CR Timing 形並列自制インバータの周波数制御とその解析

東　克　彦*

CR Timing type Parallel Self-Controlled Inverter Frequency Control and Analysis

by

Katsuhiko HIGASHI

(Electrical Engineering)

Recently, good progress and application is making in a development of circuit by combining saturable cores with rectangular hysteresis loop and switching transistors.

In these transistor parallel inverters, only resistance is used for a base circuit element. In the base circuit of the new inverter, if series connected resistance and capacitance with a C_bR_b time contant is used, the frequency is easily controlled over wide range by making either a rasistance R_b or a capacitance C_b variable, supply voltage or load-resistance.

The new type of adjustable-frequency transistor inverter circuit have some excellent points that the frequency can be changed over wide range at constant supply voltage, a core can be used linear trancefomer and this paper, the principle and the frequency characteristics of the new type circuit with some experimental resalts is described. The frequency analysis seems to be in good accordance with experiment.

1. まえがき

最近，半導体・磁気結合回路の開発応用が盛んで，スイッチングトランジスタと可飽和磁心を用いた並列自制自励インバータとしては Royer 回路や Van Allen 回路などがある．

Royer 回路[1]は直流電源電圧に比例した大きさと周波数の，いわゆる線形の電圧～周波数特性をもち，Van Allen 回路では常に一定の大きさの出力であり制御巻線の僅かな制御電流により大幅に発振周波数を制御できる特長もっている．前者の磁心のヒステリシスは major loop を後者のそれは minor loop を描く．両者ともおよびその他の回路もそのベース回路素子としては大体抵抗，ダイオードのみであるにすぎない．（わずか F. V. Kadri の論文[2]にその例外をみる）．

しかし，ベース回路素子を種々に変えることにより Royer 形の発振あるいは C R Timing 形ともいうべき発振など種々の周波数特性がみられる．ここでは CR 非安定形マルチバイブレータの原理と同じくベース回路に微分作用をもつコンデンサを抵抗と直列接続し，従来の磁束飽和による自制転流現象のみでなく，C R 時定数のトランジスタ（以後 Tr と略称）ベース電流の減少による飽和領域から遮断領域への現象，換言すれば磁心の minor loop 動作現象が見受けられることを先に報告した．[3]このような装置を CR Timing 回路をもつトランジスタ並列インバータということができ Royer 回路に比べて低電圧電源においてかなり高い周波数の発振が可能である．

本実験では Royer 改良形に CR Timing ベース回路を附したもので行い，負荷抵抗，電源電圧とベース回路抵抗が発振周波数に及ぼす影響を調べた．またその周波数特性の解析を行い実験との良好な一致をみとめた．

2. 動作原理

（2.1）Royer 回路について　その前に比較のため簡単に Royer 回路について述べる．Fig. 1 に Royer 回路を示し磁心は Fig. 2 の B～H 曲線を有

* 電気工学科

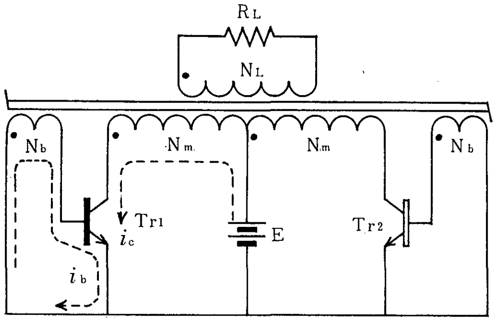

Fig. 1　Royer circuit

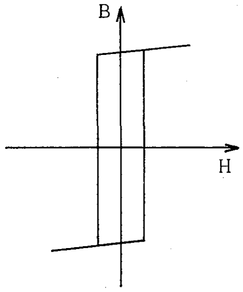

Fig. 2　B-H Curve of magnetic core

するものとすれば，その発振周波数 f は

$$f=\frac{E-V_{CE}}{4\phi sNm}\fallingdotseq\frac{E}{4\phi sNm}\qquad(1)$$

で与えられる．周波数変動に影響を及ぼす factor は負荷電流や温度によって変化する Tr のエミッタ・コレクタ間飽和電圧 V_{CE} および温度変化する磁心の飽和磁束 ϕs（センデルタ系で ϕs は温度変化 1 ℃ 当り約0.07％減少）などであるが，それらを小さいとみれば（1）式より $f\propto E$ である．

ここで Royer 回路につき電圧と負荷抵抗による周波数特性を Fig 3．4 に参照データとして示す．

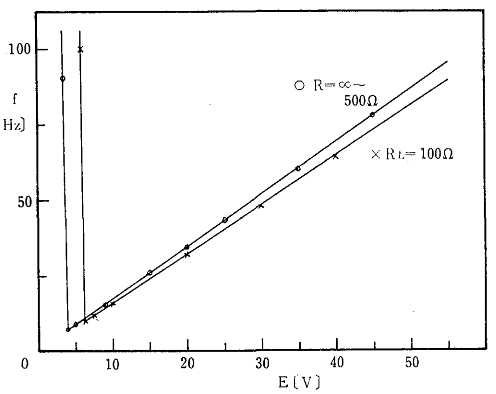

Fig. 3　E～f Characteristics of Royer c/t

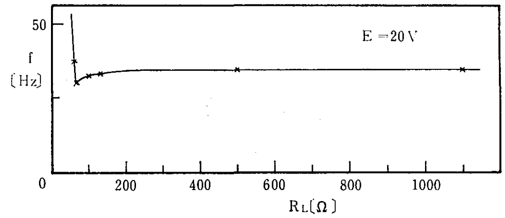

Fig. 4　R_L～f Characteristics of Royer c/t

（2．2） CR Timing 形回路について

CR Timing 形回路の構成は前述の Royer 回路と殆んど変りなく，ただ Tr のベース回路にコンデンサ Cb と抵抗 Rb を直列接続しベース巻線 Nb を片側のみ1個と簡単にしたものである．しかしその発振機構は全く異なり CR Timing 形の発振周波数 f を表わすためには種々の factor を考える必要があり，その点 Royer 形よりやや複雑である．いま Fig.5 にCR Timing 形の基本回路を表わし Tr_1 が on Tr_2 が off の状態にあるとすると Tr_1 のベース回路には時定数 C_bR_bで指数関数的に減少する電流が流れる．この電流波形は Fig 6 に示すとおりである．I_{b1},I_{b2} は

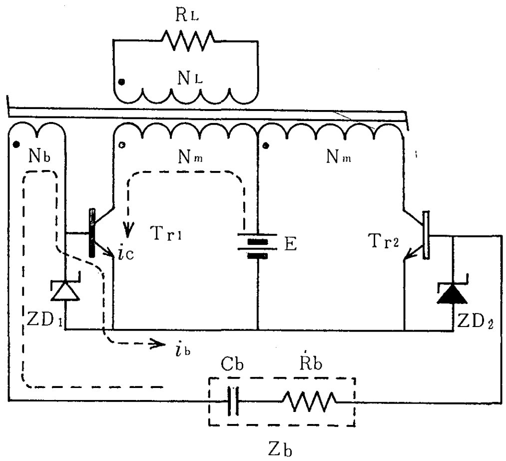

Fig. 5　Basic circuit of CR Timing type

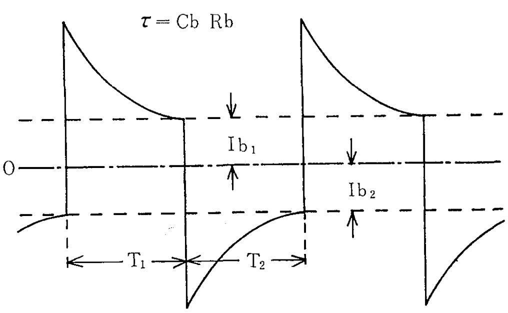

Fig. 6　i_b Wave form

それぞれ Tr_1, Tr_2 を飽和させるに必要な最小のベース電流でそれ以下の大きさになると Tr はそれぞれ飽和領域より活性領域を経て瞬時に遮断領域へと変化する．すなわち Tr_1 のベース電流 i_b がその最小飽和ベース電流 I_{b1} まで下ると Tr_1 は off となり，同時に Tr_2 のベース回路にベース電流が瞬時に流れ Tr_2 は on する．さらにこのベース電流が I_2 まで下ると Tr_2 が off し同時に Tr_1 が on することになる．この動作を繰り返すことにより CR Timing 形インバータは発振する．

このように CR Timing 形回路は Tr のベース電流が最小飽和ベース電流以下になることによりそれまでの誘起々電力が逆転して正帰還作用により瞬時に Tr の on off が切り換わるわけである．

3. 周波数特性の解析

以上より CR Timing 形インバータの発振原理を説明したがここではその発振周波数を理論的に求めることにする．

(3.1) 仮　定　解析を簡単にするため次の仮定を設ける．

トランジスタに関して

(1) トランジスタ Tr_1 と Tr_2 は同特性とする．

(2) エミッタ・コレクタ間抵抗は Tr 飽和時には R_{CE} (これに相応する電圧降下を V_{CE})，遮断時にはもれ抵抗分とする．

(3) Fig 7 において r は Tr のベース・エミッタ間順抵抗とゼナーダイオードの順抵抗との和を示すが，これは R_b に比べて小さいので解析では無視する．なお逆方向抵抗はもれ抵抗分とする．

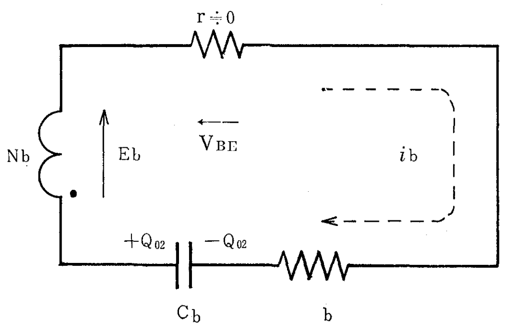

Fig. 7　Base equivalent circuit

(4) Tr の on, off は直ちに切り換わるものとする．

磁心と巻線に関して

(5) 各巻線数比は $N_b:N_m:N_L = 1:2:2$ とする．

(6) 各巻線間は密結合とし，抵抗分および励磁電流を無視する．

(3.2) 回路解析と基礎方程式　トランジスタ Tr_1 あるいは Tr_2 の on, off によりベース巻線 N_b に生ずる起電力を E_b，ベース電流を i_b として以下の解析を行う．まず Tr_1 が on の状態にあるときのベース回路のみの状態を図示すれば Fig 7 のような等価回路になる．コンデンサ C_b に蓄種されている初期電荷 Q_{o2} は Tr_1 が on 状態以前つまり Tr_2 on 時にベース回路に逆方向に流れた電流により蓄積された最終値電荷である．この蓄積電荷の極性は E_b と同方向に直列に接続されている状態で図示のとおりである．

Fig 7 の回路解析より周波数式を導く．その回路方程式は，

$$R_b\, i_b + 1/C_b \cdot \int i_b\, dt = E_b \qquad (2)$$

初期条件 $t=0$ で $i_b^{-1}(0_+) = -Q_{o2}$ を代．すると

$$i_b = \frac{Q_{o2}+C_bE_b}{C_bR_b} \cdot e^{-\frac{t}{C_bR_b}} \qquad (3)$$

Tr_1 が on になった瞬間から off になる瞬間までの時間を T_1 とすると $t=T_1$ のときベース電流 i_b が Tr_1 の最小ベース飽和電流 I_{b1} になるのであるから (3) 式より

$$I_{b1} = \frac{Q_{o2}+C_bE_b}{C_bR_b} \cdot e^{-\frac{T_1}{C_bR_b}}$$

これより

$$T_1 = C_bR_b \log_e \frac{Q_{o2}+C_bE_b}{C_bR_bI_{b1}} \qquad (4)$$

次に Tr_2 が on の場合の式を導けば T_1 に対して T_2, Q_{o2} に対応して Q_{o1} および I_{b1} に対して I_{b2} を考えると，同様にして

$$T_2 = C_b\, R_b \log_e \frac{Q_{o1}+C_b\, E_b}{C_b\, R_b\, I_{b2}} \qquad (5)$$

ここで T_1 を T_2 は発振の各半周期を示しているからインバータの周期Tは

$$T = T_1 + T_2 = C_b\, R_b \times \left\{ \log_e \frac{Q_{o2}+C_b\, E_b}{C_b\, R_b\, I_{b1}} + \log_e \frac{Q_{o1}+C_b\, E_b}{C_b\, R_b\, I_{b2}} \right\}$$

となる．しかるに実際には Tr_1 と Tr_2 は殆んど等しい特性のものを使用しているから，$I_{d1}=I_{b2}\equiv I_{bj}$, $Q_{o1}=Q_{o2}\equiv Q_o$ と考えて差支えない．ゆえに

$$T = 2C_b\, R_b \log_e \frac{Q_o+C_b\, E_b}{C_b\, R_b\, I_{bj}} \qquad (6)$$

と書くことができる．(6) 式より発振周波数 f は

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2C_b\, R_b \log_e \dfrac{Q_o+C_b\, E_b}{C_b\, R_b\, I_{bj}}} \qquad (7)$$

（7）式で Q_o を E_b, I_{bj} などの factor で表わすと Q_o は $Q_o=C_b(E_b-R_b I_{bj})$ となる．これは巻線 N_b に生じる電圧 E_b から Tr が off する瞬時の抵抗 R_b による電圧降下 $R_b I_{bj}$ を差引いた電圧に相当する電荷が C_b に蓄積されるからである．ゆえに（7）式は

$$f=\frac{1}{2C_bR_b\log_e\frac{2E_b-R_bI_{bj}}{R_b I_{bj}}} \tag{8}$$

（8）式により本実験における CR Timing 形の周波数の基本式が求まったわけである．

次章で述べる負荷抵抗 R_b，電源電圧Eおよびベース回路抵抗 R_b の変化による周波数 f の変化は（8）式における各 factor の変化を意味するものである．すなわち各 factor E_b と I_{bj} が R_L, E と R_b の関数であることを意味しており，あとはこれ等の関係を示す実験式により周波数 f を算出できるはずである．

4. CR Timing 形回路の各 facter と周波数との関係

負荷抵抗 R_L，電源電圧Eまたはベース回路抵抗 R_b を変化させれば周波数 f が変化するが，（8）式には R_L もEも含まれていない．従って（8）式の factor のうち R_L, E と R_b の関数であるものが含まれているに相違ない．実験を参考にして factor と考えられる E_b, I_{bj} の2つが R_L, E と R_b の関数と考えられるのでそれ等について考察していく．

（4.1）**R_L～f 特性**　まず最初に R_L と f との関係について考える．負荷抵抗 R_L の変化に対して，E_b は変化することが殆んどなく，最小飽和ベース電流 I_{bj} のみ変化すると考えられるので，R_L と I_{bj} との関係について述べる．

Fig 8 のように Tr の V_{CE}～I_C 特性曲線に負荷直線を引く．図示のように Tr は点Bで on 状態になり I_b が I_{bj} 以下になると off 状態に瞬時に移行することになる．いま，はじめに負荷抵抗が R_L のとき on する点をBとすし，次に負荷抵抗を減少させ R_L'（$<R_L$）での on する点をB′とすれば，このとき Tr が on する点は負荷の変化につれてB点よりB′点に移動することになる．すなわち I_b は I_{bj} から I_{bj}' になったことになる．もちはん $I_{bj}<I_{bj}'$ である．このように負荷抵抗を減少させると回路においての最小飽和ベース電流 I_{pj} は大きくなることが分る．（8）式より R_L が小すなわち I_{bj} が大きくなれば周波数 f が増大することになる．

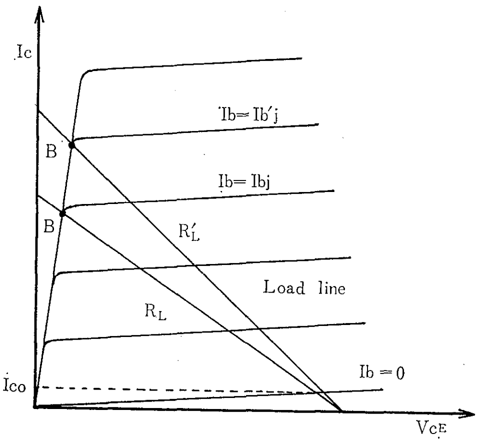

Fig. 8　Transistor V_{CE}～I_C Characteristics

ここで R_L と I_{bj} との関係を理論および実験より調べてみる．一般に Tr 回路の静特性より

$I_c=\alpha I_e+I_{co}$（I_{co}：$I_e=0$ の時の I_c の値）

$I_e=I_c+I_b$　これより I_e を消去して

$I_c=\beta I_b+(\beta+1)I_{co}$　ゆえに

$I_b=I_c/\beta-(1+1/\beta)I_{co}=I_b/\beta+I_{bo}$

この事はまた次のようにも考えられる．Fig 5 において Tr の等価全負荷抵抗 R_o は負荷抵抗 R_L とそれ以外の等値洩れ抵抗 R_S の並列接続と考えられる．すなわち

$$R_o=R_LR_S/(R_L+R_S)\quad ただし\ R_L\gg R_S \tag{9}$$

となる（Fig 9 参照)．Tr の最小飽和ベース電流 I_{bj}

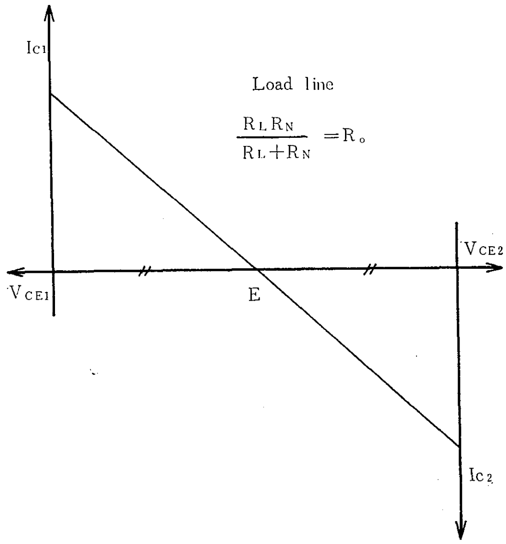

Fig. 9　Total Load line

を R_o, E および電流増幅率 β を用いて表わせば

$$I_{bj}=E/R_o\beta \tag{10}$$

ここで R_L を接続しないときすなわち R_S のみによるときの最小飽和ベース電流を I_{bo} とすると

$$I_{bj} = \frac{E}{R_L \beta} + I_{bo} \qquad (11)$$

となり，（11）式を図示すると Fig 10 のようになる．

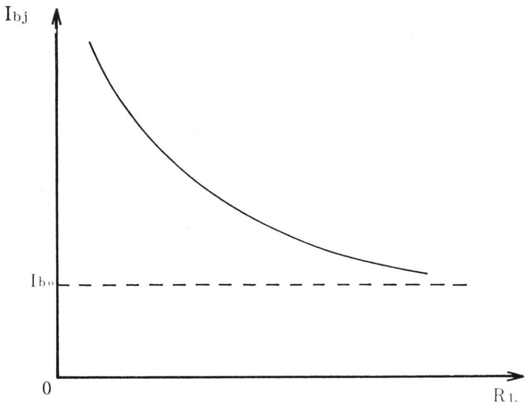

Fig. 10 RL ～Ibj Curve

実際にオシロスコープのベース電流波形から RL～Ibj 特性を概略書いてみると Fig 10 とほぼ同じ形をしているので（10)，(11）式は信頼できると思われる．この場合 RS について計算で導き出すのは難しいので（11）式のように Rs 分は I_{bo} で表わし，I_{bo} についてはオシロスコープによる実測値を使用することにする．Fig 11 は RL の値による出力波形（上部）とベース電流波形（下部)を示す．この写真よりも $I_{bj} \rightarrow I_{bj}'$ の変化がみられる．

この節の初めに RL を変化しても E_b は殆んど変化しないということを述べたが，このことを RL＝100Ω および 500Ω の２つの場合について E_b とベース電流

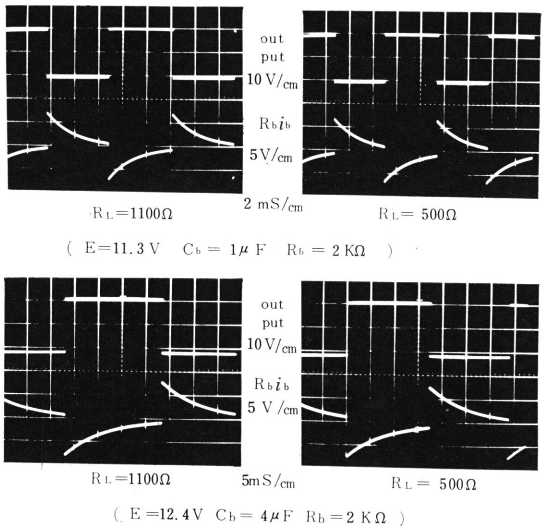

Fig. 11 Out Put and i_b Wave forms

波形を Fig 12 に示す．

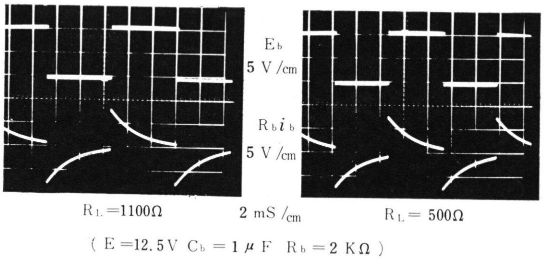

Fig. 12 Eb and i_b Wave forms

また（11）式では β を定数として取扱っているが実際には β は種々の factor で支配されている．Tr の静特性からも明らかなように β は Ic の増加につれてある極大値をもち以後 β は減少する．（Fig 13 参照）負荷線より分るようにＥの増加および RL の減少によって β は増加ののち減少すると考えられ一定数ではなくなる．

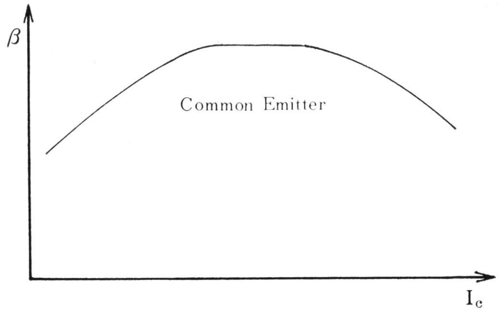

Fig. 13 Ic ～β Curve

また I_{bo} も常に一定でなく RL を変化させた場合には僅か変化すると考えられ，さらに温度によって大きく影響をうけることが分っている．

以上の事より（８）式に（11）式を代入して周波数式を詳しく求めると，

$$f = \frac{1}{2C_b R_b \log_e \dfrac{2E_b - R_b\,(E/R_L\beta + I_{bo})}{R_b\,(E/R_L\beta + I_{bo})}} \qquad (12)$$

（12）式は負荷抵抗 RL による最終的な周波数式となる，ただし前述のように，β，I_{bo}を定数として取り扱っているのでその分の誤差については充分考慮する必要がある．

（4．2）E～f 特性　次に電源電圧Ｅによる周波数特性について述べる．Tr のエミッタ・コレクタ飽和電圧を V_{CE} とし巻線の抵抗分を無視すればベース巻線 N_b の起電力 E_b は

$$2E_b \fallingdotseq E - V_{CE} \qquad (13)$$

となる．(12) 式に (13) 式を代入して

$$f=1/2C_b R_b \log_e \frac{E-V_{CE}-R_b(E/R_L\beta+I_{bo})}{R_b(E/R_L\beta+I_{bo})} \tag{14}$$

(14) 式よりEの増加につれて f は減少している．

(4.3) **R_b~f 特性**　ベース回路抵抗R_bの影響は (8) 式あるいは (12) 式より直ちに分る．R_bの増加につれて f は減少するが，やはりE_bつまりV_{CE}，および β の変動については考慮する必要がある．

5. 数値計算と検討

R_L，E と R_b の各 factor に対する周波数特性の計算結果と実測値との比較検討を行う．

(5.1) **R_L~f の数値例**　$C_b=1\mu F$ および $4\mu F$ をパラメータとした場合につき実験を行なった．

まず $C_b=1\mu F$ では $E_b=20V$，$R_b=2K\Omega$ にて $E_b=9.6V$，$R_b I_{bo}=0.4V$，$\beta=90$ とし，R_L の値は 1100Ω から 100Ω 程度まで変化させて測定した．実測値を×印および計算値を実線カーブで Fig 14 に示す．これをみても $R_L \geq 300\Omega$ 附近までは非常によく合っている．

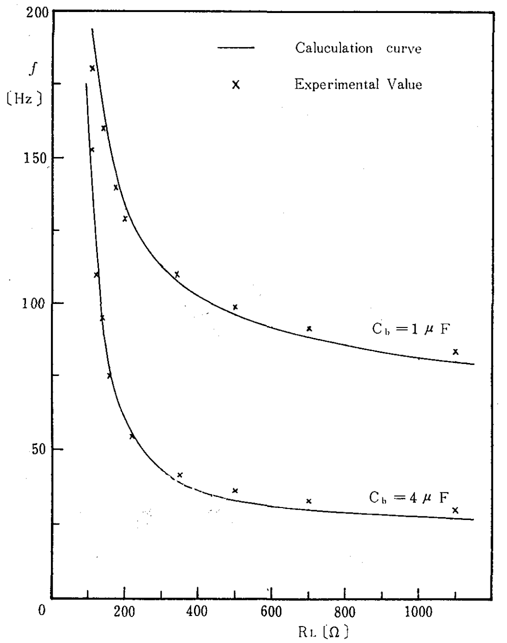

Fig. 14 R_L ~f Characteristics of CR Timing type

また $C_b=4\mu F$ では $E=7V$，$R_b=2K\Omega$ にて $E_b=3.3V$，$R_b I_{bo}=0.3V$，$\beta=50$ として計算した．ここでも $R_L \geq 200\Omega$ 近くまではほぼ一致しているとみられる．

しかし R_L がそれ以下になると理論値の方が大きくなりすぎ，その差は R_L の値が小さくなるにつれて大きくなっている．この差は前述のように βを一定値と考えている点にある．R_L を変化した場合，R_L の減少と共に β は増加して f は小さくなり実測値に近づくはずである．

(5.2) **E~f の数値例**　まず $C_b=1\mu F$ では $R_L=1000\Omega$，$R_b=2K\Omega$，$V_{CE}=0.8V$，$R_b I_{bo}=0.4V$，$\beta=90$ としてE~f 特性曲線を描く．

また $C_b=4\mu F$ では $R_L=1000\Omega$，$R_b=2K\Omega$，$V_{CE}=0.4V$，$R_b I_{bo}=0.3V$，$\beta=50$ として同曲線を描く．

その結果を Fig. 15 に示す．$C=1\mu F$ の方がまた電圧Eの高い方での近似が良好である．Eの低い方または C_b の大きい値でのその差は T_r の V_{CE} およびベース・エミッタ間電圧 V_{BE} などの影響が無視できなくなるためである．

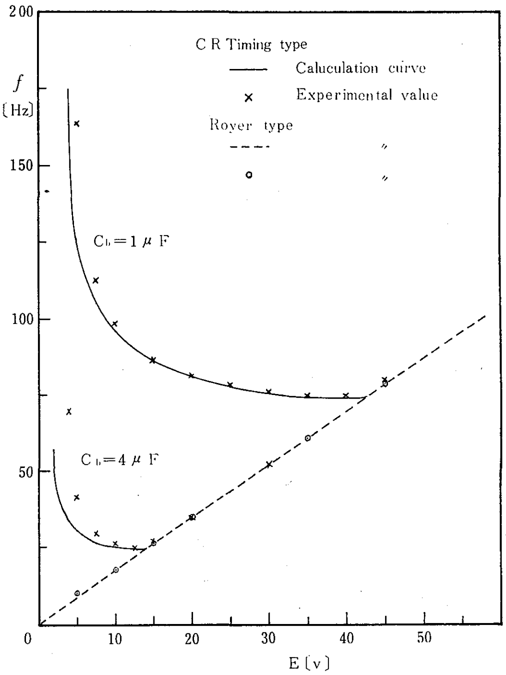

Fig. 15 E~f Characteristics

(5.3) **R_b ~f の数値例**　$C_b=1\mu F$ では $R_L=1000\Omega$，$E=20V$ $E_b=9.6V$，$\beta=90$ として，また $C_b=4\mu F$ では $R_L=1000\Omega$，$E=7V$，$E_b=3.3V$，$\beta=50$ として R_b ~f 特性曲線を描く．

実測値を×印で，計算値を実線カーブで Fig 16 に示す．$C_b=1\mu F$ の場合は極めて良く合っており，$C_b=4\mu F$ でもほぼ近似している．

なお本実験で使用したトランジスタの静特性および可飽和磁心などの仕様を各々 Fig 17 と Table 1に示す.

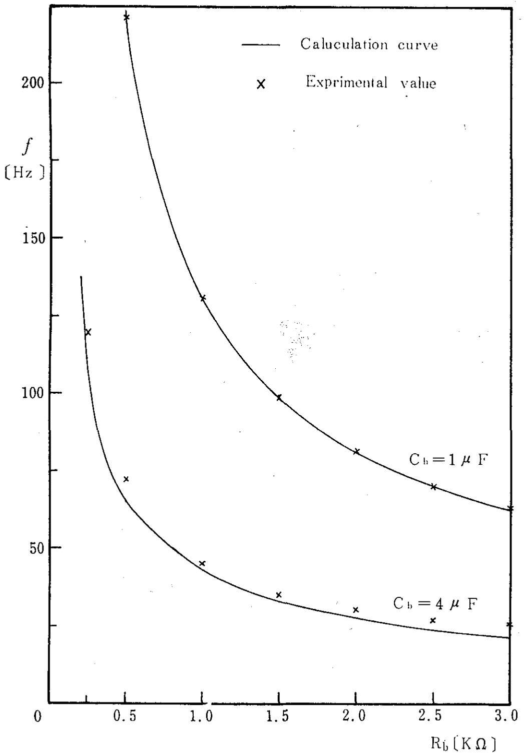

Fig. 16 R_b~f Characteristics

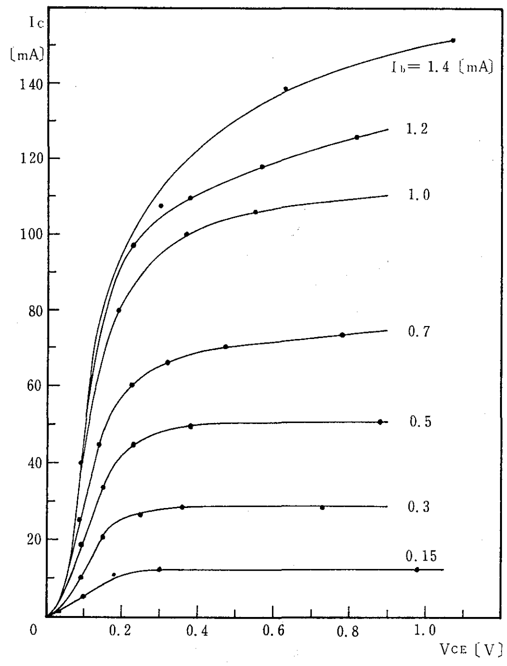

Fig. 17 V_{CE}~Ic Characteristics of Test T_r (2SC776)

Table 1 Specification of test circuit

Tv	2SC 776 (三菱) V_{CBO}=120V　V_{CEO}=80V Ic =4A　Pc=50W β=20~60~180　(Ta=25°C)
ZD	RD 5B (NEC) Vz=4.3~5.4V　Pz=1W (Ta=25°C)
Mg	センデルタコア (東北金属) 70×50×20ϕ×0.1t mm ϕs=2.64~2.82×$10^{-4}$$W_b$
	巻線 Nb = 250　r≒3Ω Nm = 500　r≒5Ω NL = 500　r≒6Ω

6. C R Timiug 形と Reyer 形との比較検討

周波数の変化方法としては一般的には電源電圧および負荷抵抗により変えることができる. しかしRoyer形においては電圧に対し周波数は直線的に容易に変化するが, 負荷抵抗に対しては殆んど変化しないので利点が少ない. その点 CR Timing 形では電圧または負荷抵抗により周波数変化は容易でまた変化範囲も広い.

さらに Royer 形ではベース回路抵抗を変化しても周波数の変化はなかったが, CR Timing 形ではベース回路の時定数 C_b R_b のいずれか一方 C^b あるいは R_b のみを変化させることにより容易に周波数を変化させることが可能である.

以上の観点より CR Timing 形では電源電圧一定のままで周波数変化可能という大きな利点がある. また R_b の代りにトランジスタの非線形内部抵抗を用いれば幾分入力に対する出力周波数の線形化も可能で微少入力信号で連続制御も可能になる.

本実験では CR Timing 形回路の電圧~周波数特性をとった場合, 電圧Eがある値 E_c まではその増加につれて周波数は下っているが $E \geqq E_c$ では Fig 15 に示すように直線的に増加している. この直線性は Royer 回路の場合と全く同値 (Fig 3 参照) の $f \propto E$ なる関係を示している. この現象は CR Timing 形回路が電圧Eの如何なる値においても CR Timing 形の発振をするのではなくて, Royer 形とCR Timing 形の両方の発振領域をもつていることを示している. すなわち $E < E_c$ では CR Timing 形の発振であり, $E_c \leqq E$ では i_b が I_{bj} になる以前に磁心が飽和して Royer 形の発振をしている. 実験では C_b =4μF の

方が Cb＝1μF の場合よりも E_c が小さい値を示している．これは C_b ＝4μF の方がベース電流i_b の時定数 C_b R_b が大きいことから明らかである．

以上述べたように Royer 形発振と CR Timing 形発振とは全く異った原理によるが，ある大きさの可飽和磁心を使った回路では両者の領域の発振が行なわれていることが分る．それ故 CR Timing 形のみの発振でよければ充分の大きさの磁心が用いられればよく，さらに低コストの線形磁心で充分である．そのいずれの形の出力電圧もその波形は純方形波を示している．

さらに前章で説明した電流増幅率β についてはコレクタ電流 I_c の増加と共に β の値は増加し，I_c がある値以上になると再び減少しはじめる．しかるに本実験での I_c 領域では β の増加のみの領域としか考えられなかった．

また実験値と理論値との相違は前述の理由の他にトランジスタとダイオードの内部抵抗，巻線の抵抗分など考慮するのが困難で無視している点にある．

7. むすび

ベース回路の素子として種々考えられるが最も妥当な CR Timing 形インバータの周波数特性の実験と各 factor 負荷抵抗，電源電圧およびベース回路抵抗についての理論解析，数値計算を行い検討して一応良好な結果が得られた．

特にベース回路抵抗に対する周波数特性の解析の結果は良好で実験とよく一致しており，電源電圧一定のままで広い範囲にわたる周波数可変の特長をもっている．なお線形磁心を使用できるという利点もある．

最後に日頃御指導いただいている九州大学工学部原田耕介教授，および卒業研究として協力を得た赤松健三，大石泰久君に謝意を表する．

文　　献

1) G. H. Royer ：AIEE Trans C & E 74〔July〕P322 ~326 (1955)

2) F. V. Kadri ：AIEE Trans C & E 80〔Mar〕P43 ～48 (1961)

3) 東，高岡，原田：昭45 九州支部連大 No 233