Iron Loss Calculation Method of Filter Inductor Core on a Single-Phase PWM Voltage Source Inverter

Seiji Iyasu Student Member (Tokyo Metropolitan University, iyasu@pe.eei.metro-u.ac.jp)

Toshihisa Shimizu Senior Member (Tokyo Metropolitan University, shimizu@eei.metro-u.ac.jp)

Ken-ichiro Ishii Member (TOHO ZINC, ishii-kenichiro@toho-zinc.co.jp)

Keywords: PWM inverter, filter-inductor, iron loss, dynamic minor loop, loss map, iron loss calculation method

In order to increase both the conversion efficiency and the power density of the power converters, a study on the loss reduction method on the magnetic component is one of the most important issue among the power electronics authorities. Traditionally, reduction methods of the magnetizing loss of the transformers and the ac motors have been studied. However, only a few papers have been reported the inductor iron loss of the ac/dc filter inductor under the use of the high-frequency PWM switching condition. In this case, the magnetic trajectory on the BH-plane has two kind of the magnetic loops. The one is caused by the low-frequency current which depends on the output current and another is caused by the high-frequency ripple current which depends on the modulation condition of the inverter. In this paper, the former magnetic loop is called a major loop and the later magnetic loop is called a dynamic minor loop. Also, it is well known that the magnetic operating point and the shape of dynamic minor loop are changed according to the instantaneous amplitude of the low-frequency current. Especially, in the case when the switching frequency is much higher than the output frequency, the loss caused by dynamic minor loops (the high-frequency ripple current) usually dominate the iron loss of the inductor. Hence the loss calculation on the inductors are usually complicated compared to that on the transformers.

The authors have reported a novel loss map of magnetic materials as shown in Fig. 1. By using this loss map, we can calculate the iron loss on the inductors in many kinds of converters. In the case when we calculate the iron loss on the inductor on DC-DC converters, it is enough to multiply the data on the loss map the switching frequency and the volume of the core. Furthermore, we have proposed a novel iron loss calculation method of the ac filter inductor on the PWM inverter by using the loss map. This method enables to calculate the iron loss caused by the dynamic minor loops by using the loss map and executing the easy circuit-simulation. The relation between the control method for the PWM inverter and the iron loss is discussed. The effectiveness of this method is verified through 500 W experimental set-up. Fig. 3 shows the comparison of the iron loss caused of the experimental results and the calculation results. It is clear that the calculation results are good agreement with the experimental results.

Fig. 1. Loss map of the magnetic material (SK-core)

Fig. 2. Iron loss calculation method on PWM inverters

Fig. 3. Comparison of experimental result and calculation result

単相電圧形PWMインバータ回路用フィルタリアクトルの鉄損算定法

学生員 居安 誠二* 上級会員 清水 敏久*
正 員 石井謙市朗**

Iron Loss Calculation Method of Filter Inductor Core on a Single-Phase PWM Voltage Source Inverter

Seiji Iyasu*, Student Member, Toshihisa Shimizu*, Senior Member, Ken-ichiro Ishii**, Member

The authors have reported a novel iron loss calculation method based on a loss-map of the magnetic materials. A distinctive feature of this method is that the iron loss on the inductors can easily be calculated in many kinds of converters. In this paper, a novel iron loss calculation method of the ac filter inductor on the PWM inverter by using the loss-map is described. This method enables to calculate the iron loss due to the dynamic minor loops by using the loss map and executing the easy circuit-simulation. The relation between the control method for the PWM inverter and the iron loss is discussed. Finally, the effectiveness of this method is verified through 500 W experimental set-up.

キーワード：PWM インバータ，フィルタリアクトル，鉄損，動的マイナーループ，ロスマップ，鉄損算定法

Keywords: PWM inverter, filter-inductor, iron loss, dynamic minor loop, loss map, iron loss calculation method

1. まえがき

半導体電力変換器の高パワー密度化は、その適用範囲の多様化やエネルギーの有効活用の観点から大きな期待が寄せられている⁽¹⁾。スイッチング周波数の高周波化は、半導体電力変換器のなかで多くの体積・重量を占めるトランス・リアクトルの小形・軽量化という観点から高パワー密度化に有用であるが、磁性材料の損失増加が懸念されている。半導体電力変換器で使用するトランス・リアクトルの磁性材料では、スイッチングに伴うリプル電流成分に対応して、BH平面上の多様な場所にローカルな磁気ヒステリシスループ（以下、「動的マイナーループ」と呼称する）が発生し、鉄損増加の原因となる。変換器の高周波化が進むことにより、この動的マイナーループの発生数が増え、また渦電流損などの高周波特有の損失も加わって、鉄損が著しく増加する。将来の高パワー密度化された電力変換器では、変換器の全損失のうち、鉄損が大きな割合を占めると考えられる。したがって、動的マイナーループに起因する鉄損の算定法や鉄損低減手法の開発は重要な技術課題となっている。

従来から提案されている鉄損算定法は“Steinmetz Equation”を改良した方式⁽²⁾⁽³⁾と“Preisach Model”を拡張した方式⁽⁴⁾に代表される。矩形波交流電圧やPWM波交流電圧で磁性体を励磁する変圧器や交流電動機の場合には、その励磁電流は印加電圧で一義的に決定されるので、前者の手法を用いて、従来の正弦波電圧励磁時の鉄損データから概ね妥当な精度で鉄損の値を計算出来る。しかし、DC-DCコンバータやPWMインバータに使用されるフィルタリアクトルの場合には、BH平面上に形成される動的マイナーループが負荷電流に依存した励磁状態によって多様に変化するので、この方法では鉄損算定は極めて困難である。後者の“Preisach Model”を拡張した方式は、特定の励磁状態について動的マイナーループ形状を数式モデル化して、ループ面積を予測する。個々の励磁条件について数式モデルのパラメータを設定する煩雑さはあるが、DC-DCコンバータ用フィルタリアクトルについては鉄損算定が原理的には可能と思われる。しかし、PWMインバータ用フィルタリアクトルのように、交流出力の一周期間において、動的マイナーループの形状が逐次変化する場合には、算定手順が極めて煩雑になり実用性に乏しいものとする。このような状況にあって、PWM変調されたインバータで励磁される交流電動機やトランスの鉄損に関してはいくつか報告がなされているが^{(6)~(9)}、フィルタリアクトルの鉄損に関しては、本論に示すスイッチング毎に発生する動的マイナーループを評価する手法も含めて、筆者らの知る限りきわめて少ないように思われる。

筆者らはすでに、PWMインバータ用リアクトルの鉄損

* 東京都立大学 工学研究科 電気工学専攻
〒192-0397 東京都八王子市南大沢 1-1
Department of Electrical Engineering, Tokyo Metropolitan University
1-1, Minamiosawa, Hachioji, Tokyo 192-0397

** 東邦亜鉛（株）技術開発本部 開発部/知的財産部
〒103-8437 東京都中央区日本橋本町 1-6-1
Technology and Development Div., Toho Zinc Co., Ltd.
1-6-1, Nihonbashi-honcho, Chuo-ku, Tokyo 103-8437

の評価を行い⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾、PWM インバータの制御・変調方式の違いにより動的マイナーループの発生状況が大きく異なり、鉄損・電力変換効率に大きな違いが出ることを見出している。さらに、動的マイナーループを実験的に評価し、PWM インバータ用リアクトルの鉄損算定法について基礎的検討を行ってきた⁽¹²⁾。

本稿は、PWM インバータ用リアクトルの鉄損算定法を示し、鉄損低減手法の提案を目的としている。始めに、フィルタリアクトルの動的マイナーループと鉄損について論じ、筆者らが提案している磁性体ロスマップと PWM インバータ用リアクトルの鉄損算定法を示す。提案した鉄損算定法を用いれば、磁性体ロスマップと理想リアクトルによる簡易的なシミュレーションで PWM インバータ用リアクトルの鉄損が容易に計算できることを示す。次に、代表的な制御方式であるサブハーモニック変調と電流ヒステリシス制御をとりあげ、それぞれについて、電圧レベル数の異なるバイポーラ変調とユニポーラ変調とを組み合わせた合計 4 種類の変調制御方式について、本稿の鉄損算定法を用いて鉄損を計算し、制御・変調方式と鉄損の値との関係を考察する。さらに、出力 500 W の PWM インバータ実験装置を用いて、鉄損と銅損、電力変換効率を測定すると共に、損失分析を行い、提案した鉄損算定法の有用性を示す。最後に同一の材質で体積の異なるコアを用いて設計したリアクトルの鉄損について、鉄損算定値と実験値の両面から比較する。動作時の最大磁束密度を通常よりも大きくすることで、コアの体積・重量を減少でき、同等の電力変換効率を得られることを示す。

2. ロスマップを用いた鉄損算定法

〈2・1〉 動的マイナーループ 半導体電力変換器に用いられるフィルタリアクトルでは、リップル電流成分に伴って、BH 平面上に動的マイナーループが発生し、鉄損となる。筆者らは降圧チョッパ回路用いて、動的マイナーループをフィルタリアクトルに発生させ、評価を行っている⁽¹²⁾。降圧チョッパ回路のフィルタリアクトルは矩形波電圧で励磁されるため、リアクトル電流は DC 電流にリップル成分が重畳した電流になる。これにより、磁界 H 、磁束密度 B は DC バイアスにリップル成分が重畳した波形となり、リアクトルのコア材の BH 平面上に図 1 に示すような動的マイナーループが発生する。この動的マイナーループを決定する主なパラメータは磁束密度リップル ΔB 、磁界リップル ΔH 、バイアス磁界 H_0 である。動的マイナーループの面積にスイッチング周波数 f_s とコアの体積 V_e を乗算した値が鉄損 [W] となる。図 2 に動的マイナーループ・鉄損測定システムを示す。二次巻線により磁束密度検出を行い、電流検出により磁界検出を行う。動的マイナーループ・鉄損を正確に測定するには、リアクトル電流の位相を高精度で検出する必要がある⁽⁹⁾。本測定システムでは、BH アナライザの補正機能を利用することにより電流検出器の位相誤差を抑制し、高精度の磁界検出を実現しており、高精度な動的マイナーループ・鉄損が評価可能である。

図 3 に今回評価する鉄心材料である SK 材（東邦亜鉛製）

図 1 動的マイナーループ
Fig. 1. Dynamic minor loop.

図 2 動的マイナーループ測定システム
Fig. 2. Measuring system for dynamic minor loop.

の動的マイナーループの測定結果を示す。バイアス磁界 H_0 を 1230 A/m から 6500 A/m まで変化させて ΔB 一定あるいは ΔH 一定にして測定を行った。なお、 ΔB 一定の条件では、磁束密度の変化が一定になるように入力電圧 V_i およびチョッパの通流率をほぼ一定に保ったまま、負荷抵抗の値を調整して H_0 を変化させて、動的マイナーループを測定した。また、 ΔH 一定の条件では、リップル電流が一定となるように入力電圧 V_i とチョッパ通流率を調整しつつ、負荷抵抗の値を調整して H_0 を変化させて、動的マイナーループを測定した。

図 3(a), (b) は、 ΔB 一定の条件でバイアス磁界 H_0 が変化したとき、および図 3(a), (c) は ΔH 一定の条件でバイアス磁界 H_0 が変化したときの動的マイナーループの変化の様子を示している。バイアス磁界 H_0 の変化に対して、 ΔB 一定の条件、 ΔH 一定の条件では、動的マイナーループの形状・面積の変化が全く異なることがわかる。

〈2・2〉 磁性体ロスマップ 図 4 に筆者らが提案している磁性体ロスマップを示す。ただし、図 4 は今回評価する鉄心材料である SK 材（東邦亜鉛製）のロスマップである。このロスマップは磁界強度リップル ΔH 、磁束密度リップル ΔB をパラメータとし、バイアス磁界 H_0 に対する動的マイナーループ面積の値を示すものである。 ΔH または ΔB 、 H_0 に応じて、動的マイナーループ面積の変化の状況が図 4 で規定されることが分かる。 ΔB または ΔH 、バイアス磁界 H_0 、スイッチング周波数 f_s は簡単に計算できるため、このロスマップを用いることにより、様々な動作条件の DC-DC

図3 ΔH 一定時と ΔB 一定時の動的マイナーループの測定結果
Fig. 3. Dynamic minor loops when ΔH kept constant and ΔB kept constant.

図4 磁性体ロスマップ (SK 材)

Fig. 4. Loss map of the magnetic material (SK-core).

コンバータ用フィルタリアクトルの鉄損が算定できる。ただし、高周波特有の損失である渦電流損・残留損が無視できなくなる高周波帯域では、動的マイナーループの面積が増加すると考えられるので、このロスマップに加えて周波数変化に伴う面積増加の係数を加味する必要がある。このような周波数帯域での動的マイナーループの評価は稿を改めて報告したい。

〈2・3〉 PWM インバータ用リアクトルの鉄損算定法

出力周波数 f_o に対してスイッチング周波数 f_s が十分に高い場合、PWM インバータ用リアクトルには正弦波に三角波状のリプル電流が重畳した電流が流れるため、正弦波（基本波）成分の鉄損とリプル成分の鉄損が発生する。基本波成分による鉄損がメジャーヒステリシスループによる鉄損に相当し、リプル成分による鉄損が動的マイナーループによる鉄損に相当する。通常、正弦波励磁時における鉄損データは磁性体メカのデータシートに記載されているためメジャーヒステリシスループによる鉄損の算定は容易であるが、動的マイナーループによる鉄損はデータが示されていないので損失の計算は困難である。

図5に単相PWMインバータの回路図を、図6に単相PWMインバータの動作波形とフィルタリアクトルに加わるパルス電圧 v_L の3周期分の動的マイナーループを示す。

図5 単相PWMインバータ
Fig. 5. Single phase PWM inverter.

図6 PWMインバータの動作波形と動的マイナーループ

Fig. 6. Operation waveforms and dynamic loop on PWM inverter.

図6(a)に示すように、フィルタリアクトルには端子電圧 v_L のパルス電圧が加わると共に、負荷電流 i_R に依存してリアクトル電流 i_L が流れる。そのため、リアクトルに加わるバイアス磁界は出力電流周期で時間的に変化し、図6(b)に示すように動的マイナーループはオープンループになり、鉄損算定が困難になる。

図7に $\Delta B, H_0$ が 235 mT , 2000 A/m における、1パルス周期分の降圧チョップ時とPWMインバータ時の動的マイナーループを示す。図7(b)のマイナーループはオープ

(a) Under buck chopper circuit. (b) Under the PWM inverter.

図7 $\Delta B = 235 \text{ mT}$, $H_o = 2000 \text{ A/m}$ 時の動的マイナーループ

Fig. 7. Dynamic minor loops when $\Delta B = 235 \text{ mT}$, $H_o = 2000 \text{ A/m}$.

図8 準クローズループへの近似法

Fig. 8. Approximation to the quasi-closed loop.

ンループではあるが、形状が図7(a)と類似していることがわかる。図8のようにこのオープンループを準クローズループに置き換えることでスイッチングリプル分の鉄損を近似する。動的マイナーループの ΔB がコア材の飽和磁束密度よりも十分に小さい場合、無損失のリアクトルであれば、動的マイナーループは直線PQと直線QRを描く。したがって直線PQと直線QRから膨らんだ曲線部分の面積がスイッチングリプルによる鉄損に相当すると考えられる。また、出力周波数に対して、スイッチング周波数が十分に大きければ、P点とR点は近接するので、図8(b)の準クローズループの面積とチョップ時の動的マイナーループの面積はほぼ同じになるはずである。実際に、図7(a)と(b)の面積はそれぞれ 41.6 J/m^3 , 41.4 J/m^3 であり、ほぼ一致した。この結果は、PWMインバータの出力線間電圧パルス1周期分の動的マイナーループの面積が前節に示したロスマップから参照できることを示している。

これらの成果を用いて、筆者らは図9に示すようなPWMインバータ用リアクトルの鉄損算定法を提案している。半出力周期の期間に対して、各々の出力線間電圧パルス周期における ΔB , H_o を次式により計算する。

$$\Delta B = \frac{1}{NS_e} \int_{t_1}^{t_2} v_L dt \quad (1)$$

$$H_o = \frac{N \hat{i}_L}{l_e} \quad (2)$$

ここで、 N はリアクトルの巻数、 S_e , l_e はコア材の断面

図9 PWMインバータ用リアクトルの鉄損算定法

Fig. 9. Iron loss calculation method on PWM inverters.

積と磁路長、 $\hat{i}_L$ は各スイッチング期間におけるリアクトル電流の平均値である。

図9に示すように、計算したスイッチング毎の ΔB , H_o を用いて、提案したロスマップにプロットし、スイッチング毎の動的マイナーループ面積 S_i を決定する。図9において、“●”はスイッチング毎の動的マイナーループ面積を示している。次式のように、このプロットされた点“●”から動的マイナーループ面積の合計を取り、コアの体積 V_e と出力周波数 f_o を乗算した値を2倍することにより、スイッチングリプルにおける鉄損 $P[\text{W}]$ が算定できる。

$$P = 2 \cdot V_e \cdot f_o \cdot \sum_{i=1}^n S_i \quad (3)$$

ここで n は、出力半周期間におけるインバータ出力線間電圧のパルス数（すなわち動的マイナーループ数）である。

(1)式より、 ΔB の計算では、非線形要素であるインダクタンス L や透磁率 μ を必要としない。また H_o は出力電流に依存して決まる。これらのことから、 ΔB , H_o は理想リアクトルを用いたシミュレーションにより計算できる。したがって、この鉄損算定法はロスマップと簡易的なシミュレーションを行うことにより実行できる。各スイッチング期間に発生する動的マイナーループ面積の値を図9のロスマップ上に“●”で記載すると、その位置は出力電流の変化に伴って移動する。この移動する軌跡をループ面積軌跡と呼ぶことにする。本稿では、このループ面積軌跡を評価することで、制御・変調方式における鉄損の違いを考察する。

ここで、 ΔB の代わりに ΔH を用いる場合には次式を用いればよい。ただし、この場合には非線形要素である透磁率 μ の変動を考慮する必要がある。

$$\Delta H = \frac{1}{\mu} \Delta B = \frac{1}{\mu NS_e} \int_{t_1}^{t_2} v_L dt \quad (4)$$

3. PWMインバータの制御方式と鉄損の計算結果

〈3・1〉鉄損の計算条件 前章の鉄損算定法を用いてPWMインバータのフィルタリアクトルのスイッチングリプル、すなわち動的マイナーループによる鉄損を計算する。インバータの制御・変調方式はユニポーラモード・サブハーモニック変調（以下USM）、バイポーラモード・サブハーモニック変調（以下BSM）、ユニポーラモード・電流ヒステリシス制御（以下UCM）、バイポーラモード・電流ヒス

表 1 回路定数

Table 1. Circuit parameters.

Input Voltage E	180 V
Output Filter Inductance L (Fig.10)	1 mH
Output Filter Capacitance C	20 μ F
Cut-off Frequency f_c	1 kHz
Output Frequency f_o	50 Hz
Output Pulse Frequency f_s	10 kHz
Output voltage v_R	100 V

図 10 評価対象リアクトル

Fig. 10. Inductors for experiment and calculation.

表 2 評価リアクトルの仕様

Table 2. Specification of Inductors.

	SK36M	SK28M
Core Material	Iron Powder	Iron Powder
Effective Magnetic Path Length l_e	139.81 mm	108.394 mm
Effective Cross Sectional Area S_e	332.94 mm ²	114.879 mm ²
Volume V_e	46546 mm ³	12452 mm ³
Weight M	340 g	90 g
Turn N	69 turn	103 turn
Inductance L	1 mH	1 mH
Maximum flux density B_{max}	0.83 T	1.07 T

テリシス制御（以下 BCM）を用いた。なおサブハーモニック変調では正弦波－三角波比較方式を、電流ヒステリシス制御ではリアクトル電流を検出したヒステリシス制御を用いている。UCM はスイッチ Q_1 , Q_3 を出力周波数の正弦波指令値信号に同期させ、スイッチ Q_2 , Q_4 をヒステリシス制御することで実現した。表 1 にシミュレーションの回路定数を示す。すべての制御・変調方式の出力線間電圧パルスの周波数は 10 kHz に統一して評価を行う[†]。ただし、電流ヒステリシス制御は基本波出力の一周期間に渡って出力線間電圧パルスの周波数が変化するので、その平均周波数を 10 kHz として評価する。図 10 に評価対象リアクトルの概観を、表 2 に評価リアクトルの仕様を示す。本章および 4 章では図 10、表 2 の左側の SK36M のリアクトルを評価する。今回用いた鉄心材料の SK 材は高純度電解鉄粉であ

[†] インバータレグのスイッチング周波数とインバータの出力線間電圧 v_{inv} に現れるパルス電圧列の周波数は、常に等しいとは限らず、変調方式によって異なる。本論では、インダクタに加わるパルス電圧列の周波数が等しい条件で比較を行う関係で、それぞれの変調方式のスイッチング周波数ではなく、出力線間電圧 v_{inv} に現れるパルス電圧列の周波数（本稿ではこれを「出力線間電圧パルスの周波数」と呼称する）を同一にして評価を行った。

図 11 サブハーモニック変調のシミュレーション波形

Fig. 11. Simulation waveforms on sub-harmonic modulation.

り、飽和磁束密度は 1.6 T である。この SK 材は、スイッチング周波数が 10 kHz 程度の周波数帯域では、渦電流損や残留損の影響は無視できるため、前節に示した鉄損算定法がそのまま利用できる。SK36M は定格運転時に最大磁束密度が 0.83 T であり、コアの飽和磁束密度の 1/2 程度となるように設計している。

電流ヒステリシス制御の鉄損算定では、 ΔH と H_o をシミュレーションで求め、パルス電圧毎の動的マイナーループ面積を算定するのが理想的である。このとき、精密なシミュレーションには H_o の変化に対応した磁性体の比透磁率の変化（すなわちインダクタンスの変化）を加味する必要があるが、今回は使用した回路シミュレータの制約上、比透磁率の変動が無いもの（インダクタンス一定）として計算している。すなわち、理想リアクトルの条件で電流ヒステリシス制御を行い、このときにリアクトルに加わる電圧パルスから ΔB を算定してロスマップから損失を求めている。そのため、後述するように、電流ヒステリシス制御における損失算定結果は、実測値との差異が若干大きくなっている。今後は磁気飽和に伴う比透磁率の変動を加味した計算方法について検討を行う予定である。

〈3・2〉鉄損の計算結果 図 11 に出力電力が約 500 W 時の USM, BSM のシミュレーション波形を、図 12 に USM, BSM のシミュレーション波形から鉄損算定法を用いて得られたループ面積軌跡を示す。図 11 より、ユニポーラ変調の USM よりもバイポーラ変調の BSM の方が明らかにリップル電流が大きく鉄損が大きいことが予想できる。特にリアクトル電流に含まれる出力周波数成分の電流値が小さい領域においてリップル電流が大きい。これは図 12 のループ面積軌跡から確認できる。USM よりも BSM の方が全体的に動的マイナーループの面積が大きく、とりわけバイアス磁界が低い領域において面積が大きくなっていることが分かる。実際に、(3) 式を用いてループ面積軌跡から計算される動的マイナーループによる鉄損は USM で 8.275 W, BSM で 25.81 W であり、鉄損に大きく差が生じ、ユニポーラ変調よりもバイポーラ変調の方が動的マイナーループによる鉄損が大きいことがわかる。

図 13 に出力電力が約 500 W 時の UCM, BCM のシミュ

図 12 サブハーモニック変調のループ面積軌跡
Fig. 12. The loop area trajectory of sub-harmonic modulation on the loss map.

図 14 電流ヒステリシス制御のループ面積軌跡
Fig. 14. The loop area trajectory of the current hysteresis control on the loss map.

図 13 電流ヒステリシス制御のシミュレーション波形
Fig. 13. Simulation waveforms on current hysteresis control.

レーション波形を、図 14 に UCM, BCM のシミュレーション波形から鉄損算定法を用いて得られたループ面積軌跡を示す。電流ヒステリシス制御は電流リプルが常に一定である制御であるため、ロスマップ上の特定の ΔH 一定の線を辿る。サブハーモニック変調 (USM, BSM) と同様に、バイポーラ変調である BCM の方がユニポーラ変調である UCM よりも電流リプルが大きく、したがって、動的マイナーループの面積が大きいことが分かる。実際にループ面積軌跡から計算される動的マイナーループによる鉄損は UCM で 5.70 W, BCM で 20.51 W であり、バイポーラ変調の方が鉄損が大きい。サブハーモニック変調、電流ヒステリシス制御の両制御方式においてもユニポーラ変調よりもバイポーラ変調の方が鉄損が相対的に大きくなることが提案した鉄損算定法より明らかになった。

図 15 に、鉄損-出力電力特性の計算結果を示す。電流ヒステリシス制御では、鉄損算定の誤差が大きいため計算結果にばらつきが見られるが、平均的に見るとバイポーラ変調 (BSM, BCM) のほうが、ユニポーラ変調 (USM, UCM) に比べて損失が大きいことがわかる。なお、UCM 変調では、低出力領域の出力電流のゼロクロス付近において規定の電流ヒステリシス幅制御が機能しない期間が生じるので出力

図 15 鉄損算定結果 (鉄損-出力電力特性)
Fig. 15. Calculation result of iron loss-output power characteristics.

図 16 USM の出力電力の変化に伴うループ面積軌跡の変化
Fig. 16. The loop area trajectory of the current hysteresis control on the loss map.

300 W 以下における損失計算は行っていない。また、今回の全ての変調方式において、出力電力の増加に対して鉄損は微増に留まっていることは注目すべき結果である。これに関して、ループ面積軌跡と出力電力 (出力電流) の観点から考察を加える。図 16 にインバータの変調方式が USM において出力電力 200 W 時と出力電力 500 W 時のループ面積軌跡を、図 17 にインバータの変調方式が BSM において出力電力 200 W 時と出力電力 500 W 時のループ面積軌

図 17 BSM の出力電力の変化に伴うループ面積軌跡の変化

Fig. 17. The loop area trajectory of the current hysteresis control on the loss map.

跡を示す。出力電力すなわち出力電流が増加することにより、動的マイナーループのバイアス磁界 H_0 が増加し、ループ面積軌跡が横方向に伸びるが、各パルス電圧に対応するマイナーループ面積は増加しない。すなわち、出力電流が増加しても鉄損の顕著な増加につながらないことを示している。

4. 実験検証

〈4・1〉 鉄損の実験結果 前章の鉄損算定結果を実験により検証する。主回路、フィルタリアクトルの条件は前章のシミュレーション条件と同一の条件とする。鉄損、電力変換効率の測定システムを図 18 に示す。入力電力、出力電力はパワーメータ（2533 横河電機製）で測定を行い、フィルタリアクトルの鉄損はリアクトルに二次巻線を施し、パワーメータ（PZ4000 横河電機製）で測定を行った。スイッチ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 には、IGBT（2MBI50N-060 富士電機製）を用いた。鉄損の基本波（メジャーヒステリシス）成分は、リアクトルに同一の正弦波成分の電流を流したときの鉄損を計測して求めた。

実験と前章の算定法により得られた動的マイナーループによる鉄損-出力電力特性を図 19 に示す。実験結果と計算結果が概ね一致しているのが分かる。特に USM と BSM のサブハーモニック変調において、誤差が 10% 以内の精度で動的マイナーループによる鉄損が算定できている。電流ヒステリシス制御においては、前節で述べた理由により誤差が若干大きい、それでも 10%~20% 程度に収まっている。

〈4・2〉 電力変換効率と損失分析 図 20 に電力変換効率-出力電力特性を示す。サブハーモニック変調、電流ヒステリシス制御の両方式においてバイポーラ変調よりもユニポーラ変調の方が電力変換効率が高く、最大定格の 500 W 時で約 4% の違いが生じた。図 21 にダイオード、IGBT などの半導体の損失-出力電力特性を示す。半導体の損失は全損失から鉄損と銅損を除算することにより算出した。厳密にはフィルタ用コンデンサからも損失が生じるが、他の損失と比べて十分小さいため、この損失は無視できるものとする。銅損は同一のコア形状、巻線形状を持つ空芯リアクトルを用いて測定した。空芯リアクトルを用いた銅損測

図 18 PWM インバータ測定回路構成

Fig. 18. Circuit configuration.

図 19 実験結果と計算結果の比較

Fig. 19. Comparison of experimental result and calculation result.

図 20 実験回路全体の変換効率-出力電力特性

Fig. 20. Total efficiency of experimental circuit-output power characteristics.

図 21 半導体による損失-出力電力特性

Fig. 21. Semi-conductor loss-output power characteristics.

図 22 各制御方式の出力電力 500 W 時の損失比較

Fig. 22. Comparison of loss on each inverter control when the output power is 500 W.

定法の詳細については文献(12)を参照されたい。図 21 より、サブハーモニック変調、電流ヒステリシス制御の両方式においてユニポーラ変調よりもバイポーラ変調の方が半導体による損失が大きい。出力線間電圧パルスの周波数は両者とも 10 kHz であるが、IGBT のターンオン、ターンオフ損失と還流ダイオードのリカバリ損失はバイポーラ変調はユニポーラ変調より多くなることに起因する。図 22 に最大定格の約 500 W 時の損失分析結果を示す。制御・変調方式の違いによる半導体損失の違いよりも、動的マイナーループによる鉄損の違いの方が電力変換効率に影響していることが分かる。

5. コアの最大磁束密度と鉄損・電力変換効率の関係

フィルタリアクトルの設計は技術者の経験則に頼るところが大きい。とりわけコアの動作時の最大磁束密度をどれだけとるかは技術者の経験則で決まるといい。動作時のコアの最大磁束密度を大きくすることはリアクトルの小型・軽量化につながるため、今後、高パワー密度化を見据えれば、フィルタリアクトルの動作時の最大磁束密度に関する議論は重要と考える。3 章と 4 章の計算結果と実験結果より、出力電流および出力電力を変化させても動的マイナーループによる鉄損はほぼ変化しなかった。このことから、コア寸法を小型化して、最大磁束密度を増加させても動的マイナーループによる鉄損は極端に増加しないことが予想される。

本章では、図 10 と表 2 に示す異なる体積を持つ SK36M と SK28M を用いて、最大磁束密度が異なるリアクトルを製作し、その鉄損、銅損、および半導体による損失を比較する。SK28M を用いたリアクトルは、定格 500 W 運転時の最大磁束密度は 1.07 T であるが、通常はコアの飽和を避けるために最大磁束密度はこの値よりも小さく設計する。最大磁束密度を SK36M の 0.83 T から SK28M の 1.07 T にすることにより、表 2 より体積は 46546 mm³ から 12452 mm³ に、重量は 340 g から 90 g になり、体積・重量は約 1/4 になる。(3) 式より、動的マイナーループ面積の総和に基本波の出力周波数とコアの体積を乗算した値が鉄損 [W] となるため、動的マイナーループ一つあたりの面積が増加しても、一つ

図 23 USM 時の SK36M と SK28M のループ面積軌跡

Fig. 23. The loop area trajectory of the SK36M and the one of the SK28M under USM.

図 24 SK36M と SK28M の 500 W 時の損失比較

Fig. 24. Comparison of loss on each inverter control when the output power is 500 W.

のリアクトルとしての動的マイナーループの鉄損は極端に増加しないことが期待される。図 23 に変調方式を USM とした場合の SK36M と SK28M のシミュレーション波形から得られたループ面積軌跡を示す。SK28M の方が SK36M よりも出力線間電圧パルス毎の ΔB 、動的マイナーループの面積が増加しているのがわかる。しかし、リアクトル単体の鉄損の測定結果は SK36M のときに 8.275 W、SK28M のときに 9.123 W であり、10.24 % の増加に留まり、当初の予想に沿った結果が得られた。

図 24 にインバータの制御方式を USM, BSM, UCM, BCM とした場合の出力電力 500 W 時の実験結果から得られた損失比較結果を示す。すべての制御・変調方式において、SK36M と SK28M の動的マイナーループによる鉄損がほぼ同じであることが分かる。また、SK28M の時は SK36M の時より、半導体損失が増加しているのが分かる。SK28M はバイアス磁界の大きい領域まで達するので、リアクトルのインダクタンスが低下し、リップル電流が増加し、スイッチング損と導通損が増加したと考えられる。しかし、SK28M の方がメジャーヒステリシスループ（正弦波）による鉄損が小さい。結果として、小形のコア材を使用しても、今回の制御・変調方式の範囲では、ほぼ同等の電力変換効率を維持できることがわかる。

6. ま と め

本稿では、フィルタリアクトルの動的マイナーループと鉄損について論じ、磁性体ロスマップと PWM インバータ用リアクトルの鉄損算定法を提案した。代表的な制御方式であるサブハーモニック変調、電流ヒステリシス制御について、それぞれユニポーラ変調とバイポーラ変調を組み合わせ、合計4種類の変調制御方式における動的マイナーループによる鉄損を計算し、実験結果と比較・検証を行った。鉄損算定法により、動的マイナーループによる鉄損がサブハーモニック変調の場合で、10%以内の誤差で計算できることが明らかになった。また鉄損算定法と実験により、サブハーモニック変調と電流ヒステリシス制御の両方式においてユニポーラ変調よりもバイポーラ変調の方が格段に鉄損が大きくなることが分かった。また鉄損算定法により求めたループ面積軌跡は、各制御方式の鉄損を比較する上で、有用な指標となることを示した。最後に同一の材質で異なる体積を持つコアを用いたリアクトルについて、鉄損と銅損、および半導体損失を実験結果に基づいて比較・検証した。動作時の最大磁束密度を通常よりも大きく設計することで、リアクトルの体積・重量を減少でき、同等の電力変換効率が得られることを示した。

(平成18年3月13日受付, 平成18年8月31日再受付)

文 献

- (1) H. Ohashi: "Recent Power Device Trend—Technical Review—", *J. IEE Japan*, Vol.122, No.3, pp.168–171 (2002-3) (in Japanese)
大橋弘通:「最新のパワーデバイスの動向」, 電学誌, **122**, 3, pp.168–171 (2002-3)
- (2) M. Amar and R. Kaczmarek: "A General Formula for Prediction of Iron Losses Under Non sinusoidal Voltage Waveform", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.31, No.5, pp.2504–2508 (1995)
- (3) Y. Chen and P. Pillay: "An Improved Formula for Lamination Core Loss Calculations in Machines Operating with High Frequency and High Flux Density Excitation", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Vol.2, pp.759–766 (2002-10)
- (4) P. Tenant and J.J. Rousseau: "Dynamic Model of Magnetic Materials Applied on Soft Ferrites", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.13, pp.372–379 (1998)
- (5) V.J. Thottuvelil, T.G. Wilson, and H.A. Owen: "High Frequency Measurement Techniques for Magnetic Cores", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.5, pp.41–53 (1990)
- (6) A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and F. Profumo: "Effects of Different Modulation Index on the Iron Losses in Soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.29, No.6, pp.3234–3236 (1993)
- (7) A.J. Moses and N. Tutkun: "Investigation of Power Loss in Wound Toroidal Cores under PWM Excitation", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.33, No.5, pp.3763–3765 (1997)
- (8) A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli: "Influence of Modulation Techniques on Iron Losses with Single Phase DC/AC Converters", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.32, No.5, pp.4884–4886 (1996)
- (9) A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli: "About the Possibility of Defining a Standard Method for Iron Loss Measurement in Soft Magnetic Materials with Inverter Supply", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol.33, No.5, pp.1283–1288 (1997)
- (10) T. Shimizu, K. Mishima, K. Wada, and K. Ishii: "Mitigation of Inductor Loss Based on Minor-Loop Hysteresis Characteristics", *IEICE/IEEE INTELEC*, pp.834–839 (2003)
- (11) K. Mishima, K. Wada, and T. Shimizu: "Iron Loss Evaluation of the AC Filter Inductor for PWM Inverter", *IEEE Proc. of Technical Meeting, SPC-03-34*, pp.49–54 (2003) (in Japanese)
三島健太郎・和田圭二・清水敏久:「単相電圧形 PWM インバータ回路におけるフィルタ用リアクトルの鉄損評価」, 半導体電力変換研究, pp.49–54 (2003)
- (12) S. Iyasu, T. Shimizu, and K. Ishii: "A Novel Inductor Loss Calculation Method on Power Converters Based on Dynamic minor loop", *IEEJ IPEC*, pp.2016–2022 (2005)

居 安 誠 二 (学生員) 1981年8月20日生。2006年3月東京都立大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年4月(株)デンソー入社, 現在に至る。在学中はフィルタリアクトルの鉄損の研究に従事。

清 水 敏 久 (上級会員) 1955年11月29日生。1980年3月東京都立大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年4月富士電機(株)入社。1993年4月東京都立大学大学院工学研究科電気工学専攻助教授。現在, 首都大学東京(旧, 東京都立大学)理工学研究科教授。工学博士。パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。1999年電気学会論文賞受賞。IEEE Senior Member。

石 井 謙市朗 (正員) 1967年3月27日生。1990年3月日本大学理工学部電気工学科卒業。同年4月東邦亜鉛(株)入社, 現在に至る。リアクトル, ノイズフィルタの研究開発に従事。