

# 開閉制御形電源回路とその応用

## A Switching Regulator and its Applications

徳永 迪夫\*      川波 充\*      相京 進\*  
 Michio Tokunaga      Mitsuru Kawanami      Susumu Aikyo

### 要 旨

これは日本電信電話公社電気通信研究所を中心として、日本電気株式会社、沖電気工業株式会社、富士通株式会社および株式会社日立製作所が共同開発中の電子交換機への適用を目的とし、小形高能率の安定化電源としての開閉制御形電源回路に関する検討結果の報告である。

この形式の電源をほかの方式と比較してその特性上の位置づけを明確にした。特に能率に関する duty cycle を解析導出して近似式を与え設計基本式にまとめた。さらに、開閉制御形の特長を利用して、並列運転、定電流利用、電源パッド給電形式を示した。最後に、自励式の回路例と特性を示し、基本式との合致を試みた。

### 1. 緒 言

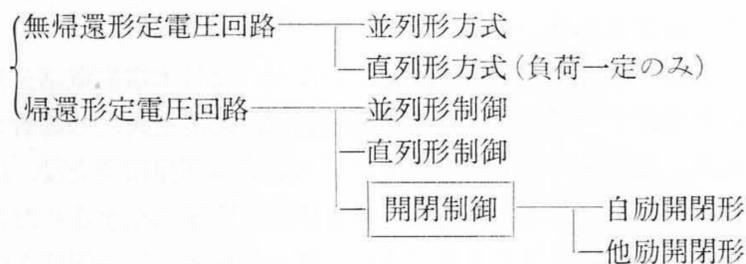
各種の定電圧電源回路方式のうちで、開閉制御形電源回路<sup>(1)~(3)</sup>は小形、高能率の DC-DC コンバータとして最近急速に注目されてきている。すなわち電子装置の小形化、軽量化に伴って付帯した電源装置の占める割合が、個別半導体から集積回路に移行するに従って大きくなってきた。また宇宙とう載装置では一主電源から必要な各種の定電圧電源を作ること、電子交換機システム、データ通信システムでは電力室から大電流低電圧（たとえば +5 V, 100 A）をかなりの距離をへだてて供給するので電力損失、電圧変動、給電設備の価格高となることなどの理由で、必要な電源値の最高のものでシステムの各架に給電して DC-DC 変換を高能率に行なうことが重要である。このような背景をもとにして、われわれは開閉制御電源回路について動作解析、回路形式、使用条件および寿命試験を行ない実用化の見通しをえた。

この回路方式はスイッチトランジスタで主電源をオンオフし、LC フィルタで平滑するもので、スイッチトランジスタの消費電力は小さく回路内の発熱が小さいため、電源装置というものの、一般の電子回路とう載プリント板にも実装可能であろう。さらに実装の柔軟性を倍増するものとして、この方式は並列接続によって簡単に電流容量を増加させることができる。

### 2. 電源回路方式の相互比較

#### 2.1 回路方式の分類

電源回路方式を制御方式から分類すれば



となる。これから述べる開閉制御形電源回路を中心にして、(i) 能率  $\eta$ 、(ii) スwitchトランジスタの電力損失、について相互比較をする。電源回路の比較項目としては、(iii) 安定度、(iv) 応答速度もあるが回路の構成素子に依存するため絶対的な比較は困難なので省略した。

#### 2.2 能 率 $\eta$

図 1 に各種回路方式の基本形と能率  $\eta$  を示した。ここで  $\eta$  は図 1 の記号を用いれば

$$\eta = E \cdot I / v I_L \dots\dots\dots (1)$$

\* 日立製作所戸塚工場

制御	回路形式	能 率
1 無帰還形		$\eta = \frac{v}{E} \times \frac{1}{1+a}$ $a = I_z / I, I_c / I$
2 並列制御		
3 直列制御		
4 開閉制御		$\eta = \frac{v}{E} \cdot \frac{k}{1+a \cdot k}$ $a = (I_c + I_c) / I$ $k = \frac{T}{T_1} = \frac{\text{周期}}{\text{ON時間}}$

鎖線内は制御の基本形を示している。

図 1 電源回路方式の能率比較

で定義される。開閉制御形を除く回路方式では、到達しうる最大の能率は  $v/E$  であるが、開閉制御形では  $k = T/T_1$  倍能率は向上する後述のように  $T/T_1$  は  $v$ 、および  $E$  の関数

$$T/T_1 \cong (E - V_D) / (v + V_D)$$

$V_D$ : ダイオードの順電圧

であるから、 $a$  が非常に小さければ

$$\eta \rightarrow (1 - V_D/E) / (1 + V_D/v) \cong 100\%$$

にまで達しうるようになる。

#### 2.3 電力損失と供給電流の関係

負荷に供給できる最大電流容量はおもに直列または並列にはいつている電力用トランジスタの最大定格によってきまる。開閉制御形では最大電流  $I_{Cmax}$  の定格で、直/並列制御形では消費電力  $P_{Cmax}$  の定格で負荷電流は定まるようである。理論的最大の負荷電流を  $I_{Lmax}$  とすれば

並列制御形  $I_{Lmax} = 4 P_{Cmax} / v$

直列制御形  $I_{Lmax} = 4 P_{Cmax} / (E - v)$

開閉制御形  $I_{Lmax} = \frac{P_{Cmax}}{V_{CE(on)} \cdot T_1 / T + E \cdot (\text{ton} + \text{toff}) / T}$

$V_{CE(on)}$ : スwitchトランジスタの飽和電圧

ton, toff: スwitchング時間

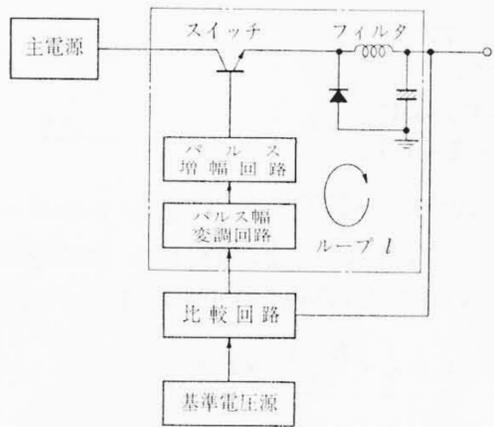


図2 開閉制御形電源回路の基本構成

となる。スイッチング損失が定常損失に比べて無視できるならば、開閉制御形の  $I_{Lmax} \cong \{P_c / V_{CE(on)}\} \cdot T / T_1$  となりほかの回路方式に比べて負荷電流は大きくとれる。

### 3. 開閉制御形電源回路の動作説明

すべての帰還形定電圧回路は3種の主要機能——基準電圧源、比較(増幅)回路および制御回路——からなっている。開閉制御形も構成は同じであるが、制御回路の動作が異なっている。さらに機能的に制御回路を分解したのが図2で、比較(増幅)回路の出力をパルス幅変調回路により、直流レベルからパルスに変換し、増幅されたパルスで主電源をオンオフし、フィルタを通して再び直流に変換するものである。前述のとおり本方式は自励式と他励式(内部に発振源をもつものがないもの)があり、その具体例を示せば以下のようになる。

- 自励式——シュミットトリガ制御方式
- 基準電圧制御方式
- 他励式——AM(アステابلマルチバイブレータ)制御方式

#### 3.1 自励式

この形式でもっとも重要なことは電源投入時の自励の難易であり、多くの場合、発振が生起しないと駆動回路、特にスイッチ素子は破壊のおそれがあるので特に注意が必要である。

##### 3.1.1 シュミットトリガ制御方式

シュミットトリガがパルス幅変調回路となることを説明しよう。自励振動がおこれば、主電源をオンオフするために出力電圧が微小範囲でリップルする。この出力電圧が基準電圧と比較されながら増幅されてシュミット回路に印加され、この回路のウインド電圧 ( $V_2 - V_1$ ) で定まる時間、スイッチがオンオフするパルスに変換される。すなわち、スイッチがオンしたことにより出力電圧が上昇し、シュミットの入力電圧が  $V_2$  に達するとシュミット回路が動作しオフとなる。こんどは、出力電圧が下降し、シュミットの入力電圧が  $V_1$  になれば再びオンして以降同じ動作を繰り返す。上記の定性的説明から、ウインド電圧、比較(増幅)回路の利得によって、リップル電圧が定まる。

##### 3.1.2 基準電圧制御方式

シュミット回路の代わりに、基準電圧  $V_2, V_1$  を定めフリップフロップをセット、リセットできるように、図3(a)の構成をすれば、3.1.1と全く同じ動作をする。さらに基本的な考えを発展させた簡単な構成は、入力と位相を異にして、基準電圧  $V_2, V_1$  を可変させ、スイッチをオンオフさせるのが基準電圧制御方式である。その簡単な回路構成は図3(b)に示すように、比較回路の入力  $V_N, V_I$  を

$$V_N = v (= \text{出力電圧})$$

$V_I \cong V_{ref} + (R_1/R_2) \cdot (TR \text{ のエミッタ電圧})$  ただし  $R_1 \ll R_2$ , とし、スイッチがオンのとき  $V_I \cong V_{ref} + (R_1/R_2) \cdot E$ , オフのとき

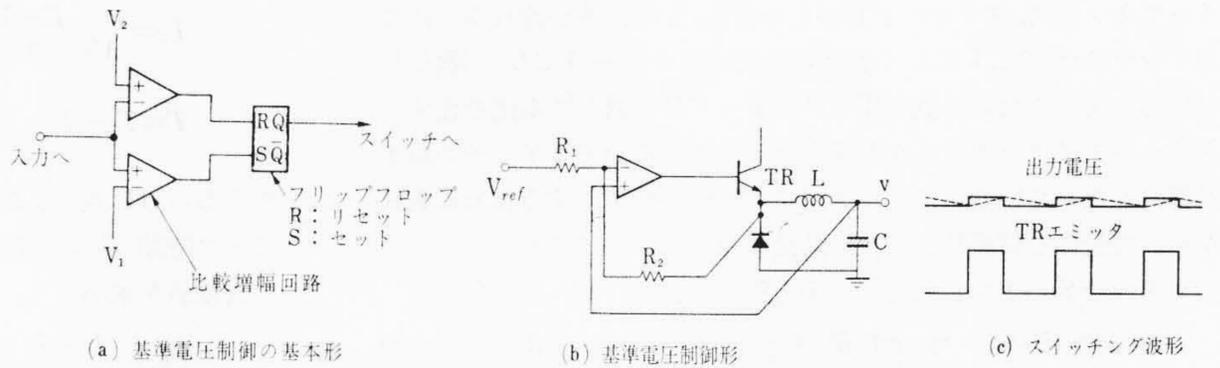


図3 基準電圧制御形の説明図

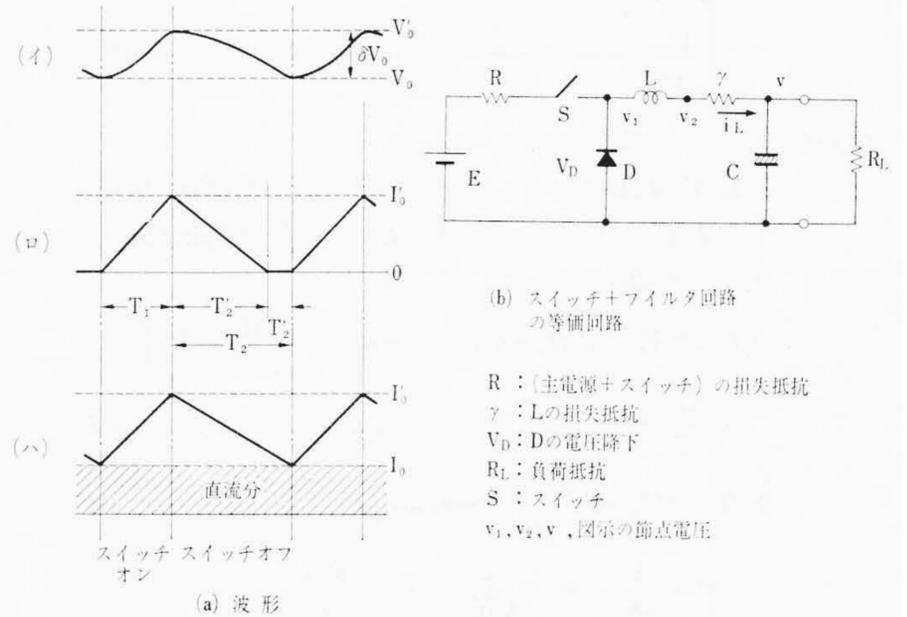


図4 フィルタ回路の等価回路と波形

$V_I \cong V_{ref} - (R_1/R_2) \cdot V_D$  に変化し、LCフィルタでの位相ずれで  $V_N$  と比較して、スイッチをオンオフさせるのである。

#### 3.2 他励式

この方式は、開閉制御形ループの状態に無関係に定まる発振源を有し、出力電圧によって発振源のレベルを変化させて主電源をオンオフするパルスに変換するものである。これの実施例としては、一般にコンデンサの充放電によるUJT弛張発振回路の出力を開閉制御形電源回路の出力電圧によって可変し、既述のシュミット・トリガ回路に入れてパルス幅変調を行なっている<sup>(4)</sup>。さらに簡単な方法として、アステابلマルチバイブレータを用いれば自己の回路定数で定まる繰り返し周波数で発振する。周期または duty cycle はこの回路に接続された基準電圧に対して定まるが、負荷が大となると出力レベルの低下を招くが、基準電圧と比較されてアステابلマルチの動作を制御する電圧となり主電源のオン時間を長くするか、または周期を短くして出力が基準電圧に引きもどされる。このようにして、アステابلマルチバイブレータがパルス幅変調回路として使用される。この方式は自励の条件が不要であるため、ループ内でAC結合があっても良い。また、他励式は当然のことながら出力にリップルが存在しなくても制御し得るので、自励式と大きく異なるものである。

#### 3.3 スイッチ

パルス幅変調回路のパルスにより主電源をオンオフするのがスイッチの機能である。素子としては、電力用トランジスタ、サイリスタなどが用いられるが負荷の過渡変動に対する応答速度、後述のフィルタの共振周波数による素子が小形のために高周波出力トランジスタを用いる必要がある。ただしあまり周波数をあげるとトランジスタのスイッチング時の電力損失が増大して能率が低下するので最適の周期が存在する。

#### 3.4 フィルタ回路(図4参照)

フィルタにはチョークインプット形のLC回路が用いられる。ス

スイッチオン時、ダイオードDがしゃ断し、Lに電流が流れる。次にスイッチのオフで、Lにたくわえられたエネルギー(1/2L×(電流)<sup>2</sup>)を出力に用いるために放磁用のダイオードDを通して電流を流す。ダイオードはフライバック電圧を吸収しているためスイッチの耐圧保護にもなっている。フィルタ回路の特性を明確にするために数式を用いて動作を解析しよう。以降図4をもとにして進める。

スイッチSがオンしたときの節方程式は

$$\begin{bmatrix} E/R \cdot S \\ -I_0/S \\ I_0/S + CV_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R + 1/\gamma & -1/\gamma & 0 \\ -1/\gamma & 1/\gamma + 1/SL & -1/SL \\ 0 & -1/SL & 1/R_L + 1/SL + SC \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

で与えられる。ここに

$I_0, V_0, L, C$ のスイッチオン時の初期電流、電圧  
 $V_1=L(v_1), V_2=L(v_2), V=L(v)$   $L=Laplacian$

である。若干の近似を行なって

$$v(t)_{on} \cong V_0 + (I_0 R_L - V_0) \omega_c (t - at^2) + \left( \frac{E}{1+b} - V_0 \right) \times \frac{\omega_0^2}{2} \cdot t^2 \dots\dots\dots (3)$$

$$i_L(t)_{on} \cong I_0 + \left( \frac{E - V_0}{L} - L_0 \omega_L \right) t \dots\dots\dots (4)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \quad \omega_c = \frac{1}{CR_L}, \quad \omega_L = \frac{R + \gamma}{L},$$

$$a = \frac{\omega_L + \omega_c}{2}, \quad b = \frac{R + \gamma}{R_L}$$

となる。スイッチSがオフのときは、 $E \rightarrow -V_D, R \rightarrow 0, V_0 \rightarrow V_0', I_0 \rightarrow I_0'$ として、 $V_0', I_0'$ をスイッチオフのときのC, Lの初期電圧、電流を示す。よって、

$$v(t)_{off} \cong V_0' + (I_0' R_L - V_0') \omega_c (t - a't^2) + \left( \frac{-V_D}{1+b'} - V_0' \right) \frac{\omega_0'^2}{2} \cdot t^2 \dots\dots\dots (5)$$

$$i_L(t)_{off} \cong I_0' + \left( \frac{-V_D - V_0'}{L} - I_0' \omega_L' \right) t \dots\dots\dots (6)$$

$$a' = \frac{\omega_L' + \omega_c}{2}, \quad \omega_L' = \frac{\gamma}{L}, \quad b' = \frac{\gamma}{R_L}$$

となる。

### 3.4.1 周期T, オン時期T<sub>1</sub>, オフ時間T<sub>2</sub>

開閉制御形での能率などは、 $T/T_1$ に依存することを示したが、(3)~(6)式を用いて導出する。

(i) 重負荷のとき ( $I_0 \neq 0$  のモード)

重負荷の場合、図4(a)(ハ)に示すように、スイッチオフのときCとLから負荷電流を供給する。比較(増幅)回路、パルス幅変調回路の特性によって、リップル電圧の振幅  $V_0, V_0'$  は一定の関係にあり、

$$V_0' = V_0(1 + \delta) \dots\dots\dots (7)$$

$\delta$ : リップル率

とする。(3)式で第2項が第3項に比べて無規できるとすれば(7)式を用いて、

$$T_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{2\delta V_0}{E/(1+b) - V_0}} \cong \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{2\delta V_0}{E - V_0}} \dots\dots\dots (8)$$

(4), (6)式より

$$I_0' - I_0 = \frac{E - V_0}{L} T_1 = \frac{V_0' + V_0(1 + \delta)}{L} T_2 \dots\dots\dots (9)$$

の関係を用いる。よって

$$T_2 = \frac{E - V_0}{V_D + (1 + \delta)V_0} T_1 \dots\dots\dots (10)$$

$$T = T_1 + T_2 = \frac{E - V_D - \delta V_D}{V_D + (1 + \delta)V_0} \cdot T_1 \dots\dots\dots (11)$$

をうる。(11)式および(10)式から、周期Tもオン時間、したがってオフ時間  $T_2$  も負荷に対して変化しないことがわかる。次に電流の初期値を求めよう。電流変化はほぼ直線となり、 $\delta \ll 1$  とすれば

$$\left( I_0 + \frac{I_0' - I_0}{2} \right) R_L = \left( I_0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{E - V_0}{L} \cdot T_1 \right) \times R_L = V_0 \left( 1 + \frac{\delta}{2} \right)$$

から

$$I_0 = \frac{V_0}{R_L} \left( 1 + \frac{\delta}{2} \right) - \frac{E - V_0}{2L} \cdot T_1 \dots\dots\dots (12)$$

$$I_0' = \frac{V_0}{R_L} \left( 1 + \frac{\delta}{2} \right) + \frac{E - V_0}{2L} \cdot T_1 \dots\dots\dots (13)$$

で表わされる。

これからわかることは、重負荷になると ( $R_L \rightarrow 0$ ) 初期電流  $I_0, I_0'$  が増加し、電源電圧が増加すれば減少 ( $I_0$ ), 増加 ( $I_0'$ ) する。ただし負荷の変化に対して、 $I_0' - I_0$ は無関係となり直流分のみ変化するのである。

(ii) 軽負荷のとき ( $I_0 = 0$  のモード)

軽負荷の場合、図4(a)(ロ)に示すようにスイッチオフのときCから負荷電流を供給する。(6)式より

$$I_0' = \frac{E - V_0}{L} T_1 \dots\dots\dots (14)$$

スイッチオフのときにLに流れる電流がゼロになる時間  $T_2'$  は(4)式より

$$T_2' = \frac{I_0' L}{V_D + V_0'} = \frac{E - V_0}{V_D + (1 + \delta)V_0} T_1 \dots\dots\dots (15)$$

オフ期間  $T_2$  は

$$T = T_1 + T_2 = \frac{E - V_0}{V_0(2 + \delta)} \times \frac{R_L}{L} \left( 1 + \frac{E - V_0}{V_D + (1 + \delta)V_0} \right) T_1^2$$

で与えられる。すなわち、初期電流ゼロのモードでは、負荷の増大に対して、 $T_1, T_2'$  は一定で、 $T_2''$ の期間が減少し次第に  $I_0 = 0$  から  $I_0 \neq 0$  に移行することがわかる。

### 3.5 短絡保護回路

半導体素子を使用した電源回路では応答速度の速い電子的保護回路を必要とする。過電圧、過電流に対して保護回路を与えるが、本稿では前者を省略し、過電流保護回路について述べる。

この構成は電源回路を定電流回路に切り換えるもので、その原理は図5に示すとおりである。過電流検知抵抗RでトランジスタTRをしゃ断から、能動状態にして、フィードバックループにより比較回路の出力抵抗を制御し、比較回路以降の回路を定電圧回路と同様に制御し出力トランジスタをオンオフして全体を定電流回路として動作させる。平衡状態は

$$I_L R = V_{BE} \dots\dots\dots (16)$$

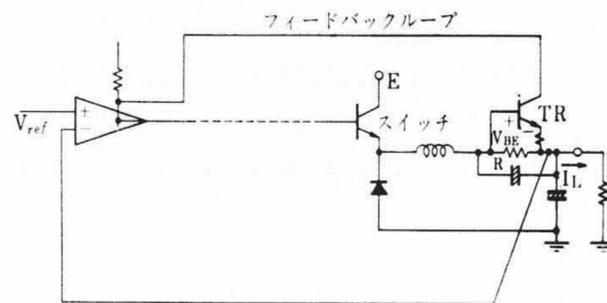
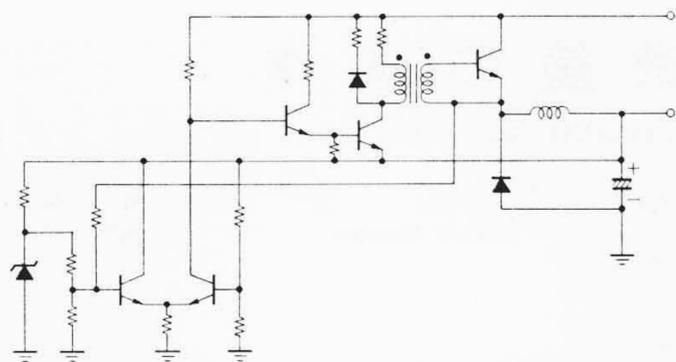
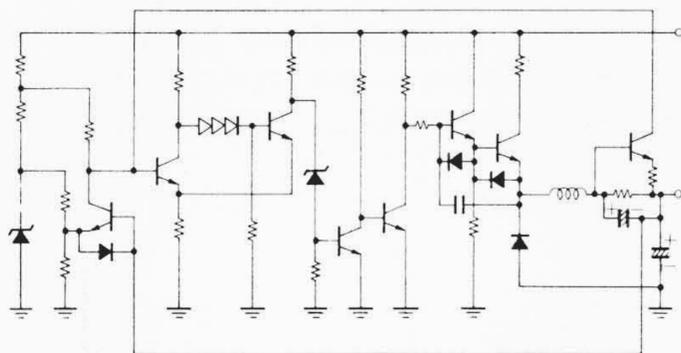


図5 短絡保護回路



(a) 交流結合の基準電圧制御方式



(b) シュミットトリガ制御方式

図6 開閉制御形電源回路

で一定となる。リップル、周期などは、(3)~(6)式に  $V_0 \rightarrow V_{BE}$ ,  $E \rightarrow E - R_L I_L$  とおきかえれば容易にえられる。

以上述べたほかに、シュミット回路の動作、比較(増幅)回路、パルス増幅回路、など説明する必要があるが割愛する。

現在設計された電源のうち

自励式(外部起動要)交流結合の基準電圧制御形

自励式シュミットトリガ制御形

ただし

主電源 12 V  $\pm$  30%

出力電圧 6 V  $\pm$  5% (リップル含む) 1.5 A

能率 75% 以上を目標

の回路形式および諸元を図6, 7に示す。シュミットトリガ方式で能率が下がっているのは短絡保護回路による損失が大きいためである。交流結合にすれば保護回路は不要であるが、他励式でない場合、外部起動を要する。

#### 4. 開閉制御電源回路の応用

この回路の応用はきわめて広く、一般の定電圧電源回路としてはもちろんのこと、二、三の特殊な有用な応用例があるのでここに紹介する。

##### (i) 電源パッド給電方式

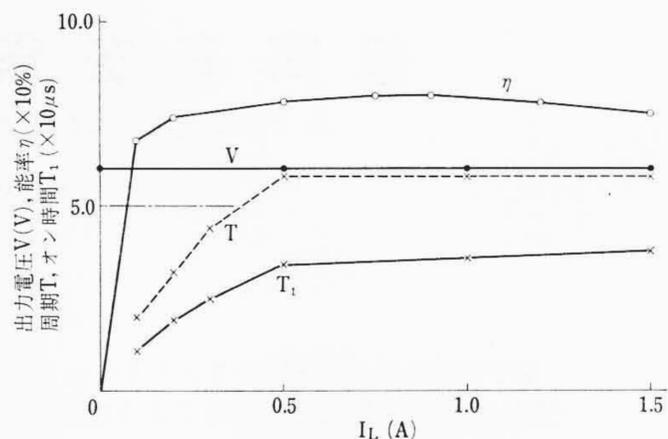
緒言に述べた低電圧大電流の給電は引き回さずに高電圧から高能率変換を随所におくのにこの回路方式を用いる。

##### (ii) 定電流電源に利用

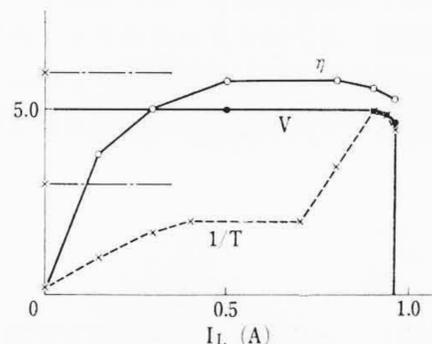
3.4で述べた定電流特性を応用する。検出抵抗を任意の位置においても良く、また、 $TR$ の代わりに差動増幅器と基準電圧の適当な値でも制御できるであろう。

##### (iii) 並列接続による負荷電流の増加

定電流特性を有するこの回路の出力を複数個並列接続することにより、そのうちでまずいちばん高い電圧があらわれ、負荷電流を増加していくことにより次第に低い電圧に移る。



(a) 図6(a)の特性



(b) 図6(b)の特性

図7 能率  $\eta$ , 出力電圧 V, 周期 T, オン時間  $T_1$  の特性

#### 5. 結 言

各種の定電圧電源回路方式の特性比較を行ない、開閉制御形の占める位置を明確にし、また自励形と他励形の特長を述べた。これらの考察の結果、自励形のものを中心に、機能回路の設計に用いる関係式、特に発振モードを明確にし、能率に影響を与える duty cycle の関係を与えた。

実際の設計例として、12 V より 6 V 1.5 A の自励形を示した。解析結果とほぼ一致し、一般の電子パッケージにとり載した実装形式で、連続2万時間運転で無事故であった(周囲温度 75°C)。

開閉制御形の応用として数種示したが、短絡保護回路の導入により、複数個の電源の並列運転が可能であり、電子パッケージタイプで分散配置することにより、給電による電圧降下を除くことが可能である。また、各種電子装置で多種中容量の電源が必要な場合に高能率の本回路方式が有利となろう。大容量のものでも本回路方式では高価な電力用トランジスタを削減することができるので、今後発展する電源回路方式であると考えられる。

最後に、この開発期間中、終始ご指導いただいた、日本電信電話公社、電気通信研究所、交換記憶装置研究室川又室長、守友調査員およびご討論願った日本電気株式会社、沖電気工業株式会社および富士通株式会社の各電子回路担当のかたがたに深く感謝の意を表す。

#### 参 考 文 献

- (1) C. F. Ault: BSTJ Vol. 18 No. 5 (Sep. 1964)
- (2) パルス技術便覧: 昭和41年9月
- (3) 徳永ほか: 開閉制御形電源回路, 電気四学会連合大会(昭42-4)
- (4) D. L. Baerwald etc.: A Study of Low-output Voltage Conversion and Regulation Techniques RAX-TR-65-126 Final Report.