

空心変圧器を用いたDC/DC コンバータの近似過渡解析

An Approximate Transient Analysis of a DC/DC
Converter using a Coreless Transformer

小川 達成 早野 誠治 斎藤 兆古
T. Ogawa S. Hayano and Y. Saito

法政大学 工学部
College of Engineering, Hosei University

1. まえがき

近年の半導体応用電子機器の大部分は、多機能化とインテリジェンス化のためにマイクロプロセッサが組み込まれている。また、携帯用電話やノートタイプのワードプロセッサ、パーソナルコンピュータ等で代表される様に小型・軽量化が推進されている。このようなハイテク商品と呼ばれる小型電子機器で常に問題となるのは電源部の小型・軽量化であり、特に可搬性を重要な要素とする機器に対して、単に従来技術の拡張による対応は限界に達しつつある。

この様な現状に対応すべく、筆者等は電子機器用電源を構成する素子で小型・軽量化が困難な変圧器を空心化する方法を提案している[1-4]。筆者等の提案したツイストコイルを用いた変圧器は導体中の表皮効果を積極的に利用し、約1MHzで98%以上の結合係数を有し、効率においても約98%以上を記録している。また、フライバック型DC/DCコンバータに組み込み、その実用性を検討した結果、重量7gの変圧器で約15w、効率70%以上に達することを報告した[2-4]。

本稿では、空心変圧器を用いたフライバック型DC/DCコンバータの最適設計を目標として、本来は周波数の関数である空心変圧器の定数を第1近似とし、スイッチング周波数の値と仮定することによって過渡解析を行い実験値と比較した。その結果、第1近似としては十分な精度で過渡解析が可能であることを報告する。

2. 空心変圧器を用いたフライバック型DC/DCコンバータ

2.1. 空心変圧器

空心変圧器実現の第1のポイントは、従来の磁性体で構成される磁路を用いて一次・二次巻線の磁束を結合するのではなく、一次・二次導体を取り囲む磁束を利用する点にある。第2のポイントは、一次・二次の結合が一次・二次電流を接近させることによって高められること、および導体内部の鎖交磁束による漏れインダクタンスの低減を表皮効果を利用して行う点である。第3のポイントは、一次・二次コイルを図1に示す様にツイストすることで近接効果を低減し、全体として表皮効果の影響を均一とする点にある。さらに、第4のポイントは図2に示すように一次・二次をツイストしたコイルを同心軸に巻き、中心部を通る磁束を一次・二次コイルに共通として結合をより高める点にある。

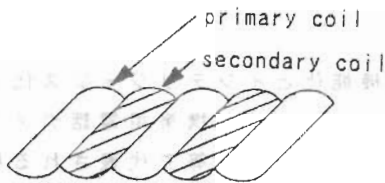


図1. 単純ツイストコイル

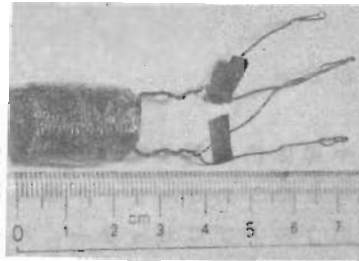


図2. 同心軸型ツイストトランス

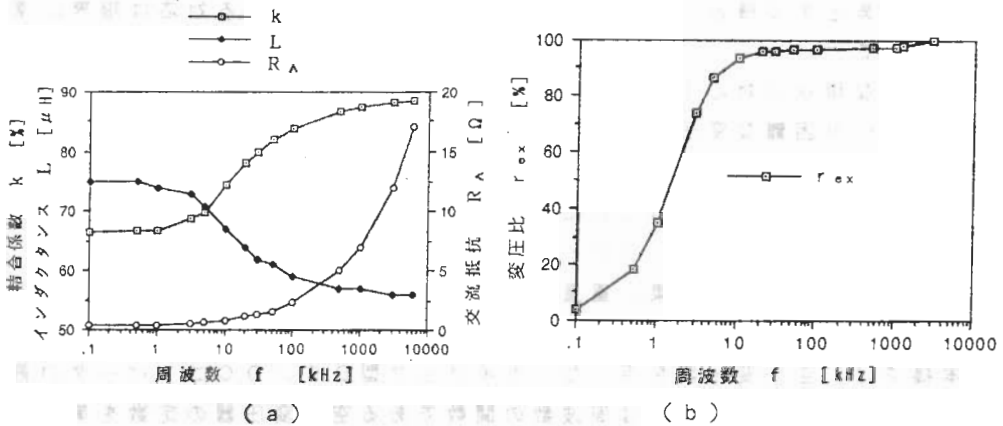


図3. 空心変圧器の周波数特性。

(a) 内部抵抗 R_A 、自己インダクタンス L および結合係数 k の周波数特性 (単純ツイストトランスとしての理論値)。

(b) 同心軸型ツイストトランス: 図2の変圧比の周波数特性。

図2に示す空心トランスは、一次・二次とも同一長さ3 m、同一断面直径0.4 mmのコイルを図1に示す様にツイスト状に巻き、さらにこのツイストコイルを用いて外径15 mm、内径8.5 mmの同心軸状に巻いて作成した。その重量は7 gである。

このトランスを単純ツイストトランスとして求めた内部抵抗 R_a 、自己インダクタンス L および結合係数 k の周波数 f に対する理論値を図3(a)に示す。また、図3(b)に同心軸型ツイストトランスの変圧比の実測値を示す。図3(a)は変圧器定数が一定値を取らず周波数の関数であり、周波数の増加でインダクタンス L は低下し、これが結合係数 k の増加につながることを示している。また、内部抵抗 R_a は表皮効果によって周波数 f の増加と共に大きくなることを示している。図3(b)はツイストコイルを同心軸状に巻くことにより変圧比が改善され、高周波での変圧比は実質的に結合係数が98%以上に達していることを示している。

図4に図1の同心軸型ツイストトランスの各種純抵抗負荷における効率の周波数特性を示す。図3からわかる様に、変圧器定数が周波数の関数であるため負荷抵抗に対する整合が本変圧器を高効率で動作させる必要条件となることが図4より確認できる。これは、図3中の交流抵抗 R_a が高周波で高い値を取り、図4では比較的高抵抗負荷($R=68.2[\Omega]$)に対して高周波領域で高効率となることから明かである。

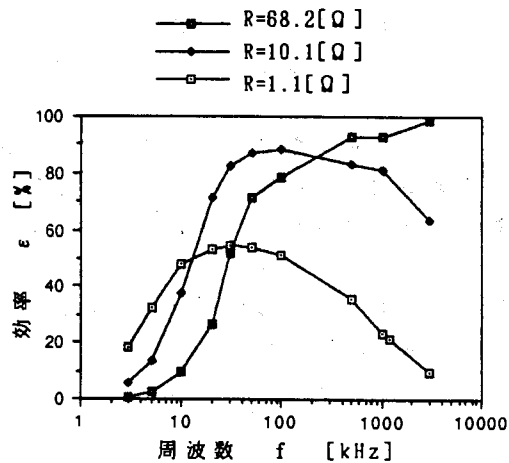


図4. 同心軸型ツイストトランスの効率-周波数特性

2.2. フライバック型DC/DCコンバータ

図5(a)にフライバック型DC/DCコンバータの回路図、および図5(b)にトランスの漏れインダクタンスを無視した等価回路を示す。フライバック型DC/DCコンバータは、構成部品点数が少なく、良い反面、半導体素子の電圧責務が大きいという特徴を持っている。このDC/DCコンバータは、トランス T_r の一次および二次巻線を図5(a)の「・」で示した極性に各回路を接続し、パワーMOS-FET Q のON期間に流れる一次回路電流 i_1 によってトランス T_r の相互インダクタンス $M=L$ (図5(b)の等価回路参照)に貯えられる磁気エネルギーを、 Q のOFF期間に流れる二次回路電流 i_2 によって放出することで、一次・二次間の直流電力の伝達を行うものである。

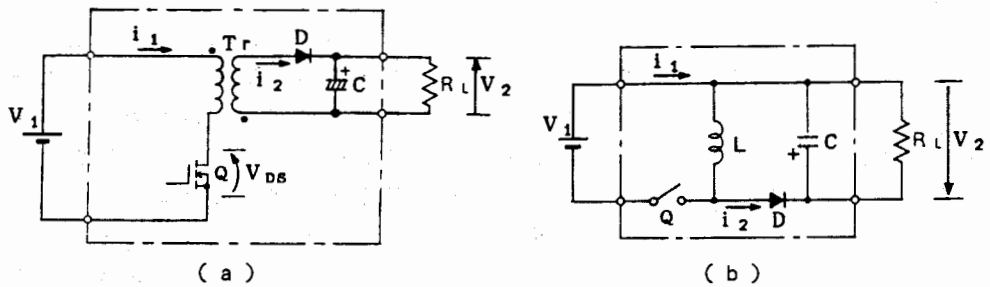


図 5. フライバック型 DC / DC コンバータとその等価回路。
 (a) フライバック型 DC / DC コンバータ。
 (b) フライバック型 DC / DC コンバータの等価回路。

フライバック型 DC / DC コンバータに用いられるトランスは、コイルの許容実効電流範囲内でできるだけ励磁電流の大きいもの、すなわち相互インダクタンス $M = L$ の小さいものが望ましく、磁性体コアを用いていない空心トランスはこれに適している。二次回路電圧 V_2 はパワー MOS-FET Q の ON duty の制御により可変することができ、また同様にして負荷変動に対する定電圧制御を行うことができる。なお、パワー MOS-FET は (IRF-532 日本インター製) を使用した。

2.3. 近似過渡解析

< a > 仮定：第 1 近似として以下の仮定を行う。

- 1) 変圧器定数は周波数の関数であるが、パワー MOS-FET Q のスイッチング周波数において一定値を取るものとする。
- 2) パワー MOS-FET Q の接合間容量は無視できるものとし、理想的なスイッチとみなす。
- 3) ダイオード D の接合間容量は無視でき、さらに順方向電圧降下も無視できるものとする。

1) の仮定は、コンバータの制御でスイッチング周波数を固定し、duty で制御することを前提とすれば、解析が極めて簡単になるために有用である。2) の仮定はパワー MOS-FET Q の接合間容量は本来端子電圧の関数で変化する非線形なものであり、その導入は解析を複雑化するため、無視することは第 1 近似として妥当である。さらに、この仮定は 3) の仮定についても同様であり、MHz 帯以上の高周波で考慮されるべきものとする。

< b > システム方程式：2.2.節で述べた様にパワーMOS-FET QがON状態においては図6 (a) の等価回路が成り立つため、次式が成立する。

$$V_1 = R_p i_1 + L \frac{d i_1}{d t} \quad (1a)$$

$$0 = C \frac{d V_c}{d t} - \frac{V_c}{R_L} \quad (1b)$$

ここで、 R_p と V_c はそれぞれ一次コイルの抵抗と二次コンデンサーの端子電圧である。

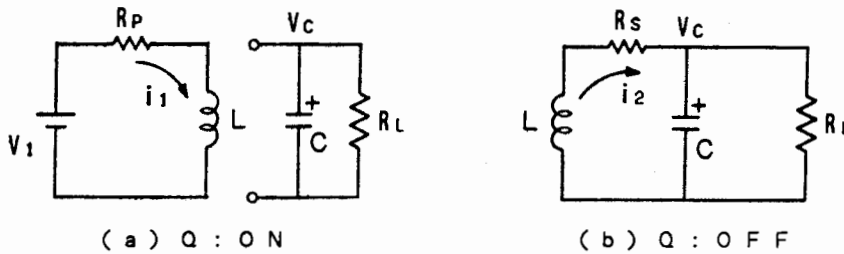


図6. パワーMOS-FET Qが (a) ONの場合と (b) OFFの場合の等価回路 (トランスの変圧比が1:1、すなわち $L_1=L_2$ の場合)。

次にパワーMOS-FET QがOFFの場合の等価回路は図6 (b) の様になるから、インダクタンスLを流れる電流 i_2 の初期値を一次電流 i_1 のパワーMOS-FET QがOFF直前の値として、次の関係式が成立する。

$$\frac{-L \frac{d i_2}{d t} - V_c}{R_s} = i_2 \quad (2a)$$

$$i_2 = \frac{V_c}{R_L} + C \frac{d V_c}{d t} \quad (2b)$$

ここで、 R_s は二次コイルの抵抗値を示す。

以上の結果を整理すると、

1) パワーMOS-FET Q ONの区間

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_p & 0 \\ 0 & 1/R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3a)$$

但し、 i_1 の初期値は i_2 のパワーMOS-FET Q ON直前の値。

2) パワーMOS-FET Q OFFの区間

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_2 \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & -1 \\ 1 & -1/R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3b)$$

但し、 i_2 の初期値は i_1 のパワーMOS-FET Q OFF直前の値。

< c > 解析結果：本稿では(3a)式と(3b)式を台形法で離散化して解いた。

図7から図9に実験結果とそれに対応する解析結果を示す。

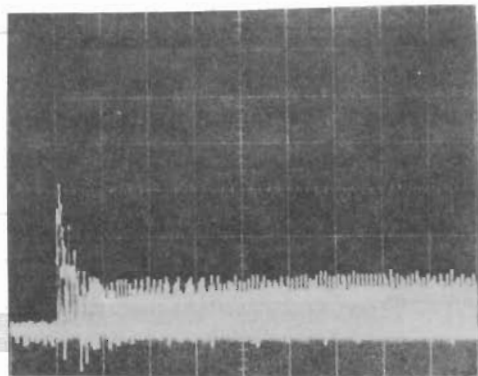
但し、実験は図5(a)において、下記の回路条件(1)の場合に行った。さらに解析においては、インピーダンスアナライザによって求めた周波数 $f=350$ [kHz]時の空心変圧器のインダクタンス L と、交流抵抗 R を条件(2)に加え、次の様に定めた。

$$\left[\begin{array}{l} \text{条件(1)} f=350 \text{ [kHz]}, V_1=5 \text{ [V]}, R_L=100 \text{ [\Omega]}, C=470 \text{ [\mu H]} \\ \text{条件(2)} L=26 \text{ [\mu H]}, R_p=R_s=4 \text{ [\Omega]}, \text{変圧器の結合係数 } \kappa=1 \end{array} \right]$$

一次電流 i_1 はパワーMOS-FET Qを理想的なスイッチング素子としてモデル化しているが、系全体としての過渡現象が存在する。二次電流 i_2 も同様にコンデンサの端子電圧 V_c の増加と共に減少し、系全体として過渡現象から定常値に近づいていることがわかる。

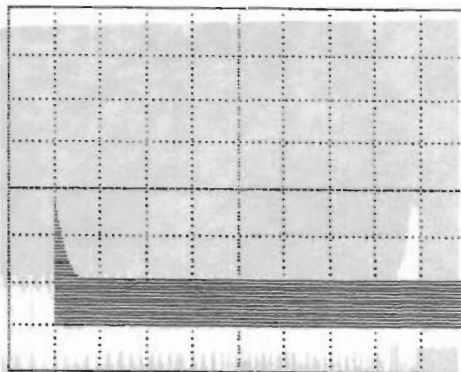
解析モデルが第1近似であるため、波形の詳細部まで一致しないが、比較的ON dutyの低い帯域では、全体の傾向は一致し、近似解析として十分な結果を得られたが、ON dutyの高い帯域で一次・二次電流およびコンデンサの端子電圧は、共に解析値が実験値を下回った。これはコンバータの動作モードがON dutyの高い帯域と低い帯域では異なっており、特に高い場合の実測波形には、大きなサージが基本波形に重畳して解析波形と合致しないためと考えられる。

< 実験結果 >



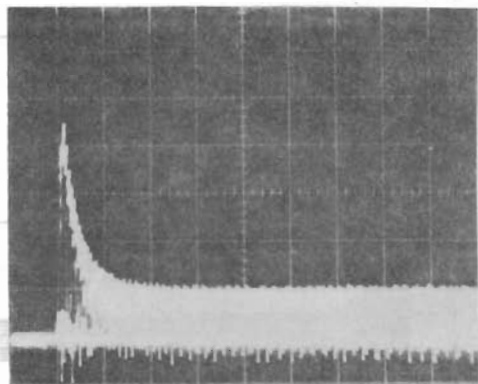
縦軸：0.1 A / Div.

< 解析結果 >



横軸：10 mS / Div.

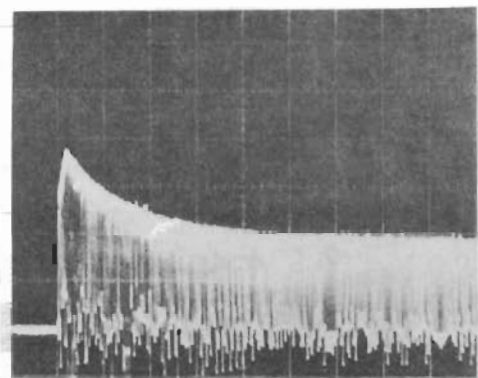
(a) ON duty 20%



縦軸：0.2 A / Div.

横軸：10 mS / Div.

(b) ON duty 50%



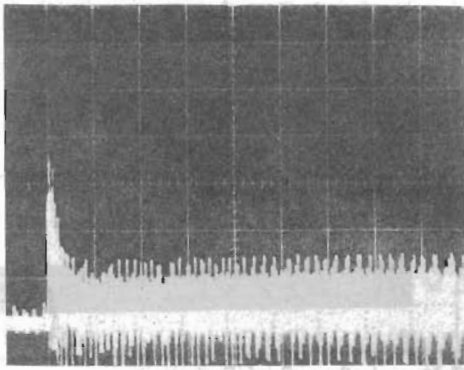
縦軸：0.5 A / Div.

横軸：10 mS / Div.

(c) ON duty 80%

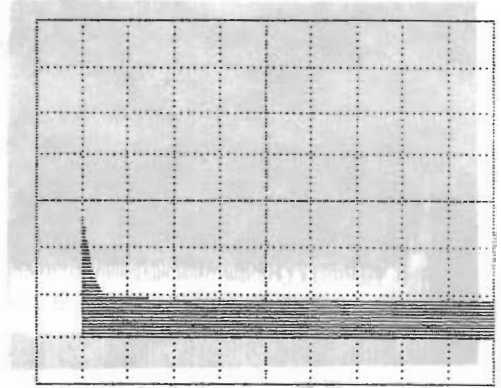
図7. 一次電流 i_1 の過渡現象。

< 実験結果 >



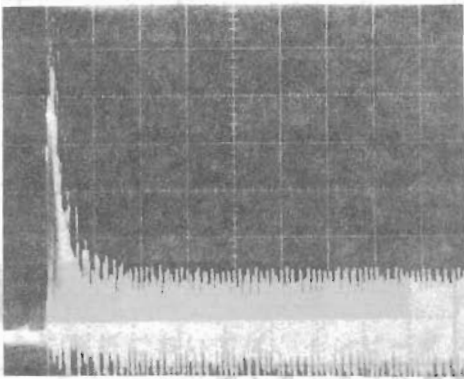
縦軸：0.1 A / Div.

< 解析結果 >

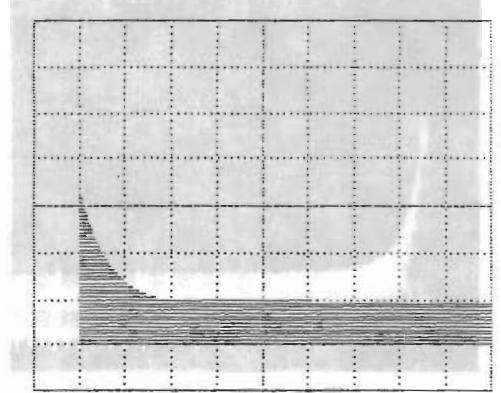


横軸：10 mS / Div.

(a) ON duty 20%

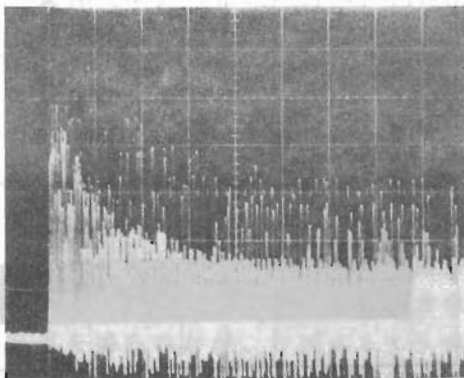


縦軸：0.2 A / Div.

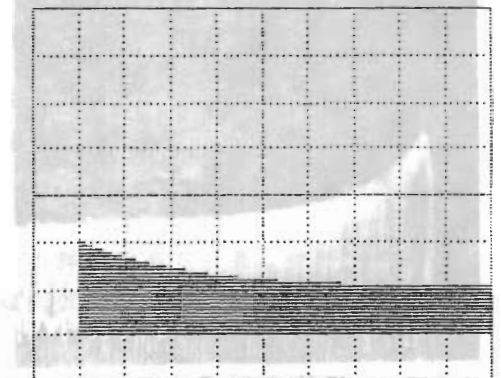


横軸：10 mS / Div.

(b) ON duty 50%



縦軸：0.5 A / Div.



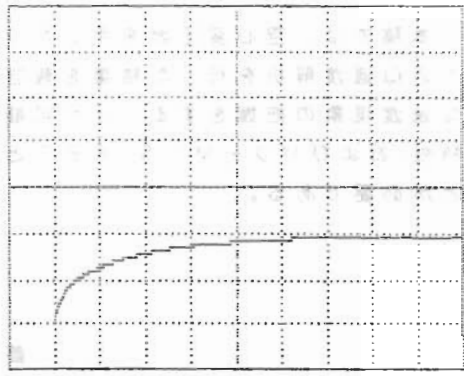
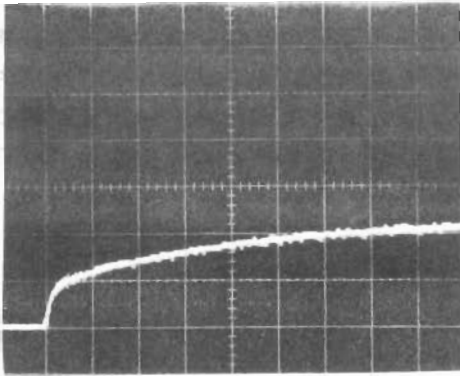
横軸：10 mS / Div.

(c) ON duty 80%

図 8. 二次電流 i_2 の過渡現象。

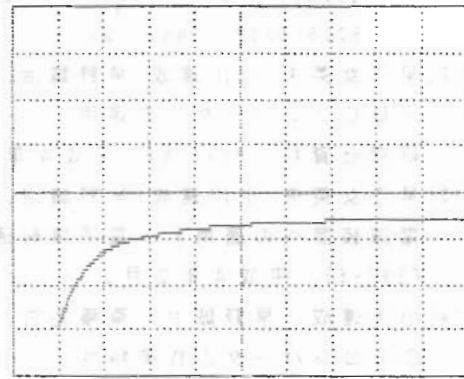
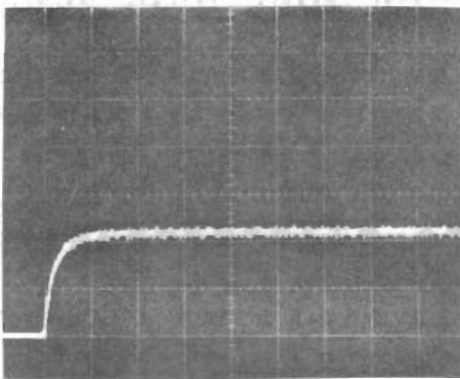
< 実験結果 >

< 解析結果 >



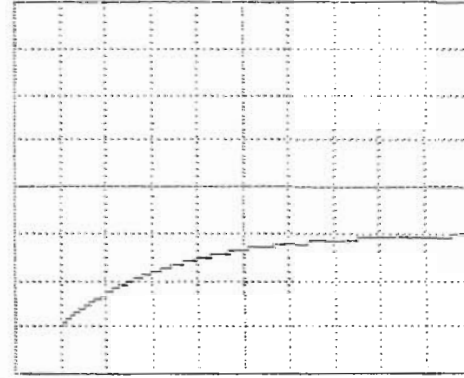
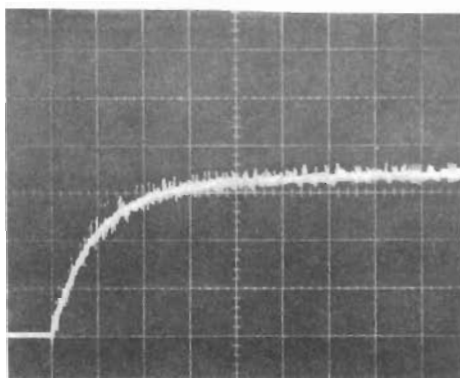
縦軸：1 V / Div. 横軸：10 mS / Div.

(a) ON duty 20%



縦軸：2 V / Div. 横軸：10 mS / Div.

(b) ON duty 50%



縦軸：5 V / Div. 横軸：10 mS / Div.

(c) ON duty 80%

図 9. コンデンサ端子電圧 V_C の過渡現象。

3. まとめ

本稿では、空心変圧器を用いたフライバック型DC/DCコンバータの第1近似過渡解析を行った結果を報告した。その結果、第1近似として巨視的な過渡現象の把握をすることが可能となった。より精密な解析は、変圧器の特性、およびパワーMOS-FETとダイオードの接合間容量等を導入することが必要である。

参考文献

- [1] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome and Y. Saito, "A new type high frequency transformer," IEEE Trans. Magn., Vol. 27, No. 6., pp. 5205-5207, Nov. 1991.
- [2] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、斎藤兆古、「高周波軽量トランスのDC/DCコンバータへの適用」、電子情報通信学会、電子通信用電源技術研究会資料、PE91-54、平成4年1月。
- [3] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、斎藤兆古、「高周波空心トランスの小型電源装置への適用」、電子情報通信学会、電子通信用電源技術研究会資料、PE91-63、平成4年2月。
- [4] 小川達成、早野誠治、斎藤兆古、「高周波空心トランスを用いたDC/DCコンバータの負荷特性」、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-92-132、1992年7月17日。

原稿受付日	平成4年11月18日
-------	------------