

# 変圧器の励磁電流は負荷に供給されることも多い

平地 克也\*

## Magnetizing Current of Transformer is usually Provided to Load

Katsuya Hirachi\*

**Abstract** - Currents of transformer consist of load current and magnetizing current. It is believed that magnetizing current flows only in primary winding and is not provided to load. It is correct for ordinary transformers but not for transformers of DC/DC converters. In this paper, many examples in which magnetizing currents flow in secondary winding and provided to load are described.

キーワード：DC/DC コンバータ、励磁電流、高周波トランス

Keywords：DC/DC converter, magnetizing current, high frequency transformer

### 1. はじめに

変圧器の電流には負荷電流と励磁電流の2種類があり、負荷電流は1次巻線と2次巻線を共に流れるが、励磁電流は1次巻線のみを流れ負荷には供給されない、と考えられている。通常の変圧器では確かにその通りであるが、DC/DC コンバータの高周波変圧器ではこの常識は通用せず、励磁電流は1次巻線にも2次巻線にも流れるのが普通である。負荷に供給される場合も多い。励磁電流は1次巻線のみ流れて負荷には供給されないという常識がDC/DC コンバータの正確な理解を妨げていると思われる<sup>[1]</sup>。

本論文ではDC/DC コンバータの高周波変圧器の励磁電流が有する重要な特性を説明し、励磁電流が2次巻線にも流れ、負荷にも供給されることを示す。そして、励磁電流のこのような特性を考慮することによりDC/DC コンバータの正確な理解が可能となることを4種類のDC/DC コンバータの実験結果に基づいて説明する。

### 2. 励磁電流の経路

2.1 変圧器の基礎 図1に変圧器の電流と磁束を示す。1次巻線  $N_1$  を流れる励磁電流  $i_m$  が磁束  $m$  を作り、2次巻線  $N_2$  に鎖交して電圧  $v_2$  を発生させる。 $v_2$  は負荷  $R_L$  に負荷電流  $i_2$  を流し、1次巻線には  $i_2 \times (N_2/N_1)$  の大きさの負荷電流  $i_1$  が流れる。 $i_1$  と  $i_2$  はその「電流×ターン数」に比例した磁束  $m_1$  と  $m_2$  を発生させようとするが、 $i_1 N_1 = i_2 N_2$  なので  $m_1$  と  $m_2$  は同じ大きさであり互いに打ち消し

合う。以上をまとめると変圧器の基礎として次の2項目が成立する<sup>[2]</sup>。

磁束を作らない電流（負荷電流）には必ずペアになる電流があり互いに磁束を打ち消し合っている。  
励磁電流にはペアになる電流がない。

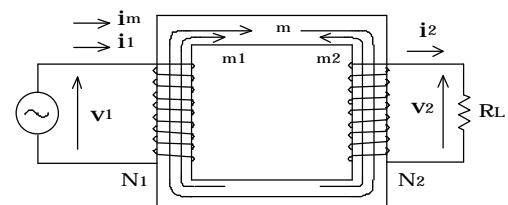


図1 変圧器の電流と磁束

2.2 DC/DC コンバータの励磁電流の経路 図1のような通常の変圧器では励磁電流  $i_m$  は常に1次巻線を通る。しかし、DC/DC コンバータではやや複雑である<sup>[3]</sup>。

1石フォワード型DC/DC コンバータの場合を図2に示す。スイッチ素子  $Q_1$  がONしている時の電流経路を図2(a)に示す。1次巻線  $N_1$  に負荷電流  $i_1$  と励磁電流  $i_m$  が流れ、2次巻線には負荷電流  $i_2$  だけが流れている。 $i_1$  と  $i_2$  は互いに逆方向の磁束を作り、打ち消しあっている。 $Q_1$  がOFFすると  $N_1$  巻線の電流経路が断たれ、よく知られているように、図2(b)に示すように励磁電流  $i_m$  は  $N_3$  巻線に転流する。なお、詳しく説明するならば、 $Q_1$  がOFFすると  $i_m$  はまず  $R_1$  と  $C_1$  に転流し、 $C_1$  の充電が完了後  $N_3$  巻線に転流する。なお、後述するように、その後  $N_2$  巻線にも転流する<sup>[4-8]</sup>。

図3のフライバック型DC/DC コンバータでは  $Q_1$  がONの時は図3(a)のように  $N_1$  巻線に電流  $i_1$  が流れ、 $Q_1$  がOFFの時

\* 舞鶴工業高等専門学校  
〒625-8511 京都府舞鶴市宇白屋 234 番地  
Maizuru National College of Technology  
234 Aza Shiroya, Maizuru, Kyoto, Japan 625-8511

は図 3(b)のように  $N_2$  巻線に電流  $i_2$  が流れる。図 3(a)(b)から明かなように  $i_1$  と  $i_2$  は共にペアになる電流がないので磁束を作るので励磁電流である。そして、図 3(b)から分かるように、 $i_2$  は負荷に供給される。変圧器の常識では励磁電流は負荷には供給されないが、DC/DC コンバータでは必ずしも常識通りではないように思える<sup>[9]</sup>。

図 4 に多出力フライバック型 DC/DC コンバータを示す。よく知られているように、2 次側巻線のターン数が全て同じ ( $n_2$  ターン) なら全ての出力電圧は等しくなる。それは  $Q_1$  が OFF の時は励磁電流が  $V_{O1}$ 、 $V_{O2}$ 、 $V_{O3}$  のうち最も電圧の低い回路の巻線に転流するからである。その結果、その回路の電圧は上昇し、結局  $V_{O1} = V_{O2} = V_{O3}$  となる。

図 5 に 2 出力昇降圧チョップパを示す。 $Q_1$  が ON の時に流れる電流  $i_m$  は励磁電流である。 $Q_1$  が OFF すると励磁電流  $i_m$  は  $i_1$  と  $i_2$  に転流するが、もし  $V_{O1} > V_{O2}$  なら励磁電流は全て  $i_2$  に転流し、逆に  $V_{O1} < V_{O2}$  なら全て  $i_1$  に転流する。その結果  $V_{O1} = V_{O2}$  となる。この性質は 2 つの等しい電圧を得たい場合に使用される<sup>[10,11]</sup>。

以上様々な DC/DC コンバータの動作から DC/DC コンバータの励磁電流の振る舞いはかなり複雑であり、変圧器の常識がそのまま適用できない可能性があることが分かる。

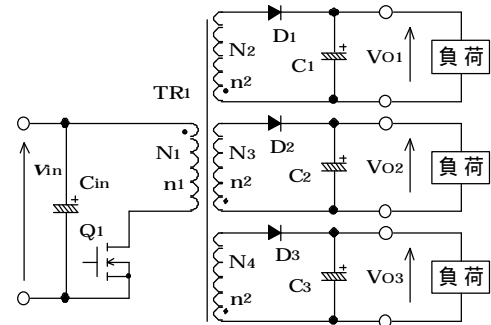


図 4 多出力フライバック型 DC/DC コンバータ

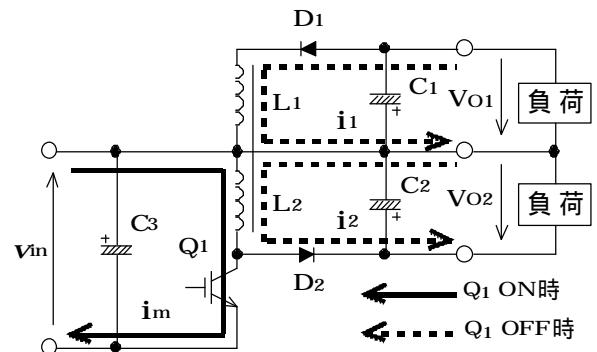
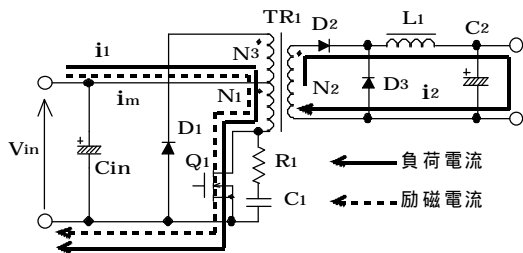
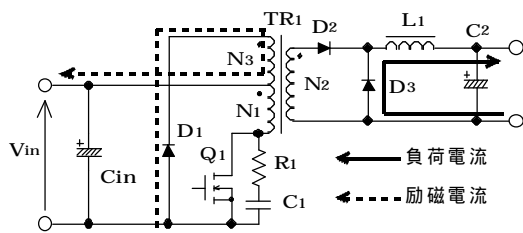


図 5 2 出力昇降圧チョップパ



(a)  $Q_1$  が ON している時



(b)  $Q_1$  が OFF している時

図 2 1 石フォワード型 DC/DC コンバータ

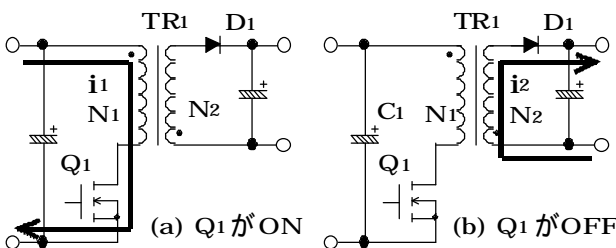
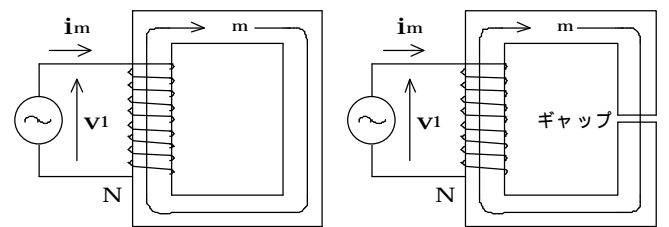


図 3 フライバック型 DC/DC コンバータの電流経路

2.3 変圧器の励磁電流とリアクトル電流 図 1 「変圧器の電流と磁束」において負荷  $R_L$  を取り外すと  $i_2$  と  $i_1$  は 0A になるが、 $i_m$  は流れ続ける。この場合は 2 次巻線  $N_2$  は不要なので  $N_2$  も取り外すと図 6(a)となる。この図は即ちリアクトルに他ならない。従って変圧器の励磁電流はリアクトルの電流と同じものである。リアクトルは通常図 6(b)のように鉄心の一部にギャップを挿入するが、これは鉄心の磁気抵抗を大きくして励磁電流  $i_m$  を大きくするためである。リアクトルには大きな電流を流すことが多いのでこのような工夫をしている。逆に変圧器の励磁電流は通常は小さい方が好都合なのでギャップを設けないのが普通である。



(a) 負荷電流がない時の変圧器 (b) リアクトル

図 6 変圧器とリアクトル

図 7 に変圧器とリアクトルの BH 曲線の概要を示す。変圧器は通常ギャップを設けないので(a)のように H は小さくヒステリシス特性を持った独特の形状となる。ギャップを挿入すると(b)のように H が大となり細長い楕円形となる。

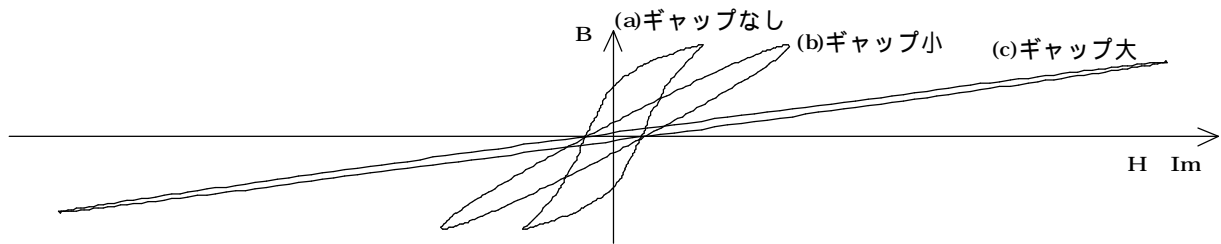


図7 変圧器とリアクトルのBH曲線

さらにギャップを大きくすると(c)のようにほぼ直線に近い形状となる。リアクトルは通常大きなギャップを入れるので(c)の形状となっている。なお、励磁電流  $I_m$  と磁界  $H$  は

$$I_m N = H l \quad (N \text{ はターン数、} l \text{ (} I l \text{) は磁路長)}$$

の関係にあり  $I_m$  は  $H$  に比例する。

上記のように、変圧器ではギャップは挿入せず、リアクトルではギャップを挿入するのが普通であるが、例外も多い。1石フォワード型(図2)では鉄心のリセットを促進するために小さなギャップを入れることがある。プッシュプル型(図12)では偏磁抑制のためにギャップを挿入することが多い。フライバック型(図3)では大きなギャップを挿入する。逆にリアクトルでギャップを挿入しないこともある。圧粉鉄心では透磁率が低いのでギャップを挿入しない。コモンモードチョークではノーマルモードの電流は小さいので大きなインダクタンスを得るためにギャップは挿入しない。よって、ギャップの有無も変圧器とリアクトルを区別する基準とは言えず、結局変圧器の励磁電流とリアクトル電流を区別するものは何もないと言える。

2.3 励磁電流の重要な性質その1 リアクトルの電圧  $v$  と電流  $i$  の関係は次の式による。

$$v = L \frac{di}{dt} \quad i = \frac{1}{L} \int v dt$$

リアクトル印加電圧  $v$  が一定値  $V_L$  なら次の式になる。

$$V_L = L \frac{\Delta I}{\Delta T}$$

よって、 $\Delta I = \frac{1}{L} V_L \Delta T \quad \dots \dots (1) \text{式}$

(1)式は次のことを表している。

「リアクトル電流の変化量  $I$  は印加電圧  $V_L$  と印加する時間  $T$  の積に比例する」

よって、

「 $T=0$  なら  $I=0$  であり、リアクトル電流は変化しない」励磁電流はリアクトル電流と同じなので、次のようになる。

「励磁電流の変化量は変圧器印加電圧と印加時間  $T$  の積に比例する」

よって、

「 $T=0$  なら励磁電流  $i_m$  は変化しない」

したがって、例えばスイッチ素子の ON/OFF により  $i_m$  の電流経路が妨げられても  $i_m$  はとにかく何としても同じ大きさ

で流れ続けねばならない。以上のことから励磁電流には次の重要な性質があることが分かる。

重要な性質その1：励磁電流は回路条件が変わっても流れ続ける

2.4 励磁電流の重要な性質その2 図2(a)では

$N_1$  巻線に電源電圧が印加されているので励磁電流は当然  $N_1$  巻線を通る。図2(b)では  $N_1$  巻線は  $Q_1$  が OFF しているので流ることができず、 $N_2$  巻線は  $D_2$  が逆バイアスされているので流ることができず、励磁電流は結局  $N_3$  巻線に流れる。

図4の多出力フライバック型 DC/DC コンバータの  $Q_1$  ターンオフ直後の動作は図8のような等価回路を考えると分かり易い。励磁電流は回路条件にかかわらず流れ続けるので電流源  $I_m$  と考える。電流  $i_m$  は当然  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  のうち最も電圧の低いコンデンサに流れる。図5「2出力昇降圧チョップ」の場合も図8と同様に考えられる。このように、励磁電流は動作モードにより変化する回路の状態に対応して最も流れやすい巻線を通る。以上のことから励磁電流には次の重要な性質があることが分かる。

重要な性質その2：励磁電流は最も流れやすい巻線を通る

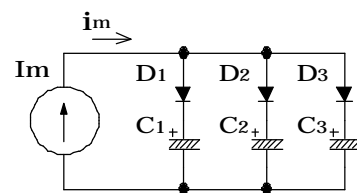


図8  $Q_1$  のターンオフ直後の等価回路

### 3. 各種 DD コンの励磁電流の径路

3.1 1石フォワード型 DC/DC コンバータ 図2(a)(b)にて1石フォワード型 DC/DC コンバータの  $Q_1$  が ON している時と OFF している時の電流経路を示したが、(b)のモードでは変圧器には電源電圧  $V_{in}$  が負方向に印加されているので(1)式に従って励磁電流の変化量  $i_m$  は次の式で与えられる。

$$\Delta i_m = \frac{1}{L}(-V_{in})\Delta T$$

したがって、励磁電流  $i_m$  は時間の経過  $T$  と共に減少し、やがて  $0A$  となる。次に  $C_1$  の電圧により逆方向に励磁され図 9(a)のように「 $C_1$   $R_1$   $N_1$   $C_{in}$   $C_1$ 」の経路で負方向に励磁電流が流れる。そして  $C_1$  が電源電圧  $V_{in}$  と同じ電圧まで放電すると  $D_2$  が順バイアスされ、励磁電流は  $N_1$  巻線から  $N_2$  巻線に転流する（図 9(b)）。図 10 の楕円で示した波形はこの時の  $D_2$  電流である<sup>[5-7]</sup>。図 9(b)の電流経路から明らかのように、この励磁電流は負荷に供給されている。励磁電流が負荷に供給されることはフライバック型（図 3）だけの特殊な現象ではなく、フォワード型でも同じことが生じている。また、図 9 のように励磁電流が負方向に流れていることから 1 石フォワード型 DC/DC コンバータでは変圧器の BH 曲線は図 11(b)に示すように第 3 象限に及んでいると考えられる。よって、従来の定説では図 11(a)に示すように変圧器の最大磁束密度  $B_m$  は「 $B_m = B_r + B$ 」であったが<sup>[12-14]</sup>、実際には、図 11(b)に示すように「 $B_m < B$ 」であることが分かる<sup>[6]</sup>。

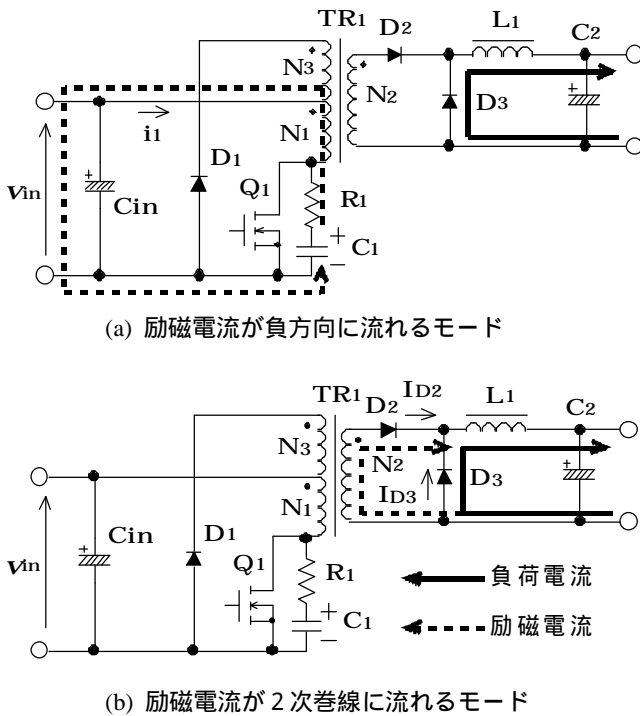
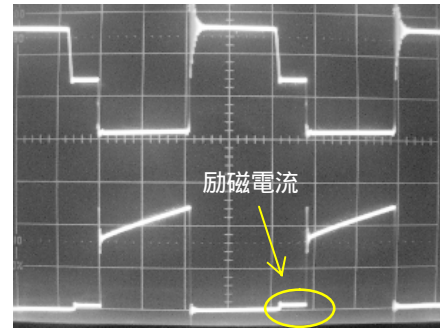


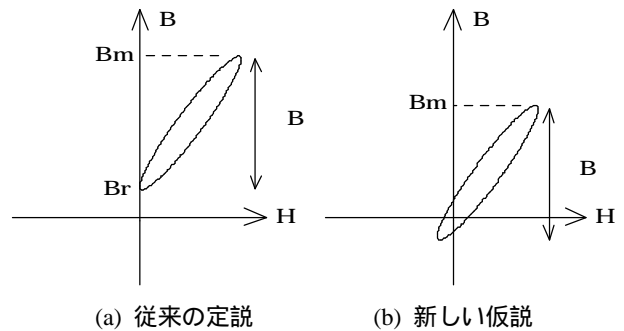
図 9 1 石フォワード型 DC/DC コンの電流経路



上：FET の  $V_{ds}$ (50V/div)、下： $D_2$  電流(2A/div)

時間：10  $\mu$  sec/div

図 10 1 石フォワード型 DC/DC コンバータの波形



(a) 従来の定説

(b) 新しい仮説

( $B_r$  は残留磁束密度)

図 11 フォワード型 DC/DC コンバータの BH 曲線

3.2 プッシュプル型 DC/DC コンバータ プッシュプル型 DC/DC コンバータは 2 つのスイッチ素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  の ON/OFF に応じて 4 つの動作モードがある。図 12 に各動作モードの電流経路を示す。Mode では  $Q_1$  が ON、 $Q_2$  が OFF しており、負荷電流、励磁電流共に  $n_1$  巻線を通る。Mode の状態から  $Q_1$  が OFF して Mode に移行する。 $Q_1$  が OFF すると負荷電流は 2 次側に転流し、 $D_2$   $D_1$ 、および  $D_4$   $D_3$  の経路で流れる。励磁電流も  $Q_1$  が OFF しても流れ続けなければならないので最も流れやすい  $n_3$  巻線に転流し、 $n_3$   $D_1$   $D_3$   $n_3$  および  $n_3$   $D_2$   $D_4$   $n_3$  の 2 つの経路で流れる。励磁電流は  $D_3$  と  $D_2$  を逆流することになるが、励磁電流より大きな負荷電流が順方向に流れているので  $D_3$  と  $D_2$  の全体の電流は正方向である。Mode は  $Q_2$  が ON、 $Q_1$  が OFF であり、Mode と対称的な動作を行う。Mode から  $Q_2$  が OFF して Mode となる。Mode は Mode と同様の動作を行うが、励磁電流の方向が逆であり、 $D_1$  と  $D_4$  が逆流となる。

図 13 に  $D_1$  と  $D_2$  の電流波形を示す。励磁電流が無視できるなら  $D_1$  電流と  $D_2$  電流は Mode と Mode で全て等しくなるが、 $D_1$  電流は Mode では励磁電流が加算、では減算されるので Mode の電流が大きくなっている。 $D_2$  電流はその逆である。

プッシュプル型 DC/DC コンバータの 2 次側を流れる励磁電流は軽負荷時の出力電圧や偏磁現象の抑制効果に大きな影響を与えることが確認されている<sup>[15][16]</sup>。

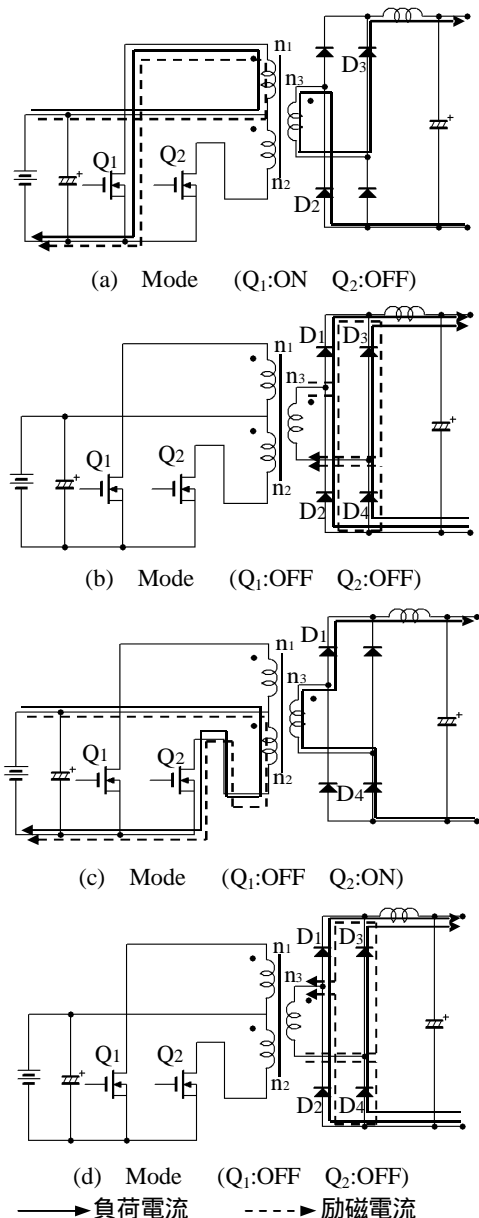


図 12 プッシュプル型 DC/DC コンバータの電流経路

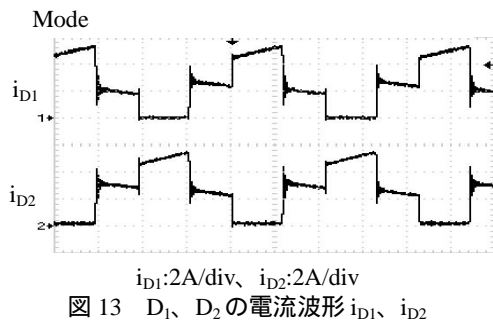


図 13  $D_1$ 、 $D_2$  の電流波形  $i_{D1}$ 、 $i_{D2}$

3・3 絶縁型 ZETA コンバータ 図 14 に絶縁型 ZETA コンバータの回路図と電流経路を示す。 $Q_1$  が ON の時は図 2(a) (1 石フォワード型 DD コン) と同様に負荷電流は  $n_1$  巻線と  $n_2$  巻線の流れ、励磁電流は  $n_1$  巻線を通る。

$Q_1$  が OFF すると負荷電流は図 2(b) (1 石フォワード型 DD コン) と同様にダイオード  $D_1$  を通って環流するが、励磁電流は図 2(b) とは異なり  $n_3$  巻線がないので  $n_2$  巻線に転流して  $C_2$  を充電する。励磁電流によって  $C_2$  に蓄積された電荷は次の  $Q_1$  ON 時に図 14(a) に示す経路で負荷に供給される。よって、絶縁型 ZETA コンバータでも励磁電流は負荷に供給される。

図 15 と図 16 に実測波形を示す<sup>[17]</sup>。  $n_1 : n_2 = 1 : 1$ 、 $Q_1$  の通流率は約 0.5 としている。この時は図 14 の電流経路から明かなように次の 4 つの電流の平均値は全て同じ値となる：

- $Q_1$  ON 時の励磁電流
  - $Q_1$  OFF 時の励磁電流
  - $Q_1$  ON 時の 2 次側負荷電流
  - $Q_1$  ON 時の 1 次側負荷電流
- (励磁電流は同じ値で連続するので と は等しい)  
( $C_2$  の充電電荷と放電電荷は同じなので と は等しい)  
(変圧比は  $1 : 1$  なので と は等しい)

図 15 と図 16 の波形から ~ それぞれの平均値は全て等しく 2A になっていることが分かる。

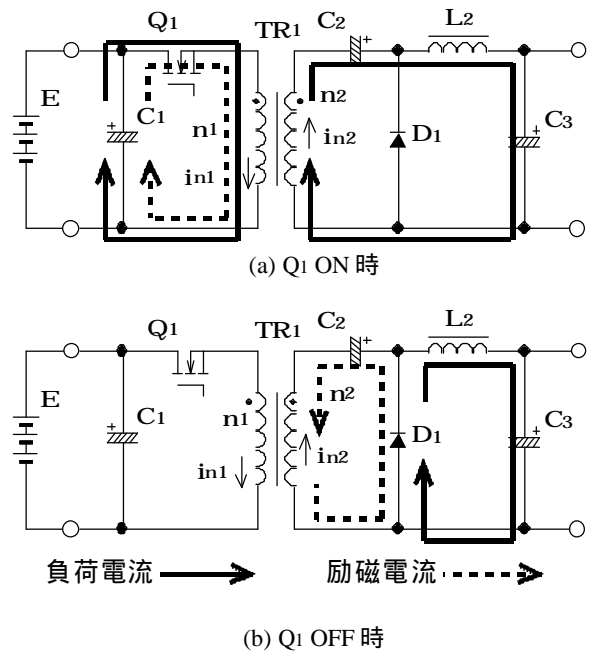
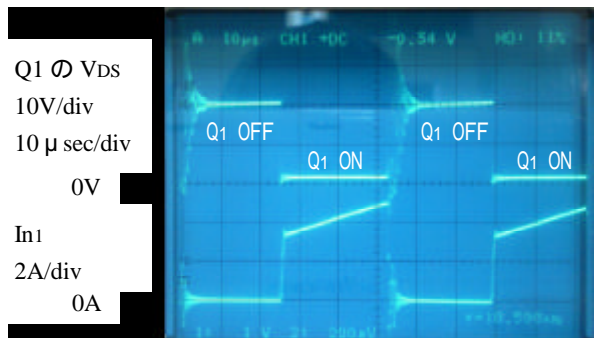
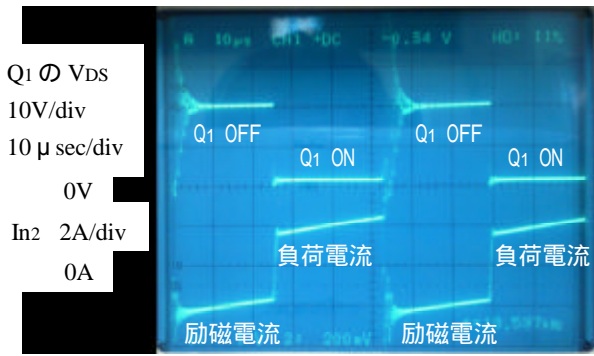


図 14 絶縁型 ZETA コンバータの電流経路



( $Q_1$  ON 時は  $n_1$  には負荷電流 + 励磁電流が流れている)

図 15 絶縁型 ZETA の  $Q_1$  の  $V_{DS}$  と  $n_1$  電流  $I_{n1}$



( $n_2$ には $Q_1$  ON時は負荷電流、OFF時は励磁電流が流れている)

図 16  $Q_1$ の $V_{DS}$ と $n_2$ 電流 $In_2$  ( $n_1:n_2=1:1$ )

3・4 絶縁型 SEPIC コンバータ 図 17 に絶縁型 SEPIC コンバータの回路図と電流経路を示す。絶縁型 ZETA コンバータと同様に励磁電流は 2 次巻線にも流れ負荷に供給される。図 18 と図 19 に実測波形を示す。 $n_1:n_2=1:1$ 、 $Q_1$ の通流率は約 0.5 としている。この時は図 17 の電流経路から明かなように次の 4 つの電流の平均値は全て同じ値となる：

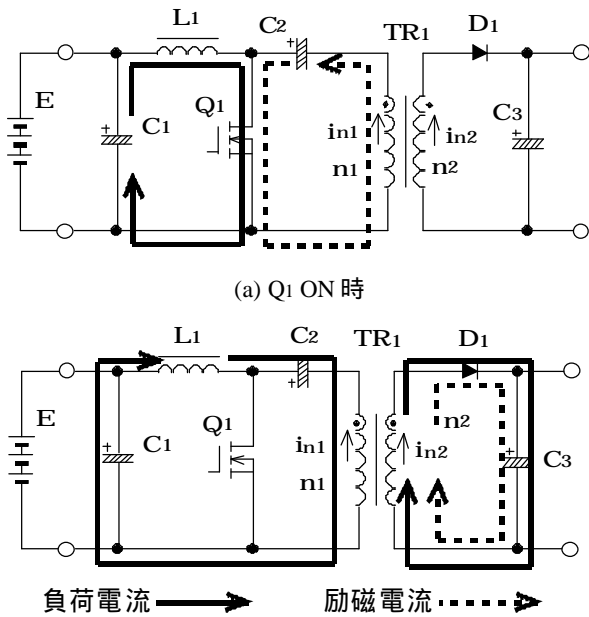
- $Q_1$  ON 時の 1 次巻線励磁電流
- $Q_1$  OFF 時の 2 次巻線励磁電流
- $Q_1$  OFF 時の 1 次側負荷電流
- $Q_1$  OFF 時の 2 次側負荷電流

(励磁電流は同じ値で連続するので と は等しい)

( $C_2$ の充電電荷と放電電荷は同じなので と は等しい)

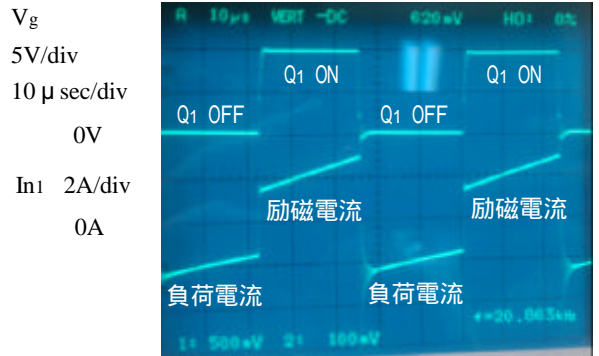
(変圧比は 1:1 なので と は等しい)

図 18 と図 19 の波形から ~ それぞれの平均値は全て等しく 2A になっていることが分かる<sup>[18]</sup>。



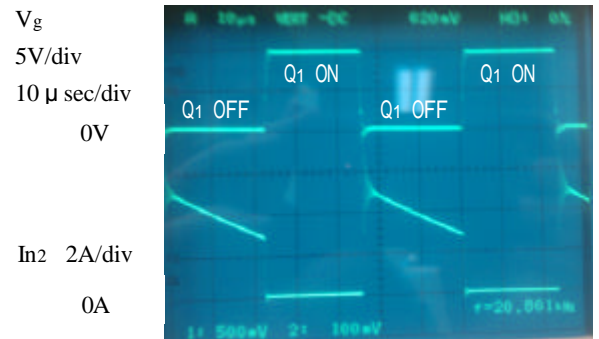
(b)  $Q_1$  OFF 時

図 17 絶縁型 SEPIC コンバータの電流経路



( $n_1$ には $Q_1$  ON時は励磁電流、OFF時は負荷電流が流れている)

図 18 絶縁型 SEPIC の  $Q_1$  ゲート電圧  $V_g$  と  $n_1$  電流  $In_1$



( $n_1:n_2=1:1$ )

( $Q_1$  OFF 時は  $n_2$  には負荷電流 + 励磁電流が流れている)

図 19 絶縁型 SEPIC の  $Q_1$  ゲート電圧  $V_g$  と  $n_2$  電流  $In_2$

### 3. むすび

励磁電流は 1 次巻線のみ流れ、負荷には供給されない、という変圧器の常識は DC/DC コンバータでは通用しないことを示した。そして DC/DC コンバータの変圧器には次の 2 つの重要な性質があることを示した。

励磁電流は回路条件が変わっても流れ続ける

励磁電流は最も流れやすい巻線を通る

この性質の結果として励磁電流は 2 次巻線にも流れ、負荷に供給されることも多い。具体例として 1 石フォワード型 DC/DC コンバータ、プッシュプル型 DC/DC コンバータ、絶縁型 ZETA コンバータ、絶縁型 SEPIC コンバータの励磁電流の実測波形を示した。励磁電流の 2 次側への転流を考慮して初めて DC/DC コンバータの正確な理解が得られることを確認した。

(2013 年 10 月 19 日発表)

### 文 献

[1] 平地克也：「変圧器の励磁電流は 2 次巻線に流れることも多い」、平成 25 年電気学会産業応用部門大会、第 1 分冊、pp.327-330, 2013

- [2] 平地研究室技術メモ No.20071118、「変圧器の基本」
- [3] 平地研究室技術メモ No.20100817、「励磁電流の重要な性質」
- [4] 平地研究室技術メモ No.20061230、「フォワード型 DC/DC コンバータの負方向の励磁電流」
- [5] 平地研究室技術メモ No.20070106、「フォワード型 DC/DC コンバータの 2 次側を流れる励磁電流」
- [6] 平地克也、人見剛士：「フォワード型 DC/DC コンバータの励磁電流の経路について」、電子情報通信学会、信学技報、EE2006-30, 2006
- [7] 人見剛士、平地克也：「フォワード型 DC/DC コンバータの励磁電流の検討」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.32, pp.69-75, 2007
- [8] 村上直樹、山崎幹夫：「一石フォワードコンバータにおける主トランスリセット条件の解析」、電子情報通信学会、信学技報、PE84-26, 1984
- [9] 平地研究室技術メモ No.20100730、「変圧器の励磁電流と負荷電流」
- [10] 平地研究室技術メモ No.20080324、「2 出力昇降圧チョッパのご紹介」
- [11] 井上修平、平地克也、坂根誠、山中雅雄：「2 つの出力を有する昇降圧チョッパ回路の特性解析」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC08-6, pp.37-42, 2008
- [12] 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かた 8 章 各種方式の回路設計法と応用例」、誠文堂新光社、96 頁、1981 年
- [13] 長谷川彰：「スイッチングレギュレータ設計ノウハウ 3.5 節 高周波変圧器の最適設計」、CQ 出版社、95 頁、1993 年
- [14] 原田耕介、他：「スイッチング電源ハンドブック 2.1 節 基本回路と設計演習」、日刊工業新聞社、28 頁、1993 年
- [15] 平地研究室技術メモ No.20110228、「電圧型プッシュプル方式 DC/DC コンバータの励磁電流について」
- [16] 石田武揚、平地克也：「プッシュプル方式 DC/DC コンバータの励磁電流と偏磁現象について」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.38, JIPE-38-19, pp.149-156, 2012
- [17] 平地研究室技術メモ No.20130531、「Zeta コンバータの基本特性」
- [18] 平地研究室技術メモ No.20120130、「絶縁型 SEPIC コンバータ」
- [19] 佐藤美澄、平地克也：「位相シフト方式フルブリッジ型 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学会誌、Vol.36, p.244, 2012
- [20] 田中孝明、平地克也：「アクティブクランプ方式 1 石フォワード型 DC/DC コンバータの新しい制御方式」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.36, pp.41-47, 2011

< 平地研究室技術メモのアドレス : <http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/> >