

2005 年度
修 士 論 文

フィルム型変圧器を用いたスイッチング電源に関する研究
Research On Switching Power Suppliers Utilizing Film Type Transformer

指導教授 齋藤 兆古

法政大学大学院
工学研究科
電気工学専攻 修士課程
学籍番号 04R3206
うすだ ゆう
氏名 白田 優

目次

Abstract	2
1. 序論	3
2. 新方式変圧器	
2.1 フィルム型変圧器	4
2.1.1 基本原理	4
2.1.2 基本構造	4
2.1.3 試供フィルム型変圧器	7
2.2 基礎特性	8
2.2.1 無負荷特性	8
2.2.2 負荷特性	9
2.2.3 フェライトを用いた周波数特性	11
3. DC/DCコンバータへの適用	13
3.1 フライバック型DC/DCコンバータの原理	13
3.2 実験と検証	13
3.3 フェライトを用いたDC/DCコンバータ	16
3.4 フライバック型DC/DCコンバータの過度解析	16
3.4.1 フライバック型DC/DCコンバータの等価回路	16
3.4.2 近似過度解析	17
4. フィルム型変圧器を用いた電源周辺磁界分布の可視化	19
4.1 磁界分布	19
4.1.1 誘起電圧値からの磁界の求め方	19
4.1.2 実験方法	19
4.1.3 実験結果	20
4.2 ベクトル分布	
4.2.1 ヘルムホルツの定理	21
4.2.2 解析結果	22
5. フィルム型変圧器を用いた電源周辺熱分布の可視化	25
5.1 赤外線カメラ	25
5.2 試供電子回路	25
5.3 試供DC/DCコンバータ	25
5.4 実験方法	25
5.5 実験結果	26
6. まとめ	28
参考文献	29
付録	30
フォワード型コンバータの過度解析	30
謝辞	34

Abstract

Modern microelectronics has made it possible to work out a lot of many small electronics, such as electronic calculator, radio, notebook computer and so on. Even though the electronic parts processing the electronic signals could be minimized, it is difficult to minimize the power supplier because of magnetic elements handling entire electric power consumed in the device. To overcome this difficulty, we are now developing the power supplier without any magnetic elements. In this power supplier, coreless film transformer is employed instead of conventional transformers. Coreless film transformer enables us to work out an extremely lightweight power supplier but causes the other problem. This is magnetic field radiation around the power supplier. To examine this problem, this paper has tried to visualize the magnetic field distributions above a film transformer.

As a result, it is revealed that major EMC problem of the film transformer is caused by the perpendicular magnetic fields to the film surface. Thus, we have found one of the design policies of the ultimate small and lightweight power supplier.

1. 序論

近年，半導体技術の進歩により，パーソナルコンピュータや携帯電話など，電子機器の小型・軽量・高性能化が成されてきている．電子機器の小型・軽量・高性能化を図る一方法は動作周波数の高周波化である．電子機器は信号処理部と電源部分から成る．信号処理部分は，電子回路の集積化技術の発達により小型・軽量化が電源部分に比較して格段に進んでいる．このため，電子機器の小型・軽量化は電源部分の小型・軽量化に依存するといっても過言ではない．特に電源部分で大きなスペースを占め，重量の重い部分である変圧器やリアクトルの小型・軽量化が図れている．変圧器やリアクトルの小型・軽量化に最も容易な方法は駆動周波数の高周波化であり，高周波特性の良好な磁性材料の開発が精力的に行われている．こうした研究成果により，携帯可能な電子機器が実用に供されている．しかし，依然として電子機器の小型・軽量化が望まれ，電源部分の動作周波数は更なる高周波化が必要とされている．高周波で磁性体を使用した場合，磁束が磁性体内部まで浸透せず表面のみに分布する表皮効果のため，磁性体の薄膜化等が試みられている．

本論文は以上の現状を前提として，電子機器の小型・軽量化の研究・開発の一端を担う新しい磁気素子の提案とその実用化に関するものである．本論文で提案する磁気素子の一種である変圧器は従来型の変圧器のように透磁率の大きい磁性体を用いて主磁路を形成する方式でない新方式高周波変圧器である．この新方式高周波変圧器をDC/DCコンバータに実装し実用性の検討を行う．

本論文は6章で構成される．

第1章は序論であり研究の目的・論文構成・各章の概要を述べてある．第2章は原理や新方式の変圧器の単体としての特性を述べてある．第3章は新方式の変圧器をDC/DCコンバータに実装し，実際の磁気素子として実用化の可能性を示す．第4章は電源周辺磁界分布について述べる．第5章は電源周辺熱分布について報告する．第6章はまとめである．

2. 新方式変圧器

2.1 フィルム型変圧器

2.1.1 基本原理

基本的な動作原理は、一次コイルと二次コイルを平行に交互に配置し、一次コイルによる磁界を直接二次コイルに鎖交させ電圧を誘起させる。高透磁率の磁性体を主磁路として用い磁気抵抗を低減するのではなく、磁路を短くすることで磁気抵抗を低減する考え方に基づく。さらに、高周波で駆動することで表皮効果を利用し内部の漏れインダクタンスの低減を行う。これが基本的な動作原理である。

フィルム型変圧器は図 2.1 に示すように平面に一次コイルと二次コイルが隣接して配置された構造を取る。端子 a から e へ向かって一次電流を流すと、同図に示すように、磁束が上面から中心から外側、下面では外側から中心へ生ずる。この磁束より二次コイルに電圧を誘起し変圧器として動作する。

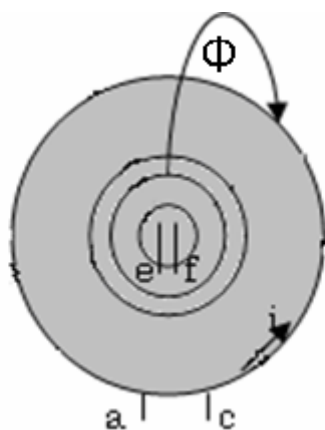


図 2.1 フィルム型変圧器の磁束の流れ

2.1.2 基本構造

単体のフィルム変圧器の構造では一次・二次コイルの長さが異なる。このため、図 2.2(b)に示すように図 2.2(a)のコイル配置と逆パターンを持つコイル配置のフィルム型変圧器を積層し、図 2.3に示すように図 2.2(a)と図 2.2(b)のフィルム変圧器の端子 e と端子 f を接続する。この結果、一次・二次共にコイルの長さが等しくなり、電流が同一方向に流れることとなる。従って、図 2.2(a)と図 2.2(b)のフィルムを積層し、図 2.3 に示す結線を施したフィルム型変圧器を基本ユニットと呼ぶ。また、図 2.2 の a, b は一次コイルで、c, d は二次コイルになる。図 2.2(a)を一次側、図 2.2(b)を二次側になるように構成する。

お互いに逆パターンの一次・二次コイル配置のフィルムを積層することで、図 2.4 に示すように一次・二次コイルが左右のみならず上下にも交互に配置され、積層枚数が偶数であれば、一次と二次それぞれのコイル長さは等しくなる。また、端子がフィルム端部に取り出せるため直並列接続が容易に可能となり、階段的であるが変圧比とインピーダンス調整ができる。具体例として、図 2.5(a)と(b)にそれぞれ直列と並列接続の例を示す。

さらに、積層数を増加することでフィルムの中心部、端部および上下の面を除くフィルム基盤上の一次・二次コイルはすべて図 2.6 の様に交互に配置される。このため、積層枚数が増加する程、ツイストコイルと同様に一次・二次が上下左右に交互に配置され、一次・二次コイル配置が対称となり、結果として近接効果の低減が期待できる。言換えれば、積層枚数が増加するほど外部に面するコイル数が減少する。例えば、フィルム型変圧器では二層の場合すべてのコイルが外部に面するのに対し、四層の場合全体で 68 本のコイル中、30 本が完全に外部の面に接しないこ

のため，図 2.1 に示したような磁束分布と成らず，端部で閉磁路を形成する端効果の低減が期待できる[1][2][3]．



図 2.2 フィルム型変圧器の基本ユニット

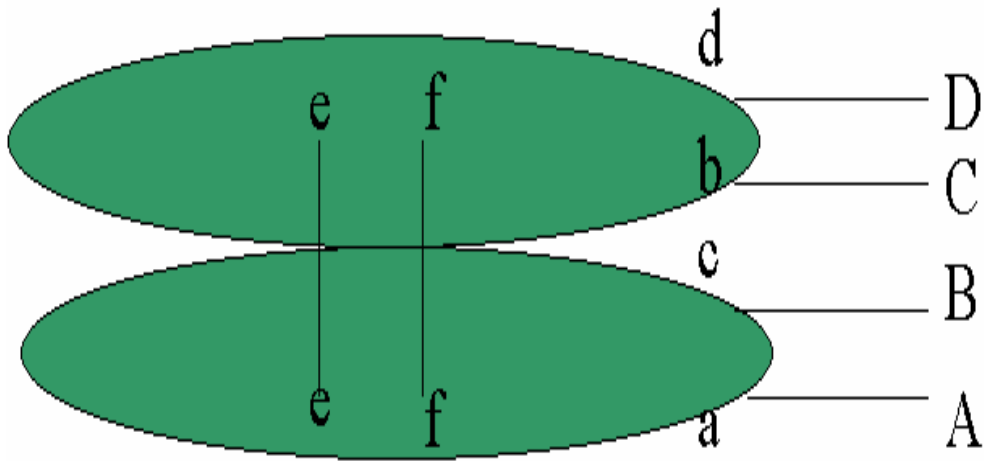


図 2.3 図 2.2(a)と(b)に示す基本ユニットの中心部でのコイル接続

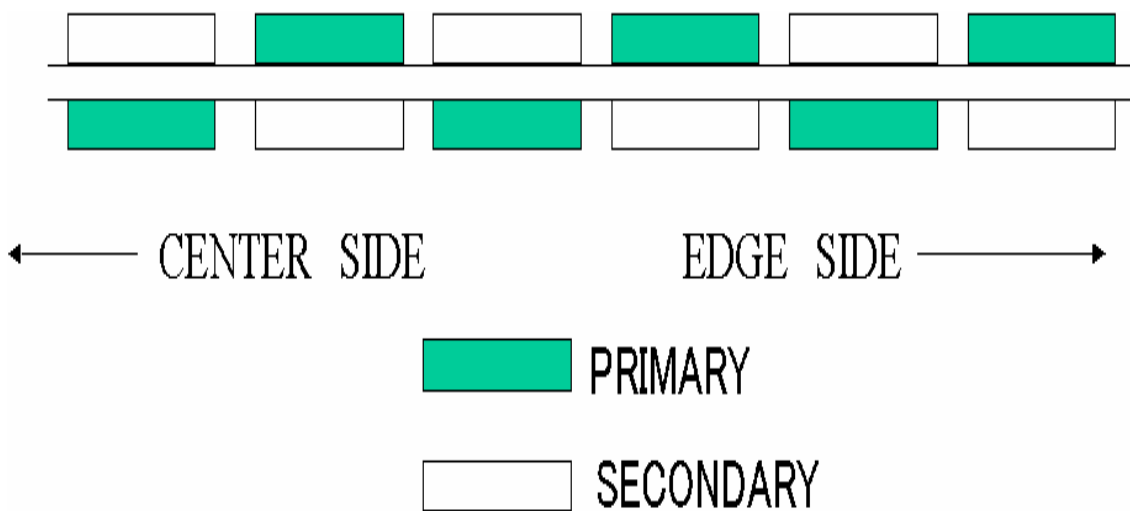
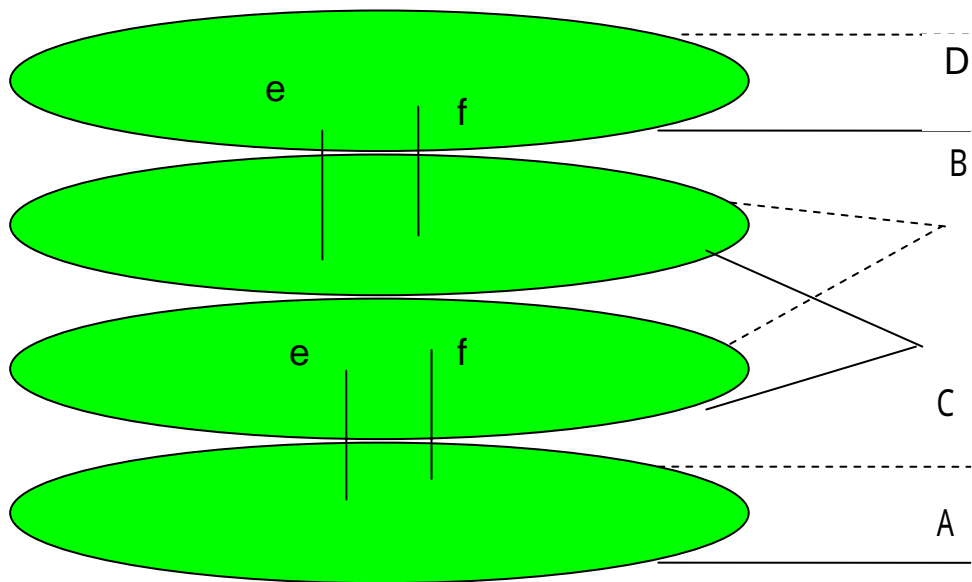
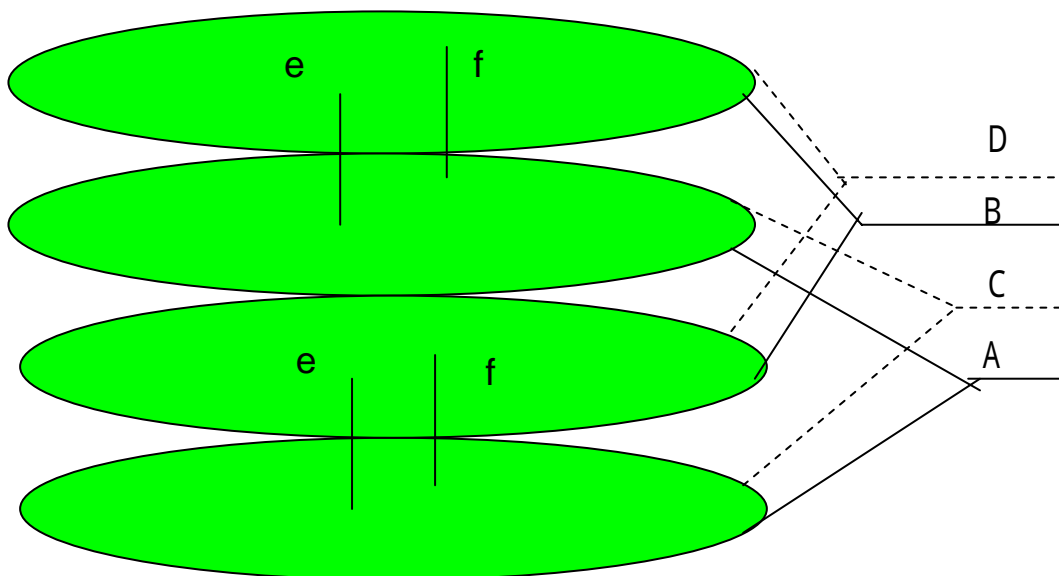


図 2.4 フィルム型変圧器の断面図（2層）



(a) 直列結線



(b) 並列結線

図 2.5 直並列結線の例

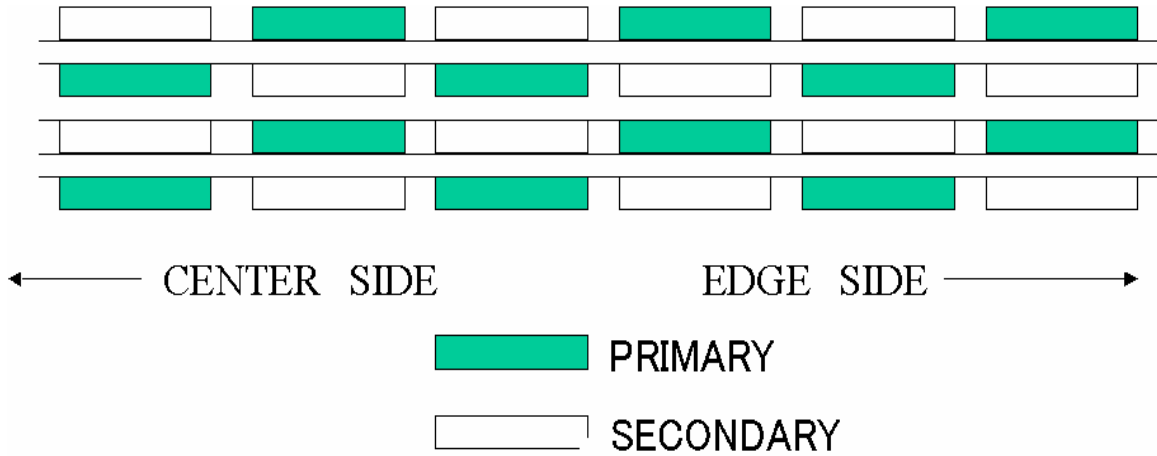


図 2.6 フィルム型変圧器と断面図（4層）

2.1.3 試供フィルム型変圧器

フィルム状のポリイミド基板上の銅薄膜に化学エッチングにより一次・二次コイルを作成した試供フィルム型変圧器を図 2.7 に示す．図 2.8 は断面図である．表 2.1 は諸定数を示す．

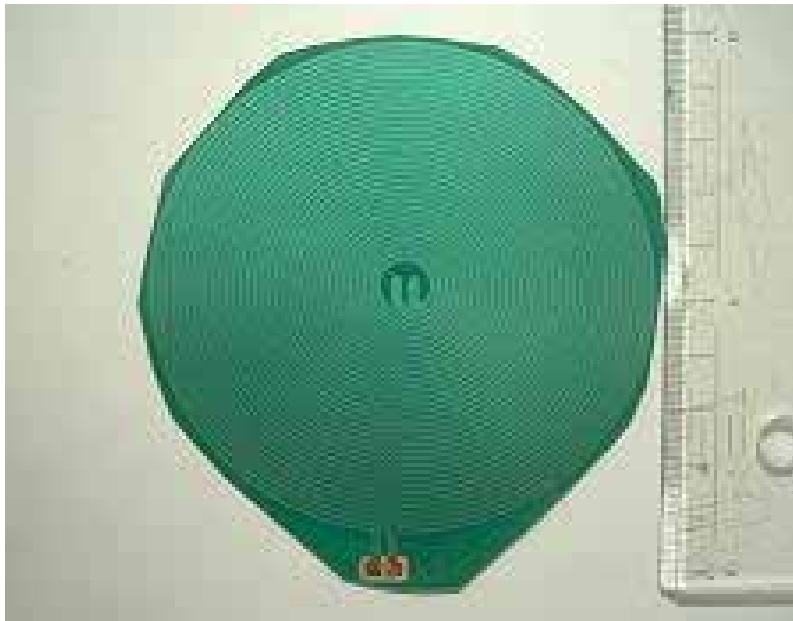


図 2.7 試供フィルム型変圧器

表 2.1 試供フィルム型変圧器の諸定数

積層層数	半径 [mm]	巻数 (一次：二次)	a [μm]	b [μm]	c [μm]	d [μm]
2	90	17 : 17	65	65	2.1	0.3
4	90	34 : 34	65	65	2.1	0.3

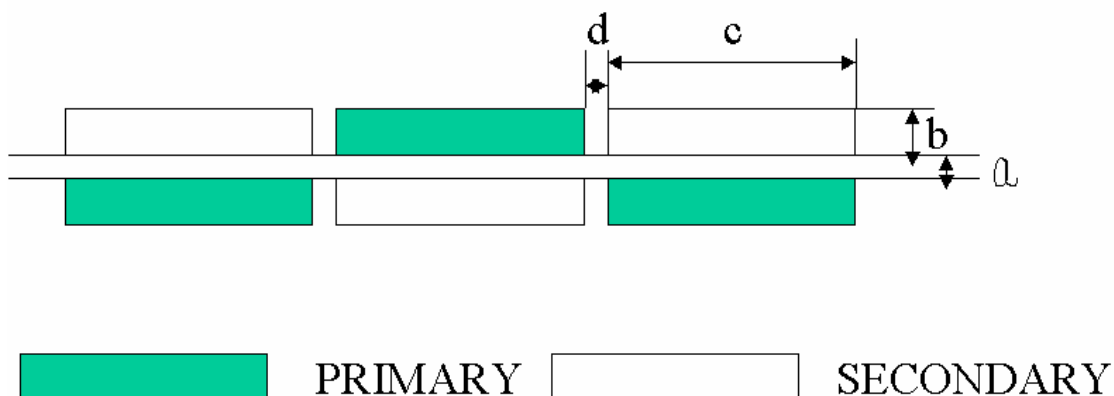


図 2.8 フィルム型変圧器の断面図

2.2 基礎特性

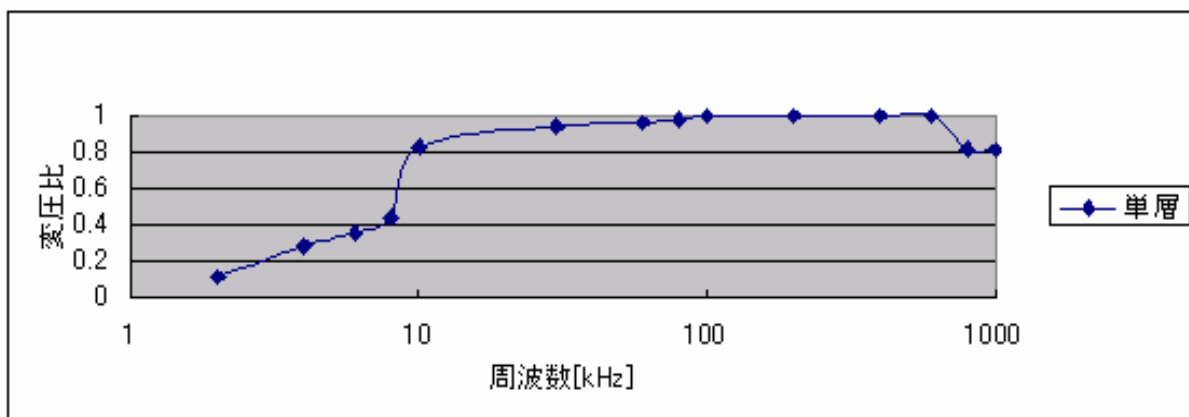
2.2.1 無負荷特性

フィルム型変圧器について，二次回路を開放したときの変圧比は

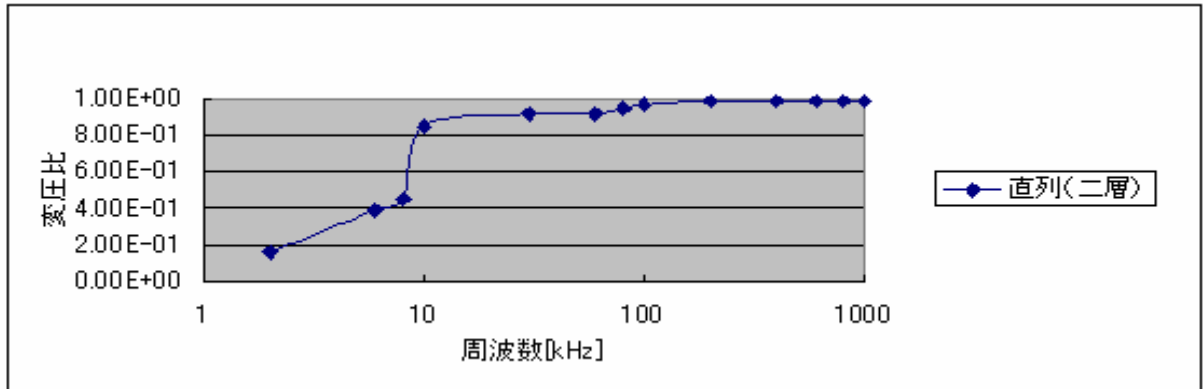
$$a = \frac{V_1}{V_2} \quad (2.1)$$

となり，無負荷時の変圧比対周波数特性を測定した結果を図 2.9 に示す．

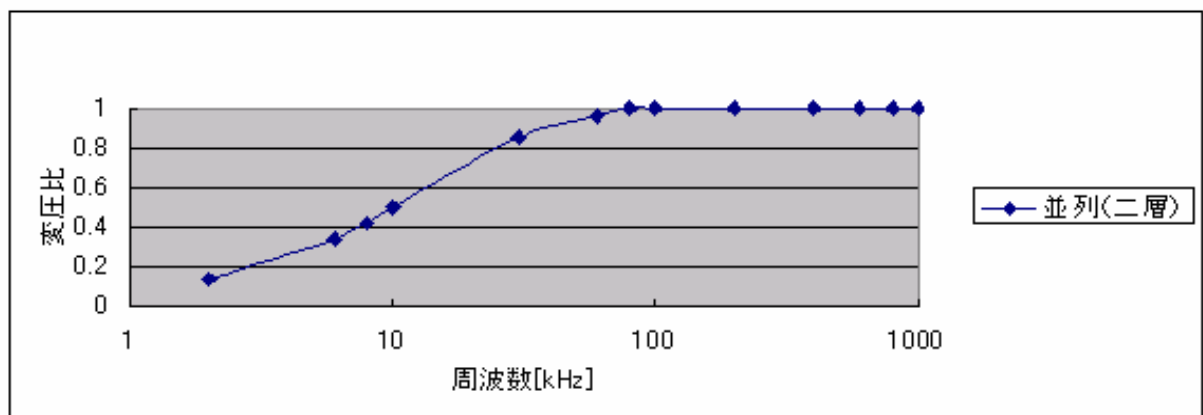
図 2.9 の結果は，周波数の増加が表皮効果を促し，結果として 100 kHz 以上で二次に一次印加電圧と同一振幅の誘起電圧を与えることを意味している．また，一次と二次電流間の近接効果が存在しない無負荷時に 100 kHz 以上の周波数で 100% に近い結合が得られていることを示している [12] ．



(a) 単層



(b) 直列接続



(c) 並列接続

図 2.9 無負荷時の変圧比対周波数特性

2.2.2 負荷特性

図 2.11 は純抵抗負荷の効率対周波数特性を示し，図 2.11 の試験回路は図 2.10 である．図 2.11 より比較的低い純負荷抵抗は 10[kHz]位で効率が最大になっており，比較的高い純負荷抵抗は 100[kHz]位で効率が最大になっている．純負荷抵抗が大きいほど効率が高い結果となっている．すなわち，純負荷抵抗値によって異なり，最大効率を得る周波数が存在する．これは変圧器の出力インピーダンスを左右する交流負荷抵抗および漏れインダクタンスなどが効率の関数となっていることに起因する．

図 2.10 より 1 次側の電力は

$$W_1 = E \frac{V_1}{R_1} \cos \theta \quad (2.2)$$

となる．ただし， θ は V_1 と E の相差角である．

2 次側の電力は

$$W_2 = \frac{V_2^2}{R_2} \quad (2.3)$$

となり，効率は

$$\eta = \frac{W_2}{W_1} \times 100[\%] \quad (2.4)$$

となる。

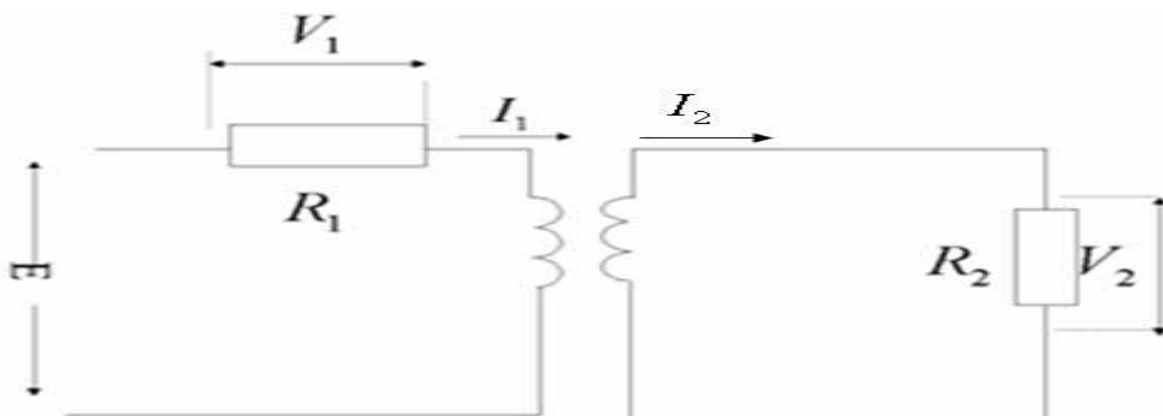
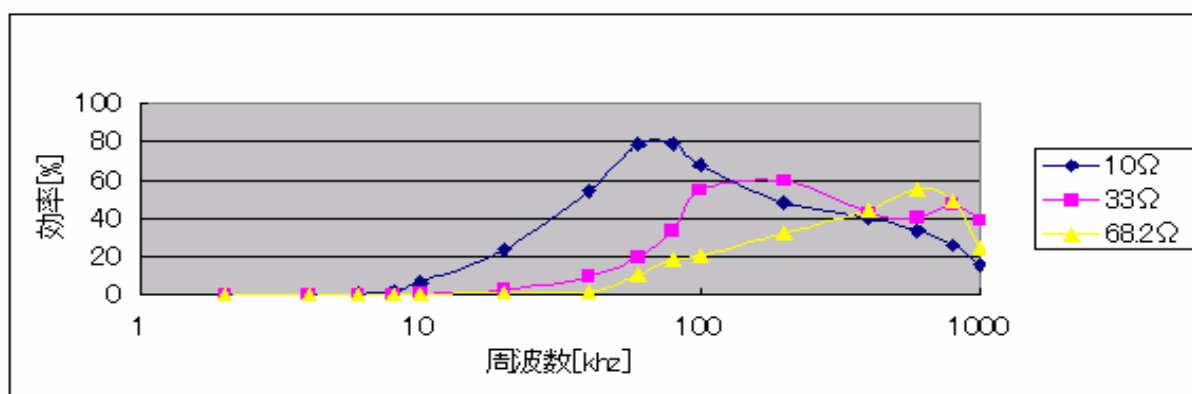
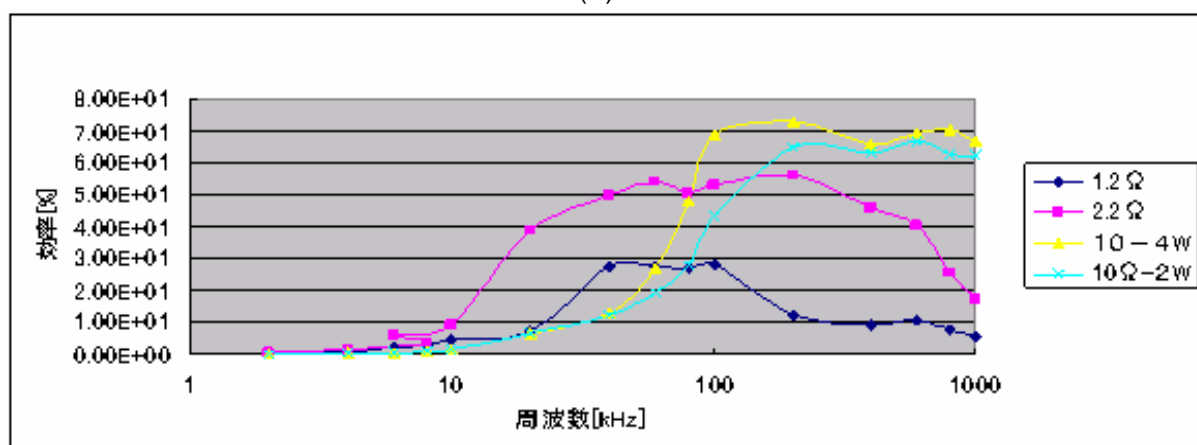


図 2.10 試験回路



(a)



(b)

図 2.11 純抵抗負荷時の効率対周波数特性

2.2.3 フェライトを用いた周波数特性

2枚のフェライトの円板でフィルム型変圧器を挟んで、無負荷時の変圧比対周波数特性、純抵抗負荷時の効率対周波数特性の実験を行った。構成図を図 2.12 に示す。フェライトの円板を図 2.13 に示す。

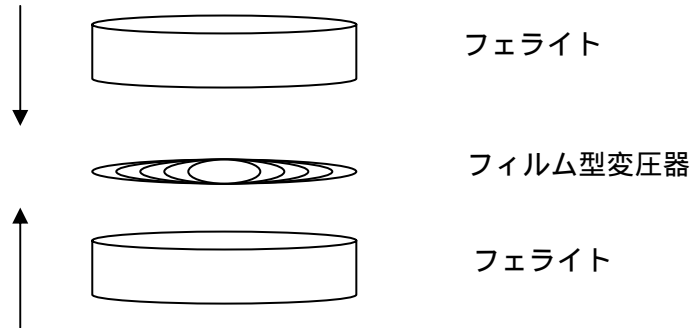


図 2.12 構成図



図 2.13 フェライトの円板

表 2.2 磁性体の諸定数

直径[mm]	厚さ[mm]
5	1.5

2枚のフェライトで挟むことによって一次二次間の結合が良くなっていることがわかる。変圧器の境界が空気ではなく、磁性体に接しているために一次・二次間の結合が向上している。結果を図 2.14 と図 2.15 に示す。

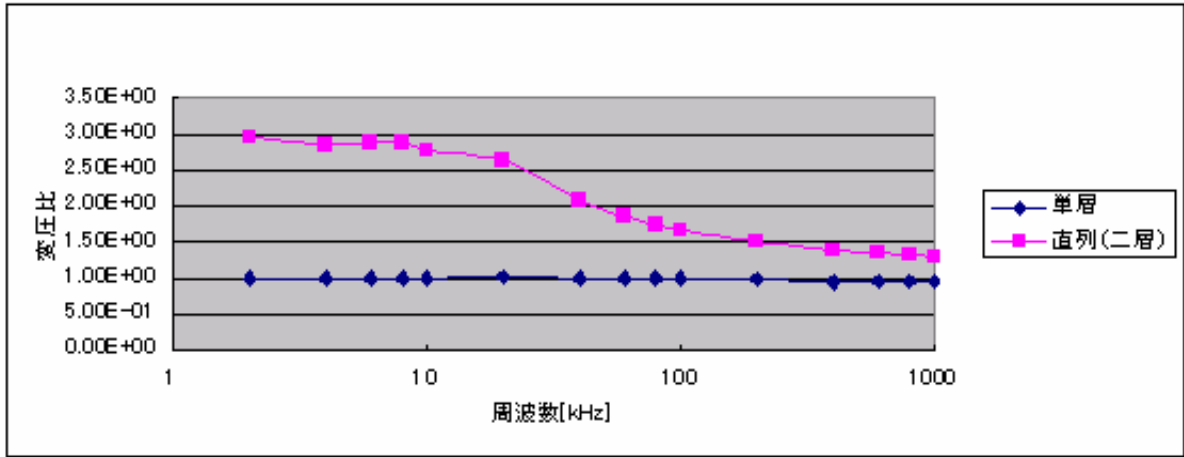
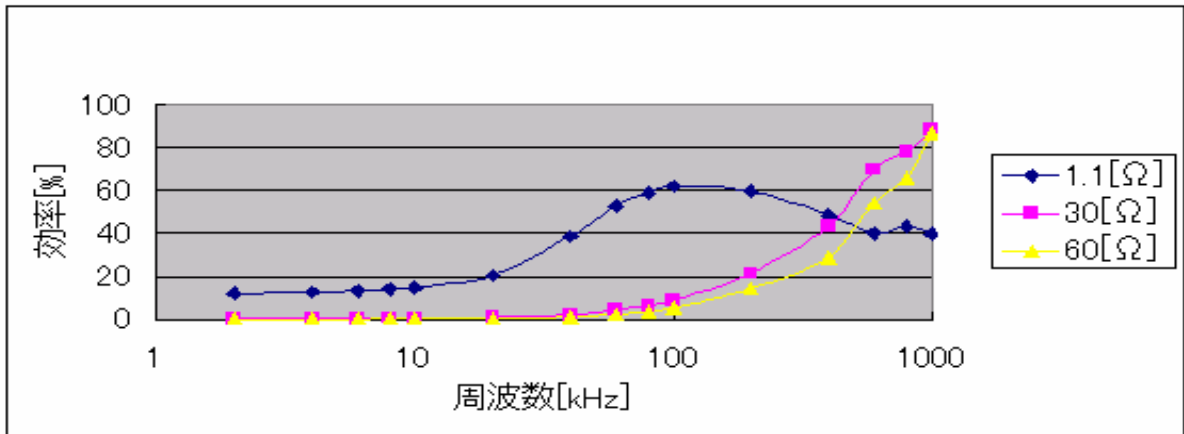
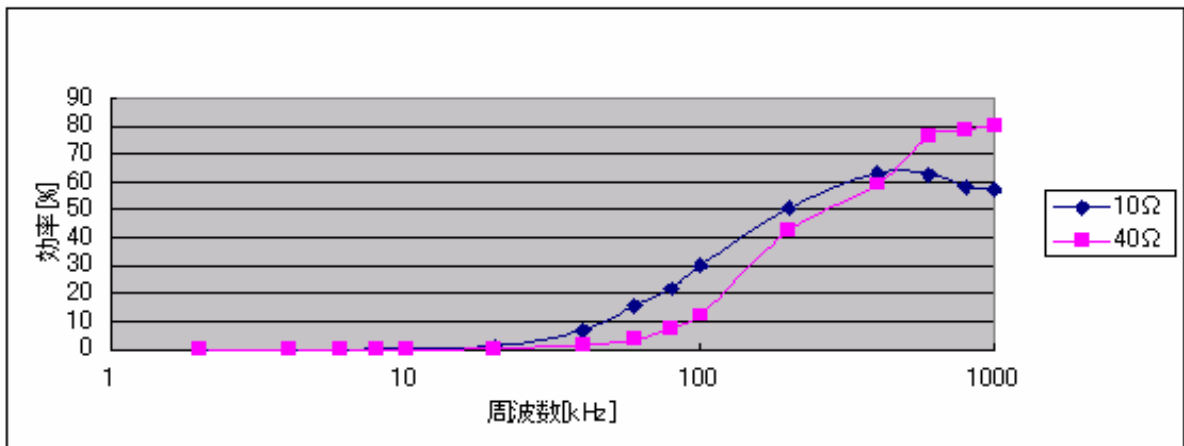


図 2.14 無負荷時の変圧比対周波数特性



(a) フェライト使用



(b) 変圧器のみ使用

図 2.15 純抵抗負荷時の効率対周波数特性

3. DC/DCコンバータの適用

3.1 フライバック型DC/DCコンバータの原理

フライバック型 DC/DC コンバータは回路構成部品が少なく簡単にしかも安価に製造できるコンバータである。図 3.1 にフライバック型 DC/DC コンバータの回路図を示す。図 3.1 に「・」で示したように変圧器 T_r の一次・二次巻線の極性は逆極性になるように接続する。フライバック型 DC/DC コンバータの動作原理は POWER MOS FET Q をオンすると一次電流 i_1 が流れる。このとき変圧器の一次・二次巻線が逆極性になっているため、二次側のダイオード D により二次側回路には電流が流れない。この状態では変圧器による電力の伝達が行われず、一次回路に供給されたエネルギーは変圧器内に磁気エネルギーとして蓄積される。次に POWER MOS FET がオフした瞬間に一次側回路への電力供給は停止し、同時に変圧器には逆起電力が発生し、二次回路のダイオードが導通し変圧器に蓄積されていた磁気エネルギーを二次回路へ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。また、二次出力電力 V_2 は POWER MOS FET のオン duty の制御により可変することができ、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。

フライバック型 DC/DC コンバータに用いられる変圧器は、コイルの許容実効電流範囲内で可能な限り励磁電圧の大きいものが望ましく、磁性体コア用いない空心変圧器はこれに適している。

なお、POWER MOS FET は「IRF - 532, 日本インター製」を実験に使用した[11][13]。

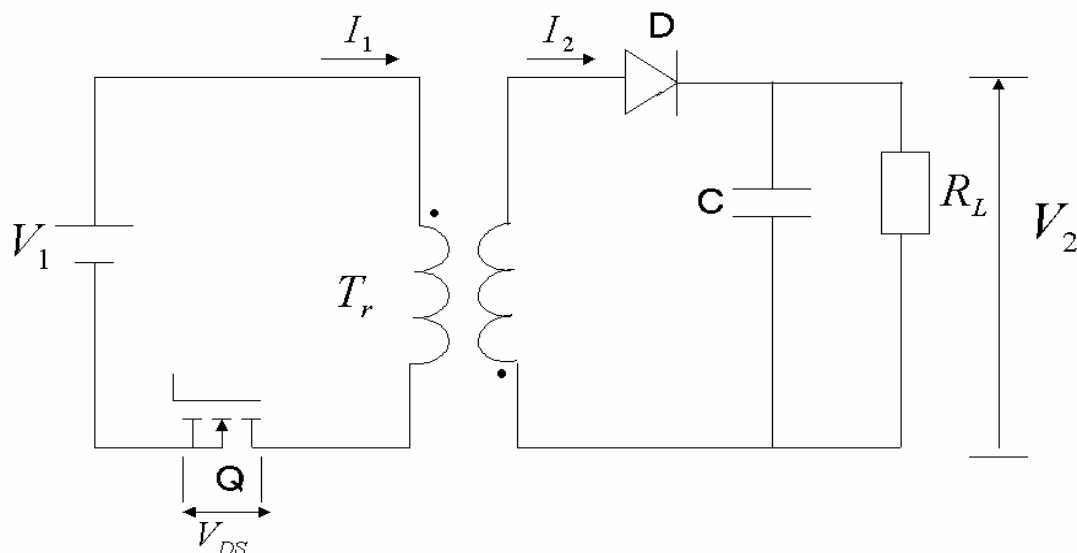


図 3.1 フライバック型 DC/DC コンバータ

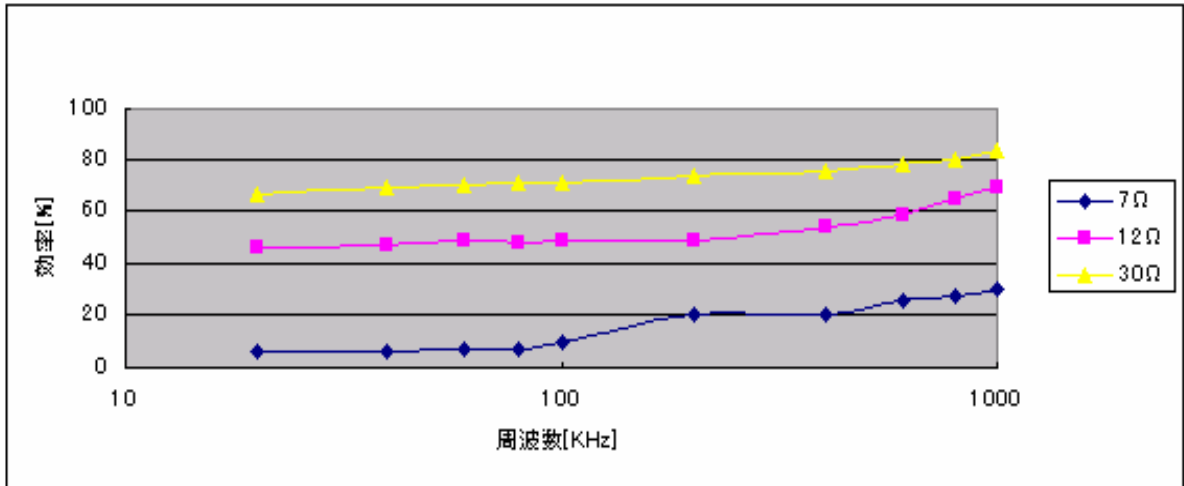
3.2 実験と検証

図 3.1 に示したフライバック型 DC/DC コンバータは図 2.7 に示したフィルム型変圧器を実装した。図 3.2 は出力 1[W]一定、入力 5[V], duty50%, 二次抵抗は 7 , 12 , 30 , 40 , 50 の純抵抗負荷に変化させた時の効率対周波数特性を示す。図 3.3 は試供フィルム型変圧器を用いたときの効率対出力特性を示す。図 3.4 は効率 72%を与える周波数 $f = 200$ [kHz], 二次電圧 10[V], 二次出力 1[W]の時の POWER MOS FET のドレーン・ソース間の電圧, ゲート・ソース間の電圧, ダイオードの端子間電圧, 二次抵抗の端子電圧を示す。また、導体パターンを有するフィルム型変圧器を試作した DC/DC コンバータへ実装して実験を行った。なお、測定回路の一次側電圧は $V_1 = 5$ [V]とし、POWER MOS FET のドレーン・ソース間に $C = 750$ [pF]のコンデンサを用いた。

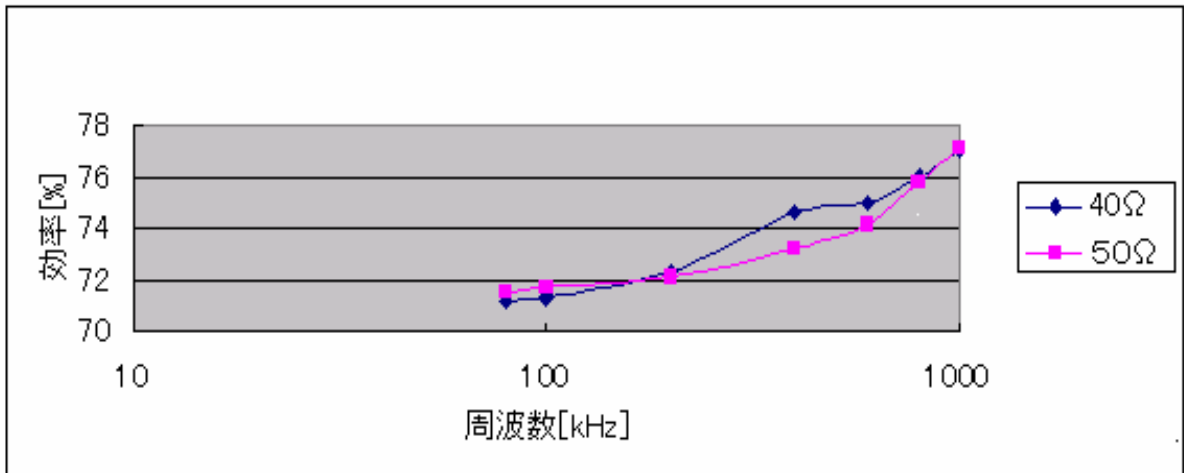
ただし、効率は、

$$\eta = (V_2^2 / R_L) / \{ V_1 (f \int_0^{1/f} i_1 dt) \} \quad (3.1)$$

によって求めた。



(a)



(b)

図 3.2 純抵抗負荷時の効率対周波数特性

図 3.2 より周波数と抵抗値が高くなるほど効率が高くなっている。(一次側電圧 5[V], duty50%, 1W 一定)

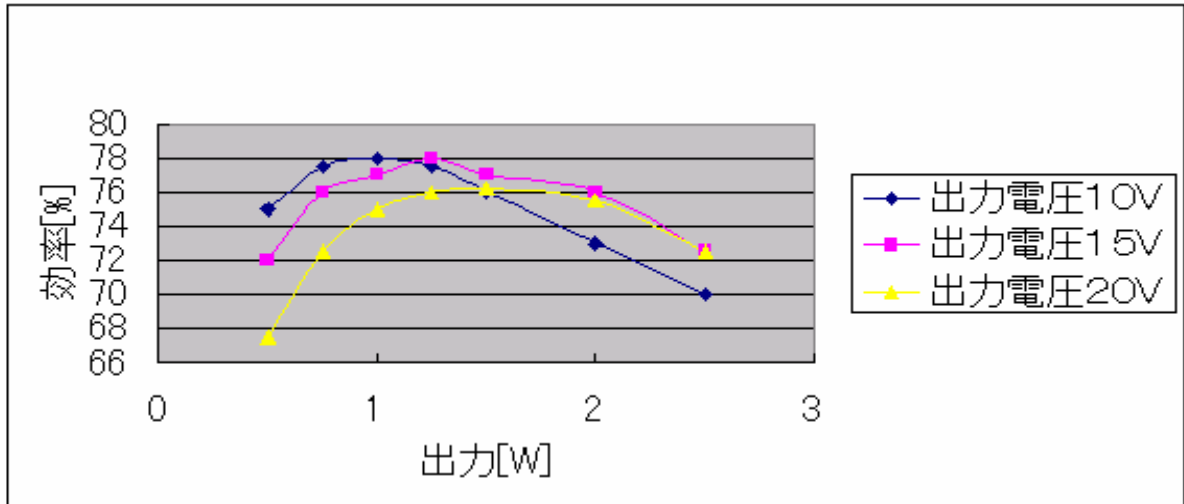


図 3.3 効率対出力特性

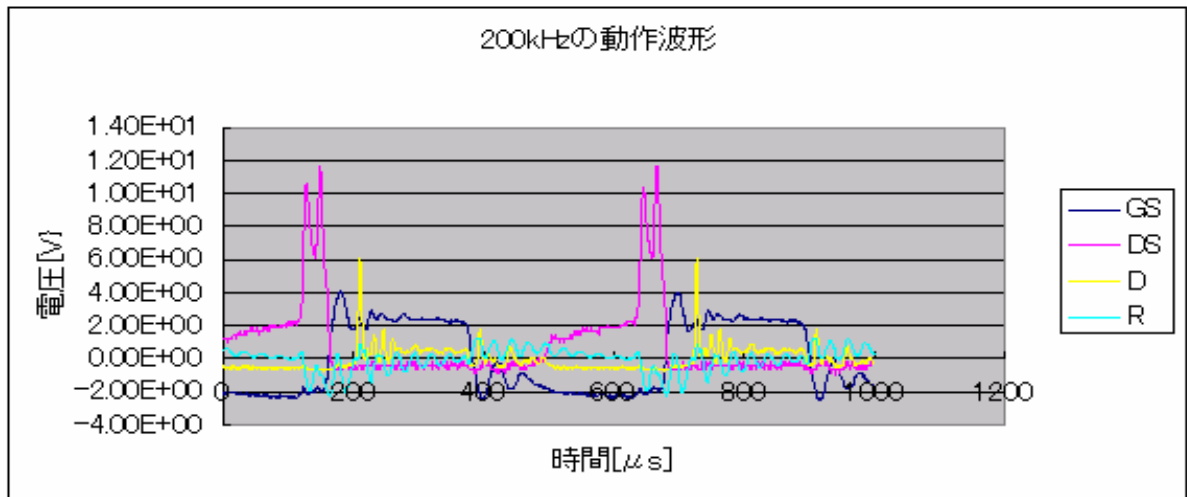


図 3.4 パワーMOS-FET のドレーン・ソース間の電圧波形

図 3.3 より出力電圧 15[V] のとき，1.2[W] 時が最大効率となり，比較的高効率動作は効率が最大になり，1[W] から 1.2[W] で付近になっている．図 3.4 よりかなり歪んだ波形が含まれていることが判る．

3.3 フェライトを用いたときの DC/DC コンバータ

2.2.3 の図 2.15 と同様に 2 枚のフェライトでフィルム型変圧器に挟んで純抵抗負荷時の効率対周波数特性を図 3.5 に示す。二枚のフェライトで挟むことによって、効率が多少向上していることが判る。

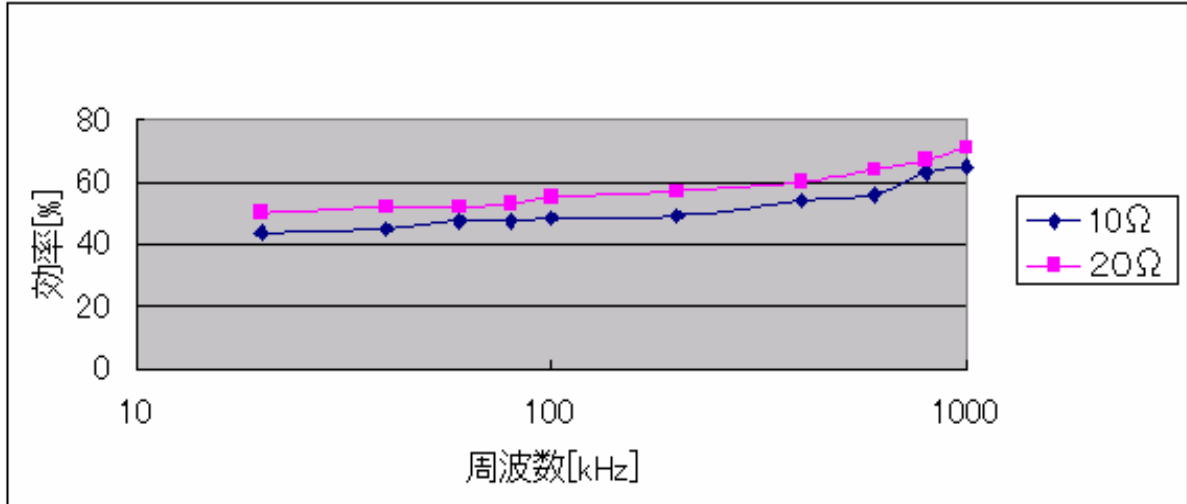


図 3.5 純抵抗負荷時の効率対周波数特性

図 3.5 より周波数と抵抗値が高くなるほど効率が高くなっていることが判る。(一次側電圧 5 [V], duty50%, 1W 一定)

3.4 フライバック型 DC/DC コンバータの過度解析

3.4.1 フライバック型 DC/DC コンバータの等価回路

図 3.6 に等価回路を示す。

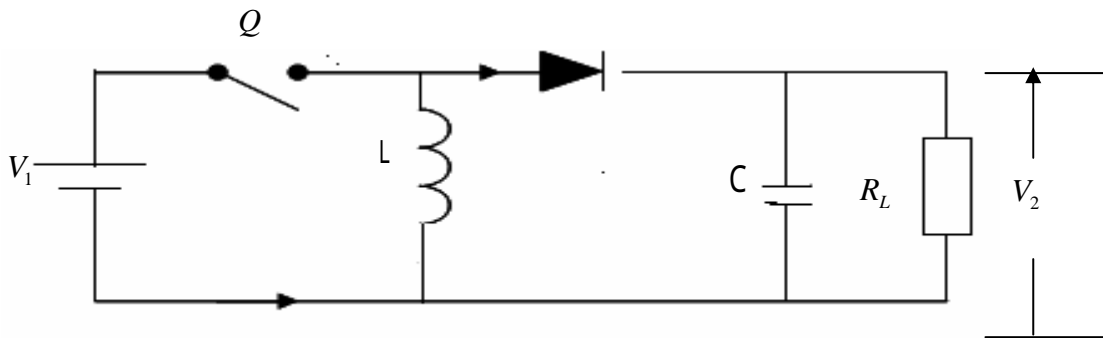


図 3.6 フライバック型 DC/DC コンバータの等価回路

3.4.2 近似過度解析

<a> 仮定：第一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、POWER 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) POWER MOS FET Q の接合間容量は無視できるものとし、理想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 POWER 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、無視することは第一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ものとする。

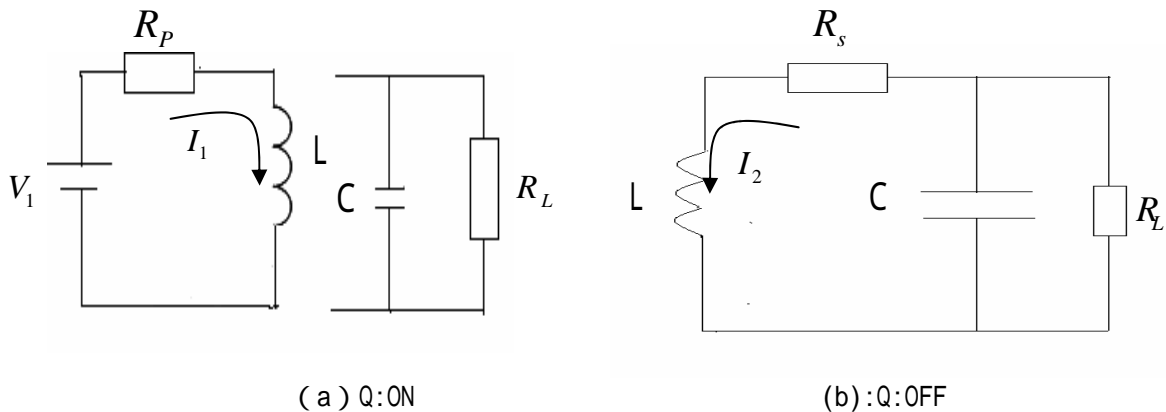


図 3.7 POWER MOS FET Q が(a)ON 期間，(b)OFF 期間の等価回路

 システム方程式

図 3.7 から次式が得られる。

[FET Q ON 期間]

$$\begin{aligned} V_1 &= R_p i_1 + L \frac{di_1}{dt} \\ 0 &= C \frac{dV_c}{dt} - \frac{V_c}{R_L} \end{aligned} \quad (3.2)$$

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の端子電圧である。

[FET Q OFF 期間]

$$\begin{aligned} L \frac{di_2}{dt} + V_c &= -R_s i_2 \\ i_2 &= \frac{V_c}{R_L} + C \frac{dV_c}{dt} \end{aligned} \quad (3.3)$$

ここで R_s は二次コイルの抵抗値を示す。

<c> 解析結果

本論文は式(3.2)と式(3.3)の状態方程式を用いて解析を行う。また、解析に設定した定数を表 3.1 に示す。フィルム型変圧器のインダクタンス L と内部抵抗はインピーダンスアナライザにより求めた値を用いる。

表 3.1 解析に用いるパラメータ

スイッチング周波数 f	350[kHz]
ON/OFF Duty	50 %
入力電圧 V_1	5[V]
負荷抵抗 R_L	100[]
平滑コンデンサ C	470[μ F]
変圧器一次側巻線抵抗 r_1	4[]
変圧器二次側巻線抵抗 r_2	4[]
インダクタンス L	45[μ H]

図 3.8 に解析結果を示す．(a)は一次電流，(b)は二次電流，(c)は端子電圧である．

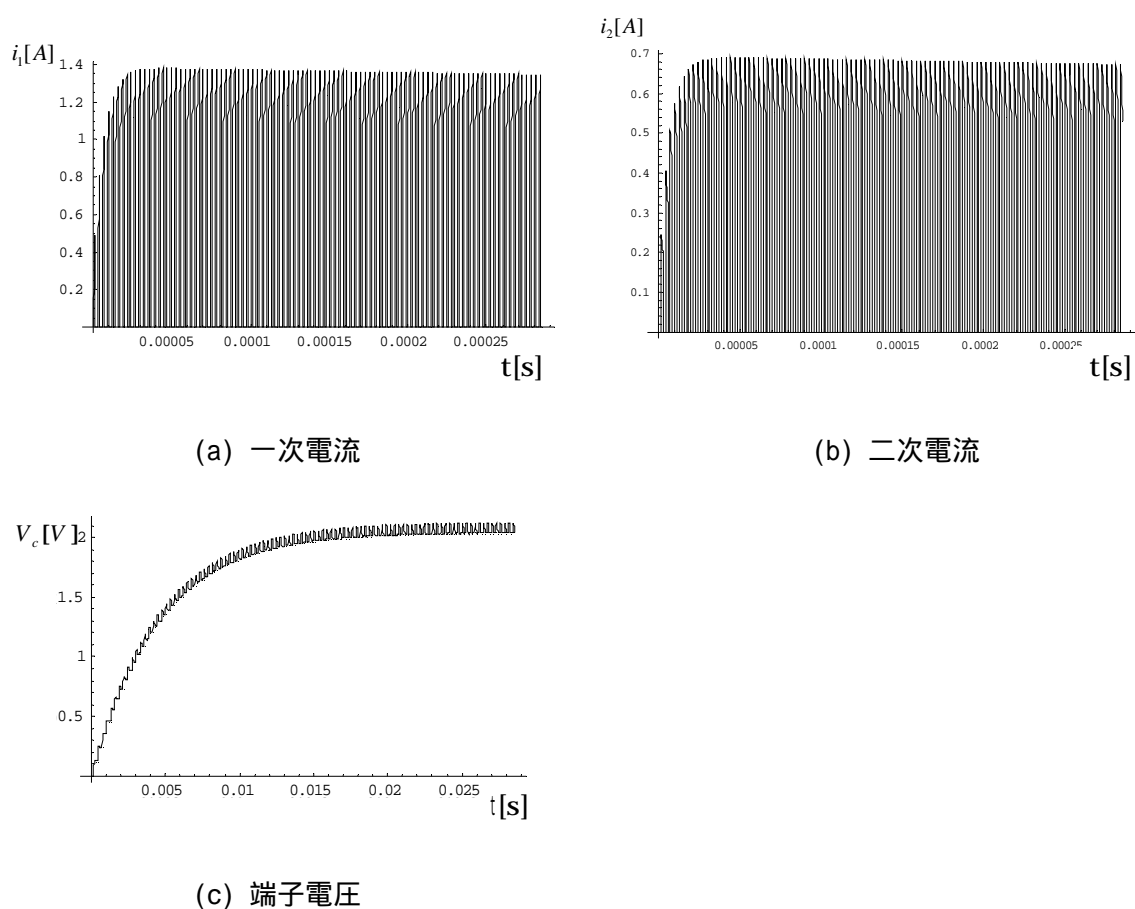


図 3.8 解析結果

一次・二次電流は POWER 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系全体としての過渡現象が存在することを意味する．一次・二次電流が増加したら，端子電圧も増加する傾向になっている．時間の経過と共に過渡状態から定常状態に近づくことが図 3.8 からわかる．

4 . フィルム型変圧器を用いた電源周辺磁界分布の可視化

4.1 磁界分布

4.1.1 誘起電圧値からの磁界の求め方

磁束 [Wb] , サーチコイルの巻き数を N とすると誘起電圧 $e[V]$ は

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (4.1)$$

と表せる .

磁束 [Wb] は B を磁束密度 [T] , S をサーチコイルの断面積 [m^2] とすると式 (2) のように書き換えられる .

$$\phi = BS \cos \omega t \quad (4.2)$$

式 (4.2) を式 (4.1) に代入すると

$$e = SN\omega \frac{dB}{dt} \sin \omega t \quad (4.3)$$

となる .

さらに , 式 (4.3) を積分するとサーチコイルに誘起する電圧から磁束は ,

$$\phi = NS\mu H \sin \omega t \quad (4.4)$$

となる . ただし , ω は角周波数 , μ は透磁率である . よって式 (4.4) より磁界 H の最大値は

$$H = \frac{\phi}{NS\mu} \quad (4.5)$$

となる [7] .

4.1.2 実験方法

発振器 , 増幅器 , フィルム型変圧器 , サーチコイル , オシロスコープを用いて , 21×21 点の X , Y , Z 方向の磁界を測定した .

表 4.1 と図 4.1 はそれぞれフィルム型変圧器とサーチコイルの諸定数と実験概要図である .

表 4.1 サーチコイルの定数

サーチコイルの半径 [mm]	4
巻き数	100
フィルム型変圧器の半径 [mm]	450
周波数 [kHz]	200
真空の透磁率 [H/m]	1.257×10^{-7}

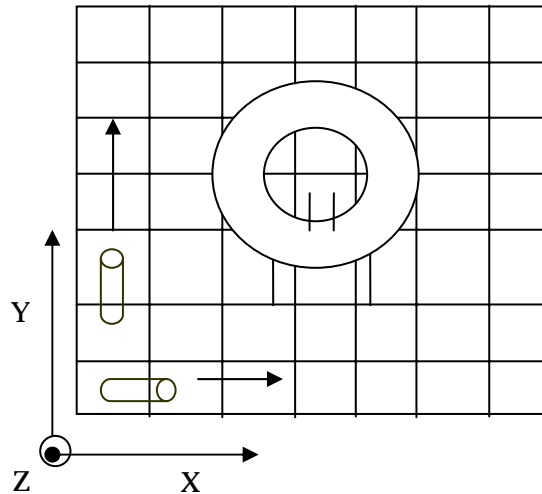


図 4.1 実験概要図

4.1.3 実験結果

図 4.2 は磁界分布を成分別に表示して有る . 図 4.2(a) , 図 4.3(a) は x 方向の磁界成分であり , 黒い部分が負の値 , 白い部分が正の値にそれぞれ対応する . 従って , 同図から磁界の x 成分は右方から左方へ向いていることを意味する . 図 4.2(b) , 図 4.3(b) は Y 方向の磁界成分であり , 同心軸状に配置したコイルの折り返し部分の磁界が小さな値となっている . これはコイルの折り返し方向が Y 軸方向と平行であることを意味する . 図 4.2(c) , 図 4.3(c) は Z 方向の磁界成分であるが , コイルの折り返し部分の影響が多少見られる . Y , Z 方向の磁界にフィルム型変圧器のコイル折り返し部分の影響が現れているにも拘わらず , 図 4.2(d) , 図 4.3(d) の合成磁界は , 電流が流れる円形面にほぼ均一に磁界が分布することを示す .

図 4.2 はフィルム型変圧器のみを使用した時の磁界分布 , 図 4.3 は DC/DC コンバータを構成したときのフィルム型変圧器から発生する磁界分布を示す .

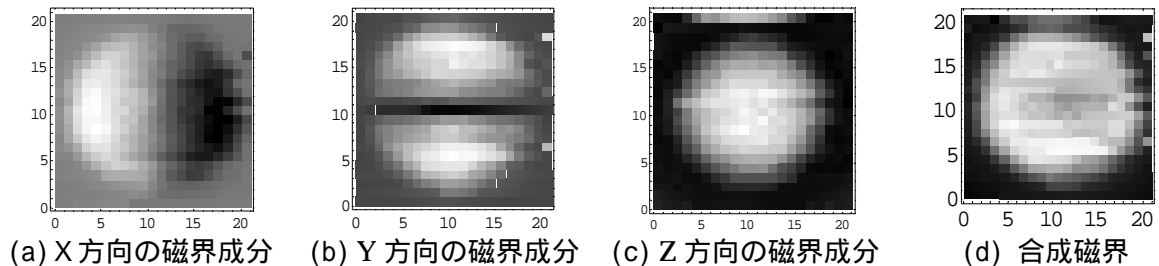


図 4.2 2次元画像の磁界分布

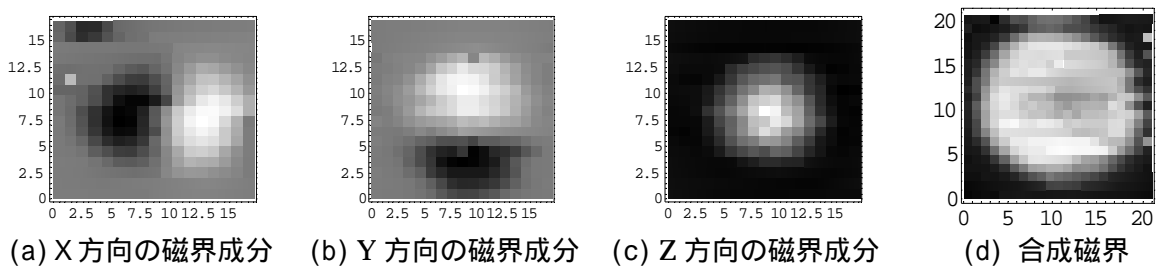


図 4.3 2次元画像の磁界分布

図 4.2 と比較すると図 4.3 はダイオードやトランジスタなどの負荷を付けた影響から磁界分布が異なることが判る。

4.2 フィルム型変圧器のベクトル分布

4.2.1 ヘルムホルツの定理

ヘルムホルツの定理によれば，式(4.6)より任意のベクトル F は回転成分と発散成分からなる．回転成分はベクトルポテンシャル V の回転演算，発散成分はスカラーポテンシャル ϕ の勾配演算によりそれぞれ与えられる．

$$\mathbf{F} = \nabla \times \mathbf{V} + \nabla \phi \quad (4.6)$$

図 4.4 Vector F の基準座標系

図 4.4 より任意のベクトル F に対する基準座標系とし，ベクトル F が回転成分 $F_V (= \nabla \times \mathbf{V})$ と発散成分 $F_S (= -\nabla \phi)$ に分解でき，この任意のベクトル F は

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{F}_V + \mathbf{F}_S \\ &= D_V \mathbf{V} + D_S \Phi \\ &= (D_V \quad D_S) \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \Phi \end{bmatrix} \\ &= A \mathbf{f} \end{aligned} \quad (4.7)$$

と書くことが出来る． D_V と D_S はそれぞれ離散化した回転演算と勾配演算子である．システム行列 A は横長の長方形行列になり，式(4.7)の解ベクトル \mathbf{f} は何らかの拘束条件を付加しなければならない．

本論文では解ベクトルのノルムが最小になる拘束条件で式(4.7)を解き，磁界ベクトルを発散成分と回転成分へ分解する．式(4.7)の最小ノルム解は式(4.8)で与えられる．

$$\mathbf{f} = A^T (A A^T)^{-1} \mathbf{F} \quad (4.8)$$

式(4.8)で得られる解ベクトル分布の 1 例を図 4.4 に示す．図 4.5 において，(a)，(b)，(c) はそれぞれ与えられたベクトル分布，ベクトルポテンシャルの紙面に垂直方向成分，スカラーポテンシャルである．

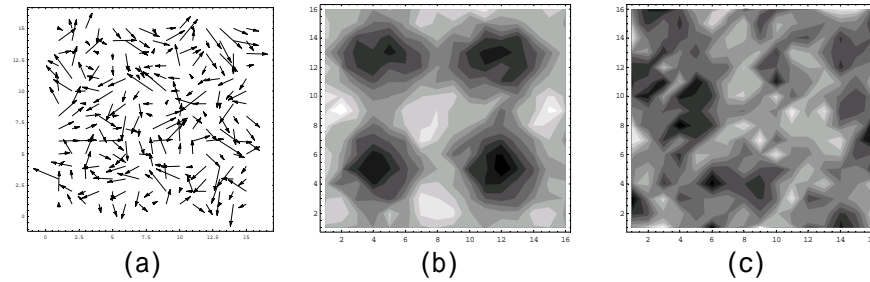


図 4.5 例 (a)ベクトル分布, (b) ベクトルポテンシャル分布(c) スカラーポテンシャル分布

図 4.6 (a)と(b)はそれぞれ図 4.5 (a)のベクトル分布の回転成分と発散成分であり, 両者の和は図 4.5 (a)の与えられたベクトル分布を厳密に再現する.

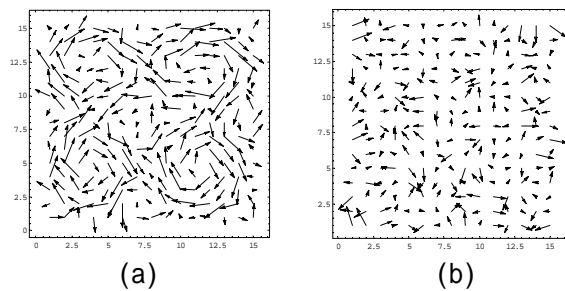


図 4.6(a) 回転成分 (b) 発散成分

図 4.2, 図 4.3 の磁界分布のデータを用いて, 図 4.7, 図 4.8 はヘルムホルツの定理よりベクトル分布を表現した. 前者は無負荷状態のフィルム型変圧器, 後者はフィルム型変圧器を用いた DC/DC コンバータ動作時である.

4.2.2 解析結果

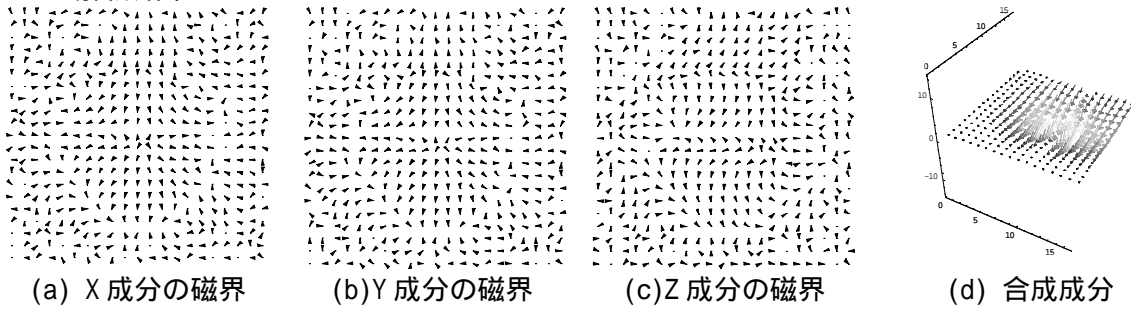


図 4.7 ベクトル分布

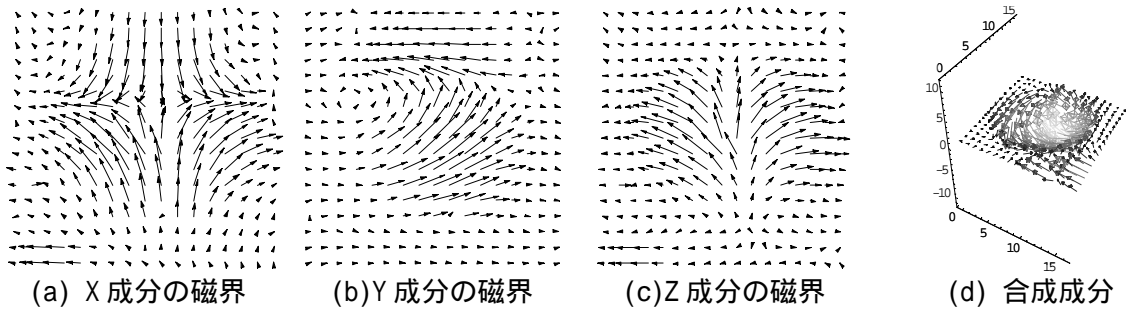


図 4.8 ベクトル分布

図 4.7 と図 4.8 において，Z 方向成分がフィルム型変圧器中の電流ベクトル分布に近く，同心円状に巻いた形で分布している．これは $\text{rot } H = J$ の関係式からも理解できる[4][5][10]．

図 4.9 は図 4.7 のベクトル分布をヘルムホルツの定理を用いて分解したベクトルポテンシャルとスカラーポテンシャル分布をそれぞれ示す．また，図 4.10 は図 4.8 をヘルムホルツの定理を用いて分解したそれぞれベクトルポテンシャルとスカラーポテンシャル分布である．前者は無負荷状態のフィルム型変圧器，後者は DC/DC コンバータ動作時である[9]．

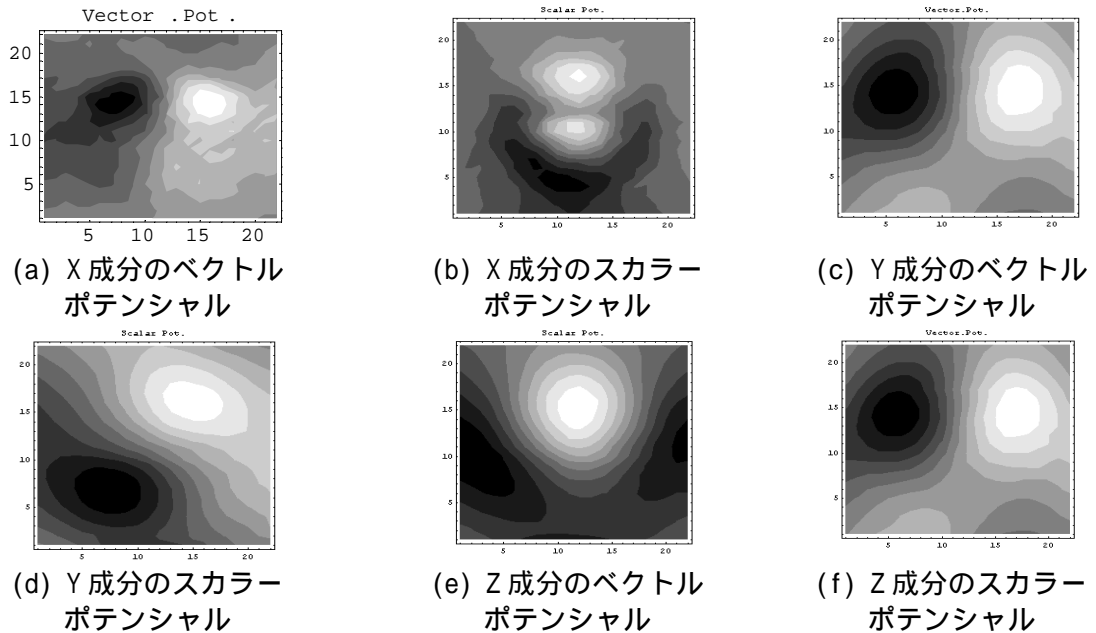


図 4.9 ベクトルポテンシャル分布と スカラーポテンシャル分布

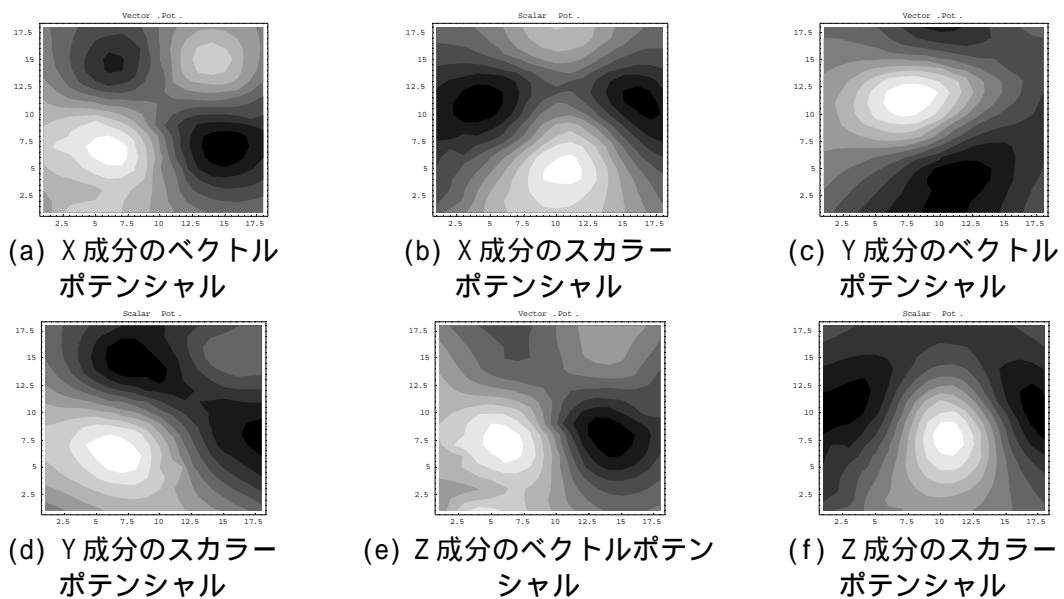


図 4.10 ベクトルポテンシャル分布と スカラーポテンシャル分布

図 4.11 は図 4.7 にヘルムホルツの定理を用いて、分解したベクトルポテンシャルとスカラーポテンシャルをそれぞれ示す。さらに、図 4.12 は図 4.8 をヘルムホルツの定理を用いて、分解したベクトルポテンシャルとスカラーポテンシャルをそれぞれ示す。前者は無負荷状態のフィルム型変圧器、後者は DC/DC コンバータ動作時である。

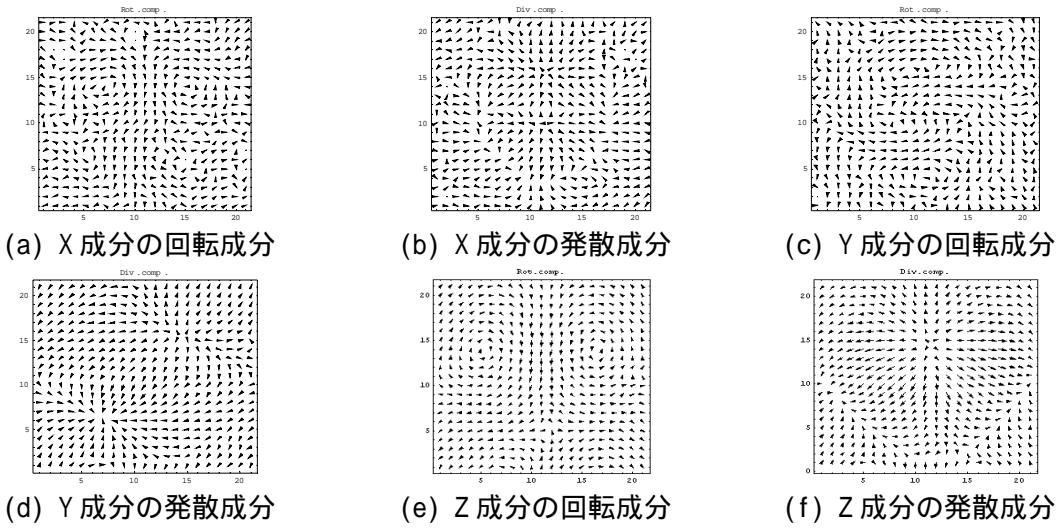


図 4.11 回転成分と発散成分

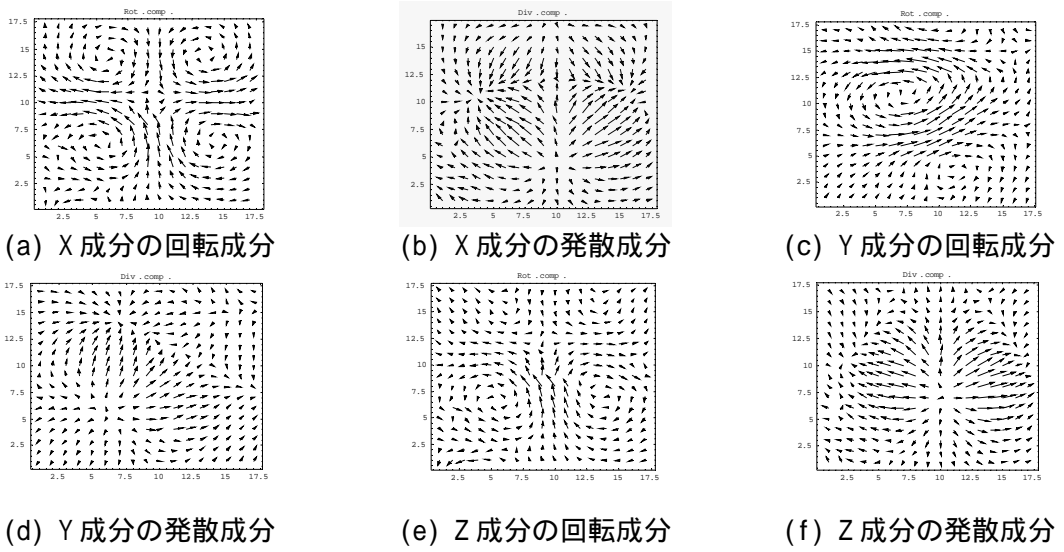


図 4.12 回転成分と発散成分

図 4.11 と図 4.12 の Z 成分の発散成分が元のベクトルに一致していることがわかる。フィルム型変圧器の構造的欠点である放射磁界の可視化を検討した。その結果、フィルム型変圧器中の放射磁界の分布は電流分布と対応することが判明した[14]。

5 . 電子機器の赤外線可視化画像診断

5.1 赤外線カメラ

赤外線カメラは、非接触の温度測定法として従来の接触式温度計にはなかった種の優れた特性を持っているため、特に電力設備の加熱監視炉，プラント設備の異常熱源検知，工場排水管理など保安・省エネルギーでの利用のほか，電気・電子機器，部品検査などにも有効に利用されている。

これら従来の利用法は対象物が持つ表面温度分布をそのままの状態にとらえるため対象物に温度差がないような場合には，赤外線カメラが有効に活用できず，利用範囲には自ら限界がある。しかし，近年の小型軽量電子機器は印刷技術でプリント基板を作製することから，発熱源である電力が薄膜面上に分布するため，赤外線カメラは回路の健全性を機器が動作中に直接監視可能と考えられる[6][8]。

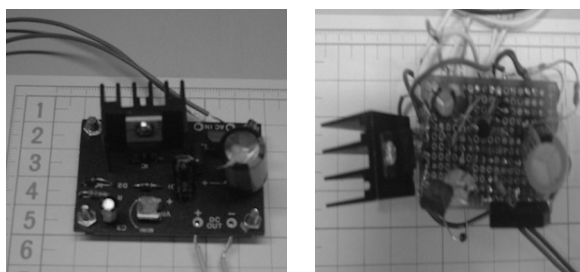
5.2 試供電子回路

小型軽量電子機器は必ず機器の動作に必要なエネルギーを供給する電源部門と信号が流れる回路からなる。電子機器の小型化で問題点は電源部門にあり，特に磁気エネルギーを蓄積する変圧器やリアクトルの小型化が難しい。変圧器やリアクトルの小型化を行う一方法は電源部の高周波化であり，高周波特性の良いアモルファス磁性体の普及とともにかなりの小型化が推進された。

本章では第2章に述べたフィルム型変圧器を用い，第3章に述べた試供電子回路を取り上げる。

5.3 試供 DC/DC コンバータ

図 5.1 に単相電源の整流回路を含めて試供した DC/DC コンバータの外観を示す。二台の DC/DC コンバータを試作した。一方は単純な図 5.1(a)に示す OP アンプを用いた電圧可変型コンバータであり，他方はフライバック型コンバータである。



(a) Test Circuit A (b) Test Circuit B

図 5.1 試供コンバータ

5.4 実験

図 5.2 に赤外線画像の撮影法を示す。実験手順は以下の通りである。

- (1) 検査位置の確認：試験回路と赤外線カメラの位置を確認する。
- (2) 電源投入：試験回路に電流を通電し，一定時間流す。
- (3) 熱画像の記録：電源を OFF にし，一定時間経過後に回路表面の温度分布を赤外線カメラで記録する。
- (4) 評価試験回路の健全性は回路が駆動した後の余熱分布評価で行う。これは試験回路を駆動する電源回路の発熱が試供回路に与える影響を避けるためである。

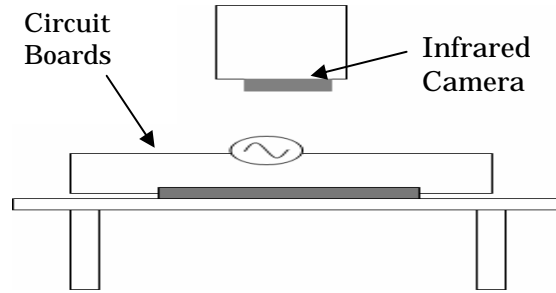
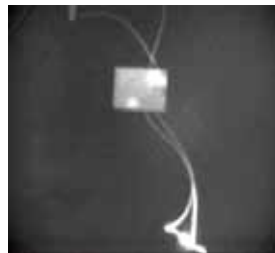


図 5.2 実験構成図

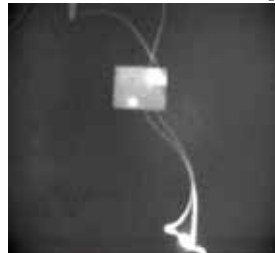
5.5 実験結果

図 5.3 は DC/DC コンバータへ抵抗負荷を付けて温度が飽和点に達するまで駆動し，駆動停止の 5 秒後に撮影した赤外線画像である．図 5.3(a) 試供コンバータ A が正常に運転した場合の画像である．図 5.3(b) は試供コンバータ B が正常に運転した場合の画像である．どの画像も純負荷抵抗で熱として消費されるエネルギーとスイッチング損失を伴う POWER MOS FET に熱が集中していることがわかる．図 5.3(c) は試供コンバータ C が無負荷運転した画像である．負荷抵抗が無限大であるため，コンバータ内の電流は無効電流であり，熱損失はスイッチングが存在する POWER MOS FET に集中する．

ここで，採用した赤外線カメラは自動ゲイン制御装置が OFF にできないため，赤外線画像は常にコントラストが最大となることに注意をする．すなわち，本赤外線カメラから得られる熱画像は画像毎に独立したコントラストである．



(a) Converter A at t=5[sec]



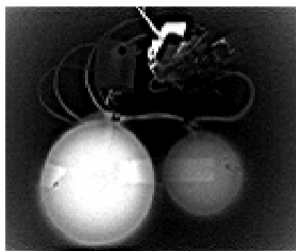
(b) Converter B at t=5[sec]



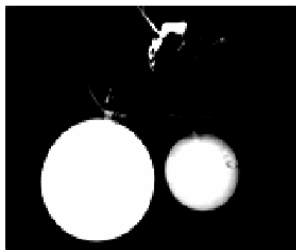
(c) Converter C at t=5[sec]

図 5.3 POWER MOS FET に電流を流した時の熱画像

図 5.4 は DC/DC コンバータで磁気エネルギーを蓄積するフィルム型変圧器部分を強調して撮った赤外線画像である。図 5.4(a)はコンバータ D が正常に動作した後の 5 秒後の画像であり，エネルギーの大部分が Power MOS FET のスイッチング損失となることがわかる。特にフィルム型変圧器の励磁電流損失は小さいことがわかる。図 5.4(b)はコンバータ E の Power MOS FET のスイッチングが失敗し，ON 動作のままになった結果，フィルム型変圧器の一次側コイルがオーバーヒートした状態である。



(a) Converter D t=5[sec]



(b) Converter E t=5[sec] image

図 5.4 DC/DC コンバータ動作時のフィルム変圧器の熱画像

本章ではフィルム型変圧器を用いた DC/DC コンバータ及び電源回路の熱分布の可視化を検討した。その結果，フィルム型変圧器における励磁電流損失は少なく，スイッチング電源の根源的問題である Power MOS FET のスイッチング損失がコンバータの効率を決定することが確認された。

また，コンバータが異常動作になった場合，明確に熱分布が異なり，容易に故障診断が可能となることが判明した。

6. まとめ

本論文では電源装置の小型・軽量フィルム型変圧器を使って実現する第一段階として、電磁界分布や熱分布について述べた。

第2章では電気電子機器の小型・軽量化を目的として、磁性材料を全く用いない高周波新方式変圧器を提案し、この変圧器の特性は電流の表皮効果にあることを明らかにした。また、変圧器の接続方法によって周波数特性が異なることを示した。フェライトを用いて実験を行った結果、漏れ磁束を抑えることによって効率向上が確認された。

第3章では高周波新方式変圧器をDC/DCコンバータへ実装し、実験的に純抵抗負荷時の効率対周波数特性を吟味し、さらに過度解析を行った。試作高周波新方式変圧器にとって効率70%、出力1Wのコンバータが最適であることが判明した。

第4章では高周波新方式変圧器を高周波で動作させるので放射電磁界問題について吟味した。放射電磁界の対策として、複数の高周波新方式変圧器が生ずる磁界を互いに打ち消すように配置をする設計の基本方針が判明した。

第5章ではDC/DCコンバータの熱分布の可視化を検討し、正常動作時と故障動作時の熱分布がそれぞれ異なることを明らかにした。正常動作時の場合でも電源回路でPower MOS FETが一番高温になり、他の素子もやや熱く傾向が観察された。このため、トランジスタやPower MOS FETが動作しているときの温度が高温にならないように設計することが今後の課題になる。

以上の結果から、従来の変圧器とは全く異なった原理に基づく、高周波新方式変圧器の電源装置への適用可能性が見えきた。

参考文献

- [1] 緑川洋一,「小型・軽量磁気素子の開発とそのスイッチング電源への応用に関する研究」,1998年度法政大学博士論文
- [2]小川達成,「ツイストコイル型空心変圧器とそのDC/DCコンバータへの応用」1993年度法政大学修士論文
- [3]緑川洋一:高周波薄型変圧器とその応用に関する研究,1994年度法政大学修士論文
- [4]増田則夫,緑川洋一,斉藤兆古,遠矢弘和:電子回路基板の電流分布推定に関する研究,電気学会マグネティックス研究会資料,MAG-97-128,1997.7,pp 13-18.
- [5]T.Doï, and et al: “ Current Distribution Analysis on Printed Circuit Board, ” INVERSE PROBLEMS INENGINEERING MECHANICS (M.Tanaka ,G.S.Dulikravich, Eds Elsevier), pp.495-501, (Mar.1998)
- [6] 河村憲作,早野誠治,斉藤兆古,堀井清之:「赤外線画像から熱伝導率の推定」,第32回可視化情報シンポジウム公演論文,2004 vol.24 Suppl.No.1 p219-p226
- [7] 白田優,早野誠治,斉藤兆古,堀井清之:「フィルムトランスを用いたスイッチング電源周辺磁界分布の可視化」,第32回可視化情報シンポジウム公演論文,2004 vol.24 Suppl.No.1 p259-p262
- [8] 白田優,早野誠治,斉藤兆古,堀井清之:「電子回路基盤の赤外線可視化画像モーダルウェーブレット解析」,第33回可視化情報シンポジウム公演論文,2005 vol.25 Suppl.No.1 p157-p160
- [9] 白田優,早野誠治,斎藤兆古:「フィルムトランスを用いた電源周辺磁界分布の可視化」,法政大学計算科学研究センター研究報告,第18巻,2005年 p113-117
- [10] 土井 達也,「電磁界逆問題解析とその応用に関する研究」,1997年度法政大学博士論文
- [11] 戸川 治朗,「実用電源回路設計ハンドブック」,CQ出版社
- [12] 宮崎淳,「有限要素法による高周波磁気装置の解析」,1990年度法政大学修士論文
- [13] 小林宣之,「Mn-Zn系フェライトを含む系の特性解析に関する研究」,1998年法政大学修士論文
- [14] 齋藤 兆古,「ウェーブレット変換の基礎と応用」,朝倉書店

付録

1. フォワード型 DC/DC コンバータの過渡解析

1.1 原理

フライバック型コンバータは出力変圧器の一次側と二次側の巻線特性が逆で、スイッチング・トランジスタが OFF している時に、変圧器に蓄えられたエネルギーを放出するという方式である。しかし、フォワード型コンバータは出力変圧器が一次側と二次側で同じ極性で接続され、スイッチング・トランジスタが ON している期間に、出力側へ電力を伝達する。

また、二次側の整流回路はチョーク・インプット型の平均値整流方式を採用する。フォワード型コンバータは小さな電力のものにはまれに自励式も用いるが、効率の関係から大半は他励式が使われる。

2.2 動作原理

動作を簡単にするため、まず二次回路の動作から考える。図 1 に基本回路を示す。

(a) Tr1 が ON の場合

トランジスタ Tr1 が ON すると、入力電圧が変圧器の一次側巻線に印加され、図 1 から I_1 が流れる。すると二次側巻線には、

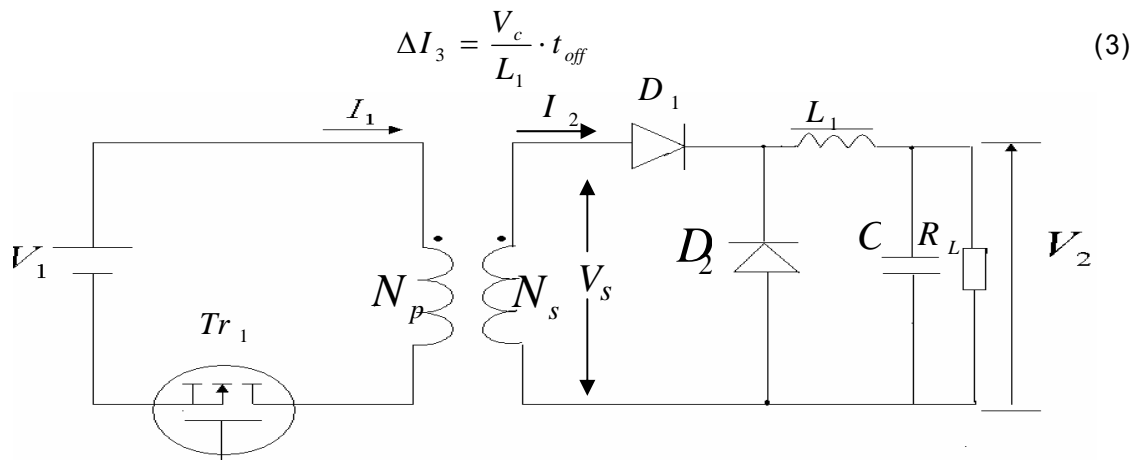
$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_1 \quad (1)$$

の電圧が誘起される。そして、ダイオード D_1 を正方向にバイアスさせるので、電流 I_2 は D_1 、 L_1 、 C の経路で流れる。

$$\Delta I_2 = \frac{V_s - V_c}{L_1} \cdot t_{on} \quad (2)$$

(b) Tr1 が OFF の場合

一次側からの電力の伝達がなくなり、チョーク・コイル L に逆起電力が発生する。また、チョーク・コイルに流れる電流は不連続な波形なので、 I_2 から I_3 のように流れる。この経路は L_1 、 C 、 D_2 を流れ続ける。



2.3 近似過渡解析

図 2 から ON 期間の微分方程式が得られる .

$$E = r_1 i_1 + L \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right) \quad (4)$$

$$L \left(\frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) + r_2 i_2 + L_1 \frac{di_2}{dt} + V_c = 0 \quad (5)$$

$$i_2 = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R_L} \quad (6)$$

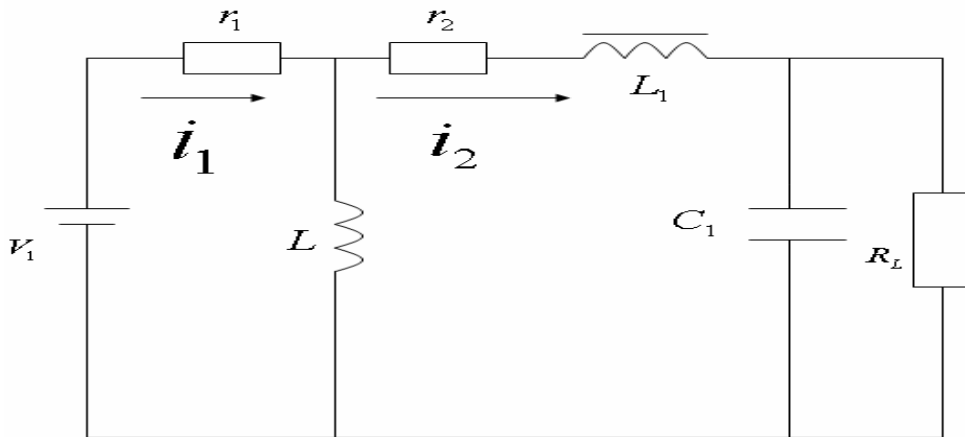


図 2 Q : ON 期間の等価回路

図 3 から OFF 期間の微分方程式が得られる .

$$L \frac{di_3}{dt} + V_c = 0 \quad (7)$$

$$i_3 = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R_L} \quad (8)$$

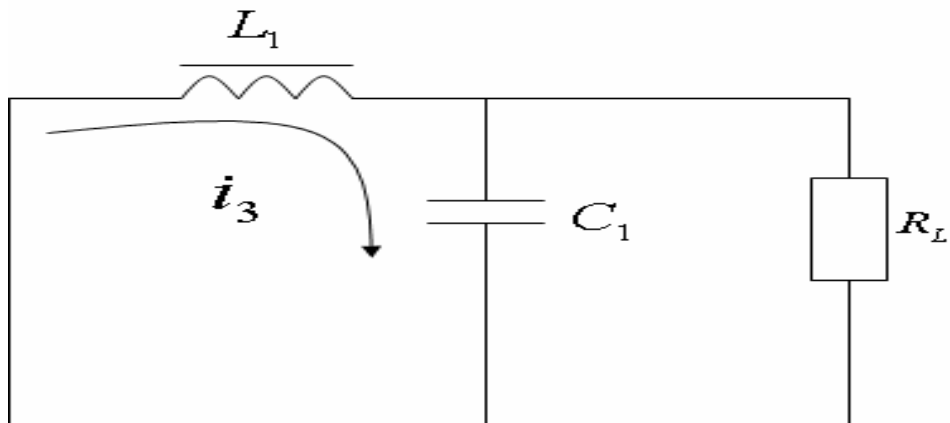


図 3 Q : OFF 期間の等価回路

ただし、仮定はフライバック型と同じとする。(第3章参照)

2.4 解析結果

諸定数 A (コア型変圧器)

表1 コア型変圧器の諸定数

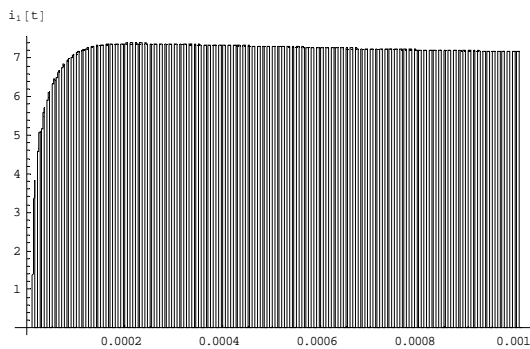
インダクタンス L_1	183[μ H]
インダクタンス L	5[mH]
入力電圧 V_1	20[V]
負荷抵抗 R_L	50[]
コンデンサ C	2200[μ F]
周波数 f	100[kHz]
変圧器の内部抵抗 r	1[]

諸定数 B (フィルム変圧器)

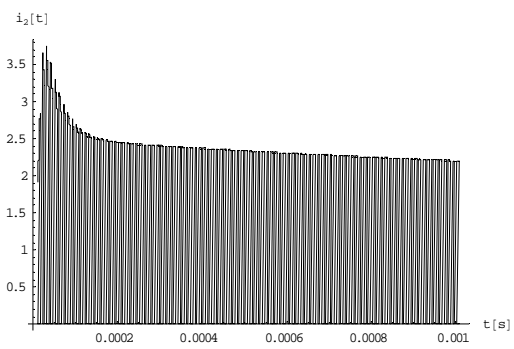
表2 フィルム型変圧器の諸定数

インダクタンス L_1	50[μ H]
インダクタンス L	90[μ H]
入力電圧 V_1	10[V]
負荷抵抗 R_L	100[]
コンデンサ C	470[μ F]
周波数 f	100[kHz]
変圧器の内部抵抗 r	4[]

ただし、磁束密度や磁束密度の時間微分などの関数であるが、ここでは簡単のためそれらを一定値とする。図4に諸定数 A のシミュレーションの結果を示す。(a)は一次電流、(b)は二次電流、(c)は三次電流、(d)は端子電圧である。



(a) 一次電流 I_1 [A]



(b) 二次電流 I_2 [A]

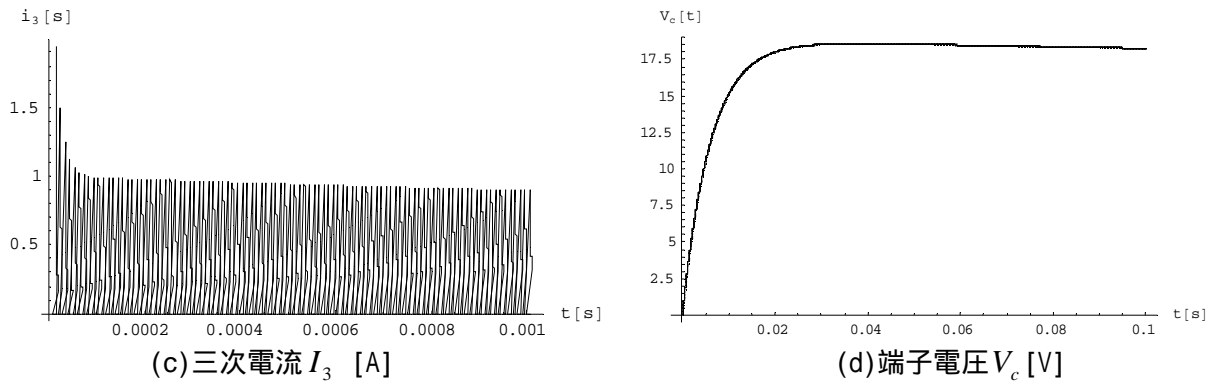


図4 諸定数 A のシミュレーションの結果

図5 に諸定数 B のシミュレーションの結果を示す . (a) は一次電流 , (b) は二次電流 , (c) は三次電流 , (d) は端子電圧である .

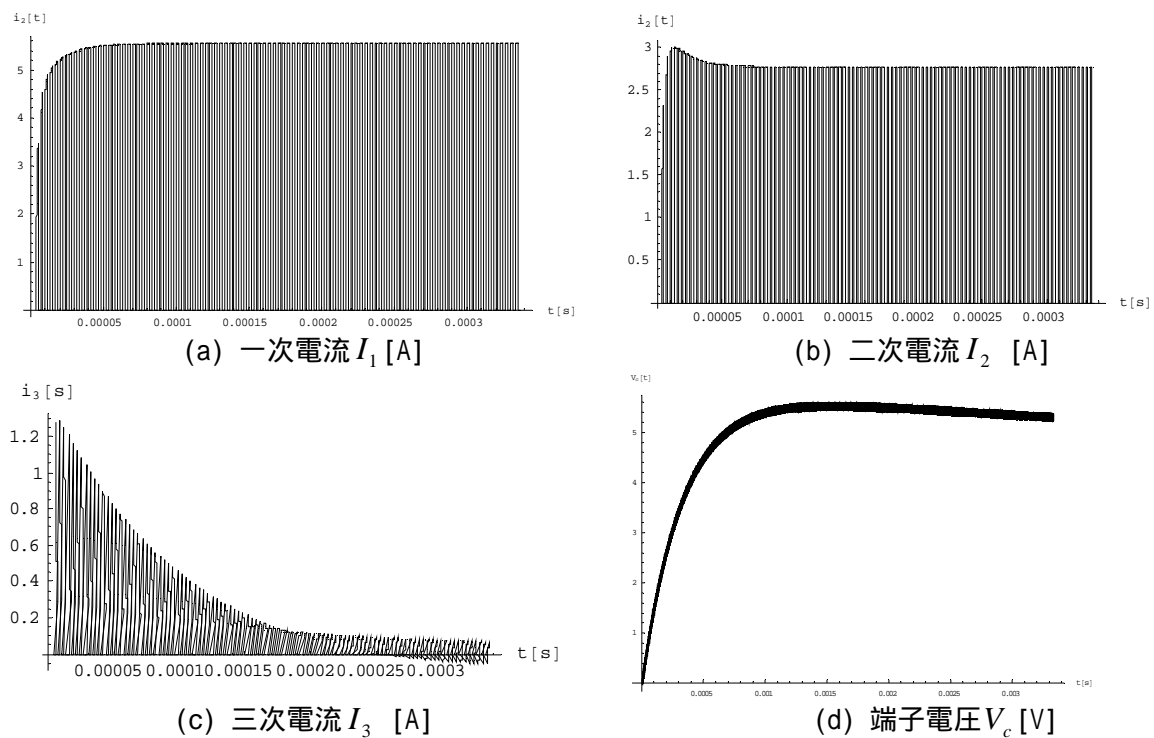


図5 諸定数 B のシミュレーションの結果

図4 (a) , 図5 (a) はフライバック型 DC/DC コンバータに流れる一次電流と同じ傾向になる [第3章参照] . 図4 (b) , 図5 (b) より起動時にオーバーシュートが発生していることが判る . 図4 (c) , 図5 (c) より変圧器のインダクタンスの値が低くなるほど OFF に流れる I_3 が流れにくい傾向が判る . 図4 (d) , 図5 (d) に示した端子電圧 V_c の波形より , 二次電流が不平衡になっても端子電圧が一定に保たれていることが判る [11][13] .

謝辞

本論分は、筆者が法政大学工学部4年より法政大学工学研究科電気専攻修士課程在学中に法政大学工学部システムデザイン工学科教授齋藤兆古博士の指導の下で行った研究をまとめたものである。

齋藤兆古先生には本研究の全般のみならず公私にわたり、終始絶大なるご指導、ご支援を賜りました。心より感謝致します。

法政大学工学部情報電気電子工学科教授早野誠治博士には、公私にわたり貴重な御助言、有益なご教示を賜りました。ここに、心より感謝致します。

白百合女子大学の堀井清之博士には貴重な御助言をいただきました。ここに、心より感謝致します。

齋藤兆古研究室、早野誠治研究室の皆様にも心より感謝いたします。

最後に、温かく見守っていただいたご家族に感謝致します。

2006年3月

白田 優