

巻線に生じる渦電流を考慮可能なトランスの RNA モデルの検討

A study on RNA model of a transformer to consider the eddy current that generated in winding

○川島琢也*, 関下雄祐*, 田島克文*

○Takuya Kawashima*, Yusuke Sekishita*, Katsubumi Tajima*

*秋田大学

*Akita University

キーワード : DC-DC コンバータ(DC-DC converter), 磁気抵抗回路網解析(RNA : reluctance network analysis), 渦電流(eddy current)

連絡先 : 〒010-8502 秋田県秋田市手形学園町 1-1 秋田大学大学院 工学資源学研究科
川島 琢也, Tel. : (018)889-2337, Fax. : (018)837-0406, E-mail : m9012147@wm.akita-u.ac.jp

1. はじめに

近年, 電子機器の電源としてスイッチング素子を用いた DC-DC コンバータが広く用いられている. さらに, 電子機器の小型化・高効率化に伴い DC-DC コンバータにも同様の性能が要求されている^{[1], [3]}. この DC-DC コンバータの小型化のために, 最も効率的な手段が, スwitching 周波数の高周波化である. 主流は 2kHz~200kHz の範囲であるが, スwitching 素子やそのドライブ技術の発展によって, MHz クラスのものまで実現されている. しかし, スwitching 周波数の高周波化は一方で, スwitching 損失が増加するという問題が生じる.

このスswitching 損失を低減させる回路方式の一つとして, 共振型コンバータがあ

る. 共振型コンバータとは, 共振回路を利用し, スwitching 素子が ON または OFF する瞬間の電圧または電流がゼロの時スswitching を行うことで, スwitching 素子の電力損失を大幅に低減させるコンバータである^[5].

この共振型コンバータの例として, アクティブクランプ構成の回路により ZVS(Zero Voltage Switching)を実現し, フォワード動作とフライバック動作を交互に行うハイブリッド型 DC-DC コンバータがある^[4]. 本コンバータは直流平滑用インダクタを複合化した変圧器を用いて, 共振コンデンサと変圧器の励磁インダクタンスを利用することによって共振動作を行うため, 共振用インダクタと直流平滑用インダクタを省くことができ, 小型化・高効率化を実現した回路で

ある。しかし、本回路は DC-DC コンバータ用の変圧器において、中脚間のギャップで磁束が磁脚から変圧器内側の空気に漏れ出す現象(漏れ磁束)が生じる。中脚間のギャップ長が長い場合には漏れ出した磁束が巻線に鎖交し、巻線内に渦電流による損失が発生する問題が生じてしまう。

本研究では、様々な DC-DC コンバータを設計する際に、巻線に生じる渦電流損を考慮したトランス設計を可能にすることを最終目標とした。そのために、まずは額縁形磁心に 1 次巻線と 2 次巻線を施した変圧器において二次元モデルを作成し、磁心からの漏れ磁束によって巻線に生じる渦電流損を考慮可能な磁気抵抗回路網解析(RNA : reluctance network analysis)モデルの構築を検討した。

2. スイッチング電源(DC-DC コンバータ)について

2.1 スイッチング電源(DC-DC コンバータ)とは

スイッチング電源とは、スイッチング素子として、MOSFET, IGBT, サイリスタなどの半導体素子を用い、高周波で開閉して、ON と OFF の時間比率(Duty 比)を制御し、出力を調整する電源装置の総称である。これには、電子機器の直流電源をはじめとして電動機制御や新エネルギーと商用電源の連係に用いるインバータ(DC-AC 変換機)、高周波用熔解炉等も含まれる。しかし、通常言われているスイッチング電源は、電子機器用の直流電源である DC-DC コンバータのことを示し、出力容量 1.5kW 以上、出

力電圧 400V 以下のものを指すことが多い^[8]。DC-DC コンバータは入力直流電圧を任意の出力直流電圧にする電力変換器である。

2.2 DC-DC コンバータの動作原理

DC-DC コンバータの基本動作について降圧形チョッパを用いて説明する。

回路図を図 2.1(a)に、動作波形を図 2.1(b)に示す。この回路は、スイッチ素子 Q で ON-OFF した方形波を平滑用インダクタンス L と平滑用コンデンサ C によって構成される LC フィルタで平均化する方式である。この方式は、入力電圧より出力電圧が低い場合に用いられる。

入力電圧を V_{IN} 、出力電圧を V_{OUT} 、平滑用インダクタンスを L 、スイッチ素子 Q が ON している期間を T_{ON} 、OFF している時間を T_{OFF} とすると、スイッチ素子 Q が ON している期間に平滑用インダクタンス L に加わる電圧は $V_{IN} - V_{OUT}$ となる。したがって、この期間の電流変化量 ΔI_L は次式となる。

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} T_{ON} \quad (2.1)$$

一方、スイッチ素子 Q が OFF すると、この期間まで平滑用インダクタンス L に流れていた電流を維持しようとダイオード D が導通し、平滑用インダクタンス L に $-V_{OUT}$ が加わる。したがって、この期間の平滑用インダクタンス L の電流変化量 ΔI_L は次式となる。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L} T_{OFF} \quad (2.2)$$

ここで、平滑用インダクタンス L の電流が連続的な場合、定常状態では、電流変化量 ΔI_L は等しくなるので、出力電圧 V_{OUT} は(2.1)式と(2.2)式より、次式で与えられる。

$$V_{OUT} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} V_{IN} \quad (2.3)$$

このため、入力電圧 V_{IN} の変化に対し、 T_{ON} または T_{OFF} を変化させることにより、出力電圧 V_{OUT} を一定にすることが可能であり、安定化電源が実現できる。

しかし、この方式では、回路の入力と出力の一部が共通になり、入出力を絶縁することが出来ないため、利用範囲が限られてしまう。そのため、大抵の DC-DC コンバータでは、変圧器が用いられている。

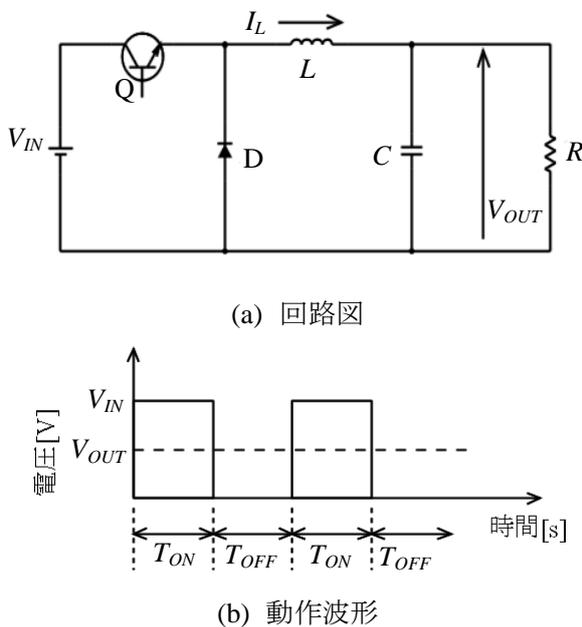


図 2.1 降圧形チョップ

2.3 ハイブリッド型 DC-DC コンバータ

ハイブリッド型 DC-DC コンバータの回

路構成を図 2.2 に示す。この回路は高周波用変圧器 T_r を挟んで一次側回路が入力直流電圧源 V_{IN} 、2 つのスイッチ素子 (MOSFET) Q_1 、 Q_2 、及び共振用コンデンサ C_1 で構成されている。ここで、 D_{Q1} 、 D_{Q2} はスイッチ Q_1 、 Q_2 に内蔵される寄生ダイオードである。一方、二次側回路は整流ダイオード D_1 、 D_2 による整流回路、平滑用コンデンサ C_o 、負荷抵抗 R_L によって構成されている。

この回路の特徴は、直流平滑用インダクタを複合化した変圧器を用いて、共振コンデンサと変圧器の励磁インダクタンスを利用することによって共振動作を行うため、共振用インダクタと直流平滑用インダクタを省いて部品点数が削減できる。またその共振動作によって ZVS が実現できるため、スイッチング損失が非常に少なく高効率ということが挙げられる。

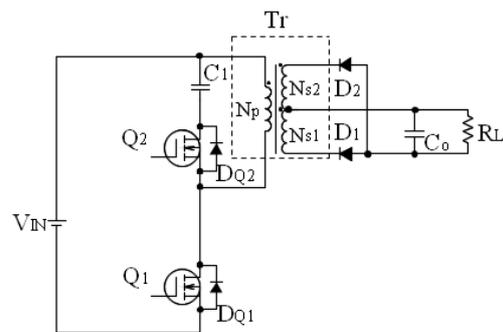


図 2.2 ハイブリッド型 DC-DC コンバータの回路図

3. 磁気抵抗回路網解析(RNA : reluctance network analysis)

RNA とは、解析対象を細分化して各要素を適切な磁気回路で表現し、全体を磁気抵

抗回路網として解析するリラクタンスネットワークによる電気機器の解析法のことである。以下に RNA の利点を示す。

- (1)磁心の三次元的な磁束分布, 非線形特性を考慮した, 任意の磁心寸法, 材質に対する特定算定が可能である。
- (2)有限要素法と比較して解析のための要素分割が少なく済み, 解析モデルの導出が容易である。
- (3)導出されるモデルが磁気回路網なので, SPICE などの汎用の回路シミュレータによる高速かつ高精度な解析が可能となる。
- (4)磁心を表す磁気回路網と, 磁心に接続される電気回路とを回路的に結合することにより, 連成回路解析が可能である。

4. 解析対象とその解析モデル

本研究では, 高周波で DC-DC コンバータを動作させた際, 漏れ磁束によって巻線に生じる渦電流の影響を検討するために, まず額縁形磁心に 1 次巻線と 2 次巻線を施した変圧器における二次元モデルで解析を進めた。巻線は実際の変圧器のような複巻ではなく, 1 ターンの塊状とした。次の段階で, より実際のトランスの巻線形状に近づけるために, 巻線を分割した。

巻線にはあらゆる方向からの磁束の流入が考えられるため, X 方向と Y 方向の全 4 方向に渦電流を表した回路をそれぞれ設置した。

4.1 変圧器の構造

本研究で使用した変圧器の構造を図 4.1 に示す。変圧器の寸法は, 横 75[mm], 高さ 110[mm], 奥行き 87[mm], 内側の空間の横 25[mm], 高さは 60[mm]である。コア材に使用したフェライトの比透磁率は 3400 とした。

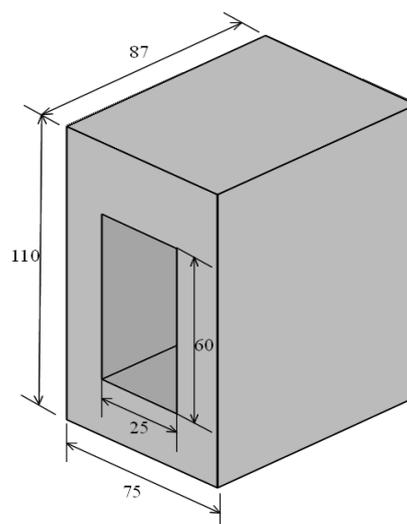


図 4.1 変圧器の全体図(単位は[mm])

4.2 解析領域の分割と単位磁気回路

RNA による解析モデルを導出する際, 解析対象の磁束分布を表現できる範囲になるべく少ない範囲に分割することが望ましい。分割した際のそれぞれの要素は図 4.2 に示すような二次元単位磁気回路モデルで表現される。このように, 分割要素が二次元の場合, 単位磁気回路モデルは上下に 2 つ, 左右に 2 つ, 計 4 つの磁気抵抗によって構成される。このとき, 各分割要素中の磁気抵抗 R_n は次式で求められる。

$$R_n = \frac{l}{\mu_0 \mu_s S} \quad (n = 1, 2) \quad (4.1)$$

ここで, μ_0 は真空の透磁率, μ_s は比透磁率,

S は断面積[m²], l は磁路長[m]である. 横方向の磁気抵抗 R_1 において, 断面積 S は高さ a と奥行き c をかけることで, 磁路長 l は長さ b を2で割ることで求めることができる. 高さ方向の磁気抵抗 R_2 において, 断面積 S は長さ b と奥行き c をかけることで, 磁路長 l は高さ a を2で割ることで求めることができる.

解析対象のトランスは, 図 4.1 で示したものである. 巻線に生じる渦電流によってトランスの特性がどのように変わるかを検討するために使用した二次元モデルは, 図 4.3 に示すように巻線部分も含めて横方向を7分割, 高さ方向を6分割した. また, 変圧器から周囲の空気への漏れ磁束を考慮するために変圧器の周りに空気層を1層設け, 変圧器と同様に分割した. 要素数は全部で72個となる. 巻線を塊状として表した部分の各寸法は, 横 12mm, 縦 15mm となっている.

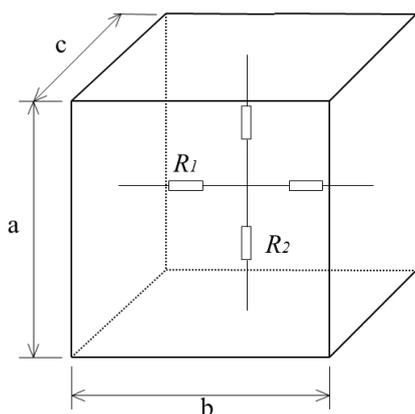


図 4.2 磁気抵抗のモデル

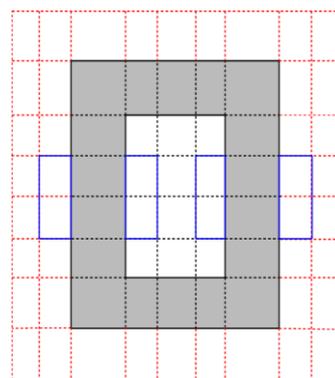


図 4.3 変圧器の分割図(塊状)

リング状の複巻での変圧器の分割図を図 4.4 に示す. 先程, 塊状だった巻線部分を一次側の巻線を4つに分割し, 二次側の巻線は2つに分割した. さらに, 巻線の上に空気層を設け絶縁した. 横方向を9分割, 高さ方向を14分割した. 要素数は全部で126分割とした. この場合の巻線の各寸法は, 横 12mm, 縦 7.5mm となり, 空気層を1mmとした.

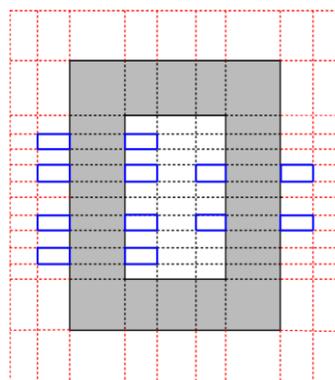


図 4.4 変圧器の分割図(複数のリング状)

5. シミュレーション結果

変圧器の接続方法を示したものを図 5.1 に示す. 磁気回路内では巻線を1ターンとしているが, 電気回路部分では, 1次側の巻線を巻数 $N_1=20$, 2次側の巻線は巻数

$N_2=10$ とした. 複巻として考えた場合も同様で, 電気回路上では 1 次側の巻線は $N_1=20$, 2 次側の巻線は $N_2=10$ とした.

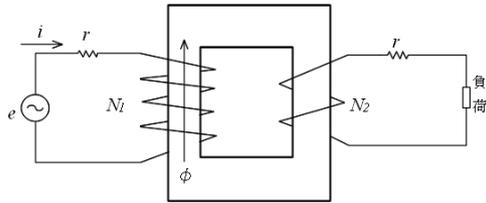


図 5.1 DC-DC コンバータの概略図

5.1 巻線に生じる渦電流の解析

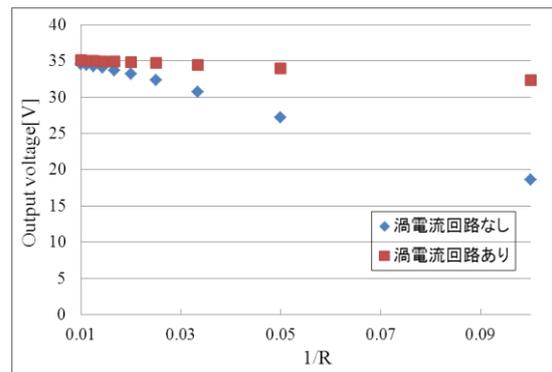
額縁型磁心に巻線を施したモデルに巻線を塊状とみなして解析モデルを構築し, 渦電流の発生をシミュレーションできるかどうかを確認するために, 電源電圧を 100V, 周波数 100kHz に設定し, 二次側の負荷を 10~100 Ω まで 10 Ω 刻みで変化させ, 渦電流回路を含まない場合と含んだ場合の出力電圧特性, 全損失を求めそれぞれ比較した. その結果をそれぞれ図 5.2(a)と図 5.2(b)に示す. また, 渦電流損の結果を図 5.2(c)に示す.

図 5.2(a)は横軸を $1/R$ にしたため, 右のプロットから順に 10 Ω , 20 Ω , ...100 Ω になっていく. この結果から, 渦電流回路を含んだモデルは負荷コンダクタンスの増加に対する出力電圧の低下がほとんどないが, 渦電流回路を含まないモデルは値が非常に変動していることがわかる. 10 Ω から 100 Ω までの出力電圧の差をそれぞれ求めると, 渦電流回路を含まないモデルでは約 2.8V の変動しかないのに対し, 渦電流回路を含んだモデルは約 15.9V となった. この結果より, 渦電流回路を含んだモデルでは, 反抗起磁力の作用により漏れ磁束が小さくなっ

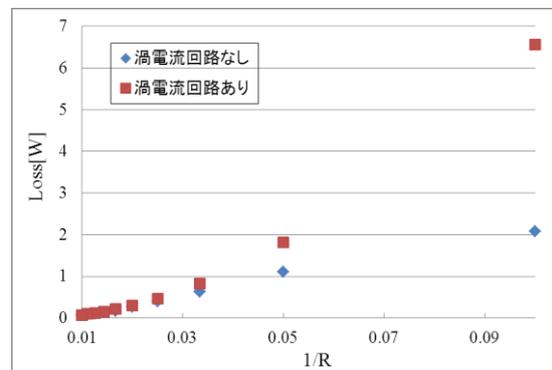
たため, 出力電圧の値はあまり小さくならなかったのではないかと考えられる.

図 5.2(b)は損失についてである. この損失は入力電力から出力電力を引いた値となっている. 二次側の負荷が 10 Ω のとき, 最も差が出ていることがわかり, その差は 4.48W となっている.

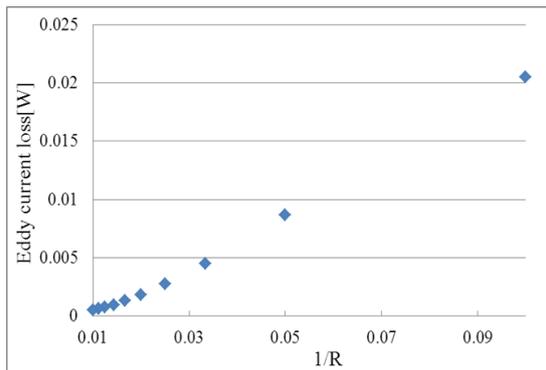
図 5.2(c)は渦電流損についての結果である. 渦電流損は, 全損失から 1 次銅損と 2 次銅損を引いた値である. わずかではあるが, 最大で 2 次側の負荷が 10 Ω のとき約 0.02W の渦電流損を得ることができた. 今回はギャップがないモデルで検討したため, 小さい値になったのではないかと考えられる.



(a) 出力電圧特性



(b) 損失



(c) 渦電流損

図 5.2 シミュレーション結果(塊状)

5.2 巻線をリング状としたモデルの解析結果

5.1 節では、渦電流の発生をシミュレーションできるかどうかを確認した。本節では、実際の変圧器により近づけるために巻線を 1 ターンの銅の塊状ではなく、リング状に分割することで巻線を表現し、一次側の巻線を 4 分割、二次側の巻線を 2 分割してモデルを作成した。電源電圧、周波数、二次側の負荷の状況は先程と同様である。

巻線を複数のリング状に分割した際の、渦電流損についての結果を図 5.3 に示す。この結果から、巻線を塊状にしたモデルでの渦電流損と同様に負荷コンダクタンスを増加すると渦電流損も増加するという結果が得られた。2 つのモデルでは、得られる渦電流損はあまり大きな値ではなかった。

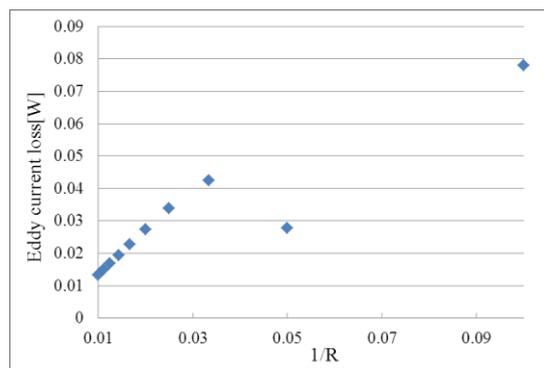


図 5.3 シミュレーション結果(リング状)

6. まとめ

本研究では、様々な DC-DC コンバータを設計する際、漏れ磁束によって巻線に生じる渦電流損も考慮可能にした変圧器を設計することを目的とした。目的を達成するために、額縁形磁心に巻線を施したモデルに巻線を塊状とみなして解析モデルを構築し、渦電流の発生をシミュレーションできるかどうかを確認した。また、実際のトランスに近づけるために、巻線を塊状ではなく複数のリングとみなした解析モデルを構築し、渦電流の検討を行った。その結果、巻線を 1 ターンで表現し、渦電流回路を含まないモデルと含んだモデルの出力電圧を比較した結果、含まないモデルの出力電圧の低下が目立った。また、渦電流損はわずかではあるが、最大で約 0.02W をあることができた。巻線を複数のリングで表現したモデルでは、最大で約 0.08W の渦電流損が得られた。しかし、今回のモデルは磁心にギャップが存在しないため、もともとの漏れ磁束が少ないため、渦電流損の値が小さくなったのではないかと考えられる。今後は、ギャップが存在し漏れ磁束が多いモデルでのシミュレーションを行い、渦電流損を精

度よく求めることができるモデルの構築が必要であると考えられる。

参考文献

- 1) 原田耕介：“ソフトスイッチング電源技術” 日刊工業新聞社 (1999)
- 2) 佐藤守男：“スイッチング電源設計入門” 日刊工業新聞社 (1998)
- 3) 長谷川彰：“スイッチング・レギュレータ設計ノウハウ” CQ 出版 (1993)
- 4) 海野洋：“DC-DC コンバータ巻線の高周波銅損について” 新電元工業株式会社 (2009)
- 5) 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)
- 6) 松井信行：“電気機器学” オーム社 (2009)
- 7) 前田勉・新谷邦弘：“電気機器工学” コロナ社(2009)
- 8) スイッチング電源技術用語辞典編集委員会：“スイッチング電源技術用語辞典” 日刊工業新聞社(2003)