UDC 621.376.233:621.382.3

ト ラ ン ジ ス タ 同 期 検 波 回 路*



正員 工 藤 道 夫†

1.緒言

同期検波方式は入力信号の周波数および位相に同期 した基準(駆動)電源を加えることにより周波数選択 性を高め,入出力間の直線性向上と微小入力に対する 検波感度の増大をもたらし,さらに入力の位相を弁別 できるなどの利点があるため直流増幅を必要とする応 用計測などに広く用いられている。これに用いる検波 素子としても最近では真空管に代わって小形,小電力 駆動,かつ長寿命などの利点をもつ半導体素子が広く 用いられるようになった。

しかしながら同期検波回路を実際に設計する場合に 必要な資料,たとえば回路定数と検波効率,入力イン ピーダンスおよび出力脈動率などの関係,駆動条件に よる特性の変化,各回路方式の比較など特に半導体同 期検波回路を対象とした設計資料が乏しく直流増幅器 の最適設計に苦心することが多い。

ゆえに本報では素子にトランジスタを用いたスイッ チ形回路を中心として直列形,並列形および相対形に ついて設計資料をうるため,以上の諸点から理論的お よび実験的に検討した結果を述べたものである。

2. 並列形回路

エミッタ接地の並列形回路を第1図に示す。ei は直 交変換後増幅された方形波入力電圧, er は周波数およ び位相が ei と同期した方形波駆動電圧, Ri は入力抵 抗, C₂, R₂ は出力回路時定数で入力周期の数倍以上





* Transistor Synchronous Detector Circuit. By M. KUDO, Member (Shinshu-University).

† 信州大学



Fig. 2.

に大きく選ぶ, RD はエミッタ抵抗である。

トランジスタのオンおよび オフ 時の AB 間抵抗を それぞれ r_1 , r_2 とおいて等価回路を作ると第2図と なる。

(2・1) 検波効率 定常状態における第2図の充放
 電半周期を考える。e₀₁(t), e₀₂(t)の初期値をそれぞれ
 E₀₁, E₀₂とおき, r₂≫R₁, R₂≫r₁||R₁の近似条件で
 各半周期での値を求めると

$$e_{c1}(t) = E_i(1 - e^{-\alpha_1 t}) + E_{01}e^{-\alpha_1 t}$$

$$e_{c2}(t) = -\frac{E_i}{1 + \frac{R_1}{r_1}}(1 - e^{-\alpha_2 t}) + E_{02}e^{-\alpha_2 t}$$

ただし,

$$\alpha_1 = \frac{1}{C_2(R_1 + R_2)}, \ \alpha_2 = \frac{1}{C_2R_2}, \ E_i:$$
入力振幅

上式から $C_2R_2 \ge (3\sim5)T(T$ は入力周期であり、出力の脈動率を数パーセント以下に押え、かつ応答を早くするに適当な時定数⁽⁵⁾)に選び E_{01} , E_{02} を求めると

$$E_{01} = \frac{\alpha_{1}(1 - \alpha_{2}T/2) - \alpha_{2}\frac{1}{1 + R_{1}/r_{1}}}{\alpha_{1} + \alpha_{2}\left(1 - \frac{\alpha_{1}T}{2}\right)} E_{i}$$

$$E_{02} = \frac{\alpha_{1} - \alpha_{2}\frac{1 - \alpha_{1}T/2}{1 + R_{1}/r_{1}}}{\alpha_{1} + \alpha_{2}\left(1 - \frac{\alpha_{1}T}{2}\right)} E_{i}$$
......(2)

そこで $e_{c1}(t)$, $e_{c2}(t)$ の1周期間の積分平均により E_0 を求め、検波効率 η として E_0 と E_i の比をとる と

(10)

この計算例は後述するが, η はそれぞれ a≥10 およ び b≥10 で最大値 1/2 に近接する。

(2・2) コレクタ損 同期検波回路では直流増幅器 入力側の変調器で直交変換後増幅された交流を扱うた めに,そのレベルは普通数十ミリボルトから数ボルト 以上に及ぶ。したがって場合によっては素子の定格を いかに選ぶべきかの問題があり,素子を能動域で動作 させる増幅形同期検波回路では特に注意する必要があ るので,ここでは特にコレクタ損を計算しその目安を 与えた。

すなわち, 充放電の 場合の コレクタ 損をそれぞれ P_{c1} , P_{c2} とする。まず第2図 (a) の充電回路で $i_2(t)$ を求めると

$$i_{2}(t) = \frac{1}{r_{2}} \left\{ (E_{i} - E_{01}) \left(\frac{R_{2}}{R_{1} + R_{2}} e^{-\alpha_{1} t} + 1 - e^{-\alpha_{1} t} \right) + E_{01} \right\}$$

通常の回路設計では検波効率を高めるために、 $R_2 \gg R_1$ とするから上式から

$$P_{c_1} = i_2^{2}(t) r_{off} = \left(\frac{E_i}{r_2}\right)^2 r_{off} = \frac{E_i^2}{r_2} \dots (4)$$

ただし, roff: トランジスタのオフ抵抗

次に第2図(b)の放電回路で(2・1)節の場合と同 じ近似条件で i2'(t)を求めると

$$i_2'(t) \simeq \frac{E_i}{r_1 + R_1}$$

この場合も検波効率からみて通常 R₁≫r₁ に選ぶた めに

$$P_{c2} \simeq i_2'^2(t) r_{on} = \left(\frac{E_i}{R_1}\right)^2 r_{on}....(5)$$

ただし, ron: トランジスタのオン抵抗

普通は $P_{e1} \ll P_{e2}$ であり, R_{e2} は入力側抵抗 R_1 の 二乗に逆比例して増大する点に注意すべきで, $(P_{e1} + P_{e2})$ が適当な安全率をもって許容損失以内となるよ うに選ぶべきである。

(2·3) 駆動条件 前述した入力レベルは被測定量 に対応して変動するために,駆動が適当でないとある 範囲で素子は能動域動作となり,等価抵抗が増大して 入出力特性が非直線となる。

そこで与えられた回路条件で最大入力レベルまで入 出力特性が直線性を保つために、最大入力レベルにお いてトランジスタが能動飽和領域の共通点付近となる ようにベース駆動条件を求めておくのが適当である。 この場合低いレベル時には過飽和となるが、素子のし ゃ断時には駆動電圧が逆バイアスとしてエミッタ接合 に働くために特に高周波でない限り蓄積効果は問題に ならない。(ここでは実用範囲から考えて 10 kc 以下 で実験的に検討した)





Fig. 3. The equivalent circuit of Fig. 1. in the active range.

第1図の能動域等価回路として第3図を考える。前 記のように C_2 , R_2 を入力周期の数倍以上に選ぶと, 回路の電流および出力の半周期間のリップルは数パー セント以内に押えられるから、いまそれらの平均値を それぞれ図のようにとり vcx を求めると

$$v_{CE} = E_i \left\{ 1 - \frac{R_1}{R_2} (1 + \eta) \right\} - (R_E + \alpha R_1) \frac{E_r}{R_E + R_b (1 - \alpha)} \dots (6)$$

ただし、α:電流増幅率(ベース接地)

素子が飽和するためには ron をほとんど零とみる と、 vc∞≤0 であるから上式から

ただし、並列形では $\eta \leq 0.5$ であるから回路条件と して $(R_1/R_2)(1+\eta) \ll 1$ とした。

なお、飽和時には $r_1 = r_{on} + R_B \simeq R_B$ であり、 R_1/r_1 = b を入れると、駆動条件としては上式から

$$\frac{R_b}{R_1} \leq \frac{n(1+b\alpha)-1}{b(1-\alpha)} \quad \dots \quad (8)$$

ところで回路の安定度からみれば R∎ はなるべく大 きいほうがよいが, η 特性からみればその大きさに限

昭和 38 年 2 月 (J.I.E.E.J.)

度があり、両者から最適値を決めるべきである。

次に第1図で素子を ei および er の位相関係(同相 あるいは逆相)にかかわらず常にしゃ断になしうる条 件としては

$$\eta = \frac{E_r}{E_i} \ge 1 \quad \dots \quad (9)$$

すなわち,最大入力レベルに対して上式を考えなけ ればならない。また逆方向バイアス時の漏れを小さく 押えるために n≃1 付近が適当である。

なお素子を能動飽和の共通点付近で動作させたときのベースおよびコレクタ電流 *Ib*, *Ic* を求めると

そこで素子のイオン抵抗あるいは電圧オフセットの 条件から見て、 I_b の最適値として I_{b0} あるいはそれ 以上とすると上式から

(2・4) 入力抵抗 出力時定数 $C_2R_2 \ge 5T$ として 大きくとり、第2回の充放電流 $i_1(t)$ および $i_1'(t)$ の 平均値 $I_1(t)$, $I_1'(t)$ を $R_2 \gg R_1 \gg r_1$ の近似条件(こ のとき7は最も高くなる)で求めると

したがって入力抵抗 Rin は

$$R_{\rm in} = \frac{E_i}{\frac{1}{2}(I_1 + I_1')} = \frac{2 R_1 R_2}{R_1 + R_2} \simeq 2 R_1 \dots (13)$$

3. 直列形回路

前と同様にエミッタ接地の回路図を第4図に示す。 このときは導通時の素子の低抵抗を利用して充電を早 め、またしゃ断時の高抵抗を利用して放電時定数を大 きくとることにより検波効率を高め、出力の脈動を少 なくしかつ応答を早めるものである。

入力電圧 ei,参照電圧 er は前と同じく周波数およ









び位相の同期した方形波を対象とする。C, R は出力 回路定数である。

素子のオンおよびオフ 時における AB 間等価抵抗 をそれぞれ r_1, r_2 とおいて第5 図の等価回路をうる。

(3・1) 検波効率 定常状態の第5 図の充放電半周 期を考える。この場合 $n \ll R$ として充電を早め放電 時定数を大にすると上記のようにつごうがよいが,し かし後段の直結直流増幅器の安定度からみて R を数 百オームに小さくし,それを補うために C を大きく する場合などは検波効率が低下しまた充電時定数も増 大してくる。

いま $e_{c1}(t)$, $e_{c2}(t)$ の初期値をそれぞれ E_{01} , E_{02} とおいてそれらを求めると, $r_2 \gg R$ の条件で

$$E_{01} = \frac{\frac{R}{R+r_{1}}e^{-\frac{\alpha_{2}T}{2}}(1-e^{-\frac{\alpha_{1}T}{2}})}{1-e^{-\frac{T}{2}(\alpha_{1}+\alpha_{2})}}E_{i}$$

$$E_{02} = E_{01}e^{\frac{\alpha_{2}T}{2}}$$
(15)

(14) 式の1 周期間 の 積分平均として Eo を求め, これと Ei との比, すなわち検波効率 7 を求めると

83 巻 893 号 (Feb. 1963)

158

(12)



Fig. 6. The equivalent circuit of Fig. 4 in the active range.

上式の計算例は後述する。

(3・2) 駆動条件 この場合も入力レベルの変動を 考えて並列形と同じく最大レベルに対して素子を能動 飽和両域の共通点付近で動作させるように設計した。

第6図の能動域等価回路について $R_b(1-\alpha) \gg R_E$ の条件を入れて I。を求めると

一方, 飽和時には第5 図で i3(t) を求めると

$$i_{3}(t) = \frac{E_{i}}{R+r_{1}} \left(1 + \frac{R}{r_{1}}e^{-\alpha_{1}t}\right) - \frac{E_{01}}{r_{1}}e^{-\alpha_{1}t}$$
.....(18)

駆動条件としては(17)式と(18)式の初期値電流 を相等しくおいて求めると(この場合 $CR \ge 5T$ とす ると Eo のリップルは数パーセント以内であるから近 似的に $E_{01} \simeq E_0 = \eta E_i$ と考える)

ただし、 $R_b \gg R_E$

ところで第4図の回路で ei, er の位相関係(同位相 あるいは逆相)にかかわらず常に素子をしゃ断しうる 条件は

直列形では η≤1 であるから n としては 2 をとれば じゅうぶんである。

(3・3) コレクタ損 充放電の場合のコレクタ損を それぞれ Pc1, Pc2 とする。まず第5図 (a) の充電半 周期において is(t) は (18) 式で与えられ, この初期 値での Pei を考えればじゅうぶんである。

(18) 式から

$$(i_3)_{t=0} = \frac{1}{r_1} (E_i - E_{01}) \simeq \frac{E_i}{r_1} (1 - \eta) \dots (21)$$

ゆえに,

昭和 38 年 2 月 (J.I.E.E. J.)

ron: トランジスタのオン抵抗

次に第5図(b)の放電半周期で i3/(t) を求めると

$$i_{3}'(t) = \frac{1}{r_{2}} \left\{ E_{i} + e^{-\alpha_{2}t} \left(\frac{R}{R + r_{2}} E_{i} + E_{02} \right) \right\}$$
.....(23)

この場合も初期値でのコレクタ損を考えて

$$P_{c2} = (i_{3}')^{2}_{t=0} \cdot r_{off} = \frac{E_{i}^{2}}{r_{2}}(1+\eta)^{2}$$
ただし,
$$r_{2} \gg R, r_{2} \simeq r_{off} (トランジスタのオン抵抗)$$
.....(24)

(3·4) 入力抵抗 検波効率の高い Cr1≤T/5, $CR \ge 5T$ の場合について第5図の充放電流 $i_3(t)$ お よび i3'(t) の平均値 I3, I3' を求めると

$$I_{3} \simeq E_{i} \left\{ \frac{1}{R} + \frac{2}{\alpha_{1}T} \frac{1}{r_{1}} (1-\eta) \right\}$$

$$I_{3}' \simeq \frac{E_{i}}{r_{2}} (1+\eta)$$
したがって入力抵抗 R_{in} は
$$R_{in} = \frac{E_{i}}{\frac{1}{2} (I_{3}+I_{3}')} = \frac{2}{\frac{1}{R} + \frac{2}{Ar_{1}} (1-\eta)}$$
たた^{*}

た

$$A = \frac{T}{Cr_1}$$
(26)

もしも A が大になり、かつ $\eta \simeq 1$ となると $\frac{1}{D}$ ≫ $\frac{2}{Ar_1}(1-\eta) \ge t_{\Sigma} \eta$

 $R_{in} \simeq 2 R \dots (26')$

(3・5) 並列双対形 前記の単一素子回路では素子 をしゃ断するためには駆動レベルに条件があり、取り 扱いうる入力レベル範囲には低い限界があった。しか





(13)

し第7図の双対形複素子回路にすると入力および駆動 レベルの大きさおよび位相関係(同相あるいは逆相) にかかわらず常に一方の素子はしゃ断となるため,上 記条件は除かれ入出力間の直線性が拡張される。

回路形式は並列形と同じであるから回路定数の選び 方はそれに準じて設計できる。

駆動条件も同じく考えられるが,接続が逆直列となっているから 導通時に e_i , e_r の位相関係によって一方の素子が順方向電流増幅率 β_n で動作するときは,他方は常に逆方向電流増幅率 β_i で動作する。通常は $\beta_n > \beta_i$ であるからベース駆動電流は後者を飽和させるにじゅうぶんな値にとる必要がある。

第7図の能動域等価回路およびベース特性を第8図





Fig. 8. The equivalent circuit of Fig. 7 in the active range and the v-*i* characteristics of the base input.

に示す。(駆動振幅≫ E_{ro} のときはこれを無視する)入 力 e_i , 駆動電源 e_r は振幅それぞれ E_i , E_r の方形波 と考え,出力時定数 $C_2R_2 \ge 5T$ にとり,並列形と同 じく回路電流および出力電圧の平均値を図のようにと る。

この場合,検波効率 η を高くするためには $R_2 \gg R_1$ であり, また $\eta \leq 0.5$ であるから $vc_{I\!\!Z}$ 近似式を求め ると

 $\begin{aligned} v_{CE} \simeq E_i - \frac{E_r' \beta_i}{R_b + R_E (1 - \beta_i)} \left(\frac{2 R_b R_E}{R_b + R_E} + R_1 \right) \\ \uparrow_c \uparrow_c \downarrow, \\ E_r' = E_r - E_{r0}, \quad \frac{R_2}{R_1} \gg \eta \end{aligned}$

......(27)

 η を高くするため $R_E/R_1(=k) \le 0.1$, $n(=E_{r'}/E_i)$ は実用範囲からみて $0.1 \le n \le 1 \sim 5$, さらに $\beta_i \gg 1$ と して素子を飽和させるにじゅうぶんな駆動条件として は $vc_E \le 0$ から次の近似式で与えられる。

$$\frac{R_b}{R_1} \leq \beta_i (k+n+2 kn) \dots (28)$$

なおこのときのベース電流は近似的に

$$I_{b1} \simeq I_{b2} \simeq \frac{E_i}{R_1} \frac{1}{\beta_i}$$

$$(29)$$

$$f(k) = 0$$

4. 回路設計と実測結果の検討

以上の解析結果の計算例および設計例を示し,それ らを実験的に検討した。

(4・1) 直列形 (16) 式で T/Cr1=0.3~5.0,
 CR/T=1~30 に変えた場合の η 特性の計算値を第9
 図に実線で示す。 同図から見て T/Cr1≥5, CR/T≥5



第 9 図 直列形検波特性の計算値および実測図 Fig. 9. The characteristics of η vs. *CR/T*, solid and broken lines are the theoretical and measured one, respectively.

にすればりはほとんど1に接近し,脈動率も数パーセント以下に押えられ応答速度も高い。

実測では周波数 2 kc の方形波を用い, 電源抵抗 よび素子のオン抵抗を含めて, $r_1 = 200 - 300 \,$ の.3~5 μ Fを用いた。第9 図に C および R により 充放電時定数を変えたときの検波特性の実測を点線で 示すが,上記条件を満足するには C を小さく R を大 きくすればよいことになるが,後段増幅器の安定度か らみて百オームオーダの R にすると検波効率は低下 してくる。

コレクタ損はこの場合非常に小さく (22), (24) 両 式から実測値 $E_{i=6}$ V, $\eta=0.5\sim0.9$ でミリワットオ ーダ以下である。

次に駆動条件であるが $T/Cr_1 = CR/T = 5 とすると$, (16) 式から $\eta = 0.9$, したがって n = 2, α (トランジス タ素子 2SB-165) = 0.99 とおけば (19) 式から R_b/r_1 $\leq 3.3 \times 10^3$ となる。 R_b を変えた場合の η 特性の実測



第 10 図 直列形の η - R_b 特性実測図 Fig. 10. The measured characteristics of η vs. R_b (series type).



Fig. 11. η characteristic vs. frequency (over saturation).

図および実測条件を第 10 図に示すが, だいたい Roの設計値付近から検波効率は低下している。

なお R_b としてじゅうぶん素子を飽和させるように 小さく選び実用範囲を考えて 10 kc 以下の η 特性の実 測 ($CR \approx 5 T$, $Cr_1 \approx 0.2 T$) を第 11 図に示すがほと んど一定である。したがってこの周波数範囲ではある 入力レベル範囲において、その最大値に対して R_b を 設計しておけばじゅうぶんに直線性のよい入出力特性 が得られることがわかる。

 (4・2) 並列形 (3) 式で a および b を変数とした場合の η特性をそれぞれ第 12 図 (a), (b) に実線で示す。検波効率 および 安定性からみて a=5~10, b=2~10 が実用範囲である。

素子 (2SB-165) の α =0.99, e_i (方形波)の周波数 および振幅をそれぞれ f=2kc, E_i =6V とした。

 I_b は素子の電圧オフセットあるいはオン抵抗の条件を考えて定めるが、いま 100 μ A とすると (11) 式から R_1 =数百オーム。(ただし η を高めるため b=10



第 12 図(a) η-R₂/R₁ 特性の 計算値および実測

Fig. 12. (a) The characteristics of η vs. R_2/R_1 , broken lines are the measured value.





とした) このとき (13) 式から $R_{in} \simeq 1 k\Omega$, さらに(4), (5) 式から $P_o < 数ミリワットで非常に小さい。$

η 特性から a>10, b≃10 として R₂≃10 kΩ, R∞≃ 数十オームをうる。

次に出力時定数 $C_2R_2 \approx 3 \sim 5T$ として, $C_2 \approx 0.2 \sim 0.4 \mu$ F が適当である。

実測では上記の諸定数を用い、それぞれ R_2 および R_{III} を変化した場合の検波特性の実測図を第 12 図 (a), (b) に点線で示す。

駆動電圧は $n \simeq 1$ として $E_r \simeq 6$ V, さらに b = 10 と して (8) 式から 駆動条件を求めると $R_b/R_1 \le 100$, し たがって $R_b \simeq 数十キロオーム となる。 <math>R_b$ を変えた 場合のコレクタ電流 I_a および検波効率 η の実測図を 第 13 図に示すが、だいたい上記の R_b 付近から特性 は低下しており、飽和状態ではほとんど一定である。

(4・3) 双対並列形 素子に TJ-42(βi~10) を用
 い,並列形と同じ要領で回路定数を定め, n=0.2~10

161

昭和 38 年 2 月 (J.I.E.E.J.)













についての実測図を第 14 図に示す。検波効率は (28) 式の *R*_b 設計値付近から低下している。

なお第 15 図に入出力特性の実測図を示すが、この 場合入力レベルに対して (28) 式から Rb を求めてあ るから (n=0.3) それ以下の入力レベルに対して素子 はじゅうぶんに飽和しており, ei>er の範囲まで良好 な直線性が得られた。

したがって被測定量に応じnを小さく (0.1~0.5) 選んで R_b を定めておけば直線性範囲はじゅうぶんに 拡大しうることがわかる。

5. 結 言

以上の結果を要約すると並列形では

(1) a=5~10, b=2~10 が実用範囲であるが, 検波効率, (最高で 0.5)入力抵抗, コレクタ損, ベー ス駆動電流および安定性などから適当な回路定数を決 める。

(2) ベース駆動は最高入力レベルに対して設計し
 n に関係する。(しゃ断条件から η≥1)

(3) 出力時定数は (3~5) T 以上が適当である。

(4) 双対形にすればしゃ断条件に無関係に入出力 直線性の範囲は増大する。素子は対称形のものが適当 である。

次に直列形では

(5) CR/T≥5, Cr₁/T=0.2~1 が実用範囲である が,検波効率,(最高で1)入出力抵抗,電源抵抗,脈 動率および応答速度などから適当な回路定数を選ぶ。

(6) Poは非常に小さい。

(7) 駆動条件は最高入力レベルに対して設計しnに関係する。(しゃ断条件から $n \ge 1+\eta$)なお,普通直 列形より小さなベース駆動でじゅうぶんである。

終わりに日ごろご指導いただいている東北大学和田 正信教授,日立中央研究所阿部善右衛門部長,ならび にご討議いただいた日立中央研究所青木信彦氏に深く お礼申し上げる。

(昭和 36 年 12 月 29 日受付, 同 37 年 9 月 15 日再 受付)

献

- (1) A.P. Kruper: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs 74. 141 (1955)
- (2) Albert N. DeSantels: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs 76, 19 (1957)
- (3) I.A. Greenwood: Elect. Instrument 21, 378 (1949)

文

- (4) T.T. Ebers & T.L. Moll: Proc. Inst. Radio Engrs 42, 1761 (1954)
- (5) 工藤: 昭 35 通信学会全国大会 415
- (6) Seymour Schwartz (東大電子研究会訳): Selected Semicond. circuit Hand Book § 6 (1960) 近代科学社
- (7) Lo & Endres (高木昇, 安遠芳夫共訳): Transistor electronics § 12 (1955) 近代科学社
- (8) 川島: 電子計測 No. 11, 43 (昭 36) 技術情報出版社
- (9) 島:トランジスタ回路 §8 (昭 36) 日刊工業新聞社

162