

テレビ水平偏向用トランジスタ

Transistors for Television Horizontal Deflexion

鈴木 仁 一 郎* 阿 部 亨*
Jinichirō Suzuki Akira Abe

内 容 梗 概

テレビ水平偏向用トランジスタとして、2SB 275, 2SB 276, HS 713を開発した。

2SB 275はマイクロテレビに、2SB 276は8形テレビにすでに実用されており、HS 713は19形テレビに試用して高性能を発揮した。それらトランジスタの開発を基礎に、水平偏向出力段には、テレビの各画面に応じ、いかなる特性を有したトランジスタが必要かを述べ、その回路と使用結果を紹介する。最後にトランジスタの破壊についての問題点を論じた。

1. 緒 言

最近6形、8形、14形などのトランジスタテレビが市販されるようになり、テレビ受像機のトランジスタ化も次第に盛んになってきた。テレビをトランジスタ化することにより数多くの利点を得られるが、しかしまだチューナ部分、水平偏向回路部分では、それに使用する適切なトランジスタを得にくいことから、問題も少なくないようである。とくにテレビの広画面化をはかる際には、水平偏向回路の出力段に用いられるパワートランジスタの性能、および信頼度が問題となる。このトランジスタには、スイッチング特性の良好なこととともに、純インダクタンス負荷使用のため、コレクタ逆耐圧が高く、サージ電圧に強いことが必要である。信頼度の高い水平偏向回路を得るには、まず、画面の大きさに応じ、いかなる特性を有したトランジスタが適するかをつかみ、適切なトランジスタを選んで、回路設計にも注意をはらう必要がある。

今回、テレビ受像機の水平偏向用として、2SB 275, 2SB 276, HS 713を開発したので、上記問題点とともにその概要を報告する。

2SB 275, 2SB 276については、すでにマイクロテレビ、8形テレビに使用されており、好結果を得ている。

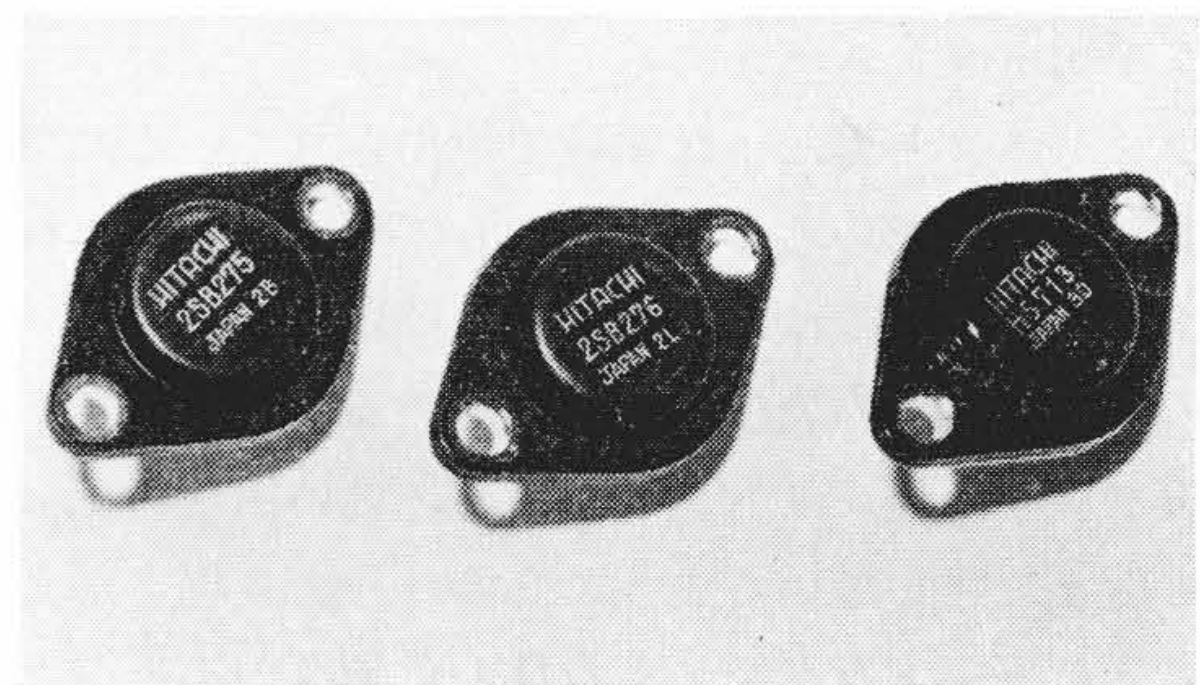
2. 水平偏向回路の概要

トランジスタの水平偏向回路は、すでによく知られているように、トランジスタを電流スイッチング素子として利用し、能率よくリアクティブな偏向動作を行なうものである(第2図)。

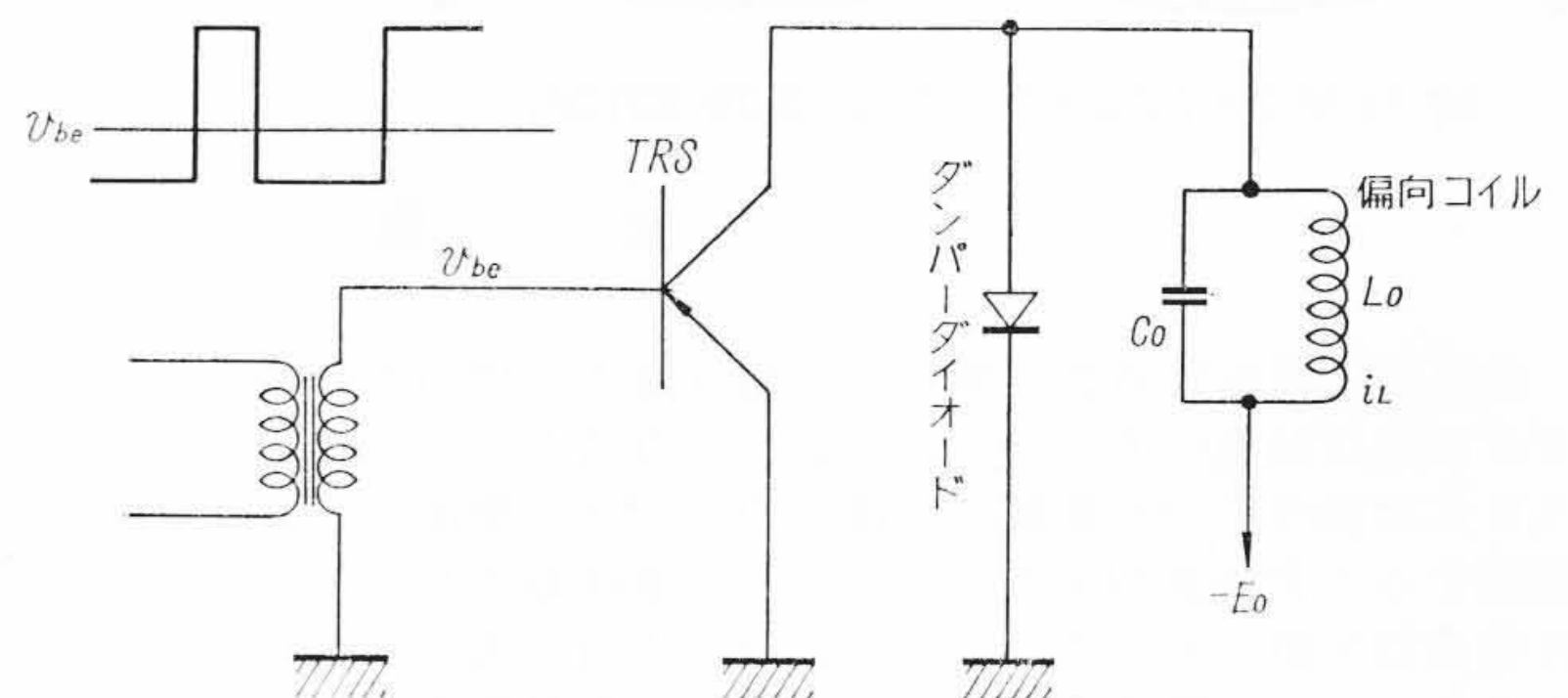
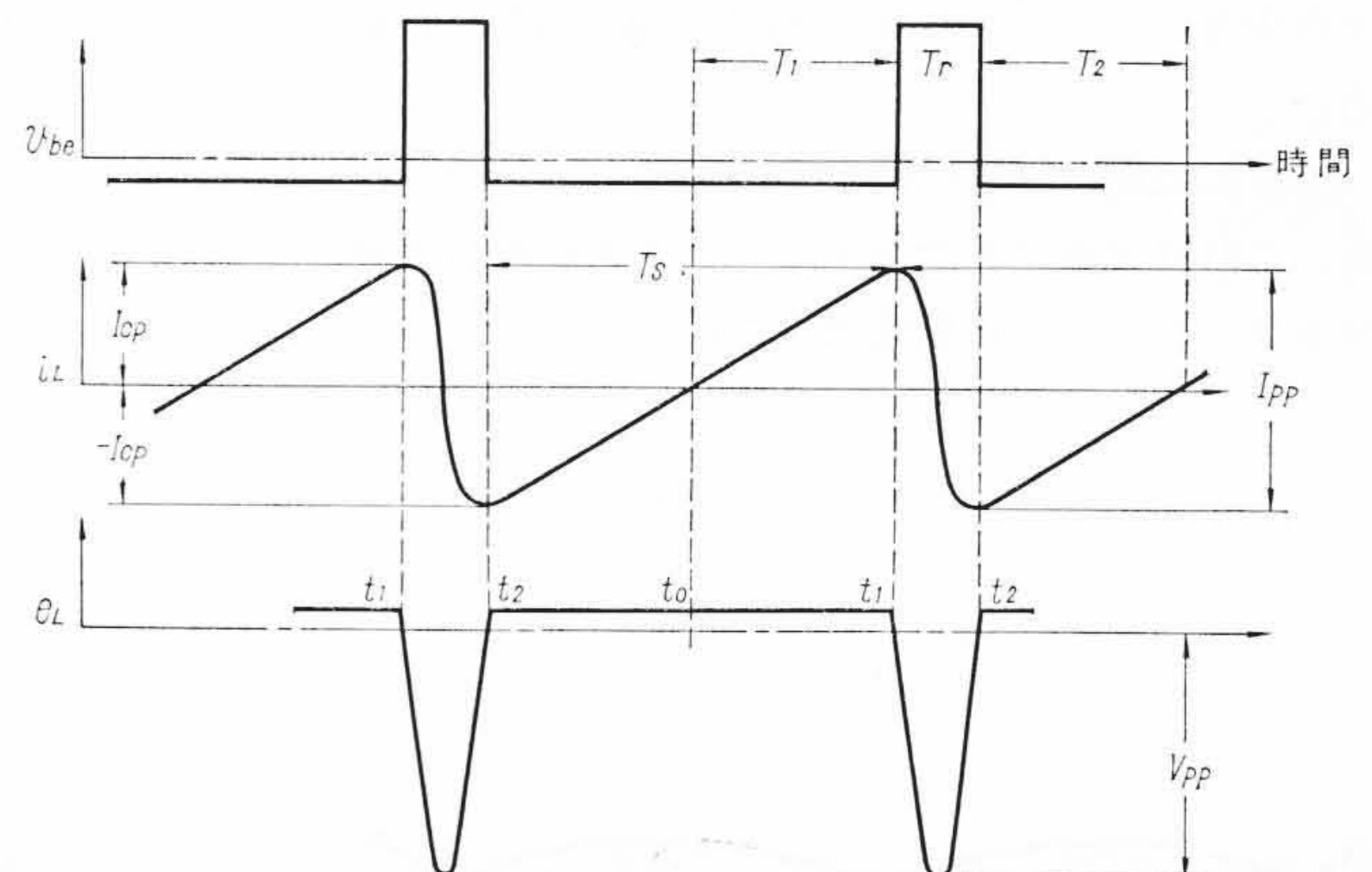
偏向コイルを流れる電流はのこぎり波であり、 t_0 から t_1 までは、トランジスタ導通状態で、この間電池 E_0 よりコイル L_0 にエネルギーが供給される。 t_1 から t_2 までは、トランジスタは遮断状態で、このときエネルギーは共振によって並列容量 C_0 に移り、電流の向きは逆転する。この間帰線期間となる。 t_2 から t_0 までは、 t_0 から t_1 にコイル L_0 に蓄えられたエネルギーが、ダンパダイオードおよびトランジスタを通り電池 E_0 にもどり、水平偏向の1サイクルは終了する。 t_2 から t_1 まで電流はほぼ直線的になり、走査期間となる。また帰線期間 t_1 から t_2 において、偏向コイルを流れる電流は微分され、コイルの両端には第2図の e_L に示すような大きなフライバック電圧が発生する。

3. 水平偏向電力

水平偏向用トランジスタは、所要の偏向電力を十分にスイッチングできるものでなければならない。ゆえにそのコレクタ最大電流、コレクタ逆耐圧は、この偏向電力をもとにして求められねばならない。そのためには、テレビの画面の大きさと明るさが与えられたと



第1図 水平偏向用トランジスタ



第2図 水平偏向回路と電流電圧波形

き、その受像管を偏向するに要する水平偏向電力を正確に求めておく必要がある。受像管のネック径と偏向ヨークが与えられたとき、偏向角度と偏向電力との間にはほぼ次の関係がある。

$$LI_{pp}^2 = 0.513 \frac{D_y \cdot D_c}{l} E \sin^2 \frac{\theta_{pp}}{2} \quad (\text{mH} \cdot \text{A}^2) \quad \dots\dots\dots (1)$$

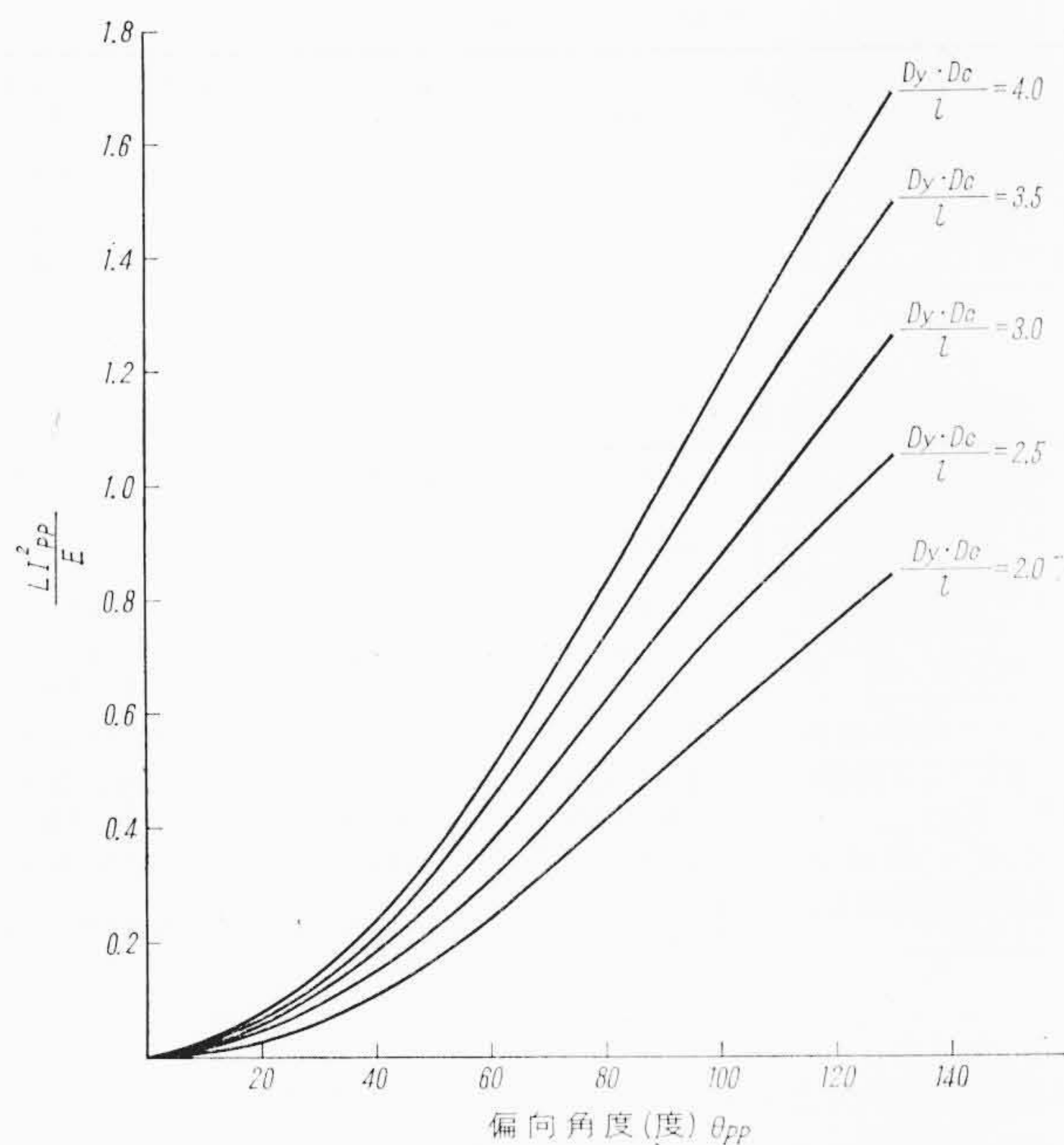
L : 偏向ヨークのインダクタンス (mH)

I_{pp} : 偏向電流の p-p 値 (A)

θ_{pp} : 偏向角度 (deg)

E : 受像管加速電圧 (kV)

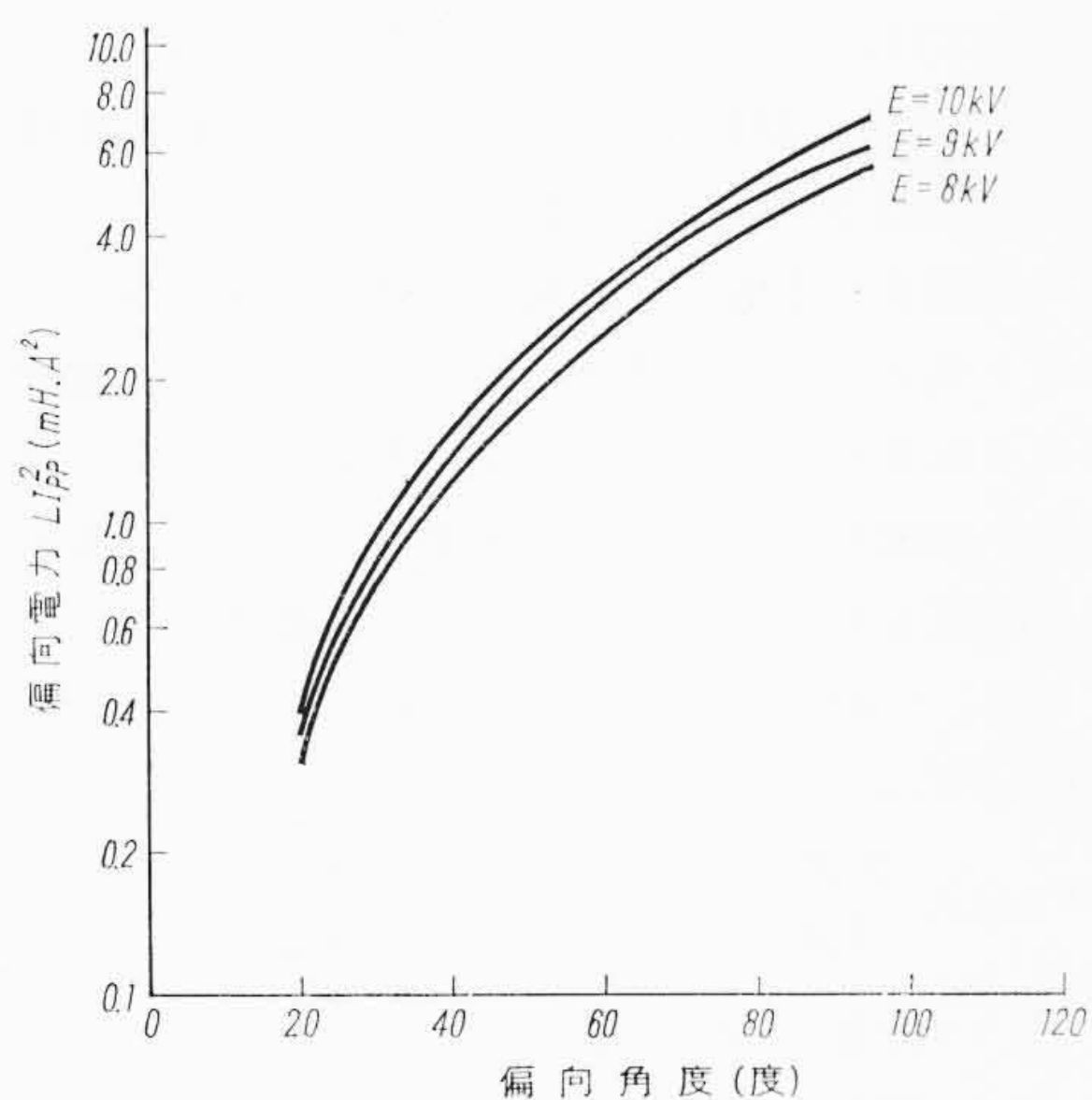
* 日立製作所武蔵工場



$$\frac{LI_{pp}^2}{E} = 0.513 \frac{D_y \cdot D_c}{l} \sin^2 \frac{\theta_{pp}}{2}$$

D_y : 偏向ヨーク内径
 D_c : 偏向コイル内径
 l : 偏向コイルの長さ

第3図 偏向ヨークに対する偏向電力



使用ブラウン管 210FB4
偏向ヨーク 75 μH

第4図 8形テレビ水平偏向電力

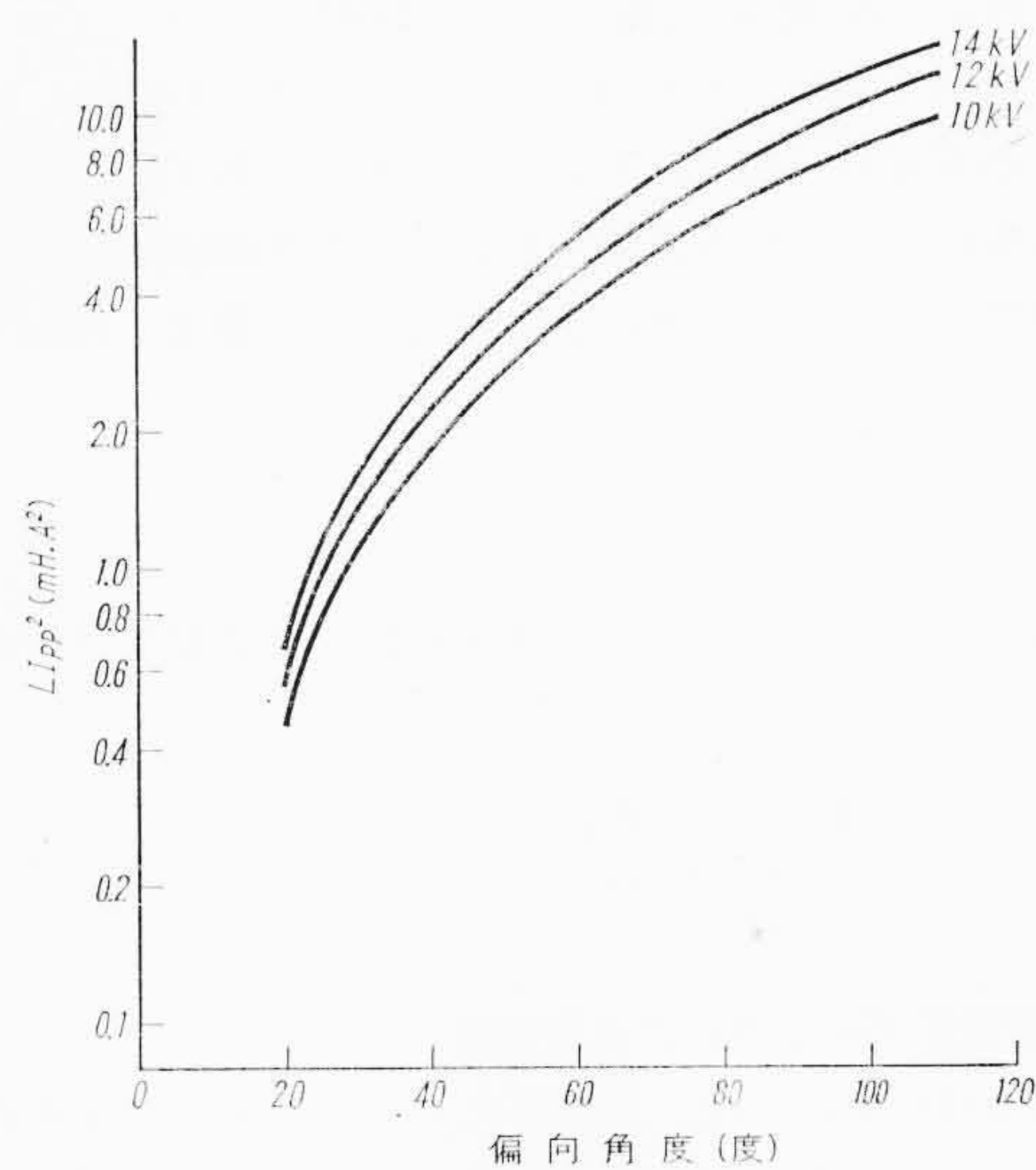
D_y : 偏向ヨーク内径 (cm)
 D_c : 偏向コイル内径 (cm)
 l : 偏向コイル実効長 (cm)

第3, 4, 5図から偏向電力は求められる。28.6φのナローネックをもった受像管の所要偏向電力を実際に求めると、第1表のようになる。ただし偏向電力とは、第3, 4, 5図から求められる電力のほかに、15%のover scanを含んだものであり、所要偏向電力は、over scanのほかに、さらにフライバックトランスのそう入によるQの低下、電源変動などのため、安全度として15%の余裕をみた値である。 LI_{pp}^2 とV・Aの換算は回路解析により求めた式を用い、第6図より求めた。

4. 水平偏向用トランジスタの要求特性

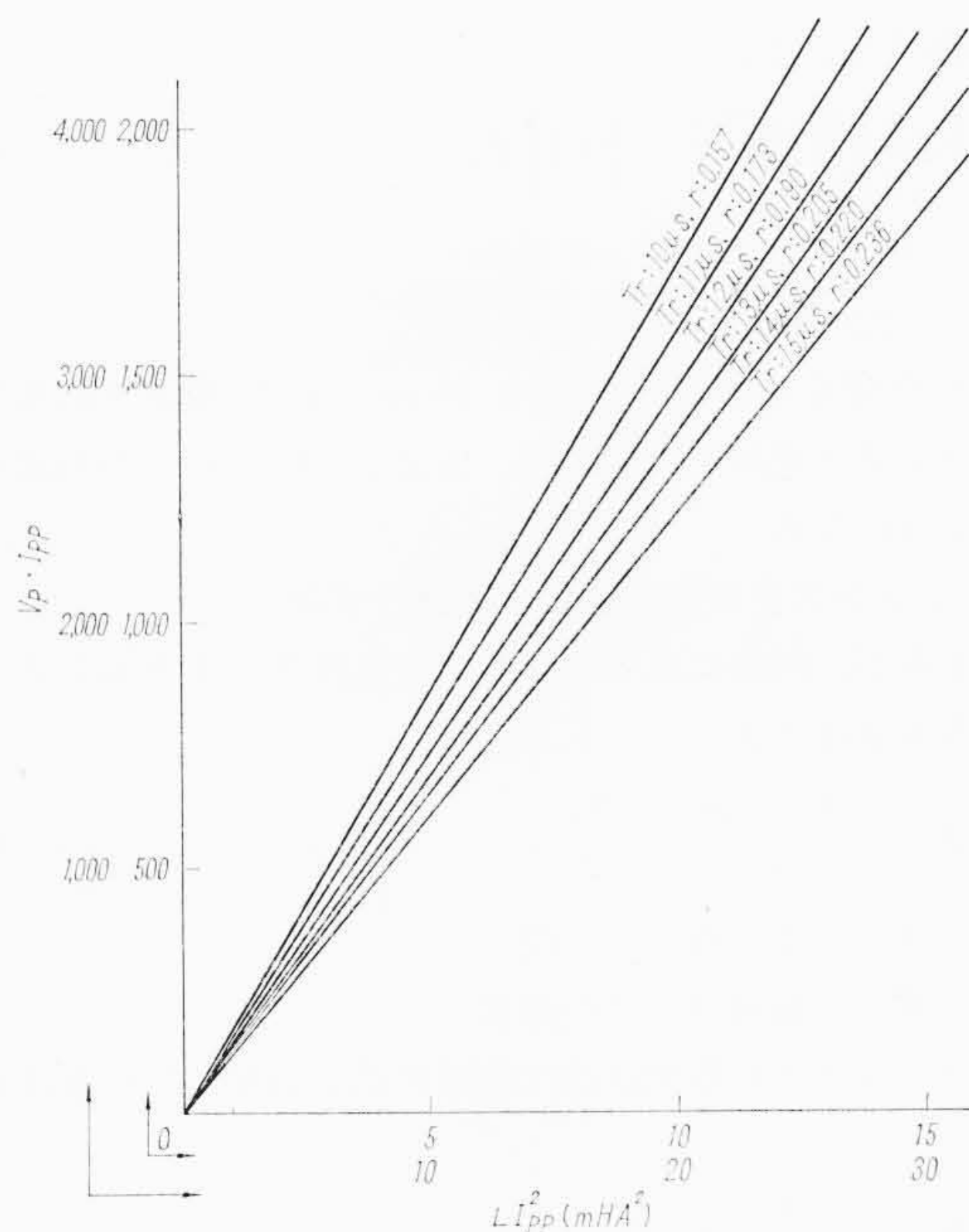
4.1 偏向電力とコレクタ電流

偏向電力は、偏向電流により供給される。ゆえにトランジスタに



使用ブラウン管 19AEP4
偏向ヨーク 100 μH

第5図 19形テレビ水平偏向電力



$$V_p \cdot I_{pp} = \frac{\pi}{1 + \epsilon} \frac{\pi}{2Q} f_H \cdot \frac{1}{r} \left\{ 1 + \frac{1}{\frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{r} - 1 \right)} \right\} (LI_{pp}^2)$$

$$V_p \cdot I_{pp} = 25.2 \times \frac{1}{r} \left\{ 1 + \frac{1}{1.57 \left(\frac{1}{r} - 1 \right)} \right\} (LI_{pp}^2)$$

Q : 40
 f_H : 15.75 (kc)
 r : 帰線期間率 = $\frac{\text{帰線期間}}{\text{水平周期}}$

第6図 LI_{pp}^2 対偏向ピーク V・A

第1表 所要偏向電力

項目	偏向電力(LI_{pp}^2) (Over Scan) (mH.A ²)	所要偏向電力 (LI_{pp}^2) (mH.A ²)	V.A	高圧 (kV)	受像管
6形	6.3	7.3	1,110	8	150CB4 90度偏向
8形	7.1	8.2	1,250	9	210FB4 90度偏向
19形	17.3	20.0	3,050	14	19AEP4 114度偏向

要求されるコレクタ電流は、上に求めた所要偏向電力 LI_{pp}^2 から次式で求められる。

$$I_{pp} = \sqrt{\frac{W_R}{L_o}} \dots \dots \dots (2)$$

W_R : 所要偏向電力 (mH・A²)

L_o : 偏向コイルのインダクタンス (mH)

ただし、この電流の一部は、ダンパダイオードおよびトランジスタの逆方向に流れる。この割合は主として出力共振回路の Q の値によるから、実際にトランジスタの正方向に流れる電流 I_{cp} は

$$I_{cp} = \frac{I_{pp}}{1 + \varepsilon - \frac{\pi}{2Q}} \quad \dots\dots\dots (3)$$

で表わされる。ゆえに、トランジスタに最小限必要なコレクタ電流 I_{cp} は、次式で求められる。

$$I_{cp} = \frac{1}{1 + \varepsilon - \frac{\pi}{2Q}} \sqrt{\frac{W_R}{L_o}} \quad \dots\dots\dots (4)$$

4.2 電源電圧 E_o とコレクタ逆耐圧

水平偏向回路においては、帰線時にコレクタとエミッタの両端に大きなフライバック電圧がかかるため、コレクタ逆耐圧は、トランジスタのいかなる状態にあってもこの電圧に耐えるものでなければならない。フライバック電圧は、電源電圧と帰線期間が定められれば次式で求めることができる⁽¹⁾ので、トランジスタのコレクタ逆耐圧はこの値以上となる。

$$V_p = \left\{ \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\gamma} - 1 \right) + 1 \right\} E_o \quad \dots\dots\dots (5)$$

V_p : フライバック電圧

γ : 帰線期間率 $\frac{\text{帰線期間}}{\text{水平周期}}$

偏向コイルの Q を 40、帰線期間を $10 \mu\text{s}$ として、要求されるコレクタ電流、コレクタ逆耐圧を第 1 表、および (4) (5) 式から求めると第 2 表のようになる。

4.3 トランジスタの飽和抵抗と画面ひずみ

画面ひずみが、回路に直列に存在する抵抗分によりおこるとすれば、ひずみ率 p は次式で与えられる⁽²⁾。

$$p = \frac{(R_{cs} + R_o)}{L_o} \frac{T_s}{2} \quad \dots\dots\dots (6)$$

T_s : 走査期間

R_o : 偏向ヨークの抵抗

ゆえにトランジスタの飽和抵抗は概略次式を満足していなければならない。

$$R_{cs} \leq \frac{2L_o}{T_s} p - R_o \quad \dots\dots\dots (7)$$

一般に偏向ヨーク $80 \sim 100 \mu\text{H}$ の抵抗は、 0.2Ω 程度存在するので、合金接合形トランジスタにおいては (R_{cs} : 0.05Ω 以下) ほとんど問題にならないが、シリコントランジスタのような拡散形トランジスタにおいて、 R_{cs} 0.2Ω 以上になると補償回路が必要になってくる。

4.4 トランジスタの遮断周波数とカットオフ損失

水平偏向の帰線期間時に、コレクタ電流が遮断されたときの損失は、正常な動作時には、ほかの損失に比べそれほど大きくないが、異常時には数倍に容易に増加するものであり、またこれはトランジスタの発熱にもなり、トランジスタの破壊にも関係するので極力減少させる必要がある。カットオフ損失は概略次式で表わされる⁽¹⁾。

$$P_c = \frac{\pi^2}{24} f_H \frac{L_o I_{pp}^2}{\left(1 + \varepsilon - \frac{\pi}{2Q}\right)^2} \left(\frac{T_f}{T_r}\right)^2 \quad \dots\dots\dots (8)$$

f_H : 水平周波数

T_r : 帰線期間

T_f : カットオフ時間

これから偏向電力を一定にすれば、損失を小さくするため回路的に

第 2 表 所要コレクタ電流、コレクタ電圧

項目	所要偏向電力 (mH・A ²)	インダクタンス (μH)	電源電圧 (V)	コレクタ電流 (A)	コレクタ電圧 (V)
TV の形					
6 形	7.3	75	12	5.0	113
8 形	8.2	65	12	5.7	113
19 形	20.0	100	20	7.2	190

第 3 表 各種 TV 水平偏向用トランジスタの特性

項 目	19 形 TV	8 形 TV	マイクロ TV
コレクタ逆耐圧	250V 以上	120V 以上	120V 以上
コレクタ最大電流	10A	6A	5A
電流増幅率	30 (I_c : 10A)	30 (I_c : 6A)	30 (I_c : 5A)
コレクタ飽和抵抗	0.1 Ω 以下	0.1 Ω 以下	0.1 Ω 以下
ベースエミッタ間電圧 降下 (V_{be})	1.0V 以下 (I_c : 10A)	1.0V 以下 (I_c : 6A)	1.0V 以下 (I_c : 5A)
エミッタ逆耐圧	1.5V 以上	1.5V 以上	1.5V 以上
日立水平偏向用出力ト ランジスタ	HS713 1石 2SB276 2石	2SB276 1石	2SB275 1石

は帰線期間を長くとしたほうがよく、トランジスタとしてはカットオフ時間のできるだけ小さいものが望ましい。カットオフ時間は、トランジスタのコレクタ遮断周波数に関係し、 $2 \mu\text{s}$ 以下にするには、コレクタ遮断周波数 1 Mc 以上のトランジスタが必要となる。

4.5 トランジスタの入力特性およびエミッタ逆耐圧と励振損失

励振損失も無視できない量なので、できるだけ小さい電力で十分励振できるトランジスタが望ましい。

水平偏向動作では、トランジスタは走査期間中飽和状態にある。ゆえに V_{be} を一定にし、飽和状態におくために、励振電流は活性域のベース電流の数倍 (1.5~2.0 倍) が加わっているため、ベース・エミッタ間抵抗で消費される電力も比較的大きく、 V_{be} が小さく電流増幅率の大きなトランジスタが望ましい。またエミッタ逆耐圧が励振パルス電圧よりあまりに低いと、エミッタ接合がブレイクダウンを起こし、電流が増加し入力損失が増加する。ゆえに励振電圧に比較しエミッタ逆耐圧もあまり低くないことが必要である。

励振パルスは、一般に励振トランスを通して与えられるため、エミッタ逆耐圧 (BV_{EBO}) は次式を満足していることが望ましい。

$$BV_{EBO} \geq \frac{T_2 E_o}{T_1 n} + R_B (1.5 \sim 2.0) \frac{I_{cp}}{h_{FE}} \quad \dots\dots\dots (9)$$

T_1 : 発振パルス幅

T_2 : $63.5 \mu\text{s} - T_1$

n : 励振トランスの一次対二次の巻数比

R_B : トランジスタのベースにそう入された抵抗

E_o : 励振回路の電源電圧

$(1.5 \sim 2.0) \frac{I_{cp}}{h_{FE}} \cong I_{B1}$: 励振電流

ゆえに、回路設計においては、励振トランスの巻数比はできるだけ大きく (ステップダウンしている)、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たいせつである。

以上まとめると、各種トランジスタテレビの水平出力段に用いられるトランジスタの必要特性は第 3 表のようになる。

この特性を満たすトランジスタとして、ベースにドリフトフィールドを設けた PNN $\bar{\text{P}}$ 形高逆耐圧高出力トランジスタを開発した。

PNN $\bar{\text{P}}$ 形トランジスタのおもな特長は次のとおりである。

- (1) コレクタ側の NN $\bar{\text{P}}$ 構造により、非常に高いコレクタ逆耐圧がバラツキ少なく得られる。
- (2) エミッタ側の不純物濃度を高くし、ベースの抵抗を下げることにより、ベース・エミッタ間抵抗を小さくし、入力特性を良好にできる。
- (3) ベース領域の不純物濃度のドリフト作用により、コレクタ

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付けた自然放熱状態(Ta=25°C)における値

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
コレクタ遮断電流	$V_{CB}=-30V, I_E=0$	I_{CBO}	mA		1.0	1.0
エミッタ破壊電圧	$I_E=-100mA, I_C=0$	BV_{EBO}	V	1.5	1.5	
直流電流増幅率	$I_C=-4A, V_{CE}=-1.5V$	h_{FE}		10	80	
直流電流増幅率	$I_C=-10A, V_{CE}=-1.2V$	h_{FE}			10	80
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-4A, I_B=-800mA$	$V_{CE(SAT)}$	V		0.4	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-10A, I_B=-1A$	$V_{CE(SAT)}$	V			0.8
ベース・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-4A, I_B=-800mA$	V_{BE}	V		1.0	
ベース・エミッタ間飽和電圧	$I_C=-10A, I_B=-1A$	V_{BE}	V			1.2
ベース広がり抵抗	$I_C=-50mA, f=500kc/s, V_{CE}=-1.5V$	$r_{bb'}$	Ω	3.5	3.5	
遮断周波数	$I_C=-0.5A, V_{CE}=-1.5V$	$f_{\alpha b}$	kc	800	800	

遮断周波数の高いものを作ることができ、スイッチング特性が良好になり、出力側損失を減少できる。

- (4) コレクタ接合容量を小さくできる。
- (5) エミッタ側をアルミニウムアロイすることにより、電流増幅率が大きく、直線性の良好なるものを作ることができる。

2SB275, 2SB276は、それぞれマイクロテレビ、8形テレビに用いられ、すでにかんがりの実績をおさめている。

5. トランジスタテレビの水平偏向回路と動作状態

開発したトランジスタの使用結果の一例として、19形テレビと、8形テレビにつき、その回路と特性を述べる。

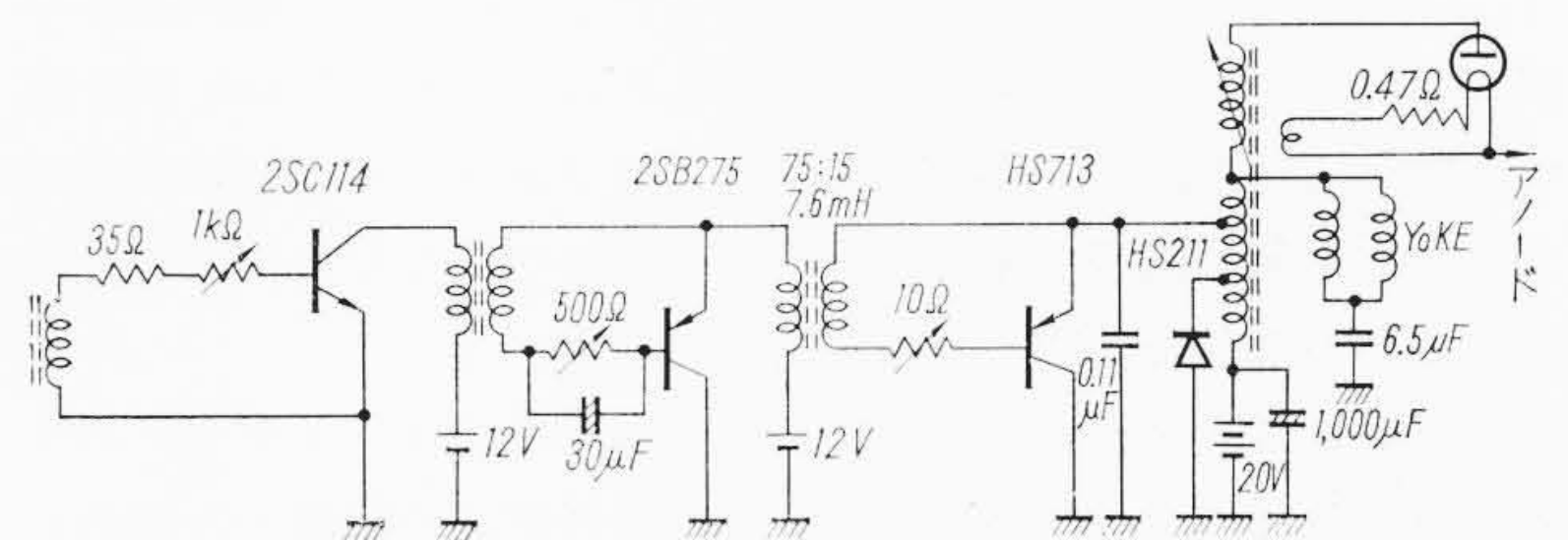
5.1 19形トランジスタテレビ⁽³⁾

使用した19形テレビ水平偏向回路を第7図に示す。

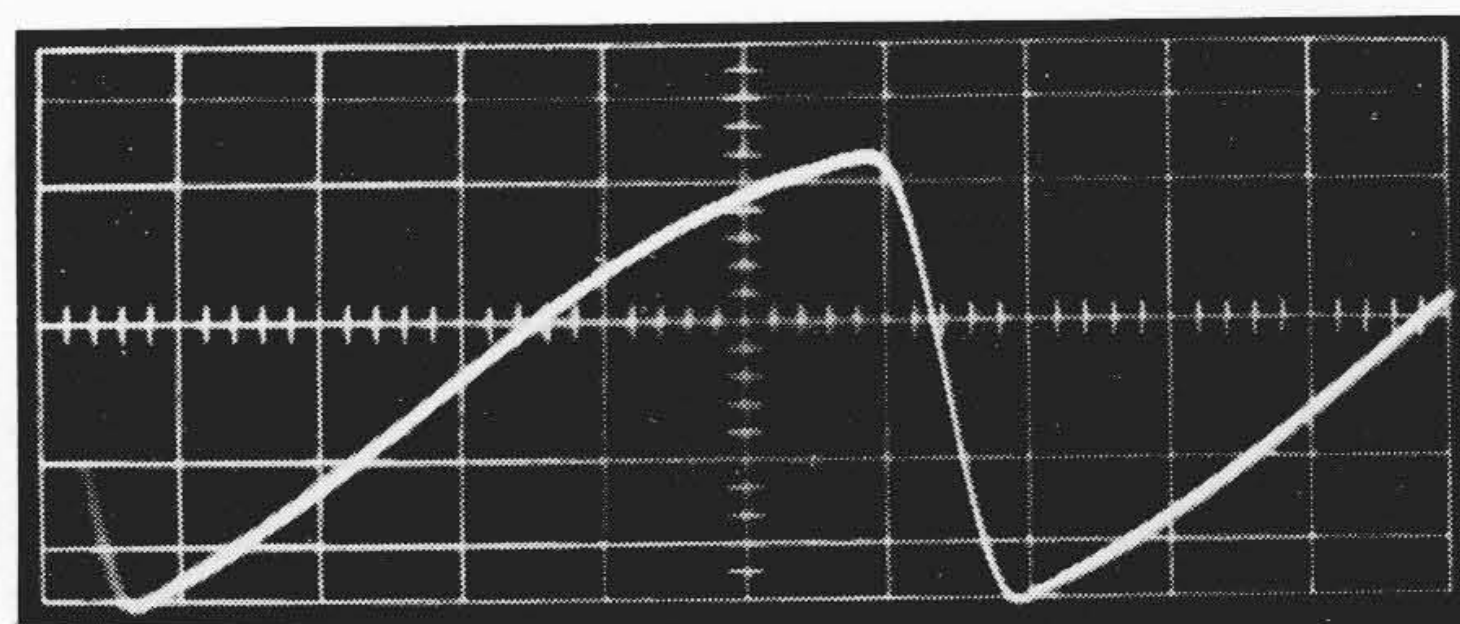
水平偏向出力段には、試作品 HS713 を用い、その励振出力には、周波数特性の良好な 2SB275 を用いている。発振電力を一段増幅し、かつ周波数を安定化するために、バッファ用にシリコン高周波トランジスタ 2SC114 をそう入した。受像管には 19AEP4 (19インチ 114度偏向)、偏向ヨークにはインダクタンス 100 μ H、直列抵抗 0.2 Ω のものを使用した。

回路の動作状態は下記のとおりである。

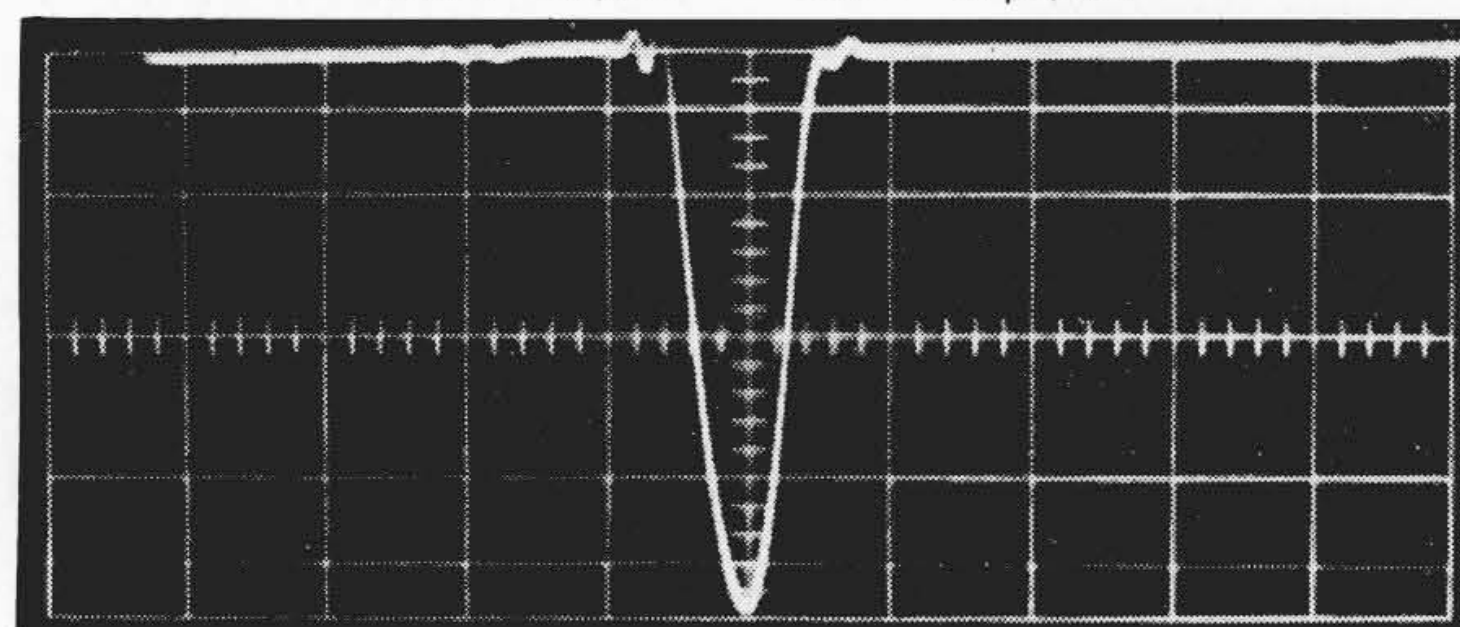
偏向電力	LI_{pp}^2 : 17 mH·A ²
電源電圧	20 V
出力電流 (偏向ヨーク電流)	13 A _{pp}
コレクタパルス電圧	200 V
コレクタピーク電流	7.5 A
帰線期間	12 μ s
高圧出力	(i) 輝度最高 13.0 kV (ii) 輝度最低 13.8 kV
コレクタ直流入力電流 (高圧回路附加)	(i) 輝度最高 1.05 A (ii) 輝度最低 0.99 A
コレクタ直流入力電流 (高圧回路なし)	0.3 $\pm$ 0 A
水平出力段全損失 (高圧回路附加)	(i) 輝度最高 21.0 W (ii) 輝度最低 19.8 W
水平出力段全損失 (高圧回路なし)	6.4 W
水平出力段パワートランジスタ内の損失	4.3 W



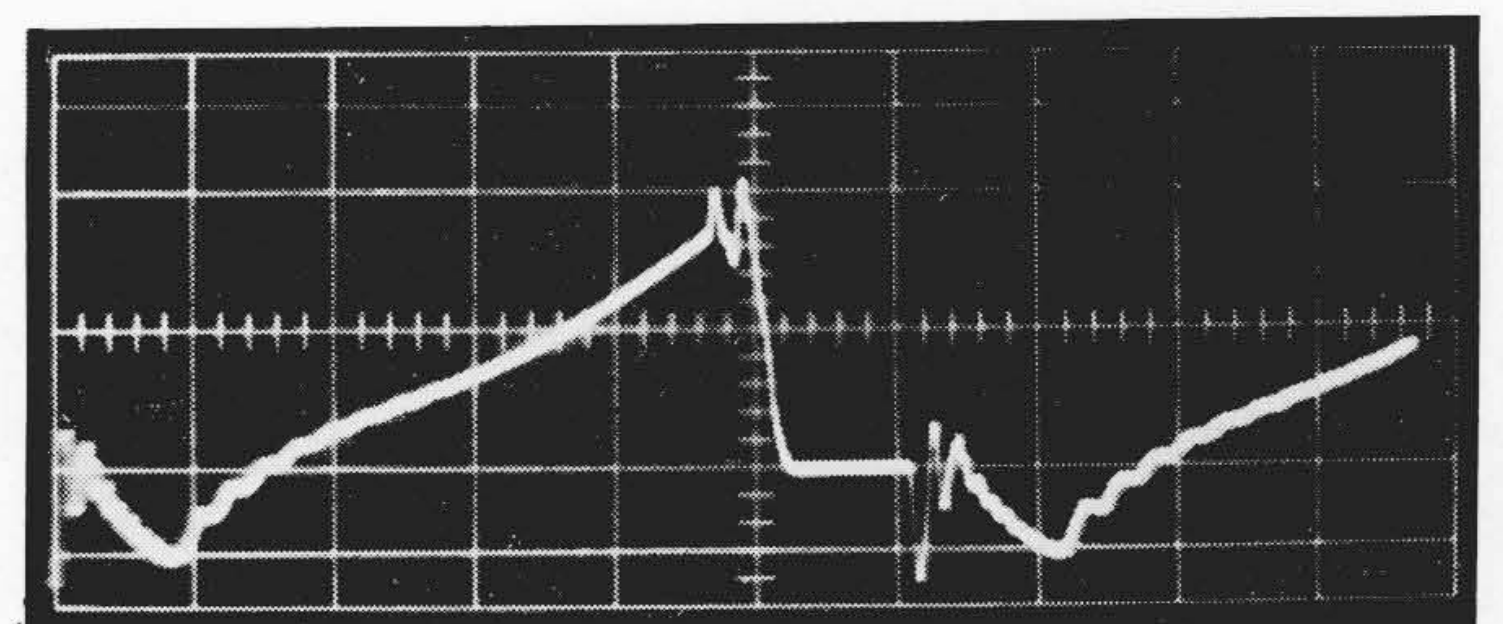
第7図 19形TV水平偏向回路



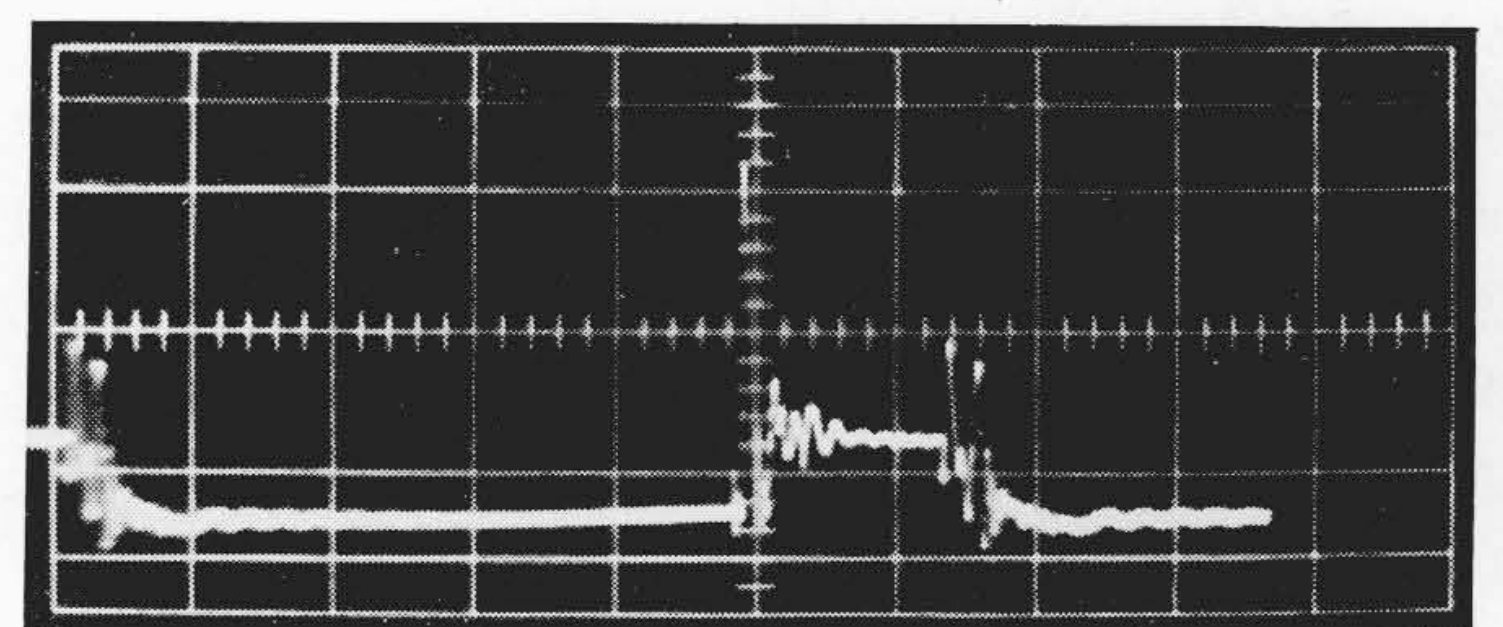
出力電流波形
Vert: 4 A/div Hor: 10 μ s/div



コレクタピーク電圧波形
Vert: 50 V/div Hor: 10 μ s/div

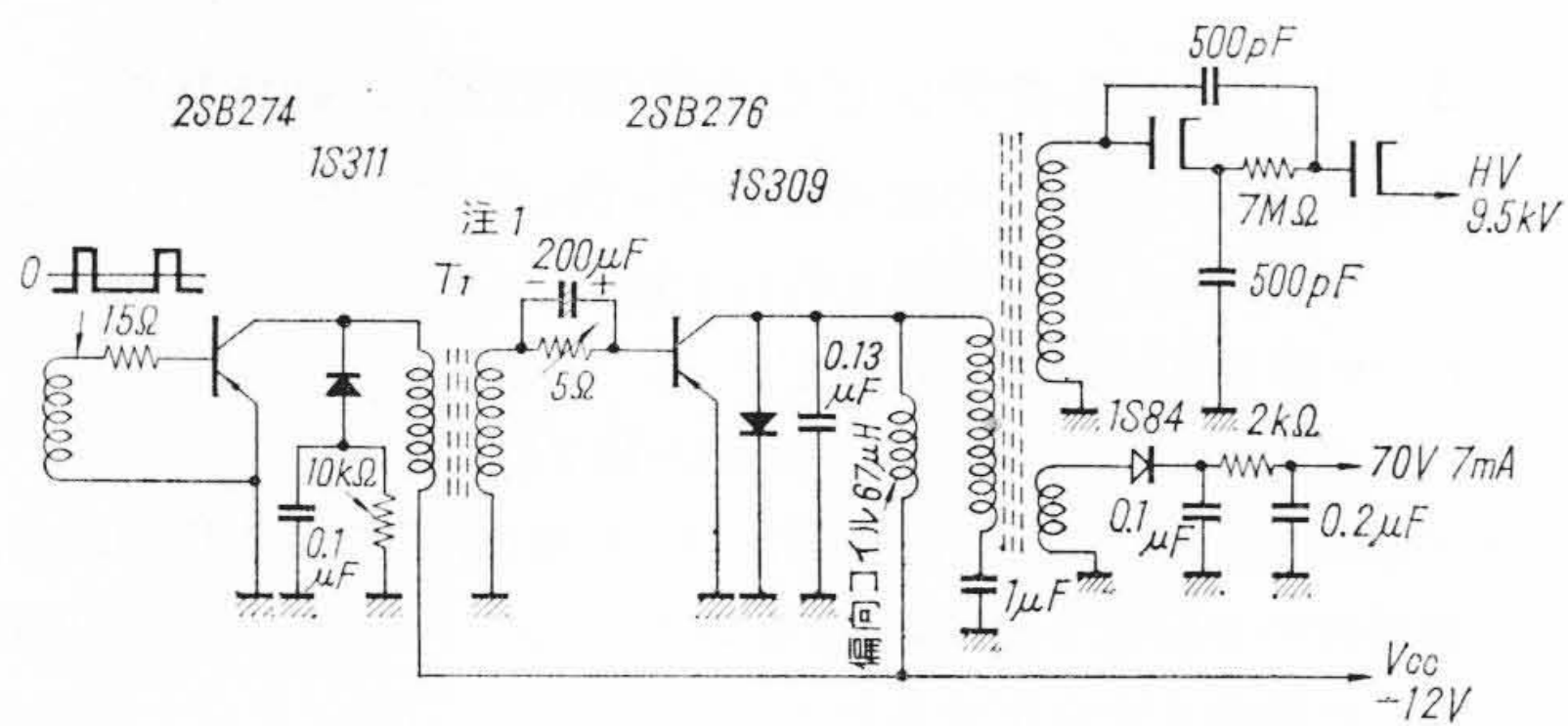


コレクタ電流波形
Vert: 4 A/div Hor: 10 μ s/div



ベース電流波形
Vert: 0.5 A/div Hor: 10 μ s/div

第8図 19形TV電流電圧波形



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、輝度最大のとき)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9図 8形水平偏向回路例およびその特性

5.2 8形トランジスタテレビ

8形トランジスタテレビの水平偏向回路とその特性を第9図に示す。水平出力段には、2SB276を使用した。その励振には、周波数特性の良好なドリフト形トランジスタ2SB274を用いている。

携帯用の小形テレビにおいては、その供給電力を電池に依存するため、特に消費電力の小さいことが必要である。8形テレビにおいて、熱電対と波形観測により消費電力を分析実測した結果を第6表に示す。

水平偏向用出力トランジスタ内部の消費電力は、ベース・エミッタ間の励振段の電力消費と、コレクタ・ベース間の電力消費の和として表わされる。従来の水平偏向用トランジスタの問題点は、主としてこの消費電力の大きかったことにあり、偏向回路の損失もほとんどの損失によると考えられていた。しかし第6表でもわかるように、2SB276では、トランジスタ内部での消費電力は、水平偏向回路全体の損失に比しかなり低くなっており、むしろほかの部品で消費される電力が多い。

トランジスタテレビの消費電力を減少するには、トランジスタの改良のみならず、回路研究とともに特殊部品の積極的な開発も必要になってくる。

6. 水平偏向用トランジスタと破壊

トランジスタの破壊の問題は、水平偏向回路に限らず、一般のパワートランジスタの回路でも最近大きくとりあげられてきているが、水平偏向回路の場合、純インダクタンス負荷のスイッチングのため、特にきびしいようである。これはテレビ量産時に特に問題になることが多い。原因についての検討はまだ不十分ではあるが、重要と思われるので、経験した現象のおもなものについてその概要を述べる。

6.1 帰線時のフライバック電圧

帰線時に発生するフライバック電圧に対し、トランジスタのターンオーバー電圧が十分高くない場合、過渡パルスが何度も加わるうちに逆耐圧が次第にさがり、ついにはフライバック電圧以下になって破壊にいたる。

過大電圧が加わった場合のコレクタの逆耐圧波形を第10図に示す。

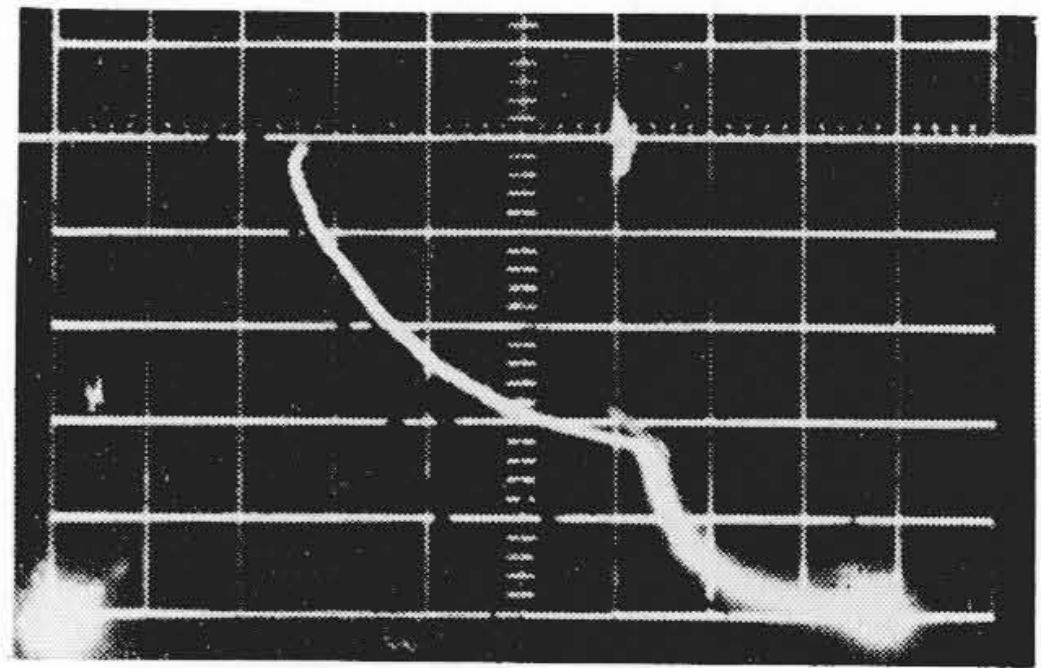
電圧の高いところでは、大きな負性領域となり過大電流が流れる。この過大電流により熱的に破壊するものと思われる。

この種破壊は、破壊後、そのほとんどがコレクタ・エミッタ間短

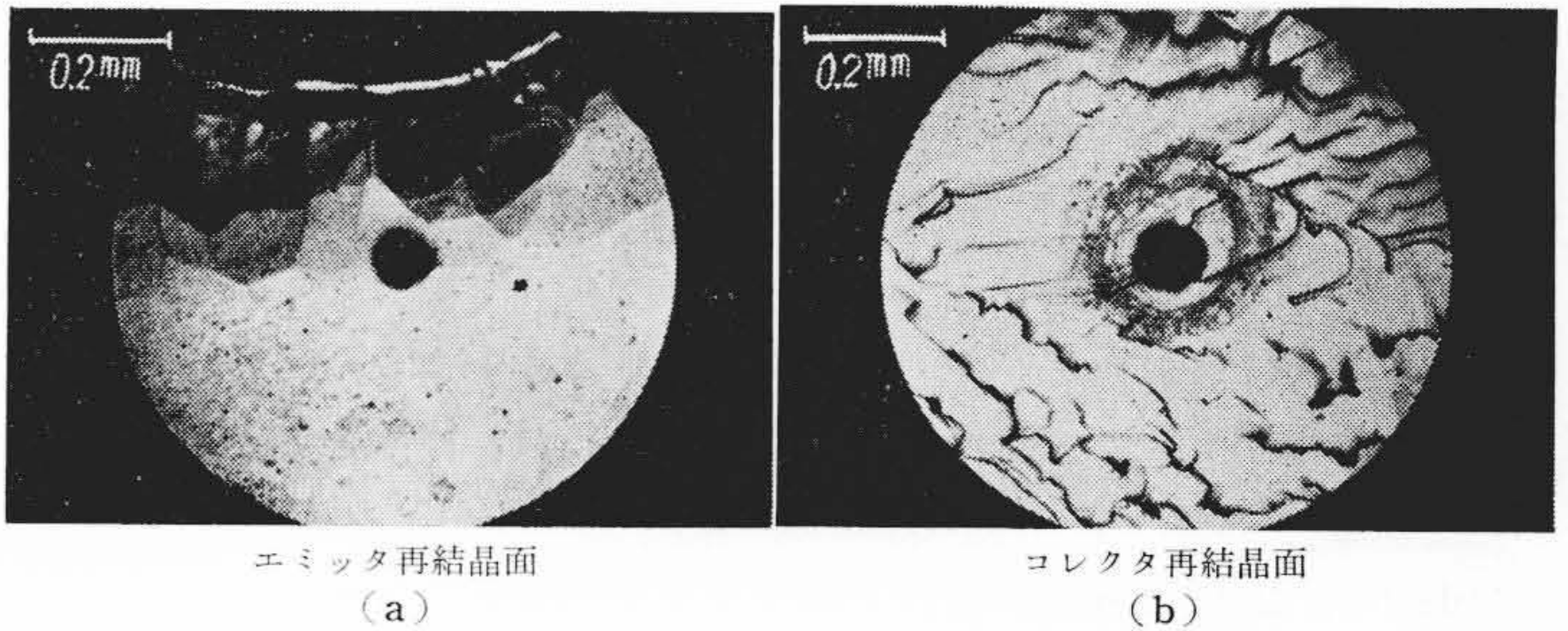
第6表 8形テレビ水平偏向回路における電力消費の一例 (熱電対および波形観測による実測値)

区 分	損 失 の 種 類	損 失 (W)	損失小計 (W)
励 振 段	走 査 期 間	0.26	0.65
	帰 線 期 間	0.39	
出 力 段	ダ ン パ	0.20	6.59
	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			7.24

注: 測定条件
電源電圧12V, $I_{pp}=8A$, 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



第10図 過大電圧による負性特性 (BV_{CER})



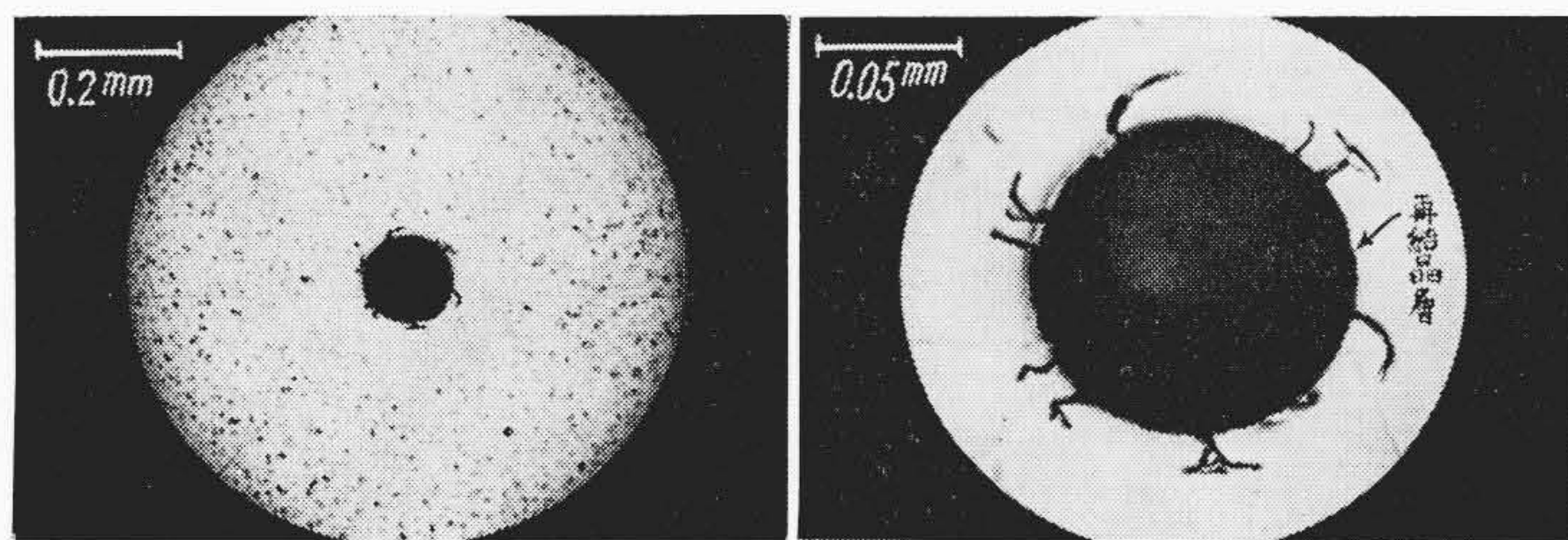
第11図 エミッタ、コレクタの破壊部観察

絡状態になっている。ただし、コレクタ・ベース、エミッタ・ベース間には整流性が残っており、その逆耐圧は、ともに、破壊前のコレクタ・ベース間逆耐圧、およびエミッタ・ベース間逆耐圧のいずれか低いほうに一致している。

水平偏向動作で破壊したトランジスタを分解し観察した結果を第11図に示す。第11図は、トランジスタのインジウムドットを水銀でアマルガムにして取り去り、破壊箇所を顕微鏡観察した上面図である。(a)、(b)ともはっきりした丸い穴が見られる。(a)はエミッタ再結晶面の破壊部、(b)はコレクタ再結晶面の破壊部である。もちろんこれは上下位置的に一致しているものである。

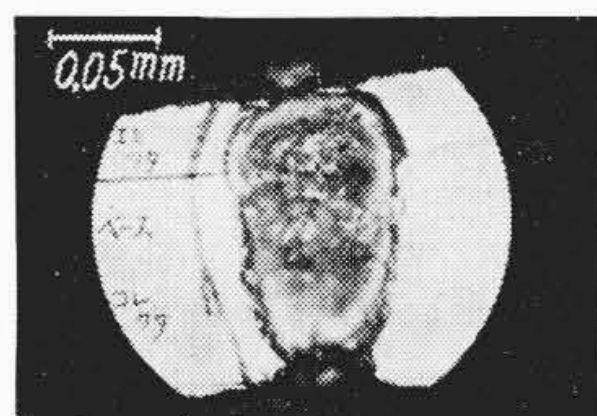
ベース部分の破壊部を第12図に示す。これは化学エッチにて、エミッタ再結晶部を取り去り、エミッタ再結晶部とコレクタ再結晶部にはさまれたベース領域が現われるまでエッチした後、上面からとった顕微鏡写真である。(b)は(a)の拡大図である。破壊箇所の周囲に一部再結晶層も観察できる。

第11図の破壊部分をたんねんに研磨し、断面部観察を行なったものが第13図である。エミッタとコレクタは完全に貫通されており、その破壊箇所は、約60~70μ程度にかなり大きい。



断面(ベース層中)化学エッチ (a) 断面(ベース層中)化学エッチ左拡大図 (b)

第12図 ベースの破壊部観察



第13図 破壊部断面観察

以上の観察からこの破壊経過は次のように考えられる。

水平偏向動作の場合、過大電圧が加わると、トランジスタのコレクタ逆耐圧はターンオーバーし、上に述べたような過大電流が流れる。このとき、最も弱い部分の接合が1箇所⁽⁴⁾破壊され、電流は集中的に流れるため、この熱により高温となり、この部分のインジウムおよびゲルマニウムが溶け、インジウムが中にはいりこみエミッタとコレクタを短絡する。短絡後、水平偏向回路では、インダクタンス負荷のため直流的には電源をほとんど短絡した状態となり、大電流が流れ、破壊箇所をますます大きくする。ヒューズが切れ、電気回路が切断された後、トランジスタが常温まで冷却される際に、この短絡部分がインジウムを軸とし、まわりにP形の再結晶層を形成する⁽⁴⁾⁽⁵⁾ものであると考えられる。写真にみられる穴は、このインジウムが取り去られ、穴となったと考えられる。しかし、たとえば、PNP合金接合形トランジスタの場合、破壊前にエミッタ逆耐圧も、コレクタ逆耐圧も200V以上あれば、破壊後もコレクタ・ベース間、エミッタ・ベース間の逆耐圧は200V以上あることから、少なくともこの逆耐圧に耐える再結晶層が形成されていると考えられ、この瞬時の間にいかにしてしっかりした再結晶層が形成されるかは今後の興味深い問題である。

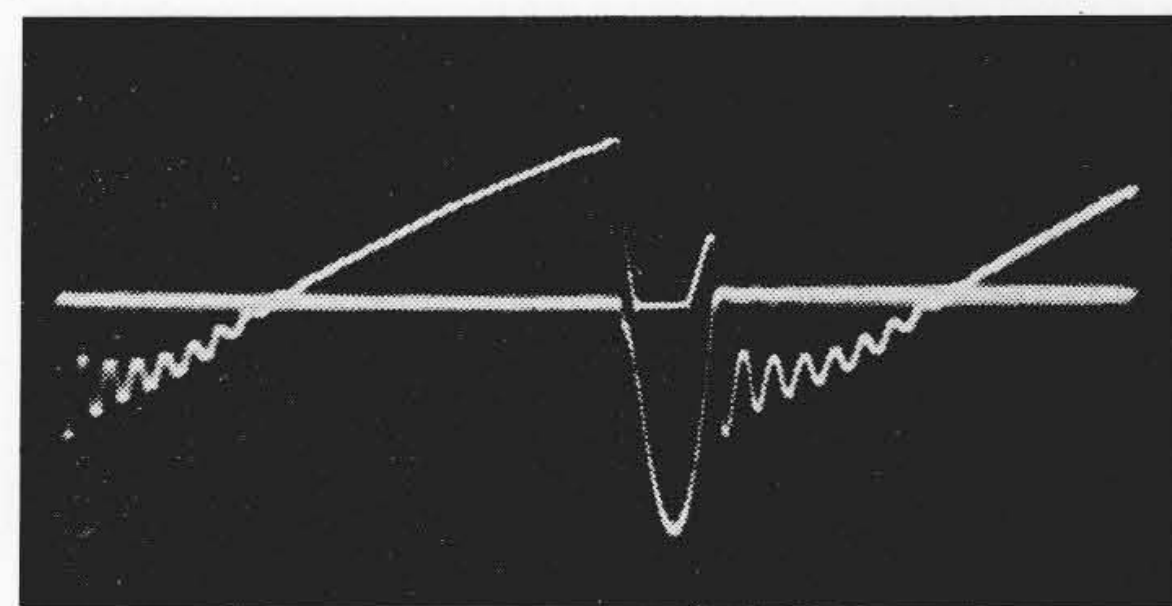
いずれにせよ、トランジスタを破壊させないためには、ターンオーバー電圧以上の過渡パルスを極力おさえるとともに、上記負性抵抗のない、そして、接合面が均一で電流集中の起こりにくいトランジスタの開発が望まれる。

6.2 トランジスタの温度依存性

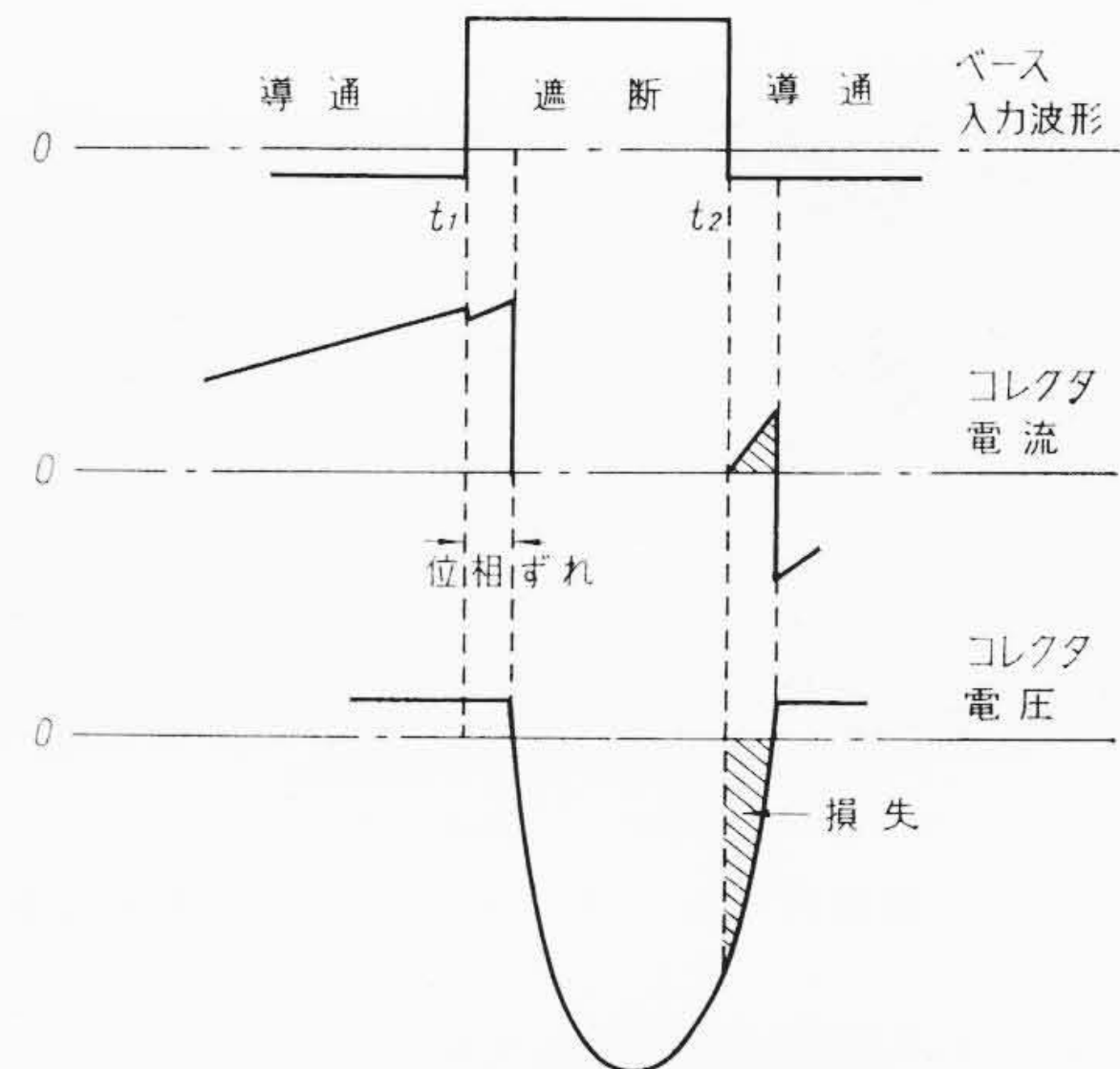
すでに知られているように、トランジスタのコレクタ遮断電流は、温度により相当異なるものである。ゆえに、一定電流で測定した BV_{CEO} 、 BV_{CES} の変化も当然考えられる。水平偏向回路のようなパルスによるスイッチング動作の場合、コレクタ消費電力は少なく、一見接合温度は低いように考えられるが、接合温度の不均一性から、温度上昇はやはり考慮する必要がある、 BV_{CEO} には、20～30%以上の余裕をもって設計することが望ましい。

6.3 位相ずれ、または遮断励振パルス幅の乱れ

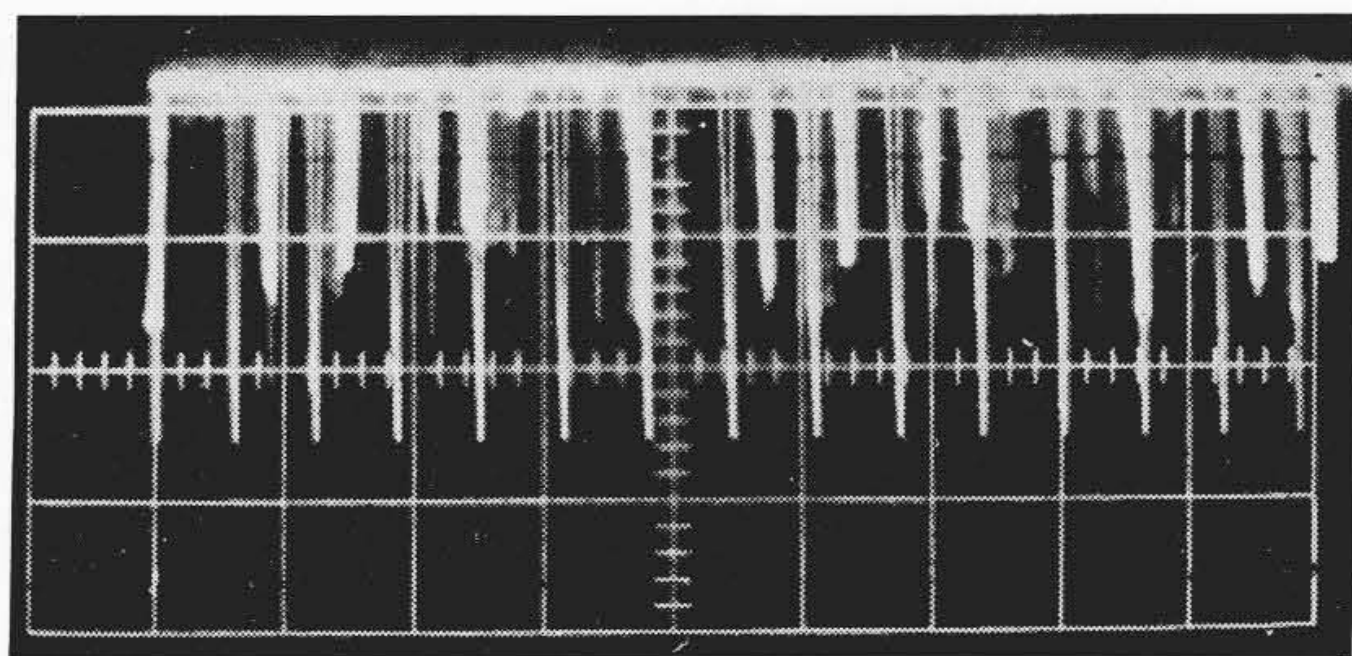
トランジスタの蓄積時間が比較的長い場合、または長くなくても帰線期間と遮断励振パルスが余裕なくぎりぎりに設計されている場合、なんらかの原因で位相ずれが起こると、帰線パルスの半周期が終わらぬうちにエミッタが正方向にバイアスされ、第14図のようにコレクタ電流が異常に上昇する。この異常電流と電圧の積は、トランジスタで消費されるエネルギーとなり、異常温度上昇をもたらす。



Vert: I_c 0.5 A/div V_c 20 V/div Hor: 10 μ s/div



第14図 位相はずれの異常電流



Vert: 100 V/div Hor: 10 μ s/div

第15図 同期はずれの異常電圧

す。この温度上昇は累積的となり熱破壊を起こさせる。これは、同様に遮断励振パルスの幅が短くなったときにも起こる。

ゆえに、LCで定まる帰線の半周期は、遮断励振パルス幅より短くするのが安全である。

6.4 同期はずれの際の異常電圧

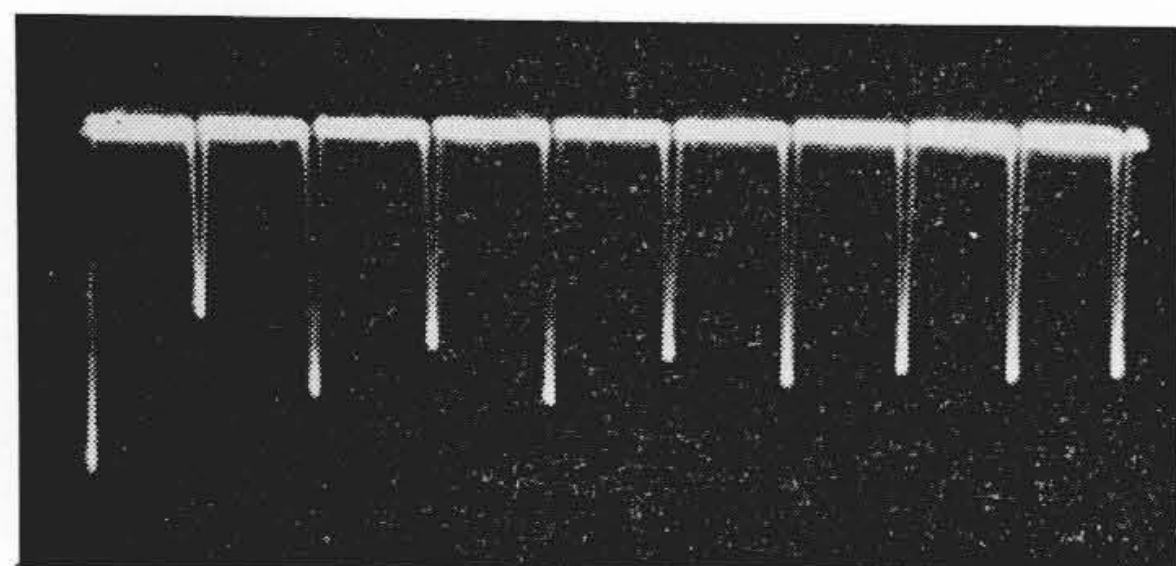
ベースを駆動するブロッキング発振器の同期がずれ、発振周波数がずれた場合にもコレクタを流れる電流は過大となり、エミッタ・コレクタ間には第15図の写真に示すような過大な異常電圧が発生することがある。大きいものでは、定常状態のフライバック電圧の数倍のパルス電圧が発生する。これがトランジスタのターンオーバー電圧を越える場合には、トランジスタの逆耐圧は次第にさがり、ついには破壊にいたる。この異常電圧にも注意を要する。

6.5 電源スイッチ閉時の異常電圧

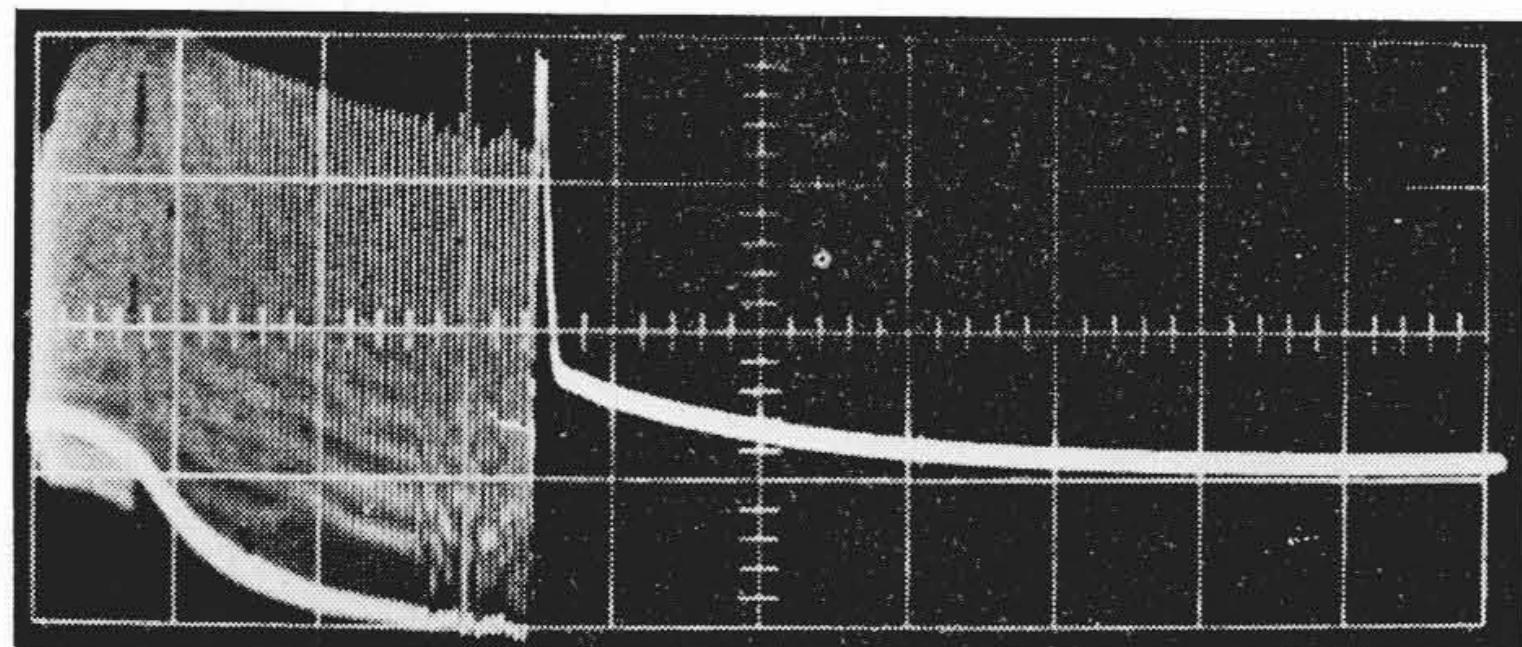
電源スイッチの閉時にも、異常電圧、異常電流が発生し破壊することがある。

この場合、発生する異常電圧は、定常時のフライバック電圧の約2倍近くに達する⁽⁶⁾。この電圧はただちに定常値に落ち着くが、トランジスタの逆耐圧が低いと、逆耐圧はターンオーバーし接合面はたたかれる。

この異常電圧を第16図に示す。ほとんど単パルス動作に近い。このスイッチ閉時の破壊は瞬時におこる。観察しやすいように時間軸を縮めて、破壊の様子をエミッタとコレクタ間に発生するフライバック電圧にて観察した写真を第17図に示す。約7msぐらいでエ



Vert: 50 μ s/div Hor: 20 V/div
第16図 スイッチオン時の異常電圧



破壊, コレクタ・エミッタ間短絡
Vert: 50 V/div Hor: 2 ms/div
第17図 破壊時のコレクタ・エミッタ間電圧波形

ミッタとコレクタは短絡状態になっている。

このような異常コレクタ電圧の発生を防ぐには、電源に直列に低域濾波器を入れることもよく、また、トランジスタのベースに抵抗をそう入し、ベース電流をおさえて⁽⁶⁾、コレクタ電流の異常増加をおさえることによって防ぐことができる。

7. 結 言

以上テレビ水平偏向用トランジスタの概要について述べた。

トランジスタの特性については、ほとんど満足すべき状態にあるが、テレビ量産時に、時おり突発的に起こる破壊に対しては、まだ不明の点が多い。

しかし、トランジスタの開発技術は、いまや日進月歩の勢いで発展しつつあるので、破壊原因究明の進展に伴って、シリコントランジスタをも含め、さらに一段の飛躍が期待されている。

終わりに、日ごろご指導ご協力賜わっている東北大学真野教授、高樹氏、日立中央研究所徳山、上妻、成田氏、および武蔵工場伴野正美博士に厚くお礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) 沿田: テレビジョン学会誌, Vol. 15, No. 7
- (2) 藤村, 三井: テレビジョン学会誌, Vol. 3, No. 7
- (3) 鈴木(仁), 阿部: 昭和37年度電通学会全国大会予稿, 348 (昭37-11)
- (4) 高樹, 松本, 真野: 昭和35年度電通学会全国大会予稿, 277 (昭35-11)
- (5) 田子島: トランジスタ研究専委資料 (1958-9)
- (6) 高樹, 松本, 真野: 東北大学電通談話会記録, Vol. 31, No. 1 (march. 1962)
- (7) G. Schiess and W. Palmer: IRE Trans., Vol. BTR-4 (Jun 1958)
- (8) R. W. Ahrens: IRE Trans., Vol. BTR-6, No. 3 (Nov. 1960)
- (9) R. L. Sager: IRE Trans., Vol. BTR-6 (July. 1960)



特 許 の 紹 介



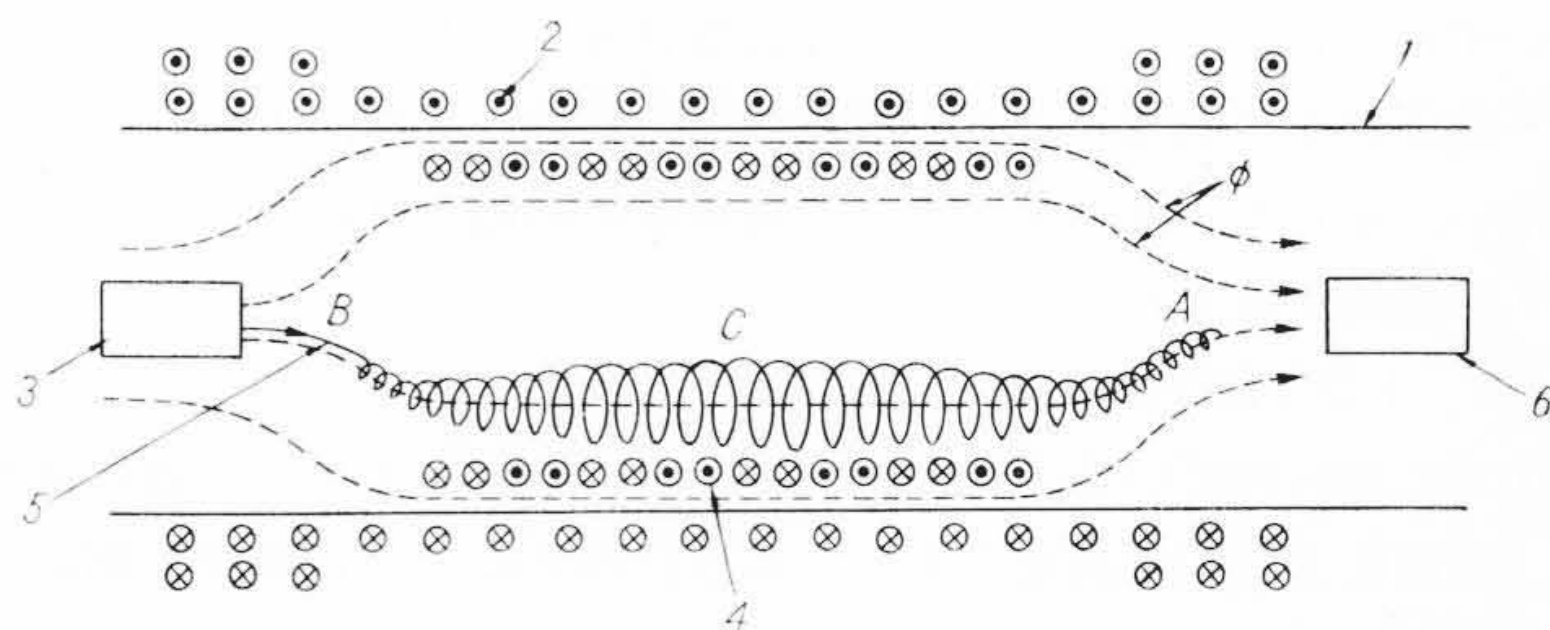
特許第294856号 (特公昭36-16970)

百々太郎

高エネルギーイオンを磁場内の局所に集結し閉塞する方法

一般に定常磁場内においてイオンを運動せしめると、イオンは磁場方向に向けて円運動を行ないながら進行する。今、もし該定常磁場をその両端部において集束させておき、この磁場内に高周波電磁場を形成させ、イオンサイクロトロン共鳴を行なわせると、イオンには磁力線と直角方向のエネルギーが与えられかつ磁場内に閉そくされる。

図はこの発明の方法を実施する装置を原理的に示したもので、同図中1は銅製筒体、2は直流励磁コイルで、特に筒体1の両端A、B付近のアンペアターン数を中間部Cにおけるよりも大きくして、両端A、Bにおいて磁力線 ϕ を軸心部に集束させミラー磁界を形成させてある。3はたとえば重水素イオンの発生源、4は磁場内でサイクロトロン共鳴を起こさせるために設けた高周波励磁コイルである。イオン発生源3から供給されるイオンビーム5は磁力線 ϕ の周囲を円運動しつつ進行するが、高周波コイル4の励磁周波数をあらかじめイオンのサイクロトロン運動の周期と一致せしめておくとイオンビーム5の回転速度は次第に高められ、再び磁力線 ϕ の集束さ



れる部分A付近において反射せられ今度は逆方向Bへ向って進行する。このようにしてイオンビーム5は結局磁場の強い両端A、Bの間に閉じ込められ往復運動をする。

このように、この発明によれば磁場内に打ち込まれたイオンがそこに集束閉そくされるのであるから、非常に高温状態となり、核融合反応などに利用することができる。(松島)