Estimation of Leg Magnetic Fluxes of Transformers Having a Function of DC Reactor for DC-DC Converters

H. Saotome, Y. Wakatsuki, T. Saito, T. Yukawa*, H. Watanabe*, H. Unno*, and Y. Kikuchi*

Faculty of Engineering, Chiba University, 1-33 Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba 263-8522, Japan

*Shindengen Electric Mfg Co., Ltd., 10-13, Minami-cho, Hanno-shi, Saitama 357-8585, Japan

Efficiency improvement and cost reduction are important requirements for the design of DC-DC converters. Zero voltage switching is one good solution for increasing efficiency, and an active clamp circuit is useful for implementing it effectively. A cost reduction could be achieved by devising a new transformer that functions not only as a conventional transformer but also as a DC reactor that reduces the switching device peak current. However, no design methodology for such a transformer has yet been established. This paper proposes a novel method that simulates the operations of a DC-DC converter and estimates the magnetic flux distribution in the new transformer. The magnetic circuit of the transformer is transformed into its equivalent electric circuit with two ideal transformers. Circuit simulation results agree fairly well with experimental ones.

Key words: transformer, DC-DC converter, circuit simulation, active clamp, zero voltage switching

直流平滑リアクトル機能付 DC-DC コンバータ用トランスの脚磁束解析

早乙女英夫・若月嘉真・齋藤正・湯川格*・渡辺晴夫*・海野洋*・菊地芳彦*

千葉大学工学部, 千葉市稲毛区弥生町 1-33 (〒263-8522)

*新電元工業株式会社, 埼玉県飯能市南町 10-13 (〒357-8585)

1. 緒言

家電機器の電源として適用される DC-DC コンバータには、他の用途の電源回路に比較してよりいっそう厳しい低コスト要求があり、その上で高効率変換器の実現が求められている。アクティブクランプ回路を利用した ZVS (Zero Voltage Switching) は、スイッチング素子数を最少とする中で変換器効率を向上させる最も有効な手段の一つである。また、部品点数の削減要求の中で、直流平滑リアクトル (DCL) 機能をトランス本体に持たせた電源回路が提案されている¹⁾。しかしながら、この新型トランスの設計を行う際に必要な各脚の磁束を見積る手段が現状では得られておらず、このトランスおよびこれを適用した DC-DC コンバータの最適設計法が確立されていない。これは、このトランス内には DCL 機能による直流磁束が発生しており、これを含めたトランス内磁束分布の解明ができていないためであり、そのため、例えば各脚の磁路断面寸法の最適設計が行えないという課題がある。装置の小型化および部品点数やコスト削減要求から、この新型トランスの設計法の確立は極めて重要な課題となっている。

本論文では、直流平滑リアクトルレス DC-DC コンバータ用トランスの設計に寄与すべく、このトランスの脚磁束分布の解析法を提案し、その有効性を実機による試験結果との比較により明らかにする。

2. 試作 DC-DC コンバータ

2.1 回路動作の概要

試作したアクティブクランプ付 DC-DC コンバータの基本回路を Fig.1 に示す。FET の Q_1 および Q_2 に交互にオンゲート信号を与えることがこの回路への基本操作であり、ゲート信号を遮断した Q_1 および Q_2 のオフ時にそれぞれ Q_2 および Q_1 の逆並列接続ダイオードがオンする。 Q_1 のオン期間中はダイオード D_1 がオンしてフォワードコンバータとして働き、直流入力電圧 V_i からの電力を平滑

Fig. 1 ZVS DC-DC converter.

コンデンサ C_o と負荷抵抗 R_o へ供給する。一方、 Q_1 がオフすると Q_2 の逆並列接続ダイオードがオンし、同時にダイオード D_2 がオンしてフライバックコンバータとして働く。 Q_1 のオフ時、コンデンサ C (33 nF) は定常的な回路動作によって Q_2 のドレイン側に正に直流充電されており、 V_i に C の電圧を加えたものが Q_1 オフ時のクランプ電圧となる。 Q_2 の逆並列接続ダイオードのオン期間中にトランスの励磁電流の一部が C に流れ込んで C の電圧が上昇し、その充電電圧がピークを迎えると、既にオンゲート信号を受けている Q_2 を介して C からの放電が行われる。この放電期間中に C の過充電された静電エネルギーの一部もダイオード D_2 を介して C_o と R_o へ供給される。 Q_2 がオフすると Q_1 の逆並列接続ダイオードがオンし、トランスの励磁エネルギーの一部が V_i へ回生される。この一連の動作において、 Q_1 および Q_2 へのオンゲート信号は適切なデッドタイムを設けた上で、自身の逆並列ダイオードの通流期間中に与えられるので、FET のターンオン損失が極めて小さい ZVS が実現されている。また、 Q_1 または Q_2 のオフ時に V_i - C の経路がクランプ回路として働くので、これらのドレイン・ソース間

Fig. 2 Transformer with DCL.

Fig. 3 Photograph of the DC-DC converter.

Fig. 4 Core dimensions (in mm).

にターンオフ時の過大な跳ね上がり電圧は発生しない。

2.2 DCL 機能付トランスを適用したコンバータ

前節では Q_1 のドレイン電流を制限するための DCL について触れなかったが、試作コンバータには Fig.2 に示すような DCL 機能付トランスを適用している。 Q_1 のオン時には D_2 がオフしているので、1 次巻線 N_p に鎖交している 2 つのトランス脚のうちの右側の脚は主にリアクトルの磁心として働き、すなわち Q_1 と直列接続された DCL となる。この DCL 機能により Q_1 オン時のドレイン電流の値が制限され、この素子を過電流から保護している。

試作したコンバータの写真を Fig.3 に示す。定格出力電圧は DC24V であり、負荷変動（定格出力 150W）および入力電圧変動

Fig. 5 Magnetic circuit of the transformer.

(DC100V~200V) に対して出力電圧を定格値に保つように Q_1 および Q_2 のゲート信号を制御している。トランスの磁心寸法を Fig.4 に示す。トランスは Fig.4 の磁心 2 つによって構成され、1 次巻線および 2 つの 2 次巻線に鎖交する 2 つの脚にはそれぞれに数百 μ m 程度のエアギャップが設けてある。また、各巻線の巻数は、それぞれ $N_p=14$ 、 $N_{s1}=7$ および $N_{s2}=7$ である。

3. 回路シミュレーションモデルの導出

3.1 研究課題

本研究の課題は、コンバータ仕様を基に DCL のインダクタンス値も含めて設計した回路に対し、回路シミュレーションによりトランスの各巻線電流波形を把握してトランスの各脚の磁束を求め、磁心寸法を含めたトランス設計のアルゴリズム開発に寄与することである。

Fig.2 に示したトランスの磁気回路を Fig.5 に示す。Fig.2 に示した磁束 $\phi_1 \sim \phi_6$ が通る磁路に対して Fig.5 に示した磁気抵抗 $R_1 \sim R_6$ がそれぞれ対応している。本研究の課題の遂行には、コンバータ回路と Fig.5 の磁気回路を連立してシミュレーションすることが必要であるが、磁気回路を解く上での入力値は、回路シミュレーション結果である巻線電流により算出される起磁力であり、巻線電流算出には、磁気回路の解である磁束の時間変化率が必要である。この種の問題に対しては、仮の初期値を決めて行う反復法などが考えられるが、収束性の吟味および解精度の検証の手間を考えると、より直接的に両回路の解を求める手法が望まれる。

本論文では、磁気回路と等価なトランスの励磁回路（電気回路）を導出して電気回路のみでコンバータ回路のシミュレーションを実施する手法を提案し、実験値との比較からその有効性を示す。

3.2 磁気回路から電気回路への等価変換

Fig.5 の磁気回路の磁束 $\phi_1 \sim \phi_6$ に対し、節点 A~D における磁束の連続性より

$$\begin{aligned} \text{A} &: \phi_1 = \phi_3 - \phi_5 \\ \text{B} &: \phi_1 = \phi_3 - \phi_6 \\ \text{C} &: \phi_2 = \phi_4 + \phi_5 \\ \text{D} &: \phi_2 = \phi_4 + \phi_6 \end{aligned} \quad (1)$$

を得る。また、これらの両辺を時間微分すると

$$\begin{aligned} d\phi_1/dt &= d\phi_3/dt - d\phi_5/dt \\ d\phi_1/dt &= d\phi_3/dt - d\phi_6/dt \\ d\phi_2/dt &= d\phi_4/dt + d\phi_5/dt \\ d\phi_2/dt &= d\phi_4/dt + d\phi_6/dt \end{aligned} \quad (2)$$

Fig. 6 Exciting circuit of the transformer.

Fig. 7 Simulation circuit.

を得る。(2)式および Fig.5 に示した各巻線の起磁力より、Fig.6 の電気回路を得る。ここで、各インダクタンスは Fig.5 に示したトランスの各脚の磁気抵抗の逆数で、

$$\begin{aligned} L_1 &= 1/R_1 \\ L_2 &= 1/R_2 \\ L_3 &= 1/R_3 \\ L_4 &= 1/R_4 \\ L_5 &= 1/R_5 \\ L_6 &= 1/R_6 \end{aligned} \quad (3)$$

となり、これらのインダクタンスの仮想巻数はすべて1と考える。

Fig.6 の節点 Q におけるキルヒホッフの電流則より次式を得る。

$$N_p i_p - N_{s1} i_{s1} = i_1 + i_3 \quad (4)$$

但し、 N_{s1} は Fig.2 の D_1 と直列に接続された巻線の巻数であり、 i_p 、 i_{s1} 、 i_1 および i_3 はそれぞれ N_p 、 N_{s1} 、 L_1 および L_3 に流れる電流である。ここで、仮想的な電流 i_1 によって実際の磁束 ϕ_1 が生ずると考え、 $L_1 i_1 = \phi_1$ とし、同様に、 $L_3 i_3 = \phi_3$ とすると、(3)式より

$$N_p i_p - N_{s1} i_{s1} = R_1 \phi_1 + R_3 \phi_3 \quad (5)$$

を得、これは Fig.5 の磁路 A-B-A の起磁力方程式と一致している。Fig.6 の節点 P、R および S においても同様である。

Fig.2 のトランス部を Fig.6 に置き換えると回路シミュレーションモデル Fig.7 が導出される。ここでは、トランスの巻線間の磁気結合を2つの理想変圧器を用いてこれと等価な電気結合に変換している。この電気結合は、2つの理想変圧器にそれぞれ巻数1の第3の巻線を仮定し、この巻線間にインダクタンスからなる等価励磁回路を接続することで実現している。

Table 1 Inductances (μ H).

L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6
0.52		9.3		43	

Fig.7 において Q_1 がオンしている期間、2つの理想変圧器に直列に共通して流れる1次巻線電流 i_p が発生するが、この時、理想変圧器 Tr_1 では N_{s1} にフォワードコンバータとしての出力電流が負荷へ流れる一方、1回巻の3次巻線には負荷への出力電圧を N_{s1} で割った値の電圧が等価励磁回路にかかり、励磁電流 $N_p i_p - N_{s1} i_{s1}$ がこの3次巻線に流れる。一方、理想変圧器 Tr_2 では、 D_2 がオフしているので N_{s2} には電流が流れないが、 Tr_2 の3次巻線に $N_p i_p$ が流れる。 Tr_2 の3次巻線に接続されている等価励磁回路には直流成分を含んだ電流が継続して流れ DCL として働いており、 Q_1 オン時のドレイン電流波高値の制限をこの回路で行っている。

Fig.7 において Q_1 がオフすると Q_2 の逆並列ダイオードがオンし、 Tr_1 の N_p の電圧極性の反転に伴い N_{s1} の電圧極性も反転し、 D_1 がオフする。 Tr_1 の3次巻線側の等価励磁回路に流れている電流の連続性から Tr_1 の N_p には継続して電流が流れ、 C を過充電する。一方、 Tr_2 では、3次巻線に接続された等価励磁回路のエネルギーがフライバックコンバータとして D_2 を介して負荷へ供給されると同時に、このエネルギーの一部は、 C の過充電へ寄与する。やがて C への充電が終了して放電状態になると、オン状態の Q_2 を介し、この放電エネルギーの一部は Tr_2 の N_p から N_{s2} に向けて放出される形で負荷へ出力される。このとき、 Tr_1 の3次巻線電流の向きは反転し、この巻線には交流電流成分のみが生ずる。

以上のように、Fig.2 ではトランスの磁気結合が回路動作へ与える影響を把握することは容易ではなかったが、Fig.7 を用いることで、ZVS を実現した DCL 機能を含むフォワードコンバータ動作およびフライバックコンバータ動作を把握することができた。

3.3 回路シミュレーションの履行

Fig.5 の磁気抵抗 $R_1 \sim R_6$ は、磁心が Fig.4 に示したような形状であるので、 R_1 と R_2 の脚は実際と磁路断面積が等しい長方形断面とした。また、これらの3次元形状の磁気抵抗の値の算出は、文献2記載の方法を適用した。ここで、磁心材質は JFE フェライト製 MBT1 であり比透磁率はその23°Cにおけるカタログ値3400を用いた。また、エアギャップ幅は、実際に印加した巻線電圧と電流の時間変化率から逆算した値 (300 μ m) を用いた。これらにより求めた Fig.6 のインダクタンス $L_1 \sim L_6$ の値を Table 1 に示す。

Fig.7 の回路のシミュレーションには Spice 系の回路シミュレータ SIMetrix³⁾を用いた。また、制御系を含めたシミュレーションは行わず、シミュレーションにおける Q_1 および Q_2 のオン時間幅は、 $V_i = 100$ V として、概ね定格負荷となる $R_o = 4.2 \Omega$ を接続した時の実機の値とした。

4. シミュレーション結果の検証

SIMetrix は過渡現象を扱うシミュレータであるので、シミュレーション上の過渡現象が概ね終了した後の各波形について、実機の測定波形と比較する。

(a) Simulated.

(b) Measured.

Fig. 8 Current waveforms of $i(Q_1)$ and $i(Q_2)$.

(a) Simulated.

(b) Measured.

Fig. 10 Current waveforms of $i(D_1)$ and $i(D_2)$.

(a) Simulated.

(b) Measured.

Fig. 9 Voltage waveforms of $v(Q_1)$ and $v(Q_2)$.

Fig. 11 Simulated magnetic flux waveforms of ϕ_1 - ϕ_5 .

Fig. 12 Measured magnetic flux waveforms of ϕ_3 - ϕ_5 without DC components.

Q_1 および Q_2 またはこれらの逆並列ダイオードに流れる電流を Fig.8 に示す。ここで、(a)および(b)は、それぞれシミュレーションおよび実験による結果を示しており、Fig.9 および Fig.10 にお

いても同様である。 Q_1 および Q_2 のドレイン・ソース間電圧を Fig.9

に示す。トランス2次側に接続されている D_1 および D_2 の電流を Fig.10 に示す。Fig.8 ~ Fig.10 の(a)および(b)は概ね一致しており、また、直流出力電圧のシミュレーション値も 24V で実験値と等しく、提案したシミュレーションモデルの妥当性が示された。

回路シミュレーションで得られたトランスの各巻線 N_p , N_{s1} および N_{s2} の電流 i_p , i_{s1} および i_{s2} を用いて Fig.5 に示した $\phi_1 \sim \phi_5$ を求めた結果を Fig.11 に示す。ここで、 ϕ_6 は ϕ_5 に等しい。この結果から DCL 機能を担う直流磁束は ϕ_2 であることが分かるが、この磁束の閉ループとしては、 ϕ_4 に加えてそれよりやや磁気抵抗が大きい経路のために ϕ_4 より小さい $\phi_5 - \phi_3 - \phi_6$ のループがあることが分かる。一方、 ϕ_1 には直流磁束成分はないことが分かる。実験では直流磁束の計測はできないが、交流磁束成分はサーチコイルをトランスの脚に巻くことで計測できるので、励磁巻線を施していない脚に3回巻のサーチコイルをそれぞれ施し、磁束 $\phi_3 \sim \phi_5$ の交流分を計測した結果を Fig.12 に示す。Fig.11 に示した $\phi_3 \sim \phi_5$ の交流成分は Fig.12 と概ね一致し、各磁束の算出結果の妥当性を支持している。

Fig.11 で最も大きい値を取る ϕ_2 の波高値は、磁束密度に換算すると 210 mT である。よって、トランス脚内の磁束は非飽和領域にあり、今回の励磁条件においては、脚からの漏れ磁束を無視して扱った Fig.5 の磁気回路による解析は有効である。また、各巻線に流れる電流のシミュレーション値と実験値との比較結果から、各巻線電流を定量的にシミュレーションできたことが分かり、直流分を含む起磁力 $N_p i_p + N_{s2} i_{s2}$ による直流分を含んだ各磁束の値の妥当性が保証されている。

最後に一点、考察を述べる。シミュレーションでは Fig.6 の $L_1 \sim L_6$ に流れる電流を求めており、これらより直接 $\phi_1 \sim \phi_6$ を計算することはできるが、この方法により求めた $\phi_1 \sim \phi_6$

は Fig.5 の節点における磁束の連続性を満足しなかった。これは、Fig.6 は(2)式より導出されたもので、磁束の時間変化率を拘束、すなわち Fig.6 の $L_1 \sim L_6$ にそれぞれかかる電圧を回路解析条件としているが、Fig.6 の $L_1 \sim L_6$ から成るすべての閉ループに関してどのような直流電流が流れていても2つの電流源の値を満足する解は無数にあることになり、この方法では直流磁束の実態を得ることはできなかった。

5. 結 言

DCL 機能を有したトランスを適用した DC-DC コンバータにおいて、トランスの各巻線間の磁気結合と等価な電気回路を導出し、実機と整合性のある回路シミュレーションを実現した。この等価電気回路では、2つの理想変圧器それぞれに巻数1回の3次巻線を設け、トランスの各脚の磁気抵抗に対応したインダクタンスから成る回路を介してこれらの3次巻線を電気結合させてトランス全体の励磁回路を形成し、各巻線間の磁気結合を扱った。

本手法により、DCL 機能付トランスの各脚の直流磁束を含めた磁束分布が明らかとなり、その解析結果をトランス磁心の寸法設計等に活用することで、低コスト化が要求されるこの種の DC-DC コンバータの設計精度向上が期待できる。

References

- 1) H.Unno, Y.Matsuda, and H.Watanabe : "Input and Output Choke-less BHB Converter", IEICE Sougou Taikai SB-6-3(2003).
- 2) Y. Saito: *Comp. Meths. Appl. Mech. Eng.*, **22** 289 (1980).
- 3) <http://www.catena.uk.com/>

2006 年 10 月 2 日受理, 2007 年 1 月 23 日採録