U. D. C. 621.382 : 621.397.62 : 621.397.132

カラーテレビ受信機用半導体素子の開発

Development of Semiconductor Devices for Color Television Receiver

鈴木仁一郎* 竹田孝憲*
Jin'ichirô Suzuki Takanori Takeda
諸島平治* 佐藤允也*
Heiji Moroshima Mitsuya Satô

要　旨

カラーテレビ受信機の全半導体化のために，その半導体素子系列を開発した。なかでも特に高度の技術を要したのは，偏向系とチューナ系の半導体素子であった。

本報告では，水平偏向用トランジスタ 2SC937，垂直偏向用トランジスタ 2SC936，低雑音 UHF 増幅用トランジスタ 2SC1117，AFC 用可変容量ダイオード 1S2090 の開発について報告する。

1. 緒　　言

最近テレビ受信機のトランジスタ化がきわめてさかんになり，白黒テレビでは，大口径までトランジスタ化するのが常識になってきた。一方，カラーテレビについても，真空管式からオールトランジスタ方式にかわると，(1) 消費電力が 1/3～1/4 になる (2) 故障率が真空管式の 1/20 以下に下がる，などの大きな利点が生じ全半導体化への要望は強かった。しかし，カラーテレビのブラウン管は白黒テレビに比べて一般に，(1) ネック径が太い (2) 陽極加速電圧が高い (3) ブラウン管内で放電を起こしやすいなどの性質がある。したがって，これに用いる水平偏向用トランジスタはその電力負担が大きく，同一画面の白黒用に比べ，偏向電力で約 1.5～2.0 倍，安全動作領域では約 2 倍以上必要である。一方，電源電圧については，AC100V の商用電圧を直接整流して利用できれば，電源トランスが省略できるのでセットのコストが安くなる。そのためには，水平偏向用トランジスタのコレクタ逆耐圧は 1,200 V 以上必要であり，ここに破壊に強い超高耐圧水平および垂直偏向用トランジスタが必要となった。これらの要望よりカラーＴＶ水平偏向用トランジスタとして 2SC937，垂直偏向用トランジスタとして 2SC936 を開発した。2SC937 のコレクタ耐圧は 1,200 V 以上，2SC936 の耐圧は 1,000 V 以上であり，いずれも破壊に強く信頼度が高い。

一方，テレビのチューナに関しては，最近その無接点化，自動チューニング化への動きが活発になってきた。特にテレビのカラー化に伴い，チューナの同調のずれを調整する AFC 用ダイオードの要求が高まり，その用途のため可変容量ダイオード 1S2090 を開発した。このダイオードには，高周波特性を良好にするため，DHD (Double Heat Sink Diode) 形を採用し，性能指数 Q が，200 以上と従来品より 1 けた以上高く，容量変化率として $-1/3$ 乗が得られる。

また，テレビが次第に高級化されるに従い，その感度および雑音指数などが問題となり，その改善のため，高周波増幅付き低雑音高利得 UHF テレビチューナの要求が高まってきた。従来の高周波トランジスタでは，UHF 帯での低雑音増幅が困難であったので，低雑音 UHF 増幅用トランジスタ 2SC1117 を新たに開発した。これは 800 MHz における雑音指数が標準値で 5 dB，電力利得が 13 dB である。

以上カラーテレビの全半導体化に伴い，また，機種の高級化に伴い開発したこれら水平，垂直偏向用トランジスタおよびチューナ用半導体素子につき報告する。

* 日立製作所武蔵工場

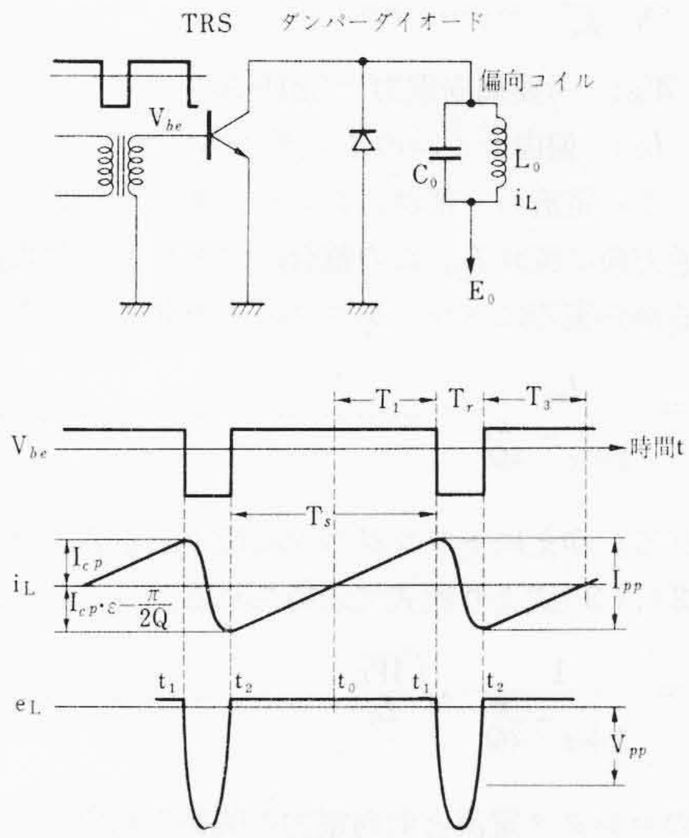


図 1　水平偏向回路とその動作波形

2. カラー TV 水平および垂直偏向用トランジスタの開発

2.1 カラー TV 水平偏向用トランジスタの所要特性

2.1.1 基　本　回　路

トランジスタの水平偏向回路は，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 (図 1)。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は導通状態で，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，トランジスタはしゃ断状態で，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 にたくわえられたエネルギーがダンパーダイオードおよびトランジスタを通り電源 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，図 1 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。

2.1.2 水平偏向電力

水平偏向用トランジスタは，所要の偏向電力をじゅうぶん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。偏向電力 LI_{pp}^2 と，受像管の偏向角 θ_{pp}，加速電圧 E との間には，ほぼ次の関係がある。

$$LI_{pp}^2 = K \cdot E \cdot \sin^2 \frac{\theta_{pp}}{2} \quad (\mathrm{mH \cdot A^2}) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

表1　カラー受像管の所要偏向電力

受像管インチ数 (in)	偏向角 (度)	ネック径 (mm)	所要偏向電力 $LIpp^2$ ($mH \cdot A^2$)
15	90	36.5	25
19	90	36.5	33

ここに，　L：偏向コイルのインダクタンス　(mH)

I_{pp}：偏向電流のせん頭値　(A)

15形および19形カラーTVの所要偏向電力を表1に示す。この表の値は15%のオーバースキャンのほか，電源変動そのほかのため，さらに15%の余裕度をとったものである。

2.1.3　偏向電力と所要コレクタ電流

水平偏向用トランジスタの所要コレクタ電流は，所要偏向電力より次式で求められる。

$$I_{pp}=\sqrt{\frac{W_R}{L_0}} \quad \cdots\cdots(2)$$

ここに，　W_R：所要偏向電力　($mH \cdot A^2$)

L_0：偏向コイルのインダクタンス

ただし，この電流の一部は，ダンパー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，

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

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，(2)，(3)式より次式で求められる。

$$I_{cp}=\frac{1}{1+\varepsilon^{-\frac{\pi}{2Q}}}\sqrt{\frac{W_R}{L_0}} \quad \cdots\cdots(4)$$

(4)式のコレクタ電流と偏向電力の関係を偏向コイルのインダクタンスをパラメータとして示せば図2のようになる。

15形カラーTVでは，L_0は約2.0 mH，またW_Rは25 $mH \cdot A^2$であるので，図2より最小限必要なコレクタ電流は，1.8Aとなる。最大定格は2.5Aを目標とした。

2.1.4　電源電圧と所要コレクタ逆耐圧

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，コレクタ逆耐圧はこの電圧に耐えう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，(5)式で求める[1]ことができるのでトランジスタのコレクタ逆耐圧はこの値以上必要となる。

$$V_p=\left\{\frac{\pi}{2}\left(\frac{1}{\gamma}-1\right)+1\right\}E_0 \quad \cdots\cdots(5)$$

ここに，　V_p：フライバック電圧　　γ：帰線期間率$=\dfrac{\text{帰線期間}}{\text{水平周期}}$

図3は帰線期間率をパラメータとして，電源電圧とフライバック電圧の関係を示したものである。15形カラーTVの場合には，電源トランスレスを目標としているため，電源電圧は120Vと高い。この場合，帰線期間を12 μsとするとフライバック電圧は約920Vである。電源電圧の変動，受像管の高圧放電時のサージ電圧に耐えられるようにコレクタ逆耐圧は1,200V以上とした。

2.1.5　安全動作領域

実際の偏向回路では，受像管の陽極に印加する高圧を得るために，図4のように高圧トランスを用い，フライバック電圧を昇圧整流している。高圧は受像管の内壁と外壁の間の容量Cにたくわえられる。もし仮りに高圧整流にアーク放電を起こしやすい二極真空管を使用すると，陽極・陰極間のアーク放電で整流管が短絡状態となったとき，Cにたくわえられた高圧が水平偏向トランジスタに逆流し，コレクタ電流が増大してトランジスタを破壊させることがある。

また，しばしばカラー受像管の内部でも放電が起こり，陽極・アース間が短絡する。このときにも水平偏向トランジスタのコレクタに流れるのこぎり波のピーク電流が数サイクルにわたって異常に増大する。このような異常なコレクタ電流の増加に対しても耐えられるようトランジスタの安全動作領域 (Area of Safety Operation) は，じゅうぶんに広く設計しなければならない。

2.2　カラーTV垂直偏向用トランジスタの所要特性

2.2.1　基本回路

一般に垂直偏向出力回路はA級で動作する。図5は基本回路と

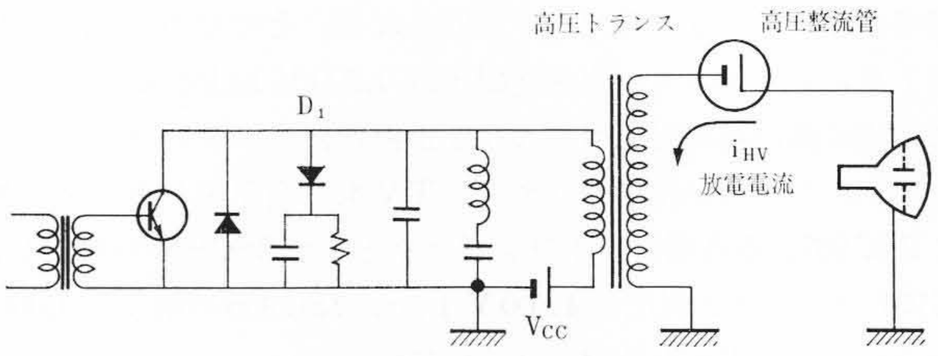


図4　高圧トランスが付いた水平偏向回路

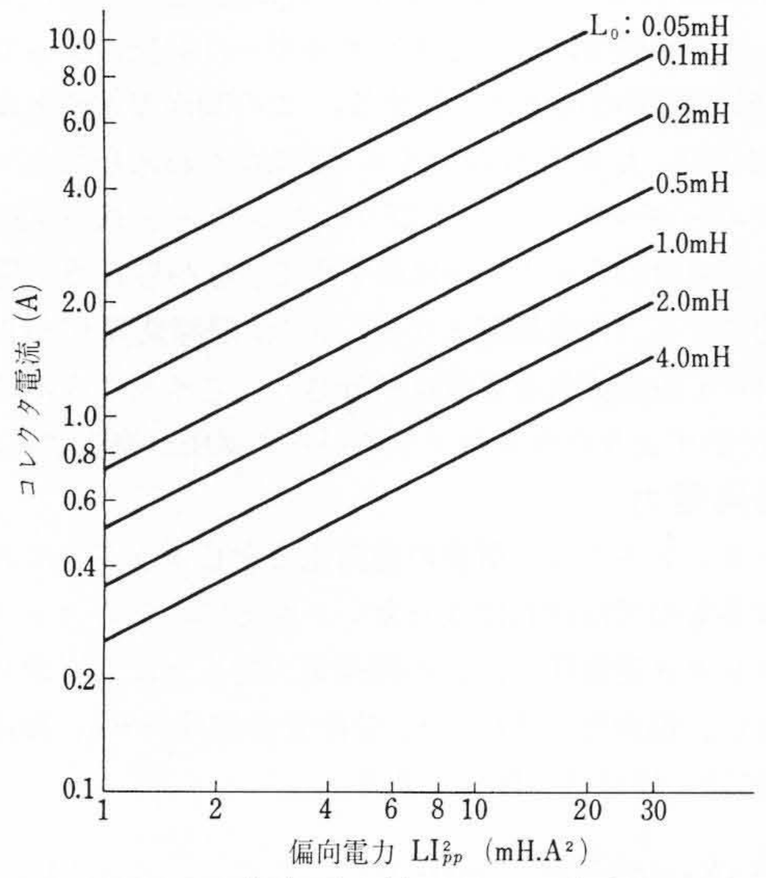


図2　偏向電力対コレクタ電流

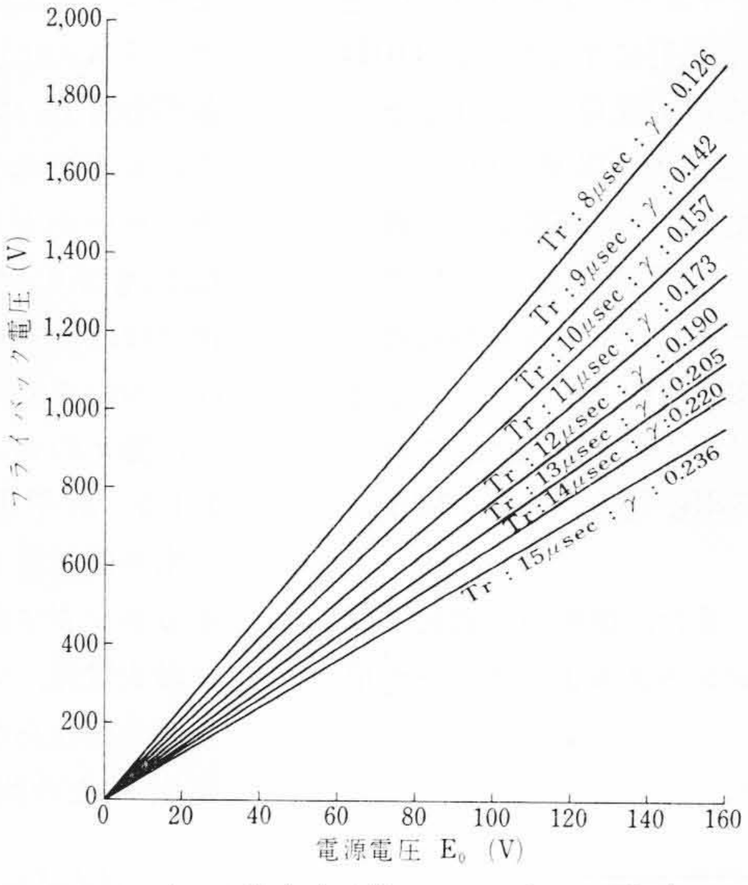


図3　電源電圧対フライバック電圧

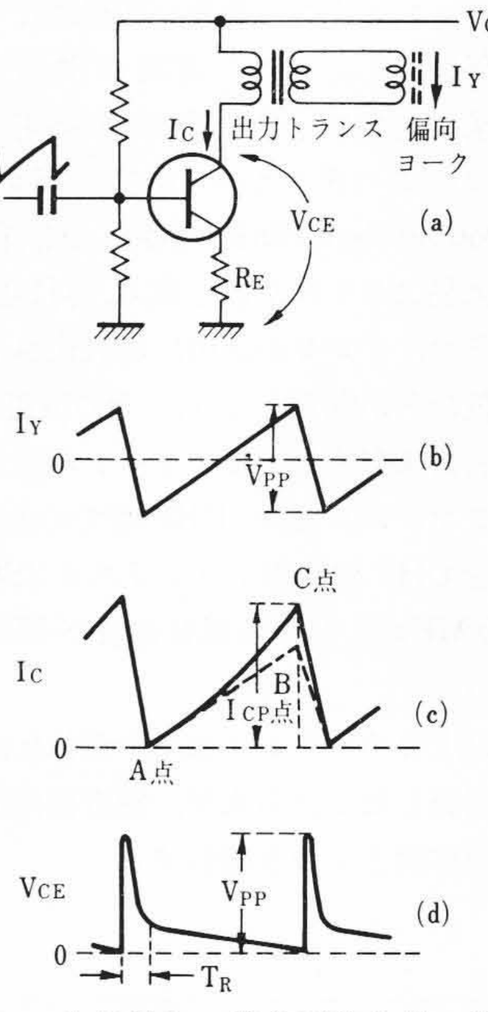


図5　垂直偏向の基本回路とその特性

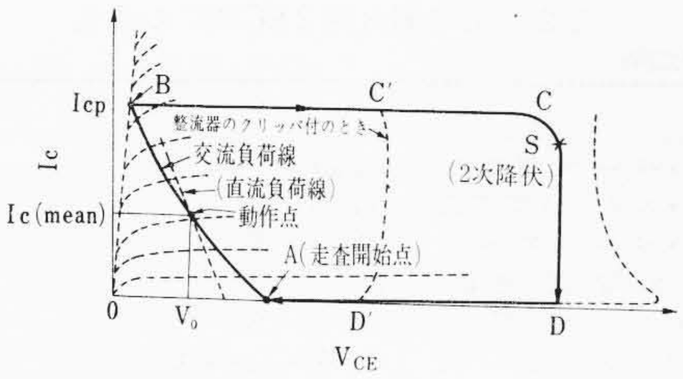


図6　垂直偏向トランジスタの動作軌跡

その特性を示したものである。偏向動作のため，偏向コイルにのこぎり波電流を流すためには，ベースにのこぎり波電流を流せばよい。電源電圧が低く，従来の白黒ＴＶのように24Ｖ程度では，偏向ヨークと出力段のトランジスタの間はチョーク結合でよいが，カラーＴＶのように，100Ｖ以上の電源電圧では偏向ヨークの抵抗がトランジスタの最適負荷とならないので，トランス結合とするのがよい。回路の動作は，走査の終わりにコレクタ電流が最大となるようにベース電流を流す。帰線期間には，ベースに負の電圧を加えてコレクタ電流をしゃ断する。このとき，インダクタンス負荷のため，フライバック電圧が発生する(図5(d))。のこぎり波電流は一部分出力トランスの一次側に分流するので，偏向ヨークに直線的な電流を流すにはこれを補って，垂直偏向用トランジスタのコレクタには，図5(c)のような放物線状の電流を重畳して流してやる必要がある。

2.2.2　所　要　特　性

垂直偏向用トランジスタの動作軌跡を図6に示す。すなわちＡ点より走査が開始され，Ｂ点まで交流負荷線にそってコレクタ電流は増加する。次にベース電流がしゃ断され，コレクタ電流が減少を始めるとフライバック電圧がコレクタ・エミッタ間に印加され，軌跡はＢ→Ｃと広がる。コレクタ電流はＤ点においてゼロになり，その後，Ａ点まで戻って垂直偏向の１周期が完了する。これよりトランジスタに必要な性能として下記項目があげられる。

(1)　フライバック電圧以上のコレクタ・エミッタ間耐圧をもつこと。

帰線期間に発生するフライバック電圧は，電源電圧に比例する。偏向ヨークの形によって多少異なるが，鞍(くら)形の偏向ヨークでは約3.5倍，トロイダル形では４倍程度の値となる。ゆえに，電源電圧120Ｖのカラーテレビの場合には，少なくともエミッタ・コレクタ間電圧は500Ｖ以上を必要とする。

(2)　しゃ断時に二次降伏を起こさぬこと。

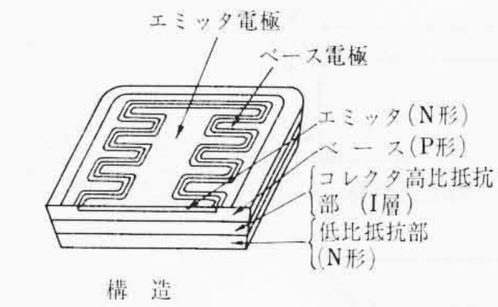
図6に示すようにしゃ断時に動作軌跡が I_C-V_{CE} 領域に大きく広がる。この動作の最大の点Ｃ点でも二次降伏を起こさぬようトランジスタの安全動作領域は動作軌跡以上にじゅうぶん余裕のあることが必要である。

(3)　電流増幅率が大きくかつ直線性が良好なこと。

トランジスタの電流増幅率のコレクタ電流依存性，すなわち直線性が悪いと，コレクタ電流がベース電流に比例した波形とならないため，画面ひずみが生ずる。またＡ級動作のため，電流増幅率の大きいほうが使いやすい。

(4)　コレクタ飽和抵抗が小さく，I_C-V_{CE} 出力特性の良好なこと。

トランジスタの飽和領域の抵抗 R_{CS} はできるだけ小さく，飽和領域から活性領域に移行する遷移点の出力抵抗 R_{out} はできるだけ大きいことが必要である。R_{CS} が大きく，R_{out} が小さいと，動作領域が狭くなると同時に，走査の終わり付近，すなわち図6のＢ点近くでは，ベース電流に対するコレクタ電流の直線性がくずれ，画面の下端がつまる結果となる。飽和領域から活性領域に急しゅんに移行する出力抵抗の大きいトランジスタが望ましい。



不純物分布と電界および電位分布

図7　高耐圧トランジスタの構造と不純物分布

2.3　高耐圧化の考慮

2.3.1　高耐圧トランジスタの構造

高耐圧化のためには，じゅうぶん高い結晶比抵抗をもつ i 層領域が必要である。ただし，この i 層領域の厚さがあまり厚すぎるとスイッチング特性が悪くなり，飽和抵抗が大きくなり，かつ，電流増幅率が極端に小さくなったりするのでその制御が必要である。高耐圧に寄与しない部分はできるだけ低抵抗領域にしておくのがよい。

1,200Ｖ以上のコレクタ逆耐圧をもつ高耐圧シリコンパワートランジスタ2SC937の構造とその不純物濃度分布と逆電圧がかかった場合の電界および電位分布を示すと図7のようになる。構造はNPiN形になっている。この構造において，コレクタ・ベース間に逆方向電圧がかかると，空乏層は電圧が低い間はベースおよびコレクタ両側にのびる。しかしベース側の濃度は，図7(a)のように急しゅんな分布をもっており，通常 i 層領域の濃度にくらべて非常に高いので，コレクタ印加電圧が高くなるに従い，空乏層は i 層側に一方的にのび出す。すなわち，小さな電圧ではグレード接合の性質を示すが，高い電圧ではステップ接合に近くなる。トランジスタのコレクタ・ベース接合の逆耐圧を定めるなだれ現象は，コレクタ逆方向印加電圧によって生じた空乏層内の最大電界強度が，その結晶のなだれ電界強度以上になったときに生ずる。ゆえに，空乏層の厚さが厚いほど電界は小さく，したがってなだれ電圧は大きくなる。高いコレクタ逆耐圧 BV_{CBO} を得るには，i 層比抵抗を必要なだけ大きくし，また空乏層ののび得る範囲で i 層厚さを厚くすればよいことがわかる。

2.3.2　コレクタ・エミッタ間耐圧 BV_{CEO}

垂直偏向用トランジスタの場合，その耐圧は，コレクタ・ベース間耐圧 BV_{CBO} のほかに，ベース開放のときのコレクタ・エミッタ間耐圧 BV_{CEO} がじゅうぶん高いことが必要である。コレクタ・エミッタ間耐圧 BV_{CEO} は，二つのPN接合にまたがるために，トランジスタの増幅作用が関係し，前述のコレクタ・ベース耐圧 BV_{CBO} より低くなる。その値は，ベース接地の電流増幅率を α_0 とすると次式で表わされる。

$$\frac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}}=(1-\alpha_0)^{\frac{1}{n}} \quad \cdots\cdots(6)$$

n：　定数（NPNの場合 ≃4）

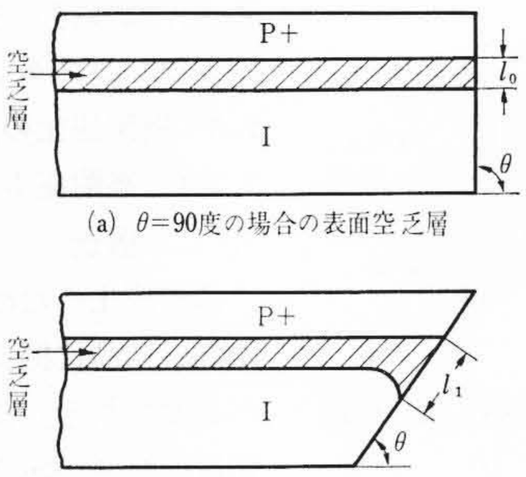
しかるに α_0 が１に近づき，エミッタ接地の電流増幅率 h_{FE} が大きくなると，

$$h_{FE}=\frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}\simeq\frac{1}{1-\alpha_0}$$

となるので，(6)式は，(7)式として表わすことができる。

$$BV_{CEO}=(1-\alpha_0)^{\frac{1}{n}}BV_{CBO}\simeq\left(\frac{1}{h_{FE}}\right)^{\frac{1}{n}}BV_{CBO} \quad \cdots\cdots(7)$$

すなわち，BV_{CEO} はエミッタ接地電流増幅率の $1/n$ 乗に逆比例する。したがって，h_{FE} を大きくし，かつ BV_{CEO} を高くするためには，BV_{CBO} をも高く設計しなければならず i 層結晶比抵抗はこ



(a) θ=90度の場合の表面空乏層

(b) θ<90度の場合の表面空乏層

(c) θ>90度の場合の表面空乏層
$l_2 < l_0 < l_1$

図8　接合形状と表面空乏層

の点よりも決定しなければならない。

2.3.3　表面破壊に関する考慮

トランジスタのコレクタ逆耐圧は，以上の結晶比抵抗とi層厚さで定まるいわゆる接合内部の破壊のほかに，接合表面の破壊でも定まるのでこの考慮も必要である。表面破壊は，耐圧が高くなればなるほど起こりやすく，1,200 V 以上の耐圧ではむしろ表面破壊のほうが支配的である。この表面破壊電圧を高くするには①接合表面における電界をできるだけ小さくするための考慮　②表面保護材の考慮　③接合表面を清浄に保つための製法的考慮などが必要である。

(1)　接合形状による表面電界

接合の形状により接合表面の電界をある程度制御することができる。これは，表面PN接合近傍の空乏層の伸び方と関係がある。図8はPN接合の角度が，θ=90度，θ<90度，θ>90度の場合の表面近傍の空乏層の伸びを示したものであるが，θ=90度の場合には，表面にイオンの付着がないとすれば，空乏層は接合にそってほぼ水平に伸びる。ゆえに電界の強さは内部も表面もほぼ一様である。

θ<90度の場合には，図のように表面近くで空乏層は伸び，表面にそった空乏層の長さは長くなる。これは，比抵抗の高い側の体積が表面近くで小さくなっているので，表面近くの空乏層は中和の条件を守るために体積の減少を補って厚さが厚くなるためである。したがって，表面の電界は内部よりも小さくなる。

θ>90度の場合には，比抵抗の高い側の体積が表面近くで大きくなっているので，体積の増大を補うために空乏層の厚さは表面近くで縮まざるを得ない。この場合表面の電界は内部よりも高くなる。ゆえに表面破壊電圧を大きくするには，接合形状をできるだけ，θ<90度にしたほうがよいことがわかる。

(2)　表面被覆材料

半導体素子の表面被覆材料およびその処理が不適当であると，接合表面の被覆材料内で耐圧破壊を起こす。表面被覆材には，①誘電率が大きい　②絶縁破壊強度が大きい　③体積固有抵抗が大きいなどの適切な性質をもった材料を特に選ぶことがたいせつである。

(3)　接合面の清浄さ

接合表面の汚れが表面破壊を誘起することが多く，その表面は通常のトランジスタ以上に清浄に仕上げられなければならない。NPiN構造の場合，特に正イオンがi層表面に付着すると，表面近傍の空乏層ののびが小さくなって，電界強度が高くなり表面破壊電圧が低くなる。この表面電荷はイオンの付着のみならず，水分の付着によっても生ずるので，これらを徹底的に排除する製法上の考慮が必要である。

表2・水平偏向用2SC937の特性

(a)　最大定格

項目		最大定格
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO} (V)	1,200
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CEO} (V)	500
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO} (V)	6.0
コレクタ電流(連続)	I_C (A)	2.5
せん頭コレクタ電流	i_C (A)	10
コレクタ損失	P_C(W) (T_C=25℃)	22
接合部温度	T_j (℃)	125
保存温度	T_{stg} (℃)	−65～+150
リード温度	Tl (℃)	230

(b)　電気的特性　(T_C=25℃)

項目	条件	規格 下限	規格 上限
コレクタしゃ断電流 I_{CBX} (mA)	V_{CB}=1,200 V V_{EB}=1.5 A		1.0
コレクタ・エミッタ間破壊電圧 BV_{CEO} (V)	I_C=10 mA R_{BE}=∞	500	
エミッタ・ベース間破壊電圧 BV_{EBO} (V)	I_E=10 mA I_C=0	6.0	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ (V)	I_C=2.5 A I_B=0.8 A		10
エミッタ・ベース間電圧 V_{BE} (V)	I_C=2.5 A I_B=0.8 A		2.0
下降時間 t_f (μs)	I_C=2.5 A I_{B1}≅0.8 A I_{B2}≅1.1 A		1.2

表3　垂直偏向用2SC936, 2SC936Aの特性

(a)　最大定格

項目		最大定格 2SC936	最大定格 2SC936A
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO} (V)	1,000	1,000
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CEO(sus)}$ (V)	500	600
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO} (V)	5	5
コレクタ損失	P_C(W) (T_c=25℃)	22	22
コレクタ電流	I_C (V)	1	1
接合部温度	T_j (℃)	125	125
保存温度	T_{stg} (℃)	−65～+150	−65～+150

(b)　電気的特性　(T_c=25℃)

項目	条件	規格 下限	規格 標準	規格 上限
コレクタしゃ断電流 I_{CBX} (mA)	V_{CE}=1,200 V V_{EB}=1.5 V			2
コレクタ・エミッタ間破壊電圧 BV_{CEO} (V)	I_C=100 mA Pulse test	500 (2SC936)		
コレクタ・エミッタ間破壊電圧 BV_{CEO} (V)	I_C=100 mA Pulse test	600 (2SC936A)		
エミッタ・ベース間破壊電圧 BV_{EBO} (V)	I_E=10 mA I_C=5	5		
直流電流増幅率 h_{FE}	I_C=0.1 A V_{CE}=10 V	30	45	120
ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} (V)	I_C=0.1 A V_{CB}=10 V		0.7	1
出力抵抗 $1/h_{oe}$ (Ω)	I_C=0.2 A V_{CE}=15 V f=300 Hz	450		

2.4　カラーTV水平および垂直偏向用トランジスタの特性

表2, 3に，カラーTV水平偏向用トランジスタ2SC937，垂直偏向用トランジスタ2SC936の特性を示す。電源トランスレスを目標にしているため，コレクタ逆耐圧はそれぞれ1,200 V 以上，1,000 V 以上となっている。また，2SC937については，水平偏向動作として最もきびしい高圧整流管の放電が起こった場合でも破壊しないよう安全動作領域がじゅうぶん広いことが特長である。また，いずれも15形カラーTVを各一石で偏向することができる。また，白黒テレビでは，20形まで各一石で動作可能である。ただし，垂直偏向の場合ヨークにトロイダル形を使うときには，耐圧の高い2SC936Aを使用する必要がある。19形カラーテレビには，2SC937を2石用

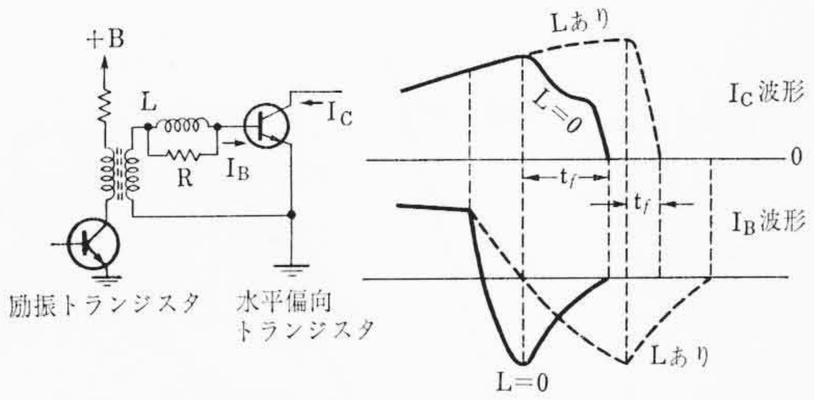


図9　水平出力段のベースにLを入れたときのt_fの減少

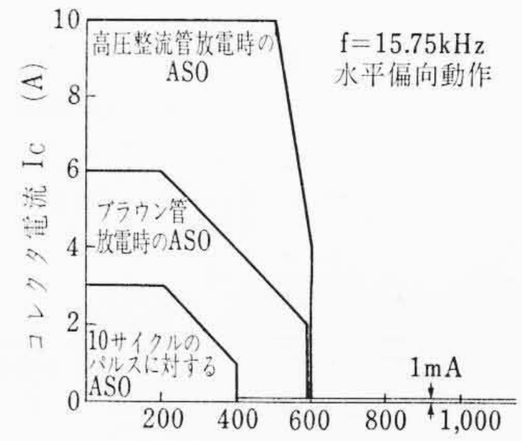


図10　2SC937の安全動作領域（ASO）

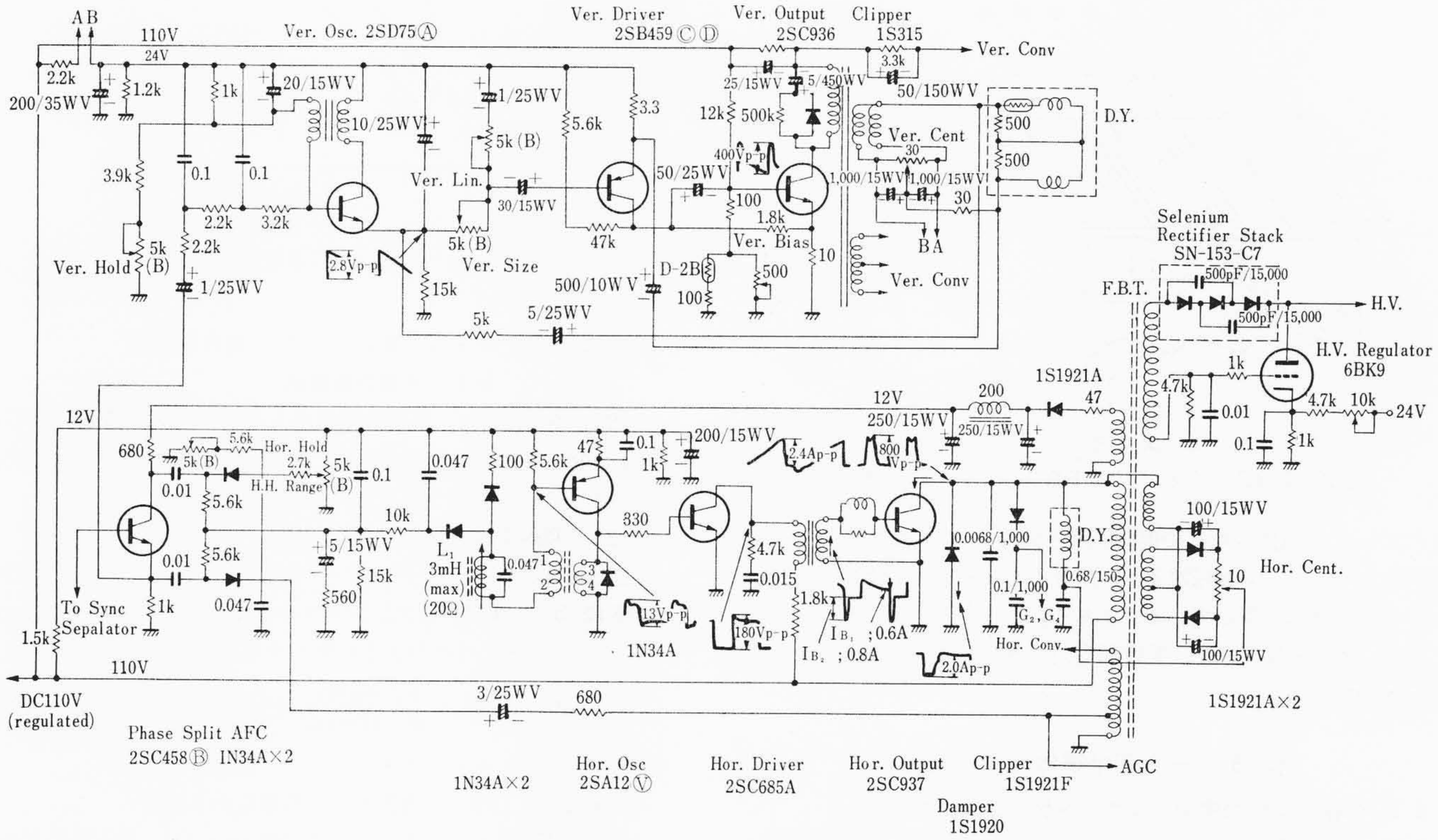


図11　15形カラーテレビの水平および垂直偏向回路例

いれば水平偏向可能であるし，垂直偏向用には2SC936A 1石で偏向可能である。

2.5　水平偏向用トランジスタの実際

2.5.1　熱　暴　走

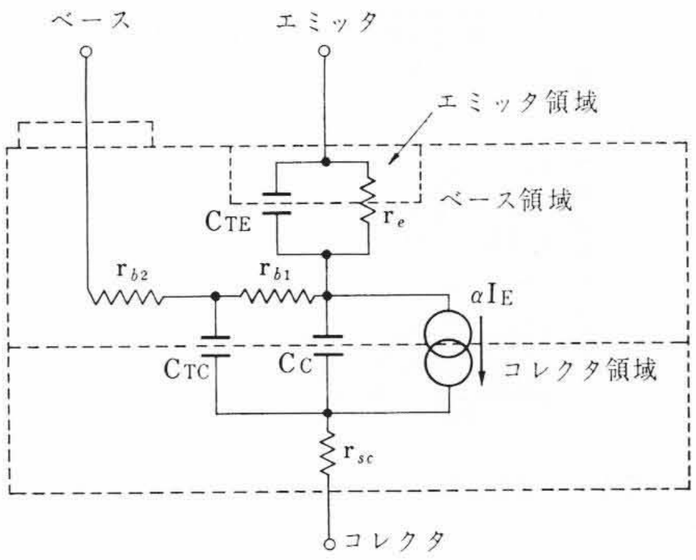
帰線期間が始まると，水平偏向用トランジスタのコレクタ電流はしゃ断され始め次第に減少する。同時にコレクタ・エミッタ間には正弦波半サイクルの波形の高いフライバック電圧が発生し始める。この電流電圧の積で，トランジスタは電力を消費し発熱する。コレクタ電流の下降時間t_fが大きいと，トランジスタ内部での発熱が増大し，ついには熱暴走を起こすことがある。高耐圧トランジスタは，一般に下降時間も長くなりやすいので，その対策としてベースにインダクタンスLを直列にそう入する。これを示したのが図9であるが，Lを入れることにより下降時間t_fは短くなるが，蓄積時間は長くなる。下降時間の減少の割合はLがないときのt_fの大きいトランジスタほど著しい。蓄積時間t_{stg}はLが大きいほど長くなる。

2.5.2　安全動作領域内での使用法

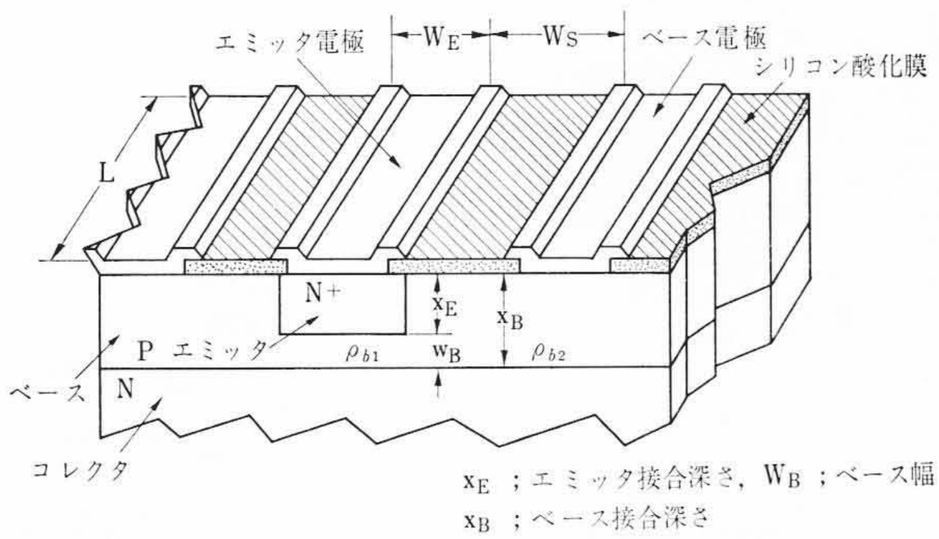
図10は，水平偏向用トランジスタ2SC937の安全動作領域を示したものである。高圧整流管の放電に対しては最高10Aまで，受像管の管内放電に対しては，最高6Aまで保証している。両者の電流値の差は，1回の放電で，何サイクルの間，水平偏向用トランジスタのコレクタ電流の異常増加が続くかによって定まる。実験結果によれば高圧整流管の1回の放電では，コレクタ電流は水平1サイクルの間しか異常に増加しない。これに対して受像管の内部電極放電では，コレクタ電流の異常増加は普通数サイクルに及ぶ。トランジスタ内部での異常発熱はこのサイクルの多いほど著しく，したがって二次降伏も起こりやすいため，受像管放電時のほうが最大許容コレクタ電流が少なくなる。高圧整流管によるアーク放電を防ぐには，二極真空管を使わずに高圧セレン整流器を使用するのがよい。また，ブラウン管が内部放電をしたときのコレクタ電流の増加を押えるには，フライバックトランスの一次側に抵抗を直列に入れるのが効果的である。受像管の放電時には，フライバック電圧も異常に増加し，BV_{CBX}以上になることがある。これを押えるためには図4に示したダイオードD_1とC, Rによるクリップ回路をコレクタ・エミッタ間に入れるとよい。

2.6　カラーTVの偏向回路

図11は，15形カラーTVの水平・垂直偏向の回路例である。水平偏向回路は放送信号に同期して方形波を発生するブロッキング発振器（2SA12），発振出力をパルス増幅して出力トランジスタにじゅうぶんなベース電流を供給する励振回路（2SC685A），および偏向ヨークにのこぎり波電流を流す出力回路（2SC937）よりなる。高圧安定にはシャントレギュレータ6BK4を使用している。垂直偏向回路はのこぎり波発振回路（2SD75）と，励振回路（2SB459），および偏向ヨークを負荷とするA級出力増幅回路（2SC936）から構成



（a）T 形 等 価 回 路



（b）素　子　断　面

図 12　UHF トランジスタT形等価回路と素子断面

されている。白黒テレビの偏向回路と異なるのはセンタリング調整，コンバージェンス用端子が，垂直出力トランスおよびフライバックトランスに付属している点にある。

以上，カラーTV水平，垂直偏向用トランジスタに関し，特許11件出願中である。

3. チューナ用半導体素子の開発

3.1　低雑音 UHF 増幅用シリコントランジスタの開発

3.1.1　所　要　特　性

高周波増幅付き UHF テレビチューナの主要な性能は，弱電界地域においても S/N を低下させないよう雑音指数がじゅうぶん低いことである。しかし，チューナの雑音指数は高周波増幅段に使用するトランジスタの雑音指数と電力利得で決定される。国内の UHF 帯は，470～770 MHz であるから，800 MHz を基準にしてそのときのTVチューナの雑音指数を 10 dB 以下の高性能にするには，800 MHz の高周波増幅用トランジスタの雑音を 7 dB 以下に，また，電力利得を 10 dB 以上にする必要がある。また，将来強電界地域で問題になる混変調特性に対しては，Foward AGC がかけられるようトランジスタの高電流領域での電力利得をある程度制限しておく必要がある。

3.1.2　基　本　設　計

高周波トランジスタの性能を左右するおもな特性は，電力利得（PG）と雑音指数（NF）である。図 12（a）のベース接地T形等価回路において，電力利得（PG）および雑音指数（NF）は次式で示される[2]。

$$PG=\frac{\alpha_0 f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} c_c} \quad \cdots\cdots(8)$$

ここに，α_0：ベース接地電流増幅率　f_T：利得帯域幅積
$r_{bb'}$：ベース広がり抵抗　c_c：コレクタ容量
f：動作周波数

$$NF=F_0+\left\{\frac{(R_g+r_{bb'})^2}{2\alpha_0 r_e R_g}\right\}\left(\frac{0.7 f_T}{f_T}\right)^2 \quad \cdots\cdots(9)$$

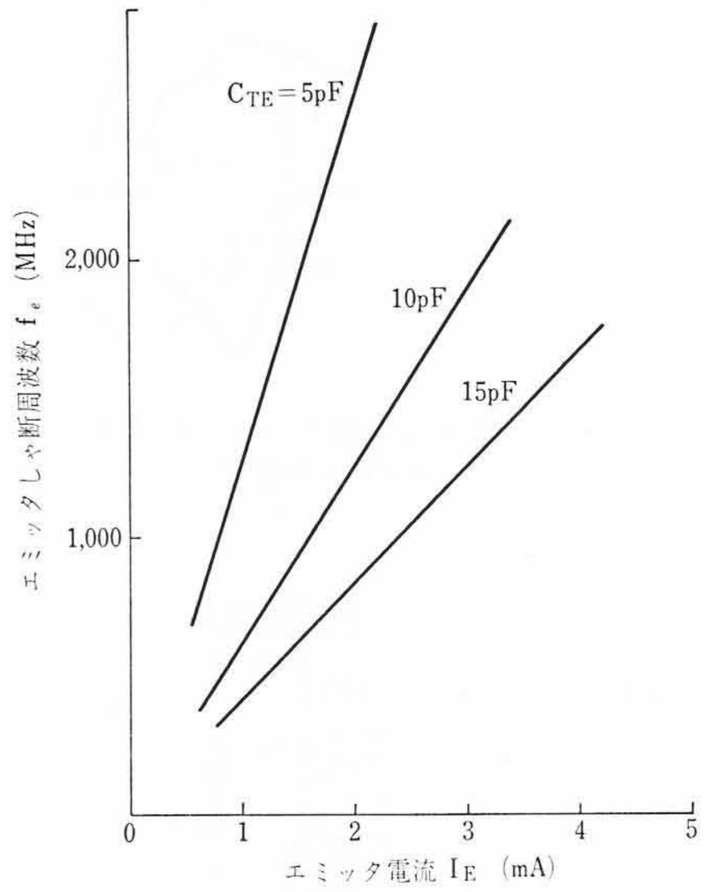


図 13　エミッタしゃ断周波数 f_e

ここに，F_0：ショット雑音　R_g：信号源抵抗
r_e：エミッタ順方向抵抗

（8），（9）式より，高周波増幅用トランジスタの NF と PG を向上させる基本的な設計指針は，従来から知られているように，

（i）　ベース広がり抵抗 $r_{bb'}$ を小さくする。

（ii）　利得帯域幅積 f_T を高くする。

ことである。

図 12（b）は UHF トランジスタの素子の一断面であるが，この図において，$r_{bb'}$ は次のように表わすことができる。

$$r_{bb'}=r_{b1}+r_{b2}=\frac{1}{n}\left(\frac{\rho_{b1} W_E}{12 w_B L}+\frac{\rho_{b2} W_S}{2 x_E L}\right) \quad \cdots\cdots(10)$$

ここに，n：エミッタ・ストライプ数
r_{b1}, r_{b2}：ベース内部および外部広がり抵抗
W_E：エミッタストライプ幅　L：ストライプ長さ
W_S：エミッタ・ベースの間隔　w_B：ベース幅
x_B：ベース接合深さ

一般に（10）式の第一項は第二項に比べて大きく，w_B を大きく設計するのが好ましいが，逆に f_T の低下を招く。したがって，高周波トランジスタの $r_{bb'}$ はほとんど電極パターンの構造で決まる。

高周波特性を左右するほかの因子利得帯域幅積 f_T は，エミッタしゃ断周波数と少数キャリアのベース走行時間でほぼ決まる。しかし，低電流での f_T はむしろエミッタしゃ断周波数 f_e によって大きく支配される。エミッタしゃ断周波数はエミッタ順方向抵抗 r_e とエミッタ接合容量 C_{TE} の時定数で決まり，次式で表わすことができる。

$$f_e=\frac{q}{2\pi kT}\cdot\frac{I_E}{C_{TE}},\quad \left(\text{ただし，}\quad r_e=\frac{kT}{qI_E}\right) \quad \cdots\cdots(11)$$

ここに，q：電　荷　k：ボルツマン定数
T：絶対温度　I_E：エミッタ電流

（11）式の f_e と I_E の関係を C_{TE} をパラメータにして図 13 に示した。I_E の高い領域での f_e については問題がないが，I_E が増加すると順方向抵抗 r_e が減少して，（9）式の NF が低下する。したがって，エミッタ接合容量を小さく設計して f_e，すなわち f_T を向上させる必要がある。

二重拡散形トランジスタのベース領域は，P 形不純物を拡散して形成され，その不純物分布はガウス分布であるとする。したが

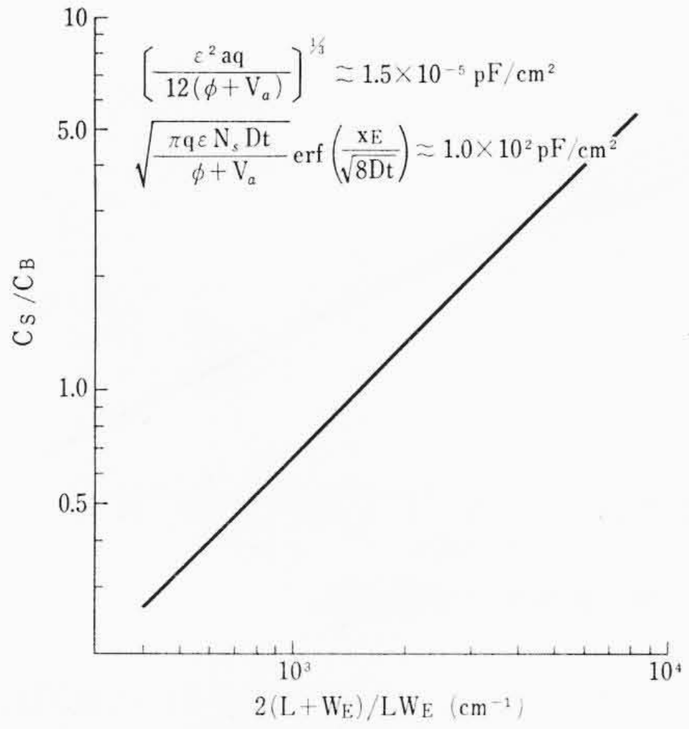


図 14　エミッタ・ストライプ形状と C_S/C_B の関係

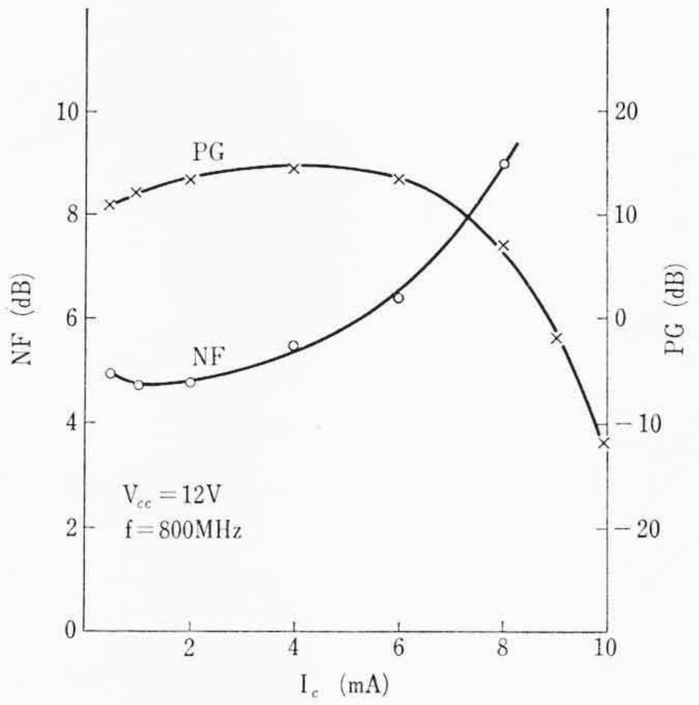


図 15　NF, PG の電流依存性

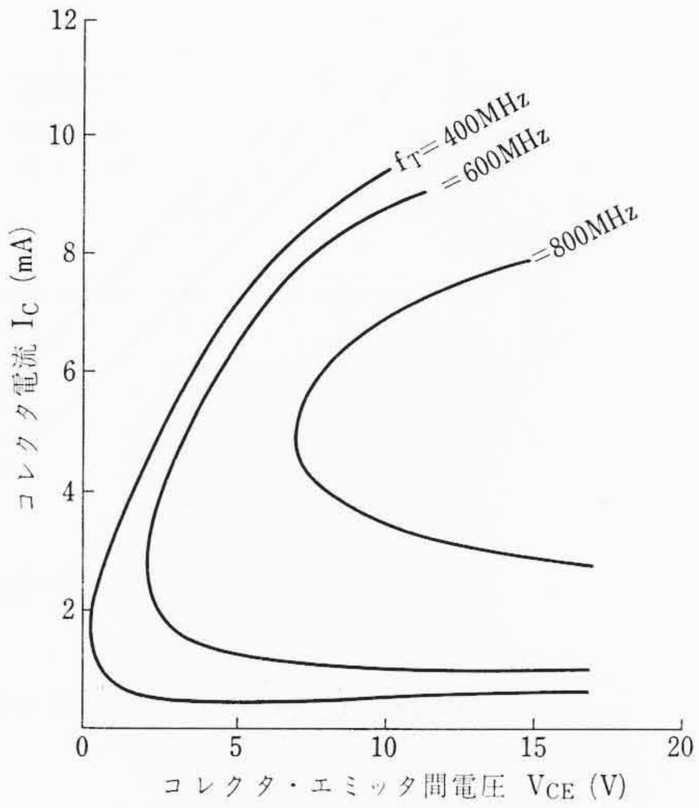


図 16　f_T 等高曲線(2 SC 1117)

表 4　2 SC 1117 の 特 性

(a)　最大定格

項　目	記　号	定　格　値	単 位
コレクタ電流	I_C	20	mA
エミッタ電流	I_E	−20	mA
許容コレクタ損失	P_C	150	mW
接合部温度	T_j	150	℃
保存温度	T_{stg}	−55～+150	℃

(b)　電気的特性

項　目	記　号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタ・ベース破壊電圧	V_{CBO}	I_C=10 μA, I_E=0	35	—	—	V
コレクタしゃ断電流	I_{CBO}	V_{CB}=−15 V, I_E=0	—	—	1	μA
直流電流増幅率	h_{FE}	V_{CE}=10 V, I_C=2 mA	60	150	320	
利得帯域幅積	f_T	V_{CE}=10 V, I_C=2 mA	600	800	—	MHz
コレクタ帰還容量	C_{re}	V_{CB}=10 V, I_E=0, f=1 MHz	—	0.35	0.45	pF
電力利得	PG	V_{CC}=12 V, I_C=2 mA, f=800 MHz	10	13	—	dB
雑音指数	NF	V_{CC}=12 V, I_C=2 mA, f=800 MHz	—	5.0	7.0	dB

って，ベース表面にゆくほど高濃度になり，エミッタ接合側面の容量が無視できなくなる。エミッタ接合側面容量を C_S とすれば，エミッタ接合容量 C_{TE} は C_S とエミッタ接合底部容量 C_B との和として表わされ，次式のような誤差関数で示される[3]。

$$C_{TE}=C_B+C_S=nLW_E\left\{\frac{\varepsilon^2 aq}{12(\phi+V_a)}\right\}^{\frac{1}{3}}+2n(L+W_E)\sqrt{\frac{\pi q\varepsilon N_S Dt}{\phi+V_a}}\,\mathrm{erf}\left(\frac{x_E}{\sqrt{8Dt}}\right) \quad \cdots\cdots(12)$$

ここに，　a：不純物濃度勾配(こうばい)　　ε：基体の誘電率
ϕ：接触電位差　　V_a：印加電圧
N_S：ベース表面濃度　D：拡散係数　t：拡散時間

(12)式の第一項と第二項の比をとれば，C_S と C_B の比とエミッタ周辺長に対するエミッタ面積の割合との関係がわかる。拡散接合が浅く，比較的ベース濃度の高い高周波トランジスタの C_S/C_B と(エミッタ周辺長)/(エミッタ面積)の関係を示したのが図 14 である。高周波トランジスタのような微細電極構造では，図 14 の横軸の値がおよそ 2×10^3 cm^{-1} 以上になるので C_S と C_B の比が 1 より大きな値をとる。電極構造を微細化するに従って C_S は C_B よりも大きくなり，C_{TE} は C_S が支配的となる。したがって，高周波特性改善のため微細電極構造にする場合，ベース表面濃度 N_S を必要以上に上げないようにして，エミッタ接合深さを浅くするような設計が必要である。

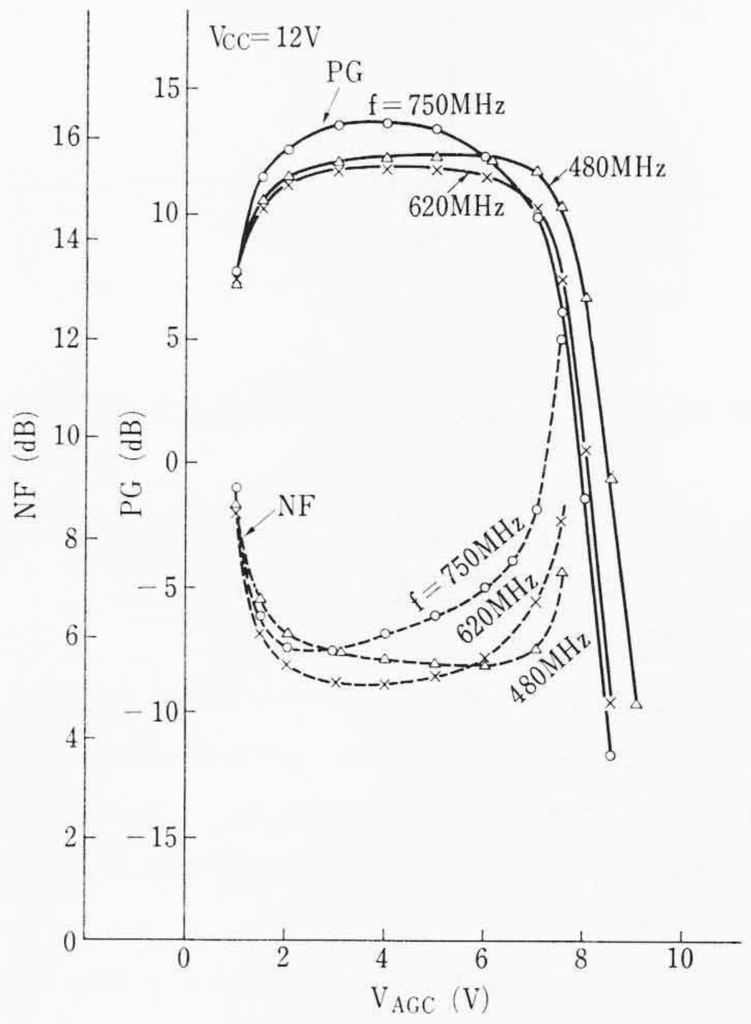


図 17　RF 付 UHF チューナ実装における NF, PG (2 SC 1117)

3.1.3　電気的特性と実装結果

表 4 は，2SC1117 の電気的特性を，図 15 は電力利得および雑音指数のコレクタ電流依存性を示したものである。コレクタ電流が 2 mA 付近で電力利得が最大に，雑音指数が最小になっている。低電流で雑音指数が増加しているのは，エミッタしゃ断周波数に伴う f_T の低下と，電流増幅率の低下によるものである。また，高電流で雑音指数が増加しているのは，f_T の低下とエミッタ順方向抵抗の低下によるものと考えられる。電力利得についても，雑音指数と同様に考えられる。図 16 は，コレクタ電流とコレクタ・エミッタ電圧による f_T の特性を等高曲線で表わしたものである。UHF テレビチューナのなかには，Foward AGC をかけることもあるので，ある電流値以上で f_T を積極的に低下させる必要がある。したがって図 16 に示したように，高電流領域で f_T は急しゅんに低下している。図 17 は高周波増幅付き，UHF テレビチューナに実装したときの雑音指数，電力利得を AGC 電圧について示

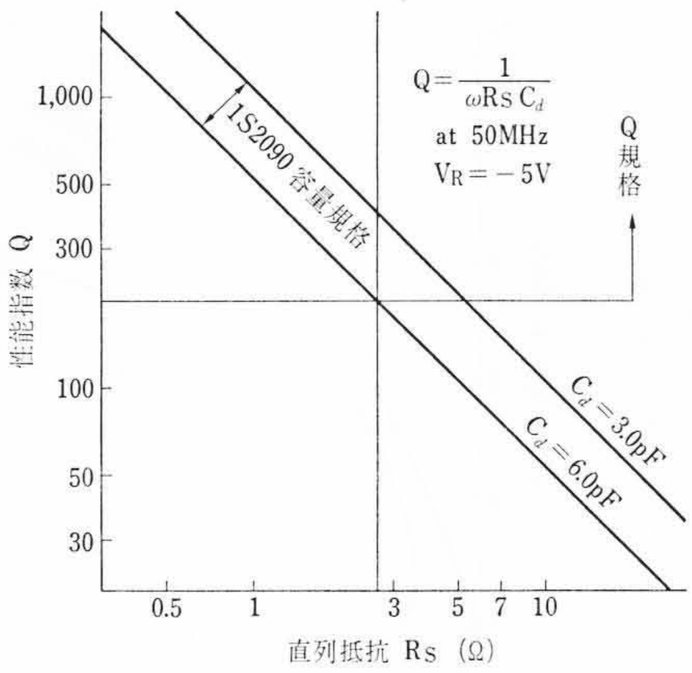


図 18　直列抵抗と性能指数の相関

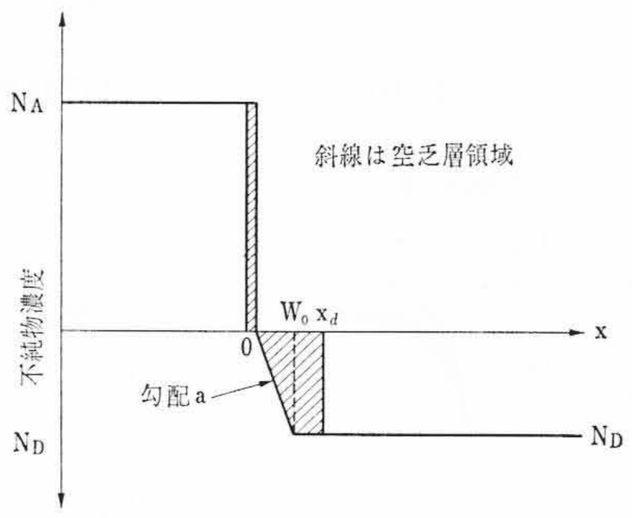


図 19　Abrupt 拡散接合の不純物濃度分布モデル

したものである。両特性とも良好な結果を得ることができた。

3.2　チューナ AFC 用可変容量ダイオードの開発

3.2.1　所　要　特　性

TV の UHF あるいは VHF チューナの AFC に使われる可変容量ダイオードは従来のものに比べ，一けた以上高い性能指数 Q が要求される。Q は 200 以上が目標である。また，高周波のためダイオード容量を押え，かつ，大きな容量変化率が必要である。容量変化率の目標を −1/3 とした。さらに，インダクタンス成分を極力小さくするため，従来の D0-7 容器より小形な DHD 容器に封入する必要がある。

3.2.2　基　本　設　計

UHF あるいは VHF チューナの AFC 用ダイオードとして主要な特性は，性能指数 Q および容量変化率 n である。よって，この2項目にしぼって報告する。

高周波においては，ダイオードの直列等価回路は直列抵抗 R_S と直列容量 C_d との直列結合で表わされるから，ダイオードの性能指数 Q は次の(13)式で表わされる。

$$Q=\frac{1}{wR_SC_d} \quad \cdots\cdots(13)$$

ここで，　$R_S=R_{S1}+R_{C1}+R_{C2}+R_{C3}$ ……(14)

R_{S1}：　S_i 結晶のバルク抵抗

R_{C1}：　S_i 結晶とアノード電極の接触抵抗

R_{C2}：　カソード電極とリードとの接触抵抗

R_{C3}：　アノード電極とリードとの接触抵抗

$C_d=C_j+C_{MOS}+C_{case}$ ……(15)

C_j：　接　合　容　量

C_{MOS}：　ペレットの MOS 容量

C_{case}：　ケースの浮遊容量

Q を高めるためには，(13)式において $C_d \cdot R_S$ の積を小さく押えれば良いがダイオード容量 C_d は，規格で上，下が押えられているため選択の余地がほとんどない。よって Q を高めるには直列抵抗 R_S を小さくすることが効果的である。性能指数 Q と直列抵抗 R_S との関係を，ダイオード容量 C_d をパラメータとして表わすと図18のようになる。これよりわかるように，直列抵抗 R_S は 2.65Ω 以下に押えなければならない。直列抵抗 R_S を押えるためには，(14)式において，R_{S1} の結晶の比抵抗，厚さをきびしく押え，さらに R_{C1}, R_{C2}, R_{C3} の接触抵抗を押えるために良いオーミック接触を得るような電極材料および電極構造が必要である。

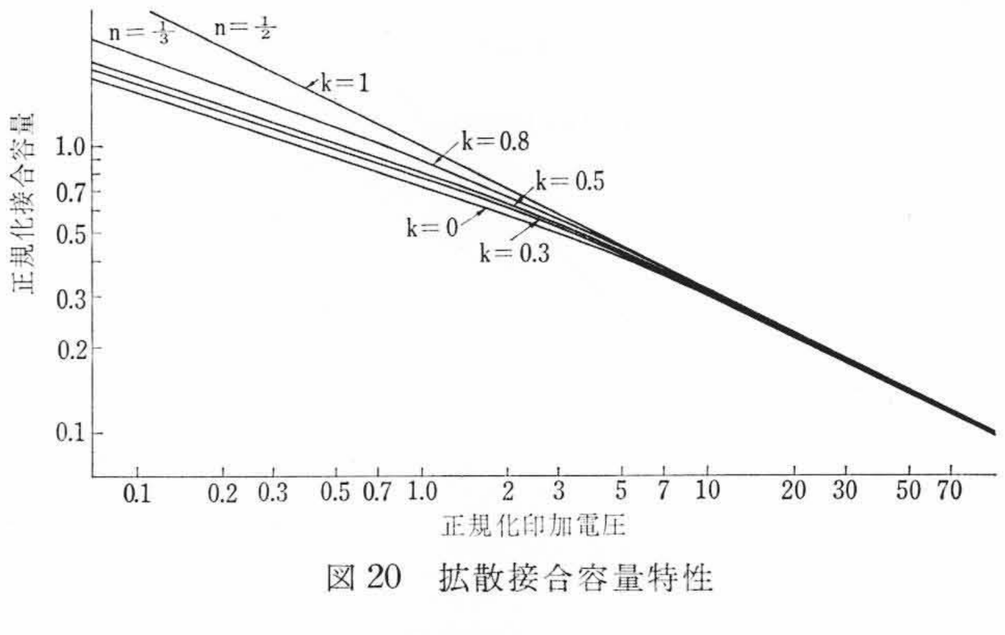


図 20　拡散接合容量特性

次に容量変化率 n_1 は(16)式で示される。

$$n_1=\frac{C_j(2V)+C_{MOS}+C_{case}}{C_j(5V)+C_{MOS}+C_{case}} \quad \cdots\cdots(16)$$

よって，(16)式の比を高めるためには，$C_{MOS}+C_{case}$ は浮遊容量分で電圧依存性がないから，接合容量 $C_j(V)$ の変化率を高める必要がある。ここで，拡散接合における容量特性について考察する。いま，急しゅんな拡散接合の不純物濃度分布を図19のように仮定すると，ポアソンの方程式は次のようになる。

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}=-\frac{q}{\kappa\varepsilon_0}ax \qquad 0<x\leq w_0 \quad \cdots\cdots(17)$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}=-\frac{q}{\kappa\varepsilon_0}N_D \qquad w_0<x\leq x_d \quad \cdots\cdots(18)$$

ここで，　q：　電子の電荷量　　a：　不純物濃度勾配

ε_0：　真空の誘電率　　N_A：　p 形不純物濃度

κ：　S_i の比誘電率　　N_D：　N 形不純物濃度

x_d：　印加電圧 V 時の空乏層の広がり

ここで，$N_A \gg N_D$ とし，p 形への空乏層の広がりが x_d に比較して無視できるものとする。(16)式は一般の傾斜形接合であり，容量特性は(19)式のようになり，容量変化率は −1/3 となる。

$$C \backsim V^{-\frac{1}{3}} \qquad 0<x\leq w_0 \quad \cdots\cdots(19)$$

また，(18)式を解けば(20)式となる。

$$C=\{v-(K-1)\}^{-\frac{1}{2}} \qquad w_0<x\leq x_d \quad \cdots\cdots(20)$$

ここで　$K=\frac{2qaW_0}{3\kappa\varepsilon_0 N_D}$ ……(21)

$$C=\frac{C_d}{\kappa\varepsilon_0 W_D} \quad \cdots\cdots(22)$$

$$v=\frac{V}{\frac{qN_DW_0^2}{2\kappa\varepsilon_0}} \quad \cdots\cdots(23)$$

C_d：　印加電圧 V 時の接合容量

拡散接合の容量特性の計算値を示すと図20のようになる。これからわかるように，容量変化率は印加電圧が増すとともに −1/3 から −1/2 と漸近してゆく。また，−1/2 の勾配への近づき方は，パラメータ K によって決まる。拡散接合の場合，$K<1$ であり，K が1に近づくほど容量変化率の −1/2 への近づき方が速

表5　1S2090 の特性

（a）最大定格

項目	記号	最大定格値	単位
逆方向電圧	V_R	−20	V
動作温度	T_{OP}	−10～85	℃
保存温度	T_{stg}	−55～150	℃

（b）電気的特性

特性項目	記号	測定条件	規格 MIN	TYP	MAX	単位
逆方向電圧	${}_BV_R$	$I_R=-5\,\mu A$	20			V
逆方向電流	I_R	$V_R=-15$ V			100	nA
ダイオード容量	C_d	$V_R=-5$ V　$f=1$ MHz	3.0	4.5	6.0	pF
容量変化率	n_1	$\frac{C_d\ (\text{at}\ V_R=-2\,\text{V})}{C_d\ (\text{at}\ V_R=-5\,\text{V})}$ $f=1$ MHz	1.30	1.37	1.45	
	n_2	$\frac{C_d\ (\text{at}\ V_R=-10\,\text{V})}{C_d\ (\text{at}\ V_R=-5\,\text{V})}$ $f=1$ MHz	0.70	0.77	0.85	
性能指数	Q	$V_R=-5$ V　$f=50$ MHz	200	300		

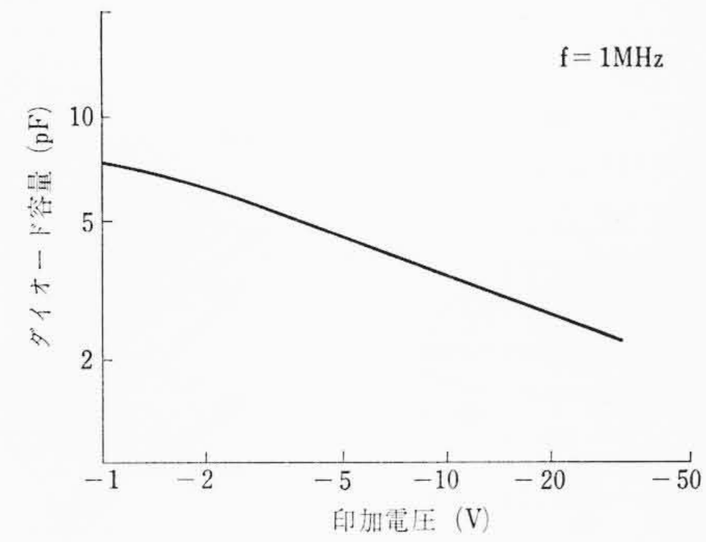


図21　ダイオード容量特性

い。よって，拡散接合の容量変化率を増すには(21)式により，N_D を小さく押え，aW_0 を大きくとることが効果的である。

3.2.3 電気的特性

表5に1S2090の特性を，図21に容量特性曲線を示す。この容量変化率は，ほぼ−1/3であり，目標特性に達している。またこれは，浮遊容量を差し引いた接合容量の変化率でみると，ほぼ−1/2.5であり，急しゅんな拡散接合ができていることを示している。

3.2.4 チューナ実装結果

テレビのチューナの AFC の目的は，発振回路の誤調整を正しくすること，および周波数偏移に対して周波数を一定に保つという点にある。AFC の動作は，チューナの局部発振器の発振周波数が変動すると，発振器の正しい共振周波数に再び周調するまで，AFC 用の可変容量ダイオードの容量が変化するものである。そこで，AFC 用ダイオードの目安としてチューナに実装し，ダイオードの印加電圧に対する発振周波数の変化量を AFC 感度としてとるのが便利である。よって AFC 感度がよく，局発の発振周波数が変わっても，AFC 感度の低下がないことが望ましい。図22は，1S2090 の UHF チューナへの実装例を示したもので，$V_{cc}=11.5$ V の場合の AFC 感度を周波数をパラメータとして表わしている。AFC 動作をするために，ダイオードへの印加電圧 −5V を中心に −2 V および −10 V に変化させた場合の周波数変動が，600 kHz 以上あることが望ましい。図22からわかるように，1S2090 では上記条件を満たし，じゅうぶんな AFC 感度を得ている。

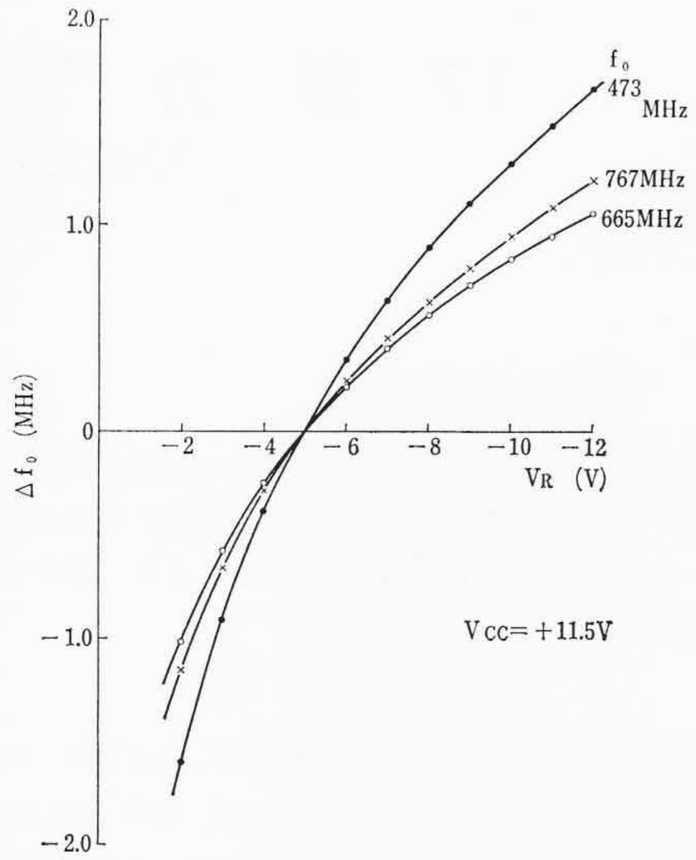


図22　チューナ AFC 感度実装例

4. 結　言

カラーTV水平，垂直偏向用トランジスタ 2SC937，2SC936 および低雑音 UHF 増幅用トランジスタ 2SC1117，AFC用可変容量ダイオード 1S2090 の開発につき報告した。

特に，水平偏向用 2SC937 および 2SC936 の開発により，従来きわめて困難であったカラーテレビの全半導体化が可能となった。これらトランジスタを使用した全半導体化カラーテレビは，13形として CH-300PU，15形として CF-590TU，17形として CS-270TU，19形としてコンソール形 CN-710CU，コンソレット形 CN-610SU の名称ですでに商品化されている。

最後に，本開発に関し種々ご指導ご協力を賜わった日立製作所横浜工場，家電研究所，日立研究所の関係各位に深甚の謝意を表する次第である。

参考文献

（1）沿口：テレビジョン学会誌 Vol. 15, No. 7
（2）E. G. Nielson: Proc. IRE, 45, 957 (Jul. 1957)
（3）H. Lawrence: Proc. IRE, 54, 86 (Jan. 1966)