

# リアクトルのエアギャップ部における磁束フリンジング現象の解析

木島剛  
(JFEスチール)

Analysis on the Magnetic Flux Fringing Phenomenon at Air Gap Portion of a Reactor  
Gou Kijima, Misao Namikawa  
(JFE Steel)

## 1. はじめに

リアクトルでは磁気飽和抑制を目的として、鉄心の脚部にエアギャップが挿入される。エアギャップでは磁気抵抗を減らすべく、磁束の通過する断面積を鉄心の断面積よりも大きくしようとして磁束が膨らむ。この現象は磁束のフリンジング(fringing)と呼ばれ、幾何学的な仮定からフリンジング幅はエアギャップ長の半分であると見積もられる場合が多い。一方で、エアギャップ付近では磁束の集中に起因した漏洩磁束が発生するため、測定した磁束をフリンジング磁束と漏洩磁束に区別することは原理的に難しい。そのため磁束のフリンジング幅はリアクトルの損失やインダクタンスなどの性能に大きな影響を及ぼすにも関わらず、これまで定量的に評価されてはこず、どのような因子に影響されているのかも明確にされてこなかった。

そこで本研究は2D-電磁気FEMシミュレーションを実施すると同時に電磁気学的な議論を行い、磁束のフリンジングの大きさが何に影響されているかを解析した。

## 2. 計算方法

本研究では磁束のフリンジングの大きさを、鉄心端部を通過する磁束のフラックスラインが最も鉄心と離れた時の距離として定義する(図1)。

図2に示すモデルを用いて、2D-電磁気FEMシミュレーションを実施した。その際、エアギャップ部の長さを1.0mmから3.0mmまで変化させて、磁束のフリンジングの大きさを評価した。また、コイル(銅)は脚部周りに35turns巻かれているものとし、そこに直流150Aの電流が流れているとした。鉄心素材の特性は6.5%珪素鋼のものを用いた。

## 3. 結果と考察

図3に計算によって求めたフリンジング幅とエアギャップ長の関係を示す。これを見ると、エアギャップ長が大きくなるほど、フリンジング幅も大きくなる。だが、フリンジング幅の大きさは、幾何学的な仮定に基づく見積もり(=エアギャップ長の半分)よりは明らかに小さい。そこでMaxwellの方程式を基に、エアギャップ中の磁束の流れを対象として解析的にフリンジング幅を導出したところ、以下の式(1)を得た(導出方法の詳細は発表にて報告)。この式は、FEM計算によって得られた結果と良い一致を示した(図3)。また式(1)によると、フリンジング幅はエアギャップ長のみならず、リアクトル脚部の幅にも影響されることがわかった。

$$L_f = \sqrt{\frac{\pi}{4A}} L_a^{\frac{1}{2}} L_g^{\frac{3}{2}} \quad \dots(1) \quad L_f: \text{磁束フリンジング幅} \quad L_a: \text{リアクトル脚部の幅} \quad L_g: \text{エアギャップ長} \quad A \text{は定数}$$

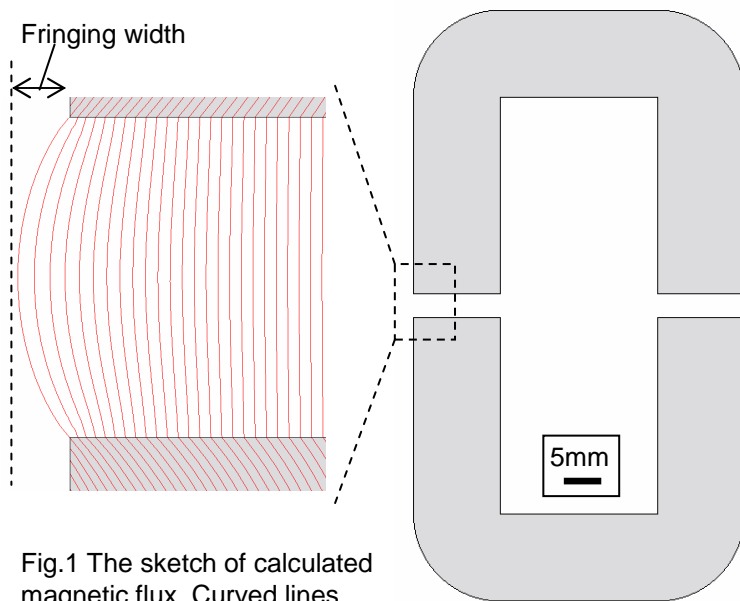


Fig.1 The sketch of calculated magnetic flux. Curved lines indicate flux line.

Fig.2 Simulation model of a reactor.

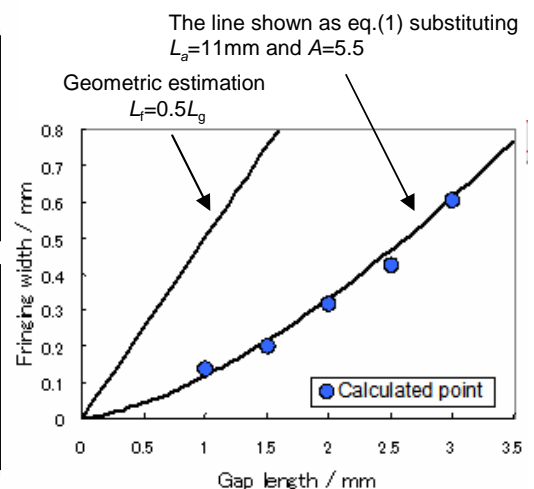


Fig.3 The relationship between fringing width and air gap length.

# MW 級 DC-DC コンバータ用高周波アモルファス トランスの巻線構成に関する考察

田中秀明, 中村健二, 一ノ倉理  
(東北大学)

Consideration of Winding Arrangement of High-frequency Amorphous Transformers for  
MW-class DC-DC Converters

H. Tanaka, K. Nakamura, O. Ichinokura  
(Tohoku University)

## はじめに

近年, 国内外で大容量洋上風力発電の導入が進んでいる。Fig. 1 は, 永久磁石同期発電機 (PMSG) を用いたシステムの一例であり, PMSG から得られた出力を一端整流し, 整流後に DC/AC 部で高周波の方形波電圧を生成し, これをトランスによって昇圧後, 再び整流して, 高圧直流送電 (HVDC) を行う。本システムでは, 高周波化によるトランスの小型化に加え, 送電距離が長い洋上風力発電において, HVDC による送電損失の低減が期待される。前稿では, この高周波トランスにアモルファス金属を用いることを提案し, トランスの小型化・高効率化が可能であることを示した<sup>(1)</sup>。

本稿では, 高周波化に伴う近接効果を抑制する巻線配置に関して, 解析および実験により検討を行った。

## 近接効果を抑制可能な巻線構成に関する考察

Fig. 2 に, 解析および実験に用いたアモルファストランスの形状・寸法と巻線配置を示す。同図(a)は通常配置であり, 1 次巻線と 2 次巻線が左右の脚に別々に施されている。一方, 同図(b)は 1 次巻線と 2 次巻線が 1 層毎交互に配置されている。Fig. 3 に, アモルファストランスの外観を示す。同図に示すように, 巻線は平角銅線を用いている。

Fig. 4(a)に, 有限要素法で求めた巻線抵抗の周波数依存性を示す。同図(b)は実測値である。これらの図を見ると, 1 次巻線と 2 次巻線を 1 層毎交互に配置することで, 高周波化に伴う巻線抵抗の増加を抑制できることが了解される。これは 1 次巻線と 2 次巻線を交互に並べることで, 各々の巻線からの漏れ磁束が打ち消され, 近接効果が抑制されたためである。なお, 通常配置における計算値と実験値の誤差は, 解析モデルの規模の制限から 2 次元解析となり, その結果, 電流密度の 3 次元分布を考慮できなかったためであると推察される。

## 参考文献

- 1) 田中, 中村, 一ノ倉, 電学研資 MAG-14-29 (2014)

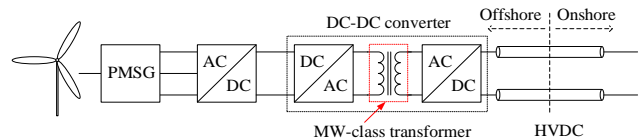


Fig. 1 An example of a system configuration of wind-power generation system using PMSG.

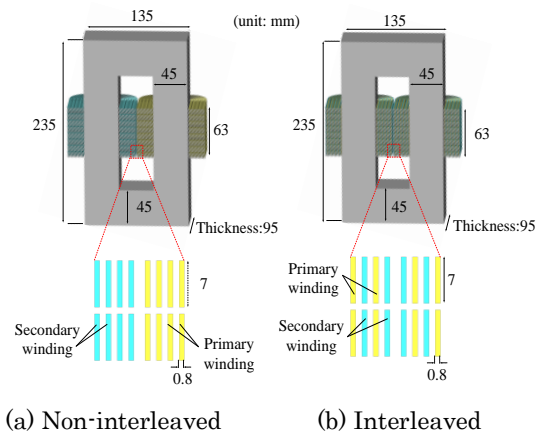


Fig. 2 Shape and winding arrangement of the test amorphous transformer.



Fig. 3 Appearance of the test amorphous transformer.

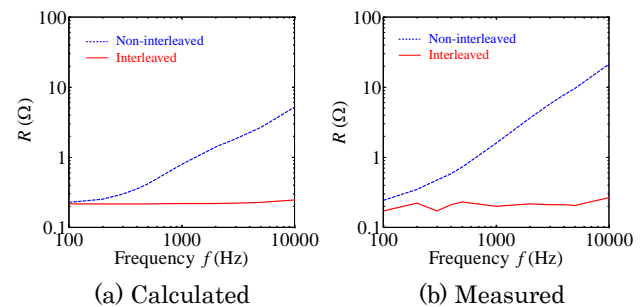


Fig. 4 Comparison of frequency dependence of the winding resistances of the amorphous transformer.

# RNA に基づく重ね巻型 3 相一体可変インダクタの鉄損算定

中村健二, 山田雄太, 大日向 敬\*, 有松健司\*,  
 小島武彦\*\*, 山田 真\*\*, 松本亮平\*\*, 瀧口雅也\*\*, 一ノ倉 理  
 (東北大学, \*東北電力, \*\*富士電機)

Iron Loss Calculation for Concentric-Winding type Three-Phase Variable Inductor  
 based on Reluctance Network Analysis

K. Nakamura, Y. Yamada, T. Ohinata\*, K. Arimatsu\*,  
 T. Kojima\*\*, M. Yamada\*\*, R. Matsumoto\*\*, M. Takiguchi\*\*, O. Ichinokura  
 (Tohoku University, \*Tohoku Electric Power Co., Inc., \*\*Fuji Electric Co., Inc.)

## はじめに

先に筆者らは、直流制御巻線と交流主巻線を重ねて磁脚に施した、重ね巻型 3 相一体可変インダクタを提案し、良好な特性を有することを明らかにした<sup>1)</sup>。本稿では、リラクタンスネットワーク解析 (RNA) に基づき、重ね巻型 3 相一体可変インダクタの鉄損の算定を行ったので報告する。

## 重ね巻型 3 相一体可変インダクタの鉄損算定

Fig. 1 に、重ね巻型 3 相一体可変インダクタの試作器の諸元を示す。鉄心材料は 0.35 mm 厚の無方向性ケイ素鋼板である。

RNA モデルの導出に際しては、まず解析対象である磁心を、Fig. 2(a)のように複数の要素に分割し、各分割要素を同図(b)に示すような 3 次元の単位磁気回路で表す。ここで、図中の非線形磁気抵抗  $R_{mr}$ ,  $R_{m\theta}$  は、分割要素の寸法と材料の  $B-H$  曲線から求める。一方、鉄損を表すインダクタンス  $R'_r$ ,  $R'_\theta$  は、分割要素の寸法と材料の鉄損曲線から求める。

鋼板上に流れる渦電流については、Fig. 2 の RNA モデルと Fig. 3 の電気回路モデルを連成することで考慮する。すなわち、Fig. 2(b)の積層方向への漏れ磁束  $\phi$  によって生じる起電力を、Fig. 3 の電気回路に与えることで渦電流を求め、求めた渦電流によって生じる起磁力を、Fig. 2(b)に示す RNA モデルに返す。

Fig. 4 に、上述の RNA モデルを用いて求めた鉄損の算定値と実測値を示す。この図を見ると、鉄損を精度良く算定できていることがわかる。

なお、本研究は JST 研究成果展開事業 A-STEP の支援を受け行った。

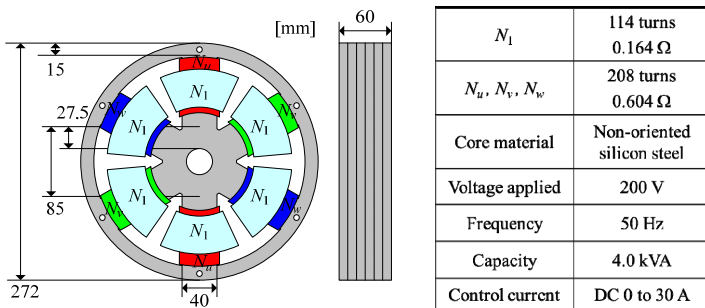
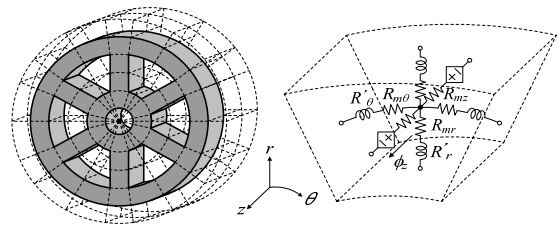


Fig. 1 Specifications of a trial 4 kVA concentric-winding type three-phase variable inductor.



(a) Core division (b) 3D unit magnetic circuit  
 Fig. 2 3D RNA model of the variable inductor.

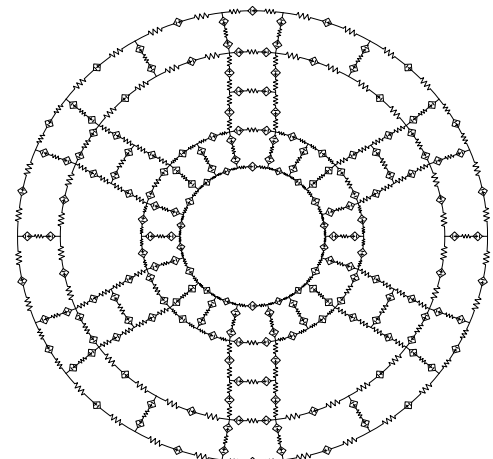


Fig. 3 Eddy current circuit model.

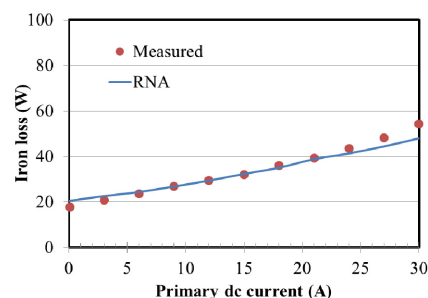


Fig. 4 Iron loss characteristics of the concentric-winding type three-phase variable inductor.

## 参考文献

- 1) K. Nakamura, *et al.*, "Development of Concentric-Winding type Three-Phase Variable Inductor", *IEEE Trans. Magn.*, (2015) (in press).

# 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 1MHz スイッチング降圧 DC-DC コンバータの特性評価

上野敦也、杉村佳奈子、曾根原誠、佐藤敏郎、佐藤紘介\*  
(信州大学、\*長野県工業技術総合センター)

## Evaluation of 1 MHz switching DC-DC converter using Carbonyl-iron/epoxy composite bulk core inductor

A.Ueno, K.Sugimura, M.Sonehara, T.Sato, K.Sato  
(Shinshu Univ., \*Nagano Prefecture General Industrial Technology Center)

### はじめに

小型化と高効率化を両立する SiC GaN パワーデバイス MHz 帯スイッチング DC-DC コンバータの開発の機運が高まっている。それに付随して、コンバータ主回路のトランスやリアクトルに対しても 1MHz を越える高い周波数で動作することが求められるが、現在、数百 kHz 帯 DC-DC コンバータ用インダクタに多用されているダストコアや Mn-Zn フェライトコアの MHz 帯での応用可能性は今のところ不明であるのが実情である。一方、筆者らは、1.1 $\mu\text{m}$  径の微細なカルボニル鉄粉とエポキシ樹脂からなる複合材料<sup>(1)</sup> (以下、CIP/Epoxy と略す) を用いて高周波うず電流損の低減が期待される MHz 帯用バルクコアを試作した。

本稿では、CIP/Epoxy バルクコアを用いてパワーインダクタを作製し、Mn-Zn フェライトコアインダクタと比較して Si-MOSFET を用いた 1MHz スイッチング DCDC コンバータに適用した結果について述べる。

### 実験方法

CIP/Epoxy 複合材料は比透磁率が約 7.5 であり、ギャップレス磁心でインダクタを試作した。また、比透磁率 2300 の Mn-Zn フェライトコアを用いたインダクタではインダクタンスと直流重畳特性が複合材料磁心インダクタのそれらとほぼ同一となるよう巻数及びギャップ長を調整した。

Fig.1 に 1MHz スイッチング降圧 DC-DC コンバータの回路構成を示す。USB バス電源への応用をモチーフとして、18V 入力 -5V・2A 出力を電源仕様に設定し、Si-NMOSFET を主スイッチに、Si-SBD を還流ダイオードに用いた

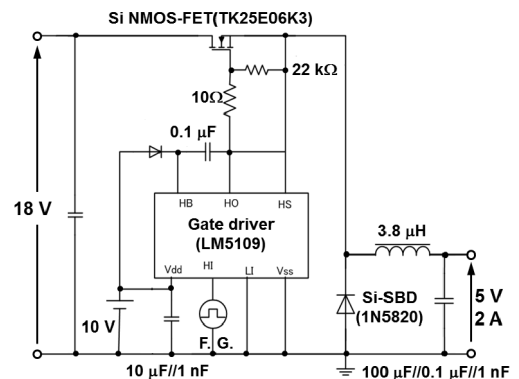


Fig.1 Circuit diagram

### 実験結果

Fig.2 に電力変換効率の出力電流特性を示す。5V・2A 出力時の効率は、CIP/Epoxy バルクコアインダクタを用いた場合が 87.1%、Mn-Zn フェライトコアインダクタを用いた場合は 86.1% となり、出力電流を広く変化させた場合においても CIP/Epoxy バルクコアインダクタを用いた方が効率が高いことが示された。また、5V・2A 出力時のインダクタ損失は Mn-Zn フェライトコアインダクタの場合が 278 mW、CIP/Epoxy バルクコアインダクタの場合が 243 mW であった。

### 参考文献

(1) Y. Sugawa et al., *IEEE Trans. Magn.*, 49 (7), 4172 (2013)

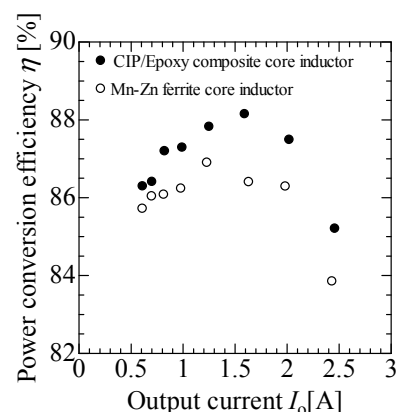


Fig.2 Output current  $I_o$  characteristic of power conversion efficiency

# 高周波 LC 発振器の基本特性とゲート駆動回路への応用

石橋 尚之, 魏 秀欽, 甲木 昭彦, 広川 正彦\*  
(長崎大, \*TDK)

Fundamental characteristics of high-frequency LC oscillator and its application to gate driver

N. Ishibashi, X. Wei, A. Katsuki, M. Hirokawa\*  
(Nagasaki University, \*TDK Corporation)

## はじめに

集積回路技術の進歩による電子機器の小型化に伴って、電源装置にも小型化が強く求められている。スイッチング周波数の高周波化を行う場合、高効率を得られる共振型コンバータが賞用される。その出力電圧は基本的にスイッチング周波数で制御されることから、自励型の LC 発振回路によるゲート駆動回路が提案されている。本稿では、最も基本的な発振周波数特性などについて検討したので報告する。

## LC 発振回路の発振周波数

実験回路を Fig. 1 に示す。MOSFET による自励型 LC 発振回路である。RC スナバ回路を構成するキャパシタンス  $C_1$  をパラメータに取って、抵抗  $R_1$  と発振周波数  $f_{osc}$  の関係を測定した結果が、Fig. 2 である。

文献 1) では発振周波数が式(1)で表されるとしている。

$$f_{osc} = 1/2\pi\sqrt{L(C_1 + C_{iss} + C_3)} \quad (1)$$

ここで、 $C_{iss}$  は MOSFET の入力容量である。Fig. 2 を見ると  $R_1$  によって  $f_{osc}$  が影響を受けていることが分かるが、式(1)では説明できない。

そこで、スナバ回路を RC 並列回路に等価変換して  $R_1$  の影響を  $C_1$  に反映させた結果が Fig. 3 である。実験結果と傾向は似ているが数値は大きく異なっている。式(1)から得られる数値は、Fig. 3 のグラフを左に延長した場合の漸近値である。

次に、逆伝達容量  $C_{rss}$  によるミラー効果の影響を考慮して  $C_{iss}$  を補正し、さらにインダクタに用いた直流電源用チョークコイルについて大振幅動作の影響を考慮して  $L$  を補正した場合の  $f_{osc}$  を、Fig. 4 に示す。Fig. 2 と大体一致していることが分かる。

## 外部負荷との結合回路

発振出力を外部スイッチ素子のゲート・ソース間に印加するために、片側のスナバ回路を結合回路に交換した場合の特性についても検討した。結合回路の定数を適当に選ぶと、発振回路をほぼ対称動作させることができる。

## 参考文献

- 1) P. Shamsi, et al., *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 8, pp. 3725-3733 (2012)

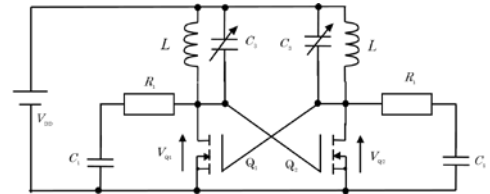


Fig. 1. High frequency LC oscillator for gate driver.

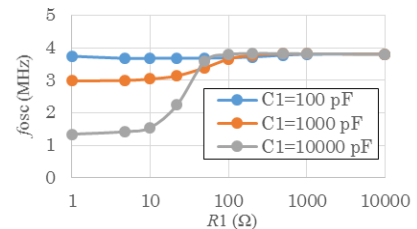


Fig.2. Measured data on oscillation frequency.

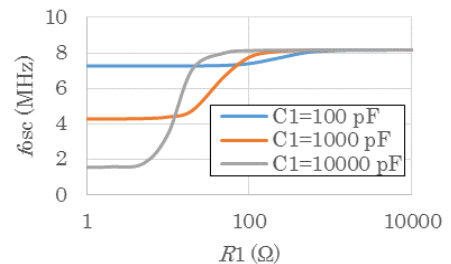


Fig.3. Analyzed oscillation frequency in consideration of RC snubbers.

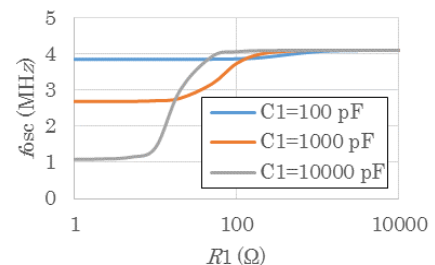


Fig.4. Analyzed oscillation frequency in consideration of RC snubbers, reverse-transfer capacitance in MOSFET, and large swing operation in inductors.