磁気増幅器式スイッチング電源のデッドアングル 補償回路の解析

Analysis of Dead Angle Compensation Circuit of Switching Converter with Magnetic Amplifier

大迫俊樹・原田耕介・平松利平*

九州大学工学部, 福岡市東区箱崎 6-10-1 (〒812)

*(株)電設, 東京都稲城市東長沼 1-161 (〒192-02)

T. Osako, K. Harada and R. Hiramatsu*

Faculty of Engng., Kyushu Univ.,

10-1, Hakozaki 6-chome, Higashi-ku, Fukuoka, 812

*Densetsu Corporation,

1-161, Higashi Naganuma, Inagi, Tokyo, 192-02

The switching converter with a magnetic amplifier has been widely used as a power supply of high reliability because it suppresses switching noise. However, the flux of the core is partially reset by the reverse recovery characteristic of diodes used in the converter. As a result, the dead angle, which is defined as the firing angle of no control signal, appears in the control characteristic of the magnetic amplifier. To compensate this dead angle, the circuit using a transistor connected parallel with the core has been proposed. We analyzed the mechanism of the dead angle compensation assuming three typical states in the transistor for compensation. The all over control characteristic of the converter with compensation can be represented by three lines derived from the different equivalent circuits of the transistor. Further, we found that the analytical results agree well with the experimental ones.

1. ま え が き

磁気増幅器を用いたスイッチング電源は、スイッチング時に生じるノイズの抑制に効果的であり、またスイッチング周波数を高めることで、ICと同程度にまで磁心のサイズを小型化できるため、最近注目を集めている。

この方式は、可飽和磁心に流す制御電流を調節することにより、時比率を変えて出力電圧を制御するものである。しかし、実際の回路では、制御電流のみでリセットされるべき磁束が、コンバータに使用されているダイオードの逆回復特性により生じるサージ電流によってもリセットされるために、出力電圧の降下が生じ、制御不能な範囲（デッドアングル）が広がることになる。

コンバータの中でもよく用いられているフォワード型については、このデッドアングルを減少させるために、磁心に並列にトランジスタを組み込む回路が提案されている。本論文ではこの回路の動作の解析を行い、デッド

アングルが補償されることを解析、実験を通して明らかにした。

2. 磁気増幅器式フォワード型コンバータ

Fig. 1 に磁気増幅器 MA を用いたフォワード型コンバータを示す。磁心は角形比のよい B-H ループを持つ。スイッチ TR がオフの期間（リセット期間）では、2 次巻線に逆起電力 E が生じ（トランスの各巻線の巻数は

Fig. 1 Forward converter with magnetic amplifier.

等しい), フォワードダイオード D_1 がオフとなるために, MA の磁束は制御電流 I_c によりリセットされる。

スイッチがオンになると D_1 もオンとなるため, 電源電圧 E がほとんど MA に印加され, 磁束は上昇を始め, やがて飽和状態となる。この飽和期間のみに入力が出力回路に伝えられる。したがって, I_c によるリセット量を増減することにより, 飽和時間を変化させ, 出力電圧を制御することができる。

しかし, 実際にはスイッチがオフになった時に, D_1 は蓄積した少数キャリアを放出するために短絡状態となる。このダイオードの逆回復特性のため, もし MA がなければ, この期間に 2 次巻線, フライホイールダイオード D_2, D_1 の向きに大電流が還流し, スイッチングノイズの原因となる。一方, MA が存在すると, 磁束がリセットされようとするためハイインピーダンスとなり, サージ電流が抑制される。しかし, 本来磁束のリセットは制御電流のみで行われるべきところを, サージ電流によってもリセットされるため, 出力電圧の降下を生じ, デッドアングルが広がってしまう結果となる。

そこで考え出されたのが次章に示す回路である。

3. 補償回路を付加した回路

Fig. 2 の破線で囲まれた部分がデッドアングル補償のために付加された回路である。この回路は, スwitch がオフで, かつ制御電流 I_c が小さい場合にのみ動作する。

すなわち, スwitch がオフの時には, MA に逆起電力が生じるため, トランジスタ Q_1 のコレクターエミッタ間が順バイアスとなる。また, I_c が小さい時には, ダイオード D_4 がオフのため, Q_1 のベースエミッタ間が順バイアスとなる。 Q_1 がオンになるのは, この 2 つの条件が同時に満たされたときのみである。したがって, I_c が小さい時にスイッチがオフになった瞬間のサージ電流は大部分が Q_1 を流れ, MA の電圧 e_M はダイオード D_3 でクランプされ, 磁束のリセットが抑制される。

スイッチがオンの場合, 及び I_c が大きい場合については, 補償回路は動作しない。

Fig. 2 Forward converter with compensation circuit.

4. 補償回路を付加した回路の解析

以下に, Fig. 2 に示した補償回路を付加した回路で, 制御電流 I_c が小さく補償回路が動作する場合について, 4 通りの状態に分けて解析する。なお, Fig. 3 に 4 つの状態及び e_M の波形を図示する。

(I) リセット期間内の D_1 の短絡期間

スイッチがオフになった時, フォワードダイオード D_1 もオンからオフへと変わる。その際少数キャリア放出のため, T_{Cl} の期間だけ短絡状態が生じ, その後, オフ状態へと遷移する。Fig. 1 のチョークコイル L は十分大きく, 負荷側から MA への影響を無視して考えると, 等価回路は Fig. 4 の様になる。

図の中で破線で囲まれた部分が D_1 の等価モデルであり, この期間は上側に示す様に, 短絡で表すことができる。その他のダイオード D_2, D_3, D_4 に関しては, 順方向電圧降下とオン抵抗とでモデル化した。

トランジスタ Q_1 については h パラメータを用いて図の様に表示する。 $I_c = 0$ の時は Q_1 がオン, D_4 がオフであり, I_c が増加するとベース電流 I_b が減少して Q_1 がオフ, D_4 がオンとなる。したがって, Q_1 の等価抵抗 $h_{ie}, 1/h_{oe}$

Fig. 3 Idealized waveform during one cycle.

Fig. 4 Equivalent circuit during reset interval.

及びダイオード D_4 のオン抵抗 R_{D4} は I_b の関数として定義した。これらの電圧電流特性に関しては、一般的には、折線近似を用いるのが普通であるが、オンからオフまたはオフからオンへの移行部分が重要であるため、動抵抗が不連続となる折線近似の代わりに Table 1 の様に定義した。この式はダイオードに関する基本式より導出できる。²⁾

また可飽和磁心は、この期間では、非飽和領域内で動作するので、静特性に関しては、極めて高い透磁率 μ に対応するインダクタンス $L_c (= \mu A / l, A$ は磁心の有効断面積、 l は磁心の磁路長)、及び保磁力 H_c に対応する定電流源 $I H_c$ でモデル化できる。更に、磁化の動特性は渦電流のみに集約できるとすると、これを渦電流等価抵抗 R_e で表すことができる。

この回路を解析することにより、磁心の電圧 e_M を制御電流 I_c の関数として表現できる。

(II) リセット期間内の D_1 の遷移期間

この期間は、前出の Fig. 4 に示す様に D_1 をコンデンサ C_{D1} で表す。(I) と同様にして、 e_M を導出できる。

(III) ゲート期間内の磁心の非飽和期間

スイッチがオンになると、 Q_1 はエミッターコレクタ間が逆バイアスとなり、オフとなる。この期間の等価回路を Fig. 5 に示す。電源電圧 E 及び定電流 $I H_c$ の向きが Fig. 4 と逆になっている。また、 Q_1 に関する等価回路は

削除している。Fig. 5 を解析して e_M を I_c の関数として表せる。

(IV) ゲート期間内の磁心の飽和期間

この領域での透磁率は十分小さく、 $L_c = 0$ と仮定すると磁束の変化がなく、 $e_M = 0$ である。

以上 4 つの状態について e_M を I_c の関数として求めた。定常状態においては、磁心は 1 周期後に同じ磁束レベルに戻らなければならない。この条件よりそれぞれの状態で求めた $e_M(t)$ を時間積分することにより、非飽和領域の期間 T_s を I_c の関数として導出できる。

以上は I_c が小さく、付加したトランジスタが動作する場合を考えたが、 I_c が大きくなりトランジスタ Q_1 が全く動作しない場合についても、同様な解析を行うことにより T_s が求まる。

更に、 Q_1 が完全にオンとなるのは I_c が逆向きになる時で、この場合磁束が I_c により全くリセットされない。したがって、この期間では T_s は一定値であり、その値は上の解析で $I_c = 0$ における値とした。

この方式では、前述の通り出力電圧 E_o は T_s により変化する。この関係は、Fig. 1 で D_2 、チョークコイル L 及び平滑コンデンサ C と負荷 R_o とでできるループについて、状態平均化法を用いることにより導出できる。

5. 制御特性

前章で、非飽和期間 T_s を制御電流 I_c の関数として、また出力電圧 E_o を T_s の関数として導けることが解った。したがって、 E_o を I_c の関数として表せる。この E_o 対 I_c の特性を制御特性と呼ぶ。

この制御特性は、 I_c が小さく補償用トランジスタ Q_1 が動作する場合と、 I_c が大きく Q_1 が動作しない場合と、更に Q_1 が完全にオンである場合とについて別々に導出できる。補償回路を付加したコンバータの制御特性は、これら 3 つの制御特性をつなぎ合わせるにより表現した。

また、補償回路を持たない場合についても同様な解析を行うことにより、制御特性を求めることができる。

Fig. 6, 7 に、それぞれ周波数 250 kHz, 500 kHz における制御特性を示す。各図において上側の実線が補償回路を持つ場合で、下側の実線が補償回路を持たない場合の解析により求めた制御特性である。また、プロットされている点はそれぞれ実験値であり、解析と実験とが比較的良好な一致を示している。また、補償回路を付加することにより、デッドアングルが減少することが解る。この回路は、特に周波数が高い場合により有効に働いている。補償回路を付加してもデッドアングルが 0 になら

Table 1 Definition of h_{ie} , h_{oe} and R_{D4} .

$h_{ie} = h_{ieo} \cdot (I_{bo} / I_b)$
$h_{oe} = h_{oeo} \cdot (I_b / I_{bo})$
$R_{D4} = R_{D40} \cdot (I_b / I_{bo})$
$I_{bo} = I_b$
$h_{ieo} = h_{ie}$
$h_{oeo} = h_{oe}$
$R_{D40} = R_{D4}$ at $I_c = 0$

Fig. 5 Equivalent circuit during unsaturation interval in gate interval.

Fig. 6 Control characteristics at 250 kHz.

Fig. 7 Control characteristics at 500 kHz.

ないのは、磁心の角形からのずれ及びダイオードの順方向電圧降下などの影響が考えられる。 I_c が大きい所で、補償回路がある場合と無い場合とで出力電圧が一致しないのは、補償回路がある場合には、抵抗 R_2 , R_1 , ダイオード D_3 のパスを制御電流の一部が流れるからである。

8. む す び

補償用トランジスタの動抵抗、及びこのトランジスタをクランプするためのダイオードの動抵抗をベース電流の関数として与えることにより、補償回路を付加した磁気増幅器を用いたフォワード型コンバータの制御特性の解析が、実験と比較的良好な一致をみる事が確かめられた。また補償回路を付加することで、出力電圧の制御が不能な範囲、いわゆるデッドアングルを小さくできることが解った。

この補償回路は、コンバータに使用されているダイオードの逆回復特性に起因するデッドアングルを補償するだけでなく、フェライトの様な角型特性のあまり良くない磁心を用いた場合に生じるデッドアングルについても補償することが可能である。今回は、フォワード型で議論を進めたが、他の型のコンバータについても検討の余地があると思われる。

文 献

- 1) T. Nabeshima, K. Harada, R. Hiramatsu, T. Kohchi and S. Komatsu: Proceedings of INTELEC, 85CH 2241-8, 449 (1985).
- 2) たとえば D. L. Schilling and C. Belove: Electronic Circuits, McGraw-Hill (1968).

1986 年 12 月 22 日受理, 1987 年 2 月 23 日採録