照明のためのパワーエレクトロニクス(8)[†]

専門会員 浦山 隆*

11. チョップ回路

直流スイッチを高頻度でオン・オフを繰り返し、交流を介することなく出力電圧を制御する直流直接変換装置を直流チョップあるいは単にチョップと呼んでいる。

直流チョップは直流電源を直接異なる直流電圧に変換するもので非絶縁型である。DC—DC コンバータにはこのほか、直流電圧を半導体スイッチによって一旦交流電圧に変換し、変圧器を介して後、整流器によって直流電圧に変換する方式がある。これは直流間接変換回路と呼ばれている。この方式は変圧器によって入力と出力が絶縁される絶縁型である。

直流チョップ回路には、①降圧形チョップ、②昇圧形チョップ、③昇降圧形チョップ（極性反転型チョップ）、④Cuk コンバータ等がある。

負荷にかかる電圧の平均値は直流スイッチのオン・オフの比率によって変わり、デューティ比を変えれば0から電源電圧 V_1 まで連続的に変えることが出来る。この意味からチョップによる電力制御を時比率制御（Time Ratio Control：TRC）とも呼んでいる。

出力電圧の平均値を制御するには

- スイッチング周期を一定にし、スイッチのオン期間、即ちパルス幅を変えて制御する方式⇒パルス幅制御（PWM 制御）
- スイッチのオン期間を一定にし、スイッチング周期を変えて制御する方式⇒周波数制御
- 上記(a)、(b)を合わせた方式で、スイッチングのオン期間、スイッチング周期共に変えて制御する方式⇒パルス幅、周波数制御

の三つの方式がある。

(a)の方式では、高周波除去用フィルタの設計が容易である。 (b)の方式ではチョップ回路や制御回路は簡単になるが、出力のリップルを一定にしにくい。 (c)の方式では大幅な出力変化が可能である、などの得失がある。

11.1 直流チョップ

[†] Power Electronics for Illuminating Engineering

* 立命館大学理工学部電気工学科 Takashi Urayama

(a) 原理図

(b) 出力波形

図98 直流チョップ

図98の回路でチョップによる電圧制御について考えてみる。

スイッチSがオンの期間(T_{on})中は、負荷抵抗には電源電圧が印加され、オフ期間(T_{off})中は電圧は0になる。負荷にかかる電圧の平均値 V_2 は

$$V_2 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_1 = \frac{T_{on}}{T} V_1 = DV_1 \dots \dots \dots (78)$$

ここで、 $T (=T_{on} + T_{off})$ をスイッチング周期、 $D (=T_{on}/T)$ を通流率あるいはデューティ比と呼んでいる。

11.2 降圧形チョップ

図98の回路では、図(b)に示すように出力電圧、電流はいずれも断続波形になる。そこで、負荷電流を連続した脈流にするために、図98の回路にインダクタンスL、還流ダイオードDと平滑コンデンサCが挿入される。直流スイッチS、ダイオードD、インダクタンスLの組合せによって以下に述べる3つの回路方式が出来る。

(a) 回路

(b) 電圧・電流波形

(c) 電圧・電流波形 ($L < L_c$)

図 99 降圧形チョップ

図 99 の回路において、トランジスタ Q のオン期間中、電流はインダクタンス L を通って流れ、図示のような極性の電圧を誘起する。この時ダイオード D には図示の電圧がかかり逆バイアスされる。インダクタンス L が大きい場合、 L を流れる電流 i_L は L にかかる電圧の時間積分に比例して直線的に上昇し、 L にエネルギーを蓄える。

次にトランジスタ Q をオフにすると、インダクタンス L にかかる電圧の極性は図示と逆になり、ダイオード D を順バイアスして L に蓄えられたエネルギーを放出して電流 i_D を流す。電流 i_D はトランジスタ Q オフ時の L 端電圧の時間積分が Q オン時の L 端電圧の時間積分に等しくなるまで流れる (L 端電圧の 1 周期間の平均値は定常状態では常に 0 になる。)

インダクタンス L 端電圧の平均値の 1 周期間の時間積分の和を求めると

$$(V_1 - V_2) T_{on} - V_2 T_{off} = 0 \quad (79)$$

これより出力電圧 V_2 は

$$V_2 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_1 = DV_1 \quad (80)$$

トランジスタ Q がオフ時にかかる電圧 V_{CE} は

$$V_{CE} = V_1 \quad (81)$$

インダクタンス L に流れる電流の変化分 ΔI_L は図(b)のように電流が直線的に変化するものとする

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_1 - V_2) T_{on} = \frac{1}{D} V_1 (1 - D) T_{on} \quad (82)$$

トランジスタ Q を流れる電流のピーク値 I_{CP} は

$$I_{CP} = I_2 + \frac{\Delta I_L}{2} = I_2 + \frac{(V_1 - V_2) T_{on}}{2L} \quad (83)$$

$i_L > 0$ ではインダクタンスにかかる電圧の波形は振幅 $(V_1 - V_2)$ あるいは V_2 のどちらかで与えられる矩形波になる。したがってインダクタンスを流れる電流の交流分は三角波となる。 L が大なるときはインダクタンスを流れる電流の交流成分はインダクタンスの設計やトランジスタを選ぶときは直流成分に比べて小さく無視される。しかし L が小さくなると、ある負荷に対してインダクタンス電流のピーク値 I_{Lp} の平均インダクタンス電流 I_L の比は大きくなり、 v_2 や i_2 に 0 となる期間が生じ、不連続な波形になる。

v_2 や i_2 が連続から不連続に変わる臨界条件ではインダクタンス電流のピーク値 I_{Lp} は平均インダクタンス電流 I_L の 2 倍であり、

$$I_{Lp} = 2 I_L = \frac{V_L T_{on}}{L_c} = \frac{V_L D}{f_s L_c} \quad (84)$$

回路の損失がないものとするとき入力と出力は等しく、

$$V_1 I_L D = V_2^2 / R \quad (85)$$

以上より臨界インダクタンス L_c は

$$L_c = \frac{R(1-D)}{2f_s} = \frac{V_2(1-D)}{2f_s I_2} \quad (86)$$

となる。 $L < L_c$ では出力電圧・電流はいずれも不連続になる。その波形を図 99 (c) に示す。これらの関係はあたかも変圧比が T/T_{on} の変圧器の 1 次、2 次電圧、電流の関係

と等しく、チョップ回路はデューティ比で変圧比が変わる一種の直流変圧器とみなされる。これはまた、forward形や buck 形とも呼ばれている。

11.3 昇圧形チョップ

図 100 は昇圧形チョップ回路を示す。今、トランジスタ Q をオンすると、電源より電流 i_L が流れ、 L の両端に図示の極性の電圧を誘起し、インダクタンス L 中にエネルギーを蓄える。この時ダイオード D は逆バイアスされ、負荷に電圧は現れない。

次に、Q をオフするとインダクタンス L の電圧は図示と反対に反転し、これが電源電圧に加わってダイオード D を順バイアスして、エネルギーを放出しながら負荷に電流 i_d を流す。 L にかかる電圧の平均値を 1 サイクルにわたって求めると、

$$V_1 T_{on} - (V_1 - V_2) T_{off} = 0 \tag{87}$$

となり、これより出力電圧 V_2 は

$$V_2 = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} V_1 = \left(\frac{1}{1 - D} \right) V_1 \tag{88}$$

となる。

トランジスタ Q オフ時の電圧 V_{CE} は

$$V_{CE} = V_2 \tag{89}$$

出力電流 I_2 は

図 100 昇圧形チョップ

$$I_2 = \frac{T_{off}}{T} \frac{V_2 + V_1}{2L} \tag{90}$$

インダクタンス L を流れる電流のリップル ΔI_L は

$$\Delta I_L = \frac{V_1 T_{on}}{L} \tag{91}$$

トランジスタ Q に流れる電流のピーク値 I_{CP} は

$$I_{CP} = \frac{T}{T_{off}} I_2 + \frac{V_1 T_{on}}{2L} \tag{92}$$

となる。

負荷電流が連続となる臨界インダクタンス L_c は

$$L_c = \frac{R (1 - D)^2 D}{2 f_s} \tag{93}$$

で表される。

$D < 1$ では、88式より負荷電圧の平均値 V_2 は電源電圧 V_1 より大となり、 T_{on} , T_{off} のどちらか一方、またはこれら両者の制御することによって出力電圧を制御することが出来る。たとえば $T_{on} = T_{off}$ となるようにスイッチングを調整すると負荷電圧は電源電圧の 2 倍になる。これはまた boost 形とも呼ばれる。

11.4 昇降圧形チョップ

図 101 に昇降圧形チョップ回路を示す。トランジスタ Q をオンすると、電流 i_1 は $V_1 - Q - L$ を通って流れ、インダクタンス L にエネルギーを蓄える。この時ダイオード D は逆バイアスされ、負荷 R_L に電圧は現れない。次に、トランジスタ Q をオフになると、インダクタンス L の極性は反転し、ダイオード D を順バイアスして L に蓄積されたエネルギーを放出しながら図示の方向に電流 i_d を流す。このようにして入力電圧に対して反対極性の出力電圧が負荷 R_L に現れる。スイッチは連続してインダクタンス電流を入・出力間を交互に転流する。両電流とも脈流になる。昇降圧形チョップではエネルギーはスイッチングオン期間インダクタンスに蓄えられ、このエネルギーは flyback すなわちスイッチングオフ期間負荷に転送される。

先の場合と同様、 L 端電圧の 1 サイクルにわたる平均値を求めると

$$V_1 T_{on} + V_2 T_{off} = 0 \tag{94}$$

すなわち

$$V_1 D + V_2 (1 - D) = 0 \tag{95}$$

これより出力電圧 V_2 は

$$V_2 = - \frac{D}{1 - D} V_1 \tag{96}$$

トランジスタにかかる電圧 V_{CE} は

$$V_{CE} = V_1 + V_2 = \frac{D}{1 - D} V_1 \tag{97}$$

出力電流 I_2 は昇降形チョップの場合と同じで99式で表される。

トランジスタに流れる電流のピーク値 I_{CP} は

$$I_{CP} = I_2 \frac{T}{T_{off}} + \frac{V_1 T_{on}}{2L} \tag{98}$$

(a) 回路

(b) 電圧・電流波形

図 101 昇降形チョップ

また、臨界インダクタンス L は

$$L_c = \frac{R(1-D)^2}{2f_s} \quad (99)$$

となる。これはまた、buck-boost 形あるいは flyback 形などと呼ばれている。

11.5 Cúk コンバータ

発明者 Dr. S. Cúk の名をとったもので、変圧器の設計が適切であると、入・出力電流のいずれかのリップルを 0 にすることが出来る。その基本回路を図 102 に示す。原理的には、昇圧型チョップと降圧型チョップをカスケード接続したもので図 102 の二つのインダクタンスは M 結合されている。

トランジスタ Q がオンのとき、 V_1-L_1-Q 及び $R_L-L_2-C_1-Q$ を通る電流がそれぞれ流れる。トランジスタ Q がオフのときは $V_1-L_1-C_1-D$ 及び R_L-L_2-D を通る電流がそれぞれ流れ、出力電圧の極性は反転する。

二つのコイルの結合係数 $K (M/\sqrt{L_1 L_2})$ を変えられるようにして、漏れインダクタンスを操作し、結合回路の 1

次側または 2 次側の実効インダクタンスを著しく増大させることによって入・出力電流のいずれかのリップルを 0 にするものである。結合回路の実効巻数比 n を

$$n = \sqrt{L_1/L_2} \quad (100)$$

とすると

$K=n$ の場合、出力電流のリップルは 0 になる ($K \cdot n=1$ のとき、入力電流のリップルは 0 になる)。

このマッチング条件は結合インダクタンスの空隙を調整し、 k を可変にして満たしている。エネルギーの伝達はコンデンサ C_1 を介して行われる。

Cúk コンバータでは、コンデンサー電流の時間積 ($i \cdot S$) は 1 周期の間で 0、即ち

$$\int i_c dt = 0 \quad (101)$$

となるので、トランジスタ Q のオン期間の電流 I_1 とオフ期間の電流 I_2 について

$$I_1 T_{\text{off}} = I_2 T_{\text{on}} \quad (102)$$

1 次電流と 2 次電流の関係は

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}}} = \frac{1-D}{D} \quad (103)$$

入力電圧 V_1 、出力電圧 V_2 の関係はトランジスタのコレクタ接続点を ⑧、ダイオード陽極の接続点を ①とすると、トランジスタオン時は、D オフで ⑧点電圧 $V_B = 0$ 、コンデンサ C_1 端電圧を V_C とすると ①点の電圧 $V_A = -V_C$ 、トランジスタ Q オフ、ダイオード D オン時には $V_A = 0$ 、 $V_B = V_C$ となる。一方、⑧点の平均電圧は $V_C(1-D)$ で、 L_1 の平均電圧は 0 であるから

$$V_1 = V_C(1-D) \quad (104)$$

①点の平均電圧は $-V_C D$ で、しかも L_2 の平均電圧をゼロとすると、

$$V_2 = V_C D \quad (105)$$

故に

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D}{1-D} \quad (106)$$

となり、昇降形チョップと同様、巻線比がターンオン、ターンオフで決まる直流変圧器として動作する。

11.6 PWM 方式 (Pluse Width Modulation)

スイッチングトランジスタをオン、オフ駆動するために矩形波パルスが作られるが、この矩形波パルスの時間幅を変えてコントロールする方式をパルス幅変調方式 (PWM 方式) と呼んでいる。このうち、PWM 方式によって出力

図 102 cúk コンバータ

図 103 PWM コントローラ (電圧制御)

電圧の平均値を調整するものを **PWM コンバータ**、出力波形の基本波成分に相当する信号波で変調し、低次高調波の少ない滑らかな正弦波を得ようとする方式を **PWM インバータ**と呼んでいる。

この方式は、制御回路が複雑であり、スイッチング素子に高速のものを必要とするが、近年 MOS FET や GTO など高速半導体スイッチング素子の実用化に伴って、その応答性、経済性、制御性の面で優位となり急速に普及して来た。

PWM インバータでは、低次の高調波は除去ないし低減できるが、その反面、搬送波周波数近辺の高調波成分を含み、これが全体の特性に大きな影響を及ぼすので搬送波周波数をいかに高く設定するか、また、この近辺高調波をいかに小さくするかが高性能化のポイントになる。

PWM システムの主スイッチング回路にはフライバック形、フォアワード形スイッチングレギュレータやハーフブリッジ形、フルブリッジ形回路などこれまで述べてきたスイッチング回路が用いられる。

PWM コントローラには

- 1) スwitching周波数を設定するための可変クロックパルス発生器
- 2) 誤差電圧出力アンプ
- 3) クロックに同期した鋸歯状波や三角波信号発生器
- 4) 誤差信号とのこぎり波 (あるいは三角波) 信号を比較するコンパレータ

などにより構成される。

11.6.1 出力電圧制御

主スイッチング回路のスイッチング周波数を決める信号

図 104 PWM コントローラの1例

を搬送波やキャリアと呼び、その周波数を搬送波周波数やキャリア周波数呼んでいる。キャリア信号には鋸歯状波信号や三角波信号が用いられる。インバータの出力を決める信号を制御信号或いは単に信号波と呼んでいる (この信号波の周波数によってインバータの出力周波数が決まる)。

図 103 は出力電圧制御用の PWM コントローラの1例を示す。

誤差電圧アンプでは基準電圧と出力フィードバック電圧とが比較され、その差電圧を誤差信号として次のコンパレータの反転入力に加えられる。一方、キャリア信号としての鋸歯状波電圧がコンパレータの非反転入力に加えられる。また同じキャリア信号でフリップ・フロップをトグルし、矩形波出力 Q 、 $\bar{Q}$ を作っている。

コンパレータ出力とフリップ・フロップ出力を AND ゲートに入れ両入力共に“高”のときのみ出力が出るようにすると、可変デューティパルス波形が得られる。この2出力をベース駆動回路を通して、例えばハーフ・ブリッジ回路の2トランジスタを駆動すれば、PWM コンバータが得られる。

なお、1石の場合はコンパレータ出力をそのままベース駆動回路よりトランジスタのベースに加えて駆動すればよい。

図103(b)は誤差信号が点線のように変化した時のパルス幅の変化の模様を示す。図104は降圧チョップに使った回路例を示す。

11.6.2 正弦波 PWM インバータ

コンパレータ入力1端に出力周波数と同一周波数の基準正弦波信号を、もう一方の入力端子には三角波キャリア信号を入力する。そして両信号を比較して信号波（基準正弦波信号）が三角波キャリア信号よりその絶対値が大きいとき“高”とする論理パルスを取ると、図105に示すような信号波の振幅に応じてパルス幅の等価電圧が正弦波状に変調された出力波形が得られる。これを例えばフルブリッジ形インバータ回路(図91参照)に加えて、正論理($e_0 > e_s$)の時4アームの内の対角線アーム上のトランジスタ Q_1, Q_4 をオン、他アーム上のトランジスタ Q_2, Q_3 をオフする。この時の出力電圧は $+V_1$ になる。負論理($e_0 < e_s$)の時は逆にトランジスタ Q_2, Q_3 をオン、トランジスタ Q_1, Q_4 をオフする。この時の出力電圧は $-V_1$ になる。その結果出

図105 PWM 波形

力電圧波形は信号波の振幅に応じて図105に示すような正弦波が得られる。

近年、これらのPWM制御機能をワンチップ上に集積化し、さらにデッドタイム調整、電流制限機能、出力調整機能、低電圧ロックアウト機能、プログラマブルソフトスタート機能等を付加した動作周波数400kHzのIC PWMコントローラも実用化されている。

(受付1990年3月23日)