

博士学位論文

洋上風力直流系統用大容量 DC-DC コンバータ向け  
高周波変圧器の鉄損評価法に関する研究

畠山 智行

東北大学大学院工学研究科

技術社会システム専攻

令和3年3月



A STUDY ON IRON LOSS EVALUATION METHOD OF HIGH-FREQUENCY  
TRANSFORMER IN LARGE-CAPACITY DC/DC CONVERTER  
FOR DC GRID OF OFFSHORE WIND FARMS

**ABSTRACT**—Large-scale offshore wind farms have been developed in Europe and China so far. To reduce greenhouse gas emissions globally, acceleration of global development is expected. Typical offshore wind farms with a long distance from the shore are integrated to a power system via a high voltage direct current (HVDC) transmission system with an offshore platform that collects power generated with each wind turbine. This conventional system forces the offshore platform to be huge, which causes enormous development cost. To reduce the size of the offshore platform, a medium voltage direct current (MVDC) collection grid has been proposed, in which each wind turbine is connected to the MVDC grid with a modular input-parallel output-series DC/DC converter. In this modular converter, each module mainly consists of an inverter, a high-frequency transformer, and a rectifier. Among these, the high-frequency transformer is a key component as it can improve the power density. However, its design methodology has not been established yet due to nonlinear magnetic properties including iron loss. Therefore, this study focuses on evaluation method of iron loss, aiming to optimize the design of the high-frequency transformer for large-capacity DC/DC converter.

This dissertation consists of five chapters: main scientific contributions are given according to the following structure.

Chapter I gives background and purpose of this study as mentioned above.

Chapter II describes applicability evaluation of iron loss calculation methods for various core materials under rectangular voltage excitation with various duty ratios. Firstly, following four methods are selected from the previous studies; Form factor Equation (FFE), Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE), Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE), and Loss Separation Equation (LSE). Secondly, iron losses of the following core materials: 3% grain-oriented silicon steel, 6.5% silicon steel, iron-based amorphous alloy, and nanocrystalline soft magnetic material, are measured in 0.1~1 range of duty ratio. Then, the iron loss calculation methods are evaluated considering the calculation accuracy and ease of applicability. Consequently, FFE is not accurate regardless core materials and duty ratios. WcSE is beneficial in terms of easy applicability; however, small duty ratios may cause large calculation error. iGSE has a good balance of accuracy and easy applicability and is suitable for silicon steel cores, while in the case of iron-based amorphous alloy and nanocrystalline soft magnetic material, the accuracy deteriorates at small duty ratios. Finally, LSE has high accuracy regardless core materials and duty ratios, while it needs high-frequency iron loss characteristics for approximation.

Chapter III describes quantitative evaluation method to select suitable core materials for high-frequency transformers. Previous studies have shown that the typical range of operation frequency is 1~20 kHz for large-capacity DC/DC converters; however, obvious criteria has not been established yet to select suitable core materials which minimize the volume of transformer in each frequency range. To tackle this issue, quantitative evaluation method “Volume index” is proposed. The volume index is defined as the reciprocal of the product of maximum magnetic flux density and frequency, with the limiting condition of iron loss and magnetic saturation. The above-mentioned four magnetic core materials are evaluated with the volume index, and the results show that as the frequency increases, each volume index decreases in order of 3% grain-oriented silicon steel, 6.5% silicon steel, iron-based amorphous alloy, and nanocrystalline soft magnetic material. Additionally, it is shown that if input voltage fluctuation and allowable value of temperature rise of the core are given, suitable core materials in specific frequencies can be obtained.

Chapter IV describes a magnetic circuit model applicable for high-efficiency cores such as cores made of nanocrystalline soft magnetic material and ferrite. Conventional magnetic circuit model considering the iron loss components needs measured DC hysteresis loops; however, the measurement is not easy in the case of high-efficiency cores. To tackle this issue, the magnetic circuit model without need of measurement of DC hysteresis loop is proposed. In this method, a DC hysteresis loop is modeled by subtracting eddy current loss and anomalous eddy current loss from a hysteresis loop at an arbitrary frequency. The proposed method was experimentally verified, and the results show that calculated value well matches measured value of the iron loss. Furthermore, the proposed model is embedded into the commercially available simulator, which shows that accurate calculation results are obtained concerning the hysteresis loop and iron loss in the instantaneous analysis of voltage-controlled DC/DC converter.

Chapter V concludes this study and summarizes above-mentioned contributions and remained issues. This study proposed the iron loss calculation method under rectangular voltage excitation with various duty ratios, and based on that, also established the quantitative selection method of core materials suitable for each frequency range, and the accurate circuit model of nonlinear magnetic properties including iron loss of the core that is applicable to a commercially available circuit simulator. These evaluation methods allow to improve the design of high-frequency transformers for large-capacity DC/DC converters, which realizes to consider accurate iron loss in the analysis of the DC/DC converter system. Based on this study, the acceleration of the study about design optimization of high-frequency transformers is expected, which contributes to the practical application of large-capacity DC/DC converters for DC grid of the offshore wind farm.

# 目次

第1章	緒言	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	大容量 DC-DC コンバータの実現に向けた課題	9
1.3	本研究の目的	10
1.4	本論文の構成	12
第2章	デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した 鉄損算定法の適用性評価	17
2.1	背景	17
2.2	各種鉄損算定式の方形波電圧励磁への適応	20
2.2.1	波形の定式化	20
2.2.2	Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE)に基づく鉄損算定式	23
2.2.3	Form Factor Equation (FFE)に基づく鉄損算定式	24
2.2.4	Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE) に基づく鉄損算定式	28
2.2.5	Loss Separation Equation(LSE)に基づく鉄損算定式	30
2.3	各種鉄心材の鉄損の測定	36
2.3.1	試験体	36
2.3.2	鉄損測定システムおよび試験条件	41
2.3.3	鉄損測定結果	45
2.4	鉄損算定式の適用可能性評価	45

2.4.1	係数の導出 .....	45
2.4.2	鉄損の実測値と各種算定法による計算値の比較 .....	49
2.4.3	誤差の評価 .....	57
2.4.4	鉄心材の種類に応じた適切な鉄損算定法の提案 .....	66
2.5	まとめ .....	69
第3章	高周波変圧器に用いられる鉄心材の定量的選定方法の提案 .....	71
3.1	背景 .....	71
3.2	体積指標の定義 .....	77
3.3	各種鉄心材の体積指標の導出 .....	82
3.4	各種鉄心材の体積指標の比較 .....	99
3.5	まとめ .....	106
第4章	高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデルの構築 ...	109
4.1	背景 .....	109
4.2	従来の磁気回路法 .....	111
4.2.1	磁気回路法の原理 .....	111
4.2.2	磁気回路モデル .....	116
4.2.3	係数の決定方法 .....	119
4.2.4	本手法の適用に関する課題 .....	122
4.3	鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデル .....	123
4.3.1	磁気回路モデル .....	123
4.3.2	本手法の適用に関する課題 .....	127
4.4	高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデル .....	129

4.4.1 原理と磁気回路モデル .....	129
4.4.2 モデルの検証 .....	134
4.5 提案モデルを用いた DC-DC コンバータの回路解析 .....	146
4.6 まとめ .....	155
第5章 結言 .....	157
参考文献 .....	161
謝辞 .....	175





## 記号および略号

$A_a$	LSEにおける異常渦電流損の係数	(-)
$A_e$	LSEにおける渦電流損の係数	(-)
$A_h$	LSEにおけるヒステリシス損の係数	(-)
$a_1, a_2$	鉄損と温度上昇の関係における係数	(-)
$B, B'$	磁束密度	(T)
$B_{10}$	1000 A/m の磁界強度における磁束密度	(T)
$B_m$	最大磁束密度	(T)
$B'_m$	鉄損による鉄心の温度上昇が許容値に達するときの最大磁束密度	(T)
$B_{rec}$	方形波電圧で励磁したときの磁束密度	(T)
$B_{sin}$	正弦波電圧で励磁したときの磁束密度	(T)
$C_1, C_2$	1次巻線, 2次巻線の寄生容量	(F)
$D$	デューティ比	(-)
$d$	薄帯の厚さ	(m)
$e'$	誘導起電力	(V)
$FF$	波形率	(-)
$FF_{rec}$	方形波電圧で励磁したときの $dB/dt$ の波形率	(-)
$FF_{sin}$	正弦波電圧で励磁したときの $dB/dt$ の波形率	(-)
$FWC$	WcSE に用いられる係数	(-)
$f, f'$	周波数	(Hz)

$f_{op}$	最適周波数	(Hz)
$f_{sw}$	スイッチング周波数	(Hz)
$g(B_m, B)$	直流ヒステリシスループの関数	(m/H)
$g_{dw}(B_m, B)$	負の磁化過程に対応する 直流ヒステリシスループの関数	(m/H)
$g_{up}(B_m, B)$	正の磁化過程に対応する 直流ヒステリシスループの関数	(m/H)
$g'_{dw}(B_m, B)$	負の磁化過程に対応する $f'$ におけるヒステリシスループの関数	(m/H)
$g'_{up}(B_m, B)$	正の磁化過程に対応する $f'$ におけるヒステリシスループの関数	(m/H)
$H$	磁界強度	(A/m)
$I_{out}$	出力電流	(A)
$i$	電流, 整数	(A) (-)
$i_L$	コイルを流れる電流	(A)
$k$	OSE に用いられる係数	(-)
$k_i$	iGSE に用いられる係数	(-)
$L_1, L_2$	1 次巻線, 2 次巻線の漏れインダクタンス	(H)
$L_m$	励磁インダクタンス	(H)
$l$	平均磁路長	(m)
$M$	鉄心の質量	(kg)
$N$	巻線の巻数	(-)
$N_1, N_2$	1 次巻線, 2 次巻線の巻数	(-)

$n$	自然数,	(-)
	LSE における係数,	(-)
	磁気回路法における非線形磁気特性の係数	(-)
$P_{\text{rate}}$	定格電力	(W)
$q$	鉄心の質量密度	(kg/m <sup>3</sup> )
$R$	電気抵抗	( $\Omega$ )
$R_1, R_2$	1 次巻線, 2 次巻線の抵抗	( $\Omega$ )
$R_i$	等価鉄損抵抗	( $\Omega$ )
$R_m$	磁気抵抗	(A/Wb)
$R'$	磁気インダクタンス	( $\Omega^{-1}$ )
$RMSE$	二乗平均平方根誤差	(-)
$S$	有効断面積	(m <sup>2</sup> )
$T$	周期	(s)
$t$	時間	(s)
$t_{\text{OFF}}$	オフ時間	(s)
$t_{\text{ON}}$	オン時間	(s)
$V_1$	電圧振幅	(V)
$V_{\text{in}}$	入力電圧	(V)
$V_{\text{index}}$	変圧器の体積指標	(T <sup>-1</sup> Hz <sup>-1</sup> )
$V_{\text{out}}$	出力電圧	(V)
$V_{\text{ref}}$	電圧指令値	(V)
$v$	電圧	(V)
$v_L$	コイルの両端電圧	(V)

$W_{AC}, W'_{AC}$	交流損失（渦電流損と異常渦電流損の和）	(W/kg)
$W_a$	異常渦電流損	(W/kg)
$W_e$	渦電流損	(W/kg)
$W_h, W'_h$	ヒステリシス損	(W/kg)
$W_i$	鉄損	(W/kg)
$W_{i\_cal}$	鉄損の計算値	(W/kg)
$W_{i\_meas}$	鉄損の実測値	(W/kg)
$W_{i\_sin}$	正弦波電圧励磁下の鉄損	(W/kg)
$W_{rec}$	方形波電圧で励磁したときの磁束密度の平均と最大磁束密度との比	(-)
$W_{sin}$	正弦波電圧で励磁したときの磁束密度の平均と最大磁束密度との比	(-)
$x$	$D$ に対する鉄損の変化の程度を表す係数	(-)
$\alpha$	OSE に用いられる係数	(-)
$\alpha_1, \alpha_n$	磁気回路法における非線形磁気特性の係数	(-)
$\beta$	OSE に用いられる係数	(-)
$\beta_1$	磁気回路法における鉄損の係数	(-)
$\gamma_1$	LSE における渦電流損の係数	(-)
$\gamma_2$	LSE における異常渦電流損の係数	(-)
$\Delta B$	磁束密度の変化量	(T)
$\Delta T$	鉄損による鉄心の温度上昇	(K)
$\Delta T_S$	鉄損による鉄心の温度上昇の許容値	(K)
$\delta$	変動率	(-)

$\eta$	相對誤差	( - )
$\theta$	角度	(rad)
$\mu$	透磁率	(H/m)
$\pi$	圓周率	( - )
$\Phi$	鎖交磁束	(Wb)
$\omega$	角周波數	(Hz)

AC	Alternative Current
DC	Direct Current
EMC	Electro Magnetic Compatibility
FFE	Form Factor Equation
HVAC	High Voltage Alternative Current
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
iGSE	Improved Generalized Steinmetz Equation
i <sup>2</sup> GSE	Improved-improved Generalized Steinmetz Equation
LSE	Loss Separation Equation
LVAC	Low Voltage Alternative Current
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MVAC	Medium Voltage Alternative Current
MVDC	Medium Voltage Direct Current
OSE	Original Steinmetz Equation
WcSE	Waveform coefficient Steinmetz Equation



# 第1章 緒言

## 1.1 本研究の背景

電気エネルギーは人類が文明的な暮らしを送る上で必要不可欠なエネルギーである。多様な形態で存在し得るエネルギーの中でも、電気エネルギーが広く利用されるに至った理由の一つとして、電気エネルギーが有する変換の多様性が挙げられる。電気エネルギーは、機械・化学・熱・光などの他のエネルギーとの相互変換が可能であることに加えて、電気エネルギー同士間でも電圧・電流・周波数・波形などを自由に変換することができる[1]。このようなエネルギー変換を利用して、電気エネルギーは発電所から家庭や工場などの需要家に供給されている。

現代の送配電システムは、極性が周期的に変化する交流（AC）電力を利用している。極性が変化しない直流（DC）電力ではなく、交流電力が普及した最大の理由は、変圧器によって電圧を容易に変換できる点にある。この特徴により、発電所で発電した交流電力を高電圧にして高効率に送電し、変電所で段階的に電圧を低くしながら、使用上安全な電圧に変換して需要家に電力を供給するという現代の送配電システムが構築されるに至った[2]。

その後、20世紀後半にパワーエレクトロニクス技術が登場し、交流と直流の高効率な相互変換が可能となった。一般に、交流から直流に変換する装置は AC-DC コンバータや整流器、直流から交流に変換する装置は DC-AC コンバータやインバータと呼ばれる。そして、直流電力を入力として、その電圧を昇圧、または降圧して別の電圧の直流電力を出力する装置を DC-DC コンバータと呼ぶ。DC-DC コンバータは、広く知られるところでは、情報

機器向けの電源やバッテリーの充電器に用いられている。

図 1-1 に、DC-DC コンバータの用途別の容量と電圧の関係を示す。モバイル情報端末向けの電源容量は最大でも 100 W 程度である。kW 級の用途では、従来は大規模サーバーや医療機器、衛星機器向け電源に限定されていたが、2000 年代に入ると、車両に搭載される電装品の数・容量が増加し、その電源用途として kW 級 DC-DC コンバータが普及するようになった[3], [4]。そして、バッテリーで駆動する量産電気自動車が市場投入されて以降、その充電器に用いられる DC-DC コンバータの容量は増大する傾向にある。家庭用電源から充電する普通充電器の場合、その容量は数 kW から 10 kW 程度である[5], [6]。また、電気自動車の普及拡大のため、外出先での充電時間を短縮する急速充電器の整備が進められており、わが国では最大 50 kW 程度の急速充電器が普及している[6]。そして、さらなる航続距離の拡大と充電時間の短縮を実現するため、大容量の急速充電器の開発が進行している。2017 年には 350 kW の急速充電器が発表された[7]。また、2030 年までに 900 kW の急速充電器を開発する構想もある[8]。このように、DC-DC コンバータは量産電気自動車の急速充電用途として大容量化が進展してきた。そして、さらなる大容量化により、DC-DC コンバータを電力分野に適用する検討が進められている。

電力分野においては、温室効果ガスの排出抑制を目指すパリ協定の採択を受け、再生可能エネルギーへの期待が高まっている[9]。わが国は、2030 年度の温室効果ガスの排出を 2013 年度比 26%減とする中期目標、および 2050 年までに 80%の温室効果ガスの排出削減を目指す長期目標を定め[10]、2030 年度までに再生可能エネルギーを主力電源化の方針を示している[11]。再生可能エネルギーの中でも、風力発電は 1 基あたりの出力の大容量化や複



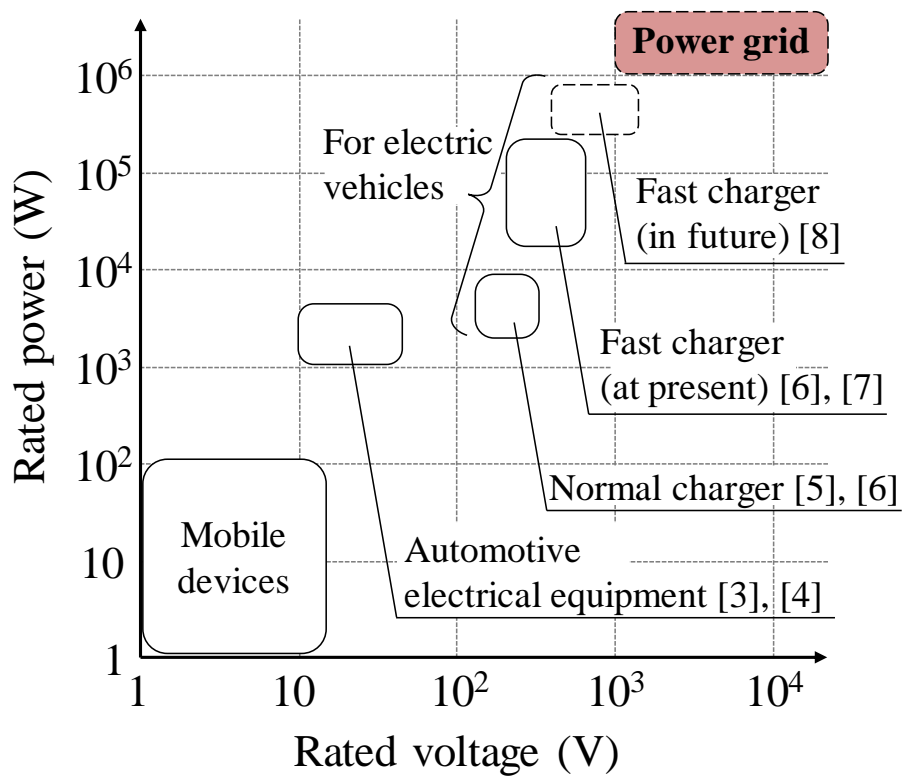
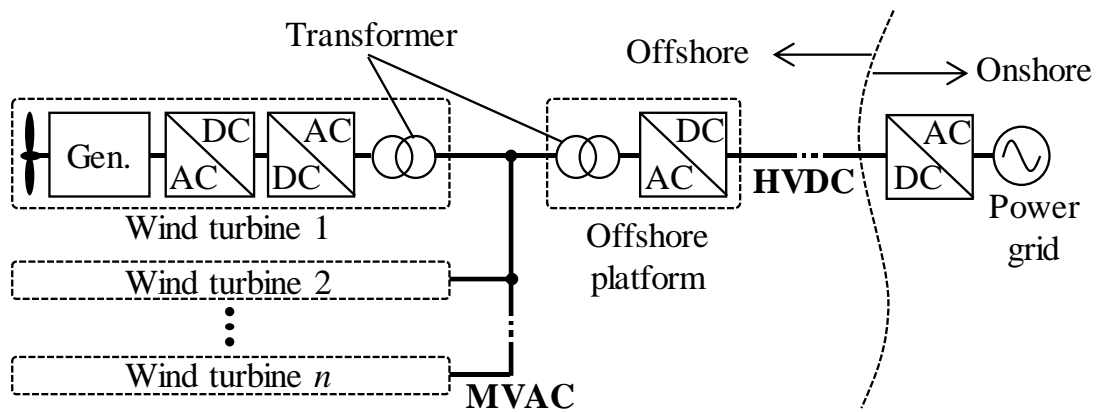


図 1-1 DC-DC コンバータの用途別の容量と電圧の関係

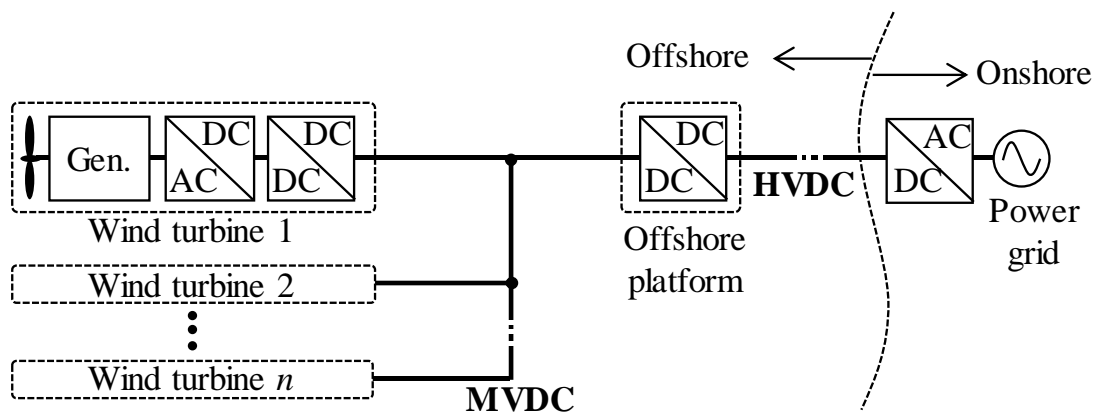
数の風車で構成されるウィンドファームの大規模化によって、均等化発電原価が年々低下しており[12]、今後も世界的に導入が拡大する見込みである[13]。従来、風力発電は主に好風況の陸上地域に設置されてきたが、欧州や中国では陸上の適地への設置が相当程度進んだことから、洋上風力発電の開発が活発化している。国際エネルギー協会の調査によれば、2018年の洋上風力発電の導入量は4 GWを超え、累積導入量は23 GWに達した[14]。また、2040年における洋上風力発電の累積導入量は560 GWに達するとの予測もある[14]。

洋上ウィンドファームは、風況の良い場所が遠洋にあることや、漁業や景観への配慮から、離岸距離が長くなる場合がある。また、離岸距離が短い場合でも、直近の陸上系統を増強できないなどの理由により、送電距離が長くなる場合がある。洋上ウィンドファームの系統連系方式として、送電距離が短い場合には高圧交流(HVAC)システムを用いることがほとんどであるが、送電距離が80 km程度を超える場合には、高圧直流(HVDC)システムの方が有利であると言われている[15]–[18]。

図1-2(a)に、HVDCによる従来の系統連系システムを示す。風力発電機が発電した電力は、ナセルまたはタワー内の商用周波変圧器によって1.8 kVなどの低圧交流(LVAC)から33 kVなどの中圧交流(MVAC)へと昇圧される。そして、各風力発電機の発電電力をMVAC系統で集電し、洋上プラットフォーム上の商用周波変圧器およびAC-DCコンバータによってHVDCへと変換して陸上に送電する。このような従来システムでは、商用周波変圧器、AC-DCコンバータ、およびそれに付随する保護装置等を搭載する洋上プラットフォームは巨大な構造物とならざるを得ず、その建造コストや輸送コストの低減が課題となる。この課題を解決するため、同図(b)に示す直流



(a) 中圧交流 (MVAC) 集電・高圧直流 (HVDC) 送電システム



(b) 中圧直流 (MVDC) 集電・高圧直流 (HVDC) 送電システム

図 1-2 洋上ウィンドファーム向け集電・送電システム

集電・直流送電システムが提案されている[19]-[21]。本方式では、風力発電機が発電した電力を DC-DC コンバータによって中圧直流 (MVDC) に変換するとともに、MVDC 系統で集電し、洋上プラットフォームに搭載する DC-DC コンバータによって、さらに HVDC へと昇圧して陸上に送電する。集電・送電を直流とすることで、重量・体積の大きな商用周波変圧器が不要となり、洋上プラットフォームの小形化が期待される。

直流集電・直流送電システムに適用する DC-DC コンバータは、大容量かつ高い昇圧比が求められる。このような DC-DC コンバータとして、モジュラー昇圧コンバータが提案されている[19]-[21]。図 1-3 に、モジュラー昇圧コンバータの構成例を示す。モジュラー昇圧コンバータは、複数のコンバータモジュールで構成され、それらの入力を並列に、出力を直列に接続することで高い昇圧比を実現する。コンバータモジュールが大容量であるほどモジュール数を低減できるため、コンバータモジュールには大容量用途に適するフルブリッジ型 DC-DC コンバータが用いられる[22]。同図に示すように、フルブリッジ型の主回路は、インバータ回路、高周波変圧器、整流回路で構成される。

高周波変圧器の巻数比を大きくすれば、さらに昇圧比を高めることができる。また、図 1-4 に示すように、高周波変圧器の 2 次側を多巻線として、それぞれの出力を整流し、直列に接続することによっても昇圧比を高めることができる。これらのことから、モジュラー昇圧コンバータの昇圧比は、モジュール数、高周波変圧器の巻数比、および 2 次巻線の数の積で表される。同図に示す例では、モジュール数が 5、高周波変圧器の巻数比が 2、2 次巻線の数が 2 であるので、モジュラー昇圧コンバータの昇圧比は 20 となる。現在では、33 kV の MVAC を ±320 kV の HVDC に変換する洋上プラットフ

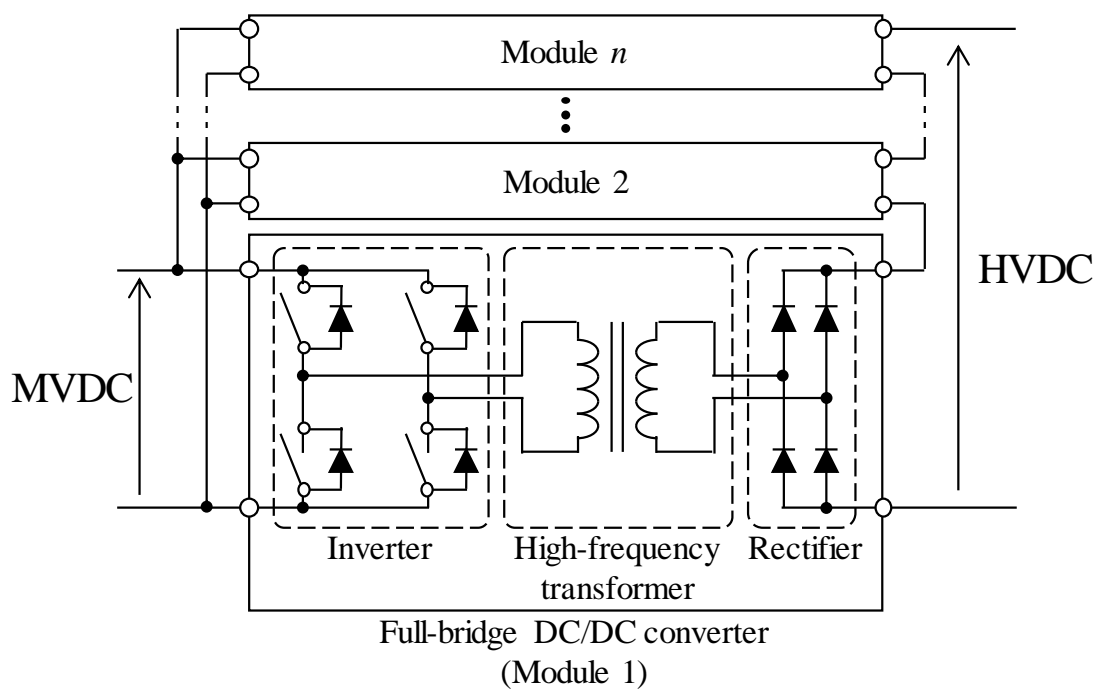
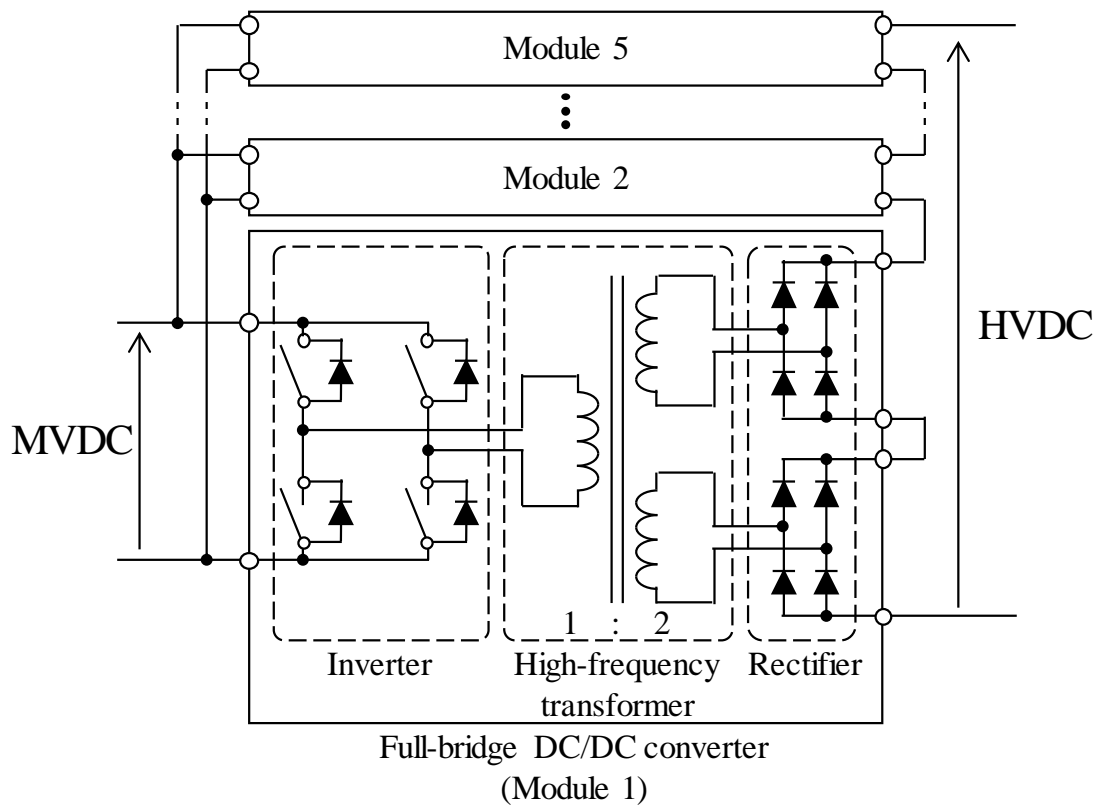


図 1-3 モジュラー昇圧コンバータの構成例



$$\begin{aligned}
 \text{Boost voltage ratio} &= 5 \text{ (Number of converter modules)} \\
 &\quad \times 2 \text{ (Number of turn ratio of transformer)} \\
 &\quad \times 2 \text{ (Number of secondary windings of transformer)} \\
 &= 20
 \end{aligned}$$

図 1-4 昇圧比が 20 であるモジュラー昇圧コンバータの構成例

ホームが商用運転している。例えば、これを集電系統 33 kV の MVDC とし、 $\pm 320$  kV の HVDC に変換するためには、昇圧比 20 のコンバータが必要となる。

## 1.2 大容量 DC-DC コンバータの実現に向けた課題

先行する欧州では、洋上風力発電の 1 基あたりの定格容量が 6 MW を超えることが主流となってきた[12]。また、2020 年現在、12 MW の風力発電機が実証段階にあり[23]、今後洋上風力への展開が進むものとみられる。したがって、モジュラー昇圧コンバータは少なくとも 10 MW 超の定格容量が必要になる。

このような大容量 DC-DC コンバータを実現するためには、高い電力変換効率を有しつつ、小形であることが求められる。一般に、駆動周波数を高めることで DC-DC コンバータの小形化が可能であるが[24]、スイッチング素子をはじめとする各種回路素子の損失が大きくなり、電力変換効率が低下する。そのため、スイッチング損失を低減するソフトスイッチング回路[22]や、IGBT と MOSFET を組み合わせたブリッジ回路[25]、簡欠運転制御[26]など、回路と制御の両面から低損失化、小形・軽量化を実現する様々な取り組みがなされている。ここで、回路素子に注目すると、一般に DC-DC コンバータに用いられる回路素子のうち、最も損失が大きいのはスイッチング素子であり[27]、その低損失化技術に関心が寄せられてきた。炭化ケイ素 (SiC) や窒化ガリウム (GaN) に代表されるワイドバンドギャップ化合物半導体は、シリコン半導体に比べ低損失であり、高温でも安定して動作することから、より高い周波数で駆動することが可能である[28]–[33]。このような低損失スイッチング素子の実用化が進む一方で、相対的に受動部品の損失が顕在化して

きていることが指摘されている[34]。このことから、DC-DC コンバータのさらなる高効率化、小形化のためには、受動部品の高効率化が不可欠である。

DC-DC コンバータに用いられる主な受動部品は、変圧器やリアクトルといった磁性部品とコンデンサである。このうちコンデンサについては、スイッチング素子と同様に大規模な専門メーカーが存在し、静電容量と定格電圧に関して幅広い製品群が揃っていることから、回路設計者は、カタログから要求仕様に最も近いコンデンサを選択するのが一般的である。これに対して磁性部品の場合、数 10 W 未満の小容量品を除けば、磁性部品としての標準品はほとんどないといってよい。この理由として、磁性部品に対する要求仕様が多岐にわたること、非線形磁気特性やヒステリシス特性などの複雑な物理現象を伴うことが挙げられる。このような複雑さゆえに、磁性部品の設計法を確立することは容易ではない。逆に言えば、大容量 DC-DC コンバータの実用化の鍵を握っているのは、すでにコモディティ化の状況にあるスイッチング素子やコンデンサではなく磁性部品である。

### 1.3 本研究の目的

以上に述べた背景および課題から、本研究では大容量 DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器の設計法に着目する。

変圧器の設計において、小容量の場合には、試作を繰り返すことで設計を最適化していくというプロセスが可能である。しかし、大容量の場合には、試作に要する費用や時間が膨大となるため、開発の効率化のためには、解析主導型の設計法を導入する必要がある。そしてそのためには、変圧器における物理現象の理解と高精度なモデリングが不可欠である。

変圧器は巻線と鉄心で構成され、巻線で発生する損失を銅損、鉄心で発生



する損失を鉄損と呼ぶ[35]。銅損は巻線材の導電率，表皮効果，近接効果の影響を受ける。銅損を低減する方策として，線材の導電率の向上，線材形状の変更，巻線配置の工夫などが挙げられるが，いずれの方策も一長一短であり，磁性部品の大幅な性能向上は見込みにくい。そこで本研究では，鉄心に着目する。一般に，大容量用途ではケイ素鋼板，小容量用途ではフェライトが用いられるように，用途によって適切な鉄心材が異なる。ケイ素鋼板やフェライトの他に，アモルファス合金[36]やナノ結晶軟磁性材[37]といった比較的新しい鉄心材もあり，これらの鉄心材の中から最適な鉄心材を選定するための定量的な指針が不可欠である。

鉄心材を選定するための重要なパラメータとして，飽和磁束密度と鉄損が挙げられる。しかし，鉄損については，磁性研究の長い歴史を経てもなお，定量的な算定法の確立には至っていない。鉄損算定法として，1892年に発表された Steinmetz の実験式が知られている[38], [39]。Steinmetz の実験式は，正弦波電圧励磁下の鉄損を算定する場合は有用であるが，励磁電圧波形が非正弦波の場合には誤差が生じることが知られている。フルブリッジ型 DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器は，デューティ比が時間的に変化する方形波電圧で励磁される。そのため，Steinmetz の実験式ではこのような励磁条件下の鉄損算定には対応していない。なお，フーリエ変換によって磁束密度の高調波成分を求め，Steinmetz の実験式を用いて各次数の鉄損を求めて足し合わせるという方法が知られているが，この方法によって鉄損を正確に算定できる場合は限定的であることが報告されている[40], [41]。

一方，回路設計に着目すると，現在では電気回路シミュレータを利用して設計することが一般的である。DC-DC コンバータの実動作を正確に模擬するためには，各回路素子の高精度なモデルが必要である。しかし，高周波変

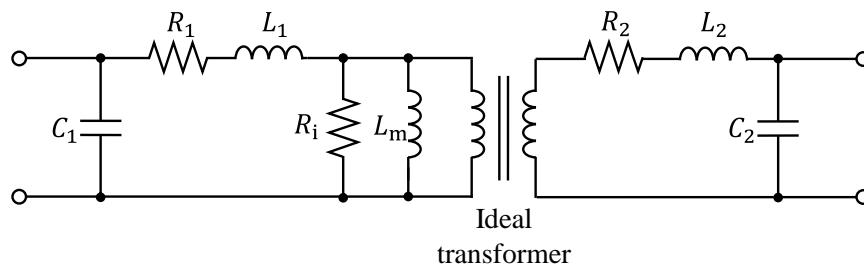
圧器においては、上述のとおり高精度な鉄損算定法が確立していないこともあり、鉄損を無視する場合が少なくない。図 1-5 に示すように、励磁インダクタンス  $L_m$  に対して並列に等価鉄損抵抗  $R_i$  を接続することで、簡易的に鉄損を模擬する例もあるが、この方法は鉄損の中でも渦電流損を模擬しているに過ぎず、DC-DC コンバータの実動作における鉄損を正確に模擬しているとは言い難い。

以上に述べたことから、本研究では、デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定法の確立、および、その鉄損算定法を利用した鉄心材の定量的選定方法の提案、そして、鉄損を高精度に考慮可能な回路モデルの構築を通じて、大容量 DC-DC コンバータ向け高周波変圧器の設計法の確立に資することを目的とする。

## 1.4 本論文の構成

本論文は全 5 章で構成される。第 1 章は緒言であり、本研究の背景、課題、および目的について述べている。

第 2 章では、先行研究を調査して得られた種々の鉄損算定式について、デューティ比の異なる方形波電圧で励磁される場合の鉄損算定に適用可能であるかを評価している。はじめに、先行研究を調査して得られた 4 種の鉄損算定式を、デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した算定式に展開した。次に、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の 4 種類の鉄心材を対象とし、デューティ比 0.1 から 1 までの範囲における鉄損を測定した。そして、算定精度と適用の容易性という観点で各種鉄損算定式を評価した。その結果、磁束密度変化率の波形率を用いる方法 (Form Factor Equation, FFE) は、鉄心材、デューティ比によらず算



- $L_1, L_2$ : Primary and secondary leakage inductances
- $R_1, R_2$ : Primary and secondary winding resistances
- $C_1, C_2$ : Primary and secondary stray capacitance
- $L_m$ : Magnetization inductance
- $R_i$ : Resistance equivalent to iron loss

図 1-5 変圧器の等価回路の一例

定精度が低く、デューティ比が変化する方形波電圧励磁時の鉄損算定には適さないことを明らかにした。次いで、Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE)は、簡便性に優れているが、鉄心材によってはデューティ比が小さい場合に誤差が大きくなることを明らかにした。そして、Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE)は、算定精度と簡便性のバランスが良く、鉄心材がケイ素鋼板の場合には有用である一方で、鉄基アモルファス合金やナノ結晶軟磁性材のような薄板材の場合には、デューティ比が小さい場合に算定精度が悪化することを明らかにした。最後に、鉄損を発生要因毎に分離して計算する算定式 (Loss Separation Equation, LSE) は、鉄損曲線が必要となるため簡便性には欠けるが、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が高いことを明らかにした。

第 3 章では、高周波変圧器に用いられる鉄心材の定量的選定法について述べている。高周波変圧器を設計する際には、DC-DC コンバータの駆動周波数に合わせて最適な鉄心材を選定する必要がある。大容量 DC-DC コンバータの駆動周波数は 1 kHz から 20 kHz の範囲であるが、この周波数域に適した鉄心材を選定するための明確な指針は明らかにされていない。また、第 2 章で示したように、鉄心材によって、デューティ比に対する鉄損の変化の程度が異なることについても考慮が必要である。この課題を解決するため、最大磁束密度と周波数の積の逆数を体積指標と称し、体積指標を用いた鉄心材の評価方法を提案した。次いで、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の 4 種の鉄心材を対象に、第 2 章で評価した LSE を用いて鉄損を算定し、各種条件下の体積指標を導出した。そして、体積指標を比較評価した結果、体積指標が最小となる鉄心は、周波数の低い方から、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファ

ス合金，ナノ結晶軟磁性材の順に推移することを明らかにした。また，入力電圧の変動と，鉄心の温度上昇の許容値を条件として与えれば，その条件に適した鉄心材と駆動周波数の関係を導出できることを明らかにした。例えば，入力電圧の変動が $\pm 20\%$ ，鉄損による鉄心の温度上昇の許容値が自然空冷条件で 40 K の場合，1~1.35 kHz では鉄基アモルファス合金，1.35~20 kHz ではナノ結晶軟磁性材を用いると良いことを明らかにした。さらに，体積と効率のバランスを考慮するならば，鉄基アモルファス合金は 1.1 kHz，ナノ結晶軟磁性材は 4.2 kHz で駆動するのが最も良いことを明らかにした。

第 2 章で述べた鉄損算定法，および，第 3 章で述べた鉄心材の定量的選定法は，高周波変圧器単体の設計に関するものである。しかし，高周波変圧器は，それ単体で動作するものではなく，DC-DC コンバータというシステムの中で動作することから，回路シミュレータを用いてシステム全体の解析・設計を行うことが重要である。設計の手戻り回数を低減するためには，回路シミュレータ上で実際の動作を高精度に模擬することが重要であり，高周波変圧器においては，鉄損を高精度に考慮可能な回路モデルの構築が不可欠である。

この課題を解決するため，第 4 章では，高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデルの導出法について述べている。ヒステリシス損，渦電流損，異常渦電損それぞれを算出する従来の磁気回路法では，渦電流損，異常渦電流損を無視できるほど低い周波数で測定した直流ヒステリシスループの実測値が必要である。しかし，ナノ結晶軟磁性材の場合，ヒステリシス損が小さいため，汎用の測定器で正確な直流ヒステリシスループを取得することは容易ではなく，誤差が生じやすい。そこで，測定誤差が小さい高周波におけるヒステリシスループから渦電流損，異常渦電流損を差し引いて直流ヒステリシスループの代用とする方法を考案した。実験による検証の結果，

高周波におけるナノ結晶軟磁性材の鉄損を精度良く計算できることを明らかにした。さらに、提案する磁気回路モデルを DC-DC コンバータに組み込み、DC-DC コンバータの電圧一定制御時のヒステリシスループや鉄損を算定できることを明らかにした。

第 5 章は結言であり、本研究で得られた大容量 DC-DC コンバータ向け高周波変圧器の鉄損評価法をまとめるとともに、残された課題について述べている。

## 第2章 デューティ比の異なる方形波電圧励磁に 対応した鉄損算定法の適用性評価

### 2.1 背景

大容量用途に適するフルブリッジ型 DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器は、デューティ比が時間的に変化する方形波電圧で励磁される。しかし、多くの場合、鉄心メーカーが提供するデータシートには、正弦波電圧で励磁した場合の鉄損が開示されているのみであり、方形波電圧で励磁した場合の鉄損は明らかにされていない。この理由の一つは、電力変換器に用いられる磁性部品の励磁条件は様々であり、周波数、最大磁束密度、励磁電圧波形が用途によって異なるためである。そのため、設計者は、磁性部品の温度上昇や電流値が許容範囲であれば良いというような設計を行わざるを得ず、試作と設計手戻りの回数が増える一因となっている。したがって、高周波変圧器を高効率に設計するためには、実動作における鉄損を高精度に算定することが不可欠である。しかし、デューティ比が時々刻々と変化する方形波電圧で励磁したときの鉄損を、鉄心材によらず高精度に算定する手法は未だ確立されていない。

一般に、鉄損算定式として、式(2-1)に示す Steinmetz の実験式が知られている[38], [39]。

$$W_i = kf^\alpha B_m^\beta \quad (2-1)$$

ここで、 $W_i$ は単位重量あたりの鉄損、 $f$ は周波数、 $B_m$ は最大磁束密度、 $k$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$  は鉄心材に固有の係数である。後述する他の鉄損算定式と区別するた

め、式(2-1)は Original Steinmetz Equation (OSE)と呼ばれる場合がある。Steinmetz の実験式は、正弦波電圧励磁の場合には鉄損を精度良く算定できるが、励磁電圧が正弦波でない場合には誤差が生じる問題がある。

このような非正弦波電圧で励磁した場合の鉄損を算定する方法として、磁束密度波形をフーリエ級数展開して、各高調波の最大磁束密度と周波数を Steinmetz の実験式に代入し、得られた高調波損失を足し合わせる方法が知られている。しかし、文献[40], [41]では、この方法によって鉄損を正確に算定できるのは限定的であることが報告されている。この課題を解決するため、先行研究において、方形波電圧励磁に対応した種々の鉄損算定法が提案されてきた。これらの先行研究は、最大磁束密度 $B_m$ と周波数 $f$ の代わりに、磁束密度変化率を使う方法[41]–[45]、Steinmetz の実験式に係数を乗じる方法[46]–[48]、鉄損を発生要因毎に分離して計算する方法[49]に分類できる。それぞれの方法について以下に概説する。

はじめに、磁束密度変化率を使う方法では、Steinmetz の実験式の変数である最大磁束密度 $B_m$ と周波数 $f$ の代わりに、磁束密度変化率 ( $dB/dt$ ) を変数として用いる。この方法は、2000 年代に改良検討が進められ、精度の向上が図られたが、それとともに鉄損算定に必要な係数の数が増加した。2011年に提案された Improved-improved Generalized Steinmetz Equation ( $i^2$ GSE) [45]では、係数の数が8個に及び、これらを決定するのは必ずしも容易ではない。そのため、この種の算定法の中では  $i^2$ GSE に比べて精度は劣るが、係数の数が少ない Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE) [43]が用いられることが多い。

次に、Steinmetz の実験式に係数を乗じる方法である。この方法は、最大磁束密度 $B_m$ と周波数 $f$ が等しい正弦波電圧励磁時の鉄損が既知であれば、あ



る係数を乗じるだけで方形波電圧励磁時の鉄損を算定できるため、簡便である。このような方法として、 $dB/dt$ の波形率を用いる方法（以下、Form Factor Equation: FFE と呼称）[46], [47], Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE) [48] が知られている。

最後に、鉄損を発生要因毎に分離して計算する方法（以下、Loss Separation Equation: LSE と呼称）である。この方法では、鉄損をヒステリシス損、渦電流損、異常渦電流損の3つの要因に分離し、それぞれを別々に算出して足し合わせることで、方形波電圧励磁時の鉄損を求める[49]。

上述の鉄損算定法は、いずれも波形や鉄心材に関する適用可能性の評価が十分とは言い難く、デューティ比の異なる方形波電圧で励磁された高周波変圧器の鉄損を、鉄心材によらず精度良く算定できるかは明らかにされていない。例えば、FFE では、モータの鉄心に用いられる無方向性ケイ素鋼板を対象としており、周波数の検証範囲は100 Hz以下にとどまっている[46], [47]。また、WcSE では、ナノ結晶軟磁性材を対象とし、デューティ比が1である方形波電圧と三角波電圧を印加した場合についてのみ検討されている[48]。そこで本章では、iGSE, FFE, WcSE, LSE の4種の鉄損算定法を評価対象とし、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の4種類の鉄心材に関して、デューティ比の異なる方形波電圧で励磁された高周波変圧器の鉄損算定に適用可能であるかを評価する。

本章の次節以降の構成は次の通りである。2.2節では、デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの磁束密度 $B$ と磁束密度変化率 $dB/dt$ の波形をそれぞれ定式化し、評価対象である4種の鉄損算定式を方形波電圧励磁に対応した式へと展開する。2.3節では、デューティ比の異なる方形波電圧励磁における各種鉄心材の鉄損の測定結果について述べる[50], [51]。そして、

2.4 節では、鉄損の実測値と各種算定法による計算値を比較するとともに、4 種の鉄損算定法の各種鉄心材への適用可能性を評価する[52]。最後に、2.5 節で本章をまとめる。

## 2.2 各種鉄損算定式の方波電圧励磁への適応

### 2.2.1 波形の定式化

図 2-1 に、フルブリッジ型 DC-DC コンバータ向け高周波変圧器に印加される方波電圧の一例を示す。励磁電圧 $v$ の振幅を $V_1$ 、周期を $T$ 、周波数を $f$ 、オン時間を $t_{ON}$ 、オフ時間を $t_{OFF}$ 、デューティ比を $D$ と表記する。周期と周波数の関係、オン時間、オフ時間と周期との関係はそれぞれ式(2-2)、(2-3)で表される。

$$T = f^{-1} \quad (2-2)$$

$$T = t_{ON} + t_{OFF} \quad (2-3)$$

デューティ比 $D$ は、1 周期におけるオン時間の比であり、高周波変圧器の場合は式(2-4)のように定義される。また、 $D$ の範囲に関して式(2-5)が成り立つ。このとき、励磁電圧は式(2-6)で表される。

$$D = \frac{2t_{ON}}{T} \quad (2-4)$$

$$0 < D \leq 1 \quad (2-5)$$

$$v(t) = \begin{cases} V_1 & \left(0 \leq t < \frac{DT}{2}\right) \\ -V_1 & \left(\frac{T}{2} \leq t < \frac{(1+D)T}{2}\right) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2-6)$$

図 2-2 に、方波電圧 $v$ を印加したときの磁束密度 $B$ 、および磁束密度変化率 $dB/dt$ の波形を示す。同図から、 $B$ 、 $dB/dt$ はそれぞれ式(2-7)、(2-8)のよう

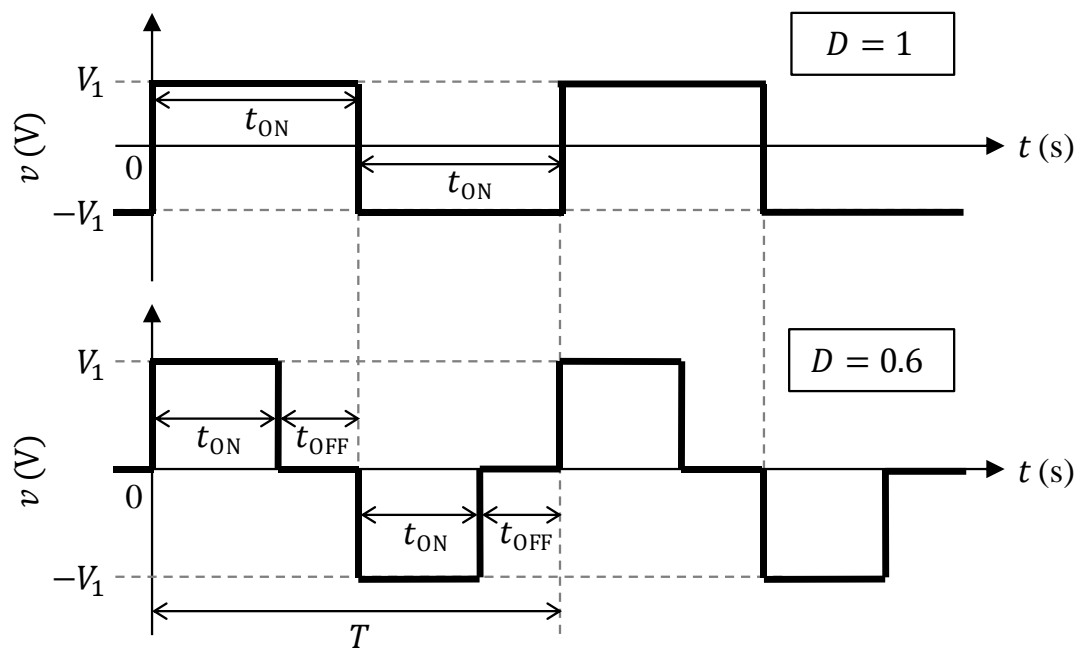


図 2-1 フルブリッジ型 DC-DC コンバータ向け高周波変圧器に  
印加される方形波電圧の一例

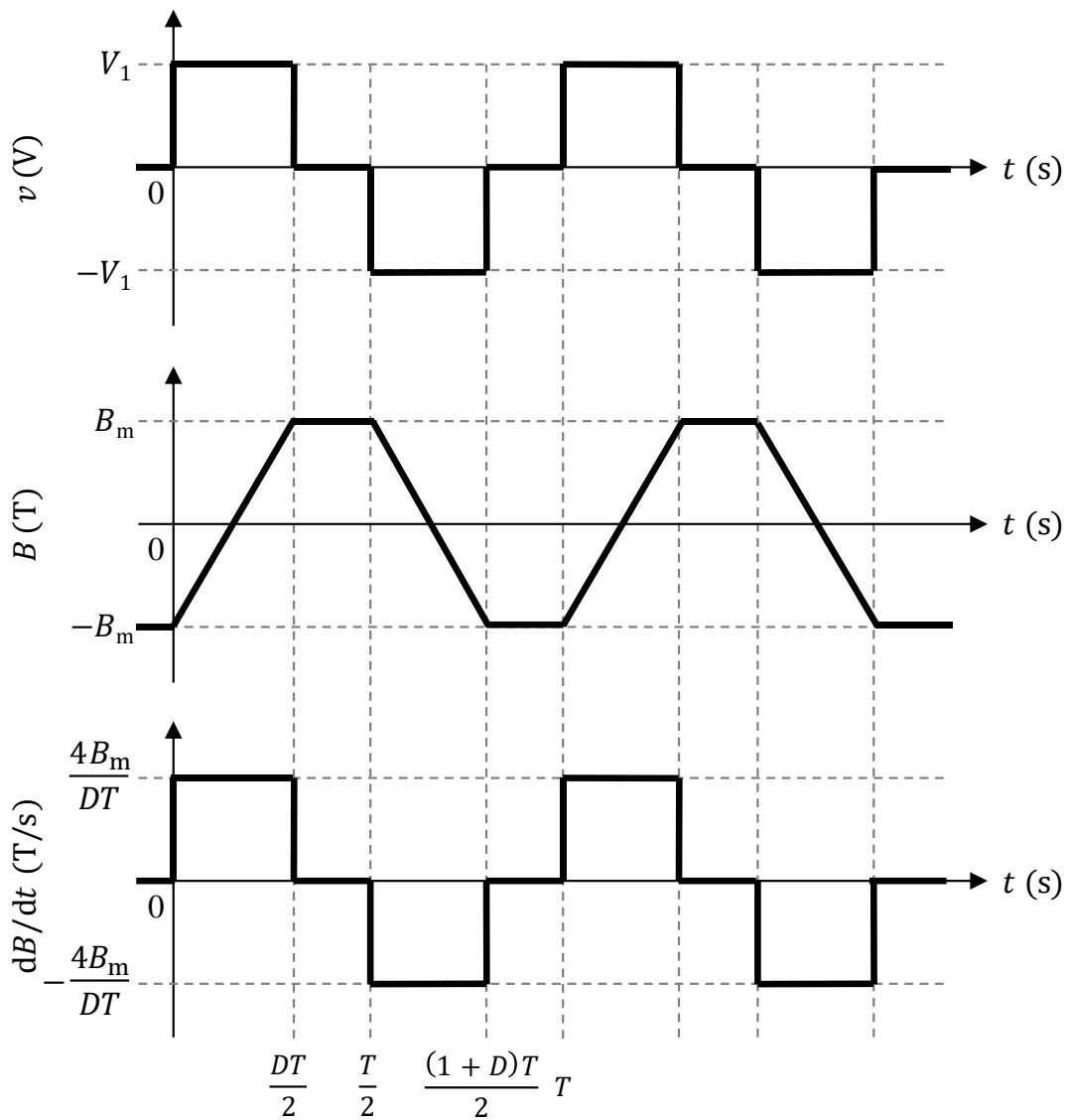


図 2-2 デューティ比の異なる方形波電圧を印加したときの理想的な磁束密度および磁束密度変化率の波形の一例

に定式化される。なお，ここでは銅損による電圧降下は無視しており，鉄心からの漏れ磁束もない，理想的な状態であるとする。

$$B(t) = \begin{cases} \frac{4B_m}{DT}t - B_m & \left(0 \leq t < \frac{DT}{2}\right) \\ B_m & \left(\frac{DT}{2} \leq t < \frac{T}{2}\right) \\ -\frac{4B_m}{DT}t + \frac{2+D}{D}B_m & \left(\frac{T}{2} \leq t < \frac{(1+D)T}{2}\right) \\ -B_m & \left(\frac{(1+D)T}{2} \leq t < T\right) \end{cases} \quad (2-7)$$

$$\frac{dB(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{4B_m}{DT} & \left(0 \leq t < \frac{DT}{2}\right) \\ -\frac{4B_m}{DT} & \left(\frac{T}{2} \leq t < \frac{(1+D)T}{2}\right) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (2-8)$$

以上，デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの磁束密度 $B$ ，および磁束密度変化率 $dB/dt$ を定式化した。次項以降では，これらの式を用い，4種類の鉄損算定法（iGSE，FFE，WcSE，LSE）について，デューティ比の異なる方形波電圧で励磁した場合の鉄損算定式を導出する。

### 2.2.2 Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE)に基づく鉄損算定式

iGSE は，Steinmetz の実験式における最大磁束密度 $B_m$ と周波数 $f$ の代わりに，磁束密度変化率 $dB/dt$ を変数として用いる鉄損算定式である。iGSE は，OSE と同じ係数 $k$ ， $\alpha$ ， $\beta$ を用いて，式(2-9)で表される。

$$W_i = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \quad (2-9)$$

ここで， $\Delta B$ は磁束密度の変化量であり，方形波電圧励磁の場合は $\Delta B = 2B_m$ である。また， $k_i$ は次式で表される係数である。

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^{\alpha} 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (2-10)$$

2.2.1 項で定式化した  $dB/dt$  を用いて、式(2-9)からデューティ比  $D$  の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定式を導出する。式(2-8)を式(2-9)に代入すると、iGSE は次式のように展開できる。

$$\begin{aligned}
 W_i &= \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \\
 &= \frac{k_i}{T} (2B_m)^{\beta-\alpha} \left\{ \int_0^{\frac{DT}{2}} \left( \frac{4B_m}{DT} \right)^\alpha dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{(1+D)T}{2}} \left( \frac{4B_m}{DT} \right)^\alpha dt \right\} \\
 &= \frac{k_i}{T} (2B_m)^{\beta-\alpha} \left( \frac{4B_m}{DT} \right)^\alpha \left( \frac{DT}{2} - \frac{T}{2} + \frac{1+D}{2} T \right) \\
 &= \frac{2^{\alpha+\beta}}{D^{\alpha-1}} k_i f^\alpha B_m^\beta \tag{2-11}
 \end{aligned}$$

上式より、iGSE を用いて計算される鉄損は  $D^{\alpha-1}$  に反比例することがわかる。

### 2.2.3 Form Factor Equation (FFE)に基づく鉄損算定式

FFE は、Steinmetz の実験式に、磁束密度変化率  $dB/dt$  の波形率 (Form Factor, 以下  $FF$ ) で決まる係数を乗じて鉄損を求める方法である。波形率は、任意波形の二乗平均平方根値と平均値の比と定義されることから、 $dB/dt$  の  $FF$  は次式で与えられる。

$$FF = \frac{\text{RMS}[dB/dt]}{\text{AVG}[dB/dt]} \tag{2-12}$$

ここで、 $\text{RMS}[dB/dt]$ 、 $\text{AVG}[dB/dt]$  はそれぞれ  $dB/dt$  波形の二乗平均平方根値と平均値である。なお、本論文では正負対称の交流を扱うことから、半周期における二乗平均平方根値を単に二乗平均平方根値と呼ぶ。平均値についても同様である。

FFE では、磁束密度  $B_m$ 、周波数  $f$  が同一であれば、鉄損は励磁波形によら

ず $FF^2$ に比例することを仮定している[46], [47]。したがって、任意の $B_m$ ,  $f$ における正弦波電圧励磁時の鉄損が既知である場合、同一の $B_m$ ,  $f$ における方形波電圧励磁時の鉄損 $W_i$ は次式で求められる。

$$W_i = \left( \frac{FF_{\text{rec}}}{FF_{\text{sin}}} \right)^2 kf^\alpha B_m^\beta \quad (2-13)$$

ここで、 $FF_{\text{sin}}$ ,  $FF_{\text{rec}}$ はそれぞれ正弦波電圧、方形波電圧で励磁したときの $dB/dt$ の波形率である。つまり、方形波電圧励磁時の鉄損は、Steinmetzの実験式に $dB/dt$ の波形率の比の2乗を乗じることで求められる。このことから、以降では任意のデューティ比 $D$ に対する $(FF_{\text{rec}}/FF_{\text{sin}})^2$ を求める。

はじめに、正弦波電圧で励磁したときの $dB/dt$ の波形率 $FF_{\text{sin}}$ を求める。励磁電圧が正弦波の場合、磁束密度もまた正弦波状となることから、磁束密度 $B$ , および磁束密度変化率 $dB/dt$ は、それぞれ式(2-14), (2-15)で表される。

$$B(t) = B_m \sin(\omega t) \quad (2-14)$$

$$\frac{dB(t)}{dt} = \omega B_m \cos(\omega t) \quad (2-15)$$

ここで、 $\omega$ は角周波数である。式(2-15)から、 $dB/dt$ の平均値、二乗平均平方根値はそれぞれ式(2-16), (2-17)のように計算される。

$$\begin{aligned} \text{AVG}[dB/dt] &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \omega B_m \cos(\omega t) dt \\ &= \frac{2\omega B_m}{\pi} \end{aligned} \quad (2-16)$$

$$\begin{aligned} \text{RMS}[dB/dt] &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \{\omega B_m \cos(\omega t)\}^2 dt} \\ &= \frac{\omega B_m}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2-17)$$

したがって、 $FF_{\text{sin}}$ は次のように求められる。

$$\begin{aligned} FF_{\text{sin}} &= \frac{\text{RMS}[dB/dt]}{\text{AVG}[dB/dt]} \\ &= \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (\approx 1.11) \end{aligned} \quad (2-18)$$

次に、方形波電圧で励磁したときの $dB/dt$ の波形率 $FF_{\text{rec}}$ を求める。式(2-8)から、 $dB/dt$ の平均値、二乗平均平方根値はそれぞれ式(2-19)、(2-20)のように計算される。

$$\begin{aligned} \text{AVG}[dB/dt] &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{DT}{2}} \frac{4B_m}{DT} dt \\ &= \frac{4B_m}{T} \end{aligned} \quad (2-19)$$

$$\begin{aligned} \text{RMS}[dB/dt] &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{DT}{2}} \left(\frac{4B_m}{DT}\right)^2 dt} \\ &= \frac{4B_m}{T\sqrt{D}} \end{aligned} \quad (2-20)$$

式(2-19)、(2-20)から、 $FF_{\text{rec}}$ は次のように求められる。

$$\begin{aligned} FF_{\text{rec}} &= \frac{\text{RMS}[dB/dt]}{\text{AVG}[dB/dt]} \\ &= \frac{1}{\sqrt{D}} \end{aligned} \quad (2-21)$$

したがって、式(2-18)、(2-21)から、 $(FF_{\text{rec}}/FF_{\text{sin}})^2$ は次のように求められる。

$$\left(\frac{FF_{\text{rec}}}{FF_{\text{sin}}}\right)^2 = \frac{8}{\pi^2 D} \approx \frac{0.81}{D} \quad (2-22)$$

図 2-3 に $(FF_{\text{rec}}/FF_{\text{sin}})^2$ とデューティ比 $D$ の関係を示す。 $D = 1$ における $(FF_{\text{rec}}/FF_{\text{sin}})^2$ は約 0.81 であり、 $(FF_{\text{rec}}/FF_{\text{sin}})^2$ は $D$ に反比例する。このことから、式(2-13)より、FFE を用いて計算される鉄損は $D$ に反比例することがわかる。



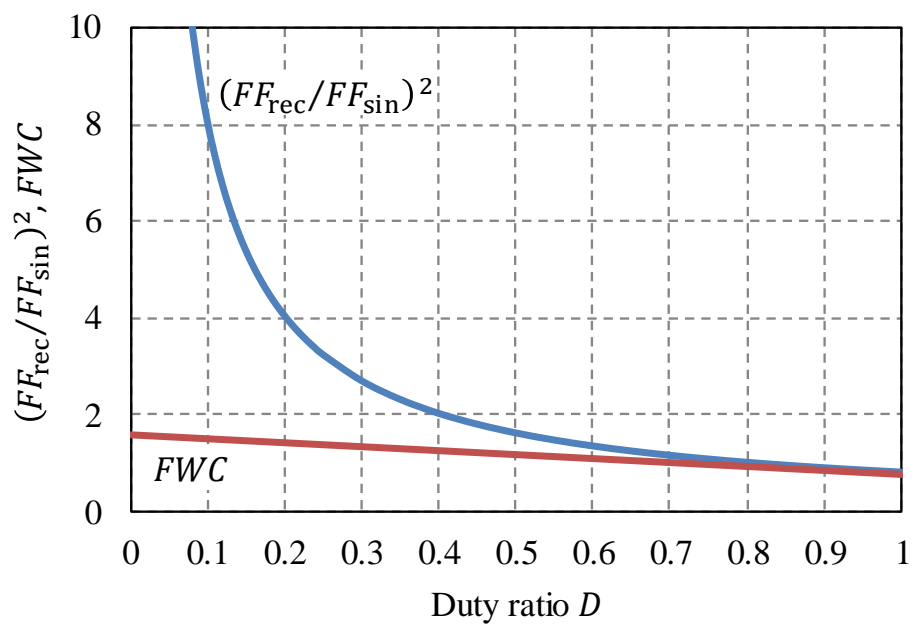


図 2-3  $(FF_{\text{rec}}/FF_{\text{sin}})^2$ ,  $FWC$ とデューティ比 $D$ の関係

#### 2.2.4 Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE) に基づく鉄損算定式

WcSE は、Steinmetz の実験式に磁束波形係数 (Flux Waveform Coefficient, *FWC*) を乗じて鉄損を求める方法であり、次式で表される[48]。

$$W_i = FWC \cdot k f^\alpha B_m^\beta \quad (2-23)$$

上式の *FWC* は、次式で表される係数である。

$$FWC = \frac{W_{\text{rec}}}{W_{\text{sin}}} \quad (2-24)$$

ここで、 $W_{\text{rec}}$ 、 $W_{\text{sin}}$  はそれぞれ方形波電圧、正弦波電圧で励磁したときの磁束密度  $B$  の平均値と最大磁束密度  $B_m$  の比である。したがって、 $W_{\text{rec}}$ 、 $W_{\text{sin}}$  はそれぞれ次に示す式(2-25)、(2-26)のように表すことができる。

$$W_{\text{rec}} = \frac{\text{AVG}[B_{\text{rec}}(t)]}{B_m} \quad (2-25)$$

$$W_{\text{sin}} = \frac{\text{AVG}[B_{\text{sin}}(t)]}{B_m} \quad (2-26)$$

ここで、 $B_{\text{rec}}(t)$ 、 $B_{\text{sin}}(t)$  はそれぞれ方形波電圧、正弦波電圧で励磁したときの磁束密度である。式(2-25)、(2-26)において、最大磁束密度  $B_m$  が等しい場合には、式(2-24)は次式で表される。

$$FWC = \frac{\text{AVG}[B_{\text{rec}}(t)]}{\text{AVG}[B_{\text{sin}}(t)]} \quad (2-27)$$

2.2.3 項と同様にして、上式より *FWC* を求める。はじめに、正弦波電圧で励磁する場合の磁束密度の平均値を求める。式(2-14)から、磁束密度の平均値は次項に示す式(2-28)のように計算される。

$$\begin{aligned}
\text{AVG}[B_{\sin}(t)] &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} |B_{\sin}(t)| dt \\
&= \frac{2}{T} \left\{ - \int_0^{\frac{T}{2}} B_m \sin(\omega t) dt \right\} \\
&= \frac{2B_m}{\omega T} [\cos(\omega t)]_0^{\frac{T}{2}} \\
&= \frac{2B_m}{\pi} \tag{2-28}
\end{aligned}$$

次いで、式(2-7)から、方形波電圧で励磁する場合の磁束密度の平均値は次のように計算される。

$$\begin{aligned}
\text{AVG}[B_{\text{rec}}(t)] &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} |B_{\text{rec}}(t)| dt \\
&= \frac{2}{T} \left\{ 2 \int_0^{\frac{DT}{4}} \left( -\frac{4B_m}{DT} t + B_m \right) dt + \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{T}{2}} B_m dt \right\} \\
&= \frac{B_m(2-D)}{2} \tag{2-29}
\end{aligned}$$

式(2-28), (2-29)を式(2-27)に代入すると、次式が得られる。

$$FWC = \frac{(2-D)\pi}{4} \tag{2-30}$$

図 2-3 に  $FWC$  とデューティ比  $D$  の関係を示す。  $D=1$  における  $FWC$  は約 0.79 であり、  $D$  が小さくなるに従って  $FWC$  は線形に増加する。そして、  $D=0$  における  $FWC$  は約 1.57 となる。このことから、式(2-23)より、  $W_{cSE}$  を用いて計算される鉄損は、  $D$  が小さくなるに従って線形に増加することがわかる。

## 2.2.5 Loss Separation Equation(LSE)に基づく鉄損算定式

鉄損を発生要因毎に分離して計算する方法（LSE）では、鉄損 $W_i$ がヒステリシス損 $W_h$ 、渦電流損 $W_e$ 、異常渦電流損 $W_a$ の和として与えられることを仮定している[49]。この考えに基づけば、鉄損 $W_i$ は次式で表される。

$$W_i = W_h + W_e + W_a \quad (2-31)$$

上式の $W_h$ 、 $W_e$ 、 $W_a$ は、それぞれ次に示す式(2-32)、(2-33)、(2-34)で表される。

$$W_h = A_h B_m^n f \quad (2-32)$$

$$W_e = A_e B_m^2 f^2 \quad (2-33)$$

$$W_a = A_a B_m^{1.5} f^{1.5} \quad (2-34)$$

ここで、 $A_h$ 、 $A_e$ 、 $A_a$ はそれぞれヒステリシス損、渦電流損、異常渦電流損に対応する係数であり、 $n$ は最大磁束密度 $B_m$ の乗数である。式(2-31)～(2-34)から、1周期あたりの鉄損 $W_i/f$ は次式で表される。

$$\frac{W_i}{f} = A_h B_m^n + A_e B_m^2 f + A_a B_m^{1.5} f^{0.5} \quad (2-35)$$

図 2-4 に、式(2-35)が表す 1 周期あたりの鉄損 $W_i/f$ と周波数 $f$ の関係を示す。1 周期あたりのヒステリシス損 $A_h B_m^n$ は、周波数によらず一定である一方、1 周期あたりの渦電流損 $A_e B_m^2 f$ と異常渦電流損 $A_a B_m^{1.5} f^{0.5}$ は、それぞれ周波数と周波数の平方根に比例する。

また、1 周期あたりの鉄損 $W_i/f$ はヒステリシスループの面積に相当することから、次式で表すこともできる。

$$\frac{W_i}{f} = \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} H(B) dB \quad (2-36)$$

上式の $q$ は、鉄心の質量密度である。

ここで、式(2-35)を満たすように、式(2-36)の磁界強度 $H(B)$ を決定すると、次々項に示す式(2-37)が得られる[53], [54]。

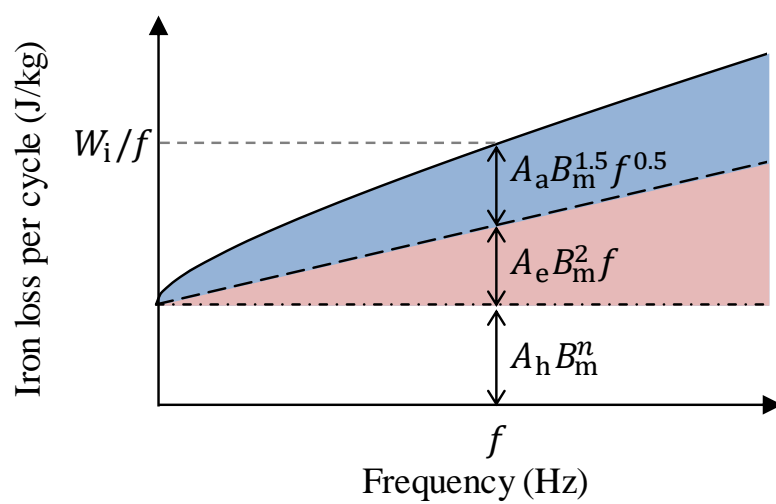


図 2-4 鉄損曲線における鉄損の発生要因

$$H = \begin{cases} g_{\text{up}}(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} \geq 0 \right) \\ g_{\text{dw}}(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} < 0 \right) \end{cases} \quad (2-37)$$

上式の  $g_{\text{up}}(B_m, B)$ ,  $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  は、それぞれ正の磁化過程 ( $dB/dt \geq 0$ )、負の磁化過程 ( $dB/dt < 0$ ) に対応する直流ヒステリシスループの関数である。

$\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  はそれぞれ渦電流損, 異常渦電流損に対応する係数である。

図 2-5 に、式(2-37)で表現されるヒステリシスループの模式図を示す。同図において、破線が  $g_{\text{up}}(B_m, B)$ 、一点鎖線が  $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  にそれぞれ対応する。励磁周波数  $f$  におけるヒステリシスループは、 $g_{\text{up}}(B_m, B)$ ,  $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  で形成される直流ヒステリシスループが  $\gamma_1(dB/dt)$ , および  $\gamma_2|dB/dt|^{0.5}$  だけ膨らんだループであると解釈することができる。 $\gamma_1(dB/dt)$ , および  $\gamma_2|dB/dt|^{0.5}$  によって膨らんだ部分の面積は、それぞれ 1 周期あたりの渦電流損  $A_e B_m^2 f$  と、1 周期あたりの異常渦電流損  $A_a B_m^{1.5} f^{0.5}$  に相当する。ここで、式(2-37)を式(2-36)に代入すると、次式が得られる。

$$\frac{W_i}{f} = \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} \left\{ g(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} \right\} dB \quad (2-38)$$

ここで、 $g(B_m, B)$  は、 $g_{\text{up}}(B_m, B)$ ,  $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  を 1 つにまとめた直流ヒステリシスループの関数である。式(2-38)の右辺において、 $g(B_m, B)$  の 1 周期にわたる定積分は、ヒステリシス損  $A_h B_m^n$  に相当することから、式(2-38)は次のように展開できる。

$$\frac{W_i}{f} = A_h B_m^n + \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} \left\{ \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} \right\} dB \quad (2-39)$$

式(2-39)をさらに展開するためには、磁束密度変化率  $dB/dt$  の波形による場合分けが必要である。 $dB/dt$  波形が正弦波の場合、式(2-15)を式(2-39)に代

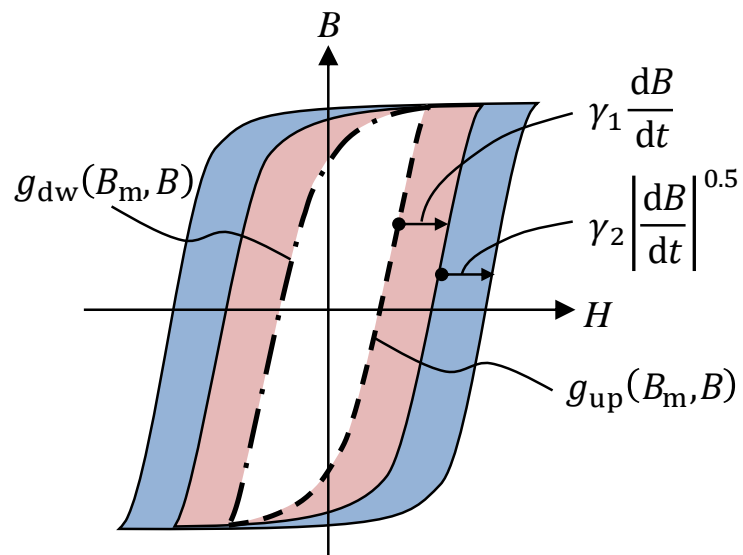


図 2-5 式(2-37)で表現されるヒステリシスループの模式図

入して置換積分すると、次式のように展開できる。なお、 $|\cos(\omega t)|^{1.5}$ の定積分は数値積分で求めた。

$$\begin{aligned}
\frac{W_i}{f} &= A_h B_m^n + \frac{1}{q} \int_0^T \{ \gamma_1 \omega B_m \cos(\omega t) \\
&\quad + \gamma_2 |\omega B_m \cos(\omega t)|^{0.5} \} (\omega B_m \cos(\omega t)) dt \\
&= A_h B_m^n + \frac{\gamma_1 \omega^2 B_m^2}{q} \int_0^T \cos^2(\omega t) dt \\
&\quad + \frac{\gamma_2 \omega^{1.5} B_m^{1.5}}{q} \int_0^T |\cos(\omega t)|^{1.5} dt \\
&\approx A_h B_m^n + \frac{\gamma_1 \omega^2 B_m^2 T}{q} + \frac{\gamma_2 \omega^{1.5} B_m^{1.5}}{q} 0.5564T \\
&= A_h B_m^n + \frac{2\pi^2 \gamma_1}{q} B_m^2 f + \frac{8.763 \gamma_2}{q} B_m^{1.5} f^{0.5} \tag{2-40}
\end{aligned}$$

同様にして、 $dB/dt$ 波形が方形波の場合については、式(2-8)を式(2-39)に代入して置換積分すると、次式のように展開される。

$$\begin{aligned}
\frac{W_i}{f} &= A_h B_m^n + \frac{2}{q} \int_0^{\frac{DT}{2}} \left\{ \gamma_1 \frac{4B_m}{DT} + \gamma_2 \left( \frac{4B_m}{DT} \right)^{0.5} \right\} \frac{4B_m}{DT} dt \\
&= A_h B_m^n + \frac{16\gamma_1}{q} \frac{1}{D} B_m^2 f + \frac{8\gamma_2}{q} \frac{1}{\sqrt{D}} B_m^{1.5} f^{0.5} \tag{2-41}
\end{aligned}$$

式(2-41)からわかるように、ヒステリシス損はデューティ比 $D$ に依存しない一方、渦電流損は $D$ に反比例し、異常渦電流損は $\sqrt{D}$ に反比例する。このことから、LSEを用いて計算される鉄損は、 $D$ が小さくなるに従って増加することがわかる。

以上、本節では、4種類の鉄損算定式 (iGSE, FFE, WcSE, LSE) をデューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応する算定式へと展開した。表 2-1 に鉄損算定式の一覧を示す。同表からわかるように、すべての算定式において、 $D$ が小さくなるに従って鉄損 $W_i$ が増加することがわかる。しかし、その増加の程度が手法によって異なることから、算定精度に差が生じることが予想さ



表 2-1 デューティ比 $D$ の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定式

Method	Equation for rectangular voltage excitation
Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE)	$W_i = \frac{2^{\alpha+\beta}}{D^{\alpha-1}} k_i f^\alpha B_m^\beta$
Form Factor Equation (FFE)	$W_i = \frac{0.81}{D} k f^\alpha B_m^\beta$
Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE)	$W_i = \frac{(2-D)\pi}{4} k f^\alpha B_m^\beta$
Loss Separation Equation (LSE)	$W_i = A_h B_m^n f + \frac{16\gamma_1}{q} \frac{1}{D} B_m^2 f^2 + \frac{8\gamma_2}{q} \frac{1}{\sqrt{D}} B_m^{1.5} f^{1.5}$

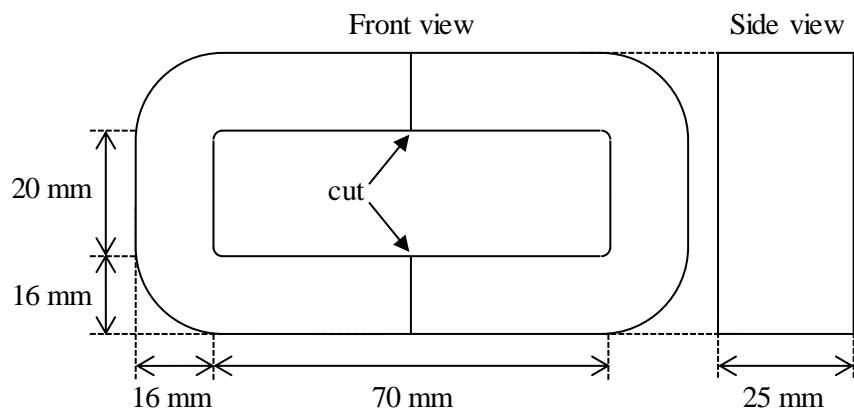
れる。次節以降では、各種鉄心材の鉄損の実測値と上記手法の計算値を比較することで、その適用可能性について定量的に評価する。

## 2.3 各種鉄心材の鉄損の測定

### 2.3.1 試験体

本章において評価対象とする鉄心材は、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の4種類とした。3%方向性ケイ素鋼板は、Siの含有率が約3%であり、圧延と熱処理の条件を調整することで結晶方位を揃えた鋼板である[55],[56]。同鉄心は、主に柱上変圧器の鉄心材料として用いられている。6.5%ケイ素鋼板は、Siの含有率を6.5%まで高めて通常のケイ素鋼板よりも損失を小さくした材料である[57],[58]。同鉄心は無方向性であるため、モータの鉄心として用いられるケースもある。鉄基アモルファス合金は、結晶構造に由来する異方性がなく、磁壁の移動を妨げる結晶粒界が存在しないため、高飽和磁束密度でありながら透磁率が高く損失が小さい、優れた軟磁気特性を有する鉄心材である[36],[59]。ナノ結晶軟磁性材は、Feを主成分として、Si、Bと微量のCu、Nbを添加した高温融液を約100万°C/秒で急冷固化したアモルファス薄帯である。結晶粒径を10nm程度まで小さくすることによって、飽和磁束密度と透磁率の両方が高く、鉄損が小さい、磁歪が低いなどの特長を有する[37],[60]。

図2-6に鉄心形状と寸法を示す。鉄心は薄帯を巻き重ねて固着した巻鉄心の長辺中央を切断したカットコアであり、4種すべての鉄心の形状、寸法は等しい。次いで、表2-2に各鉄心の諸元を示す。 $d$ は薄帯の厚さ、 $B_{10}$ は磁界強度1000 A/mにおける磁束密度、 $M$ は鉄心の質量、 $l$ は平均磁路長、 $S$ は有効断面積である。最後に、図2-7に各鉄心の直流ヒステリシスループを示す。



(a) 模式図

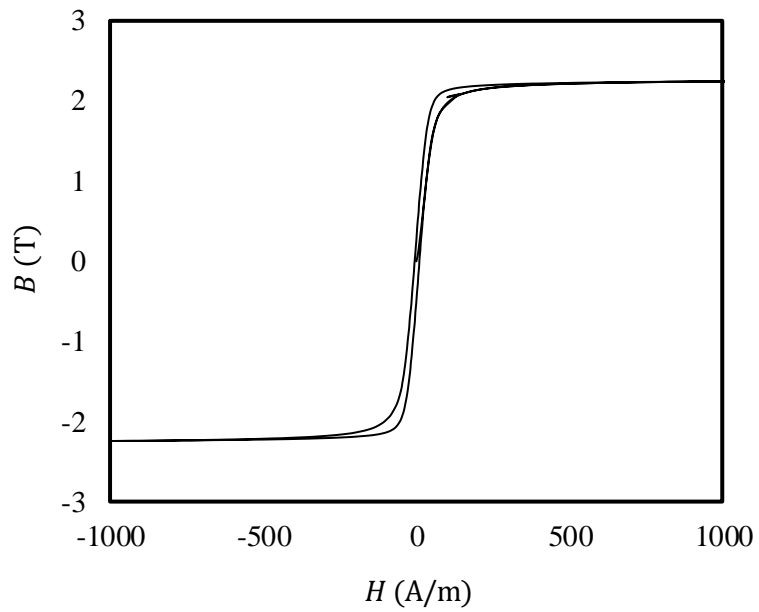


(b) 外観

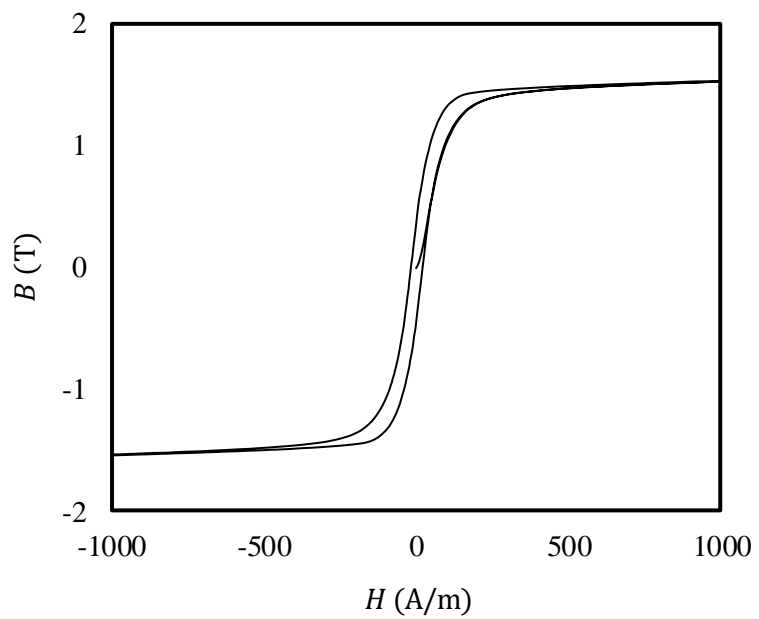
図 2-6 鉄心の形状および寸法

表 2-2 各鉄心の諸元

Core material	$d$ ( $\mu\text{m}$ )	$B_{10}$ (T)	$M$ (kg)	$l$ (m)	$S$ ( $\text{m}^2$ )
3% grain-oriented silicon steel	230	2.24	0.691	0.244	$3.99 \times 10^{-4}$
6.5% silicon steel	100	1.53	0.651	0.244	$3.89 \times 10^{-4}$
Iron-based amorphous alloy	23	1.41	0.555	0.244	$3.43 \times 10^{-4}$
Nanocrystalline soft magnetic material	18	1.21	0.574	0.244	$3.27 \times 10^{-4}$

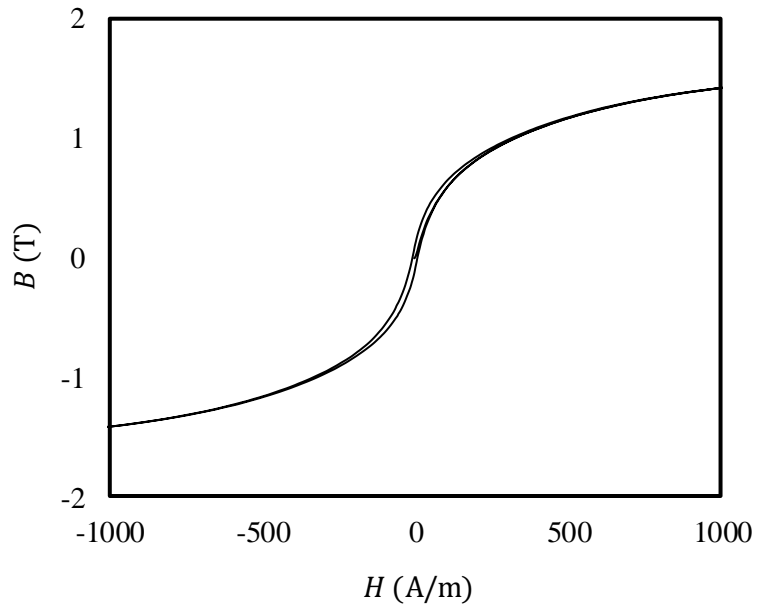


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

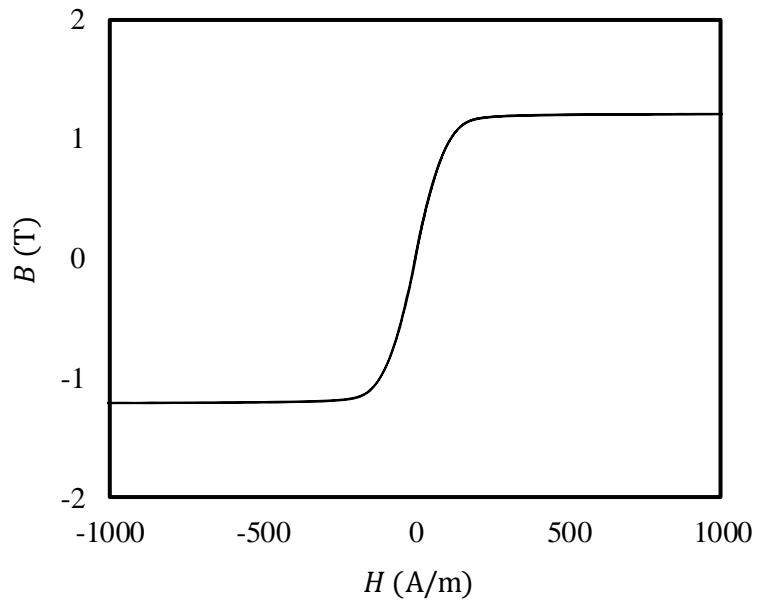


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 2-7 各種鉄心の直流ヒステリシスループ (その 1)



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 2-7 各種鉄心の直流ヒステリシスループ (その 2)

### 2.3.2 鉄損測定システムおよび試験条件

図 2-8 に鉄損測定システムの模式図を示す。また、表 2-3 に鉄損測定システムを構成する装置の一覧を示す。励磁回路として、方形波電圧で励磁する場合には図 2-8 (a)に示すフルブリッジ回路を、正弦波電圧で励磁する場合には同図(b)に示すバイポーラ電源を用いた。励磁が安定していることを確認したあと、巻数 $N_1$ の1次巻線（励磁巻線）を流れる電流 $i_L$ と、巻数 $N_2$ の2次巻線（サーチコイル）の両端電圧 $v_L$ をオシロスコープで取得し、次式にて鉄損 $W_i$ を算出した。

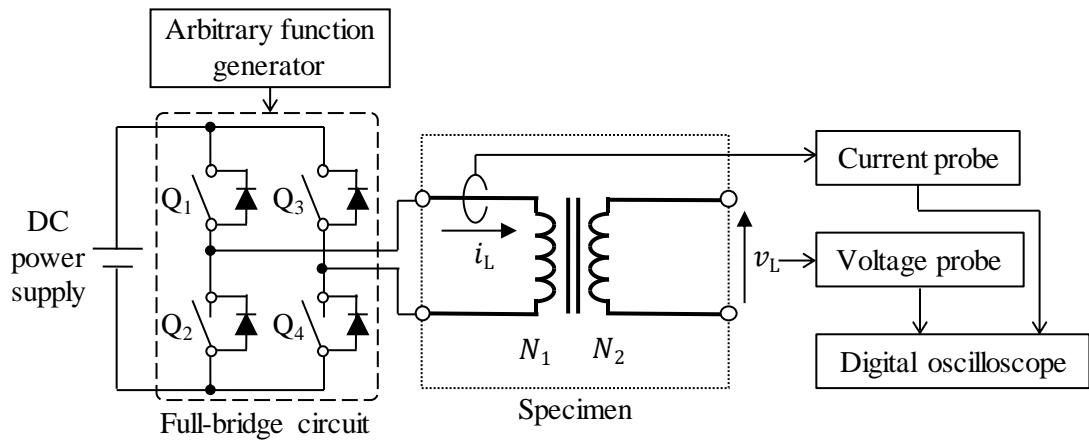
$$W_i = \frac{1}{M} \frac{1}{T} \frac{N_1}{N_2} \int_0^T v_L \cdot i_L dt \quad (2-42)$$

試験体の作製方法については次のとおりである。はじめに、巻線については、励磁電流による電圧降下を無視するため、励磁巻線には十分太い断面積と素線径を有する撚線を使用した。そして、励磁巻線およびサーチコイルを鉄心の脚部に挿入し、非磁性のバンドで鉄心を固定した。このとき、応力による鉄損の変化を排除するため、バンドの締め付けトルクは  $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$  とした。また、鉄損の測定精度向上のため、オシロスコープのアベレーシング回数は 100 回、データ点数は 10,000 点とした。

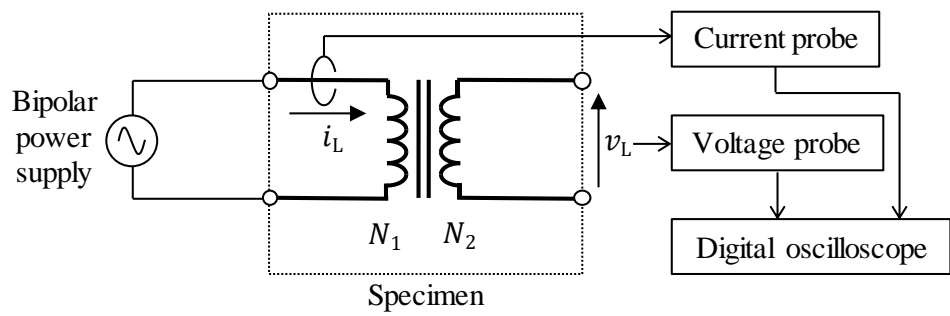
表 2-4 に試験条件を示す。周波数 $f$ を 1 kHz、最大磁束密度 $B_m$ を 0.3 T とし、デューティ比 $D$ を 0.1 から 1.0 の範囲で変化させた。所望の $B_m$ を与えるための入力電圧 $V_{in}$ は式(2-43)で与えられる。

$$V_{in} = \frac{4N_1SB_mf}{D} \quad (2-43)$$

1次巻線の巻数 $N_1$ は、最大電流値とスイッチング素子の耐圧を考慮して適宜調整した。



(a) 方形波電圧で励磁する場合



(b) 正弦波電圧で励磁する場合

図 2-8 鉄損測定システムの模式図



表 2-3 鉄損測定システムに用いた装置の一覧

Equipment	Manufacturer, type
DC power supply	MATSUSADA Precision, PRK 500-3.2
Arbitrary function generator	Tektronix, AFG3252
Digital oscilloscope	LeCroy, Wave Runner 6030
Voltage probe	LeCroy, ADP305
Current probe	LeCroy, Cp030
Bipolar power supply	NF Corporation, BP4610

表 2-4 印加する方形波電圧の条件

$f$ (kHz)	$B_m$ (T)	$D$
1	0.3	0.1
		0.15
		0.2
		0.4
		0.6
		0.8
		1.0

### 2.3.3 鉄損測定結果

図 2-9 に、デューティ比  $D$  の異なる方形波電圧で励磁した場合の各種鉄心材の鉄損  $W_i$  の実測値を示す。3%方向性ケイ素鋼板の  $W_i$  が最も大きく、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に  $W_i$  が小さい。また、すべての鉄心材において、 $D$  が小さくなるに従って  $W_i$  が大きくなる傾向にあるが、その増加の程度は鉄心材によって異なる。4種の鉄心材の中で鉄損が最も大きい3%方向性ケイ素鋼板の場合、 $D=1$  では  $W_i=3.89$  W/kg であるのに対し、 $D=0.1$  では  $W_i=20.66$  W/kg である。すなわち、 $D$  を 1 から 0.1 にすると鉄損は 5.31 倍になる。これに対し、6.5%ケイ素鋼板の場合は 3.42 倍、鉄基アモルファス合金の場合は 2.42 倍、ナノ結晶軟磁性材の場合は 3.17 倍であり、鉄心材によって鉄損の増加程度が異なることがわかる。

図 2-10 に、各種鉄心材のヒステリシスループを示す。ループの面積は 1 周期あたりの鉄損 ( $W_i/f$ ) に相当する。4種すべての鉄心材において、 $D$  を小さくするに従って、ヒステリシスループの面積が大きくなることがわかる。図 2-10 (c), (d) に示す鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材は、4種の鉄心材の中では比較的ヒステリシスループの面積が小さいことがわかる。なお、 $D$  を小さくするに従って、鉄基アモルファス合金の場合は磁界強度の正方向に、ナノ結晶軟磁性材の場合は磁界強度の負方向にヒステリシスループがややシフトしていることが確認されるが、このオフセットによる鉄損への影響はほとんどない。

## 2.4 鉄損算定式の適用可能性評価

### 2.4.1 係数の導出

はじめに、正弦波電圧励磁時の鉄損特性から、Steinmetz の実験式の係数

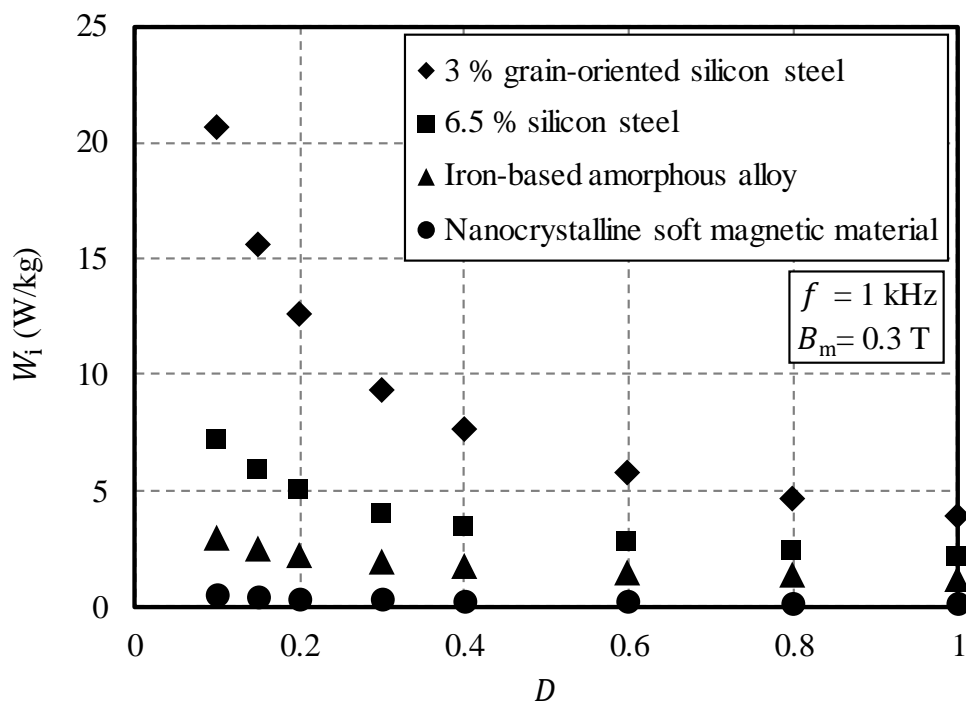
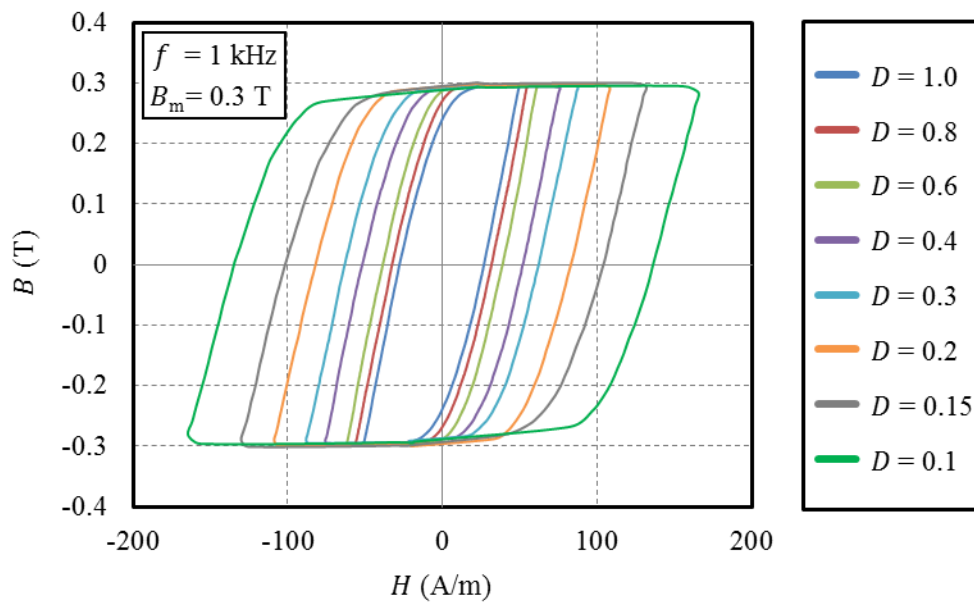
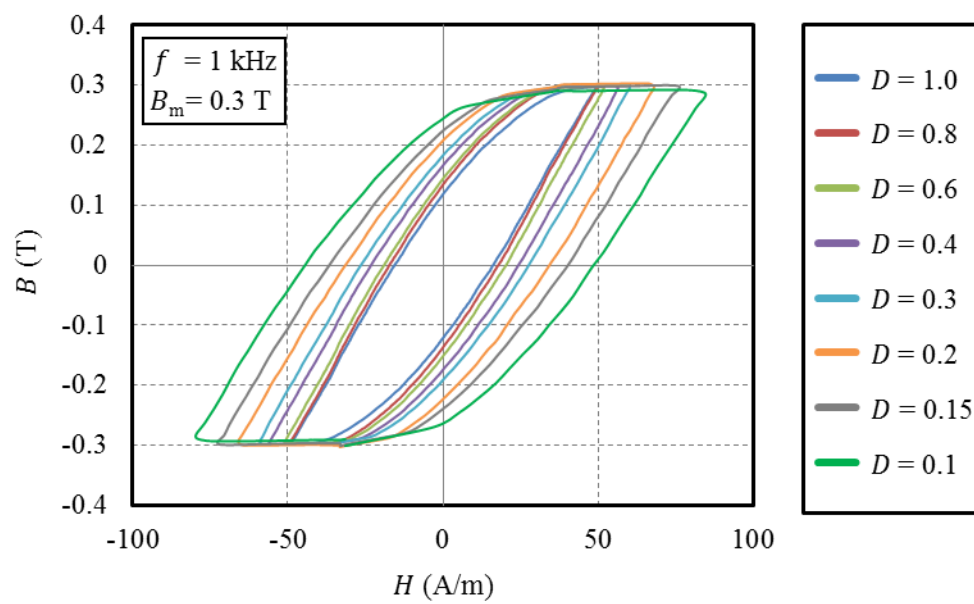


図 2-9 デューティ比の異なる方形波電圧励磁における  
各種鉄心材の鉄損の実測値

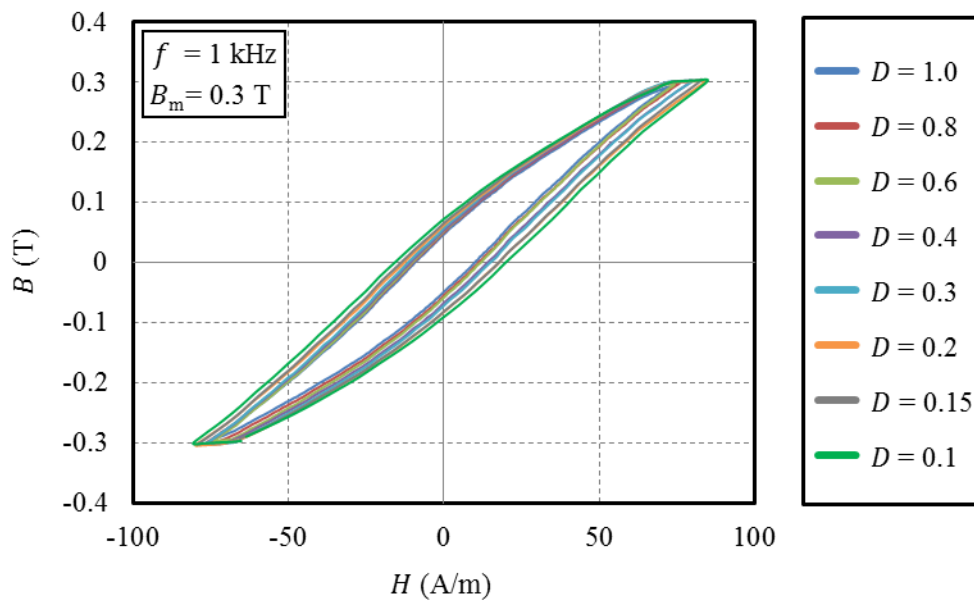


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

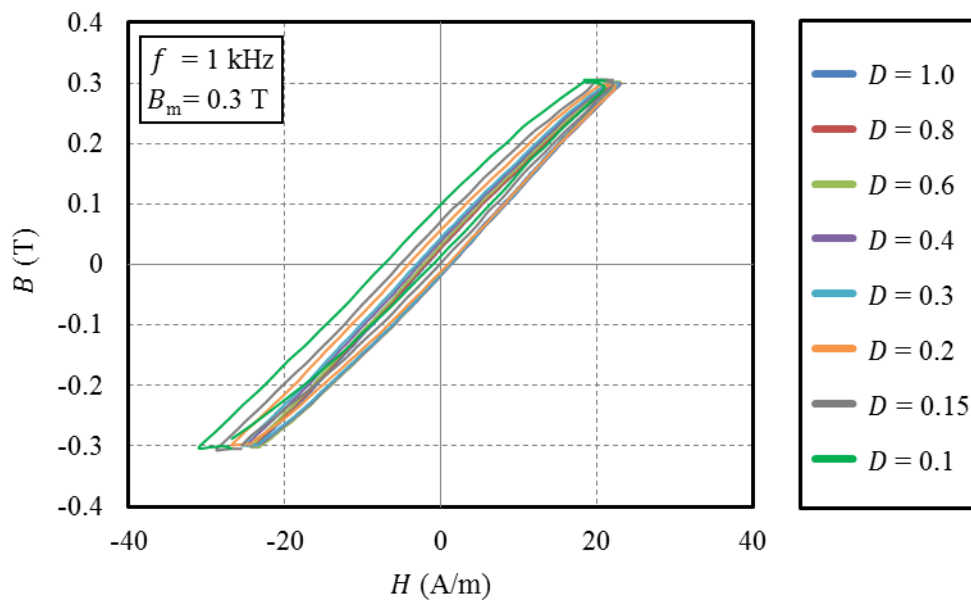


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 2-10 デューティ比の異なる方形波電圧励磁における  
各種鉄心材のヒステリシスループ (その 1)



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 2-10 デューティ比の異なる方形波電圧励磁における  
各種鉄心材のヒステリシスループ (その 2)

である $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ , および iGSE の係数 $k_i$ を導出する。これらの係数は iGSE, FFE, WcSE に適用される。図 2-11 に、正弦波電圧励磁における各種鉄心材の鉄損の測定結果を示す。測定条件は、周波数 $f$ が 1 kHz, 最大磁束密度 $B_m$ が 0.2 T, 0.3 T, 0.4 T の 3 通りである。方形波電圧励磁の場合と同様に、3% 方向性ケイ素鋼板の鉄損 $W_i$ が最も大きく、6.5%方向性ケイ素鋼板, 鉄基アモルファス合金, ナノ結晶軟磁性材の順に小さくなる。これらの測定値を式(2-1)で近似し、最小二乗法で $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ を決定した。同図より、式(2-1)を用いて計算した鉄損は実測値と良好に一致していることが確認される。また、得られた $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ を式(2-10)に代入して $k_i$ を求めた。ここで、式(2-10)の $|\cos \theta|^\alpha$ の積分は数値積分で求めた。表 2-5 に、得られた各種鉄心材の $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ , および $k_i$ をまとめて示す。

次に、デューティ比 $D$ が 1 のときの方形波電圧励磁下の鉄損特性から、LSE の係数である $A_h$ ,  $n$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ を導出する。図 2-12 に、 $D=1$  の方形波電圧で励磁したときの各種鉄心材の鉄損の測定結果を示す。これらの測定値を式(2-41)で近似し、最小二乗法で $A_h$ ,  $n$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ を決定した。なお、最小二乗法の制約条件として、 $n$ の範囲は $1.6 \leq n \leq 2$ とした[61]。表 2-6 に、各種鉄心材の質量密度 $q$ , および最小二乗法で得られた $A_h$ ,  $n$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ を示す。

#### 2.4.2 鉄損の実測値と各種算定法による計算値の比較

図 2-13 に、デューティ比 $D$ の異なる方形波電圧で励磁したときの各種鉄心材の鉄損の実測値と計算値を示す。実測値は 2.3.3 項で示した測定結果であり、各種鉄損算定法による計算値は、表 2-1 に示す算定式に表 2-5, 表 2-6 に示す係数を適用して求めた。

同図(a)に示す 3%方向性ケイ素鋼板の場合、 $D$ が 0.8~1 の範囲では iGSE,

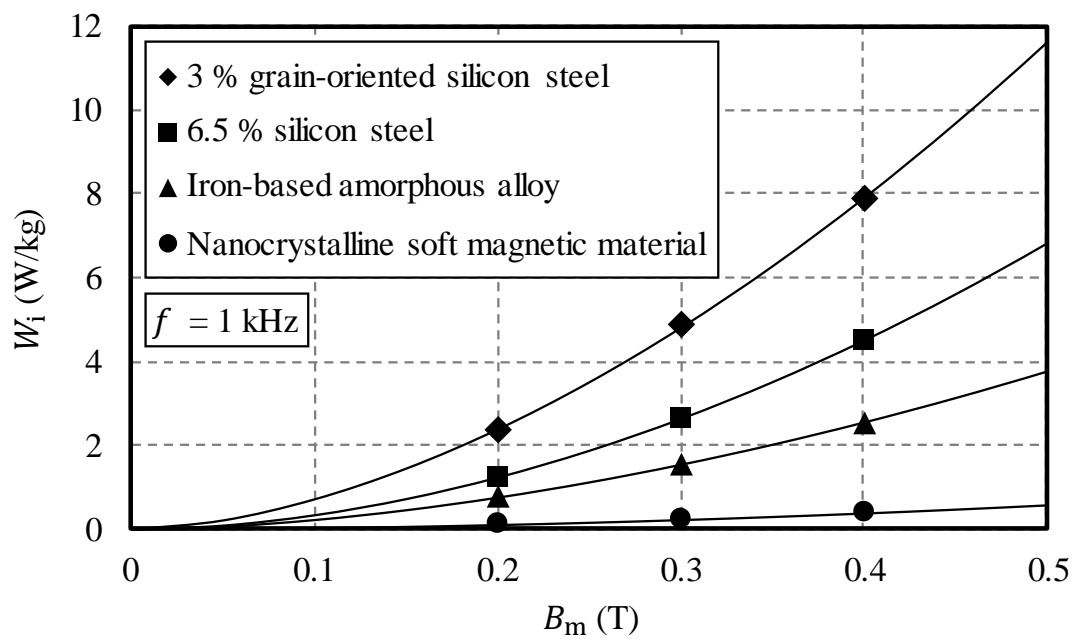
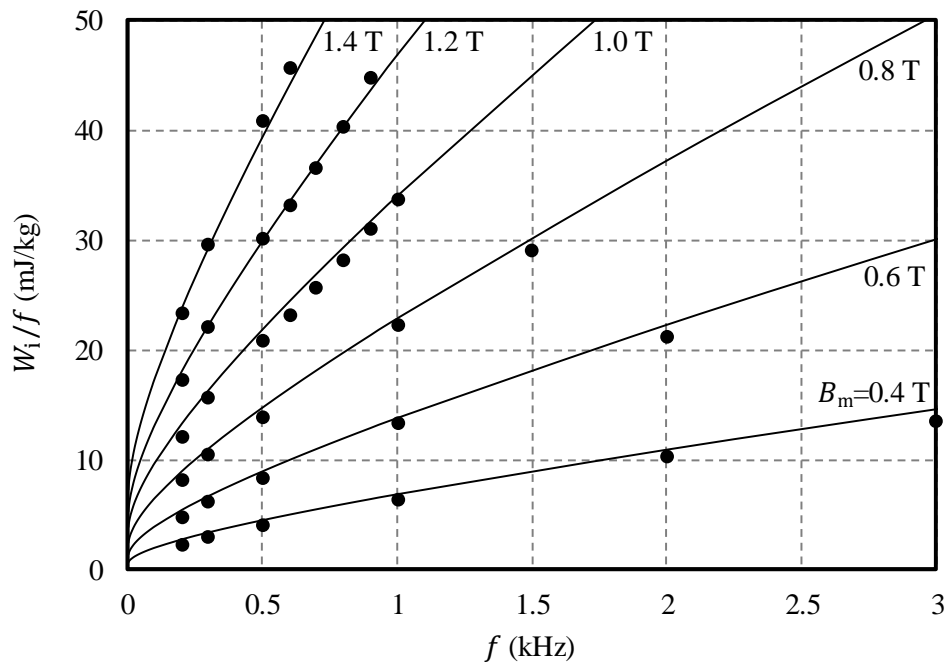


図 2-11 正弦波電圧励磁における各種鉄心材の鉄損  
(プロット：実測値，実線：OSE による近似)

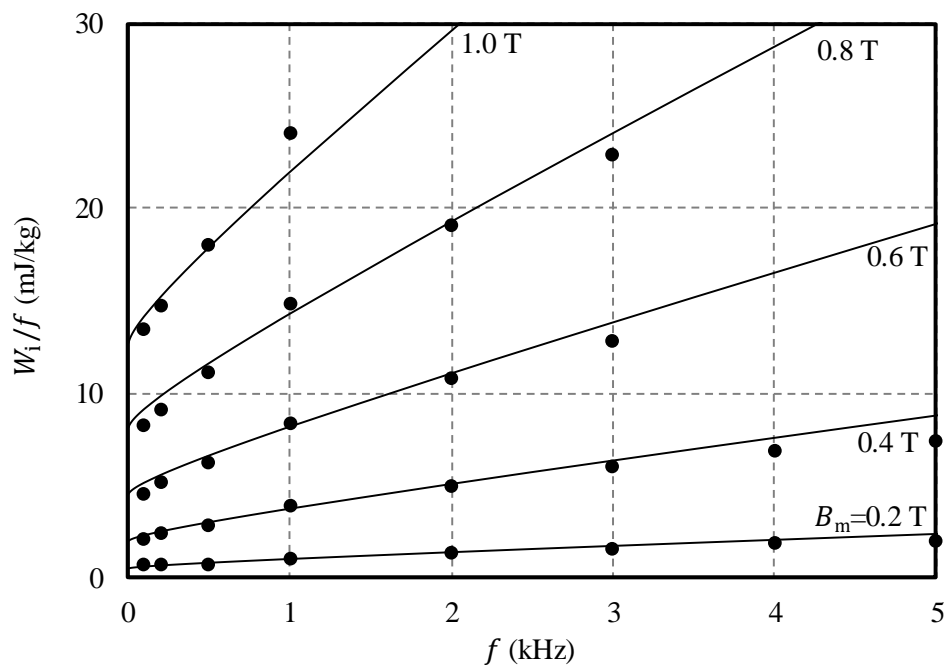


表 2-5 各種鉄心材における OSE および iGSE の係数

Core material	$k$	$\alpha$	$\beta$	$k_i$
3% grain-oriented silicon steel	$3.50 \times 10^{-4}$	1.680	1.726	$2.89 \times 10^{-5}$
6.5% silicon steel	$1.23 \times 10^{-3}$	1.435	1.861	$1.16 \times 10^{-4}$
Iron-based amorphous alloy	$5.27 \times 10^{-3}$	1.127	1.745	$7.06 \times 10^{-4}$
Nanocrystalline soft magnetic material	$3.70 \times 10^{-4}$	1.246	1.840	$4.18 \times 10^{-5}$

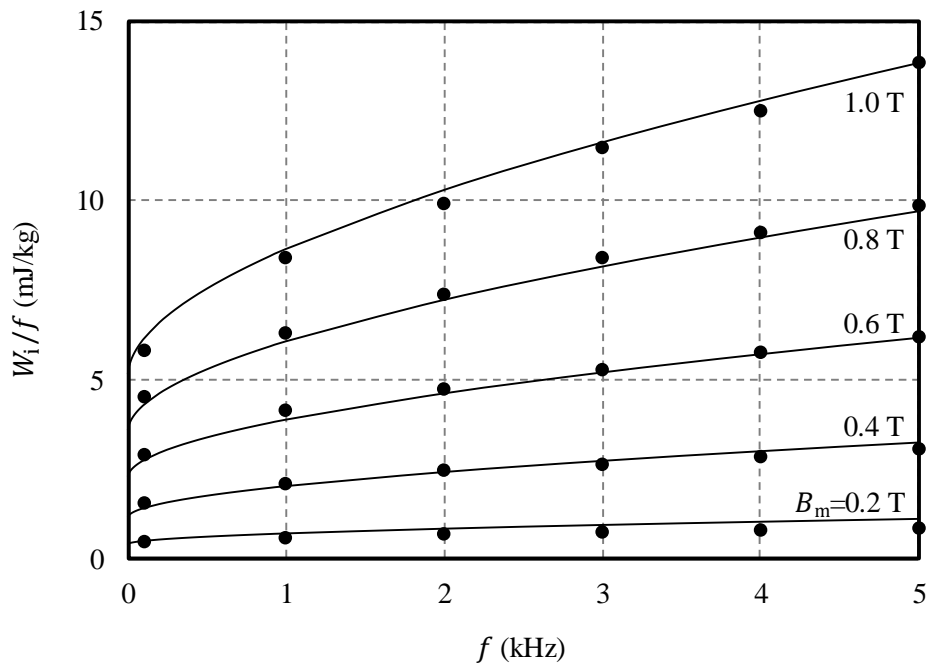


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

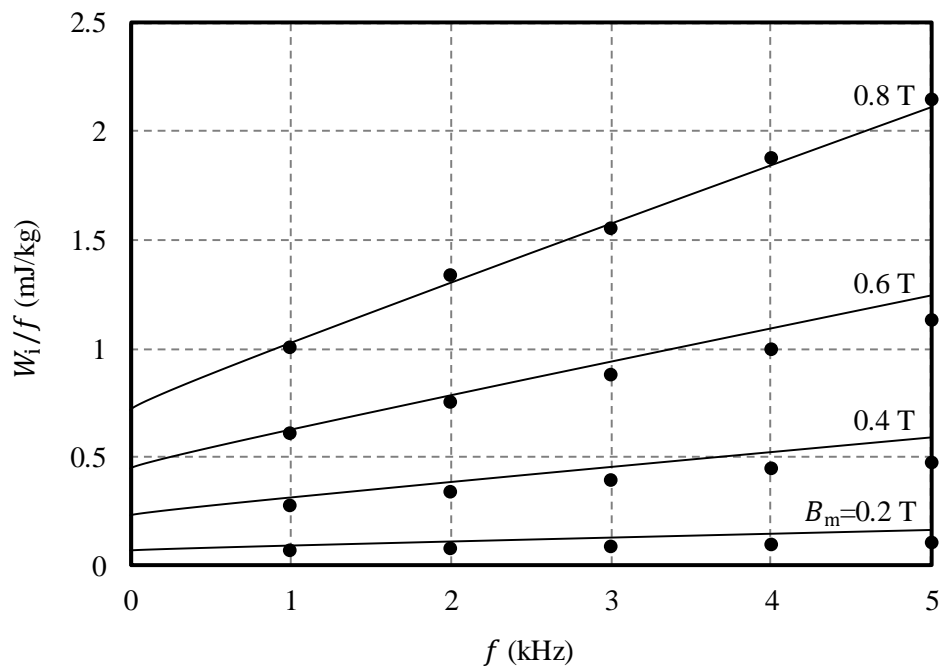


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 2-12  $D=1$  の方形波電圧で励磁したときの鉄損曲線 (その 1)



(c) 鉄基アモルファス合金

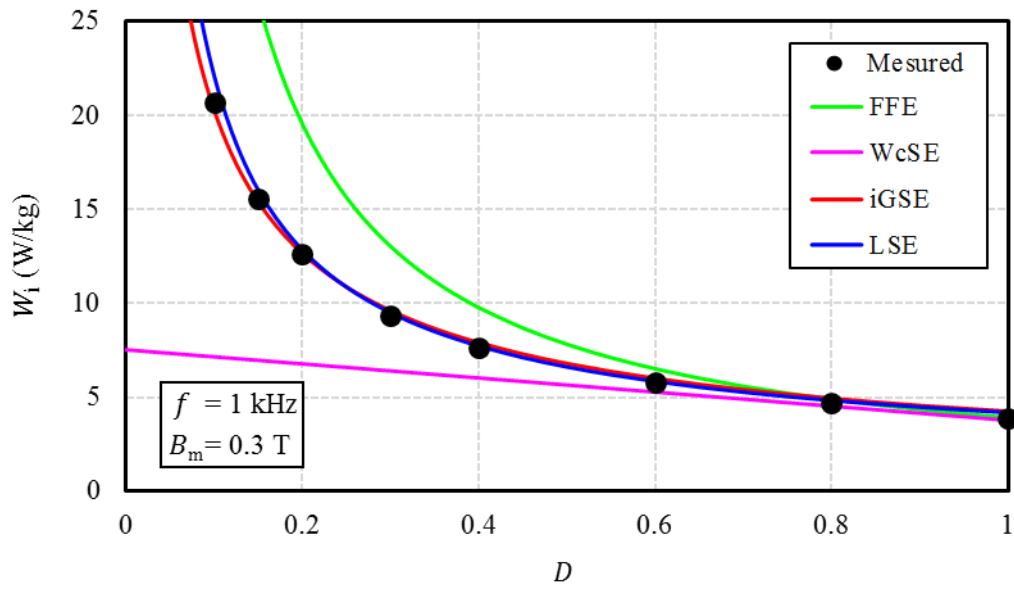


(b) ナノ結晶軟磁性材

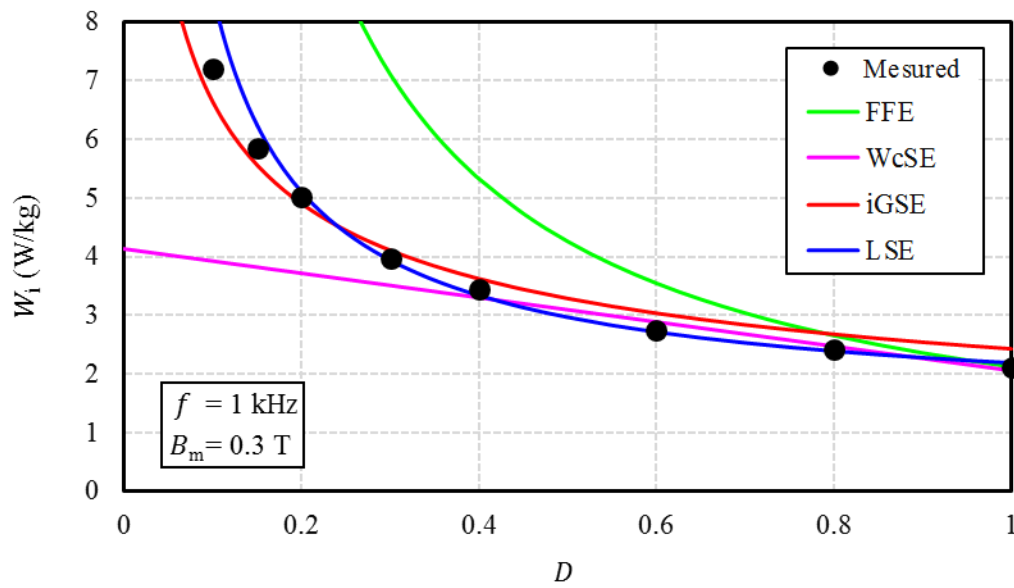
図 2-12  $D=1$  の方形波電圧で励磁したときの鉄損曲線 (その 2)

表 2-6 各種鉄心材における LSE の係数

Core material	$q$ (kg/m <sup>3</sup> )	$A_h$	$n$	$\gamma_1$	$\gamma_2$
3% grain-oriented silicon steel	7098	$3.24 \times 10^{-3}$	2.0	$6.79 \times 10^{-3}$	$4.33 \times 10^{-1}$
6.5% silicon steel	6859	$1.26 \times 10^{-2}$	2.0	$2.76 \times 10^{-3}$	$7.95 \times 10^{-2}$
Iron-based amorphous alloy	6631	$5.07 \times 10^{-3}$	1.6	$1.12 \times 10^{-5}$	$8.70 \times 10^{-2}$
Nanocrystalline soft magnetic material	7194	$1.04 \times 10^{-3}$	1.65	$1.78 \times 10^{-4}$	$2.21 \times 10^{-3}$

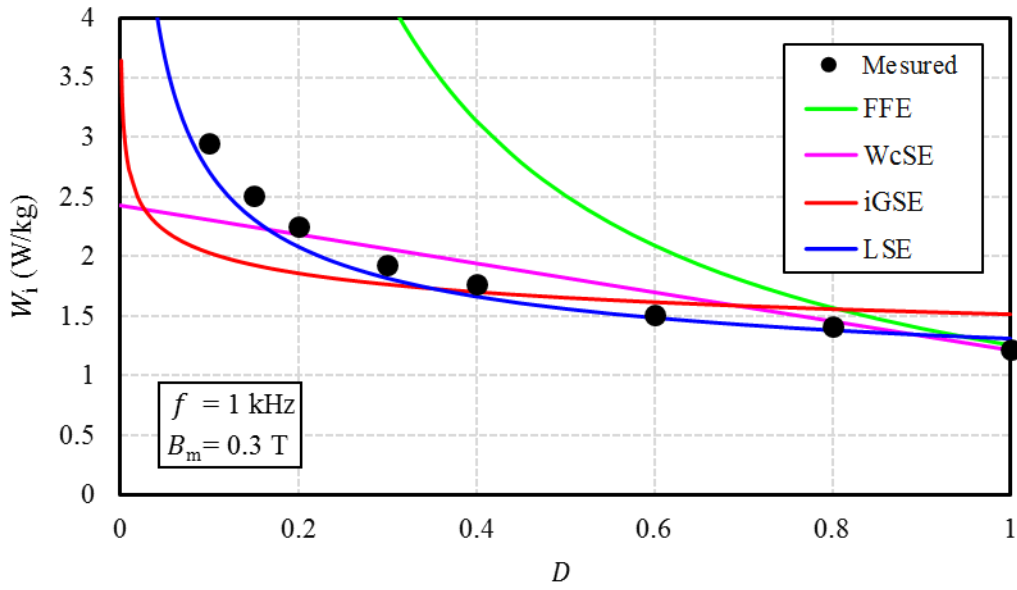


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

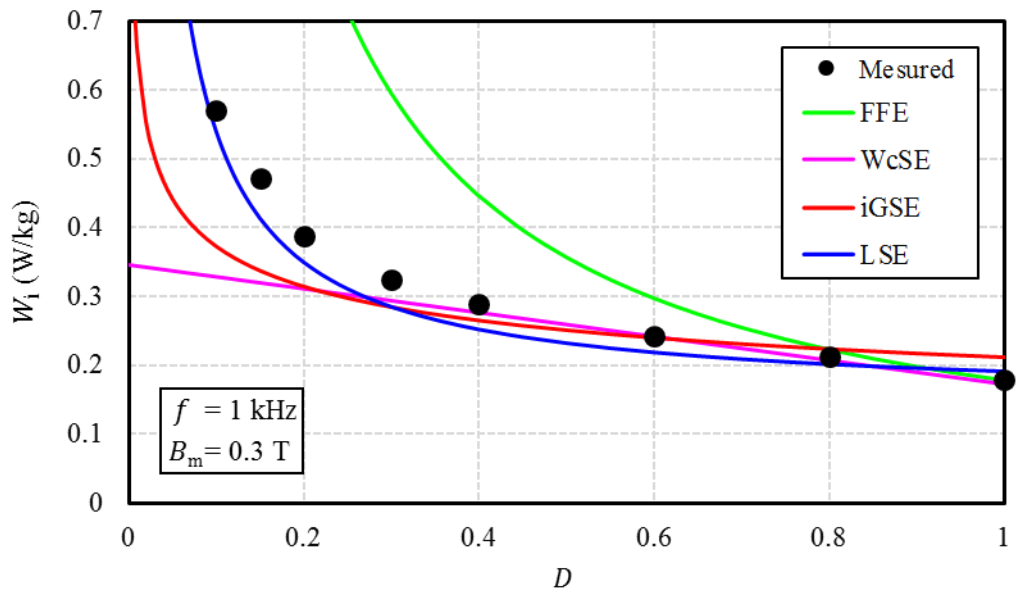


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 2-13 デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの鉄損の実測値と算定値の比較 (その1)



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 2-13 デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの鉄損の実測値と算定値の比較 (その2)

FFE, WcSE, LSE による算定値はすべて実測値と良く一致している。しかし、 $D$ が 0.8 よりも小さい場合には、FFE による計算値は実測値よりも大きく、WcSE による計算値は実測値よりも小さくなる。また、 $D$ を小さくするに従って、FFE, WcSE とともに実測値との乖離が大きくなる。一方、iGSE と LSE は、 $D$ が 0.8 より小さい場合でも実測値の傾向を良く捉えており、計算値は実測値と良く一致している。

同図(b)に示す 6.5%ケイ素鋼板の場合も同様であり、iGSE, LSE による計算値は $D$ によらず実測値と比較的良く一致する一方、 $D$ を小さくするに従って FFE, WcSE の計算値は実測値との乖離が大きくなる。

同図(c), (d)の鉄基アモルファス合金とナノ結晶軟磁性材の場合は、FFE, WcSE に加えて、iGSE の算定精度も悪化するが、LSE による計算値は実測値と比較的良く一致している。

### 2.4.3 誤差の評価

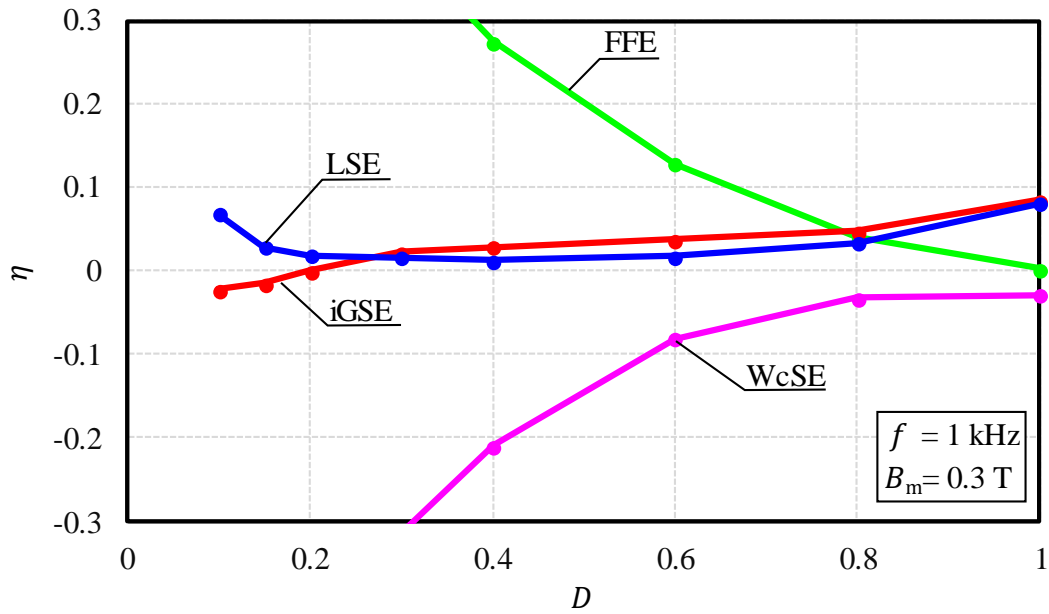
各種鉄損算定法の算定精度を定量的に把握するため、各点での誤差を評価する相対誤差 $\eta$ 、および全体としての誤差を評価する二乗平均平方根誤差 ( $RMSE$ ) を求めた。式(2-44)、式(2-45)にそれぞれ $\eta$ ,  $RMSE$ の計算式を示す。

$$\eta = \frac{W_{i\_meas} - W_{i\_cal}}{W_{i\_meas}} \quad (2-44)$$

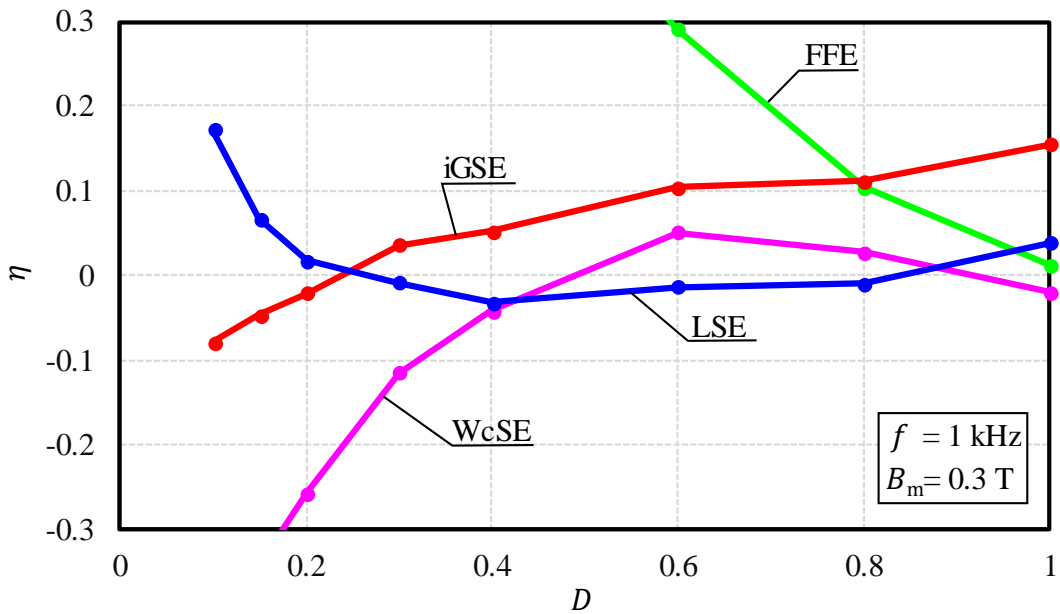
$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (W_{i\_meas} - W_{i\_cal})^2} \quad (2-45)$$

ここで、 $W_{i\_meas}$ ,  $W_{i\_cal}$ はそれぞれ鉄損の実測値と計算値である。

図 2-14 に、デューティ比 $D$ の異なる方形波電圧で励磁したときの各種鉄損算定法の相対誤差を示す。すべての鉄心材において、FFE の相対誤差は $D$



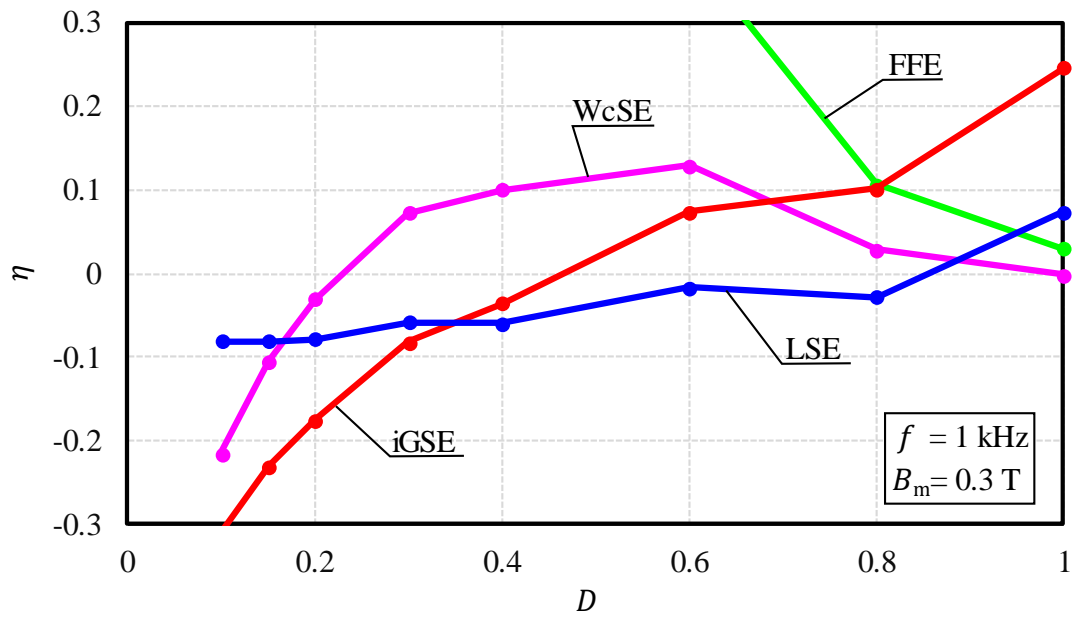
(a) 3%方向性ケイ素鋼板



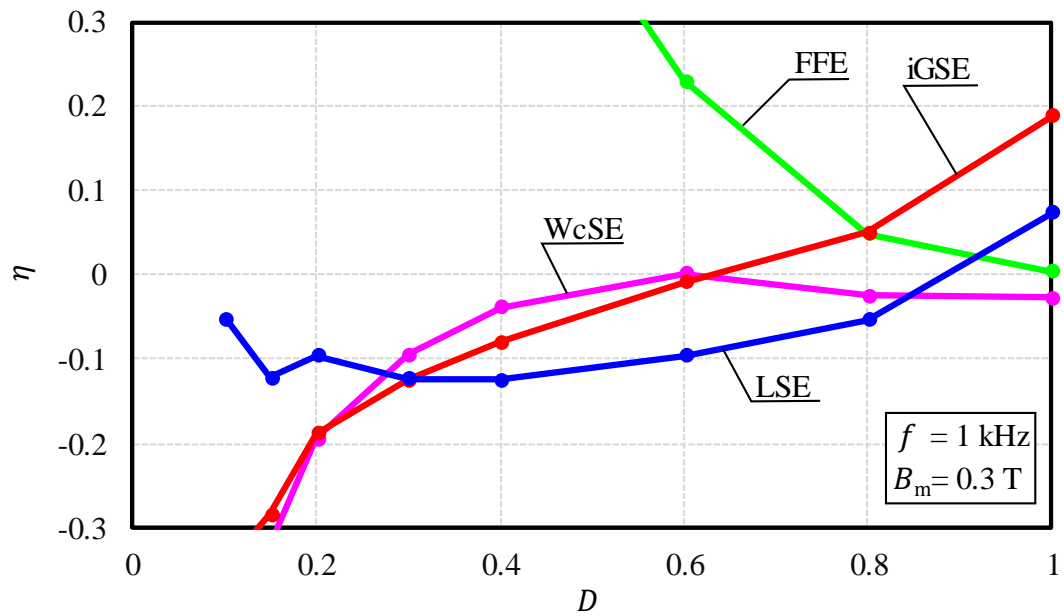
(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 2-14 デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの  
各種鉄損算定法の相対誤差 (その1)





(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 2-14 デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの  
各種鉄損算定法の相対誤差 (その2)

を小さくするに従って正方向に拡大する傾向にある。一方、WcSEの相対誤差は $D$ を小さくするに従って負方向に拡大する傾向にある。また、iGSEの相対誤差は $D$ が1に近いほど正方向に、0に近いほど負方向に拡大する傾向がある。これに対し、LSEは $D$ によらず良好に算定できているといえる。

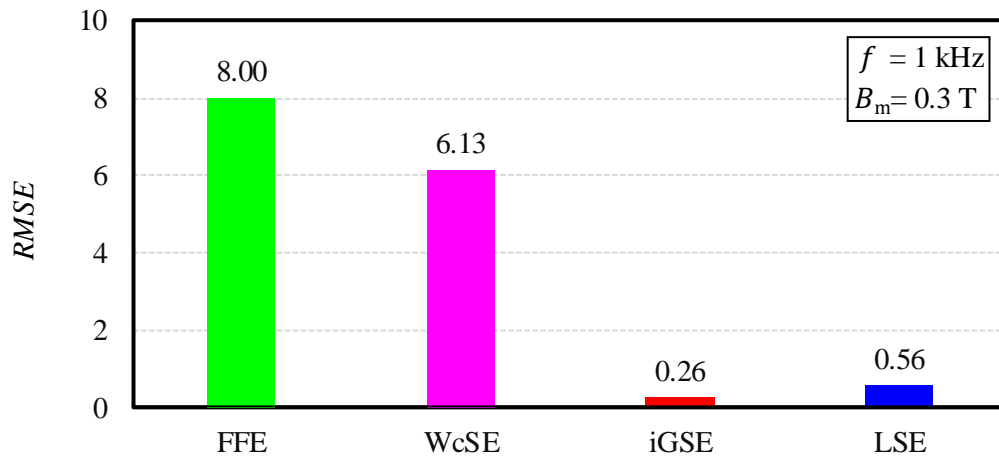
図 2-15 に、デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの各種鉄損算定法の二乗平均平方根誤差 (RMSE) を示す。同図(a), (b)に示す 3%方向性ケイ素鋼板, 6.5%ケイ素鋼板の場合, FFE のRMSEが最大であり, iGSE のRMSEが最小である。一方, 同図(c), (d)に示す鉄基アモルファス合金, ナノ結晶軟磁性材の場合, FFE のRMSEが最大であることは同様であるが, RMSEが最小となる鉄損算定法は LSE である。

各種鉄損算定式の相対誤差について、デューティ比  $D$  に対する鉄損の変化と関連づけて考察する。図 2-9 に示したように、各種鉄心材の  $W_{i,meas}$  は  $D$  を小さくするに従って大きくなる。また、 $D$  が小さいほど  $W_{i,meas}$  の変化が大きいため、 $W_{i,meas}$  を次式で近似する。

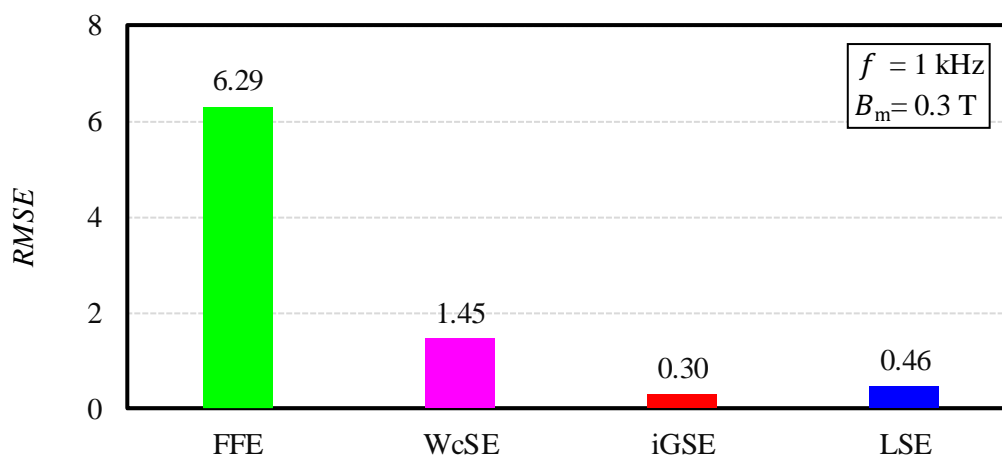
$$W_{i,meas} = \frac{W_{i,meas(D=1)}}{D^x} \quad (2-46)$$

ここで、 $W_{i,meas(D=1)}$  は  $D = 1$  における鉄損の実測値、 $x$  は  $D$  に対する鉄損の変化の程度を表す係数であり、 $x$  が大きいほど  $W_{i,meas}$  は  $D$  に対して大きく変化する。図 2-16 に、鉄損の実測値と式(2-46)による近似曲線を示す。同図から、式(2-46)は実測値を良好に近似していることがわかる。表 2-7 に、各種鉄心材の  $x$  の値を示す。 $x$  は 3%方向性ケイ素鋼板の場合に最大値の 0.73 となり、鉄基アモルファス合金の場合に最小値の 0.39 となる。

$W_{i,meas}$  が  $D$  の 0.39~0.73 乗に反比例するのに対し、FFE の  $W_{i,cal}$  は  $D$  の 1 乗に反比例する。したがって、FFE の  $W_{i,cal}$  は  $W_{i,meas}$  よりも  $D$  に対して大きく変

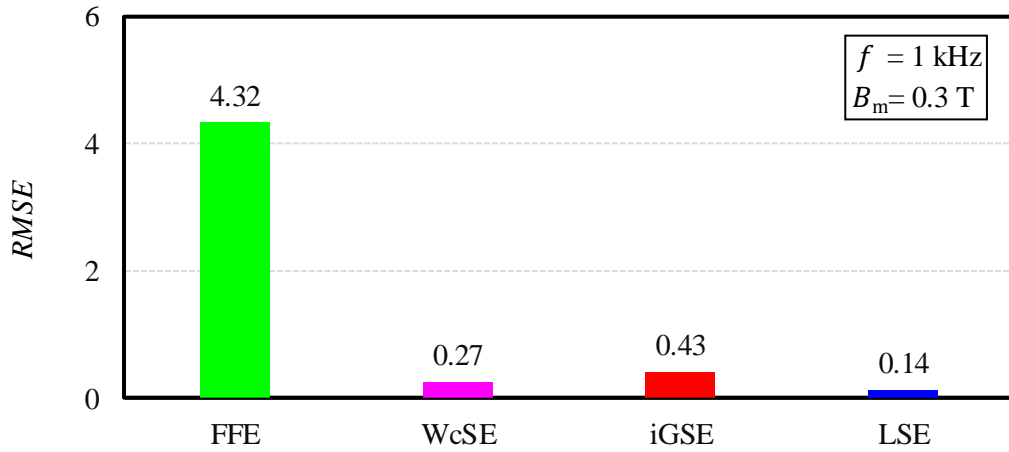


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

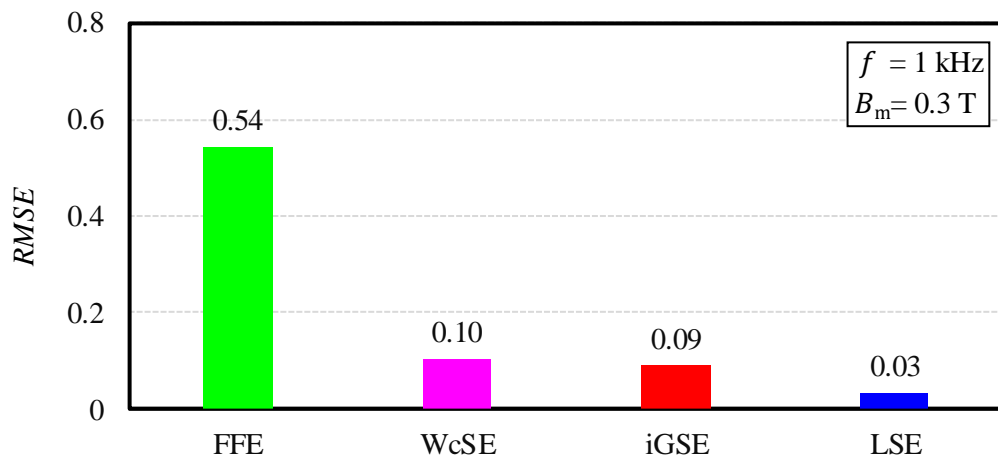


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 2-15 デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの  
各種鉄損算定法の二乗平均平方根誤差（その1）

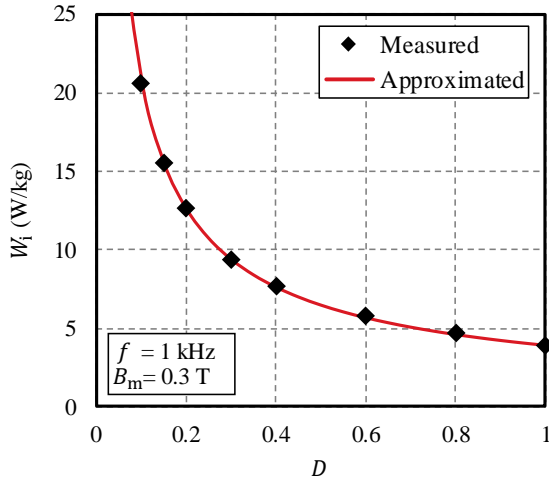


(c) 鉄基アモルファス合金

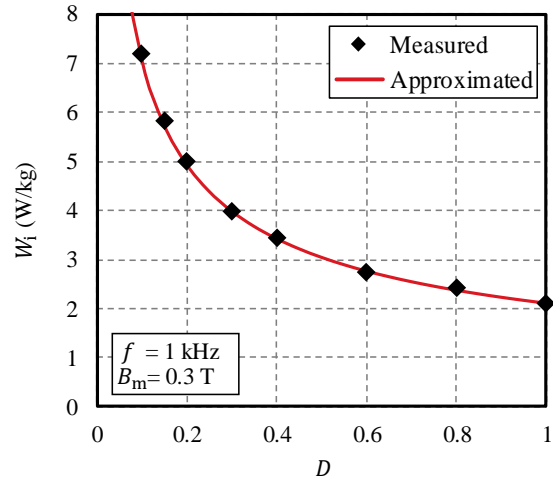


(d) ナノ結晶軟磁性材

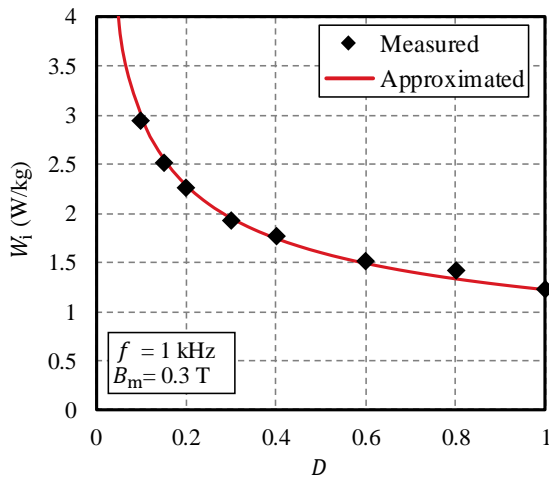
図 2-15 デューティ比の異なる方形波電圧で励磁したときの  
各種鉄損算定法の二乗平均平方根誤差（その2）



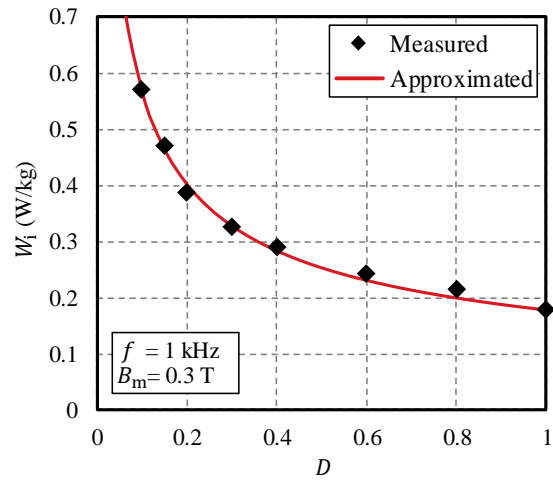
(a) 3%方向性ケイ素鋼板



(b) 6.5%ケイ素鋼板



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 2-16 各種鉄心材の鉄損の実測値と式(2-46)による近似

表 2-7 各種鉄心材のデューティ比依存係数

Core material	$x$ in $W_{i(D=1)}/D^x$	$(\alpha - 1)$ in iGSE
3% grain-oriented silicon steel	0.73	0.68
6.5% silicon steel	0.53	0.435
Iron-based amorphous alloy	0.39	0.127
Nanocrystalline soft magnetic material	0.51	0.246

化するため、 $D$ を小さくするに従って相対誤差は正方向に拡大したと考えられる。

一方、WcSE の  $W_{i\_cal}$  は  $-D$  に比例する。そのため、 $D$  が比較的大きい場合には  $W_{i\_meas}$  の変化は線形とみなせるが、 $D$  が小さくなるに従って  $W_{i\_meas}$  の変化は反比例の要素が強くなるため、WcSE の相対誤差は負方向に拡大したと考えられる。

これらに対して、iGSE の場合、 $W_{i\_cal}$  は  $D^{\alpha-1}$  に反比例する。ここで、表 2-7 に示した各種鉄心材の  $(\alpha - 1)$  の値を見ると、3% 方向性ケイ素鋼板、6.5% ケイ素鋼板の  $(\alpha - 1)$  の値は  $x$  の値に近い。このことから、3% 方向性ケイ素鋼板、6.5% ケイ素鋼板については、比較的 iGSE の算定精度が高くなったと考えられる。

最後に、LSE における  $W_{i\_cal}$  の算定精度は、式(2-41)で表される LSE の確からしさと、 $A_h$ 、 $n$ 、 $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  を決定する最小二乗法の近似精度によって決まる。LSE は、評価した鉄損算定式の中では最も物理現象を反映した手法といえるが、それが完全であるとは言い難い。例えば、ヒステリシス損における最大磁束密度  $B_m$  の感度を決定する係数  $n$  は、式(2-41)では固定値として与えられているが、実際には一意に決まるものではなく、 $B_m$  の大きさや鉄心材に依存すると考えられる。また、式(2-41)では、異常渦電流損が  $B_m^{1.5}$  と  $f^{1.5}$  に比例することを仮定しているが、1.5 という乗数は物理現象を正確に反映したものではなく、経験的に決定した値であると考えられる。このように、式(2-41)は完全ではないものの、評価した鉄損算定式の中では最も物理現象を反映した手法であること、また、決定可能な係数の数が最も多いことから、鉄心材によらず高い算定精度が得られたと考えられる。

#### 2.4.4 鉄心材の種類に応じた適切な鉄損算定法の提案

設計・開発現場において、真に実用的な鉄損算定法を選定するためには、算定精度に加えて適用の容易性が重要となる。本項では、算定精度と適用の容易性を考慮し、鉄心材の種類に応じて適切な鉄損算定法を提案する。

はじめに、鉄損算定式の算定精度について考察する。表 2-8 に、各種鉄損算定式の算定精度の評価を示す。ここで、表中の「○」はデューティ比 0.1 から 1 までの範囲において、「△」は明示するデューティ比の範囲において算定精度が高いことを意味し、「×」は算定精度が低いことを意味する。図 2-13 からわかるように、FFE は、すべての鉄心材において鉄損を過大評価する傾向があり、鉄損算定式として適さない。WcSE は、鉄損が  $-D$  に比例する関係のため、物理現象を考慮していないが、鉄損の変化が線形とみなせるデューティ比の範囲では誤差が小さく、結果として、3%方向性ケイ素鋼板の場合はデューティ比 0.5~1 の範囲、6.5%ケイ素鋼板とナノ結晶軟磁性材の場合は 0.3~1、そして、鉄基アモルファス合金の場合はデューティ比によらず誤差が小さい。iGSE は、3%方向性ケイ素鋼板や 6.5%ケイ素鋼板など、比較的板厚が厚い鉄心材の場合に精度良く鉄損を算定できる一方、鉄基アモルファス合金やナノ結晶軟磁性材の場合は、デューティ比 0.3~1 の範囲に限定される。LSE は、評価した鉄損算定式の中では最も物理現象を反映した手法であるため、材料やデューティ比によらず精度が高い。

次に、鉄損算定式の適用の容易性について考察する。表 2-9 に、各種鉄損算定式における適用容易性の評価を示す。鉄損算定式を適用する上で必要となる前提条件は、適用が容易な順に、次項に示す条件 1~3 に分類できる。



表 2-8 各種鉄損算定式の算定精度の評価

Core material	FFE	WcSE	iGSE	LSE
3% grain-oriented silicon steel	×	$\triangle$ $0.5 < D \leq 1$	○	○
6.5% silicon steel	×	$\triangle$ $0.3 < D \leq 1$	○	○
Iron-based amorphous alloy	×	○	$\triangle$ $0.3 < D \leq 1$	○
Nanocrystalline soft magnetic material	×	$\triangle$ $0.3 < D \leq 1$	$\triangle$ $0.3 < D \leq 1$	○

○: Accurate     $\triangle$ :Partially accurate    ×: Inaccurate

表 2-9 各種鉄損算定式の適用容易性の評価

Precondition	FFE	WcSE	iGSE	LSE
1: $W_{i\sin}$ is available.	○	○	×	×
2: $k$ , $\alpha$ , and $\beta$ are available.	○	○	○	×
3: $W_i - f$ characteristic is available.	○	○	○	○

○: Applicable    ×: Inapplicable

条件 1 最大磁束密度，周波数の条件が同一な正弦波電圧で励磁したときの鉄損 $W_{i,\sin}$ が既知である。

条件 2 Steinmetz の実験式の係数 ( $k, \alpha, \beta$ ) が既知である。

条件 3 鉄損曲線が既知である。

条件 1 の場合には，FFE，WcSE が適用可能である。FFE の場合は $0.81/D$ を，WcSE の場合は $(2-D)\pi/4$ を $W_{i,\sin}$ に乘じるだけで良いので，簡便である。

条件 2 の場合は，さらに iGSE が適用可能となる。iGSE を適用する場合は $k, \alpha, \beta$ が既知である必要がある。

そして，条件 3 の場合には，さらに LSE が適用可能となる。LSE を適用するためには，鉄損曲線を近似して $\gamma_1, \gamma_2$ を求める必要がある。

以上，算定精度と適用の容易性について考察した結果，各種鉄心材における適切な鉄損算定法は次の通りである。鉄心材が 3%方向性ケイ素鋼板，6.5%ケイ素鋼板の場合，デューティ比によらず iGSE を用いるのが良い。簡便性を求めるならば WcSE を用いても良いが，3%方向性ケイ素鋼板の場合はデューティ比 0.5，6.5%ケイ素鋼板の場合はデューティ比 0.3 を下回ると誤差が大きくなることに留意が必要である。次いで，鉄基アモルファス合金の場合，デューティ比によらず簡便な WcSE を適用することができる。最後に，ナノ結晶軟磁性材の場合，デューティ比の下限が 0.3 ならば WcSE を用いると良いが，デューティ比が 0.3 を下回る場合は LSE が適している。

最後に，各種鉄損算定式の適用可能性について総括すると次のとおりである。FFE は鉄心材，デューティ比によらず算定精度が低く，デューティ比が変化する方形波電圧励磁時の鉄損の算定には適さない。WcSE は簡便性に優れているが，鉄心材によってはデューティ比が小さい場合に誤差が大きくなることに留意が必要である。iGSE は算定精度と簡便性のバランスが取れて

おり、鉄心材がケイ素鋼板の場合には有用である。一方、鉄基アモルファス合金やナノ結晶軟磁性材のような薄板材の場合には、デューティ比が小さい場合に算定精度が悪化するため、より簡便な WcSE を適用するのが良い。最後に、LSE は鉄損曲線が必要となるため、簡便性には欠けるが、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が高い。

## 2.5 まとめ

以上、本章では、先行研究を調査して得られた iGSE, FFE, WcSE, LSE の 4 種の鉄損算定法について、デューティ比の異なる方形波電圧で励磁された高周波変圧器の鉄損算定に適用可能であるかを評価した。

はじめに、4 種の鉄損算定式をデューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した算定式に展開した。次いで、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の 4 種類の鉄心材を対象として、デューティ比 0.1 から 1 までの範囲における鉄損を測定した。そして、算定精度と適用の容易性という観点で各種鉄損算定式を評価した。その結果、FFE は、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が低く、デューティ比が変化する方形波電圧励磁時の鉄損の算定には適さないことを明らかにした。次に、WcSE は、簡便性に優れているが、鉄心材によってはデューティ比が小さい場合に誤差が大きくなることを明らかにした。そして、iGSE は、算定精度と簡便性のバランスが取れており、鉄心材がケイ素鋼板の場合には有用である一方で、鉄基アモルファス合金やナノ結晶軟磁性材のような薄板材の場合には、デューティ比が小さい場合に算定精度が悪化することを明らかにした。最後に、LSE は、鉄損曲線が必要となるため、簡便性に欠けるが、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が高いことを明らかにした。



## 第3章 高周波変圧器に用いられる鉄心材の 定量的選定方法の提案

### 3.1 背景

変圧器に用いられる代表的な鉄心材はケイ素鋼板とフェライトである。ケイ素鋼板は電力や産業分野向けの商用周波変圧器に、フェライトは家電やモバイル情報端末向けの 100 kHz 超で駆動する電源の高周波変圧器にそれぞれ用いられている。このような鉄心材が選択される理由として、鉄心、ひいては変圧器の寸法を小さくできることが挙げられる。つまり、低周波では飽和磁束密度の高い鉄心材ほど鉄心の寸法を小さくできるため、ケイ素鋼板が選択される。一方、100 kHz 超の周波数では高い飽和磁束密度よりも低損失であることが重要となるため、フェライトが用いられる。すでに製品として成熟している商用周波変圧器や小容量高周波電源に対し、大容量 DC-DC コンバータは実用化に至っておらず、それに用いられる高周波変圧器に適した鉄心材は明らかにされていない。また、DC-DC コンバータの駆動周波数は、一般に高効率化を重視する場合には低く、小形化を重視する場合には高く設定されるが、高調波や騒音、EMC の規制といった外的要因にも左右され得るため、明確な指針がない。したがって、高周波変圧器を設計する際には、DC-DC コンバータの駆動周波数に合わせて、最適な鉄心材を選定する必要がある。しかし、各周波数域に適した鉄心材を選定する指針は明確に示されていない。そこで、駆動周波数と鉄心材の関係を把握するため、大容量 DC-DC コンバータへの適用を想定した高周波変圧器の先行研究を調査した。

図 3-1 に、各種鉄心材を用いた高周波変圧器の駆動周波数と定格容量の関係を示し、表 3-1 にその諸元を示す。ここで、高周波変圧器の定格容量（単位：VA）が記載されていない文献については、DC-DC コンバータの定格容量（単位：W）を高周波変圧器の定格容量とした。また、調査した先行研究は、高周波変圧器の設計最適化、解析事例、試作事例を含んでいる。したがって、同表に記載の駆動周波数、定格容量において、必ずしも連続運転が実証されているわけではないことに留意されたい。

調査の結果、高周波変圧器の鉄心材として、ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材、フェライトが用いられていることが判明した。各種鉄心材の駆動周波数と定格容量の範囲は次のとおりである。はじめに、ケイ素鋼板の場合、周波数は 1~10 kHz、定格容量は 9~5000 kVA の範囲である[62]–[64]。このうち、1 kHz、5000 kVA の高周波変圧器が調査範囲の中で最大の定格容量を有する[63]。次に、鉄基アモルファス合金の場合、周波数は 1~10 kHz、定格容量は 1~500 kVA である[64]–[72]。そして、ナノ結晶軟磁性材の場合、周波数は 1~200 kHz、定格容量は 2.2~1000 kVA の範囲である[48], [73]–[88]。なお、20 kHz での検討事例が比較的多く見受けられるが[81]–[85]、この理由として、20 kHz が可聴域を超えており、騒音の懸念がないことが挙げられる。最後に、フェライトの場合、周波数は 10~76 kHz、定格容量は 1~25 kVA の範囲である[89]–[94]。定格容量を 100 kVA 超に限定すると、用いられている鉄心材はケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材であり、駆動周波数の範囲は 1~20 kHz である。

図 3-2 に、各種鉄心材のヒステリシスループと、鉄損の周波数特性を示す。ケイ素鋼板は飽和磁束密度が高いが、鉄損が大きい。この特性から、ケイ素鋼板は周波数が低く、大容量の用途に適している。一方、フェライトは飽和

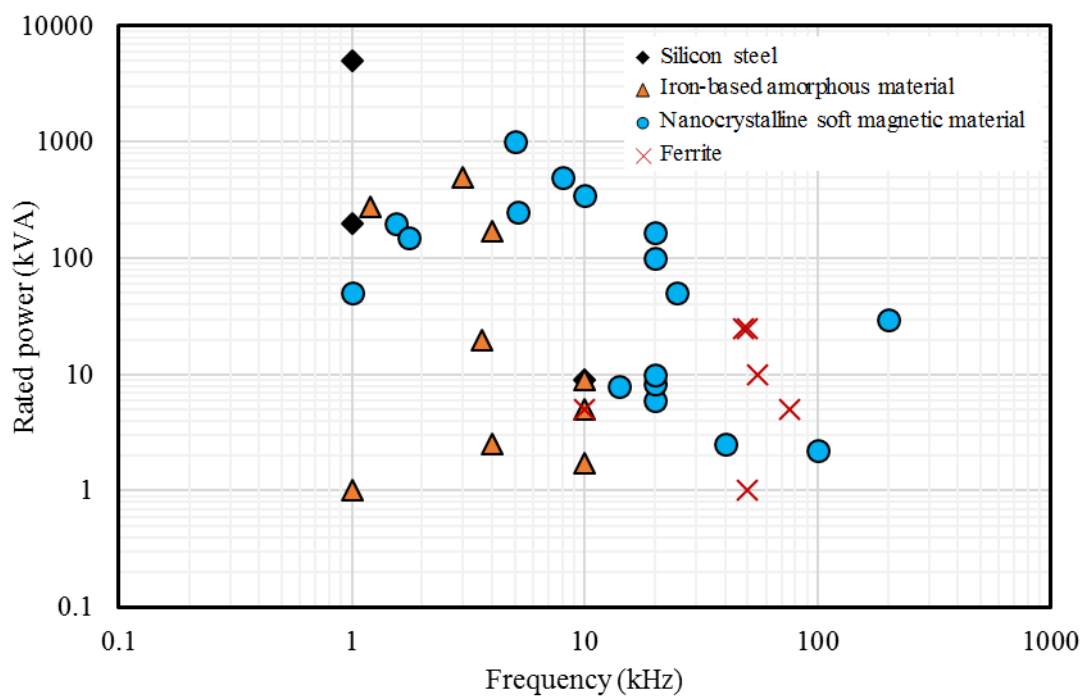


図 3-1 各種鉄心材を用いた高周波変圧器の駆動周波数と定格容量の関係  
 (文献[48], [62]–[94]をもとに作成)

表 3-1 各種鉄心材を用いた高周波変圧器の諸元 (その 1)

Core material	Frequency (kHz)	Rated power (kVA)	Input voltage (V)	Output voltage (V)	Ref.
Silicon steel	1	200	600	600	[62]
Silicon steel	1	5000	5000	5000	[63]
Silicon steel	10	9	300	300	[64]
Amorphous	1	1	250	500	[65]
Amorphous	1.2	280	800	800	[66]
Amorphous	3	500	2400	4800	[67]
Amorphous	3.6	20	–	–	[68]
Amorphous	4	2.5	200	200	[69]
Amorphous	4	170	–	–	[70]
Amorphous	10	1.73	–	–	[71]
Amorphous	10	5	230	230	[72]
Amorphous	10	9	300	300	[64]
Nanocrystalline	1	50	3000	350	[73]
Nanocrystalline	1.55	200	1000	1000	[74]
Nanocrystalline	1.75	150	–	–	[75]
Nanocrystalline	5	1000	3000	6000	[76]
Nanocrystalline	5.165	250	1087	2500	[77]

Amorphous: Iron-based amorphous alloy

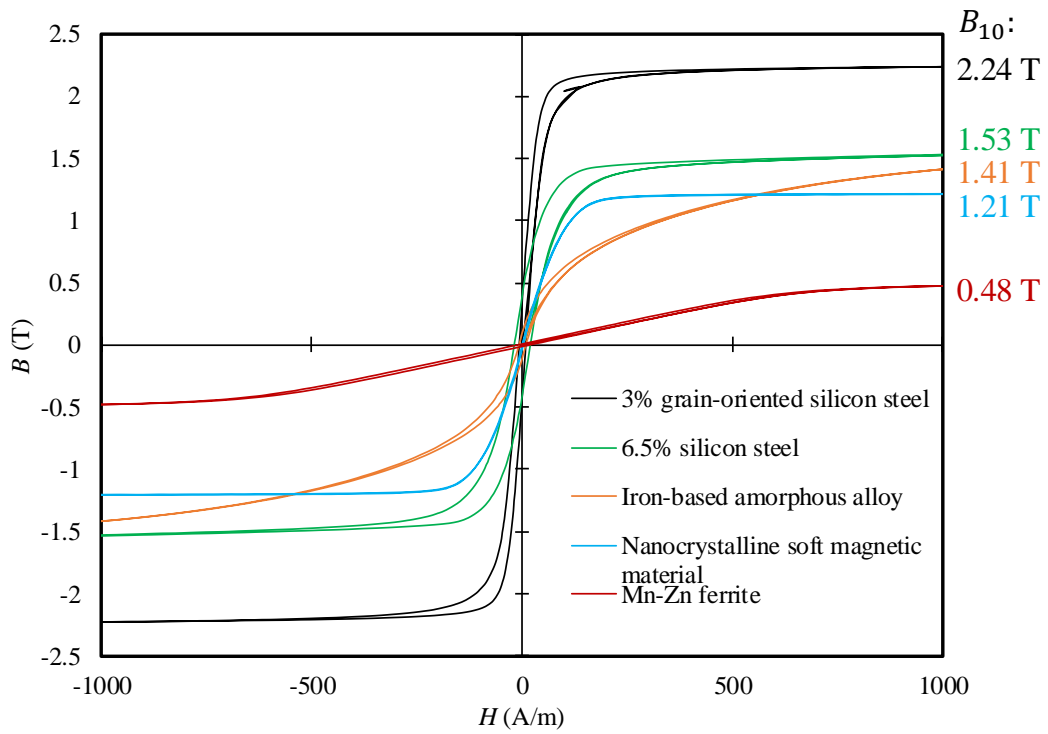
Nanocrystalline: Nanocrystalline soft magnetic material



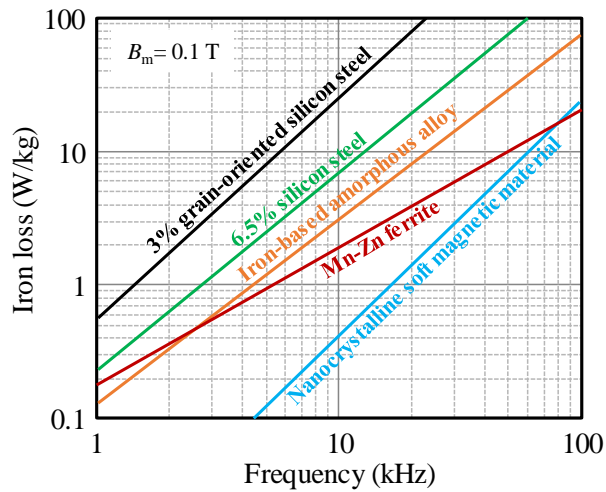
表 3-1 各種鉄心材を用いた高周波変圧器の諸元 (その2)

Core material	Frequency (kHz)	Rated power (kVA)	Input voltage (V)	Output voltage (V)	Ref.
Nanocrystalline	8	500	3600	3600	[78]
Nanocrystalline	10	350	3000	3000	[79]
Nanocrystalline	14	8	600	8	[80]
Nanocrystalline	20	6	360	60	[81]
Nanocrystalline	20	8.3	500	50000	[82]
Nanocrystalline	20	10	350	350	[83]
Nanocrystalline	20	100	750	750	[84]
Nanocrystalline	20	166	1000	400	[85]
Nanocrystalline	25	50	750	600	[86]
Nanocrystalline	40	2.5	216	216	[87]
Nanocrystalline	100	2.2	24	360	[88]
Nanocrystalline	200	30	325	10000	[48]
Ferrite	10	5	600	400	[89]
Ferrite	48	25	7000	400	[90]
Ferrite	50	1	500	400	[91]
Ferrite	50	25	8000	400	[92]
Ferrite	55	10	340	370	[93]
Ferrite	76	5	760	54	[94]

Nanocrystalline: Nanocrystalline soft magnetic material



(a) ヒステリシスループ



(b) 鉄損の周波数特性 [95]

図 3-2 各種鉄心材の特性

磁束密度が低く、鉄損が小さいことから、高周波、小容量の用途に適している。1~20 kHz の範囲では、ナノ結晶軟磁性材の鉄損が最も小さい。しかし、ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金に比べて、ナノ結晶軟磁性材は飽和磁束密度が低い。このことから、同周波数範囲において、必ずしもナノ結晶軟磁性材が最適な鉄心材とは言い難い。飽和磁束密度と鉄損のどちらも、変圧器の体積を決定する要素である。しかし、その両方を考慮して、各周波数域における鉄心材を定量的に比較評価する手法は確立されていない。また、第2章で示したように、DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器は、デューティ比が時間的に変化する方形波電圧で励磁され、デューティ比に対する鉄損の変化の程度は鉄心材によって異なる。したがって、各周波数域に適した鉄心材を選定するためには、デューティ比と鉄損の関係も考慮する必要がある。

以上を踏まえ本章では、各周波数域において、高周波変圧器の体積を最小化できる鉄心材を定量的に選定する方法を提案する。具体的には、最大磁束密度と周波数の積の逆数を体積指標と称し、体積指標を用いた鉄心材の評価方法を提案する[96]。

本章の以降の構成は次のとおりである。3.2 節では体積指標の定義について説明する。続く 3.3 節では各種鉄心材の体積指標を算出し、3.4 節において各種鉄心材の体積指標を比較評価する。最後に 3.5 節で本章をまとめる。

## 3.2 体積指標の定義

本節では、変圧器における印加電圧と最大磁束密度、周波数などの関係を表す一般的な式から、体積指標を定義する。

一般的な DC-DC コンバータでは、フィードバック制御により高周波変圧

器に印加される電圧と印加時間との積が一定となるよう制御されている。図 3-3 に、大容量用途に適したフルブリッジ型 DC-DC コンバータにおける、高周波変圧器の印加電圧波形を示す。フィードバック制御により、DC-DC コンバータの入力電圧の振幅 $V_1$ が高くなるとデューティ比 $D$ を小さくし、 $V_1$ が低くなると $D$ を大きくする。つまり、定常時における $V_1D$ は一定となる。また、同図より、定常時における $D$ 、オン時間 $t_{ON}$ 、周波数 $f$ の関係は式(3-1)で表される。

$$D = 2t_{ON}f \quad (3-1)$$

磁束密度は単位面積当たりの磁束の量であることから[35]、鎖交磁束 $\Phi$ 、最大磁束密度 $B_m$ 、一次巻線（励磁巻線）の巻数 $N_1$ 、鉄心の有効断面積 $S$ の関係は式(3-2)で表される。

$$\Phi = 2N_1B_mS \quad (3-2)$$

ここで、右辺の 2 という係数は、定常状態における 1 周期の間に最大磁束密度が $-B_m$ から $B_m$ へと、 $2B_m$ 変化することによる。

振幅 $V_1$ の方形波電圧が時間 $t_{ON}$ だけ印加されるとき、漏れ磁束のない理想的な条件における鎖交磁束 $\Phi$ は式(3-3)で表される。

$$\Phi = \int_0^{t_{ON}} V_1 dt = V_1t_{ON} \quad (3-3)$$

式(3-1)、(3-2)、(3-3)から $\Phi$ と $t_{ON}$ を消去すると、次式のようにまとめられる。

$$\frac{N_1S}{V_1D} = \frac{1}{4B_mf} \quad (3-4)$$

ここで、先述のとおり、本章では $V_1D$ は一定として扱うので、式(3-4)における $V_1D$ を 1 とすれば、 $N_1S$ が $B_mf$ に反比例する関係が得られる。

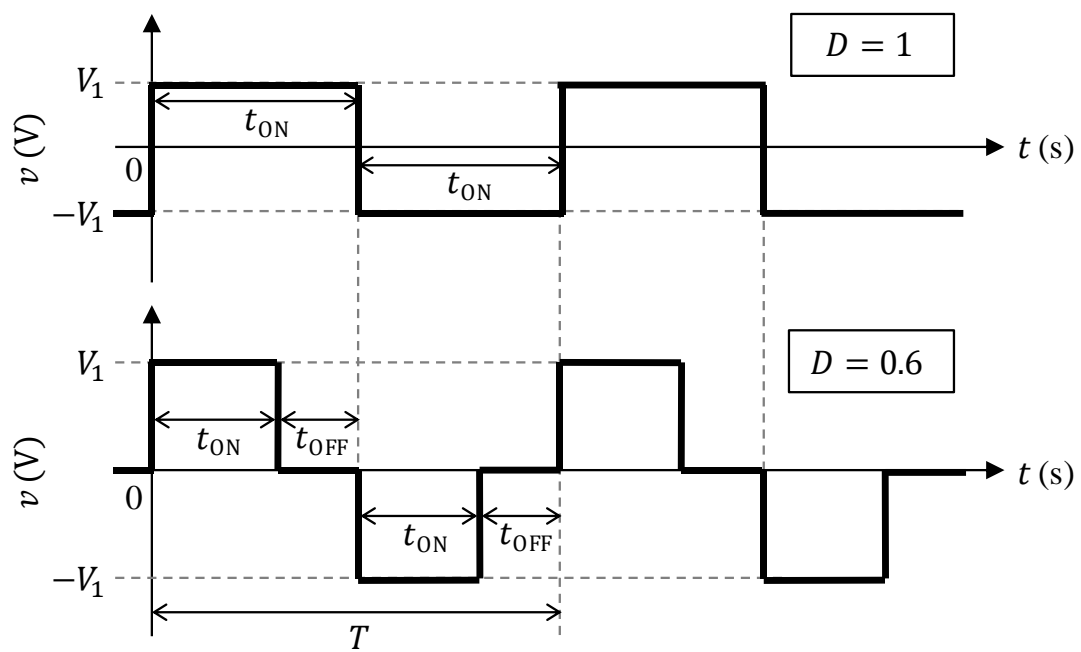


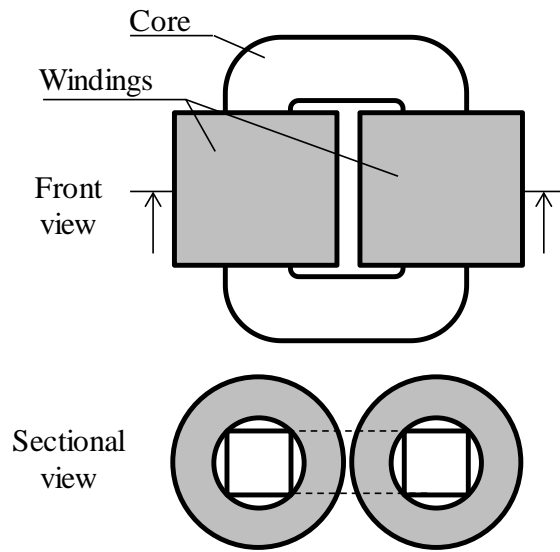
図 3-3 フルブリッジ型 DC-DC コンバータ向け高周波変圧器に  
印加される方形波電圧の一例（図 2-1 を再掲）

図 3-4 を用いて、 $N_1S$ が変圧器の体積の指標になる理由を説明する。同図 (a)は変圧器の正面図と断面図であり、この図における巻線の巻数と鉄心の断面積を基準とする。同図(b)は、鉄心の断面積を変えず、巻数を多くした場合の断面図である。同図(a)の基準例に比べ、体積が大きくなることが了解される。同様に、同図(c)に、巻線の巻数を変えず、鉄心の断面積を大きくした場合の断面図を示す。この場合も、同図(a)の基準例に比べ体積が大きくなる。したがって、巻線の巻数を多くした場合も、鉄心の断面積を大きくした場合も、変圧器の体積が大きくなることがわかる。そこで本論文では、 $N_1S$ が $B_m f$ に反比例することから、 $B_m f$ の逆数を変圧器の体積指標 $V_{index}$ と定義する。

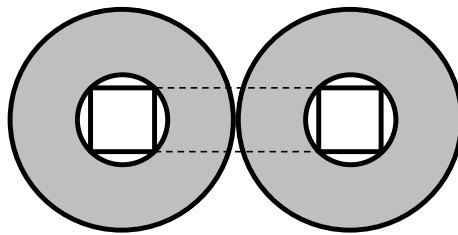
$V_{index}$ は、最大磁束密度 $B_m$ と周波数 $f$ の積の逆数であることから、 $B_m$ を大きく、また $f$ を高くするに従って、変圧器の体積が小さくなることを意味する。しかし、実際には変圧器の体積を際限なく小さくすることは不可能である。その理由は2つある。1つは磁気飽和、もう1つは損失に伴う温度上昇である。そこで、最大磁束密度 $B_m$ と周波数 $f$ に対して、次に説明する磁気飽和と温度上昇に関する制約を加えることとする。

まず、磁気飽和に関しては、動作磁束密度が飽和領域に達しないように、各種鉄心材の磁気特性に合わせてマージンを設定することが一般的であるが、本論文では、簡単のため $B_{10}$ の80%を最大磁束密度 $B_m$ の上限と定める。ここで、 $B_{10}$ は磁界強度1000 A/mにおける磁束密度である。図 3-2 (a)に、各種鉄心材の $B_{10}$ を付記する。

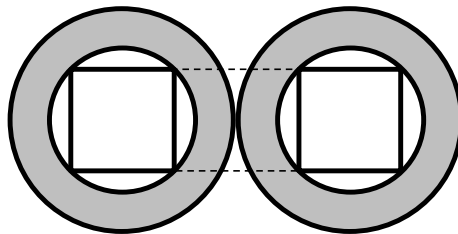
次に、温度上昇に関する制約について説明する。鉄損による鉄心の温度上昇を $\Delta T$ 、その許容値を $\Delta T_S$ とする。最大磁束密度 $B_m$ を大きく、また周波数 $f$



(a) 高周波変圧器の外形模式図



(b) 鉄心断面積を変えず，巻線の巻数を多くした場合の断面図



(c) 巻線の巻数を変えず，鉄心断面積を大きくした場合の断面図

図 3-4 巻線の巻数，および鉄心断面積と変圧器体積との関係

を高くするに従って、鉄損が増大するため、ある $B_m$ と $f$ の組み合わせにおいて $\Delta T$ が $\Delta T_S$ に達する。したがって、任意の $f$ において、 $\Delta T = \Delta T_S$ となるような $B_m$ が、温度上昇を考慮した場合の $B_m$ の許容値であり、これを $B'_m$ と表記する。 $B'_m$ の導出方法については、3.3節で説明する。

上述の磁気飽和と温度上昇に関する制約を加えると、 $V_{\text{index}}$ は次式で表される。

$$V_{\text{index}} = \begin{cases} \frac{1}{0.8B_{10}f} & (B'_m > 0.8B_{10}) \\ \frac{1}{B'_mf} & (B'_m \leq 0.8B_{10}) \end{cases} \quad (3-5)$$

式(3-5)の上段が磁気飽和に関する制約に対応し、下段が温度上昇 $\Delta T$ に関する制約に対応する。

図 3-5 に、式(3-5)から求まる $V_{\text{index}}$ と $f$ の関係の模式図を示す。同図において、磁気飽和に関する制約を青線、温度上昇 $\Delta T$ に関する制約を赤線で示す。周波数 $f$ が低いとき、 $V_{\text{index}}$ は $f$ にのみ反比例する（同図の青の実線）。周波数 $f$ を高くしていくと、ある周波数において、 $\Delta T = \Delta T_S$ となる最大磁束密度 $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる（同図の $B'_m = 0.8B_{10}$ の点）。これよりも高い周波数では、 $f$ を高くするに従って $B'_m$ が小さくなることから、 $V_{\text{index}}$ は $f$ にのみ反比例する場合と比べて大きくなる（同図の赤の実線）。したがって、同図において、実線が $V_{\text{index}}$ を表し、この実線を下限とする領域が変圧器の設計可能領域となる。

### 3.3 各種鉄心材の体積指標の導出

図 3-6 に体積指標 $V_{\text{index}}$ の導出フローを示す。はじめに、鉄心の温度上昇 $\Delta T$ の許容値 $\Delta T_S$ を設定し、その $\Delta T_S$ となるような鉄損 $W_i$ を計算する。次に、計



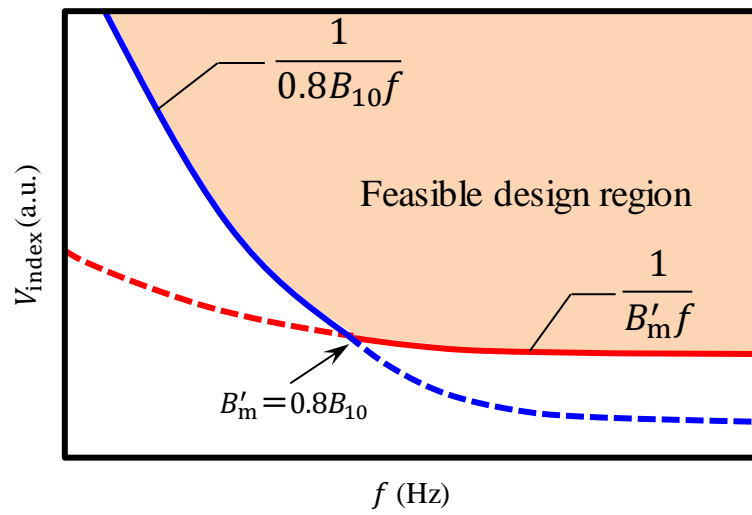


図 3-5 体積指標と周波数の関係

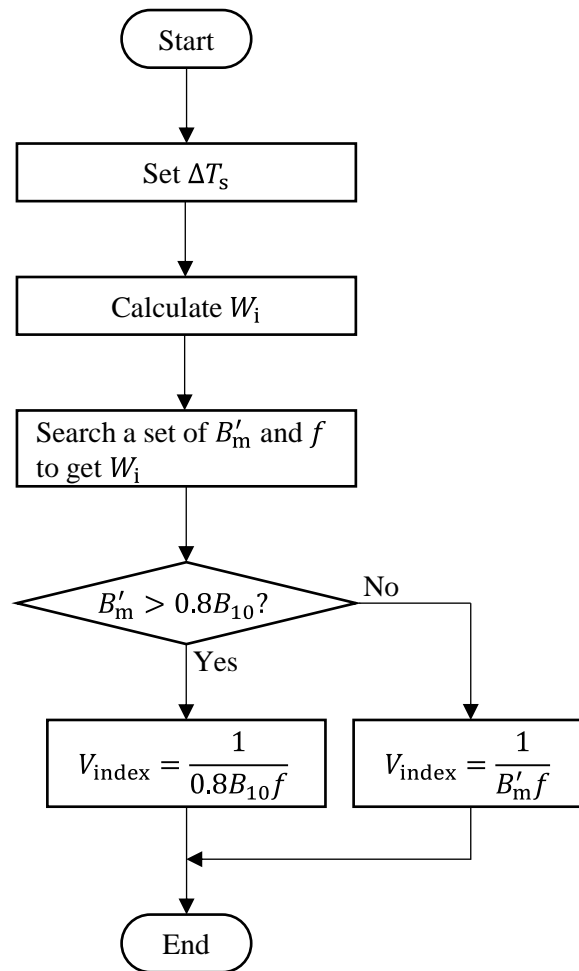


図 3-6 体積指標の導出フロー

算された $W_i$ となるような周波数 $f$ と、その $f$ において、 $\Delta T = \Delta T_S$ となるような最大磁束密度 $B'_m$ の組み合わせを求める。そして $B'_m$ と、磁界強度 1000 A/m における磁束密度に 0.8 のマージンを設定した $0.8B_{10}$ を比較し、 $B'_m$ の方が大きいならば式(3-5)の上段の式を、そうでないならば式(3-5)の下段の式を用いて $V_{index}$ を導出する。以降では、まず始めに、設定した $\Delta T_S$ から $W_i$ を求めるため、各種鉄心材における $W_i$ と $\Delta T$ の関係を実験的に求める。次いで、第 2 章で検討した鉄損算定式を用いて、 $\Delta T = \Delta T_S$ となるような $B'_m$ と $f$ の関係を求める。最後に、各種鉄心材の $V_{index}$ を導出する。

はじめに、各種鉄心材の $W_i$ と $\Delta T$ の関係を求める。第 2 章での評価と同様に、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の 4 種の鉄心材を試験体として、 $W_i$ と $\Delta T$ の関係を実験的に求めた。各種鉄心材、および鉄損測定システムの詳細については 2.3 節を参照されたい。

測定条件は次のとおりである。アクリルボックス内に鉄心を設置し、冷却条件は自然空冷とした。図 3-7 に示す位置に K 熱電対を取り付け、鉄心の表面温度を測定した。また、同じく K 熱電対を用いてアクリルボックス内の周囲温度を測定した。鉄心の表面温度から周囲温度を差し引いた値を $\Delta T$ とした。温度レコーダには KEYENCE NR-250 を用いた。

図 3-8 を用いて、 $\Delta T$ の測定方法を説明する。測定時間の短縮を図るため、はじめに、鉄心の温度上昇が 80 K 程度となるような励磁電圧を設定する。鉄心温度が一定とみなせるほど安定したときの温度上昇を $\Delta T$ とし、 $\Delta T$ とそのときの鉄損 $W_i$ を記録する。次に、空冷ファンを用いて鉄心を冷却するとともに、励磁電圧を小さくする。そして、鉄心温度が再び安定したときの $\Delta T$ と $W_i$ を記録する。以上を繰り返して各種鉄心材の $W_i$ と $\Delta T$ の関係を取得した。

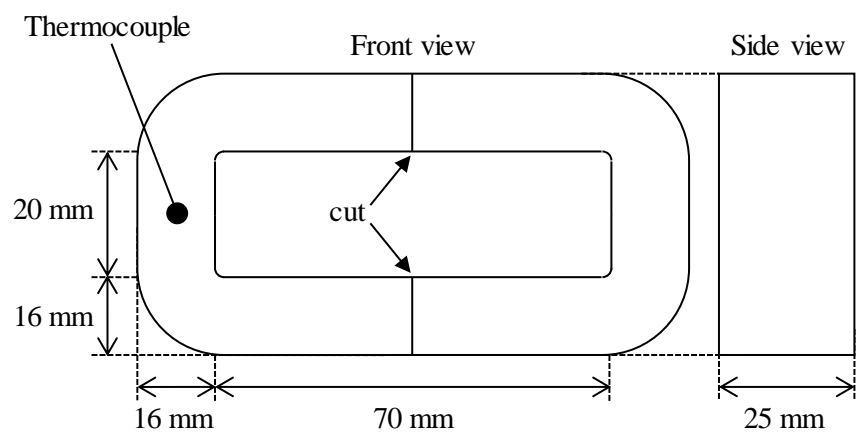


図 3-7 熱電対の取付位置

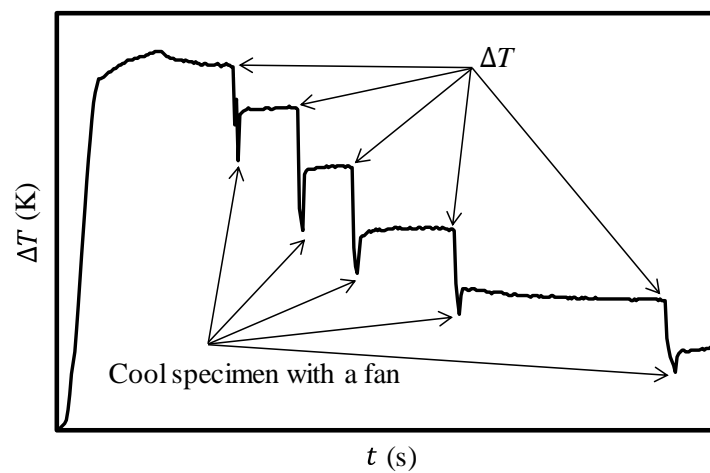


図 3-8 鉄心温度上昇の測定の一例

図 3-9 に、実測によって取得した各種鉄心材の  $W_i$  と  $\Delta T$  の関係を示す。近似曲線を  $\Delta T = a_1 W_i^{a_2}$  と定め、実測値を最小二乗法で近似した。同図を見ると、実測値と近似曲線は鉄心材によらず良好に一致していることが認められる。この近似曲線から、任意の温度上昇許容値  $\Delta T_s$  に対する  $W_i$  は次式で求められる。

$$W_i = (\Delta T_s / a_1)^{\frac{1}{a_2}} \quad (3-6)$$

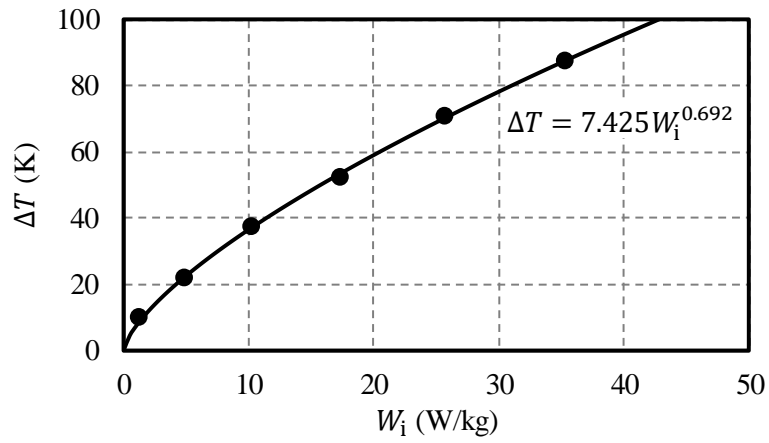
次に、鉄損算定式を用いて、 $B'_m$  と  $f$  の関係を求める。第 2 章での検討結果から、鉄心材の種類やデューティ比  $D$  の値によらず高精度に鉄損を算定可能な、発生要因毎に分離して鉄損を計算する方法 (LSE) を用いる。LSE において、デューティ比  $D$  が時間的に変化する方形波電圧で励磁された高周波変圧器の鉄損は、式(3-7)で表される。表 3-2 に、各種鉄心材における LSE の係数を示す。

$$W_i = A_h B_m^n f + \frac{16\gamma_1}{q} \frac{1}{D} B_m^2 f^2 + \frac{8\gamma_2}{q} \frac{1}{\sqrt{D}} B_m^{1.5} f^{1.5} \quad (3-7)$$

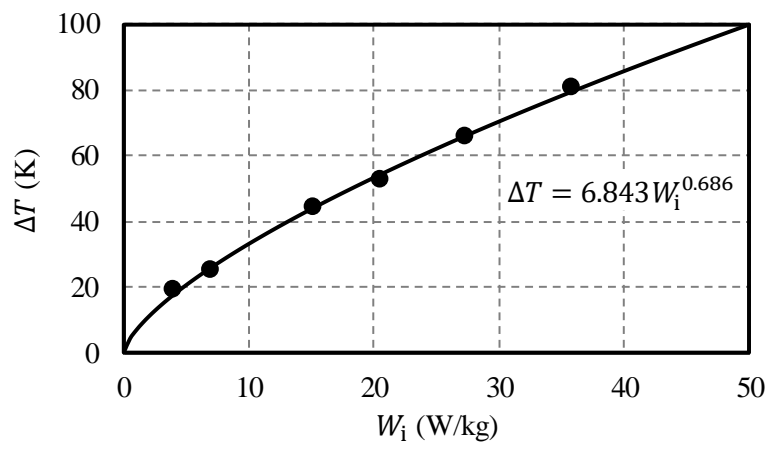
式(3-6)、(3-7)を用いて、任意の  $\Delta T_s$ 、 $D$  における、各種鉄心材の  $B'_m$  と  $f$  の関係を決定することができる。一例として、 $\Delta T_s = 40 \text{ K}$ 、 $D = 1$  における、3% 方向性ケイ素鋼板の場合を取り上げる。式(3-6)、(3-7)から  $W_i$  を消去し、3% 方向性ケイ素鋼板のパラメータである、 $a_1 = 7.425$ 、 $a_2 = 0.692$ 、 $A_h = 3.24 \times 10^{-3}$ 、 $n = 2$ 、 $q = 7098$ 、 $\gamma_1 = 6.79 \times 10^{-3}$ 、 $\gamma_2 = 0.433$  を代入すると、式(3-8)が得られる。

$$3.24 \times 10^{-3} B_m^2 f + \frac{16 \cdot 6.79 \times 10^{-3}}{7098} B_m^2 f^2 + \frac{8 \cdot 0.433}{7098} B_m^{1.5} f^{1.5} = \left( \frac{40}{7.425} \right)^{\frac{1}{0.692}} \quad (3-8)$$

これを整理すると、

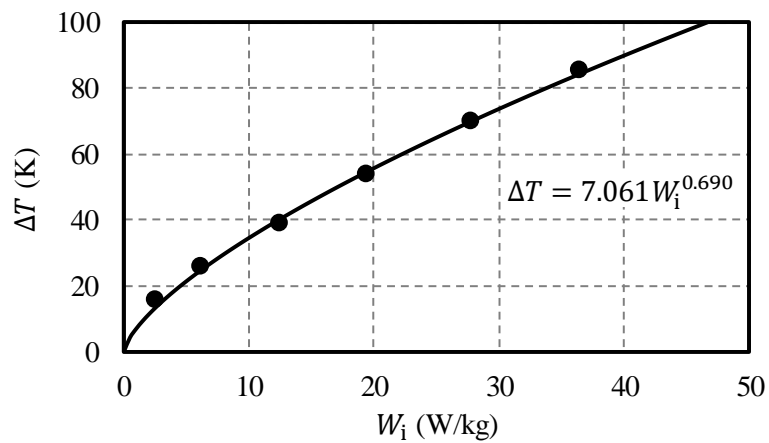


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

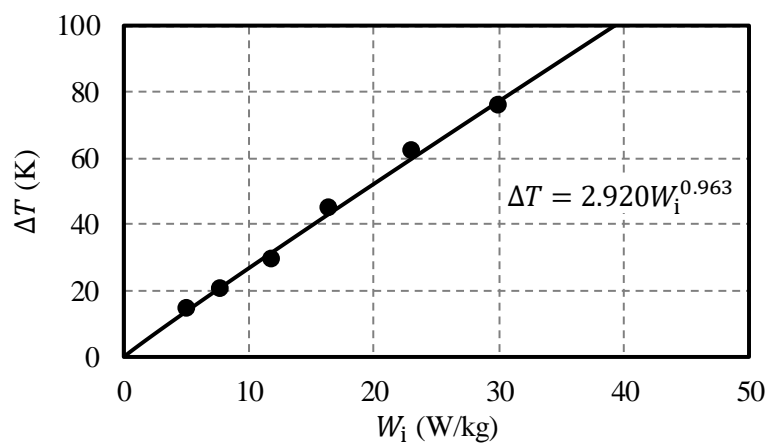


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 3-9 各種鉄心材の鉄損と温度上昇の関係 (その 1)



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 3-9 各種鉄心材の鉄損と温度上昇の関係 (その 2)



表 3-2 各種鉄心材における LSE の係数 (表 2-6 を再掲)

Core material	$q$ (kg/m <sup>3</sup> )	$A_h$	$n$	$\gamma_1$	$\gamma_2$
3% grain-oriented silicon steel	7098	$3.24 \times 10^{-3}$	2.0	$6.79 \times 10^{-3}$	$4.33 \times 10^{-1}$
6.5% silicon steel	6859	$1.26 \times 10^{-2}$	2.0	$2.76 \times 10^{-3}$	$7.95 \times 10^{-2}$
Iron-based amorphous alloy	6631	$5.07 \times 10^{-3}$	1.6	$1.12 \times 10^{-5}$	$8.70 \times 10^{-2}$
Nanocrystalline soft magnetic material	7194	$1.04 \times 10^{-3}$	1.65	$1.78 \times 10^{-4}$	$2.21 \times 10^{-3}$

$$(3.24 \times 10^{-3}f + 1.53 \times 10^{-5}f^2)B_m^2 + 4.88 \times 10^{-4}f^{1.5}B_m^{1.5} = 11.4 \quad (3-9)$$

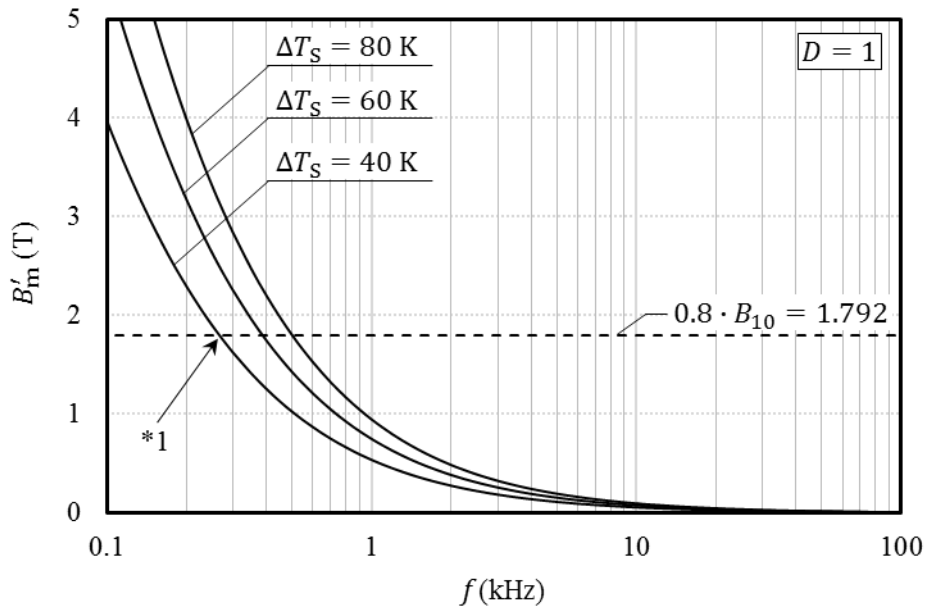
となる。 $f = 100$  Hz の場合、式(3-9)は、

$$0.477B_m^2 + 0.488B_m^{1.5} = 11.4 \quad (3-10)$$

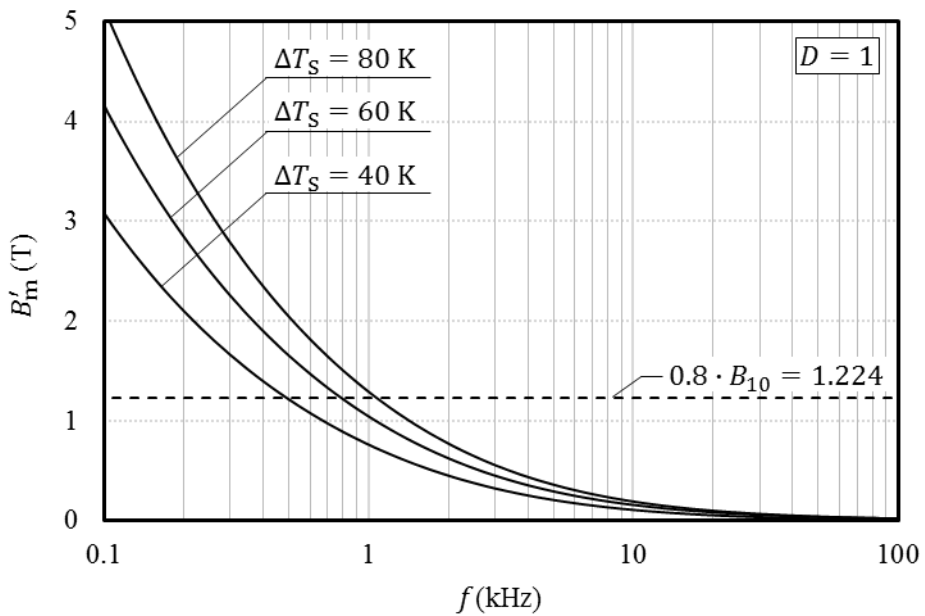
となる。式(3-10)を満たす $B_m$ が $B'_m$ であり、 $B'_m = 3.97$ と求められる。同様に、 $f = 1$  kHz の場合は $B'_m = 0.536$ となる。

上述の計算には Excel VBA を用い、周波数を入力として各種鉄心材の $B'_m$ を求めた。図 3-10 に、各種鉄心材における $B'_m$ と $f$ の関係を示す。ここで、 $D$ は 1 とし、 $\Delta T_S$ は 40, 60, 80 K の 3 通りを設定した。同図(a)の 3%方向性ケイ素鋼板の場合、図中の\*1 に示すように、 $\Delta T_S$ が 40 K の場合には 270 Hz で $B'_m$ が $0.8B_{10}$  (1.792 T) と等しくなる。このことから、周波数 270 Hz 未満では、温度上昇の制約を受けないため、最大磁束密度を $0.8B_{10}$  (1.792 T) まで高めることができるが、270 Hz 以上では、温度上昇の制約を受けるため、 $B'_m$ は周波数を高くするに従って小さくなる。同様にして、 $B'_m$ が $0.8B_{10}$  (1.792 T) と等しくなる周波数は、 $\Delta T_S$ が 60 K の場合には 400 Hz, 80 K の場合には 500 Hz となり、温度上昇の許容値 $\Delta T_S$ を高くするほど、 $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる周波数が高くなることが了解される。同図(b), (c), および(d)に示す 6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の場合も同様に、温度上昇の許容値 $\Delta T_S$ を高くするほど、 $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる周波数が高くなる。

次に、 $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる周波数の鉄心材による差異に着目する。図 3-2 に示したように、各種鉄心材の $B_{10}$ は、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に小さくなり、同順で $W_i$ が小さくなる。また、図 3-11 に示すように、 $B_{10}$ が小さくなるほど、ま

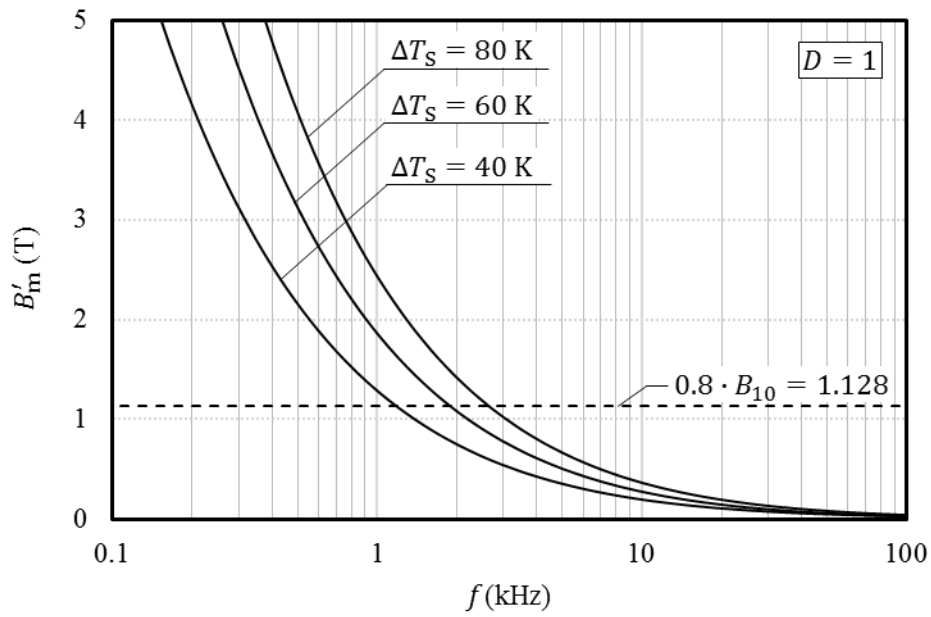


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

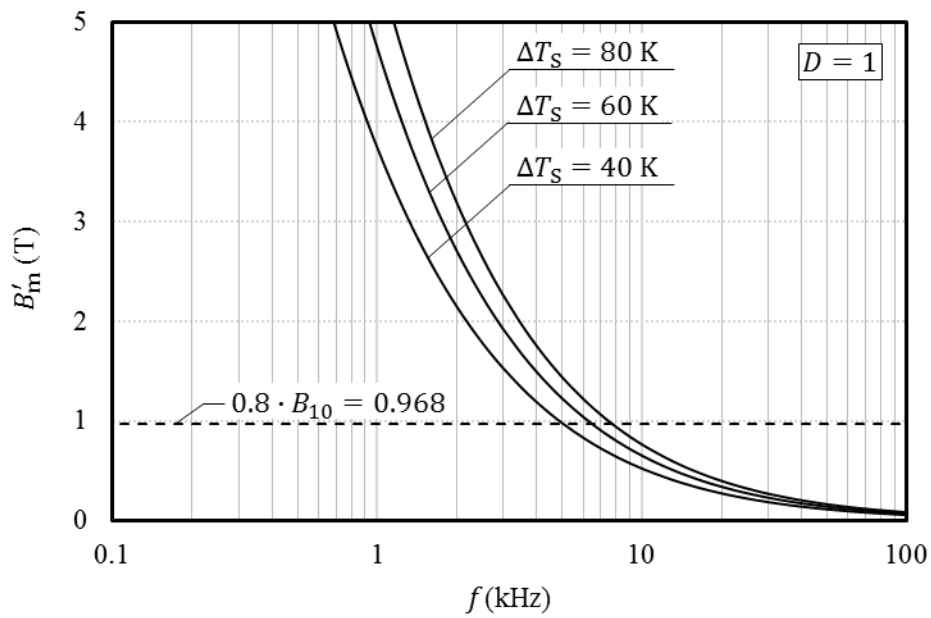


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 3-10 鉄心の温度上昇の許容値 $\Delta T_s$ が 40, 60, 80 K であるときの  
最大磁束密度と周波数の関係 (その 1)

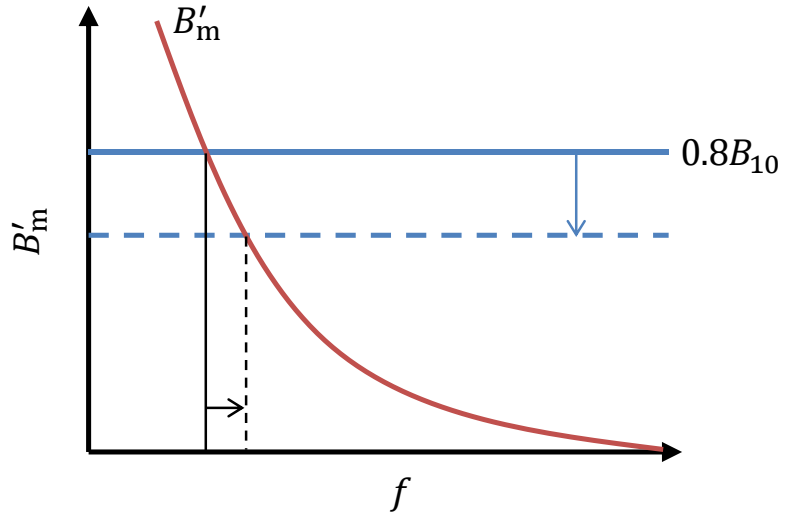


(c) 鉄基アモルファス合金

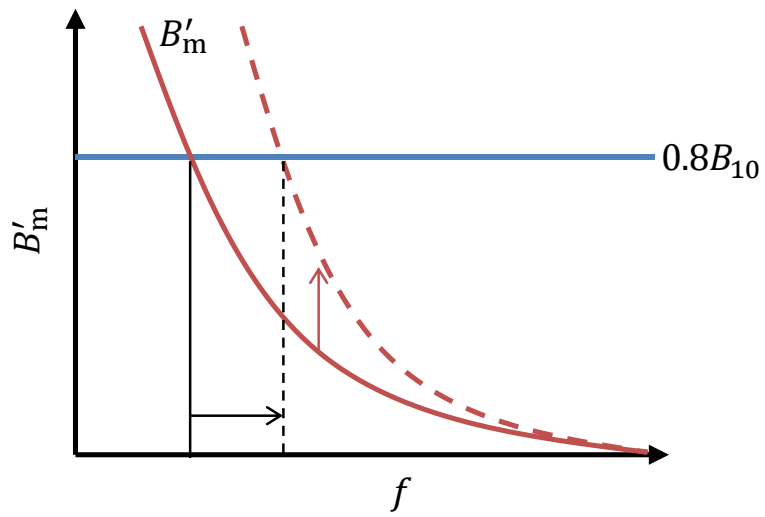


(d) ナノ結晶軟磁性材

図 3-10 鉄心の温度上昇の許容値 $\Delta T_s$ が 40, 60, 80 K であるときの  
最大磁束密度と周波数の関係 (その 2)



(a)  $B_{10}$ が小さくなった場合



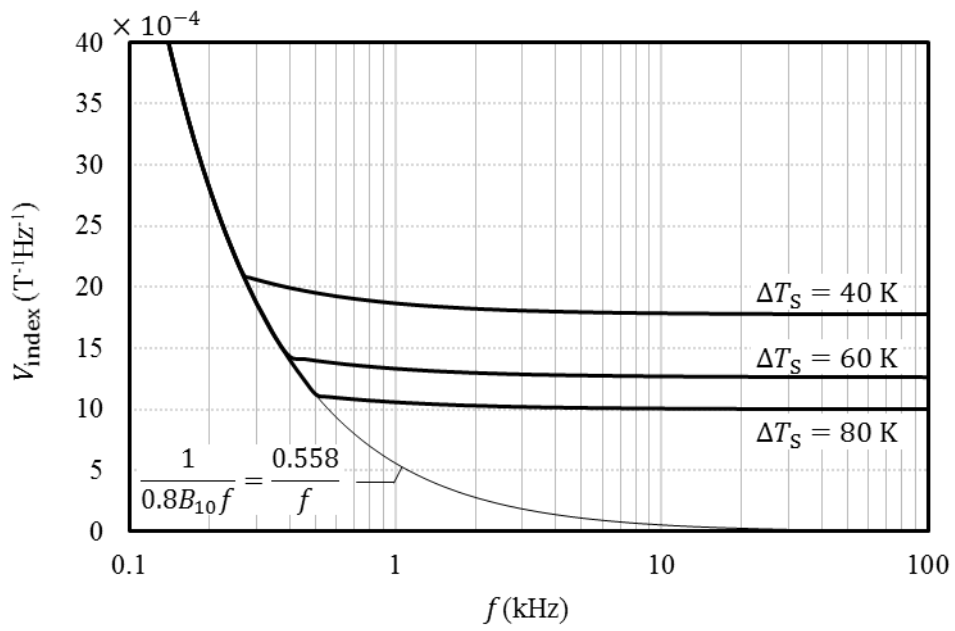
(b)  $W_1$ が小さくなった場合

図 3-11  $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる周波数の変化を説明する模式図

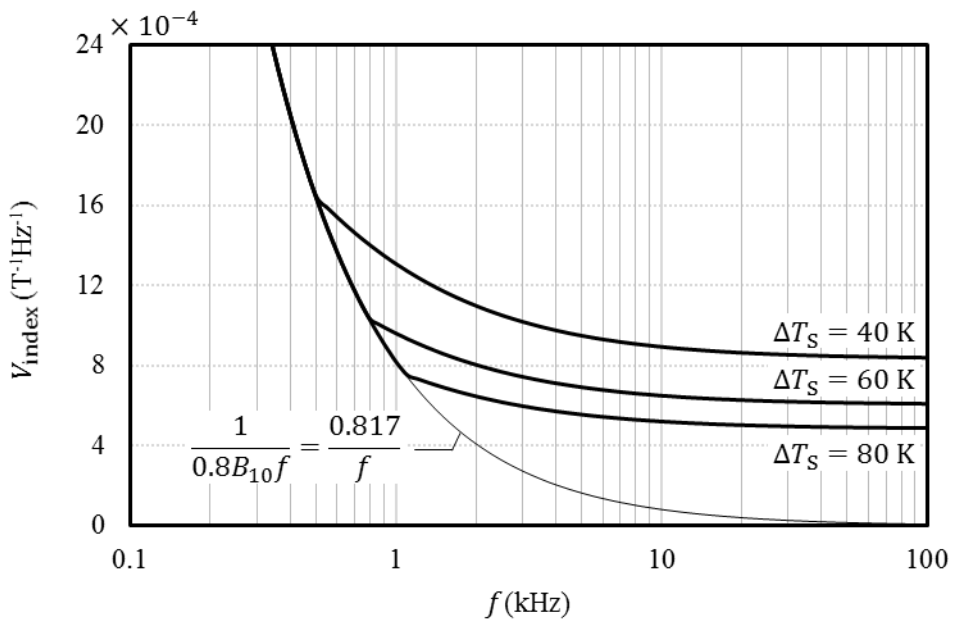
た $W_i$ が小さくなるほど、 $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる周波数は高くなる。したがって、 $\Delta T_S$ が等しい条件では、 $B'_m$ が $0.8B_{10}$ と等しくなる周波数は、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に高くなることがわかる。

以上のようにして求めた $B'_m$ と $f$ の関係から、式(3-5)を用いて各種鉄心の $V_{index}$ を導出する。図 3-12 に、 $D$ を 1 としたときの各種鉄心の体積指標と周波数の関係を示す。すべての鉄心において、温度上昇の許容値 $\Delta T_S$ を高くするほど、また、 $f$ が高くなるほど $V_{index}$ が小さくなることがわかる。 $\Delta T_S$ が一定の条件では、式(3-5)の上段の式に示すように、 $f$ が高くなるほど $V_{index}$ は $f$ に反比例して小さくなる。このとき、 $B'_m > 0.8B_{10}$ である。さらに $f$ が高くなると、やがて $B'_m = 0.8B_{10}$ となる。例えば、 $\Delta T_S = 40$  K の条件において、同図(c)に示す鉄基アモルファス合金の場合は 1.1 kHz、同図(d)に示すナノ結晶軟磁性材の場合は 5 kHz で $B'_m = 0.8B_{10}$ となり、それよりも高い周波数では、式(3-5)の下段の式に示すように、 $V_{index}$ は $B'_m$ と $f$ の積に反比例する。

ここで、周波数 $f$ が変化することによる $V_{index}$ の変化の程度に着目する。同図(d)に示すナノ結晶軟磁性材の場合、 $B'_m = 0.8B_{10}$ となる 5 kHz よりも高い $f$ では、 $f$ が高くなることによる $V_{index}$ の低減効果が小さい。例えば、2 kHz、4 kHz におけるナノ結晶軟磁性材の $V_{index}$ はそれぞれ  $5.16 \times 10^{-4} \text{ T}^{-1}\text{Hz}^{-1}$ 、 $2.58 \times 10^{-4} \text{ T}^{-1}\text{Hz}^{-1}$ である。 $f$ が 2 kHz から 4 kHz になることで $V_{index}$ が約 50%低減している。これに対し、5 kHz、10 kHz における $V_{index}$ は、それぞれ  $2.07 \times 10^{-4} \text{ T}^{-1}\text{Hz}^{-1}$ 、 $1.92 \times 10^{-4} \text{ T}^{-1}\text{Hz}^{-1}$ である。この場合、 $f$ が 2 倍になっても $V_{index}$ は 7.3%しか低減していない。このことから、本論文では、各種鉄心材において、 $V_{index}$ の変曲点となる $f$ 、すなわち、 $B'_m = 0.8B_{10}$ となる $f$ を最適周波数 $f_{op}$ と定義する。

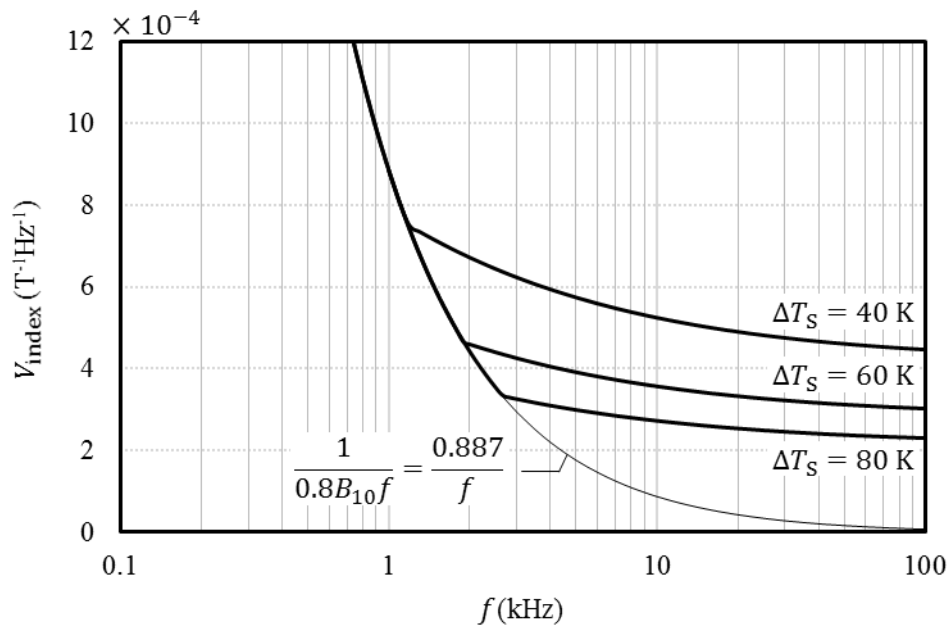


(a) 3%方向性ケイ素鋼板

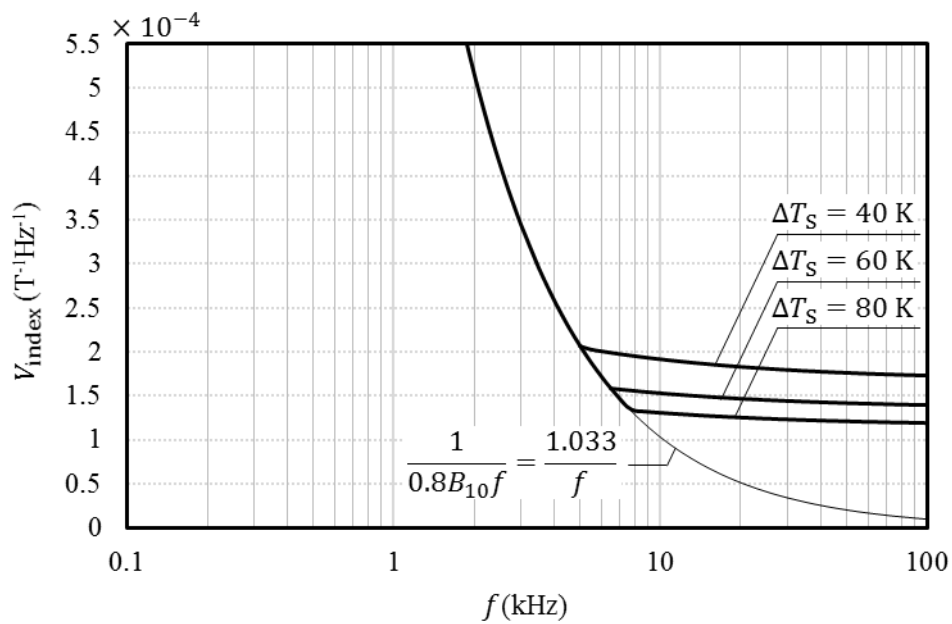


(b) 6.5%ケイ素鋼板

図 3-12 各種鉄心の体積指標と周波数の関係 ( $D=1$ ) (その 1)



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 3-12 各種鉄心の体積指標と周波数の関係 ( $D=1$ ) (その 2)

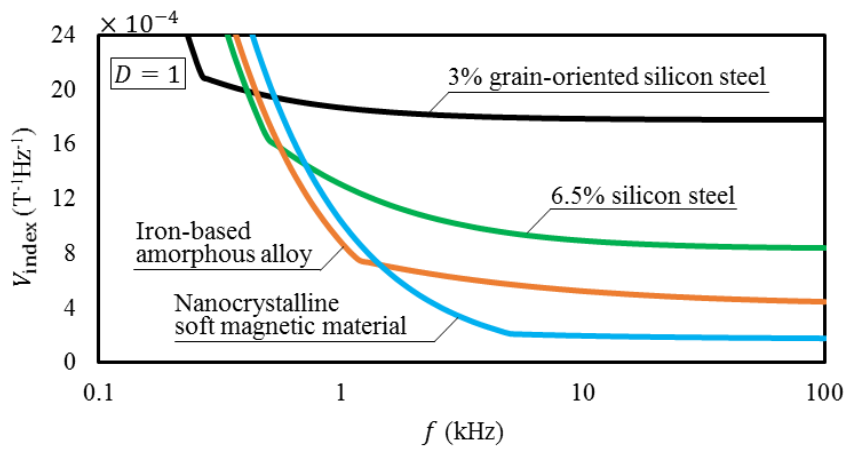


### 3.4 各種鉄心材の体積指標の比較

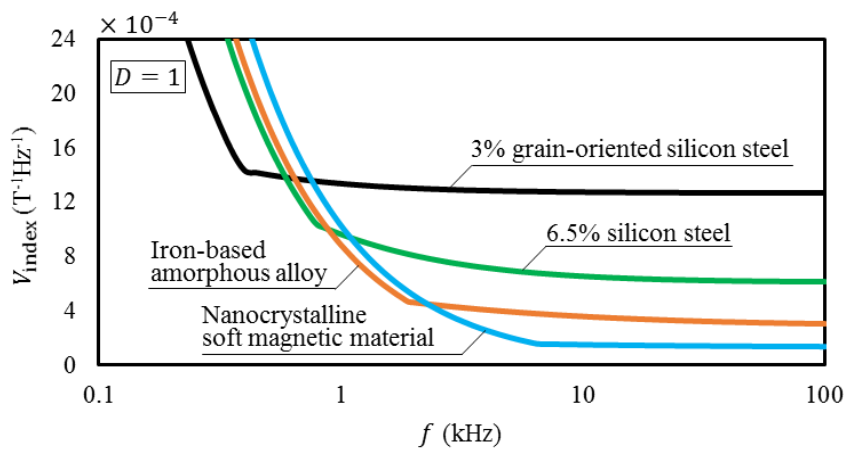
はじめに、鉄心の温度上昇の許容値 $\Delta T_S$ をパラメータとして、各種鉄心材の体積指標 $V_{index}$ を比較する。図 3-13 に、デューティ比 $D=1$ における各種鉄心材の $V_{index}$ を示す。 $\Delta T_S$ が 40 K, 60 K, 80 K のいずれの場合においても、 $V_{index}$ が最小となる鉄心材は、周波数 $f$ の低い方から、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に推移している。低周波域では飽和磁束密度の高い鉄心ほど $V_{index}$ が小さくなる一方、高周波域では鉄損が小さな鉄心ほど $V_{index}$ が小さくなることから、同図から、各周波数域で $V_{index}$ が最小となる鉄心を明らかにすることができる。

図 3-14 に、 $V_{index}$ が最小となる鉄心と周波数 $f$ の関係、および各種鉄心の最適周波数 $f_{op}$ を示す。 $\Delta T_S$ が 40 K の場合、 $V_{index}$ が最小となる鉄心は、0.41 kHz 未満では 3%方向性ケイ素鋼板、0.41~0.56 kHz では 6.5%ケイ素鋼板、0.56~1.41 kHz では鉄基アモルファス合金、1.41 kHz 以上ではナノ結晶材軟磁性材となる。また、同図から、 $\Delta T_S$ が高いほど、3%方向性ケイ素鋼板の $V_{index}$ が最小となる周波数範囲が拡大する一方、ナノ結晶軟磁性材の $V_{index}$ が最小となる周波数範囲が縮小することがわかる。各種鉄心の $f_{op}$ は、いずれも $V_{index}$ が最小となる周波数範囲にある。また、 $\Delta T_S$ が高くなるに従って、 $f_{op}$ も高くなる。

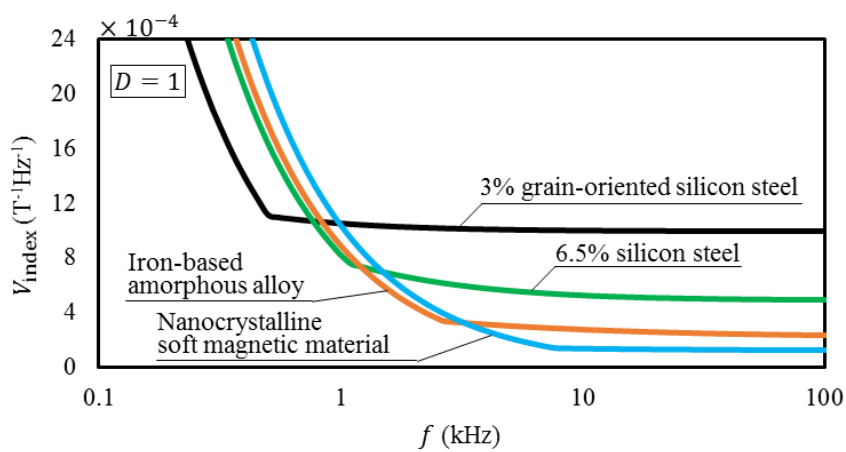
次に、デューティ比 $D$ をパラメータとした場合の各種鉄心材の $V_{index}$ を比較する。図 3-15 に、 $\Delta T_S=40$  K における、 $D$ をパラメータとした各種鉄心材の $V_{index}$ を示す。いずれの $D$ においても、 $V_{index}$ が最小となる鉄心は、周波数の低い方から 3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に推移している。図 3-16 に、図 3-15 から求めた $V_{index}$ が最小となる鉄心、 $D$ 、 $f$ の関係を示す。 $D$ を小さくするに従って、3%



(a)  $\Delta T_s = 40$  K



(b)  $\Delta T_s = 60$  K



(c)  $\Delta T_s = 80$  K

図 3-13 温度上昇許容値をパラメータとした各種鉄心の体積指標の比較

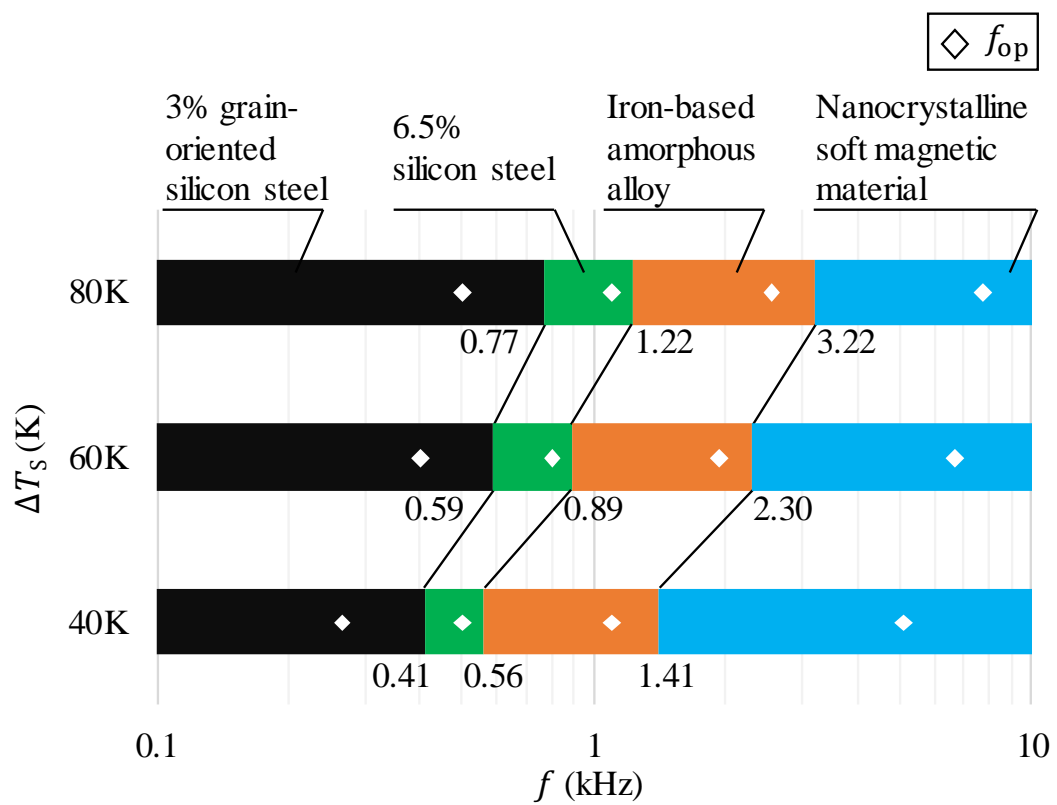
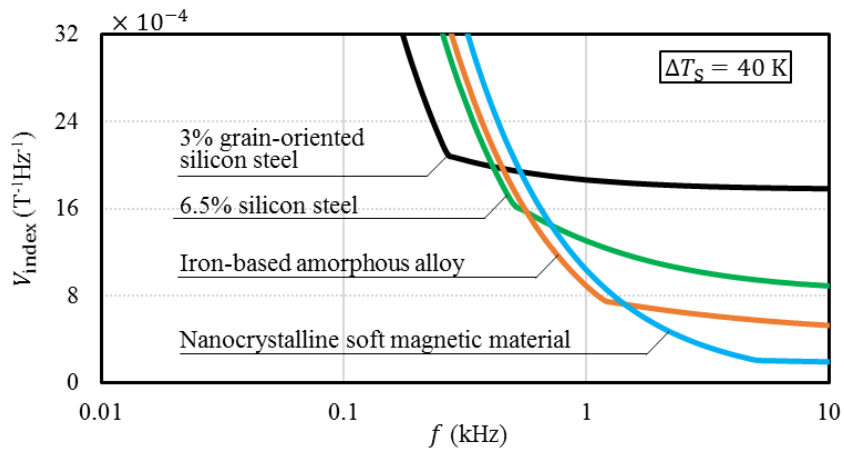
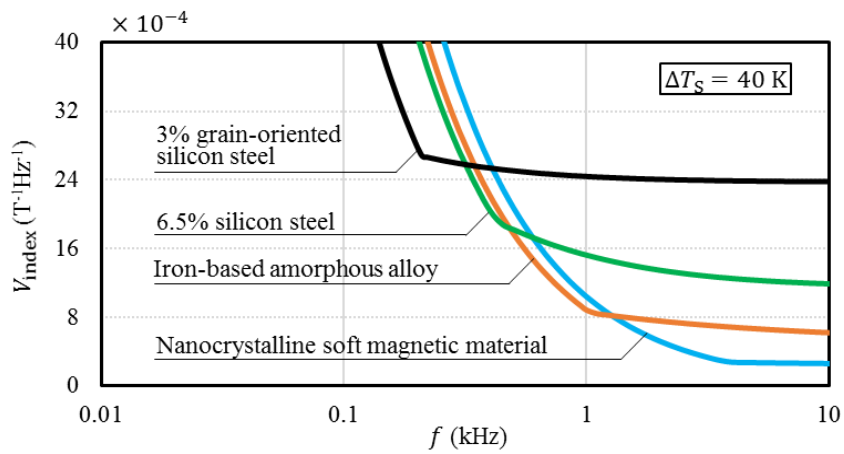


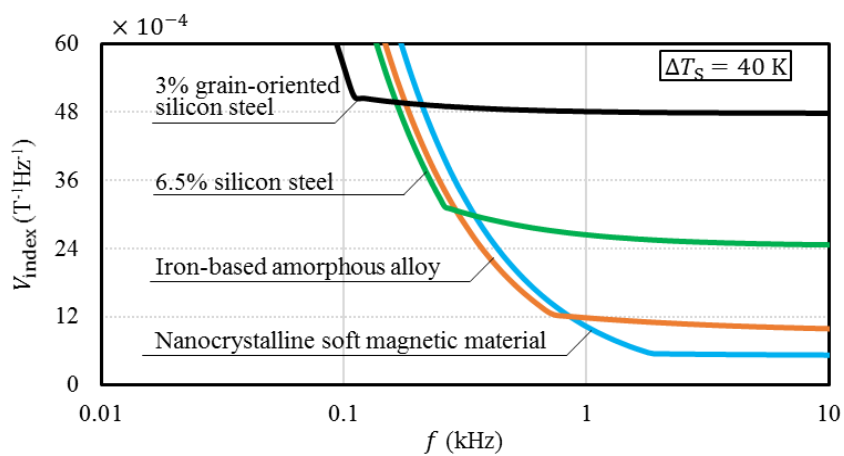
図 3-14 体積指標が最小となる鉄心と周波数の関係 ( $D=1$ )



(a)  $D=1$



(b)  $D=0.5$



(c)  $D=0.1$

図 3-15 デューティ比をパラメータとした各種鉄心の体積指標の比較

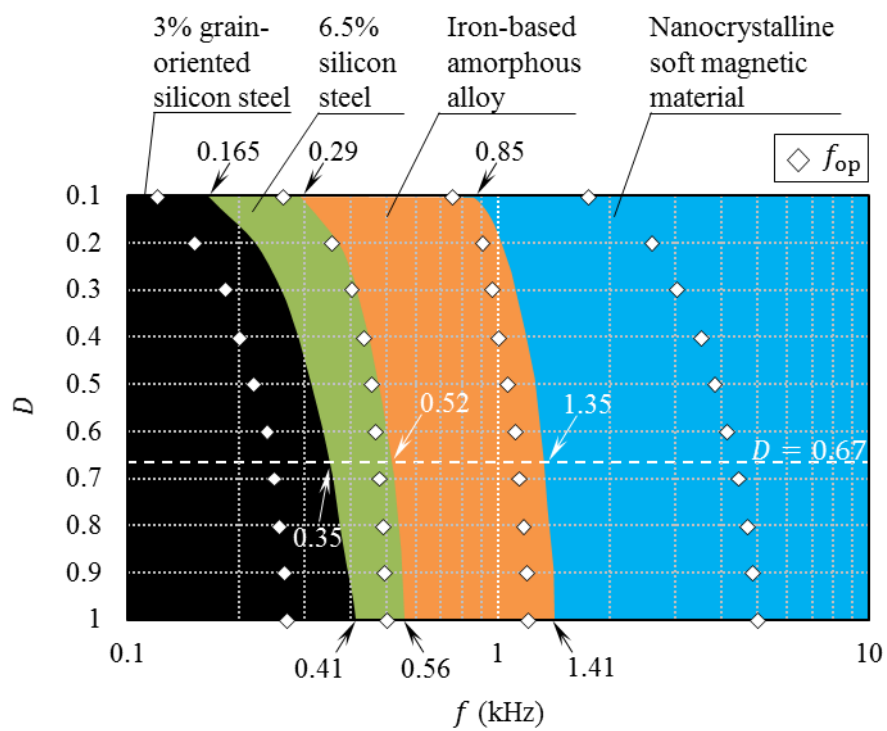


図 3-16 体積指標が最小となる鉄心，デューティ比，  
周波数の関係 ( $\Delta T_S=40$  K)

方向性ケイ素鋼板の $V_{\text{index}}$ が最小となる周波数範囲が狭くなり、ナノ結晶軟磁性材の $V_{\text{index}}$ が最小となる周波数範囲は広くなる。これは、第2章で明らかにしたように、鉄心材によらず、 $D$ が小さくなるほど鉄損が大きくなるが、その程度が3%方向性ケイ素鋼板では大きく、ナノ結晶軟磁性材では小さいためである。検討した範囲の中で最小の $D$ である0.1の場合、 $V_{\text{index}}$ が最小となる鉄心は0.165 kHz未満では3%方向性ケイ素鋼板、0.165~0.29 kHzでは6.5%ケイ素鋼板、0.29~0.85 kHzでは鉄基アモルファス合金、0.85 kHz以上ではナノ結晶材軟磁性材となる。また、各種鉄心の $f_{\text{op}}$ は、いずれも $V_{\text{index}}$ が最小となる周波数範囲にあり、 $D$ が小さくなるに従って、 $f_{\text{op}}$ は低くなる。

以上の評価から、 $D$ の下限 $D_{\text{min}}$ と $\Delta T_S$ を仮定して、大容量DC-DCコンバータに用いられる高周波変圧器に適した鉄心材、および、その鉄心材に適した駆動周波数を求める。通常、フィードバック制御を備えたフルブリッジ型DC-DCコンバータでは、入力電圧 $V_{\text{in}}$ の変動に応じて、 $D$ を調整して出力電圧を一定に制御する。図3-17に示すように、 $V_{\text{in}}$ が設計上運転可能な最小値 $V_{\text{in\_min}}$ であるとき、 $D$ は最大値 $D_{\text{max}}$ となり、逆に、 $V_{\text{in}}$ が設計上運転可能な最大値 $V_{\text{in\_max}}$ であるとき、 $D$ は最小値 $D_{\text{min}}$ となる。つまり、 $V_{\text{in}}$ と $D$ に関して、式(3-11)が成り立つ。

$$V_{\text{in\_max}}D_{\text{min}} = V_{\text{in\_min}}D_{\text{max}} \quad (3-11)$$

また、同図に示すように、 $V_{\text{in}}$ が正負に等しく変動率 $\delta$ だけ変動することを仮定すると、次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} V_{\text{in\_max}} &= (1 + \delta)V_{\text{in}} \\ V_{\text{in\_min}} &= (1 - \delta)V_{\text{in}} \end{aligned} \quad (3-12)$$

ここで、スイッチング損失やデッドタイムを無視して $D_{\text{max}}$ は1であると仮定し、式(3-12)を式(3-11)に代入して整理すると、 $D_{\text{min}}$ は式(3-13)で表される。

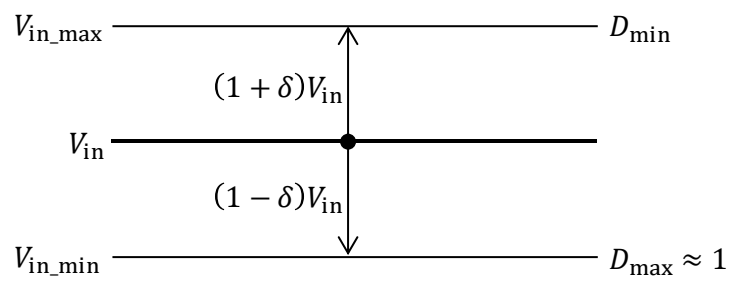


図 3-17 入力電圧 $V_{in}$ の変動とデューティ比 $D$ の関係

$$D_{\min} = \frac{1 - \delta}{1 + \delta} \quad (3-13)$$

一例として、 $\delta=20\%$ 、 $\Delta T_S=40\text{ K}$  の条件における最適な鉄心材、および駆動周波数を求める。式(3-13)より、 $D_{\min}=0.67$  となる。図 3-16 から、 $D=0.67$ 、 $\Delta T_S=40\text{ K}$  の条件における、 $V_{\text{index}}$  が最小となる周波数範囲と鉄心材の関係を読み取ると、 $0.35\text{ kHz}$  未満では 3%方向性ケイ素鋼板、 $0.35\sim 0.52\text{ kHz}$  では 6.5%ケイ素鋼板、 $0.52\sim 1.35\text{ kHz}$  では鉄基アモルファス合金、 $1.35\text{ kHz}$  以上ではナノ結晶材軟磁性材の $V_{\text{index}}$ が最小となる。

図 3-1 に示したとおり、 $100\text{ kVA}$  を超える高周波変圧器の駆動周波数は  $1\sim 20\text{ kHz}$  である。上述の $V_{\text{index}}$ が最小となる周波数範囲を考慮すると、 $1\sim 1.35\text{ kHz}$  では鉄基アモルファス合金、 $1.35\sim 20\text{ kHz}$  ではナノ結晶軟磁性材を用いることが適当である。さらに、図 3-16 から、 $D_{\min}=0.67$ 、 $\Delta T_S=40\text{ K}$  における最適周波数 $f_{\text{op}}$ を読み取ると、鉄基アモルファス合金の場合は  $1.1\text{ kHz}$ 、ナノ結晶軟磁性材の場合は  $4.2\text{ kHz}$  で駆動するのが良い。

以上述べたように、体積指標による評価法を用いて、入力電圧の変動と、鉄心の温度上昇の許容値を条件として与えれば、その条件に適した鉄心材と駆動周波数の関係を導出できることを明らかにした。

### 3.5 まとめ

高周波変圧器を設計する際には、DC-DC コンバータの駆動周波数に合わせて最適な鉄心材を選定する必要がある。大容量 DC-DC コンバータの駆動周波数は  $1\text{ kHz}$  から  $20\text{ kHz}$  の範囲であるが、この周波数域に適した鉄心材を選定するための明確な指針は明らかにされていない。この課題を解決するため、各周波数域において、高周波変圧器の体積が最小となるような鉄心材



を定量的に選定する方法を提案した。具体的には、最大磁束密度と周波数の積の逆数を体積指標と称し、体積指標を用いた鉄心材の評価方法を提案した。そして、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の4種の鉄心材を対象に、LSEを用いて鉄損を算定して各種条件下の体積指標を導出し、比較評価した。その結果、体積指標が最小となる鉄心は、周波数の低い方から、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に推移することを明らかにした。さらに、入力電圧の変動と、鉄心の温度上昇の許容値を条件として与えれば、その条件に適した鉄心材と駆動周波数の関係を導出できることを明らかにした。例えば、入力電圧の変動が $\pm 20\%$ 、鉄損による鉄心の温度上昇の許容値が自然空冷条件で40 Kの場合、1~1.35 kHzでは鉄基アモルファス合金、1.35~20 kHzではナノ結晶軟磁性材を用いると良いことを明らかにした。さらに、体積と効率のバランスを考慮するならば、鉄基アモルファス合金は1.1 kHz、ナノ結晶軟磁性材は4.2 kHzで駆動するのが最も良いことを明らかにした。

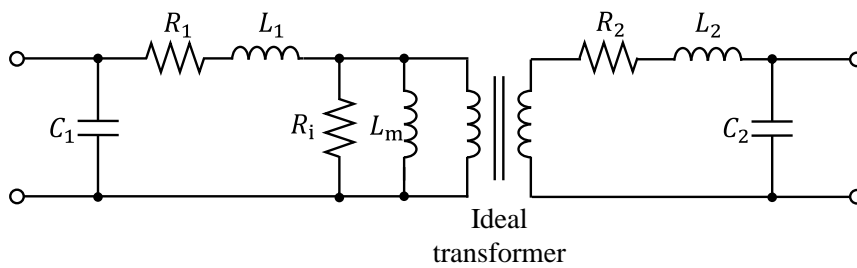


## 第4章 高周波で励磁される高効率鉄心に適した 磁気回路モデルの構築

### 4.1 背景

第2章では方形波電圧励磁時の鉄損算定法を、第3章ではこの算定法を利用した最適な鉄心材の選定法について述べた。これらの方法は、高周波変圧器単体の設計に資するものである。しかし、高周波変圧器は、それ単体で動作するものではなく、各種回路素子および制御系と組み合わせたDC-DCコンバータというシステムの中で動作することから、回路シミュレータを用いてシステム全体の動作を検証する必要がある。設計の手戻り回数を低減するためには、回路シミュレータ上で実際の動作を高精度に模擬することが重要であり、高周波変圧器においては、鉄損を高精度に考慮可能な回路モデルの構築が不可欠である。しかし、実際には、非線形磁気特性や鉄損を無視する 경우가少なくない。図4-1に示すように、励磁インダクタンス $L_m$ に並列に等価鉄損抵抗 $R_i$ を接続することで簡易的に鉄損を模擬する方法もあるが、これは鉄損の中でも渦電流損を模擬しているに過ぎず、また、非線形磁気特性も考慮されていない。

非線形磁気特性を模擬する手法として、磁気回路法が知られている。磁気回路法は、電気回路における電圧と電流の関係と同様に、起磁力と磁束を取り扱う手法である[1],[97]。従来の磁気回路法は、波形や周波数が変化しない場合には精度良く鉄損を算定することができるが、そうでない場合には、その都度、パラメータを実験的または解析的に求める必要があった。この問題を解決するため、鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデルが提案された



$L_1, L_2$ : Primary and secondary leakage inductances

$R_1, R_2$ : Primary and secondary winding resistances

$C_1, C_2$ : Primary and secondary stray capacitance

$L_m$ : Magnetization inductance

$R_i$ : Resistance equivalent to iron loss

図 4-1 変圧器の等価回路の一例 (図 1-5 を再掲)

[53], [54]。本手法では、ヒステリシス損と磁気特性の非線形性を模擬するため、渦電流損、異常渦電流損を無視できるほど低い周波数で測定したヒステリシスループ（以下、直流ヒステリシスループと呼称）の実測値を用いる。しかし、ナノ結晶軟磁性材やフェライトをはじめとする高周波で励磁される高効率鉄心の場合、ヒステリシス損が小さいため、汎用の測定器で正確な直流ヒステリシスループを取得することは容易ではなく、誤差が生じやすい。

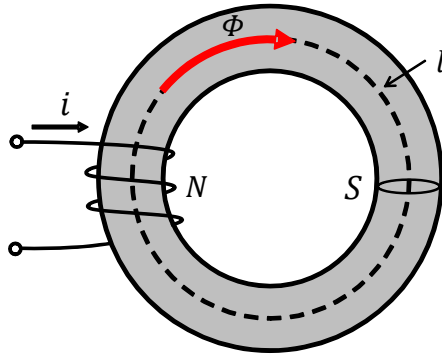
そこで本研究では、直流ヒステリシスループの実測が不要な磁気回路モデルについて検討し、3%方向性ケイ素鋼板、およびナノ結晶軟磁性材を対象にその有用性を明らかにする[98]。

本章の以降の構成は次の通りである。4.2節では、従来の磁気回路法について概説する。4.3節では、鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデルについて説明するとともに、本手法は損失の小さい高効率鉄心の場合に正確性に課題があることを指摘する。そして4.4節では、この問題を解決する磁気回路モデルを提案するとともに、その有用性を実験的に検証する。さらに4.5節では、提案する磁気回路モデルがDC-DCコンバータに組み込まれた状態で良好に動作することを示すため、MATLAB®/Simulink®を用いて回路解析を実施した結果について述べる。最後に4.6節で本章をまとめる。

## 4.2 従来の磁気回路法

### 4.2.1 磁気回路法の原理

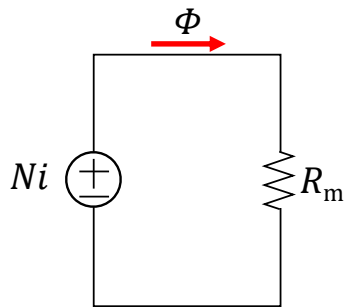
図4-2(a)に環状鉄心の模式図を示す。有効断面積 $S$ 、平均磁路長 $l$ 、透磁率 $\mu$ の環状鉄心に巻数 $N$ の巻線が施され、その巻線には電流 $i$ が流れているものとする。このとき、起磁力 $Ni$ と鎖交磁束 $\Phi$ の関係は磁気抵抗 $R_m$ を用いて次々項に示す式(4-1)、(4-2)のように表される。



(a) 環状鉄心

Electric circuit		Magnetic circuit	
$v = Ri$		$Ni = R_m \Phi$	
Voltage	$v$	Magnetomotive force	$Ni$
Current	$i$	Magnetic flux	$\Phi$
(Electric) resistance	$R$	Magnetic resistance	$R_m$

(b) 電気回路と磁気回路の対応関係



(c) 環状鉄心の磁気回路

図 4-2 磁気回路の基本原理

$$Ni = R_m \Phi \quad (4-1)$$

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \quad (4-2)$$

起磁力を電圧、磁束を電流に対応させれば、式(4-1)は電気回路におけるオームの法則と同形であることがわかる。 $R_m$ は電気回路における抵抗に相当することから、磁気抵抗（磁気リラクタンス）と呼ばれる。同図(b)に示す電気回路と磁気回路の関係から、環状鉄心の磁気回路は同図(c)のように表すことができ、電気回路と同様の回路素子で構成することができる。したがって、電気回路シミュレータ上で電気回路と磁気回路を連成して解析することが可能となる。

実際の鉄心特性を模擬するためには、磁束密度が飽和磁束密度に近づくに従って透磁率が減少する非線形磁気特性と鉄損を考慮する必要がある。はじめに、非線形磁気特性を考慮した磁気抵抗の表現方法について説明する。磁束密度 $B$ と磁界強度 $H$ は次式の関係にある。

$$B = \mu H \quad (4-3)$$

この式を適当な関数で近似する。例えば、次式で近似することで $R_m$ の非線形特性を表現することができる。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_n B^n \quad (4-4)$$

ここで、 $\alpha_1$ と $\alpha_n$ は係数である。 $n$ は3以上の奇数であり、 $B$ - $H$ 曲線の非線形性が強いほど $n$ は大きくなる。式(4-2)、(4-3)、(4-4)から $\mu$ と $H$ を消去すると、非線形磁気特性を考慮した $R_m$ は次式のように表される。

$$R_m = \frac{l}{S} (\alpha_1 + \alpha_n B^{n-1}) \quad (4-5)$$

また、 $\Phi$ と $B$ は、次項に示す式(4-6)の関係にある。

$$\Phi = BS \quad (4-6)$$

したがって、式(4-1), (4-5), (4-6)をまとめると、鉄心の非線形磁気特性を考慮した磁気回路方程式は次式で表される。

$$Ni = \left( \frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \Phi^{n-1} \right) \Phi \quad (4-7)$$

ここで、式(4-7)は非線形磁気特性を考慮した磁気回路方程式であり、鉄損は考慮されていない。そこで、式(4-7)に鉄損に相当する項を追加する。図 4-3 にヒステリシスループの模式図を示す。図中の破線は、式(4-7)で表される非線形磁気特性を表す。実線で表されるヒステリシスループは、破線を鉄損の分だけ膨らませたものと考えることができる。この膨らみを表現するためには、正の磁化過程 ( $dB/dt \geq 0$ ) では正のバイアスを、負の磁化過程 ( $dB/dt < 0$ ) では負のバイアスを  $H$  に与えればよい。例えば、バイアスの程度を係数  $\beta_1$  を用いて表すと、ヒステリシスループは次式で与えることができる。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_n B^n + \beta_1 \frac{dB}{dt} \quad (4-8)$$

以上より、非線形磁気特性と鉄損を考慮した磁気回路方程式は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} Ni &= \left( \frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \Phi^{n-1} \right) \Phi + \frac{\beta_1 l}{S} \frac{d\Phi}{dt} \\ &= R_m \Phi + R' \frac{d\Phi}{dt} \end{aligned} \quad (4-9)$$

ここで、式(4-9)の第 2 項は鎖交磁束の微分項である。図 4-2 (b)に示したように、磁気回路における鎖交磁束は、電気回路における電流に相当する。電気回路において、電流の微分項にかかる係数はインダクタンスに相当するから、式(4-9)における  $R'$  は磁気インダクタンスと呼ばれることもある。



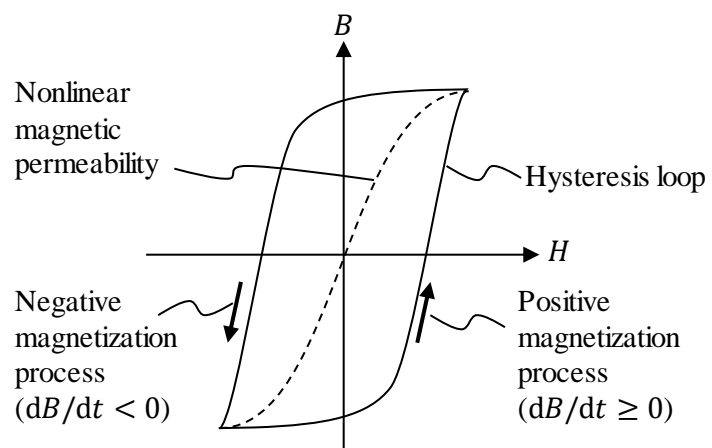


図 4-3 ヒステリシスループのモデリング

#### 4.2.2 磁気回路モデル

非線形磁気特性と鉄損を考慮した磁気回路方程式である式(4-9)は、図 4-2 (c)と同様にして、回路素子で表現することができる。図 4-4 に、非線形磁気特性と鉄損を考慮した磁気回路モデルを示す。非線形磁気抵抗は線形抵抗と従属電源で表わすことができる。磁気インダクタンスは、電気回路と同様にインダクタンス素子で与えることができ、非線形磁気抵抗と直列に接続される。この磁気回路と電気回路の連成方法について、図 4-5 を用いて説明する。同図(a)に示すように、巻数 $N$ 、巻線抵抗 $R$ のコイルに交流電圧 $v$ を印加したとき、電流 $i$ が流れるものとする。これに対応する電気-磁気連成回路を図 4-5 (b)に示すとともに、その計算過程を図中の①~④と対応させながら以下に説明する。

##### ① 電気回路部分における電流 $i$ の決定

印加された電圧 $v$ と誘導起電力 $e'$ の差分が $R$ の両端に印加され、コイルに流れる電流 $i$ が決定する。なお、 $e'$ は1サイクル前の④で決定される。

##### ② 電気回路から磁気回路への連成

電流 $i$ に巻数 $N$ を乗じた起磁力 $Ni$ を磁気回路中の従属電源に与える。

##### ③ 磁気回路部分における鎖交磁束 $\Phi$ の決定

起磁力 $Ni$ と非線形磁気抵抗 $R_m$ 、磁気インダクタンス $R'$ により、磁気回路を流れる鎖交磁束 $\Phi$ が決定される。

##### ④ 磁気回路から電気回路への連成

鎖交磁束 $\Phi$ の時間微分に $N$ を乗じて $e'$ を決定し、電気回路中の従属電源に与える。なお、 $e'$ は $v$ を打ち消す方向に発生する。

なお、電気-磁気連成解析を実行するうえで、他のパラメータに比べて鎖

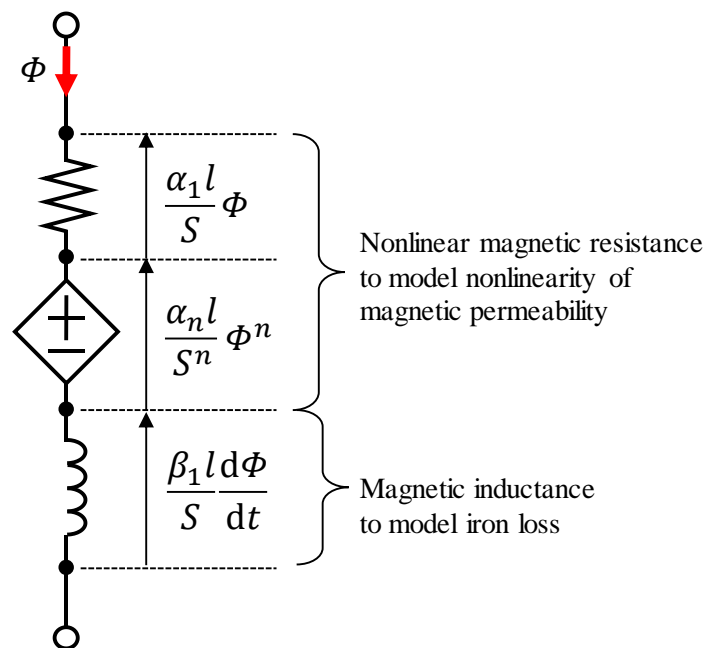
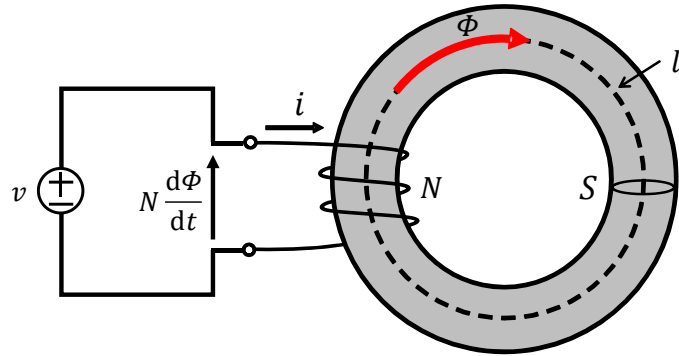
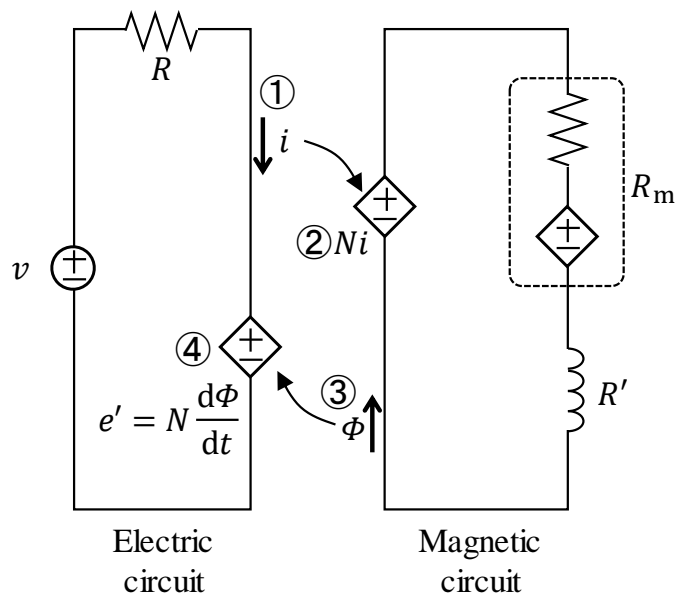


図 4-4 非線形磁気特性と鉄損を考慮した磁気回路モデル



(a) 環状鉄心に交流電源を接続した回路



(b) 電気-磁気連成回路

図 4-5 非線形磁気特性と鉄損を考慮した電気-磁気連成解析

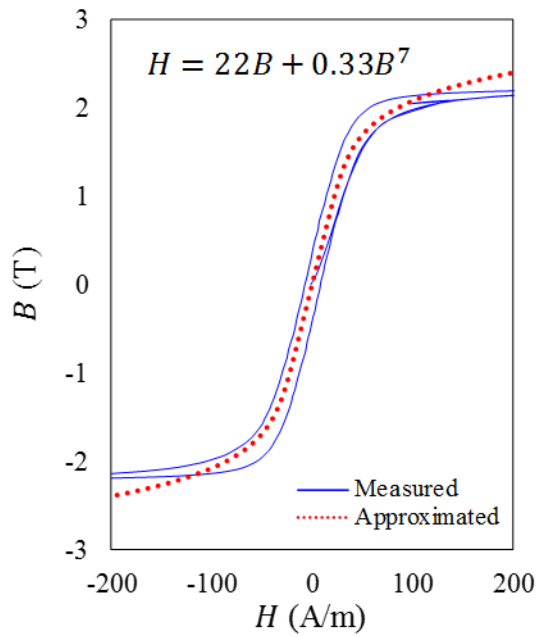
交磁束 $\Phi$ の値が小さいことから、解の収束性が悪くなる場合がある。これについては、桁を調整することである程度改善することができる。例えば、式(4-9)の両辺に  $1/100$  を乗じると次式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{100}Ni &= \frac{1}{100} \left( \frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \Phi^{n-1} \right) \Phi + \frac{1}{100} \frac{\beta_1 l}{S} \frac{d\Phi}{dt} \\ &= \frac{1}{10^5} \frac{\alpha_1 l}{S} (10^3 \Phi) + \frac{1}{100} \frac{\alpha_n l}{(10^3 S)^n} (10^3 \Phi)^n \\ &\quad + \frac{1}{10^5} \frac{\beta_1 l}{S} \frac{d}{dt} (10^3 \Phi) \end{aligned} \tag{4-10}$$

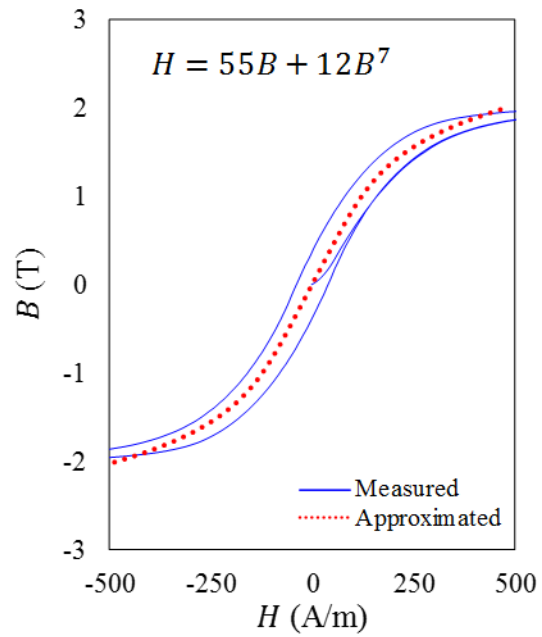
上式より、シミュレーション上で $Ni$ を  $10^{-2}$  倍、 $\alpha_1$ を  $10^{-5}$  倍、 $\alpha_n$ を  $10^{-2}$  倍、第2項の $S$ を  $10^3$  倍、 $\beta_1$ を  $10^{-5}$  倍とすれば、 $\Phi$ が  $10^3$  倍となることがわかる。このようにすることで、パラメータ間の桁の差異が小さくなり、解の収束性の改善が見込まれる。

#### 4.2.3 係数の決定方法

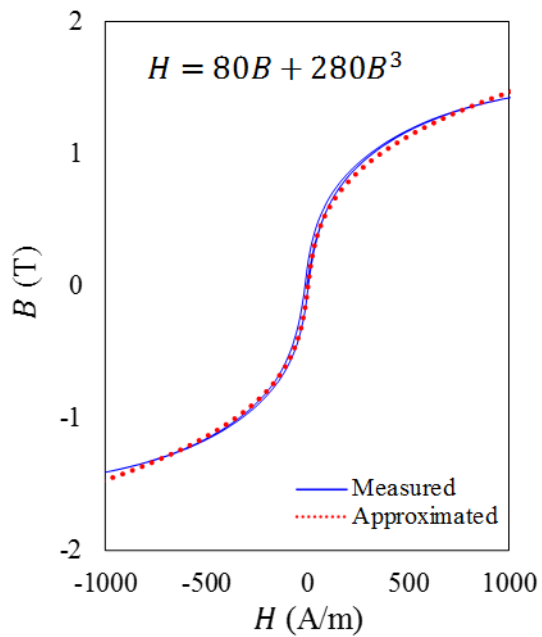
実際の鉄心特性から、式(4-9)における係数 $\alpha_1$ 、 $\alpha_n$ 、 $n$ 、 $\beta_1$ を決定する方法を説明する。はじめに、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_n$ 、 $n$ については、直流ヒステリシスループの中心線を式(4-4)で近似することで決定できる。図4-6に、各種鉄心材の直流ヒステリシスループとその近似曲線を示す。同図(a)に示す3%方向性ケイ素鋼板の場合、2Tを超える飽和領域において実測値と近似値の差異が大きくなっているが、実際の動作磁束密度領域において精度良く近似されていれば計算上は問題ない。このように考えれば、同図(a)~(d)に示したすべての鉄心材において、直流ヒステリシスループの近似曲線は実測値を良好に近似している。



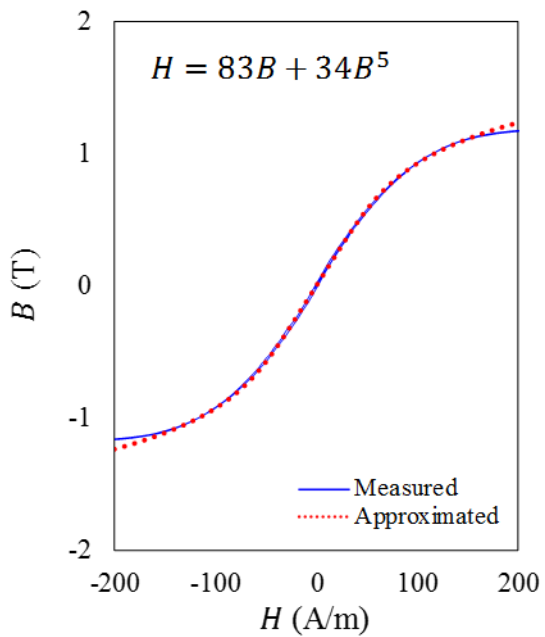
(a) 3%方向性ケイ素鋼板



(b) 6.5%ケイ素鋼板



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 4-6 各種鉄心材の直流ヒステリシスループとその近似曲線

次に、 $\beta_1$ の決定方法について説明する。単位重量あたりの1周期における鉄損 $W_i/f$ は、ヒステリシスループの面積に相当することから次式で表される。

$$\frac{W_i}{f} = \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} H(B) dB \quad (4-11)$$

ここで、 $f$ は周波数、 $q$ は鉄心の質量密度、 $T$ は周期である。 $Ni = Hl$ 、 $\Phi = BS$ の関係から、式(4-11)は次式のように展開される。

$$\begin{aligned} \frac{W_i}{f} &= \frac{1}{q} \int_{\Phi(t=0)}^{\Phi(t=T)} \frac{Ni d\Phi}{l S} \\ &= \frac{1}{qlS} \int_{\Phi(t=0)}^{\Phi(t=T)} Nid\Phi \end{aligned} \quad (4-12)$$

鉄心の質量を $M$ とすると、質量、体積、密度の関係から $M=qlS$ である。また、式(4-12)を置換積分すると、次式が得られる。

$$\frac{W_i}{f} = \frac{1}{M} \int_0^T Ni \frac{d\Phi}{dt} dt \quad (4-13)$$

式(4-13)に式(4-9)を代入して $Ni$ を消去すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{W_i}{f} &= \frac{1}{M} \int_0^T \left\{ \left( \frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \Phi^{n-1} \right) \Phi + \frac{\beta_1 l}{S} \frac{d\Phi}{dt} \right\} \frac{d\Phi}{dt} dt \\ &= \frac{1}{M} \left\{ \int_0^T \left( \frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \Phi^{n-1} \right) \Phi d\Phi + \int_0^T \frac{\beta_1 l}{S} \left( \frac{d\Phi}{dt} \right)^2 dt \right\} \end{aligned} \quad (4-14)$$

上式の右辺第1項は非線形磁気特性を表す項であり、損失を含まないことから、1周期にわたる定積分はゼロになる。したがって、式(4-14)は次のように第2項のみで表すことができる。

$$\frac{W_i}{f} = \frac{1}{M} \int_0^T \frac{\beta_1 l}{S} \left( \frac{d\Phi}{dt} \right)^2 dt \quad (4-15)$$

ここで、 $\Phi$  は正弦波であると仮定し、最大磁束密度を  $B_m$  とすると、 $\Phi$ ,  $d\Phi/dt$ , および  $(d\Phi/dt)^2$  はそれぞれ式(4-16), (4-17), (4-18)で表される。

$$\Phi = B_m S \sin(\omega t) \quad (4-16)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \omega B_m S \cos(\omega t) \quad (4-17)$$

$$\left(\frac{d\Phi}{dt}\right)^2 = (\omega B_m S)^2 \frac{\cos(2\omega t) + 1}{2} \quad (4-18)$$

式(4-18)を式(4-15)に代入すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{W_i}{f} &= \frac{1}{M} \int_0^T \frac{\beta_1 l}{S} (\omega B_m S)^2 \frac{\cos(2\omega t) + 1}{2} dt \\ &= \frac{\omega^2 l S}{M} \beta_1 B_m^2 \int_0^T \frac{\cos(2\omega t) + 1}{2} dt \\ &= \frac{\omega^2 l S}{M} \beta_1 B_m^2 \left[ \frac{1}{2} t \right]_0^T \\ &= \frac{(2\pi f)^2 l S}{2M} \beta_1 B_m^2 T \\ &= \frac{2\pi^2}{q} \beta_1 B_m^2 f \end{aligned} \quad (4-19)$$

式(4-19)を用いて実測した鉄損曲線を近似することで、 $\beta_1$ を求めることができる。ただし、式(4-19)は  $W_i/f$  が  $B_m^2$  と  $f$  に比例すると仮定していることに留意が必要である。

#### 4.2.4 本手法の適用に関する課題

式(4-19)に示すとおり、本手法では  $W_i/f$  が  $B_m^2$  と  $f$  に比例すると仮定している。この関係は鉄損の中でも渦電流損にのみ当てはまるものであり、ヒステリシス損や異常渦電流損には当てはまらない。以下に、式(4-19)による近似が必ずしも有効ではないことを、第2章で示した鉄損の実測値を用いて説



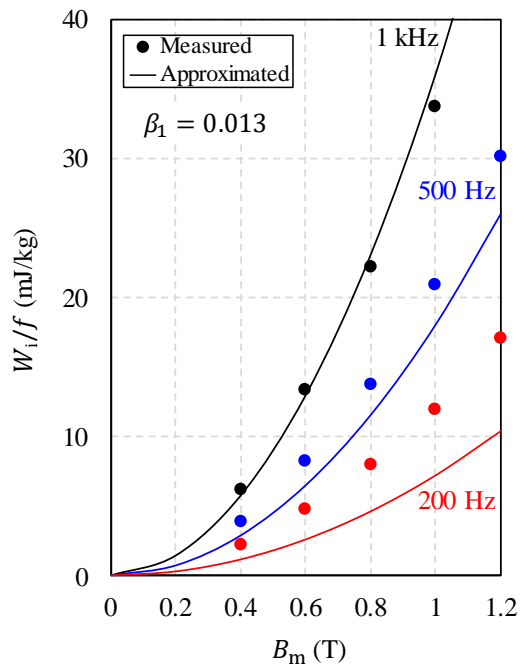
明する。図 4-7 に、各種鉄心材における鉄損の実測値と式(4-19)による近似曲線を示す。ここで、縦軸は 1 周期あたりの鉄損  $W_i/f$  であり、横軸は最大磁束密度  $B_m$  である。励磁電圧波形はデューティ比が 1 の方形波である。周波数は、同図(a)に示す 3%方向性ケイ素鋼板の場合では、他の鉄心材に比べて鉄損が大きいため、200 Hz, 500 Hz, 1 kHz の 3 通りであり、その他の鉄心材の場合は 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz である。すべての鉄心材において、1 kHz における  $W_i/f$  の実測値と式(4-19)による近似値との誤差が小さくなるように  $\beta_1$  を決定した。その結果、同図(a), (b), (d)に示す 3%方向性ケイ素鋼板, 6.5%ケイ素鋼板, ナノ結晶軟磁性材の場合、近似曲線は 1 kHz における  $W_i/f$  の実測値を良好に近似していることがわかる。これに対し、同図(c)に示す鉄基アモルファス合金の場合、1 kHz における  $W_i/f$  の実測値の傾向は近似曲線に比べて線形的であるため、良好に近似されているとは言い難い。また、すべての鉄心材において、周波数が 1 kHz から遠ざかるほど、実測値と近似値との乖離が大きくなっている。

以上のことから、本手法は、周波数が増加する場合にはその都度  $\beta_1$  を実験的あるいは解析的に求める必要があること、また、周波数が増加しない場合であっても、鉄心材が鉄基アモルファス合金の場合には、良好な近似が得られないという問題がある。次節では、この問題を解決するために考案された、鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデルについて説明する。

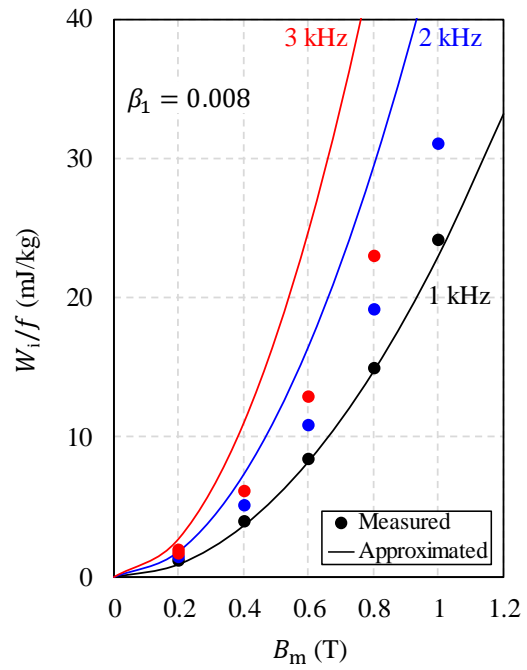
## 4.3 鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデル

### 4.3.1 磁気回路モデル

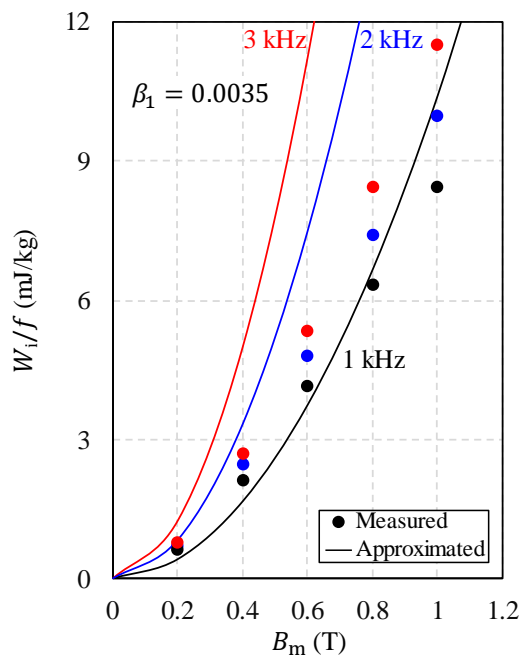
本手法は、2.3.4 項で説明した、鉄損を発生要因毎に分離して計算する方法 (Loss Separation Equation: LSE) を磁気回路モデルで表現したものである。



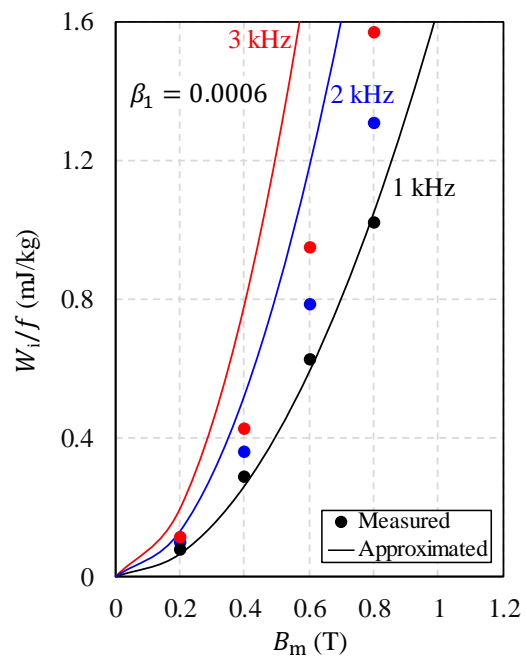
(a) 3%方向性ケイ素鋼板



(b) 6.5%ケイ素鋼板



(c) 鉄基アモルファス合金



(d) ナノ結晶軟磁性材

図 4-7 各種鉄心材の鉄損の実測値と式(4-19)による近似

LSE における磁界強度  $H$  と磁束密度  $B$  の関係は次式で表される。

$$H = \begin{cases} g_{\text{up}}(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} \geq 0 \right) \\ g_{\text{dw}}(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} < 0 \right) \end{cases} \quad (4-20)$$

ここで、 $g_{\text{up}}(B_m, B)$ 、 $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  は、それぞれ正の磁化過程 ( $dB/dt \geq 0$ )、負の磁化過程 ( $dB/dt < 0$ ) に対応する直流ヒステリシスループの関数である。

$\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  はそれぞれ渦電流損、異常渦電流損に対応する係数である。

図 4-8 に、式(4-20)による電気-磁気連成回路の模式図を示す。図中の記号および電気回路と磁気回路の連成の原理については、4.2.2 項における説明と同様である。従来の磁気回路モデルでは、鉄損をインダクタンス素子で模擬していたのに対し、鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデルでは、従属電源  $U_h$  が直流ヒステリシスループおよびヒステリシス損を、大きさ  $\gamma_1$  のインダクタンスが渦電流損に相当するヒステリシスループの膨らみを、そして従属電源  $U_a$  が異常渦電流損に相当するヒステリシスループの膨らみをそれぞれ模擬する。

式(4-20)に示される、 $H$  の計算には  $dB/dt$  の符号による場合分けが必要である。したがって、磁気回路において、磁束密度波形を微分して得られる  $dB/dt$  の波形からその符号を判定し、 $dB/dt$  が正ならば従属電源  $U_h$  に  $g_{\text{up}}(B_m, B)$  を与え、負ならば  $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  を与える。ここで、 $g_{\text{up}}(B_m, B)$ 、 $g_{\text{dw}}(B_m, B)$  には、実測した直流ヒステリシスループをルックアップテーブルとして与える。異常渦電流損に関しても同様にして、 $dB/dt$  が正ならば従属電源  $U_a$  に  $\gamma_2 |dB/dt|^{0.5}$  を与え、負ならば  $-\gamma_2 |dB/dt|^{0.5}$  を与える。なお、4.2.2 項では起磁力  $Ni$  と磁束  $\Phi$  を用いた磁気回路モデルを示したが、同図に示すように、電流  $i$  から磁界強度  $H$ 、磁束密度  $B$  から誘導起電力  $e'$  に変換することで、磁界強度

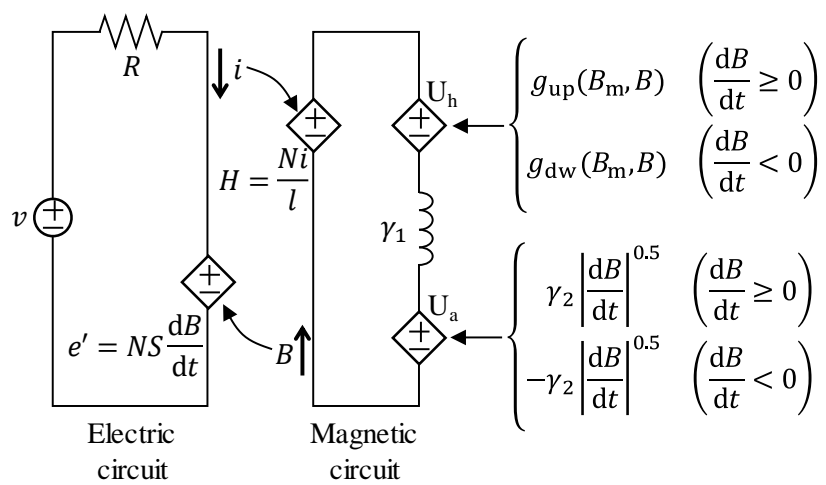


図 4-8 鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデルを適用した電気-磁気連成回路

$H$ と磁束密度 $B$ を用いた磁気回路モデルで表現することもできる。このようにすることで、実測した直流ヒステリシスループのルックアップテーブルをそのまま適用することができる。

#### 4.3.2 本手法の適用に関する課題

先行研究において、本手法の適用性が検証されている。文献[53], [54]では、鉄基アモルファス合金を対象とし、周波数範囲 1~5 kHz における正弦波電圧励磁下の鉄損およびヒステリシスループを良好に再現できることが示されている。また、文献[99], [100]では、3%方向性ケイ素鋼板を対象とし、周波数範囲 50~500 Hz におけるデューティ比の異なる方形波電圧励磁下の鉄損およびヒステリシスループを良好に再現できることが示されている。しかし、ナノ結晶軟磁性材を対象とした検証事例はないことから、本手法の適用可能性を検証した。

図 4-9 に、ナノ結晶軟磁性材カットコアの鉄損測定結果を示す。1 kHz から 5 kHz の範囲では、周波数が高くなるに従って、1 周期あたりの鉄損 $W_i/f$ が単調増加している。しかし、渦電流損、異常渦電流損を無視できると考えられる 10 Hz における $W_i/f$ は、1 kHz における $W_i/f$ よりも大きくなった。このことから、図 4-9 に示す鉄損曲線から適切な $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ を決定することはできない。

10 Hz における $W_i/f$ が 1 kHz におけるそれよりも大きくなった理由について考察する。汎用のオシロスコープを用いて鉄損を測定する際には、電圧プローブと電流プローブの位相差や電流プローブの残留磁気が誤差の要因となる。ナノ結晶軟磁性材のような高周波で励磁されることが一般的である鉄

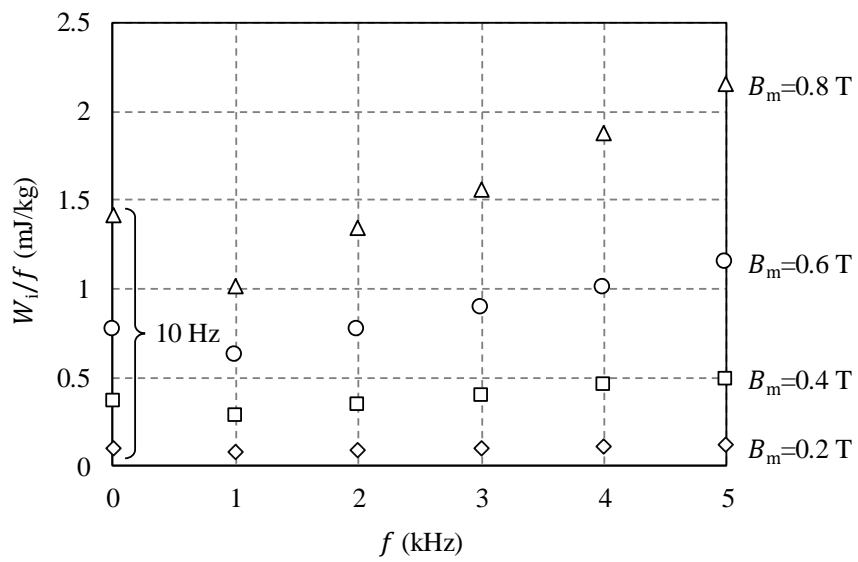


図 4-9 ナノ結晶軟磁性材カットコアの鉄損測定結果

心の場合、低周波における鉄損が極めて小さいことから、このような誤差が無視できなくなる。このように、本手法を用いてナノ結晶軟磁性材の高精度な磁気回路モデルを作成することは容易ではない。

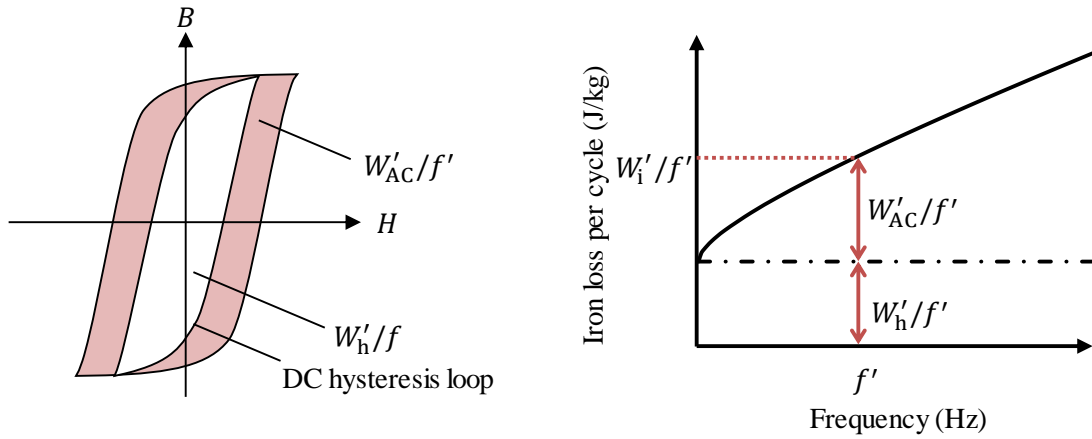
そこで本研究では、直流ヒステリシスループの取得を必要としない磁気回路モデルを提案する。次節では、その原理と検証結果について述べる。

## 4.4 高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデル

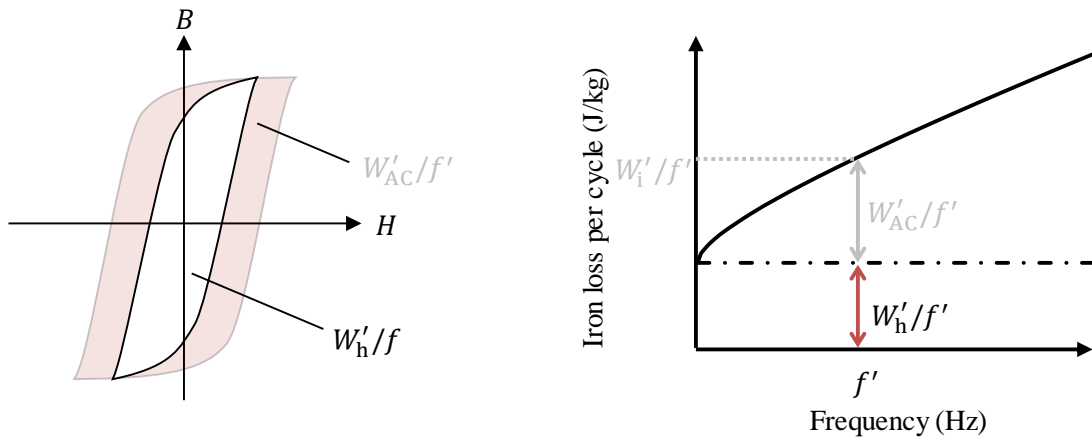
### 4.4.1 原理と磁気回路モデル

本節では、高効率鉄心の直流ヒステリシスループを直接実測するのではなく、鉄損を高精度に測定可能な高周波におけるヒステリシスループから、渦電流損、異常渦電流損を差し引いて間接的に直流ヒステリシスループを求める方法について検討する。図4-10を用いて、提案する磁気回路モデルの原理を説明する。同図(a)は、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループと、それに対応する鉄損曲線である。ここで、実測する周波数 $f'$ では、渦電流損、異常渦電流損が一定程度発生し、汎用のオシロスコープでもヒステリシスループを高精度に測定可能であるものとする。渦電流損、異常渦電流損の和を交流損失 $W_{AC}$ と定義すると、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループは、直流ヒステリシスループが交流損失 $W'_{AC}/f'$ の分だけ膨らんだものと考えられる。したがって、同図(b)に示すように、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループから交流損失 $W'_{AC}/f'$ を減じれば、直流ヒステリシスループを求めることができる。また、同図(c)に示すように、任意の周波数 $f$ におけるヒステリシスループは、同図(b)で求めた直流ヒステリシスループに、任意の周波数 $f$ における交流損失 $W_{AC}/f$ を加えたものと考えられることができる。

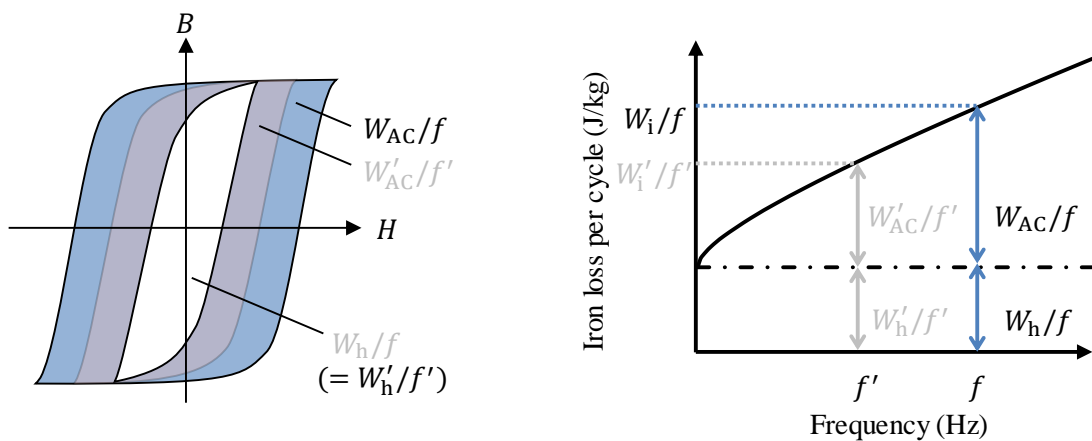
以上に説明した原理を数式を用いて説明する。図4-11に、実測する周波



(a) 実測する周波数  $f'$  におけるヒステリシスループおよび鉄損曲線



(b) 間接的に求めた直流ヒステリシスループおよび鉄損曲線



(c) 任意の周波数  $f$  におけるヒステリシスループおよび鉄損曲線

図 4-10 提案する磁気回路モデルの原理



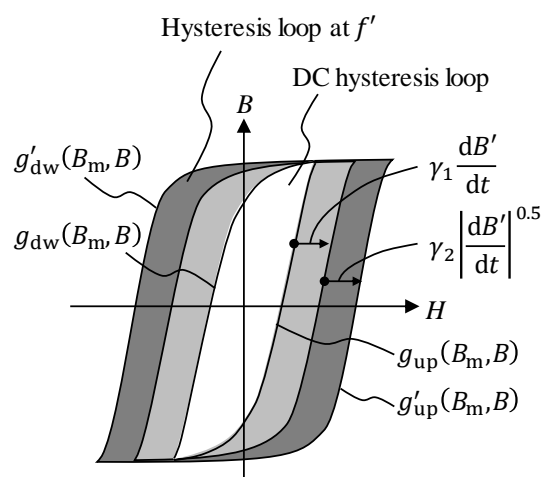


図 4-11 実測する周波数  $f'$  におけるヒステリシスループの構成

数 $f'$ におけるヒステリシスループの模式図を示す。直流ヒステリシスループは、 $f'$ におけるヒステリシスループから渦電流損分の膨らみに相当する $\gamma_1(dB'/dt)$ と、異常渦電流損分の膨らみに相当する $\gamma_2|dB'/dt|^{0.5}$ を減じることで求められる。したがって、直流ヒステリシスループと実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループのうち、正の磁化過程に対応するものをそれぞれ $g_{up}(B_m, B)$ ,  $g'_{up}(B_m, B)$ , 負の磁化過程に対応するものをそれぞれ $g_{dw}(B_m, B)$ ,  $g'_{dw}(B_m, B)$ とすると、 $g_{up}(B_m, B)$ ,  $g_{dw}(B_m, B)$ の関係は次式で表される。

$$\begin{cases} g_{up}(B_m, B) = g'_{up}(B_m, B) - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB'}{dt} \geq 0 \right) \\ g_{dw}(B_m, B) = g'_{dw}(B_m, B) - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB'}{dt} < 0 \right) \end{cases} \quad (4-21)$$

このようにして間接的に求めた直流ヒステリシスループは、4.3節で説明した、鉄損を発生要因毎に分離して計算する磁気回路モデルの直流ヒステリシスループとして用いることができる。つまり、式(4-21)を式(4-20)に代入すると、次式が得られる。

$$H = \begin{cases} g'_{up}(B_m, B) - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} \geq 0 \right) \\ g'_{dw}(B_m, B) - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} + \gamma_1 \frac{dB}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} < 0 \right) \end{cases} \quad (4-22)$$

図 4-12 に、式(4-22)に基づいた磁気回路モデルを示す。実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループ $g'_{up}(B_m, B)$ ,  $g'_{dw}(B_m, B)$ をルックアップテーブルとして従属電源 $U'_i$ に与え、従属電源 $U'_e$ ,  $U'_a$ を用いて $f'$ における渦電流損と異常渦電流損を減じる。したがって、従属電源 $U'_i$ ,  $U'_e$ ,  $U'_a$ の和が直流ヒステリシスループを模擬している。なお、任意の周波数 $f$ における渦電流損、異常渦電流損の模擬と $dB/dt$ の符号判定については、4.3.1項を参照されたい。

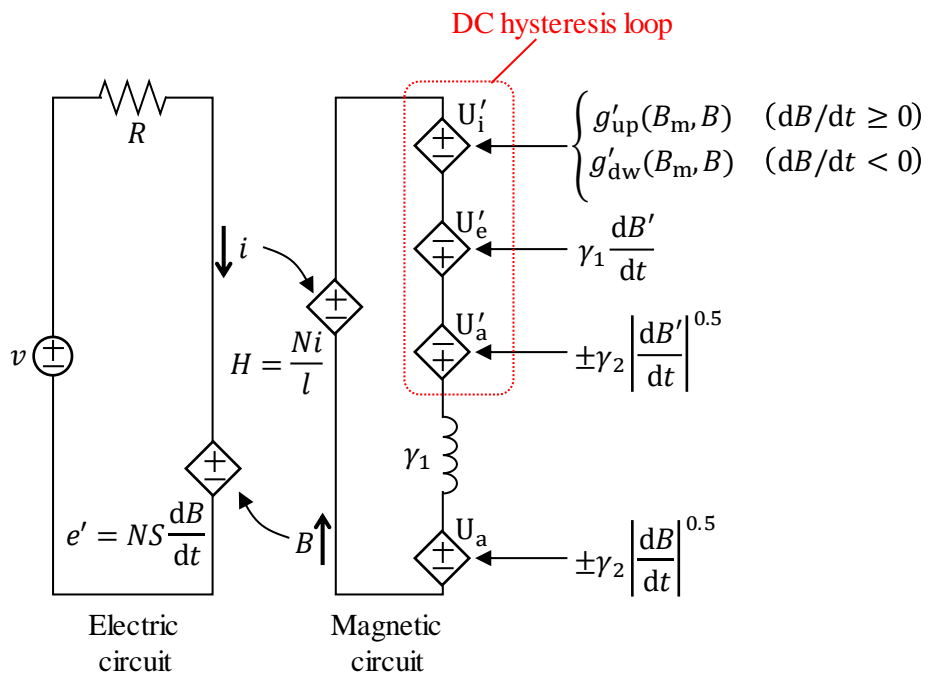


図 4-12 直流ヒステリシスループの実測値を不要とする

磁気回路モデルを適用した電気-磁気連成回路

以上のことから、 $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ が既知であり、かつ周波数 $f'$ におけるヒステリシスループの実測値があれば、直流ヒステリシスループを間接的に求めることができる。そしてその結果、任意の周波数 $f$ におけるヒステリシスループを計算することができる。

#### 4.4.2 モデルの検証

本項では、図 4-10 に示した磁気回路モデルの原理を、次に示す検証 1、検証 2 の 2 段階で検証する。はじめに、検証 1 では、同図(a)から(b)に至るステップ、すなわち、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループから、直流ヒステリシスループを計算できるかを検証する。この検証では、直流ヒステリシスループの実測値の取得が容易な 3%方向性ケイ素鋼板を対象とする。次いで、検証 2 は同図(b)から(c)に至るステップに対応し、直流ヒステリシスループを間接的に求めるとともに、任意の周波数 $f$ におけるヒステリシスループおよび鉄損を計算できるかを検証する。試験体、および鉄損の測定方法についてはそれぞれ 2.3.1 項、2.3.2 項を参照されたい。なお、磁気回路モデルの解析には MATLAB<sup>®</sup>/ Simulink<sup>®</sup>を用いた。

##### ・検証 1 3%方向性ケイ素鋼板鉄心を対象とした検証

本検証では、3%方向性ケイ素鋼板を対象に、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループから、渦電流損、異常渦電流損を減じて直流ヒステリシスループおよび鉄損を計算できるかを検証する。はじめに、周波数 $f'$ におけるヒステリシスループの計算値と実測値が一致することを確認する必要がある。そこで、まずは実測する周波数 $f'$ 、任意の周波数 $f$ をともに 500 Hz としてヒステリシスループおよび鉄損を計算し、実測値と一致するか検証する。

第 2 章での検討結果から、 $\gamma_1=6.79\times 10^{-3}$ 、 $\gamma_2=4.33\times 10^{-1}$  がある。この $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ を用いて、500 Hz におけるヒステリシスループおよび 1 周期あたりの鉄損 $W_i/f$ を計算した。図 4-13 に、 $B_m$ を 0.8, 1.0, 1.2 T としたときのヒステリシスループを示す。実線が実測で得られたヒステリシスループ、点線が磁気回路で計算したヒステリシスループである。実測したヒステリシスループと計算したヒステリシスループはほぼ一致している。また、 $B_m$ を 1.0 T とした場合の $W_i/f$ の計算値と実測値はそれぞれ 20.96 mJ/kg, 20.99 mJ/kg であり、鉄損についてもほぼ一致している。以上の結果から、周波数 $f'$ におけるヒステリシスループの計算値と実測値が一致することを確認した。

次に、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループから、渦電流損、異常渦電流損を減じて直流ヒステリシスループおよび 1 周期あたりの鉄損 $W_i/f$ を計算する。図 4-14 に、実測する周波数 $f'$ を 500 Hz, 任意の周波数 $f$ を 10 Hz とし、 $B_m$ をそれぞれ 0.8, 1.0, 1.2 T としたときのヒステリシスループを示す。後述する最大磁束密度近傍に見られるスパイクを除けば、計算したヒステリシスループは実測したヒステリシスループと良好に一致している。また、 $B_m$ を 1.0 T とした場合の $W_i/f$ の計算値, 実測値はそれぞれ 4.24 mJ/kg, 4.35 mJ/kg であり、鉄損についても良好に一致している。

ここで、図 4-14 において、磁気回路モデルで計算したヒステリシスループの頂点近傍に見られるスパイクの発生要因について考察する。ヒステリシスループの頂点では、 $dB/dt=0$  であるため、渦電流損、異常渦電流損は発生しない。したがって、500 Hz での渦電流損、異常渦電流損を差し引くための磁界強度のバイアスはゼロとなり、磁気回路で計算されるヒステリシスループの頂点はロックアップテーブルに格納されている 500 Hz におけるヒステリシスループの頂点と理論上合致する。しかし、実際には、シミュレーシ

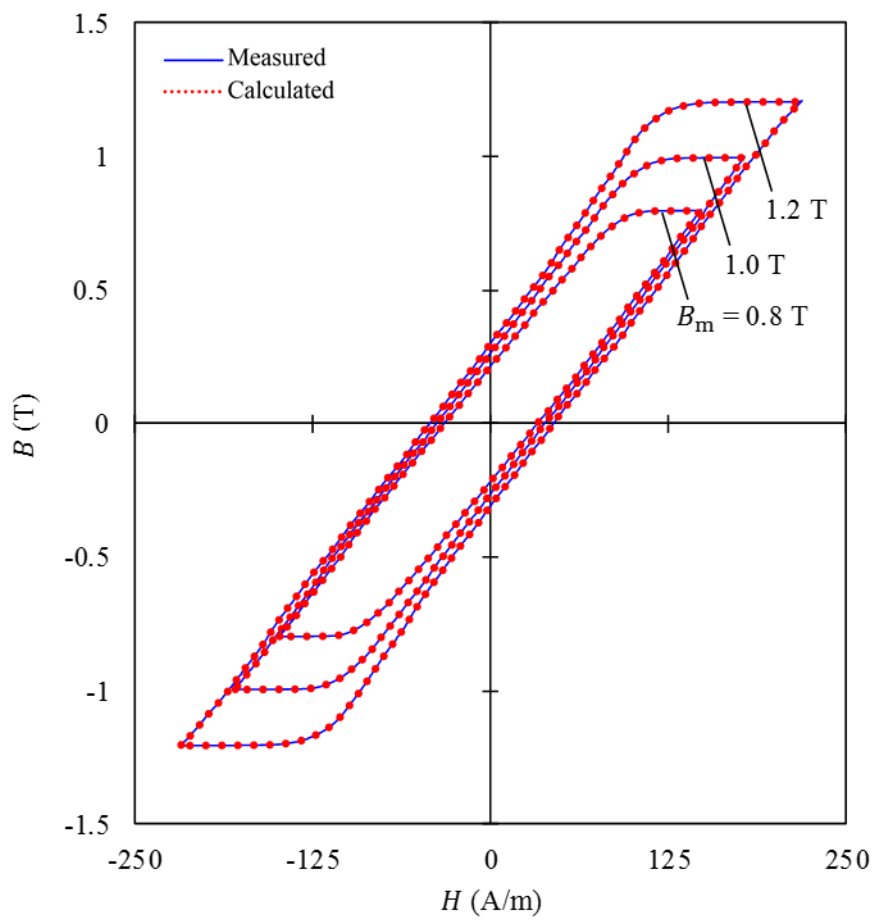
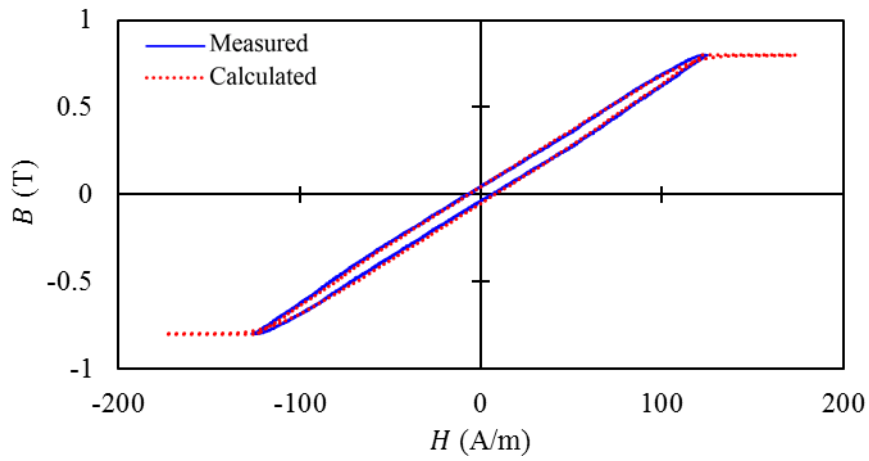
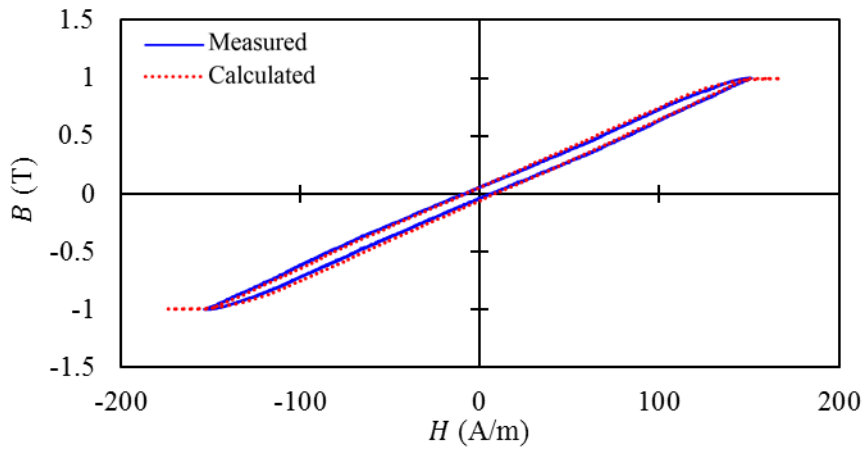


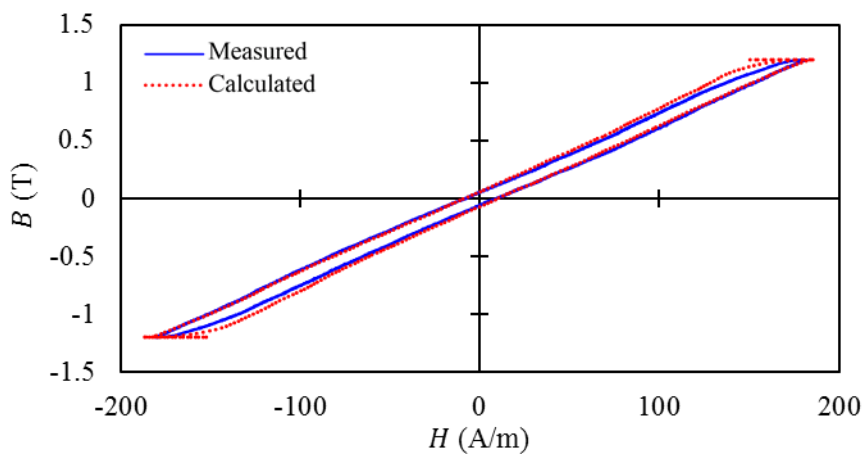
図 4-13  $f=500$  Hz における 3%方向性ケイ素鋼板のヒステリシスループ



(a)  $B_m=0.8$  T



(b)  $B_m=1$  T



(c)  $B_m=1.2$  T

図 4-14  $f=10$  Hz における 3%方向性ケイ素鋼板のヒステリシスループ

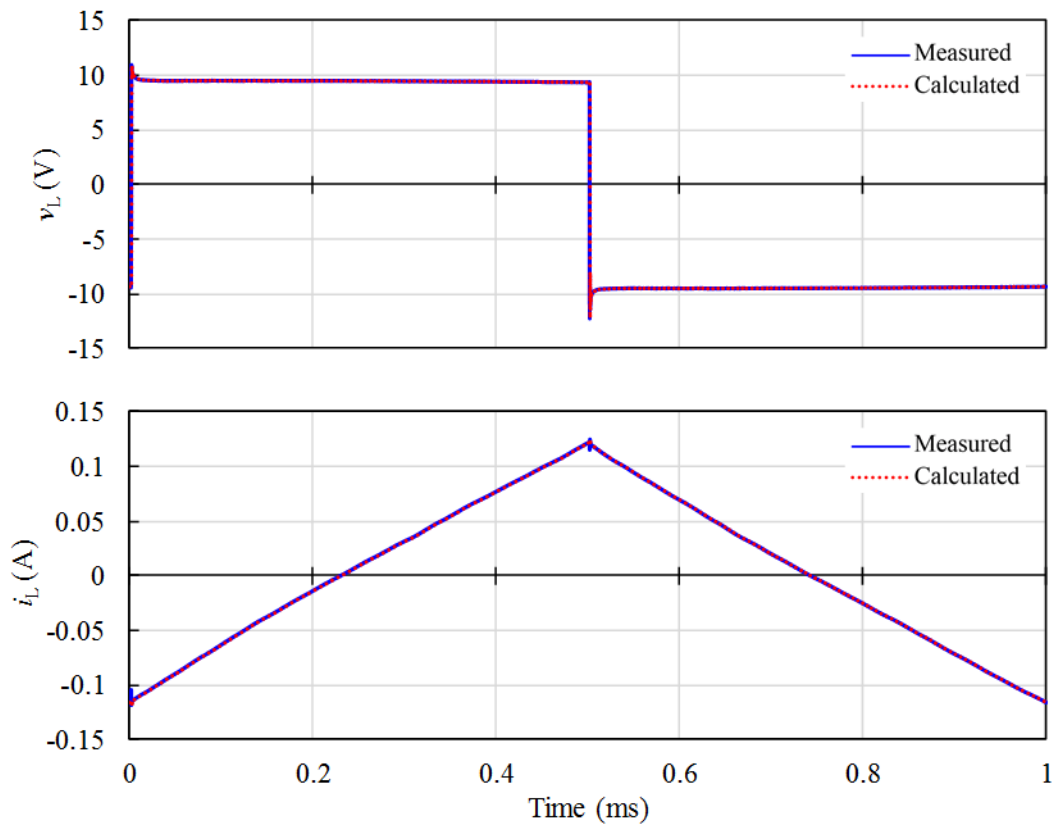
オン上の様々な要因によって合致せず、スパイクが大きく、または小さくなる場合がある。一方で、鉄損の計算値、実測値は良好に一致していることから、このスパイクが鉄損の計算に与える影響は小さい。

以上の結果から、実測する周波数 $f'$ におけるヒステリシスループから、渦電流損、異常渦電流損を減じて直流ヒステリシスループおよび鉄損を計算できることを確認した。

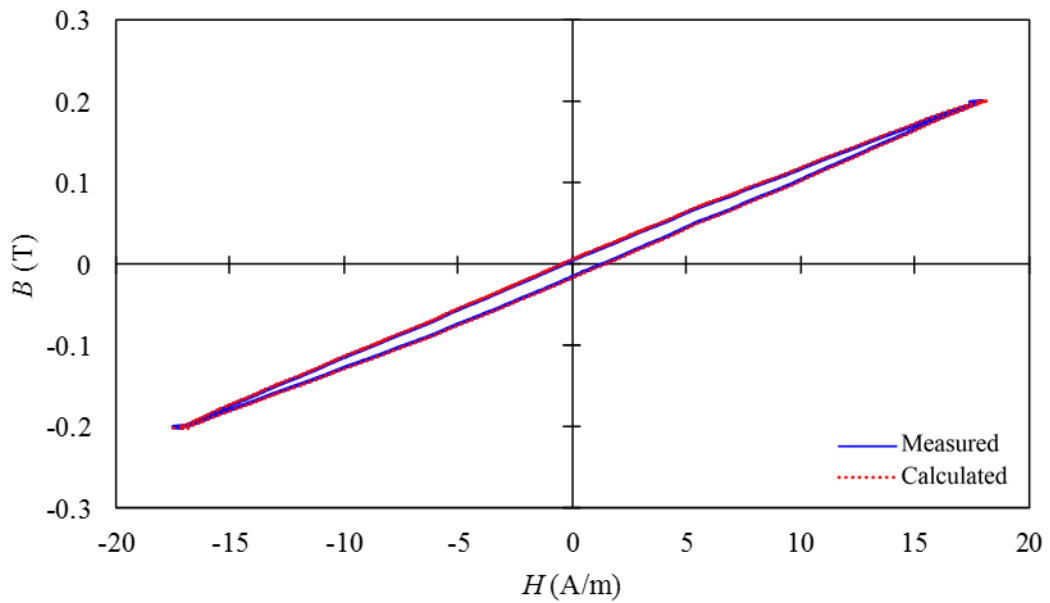
#### ・検証 2 ナノ結晶軟磁性材鉄心を対象とした検証

本検証では、ナノ結晶軟磁性材を対象に、直流ヒステリシスループを間接的に求めるとともに、任意の周波数 $f$ におけるヒステリシスループおよび1周期あたりの鉄損 $W_i/f$ を計算できるかを検証する。第2章での検討結果から、 $\gamma_1=1.78\times 10^{-4}$ 、 $\gamma_2=2.21\times 10^{-3}$ である。この $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ を用いて、ヒステリシスループおよび鉄損を計算した。ここで、実測する周波数 $f'$ は1 kHzとした。図4-15から図4-20にかけて、各種条件下の電圧・電流波形およびヒステリシスループの実測波形と計算波形を示す。ここで、電圧波形については、実測した印加電圧をルックアップテーブルとして与えているため、実測波形と計算波形は完全に一致する。これらの図を見ると、いずれの条件においても、電流、およびヒステリシスループの計算波形は実測波形と良好に一致していることがわかる。図4-21に、これらの条件における $W_i/f$ の実測値と計算値を示す。いずれの条件においても、 $W_i/f$ の計算値は実測値と良好に一致している。なお、図4-19、図4-20において、電流およびヒステリシスループの実測波形のピーク付近で確認される高周波ノイズについては、実際にこのような電流が流れているのではなく、フルブリッジ回路におけるスイッチングサージが電流プローブの測定波形に重畳したものであると考えられる。



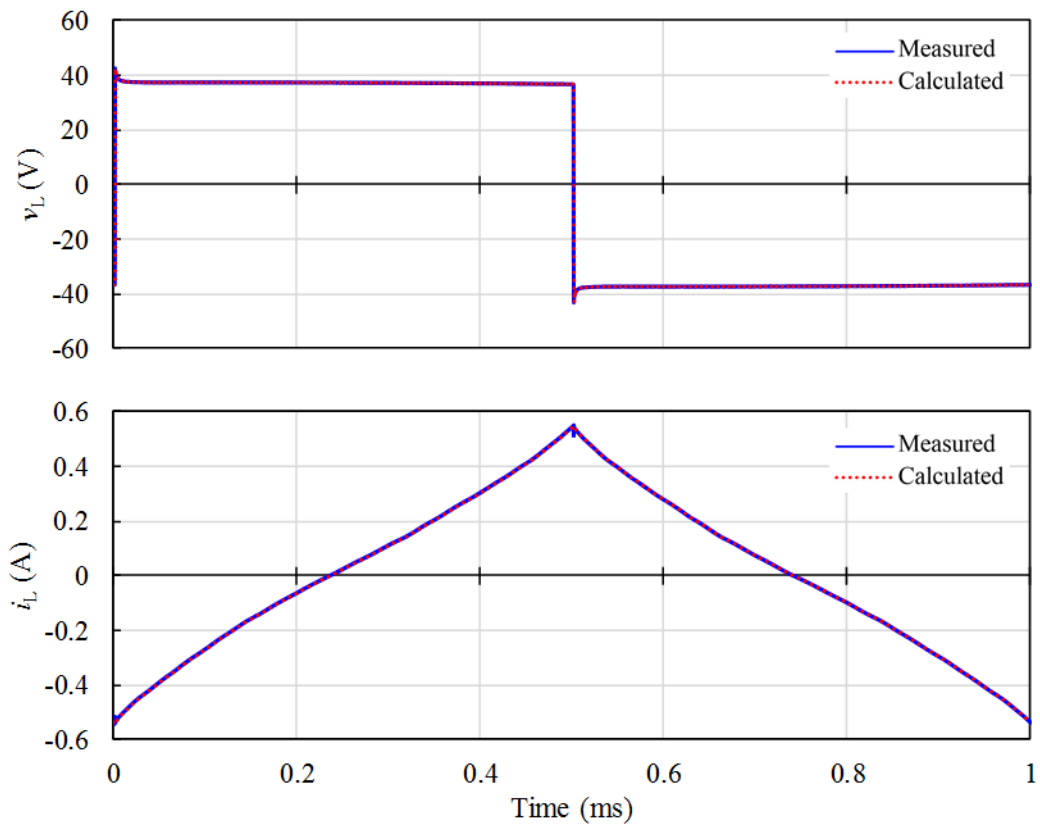


(a) 電圧・電流波形

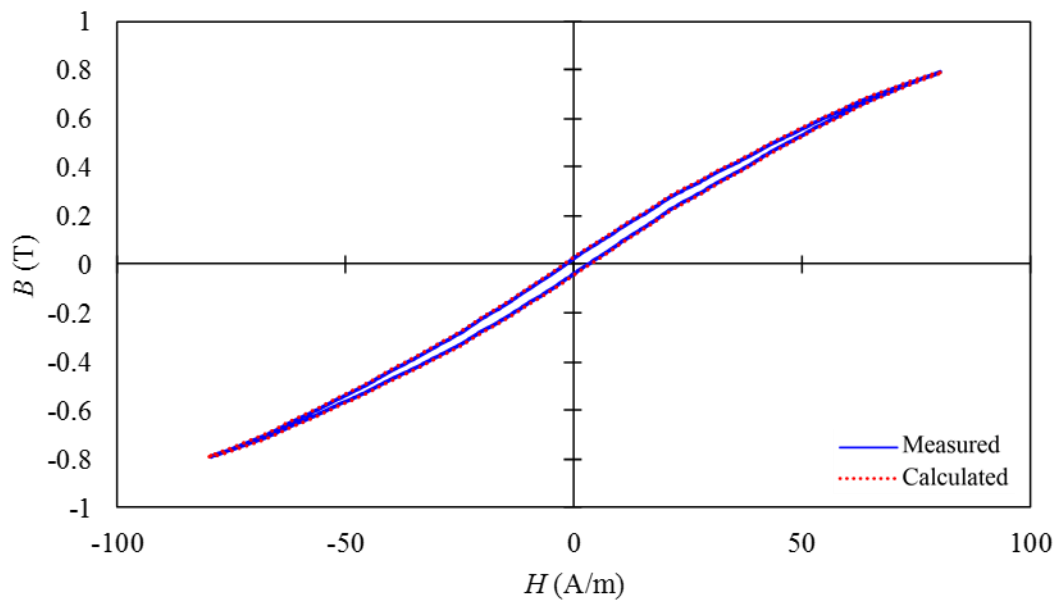


(b) ヒステリシスループ

図 4-15  $f=1$  kHz,  $B_m=0.2$  T におけるナノ結晶軟磁性材鉄心の各種波形

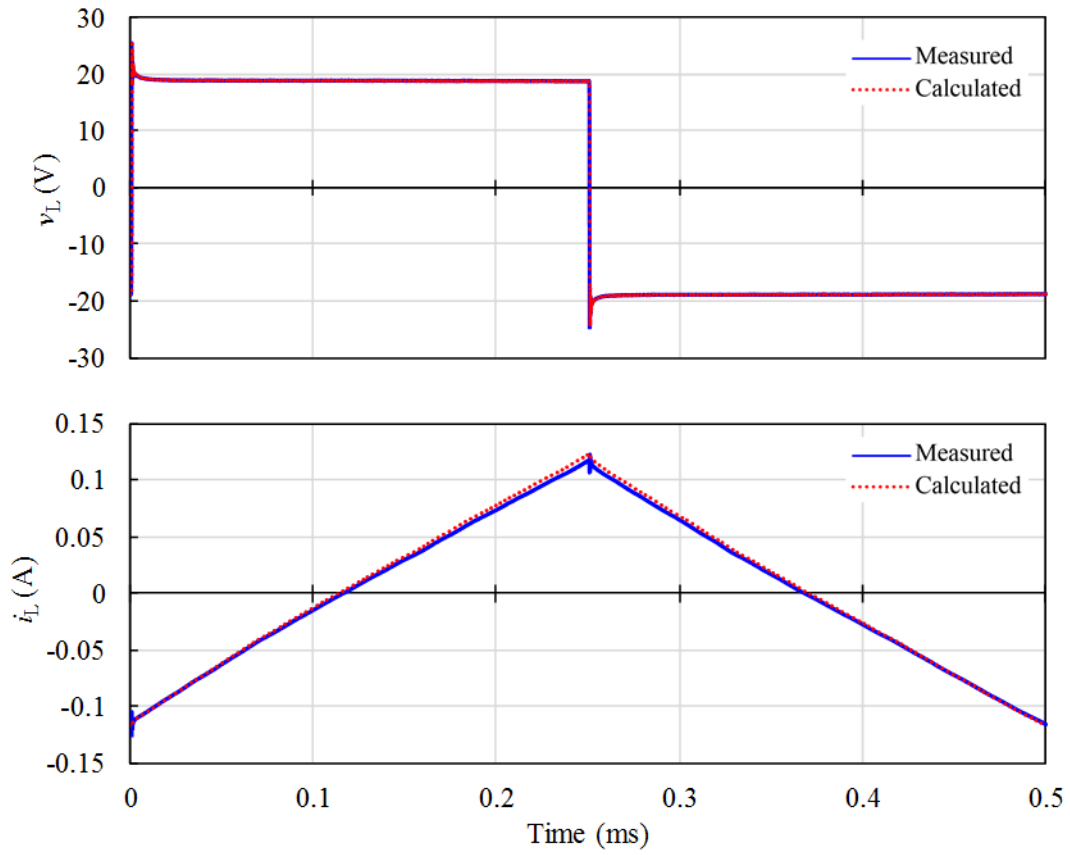


(a) 電圧・電流波形

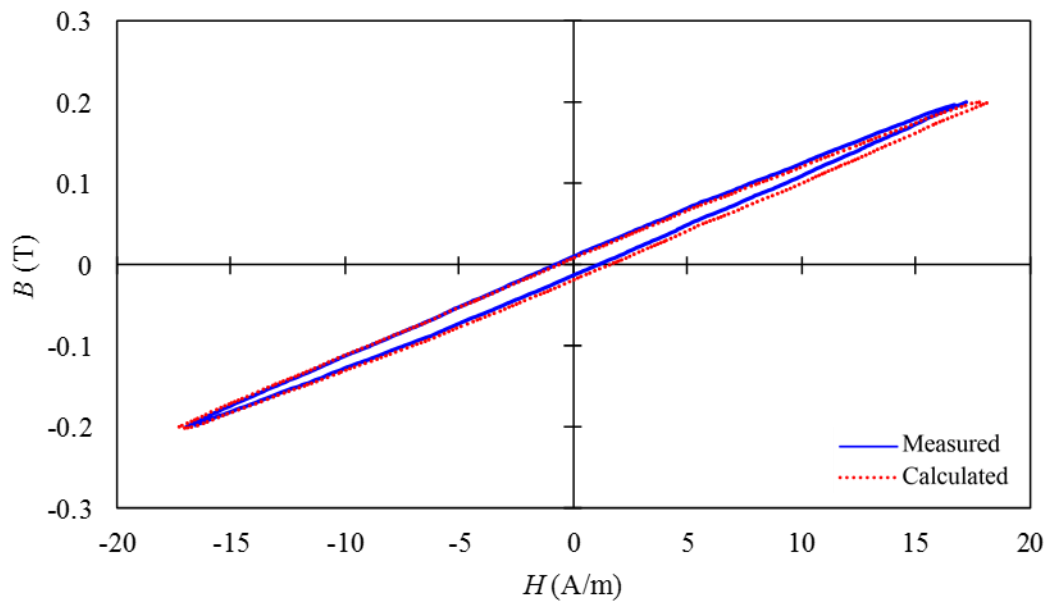


(b) ヒステリシスループ

図 4-16  $f=1$  kHz,  $B_m=0.8$  T におけるナノ結晶軟磁性材鉄心の各種波形

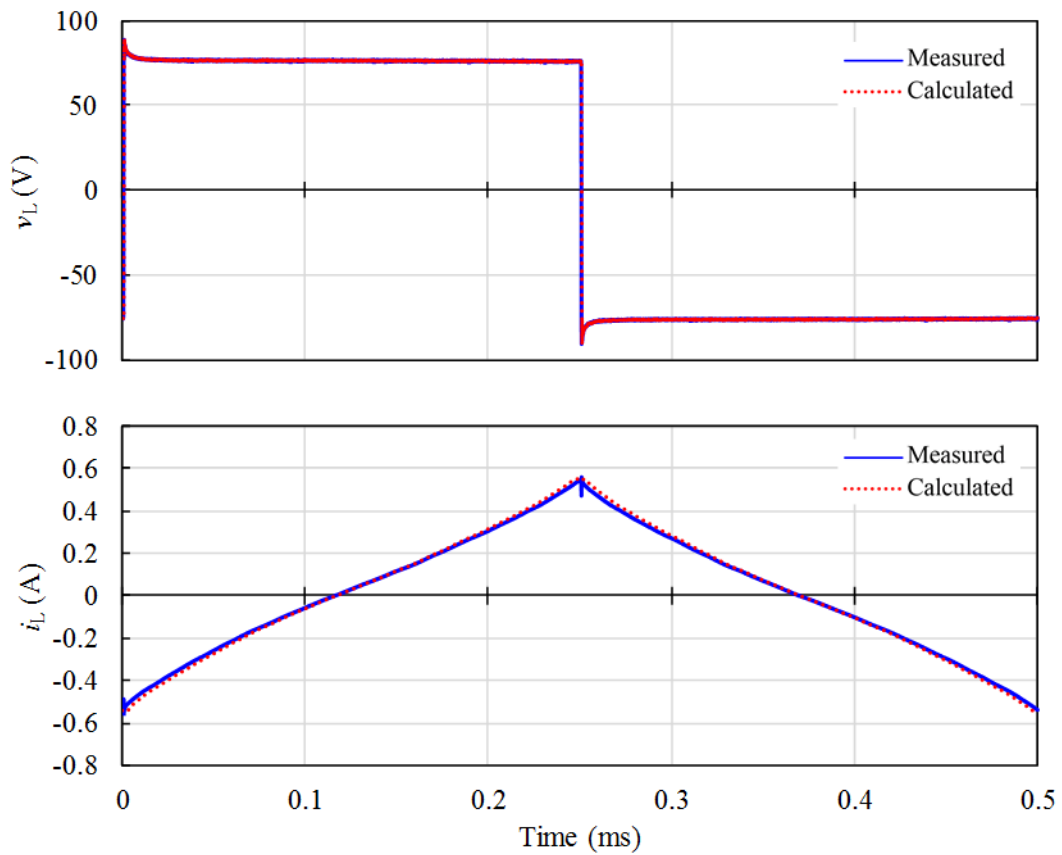


(a) 電圧・電流波形

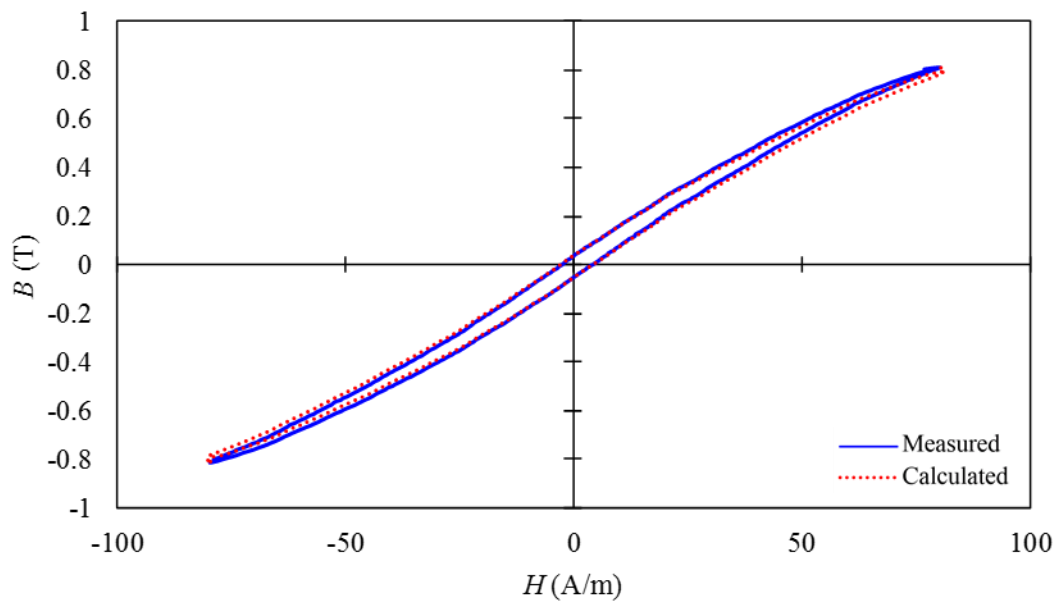


(b) ヒステリシスループ

図 4-17  $f=2$  kHz,  $B_m=0.2$  T におけるナノ結晶軟磁性材鉄心の各種波形

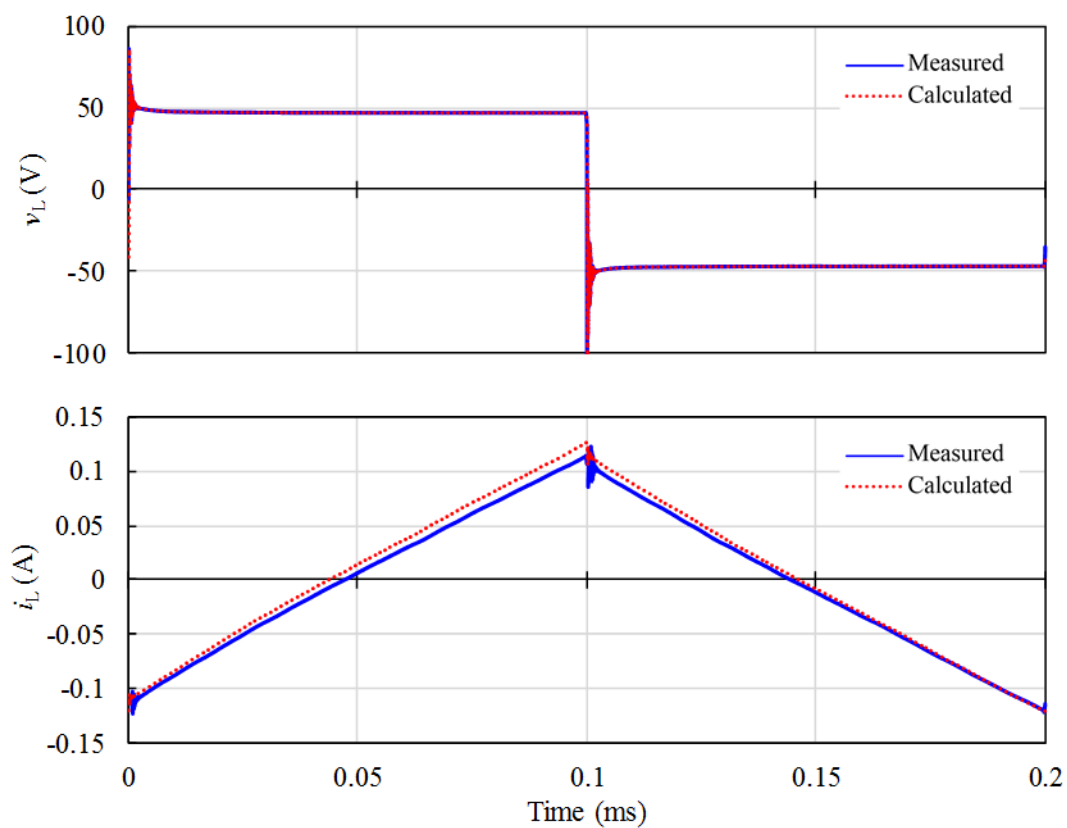


(a) 電圧・電流波形

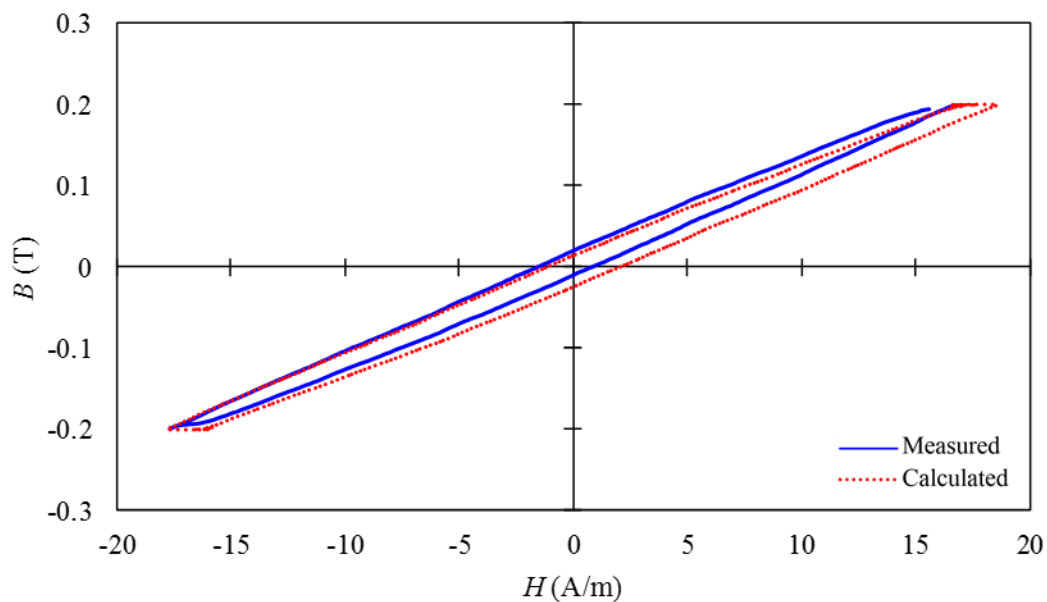


(b) ヒステリシスループ

図 4-18  $f=2$  kHz,  $B_m=0.8$  T におけるナノ結晶軟磁性材鉄心の各種波形

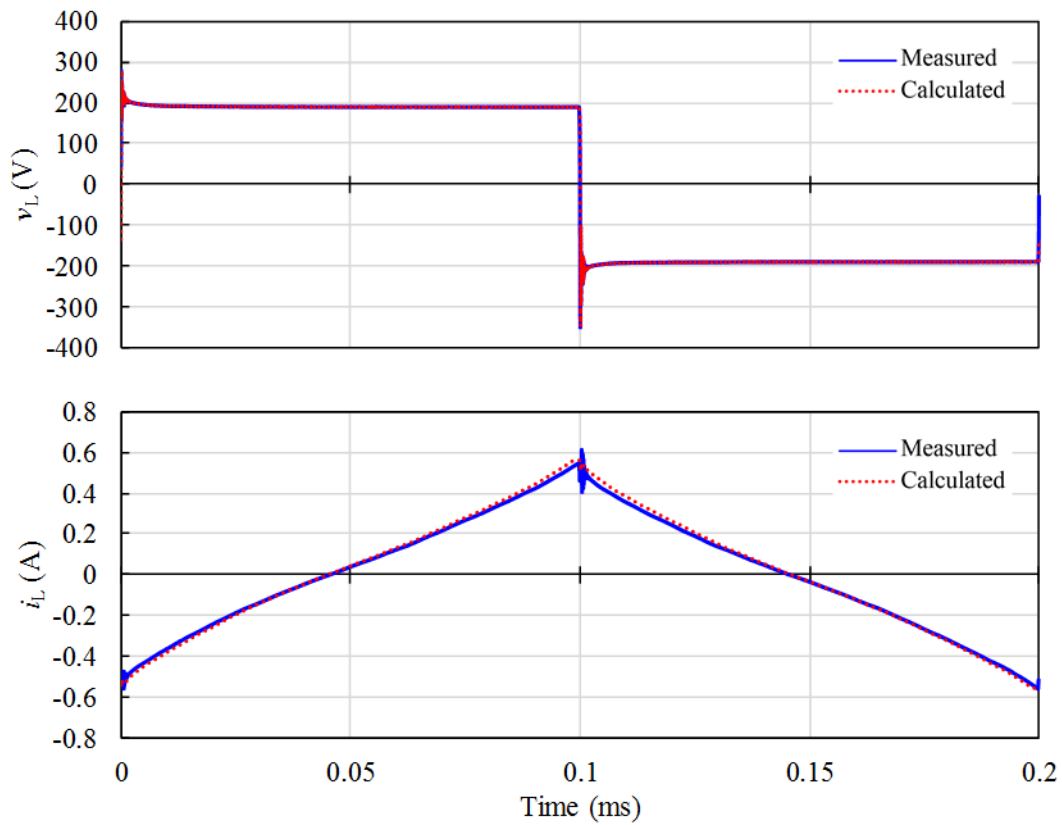


(a) 電圧・電流波形

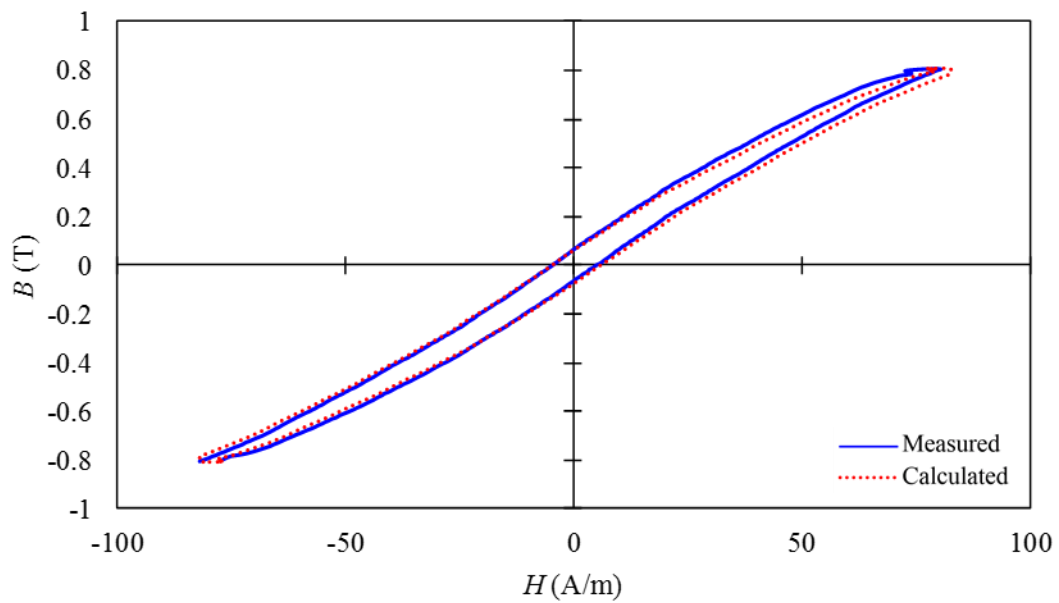


(b) ヒステリシスループ

図 4-19  $f=5 \text{ kHz}$ ,  $B_m=0.2 \text{ T}$  におけるナノ結晶軟磁性材鉄心の各種波形



(a) 電圧・電流波形



(b) ヒステリシスループ

図 4-20  $f=5$  kHz,  $B_m=0.8$  T におけるナノ結晶軟磁性材鉄心の各種波形

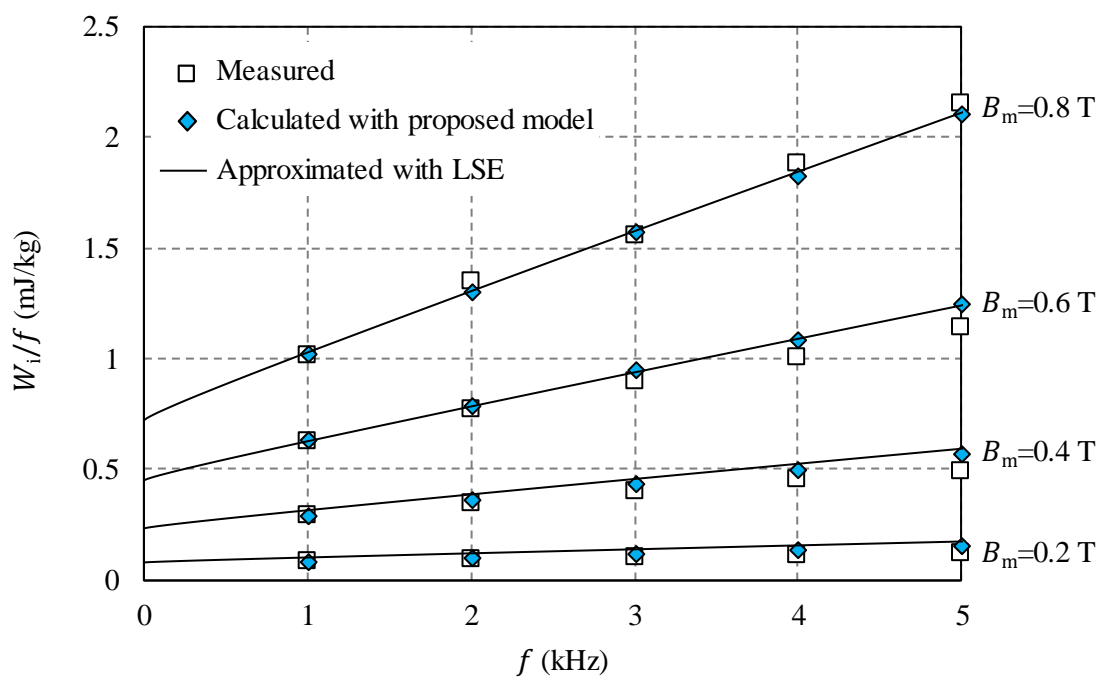


図 4-21 ナノ結晶軟磁性材における鉄損の実測値と計算値

以上の検討から、提案する磁気回路モデルを用いて、ナノ結晶軟磁性材鉄心のヒステリシスループおよび鉄損を良好に計算できることを確認した。

#### 4.5 提案モデルを用いた DC-DC コンバータの回路解析

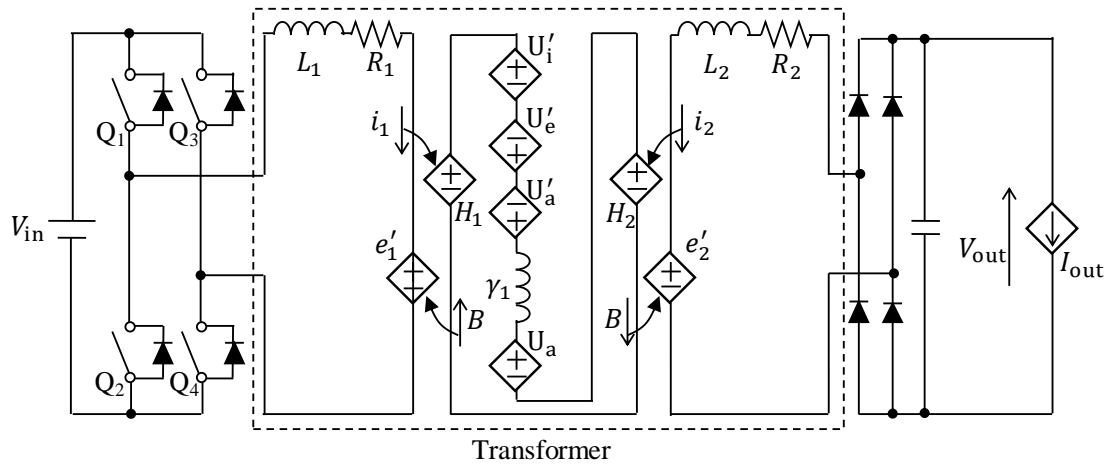
提案する磁気回路モデルが DC-DC コンバータに組み込まれた状態でも良好に動作することを確認するため、MATLAB®/Simulink® を用いて回路解析を実施した。図 4-22 に、解析対象の DC-DC コンバータの模式図を示す。同図(a)に示すように、励磁回路は位相シフト方式で駆動するフルブリッジ回路とし、整流回路はダイオードブリッジ回路とした。また、同図(b)に示すように、出力電圧 $V_{out}$ を一定とするフィードバック制御を実装した。このフィードバック制御により、入力電圧 $V_{in}$ を一定として出力電流 $I_{out}$ を変化させるとデューティ比 $D$ が変化する。いくつかのデューティ比において、定常状態における各種波形および鉄損を評価した。

表 4-1 に解析条件を示す。入力電圧を 500 V、スイッチング周波数を 1 kHz とした。高周波変圧器の鉄心はナノ結晶軟磁性材とし、一次巻線および二次巻線の巻数を 24、鉄心の有効断面積を試験体（表 2-2 参照）の 20 倍に設定した。このようにすることで、式(4-23)により、上記の入力電圧およびスイッチング周波数において、デューティ比 $D$ が 1 のときに最大磁束密度 $B_m$ が 0.8 T となる。

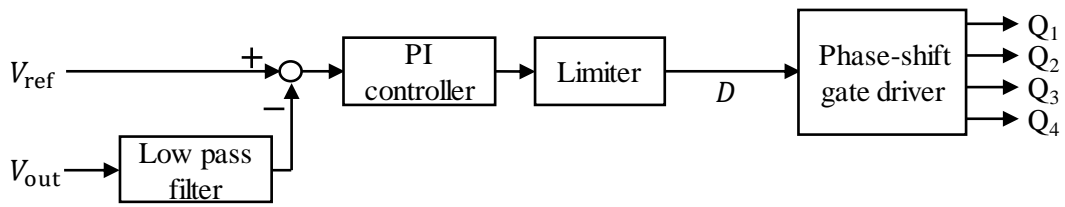
$$V_{in} = \frac{4N_1SB_m f}{D} \quad (4-23)$$

なお、試験体と寸法比を等しくするため、鉄心の平均磁路長は試験体の $2\sqrt{5}$ 倍、質量は $40\sqrt{5}$ 倍とした。





(a) 主回路



(b) 制御回路

図 4-22 提案する磁気回路を組み込んだフルブリッジ型  
DC-DC コンバータモデル

表 4-1 フルブリッジ型 DC-DC コンバータモデルの解析条件

Parameter	Unit	Value
Rated power, $P_{\text{rate}}$	kW	25
Input voltage, $V_{\text{in}}$	V	500
Output current, $I_{\text{out}}$	A	~50
Switching frequency, $f_{\text{sw}}$	kHz	1.0
Number of turn of primary/secondary winding, $N_1:N_2$	–	24:24
Effective cross sectional area of core, $S$	m <sup>2</sup>	$6.5 \times 10^{-3}$
Mean length of magnetic path of core, $l$	m	1.09
Mass of core, $M$	kg	51.34

はじめに、フィードバック制御を無効にし、 $I_{out}=50\text{ A}$ 、 $D=1$  のときの $V_{out}$ を求めた。図 4-23 に、各種波形およびヒステリシスループを示す。スイッチング素子およびダイオードにおける電圧降下により、 $500\text{ V}$  の $V_{in}$ に対して、 $V_{out}$ は  $473\text{ V}$  となった。また、同様の理由により、 $B_m$  の設計値は  $0.8\text{ T}$  であるが、実際の $B_m$ は  $0.75\text{ T}$  と小さくなった。この $B_m$ の差異を除けば、ヒステリシスループの計算値（赤線）は実測値（青線）とほぼ一致しており、DC-DC コンバータに組み込んだ状態でもヒステリシスループを良好に模擬できていることがわかる。

次に、出力電圧の指令値 $V_{ref}$ を  $470\text{ V}$  にするとともに、フィードバック制御を有効にし、 $I_{out}$ を変化させたときの $V_{out}$ 、 $D$ 、 $B_m$ 、および $W_i$ を求めた。図 4-24 にその結果を示す。 $I_{out}$ を  $50\text{ A}$  から小さくするに従って、 $D$ および $B_m$ が小さくなる一方、 $V_{out}$ は  $470\text{ V}$  を保っている。このことから、フィードバック制御が良好に動作していることが確認される。また、同図から、 $B_m$ が  $0.2\text{ T}$ 、 $0.4\text{ T}$ 、 $0.6\text{ T}$  となるような $I_{out}$ はそれぞれ  $3.5\text{ A}$ 、 $16\text{ A}$ 、 $36\text{ A}$  であることが読み取れる。図 4-25、図 4-26、および図 4-27 に、これらの $I_{out}$ を設定して $B_m$ を  $0.2\text{ T}$ 、 $0.4\text{ T}$ 、 $0.6\text{ T}$  としたときの、各種波形およびヒステリシスループをそれぞれ示す。いずれの条件においても、DC-DC コンバータが良好に動作していること、ヒステリシスループを良好に模擬できていることが確認される。

以上の検討から、提案する磁気回路モデルは DC-DC コンバータと組み合わせた状態でも良好に動作することを確認した。

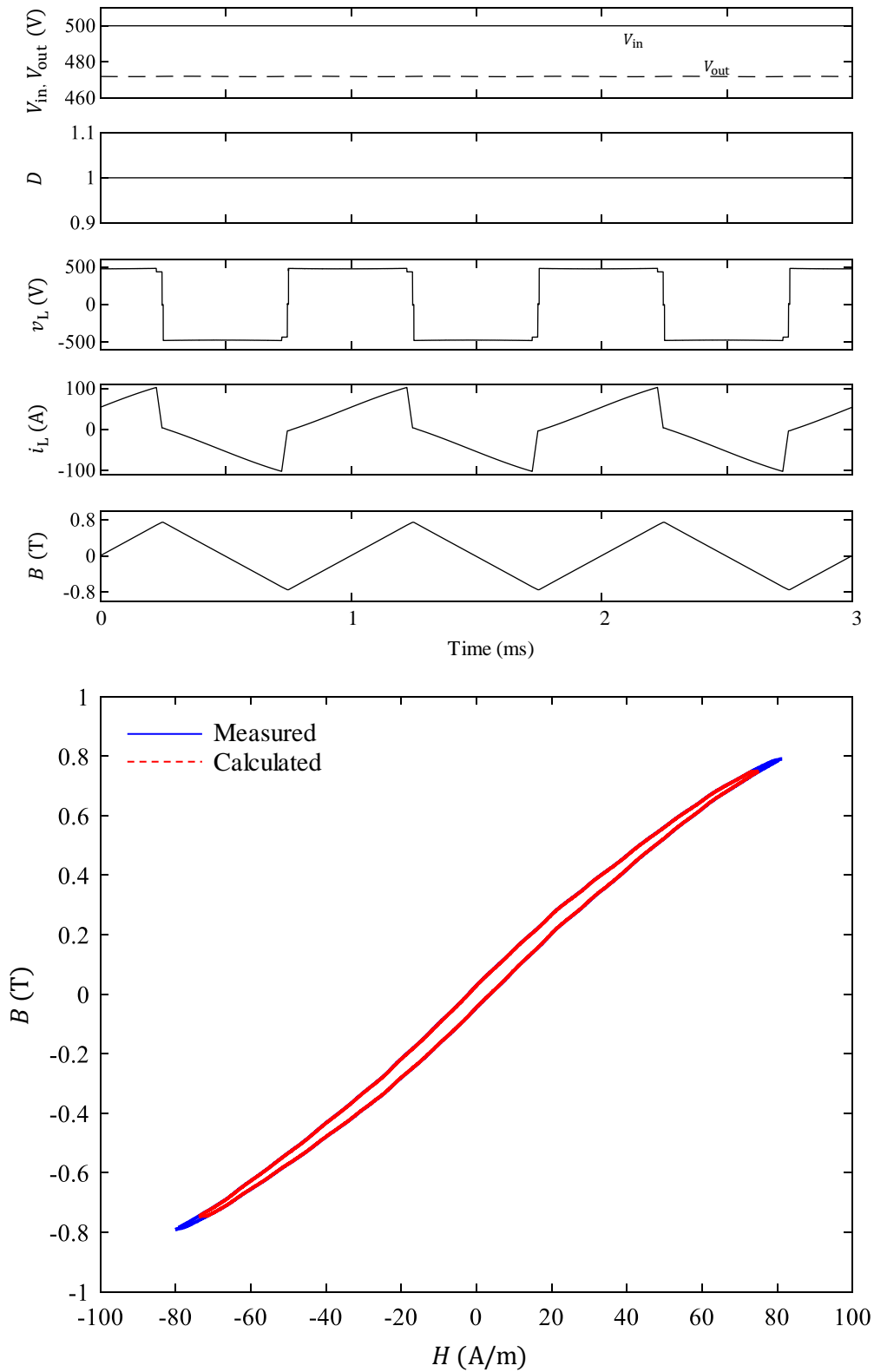


図 4-23 フィードバック制御を無効にし， $I_{out}=50$  A， $D=1$  としたときの各種波形およびヒステリシスループ

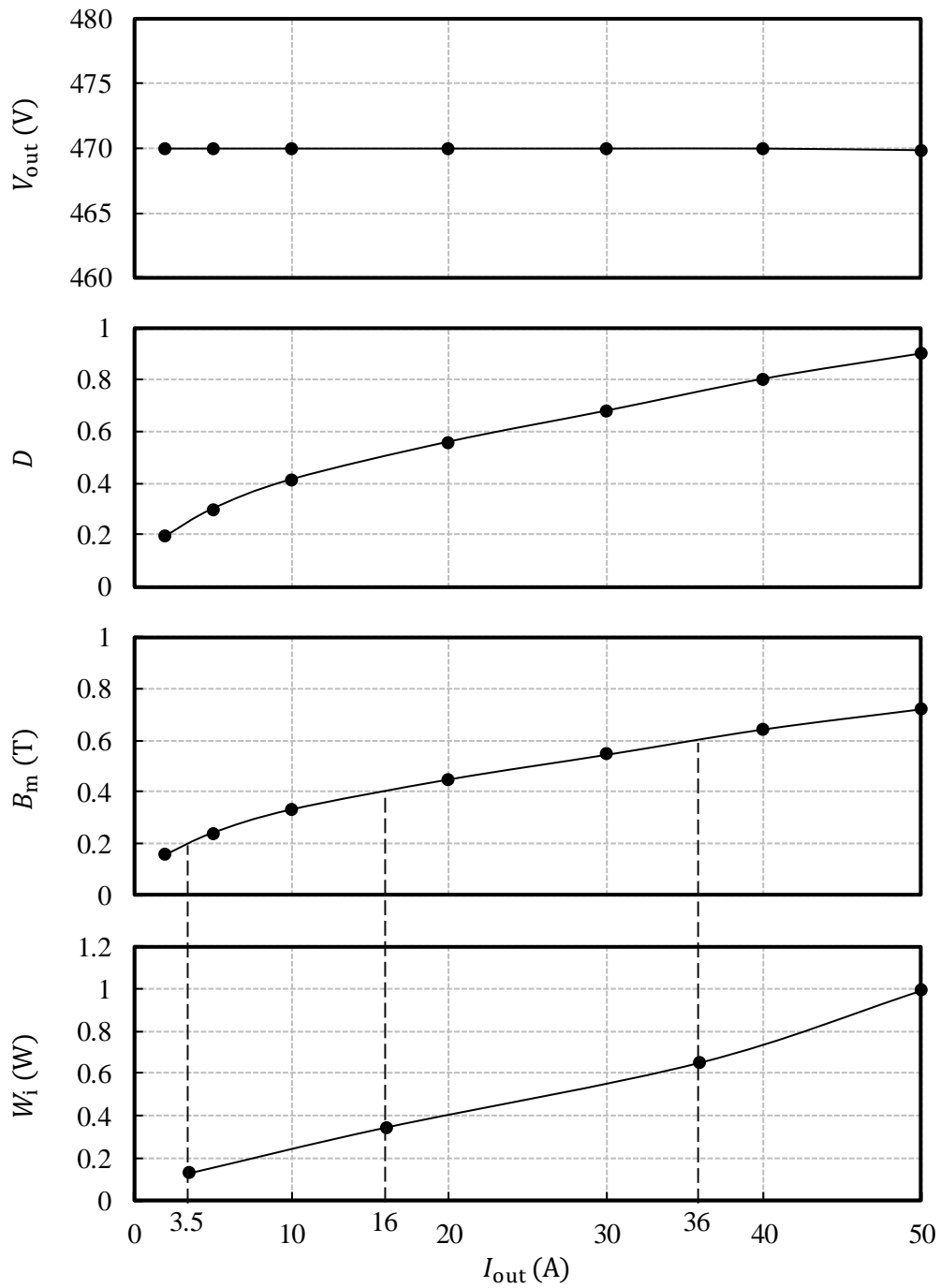


図 4-24  $I_{out}$  を変化させたときの  $V_{out}$ ,  $D$ ,  $B_m$ , および  $W_i$

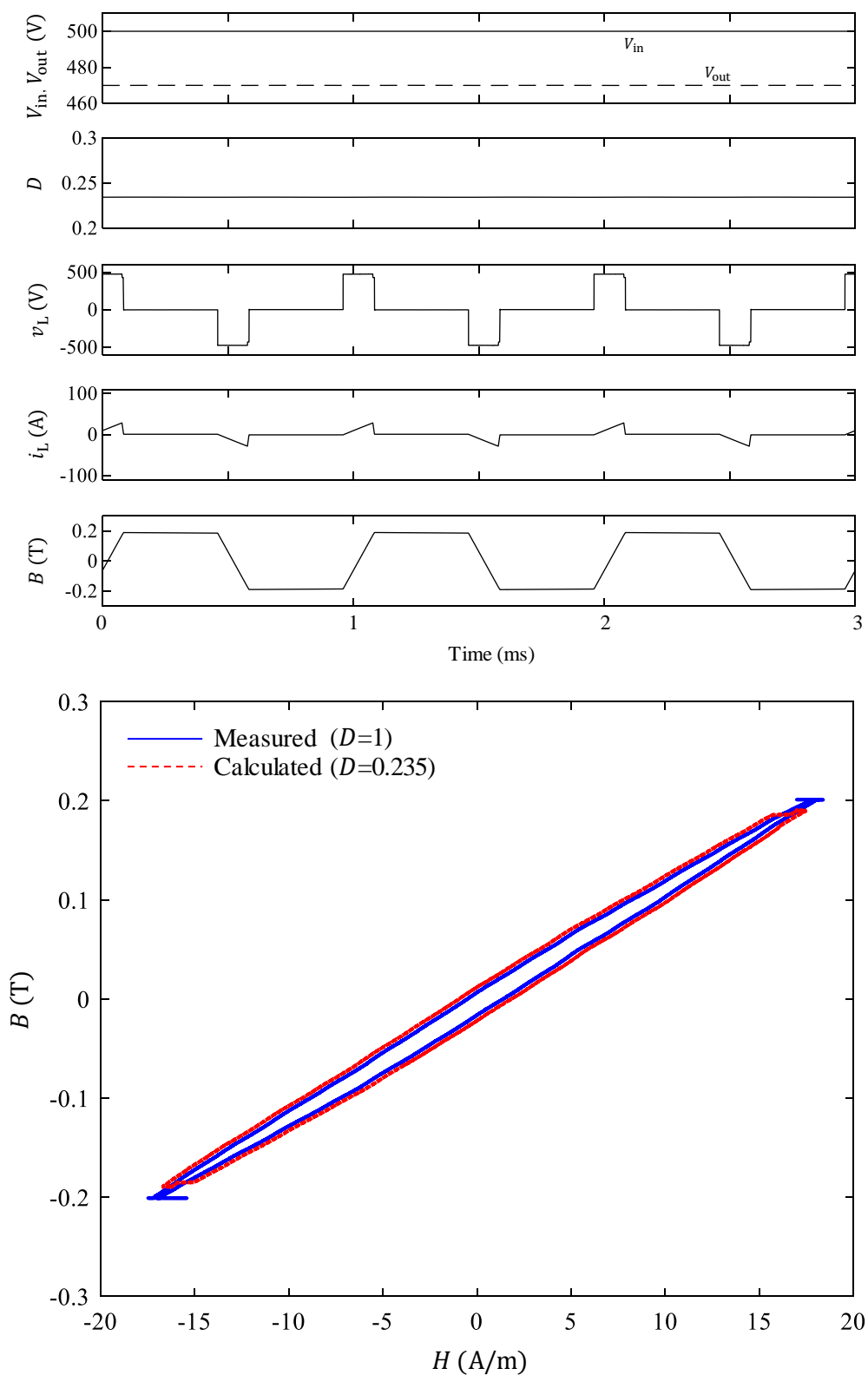


図 4-25 フィードバック制御を有効にし、 $I_{out}=3.5$  A、 $B_m=0.2$  T としたときの各種波形およびヒステリシスループ

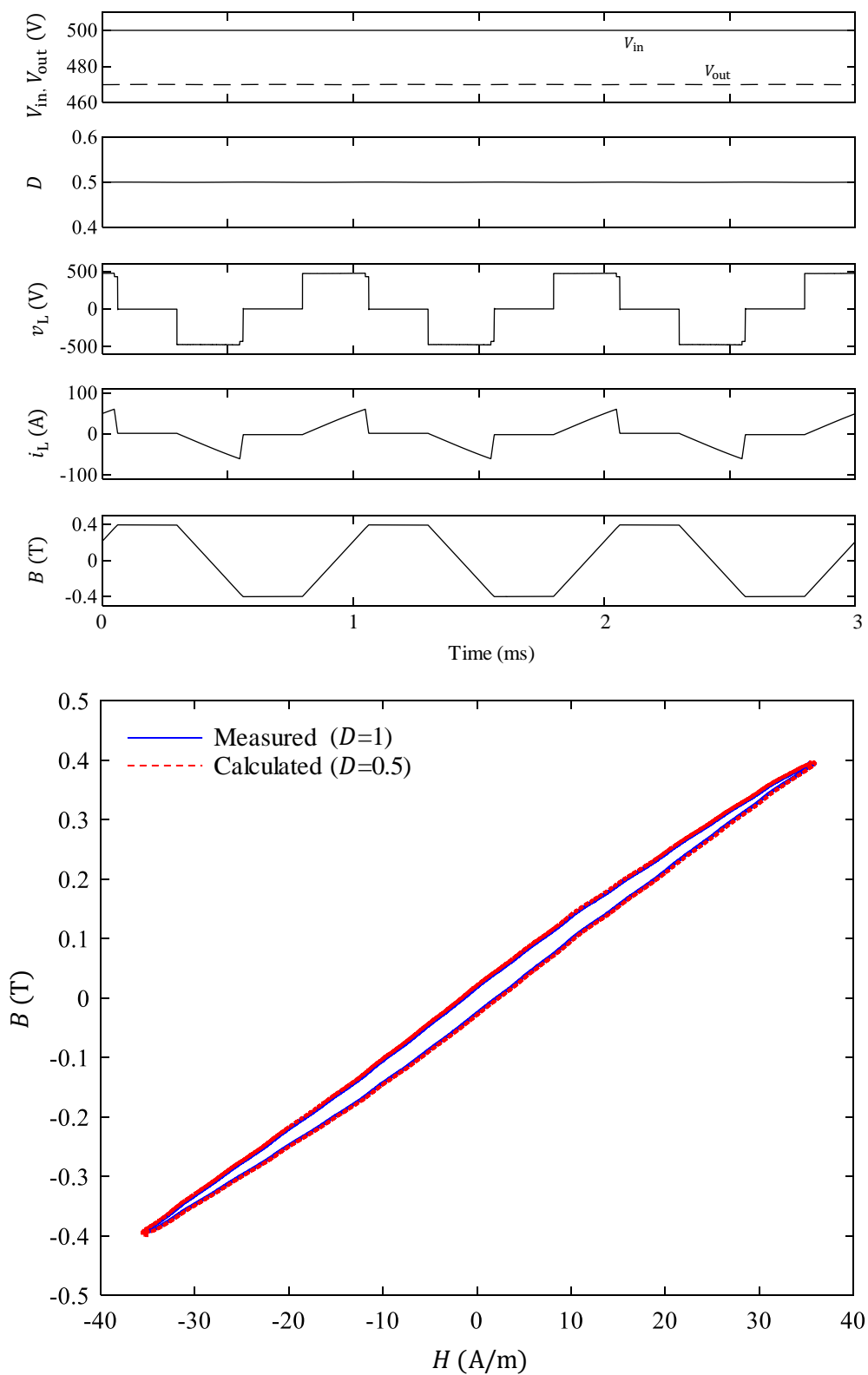


図 4-26 フィードバック制御を有効にし、 $I_{out}=16$  A、 $B_m=0.4$  T としたときの各種波形およびヒステリシスループ

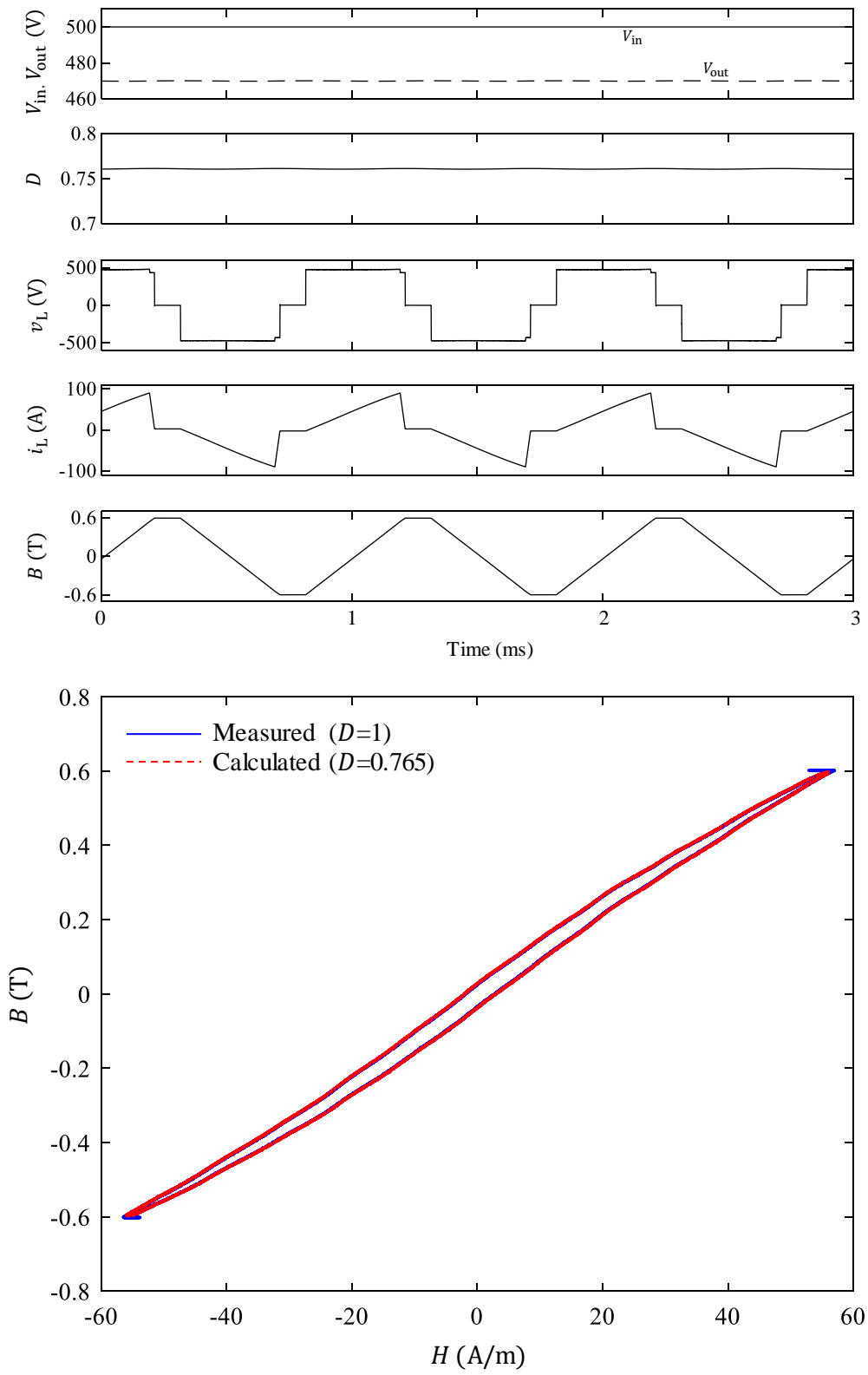


図 4-27 フィードバック制御を有効にし、 $I_{out}=36$  A、 $B_m=0.6$  T としたときの各種波形およびヒステリシスループ



## 4.6 まとめ

磁気回路法は電気回路とほぼ同等の関係が成り立つことから、比較的扱いが容易である。また、汎用の回路シミュレータをソルバとして使用できることから、開発者・設計者が利用しやすい手法である。ヒステリシス損、渦電流損、異常渦電損それぞれを算出する従来の磁気回路法は、直流ヒステリシスループの実測値を必要とする。しかし、ナノ結晶軟磁性材のような低鉄損材の場合、直流ヒステリシスループを正確に測定することは必ずしも容易ではなく、誤差が生じやすい。この問題を解決するため、測定誤差が小さい高周波におけるヒステリシスループから、渦電流損、異常渦電流損を差し引くことで、直流ヒステリシスループを間接的に導出する手法を考案した。この考えに基づく磁気回路モデルを構築するとともに、実験による検証の結果、ナノ結晶軟磁性材の高周波鉄損、およびヒステリシスループを精度良く計算できることを明らかにした。さらに、提案する磁気回路モデルを DC-DC コンバータに組み込み、DC-DC コンバータの電圧一定制御時のヒステリシスループや鉄損を算定できることを明らかにした。



## 第5章 結言

本論文では、大容量 DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器の設計法の確立に資することを目的とし、鉄損算定法、鉄心材の定量的選定法、および鉄損の回路モデルに関する研究について述べた。以下に、各章で得られた結論をまとめる。

第 2 章では、デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定法の適用性評価について述べた。はじめに、先行研究を調査して得られた 4 種の鉄損算定式を、デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した算定式に展開した。次いで、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の 4 種類の鉄心材を対象として、デューティ比 0.1 から 1 までの範囲における鉄損を測定した。そして、算定精度と適用の容易性という観点で各種鉄損算定式を評価した結果、次の結論を得た。はじめに、 $dB/dt$ の波形率を用いる方法(Form Factor Equation, FFE)は、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が低く、デューティ比が変化する方形波電圧励磁時の鉄損の算定には適さない。次いで、Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE)は、簡便性に優れているが、鉄心材によってはデューティ比が小さい場合に誤差が大きくなる。そして、Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE)は、算定精度と簡便性のバランスが良く、鉄心材がケイ素鋼板の場合には有用である一方で、鉄基アモルファス合金やナノ結晶軟磁性材のような薄板材の場合には、デューティ比が小さい場合に算定精度が悪化する。最後に、鉄損を発生要因毎に分離して計算する算定式 (Loss Separation

Equation, LSE) は、鉄損曲線が必要となるため、簡便性には欠けるが、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が高いことを明らかにした。今後の課題として、共振コンバータ向け高周波変圧器やリアクトルのような、別の励磁波形に対する適用可能性の評価が挙げられる。

第 3 章では、高周波変圧器に用いられる鉄心材の定量的選定法について述べた。はじめに、最大磁束密度と周波数の積の逆数を体積指標と称し、体積指標を用いた鉄心材の評価方法を提案した。そして、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の4種の鉄心材を対象に、第2章で評価したLSEを用いて鉄損を算定して各種条件下の体積指標を導出し、比較評価した結果、体積指標が最小となる鉄心は、周波数の低い方から、3%方向性ケイ素鋼板、6.5%ケイ素鋼板、鉄基アモルファス合金、ナノ結晶軟磁性材の順に推移することを明らかにした。さらに、入力電圧の変動と、鉄心の温度上昇の許容値を条件として与えれば、その条件に適した鉄心材と駆動周波数の関係を導出できることを明らかにした。例えば、入力電圧の変動が±20%、鉄損による鉄心の温度上昇の許容値が自然空冷条件で40 Kの場合、1~1.35 kHzでは鉄基アモルファス合金、1.35~20 kHzではナノ結晶軟磁性材を用いると良いことを明らかにした。さらに、体積と効率のバランスを考慮するならば、鉄基アモルファス合金は1.1 kHz、ナノ結晶軟磁性材は4.2 kHzで駆動するのが最も良いことを明らかにした。今後の課題として、冷却方式やコストを考慮した選定法の確立が挙げられる。

第4章では、高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデルについて述べた。ヒステリシス損、渦電流損、異常渦電損それぞれを算出する従来の磁気回路法では、渦電流損、異常渦電流損を無視できるほど低い周波数で測定した直流ヒステリシスループの実測値が必要である。しかし、ナノ

結晶軟磁性材の場合、ヒステリシス損が小さいため、汎用の測定器で正確な直流ヒステリシスループを取得することは容易ではなく、誤差が生じやすい。そこで、測定誤差が小さい高周波におけるヒステリシスループから渦電流損、異常渦電流損を減じて直流ヒステリシスループの代用とする方法を考案した。実験による検証の結果、高周波におけるナノ結晶軟磁性材の鉄損を精度良く計算できることを明らかにした。さらに、提案する磁気回路モデルをDC-DCコンバータに組み込み、DC-DCコンバータの電圧一定制御時のヒステリシスループや鉄損を算定できることを明らかにした。今後の課題として、DC-DCコンバータシステムの実機検証、洋上風力を想定した大容量システムのシミュレーションが挙げられる。

以上、本論文では、デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定法、および各周波数域に適した鉄心材の定量的選定方法を確立するとともに、汎用の回路シミュレータに適用可能な鉄損の高精度回路モデルを構築した。これらの鉄損評価法を用いることにより、大容量DC-DCコンバータ向け高周波変圧器の設計を高度化するとともに、DC-DCコンバータシステムの解析において、鉄損を高精度に考慮することが可能となる。今後、高周波変圧器の詳細設計、および洋上風力直流系統用大容量DC-DCコンバータの実用化検討の進展が望まれる。



## 参考文献

- [1] 穴山 武：「エネルギー変換工学基礎論」，丸善，ISBN 4-621-04218-1，(1977).
- [2] 長谷川 淳，斉藤 浩海，大山 力，北 裕幸，三谷 康範：「電気学会大学講座 電力系統工学」，電気学会，ISBN 4-88686-232-2 (2002).
- [3] 望月 賢人，富永 麗司，湊 純司，中井 久史：「小型高出力車載充電器の開発」，Panasonic Technical Journal, vol. 61, no. 1, pp. 47–51, (2015).
- [4] 川上 貴史，土田 敏之，清水 達哉，中島 新太，増田 一輝，藤井 滋之：「車載 48V 電圧コンバーター」，SEI テクニカルレビュー，no. 194, pp. 36–40, (2019).
- [5] 滝 浩治，藤井 英樹：「新型プリウス PHV 向け車載充電器の開発」，豊田自動織機技報，no. 68, pp. 52–55, (2017).
- [6] 吉本 貫太郎：「EV/PHEV のバッテリー充電技術動向」，電気設備学会誌，vol. 33, no. 10, pp. 18–21, (2013).
- [7] (株)ユニバーサルエネルギー研究所：「急速充電は 500 kW へパワーアップ--欧州の動向・今後の動向」，(2017).
- [8] CHAdeMO 協議会：「超高出力急速充電規格-日中共同研究 Project-」，(2018).
- [9] 経済産業省 資源エネルギー庁：「平成 30 年度 エネルギーに関する年次報告」，(2019).
- [10] 環境省：「地球温暖化対策計画」，(2016).

- [11] 経済産業省 資源エネルギー庁:「第5次エネルギー基本計画」, (2018).
- [12] International Renewable Energy Agency, “Renewable power generation costs in 2018”, (2019).
- [13] Bloomberg New Energy Finance :「世界の電力市場見通し」, 外務省 第一回 気候変動に関する有識者会合, (2018).
- [14] International Energy Association, “Offshore Wind Outlook 2019,” (2019).
- [15] R. Rudervall, J. Charpentier and R. Sharma, “High Voltage Direct Current Transmission Systems Technology,” ABB Power Systems Sweden, Review Paper, (2000).
- [16] Siemens AG, “High Voltage Direct Current Transmission – Proven Technology for Power Exchange –,” Order No. E50001-U131-A92-V3-7600 (2011).
- [17] P. Bresesti, W. L. Kling, R. L. Hendriks, and R. Vailati, “HVDC Connection of Offshore Wind Farms to the Transmission System,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 37–43, (2007).
- [18] B. Van Eeckhout, D. Van Hertem, M. Reza, K. Srivastava, and R. Belmans, “Economic comparison of VSC HVDC and HVAC as transmission system for a 300 MW offshore wind farm,” *Eur. Trans. Elect. Power*, vol. 20, no. 5, pp. 661–671, (2010).
- [19] 佐野 憲一郎, 高崎 昌洋 :「洋上風力発電用の高圧直流送電への適用を想定した複数の変換器モジュールによる直流昇圧方式の提案」, 電力中央研究所報告, 報告書番号 R12013, (2013).
- [20] 新エネルギー・産業技術総合開発機構 :「次世代洋上直流送電システム開発事業に係る実施体制の決定について」, (2015).



- [21] 石橋 卓治, 地道 拓志, 森 修 : 「大規模洋上風力発電の直流送配電システム向け高圧大容量 DC/DC 変換器の回路方式と制御法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌) , vol. 138, no. 1, pp. 58–66, (2018).
- [22] 金 東海 : 「改定版 パワースイッチング工学 –パワーエレクトロニクスの中核理論– 」, オーム社, ISBN 978-4-88686-296-9, (2014).
- [23] General Electric, “GE’s Haliade-X 12 MW, the World’s Most Powerful Offshore Wind Turbine, Produces Its First kWh,” press release, (2019).
- [24] A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey, “Switching power supply design Third Edition,” McGraw Hill, ISBN 978-0-07-148272-1, (2009).
- [25] T. Shimada and K. Taniguchi, “IGBT/MOSFET hybrid bridge with phase shift and frequency modulation control for a bi-directional series resonant converter,” *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pp. 1–7, (2017).
- [26] 久持 裕史, 赤木 泰文, 木ノ内 伸一, 宮崎 裕二 : 「間欠運転による双方向絶縁形 DC-DC コンバータの低出力領域の変換効率向上」, 電気学会論文誌 D , vol. 136, no. 7, pp. 501–508, (2016).
- [27] 宅間 春介, 比嘉 隼, 伊東 淳一 : 「電圧および負荷運転範囲に着目した双方向絶縁形 DC-DC コンバータトポロジーの比較検討」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-17-148, pp. 99–104, (2017).
- [28] J. A. Cooper, Jr. and A. Agarwal, “SiC power-switching devices—the second electronics revolution? ,” *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 956–968, (2002).
- [29] G. Majumdar, “Future of power semiconductors,” in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 10–15, (2004).

- [30] L. D. Stevanovic, K. S. Matocha, P. A. Losee, J. S. Glaser, J. J. Nasadoski, and S. D. Arthur, “Recent Advances in Silicon Carbide MOSFET Power Devices,” in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 401–407, (2010).
- [31] M. Domeij, A. Lindgren, C. Zaring, A. O. Konstantinov, J-O. Svedberg, K. Gumaelius, I. Keri, H. Grenell, M. Östling, and M. Reimark, “1200V 6A SiC BJTs with very low  $V_{CESAT}$  and fast switching,” in *Proc. Power Conversion and Intelligent Motion Conference (PCIM) Europe*, pp. 287–292, (2010).
- [32] I. Omura, W. Saito, T. Domon, and K. Tsuda, “Gallium Nitride Power HEMT for High Switching Frequency Power Electronics,” in *Proc. International Workshop on Physics of Semiconductor Devices*, vol. 1, pp. 781–786, (2007).
- [33] M. Treu, E. Vecino, M. Pippan, O. Häberlen, G. Curatola, G. Deboy, M. Kutschak, and U. Kirchner, “The role of silicon, silicon carbide and gallium nitride in power electronics,” in *Proc. IEEE IEDM*, vol. 1, pp. 7.1.1–7.1.4, (2012).
- [34] 電気学会 半導体電力変換技術委員会：「パワーコンバータに用いられる受動部品の研究・開発および製作技術共同研究委員会 設置趣意書」, 電気学会, (2017).
- [35] 山村 英穂：「改定新版 定本 トロイダル・コア活用百科」, CQ 出版社, ISBN 978-4-7898-3067-6, (2007).
- [36] Metglas, “Magnetic Alloy 2605SA1 (iron-based),” *Technical Bulletin*, [Online] Available: <http://www.metglas.com/>

- [37] H. Fukunaga, T. Eguchi, K. Koga, Y. Ohta, and H. Kakehashi, "High performance cut cores prepared from crystallized Fe-based amorphous ribbon," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, pp. 2008–2010, (1990).
- [38] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *AIEE Trans.* vol. 9, pp. 3–64, (1892).
- [39] J. E. Brittain, "A Steinmetz contribution to the AC power evolution," *Proc. IEEE*, vol. 72, pp.196–197, (1984).
- [40] M. Albach, T. Durbaum, and A. Brockmeyer, "Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetization currents—A comparison of different approaches," in *Proc. International Power Electronics Conference*, vol. 78, pp. 1463–1468, (1996).
- [41] J. Reinert , A. Brockmeyer and R. W. A. A. De Doncker, "Accurate calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, pp. 1055–1061, (2001).
- [42] Jieli Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 2203–2210, (2001).
- [43] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite cores loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," in *Proc. IEEE Workshop Comput. Power Electron.*, pp. 36–41, (2002).

- [44] A. Van den Bossche, V. C. Valchev and G. B. Georgiev, “Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms,” in *Proc. International Power Electronics Conference*, vol. 6, pp. 4814–4818, (2004).
- [45] J. Mühlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, A. Ecklebe, “Improved core loss calculation for magnetic components employed in power electronic systems,” in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1729–1736, (2011).
- [46] S. Yanase, H. Kimata, Y. Okazaki, and S. Hashi, “A simple predicting method for magnetic loss of electrical steel sheets under arbitrary induction waveform,” *IEEE Trans. Magn.*, vol.41, pp. 4365–4367, (2005).
- [47] 柳瀬 俊次 : 「モータ解析のための磁気特性測定」, テクノフロンティア 2011 第 19 回磁気応用技術シンポジウム資料, (2011).
- [48] W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, and C. W. Tipton, IV, “Loss characterization and calculation of nanocrystalline cores for high-frequency magnetics applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1 pp. 475–484, (2008).
- [49] G. Bertotti, “General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, (1988).
- [50] 畠山 智行, 恩田 謙一 : 「対称方形波電圧励磁における鉄損算定法」, 電気学会 マグネティクス研究会資料, MAG-12-105, (2012).
- [51] T. Hatakeyama, and K. Onda, “Core loss estimation of various materials magnetized with the symmetrical/asymmetrical rectangular voltage,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6628–6635, (2014).

- [52] 畠山 智行, 中村 健二:「デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定式の各種鉄心材への適用性評価」, 日本磁気学会第44回学術講演会概要集, 14aC-9, (2020).
- [53] 藤田 健太郎, 中村 健二, 一ノ倉 理:「異常渦電流損を考慮した磁気回路モデル」, 電気学会 マグネティックス研究会資料, MAG-12-31, pp. 49–53, (2012).
- [54] 藤田 健太郎, 中村 健二, 一ノ倉 理:「磁気回路における異常渦電流損の考慮」, *Journal of the Magnetics Society of Japan*, vol. 37, no. 2, pp. 44–47, (2013).
- [55] 坂倉 昭:「方向性ケイ素鋼板の発展」, 日本金属学会会報 までりあ, vol. 23, no. 1, pp. 34–40, (1994).
- [56] 高宮 俊人, 花澤 和浩, 鈴木 毅浩:「JFE スチールにおける方向性電磁鋼板の最近の進歩」, JFE 技報, No. 36, pp.1–5, (2015).
- [57] 定廣 健一, 後藤 聡志, 上ノ菌 聡:「JFE スチールグループの軟磁性材料」, JFE 技報, No. 8, pp. 1–6, (2005).
- [58] JFE スチール(株):「スーパーコア®高周波用途電磁鋼帯」カタログ番号 F1J-002-05.
- [59] 日立金属(株):「Metglas® AMCC Series Cut Core」, カタログ番号 HJ-B11-A, (2017).
- [60] 日立金属(株):「ナノ結晶軟磁性材料 ファインメット®」, カタログ番号 HL-FM9-H, (2016).
- [61] 坪島 茂彦, 羽田 正弘:「図解 変圧器 –基礎から応用まで–」, 東京電機大学出版局, ISBN 978-4-501-01050-8, (1981).

- [62] T. Kauder, K. Hameyer, and T. Belgrand, “Design strategy and simulation of medium-frequency transformers for a three-phase dual active bridge,” *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1158–1163, (2018).
- [63] N. Soltau, D. Eggers, K. Hameyer, and R. W. De Doncker, “Iron losses in a medium-frequency transformer operated in a high-power DC–DC converter,” in *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 953–956 (2014).
- [64] 中原 瑞紀, 和田 圭二: 「DC-DC コンバータ用高周波変圧器の鉄損分離手法の検討」, 電気学会 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会 資料, SPC-14-036, pp. 53–58 (2014).
- [65] C. Dincan, P. Kjaer, Y. Chen, S. Munk-Nielsen, and C. L. Bak, “Analysis of a high-power, resonant DC–DC converter for DC wind turbines,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7438–7454, (2018).
- [66] A. Prasai, J. Yim, D. Divan, A. Bendre, and S. Sul, “A New Architecture for Offshore Wind Farms,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1198–1204, (2008).
- [67] 栗田 直幸, 畠山 智行, 木村 守: 「絶縁型 DC-DC コンバータ用 500 kVA アモルファス高周波変圧器の試作と損失特性」, 電気学会 マグネティックス研究会 資料, MAG-17-9, pp. 49–54 (2017).
- [68] A. Q. Huang, “Medium-voltage solid-state transformer: Technology for a smarter and resilient grid,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 29–42, (2016).

- [69] T. Kjellqvist, S. Ostlund, S. Norrga, and K. Ilves, “Thermal evaluation of a medium frequency transformer in a line side conversion system,” *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, (2009).
- [70] M. R. Islam, M. A. Rahman, K. M. Muttaqi, and D. Sutanto, “A new magnetic-linked converter for grid integration of offshore wind turbines through MVDC transmission,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 2, pp. 1–5, (2019).
- [71] M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, “A high-frequency link multilevel cascaded medium-voltage converter for direct grid integration of renewable energy systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4167–4182, (2014).
- [72] 中原 瑞紀, 和田 圭二:「双方向絶縁形 DC-DC コンバータ用磁気部品の小型化を目的とした回路運転法の検討」, 電気学会 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会 資料, SPC-15-058, pp. 167–172 (2015).
- [73] D. Vinnikov, J. Laugis, and I. Galkin, “Middle-frequency isolation transformer design issues for the high-voltage DC/DC converter,” *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1930–1936, (2008).
- [74] T. Jimichi, M. Kaymak, and R. W. De Doncker, “Design and experimental verification of a three-phase dual-active bridge converter for offshore wind turbines,” *International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 3729–3733, (2018).

- [75] C. Zhao, D. Dujic, A. Mester, J. K. Steinke, M. Weiss, S. Lewdeni-Schmid, T. Chaudhuri, and P. Stefanutti, "Power electronic traction transformer–medium voltage prototype," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3257–3268, (2014).
- [76] M. A. Bahmani, T. Thiringer, and M. Kharezy, "Design methodology and optimization of a medium-frequency transformer for high-power DC-DC applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4225–4233, (2016).
- [77] W. Tang, X. Yuan, M. Shi, Z. Li, and F. Chen, "Design of a novel medium-frequency coaxial transformer for modular isolated DC/DC converter," *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, pp. 1–6, (2018).
- [78] M. Steiner, and H. Reinold, "Medium frequency topology in railway applications," *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, (2007).
- [79] L. Heinemann, "An actively cooled high power, high frequency transformer with high insulation capability," *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 352–357, (2002).
- [80] Z. M. Shafik, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Nanocrystalline cored transformer design and implementation for a high current low voltage dc/dc converter," *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, pp. 1–6, (2010).



- [81] 阿部 敬宏, ナディア メイ リン タン, 赤木 泰文:「双方向絶縁形 DC/DC コンバータを用いた 6kW, 2kWh 電池電力貯蔵システムの実験的検討」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), vol. 132, no. 2, pp. 233–240, (2012).
- [82] T. Filchev, F. Carastro, P. Wheeler, and J. Clare, “High voltage high frequency power transformer for pulsed power application”, *14th International Power Electronics and Motion Control Conference.*, pp. T6-165–T6-170, (2010).
- [83] S. Inoue, and H. Akagi, “A Bidirectional Isolated DC–DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 535–542, (2007).
- [84] 久持 裕史, 赤木 泰文, 木ノ内 伸一, 宮崎 裕二:「間欠運転による双方向絶縁形 DC-DC コンバータの低出力領域の変換効率向上」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), vol. 136, no. 7, pp. 501–508, (2016).
- [85] M. Leibl, G. Ortiz, and J. W. Kolar, “Design and experimental analysis of a medium-frequency transformer for solid-state transformer applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 110–123, (2017).
- [86] M. Pavolovsky, S. W. H. de Haan, and J. A. Ferreira, “Reaching high power density in multikilowatt DC-DC converters with galvanic isolation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 603–612, (2009).

- [87] 円子 拓矢, 柘川 茂男:「微増加比例法を用いた DC-DC コンバータ用高周波変圧器の設計」, 電気学会 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会 資料, SPC-16-109, pp. 13–18, (2016).
- [88] Y. Wang, S. W. H. de Haan, and J. A. Ferreira, “Design of low-profile nanocrystalline transformer in high-current phase-shifted DC-DC converter,” *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2177–2181, (2010).
- [89] H. Beiranvand, E. Rokrok, and M. Liserre, “Volume optimization in Si IGBT based dual-active-bridge converters,” *10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 577–582, (2019).
- [90] D. Rothmund, T. Guillod, D. Bortis, and J. W. Kolar, “99% efficient 10 kV SiC-based 7 kV/400 V DC transformer for future data centers,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 753–767, (2019).
- [91] H. Fan, and H. Li, “High-frequency transformer isolated bidirectional DC–DC converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kVA solid-state transformer,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3599–3608, (2011).
- [92] D. Rothmund, G. Ortiz, T. Guillod, and J. W. Kolar, “10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected solid-state transformers,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1096–1103, (2015).

- [93] 周藤 龍, 清水 敏久:「位相シフトと PWM 制御を併用した三相 DAB 絶縁型双方向 DC/DC コンバータの損失に関する考察」, 電気学会 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会 資料, EDD-15-89, pp. 13–18 (2015).
- [94] 檜原 有吾, 根本 裕次, 王 啓臣, 桑原 隆, 藤田 悟, 山田 隆二:「5 kW ハーフブリッジ 3 レベル DC/DC コンバータの原理と実験検証」, 電気学会 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会 資料, EDD-15-71, pp. 41–44 (2015).
- [95] 日立金属(株):「FINEMET® F3CC Series Cut Core」, カタログ番号 HL-FM34, (2017).
- [96] T. Hatakeyama, and K. Onda, “Novel evaluation method for the volume of transformers with various magnetic cores,” *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 480–485, (2011).
- [97] 中村 健二, 一ノ倉 理:「リラクタンスネットワークによる電気機器の解析」, 電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌), vol. 126, pp. 150–156, (2006).
- [98] 畠山 智行, 中村 健二:「高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデル」, 日本磁気学会論文特集号, vol. 4, no.1, pp. 46–51, (2020).
- [99] 藤田 健太郎, 中村 健二, 一ノ倉 理:「異常渦電流損を考慮した磁気回路モデルによる方形波励磁時の鉄損算定」, 電気学会 マグネティックス研究会資料, MAG-12-107, pp. 31–36, (2012).
- [100] K. Nakamura, K. Fujita, and O. Ichinokura, “Magnetic-Circuit-Based Iron Loss Estimation Under Square Wave Excitation With Various Duty Ratios,” *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 49, no. 7, pp. 3997–4000, (2013).



## 謝辞

本論文をまとめるにあたり，懇切な御指導と御鞭撻を賜りました，東北大学大学院工学研究科 技術社会システム専攻 中村健二 教授に心より感謝の意を表します。また，多くの有益な御指導と御助言を賜りました，東北大学大学院工学研究科 技術社会システム専攻 中田俊彦 教授，ならびに，石田修一 教授に深く御礼申し上げます。

本論文は，筆者が勤務している株式会社日立製作所において，パワーエレクトロニクス用磁性部品の研究開発に従事していた平成 22～24 年における研究成果の一部を基にしています。この間，株式会社日立製作所，ならびに，日立金属株式会社の方々には，多大なる御指導，御協力をいただきました。

本研究を推進するにあたり，東北大学大学院工学研究科 一ノ倉理 教授（現 東北大学未来科学技術共同研究センター 教授），株式会社日立製作所 研究開発グループ 恩田謙一 氏（現 日本ケミコン株式会社 フェロー），栗田直幸 主任研究員，井出一正 氏（現 株式会社日立パワーソリューションズ 上席執行役員）より，有益な御討論，御助言を賜りました。ここに深く感謝申し上げます。各種鉄心の鉄損評価に関しては，日立金属株式会社 佐野博久 氏（現 同社 グローバル技術革新センター 副センター長）より，鉄心の御提供ならびに有益な御討論，御助言を賜りました。また，同社 相牟田京平 氏（現 同社 グローバル技術革新センター 主任研究員）より，鉄損の測定に関して多大なる御協力を頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

業務と平行して社会人ドクターとしての活動を開始するにあたり，株式会

社日立製作所 研究開発グループ 竹田憲生 主幹研究員，ならびに，木村守主任研究員，同社 風力発電システム部 小宮山一 グループリーダー主任技師より，御理解，御協力を賜りました。また，検討を追加するにあたり，株式会社日立製作所 研究開発グループ 只野卓巳 企画員には，計算機の利用に関して御協力いただきました。ここに感謝申し上げます。

最後に，本論文をまとめるための時間と気力を与えてくれた，妻 紗代子，長女 明里，長男 大輝に感謝いたします。