

# 高速応答コンバータの磁気飽和抑制とトランスの最適設計\*

小 浜 輝 彦\*\*

井 上 昭 夫\*\*\*

## Method for Eliminating Magnetic Saturation and Design of Transformer in DC-DC Converter with Fast Transient Response

Teruhiko KOHAMA\*\* and Akio INOUE\*\*\*

Method for eliminating magnetic saturation in low-voltage and high-current DC-DC converter with fast transient response is described. The magnetic saturation is observed in onboard isolated bridge-type DC-DC converter due to asymmetrical PWM signal during transient conditions. Mechanism of the magnetic saturation is analyzed and confirmed by experiments. Based on the analysis a solution for the magnetic saturation is proposed. The effectiveness of proposed method is confirmed by experiments. Optimum design of transformer is also described and confirmed by experiment to minimize the transformer.

*Key Words* : DC-DC converter, Magnetic saturation, Fast transient response, Transformer

### 1. はじめに

現在、コンピュータシステムにおける電源として Point of Load (以下 POL) 方式が主流となっている。図 1 にその一例を示す。POL とは負荷直近に配置した DC-DC コンバータによってそれぞれの負荷が要求する電圧を供給する方式である。近年のコンピュータシステ

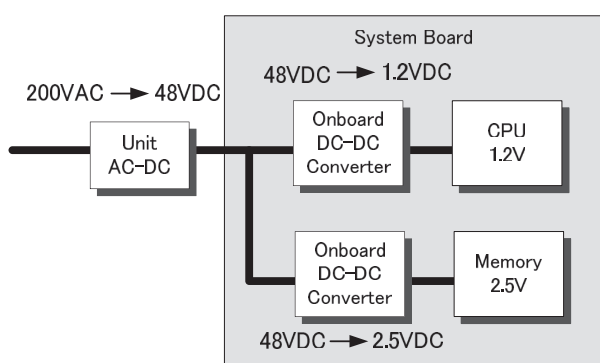


図 1 Point of Load(POL) システム

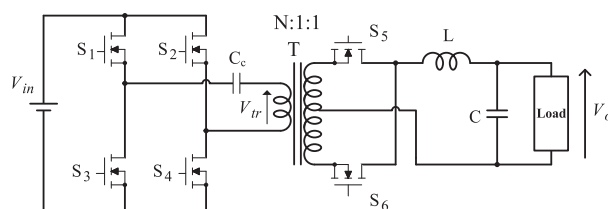


図 2 フルブリッジ形コンバータ

ムは低電圧大電流を必要とするため、DC-DC コンバータには電源モジュールを複数台用いた並列電源が用いられる。このためスペースが限定されるオンボードの電源モジュールに対しては、小型化の要求が厳しく設計余裕が小さくなっている [1]-[8]。図 2 は電源モジュールとして使用するフルブリッジ形コンバータである。S<sub>1</sub>, S<sub>4</sub> と S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub> を交互にスイッチングし時比率を制御する。トランスには正負電圧が交互に印加されるため、コアを有効活用でき大容量電源に適している。しかし、負荷急変時にトランスの磁気飽和現象が起こることが報告されており、問題となっている。本稿ではまず、この飽和現象の解析とこれに基づく抑制制御手法を提案する。次に提案制御を用いた際の最適トランス設計について述べる。

\* 平成 23 年 5 月 31 日受付

\*\* 電気工学科

\*\*\* 工学研究科電気工学専攻

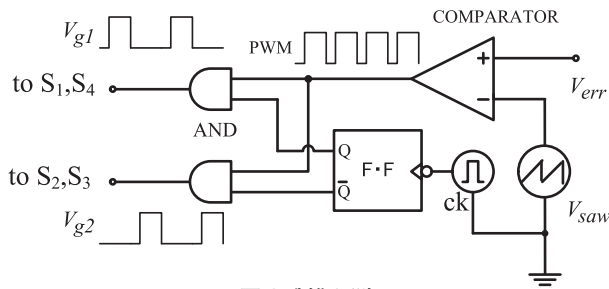
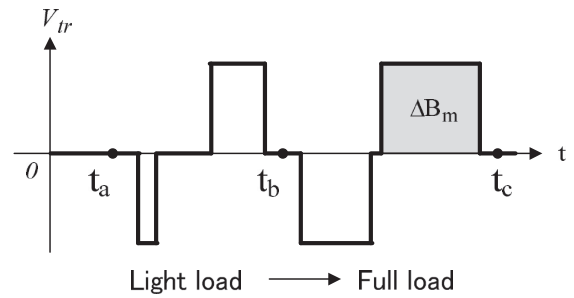


図3 制御回路



(a)トランス電圧

## 2. 制御方式に起因する磁気飽和現象

一般に用いられるフルブリッジ形コンバータの制御回路を図3に示す。ここでは出力電圧と基準電圧を誤差増幅した電圧  $V_{err}$  と三角波  $V_{saw}$  をコンパレータで比較してPWM信号を作り、これをフリップ・フロップを用いて  $S_1, S_4$  と  $S_2, S_3$  に交互に振り分ける構成となっている。 $V_{err}$  が変動する過渡応答の場合、図4に示すようなパルス幅変化が起これ磁束に偏りが生じる。この偏りがトランスの飽和磁束密度を超えた場合、磁気飽和現象を引き起こす。

図5に過渡状態におけるB-Hカーブの軌跡を示す。過渡応答時は誤差増幅電圧  $V_{err}$  が変動するため図4(a)のような電圧がトランスに印加される。このためトランス電圧の積分値は+側もしくは-側に偏り、この結果B-Hカーブの軌跡は図5(b)に示すように原点から偏り、磁気飽和現象を引き起こす。

## 3. 磁束密度変化量

負荷変動による単位時間当たりの磁束密度変化速度を求める。図6において三角波  $V_{saw}$  と誤差増幅電圧  $V_{err}$

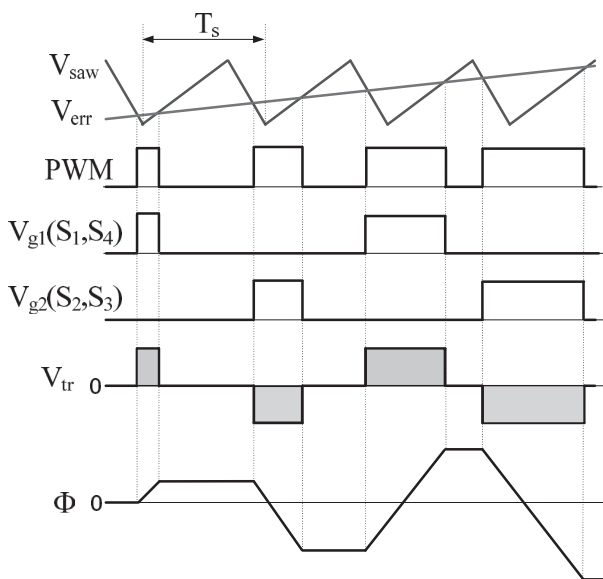
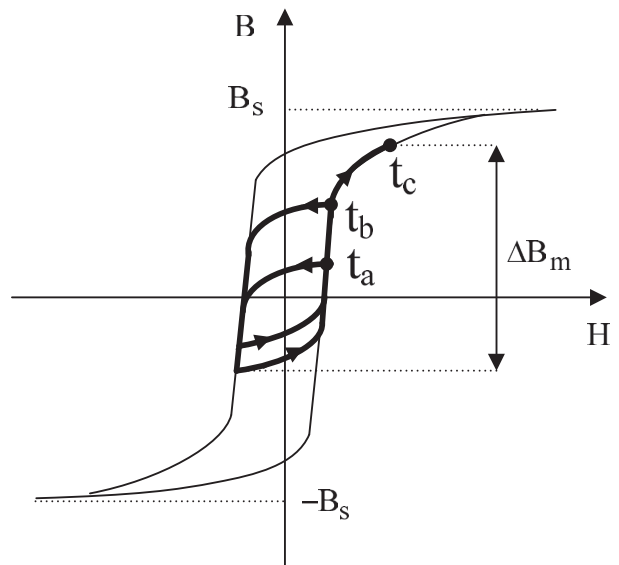


図4 過渡応答時のパルス幅変化による磁束の変動



(b)B-H カーブ

図5 過渡応答時におけるB-Hカーブ

から電圧  $V_{tr}$  が生成されトランスに印加される。このときの磁束変化  $\Delta\Phi$  は、

$$\Delta\Phi = \frac{V_{in}(T_1 - T_2)}{N} \quad (1)$$

となる。但し、 $V_{in}$  は入力電圧、 $T_1$  は1つ目のパルスのON時間、 $T_2$  は2つ目のパルスのON時間、 $N$  はトランスの1次側巻数である。

また、単位時間当たりの磁束密度変化量  $\Delta B_v$  は、コアの有効断面積を  $S$ 、スイッチング周期を  $T_s$  とすれば

$$\Delta B_v = \frac{\Delta\Phi}{S} \frac{1}{2T_s} \quad (2)$$

となる。この結果、図7(a), (b)で示す  $V_{err}$  の変化速度  $m$  に対する磁束密度の変化速度  $\Delta B_v$  の関係が得られる。実線は計算値、マーカーが実験値となっている。ここで、スイッチング周波数  $f_s$  は図7(a), (b)それぞれ600kHz、1000kHzとなっている。これから  $V_{err}$  の傾きが大きくなるにつれて磁束密度変化速度が増大することが分かる。また、図7(a)と(b)を比較するとスイッチ

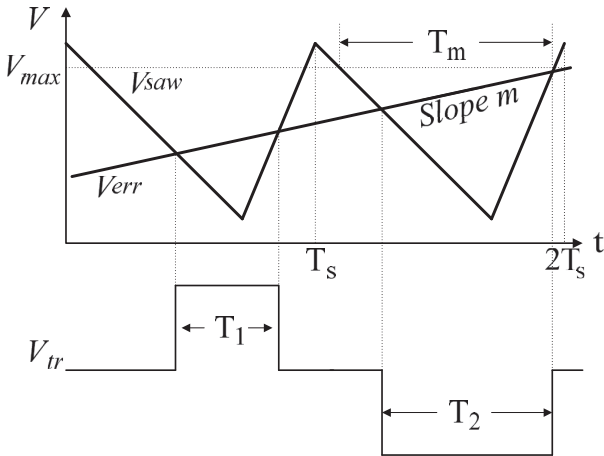


図6 磁束密度変化量

グ周波数が高い方が単位時間当たりの磁束密度変化量が小さいことが分かる。

飽和現象はこの磁束密度変化速度を積分した動作点の変化量と半サイクルにおける磁束変化量の総和によって判断できる。例えば、軽負荷から重負荷に急変した場合  $V_{err}$  の変化速度を一定と仮定し変動中の時間を  $T_0$  とすれば、動作点の変化量  $\Delta B$  は

$$\Delta B = \Delta B_v \times T_0 \quad (3)$$

となる。これに半サイクル時の磁束変化量を合計した値が飽和磁束密度  $B_s$  を超えると磁気飽和現象が起こる。

#### 4. 応答速度と磁気飽和現象

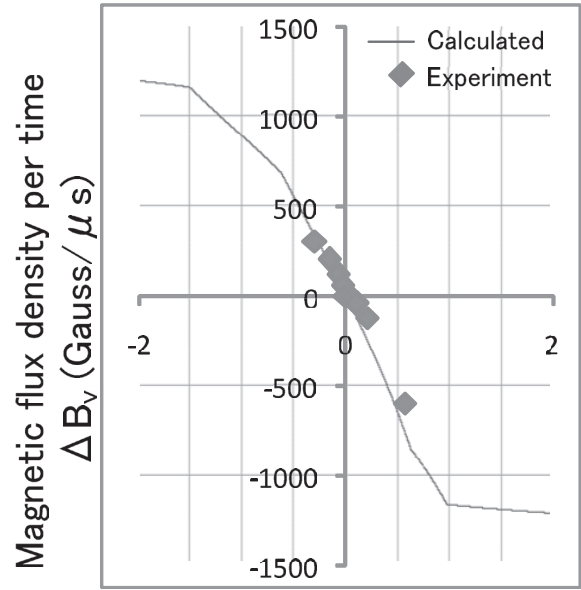
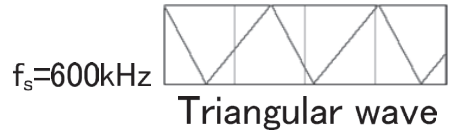
図8に負荷変動時の磁気飽和現象を実験で観測した波形を示す。入力  $V_{in}=48\text{ V}$ ，出力  $V_o=3.3\text{ V}$ ，出力インダクタンス  $L=0.8\text{ }\mu\text{ H}$ ，出力コンデンサ  $C=4500\text{ }\mu\text{ F}$ ，PWM制御ICにUC3825AN，トランスTは巻数比6:1でコアにTDK社のPC44EPC19( $B_s=5000[\text{Gauss}]$  at  $25\text{ }^\circ\text{C}$ )を用いた[9]。

誤差増幅器の遮断周波数  $\omega_0$  は図8(a), (b), (c)それぞれ  $1.16 \times 10^5$ ,  $5.19 \times 10^4$ ,  $2.44 \times 10^3 [\text{rad/s}]$  である。図8(a)では負荷急変時の総磁束密度変化  $\Delta B$  が5480Gaussとなり  $B_s$  を超えるため磁気飽和が起こっている。図8(b)では  $\Delta B=4317\text{ Gauss}$  であるが、 $B_s$  に近いため一部飽和している。一方、図8(c)では2167Gaussと小さいため飽和は起こらない。

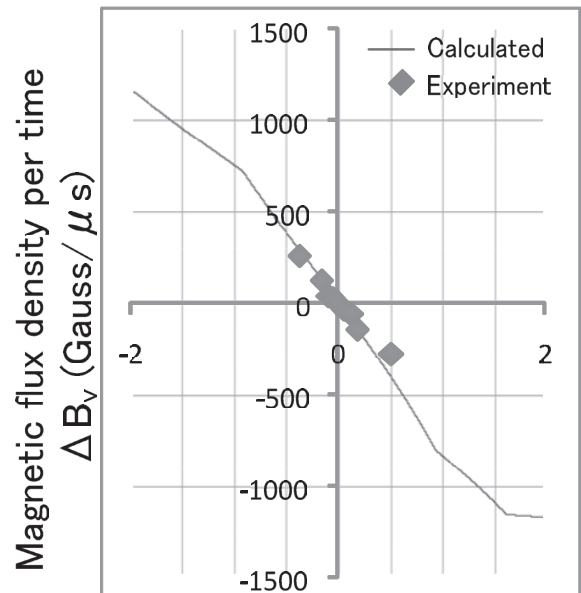
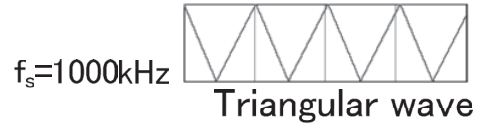
この結果、応答速度が速いと磁気飽和が起こりやすいことが確認できる [10]-[11]。

#### 5. 磁気飽和を抑制する制御方式

3章で述べたように過渡応答時の磁束変化幅はスイッチング周波数に依存する。スイッチング周波数が低い場合、PWMパルス幅が大きいため一周期内の磁束変化も大きく、この蓄積により磁気飽和が起こる。



(a)  $f_s=600\text{ kHz}$



(b)  $f_s=1000\text{ kHz}$

図7 単位時間当たりの磁束密度変化速度  $\Delta B_v$  と  $V_{err}$  の傾き  $m$

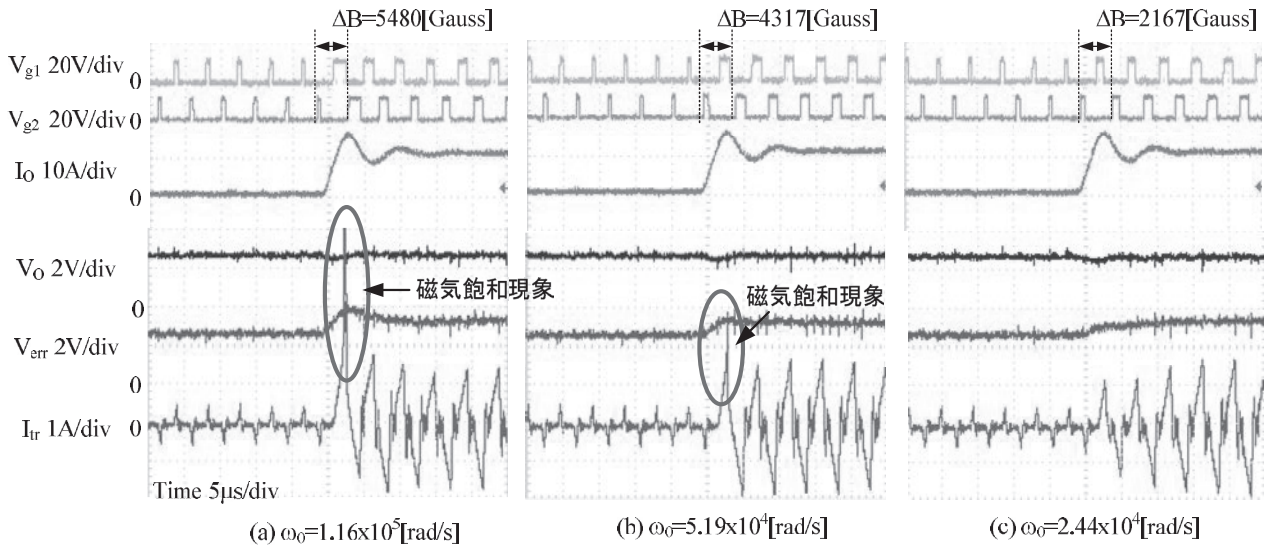


図8 高速負荷変動における磁気飽和現象

もし三角波を高周波化すれば、PWMパルス幅が抑制され磁束変化も抑制できる。しかし高周波化に伴い定常時のスイッチング損失が増加するため単純な高周波化には問題が残る。そこで、微分回路を用いて誤差増幅電圧  $V_{err}$  の変化を検出し、負荷急変時のみ三角波を高周波化すれば磁気飽和現象を抑制することができる。

この原理に基づく制御回路を図9に示す[12]。UC3825ANではCT、RT端子により発振周波数を決定する。RT端子の抵抗値はCT端子に流れるコンデンサの充放電電流を決める働きがある。提案方式ではRT端子に抵抗を2つ直列接続し、一方に並列にトランジスタ  $T_r$  を接続する。そして、この  $T_r$  を微分回路の信号  $V_d$  でオン、オフ制御することで充放電電流を制御する。これにより三角波の傾きを変化させ発振周波数を変えることができる。

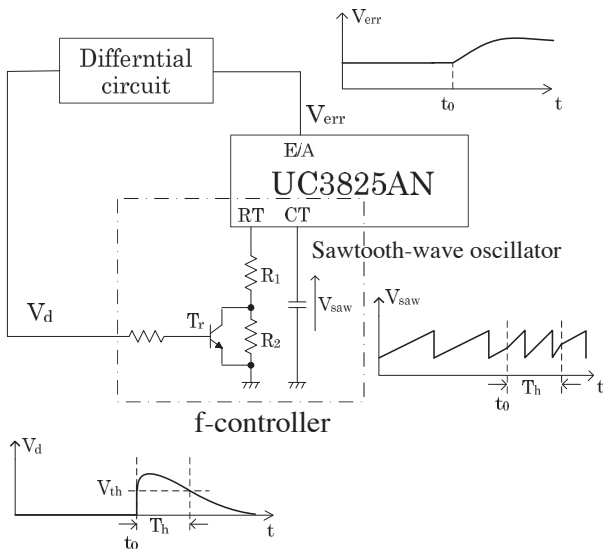


図9 磁気飽和抑制制御回路

この結果、負荷急変時にスイッチング周波数が高周波化され、磁気飽和現象を抑制することができる。

## 6. トランスの設計

5章で提案した磁気飽和抑制制御を行うと、従来よりトランスを小さく設計することが可能となる。この点が従来のフルブリッジ形コンバータの設計と比べて異なる部分である。そこで、磁気飽和抑制制御を施した場合のトランス設計について詳しく述べる。

### 6-1. 仕様の決定

まずコンバータの設計仕様を以下に記す。

- ・入力電圧： $V_{in}=48V$       ・周波数： $f_s=600kHz$
- ・出力電圧： $V_o=3.3V$       ・周期： $T_s=1/f_s=1.67 \mu s$
- ・出力電流： $I_o=10A$       ・最大時比率： $D_m=0.94$

### 6-2. コアの選定および飽和磁束密度 $B_s$ の確認

まず目安として、出力電力  $V_o I_o=3.3 \times 10=33W$  以上を満足するコアを選択する。ここでは、出力電力が162WのTDK社PC44EPC19(コア断面積  $S=22.7mm^2$ ) を選択した。このコアの飽和磁束密度  $B_s$  はデータシートから  $120^\circ C$  から  $25^\circ C$  の範囲において  $3500 \sim 5000[Gauss]$  である[9]、[13]。

### 6-3. 巻数 $N$ の決定

定常状態において重負荷時つまり最大時比率  $D_m$  でスイッチングしても磁気飽和を起こさないトランスの1次側巻数の最小値を以下の式より求める。

$$N > \frac{V_{in} D_m T_s}{\Delta B S} = \frac{V_{in} D_m T_s}{2 B_s S} \quad (4)$$

ここで、動作磁束密度  $\Delta B$  は、フルブリッジコンバータを使用しているので飽和磁束密度  $B_s$  の2倍、つま

り  $\Delta B = 2B_s$  とする。また、磁気飽和を起こさない最大動作磁束密度として  $B_s = 3000[\text{Gauss}] (= 0.3[\text{T}])$  とする。すると、(4) 式より巻数  $N$  は

$$N > \frac{V_{in} D_m T_s}{2 B_s S} = \frac{48[\text{V}] \times 0.94 \times 1.67[\mu\text{s}]}{2 \times 0.3[\text{T}] \times 22.7[\text{mm}^2]} = 5.5 \text{となるので}$$

最小巻数は  $N=6$  となる。

#### 6-4. 最大動作磁束密度 $\Delta B$ の確認

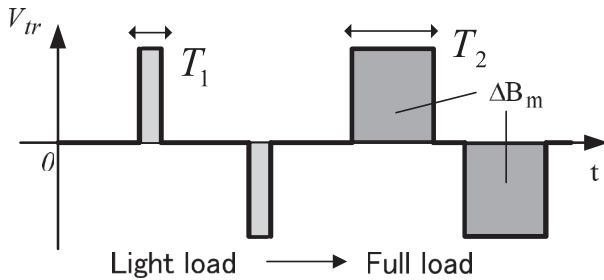
半サイクルでの磁束変化  $\Delta B$  は以下の式より求まる。

$$\Delta B = \frac{V_{in} D_m T_s}{NS} \quad (5)$$

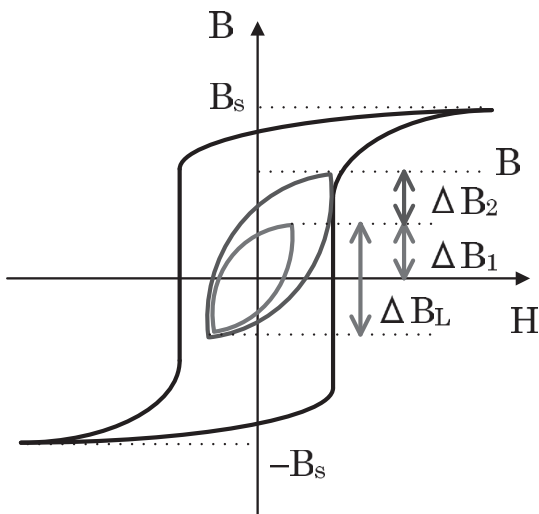
ここで  $\Delta B / 2 < B_s$  を満たせば定常状態において磁気飽和を防ぐことができる。(5) 式より

$$\frac{\Delta B}{2} = \frac{V_{in} D_m T_s}{2NS} = \frac{48[\text{V}] \times 0.94 \times 1.67[\mu\text{s}]}{2 \times 6 \times 22.7[\text{mm}^2]} \times 10^4 = 2766[\text{Gauss}]$$

となる。これは飽和磁束密度  $B_s \approx 5000[\text{Gauss}]$  より小さいので磁気飽和を起こさないといえる。但し、負荷急変時は磁束変化が増大するので、このままでは不十分で



(a) トランス電圧



(b) B-H カurve

図 10 負荷急変時における B-H カurve

ある。

#### 6-5. 負荷急変時でも磁気飽和を起こさない設計

そこで、軽負荷から重負荷に負荷が急変したときに磁気飽和を起こさないトランスの設計を考える。このときのトランス電圧と B-H カurve を図 10 に示す。

まず、軽負荷時の動作磁束密度  $\Delta B_L$  を求め、その 1/2 の  $\Delta B_1$  を求める。ここで、図 10(a) の  $T_1 [\mu\text{s}]$  は軽負荷時のパルス幅、 $T_2 [\mu\text{s}]$  は重負荷時のパルス幅を示している。

$$\Delta B_L = \frac{V_{in} T_1}{NS}$$

$$\Delta B_1 = \frac{\Delta B_L}{2} = \frac{V_{in} T_1}{2NS} \quad (6)$$

が得られる。次に、軽負荷から重負荷変動した時に増加する磁束密度  $\Delta B_2$  を求めると

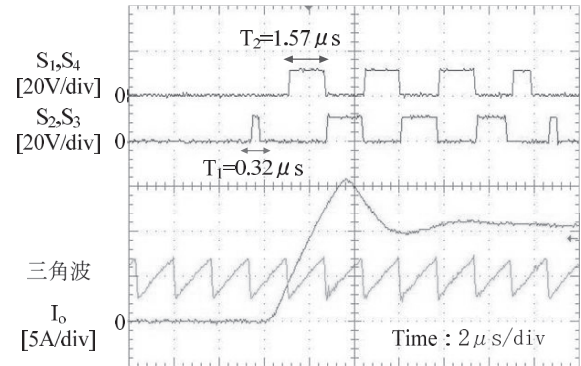
$$\Delta B_2 = \frac{V_{in}(T_2 - T_1)}{NS} \quad (7)$$

となる。

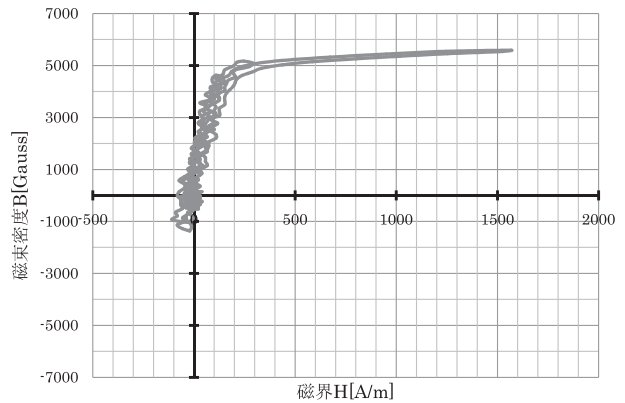
(6)、(7) 式より動作磁束密度  $B$  は次式で表される。

$$B = \Delta B_1 + \Delta B_2 = \frac{V_{in}(T_2 - 0.5T_1)}{NS} \quad (8)$$

ここで、 $B < B_s$  を満たせば磁気飽和を防ぐことができる。



(a) 過渡応答波形



(b) B-H カurve

図 11 過渡応答波形と B-H カurve

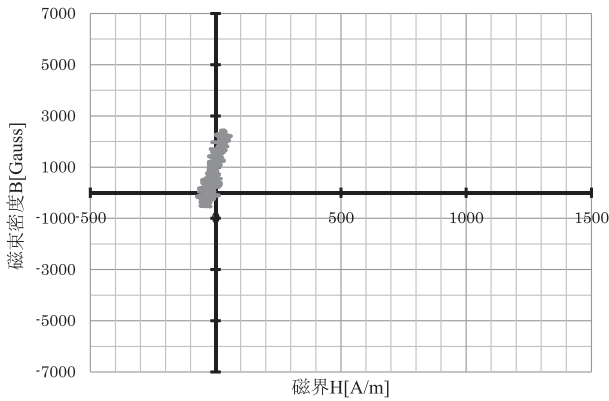


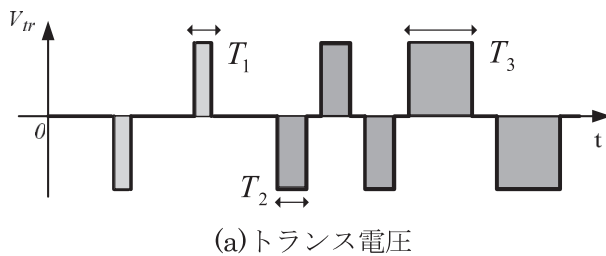
図 12 PC44EPC25 を使用した時の負荷急変時の B-H カーブ

図 11 は負荷急変時の各部の過渡応答波形を示している。図 11(a) より軽負荷時のパルス幅は  $T_1=0.32 \mu s$  であり重負荷時のパルス幅は  $T_2=1.57 \mu s$  であるから、これらを (8) 式に代入すると磁束密度変化  $B$  は

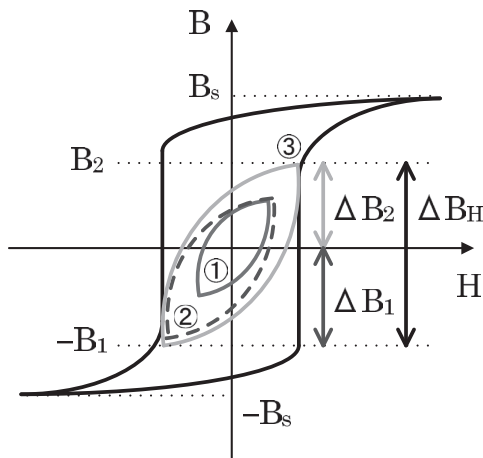
$$B = \frac{48[V](1.57[\mu s] - 0.5 \times 0.32[\mu s])}{6 \times 22.7[\text{mm}^2]} \times 10^4 = 4969[\text{Gauss}]$$

となる。これは  $25^\circ\text{C}$  での飽和磁束密度  $B_s \approx 5000[\text{Gauss}]$  に近い値であり、これ以上の動作温度では容易に磁気飽和を起し危険である。

この場合、一般にはトランスのコアサイズを大きくしなければならない。そこで、EPC19 (コア断面積



(a) トランス電圧



(b) B-H カーブ

図 13 高周波時の負荷急変時における B-H カーブ

$S=22.7\text{mm}^2$ ) よりも大きいサイズのコアとして EPC25 (コア断面積  $S=46.4\text{mm}^2$ ) を使用した場合の B-H カーブを図 12 に示す。

このように、トランスのコアサイズを大きくすることで負荷急変時における磁気飽和現象を抑制することができる。しかし、コアのサイズを大きくするとトランスの体積及び重量が増大し、コンバータモジュールの小型化が困難となる。

そこで、5 章で提案した磁気飽和抑制制御を用いた場合に最小となるトランス設計について述べる。

### 6-6. 磁気飽和抑制制御を用いた場合の設計

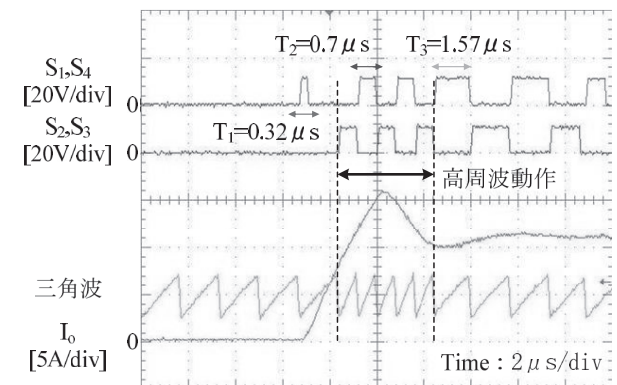
提案回路は負荷急変時にスイッチング周波数を高周波化することで磁気飽和現象を抑制している。この場合のトランス電圧と B-H カーブを図 13 に示す。

軽負荷から高周波時の増加磁束密度  $\Delta B_1$  は (8) 式より

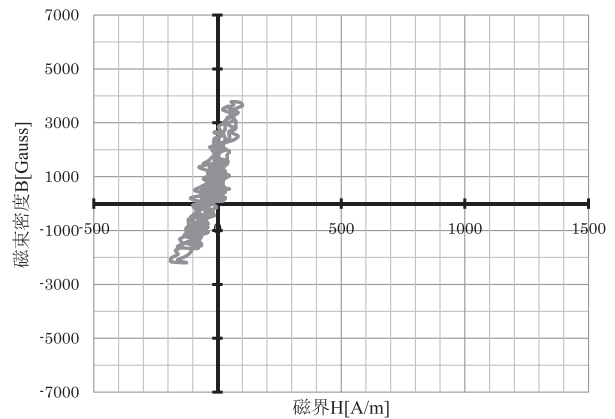
$$\Delta B_1 = \frac{V_{in}(T_2 - 0.5T_1)}{NS} \quad (9)$$

となる。この時の B-H カーブは図 13(b) の②の波線の軌跡で描かれる。また、 $B_1 < B_s$  を満たしていることを確認する。

次に、低周波動作復帰時の増加磁束密度  $B_2$  は、重負



(a) 過渡応答波形



(b) B-H カーブ

図 14 過渡応答波形と B-H カーブ (提案方式)

荷時の磁束密度変化幅 $\Delta B_H = \frac{V_{in}T_3}{NS}$  から (9) 式の  $\Delta B_1$  の差であるので

$$B_2 = \Delta B_H - \Delta B_1 = \frac{V_{in}(T_3 - T_2 + 0.5T_1)}{NS} \quad (10)$$

となり、図 13(b) の③の軌跡で描かれる。また、 $B_2 < B_s$  を満たしていることを確認する。

(9)、(10) 式より、磁束密度  $B$  は最小値  $-B_1$  から最大値  $B_2$  の間で軌跡を描く。つまり、 $B_1 < B_s$  及び  $B_2 < B_s$  を満たしていれば磁気飽和を防ぐことができる。図 14 は負荷急変時の各部過渡応答波形を示している。図 14(a) より、軽負荷時のパルス幅  $T_1 = 0.32 \mu s$ 、高周波時のパルス幅  $T_2 = 0.7 \mu s$ 、低周波動作復帰時のパルス幅  $T_3 = 1.57 \mu s$  を (9)、(10) 式に代入すると  $\Delta B$  の最小値  $-B_1$ 、最大値  $B_2$  が以下の式で求められる。

$$-B_1 = \frac{48[V](0.7[\mu s] - 0.5 \times 0.32[\mu s])}{6 \times 22.7[\text{mm}^2]} \times 10^4 = -1903[\text{Gauss}]$$

$$B_2 = \frac{48[V](1.57[\mu s] - 0.7[\mu s] + 0.5 \times 0.32[\mu s])}{6 \times 22.7[\text{mm}^2]} \times 10^4 = 3630[\text{Gauss}]$$

このとき、 $B_1 < B_s$  及び  $B_2 < B_s$  を満たすので、図 14(b) で示されているように磁気飽和を抑制することができる。

したがって、トランスの設計に際しては  $B_1$ 、 $B_2$  を計算し  $B_1 < B_s$ 、 $B_2 < B_s$  を満足する範囲で  $B_s$  を最小とするコアを選択すれば最も小さなトランスを設計することができる。

## 7. まとめ

フルブリッジ形コンバータの高速負荷応答時におけるトランスの磁気飽和現象の解析を行い、その抑制手法を提案した。次に、提案手法を用いた際にトランスを最小とする設計について詳細を明らかにした。これらの制御と設計手順を採用することで、高速応答コンバータの一層の小型化が実現できる。

## 参考文献

- [1] H.Shimamori, T.Kohama, S.Yamashita, K.Itakura, T.Ninomiya, "New Switching Control for Synchronous Rectifications in Low-Voltage Paralleled Converter System without Voltage and Current Fluctuations," IEEE 34th Power Electronics Specialists Conference Record, pp.150-155, 2003.
- [2] H.Shimamori, K.Itakura, S.Yamashita, T.Kohama, T.Ninomiya, "Abnormal Phenomenon of Output-Voltage Increase and Its Solution in a Parallel-Redundant DC-DC Converter System with Current Sharing Control," Proceedings of IEEE 27th International Telecommunications Energy Conference, 2005.
- [3] J. David, C.A. Gross, "Nonlinear Modeling of transformers," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.24, No.3, pp.434-438, 1988.
- [4] Z.Wang, Y.Liu, "Harmonic Analysis of Transformers under Converter Load with DC and Low Frequency Bias," Proceedings of the American Power Conference, Vol.59, pp449-454, 1997.
- [5] X.Lin and P.Liu, "The Ultra-Saturation Phenomenon of Loaded Transformer Energization and Its Impacts on Differential Protection," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.2, pp.1265-1272, 2005.
- [6] D.C.Yu, J.C.Cummins, Z.Wang, H.Yoon, and L.A.Kojovic, "Correction of Current Transformer Distorted Secondary Currents Due to Saturation Using Artificial Neural Networks," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.16, No.2, pp.189-194, 2001.
- [7] J.Pan, K.Vu, Y.Hu, "An Efficient Compensation Algorithm for Current Transformer Saturation Effects," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.19, No.4, pp.1623-1628, 2004.
- [8] J.H.Brunke, K.J.Frohlich, "Elimination of Transformer Inrush Currents by Controlled Switching-Part I:Theoretical Considerations," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.16, No.2, pp.276-280, 2001.
- [9] TDK core datasheet, 001-02/20030309/j140.
- [10] T. Kohama, S. Tokimatsu, H. Shimamori, "Magnetic Saturation due to Fast Dynamic Response of Isolated DC-DC Converter," Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, pp.601-605, February 2009.
- [11] 小浜 輝彦, 向野 佑亮, 島守 浩, "高速負荷変動に起因する絶縁形コンバータの磁気飽和現象," 福岡大学工学集報, No.82, pp.1-6, March 2009.
- [12] Texas Instruments UC3825N data sheet, SLUS334C - AUGUST 1995 - REVISED AUGUST 2004.
- [13] TDK core datasheet, 001-02/20070227/j143.