

UHF チューナ用トランジスタの開発

Development of Transistor for UHF Tuner

富永 四志夫*
Yoshio Tominaga

小久 俊彦*
Toshihiko Kohisa

佐藤 允也*
Mitsuya Satō

保坂 雄*
Takeshi Hosaka

上妻 冲**
Noboru Kōzuma

内 容 梗 概

UHF 帯を使用するテレビ放送の普及に伴いトランジスタ式チューナの需要が増大している。ここでは UHF チューナの局部発振回路に使用されるトランジスタの開発について報告する。発振周波数 400~1,000 Mc/s の範囲で発振出力が大きくかつ安定に動作し外部からの障害、電源電圧の変動、周囲温度の上昇などによっても発振周波数の変動が少なくなることを目的とした。不安定動作の原因とトランジスタ定数との関係を究明し、不安定要素となる項目に対しては重点的に最適条件を見つけて素子設計の中に織込んだ。その結果所要周波数で安定に動作し、発振周波数漂動も少ないトランジスタ 2SC 313 が開発された。

1. 緒 言

UHF 帯のテレビ放送は、最近急速に開発が促進され、アメリカにおいては法令的背景の下に強力に拡大している。わが国においても難視地域の解消を目的として、漸次 UHF 放送によるサービス地域の拡大が企てられている。このような情勢から UHF チューナ用トランジスタの有益性が認識され、開発も急務となった。日立製作所では昭和 38 年から開発に着手し、最近特性上の問題も解決し、量産体勢にはいった。これらは 2SC313 として市場に販売されている。

UHF チューナ用トランジスタとして要求される特性は、UHF 帯のトランジスタとして必要な Figure of Merit の向上はもちろんのこと、微小電極を作る技術、1 ミクロン以下のベース幅を制御する拡散技術、安定なプレーナ技術など製造技術の開発が初期の大きな問題であった。UHF 帯のトランジスタとして特性が得られた後、チューナ局発用としての特殊な問題の解決が要求された。それらは大別して、異状発振現象の解消、電源電圧変動による発振周波数漂動の減少、周囲温度変動による発振周波数漂動の減少、発振出力の向上などである。

代表的な UHF チューナの回路例としてアメリカチャンネルの周波数帯で用いられるダイオードミキサ方式を考える。第 7 図(a)のように複同調プリセレクトラ、シリコン点接触形ミキサダイオード 1S 750、および 2SC313 使用の発振回路より成る。発振器に要求される性能としては以下の項目が満足されねばならない。

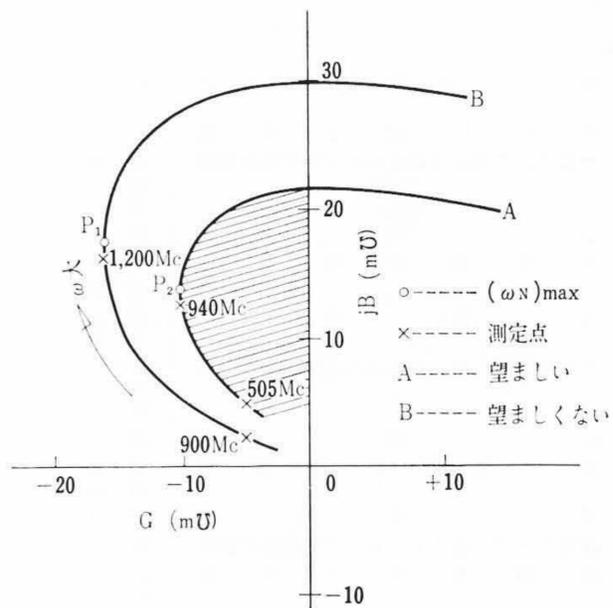
- (1) 発振周波数範囲が 517~931 Mc まで連続可変可能のこと。
- (2) ミキサへの注入電流として(以後これをダイオード整流電流と称する)、1~3 mA が供給可能のこと。この値は変換損失、雑音指数が低い動作領域である。
- (3) 電源電圧が ±10% 変動したとき、発振周波数変動は ±250 kc 以下であること。
- (4) 周囲温度が +35°C 上昇したとき、発振周波数変動は +250 kc/s~ -600 kc/s とする。

以下これらの現象の解明とその対策を説明し、このトランジスタを使用した回路を検討する。

2. 異状発振現象

発振器の電源を投入し、正常な発振周波数で動作している回路に外部から妨害が与えられた場合、妨害を除いても正常発振周波数に

* 日立製作所武蔵工場
** 日立製作所中央研究所



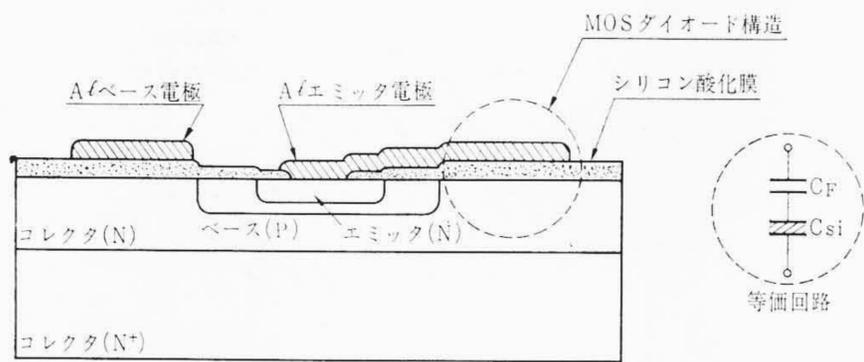
第 1 図 出力アドミッタンスの周波数特性

回復せずに、発振が起こらないか、あるいは他の異状な発振周波数に移動することがある。チューナ動作中にこの現象が起こることは好ましくない。一例として異状発振周波数へ移動するトランジスタと移動しないトランジスタの出力アドミッタンスを測定すると第 1 図のようになり、出力コンダクタンス $|G_N|$ が最大となる周波数が大きく影響していることが判明した。B 特性のトランジスタでは、ショックによりトランジスタのリード線のインダクタンスや容量によって、より高周波に同調する共振回路が形成され、しかも B 特性では、1,200 Mc/s の負コンダクタンスが大きいため、ショックが除かれても初めの 900 Mc/s に戻らなくなると解釈される。事実発振周波数分布を測定すると、1,200 Mc/s における発振勢力が他の周波数に対して 10 倍以上であり、明らかに発振周波数の移動が起こっている。

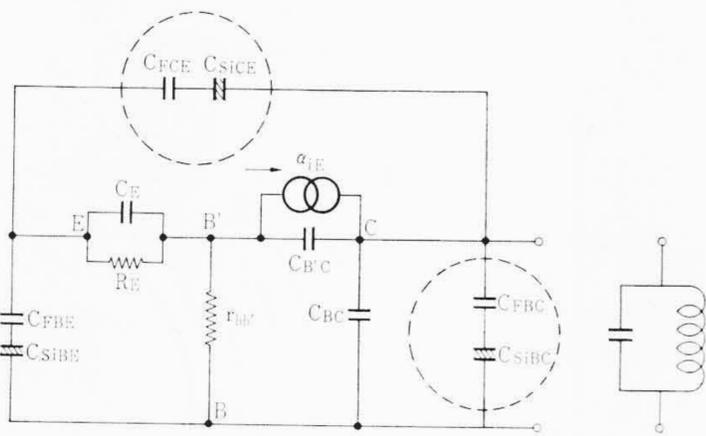
超高周波コルピッツ発振回路の出力アドミッタンスを等価回路から計算し、負コンダクタンスが最大となる第 1 図の P 点の角周波数を $(\omega_N)_{max}$ としてこれを求めると

$$(\omega_N)_{max} \approx \left\{ \frac{\omega_T}{r_{bb'} \left\{ C_c + C_f + C_e \left(1 + \frac{C_c}{C_f} \right) \right\} \times \left\{ 1 - \frac{C_c}{C_c + C_f} \left(\frac{\omega_T L_B}{r_{bb'}} \right) \right\}} \right\}^{1/2} \quad (1)$$

ここに $r_{bb'}$ はベース抵抗、 C_c C_f C_e はそれぞれコレクタ容量、コレクタ・エミッタ容量、エミッタ容量、 L_B はベースリードのインダクタンス、 ω_T は特性遮断角周波数である。

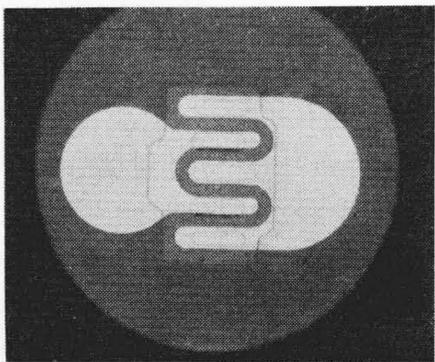


(a) ペレット断面膜形図



(b) MOS構造を考慮した等価回路

第2図 ペレット断面と等価回路

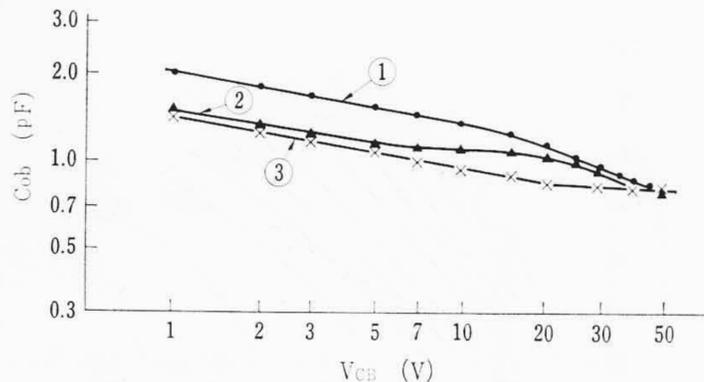


第3図 2SC313電極形状(×150)

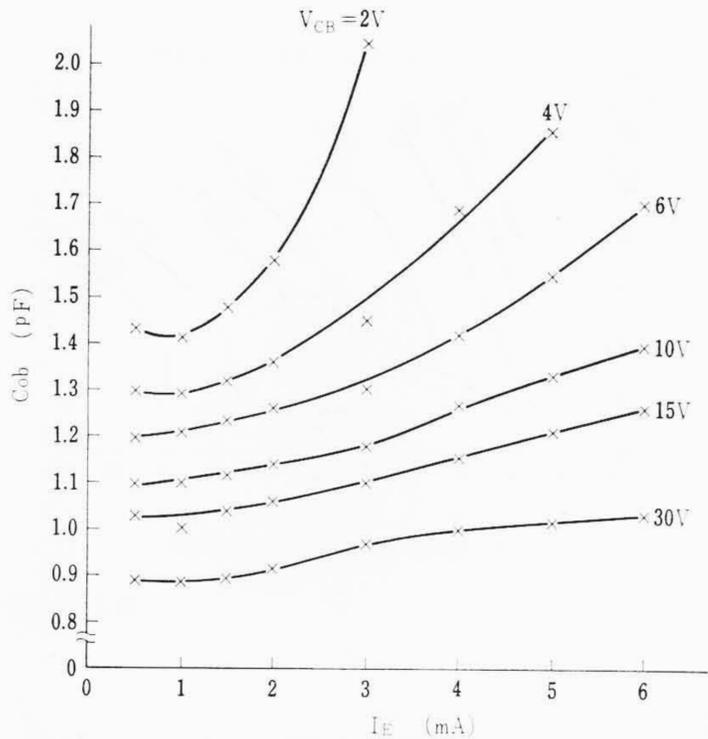
第1図のA特性とすることによって、目的とする周波数範囲で安定に動作させるためには(1)式に示された ω_T , $r_{bb'}$, 容量などを適当に設定し, $(\omega_N)_{max}$ を 900 Mc/s に一致することが重要となる。 ω_T 特性遮断周波数を高くすると, $r_{bb'}$ も増加するが影響は小さく $(\omega_N)_{max}$ は高周波に移行しやすい。また, 第2図(a)にみるように電極の一部分が MOS 形ダイオード構造を有し, 容量性を示しているため, エミッタ電極部分の容量がトランジスタ内部の帰還容量 C_f として分布することから, (1)式の $(\omega_N)_{max}$ が適当な値になるように C_f を選定することが必要である。またエミッタを2本として発振出力を増すような形状とした(第3図参照)。

3. 電源変動による発振周波数漂動

定格電源電圧に対し $\pm 10\%$ の変動があるとき, 使用周波数帯域内で ± 250 kc/s 以内の許容漂動範囲にはいなければならない。発振回路の印加電源をエミッタ側とコレクタ側に分離して, 2電源とし, 発振周波数が一定となる電圧 V_{CB} と電流 I_C との関係を求めると第5図の特性を示す。一方, 使用状態では1電源であるから, 回路の抵抗やトランジスタの定数で決まる直流的な $V_{CB}-I_C$ の関係として動作負荷特性曲線が求まる。そこで電源電圧が変動によりトランジスタに印加される電圧が変動し, したがってコレクタ電流 I_C も変動した場合に第5図(a)(b)の DC 負荷曲線と発振周波数一定の特性曲線とが一致すれば, 原理的に, 電源電圧変動による発振周波数の漂動はないことになる。この原理を用いて発振周波数漂動の小さい回路の設計が可能となる。しかし, 同一周波数, 同一回路で



(a) Cobの電圧依存特性



(b) Cobの電流依存特性

第4図 Cobの電圧・電流依存特性

測定しても第5図(c)(d)に示すように $V_{CB}-I_C$ のこう配が異なるトランジスタがあり, (d)特性のトランジスタは, 回路設計が困難であるばかりでなく, (c)特性に合わせて回路を設計してあるところへ(d)特性のトランジスタをそう入すると周波数漂動は大きくなる。またこれらの互換性を良くすること以外にも, 目的とする特性を得るためにも, 自由にこう配を変える必要が起こる。電源電圧が変動したとき, コレクタ接合容量は第4図(a)のように電圧依存性を示し, 電圧の上昇によって容量は減少し発振周波数は増加する。一方第5図の2電源特性からもわかることであるが, 電流の増加によって発振周波数は減少する。これが容量の増加によるものであることを示すために第4図(b)に容量の電流依存性を示した。これら容量の変化は, コレクタ接合によるものであることに注目し, コレクタ接合容量の電流・電圧依存性を検討する。コレクタ接合容量は, 参考文献(1)より

$$C_c = \frac{\epsilon A_c}{x_{mo}} \left\{ \frac{1 - \frac{J_c}{J_1}}{1 - \frac{J_c}{J_2}} \right\}^{1/2} \dots \dots \dots (2)$$

ただし

$$x_{mo} = \left\{ \frac{2\epsilon(-V_{CB} + V_0)}{qN} \right\}^{1/2} \dots \dots \dots (3)$$

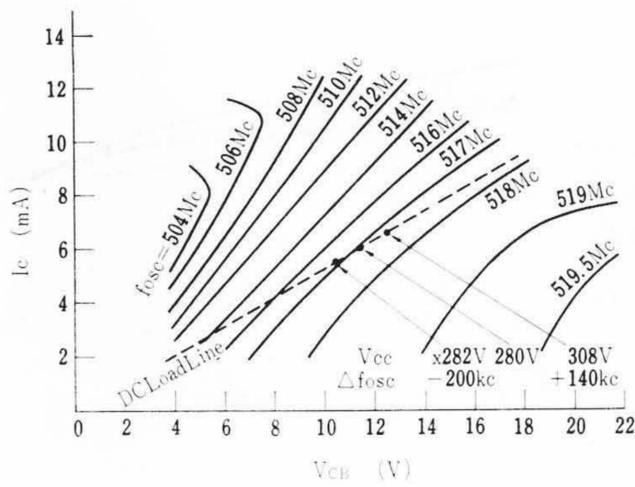
J_1, J_2 一定, J_c コレクタ電流密度

となる。

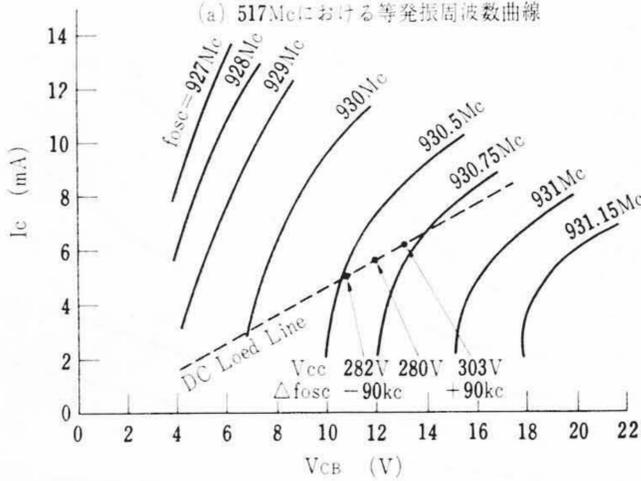
これらの関係から, 発振周波数が一定となる条件を求めると,

$$(-V_{CB} + V_0) = \left(r_c - \frac{K}{J_1} \right) I_C + K \dots \dots \dots (4)$$

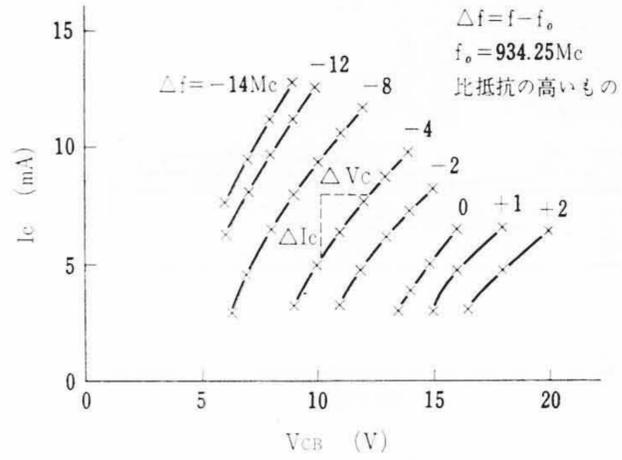
ここで $K/J_1 = f_{osc}^4 \cdot 2\pi^2 L \epsilon A_c^2 / v_{sc \lim}$



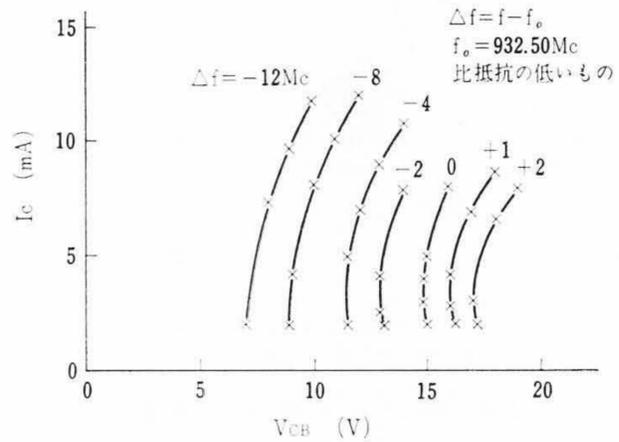
(a) 517Mcにおける等発振周波数曲線



(b) 931Mcにおける等発振周波数曲線



(c) Δf/ΔVccを小さくする回路設計の容易な特性



(d) Δf/ΔVccを小さくする回路設計の困難な特性

第5図 各種2電源特性

となる。

すなわち、(4)式からわかることは、第5図の発振周波数一定を示す特性曲線のこう配はおもにコレクタ直列抵抗 r_c によって決定づけられているということである。コレクタ直列抵抗はエピタキシャル形トランジスタの場合、その比抵抗と厚さによって決まるから、厚さを一定にして、比抵抗の高いものと低いものとの2種類につき試作した。その結果第5図(c)(d)に示すように、比抵抗の高いものが r_c の増加をきたし、こう配も小さくなった。以上の解析は低周波小信号の測定結果をもとにしているため、発振動作のような大信号高周波の場合にはこれらの特性曲線からわずかにはずれる。この原因として、自己バイアスによる動作点の移動、実効電流増幅率の低下、実効容量の増加などが考えられる。これらの影響は比較的小さく、回路調整によって最適条件を選ぶことができる。これらの詳細説明は後述の回路検討に述べる。

4. 周囲温度変動による発振周波数漂動

周囲温度の上昇に伴い、発振周波数は一般に低下する。この周波数低下は、共振回路に並列にそう入した温度補償用コンデンサ容量によってある程度小さくしている。しかし、トランジスタ自身の温度依存性を小さくすることが広帯域にわたって温度による周波数漂動を小さくすることになる。

温度の変動により発振周波数が影響を受けるが、これには大別して二つの理由が考えられる。第1は、発振回路に使用されている共振器などの受動素子の温度特性によるものである。第2は能動素子としてのトランジスタパラメータの温度による影響が考えられる。前者の影響はたかだか5 kc/°C程度であるのに対し、後者は20 kc/°C程度であり、トランジスタの温度特性が数倍の影響を及ぼす。後者はさらに二つに分けられて、直流動作点が移動するため発振周波数が低下するものと、高周波パラメータの温度変動とがある。第1番目の動作点の移動は、トランジスタのコレクタ電流が温度上昇とともに増加し、そう入された直列抵抗により、 V_{cb} も低下するた

め、2電源特性からわかるように発振周波数の低下する方向へ動作点が移動する。温度を変えて2電源特性を測定しておき、実動チューナの温度を変えた場合の電流電圧変化を読み取り、動作点変動による発振周波数の変動を計算すると約10 kc/°Cとなる。また、一方、第2番目の発振周波数に影響するトランジスタパラメータの温度依存は、遮断周波数 f_T 、接合容量 C_c 、酸化膜容量 C_{MOS} その他が考えられる。発振動作中は高電流レベルであり、このときの電流増幅率はコレクタ空乏層中を走行する少数担体速度の温度特性が主となる。シリコントランジスタでは、

$$\frac{\partial |hfe|}{hfe} / \partial T = -1.5 \times 10^{-3} \dots \dots \dots (5)$$

また接合容量の変化は、

$$\frac{\partial C_E}{C_E} / \partial T = -1.1 \times 10^{-3} \dots \dots \dots (6)$$

$$\frac{\partial C_c}{C_c} / \partial T \approx 10^{-4} \dots \dots \dots (7)$$

である(参考文献(3))。

このうち、温度依存性を小さくするため、エミッタ容量は、ベースエミッタ接合を深くするなどの対策をとった。このほか従来のトランジスタではあまり考慮の必要がなかった部分の温度依存性にも注意を払った。

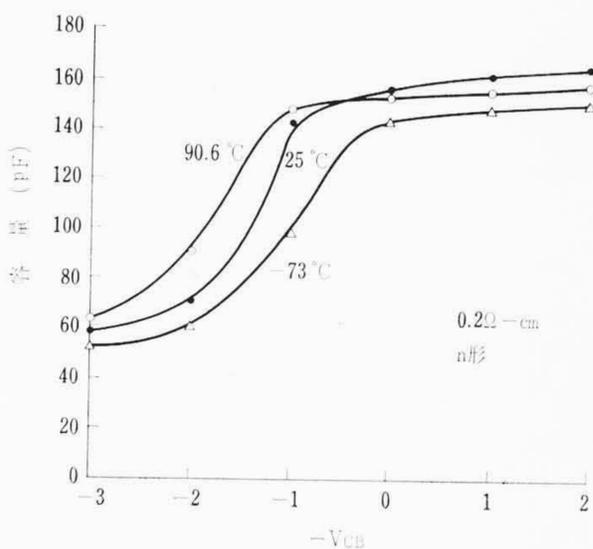
R. Lindner氏(参考文献(2))によるとMOS形構造を有するダイオードの容量は温度依存性を示し、n形結晶にシリコン酸化膜を成長させた場合は、負電圧の増加につれて容量が減少する。第6図(a)において容量の最も小さくなった値を C_{min} とすると理論的に、

$$C_{min} = \frac{\epsilon_{si} \lambda}{L} \frac{-1}{-y_1} \frac{(-y_1 - 1)^{1/2}}{-y_1}$$

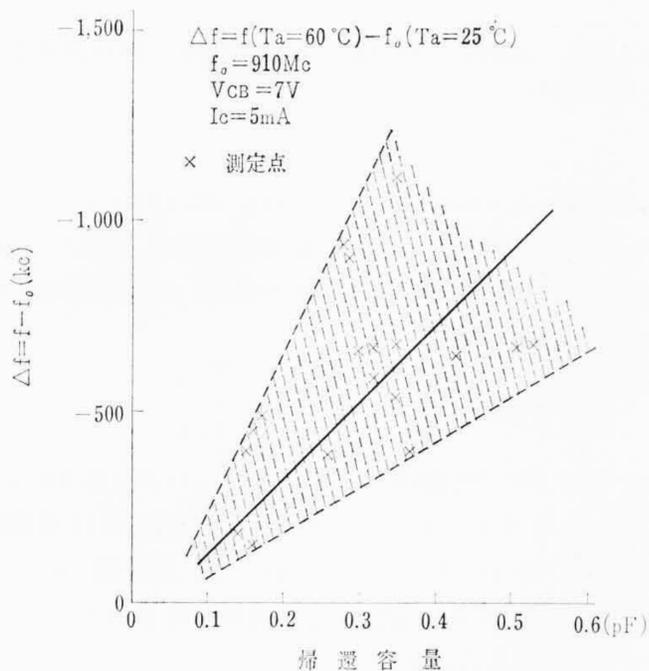
となる。ここに、

$$L = \left\{ \frac{K}{2\pi q n_i \beta} \right\}^{1/2}, \quad -y_1 - 1 = e^{y_1 \lambda^2}, \quad \lambda = \frac{n_i}{n_0}$$

温度 T による変化率は、



第6図(a) MOS形ダイオードの温度特性 (R. Lindner 氏)



第6図(b) 帰還容量と発信周波数漂動

$$\frac{\partial C_{\min}}{C_{\min}} / \partial T = \frac{1}{T} \left(1 + \frac{Eg}{kT} \right)$$

となる。

5. 回路的検討

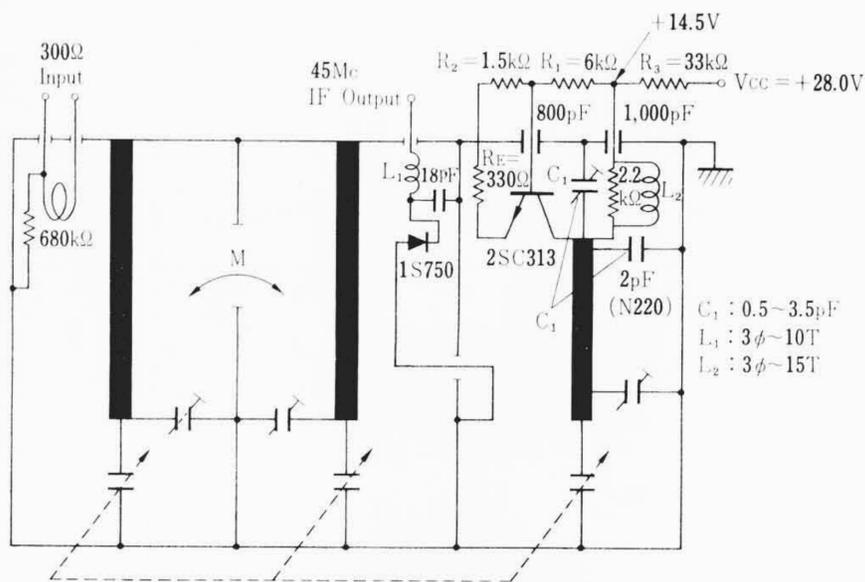
5.1 発振周波数

UHF 帯でのベース接地コルピッツ発振器では帰還容量 C_f , ベースエミッタ間容量 C_E としてトランジスタ素子, 電極間などの内部寄生容量を利用するから外部に接続されるのはインダクタンス L のみである。 L としては分布定数線路が普通使われる。両端が容量で終端されたものは $\lambda/2$ 形, 一端が短絡されているものが $\lambda/4$ 形と呼ばれるが, 後者は高い周波数領域で電源電圧に対する周波数安定度が悪い欠点がある。それゆえ $\lambda/2$ 形を考える。周知のように第7図(b)の $\lambda/2$ 回路では特性インピーダンス Z_0 , 線路長 l , 波長 λ , トランジスタ側容量 C_T に対しバリコン容量 C_B は

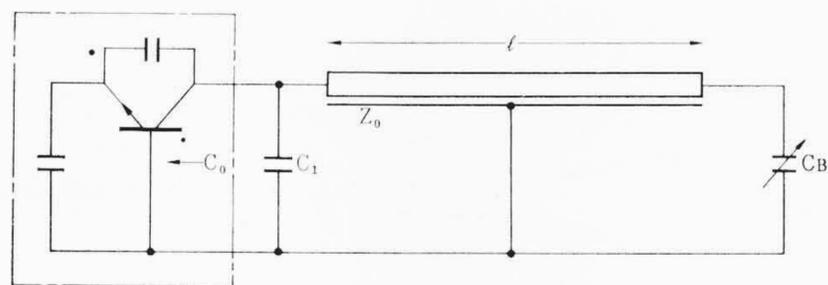
$$C_B \cdot Z_0 = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{1 + \frac{1}{\omega C_T Z_0} \tan \frac{2\pi l}{\lambda}}{-\frac{1}{\omega C_T Z_0} + \tan \frac{2\pi l}{\lambda}} \dots (8)$$

ここに C_T はトランジスタの出力容量 C_o と外部容量 C_1 を加えたものである。 C_o はトランジスタの出力アドミタンス h_o から求められる。ベース・エミッタ間の外部インピーダンスを無限大と仮定すると発振停止時には y パラメータから

$$h_o = y_{22b} - \frac{y_{12b} \cdot y_{21b}}{y_{11b}} \dots (9)$$

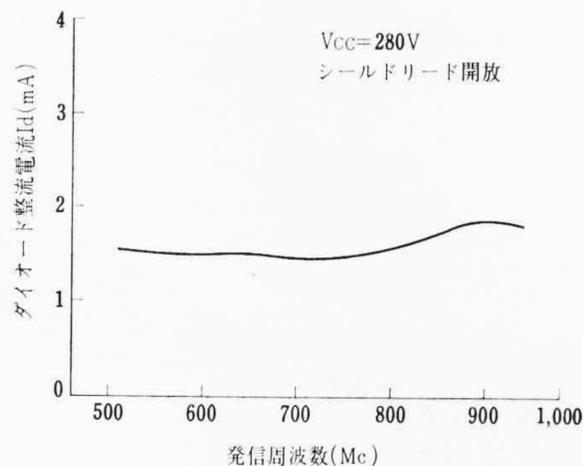


(a) UHFチューナ回路例(470-890Mc)



(b) $\lambda/2$ 共振線路

第7図 回路例

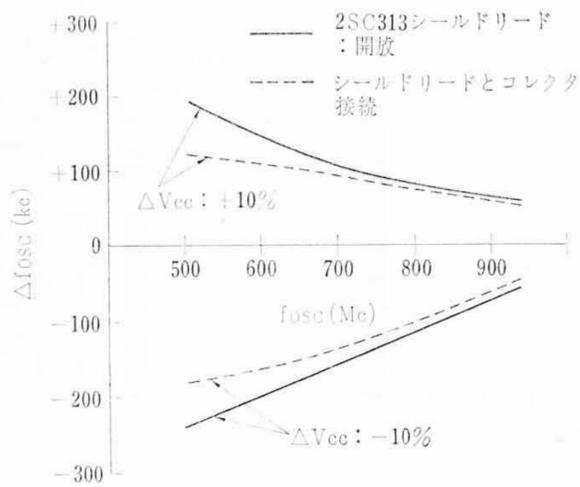


第8図 ダイオード整流電流の周波数特性

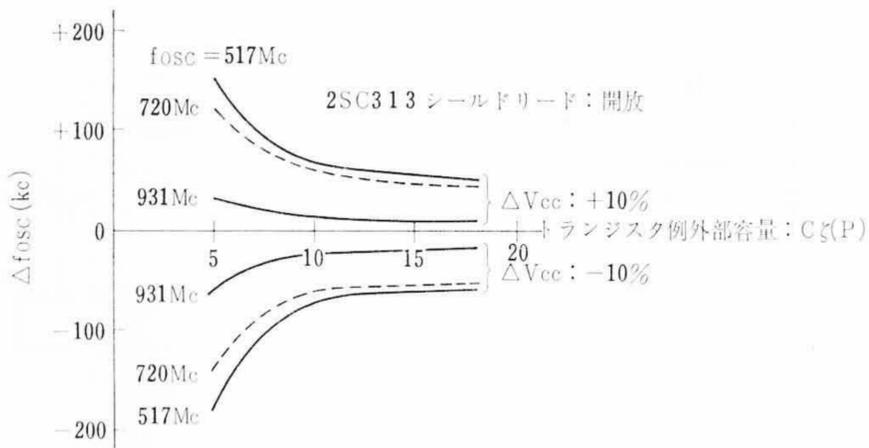
で与えられるし, あるいは実際に測定することも可能である。 $V_{CB} = 11.5V$, $I_c = 6mA$ のとき 2SC313 では, 505 Mc で $h_o = -5 + j5$ (m \bar{u}), 940 Mc では, $h_o = -10 + j12.5$ (m \bar{u}) が得られた。これから C_o は 505 Mc では, 1.6 pF, 940 Mc では 2.1 pF となる。発振状態の C_o はコレクタ容量 C_c の非直線性のために発振停止時より増す。 C_c がコレクタ電圧の $-1/3$ 乗に比例するとすると

$$C_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} C_c d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \cdot C_{c0} \times \int_0^{2\pi} \frac{d(\omega t)}{\left\{ 1 + \frac{v_P}{V_{CB}} \sin \omega t \right\}^{1/3}} \cong C_{c0} \left\{ 1 + \frac{1}{9} \left(\frac{v_P}{V_{CB}} \right)^2 \right\} \dots (10)$$

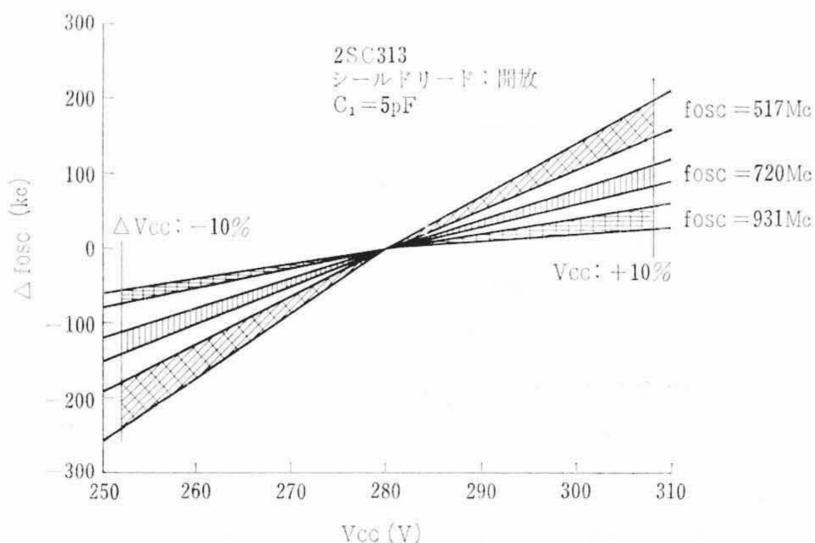
ここに C_{c0} はコレクタバイアス電圧 V_{CB} のときの静的出力容量, v_P は発振電圧のピーク値である。いま仮に発振の振幅がバイアス電圧 V_{CB} の 80% まで振れているとすると発振時の出力容量は停止時より 7% 増加する。しかしこれは普通半固定のトリマ容量により調整可能である。一例として $C_T = 7pF$, $l = 4.5cm$, $Z_0 = 130\Omega$ とするとバリコン容量 C_B の範囲は 505~940 Mc に対し 1.5~18 pF となる。第8図はこの場合のダイオード整流電流の周波数特性を示し



(a) 発振周波数の対電源電圧安定度及び帰還容量の影響



(b) 発振周波数の対電源電圧安定度及びC₁の影響



(c) 電源電圧変動による発振周波数安定度のバラツキ

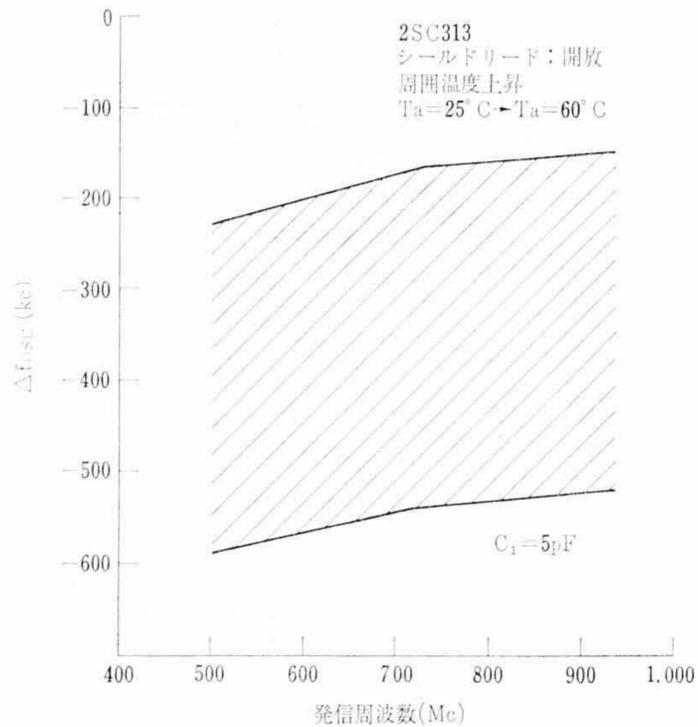
第9図 電源電圧による発信周波数漂動

たものである。

5.2 発振周波数の電源電圧安定度

前述のように発振周波数は V_{CB} , I_C により影響をうける。したがって動作点、バイアス回路の定数を決めるにはさきに述べた2電源特性を検討する必要がある。第5図(a), (b)は第7図(a)における $\lambda/2$ 発振回路において V_{CB} , I_C 面上の等発振周波数曲線群を示したものである。トランジスタ側外部容量 C_1 は 5 pF に選んである。

発振周波数の変動を最小にするには電源電圧に対する動作点の軌跡を等周波数曲線に接するようにすればよい。しかし実際には発振停止時のバイアス点は V_{BE} , h_{FE} の値から決められるが、発振時のバイアス点はコレクタ電流の波形ひずみ、飽和抵抗によるコレクタ電流制限、A-B級動作の影響のため自動的に移動するので簡単には決められない。第5図(a)(b)では次の条件に選んでいる。



第10図 +35°Cの周囲温度上昇に対する発信周波数の安定度のバラツキ

$V_{CB}=11.5\text{ V}$, $I_C=6\text{ mA}$, $R_E=330\ \Omega$, $R_1=6\text{ k}\Omega$, $R_2=1.5\text{ k}\Omega$, $R_S=33\text{ k}\Omega$ 等周波数曲線の接線の傾斜の逆数は抵抗の Dimension で表わすことができる。上述の条件の場合、発振停止時には近似的に傾斜の逆数は

$$\frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C} = R_E \cdot \frac{R_1}{R_2} = 1.32\text{ k}\Omega$$

となるが、 517 Mc で発振中には第5図(a)のように $2\text{ k}\Omega$ となり、接線の $1.2\text{ k}\Omega$ より大である。それゆえ発振周波数は電源電圧が上がったとき高いほうにずれることがわかる。第9図(a)に電源電圧が $\pm 10\%$ 変動したときの安定度の周波数特性を、(c)にトランジスタのバラツキによる分布を示す。

発振周波数の電源電圧による変動をさらに小さくするには次のような手段が考えられる。

(i) まず出力容量 C_o の発振周波数におよぼす影響を小さくするために回路をより容量性にする。すなわち C_1/L の比を大きくすればよい。しかしながらあまり C_1 を大きくすると発振出力が減ったり、高周波領域で発振停止を起こすので限度がある。これは負荷コンダクタンスが大きくなったことに相当するためである。第9図(b)はトランジスタ側外部容量 C_1 に対する発振周波数変動を示す。 C_1 を 18 pF にすると $\pm 10\%$ の電源電圧変動に対し $\pm 60\text{ kc}$ 程度にはいることがわかる。

(ii) 第2の方法はコレクタ・エミッタ間の帰還容量 C_f を増すことである。通常の場合発振周波数に及ぼす影響は V_{CB} より I_E のほうが小さい。それゆえ第7図(b)において C_f を増せば C_E の影響がタンク回路の共振周波数に大きな影響を及ぼすようになり I_E の効果が大きくなる。帰還容量を簡単に増すにはシールドリードをコレクタリードに接続すればよい。2SC313ではこれにより約 0.4 pF 帰還容量を増すことができる。これによる周波数安定度の改善の様子を第9図(a)の点線で示す。

5.3 発振周波数の周囲温度上昇に対する安定度

周囲温度が変わった場合の発振周波数変動の原因はトランジスタ素子にもよるほか使用されている回路にもよる。一般には温度上昇により共振回路の中心導体は長くなるし、トランジスタの出力容量も増すから、補償用コンデンサの温度係数は負のものを使用する必要がある。第10図の回路ではトランジスタと並列に 2 pF , N220, のものを使用し、周囲温度が $+35^\circ\text{C}$ 上昇したとき、発振周波数変動のトランジスタによるバラツキを $-100 \sim -600\text{ kc}$ の範囲におさ

第1表 電気的特性 ($T_a=25^\circ\text{C}$)

項目	記号	測定条件	規格			単位
			最小	標準	最大	
コレクタ・ベース電圧	BV_{CEO}	$I_C=100\mu\text{A}, I_E=0$	30			V
コレクタ・エミッタ電圧	BV_{CEO}	$I_C=3\text{mA}, I_B=0$	19			V
エミッタ・ベース電圧	BV_{EBO}	$I_C=0, I_E=100\mu\text{A}$	20			V
コレクタ遮断電流	I_{CBO}	$V_{CB}=10\text{V}, I_E=0$			0.5	μA
直流電流増幅率	h_{FE}	$V_{CE}=10\text{V}, I_C=10\text{mA}$	20	40		
コレクタ・エミッタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=20\text{mA}, I_B=4\text{mA}$			0.20	V
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB}=10\text{V}, I_E=0$			1.0	pF
利得帯域幅積	fT	$V_{CE}=10\text{V}, I_E=10\text{mA}$	600	900		Mc/s
ベース時定数	$r_{bb'} \cdot C_c$	$V_{CB}=10\text{V}, I_C=10\text{mA}$			10	pS
発振出力	P_{out}	$V_{CB}=10\text{V}, I_C=10\text{mA}$	3	8		

えることができた。

第1表に開発されたトランジスタ 2SC313 の代表的電気的特性を示した。

6. 結 言

UHF・TVチューナ用トランジスタの開発は単に超高周波帯で

動作するというもののほかに以上に述べたような特殊な問題をかかえ、この解決にあたってはトランジスタの高周波動作をする場合の本質まで掘り下げて対策を考えた結果、発振回路に実際使用して全然問題のないトランジスタの開発に成功した。すなわち、異状発振現象に対しては、遮断周波数とベース抵抗、接合容量、帰還容量の最適値が存在すること、周波数漂動に対しては、回路設計の立場からの検討とトランジスタ素子設計の立場からの解析、また、電源電圧による発振周波数漂動に対しては、コレクタ比抵抗の設計の重要性について考究した。

最後に本トランジスタの開発にあたり、絶えず深甚なご配慮をいただいた武蔵工場福原工場長、伴野副工場長、桑田設計部長、中央研究所関口部長に心から感謝するものである。

参 考 文 献

- (1) C. T. Kirk: IRE Trans. ED-9 No.2 (1962)
- (2) R. Lindner: B.S.T.J. 41 803 (1962)
- (3) 上妻・府川: 電信学会 トランジスタ研究会資料 (1964)



最近登録された日立製作所の実用新案

(93頁より続く)

登録番号	名 称	氏 名	登録年月日	登録番号	名 称	氏 名	登録年月日
739066	水素冷却回転電機の水素圧力調整装置	高岸 昭吉	39. 5. 21	740114	位置指示装置	片木 劍三郎	39. 6. 5
739067	回転電機電機子巻線の素線	高岸 昭吉	"	740115	エレベータ用運転盤	石塚 泰司	"
739068	全閉型回転電機	青山 哲生	"	740116	管	藤野 憲正	"
739069	全閉型回転電機	青山 哲生	"	740117	ウエスコポンプ	小川 勝次郎	"
739070	交流電動機用回転子導体	田村 附修	"	740118	巻上機における荷重検出装置	武田 利秀	"
739071	電 磁 制 動 機 器	服部 二見	"	740119	靴 磨 機	今安 忠義	"
739072	接点速切装置	平 悖	"	740120	中空ビーム電子管	福田 喜正	"
739073	配線用バンド	加沼 清明	"	740121	ディスプレイ取付装置	池田 進一郎	"
739074	誘導電動機の二重カゴ形回転子	伊藤 晃	"	740122	圧力容器の溶接構造体	杉山 千二	"
739075	小形電動機の固定子	岡崎 裕夫	"	740123	遮断器並列抵抗	山崎 精	"
739076	電動機端子函	岡崎 直	"	740124	ディスプレイ	池田 進一郎	"
739077	変速装置	安海 津川	"	740125	ディスプレイ	池田 進一郎	"
739078	ガス温水装置	荒川 光彦	"	740126	心電計用電極	児久 玉重	"
739079	鋼板製モータ支持装置	小仙 波治	"	740127	X線装置における観察部の光遮蔽機構	島石 俊文	"
739080	界磁線輪抑え装置	北平 敬	"	740128	ボルト締付装置	吉田 達	"
739081	掃除車	勝間 松	"	740129	ガイデリッククレーンの昇降装置	山崎 勇	"
739082	集電装置の刷子	有井 英	"	740130	ディスプレイ	池田 進一郎	"
739083	スリップリング絶縁装置	木村 源	"	740131	ディスプレイ	池田 進一郎	"
739084	滑動環短絡装置	高菅 橋原	"	740132	コアー保持装置	富田 正	"
740101	車両用表示灯装置	森 美	39. 6. 5	740133	クラブバケット	小神山 達次	"
740102	信号比較装置	小谷 野	"	740134	エスカレータの蛇行防止装置	土本 裕	"
740103	トランスフォーマーにおけるクランプ	真 郁	"	740135	着火用断続器	大和田 正	"
740104	電子顕微鏡ガス反応装置	孤 田 孜	"	740136	点火時期調整装置	大和田 正	"
740105	高速遮断器	関 三郎	"	740137	点火時期調整装置	大和田 正	"
740106	測定リード用プローブ	竜 喜博	"	740138	熱交換器	緒理 方	"
740107	発弧接触付大電流用接触器	松田 睦	"	740139	攪拌装置の回転軸支持装置	広井 川	"
740108	開閉器用油入制動器	額 三記	"	740140	光電検出装置	平澤 上	"
740109	操作開閉器	星 池	"	740141	光逆転操作装置	岡平 島	"
740110	電 磁 石	安 富	"	740142	小形電磁リレー	宇飛 田	"
740111	マグネット使用開閉素子のマグネット着減磁装置	森 寛	"	740143	軸受油漏出防止装置	森 原	"
740112	箱形電磁開閉器の端子記号標示装置	森 政	"	740144	冷凍庫	菅外 林	"
740113	安全ドア装置	山 井	"	740145	自動チャーク弁付気化器	長谷 淳	"