

BHB 方式 DC/DC コンバータの基本動作

(読んでほしい人：パワエレ初心者)

2012/4/29 舞鶴高専 平地克也

BHB 方式 DC/DC コンバータ (図 1) はソフトスイッチングが可能、同期整流に適する、変圧器とリアクトルの一体化が可能、などの優れた特長を有する回路方式として新電元工業から提案されている(1)(2)(3)。しかし昇圧チョップとハーフブリッジ回路を複合した回路構成なので動作が複雑で特に変圧器の動作解析が難しい。本技術メモでは BHB 方式の基本動作を説明する。

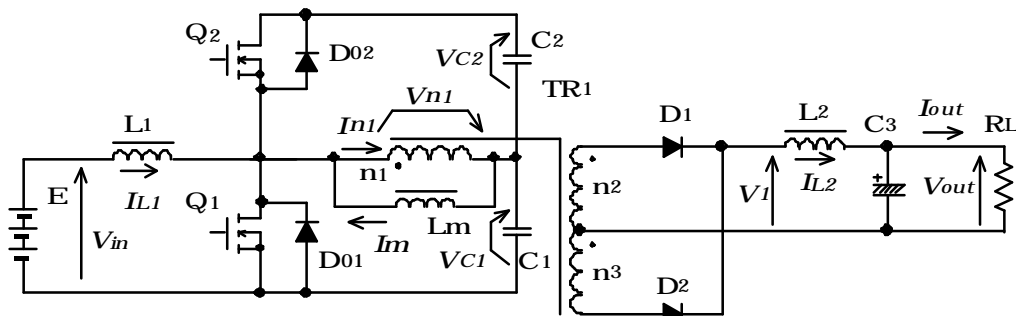
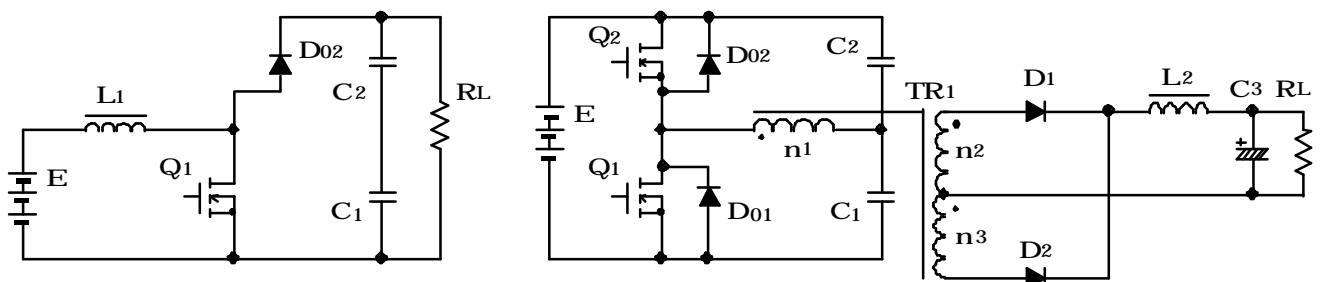


図 1 BHB 方式 DC/DC コンバータ

- (1) 渡辺、畠山、石川、「BHB(Boost half bridge)方式電源」、電子情報通信学会技術報告、EE98-17、1998 年 7 月
- (2) 海野、林、松田、「高効率低電圧出力 DC/DC コンバータ」、電子情報通信学会技術報告、EE-2000-58、2001 年 2 月
- (3) 海野、「入出力チョークレス BHB 方式電源」、日本能率協会主催スイッチング電源システムシンポジウム、E2-2、2004 年 4 月

BHB 方式の回路構成

BHB (Boost Half Bridge) 方式は昇圧チョップとハーフブリッジ形 DC/DC コンバータを複合した回路方式と考えることができる。図 2 において Q1、D02、C1、C2 を共通部品として(a)と(b)を合体すれば図 1 の回路になることが理解できる。RLは負荷である。

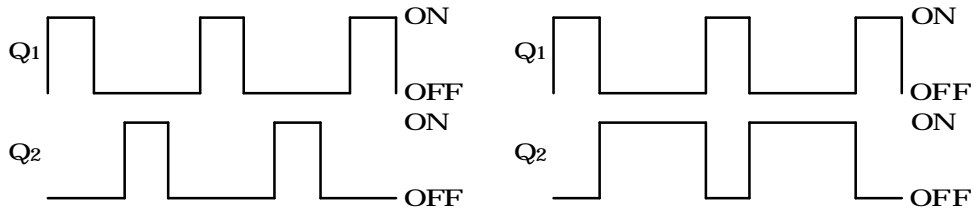


(a) 昇圧チョップ

(b) ハーフブリッジ形 DC/DC コンバータ

図 2 昇圧チョップとハーフブリッジ回路

回路の動作も基本的には昇圧チョッパとハーフブリッジ型 DC/DC コンバータと同じである。ただし、ハーフブリッジ型 DC/DC コンバータは非対称ハーフブリッジと言われる動作を行っている。通常のハーフブリッジでは図 3 (a) に示すように 2 つのスイッチ素子 Q_1 と Q_2 は同じパルス幅で交互に ON/OFF するが、非対称ハーフブリッジでは図 3 (b) に示すように Q_1 が OFF の期間は Q_2 が ON 状態を保つ。よって、 Q_1 の通流率が α なら Q_2 の通流率は $1 - \alpha$ となる。また、通常のハーフブリッジでは C_1 と C_2 は同じ電圧になるが、非対称ハーフブリッジでは異なる電圧となる。したがって通流率が変化すると C_1 と C_2 の電圧は変化するが、変化をなるべく短時間で完了させるために C_1 と C_2 はなるべく小さな容量とする。



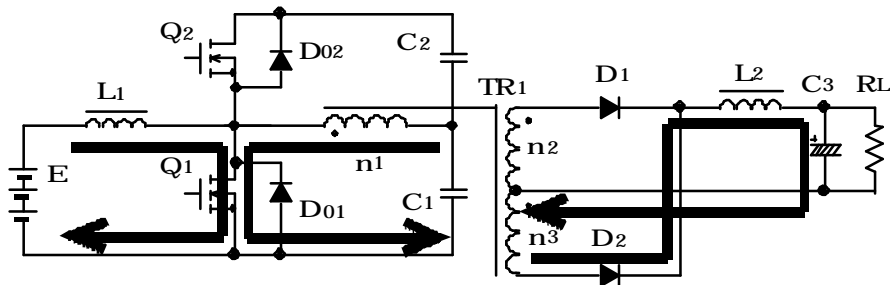
(a) 通常のハーフブリッジ

(b) 非対称ハーフブリッジ

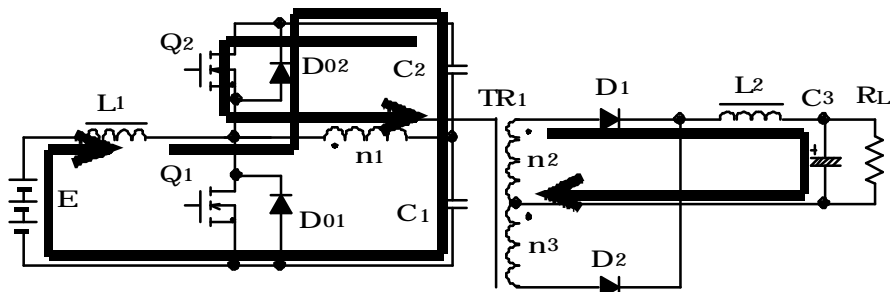
図 3 ハーフブリッジ形 DC/DC コンバータの 2 つの制御方法

BHB 方式の動作モード

BHB 方式では図 3 (b) の非対称ハーフブリッジと同じく Q_1 と Q_2 を片方ずつ ON させる。したがって Q_1 が ON の時と Q_2 が ON の時の 2 つの動作モードが存在する。それぞれの動作モードの電流経路を図 4 に示す。



(a) Q_1 ON 時の電流経路



(b) Q_2 ON 時の電流経路

図 4 2 つの動作モードの電流経路

< Q1 ON 時の動作 >

L1 に電源 E の電圧が印加されてエネルギーが蓄積される。変圧器 TR1 の 1 次巻線 n1 に C1 の電圧が印加されて n3 巻線から 2 次側に電力が伝達される。

< Q2 ON 時の動作 >

Q1 は OFF しているので L1 の電流は D02 に転流し、C1 と C2 を充電する。変圧器 TR1 の 1 次巻線 n1 に C2 の電圧が印加されて n2 巻線から 2 次側に電力が伝達される。

BHB 方式回路各部の電圧・電流の計算

主要な電圧・電流は以下のように計算できる。計算は次の前提で行う：L1 電流 I_{L1} 、L2 電流 I_{L2} のリップル成分は無視する。C1 電圧 V_{C1} 、C2 電圧 V_{C2} のリップル成分は無視する。

< C1 電圧 V_{C1} 、C2 電圧 V_{C2} >

図 2 (a) に示すように C1 と C2 には昇圧チョップパの出力電圧が印加されるので 2 つのコンデンサの合計の電圧 $V_{C1} + V_{C2}$ は昇圧チョップパの公式で与えられる。 V_{C1} と V_{C2} の比率は非対称ハーフブリッジと同様に変圧器の電圧時間積のバランスから決まる。

昇圧チョップパの公式より、

$$V_{C1} + V_{C2} = V_{in} \frac{1}{1-a} \quad \dots$$

なお、 a は Q1 の通流率である。

変圧器 TR1 の正と負の電圧時間積は等しいので、

$$V_{C1} a = V_{C2} (1-a) \quad \dots$$

より

$$V_{C2} = V_{C1} \frac{a}{1-a}$$

に代入して整理して、

$$V_{C1} = V_{in} \quad \dots$$

に代入して、

$$V_{C2} = V_{in} \frac{a}{1-a} \quad \dots$$

よって、C1 電圧は常に入力電圧に等しく、C2 電圧は通流率に応じて大きく変化することが分かる。

< 出力電圧 V_{out} >

変圧器の 1 次巻線 n1 には Q1 が ON の時は V_{C1} 、Q2 が ON の時は V_{C2} が印加される。よって、変圧器 2 次側の整流後の電圧 (LC フィルタ入力電圧) V_I は図 5 のような波形になる。出力電圧 V_{out} は V_I 波形の平均値になるので次の式で与えられる。

$$V_{out} = \frac{n_3}{n_1} V_{C1} a + \frac{n_2}{n_1} V_{C2} (1-a)$$

$n_2 = n_3$ より、

$$V_{out} = \frac{n_2}{n_1} V_{C1} a + \frac{n_2}{n_1} V_{C2} (1-a)$$

V_{C1} と V_{C2} に a と $1-a$ を代入すると、

$$V_{out} = \frac{n_2}{n_1} V_{in} a + \frac{n_2}{n_1} V_{in} \frac{a}{1-a} (1-a) = 2a \frac{n_2}{n_1} V_{in}$$

よって、出力電圧 V_{out} は通流率に単純に比例する。

<リアクトル L_1 の電流 I_{L1} >

$$\text{入力電力 } P_{in} = V_{in} I_{L1}$$

$$\text{出力電力 } P_{out} = V_{out} I_{out}$$

$$\text{回路の損失を無視すると } P_{in} = P_{out}$$

よって、

$$V_{in} I_{L1} = V_{out} I_{out} = 2a \frac{n_2}{n_1} V_{in} I_{out}$$

よって、

$$I_{L1} = 2a \frac{n_2}{n_1} I_{out}$$

直流励磁電流の発生

図 4 (a)(b)から、

$$C_1 \text{ の放電電流} = C_2 \text{ の放電電流} = \frac{n_2}{n_1} I_{L2}$$

I_{L2} のリップル成分を無視すれば $I_{L2} = I_{out}$ なので、

$$C_1 \text{ の放電電流} = C_2 \text{ の放電電流} = \frac{n_2}{n_1} I_{out}$$

図 4 (a)から、 C_1 の充電電流 = C_2 の充電電流 = I_{L1}

C_1 と C_2 の 1 周期 T の充放電電荷は次の式で与えられる。

$$C_1 \text{ の放電電荷} = \frac{n_2}{n_1} I_{out} T a$$

$$C_1 \text{ の充電電荷} = I_{L1} T (1-a) = 2a \frac{n_2}{n_1} I_{out} T (1-a) = \frac{n_2}{n_1} I_{out} T 2a(1-a)$$

$$C_2 \text{ の放電電荷} = \frac{n_2}{n_1} I_{out} T (1-a)$$

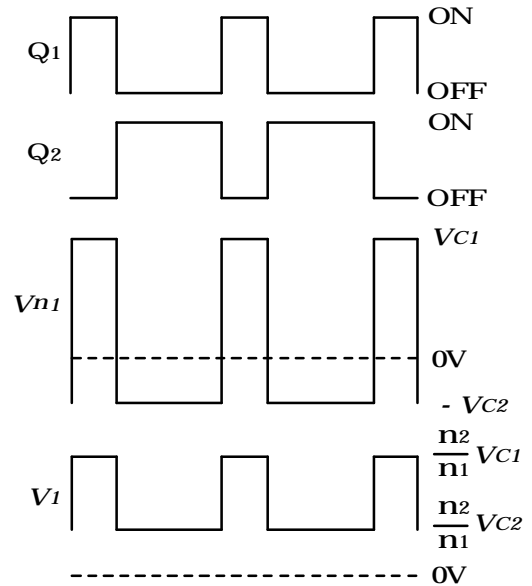


図 5 2次側 LC フィルタ入力電圧 V_1

$$C_2 \text{の充電電荷} = C_1 \text{の充電電荷} = \frac{n_2}{n_1} I_{out} T 2a(1-a)$$

よって、充放電電荷は全て $\frac{n_2}{n_1} I_{out} T y$ の形で与えられる。y は a の関数であり、図6のように変化する。

よって、 $a = 0.5$ なら次のようになり、C1とC2の充放電電荷はバランスする。

$$C_1 \text{の放電電荷} = C_1 \text{の充電電荷}$$

$$C_2 \text{の放電電荷} = C_2 \text{の充電電荷}$$

$a < 0.5$ なら次のようになる。

$$C_1 \text{の放電電荷} < C_1 \text{の充電電荷}$$

$$C_2 \text{の放電電荷} > C_2 \text{の充電電荷}$$

$a > 0.5$ なら次のようになる。

$$C_1 \text{の放電電荷} > C_1 \text{の充電電荷}$$

$$C_2 \text{の放電電荷} < C_2 \text{の充電電荷}$$

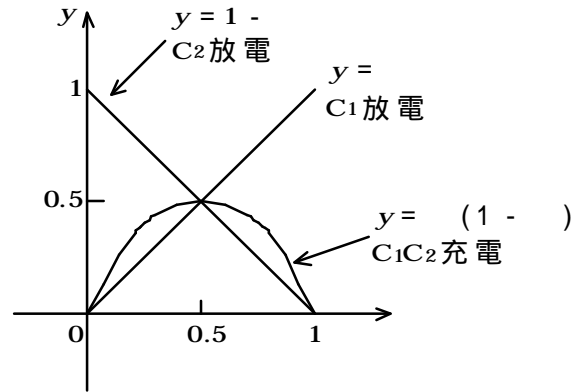


図6 充放電電荷と通流率の関係

よって、 $a = 0.5$ の時はC1とC2の電圧が所定の値に維持できなくなり、その結果トランスの電圧時間積にアンバランスが生じ、励磁電流に直流成分が発生する。

励磁インダクタンス L_m の励磁電流の直流成分を I_m とし、図1に示すように左向きの方を正とする。 I_m を考慮すると、C1とC2の放電電荷は次の式で与えられる。

なお、C1とC2の充電電荷は前記の値から変化しない。

$$C_1 \text{の放電電荷} = \left(\frac{n_2}{n_1} I_{out} + I_m \right) T a$$

$$C_2 \text{の放電電荷} = \left(\frac{n_2}{n_1} I_{out} - I_m \right) T (1-a)$$

定常状態では「C1の放電電荷 = C1の充電電荷」なので、

$$\left(\frac{n_2}{n_1} I_{out} + I_m \right) T a = \frac{n_2}{n_1} I_{out} T 2a(1-a)$$

よって、

$$I_m = \frac{n_2}{n_1} I_{out} (2 - 2a - 1) = \frac{n_2}{n_1} I_{out} (1 - 2a)$$

定常状態では「C2の放電電荷 = C2の充電電荷」なので、

$$\left(\frac{n_2}{n_1} I_{out} - I_m \right) T (1-a) = \frac{n_2}{n_1} I_{out} T 2a(1-a)$$

よって、

$$I_m = \frac{n_2}{n_1} I_{out} (1 - 2a)$$

したがって、BHB方式では $\frac{n_2}{n_1} I_{out} (1 - 2a)$ の値の直流励磁電流が流れ、その結果C1とC2の電圧がとで与えられる所定の値で安定する。

直流励磁電流の功罪

図4(b)から分かるようにスイッチ素子Q2には昇圧チョップの電流 I_{L1} とハーフブリッジ回路の電流即ち n_1 巻線電流 I_{n1} が逆方向に流れている。さらに上記のように変圧器の励磁電流の直流成分 I_m が加算される。ゆえに、Q2電流 I_{Q2} は次の式で与えられる。

$$I_{Q2} = I_{n1} - I_{L1} - I_m = \frac{n_2}{n_1} I_{out} - 2a \frac{n_2}{n_1} I_{out} - \frac{n_2}{n_1} I_{out} (1 - 2a) = 0$$

よって、Q2電流の直流成分は0Aとなる。したがって、Q2はリプル成分だけが流れることになり、Q2の導通損失は小さい。

なお、Q1電流 I_{Q1} は次のように計算される。

$$I_{Q1} = I_{n1} + I_{L1} + I_m = \frac{n_2}{n_1} I_{out} + 2a \frac{n_2}{n_1} I_{out} + \frac{n_2}{n_1} I_{out} (1 - 2a) = 2 \frac{n_2}{n_1} I_{out}$$

このように励磁電流の直流成分 I_m が加算されるのでT2電流は抑制されて電力損失が減少するが、一方、変圧器の大型化を招く可能性がある。図7に鉄心にギャップがある場合とない場合の変圧器のBH曲線を示す。BH曲線の横軸は磁界Hであるが、磁界は励磁電流に比例するので図7の横軸は励磁電流と考えても良い。励磁電流の直流成分が I_m である時、ギャップがない場合は磁束密度の直流成分は B_1 となる。 B_1 は飽和磁束密度に近い値である。磁束密度にはさらに交流成分が加算されるのでギャップなしでは鉄心が飽和してしまうであろう。鉄心に少しギャップを入れると I_m に対応する磁束密度は B_2 になる。これならなんとか変圧器を設計できそうだが、変圧器を小型化するには大きなギャップを入れてもっと磁束密度を抑制する必要があるだろう。しかしながら大きなギャップを入れると漏れ磁束が増加して様々な悪影響が発生するので特別な工夫が必要である。

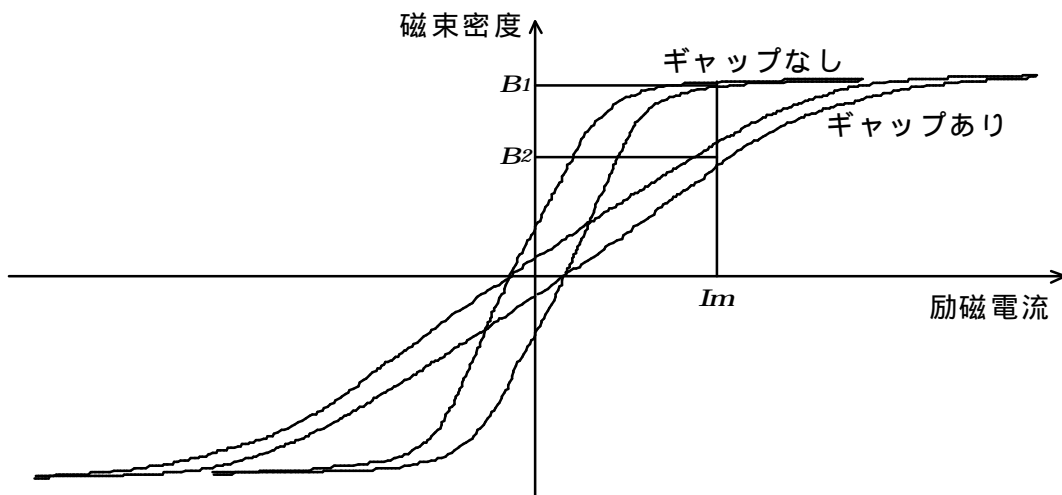


図7 ギャップがある時とない時のBH曲線

以上