循環電流を低減したソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ

正 員 浜 田 聡 (三社電機)
正 員 中 岡 睦 雄 (山 口 大)

Soft-Switching PWM DC-DC Converter with Reduced Circulating Current

Satoshi Hamada, Member (Sansha Electric Mfg. Co., Ltd.), Mutsuo Nakaoka, Member (Yamaguchi University)

Soft-switching phase-shifted PWM converters have been attracted much attention because of their low switching losses, constant frequency operation and simple control. However, a circulating current flows through the transformer and the primary bridge circuit during the freewheeling interval, resulting in relatively high current stresses for the transformer and switching devices compared with those of conventional hard-switching PWM converters.

This paper presents an improved soft-switching PWM DC-DC converter which can substantially reduce the circulating current by employing a tapped inductor for output low-pass filter. The principle of operation and the role of the tapped inductor are illustrated. The effectiveness of the tapped inductor is evaluated through simulating analysis. Moreover, a 500W-100kHz prototype converter is implemented to demonstrate the excellent performances of both low switching and low conduction losses.

キーワード: DC-DC コンバータ, ソフトスイッチング, 循環電流, タップ付き平滑リアクトル

1. ま え が き

スイッチング DC-DC コンバータの回路方式は、構成が簡単で回路素子に印加される電圧・電流値が小さいことや、周波数固定で出力制御範囲が広く、制御も容易であるなどの特徴をもつ PWM 方式が最も一般的に用いられている。一方、コンバータの小形軽量化、高効率化の一つの手法としてスイッチング周波数の高周波化がはかられているが⁽¹⁾、従来の PWM コンバータはハードスイッチング動作のため、スイッチング損失が大きく、高周波化が難しいという問題点があった。

これに対して、スイッチング損失および EMI の小さい共振形コンバータが注目され、盛んに検討されている⁽²⁾。

しかし、共振形コンバータは一般に周波数制御が必要であり、また、本質的に従来の PWM コンバータに比べて各部品に与える電圧または電流ストレスが大きいため、これらを低減することが大きな課題となっている^{(1)~(3)}。

こうした中で最近、位相差 PWM 制御を行いながら、転流用リアクトルを用いてソフトスイッチング（零電圧スイッチング）を実現したコンバータがいくつか提案されている^{(4)~(7)}。これらの回路方式はスイッチング損失が小さく、固定周波数で出力制御が可能であるなどの利点を有し

ているが、軽負荷時のソフトスイッチングが困難なことや、スイッチング素子およびトランスの電流ストレスが大きいなどの問題点が指摘されている⁽⁶⁾。

著者らは先に、位相差 PWM 制御と可飽和リアクトルを用いたソフトスイッチング DC-DC コンバータについて報告した^{(8)~(10)}。本コンバータは、ソフトスイッチングが可能な負荷の範囲が広く、また、ソフトスイッチングの実現に要する転流電流が小さいため、各部品の電圧・電流ストレスおよび導通損失が比較的小さいという特徴をもっている。

しかし、本コンバータにおいても、他の多くの位相差 PWM コンバータ^{(4)~(7)}に共通にみられる、環流モード時に循環電流がインバータ回路内を流れるという問題点がまだ残されており⁽¹⁰⁾、このため、スイッチング素子やトランスの導通損失は従来のハードスイッチング PWM コンバータと比べると、まだ幾分大きいことがあげられる。

そこで、本論文では平滑リアクトルにタップを設けることによって、先に提案した回路の特徴をそのまま維持しながら、インバータ回路の循環電流を低減し、導通損失をさらに改善することの可能な回路方式を提案している。

ここでは、従来回路における循環電流発生理由を簡単に説明した後、提案回路を示し、その動作原理について述

べる。また、数値解析と実験によって動作確認を行うとともに循環電流低減の効果を検討する。最後に従来回路との比較実験を行い、本提案回路の有用性を示す。

2. 従来回路の動作と問題点

〈2・1〉 動作原理 図1に従来の回路例と動作説明のための波形を示す。 L_a, L_b および $C_1 \sim C_4$ はそれぞれスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ をソフトスイッチングで動作させるための転流リアクトル、コンデンサである。また、 SL_1, SL_2 は、より小さい L_b の蓄積エネルギーで効率的にソフトスイッチングを実現するための可飽和リアクトルである。出力制御はインバータアーム間の位相差を制御するいわゆる位相差PWM制御で行う。回路動作を簡単に示すと以下ようになる。

時刻 t_0 以前では S_1, S_4 および D_5 がオンしており、電源から負荷に電力を供給している。この時点で SL_1 は飽和、 SL_2 は不飽和状態にある。トランスの一次電流 i_1 および L_a の電流 i_{p1} は図示の方向に流れている。

(1) 環流モード I ($t_0 \leq t \leq t_1$) 時刻 t_0 で S_1 がオフすると i_1 および i_{p1} は C_1, C_2 を通して流れ、 S_1 はほぼ零電圧でターンオフする。 C_1 の電圧が E に達すると D_2 がオンし、 i_1, i_{p1} は D_2 を通して流れる。 S_2 には、 D_2 がオンしている期間に駆動信号が与えられる。トランスの電圧

図1 従来回路とその動作波形

Fig.1. Conventional soft-switching PWM converter and its waveforms.

V_t は零となる。通常、わずかなトランス漏れインダクタンスや、可飽和リアクトル飽和時の飽和インダクタンス等の寄生インダクタンスが存在するため、この期間、平滑リアクトルの電流 i_{L1} は負荷→トランス二次巻線→ $SL_1 \rightarrow D_5$ を通して環流する。同時に、トランス一次電流 i_1 は、

$$\frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{E_o}{N_T L_d} \quad (1)$$

ただし、 N_T : トランスの巻数比 (一次巻数/二次巻数)、 L_d : 平滑リアクトルのインダクタンス、 E_o : 出力電圧

の傾きで、ゆるやかに減少しながら $S_4 \rightarrow D_2$ を循環して流れる。

(2) 環流モード II ($t_1 \leq t \leq t_2$) 時刻 t_1 で S_4 がオフすると i_{p2} は C_3, C_4 を通して流れ、 S_4 はほぼ零電圧でターンオフする。トランスの電圧は負の方向に反転するが、 SL_2 は不飽和のため D_6 には電流が流れず、 D_7 がオンする。 i_1 が零に達すると D_5 はオフし、 i_{L1} は負荷→ D_7 を通して環流する。

C_4 の電圧が E に達すると D_3 がオンする。 S_3 には D_3 がオンしている期間に駆動信号が与えられる。

(3) 電力供給モード ($t_2 \leq t \leq t_3$) SL_2 が飽和する時刻 t_2 で D_6 がオンし、 i_1 は負方向に流れる。 S_2 および S_3 にはすでに駆動信号が印加されているため、 S_2, S_3 は、ともに零電圧でターンオンし、電源から負荷に電力が供給される。

次の半サイクルも同様に動作し、 $S_1 \sim S_4$ はオン時、オフ時ともソフトスイッチングで動作する。ソフトスイッチングで動作するための十分条件は以下のように示される⁽¹⁰⁾。

$$\left. \begin{aligned} i_{p1}(t_0) + (I_o/N_T) > 0 \\ \omega_a > \omega_s \end{aligned} \right\} \quad (S_1, S_2 \text{ 側}) \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{p2}(t_2) > 0 \\ \omega_b > \omega_s \\ t_a > t_{yb} \end{aligned} \right\} \quad (S_3, S_4 \text{ 側}) \quad (3)$$

ただし、 $\omega_a = 1/\sqrt{2L_a C_a}$ 、 $\omega_b = 1/\sqrt{2L_b C_b}$ 、 $\omega_s = \pi/T_h$ 、($C_a = C_1 = C_2$ 、 $C_b = C_3 = C_4$)、 T_h : スイッチング半周期、 t_a : 可飽和リアクトル不飽和期間、 t_{yb} : S_3, S_4 のスイッチング遷移時間

ソフトスイッチングを達成するための転流リアクトルの電流 i_{p1}, i_{p2} は(2)、(3)式からわかるように、負荷電流 (一次側換算値) に対して十分小さい値でよく、この電流によるスイッチング素子の導通損失の増加は小さい。

〈2・2〉 問題点 従来の一般的なハードスイッチングPWMコンバータの場合、図2に示すように環流モード時、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ はすべてオフしているため、循環電流 (平滑リアクトルの電流) はトランスの各二次巻線→整流ダイオード D_5, D_6 を通して流れ、トランスの一次側電流は零となる。

そのため、トランス一次電流実効値 I_1 は、

$$I_1 = \sqrt{D} I_o / N_T \quad (4)$$

図 2 ハードスイッチング PWM コンバータと動作波形

Fig. 2. Hard switching PWM converter and its waveforms.

ただし、 D : 時比率、 $D = (t_2 - t_1)/T_h$

で与えられ、時比率 D が小さくなるとともに I_1 も減少する。

一方、位相差 PWM ソフトスイッチングコンバータの場合は、前述のように環流モード I の期間中、トランスの一次側にも循環電流が流れ続けるため、トランス一次電流実効値 I_1 は $T_h \gg t\alpha$ とみなすと、

$$I_1 \approx I_0/N_T \quad (5)$$

となり、時比率が小さくなくても I_1 は減少しない。したがって、スイッチング損失は大幅に低減されるものの、トランス巻線、スイッチング素子 S_3, S_4 およびダイオード D_1, D_2 の電流実効値および導通損失は従来のハードスイッチング PWM コンバータに比べて時比率が小さくなるほど大きくなる。

通常、コンバータは入力最低電圧で出力を補償できるように設計する必要があり、入力電圧範囲が広い場合に、時比率が小さくなる高入力電圧領域で不利となる。

3. 循環電流低減法

循環電流による電流ストレスを低減する方法として、平滑リアクトルにタップを設けた回路を提案する⁽¹¹⁾。

図 3 に回路構成と説明のための動作波形を示す。同図において、 n_1, n_2 はそれぞれタップを有する平滑リアクトルの巻数であり、 n_1 と n_2 は密に結合している。他は図 1 に

図 3 提案回路とその動作波形
Fig. 3. Proposed soft-switching PWM converter and its waveforms.

図 4 可飽和リアクトルの磁化特性
Fig. 4. Magnetizing model of the saturable reactor.

示した従来回路と同様の構成になっている。また、出力制御も従来回路と同様に位相差 PWM 制御で行う。動作説明を簡潔にするため、ここでは以下のように仮定する。

- (i) 可飽和リアクトルの磁化特性は図 4 に示すように、不飽和時のインダクタンスを無限大、飽和時のインダクタンスを一定値とし、 L_{sm} で表わす。
- (ii) 平滑リアクトルの巻線 n_1, n_2 の結合率は 1 とする。
- (iii) 他の素子は理想素子とみなす。
- (iv) $S_1 \sim S_4$ の各スイッチング遷移時間はスイッチン

グ周期に対して十分短かく、インバータ部の出力電圧 V_i を矩形波とみなす。

(v) 平滑コンデンサ C_d の値は十分大きく、 C_d を電圧源 E_o とみなす。

図3において、時刻 t_0 で S_1 がオフすると D_2 がオンし、トランスの一次電圧 V_i は零となる。本回路では、平滑リアクトル L_d にタップが設けられているため、 D_7 がオンし、トランス二次側整流後の電圧 V_d は、

$$V_d(t) = \frac{n_2}{n_1 + n_2} E_o \quad (6)$$

となる。このため、トランスの一次電流 i_1 は、

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{V_d(t)}{N_1 L_{sm}} = -\frac{N_L E_o}{N_1 L_{sm}} \quad (7)$$

ただし、 $N_L = n_2 / (n_1 + n_2)$

の傾きで減少する。 S_1 がオフした後、 i_1 が零に達するまでの時間 T_1 (D_5, D_7 の電流重なり期間) は(7)式より、

$$T_1 = \frac{N_1 L_{sm} i_1(t_0)}{N_L E_o} \quad (8)$$

となる。可飽和リアクトルの磁化特性が高角形特性をもつ場合、 L_{sm} は小さく、 i_1 は短時間に零まで減少する。以後、環流モード期間中 ($t_1 \sim t_3$) 循環電流はすべてダイオード D_7 を通して環流する。

位相差で決まる時刻 t_2 で S_4 がオフすると D_3 がオンし、 V_i 極性が反転する。 SL_2 の磁束レベルが上昇して飽和に達すると (時刻 t_3)、 D_6 がオンし、 i_1 は負の方向に上昇する。 D_7 の電流が零に達すると (時刻 t_4)、電源側から負荷に電力が供給される (電力供給モード)。次の半サイクルについても同様に動作する。

すなわち、従来の回路では環流モードのほぼ全期間中、循環電流が S_4, D_2 、トランス一次巻線、二次巻線および D_5 を通して流れるのに対して、本提案回路では循環電流のルートが D_7 でバイパスされる。このため、循環電流に起因するトランス一次、二次巻線、可飽和リアクトル、二次側整流ダイオードおよびスイッチング素子の導通損失が大幅に低減される。

また、転流リアクトルの電流 i_{p1}, i_{p2} は平滑リアクトルのタップの有無に無関係であり、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ は従来回路と同様に、無負荷～全負荷にわたってソフトスイッチングで動作する。

なお、転流リアクトルを負荷回路に直列に挿入する回路方式^{(5)~(7)}では、循環電流を低減すると、これに伴って S_3, S_4 転流時の転流リアクトルの蓄積エネルギーも減少するためソフトスイッチング動作を維持することが困難となり、ソフトスイッチング動作と循環電流低減の両立はできない。

平滑リアクトルにタップを設けた場合の出力電圧の概略値 (L_{sm} のリアクタンス電圧降下を無視) は次のようになる。

整流後の電圧 V_d は、

$$V_d(t) = N_L E_o \quad (t_0 \leq t < t_3)$$

$$V_d(t) = E_2 \quad (t_3 \leq t \leq t_6)$$

となることから、出力電圧は、

$$E_o = \frac{1}{T_h} \int_{t_0}^{t_6} V_d(t) dt = \frac{D_e E_2}{1 - N_L(1 - D_e)} \quad (9)$$

ただし、 $D_e = D - (ta/T_h)$, $E_2 = E/N_T$

で表わされ、タップがない場合 ($E_o = D_e E_2$) と比べると出力電圧は若干高くなる。

また、 D_7 の逆電圧 V_{D7} は、

$$V_{D7} = E_2 + \frac{n_2(E_2 - E_o)}{n_1} = \frac{E_2 - N_L E_o}{1 - N_L} \quad (10)$$

で表わされ、従来回路の場合 ($V_{D7} = E_2$) より若干大きくなる。

図5 等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit.

図6 従来回路の数値解析波形

Fig. 6. Simulated waveforms of the conventional converter.

4. 循環電流低減の効果

平滑リアクトル L_d にタップを設けることによる循環電流低減の効果を数値解析と実験により検討する。

〈4・1〉 数値解析 $S_1 \sim S_4$ のスイッチング遷移時間がスイッチング周期に比べて十分短いため、インバータ部の出力電圧を矩形波とみなし、循環電流に着目すると、等価回路は図5に示すように簡略化して表わせる。

解析に際して、可飽和リアクトル SL_1, SL_2 はセット方向に電圧が印加された後、不飽和期間 ta の遅延時間をもってオンするスイッチと、飽和インダクタンス L_{sm} の直列回路として扱っている。なお、トランスおよびダイオード $D_5 \sim D_7$ は理想素子とし、各巻線や配線の抵抗は無視している。解析は各スイッチ要素の電圧、電流の正負並びに時間 $t(ta, DT_h$ および T_h のタイミング) によりスイッチングモード遷移の自動判定を行いながら、各モードごとの状態方程式 (付録参照) を数値計算することにより行っている。

〈4・2〉 数値解析および実験波形 実験は図3に示す回路で行った。 SL_1, SL_2 の不飽和期間 ta はそれぞれ R_{r1}, R_{r2} により設定される。実験回路の出力定格は 500 W (50 V, 10 A)、スイッチング周波数は 100 kHz である。解析および実験に用いた主な回路素子定数を以下に示す。

$Q_1 \sim Q_4$: MOSFET $V_{DSS}=450$ V, $I_D=12$ A

$D_1 \sim D_4$: MOSFET 内部ダイオード

$C_1 \sim C_4$: 470 pF MOSFET $C_{oss}=250$ pF
外部付加容量 220 pF

L_a, L_b : 240 μ H

T : $n_p=16, n_s=6$ フェライトコア

SL_1, SL_2 : $L_{sm}=1.4 \mu$ H アモルファスコア
 $ta=0.45 \mu$ s

$D_5 \sim D_7$: $V_{RRM}=300$ V, $I_F=20$ A

L_d : $L_1=44 \mu$ H, $L_2=9.2 \mu$ H, $M=19.6 \mu$ H,
 $N_L=0.31$

C_d, R_0 : $C_d=10 \mu$ F, $R_o=5 \Omega$

ここで、可飽和リアクトルの飽和インダクタンス L_{sm} は直流電流 5 A を重畳して実測した値である。

図6に平滑リアクトルにタップを設けない場合 ($L_2=0$) の解析波形を示す。また、図7にタップを設けた場合の実験および数値解析波形を示す。平滑リアクトルにタップを設けない回路では、 v_2 が零になった後も i_2 が流れ続けているのに対して、タップを設けた場合、環流モード時に循環電流が D_7 でバイパスされ (i_{L2} 参照), i_2 が零に減少している様子がわかる。

なお、 i_2 はトランス二次側整流後の電流 ($i_2=i_{d5}+i_{d6}$) である。一方、トランスの一次電流 i_1 は $i_1=(i_{d5}-i_{d6})/N_T$ で示されるが、 i_{d5} と i_{d6} は通常、同時に流れることはないため、 i_1 と i_2 の波形の関係は i_1 側において i_{d6} の一次側換

図7 提案回路の数値解析および実験波形
Fig. 7. Simulated and observed waveforms of the proposed converter.

図 8 タップ比 $N_L=0.2$ および 0.5 時の動作波形
Fig. 8. Waveforms for $N_L=0.2$ and 0.5 .

算値が負の極性に振れるだけで、他は i_2 と同様の形になる。また、 i_1 の実効値 I_1 と i_2 の実効値 I_2 の関係は $I_1 = I_2/N_L$ で表わされ、両者は比例関係にある。したがって、循環電流は i_1 側、 i_2 側とも同様に低減される。

〈4・3〉 タップ比の影響 図 8 に入力電圧 250 V、出力 50 V、10 A、 $L_{sm}=1.5\mu\text{H}$ 時において、 L_d のタップ比を $N_L=0.2$ と 0.5 としたときの動作波形を比較して示す。また、図 9、図 10 に N_L の変化に対する i_2 の実効値 I_2 および i_{L1} 、 i_{L2} の実効値 I_{L1} 、 I_{L2} の計算結果を示す。ここで、 N_L の設定は n_1 を固定して (L_1 一定) n_2 のみを変えている。その際、 n_2 のインダクタンス L_2 を $L_2=(n_2/n_1)^2 L_1$ で与えている。また、 n_1 と n_2 の結合係数は一定と仮定している。 N_L の値により、 E_o が 50 V になる時比率 D の値が異なるため、まず E_o が設定値となる ($50\text{ V} \pm 0.3\%$ 以内) D の値を確定したうえで、各電流の実効値を算出している。

図 9 において、 N_L を大きくしすぎると I_2 が増大しているのは図 8 で示されるように i_{L1} のリップル電流が増加し、 i_2 のピーク値が大きくなるためである。

一方、同一の N_L に対して L_{sm} が小さいほど I_2 が小さいのは、 v_2 が零になった後 i_2 が零に達するまでの時間が短くなるためである。当然ながら、これとは逆に、 I_{L2} は L_{sm} が小さいほうが大きくなる (図 10)。 I_{L1} は N_L および

図 9 N_L に対する i_2 実効値計算結果
Fig. 9. RMS value of i_2 as a function of N_L .

L_{sm} の値にかかわらず、大きな変化はない。

タップを設けることで I_{L2} が増加しても、導通損失増大にかかわる素子は D_7 と L_d の巻線 n_2 のみであり、回路全体としては、 I_2 (および I_1) が減少したことによる導通損失の低減が支配的である。

図 9 より、 L_{sm} は小さいほうが循環電流の低減効果が大きく、また、 I_2 (および I_1) が最小値となる N_L の値すなわち N_L の最適値は L_{sm} によって異なるが、ここで検討した

範囲では、おおむね0.1~0.3程度が適値といえる。

〈4・4〉 従来回路との比較 図11に $E=250\text{ V}$, $E_0=50\text{ V}$, $I_0=10\text{ A}$ で動作させた場合の従来回路と本提案回路

図10 N_L に対する i_{L1} , i_{L2} の実効値計算結果
Fig. 10. RMS values of i_{L1} and i_{L2} as a function of N_L .

との比較実験波形を示す。各回路定数および使用部品は両者とも同一であり、4・2節に示した値である。なお、タップを用いない場合、平滑リアクトル L_d は n_1 側 (44 μH) のみを使用している。

図11より、両者ともスイッチング素子はソフトスイッチングで動作しているが、従来回路では環流モード期間中トランスの一次側にも循環電流が流れ続けているのに対して、本提案回路では i_1 が零に減少し、トランス、 S_3 , S_4 および D_1 , D_2 の各電流値が低減されていることがわかる。すなわち、本回路ではソフトスイッチングで動作しつつ、トランスの一次電流 i_1 はハードスイッチングPWMコンバータのそれに近い波形となっている。

i_1 の実効値は従来回路の場合 3.6 A 、提案回路では 3.1 A であり、後者のほうが約14%低減されている。

図12に $E=250\text{ V}$, $E_0=50\text{ V}$ 一定時の負荷電流に対する効率の測定結果を示す。 $I_0=10\text{ A}$ 時の効率は従来回路で90%、本回路では92%が得られており、総損失は従来回路に比べて約20%低減されている。

以上の結果より、本コンバータが、平滑リアクトルにタップを設けるという極めて簡単な方法で、従来回路の特徴

図11 従来回路と提案回路の実験波形

Fig. 11. Observed waveforms of the conventional and the proposed converters.

図 12 効率特性

Fig. 12. Measured efficiency vs. load current.

を維持しながら導通損失をさらに低減できることが確認できた。

5. む す び

平滑リアクトルにタップを設けることによって循環電流を低減したソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータを提案し、数値解析と実験の両面から評価を行い、その有用性を確認した。本コンバータの特徴と得られた結果を要約するとつぎのとおりである。

(1) 循環電流がフリーホイーリングダイオード D_7 でバイパスされるため、トランスおよびスイッチング素子の電流ストレスが減少し、導通損失を小さくできる。

(2) 平滑リアクトルにタップを設けるのみという簡単な方法で上記(1)を実現できる。

(3) タップを設けてもスイッチング素子の転流動作に影響しない。このため、小さい転流電流で、広い負荷範囲にわたってソフトスイッチング動作ができるなど、従来回路がもっている種々の特徴⁽¹⁰⁾は何ら損なわれることなく維持される。

(4) タップ比 N_L の最適値は L_{sm} の値によって異なるが、本論文で検討した範囲では、おおむね 0.1~0.3 程度が適値である。

本コンバータはスイッチング損失と導通損失がともに小さく、電源システムの小形・軽量化、高効率化にいつそう寄与するものと考えられる。

(平成 7 年 5 月 23 日受付, 同 7 年 9 月 6 日再受付)

文 献

- (1) 杉浦: 「高周波スイッチング電源の小形化技術, ~高周波化の観点から~, 電学誌, 112, 43 (平 4-1)
- (2) 「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, 電気学会技術報告(II部)第 443 号 (平 4-11)
- (3) R. Farrington, M. M. Jovanovic & F. C. Lee: "Analysis of Reactive Power in Resonant Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., p. 197 (1992)
- (4) O. D. Patterson & D. M. Divan: "Pseudo Resonant Full Bridge DC/DC Converter", IEEE Trans. Power Electronics, 6, p. 671 (1991)
- (5) T. M. Undeland: "Snubbers for Pulse Width Modulated Bridge Converters with Power Transistors or GTOs", IPEC.

Toakyo Conf. Rec., p. 313 (1983)

- (6) D. B. Dalal: "A 500kHz Multi-Output Converter with Zero Voltage Switching", Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., p. 265 (1990)
- (7) J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Redley, F. C. Lee & B. H. Cho: "Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage Switched PWM Converter", Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. p. 275 (1990)
- (8) 浜田: 「非共振形 E 級モードスイッチングレギュレータ」, 昭 62 電気学会関西支部連大, G 3-49
- (9) S. Hamada, E. Fujiwara, Y. Ogino & M. Nakaoka: "New Zero-Voltage Switching PWM Full-Bridge DC-DC Converters Utilizing Saturable Reactors", Proc. of the 6th Conf. on Power Electronics and Motion Control, p. 69, Budapest (1990)
- (10) 浜田・荻野・中岡: 「可飽和リアクトル補助ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ」, 電学論 D, 112, 1126 (平 4-12)
- (11) S. Hamada, Y. Maruyama & M. Nakaoka: "Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Technique in PWM DC-DC Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., p. 93 (1992)

付 録

各動作モードの回路状態方程式

各スイッチングモードの状態方程式は $X(t)$ を状態変数として次式で表わせる。

$$dX(t)/dt = A_j X(t) + B_j v_2(t) \quad \dots\dots\dots (付 1)$$

ここで, $X(t) = [v_c \ i_{a5} \ i_{a6} \ i_{L2}]^T$, $v_2(t)$ はトランスの二次電圧であり,

$$v_2(t) = \begin{cases} (-1)^n E/N_T & [nT_h \leq t < (n+D)T_h] \\ 0 & [(n+D)T_h \leq t < (n+1)T_h] \end{cases} \quad (n=0, 1, 2, 3, \dots)$$

で示される。また, A_j, B_j の添字 j は付表 1 に示すスイッチングモードの番号であり, A_j, B_j はそれぞれ以下で示される。

付表 1 等価回路のスイッチングモード
app. Table 1. Switching modes of the equivalent circuit.

モード	$SL_1 \cdot D_5$	$SL_2 \cdot D_6$	D_7
1	オフ	オフ	オフ
2	〃	〃	オン
3	〃	オン	オフ
4	〃	〃	オン
5	オン	オフ	オフ
6	〃	〃	オン
7	〃	オン	オフ
8	〃	〃	オン

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = [0]$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & 0 & 0 & \frac{1}{C_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_0} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = [0]$$

ただし, $L_0 = L_1 + L_2 + 2M$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & 0 & \frac{1}{C_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{sm} + L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_{sm} + L_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & 0 & \frac{1}{C_d} & \frac{1}{C_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_2 + M}{L_z^2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_{sm} - M}{L_z^2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{L_0}{L_z^2} \\ \frac{L_1 + M}{L_z^2} \end{bmatrix}$$

ただし, $L_z^2 = L_{sm} L_0 + L_1 L_2 - M^2$

$$A_5 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & \frac{1}{C_d} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{sm} + L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{sm} + L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & \frac{1}{C_d} & 0 & \frac{1}{C_d} \\ -\frac{L_2 + M}{L_z^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_{sm} - M}{L_z^2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_6 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{L_0}{L_z^2} \\ 0 \\ -\frac{L_1 + M}{L_z^2} \end{bmatrix}$$

$$A_7 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & \frac{1}{C_d} & \frac{1}{C_d} & 0 \\ -\frac{1}{L_{sm} + 2L_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{sm} + 2L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_7 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{sm}} \\ -\frac{1}{L_{sm}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_8 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C_d} & \frac{1}{C_d} & \frac{1}{C_d} & \frac{1}{C_d} \\ -\frac{L_2 + M}{L_w^2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_2 + M}{L_w^2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_{sm} - 2M}{L_w^2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_8 = B_7$$

ただし, $L_w^2 = L_{sm} L_0 + 2(L_1 L_2 - M^2)$

浜田 聡 (正員) 1947年11月22日生。70年大阪工業大学電気工学科卒業。同年4月(株)三社電機製作所入社。高周波パワーエレクトロニクス機器の研究, 開発に従事。山口大学大学院工学研究科システム工学専攻博士後期課程在学中。電子情報通信学会, 計測自動制御学会会員。

中岡 睦雄 (正員) 1941年1月13日生。大阪大学大学院工学研究科博士課程電気工学専攻終了。神戸大学工学部電気電子工学科助教授, 山口大学工学部電気電子工学科教授。パワーエレクトロニクスと電機システム制御に関する研究・教育に従事。工学博士。電子情報通信学会, IEE, IEEEなどの各会員。