

博士学位論文

鉄基アモルファス合金を適用した静止電磁機器の  
性能向上と産業応用に関する研究

栗田 直幸

東北大学大学院工学研究科

技術社会システム専攻

平成 30 年 9 月



Study on Performance Improvement and Industry Application of  
Static Electromagnetic Machines using Iron-based Amorphous Alloy

ABSTRACT : Iron-based amorphous alloy has the advantages of lower iron loss and higher permeability compared with conventional grain-oriented silicon steel due to disappearance of magnetocrystalline anisotropy derived from randomly aligned magnetic atoms. One can expect for considerable improvement in power efficiency of presently commercialized static electromagnetic machines such as distribution transformer and filtering reactor for inverter system by replacing the core material from silicon steel to iron-based amorphous alloy. Moreover, the material's satisfactory performance at higher frequency enables application to the field of next generation in power distribution system. However, the commercially available iron-based amorphous alloy produced with melt quenching method has a shape of 20 to 30  $\mu\text{m}$ -thick thin foil; the core made from the stacked and wound several hundred to thousand foils is fragile. This form of amorphous core causes difficulty in mass-production of the low cost and larger power capacity electromagnetic machines. Consequently, the range of industry application of amorphous alloy has been limited at present. Hence, this study aims at contribution to the savings of energy and CO<sub>2</sub> emission by the proposals of low cost structures and design methodologies of three types of amorphous electromagnetic machine those enable extensions of power capacity and excitation frequency. Additionally, the effect of improvement in power efficiencies of them is demonstrated by way of prototype tests. This thesis consists of six chapters; the research results are shown in accordance with the following organization.

The chapter 1 describes the background and the objective of this study.

The chapter 2 describes conventional technology and problems of amorphous electromagnetic machines. First, the advantages and disadvantages of presently mass-produced iron-based amorphous alloy were organized comparing the magnetic and physical properties of it with those of conventional grain-oriented silicon steel. Then, this chapter reviewed production methods of presently commercialized amorphous electromagnetic machines and clarified the problems to be solved for extension of range of industry application.

The chapter 3 describes the development of larger capacity distribution transformer with amorphous wound cores as the first case. This study considered a 30 MVA classed three phase amorphous core transformer that was not implemented up to now because of structural problems, and proposed a structure that supports the fragile core while suppressing increase of iron loss. In advance of design, an estimation method of iron loss taking the compressive stress in the core into account was established, which enabled the quantification of relationship between support method of larger wound core and its iron loss. The cores were divided into inner and outer components suspended independently; the design buffered the compressive stress affected in the cores and reduced the iron loss by 32% compared with that with a conventional support structure. In addition, providing the shielding components where the leakage field is concentrated resulted

in 66% decrease in stray loss by utilizing the electromagnetic analysis. Then, a proposed support structure including 10 MVA single phase three legs amorphous core and windings were manufactured separately, and loss performances of them were evaluated. This study determined total loss at a load factor of 50% using measured values of iron loss and copper loss and analytical values of stray loss assuming an averaged load operating condition of transformer; as a result, the total loss in a 30 MVA three phase amorphous core transformer could be reduced by 35% against a conventional silicon steel core transformer of same power capacity.

The chapter 4 describes the development of amorphous core reactor for filtering component in uninterruptible power system (UPS) as the second case. This study invented two types of core structure for low cost and larger capacity three phase AC reactors formed from the toroidally wound amorphous yoke cores and the magnetic leg cores cut from solidified toroidal amorphous cores. Calculation models of iron loss in the cores and gap loss induced from the fringing flux between core components were established on the basis of a technique for extracting the coordinate components of the magnetic flux density in accordance with the anisotropic magnetization curves in plane and laminated directions of the amorphous foils. It was confirmed that the calculated iron losses at utility and carrier frequencies agree with measured losses within a 10% error. The prototyped amorphous reactors had approximately half the total losses of that of a conventional silicon steel core reactor and increased the power efficiency of the 400 kVA UPS by up to 0.55%. Furthermore, this study demonstrated the practicality of a miniaturized amorphous reactor designed with a magnetic flux density of 1.2 T increased from standard one of 0.8 T. It was verified that total loss and unit volume of the prototyped miniaturized reactor could be reduced by 35% and 43% respectively compared with those of a silicon steel core reactor.

The chapter 5 describes the development of high frequency amorphous transformer for isolated DC-DC converter in DC-interconnected offshore wind farm system as the third case. This study designed and prototyped a core-type 3 kHz-excited 500 kVA transformer consisting of a single phase lap-joint amorphous wound core and windings with primary and secondary copper (Cu) sheets wound alternately in turns. The alternately wound winding structure suppressed the proximity effect between Cu sheets and the in-plane eddy current due to the fringing flux crossing the edge of sheets and fixtures, and the copper loss at 3 kHz was 61% lower than that of conventionally designed winding with primary and secondary sheets wound continuously. The rated total loss of the transformer with alternately wound windings was 21% lower than that of a conventional one. Furthermore, this study proposed a guideline for iron loss-reducing design of the lap-joint part in the amorphous core based on the measured iron loss at high frequencies and the results of electromagnetic analysis.

The chapter 6 concludes the loss reduction effect of three types of amorphous electromagnetic machine developed in this study and describes the remaining issues.



# 目次

記号表 .....	v
第1章 緒言 .....	1
1.1 本研究の背景 .....	1
1.2 本研究の目的 .....	3
1.3 本論文の構成 .....	5
第2章 アモルファス静止電磁機器の従来技術と課題 .....	9
2.1 アモルファス磁性材料の磁氣的・物理的性質 .....	9
2.2 アモルファス磁性材料の産業応用例と課題 .....	13
2.2.1 アモルファス巻鉄心の製造方法と特徴 .....	13
2.2.2 アモルファスカットコアの製造方法と特徴 .....	15
2.3 まとめ .....	21
第3章 配電用大容量アモルファス変圧器の開発 .....	23
3.1 開発の背景 .....	23
3.2 大容量アモルファス変圧器の最適設計 .....	24
3.2.1 全体構成 .....	24
3.2.2 支持方法によるアモルファス巻鉄心の応力の比較 .....	26
3.2.3 アモルファス巻鉄心の応力と鉄損の関係 .....	29
3.2.4 支持方法によるアモルファス巻鉄心の鉄損の比較 .....	30
3.2.5 鉄心の形状と変圧器性能の関係 .....	37
3.3 設計したアモルファス変圧器の構造 .....	44
3.3.1 鉄心および巻線の構造 .....	44
3.3.2 鉄心・巻線の支持構造 .....	46
3.3.3 支持構造の漂遊損失の算定 .....	48
3.4 10 MVA アモルファス変圧器の試作および損失の測定結果 .....	52
3.4.1 試作器の概要および損失の測定結果 .....	52
3.4.2 アモルファス変圧器の損失の比較 .....	60
3.5 30 MVA 級アモルファス変圧器の効率向上効果の検討 .....	63
3.6 まとめ .....	65

第 4 章 無停電電源装置用アモルファスフィルタリアクトルの開発 .....	67
4.1 開発の背景 .....	67
4.2 三相アモルファスリアクトルの構造と目標仕様 .....	69
4.2.1 全体構造 .....	69
4.2.2 目標仕様 .....	73
4.3 リアクトル用アモルファス鉄心の損失算定手法 .....	73
4.3.1 磁化曲線の定義 .....	75
4.3.2 コア損失の算定手法 .....	80
4.3.3 ギャップ損失の算定手法 .....	83
4.3.4 リアクトルの損失の算定例 .....	88
4.4 アモルファスリアクトルの設計および試作の概要 .....	88
4.4.1 設計方法 .....	90
4.4.2 設計結果 .....	96
4.4.3 試作リアクトルの概要 .....	102
4.5 アモルファスリアクトルの損失特性 .....	102
4.5.1 商用周波数における正弦波励磁特性 .....	102
4.5.2 キャリア周波数における矩形波励磁特性 .....	105
4.5.3 UPS 接続時の損失算定 .....	111
4.5.4 アモルファスリアクトル適用時の 400 kVA-UPS の効率特性 .....	114
4.5.5 リアクトルの損失比較 .....	120
4.6 アモルファスリアクトルの高磁束密度化の検討 .....	122
4.6.1 高磁束密度化リアクトルの設計および試作の概要 .....	122
4.6.2 励磁特性 .....	122
4.6.3 400 kVA-UPS の効率特性 .....	126
4.6.4 アモルファスリアクトルの筐体体積と損失の相関 .....	131
4.7 まとめ .....	131
第 5 章 洋上風力発電向け DC-DC コンバータ用アモルファス高周波 変圧器の開発 .....	135
5.1 開発の背景 .....	135
5.2 提案する直流連系洋上風力発電システムの概要 .....	138

5.3	500 kVA アモルファス高周波変圧器の設計・試作 .....	143
5.3.1	設計の概要 .....	143
5.3.2	交互配置型巻線アモルファス高周波変圧器の最適設計 .....	146
5.3.3	試作したアモルファス高周波変圧器の構造 .....	151
5.4	アモルファス高周波変圧器の損失特性 .....	156
5.4.1	損失の評価方法 .....	156
5.4.2	銅損特性 .....	159
5.4.3	鉄損特性 .....	166
5.4.4	巻線構造による損失の比較 .....	172
5.5	アモルファス巻鉄心の鉄損低減構造の検討 .....	175
5.6	まとめ .....	178
第6章	結言 .....	181
	参考文献 .....	185
	謝辞 .....	195



## 記号表

$\%Z$	巻線のパーセントインピーダンス	(%)
$a$	巻鉄心の積層厚さ	(m)
$a_{in}$	内側巻鉄心の積層厚さ	(m)
$a_{out}$	外側巻鉄心の積層厚さ	(m)
$A_a$	異常渦電流損失係数	(W s <sup>1.5</sup> kg <sup>-1</sup> T <sup>-1.5</sup> )
$A_a^{(S)}$	正弦波励磁時の異常渦電流損失係数	(W s <sup>1.5</sup> kg <sup>-1</sup> T <sup>-1.5</sup> )
$A_C$	変圧器用巻鉄心, リアクトル用磁脚の実効断面積	(m <sup>2</sup> )
$A_C'$	リアクトルの零相磁脚の実効断面積	(m <sup>2</sup> )
$A_e$	渦電流損失係数	(W s <sup>2</sup> kg <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup> )
$A_e^{(S)}$	正弦波励磁時の渦電流損失係数	(W s <sup>2</sup> kg <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup> )
$A_f$	変圧器の設置面積	(m <sup>2</sup> )
$A_g$	ギャップ損失算定式の定数	(W s m <sup>-3</sup> T <sup>-2</sup> )
$A_h$	ヒステリシス損失係数	(W s kg <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup> )
$A_h^{(S)}$	正弦波励磁時のヒステリシス損失係数	(W s kg <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup> )
$A_L$	ラップ接合部の鉄損算定式の定数	(W s <sup>2</sup> m <sup>-3</sup> T <sup>-2</sup> )
$b$	アモルファス薄帯の幅	(m)
$B$	鉄心内の磁束密度	(T)
$B_m$	鉄心の励磁磁束密度	(T)
$B_p$	薄帯面内方向の磁束密度成分	(T)
$B_r$	円筒座標系における磁束密度の $r$ 方向成分	(T)
$B_s$	薄帯積層方向の磁束密度成分	(T)
$B_{s,(k)}$	$k$ 番目の要素内の薄帯積層方向の磁束密度成分	(T)
$B_{Sd}$	磁性材料の飽和磁束密度	(T)
$B_y$	ラップ接合部の薄帯積層方向の磁束密度成分	(T)
$B_{y,(k)}$	ラップ接合部の $k$ 番目の要素内の薄帯積層方向の磁束密度成分	(T)
$B_z$	円筒座標系における磁束密度の $z$ 方向成分	(T)
$B_\theta$	円筒座標系における磁束密度の $\theta$ 方向成分	(T)
$C$	変圧器の定格容量	(VA)
$C_i$	積分定数	
$C_t$	巻線の厚さ	(m)
$C_t^A$	交互配置巻線の厚さ	(m)
$C_t^N$	通常配置巻線の厚さ	(m)

$d$	交互配置巻線の一次・二次導体間の距離	(m)
$d'$	通常配置巻線の一次・二次導体間の距離	(m)
$d_1$	巻線内周端と鉄心間の絶縁距離	(m)
$d_2$	巻線の上下端部とヨーク鉄心間の絶縁距離	(m)
$d_3$	巻線外周端と鉄心間, または巻線外周端同士の絶縁距離	(m)
$d_e$	磁性材料の密度	(kg/m <sup>3</sup> )
$d_h$	一次・二次巻線内の導体間の距離	(m)
$d_i$	リアクトルのヨーク内径	(m)
$d_{i,C}$	円柱型磁脚の内径	(m)
$d_o$	リアクトルのヨーク外径	(m)
$d_o^{(A)}$	円柱型(構造 A)リアクトルのヨーク外径	(m)
$d_o^{(B)}$	扇型(構造 B)リアクトルのヨーク外径	(m)
$d_{o,C}$	円柱型磁脚の外径	(m)
$d_s$	巻鉄心の支持部材の厚さ	(m)
$D_U$	変圧器・リアクトル筐体の奥行き	(m)
$f$	周波数	(Hz)
$f_c$	鉄心の占積率	
$F_R$	板状導体巻線の表皮効果と近接効果の補正係数	
$G_L$	カットコア間のギャップ長	(m)
$h$	巻線の高さ	(m)
$H$	磁界	(A/m)
$H_C$	保磁力	(A/m)
$H_U$	変圧器・リアクトル筐体の高さ	(m)
$I$	電流	(A)
$I_1$	変圧器の一次巻線電流の実効値	(A)
$I_2$	変圧器の二次巻線電流の実効値	(A)
$I_e$	薄帯面内に流れる渦電流	(A)
$I_{in}$	UPS の入力実効相電流 / DC-DC コンバータの入力電流	(A)
$I_L$	リアクトルの巻線電流の実効値	(A)
$I_{out}$	UPS の出力実効相電流 / DC-DC コンバータの出力電流	(A)
$I_{peak}$	励磁電流の振幅	(A)
$I_{sh}$	変圧器の最大短絡ピーク電流	(A)
$K$	DC-DC コンバータのモジュール数	
$K_i$	50 Hz における鉄損係数	(W T <sup>-α</sup> )
$l_{ave}$	内側, 外側巻線の平均磁路長	(m)
$l_{in}$	内側巻鉄心の平均磁路長	(m)

$l_m$	高周波変圧器用鉄心の平均磁路長	(m)
$l_{out}$	外側巻鉄心の平均磁路長	(m)
$l_p$	カットコアの薄帯面内方向の磁路長	(m)
$l_s$	カットコアの薄帯積層方向の磁路長	(m)
$l_w$	巻線の平均周長	(m)
$l_w^{(S)}$	珪素鋼板変圧器の巻線の平均周長	(m)
$L$	インダクタンス	(H)
$L_f$	負荷率	
$L_{leg}$	リアクトルの磁脚長	(m)
$L_p$	巻鉄心のラップ長	(m)
$m$	UPS の効率の平均値	
$m'$	オメガ変換した UPS の効率の平均値	
$M_i$	鉄心の質量	(kg)
$M_{in}$	内側巻鉄心の質量	(kg)
$M_{out}$	外側巻鉄心の質量	(kg)
$n$	高周波変圧器の一次・二次巻線の巻数比	
$n_h$	正弦波電流の奇数次の高調波成分の数	
$N$	サーチコイル, リアクトル巻線の巻数	
$N_e$	鉄心の分割要素数	
$N_{ex}$	励磁コイルの巻数	
$N_f$	巻鉄心の 1 ブロック当たりの薄帯枚数	
$N_S$	高周波変圧器の二次巻線の分割数	
$N_Z$	巻鉄心の奥行き方向の段数	
$p$	巻線内の銅板の積層数	
$p_m$	単位質量当たりの鉄損	(W/kg)
$p_{mc}$	単位質量当たりのコア損失	(W/kg)
$p_{mc,(k)}$	$k$ 番目の要素内の単位質量当たりのコア損失	(W/kg)
$p_v$	単位体積当たりの鉄損	(W/m <sup>3</sup> )
$p_{v,(k)}$	$k$ 番目の要素内の単位体積当たりの鉄損	(W/m <sup>3</sup> )
$P$	変圧器, リアクトルの総損失	(W)
$P_{50}$	負荷率 50%時の変圧器の総損失	(W)
$P_A$	UPS の効率より求めた構造 A アモルファスリアクトルの損失	(W)
$P_{A2}$	UPS の効率より求めた高磁束密度設計の構造 A アモルファスリアクトルの損失	(W)
$P_B$	UPS の効率より求めた構造 B アモルファスリアクトルの損失	(W)
$P_C$	銅損	(W)

$P_C^{(S)}$	珪素鋼板変圧器の定格時の銅損	(W)
$P_{C,(i)}$	$i$ 番目の相電流成分による銅損	(W)
$P_{Core}$	カッタコア内の鉄損(コア損失)	(W)
$P_{Core,(i)}$	$i$ 番目の相電流成分によるコア損失	(W)
$P_G$	珪素鋼板リアクトルの損失	(W)
$P_{Gap}$	カッタコア間のギャップ損失	(W)
$P_{Gap,(i)}$	$i$ 番目の相電流成分によるギャップ損失	(W)
$P_i$	鉄損	(W)
$P_{in}$	UPS への入力電力	(W)
$P_{INV}$	UPS のコンバータ・インバータ部の損失	(W)
$P_L$	アモルファス巻鉄心のラップ接合部の鉄損	(W)
$P_{out}$	UPS からの出力電力	(W)
$P_S$	漂遊損失	(W)
$P_{SW}$	変圧器の巻線内漂遊損失	(W)
$P_U$	単相励磁したリアクトルの鉄損	(W)
$R_{ac}$	二次側短絡時の巻線の合成 AC 抵抗	( $\Omega$ )
$R_{ac1}$	一次巻線の AC 抵抗	( $\Omega$ )
$R_{ac2}$	二次巻線の AC 抵抗	( $\Omega$ )
$R_{dc}$	二次側短絡時の巻線の合成直流抵抗	( $\Omega$ )
$R_{dc1}$	一次巻線の直流抵抗	( $\Omega$ )
$R_{dc2}$	二次巻線の直流抵抗	( $\Omega$ )
$R_p$	カッタコアの薄帯面内方向の磁気抵抗	(A/Wb)
$R_s$	カッタコアの薄帯積層方向の磁気抵抗	(A/Wb)
$S'$	オメガ変換した UPS の効率の感度	(dB)
$S_R$	UPS の効率の SN 比	(dB)
$t$	時刻	(s)
$t_a$	1 周期内の任意の時刻	(s)
$t_C$	巻線導体の厚さ	(m)
$t_F$	磁性材料の厚さ	(m)
$T$	周期	(s)
$T_1$	変圧器の一次巻線の巻数	
$T_2$	変圧器の二次巻線の巻数	
$T_y$	リアクトルのヨーク厚さ	(m)
$U$	単相, 三相励磁したリアクトルの鉄損の比率	
$V$	電圧	(V)
$V_1$	変圧器の一次巻線電圧の実効値	(V)



$V_2$	変圧器の二次巻線電圧の実効値	(V)
$V_{e,(k)}$	$k$ 番目の要素の体積	(m <sup>3</sup> )
$V_{in}$	UPS の入力線間電圧の実効値／ DC-DC コンバータの単位モジュールの入力電圧	(V)
$V_{ins}$	高周波変圧器の絶縁耐圧	(V)
$V_L$	リアクトルの巻線電圧の実効値	(V)
$V_O$	変圧器, リアクトルの筐体体積	(m <sup>3</sup> )
$V_{out}$	UPS の出力線間電圧の実効値／ DC-DC コンバータの単位モジュールの出力電圧	(V)
$V_{sys}$	DC-DC コンバータの出力電圧	(V)
$w_m$	巻鉄心の薄帯積層部の単位質量当たりの鉄損	(W/kg)
$W_U$	変圧器・リアクトル筐体の幅	(m)
$\alpha$	50Hz における鉄損式中の磁束密度のべき乗数	
$\delta$	銅の表皮厚さ	(m)
$\Delta$	銅板の厚さと表皮厚さの比率	
$\Delta P$	応力による単位質量当たりの鉄損の増加量	(W/kg)
$\eta$	変圧器, UPS の効率	(%)
$\eta'$	オメガ変換した UPS の効率	(%)
$\eta_A$	構造 A アモルファスリアクトルを 2 台接続した UPS の 最高効率の計算値	(%)
$\eta_{A2}$	高磁束密度設計の構造 A アモルファスリアクトルを 2 台接続 した UPS の最高効率の計算値	(%)
$\eta_B$	構造 B アモルファスリアクトルを 2 台接続した UPS の 最高効率の計算値	(%)
$\eta_G$	珪素鋼板リアクトルを 2 台接続した UPS の最高効率の 計算値	(%)
$\eta_{m1}$	評価番号 1 の UPS の最高効率の測定値	(%)
$\eta_{m2}$	評価番号 2 の UPS の最高効率の測定値	(%)
$\eta_{m3}$	評価番号 3 の UPS の最高効率の測定値	(%)
$\lambda_{in}$	UPS の入力側の力率	
$\lambda_{out}$	UPS の出力側の力率	
$\mu_0$	空気の透磁率	(H/m)
$\mu_C$	銅の透磁率	(H/m)
$\mu_i$	アモルファス薄帯の透磁率	(H/m)
$\mu_p$	薄帯面内方向の等価透磁率	(H/m)
$\mu_r$	比透磁率	
$\mu_s$	薄帯積層方向の等価透磁率	(H/m)
$\mu_x$	ラップ接合部の薄帯面内方向の等価透磁率	(H/m)
$\mu_y$	ラップ接合部の薄帯積層方向の等価透磁率	(H/m)

$\theta_c$	扇型磁脚の頂角	(deg.)
$\rho$	電気抵抗率	( $\Omega$ m)
$\sigma$	圧縮応力	(Pa)
$\sigma_1$	最大主応力	(Pa)
$\sigma_2$	中間主応力	(Pa)
$\sigma_3$	最小主応力	(Pa)
$\sigma_M$	ミーゼス応力	(Pa)
$\sigma_s^2$	UPS の効率の分散	

# 第 1 章 緒言

## 1.1 本研究の背景

発電所から需要家に至る現代の電力系統は，送電時の損失を低減するため，送電電圧を 1000 kV 級から 100～400 V まで，数段階の変電所を経由して順次降圧させる。この際の電圧変換には，一般に変圧器が用いられる。また，近年再生可能エネルギーとして普及が進む，太陽光発電所（メガソーラー）や風力発電所（ウインドファーム）の電力系統への接続に必要なパワーコンディショナ（PCS），並びにデータセンタ等で使われる無停電電源装置（UPS）の入出力部では，インバータ出力波形の平滑化のために，リアクトルが用いられる。加えて，次世代の洋上風力発電システム向けの大容量高圧直流（HVDC）送電用の電力変換器には，高周波変圧器の使用が検討されている。

これらの変圧器やリアクトルは，ともに鉄心に巻線を巻いた構造を有し，電磁誘導現象を利用して電圧変換や高調波除去を行う静止電磁機器である。これらの機器は，巻線に電流を流すと鉄心内に磁束が流れ，それに伴い鉄心内に損失（鉄損）が発生する。一般に，電流の時間変化に対する磁束の応答性が高い材料（軟磁性材料）を鉄心に使うと鉄損は小さくなり，優れた静止電磁機器が実現できる。

静止電磁機器の鉄心に用いられる軟磁性材料としては，1930 年代半ばに米国において，Si を 3～6at% 含み，圧延方向に磁化容易軸を配向させた方向性珪素鋼板が開発された。日本では，量産技術が確立された 1961 年から本格的な生産が開始され<sup>[1]</sup>，それ以来 50 年以上に渡って軟磁気特性や生産性の向上が図られ続けており，標準的な鉄心材料として広く用いられている。

一方，鉄，コバルト，ニッケルなどの磁性金属に 15～20 at% の B, C, Si, Ga, P 等の半金属を添加し，液相または気相から  $10^6$  K/s 以上の速度で急冷・固化することにより，アモルファス（非晶質）合金が得られる。最初の作製例は 1950 年の Ni-P 電着膜であり<sup>[2]</sup>，その磁気特性の理論的研究<sup>[3]</sup>と，ガン法<sup>[4]</sup>やロール法<sup>[5]</sup>などの超急冷技術の開発が 1960 年代に進んだ。その結果，アモルファス状態では磁性原子の長距離秩序がなく，結晶磁気異方性が消失することで優れた軟磁気特性が発現し，鉄損を低減できる可能性が明らかになった。その後，アモルファス合金は新た

な鉄心材料として、1970年代後半から特性の向上や量産技術が開発され始め<sup>[6][7]</sup>、米国では1985年ごろから変圧器用鉄心への製品適用が始まった<sup>[8]</sup>。日本においても1980年代からアモルファス変圧器の製品化を目的とした開発が進められ、1991年に電力会社向けの柱上変圧器に初めて採用された<sup>[9]</sup>。また、1990年代には民間の需要家向けの受配電変圧器への適用も始まった。

1997年に京都で開催された、気候変動枠組条約第3回締約国会議での京都議定書への合意を端緒とし、静止電磁機器に対する省エネルギー化の指向が進んだ。日本では1999年にエネルギー使用の合理化に関する法律（省エネ法）に基づく、環境負荷軽減や省エネルギー、省資源を目的とした特定機器指定（トップランナー）制度が施行され、2 MVA以下の高圧受配電用変圧器が2006年から2007年にかけて対象となった<sup>[10][11]</sup>。その後、変圧器のトップランナー基準は2014年に第2次基準に改訂され<sup>[12]</sup>、要求される電力効率が一層厳しくなった。2020年ごろに予定される再改訂（第3次基準）への適合には、アモルファス鉄心の使用が必須になると予想されており、各メーカーでは対策が急がれている。

現在、静止電磁機器の鉄心に使われる、鉄を主成分とするアモルファス合金（鉄基アモルファス合金）は、原料を高周波加熱した溶湯を高速回転するドラムに吹き付けて急冷・固化する液体急冷単ロール法<sup>[13]</sup>により生産される。材料の形態は厚さが20~30 μmの薄帯状であり、これを数百~数千枚積層して鉄心に成形する。

鉄基アモルファス合金の最も大きな長所として、鉄損が方向性珪素鋼板の1/2以下であり、高効率な静止電磁機器が実現できることが挙げられる。また、磁化曲線の立ち上がり（透磁率）が高い特徴もあり、この性質は鉄心を高周波で励磁する際の適用範囲が方向性珪素鋼板よりも広いという利点につながる。

一方、鉄基アモルファス合金は非磁性元素の含有量が多いため、飽和磁束密度は珪素鋼板よりも低い。よって、珪素鋼板と同じ仕様の鉄心を鉄基アモルファス合金で構成する場合、鉄心断面積を増やすことで磁束量を珪素鋼板鉄心と同じにする必要があり、機器が大形化する短所がある。また、アモルファス薄帯の厚さは珪素鋼板の約1/10であり、これを多数枚積層して構成した鉄心は機械的に脆弱であることも短所に挙げられる。受配電用変圧器に適用されているアモルファス鉄心は、その磁気性能を維持するため、薄帯同士を接着・固化しないまま環状に成形した巻鉄心で構成される。そのため巻鉄心自体は自立せず、その重量を巻線やその他の部

材で支持する等の工夫が必要である。したがって、受配電用変圧器用のアモルファス鉄心には、従来の珪素鋼板鉄心と異なる製造技術が要求されるのに加えて、自重により薄帯間に作用する圧縮応力によって鉄損が増加する性質があるため、その大形化には限界がある。現在、実用化されているアモルファス静止電磁機器の電力容量はおおむね 5 MVA 以下に留まっている。

これに対し、アモルファス巻鉄心の脆弱性を解決する手段として、薄帯を連続して巻いて構成した巻鉄心を樹脂材で固めて切断したカットコアがある。アモルファスカットコアは堅牢であり、自立させることができる。また、鉄心の切断面に間隙（ギャップ）を挿入することでインダクタンスを所望の値に調整できるため、リアクトル用鉄心に適する。一方、アモルファス薄帯に対して固化・切断といった加工が施されるため、磁気性能が巻鉄心より劣化する。また、大容量器の製作は可能であるがコストが高いため、量産の観点から大形化には限界がある。現在、一般に使用されているのは、おおむね数 10 kVA 以下の小形変圧器、またはリアクトルに留まっている。

## 1.2 本研究の目的

以上述べたように、鉄基アモルファス合金は、従来の方向性珪素鋼板に比べて鉄損が小さく、透磁率が高いという磁氣的性質を有することから、静止電磁機器の電力効率を高めることができる。さらに、高周波でも良好な磁気特性を積極的に利用することで、新たな分野への応用も期待される。一方、形態が厚さ 20~30  $\mu\text{m}$  程度の薄帯であることに起因して、大容量の静止電磁機器を低コストで量産するのは困難であり、産業上の応用範囲が限定されている。そこで本研究は、鉄基アモルファス鉄心を用いた変圧器、およびフィルタリアクトルの電力容量、並びに励磁周波数範囲の拡張を低コストで実現できる構造と設計法を提案するとともに、試作試験によって効率の向上効果を実証し、省電力・CO<sub>2</sub>削減への貢献を図ることを目的とする。

図 1.1 に、鉄基アモルファス鉄心を適用した静止電磁機器について、現在実用化されている範囲と本研究で目指す拡張範囲を、横軸を機器の電力容量、縦軸を励磁周波数で整理した図を示す。本論文では、3 種類のアモルファス静止電磁機器の研究開発を通して、上記の目的を達成するための構造、および設計手法を提案すると

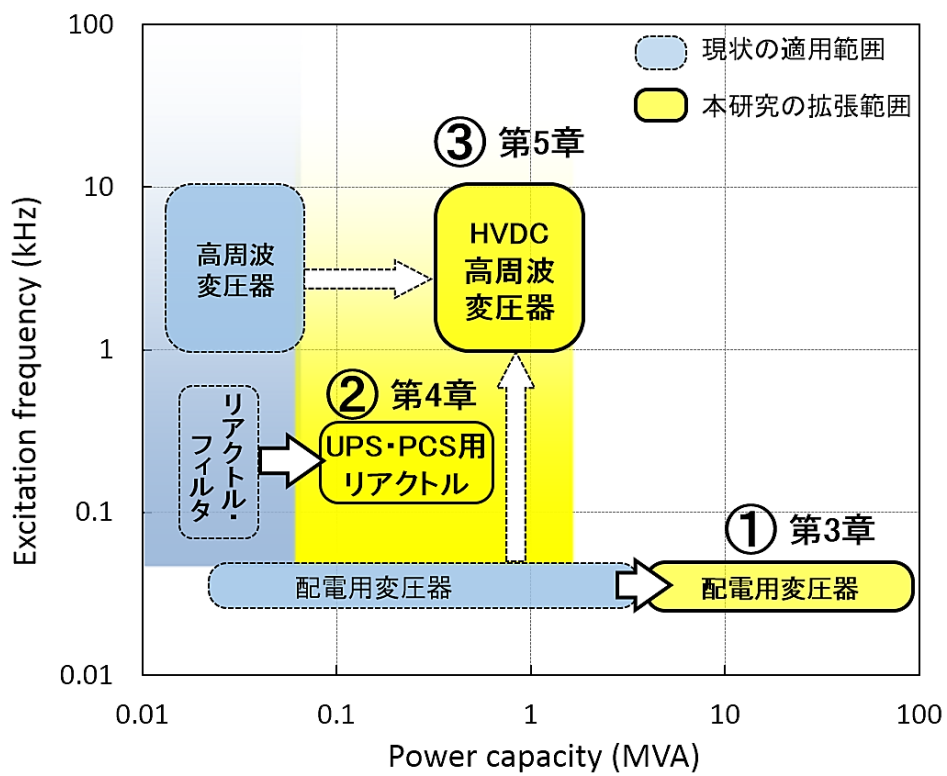


図 1.1 鉄基アモルファス鉄心を適用した静止電磁機器の  
現状の適用範囲と本研究における拡張範囲

ともに、試作器の特性評価結果を示す。これらの研究開発は、以下に述べる 2 つのアプローチに分けられる。

1 つ目のアプローチは、現在実用化されている珪素鋼板鉄心の鉄基アモルファス鉄心への置き換えを図るものであり、同図の①および②が該当する。①は商用周波数で使われる配電用大容量変圧器への適用であり、大形化したアモルファス鉄心の自重による鉄損の増加、および鉄心が崩れないように支持するための部材で発生する損失（漂遊損失）を抑制する構造の実現が課題となる。②は PCS, UPS 等に用いられる、インバータ用フィルタリアクトルへの適用である。大形アモルファスカットコアの低コストな製作方法と、インバータからの高調波成分に対する損失の高精度な算定手法の開発が課題となる。

2 つ目のアプローチは、鉄基アモルファス鉄心の良好な高周波特性を積極的に利用し、現在はまだ産業化されていない新分野への適用を図るものであり、同図の③が該当する。2010 年代以降、市場成長が著しい洋上風力発電システムにおいて、次世代の高圧直流 (HVDC) 連系方式として検討されている、DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器への適用に関するものである。従来の商用周波数による連系方式と異なる、HVDC に対応した巻線間の絶縁を満たしつつ、高周波励磁時における低損失特性を実現する鉄心と巻線の構造の考案と、損失の算定方法の確立が課題となる。

### 1.3 本論文の構成

以下に本論文の構成を述べる。

第 1 章は緒言であり、本論文の背景および目的について述べている。

第 2 章では、アモルファス鉄心を適用した静止電磁機器に関する従来技術と課題について述べている。まず、現在量産されている鉄基アモルファス合金の磁氣的・物理的性質を方向性珪素鋼板と比較し、その長所と短所を整理した。さらに、現在実用化されているアモルファス静止電磁機器の製造方法の概要を述べ、本研究の目的である、アモルファス静止電磁機器の産業応用範囲の拡張に当たり、解決すべき課題を明確化した。

第 3 章では、配電用大容量アモルファス変圧器の開発について述べている。構造的に成立せず、これまで実例のない 30 MVA 級の三相アモルファス変圧器に対

し、鉄損の増加を抑制しつつ鉄心を支持する新たな構造を考案した。設計に先立ち、アモルファス巻鉄心に作用する圧縮応力を考慮した鉄損の算定方法を確立し、大形鉄心の支持方法と鉄損の関係を定量化した。鉄心を内側と外側の2つに分け、それぞれを独立に吊って支持する構造により、従来の支持方法より鉄損が32%低減されることが明らかになった。また、アモルファス変圧器内の漏洩磁界が集中する箇所にシールド材を備えることで、支持構造で発生する漂遊損失が66%低減される結果が電磁界解析により得られた。さらに、10 MVA相当の単相三脚鉄心を組み込んだ支持構造と巻線を別々に試作し、それぞれの損失特性を評価した。実測による鉄損と銅損、および実負荷運転時の漂遊損失の解析値から求めた、三相30 MVA級アモルファス変圧器の負荷率50%時の総損失が、従来の珪素鋼板を用いた変圧器より35%低減されることを明らかにした。

第4章では、無停電電源装置用アモルファスフィルタリアクトルの開発について述べている。アモルファス薄帯を円環状に巻いたヨーク鉄心と、円環状カットコアを切断加工した磁脚鉄心を組み合わせ、従来のアモルファスカットコアでは製作例のない、低コストと大容量化を両立する三相リアクトル用鉄心を考案した。また、カットコアの鉄損、および鉄心間のギャップ部で発生する損失の測定結果と、アモルファス薄帯の積層方向を考慮した3次元有限要素法による電磁界解析を組み合わせ、鉄心各部の鉄損の分布を10%以下の精度で算定する手法を確立した。試作したリアクトルを400 kVA UPSシステムに接続して電力効率を測定し、従来の珪素鋼板リアクトルに比べて損失が50%低減し、UPSの総合効率が0.55%向上されることを明らかにした。さらに、構築した損失の算定モデルを用いて、鉄心の磁束密度を標準設計の0.8 Tから1.2 Tへ高磁束密度化し、小形化したアモルファスリアクトルの実用性を検討した。設計・試作した小形化リアクトルは、従来の珪素鋼板リアクトルより35%の損失低減効果を持ちつつ、筐体体積が43%小形化されることを実証した。

第5章では、洋上風力発電向けDC-DCコンバータ用アモルファス高周波変圧器の開発について述べている。低コスト・低損失設計技術の実証を目的として、商用周波変圧器と同仕様の単相アモルファス巻鉄心と、高周波において巻線で発生する近接効果による損失の増加を抑制するため、一次、二次巻線を交互に巻いた交互配置構造巻線を組み合わせ、励磁周波数3 kHzの500 kVA高周波アモルファス



変圧器を設計・試作し，その損失特性を評価した。巻線の交互配置により高周波での巻線導体間の近接効果，および巻線端部における鎖交磁束による漂遊損失が抑制され，従来の巻線構造を持つ高周波アモルファス変圧器より，定格負荷率時の総損失が 21%低減されることを明らかにした。さらに，高周波で励磁したアモルファス巻鉄心の鉄損の測定結果と電磁界解析の結果に基づき，巻鉄心のラップ接合部の設計パラメータの最適化による鉄損低減法について指針を示した。

第 6 章は結言であり，本研究で得られたアモルファス静止電磁機器の損失低減効果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 アモルファス静止電磁機器の従来技術と課題

本章ではまず、現在量産されている鉄基アモルファス合金の磁氣的・物理的性質を方向性珪素鋼板と比較し、その長所と短所を整理する。さらに、現在実用化されている、アモルファス合金を適用した静止電磁機器の製造方法の概要と特徴を述べ、本研究の目的である、アモルファス静止電磁機器の産業応用範囲の拡張に当たり、解決すべき課題を明確化する。

### 2.1 アモルファス磁性材料の磁氣的・物理的性質

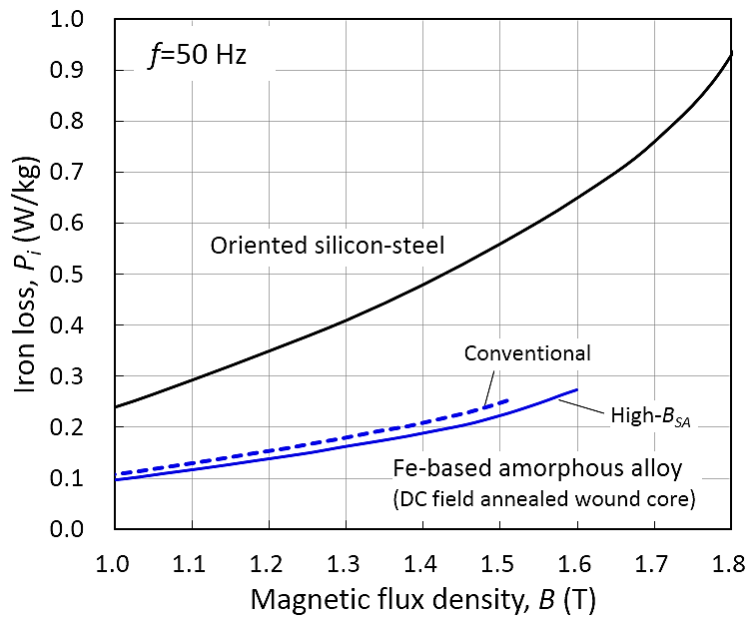
表 2.1 に、現在量産されている中で、最も鉄損の小さい方向性珪素鋼板と、鉄基アモルファス合金 2 種の主要な磁氣的・物理的特性の比較を示す。また、図 2.1 (a), (b) に、これら 3 種の軟磁性材料の 50 Hz における鉄損特性と、直流磁化曲線の比較をそれぞれ示す。方向性珪素鋼板は厚さが 0.23 mm で組成が  $\text{Fe}_{97}\text{Si}_3$  の品種 ((株) 新日鐵住金製 23ZDMH80) <sup>[14]</sup> を示している。鉄基アモルファス合金は厚さが 25  $\mu\text{m}$  で、77~82 at% の Fe と、アモルファス相の安定化元素である Si と B が含まれる。ここでは飽和磁束密度  $B_{SA}$  が 1.56 T の従来品 ((株) 日立金属製 2605SA1) と、1.64 T の高  $B_{SA}$  品 ((株) 日立金属製 2605HB1M) の 2 種類<sup>[15]</sup>を示している。これらのアモルファス合金の  $B_{SA}$  の差は、主に Fe の含有率の違いに起因している。

2 種の鉄基アモルファス合金の最も大きな長所として、保磁力  $H_C$  が方向性珪素鋼板の 3.3%~4.5% で、励磁磁束密度  $B_m = 1.3$  T、周波数  $f = 50$  Hz における鉄損  $P_i$  が方向性珪素鋼板の 39%~45% であり、良好な軟磁気特性を持ち、高効率な静止電磁機器が実現できることが挙げられる。また、図 2.1 (b) に示した磁化曲線の立ち上がり (初透磁率) が高い特徴もある。この特性はアモルファス合金の熱処理条件や鉄心の加工方法により大きく変わるが、表 2.1 に示した励磁周波数 1 kHz、磁化力 0.05 A/m における比透磁率  $\mu_r$  は方向性珪素鋼板の約 2 倍であり、この性質は静止電磁機器を高周波励磁する際の利点となる。また、アモルファス合金の高周波応用の観点からは、高い  $\mu_r$  だけではなく、方向性珪素鋼板と比較して約 1/10 の厚さ  $t_F$  と、2 倍以上の電気抵抗率  $\rho$  も有利に働く。導電性の磁性材料には、素材本来が持つ鉄損 (ヒステリシス損失) に加えて、材料内を通る磁束の時間変化を妨げる方

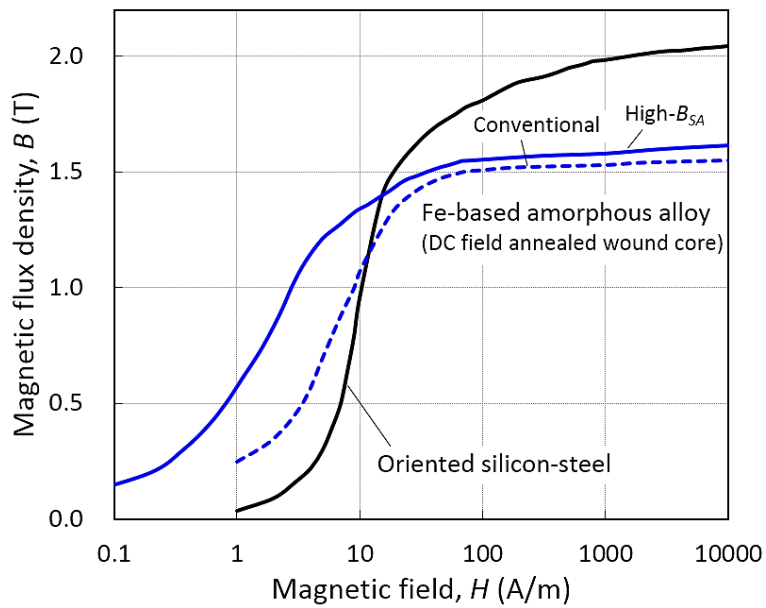
表 2.1 方向性珪素鋼板と鉄基アモルファス合金の  
磁氣的・物理的特性の比較<sup>[14][15]</sup>

	Oriented silicon steel (Highest grade)	Fe-based amorphous alloy (Conventional)	Fe-based amorphous alloy (High $B_{SA}$ )
Composition	Fe <sub>97</sub> Si <sub>3</sub>	Fe-Si-B	Fe-Si-B
Product name (Maker)	23ZDMH80 (Nippon steel & Sumitomo metal Corp.)	2605SA1 (Hitachi metals, Ltd.)	2605HB1M (Hitachi metals, Ltd.)
Saturation magnetic flux density, $B_{SA}$ (T)	2.03	1.56	1.64
Relative permeability (1 kHz, 0.05 A/m), $\mu_r$	2700	5000*	5000*
Coercivity, $H_C$ (A/m)	45.0	2.0	1.5
Electrical resistivity, $\rho$ ( $\mu\Omega$ m)	0.5	1.3	1.3
Iron loss (1.3T, 50Hz) $P_i$ (W/kg)	0.41	0.18*	0.16*
Thickness, $t_F$ (mm)	0.23	0.025	0.025
Density, $d_e$ (kg/m <sup>3</sup> )	7660	7180	7330
Lamination factor, $f_C$ (%)	>95	>84	>84

\* DC field annealed wound core



(a) 50 Hz における鉄損特性の比較



(b) 直流磁化曲線の比較

図 2.1 方向性珪素鋼板と鉄基アモルファス合金の 50Hz における鉄損特性と直流磁化曲線の比較<sup>[14] [15]</sup>

向に渦電流が流れ、これに伴うジュール損失（渦電流損失）が発生する。周波数  $f$ 、励磁磁束密度  $B_m$  における鉄損  $P_i$  は、以下で表される実験式に従うことが知られている<sup>[16]</sup>。

$$P_i = A_h B_m^2 f + A_e B_m^2 f^2 + A_a B_m^{1.5} f^{1.5} \quad (2-1)$$

上式の右辺第 1 項と第 2 項がそれぞれヒステリシス損失と渦電流損失を表す。第 3 項は磁性材料の作製過程において発生する結晶欠陥等の不完全性や、磁壁移動に伴い発生する付加的な損失と理解されており、異常渦電流損失と呼ばれる。 $A_h$ 、 $A_e$ 、 $A_a$  はそれぞれヒステリシス損失係数、渦電流損失係数、異常渦電流損失係数であり、磁性材料ごとに異なる値を持つ。渦電流損失は周波数の 2 乗に比例して増加するため、高周波ではヒステリシス損失よりも著しく大きくなり、実用可能な励磁周波数の上限を与える。 $A_h$  と  $A_a$  は測定された磁性材料の鉄損特性に対して、パラメータフィッティングをすることにより決定する必要があるが、 $A_e$  は理想的な正弦波励磁条件では、

$$A_e = \frac{\pi^2 t_F^2}{6 \rho} \quad (2-2)$$

と表される<sup>[16]</sup>。磁性材料の厚さ  $t_F$  が小さく、電気抵抗率  $\rho$  が大きいほど  $A_e$  は小さくなり、高周波での鉄損  $P_i$  の低減だけではなく、商用周波数における低損失化にも効果が得られる。

これに対して、鉄基アモルファス合金は非磁性元素の含有量が方向性珪素鋼板より多いため、飽和磁束密度  $B_{SA}$  は方向性珪素鋼板より 20%～23% 小さい。さらに、素材の厚さ  $t_F$  の違いに起因して、鉄心の占積率  $f_C$  が方向性珪素鋼板より約 12% 小さい。そのため、方向性珪素鋼板と同仕様の鉄心を鉄基アモルファス合金で構成する場合、鉄心内の磁束量を確保するためには、幾何学的な断面積を 34%～38% 大きくする必要があり、結果として静止電磁機器の筐体体積が大形化する短所がある。また、方向性珪素鋼板は個々の板に絶縁層が形成されているのに対してアモルファス合金にはなく、表面の凹凸により薄帯間の電氣的な絶縁を確保しているという特徴がある。したがって、薄帯の積層方向に作用する圧縮応力が増加すると薄帯間の絶縁性が悪化する。これは (2-2) 式において、等価的な  $t_F$  が増加することを

意味し、渦電流損失が増加する。さらに、アモルファス薄帯自体には剛性がほとんどなく、これを積層して構成した鉄心は機械的に脆弱であることも短所に挙げられる。これらの特徴は、鉄基アモルファス合金を適用した静止電磁機器の大容量化を困難にしている。

次節では、上記の課題が顕在化しない範囲において現在実用化されている、鉄基アモルファス合金の静止電磁機器への加工方法とその特徴を述べる。さらに本研究の目的である、鉄基アモルファス鉄心を適用した静止電磁機器の産業上の応用範囲の拡張に当たって、解決すべき課題を明確化する。

## 2.2 アモルファス磁性材料の産業応用例と課題

第 1.1 節で述べたように、鉄基アモルファス合金の静止電磁機器用鉄心への加工方法については、巻鉄心(Wound core)とカットコア(Cut core)の 2 つの形態が確立され、用途に応じて使い分けられている。本節では、これら 2 つの加工方法と、それらを適用した静止電磁機器の特徴と課題について述べる。

### 2.2.1 アモルファス巻鉄心の製造方法と特徴

図 2.2 に、アモルファス巻鉄心を用いた静止電磁機器の製造工程の概略を示す。ここでは一例として、2 つの小形の内側巻鉄心と、その外周を取り巻く、1 つの大形の外側巻鉄心を組み合わせた、三相三脚型変圧器の製造工程を示している。まず、母材となるアモルファス薄帯を所望の長さに切断しながら、鉛直方向に鉄心の設計厚さに相当する枚数を積層する。続いて、積層した薄帯群の中央部を吊り上げると、両端部は薄帯の自重により鉛直方向に懸垂し、U 字状になる。次いで、薄帯の切断端同士を一定の枚数ごとに重ねながらラップ接合し、角部が湾曲した矩形の閉磁路鉄心を成形する。このとき、アモルファス薄帯には溶湯からの急冷時の応力が残留しており、さらに外部からの応力に対して鉄損が増加しやすい特性もあるため<sup>[17]</sup>、前節で述べた、薄帯同士の絶縁性の悪化による渦電流損失の増加だけではなく、加工に伴う個々の薄帯の折り曲げ、湾曲等によりヒステリシス損失も増加する。したがって、この状態では角部に応力が集中し、薄帯が本来持つ磁気性能が損なわれている。そこで鉄心の磁路に沿って直流磁界を印加した状態で焼鈍処理を施し、薄帯の鋳造と加工に伴う残留応力を緩和して磁気性能を回復させる。焼

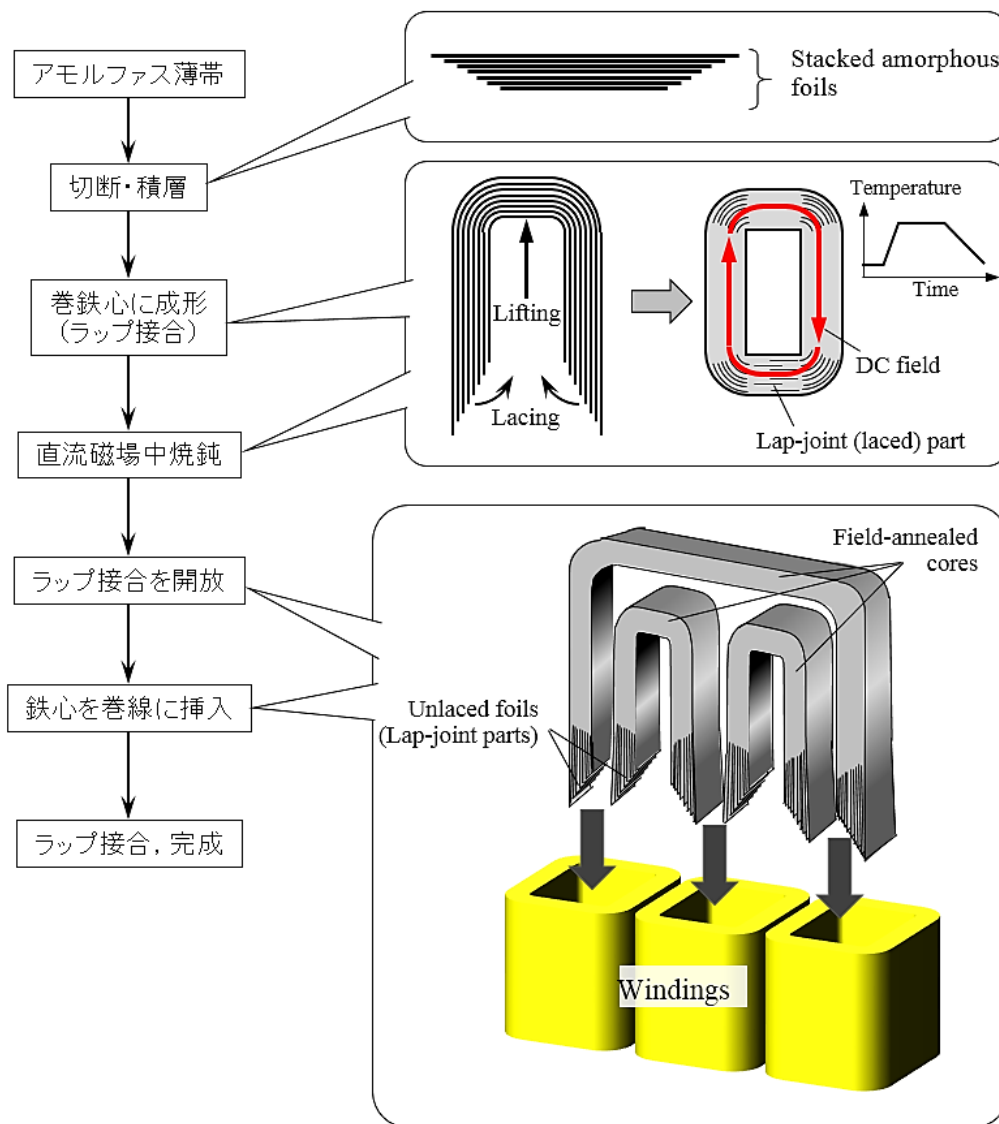


図 2.2 アモルファス巻鉄心とそれを適用した静止電磁機器の製造工程の概略



鈍処理後、ラップ接合部を開放して鉄心を再び U 字状に開いた状態に戻し、開放端を巻線内に挿入する。最後に、巻線の下部から飛び出した薄帯の開放部を再びラップ接合して磁路を閉じることで、アモルファス巻鉄心を用いた静止電磁機器が完成する。大形、かつ脆弱なアモルファス巻鉄心の製造には比較的大規模な設備が必要だが、現在、主に電力会社向けの柱上変圧器や、一般需要家向けの受配電用変圧器の大量生産技術が確立されている。

図 2.3 に、アモルファス巻鉄心の産業応用例として、配電用三相油入変圧器<sup>[18]</sup>と、それに用いられている巻鉄心の外観を示す。一次側と二次側の 2 系統を重ねて巻いた 3 組の巻線と組み合わせた三相三脚型アモルファス巻鉄心が、タンク内に封入した絶縁油内に浸される。巻線は金属製部材によりタンクの内壁に固定され、巻鉄心の重量の一部を支持することにより、巻鉄心の下部の薄帯間に過大な圧縮応力が作用することを回避している。

このような鉄心の支持方法は巻線の機械的強度に依存するため、現在量産されている配電用アモルファス変圧器の電力容量は 5 MVA 以下が一般的である。同様の構造による大容量化の試みとして、三相 7.5 MVA の例<sup>[19]</sup>、構造が不明であるが三相 20 MVA の例<sup>[20]</sup>があるが、鉄心の自重応力による鉄損  $P_i$  の増加が顕著になり、従来の方向性珪素鋼板鉄心を適用した変圧器に対する優位性が得られにくくなってしまう。

### 2.2.2 アモルファスカットコアの製造方法と特徴

図 2.4 に、アモルファスカットコアを用いた静止電磁機器の製造工程の概略を示す。まず母材となるアモルファス薄帯を、芯金の周囲に設計厚さに相当する回数だけ巻いて矩形の鉄心を成形する。巻鉄心と同様、薄帯内の残留応力を緩和するために、直流磁界を印加して焼鈍処理を施す。続いて、焼鈍済みの鉄心の薄帯間にワニス等の樹脂材を含浸させ、固化した後に切断し、切断面を研磨する。完成したカットコアを分離し、巻線の上下から挟んで鉄心と巻線を固定することで、アモルファスカットコアを適用した静止電磁機器が完成する。アモルファス薄帯を固化したカットコアは堅牢で取り扱いが容易である。前項で述べたアモルファス巻鉄心に比べて設計の自由度が高く、用途に応じて寸法比や切断箇所の数を変えることが可能なため、多品種少量生産に適する特徴がある。

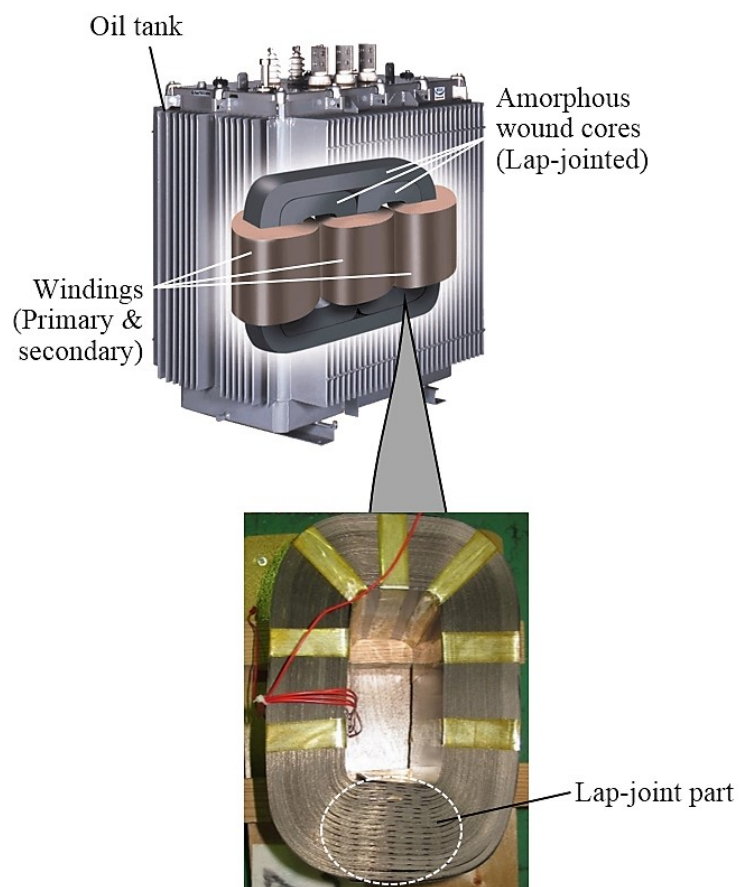


図 2.3 配電用三相油入変圧器<sup>[18]</sup>とアモルファス巻鉄心の外観

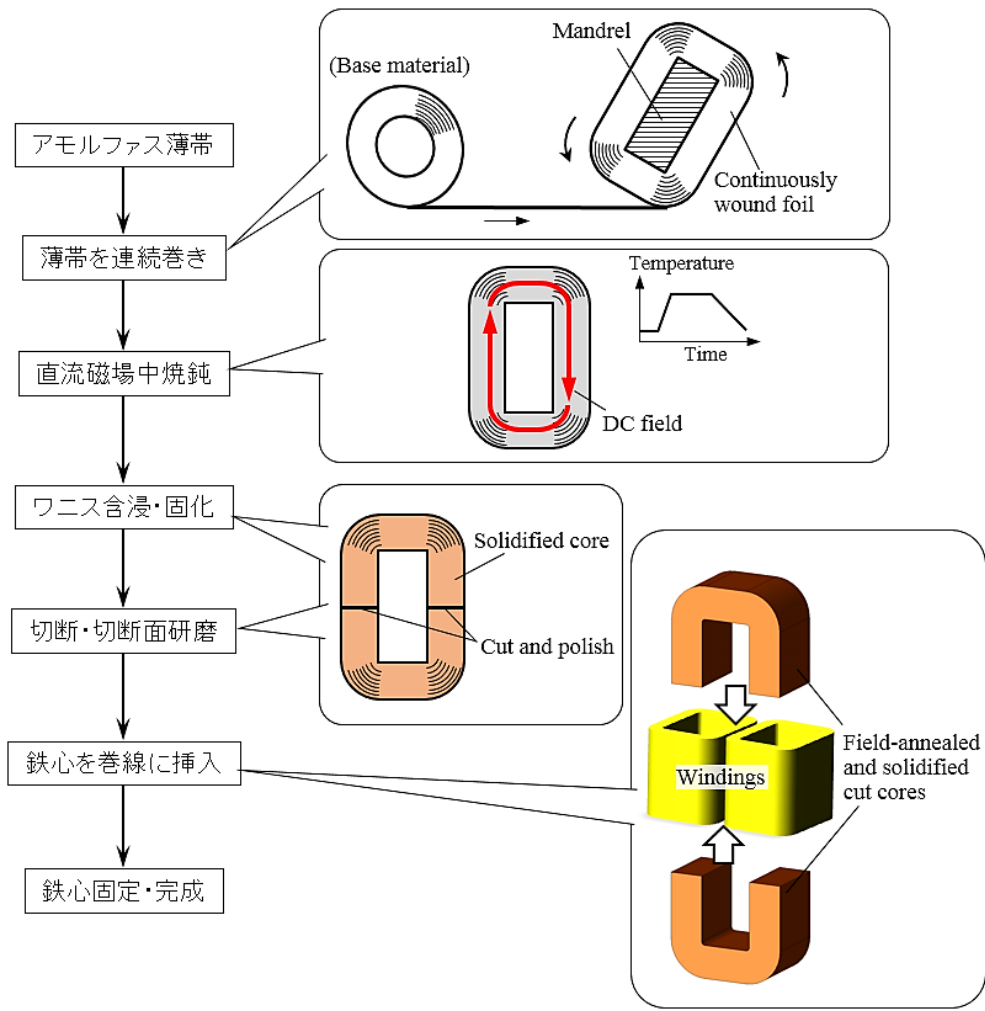


図 2.4 アモルファスカットコアとそれを適用した静止電磁機器の製造工程の概略

図 2.5 に、アモルファスカットコアの産業応用例として、無停電電源装置(UPS)のインバータからの高調波電流を平滑化するため、入出力部に直列接続される AC フィルタリアクトルと、鉄心として使われているカットコアの外観例を示す。写真中に破線で示した箇所にアモルファスカットコアが収められ、1 系統の巻線が両側の磁脚部に分けて巻かれている。カットコアの切断面に絶縁材をはさんで締め付け固定することにより、磁路の中に間隙（ギャップ）を設けて鉄心の磁気抵抗（リラクタンス）を変えることで、インダクタンスを所望の値に調整している。

一方、カットコアの切断面にギャップを設けず、磁脚部に一次側と二次側の 2 系統の巻線を施すことで、変圧器を構成することも可能であり、電気自動車や電力貯蔵システム等で使われる、DC-DC コンバータ用の高周波変圧器に適用されている。図 2.6 に、アモルファスカットコアを適用した高周波変圧器の外観例<sup>[21]</sup>と、絶縁型 DC-DC コンバータの回路例を示す。高周波変圧器はスイッチング素子で構成された入力側のインバータ回路と、ダイオードで構成された出力側の整流回路間に接続され、入出力間の絶縁を保ちつつ、一次側巻線と二次側巻線の巻数比に応じて電圧を昇降圧する。ここで、変圧器の励磁磁束密度  $B_m$  と一次側巻線への正弦波印加電圧の実効値  $V_1$  が一定の場合、鉄心の実効断面積  $A_c$  と一次側巻線の巻数  $T_1$  の積は、

$$A_c T_1 = \frac{\sqrt{2} V_1}{2\pi f B_m} \quad (2-3)$$

と表され、励磁周波数  $f$  に反比例する。よって、高周波変圧器は商用周波変圧器に比べて小形・軽量化できる特長がある。ただし高周波変圧器の励磁周波数は、使用する鉄心材料の渦電流損失の周波数特性に依存する<sup>[22]</sup>。従来の珪素鋼板鉄心の励磁周波数は、前節で述べた渦電流損失の増加の影響により、数 100 Hz が実用になる上限である。それに対して、アモルファスカットコアを適用した高周波変圧器は 10 kHz 程度までの励磁が可能であり、DC-DC コンバータのさらなる小形化に寄与する。なお、これ以上の高周波ではナノ結晶材料<sup>[23]</sup>やフェライト材料<sup>[24]</sup>等が適し、用途に応じて使い分けられている。

このようにアモルファスカットコアは、堅牢で自立可能であることから静止電磁機器の製作が容易になるが、固化・切断といった機械的加工が施されるため、磁

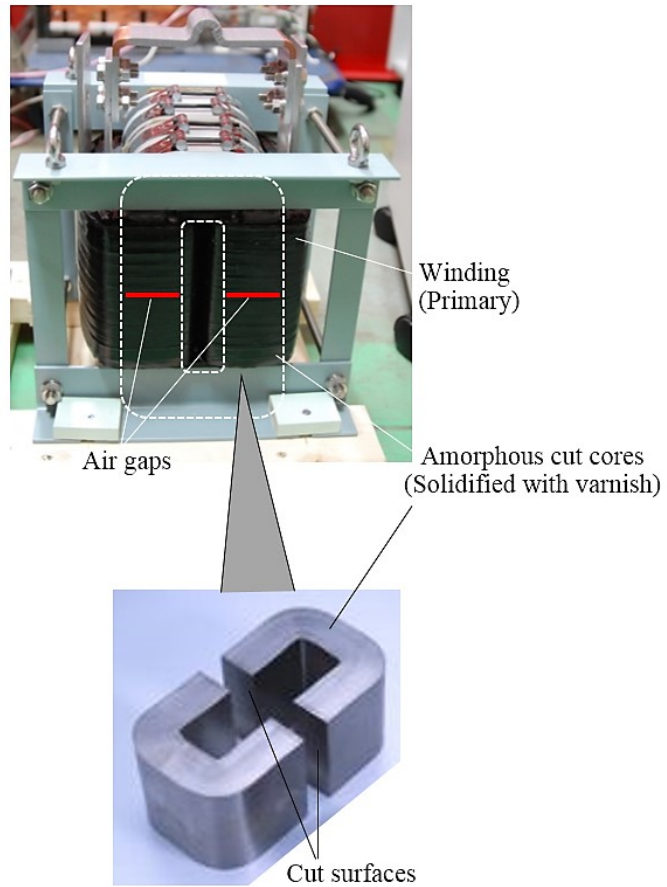


図 2.5 無停電電源装置(UPS)用 AC フィルタリアクトルと  
アモルファスカットコアの外観

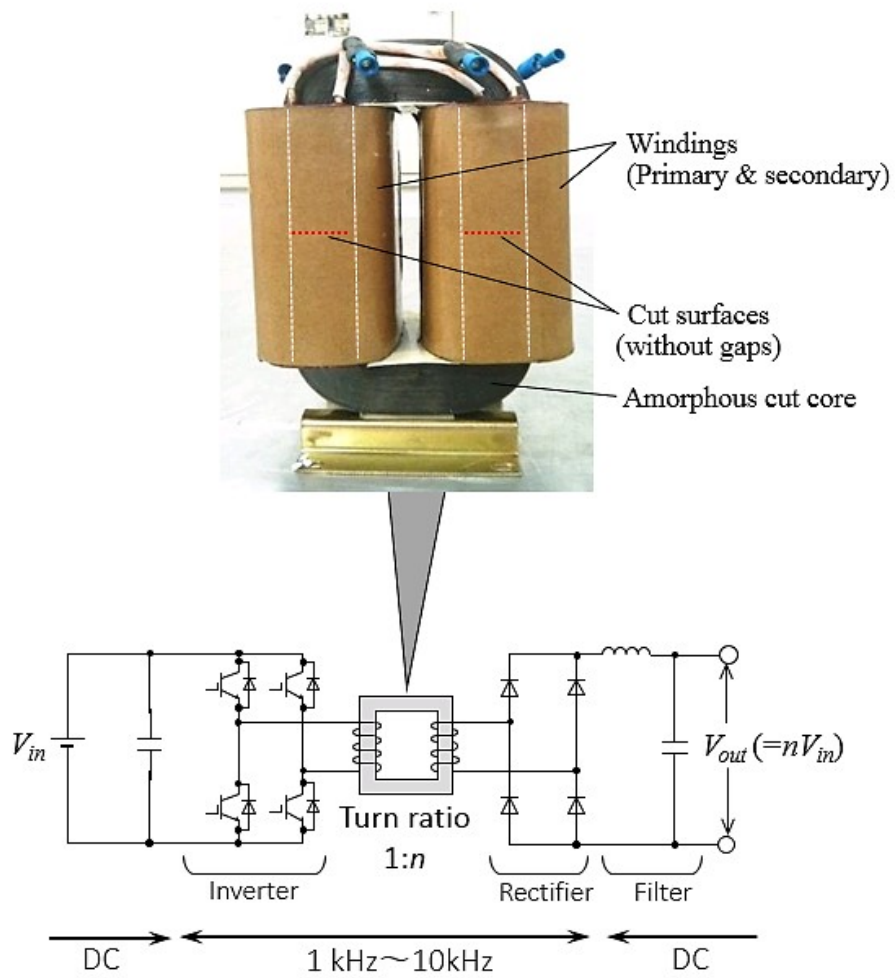


図 2.6 アモルファスカットコアを適用した高周波変圧器の外観例<sup>[21]</sup>と絶縁型 DC-DC コンバータの回路図

気特性は巻鉄心に比べて劣る。特に透磁率は巻鉄心に比べて著しく劣化するため、図 2.3 に示したような MVA 級の変圧器をアモルファスカットコアで製作することは、損失増加の点から適さない。

一方、リアクトルは所望のインダクタンスを得るためにギャップを設けることからカットコアが適し、透磁率劣化の影響も小さい。ただし、アモルファスカットコアを用いたリアクトルの大容量化は、コストや製作精度の観点から容易ではなく、現状、量産されているカットコアは、商用周波数に換算した容量が数 10 kVA 以下に留まっている。

この問題を解決する手段として、アモルファス薄帯を直方体状に積層して固化させたブロックコアを積み上げて大形の鉄心を構成する方法<sup>[25]</sup>や、アモルファス薄帯を粉砕して粉体状に加工し、任意の形状に加圧成形して樹脂材で固化した圧粉コアで鉄心を構成する方法<sup>[26][27]</sup>が開発されている。これら 2 つの技術はカットコアと異なり、任意の形状の大形鉄心の製作が可能であるが、前者はカットコアと同様、製造コストの問題から最大長が約 300 mm に制限されており、大容量化なお課題がある。後者は、カットコアに比べて占積率  $f_c$  が低下するので鉄心の断面積を大きくしなければならず、鉄損、透磁率等の磁気性能も劣化する課題がある。

## 2.3 まとめ

本章ではまず、鉄基アモルファス合金の磁氣的・物理的性質を従来の方向性珪素鋼板と比較し、その長所と短所を整理した。続いて、本研究の目的である、アモルファス静止電磁機器の産業応用範囲の拡張に当たり、現在実用化されているアモルファス静止電磁機器の製造方法を 2 つ挙げ、解決すべき課題を明らかにした。

鉄基アモルファス合金の商用周波数における鉄損は、従来の方向性珪素鋼板の 39%~45%であり、高効率な静止電磁機器が実現できるのが最大の長所である。さらに、方向性珪素鋼板の約 2 倍の比透磁率、1/10 の板厚、2 倍以上の電気抵抗率を持つため、励磁周波数の増加に伴う渦電流損失の増加を抑制できる。これは、実用可能な周波数範囲を方向性珪素鋼板より広くできる利点となる。一方、鉄基アモルファス合金の飽和磁束密度と占積率は従来の方向性珪素鋼板より小さいため、鉄心の断面積を 34%~38%大きくする必要があり、静止電磁機器が大形化する短所がある。また、鉄心の自重応力によりアモルファス薄帯間の絶縁性が悪化し、渦電

流損失が増加する課題がある。

上記の課題が顕在化しない範囲のアモルファス巻鉄心は、薄帯を切断・積層し、切断端をラップ接合して製造され、5 MVA 以下の配電用変圧器に適用されている。ただし、巻鉄心は磁気性能を維持するため薄帯同士を接着しないことから脆弱である。また、鉄心の重量の一部を巻線で支持する必要があるため、巻線の機械的強度の限界から、従来の構造のまま大容量化することは困難である。仮に大容量化しても、自重応力により鉄心の渦電流損失が増加し、方向性珪素鋼板鉄心に対する優位性が得られにくくなる。

一方、アモルファス薄帯を巻回した鉄心を樹脂材で固化し、これを切断して製造されるカットコアは、数 10 kVA 以下の PCS や UPS において、インバータからの高調波成分を平滑化するフィルタリアクトル、およびスイッチング電源において、電圧を昇降圧する高周波変圧器等に適用されている。カットコアは堅牢で自立可能なため静止電磁機器の製造が簡便になるが、製造コストが高いため、大形カットコアの量産は困難である。これに対し、ブロックコアや圧粉コアによる代替技術が提案されているが、それぞれコストの増加や、磁気性能の低下等の課題がある。

そこで、鉄基アモルファス合金を適用した静止電磁機器の産業上の応用範囲の拡張のため、本論文の第 3 章ではアモルファス巻鉄心の大容量化を実現する構造を適用した配電用変圧器技術について、第 4 章ではアモルファスカットコアの低コストでの大容量化を実現する構造を適用した UPS (無停電電源装置) 用フィルタリアクトル技術についてそれぞれ述べる。さらに第 5 章では、アモルファス巻鉄心の高周波における低損失特性を積極的に利用し、新たな分野への産業応用を目的とした、DC-DC コンバータ用高周波変圧器技術について述べる。



## 第 3 章 配電用大容量アモルファス変圧器の開発

本章では、方向性珪素鋼板鉄心の鉄基アモルファス鉄心への置き換えによる静止電磁機器の効率向上を目的として、アモルファス巻鉄心の大型化を実現する構造を適用した配電用大容量変圧器の開発事例について論じる。鉄心の自重による鉄損の増加、および鉄心が崩れないように支持するための部材で発生する損失（漂遊損失）を抑制する構造の考案という課題に対し、三相 30 MVA 級のアモルファス変圧器の鉄損の増加を抑制しつつ、鉄心を支持する構造を提案する。その有用性の検証のため、単相分の鉄心を組み込んだ支持構造と巻線を個別に試作し、測定した損失特性の結果を述べる。さらに、提案した構造を三相 30 MVA アモルファス変圧器に適用した場合に想定される、実負荷運転時の電力効率の向上効果を検証する。

### 3.1 開発の背景

現在、配電用変電所で用いられる変圧器の大半は、方向性珪素鋼板を積層し、巻線が施された磁脚部と、磁脚間を接続するヨーク（継鉄）部からなる三相鉄心を用いた珪素鋼板鉄心変圧器である。変圧器は、電力系統に接続されている間、励磁に伴う鉄損（無負荷損）が待機電力として常時発生する。そこで、商用周波領域の鉄損が珪素鋼板の 1/2 以下の鉄基アモルファス合金を鉄心に使った変圧器をこのクラスに適用すれば、大きな省エネルギー、および環境負荷の低減効果が期待できる<sup>[28]-[30]</sup>。前章で述べたように、最新のアモルファス合金（高  $B_{SA}$  材）の飽和磁束密度  $B_{SA}$  は 1.64 T であり<sup>[15]</sup>、珪素鋼板 (2.03 T) に比べて小さく、薄帯を積層した際の占積率も珪素鋼板より約 12% 小さい。そのため同一の電力容量の珪素鋼板変圧器と比較すると、アモルファス変圧器の幾何学的な鉄心断面積は約 1.38 倍になるので、鉄心の周囲に巻かれる巻線が長尺化して銅損（負荷損）が増加する。しかし、多くの配電用変圧器の平均負荷率は 30~50% であるため、珪素鋼板から鉄基アモルファス合金への置き換えに伴う鉄損の減少量の方が銅損の増加量より大きくなる。よって、平均負荷率時のアモルファス変圧器の電力効率は珪素鋼板変圧器よりも優れる。したがって、アモルファス変圧器自体の価格（イニシャルコスト）があ

る程度高くても、稼動時に消費される鉄損と銅損に相当する電気料金（ランニングコスト）の増加率は珪素鋼板変圧器より低いため、経済的にも有利になる<sup>[31]</sup>。

現在製品化されている、電力容量がおおむね 5 MVA 以下の高圧受配電用アモルファス変圧器では、アモルファス薄帯を数千枚切断・積層し、切断端同士をラップ接合して環状に成形した巻鉄心を用いている<sup>[9]</sup>。前章でも述べたように、素材の優れた磁気性能を維持するために、薄帯間は接着処理をしないのでアモルファス巻鉄心は脆弱であり、その重量の一部を巻線で支持することで構造を維持している。しかしこの支持方法には限界があり、アモルファス変圧器を大容量化する場合、別途鉄心の支持構造が必要になる。その結果、珪素鋼板変圧器に比べて巻線近傍に多くの金属部材を配置することになり、漏洩磁界に起因する漂遊損失が増加する。また、仮に形状を保持できたとしても鉄心の自重により薄帯間の絶縁性が悪化して、渦電流に起因するジュール損失が増加する。鉄基アモルファス合金の磁氣的・物理的特性は従来の珪素鋼板と大きく異なるため、現在に至るまで、配電用変電所向けの 20 MVA を超えるアモルファス変圧器の製作例は報告されていない。

本章では、構造的に成立せず、これまで製作が不可能であった三相 30 MVA 級のアモルファス変圧器の実用化を目指し、鉄損の増加を抑制しつつ鉄心を支持する構造を提案する<sup>[32]-[35]</sup>。その有用性を検証するため、単相分の鉄心を組み込んだ支持構造と巻線を個別に試作し、測定した損失特性の結果を述べる。さらに、提案した構造を三相 30 MVA アモルファス変圧器に適用した場合に想定される、実負荷運転時の漂遊損失に関する解析結果を併用して、その電力効率の向上効果を検証する。

## 3.2 大容量アモルファス変圧器の最適設計

### 3.2.1 全体構成

図 3.1 に、本章で想定する配電用アモルファス変圧器の正面図を示す。同図 (a) に示したのが最終的な開発品である三相変圧器であり、電力容量は、これまで確認されている最大容量の 20 MVA<sup>[20]</sup>を超える、三相 30 MVA 級を想定する。アモルファス巻鉄心の高さは 2 m を超えることが予想されるため、鉄心の形状は図 2.3 に示した三相三脚型ではなく、同じ高さの巻鉄心 4 つを横方向に並べた、三相五脚型とした。この形状は、U, V, W の各相の巻線を施した 3 つの主脚の左右に、主脚

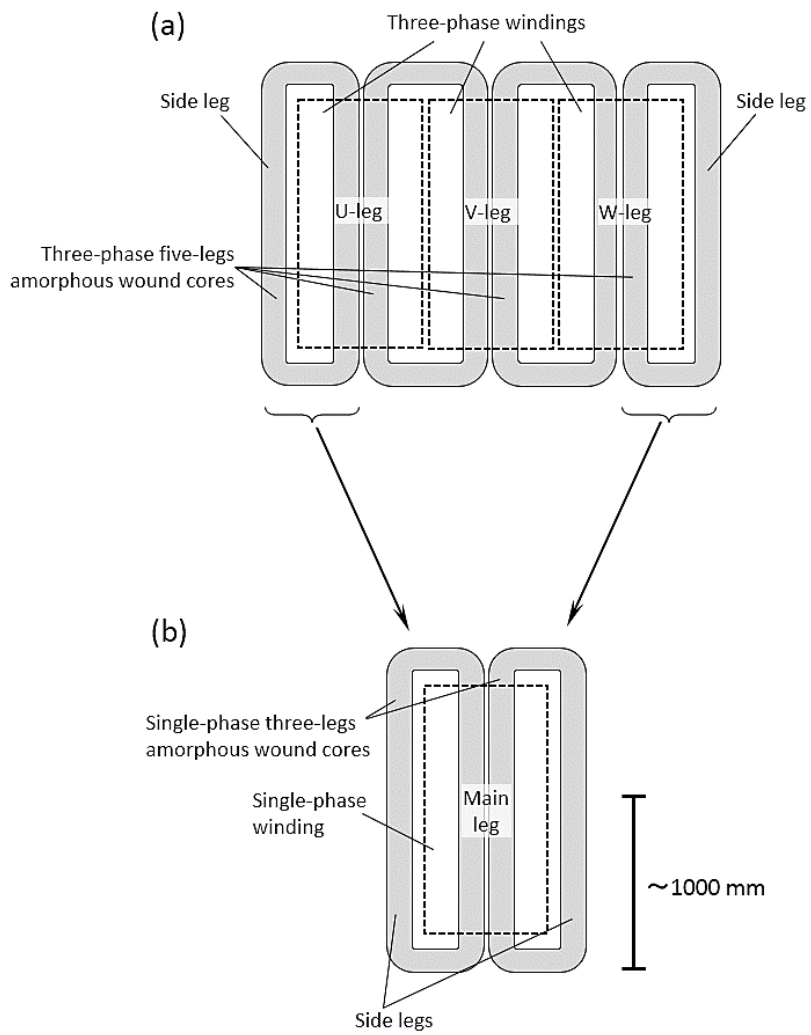


図 3.1 大容量配電用アモルファス変圧器の正面図

(a) 最終製品形態の三相五脚型変圧器

(b) 本章で試作する単相三脚型変圧器

の 1/2 の断面積を持つ 2 つの側脚がそれぞれ配置される。三相三脚型の鉄心には、内側の巻鉄心の外周を囲む外側巻鉄心が必要であるが、大形鉄心においては、それを構成するためにアモルファス薄帯の切断長を極めて長くする必要があり、設備の制約から薄帯の切断・積層作業が困難になる。これに対し、三相五脚型変圧器の横幅は三相三脚型より増えるが、切断が可能な薄帯長の制約を受けにくくなる。さらに、磁脚間を上下でつなぐヨーク部分の積層厚さが三相三脚型の半分になるため、静置安定性も向上する。

前例のない大容量三相アモルファス変圧器の開発に先立ち、その構造の成立性を実証する必要がある。そこで本章では図 3.1 (b) に示すように、三相五脚型巻鉄心の左右両端の 2 つの巻鉄心を取り出して隣接させた、10 MVA 相当の単相三脚型アモルファス変圧器を設計、試作し、損失特性を評価した。個々の巻鉄心に作用する応力や、鉄心を支持する構造で発生する漂遊損失の様相は、三相五脚型変圧器の単相分とほぼ変わらないことから、必要最小限の部材と試作に係る作業量で、最終形態の三相アモルファス変圧器の設計・開発に必要な知見が得られると考えられる。

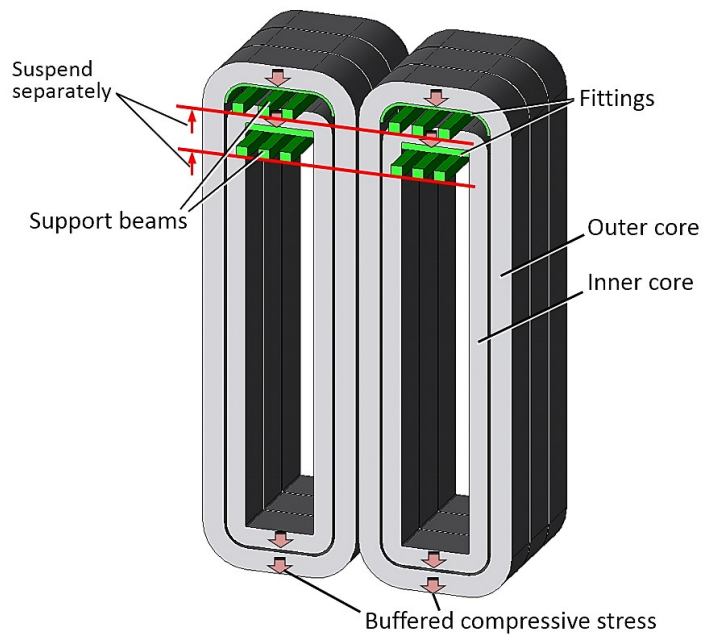
図 3.2 (a), (b) に、本章で試作する単相三脚型アモルファス変圧器の全体形状の概略図を示す。同図 (a) に示したのが従来の形状である。10 MVA の電力容量に対応するため、巻鉄心を奥行き方向に複数並べ、必要な断面積を確保する必要がある。事前の概略設計によって、個々の巻鉄心の重量は 1 t を超えるため、各鉄心の下部には大きな圧縮応力が作用し、鉄損の増加による変圧器性能の低下が懸念されることがわかった。そこで本章では同図 (b) に示すように、個々の巻鉄心を内側と外側の 2 群に分けるとともに、各巻鉄心の上部ヨークの内周面を当板を介して梁に乗せ、この梁により鉄心の重量の一部を吊って支持する構造を提案する。この構造により、個々の巻鉄心の重量が軽減されるとともに、鉄心に作用する圧縮応力が上部と下部のヨークに分散されるため、大形化した鉄心の鉄損の増加を抑制する効果が期待できる。

### 3.2.2 支持方法によるアモルファス巻鉄心の応力の比較

図 3.3 (a), (b) に、3 次元有限要素法による応力静解析で求めた、10 MVA 級単相アモルファス変圧器の 1 組の巻鉄心に作用するミーゼス応力  $\sigma_M$  の分布と、20 倍に

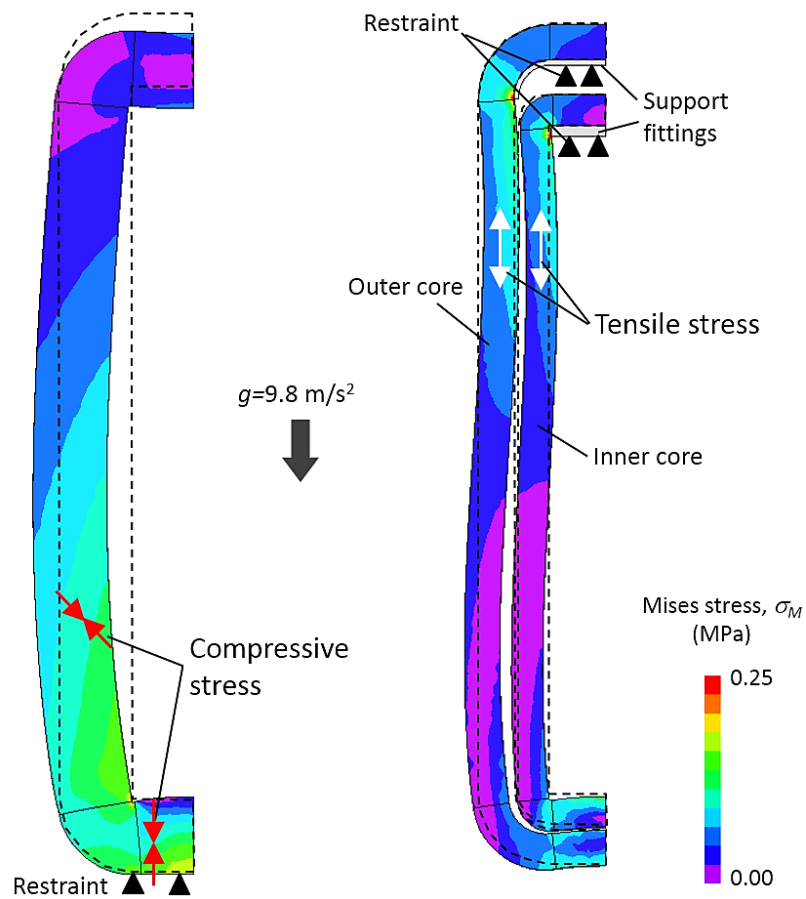


(a) 従来の形状



(b) 提案する形状

図 3.2 単相三脚型アモルファス変圧器の全体形状の概略図



(a) 従来の鉄心の支持方法      (b) 提案する鉄心の支持方法

図 3.3 起立したアモルファス巻鉄心に作用するミーゼス応力 $\sigma_M$ の分布と、20 倍に強調表示した鉄心の変形量の比較

強調表示した鉄心の変形量の比較を示す。ミーゼス応力 $\sigma_M$ は、本来テンソル場である剛体中の応力状態を、スカラー場としてひとつの値に代表させて、大きさの分布を理解しやすくした指標であり、解析モデルの各要素内の最大主応力、中間主応力、最小主応力をそれぞれ $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$  ( $\sigma_1 > \sigma_2 > \sigma_3$ )とすると、

$$\sigma_M = \sqrt{\frac{(\sigma_1 - \sigma_2)^2 + (\sigma_2 - \sigma_3)^2 + (\sigma_3 - \sigma_1)^2}{2}} \quad (3-1)$$

で表される。

図中では、鉄心の対称性を考慮して 1/2 カットモデルを示しており、破線が変形前の鉄心の外形である。同図 (a) は図 3.2 (a) に対応し、単一の巻鉄心を従来の珪素鋼板変圧器と同様に下面で支持した場合を想定した結果、同図 (b) は本章で提案する、鉄心を内側と外側の 2 つに分け、上部ヨークで吊った場合を想定した結果であり、図 3.2 (b) に対応する。鉄心には占積率を考慮した実効密度と、実測で求めた薄帯面内方向と積層方向の等価ヤング率を定義し、▲で示した面の法線方向に拘束条件を付した。

図 3.3 (a) に示した従来の支持方法では、下部のヨークに大きな圧縮応力が作用し、鉄損が増加することが予想される。また、自重により磁脚が外側に湾曲し、ミーゼス応力 $\sigma_M$ の等応力線が磁脚の上部から下部に向かって、水平方向から垂直方向に変化していることがわかる。このことから、磁脚の下部において、図中に赤い矢印で示した方向に圧縮応力が生じ、薄帯の積層方向に応力が加わる。よって、この領域でも鉄損が増加すると考えられる。それに対して図 3.3 (b) の提案構造では、磁脚上部に見られるミーゼス応力 $\sigma_M$ は、白い矢印で示したように薄帯面方向に作用する引張応力成分が最大主応力となっている。アモルファス薄帯の鉄損は引張応力に対してほぼ一定であり<sup>[36]</sup>、積層方向の圧縮応力成分は磁脚部でほとんど発生しないことから、提案する構造により鉄損の増加は抑制されることが予想される。さらに個々の巻鉄心が軽量化されるため、製造設備の負荷の軽減、鉄心のラップ接合などの作業性の向上が期待できる。

### 3.2.3 アモルファス巻鉄心の応力と鉄損の関係

支持方法の違いによる鉄損の差異を検討するため、20 kVA 級のアモルファス巻

鉄心を用いて、薄帯積層方向に圧縮応力を付加した際の鉄損特性を評価した。図 3.4 にその評価系の写真と模式図を示す。巻鉄心の磁脚を水平に静置し、上部の磁脚部に励磁コイルとサーチコイルを巻いた。励磁コイルに 50 Hz の正弦波電圧を印加した状態で、下部の磁脚に加圧試験機により圧力を加えた。加圧する面積と付加した圧力から、鉄心に作用する圧縮応力 $\sigma$ を求めた。また、励磁コイルに流れる励磁電流とサーチコイルに発生する電圧をパワーメータに入力し、巻鉄心全体で発生する鉄損を測定した。

図 3.5 に、圧縮応力 $\sigma$ を種々変えた際の励磁磁束密度  $B_m$  と単位質量あたりの鉄損密度  $p_m$  の関係を示す。縦軸の  $p_m$  は、応力 $\sigma$ を付加して測定した鉄損の増加量を、実際に応力を加えた部分の鉄心の質量で割り、これを $\sigma=0$ における鉄損密度  $p_m$  に加算して求めた。図を見ると、応力  $\sigma$  の増加に伴い  $p_m$  は単調増加し、 $\sigma=0.5$  MPa において、 $\sigma=0$  の場合のほぼ 2 倍になることがわかる。この結果より、応力の付加による鉄損の増加量  $\Delta P$  は、応力 $\sigma$  と励磁磁束密度  $B_m$  の関数で記述でき、鉄損密度  $p_m$  は、

$$p_m = K_i B_m^\alpha + \Delta P(\sigma, B_m) \quad (3-2)$$

と表される。第 1 項は $\sigma=0$ における鉄損に相当し、 $K_i, \alpha$  は 50 Hz における定数である。本章では単一の周波数における鉄損のみを考慮すればよいので、周波数特性を含む鉄損式である (2-1) 式に  $f=50$  Hz を代入し、 $B_m$  についての単一のべき乗項で近似した。次項では 10 MVA の単相変圧器用のアモルファス巻鉄心について、その応力を考慮した鉄損を電磁界解析により算定する。

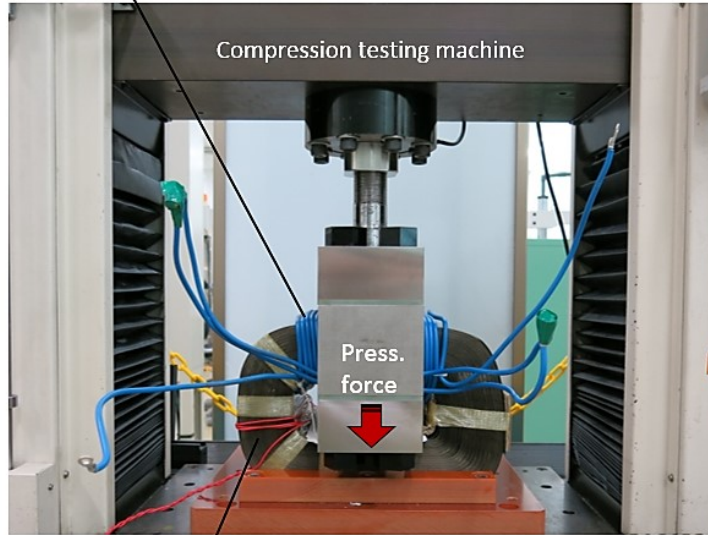
### 3.2.4 支持方法によるアモルファス巻鉄心の鉄損の比較

アモルファス巻鉄心と巻線を組み合わせた 10 MVA の単相変圧器モデルに対し、3 次元有限要素法による電磁界解析を用いて、一次巻線に定格振幅の 50 Hz 正弦波電圧を印加し、二次巻線に所定の負荷抵抗を接続した際の鉄損を算定した。図 3.6 に、解析モデルの 3 次元要素分割図を示す。モデルの対称性から 1/4 モデルを作成し、解析結果を 4 倍することでモデル全体の鉄損値を求めた。

ここで、アモルファス巻鉄心の個々の薄帯の積層構造を再現して要素分割する



Excitation & search coils



Amorphous wound core under test

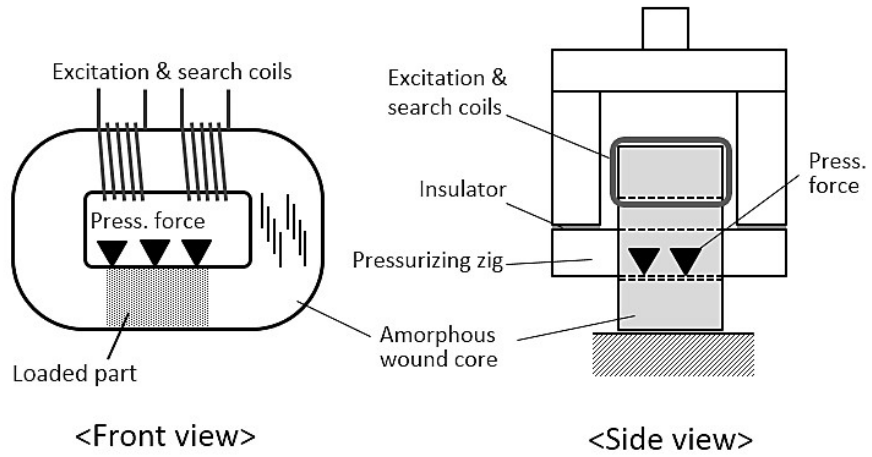


図 3.4 アモルファス巻鉄心の圧縮応力-鉄損評価系の写真と模式図

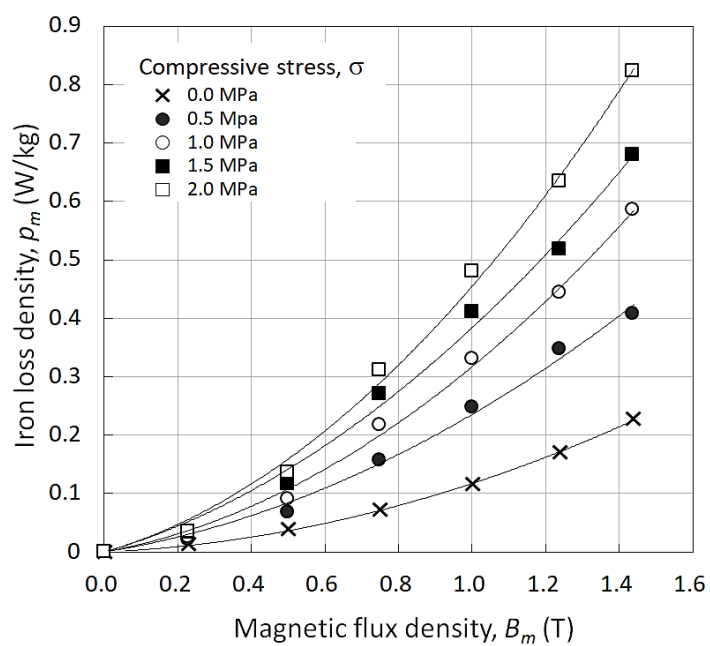


図 3.5 圧縮応力 $\sigma$ を種々変えた際の励磁磁束密度  $B_m$  と単位質量あたりの鉄損密度  $p_m$  の関係

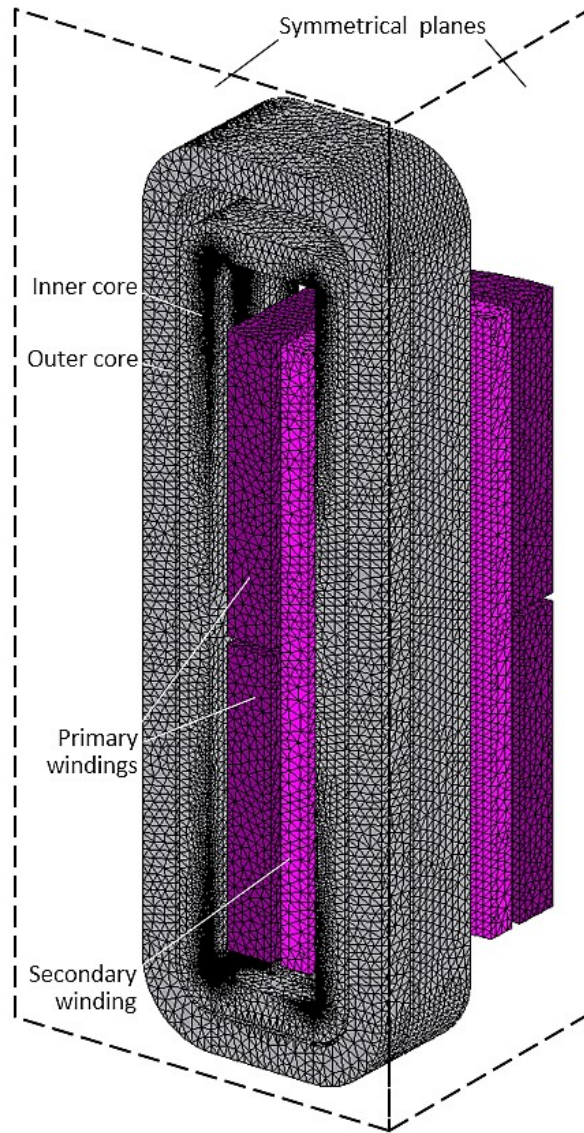


図 3.6 アモルファス変圧器の鉄心と巻線の 3 次元有限要素法電磁界解析モデルの要素分割図

と計算量が膨大となり、現状では計算が困難になる。そこで、巻鉄心の占積率  $f_c$  を考慮した等価透磁率を定義し、鉄心内の磁束密度  $B$  の分布を計算した<sup>[37]</sup>。図 3.7 に示すように、巻鉄心の積層厚さが  $a$  のとき、薄帯のみを集めた厚さは  $a \times f_c$ 、空気層の厚さは  $a \times (1 - f_c)$  である。したがって、薄帯面内方向の透磁率は、面内方向の磁束に対して薄帯と空気の各磁気抵抗が並列に接続していると思なすことができるので、等価透磁率  $\mu_p$  は、

$$\mu_p = f_c \mu_i + (1 - f_c) \mu_0 \quad (3-3)$$

と表される。ここで、 $\mu_0$ 、 $\mu_i$  はそれぞれ空気とアモルファス薄帯の透磁率である。なお、 $\mu_i$  は磁界  $H$  の関数であり、アモルファス材メーカーが公開している透磁率特性<sup>[15]</sup>を用いた。一方、薄帯の積層方向の透磁率は、積層方向の磁束に対して薄帯と空気の各磁気抵抗が直列接続していると思なせることから、積層方向の等価透磁率  $\mu_s$  は以下のように表される。

$$\mu_s = \frac{1}{f_c / \mu_i + (1 - f_c) / \mu_0} \quad (3-4)$$

図 3.8 に、巻鉄心における座標系の定義を示す。巻鉄心は直線部と四隅の円弧部からなることから、それぞれに直交座標系と円筒座標系を定義した。薄帯の面内方向に相当する  $x, z, \theta$  方向に  $\mu_p$  を、積層方向に相当する  $y, r$  方向に  $\mu_s$  をそれぞれ定義して解析した。

上述の解析モデルにより求めた巻鉄心内の  $B$  の分布と、図 3.3 に示した応力分布より抽出した積層方向の圧縮応力成分から、(3-2) 式により鉄心内の分割要素ごとの、単位体積あたりの鉄損密度  $p_v$  を求めた。鉄心内の  $k$  番目の要素の鉄損の体積密度  $p_{v,(k)}$  より、鉄心全体で平均した単位質量当たりの鉄損密度  $p_m$  は、以下の式により求めた。

$$p_m = \frac{1}{d_e f_c N_e} \sum_{k=1}^{N_e} p_{v,(k)} \quad (3-5)$$

ここで  $d_e$  はアモルファス薄帯の密度 ( $= 7330 \text{ kg/m}^3$ )、 $N_e$  は鉄心を分割した要素数

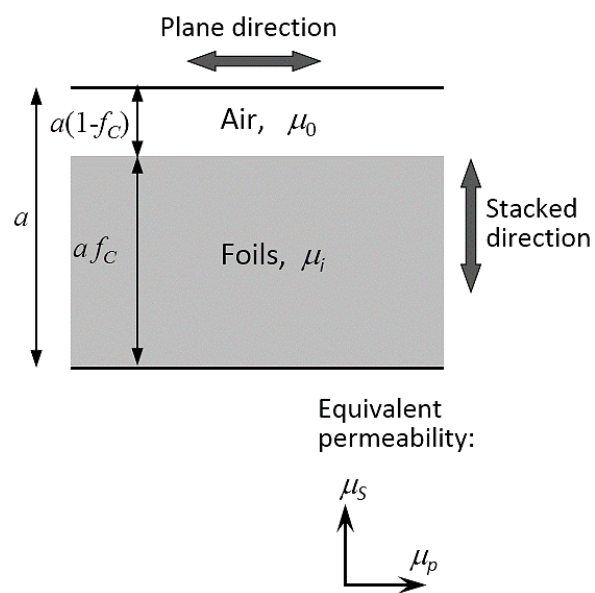


図 3.7 アモルファス薄帯と空気層の概略図

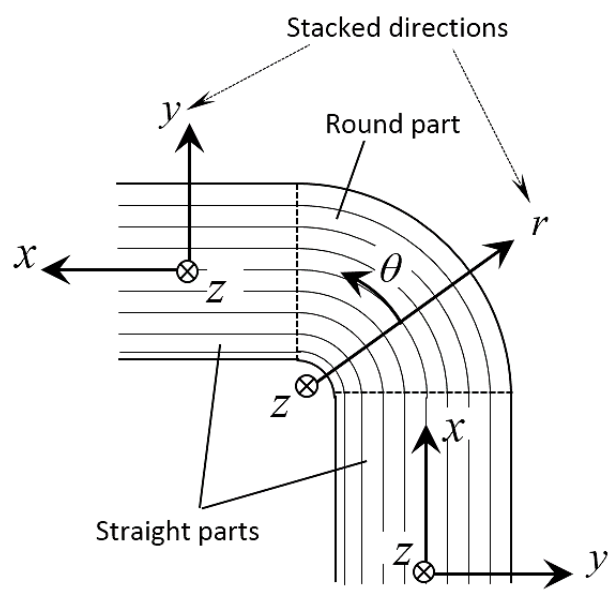


図 3.8 アモルファス巻鉄心における座標系の定義

である。

図 3.9 および図 3.10 に、励磁磁束密度  $B_m = 1.30 \text{ T}$  における、1組のアモルファス巻鉄心の鉄損の体積密度分布の比較を示す。図 3.9 は従来の支持方法で単一の巻鉄心によりアモルファス変圧器を製作した場合、図 3.10 は巻鉄心を内外の2つに分けて、提案する構造で支持した場合の結果である。また、各図中の (a) は薄帯の積層方向の圧縮応力成分による鉄損増加の影響を無視した場合、(b) は鉄損増加の影響を考慮した場合である。

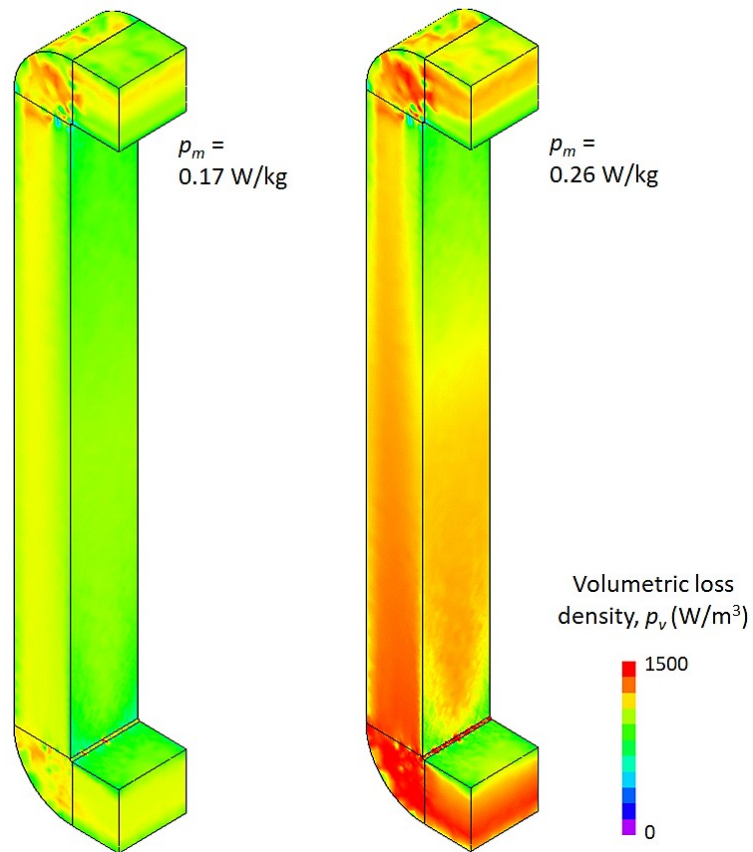
図 3.9 に示した、従来の支持方法でアモルファス変圧器を製作した場合、鉄心下部のラップ接合部と下部の磁脚部で、薄帯方向の圧縮応力により鉄損  $p_v$  が増加していることがわかる。(3-5) 式により求めた、鉄心全体で平均した単位質量あたりの鉄損密度  $p_m$  は、同図 (a) の  $0.17 \text{ W/kg}$  から同図 (b) の  $0.26 \text{ W/kg}$  に増加した。それに対して、図 3.10 に示した提案構造では圧縮応力が緩和されて、鉄損  $p_v$  の増加が抑制されており、応力の影響を考慮しても  $p_m$  は  $0.18 \text{ W/kg}$  であった。よって、図 3.9 (b) に示した従来の支持構造と比較すると、提案する鉄心の支持構造により約 32%の鉄損の低減効果が得られることが明らかになった。

### 3.2.5 鉄心の形状と変圧器性能の関係

現在、メーカーから供給される鉄基アモルファス薄帯の幅は3種類あり<sup>[15]</sup>、最大は  $213 \text{ mm}$  である。巻鉄心の製作に当たり、薄帯を任意の幅に切断加工することは工数が増加し、現実的ではない。本章では、 $213 \text{ mm}$  幅のアモルファス薄帯をそのまま使用することを前提とし、鉄心の詳細設計に先立ち、鉄心断面の形状と変圧器の基本性能の関係を求めた。

図 3.11 に、 $10 \text{ MVA}$  単相三脚型アモルファス変圧器の縦断面図と横断面図の概略と、各部の寸法の定義を示す。左右の巻鉄心を内側と外側の2つに分割し、薄帯の積層厚さをそれぞれ  $a_{in}, a_{out}$  とする。また、幅  $b (= 213 \text{ mm})$  の巻鉄心群の奥行き方向の段数を  $N_z$  とする。

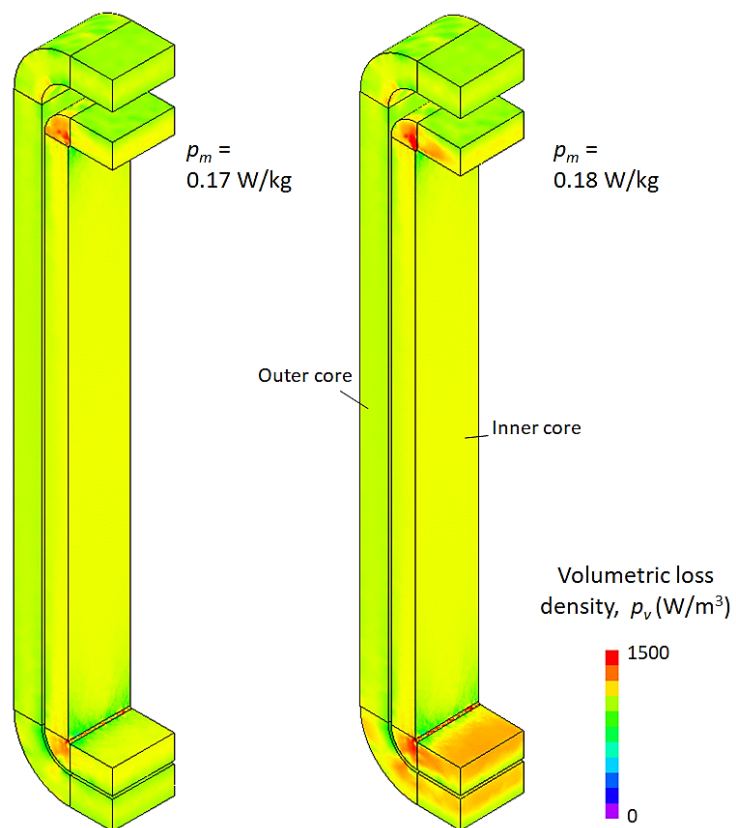
試作するアモルファス変圧器において、一次巻線に印加される周波数  $f (= 50 \text{ Hz})$  の正弦波電圧の実効値を  $V_1$ 、一次巻線の巻数を  $T_1$ 、鉄心の励磁磁束密度を  $B_m$  とすると、巻線が施される中央の主脚の実効断面積  $A_c$  は、



(a) 応力を無視した解析結果 (b) 応力を考慮した解析結果

図 3.9 従来の支持方法によるアモルファス巻鉄心の、  
 $B_m = 1.30$  T における鉄損の体積密度分布の解析結果の比較





(a) 応力を無視した解析結果 (b) 応力を考慮した解析結果

図 3.10 提案する支持方法によるアモルファス巻鉄心の、  
 $B_m = 1.30 \text{ T}$  における鉄損の体積密度分布の解析結果の比較

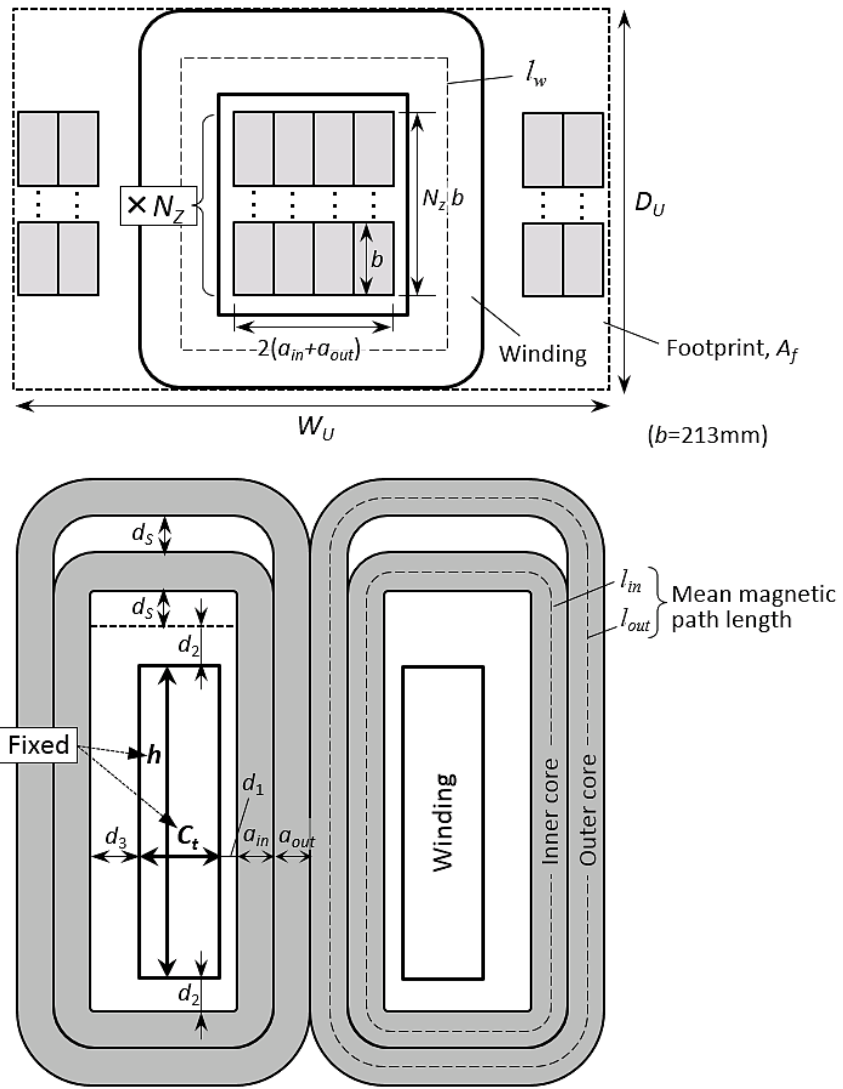


図 3.11 10 MVA 単相アモルファス変圧器の  
横断面と縦断面の概略と寸法の定義

$$A_c = \frac{\sqrt{2} V_1}{2\pi f B_m T_1} \quad (3-6)$$

と表される。

ここでは実効断面積  $A_c$  を一定とし，段数  $N_z$  を変えて矩形断面のアスペクト比を変化させた際の，鉄心の総重量  $M_i$ ，変圧器の設置面積  $A_f$ ，負荷率 50% 時の総損失  $P_{50}$  の 3 つの基本性能の関係を計算し，最適な鉄心形状について検討する。

内外の鉄心の積層厚さの合計値  $a_{in} + a_{out}$  は，段数  $N_z$  の関数として以下の式により決まる。

$$a_{in} + a_{out} = \frac{A_c}{2 N_z b f_c} \quad (3-7)$$

$f_c$  は鉄心の占積率である。さらに，内側と外側の巻鉄心内の磁束密度を均一にするため，両者の磁気抵抗（リラクタンス）を同一にする条件を追加する。内側と外側の巻鉄心の平均磁路長をそれぞれ  $l_{in}, l_{out}$  とすると，磁気抵抗は磁路長に比例し，積層厚さに反比例するので，以下の比例式が成り立つ。

$$a_{in} : a_{out} = l_{in} : l_{out} \quad (3-8)$$

本章では，アモルファス変圧器の鉄損の低減効果を定量化するため，同一の電力容量の珪素鋼板変圧器と同じ仕様の巻線を適用する。よってその高さ  $h$  と，一次側・二次側を合わせた巻厚  $C_l$  は決まっているので，これらを基準にして鉄心の形状が求められる。巻線の内周端と主脚鉄心間の絶縁距離  $d_1$ ，巻線の上下端部とヨーク鉄心間の絶縁距離  $d_2$ ，および巻線の外周端と側脚鉄心間の絶縁距離  $d_3$  は，従来の珪素鋼板変圧器の設計基準を準用する。また，試作するアモルファス変圧器は，内外の巻鉄心の重量を上部ヨークで別々に支持する構造を採用するため，支持部材の厚さ  $d_s$  をそれぞれ確保する必要がある。

アモルファス変圧器の鉄心の総重量  $M_i$  は，内側，外側巻鉄心 1 個当たりの重量をそれぞれ  $M_{in}, M_{out}$  とすると，

$$M_i = 2 N_z (M_{in} + M_{out}) \quad (3-9)$$

である。 $M_{in}, M_{out}$ は、各鉄心の平均磁路長に実効断面積と密度  $d_e (=7330 \text{ kg/m}^3)$  を乗じて求められる。

$$M_{in} = l_{in} a_{in} b f_C d_e \quad (3-10)$$

$$l_{in} = 2 (h + 2 d_2 + d_s + C_t + d_1 + d_3) + \pi a_{in} \quad (3-11)$$

$$M_{out} = l_{out} a_{out} b f_C d_e \quad (3-12)$$

$$l_{out} = 2 (h + 2 d_2 + 2 d_s + C_t + d_1 + d_3) + 2\pi (a_{in} + a_{out}/2) \quad (3-13)$$

アモルファス変圧器の設置面積  $A_f$  は、図 3.11 の横断面図中に破線で示した、鉄心と巻線を囲む矩形の面積  $W_U \times D_U$  で定義する。

$$A_f = W_U \cdot D_U \quad (3-14)$$

$$W_U = 2\{2(a_{in} + a_{out}) + C_t + d_1 + d_3\} \quad (3-15)$$

$$D_U = N_Z b + 2(d_1 + C_t) \quad (3-16)$$

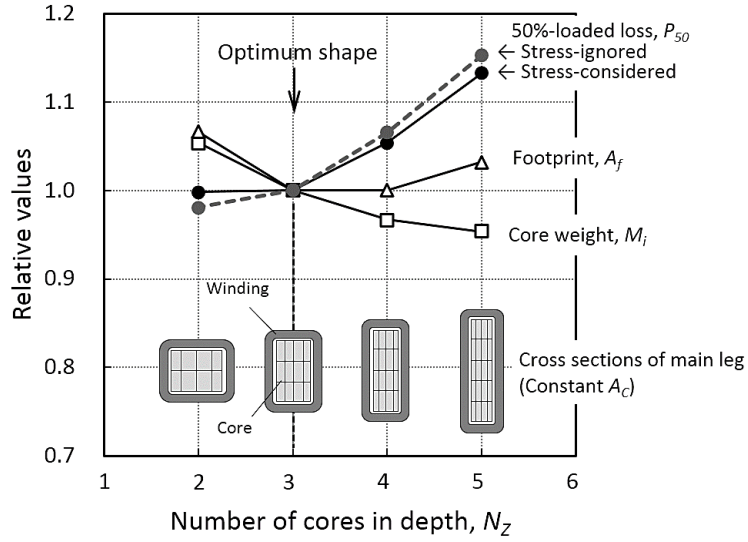
アモルファス変圧器の負荷率 50% 時の総損失  $P_{50}$  は、(3-2) 式に示した鉄損密度  $p_m$  に  $M_i$  を乗じた鉄心全体の鉄損  $P_i$  と、負荷率 50% 時に一次巻線と二次巻線で発生する銅損の合計値である。本検討では、巻線の巻数と電流密度は一定としているので、銅損は巻線の平均周長  $l_w$  の相対変化のみで求められる。 $l_w$  は巻線の内周端と外周端の中線が描く矩形の周長で近似した。従来の珪素鋼板変圧器用の巻線の定格時の銅損と平均周長をそれぞれ  $P_C^{(S)}, l_w^{(S)}$  とすると、 $P_{50}$  は、

$$P_{50} = p_m M_i + 0.5^2 P_C^{(S)} \frac{l_w}{l_w^{(S)}} \quad (3-17)$$

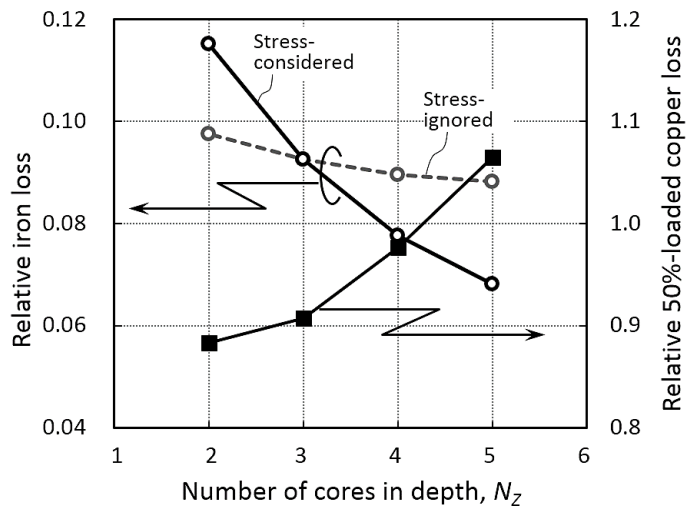
$$l_w = 2\{2(a_{in} + a_{out}) + N_Z b + 4d_1 + 2C_t\} \quad (3-18)$$

と表される。

図 3.12 (a) に、(3-9) 式から(3-13) 式より求めた鉄心重量  $M_i$ 、(3-14) 式から(3-16)式より求めた設置面積  $A_f$ 、(3-17) 式と (3-18) 式により求めた負荷率 50% 時の



(a) 鉄心重量，設置面積，50%負荷率時の損失の相対特性



(b) 鉄損と50%負荷率時の銅損の相対特性

図 3.12 単相アモルファス変圧器の性能指標の  
段数  $N_z = 3$  時を 1 とした相対特性

総損失  $P_{50}$  の、3つの性能指標を段数  $N_z=3$  時を1とした相対値で示す。図中には各段数  $N_z$  における主脚の断面形状の模式図を合わせて示した。なお、(3-17) 式の右辺第1項の鉄損については、(3-2) 式の右辺第2項を0とし、鉄心に作用する応力  $\sigma$  を無視して3次元有限要素法による電磁界解析で計算した場合と、応力  $\sigma$  による鉄損の増加を考慮して計算した場合の2通りの結果を示している。また、図 3.12 (b) に、応力  $\sigma$  を無視した場合と考慮した場合の2通りの鉄損と、50%負荷率時の銅損の相対値を示した。これらの値は同図 (a) 中に示した、 $N_z=3$  時の  $P_{50}$  を1とした場合の内訳である。

段数  $N_z$  を増やすと鉄心断面のアスペクト比が増加し、巻線の平均周長  $l_w$  が伸びるので、同図 (b) に示すように銅損が増加し、同図 (a) 中の  $P_{50}$  が増加する。逆に  $N_z$  を減らすと  $l_w$  の減少に伴い銅損は減少するのに対し、鉄心重量  $M_i$  の増加により鉄損が増加することがわかる。応力  $\sigma$  を無視した場合、 $N_z$  の減少に伴う鉄損の増加量より銅損の減少量が大きいため、同図 (a) 中の  $P_{50}$  は減少する。しかし実際には、各巻鉄心の積層厚さ  $a_{in}, a_{out}$  と鉄心重量  $M_i$  の増加により応力  $\sigma$  が増え、これを考慮した鉄損の増加量が銅損の減少量と拮抗し、 $P_{50}$  が減少する効果が打ち消されることがわかる。よって、同図 (a) に示した変圧器の鉄心重量  $M_i$ 、設置面積  $A_f$ 、負荷率 50% 時の総損失  $P_{50}$  の、3つの性能指標間のトレードオフにより、段数  $N_z=3$  が本章におけるアモルファス変圧器用鉄心の最適形状であると結論される。

### 3.3 設計したアモルファス変圧器の構造

#### 3.3.1 鉄心および巻線の構造

##### ・鉄心の構造

図 3.13 に、前節の検討結果より各部の寸法を決定し、製作に必要となる間隙を各鉄心間に追加して設計した単相アモルファス変圧器の縦断面図と横断面図、および斜視図を示す。下部のヨークで、幅 213 mm、飽和磁束密度  $B_{SA} = 1.64$  T の高  $B_{SA}$  アモルファス薄帯をラップ接合し、環状に成形した内側と外側の巻鉄心を奥行き方向に各3つずつ並べ、計6つで1組の巻鉄心群を構成する。これらを左右に2組配置することで、断面が矩形で総重量約7tの単相三脚型鉄心となる。内側と外側の巻鉄心を一体とすると自重応力により鉄損が増加するため、これらの上部ヨークに梁構造を別々に設け、鉄心を吊って支持する。

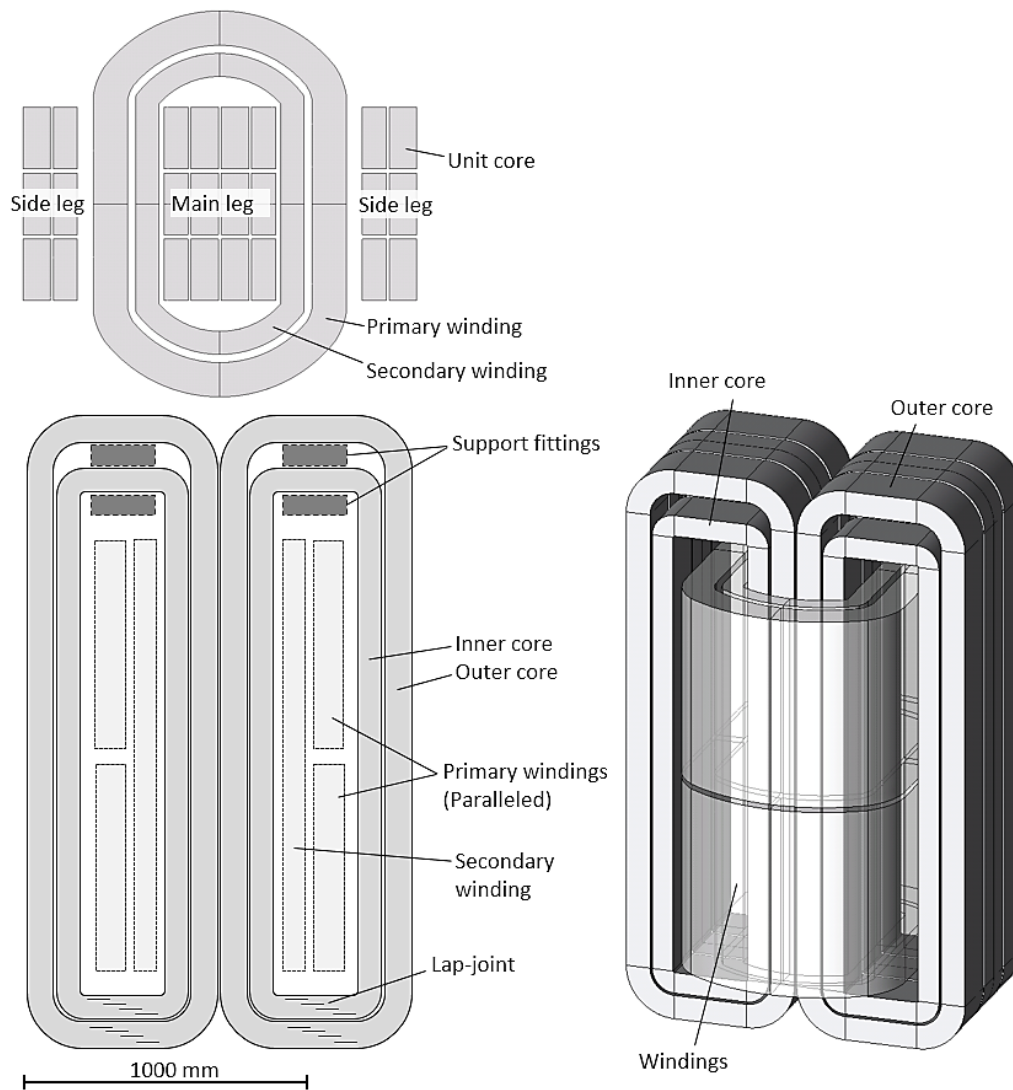


図 3.13 アモルファス単相三脚型鉄心と巻線の  
縦断面図と横断面図，および斜視図

## ・巻線の構造

図 3.13 に示したアモルファス巻鉄心の中央の磁脚には、同容量の珪素鋼板変圧器に施したものと同一の巻線を施した。なお、大形巻線の横断面を鉄心と同じ矩形にすると製作が困難であり、かつ短絡試験時に発生する電磁機械力（ローレンツ力）に耐えるための大規模な支持部材が必要になる。そこで巻線の短辺側に曲率を持たせる対策を施し、電磁機械力を緩和させる形状とした。本章では、巻線内の銅線群に対する応力解析により曲率と耐機械力の関係を求め、巻線の長尺化による銅損  $P_C$  の増加とのトレードオフから最適な形状を求めた。

### 3.3.2 鉄心・巻線の支持構造

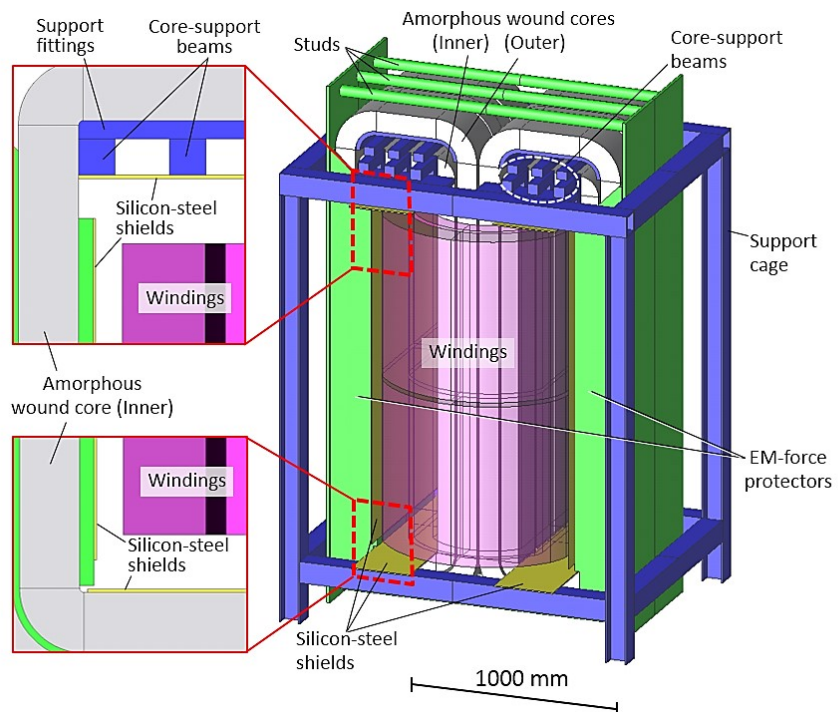
図 3.14 (a) に、設計したアモルファス変圧器の鉄心、巻線、および支持構造を含めた外観図を示す。モデルの外郭に青色で示した支持枠を設け、アモルファス巻鉄心を支持する梁と巻線を支持する。また、主に巻線からの漏洩磁界による渦電流に起因して、これらの部材で発生する漂遊損失  $P_S$  の低減のため、磁界が集中する部材の表面に複数の珪素鋼板を重ねて構成したシールド材を設けた。同図には、赤い破線で示した巻線の上下端部の縦断面図を示した。黄色で示したのがシールド材であり、図 3.14 (b) には、アモルファス変圧器内のシールド材のみを強調して表示した全体図を示した。

おおむね 10 MVA 以上の電力用変圧器の設計では、内側の低圧二次巻線を短絡し、外側の高圧一次巻線側に過渡電流を含む瞬時最大電流（最大短絡ピーク電流： $I_{Sh}$ ）が流れた際に、高圧一次巻線を外側に広げる方向に作用する電磁力に対して破壊に至らない仕様が求められる。 $I_{Sh}$  は短絡電流の実効値のほぼ 2.55 倍と見なすことができ<sup>[38]</sup>、一次巻線の定格実効電流  $I_1$  と巻線のパーセントインピーダンス  $\%Z$  を用いて、以下のように定義される。

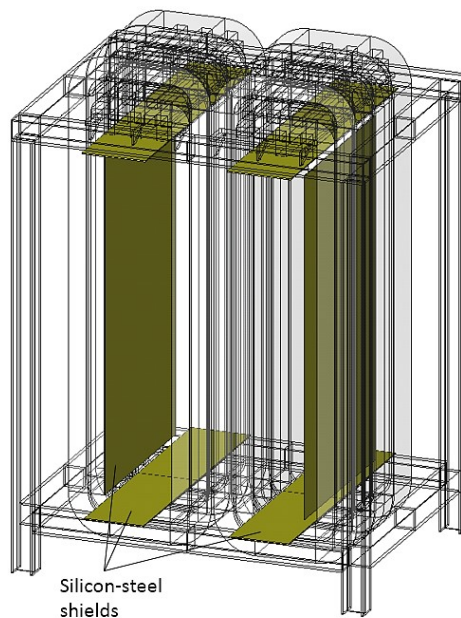
$$I_{Sh} \approx 2.55 \times \frac{100}{\%Z} \times I_1 \quad (3-19)$$

$\%Z$  は、低圧二次巻線を短絡して高圧一次巻線に定格電流を流した際に、高圧一次巻線に発生する電圧の定格値に対する比率である。このとき、低圧二次巻線側には電圧が発生しないので、この電圧は変圧に寄与しないインピーダンス成分、つま





(a) 鉄心，巻線，支持構造のすべての部品を表示



(b) 珪素鋼板シールド材のみを強調して表示

図 3.14 設計したアモルファス変圧器の外観図

り漏れインピーダンスによる電圧降下分に相当する。変圧器用巻線の性能指標のひとつであり、巻線の幾何学的形状と配置が影響する。一般に巻線の高さ  $h$  が高く、一次・二次巻線間の間隙が小さいほど値が小さくなり、変圧器としての性能が優れることを意味する。一方、パーセントインピーダンス  $\%Z$  が小さいほど最大短絡ピーク電流  $I_{sh}$  は増加し、大容量変圧器においては巻線の機械的強度を確保することが困難になる。

アモルファス変圧器用の一次巻線は、この最大短絡ピーク電流  $I_{sh}$  により作用する外向きの電磁力により長辺部に応力が集中して変形し、絶縁部材を介して接する脆弱なアモルファス巻鉄心の左右の側脚に損傷を与える恐れがある。そこで側脚を緑色で示した鋼板製の箱状部材に収納して保護し、さらに両側の保護部材同士を上下のスタッドで連結して、電磁力を受ける構造を考案した。この構造は青色で示した支持枠と独立しており、鉄心・巻線の重量の支持を担う構造に影響が及ばない特長がある。図 3.15 に、その概略と保護部材の横断面図を示す。一次巻線の外向きの電磁力に伴う保護部材の変形量が、内部のアモルファス巻鉄心との間隙以下となるように各部材の寸法を決定した。図 3.16 に、3次元有限要素法の応力解析により求めた、保護部材の変形量の分布図を示す。巻線と絶縁部材を介して対向する保護部材には、 $I_{sh}$  発生時に一次巻線で発生する外向きの電磁力を荷重として与えた。この図を見ると、鉄心の保護部材のほぼ中央部で最大の変形が現れる一方、青色の支持枠には変形が及ばないことがわかる。

### 3.3.3 支持構造の漂遊損失の算定

設計したアモルファス変圧器の支持構造で発生する漂遊損失  $P_S$  を、解析モデル中の部材に一般鋼材の磁気特性と電気抵抗率を与え、部材を鎖交する漏洩磁界に応じて発生する渦電流から求めた。第 3.2.4 項で述べた鉄損の算定方法と同様に、鉄心、巻線、支持構造を含む 3次元有限要素法による電磁界解析モデルにおいて、二次巻線に所定の負荷抵抗を接続し、一次巻線に 50 Hz 正弦波電圧を印加した。

図 3.17 (a), (b) に、アモルファス変圧器を負荷率 50% で運転した際に、珪素鋼板シールドを含む支持構造、および鋼板製絶縁油タンクで発生する漂遊損失  $P_S$  の体積密度分布を示す。同図 (a) は鉄心・巻線を非表示とし、支持構造で発生する  $P_S$  の分布を示したものであり、同図 (b) はタンク内壁の  $P_S$  の分布を、巻線の輪郭と

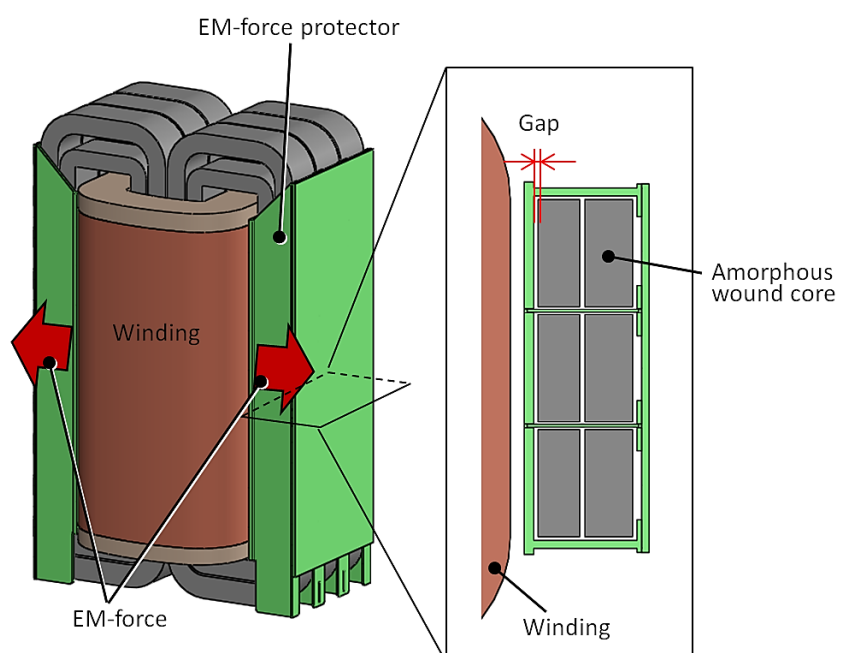


図 3.15 アモルファス変圧器の鉄心保護部材の概略と横断面図

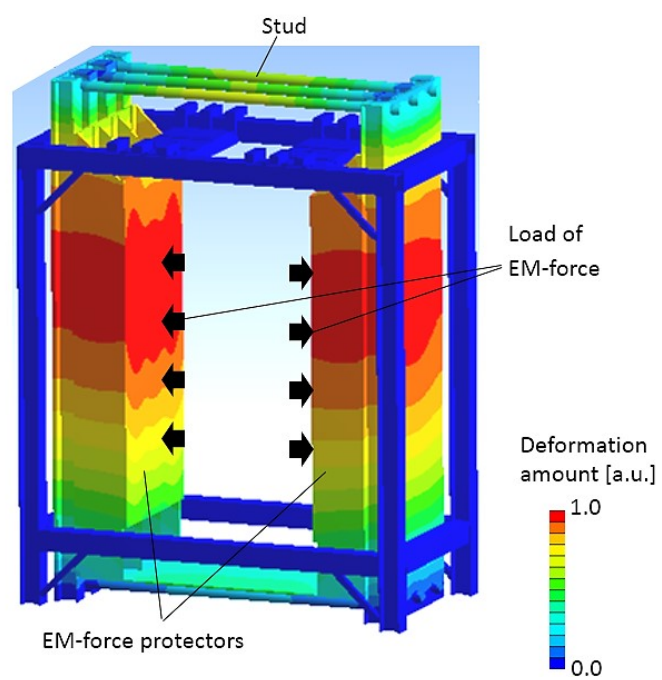
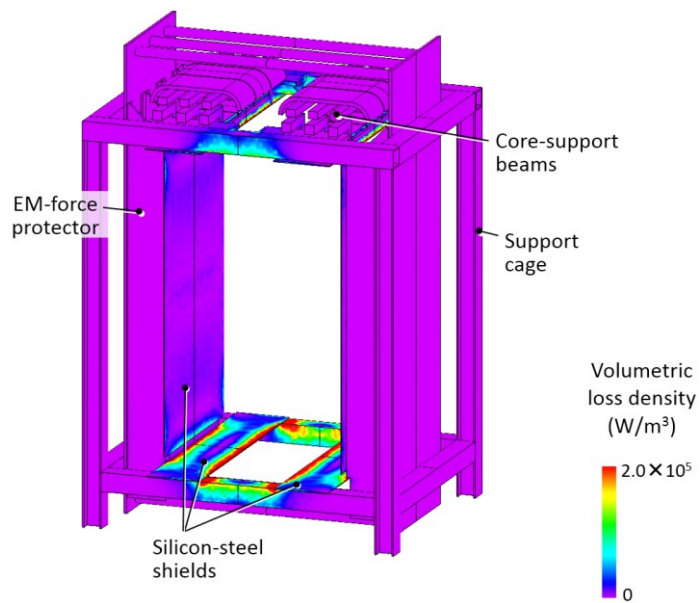
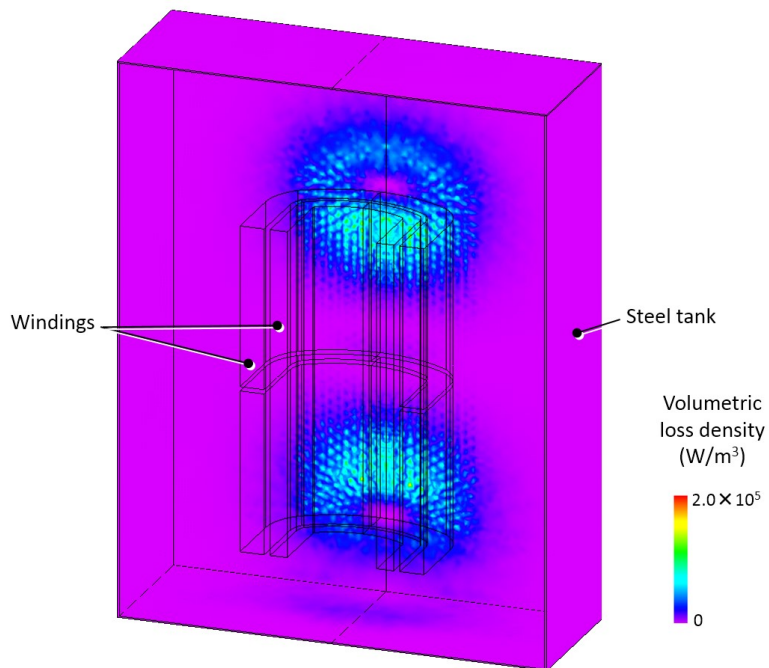


図 3.16 アモルファス変圧器の鉄心保護部材に発生する，巻線短絡時の電磁機械力による最大変形量分布の解析結果



(a) 珪素鋼板シールドを含む支持構造



(b) 絶縁油タンクの内壁

図 3.17 アモルファス変圧器の負荷率 50%における  
漂遊損失の体積密度分布の解析結果

ともに示したものである。これらの図より、漂遊損失は大きな漏洩磁界が発生する巻線の上下開口部の近傍の支持構造とタンクに集中して発生していることがわかる。図 3.18 に、鉄心の支持部材、巻線短絡時の電磁力からの鉄心保護部材、およびタンクで発生する漂遊損失の内訳について、珪素鋼板シールド材の有無による相対比較を示す。シールド材の追加により、タンク以外の漂遊損失が低減されることがわかる。なお、シールド材自体にも損失が発生するが、それを含めても漂遊損失は 66%低減されることが明らかになった。

### 3.4 10 MVA アモルファス変圧器の試作および損失の測定結果

#### 3.4.1 試作器の概要および損失の測定結果

##### ・試作器の概要

前節までで述べたアモルファス変圧器の鉄心支持構造の損失抑制効果を実証するため、支持構造に変圧器の鉄心のみを組み込んだ検証器を試作し、気中で鉄損を測定した。図 3.19 (a), (b) に、検証器の外観写真を示す。同図 (a) は完成時に正面から、同図 (b) は鉄心の挿入作業の途中に、上部から鉄心を支持する梁構造の状況を撮影したものである。個々のアモルファス巻鉄心は磁場中焼鈍処理を施しており、絶縁紙で積層面を保護した上で支持構造に組み込んだ。

図 3.20 (a), (b)に、製作作業中の一次巻線と二次巻線の外観をそれぞれ示す。完成した巻線の直流抵抗を室温で実測し、銅の体積抵抗率の温度係数から、変圧器の標準動作温度における一次巻線と二次巻線の抵抗値  $R_{dc1}$ ,  $R_{dc2}$  に換算した。それぞれの実効電流  $I_1$ ,  $I_2$  から、以下のようにアモルファス変圧器の実負荷運転時の銅損  $P_C$  を推定した。

$$P_C = R_{dc1}I_1^2 + R_{dc2}I_2^2 \quad (3-20)$$

##### ・試作器の鉄損の測定結果

図 3.21 に、試作したアモルファス変圧器の鉄損  $P_i$  の測定系の概略図を示す。鉄心の中央磁脚に 4 ターンの励磁コイルと 2 ターンのサーチコイルを巻いた。任意波形発振器と 2 台の増幅器で単相三線電源を構成し、50 Hz 正弦波電圧を励磁コイルに印加した。励磁コイルの電流とサーチコイルに発生する電圧をパワーメータ

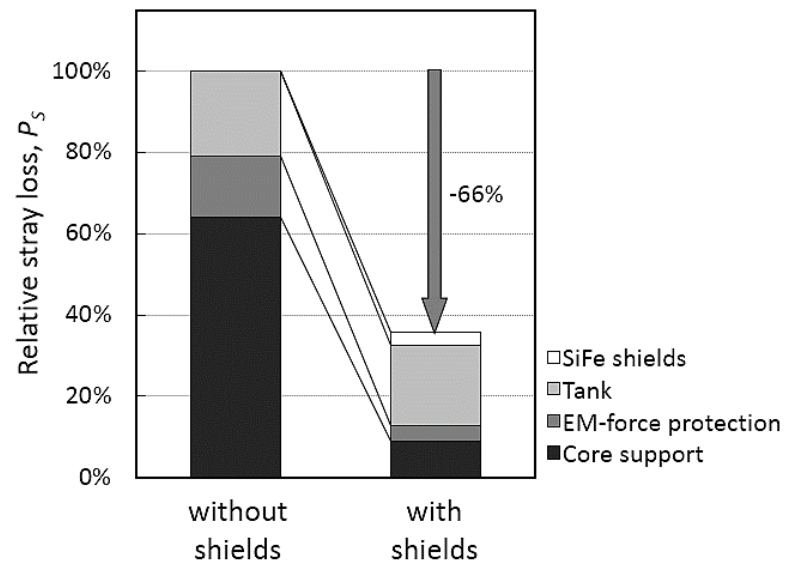
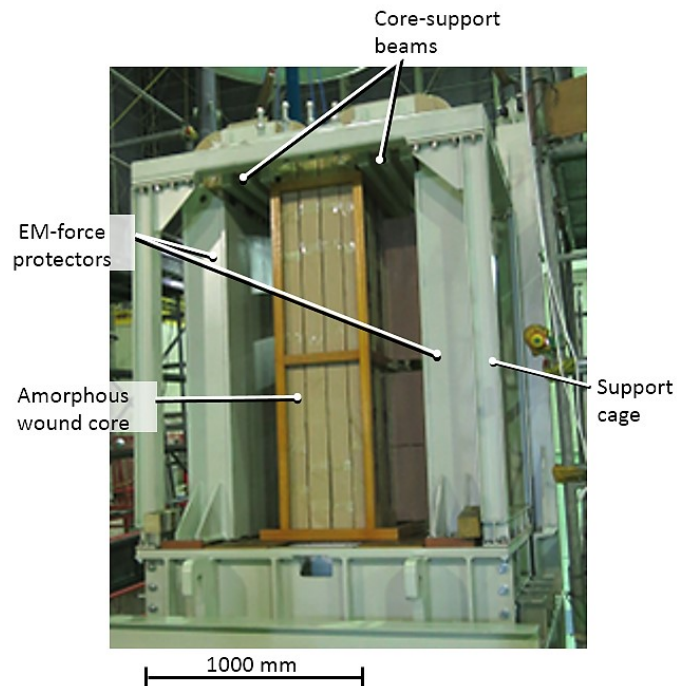
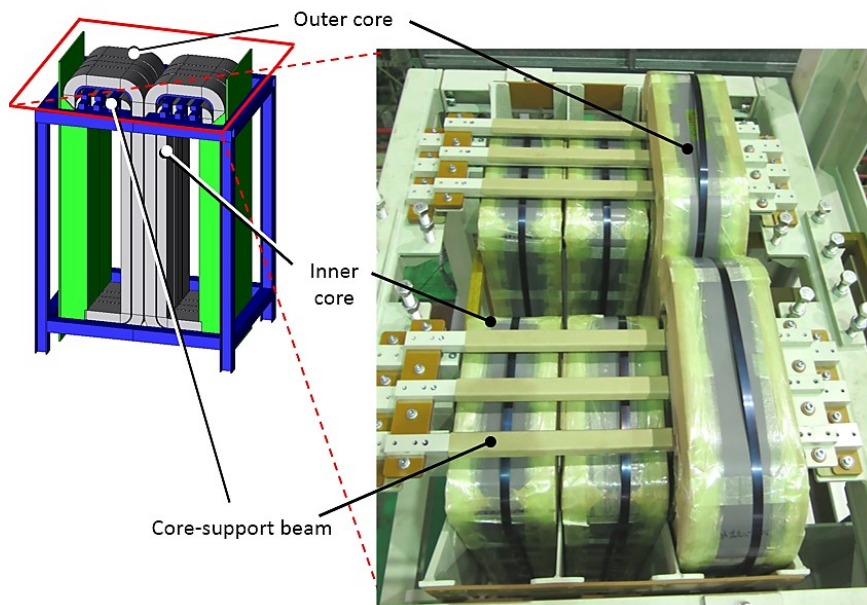


図 3.18 珪素鋼板シールド材の有無による漂遊損失の内訳の比較



(a) 完成したアモルファス変圧器の正面写真



(b) 製作中のアモルファス変圧器の上面写真

図 3.19 試作したアモルファス変圧器の鉄損検証器の外観写真





(a) 高圧一次巻線



図 3.20 製作中の 10 MVA 単相アモルファス変圧器用巻線の外観写真

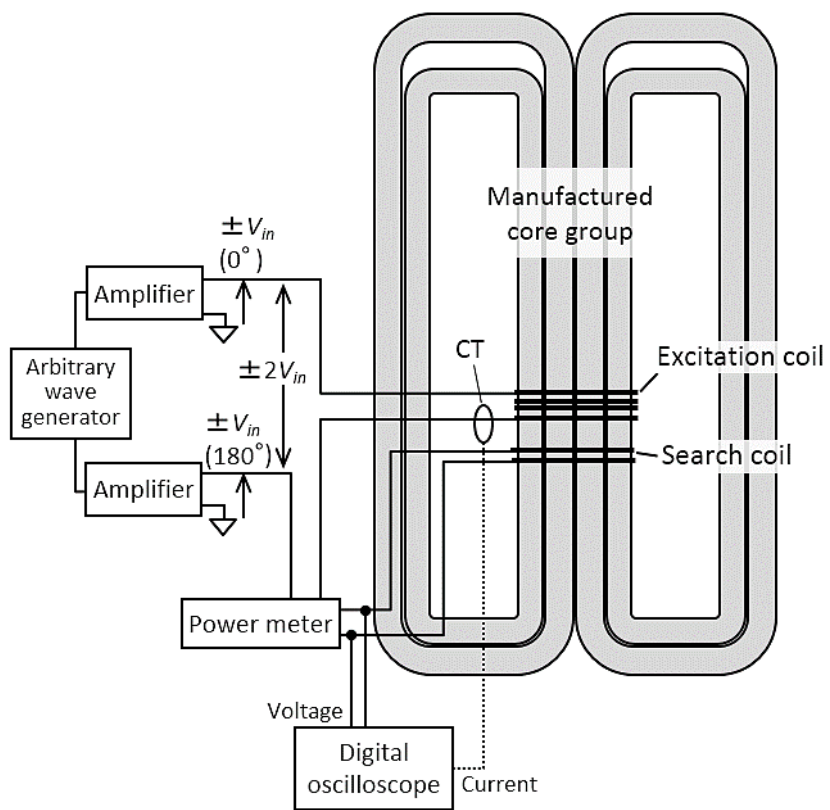


図 3.21 アモルファス変圧器の鉄損測定系の概略図

に入力し、鉄損  $P_i$  を求めた。合わせて、サーチコイルの電圧と、CT（変流器）で測定した励磁電流の両波形をデジタルオシロスコープで記録し、鉄心の  $B-H$  ループを求めた。鉄心の励磁磁束密度  $B_m$  は、1 周期あたりの電圧の絶対値の時間積分の 1/4 なので、以下の式より求められる。

$$B_m = \frac{1}{4 N A_C} \int_0^T |V(t)| dt \quad (3-21)$$

$V(t)$  はサーチコイル電圧、 $T$  は周期、 $A_C$  は鉄心の実効断面積、 $N$  はサーチコイルの巻数である。鉄心の  $B-H$  ループは、1 周期内の任意の時刻  $t_a$  ( $0 < t_a < T$ ) における磁界  $H(t_a)$  と磁束密度  $B(t_a)$  を次式より求めて描画した。

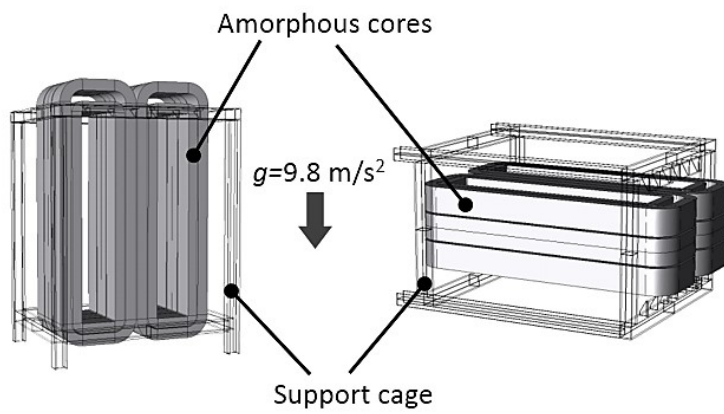
$$H(t_a) = N_{ex} I(t_a) / l_{ave} \quad (3-22)$$

$$B(t_a) = \frac{1}{N A_C} \int_0^{t_a} V(t) dt + C_i \quad (3-23)$$

$I(t_a)$  は時刻  $t_a$  における電流、 $C_i$  は積分定数、 $N_{ex}$  は励磁コイルの巻数、 $l_{ave}$  は内側と外側の巻鉄心を平均した磁路長である。なお、この測定系による励磁範囲内のアモルファス鉄心の比透磁率  $\mu_r$  は 800 以上であり、コイルから鉄心外への漏洩磁界の影響はほぼ無視できる。

図 3.22 (a), (b) に、測定時のアモルファス変圧器の姿勢を示す外観写真と模式図を示す。アモルファス変圧器の鉄損を、同図 (a) に示した起立状態と同図 (b) に示した横倒し状態で測定し、提案した鉄心の支持方法による鉄損の抑制効果を検証した。アモルファス変圧器に組み込まれた鉄心は 3 列で構成され、相互の鉄心間には隔壁が設けられている。したがって、同図 (b) の横倒し状態において、個々の鉄心に外部からの荷重や自重によって、薄帯の積層方向への圧縮応力はほとんどかからないことから、両姿勢における鉄損を比較することで、アモルファス変圧器に組み込まれた鉄心に作用する応力が、鉄損に与える影響を定量化できる。

図 3.23 に、上述した測定系を用いて得られたアモルファス変圧器の鉄損を示す。●が起立状態、○が横倒し状態での測定値であり、励磁磁束密度  $B_m$  のべき乗式による近似曲線をそれぞれ実線と破線で示した。◆は図 3.10 (b) に示した、 $B_m = 1.3 T$



(a) 起立状態

(b) 横倒し状態

図 3.22 アモルファス変圧器の鉄損測定時の  
姿勢を示す外観写真と模式図

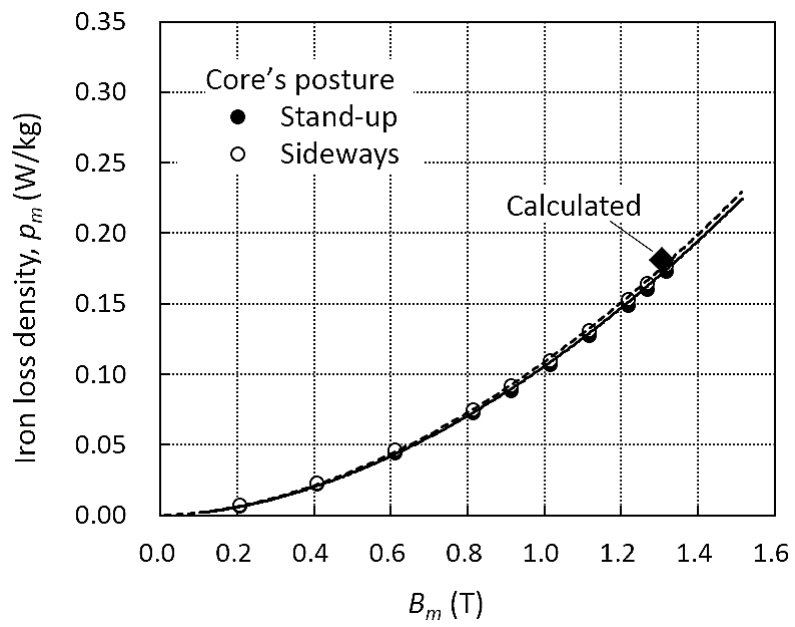


図 3.23 アモルファス変圧器の単位質量あたりの鉄損密度  $p_m$  特性の鉄心姿勢による比較

における鉄損密度の応力を考慮した計算値であり、●で示した起立状態の測定値と4%の誤差で一致する。また、図 3.24 にオシロスコープで取得した  $B_m = 1.30 \text{ T}$  における励磁電圧・電流波形から、(3-22) 式、(3-23) 式により求めた鉄心の  $B-H$  ループの比較を示す。これらの図を見ると、単位質量あたりの鉄損密度  $p_m$  と  $B-H$  ループには鉄心の姿勢による大きな違いは見られず、大形鉄心の起立時に作用する圧縮応力が、提案構造により効果的に抑制されていることがわかる。

### 3.4.2 アモルファス変圧器の損失の比較

本章では、大容量アモルファス変圧器の損失低減対策として、以下の 2 つの構造を考案した。

- (1) アモルファス巻鉄心の自重による圧縮応力を低減し、鉄損  $P_i$  の増加を抑制する分割支持構造
- (2) 漂遊損失  $P_S$  の集中部への珪素鋼板シールドを追加した支持枠構造

図 3.25 に、負荷率 50%時のアモルファス変圧器の電力損失について、同一の電力容量の珪素鋼板変圧器の典型例<sup>[39]</sup>を基準とした比較を示す。図の中央に示した (a) のヒストグラムは、上記 2 つの提案構造を適用せずにアモルファス変圧器を製作した場合に想定される計算結果である。一方、同図の右に示した (b) のヒストグラムは、上記 2 つの提案構造を適用し、本章で試作したアモルファス変圧器の結果である。図 3.23 に示した鉄損密度  $p_m$  より求まる鉄心全体の鉄損  $P_i$ 、巻線の直流抵抗の実測値より (3-20) 式により求めた銅損  $P_C$  の各測定結果に、第 3.3.3 項で述べた、解析で求めた珪素鋼板シールドの損失を含む漂遊損失  $P_S$  と、同仕様の珪素鋼板変圧器用巻線の実測値から推定した、巻線を構成する銅線を鎖交する磁界により生じる巻線内漂遊損失  $P_{SW}$  を合算した。

(a) のヒストグラムにおける鉄損  $P_i$  は図 3.9 (b) に示した、圧縮応力が作用する状態の計算結果を用いた。巻線の仕様は同一と想定して、銅損  $P_C$ 、巻線内漂遊損失  $P_{SW}$  は (b) のヒストグラムと同じ値である。脆弱な大形アモルファス鉄心を、従来の珪素鋼板変圧器のように底面で支持するだけでは、実際にはアモルファス変圧器が構造的に成立しない。鉄心の座屈を防ぐ支持部材に加えて、巻線の電磁力

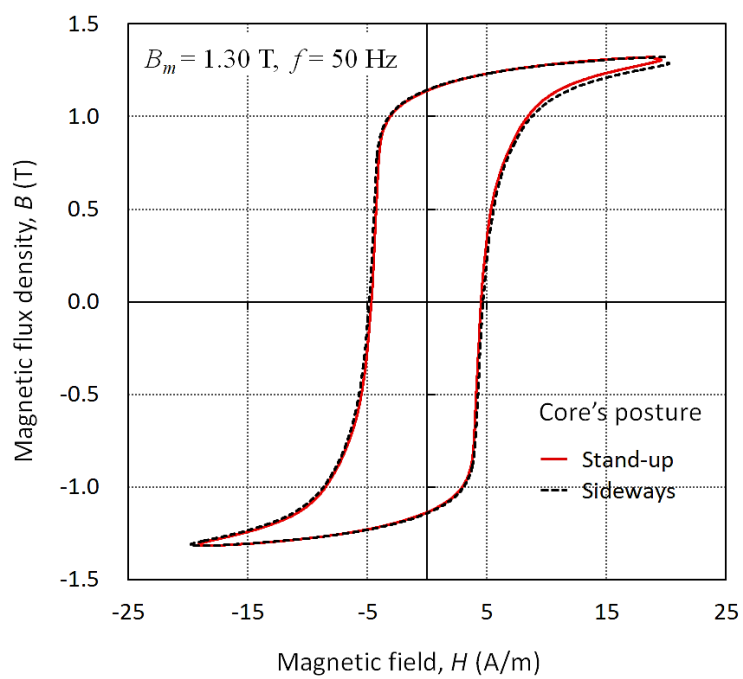


図 3.24 アモルファス変圧器の  $B_m = 1.30$  T,  $f = 50$  Hz における  $B$ - $H$  ループの鉄心姿勢による比較

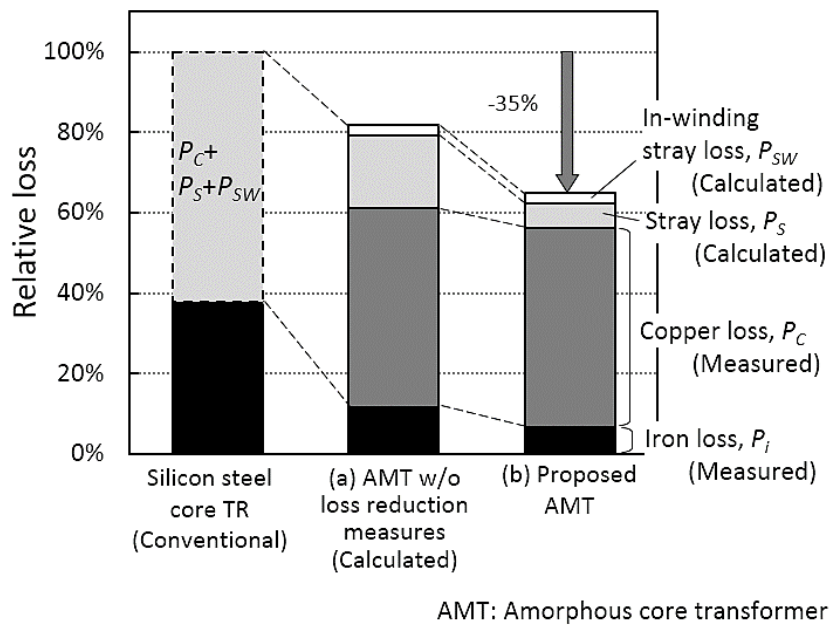


図 3.25 50%負荷率時の電力損失の内訳の比較



から鉄心を保護する部材も必要である。よってここでは、珪素鋼板シールドを持たない状態の試作器と同程度の金属部材が必要と想定し、漂遊損失  $P_S$  は図 3.18 の左側のヒストグラムに示した計算値を用いた。計算された (a) のヒストグラムにおいて、アモルファス合金の低損失特性により鉄損  $P_i$  が珪素鋼板変圧器より 70% 減少するので、総損失は珪素鋼板変圧器より約 20% 低減する。それに対して (b) のヒストグラムでは、上記の 2 つの損失低減構造により、(a) のヒストグラムより鉄損  $P_i$  が 32%、漂遊損失  $P_S$  が 66% それぞれ低減され、総損失の珪素鋼板変圧器に対する低減効果は 35% に拡大する。

### 3.5 30 MVA 級アモルファス変圧器の効率向上効果の検討

図 3.26 に、本章で提案・試作したアモルファス変圧器の損失特性に基づき、三相 30 MVA 器で予測される効率  $\eta$  の負荷率特性を示す。比較のため、三相 30 MVA 珪素鋼板変圧器<sup>[39]</sup>と、図 3.25 中の (a) のヒストグラムに基づいた、損失低減構造を適用しない三相 30 MVA アモルファス変圧器の結果を合わせて示した。負荷率  $L_f$  (%) 時の効率  $\eta$  は、以下の式で求められる。

$$\eta [\%] = \left( 1 - \frac{P_i + (P'_C + P'_S + P_{SW}') (L_f/100)^2}{C(L_f/100)} \right) \times 100 \quad (3-24)$$

$P'_C$ ,  $P'_S$ ,  $P_{SW}'$  はそれぞれ負荷率 100% 時の銅損  $P_C$ 、漂遊損失  $P_S$ 、巻線内漂遊損失  $P_{SW}$  であり、 $C$  は変圧器の定格電力容量である。

珪素鋼板変圧器に比べて鉄損  $P_i$  が大きく低減されるアモルファス変圧器は、低負荷率における効率  $\eta$  の向上効果が顕著であり、配電用変電所での使用だけではなく、低負荷率時の待機電力の増加が問題となる、再生可能エネルギー用途での大きな省エネルギー効果が期待される。損失低減構造を持たないアモルファス変圧器においても、これらの用途では珪素鋼板変圧器より一定の優位性が認められる。しかしアモルファス変圧器の鉄心の断面積は珪素鋼板変圧器より大きいため、巻線抵抗に起因する銅損  $P_C$  の増加は避けられない。加えて巻線からの漏洩磁界による漂遊損失  $P_S$  も増加するので、高負荷率条件では珪素鋼板変圧器とほぼ同じ効率  $\eta$  となる。対して、本章で提案した損失低減構造をアモルファス変圧器に適用することにより、鉄損  $P_i$  に加えて負荷率に依存する漂遊損失  $P_S$  も低減されるため、ほ

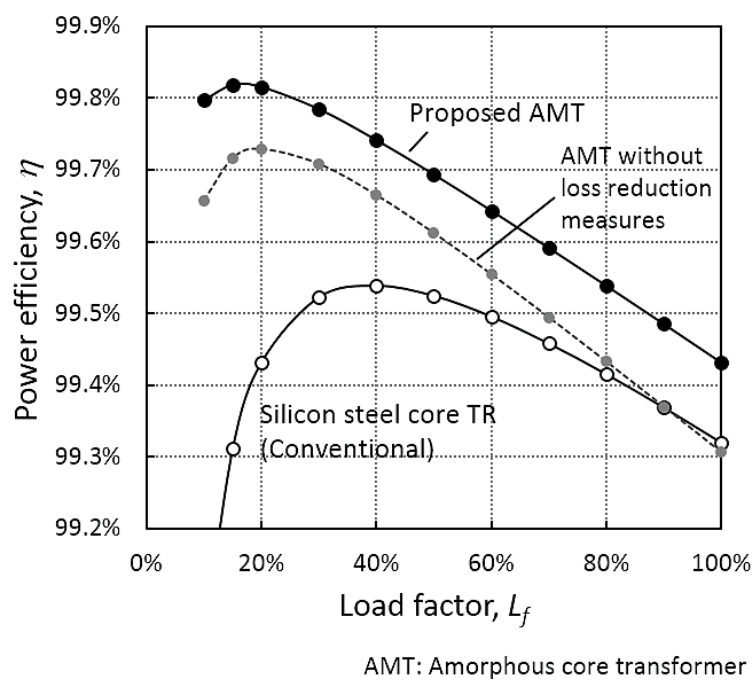


図 3.26 三相 30 MVA アモルファス変圧器の電力効率の負荷率特性

ばすべての負荷率条件で効率 $\eta$ の向上効果が得られることが明らかになった。

### 3.6 まとめ

構造的に成立せず、これまで製作例のない三相 30 MVA 級の大容量アモルファス鉄心変圧器の実用化を目指し、アモルファス巻鉄心の自重による圧縮応力を緩和し、鉄損の増加を抑制する支持構造と、支持部材で発生する漂遊損失を低減するためのシールド材を備えた構造、および巻線短絡時の電磁機械力から脆弱な鉄心を保護する構造を考案した。10 MVA 相当の単相三脚型鉄心を支持構造に組み込んだ鉄損検証器と巻線を別個に試作し、それぞれの損失特性を評価した。

アモルファス巻鉄心に作用する圧縮応力を考慮した鉄損の算定方法を確立し、鉄心の支持方法と鉄損の関係を定量化した。鉄心を内側と外側の 2 つに分け、それぞれを独立に吊って支持する構造により、従来の支持方法より鉄損が 32%低減されることを明らかにした。また、アモルファス変圧器内の漏洩磁界が集中する箇所シールド材を備えることで、支持構造で発生する漂遊損失が 66%低減されることを 3 次元有限要素法による電磁界解析で明らかにした。さらに、実測による単相 10 MVA 検証器の鉄損と巻線の銅損、および実負荷運転時に想定される漂遊損失の解析値から求めた、三相 30 MVA アモルファス変圧器の負荷率 50%時の総損失は、同一の電力容量の珪素鋼板鉄心変圧器より 35%低減されることを示した。

今後の課題として、巻線を組み込んだ 30 MVA 三相アモルファス変圧器の試作とその効率の向上効果の実証、珪素鋼板変圧器に比べて大形化する筐体体積の小形化の検討などが挙げられる。



## 第 4 章 無停電電源装置用アモルファスフィルタ リアクトルの開発

本章では，リアクトル用カットコアに使われる方向性珪素鋼板の鉄基アモルファス合金への置き換えによる，インバータシステムの性能向上を目的とした，400 kVA 常時インバータ給電方式の無停電電源装置 (UPS) 用アモルファスリアクトルの開発事例を論じる。従来のアモルファスカットコアでは製作例のない，低コストと大容量化を両立する新たな鉄心の構造を提案し，インバータの高調波成分に起因する損失の高精度な算定手法の確立という課題に対し，カットコアの磁気特性の実測結果と電磁界解析モデルを組み合わせ，リアクトルの損失の算定手法と低損失設計の指針を示す。さらに，試作したリアクトルを適用した UPS の効率の向上効果を実証するとともに，リアクトルの筐体体積と損失の関係を明らかにする。

### 4.1 開発の背景

情報化社会の進展に伴い，データセンタ向けの数 100 kVA 級の大容量無停電電源装置 (UPS) の需要が拡大している。また，最近では環境保護・新エネルギー開発を指向した風力・太陽光発電向けのパワーコンディショナ (PCS) の市場成長が著しい。これらの装置の基本機能である電圧の直流-交流変換を実現する，インバータシステムの性能向上を目指した研究開発が進んでいる<sup>[40][41]</sup>。

図 4.1 に，インバータ回路の概略図を示す。直流電圧をパワー半導体素子で構成したスイッチング回路に入力して極性を切り替えることにより，パルス幅変調 (Pulse Width Modulation: PWM) 電圧を生成する。それをリアクトルとコンデンサで構成した LC フィルタ回路に入力すると波形が平滑化され，正弦波交流電圧に変換できる。

インバータシステムの構成要素のうち，パワー半導体素子の性能向上・低損失化が進んだ結果<sup>[42]-[44]</sup>，システム全体の損失に占めるフィルタ回路の割合が高くなっており，リアクトルおよびコンデンサの損失低減の要求が高まっている。特にリアクトルの鉄心に鉄基アモルファス合金等の低損失材を用いることで，インバー

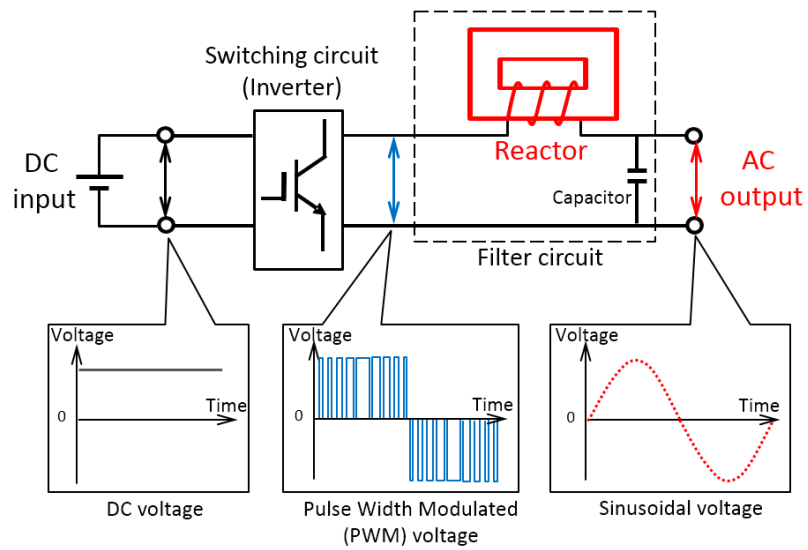


図 4.1 インバータ回路の概略図

タシステムのさらなる高効率化が期待されている。

図 4.2 に、従来の方向性珪素鋼板鉄心を用いた 400 kVA 三相リアクトルの外観と、構造の模式図を示す。各相の巻線が施された磁脚は珪素鋼板を積層した直方体ブロックで構成され、所望のインダクタンスの値に調整するため、各ブロックの間には一定のギャップが設けられている。一方、アモルファスカットコアをリアクトル鉄心に用いる際の設計法については、シミュレーションによるカットコア形状の最適化<sup>[45][46]</sup>、磁気飽和に近い条件下での非線形等価回路の仮定<sup>[47]</sup>などの先行研究がある。しかし、従来のリアクトルの設計ノウハウを踏襲し、経験則に頼る部分が多くあり、期待通りの低損失特性が得られにくいのが課題である。さらに、第 2.2 節で述べたように、100 kVA を超える大形リアクトルに対応したアモルファスカットコアの製造コストは高いため、アモルファス薄帯を切断・積層し、樹脂で固化させたブロック状鉄心を組み合わせるのが一般的である。しかし、珪素鋼板の 10 倍以上の枚数の薄帯を積層する必要があり、工数の増加に加えて製作精度が悪化する。

本章では、400 kVA 常時インバータ給電方式 UPS 用の三相リアクトルへのアモルファスカットコアの適用による低損失化を目的とし、鉄基アモルファス合金に特有の物理的性質に即した新しい鉄心の構造と、その設計・製作方法を提案する。また、カットコアの磁気的特性や、カットコアにギャップを設けた場合の損失の変化など、設計に必要となる特性を実測するとともに、これらを用いた 3 次元有限要素法による電磁界解析モデルを構築し、アモルファスリアクトルの低損失設計の指針を示す。さらに、試作した新構造アモルファスリアクトルを適用した UPS の効率の向上効果を実証し、リアクトルの筐体体積と損失の関係についても明らかにする<sup>[48] - [50]</sup>。

## 4.2 三相アモルファスリアクトルの構造と目標仕様

### 4.2.1 全体構造

鉄基アモルファス合金は厚さ 25  $\mu\text{m}$  の薄帯状であり、ギャップを設ける必要のあるリアクトル鉄心に用いる際には、薄帯を多数枚積層して薄帯同士を接着固化し、ブロック状に成形する必要がある。アモルファス薄帯は方向性珪素鋼板に比べて靱性が高く、積層後の切断加工が困難である。例えば図 4.2 に示した従来と同様

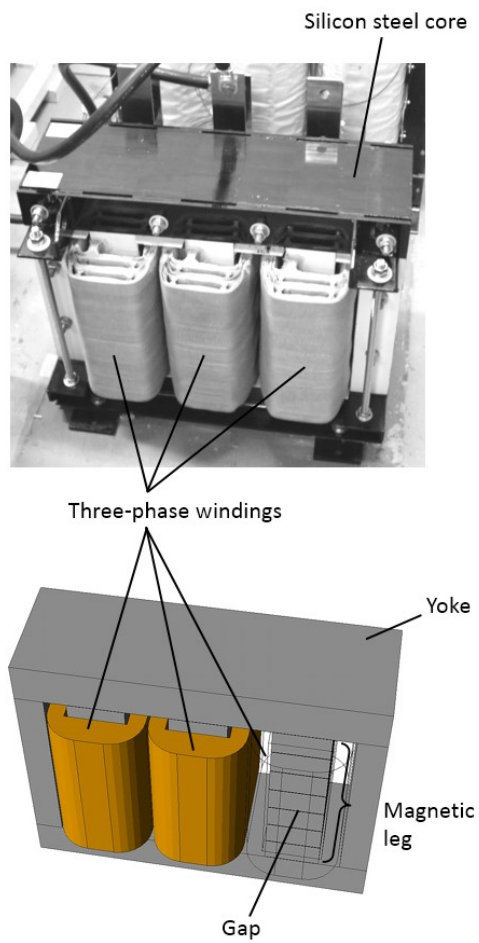


図 4.2 方向性珪素鋼板鉄心を用いた 400 kVA 三相リアクトルの  
外観例と構造の模式図

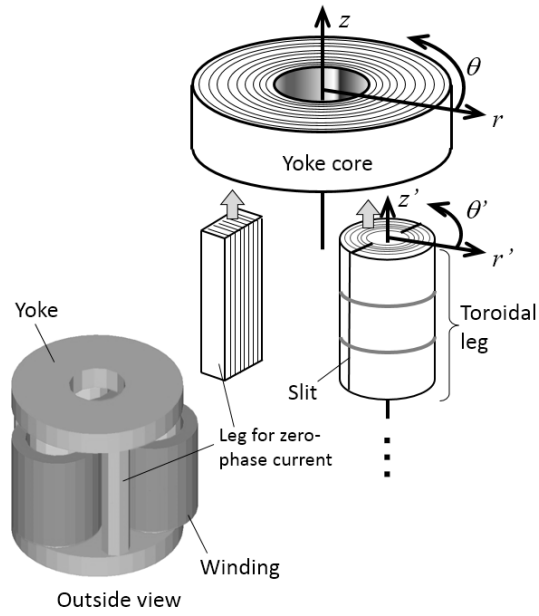


のブロック状の鉄心構造にすると、鉄心同士の接続部の寸法精度が得られにくく、磁束の分布が不均一になり、鉄損が増加する。そこで本章では、この問題を回避できる三相アモルファス鉄心の形状として、薄帯を円環状に巻いた鉄心部品を組み合わせる構造を2つ提案する。図4.3(a), (b)にその形状の模式図を示す。2つの構造案において、ともにヨークは薄帯を接着せずに円環状に巻いて構成する。そして、上下2つのヨークの間に、3本の磁脚を互いに $120^\circ$ の角度をあけて配置する。また、巻線はシート状の銅板を各磁脚に巻いて構成する。ここで、UPS用リアクトルにはインバータからのPWM電圧が印加されるが、三相間のスイッチングのタイミングを厳密に制御できず、等価的に零相電流が流れる場合がある。そのため、この零相電流により誘起される磁束を通す零相磁脚を機器の安全上設ける必要がある。本構造案では鉄心の対称性を考慮し、この零相磁脚を3本の磁脚の間に設け、三相六脚型の鉄心とする。なお、本章で試作するリアクトルの零相磁脚は、ヨークや磁脚と同じアモルファス薄帯から作製したカットコアを用いたが、正常動作時に零相磁脚で損失は発生しないので、低コストな珪素鋼板カットコアを用いても、リアクトル性能への影響はない。

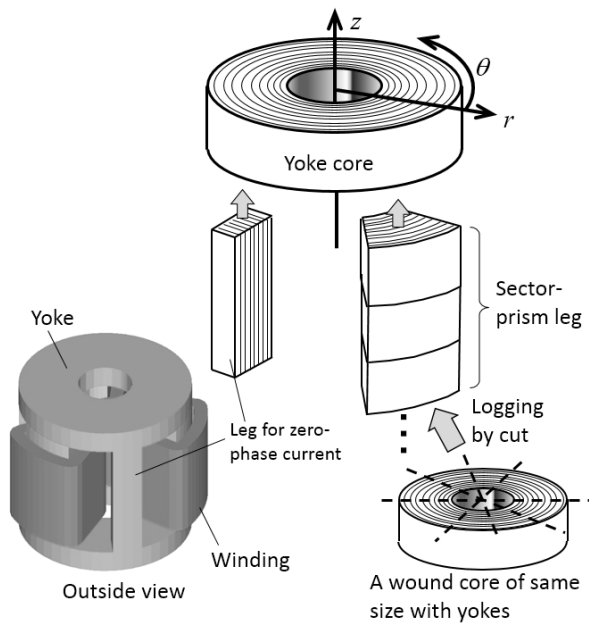
以上述べた提案構造は、固化・切断加工が必要なのが磁脚鉄心のみである点に特長があり、従来の構造より低コストで大容量の三相鉄心を構成できる。

図4.3(a)に示した構造Aの磁脚は、ヨークと同じ要領で薄帯を巻いた円柱状鉄心を単位とし、ギャップをはさんで複数個積み上げて構成する。以降、本構造を円柱型と称す。なお、アモルファス薄帯の表面は絶縁されていないため、円柱状磁脚内には、その円周に沿った薄帯内に渦電流が流れる可能性がある。これを防止するため、磁脚鉄心に樹脂を含浸させて固化した後に縦方向に切断し、切断面に絶縁材をはさんでスリットを設ける。構造Aの鉄心は、ヨーク、磁脚のどちらも円環状鉄心で構成され、かつ、巻線もシート状の銅板を円形に巻くため製作が容易なので、製造コストが抑えられる利点がある。しかし、鉄心内のデッドスペースが大きくなるので、リアクトルの筐体体積が大きくなる。

一方、同図(b)に示した構造Bの磁脚は、ヨークと同寸法の円環状鉄心に樹脂を含浸させて固化した後に切断することで得られる扇型の鉄心を単位とし、ギャップをはさんで複数個積み上げて構成する。以降、本構造を扇型と称す。この構造は、構造Aに比べて鉄心内のデッドスペースが減り、リアクトルが小形化される



(a) 円柱型磁脚リアクトル (構造 A)



(b) 扇型磁脚リアクトル (構造 B)

図 4.3 提案するアモルファス三相リアクトルの形状の模式図

利点がある。しかし、大形円環鉄心の固化・切断加工が必要であり、かつ、扇型の磁脚の形状に合わせて、銅板を曲げながら巻線を巻かなければならないので、製造コストは構造 A に比べて高くなる。

#### 4.2.2 目標仕様

表 4.1 に、400 kVA UPS 用三相アモルファスリアクトルの目標仕様を示す。UPS より出力される正弦波電圧波形に含まれる高調波成分を要求値以下に抑制するため、リアクトルに求められるインダクタンスは  $73 \mu\text{H}$  であり、許容範囲は上限が +15%、下限が -5% である。リアクトルには UPS 用インバータからの PWM 波形が入力され、フーリエ変換により求めた基本波成分として 60 Hz,  $611 \text{ A}_{\text{rms}}$ , 最大キャリア成分として 6.67 kHz,  $63.5 \text{ A}_{\text{rms}}$  の等価正弦波相電流により主に励磁される。さらに、PWM 波形には  $20 \text{ A}_{\text{rms}}$  以下の 26.9 kHz までの複数の高調波成分が含まれる。

一般に、PWM 波形で励磁される鉄心の鉄損は、基本波成分による  $B$ - $H$  ループに重畳される、高調波成分による個々のマイナーループで発生する鉄損を加算して求める必要があるが<sup>[51][52]</sup>、本章では上記の方法ではなく、基本波、最大キャリア、高調波成分により発生する鉄損を別々に求め、それらを加算する方法を用いる。アモルファス巻鉄心の高周波における鉄損は、直流磁界の重畳に対してほぼ一定となる結果が報告されており<sup>[53]</sup>、これは  $B$ - $H$  ループに重畳するマイナーループによる鉄損が、ほぼ一定と見なせることを意味する。よって、独立に求めた各周波数成分の鉄損を加算する方法により、PWM 励磁されるアモルファスリアクトルの鉄損を実用上十分な精度で算定できると考えられる。

### 4.3 リアクトル用アモルファス鉄心の損失算定手法

リアクトルの総損失  $P$  は、鉄心で発生する鉄損  $P_i$  と、巻線の抵抗に起因する銅損  $P_C$  からなる。さらにリアクトル鉄心の鉄損  $P_i$  は、カットコア自体で発生するコア損失  $P_{\text{Core}}$  と、カットコア間に設けたギャップ部で発生する漏洩磁束が、薄帯と鎖交して発生する面内渦電流に起因するジュール損失に分けられる。以下では、これをギャップ損失  $P_{\text{Gap}}$  と呼ぶ。したがって、総損失  $P$  は以下のように表される。

表 4.1 400 kVA UPS 用三相アモルファスリアクトルの目標仕様

Factors	Values
Inductance, $L$	73 $\mu$ H
Permissive range of $L$	within +15%, -5%
Fundamental current & frequency	611 A <sub>rms</sub> , 60 Hz
Maximum carrier current & frequency	63.5 A <sub>rms</sub> , 6.67 kHz
Circuit voltage	750 V <sub>p-o</sub>
Short-circuit capacity	20 times, 2 sec.
Dielectric strength	AC 4 kV, 1 min.
Insulation resistance	>100 M $\Omega$
Overload capacity	10 min. in 125%, 60 sec. in 150 %

$$\begin{aligned}
 P &= P_i + P_C \\
 &= P_{Core} + P_{Gap} + P_C
 \end{aligned}
 \tag{4-1}$$

本節では、まず小形アモルファスカットコアを用いて、損失の算定に必要なとなる、薄帯の面内方向と積層方向の実効的な磁化曲線を求める。次いで、カットコアにギャップを設けない状態と設けた状態で測定した鉄損特性からそれぞれ  $P_{Core}$  と  $P_{Gap}$  の 3 次元有限要素法の電磁界解析モデルを構築し、それらの算定手法を述べる。さらに、本章で提案する構造の三相アモルファスリアクトル用鉄心に対し、上記の手法を適用した  $P_{Core}$  と  $P_{Gap}$  の算定例を示す。

#### 4.3.1 磁化曲線の定義

第 3.2.4 項で述べたように、アモルファス薄帯の積層構造を考慮した 3 次元有限要素法による計算量は膨大になるので、薄帯の面内方向と積層方向の等価透磁率を求め、鉄心内の磁束密度  $B$  の分布を計算する手法を採用する。まず、薄帯の面内方向の磁化曲線は、(株)日立金属製の標準アモルファスカットコアの特性に従うと仮定した。図 4.4 に、飽和磁束密度  $B_{sA}$  が 1.56 T のアモルファス薄帯 (2605SA1) より作製され、切断面にギャップを設けない状態のカットコアの直流磁化曲線<sup>[54]</sup>を示す。一方、薄帯の積層方向の磁化曲線は、巻鉄心と異なり薄帯間を接着処理している影響の考慮が必要であることから、カットコアの磁化曲線の実測結果と磁気回路計算を組み合わせることで、積層方向の等価透磁率  $\mu_s$  を求めた。

図 4.5 に、 $\mu_s$  を求めるために作製したアモルファスカットコアの外観と測定時のブロック鉄心の配置、および評価系の模式図を示す。このカットコアは 2 つの U 字型ブロックと 2 つの立方体ブロックからなり、立方体ブロックの向きにより  $B$  に対する薄帯の方向を変えることができる。状態 A と状態 B での磁化曲線を測定し、比較することで、積層方向の等価透磁率  $\mu_s$  を求める。カットコアの重量は 12.1 kg、実効断面積  $A_C$  は 28.8 cm<sup>2</sup> (占積率  $f_C = 80\%$ )、平均磁路長  $l_m$  は 0.75 m である。また、状態 B における薄帯間の接触による渦電流の発生を防ぐため、両状態とも U 字型ブロックと立方体ブロックの接続部 4 か所に、それぞれ厚さ 0.1 mm の絶縁材を挟んだ。巻数  $N$  がともに 20 回の励磁コイルとサーチコイルをカットコアに巻き、フルブリッジインバータを用いて、 $f = 1$  kHz の矩形波電圧を励磁コイルに

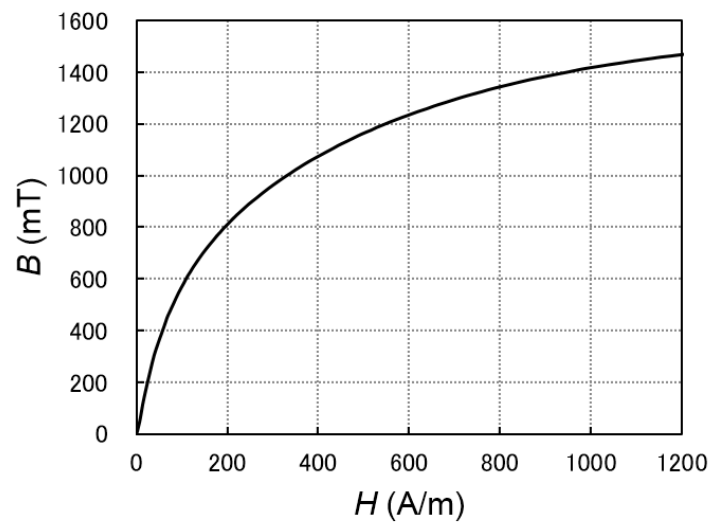


図 4.4 (株)日立金属製 2605SA1 アモルファスカットコアの直流磁化曲線<sup>[54]</sup>

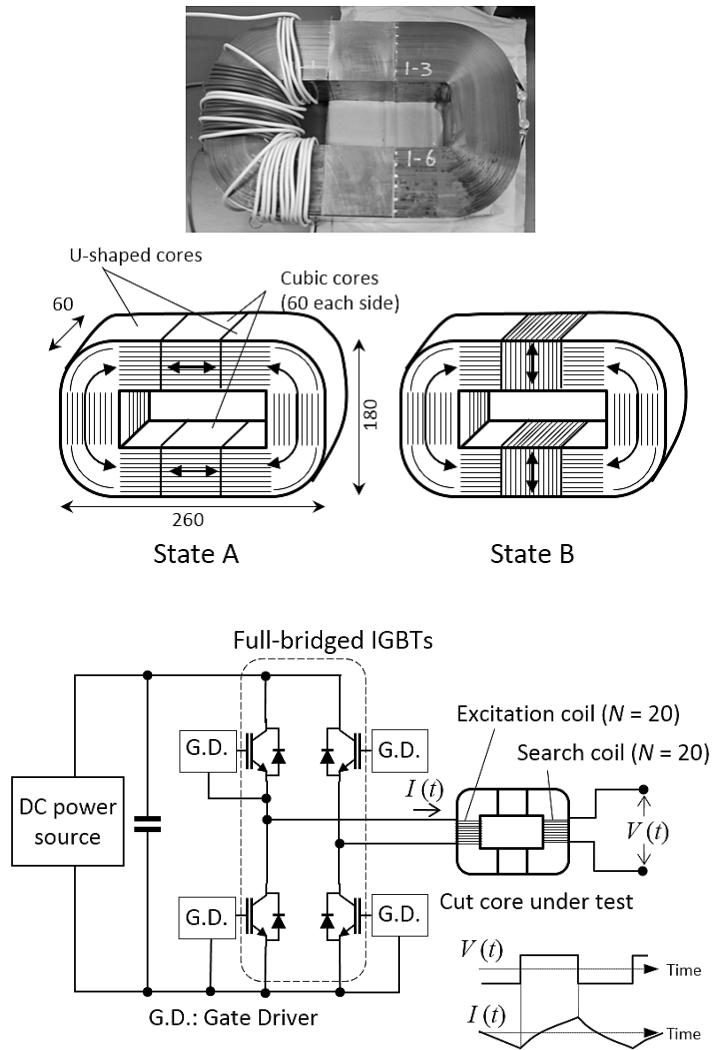


図 4.5 アモルファス薄帯の積層方向透磁率 $\mu_s$ 測定用カットコアの外観とブロック鉄心の配置の定義（上，単位 mm），および評価系の模式図（下）

印加した。励磁コイルの電流波形  $I(t)$  と、サーチコイルに発生する電圧波形  $V(t)$  をデジタルオシロスコープで記録した。図 4.6 に、状態 A と状態 B のカットコアの磁化曲線を示す。励磁コイルの電流の振幅  $I_{peak}$  に対して、カットコア内の励磁磁束密度  $B_m$  をプロットしている。 $V(t)$  の絶対値を周期  $T$  に渡って時間積分し、 $B_m$  は、

$$B_m = \frac{1}{4 N A_C} \int_0^T |V(t)| dt \quad (4-2)$$

より求めた。状態 A と状態 B のカットコアは、立方体ブロックの薄帯方向の違い以外は同条件なので、両状態の磁化曲線の相対的な違いは、立方体ブロックの薄帯方向による異方性を反映している。

ギャップ長  $G_L = 0.1 \text{ mm} \times 4 = 0.4 \text{ mm}$  を含む、磁束密度  $B$  と薄帯が平行状態のカットコアの透磁率  $\mu_p$  は、状態 A の測定結果より  $1.37 \times 10^{-3} \text{ H/m}$  と求まる。一方、状態 B については、その磁気回路がギャップ長  $G_L = 0.4 \text{ mm}$  を含む磁束密度  $B$  が薄帯面と平行である U 字型ブロックの磁気抵抗  $R_p$  (磁路長  $l_p = 0.63 \text{ m}$ ) と、 $B$  が薄帯と直交する立方体ブロックの磁気抵抗  $R_s$  (磁路長  $l_s = 0.12 \text{ m}$ ) の直列回路と見なせることから、各々の磁気抵抗は、

$$R_p = \frac{l_p}{\mu_p A_C}, \quad R_s = \frac{l_s}{\mu_s A_C} \quad (4-3)$$

である。励磁コイルに振幅  $I_{peak}$  の電流が流れる際の  $B_m$  は、

$$B_m = \frac{N I_{peak}}{A_C (R_p + R_s)} \quad (4-4)$$

であり、(4-3) 式を (4-4) 式に代入して変形すると、積層方向の等価透磁率  $\mu_s$  は、

$$\mu_s = l_s / \left( \frac{N I_{peak}}{B_m} - \frac{l_p}{\mu_p} \right) \quad (4-5)$$

と表される。状態 B の測定結果より  $I_{peak} = 12.0 \text{ A}$ 、 $B_m = 0.031 \text{ T}$  を代入し、 $\mu_s = 1.65 \times 10^{-5} \text{ H/m}$  を得た。



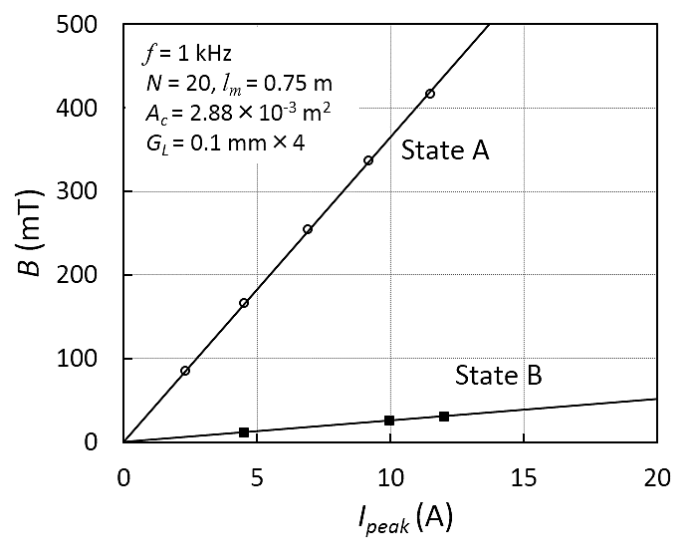


図 4.6 アモルファス薄帯の積層方向透磁率 $\mu_s$ 測定用カットコアの状態 A と状態 B の 1 kHz 矩形波電圧励磁における磁化曲線の比較

### 4.3.2 コア損失の算定手法

リアクトル鉄心のコア損失  $P_{Core}$  は、鉄基アモルファス合金 (2605SA1) で作製された、(株)日立金属製の標準カットコアのギャップ長  $G_L = 0$  mm における鉄損の測定値に対して、(2-1) 式に示した鉄損式をフィッティングすることで、任意の周波数、磁束密度の損失  $P_{Core}$  が計算できるようになる。

図 4.7 にカットコアの外観と寸法図を示す。カットコアの重量  $M_i$  は 14.4 kg、実効断面積  $A_C$  は 34.2 cm<sup>2</sup>、平均磁路長  $l_m$  は 0.56 m である。図 4.8 に、単位質量あたりのコア損失密度  $p_{mc}$  の励磁磁束密度  $B_m$  に対する、100 Hz から 20 kHz までの測定結果を示す。図 4.6 に示した評価系を用い、カットコアに巻いた励磁コイルに矩形波電圧を印加し、励磁コイルを流れる電流波形  $I(t)$  とサーチコイルに発生する電圧波形  $V(t)$  をデジタルオシロスコープで記録した。(4-2) 式より  $B_m$  を求め、以下の式により電圧・電流波形の積を周期  $T$  に渡って時間積分し、 $p_{mc}$  を求めた。

$$p_{mc} = \frac{1}{M_i T} \int_0^T V(t) \cdot I(t) dt \quad (4-6)$$

図 4.8 中の実線は次の鉄損式において、ヒステリシス損失係数  $A_h = 7.10 \times 10^{-3}$ 、渦電流損失係数  $A_e = 7.50 \times 10^{-7}$ 、異常渦電流損失係数  $A_a = 7.27 \times 10^{-5}$  とした計算結果であり、幅広い周波数と磁束密度で実測値と良好に一致していることが了解される。

$$p_{mc} = A_h B_m^2 f + A_e B_m^2 f^2 + A_a B_m^{1.5} f^{1.5} \quad (4-7)$$

3次元有限要素法による電磁界解析でカットコアの  $P_{Core}$  を計算する場合、カットコア内の各分割要素内の  $p_{mc}$  を (4-7) 式で計算し、それを全要素分合算して求められる。すなわち、カットコア内の  $k$  番目の要素の体積を  $V_{e,(k)}$ 、単位質量あたりのコア損失密度を  $p_{mc,(k)}$ 、カットコアの全要素数を  $N_e$ 、アモルファス薄帯の密度を  $d_e$ 、占積率を  $f_c$  とすると、以下のように表される。

$$P_{Core} = d_e f_c \sum_{k=1}^{N_e} V_{e,(k)} \cdot p_{mc,(k)} \quad (4-8)$$

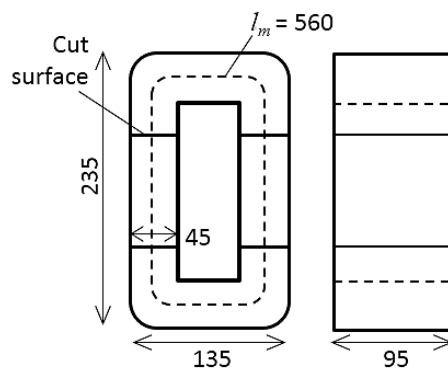
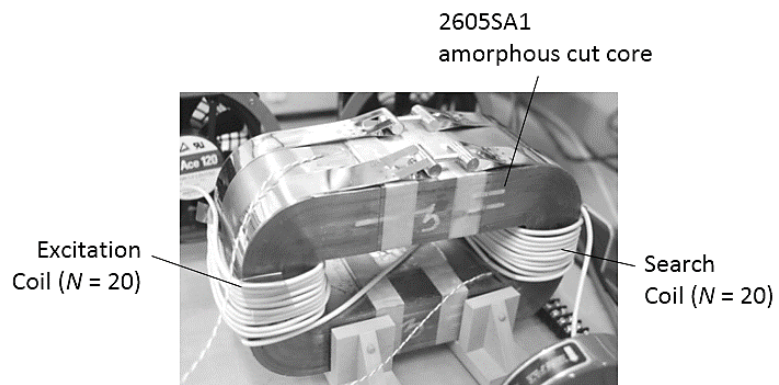


図 4.7 (株)日立金属製標準アモルファスカットコア  
の外観 (上) と寸法図 (下, 単位 mm)

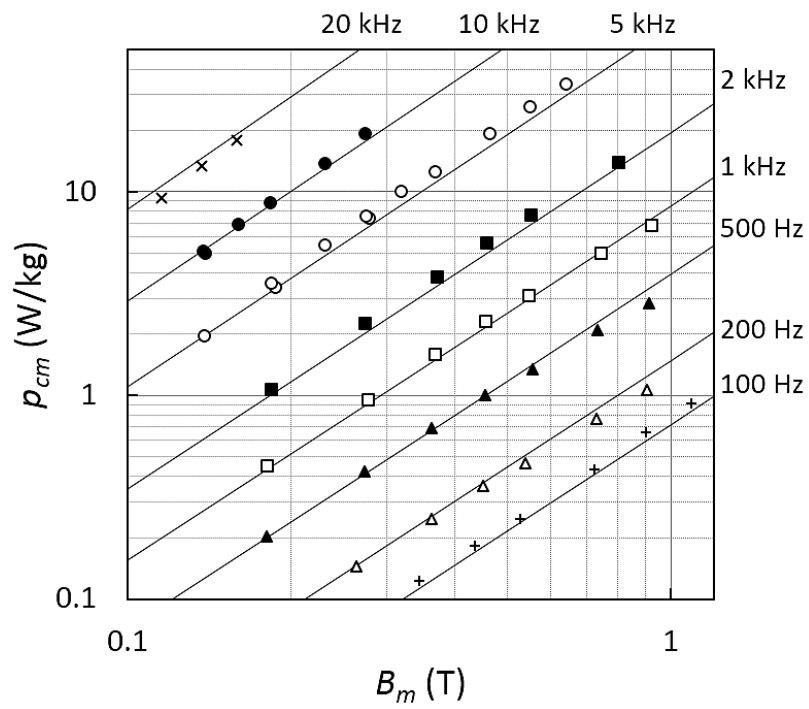


図 4.8 (株)日立金属製標準アモルファスカットコアの単位質量あたりのコア損失密度  $p_{cm}$  の 100 Hz から 20 kHz までの磁束密度特性

### 4.3.3 ギャップ損失の算定方法

図 4.9 に、アモルファスカットコアのギャップ部で発生するギャップ損失  $P_{Gap}$  の模式図を示す。カットコアの薄帯面に沿った磁束  $B_p$  から、ギャップ部で漏洩磁束  $B_s$  が発生する。この  $B_s$  が薄帯と鎖交すると薄帯面内に渦電流  $I_e$  が誘起され、 $P_{Gap}$  が発生する<sup>[55]</sup>。図 4.10 に、3次元有限要素法による電磁界解析で計算した、長さ 1.0 mm のギャップ周辺の  $B$  ベクトルと、 $B_s$  の強度分布の例を示す。磁束の薄帯方向成分  $B_p$  は図の水平方向に相当し、縦方向を薄帯の積層方向としている。計算に当たり、薄帯面内の磁化曲線は図 4.4 に示した特性とし、積層方向は  $B = \mu_s H$  に従うと仮定した。ギャップ周辺の  $B$  ベクトルは薄帯の積層方向に傾き、ギャップの上下の端部でギャップ損失が発生することがわかる。

ギャップ損失  $P_{Gap}$  の算定モデルを構築するため、9.2 mm のギャップを 2 箇所にした、総ギャップ長  $G_L = 18.4$  mm の標準カットコアの鉄損  $P_i$  の測定値と、ギャップのない場合の  $P_i$  の測定値の差からギャップ損失  $P_{Gap}$  を求めた。図 4.11 に、 $P_{Gap}$  の 1 kHz から 10 kHz までの磁束密度  $B_m$  に対する特性を示す。図中の実線は、 $P_{Gap}$  が  $B_m^2$  と周波数  $f$  に比例すると仮定してフィッティングした計算結果である。カットコアのメーカーより公開されているリアクトル設計ツール等でも、同様の特性を仮定した実験式が使われている<sup>[56]</sup>。本章においてもこれを採用し、3次元有限要素法の電磁界解析によるギャップ損失  $P_{Gap}$  の計算には、以下の実験式を用いる。

$$P_{Gap} = A_g f \sum_{k=1}^{N_e} V_{e,(k)} \cdot |B_{s,(k)}|^2 \quad (4-9)$$

$A_g$  は定数、 $B_{s,(k)}$  は  $k$  番目の要素内における磁束密度の、薄帯の積層方向成分である。

(4-9) 式中の定数  $A_g$  を決定するため、カットコアのギャップ損失  $P_{Gap}$  の、ギャップ長  $G_L$  に対する依存性を評価した。図 4.12 に、 $B_m = 0.1$  T、 $f = 5$  kHz における測定結果の一例を示す。図中に示した模式図のように、カットコア中に  $G_L$  を 2 等分して入れた 2-Gap 状態と、4 等分して入れた 4-Gap 状態の 2 ケースを測定した。 $G_L$  が同じ場合、2-Gap 状態の 1 箇所あたりのギャップ長は、4-Gap 状態の 2 倍である。●と○がそれぞれ 2-Gap 状態、4-Gap 状態におけるギャップ損失  $P_{Gap}$  の測定値

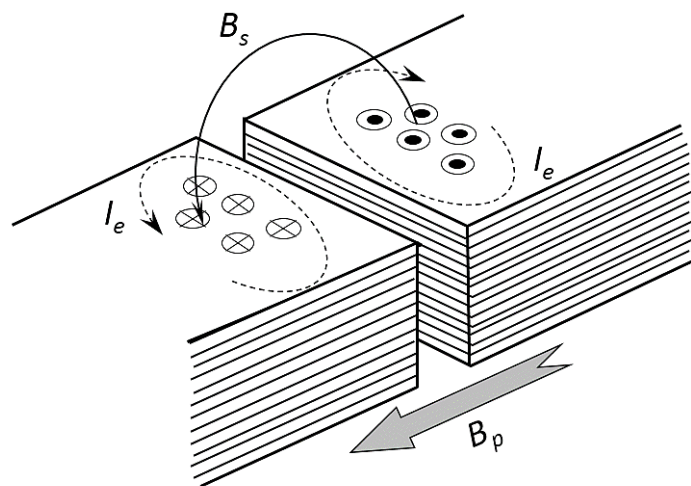


図 4.9 アモルファスカットコアのギャップ部で発生する  
ギャップ損失  $P_{Gap}$  を説明する模式図

- $B_p$ : 薄帯の面内方向の磁束密度
- $B_s$ : 薄帯の積層方向の磁束密度
- $I_e$ :  $B_s$  により誘起される面内渦電流

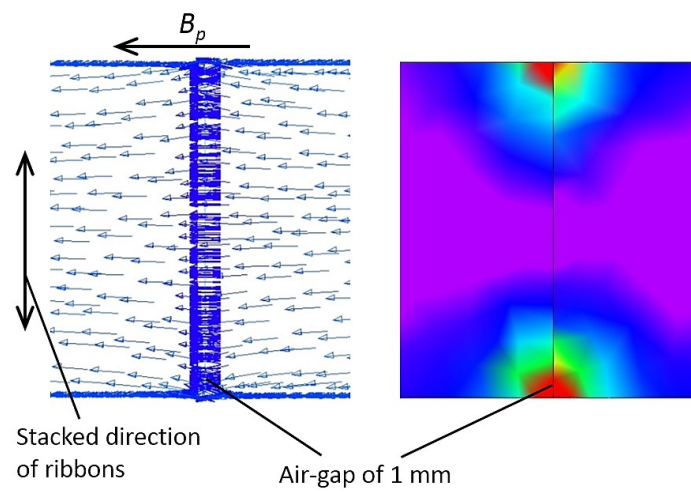


図 4.10 3次元有限要素法による電磁界解析で求めた  
 1.0 mm 長のギャップ周辺の磁束密度ベクトル ( $B$ ) の分布 (左) と  
 $B$  の積層方向成分 ( $B_s$ ) の強度分布 (右) の計算例

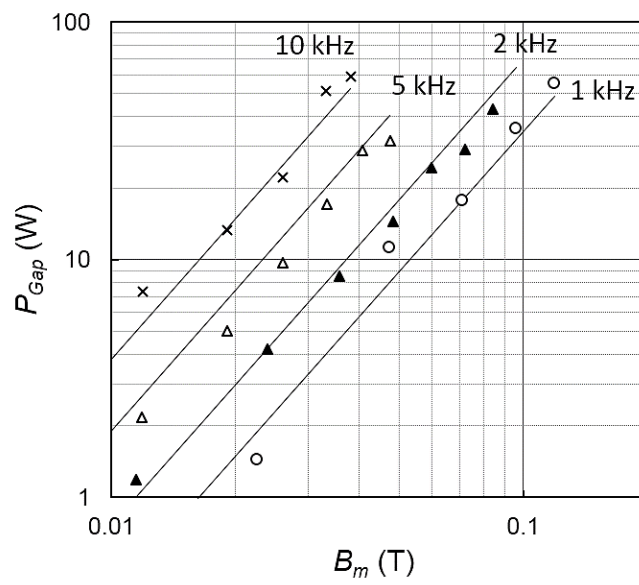


図 4.11 2 箇所 9.2 mm 長のギャップを挿入したアモルファスカットコア  
 (総ギャップ長  $G_L = 18.4$  mm) のギャップ損失  $P_{Gap}$  の磁束密度特性



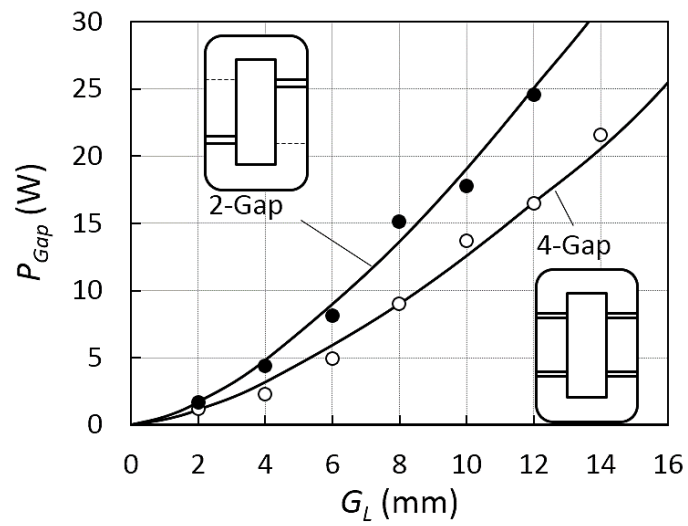


図 4.12  $B_m = 0.1$  T,  $f = 5$  kHz における標準アモルファスカットコアのギャップ損失  $P_{Gap}$  の総ギャップ長  $G_L$  に対する依存性

であり、同じ  $G_L$  でも、分割数が多い 4-Gap 状態の  $P_{Gap}$  は 2-Gap 状態のそれより減少する。実線のカーブは、3次元有限要素法の電磁界解析で求めたカットコアの磁束密度分布を用いて、 $A_g = 5.86 \times 10^4$  として (4-9) 式で計算したギャップ損失  $P_{Gap}$  であり、ギャップ長による変化が良好に再現されていると了解される。以降のリアクトルの損失算定において、ギャップ損失  $P_{Gap}$  は (4-9) 式を用いて計算する。

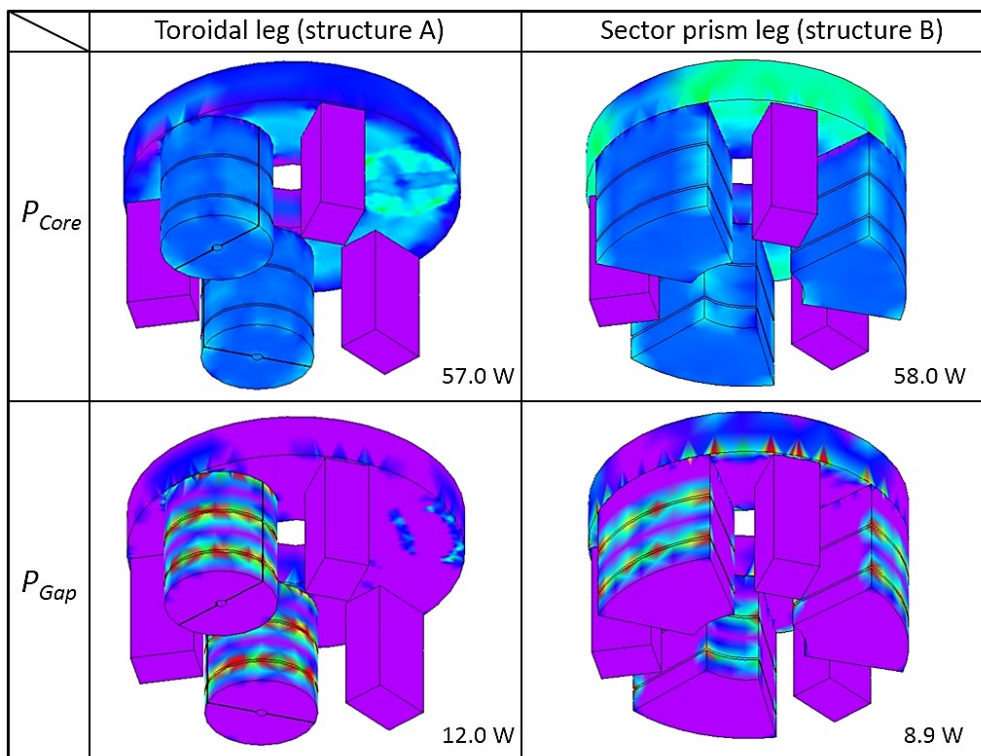
#### 4.3.4 リアクトルの損失の算定例

図 4.13 に、本章で提案した円柱型磁脚（構造 A）、扇型磁脚（構造 B）の三相アモルファスリアクトルのコア損失  $P_{Core}$  とギャップ損失  $P_{Gap}$  の、3次元有限要素法の電磁界解析で計算した体積密度分布の例を示す。鉄心の対称性を考慮し、上半分のみの 1/2 カットモデルを示している。周波数  $f = 60$  Hz, 電流の実効値  $I_L = 611$  A<sub>rms</sub> の基本波成分による三相励磁条件における結果であり、図中には、第 4.3.2 項で述べた  $P_{Core}$  と、第 4.3.3 項で述べた  $P_{Gap}$  の算定モデルにより求めた計算値を示した。なお  $P_{Core}$  は、図 4.3 中に示した円筒座標系において、鉄心内の磁束密度  $B$  ベクトルの薄帯面内成分である  $B_\theta$  と  $B_z$  を抽出して計算し、 $P_{Gap}$  は積層方向成分  $B_r$  を用いて計算した。円柱型磁脚リアクトルの  $z$  軸はヨークと各磁脚で別個に定義され、扇型磁脚リアクトルのヨーク、磁脚の  $z$  軸はすべて鉄心の中心軸に一致する。

2種のリアクトルの損失分布において、特に磁脚部のギャップ損失  $P_{Gap}$  に特徴的な差が認められる。円柱型（構造 A）の磁脚は、その全周に渡って  $P_{Gap}$  が発生するのに対し、扇型（構造 B）の磁脚は外周と内周のみで  $P_{Gap}$  が発生している。これは、薄帯の積層方向に相当する、円筒座標系における磁束密度  $B$  の径方向成分である  $B_r$  を  $P_{Gap}$  の計算に用いているためであり、薄帯の面内渦電流損失が発生する部位の違いが反映されている。

#### 4.4 アモルファスリアクトルの設計および試作の概要

本節では、前節で述べたアモルファスカットコアの損失の算定モデルに基づく三相アモルファスリアクトルの設計方法を述べ、リアクトルの総損失と筐体体積の関係を明らかにする。さらに、設計結果に基づき試作した円柱型磁脚（構造 A）、扇型磁脚（構造 B）を用いた 2種のリアクトルの概要を述べる。



Volumetric loss density, ( $W/m^3$ )

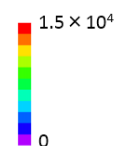


図 4.13 60 Hz 定格正弦波における円柱型磁脚（構造 A），扇型磁脚（構造 B）三相アモルファスリアクトルの，3次元有限要素法の電磁界解析で求めたコア損失 ( $P_{Core}$ ) とギャップ損失 ( $P_{Gap}$ ) の体積密度分布の計算例

#### 4.4.1 設計方法

円柱型磁脚（構造 A）、扇型磁脚（構造 B）を用いたアモルファスリアクトルの総損失  $P$  と筐体体積  $V_0$  は、トレードオフの関係にあることが予想される。そこでタグチメソッド<sup>[57]</sup>による最適設計法を適用し、これらの 2 つのパラメータの最適なバランスとリアクトル各部の設計値（制御因子パラメータ）の関係を検討した。本検討では、1 組の 2 水準と 7 組の 3 水準の制御因子パラメータを解析する、L18 ( $2^1 \times 3^7$ ) 直交表を使用した。

表 4.2 (a), (b) に、それぞれ円柱型磁脚、扇型磁脚リアクトルにおける制御因子パラメータの割り付け表を、表 4.2 (c) に両タイプのリアクトルに共通の誤差因子の割り付け表を示す。図 4.14 には、リアクトルの横断面図と正面図における各パラメータの該当箇所を示した。両タイプのリアクトルとも、2 水準の制御因子  $e$  はダミーとし、A から G までの 7 組の 3 水準パラメータに各設計値を割り付けた。表 4.2 (a), (b) 中の \* で示した数値は、図 4.2 に示した、従来の珪素鋼板三相リアクトルの磁脚、ヨークの断面積、磁脚長等を参考に決定した初期設計値である。

リアクトルの製作に当たって、カットコア間のギャップ長には 0.1 mm 程度の精度が要求され、そのばらつきはインダクタンス  $L$  の変動幅を大きくする。よって、本検討における誤差因子 M は、磁脚 1 本に対し、6 箇所に分けて設けることにしたギャップの総全長  $G_L$  に割りあてた。パラメータ水準は、 $L$  が仕様通りの 73  $\mu\text{H}$  となる設計値と、設計値 +5% の 2 水準とした。

本検討の出力パラメータは、リアクトルの総損失  $P$ 、および筐体体積  $V_0$  の 2 つである。このうち  $V_0$  については、誤差因子である総ギャップ長  $G_L$  の変動との相関が実質的になく、各制御因子の組み合わせにより決まる。よって SN 比の要因別効果は解析せず、計算により求まる  $V_0$  の制御因子ごとの感度のみを解析した。 $V_0$  の定義は、鉄心の固定部材や巻線、電極の飛び出し分を考慮し、直径がヨーク外径の 1.35 倍、高さが鉄心の全高の 1.35 倍の円柱の体積とした。図 4.14 中のパラメータを用いると、

$$V_0 = \pi \left( \frac{1.35 d_0}{2} \right)^2 \cdot 1.35 \cdot (L_{leg} + 2 T_y) \quad (4-10)$$

と表される。円柱型磁脚（構造 A）と扇型磁脚（構造 B）のヨーク外径  $d_0$  をそれ

表 4.2 三相アモルファスリアクトルの制御因子・誤差因子  
 パラメータの L18 直交表への割り付け表

(a) 円柱型磁脚リアクトル（構造 A）の制御因子

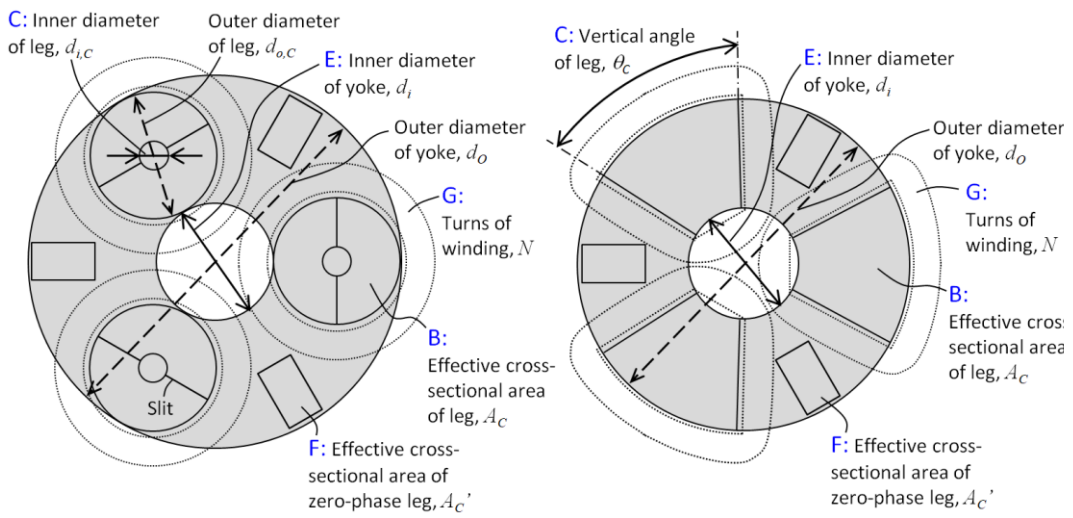
Parameters for control factor		Parameter level		
		1	2	3
e	(No allocation)	—	—	—
A	Length of magnetic leg, $L_{leg}$	270 mm	300 mm *	330 mm
B	Effective cross-sectional area of leg, $A_C$	-12%	115 cm <sup>2</sup> *	+12%
C	Inner diameter of leg core, $d_{i,C}$	12 mm *	20 mm	28 mm
D	Yoke thickness, $T_y$	50 mm	60 mm *	70 mm
E	Inner diameter of yoke, $d_i$	120 mm *	140 mm	160 mm
F	Cross-sec. area of zero-phase leg, $A_{C'}$	-15%	32 cm <sup>2</sup> *	+15%
G	Turns of winding, $N$	6	7*	8

(b) 扇型磁脚リアクトル（構造 B）の制御因子

Parameters for control factor		Parameter level		
		1	2	3
e	(No allocation)	—	—	—
A	Length of magnetic leg, $L_{leg}$	270 mm	300 mm *	330 mm
B	Effective cross-sec. area of leg, $A_C$	-12%	115 cm <sup>2</sup> *	+12%
C	Vertical angle of leg, $\theta_C$	40°	45°	56°*
D	Yoke thickness, $T_y$	50 mm	60 mm *	70 mm
E	Inner diameter of yoke, $d_i$	120 mm *	140 mm	160 mm
F	Cross-sec. area of zero-phase leg, $A_{C'}$	-15%	32 cm <sup>2</sup> *	+15%
G	Turns of winding, $N$	6	7*	8

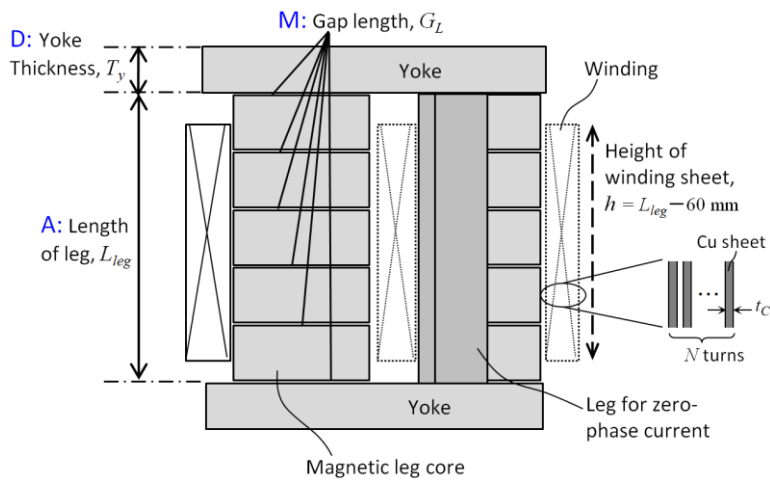
(c) 誤差因子（構造 A, B 共通）

Parameter for error factor		Parameter level	
		1	2
M	Total gap length of a leg, $\hat{G}_L$	Design value	Design value +5%



(a) 円柱型磁脚リアクトル（構造 A）の横断面図

(b) 扇型磁脚リアクトル（構造 B）の横断面図



(c) リアクトルの正面図（構造 A, B 共通）

図 4.14 三相アモルファスリアクトルの制御因子および誤差因子パラメータの該当箇所

ぞれ  $d_o^{(A)}$ ,  $d_o^{(B)}$  とすると, 制御因子に割り付けた設計パラメータとは,

$$d_o^{(A)} = d_i + 2d_{o,c} = d_i + 2 \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{A_C}{f_C} + d_{i,c}^2} \quad (4-11)$$

$$d_o^{(B)} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{360}{\theta_C[\text{deg.}]} \cdot \frac{A_C}{f_C} + d_i^2} \quad (4-12)$$

の関係があり, 制御因子の各組み合わせにおける  $V_o$  が一義的に求められる。なお,  $f_C$  は鉄心の占積率である。

リアクトルの総損失  $P$  は, (L18 直交表の組み合わせ 18 通り)  $\times$  (誤差因子の組み合わせ 2 通り) = 36 通りの鉄心を円柱型磁脚と扇型磁脚についてそれぞれ設計し, 3次元有限要素法による電磁界解析で  $B$  の分布を求め, (4-8) 式よりコア損失  $P_{Core}$ , (4-9) 式よりギャップ損失  $P_{Gap}$ , 巻線の形状より銅損  $P_C$  をそれぞれ計算し, それらを合計して求めた。

銅板を巻いて構成した三相分の巻線の銅損  $P_C$  は以下の式により求められる。

$$P_C = 3 F_R \frac{\rho l_w N}{t_c h} I_L^2 \quad (4-13)$$

$\rho$  はリアクトルの動作基準温度である  $140^\circ\text{C}$  における銅の電気抵抗率,  $l_w$  は巻線の平均周長,  $N$  は巻数,  $t_c, h$  はそれぞれ銅板の厚さと高さ,  $I_L$  は電流の実効値である。 $F_R$  は銅板の表皮効果と近接効果による係数であり,

$$F_R = \Delta \cdot \left[ \frac{\sinh 2\Delta + \sin 2\Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta} + \frac{2(p^2 - 1)}{3} \frac{\sinh \Delta - \sin \Delta}{\cosh \Delta + \cos \Delta} \right] \quad (4-14)$$

と表される<sup>[58]</sup>。 $p$  は巻線内の銅板の積層数であり, ここでは  $p = N$  とする。 $\Delta$  は銅板の厚さ  $t_c$  と表皮厚さ  $\delta$  の比率であり, 銅の透磁率を  $\mu_C$  とすると,

$$\Delta = \frac{t_c}{\delta} = t_c / \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_C f}} \quad (4-15)$$

と表される。60 Hz 基本波成分の  $F_R$  はほぼ 1 と見なせるが, 高調波キャリア成分における  $P_C$  の算定には, 表皮効果と近接効果の考慮が必要である。

UPS 用フィルタリアクトルを流れる電流には、商用周波数の他に複数の高調波キャリア成分が重畳される。リアクトルの総損失  $P$  は、これらの相電流成分ごとに計算される損失の合計となる。各成分を添字  $i$  で表すと、 $P$  は、

$$P = \sum_i (P_{Core,(i)} + P_{Gap,(i)} + P_{C,(i)}) \quad (4-16)$$

より求められる。

図 4.15 に、リアクトルの総損失  $P$  と筐体体積  $V_o$  を求めるフローを示す。まず、制御因子 A から G の任意の組み合わせに対応するリアクトルを設計する。総ギャップ長  $G_L$  を設計値通りにする場合（誤差因子：M1）、ここで (4-10) 式により筐体体積  $V_o$  を求める。次いで、巻線に実効値  $I_L$  の  $f=60$  Hz 正弦波電流を流し、3次元有限要素法の電磁界解析で計算した巻線電極間の電圧実効値  $V_L$  から、リアクトルの  $L$  を以下の式により求め、 $L$  が  $73 \mu\text{H} \pm 1 \mu\text{H}$  の範囲内に入るように  $G_L$  を調整する。

$$L = \frac{V_L}{2\pi f I_L} \quad (4-17)$$

なお、誤差因子が M2（設計値+5%）の場合は、 $V_o, L$  の計算と  $G_L$  の調整が省略される。次に、(4-8) 式よりコア損失  $P_{Core}$ 、(4-9) 式よりギャップ損失  $P_{Gap}$ 、(4-13) 式より銅損  $P_C$  をそれぞれ計算し、(4-16) 式によりリアクトルの総損失  $P$  を求める。ここまでのフローを制御因子のすべての組み合わせについて繰り返すことで、リアクトルの最適設計に必要な総損失  $P$  と筐体体積  $V_o$  が得られる。

損失はその数値が小さいほど望ましい望小特性なので、そのままではタグチメソッドにおける dB 単位での感度解析の大小関係が逆になる。そこで求めたリアクトルの損失  $P$  を UPS の出力値／入力値＝効率  $\eta$  に換算し、一般的なタグチメソッドの手法に近い条件で解析した。仮定として、UPS への入力電力  $P_{in}$  が 400 kW、入出力部の 2 箇所フィルタ回路の損失がそれぞれリアクトルの損失  $P$  に一致するとし、コンバータ部とインバータ部の総損失  $P_{INV}$  が  $P_{in}$  の 2.6%とした場合の出力電力  $P_{out}$  から、 $\eta$  を次式により求めた。



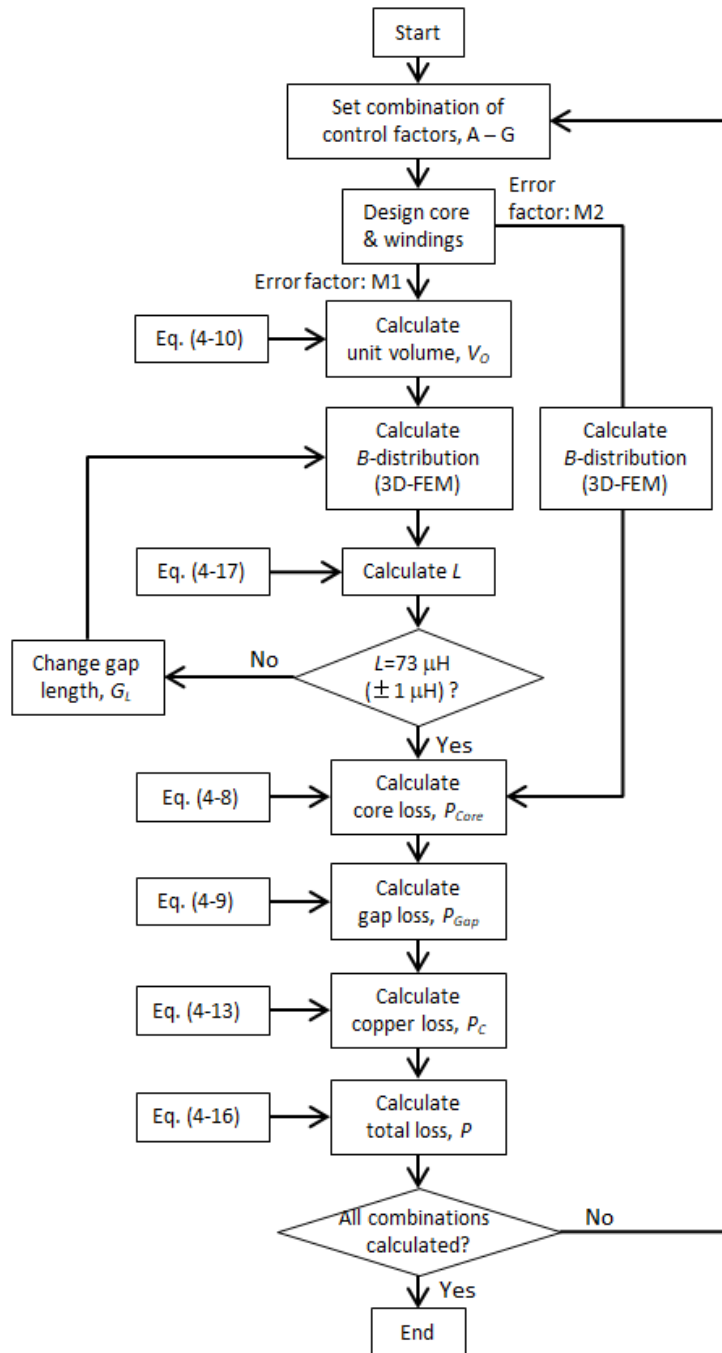


図 4.15 三相アモルファスリアクトルの総損失  $P$  と  
筐体体積  $V_0$  を求めるフロー図

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{INV} + 2P}{P_{in}} = 0.974 - \frac{2P}{P_{in}} \quad (4-18)$$

#### 4.4.2 設計結果

表 4.3 (a), (b) に、それぞれ円柱型磁脚、扇型磁脚リアクトルの L18 直交表による出力特性を示す。e 列から G 列中の番号が各制御因子の水準であり、各水準に相当する表 4.2 (a), (b) 中のパラメータで設計したリアクトルの計算結果である。 $P_1, P_2$  は誤差因子の総ギャップ長  $G_L$  がそれぞれ M1 (設計値), M2 (設計値+5%) のときのリアクトルの総損失  $P$  であり、 $\eta_1, \eta_2$  は  $P_1, P_2$  から (4-18) 式により求めた UPS の効率  $\eta$  である。 $\eta$  の SN 比  $S_R$  は、 $\eta_1, \eta_2$  間の平均を  $m$ 、分散を  $\sigma_s^2$  とすると、

$$S_R[\text{dB}] = 10 \log \frac{m^2}{\sigma_s^2} \quad (4-19)$$

より求められる<sup>[57]</sup>。

ところで、同表を見ると、本検討で扱う出力パラメータである UPS の効率  $\eta$  は、0.96~0.97 の非常にせまい範囲に入っていることがわかる。したがって、このまま  $\eta$  の感度  $S$  を求めた場合、その変化がほとんどなく、最適条件の検討を誤る恐れがある。このような場合、対象となる出力値 ( $\eta$ ) に以下のようなオメガ変換

$$\eta' = -10 \log \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (4-20)$$

を施し、0~1 の百分率をとる  $\eta$  を  $-\infty \sim +\infty$  まで変化する特性  $\eta'$  に変換して解析する手法が知られている<sup>[59]</sup>。表 4.3 (a), (b) に示した感度  $S'$  は、(4-20) 式による  $\eta'$  の平均  $m'$  から次の式により求めた。

$$S'[\text{dB}] = 10 \log m'^2 \quad (4-21)$$

図 4.16 と図 4.17 に、それぞれ円柱型磁脚、扇型磁脚のリアクトルを適用した UPS の効率特性の SN 比  $S_R$  と感度  $S'$ 、および筐体体積  $V_o$  の感度の要因別効果図を

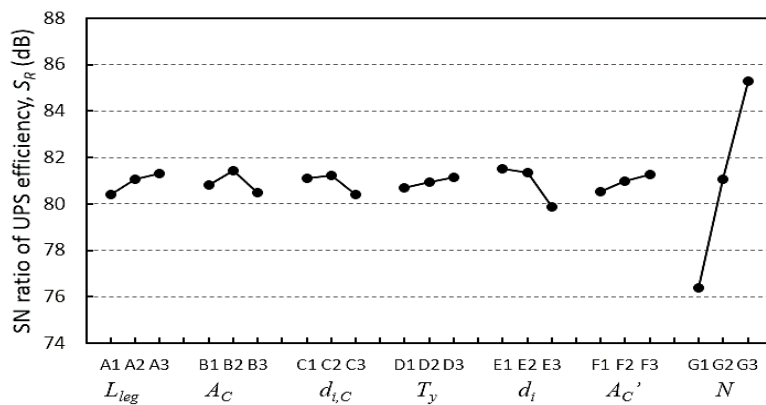
表 4.3 三相アモルファスリアクトルの L18 直交表による出力特性

(a) 円柱型磁脚リアクトル (構造 A)

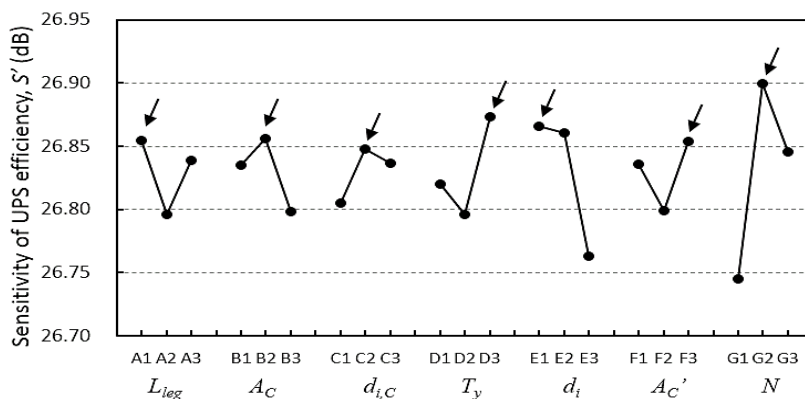
Factors→ Design #	e	A	B	C	D	E	F	G	$V_o$ $\times 10^5 \text{ cm}^3$	$P_1$ (W)	$P_2$ (W)	$\eta_1$	$\eta_2$	SN ratio $S_R$ (dB)	Sensitivity $S'$ (dB)
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0.97	1045.4	1000.6	0.9685	0.9687	75.74	26.784
2	1	1	2	2	2	2	2	2	1.27	928.3	905.8	0.9691	0.9692	81.72	26.937
3	1	1	3	3	3	3	3	3	1.65	987.6	968.6	0.9688	0.9689	83.19	26.848
4	1	2	1	1	2	2	3	3	1.26	965.8	953.4	0.9689	0.9690	86.87	26.875
5	1	2	2	2	3	3	1	1	1.56	1031.9	991.7	0.9686	0.9688	76.67	26.800
6	1	2	3	3	1	1	2	2	1.30	955.1	931.4	0.9690	0.9691	81.25	26.899
7	1	3	1	2	1	3	2	3	1.45	1031.4	1015.1	0.9686	0.9687	84.51	26.784
8	1	3	2	3	2	1	3	1	1.33	1011.5	975.3	0.9687	0.9689	77.58	26.826
9	1	3	3	1	3	2	1	2	1.63	922.6	898.8	0.9691	0.9693	81.26	26.946
10	2	1	1	3	3	2	2	1	1.23	1016.8	973.8	0.9687	0.9689	76.09	26.824
11	2	1	2	1	1	3	3	2	1.32	975.5	949.7	0.9689	0.9690	80.52	26.871
12	2	1	3	2	2	1	1	3	1.28	975.5	960.2	0.9689	0.9689	85.08	26.863
13	2	2	1	2	3	1	3	2	1.18	931.7	910.2	0.9691	0.9692	82.11	26.931
14	2	2	2	3	1	2	1	3	1.36	1013.6	997.8	0.9687	0.9688	84.76	26.809
15	2	2	3	1	2	3	2	1	1.58	1277.6	1228.0	0.9674	0.9676	74.82	26.461
16	2	3	1	3	2	3	1	2	1.51	1017.6	989.0	0.9687	0.9688	79.63	26.812
17	2	3	2	1	3	1	2	3	1.39	953.6	942.0	0.9690	0.9690	87.43	26.892
18	2	3	3	2	1	2	3	1	1.49	1049.0	1011.9	0.9685	0.9687	77.36	26.773

(b) 扇型磁脚リアクトル (構造 B)

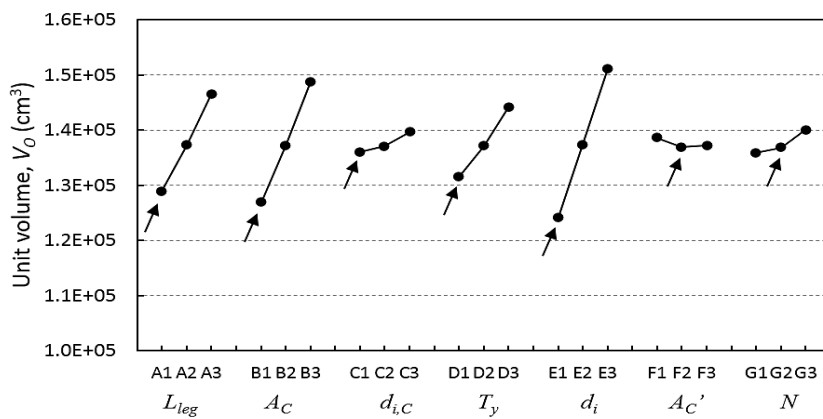
Factors→ Design#	e	A	B	C	D	E	F	G	$V_o$ $\times 10^5 \text{ cm}^3$	$P_1$ (W)	$P_2$ (W)	$\eta_1$	$\eta_2$	SN ratio $S_R$ (dB)	Sensitivity $S'$ (dB)
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.08	1044.5	995.8	0.9685	0.9688	75.00	26.788
2	1	1	2	2	2	2	2	2	1.21	879.1	853.8	0.9694	0.9695	80.72	27.011
3	1	1	3	3	3	3	3	3	1.26	895.8	885.4	0.9693	0.9693	88.41	26.975
4	1	2	1	1	2	2	3	3	1.30	876.8	859.1	0.9694	0.9695	83.81	27.008
5	1	2	2	2	3	3	1	1	1.39	982.8	946.1	0.9688	0.9690	77.48	26.868
6	1	2	3	3	1	1	2	2	1.10	888.9	865.9	0.9693	0.9694	81.53	26.994
7	1	3	1	2	1	3	2	3	1.27	951.9	940.1	0.9690	0.9690	87.27	26.895
8	1	3	2	3	2	1	3	1	1.09	1001.4	964.6	0.9687	0.9689	77.45	26.841
9	1	3	3	1	3	2	1	2	1.78	861.0	836.5	0.9694	0.9696	80.98	27.036
10	2	1	1	3	3	2	2	1	0.93	1013.5	967.2	0.9687	0.9689	75.44	26.831
11	2	1	2	1	1	3	3	2	1.32	932.8	905.2	0.9691	0.9692	79.93	26.934
12	2	1	3	2	2	1	1	3	1.35	866.6	854.8	0.9694	0.9695	87.37	27.019
13	2	2	1	2	3	1	3	2	1.17	855.1	829.1	0.9695	0.9696	80.47	27.046
14	2	2	2	3	1	2	1	3	1.06	919.3	905.2	0.9692	0.9692	85.78	26.944
15	2	2	3	1	2	3	2	1	1.62	994.8	956.5	0.9688	0.9690	77.10	26.852
16	2	3	1	3	2	3	1	2	1.09	976.6	944.9	0.9689	0.9690	78.75	26.873
17	2	3	2	1	3	1	2	3	1.61	838.1	824.7	0.9696	0.9696	86.19	27.062
18	2	3	3	2	1	2	3	1	1.45	1017.4	978.6	0.9687	0.9689	76.98	26.820



(a) UPS の効率特性の SN 比  $S_R$

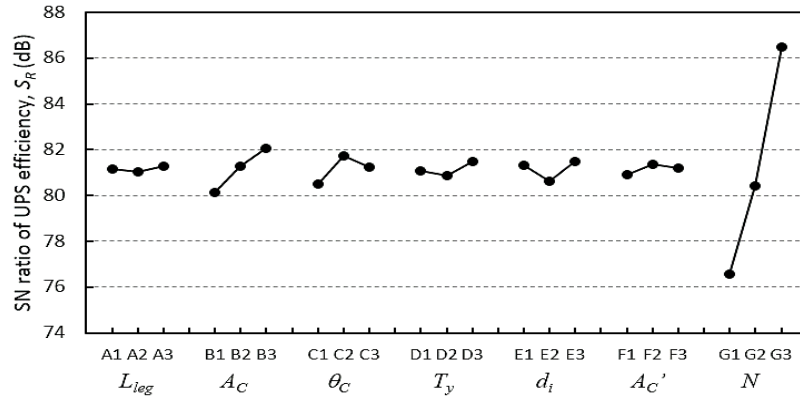


(b) UPS の効率特性の感度  $S'$  (矢印：低損失設計条件)

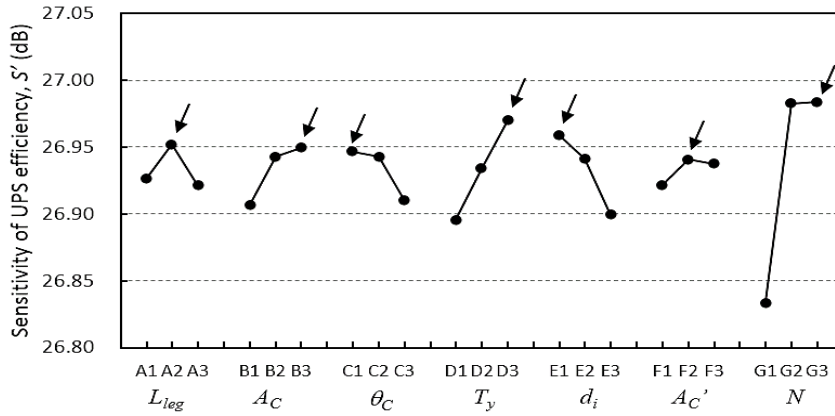


(c) 筐体体積  $V_0$  (矢印：省スペース設計条件)

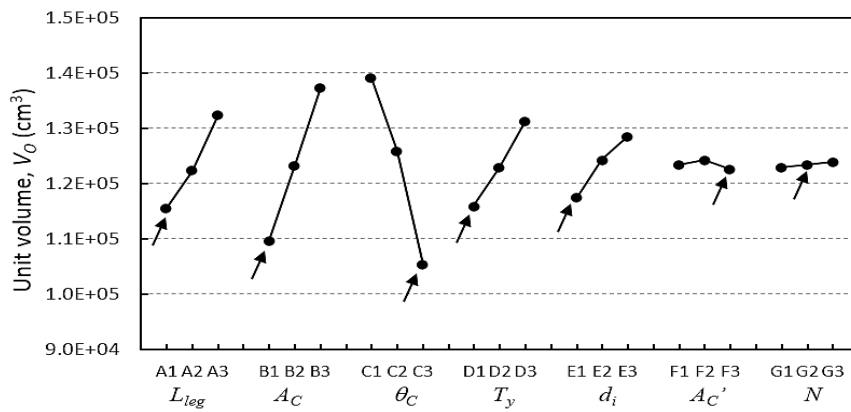
図 4.16 円柱型磁脚（構造 A）三相アモルファスリアクトルの要因別効果図



(a) UPS の効率特性の SN 比  $S_R$



(b) UPS の効率特性の感度  $S'$  (矢印：低損失設計条件)



(c) 筐体体積  $V_O$  (矢印：省スペース設計条件)

図 4.17 扇型磁脚（構造 B）三相アモルファスリアクトルの要因別効果図

示す。これらの図は、例えば制御因子 A1 の場合、表 4.3 (a), (b) 中の A 列の水準が 1 の設計番号 1, 2, 3, 10, 11, 12 における  $S_R$ ,  $S'$ ,  $V_o$  の平均値をプロットしたものである。

両タイプのリアクトルとも、UPS 効率の SN 比  $S_R$  は、制御因子 G に割り付けた巻線の巻数  $N$  以外の因子に対しては 1~2 dB 以内に収まっており、総ギャップ長  $G_L$  の変動に伴う利得の変化はほとんどない。これに対して巻線の巻数  $N$  に対する変化が大きく、 $G1 \rightarrow G2 \rightarrow G3$  と巻数を増やすのに伴って  $S_R$  が向上する。これは、巻数の増加でリアクトルの総損失  $P$  に占める銅損  $P_c$  の比率が大きくなり、ギャップ長  $G_L$  のばらつきに伴うコア損失  $P_{Core}$  とギャップ損失  $P_{Gap}$  の変化が現れにくくなることに対応する。巻数の筐体体積  $V_o$  に対する感度はほぼないので、効率の SN 比  $S_R$  と感度  $S'$  がともに高い G2 ( $N = 7$ ) または G3 ( $N = 8$ ) を選択するのが望ましい。

A から F の制御因子も含めた各リアクトルの効果図より、 $S'$  が最も高いパラメータを組み合わせた低損失設計条件を図 4.16 (b) と図 4.17 (b) 中に矢印で示した。また、 $V_o$  が最も小さいパラメータを組み合わせた省スペース設計条件を図 4.16 (c) と図 4.17 (c) 中に矢印で示した。図 4.18 に、これらのパラメータを組み合わせて新たに設計したリアクトルの総損失  $P$  と筐体体積  $V_o$  の関係を示す。また図中には、図 4.2 に示した従来の珪素鋼板リアクトルの筐体体積 ( $0.105 \text{ m}^3$ ) と総損失 ( $2200 \text{ W}$ ) を◆で示した。

アモルファスリアクトルの筐体体積  $V_o$  が、従来の珪素鋼板リアクトル以下となるのは両タイプとも省スペース設計条件であり、円柱型、扇型リアクトルの  $V_o$  はそれぞれ  $0.094 \text{ m}^3$ ,  $0.081 \text{ m}^3$  である。両者の体積の違いは、同一の磁脚断面積  $A_c$  で比較した鉄心内部のデッドスペースが、円柱型磁脚リアクトルの方が大きいことによる。両タイプのリアクトルの総損失  $P$  は、ともに珪素鋼板リアクトルの 50% 以下であり、大きな損失低減効果が得られることがわかる。また、低損失、省スペースの 2 つの設計条件間の総損失  $P$  の差は 10% 以下であり、珪素鋼板リアクトルに対する低損失化の優位性はほぼ変わらない。よって、試作するリアクトルは、本検討により得られた省スペース設計条件に基づいた設計とする。

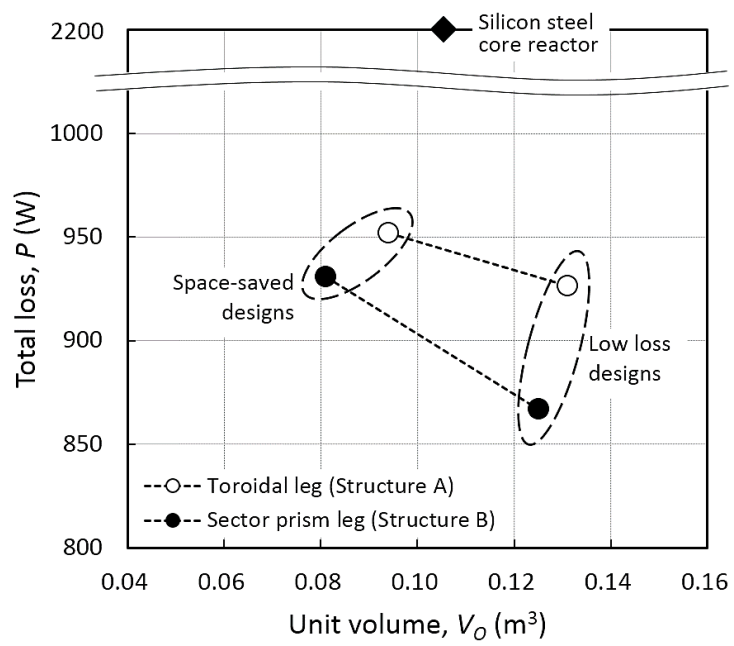


図 4.18 低損失設計条件，省スペース設計条件による  
三相アモルファスリアクトルの筐体体積  $V_o$  と総損失  $P$  の相関

#### 4.4.3 試作リアクトルの概要

表 4.4 に、前項で述べた方法により設計し、試作した円柱型磁脚（構造 A）、および扇型磁脚（構造 B）400 kVA UPS 用三相アモルファスリアクトルの主要諸元を示す。比較のため、表中には図 4.2 に示した従来の珪素鋼板鉄心リアクトルの諸元も示した。図 4.16 (c)、図 4.17 (c) に示した省スペース設計条件を基準とし、試作に伴う各鉄心部品の加工の都合により、各パラメータを変更、調整して最終仕様を決定した。例えば鉄心材の加工工数を減らすため、ヨーク、磁脚鉄心のアモルファス薄帯の幅は 50 mm に共通化した。磁脚は鉄心ブロック 5 個を、ギャップ長に相当する厚さの絶縁材をはさんで積層した。固定金具、電極の飛び出し分を含めた、円柱型磁脚、扇型磁脚リアクトルの筐体体積  $V_o$  の実測値は、珪素鋼板鉄心リアクトルよりそれぞれ 9%、19%小形化された。

図 4.19 に、試作した円柱型磁脚（構造 A）、扇型磁脚（構造 B）の三相アモルファスリアクトルと、使用した鉄心部品の外観写真を示す。銅板を巻いた巻線は専用樹脂で封止して筒状の部材とし、その内部に磁脚鉄心を納めた。ヨーク鉄心は円盤状の固定部材の内部に納めた。上下のヨーク固定部材同士を、中央部 1 箇所と外周部 3 箇所のスタッドボルトにより上下方向に締め付けることで、巻線と磁脚鉄心が固定される。なお、巻線からの漏洩磁界による漂遊損失の影響を抑制するため、固定部材には非磁性ステンレスを用いた。

#### 4.5 アモルファスリアクトルの損失特性

本節では、試作したアモルファスリアクトルの商用周波数と高調波キャリア周波数における損失の測定結果から、UPS 接続時の損失を算定する方法を提案する。次いで、アモルファスリアクトルを UPS に接続して効率特性を実測し、従来の珪素鋼板リアクトルに対する損失の低減効果を実証するとともに、提案した方法により算定した損失値と比較し、その精度を検討する。

##### 4.5.1 商用周波数における正弦波励磁特性

試作したアモルファスリアクトルに対し、60 Hz 三相正弦波電流による励磁試験を、定格 ( $611 A_{rms}$ ) の約 200%に相当する  $1230 A_{rms}$  までの範囲で行った。巻線の電極間に発生する実効電圧と力率をパワーメータで測定し、有効電力 (=リアクト



表 4.4 400 kVA UPS 用三相アモルファスリアクトル試作器の主要諸元

Type	Amorphous, toroidal leg (Structure A)	Amorphous, sector prism leg (Structure B)	Silicon-steel core (for comparison)
Core material	2605SA1 Amorphous (Lamination factor, $f_C = 85\%$ )		23DKH80
Size of yoke cores	O. D. ( $d_o$ ) = 365 mm I. D. ( $d_i$ ) = 120 mm Thickness ( $T_y$ ) = 50 mm	O. D. ( $d_o$ ) = 330 mm I. D. ( $d_i$ ) = 120 mm Thickness ( $T_y$ ) = 50 mm	(Rectangular solid)
Length of magnetic legs, $L_{leg}$	261.82 mm	261.02 mm	310 mm
Shape & number of magnetic leg cores	Toroidal, $d_{o,C} = 122.5$ mm 5 cores divided for slits	Sector prism 5 cores (Vertical angle, $\theta_C = 56^\circ$ )	(Rectangular solid)
Effective cross sectional area of magnetic legs, $A_c$	100 cm <sup>2</sup>	98.9 cm <sup>2</sup>	100 cm <sup>2</sup>
Total gap length, $G_L$	11.82 mm, 6 gaps/leg	11.02 mm, 6 gaps/leg	9.6 mm, 8 gaps/leg
Magnetic flux density, $B_m$	0.80 T	0.80 T	0.75 T
Turns of windings, $N$	8 turns $\times$ 3 phase	8 turns $\times$ 3 phase	12 turns $\times$ 3 phase
Size of Cu sheet for windings	$h = 200$ mm, $t_C = 0.5$ mm $\times$ 3 sheets	$h = 200$ mm, $t_C = 0.5$ mm $\times$ 3 sheets	$h = 272$ mm, $t_C = 0.56$ mm
Inductance, $L$ (measured)	72.1 $\mu$ H	75.1 $\mu$ H	73 $\mu$ H (design value)
Unit size	$\Phi$ 490 mm $\times$ $H_U$ 510 mm	$\Phi$ 460 mm $\times$ $H_U$ 510 mm	$W_U$ 550 mm $\times$ $H_U$ 530 mm $\times$ $D_U$ 330 mm
Unit volume, $V_O$	0.096 m <sup>3</sup>	0.085 m <sup>3</sup>	0.105 m <sup>3</sup>
Unit weight	185 kg	180 kg	280 kg

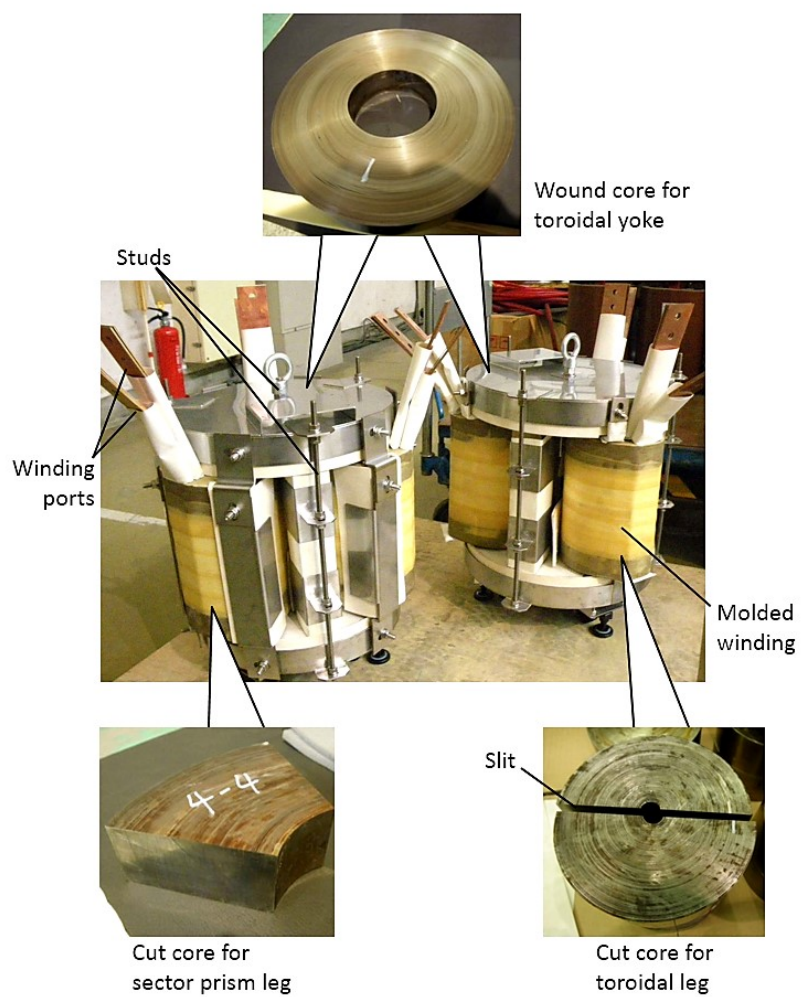


図 4.19 400 kVA UPS 用三相アモルファスリアクトルと鉄心部品の外観写真

右：円柱型磁脚リアクトル（構造 A）

左：扇型磁脚リアクトル（構造 B）

ルの鉄損  $P_i$  + 銅損  $P_C$ ) を求めた。

まず、図 4.20 と図 4.21 に、円柱型磁脚（構造 A）、扇型磁脚（構造 B）の各リアクトルの励磁磁束密度  $B_m$ 、およびインダクタンス  $L$  の励磁電流  $I_L$  に対する特性を示す。両タイプのリアクトルとも、定格電流における  $B_m$  は約 0.80 T であり、 $L$  は 73  $\mu\text{H}$  に対する許容範囲である -5% から +15% の範囲内である。また、励磁電流  $I_L$  の 0 から 611  $\text{A}_{\text{rms}}$  への増加に伴い、 $L$  は約 0.4% 減少する。試作した両タイプのリアクトルは、UPS 用フィルタ素子に要求される目標仕様を満たすことが確認された。

次に、図 4.22 (a), (b) に構造 A, B の各リアクトルの室温における総損失  $P$  の励磁電流  $I_L$  特性を示す。●, ○ はそれぞれ第 4.3 節で述べた方法により、3次元有限要素法による電磁界解析で求めた鉄損  $P_i (= P_{\text{Core}} + P_{\text{Gap}})$  と室温における銅損  $P_C$  の計算値であり、□ は両者の和である総損失  $P (= P_i + P_C)$  である。そして△で示したのがリアクトルの  $P$  の測定値である。両タイプのリアクトルとも、定格電流  $I_L = 611 \text{ A}_{\text{rms}}$  における  $P$  の測定値は約 460 W であり、計算値と 5% 以下の誤差で一致した。

#### 4.5.2 キャリア周波数における矩形波励磁特性

フルブリッジインバータ装置を用いて、試作したリアクトルを 1 kHz から 33.3 kHz までの矩形波電圧で励磁した際の損失特性を評価した。本来、三相励磁により評価すべきだが、試験設備の制約により、U 相巻線のみへの単相励磁とした。図 4.23 に評価系の概略図と、3次元有限要素法による電磁界解析で計算した、 $f = 5 \text{ kHz}$ ,  $I_L = 57 \text{ A}_{\text{rms}}$  の正弦波電流で単相励磁したコア損失  $P_{\text{Core}}$  の体積密度分布の例を示す。鉄心を U 相巻線のみで励磁したとき、磁束はギャップがなく、磁気抵抗が小さい 3 本の零相磁脚を経由する磁路を流れる。ここでは U 相巻線による単相励磁時に測定される鉄損を  $P_U$  とし、同じ条件で 3次元有限要素法による電磁界解析で計算した  $P_U$  と比較した。図中の巻線電極に印加する矩形波電圧波形  $V(t)$  と、それに応じて流れる電流波形  $I(t)$  をデジタルオシロスコープで測定し、(4-6) 式に従い両波形の積を周期  $T$  に渡って時間積分してリアクトルの鉄損  $P_U$  を求めた。

図 4.24 (a), (b) に、構造 A, B の各リアクトルの  $P_U$  の特性を示す。各シンボルで示したのが  $P_U$  の測定値であり、実線のカーブは第 4.3 節で述べた手法により計算した、単相励磁における  $P_U (= \text{コア損失 } P_{\text{Core}} + \text{ギャップ損失 } P_{\text{Gap}})$  である。両タイプのリアクトルとも、5 kHz 以上における  $P_U$  の計算値は、測定値と 10% 以下の

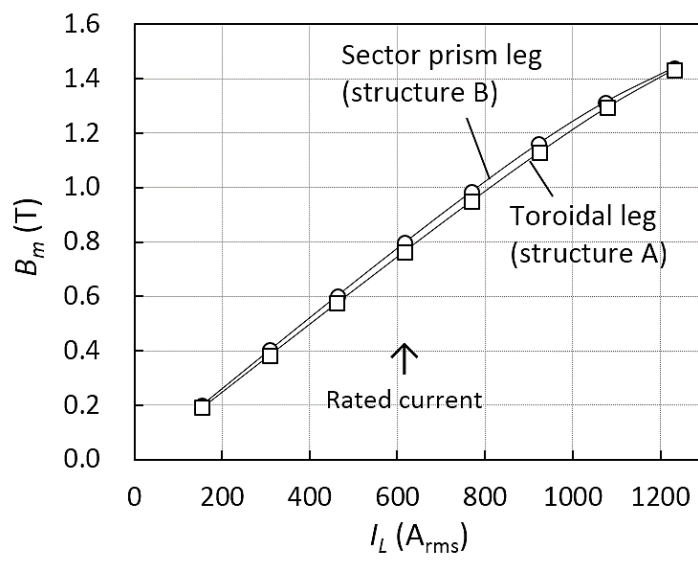


図 4.20 円柱型磁脚（構造 A）、扇型磁脚（構造 B）三相アモルファスリアクトルの、励磁磁束密度 ( $B_m$ ) の 60 Hz 三相正弦波電流 ( $I_L$ ) 特性

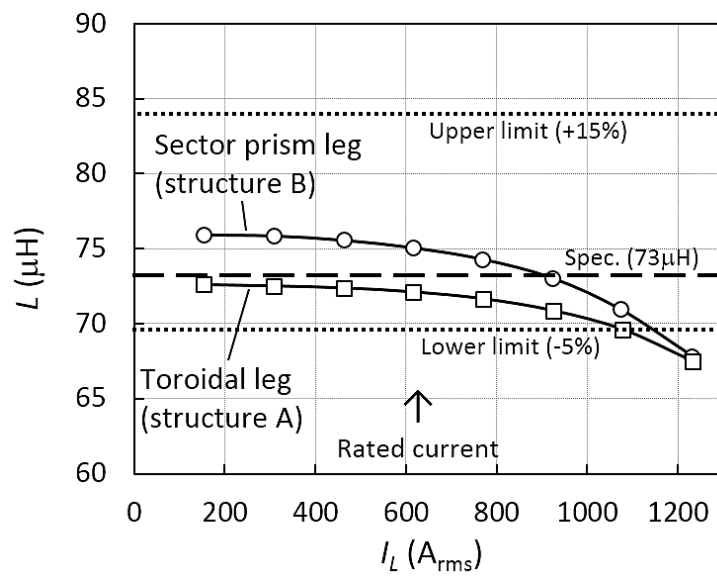
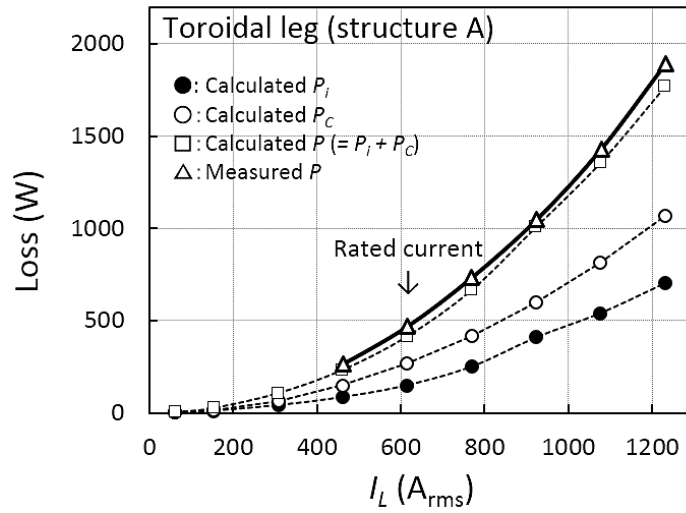
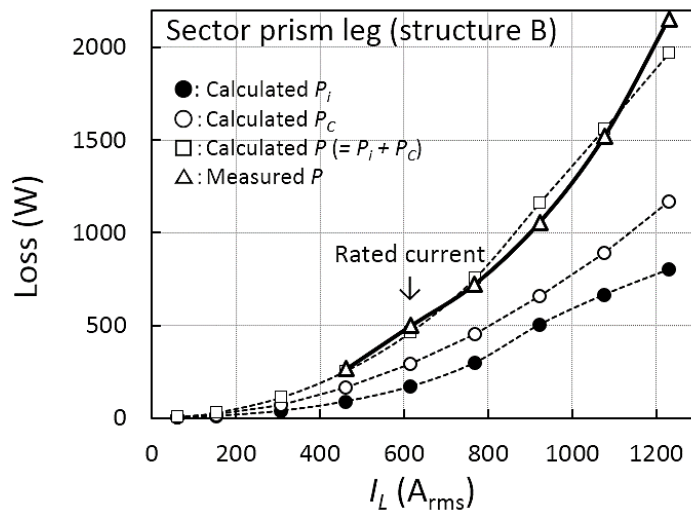


図 4.21 円柱型磁脚（構造 A），扇型磁脚（構造 B）三相アモルファスリアクトルのインダクタンス  $L$  の 60 Hz 三相正弦波電流 ( $I_L$ ) 特性



(a) 円柱型磁脚リアクトル (構造 A)



(b) 扇型磁脚リアクトル (構造 B)

図 4.22 三相アモルファスリアクトルの総損失  $P$  の  
60 Hz 三相正弦波電流 ( $I_L$ ) 特性

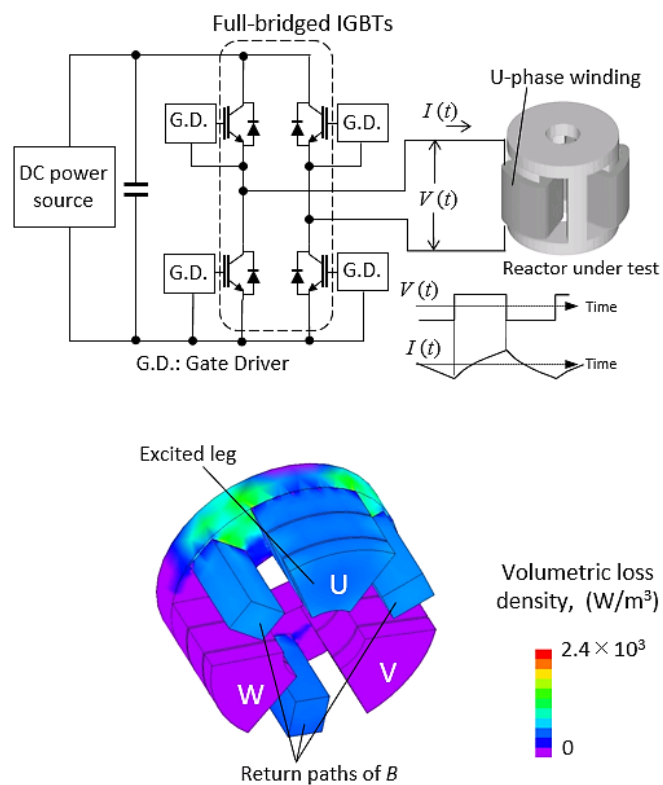
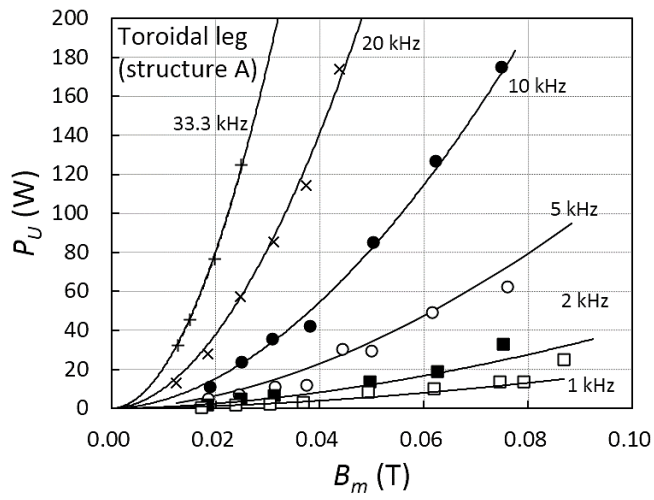
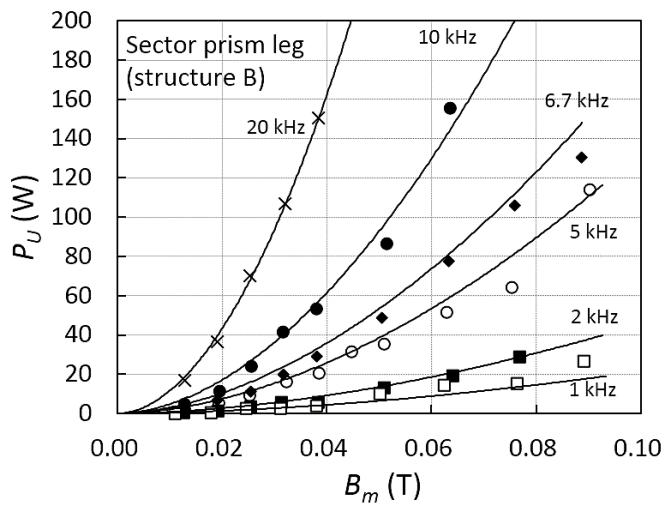


図 4.23 アモルファスリアクトルの高周波単相励磁評価系の  
 模式図（上）と3次元有限要素法による電磁界解析で求めた  
 $f = 5 \text{ kHz}$ ,  $I_L = 57 \text{ A}_{\text{rms}}$ における損失の体積密度分布（下）



(a) 円柱型磁脚リアクトル (構造 A)



(b) 扇型磁脚リアクトル (構造 B)

図 4.24 単相励磁した三相アモルファスリアクトルの  
鉄損  $P_U$  の励磁磁束密度 ( $B_m$ ) 特性



誤差で一致した。

### 4.5.3 UPS 接続時の損失算定

ここでは，第 4.5.1 項で述べた商用周波数での三相励磁試験，および第 4.5.2 項で述べたキャリア周波数での単相励磁試験の結果を用いて，円柱型磁脚（構造 A），扇型磁脚（構造 B）の各リアクトルを 400 kVA UPS のフィルタ素子に適用した際の損失を算定する。

図 4.23 に示したように，単相励磁では 3 本の零相磁脚が鉄心内の磁束の磁路となり，鉄損が発生する。それに対して三相励磁では 3 本の磁脚間の位相のバランスが取れるため，零相磁脚に磁束は流れず，鉄損は発生しない。2 つの励磁条件では磁束の磁路が異なるため，キャリア周波数における相電流成分による損失を求めるには，単相励磁により求めた鉄損  $P_U$  を三相励磁における鉄損  $P_i$  に補正する必要がある。図 4.24 に示したように，本章で構築した鉄損算定手法は実測結果を良好に再現できる。そこで 3 次元有限要素法による電磁界解析で，同一の起磁力で計算した単相励磁，三相励磁における鉄損  $P_U$ ， $P_i$  間の補正係数  $U$  を求め，次式により  $P_U$  の実測値から  $P_i$  を求めた。

$$P_i = U P_U \quad (4-22)$$

図 4.25 に，計算した扇型磁脚（構造 B）のリアクトルの補正係数  $U$  の周波数特性を例として示す。この結果より，各高調波成分に対応する周波数  $f$  と励磁磁束密度  $B_m$  における  $U$  が決まり，(4-22) 式より  $P_i$  が求められる。

表 4.5 (a), (b) に，図 4.24 (a), (b) に示した円柱型磁脚（構造 A），扇型磁脚（構造 B）の各リアクトルの鉄損  $P_U$  の実測結果を用いて計算した，UPS 適用時の各相電流成分による損失の算定結果を示す。なお，60 Hz 基本波成分の鉄損  $P_i$  は，図 4.22 (a), (b) に示した三相励磁試験による総損失  $P$  の測定値から，(4-13) 式による銅損  $P_c$  の計算値を減じて求めた。動作基準温度 (140°C) における両タイプのリアクトルの総損失  $P$  はともに約 1000 W であり，図 4.18 中に示した，従来の珪素鋼板鉄心リアクトルの  $P$  (2200 W) の 45% に低減すると算定される。

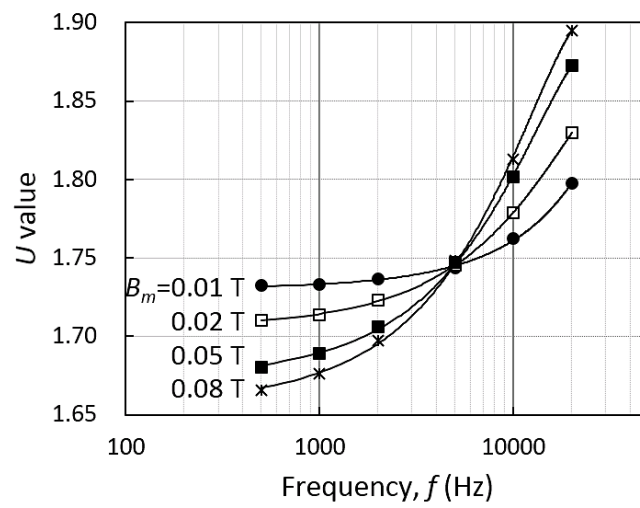


図 4.25 扇型磁脚（構造 B）リアクトルの単相，三相励磁における鉄損  $P_U, P_i$ 間の補正係数  $U$ の周波数特性

表 4.5 UPS 接続時の三相アモルファスリアクトルの  
等価相電流成分による損失の算定結果

(a) 円柱型磁脚リアクトル (構造 A)

Kind of Components	$f$ (Hz)	$I_L$ (A <sub>rms</sub> )	$B_m$ (T)	$P_U$ (W)	$U$	$P_i$ (W)	Calculated $P_C$ (W)	
							@R.T.	@140°C
Fundamental	60	610.7	0.77	-	-	203.0	262.0	403.1
Max. carrier	6667	63.46	0.08	135.9	1.88	255.5	29.00	44.61
Harmonics	180 to 26900	*19.33	*0.025	**43.51	1.96	**85.27	**11.70	**18.03
Subtotals						543.8	302.7	465.7
Total loss, $P$ : 846.5 W(@R.T.), 1009.5 W(@140°C)								

(b) 扇型磁脚リアクトル (構造 B)

Kind of Components	$f$ (Hz)	$I_L$ (A <sub>rms</sub> )	$B_m$ (T)	$P_U$ (W)	$U$	$P_i$ (W)	Calculated $P_C$ (W)	
							@R.T.	@140°C
Fundamental	60	610.7	0.81	-	-	180.0	285.5	433.3
Max. carrier	6667	63.46	0.084	133.4	1.83	244.1	31.60	47.96
Harmonics	180 to 26900	*19.33	*0.026	**43.88	1.91	**83.71	**12.69	**19.34
Subtotals						507.3	329.8	500.6
Total loss, $P$ : 837.1 W(@R.T.), 1007.9 W(@140°C)								

\*を付した数値は複数の高調波成分中の最大値を,  
\*\*を付した数値はすべての高調波成分の合計値を示す。

#### 4.5.4 アモルファスリアクトル適用時の 400 kVA-UPS の効率特性

##### ・測定方法

400 kVA 常時インバータ給電方式 UPS システム ((株)日立製作所製 UNIPARA<sup>®</sup> HIVERTER<sup>®</sup> UP201i) のフィルタ回路に試作した三相アモルファスリアクトルを接続し、UPS のシステム効率を測定した。図 4.26 に測定系の回路図と外観写真を示す。入力側、出力側のフィルタ回路にそれぞれ円柱型磁脚 (構造 A)、扇型磁脚 (構造 B) のリアクトルを接続し、系統入力端と負荷側出力端の実効線間電圧  $V_{in}$ ,  $V_{out}$ , 実効相電流  $I_{in}$ ,  $I_{out}$ , 力率  $\lambda_{in}$ ,  $\lambda_{out}$  を三相三線接続したパワーメータで測定し、以下の式から UPS の効率  $\eta$  を算出した。式中の  $\langle \rangle$  は三相間の平均を意味する。

$$\eta[\%] = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\sqrt{3}\langle V_{out} \rangle \langle I_{out} \rangle \lambda_{out}}{\sqrt{3}\langle V_{in} \rangle \langle I_{in} \rangle \lambda_{in}} \times 100 \quad (4-23)$$

被測定リアクトルは UPS 盤の外側に設置した。UPS 盤内の珪素鋼板鉄心リアクトルの接続線を外し、2.5 m 長の断面積 250 mm<sup>2</sup> の電線で UPS 盤内のフィルタ回路と接続した。珪素鋼板リアクトルの UPS 盤内での配線長との差分に相当する電線長 (約 2 m) の導通損失を差し引いて  $\eta$  を求めた。

##### ・測定結果

図 4.27 に、入力側、出力側のフィルタ回路にそれぞれ円柱型磁脚 (構造 A)、扇型磁脚 (構造 B) のリアクトルを接続した 400 kVA UPS の効率  $\eta$  の特性を示す。□ は従来の珪素鋼板リアクトル接続時の結果、● が試作したアモルファスリアクトルを接続した結果である。400 kVA UPS の効率  $\eta$  は負荷率 60% 付近で最高となる。アモルファスリアクトル接続時の最高効率は 96.75% であり、珪素鋼板リアクトル接続時より 0.55% 向上した。

図 4.28 に、アモルファスリアクトルの温度に対する UPS の効率  $\eta$  の特性を示す。なお、負荷率は 100% である。温度はリアクトルの鉄心、巻線各部に取り付けた複数の熱電対のうち、最高値を示した巻線電極部の測定値を用いた。 $\eta$  の温度係数は約  $-1 \times 10^{-3} \% / \text{K}$  である。本評価におけるアモルファスリアクトルは UPS 盤の外側に静置した自冷状態である。UPS 盤内に設置した場合は約 0.5 m/s の冷却風が当たるため、実使用状態の平衡温度は 120 °C 以下と想定される。よって、アモルファ

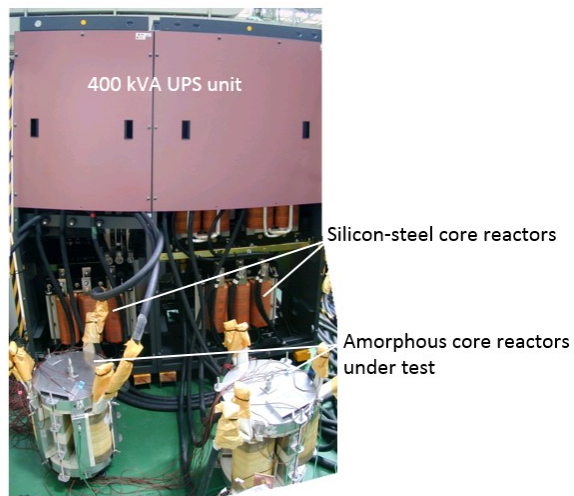
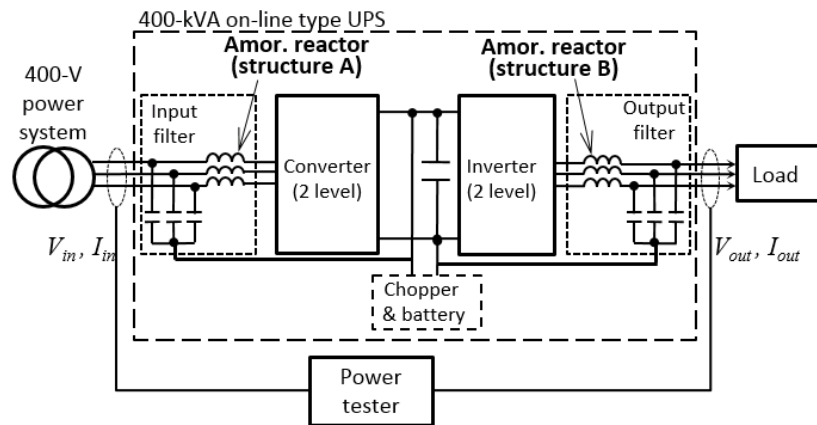


図 4.26 アモルファスリアクトルを接続した 400 kVA UPS の  
 効率測定系の模式図（上）と測定時の外観写真（下）

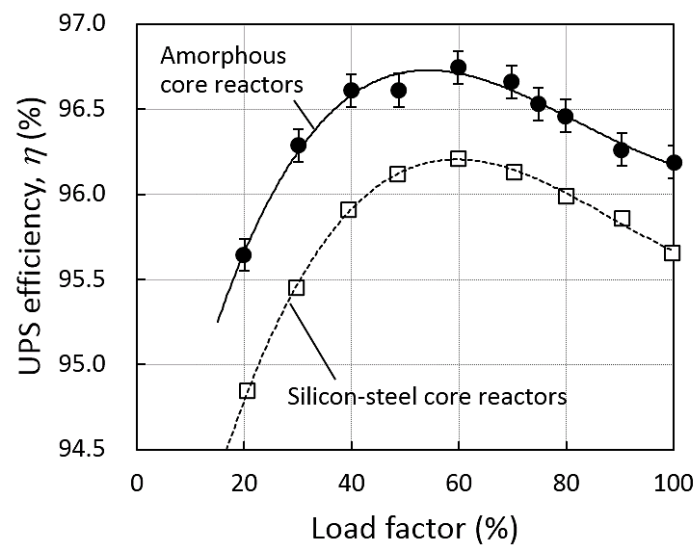


図 4.27 400 kVA UPS の効率 $\eta$ の負荷率特性の比較

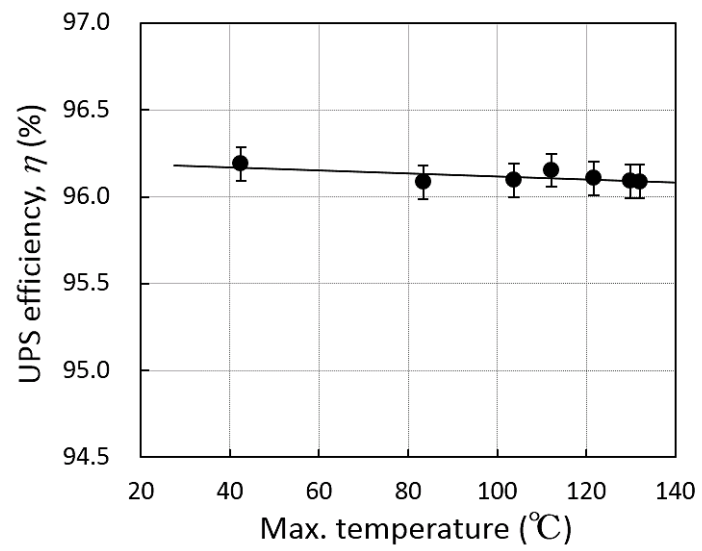


図 4.28 400 kVA UPS の負荷率 100%時の効率 $\eta$ のアモルファスリアクトルの温度依存性

スリアクトルの温度上昇に伴う性能の低下の問題はないと判断できる。

本章では、2種のアモルファスリアクトルを各1台試作したので、同一のリアクトル2台をUPSに適用した場合の効率は直接評価できない。そこで、試作したアモルファスリアクトルと従来の珪素鋼板リアクトルを組み合わせで評価したUPSの効率より計算で求めた。

表4.6(a)に、UPSの効率を評価したリアクトルの組み合わせを示す。評価番号1, 2, 3におけるUPSの最高効率の測定値をそれぞれ $\eta_{m1}$ ,  $\eta_{m2}$ ,  $\eta_{m3}$ とすると、同一の円柱型磁脚（構造A）、扇型磁脚（構造B）のアモルファスリアクトル各2台を入出力フィルタ回路に1台ずつ接続した場合に想定されるUPSの最高効率 $\eta_A$ ,  $\eta_B$ は、以下のように求められる。

$$\eta_A = \eta_{m1} + \eta_{m2} - \eta_{m3} \quad (4-24)$$

$$\eta_B = \eta_{m1} - \eta_{m2} + \eta_{m3} \quad (4-25)$$

また、構造A、構造Bの各アモルファスリアクトル1台あたりの総損失 $P_A$ ,  $P_B$ を、従来の珪素鋼板リアクトル接続時に対する効率の向上量から求めた。400kVA UPSにおける0.1%の効率の向上は400Wの損失低減に相当するので、UPS内に2台接続した同一のリアクトル1台あたり200Wの損失低減となる。よって、珪素鋼板リアクトル適用時の最高効率を $\eta_G (= 96.20\%)$ 、珪素鋼板リアクトル1台の総損失を $P_G (= 2200 \text{ W})$ とすると、 $P_A$ ,  $P_B$ は以下のように求められる。

$$P_A = P_G - (200/0.1)(\eta_A - \eta_G) \quad (4-26)$$

$$P_B = P_G - (200/0.1)(\eta_B - \eta_G) \quad (4-27)$$

表4.6(b)に、以上の方法で計算した、円柱型磁脚（構造A）、扇型磁脚（構造B）の同一のアモルファスリアクトル各2台を接続したUPSの最高効率 $\eta_A$ ,  $\eta_B$ 、珪素鋼板リアクトル接続時に対する効率の向上量、および各リアクトル1台あたりの総損失 $P_A$ ,  $P_B$ の計算結果を示す。構造Bのリアクトルが構造Aより約3.5%低損失だが、従来の珪素鋼板リアクトルに対する損失の低減効果はほぼ同等であることがわかった。



表 4.6 140°Cにおける 400 kVA UPS の最高効率と  
リアクトル 1 台あたりの損失の計算値の比較

(a) UPS の効率を評価したリアクトルの組み合わせ

Evaluation number	Input filter	Output filter	Measured $\eta$ of UPS
(Criterion)	Silicon steel	Silicon steel	—
1	Amor. structure A	Amor. structure B	$\eta_{m1}$
2	Silicon steel	Amor. structure A	$\eta_{m2}$
3	Silicon steel	Amor. structure B	$\eta_{m3}$

(b) 計算結果

Reactors	Max. $\eta$ of UPS	Rise of $\eta$	Reactor's total loss
Silicon-steel core (Conventional)	$\eta_G = 96.20\%$	0.00% (Criterion)	$P_G = 2200 \text{ W}$
Amor. toroidal leg (Structure A)	$\eta_A = 96.74\%$	0.54%	$P_A = 1130 \text{ W}$
Amor. sector prism leg (Structure B)	$\eta_B = 96.75\%$	0.55%	$P_B = 1090 \text{ W}$

#### 4.5.5 リアクトルの損失比較

図 4.29 に、400 kVA UPS 用三相リアクトルの損失内訳の比較を示す。試作したアモルファスリアクトルにおける  $\alpha$  のヒストグラムは、第 4.3 節で述べた算定モデルにより求めたコア損失  $P_{Core}$  とギャップ損失  $P_{Gap}$  の算定値、および (4-13) 式で計算した  $140^{\circ}\text{C}$  における銅損  $P_C$  の合計である。 $\beta$  のヒストグラムは表 4.5 に示した、励磁試験で測定した鉄損  $P_i (= P_{Core} + P_{Gap})$  と、 $140^{\circ}\text{C}$  における  $P_C$  の計算値の合計である。すなわち、 $\alpha$ 、 $\beta$  のヒストグラム内の  $P_C$  は同一である。そして  $\gamma$  のヒストグラムは表 4.6 (b) に示した、UPS の効率  $\eta$  の評価結果より算定した各リアクトルの総損失  $P_A, P_B$  を、従来の珪素鋼板リアクトルの総損失  $P_G$  とともに示している。

両タイプのアモルファスリアクトルの  $\alpha$ 、 $\beta$  のヒストグラムに示した計算、実測に基づく総損失  $P$  は 900 W から 1000 W であり、従来の珪素鋼板鉄心リアクトルの 50%以下に低減される。磁脚構造が異なる 2 つのアモルファスリアクトル間の性能に顕著な差はなく、ともに UPS の効率向上に大きな効果が得られることが明らかになった。

図 4.29 の  $\beta$  のヒストグラムに示した、励磁試験の結果より求めた鉄損  $P_i$  + 銅損  $P_C$  は、 $\gamma$  のヒストグラムに示した、UPS の効率特性より求めた構造 A, B のリアクトルの総損失  $P_A, P_B$  よりそれぞれ 11.9%, 8.1% 小さい。この過小評価の原因のひとつとして、鉄損  $P_i$  の評価に用いた励磁電圧波形が考えられる。リアクトルの高調波相電流成分に起因する鉄損  $P_i$  は、基本波成分と同じく正弦波励磁により評価すべきだが、本研究では評価設備の制約により、矩形波電圧を用いた。鉄損  $P_i$  の値は、測定時に印加する励磁電圧波形の波形率に依存することが知られている<sup>[60]</sup>。波形率は電圧波形の平均値に対する実効値の比率で定義され、同一の周波数  $f$  と励磁磁束密度  $B_m$  において測定される  $P_i$  は、波形率の 2 乗に比例する。正弦波の波形率は 1.11 であり、矩形波の 1.00 より大きい。そこでヒストグラム  $\beta$  中の  $P_i$  のうち、高調波成分のみに  $1.11^2 \approx 1.23$  を乗じて補正すると、構造 A, B のリアクトルの  $P_i + P_C$  の値はそれぞれ 1134 W, 1124 W となる。これらの補正值のヒストグラム  $\gamma$  の  $P_A, P_B$  との差はそれぞれ +4 W (誤差+0.35%)、+34 W (誤差+3.1%) であり、UPS 接続時のリアクトルの総損失を、励磁試験の結果から高精度で算定できることがわかった。

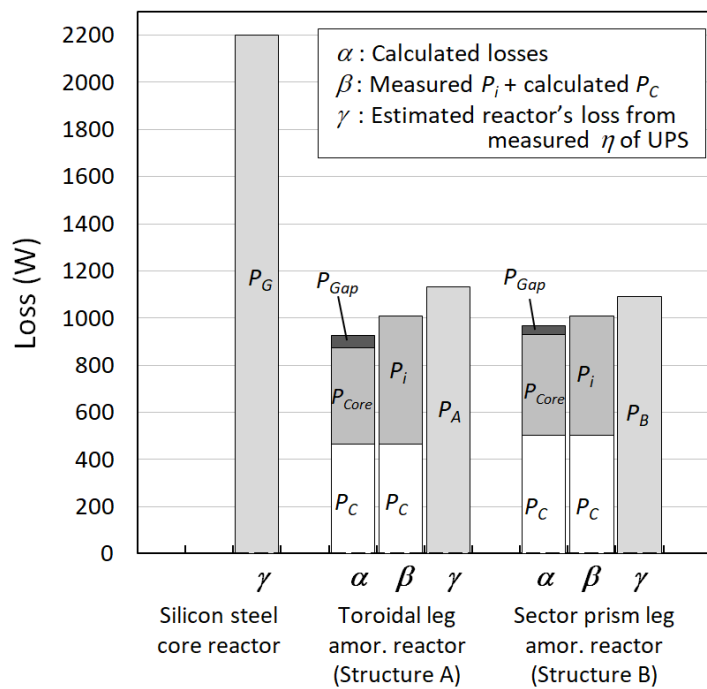


図 4.29 400 kVA UPS 用三相リアクトルの損失内訳の比較

$\alpha$ : 損失の算定モデルによる計算結果

$\beta$ : 励磁試験による鉄損の測定結果と銅損の計算結果

$\gamma$ : UPS の効率測定より求めた総損失

## 4.6 アモルファスリアクトルの高磁束密度化の検討

前節の結果より、アモルファス鉄心を適用したリアクトルの損失は、従来の珪素鋼板リアクトルに比べてほぼ半減されることが明らかになった。この低損失特性を利用すれば、従来の珪素鋼板リアクトルでは実用上困難な高磁束密度設計により、リアクトルの小形化が可能になると考えられる。そこで本節では、円柱型磁脚（構造 A）のリアクトルの励磁磁束密度  $B_m$  の設計値を 0.8 T から 1.2 T に高磁束密度化し、筐体体積  $V_o$  を小形化したリアクトルを試作、評価して、その実用性を検討した結果を述べる。

### 4.6.1 高磁束密度化リアクトルの設計および試作の概要

表 4.7 に、円柱型磁脚（構造 A）400 kVA UPS 用三相アモルファスリアクトルの主要諸元の比較を示す。表の左列は表 4.4 に示した、励磁磁束密度  $B_m$  が 0.8 T の標準設計リアクトル、そして右列が  $B_m = 1.2$  T に高磁束密度化して設計したリアクトルである。磁脚の実効断面積  $A_c$  を標準設計のほぼ 1/2 にするとともに、磁脚鉄心ブロックの数を 5 個から 4 個に減らし、リアクトルの外径と高さを減らした。筐体体積  $V_o$  は標準設計のアモルファスリアクトルより約 38%、表 4.4 に示した、従来の珪素鋼板リアクトルより約 43%それぞれ小形化された。図 4.30 に、試作した高磁束密度設計リアクトルの外観写真を示す。鉄心と巻線の固定方法は図 4.18 に示した標準設計リアクトルと同一である。

### 4.6.2 励磁特性

図 4.31 に、標準設計と高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）のアモルファスリアクトルの励磁磁束密度  $B_m$ 、およびインダクタンス  $L$  の 60 Hz 三相正弦波励磁電流  $I_L$  に対する特性を示す。□、■はそれぞれ標準設計リアクトルの  $B_m$ 、 $L$  であり、図 4.20、図 4.21 に示した結果と同一である。そして○、●がそれぞれ小形化設計リアクトルの  $B_m$ 、 $L$  である。定格電流における標準設計、高磁束密度設計リアクトルの  $B_m$  はそれぞれ 0.80 T と 1.25 T、 $L$  はそれぞれ 72.1  $\mu$ H と 83.8  $\mu$ H であった。高磁束密度設計リアクトルの鉄心は励磁電流  $I_L$  が約 800 A<sub>rms</sub> でほぼ飽和に達し、 $I_L$  の増加に伴い  $L$  が大きく減少する。この影響を考慮し、定格時の  $L$  が仕様 (73  $\mu$ H) より大きい値を持つようにギャップ長  $G_L$  を調整した。

表 4.7 円柱型磁脚（構造 A）三相アモルファス

リアクトル試作器の主要諸元の比較

(左列：標準設計リアクトル，右列：高磁束密度設計リアクトル)

Type	Amorphous, toroidal leg (Structure A)	Amorphous, toroidal leg (High- $B_m$ design)
Core material	2605SA1 Amorphous	
Size of yoke cores	O. D. ( $d_o$ ) = 365 mm I. D. ( $d_i$ ) = 120 mm Thickness ( $T_y$ ) = 50 mm	O. D. ( $d_o$ ) = 280 mm I. D. ( $d_i$ ) = 110 mm Thickness ( $T_y$ ) = 50 mm
Length of magnetic legs, $L_{leg}$	261.82 mm	210.68 mm
Diameter & number of magnetic leg cores	$d_{o,C} = 122.5$ mm, 5 cores	$d_{o,C} = 85.0$ mm, 4 cores
Effective cross section area of magnetic legs, $A_c$	100.0 cm <sup>2</sup>	47.6 cm <sup>2</sup>
Total gap length, $G_L$	11.82 mm, 6 gaps/leg	10.68 mm, 5 gaps/leg
Magnetic flux density, $B_m$	0.80 T	1.20 T
Turns of windings, $N$	8 turns × 3 phase	12 turns × 3 phase
Size of Cu sheet for windings	$h = 200$ mm, $t_C = 0.5$ mm×3 sheets	$h = 170$ mm, $t_C = 0.5$ mm×3 sheets
Inductance, $L$ (Design value)	73 μH within -5%, +15 %	
Unit size	Φ 490 mm × $H_U$ 510 mm	Φ 390 mm × $H_U$ 500 mm
Unit volume, $V_O$	0.096 m <sup>3</sup>	0.060 m <sup>3</sup>
Unit weight	185 kg	125 kg

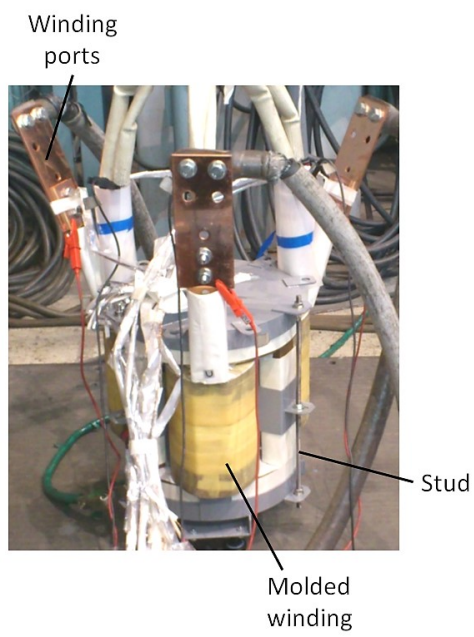


図 4.30 400 kVA UPS 用高磁束密度設計アモルファスリアクトルの外観写真

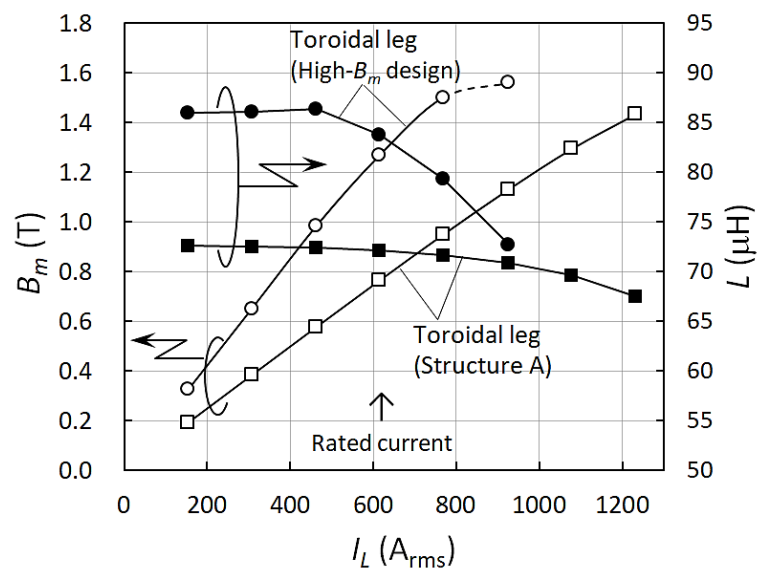


図 4.31 標準設計と高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）  
 アモルファスリアクトルの励磁磁束密度  $B_m$  とインダクタンス  $L$  の  
 60 Hz 三相正弦波電流  $I_L$  に対する特性

図 4.32 に、標準設計と高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）のアモルファスリアクトルの総損失  $P$  の、60 Hz 三相正弦波励磁電流  $I_L$  に対する特性を示す。□が標準設計リアクトルの  $P$  の測定値であり、図 4.22 (a) に示した結果と同一である。○が高磁束密度設計リアクトルの  $P$  の測定値であり、実線のカーブは第 4.3 節で述べたモデルによる計算結果である。定格電流における標準設計、高磁束密度設計リアクトルの  $P$  の測定値はそれぞれ 460 W、800 W であった。

図 4.33 に、高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）のアモルファスリアクトルを 2 kHz から 33.3 kHz までの矩形波電圧で単相励磁した際の、鉄損  $P_U$  の特性を示す。第 4.5.2 項と同一の方法で評価した結果であり、各シンボルは  $P_U$  の測定値、実線は第 4.3 節で述べた手法で計算した  $P_U$  である。図 4.24 と同様、5 kHz 以上の  $P_U$  の計算値は、測定値と 10%以下の誤差で一致した。

#### 4.6.3 400 kVA-UPS の効率特性

図 4.34 に、標準設計と高磁束密度設計の 2 つの円柱型磁脚（構造 A）のアモルファスリアクトルを、入出力フィルタ回路にそれぞれ接続して評価した 400 kVA UPS の効率  $\eta$  の負荷率特性を示す。□は比較のため示した、従来の珪素鋼板リアクトル接続時の結果であり、図 4.27 に示した結果と同一である。●で示したアモルファスリアクトル接続時の最高効率は 96.67%であり、珪素鋼板リアクトル接続時より 0.47%向上した。

表 4.8 に、UPS の効率  $\eta$  の評価結果より、入出力フィルタ回路に同一の高磁束密度設計リアクトルを 1 台ずつ接続した場合に想定される最高効率  $\eta_{A2}$ 、およびリアクトル 1 台あたりの総損失  $P_{A2}$  の計算結果を示す。計算方法は第 4.5.4 項で述べた方法と同じであり、珪素鋼板リアクトル・標準設計のアモルファスリアクトルとの複数の組み合わせで測定した UPS の効率特性より求めた。高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）のアモルファスリアクトル 2 台を接続した際の、珪素鋼板リアクトルに対する UPS の効率  $\eta$  の向上量は 0.39%、リアクトル 1 台あたりの損失  $P_{A2}$  は 1420 W であり、珪素鋼板リアクトルより 35%の損失低減効果が得られた。



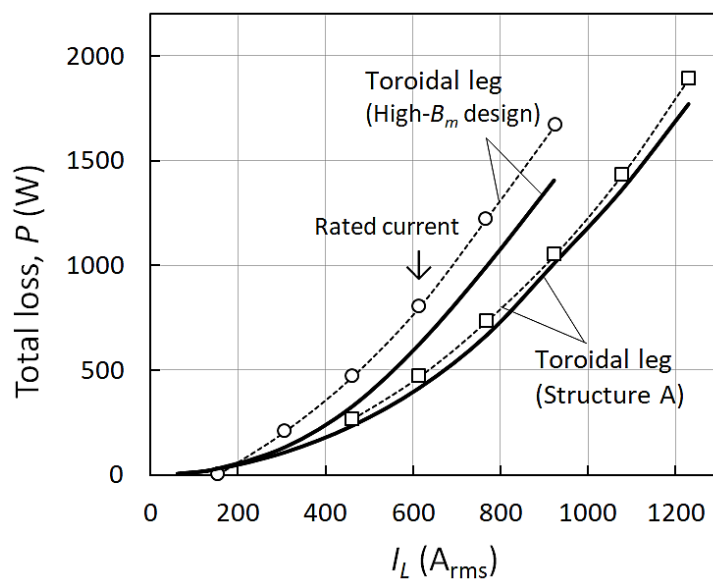


図 4.32 標準設計と高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）アモルファスリアクトルの総損失  $P$  の 60 Hz 三相正弦波電流  $I_L$  に対する特性

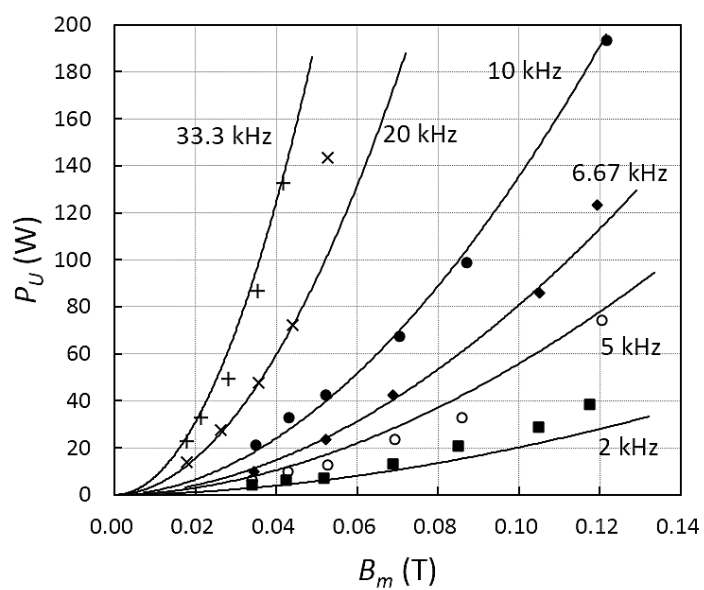


図 4.33 高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）アモルファスリアクトルを単相励磁した際の鉄損  $P_U$  の特性

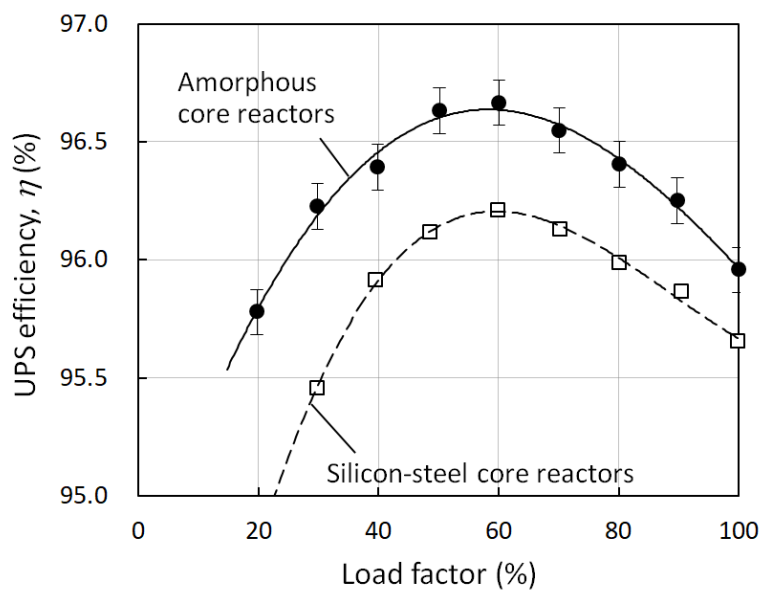


図 4.34 標準設計と高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）アモルファスリアクトルを接続した 400 kVA UPS の効率  $\eta$  の負荷率特性

表 4.8 140°Cにおける 400 kVA UPS の最高効率と  
リアクトル 1 台あたりの総損失の計算値の比較

Reactors	Max. $\eta$ of UPS	Raise of $\eta$	Reactor's total loss
Silicon-steel core (Conventional)	$\eta_G = 96.20\%$	0.00% (Criterion)	$P_G = 2200$ W
Amor. toroidal leg (Structure A)	$\eta_A = 96.74\%$	0.54%	$P_A = 1130$ W
Amor. toroidal leg (High- $B_m$ design)	$\eta_{A2} = 96.59\%$	0.39%	$P_{A2} = 1420$ W

#### 4.6.4 アモルファスリアクトルの筐体体積と損失の相関

図 4.35 に、標準設計、高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）のアモルファスリアクトルの筐体体積  $V_o$  と総損失  $P$  の相関を示す。比較として、図中には従来の珪素鋼板鉄心リアクトルを◆で示した。○は表 4.8 に示した UPS の効率  $\eta$  の評価結果より算定したアモルファスリアクトルの総損失  $P$  であり、□は図 4.32, 図 4.33 に示した励磁試験による測定値から算定した  $P$  である。そして▲は、第 4.3 節で述べた算定モデルによる  $P$  の計算値であり、筐体体積  $V_o$  との相関を破線のカーブで示した。リアクトルを大形化すると鉄心の磁束密度が低くなり、コア損失  $P_{Core}$  とギャップ損失  $P_{Gap}$  は減少するが、巻線の長尺化により銅損  $P_C$  が増加する効果と拮抗するため、総損失  $P$  はほぼ一定となる。これに対して、リアクトルが小形化されると高磁束密度化の影響により  $P_{Core}$  と  $P_{Gap}$  が急激に増加するため、 $P$  が増加することがわかる。

高磁束密度設計リアクトルは標準設計リアクトルより  $P$  が増加するが、従来の珪素鋼板リアクトルに対する低損失特性は維持される。本検討結果を用いることで、インバータシステムが許容する損失の増加量に基づいた、鉄心の高磁束密度化による小形アモルファスリアクトルの設計指針が得られる。

表 4.4 に示したように、標準設計の扇型磁脚（構造 B）リアクトルの筐体体積  $V_o$  は、円柱型磁脚（構造 A）リアクトルより 11% 小形化される。一方、第 4.2.1 項で述べたように、扇型磁脚鉄心の製作には大形円環鉄心の固化・切断工程が必要なため、円柱型磁脚に比べて製作コストが高くなる短所がある。リアクトルのコストを重視する場合は円柱型磁脚（構造 A）が適するが、筐体の小形化を優先する場合は、扇型磁脚（構造 B）に高磁束密度設計を適用することで、本節で示した結果よりさらに小形化されたアモルファスリアクトルが実現できる。本章で提案したこれら 2 つの鉄心構造は、製品の低コスト化と筐体の小形化のトレードオフに基づいて選択できる。

#### 4.7 まとめ

400 kVA 常時インバータ給電方式 UPS システム用フィルタ素子向けの三相六脚型アモルファスリアクトルを設計、試作し、それらの損失特性と UPS 接続時の効率特性を評価した。リアクトルはアモルファス薄帯を円環状に巻いた鉄心から構

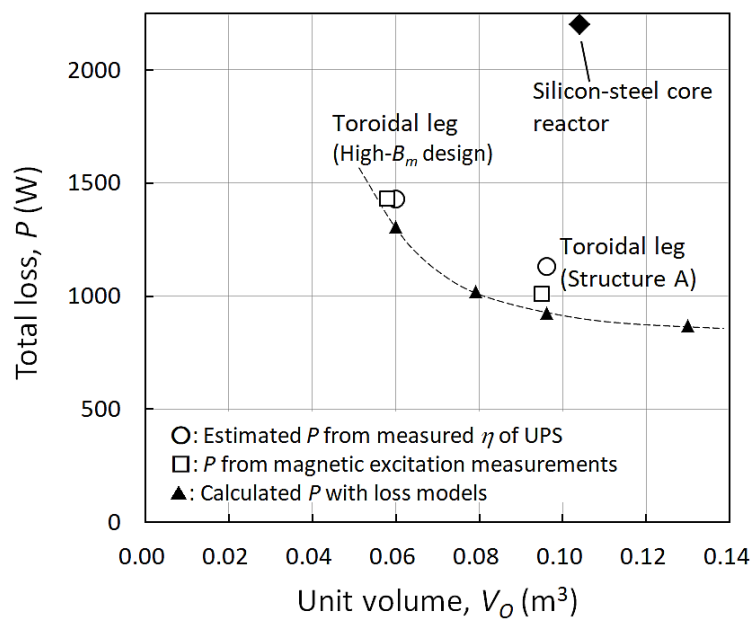


図 4.35 標準設計と高磁束密度設計の円柱型磁脚（構造 A）  
アモルファスリアクトルの筐体体積  $V_o$  と総損失  $P$  の相関

成され、以下の2つの構造を提案した。

- (1) スリットを設けた円柱型磁脚鉄心からなる構造 A
- (2) ヨークと同寸法の円環鉄心を切断した扇型磁脚鉄心からなる構造 B

リアクトルの損失と筐体体積のバランスと各部の設計値の関係を把握するため、タグチメソッドによる最適設計法を適用し、小形化を優先させる設計パラメータを決定した。試作した構造 A, B のアモルファスリアクトルの筐体体積は、従来の珪素鋼板鉄心リアクトルよりそれぞれ 9%, 19%小形化された。

アモルファス薄帯の方向を考慮して定義した磁化曲線に基づき、3次元有限要素法による電磁界解析で求めた鉄心内の磁束密度の薄帯の面内、積層方向成分を用いる鉄損の算定手法を構築した。キャリア周波数における鉄損の計算値は、測定値と 10%以下の誤差で一致した。本モデルによる鉄損の計算値と、基本波、高調波の各成分で励磁した鉄損の測定値より、UPS に接続した際に PWM 波形で励磁されるアモルファスリアクトルの総損失を、誤差 3.1%以内で算定できる手法を考案した。

試作したリアクトルを 400 kVA UPS システムに接続して電力効率を評価し、従来の珪素鋼板鉄心リアクトルに比べて損失が 50%低減し、効率が最大 0.55%向上する効果が得られた。

さらに、構築した損失の算定モデルを用いて、円柱型磁脚（構造 A）リアクトルの磁束密度を 0.8 T から 1.2 T に高磁束密度化し、小形化したアモルファスリアクトルの実用性を検討した。設計・試作した小形化リアクトルは、従来の珪素鋼板鉄心リアクトルより 35%の損失低減効果を持ちつつ、筐体体積を 43%小形化できることを実証した。

本章で提案した、アモルファス円環状鉄心による三相リアクトルの製作技術と損失の算定方法は、UPS システムに加え、太陽光、風力発電等の再生可能エネルギー用途に用いられる、パワーコンディショナ (PCS) の高効率化への寄与が期待できる。MW 級の大容量システムへの応用も想定した、鉄心のさらなる低コスト製作技術の確立が今後の課題として挙げられる。





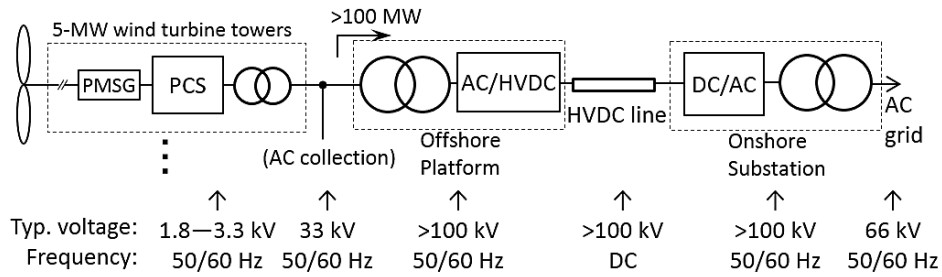
## 第 5 章 洋上風力発電向け DC-DC コンバータ用 アモルファス高周波変圧器の開発

本章では、鉄基アモルファス合金の良好な高周波特性を積極的に利用し、現在はまだ産業化されていない、新分野への適用を見据えた開発事例について論じる。洋上風力発電に代表される、次世代の高圧直流連系システム向けの DC-DC コンバータ用高周波変圧器に関するものである。高周波励磁時における低損失特性を実現する鉄心と巻線の構造の考案と、損失の算定方法の確立という課題に対し、一次・二次導体を交互に配置することで銅損を低減させる巻線と、低コスト・低損失なアモルファス巻鉄心を組み合わせた励磁周波数 3 kHz の 500 kVA 高周波変圧器を設計、試作し、損失の低減効果の実証結果と、提案構造の実用性を検討した結果を述べる。

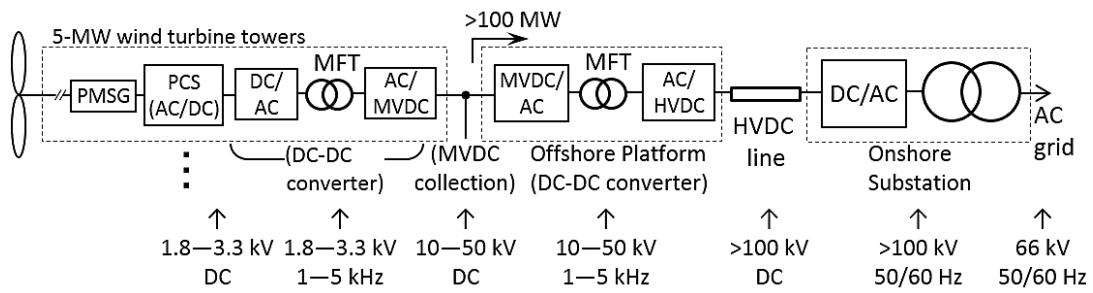
### 5.1 開発の背景

環境保護を指向した再生可能エネルギーのひとつとして、風力発電関連市場が伸長している<sup>[61]</sup>。風力発電システムの大規模化に伴い、用地取得の問題がなく、かつ風況が安定していることから、海岸から 100 km 程度離れた洋上に数十基の風力発電タワーを配置する、発電容量が数 100 MW 級の洋上ウインドファーム (WF) の建設計画が世界各地で進展している<sup>[62]-[64]</sup>。洋上 WF には、陸上への長距離の大電力伝送技術が必須となる。従来の商用周波数の AC 送電の場合、100 km に及ぶ送電線の電気抵抗に加え、浮遊容量・寄生インダクタンスによる伝送損失が大きい問題がある。そこで抵抗以外の損失が原理的に発生しない、高圧直流 (High Voltage Direct Current: HVDC) 送電方式が採用され始めている。

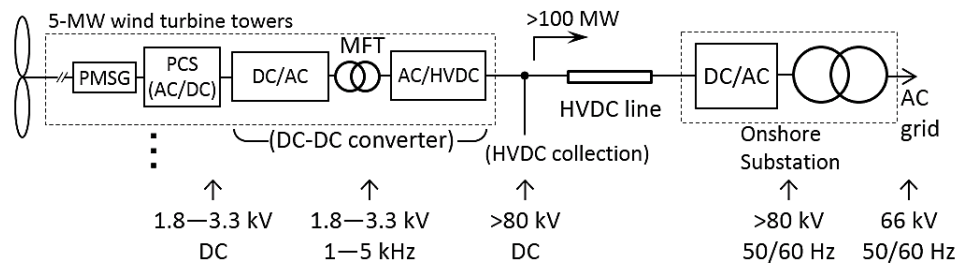
図 5.1 に、大規模洋上 WF の送電方式の構成と、各段における典型的な電圧、周波数の範囲を示す。同図 (a) に示したのが、現在主流の直流連系方式 (AC 集電-DC 送電方式) である<sup>[65]</sup>。各風力発電タワー内の 5 MW 級の永久磁石型同期発電機 (PMSG) による発電電力が、パワーコンディショナ (PCS) により 3.3 kV 級の商用周波電圧に変換され、変圧器により昇圧されて 33 kV 級の AC 集電系統に連系する。集電された AC 電力は、昇圧変圧器と交直変換器で数 100 kV 級の HVDC に変



(a) AC 集電-DC 送電方式



(b) DC 集送電方式



(c) 洋上プラットフォームレス DC 集送電方式

図 5.1 大規模洋上ウインドファームの送電方式の構成と各段における電圧・周波数の範囲

換され、HVDC 送電線を經由して陸上変電所に送電される。この送電方式には、集電昇圧機能を備えた大規模な洋上プラットフォームが必要となる。

上述の AC 集電-DC 送電方式に対して、同図 (b) に示したのが次世代の方式として注目されている、DC 集送電方式である<sup>[66]</sup>。各風力発電タワー内で発電された AC 電力は、励磁周波数を数 kHz に高めることで小形化された高周波変圧器 (Medium Frequency Transformer: MFT) と、交直変換器から構成される絶縁型 DC-DC コンバータにより、50 kV 以下の中圧直流 (Medium Voltage Direct Current: MVDC) 電力に変換され、DC 集電系統に連系する。集電された MVDC 電力は、後段の DC-DC コンバータにより、数 100 kV 級の HVDC に昇圧され、陸上変電所に送電される。この方式の洋上プラットフォームは、同図 (a) の方式より小形化できるので、建設コストが低減される。また、同図 (b) の方式をさらに進展させ、同図 (c) のように、発電電力を直接 HVDC に変換、昇圧する DC-DC コンバータを各風力発電タワー内に搭載すれば、洋上プラットフォームが不要となり、電圧変換の段数も減るため、送電効率の向上も期待できる。

図 5.1 (b), (c) に示した DC 集送電型の洋上 WF システムの高効率化には、DC-DC コンバータ内の高周波変圧器の低損失化が必須である。高周波励磁により筐体が小形化されることで、高周波変圧器の電力密度は従来の商用周波変圧器より大きく向上するため、損失密度も増加する。この問題を解決するため、珪素鋼板、アモルファス鉄心を用いた高周波変圧器<sup>[67][68]</sup>に加えて、最近ではナノ結晶材料等の低損失鉄心材を使用した高周波変圧器の開発例が増えている。励磁周波数が 5 kHz を超える、数 100 kW から 1 MW 級変圧器の損失、絶縁、熱制御を考慮した設計手法の提案<sup>[69][70]</sup>、実証器の試作例<sup>[71][72]</sup>が報告されているが、産業応用に際しては、コストが増加する課題が未解決である。さらに、高損失密度が特徴の高周波変圧器の性能向上には、鉄損だけではなく、高周波に特有の銅損の増加の抑制も求められる。

高周波電流が流れる変圧器の巻線では、素線内の表皮効果、および素線間に作用する近接効果による AC 抵抗の増加が顕著である<sup>[58]</sup>。その対策として、リッツ線等の使用による細線化が有効であり、これを適用した高周波変圧器の設計法に関する先行研究がある<sup>[73][74]</sup>。しかし、本章で対象とする洋上 WF 用高周波変圧器の定格電流は数 100 A であり、占積率が小さいリッツ線では巻線が大形化する問題

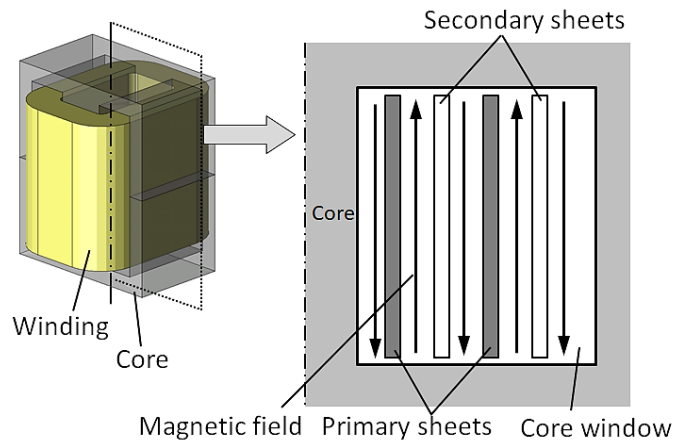
がある。その解決方法として、高周波変圧器の一次、二次巻線を薄い板状導体で構成して表皮効果を抑制しつつ、両者を1層毎に交互に配置することが有効である。これにより、隣接する導体を流れる電流を互いに逆向きにすることで磁界が打ち消され、近接効果による AC 抵抗が抑制される<sup>[75]</sup>。この構成を適用した高周波変圧器の電磁界解析に基づく設計法<sup>[76]・[78]</sup>、実証器の試作例<sup>[79]</sup>が報告されている。これらの設計、試作に関する先行研究の多くは、外鉄型の高周波変圧器を対象としている。図 5.2 に、板状導体による交互配置巻線で構成した高周波変圧器の構造の比較を示す。同図 (a) に示した外鉄型は巻線が鉄心で囲まれ、鉄心の窓内の磁界は板状導体の面内成分が支配的になるため、高周波での銅損を比較的高精度に算定できる<sup>[80]</sup>。ただし、高電圧用途では、板状導体の端部と鉄心の間に大きな絶縁距離を確保する必要があるため、導体端部を鎖交する磁界成分が発生し、簡易モデルでは損失算定の誤差が増えることが知られている<sup>[81]</sup>。

本章では、商用周波変圧器として広く採用され、低コストでの製造技術が確立しているものの、大容量・高電圧用途の高周波変圧器への適用例がほとんどない、内鉄型アモルファス変圧器に着目した。図 5.2 (b) に示した内鉄型高周波変圧器の場合、巻線のほとんどは鉄心の外に露出し、巻線で発生する磁界には、板状導体を鎖交する成分が多く含まれる。そのため、高周波での銅損の算定は、上述の外鉄型の場合より困難であると予想される。

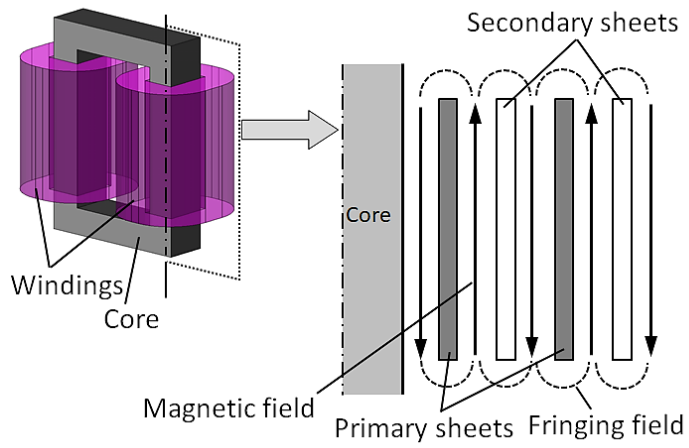
本章では、洋上 WF 向け DC-DC コンバータ用高周波変圧器の低コスト・低損失設計技術の確立を目的として、一次・二次巻線の導体を交互に配置した巻線と単相アモルファス巻鉄心を組み合わせた、励磁周波数 3 kHz の内鉄型 500 kVA 試作器の損失特性を評価した結果を述べる。巻線構造と高周波での銅損の関係を定量化し、交互配置巻線の実用性を検討する<sup>[82]・[83]</sup>。さらに、鉄損の評価結果と電磁界解析の結果より、アモルファス巻鉄心の高周波での鉄損の低減構造に関する検討結果も述べる<sup>[84]</sup>。

## 5.2 提案する直流連系洋上風力発電システムの概要

図 5.3 に、図 5.1 (b) に示した洋上 WF への適用を想定した、風力発電タワー内の絶縁型 DC-DC コンバータの回路構成と電圧波形の概略を示す。DC-DC コンバータの入力側に 5 MW 永久磁石型同期発電機 (PMSG) からの出力(図 5.3 中の A 点)



(a) 外鉄型高周波変圧器



(b) 内鉄型高周波変圧器

図 5.2 板状導体による交互配置巻線で構成した高周波変圧器の構造の比較

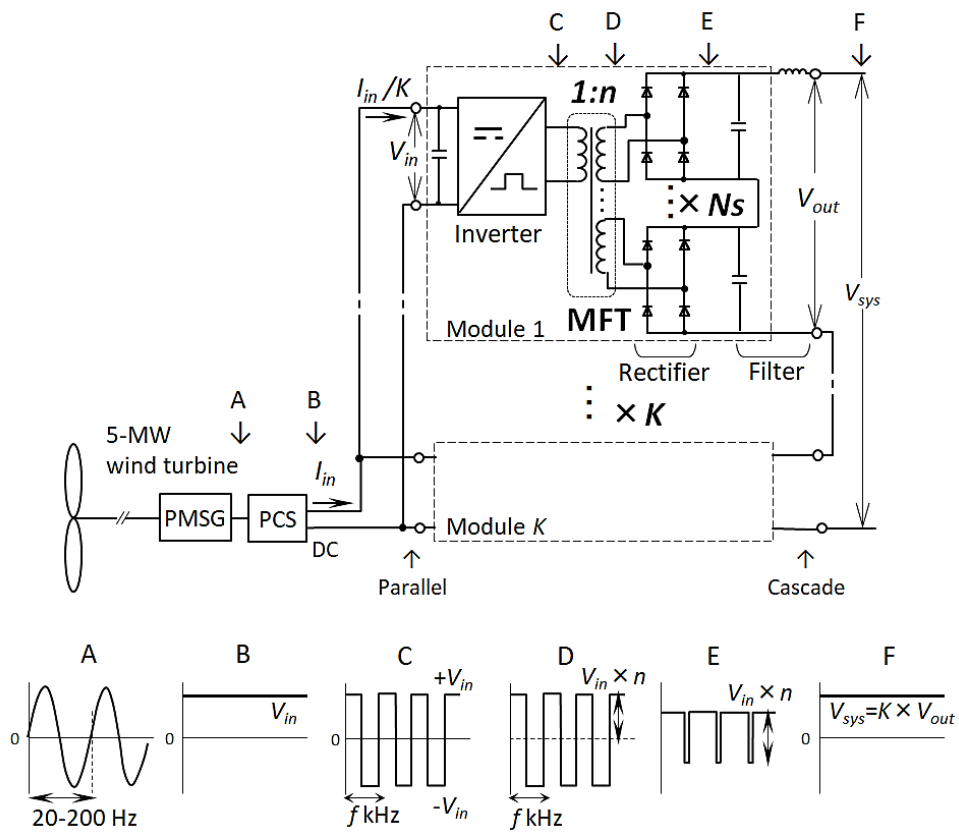


図 5.3 提案する洋上ウインドファーム用  
絶縁型 DC-DC コンバータの回路構成と電圧波形の概略

をパワーコンディショナ (PCS) で変換した 2~3 kV の DC 系統 (同 B 点) が, 出力側に MVDC 系統 (同 F 点) がそれぞれ接続される。DC-DC コンバータは, 複数の絶縁型モジュールを, 入力側を並列, 出力側を直列接続することにより構成される<sup>[85][86]</sup>。1 つのモジュールの出力電圧を  $V_{out}$ , モジュール数を  $K$  とすると, システムの出力電圧  $V_{sys}$  は  $K \times V_{out}$  となる。各モジュールの入力側には IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) インバータが, 出力側にはダイオード整流器が構成され, 両者は絶縁と昇圧を兼ねる単相高周波変圧器 (MFT) を介して接続される。インバータの波形は矩形波 (C, D 点) を想定する。ダイオード整流器を経由した, リプルを持つ整流波形 (E 点) はフィルタ回路により直流に変換され, MVDC 出力 (F 点) が得られる。

本章では, 市販の IGBT とダイオード素子の使用を前提とした変換回路の効率とコストを考慮し, 高周波変圧器の励磁周波数を 3 kHz とし<sup>[87]</sup>, 二次側巻線を複数に分割した多巻線構造とする方式を提案する。巻線の分割数を  $N_s$ , 各々の巻数比を  $n$  とすると, モジュールの出力電圧  $V_{out}$  は  $V_{in} \times n \times N_s$  となる。変圧器の巻数比  $n$  のみで昇圧する場合に比べ,  $N_s$  を増やすことで出力側ダイオードに印加される電圧が低くなるため, 複数のダイオードを直列接続して耐圧を確保する必要がなくなり, 変換損失が低減される。かつ, モジュール数  $K$  も減らせるので高周波変圧器の台数が削減され, DC-DC コンバータ全体の重量・体積・コストの低減が図られる。表 5.1 に, 想定する DC-DC コンバータの基本仕様を示す。1 MW モジュールの 5 段構成により, 5 MW 発電機からの 2.4 kV DC 電圧を 48 kV に昇圧する。

高周波変圧器は, 従来の商用周波変圧器に比べて小形化されるため, MVDC に対応する絶縁設計はより困難になる。現在, 大容量高周波変圧器に対応した絶縁基準は策定されていないため, 本章では商用周波変圧器の耐圧基準<sup>[88]</sup>を準用した。最上段モジュール内の高周波変圧器の一次, 二次巻線間には 100 kV 級の絶縁耐圧  $V_{ins}$  が必要である。そのため, 実機器用の DC-DC コンバータ内の高周波変圧器は, 巻線導体を絶縁紙で被覆して絶縁油タンクに納め, 油浸紙により必要な耐圧を確保することを想定する。

表 5.1 5 MW 級 DC-DC コンバータの主要諸元

Converter power	5 MW
Number of modules, $K$	5
Module power	1 MW
Division number of secondary, $N_s$	2
Turn ratio, $n$	2
$V_{in} / V_{out}$	2.4 kV / 4.8 kV
$V_{sys}$	48.0 kV
Switching Frequency, $f$	3 kHz
Insulation level, $V_{ins}$	100 kV
Insulation method	Oil-immersed papers



## 5.3 500 kVA アモルファス高周波変圧器の設計・試作

### 5.3.1 設計の概要

本節では、前節で述べた巻線構造の製作性の検証と、損失の低減効果の実証を目的として、500 kVA 級のアモルファス高周波変圧器の試作と評価を行った。以下、アモルファス巻鉄心を適用した高周波変圧器の概要を述べる。

表 5.2 に、試作した高周波変圧器の主要諸元を示す。表 5.1 に示した通り、5 MW 級 DC-DC コンバータ用途に最適な高周波変圧器の容量は 1 MVA であるが、評価設備の制限により、巻線の電流密度と絶縁設計条件が 1 MVA 変圧器と同一の 500 kVA 高周波変圧器を、機能実証用の小形モデルとして試作した。また、交互配置巻線の高周波での銅損の低減効果を定量的に比較するため、内側に一次巻線、外側に二次巻線を配置した、従来の巻線構造の高周波変圧器を同時に製作した。以降、交互配置巻線を持つ高周波変圧器を交互配置型、従来の構造の巻線を持つ高周波変圧器を通常配置型と称する。

図 5.4 (a), (b) に、それぞれ交互配置型と通常配置型の 500 kVA 高周波変圧器の全体および巻線の縦断面図と寸法の定義を示す。ともに大気中での損失評価に必要な巻線と鉄心間、および巻線導体間の絶縁距離  $d_1, d_2, d_3, d_h$  を確保した。交互配置型巻線の一次、二次導体間の物理距離  $d$ 、および通常配置型巻線の一次、二次巻線間の物理距離  $d'$  は、油浸紙による 100 kV 級の絶縁耐圧  $V_{ins}$  の確保に必要な値とした。鉄心は、幅  $b = 213$  mm、厚さ  $25$   $\mu\text{m}$ 、飽和磁束密度  $B_{SA} = 1.64$  T の高  $B_{SA}$  アモルファス薄帯を厚さ  $a$  だけ積層し、ヨークの一端をラップ接合した単相巻鉄心とし、左右の磁脚に巻線を備えた単相 2 脚型とした。

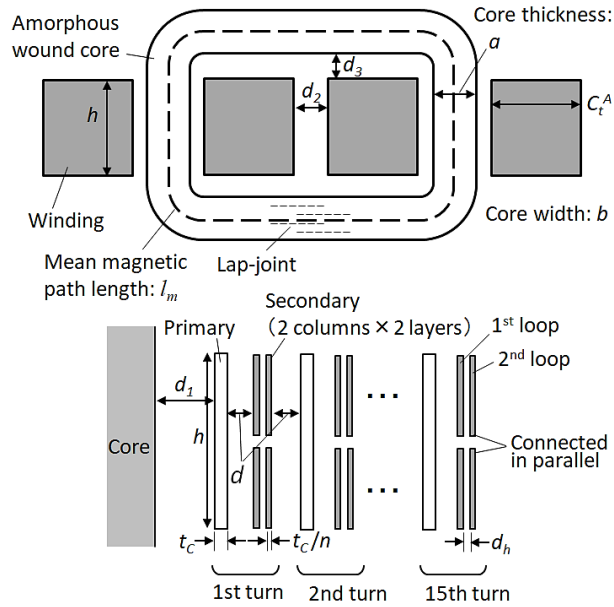
提案する交互配置型の巻線は 1 層毎に絶縁距離  $d$  を確保する必要があるため、その巻線の巻厚  $C_t^A$  は、通常配置型の巻線の巻厚  $C_t^N$  の 2 倍強になる。これに伴い巻鉄心のヨーク長が増え、交互配置型の鉄心の質量  $M_i$  は通常配置型の約 1.35 倍になる。各構造の巻線の巻厚は、図 5.4 中のパラメータを用いて以下のように表される。

$$C_t^A = \{2t_c + (n-1)d_h + d\} \frac{T_1}{2} + d \left( \frac{T_1}{2} - 1 \right) \quad (5-1)$$

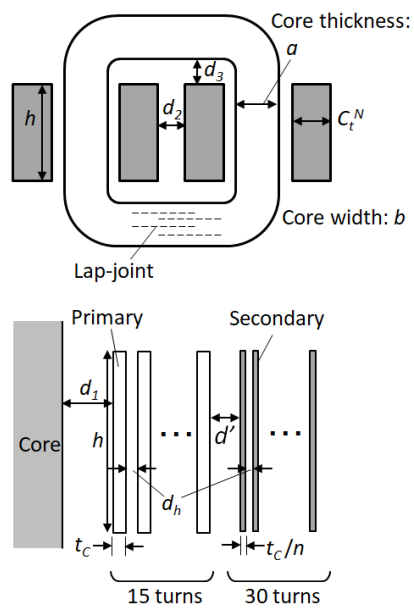
$$C_t^N = T_1 t_c + \left( \frac{T_1}{2} - 1 \right) d_h + \left( \frac{nT_1}{2} - 1 \right) d_h + d' \quad (5-2)$$

表 5.2 500 kVA 機能実証用内鉄型アモルファス高周波変圧器の主要諸元

Configuration of windings	Alternately wound	Normally wound
Rated capacity	500 kVA	
Excitation wave	3 kHz, square	
Primary voltage, $V_1$ / current, $I_1$	2.4 kV / 208 A <sub>rms</sub>	
Secondary voltage, $V_2$ / current, $I_2$	4.8 kV / 104 A <sub>rms</sub>	
Section size of primary ( $t_c \times h$ )	0.50 mm $\times$ 200 mm	
Primary turns, $T_1$	30	30
Turn ratio, $n$	2	2
Division number of secondary, $N_S$	2	1
Core material	Fe-Si-B amorphous (Hitachi metals, 2605HB1M)	
Magnetic flux density, $B_m$	0.40 T	
Core weight, $M_i$	236 kg	175 kg
Unit weight	595 kg	365 kg



(a) 交互配置型高周波変圧器



(b) 通常配置型高周波変圧器

図 5.4 500 kVA アモルファス高周波変圧器の全体  
および巻線の縦断面図と寸法の定義

また、鉄心の質量  $M_i$  は、鉄心の平均磁路長  $l_m$  に実効断面積とアモルファス薄帯の密度  $d_e$  ( $= 7330 \text{ kg/m}^3$ ) を乗じて、次のように求められる。

$$M_i = l_m a b f_c d_e \quad (5-3)$$

$$l_m = 2\{2(C_t + d_1) + d_2 + h + 2d_3\} + a\pi \quad (5-4)$$

$C_t$  は巻線の構造により  $C_t^A$  または  $C_t^N$  を表し、 $f_c$  は鉄心の占積率である。

2 種の高周波変圧器の励磁磁束密度  $B_m$  は同一であるので、鉄損  $P_i$  は鉄心の重量にほぼ比例する。よって、交互配置型の高周波変圧器の鉄損  $P_i$  は通常配置型の高周波変圧器より増加するが、通常配置型巻線の銅損  $P_c$  は高周波における近接効果により増加することが予想される。なお、図 5.4 (a) に示したように、本章では交互配置と多分割構成の巻線の製作性の検証を目的として、巻数比  $n$  と巻線分割数  $N_s$  をともに 2 とし、1 組の二次巻線を 2 列×2 層に配置した。本章では、2 分割した二次巻線同士を電極部で並列接続し、 $n = 2, N_s = 1$  とした構成での損失特性を評価した結果を述べる。

### 5.3.2 交互配置型巻線アモルファス高周波変圧器の最適設計

図 5.4 (a) に示した、交互配置型高周波変圧器の鉄心と巻線の仕様は、筐体体積と定格時の総損失の関係から決定した。振幅  $V_1$ 、周波数  $f$  の矩形波電圧を巻数  $T_1$  の一次巻線に印加したとき、占積率  $f_c$  の鉄心の励磁磁束密度  $B_m$  は、

$$B_m = \frac{V_1}{4 T_1 f a b f_c} \quad (5-5)$$

と表される。鉄損  $P_i$  は、第 4 章で述べた、アモルファスカットコアを矩形波電圧で励磁した際の鉄損式である (4-7) 式を用いて、次のように求めた。

$$P_i = M_i (A_h B_m^2 f + A_e B_m^2 f^2 + A_a B_m^{1.5} f^{1.5}) \quad (5-6)$$

ここで、ヒステリシス損失係数は  $A_h = 7.10 \times 10^{-3}$ 、渦電流損失係数は  $A_e = 7.50 \times 10^{-7}$ 、異常渦電流損失係数は  $A_a = 7.27 \times 10^{-5}$  である。

変圧器の銅損は、二次巻線側に負荷を接続した実負荷試験により評価する必要があるが、本章では評価設備の制限により、試作した高周波変圧器の二次巻線を短絡し、一次巻線に矩形波電圧を印加する短絡試験法により測定した銅損特性を示す。このとき、巻線に流れる電流波形は三角波で近似でき、銅損  $P_C$  は正弦波電流により発生する銅損の奇数次の高調波成分の和で表される。3 kHz 基本波成分の一次巻線電流の実効値を  $I_1$ 、二次側短絡時に一次側から見た周波数  $f$  における巻線の合成 AC 抵抗を  $R_{ac}(f)$  とすると、銅損  $P_C$  は、

$$P_C = \sum_{k=1}^{n_h} \left( \frac{I_1}{2k-1} \right)^2 \cdot R_{ac}((2k-1)f) \quad (5-7)$$

より求められる。ここでは基本波成分 3 kHz に対し、 $n_h = 17$  ( $f = 99$  kHz) までの和を求めた。なお、一次・二次巻線の AC 抵抗をそれぞれ  $R_{ac1}, R_{ac2}$  とすると、巻数比  $n$  における合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  は以下のように表される。

$$R_{ac} = R_{ac1} + \left( \frac{1}{n} \right)^2 R_{ac2} \quad (5-8)$$

一次巻線の AC 抵抗  $R_{ac1}$  は、 $\rho$  を巻線の電気抵抗率、 $l_w$  を巻線の平均周長とすると、

$$R_{ac1} = F_R \frac{\rho l_w T_1}{t_c h} \quad (5-9)$$

$$l_w = 2(a + b) + (C_t^A + 2d_1)\pi \quad (5-10)$$

と表される。 $F_R$  は正弦波電流が流れる板状導体の表皮効果と近接効果による補正係数であり、

$$F_R = \Delta \cdot \left[ \frac{\sinh 2\Delta + \sin 2\Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta} + \frac{2(p^2 - 1) \sinh \Delta - \sin \Delta}{3 \cosh \Delta + \cos \Delta} \right] \quad (5-11)$$

である<sup>[58]</sup>。 $p$  は巻線内で電流が同方向に流れる隣接導体の積層数であり、交互配置型の一次巻線では  $p = 1$  とおいた。 $\Delta$  は導体の厚さ  $t_c$  と動作周波数における表皮厚さ  $\delta$  の比率であり、銅の透磁率を  $\mu_c$  とすると、

$$\Delta = \frac{t_c}{\delta} = t_c / \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_c f}} \quad (5-12)$$

と表される。二次巻線の AC 抵抗  $R_{ac2}$  は、(5-9) 式から (5-12) 式内の巻数  $T_1$  を  $T_2 = n \times T_1$  に、導体の厚さ  $t_c$  を  $t_c/n$  に置き換え、さらに  $p = 2$  とおいて求められる。

以上の結果より、高周波変圧器の総損失  $P$  は以下のように表される。

$$P = P_i + P_c \quad (5-13)$$

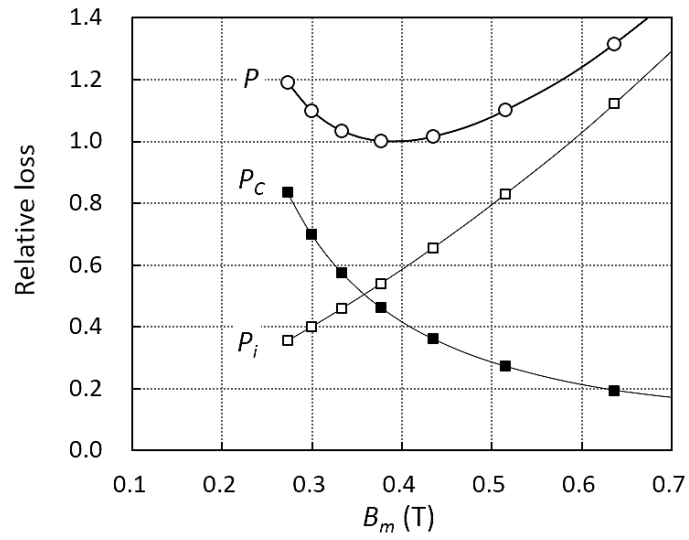
図 5.5 (a) に、(5-5) 式中の鉄心の積層厚さ  $a$  を 90 mm としたときの鉄損  $P_i$ 、銅損  $P_c$ 、および両者の和である総損失  $P$  の励磁磁束密度  $B_m$  に対する相対変化を示す。鉄心の断面積を固定した条件では、励磁磁束密度  $B_m$  の変化に応じて一次巻線の巻数  $T_1$  が変わる。 $B_m$  が高くなると鉄損  $P_i$  が、低くなると銅損  $P_c$  が増加するので、総損失  $P$  が  $B_m = 0.4$  T において極小値をとることがわかる。図 5.5 (b) に、鉄心の積層厚さ  $a$  を変えた 4 ケースについて、総損失  $P$  の磁束密度  $B_m$  に対する相対変化の比較を示す。各ケースにおいて、総損失  $P$  が極小となる設計条件での高周波変圧器の筐体体積  $V_o$  を求めた。図 5.6 にその  $V_o$  と  $P$  の関係を示す。 $V_o$  は、鉄心と巻線を囲む直方体の体積と定義した。その幅  $W_U$ 、奥行き  $D_U$ 、高さ  $H_U$  はそれぞれ、

$$W_U = 2a + 4(d_1 + C_t^A) + d_2 \quad (5-14)$$

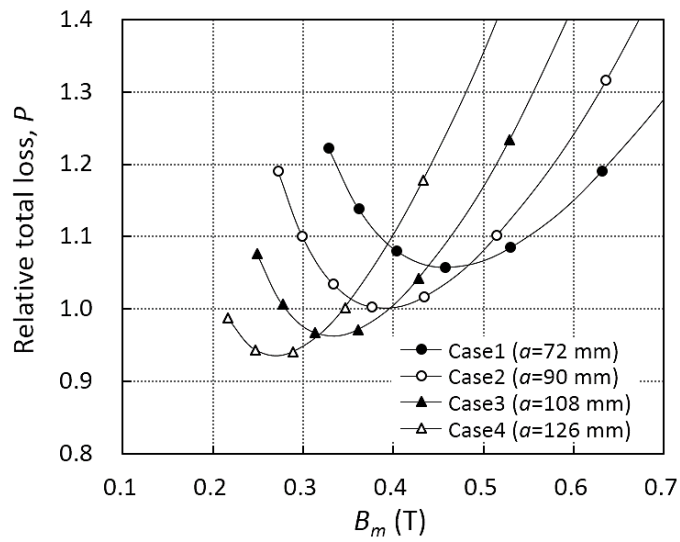
$$D_U = b + 4d_1 + 2C_t^A \quad (5-15)$$

$$H_U = 2(a + d_3) + h \quad (5-16)$$

より求められる。筐体体積  $V_o$  と総損失  $P$  には負の相関があり、高周波変圧器の要求性能により設計条件が決定される。励磁磁束密度  $B_m$  が高いほど高周波変圧器が小形になるが、鉄損  $P_i$  が増加するため、鉄心の温度上昇が顕著となる。本章では、絶縁油による自然対流冷却時のアモルファス巻鉄心の平衡温度が実用範囲となる  $B_m$  の上限を考慮し<sup>[89]</sup>、同図中に矢印で示したケース 2 ( $B_m = 0.4$  T) の仕様で高周波変圧器を試作した。なお、比較用に製作した通常配置型の高周波変圧器は、ケー



(a) 鉄心の積層厚さ  $a = 90 \text{ mm}$  における損失の相対変化



(b) 4 ケースの鉄心の積層厚さ  $a$  における総損失  $P$  の相対変化

図 5.5 500 kVA 交互配置型アモルファス高周波変圧器の損失特性の計算結果

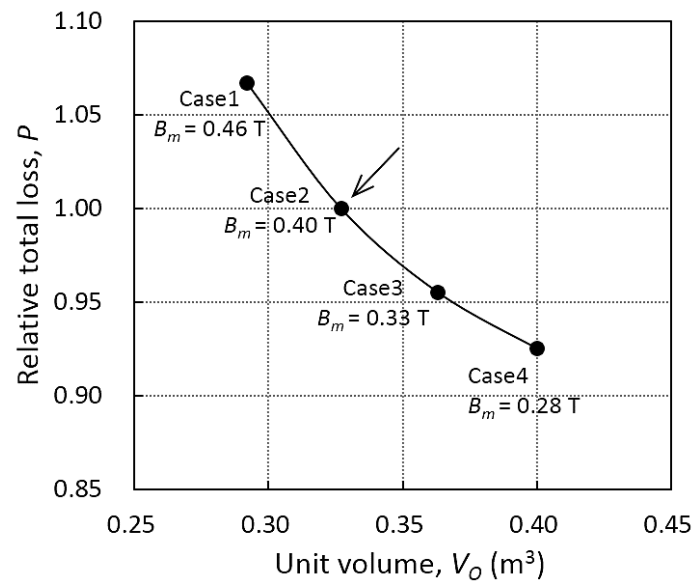


図 5.6 500 kVA 交互配置型アモルファス高周波変圧器の鉄心の積層厚さ  $a$  を変えた 4 ケースにおける筐体体積と相対総損失の関係



ス 2 の交互配置型と同一の鉄心断面積，各部の絶縁距離，巻線の巻数，電流密度の条件で設計した。

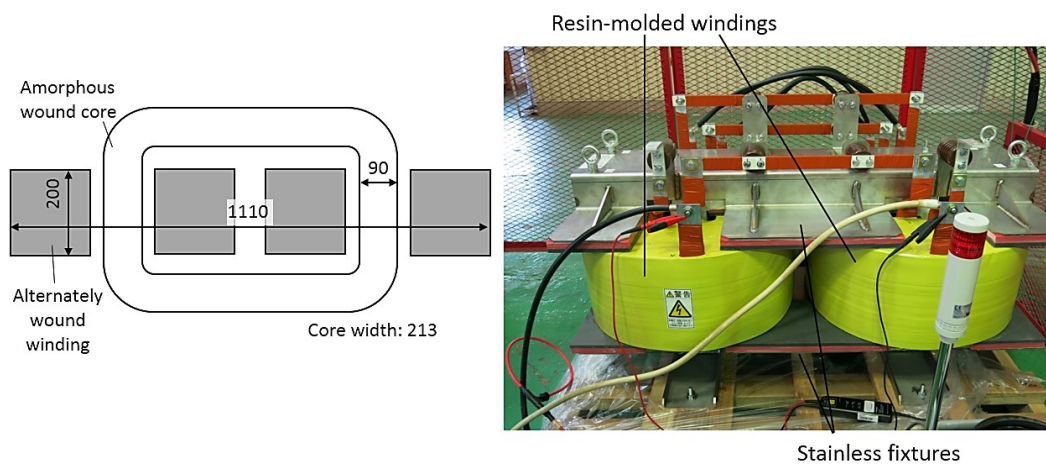
### 5.3.3 試作したアモルファス高周波変圧器の構造

図 5.7 (a), (b) に，それぞれ交互配置型と通常配置型の巻線構成の 500 kVA 高周波変圧器の寸法図と外観写真を示す。巻線はその上下の端部を樹脂で封止してモールド成形されており，大気中における絶縁耐圧を確保している。また，巻線からの漏洩磁界による漂遊損失を抑制するため，固定部材はボルト・ナット類を除き非磁性のステンレス材を使用した。

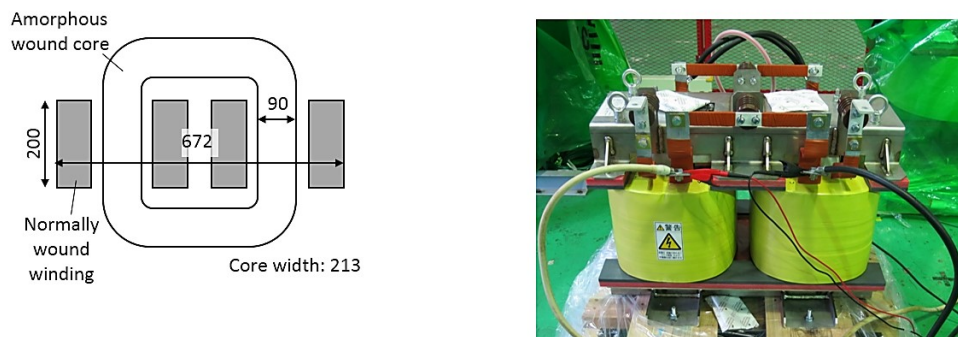
図 5.8 に，試作した高周波変圧器における，アモルファス巻鉄心のラップ接合部の断面構造の模式図を示す。変圧器の写真中に破線で示した箇所に単相アモルファス巻鉄心が備えられている。下部ヨークのラップ接合部は，厚さ  $t_f = 25 \mu\text{m}$  の高  $B_s$  アモルファス薄帯  $N_f$  枚を束ねたブロック a, b, c, … の両端をずらしながらラップ長  $L_p$  だけ重ね，ブロック同士の干渉を防ぐために一定のギャップを空けた構造を持つ。この構造が同図の縦方向に繰り返され，所定の積層厚の鉄心が接合される。そのため，鉄心内の磁束は同一ブロックの接続部を渡り，薄帯の面内渦電流による鉄損が発生する。

図 5.9 に，交互配置型巻線の製作方法を説明するため，巻線を上から見た模式図を示す。一次巻線用の銅板の両面に厚さ  $d$  の絶縁板を一定の間隔で並べ，その対面に厚さ  $d_h$  の絶縁紙を挟んだ 2 枚の二次巻線用の銅板を重ねる。二次巻線用の銅板は，図の奥行き方向にそれぞれ 2 つに分割されている。これらの銅板と絶縁材をひとまとまりにして芯金（マンドレル）に巻き，交互配置型の巻線を製作した。

図 5.10 (a), (b) に，交互配置型の高周波変圧器の端子の配置図と結線図をそれぞれ示す。同図 (b) の結線図中に示した数字は各部位の巻数を表す。両脚の一次巻線には内側から 2 ターン目にタップ端子 X' と Y' を設けた。これは次節で述べる鉄損の評価時の電極として使用した。交互配置型の巻線において，巻数比  $n = 2$  の二次巻線は 1 周目と 2 周目の銅板を連続して巻けないため，巻線の外側にバスバーを設けて両者を接続した。巻線の上側に入出力端子および脚間接続用の端子を，下側に 1 周目と 2 周目の二次巻線を接続する端子をそれぞれ設けた。



(a) 交互配置型高周波変圧器



(b) 通常配置型高周波変圧器

図 5.7 500 kVA アモルファス高周波変圧器の寸法図と外観写真（単位：mm）

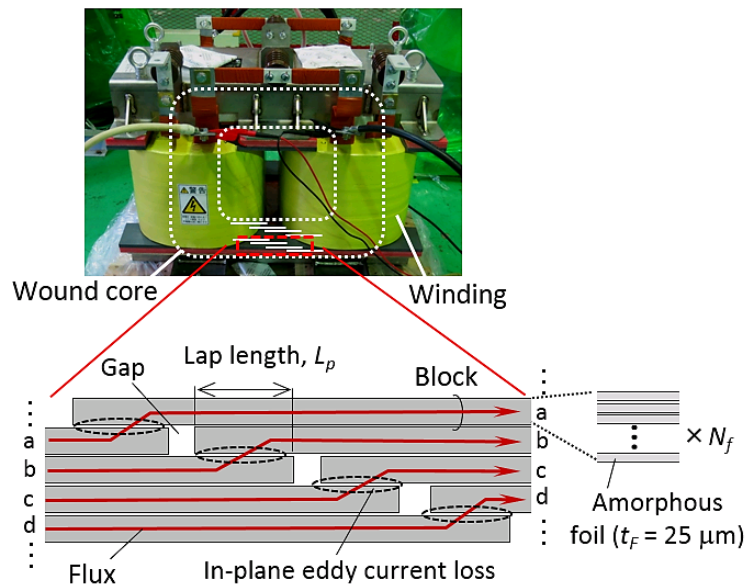


図 5.8 アモルファス巻鉄心のラップ接合部の断面構造の模式図

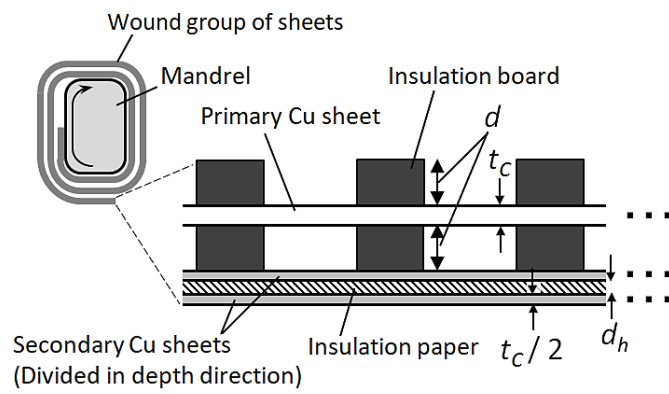
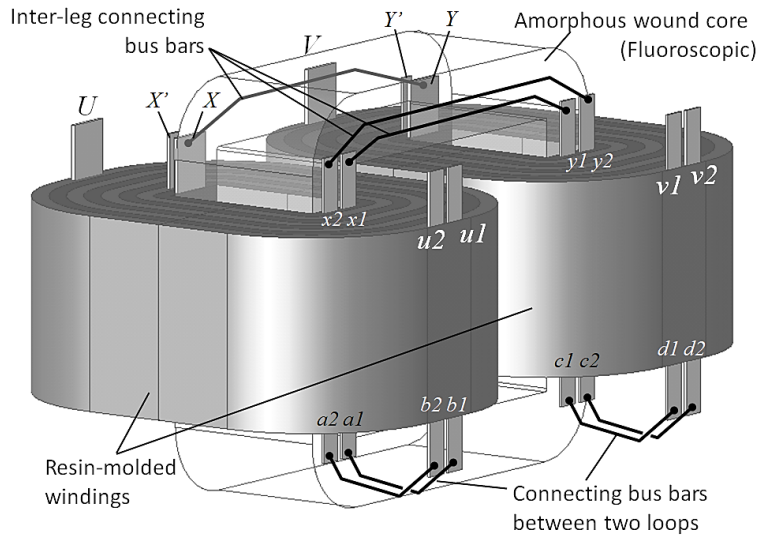
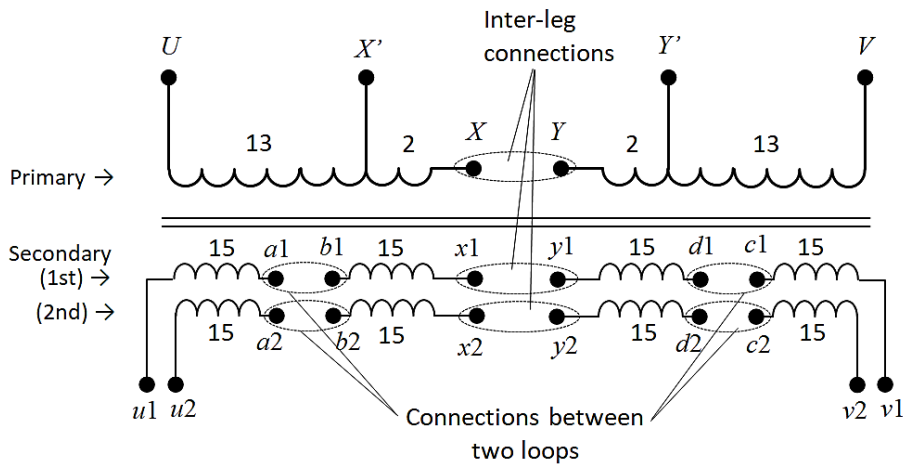


図 5.9 交互配置型巻線の製作方法を示す断面模式図



(a) 端子配置図



(b) 巻線の結線図

図 5.10 交互配置型高周波変圧器の端子配置図および巻線の結線図

## 5.4 アモルファス高周波変圧器の損失特性

### 5.4.1 損失の評価方法

#### ・銅損の評価方法

試作した高周波変圧器の銅損  $P_C$  は、IGBT モジュールを用いたフルブリッジインバータ装置と直流電源を組み合わせ、最大  $210 \text{ A}_{\text{rms}}$  の AC 電流を、二次巻線を短絡した高周波変圧器の一次巻線に流して評価した。図 5.11 に測定系の模式図と巻線の結線図を示す。高周波変圧器の一次巻線の端子間に発生する矩形波電圧と、巻線に流れる入力電流の両波形をデジタルオシロスコープで記録した。一次巻線に流れる非正弦波電流の実効値  $I_1$  は、電流波形  $I(t)$  から以下の式で求めた。

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2(t) dt} \quad (5-17)$$

ここで  $T$  は周期である。一次、二次巻線を合わせた銅損  $P_C$  は、電圧、電流波形  $V(t)$ ,  $I(t)$  の積を 1 周期分時間積分して求めた。

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) I(t) dt \quad (5-18)$$

#### ・鉄損の評価方法

試作した高周波変圧器の二次巻線のすべての端子を開放し、一次巻線に設けたタップ端子に励磁電圧を印加して、鉄心の鉄損  $P_i$  特性を周波数  $6 \text{ kHz}$  以下、励磁磁束密度  $0.8 \text{ T}$  以下の範囲で評価した。図 5.12 に測定系の模式図と巻線の結線図を示す。一次巻線上の X - X' 端子間の 2 ターン分を励磁コイルとして鉄心を励磁し、Y - Y' 端子間の 2 ターン分をサーチコイルとした。任意波形発生装置と 2 台のバイポーラアンプにより単相三線電源を構成し、最大波高値  $280 \text{ V}$  の矩形波電圧を励磁コイルに印加した。Y - Y' 端子間のサーチコイルに発生する電圧波形  $V(t)$  と、X - X' 端子間の励磁コイルに流れる励磁電流の波形  $I(t)$  をデジタルオシロスコープで記録した。鉄心の励磁磁束密度  $B_m$  は、電圧波形  $V(t)$  より以下の式により求めた。

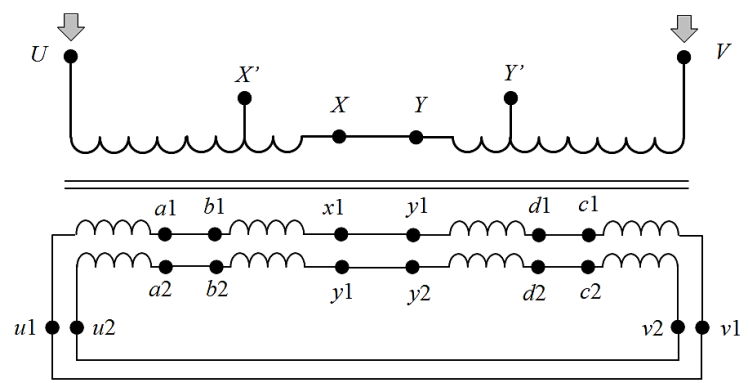
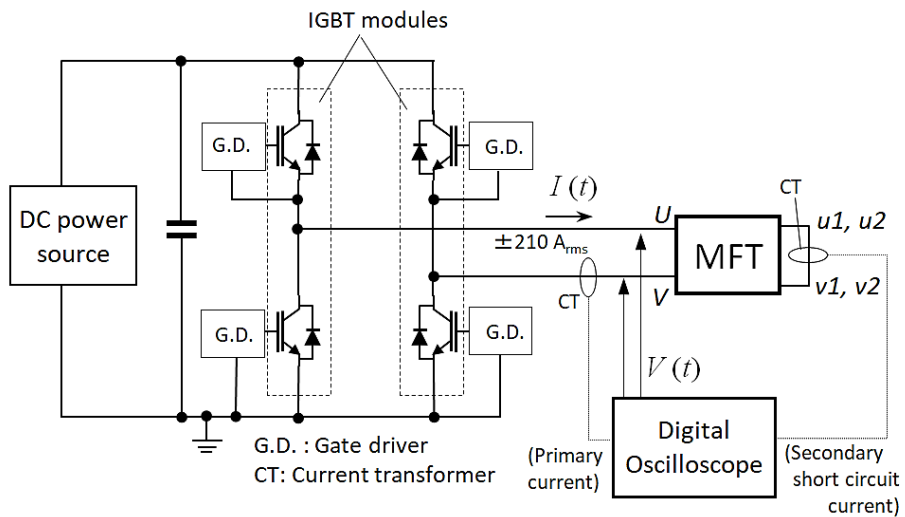


図 5.11 高周波変圧器の銅損評価系の模式図（上）と評価時の結線図（下）

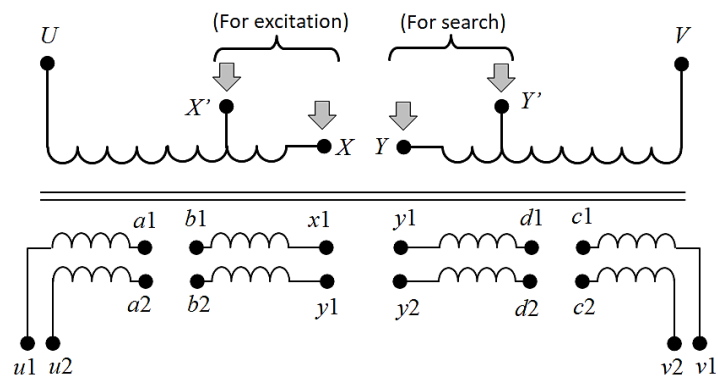
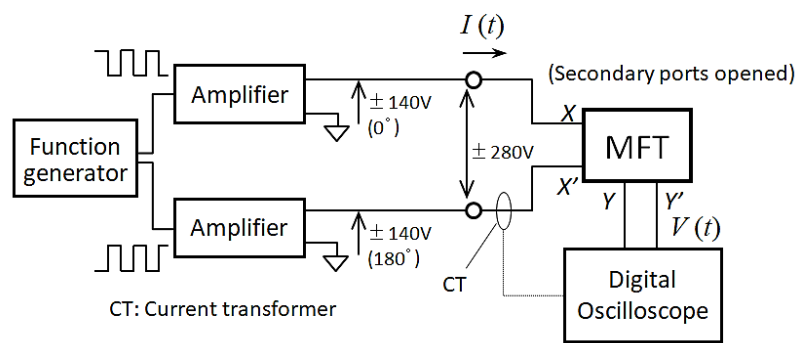


図 5.12 高周波変圧器の鉄損評価系の模式図（上）と評価時の結線図（下）



$$B_m = \frac{1}{4NA_c} \int_0^T |V(t)| dt \quad (5-19)$$

$T$ は周期， $A_c$ は鉄心の実効断面積， $N$ はサーチコイルの巻数である。高周波変圧器の鉄損  $P_i$ は (5-18) 式と同様，電圧，電流波形  $V(t), I(t)$  の積を1周期分時間積分して求めた。

#### 5.4.2 銅損特性

##### ・正弦波微小電流による AC 抵抗の測定結果

図 5.13 に，二次巻線を短絡した2種の高周波変圧器の一次巻線に LCR メータで 50 mA<sub>rms</sub> の正弦波電流を流して測定した合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の周波数特性を示す。●が通常配置型，○が交互配置型巻線の測定値である。図中には，四端子法により測定した一次・二次巻線の DC 抵抗  $R_{dc1}, R_{dc2}$  より，次式により換算した巻数比  $n$  における合成 DC 抵抗  $R_{dc}$  を合わせて示した。

$$R_{dc} = R_{dc1} + \left(\frac{1}{n}\right)^2 R_{dc2} \quad (5-20)$$

巻線の周長の違いに起因して，交互配置型巻線の合成 DC 抵抗  $R_{dc}$  は通常配置型より約 50%大きい。しかし，通常配置型巻線に発生する表皮効果と近接効果の影響により，その合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  は周波数とともに急激に増加して，500 Hz 以上では交互配置型巻線の  $R_{ac}$  を上回り，3 kHz において合成 DC 抵抗  $R_{dc}$  の約 4 倍に達する。それに対して交互配置型巻線の合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の増加は緩やかであり，3 kHz において通常配置型巻線より 54%低減される。

2種の高周波変圧器の合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の周波数特性の測定結果には，巻線構造により大きな差があることがわかった。そこで，高周波変圧器の縦断面モデルに対する2次元有限要素法 (2D-FEM) による電磁界解析で合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の周波数特性を比較した。図 5.14 (a), (b) に，それぞれ通常配置型，交互配置型の 500 kVA 高周波変圧器の縦断面モデルの 3 kHz における巻線上端部の磁界分布を示す。測定時と同様，二次巻線を短絡し，一次巻線に定格正弦波電流を印加して計算した。巻線の電気抵抗率  $\rho$  は純銅の室温における値である  $1.67 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$  とし，鉄心の磁化曲線はアモルファス材メーカーが公開している特性<sup>[15]</sup>を用いた。同図 (a) の通

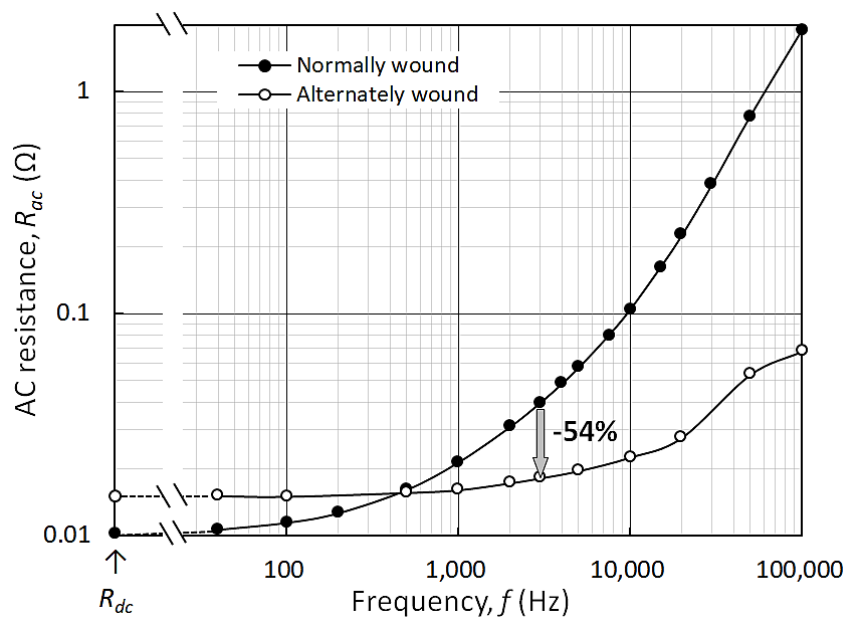
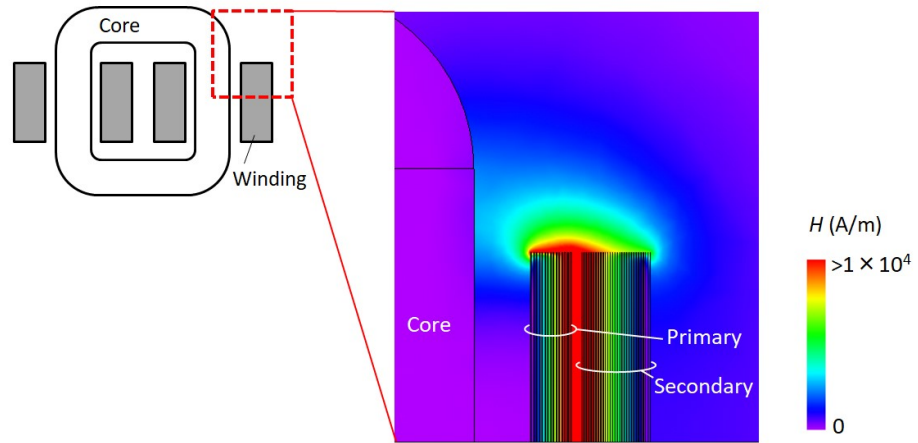
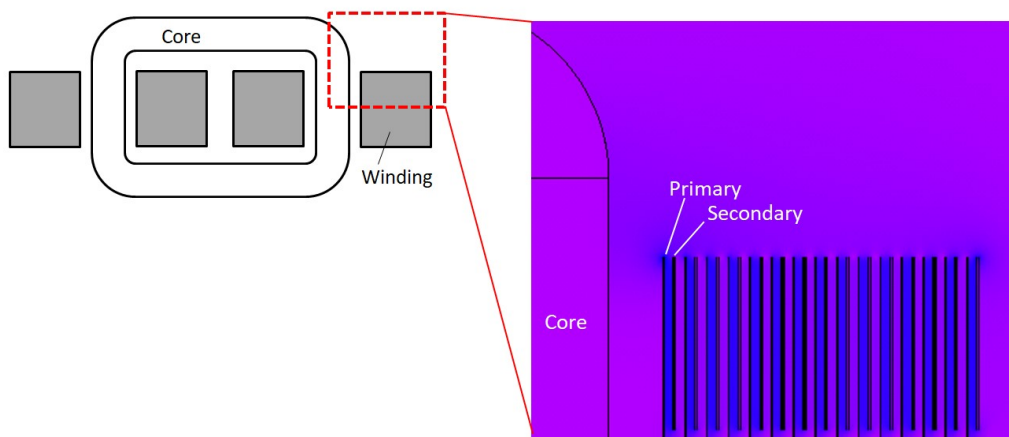


図 5.13 500 kVA 高周波変圧器の二次側巻線短絡時の  
合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の周波数特性



(a) 通常配置型高周波変圧器



(b) 交互配置型高周波変圧器

図 5.14 2次元有限要素法による電磁界解析で求めた 500 kVA 高周波変圧器の 3 kHz における巻線上端部の漏洩磁界の実効値分布

常配置型巻線は、一次、二次巻線間に  $1 \times 10^4$  A/m 以上の漏洩磁界が発生しているのに対し、同図 (b) に示した交互配置型巻線の漏洩磁界は、通常配置型の 1/10 程度に抑制されることがわかる。

図 5.15 に、2 種の高周波変圧器の一次巻線側から見た合成 DC 抵抗  $R_{dc}$  に対する合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の相対値  $R_{ac}/R_{dc}$  の周波数特性の測定結果と電磁界解析で計算した結果の比較を示す。実線が計算結果であり、●と○で示した測定結果と同様、通常配置型巻線の  $R_{ac}/R_{dc}$  は周波数とともに急激に増加するのに対し、交互配置型巻線にはほとんど変化が現れないことがわかる。なお、2 種の巻線構造の計算結果は、ともに測定結果を定量的には再現できないことがわかる。巻線の大部分が鉄心の外部に露出している平面型の高周波変圧器において、2 次元有限要素法の電磁界解析で求めた巻線の AC 抵抗の計算値が、本結果と同様、測定値より過小評価される報告例がある<sup>[81]</sup>。この原因として、巻線の端部で発生する漏洩磁界により磁束が巻線内の銅板を鎖交し、これが 2 次元モデルでは考慮できない、銅板の面内渦電流損失を生じさせるためと解釈されている。

### ・ 三角波大電流による銅損の測定結果

図 5.16 (a), (b) に、それぞれ交互配置型と通常配置型の高周波変圧器の二次側巻線を短絡し、一次側巻線に IGBT インバータ装置で 3 kHz の矩形波電圧を印加した際の一次電流・電圧波形、および二次側の短絡電流波形を示す。一次電流の実効値は  $135 \text{ A}_{\text{rms}}$  であり、定格電流に対する負荷率 65% に相当する。この図を見ると、歪んだ三角波電流が観測され、一次側と二次側の電流比は巻数比の逆数に等しい 2:1 であることがわかる。また、2 種の高周波変圧器間の一次電圧の振幅の違いは、巻線構造による漏れインダクタンスの差を反映している。LCR メータを用いた正弦波電流による測定結果によれば、交互配置型巻線の漏れインダクタンスは通常配置型巻線の 6~7% であり、漏洩磁界を大きく抑制できている。

図 5.17 に、2 種の高周波変圧器の 3 kHz における銅損  $P_C$  の一次巻線の実効電流特性の比較を示す。●が通常配置型、○が交互配置型巻線の測定値であり、実線のカーブは実効電流のべき乗式による近似曲線である。また、図中には図 5.13 に示した LCR メータで測定した巻線の合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  より、(5-7) 式で計算される銅損を破線で示した。なお、高調波電流成分は 99 kHz まで考慮した。

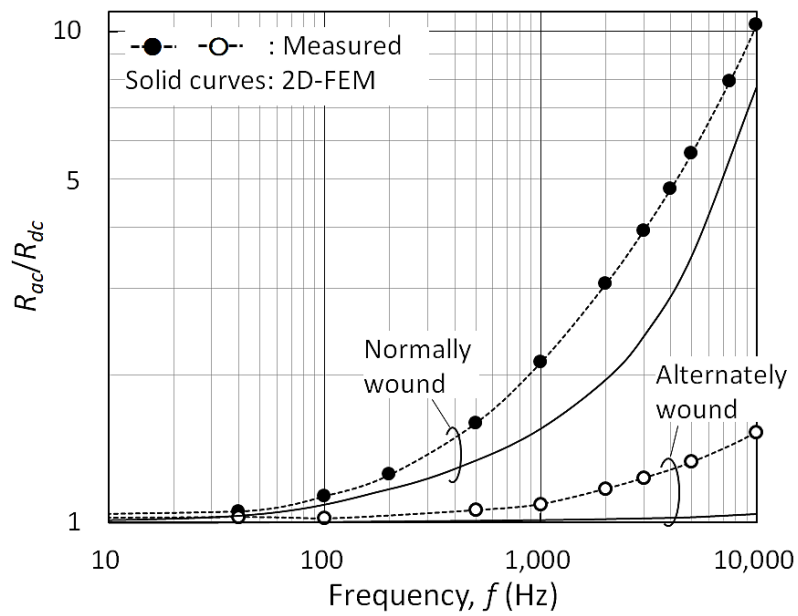
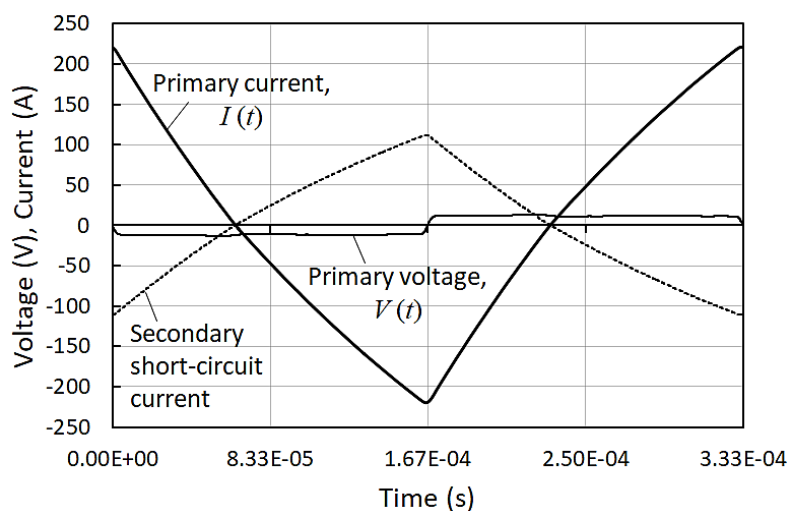
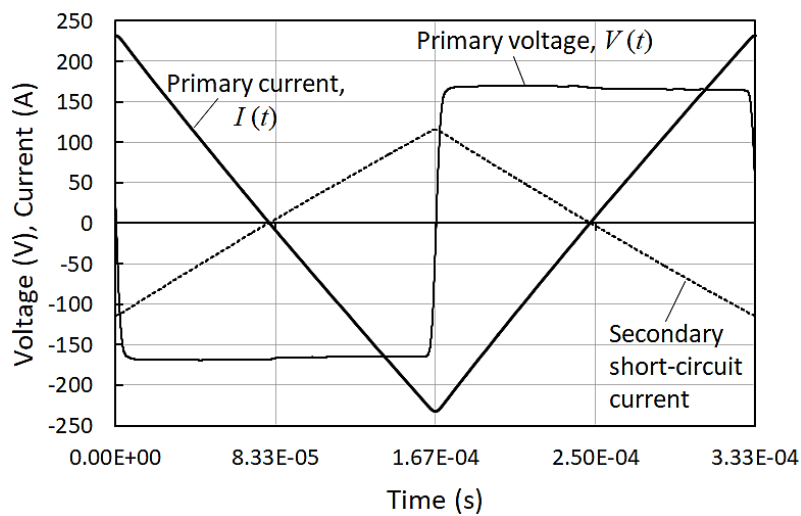


図 5.15 500 kVA 高周波変圧器の二次側巻線短絡時の合成 AC 抵抗  $R_{ac}$  の周波数特性の測定結果と電磁界解析による計算結果の比較



(a) 交互配置型高周波変圧器



(b) 通常配置型高周波変圧器

図 5.16 高周波変圧器の二次側を短絡し，一次側に 3 kHz, 135 A<sub>rms</sub> 電流を通電した際の一次電流・電圧波形，および二次側短絡電流波形

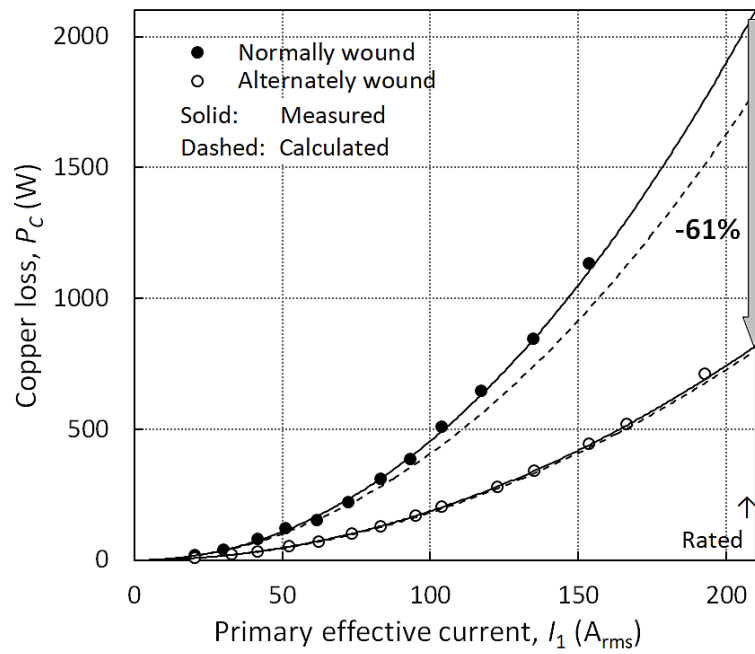


図 5.17 500 kVA 高周波変圧器の二次側巻線短絡時の銅損  $P_C$  の 3 kHz における実効電流特性

定格電流時の通常配置型巻線の銅損  $P_C$  の測定値は、破線で示した計算値より 17%大きい。これは大電流を流した際に、巻線の上下端部からの漏洩磁界が高周波変圧器の固定部材を鎖交して発生する渦電流損失（漂遊損失）の影響と考えられる。一方、漏洩磁界が抑制される交互配置型巻線の銅損の測定値は、計算値とほぼ一致する。巻線構造を交互配置型とすることで、定格時の銅損  $P_C$  は、通常配置型より 61%低減される。

以上の結果から、約 200 A<sub>rms</sub> の大電流が流れる通常配置型の内鉄型高周波変圧器の銅損は、図 5.14 に示した微小電流を流して求めた AC 抵抗の周波数特性に現れる表皮効果と近接効果による増加だけではなく、巻線の端部からの漏洩磁界による漂遊損失の増加も無視できないことが明らかになった。ここで、高周波変圧器の低コスト化には、固定部材に一般鋼材を用いるのが望ましい。その場合、巻線の端部からの漏洩磁界による漂遊損失は、本結果よりさらに増加すると予想されることから、内鉄型高周波変圧器の巻線構造には、交互配置型が有利であることが明らかになった。

### 5.4.3 鉄損特性

図 5.18 に、2 種の高周波変圧器のアモルファス巻鉄心の、矩形波電圧により励磁した単位質量、1 周期あたりの鉄損  $P_i / M_i / f$  (J/kg) の周波数特性を示す。●が通常配置型、○が交互配置型巻線を持つ高周波変圧器の測定値であり、破線と実線は以下の鉄損式<sup>[16]</sup>による近似曲線である。

$$\frac{P_i}{f M_i} [\text{J/kg}] = A_h B_m^2 + A_e B_m^2 f + A_a B_m^{1.5} f^{0.5} \quad (5-21)$$

ヒステリシス損失、渦電流損失、異常渦電流損失の各係数  $A_h$ ,  $A_e$ ,  $A_a$  は、周波数  $f$  に対する直流成分、比例成分、0.5 乗成分からそれぞれ求められる。

高周波変圧器の定格条件 ( $f = 3 \text{ kHz}$ ,  $B_m = 0.4 \text{ T}$ ) における、通常配置型の高周波変圧器の単位質量、1 周期あたりの鉄損は、交互配置型より 12%大きいことがわかった。この原因として、アモルファス薄帯の積層部とラップ接合部で発生する鉄損の割合の違いが考えられる。試作した交互配置型、通常配置型の鉄心の平均磁路長  $l_m$  はそれぞれ 1900 mm, 1412 mm で、34%の違いがある。それに対し、下部ヨーク



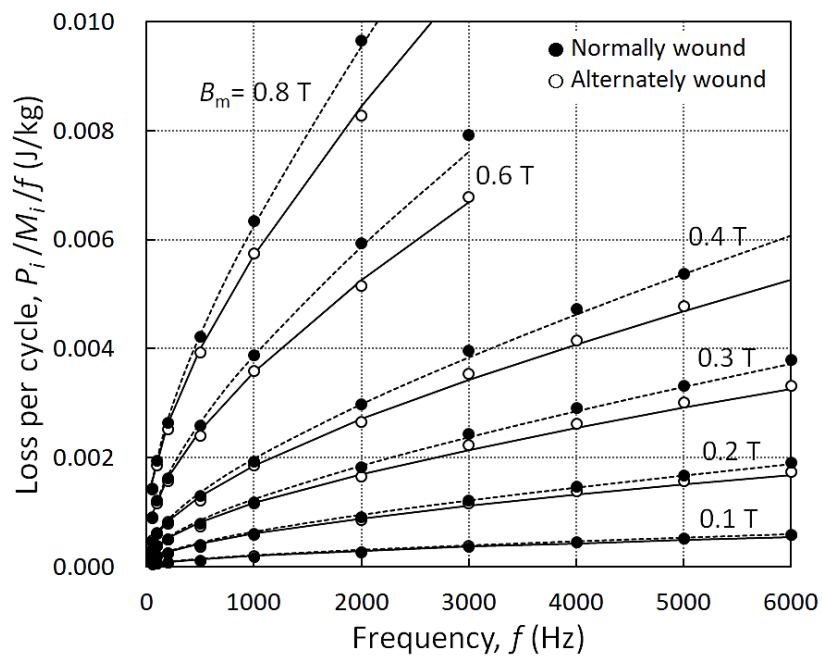


図 5.18 500 kVA 高周波変圧器のアモルファス巻鉄心の  
 矩形波電圧励磁条件における単位質量, 1 周期あたりの鉄損の周波数特性

のラップ接合部で発生する、アモルファス薄帯間を渡る磁束による面内渦電流に起因する鉄損は、鉄心の断面積、接合部の薄帯同士のラップ長などの構造が同一なので、ほぼ同じと見なせる。高周波用途では、ラップ接合部の面内渦電流損失が従来の商用周波数より増加すると予想されることから、鉄心全体で発生する鉄損に対する、ラップ接合部で発生する鉄損の割合は通常配置型の方が大きくなり、これが単位質量あたりの鉄損値の差に現れたと考えられる。

試作に用いたアモルファス巻鉄心は、量産品と同じ条件で磁場中焼鈍処理を施し、円弧部で発生する応力の影響を除去している。よって、巻鉄心内の薄帯の積層部では、全周に渡って単位質量あたりの鉄損  $w_m$  (W/kg) が均一に発生すると見なせる。また図 5.8 に示したように、巻鉄心のラップ接合部の磁束は同一ブロックの接合部を渡り、面内渦電流による鉄損  $P_L$  (W) が発生する。2つの巻鉄心のラップ接合部は同じ構造を持ち、平均磁路長以外は同じ仕様である。よって、両鉄心の単位質量あたりの鉄損  $w_m$  と面内渦電流による鉄損  $P_L$  は同一と見なせる。鉄心の質量を  $M_i$  (kg) とすると、巻鉄心全体で発生する鉄損  $P_i$  (W) は、

$$P_i \text{ [W]} = w_m \text{ [W/kg]} \cdot M_i \text{ [kg]} + P_L \text{ [W]} \quad (5-22)$$

と表される。質量  $M_i$  は既知であり、鉄損  $P_i$  の実測値より通常配置型と交互配置型の高周波変圧器内の巻鉄心に対する (5-22) 式がそれぞれ導出できることから、この2つの連立方程式より2つの未知数  $w_m$  と  $P_L$  が求められ、巻鉄心内の薄帯積層部とラップ接合部で発生する鉄損を分離できる。

図 5.19 に、(5-22) 式で求めた薄帯の積層部で発生する1周期あたりの鉄損  $w_m M_i / f$  (J) の周波数特性を、通常配置型高周波変圧器の巻鉄心を例として示す。図中の実線は (5-21) 式による近似曲線である。図 5.20 には、ラップ接合部の面内渦電流による1周期あたりの鉄損  $P_L / f$  (J) の周波数特性を示した。図中の実線は図 5.19 と同様に (5-21) 式による近似曲線であるが、 $P_L / f$  は周波数にほぼ比例する。よって、同式右辺の第2項の渦電流損失成分のみで記述でき、 $P_L$  は周波数の2乗に比例して増加することがわかる。

表 5.3 に、図 5.18 に示した2種のアモルファス巻鉄心の鉄損特性の近似曲線を表す損失係数と、図 5.19 に示した、薄帯の積層部の鉄損特性の近似曲線を表す損

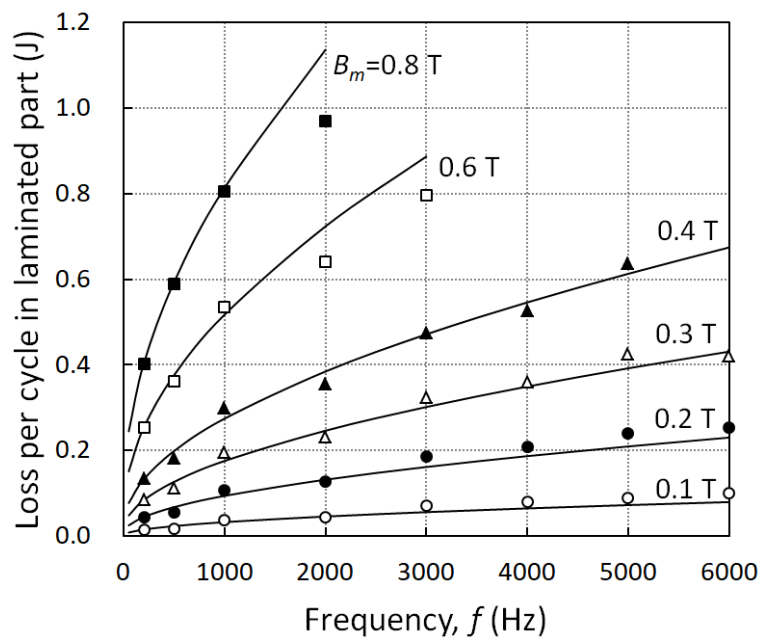


図 5.19 通常配置型高周波変圧器の巻鉄心の薄帯の積層部で発生する 1 周期あたりの鉄損の周波数特性

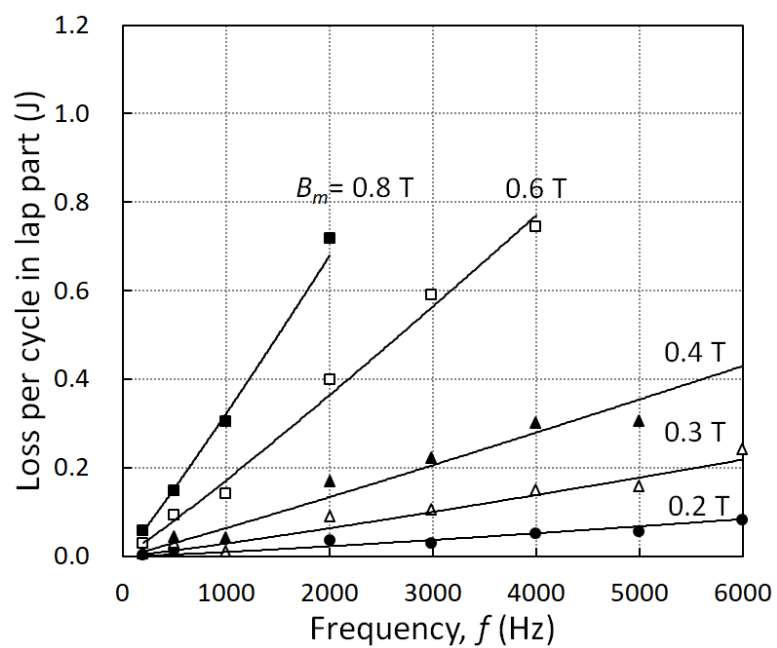


図 5.20 通常配置型高周波変圧器の巻鉄心の  
ラップ接合部で発生する 1 周期あたりの鉄損の周波数特性

表 5.3 アモルファス巻鉄心の損失係数と  
(5-22) 式より求めた薄帯の積層部の損失係数の比較

Name	Material	$A_h$	$A_e$	$A_a$
Core for alternately wound	Fe-Si-B amorphous (2605HB1M)	$8.00 \times 10^{-4}$	$1.65 \times 10^{-6}$	$1.80 \times 10^{-4}$
Core for normally wound		$8.00 \times 10^{-4}$	$2.50 \times 10^{-6}$	$1.80 \times 10^{-4}$
Laminated part (Extracted with Eq. 5-22)		$8.00 \times 10^{-4}$	$3.48 \times 10^{-7}$	$1.73 \times 10^{-4}$
As cast foil <sup>[16]</sup>	$\text{Fe}_{81}\text{B}_{13.5}\text{Si}_{3.5}\text{C}_2$ amorphous (2605SC)	$1.46 \times 10^{-3}$	$3.24 \times 10^{-7}$	$1.32 \times 10^{-4}$

失係数の比較を示す。計算結果の妥当性を比較するため、表中には薄帯状態のアモルファス合金についての文献値<sup>[16]</sup>も示した。ただし、この文献では正弦波励磁条件で損失係数を求めていることから、条件を揃えるために文献中の値を矩形波励磁条件に換算した。 $A_h^{(S)}$ ,  $A_e^{(S)}$ ,  $A_a^{(S)}$ を正弦波励磁条件におけるヒステリシス、渦電流、異常渦電流の各損失係数とすると、矩形波で励磁した際の各損失係数  $A_h$ ,  $A_e$ ,  $A_a$ とは、以下のような関係がある<sup>[90]</sup>。

$$A_h = A_h^{(S)} \quad (5-23)$$

$$A_e = (8/\pi^2)A_e^{(S)} \quad (5-24)$$

$$A_a = \sqrt{8/\pi^2} A_a^{(S)} \quad (5-25)$$

ラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  を含む 2 つの巻鉄心に対して、計算によりその寄与を除いた薄帯の積層部の鉄損  $w_m$  の渦電流損失係数  $A_e$  は一桁小さい値となり、文献値に近いことが確認できる。一方、本章で求めたヒステリシス損失係数  $A_h$  は、文献値の 1/2 程度であることがわかる。これは、評価した巻鉄心には磁場中焼鈍を施していることから、未焼鈍の素材を評価した文献値よりヒステリシス損失が減少したためと考えられる。

図 5.21 に、通常配置型高周波変圧器の巻鉄心について、その鉄損  $P_i$  に対するラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  の割合の 50 Hz から 6 kHz までの周波数特性を示す。これらの曲線は、図 5.18 中の通常配置型高周波変圧器の巻鉄心の鉄損特性の近似曲線と、図 5.20 に示した、ラップ接合部で発生する鉄損特性の近似曲線から求めた。図を見ると、50 Hz での  $P_L$  の割合は、いずれの励磁磁束密度  $B_m$  でも 6 % 以下であり、巻鉄心の鉄損  $P_i$  に与える影響は限定的である。しかし本章で試作した高周波変圧器の定格条件である  $f = 3$  kHz,  $B_m = 0.4$  T では、その割合は 32% に増加する。よって、高周波変圧器用巻鉄心の鉄損の低減には、ラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  の影響の考慮が必要と考えられる。

#### 5.4.4 巻線構造による損失の比較

図 5.22 に、試作した 2 種の 500kVA 高周波変圧器の定格条件における損失の内訳の比較を示す。このヒストグラムは矩形波電圧印加時の短絡試験で求めた銅損

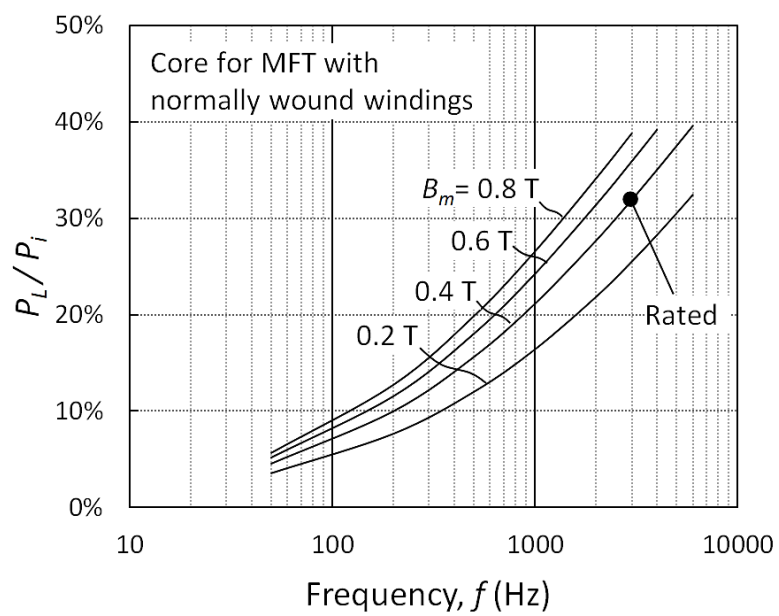


図 5.21 通常配置型高周波変圧器の巻鉄心の鉄損  $P_i$  に対する  
ラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  の割合の周波数特性

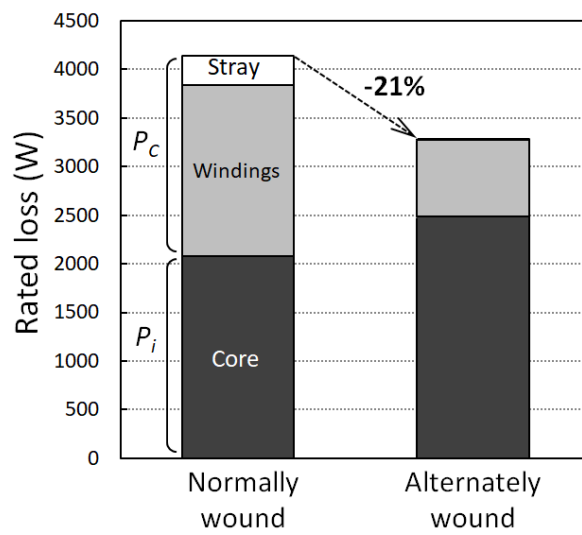


図 5.22 500 kVA 高周波変圧器の定格条件における  
損失の測定値の内訳の比較



$P_C$ と、開放試験で求めた鉄損  $P_i$ を合わせたものである。また、図中には図 5.15 に示した、 $P_C$ の実測値と計算値の差で定義される漂遊損失の大きさも示した。

交互配置型の高周波変圧器の鉄心の質量は通常配置型より 35%大きいため、第 5.4.3 項で示した鉄損  $P_i$ が 19%大きい。一方、第 5.4.2 項で示した交互配置型巻線の定格時の銅損  $P_C$ は通常配置型より 61%小さいので、それらを合算した総損失は 21%低減されることがわかった。

## 5.5 アモルファス巻鉄心の鉄損低減構造の検討

本節では、2次元有限要素法による電磁界解析で高周波変圧器用アモルファス巻鉄心のラップ接合部の構造と、そこで発生する鉄損  $P_L$ の関係を求め、高周波変圧器の総損失に与える影響を検討する。図 5.8 に示したラップ接合構造において、ギャップの調整は製作精度の問題から困難である。調整可能なパラメータは、1ブロックあたりの薄帯の枚数  $N_f$ と、ラップ長  $L_p$ である。図 5.23 に、ラップ接合部の2次元有限要素法による電磁界解析モデルの拡大図を示す。個々のブロックは、厚さ  $t_F$ のアモルファス薄帯  $N_f$ 枚を占積率  $f_c$ で積層しているのので、厚さ  $t_F \times N_f / f_c$ の均一な磁性体と仮定し、第 3.2.4 項で述べた方法と同様に、薄帯の面内方向 ( $x$ 方向)と積層方向 ( $y$ 方向)の等価透磁率  $\mu_x, \mu_y$ を以下のように定義した。

$$\mu_x = f_c \mu_i + (1 - f_c)\mu_0 \quad (5-26)$$

$$\mu_y = \frac{1}{f_c/\mu_i + (1 - f_c)/\mu_0} \quad (5-27)$$

ここで、 $\mu_0, \mu_i$ はそれぞれ空気とアモルファス薄帯の透磁率である。 $\mu_i$ は磁界  $H$ の関数であり、アモルファス材メーカーが公開している透磁率特性<sup>[15]</sup>を用いた。以上のように定義したブロックの間には占積率  $f_c$ に相当する空気層を設け、モデル内の磁束密度の分布を計算した。

はじめに、ラップ長  $L_p$ を本章で試作した巻鉄心と同一とし、1ブロック内の薄帯の枚数  $N_f$ を変えて解析した。図 5.24 に、 $B_m = 0.4$  T,  $f = 3$  kHzにおける薄帯の積層方向の磁束密度成分  $B_y$ の分布の比較を示す。同図 (a) は試作した巻鉄心と同じ  $N_f$ を想定したモデル ( $N_f = 100\%$ )、同図 (b) は  $N_f$ を半分の 50%に減らし、ブロッ

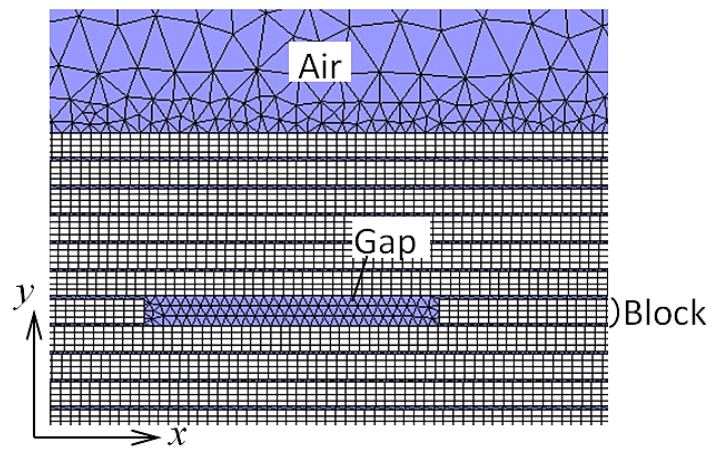
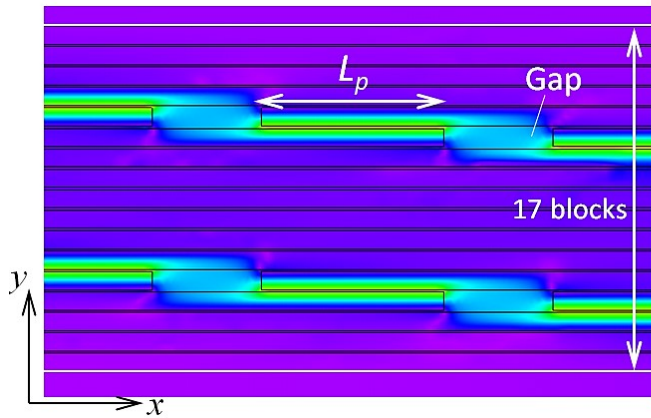
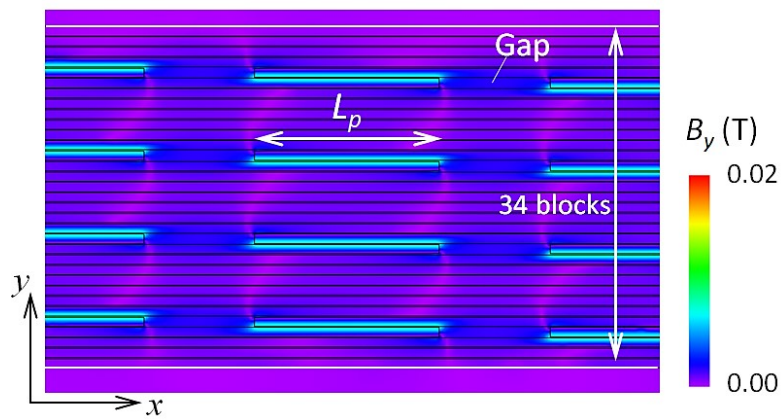


図 5.23 アモルファス巻鉄心のラップ接合部の  
2次元有限要素法による電磁界解析モデルの拡大図



(a)  $L_p = 100\%$ ,  $N_f = 100\%$



(b)  $L_p = 100\%$ ,  $N_f = 50\%$

図 5.24 励磁磁束密度  $B_m = 0.4$  T, 周波数  $f = 3$  kHz におけるラップ接合部の薄帯の積層方向の磁束密度成分  $B_y$  の分布の解析結果 ( $L_p$ : ラップ長,  $N_f$ : ブロック内の薄帯枚数)

ク数を2倍にしたモデルの結果である。ブロック同士の接合箇所に大きな  $B_y$  が発生し、磁束が薄帯間を渡る振る舞いが再現されている。 $N_f=50\%$  の  $B_y$  は  $N_f=100\%$  におけるそれより小さく、各接合部で発生する面内渦電流による鉄損が減少する。図 5.20 の結果より、ラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  は、励磁磁束密度  $B_m$  と周波数  $f$  の2乗に比例する。ラップ接合部で発生する  $B_y$  は  $B_m$  に比例すると見なせるので、2次元有限要素法による解析領域の各鉄心要素内の薄帯の積層方向の磁束密度成分  $B_y$  の計算値を用いて、 $P_L$  は、

$$P_L = A_L f^2 \sum_{k=1}^{N_e} V_{e,(k)} |B_{y,(k)}|^2 \quad (5-28)$$

より計算できる。 $V_{e,(k)}$ 、 $B_{y,(k)}$  はそれぞれモデル内の  $k$  番目の鉄心要素の体積と磁束密度の積層方向成分、 $N_e$  は要素数、 $A_L$  は定数である。

次に、試作した巻鉄心におけるラップ接合部における1ブロックあたりの薄帯枚数  $N_f$ 、ラップ長  $L_p$  を100%とし、2次元有限要素法モデルでそれらの値を50%から150%の範囲で独立に変えて解析した。図 5.25 に、ラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  の相対値の計算結果を示す。ラップ長  $L_p$  に対する  $P_L$  の変動は±20%以下であるが、1ブロックあたりの薄帯枚数  $N_f$  を50%に減らすと、 $P_L$  は試作した鉄心の約40%に低減することがわかった。この場合、 $N_f$  が100%時に比べてラップ接合の数が2倍に増えるが、各接合部で発生する薄帯の積層方向の磁束密度成分  $B_y$  が減り、(5-28) 式に示したように、 $P_L$  は  $B_y$  の2乗に比例するのでその減少の効果が大きく、高周波変圧器の鉄損の低減に有効と考えられる。

以上の結果をもとに、試作した500 kVA 高周波変圧器において、ラップ接合部の1ブロックあたりの薄帯枚数  $N_f$  を現状の50%に変更した場合、図 5.22 に示した通常配置型、交互配置型の定格時の総損失はそれぞれ6.4%、8.1%減少し、一定の損失低減効果が得られることがわかった。

## 5.6 まとめ

直流集送電洋上風力発電システム向けの絶縁型 DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器の低コスト、高効率設計技術の確立を目的として、一次、二次巻線を交互に巻いた交互配置型巻線とラップ接合アモルファス巻鉄心を組み合わせた、

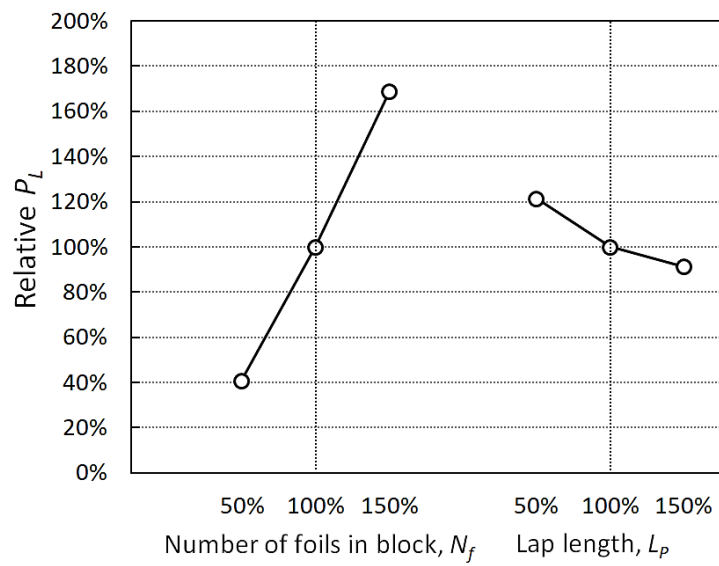


図 5.25 ブロック内の薄帯枚数  $N_f$  とラップ長  $L_p$  によるラップ接合部で発生する鉄損  $P_L$  の相対値の計算結果

励磁周波数 3 kHz の 500 kVA 内鉄型変圧器を設計，試作し，従来の巻線構造の高周波変圧器の損失特性と比較して，その実用性を検討した。

一次，二次巻線の交互配置により高周波における表皮効果と近接効果，および巻線からの漏洩磁界に起因する漂遊損失が抑制され，従来構造の巻線より銅損が 61%低減され，鉄損を含めた定格時の総損失が 21%低減されることが明らかになった。

さらに，交互配置型，従来型構造巻線を適用した 2 種の高周波変圧器の鉄損の測定値の差より，アモルファス巻鉄心の薄帯の積層部とラップ接合部で発生する鉄損を分離する手法を提案した。薄帯の積層部の渦電流損失係数は薄帯状態で求めた文献値に近い値を持ち，ラップ接合部で発生する鉄損は周波数の 2 乗に比例して増加することがわかった。ラップ接合部の 2 次元モデルに対する電磁界解析より，ラップ接合部を構成するブロック内のアモルファス薄帯の枚数を減らし，ブロック同士の接合数を増やすと鉄損が減少し，高周波変圧器の総損失の低減に有効であることが明らかになった。

今後の課題として，試作した高周波変圧器の一次巻線側に 500 kW インバータ 1 台，2 分割した二次巻線側にダイオード整流器 2 台をカスケード接続して DC-DC コンバータの単位モジュールを構成し，スイッチング動作時の効率等の評価が挙げられる。

## 第 6 章 結言

本論文では、鉄基アモルファス鉄心を適用した静止電磁機器の電力容量、並びに励磁周波数範囲の拡張を低コストで実現する構造の提案と、試作試験による効率の向上効果の実証により、現在から将来に渡る電力流通システムの省電力化と、それに伴う CO<sub>2</sub> 排出量削減への貢献を図ることを目的として、以下の 2 つのアプローチによる研究開発について述べた。

- (1) 現在実用化されている珪素鋼板鉄心の鉄基アモルファス鉄心への置き換えによる、静止電磁機器の性能向上
- (2) 鉄基アモルファス鉄心の良好な高周波特性を積極的に利用する、現在はまだ産業化されていない新分野への応用

上記 (1) のアプローチとして、配電用大容量アモルファス変圧器、および無停電電源装置用アモルファスフィルタリアクトルの研究開発について、(2)のアプローチとして、洋上風力発電向け DC-DC コンバータ用アモルファス高周波変圧器の研究開発について述べた。以下に各章で得られた結論をまとめる。

第 2 章では、まず鉄基アモルファス合金の磁氣的・物理的性質を従来の方向性珪素鋼板と比較し、その長所と短所を整理した。次いで、現在実用化されているアモルファス静止電磁機器の製造方法を述べ、アモルファス静止電磁機器の産業応用範囲の拡張に当たり、解決すべき課題を明確にした。鉄基アモルファス合金の鉄損は方向性珪素鋼板の 39%~45%であり、静止電磁機器の高効率化が実現できるのが最大の長所であり、さらに、方向性珪素鋼板に比べて励磁周波数の増加に伴う渦電流損失の増加率が小さく、実用可能な周波数範囲が広がる利点があることを示した。一方、鉄基アモルファス合金の飽和磁束密度と占積率は従来の方向性珪素鋼板より小さく、鉄心の断面積を 34%~38%大きくする必要があるので静止電磁機器が大形化し、さらに鉄心の自重応力によりアモルファス薄帯間の絶縁性が悪化し、渦電流損失が増加する課題があることを指摘した。また、この課題が顕在化せず、現在実用化されている容量の配電用変圧器に用いられるアモルファス巻

鉄心は、薄帯を切断・積層し、切断端をラップ接合して製造されるが、巻鉄心は脆弱なので重量の一部を巻線で支持する必要がある、従来の構造のままの大容量化は困難であることを指摘した。一方、アモルファス薄帯を巻いた鉄心を樹脂材で固化し、これを切断して製造されるカットコアは堅牢なので、巻鉄心が持つ課題は解決されるが、製造コストが高く、大形カットコアの量産が困難という課題があることを指摘した。

第3章では、配電用大容量アモルファス変圧器の開発について述べた。構造的に成立せず、これまで製作例のない30 MVA級の三相アモルファス変圧器に対し、鉄損の増加を抑制しつつ鉄心を支持する構造を提案した。アモルファス巻鉄心に加わる圧縮応力と鉄損の増加量の関係の実測結果に基づき、大形巻鉄心内の圧縮応力の分布を考慮して、3次元有限要素法による電磁界解析で鉄損を算定する方法を示し、鉄心の支持方法と鉄損の関係を定量化した。アモルファス巻鉄心を内側と外側の2つに分け、それぞれを独立に吊って支持する構造により、従来の支持方法より鉄損が32%低減されることを明らかにした。また、アモルファス変圧器内の漏洩磁界が集中する箇所に珪素鋼板を積層したシールド材を備えることで、支持構造で発生する漂遊損失が66%低減される結果が電磁界解析により得られた。さらに、10 MVA相当の単相三脚型鉄心を支持構造に組み込んだ検証器の鉄損の測定値と、別個に試作した巻線の銅損の測定値、および実負荷運転時の漂遊損失の解析値から、三相30 MVA級アモルファス変圧器の負荷率50%時の総損失を求め、従来の珪素鋼板を用いた変圧器より35%低減されることを明らかにし、大容量アモルファス変圧器の省電力効果を実証した。日本における変電設備の総容量に占める配電用変電所の割合は約40%であり、仮にすべての配電用変圧器をアモルファス化した場合、現在の送電損失が約15%低減されると期待できる。

第4章では、無停電電源装置(UPS)用アモルファスフィルタリアクトルの開発について述べた。アモルファス薄帯を円環状に巻いたヨーク鉄心と、円環状カットコアを切断加工した磁脚鉄心を組み合わせ、従来のアモルファスカットコアでは製作例のない、低コストと大容量化を両立する400 kVA級三相リアクトル用鉄心を考案するとともに、磁脚鉄心の形状として、低コストで製作できる円柱型と、筐体を小形化できる扇型の2つの構造を提案した。アモルファスカットコアの損失、およびカットコアにギャップを設けた場合の損失の変化など、設計に必要な



特性の実測結果に基づき、3次元有限要素法による電磁界解析モデルを構築した。本モデルを用いてリアクトルの損失-筐体体積間のバランスと各部の設計値の関係を把握するため、タグチメソッドによる最適設計法を適用し、円柱型、扇型磁脚を持つアモルファスリアクトルの筐体体積が、従来の珪素鋼板リアクトルよりそれぞれ9%、19%小形化される設計パラメータを決定した。最適設計の結果に基づき試作したアモルファスリアクトルを基本波、および各高調波成分で励磁した際の鉄損の測定値を用いて、UPS接続時のリアクトルの総損失を誤差3.1%以内で算定できる手法を考案した。また、アモルファスリアクトルを400 kVA UPSに接続して電力効率を評価し、従来の珪素鋼板リアクトルに比べて損失が約50%低減し、効率が最大0.55%向上することを実証した。さらに、円柱型磁脚を持つアモルファスリアクトルの磁束密度を標準設計の0.8 Tから1.2 Tへ高磁束密度化することで、筐体を小形化したリアクトルの実用性を検討した。試作した小形化リアクトルは、従来の珪素鋼板リアクトルより35%の損失低減効果を持ちつつ、筐体体積が43%小形化されることを明らかにした。

第5章では、高圧直流(HVDC)連系方式の洋上風力発電向けDC-DCコンバータ用アモルファス高周波変圧器の開発について述べた。低コスト・高効率設計技術の確立を目的として、一次、二次巻線を交互に巻いた交互配置型巻線とラップ接合アモルファス巻鉄心を組み合わせた、3 kHz励磁500 kVA内鉄型変圧器を設計、試作し、従来の巻線構造の高周波変圧器の損失特性と比較して、その実用性を検討した。一次、二次巻線の交互配置により高周波における表皮効果と近接効果、および巻線からの漏洩磁界に起因する漂遊損失が抑制され、従来構造の巻線より銅損が61%低減され、鉄損を含めた定格時の総損失が21%低減されることが明らかになった。さらに、交互配置型、従来型構造巻線を適用した2種の高周波変圧器の鉄損の測定値の差より、アモルファス巻鉄心の薄帯の積層部とラップ接合部で発生する鉄損を分離する手法を提案した。その結果、薄帯の積層部の渦電流損失係数は薄帯状態で求めた文献値に近い値を持つ一方、ラップ接合部では薄帯間を渡る磁束により発生する面内渦電流が顕著となり、鉄損が周波数の2乗に比例して増加することがわかった。これを抑制するため、2次元有限要素法の電磁界解析を用いて、ラップ接合部の設計パラメータと鉄損の関係を定量化したところ、巻鉄心内の1つのブロックを構成するアモルファス薄帯の枚数を減らし、ブロック数を増やす

ことにより鉄損が減少し、高周波変圧器の総損失の低減に有効であることが明らかになった。

以上、本論文の第 1 のアプローチとして、第 3 章ではアモルファス巻鉄心を用いた配電用変圧器の大容量化を、第 4 章ではアモルファスカットコアを用いたフィルタリアクトルの大容量化を実現する構造を提案し、現在産業化されている用途における方向性珪素鋼板鉄心をアモルファス鉄心へ置き換えることにより、それぞれ 35%、50%の損失の低減効果が得られることを示した。配電用変圧器については、鉄基アモルファス合金の適用により大形化する筐体体積の低減が、フィルタリアクトルについては、鉄心部品の製作コストのさらなる低減が今後の課題である。なお、前者の解決方法のひとつとして、アモルファス鉄心と方向性珪素鋼板鉄心を組み合わせたハイブリッド鉄心を適用し、配電用変圧器の効率の向上と筐体の小形化の両立を実証するための試作試験に着手している<sup>[91]-[93]</sup>。また、本論文の第 2 のアプローチとして、第 5 章では鉄基アモルファス合金の良好な高周波特性を積極的に利用し、現在はまだ産業化されていない、次世代の HVDC 連系用 DC-DC コンバータ向けの高周波変圧器の低コスト構造と高効率特性が示されたことから、高周波変圧器をインバータ、整流器と組み合わせた DC-DC コンバータの最適な制御方式の検討と、実用機器への応用が望まれる。

## 参考文献

- [1] 森戸延行, 小松原道郎, 清水 洋, “川崎製鉄の方向性電磁鋼板の歴史と最近の進歩,” 川崎製鉄技報, vol.29, no.3, pp.129–135, 1997.
- [2] A. Brenner, D. E. Couch, and E. K. Williams, “Electrodeposition of Alloys of Phosphorus with Nickel or Cobalt,” *J. Research of National Bureau of Standards*, vol.44, no.1, pp.109–122, 1950.
- [3] A. I. Gubanov, “Quasi-Classical Theory of Amorphous Ferromagnetics,” *Soviet Physics –Solid State*, vol.2, no.3, pp.468–471, 1960.
- [4] P. Duwez, R. H. Willens, and W. Klement, Jr., “Metastable Electron Compound in Ag-Ge Alloys,” *J. Applied Physics*, vol.31, no.6, p.1136, 1960.
- [5] R. B. Pond, and M. Maddin, “Method of Producing Rapidly Solidified Filamentary Castings,” *Trans. Metallurgical Soc. of American Institute of Mining, Metallurgical and Petroleum Eng. (AIME)*, vol.245, no.11, pp.2475–2476, 1969.
- [6] K. C. Lin, “Space Factor of Amorphous Metal Laminations,” *Proc. of Electrical /Electronic Insulation Conf.*, pp.214–218, 1985.
- [7] P. L. Waldon, “Evaluation of Electrical Insulation Exposed to Amorphous Metal Transformer Core Annealing Temperature,” *Proc. of Electrical/Electronic Insulation Conf.*, pp.205–213, 1985.
- [8] H. W. Ng, R. Hasegawa, A. C. Lee, and L. A. Lowdermilk, “Amorphous Alloy Core Distribution Transformers,” *Proc. of the IEEE*, vol.79, no.11, pp.1608–1623, 1991.
- [9] 稲垣勝敏, 桑原正尚, 佐藤孝平, 福井和元, 中島 晋, 東 大地, “地球環境保全に貢献するアモルファス変圧器,” 日立評論, vol.93, no.2, pp.73–77, 2011.
- [10] 日本工業規格 : 「配電用 6kV 油入変圧器」, JIS C4304:2005.
- [11] 日本工業規格 : 「配電用 6kV モールド変圧器」, JIS C4306:2005.
- [12] 官報 号外第 74 号, 平成 24 年 3 月 30 日, pp. 280–281.
- [13] M. C. Narasimhan, “Continuous casting method for metallic strips,” U.S. Patent 4,142,571. Mar 6, 1979.
- [14] 新日鐵住金株式会社 : 「オリエントコア・オリエントコアハイビー (方向性電磁鋼帯)」, カタログ No. D004je\_04\_201509f (2015).

- [15] 日立金属株式会社:「アモルファス合金薄帯」, カタログ No. HJ-B10-B (2014).
- [16] G. Bertotti, “General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol.24, no.1, pp.621–630, 1988.
- [17] 山頭誠行, 榎園正人, “アモルファス磁性薄帯の二次元磁気ひずみ測定とビルディングファクタ評価の検討,” 日本 AEM 学会誌, vol.23, no.1, pp.206–212, 2015.
- [18] 株式会社日立産機システム:「超高効率変圧器 SUPER アモルファス Zero」, カタログ No. ST-148U (2016).
- [19] Y-H. Chang, C-H. Hsu, and C-P. Tseng, “Systematic Design and Implementation of Large-Capacity Power Transformer,” *Proc. of the 9<sup>th</sup> World Scientific and Engineering Academy and Soc. (WSEAS) Inter. Conf. on Power Systems*, pp.78–83, 2009.
- [20] 日立金属株式会社:「省エネルギー変圧器用アモルファスコアの特徴と磁気特性」, カタログ No. HJ-B13-A, (2015).
- [21] L. Li, K. Liu, X. Zhang, and N. Zhang, “Loss Calculation and Optimization Design of High Frequency Transformer,” *Inter. J. Energy and Power Engineering*, vol.5, no.1-1, pp.53–56, 2016.
- [22] O. Abu Hassan, C. Klumpner, and G. Asher, “Design Considerations for Core Material Selection and Operating Modes for a High Frequency Transformer Used in an Isolated DC/DC Converter,” *Proc. of 14<sup>th</sup> European Conf. on Power Electronics and Applications*, pp.1–11, 2011.
- [23] Hitachi Metals, Ltd. “FINEMET<sup>®</sup> F3CC Series Cut Core,” Catalogue No. HL-FM34, (2017).
- [24] TDK 株式会社:「Mn-Zn 系フェライト 材質特性」, カタログ ID: ferrite\_mn-zn\_material\_characteristics\_ja, (2016).
- [25] “アモルファス積層ブロックコア” 日立金属技報, vol.30, p.60, 2014.
- [26] 小田貴之, 宮崎真二, 島津英一郎, “HEV 昇圧装置用リアクトルコア,” *NTN Technical Review*, no.81, pp.46–51, 2013.
- [27] I. Otsuka, T. Kadomura, K. Ishiyama, and M. Yagi, “Magnetic Properties of Fe-Based Amorphous Powder Cores with High Magnetic Flux Density,” *IEEE Trans.*

- Magnetics*, vol.45, no.10, pp.4294–4297, 2009.
- [28] S. Yurekten, A. Kara, and K. Mardikyan, “Energy Efficient Green Transformer Manufacturing with Amorphous Cores,” *Proc. of Inter. Conf. on Renewable Energy Research and Applications*, pp.534–536, 2013.
- [29] A. Sato, H. Terada, T. Nagata, S. Kurita, Y. Matsuda, K. Fukui, D. Azuma, and R. Hasegawa, “Development of Distribution Transformer Based on New Amorphous Metals,” *Proc. of 20<sup>th</sup> Inter. Conf. on Electricity Distribution*, Paper No.0474, pp.1–4, 2009.
- [30] M. Carlen, D. Xu, J. Clausen, T. Nunn, R. Ramanan, and D. M Getson, “Ultra High Efficiency Distribution Transformers,” *Proc. of IEEE PES Transmission and Distribution Conf. and Expo.*, pp.1–6, 2010.
- [31] 山田智之, 高木雅昭, 山本博巳, 山地憲治, “経済性と CO<sub>2</sub> 排出量を考慮した受電用変圧器設計の検討,” *電気学会論文誌 B*, vol.130, no.9, pp.826–832, 2010.
- [32] 栗田直幸, 西水 亮, 師岡寿至, 小林千絵, 宮本直哉, 浜館良夫, 石上 孝, 山田 悠, 佐々木康二, 佐竹誉大, 福山哲也, “大容量変圧器用アモルファス鉄心の試作による損失低減効果の実証,” *電気学会論文誌 B*, vol.138, no.1, pp.53–60, 2018.
- [33] 栗田直幸, 西水 亮, 小林千絵, 宮本直哉, 石上 孝, 山田 悠, 佐々木康二, 佐竹誉大, 福山哲也, “アモルファス変圧器の大容量化に関する基礎検討(1) –解析による全体損失低減効果の算定,” 平成 29 年電気学会全国大会講演論文集, 5-095, 2017.
- [34] 山田 悠, 石上 孝, 栗田直幸, 小林千絵, 西水 亮, 佐々木康二, 佐竹誉大, 福山哲也, “アモルファス変圧器の大容量化に関する基礎検討(2) –鉄心の応力低減支持構造と保護構造,” 平成 29 年電気学会全国大会講演論文集, 5-096, 2017.
- [35] 小林千絵, 栗田直幸, 浜館良夫, 西水 亮, 石上 孝, 山田 悠, “アモルファス変圧器の大容量化に関する基礎検討(3) –鉄心と巻線の試作および損失評価,” 平成 29 年電気学会全国大会講演論文集, 5-097, 2017.
- [36] T. Sasaki, E. Shimomura, and K. Yamada, “Variation of Power Losses with Stresses in Amorphous Sheet for Power Applications,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol.23, no.5,

pp.3587–3589, 1987.

- [37] 高倉圭史, 高橋康人, 藤原耕二, 石原良之, 増田 剛, “鉄心接合部を考慮した巻鉄心変圧器の鉄損解析,” 電気学会 静止器回転機合同研究会資料, SA-12-113, RM-12-128, pp.83–88, 2012.
- [38] 変圧器専門委員会 : 「短絡時における変圧器巻線の機械的強度について」, 電気学会技術報告(I部), no.89, pp.1–26, 1969.
- [39] 株式会社日立製作所 : 「日立窒素密封形変圧器」, カタログ No.ET-137, (2007).
- [40] M. H. Coddington, B. D. Kroposki, T. Basso, D. Berger, K. Crowell, and J. Hayes, “Performance of a Dynamically Controlled Inverter in a Photovoltaic System Interconnected with a Secondary Network Distribution System,” Proc. of 2011 37<sup>th</sup> IEEE Photovoltaic Specialists Conf. (PVSC), pp.1785–1789, 2011.
- [41] D. –Y. Kim, J. –K. Kim, and G. –W. Moon, “A Three-Level Converter With Reduced Filter Size Using Two Transformers and Flying Capacitors,” IEEE Trans. Power Electronics, vol.28, no.1, pp.46–53, 2013.
- [42] P. Sun, J. Lai, C. Liu, and W. Yu, “A 55-kW Three-Phase Inverter Based on Hybrid-Switch Soft-Switching Modules for High-Temperature Hybrid Electric Vehicle Drive Application,” IEEE Trans. Industry Applications, vol.48, no.1, pp.962–969, 2012.
- [43] D. Pefitsis, J. Radkowski, and H. –P. Nee, “Self-Powered Gate Driver for Normally ON Silicon Carbide Junction Field-Effect Transistors Without External Power Supply,” IEEE Trans. Power Electronics, vol.28, no.3, pp.1488–1501, 2013.
- [44] P. Ranstad, and H. Nee, “On Dynamic Effects Influencing IGBT Losses in Soft-Switching Converters,” IEEE Trans. Power Electronics, vol.26, no.1, pp.260–271, 2011.
- [45] Z. Q. Wang, Z. D. Yin, L. X. Zhou, Z. J. Wang, and L. R. Ma, “Study on Controllable Reactor Magnetic Structure and Loss Based on ANSYS,” Proc. of 2009 IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp.201–205, 2009.
- [46] Y. Gao, K. Muramatsu, K. Shida, K. Fujiwara, S. Fukuchi, and T. Takahata, “Loss Calculation of Reactor Connected to Inverter Power Supply Taking Account of Eddy Currents in Laminated Steel Core,” IEEE Trans. Magnetics, vol.45, no.3, pp. 1044–1047, 2009.

- [47] Y. Hao, X. Yonghai, L. Yingying, Z. Yongqiang, and X. Xiangning, “Study on Nonlinear Model of Shunt Reactor in 1000kV AC Transmission System,” *Proc. of 2009 Inter. Conf. on Energy and Environment Tech. (ICEET)*, pp.305–308, 2009.
- [48] N. Kurita, K. Onda, K. Nakanoue, and K. Inagaki, “Loss Estimation Method for Three-Phase AC Reactors of Two Types of Structures Using Amorphous Wound Cores in 400-kVA UPS,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.29, no.7, pp.3657–3668, 2014.
- [49] 中ノ上賢治, 栗田直幸, “アモルファス材を用いたリアクトル装置,” 電気学会 静止器研究会資料, SA-13-097, pp.23–27, 2013.
- [50] N. Kurita, K. Onda, K. Nakanoue, and K. Inagaki, “Development of Miniaturized AC Reactors with Lower-Losses Using Amorphous Wound Cores in 400-kVA UPS,” *Proc. of IEEE PES Transmission and Distribution Conf. and Expo.*, pp.1–5, 2014.
- [51] T. Shimizu, and S. Iyasu, “A Practical Iron Loss Calculation for AC Filter Inductors Used in PWM Inverters,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.56, no.7, pp.2600–2609, 2009.
- [52] J. Mühlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, “Core Loss Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.27, no.2, pp.953–963, 2012.
- [53] K. Terashima, K. Wada, and T. Shimizu, “Evaluation of the Iron Loss of an Inductor Based on Dynamic Minor Characteristics,” *Proc. of 2007 European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE2007)*, pp.1–8, 2007.
- [54] POWERLITE® C-Cores technical bulletin, (Jul. 5, 2018) [Online].  
[http://www.hitachimetals.com/materials-products/amorphous-nanocrystalline/powerlite-c-cores/documents/POWERLITE\\_C\\_opt.pdf](http://www.hitachimetals.com/materials-products/amorphous-nanocrystalline/powerlite-c-cores/documents/POWERLITE_C_opt.pdf)
- [55] H. Fukunaga, T. Eguchi, Y. Ohta, and H. Kakehashi, “Core Loss in Amorphous Cut Cores with Air Gaps,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol.25, no.5, pp.2694–2698, 1989.
- [56] AC Reactor Design Tool, (Jul. 5, 2018) [Online].  
<http://www.hitachimetals.com/materials-products/amorphous-nanocrystalline/design-tools-core-selection.php>
- [57] 田中玄一, 横山巽子 共著:「ベーシック 品質工学へのとびら」, 日本規格協

- 会, ISBN: 9784542511293, (2007).
- [58] P. Dowell, “Effects of Eddy Currents in Transformer Windings,” *Proc. of the Institution of Elect. Eng.*, vol.113, pp.1387–1394, 1966.
- [59] 矢野 宏 著 : 「品質工学計算法入門」, 日本規格協会, ISBN: 9784542511170, (1998).
- [60] S. Yanase, H. Kimata, Y. Okazaki, and S. Hashi, “A Simple Predicting Method for Magnetic Losses of Electrical Steel Sheets under Arbitrary Induction Waveform,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol.41, no.11, pp.4365–4367, 2005.
- [61] Wind energy in Europe: Scenarios for 2030, (Jul. 5, 2018) [Online].  
<https://windeurope.org/wp-content/uploads/files/about-wind/reports/Wind-energy-in-Europe-Scenarios-for-2030.pdf>
- [62] J. W. Bialek, “European Offshore Power Grid Demonstration Projects,” *Proc. of IEEE Power and Energy Soc. Gen. Meeting*, pp.1–6, 2012.
- [63] W. Gu, “Study on China Wind Power “Offshore Three Gorges” and Non-Grid Connected Wind Power Industry Development,” *Proc. of World Non-Grid Connected Wind Power and Energy Conf.*, pp.1–4, 2009.
- [64] 福島洋上風力コンソーシアム, (Jul. 5, 2018) [Online].  
<http://www.fukushima-forward.jp/>
- [65] P. Bresesti, W. L. Kling, R. L. Hendriks, and R. Vailati, “HVDC Connection of Offshore Wind Farms to the Transmission System,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol.22, no.3, pp.37–43, 2007.
- [66] H. Liu, M. Dahidah, M. Armstrong, and R. T. Naayagi, “High Voltage High Power DC/DC Modular Multilevel Converter for Offshore Windfarm DC Collection Point,” *Proc. of IET Inter. Conf. on Power Electron., Machines and Drives*, pp.1–6, 2016.
- [67] N. Hugo, P. Stefanutti, and M. Pellerin, “Power Electronics Traction Transformer,” *Proc. of 2007 European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE 2007)*, pp.1–10, 2007.
- [68] S. Meier, T. Kjellqvist, S. Norrga, and H-P. Nee, “Design Considerations for Medium-Frequency Power Transformers in Offshore Wind Farms,” *Proc. of 2009 Eur. Conf. on Power Electron. & Appl. (EPE 2009)*, pp.1–12, 2009.



- [69] G. Ortiz, J. Biela, and J. W. Kolar, "Optimized Design of Medium Frequency Transformers with High Isolation Requirements," *Proc. of 36<sup>th</sup> Annu. Conf. of IEEE Industrial Electronics Soc.*, pp.631–638, 2010.
- [70] M. Amin Bahmani, T. Thiringer, A. Rabiei, and T. Abdulahovic, "Comparative Study of a Multi-MW High-Power Density DC Transformer with an Optimized High-Frequency Magnetics in All-DC Offshore Wind Farm," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol.31, no.2, pp.857–866, 2016.
- [71] H. Hoffmann and B. Piepenbreier. "Medium Frequency Transformer in Resonant Switching dc/dc-Converters for Railway Applications," *Proc. of 2011 European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, pp.1–8, 2011.
- [72] T. B. Gradinger, U. Drogenik, and S. Alvarez, "Novel Insulation Concept for an MV Dry-Cast Medium-Frequency Transformer," *Proc. of 2017 European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE 2017)*, pp.1–10, 2017.
- [73] K. D. Hoang, and J. Wang, "Design Optimization of High Frequency Transformer for Dual Active Bridge DC-DC Converter," *Proc. of 2012 Inter. Conf. on Electrical Machines*, pp.2311–2317, 2012.
- [74] X. Liu, Y. Wang, J. Zhu, Y. Guo, G. Lei, and C. Liu, "Calculation of Core Loss and Copper Loss in Amorphous / Nanocrystalline Core-Based High-Frequency Transformer," *AIP Advances*, vol.6, no.055927, pp.1–8, 2016.
- [75] E. L. Barrios, A. Urtasun, A. Ursúa, L. Marroyo, and P. Sanchis, "High-Frequency Power Transformers with Foil Windings: Maximum Interleaving and Optimal Design," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.30, no.10, pp.5712–5723, 2015.
- [76] R. Asensi, R. Prieto, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Modeling High-Frequency Multiwinding Magnetic Components Using Finite-Element Analysis," *IEEE Trans. Magnetics*, vol.43, no.10, pp.3840–3850, 2007.
- [77] L. Zhihua, and L. Henglian, "Synthetical Analysis of Interleaving Techniques' Effect on High-frequency Transformer's Parameters," *Proc. of 2008 Inter. Conf. Electrical Machines and Sys. (ICEMS 2008)*, pp.4407–4410, 2008.
- [78] K. V. Iyer, W. P. Robbins, and N. Mohan, "Winding Design of a High Power Medium Frequency Transformer," *Proc. of Inter. Sym. Power Electron. Elect. Drives*,

*Automated Motion (SPEEDAM 2014)*, pp.665–669, 2014.

- [79] M. Pavlovsky, S. W. H. de Haan, and J. A. Ferreira, “Concept of 50kW DC/DC Converter Based on ZVS, Quasi-ZCS Topology and Integrated Thermal and Electromagnetic Design,” *Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE 2005)*, pp.1–9, 2005.
- [80] M. Amin Bahmani, T. Thiringer, and H. Ortega, “An Accurate Pseudoempirical Model of Winding Loss Calculation in HF Foil and Round Conductors in Switchmode Magnetics,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.29, no.8, pp.4231–4246, 2014.
- [81] M. Chen, M. Araghchini, K. K. Afridi, J. H. Lang, C. R. Sullivan, and D. J. Perreault, “A Systematic Approach to Modeling Impedances and Current Distribution in Planar Magnetics,” *Proc. of 2014 IEEE Workshop on Control & Model. Power Electron. (COMPEL 2014)*, pp.1–17, 2014.
- [82] 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 マグネティクス研究会資料, MAG-17-009, pp.49–54, 2017.
- [83] 畠山智行, 栗田直幸, 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巻線構成に起因する特性比較,” 平成 29 年電気学会全国大会講演論文集, 5-098, 2017.
- [84] 栗田直幸, 畠山智行, 木村 守, “高周波変圧器用ラップ接合アモルファス巻鉄心の鉄損算定,” 日本磁気学会論文特集号, vol.2, no.1, pp.20–24, 2018.
- [85] J. F. Zhao, J. G. Jiang, and X. W. Yang, “AC-DC-DC Isolated Converter with Bidirectional Power Flow Capability,” *IET Power Electronics*, vol.3, no.4, pp.472–479, 2010.
- [86] H. Krishnamoorthy, M. Daniel, J. Ramos–Ruiz, P. Enjeti, L. Liu, and E. Aeloiza, “Isolated AC-DC Converter Using Medium Frequency Transformer for Off-Shore Wind Turbine DC Collection Grid,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.64, no.11, pp.8939–8947, 2017.
- [87] H. Tanaka, K. Nakamura, and O. Ichinokura, “Winding Arrangement of High-Frequency Amorphous Transformers for MW-class DC-DC Converters,” *J.*

*Magnetics Soc. Japan*, vol.40, no.2, pp.35–38, 2016.

- [88] IEC 60076-3:2013, “Power transformers - Part 3: Insulation levels, dielectric tests and external clearances in air”.
- [89] R. U. Lenke, S. Rohde, F. Mura, and R. De Doncker, “Characterization of Amorphous Iron Distribution Transformer Core for Use in High-Power Medium-Frequency Applications,” *Proc. of 2009 IEEE Energy Conversion Congress & Expo. (ECCE 2009)*, pp. 1060-1066, 2009.
- [90] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. De Doncker, “Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.37, no.4, pp.1055–1061, 2001.
- [91] 小林千絵, 栗田直幸, 浜館良夫, 山岸 明, 小木 瑞, “ハイブリッドアモルファス鉄心の鉄損解析技術の開発,” 平成 29 年電気学会電力・エネルギー部門大会講演論文集, 講演番号 353, 2017.
- [92] 小木 瑞, 高橋晃一, 山岸 明, 田中雄一郎, 小林千絵, 栗田直幸, 西水 亮, “ハイブリッドアモルファス鉄心変圧器の開発に関する基礎検討,” 平成 29 年電気学会電力・エネルギー部門大会講演論文集, 講演番号 354, 2017.
- [93] N. Kurita, A. Nishimizu, C. Kobayashi, Y. Tanaka, A. Yamagishi, M. Ogi, K. Takahashi, and M. Kuwabara, “Magnetic Properties of Simultaneously Excited Amorphous and Silicon Steel Hybrid Cores for Higher Efficiency Distribution Transformers,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol.54, no.11, 2018. (to be published)



## 謝辞

本論文をまとめるにあたり、終始懇切なる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 中村健二 教授に衷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 須川成利 教授、高橋 信 教授に深く御礼申し上げます。

本研究にて開発したアモルファス静止電磁機器の設計・試作・性能評価にあたり多大な御協力を頂きました、株式会社日立産機システム 事業統括本部 受配電・環境システム事業部 稲垣勝敏 元担当部長（現 Hitachi Soe Electric & Machinery Co., Ltd）、海津朋宏 部長、佐藤孝平 主任技師、桑原正尚 主任技師、中ノ上賢治 技師、安東邦彦 企画員をはじめとする関係各位に感謝申し上げます。

本論文第 3 章の配電用アモルファス変圧器の開発にあたっては、株式会社日立製作所 電力ビジネスユニット 送変電生産本部 梶原祐一 部長、山岸 明 主任技師、および同社研究開発グループ 石上 孝 主任研究員、佐々木康二 元主任研究員（現 株式会社日立パワーデバイス）、山田 悠 企画員、佐竹誉大 研究員をはじめとする関係各位の御協力を頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

本論文第 4 章のアモルファスリアクトルの開発に際し有益な御討論、御助言を賜りました、株式会社日立製作所 研究開発グループ 井出一正 元センタ長（現 株式会社日立パワーソリューションズ）、森 睦宏 技術顧問、加藤修治 元主任研究員（現 東北大学）、また、UPS の効率評価に際し御協力を頂きました、同社インダストリアルプロダクツビジネスユニット 園部 薫 主任技師に深謝致します。

本論文第 5 章の高周波アモルファス変圧器の開発にあたっては、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）、元株式会社日立製作所日立研究所 恩田謙一 博士（現 日本ケミコン株式会社）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。なお、本章の成果の一部は、国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術開発機構 (NEDO) の委託業務の結果得られたものです。

最後になりましたが、本研究を遂行した 2010 年～2018 年に筆者が在籍した株式会社日立製作所 研究開発グループの部内の皆様には、多方面に渡る御協力と御助言、叱咤激励を頂きました。ここに深く感謝の意を表します。