

# テレビ受信機用トランジスタの特性

## Transistor Characteristics for VHF Television Receiver Use

日下晴夫\* 佐藤允也\*  
Haruo Kusaka Mitsuya Satō

### 内容梗概

本報告では日立製作所において開発量産化され現在実用に供しているテレビ受信機用トランジスタの特性について述べる。テレビ用トランジスタの中でも特に重要な開発品種はチューナ用 2 SA 288, 289, 290(第1図) および水平偏向用 2 SB 275, 276(第2図)であるが、これらのトランジスタを使用したチューナは雑音指数が全チャンネルで 6 dB 以下、利得は低チャンネルで 25 dB, 高チャンネルでは 17 dB の性能を容易に与えることができる。また 10 A 程度の偏向電流を必要とする 8 形ブラウン管は 2 SB 275 を 1 石使用して偏向することが可能であるばかりでなく消費電流も少ない特長をもっている。なおこのほかのトランジスタとして映像中間周波用、映像増幅用、垂直偏向同期分離用および音声回路用のものがあるが、これらの特性についても述べた。

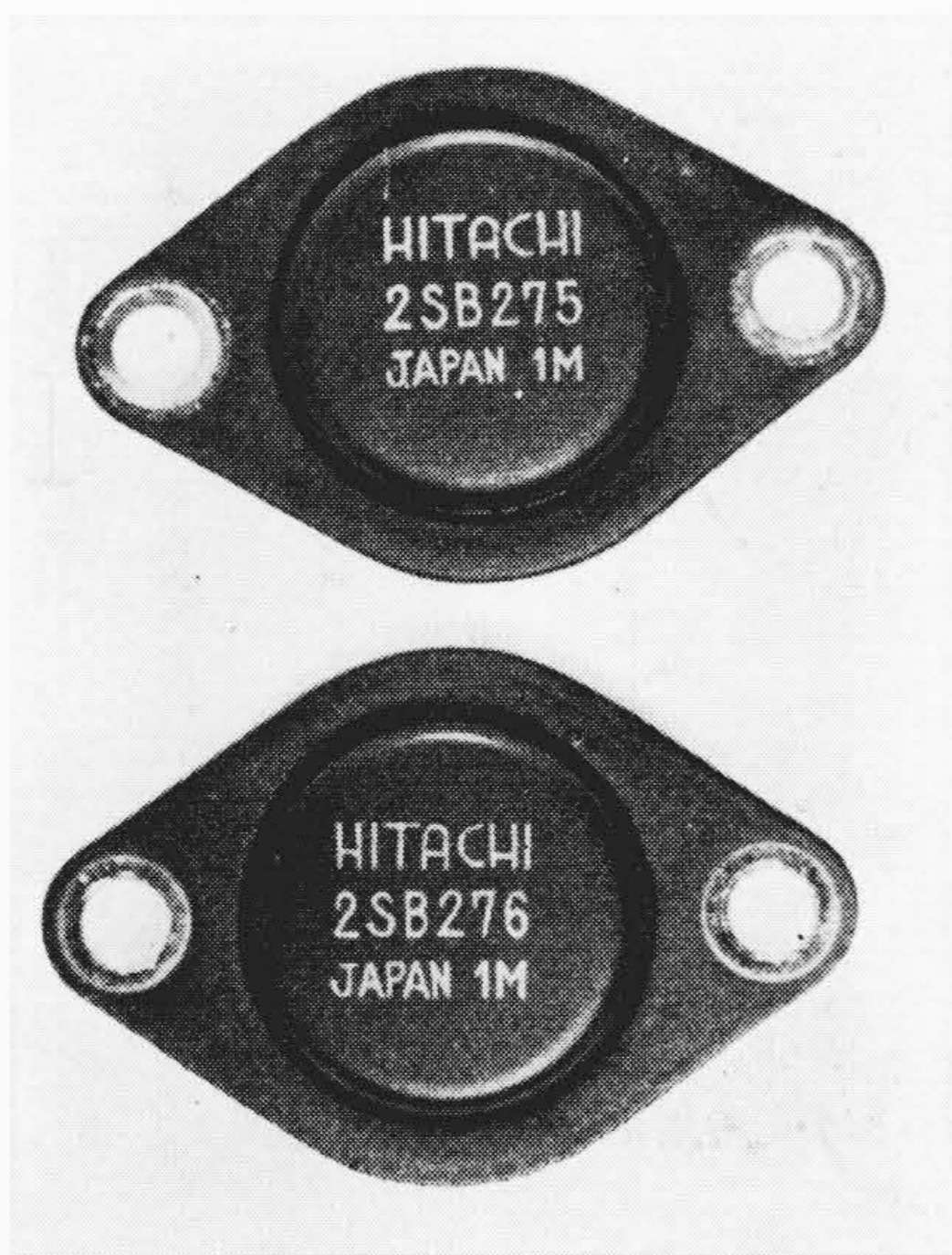
### 1. 緒言

テレビジョン受信機をトランジスタ化することにより種々の長所が得られることはよく知られている。すなわち

- (1) 印刷配線の併用により小形軽量化される。
- (2) 消費電力が少ない。これはまたセットの発熱を少なくし小形化に際し有利となる。
- (3) トランジスタの信頼度が高く寿命が長い。
- (4) 電源電圧が低いいため他の回路部品の発熱も少なくなるため機器の信頼度が向上しサービスが容易になる。同時にセットの寿命も長くなる。

しかし従来 200 Mc/s の VHF 帯まで増幅可能な特性のチューナ用トランジスタが得られなかったこと、あるいは消費電力の少ない高能率の水平偏向用トランジスタがなかったことなどの理由でテレビ受信機のトランジスタ化はむずかしかった。最近ようやくこれらの問題も解決し、トランジスタの量産化が可能となり、きわめて優秀な性能のテレビジョン受信機が製作されるようになった。本報告では重要品種であるチューナ用および水平偏向用トランジスタを中心として、テレビ用トランジスタの特性とこれを使用して得られるテレビ回路の性能について紹介する。

第3図に日立トランジスタを使用した8形テレビ受信機の系統図



(E) 2SB275, (F) 2SB276

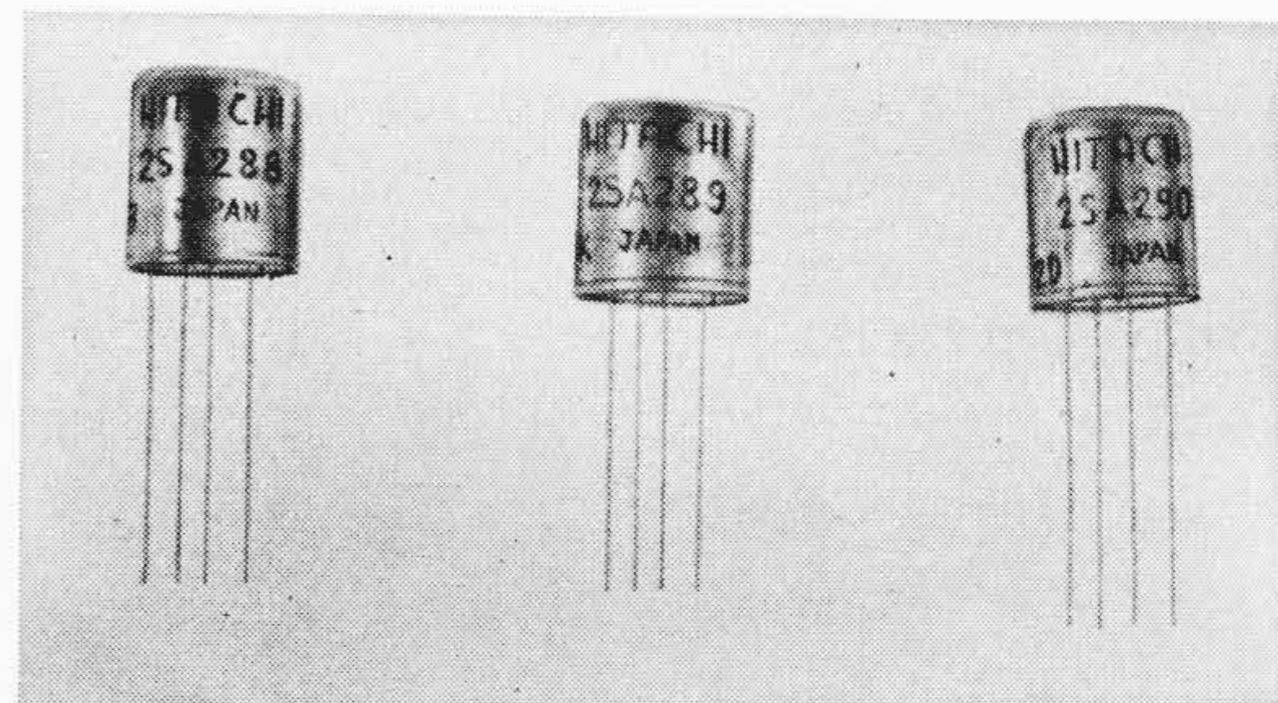
第2図 水平偏向用トランジスタ

\* 日立製作所武蔵工場

の一例を、第1表に推奨品種の一覧表を示す。ここに使用しているトランジスタの性能は現在ではすでに十分満足できるまで向上し、回路上もかなり研究が進んでいるのでトランジスタテレビの将来性は市場の進展いかんにあるといわれている。

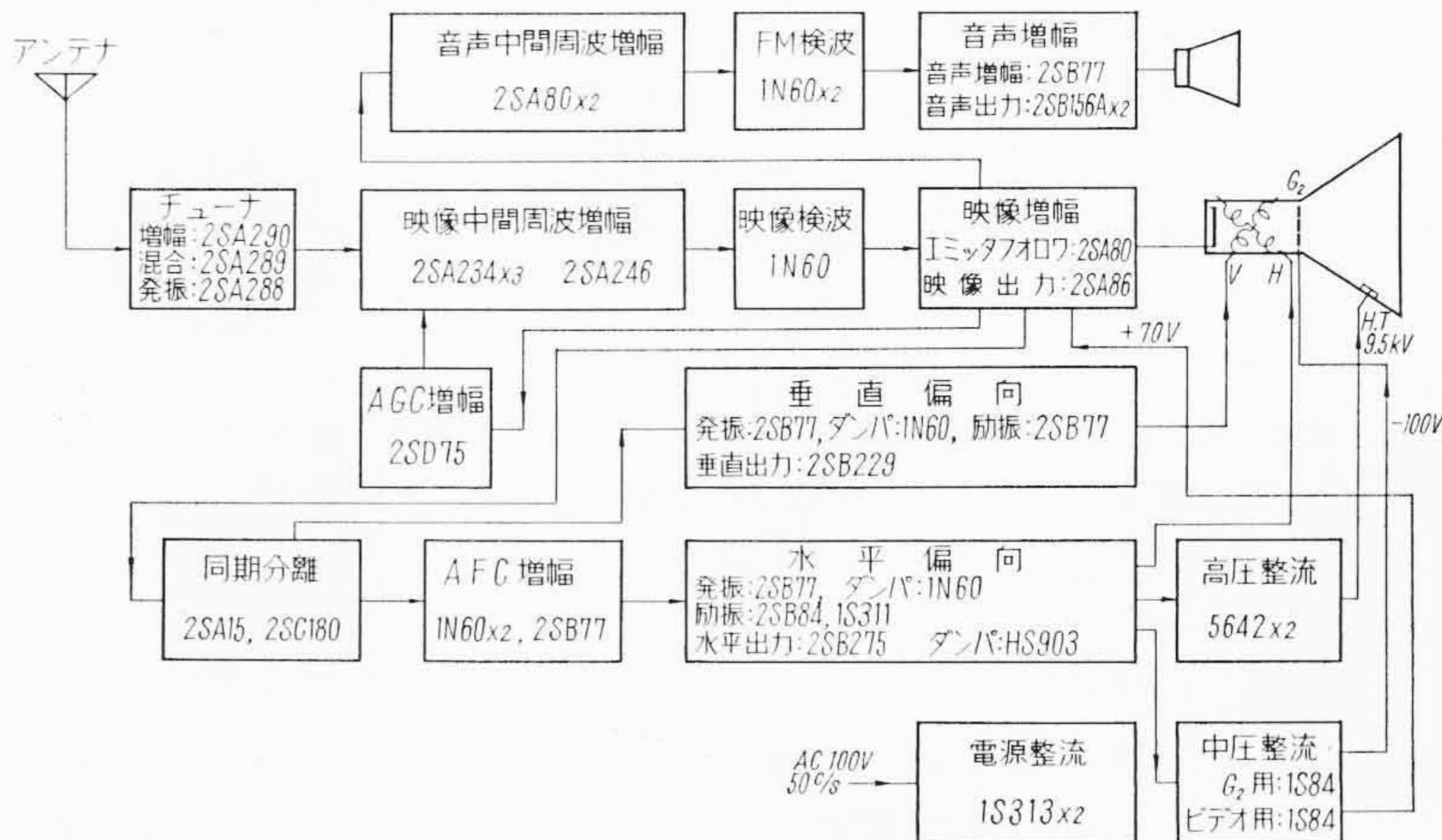
### 2. チューナ用トランジスタ

VHF テレビチューナに要求される基本的な特性は利得、雑音指数、不要輻射、入力の変調比、AGC 特性、混変調特性などである。利得、雑音指数、AGC 特性および混変調特性は回路的な問題もあるが、半導体素子の特性による面が大きい。ここでは日立製作所で開発したゲルマニウム PNP メサ形 2 SA 290, 289, 288<sup>(1)</sup>の特性の概要を以下に述べる。第2表はその最大定格を、第3表は電気的特性を示す。2 SA 290 は VHF 増幅用、289 は周波数混合用、288 は発振用に適している。



(左より 2SA288, 2SA289, 2SA290)

第1図 チューナ用トランジスタ



第3図 8形トランジスタテレビ受信機系統図の一例



第1表 日立8形トランジスタテレビ受信機用推奨品種一覧表

用途	品種名	使用数量	構造	最大定格			主要な電気的特性
				$V_{CB}^*$	$I_C^*$	$P_C$	
チューナ・高周波増幅	2SA290	1	Ge. PNP メサ形	-20V	-10mA	80mW	100 Mc $PG=18\sim 21$ dB
チューナ・混合	2SA289	1	Ge. PNP メサ形	-20V	-10mA	80mW	100 Mc $PG=17\sim 20$ dB
チューナ・発振	2SA288	1	Ge. PNP メサ形	-20V	-10mA	80mW	100 Mc $PG=15\sim 18$ dB
映像中間周波増幅	2SA234	3	Ge. PNP メサ形	-20V	-10mA	80mW	10.7 Mc $TG=23.5\sim 28$ dB
映像中間周波増幅	2SA246	1	Ge. PNP メサ形	-30V	-30mA	100mW	50 Mc $h_{fe}=1.3\sim 4.0, C_{ob}=6.0$ pF <sub>max</sub>
映像検波	1N60	1	Ge. 点接触形ダイオード	-50V	50mA		$R_E \geq 45\%$
映像増幅	2SA80	1	Ge. PNP ドリフト接合形	-20V	-10mA	80mW	$f_\alpha=55$ Mc <sub>mean</sub>
映像出力	2SA86	1	Ge. PNP ドリフト接合形	-45V	-50mA	225mW	$f_\alpha=55$ Mc <sub>mean</sub> , $C_{ob}=3.0$ pF <sub>max</sub>
同期分離	2SA15	1	Ge. PNP 合金接合形	-16V	-15mA	80mW	1.5 Mc $h_{fe}=3.5\sim 11.0$
同期分離	2SC180	1	Ge. NPN 合金接合形	25V	400mA	120mW	$f_\alpha=5$ Mc <sub>min</sub>
垂直発振	2SB77	1	Ge. PNP 合金接合形	-25V	-70mA	150mW	$h_{FE}=45\sim 125$
垂直発振ダンパ	1N60	1	Ge. 点接触形ダイオード	-50V	50mA		$I_f=4$ mA <sub>min</sub> ( $V_B=+1$ V)
垂直励振	2SB77	1	Ge. PNP 合金接合形	-25V	-70mA	150mW	$h_{FE}=45\sim 125$
垂直出力	2SB229	1	Ge. PNP 合金接合形	-100V	-5A	12W	$h_{FE}=20\sim 53$
AFC位相弁別	1N60	2	Ge. 点接触形ダイオード				
AFC増幅	2SB77	1	Ge. PNP 合金接合形				
水平発振	2SB77	1	Ge. PNP 合金接合形				
水平発振ダンパ	1N60	1	Ge. 点接触形ダイオード				
水平励振	2SB84	1	Ge. PNP 合金接合形	-60V	-3A	12W	$h_{FE}=25\sim 160$
水平励振クリップ	1S311	1	Si 拡散形整流器	-100V	0.5A		$V_F=1.1$ V <sub>max</sub> ( $I_f=1$ A)
水平出力	2SB275	1	Ge. PNP ドリフト接合形	-120V	-6A	12W	$h_{FE}=10\sim 80$
水平出力ダンパ	HS903	1	Ge. 合金接合形	-120V	0.2A		$V_F=1.1$ V <sub>max</sub> ( $I_f=4$ A)
音声中間周波増幅	2SA80	2	Ge. PNP ドリフト接合形				
F M 検波	1N60	2	Ge. 点接触形ダイオード				
音声増幅	2SB77	1	Ge. 合金接合形				
音声出力	2SB156A	2	Ge. PNP 合金接合形	-20V	-300mA	450mW	$h_{FE}=40\sim 107$
AGC増幅	2SD75	1	Ge. NPN 合金接合形	25V	70mA	100mW	$h_{FE}=31\sim 79$
電源整流	1S313	2	Si 拡散形整流器	-300V	0.5A		$V_F=1.1$ V <sub>max</sub> ( $I_f=1$ A)
中圧整流	1S84	2	Si 拡散形ダイオード	-200V	100mA		$V_F=0.7$ V <sub>max</sub> ( $I_f=5$ mA)

\*印 ダイオード、整流器に関しては  $V_{CB}$ ,  $I_C$  の項はそれぞれ逆方向電圧、順方向整流電流の最大定格を示す。

第2表 チューナ用 2SA 288, 289, 290 最大定格 ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

項目	記号	単位	定格
コレクタ電圧	$BV_{CBO}$	V	-20
エミッタ電圧	$BV_{EBO}$	V	-0.5
コレクタ電流	$I_C$	mA	-10
エミッタ電流	$I_E$	mA	10
コレクタ損失	$P_C$	mW	80
接合温度	$T_j$	$^\circ\text{C}$	85
保存温度	$T_{stg}$	$^\circ\text{C}$	-55~85

2.1 VHF 増幅用 2SA290

高周波増幅用トランジスタとしては利得、雑音指数が問題となる。接地方式としてはベース接地、エミッタ接地が考えられる。100~200Mc/s帯ではベース接地の方が正帰還がかかるため利得が高い。しかしエミッタ接地の方が安定性があるので、ここではエミッタ接地の場合について考察を進めてゆく。

周知のとおり固有電力利得は次式で与えられている<sup>(2)</sup>。

$$G_{av} = \frac{|h_{21}|^2}{2A(1+P_m) - I_r} \dots\dots\dots (1)$$

ここに  $A = R_e(h_{11}) \cdot R_e(h_{22})$   
 $P_m^2 = 1 - \frac{I_r}{A} - \left(\frac{I_i}{2A}\right)^2$   
 $I_r = R_e(h_{12} \cdot h_{21})$   
 $I_i = I_m(h_{12} \cdot h_{21})$

$h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  はトランジスタの  $h$  パラメータ

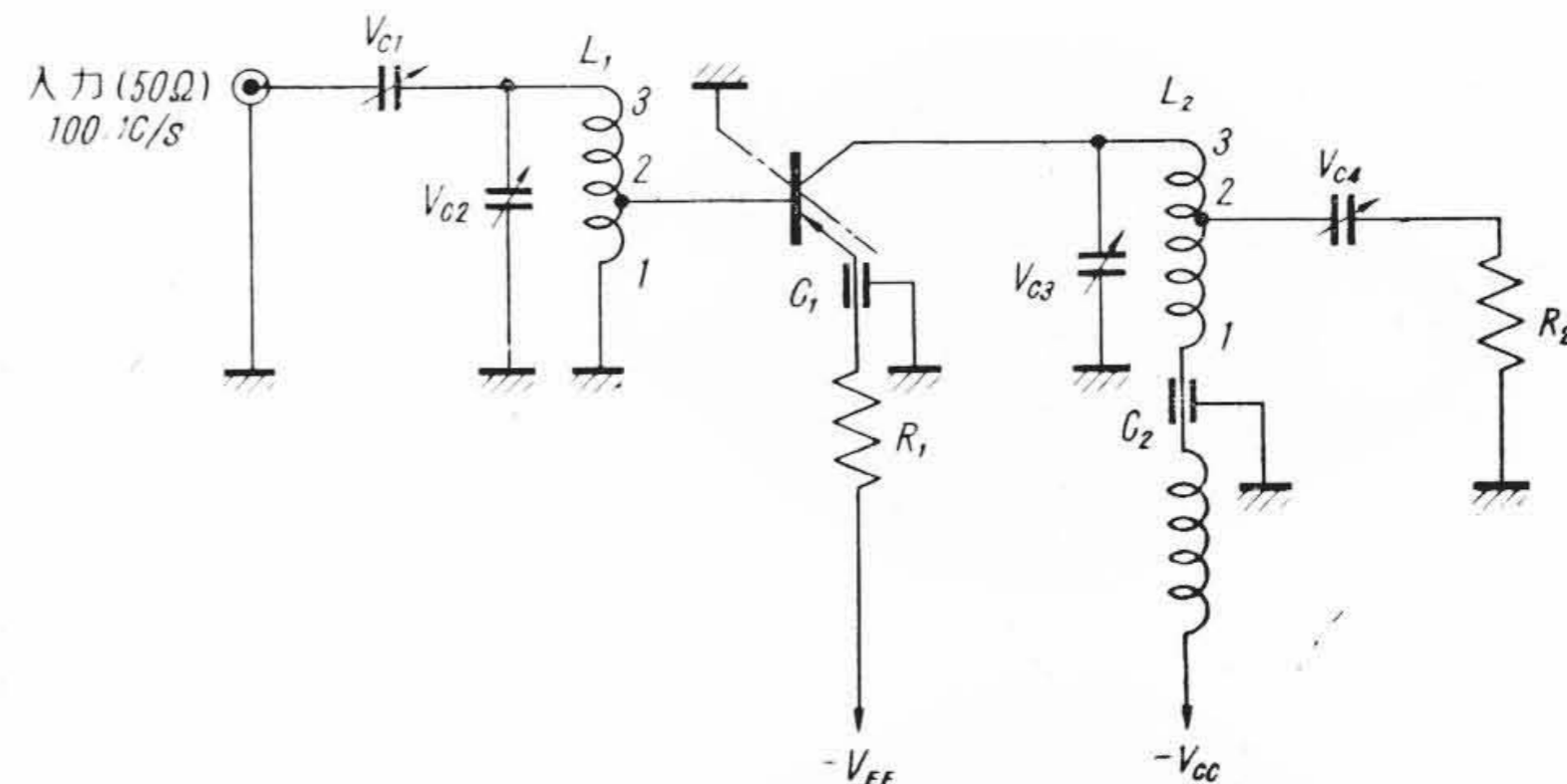
(1)式は一般的な表現であるが、メサ形トランジスタのようにベース領域に加速電界が存在し、寄生素子の影響がない場合の固有電力利得  $G_{av0}$  は次式によって与えられている<sup>(3)</sup>。

$$G_{av0} = \frac{f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} c_c} \dots\dots\dots (2)$$

ただし  $f_T$ :  $|h_{fe}|=1$  となる周波数  
 $r_{bb'}$ : ベース広がり抵抗  
 $c_c$ : コレクタ接合容量

第3表 チューナ用 2SA288, 289, 290 電気的特性 ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

項目	記号	測定条件	単位	2SA288	2SA289	2SA290
最大コレクタ電流	$I_{CBO}$	$V_{CB}=-20$ V $I_E=0$	$\mu\text{A}$	30	30	30
最大エミッタ電流	$I_{EBO}$	$V_{EB}=-0.5$ V $I_C=0$	$\mu\text{A}$	50	50	50
電流増幅率	$h_{fe}$	$V_{CE}=-6$ V $I_E=3$ mA $f=270$ c/s		10min	10min	10min
コレクタ出力容量	$C_{ob}$	$V_{CB}=-10$ V $I_E=0$ $f=1$ Mc シールド端子開放	PF	1.2max 0.9typ	1.2max 0.9typ	1.2max 0.9typ
コレクタ出力容量	$C_{ob}$	$V_{CB}=-10$ V $I_E=0$ $f=1$ Mc シールド端子接地	PF	0.4typ	0.4typ	0.4typ
ベース抵抗	$r_{ie}$	$V_{CE}=-6$ V $I_E=3$ mA $f=150$ Mc	$\Omega$	100max 65typ	100max 65typ	100max 65typ
電流増幅率	100Mc $h_{fe}$	$V_{CE}=-6$ V $I_E=3$ mA $f=100$ Mc		2.5min 3.5typ	2.5min 3.5typ	2.5min 3.5typ
電力利得(そう入損失を含む)	100Mc P.G.	$V_{CE}=-6$ V $I_E=3$ mA $f=100$ Mc	dB	18max 15min	20max 17min	21max 18min

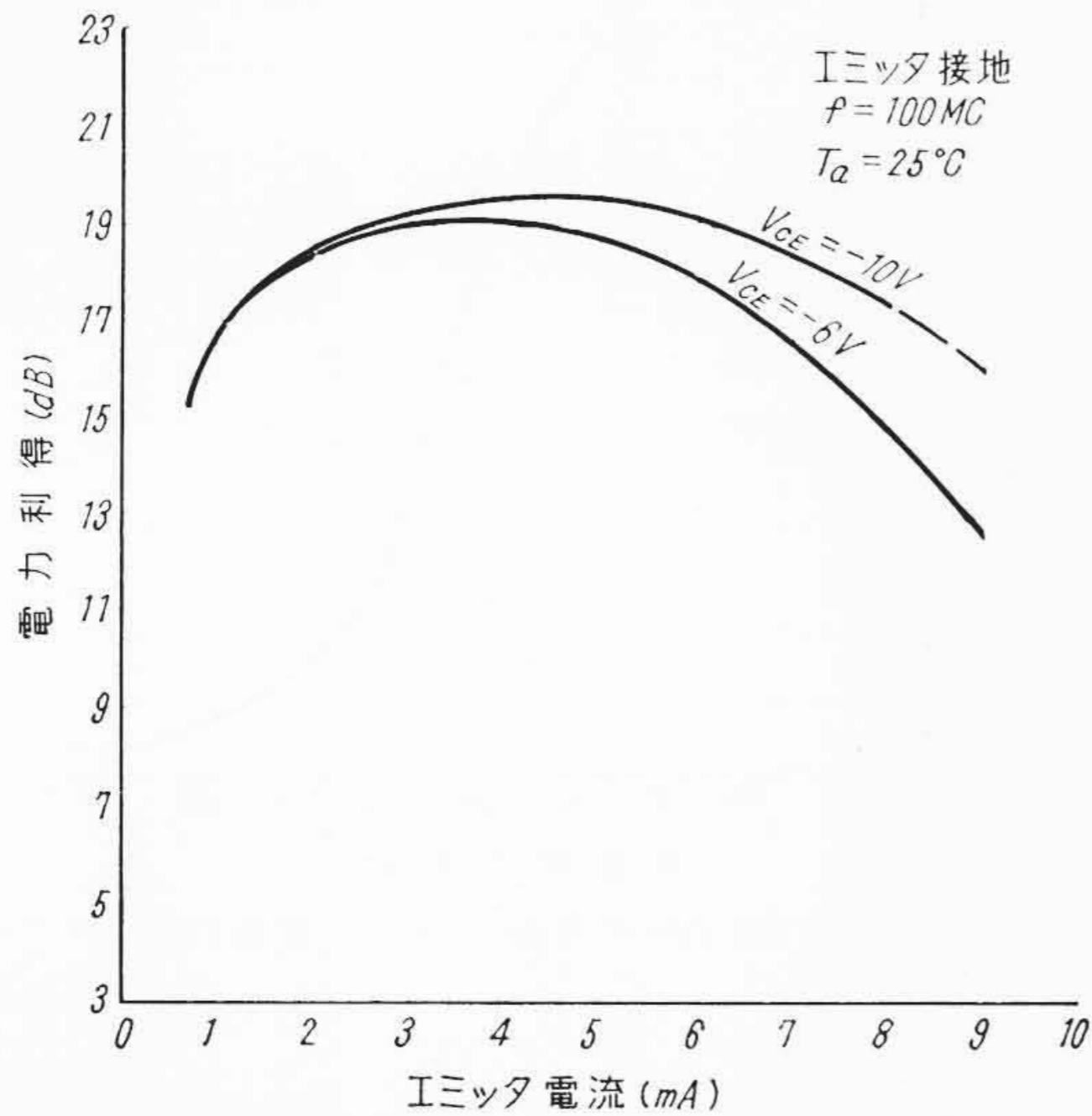


- $V_{C1}$ : 空気コンデンサ 20 pF
- $V_{C2}$ : 空気コンデンサ 20 pF
- $V_{C3}$ : 空気コンデンサ 20 pF
- $V_{C4}$ : 空気コンデンサ 20 pF
- $C_1$ : 貫通形コンデンサ 3,300 pF
- $C_2$ : 貫通形コンデンサ 3,300 pF
- $R_1$ : 1 k $\Omega$
- $R_2$ : 50  $\Omega$
- $L_1$ : 巻数比 1-3:1-2=3:1
- $L_2$ : 巻数比 1-3:1-2=3:2

第4図 100 Mc/s 増幅電力利得測定回路

2SA290 の 100 Mc/s における電力利得を第4図の回路で測定すると第5図のようになる。周波数が高くなることによる電力利得の減少は 50 Mc/s 以上では -6 dB/OCTAVE となることが確かめられ





第5図 100 Mc/s 電力利得のエミッタ電流依存性 (2SA290)

ている。したがって 100 Mc/s で 19 dB 利得のあるトランジスタは 200 Mc/s では 13 dB となり、2 チャンネルと 9 チャンネルの利得偏差は RF 段だけで 6 dB になる。このため低チャンネルでダンピング抵抗を入れる必要が生じてくる。

さて(2)式は寄生素子の影響がない場合の利得を表わしている。周波数が高くなり VHF あるいは UHF 領域になると低周波では問題とならなかったような回路の寄生素子が利得に大きな影響を及ぼす。エミッタ接地増幅回路の場合、寄生素子の影響は上妻氏<sup>(4)</sup>らにより詳しく計算されている。その結果によれば利得の低下をもたらすのは、ベース・コレクタ間の浮遊容量  $C_p$  とエミッタリードインダクタンス  $L_p$  である。

$C_p$  の存在する場合の固有電力利得  $G_{av}$  は次式になる。

$$G_{av} = G_{av0} \times \frac{2 \left\{ \left( 1 + \frac{k}{4G_{av0}} \right)^2 - M \frac{k}{4G_{av0}} \right\}}{1 + \frac{k}{2} \left( 1 + \frac{k}{4G_{av0}} - \frac{M}{2} \right) + \sqrt{1 + k \left( 1 + \frac{k}{4G_{av0}} \right) - \frac{M}{2} k \left( 1 + \frac{k}{2} \right)}} \quad (3)$$

ここに  $m$ : トランジスタの過剰位相

$$k = \frac{C_p}{C_c}$$

$$M = \left( \frac{m}{1+m} x_T \right)^2$$

$$x_T = \frac{f}{f_T}$$

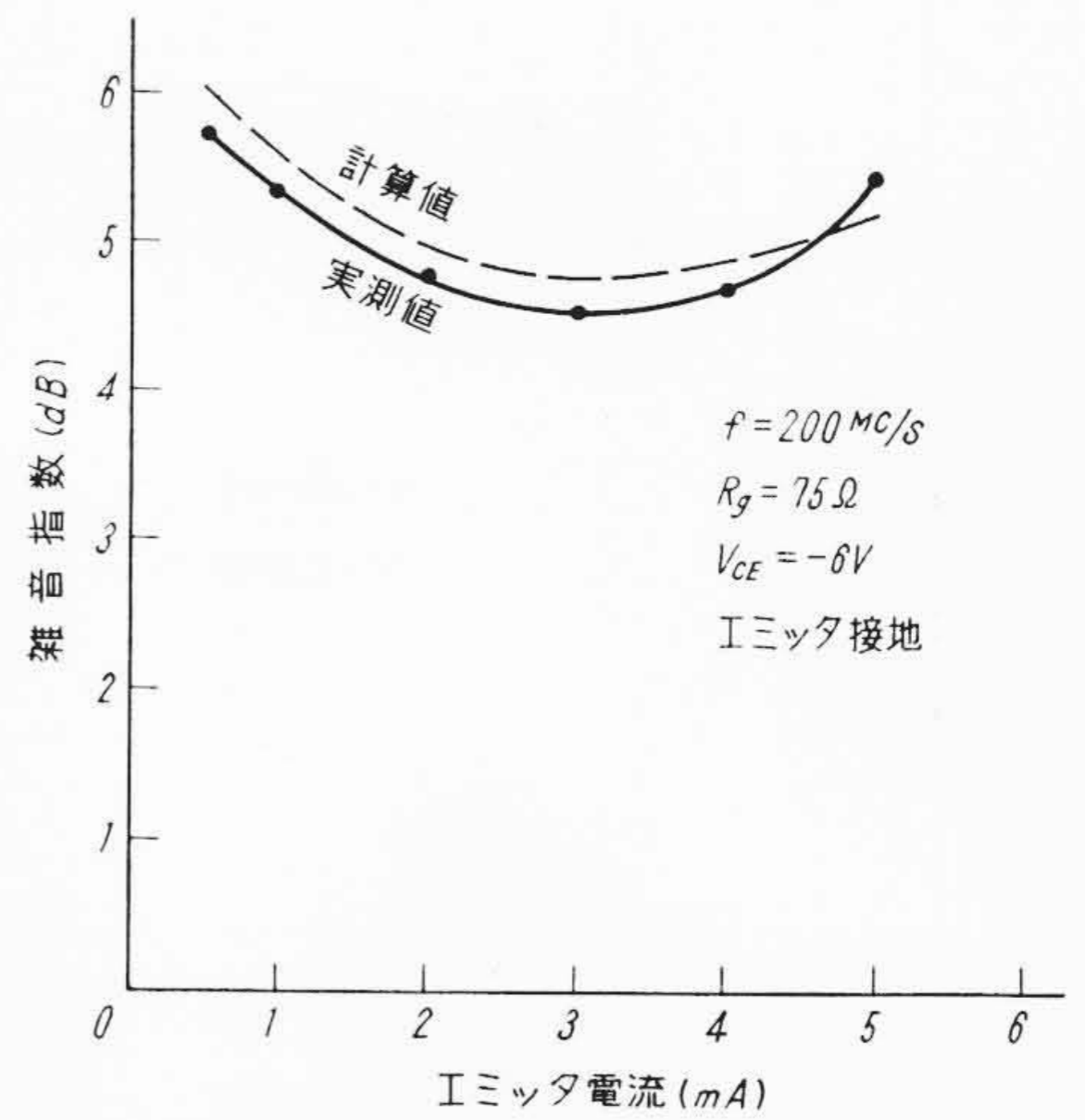
一例として  $G_{av0} = 19$  dB,  $m = 0.6$ ,  $f_T = 350$  Mc/s,  $C_c = 0.25$  pF なる特性のトランジスタを  $f = 100$  Mc/s で動作させ、浮遊容量  $C_p$  が 1 pF 付加されたとすると、これによる利得の減少分は約 3.5 dB となり、実際には 15.5 dB 程度しか利得が得られないことになる。

また一方エミッタリードインダクタンス  $L_p$  も固有電力利得を減少させる。この場合の  $G_{av}$  は(4)式になる。

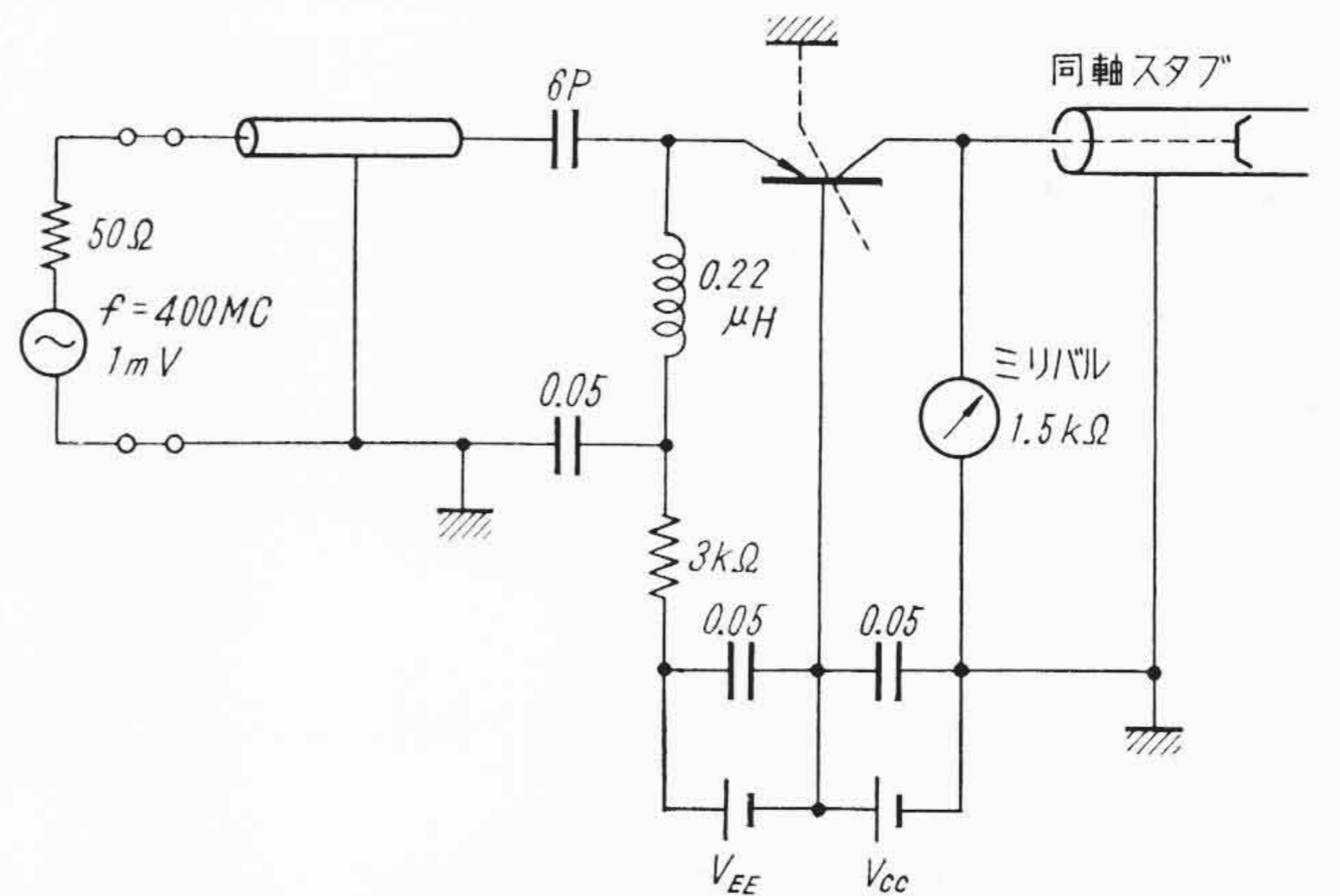
$$G_{av} = G_{av0} \times 2 \left[ 1 + \frac{\lambda}{2} \left( 1 - \frac{2+m}{2m} M \right) + \sqrt{1 + \lambda - \left\{ \frac{\lambda}{4} + \frac{m(2+m)}{2(1+m)^2} \right\} \lambda \frac{(1+m)^2}{m^2} M} \right]^{-1} \quad (4)$$

ただし  $\lambda = \frac{2\pi f_T L_p}{r_{bb'}}$

それゆえチューナ回路の設計の際には特に  $C_p$ ,  $L_p$  の減少につとめるよう配線など考慮する必要がある。



第6図 2SA290の雑音指数のエミッタ電流依存性



第7図 2SA290 400 Mc 伝達利得測定回路

電力利得の次に重要な VHF トランジスタの特性は雑音指数である。エミッタ接地増幅器の雑音指数  $NF$  の理論式は Nielsen 氏により(5)式のように与えられている<sup>(5)</sup>。

$$NF = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{r_E}{2R_g} + \frac{(1-\alpha_0) \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_\alpha} \right)^2 \frac{1}{1-\alpha_0} \right] (R_g + r_E + r_{bb'})^2}{2\alpha_0 r_E R_g} \quad (5)$$

- ただし  $\alpha_0$ : ベース接地低周波電流増幅率
- $r_E$ : エミッタ抵抗
- $R_g$ : 信号源抵抗
- $f_\alpha$ :  $\alpha$  遮断周波数

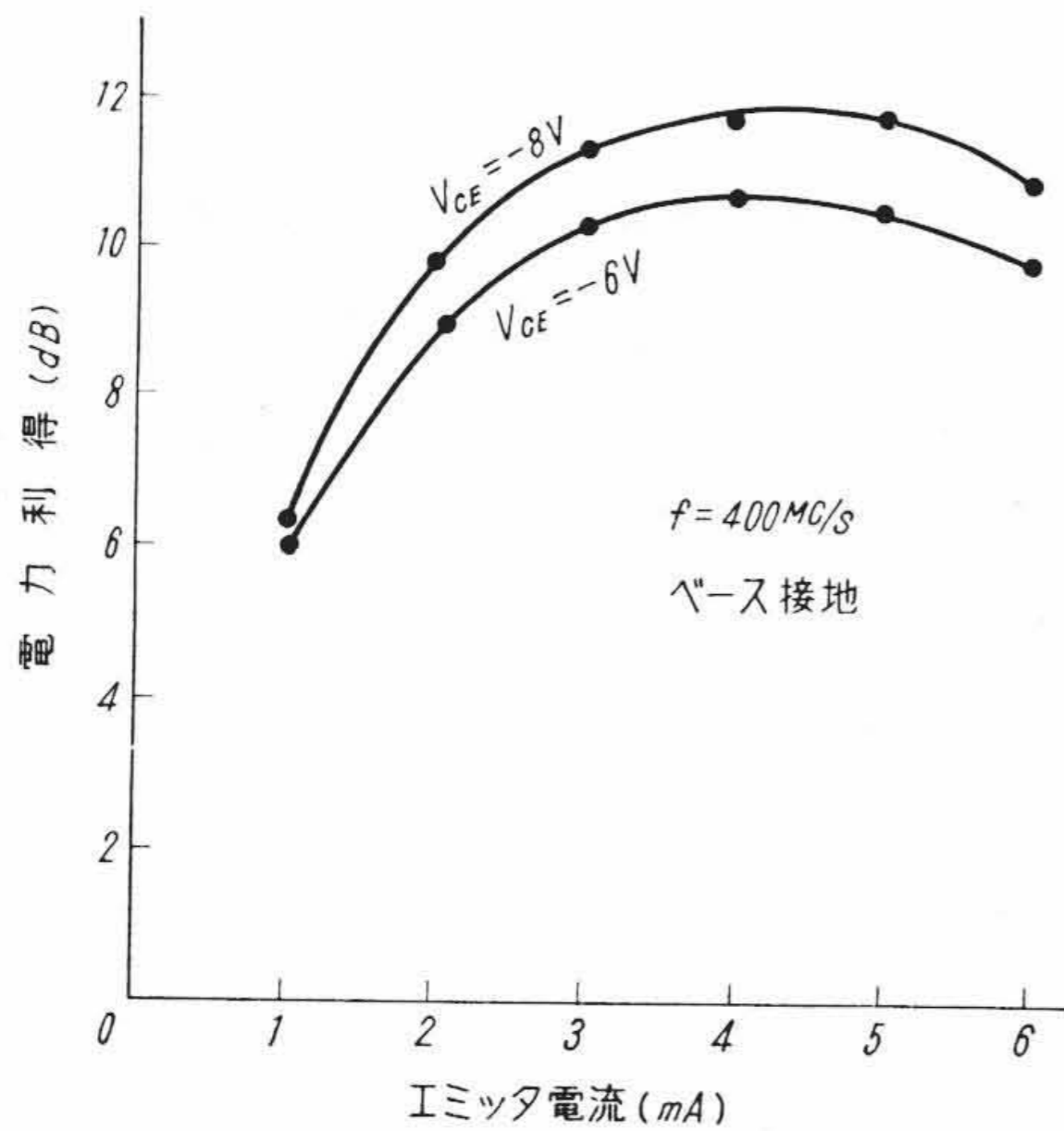
(5)式の右辺の第3項は実際に使われる 1~3 mA のエミッタ電流レベルのところでは非常に小さい。第4項が高周波における雑音に寄与する。高周波雑音を減らすためには、 $r_{bb'}$  を下げ、 $\alpha_0$  および  $f_\alpha$  を高くすることが有効である。

第6図に 2SA290 の  $f = 200$  Mc/s における実測値と計算値のグラフを示す。実測値は  $V_{CE} = -6$  V  $I_E = 3$  mA の時  $NF = 4.5$  dB となり、(5)式による計算値よりも 0.2 dB 程度低くなる。

(5)式でもわかるように  $NF$  の値は雑音源インピーダンス  $R_g$  により異なり、 $NF$  を最小にする  $R_g$  が存在する。実験によれば 2SA290 の  $NF$  は  $R_g = 75 \Omega$  の場合より  $R_g = 50 \Omega$  の場合の方が 0.5~1 dB 低くなる。 $NF$  の値は入力完全整合の場合よりもむしろ雑音源が多少誘導性になっていた方が低くなるとの報告もある<sup>(6)</sup>。

2SA290 系列のトランジスタが UHF 帯で利得がどの程度とれるか





第 8 図 2SA290 (改良形) の UHF 帯における伝達利得

を調べるため、400 Mc/s ベース接地伝達利得の検討を行なった。第 7, 8 図に回路と得られた結果を示す。約 10~12 dB の利得がとれることが明らかとなった。

2.2 混合用 2SA289

トランジスタ混合回路の動作は、ベース・エミッタ間のダイオードの非直線性を使い局発信号と RF 信号を混合し、次に IF 出力成分を通常のトランジスタの増幅作用により増幅しコレクタ側より取り出している。したがってエミッタ接地で変換利得を高くとるためには

- (1) ベース入力抵抗が低いこと。
- (2) エミッタ・ベース間のダイオード特性がよいこと (入力容量も小さいこと)。
- (3) 中間周波数における増幅電力利得の大きいこと。このためには高周波電流増幅率  $h_{fe}$  が大きいことが望ましい。

混合器の変換電力利得は増幅器としての利得より 1~2 dB 大きいのが普通である。これは中間周波数における混合用トランジスタの増幅電力利得が比較的大きいためである。2SA289 を  $V_{CE} = -10V$ ,  $I_E = 2mA$  で動作させたときの 200 Mc/s における変換電力利得はほぼ 15 dB になる。ただし注入電圧は 200 mV, 中間周波数は 25 Mc/s である。雑音指数は 10 dB 程度であるが、チューナ全体の NF に対する影響は利得最小の 2SA290 を使用しても 0.7 dB 以下となる。

2.3 発振用 2SA288

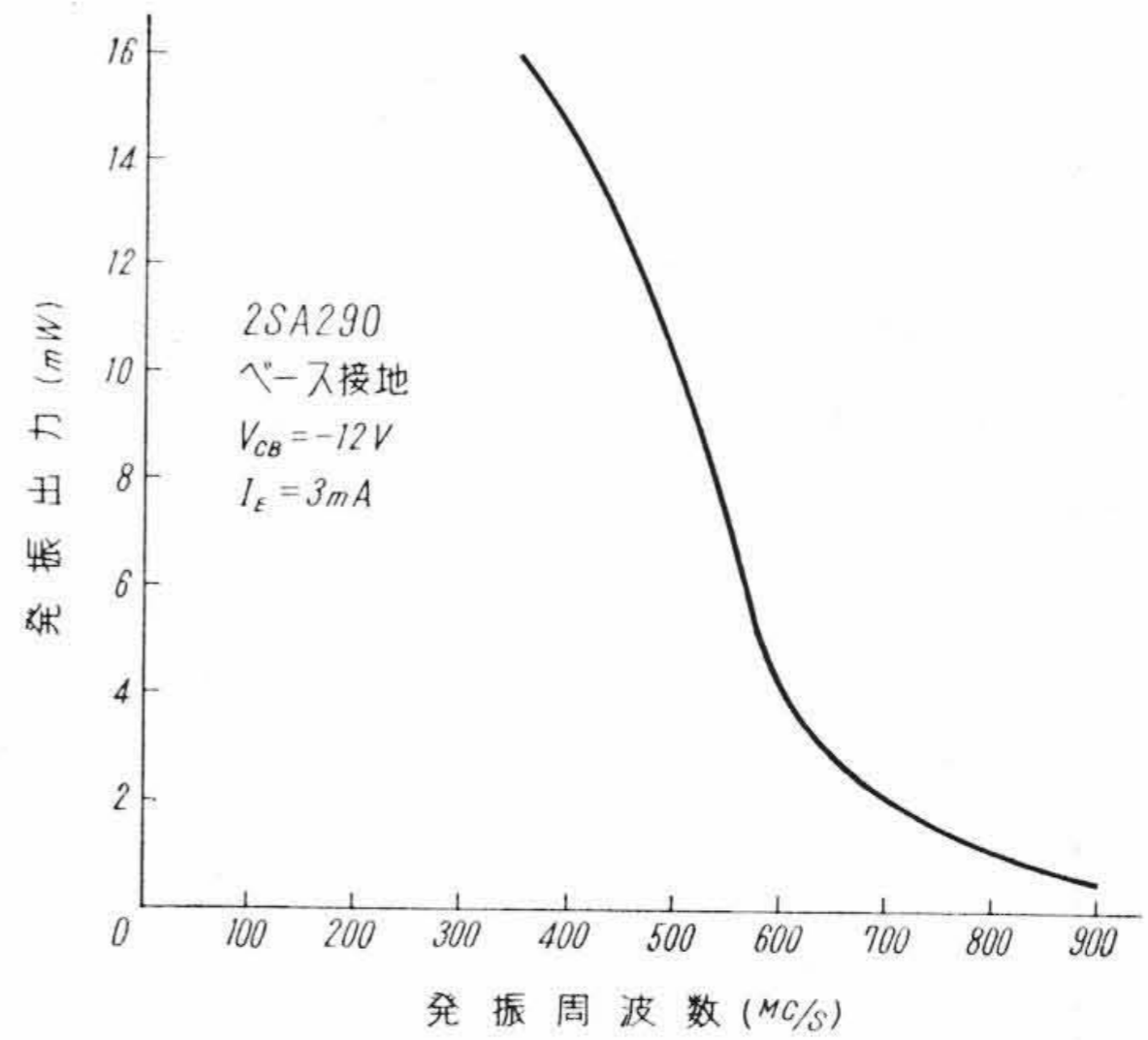
VHF テレビでは局部発振周波数は通常映像搬送波周波数の上側を選ぶから、映像中間周波数が 25 Mc/s 付近のときには発振用トランジスタは約 260 Mc/s の周波数まで発振しなければならない。

発振電力としては 1~2 mW の出力が取り出せれば十分である。メサ形トランジスタの最高発振可能周波数は寄生素子の影響がないと仮定した場合、(2)式で  $G_{av0} = 1$  となる周波数として求められ次式で表わされる。

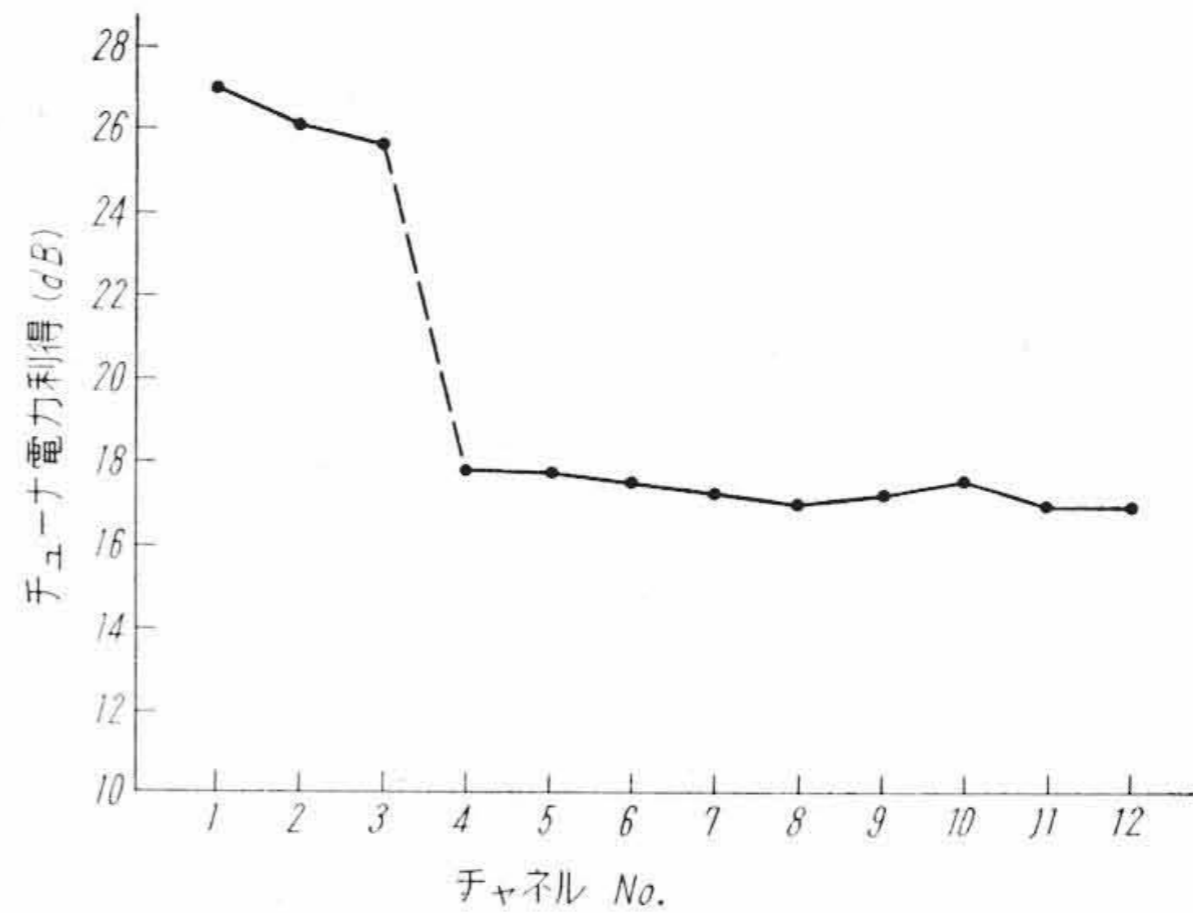
$$f_{osc, max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_c}} \dots\dots\dots (6)$$

ただし  $f_{osc, max}$ : 最高発振周波数

上式に 2SA288 の数値例  $f_T = 350 Mc/s$ ,  $r_{bb'} = 60 \Omega$ ,  $C_c = 0.25 pF$  を入れると  $f_{osc, max} \cong 960 Mc/s$  となる。実際にはタンク回路の損失、寄生素子による利得の低下などのため  $f_{osc, max}$  は(6)式で示される値よりもかなり低くなる。発振の接地方式としては回路構成の容易さ、安定度の点などからベース接地がよいと思われる。第 9 図に 2SA290 の UHF 帯における発振電力の実験例を示す。VHF テレビチューナ用としては 100 Mc/s で 15~18 dB の電力利得を有する 2SA288 で発振電力は必要な値より一けた以上大きく得られる。

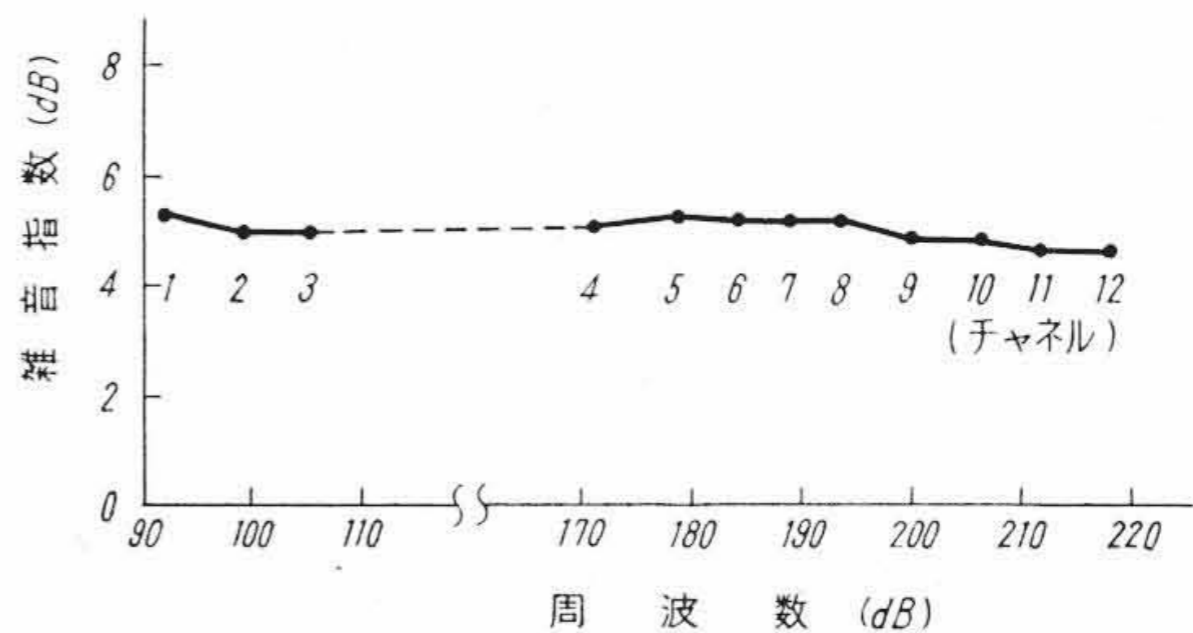


第 9 図 2SA290 の発振出力と周波数の関係



(使用トランジスタ; RF: 2SA290, Mix: 2SA289, Osc: 2SA288)

第 10 図 VHF チューナ電力利得特性



(使用トランジスタ; RF: 2SA290, Mix: 2SA289, Osc: 2SA288)

第 11 図 VHF チューナ雑音指数特性

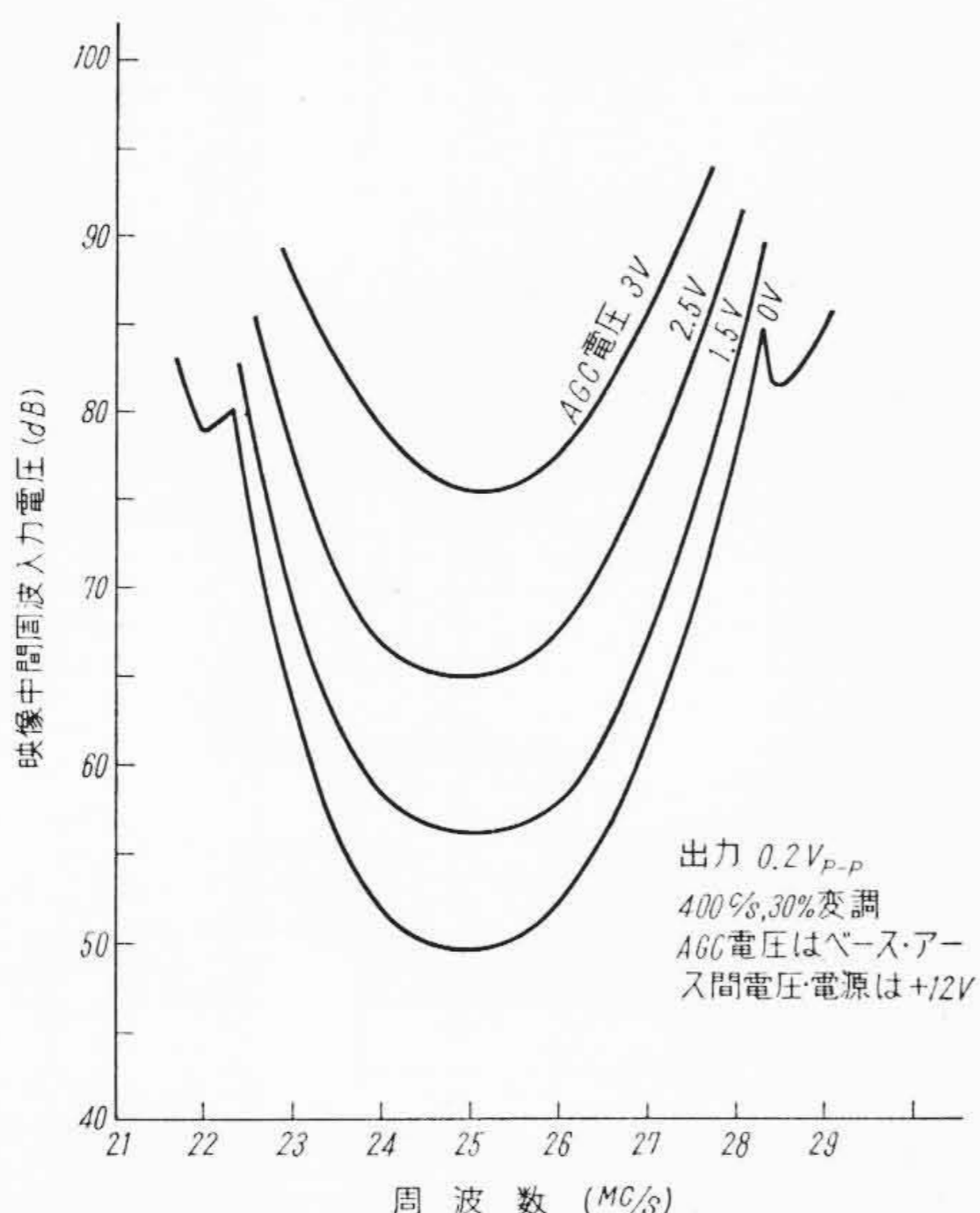
2.4 VHF チューナの特性

第 10 図および第 11 図に VHF チューナの電力利得特性および雑音指数の特性例を示す。この例では高周波増幅に 2SA290, 混合に 2SA289, 発振に 2SA288 を使用している。図で明らかなように雑音指数は全チャンネルで 6 dB 以下、利得は低チャンネルで 25 dB, 高チャンネルでは 17 dB が得られている。

3. 映像中間周波増幅用トランジスタ

映像中間周波増幅回路では普通 25 Mc/s 付近の周波数で、4 段スタガ増幅を行ない 55~60dB の利得を得ている。映像検波をダイオードで行なう場合 0.5~1.5V<sub>p-p</sub> の映像出力をうるためには 1 段当り 15 dB 程度の利得を有するトランジスタを使用しなければならない。また AGC のかかるトランジスタについてはその特性も考慮する必要がある。これらの要求にマッチするトランジスタとしてはゲルマニウム PNP メサ形 2SA235, 2SA234 が適当である。また最終段のトランジスタのコレクタ電流のスイングは大振幅であるからトランジスタは入出力直線性のすぐれたものでなければならない。このためにはエミッタ電流の大きな領域で周波数特性の良好なメサ形 2SA246 が最適である。2SA246 を  $I_E \cong 4\sim 5 mA$  程度で使用すれば過大入力





第12図 映像中間周波増幅器周波数特性

に対しても飽和することはない。第12図に映像中間周波増幅器の特性の一例を示す。トランジスタの性質からみて回路設計上注意せねばならぬことを列記すると次のようになる。

(1) AGC方式の選定に注意すること。Reverse AGCとForward AGCでは特性が違う。たとえばひずみなく取り扱える入力電圧の大きさは前者では60mV前後であるに反し、後者の方式では200mV程度である。しかし反面Reverse AGCはForward AGC方式より温度による利得変化および帯域変動の少ない長所を持っている。

(2) トランジスタの特性のバラツキによるスタガ特性の変動を極力押えるよう回路設計を工夫すること。

これらの目的のためには増幅回路のエミッタに10~50Ωの負帰還抵抗をそう入するのが実用的である。これによりAGC電圧の変化による帯域特性の変動が防げるほか、温度変化による利得の変動も相当程度改善される。

#### 4. 映像増幅用トランジスタ

8形ブラウン管を輝度変調するためには約30~50V<sub>p-p</sub>の電圧を必要とする。このため映像出力用トランジスタには次の特性が要求される。

- (1) コレクタ・ベース間耐圧  $\geq 75V$
- (2) コレクタ損失  $\geq 200mW$
- (3)  $f_T \geq 50 Mc/s$

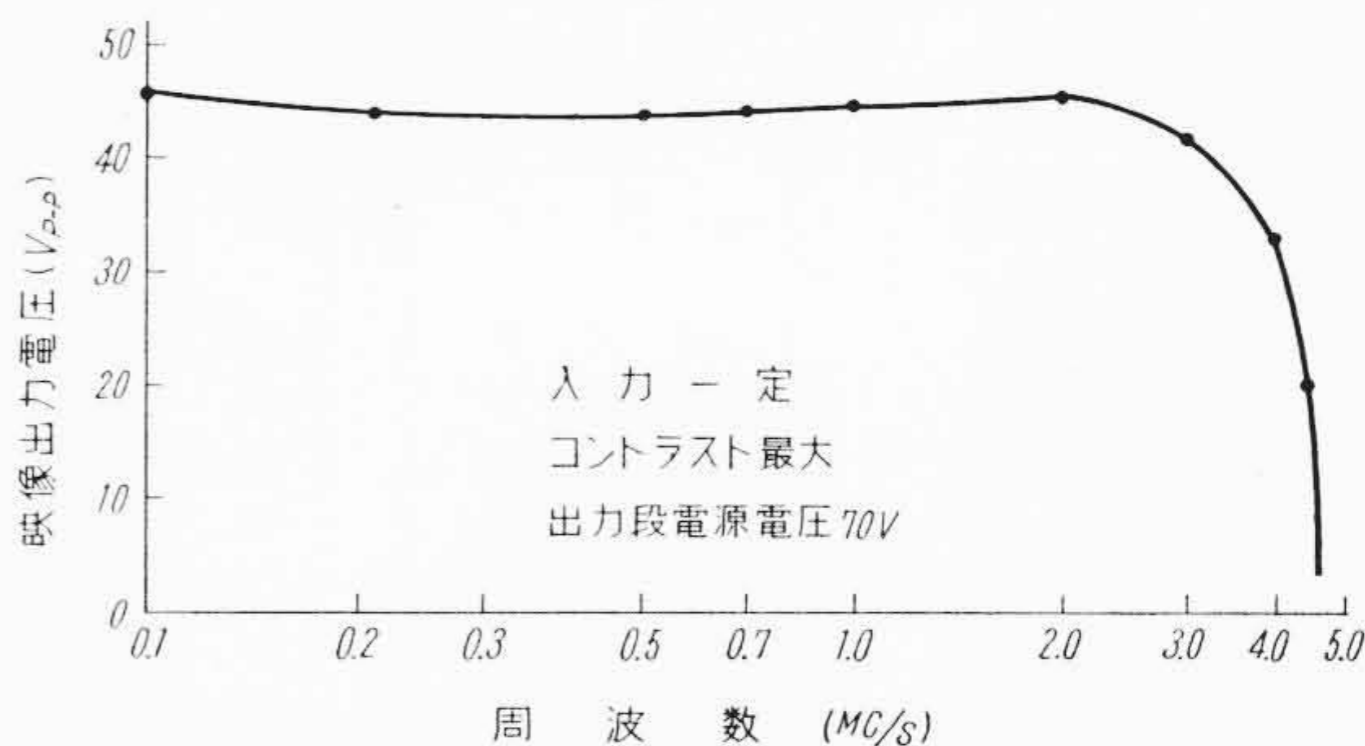
この条件を満たせば並列ピーキング、エミッタピーキングを行なうことにより4Mc/sの帯域をとることができる。この用途のトランジスタとしてはゲルマニウムPNPドリフト接合形の2SA86が上記仕様に近い。

実際の回路では映像検波段の負荷インピーダンスを高くとるため検波段と出力段の間にエミッタフォロワをその入することが多い。

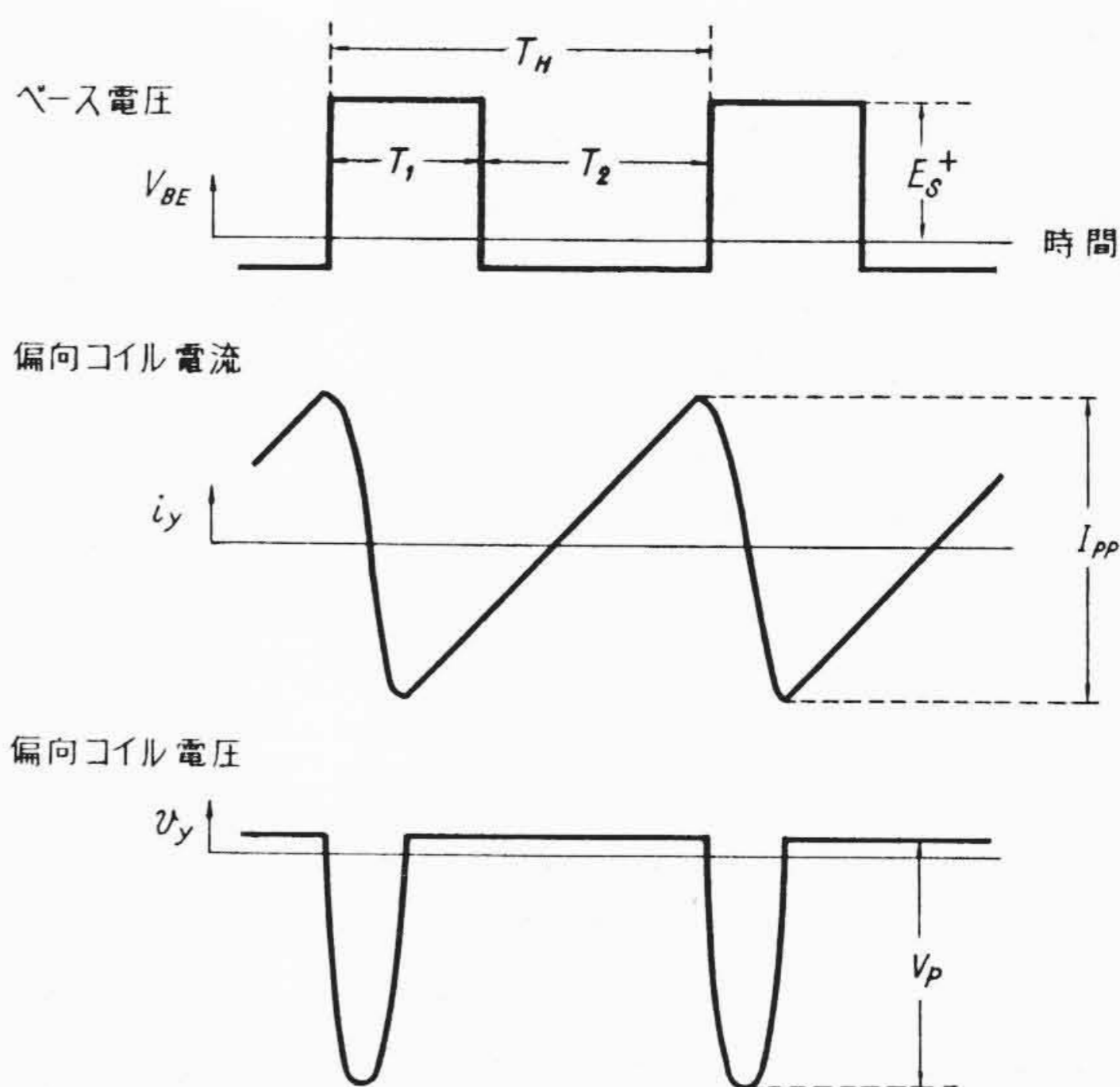
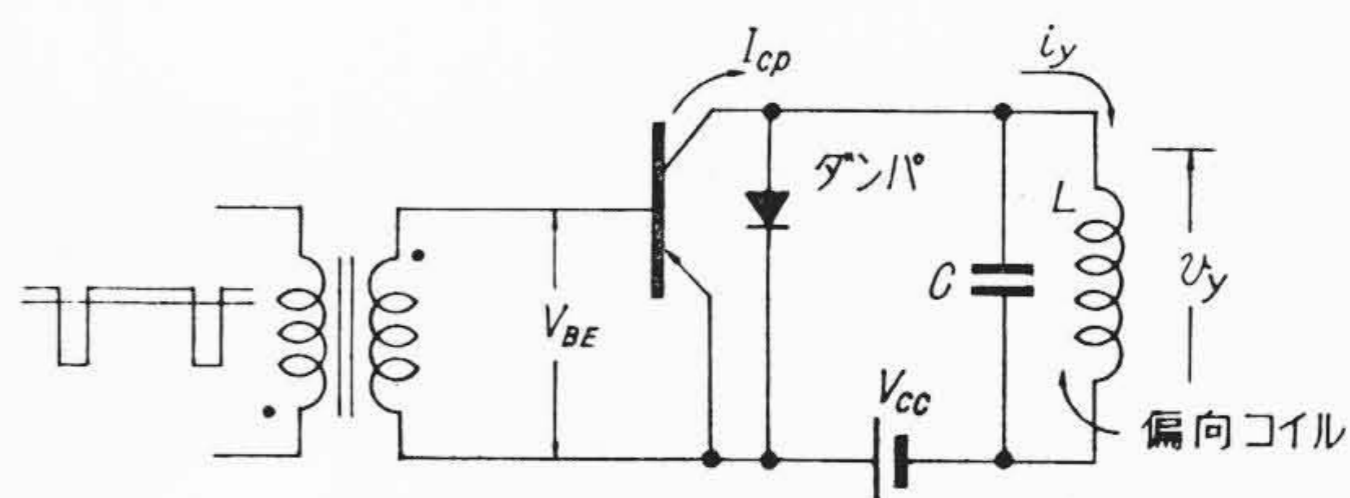
50V<sub>p-p</sub>以上の輝度変調電圧を必要とする場合には2段つみ重ね形の回路を使用するのが経済的である。第13図に8形テレビ用映像増幅器の代表的な特性をあげておく。

#### 5. 同期分離用トランジスタ

トランジスタの同期分離回路は本質的に真空管式のそれと比較しすぐれている。それはトランジスタが鋭い遮断および飽和特性を有しているからである。 $f_a$ としては数Mc/sあれば十分であり、立上り、下降および蓄積時間が著しく長くなることなく同期入力波形



第13図 映像増幅器周波数特性(2SA80, 2SA86を使用)



第14図 水平偏向出力回路原理図

を再現できる。

ゲルマニウムPNP合金接合形2SA15および同じくNPN形2SC180を各1石使用することにより良好な特性が得られる。

#### 6. 水平偏向回路用トランジスタ

水平偏向回路はAFC回路、発振回路、励振回路および出力回路より成る。8形90度偏向のブラウン管に高圧を9.5~10kV印加し、偏向コイルのインダクタンスを67μH程度にした場合、偏向に要するのこぎり波電流は9.5~10A<sub>p-p</sub>になる。AFC、発振および励振用のトランジスタに関しては問題点は比較的少ないのでここでは主として偏向出力用トランジスタについて述べる。

##### 6.1 偏向出力トランジスタの必要特性

第14図に回路動作の原理図を示す。走査期間にはトランジスタが導通状態になり、内部抵抗がほとんど零になり、偏向コイルには  $(V_{cc}/L) \times t$  なる時間に対し直線的に変化するのこぎり波電流が流れる。帰線期間にはトランジスタはカットオフになり偏向コイルの両端にはLCの共振による正弦波電圧の半サイクルが現われる。続く半サイクルからはダンパにのこぎり波電流が流れる。これらの点から水平偏向用トランジスタに要求される特性は次のようになる。

- (1) コレクタ電流の最大定格は6~10Aであること。8形テレ



第 4 表 2SB275, 276 の最大定格 (Ta=25°C)

項 目	記 号	単 位	最 大 定 格	
			2SB275	2SB276
コレクタ・ベース間電圧	$V_{CBX}$	V	-120	-120
コレクタ・エミッタ間電圧 (ベース・エミッタ間開放)	$V_{CEO}$	V	-40	-40
(ベース・エミッタ間短絡)	$V_{CES}$	V	-120	-120
エミッタ・ベース間電圧	$V_{EB}$	V	-1.5	-1.5
コレクタ電流	$I_C$	A	-6	-10
エミッタ電流	$I_E$	A	6	10
コレクタ損失(注1)	$P_C$	W	12	12
接合温度	$T_j$	°C	91	91
保存温度範囲	$T_{stg}$	°C	-55~91	-55~91

注 1: 標準放熱板 (300×200×1.5mm) に付属の絶縁板を介して取り付けられた自然放熱状態 (Ta=25°C) における値です

第 5 表 2SB275, 276 の電気的特性 (Ta=25°C)

項 目	測 定 条 件	記 号	単 位	規 格			
				2SB275		2SB276	
				下限	標準	上限	下限
コレクタ遮断電流	$V_{CB}=-30V \quad I_E=0$	$I_{CBO}$	mA		1.0		1.0
エミッタ破壊電圧	$I_E=-100mA \quad I_C=0$	$BV_{EBO}$	V	1.5		1.5	
直流電流増幅率	$I_C=-4A \quad V_{CE}=-1.5V$	$h_{FE}$		10	80		
直流電流増幅率	$I_C=-10A \quad V_{CE}=-1.2V$	$h_{FE}$			10	80	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-4A \quad I_B=-800mA$	$V_{CE(SAT)}$	V		0.4		
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-10A \quad I_B=-1A$	$V_{CE(SAT)}$	V			0.8	
ベース・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-4A \quad I_B=-800mA$	$V_{BE}$	V		1.0		
ベース・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-10A \quad I_B=-1A$	$V_{BE}$	V			1.2	
ベース広がり抵抗	$I_C=-50mA \quad f=500kc/s \quad V_{CE}=-1.5V$	$r_{bb'}$	Ω	3.5		3.5	
遮断周波数	$I_C=-0.5A \quad V_{CE}=-1.5V$	$f_{ab}$	kC	800		800	

ビでは 6A 程度になる。

(2) コレクタ飽和抵抗のきわめて低いこと。走査の直線性が良好であるためには飽和抵抗は 0.05Ω 程度でなければならない。

(3) コレクタ耐圧の高いこと。帰線期間に発生するパルス電圧の大きさは 8 形テレビで電源電圧 12V の場合 100V 程度である。 $BV_{CB} \geq 120V$  の耐圧を必要とする。

(4) スイッチング時間の短いこと。特に蓄積時間、下降時間が短くないと帰線期間内のコレクタ損失が増加する。

これらの要求を満たすトランジスタとして開発されたのがゲルマニウム PNP ドリフト接合形トランジスタ 2SB275, 2SB276 である。2SB275 は 8 形テレビを 1 石で、2SB276 は 14~16 形テレビを 2 石で偏向できるよう設計されたトランジスタである。スイッチング特性が良好なため、これらのトランジスタは水平偏向のほか DC-DC コンバータ、蛍光灯用インバータなどに使われて好結果をえている。

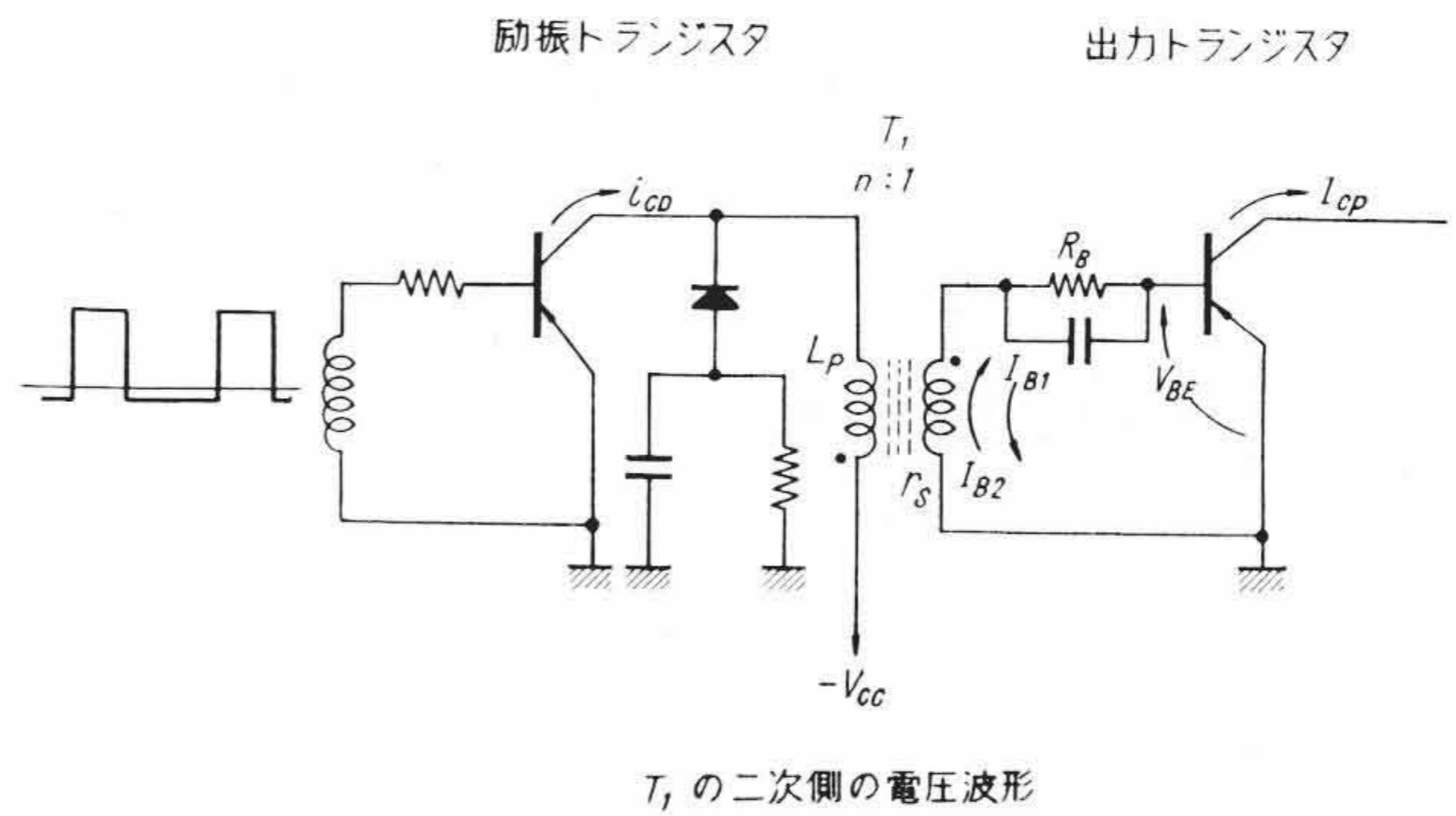
第 4, 5 表に最大定格および電気的特性を示す。

### 6.2 8 形テレビ水平偏向回路の設計例

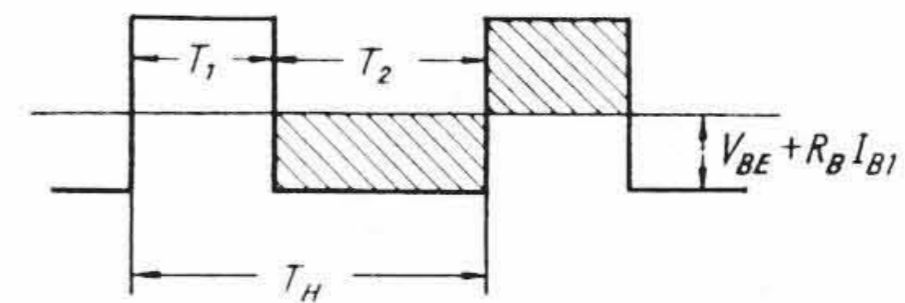
一例として 2SB275 を使用した 8 形 90 度偏向ブラウン管用水平偏向回路について検討してみる。

高圧 9.5kV のとき、所要偏向電力  $LI^2_{p-p}$  はほぼ 6.2 mH·A<sup>2</sup> となる。偏向コイルのインダクタンス  $L$  を 67 μH に選べば、偏向ヨーク電流  $I_{p-p}$  は約 9.5 A となる。走査期間の約 35% の間偏向コイル電流がダンパを流れると仮定すればコレクタピーク電流  $I_{CP}$  は約 6 A となる。励振回路は第 15 図に示すような同極性方式 (励振トランジスタが導通のとき、出力トランジスタも導通) を採用することにする。

出力トランジスタの順方向ベース電流  $I_{B1}$  の必要値は次式で与え



$T_1$  の二次側の電圧波形



第 15 図 同極性水平偏向励振回路

られる。

$$I_{B1} \cong (1.5 \sim 2) \times \frac{I_{CP}}{h_{FE}} \dots \dots \dots (6)$$

ただし  $h_{FE}$ : 出力トランジスタの直流電流増幅率

$I_{CP}$ : コレクタピーク電流

(6)式で与えられる  $I_{B1}$  をベースに流せば偏向の直線性も良好になり、またエージング作用による  $h_{FE}$  の減少に対しても励振不足にならない。

励振トランスの一次対二次の巻数比  $n$  は次式で与えられる。

$$n = \frac{V_{CC}}{V_{BE} + R_B I_{B1}} \dots \dots \dots (7)$$

ここに  $V_{CC}$ : 励振段電源電圧

$V_{BE}$ : トランジスタの B-E 間電圧

$R_B$ : ベース回路そう入抵抗

$h_{FE}$  の規格下限が 10 のトランジスタを使用した場合、 $I_{CP}=6A$  とすれば、 $I_{B1}=1.0 \sim 1.2 A$  となる。 $V_{CC}=12V$ ,  $V_{BE}=1V$ ,  $R_B=1 \Omega$  とすると  $n \cong 5.5$  となる。

励振段のコレクタ電流  $i_{CD}$  は走査期間の終りでは

$$i_{CD} = \frac{V_{CC}}{L_P} T_S + \frac{V_{CC} I_{B1}}{n^2 (V_{BE} + I_{B1} R_B)} \dots \dots \dots (8)$$

ただし  $L_P$ : 励振トランス一次側インダクタンス

$T_S$ : 走査期間

(8)式でわかるように  $I_{B1}$  を大きく流すと励振段の損失が大きくなる。

走査が終り帰線期間に入ると励振段のトランジスタはカットオフとなる。出力段ベースの逆電流  $I_{B2}$  は励振トランスのインダクタンスにたくわえられているエネルギーを放出することにより得られる。 $I_{B2}$  は

$$I_{B2} = n I_{CP} e^{-\frac{r_{bb'} + r_s t}{L_P}} = n \frac{V_{CC} T_S}{L_P} e^{-\frac{r_{bb'} + r_s t}{L}} \dots \dots \dots (9)$$

ただし  $r_{bb'}$ : ベース広がり抵抗

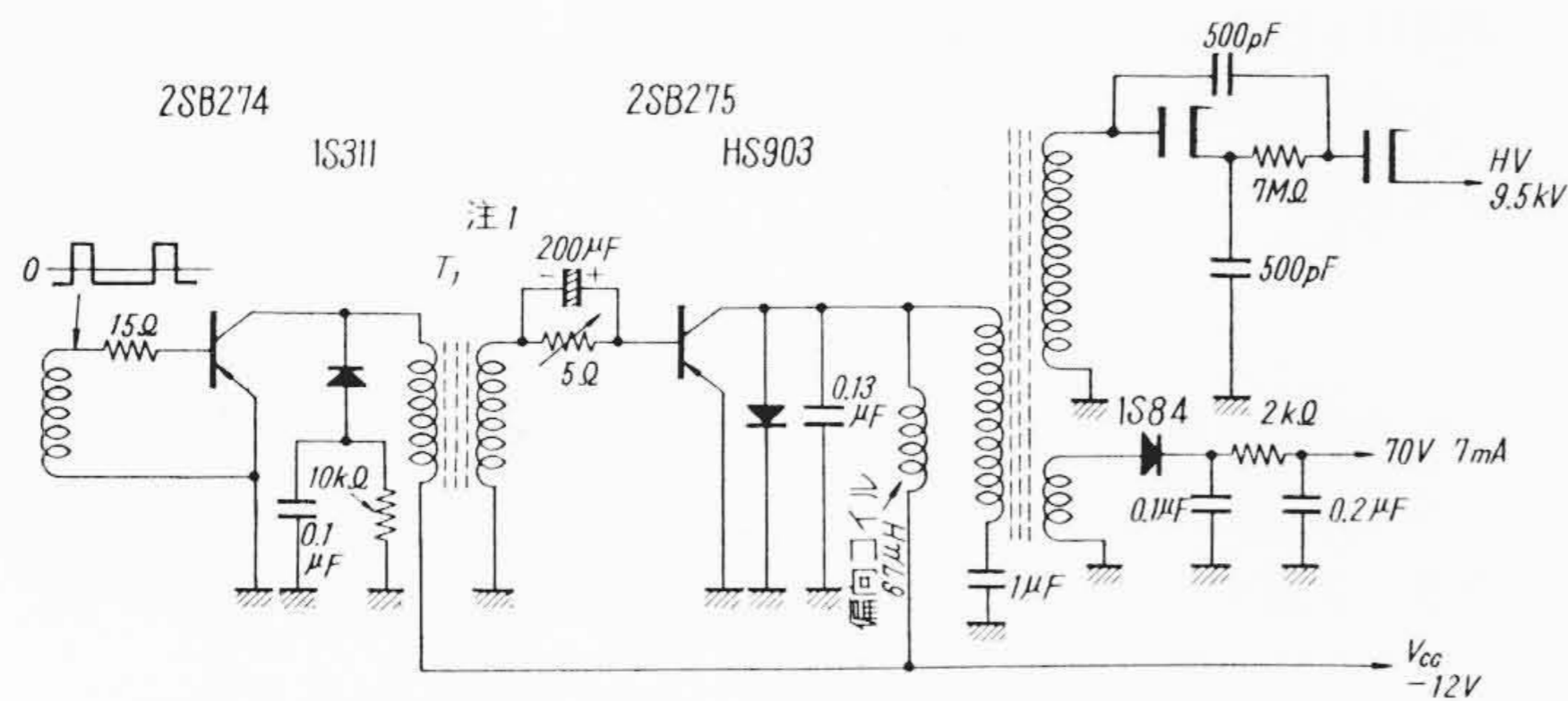
$r_s$ : トランスの二次側の抵抗

$I_{B2}$  が大きくなればなるほど出力トランジスタの turn off 時間が短くなり、トランジスタの帰線期間の損失が少なくなる。しかし巻数比  $n$  を大きくすると  $I_{B2}$  は大きくなるが、 $I_{B1}$  は逆に小さくなるので適当な  $n$  の選定を行わなければならない。

$I_{B2}$  の値としては普通

$$I_{B2} = (3 \sim 4) \times \frac{I_{CP}}{h_{FE}} \dots \dots \dots (10)$$





注1)  $T_1$ : 一次側インダクタンス 1.4mH  
巻数比 一次:二次 = 5.5:1

偏向電流	9.5A
コレクタピーク電流	5.8A
帰線時間	11μs
高圧(コントラスト, 輝度最大の時)	9.5kV
ブラウン管ビーム電流	100μA
出力段消費電流	750mA
励振段消費電流	60mA
コレクタピーク電圧	110V
コレクタ電流下降時間	2.5~3μs

第16図 8形水平偏向回路例およびその特性

を満す程度であれば十分である。たとえば上の例では  $I_{B2}=2.4A$  となる。このときの  $L_P$  の大きさは  $n=5.5$  の場合(9)式から 1.4mH が得られる。

次に偏向出力用トランジスタに必要なエミッタ耐圧  $BV_{EBO}$  の値について考察する。励振電圧は方形波と仮定すると第15図で励振トランスの二次側に発生する電圧は直流分を含まないことから次式が導かれる。

$$BV_{EBO} \geq \frac{T_2 V_{CC}}{T_1 n} + R_B(1.5 \sim 2) \frac{I_C}{h_{FE}} \dots (11)$$

ただし  $T_1$ : 発振パルス幅

$T_2$ :  $63.5 \mu s - T_1$

たとえば  $T_1=20 \mu s$ ,  $T_2=43.5 \mu s$ ,  $n=5.5$ ,  $V_{CC}=12V$ ,  $R_B=1\Omega$ ,  $I_C=6A$  とすると(11)式は次のようになる。

$$BV_{EBO} \geq 4.8 + \frac{12}{h_{FE}} (V) \dots (12)$$

(12)式だけをみれば  $h_{FE} \geq 10$  のトランジスタを使用するとすればエミッタ耐圧は 6.0V 必要になる。しかし実際にドリフト形トランジスタではスイッチング時間を短くするような設計になっているため  $BV_{EBO}$  は 1.5V 位しかない。それゆえ実際の水平偏向回路ではエミッタ・ベース間の逆耐圧以上の電圧が加わるため B-E 間に若干の発熱の生ずるのは避けられない。我々の検討結果によれば 2SB275 を使用したときこれが原因で回路に異常を起すことはないという結論に達した。回路設計上は巻数比  $n$  はできるだけ大きく、かつ水平発振のパルス幅はダンパ動作期間内でできるだけ広くとることが大切である。第16図に8形水平偏向回路例とその特性をあげておく。

### 6.3 水平偏向出力用トランジスタの消費電力について

トランジスタテレビ受信機においてはすでに知られているように全消費電力の60~70%を水平偏向回路で消費している。水平偏向回路の各部の損失の割合については他の論文<sup>(7)</sup>にゆずるとして、ここでは波形観測による励振段における消費電力と出力段のそれとの実測結果を第6表にあげるにとどめる。表でもわかるように偏向出力トランジスタ内での消費電力は全体からみるとかなり低い。これは2SB275の大きな特長である。トランジスタ内部の消費電力はベース・エミッタ間の電力消費とコレクタ・ベース間の電力消費にわけられる。後者はさらに走査期間と帰線期間の電力消費の和として表わされる。従来の水平偏向出力用トランジスタの問題点は主としてこの帰線期間の損失が大きかったことである。帰線期間の電力消費

第6表 8形テレビ水平偏向回路における電力消費の一例(波形観測による実測値)

区分	損失の種類	損失(W)	損失小計
励振段	走査期間	0.26	0.65W
	帰線期間	0.39	
出力段	ダンパ	0.2	6.59W
	トランジスタ走査期間	0.36	
	トランジスタ帰線期間	0.20	
	偏向コイル走査期間	0.62	
	偏向コイル帰線期間	3.21	
	高圧回路	2.00	
合計			7.24W

注: 測定条件

電源電圧 12V,  $I_{DP}=8A$ , 帰線時間 1.10μs, 偏向コイル 85μH, 高圧 8kV, ビーム電流 100μA, 励振段直流消費電流 80mA, 出力段直流消費電流 550mA

はコレクタ電流の turn off 時間の長さの大小によってきまる。偏向出力用 PNP 合金接合形トランジスタの turn off 時間  $t_0$  は次式で与えられている<sup>(8)</sup>。

$$t_0 = \frac{r_{bb}' \frac{W^2}{2D_P} I_{CP}}{E_S^+} \dots (13)$$

ここに  $r_{bb}'$ : ベース広がり抵抗

$W$ : ベース幅

$D_P$ : 拡散係数

$E_S^+$ : 遮断時にベース・エミッタ間に加わる正の電圧(逆方向電圧)

したがって  $t_0$  を短くし turn off 時の消費電力を少なくするためには  $r_{bb}'$  および  $W^2/D_P$  の小さなトランジスタを使用する必要がある。(13)式は合金接合形トランジスタについてのみ成立するが、同様のことはドリフト接合形トランジスタにもあてはまる。8形偏向回路に2SB275を使用した場合の turn off 時間は 2.5~3.0μs で十分特性的に満足できる性能を有している。

## 7. 垂直偏向回路用トランジスタ

垂直偏向回路は普通発振回路、励振回路および出力回路より成る。60c/sの周波数は多くはブロッキング発振器によっている。また励振回路は通常のA級増幅であり、両者とも低周波中出力用トランジスタを使えるため問題はない。偏向出力段はチョーク結合A級増幅回路を使用する例が多い。偏向出力用トランジスタに要求される特性としては次の2点が主なものと考えられる。

(1)  $BV_{CBX} \geq 80 \sim 100V$  であること。これはトロイダル巻きの偏向コイルの場合  $L/R$  が 3mH/Ω 程度なので帰線時間を 500μs とすると帰線期間に電源電圧の約7倍のフライバックパルスが発生する。したがって電源電圧が12Vのときにはコレクタには 80~100V 発生する。

(2) 必要な偏向電流が得られるような  $h_{FE}$  の大きなトランジスタであること。8形の場合動作電流の中心点で  $h_{FE}$  が 90 以上あれば理想的である。 $h_{FE}$  が大きければ負帰還および正帰還がかけやすくなり直線性も良好となる。

垂直発振回路では種々の原因で偏向ひずみを生ずる。そのおもなものは発振出力電圧が CR の積分回路を使用するために完全ななごぎり波電圧でないこと、トランジスタの入力インピーダンスおよび  $h_{FE}$  は動作バイアス点の関数であり一定でないこと、出力段は直流分カットのためチョーク結合を用いているため偏向コイルに完全ななごぎり波電流を流すにはコレクタ電流は時間に対し二次の項をもつ電流でなければならないこと、およびブラウン管面上で直線走査をするためには偏向コイル電流はいわゆる S 字形にひずませなければ



ばならないことなどである。偏向ひずみの補正法は主として帰還によるが、普通用いられているものは

- (1) 出力段エミッタと励振段エミッタを結合し負および正の電流帰還をかける。
- (2) 出力電圧波形を積分し励振段のベースに正帰還する。
- (3) 励振段に負帰還をかける。

などがあげられる。

温度変化に対する画の上下方向の移動の補償法としては出力段、励振段のベースバイアス回路に適当なサーミスタを入れることが望ましい。

また偏向出力段のコレクタに発生するフライバックパルス電圧が異常に高くなるのを防ぐため双方向性バリスタたとえばシリコンカーバイドバリスタなどを使用するのがよい。

上記仕様を満足するトランジスタとして合金接合形では2SB229, ドリフト接合形では2SB274, 2SB275が適当である。

### 8. 音声回路用トランジスタ

普通真空管式と全く同じにインタキャリヤ方式が用いられる。4.5Mc/sの増幅およびリミッタ用には短波帯高周波増幅用の2SA80が使用できる。比検波用ダイオードには1N60×2が、また音声増幅用トランジスタにはラジオ用のものがそのまま使用できる。音声出力500mWの場合には2SB77+2SB89×2が、1W必要なときには

2SB77+2SB156A×2の使用が望ましい。

この回路に使用するトランジスタに対する問題点は全くないと言ってよい。

### 9. 結 言

以上テレビ用トランジスタの特性の概要について述べた。トランジスタは現在でも十分満足すべき性能を有しているが、回路設計の要求と合致するような特性の改善が日進月歩の勢いでなされているのでさらに一段の飛躍が期待される。

終わりに日頃ご指導ご協力を賜っている横浜工場山田副工場長、長浜副部長その他関係者の方々、中央研究所上妻氏、武蔵工場中村部長、阿部主任その他の方々に厚く御礼申しあげる。

### 参 考 文 献

- (1) 阿部, 日下, 保坂, 中野: 日立評論 43, 554 (昭36-4)
- (2) R. L. Pritchard: Proc. IRE, 43, 1075 (Sept. 1955)
- (3) N. Kozuma, I. Miwa: Proc. IRE, 50, 199 (Feb. 1962)
- (4) 上妻: 昭和36年度電気通信学会全国大会予稿 322 (昭36-11)
- (5) E. G. Nielsen: Proc. IRE, 45, 957 (July 1957)
- (6) H. Cooke, R. Webster: Mesa Transistors for TV Tuners, IRE-EIA, Radio Fall Meeting 予稿, Syracuse N. Y. (Nov. 1959)
- (7) 沼口: テレビジョン 15, 405 (昭36-7)
- (8) R. W. Ahrons: IRE Transactions, BTR-6, 57 (Nov. 1960)



## 特 許 の 紹 介



特許第286678号

原 子 炉

江 幡 健 夫

この発明は、同一原子炉内に過熱部を備えた原子炉の起動、停止時における過熱部冷却の問題を解決するものである。

図において1は原子炉圧力容器で、蒸発部2と過熱部3とからなる炉心を備えており、蒸発部2を通過した冷却水を蒸気ドラムに導いて蒸気を分離し、水はポンプ6により循環路5を経て炉心下部に通じ、蒸気は管路7を経て過熱部に通じ、ここで過熱してのち、管路8によってタービンに送っている。このような過熱部3を備えた原子炉は、蒸発部2を水で、過熱部を蒸気によって冷却されるが、起動および停止時には、過熱部3を冷却する蒸気が得られない。

この発明は、復水器11、別の冷却水管路17、ポンプ12を備え、管路9,10によって、前記定常循環路である管路5,7,8に連絡する系統を設け起動、停止の際は、過熱部3を冷却水の中に漬け、冷却するようにしたものである。

すなわちこの発明によると、原子炉の起動は、蒸発部2および過熱部3に水を満たし、弁13,14を閉じて蒸発系と過熱系を遮断し、弁15,16を開いて、過熱部で発生する蒸気を、管路10により復水器11に導いて凝縮し、管路9によって冷却水を補給する形で行なわれる。そして蒸発部2の蒸気がある圧力に達すると、弁13を除々に開いてその蒸気を過熱部3に少しずつ送り込む、この蒸発部から過熱部3に送る蒸気量を次第に増してゆくとともに管路9を経て過熱部3に送る水量をその蒸気の増加量に応じて減らしてゆき、やがて過熱部の冷却をすべて蒸発部2の発生蒸気に行なわせるようにす

る。かくして過熱部3から所定の過熱蒸気が得られるようになると、弁14を開き弁16を閉じて平常の運転状態に投入する。

また停止時も管路9によって過熱部3に冷却水を導き、過熱部3を水で満たすことにより、停止時における熱の蓄積を防いで安全に停止に至らしめうる。

このようにしてこの発明によるとこの種類の原子炉において難点とされていた起動、停止時の運転を安全に行なうことができる。

(丸山)

