フォワード型 DC/DC コンバータの励磁電流の検討

人見 剛士 平地 克也

国立舞鶴工業高等専門学校

An examination of magnetizing current for forward type converters

Tsuyoshi Hitomi , Katsuya Hirachi

Abstract - The Bridge type converter magnetize transformer on positive and negative directions, while forward type converter magnetize transformer on one direction. For that reason, forward type converter is considered that it operate only in the first quadrant of BH curve. But the careful observation of the transformer voltages and currents brings us to the new understanding that the magnetizing current of the transformer flows not only to positive direction but also to negative direction, which derives the new theory that the transformer operate not only at the first quadrant of BH curve but also at the third quadrant. In this paper we probe the new theory by the analysis of magnetizing current and propose a new design method of transformer.

1. はじめに

DC/DC コンバータにはプッシュプル型、ハーフブリッジ型、フルブリッジ型、1石フォワード型、2石フォワード型など様々な種類がある。本研究では図1に示す1石フォワード型について検討する。このコンバータは高信頼性で構成が簡単で制御もしやすく多く使われている回路方式である。

フォワード型コンバータはトランスを一方方向のみに励磁するため、励磁電流は一方方向にしか流れないとされている。従って、フォワード型コンバータは図2(a)に示すようにBHカーブの第1象限のみで動作すると考えられている。しかし、励磁電流の経路を検討することでこの従来の定説は間違いであり、トランスに対して正負両方向に流れるという新しい仮説が提案されている¹⁾。そこで本論文ではFETのドレイン電圧の測定と回路各部の電流波形測定により負荷電流と励磁電流の流れを検討し、新しい仮説が正しいことを証明する。また、新しい仮説に基いたトランスの新しい設計方法を提案する。

2. 電流経路

図1に示す回路図において、一次側と二次側に流れる電流 I_1 、 I_{D2} 、 I_{D3} を測定し、負荷電流と励磁電流の経路について検討する。ここでいう負荷電流とはトランスを介して負荷に流れる電流のことであり、トランスに磁束を励起しない。試作機の実験における回路の諸元を表1に示す。シミュレーション結果を図3に示す。図3のように4つのモードに分けて電流経路を検討する。FETの電圧波形と各部の

電流波形を図4、図5、図6に示す。電流経路を図7に示す。

図1 1石フォワード型 DC/DC コンバータ

(a) 従来の定説 (b) 新しい仮説

図2 フォワード型 DC/DC コンバータの BH カーブ

表 1 試作機の諸元

入力電圧	E_{in}	60[V]
入力電圧変動範囲		50~70[V]
出力電圧	E_{out}	48[V]
出力電流	I_{out}	1.0[A]
動作周波数	f_0	20[kHz]
最大 ON 幅		24[μ sec]
出力チョークコイル	L_1	3.4[mH]
スナバ抵抗	R_1	10[Ω]
スナバキャパシタンス	C_1	2200[pF]
コア材質		フェライト(TDK の H7C1)
n_1	23 ターン	n_2 45 ターン n_3 23 ターン

図 3 FET の電圧と励磁電流波形(シミュレーション)

(a)シミュレーション(ギャップなし)

(b) ギャップなし

(c) ギャップあり(0.18mm)

図 4 FET の電圧と I_{D2}

(a)シミュレーション(ギャップなし)

時間：10 μ sec/div
上 FET の電圧波形：50V/div
下 電流波形：0.5A/div

(b) ギャップなし

(c) ギャップあり(0.18mm)

図 5 FET の電圧と I_{D3}

(a)シミュレーション(ギャップなし)

時間：10 μ sec/div
上 FET の電圧波形：50V/div
下 電流波形：2A/div

(b) ギャップなし

(c) ギャップあり(0.18mm)

図 6 FET の電圧と I_1

モード①

モード②

モード③

モード④

← 負荷電流 ←----- 励磁電流

図 7 電流経路

モード①

スイッチ素子 T_1 が ON となり D_2 が導通となり $n_2 - D_2 - C_2 - n_2$ の経路で負荷電流が流れる。このとき一次側では負荷電流、励磁電流ともに n_1 の? に流れ込むように流れる。

モード②

スイッチ素子 T_1 が OFF となり、 C_1 が入力電圧 E_{in} の二倍まで充電され、 n_1 には $-E_{in}$ が印加される。そうすると D_1 が導通になり、 n_3 の? に流れ込むように励磁電流が流れる。このとき、二次側は D_3 が導通となり $D_3 - L_1 - C_2 - D_3$ の経路で負荷電流が流れる。

モード③

モード②で C_1 が入力電圧 E_{in} の二倍まで充電され、 n_1 には $-E_{in}$ が印加されている。そのため、 n_1 の? から流れ出るように励磁電流が流れる。つまり逆方向に励磁電流が流れ、 C_1 のエネルギーが放出される。このとき、二次側はモード②と同じように負荷電流が D_3 を流れる。

モード④

D_3 が導通でモード②と同じように負荷電流が流れる。モード③で C_1 のエネルギーの放出が終わると n_1 にかかる電圧は 0 となり、 n_2 にかかる電圧も 0 となる。そのため、 D_2 には順バイアス電圧がかかるため導通になり、 n_1 から n_2 に転流し励磁電流が D_2 に流れる。今、 D_3 が導通しているため、励磁電流が D_2 から D_3 に流れることもできる。そのため、 n_2 の? から流れ出るように逆方向の励磁電流が流れる。つまり、励磁電流は $n_2 - D_2 - D_3 - n_2$ の経路を流れる。これらは図 4(c) と図 5(c)の拡大部分より逆方向に流れていることがわかる。

3. 磁束密度の推定

電流経路の検討により励磁電流が負方向にも流れていることがわかった。次に磁束密度について変化の様子を検討したいが、トランスのコア内部の磁束密度を直接測定することはできない。そこでトランスが飽和するときの電圧から磁束密度の変化を推定する方法を考えた。FET のデューティを一定にして直流入力電圧 E_{in} を変化させた場合、トランスの BH カーブは図 8 のように変化すると考えられる。 E_{in} 大のとき、トランスは飽和している。トランスが飽和したときの磁束密度はコアのカタログから知ることができる。磁束密度 B と入力電圧 E_{in} は比例するので、トランスが飽和したときの E_{in} の値を V_{sat} 、トランスの飽和磁束密度を B_{sat} とすると、トランスが飽和していないときの磁束密度 B_1 はその時の E_{in} の測定値 V_1 から次のように計算できる。

$$B_1 = B_{sat} \frac{V_1}{V_{sat}}$$

上記の方法で求めた磁束密度と励磁電流の関係を図 9 に示す。このとき、FET のデューティは 0.45 と一定として測定した。定格時(入力電圧 60[V])と飽和時のスイッチ素子電圧と n_1 へ流れ込む電流波形を図 10 に示す。図 10(a)の電流波形は FET が ON 時には正方向、OFF 時には負方向に直線的に増加しているのに対し、図 10(b)の電流波形はスイッチ T_1 の ON 期間終了辺りで急激に電流が増加しているため、飽和状態であることが確認できる。

図 8 BH カーブの推定

$B_{sat} : 5100[G](25^{\circ}Cにて)$

図 9 飽和状態の励磁電流と磁束密度の関係

(a) 定格状態 $E_{in}=60[V]$ (b) 飽和状態 $E_{in}=150[V]$
 上 FET の電圧 50V/div 上 FET の電圧 100V/div
 下 一次側電流 2A/div 下 一次側電流 5A/div
 10μsec/div

図 10 FET の電圧波形と一次側電流波形 I_1

4. トランスの新しい設計方法

従来の設計式と我々が提案する新しい設計式を以下に示す。

$$\text{従来の設計式} \quad \Delta B = B_{sat} - B_r \quad (B_r > 0)$$

$$\text{新しい設計式} \quad \Delta B = B_{sat} - \alpha \quad (\alpha < 0)$$

実験結果より飽和し始めたときの電圧は 145[V]であったので、このときを飽和磁束密度の 5100[G]と置き換えれば、 α は -600[G]と推定できた。これらより磁束密度変化量は以下のようになった。

$$\text{従来の設計式} \quad \Delta B = 5100 - 1000 = 4100[G]$$

$$\text{新しい設計式} \quad \Delta B = 5100 + 600 = 5700[G]$$

新しい設計式より磁束密度変化量は約 5700[G]という結果が得られた。そのため、従来の設計式に比べて約 1.4 倍の磁束密度変化量が得られた。つまり、設計段階で磁束密度変化量を大きく見積もることができるため、コア断面積が小さく見積もれ、トランスの小型化につながると考えられる。なお、今回は鉄心の温度 25℃にて実験を行ったので飽和磁束密度は 5100[G]となったが、100℃なら飽和磁束密度は 3900[G]であり、磁束密度変化量は次のように計算される。

$$\text{従来の設計式} \quad \Delta B = 3900 - 900 = 3000[G]$$

$$\text{新しい設計式} \quad \Delta B = 3900 + 560 = 4460[G]$$

5. 励磁電流とスナバ回路

前章で最大磁束密度と最小磁束密度の具体的な数値より磁束密度変化量が示せたが、負方向の励磁電流はスナバキャパシタ C_1 の放電によって流れていると思われる。そこで、スナバキャパシタ C_1 を変化させたときの負の方向に流れる励磁電流の変化を測定した。

図 11 に測定結果を示す。図 6(c)の拡大図と同じように負の方向に流れる励磁電流の部分拡大した電流波形である。測定結果より、コンデンサの容量が大きくなると負の

方向の励磁電流も大きくなっている。この部分の励磁電流はスナバキャパシタ C_1 のエネルギーの放電によって発生するため、 C_1 の容量を大きくすることによって励磁電流も大きくなると考えられる。図 11(a)はスナバ回路がない場合だが、波形を見ればわかるように負の方向に励磁電流が発生している。これは、負の方向に流れているときは FET が OFF のときであるので、FET にはドレイン-ソース間に接合容量が発生していると考えられる。そのため、FET の接合容量はスナバ回路の C_1 の役目を果たすため、負の方向に励磁電流が流れることになる。

6. まとめ

試作機の実験により励磁電流が正負両方向に流れることを説明した。また、トランスに印加される電圧とトランスに流れる励磁電流を測定することによって励磁電流と磁束密度の関係を得ることができた。これによって試作機の磁束密度を具体的な数値で得ることができた。また、励磁電流とスナバキャパシタ C_1 との関係も検討でき、励磁電流はスナバキャパシタのエネルギーの放出によって負方向に流れることがわかった。これらより、図 1 に示すように今までの設計方法では残留磁束密度を考慮し、磁束密度変化量の値が小さくなっていたが、新しい仮説が証明されたことにより、磁束密度変化量は大きく見積もることができ、トランスを小型にできる新たな設計方法が導出できる。

図 11 一次側に流れる負方向の電流波形

(2006 年 6 月 3 日発表)

文 献

- [1] 平地克也, フォワード型 DC/DC コンバータの励磁電流について, パワーエレクトロニクス研究会論文誌, 28-6(2003.3),59-66
- [2] 長谷川明, 現場技術者実践シリーズ 改訂 スイッチングレギュレータ設計ノウハウ, 1985-4
- [3] 柳沼克英・二川東流, スイッチング電源の基本回路設計演習, 電子技術特別増大号, 1989-3
- [4] 白庄司進, 戸川治郎, スイッチングレギュレータの設計法とパワーデバイスの使い方, 誠文堂新光社, 1993, 96-99.
- [5] 人見剛士, フォワード型 DC/DC コンバータの励磁電流の測定, パワーエレクトロニクス学会第 161 回定例研究会講演予稿集, 2005-12, p20

付録

付録 1 シミュレーションデータ

- シミュレーションソフトは SCAT を使用
- L1 は励磁インダクタンス、L2 はリーケージインダクタンスである

【質 疑】

ジーエス・ユアサ パワーサプライ 芦田 有治氏

【質問 1】 ギャップ有無が BH カーブや動作モードにどのように影響するか。

【回答 1】 ギャップを設けることによって励磁電流が増加するため BH カーブは図のように変化すると考えられます。動作モードには影響はないが、励磁電流が大きくなるので負方向の励磁電流が測定しやすくなります。

【質問 3】 スナバコンデンサを変化させたときの BH カーブの変化はどのようなになるか。

【回答 3】 スナバコンデンサの容量を大きくすることによって負方向に流れる励磁電流が大きくなるので BH カーブは負方向に大きくなると考えられます。

大阪電気通信大学 入江 寿一氏

【質問 1】 逆励磁電流の原因はスナバコンデンサの放電と D_2 と D_3 の電圧降下の差によるものと結論できるのか。

【回答 1】 D_2 と D_3 の電圧降下の差ではなく、スナバコンデンサに蓄えられたエネルギーの放電によって負方向の励磁電流が流れます。

【質問 2】 図 7 のモード④において D_2 に流れる励磁電流は D_3 を通して流れるのではなく L_1 を通して流れるのではないか(D_3 を流れるフライホール電流が分流しているだけではないか)。

【回答 2】 図のように負荷電流が分流して励磁電流となっていると考えられます。モード④の説明(p.4)と同じことです。