスタにはドリフト形を使用し、電流調整を行なって利得の均一化を図っている。またFM中間周波増幅第3段 (AM中間周波増幅第2段) にはメサ形を使用し十分な利得を得ている。

4.3 安定度

FM中間周波増幅器の安定度をそこなうと一般に総合特性の中間周波妨害特性が悪化しかつひずみの増大をまねく。構成上中間周波段の増幅利得は非常に高いのでその安定性には十分考慮する必要がある。

一方AM中間周波増幅器の安定度も単1波増幅器と異なる原因で

低下する。これはおもに局部発振および受信周波数高調波がFM中間周波数には入り込むことによる。

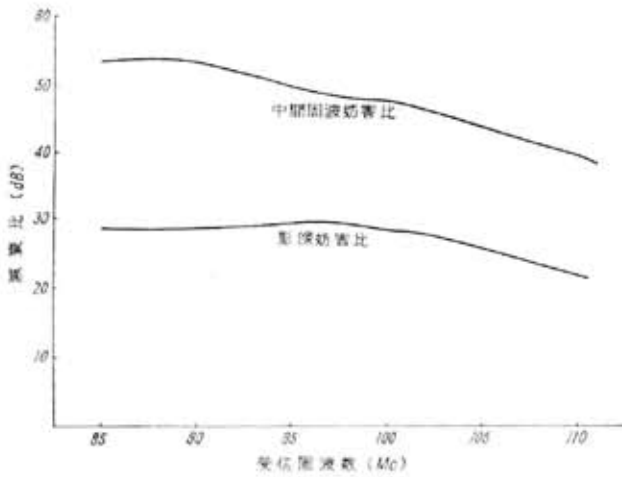
AM局部発振波形は周波数変換器出力端でひずんだ波形となっている。しかも発振勢力は入力信号レベルに比べ非常に大きい値を持つ。したがってその高周波もAM中間周波信号より大きく、これがFM中間周波数に一致した点で二重波増幅を行ない正常な増幅作用を妨げる。

第1表はこの妨害を受ける受信周波数とその帯域を高調波次数に関して示した。中波帯(535~1,605kc/s)では6次および7次高調波関係が大きく影響を与え、その点では異常発振、雑音増加、選択度特性の異常などを生ずる可能性がある。短波帯ではその次数が低いので一そう安定度は低下する。直接アンテナへの帰還、局部発振の吸収による感度低下など状態で結果はかなり異なるようである。したがってその対策として効果的な方法を選ばねばならない。

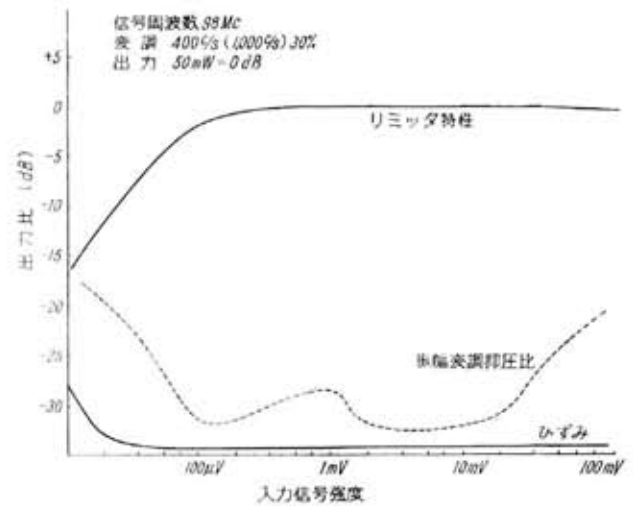
本機ではこの対策として、AM自動周波数変換器出力の中間周波共振回路に完全な切り替えを行ない、AM中間周波増幅入力で高調波成分の減衰を与える低域ろ波回路を設けることなどによりその妨害特性を良好なものとしている。

第1表 被妨害受信周波数とその高調波次数

高調波次数	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
受信周波数 (kc)	518	615	734	883	1,074	1,328	1,685	2,22 Mc	3,112	5,095	10,245
帯域		中波帯	中波帯	中波帯	中波帯	中波帯				短波帯	短波帯



第12図 FM影像妨害比および中間周波妨害比



第13図 FM帯入力対出力諸特性

5. 総合特性

総合特性として本機のおもな特性である、最大感度および実用感度を第11図にFM帯、第9図にAM帯を、影像妨害比および中間周波妨害比(FM帯)を第12図、FM実効選択度特性を第10図に、リミッタ特性、入力対ひずみ、振幅変調抑圧特性を第12図に示した。

6. 結 言

以上新製品KH-903はトランジスタ数は少ないが画期的性能を持つような種々の新設計を盛り込んだもので、遠く海外にまで日立FMラジオに対する認識を深め得るものと期待する。



新 案 の 紹 介



登録第575476号 (実公昭35-23913)

阿部善右=門・永田 穰
三浦武雄

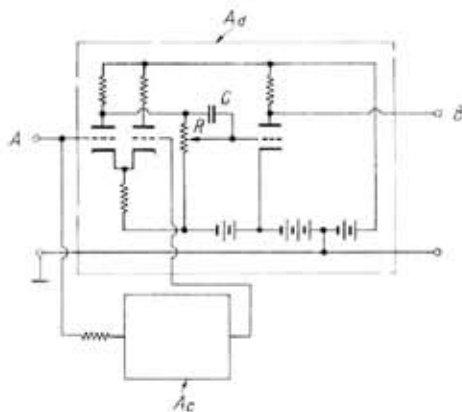
直 流 ア ナ ロ グ 演 算 器 用 増 幅 装 置

直流アナログ演算器においては、ドリフトを軽減するため直結増幅器に対して直流-交流変換器を有するドリフト補償回路を組み合わせて利得の向上を図っている。第1図はこのような増幅装置の構成を示し、 A_d は直結増幅器、 A_c は直交変換器を含むドリフト補償回路、 A, B は入出力端子、 R は結合抵抗、 C はコンデンサである。一般に上記コンデンサ C はミラー効果による発振を阻止するために、たとえば10pF程度のものが使用されている。この場合の周波

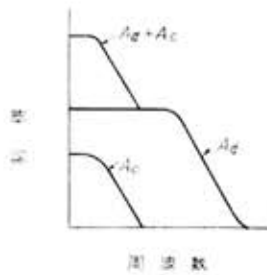
数特性は第2図に示すとおりである。

この考案は上記コンデンサ C として、周波数特性の中域部分における利得を前域部分よりも増大させるに十分な容量のもの、たとえば0.1μF程度のコンデンサを使用するようにしたものである。この程度のコンデンサを使用した場合は第3図に示すような周波数特性となり、従来の場合に比べて著しい特性改善となるのである。

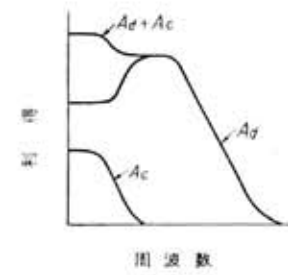
(市川)



第1図



第2図



第3図