

東京ハイパワー

HL-810Jにみるテクノウ

株式会社東京ハイパワー 技術部 富崎 喜一

設計方針

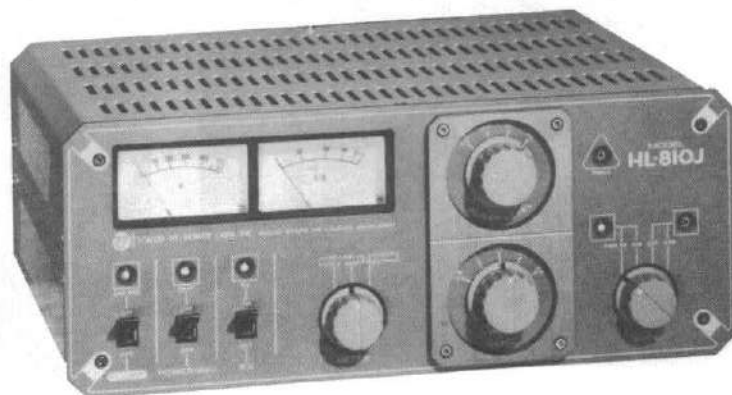
リニア・アンプに使用するパワー・デバイスについて、トランジスタは第1表に示すように真空管よりも利点が多く、アマチュアにとって使いやすいことは、今まで一般的によく知られているとおりです。

しかし、HF帯における100W以上のトランジスタ式リニア・アンプが、企業ベースで製品化されるケースが少ない理由の一つは、第1表の5にあるように、アンテナとの不整合、過剰ドライブ、定格を超えた電源電圧の供給などの電氣的なストレスに対し、破壊しやすい欠点を持っていることです。そのため保護装置が必要となり、回路が複雑になること、電圧の選び方によっては、電圧を安定化しなければならず、この部分でコスト高になること、また、トランジスタの性能ギリギリで動作させるような使い方をせず、余裕度をもたせた設計を行う必要があります。できあがった製品は結局、真空管式とあまり変わらない価格になってしまうことが考えられるわけです。

当社、技術部ではこれらの問題をふまえて、信頼度と経済性を考慮し、次の点を設計の基本方針として、開

第1表 出力500W程度の真空管式とトランジスタ式の特徴

		真 空 管		トランジスタ	
1	増幅素子の価格について	一般的に高価で、年々上昇する傾向	欠点	品種を選んで合成回路を用いれば、真空管ほど高くならない	利点
2	性能の経年変化について	寿命があり、定期的に新しいものと交換を要する	欠点	正常な状態で使用する限り、真空管より寿命が長い	利点
3	スイッチ ON 後のウォームアップについて	ヒーターが所定の温度に達するまでの時間を要する	欠点	スイッチを入れれば、すぐ動作可能	利点
4	終段の調整について	バンドを切り替えるつど、チューニングが必要	欠点	容易に広帯域設計が可能で、バンドごとのチューニングが不要	利点
5	電氣的な強度について	ストレスに強い	利点	ストレスに弱く、アンテナの不整合やオーバー・ドライブで破壊しやすい保護回路が必要(回路が複雑になる)。	欠点
6	電源回路について	数百ボルト～数千ボルトを必要とし、メンテナンスなどの際、危険が伴う	欠点	12V～100Vくらいでよく、比較的危険性は低い	利点



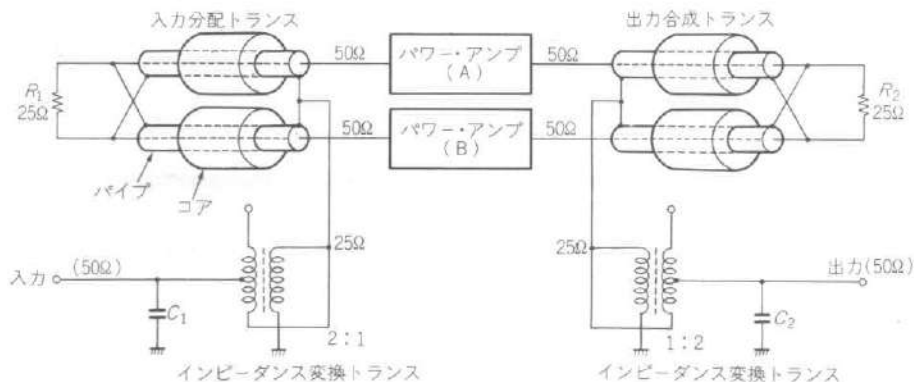
HL-810Jの外観▶

第1図 終段構成



第2図

パワー・アンプの
並列接続合成回路



発に着手しました。

- ① 当社の真空管式リニア・アンプHL-2400のパネル・デザインを踏襲し、製品のシリーズ化を図る。
- ② 定格出力を400Wとする。
- ③ 10Wでフルドライブできる設計とする。
- ④ 電源電圧は、アフターケアの際のパワー・デバイスの入手性と、コストからみて、DC27Vとする。
- ⑤ 各社HFトランシーバーのパネル・サイズに合わせ、コンパクトな外形とする。
- ⑥ 直流電源部 (HP-810) はセパレート・タイプとし、本体のパネル・デザインと寸法を統一する。
- ⑦ 信頼性の強化のため保護回路を多用し、部分的にオートマチック方式を採用して、なるべく使いにくさを

避ける。

特 徴

(1) 並列合成回路による終段電力増幅

広帯域プッシュプル・アンプ2台の入・出力を合成した、並列運転方式です。構成を第1図に、実際の入力分配、出力合成の様子を第2図に示します。

取り扱う高周波電力が低い場合は、2個以上のトランジスタのベース間およびコレクタ間を、それぞれ単純にパラレル接続するか、ベース側だけでも簡単なCR分配回路を挿入する方法で、比較的容易に設計することができますが、ある程度高いレベルの電力となると、低インピーダンス大電流となり、入・出力側とも、位相をよく

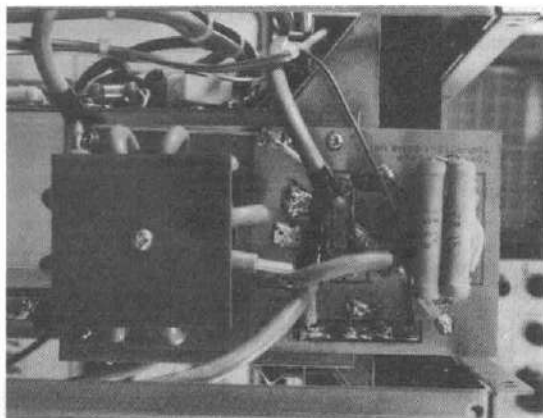
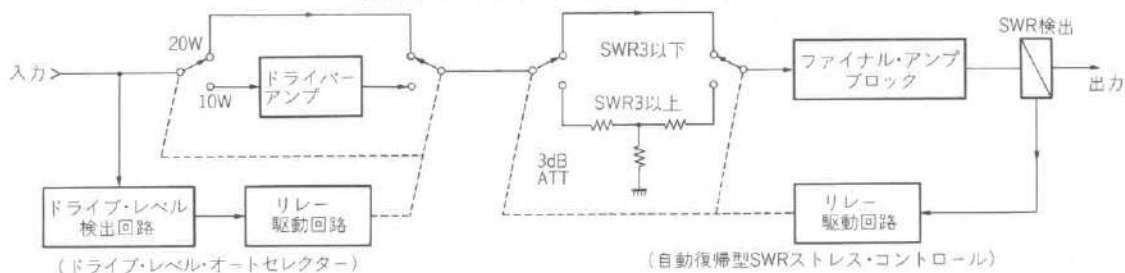


写真1 入力側分配回路の様子



写真2 出力側合成回路の様子

第3図 セーフティ・コントロール・システム



合わせて分配、合成を行わないとうまく動作しません。

本機の入力分配回路、および出力合成回路の部品の取り付けの状態を、写真1、写真2に示します。

(2) セーフティ・コントロールによる保護

不適当な使用によるストレスで、終段パワー・トランジスタの破壊や劣化を防止するため、本機では数々の保護装置を設けています。

従来、トランジスタ式リニア・アンプの保護回路では、ストレスが発生すると、自動的にスルー回路に切り替わるなど、リニア・アンプ部の増幅機能が一時停止し、その状態でロックされる場合が通例です。そのため、動作状態へ復帰させるには、リセット・スイッチを操作するか、電源スイッチをいったん切らなければならないので、使いづらい点があります。

トランシーバーの場合、送信部の終段を保護するには、検出されたストレス信号を前段にフィードバックし、ストレスの大きさにより、自動的かつ無段階的にALC等で送信出力を下げる方法をとれば、目的を達することが可能です。しかし、リニア・アンプ単体ではドライバー・アンプを1段設けたとしても、同様の働きをさせるには設計的にむずかしさがあります。

本機ではストレスの度合いにより、比較的軽い場合は動作が完全に停止するのではなく、トランジスタが破壊しない程度の出力に下げて機能を維持させ、ストレスが回復すると自動的にもとの出力（定格出力）に戻し、ストレスがさらに高くなると機能を停止させる、というように送信出力を段階的に変化させる方法をとりました。

各種の保護回路について以下に紹介します。

① ドライブ・レベル・オートセクター

トランシーバーの送信出力が10W機であれば問題ありませんが、100W機でドライブ電力を下げて（SSBではマイク・ゲインを絞って）使う場合、オーバー・ドライブになりやすいことが予想されます。

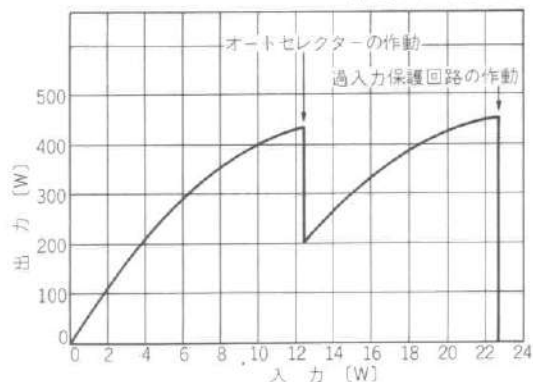
この場合、多少のオーバー・ドライブ——20Wまではドライバー・アンプをスルーさせ、終段アンプを直接ドライブするよう自動的に切り替わります（ロックする）。

ブロック図を第3図に示します。

② 自動復帰型SWRストレス・コントロール

第4図 ドライブ・レベル・オートセクターと

保護回路の動作状況



アンテナ負荷のSWRが3くらいまではフルパワー動作をしますが、SWRが3を超えるとドライブ・レベルを下げ、出力は約50%になります。

SWRが改善され3以下になると、フルパワーに復帰します。

なお、オーバー・ドライブとSWRストレスが同時に加わっても、①と②は同時に作動し、出力はさらに低下してパワー・トランジスタを保護します。

ブロック図を第3図に、回路図を第26図に示します。

(3) マルチ・プロテクション

負荷のSWRやオーバー・ドライブなど、パワー・トランジスタにかかるストレスが比較的軽い場合は、(2)のセーフティ・コントロールにより、出力を下げながらも増幅機能を維持させますが、ストレスの程度がさらに高くなった場合は、自動的に増幅機能を停止させて、その状態にロックし、パワー・トランジスタを保護します。

本機では、次の各種の保護回路を設けました。

保護回路を復帰させるには電源スイッチを切ります。

① 過入力保護

ドライブ電力が10Wを超えると、セーフティ・コントロールにより、自動的に入力20W仕様に切り替わりますが、さらにドライブ電力が増え、20Wを超えると保護回路が作動します。これら一連の動作状況をグラフ化したものを第4図に示します。

② アンテナSWR保護

SWRが約3を超えると、同様にセーフティ・コントロールにより、自動的に出力を下げパワー・トランジスタへのストレスを緩和しますが、SWRがさらに悪化し、SWRが約6を超えると保護回路が作動します。

③バンド切り替えミスセット保護

TVIの防止用として、 f_c は約40MHzのローパス・フィルタのみ標準装備されています。

各バンドのローパス・フィルタは、オプションにて内部に組み込まれる構造になっていますが、一部または全バンドにローパス・フィルタを組み込んで運用した際、もし間違えて使用周波数より低いバンドにスイッチをセットした場合、フィルタの特性上、リニア・アンプの出力負荷はショートに近い状態になり危険です。

そこで、第27図に示す回路のミスセット・センサーにて保護回路を作動させます。

なお、ミスセット・センサーはオプション扱いで、ローパス・フィルタの取り付けと同時に組み込みます。

④ファイナル・アンプ・アンバランス保護

万一、ブッシュブル・アンプ2組のうち、なんらかの原因で、故障してパワーが出なくなった場合、出力合成回路の作用がアンバランスになるため、もう片方の正常なアンプの出力負荷がミスマッチとなり、パワー・トランジスタの破壊と合成回路の焼損を招きます。

このような2次故障を防止するため、第28図の回路に示すアンバランス・センサーにて、保護回路を作動させます。

⑤過熱保護

半導体放熱器を本体内部に組み込み、モーター・ファンによる強制空冷を行っています。

万一、運用中なんらかの原因でモーター・ファンの回転が止まったり、周囲温度の高い場所で使用して、放熱器の表面温度が異常に高くなった場合、パワー・トランジスタの破壊を防止するため、放熱器表面に取り付けたサーモセンサーにより、保護回路を作動させます。回路を第25図に示します。

⑥電源逆接保護

電源の極性が間違えて接続された場合、ダイオードとパワー・リレーにより確実に保護されます。

(4) 各種アクセサリーの採用

補助機能として、次のようなアクセサリーを採用しています。

- ① HF広帯域受信プリアンプ
- ② トランシーバー用13.8V電源端子
- ③ 出力レベル切り替え
- ④ 出力電力計
- ⑤ 切り替え式、電源電圧/電流計

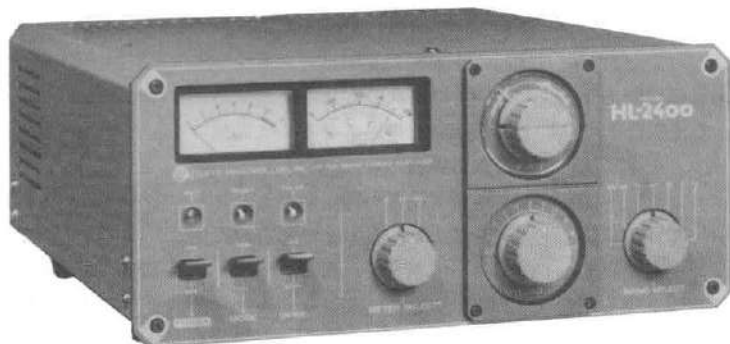
定 格

- ・周波数範囲：3.5MHz、7MHz、14MHz、21MHz、28MHzの各アマチュア・バンド
- ・電波型式：A3J、A1、A3
- ・定格出力：HIレンジにて400W(340~450W) RMS、500~600W PEP、出力4段階切り替え式
- ・定格終段直流入力：760~1030W DC
- ・終段電力増幅部型式：AB級広帯域ブッシュブル・アンプ2台並列結合方式
- ・ドライブ電力(RF入力)：10W/20W(自動/手動切り替え式)
- ・入・出力インピーダンス：50Ω(M型コネクター)
- ・受信プリアンプ利得：15~20dB
- ・送信時入力側VSWR：1.2以下(3.5~28MHz)

<付属装置>

セーフティ・コントロール

- ① ドライブ・レベル・オートセクター
入力10W/20W(入力14W±2Wで作動)
- ② 自動復帰型SWRストレス・コントロール
SWR3で出力50%にパワー・ダウン。SWR2で復帰保護回路
- ③ オーバー・ドライブ・プロテクション
動作レベル、入力23W
- ④ アンテナ・トラブル・プロテクション
動作レベル、SWR5以上
- ⑤ オーバー・ヒート・プロテクション
動作レベル、冷却器表面温度80°C以上
- ⑥ バンド・セクター・ミスセット・プロテクション(オプション)
動作条件は、使用周波数の下のバンドにミスセットした場合
- ⑦ パワーサプライ・ミスセット・プロテクション(電源逆接



真空管式リニア・アンプHL-2400の外観

保護)

- ⑧ パワー・アンプ・アンバランス
・プロテクションファイナル
・アンプの片側が故障した場合
のもう一方のアンプの保護。

〈各種コントロール・システム〉

- ⑨ キャリア・コントロール (送
・受自動切り替え)
⑩ リモート・コントロール (送
・受半自動切り替え)
⑪ キャリア・コントロール・タ
イムラグ切り替え (AM/C
W/SSB)

- ⑫ パワー切り替え $H I$ = フルパワー
 $M_1 = H I$ の 60~80% } 入力 10W レベ
 $M_2 = H I$ の 30~60% } ルのみ、4 段
 $L_0 = H I$ の 15~30% } 切り替え

〈その他のアクセサリ〉

- ⑬ パワー・メーター フルスケール 1,000W
確度 $\pm 15\%$
⑭ 電圧/電流計 フルスケール 50V/A
確度 $\pm 10\%$
⑮ トランシーバー用電源端子 13.8V, MAX 5A
(マイナス接地)
⑯ RX プリアンプ 高利得広帯域方式

〈使用半導体〉

RF パワー・トランジスタ $\times 8$ (THP-150 $\times 4$, 2SC2098 $\times 4$), パワー・トランジスタ $\times 4$ (2SD526 $\times 3$, 2N3055 $\times 1$), トランジスタ $\times 13$ (2SC1959 $\times 2$, 2SC1815 $\times 5$, 2SA1015 $\times 5$, 2SC1164, IC $\times 1$ (MC1723CG), LED $\times 6$, ダイオード $\times 35$ (1N60 $\times 3$, 1N4448 $\times 19$, 1S1885 $\times 8$, 05Z2.7 $\times 2$, 05Z6.2A $\times 2$, 3CC13 $\times 1$), サーマスタ $\times 2$ (D-33A $\times 2$)

電源電圧: DC 27V (23~28V) マイナス接地

消費電流: 送信時 30~40A, 受信時 2~2.5A

付属品: 取扱説明書, リモート・コントロール用プラグ,
プラグ付専用電源コード

寸法: 328 (W) $\times$ 131 (H) $\times$ 275 (D) mm (突起物は除く)

重量: 9.9kg

オプション

(1) 直流安定化電源

高周波の回り込みに強く、余裕の出力 50A の専用電源
HP-810 (受注生産)

〈おもな定格〉

- ・出力: DC 27V/50A
- ・出力電圧: 13.8V $\cdot$ 27V 切り替え式

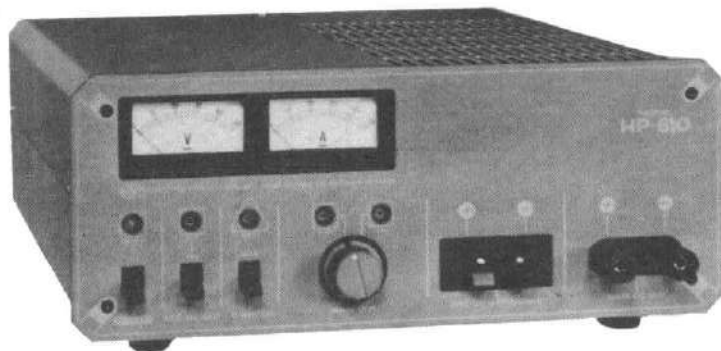


写真3 HP-810の外観

・寸法: 328 (W) $\times$ 131 (H) $\times$ 400 (D) mm

・重量: 約 18kg

HP-810の外観を写真3に示します。

(2) ローパス・フィルター

出力側に取り付ける、各バンドのローパス・フィルターです。本機内部は標準装備の $f_c = 40\text{MHz}$ のフィルターも含め、5つのフィルター・ユニットを組み込むスペースを確保しています。

ローパス・フィルターの様子を写真4に示します。

各社HFトランシーバーとの
コンパチビリティ

送・受切り替えはキャリア・コントロールですので、すべてのトランシーバーと組み合わせ使用が可能です。

SSBでの運用では、リレーのバタツキを少なくするため、スイッチの切り替えによりタイムラグが設定されます。

背面にリモート・コントロール用端子を設けていますので、トランシーバー側に、リニア・アンプ駆動用送・受切り替えリモート端子がついていれば、互いに結線することによって送・受切り替えを連動させることができます (送信時ショートのみ可能)。

リモート・コントロールにより、SSBでのリレーのバタツキがまったくなく、スムーズに運用できます。

なお、トランシーバーからのALC信号の利用はできません。

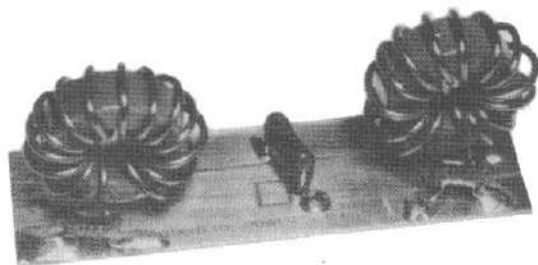
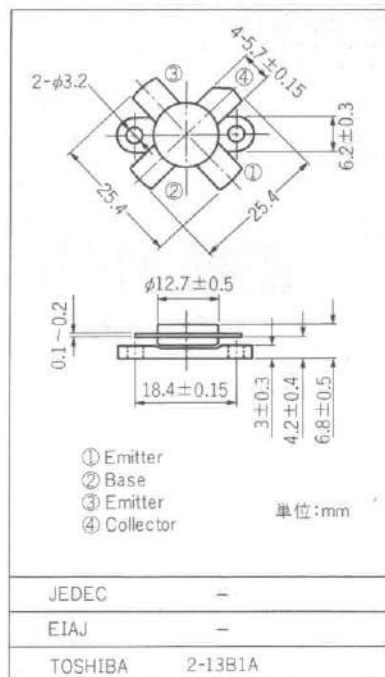


写真4 ローパス・フィルターの外観



第5図
THP150/2
SC2510の外
形寸法

使用半導体の規格

終段パワー・トランジスタや、受信プリアンプに使っているおなじみの半導体についてご紹介します。

■THP-150/2 SC2510

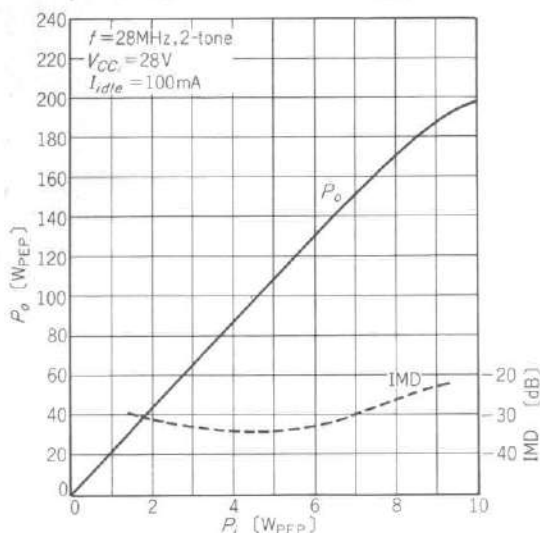
終段電力増幅用のパワー・トランジスタで、広帯域型プッシュプル・アンプ2台合成により、4個使用しています。

東芝との特別契約に基づく特別仕様により、トランジスタの製造段階での電氣的強度試験、 h_{FE} 測定等にて特性のそろったものを選別し、さらに当社ブランドTHP-150をマーキングしています。

THP-150/2 SC2510の外形図を第5図に、各特性表を第6図および第2表、第3表に示します。

単体での特性は、第6図に示すように出力の直線性に

第6図 2 SC2510の P_i-P_o 特性



第2表 THP150/2 SC2510の最大定格

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	60	V
コレクタ・エミッタ間電圧 (ベース・エミッタ短絡)	V_{CES}	60	V
コレクタ・エミッタ間電圧 (ベース・エミッタ開放)	V_{CEO}	35	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	4	V
コレクタ電流 ($T_C=25^\circ\text{C}$)	I_C	20	A
コレクタ損失 ($T_C=25^\circ\text{C}$)	P_C	250	W
接合部温度	T_j	-65~175	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-65~175	$^\circ\text{C}$

優れ、IMD-30dBでの出力は、入力7W PEPにて出力150W PEPとパワー・ゲインが高く、SSBでの電力増幅に有利です。

■2 SC2098

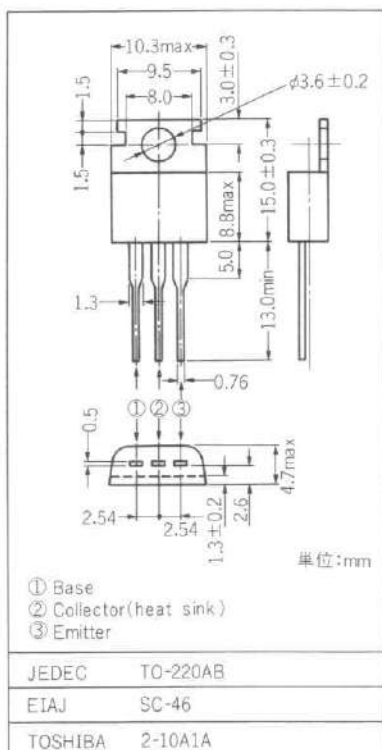
ドライバース段電力増幅用として、4個をバラブッシュで使用しています。

第3表

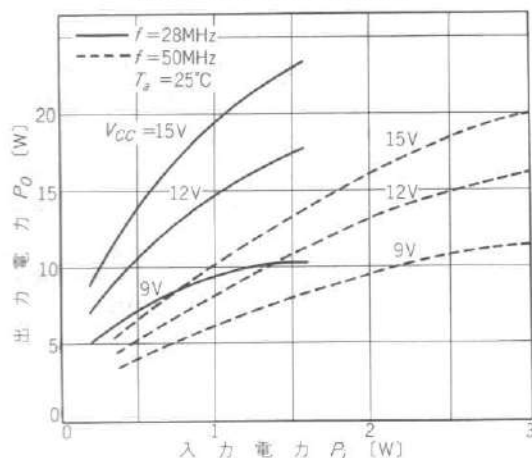
THP150/2 SC2510
の電氣的特性

CHARACTERISTICS	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
コレクタ・エミッタ間降伏電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=100\text{mA}$, $I_B=0$	35	—	—	V
コレクタ・エミッタ間降伏電圧	$V_{(BR)CES}$	$I_C=100\text{mA}$, $V_{EB}=0$	60	—	—	V
エミッタ・ベース間降伏電圧	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=1\text{mA}$, $I_C=0$	4	—	—	V
直流電流増幅率	h_{FE}	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=10\text{A}$	(10)	40~80	(150)	—
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB}=28\text{V}$, $I_E=0$ $f=1\text{kHz}$	—	450	600	pF
入力電力	P_i	$V_{CC}=28\text{V}$, $f=28\text{MHz}$ 2-tone $\Delta f=1\text{kHz}$, $\eta_C \geq 35\%$, $I_{idle}=100\text{mA}$, $P_O=150\text{W}_{PEP}$	—	7	8.5	W_{PEP}

第7図
2SC2098の
外形寸法



第8図 2SC2098の入出力特性



外形図を第7図に、各特性を第8図～第12図および第4表、第5表に示します。

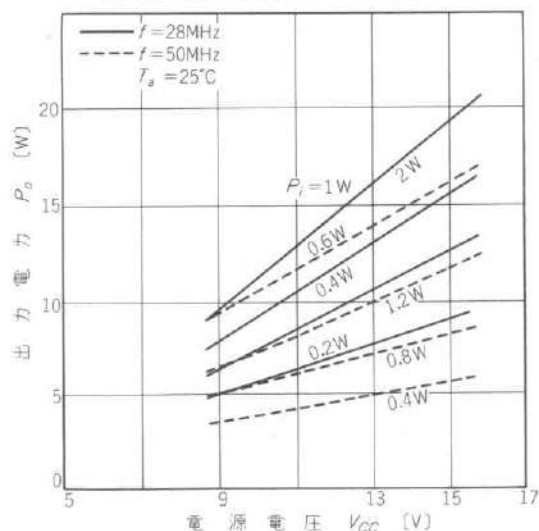
■ 2SC1164

受信プリアンプに使用している、VHF・UHF共聴ブースター出力段用トランジスタです。バイポーラ・トランジスタながら混変調・相互変調特性に優れています。外形図を第13図に、各特性を第6表、第7表および第14図～第19図に示します。

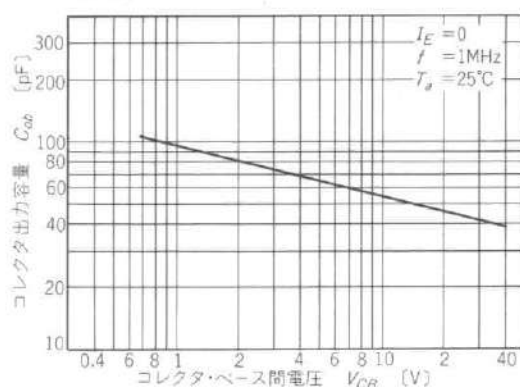
回路構成

■ 終段電力増幅回路

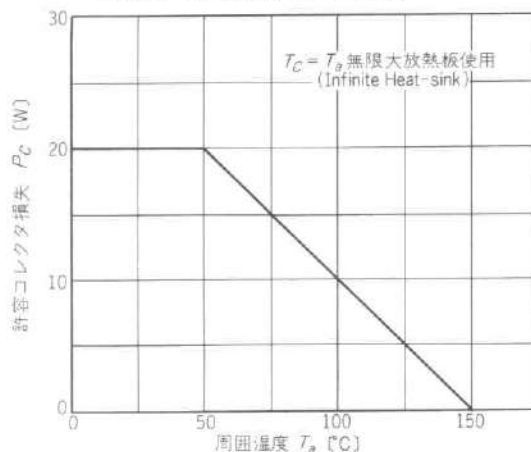
第9図 2SC2098の P_o-V_{CC} 特性



第10図 2SC2098の $C_{ob}-V_{CB}$ 特性



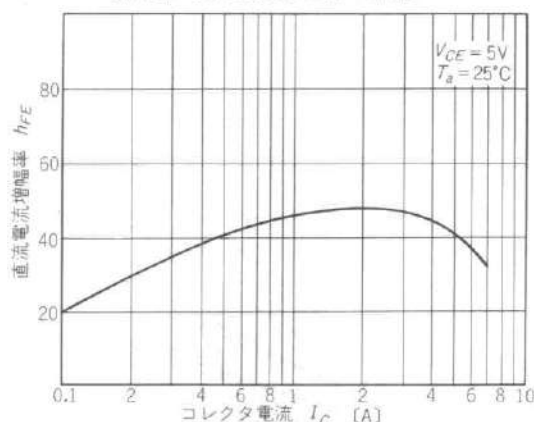
第11図 2SC2098の P_c-T_a 特性



パワー・アンプ・ブロックの回路を第20図に示します。パワー・ゲインは約13dBあり、ドライブ電力10Wにて出力は約200Wを得ています。

このアンプ2台を第2図の分配・合成回路にて並列運

第12図 2SC2098の h_{FE} - I_C 特性



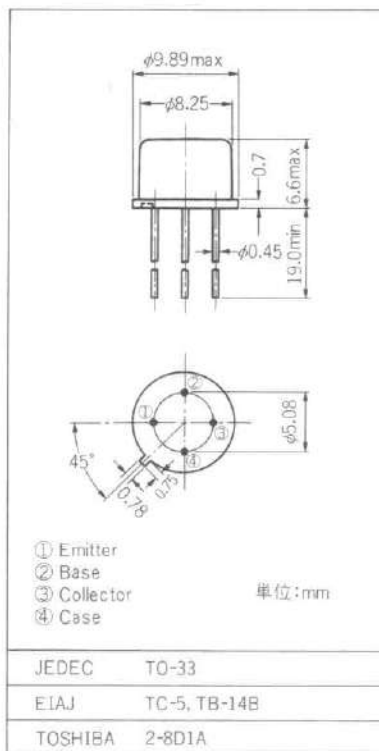
第4表 2SC2098の最大定格

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	70	V
コレクタ・エミッタ間電圧 ($R_{EB}=10\Omega$)	V_{CER}	70	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	4	V
コレクタ電流	I_C	6	A
エミッタ電流	I_E	-6	A
コレクタ損失 ($T_C=50^\circ\text{C}$)	P_C	20	W
接合温度	T_j	150	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-55~150	$^\circ\text{C}$

転を行い、ドライブ電力20Wにて出力400Wを取り出します。

一般的に、プッシュプル増幅では偶数次高調波は出力側で打ち消されて低減しますが、奇数次高調波は打ち消

第13図
2SC1164の
外形寸法



されないため、偶数次高調波よりレベルが高くなります。その傾向を第21図に示します。

本機のパワー・アンプ回路の特長は、2重NFBループと入力側イコライザ回路をもつ点で、出力周波数特性および奇数次高調波レベルの改善に役立っています。

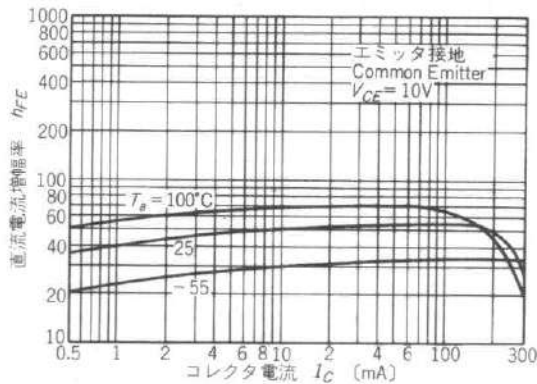
第20図の回路図において、 $R_{20-27}-C_{52-59}-L_3/R_{48}$ 、 L_4 、 R_{49} のNFBループで中域補正を行い、 $C_{57}-R_{86}$

第5表
2SC2098の電気
的特性

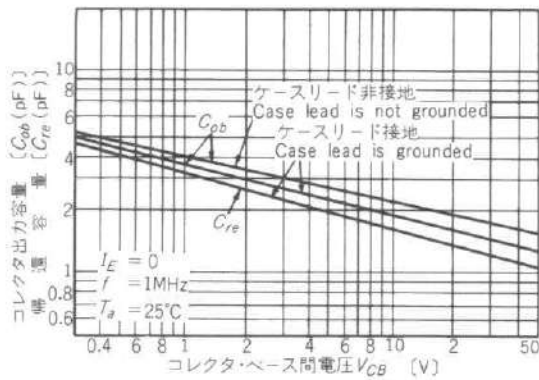
CHARACTERISTIC	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
コレクタ遮断電流	I_{CBO}	$V_{CB}=40V$ $I_E=0$	—	—	0.1	mA
コレクタ・ベース間降伏電圧	$V_{(BR)CBO}$	$I_C=1mA$ $I_E=0$	70	—	—	V
コレクタ・エミッタ間降伏電圧	$V_{(BR)CER}$	$I_C=10mA$ $R_{EB}=10\Omega$	70	—	—	V
エミッタ・ベース間降伏電圧	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=1mA$ $I_C=0$	4	—	—	V
直流電流増幅率*	h_{FE}	$V_{CE}=5V$ $I_C=4A$	20	—	100	—
コレクタ・エミッタ間飽和電圧*	$V_{CE(sat)}$	$I_C=4A$ $I_B=0.4A$	—	—	1.5	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE}=5V$ $I_C=0.5A$	100	—	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB}=10V$ $I_E=0$ $f=1MHz$	—	80	120	pF
出力電力(1)	$P_{o(1)}$	$V_{CC}=12V$ $f=28MHz$ $P_i=1W$ $\eta_C \geq 60\%$	13	15	—	W
出力電力(2)	$P_{o(2)}$	$V_{CC}=12V$ $f=50MHz$ $P_i=3W$ $\eta_C \geq 60\%$	—	16	—	W

*: Pulse Test: Pulse Width $\leq 100\mu s$, Duty Cycle $\leq 3\%$

第14図 2SC1164の $h_{FE}-I_C$ 特性



第16図 2SC1164の $C_{ob}, C_{re}-V_{CB}$ 特性

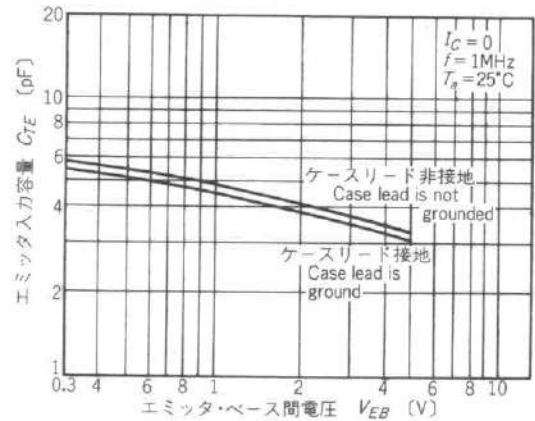


第7表
2SC1164の電
気的
特性

CHARACTERISTIC	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
コレクタ遮断電流	I_{CBO}	$V_{CB}=20V, I_E=0$	—	—	0.3	μA
コレクタ遮断電流	I_{CEO}	$V_{CE}=20V, I_E=0$	—	—	1.0	μA
エミッタ遮断電流	I_{EBO}	$V_{EB}=2V, I_C=0$	—	—	1.0	μA
コレクタ・エミッタ間降伏電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=5mA, I_B=0$	35	—	—	V
直流電流増幅率 (Note)	h_{FE}	$V_{CE}=10V, I_C=50mA$	25	—	90	—
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=50mA, I_B=5mA$	—	—	0.7	V
ベース・エミッタ間飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C=50mA, I_B=5mA$	—	—	1.1	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE}=20V, I_E=-50mA$	1100	1400	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB}=15V, I_E=0, f=1MHz$	—	2.2	3.0	pF
ベース拡がり抵抗	$r_{bb'}$	$V_{CE}=6V, I_E=-2mA$	—	—	15	Ω
雑音指数	NF	$V_{CE}=20V, I_C=10mA$ $R_g=50\Omega, f=200MHz$	—	4.0	5.0	dB
電力利得	G_{Pe}	$V_{CC}=20V, I_E=-50mA$ $f=200MHz$	10	14	—	dB

Note h_{FE} により下記のように分類し、現品表示してあります。
R:25~50, O:45~90

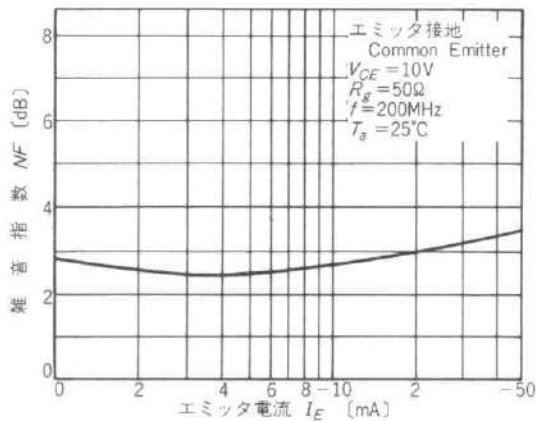
第15図 2SC1164の $C_{TE}-V_{EB}$ 特性



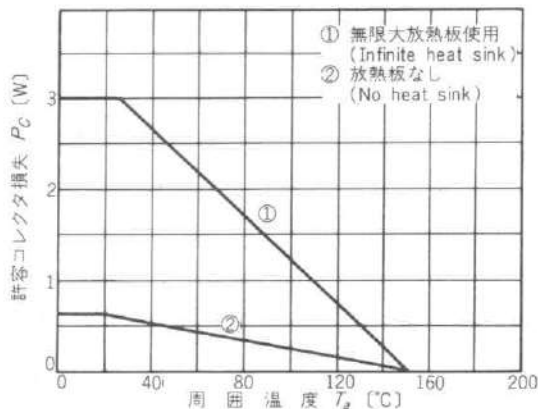
第6表 2SC1164の最大定格

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	50	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CEO}	35	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	3	V
コレクタ電流	I_C	300	mA
エミッタ電流	I_E	-300	mA
コレクタ損失	P_C	600	mW
接合温度	T_J	150	°C
保存温度	T_{stg}	-55~150	°C

第17図 2SC1164の $NF-I_E$ 特性



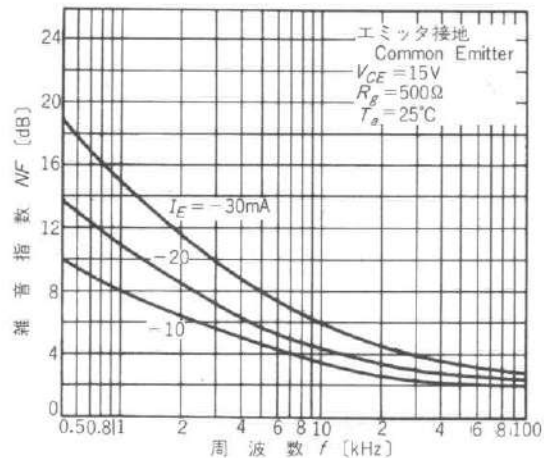
第19図 2SC1164の P_c-T_a 特性



・ $37/R_{38} \cdot 39$ の NFB ループにて低域補正と奇数次高調波の低減を、 $R_{8 \cdot 9 \cdot 10 \cdot 14 \cdot 15 \cdot 16}/C_{41}$ のイコライザ回路にて高域補正を行っています。

NFB なしと NFB /イコライザ付きの周波数特性の違いの傾向を第22図に示します。

第18図 2SC1164の $NF-f$ 特性



■ドライバー・アンプ

広帯域型ドライバー・アンプ・ブロックの回路図を第23図に示します。

2SC2098を4個バラブッシュ増幅にて、終段パワー・アンプを余裕をもってドライブしています。

NFB は終段と同じく2重 NFB をかけています。

電源ラインに直列に抵抗($R_{66} \cdot 67$)を挿入し、必要以上のパワー・レベルに達した場合、自動的に電圧を下げ、トランジスタの安全を配慮しています。

■受信プリアンプ

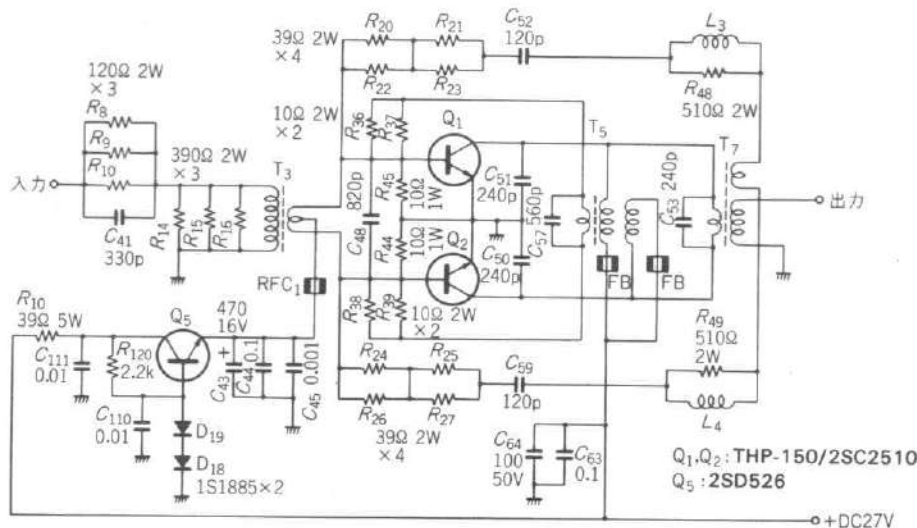
回路図を第24図に示します。

入・出力側とも非同調で、コレクタ側に1:1のバランを使用して広帯域設計を行っています。

$D_1 \sim D_4$ は保護用ダイオードです。

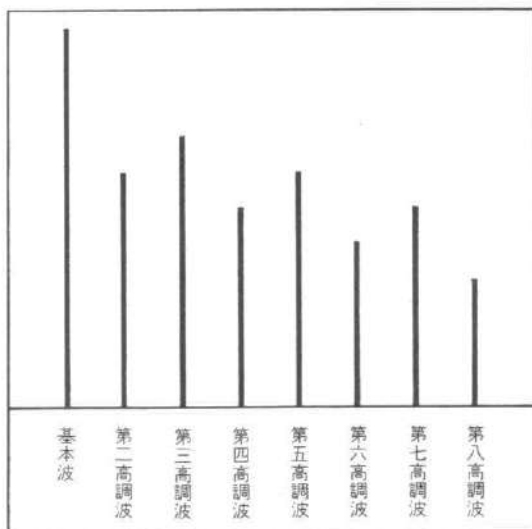
■キャリア・コントロールと保護回路

キャリア・コントロール回路と保護回路は一体化されており、その回路は第25図のとおりです。



第20図
終段電力増幅回路
ブロック

第21図 プッシュプル増幅器のスプリアス発生傾向



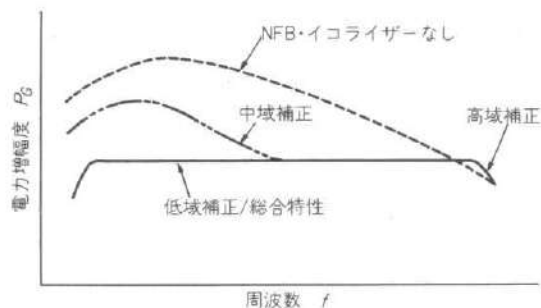
Q₁₇・Q₁₈はキャリア・コントロールで、トランシーバーが送信状態になると、トランシーバーの高周波信号がC₁₀を通りD₁₈で整流されてQ₁₇をONし、次いでQ₁₈をONしてリレー(RL-1)を駆動、パワー・アンプをドライブします。

トランシーバーが受信状態に戻ると、C₁₀を通る高周波信号が切れるため、Q₁₇・Q₁₈はOFFとなりRL-1は受信状態に戻ります。

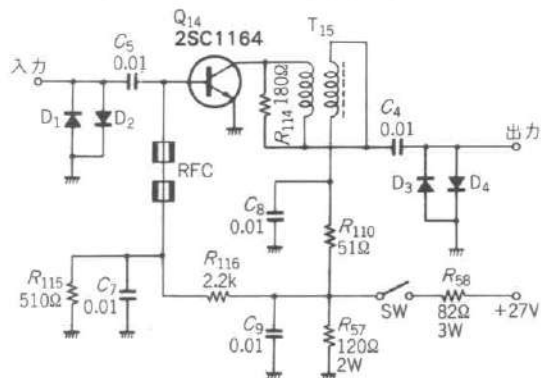
Q₂₀・Q₂₁・D₃₂は保護回路です。

送信状態において、もし、アンテナ負荷のSWRが高い、ドライブ・レベルが高すぎるなど、終段パワー・トラ

第22図 広帯域増幅器の周波数特性



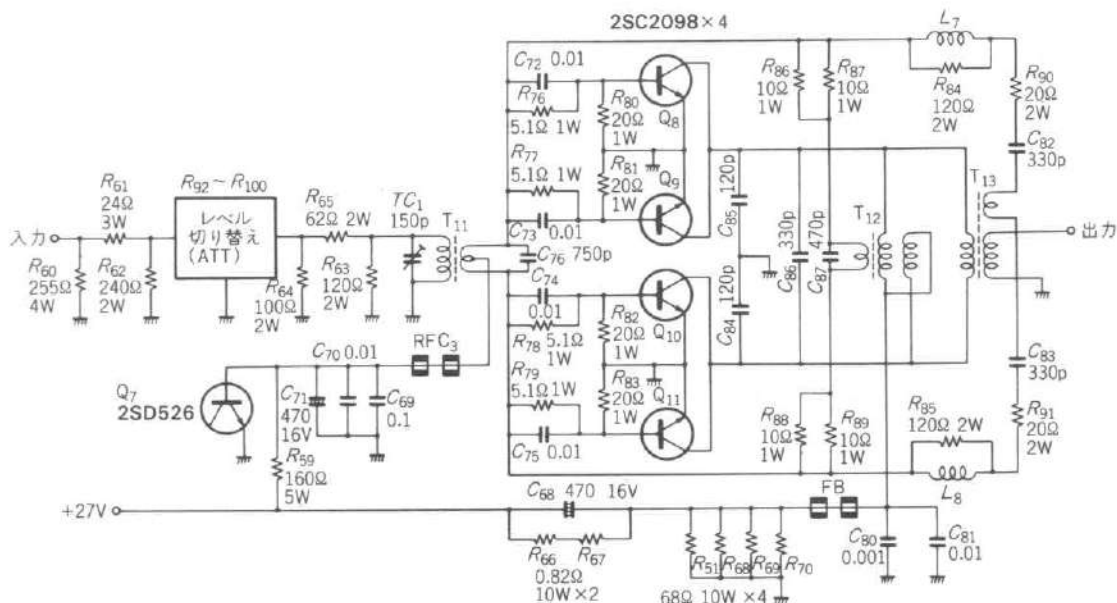
第24図 HF広帯域受信プリアンプ回路



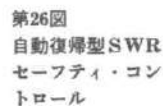
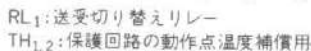
ンジスタへのストレスが大きくなった場合、それぞれの検出回路で検出された直流信号が、保護回路のD₁₅・D₃₂を通り③点を通過して、Q₂₁のベースに加わります。

Q₂₁がON、次いでQ₂₀がONとなり、この回路で、いわば直流の発振回路ともいうべきループを形成し、

第23図 ドライバー・アンプの回路



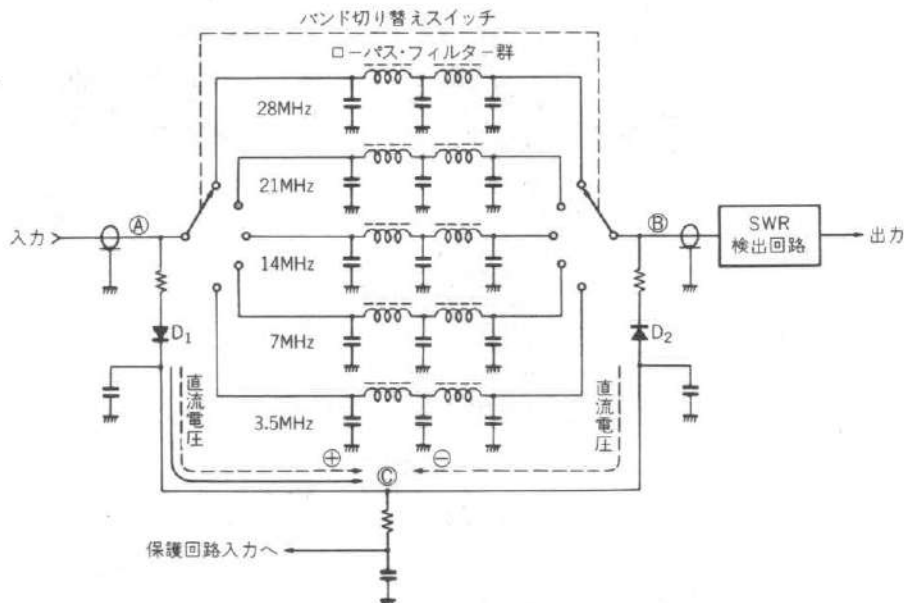
第25図 キャリア・コントロールと保護回路



過熱保護は、サイリスタ (D₃₂ SFOR 2 D41) を使

■自動復帰型 SWR セーフティ・コントロール

第27図
バンドセレクト・
ミスセット・センサー



アンテナ負荷のSWRが悪化すると、自動的に終段出力を下げてパワー・トランジスタへのストレスを軽減し、運用途中でSWRが回復すると、また自動的にフルパワーに復帰します。

コントロール回路を第26図に示します。

出力を下げる方法は、リレーの切り替えにより終段へのドライブ・ラインに抵抗アッテネーターを挿入し、ドライブ・レベルを小さくして出力を下げます。

第26図の回路において、 $Q_{22} \cdot Q_{23}$ はストレス信号の入力により、リレーを駆動しロックする回路で、 $Q_{24} \cdot Q_{25}$ にて、リレー駆動回路の電源をコントロールします。

■バンドセレクト・ミスセット・センサー

回路を第27図に示します。

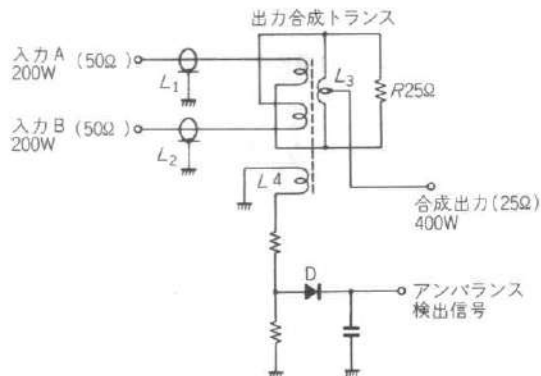
バンド切り替えスイッチが使用周波数に対し正しくセットされていれば、ローパス・フィルター回路での通過ロスが若干あったとしても、④点と⑤点の高周波電力はほぼ同じと考え、 D_1 および D_2 で検波された直流電圧はそれぞれ等しい値で極性が逆のため、③点では互いに打ち消されて電圧がほとんど現れません。

しかし、バンド切り替えスイッチが使用周波数に対し、間違っって低い位置にセットされた場合、フィルター回路ではショートに近い状態となり、③点での高周波電力は④点のそれと比較すると著しくレベルが低くなります。その結果 D_1 および D_2 で検波された電圧に大きくアンバランスを生じ、③点ではかなり大きなプラスの電圧が現れ、保護回路を動作させるのに必要な、十分大きなストレス信号となります。

■ファイナル・アンプ、アンバランス・センサー

これは、2台の終段電力増幅器のうち、どちらか一方

第28図 ファイナル・アンプ、アンバランス・センサー



が万一故障した場合、出力合成回路の作用がアンバランスになることによる、片方の正常な増幅器の2次故障および合成回路の焼損を防止するための保護センサーです。回路図を第28図に示します。

回路図において、出力合成トランスの L_1 と L_2 に同じ周波数の同じ大きさの高周波電力が加わると、トランスで電力が合成され、 L_3 の中心より倍の電力が取り出されます。

このとき、 L_1 と L_2 に加わる高周波電力が、同位相・同周波数・同レベルになっていればバランスがとれ、 R の両端および L_4 には電力は現れません。

もし、 L_1 と L_2 のうちどちらか一方のコイルにのみ電力がかかり、もう片方のコイルに電力がかからない場合、トランスの作用はアンバランスとなり、 R (25Ω) の両端および L_4 には、著しく大きな高周波電圧が発生します。

アンバランス動作により、 L_4 で発生した高周波電圧

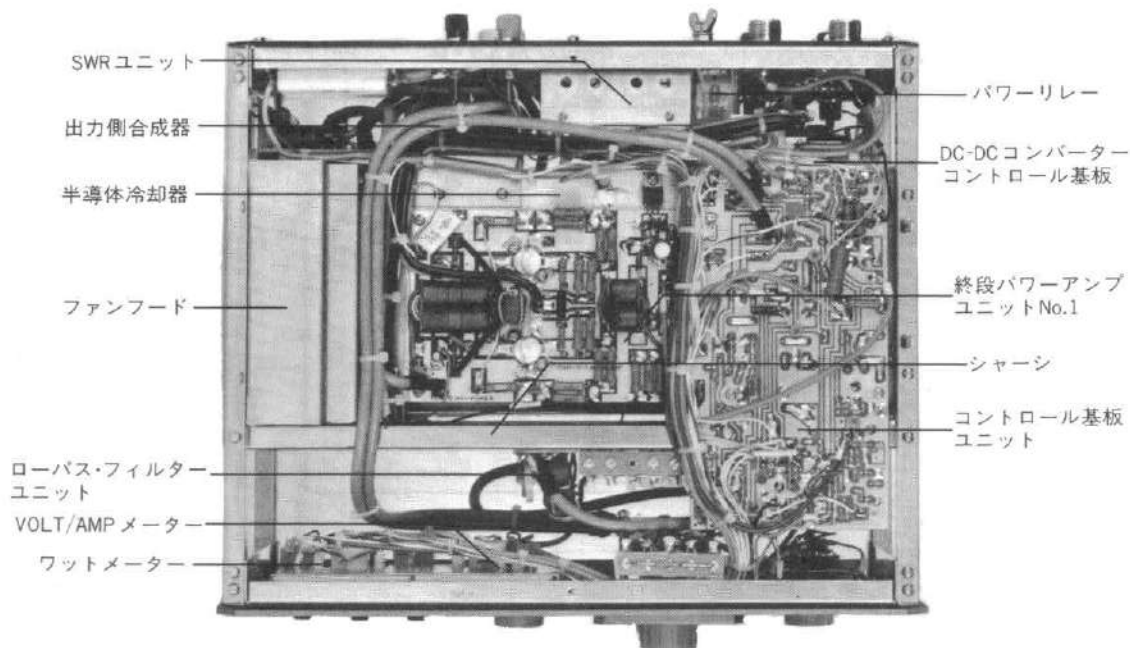
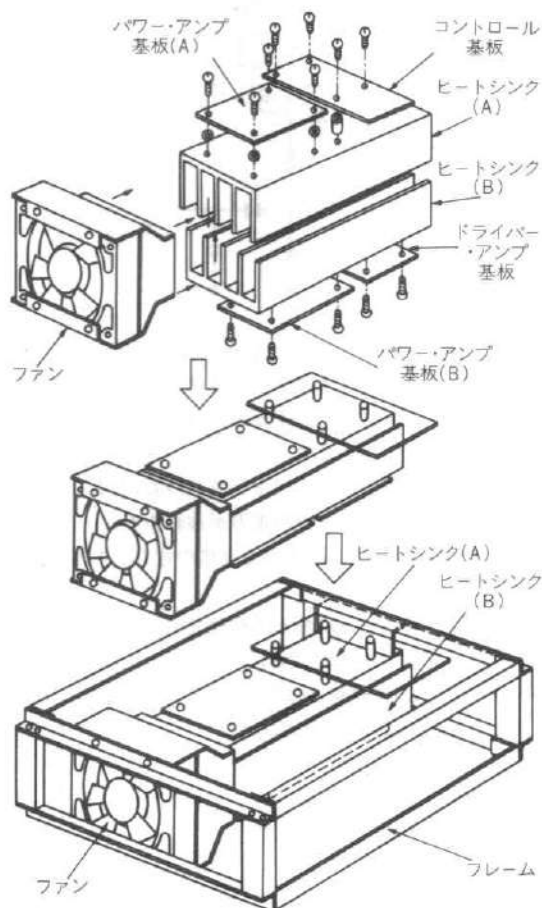


写真5 本体上面

第29図 主要部分の基本構造



はダイオードDで整流して、直流信号を保護回路へ送ります。

なお、正常な動作状態において、入力Aと入力Bにごくわずかな電力差があった場合、差の分だけの電力がLの両端に現れて、R (25Ω) で吸収し、バランスを保ちます。

構造と配置

■内部構造

2枚のパワー・アンプ基板、ドライバー・アンプ基板、コントロール基板（キャリア・コントロール回路、受信プリアンプ回路、セーフティ・コントロール回路、保護回路を収容）、ファイナル・アンプ出力合成基板、13.8 V AVR基板の6枚を、同じ櫛状ヒートシンク2個に分散して取り付け、さらに第29図のようにヒートシンクの櫛部（フィン）を互いに組み合わせて、モーター・ファンでフィンのすき間に風を送って冷却します。

ヒートシンクにファンと基板を取り付けると、上下の方向性のない立体構造となるため、必然的にフレームを設け、このブロック全体を宙吊りにしてフレームの左右で固定する型になります。

内部の部品の取り付けについて、上面より見た様子を写真5に、底面より見た様子を写真6に示します。

■前面パネルの配置（写真7）

〈各部の説明〉

- ① POWER：電源スイッチです。
- ② POWER (13.8 V)：出力端子を背面に設けた、

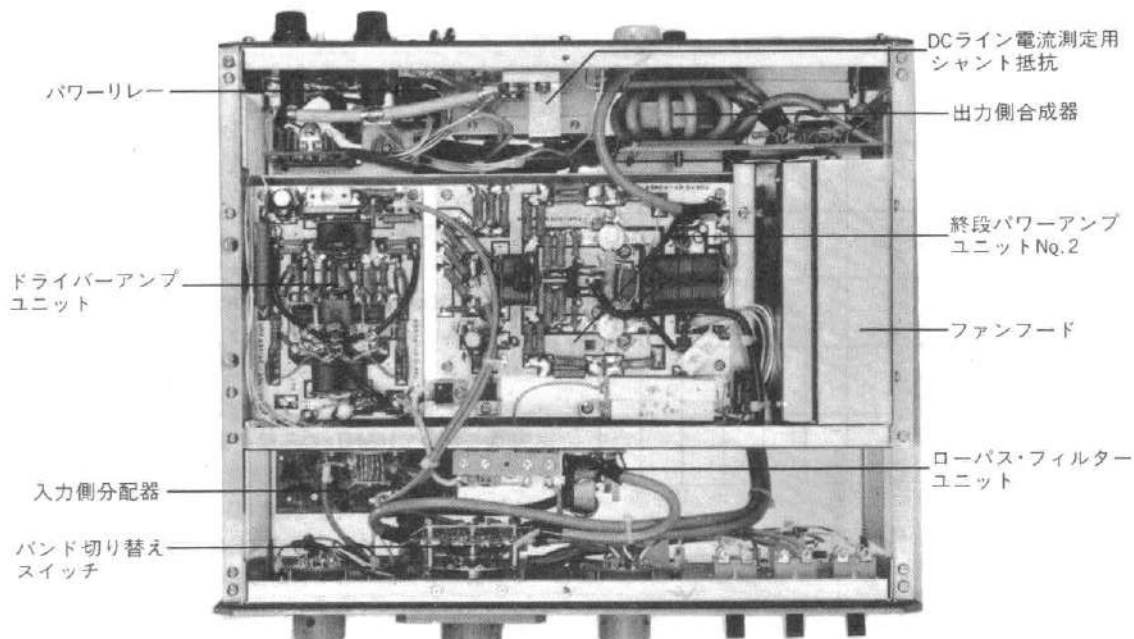


写真6 本体底面

トランシーバー用電源 (DC-DCコンバーター) 専用スイッチです。

- ③ RX: 受信プリアンプ用電源スイッチです。
- ④ METER: 電圧計/電流計⑪の切り替えスイッチです。
- ⑤ BAND: バンド切り替えスイッチです。オプションにて組み込んだ場合の、リニア・アンプ出力側のローパス・フィルタを切り替えます。
- ⑥ MODE: 使用モードにより、キャリア・コントロールのタイムラグを切り替えるスイッチです。CWで約1秒、SSBで約2秒、AM/FAN HIでは瞬時です。
- ⑦ キャリア・コントロールのタイムラグが、CWまたはSSB用になっていることを示すランプです。
- ⑧ キャリア・コントロールのタイムラグが、AM用

になっていることを示すランプです。

- ⑨ PROT: 保護回路が動作したことを示すランプです。
- ⑩ POWER LEVEL: 出力切り替えスイッチです。
- ⑪ 電圧計/電流計: 切り替えスイッチ④の操作により、電源電圧・消費電流・13.8V出力の電圧を指示します。
- ⑫ 出力電力計: リニア・アンプの送信出力を指示します。
- ⑬ RX: 受信プリアンプが動作していることを示すランプです。
- ⑭ OUT (13.8V): DC-DCコンバーターの動作表示ランプです。
- ⑮ ON AIR: リニア・アンプが動作しているこ

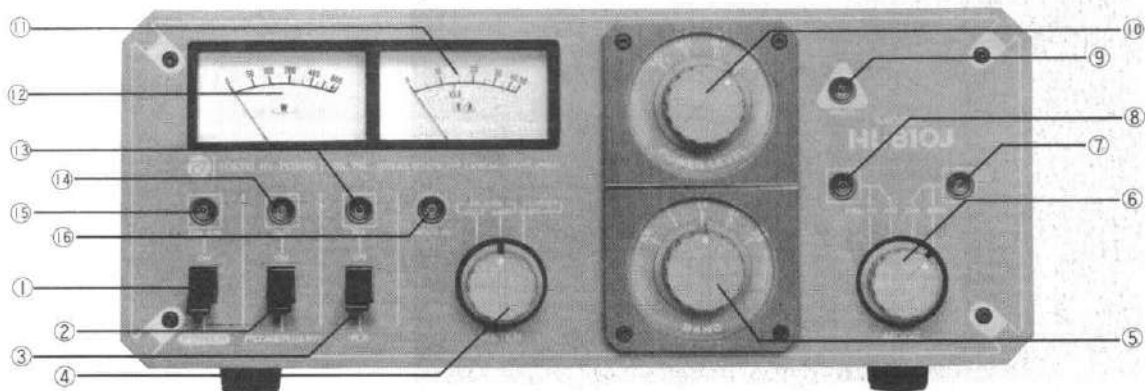
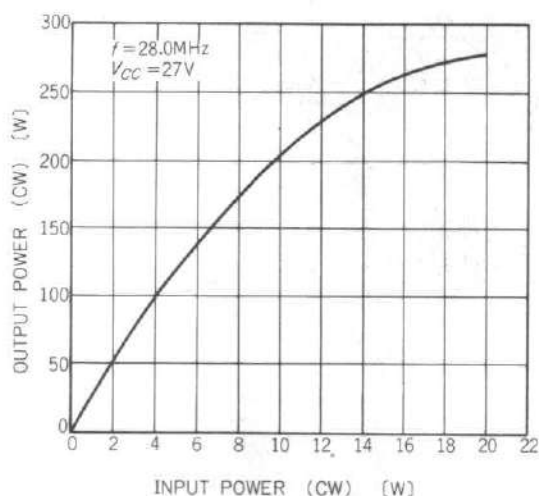


写真7 前面パネル

第30図 終段パワー・アンプ入・出力特性 (単体)



とを示すランプです。

- ⑩ INPUT HI : 入力レベルが20W仕様に切り替わったことを知らせるランプです。

特 性

懸入・出力特性

無変調キャリアの入力レベルを変えることによる、出力の変化の様子を第30図に示します。28MHz帯のみ載せました。

■第3次混変調歪 (IMD)

SSBモードにて、2信号 (トランシーバーのマイク端子に700Hzと2300Hzを混合した、低周波信号を加えて変調をかける) テストによる3次歪 (IMD) を、スペクトラム・アナライザーで観測した模様を写真8に示します。

誌面の都合で14MHzのみ載せました。

■終段パワー・アンプ出力周波数特性

合成前の単体での特性を第31図に示します。出力200Wでのパワー・ゲインの周波数特性です。

2台合成した場合の出力周波数特性は分配/合成回路の影響が出るので、単体での特性よりも多少悪くなっています。

おわりに

本機は昭和55年の夏頃に設計されたもので、すでに4年を経過しているため、設計も古くなっており改良すべき点もいくつかあります。

また、今日パワー・MOSFETも含め新種のパワー・デバイスも出現していますが、この解説記事が読者諸兄の参考になれば幸いと存じます。

■参考文献

- ・MOTOROLA Application Note
- ①AN-749: BROADBAND TRANSFORMERS AND POWER COMBINING TECHNIQUES FOR RF
- 担当 H, Granberg
- ②AN-758: A TWO-STAGE 1KW SOLID-STATE LINEAR AMPLIFIER
- 担当 H, Granberg
- ・TOSHIBA SEMICONDUCTOR DATA BOOK '80.1
- 東京芝浦電気株式会社 半導体事業部

* *
* *
* *

第31図 終段パワー・アンプ出力周波数特性 (単体)

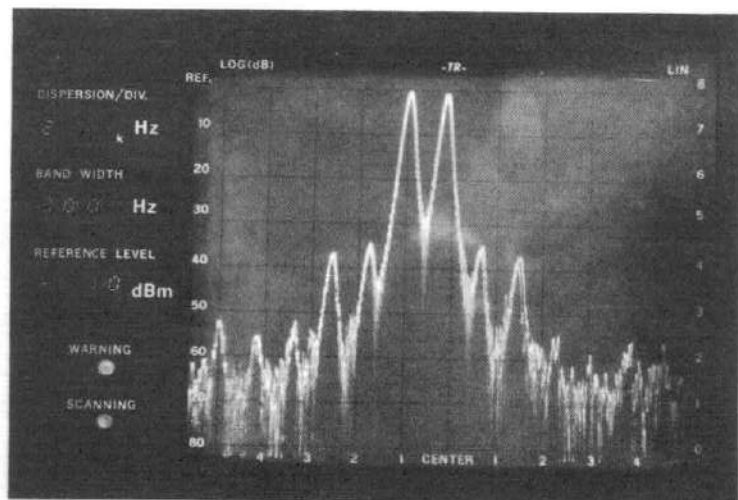
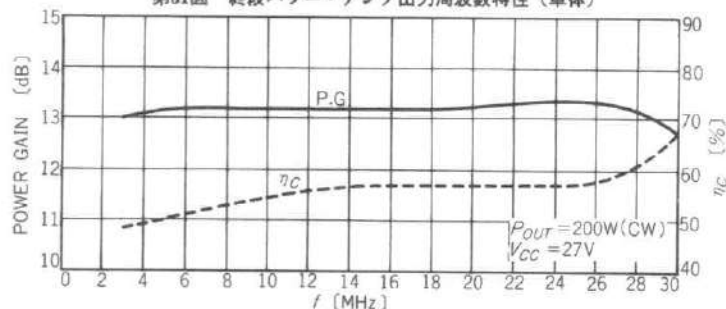


写真8 スペアナ・スクリーン (IMD 14MHz500W PEP-34dB)