日本応用磁気学会誌 27,900-904 (2003)

Analysis of Cross-Regulation in Multiple-Output DC/DC Converters

早乙女英夫・及川 聡・菊地芳彦*・関野則忠*・林 賢知* 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)・回路開発センター,埼玉県飯能市南町10-13 (〒357-8585)

H. Saotome, S. Oikawa, Y. Kikuchi*, N. Sekino* and M. Hayashi*

Faculty of Engineering, Chiba University, 1-33 Yayoi, Inage, Chiba 263-8522 *Circuit Technology Center, Shindengen Electric Mfg. Co.,Ltd., 10-13 Minami, Hanno, Saitama 357-8585

A cross-regulation phenomenon in a multiple-output fly-back converter is analyzed with a circuit simulator and three-dimensional magnetic field FEM software, to determine how the coupling factors of a multiplewinding transformer affect it. The simulated transformer output voltages and their external characteristics coincide with the experimental results. A novel algorithm for designing the configuration of transformer windings is proposed, using circuit and magnetic field simulators.

Key words: cross-regulation, DC/DC converter, fly-back converter, switching power supply, transformer

1. はじめに

クロスレギュレーションという言葉は、磁気結合を利用した多 出力スイッチングレギュレータにおいて、ある特定の出力巻線の 電圧制御を行うことで他の出力電圧も安定化させる方法という意 味に使用される¹⁾ 一方、(社)日本電子機械工業会発行のスイッチ ング電源用語集²⁾では、クロスレギュレーションの説明として、 「多出力電源において、他の出力の負荷を規定の範囲で変化した 時の、出力電圧変動」とある.本論文では、この後者の意味でク ロスレギュレーションという言葉を用いるものとする.

パソコンなどの情報機器,AV機器あるいはエアコンなどの家 電機器の電源として,安価である多出力フライバックコンバータ が多く用いられている.ここで問題となるのが負荷変動に伴うク ロスレギュレーションである.電源コストの増大が許されればク ロスレギュレーションを抑制する制御回路を付加することができ るが,家電機器の低価格競争の中,電源部のコストアップは不可 能と言える.多出力フライバックコンバータは,その原理が簡素 で部品点数も比較的少ないが故,その改良工夫は容易ではなく, クロスレギュレーションは,古くて新しい問題として電源回路設 計者を悩ませている.クロスレギュレーションの原因としては, トランスの内部抵抗 や巻線間静電容量,或いはスナバ回路の跳 ね上がり電圧など,多くの要因が考えられるが,本論文では,ト ランスの巻線間結合係数に主眼を置いて解析を行った結果につい て述べる.

2. クロスレギュレーション

本論文では、Fig.1に示すような2出力のフライバックコンバー タを例として、実験および解析を行う.実験では、入力電圧V₁を Table1に示した値一定で行った.また、使用したトランスの各巻 Table 1 Specification of the circuit in Fig. 1.

	$V_1(\nabla)$	Number of turns				
		L_1	L ₂	<i>L</i> ₃		
	36	40	6	6		



Fig. 1 Fly-back converter.



Fig. 2 Measured transformer voltage waveforms. $(R_2 = 150 (\Omega) \text{ and } R_3 = 10(\Omega))$

Time (μ s)

線の巻数を同表に示す.フライバックコンバータは、半導体スイ ッチSWのオン期間中にトランスに励磁電流を流して磁気エネル ギーを蓄積し、SWのオフ期間にこの蓄積エネルギーを電力とし

日本応用磁気学会誌 Vol. 27, No. 8, 2003

てトランス2次側へ供給するもので、ここでは、2つある2次側 出力のうち、電圧V,を安定化するようにSWのスイッチングを制 御している.ここで、SWの駆動電源は、Fig.1の制御回路に接続 された巻線から得ている.

2つある出力巻線の電圧 V,および V,の実験による測定波形を Fig.2に示す. クロスレギュレーションは、多出力電源の出力端子 間の出力電力の差が大きい場合に顕著になる. ここでは、その一 例として、Fig.1 に示した各出力の負荷抵抗は、 $R_2 = 150(\Omega)$ お よび $R_3 = 10(\Omega)$ とし、制御された側の出力電圧 V_3 の出力電流に 対し、もう一方の出力電圧 12の出力電流が約1桁程度小さくなる ように設定した. Fig. 2 では、トランスの出力電圧 V2 および V3 に は Fig.1 の矢印の向きに約 6.5V程度の正電圧を生じているが, v_2 には、さらに1 μ s程度の期間、跳ね上がり電圧が発生してい る. (電圧の立ち上がりに見られる 0.1 µ s以下の振動波形は、ト ランスの浮遊容量などによって発生しているものと考えられる.) この跳ね上がり電圧によってFig.1の平滑コンデンサ C_2 が充電さ れてしまい, L2 とL3の巻数が同一であるにも拘わらず, 平滑され た出力電圧は、V3に対してV2が上昇してしまう. ここで、V3で はなく V2を制御した場合には、V2に対してV3が小さくなってし まうことになる、このような現象がクロスレギュレーションの要 因の一つになっており、その解析が必要である.

3. シミュレーション解析

Fig. 1に示したフライバックコンバータの実機を Fig. 3に示す. 実測波形 Fig. 2は, Fig. 3によるものである.本論文では,回路 シミュレータとして PSpice³⁾を用いるが,ここでは付録に示 した多巻線トランスモデルを適用することにする.制御系も 含めた Fig. 3の回路素子および結線を PSpice に入力し,負荷条件 を Fig. 2と同一として得られた定常状態でのV₂ およびV₃のシミ ュレーション波形を Fig. 4に示す.V₂の跳ね上がりなど,概ね実



(b) Transformer (c) Core Fig. 3 DC/DC converter used in the experiments.



Fig. 4 Simulated transformer voltage and current waveforms. $(R_2 = 150 (\Omega) \text{ and } R_3 = 10 (\Omega))$

測波形が再現されている様子が分かる.ここで,多巻線トランス の各インダクタンスは、20kHzの正弦波電圧入力による変圧器無 負荷試験結果より定めた.各インダクタンスの測定結果をTable 2 に示す.ここで,各巻線の電圧測定には,高精度が要求されるた め,HP社製マルチメータ(34401A)を用いた.また,各巻線の励 磁電流測定には、4端子シャント抵抗器、アルファエレクトロ ニクス社製電力用超精密抵抗器を用い、その浮遊インダク タンスを測定してこれの補償を行って励磁電流を測定した.

DC/DCコンバータの動作実験では、電流プローブやシャント 抵抗の挿入インピーダンスおよび位相特性などから十分な精度で 高周波電流波形を測定することはできないが、シミュレーション では電流波形表示も可能であり、インダクタンス L_2 および L_3 の電 流波形 i_2 および i_3 も合わせて Fig. 4に示した. 跳ね上がり電圧が 生じている方のトランス出力電流 i_2 は、この跳ね上がり期間のみ 通流しており、また、この期間、もう一方のトランス出力電流 i_3 で は、鋸波状の頂きの部分が削除された波形となっている。

Fig. 2 および Fig. 4 では, $R_2 = 150$ (Ω) であったが, これを約 3 倍の $R_2 = 430$ (Ω) としたときのトランス電圧の実験およびシ ミュレーション波形を Fig. 5 および Fig. 6 にそれぞれ示す. v_2 は, R_2 が増大することで, その跳ね上がり電圧波形が細くなり波高値 が増大する. シミュレーションにおいてもこの特性が現れている. また, Fig. 6 の i_2 は, Fig. 4 より小さい波高値となり, その時間積 分値である電荷量も小さいが, これを平均化して R_2 へ小さな直流 電流を供給している.



Fig. 5 Measured transformer voltage waveforms. $(R_2 = 430 (\Omega) \text{ and } R_3 = 10 (\Omega))$

 $R_3 = 10(\Omega)$ 一定で、 R_2 を変化させたときのDC/DCコンバー タ出力電圧の変化の実験値およびシミュレーション結果を Fig. 7 に示す. R_2 の増大と共に V_2 が上昇していってしまう特性がシミュ レーションにおいて定量的に再現されている.

4. 磁界解析によるトランス設計支援

トランスの各巻線間の結合係数がすべて1であれば、 V2 とV3 は全く同一の波形となり、Fig.7に示すようなクロスレギュレーシ ョンは発生しない、しかしながら、コアの窓に巻線を配置する際、 同位置に異なる巻線を施すことはできず、また、コアのエアギャ ップによって発生する窓内の磁束分布もあることから、結合係数 を1とするように各巻線を施すことは不可能である. 現実的視点 において重要なことは、各巻線を配置する際、クロスレギ ュレーション低減の観点から、どの巻線間の結合係数を高 める必要があり、どの巻線間の結合係数はある程度犠牲に してもよいかを見極めることである.このことは、各巻線 間の相互インダクタンス値を設計することに等しい. この 設計条件は、DC/DCコンバータの負荷条件、すなわち定 常動作点に依存する(例えば, Fig. 7 で, R₂が 10Ωより下 がると、出力電圧 V2 とV3の大小関係は反転する.)ので、 各出力における定常負荷とその負荷変動範囲を考慮して巻 線配置を定める必要がある.

スイッチング電源用トランスに多用されている Mn-Zn フェライトは、一般に大きな誘電率を持ち、また、高周波 で磁気損失および等価誘電損失が増加する特性を有する⁹. このような磁気損失および誘電損失を有するフェライトコ アの3次元動磁界解析が行える一般向け汎用電磁界解析ソ フトは現時点ではないが、3次元静磁界解析であれば、例 えば JMAG⁹を用いれば可能である.実験に用いた Fig. 3(c)のコアに対し、Table 1 の巻数を施したことを想定して



Fig. 6 Simulated transformer voltage and current waveforms. $(R_2 = 430 (\Omega) \text{ and } R_3 = 10 (\Omega))$



各巻線間の結合係数を JMAG による磁界解析結果から求 めた. これらの値を実測値と共に Table 3 に示す. 但し, 巻線の配置として, Fig. 8(a)および(b)に示す 2 種類行った. Fig. 8 で, ①, ②および③は, それぞれ L_1 , L_2 および L_3 の 巻線を示す.また,同図に示した寸法の単位は mm である.

前章までの解析では、Fig. 8(a)の巻線を施したコアを用いたが、Fig. 8(b)のトランスを用いて Fig. 7 と同様の条件でDC/DCコンバータ出力電圧の負荷特性を測定した.そ

日本応用磁気学会誌 Vol. 27, No. 8, 2003

Table 3 Coupling factors.									
	Measured			Simulated					
	<i>k</i> ₁₂	<i>k</i> ₁₃	k ₂₃	<i>k</i> ₁₂	<i>k</i> ₁₃	k ₂₃			
Fig. 8(a)	0.97	0.99	0.94	0.96	0.97	0.92			
Fig. 8(b)	0.96	0.97	0.98	0.96	0.95	0.97			





Fig. 8 Arrangement of windings.



Fig. 9 Measured output voltage vs. R_2 using the transformer in Fig. 8(b). $(R_3 = 10(\Omega))$

の結果を Fig. 9 に示す. Fig. 8(b)では巻線②を巻線③の外 側に巻き, Table 3 に示した様に, Fig. 8(a)に比較して k_{13} を 若干犠牲にして k_{23} を向上させた. これにより,制御されて いない出力電圧 V_2 のクロスレギュレーションが低減した.

Table 3 において, Fig. 8(a)の k_{23} が他に比較して小さい 理由は、巻線②および③の配置が Fig. 8(a)の上下方向に横 並びであるため、巻線端近傍に生ずる左右方向の磁束が相 手の巻線全体に鎖交し難いためと考えられる.また, Fig. 8(b)の各結合係数の大小順位がわずかな差により計算値と 測定値で異なっているが,両者において3つの結合係数は 概ね等しい. Fig. 8(a)および Fig. 8(b)の測定値と計算値が 高精度で一致しない理由は,本磁界解析ではコイルを1タ ーンの円筒と近似したこと,実機コイルの配置寸法の誤差 および静磁界解析による結果であることなどが考えられる.

しかしながら、この磁界解析は、クロスレギュレーショ ンの低減を狙ったトランス設計に対して有用な情報を提供 する.従って、まず、DC/DCコンバータの動作点でクロ スレギュレーションが小さくなる各相互インダクタンス或 いは各結合係数を回路シミュレータで求め、次に、それら を実現する巻線配置を電磁界解析ソフトを用いて解析する ことでトランスの設計指針が与えられる.実際には、実機 による出力電圧変動の評価・確認とこれらのシミュレーシ ョンを繰り返すことでコンバータの設計開発が行われる.

5. まとめ

トランスの巻線間結合係数に着目したDC/DCコンバ ータのクロスレギュレーション解析を行い,その有効性を 示した.DC/DCコンバータの動作点付近においてクロス レギュレーションを低減するトランス定数を回路シミュレ ータにより求め,それを実現するための巻線配置を磁界解 析により定めるアルゴリズムを提案した.

付 録

電気回路シミュレータによって、Fig. 1のフライバックコンバー タの回路動作解析を行うに当たり、本論文では多巻線トランスの 各結合係数を独立に設定する必要がある。一般に入手可能な電気 回路シミュレータはいくつかあるが、この設定が容易に可能かど うかマニュアルだけからでは不明な場合があり、また、回路シミ ュレータの細部にまで精通した者以外でも操作可能な分かり易い 入力作業でこの設定を実現したい。このような目的に対しては、 多巻線トランスをFig. 10に示すような複数の密結合変圧器を用い て表した回路モデルが有効である。密結合変圧器は、理想変圧器 に励磁インダクタンスのみを付加したもので、結合係数は1であ る。Fig. 10の回路モデルは、Fig. 1に示したL₁、L₂およびL₃部



Fig. 10 Multiple-winding transformer model.

903

の3巻線トランスに対し、4つの密結合変圧器を設定し、さらに、 各巻線の漏れインダクタンスおよび巻線抵抗を加えたモデルであ る.

Fig. 1の L_1 , L_2 および L_3 間の各相互インダクタンスを M_{12} , M_{13} および M_{23} とすると、これらと Fig. 10 に示した各回路定数 との関係は、次のようになる.

$$L_{1} = L_{1m} + L_{12} + L_{13} + l_{1}$$

$$L_{2} = L_{2m} + L_{21} + L_{23} + l_{2}$$

$$L_{3} = L_{3m} + L_{31} + L_{32} + l_{3}$$

$$M_{12} = \sqrt{L_{12}L_{21}} + \sqrt{L_{1m}L_{2m}}$$

$$M_{13} = \sqrt{L_{13}L_{31}} + \sqrt{L_{1m}L_{3m}}$$

$$M_{23} = \sqrt{L_{23}L_{32}} + \sqrt{L_{2m}L_{3m}}$$
(2)

ここで、左辺の6つのインダクタンス値が既知のとき、右辺にある12個の変数の組み合わせは無限個あるので、その中から適当な 組み合わせを選択すればよい、言い換えれば、どの組み合わせで あっても、Fig. 10の各インダクタンスの電流によって生じる各磁 束の重ね合わせは同一の結果となる.

Table 4 Inductances obtained from Table 2.

<i>L</i> _{1<i>m</i>}	L _{2m}	L _{3m}	l_1	l_2	l_3
423	9.18	9.81	0.7	0.41	0.14
<i>L</i> ₁₂	L ₂₁	<i>L</i> ₁₃	<i>L</i> ₃₁	L ₂₃	L ₃₂
6.3	0.4	5	0.44	0.01	0.01

Table 2 に示した実測された各インダクタンスから Fig. 10 に示 した 12 個の各インダクタンスを求めた結果を Table 4 に示す.本 論文のシミュレーションでは Table 4 に示した値を用いたが,これ らの値は,(1)式および(2)式を満足する無数ある解の一例である.

文 献

1)原田耕介, 鍋島 隆, 久永光司: 電子通信学会論文誌, 62-C, 281(1979).

 (社) 日本電子機械工業会技術レポート, EIAJ RCR-9101A, スイッチング電源用語集(1999).

3) http://www.cadencepcb.jp/products/orcad/pspice.asp

4) H.Saotome and Y.Sakaki: *IEEE Trans. Magn.*, **33**, 728(1997). 5) http://www.jri.co.jp/pro-eng/jmag/

2003年3月28日受理, 2003年6月18日採録