

信州大学審査学位論文

スイッチング電源のデジタル制御化と
低透磁率低鉄損トランスを用いた
擬似共振型フライバック DC-DC コンバータ
に関する研究

2018 年 3 月

佐藤 紘介

目次

第1章 序 論.....	1
1.1 研究背景	2
1.1.1 パワーエレクトロニクス技術.....	2
1.1.2 スイッチング電源.....	4
1.2 本論文で対象とした分野の現状と課題.....	6
1.2.1 スイッチング電源のデジタル制御化.....	6
1.2.2 磁気デバイスの課題と改善の取り組み.....	10
1.2.2.1 現状の課題.....	10
1.2.2.2 鉄系メタルコンポジット材料	11
1.3 研究の目的と本論文の構成	13
第2章 デジタル制御 DC-DC コンバータの過渡応答特性改善	15
2.1 緒言	16
2.2 フィードフォワード方式	18
2.3 非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの状態方程式	22
2.4 非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの試作	24
2.4.1 試作した非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの仕様.....	24
2.4.2 フィードバック制御器の設計.....	26
2.5 定常状態における入出力電圧，出力電流およびオン時間の関係式を用いた フィードフォワード補償器の設計と適用実験.....	27
2.5.1 フィードフォワード補償器の設計.....	27
2.5.2 フィードフォワード補償器の差分方程式の導出.....	28
2.5.3 実験結果.....	29
2.5.3.1 レギュレーション特性	29
2.5.3.2 過渡応答特性.....	30
＜負荷急変＞	30
＜入力急変＞	32
2.6 DC-DC コンバータの状態方程式を用いた フィードフォワード補償器の設計と適用実験.....	34

目次

2.6.1	フィードフォワード補償器の設計.....	34
2.6.2	フィードフォワード補償器の効果の検討.....	34
2.6.3	フィードフォワード補償器の差分方程式の導出.....	36
2.6.4	実験結果.....	37
2.6.4.1	レギュレーション特性	37
2.6.4.2	過渡応答特性.....	37
	＜負荷急変＞	37
	＜入力急変＞	38
2.7	考察	38
2.8	結言	42
 第3章 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの開発と フライバックコンバータでの特性評価		
3.1	緒言	46
3.2	表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料.....	47
3.2.1	概要.....	47
3.2.2	表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料の作製方法.....	50
3.3	表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料の電磁気特性.....	51
3.3.1	静磁化特性.....	51
3.3.2	比透磁率.....	52
3.3.3	比誘電率.....	53
3.3.4	電気抵抗率.....	54
3.4	トランスの試作と PWM 制御フライバックコンバータへの適用	54
3.4.1	トランスの試作.....	54
3.4.1.1	トランスの構造	54
	＜トロイダル磁心＞	55
	＜EE 型磁心＞	55
	＜巻線埋め込み型磁心＞	56
	＜インダクタンス係数の比較と構造の決定＞	57
3.4.1.2	巻線レイアウト	58

目次

3.4.1.3 トランスの作製方法	61
3.4.2 電磁界シミュレーション	62
3.4.3 試作トランスの電气的特性	64
3.4.3.1 電气的特性	64
3.4.3.2 巻線導体の磁心厚さ方向に対する位置ずれの影響	66
3.4.3.3 寄生容量	70
3.4.4 PWM 制御フライバックコンバータへの応用	73
3.4.4.1 評価に用いたフライバックコンバータ回路	73
3.4.4.2 評価結果と考察	74
3.5 PFM 制御擬似共振型フライバックコンバータ用トランスの試作とコンバータ評価	80
3.5.1 擬似共振型フライバックコンバータの動作	80
3.5.2 トランスの試作	81
3.5.2.1 トランスの構造	81
3.5.2.2 巻線レイアウト	83
3.5.3 特性シミュレーション	84
3.5.4 シミュレーション結果	86
3.5.4.1 負荷特性	86
3.5.4.2 電力損失	87
3.5.4.3 磁束密度分布	90
3.5.4.4 電力効率	92
3.5.5 試作したトランスの電气的特性	93
3.5.6 擬似共振型フライバックコンバータへの応用	95
3.5.6.1 評価に用いたフライバックコンバータ回路	95
3.5.6.2 評価結果と考察	96
3.6 結言	98
第4章 総括	101
4.1 本研究で得られた成果	102
4.2 今後の展望	106
参考文献	109

目次

研究業績.....	117
謝 辞.....	121

※両面印刷時に章扉が奇数ページとなるように，章末に空白ページが入ることがある．

第1章 序 論

第1章 序 論

1.1 研究背景

1.1.1 パワーエレクトロニクス技術

電気エネルギーの効率的な運用の重要性が増している。パワーエレクトロニクス技術は、電気エネルギーを効率よく利用するための手段として必須の技術であり、家電・民生システム、モータドライブなど産業用システム、HEV/EV などの車載システム、電気鉄道などの公共交通システム、太陽光/風力発電等の再生可能エネルギーシステムなど適用範囲は非常に幅広く、ますます重要性が高まっている。2030 年には、アメリカ合衆国で消費される電気エネルギーの約 80%がパワーエレクトロニクス機器を通じて消費されるという報告もある [1]。

近年では、パワーエレクトロニクス機器の機能・性能を飛躍的に向上させる切り札として、次世代パワー半導体デバイスである GaN/SiC パワー半導体デバイスが注目されている [2] [3]。図 1-1 にパワー半導体の動作周波数と電力容量の関係を示す。従来の Si パワー半導体と比較し、高耐圧・低オン抵抗・高速スイッチング動作可能・高温動作可能といった特長を有し、これまで Si パワー半導体では難しかった領域への適用が可能となるとされる。最近では Ga₂O₃ も注目されており、SBD (Schottky Barrier Diode) によるスイッチング特性評価の結果、試作レベルでありながら SiC ダイオードの量産品と同等以上の特性が得られたことが報告されている [4]。

パワーエレクトロニクスに関する主な技術分野を図 1-2 に示す [5]。図 1-2 に示したように、パワーデバイス、受動部品、回路トポロジー、制御器など様々な技術の組み合わせで構成される。近年では、前述の GaN/SiC パワー半導体デバイスの実用化が、他の分野の技術開発に大きな影響を与えている。

例えば、高速スイッチング動作可能という特長から、スイッチング周波数は数 MHz～数十 MHz に高周波化すると予想されている。それに伴い、インダクタやキャパシタなどの受動部品にも高周波動作が求められるようになる。また、高耐圧である特長も相まって、Si パワー半導体デバイスと比較してスイッチング動作時の dV/dt , dI/dt が大きくなるため、EMI (Electromagnetic Interference; 電磁干渉) が問題となる [6] [7]。ダイオードでは、リカ

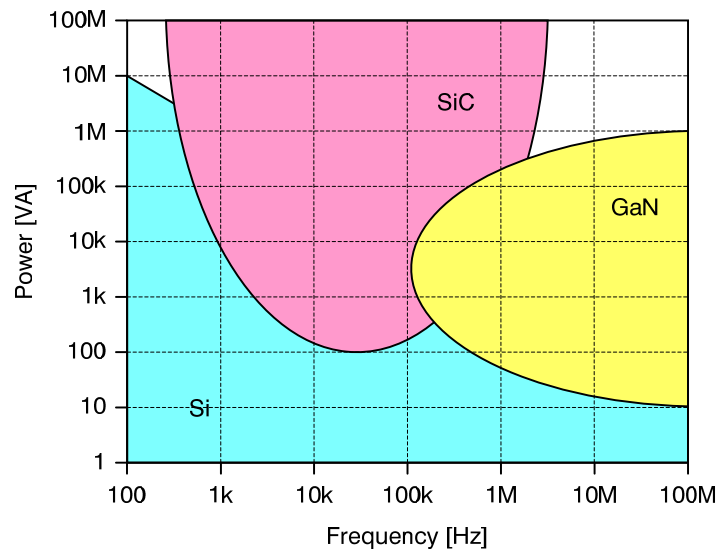


図 1-1 Si / GaN / SiC パワー半導体デバイスのすみわけ

バリ電流が小さく、リカバリ時間が短くなるという特徴から、高周波帯において発生するノイズの分布が変化するという報告がある [8] [9]. その対策のための受動部品であるノイズフィルタの阻止帯域の広帯域化および高周波化の開発も行われている [10] - [12]. 他にも、GaN/SiC パワー半導体デバイスの特長を最大限に活かすための回路トポロジーおよびその制御方法などの開発が行われている [13]. 回路トポロジーは、ソフトスイッチング動作可能で、高効率化と低ノイズ化に有利な共振方式を応用したものが主になるとの報告がある [14]. 制御方式は、近年の汎用デジタル制御器の高機能・高性能化はもとより、パワーエレクトロニクス機器制御専用と称するデジタル制御器も普及してきており、デジタル制御の適用によって、これまでアナログ制御では難しかった動作が実現されていくものと考えられる.

高温動作が可能である特長は、パワーエレクトロニクス機器の熱設計の重要性を高める. パワー半導体素子そのものは高温動作可能で、これまでより冷却機能の簡素化が可能となっても、素子パッケージ材料や周辺部品・基板は、高温動作が保証されていないものもある. そのため、これらの高温動作対応として耐熱化・高熱伝導化、部品配置や筐体設計の最適化等の研究が行われている [15] - [17]. 多くの場合、熱対策と EMI 対策はトレードオフであるとされる. これは放熱性能を上げるために筐体に通風孔を開けると、そこから電磁波ノイズが放出されるため EMI 性能が低下し、逆に電磁波ノイズ抑制のため筐体を密閉すると熱がこもり、機器内温度が上昇してしまうためである. これまでは、EMI 対策が

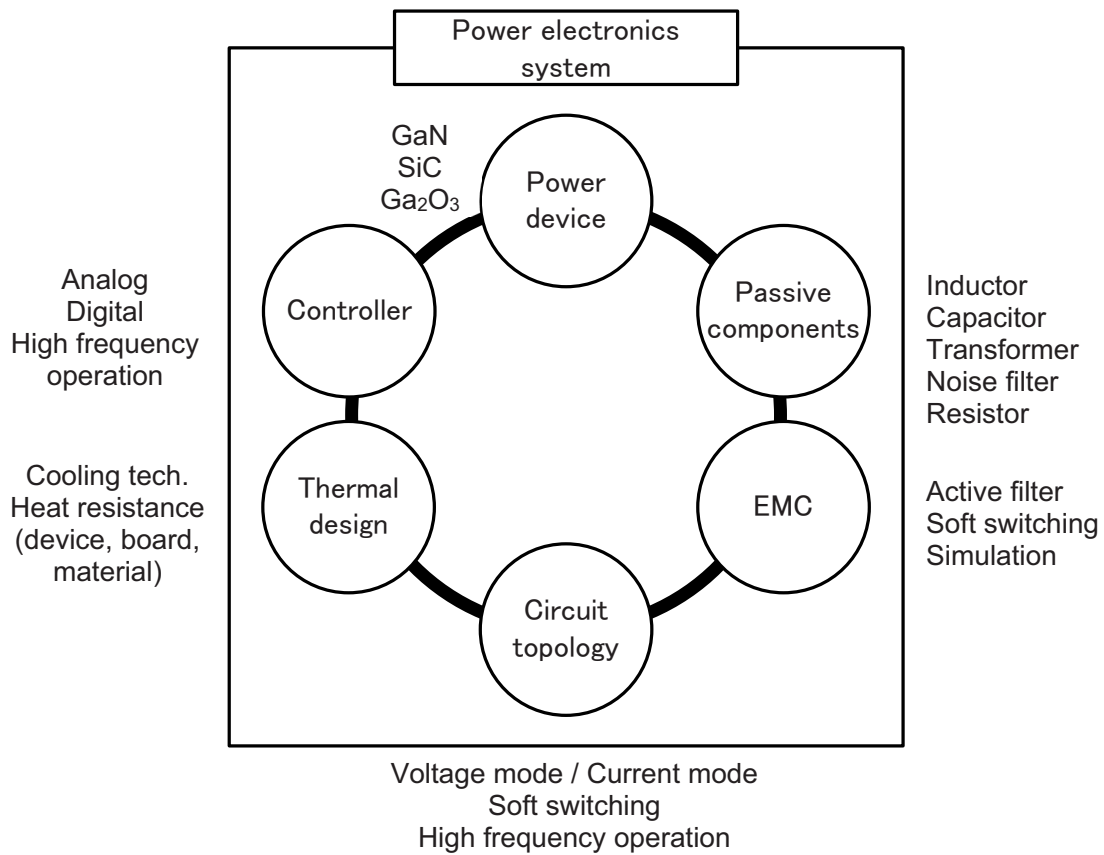


図 1-2 パワーエレクトロニクス技術
(文献 [5]の発表時スライドをもとに筆者が加筆し作成)

優先的に行われることが多かったが、今後は両者を同時に設計していく必要があると考えられる。

このように、パワーエレクトロニクスは多くの関連する技術によって成り立っているが、本論文では特に、スイッチング電源の高性能化のためデジタル制御の適用（制御器）と磁気デバイス（受動部品）の低損失化および高周波化について取り組んだ結果を論じる。

1.1.2 スイッチング電源

スイッチング電源は、半導体スイッチの高周波スイッチング動作（オン/オフ）によって入力電力を任意の出力電力に変換する、パワーエレクトロニクス技術を用いた電力変換装置である。特にある直流電圧（電力）を任意の直流電圧（電力）に変換する DC-DC コンバータや、交流電圧（電力）を整流し DC-DC コンバータによって任意の直流電圧（電力）に変換する AC アダプタ等の AC-DC コンバータをスイッチング電源と称することが多い。

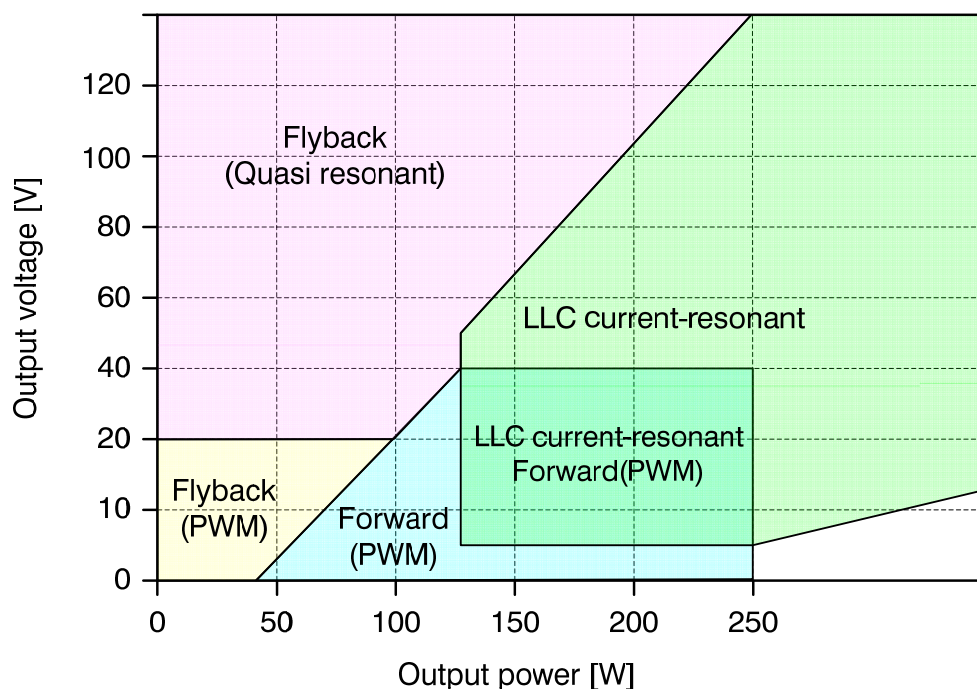


図 1-3 スイッチング電源の定格と回路トポロジーによるすみわけ
(文献 [18]をもとに筆者が作成)

スイッチング電源は様々な回路方式が考案されており、1 次側 (入力側) と 2 次側 (出力側) の絶縁の有無によって絶縁型と非絶縁型に大きく分けられる。AC アダプタや産業用標準電源など、商用電源に直接接続されるスイッチング電源は絶縁型が多く用いられ、電子機器内でバッテリー電圧を CPU の電源電圧に変換する POL (Point of Load) 電源などには非絶縁型が用いられている。

図 1-3 は絶縁型スイッチング電源の出力電力と出力電圧の関係によって、どのような回路方式が適用されているかを示したものである [18]。AC アダプタ等、比較的 low 出力電力のスイッチング電源ではフライバック方式、産業用標準電源など出力電力が大きいものにはフォワード方式が用いられている。近年では薄型テレビを中心に、スイッチング電源の薄型化や低ノイズ化が可能な LLC 電流共振方式が広まっている。しかしながら、スイッチング電源の市場流通量のボリュームゾーンはいまだフライバック方式であるといえる。

ところで、一般的にはスイッチング周波数の高周波化によりインダクタやキャパシタ等の受動部品の小型化が可能になるため、スイッチング電源の機器体積を小さくできる。また、制御応答性を改善できる。現在は CISPR32 等の EMI 規格において、伝導ノイズの測定周波数は 150 kHz から 30 MHz とされていることもあり、例えば AC アダプタ等に適用

されているフライバックコンバータは、数十kHz～100 kHz程度での動作が主流である [19]. しかしながら、GaN/SiC パワー半導体デバイスの実用化および周辺技術の進展により、スイッチング周波数の高周波化が加速していく可能性がある. 実際に PC 用 AC アダプタとして、体積 50 cc (3 cu. in.), 出力電力 65W, 共振型フライバックコンバータにより VHF 帯 (30 MHz ～ 300 MHz) でのスイッチングを目指す, という報告もある [20].

1.2 本論文で対象とした分野の現状と課題

1.2.1 スwitchング電源のデジタル制御化

デジタル制御化は、スイッチング電源の電力変換効率の改善に有効であるとされる. 例えば、スーパーコンピュータに採用されたフロントエンド電源においては、スイッチング電源制御にデジタル制御方式を適用し、負荷に応じて最適な動作モードに変えるなどの複雑な制御が可能となったことで、全負荷領域で効率を改善している [21]. さらに、EMI 対策用のノイズフィルタや制御回路の部品数削減、開発期間や出荷試験時間の短縮が可能になったとしており、高効率化だけでなく様々なメリットがある. そのため、大学や企業においてスイッチング電源のデジタル制御化に関する研究が盛んに行われている [22] - [25]. また、大手電源装置メーカーがデジタル制御電源技術を持つ企業とライセンス契約を締結したり [26] [27], 他社からマイコン事業を譲受 [28]することなどによる、取り組み強化も行われている. 現在は、デジタル制御器の消費電力が大きいことと、部品価格が高価であることから、サーバー用スイッチング電源などの定格容量の大きなハイエンド機種への採用が主流である [29]. しかしながら、消費電力や価格は下がりつつあり、産業・民生用の比較的低容量スイッチング電源へもデジタル制御の適用が進むと考えられる.

ところで、パワーエレクトロニクス機器へのデジタル制御適用そのものは従来から行われている. 例えば、インバータによるモータ制御等には多く用いられている. それらに比べると、前述のような多くの利点があるにもかかわらず、スイッチング電源への適用はそれほど進んでいなかったのが実情である. これは前述のデジタル制御器の消費電力が大きいことやコストの課題もあるが、スイッチング電源に求められる制御応答速度がインバータによるモータ制御よりも厳しく、実用的な過渡応答特性を満足できなかったことも原因と考えられる.

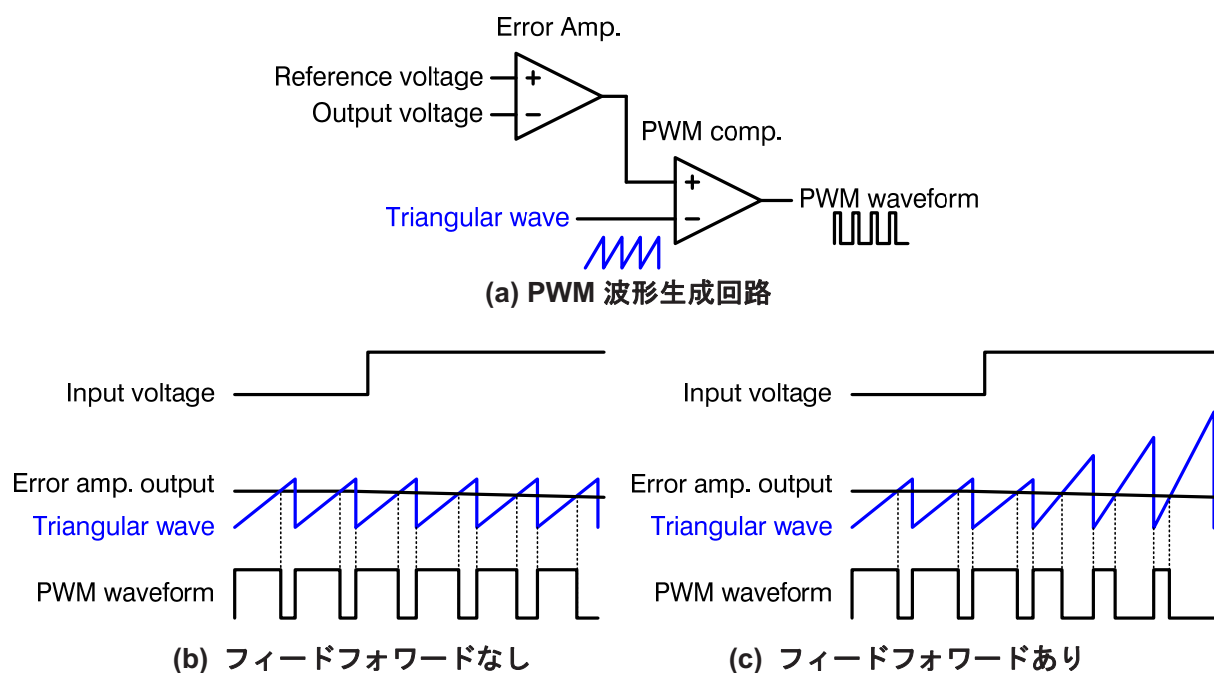


図 1-4 アナログ制御 DC-DC コンバータの入力電圧フィードフォワードの例 [30] - [32]
(入力電圧が上昇した場合の動作例)

スイッチング電源の過渡応答特性の高速化は、デジタル制御に限らずアナログ制御でも重要な課題である。特に近年の電子機器は、低消費電力化のために機器の動作モードを頻繁に変更しながら動作するため、過渡応答特性が非常に重要であり、様々な改善方法が提案されてきた。例えば、出力電圧値のみフィードバックして制御を行う電圧モード制御から、MOSFET などの半導体スイッチに流れる電流値も制御に併用する電流モード制御が用いられるようになった。電流モード制御は、半導体スイッチに流れる電流のピーク値を用いるピーク電流モード制御や、インダクタ電流の平均値を用いる平均電流モード制御があるが、過渡応答特性に優れるピーク電流モード制御が多く用いられている。また、入力電圧を監視してフィードフォワードし、その値によって PWM (Pulse Width Modulation) 制御の基準波形となる三角波やのこぎり波の傾きや振幅を変えることで、過渡応答特性の改善を図る方法が提案されている [30] - [32]。図 1-4 には入力電圧が上昇したときの例を示しているが、エラーアンプ動作が遅くても、入力電圧値に応じてのこぎり波振幅を変化させることで PWM 波形のオン時比率を速やかに変化させることができる。他にも、菅原らから DC-DC コンバータと応答速度の速い LDO (Low Dropout; 入出力電圧差の小さいリニアレギュレータ) をワンチップに集積し、両者を併用する出力電圧変動抑制法が提案されて

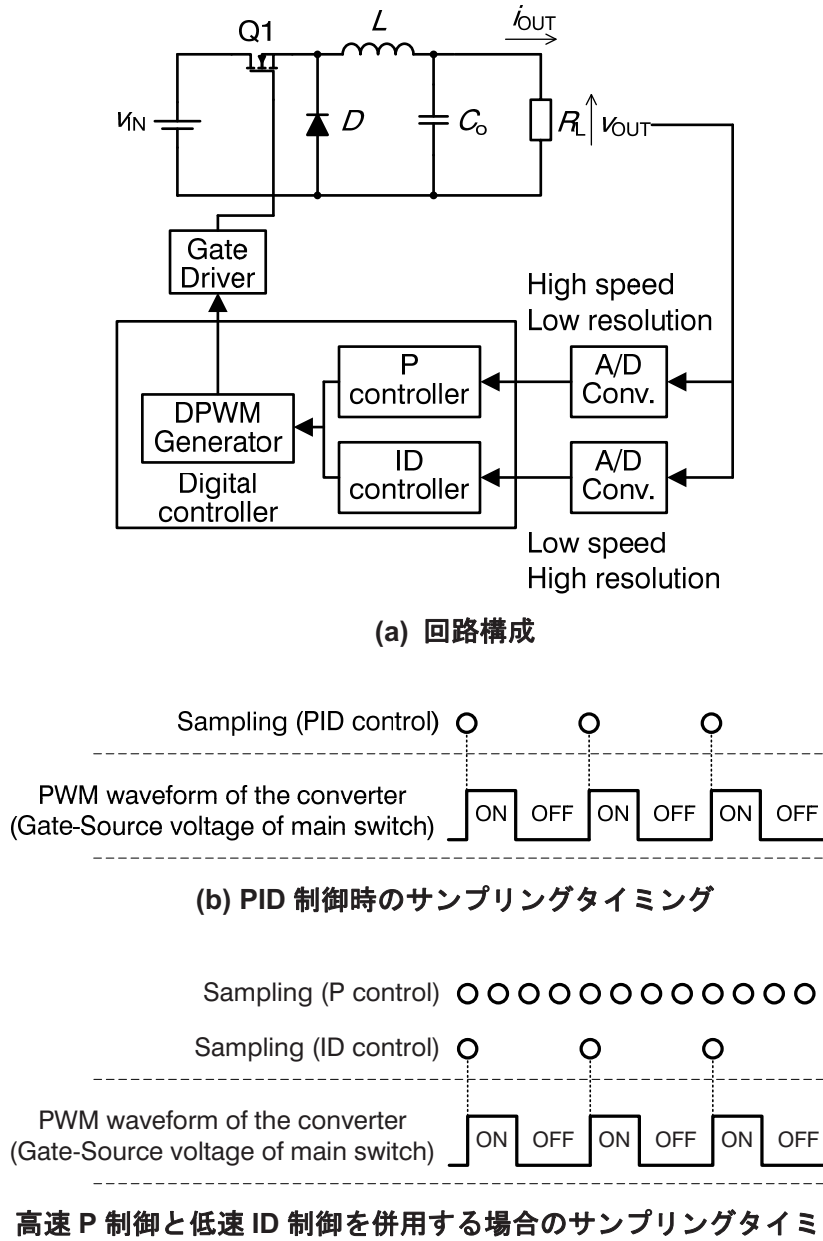


図 1-5 過渡応答特性改善手法の例 [38]

いる [33].

ディジタル制御はサンプル値制御であることから、サンプル点間に生じた外乱に対し応答が遅れてしまう。また、A/D 変換や制御演算の時間が必要であり、アナログ制御に比べ過渡応答特性の改善が難しい。そのため、応答速度高速化のための様々な研究が行われてきた [34] - [37]。例えば、黒川らは PID 制御器を高速・低分解能 A/D コンバータと制御演算部を備えた P 制御演算部と、低速・高分解能 A/D コンバータと制御演算部を備えた ID 制御演算部に分けたディジタル制御方式を提案している [38]。図 1-5 に示したように、動

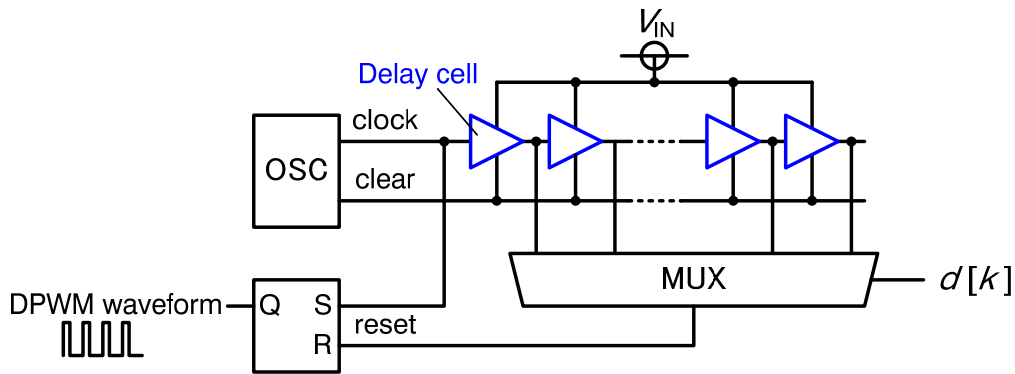


図 1-6 デジタル制御フィードフォワードの例 [43]

作速度の遅い ID 制御演算部はスイッチング動作に同期して 1 周期あたり 1 回動作させ、動作速度の速い P 制御演算部はスイッチング動作とは同期させずに 1 周期の間に複数回制御演算を行わせることで、過渡応答特性を改善しようとするものである。しかしながら、この方法は高速 A/D コンバータと低速 A/D コンバータを準備する必要があるなど、部品点数の増大およびそれに伴うコスト増加が課題となる。

デジタル電流モード制御への取り組みも行われているが、ピーク電流モード制御のような電流の瞬時値を制御に用いることは難しい。そのため、アナログ制御回路を併用したり [39] [40]、1 周期前に取得した電流値、入出力電圧値および使用しているインダクタンスの設計値から、ピーク電流値を推定する方法が提案されている [41] [42]。

フィードフォワード補償適用の先行研究例としては、入力電圧値によって DPWM 遅延回路の遅延時間を変化させることで過渡応答特性の改善を図る方法が提案されている [43] [44]。この方法は図 1-6 に示したようなデジタル回路で実現される。クロック信号により RS フリップフロップがセットされると主スイッチがターンオンする。同時にクロック信号は遅延回路チェーンに入力される。フィードバック制御器の演算結果 $d[k]$ と遅延回路チェーンによる遅延が一致すると RS フリップフロップはリセットされ、主スイッチはターンオフする。入力電圧フィードフォワードにより遅延回路の遅延時間を変化させると、RS フリップフロップのリセットまでの時間を変化させることができるため、オン時比率を速やかに変化させることが可能となる。この動作は前述のアナログ制御で行われている三角波等の傾きを変える方法をデジタル制御で実現した方法といえる。この方法は過渡応答特性の改善のほか、スイッチング周波数の高周波化も可能であるとされ、実際に 1 MHz スwitchングを実現している。しかしながら、チップ設計レベルでフィードフォワード補

償を実現しており, 汎用のデジタル制御器を使用する場合には容易に適用できない. デジタル制御では DC-DC コンバータの動作等を数式で表現して制御プログラムに実装することができるため, フィードフォワード補償器を数式で表現すれば汎用のデジタル制御器への適用も可能となる.

1.2.2 磁気デバイスの課題と改善の取り組み

1.2.2.1 現状の課題

GaN/SiC パワー半導体デバイスの実用化によりスイッチング周波数が数 MHz から数十 MHz に高周波化されていくと予測されると, 受動素子の中でも高周波動作対応が遅れているとされる磁気デバイスの課題が指摘されるようになった. 2016 年の Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2016) のプレナリーセッションにおいて, GaN/SiC パワー半導体デバイスを用いた次世代パワーエレクトロニクスの展望と課題をテーマに議論され, その中で “magnetics” の課題と現時点での選択肢が示された. また, 2017 年の日本磁気学会学術講演会においても “Requirement for magnetism and magnetic

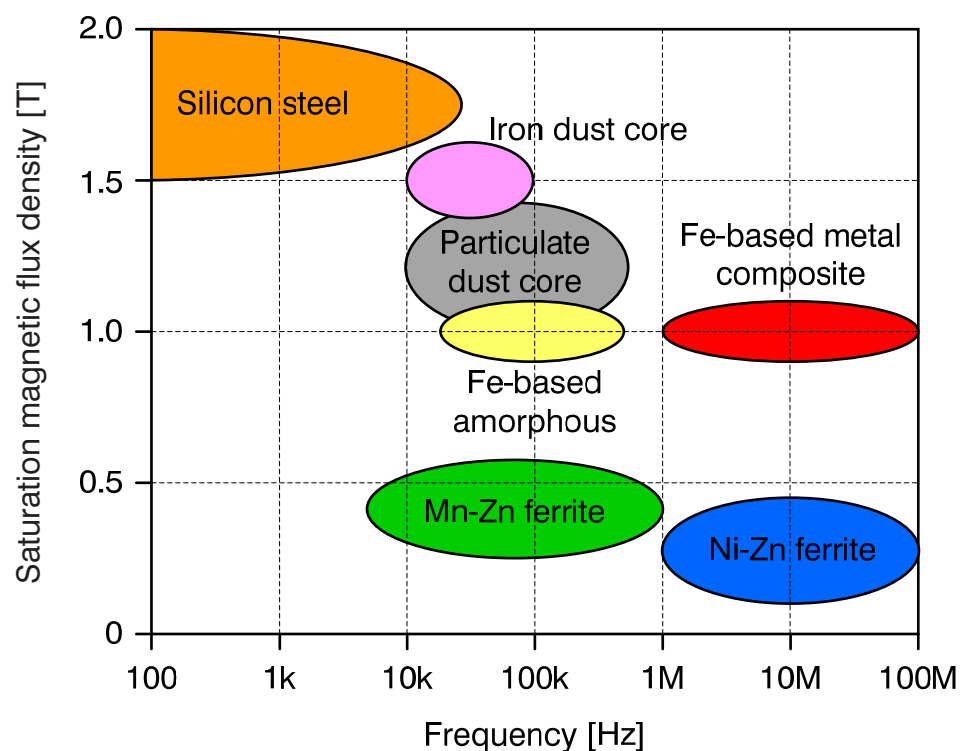


図 1-7 パワーエレクトロニクスに用いられる磁性材料

material research excited by power electronics equipment”と題したシンポジウム講演が行われ、低損失かつ高周波動作可能な磁性材料および磁気デバイスの実現の必要性が議論された。

図 1-7 にパワーエレクトロニクスで用いられている磁性材料のスイッチング周波数と飽和磁束密度の関係を示す。現状のスイッチング電源のスイッチング周波数は、絶縁型では数十 kHz～数百 kHz、非絶縁型では数百 kHz～1 MHz 程度である。これらに用いられるトランスやインダクタの磁心材料には Mn-Zn フェライトやダストコアが用いられているが、どちらも MHz 帯での使用は難しいと考えられている。前述の APEC 2016 でも、M. Harrison や A. J. Hanson らは MHz 帯以上の磁性材料の選択肢は Ni-Zn 系フェライトまたは空心になると報告している [14] [45]。実際にスイッチング素子と制御回路を集積したチップと平滑インダクタを 1 パッケージに実装した 2.7 MHz スwitching 非絶縁降圧型 DC-DC コンバータのインダクタや GaN パワー半導体デバイスを採用した 5 MHz スwitching 共振型 DC-DC コンバータのトランスでも、Ni-Zn 系フェライトが磁心材料として採用されている [33] [46]。一方、D. Kinzer は Ni-Zn 系フェライトコアを採用する場合でも鉄損による温度上昇が問題になり、スイッチング周波数を高くする場合は動作磁束密度を下げざるを得ず、磁心の大型化を招くため、一層の低鉄損化が必要であると指摘している [47]。

1.2.2.2 鉄系メタルコンポジット材料

MHz 帯で利用できる Ni-Zn フェライトに次ぐ磁心材料として、磁性微粒子と樹脂材料からなる鉄系メタルコンポジット材料が提案されている (図 1-7 に併記)。例えば、永井らは、砂鉄パウダーと酢酸ビニル系樹脂からなる軟磁性コンポジット材料を提案し、平角導線と組み合わせたパワーインダクタの試作、MHz 帯での動作特性の評価結果を報告している [48] [49]。

筆者が所属する研究グループは、カルボニル鉄粉表面に高抵抗酸化被膜を形成した表面酸化カルボニル鉄粉とエポキシ系樹脂からなる表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料 (以降、メタルコンポジット材料と称す) を提案している。メタルコンポジット材料は良好な軟磁性特性を示し、また、非磁性樹脂と複合化しても 1 T 程度の高い飽和磁化を有する。そのため、エネルギー密度を高めることができ、インダクタやトランスの磁心の小型化が可能になる。また、高抵抗被膜付微粒子を用いるため、MHz 帯におけるうず電流損失を抑制できる。さらに、磁性微粒子間の非磁性樹脂が磁気ギャップとして作用するため磁気飽和しにくく、良好な直流重畳特性を示す。比透磁率は約 6 と低いが、非絶縁型

第1章

DC-DC コンバータの平滑インダクタとして用いる場合はそれほど高い比透磁率は要求されない (比透磁率は 20 程度で十分とする報告もある [5]) ため, スイッチング周波数を上げることで実用的な特性が得られると考えられる. 実際に, メタルコンポジット磁心インダクタを 1 MHz スイッチング非絶縁降圧型 DC-DC コンバータへ適用したところ, 電力変換効率は最大 93~95%が得られ, また Mn-Zn フェライト磁心インダクタを用いた場合と比較して電力変換効率を改善できることが報告されている [50] - [52].

一方で, 比透磁率の低さはトランスへの応用を難しくしている. 一般的に, 低透磁率磁心材料は漏れインダクタンスが生じやすく, ハードスイッチング動作する回路方式では, スイッチング動作時にサージ電圧やリングングが生じ, 電力変換効率の低下や EMI 問題を引き起こす要因となるため, トランス磁心には適さないとされる. 一方, 漏れインダクタンスを積極的に利用する回路トポロジーのトランスとしては適用可能であると考えられ, メタルコンポジット磁心と磁性めっきリッツ線を組み合わせたリーケージトランスが提案された. これを MHz ソフトスイッチング LLC 電流共振コンバータへ適用したところ, 60 W 出力時に 91%, 120 W 出力時に 89%の電力変換効率が見られることが報告されている [53].

ところで, 前述の通りスイッチング電源のボリュームゾーンはフライバックコンバータである. フライバックコンバータに用いられるトランスは, MOSFET のオン時にエネルギーを蓄積し, オフ時に蓄積されたエネルギーを放出する動作をするという意味で, 非絶縁 DC-DC コンバータのインダクタと同じ動作となる. トランス磁心材料には, エネルギー密度を上げ, 巻線の巻数を少なくするため, 飽和磁束密度が高いことが望まれる. また, 一般的には直流重畳特性の改善とインダクタンスの調整のため, トランス磁心にギャップを設けて用いている. これは, 実効的な比透磁率が低い状態で使用していることを意味し, 磁心材料にはそれほど高い比透磁率は求められない. このように, フライバックコンバータ用トランスの動作および磁心材料に対する要望はメタルコンポジット材料の特性とマッチしている. 漏れインダクタンスを抑制し, 1 次巻線と 2 次巻線間の結合係数を高めなければならないという課題はあるものの, メタルコンポジット磁心トランスの適用により MHz 動作高効率フライバックコンバータを実現できる可能性がある.

1.3 研究の目的と本論文の構成

本論文では、パワーエレクトロニクス機器のうち、特にスイッチング電源分野を対象とした高効率化・高性能化が目的である。前述したとおり、多くの技術分野があるが、特に

- (1) デジタル制御器を DC-DC コンバータへ適用した際の過渡応答特性改善方法の検討
- (2) MHz 動作可能な低損失トランスの開発とフライバックコンバータでの電源評価

が目的である。

本論文は4章から構成されている。以下に各章の概要について述べる。

第2章は、デジタル制御非絶縁降圧型 DC-DC コンバータの過渡応答特性改善法について述べる。非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの制御器にデジタル制御器を適用し、フィードフォワード補償による負荷急変時および入力急変時の過渡応答特性改善方法を検討した。過渡応答特性を改善するためのフィードフォワード補償器を DC-DC コンバータの定常状態における入出力関係式または状態空間方程式を用いて設計し、DC-DC コンバータに適用して過渡応答特性を評価した結果について述べる。

第3章は、メタルコンポジット磁心トランスの開発とフライバックコンバータへ応用した結果について述べる。メタルコンポジット材料は、低損失・高飽和磁束密度であり、フライバックコンバータ用トランス磁心としての応用できる可能性があるが、比透磁率が低く巻線間の結合係数を高めること難しいという課題がある。そこで、結合係数を改善するため巻線導体として銅張ポリイミドシートを用い、複数のトランス構造および巻線レイアウトについて電磁界シミュレーションと実験による検討を行った。また、PWM 制御フライバックコンバータおよび擬似共振型フライバックコンバータへ適用し、電力変換効率を評価した結果について述べる。

第4章は、第2章および第3章で得られた結果についてまとめて総括し、将来の展望について述べ、本論文の結論とする。

第2章 デジタル制御 DC-DC コンバータの 過渡応答特性改善

第2章 デジタル制御DC-DCコンバータの

過渡応答特性改善

2.1 緒言

DC-DC コンバータは、出力電流や入力電圧が変化しても出力電圧が一定であることが求められる。ところが、出力電流や入力電圧が急変すると制御遅れによる出力電圧変動が生じる。近年では、電子機器内に用いられる CPU 等の電子デバイスの電源電圧が低下しているため、DC-DC コンバータの出力電圧変動は、電子機器の誤動作や破損の要因となりうる。そのため、DC-DC コンバータの過渡応答特性は、デジタル制御適用時に限らず重要な特性である。

デジタル制御 DC-DC コンバータの過渡応答特性改善手法として、黒川らはフィードフォワード補償を用いる方法について報告しており、負荷急変時の過渡応答特性を改善できることが示されている [36]。この方法は、(2-1) 式に示した非絶縁降圧型 DC-DC コンバータの定常状態における入出力電圧およびオン時間の関係式を基本として出力電流に関する項を追加した演算式によりオン時間の計算を行い、フィードバック制御器の演算結果に加える (図 2-1)。

$$N_{\text{Ton}}[k] = \frac{N_s \{ V_{\text{OUT}} + R(i_{\text{OUT}}[k] + f_1(i_{\text{OUT}}[k-1] - i_{\text{OUT}_0}) \exp(-f_2 k)) \}}{V_{\text{IN}}[k-1]} + N_B \quad \dots\dots\dots (2-1)$$

ここで、 $N_{\text{Ton}}[k]$ は時刻 k におけるオン時間、 $i_{\text{OUT}}[k]$ は時刻 k における出力電流である。 $V_{\text{IN}}[k-1]$ と $i_{\text{OUT}}[k-1]$ は 1 サンプル前の入力電圧と出力電流、 V_{OUT} は出力電圧の目標値、 i_{OUT_0} は出力電流の急変前の値、 R は主回路における抵抗成分の合計値である。 N_s はスイッチング周期の離散値、 N_B は出力電圧が V_{OUT} になるときのオン時間の離散値である。 f_1 は出力電流の感度係数、 f_2 は減衰係数である。なお、(2-1) 式は電流連続モード動作時の演算式だが、図 2-1 に示した通り、ダイオード整流の DC-DC コンバータを想定しているの、同様の考え方に基づく電流不連続モード動作時の補償式も提案されている (ここでは示していない)。

黒川らの提案するフィードフォワード補償器 (図 2-1 の Model controller) を用いた DC-DC コンバータの基本的な動作は、定常状態におけるオン時間をフィードフォワード補

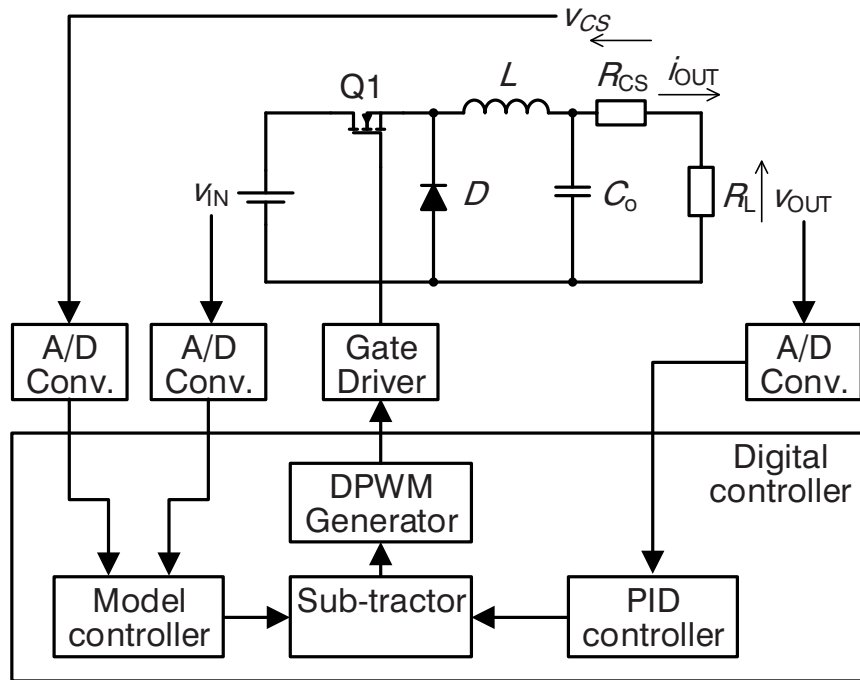


図 2-1 黒川らの提案した回路構成 [36]

償器により算出してオン時間を決定し、さらに出力電圧の設計値と実際の値の差をフィードバック制御器 (図 2-1 の PID controller) で補償するような動作となる。(2-1) 式に示したように、出力電流の急変前後の値をもとにオン時間を補償する項が追加されているが、この補償項の効果を指数関数的に減衰させるような動作となる。このようにしているのは、出力電流の急変前の値 i_{OUT_0} がある決まった値であるため、負荷急変後の出力電圧が安定した後は、出力電流に関する補償項が作用しないようにするためであると考えられる。負荷急変時の過渡応答特性改善は可能であるものの、指数関数の計算が含まれるため制御演算時間が長くなる、安価なデジタル制御器の適用が困難、といった課題がある。また、(2-1) 式は定常動作時であっても常に制御系に作用し続けるため、フィードバック制御器の設計時はこの影響を考慮した設計が必要になると考えられる。さらに、文献中で検討されているのは負荷急変時のみであり、入力急変時の特性については検討されていない ((2-1) 式から考えて、入力急変に対しても効果はあると推察される)。

本論文では、デジタル制御 DC-DC コンバータについて、出力電圧変動を引き起こす要因である出力電流と入力電圧を監視し、それらの変動量をフィードフォワードすること

第 2 章

によって過渡応答特性を改善する手法に取り組んだ．出力電流変動と入力電圧変動を検出するためのフィードフォワード補償器は，

- (1) 定常状態における入出力電圧，出力電流およびオン時間の関係式から設計した場合
- (2) DC-DC コンバータの状態方程式から設計した場合

の 2 方式について検討した．本論文で示した方法によれば，制御演算を四則演算のみで実現可能であるため制御演算時間の短縮が可能であり，また負荷急変および入力急変に対しても効果的である．(1) については，黒川らが提案した方法に類するものになるが，本論文で提案するフィードフォワード補償器は出力電流変動 Δi_{OUT} や入力電圧変動 Δv_{IN} が生じたときのみそれらの変動量に基づき出力電圧変動 Δv_{OUT} をキャンセルするための補償量を計算する動作となり，基本的に出力電圧制御はフィードバック制御器で行う．そのため，フィードバック制御器とフィードフォワード補償器は別々に設計することができる．

なお，このような手法を，黒川らはフィードフォワード補償器と区別し，“モデル”または“モデルコントローラ”と称している．しかしながら，動作的には外乱フィードフォワードに類するものとなるため，本論文ではフィードフォワード補償器と称する．

2.2 フィードフォワード方式

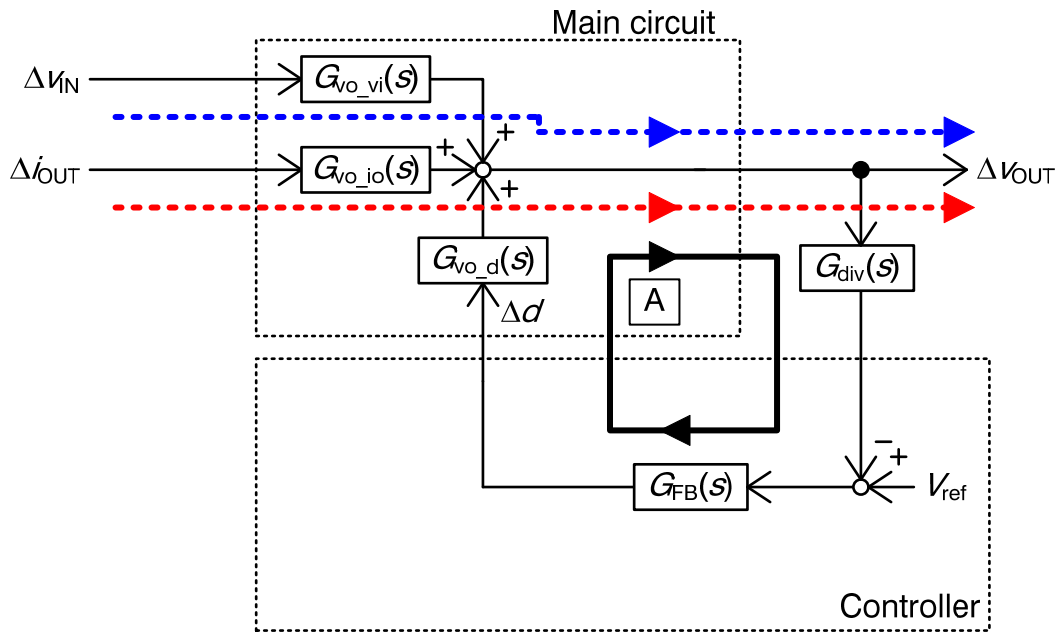
本論文では，DC-DC コンバータとして最も簡単な構成であり，電流連続モードのみを考えればよい非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータを対象とした．また，制御方式は PWM 制御とし，出力電圧だけをフィードバック制御に用いる電圧モード動作とした．

図 2-2 にフィードバック制御のみの場合の DC-DC コンバータのブロック図 [54]および本論文で提案するフィードフォワード補償器を適用した場合の DC-DC コンバータのブロック図を示す．図 2-2 から，DC-DC コンバータの主回路に対する入力にはオン時比率，入力電圧および出力電流の 3 つであり，主回路の出力である出力電圧はフィードバック制御器によるオン時比率変化によってのみ制御される．オン時比率変動 $\Delta d \rightarrow$ 出力電圧変動 Δv_{OUT} の伝達関数は $G_{vo_io}(s)$ ，入力電圧変動 $\Delta v_{IN} \rightarrow$ 出力電圧変動 Δv_{OUT} の伝達関数は $G_{vo_vi}(s)$ ，出力電流変動 $\Delta i_{OUT} \rightarrow$ 出力電圧変動 Δv_{OUT} の伝達関数は $G_{vo_io}(s)$ となる．また， $G_{div}(s)$ は出力電圧分圧回路の伝達関数， $G_{FB}(s)$ はフィードバック制御器の伝達関数， V_{ref} は基準電圧である．

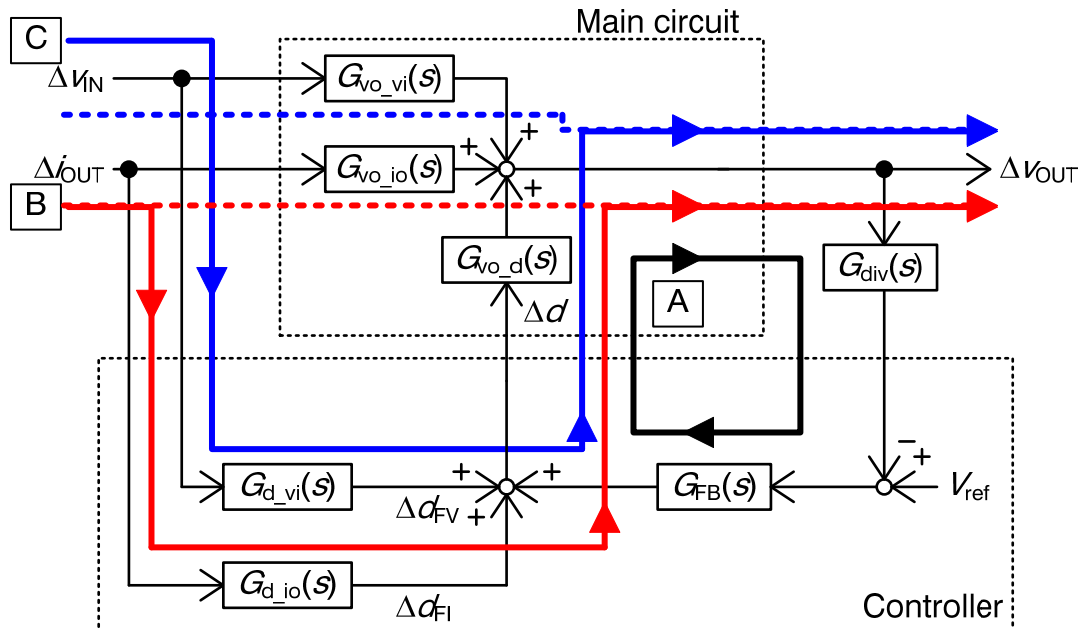
第 2 章

フィードバック制御のみの場合、出力電流変動 Δi_{OUT} や入力電圧変動 Δv_{IN} により生じる影響は図 2-2(a)の点線で示した経路で出力電圧変動 Δv_{OUT} として現れる。これらは、どちらも [A] のフィードバックループによってキャンセルされ、出力電圧が一定となるように制御される。しかしながら、PWM 制御 DC-DC コンバータは、各周期のオン時比率によって出力電圧の制御を行うため、出力電流変動 Δi_{OUT} や入力電圧変動 Δv_{IN} が生じるタイミングによってはスイッチング周期 1 周期に近い制御遅れが生じる。これにデジタル制御を適用すると A/D 変換や制御演算などにより応答がさらに遅れる。図 2-3 にタイミングチャートを示す。デジタル制御器は主スイッチのターンオンに同期して A/D 変換を開始し、その完了後に制御演算を行うものとする。得られた制御演算結果は次周期のオン時間として反映される。図 2-3(a)に示したように、A/D 変換直前に出力電流または入力電圧の変動が生じた場合、すぐにそれらの変動が検出され、PWM 波形のオン時比率に反映されるまでは約 1 周期の遅れである。一方、同図(b)に示したように、A/D 変換直後に出力電流または入力電圧の変動が生じた場合は、次周期に A/D 変換および制御演算が行われ、さらに次の周期で PWM 波形のオン時間として反映されるため 2 周期近い遅れが生じ、過渡応答特性が悪化する。フィードバック制御器のみで過渡応答特性を改善するためには、基本的にはフィードバック制御器の低域ゲインを大きくしたり、制御帯域幅を広帯域化するなどして制御性能を上げるしかない。しかしながら、制御器の安定性に影響するため、過渡応答特性改善には限界がある。

そこで、出力電流変動 Δi_{OUT} や入力電圧変動 Δv_{IN} を検出し、フィードフォワード補償器によってフィードバック制御器の動作を補うことで過渡応答特性の改善を図る。具体的には、図 2-2(b)に示したように、フィードフォワード補償器 $G_{d_{io}}(s)$ および $G_{d_{vi}}(s)$ を追加し、[B] または [C] の経路により出力電圧変動 Δv_{OUT} をキャンセルするために必要な補償量を求め、フィードバック制御器の演算結果に加算することでフィードバック制御の遅れを補う。これにより、フィードバック制御のみの場合と比較し、過渡応答特性を改善できると考えられる。

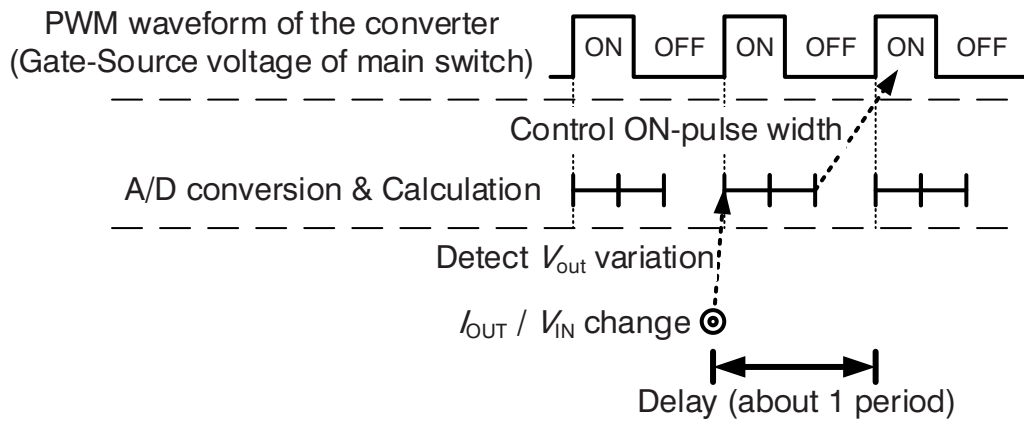


(a) フィードバック制御のみのとき

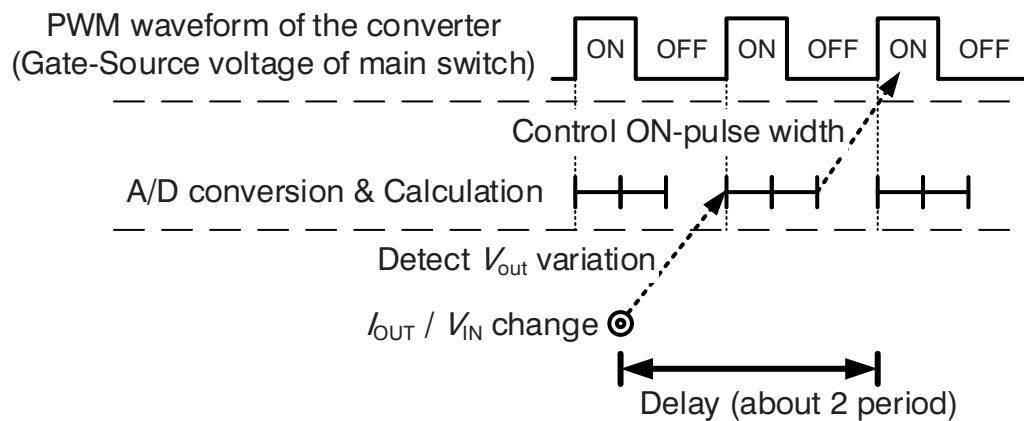


(b) フィードフォワード補償器を併用したとき

図 2-2 降圧型 DC-DC コンバータのブロック線図



(a) A/D 変換直前に出力電流/入力電圧急変が生じたとき



(b) A/D 変換直後に出力電流/入力電圧急変が生じたとき

図 2-3 タイミングチャート

2.3 非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの状態方程式

図 2-2 の主回路部の各要素の伝達関数を図 2-4 に示した同期整流降圧型 DC-DC コンバータの等価回路から求める。図 2-4 において、 v_{IN} , v_{OUT} , i_{OUT} , i_L はそれぞれ入力電圧、出力電圧、出力電流およびインダクタ電流である。 R_{SH} , R_{SL} はそれぞれ主スイッチ S_H および同期整流用スイッチ S_L のオン抵抗である。 L , R_{DC} はそれぞれインダクタのインダクタンス、直流抵抗である。 C_o , R_c はそれぞれ出力キャパシタの静電容量、等価直列抵抗である。また、 R_{CS} は電流検出抵抗、 R_L は負荷抵抗である。

主スイッチ S_H がオン、同期整流用スイッチ S_L がオフのときの状態方程式は (2-2) 式で表される。

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_{IN} - \left\{ R_{SH} + R_{DC} + \frac{(R_L + R_{CS})R_c}{R_L + R_{CS} + R_c} \right\} i_L - \frac{R_L + R_{CS}}{R_L + R_{CS} + R_c} v_c \\ C_o \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{R_L + R_{CS} + R_c} \{ (R_L + R_{CS}) i_L - v_c \} \\ v_{OUT} &= \frac{R_L}{R_L + R_{CS} + R_c} (R_c i_L + v_c) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-2)$$

また、主スイッチ S_H がオフ、同期整流用スイッチ S_L がオンのときの状態方程式は (2-3) 式で表される。

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= - \left\{ R_{SL} + R_{DC} + \frac{(R_L + R_{CS})R_c}{R_L + R_{CS} + R_c} \right\} i_L - \frac{R_L + R_{CS}}{R_L + R_{CS} + R_c} v_c \\ C_o \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{R_L + R_{CS} + R_c} \{ (R_L + R_{CS}) i_L - v_c \} \\ v_{OUT} &= \frac{R_L}{R_L + R_{CS} + R_c} (R_c i_L + v_c) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-3)$$

(2-2) 式の状態のときの主スイッチ S_H のオン時比率を D , (2-3) 式の状態のときのオン時比率を $(1-D)$ とすると、状態平均化法 [54] [55] により (2-4) 式が得られる。ただし、 $R_c = 0$, $R_{CS} \ll R_L$, $i_{OUT} = v_{OUT}/R_L$ としている。

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= D v_{IN} + \{ D(R_{SL} - R_{SH}) - (R_{SL} + R_{DC}) \} i_L - v_c \\ C_o \frac{dv_c}{dt} &= i_L - i_{OUT} \\ v_{OUT} &= v_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-4)$$

上式が非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの主回路の動作状態を表す式となる。

第 2 章

次に、以下のように直流項＋微小変動項のように変化したと仮定する．なお、微小変動項は時間 t の関数である．

$$\left. \begin{aligned} v_{\text{IN}} &\rightarrow V_{\text{IN}} + \Delta v_{\text{IN}}(t) \\ v_{\text{OUT}} &\rightarrow V_{\text{OUT}} + \Delta v_{\text{OUT}}(t) \\ i_{\text{OUT}} &\rightarrow I_{\text{OUT}} + \Delta i_{\text{OUT}}(t) \\ i_{\text{L}} &\rightarrow I_{\text{L}} + \Delta i_{\text{L}}(t) \\ D &\rightarrow D + \Delta d(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-5)$$

(2-5) 式を (2-4) 式に代入してラプラス変換すると、主回路の伝達関数は (2-6) 式のように求められる．ここで、インダクタ電流の直流成分 I_{L} と出力電流の直流成分 I_{OUT} は等しいとしている．

$$\left. \begin{aligned} G_{\text{vo_d}}(s) &= \frac{V_{\text{IN}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}}) I_{\text{OUT}}}{1 + 2(\delta/\omega_{\text{n}})s + (1/\omega_{\text{n}}^2)s^2} \\ G_{\text{vo_vi}}(s) &= \frac{D}{1 + 2(\delta/\omega_{\text{n}})s + (1/\omega_{\text{n}}^2)s^2} \\ G_{\text{vo_io}}(s) &= -\frac{(Ls + Z_{\text{o}})}{1 + 2(\delta/\omega_{\text{n}})s + (1/\omega_{\text{n}}^2)s^2} \\ \delta &= \frac{Z_{\text{o}}}{2} \sqrt{\frac{C_{\text{o}}}{L}} \\ \omega_{\text{n}} &= \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{o}}}} \\ Z_{\text{o}} &= D(R_{\text{SH}} + R_{\text{DC}}) + (1 - D)(R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-6)$$

なお、出力電圧の分圧回路の伝達関数は、(2-7) 式となる．

$$G_{\text{div}}(s) = \frac{R_{\text{FB2}}}{R_{\text{FB2}} + R_{\text{FB1}}(1 + C_{\text{FB}}R_{\text{FB2}}s)} \dots\dots\dots (2-7)$$

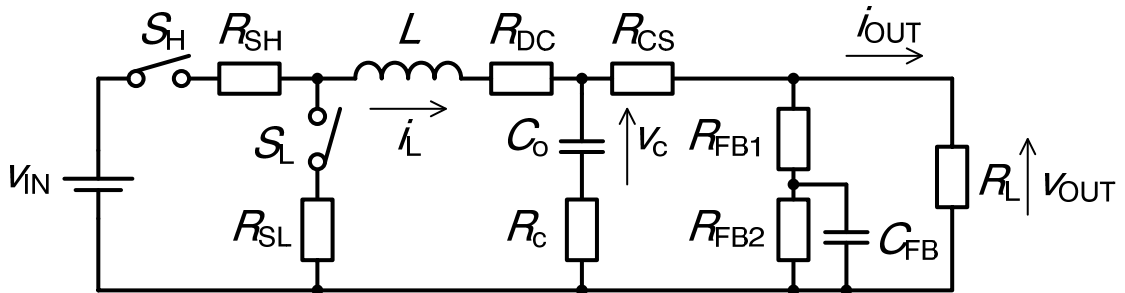


図 2-4 降圧型 DC-DC コンバータの等価回路

2.4 非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの試作

2.4.1 試作した非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの仕様

図 2-5 に試作した DC-DC コンバータの回路図，図 2-6 に試作した DC-DC コンバータの写真，表 2-1 に主な仕様を示す．DC-DC コンバータは電圧モード PWM 制御，スイッチング周波数は 100 kHz とした．非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータのスイッチング周波数としては低い，後述する A/D 変換や制御演算にかかる時間などのデジタル制御器の仕様に依存するものであり，より高速動作可能なデジタル制御器を用いることで，スイッチング周波数の高周波化は可能である．また，本章で扱う DC-DC コンバータは定格出力電力 2 W であり，デジタル制御器を適用する DC-DC コンバータとしては出力電力が小さい．デジタル制御器の消費電力が約 250 mW であるため，DC-DC コンバータ全体の電力変換効率率は 2 W 出力時に約 80%程度と低くなる [56]．本章では過渡応答特性改善のためにフィードフォワード補償器を適用することの有効性検討を目的としているため，定格出力電力の小さな DC-DC コンバータで評価しているが，現実的には高出力電力の DC-DC コンバータへの適用が必要となる．

デジタル制御器には RX62G 評価ボード (ルネサスエレクトロニクス製) を使用した (そのため，本章の評価に不必要な回路も含まれており，図 2-6 に示したように主回路基板に比べ基板サイズが大きく，また消費電力も大きい)．デジタル制御器の主な仕様を表 2-2 に示す．12 bit A/D コンバータを 2 個，10 bit A/D コンバータを 1 個搭載している．それぞれの A/D コンバータが図 2-5 に示したように主回路と接続されており，12 bit A/D コンバータを入出力電圧検出，10 bit A/D コンバータを出力電流検出のために使用した．A/D 変換は主スイッチ Q1 のターンオンに同期して開始し，A/D 変換が完了すると続いて制御演算が開始される．制御演算結果は，演算完了した次の周期のオンパルス幅として反映される．3 個の A/D コンバータの A/D 変換にかかる時間は合計約 1.5 μ s であった．なお，DPWM 制御は，シングル・エッジ変調 (DPWM カウンタはカウントアップのみ，アナログ制御のこぎり波に相当) である．

第 2 章

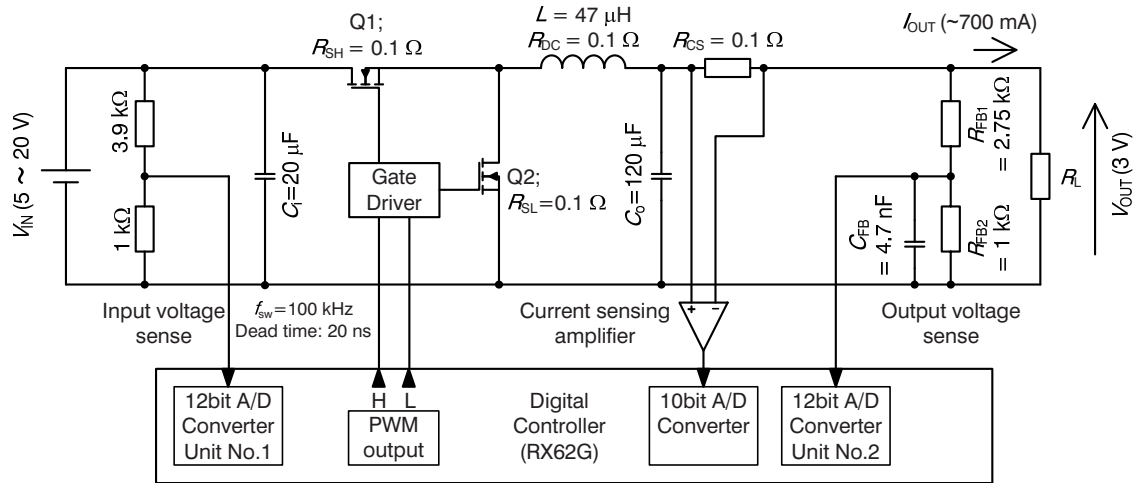


図 2-5 試作した DC-DC コンバータの回路図

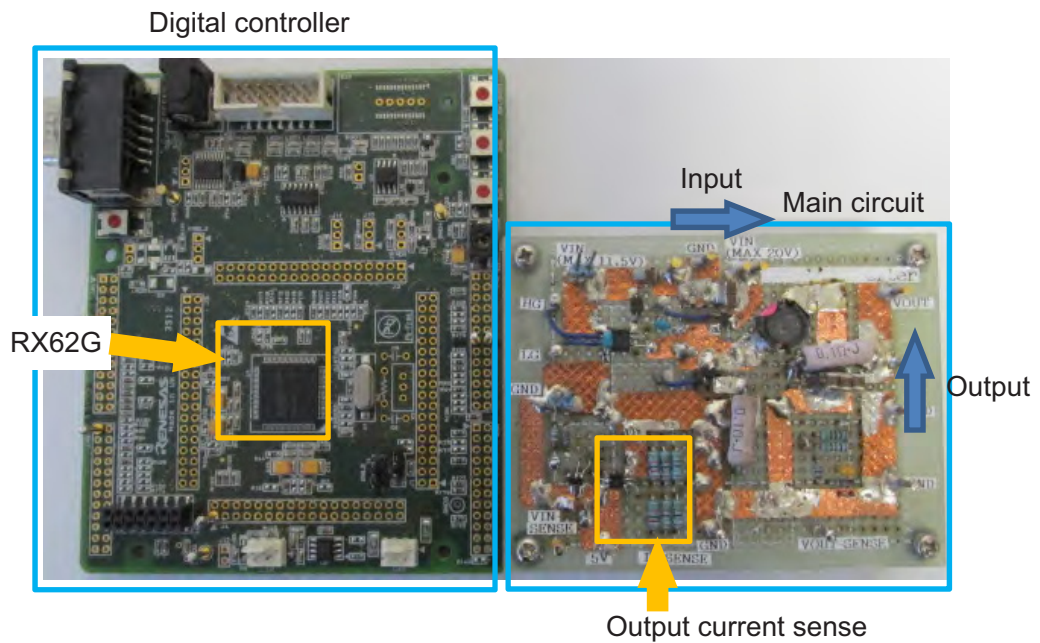


図 2-6 試作した DC-DC コンバータの写真

表 2-1 試作した DC-DC コンバータの主な仕様

Input voltage	5 ～ 20 V (Typical 12 V)
Output voltage	3 V
Rated output power	2 W
Switching frequency	100 kHz
Dead time	20 ns
Control system	Voltage mode PWM control

表 2-2 デジタル制御器の仕様

Model	RX62G (Renesas electronics)
Supply voltage	5 V
Clock frequency	12.5 MHz
PWM output	16 bit × 4 ch
PWM resolution	312.5 ps
A/D converter reference voltage	5 V
A/D converter	12 bit × 2 unit 10 bit × 1 unit

2.4.2 フィードバック制御器の設計

デジタル PID 制御を行う場合，制御演算式の差分方程式表現は (2-8) 式となる [57].

$$N_{FB}[k] = f_0 E[k] - f_1 E[k-1] + f_2 E[k-2] + N_{FB}[k-1] \quad \text{..... (2-8)}$$

ここで， $E[k]$ ， $E[k-1]$ および $E[k-2]$ はそれぞれ時刻 k ，その 1 サンプル前，2 サンプル前の出力電圧と基準値の偏差である． $N_{FB}[k-1]$ は 1 サンプル前のフィードバック制御器の演算結果 (オンパルス幅)である． $f_0 \sim f_2$ は制御パラメータである．

制御パラメータ $f_0 \sim f_2$ は，主回路の伝達関数である (2-6) 式を用い，サンプル値制御系のモデルマッチング法 [58]により設計した．算出した制御パラメータを表 2-3 に示す．なお，制御パラメータ算出のために用いた規範モデルは次式である．

$$G_{ref}(s) = \frac{1}{1 + \tau s + 0.5\tau^2 s^2 + 0.15\tau^3 s^3} \quad \text{..... (2-9)}$$

ここで， τ は時間の次元を有する定数であり，モデルマッチング法による制御パラメータ導出の過程で求められる．なお，この方法によって求めた制御パラメータを用いると，安定なシステムになるが，過渡応答特性が良くない．前述の通り，本論文ではフィードフォワード補償器の有効性検討を目的としており，その効果を検討しやすくするためにはフィードバック制御器にそれほど高速な応答性は必要とされない．しかしながら，フィー

表 2-3 制御パラメータ

τ	$2.66 \times 10^{-5} \text{ s}$
f_0	0.264
f_1	0.513
f_2	0.253

ドバック制御だけでもある程度の過渡応答特性が得られるように，表 2-3 の制御パラメータに定数を乗じた上で表 2-1 に示した仕様の範囲内で実動作させ，波形等によって安定性を確認している．この定数は 16 と求めている．

2.5 定常状態における入出力電圧，出力電流およびオン時間の

関係式を用いたフィードフォワード補償器の設計と適用実験

2.5.1 フィードフォワード補償器の設計

(2-4) 式から，電流連続モード動作時の定常状態における非絶縁同期整流降圧型 DC-DC コンバータの入力電圧 V_{IN} ，出力電圧 V_{OUT} ，出力電流 I_{OUT} およびオン時間 T_{ON} の関係式は次式のように求められる [33]．ここで， T はスイッチング周期である．

$$T_{\text{ON}} = \frac{(R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}} + R_{\text{L}})V_{\text{OUT}}}{R_{\text{L}}V_{\text{IN}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})V_{\text{OUT}}} T \quad \dots\dots\dots (2-10)$$

負荷抵抗 $R_{\text{L}} = V_{\text{OUT}}/I_{\text{OUT}}$ であるため，(2-10) 式は次式のように書き換えられる．

$$T_{\text{ON}} = \frac{(R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}})V_{\text{OUT}}I_{\text{OUT}} + V_{\text{OUT}}^2}{V_{\text{IN}}V_{\text{OUT}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})V_{\text{OUT}}I_{\text{OUT}}} T \quad \dots\dots\dots (2-11)$$

ここで，非線形な関係式である (2-11) 式を線形化するため，以下のように再度，直流項＋微小変動項のように変化したと仮定する．

$$\left. \begin{array}{l} V_{\text{IN}} \rightarrow V_{\text{IN}} + \Delta v_{\text{IN}} \\ V_{\text{OUT}} \rightarrow V_{\text{OUT}} + \Delta v_{\text{OUT}} \\ I_{\text{OUT}} \rightarrow I_{\text{OUT}} + \Delta i_{\text{OUT}} \\ T_{\text{ON}} \rightarrow T + \Delta t_{\text{ON}} \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots (2-12)$$

(2-12) 式を (2-11) 式に代入して整理すると 1 次の微小変動項の関係式である (2-13) 式が得られる．

第 2 章

$$\Delta t_{\text{ON}} = \frac{1}{V_{\text{IN}}V_{\text{OUT}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})V_{\text{OUT}}I_{\text{OUT}}} \times \left[\begin{aligned} & -\{V_{\text{IN}}T_{\text{ON}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})I_{\text{OUT}}T_{\text{ON}} - (R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}})I_{\text{OUT}}T - 2V_{\text{OUT}}T\}\Delta v_{\text{OUT}} \\ & -\{(R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})T_{\text{ON}} - (R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}})T\}V_{\text{OUT}}\Delta i_{\text{OUT}} \\ & -V_{\text{OUT}}T_{\text{ON}}\Delta v_{\text{IN}} \end{aligned} \right] \dots (2-13)$$

上式において、右辺第 1 項は出力電圧変動に対するオン時間の補償項、右辺第 2 項は入力電圧変動に対するオン時間の補償項、右辺第 3 項は出力電流変動に対するオン時間の補償項となる。よって、フィードフォワード補償器の伝達関数は、それぞれ以下のように求められる。

$$G_{\text{d_io}}(s) = \frac{\Delta t_{\text{ON_I}}}{\Delta i_{\text{OUT}}} = -\frac{(R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})T_{\text{ON}} - (R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}})T}{V_{\text{IN}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})I_{\text{OUT}}} = \frac{Z_o T}{V_{\text{IN}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})I_{\text{OUT}}} \dots (2-14)$$

$$G_{\text{d_vi}}(s) = \frac{\Delta t_{\text{ON_V}}}{\Delta v_{\text{IN}}} = -\frac{T_{\text{ON}}}{V_{\text{IN}} + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})I_{\text{OUT}}} \dots (2-15)$$

(2-14) 式、(2-15) 式から、出力電流変動 Δi_{OUT} や入力電圧変動 Δv_{IN} がなければフィードバック制御系に対して作用せず、安定性には影響しないと考えられる。それゆえ、フィードフォワード補償器とフィードバック制御器はそれぞれ個別に設計できる。

2.5.2 フィードフォワード補償器の差分方程式の導出

(2-14) 式および (2-15) 式をデジタル制御器へ実装するため、以下の仮定を導入し、差分方程式を導出した。

(1) オン時間、出力電流および入力電圧の微小変動項は時刻 k における値と、その 1 サンプル前における値の差とする。

$$\Delta t_{\text{ON_I}} \rightarrow N_{\text{FI}}[k] - N_{\text{FI}}[k-1]$$

$$\Delta t_{\text{ON_V}} \rightarrow N_{\text{FV}}[k] - N_{\text{FV}}[k-1]$$

$$\Delta i_{\text{OUT}} \rightarrow I_{\text{OUT}}[k] - I_{\text{OUT}}[k-1]$$

$$\Delta v_{\text{IN}} \rightarrow V_{\text{IN}}[k] - V_{\text{IN}}[k-1]$$

第 2 章

(2) 直流項は微小変動の基準とみなし，1 サンプル前の値とする．

$$V_{\text{IN}} \rightarrow V_{\text{IN}}[k-1]$$

$$V_{\text{OUT}} \rightarrow V_{\text{OUT}}[k-1]$$

$$I_{\text{OUT}} \rightarrow I_{\text{OUT}}[k-1]$$

$$T_{\text{ON}} \rightarrow N_{\text{ON}}[k-1]$$

(3) スイッチング周期 T は，デジタル制御器の PWM カウンタの最大値 N_{MAX} とする．

$$T \rightarrow N_{\text{MAX}} \text{ (固定値)}$$

以上から，(2-14) 式および (2-15) 式の差分方程式表現は次式のようなになる．

$$N_{\text{FI}}[k] = -\frac{(R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})N_{\text{ON}}[k-1] - (R_{\text{SL}} + R_{\text{DC}})N_{\text{MAX}}(I_{\text{OUT}}[k] - I_{\text{OUT}}[k-1]) + N_{\text{FI}}[k-1]}{V_{\text{IN}}[k-1] + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})I_{\text{OUT}}[k-1]} \dots\dots\dots (2-16)$$

$$N_{\text{FV}}[k] = -\frac{N_{\text{ON}}[k-1]}{V_{\text{IN}}[k-1] + (R_{\text{SL}} - R_{\text{SH}})I_{\text{OUT}}[k-1]}(V_{\text{IN}}[k] - V_{\text{IN}}[k-1]) + N_{\text{FV}}[k-1] \dots\dots\dots (2-17)$$

よって，フィードフォワード補償量を四則演算のみで求められる．これにより，安価なデジタル制御器の適用が可能になる，演算時間の短縮によるスイッチング周波数の高周波化が可能になる，といった利点につながると考えられる．

(2-16) 式および (2-17) 式により求めたフィードフォワード補償器による演算結果 $N_{\text{FI}}[k]$ ， $N_{\text{FV}}[k]$ と (2-8) 式で求めたフィードバック制御器による演算結果 $N_{\text{FB}}[k]$ を加算することで，デジタル制御器が出力するオンパルス幅 $N_{\text{ON}}[k]$ が求められる．

$$N_{\text{ON}}[k] = N_{\text{FB}}[k] + N_{\text{FI}}[k] + N_{\text{FV}}[k] \dots\dots\dots (2-18)$$

2.5.3 実験結果

2.5.3.1 レギュレーション特性

図 2-7，図 2-8 に出力電圧の出力電流依存性（ロードレギュレーション特性）および入力電圧依存性（ラインレギュレーション特性）の評価結果を示す．黒塗りプロット（●，▲，■）はフィードバック制御のみ，白抜きプロット（○，△，□）はフィードフォワード補償器を適用したときの結果である．図 2-7，図 2-8 よりレギュレーション特性は良好である．

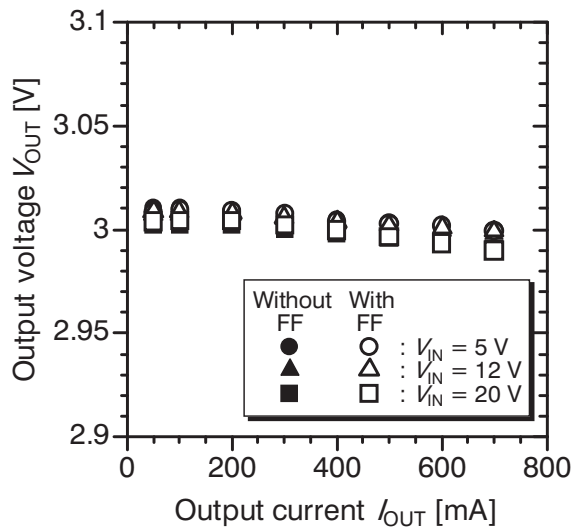


図 2-7 出力電圧の出力電流依存性

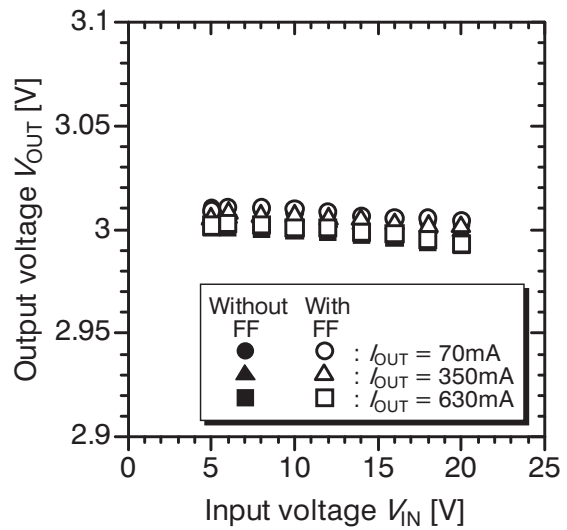


図 2-8 出力電圧の入力電圧依存性

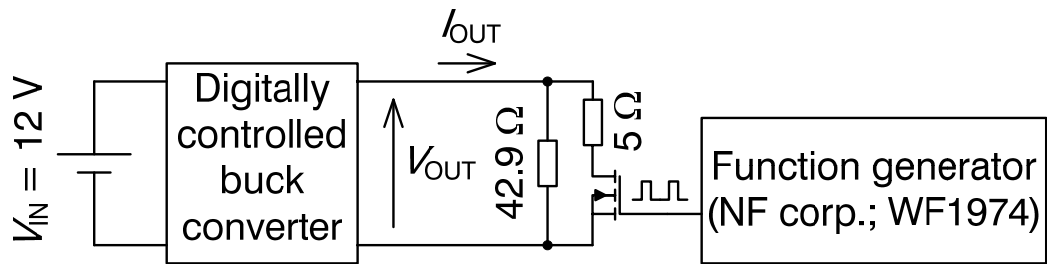


図 2-9 負荷急変評価時の機器構成

また、フィードフォワード補償器の有無は、レギュレーション特性に影響を与えていないことがわかる。

2.5.3.2 過渡応答特性

<負荷急変>

図 2-9 に示す機器構成で負荷急変時の過渡応答特性を評価した。DC-DC コンバータ出力に抵抗および MOSFET を接続し、MOSFET の ON/OFF で負荷電流を急変させる。DC-DC コンバータの入力電圧 V_{IN} は 12 V とし、出力電流 I_{OUT} は 70 mA (定格出力電流の 10%) と 630 mA (同 90%) の間でステップ変化させた。

図 2-10 にフィードバック制御のみのときの波形、図 2-11 にフィードフォワード補償器を適用したときの波形を示す。フィードバック制御のみのとき、負荷急変時のアンダーシュート、オーバーシュートはともに 350 mV 程度である。一方、フィードフォワード補償器を適用することで、それぞれ 200 mV 程度へ改善できる。しかしながらどちらの場合

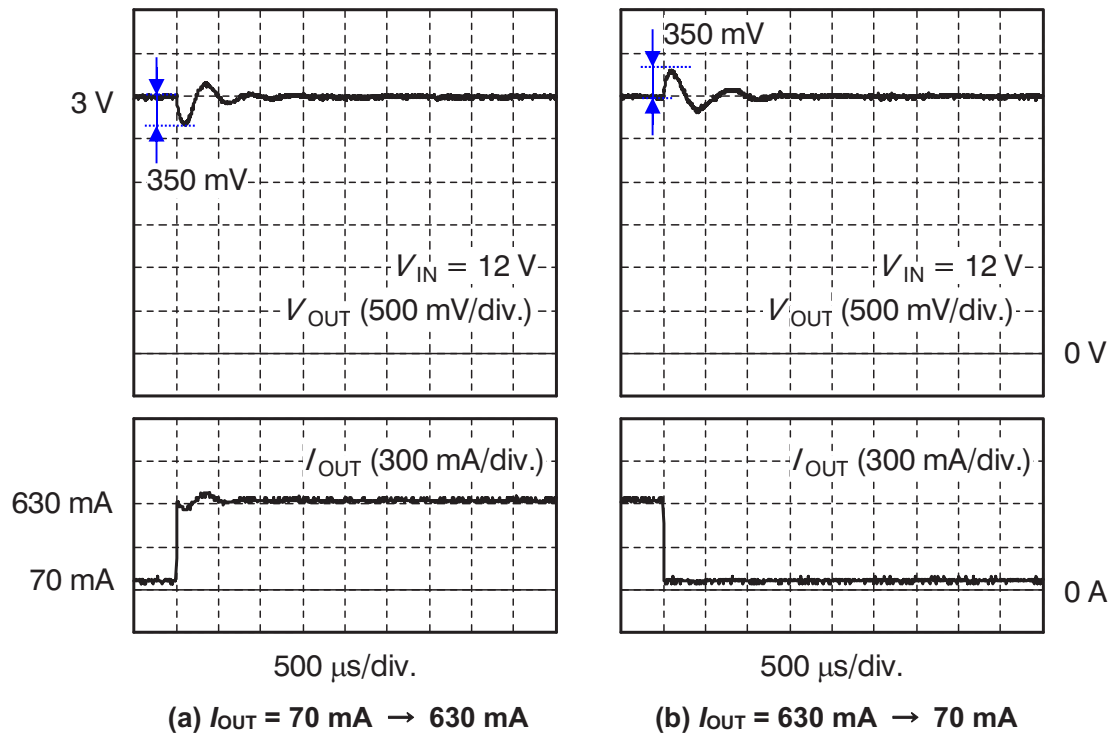


図 2-10 負荷急変評価時の波形 (フィードフォワード補償器なし)

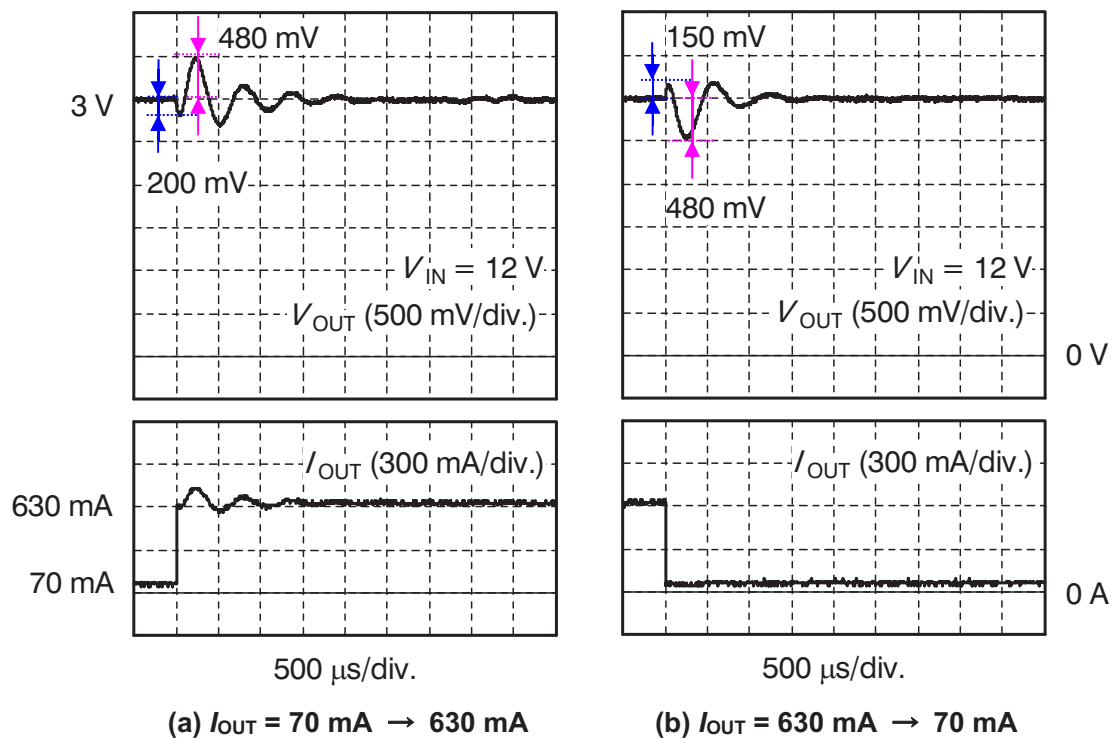


図 2-11 負荷急変評価時の波形 (フィードフォワード補償器あり)

も約 480 mV の逆応答が確認された．また，出力電圧が安定するまでの時間も長い．

＜入力急変＞

図 2-12 に示す機器構成で入力急変時の過渡応答特性を評価した．ファンクションジェネレータ出力をバイポーラアンプで増幅し，入力電圧急変させた．DC-DC コンバータの出力電流 I_{OUT} は 350 mA (定格出力電流の 50%) 一定とし，入力電圧 V_{IN} は 7 V と 17 V の間 (12 V \pm 5 V) でステップ変化させた．

図 2-13 にフィードバック制御のみのときの波形，図 2-14 にフィードフォワード補償器を適用したとき波形を示す．フィードバック制御のみの時，入力急変時のオーバーシュート，アンダーシュートはそれぞれ 2.5 V，1.4 V と大きな値となった．それに対し，フィードフォワード補償器を適用することで，それぞれ 200 mV，650 mV へ抑制できた．出力電圧変動の抑制効果は入力電圧が上昇したときの方が高いが，これは実験システムの都合上，入力電圧が上昇するときの方が dV/dt が約 7% 小さかったことと，フィードバックループ特性が入力電圧によって大きく変化することが原因と考えられる．入力電圧変動を検出してからフィードフォワード補償量を計算し，オン時間に反映されるまで最低でも 1 周期遅れる．そのため入力電圧変動の dV/dt が大きいと，この間の出力電圧変動が大きくなる．また，その後は入力電圧は変化しないため，フィードフォワード補償器は動作しない．よって，フィードバック制御器のみで出力電圧変動を抑制し，出力電圧を安定させなければならない．ここで，一巡伝達関数は (2-19) 式のようになる．

$$G_{vo_d}(s)G_{div}(s)G_{FB}(s)=\frac{V_{IN}+(R_{SL}-R_{SH})I_{OUT}}{1+2(\delta/\omega_n)s+(1/\omega_n^2)s^2}\frac{R_{FB2}}{R_{FB2}+R_{FB1}(1+C_{FB}R_{FB2}s)}G_{FB}(s)$$

..... (2-19)

本論文で示した回路構成では $R_{SL}=R_{SH}$ なので，一巡伝達関数は入力電圧 V_{IN} に比例し，入力電圧が高いときのほうが低域ゲインも高くなる．よって，入力急変後に入力電圧が高くなるときの方が出力電圧変動を抑制できたと考えられる．

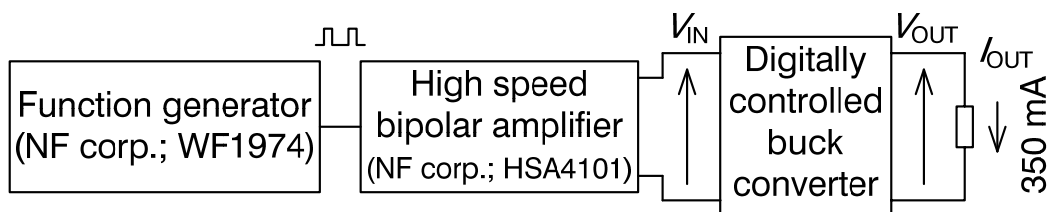


図 2-12 入力急変評価時の構成

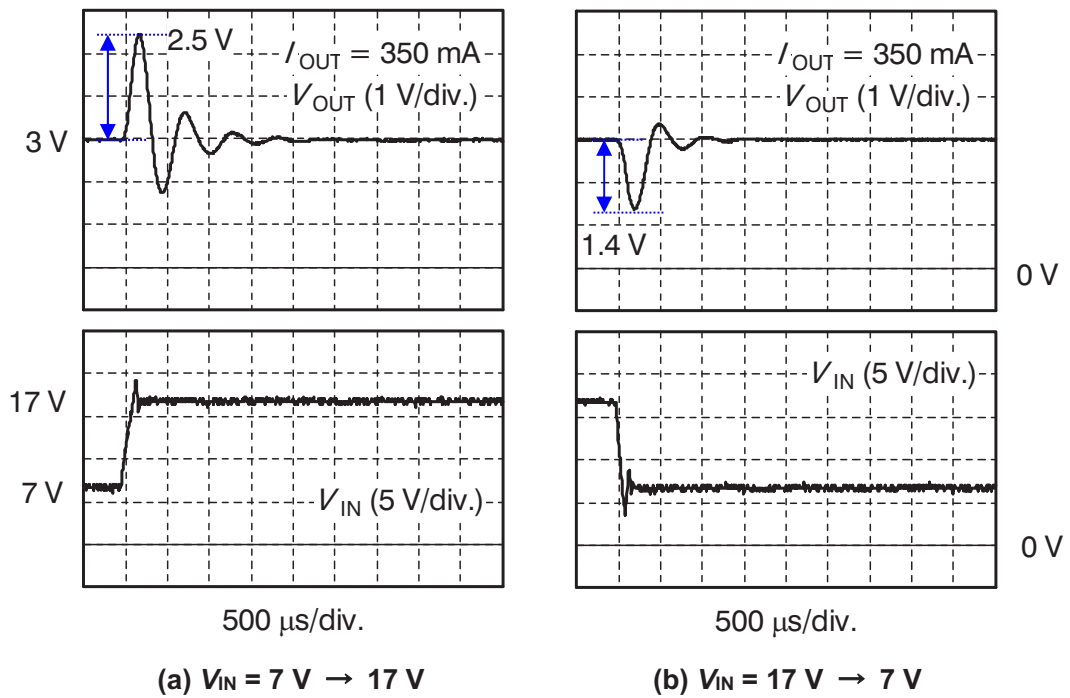


図 2-13 入力急変評価時の波形 (フィードフォワード補償器なし)

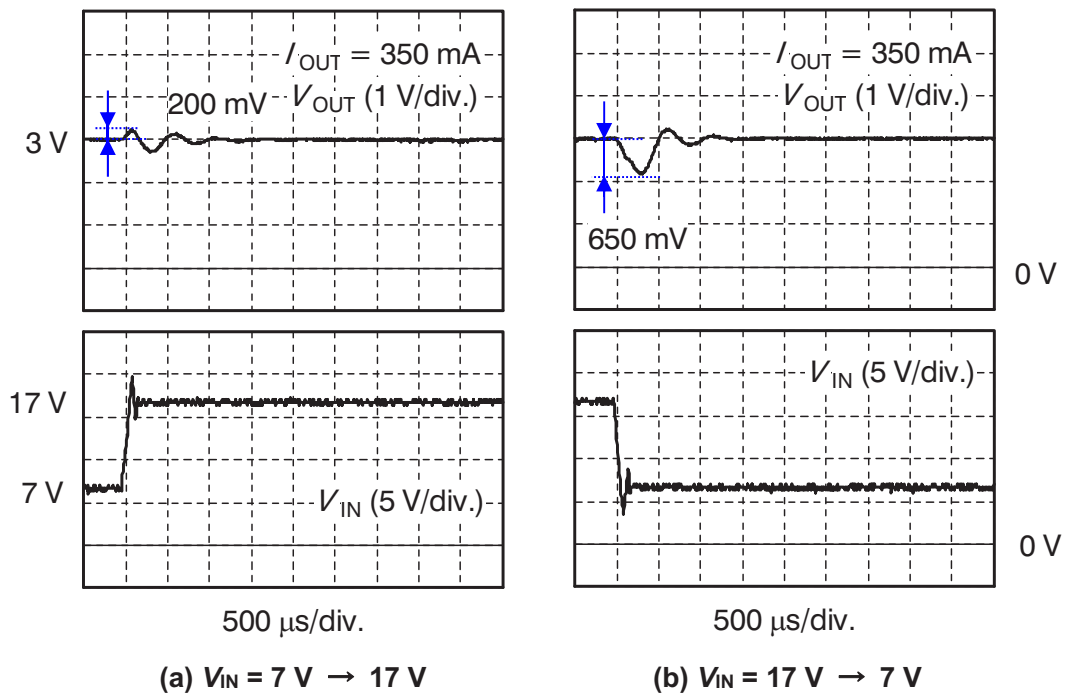


図 2-14 入力急変評価時の波形 (フィードフォワード補償器あり)

2.6 DC-DC コンバータの状態方程式を用いたフィードフォワード

補償器の設計と適用実験

2.6.1 フィードフォワード補償器の設計

(2-4) 式の DC-DC コンバータの状態方程式から、フィードフォワード補償器を設計した。(2-4) 式に (2-5) 式を代入すると、出力電流変動 $\Delta i_{OUT} \rightarrow$ オン時比率変化 Δd の伝達関数 $G_{d_io}(s)$ および入力電圧変動 $\Delta v_{IN} \rightarrow$ オン時比率変化 Δd の伝達関数 $G_{d_vi}(s)$ として (2-20) 式, (2-21) 式が得られる。

$$G_{d_io}(s) = \frac{\Delta d(s)}{\Delta i_{OUT}(s)} = \frac{Ls + Z_o}{V_{IN} + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}} \quad \dots\dots\dots (2-20)$$

$$G_{d_vi}(s) = \frac{\Delta d(s)}{\Delta v_{IN}(s)} = -\frac{D}{V_{IN} + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}} \quad \dots\dots\dots (2-21)$$

(2-20) 式, (2-21) 式をオン時間に関する式に書き換えると次式のようになる。

$$G_{d_io}(s) = \frac{\Delta t_{ON_I}}{\Delta i_{OUT}} = \frac{(Ls + Z_o)T}{V_{IN} + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}} \quad \dots\dots\dots (2-22)$$

$$G_{d_vi}(s) = \frac{\Delta t_{ON_V}}{\Delta v_{IN}(s)} = -\frac{T_{ON}}{V_{IN} + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}} \quad \dots\dots\dots (2-23)$$

(2-22) 式は 2.5 節で導出した関係式と類似した形となるが、インダクタによる位相進み要素が追加されている。(2-23) 式は 2.5 節で示した式と同一となる。

2.6.2 フィードフォワード補償器の効果の検討

フィードフォワード補償器の効果を出力インピーダンスおよび入出力特性によって検討した。なお、実際の制御系は離散時間系で動作するが、サンプリング周期 (10 μ s) が主回路の時定数 (482 μ s) よりも十分短いため、以下では連続時間系で検討した。

図 2-2 からフィードバックループを考慮した出力インピーダンス $G_{vi}(s)$ (出力電流変動 $\Delta i_{OUT} \rightarrow$ 出力電圧変動 Δv_{OUT} の伝達関数) および入出力特性 $G_{vv}(s)$ (入力電圧変動 $\Delta v_{IN} \rightarrow$ 出力電圧変動 Δv_{OUT} の伝達関数) は, (2-24) 式, (2-25) 式のように求められる [54]。

$$G_{vi}(s) = \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta i_{OUT}} = \frac{G_{vo_io}(s)}{1 + G_{div}(s)G_{FB}(s)G_{vo_d}(s)} \quad \dots\dots\dots (2-24)$$

第 2 章

$$G_{vv}(s) = \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta v_{IN}} = \frac{G_{vo_vi}(s)}{1 + G_{div}(s)G_{FB}(s)G_{vo_d}(s)} \quad \dots\dots\dots (2-25)$$

一方、フィードフォワード補償器があるとき、出力インピーダンスは (2-26) 式、入出力特性は (2-27) 式のように求められる。

$$G_{vi}(s) = \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta i_{OUT}} = \frac{G_{vo_io}(s) + G_{d_io}(s)G_{vo_d}(s)}{1 + G_{div}(s)G_{FB}(s)G_{vo_d}(s)} \quad \dots\dots\dots (2-26)$$

$$G_{vv}(s) = \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta v_{IN}} = \frac{G_{vo_vi}(s) + G_{d_vi}(s)G_{vo_d}(s)}{1 + G_{div}(s)G_{FB}(s)G_{vo_d}(s)} \quad \dots\dots\dots (2-27)$$

(2-24) 式～ (2-27) 式に (2-6) 式, (2-7) 式, (2-20) 式および (2-21) 式を代入すると, A/D 変換や制御演算により生じる制御遅れを無視すれば, フィードフォワード補償器を適用したときの (2-26) 式, (2-27) 式の分子はゼロとなる。よって, フィードバック制御器の伝達関数 $G_{FB}(s)$ の値によらず出力インピーダンス $G_{vi}(s)$ および入出力特性 $G_{vv}(s)$ はゼロとなるため, 出力電流変動 Δi_{OUT} 及び入力電圧変動 Δv_{IN} による影響を完全にキャンセルできる。

実際には, 前述の通りデジタル制御 DC-DC コンバータにおいては 2 周期近い制御遅れが生じることがある。そこで, より厳しい条件として, 2 周期 (20 μ s) の制御遅れ時間が生じたと仮定したときの出力インピーダンス $G_{vi}(s)$ および入出力特性 $G_{vv}(s)$ の周波数特性を計算した。制御遅れ時間は (2-24) 式～ (2-27) 式中の $G_{vo_d}(s)$ に制御遅れ時間として $\exp(-t_d s)$ (ただし, $t_d = 20 \mu$ s) を追加して計算した。なお, この計算では, 入力電圧 V_{IN} は 12 V, 出力電流 I_{OUT} は 700 mA としている。また, 簡単化のため, フィードバック制御器の伝達関数 $G_{FB}(s)$ は比例ゲインのみとしている。

計算結果を図 2-15, 図 2-16 に示す。図 2-15, 図 2-16 より本論文で提案したフィードフォワード補償器を適用することで, LC フィルタの共振周波数 (約 2.1 kHz) 以下の帯域において, フィードフォワード補償器なしの場合と比較して出力インピーダンスおよび入出力特性を改善でき, またピーク値も低下する。このことから, オーバーシュートやアンダーシュートを抑制でき, 過渡応答特性を改善できることがわかる。前述の通り, ここでの検討はフィードバック制御器の伝達関数 $G_{FB}(s)$ を比例ゲインのみとしているので, LC フィルタの共振周波数より高い周波数域の結果にあまり大きな意味はないが, 20 μ s の遅れの影響とみられる 50 kHz ほどの減衰が見られる。当然のことながら, フィードバック制御器の伝達関数の低域ゲインを大きくしたり, 位相補償によって制御帯域幅の広帯域化を行えば, さらなる過渡応答特性の改善が可能である。

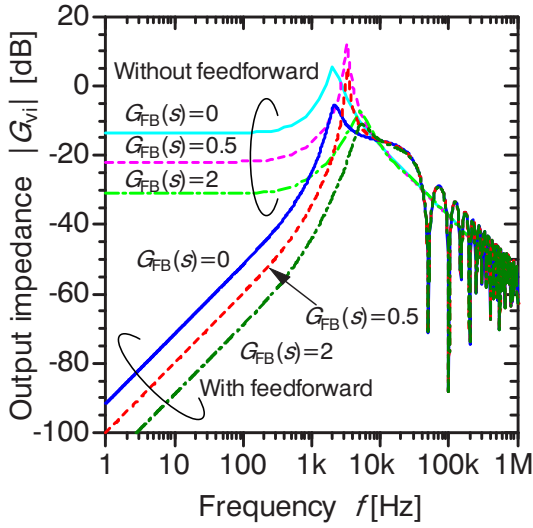


図 2-15 出力インピーダンス

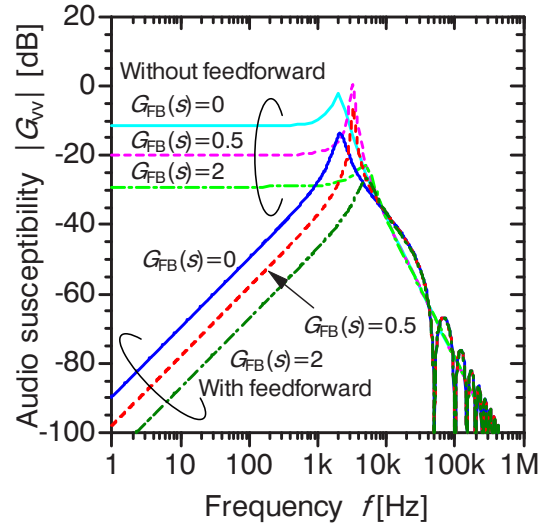


図 2-16 入出力特性

2.6.3 フィードフォワード補償器の差分方程式の導出

(2-22) 式および (2-23) 式を後退差分近似 [57]によって離散化すると次式が得られる．

$$G_{d_{io}}(z) = \frac{\Delta t_{ON_I}(z)}{\Delta i_{OUT}(z)} = \frac{\{(Z_o + L/T_s) - (L/T_s)z^{-1}\}T}{V_{IN} + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}} \quad \dots\dots\dots (2-28)$$

$$G_{d_{vi}}(z) = \frac{\Delta t_{ON_V}(z)}{\Delta v_{IN}(z)} = -\frac{T_{ON}}{V_{IN} + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}} \quad \dots\dots\dots (2-29)$$

ここで z は z 変換の演算子， T_s はサンプリング周期である．さらに，デジタル制御器に実装するため 2.5.2 項と同様の仮定を導入すると，差分方程式は (2-30) 式および (2-31) 式のように求められる．

$$N_{FI}[k] = \frac{1}{V_{IN}[k-1] + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}[k-1]} \times \left\{ \left(Z_o + \frac{L}{T_s} \right) I_{OUT}[k] - \left(Z_o + \frac{2L}{T_s} \right) I_{OUT}[k-1] + \frac{L}{T_s} I_{OUT}[k-2] \right\} + N_{FI}[k-1] \quad \dots\dots\dots (2-30)$$

$$N_{FV}[k] = -\frac{N_{ON}[k-1](V_{IN}[k] - V_{IN}[k-1])}{V_{IN}[k-1] + (R_{SL} - R_{SH})I_{OUT}[k-1]} + N_{FV}[k-1] \quad \dots\dots\dots (2-31)$$

2.6.4 実験結果

2.6.4.1 レギュレーション特性

図 2-17, 図 2-18 に出力電圧の出力電流依存性 (ロードレギュレーション特性) および入力電圧依存性 (ラインレギュレーション特性) の評価結果を示す. 図 2-17, 図 2-18 において, 黒塗りプロット (●, ▲, ■) はフィードバック制御のみ, 白抜きプロット (○, △, □) はフィードフォワード補償器を適用したときの結果である. これらより, レギュレーション特性は良好であり, また, 本節で示した方式でもフィードフォワード補償器の有無はレギュレーション特性に影響を与えないことがわかる.

2.6.4.2 過渡応答特性

<負荷急変>

図 2-19 に負荷急変時の波形を示す. 図 2-19 から, アンダーシュートは 180 mV 程度, オーバーシュートは 100 mV 程度に改善している. また, 出力電圧変動の収束時間も大幅に短縮できている. さらに, 本節で示した方法によれば出力電圧の逆応答も生じていない. さらに図 2-10, 図 2-11 で見られた, 負荷急変後の出力電流の振動も生じない.

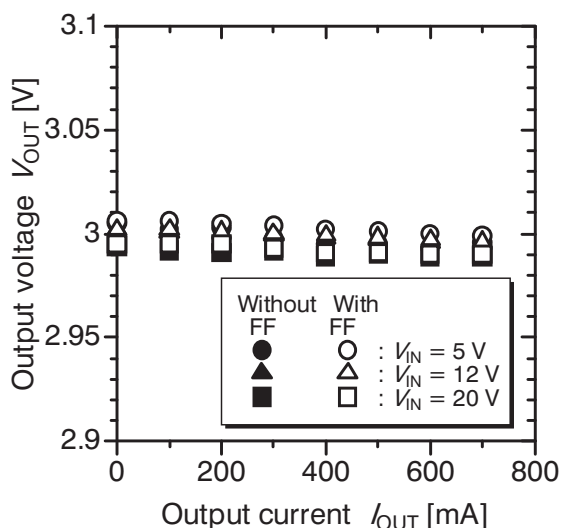


図 2-17 出力電圧の出力電流依存性

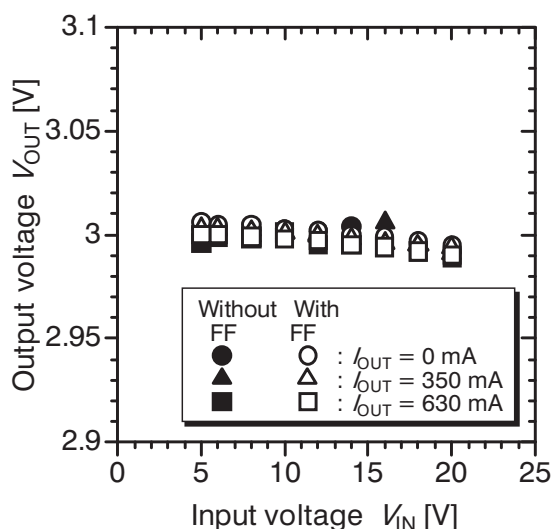


図 2-18 出力電圧の入力電圧依存性

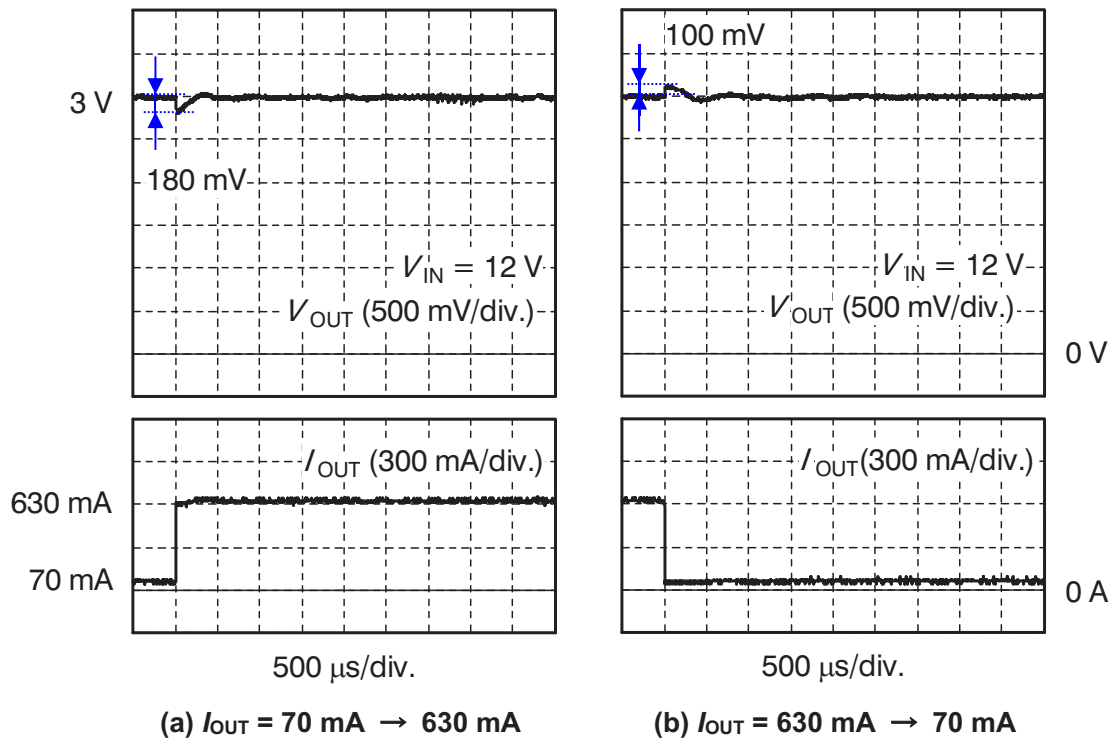


図 2-19 負荷急変評価時の波形 (フィードフォワード補償器あり)

＜入力急変＞

図 2-20 に入力電圧急変時の波形を示す. 本節で導出したフィードフォワード補償器の演算式は, 2.5 節で示したものと同一であることから同じ結果が得られ, オーバーシュートおよびアンダーシュートはそれぞれ 200 mV, 650 mV 程度へ抑制できる.

2.7 考察

本論文で示したコンバータは PWM 制御を行っているため, 負荷急変または入力急変が生じた場合, オン時比率の変化のみで出力電圧変動を抑制する必要がある. 図 2-21 に負荷急変前後のオン時比率変化の測定値を示す. 図 2-21 において, 周期 0 の点が負荷急変後の最初のスイッチングである. 図 2-21 上段に示したフィードバック制御器のみの場合, 負荷急変直後のオン時比率はわずかに変化するだけである. そのため, 出力電圧変動が大きい. 出力電圧変動を抑制するには, 負荷急変直後のオン時比率変化を大きくする必要があり, このためにはフィードバック制御器の性能を上げる必要がある. 一般的には, 低域ゲインを上げたり, 制御帯域幅を広帯域化によってフィードバック制御器の高性能化を図るが,

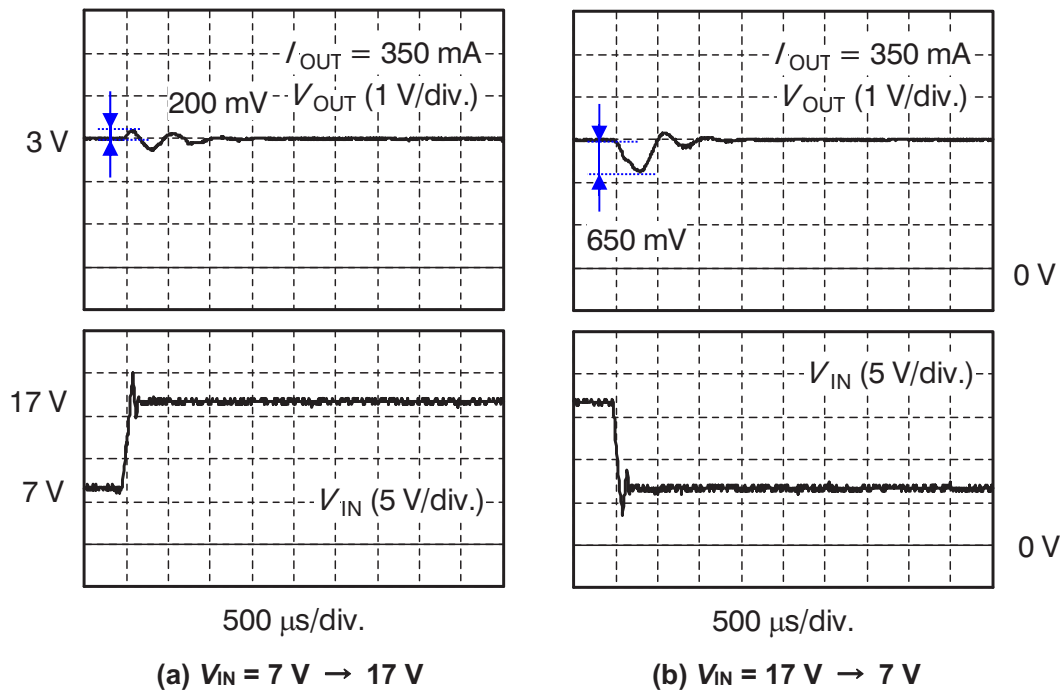


図 2-20 入力急変評価時の波形 (フィードフォワード補償器あり)

デジタル制御適用時は制御帯域幅の広帯域化は容易ではない．低域ゲインのみを上げることは制御の安定性に影響するため，フィードバック制御器のみでの過渡応答特性改善には限界がある．

図 2-21 中段の 2.5 節で示したフィードフォワード補償器を適用した場合，負荷急変直後にオン時比率が大きく変化するため，フィードバック制御器のみの場合に比べて出力電圧変動が抑制される．しかしながら，負荷急変が生じてフィードフォワード補償器が動作すると，定常動作時のオン時比率よりも負荷急増時はオン時比率が高い状態，負荷急減時はオン時比率が低い状態が，負荷急変後の十数周期の間続く．これにより，出力電圧は逆応答したものと考えられる．一方，図 2-21 下段に示した 2.6 節で示したフィードフォワード補償器を適用した場合は，負荷急変直後にオン時比率が大きく変化することで出力電圧変動を抑制し，その後は定常状態におけるオン時比率へ戻り安定している．この動作によって出力電圧は速やかに収束し，出力電圧の逆応答も生じない．このような違いが現れた原因として，2.5 節で示した方法は，フィードフォワード補償器を定常状態における関係式という限定的な状態から設計していることが原因であると考えられる．

第2章

出力電流が急増した場合を例に考える. 2.5 節で示した方法では, 出力電流の変化を検出すると (2-16) 式によってオン時比率を増加させるように補償量が算出される. これにより, 出力電圧アンダーシュートが抑制される. 次の周期で出力電流が安定すると (2-16) 式の右边第1項はゼロになるものの, 第2項によりフィードフォワード補償器の影響が残る. これによりオン時比率が高い状態が続き, 出力電圧も上昇してしまう. 上昇した出力電圧は, フィードバック制御器によって本来の出力電圧値に戻される. 一方, 2.6 節で示した方法でも, 出力電流の変化を検出し, (2-30) 式によってオン時比率を増加させるように補償量が算出され, 出力電圧アンダーシュートが抑制されるのは同じである. しかしながら, 次の周期には前周期の演算結果をキャンセルするような演算が行われる. これにより, 定常状態におけるオン時比率へ戻るのに, 出力電圧の逆応答が生じなかったと考えられる.

ところで, 本論文では示していないが, 2.5 節で示した定常状態の関係式から導出したフィードフォワード補償器を適用した場合であっても, フィードバック制御器を高性能化させることなく, フィードフォワード補償器の演算式の調整によって出力電圧の逆応答を回避できる. 具体的には, (2-16) 式の右边最終項を削除 ($N_{FF}[k-1]=0$) する. これにより, 負荷急変直後だけ大きくオン時比率が変化する動作になり, 図 2-20 中段に示したような長期間オン時比率が高くなる状況を回避できる. このような方法は, ソフトウェアで制御演算を行っているデジタル制御のメリットを活かしたものであり, 目的の特性を得るための手段の1つであると考えられる. 同様に, 文献 [36]でも採用されているように, 電流検出の感度係数として振る舞う任意定数を (2-14) 式や (2-22) 式へ導入することで, DC-DC コンバータ回路の部品定数を変えることなく電流検出感度を調整することも可能である.

入力急変時の出力電圧変動は, そのときの出力電流にほとんど影響せず, オーバーシュート, アンダーシュートともに同程度の値となる (本論文では図示はしていない). これは電流連続モード動作時, 出力電流変化によるオン時比率変化が小さいためである. 一方で, 入力電圧変化に対するオン時間変化は大きい. そのため, 入力急変によってオン時比率を大きく変化させる必要が生じた場合, 制御器の応答特性が悪いと出力電圧変動も大きくなる. 入力急変時の過渡応答特性は, DC-DC コンバータの負荷となる機器等を過電圧や低電圧誤動作から保護するためにも重要である.

本論文で用いたデジタル制御器を用いた場合, フィードバック制御のみとき制御演算にかかる時間は約 $1.65 \mu\text{s}$ であった. ここに黒川らの提案する方法 ((2-1) 式) を単純に適用すると, 制御演算時間は約 $2.3 \mu\text{s}$ (フィードバック制御のみの場合より 40%増) であった.

一方、本論文の 2.5 節で示したフィードフォワード補償器を適用すると約 $2.05\ \mu\text{s}$ (同 25% 増) , 2.6 節で示した方法では約 $1.94\ \mu\text{s}$ (同 18% 増) であり、フィードフォワード補償適用による制御演算時間の増加を抑えられている。しかしながら、いずれの方法でも A/D 変換にかかる時間 $1.5\ \mu\text{s}$ と合わせ $3\ \mu\text{s}$ 以上かかる。そのため、本論文で使用したデジタル制御器を使用した場合、スイッチング周波数とサンプリング周波数を同一にする動作モードでは、 $250\ \text{kHz}$ 以上のスイッチング周波数での動作は難しい。スイッチング周波数の高周波化のためには、これらの時間の短縮が必要である。

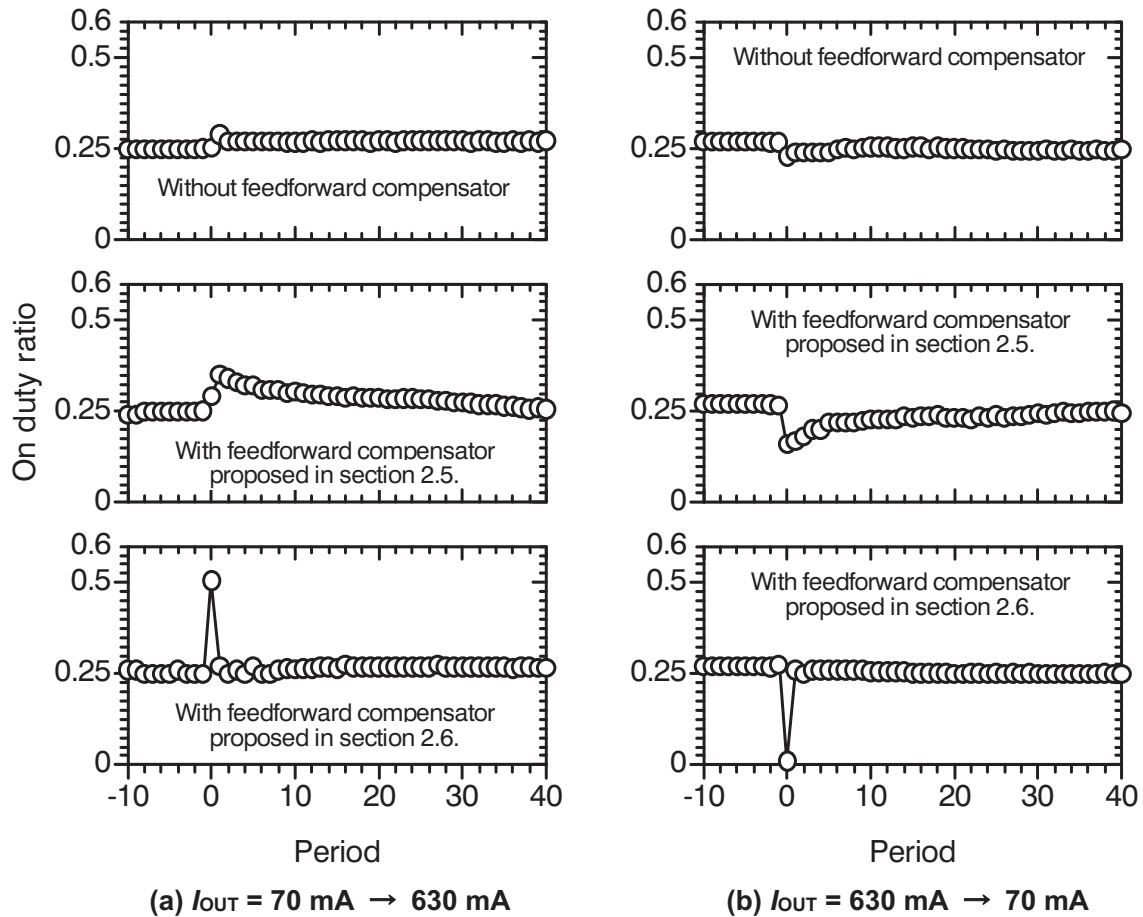


図 2-21 負荷急変評価時のオン時比率変化

2.8 結言

本章では、デジタル制御 DC-DC コンバータの過渡応答特性を、フィードフォワード補償器を用いることで改善する手法について示した。負荷急変や入力急変を検出し、フィードフォワード補償器によって適切な補償をかけることで、過渡応答特性を改善できることを示した。本章で示したのはごく基本的な考え方に基づいているため、制御系の設計手法などについてさらなる検討の余地がある。しかしながら、デジタル制御 DC-DC コンバータの過渡応答特性改善にフィードフォワード補償が有効であることは示せたと考える。

本章において得られた結果をまとめると以下の通りとなる。

- (1) 非絶縁降圧型 DC-DC コンバータについて、主回路の等価回路から求められる伝達関数から、2 種類の方法 でフィードフォワード補償器を設計した。どちらの設計法によってもデジタル制御器に実装するための差分方程式は四則演算のみで実現でき、先行研究例と比較し、フィードフォワード補償適用による演算時間増加を抑制できた。このことは、安価なデジタル制御器の適用が可能になるのと同時に、スイッチング周波数の高周波化も期待できる。
- (2) 本章で提案したフィードフォワード補償器の実装の有無にかかわらず、レギュレーション特性 (出力電流依存性 (ロードレギュレーション特性)、入力電圧依存性 (ラインレギュレーション特性)) は良好であった。これは、本論文で提案したフィードフォワード補償器は、出力電流変動または入力電圧変動を検出して動作するため、定常状態においてはフィードバックループに影響しないためである。そのため、フィードバック制御器とフィードフォワード補償器は別々に設計できる。
- (3) フィードフォワード補償器適用による負荷急変時および入力急変時の応答特性の改善効果を確認するため、出力インピーダンスおよび入出力特性の周波数特性を計算により求めた。その結果、本論文で提案したフィードフォワード補償器を適用することで、制御遅れ時間を考慮しても応答特性を改善できることを確認した。なお、この計算ではフィードバック制御器を比例制御としているが、例えば積分要素および微分要素を

第2章

追加し PID 制御とし、低域ゲインを上げながら制御帯域幅を広帯域化することで、さらに応答特性を改善できると考えられる。

- (4) 本論文で提案したフィードフォワード補償器を用いることで、フィードバック制御器のみの場合と比較し、過渡応答特性を大きく改善することができた。本章で対象とした DC-DC コンバータでは、負荷急変時のオーバーシュートを 350 mV から 100 mV (約 30%へ抑制)、アンダーシュートは 350 mV から 180 mV (約 50%抑制) へ改善できた。また、入力電圧変動時のオーバーシュートは 2.5 V から 200 mV (約 90%抑制)、アンダーシュートは 1.4 V から 650 mV (約 55%抑制) へ改善できた。

本章では、DC-DC コンバータの非線形な動作を線形近似し、フィードバック制御器の制御パラメータやフィードフォワード補償器の設計を行っており、また、図 2-4 に示した等価回路モデルと実際に試作した DC-DC コンバータの寄生パラメータを含むモデルの差の影響は考慮されていない。出力電流や入力電圧の変動幅が大きくなった場合、非線形性の影響が大きくなるので、モデル化誤差の影響およびそれに対するロバスト性、制御系の安定性についての定量的な検討が今後の課題となる。

第3章 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット

磁心トランスの開発と

フライバックコンバータでの特性評価

第3章 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット

磁心トランスの開発と

フライバックコンバータでの特性評価

3.1 緒言

本章では、表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料を磁心材料に用いたトランスの開発と、フライバックコンバータへ適用した結果について論ずる。

図 3-1 にフライバックコンバータの基本的な回路構造を示す。フライバックコンバータは、1 次側 MOSFET のオン時にトランスがエネルギーを蓄積し、オフ時に蓄積したエネルギーを 2 次側に放出する動作となる。そのため、磁気デバイスとしての動作は、非絶縁型 DC-DC コンバータのインダクタと同じような動作となる。トランス磁心材料には、鉄損が小さいことと、トランスを小型化できるように飽和磁束密度 B_s が高いことが望まれる。現在のフライバックコンバータのトランス磁心材料には、主に Mn-Zn フェライトが用いられているが、直流重畳特性改善とインダクタンス調整のため磁心の磁気回路中にギャップを設けて用いており、実効的な比透磁率が低い状態で使用される。そのため、磁心材料にはそれほど高い比透磁率は求められない。現状のフライバックコンバータでは、使用する磁心材料や電源仕様にもよるが、実効的な比透磁率は数百程度であることが多いと考えられる。しかしながら、比透磁率が低くなると漏れ磁束が生じやすく、トランスの 1 次巻線と 2 次巻線の結合係数が低下しやすくなる。これは、スイッチング波形にサージ電圧やリングングが発生の要因となり、電力変換効率の低下や EMI 問題を引き起こすことから、結合係数は高いことが望まれる。また、磁心中のギャップからの漏れ磁束は、EMI 問題の原因となるほか、漏れ磁束が巻線や周辺部品を通過することでうず電流損失の発生、およびそれに伴う温度上昇の原因にもなる [59]。

本論文で用いたメタルコンポジット材料は、高抵抗酸化被膜付カルボニル鉄粉とエポキシ樹脂を複合化して作製される。非磁性樹脂と複合化しても 1 T 程度の高い飽和磁化を有するため、エネルギー密度を高めることができ、トランス磁心の小型化が可能になる。ま

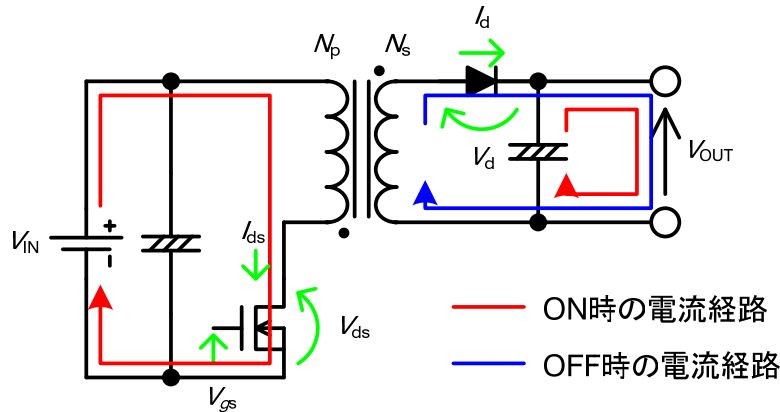


図 3-1 フライバックコンバータの回路図

た、高抵抗酸化被膜付微粒子を用いるため、高周波帯におけるうず電流損失を抑制できる。加えて、微粒子間の非磁性樹脂が磁気ギャップとして振る舞うためトランス磁心をギャップレスにしても磁気飽和しにくく、優れた直流重畳特性を示す [51] [52]。比透磁率が約 6 と低いため、巻線間の結合係数を高めにくいという課題がある [52]ものの、メタルコンポジット材料の持つ特長は、フライバックコンバータ用トランスの磁心材料に対する要求とマッチしており、トランス磁心材料として応用できる可能性がある。

本章では、低透磁率・低鉄損磁心材料であるメタルコンポジット材料を用いたフライバックコンバータ用トランスの開発と、実際にフライバックコンバータに適用し、電力変換効率等を評価した結果について述べる。

3.2 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料

3.2.1 概要

磁性微粒子には、BASF 社製の非還元カルボニル鉄粉を用いた。表 3-1 に使用したカルボニル鉄粉の諸元を示す [60]。非還元カルボニル鉄粉は平均粒径 1.6 μm のほぼ球形であり、数十 nm の微結晶組織と表面磁極が現れない還流磁区構造を有する [61] [62]。

ここで、球形の磁性粉末粒子において生じるうず電流損失 W_e は次式で表される [63]。

$$W_e = K \frac{(\pi d B_m f)^2}{20 \rho} \dots\dots\dots (3-1)$$

(3-1) 式において、 K はメタルコンポジット材料中の磁性粉末充填率、 d は磁性粉末粒子径 [m]、 B_m は最大磁束密度 [T]、 f は周波数 [Hz]、 ρ は磁性粉末の抵抗率 [$\Omega \cdot \text{m}$]である。上

第3章

式から、うず電流損失低減のためには、抵抗率を上げるほか、粉末の粒子径を小さくすることが効果的である。

前述の通り、カルボニル鉄粉は表面磁極が現れない還流磁区構造を有するため、自発磁化や残留磁化があっても微粒子間に磁気的な引力が生じにくく、エポキシ樹脂中で凝集しにくいと考えられる。しかしながら、カルボニル鉄粉を最稠密充填したメタルコンポジット材料では、鉄粉同士が接触してしまうことで複数のカルボニル鉄粉を経路としてうず電流が流れてしまうことが想定される。これは (3-1) 式の粒子径 d が大きくなるのと等価とみなせるため、うず電流損失 W_e が増大してしまう可能性がある。そのため、微粒子表面に絶縁被膜を形成し、うず電流を微粒子内に閉じ込めることがうず電流損失抑制に効果的である (図 3-2)。

微粒子表面への絶縁被膜形成方法としては、例えば、微粒子表面に液相加水分解法によるシリカ被膜を形成する方法が提案されている [62] [64]。しかしながら、シリカ被膜が形成された微粒子の表面処理ができず、エポキシ樹脂中への均一な分散が困難であった [65]。

そこで大気中熱処理により、微粒子表面に高抵抗酸化被膜を形成する方法が提案されている [50] [51]。微粒子を表面から酸化させることで、カルボニル鉄粉間の絶縁を図れるだけでなく、実効的な粒子径を小さくすることもできる。またこの方法によれば、エポキシ樹脂中への均一な分散も可能である。酸化被膜形成時の熱処理温度や処理時間は杉村・上野らによって検討され、微粒子状態や磁気特性等を鑑みて、大気中熱処理温度 200℃、処理時間 6 h が妥当であるとされている [50] [51]。本研究で用いたメタルコンポジット材料も、この条件で作製されたものである。図 3-3 に表面酸化処理を施したカルボニル鉄粉の断面 SEM 画像を示す。カルボニル鉄粉表面の色違い部分 (カルボニル鉄粉より濃色) が酸化被膜であり、数十 nm の酸化被膜が形成できていることが確認できる。

表 3-1 カルボニル鉄粉の諸元 [60]

Composition wt. %	Fe content; up to 97% C; 1.0% _{max} N; 0.9% _{max} O; 0.5% _{max}
Mean diameter	1.6 μm
Saturation magnetization	2 T, measured using VSM
Coercive force	below 800 A/m measured using Coercivity-Meter

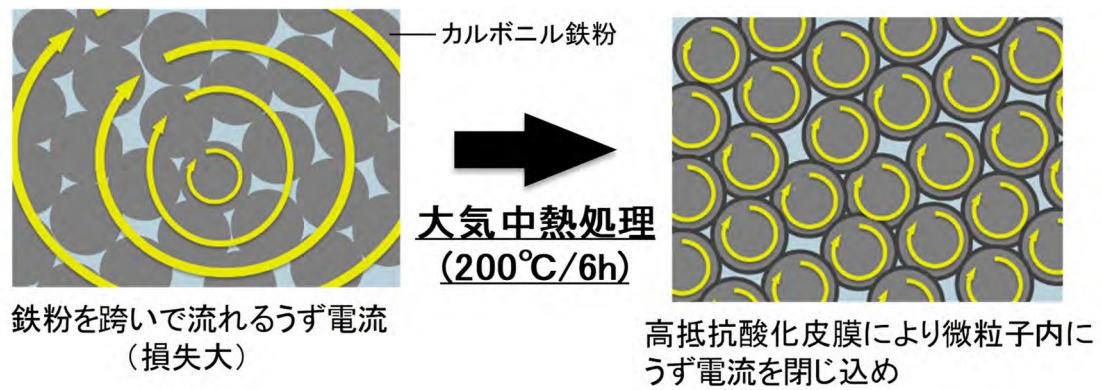


図 3-2 コンポジット材料中に生じるうず電流の流れ方を示した模式図

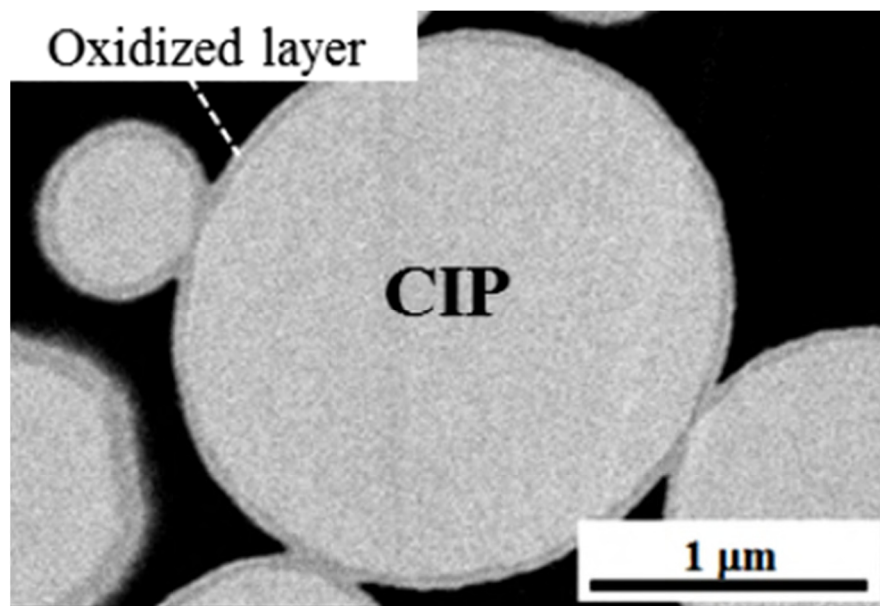


図 3-3 200°C/5 h の大気中熱処理後の表面酸化カルボニル鉄粉の断面 SEM 写真 [51]

3.2.2 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料の作製方法

図 3-4 にメタルコンポジット材料の作製方法のフローチャートを示す。

非還元カルボニル鉄粉を，電気マッフル炉を用いて 200℃/6 h の大気中熱処理によりカルボニル鉄粉微粒子の表面に酸化被膜を形成する．表面酸化カルボニル鉄粉と 2 液性エポキシ前駆体溶液を混合し，減圧環境下にて攪拌する．その後，鋳型に充填し，電気マッフル炉にて 120℃/5 h の熱処理によって硬化させる．鋳型から取り出した後は，研磨により寸法を調整している．

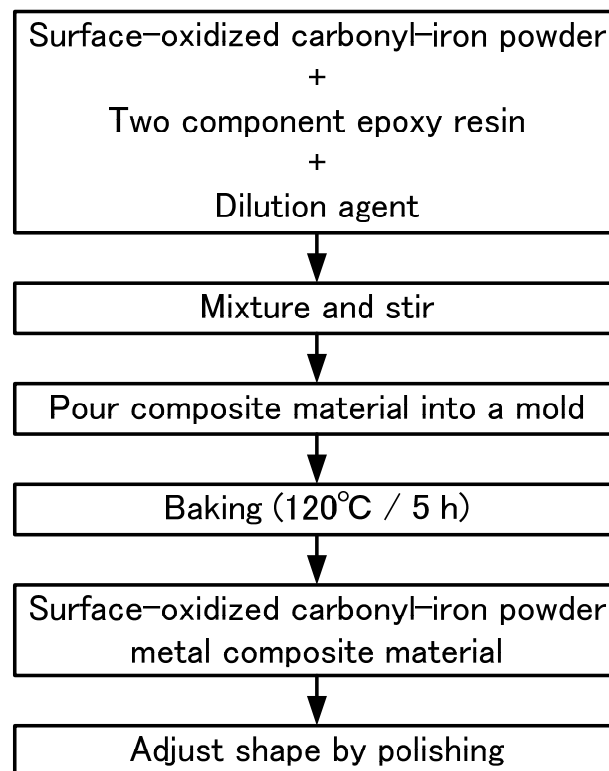


図 3-4 メタルコンポジット材料の作製工程

3.3 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料の電磁気特性

3.3.1 静磁化特性

図 3-5 にメタルコンポジット材料の静磁化曲線を示す。測定には試料振動型磁力計 (理研電子; BHV-55) を用いた。図 3-5 より、メタルコンポジット材料の飽和磁化 M_s は 1.01 T であり、かつ、良好な軟磁性特性を示していることがわかる。カルボニル鉄粉の表面酸化処理およびエポキシ樹脂との複合化により、カルボニル鉄粉のみの場合の飽和磁化 (2 T) の半分程度となる。それでも Mn-Zn フェライトや Ni-Zn フェライトと比較して、高い飽和磁化を有する。したがって、トランスのエネルギー密度を高めることができるため、巻線の巻数低減、磁心寸法の小型化が可能となると考えられる。

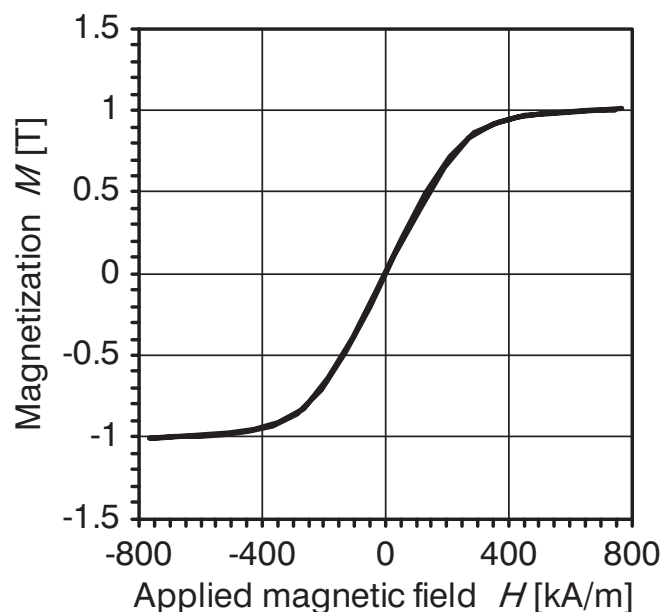


図 3-5 メタルコンポジット材料の静磁化曲線

3.3.2 比透磁率

図 3-6 にメタルコンポジット材料の複素比透磁率 μ_r^* ($=\mu_r' - j\mu_r''$) の測定結果を示す。測定にはインピーダンス/マテリアルアナライザ (Agilent technologies; 4291B) および磁性体テストフィクスチャ (Agilent technologies; 16454A) を用いた。

図 3-6 より、複素比透磁率 μ_r^* の実数部 μ_r' は約 6 と小さいものの、1 GHz までほぼフラットな特性を示す。また、虚数部 μ_r'' は 10 MHz 以下において 10^{-2} オーダーの非常に小さな値となる。複素比透磁率 μ_r^* の虚数部 μ_r'' は、磁性体において生じるヒステリシス損失やうず電流損失を表す。このことから、メタルコンポジット材料は非常に低損失な材料であるといえる。なお、図 3-6 は 1 MHz 以上の測定結果しかないが、メタルコンポジット磁心インダクタの電氣的特性の測定結果 [50] [51] から、1 MHz 未満でも同等の特性を示すものと考えられる。

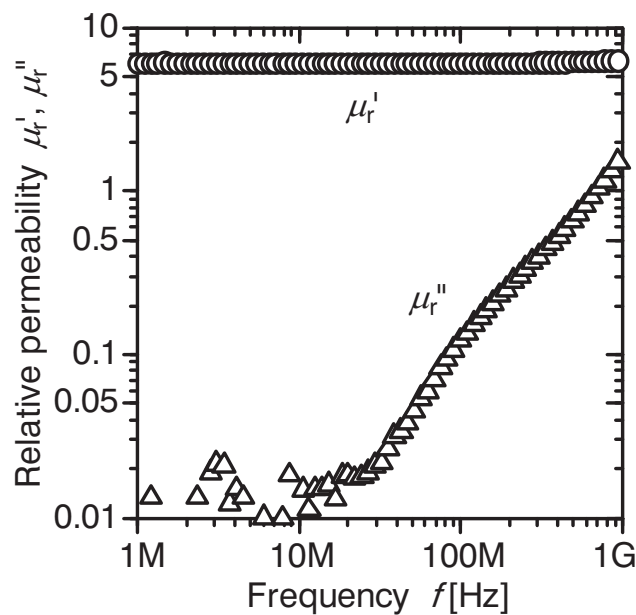


図 3-6 メタルコンポジット材料の複素比透磁率

3.3.3 比誘電率

図 3-7 にメタルコンポジット材料の複素比誘電率 $\epsilon_r^* (= \epsilon_r' - j \epsilon_r'')$ の測定結果を示す．図 3-7 において，10 MHz 未満は，LCR メータ (Agilent technologies; E4980A) および誘電体テストフィクスチャ (Agilent technologies; 16451B) を用い，電極非接触法により測定した．10 MHz 以上においては，ベクトルネットワークアナライザ (Agilent technologies; N5247A) を用い，同軸伝送法により測定した．

図 3-7 より，フライバックコンバータのスイッチング周波数として想定している 100 kHz ～10 MHz において，複素比誘電率 ϵ_r^* の実数部 ϵ_r' は 60 ～ 20 程度，虚数部 ϵ_r'' は 25 ～ 1 程度であった．メタルコンポジット材料の比誘電率の実数部がエポキシ樹脂の比誘電率の実数部 ($\epsilon_r' = 2.7$) よりも大きな値となったのは，メタルコンポジット材料内の鉄粉を経路として流れる変位電流成分が生じ，見かけ上の静電容量が大きくなったためと考えられる．

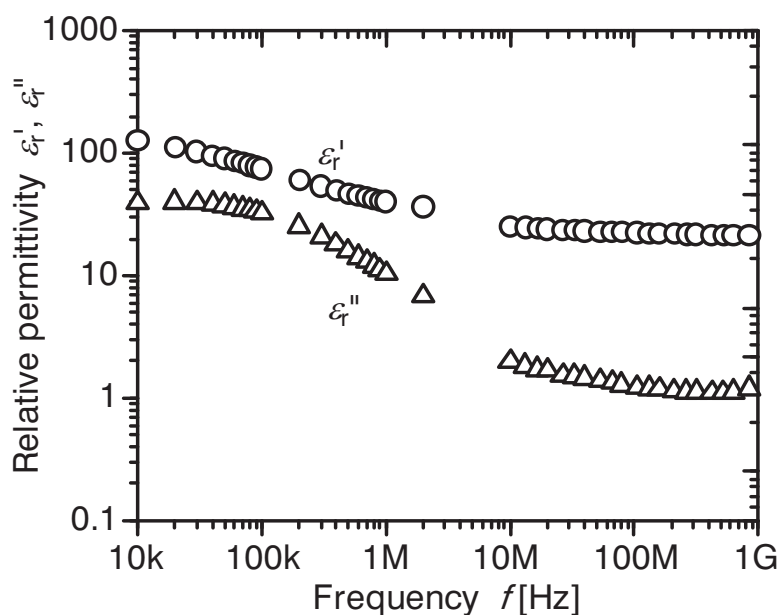


図 3-7 メタルコンポジット材料の複素比誘電率

表 3-2 電気抵抗率

Sample	Volume resistibility
as-made CIP metal composite material	65 m Ω · m
Surface-oxidized CIP metal composite material	About 100 Ω · m (95 ~ 128 Ω · m)
Mn-Zn ferrite (PC40; TDK)	6.5 Ω · m

3.3.4 電気抵抗率

表 3-2 に体積抵抗率の測定結果を示す。表 3-2 より表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料の体積抵抗率は、酸化被膜なしカルボニル鉄粉を用いてメタルコンポジット材料を作製した場合の 65 m Ω · m から約 100 Ω · m と約 1500 倍高くなる。この値は、Mn-Zn フェライトの体積抵抗率に比べても十分に高い。これにより、うず電流の微粒子内への閉じ込めが期待でき、コンポジット磁心のうず電流損失を抑制できると考えられる。

3.4 トランスの試作と PWM 制御フライバックコンバータへの適用

3.4.1 トランスの試作

3.4.1.1 トランスの構造

3.3.2 項で示したように、メタルコンポジット材料は、複素比透磁率 μ_r^* の実数部 μ_r' が約 6 と低い。そのため、励磁インダクタンスを大きくしにくい、漏れ磁束が生じやすいため巻線間の磁気結合を高めることが難しい、といった課題がある。励磁インダクタンスが小さいと、大きな励磁電流が流れ巻線導体における導通損失が増大する。また漏れ磁束が大きく、結合係数が低いとフライバックコンバータの電力変換効率が低下するだけでなく、漏れインダクタンスに蓄積されるエネルギーが不要に放射され、EMI 問題の要因となる。よって、インダクタンス係数 AL を大きくできるトランス構造にした上で必要な巻数を確保し、かつ漏れ磁束の少ない巻線レイアウトを採用する必要がある。そこで、トランスおよび磁心構造について検討した。なお、前述のとおりコンポジット材料を用いるとトランス磁心をギャップレスにできると考えられるため、以下の検討でもギャップは設けていない。

<トロイダル磁心>

図 3-8 に示したような外径 R 、内径 r 、厚さ h のトロイダル磁心に、バイファイラ巻きで巻線が巻かれた構造を想定する。図 3-8 から平均磁路長 l_m は、

$$l_m = \frac{\pi(R+r)}{2} \dots\dots\dots (3-2)$$

また、平均磁路断面積 A_m は、

$$A_m = \frac{h(R-r)}{2} \dots\dots\dots (3-3)$$

よって、インダクタンス係数 AL は、

$$AL = \mu_r \mu_0 \frac{A_m}{l_m} = \mu_r \mu_0 \frac{h(R-r)}{\pi(R+r)} \dots\dots\dots (3-4)$$

となる。

<EE 型磁心>

図 3-9 に示したような外形幅 W 、脚の幅 w 、厚さ h の EE 型磁心の中央の脚に巻線が巻かれた構造を想定する。このとき、左右の脚の磁束は中央の脚の 1/2 となる。そこで、図 3-9 に示したように左半分 (赤破線部) と右半分 (青破線部) について求め、2 倍することでインダクタンス係数 AL を求める。平均磁路長 l_m は、図 3-9 のオレンジ色の線で示した経路の長さとする、

$$l_m = 3(W-w) \dots\dots\dots (3-5)$$

また、平均磁路断面積 A_m は、

$$A_m = wh \dots\dots\dots (3-6)$$

よって、インダクタンス係数 AL は (3-5) 式、(3-6) 式から求められる値を 2 倍し、

$$AL = 2\mu_r \mu_0 \frac{A_m}{l_m} = \mu_r \mu_0 \frac{2wh}{3(W-w)} \dots\dots\dots (3-7)$$

となる。

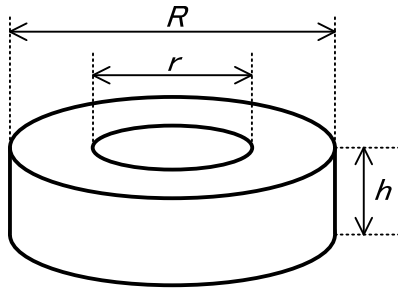


図 3-8 トロイダル磁心

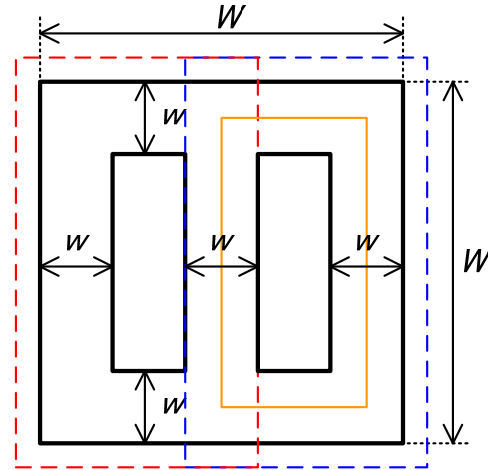


図 3-9 EE 型磁心

<巻線埋め込み型磁心>

図 3-10 に示したような外径 R 、厚さ h の磁心に、内径 r 、巻き幅 w 、導体高さ d の巻線を埋め込んだ場合を考える。簡単化のため、図 3-10 (b) のように、巻線導体の 1 ターン当たりの平均長さを有する直線的なモデルを仮定する。図 3-10 (b) から、平均磁路長 l_m は、

$$l_m = \frac{(R + 2h + 2w + 2d)}{2} \dots\dots\dots (3-8)$$

また、平均磁路断面積 A_m は、

$$A_m = \frac{\pi(R + 2h - 2w - 2d)(r + w)}{8} \dots\dots\dots (3-9)$$

となる。よって、インダクタンス係数 AL は、

$$AL = \mu_r \mu_0 \frac{A_m}{l_m} = \mu_r \mu_0 \frac{\pi(R + 2h - 2w - 2d)(r + w)}{4R + 8(h + w + d)} \dots\dots\dots (3-10)$$

となる。(3-10) 式から、巻線の内径が大きいほどインダクタンス係数 AL も大きくなる。

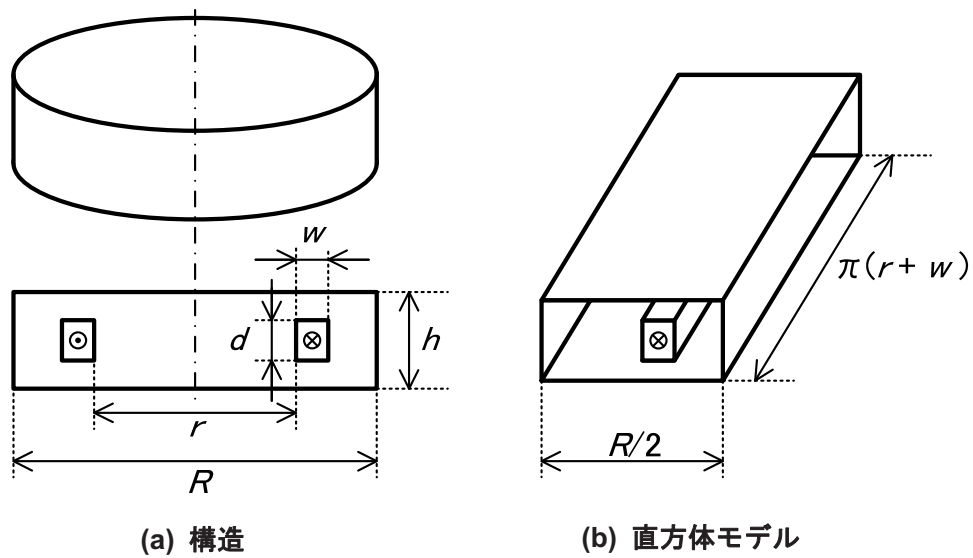


図 3-10 巻線埋め込み型モデル

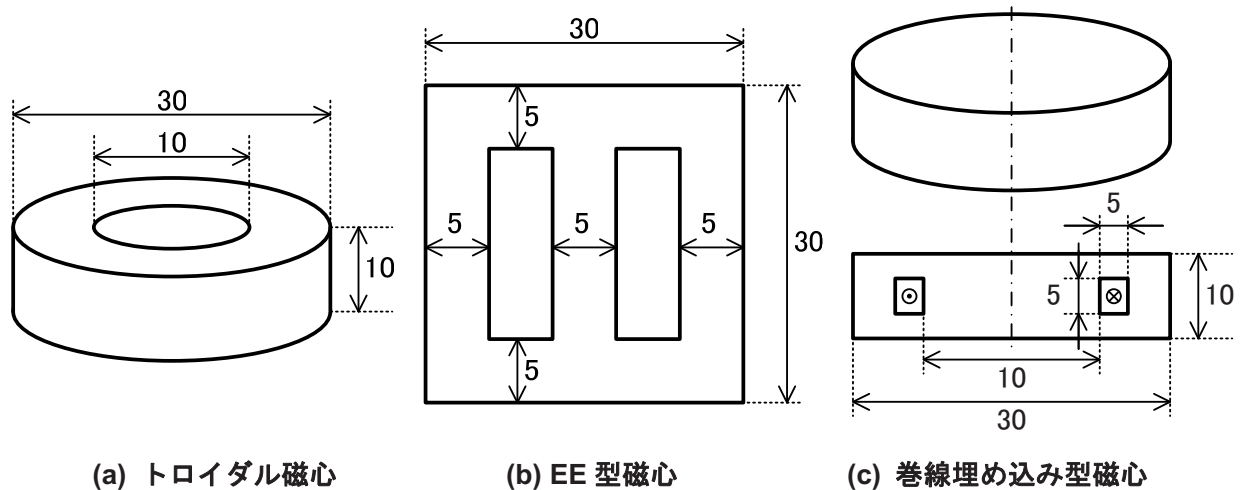


図 3-11 インダクタンス係数試算時の寸法 (単位: mm)

＜インダクタンス係数の比較と構造の決定＞

3種類の磁心形状について、図 3-11 に示した寸法を持つと仮定し、インダクタンス係数 AL を試算すると、表 3-3 のようになる。表 3-3 から、磁心外形サイズが同等のとき巻線埋め込み型が最も平均磁路断面積を大きくでき、かつ平均磁路長を短くできるため、インダクタンス係数 AL を大きくできることがわかる。また、巻線埋め込み型とすることで発生する磁束を閉じ込められるため、巻線間の磁気結合も高められると考えられる。

表 3-3 各構造の磁心パラメータの試算結果

	Toroidal	EE	Embedded
Effective length of the magnetic flux path [mm]	62.8	75	35
Effective cross sectional area of the magnetic flux path [mm ²]	100	100	177
Inductance coefficient [nH/turn ²]	12	10.1	38.1

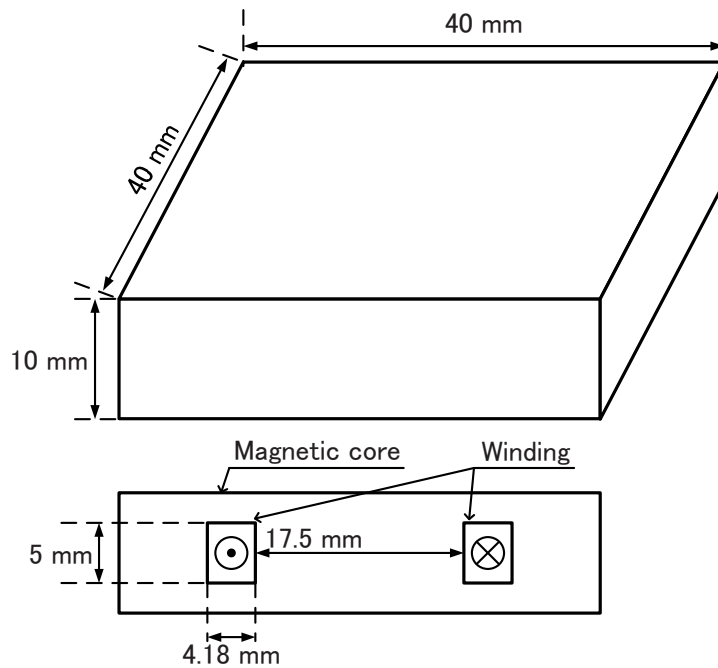


図 3-12 メタルコンポジット磁心トランスの構造

以上の検討から、図 3-12 に示したようにメタルコンポジット磁心内部に巻線導体を埋め込んだ構造とした。作製上の都合から、磁心外形は円柱状ではなく直方体形状としたが、磁気回路構造が同一であることから上記の検討結果は成り立つ。同様に、作製上の都合から、本節では磁心の寸法は縦 40 mm × 横 40 mm × 厚さ 10 mm とした。

3.4.1.2 巻線レイアウト

一般的にトランスの巻数 (巻線のインダクタンス) および巻数比は、フライバックコンバータの入出力電圧や定格出力電力等の仕様、使用する磁心材料とその動作点、MOSFET やダイオードなどパワーデバイスの定格などを考慮して決定する [59]。しかしながら、ここでは基礎的検討のためそのような設計手法は取らず、1 次巻線インダクタンスが 20 μ H

第 3 章

程度、巻数比は 2:1 とした。1 次巻線の巻数は後述する電磁界シミュレーションの結果から 16 ターンと求めている。

巻線導体には図 3-13 に示した厚さ 100 μm 、幅 5.2 mm のポリイミドシート上に厚さ 70 μm 、幅 5 mm の導体ラインが形成されたテープ状の銅張ポリイミドシートを用いた。これを内径 17.5 mm のロール状に巻くことで空心巻線を作製した。このような巻線レイアウトとすることで、隣接する巻線間隔はポリイミドシート厚の 100 μm となる。巻線間隔が小さくなることで、隣接する巻線間を通過してしまう漏れ磁束を減らし、磁気結合を強めることができると考えられる。しかしながら、巻線間隔を狭くしすぎると巻線のインダクタンスおよび巻線間の寄生容量が大きくなることで自己共振周波数の低下を招くため、コンバータの動作仕様等を考慮して決定する必要がある [66]。なお、上記の巻線導体に関するパラメータは文献 [66]において、後述する 3 次元電磁界シミュレーションにより検討されている。

巻線レイアウトは、1 次巻線と 2 次巻線が交互に配置される“インターリーブ構造”とすることで磁気結合を高められることが知られている [67] - [69]。そのため、本節でもインターリーブ構造を基本とする。1 次巻線と 2 次巻線の巻数が同じときはインターリーブ構造とすることは容易だが、本論文で扱うトランスは巻数が異なるため、本節では、図 3-14 に示すような 2 種類について検討した。以降では便宜的にそれぞれを type-A、type-B と称する。

type-A は 1 次巻線、2 次巻線がそれぞれ 1 本ずつで構成される。2 次巻線を巻き始める位置を調整し、巻線断面を見たときに 2 次巻線が 1 次巻線の中央付近に配置されるようにした。

type-B は 1 次巻線 2 本、2 次巻線 1 本で構成され、2 次巻線を 2 本の 1 次巻線の間にサンドイッチした状態で巻く。これにより、断面構造を見ると 1 次巻線の間に 2 次巻線が均等間隔に配置される構造となる。2 本の 1 次巻線は一方の巻き終わりともう一方の巻き始めを磁心外部で接続した。

なお、type-A、type-B のどちらの巻線レイアウトにおいても、巻線から磁心外部への引き出し線は、巻線導体と同様に銅張ポリイミドシートを用いている。

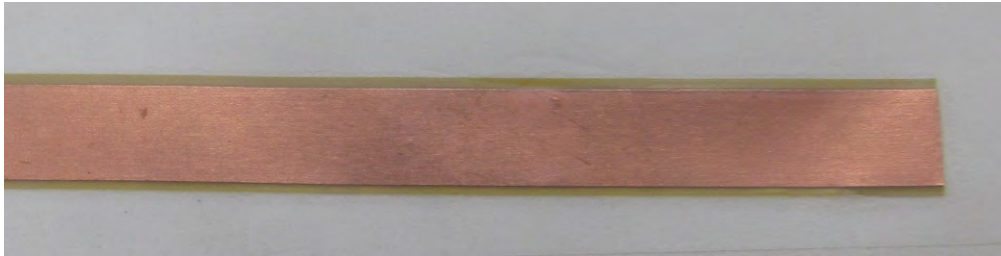


図 3-13 巻線に用いた銅張ポリイミドシート

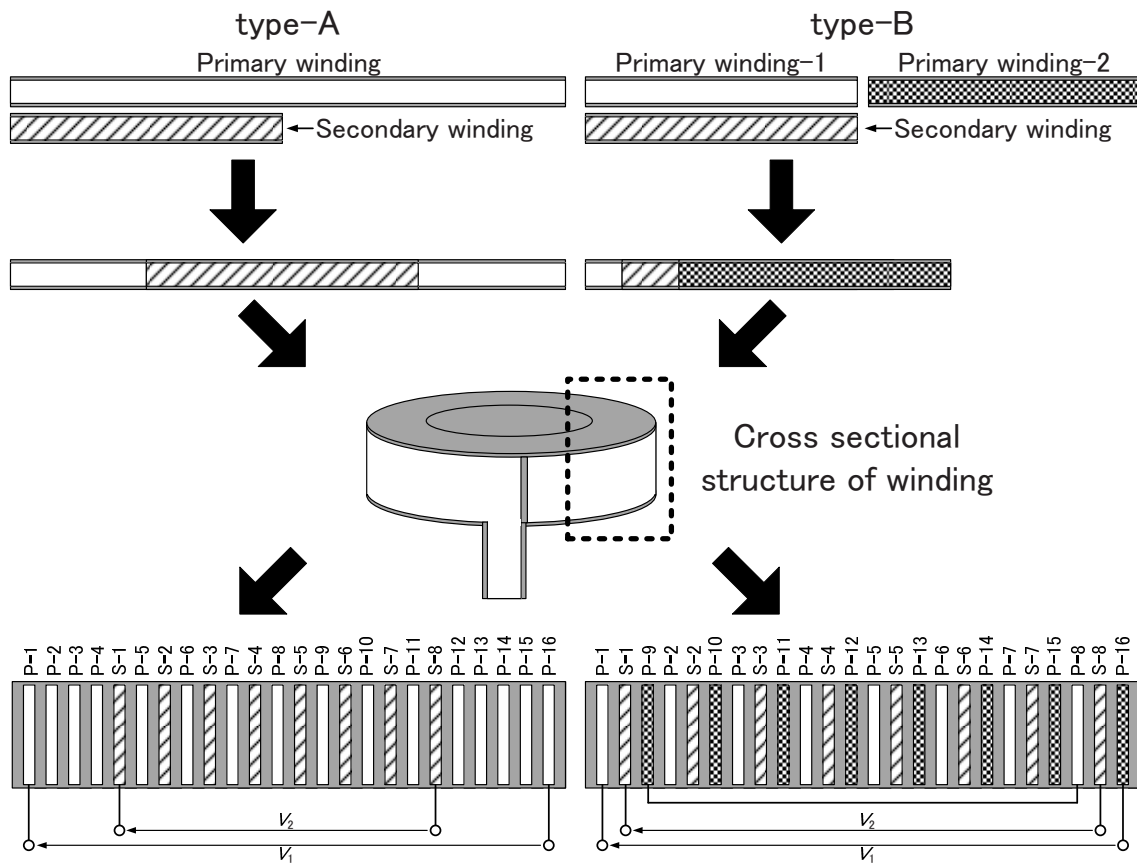


図 3-14 巻線レイアウト (最下段の図の”P-x”は 1 次巻線の x ターン目, ”S-x”は 2 次巻線の x ターン目を表す)

3.4.1.3 トランスの作製方法

図 3-15 に示した巻線レイアウトを有する空心巻線を作製する。空心巻線を鋳型内に配置し、3.3.2 項で示したように表面酸化カルボニル鉄粉と 2 液性エポキシ前駆体溶液を混合したスラリを充填した後、熱処理 (120℃/5 h) により硬化させた。硬化後、鋳型から取り出し、研磨によって磁心寸法を調整した。なお、巻線間にスラリが侵入しないように空心巻線はポリイミドテープで被覆している。また、これにより巻線導体周辺に非磁性層が設けられるため、巻線導体端部 (図 3-14 の巻線 P-1 や P-16 の上下端) におけるうず電流損失抑制も期待できる。

図 3-15 に試作したトランスの写真を示す。

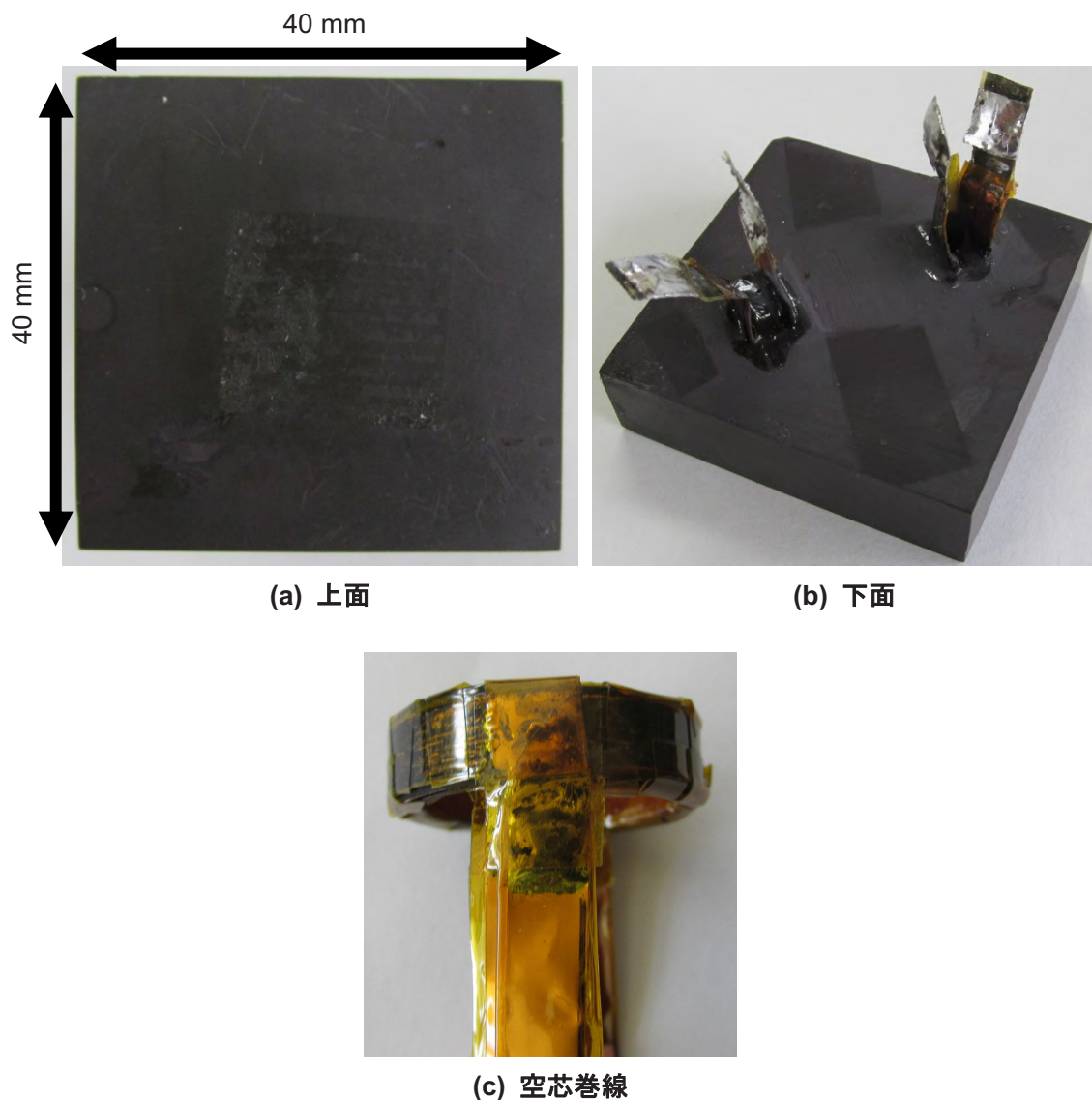


図 3-15 試作した空心巻線およびトランスの写真

3.4.2 電磁界シミュレーション

図 3-12 および図 3-14 に示したトランス磁心およびスパイラル状巻線をモデリングし、3 次元電磁界シミュレータ CST MW-Studio により、トランスの動作シミュレーションを実施した。例として、type-A トランスのシミュレーションモデルを図 3-16 に示す。モデリング上の都合およびシミュレーション時間（計算量）との兼ね合いから、巻線導体から磁心外部への引き出し線は正確にモデリングできていない。また、同様の理由から巻線導体間隔や巻線導体内側および外側のポリイミド層が実物より厚い部分がある。しかしながら、これらのシミュレーションモデルと試作トランスの違いは、巻線レイアウトの違いによる特性の違いを検討するという目的に対しては、結果への影響は限定的であると考えている。

表 3-4 に解析条件を示す。メタルコンポジット材料の複素比透磁率 μ^* ($=\mu'-j\mu''$) および複素比誘電率 ϵ^* ($=\epsilon'-j\epsilon''$) は図 3-6、図 3-7 に示した測定値を用いた。磁性体損失は複素比透磁率の虚数部で計算され、磁気ヒステリシスは考慮していない。交流導電率 σ は複素比誘電率の虚数部 ϵ'' から次式で計算される。ただし、 f は周波数 [Hz]、 ϵ_0 は真空の誘電率 (8.85×10^{-12} F/m) である。

$$\sigma = 2\pi f \epsilon_0 \epsilon'' \quad \dots\dots\dots (3-11)$$

電磁界シミュレーションは反射係数法により周波数領域における定常解析をした。得られた S パラメータから電磁界シミュレータのポスト処理により等価直列インダクタンス L_s および等価直列抵抗 R_s を算出した。結合係数 k は 2 次側開放時の 1 次側等価直列インダクタンス L_{s_open} ($= L_s$) および 2 次側短絡時の 1 次側等価直列インダクタンス L_{s_short} を電磁界シミュレーションによって求め、次式により計算した。

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{s_short}}{L_{s_open}}} \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

寄生容量 C_p は、10 kHz における等価直列インダクタンス L_s と自己共振周波数 f_r から次式により算出した。

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_s} \quad \dots\dots\dots (3-13)$$

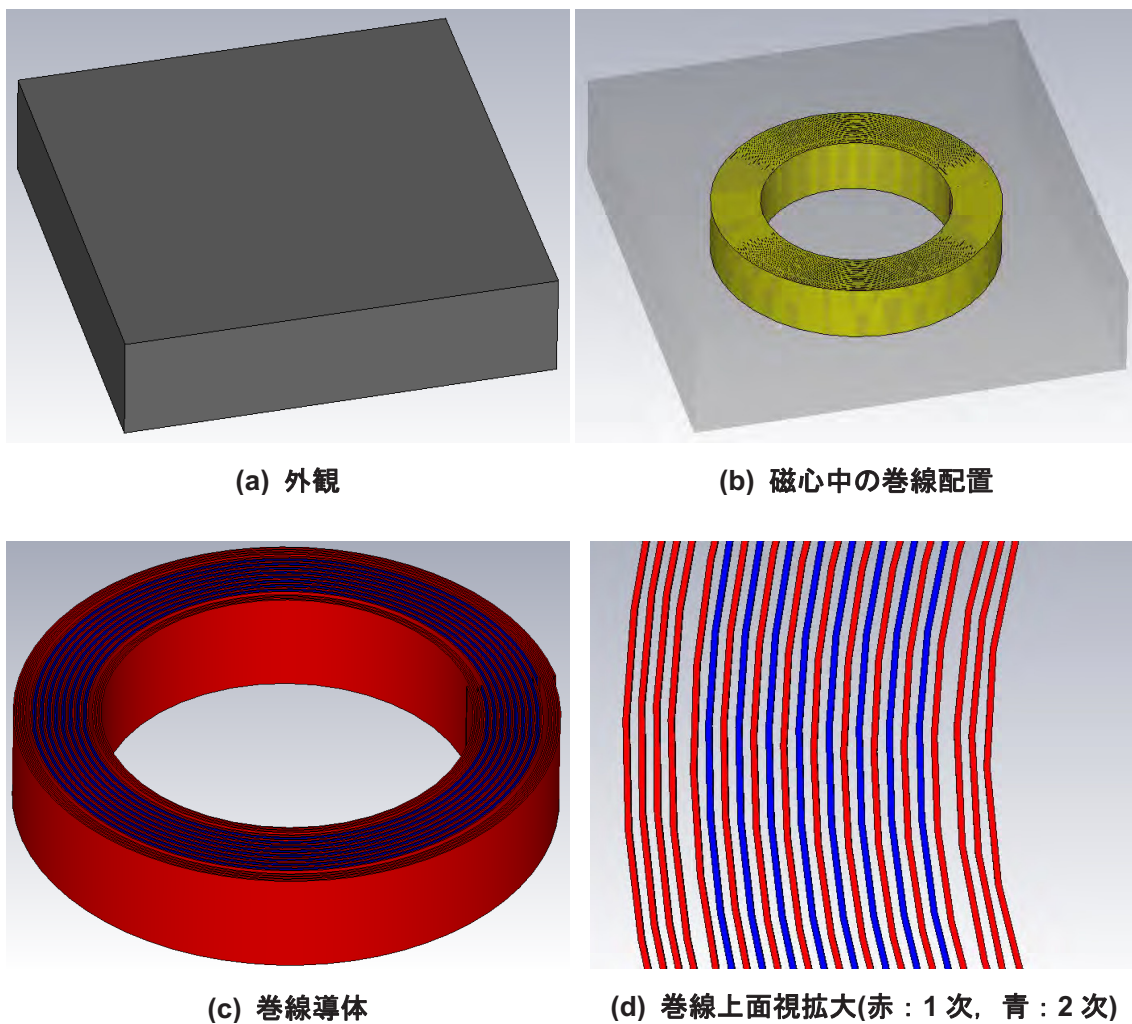


図 3-16 3次元電磁界シミュレーションモデル(type-A トランスの場合)

表 3-4 3次元電磁界シミュレーション条件

Part	Material	Constant
Magnetic core	Surface-oxidized carbonyl-iron powder metal composite core	Permeability: Fig. 3-5
		Permittivity: Fig. 3-6
		AC conductivity: calculated by Eq. (3-11)
Winding conductor	Copper	Conductivity: 5.8×10^7 S/m
		Thickness: 70 μm
		Width: 5 mm
Insulator film	Polyimide	Conductivity: 0 S/m
		Thickness: 100 μm
		Width: 5.2 mm

3.4.3 試作トランスの電気的特性

3.4.3.1 電気的特性

図 3-17 に試作したトランスの 1 次側等価直列インダクタンス L_s 、1 次側等価直列抵抗 R_s および結合係数 k の測定結果を示す。測定にはインピーダンス/ゲインフェースアナライザ (Agilent technologies; 4194A) を用いた。結合係数 k は 2 次側開放時の 1 次側等価直列インダクタンス L_{s_open} (すなわち図 3-17 に示した 1 次側等価直列インダクタンス) および 2 次側短絡時の 1 次側等価直列インダクタンス L_{s_short} を測定し、(3-12) 式によって求めた。図 3-17 においてプロットは測定値、破線および一点鎖線は 3 次元電磁界シミュレーションによる計算値である。また、表 3-5 に各巻線の直流抵抗 R_{DC} 、表 3-6 に自己共振周波数 f_r および寄生容量 C_p を示す。寄生容量 C_p は (3-13) 式により算出した。

図 3-17 より、測定値と計算値の全体の傾向は概ね一致しているものの、等価直列インダクタンス L_s と結合係数 k は計算値より小さく、等価直列抵抗 R_s は大きくなった。これは、磁心内における厚さ方向の巻線導体位置ずれの影響が大きいこと、シミュレーションモデルは巻線導体から磁心外部への引き出し線が正確にモデリングできていないことが原因と考えられる。巻線導体位置ずれの影響については後で考察する。

電気的特性を各パラメータについてみると、等価直列インダクタンス L_s の値は巻線レイアウトによる違いはなく約 16 μH であった。等価直列抵抗 R_s は、計算値よりも測定値の方が大きくなったが、これはシミュレーションモデルでは巻線導体から磁心外部への引き出し線が正確にモデリングできていないことが原因と考えられる。トランスの構造上、銅張ポリイミドシートを用いた磁心外部への引き出し線は巻線によって発生する磁束と直交するため、引き出し線においてうず電流損失が生じる。これにより、等価直列抵抗 R_s が大きくなったと考えられる。2 種類のトランスを比較すると、等価直列抵抗 R_s は type-B の方が大きくなった。これは、巻線構造上、2 本の 1 次巻線を磁心外部へ一度引き出して接続する必要がある引き出し線が多いことが原因と考えられ、同じ理由から直流抵抗 R_{DC} も type-B の方が大きい。結合係数は 100 kHz～1 MHz において、type-A は約 0.984、type-B は約 0.992 となり、巻線埋め込み型カップルドインダクタの 0.37 [52] に比べて非常に高い値が得られた。type-B の方が高い結合係数を示すのは、1 次巻線の間に 2 次巻線が均等間隔に配置されることで、1 次起磁力と 2 次起磁力の相殺が効果的に行われているためと推察される。どちらの巻線レイアウトでも計算値より低い、これは等価直列インダクタンス L_s が計算値よりも小さくなったこと、試作した巻線の導体間隔がシミュレーションモデル

第3章

より広がって漏れ磁束が生じてしまっていること、シミュレーションモデルでは巻線導体から磁心外部への引き出し線を正確にモデリングできておらず、漏れインダクタンスが実際より小さく計算されていることなどが原因と考えられる。

図 3-17 と表 3-6 より、自己共振周波数 f_r は type-A は 12.6 MHz、type-B は 2.7 MHz である。巻線レイアウトによって大きな差が生じた。前述のとおり、等価直列インダクタンス L_s がほぼ同じであるため、自己共振周波数 f_r の違いは寄生容量 C_p の違いに起因するものであり、実際に type-A は約 10 pF、type-B は約 220 pF と約 22 倍もの差が現れている。電磁界シミュレーション結果もそれぞれ 12.2 pF、263 pF であり、静電容量の値は測定値と計算値で 20% 程度異なるものの、同じように約 22 倍の差が現れる。本論文では図示していないが、空心巻線でも同程度の差が生じる。ゆえに、巻線レイアウトの違いによる巻線間電界分布の変化に起因するものと考えられる。

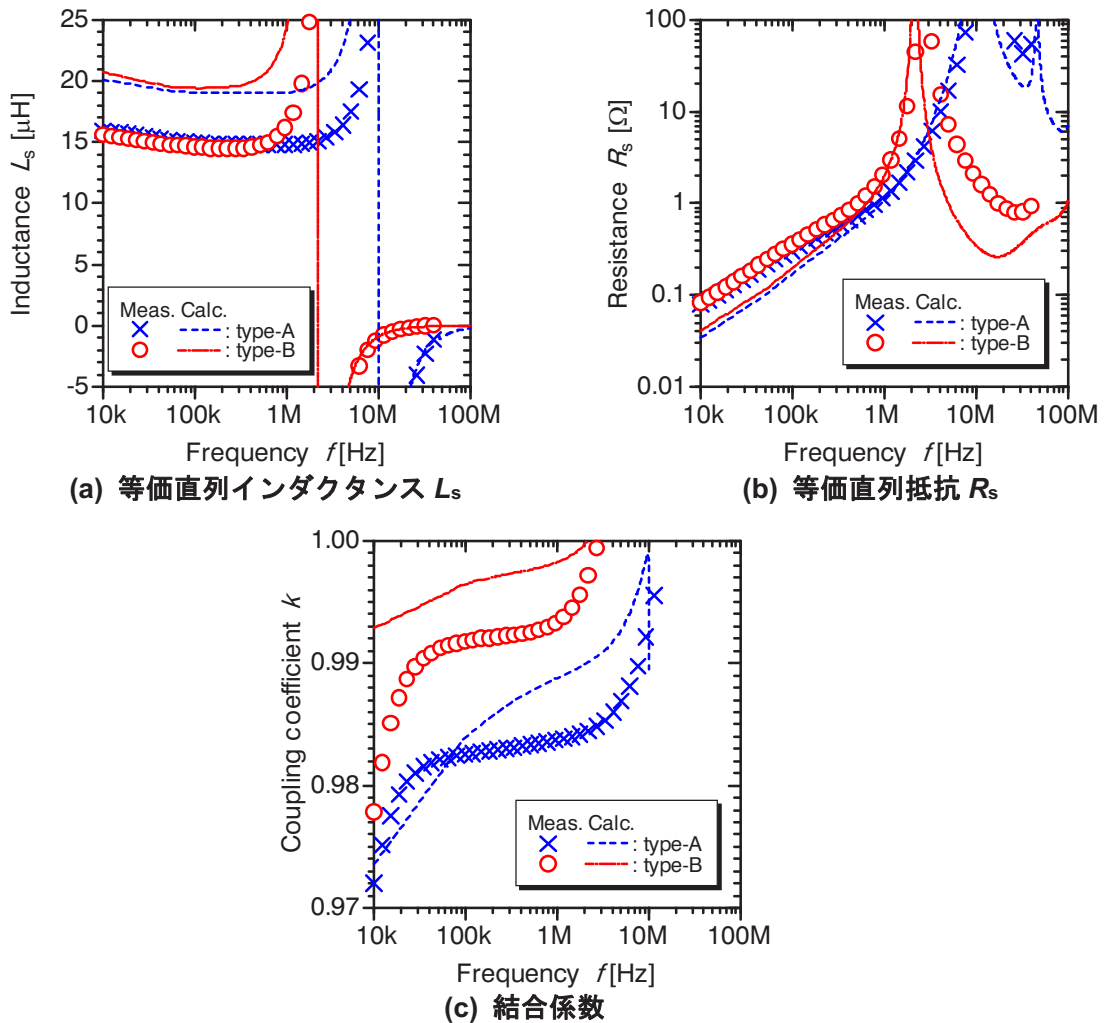


図 3-17 試作したトランスの電気的特性

表 3-5 試作トランスの巻線導体の直流抵抗

Model		Measured	Calculated
type-A	Primary	68.9 mΩ	53.9 mΩ
	Secondary	36.9 mΩ	26.8 mΩ
type-B	Primary	71.1 mΩ	53.2 mΩ
	Secondary	36.8 mΩ	26.6 mΩ

表 3-6 試作トランスの自己共振周波数および寄生容量

Model		Measured	Calculated
type-A	Self-resonant frequency	12.6 MHz	10.1 MHz
	Stray capacitance	10 pF	12.2 pF
type-B	Self-resonant frequency	2.7 MHz	2.2 MHz
	Stray capacitance	220 pF	263 pF

3.4.3.2 巻線導体の磁心厚さ方向に対する位置ずれの影響

電気的特性の測定結果および図 3-12 に示した構造から、厚さ方向に巻線導体位置ずれが生じると、実効磁路断面積の変化が大きく、トランスの特性に与える影響が大きくなることが想定される。一方、図 3-12 より磁心幅方向に巻線導体位置がずれても電気的特性への影響は小さいと考えられる。そこで、図 3-18 に示したように磁心中央部と巻線中央部の距離を位置ずれ量 d とし、3 次元電磁界シミュレーションにより位置ずれ量 d が変化した場合の電気的特性の変化を検討した。 $d = 0$ [mm] は巻線が磁心中央部に配置されているとき、 $d = 2.5$ [mm] は磁心端部と巻線端部が一致している状態である。なお、トランス構造の対称性から巻線が上方へずれたときも同様な変化をすると考えられる。

図 3-19 にシミュレーション結果を示す。同図では、後述する PWM 制御フライバックコンバータのスイッチング周波数として想定している 400 kHz と 1 MHz の結果を示している。

等価直列インダクタンス L_s は位置ずれ量 $d < 1$ [mm] ではそれほど変化しない。しかし、 $d > 1$ [mm] となると低下幅が大きくなる。これは、巻線位置ずれにより巻線下側の磁路断面積が小さくなることが原因と考えられる。なお、位置ずれに伴うインダクタンス値変化の傾向には、巻線レイアウトの違いによる差はない。

等価直列抵抗 R_s も、位置ずれに伴う抵抗値変化の傾向には、巻線レイアウトの違いによる差はない。しかしながら、周波数によって異なる傾向となった。周波数 400 kHz のとき、位置ずれ量 $d < 2$ [mm] では等価直列抵抗 R_s はほとんど変化しない。一方、周波数 1 MHz

第3章

のとき、位置ずれ量 $d < 2$ [mm] では位置ずれが大きくなるのに伴い、等価直列抵抗 R_s は低下する結果が得られた。このように位置ずれ量 $d < 2$ [mm] において傾向が異なったのは、等価直列インダクタンスの変化によって自己共振周波数が変化し、見かけの等価直列抵抗が変化したためと考えられる。図 3-20 に等価直列抵抗の周波数特性を示す。同図に示したように、位置ずれによって等価直列インダクタンスが低下すると、自己共振周波数は高周波化する。それに伴い、周波数 1 MHz では見かけの等価直列抵抗 R_s が低下する。

一方、位置ずれ量 $d > 2$ [mm] では周波数によらず等価直列抵抗 R_s は上昇する。位置ずれによって磁路断面積が狭くなった側では、巻線導体を貫く磁束成分によるうず電流が生じ始め、導体損失が増大し等価直列抵抗 R_s が大きくなるものと考えられる。図 3-21 に電流密度のシミュレーション結果を示す。同図より、位置ずれ量 $d = 0$ [mm] のとき、巻線導体中の電流密度は上下対称に分布している。一方、位置ずれ量 $d = 2.5$ [mm] のときは、導体下端における電流密度が増加していることが確認できる。なお、図 3-21 に示したのは type-A の場合だけだが、type-B でも同様な傾向を示す。

結合係数 k は位置ずれに伴う結合係数変化の傾向に周波数の違いによる差はない。しかしながら、巻線レイアウトの違いによって変化の傾向が異なり、type-B の低下幅の方が小さい。これは、前述のとおり type-B は 1 次巻線の間に 2 次巻線が均等間隔に配置されることで、1 次起磁力と 2 次起磁力の相殺が効果的に行われているためと推察される。この結果は、type-B の巻線レイアウトの方が磁心材料の特性ばらつきや、製造ばらつきに対して影響を小さくできることを示唆している。

以上から、磁心内部に巻線を有する構造にする場合、特に本論文で試作したような薄型トランスの場合は、巻線の位置決め精度および巻線レイアウトが重要である。

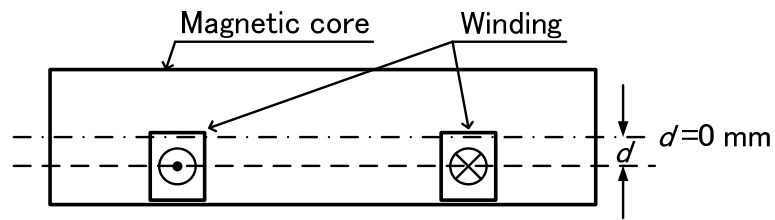
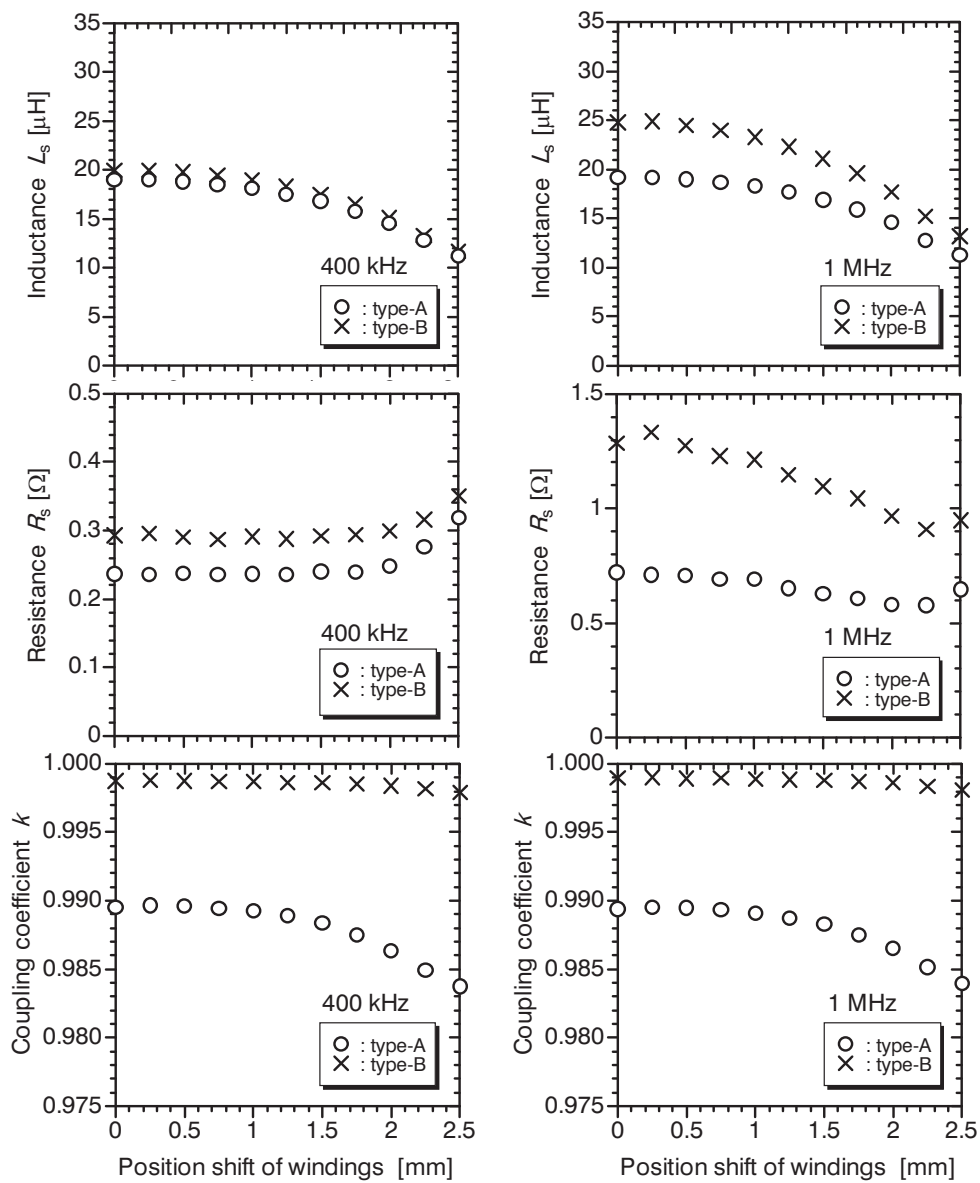


図 3-18 巻線位置ずれの影響を検討するためのモデル



(a) 400 kHz

(b) 1 MHz

図 3-19 巻線位置ずれのシミュレーション結果

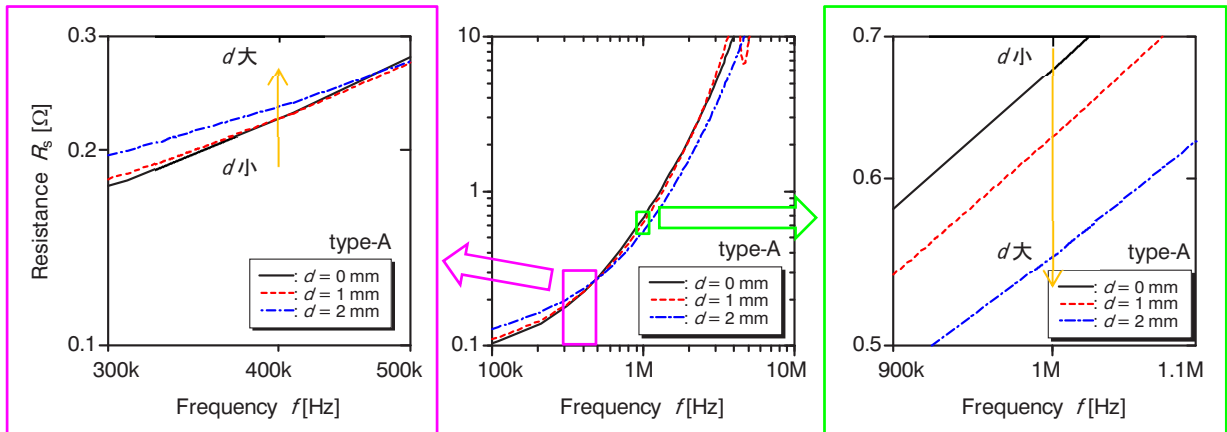


図 3-20 1 次側等価直列抵抗の周波数特性の例

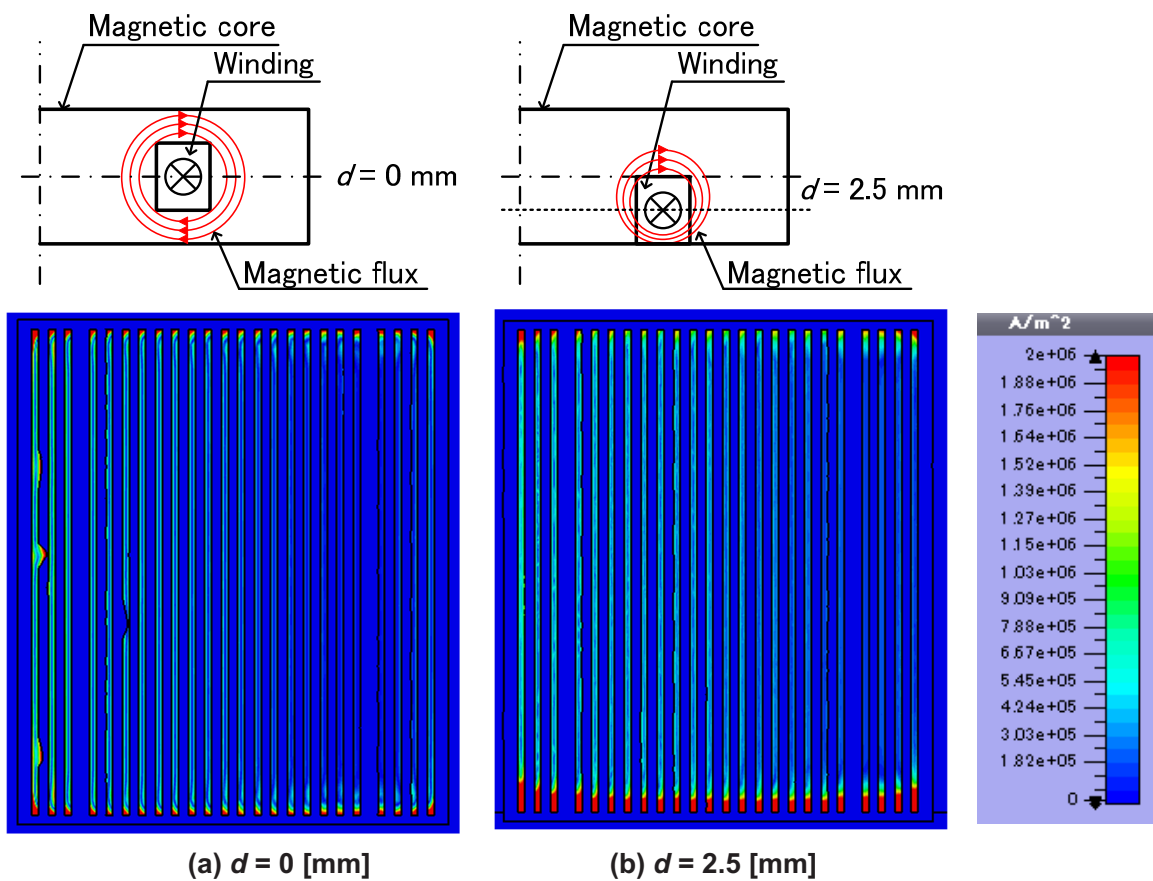


図 3-21 巻線導体の電流密度分布 (type-A の場合)

3.4.3.3 寄生容量

巻線レイアウトの違いによって寄生容量 (自己共振周波数) に大きな差が生じた要因について、3 次元電磁界シミュレーションにより検討した。図 3-22 に巻線導体近傍断面の電界分布のシミュレーション結果を示す。電磁界シミュレーション結果は、トランス構造の対称性から巻線の下半分のみ示している。また、周波数は 1 MHz である。

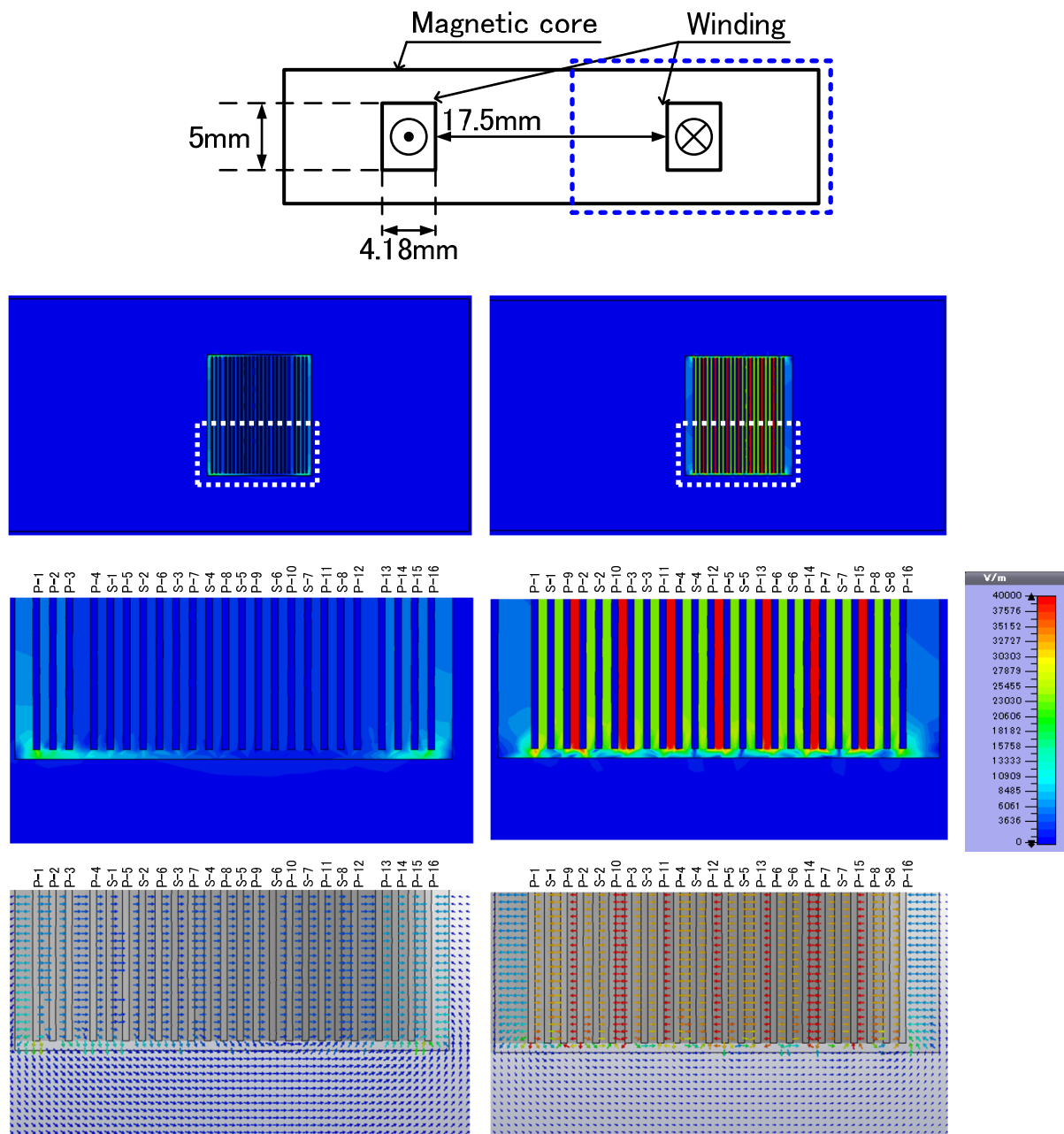
図 3-22 中段のコンター図より type-B の方が巻線間に大きな電界が生じている。type-A は巻線間の電界にそれほど大きな差はない。type-B は 1 次巻線が 2 分割され磁心外部で接続される構造だが、2 本の 1 次巻線間 (Primary winding-1 と Primary winding-2 の間) において特に大きな電界が生じている。なお、どちらの巻線レイアウトにおいても電界は巻線間および周囲のポリイミド層に集中し、メタルコンポジット磁心中には生じていない。このことは、空心巻線の状態でも 2 つのトランスの寄生容量に大きな差が生じ、その差が磁心ありのときと変わらないことと対応している。

図 3-22 下段のベクトル図を見ると、type-A は図の右向きに電界が生じている。これは、1 ターン目から 16 ターン目に向かって電位が低下していくことを意味する。一方、type-B は大きな電界が生じた 1 次巻線間 (Primary winding-1 と Primary winding-2 の間) において電界の向きが図の左向きとなっている。

このように電界分布の違いが現れた理由は、以下のように説明できる。図 3-23 に示すように巻線を同心円状の導体と仮定し、最も内側を 1 ターン目、外側を 16 ターン目とする。2 次巻線はフローティングとし無視する。同図(a)より type-A は隣接する巻線とは 1 ターン分の差である。一方、同図(b)より type-B では 7 ターンまたは 8 ターンの差となる。

このことは等価回路では、図 3-24 のように表すことができる。各ターンのインダクタンスは $L_1 \sim L_{16}$ として表される。なお、簡単化のため巻線間の相互インダクタンスは省略している。寄生容量は、図 3-24 に示したように生じる。IN 端子—OUT 端子間に交流電圧が印加されると、各ターンのインダクタンス $L_1 \sim L_{16}$ により分圧される。寄生容量の端子電圧を比較すると、type-A の寄生容量の端子電圧 V_{cA} より type-B の寄生容量の端子電圧 V_{cB} の方が大きくなる。このため、type-B の寄生容量の方が大きくなる。

以上から、本論文で用いたようなテープ状導体を巻線とする場合、隣接する巻線との電位差が小さくなるような巻線レイアウトにする必要がある。



(a) type-A

(b) type-B

図 3-22 巻線導体近傍の電界強度分布 (上段と中段はコンター図, 下段はベクトル図)

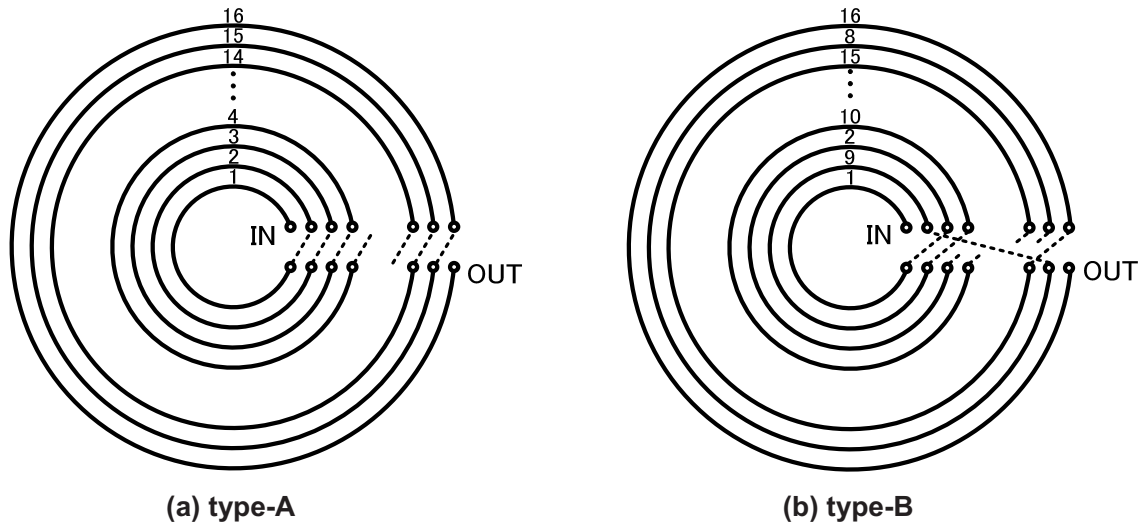


図 3-23 巻線導体の同心円モデル

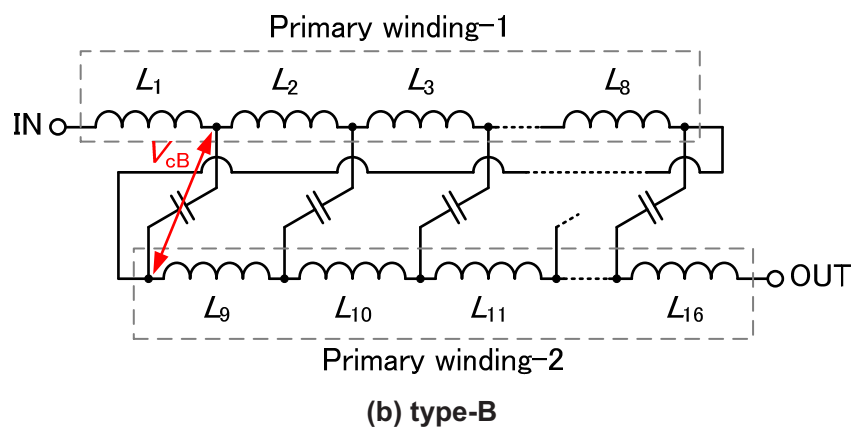
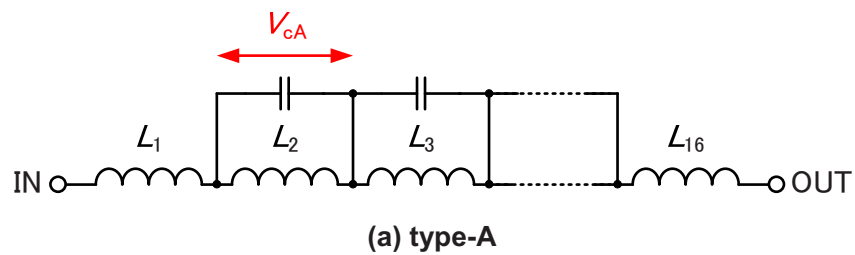


図 3-24 巻線導体の等価回路モデル

3.4.4 PWM 制御フライバックコンバータへの応用

3.4.4.1 評価に用いたフライバックコンバータ回路

図 3-25 に評価に用いたフライバックコンバータの回路図, 図 3-26 に試作したフライバックコンバータの写真, 表 3-7 にフライバックコンバータの主な仕様を示す.

1 次側 MOSFET は Vishay 製 IRLI640G (耐圧 200 V, 9.9 A), 2 次側整流ダイオードには STMicroelectronics 製 STPS5L60 (耐圧 60 V, 5 A) を 4 個並列に用いている. ゲートドライバ IC には, Texas Instruments 製 UCC27531 を用いた. ファンクションジェネレータ (NF 回路設計ブロック; WF1974) によりゲート駆動信号を生成し, 出力電流 I_{out} を変化させても出力電圧 V_{out} が 12 V 一定となるようにオン時比率を調整しながら, 4 台のデジタルマルチメータにより入出力電圧および入出力電流を測定した. フライバックコンバータの電力変換効率は次式により算出した.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in} I_{in}} \dots\dots\dots (3-14)$$

一般的には, スイッチング動作の安定化やサージ電圧抑制などのため, ゲートドライバ IC と MOSFET ゲート間にはゲート抵抗を挿入したり, トランス 1 次巻線と並列にスナバ回路などを設けるが, 本論文ではトランスの巻線レイアウトの違いによる特性比較が目的であることから, ゲート抵抗は 0Ω , スナバ回路なしとしている. また, トランスの寄生容量の違いによる回路定数調整等も行っていない.

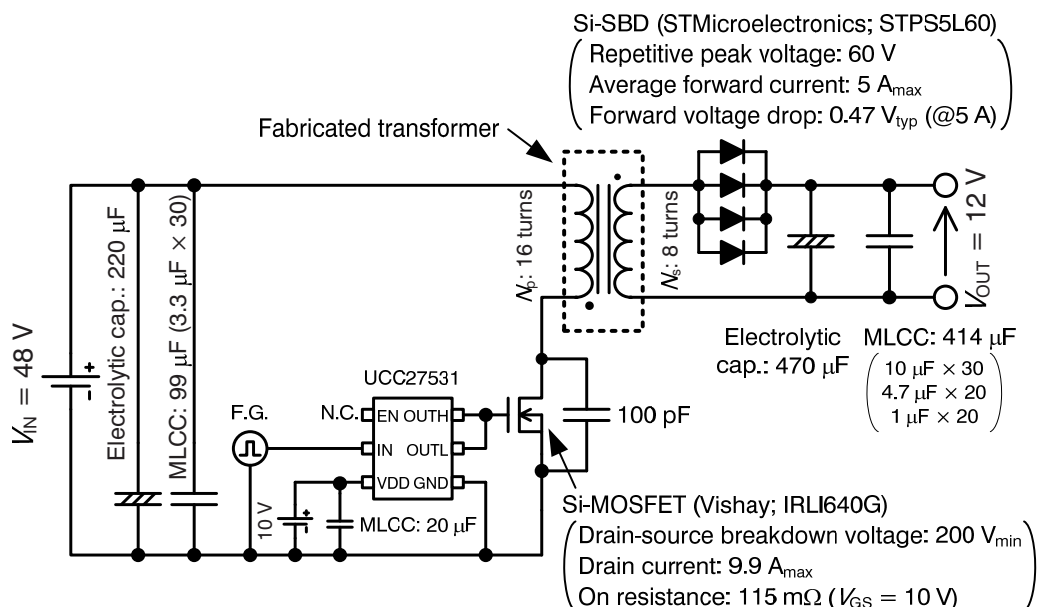


図 3-25 試作したトランスの評価に用いたフライバックコンバータの回路図

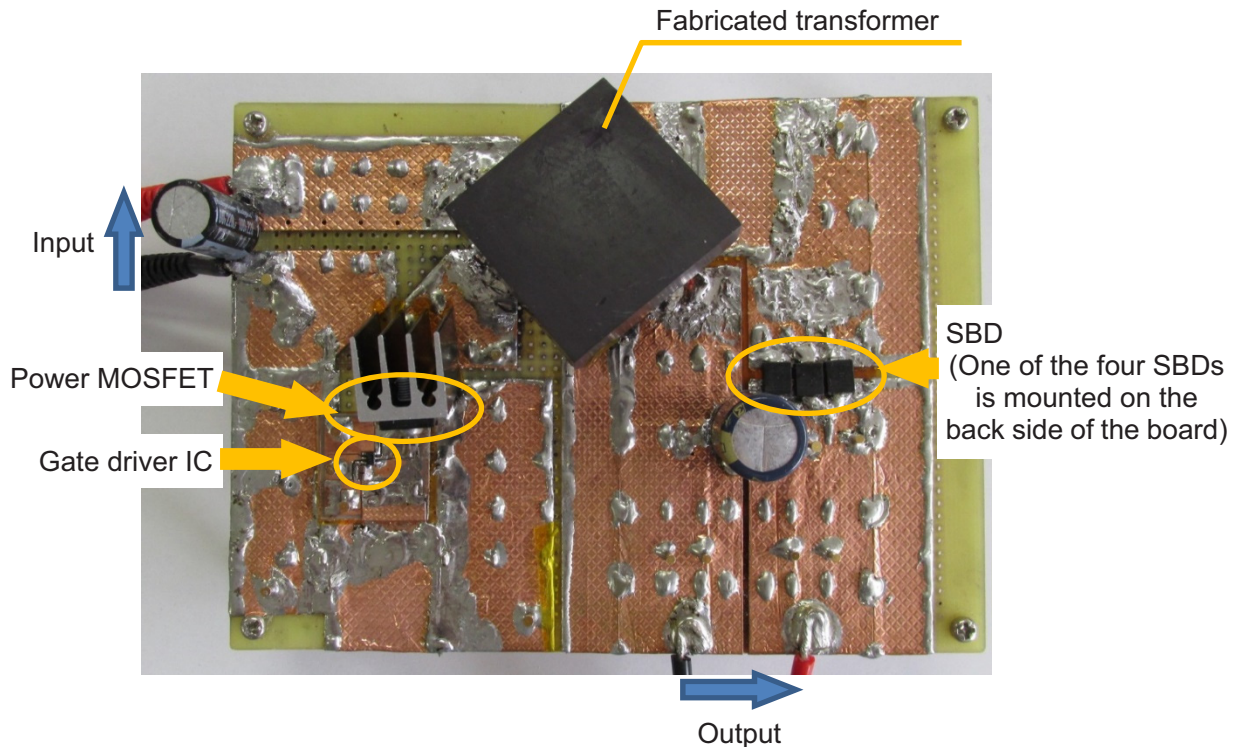


図 3-26 試作したトランスの評価に用いたフライバックコンバータの写真

表 3-7 フライバックコンバータの主な仕様

Input voltage	48 V
Output voltage	12 V
Rated output power	60 W
Switching frequency	400 kHz, 1 MHz
Control system	PWM control (open loop control)

3.4.4.2 評価結果と考察

図 3-27 にフライバックコンバータの電力変換効率の測定結果を示す。400 kHz スイッチング動作のとき、出力電力 30 W 程度までどちらのトランスも同じ傾向を示す。電力変換効率は出力電力 15 W 時に最大となり、約 91% が得られた。電力変換効率－出力電力特性の傾向を全負荷領域で見ると、出力電力 30 W 以下では type-A、30 W 以上では type-B を用いた方が電力変換効率は高くなった。定格出力電力の 60 W のときは、type-A は約 87%、type-B は約 88% であった。

第 3 章

1 MHz スイッチング動作のときも出力電力約 30 W までは同じ傾向を示した。最大電力変換効率は type-A が約 82%, type-B が約 85%, 60 W 出力時の効率はそれぞれ約 80%, 84.5% となり, 400 kHz スイッチング動作時よりも 2 つのトランスの差が大きくなった。また, このときも出力電力 30 W でフライバックコンバータの電力変換効率が逆転した。

出力電力 30 W 未満において, type-A を用いたときの方が高い電力変換効率が得られたのは, type-B よりも等価直列抵抗 R_s が小さく, トランスにおける損失も小さくなったためと考えられる。一方, 重負荷においては磁気結合 (漏れ磁束) の影響が大きくなるため, type-B を用いた方が電力変換効率は良くなったと考えられる。

図 3-28, 図 3-29 に出力電力 60 W 時のコンバータの動作波形を示す。サージ電圧およびリングングが大きいため正確な損失分析は困難である。しかしながら, MOSFET のターンオフ時に大きなサージ電圧が生じており, また, その後のリングングでドレイン-ソース間電圧が 0 V 付近まで低下している期間があることが確認できる。このとき, MOSFET の寄生ダイオードに電流が流れ, 寄生ダイオードの順方向電圧でクランプされている状態だと推察される。type-A の方が大きなサージ電圧が観測されていることから, 寄生ダイオードに流れる電流およびそれによる導通損失が大きく, type-B よりも重負荷時の電力変換効率が低下したと考えられる。

図 3-30 に最大電力変換効率が得られた 400 kHz スイッチング, 出力電力 15 W 時の動作波形を示す。同図より, ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} が最も低下したタイミングで MOSFET がターンオン動作していることがわかる。これにより, ターンオン時のスイッチング損失が小さく抑えられている。

400 kHz スイッチング動作時, 出力電力 20 W 以下では MOSFET のオフ期間中に 2 次側ダイオード電流がゼロになる, 電流不連続モード動作となる。この動作モードのとき, トランスが MOSFET オン期間中に蓄積したエネルギーをオフ期間中に放出し切ったあとは, トランスの 1 次側インダクタンスと MOSFET の寄生容量および並列接続されたキャパシタによって, ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} は共振モードに入り正弦波状に変化する。ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} が低いときに MOSFET がターンオンするとスイッチング損失は小さく (図 3-27 では出力電力 8 W と 15 W のとき, 8 W は共振波形の 2 回目のボトム), ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} が高いときに MOSFET がターンオンするとスイッチング損失は大きくなる (出力電力 10 W のときと 20 W 以上のとき)。

電流不連続モード動作になる出力電力条件は，トランス1次側インダクタンスやスイッチング周波数の値により異なる．1 MHz スwitchング動作させると，電流不連続モード動作領域は軽負荷側へシフトするため，図 3-27 に示した今回の評価した出力電力範囲内では常に電流連続モード動作となり，電力変換効率にピークは現れない．

なお，このコンバータは MOSFET と並列に接続されたキャパシタにより，ターンオフ時のソフトスイッチングが行われている．さらに，ドレイン－ソース間電圧 V_{ds} が最も低いときにターンオンする動作は，擬似共振型フライバックコンバータ [70]と同じである．全負荷領域でこの動作を行えば，コンバータの高効率化は可能であると考えられるが，後述するように重負荷領域ではスイッチング周波数が低下し，励磁電流による損失が増大してしまうため，スイッチング周波数の高周波化が必要となる．

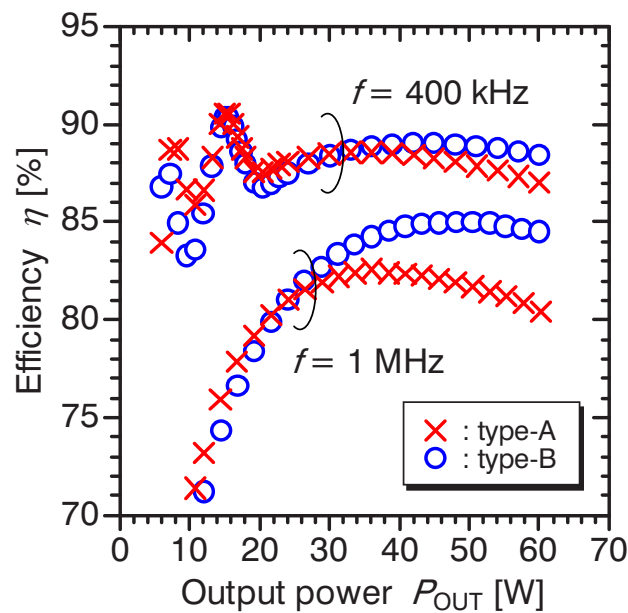


図 3-27 フライバックコンバータの電力変換効率測定結果

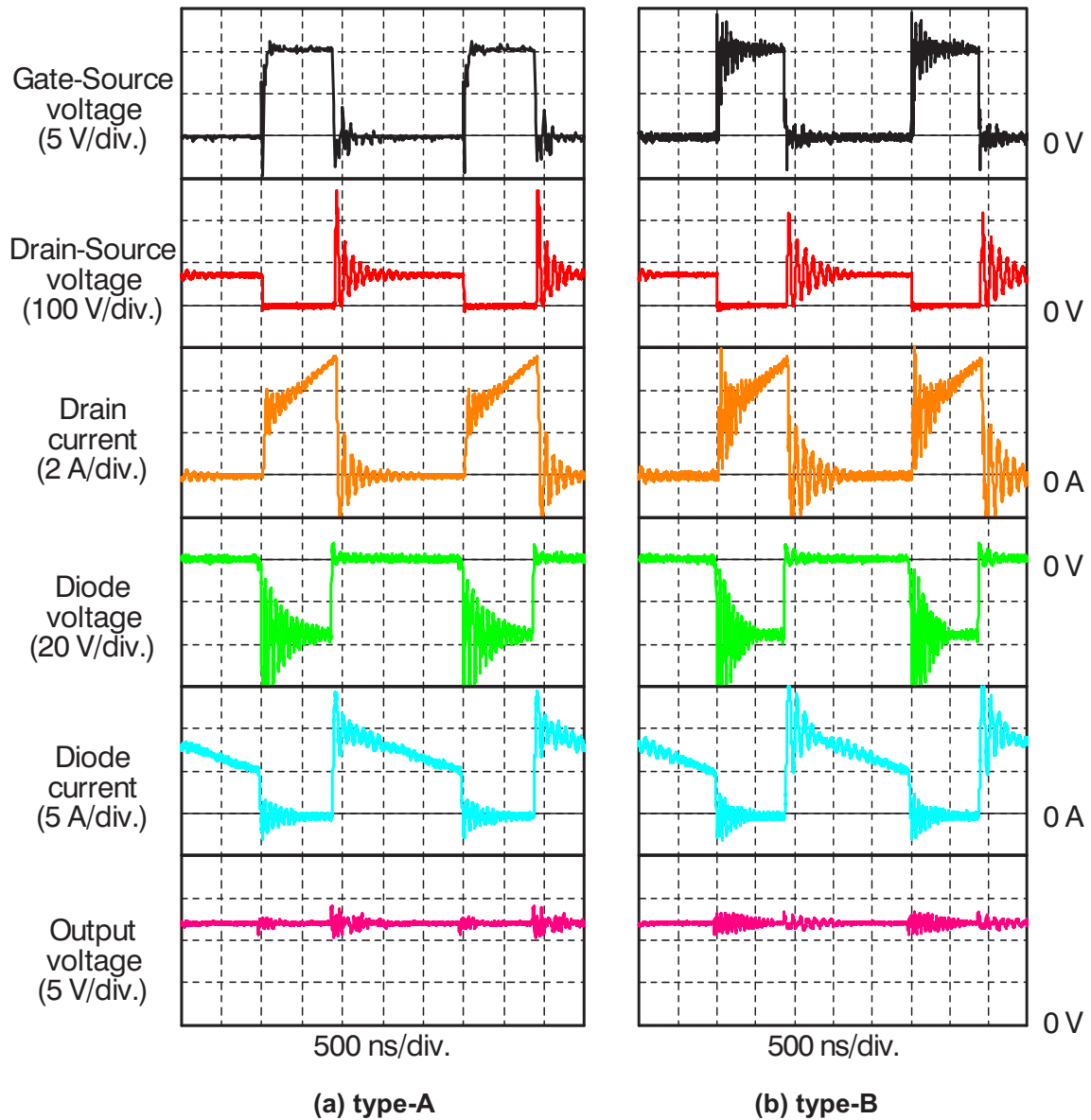


図 3-28 スイッチング周波数 400 kHz, 出力電力 60 W のときの各部動作波形

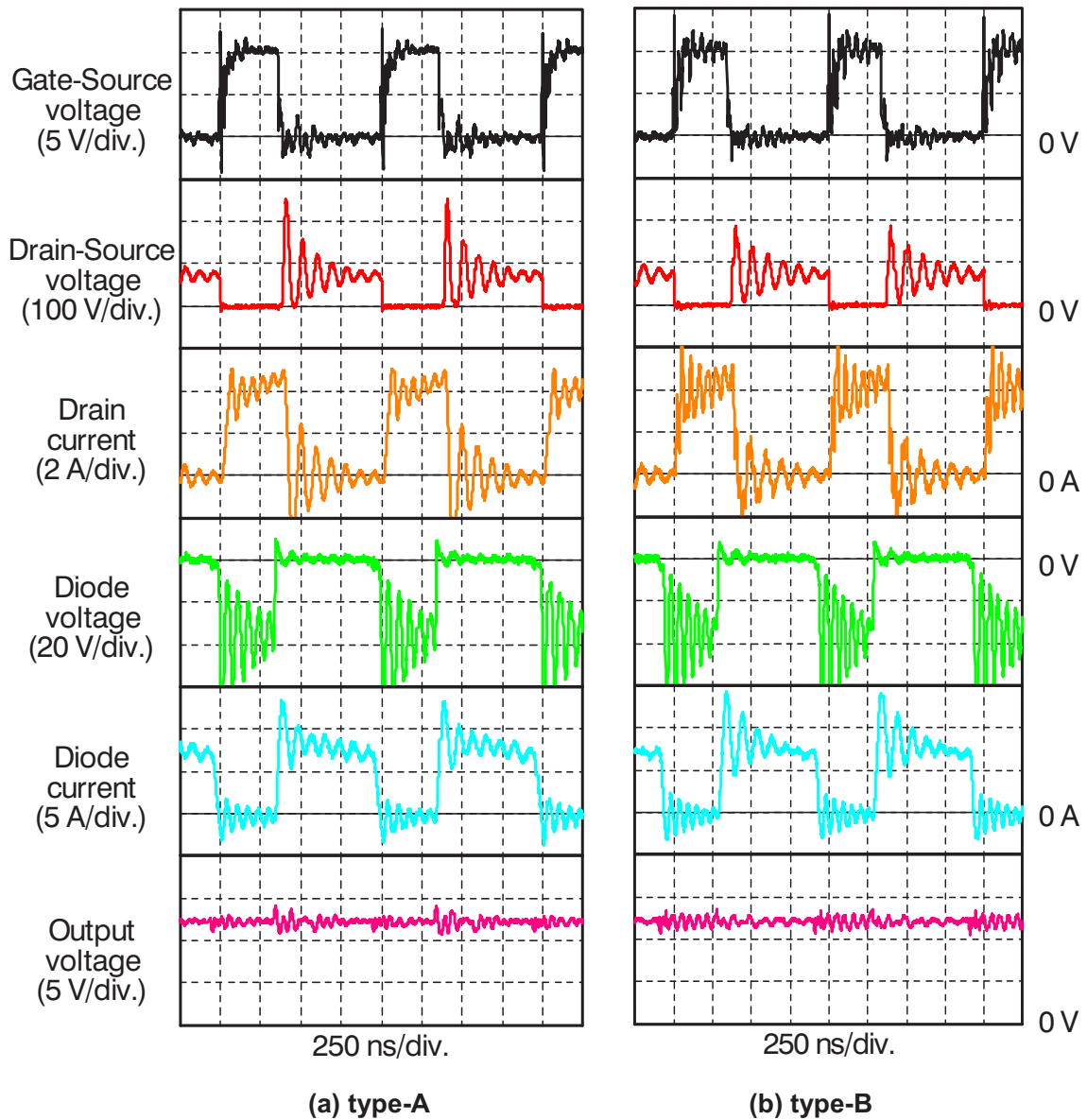


図 3-29 スイッチング周波数 1 MHz, 出力電力 60 W のときの各部動作波形

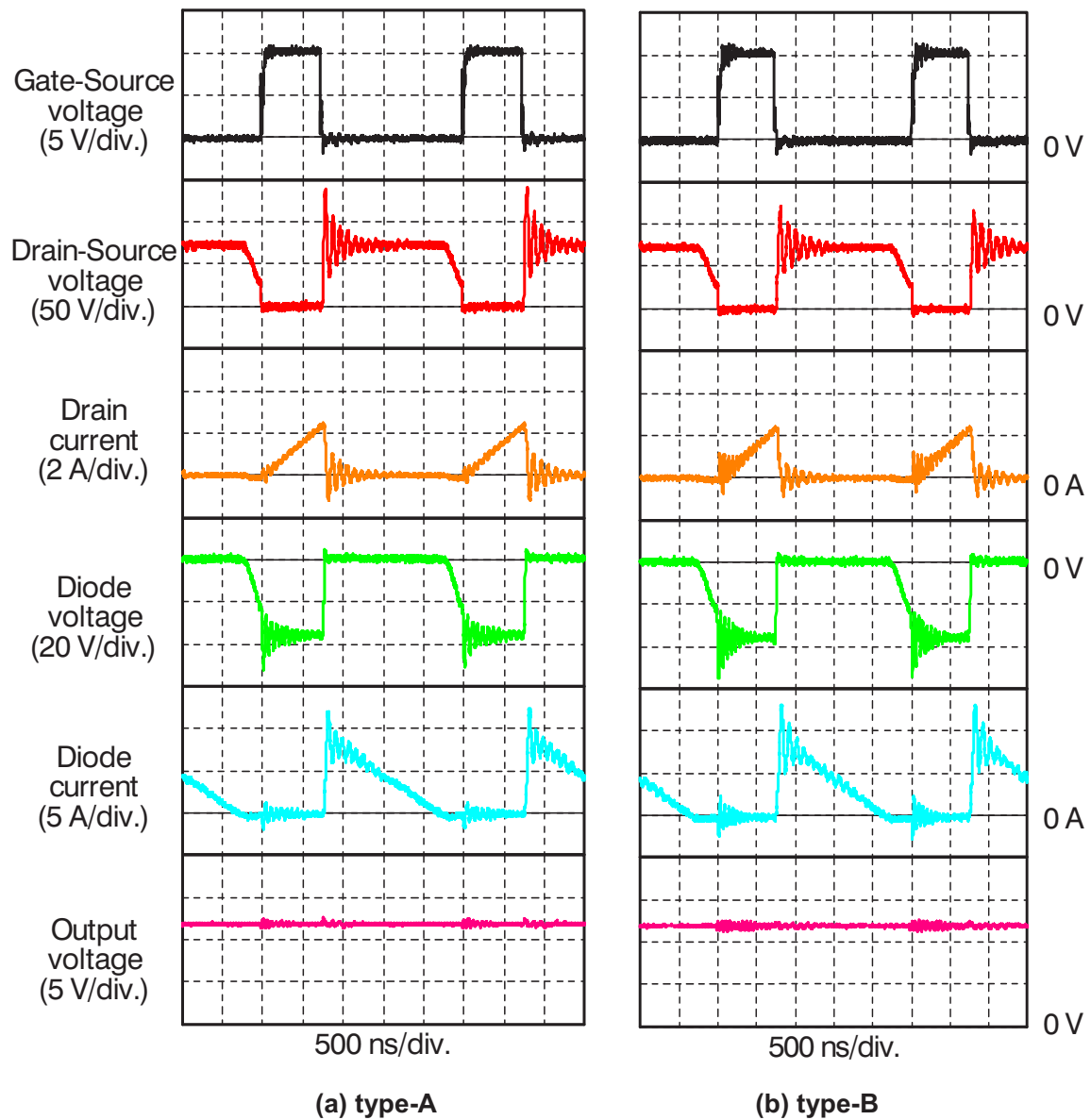


図 3-30 スイッチング周波数 400 kHz, 出力電力 15 W のときの各部動作波形

3.5 PFM 制御擬似共振型フライバックコンバータ用トランスの試作とコンバータ評価

前節の結果から、フライバックコンバータを擬似共振動作させることで高い電力変換効率が得られることがわかった。しかしながら、前節で試作したトランスでは、スイッチング周波数 400 kHz, 出力電力 15 W 時に擬似共振動作となり、それ以上の負荷領域ではスイッチング周波数が低下するため、励磁電流による損失増加が考えられる。そのため、スイッチング周波数の高周波化が必須となる。そこで本節では、最大周波数 1 MHz 以上で動作する擬似共振型フライバックコンバータへ適用するトランスの試作と、擬似共振型フライバックコンバータにより評価した結果について述べる。

3.5.1 擬似共振型フライバックコンバータの動作

擬似共振型フライバックコンバータの回路図を図 3-31 に示す。擬似共振型フライバックコンバータは、MOSFET に並列接続されたキャパシタによりターンオフ時の ZVS (Zero Voltage Switching) が実現される。また、トランスの 1 次側インダクタンスと MOSFET に並列接続されたキャパシタによる MOSFET のドレイン-ソース間電圧 V_{ds} の共振現象を利用し、ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} が最も低下したタイミングで MOSFET をターンオンするように制御することで、ターンオン時のスイッチング損失低減が実現される。

擬似共振型フライバックコンバータの動作波形を図 3-32 に示す。軽負荷時にはオンパルス幅(t_1)およびダイオード電流 I_d の導通期間(t_2)が短くなるため、スイッチング周波数は上昇する。一方、重負荷時はオンパルス幅(t_1)およびダイオード電流導通期間(t_2)が長くなるため、スイッチング周波数は低下する。なお、ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} の共振周期は変化しないため、ダイオード電流 I_d がゼロとなってから MOSFET がターンオンするまでの期間(t_3)は一定である。

メタルコンポジット材料は飽和磁化 M_s が高く、トランスの動作範囲 ΔB を大きく取ることができるため、重負荷時にスイッチング周波数が低下しても磁気飽和は起こりにくい。しかしながら、スイッチング周波数が低下すると励磁電流が増大し、巻線導体における導通損失が大きくなるため、高効率化は期待できなくなる。よって、スイッチング周波数の高周波化が必要である。

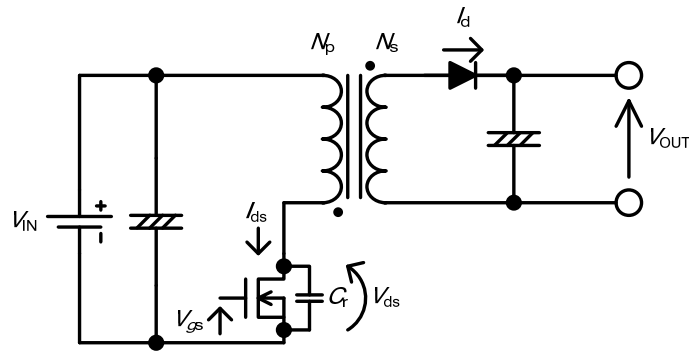


図 3-31 擬似共振フライバックコンバータの回路図

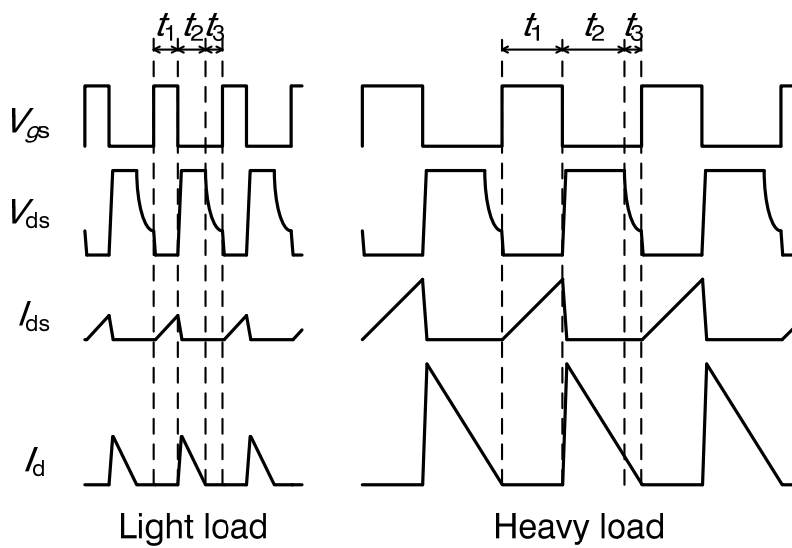


図 3-32 擬似共振フライバックコンバータの動作波形

スイッチング周波数の高周波化のためにはダイオード電流 I_d がゼロとなってから MOSFET がターンオンするまでの期間(t_3)を短くする必要がある．MOSFET に並列に接続されるキャパシタの静電容量は，ターンオフ時の損失が最も小さくなるように調整されることから，1 次巻線のインダクタンスを小さくすることでスイッチング周波数の高周波化をはかる．

3.5.2 トランスの試作

3.5.2.1 トランスの構造

トランスの構造は前節と同じく，図 3-33 に示すような磁心内に巻線を埋め込んだ構造とした．メタルコンポジット磁心の寸法は，先行研究 [60]を参考に決定し，縦 30 mm × 横 30 mm × 厚さ 10 mm とした．

第3章

文献 [59]に記載の RCC 方式フライバックコンバータ用トランス設計手法を参考に，フライバックコンバータのスイッチング周波数が最も低下する出力電力 60 W のときのスイッチング周波数を 500 kHz，オン時比率 0.35，そのときの電力変換効率を 90%として 1 次巻線インダクタンスを設計すると約 6 μ H となる．3.4 節のトランスと同じく巻線内径を 17.5 mm とすると，1 次巻線の巻数は約 8.8 ターンと求められるが，スイッチング周波数の高周波化を目的としていることと，銅張ポリイミドシートを用いた巻線の作製プロセス上の理由から，巻数は偶数になるようにし，1 次巻線の巻数は 8 ターンとした．3.4 節と巻数比を同じくするため，2 次巻線の巻数は 4 ターンとした．

上記条件のとき，トランスにおける最大磁束密度 B_m を見積もると，

$$B_m = \frac{V_{IN} t_{ON}}{N A_m} = \frac{48 \times 0.7 \times 10^{-6}}{8 \times 2.76 \times 10^{-4}} \approx 15.2 \text{ mT} \quad \dots\dots\dots (3-15)$$

となる．ゆえに，定格負荷時においても磁心は飽和することなく使用できる．なお，実効磁路断面積 A_m は (3-10) 式から算出している．

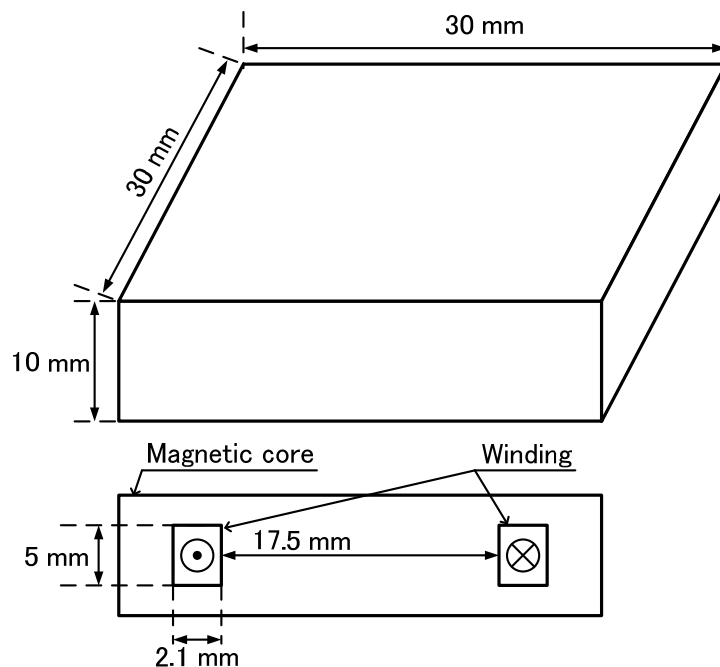


図 3-33 トランスの構造

3.5.2.2 巻線レイアウト

試作したトランスの巻線レイアウトを図 3-34 に示す．本節では 3 種類のトランスを試作した．type-A, type-B は 3.4 節で示したものと巻数が異なるだけで，同一の構造である．

type-C は 1 次巻線 1 本，2 次巻線 2 本で構成される．1 本目の 2 次巻線を 1 次巻線とともに 4 ターン巻き回した後，続けて 2 本目の 2 次巻線を 4 ターン巻き回した．2 本の 2 次巻線は磁心外部で並列に接続される構造とした．これにより，図 3-34 に示したように 1 次巻線と 2 次巻線は交互に配置される構造となる．なお，2 本の 2 次巻線の巻線長と内径が異なるため，2 本の巻線の直流抵抗とインダクタンスは異なる．したがって，2 本の 2 次巻線に流れる電流のアンバランスが発生する可能性があると考えられる．後述する 2 次元磁界シミュレーションおよび実験は，この挙動を考慮に入れたものである．

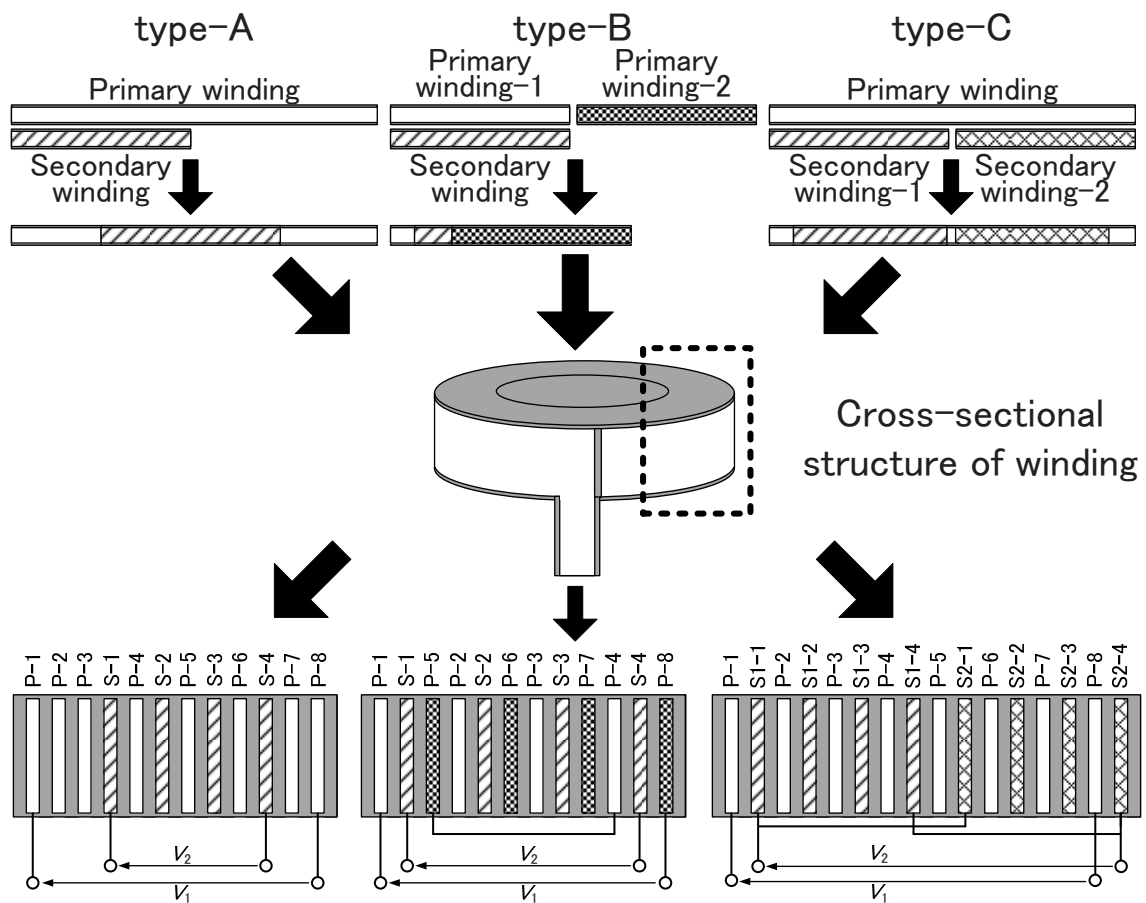


図 3-34 巻線レイアウト

3.5.3 特性シミュレーション

3 種類のトランスの動作特性を明らかにするためには、より実際の使用条件に近い状態を模擬してシミュレーションを行う必要がある。しかしながら、前述の 3 次元電磁界シミュレーションでは小信号特性のシミュレーションはできるものの、ソフトウェア仕様の都合から実際の使用条件に近い負荷電流を流した状態を模擬して電力効率等のシミュレーションを行うことができない。

そこで本項では、実際の使用条件に近い負荷電流を流した状態を模擬したシミュレーションが可能な Ansys Maxwell を用い、周波数領域における 2 次元磁界シミュレーションを実施した。トランス構造の対称性から、図 3-35 に示すように解析領域をトランスの断面の右半分に設定した。各種パラメータを導出するためのシミュレーションモデルは、シミュレータのポスト処理によって c-c' 回りに 1 回転されたモデルとなる。このため、シミュレーションモデルのトランス磁心は直径 30 mm、厚さ 10 mm の円筒形状となり試作したトランスとは外形が異なる。また、2 次元磁界シミュレーションはトランスの 3 次元構造を正確にモデリングすることはできないため、磁心内部に配置される巻線導体から外部への引き出し線等の影響を含んだ定量的な考察は困難である。しかしながら、トランス磁心の磁気回路構造がほぼ同じになることから、同一の磁気回路構造という条件下でトランスの巻線レイアウトと動作特性の関係を検討するためには十分であると考えている。

表 3-8 にシミュレーション条件を示す。巻線導体の損失は、表皮効果および近接効果による損失を考慮して計算される。メタルコンポジット材料の磁気特性は線形とみなし、磁気ヒステリシスは考慮していない。磁心損失は図 3-6 に示した複素比透磁率の虚数部から損失係数 $\tan\delta(=\mu_r''/\mu_r')$ を用いて計算される。なお、10 MHz 以下における複素比透磁率の虚数部の測定値バラツキが大きいので、10 MHz における値を全ての周波数で用いた。図 3-6 の比透磁率の測定値は小信号特性であり、また損失係数 $\tan\delta$ を一定値とみなしているため、計算される電力損失は実際のデバイスよりも小さくなると推定される。しかしながら、巻線レイアウトと動作特性の関係を検討するためには、本質的な問題は小さいと考えられる。

本項では、2 次元磁界有限要素法シミュレーションと回路シミュレーションの連成解析が可能な Maxwell Circuit Editor 機能を用いて図 3-36 のような回路図を模擬して定電圧源励磁下で定常解析を行い、トランスの動作特性を検討した。入力電圧 V_1 は 48 V_{rms} の正弦波電圧源をトランスの 1 次側に接続し、抵抗負荷を 2 次側に接続した。フライバックコンバー

第3章

タへ適用した場合に印加される波形は矩形波であるのに対し、本シミュレーションでは入力電圧が正弦波であるという違いはある。また、フライバックコンバータは MOSFET のオン時にエネルギーを蓄積し、オフ時にエネルギーを放出する動作となるが、本シミュレーションではその動作を模擬したものではない。しかしながら、これについても巻線レイアウトと動作特性の関係の検討という目的のためには、影響は小さいと考えられる。

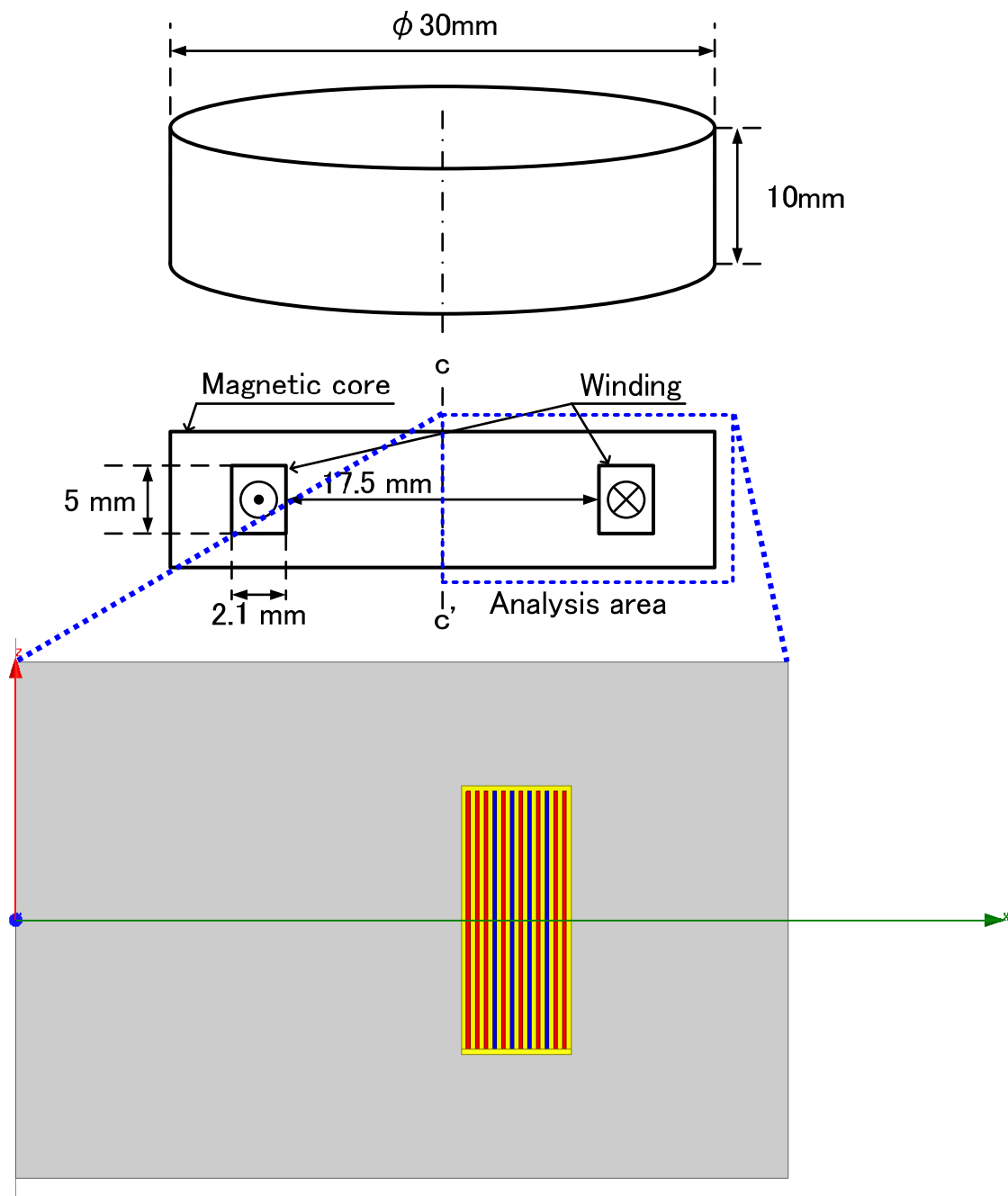


図 3-35 2次元磁界シミュレーションモデル

表 3-8 2次元磁界シミュレーション条件

Part	Material	Constant
Magnetic core	Surface-oxidized carbonyl-iron powder metal composite core	Permeability: $\mu_r' = 6$ (const.) Loss tangent: $\tan\delta = 0.002$ (const.)
Winding conductor	Copper	Conductivity: 5.8×10^7 S/m Thickness: 70 μm Width: 5 mm
Insulator film	Polyimide	Conductivity: 0 S/m Thickness: 100 μm Width: 5.2 mm

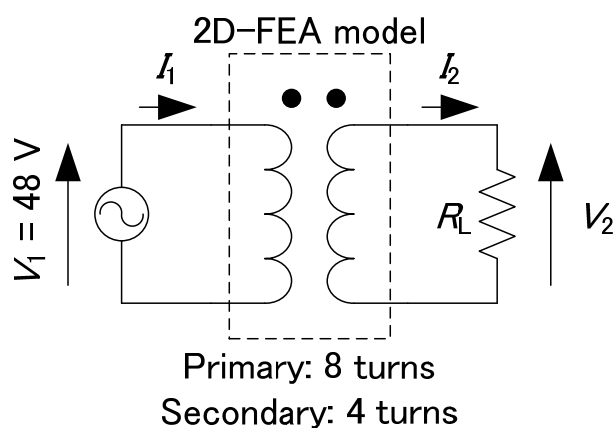


図 3-36 2次元磁界シミュレーション時の励磁モデル

3.5.4 シミュレーション結果

3.5.4.1 負荷特性

図 3-37 に 3 種類のコンポジット磁心トランスの出力電圧 V_2 の出力電流依存性の計算値を示す。図 3-37 に示したように、type-A の出力電圧 V_2 は無負荷および軽負荷時に 24 V を超えており、巻数比 (1 次巻線 8 ターン, 2 次巻線 4 ターン) から計算される値よりも高くなった。これは、コンポジット磁心の比透磁率が低いと考えられる。比透磁率が低いと、主磁束はコンポジット磁心内だけではなく、2 次巻線のすぐ内側の 1 次巻線領域にも生じてしまう。その結果、2 次巻線の実効的な内径が拡大し、2 次巻線インダクタンスが大きくなる。これは 2 次巻線の巻数の増加と等価であるため、巻数比から算出した値よりも出力電圧が高くなったと考えられる。一方、type-B と type-C は、1 次巻線と 2 次巻線の最も内側の巻線導体が隣接しているため内径にほとんど差がなく、出力電圧は巻数比から計算したものとほぼ等しくなる。

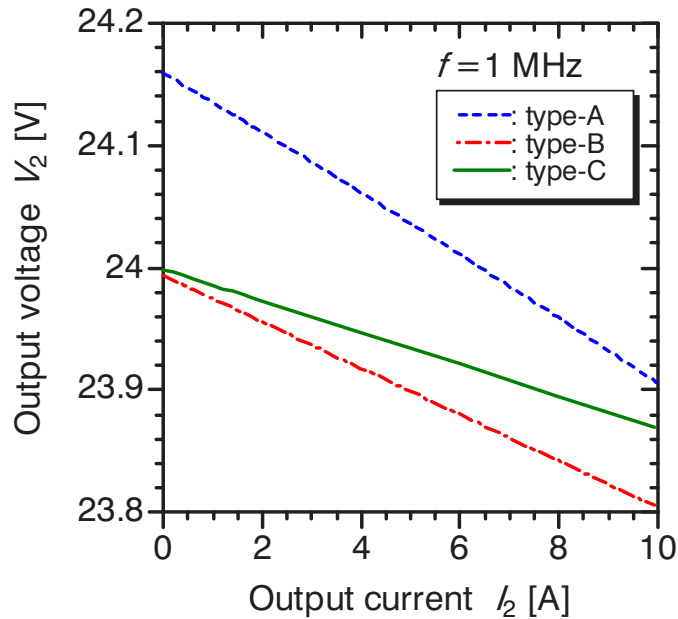


図 3-37 トランスの負荷特性のシミュレーション結果 ($V_1 = 48$ V)

出力電流依存性を見ると、重負荷では type-A の出力電圧は他の 2 種類よりも低下幅が大きい。type-A は 1 次巻線と 2 次巻線間の結合係数が他の 2 種類のトランスよりも低く、漏れインダクタンスが他の 2 つのトランスよりも大きいことが影響していると考えられる。

3.5.4.2 電力損失

図 3-38 にトランスの電力損失の周波数依存性の計算値を示す。メタルコンポジット材料の損失係数 $\tan\delta$ が十分小さいため、発生するエネルギー損失のほとんどが巻線における導体損失である。同図より、周波数の上昇に伴い損失は低下していき最小値をとった後、損失は再び増加する傾向となる。低周波帯では、励磁インダクタンスが小さいため励磁電流が大きくなり、巻線導体における導体損失が増大する。一方、高周波帯では巻線導体における表皮効果や近接効果による電力損失が考えられるが、巻線レイアウトの違いによる差が大きい。

図 3-39 にそれぞれのトランスの各出力電流における最小損失およびそのときの周波数の関係を示す。出力電流 I_2 が増加するのに伴い、電力損失が最小となる周波数は、どのトランスにおいても低周波側にシフトする。擬似共振型フライバックコンバータでは、出力電力の増加に伴いスイッチング周波数が低下する動作となる。そのため、コンポジット磁心トランスを適用した場合、広い負荷条件で高い電力変換効率を維持できる可能性がある。

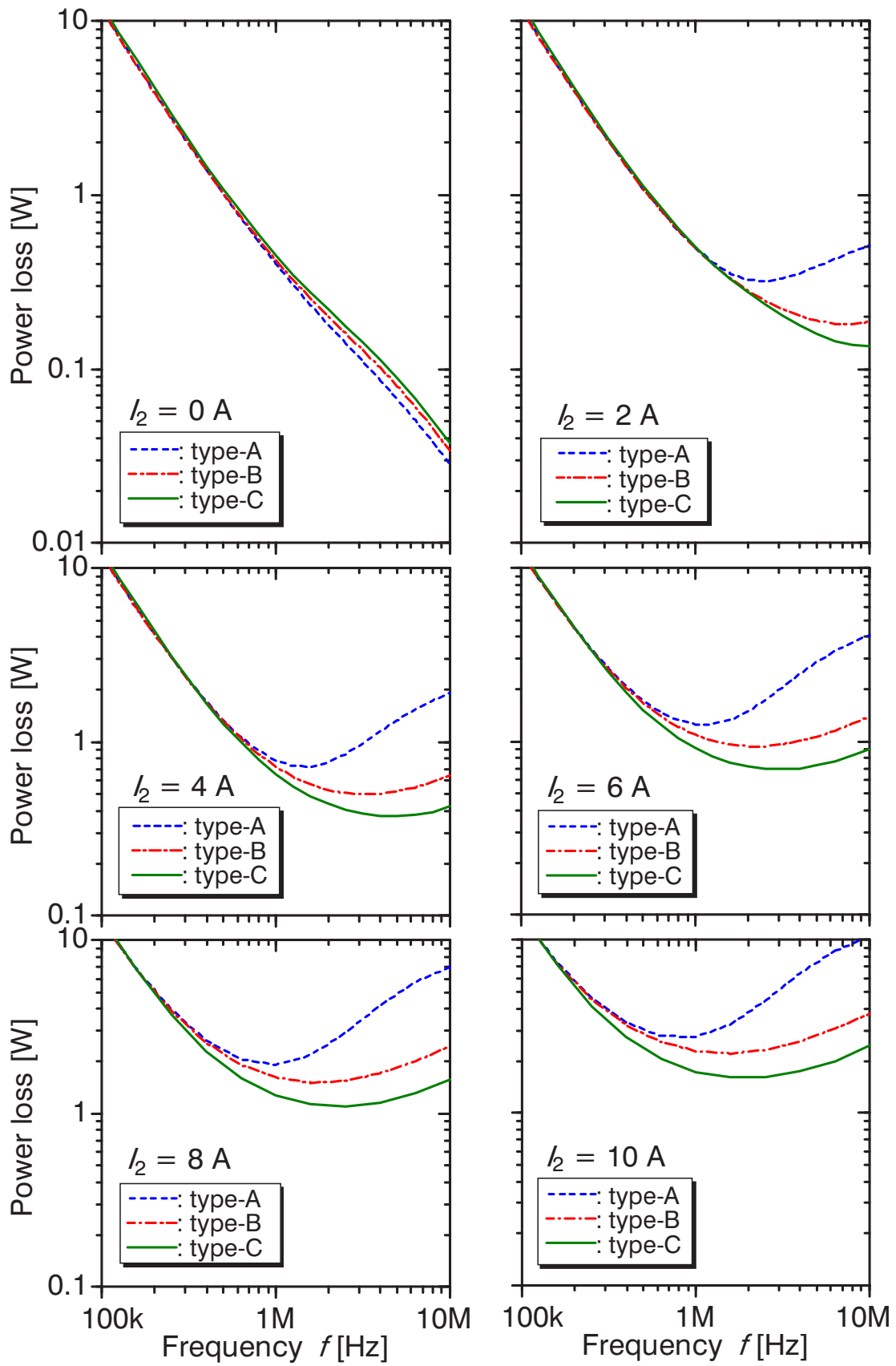


図 3-38 トランスの損失のシミュレーション結果 ($V_1 = 48$ V)

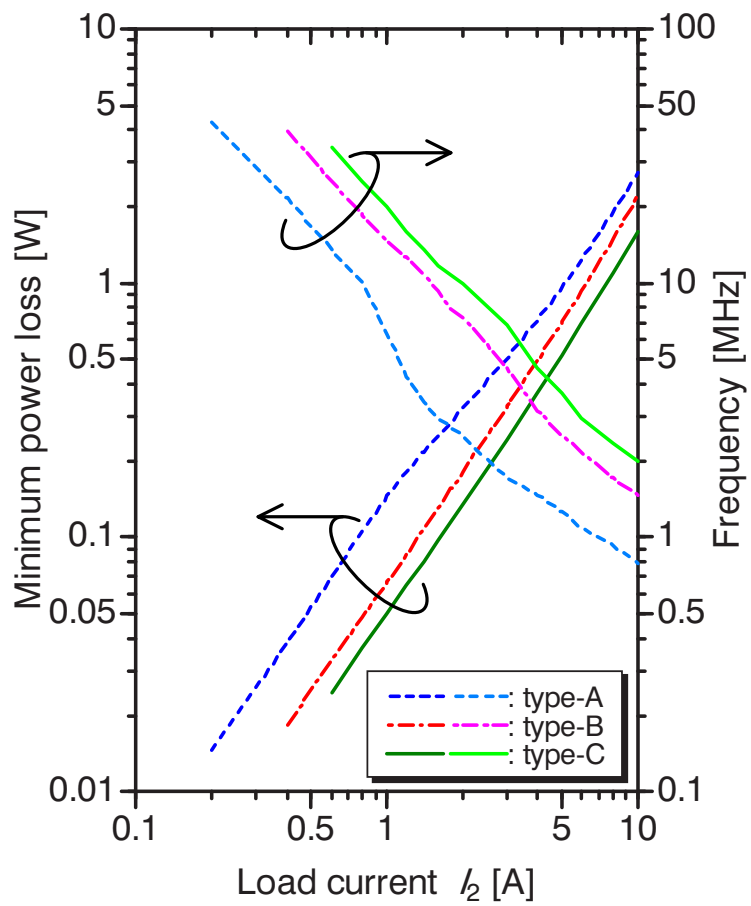


図 3-39 トランスの最小損失とその時の周波数の負荷電流依存性 ($V_1 = 48$ V)

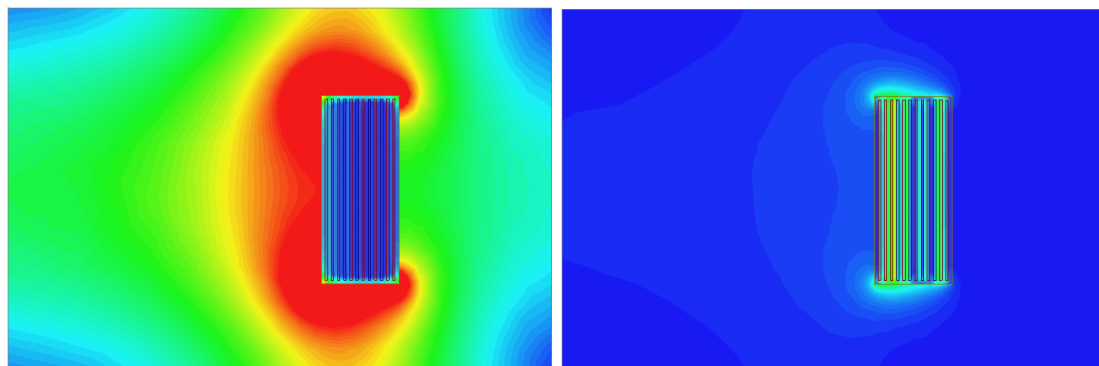
3.5.4.3 磁束密度分布

図 3-40 に 3 種類のトランスの磁束密度分布のコンター図を示す．なお，図 3-40 に示した結果は，周波数 1 MHz，出力電流 10 A のときである．また，左側に励磁電流と同相成分，右側に励磁電流から 90°位相遅れ成分（すなわち負荷電流と同相成分）を示している．トランスの蓄積エネルギーは励磁電流と同相成分に依存し，エネルギー損失は励磁電流から 90°位相遅れ成分に依存する．前述のとおり，1 MHz においてメタルコンポジット材料の損失係数 $\tan\delta$ は十分小さいため，発生するエネルギー損失のほとんどが巻線における導体損失である．

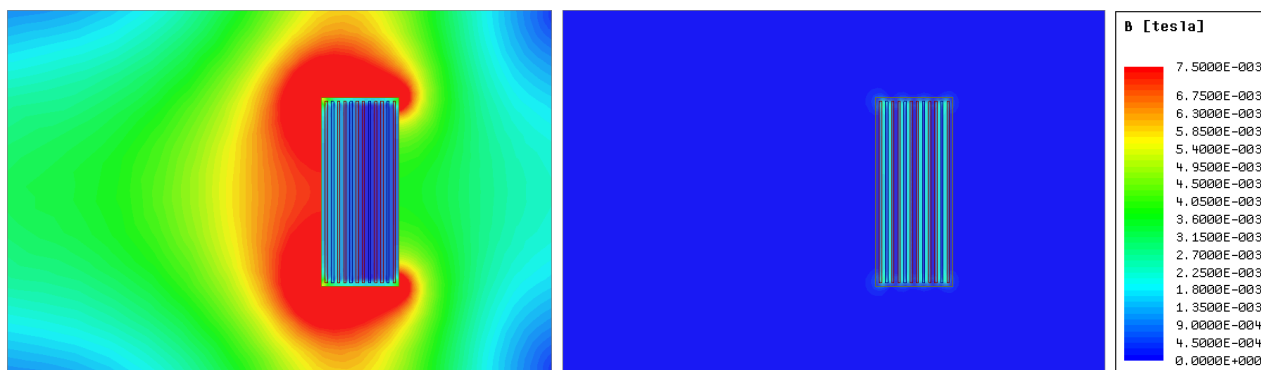
図 3-40 左側の図から，励磁電流と同相成分の磁束密度は，そのほとんどが巻線の内側で生じ，磁束密度分布に巻線レイアウトによる違いはない．一方，図 3-40 右側の図に示したように，励磁電流から 90°位相遅れの磁束密度成分は，巻線レイアウトによる違いが生じている．

type-A では，磁束密度の 90°位相遅れ成分は，1 次巻線と 2 次巻線が隣り合っている部分で生じている．さらに，2 次巻線の巻き始めと巻き終わりの部分でコンポジット磁心へも磁束が分布している．type-B においても同様に，磁束密度が 1 次巻線と 2 次巻線が隣り合っている部分に生じているが，コンポジット磁心中にはほとんど生じていない．type-C は 1 次巻線と 2 次巻線間の磁束密度は type-B よりも小さく，さらにコンポジット磁心中には磁束が生じていない．

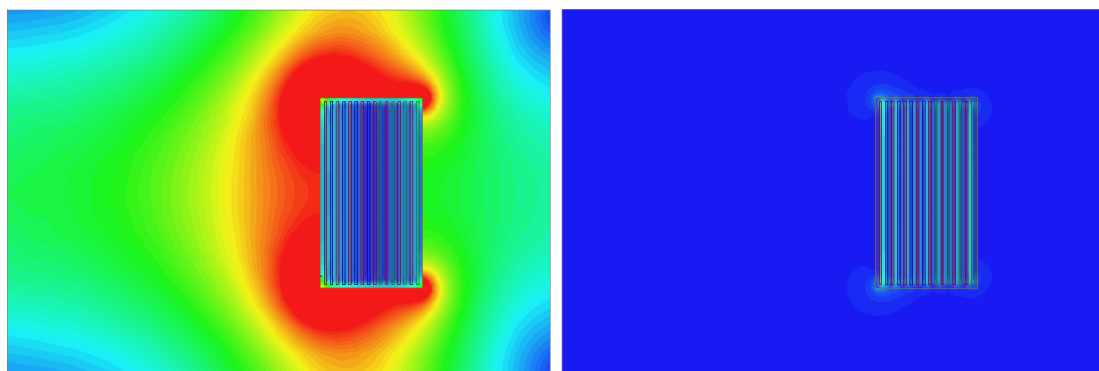
この結果から，90°位相遅れの磁束密度成分は，1 次起磁力と 2 次起磁力の差によって生じる漏れ磁束成分であり，これがエネルギー損失の要因になると考えられる．type-A は負荷電流による 1 次起磁力と 2 次起磁力の相殺が不完全であり，それによって生じる漏れ磁束が巻線導体に鎖交することで，うず電流損失が増加したと考えられる．type-B と type-C の損失の差も，2 次巻線の巻線抵抗の差だけではなく，漏れ磁束に起因するうず電流損失の影響が大きいと考えられる．



(a) type-A



(b) type-B



(c) type-C

図 3-40 3 種類のトランスの磁束密度分布 ($V_1 = 48 \text{ V}$, $I_2 = 10 \text{ A}$, $f = 1 \text{ MHz}$)
(左図は励磁電流と同相成分, 右図は励磁電流から 90° の位相遅れの磁束密度成分)

3.5.4.4 電力効率

図 3-41 に 1 MHz におけるトランスの電力効率の計算値を示す．いずれのトランスにおいても最大効率 99%以上が得られた．無負荷および軽負荷時は励磁電流による損失が主であるため，1 次巻線の等価直列抵抗が最も小さい type-A が最も高い電力効率を示した．一方，重負荷においては 2 次巻線の抵抗が最も小さく，かつ，巻線間の結合係数が最も高く，電流損失が小さい type-C が最も高い電力効率を示した．

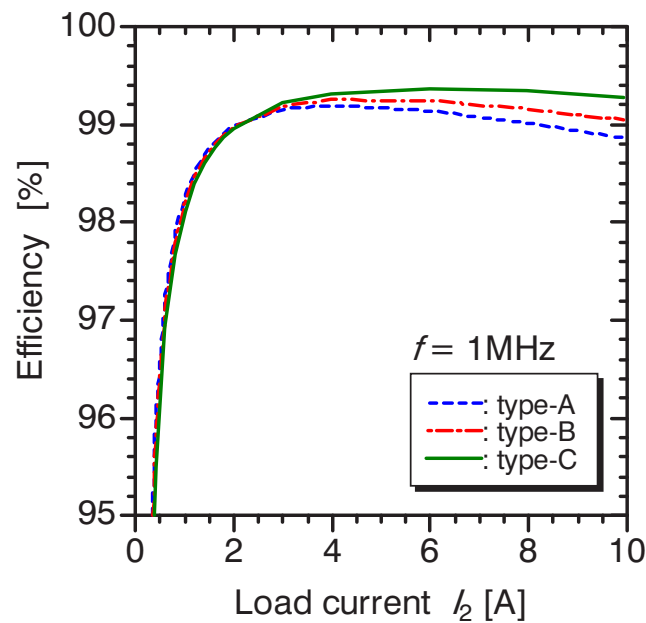


図 3-41 トランスの電力効率のシミュレーション結果 ($V_1 = 48$ V)

3.5.5 試作したトランスの電気的特性

図 3-42 に試作したトランスの 1 次側等価直列インダクタンス L_s 、1 次側等価直列抵抗 R_s および 1 次-2 次間の結合係数 k の測定結果を示す。測定にはインピーダンス/ゲインフェースアナライザ (Agilent technologies; 4194A) を用いた。図 3-42 において、プロットは測定値、破線・一点鎖線・実線は計算値である。なお、計算値は 2 次元磁界シミュレーションの結果であり、電界の影響は考慮されないため自己共振は現れない。また、表 3-9 にはそれぞれのトランスの各巻線の直流抵抗の測定値および計算値、表 3-10 には実測結果から自己共振周波数と寄生容量の結果をまとめた。

図 3-42 から試作したトランスの 1 次側等価直列インダクタンス L_s は、巻線レイアウトによらず約 $4.6 \mu\text{H}$ であり、測定値と計算値には差がある。等価直列抵抗 R_s および結合係数 k も同様に、傾向は同じであるものの差が生じている。これは前述の通り、巻線導体の磁心の厚さ方向の位置ずれの影響のほか、2 次元のシミュレーションモデルでは巻線導体から磁心外部への引き出し線をモデリングできていないことが原因と考えられる。トランスの構造上、銅張ポリイミドシートを用いた磁心外部への引き出し線は、発生する磁束と直交するため、引き出し線におけるうず電流損失により等価直列抵抗 R_s の測定値が大きくなると考えられる。なお、巻線間電界分布の違いに起因する寄生容量増加のため、type-B と type-C の自己共振周波数は type-A よりも低くなる。

表 3-9 に示したように、1 次巻線の直流抵抗は巻線レイアウトに関係なくほぼ等しい。2 次巻線の直流抵抗は、type-A と type-B はほぼ等しく、type-C は 2 つの巻線が並列に接続されているためほぼ半分となる。なお、type-C の 2 本の 2 次巻線の直流抵抗値の差は $1 \text{ m}\Omega$ 以下である。

どのパラメータも測定値と計算値に差がある。しかしながら、3 つのトランスの電気的特性の周波数特性は概ね一致しており、擬似共振フライバックコンバータ適用時に巻線レイアウトの違いによる電力変換効率等の比較のためには影響は小さいと考えられる。

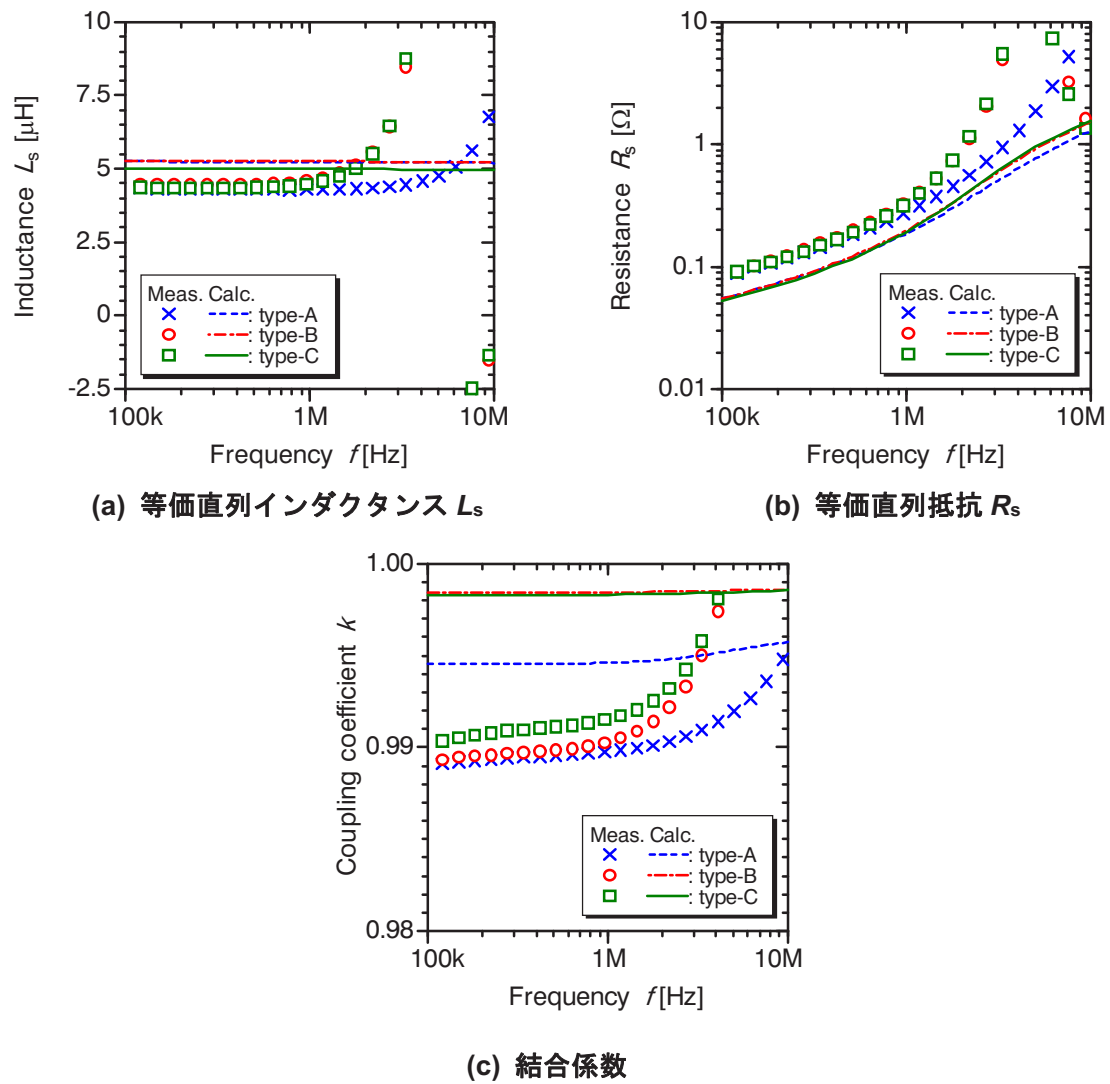


図 3-42 試作したトランスの電気的特性

表 3-9 試作トランスの巻線導体の直流抵抗

Model		Measured	Calculated
type-A	Primary	26.6 mΩ	24.0 mΩ
	Secondary	14.5 mΩ	12.1 mΩ
type-B	Primary	28.8 mΩ	24.1 mΩ
	Secondary	14.8 mΩ	12.0 mΩ
type-C	Primary	27.4 mΩ	24.7 mΩ
	Secondary	7.2 mΩ	6.3 mΩ

表 3-10 試作トランスの自己共振周波数と寄生容量

Model		Measured
type-A	Self-resonant frequency	15.3 MHz
	Stray capacitance	24 pF
type-B	Self-resonant frequency	4.8 MHz
	Stray capacitance	243 pF
type-C	Self-resonant frequency	4.7 MHz
	Stray capacitance	231 pF

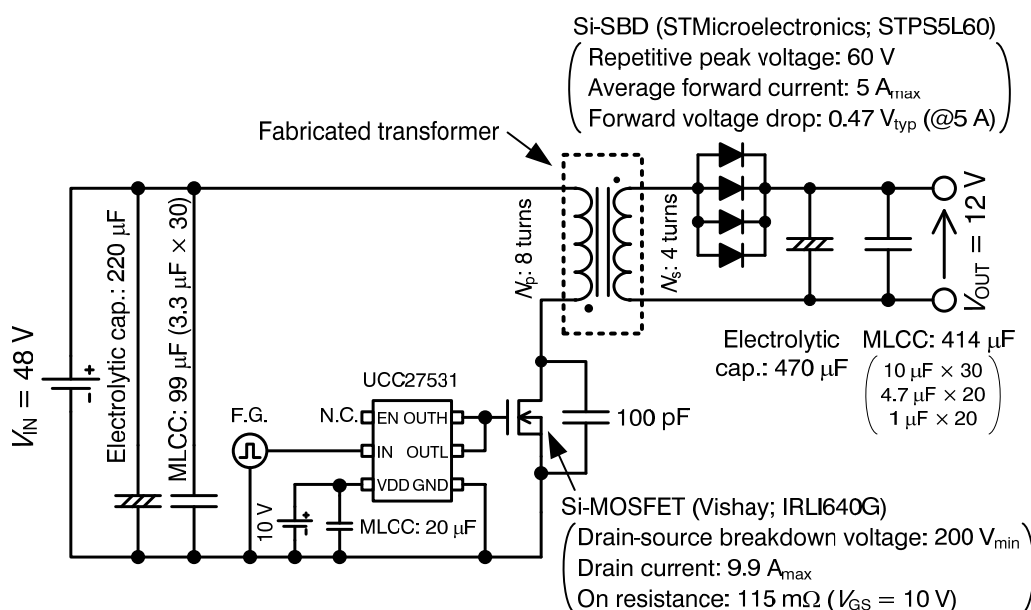


図 3-43 試作トランスの評価に用いた擬似共振フライバックコンバータの回路図

3.5.6 擬似共振型フライバックコンバータへの応用

3.5.6.1 評価に用いたフライバックコンバータ回路

図 3-43 に評価に用いたフライバックコンバータの回路図，表 3-11 に主な仕様を示す。回路構成および評価に用いた基板は 3.4 節のものと同一である。

ゲート駆動信号は，ファンクションジェネレータ (NF 回路設計ブロック; WF1974) により生成した。出力電流 I_{out} を変化させても出力電圧 V_{out} が 12 V 一定となるように，オシロスコープで MOSFET のドレインソース間電圧 V_{ds} の波形を確認しながらオン時比率およびスイッチング周波数を調整し，ドレインソース間電圧 V_{ds} の共振波形の 1 回目のボトムで MOSFET をターンオンさせた。電力変換効率は，4 台のデジタルマルチメータにより入出力電圧および入出力電流を測定し，(3-14) 式により算出した。

表 3-11 擬似共振フライバックコンバータの主な仕様

Input voltage	48 V
Output voltage	12 V
Rated output power	60 W
Switching frequency	Variable
Control system	Quasi-resonant mode (open loop control)

3.5.6.2 評価結果と考察

図 3-44 に試作した 3 つのトランスを用いたときの擬似共振型フライバックコンバータの電力変換効率の測定結果とそのときのスイッチング周波数を示す。また、表 3-12 にそれぞれのトランスを用いた場合の電力変換効率の最大値と定格電力出力時の値をまとめた。図 3-44, 表 3-12 より、電力変換効率が最大となる出力電力条件はトランスによって異なる。電力変換効率は type-C を使用することで、出力電力 28 W 時に最大となり 92.5%, 出力電力 60 W 時でも 90% の効率が得られた。前節の PWM 制御フライバックコンバータの評価時と同様に、軽負荷では type-A を使用したときに電力変換効率は最も高くなったが、出力電力が大きくなると電力変換効率は大きく低下した。一方、結合係数の高い type-B および type-C の低下幅は小さく、高い電力変換効率を維持している。これらの傾向は、トランスの電力損失のシミュレーション結果と一致している。ゆえに、重負荷時における電力変換効率低下の主な理由は、トランスの巻線レイアウトの違いに起因しており、負荷電流成分による漏れ磁束が巻線導体においてうず電流損失を増大させ、トランス自体の電力効率が低下したためと考えられる。

この評価条件において、スイッチング周波数は約 2 MHz から 400 kHz まで変化した。1 次側インダクタンスが設計値よりも小さいにもかかわらず定格出力電力時のスイッチング周波数が設計値よりも低くなったのは、設計時に参考とした RCC 方式フライバックコンバータは完全な電流臨界モード動作であるのに対し、擬似共振フライバックコンバータは MOSFET のドレインソース間電圧が最も低下するときにターンオンさせるため共振周期の 1/4 周期分ターンオンが遅れ、スイッチング周期も長くなったためと考えられる。

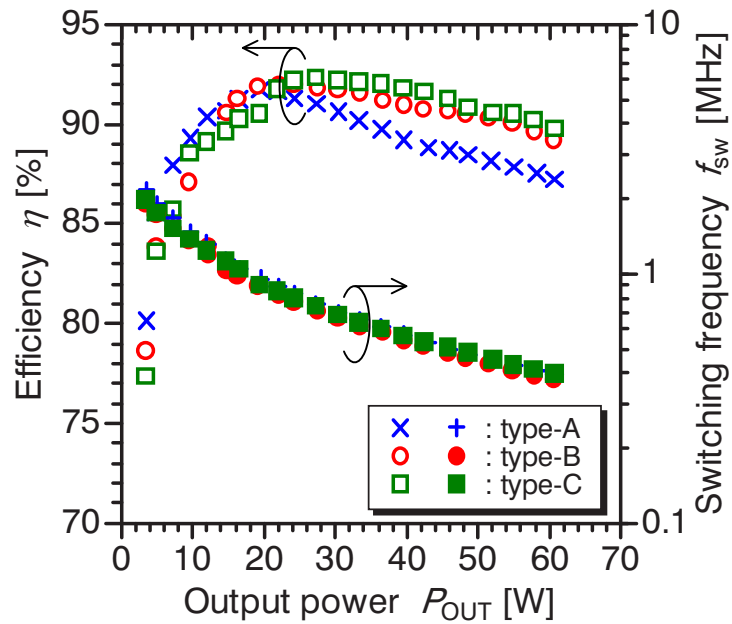


図 3-44 擬似共振フライバックコンバータの電力変換効率の測定結果

表 3-12 擬似共振フライバックコンバータの最大電力変換効率と定格出力電力出力時の電力変換効率 (括弧内はそのときのスイッチング周波数)

Model	Maximum power conversion efficiency	Power conversion efficiency at rated output power
type-A	91.7% (954 kHz) @ $P_{out} = 19.5\text{W}$	87.2% (395 kHz)
type-B	92.0% (823 kHz) @ $P_{out} = 22\text{W}$	89.2% (377 kHz)
type-C	92.5% (853 kHz) @ $P_{out} = 28\text{W}$	90.0% (397 kHz)

3.6 結言

本章では, MHz 動作可能な低損失トランスとして, メタルコンポジット材料を磁心材料, 銅張ポリイミドシートを巻線導体として用いたトランスを提案し, 動作シミュレーション, 試作およびフライバックコンバータでの評価により, MHz 帯で利用できる可能性を示した.

一般的に, 低透磁率磁心材料はトランス磁心には適さないとされる. しかしながら, 低透磁率磁心材料であっても, 磁心内に巻線を配置し, 1 次/2 次巻線レイアウトの工夫によって結合係数を高めることで, フライバックコンバータ用トランスとして応用できる可能性を示した. 本章で示したトランスの特長およびフライバックコンバータでの評価結果をまとめると以下の通りとなる.

- (1) 低透磁率磁心材料であっても, 巻線導体として銅張ポリイミドシートを用い, それをロール状に巻いた巻線をコンポジット磁心内に埋め込む構造とすることで, トロイダル型磁心や EE 型磁心に比べ, インダクタンス係数 AL を大きくできる. また, 磁束をコンポジット磁心内に閉じ込められるため, 結合係数も高めることができる.
- (2) 低透磁率磁心材料を用い, 本論文で示したような薄型磁心トランスを作製する場合, 磁心内における巻線導体の位置精度が電気的特性に与える影響が大きい. これは, 製造ばらつきを小さくするというトランス (電子部品) としてごく当たり前の要求が, 高透磁率磁心材料を用いる場合より厳しくなることを示唆している.
- (3) 銅張ポリイミドシートをロール状に巻くという巻線構造は, 寄生容量が大きくなりやすく, DC-DC コンバータのスイッチング周波数の上限を制限してしまう自己共振周波数低下の要因となる. 現状, 巻線間の結合係数と自己共振周波数はトレードオフの関係にある. これはトランスの電力効率と自己共振周波数がトレードオフの関係にあるともいえる.
- (4) 巻線レイアウトが異なる 3 種類のトランスの動作シミュレーション結果から, 周波数が高くなるほどトランスで生じる損失の差が大きくなり, 結合係数が高いほど損失は小さくなった. 高周波帯においてトランスの損失が増加する要因は, 1 次起磁力と 2

第3章

次起磁力の相殺が不十分なことによって生じるトランスの負荷電流と同相の漏れ磁束成分が、巻線導体に鎖交することによって生じるうず電流損失の増加である。type-B と type-C の損失の差も、2 次巻線の巻線抵抗の差だけではなく、漏れ磁束に起因するうず電流損失の影響が大きいと考えられる。

- (5) 試作した 3 種類のトランスを、入力電圧 48 V、出力電圧 12 V、定格出力 60 W の擬似共振型フライバックコンバータへ適用した。その結果、フライバックコンバータは、最高スイッチング周波数 2 MHz、最低スイッチング周波数 400 kHz で動作し、電力変換効率は最高 92.5%、定格負荷時 90 % が得られた。巻線レイアウトの異なる 3 種類のトランスそれぞれを用いたときの電力変換効率の出力電流依存性の傾向は、2 次元磁界シミュレーションで得た電力効率特性とおおむね一致した。したがって、フライバックコンバータ適用時と 2 次元磁界シミュレーション時ではトランスの動作状態が異なるが、損失の発生メカニズムは同じであり、負荷電流と同相の漏れ磁束によるうず電流損失であると考えられる。

本論文ではフライバックコンバータの仕様から、GaN トランジスタは使用しなかった。コンバータの仕様を見直し、オン抵抗が低く、高周波スイッチングが可能な GaN トランジスタを使用することで、電力変換効率をさらに高めることができるものと考えられる。

一方、現状では評価回路基板の寄生インダクタンス・寄生キャパシタンスによるサージやリングングが大きいため、詳細な損失分析ができていない。さらなる高効率化、低損失化のためには、損失の詳細分析が必須であり、これは今後の課題である。

なお、文献 [14] で指摘されているように、GaN/SiC パワー半導体デバイスを用いたコンバータではソフトスイッチング技術が必須になるとされている。そのため、フライバックコンバータも本論文で示した擬似共振型等の適用が必要になっていくと考えられる。

第4章 総 括

第4章 総 括

電気エネルギーの効率的な運用の重要性が増している。パワーエレクトロニクスは、電気エネルギーを効率よく利用するための手段として必須の技術である。パワーエレクトロニクスは様々な用途に用いられるが、本論文では特にスイッチング電源を対象とした。また、パワーエレクトロニクスの構成技術には多くの技術分野があるが、本論文では特に制御器と受動部品の特性改善について取り組んだ結果について論じた。具体的には、以下の2点である。

- (1) デジタル制御器をスイッチング電源へ適用した際の過渡応答特性改善方法の検討
- (2) MHz 動作可能な低鉄損トランスの開発とフライバックコンバータでの評価

本章では、本論文の総括として得られた成果および今後の課題や展開について述べる。

4.1 本研究で得られた成果

第2章 デジタル制御スイッチング電源の過渡応答特性改善

第2章では、デジタル制御 DC-DC コンバータについて、フィードフォワード補償器適用による過渡応答特性改善に取り組んだ。第2章において得られた結果をまとめると以下の通りとなる。

- (5) 非絶縁降圧型 DC-DC コンバータについて、主回路の等価回路から求められる伝達関数から、2 種類の方法 でフィードフォワード補償器を設計した。どちらの設計法によってもデジタル制御器に実装するための差分方程式は四則演算のみで実現でき、先行研究例と比較し、フィードフォワード補償適用による演算時間増加を抑制できた。このことは、安価なデジタル制御器の適用が可能になるのと同時に、スイッチング周波数の高周波化も期待できる。
- (6) 本論文で提案したフィードフォワード補償器の実装の有無にかかわらず、レギュレーション特性 (出力電流依存性 (ロードレギュレーション特性)、入力電圧依存性 (ラインレギュレーション特性)) は良好であった。これは、本論文で提案したフィードフォ

第 4 章

ワード補償器は、出力電流変動または入力電圧変動を検出して動作するため、定常状態においてはフィードバックループに影響しないためである。そのため、フィードバック制御器とフィードフォワード補償器は別々に設計できる。

- (7) フィードフォワード補償器適用による負荷急変時および入力急変時の応答特性の改善効果を確認するため、出力インピーダンスおよび入出力特性の周波数特性を計算により求めた。その結果、本論文で提案したフィードフォワード補償器を適用することで、制御遅れ時間を考慮しても応答特性を改善できることを確認した。なお、この計算ではフィードバック制御器を比例制御としているが、例えば積分要素および微分要素を追加し PID 制御とし、低域ゲインを上げながら制御帯域幅を広帯域化することで、さらに応答特性を改善できると考えられる。
- (8) 本論文で提案したフィードフォワード補償器を用いることで、フィードバック制御器のみの場合と比較し、過渡応答特性を大きく改善することができた。本論文で対象とした DC-DC コンバータでは、負荷急変時のオーバーシュートを 350 mV から 100 mV (約 30%へ抑制)、アンダーシュートは 350 mV から 180 mV (約 50%抑制) へ改善できた。また、入力電圧変動時のオーバーシュートは 2.5 V から 200 mV (約 90%抑制)、アンダーシュートは 1.4 V から 650 mV (約 55%抑制) へ改善できた。

一方で、本章で述べた内容の課題をまとめると以下の通りとなる。

- (1) 本論文で提案したフィードフォワード補償器は、出力電流または入力電圧の変動量のみを検出して動作するため、負荷急変時の di/dt または入力急変時 dV/dt が大きいとフィードフォワード補償器が最低 1 回しか動作しない。そのため、その後はフィードバック制御器により出力電圧を安定化する必要がある。そのため、現状ではいまだフィードバック制御器の性能改善が必要である。
- (2) 本論文では、DC-DC コンバータの非線形動作を線形近似し、フィードバック制御器の制御パラメータやフィードフォワード補償器の設計を行っている。また、設計に用いた等価回路モデルと実際に試作した DC-DC コンバータの寄生パラメータを含むモデ

第 4 章

ルの差の影響は考慮されていない。出力電流や入力電圧の変動幅が大きくなると、非線形性の影響が大きくなるので、モデル化誤差の影響およびそれに対するロバスト性や制御系の安定性等について定量的な検討が必要となる。

現状では、アナログ制御の場合の特性を上回るとは難しいと考えられる。負荷急変に対しては、例えば、デジタル制御 DC-DC コンバータと負荷側の装置が通信を行い、両者が同期をとりながら動作すれば過渡応答特性の改善は可能であると考えられ、またアナログ制御よりも優れた特性が得られる可能性もある。しかしながら、ほとんどの場合、汎用の電源装置は負荷として何が接続されるかわからない。そのため、出力電圧安定化のためには制御器の動作が重要である。近年では、デジタル制御器の A/D 変換や演算処理の高速化は目ざましく、また A/D コンバータが搭載されたり、C 言語プログラムが可能な FPGA (Field Programmable Gate Array) も出てきている。しかしながら、黒川らも指摘している通り、フィードバック制御器のみによる過渡応答特性改善には限界があると考えられる [36]。そのため、本論文で示したようなフィードフォワード補償器の適用は、過渡応答特性改善に有効であると考えられる。デジタル制御器の A/D 変換や制御演算の高速化によってスイッチング周波数の高周波化が可能になると、本論文で提案した方法の有効性はより高まると考えられる。

第 3 章 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの開発とフライバックコンバータでの特性評価

第 3 章では、MHz 動作可能な低鉄損トランスとして、メタルコンポジット材料を磁心材料、銅張ポリイミドシートを巻線導体として用いたトランスを提案し、動作シミュレーション、トランスの試作およびフライバックコンバータでの電源評価により、MHz 帯で利用できる可能性を示した。

一般的に、低透磁率磁心材料はトランス磁心には適さないとされる。しかしながら、低透磁率磁心材料であっても、磁心内に巻線を配置する構造とし、1 次巻線と 2 次巻線が交互に配置される巻線構造にすることで結合係数を高められ、フライバックコンバータ用トランスとして応用できる可能性を示した。本章で示したトランスの特長およびフライバックコンバータでの評価結果をまとめると以下の通りとなる。

第 4 章

- (1) 低透磁率磁心材料であっても、巻線導体として銅張ポリイミドシートを用い、それをロール状に巻いた巻線をコンポジット磁心内に埋め込む構造とすることで、トロイダル型磁心や EE 型磁心に比べ、インダクタンス係数 AL を大きくできる。また、磁束をコンポジット磁心内に閉じ込められるため、結合係数も高めることができる。
- (2) 低透磁率磁心材料を用い、本論文で示したような薄型磁心トランスを作製する場合、磁心内における巻線導体の位置精度が電気的特性に与える影響が大きい。これは、製造ばらつきを小さくするというトランス (電子部品) としてごく当たり前の要求が、高透磁率磁心材料を用いる場合より厳しくなることを示唆している。
- (3) 銅張ポリイミドシートをロール状に巻くという巻線構造は、寄生容量が大きくなりやすく、DC-DC コンバータのスイッチング周波数の上限を制限してしまう自己共振周波数低下の要因となる。現状、巻線間の結合係数と自己共振周波数はトレードオフの関係にある。これはトランスの電力効率と自己共振周波数がトレードオフの関係にあるともいえる。
- (4) 巻線レイアウトが異なる 3 種類のトランスの動作シミュレーション結果から、周波数が高くなるほどトランスで生じる損失の差が大きくなり、結合係数が高いほど損失は小さくなった。高周波帯においてトランスの損失が増加する要因は、1 次起磁力と 2 次起磁力の相殺が不十分なことによって生じるトランスの負荷電流と同相の漏れ磁束成分が、巻線導体に鎖交することによって生じるうず電流損失の増加である。type-B と type-C の損失の差も、2 次巻線の巻線抵抗の差だけではなく、漏れ磁束に起因するうず電流損失の影響が大きいと考えられる。
- (5) 試作した 3 種類のトランスを、入力電圧 48 V、出力電圧 12 V、定格出力 60 W の擬似共振型フライバックコンバータへ適用した。その結果、フライバックコンバータは、最高スイッチング周波数 2 MHz、最低スイッチング周波数 400 kHz で動作し、電力変換効率は最高 92.5%、定格負荷時 90 % が得られた。巻線レイアウトの異なる 3 種類のトランスそれぞれを用いたときの電力変換効率の出力電流依存性の傾向は、2 次元磁界シミュレーションで得た電力効率特性とおおむね一致した。したがって、フライバッ

第4章

クコンバータ適用時と2次元磁界シミュレーション時ではトランスの動作状態が異なるが、損失の発生メカニズムは同じであり、負荷電流と同相の漏れ磁束によるうず電流損失であると考えられる。

一方、本章で述べた内容の課題をまとめると以下の通りとなる。

- (1) 本論文で提案したトランス構造を採用することで、低透磁率磁心材料であってもトランスの磁気結合を改善でき、擬似共振フライバックコンバータにおいて90%以上の電力変換効率を実現できた。さらなる高効率化のためには、損失分析を行い、コンバータにおける損失発生要因を詳細に調べる必要がある。しかしながら、実際にフライバックコンバータへ適用すると、トランスの漏れインダクタンスや巻線間の寄生容量のほか、試作した評価回路基板における寄生パラメータ等の影響により、動作波形のサージ電圧やリングングが大きい。そのため、動作波形からの詳細な損失分析ができていない。トランスや評価回路基板の寄生パラメータ低減法も含め、損失分析手法の検討が必要である。
- (2) 本論文では、試作したフライバックコンバータの仕様からGaNトランジスタは使用していない。オン抵抗が低く、高周波スイッチングが可能なGaNトランジスタを使用することで、電力変換効率をさらに高めることができるものと考えられる。一方で、前述の通り、本論文で提案したトランスはトランス単体の電力効率と自己共振周波数がトレードオフの関係にあるため、高周波化にも限界がある。寄生容量を小さくしつつ巻線間の磁気結合を改善するためにも、コンポジット材料の比透磁率の向上も必要である。

4.2 今後の展望

第2章 デジタル制御スイッチング電源の過渡応答特性改善

デジタル制御適用の利点の1つは、ソフトウェアのソースコードによって動作を記述できることと考える。既に提案されている回路トポロジーであっても、アナログ制御ではそもそも電源制御が実現できなかったものが、デジタル制御適用によって実現できるよ

第4章

うになる可能性がある。あるいは、アナログ制御では制御回路の規模が大きくなり機器サイズやコスト等の面でメリットを見いだせなかった方式が、デジタル制御の適用で目を見るようになる可能性もある。さらに、次世代パワー半導体である GaN/SiC パワー半導体デバイスの実用化により、従来のスイッチング電源の制御設計理論・手法とは全く異なる方法が適用されることもありうる。一方で、現状では同等の仕様であればアナログ制御 IC の方が圧倒的に小さく、電源基板サイズや電源装置サイズを小さくできる。そのため、要求される電源仕様を満足するために必要な制御器を適切に選択することが重要になると考える。

第3章 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの開発とフライバックコンバータでの特性評価

本論文では、カルボニル鉄粉を出発材料とし、微粒子表面に酸化被膜を形成した表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料を用いて検討した。一方、最近では比透磁率・電気抵抗率・鉄損等の特性面で表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料を上回る鉄系アモルファス鉄粉メタルコンポジット材料が報告されている [71]。本論文で扱ったフライバックコンバータにも、トランス磁心材料として鉄系アモルファス鉄粉メタルコンポジット材料を用いることで、電力変換効率のさらなる高効率化とスイッチング周波数の高周波化を実現できる可能性がある。

MHz 帯における磁気デバイスの磁心材料は数十 MHz 帯までは Ni-Zn フェライト、それ以上では空心になると予想されている [14]。また、磁気デバイスはなくなるとする報告もある [72]。スイッチング電源の仕様、回路トポロジー等の目的にあった適切な材料選択ができるよう、今後も高周波帯で使用可能な電力変換用磁性材料の継続的な開発が必要であると考えられる。

得られた研究成果の工学的意義と今後の展開

本論文では、第2章において非絶縁降圧型 DC-DC コンバータにデジタル PWM 制御方式を適用した場合の過渡応答特性の改善法を提案し、負荷急変時の出力電圧変動量、入力急変時の出力電圧変動量をどちらも 50%以下に改善できることを実験的に示した。また、第3章においては MHz スwitchング擬似共振型フライバック DC-DC コンバータに適用可能なメタルコンポジット磁心トランスの開発を行い、巻線導体を磁心内に埋め込む構造と

第4章

し、さらに1次巻線と2次巻線が交互に配置される巻線レイアウトとすることで、低透磁率磁心材料であっても結合係数を0.99以上に高められること、またコンバータ評価によりスイッチング周波数は最高2 MHz、電力変換効率92.5%を実現できることを示した。今後はGaN/SiCパワー半導体デバイスを用いた上で両者を融合していくことが課題となる。

スイッチング電源へのGaN/SiCパワー半導体デバイスの適用が進むと、スイッチング周波数は数MHz～10 MHzを超えてくると考えられる。メタルコンポジット磁心は、MHz帯での使用を目的として開発が行われており、現状ではまだ課題は残るものの非絶縁型、絶縁型のどちらのDC-DCコンバータへも適用できると考えられる。一方で、デジタル制御器はA/D変換や制御演算が高速化されたとしても、本論文で扱ったデジタル制御PWM制御方式の適用は難しくなることが想定される。そのため、スイッチング電源の制御方式としては高周波化に有利とされるヒステリシス制御の他、固定スイッチング周波数・固定オン時比率としてMHzスイッチング動作させ、出力電圧に応じてスイッチング動作・停止させる間欠発振動作による制御等も適用されていく可能性がある。一般的にヒステリシス制御には、出力電圧リップルが大きくなる、スイッチング周波数の変化が大きい、大電流出力のDC-DCコンバータへの適用が難しいといった課題がある。また、間欠発振動作には出力電圧リップルが大きくなる、トランス等からの音鳴りの要因となるといった課題がある。これらの課題については、ヒステリシス制御はデジタル制御の適用による解決策が提案されている [73] [74]。一方、間欠発振動作は軽負荷時を除き回避されることが多いようである。いずれの方式でも、本論文で提案したデジタル制御適用時の過渡応答特性改善手法をそのまま使用することはできなくなるため、新たな手法の開発が必要となるであろう。

スイッチング電源は、それだけで何らかの目的を果たすものではなく、何らかの目的を果たすための電子機器等を駆動する手段の1つである。そのため、それ自体が主役になることはない。近年、携帯機器等の小容量用途等ではACアダプタの小型化が進んできてはいるものの、いまだに主役の電子機器の体積に対してスイッチング電源が占める体積が大きいのが実情である。本論文では、小型化という観点では定量的な議論をしていないが、GaN/SiCパワー半導体デバイスの適用によりスイッチング周波数を上げることで小型化もできるので、スイッチング電源の高効率化・高性能化のみならず小型化も進んでいくと考える。

参考文献

- [1] Tim Heidel, “ARPA-E Initiatives in High Efficiency Power Conversion,” *Plenary session, 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, Texas, USA, 2014.
- [2] Antonio León-Masich, Hugo Valderrama-Blavi, Josep María Bosque-Moncusí, Luís Martínez-Salamero, “Efficiency comparison between Si and SiC-based implementations in a high gain DC-DC boost converter,” *IET Power Electronics*, Vol. 8, No. 6, pp. 869-878, 2015.
- [3] Hanxing Wang, Alex Man Ho Kwan, Qimeng Jiang, Kevin J. Chen, “A GaN Pulse Width Modulation Integrated Circuit for GaN Power Converters,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 62, No. 4, pp. 1143-1149, 2015.
- [4] 人羅俊実, 金子健太郎, 藤田静雄, “パワーデバイス用 Ga₂O₃ 結晶,” *電気学会誌*, Vol. 137, No. 10, pp. 693-696, 2017.
- [5] 清水敏久, “パワーエレクトロニクス技術から見た磁気・磁性材料への期待,” *第 41 回日本磁気学会学術講演概要集*, 22pB-2, p. 212, 2017.
- [6] 前川佐里, 津田純一, 葛巻淳彦, 松本脩平, 餅川宏, 久保田寿夫, “高精度パワーデバイスモデルによる SiC インバータの EMI 解析,” *電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)*, Vol. 134, No. 4, pp. 461-467, 2014.
- [7] Niall Oswald, Philip Anthony, Neville McNeill, Bernard H. Stark, “An Experimental Investigation of the Tradeoff between Switching Losses and EMI Generation With Hard-Switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC Device Combinations,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 5, pp. 2393-2407, 2014.
- [8] Takaaki Ibuchi, Tsuyoshi Funaki, “Loss and conducted noise characteristics for CCM PFC circuit with SiC-Schottky barrier diode,” *IEICE Electronics Express*, Vol. 11, No. 6, pp. 1-8, 2014.
- [9] Takaaki Ibuchi, Tsuyoshi Funaki, Shinji Ujita, Masahiro Ishida, Tetsuzo Ueda, “Conducted noise of GaN Schottky barrier diode in a DC-DC converter,” *IEICE Electronics Express*, Vol.

参考文献

- 12, No. 24, pp. 1-7, 2015.
- [10] K. Yanagisawa, F. Zhang, T. Sato, K. Yamasawa, “A new wideband common-mode noise filter consisting of Mn-Zn ferrite core and copper/polyimide tape wound coil,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No. 10, pp. 3571-3573, 2005.
- [11] 原田公樹, 大平祐介, 吉田栄吉, 佐藤敏郎, “等価回路法による疑似分布定数型ラインフィルタのコモンモード減衰特性の解析,” *電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌)*, Vol. 136, No. 12, pp. 778-786, 2016.
- [12] 原田公樹, 大平祐介, 吉田栄吉, 佐藤敏郎, “疑似分布定数型ラインフィルタにおける減衰帯域幅の高周波化,” *電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌)*, Vol. 137, No. 9, pp. 547-548, 2017.
- [13] Othman Ladhari , Léo Sterna, Pierre Perichon, Dominique Bergogne, “A novel AC/DC converter topology using a bidirectional GaN switch application: Led driver,” *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Stanford, CA, USA, 2017.
- [14] Michael Harrison, “The Future of Power Electronics Design,” *Plenary session, 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2016.
- [15] 小泉雄大, 石塚勝, 中川慎二, 畠山友行, “基板自立型アルミ電解コンデンサの熱解析モデル,” *Thermal Science & Engineering*, Vol. 18, No. 2, pp. 57-69, 2010.
- [16] 佐藤紘介, 富澤達也, 吉村栄二, “パワーエレクトロニクス用銅ベース基盤の特性評価,” *長野県工業技術総合センター研究報告*, No. 11, pp. P41-P45, 2016.
- [17] 小泉雄大, 上坊寺明人, 長原邦明, 石塚勝, “電気回路設計との統合によるスイッチング電源の熱設計手法の開発(自然空冷式電源の場合),” *日本機械学会論文集(B 編)*, Vol. 70, No. 690, pp. 488-495, 2004.
- [18] 小池憲吾, “薄型テレビ用スイッチング電源の技術トレンド (第 1 回) フライバックから半波電流共振まで,各種使う民生用スイッチング電源,” *日経エレクトロニクス*, No. 981, pp. 160-170, 2008.
- [19] 西島健一, 池田慎治, “150 kHz 以下伝導 EMI ノイズ規制に対するスイッチング電源ノイズの低減化に関する検討,” *パワーエレクトロニクス学会第 219 回定例研究会講演資*

参考文献

- 料, No. JIPE-43-08, 2017.
- [20] T. Sagneri, “The Challenges of VHF Power Conversion,” *Plenary session, 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2016.
- [21] 軽部邦彦, 多和田信幸, 中原智喜, “80 PLUS 適合の高効率フロントエンド電源,” *富士時報*, Vol. 85, No. 3, pp. 226-230, 2012.
- [22] F. Kurokawa, S. Sukita, J. Sakemi, “A New Multi-Loop Digital Control DC-DC Converter,” *2009 4th International Conference on Telecommunication - Energy Special Conference (TELESCON)*, Vienna, Austria, 2009.
- [23] Fujio Kurokawa, Junya Sakemi, Tsukasa Takahashi, Kouta Bansho, Toru Tanaka, Keiichi Hirose, “A Novel Smart Digital Control DC-DC Converter,” *2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Ohrid, Macedonia, 2010.
- [24] Souvik Chattopadhyay, Somshubhra Das, “A Digital Current-Mode Control Technique for DC - DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 1718-1726, 2006.
- [25] Siyu He, R. M. Nelms, “Digital I₂ average current mode control for switch-mode power supplies,” *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 628-634, 2015.
- [26] TDK ラムダ株式会社プレスリリース, “デジタル電源技術で、Power-One 社とライセンス契約締結,” 2012 年 1 月 18 日.
- [27] コーセル株式会社プレスリリース, “Bel Fuse 社とデジタル電源技術でライセンス契約を締結しました,” 2014 年 10 月 28 日.
- [28] サンケン電気株式会社プレスリリース, “デジタル制御電源分野の技術力を強化—マイコン事業譲受により、製品展開を一気に加速—,” 2013 年 12 月 10 日.
- [29] 薩川格広, “目的から手段に変わるデジタル制御 電源の市場要求に応える切り札に,” *EE Times × EDN JAPAN*, No. 1, pp. 24-31, 2011.
- [30] J.-P. Sjooroos, T. Suntio, J. Kyyra, K. Kostov, “Dynamic Performance of Buck Converter with Input Voltage Feedforward Control,” *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany, 2005.

参考文献

- [31] L. Calderone, L. Pinola, V. Varoli, “Optimal feed-forward compensation for PWM DC/DC converters with 'linear' and 'quadratic' conversion ratio,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No. 2, pp. 349-355, 1992.
- [32] Shu Wu, Yasunori Kobori, Nobukazu Tsukiji, Haruo Kobayashi, “Transient Response Improvement of DC-DC Buck Converter by Adjustable Triangular Wave Generator,” *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E98-B, No. 2, pp. 288-295, 2015.
- [33] 菅原聡, 山田耕平, 西尾春彦, 江戸雅晴, 佐藤敏郎, 山沢清人, “携帯機器用マイクロ DC-DC コンバータの特性解析と過渡応答特性の改善,” *電気学会論文誌 D(産業応用部門誌)*, Vol. 128, No. 12, pp. 1373-1380, 2008.
- [34] Guang Feng, Eric Meyer, Yan-Fei Liu, “A New Digital Control Algorithm to Achieve Optimal Dynamic Performance in DC-to-DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1489-1498, 2007.
- [35] Zhenyu Zhao, Aleksandar Prodic, “Continuous-Time Digital Controller for High-Frequency DC-DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 564-567, 2008.
- [36] 黒川不二雄, 山西研洋, 大須賀弘行, “過渡特性改善のためのモデルを用いた DC-DC コンバータについて,” *電子情報通信学会誌論文誌 B*, Vol. J96-B, No. 11, pp. 1251-1259, 2013.
- [37] 黒川不二雄, 中村昭浩, 梶原一宏, 吉田竜也, 柴田裕一郎, “電源システムのデジタル化技術,” *平成 23 年電気学会産業応用部門大会講演論文集*, 2-S15-2, pp. II-215-II220, 2011.
- [38] 前田雄輝, 黒川不二雄, 柴田裕一郎, 高橋司, 番匠宏太, 田中徹, 廣瀬圭一, “DC-DC コンバータのための高速比例デジタル制御回路について,” *電子情報通信学会技術報告*, EE2010-40, pp. 73-77, 2011.
- [39] S. Saggini, M. Ghioni, A. Geraci, “An innovative digital control architecture for low-Voltage, high-current DC-DC converters with tight voltage regulation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 210-218, 2004.
- [40] Seamus M. O'Driscoll, David A. Grant, “Combining peak current mode control with average

参考文献

- current mode control using digitally assisted analog,” *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 76-88, 2014.
- [41] Ying Qiu, Xiyu Chen, Helen Liu, “Digital Average Current-Mode Control Using Current Estimation and Capacitor Charge Balance Principle for DC-DC Converters Operating in DCM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 6, pp. 1537-1545, 2010.
- [42] Yung-Chien Chang, Chien-Hung Tsai, “Predictive digital current mode controlled DC-DC converter with duty calibration technique,” *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 316-319, 2013.
- [43] A. Syed, E. Ahmed, D. Maksimovic, “Digital PWM Controller with Feed-Forward Compensator,” *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, Anaheim, CA, USA, 2004.
- [44] Xu Zhang, Dragan Maksimovic, “Digital PWM/PFM Controller with Input Voltage Feed-Forward for Synchronous Buck Converter,” *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008.*, Austin, TX, USA, 2008.
- [45] Alex J. Hanson, Julia A. Belk, Seungbum Lim, Charles R. Sullivan, David J. Perreault, “Measurements and Performance Factor Comparisons of Magnetic Materials at High Frequency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 11, pp. 7909-7925, 2016.
- [46] Akinori Hariya, Ken Matsuura, Hiroshige Yanagi, Satoshi Tomioka, Yoichi Ishizuka, Tamotsu Ninomiya, “5 MHz PWM-Controlled Current-Mode Resonant DC-DC Converter Using GaN-FETs,” *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA)*, Hiroshima, Japan, 2014.
- [47] Dan Kinzer, “Breaking Speed Limits with GaN Power ICs,” *Plenary session, IEEE Applied Power Electronics Conf. and Expo. (APEC) 2016*, Long Beach, CA, USA, 2016.
- [48] 北村拓海, 川原翔太, 永井歩美, 海老澤満男, 石飛学, “MHz 級高周波パワーインダクタの提案,” *パワーエレクトロニクス学会誌*, No. 42, p. 158, 2017.
- [49] 永井歩美, 川原翔太, 北村拓海, 服部文哉, 海老澤満男, 石飛学, “疑似平角線を用いた α 形パワーリアクトルの高周波特性,” *平成 29 年電気学会全国大会*, 2-119, 2017.
- [50] Kanako Sugimura, Atsuya Ueno, Daisuke Shibamoto, Kosuke Sato, Makoto Sonehara, Toshiro

参考文献

- Sato, “Surface-oxidized Carbonyl-iron powder/epoxy composite bulk magnetic core and its application to a MHz switching buck dc-dc converter,” *13th Joint MMM-Intermag Conference*, San Diego, CA, USA, 2016.
- [51] 上野敦也, 杉村佳奈子, 柴本大輔, 佐藤紘介, 曾根原誠, 佐藤敏郎, 金沢秀一, “表面酸化カルボニル鉄/エポキシ複合材料磁心インダクタを用いた 1MHz 降圧 DC-DC コンバータの特性評価,” 平成 28 年電気学会全国大会, 2-097, p. 118, 2016.
- [52] 柴本大輔, 上野敦也, 杉村佳奈子, 平山涼介, 佐藤紘介, 佐藤敏郎, 曾根原誠, “鉄系メタルコンポジット磁心巻線埋込みカップルドインダクタを用いた 5V-1V・30A, 1MHz 降圧 DC-DC コンバータの特性評価,” 電気学会マグネティックス/リニアドライブ合同研究会資料, MAG-16-041/LD-16-033, pp. 17-22, 2016.
- [53] 山本達也, 杉村佳奈子, 佐藤敏郎, 曾根原誠, ト穎剛, 水野勉, 山口豊, 狩野知義, “磁性めっき線と鉄系メタルコンポジット鉄心を用いた LLC 共振形コンバータの検討,” 電気学会マグネティックス/リニアドライブ合同研究会資料, MAG-16-050/LD-16-042, pp. 63-68, 2016.
- [54] 原田耕介, 二宮保, 顧文建, スイッチングコンバータの基礎, コロナ社, 1992.
- [55] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [56] 佐藤紘介, 柳沢秀信, 宮下純一, “デジタル制御スイッチング電源の試作と特性評価,” 長野県工業技術総合センター研究報告, No. 9, pp. P38-P44, 2014.
- [57] 美多勉, 近藤良, 原辰次, 基礎デジタル制御, コロナ社, 1987.
- [58] 北森俊行, “制御対象の部分的知識に基づくサンプル値制御系の設計法,” 計測自動制御学会論文集, Vol. 15, No. 5, pp. 695-700, 1979.
- [59] 戸川治朗, スイッチング電源のコイル/トランス設計 磁気回路-コア選択-巻き線の難題を解く (第 3 版), CQ 出版株式会社, 2014.
- [60] 杉村佳奈子, 上野敦也, 柴本大輔, 平山涼介, 曾根原誠, 佐藤敏郎, “カルボニル鉄/エポキシコンポジット鉄心インダクタの試作と GaN パワーデバイス MHz 帯スイッチング DC-DC コンバータへの適用,” 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-15-167, pp. 1-6, 2015.

参考文献

- [61] 小枝真仁, 原田明洋, 小野裕之, 石倉友和, 黒田朋史, 茂呂英治, “高周波対応パワーインダクタ開発のためのカルボニル鉄粉についての研究,” *電気学会論文誌 A(基礎・材料・共通部門誌)*, Vol. 131, No. 11, pp. 949-954, 2011.
- [62] K. Sugimura, Y. Miyajima, M. Sonehara, T. Sato, F. Hayashi, N. Zettsu, K. Teshima, M. Mizusaki, “Formation of high electrical-resistivity thin surface layer on carbonyl-iron powder (CIP) and thermal stability of nanocrystalline structure and vortex magnetic structure of CIP,” *AIP Advances*, Vol. 6, p. 055932 (8 pages), 2016.
- [63] 太田恵造, 磁気工学の基礎 II - 磁気の応用 -, 共立出版, 1973.
- [64] 杉村佳奈子, 林文隆, 曾根原誠, 佐藤敏郎, 手嶋勝弥, “鉄系メタルコンポジット鉄心材料用カルボニル鉄粉表面のシリカ形成に関する検討,” *平成 27 年電気学会全国大会論文集*, 2-147, 2015.
- [65] 曾根原誠, 宮嶋優希, 佐藤敏郎, “高 Q-RF インダクタ用表面酸化膜付 CIP/Epoxy 複合材料磁心の基礎検討,” *日本磁気学会論文特集号*, Vol. 1, No. 1, pp. 34-39, 2017.
- [66] 佐藤紘介, 竹内英樹, 佐藤敏郎, “鉄系メタルコンポジット磁心トランスの電気的特性解析,” *長野県工業技術総合センター研究報告*, Vol. 12, pp. P6-P10, 2017.
- [67] 佐藤敏郎, 横山裕範, 山沢清人, 戸谷一美, 小林茂, 南澤俊孝, “Mn-Zn フェライトを用いた積層トランスの試作とフォワード型 DC-DC コンバータへの応用,” *電気学会論文誌 A(基礎・材料・共通部門誌)*, Vol. 120, No. 3, pp. 266-271, 2000.
- [68] Ziwei Ouyang, Jun Zhang, William Gerard Hurley, “Calculation of Leakage Inductance for High-Frequency Transformers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 10, pp. 5769-5775, 2015.
- [69] H. Tanaka, K. Nakamura, O. Ichinokura, “Winding Arrangement of High-frequency Amorphous Transformers for MW-class DC-DC Converters,” *Journal of the Magnetics Society of Japan*, Vol. 40, No. 2, pp. 35-38, 2016.
- [70] 朝子陽介, 城山博伸, 石塚洋一, 松尾博文, “擬似共振コンバータにおける雑音ノイズと効率特性の解析,” *電子情報通信学会技術報告*, EE2007-64/CPM2007-149, pp. 1-6, 2008.
- [71] Kanako Sugimura, Daisuke Shibamoto, Naoki Yabu, Tatsuya Yamamoto, Makoto Sonehara, Toshiro Sato, Tsutomu Mizuno, Hideaki Mizusaki, “Surface-Oxidized Amorphous Alloy

参考文献

- Powder/Epoxy-Resin Composite Bulk Magnetic Core and Its Application to Megahertz Switching LLC Resonant Converter,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 53, No. 11, pp. #2801406-1-6 (6 pages), 2017.
- [72] Ray Ridley, “The Future of Magnetic Design for Power Electronics,” *Plenary session, 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2016.
- [73] J.A. Abu-Qahouq, N. Pongratananukul, I. Batarseh, T. Kasparis, “Multiphase Voltage-Mode Hysteretic Controlled VRM With DSP Control and Novel Current Sharing,” *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. (APEC 2002)*, Dallas, TX, USA, USA, 2002.
- [74] W. Stefanutti, P. Mattavelli, “Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 3, pp. 763-769, 2006.

研究業績

[本論文に関係する審査付発表論文(レフェリー制のある学術雑誌)]

- (1) 佐藤紘介, 杉村佳奈子, 佐藤敏郎, 曾根原誠, 竹内英樹; “表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの試作とフライバックコンバータへの応用”, *日本磁気学会論文特集号-Transaction of the Magnetics Society of Japan (Special Issues)-*, Vol. 1, No. 1, pp. 44 - 52 (2017).
- (2) K. Sato, T. Sato, M. Sonehara and H. Takeuchi; “Low permeability composite magnetic core transformer with high coupling coefficient and its application to PFM controlled quasi-resonant mode flyback-type DC-DC converter”, *Journal of Magnetics Society Japan*, Vol. 41, No. 6, pp. 132 - 139 (2017).

[本論文に関係する審査付国際会議発表論文]

- (1) Kosuke Sato, Toshiro Sato and Makoto Sonehara; “Transient Response Improvement of Digitally Controlled Buck-Type DC-DC Converter with Feedforward Compensator”, *37th International Telecommunications Energy Conference, Proceedings of the IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC2015)*, pp. 1153 – 1157 (2015).
- (2) Kosuke Sato, Toshiro Sato and Makoto Sonehara; “Transient Response Improvement of Digitally Controlled Buck-Type DC-DC Converter with Feedforward Compensation”, *39th International Telecommunications Energy Conference, Proceedings of the IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC2017)*, pp. 609 – 614 (2017).

[本論文に関連する審査なし発表論文(レフェリー制のない学術雑誌, プロシーディング, 総説, 解説, 口頭発表等)]

- (1) 佐藤紘介, 柳沢秀信, 宮下純一; “ディジタル制御スイッチング電源の試作と特性評価”, 長野県工業技術総合センター研究報告, No. 9, pp.P38-P44(2014).
- (2) 佐藤紘介; “ディジタル制御スイッチング電源のレギュレーション特性に関する検討ーサンプリングタイミングとリップル電圧の影響ー”, 長野県工業技術総合センター研究報告, No. 9, pp.P45-P50(2014).

研究業績

- (3) 佐藤紘介, 塩入隆平, 佐藤敏郎, 曾根原誠; “フィードフォワード補償器によるディジタル制御スイッチング電源の過渡応答特性の改善”, 平成 27 年電子情報通信学会総合大会, B-9-7, 2015.3.
- (4) 上野敦也, 杉村佳奈子, 曾根原誠, 佐藤敏郎, 佐藤紘介; “カルボニル鉄／エポキシ複合材料バルクコアインダクタを用いた 1 MHz スwitchング降圧 DC-DC コンバータの特性評価”, 第 39 回日本磁気学会学術講演会, 10pC-11, 2015.9.
- (5) 上野敦也, 杉村佳奈子, 曾根原誠, 佐藤敏郎, 佐藤紘介; “カルボニル鉄／エポキシ複合材料磁心インダクタを用いた 1MHz スwitchング降圧 DC-DC コンバータの特性評価”, 平成 27 年電気学会 基礎・材料・共通(A)部門大会, 18-B-p1-6, 2015.9.
- (6) Kanako Sugimura, Atsuya Ueno, Daisuke Shibamoto, Kosuke Sato, Makoto Sonehara, Toshiro Sato: “Surface-oxidized Carbonyl-iron powder/epoxy composite bulk magnetic core and its application to a MHz switching buck dc-dc converter”, 2016 Joint MMM-Intermag Conference, p. 115, 2016.1.
- (7) 上野敦也, 杉村佳奈子, 柴本大輔, 佐藤紘介, 曾根原誠, 佐藤敏郎, 金沢秀一; “表面酸化カルボニル鉄／エポキシ複合材料磁心インダクタを用いた 1 MHz 降圧 DC-DC コンバータの特性評価”, 平成 28 年電気学会全国大会, 2-097, 2016.3.
- (8) 柴本大輔, 上野敦也, 杉村佳奈子, 平山涼介, 渡邊悠生, 佐藤紘介, 佐藤敏郎, 曾根原誠; “鉄系メタルコンポジット磁心巻線埋込みカップルドインダクタを用いた 5V-1V・30A, 1MHz 降圧 DC-DC コンバータの特性評価”, 電気学会マグネティックス／リニアドライブ合同研究会, MAG-16-041/LD-16-033, 2016.6.
- (9) 佐藤紘介, 杉村佳奈子, 佐藤敏郎, 曾根原誠; “鉄系メタルコンポジット磁心トランスを用いたフライバックコンバータの試作と特性評価”, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-16-112, 2016.8.
- (10) 佐藤紘介, 杉村佳奈子, 佐藤敏郎, 曾根原誠; “表面酸化鉄系メタルコンポジット磁心トランスの開発とフライバックコンバータへの応用”, 第 40 回日本磁気学会学術講演会, 05pD-13, 2016.9.
- (11) 佐藤紘介, 佐藤敏郎, 曾根原誠; “フィードフォワード併用制御によるディジタル制御 DC-DC コンバータの過渡特性改善”, 平成 28 年度電気学会東海支部学生発表会, WYR16-01-03, 2017.1.

研究業績

- (12) 佐藤紘介, 佐藤敏郎, 曾根原誠; “表面酸化カルボニル鉄粉コンポジット磁心トランスを用いた擬似共振型フライバックコンバータの特性評価”, 平成 29 年度電気学会産業応用部門大会, 1-144, 2017.8.

[その他の査読付き論文]

- (1) T. Sato, K. Sato, K. Yamasawa, F. Zhang, K. Yanagisawa; “Spiral type transmission line with a Mn-Zn ferrite core”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, pp. 3205 - 3207 (2003).
- (2) 佐藤紘介, 佐藤敏郎, 山沢清人, 張福春, 柳沢浩一; “Mn-Zn フェライトを用いたスパイラル型伝送線路の特性解析”, *日本応用磁気学会誌*, Vol. 28, No. 5, pp. 731 - 737 (2004).
- (3) Satoshi Nagaya, Hiromasa Nishikiori, Hideaki Mizusaki, Kosuke Sato, Hajime Wagata and Katsuya Teshima; “Crystal structure and photoelectric conversion properties of eosin Y-adsorbing ZnO Films prepared by electroless depositon”, *Applied Catalysis B-Environmental*, Vol. 189, pp. 51 - 55 (15 July 2016).

謝 辞

本研究は、信州大学大学院総合工学系研究科 佐藤 敏郎 教授のご指導のもとに行われたものであり、ここに博士論文としてまとめることができました。本研究を遂行するにあたり、常日頃より熱心なご指導、ご教授を賜り、また心温まる激励をいただきましたことに深く感謝申し上げます。

信州大学大学院総合工学系研究科 曾根原 誠 准教授には、本研究を遂行するにあたり、多くのご助言を賜りました。ここに深く感謝申し上げます。

信州大学大学院総合工学系研究科 水野 勉 教授、宮地 幸祐 准教授、大阪大学大学院工学研究科 舟木 剛 教授には、ご多忙にもかかわらず、本論文の審査を務めていただきました。ここに深く感謝申し上げます。

信州大学工学部 佐藤・曾根原研究室 の学生の皆さんには、表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの試作で協力を賜りました。ここに感謝いたします。

博士課程における研究にあたり、筆者の所属している長野県工業技術総合センターにおいては、職員研修の一環として取り扱っていただきました。この研修へ送り出していただいた長野県工業技術総合センター職員各位ならびに関係部署の各位に感謝いたします。また、本研究に関するシミュレーションや実験では、様々な設備を使用し、その際に多くの職員の協力を賜りました。協力いただいた関係各位に感謝いたします。

最後に、本論文の完成には家族の協力が不可欠でありました。本研究の遂行に理解を示し、全面的な支援を注いでくれた妻と娘、これまでのあらゆる場面で温かく見守り続けてくれた両親に感謝いたします。

平成 30 年 3 月 佐藤 紘介