

鉄系メタルコンポジット鉄心リーケージトランスを用いた LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータの試作

佐藤鴻全, 南澤俊孝, 曾根原誠, 佐藤敏郎
(信州大学)

Fabrication of LLC-LC resonant DC-DC converter using Fe-based composite magnetic core leakage transformer

K.Sato, T.Minamisawa, M.Sonehara, T.Sato

(Shinshu University)

はじめに

近年, 高速スイッチング・低 ON 抵抗の特徴を有する SiC/GaN パワーデバイスが注目されており, スwitchング周波数を数 MHz 以上に高周波化することで高効率と小型軽量を両立する DC-DC コンバータの実現が期待されている. しかしながら, 数百 kHz で動作する DC-DC コンバータに使用されているダストコアや Mn-Zn フェライトなどの磁心材料を MHz 帯スイッチングで使用することは適しておらず, Ni-Zn フェライト以外に選択肢がないのが実情である. 筆者らは, 数 μm 級微細鉄系アモルファス合金粉と耐熱エポキシ樹脂からなる鉄系メタルコンポジット磁心に着目し⁽¹⁾, 数 MHz 以上の周波数帯域で動作する DC-DC コンバータの磁心材料に使用した. 鉄系メタルコンポジットは Ni-Zn フェライトに比べて, 1 MHz 以上の高周波において飽和磁束密度が 1 T 程度と高い飽和磁束密度値を有し, 鉄損も低いという利点を持っている.

LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータの回路構成

前項で示したように鉄系メタルコンポジットには利点もあるが低透磁率であるためトランスに適用した際に一次と二次巻線間の漏れインダクタンスが大きくなってしまいうためリーケージトランスとして動作する. LLC 共振型コンバータに適用するには二次側漏れインダクタンスの影響を考慮する必要がある.

Fig. 1 に示す LLC-LC 共振型コンバータは一次側の漏れインダクタンスと共振キャパシタ, 二次側漏れインダクタンスと共振キャパシタのそれぞれの直列共振周波数を合わせることで, 二次側漏れインダクタンスによる共振回路の入出力電圧ゲイン

特性への影響を抑える構成となっている. 本研究では, 鉄系メタルコンポジット鉄心を用いたリーケージトランスの試作と LLC-LC 共振型コンバータへの実装を行った. Fig. 2 に LLC-LC 共振型コンバータと一次側のみに共振キャパシタを接続した LLC-L 共振型コンバータのトランスの結合係数と一次側自己インダクタンス L_p および一次・二次巻き数比 n の関係を示す. Fig. 2 から, LLC-LC 共振型コンバータでは結合係数が変化しても一次自己インダクタンス値および巻き数比がほぼ一定でトランスの設計が容易であるという利点がある.

測定結果

前項に示した特性を確認するため, 実際に LLC-LC 共振型コンバータの一次自己インダクタンスを同程度にし, 一次巻線の巻き方を変えることでトランスの結合係数 k を 0.77(Leakage transformer#1)と 0.64(Leakage transformer#2)と変えて実験を行った. Fig. 3 に 3 MHz LLC-LC 共振型コンバータにおいて, 定格出力電圧 380 V, 出力 48 V として負荷を 1~10 [A]と変化させた際の Leakage transformer#1 と Leakage transformer#2 の動作周波数を示す. この結果から, リークエージトランスの結合係数が異なっても一次自己インダクタンス値と巻き数比を同じであれば LLC-LC 共振型コンバータが適正に動作することがわかった. 学術講演会では Ni-Zn フェライトトランスを用いた場合との比較結果についても報告する.

参考文献

1) Naoki Yabu *et al.*, *NTERMAG*, Vol 54, No.11, 2801605(2018)

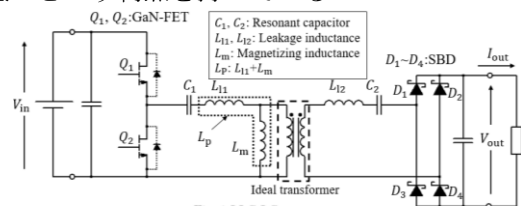


Fig. 1 LLC-LC resonant converter

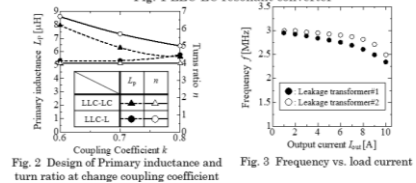


Fig. 2 Design of Primary inductance and turn ratio at change coupling coefficient

Fig. 3 Frequency vs. load current

三相ハイブリッド鉄心構造の磁束密度分布に関する検討

小林千絵, 栗田直幸, 小木瑞, 西水亮, 山岸明
(日立製作所)

Basic Study on Magnetic Flux Density Distribution in Three Phase Hybrid-core Structure
Chie Kobayashi, Naoyuki Kurita, Mizuki Ogi, Akira Nishimizu, Akira Yamagishi
(Hitachi, Ltd.)

はじめに

我々は、低損失なアモルファス材と飽和磁束密度が高い珪素鋼板材を組み合わせた、5 MVA 単相ハイブリッド鉄心変圧器 (Hybrid-core Transformer: HBT) を設計・試作し、同仕様のアモルファス鉄心変圧器に対して 10% の高磁束密度化と 8% の小形化を実証した¹⁾。単相 HBT では、アモルファス材と珪素鋼板材の利点を活かした変圧器の成立性が確認されたが、更に大容量化を見据えた場合、三相 HBT の検討が必須である。三相 HBT では、U 相、V 相、W 相の巻線に位相が互いに 120° ずれた励磁電圧が印加されるため、各磁脚に分担される磁束密度 B は複雑な挙動を示し、単相 HBT と同様の設計手法が適用できない可能性がある。そこで大容量化の検討のため、三相五脚 HBT の小形モデル鉄心を製作し、磁気特性を評価した。

実験方法

Fig. 1 に、試作した三相五脚小形モデルを示す。鉄心は、アモルファス巻鉄心と珪素鋼板積鉄心の実効断面積比率が約 8:2 のハイブリッド構成である。鉄心の各部位にサーチコイルを巻回し、 B の分布を評価した。また、汎用回路シミュレータである ATP (Alternative Transient Program)²⁾ を用いた磁気回路解析により、ハイブリッド鉄心内の B 分布を求め、実測結果と比較した。

実験結果

Fig. 2 に、モデル鉄心の励磁磁束密度 B_m に対する各鉄心内の磁脚部における B の変化を示す。この結果、ハイブリッド鉄心は三相にした場合でも、単相鉄心と同様にアモルファスと珪素鋼板の磁気抵抗に応じて B が分担されることがわかった。また、解析は実測と良い一致を示し、その有効性を実証した。さらに、ATP を用いて鉄心構造の変更に対する B の変化を評価し、大容量三相 HBT 向けの構造を提案した。詳細は講演にて報告する。

謝辞 本成果は 2015 年度から 2017 年度の環境省 CO₂ 排出削減対策強化誘導型技術開発・実証事業における助成のもと得られたものである。

参考文献

- 1) N. Kurita et al. : *IEEE Trans. Magn.*, **54**, No.11, 8400604 (2018)
- 2) E. Rosolowski et al.: *IEEE Electric Power Networks*, 19-21, September 2016.

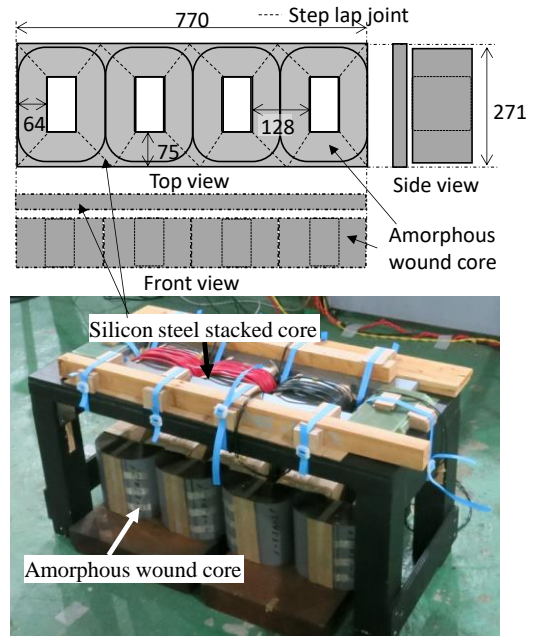


Fig.1 Image and exterior of a hybrid three-phase model core for excitation tests (Unit: mm).

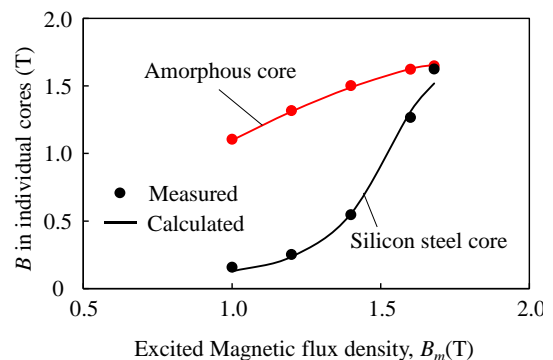


Fig.2 Comparison of measured and calculated B distribution in a three-phase model core.

リラクタンスネットワーク解析による 変圧器用鉄心の磁歪力算定に関する一考察

羽根 吉紀, 中村 健二, *栗田 直幸,
(東北大学, *(株)日立製作所)

A Consideration of Magnetostriction Force Calculation for
Transformer Core by Using Reluctance Network Analysis

Y. Hane, K. Nakamura, and *N. Kurita
(Tohoku University, *Hitachi, Ltd.)

はじめに

近年、送配電システムで用いられる変圧器の低騒音化が強く望まれている。変圧器の騒音低減のためには、騒音の主要因の一つである磁歪による発生力(磁歪力)を定量的に算定可能な手法の確立が必要不可欠である。そこで本稿では、リラクタンスネットワーク解析(RNA)に基づく変圧器用鉄心の磁歪力算定手法について、検討を行ったので報告する。

RNAに基づく磁歪力算定結果

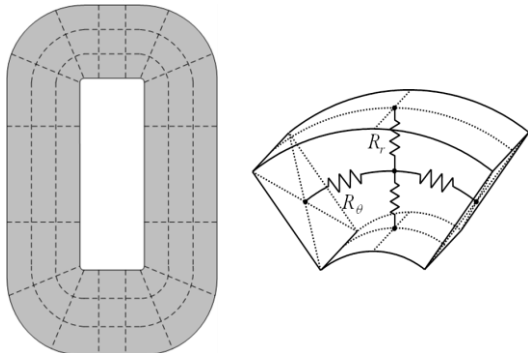
RNAモデルの導出に際しては、Fig. 1(a)に示すように、磁心を複数の要素に分割し、各要素を同図(b)に示すような4つの磁気抵抗からなる2次元単位磁気回路で表す。Fig. 2に、考察に用いたアモルファス金属の巻鉄心の2次元RNAモデルを示す。

次いで、磁歪力の算定に際しては、Fig. 3に示すような、実測より得られた材料の磁束密度-磁歪特性¹⁾を基に、RNAモデルの磁束密度分布から各要素の磁歪 ϵ を求め、次式より磁歪力 p を算出する。

$$p = \int_S D \epsilon dS \tag{1}$$

ここで、 D は弾性係数マトリクスである。

提案手法の妥当性について検証するため、Fig. 4に示すように、RNAと有限要素法(FEM)による、ある一辺にかかる磁歪力の計算結果の比較を行った。このとき、励磁電圧は振幅100V、周波数50Hzの正弦波電圧とした。この図を見ると、両者は良好に一致しており、提案手法の妥当性が了解される。



(a) Division of a wound core. (b) Unit magnetic circuit.
Fig. 1 Division of a wound core based on RNA.

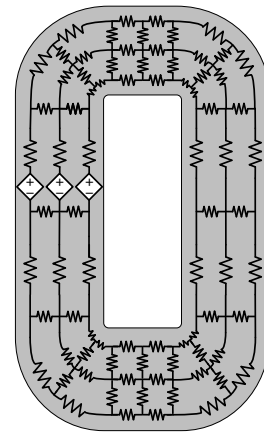


Fig. 2 Two-dimensional RNA model of a wound core of a Fe-based amorphous alloy used for consideration.

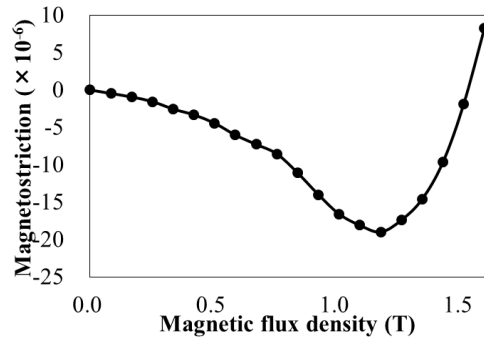


Fig. 3 Magnetic flux density versus magnetostriction.

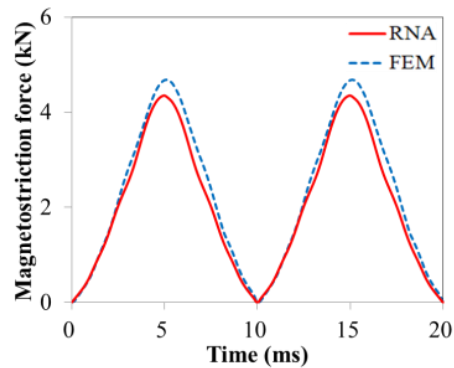


Fig. 4 Comparison of calculation results of magnetostriction force obtained from RNA and FEM.

参考文献

1) S. Taguchi, T. Yamamoto, and A. Sakakura, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 10, No. 2, pp. 123-127 (1974).

磁束制御による可変変圧器の提案

一ノ倉 理、有松健司*、大日向 敬*
(東北大学、*東北電力)

A new approach for variable transformer by means of flux control

O. Ichinokura, K. Arimatsu*, T. Ohinata*

(Tohoku Univ., *Tohoku Electric Power Co., Inc.)

はじめに

太陽光発電や風力発電の増大に伴い、電力系統の電圧変動がますます拡大している。従来、変圧器のタップ切り替えや無効電力補償装置によって系統電圧の調整が行われているが、前者は調整が不連続なことや応答が遅いという問題がある。後者は線路インピーダンスが小さい系統では調整能力が低下するという問題がある。これらの課題を解決するために、ここでは磁束制御を利用した新しい可変変圧器を提案する。

基本構成並びに試作器の特性

Fig. 1 に可変変圧器の構成を示す。 N_1 が一次巻線、 N_2 が二次巻線、 N_c が制御巻線であり、一次巻線と二次巻線は単巻変圧器構成になっている。 v_{in} は交流電源、 R_L は負荷抵抗である。制御巻線は差動結線として直流電源に接続する。 ϕ_1 は一次磁束、 ϕ_2 は二次磁束、 ϕ_g はバイパス磁路の磁束を示す。主鉄心とバイパス磁路鉄心の間には空隙 l_g が存在するため、制御電流 I_c がゼロの場合の一次磁束は殆どが中央脚を流れる。一方、制御電流を流せば制御磁路部で磁気飽和が生じ、中央脚の磁気抵抗が増加してバイパス磁路側にも磁束が流れ、二次磁束 ϕ_2 および ϕ_2 による二次巻線誘起電圧 e_2 が減少する。負荷電圧は $v_{out}=v_{in}+e_2$ なので、直流制御電流によって e_2 を変えれば出力電圧 v_{out} の制御が可能になる。ここで、磁気飽和に起因する高調波を抑制するために、Fig. 1 に示したように、制御磁路の一部に楔形のギャップを設けている。

Fig. 2 に試作器の外観、Fig. 3 に制御特性を示す。ここで鉄心は無方向性ケイ素鋼板の積み鉄心であり、高さ 170mm、横幅 200mm、積み厚 50 mm、ギャップ長 $l_g=0.5\text{mm}$ である。Fig. 3 を見ると制御電流に対して出力電圧が 10%程度減少することがわかる。これは系統の電圧調整に適用可能な制御特性である。Fig. 4 は出力電圧波形の一例であり、広い制御範囲にわたってほぼ正弦波であることがわかる。

あとがき 以上、磁束制御による可変変圧器について述べた。本変圧器は、磁気飽和を利用しているにもかかわらず出力波形歪は小さいことから、三相のみならず単相系統の電圧調整や三相系統の電圧不平衡補償などにも適用可能と考えられ、新たな電力用磁気デバイスとして期待される。

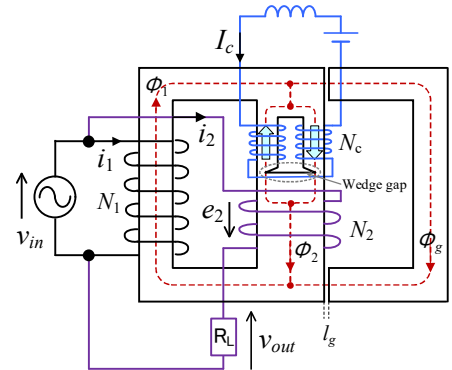


Fig. 1 Configuration of the variable transformer.

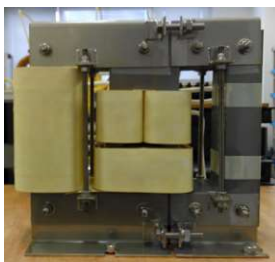


Fig. 2 General view of the variable transformer.

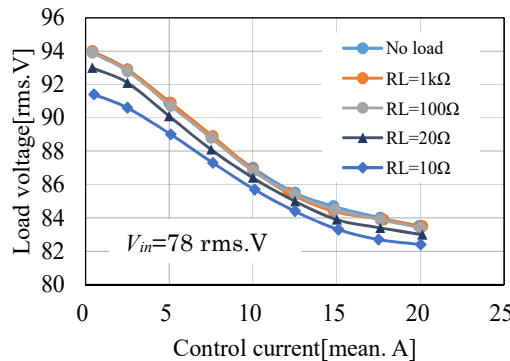


Fig. 3 Control characteristic.

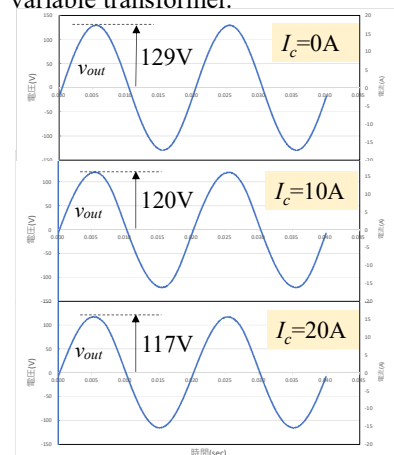


Fig. 4 Observed waveforms of the output voltage at $R_L=10\Omega$

異常放電保護回路用永久磁石式限流器

一ノ倉 理、関本 英雄*
 (東北大学、*エイチ・エス・エレクトリック)

Permanent magnet type current limiter for arcing protection circuit

O. Ichinokura, H. Sekimoto*
 (Tohoku Univ., *H. S. Electric Co., Ltd.)

はじめに

筆者らは、HiPIMS法(高出力インパルスマグネトロンスパッタリング法)に適したパルス電源の開発を進めているが、課題としてスパッタ装置内で生じる異常放電(アーキング)対策が挙げられる。異常放電が生じると、ターゲット表面の熔融・飛散による成膜品質の低下や、過電流による装置の焼損を招くため、確実な対策が望まれる。ここでは永久磁石と非線形磁心で構成される限流器の適用について検討を行った。

基本構成並びに試作器の特性

Fig. 1にシステムの基本構成を示す。正常運転時には双方向スイッチをオン状態とし、異常放電が生じて負荷電流が許容値を超えたらオフにしてシステムを保護する。ここで、過電流を検出してから双方向スイッチが切れるまで応答遅れが生じる。HiPIMSでは μsec オーダーで1000~1500Vのパルス電圧を印加するので、応答遅れによる電流上昇は無視できない。限流器は応答遅れによる電流上昇を抑制するために挿入するものである。Fig. 2(a)に限流器の構成を示す。巻線と永久磁石はそれぞれの起磁力が逆方向になるように配置する。同図(b)は試作器の鉄心である。鉄心材質は10EX900、永久磁石はネオジウム焼結を使用した。巻線側の鉄心断面積を永久磁石側の鉄心断面積の数分の一になるように設計すれば(試作器では1/6)、永久磁石の磁束によって巻線側鉄心が磁氣的に飽和する。巻線電流起磁力が永久磁石起磁力以下の場合は飽和領域で動作するため、限流器は低インピーダンスになる。異常放電が生じて巻線電流起磁力が永久磁石起磁力を超えると、動作点は鉄心の不飽和領域に移り、限流器のインピーダンスが増加して電流が抑制される。Fig. 3(a)に、磁気回路法に基づいて計算した限流器の応答特性を示す。ここで負荷は抵抗とし、パルス電圧ではなくDC電圧をステップ状に印加した。比較のために限流器の代わりに線形インダクタを使用したときの計算波形も示した。これを見ると、限流器によって120Aから220Aの範囲で電流増加が抑制されていることがわかる。Fig. 3(b)は観測波形であり、シミュレーションと同様の傾向が認められる。限流期間 $22\mu\text{s}$ は上記の応答遅れをカバーするために十分な時間であり、限流器を併用することで確実な異常放電保護が実現できることが了解される。

あとがき これまでの永久磁石式限流器は大型化する傾向があったが¹⁾、本稿のような高周波応用では小型化が可能であり、構成単純でメンテナンスフリーな過電流保護素子として実用化が期待される。
 文献1)例えば“実用設計を想定した磁気式限流器磁心寸法の数値解析とその試作”, 中道, 四辻, 山田, 岩原, J. Magn. Soc. Jpn., 30, 282-285(2006)

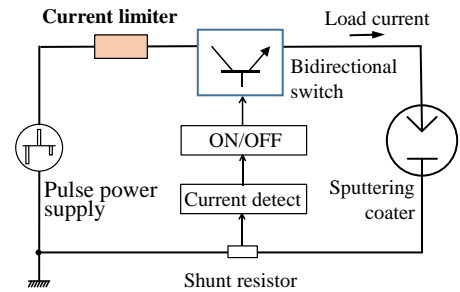


Fig. 1 Basic configuration of the pulse sputtering system.

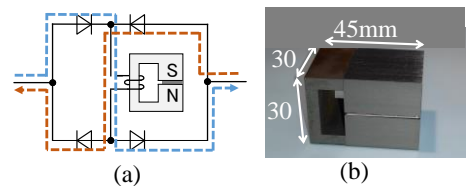
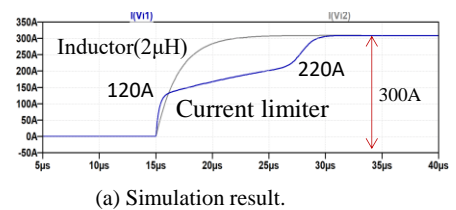
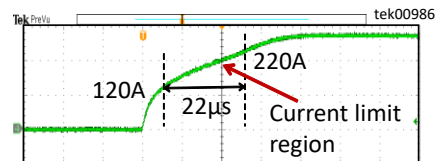


Fig. 2 Structure of the current limiter. (a) Circuit configuration. (b) General view of the magnetic core.



(a) Simulation result.



(b) Measured result.

Fig. 3 Step response of the trial current limiter