

修士学位論文

フリンジング磁束を考慮した ギャップ付きインダクタの損失解析

指導教員 清水 敏久 教授

平成30年2月14日提出

首都大学東京大学院

理工学研究科 電気電子工学専攻

学修番号 16882335

氏 名 保田 耕平

学位論文要旨（修士（工学））

論文著者名 保田 耕平

論文題名：フリンジング磁束を考慮したギャップ付きインダクタの損失解析

本文

SiC や GaN などのワイドギャップ半導体の実用化により、半導体電力変換回路の高電力密度化が急速に進んでいる。これは概ね良い変化といえるが、この変化に伴いいくつかの問題も発生しており、例えば電力変換回路で使用する受動素子の体積が相対的に大きくなっている。それに伴い、電力変換回路において、受動素子の特性を深く理解することが設計において重要性を増してきている。ところが、これまではパワーデバイスが損失の主要因となっていたため、受動素子に関する研究は不足している。中でもインダクタに関しては、最適設計において重要な要素である、損失の計算・測定がどちらも困難である。そのため、実用的なインダクタの損失解析法の開発に対する期待は高い。そこで先行研究では、電力変換回路に使用されるインダクタの励磁条件を踏まえた鉄損の計測法とそれを表記する手法であるロスマップ法を提案し、その有効性を示してきた。

しかしながら、ロスマップ法が適応できるインダクタには制限があった。最も検討が不十分なのが、磁気コアにエアギャップを挿入したインダクタについての鉄損計測・計算である。大電流で励磁するインダクタの場合には、磁気コアの磁気飽和を防ぐためにエアギャップを挿入することが多い。その場合、エアギャップ部の磁気抵抗の値が複雑に変化することや、ギャップから磁束がコア外部に漏れ出すことになり、漏れ磁束・フリンジング磁束が発生する現象が知られている。漏れ磁束・フリンジング磁束は、磁気コアや巻線中のジュール損失（フリンジングロス）の原因となる。

これらの要因から、従来の鉄損測定法はギャップ付きインダクタに対応できない場合がある。また、ロスマップ法においてもこれらに対応できるのか、検討に至ってはいなかった。そこで、本研究ではまず、フリンジングロスを排除した条件下での、ロスマップ法のギャップ付きインダクタへの適応を検討した。そのために、従来の測定法をギャップ付きインダクタへの適用のために改善し、測定精度の向上を確認した。

しかし、鉄損だけの解析では、ギャップ付きインダクタの損失解析は不十分である。コア外部に漏れだす磁束の影響が大きく、鉄損以外の損失が無視できないほど大きいのである。その多くを占めると考えられるフリンジングロスについては、発生原理などは既に研究が進められている。シート状磁性体を積層した磁気コアの場合、シートコア内に多くのフリンジングロスが生じることが知られており、エアギャップ形状を工夫することによりフリンジングロスを減少する手法等も検討されている。一方、圧粉コアの場合には上記と比較し

て磁気コア内に生じるフリンジングロスが少ないが、フリンジング磁束が巻線と錯交して巻線に生じる損失が無視できなくなることが知られている。巻線に生じるフリンジングロスについては、電磁界解析を用いて計算を行った報告があるが、計算負荷が極めて大きくなるため、電力変換回路に使用するインダクタの損失計算手法として実用的とは言えない。加えて、巻線に生じるフリンジングロスについて計算値と実測値を比較している例は筆者らの知る限り見受けられないため、その計算精度を計ることができていない。特にフリンジングロス単体を測定したという報告は皆無である。そのため現状では、巻線中のフリンジングロスへの対策は、ギャップと巻線の間にマージンを取るという経験則に基づいた方法が主流であり、小型化の妨げとなっている。

さらに近年は複数のギャップ（以下、マルチギャップと呼ぶ）を有するインダクタがハイブリッドカー等の装置向けに開発されている。これはマルチギャップの方がシングルギャップよりも鉄損が少なくなるためと言われているようであるが、マルチギャップの場合に鉄損が少なくなるという定量的検討についても筆者らの知る限り報告されていない。ギャップ配置の最適化については既に検討が行われているが、フリンジングロスに関する検討は浅く、設計に生かし切れていない。

そこで筆者らは、低計算量で簡易なフリンジングロスを含む鉄損の計算手法の開発を行った。フリンジングロスの正確な計算は、磁性体と巻線構造を精密に模擬した有限要素法を用いた電磁界解析で原理的には可能であるが、膨大な解析要素数の電磁界解析を行うには極めて長時間の計算が必要になり、実用的ではない。本論文の提案手法では短時間での計算を目的として、磁性体ギャップ近傍の漏れ磁束分布だけを電磁界解析で計算し、その磁束密度分布からギャップ近傍の巻線に生じるフリンジングロスを近似計算する。本手法による計算結果と測定結果の比較を行ったところ、両者は概ね一致しており、ギャップ付きコアを用いたインダクタのフリンジングロスを正確に算定できることを確認した。

以上の大きく2つの取り組みから、ギャップ付きインダクタへのロスマップ法の適用と、フリンジングロスの計算を併用することで、ギャップ付きインダクタの損失解析が可能となった。そのため、複数のパターンで検証実験と計算を行い、簡単かつ高精度で解析できていることを確認した。

第 1 章 序論	- 1 -
1.1 研究背景	- 1 -
1.2 本研究の目的	- 5 -
1.3 論文構成	- 5 -
第 2 章 インダクタの現状と損失解析における問題点	- 7 -
2.1 インダクタ	- 7 -
2.1.1 電力変換回路におけるインダクタ	- 7 -
2.1.2 ギャップ付きインダクタ	- 9 -
2.1.3 インダクタの損失	- 12 -
2.2 従来の損失測定における問題点	- 13 -
2.2.1 インダクタの損失測定の現状	- 13 -
2.2.2 2 コイル法	- 16 -
2.3 従来の損失計算における問題点	- 18 -
2.3.1 電磁界解析による熱計算を用いた手法	- 18 -
2.3.2 ロスマップ法	- 21 -
2.4 まとめ	- 27 -
第 3 章 ギャップ付きインダクタの損失解析の改善	- 29 -
3.1 電磁界解析の改善	- 29 -
3.1.1 電磁界解析ソフト JMAG について	- 30 -
3.1.2 シミュレーションモデルの再現性の改善	- 30 -
3.1.3 有限要素法に用いるメッシュの改善	- 34 -
3.1.4 解析条件に起因する誤差の考察	- 36 -
3.2 2 コイル法の改善	- 38 -
3.2.1 電磁気学的な 2 コイル法の解釈	- 38 -
3.2.2 検出巻線位置の改善	- 40 -
3.3 まとめ	- 44 -
第 4 章 フリンジングロスの簡易解析	- 45 -
4.1 フリンジングロス	- 45 -
4.1.1 フリンジングロスの原理と分類	- 46 -
4.1.2 フリンジングロスの問題点	- 47 -
4.2 フリンジングロスの簡易解析モデル	- 51 -

4.2.1	ダミー巻線モデルの原理	- 52 -
4.2.2	ダミー巻線モデルを用いた損失測定	- 56 -
4.3	ダミー巻線モデルを用いた計算	- 57 -
4.3.1	フリンジングロスの計算手法	- 58 -
4.3.2	電磁界解析	- 59 -
4.3.3	測定値と計算値の比較	- 63 -
4.3.4	鉄損を含めた計算	- 66 -
4.4	誤差要因の検討	- 68 -
4.5	マルチギャップ	- 71 -
4.5.1	マルチギャップでのダミー巻線モデル	- 71 -
4.5.2	電磁界解析	- 73 -
4.5.3	測定値と計算値の比較	- 77 -
4.5.4	誤差要因の検討	- 83 -
4.5.5	マルチギャップダミー巻線モデルの改善	- 84 -
4.6	まとめ	- 85 -
第 5 章フリンジングロスを考慮した損失解析-	87 -
5.1	シングルギャップインダクタの損失測定	- 87 -
5.2	シングルギャップインダクタの損失計算	- 91 -
5.2.1	ロスマップ	- 91 -
5.2.2	電磁界解析	- 93 -
5.2.3	測定値と計算値の比較	- 103 -
5.2.4	誤差要因の検討	- 105 -
5.3	二段構造の巻線を持つインダクタ	- 106 -
5.3.1	シングルギャップ	- 107 -
5.3.2	マルチギャップ	- 108 -
5.4	フリンジングロスの増加要因の検討	- 110 -
5.4.1	ギャップ	- 110 -
5.4.2	巻線形状および周波数	- 111 -
5.4.3	コア材料	- 111 -
5.5	2 コイル法の測定精度検証	- 112 -
5.6	まとめ	- 120 -
第 6 章	- 121 -	
6.1	今後の予定	- 121 -
6.2	総論	- 122 -

図の目次

図 1.1	SiC を用いた DC-DC コンバータ (文献[1]より引用)	- 1 -
図 1.2	ハイブリット自動車の所有数の移行 (参考[3]より引用)	- 2 -
図 2.1	B-H カーブ	- 9 -
図 2.2	ギャップ挿入による B-H カーブの変動	- 10 -
図 2.3	車載用リアクトルのマルチギャップコア([13]から引用)	- 11 -
図 2.4	一般的なインダクタの損失の分類	- 12 -
図 2.5	フリンジングロスを考慮したインダクタの損失の分類	- 13 -
図 2.6	カロリメーター法簡略図	- 15 -
図 2.7	B-H アナライザを用いた 2 コイル法による測定回路	- 16 -
図 2.8	閉磁路構造のインダクタ	- 17 -
図 2.9	電磁界解析による熱計算(参考文献[8]より引用)	- 18 -
図 2.10	交流磁界中の銅線の熱計算モデル (上から・横から・斜めから)	- 19 -
図 2.11	電磁界解析によって算出した銅線中のジュール損失	- 20 -
図 2.12	トロイダルコアの 1/2 解析モデル (上から・斜めから)	- 22 -
図 2.13	トロイダルコアの 1/2 解析メッシュモデル (上から・斜めから)	- 22 -
図 2.14	トロイダルコアの磁束密度コンタープロット	- 23 -
図 2.15	インダクタ 1 の磁束密度コンタープロット	- 24 -
図 2.16	インダクタ 1 の損失比較	- 24 -
図 2.17	U-U コアの形状	- 25 -
図 2.18	インダクタ 2 のシミュレーションモデル 1 (上から、斜めから)	- 26 -
図 2.19	インダクタ 2 のコンタープロット	- 26 -
図 2.20	インダクタ 2 の鉄損比較	- 26 -
図 3.1	インダクタ 2 の実物とシミュレーションモデルの比較	- 31 -
図 3.2	インダクタ 2 とシミュレーションモデルの比較 (再現性修正版)	- 32 -
図 3.3	インダクタ 2 改良モデルの鉄損比較	- 33 -
図 3.4	インダクタ 2 のメッシュ (修正前)	- 35 -
図 3.5	インダクタ 2 のメッシュ (修正後)	- 35 -
図 3.6	インダクタ 2 のフルモデルと 1/8 モデルの比較	- 37 -
図 3.7	インダクタ 2 の磁束線概略図	- 39 -
図 3.8	インダクタ 2 の磁束線概略図 (ギャップ有り)	- 39 -
図 3.9	インダクタ 2 のシミュレーションモデル (検出巻線改良版)	- 40 -
図 3.10	修正後のインダクタ 2 の磁束線概略図	- 41 -
図 3.11	インダクタ 2 改良版のコンタープロット	- 42 -
図 3.12	検出巻線修正後の損失比較 (ギャップ 0 mm)	- 42 -
図 3.13	検出巻線修正後の損失比較 (ギャップ 0.3 mm)	- 42 -

図 3.14	検出巻線修正後の損失比較 (ギャップ 0.5mm)	- 43 -
図 3.15	検出巻線修正後の損失比較 (ギャップ 1 mm)	- 43 -
図 4.1	フリンジング磁束	- 46 -
図 4.2	巻線中のフリンジングロス発生原理	- 47 -
図 4.3	インダクタ 3 のシミュレーションモデル (上から、斜めから)	- 49 -
図 4.4	インダクタ 3 のコンタープロット (ギャップ 0 mm)	- 49 -
図 4.5	インダクタ 3 のコンタープロット (ギャップ 2 mm)	- 50 -
図 4.6	インダクタ 3 の損失計算値	- 50 -
図 4.7	インダクタ 3 の損失測定値	- 50 -
図 4.8	ダミー巻線モデルの写真 (左 : インダクタ A 右 : インダクタ B)	- 53 -
図 4.9	ダミー巻線モデルのシミュレーションモデル	- 53 -
図 4.10	ダミー巻線モデルの詳細図	- 53 -
図 4.11	ダミー巻線モデルのシミュレーション回路	- 55 -
図 4.12	ダミー巻線モデルのコンタープロット(ギャップ 2mm)	- 55 -
図 4.13	インダクタ A とインダクタ B の損失測定値	- 56 -
図 4.14	ダミー巻線モデルを用いたフリンジングロス測定値	- 57 -
図 4.15	フリンジングロス計算モデル	- 58 -
図 4.16	ダミー巻線のコンタープロット	- 60 -
図 4.17	ダミー巻線の巻線番号	- 60 -
図 4.18	ダミー巻線の磁界強度分布	- 61 -
図 4.19	磁界不均一性を考慮しないフリンジングロス計算	- 61 -
図 4.20	磁界強度の中心点抽出と巻線区分	- 62 -
図 4.21	ダミー巻線モデルでのフリンジングロス分布	- 63 -
図 4.22	ダミー巻線のフリンジングロス計算値	- 64 -
図 4.23	フリンジングロス比較(1.5mm)	- 65 -
図 4.24	フリンジングロス比較(2mm)	- 65 -
図 4.25	フリンジングロス比較(2.5mm)	- 65 -
図 4.26	フリンジングロス比較(3mm)	- 65 -
図 4.27	鉄損+フリンジングロス(1.5mm)	- 67 -
図 4.28	鉄損+フリンジングロス(2mm)	- 67 -
図 4.29	鉄損+フリンジングロス(2.5mm)	- 67 -
図 4.30	鉄損+フリンジングロス(3mm)	- 67 -
図 4.31	ダミー巻線モデルの磁束線概略図	- 69 -
図 4.32	マルチギャップ U-U コア	- 72 -
図 4.33	マルチギャップダミー巻線モデルの写真 (インダクタ D)	- 72 -
図 4.34	マルチギャップダミー巻線モデルの解析モデル(上から)	- 73 -

図 4.35	マルチギャップダミー巻線モデルの解析モデル(斜めから)	73 -
図 4.36	マルチギャップダミー巻線モデルのメッシュモデル(1/8 モデル) ...	74 -
図 4.37	マルチギャップダミー巻線モデルのシミュレーション回路	75 -
図 4.38	マルチギャップダミー巻線モデルのコンタープロット(1GAP)	76 -
図 4.39	マルチギャップダミー巻線モデルのコンタープロット(2GAP)	76 -
図 4.40	マルチギャップダミー巻線モデルのコンタープロット(3GAP)	76 -
図 4.41	マルチギャップダミー巻線モデルの損失計算値と測定値	78 -
図 4.42	マルチギャップダミー巻線モデルの巻線番号	79 -
図 4.43	マルチギャップダミー巻線モデルのフリンジングロス分布(1GAP)-	80 -
図 4.44	マルチギャップダミー巻線モデルのフリンジングロス分布(2GAP)-	80 -
図 4.45	マルチギャップダミー巻線モデルのフリンジングロス分布(3GAP)-	80 -
図 4.46	マルチギャップダミー巻線モデルの損失解析結果(1GAP)	81 -
図 4.47	マルチギャップダミー巻線モデルの損失解析結果(2GAP)	82 -
図 4.48	マルチギャップダミー巻線モデルの損失解析結果(3GAP)	82 -
図 4.49	マルチギャップダミー巻線モデル修正版(上から)	84 -
図 4.50	マルチギャップダミー巻線モデル修正版(斜めから)	85 -
図 4.51	マルチギャップダミー巻線モデル修正版のコンタープロット	85 -
図 5.1	インダクタ 4 の写真	88 -
図 5.2	インダクタ 4 の詳細図	88 -
図 5.3	インダクタ 4 の磁束線概略図	88 -
図 5.4	インダクタ 4 のフリンジングロスと鉄損の測定値	90 -
図 5.5	周波数 10 kHz 正弦波での MBS-R3 のロスマップ	92 -
図 5.6	インダクタ 4 のシミュレーションモデル(上から、斜めから).....	94 -
図 5.7	インダクタ 4 の 1/8 シミュレーションモデル(抑制パート込み)	95 -
図 5.8	インダクタ 4 のシミュレーション回路	97 -
図 5.9	インダクタ 4 のシミュレーションメッシュモデル(上から)	99 -
図 5.10	インダクタ 4 のシミュレーションメッシュモデル(斜めから).....	99 -
図 5.11	インダクタ 4 の周辺空気領域のメッシュ	100 -
図 5.12	インダクタ 4 のコンタープロット($\Delta B = 100$ mT,ギャップ 0 mm) .-	100 -
図 5.13	インダクタ 4 のコンタープロット($\Delta B = 100$ mT,ギャップ 1 mm) .-	101 -
図 5.14	インダクタ 4 のコンタープロット($\Delta B = 100$ mT,ギャップ 2 mm) .-	101 -
図 5.15	インダクタ 4 のフリンジングロス計算値	103 -
図 5.16	インダクタ 4 の損失解析結果(ギャップ 0.5m)	103 -
図 5.17	インダクタ 4 の損失解析結果(ギャップ 1 mm)	104 -
図 5.18	インダクタ 4 の損失解析結果(ギャップ 1.5 mm)	104 -
図 5.19	インダクタ 4 の損失解析結果(ギャップ 2 mm)	104 -

図 5.20	インダクタ α のシミュレーションモデル	- 107 -
図 5.21	インダクタ α のフリンジングロス分布	- 108 -
図 5.22	インダクタ β のシミュレーションモデル	- 109 -
図 5.23	インダクタ β のフリンジングロス分布	- 109 -
図 5.24	ギャップ近傍の磁束	- 111 -
図 5.25	インダクタ 5 のシミュレーションモデル(上から、斜めから).....	- 113 -
図 5.26	インダクタ 5 の詳細図	- 113 -
図 5.27	インダクタ 5 のコンタープロット	- 114 -
図 5.28	磁束密度リプル検出面(左：インダクタ 4、右：インダクタ 5).....	- 115 -
図 5.29	インダクタ 4・5 の検出磁束密度の比較	- 116 -
図 5.30	インダクタ 5 の損失解析結果(ギャップ 0.5mm)	- 117 -
図 5.31	インダクタ 5 の損失解析結果(ギャップ 1mm)	- 117 -
図 5.32	インダクタ 5 の巻線番号	- 119 -
図 5.33	インダクタ 5 のフリンジングロス分布	- 119 -

第 1 章 序論

1.1 研究背景

SiC や GAN などのワイドギャップ半導体の実用化により、半導体電力変換回路の高電力密度化が急速に進んでいる。[1][2] 小型化・高効率化は電力変換回路に常に求められている要素であり、これらの要求に対する近年の変化は目覚ましい進歩であるといえる。しかしながら、この変化に伴いいくつかの問題も発生しており、例えば図 1.1 に示すように電力変換回路で使用する受動素子の体積が相対的に大きくなっている。これまではスイッチングデバイスが損失の主要因であったが、それらが改善されていく中で、受動素子で発生する損失も無視できない割合に変動してきている。それに伴い、電力変換回路の設計において、受動素子の特性を深く理解することの重要性が増してきている。ところが、これまではパワーデバイスが損失の主要因となっていたため、受動素子に関する研究は不足している。中でもインダクタに関しては、最適設計において重要な要素である、損失の計算・測定がどちらも十分な検討は行われておらず、今後のパワーエレクトロニクス技術の発展に対する一つの課題となっている。

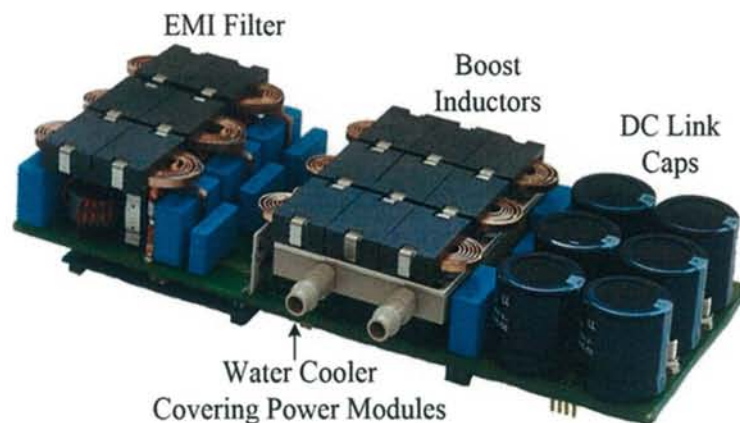


図 1.1 SiC を用いた DC-DC コンバータ（文献[1]より引用）

加えて、図 1-2 に示すように近年は電気自動車などが急速に普及しており、その使用部品であるインダクタの設計も変革期を迎えている。具体的には、これまで以上の大電力励磁下での使用が予想される。そのため、実用的なインダクタの損失解析法の開発に対する期待は高い。そこで先行研究では、電力変換回路に使用されるインダクタの励磁条件を踏まえた鉄損の計測法とそれを表記する手法であるロスマップ法を提案し、その有効性を示してきた[4][5]。

しかしながら、ロスマップ法が適応できるインダクタには制限があった。最も検討が不十分なのが、磁気コアにエアギャップを挿入したインダクタについての鉄損計測・計算である。大電流で励磁するインダクタの場合には、磁気コアの磁気飽和を防ぐためにエアギャップを挿入することが多い。その場合、エアギャップ部の磁気抵抗の値が複雑に変化することや、ギャップから磁束がコア外部に漏れ出すことになり、漏れ磁束・フリンジング磁束が発生する現象が知られている。漏れ磁束・フリンジング磁束は、磁気コアや巻線中のジュール損失（フリンジングロス）の原因となる[6][7]。

これらの要因から、従来の鉄損測定法はギャップ付きインダクタに対応できない場合がある。また、ロスマップ法においてもギャップ付きインダクタを代表とした複雑な磁界分布をもつインダクタに対応できるのか、検討に至ってはいなかった。これまでに検証実験を行い測定値と計算値の傾向が完全に一致した損失解析対象は、ギャップのないトロイダルコアから作製したインダクタのみに留まっている。

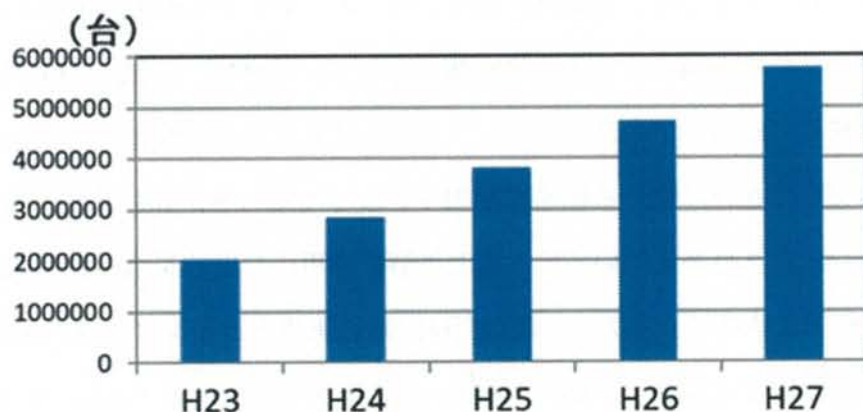


図 1.2 ハイブリット自動車の所有数の移行（参考[3]より引用）

そこで本研究ではまず始めに、フリンジングロスを排除した条件下での、ロスマップ法のギャップ付きインダクタへの適応を検討した。そこで大きな障害となるのが、損失の測定手法である。前述の通り、ギャップ付きインダクタは損失の解析が困難である。形成済みのインダクタの損失測定手法はいくつかあるが、最も多くの利用が見受けられるのは2コイル法である。2コイル法の中にもいくつか区分が存在するが、その原理は根本の部分で共通しており、発生する磁界 H と電流 I の位相差から損失を計測する。この方式では励磁を行う一次巻線と、その磁束を検出する二次巻線が使用され、測定対象の外観はトランスに近いものになる。一般に2コイル法はコア内部の損失のみを測定する鉄損測定法として認知されているが、実際には「鉄損」と「フリンジングロス」の両方を測定している場合があると考えられる。この先行研究で利用していた測定系では、インダクタに流れる電流の振幅および両端電圧に対する電流の相対位相差から損失を測定する。この測定原理に電磁気学的な考え方を取り入れて換言するならば、「二次巻線を通過する磁束がする仕事を観測している」と表現できる。本研究ではこの考えを応用し、2コイル法のギャップ付きインダクタへの適用のための改善を行った。

鉄損だけの解析では、ギャップ付きインダクタの損失解析は不十分である。コア外部に漏れだす磁束の影響が大きく、鉄損以外の損失が無視できないほど大きいためである。その多くを占めると考えられるフリンジングロスについては、発生原理などは既に研究が進められている。シート状磁性体を積層した磁気コアの場合、シートコア内に多くのフリンジングロスが生じることが知られており、エアギャップ形状を工夫することによりフリンジングロスを減少する手法等も検討されている(**)。一方、圧粉コアの場合には上記と比較して磁気コア内に生じるフリンジングロスは少ないが、フリンジング磁束が巻線と錯交して巻線に生じる損失が無視できなくなることが知られている⁽⁶⁾。巻線に生じるフリンジングロスについては、電磁界解析を用いて計算を行った報告があるが⁽⁷⁾、計算負荷が極めて大きくなるため、電力変換回路に使用するインダクタの損失計算手法として実用的とは言えない。加えて、巻線に生じるフリンジングロスについて計算値と実測値を比較している例は筆者らの知る限り見受けられないため、その計算精度を計ることができていない。特にフリンジングロス単体を測定したという報告は皆無である。

そのため現状では、巻線中のフリンジングロスへの対策は、ギャップと巻線の間にマジンを取るという経験則に基づいた方法が主流であり、小型化の妨げとなっている。電車や車などの移動体に使用する場合、部品の小型化は空間的に有利になることに加え、重さを抑えることで損失の低減にも効いてくる重要な要素である。

さらに、近年はハイブリッド自動車等からインダクタに対して大容量化の要求が強く、複数のギャップを持つインダクタ（以下、マルチギャップと呼ぶ）も開発されている。8)-[14]これはマルチギャップの方がシングルギャップよりも鉄損が少なくなるためとされているようであるが、マルチギャップの場合に鉄損が少なくなるという定量的検討についても筆者らの知る限り報告されていない。ギャップ配置の最適化[15]については既に検討が行われているが、フリンジングロスに関する検討は浅く、設計に生かし切れていない。

そこで筆者らは、低計算量で簡易なフリンジングロスを含む鉄損の計算手法の開発を行った。フリンジングロスの正確な計算は、磁性体と巻線構造を精密に模擬した有限要素法を用いた電磁界解析で原理的には可能であるが、膨大な解析要素数の電磁界解析を行うには極めて長時間の計算が必要になり、実用的ではない。本論文の提案手法では短時間での計算を目的として、磁性体ギャップ近傍の漏れ磁束分布だけを電磁界解析で計算し、その磁束密度分布からギャップ近傍の巻線に生じるフリンジングロスを近似計算する。本手法による計算結果と測定結果の比較を行ったところ、両者は概ね一致しており、ギャップ付きコアを用いたインダクタのフリンジングロスを正確に算定できることを確認したので報告する。

以上の大きく2つの取り組みから、ギャップ付きインダクタへのロスマップ法の適用と、フリンジングロスの計算を併用することで、ギャップ付きインダクタの損失解析が可能となった。そのため検証実験と計算を行い、簡単かつ高精度で損失解析であることが確認した。

1.2 本研究の目的

本研究の目的は、ギャップ付きインダクタの損失解析である。その達成のために、2つの問題に取り組んだ。

一つ目は、フリンジングロスを排除した条件下でのギャップ付きインダクタの損失解析である。インダクタの損失計算及び測定は多く報告されているが、ギャップ付きインダクタの損失計算値と測定値の比較を行ったという報告は見受けられない。そのため、まずは複雑な問題を避けるために、フリンジングロスを排除した条件下での損失解析を行う。

二つ目はフリンジングロスの簡易計算手法の開発である。フリンジングロスは実用性の高い計算手法が存在せず、またフリンジングロス単体を測定したという報告は見受けられない。そのため、低計算量な計算手法の開発と、その精度確認のためのフリンジングロス単体の測定が可能なモデルの設計を行った。

上記の2つの問題に取り組むことで、「ギャップ付きインダクタの損失測定」「フリンジングロスの計算」「ギャップ付きインダクタのロスマップ法の適用」を可能にし、計算・実験の両面からギャップ付きインダクタの損失解析を行った。

1.3 論文構成

本論文は全6章で構成する。以下に第2章以降の要約を述べる。

第2章では家庭向け電力変換回路におけるインダクタの損失解析の現状と問題点を整理する。まず初めに、大電力励磁下で使用可能なインダクタの必要性を述べ、その実現のためにはギャップ付きインダクタの存在が不可欠である事を示す。次に、インダクタの損失測定・計算手法の現状について述べる。ここでロスマップ法による損失計算手法を示し、その問題点について説明する。最後に、計算コストが低い損失解析手法が必要である理由を述べる。

第3章では、ギャップ付きインダクタの損失解析の改善案について説明する。まず、電

磁界解析モデルの再現性と有限要素法の要素サイズが損失計算に与える影響について述べる。次に、2 コイル法による損失測定の原理と改善策について説明する。先に改善前の損失解析結果を示し、その後改善後の損失解析精度の向上の説明をする事で、2 コイル法を用いたギャップ付きインダクタの損失解析の精度確保の条件を示す。最後に、誤差要因の検討とその改善策について説明する。

第4章ではフリンジングロスの原理及び問題点と提案計算手法について説明する。まず、フリンジングロスの発生原理を示し、2 コイル法による損失測定の障害となる理由について説明する。次に、フリンジングロスの簡易解析モデルについて説明し、実測及び計算による実験検証の内容とその結果について述べる。

第5章では、提案手法による一般的なギャップ付きインダクタの損失解析について述べる。励磁巻線でフリンジングロスが発生する条件で実験検証を行い、全ての励磁条件での損失解析において誤差 3%未満で計算値と測定値が一致している事を示す。最後に、フリンジングロスの増加要因の考察と、フリンジングロスが発生する場合の2 コイル法の精度確保の条件を確認する検証実験の結果を示す。

最後に第6章では本論文を総括し、今後の課題について述べる。

第2章

インダクタの現状と 損失解析における問題点

近年の傾向として、インダクタを大電力で使用することが増えてきている。そのため、インダクタの飽和を防ぐことを目的として磁気コアにギャップを挿入した、ギャップ付きインダクタの重要性が増している。しかしながら、ギャップ付きインダクタは「損失の測定」と「損失の計算」が困難であり、最適設計の検討が不十分である。

本章では、ギャップ付きインダクタ損失の測定と計算に関してそれぞれの現状を詳細に述べ、問題点を洗い出す。加えて、その改善のための検討を行い、3章以降で述べる実験の意義・必要性を明確にする。

2.1 インダクタ

近年、インダクタ設計の重要度が増していく中で、損失測定が困難なギャップ付きインダクタの使用頻度はむしろ増加傾向にある。本節では、電力変換回路におけるインダクタの役割・性質から、ギャップ挿入によるメリット・デメリットを示す。また、近年の傾向から、ギャップ挿入のメリットが強く、ギャップ付きインダクタの需要が高いことの理由を述べる。加えて、インダクタの設計における損失解析の重要性にも触れ、本研究の目的を整理する。

2.1.1 電力変換回路におけるインダクタ

インダクタは、電気エネルギーと磁気エネルギーの相互関係を利用した部品である。そのため、他の部品と比較して複雑な性質も有しており、使用用途を考慮したインダク

タの選定を行うのであれば、特性を把握することが重要である。一方で、インダクタは電力変換回路を構成する基本部品の一つであり、インダクタを排除した回路設計を行うことは極めて困難である。

本項では、インダクタの持つ性質・特性について述べる。

● インダクタの性質

インダクタは、電気エネルギーを一時的に磁気エネルギーに変換して保持し、電気エネルギーとして再放出する性質を持つ。アンペール-マクスウェルの式が示すように、電流・磁場は密接な相互関係にあるが、インダクタは電力変換回路に磁氣的な要素を強くもたらす特徴がある。

インダクタは、回路上ではインダクタンス $L[H]$ を用いて表される。インダクタンスは、コイルの巻線に電流が流れるときに発生する磁束に対する電流の比例定数である。インダクタンス $L[H]$ はインダクタを構成する要素である、磁気コアの透磁率 μ_i 、巻線数 N 、断面積 S 、磁路長 l_i を用いて(2.1)式のように表現できる。また、磁気抵抗 R_m を用いて表す場合もあり、磁気コアのデータシートには磁気抵抗もしくはその逆数である AL 値が記載されている。磁気抵抗は磁気コアの形状および透磁率から算出可能であり、(2.2)式のように表現される。そのため、インダクタンスは(2.3)式のように表される。

$$L = \mu_i \frac{N^2 S}{l_i} \quad (2.1)$$

$$R_m = \frac{l_i}{\mu_i S} \quad (2.2)$$

$$L = \frac{N^2}{R_m} = N^2 (AL \text{ 値}) \quad (2.3)$$

インダクタの特性は、電流が流れる際に生じる生じる磁界 $H[A/m]$ と磁束密度 $B[T]$ の関係を示す $B-H$ カーブを用いて表現されることがある。 $B-H$ カーブは各インダクタによって異なり、非線形性を持つ。磁界 H と磁束密度 B の関係は真空の透磁率 μ_0 と磁気コアの透磁率 μ_i を用いて(2.4)式のように表現される。

$$B = \mu_0 \mu_i H \quad (2.4)$$

図 2.1 に B-H カーブを示す。比例定数 $\mu_0\mu_i$ はカーブの傾きを示すが、図から傾きは一定ではないことが分かる。透磁率 μ_0 は一定値であるため、磁気コアの透磁率 μ_i が磁界の大きさにより変動している。

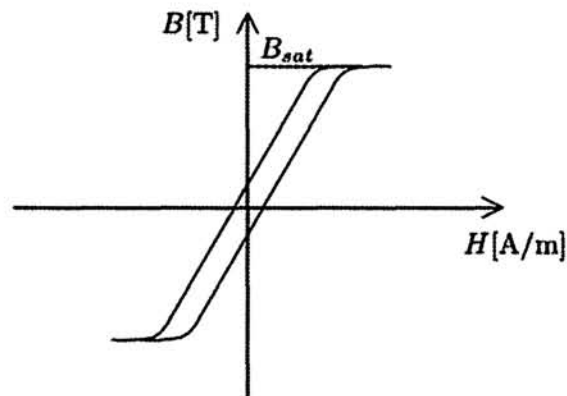


図 2.1 B-H カーブ

B-H カーブのから分かるように、磁界の強度に対して磁束密度が変化しなくなる領域が存在する。これを磁気飽和と呼ぶ。飽和領域に近づくと、B-H カーブの傾きは極端に小さくなり、磁気コアの透磁率が空気の透磁率に近い値まで低下する。そのため(2.1)式よりインダクタンス値が低下し、インダクタが過電流を通して電力変換回路が壊れてしまう恐れがある。

要求する励磁条件下でインダクタが磁気飽和してしまう場合、後述するギャップの挿入などで磁気飽和を防ぐ必要がある。

2.1.2 ギャップ付きインダクタ

インダクタには、磁気コアにギャップを挿入したギャップ付きインダクタが存在する。ギャップの挿入にはメリット・デメリットがあり、インダクタ設計において重要な要素となる場合が多い。

本項では、ギャップ挿入のメリット・デメリットを述べ、今後のギャップ付きインダクタに対する需要について示す。

● メリット

インダクタにギャップを挿入することの最大のメリットは、磁気飽和を防げることである。磁気飽和が起きれば大電流が回路に流れ、スイッチング素子を破壊するなどの恐れがある。ギャップを挿入すれば、コア材料より圧倒的に透磁率の低い空気がコア内に含まれるに等しく、磁気抵抗が大きくなり磁気飽和を防ぐことができる。すなわち、より大電流で使用できるということだが、これは単純に磁気コアの体積を大きくすれば解決する話でもある。そのため、一概には言えないが、ギャップを挿入することは「小型化」にもつながっている。

ギャップの挿入により磁気抵抗が増加するということは、実質的な透磁率は低下する。そのため、B-H カーブの傾きが小さくなり、ギャップ挿入前後で異なる曲線を描く。図 2.2 にギャップ挿入前後の B-H カーブの比較を示す。

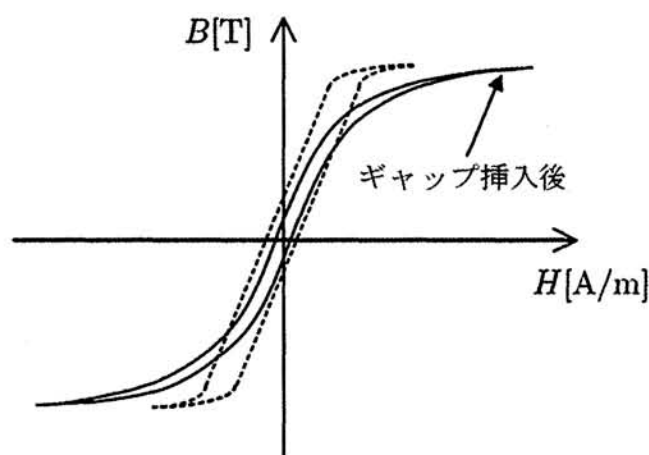


図 2.2 ギャップ挿入による B-H カーブの変動

また、磁気飽和を防ぐ手法として、透磁率の低い磁気コアを使用する場合もある。透磁率が低い磁気コアは同等のインダクタンスを持つ透磁率が高いインダクタと比較して鉄損が大きくなる傾向がある。ただし、現実的な範疇で透磁率が極めて低い磁気コアを使用しても足りない場合は、更にギャップを挿入して磁気飽和を回避する場合がある。

● デメリット

ギャップの挿入にはいくつかのデメリットが存在するが、「コスト増」と「漏れ磁束」の影響が強い。コストの増加は、ギャップの挿入により磁気コアの部品数が増加する事が直結しているので不可避である。漏れ磁束に関しては、励磁巻線の配置やシールドによって対策はとれるが、フリンジングロスなどのマイナス要素は避けられない。

インダクタにギャップを挿入するかの選択は、上記のメリット・デメリットの選択によるが、例えばハイブリット自動車で使用されるものはギャップ付きインダクタが多い。これは、「乗り物」という制約上、小型化・軽量化を重視している結果であると考えられる。また、近年はハイブリッド自動車内の電気回路の電力は上昇傾向にあり、磁気飽和を防ぐために低透磁率コアに更にギャップを挿入している場合もある。材料の低透磁率化は限界が近づいてきており、ギャップの挿入が避けられないのが実情である。中には複数のギャップを挿入したマルチギャップコアも存在する。図 2.3 に純鉄系のマルチギャップの車載用リアクトルの写真を示す[13]。鉄は透磁率が低い材料であるが、更に 4 対のギャップを挿入しており、磁気飽和の回避を重視していることが分かる。このような、小型化への要求が強く、かつ大電流励磁下での使用が避けられない条件での需要がある限り、ギャップ付きインダクタの需要もなくなることはないと考えられる。



図2.3 車載用リアクトルのマルチギャップコア([13]から引用)

2.1.3 インダクタの損失

インダクタの損失には複数の種類が存在し、励磁条件によってその比率は大きく変動する。一般には図 2.4 に示すように分類される。

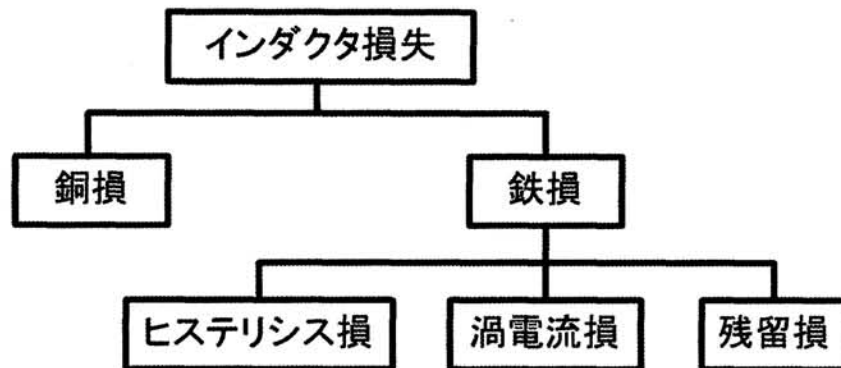


図 2.4 一般的なインダクタの損失の分類

図2.4の通り、インダクタの損失は一般的に大きく分けて「銅損」と「鉄損」に振り分けられる。「銅損」は電流のする仕事であり、巻線に発生する。

変圧器にも銅損と鉄損が発生するが、回路上の役割が違うこともあり、変圧器は負荷電流によらず一定であるのに対して、インダクタの鉄損は負荷電流に対して複雑に変化する。

「鉄損」は磁束のする仕事であり、磁気コアに発生する。鉄損は更に「ヒステリシス損」「渦電流損」「残留損」などに分類され、これらは異なった周波数依存性を持つため、周波数帯域によって比率は大きく変動する。ただしこの分類は、ギャップがないインダクタの損失に限られる。ギャップ付きインダクタの損失には、「フリンジングロス」が含まれる。フリンジングロスは分類があいまいである。

なぜならば、「フリンジングロス」は磁束による渦電流がする仕事であり、巻線にも磁気コアにも発生するためである。さらに言えば、インダクタの周辺に渦電流の発生源がある場合、それもフリンジングロスとなる。

高電力密度の回路ではインダクタ周辺に金属が多くなり、この問題は容易に起こりうる。つまりフリンジングロス（鉄損とも銅損とも別の系統であり、ギャップ付きインダクタの損失は図2.5のように分類される。

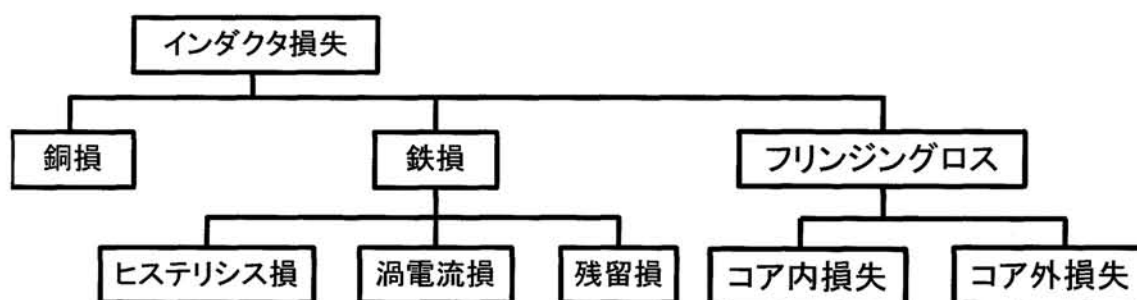


図 2.5 フリンジングロスを考慮したインダクタの損失の分類

2.2 従来の損失測定における問題点

形成済みのインダクタの損失測定方法はいくつかあるが、簡易さと精度の面から、2コイル法が最も多く使われていると考えられる。しかしながら、2コイル法を含めても、汎用性の高い手段でギャップ付きインダクタの損失測定を行ったという報告は見受けられない。中には高電力使用下での測定を行ったという報告もあるが、その精度を保証する根拠が弱い。本節では、ギャップのないインダクタの損失測定法を幾つか挙げ、それらがギャップ付きインダクタの損失測定に応用できていない理由、もしくは不適切な理由をまとめる。

2.2.1 インダクタの損失測定の現状

インダクタの損失は多様な損失で構成される。それらの発生原理はそれぞれ異なるので、損失を低減したいのであれば、それぞれに対応した手法を取り入れる必要がある。そのためには、使用するインダクタで発生する全損失及び各損失の比率が把握できていなければならない。鉄損の割合が大きいインダクタと銅損が大きいインダクタでは、改善策が異なるためである。

● エプスタイン法

エプスタイン法は、電磁鋼板の磁気特性測定に広く用いられており、いかなる等級の電磁鋼帯から採取した試験片にも適用できる[14]。交流磁気特性は、誘起電圧が正弦波となる励磁条件下において、磁束密度の波高値及び周波数を指定して測定する。

これは材料特性を測定するには問題のない手法であるが、実際のインダクタで発生するコアロスの評価に単純に用いるのは困難である。ほとんどのインダクタには磁界不均一性が存在し、磁束密度に対する鉄損特性をコア全体の体積で換算できないためである。

また、比較的測定法が複雑であることもデメリットである。単板のコアロスを測定するのに、12枚以上の単盤を井桁構造に組むなどの準備を要する。インダクタ設計を行うメーカーではなく、材料メーカーが使用することの方が多いと考えられる。

● Hコイル法・励磁電流法

Hコイル法・励磁電流法は、もっぱら電磁鋼板の鉄損特性・交流磁化特性・皮相電力特性を測定する手法である。単一材料の単板から磁束密度や磁界強度などを測定し、鉄損等を算出する。単板を複数枚必要とせず、エプスタイン法に比べ容易である。近年は長さ3~4 cm 程度の単板を1枚用意しておけば、その単板の特性を測定できる装置も開発されている。

こちら形成済みのインダクタの損失測定には使用できない。そのため実際にインダクタを使用する現場では使用する機会は少ない。

● カロリーメーター法

カロリーメーター法は、測定対象の温度変化から発生したジュール損失を算出する手法である[17]~[19]。測定は、外気から断熱するためのチャンバーを用いて、測定対象と温度検出素子を組み合わせることで、測定対象の温度上昇値から損失を換算して行う。温度変化の検出による測定なので、インダクタの形状・ギャップの有無の影響を受けない。図2.6にカロリーメーター法の概略を示す。

この手法の問題点は、銅損も同時に測定されてしまうことである。そのため、鉄損の測定を行う場合は、測定値から銅損の差分をとる必要がある。つまり銅損は別の手法で計算もしくは測定する必要があるが、インダクタとして形成済みの巻線の銅損のみを測定することは非常に困難である。銅損の計算においても、電力変換回路内での励磁条件では近接効果や表皮効果などの複雑な計算が必要となり、計算コストの面でのデメリットが大きい。

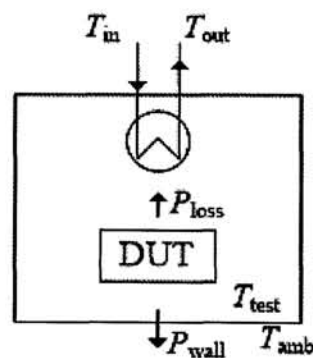


図 2.6 カロリーメーター法簡略図

● 1コイル法

1コイル法は、形成済みのインダクタの全損を測定する手法である。後述する2コイル法とは異なり、ギャップの挿入によって急激に精度が低下することがない。損失の比率を求めているならば、この手法で測定が可能である。この手法の問題点は、カロリーメーター法と同様に、鉄損の測定を行う場合は、測定値から銅損の差分をとる必要がある点が挙げられる。

ただし、前述の通りインダクタは多くの要素から損失が発生する。そのためインダクタの設計に取り組む場合、全損だけではなく鉄損も重要になる。将来的に電気自動車などで高電力化が進んだ場合、リップルが変わらないならば単純計算の上では鉄損の割合は小さくなる。しかし、大電力で使用するということは磁気飽和への対策として、低透磁率の材料を使うようになるはずである。理論上、低透磁率の材料の磁気コアの方が鉄損は大きくなる。こういった複雑な関係にある以上、鉄損の値を既知のものとして扱えるようになるメリットは大きい。

2.2.2 2コイル法

● 原理

インダクタの鉄損測定に関する研究報告においては、2コイル法による測定が最も多く見受けられる。2コイル法は鉄損測定法であり、メリットは「簡単」であることと、「精度」が高いことが挙げられる。また、研究報告例が多いので、ある程度の知識が広まっていることも長所といえる。

2コイル法にもいくつかの種類があるが、その原理は根本の部分で共通しており、発生する磁界 H と電流 I の位相差から損失を計測する。この方式では励磁を行う一次巻線（励磁巻線）と、その磁束を検出する二次巻線（検出巻線）が使用され、測定対象の外観はトランスに近いものになる。先行研究ではこの手法でインダクタの損失測定を行っていた。その測定系を図2.7に示す。

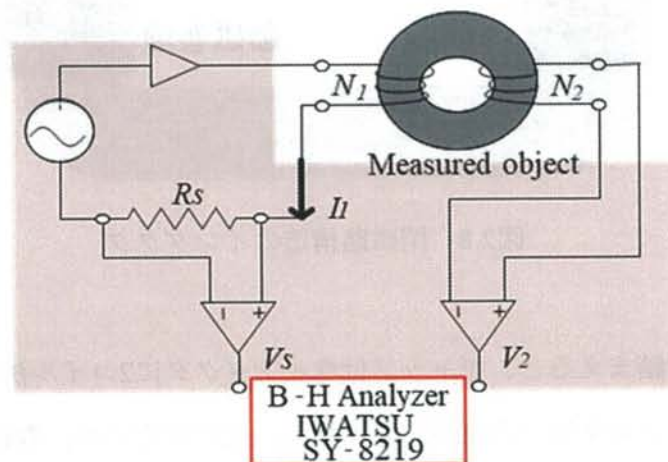


図2.7 B-Hアナライザを用いた2コイル法による測定回路

先行研究では、ギャップのないインダクタの損失解析において、ロスマップ法を用いて計算した鉄損と2コイル法による測定値の比較を行い、誤差5%以下で一致することを確認している。ところが、ギャップ付きインダクタの損失解析においては、両者の誤差は15%程度まで大きくなり、また損失の増加傾向にも差異が見られた。

● 問題点

前提として“2コイル法は閉磁路構造の磁性体の特性を測定する”。すなわち閉磁路構造ではないギャップ付きインダクタの損失にはもともと対応していない。閉磁路構造とは、図2.8に示すようなコア内部に全ての磁束が収まる状態を示すが、ギャップ付きインダクタでは非常に困難な条件である。なぜならば、ギャップが挿入されている時点で必ず磁束が空气中を通過するためである。そのため、コア内を進んでいた磁束が磁気抵抗の高いギャップにぶつかる部分で、漏れ磁束やフリンジング磁束となり、閉磁路構造を崩すことになる。

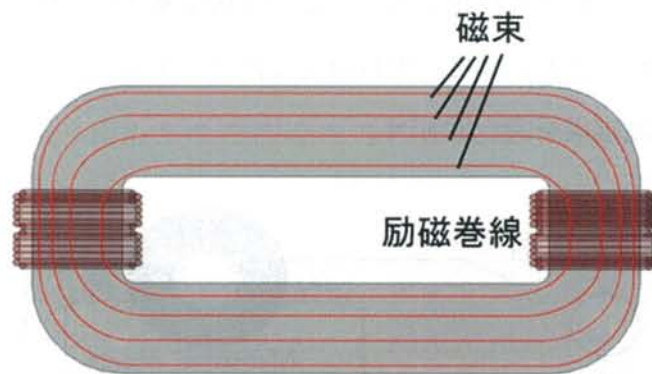


図2.8 閉磁路構造のインダクタ

上記の問題点を踏まえると、ギャップ付きインダクタに2コイル法を適用するには閉磁路構造などの電磁気学的な考察が必要になる。先行研究では、電磁界シミュレーションの計算を用いて、計算値と測定値の誤差が大きかったモデルでは漏れ磁束も多かったことが分かっている。

第3章にて、電磁気学的な考え方を取り入れ、2コイル法のギャップ付きインダクタへの適応を検討する。

2.3 従来の損失計算における問題点

インダクタの簡単な損失計算方法はいくつか存在する。しかし、ギャップ付きインダクタでは空気と磁気コアの境界面が増加するため、計算量が増加する。また、ギャップにより磁気抵抗が複雑に変化するので、複数の要素を無視するような教科書的計算では誤差が大きくなり過ぎる場合も多い。一方で、電磁界シミュレーションを用いた損失解析では、精度の高い解析が可能な代わりに、計算コストが実用的な範囲に収まらない。本節では、電磁界解析による熱計算を用いた手法と、先行研究のロスマップ法を例に挙げ、それらの問題点を確認する。

2.3.1 電磁界解析による熱計算を用いた手法

多くの熱計算は、有限要素法でコンピューターを用いて計算すれば、理論上は高精度で算出可能である。その例にもれず、インダクタの損失計算も電磁界解析によって全てのジュール損失を算出することができる。理論上はジュール損失だけではなく、磁束密度分布・インダクタンス・漏れ磁束など多様な計算に使用できる。この手法によって実際に計算を行ったという報告もあり、実績もある。図 2.9 に電磁界解析によるジュール損失のコンタープロット図を示す[8]。



図2.9 電磁界解析による熱計算(参考文献[8]より引用)

● 問題点

様々な値を高精度で計算可能な手法ではあるが、現実に合わせて様々な要素を考慮したシミュレーションを行えば、その計算量は莫大になる。これは致命的な欠点となり得てしまい、特にインダクタ設計に用いることは困難であると考えられる。様々な形状・材料のインダクタの特性・損失を把握できるのならば、確かに最適設計には理想的な手法ではあるが、コストがかかりすぎてしまう。ここでのコストとは、「金銭」と「時間」と「技術者」のことを指す。計算量が多いシミュレーションは、当然だが高性能コンピュータによる解析が必要になる。高性能なワークステーションがほとんどの現場に存在するのが一般的な時代が来れば、普及していく手法ではあると考えられる。しかしそれでも、現実に近いだけの要素を考慮したシミュレーションは簡単にできるものではなく、専門的な知識は必要になる。

本研究では、電磁界シミュレーションによる熱計算がどの程度計算量が多いのかを確認するために、非常に簡易なモデルで電磁界解析を行った。銅線を均一な交流磁界中に設置した場合に、銅線中に発生する渦電流に起因するジュール損失を計算した場合の計算時間を確認する事を目的としてシミュレーションを行った。シミュレーションソフトはJ MAGを用いて、有限要素法による解析を行った。図 2.10 にシミュレーションモデルを示す。銅線を長さ方向で半分にして 1/2 モデルとして計算を行っている。

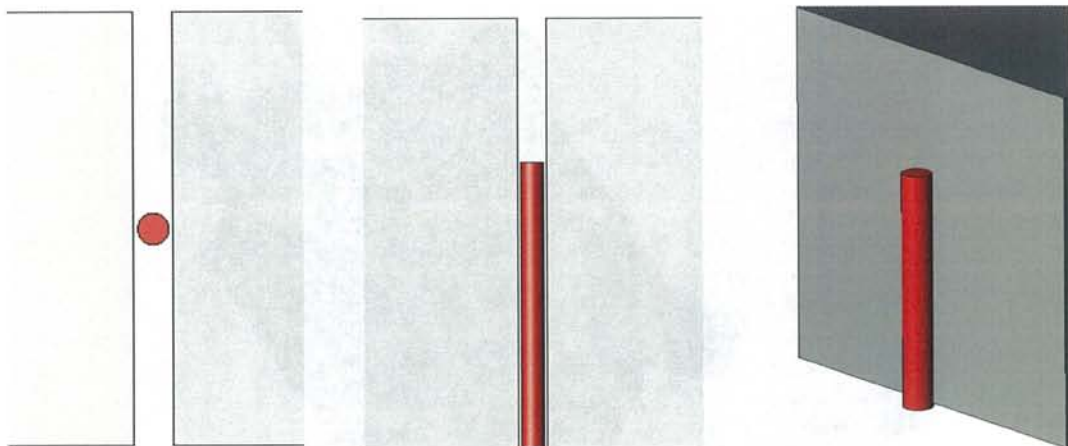


図2.10 交流磁界中の銅線の熱計算モデル（上から・横から・斜めから）

銅線は 10 mm, 20 mm の 2 パターンで解析を行った。交流磁界は周波数 10kHz、磁束密度リプルを 100mT とし、四半周期のみシミュレーションを行った。銅線は丸線(径 0.8mm)とし、渦電流に表皮効果が発生しない周波数での解析とした。その結果を図 2.11 に示す。

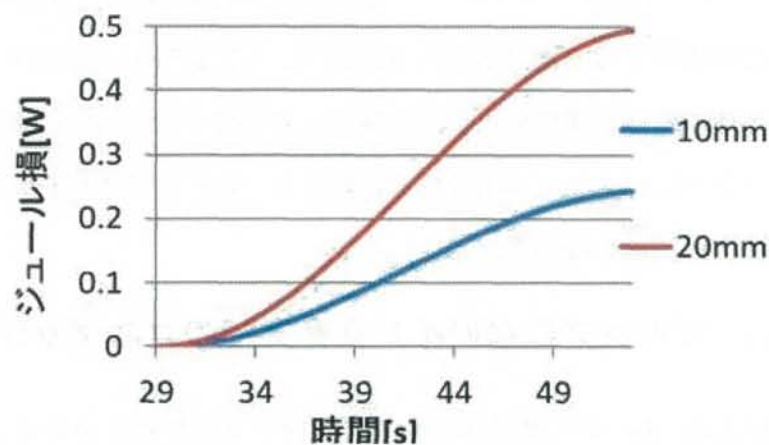


図 2.11 電磁界解析によって算出した銅線中のジュール損失

図 2.11 の結果と、別の手法として銅線の抵抗から算出したジュール損失は概ね一致しており、解析は正しく行えていることを確認できた。

解析に要した時間は、10 mm と 20 mm でそれぞれ 3 時間 30 分程度であった。シミュレーションに用いたパソコンのスペックは、CPU: Core i7-4770K 3.50GHz (Turbo 3.9GHz) ・ RAM: 24 GB ・ GPU: NVIDIA QuAdro K2000D ・ O S: Windows7 ProfessionAl 64bit のものを使用した。据え置き PC の中では高性能だが並列計算に特化したシミュレーション用 PC にはかなり劣る性能であった。ただし、インダクタ設計の現場において、シミュレーション用 PC が容易に使える環境にあるとは限らない。加えて、この計算は銅線の僅か 10 mm のジュール損失を算出したにすぎず、インダクタ全体のシミュレーションを行うのであれば、数日の時間を要すると予想できる。インダクタを設計する場合、複数のパターンで検討を行う場合や、試行錯誤して改善する場合も多いので、ここまで時間を要する手法は現実的に導入が困難である。

2.3.2 ロスマップ法

先行研究では、前項における問題点を避けるために、電磁界解析と近似計算を併用したロスマップ法を開発し、低計算での鉄損計算を行いその有用性を示してきた。

しかしながら、ギャップ付きインダクタでの検討は不十分であった。加えて、高周波数・高電力などの使用条件下での検討も進んでおらず、コア材料・コア形状・巻線形状などのインダクタ本体の条件が変化した場合の確認もできていなかった。本節では、ギャップがないインダクタにロスマップ法適応した場合と、ギャップ付きインダクタで計算した場合の比較を行い、その問題点を示す。

2.3.4.a ギャップのないインダクタでのロスマップ法

ロスマップ法とは、あらかじめ使用したいインダクタの材料ごとのロスをマッピングしておく手法である。

動的マイナーループの面積は、直流バイアス磁界 H_0 や磁束密度リプル ΔB に依存して多様に変化する。これに対応するために提案されたロスマップでは、磁束密度リプル ΔB または磁界強度リプル ΔH をパラメータとし、直流バイアス磁界の値に対する特性動的マイナーループ面積の値を平面上にプロットしたものである。このロスマップを利用して、インダクタの ΔB から動的マイナーループの面積、すなわち損失を算定することができる。

しかし、単純なマッピングのみでは非常に簡単な構造のコアロスしか計算することができない。なぜならば、同一の材料で作成した磁気コアも、形状によって磁束密度の分布が異なるためである。コアロスは磁束密度リプルの二乗に比例する。そのため、磁束密度不均一性により磁束の通りが偏ってしまうような磁気コアでは、その偏りを考慮する必要がある。

そこで先行研究では、電磁界解析とロスマップ法の併用による損失計算を行っていた。ロスマップを損失の体積密度でマッピングし、有限要素法に用いるメッシュの体積ごとに損失を計算し、全体の和が磁気コアの鉄損となる。初めの測定対象は、閉磁路構造でかつ複雑な形状を避けるためにトロイダルコアを用いた。

電磁界解析に用いたトロイダルコア（鉄心 1）のシミュレーションモデルを図 2.12 に、有限要素法に用いたメッシュモデルを図 2.13 に示す。磁気コア材は低透磁率の純鉄系圧粉磁性体を用いた。

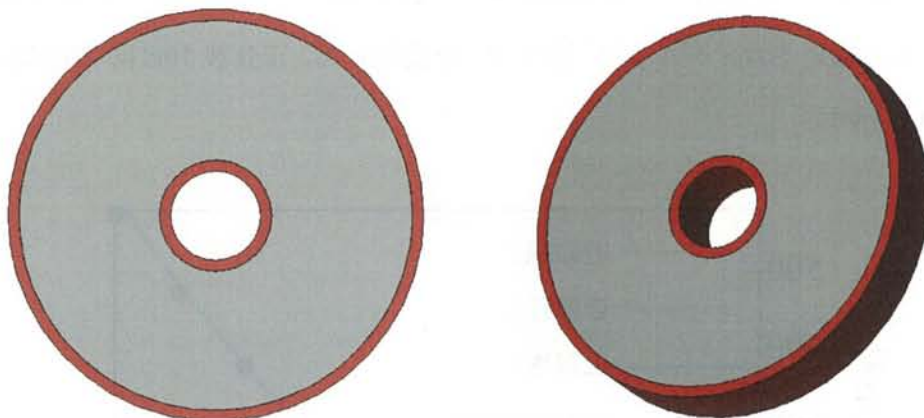


図2.12 トロイダルコアの1/2解析モデル（上から・斜めから）

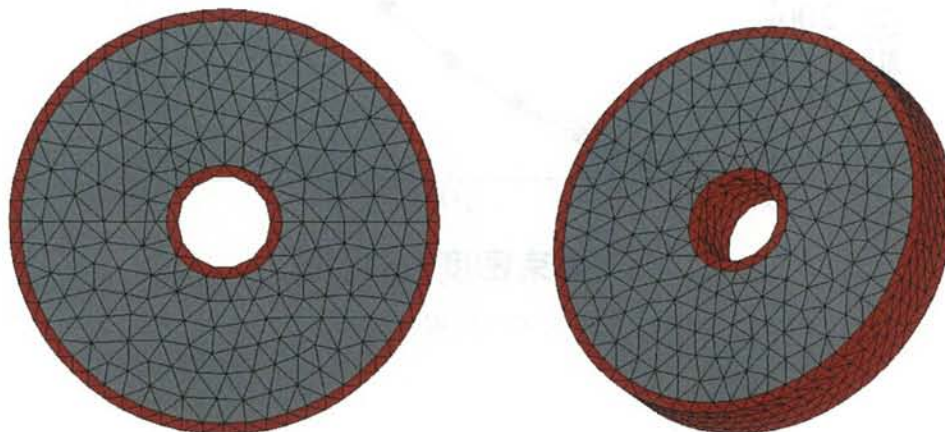


図2.13 トロイダルコアの1/2解析メッシュモデル（上から・斜めから）

ロスマップ法のマッピングのために、B-H アナライザを用いた 2 コイル法による損失測定を行った。測定系は図 2.7 に示した通りである。このシステムは評価インダクタを励磁し、ヒステリシスループを発生させ、その面積を鉄損測定器である B-H アナライザ(IWATSU SY-8219)により測定するものである。ヒステリシスループの検出はインダクタ電圧 V_L から磁束密度 B を、インダクタ電流 I_1 から磁界強度 H を算出する事により行う。インダクタ電圧を二次巻線から検出しているため、銅損の影響を受けずに鉄損を測定できる。

また、電流プローブ・アンプを用いた電流検出の際に生じる位相誤差も、補正関数を用いた位相補正により十分に低減されているため、高精度な鉄損測定が可能である。この測定系を用いて、磁束密度不均一性の無視できる形状のインダクタの鉄損を測定することで、磁気コア材の損失の磁束密度リプル依存性をマッピング行う。先行研究では、鉄心1よりも細いトロイダルコア（鉄心2）を使用した。正弦波 10kHz で測定した結果を図 2.14 に示す。

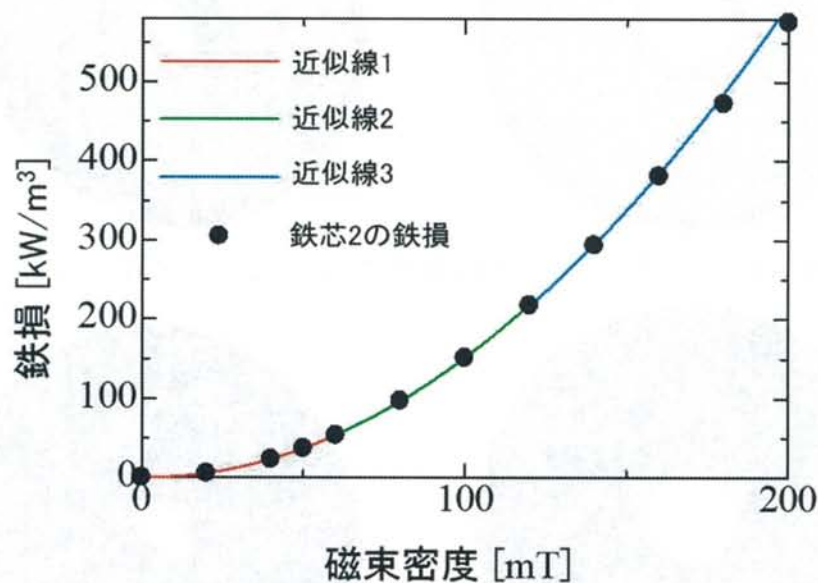


図2.14 トロイダルコアの磁束密度コンタープロット

このロスマップと電磁界解析を併用することで、不均一性を考慮したコアロス計算が可能となる。図 2.14 の通り、損失はコアの材用が同一であれば磁束密度リプルと体積のみで計算できるので、励磁巻線数が異なっても適応できる。ただし、正弦波・周波数などの励磁条件はそれぞれに対応したロスマップが必要となる。

計算値と実測値の比較のために、鉄心1を用いてインダクタ1を作製した。インダクタ1は励磁巻線を40巻とし、図 2.14 と同一条件の正弦波 10kHz で測定及び電磁界解析を行った。インダクタ1の断面の磁束密度が 100mT となる条件で解析を行った結果を図 2.15 に示す。

断面の磁束密度は 100mT であるが、磁束密度不均一性により中心に近いほど磁束密度は高くなり、最大でおよそ 200 mT となっている。一方で外側は磁束密度が低くなっており、およそ 60 mT まで低下している。損失は磁束密度の二乗に比例するので、内側と外側で 10 倍以上の差があることになる。図 2.11 のロスマップを参照し、メッシュごとの損失の合計がコアロスとなる。50 mT と 100 mT で励磁した場合の計算値と測定値を比較した結果を図 2.16 に示す。

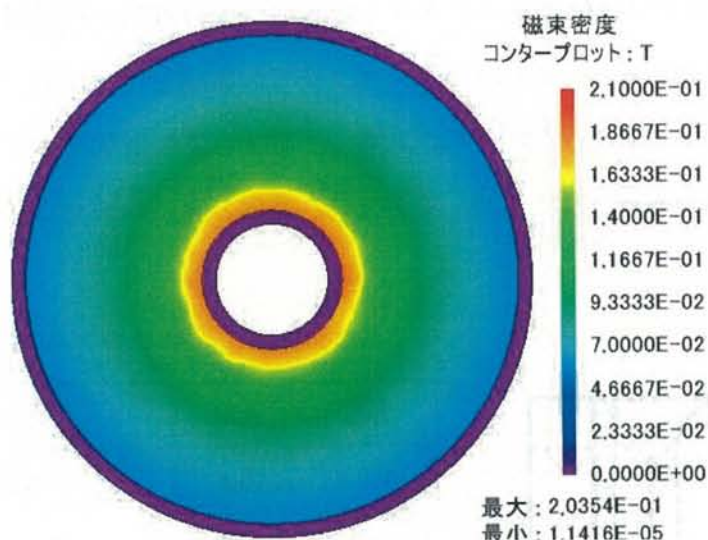


図2.15 インダクタ1の磁束密度コンタープロット

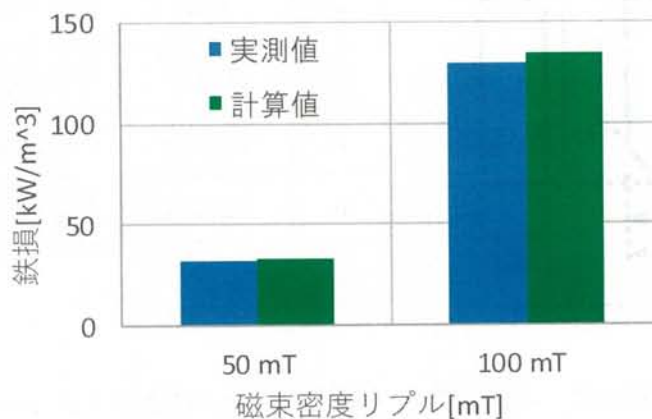


図2.16 インダクタ1の損失比較

図 2.16 から分かるように、精度よく計算できており、誤差は 4% 以下であった。先行研究では、同一の磁気コアを用いて、矩形波励磁の場合のロスマップの作製を行ったが、そちらは誤差 2% 以下で計算ができています。

これらことから、不均一性を考慮したロスマップ法であれば、閉磁路構造のインダクタであれば損失の計算が可能である事と、測定精度はある程度信用できることが確認できる。

2.3.4.b ギャップ付きインダクタでのロスマップ法

ロスマップ法のギャップ付きインダクタへの適応は先行研究から検討を続けてきた。前項で示したように、ギャップのないインダクタでの確認を行った後、ギャップ付き U-U コアの検討を行っている。図 2.17 に使用した UU コアの形状を示す。材料はトロイダルコアと同じ複合軟磁性体とした。そのため、前項と同じロスマップを用いて損失計算することができる。

表 2.1 U-U コアの寸法と材料

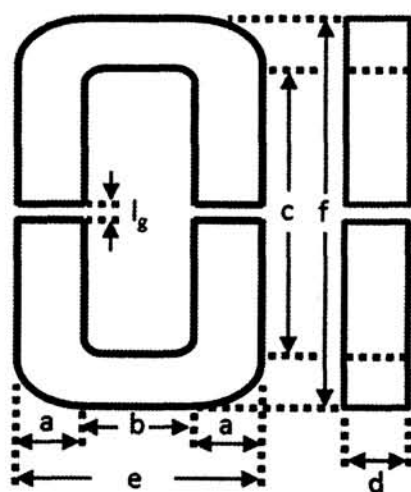


図2.17 U-Uコアの形状

各部寸法[mm]		コア材質	
A	11±0.5	MBS-R3 Iron powder (三菱マテリアル)	
b	13-0		
c	50-0		
D	30+0.5	平均磁路長 l_i	158
E	35+1.0	断面積 S	330[mm ²]
F	72+2.0	ギャップ長 l_g	可変

この UU コアを用いて、インダクタ 2 を作製した。そのシミュレーションモデルを図 2.18 に示す。励磁巻線は 60 巻とし、ギャップ上を避けて巻いている。これは、巻線で発生するフリンジングロス無くすためである。先行研究でのロスマップ法は、フリンジングロスを考慮しない条件だったので、外乱を無くすという目的でそのような巻線配置になっている。

正弦波で周波数 10kHz 、磁束密度リプルが 50mT の条件で測定・計算を行い、ギャ

ップ長を 0.3 mm ～1 mm で変えた場合の比較を行った。ギャップ長が 1 mm の場合の電磁界解析による磁束密度コンタープロットを図 2.19 に、計算値と測定値の比較を図 2.20 に示す。トロイダルコアとは異なり、磁気コア断面の磁束密度も場所によって変わるため、検出巻線を巻いてある部分の磁束密度リップルが計算と測定で一致するようにシミュレーションを行っている。

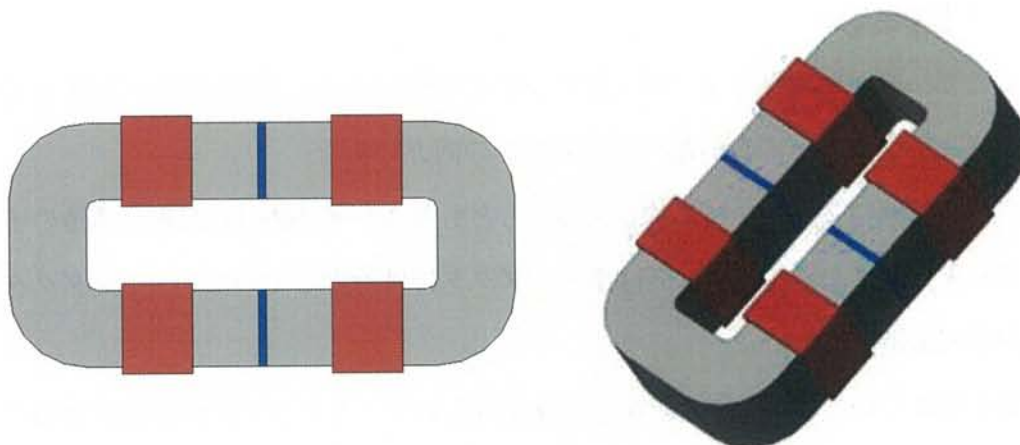


図2.18 インダクタ2のシミュレーションモデル1（上から、斜めから）

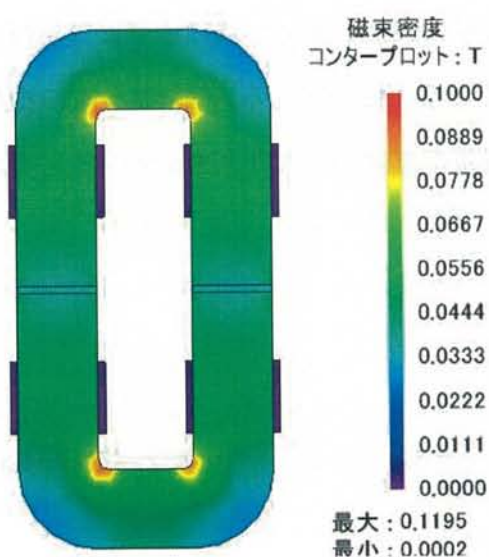


図2.19 インダクタ2のコンタープロット

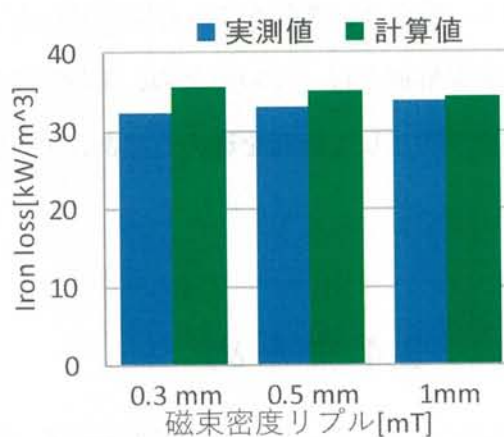


図2.20 インダクタ2の鉄損比較

ギャップ長が 1mm の場合、誤差は最も小さくなり 1% である。一方で、0.3 mm の場合は 10% 程度まで誤差が大きくなる。加えて、計算上はギャップが多くなるほど損失が低下するのに対して、実測ではその逆の傾向が出ている。

ギャップが大きくなると磁束はコア外に抜けていくので、現在の設定で実験を行う場合は理論上コア内の損失は低下するので、測定方法に問題がある可能性がある。しかし、この損失解析では測定・計算ともに精度が保証されている手法を用いている訳ではないので、測定・計算手法の両方に原因がある可能性もある。そのため1 mm のときに誤差が小さいのは偶然に過ぎず、ギャップがこれより広がっていけば誤差は大きくなっていくと予想できる。

ここで、原因は大きく2パターンに分けて予想できる。「計算手法に起因する誤差」か「測定手法に起因する誤差」もしくはその両方である。

測定手法は偏に2コイル法に依存する。もともと2コイル法は、閉磁路構造のインダクタを対象としており、ギャップ付きインダクタには対応していない。インダクタ2も当然閉磁路構造ではない。

計算手法については、明確な問題点は見受けられず、ギャップ長依存性が逆転するような要因を抱えているとすれば、簡単な電磁界解析では困難な計算が必要になる可能性がある。例えば、渦電流による反磁界など、計算量に強烈な影響を及ぼす要素は無視して電磁界解析を行っているため、問題が発生している可能性がある。低計算量での損失計算を目的として研究を進めるにあたり、その誤差の方向性や大きさを確認する必要がある。

2.4 まとめ

本章では、インダクタの損失解析を「測定」「計算」に二分して、それぞれの現状及び問題点を述べた。

インダクタの損失測定に関しては、形成済みのインダクタに対して主要な測定法である2コイル法について、その原理とギャップ付きインダクタに適応する際の問題点を述べた。

インダクタの損失計算については、電磁界解析を用いた熱計算を行う手法と先行研究のロスマップ法について述べた。

電磁界解析を用いた熱計算に関しては、その精度や様々な要素を考慮できるというメリットと引き換えに、膨大な計算量を必要としており、インダクタの設計に利用するには難しい。一方で、ロスマップ法に関しては、あらかじめマッピングしておけば短時間で算定できるが、ギャップ付きインダクタでは誤差が大きくなる。

3 章以降では、低計算量でギャップ付きインダクタの損失算定を行うことを目標に、ロスマップ法の改善を行う。

第3章

ギャップ付きインダクタの 損失解析の改善

本章では、2章で述べた問題に対する取り組みを述べる。取り組みは大きく「計算手法の改善」と「測定手法の改善」に分けられる。ギャップ付きインダクタの損失解析は先行研究から取り組んでいたが、明確な改善は行っていない。そのため本研究では、計算手法に関しては、シミュレーションモデルの見直し・解析条件の再検討など基礎的な部分から取り組んだ。測定手法に関しては、2コイル法の原理から考察しなおし、閉磁路構造ではないインダクタへの適応を行った。

3.1 電磁界解析の改善

前章で述べた電磁界解析による熱計算は、「励磁される磁界」「磁界から発生する渦電流」「渦電流から発生するジュール損失」を計算することになり計算量は膨大なものとなる。加えて、交流励磁の場合は最低でも四半周期の計算が必要になる。近年はコンピュータや解析ソフトの発達により、熱計算の敷居は下がってきているが、未だに手軽とはいえない。特にインダクタの設計では、多数のパターンで比較を行うか、試行錯誤を繰り返す場合が多く、導入が困難な手法である。

一方で、磁束密度不均一性を考慮したロスマップ法は、電磁界解析とロスマップを併用する手法である。電磁界解析は「励磁される磁界」の計算のみに使用し、計算量を大幅に削減することができる。

そこで本研究では、計算量はそのままに、電磁界解析による熱計算に近い精度の算定を行うことを目的として、ロスマップ法の改善に取り組んだ。ロスマップ法は大きく「測定によるロスマッピング」と「電磁界解析による磁束密度不均一性の計算」の二段階に分かれている。本節では「電磁界解析による磁束密度不均一性の計算」についての改善

策とその結果を述べる。

3.1.1 電磁界解析ソフトJMAGについて

本研究では、先行研究から引き続き、電磁界解析ソフトは JMAG を用いた。JMAG では 3D モデルの解析ができ、有限要素法を用いて計算をする場合、各々の要素間で境界条件を満たすように方程式を作成し、各要素における方程式を対象物全体の連立一次方程式として組み上げて計算を行う。数値解法には、不完全コレスキー分解を併用した共役勾配法である ICCG 法が用いられている。更にその中でも、導体領域にスカラーポテンシャルを追加しない解法である A 法、未知数として追加する解法である A- Φ 法 1、A- Φ 法 2 という 3 つの手法が提供されている。渦電流とその反磁界を考慮しない解析では A 法が推奨されている。

渦電流の計算を含むモデルの場合、A- Φ 法 1 または 2 へと設定を変更することで改善が期待できる。A- Φ 法 1 は比較的汎用性の高い解法として利用でき、A- Φ 法 2 は A- Φ 法 1 と比較して収束性がよい。計算速度の面より A- Φ 法 2 を推奨しているが、一部のモデルでは収束しない場合もある。A- Φ 法 2 で収束しないモデルの場合には A- Φ 法 1 を試すことが推奨されている[18]。本研究では、基本的に反磁界を考慮しないシミュレーションを行うので A 法に設定した。

3.1.2 シミュレーションモデルの再現性の改善

あらゆるシミュレーションにおいて、解析対象の実現象とシミュレーションの間にある差異は少ないほど誤差は小さくなる。すなわちシミュレーションの再現性は計算精度に直結する。本項では、電磁界解析に用いるシミュレーションモデルの再現性の改善を行う。

インダクタの電磁界シミュレーションモデルにおいて、重要な要素として「コア形状」「励磁巻線」が挙げられる。先行研究で使用していた実際のインダクタとシミュレーションでは、コア形状はほぼ完全に再現されていたが、励磁巻線の再現性は低かった。

図 2.18 に示したインダクタ 2 (UU コア) と、実際のインダクタの比較を図 3.1 に示す。

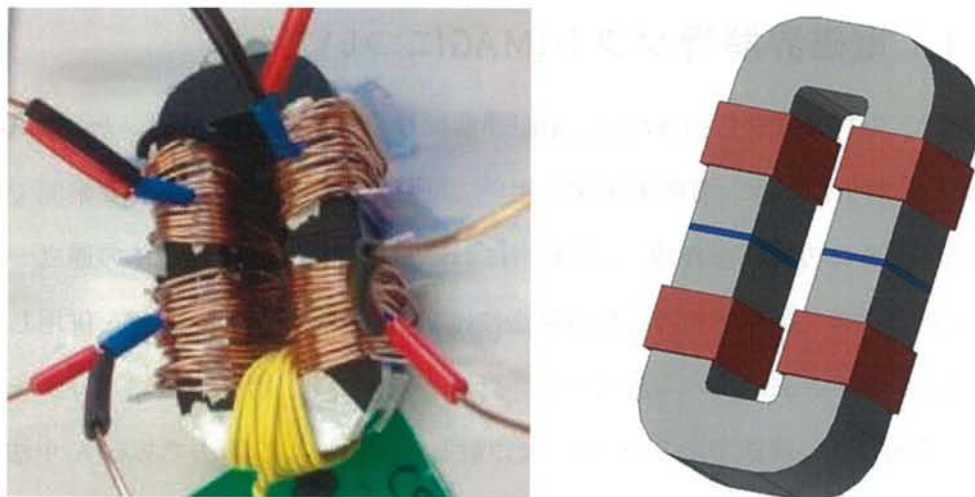


図3.1 インダクタ2の実物とシミュレーションモデルの比較

まず、実際のインダクタでは、励磁巻線を直接巻いており、それらは整列していない。つまり磁気コアとの距離が一定になっていない。加えて、4か所に分かれて巻かれている励磁巻線はそれぞれ巻き方が異なっており、ばらつきがある。つまり磁気コア内部の磁界の対称性が崩壊している。これらの要因から、この写真のコア内で発生する磁界のシミュレーションは際限が困難であり、改善が望まれる。

一方で、シミュレーションモデルの励磁巻線はそもそも巻線を模擬していない。本来は丸線である巻線を、計算とモデリングの簡略化のために一つの薄い板状の銅としてモデリングしている。これは、JMAGに搭載されている、一つのパーツを何周も巻いているコイルとして近似計算できる機能をりようしているために、ここまで簡略化されたモデリングが可能となっていた。先行研究では、全ての電磁界シミュレーションにこの機能を利用しており、巻線一本一本のモデリングはしていなかった。しかし、励磁巻線を簡略化する機能にはデメリットがある。磁束密度不均一性の影響により、磁気コア内部の磁束密度分布が再現できないという点である。励磁巻線の位置がずれるということは、磁気抵抗・インピーダンスなどの特性が変化するため、鉄損にも同様に影響を与える。特にギャップ付きの場合その影響は強いと考えられる。

本研究では、励磁巻線の再現性を得るために、実際のインダクタにはボビンを使用して整列した励磁巻線を使用し、シミュレーションモデルでは励磁巻線一本一本のモデリングを行った。改善したモデルの比較を図 3.2 に示す。

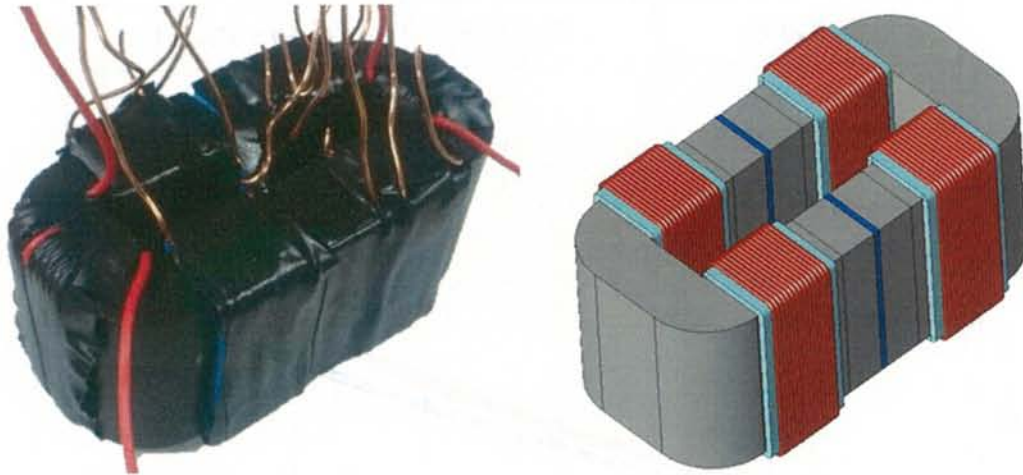


図3.2 インダクタ2とシミュレーションモデルの比較（再現性修正版）

実際のインダクタでは、励磁巻線を固定するためにテープと接着剤を使用して、ボビンに一系列に整列させている。シミュレーションモデルでもそのボビンを再現し、励磁巻線と磁気コアの隙間を一定に保っている。これにより、励磁巻線の再現性が向上し、磁束密度分布の計算精度の向上が見込める。励磁巻線の実物の方にのみ存在する赤い巻線は、検出巻線である。励磁巻線と違って、磁束密度分布に影響を及ぼさないので、シミュレーションモデルには存在しない。ただし、実測と計算での磁束密度分布を合わせるために、シミュレーションでも検出巻線が巻いてある部分で検出を行っている。このモデルを使用して、改めて実測・計算を行い、比較を行った。ただし、ロスマップは先行研究と同様のものを使用し、マッピングやり直しは行っていない。測定条件は表 3.1 に示すとおりである。

修正前と同様に、ギャップを避けて励磁巻線を配置しているため、フリンジングロスはいずれも発生せず、測定値はほぼ鉄損にであると考えられる。測定及び計算の結果を図 3.3 に示す。先行研究よりも正確に損失の傾向を掴むために、測定点を 10 mT おきに変更した。

表 3.1 測定条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB : 50~120 mT
ギャップ長	0.5 mm 及び 1 mm

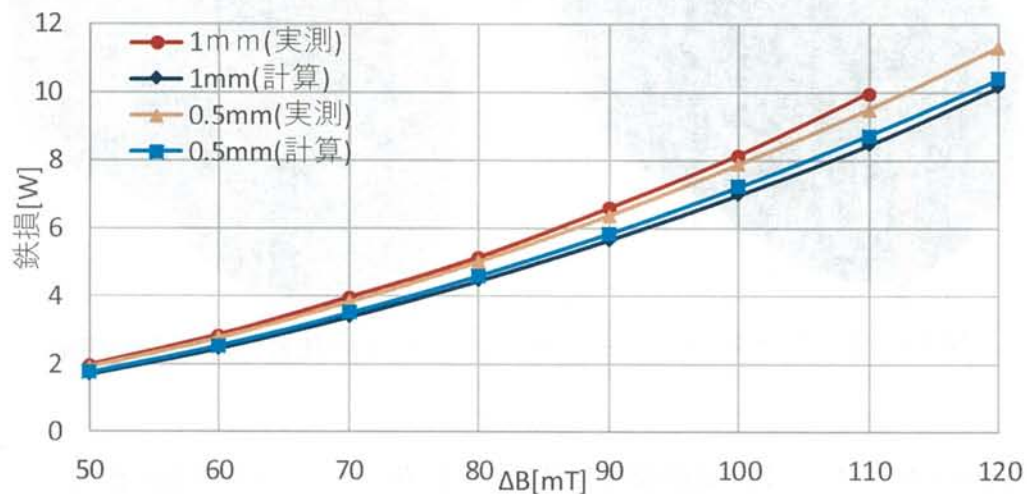


図3.3 インダクタ2改良モデルの鉄損比較

測定点を増やしたため、鉄損の磁束密度リプル依存性を確認することができた。計算式の通り、 ΔB の二乗に比例しており、計算・実測ともにその傾向は一致している。

モデリング改良前と比べ、誤差は減っておらず、むしろ上昇している。ギャップ長が 0.5 mm では約 13%、1 mm では約 16%が誤差となっている。修正前のモデルでは、1 mm で約 1%程度の誤差しかなかったが、それは偶然一致しただけであったことが予想できる。また、修正前と同様に、計算上ではギャップが広いほど損失が低下するが、測定ではその逆になるという問題も解決しておらず、モデリングによる問題ではなかったことが確認できた。

ただし、より正確な計算の結果で誤差が 10%以上変動したということは、モデリングが計算に与える影響も無視できないほど大きいと考えられる。特にギャップ付きインダクタには漏れ磁束も発生するので、巻線の配置が励磁条件に与える影響も大きくなると予想できる。

そのため、これ以降の解析においても、巻線一本一本をモデリングした改良モデルで計算を行う。改良モデルのデメリットとして、修正前の励磁巻線を簡略化する機能を使用した計算に比べ、多少は計算時間が増加する。しかし、計算に及ぼす影響の大きさを考慮すると、必要なコストであると考えられる。一方で、磁束漏れのないギャップレスインダクタの計算では、励磁巻線を簡略化する機能を用いるべきである。

3.1.3 有限要素法に用いるメッシュの改善

有限要素法では、解析対象を複数かつ有限個の要素に分割して数値解析を行う。この要素をメッシュと呼ぶ。メッシュは直線によって切り分けられ、その頂点を節点と呼ぶ。メッシュが細かいほどより細やかな計算となり精度が上がる。ただし、メッシュが増えれば計算量が増加し、より時間を要する。また、その計算量とメッシュ数の相関はモデルによって異なり、経験則による算定に頼るほかない。メッシュの最適設計は定量化が困難であり、注意すべき点となっている。

有限要素法において特に重要なのが、異なる物質間の計算である。例えば、ギャップは磁気コアに挟まれており、非常に狭い空間で物質が変わる。もしギャップよりもメッシュの方が大きい場合、ギャップ部の空気に節点が存在せず、重大な誤差要因となる。そうでなくとも、異なる物質との境界面では、磁束の挙動は急激に変化するため可能であれば細かい方がよい。ただし、これも定量化されておらず、検討が困難であった。本研究では、メッシュの細かさが計算に及ぼす影響の確認のために、前項で計算したモデルのメッシュ数を増やし、比較を行った。修正前後の要素数・節点数を表 3.2 に示す。これはあくまでメッシュ数の影響の確認であったので、過剰気味といえる数のメッシュに分割した。

表 3.2 要素数・節点数の変更

	節点数	要素数
修正前	40055	244502
修正後	192822	1089355

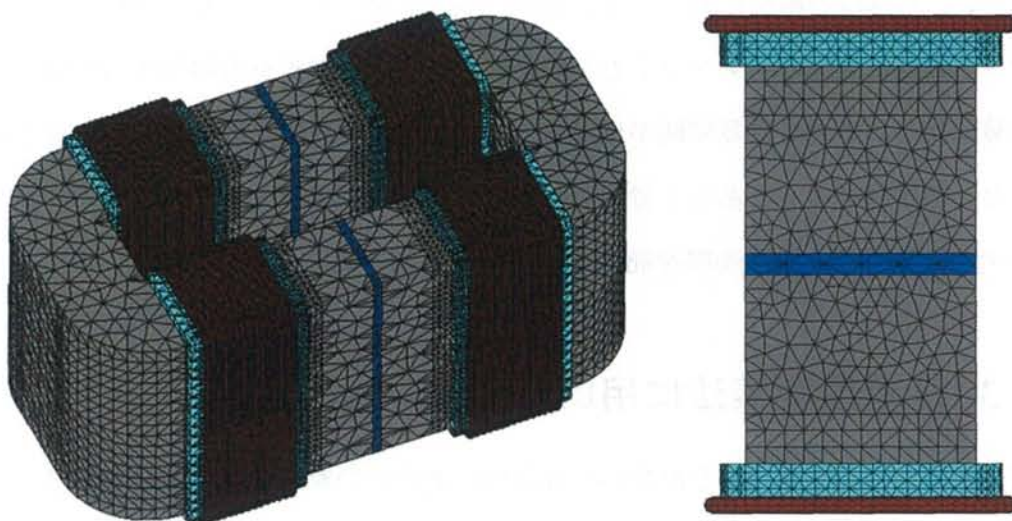


図3.4 インダクタ2のメッシュ（修正前）

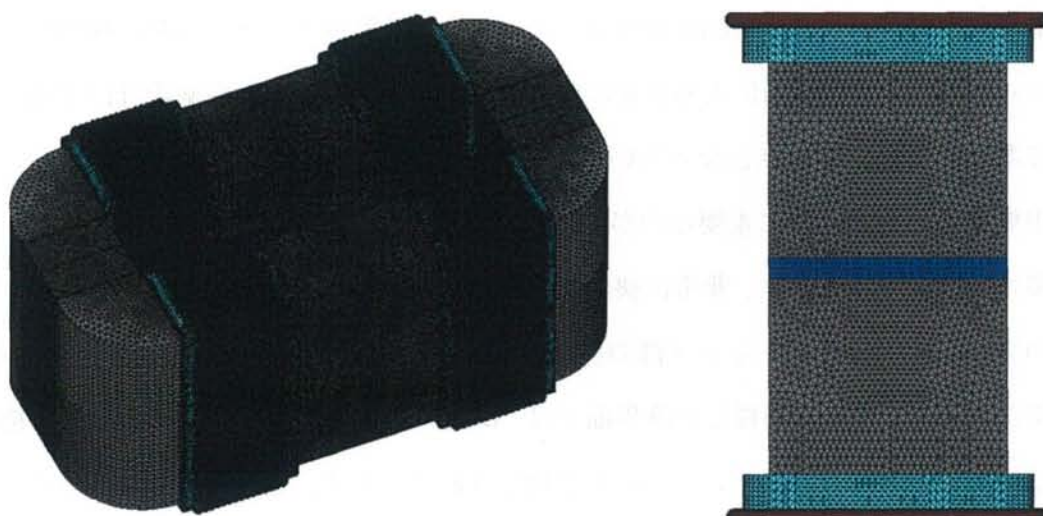


図3.5 インダクタ2のメッシュ（修正後）

このシミュレーションモデルを用いて、前項と同様の計算を行った。計算結果は、修正前後で1%未満しか変化がなかった。そのため、修正前の時点で十分な数のメッシュ数であったと考えられる。一般に、メッシュ数はある程度まで増やすと精度は飽和し、過剰なメッシュは計算時間が無駄になる。修正後のメッシュ数は、修正後は修正前の9倍以上の時間を要し、コストと精度のバランスが悪い。

このことから、メッシュ数（計算精度）と計算時間はトレードオフの関係にあるが、

必要以上のメッシュ数にならないように注意する必要があることが分かる。

また、メッシュ数は誤差の要因ではないことが確認できたので、これ以降の計算では修正前のメッシュ数で解析を行う。

3.1.4 解析条件に起因する誤差の考察

前項のメッシュ数のように、計算量及び計算時間の削減のために工夫すべき点は多い。本項では、計算時間の短縮のために利用している JMAG の機能を述べ、それらが計算精度に与える影響の考察を行う。

● 空気領域

有限要素法を用いた電磁界シミュレーションでは、対象物体のみではなく、その周辺の空気領域への磁界の広がりも考慮する必要がある。

そこで問題となるのが、どこまで対象から離れた空気まで計算を行うかという点である。空間に置かれた電磁石の磁界分布解析を行う場合、理論上では磁界は無限遠方まで到達するために、無限に広い計算領域を用意しなければならない。しかし、そのような膨大な計算領域で計算することは現実的ではない。実現象に着目すると、磁界はモデルから離れるほど減衰するため、適当な範囲でそれより外には磁束が一切漏れないと仮定して、計算領域を最低限に絞った方が現実的と言える。周辺空気もメッシュを生成して計算を行うので、周辺空気が大きいほどメッシュ数が増え、計算量が増加する。ただし、周辺空気が広いほど正確な解析になるので、広いほど精度が上がる。つまり、この問題もメッシュ数（精度）と計算時間のトレードオフ関係であり、ある程度の周辺空気の広さを確保すれば精度は飽和する。

この問題への主要な対策法として、計算領域の最外面に対称境界条件を設定することが挙げられる。本研究で解析を行うギャップ付きインダクタのように、磁束が空間に広がる現象を扱う場合でも、モデル長のおよそ 5 倍程度の空気領域を確保してその外周に対称境界条件を設定すれば、実現象と比較してほとんど誤差無く計算することが可能である[20]。また、JMAG それらを自動で設定できる機能があり、容易に空気領域とモデ

ル長の長さの比率を変えることができる。

本研究でも、解析対象のおよそ 5 倍の空気領域として、その外周に対称境界条件を設定した。そのため、空気領域が電磁界シミュレーションに与える影響は小さいと考えられる。

● 対称構造を利用したフルモデル換算

有限要素法を用いた電磁界シミュレーションでは、計算量の削減のためにモデルの分割や縮小を行う手法がメジャーな手段としてよく利用される。JMAG では、対象物体の対称性を利用して、一部分のみのモデルでの計算をフルモデルに換算する機能が搭載されている。先行研究からこの機能を利用して、電磁界解析では 1/2 モデル等を用いて解析を行ってきた。インダクタ 2 の解析においては、xy 面 yz 面 xz 面の全てに対称性があるため、1/8 モデルを用いて解析を行ってきた。図 3.6 に、インダクタ 2 の実際の解析に用いた 1/8 モデルを示す。

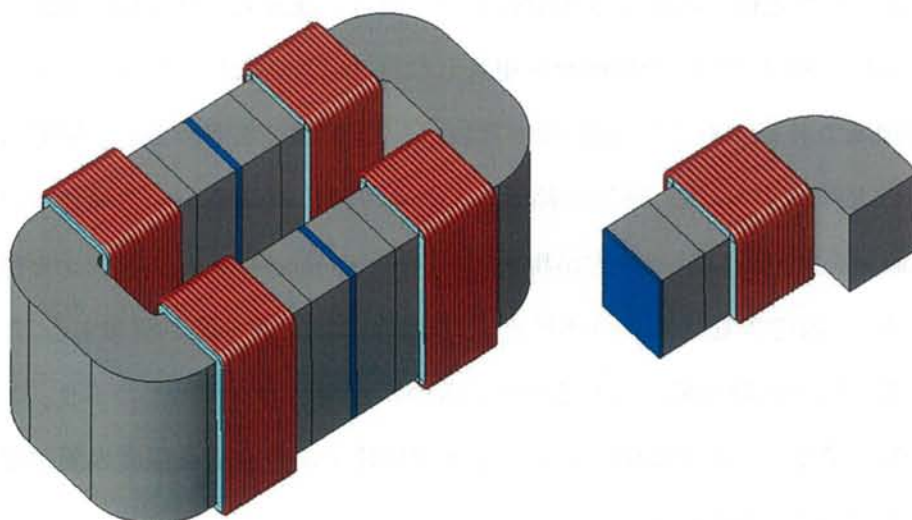


図3.6 インダクタ2のフルモデルと1/8モデルの比較

1/8 モデルを使用することにより、計算結果を大幅に削減することができている。また、この機能により計算精度が落ちるということは考え難い。インダクタ 2 では単一の磁性材を用いているので、コア及び励磁巻線の対称性がそのまま磁界の対称性になるためである。

それはギャップが挿入される場合でも同様であり、ギャップの有無で測定精度が変動することの要因ではないと考えられる。そのため本研究では、この対称性を利用した計算量の削減については、継続して使用していく。

3.2 2コイル法の改善

2コイル法はインダクタの鉄損測定法の中でも主要な手法である。発生する磁界 H と電流 I の位相差から損失を計測する。2コイル法という名前の通り、一次巻線で励磁した磁束を二次巻線で検出する仕組みであり、構造はトランスと同様である。ただし、もとは「閉磁路構造のインダクタ」を対象とした測定法である。ギャップ付きインダクタを代表とする開磁路構造のインダクタは、漏れ磁束が発生する等の要因から測定精度が保証されていない。本節では、閉磁路構造のインダクタと開磁路構造のインダクタの違いを明確にしたうえで、2コイル法が開磁路構造のインダクタに対応していない原因を考察し、改善を行う。

3.2.1 電磁気学的な2コイル法の解釈

本研究では、図 2.7 に示した通り、B-H アナライザ（8219：岩通計測）を用いた2コイル法によりインダクタの損失測定を行っている。この測定系では、インダクタに流れる電流の振幅および両端電圧に対する電流の相対位相差から損失を測定する。つまり一次巻線（励磁巻線）と二次巻線（検出巻線）の位相差を測定している。位相差が発生することは、電流と電圧の積が正の数になるということを意味し、すなわち損失が発生していることを表す。開磁路構造のインダクタの損失が測定できていないということは、位相差を測定できていないということに等しい。

コア内部で発生する損失は、全て磁束を経由して発生する熱である。励磁された磁束が、渦電流を発生させ、そこからジュール損失が生じる。

渦電流は磁束を打ち消す方向に反磁界を発生させるので、磁界に位相遅れが現れる。

その磁界の位相遅れがそのまま二次側の位相遅れとなり、損失として測定される。つまり、検出巻線を通過する磁束の位相差を測定しているといえる。これをより直感的に表現するならば「検出巻線を通過する磁束がする仕事」を測定していると換言できる。つまり、検出巻線を通過しない磁束の位相差は観測されていないと考えられる。更に、検出巻線を通過しない磁束そのものが検知されないということでもあり、損失だけではなく、インダクタンスや電圧振幅も正しく測定されないと考えられる。B-H アナライザは二次側では振幅・位相遅れを測定しており、鉄損はそれらの積から算出されるので、誤差範囲は更に広がる。ギャップの挿入による変化と、それが2 コイル法に与える影響を明確にするために、インダクタ2 にギャップがある場合とない場合を考える。図 3.7 にギャップのないインダクタ2 の磁束線概略図を、図 3.8 にギャップのあるインダクタ2 の図を示す。ギャップがない場合、インダクタ2 のは閉磁路構造となり、ほぼ全ての磁束が磁気コア内で完結する。一方でギャップがある場合は、漏れ磁束が発生する。これは、ギャップ部の空気は磁気コアに比べ磁気抵抗が大きいことと、磁気コア材が低透磁率なので空気中に磁束が漏れやすいことが原因である。

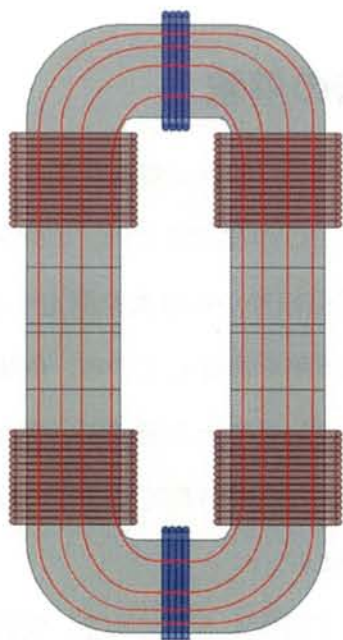


図3.7 インダクタ2の磁束線概略図
(ギャップ無)

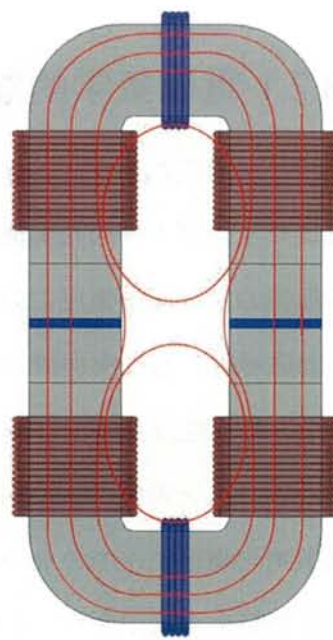


図3.8 インダクタ2の磁束線概略図
(ギャップ有り)

図中の赤い線が磁束線、赤い巻線が励磁巻線、青い巻線が検出巻線を示す。二つの磁束線概略図を比較すると、ギャップのないインダクタでは、すべての励磁巻線及び検出巻線を通して通過している。一方でギャップのあるインダクタでは、一部の磁束が励磁巻線の半分しか通過しておらず、加えて更に多くの磁束が検出巻線を通していない。

2 コイル法ではギャップにより精度がかなり落ちるという現象と、2 コイル法は「検出巻線を通して磁束がする仕事」を測定している、という考え方及び上図の傾向と一致している。この考察が真であるならば、2 コイル法でギャップ付きインダクタの損失測定を行う場合は、「全ての磁束が全ての検出巻線を通して事」が精度を得る条件であると予想できる。

3.2.2 検出巻線位置の改善

本項では、前項での考察の実証実験を行う。「全ての磁束が全ての検出巻線を通して事」を達成するためには、磁束の挙動を把握する必要がある。前項の図に示した通り、磁束は必ず閉じており、その終点と始点は励磁がなされた点である。60 巻ある励磁巻線を一巻きずつに、励磁巻線 1・励磁巻線 2 と名前を付けていくと、励磁巻線 1 で励磁された磁束は必ず励磁巻線 1 を通過するが、励磁巻線 60 を通過するとは限らない。これを考慮して検出巻線の位置を修正したモデルを図 3.9 に、磁束線概略図を図 3.10 に示す。

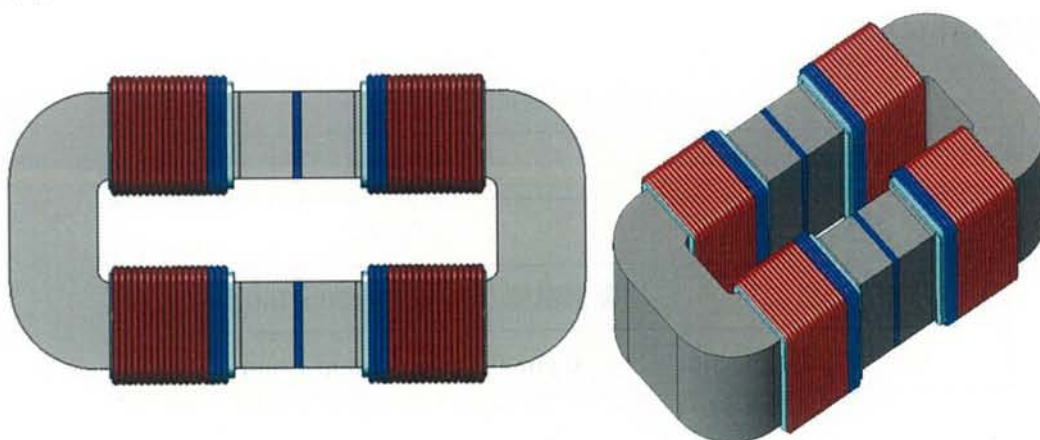


図3.9 インダクタ2のシミュレーションモデル（検出巻線改良版）

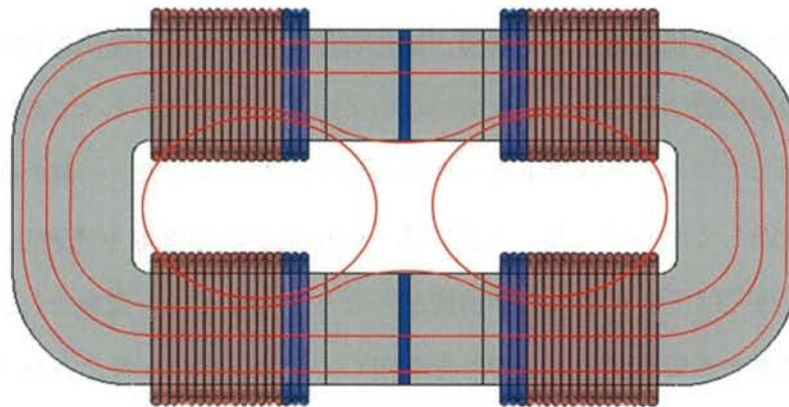


図3.10 修正後のインダクタ2の磁束線概略図

2 コイル法による測定では、検出巻線は複数箇所かつ対称になるように配置した方が精度は高いということが、先行研究から分かっている。赤い巻線が励磁巻線、青い巻線が検出巻線である。前項で示したモデルを比較すると、「全ての磁束が全ての検出巻線を通して」という状態に使っていることが分かる。ただし、片側のU字で完結する磁束に関しては、半分の検出巻線しか通過しない。

このモデルと同様に、実物のインダクタ2も修正し再実験を行った。検出巻線の位置が変わるということは、磁束密度リップルの測定点が変わるということであり、磁気コア内部の磁束密度分布はそのままに磁界振幅が変化するということである。そのため、修正前後での損失の変化には、誤差要因の改善とは関係ない成分も含まれると考えられる。測定条件を表3.3に、電磁界解析を用いたコンタープロット($\Delta B=100$ mT, ギャップ長 1 mm)を図3.11に示す。

表 3.3 測定条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リップル ΔB : 50~140 mT
ギャップ長	0 mm 0.3 mm 0.5 mm 1 mm

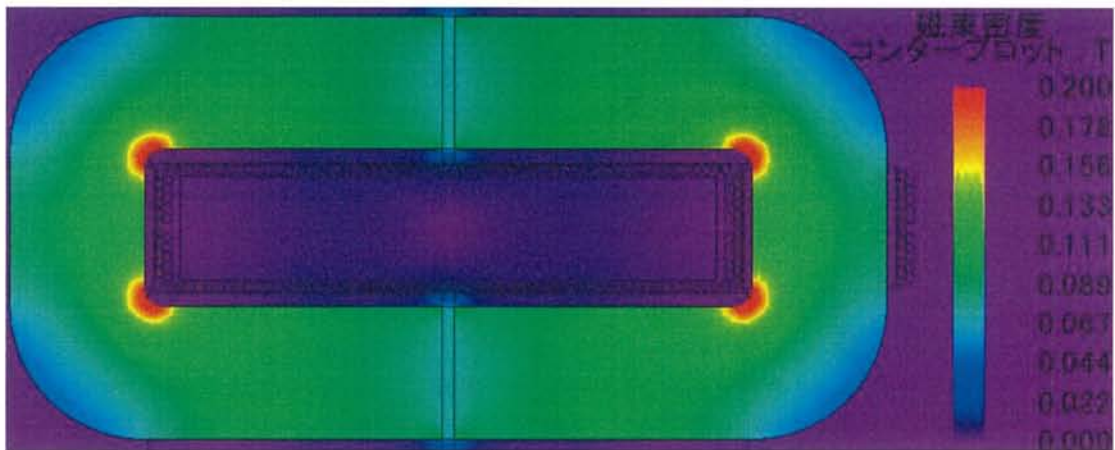


図 3.11 インダクタ 2 改良版のコンタープロット

コンタープロットから、漏れ磁束は少なくほとんどの磁束が検出巻線を通過することが分かる。測定値及び計算値を図 3.12～図 3.15 に示す。

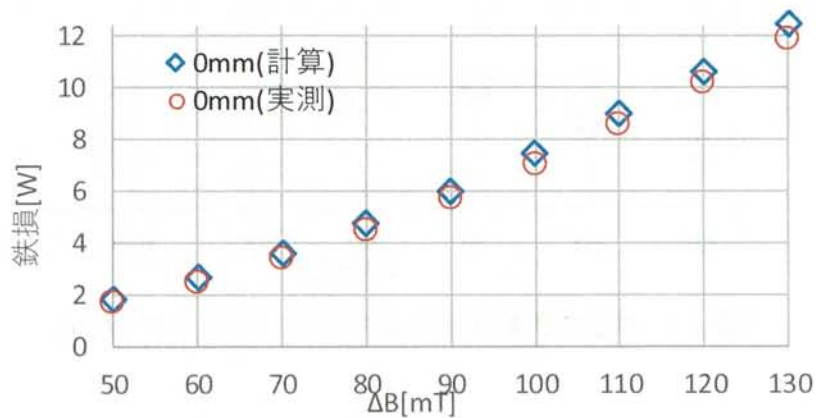


図3.12 検出巻線修正後の損失比較（ギャップ0 mm）

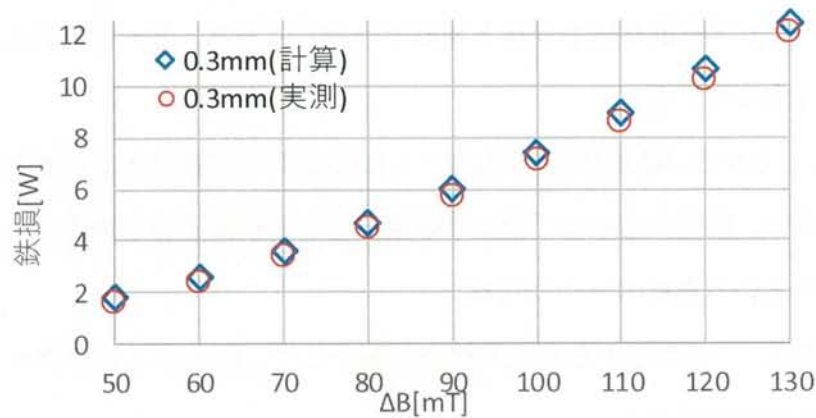


図3.13 検出巻線修正後の損失比較（ギャップ0.3 mm）

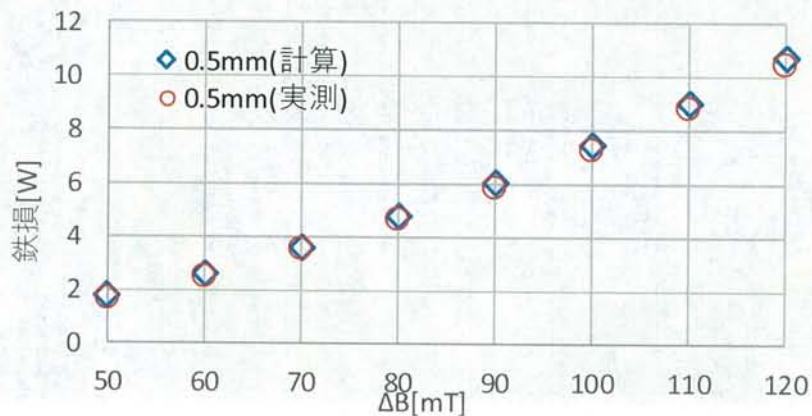


図3.14 検出巻線修正後の損失比較（ギャップ0.5mm）

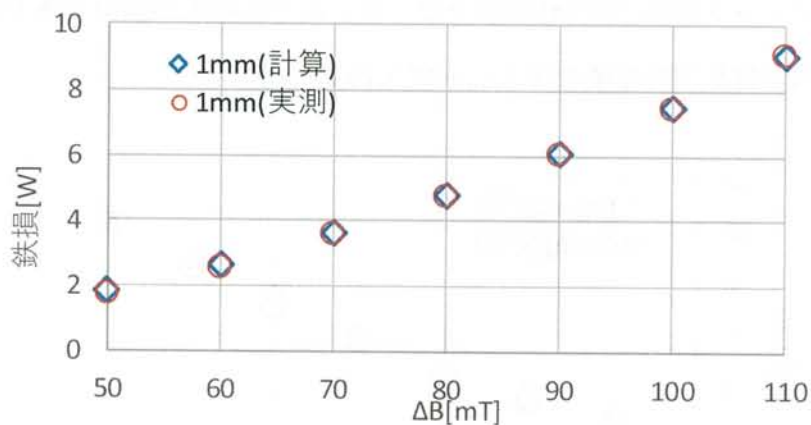


図3.15 検出巻線修正後の損失比較（ギャップ1 mm）

測定値と計算値の誤差は大幅に減少し、全ての測定点で誤差5%以下となった。また、損失のギャップ長依存性も計算と実測で一致しており、ギャップが大きくなるほど損失は大きくなっている。

これらのことから、損失の計算、実測ともに精度よく評価できていると考えられる。またこの結果は、前項で述べた「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」ことが精度の確保のためという根拠の一つになる。

4章以降では、この考察のさらなる検証実験として、異なるインダクタを用いた損失計算・実測について述べる。

3.3 まとめ

ギャップ付きインダクタへのロスマップ法の適応のために、「計算手法の改善」と「測定手法の改善」を行った。

計算手法に関しては、いくつかの電磁界解析の条件を計算量が多い代わりにより精度が得られるものに変更し、その影響を確認した。その中で、シミュレーションモデルの再現性が計算精度に与える影響が大きいことが確認できたので、計算時間とはトレードオフになるが、より精密なシミュレーションモデルを使用する解析に変更した。

測定手法の改善については、2 コイル法の「インダクタに流れる電流の振幅および両端電圧に対する電流の相対位相差から損失を測定する」というから、位相差の測定を行っているという点に着目し、「検出巻線を通過する磁束がする仕事をそくていする」と再定義した。この考察の検証実験をおこない、修正前は 16% 程度だった誤差が、5% 以下まで低減されることを確認した。また、この修正によって計算と測定で逆関係になっていた、損失のギャップ長依存性も改善された。

第4章

フリンジングロスの簡易解析

前章までの検証は、フリンジングロスが発生しない条件で実験を行っていた。しかし、実際のギャップ付きインダクタではフリンジングロスの影響は避け難く、主流な対策手段はギャップから巻線を離して配置することである。それをどれだけ離すかは経験則によるところが大きく、定量化されていない。そのため余計なマージンをとってしまう場合もある。加えて、そもそもギャップから励磁巻線を離すことが極めて困難な場合もあり、フリンジングロスの定量的な評価は重要である。そのため、より多くのインダクタにロスマップ法を適応できるよう改善するために、ロスマップ法の電磁界解析でフリンジングロスの簡易計算が行える手法を考案した。本章では、フリンジングロスの測定及び計算手法とその検証実験の結果を示す。

4.1 フリンジングロス

フリンジングロスはギャップ付きインダクタのみに発生する損失であり、ギャップ挿入のデメリットの一つである。近年はインダクタの大容量化に対する需要が強く、インダクタを設計する上でギャップ挿入は避けられない場合が増えている。磁気コアの低透磁率化とギャップ挿入が進んだため、漏れ磁束・フリンジング磁束は増加し、フリンジングロスが無視できない程大きくなる場合もある[10]。しかし、インダクタ設計に利用できる程に低コストで実用的なフリンジングロスの解析手法は存在しない。そのため、フリンジングロスへの対策はもっぱら経験則によるものであり、最適設計への障害となっている。本節では、フリンジングロスの原理や問題点について述べる。

4.1.1 フリンジングロスの原理と分類

フリンジングロスとはフリンジング磁束がコアや巻線を通過する際に発生せる渦電流によるジュール損失である。そのため、「コア内で発生するフリンジングロス」と「コア外で発生するフリンジングロス」の二つに分類できる。フリンジング磁束の概略図を、図 4.1 に示す。青線で示した部分が、フリンジング磁束である。コアからギャップを通過せずに、空気領域にフリンジ（fringe）している部分の磁束をフリンジング磁束と呼ぶ。

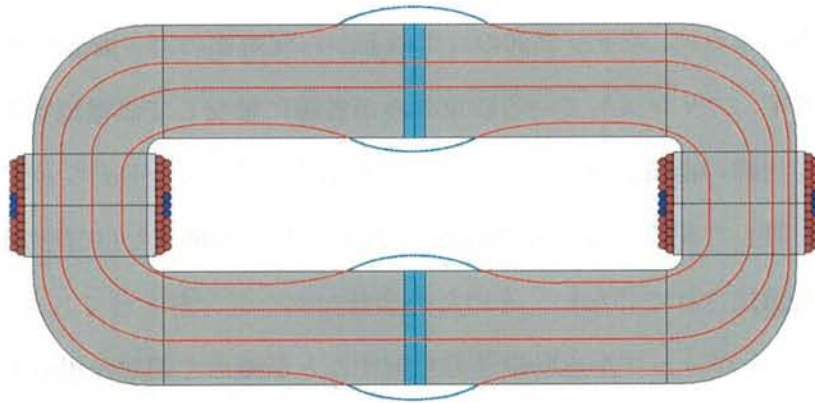


図4.1 フリンジング磁束

コア内で発生するフリンジングロスについては、シート状磁性体を積層した磁気コアの場合、シートコア内に多く生じることが知られている。フリンジング磁束がシートに対して垂直な成分を有するため、シートを貫通する際に渦電流を発生させるためである。これはエアギャップ形状を工夫することによりフリンジングロスを減少する手法等も検討されている。一方、圧粉コアの場合には上記と比較して磁気コア内に生じるフリンジングロスは少ない。圧粉コアはコアが一つの塊になっており、積層構造ではないのでコア中のフリンジングロスが減少する。

コア外で発生するフリンジングロスについては、フリンジング磁束が巻線と錯交して損失が多くを占める。そのため、コアの形状よりも巻線に対する工夫が必要になる。図 4.2 に、巻線にフリンジングロスが発生する原理を示す。

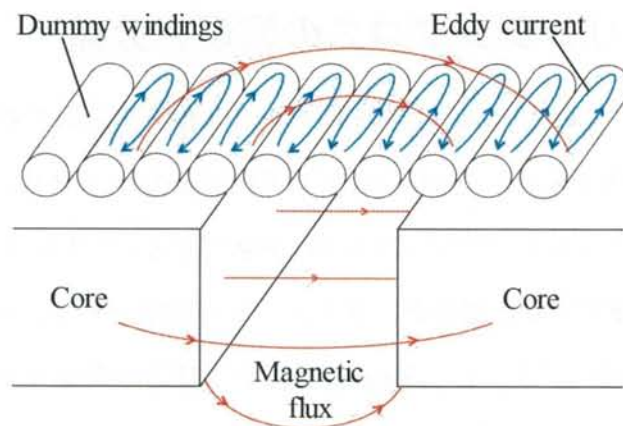


図4.2 巻線中のフリンジングロス発生原理

図から分かるように、ギャップ部のコア断面から反対側のコア断面に直進する磁束は巻線に鎖交せず、フリンジしている磁束のみが巻線に鎖交して渦電流を発生させる。この渦電流から巻線の抵抗成分によってジュール損失が生じる。主流な対策手段はギャップから巻線を離して配置することである。それをどれだけ離すかは経験則によるところが大きく、定量化されていない。そのため余計なマージンをとってしまう場合もある。加えて、そもそもギャップから励磁巻線を離すことが極めて困難な場合もあり、フリンジングロスの定量的な評価は重要である。

本研究では、「コア外で発生するフリンジングロス」に焦点を当て検討を進める。使用しているコアは、先行研究から同一の純鉄系の圧粉磁性体を使用しており、コア内で発生するフリンジングロスは磁束密度不均一性を考慮しているので無視できるほど小さいと考えられる。これ以降、特に断りが無い場合は、「フリンジングロス」とは「コア外で発生するフリンジングロス」を指す。

4.1.2 フリンジングロスの問題点

フリンジングロスを低定量的に評価するにあたり、大きな問題が二つ存在する。1つ目は、巻線中のフリンジングロスの計算は電磁界解析により可能ではあるが[8]、計算量が多いため普及していないということ。

2つ目は、そもそもギャップ付きインダクタの損失測定が困難であり、実際にフリンジ

ングロスの測定を行う手法が存在しないということが挙げられる。

電磁界解析を用いた熱計算に関しては、2章3章で述べたように、非常に計算負荷が高く、複数のパターンで検討を行うのは困難である。そのため、実際のインダクタ設計に利用するのは現実的ではない。本研究では、鉄損の計算と同様に低計算量で実用的な手法の確立を目的としているので、この手法は使用できない。

測定手法に関しては、筆者の知る限りフリンジングロス単体を測定した言う報告は見受けられない。しかし、インダクタの鉄損測定を行う際、フリンジングロスが混在して測定されてしまうという問題が存在する。一般に2コイル法はコア内部の損失のみを測定する鉄損測定法として認知されているが、実際には「鉄損」と「フリンジングロス」の両方を測定している場合があると考えられる。本論のB-Hアナライザ(8219:岩通計測)を用いた測定系では、インダクタに流れる電流の振幅および両端電圧に対する電流の相対位相差から損失を測定する。3章で述べたように、この測定原理をより直感的なものに換言するならば、「二次巻線を通過する磁束がする仕事を観測している」と表現できる。磁束が通過した場所の材質に関わらず検出されると考えられ、磁束線が物質の境界面を通過していても影響はない。ゆえに、フリンジング磁束が巻線中に渦電流を発生させた後にコア中に戻って二次巻線を通過するならば、フリンジングロスも純粋な鉄損と混在して測定されると考えられる。

本研究では、この考察の簡単な検証実験として、ギャップ上に励磁巻線を巻いたインダクタの損失測定値のギャップ依存性を確認した。「2コイル法はフリンジングロスも測定している」という考察が真である場合、ギャップが広がるとフリンジングロスの分損失が上昇することになる。3章で解析を行ったインダクタ2では、ギャップ長が0mmの場合の損失に対して1mmの損失は6%程度上昇していた。励磁巻線の位置が変わればこの値は当然変化するが、大まかな確認を行う目的で、図4.3に示すインダクタ3を作製し、損失解析を行った。フリンジングロスが測定されるならば、ギャップ0mmに対して1mmの誤差はフリンジングロスの分だけ大きくなる。検出巻線は励磁巻線のそばに配置してあるため、ほぼ全ての磁束が全ての検出巻線を通過する。

図4.4と図4.5にギャップ長0mmと2mmの場合の $\Delta B=80$ mTでの電磁界解析に

よるコンタープロットを示す。また、表 4.1 に測定条件を、図 4.6 に損失測定値と計算値の比較を示す。

表 4.1 測定条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB : 50 ~ 80 mT
ギャップ長	0 mm 及び 2 mm

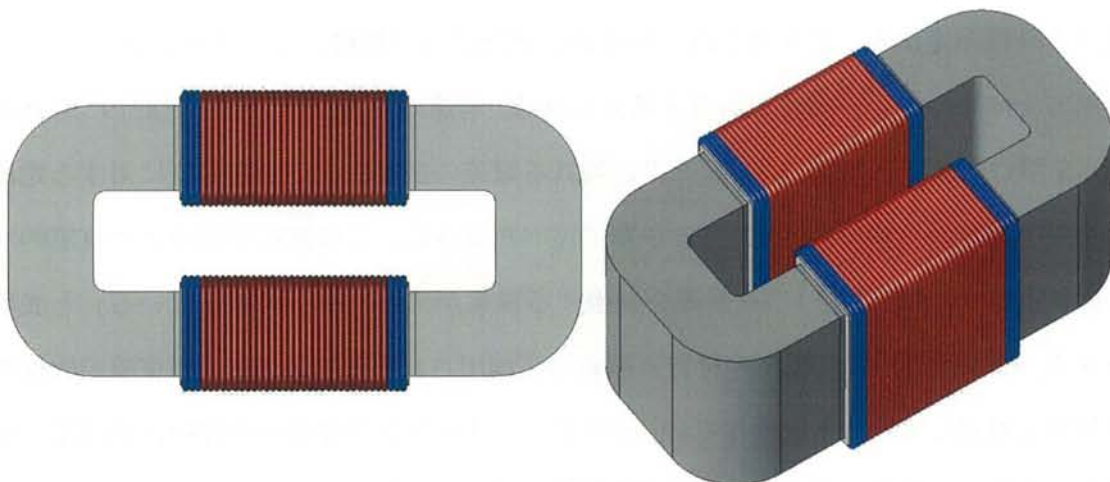


図4.3 インダクタ3のシミュレーションモデル（上から、斜めから）

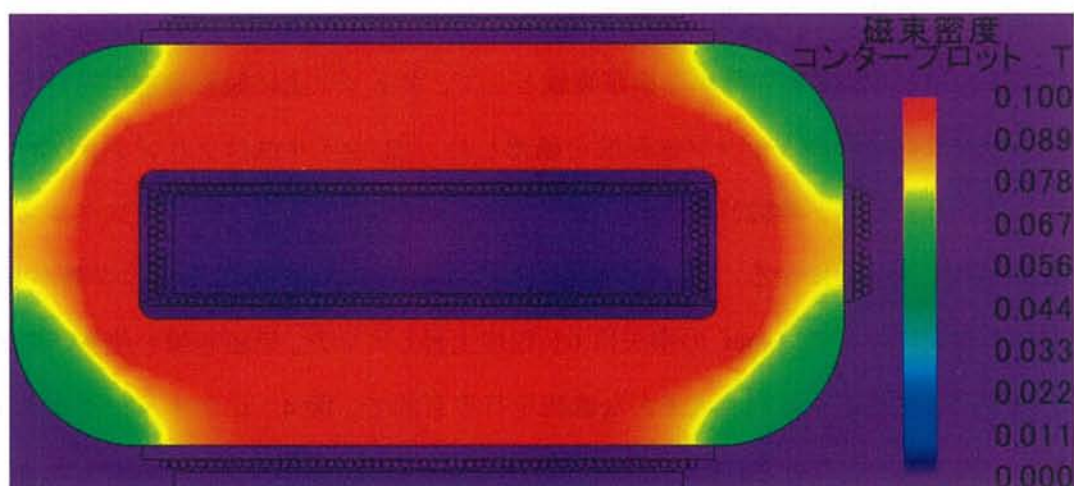


図4.4 インダクタ3のコンタープロット（ギャップ 0 mm）

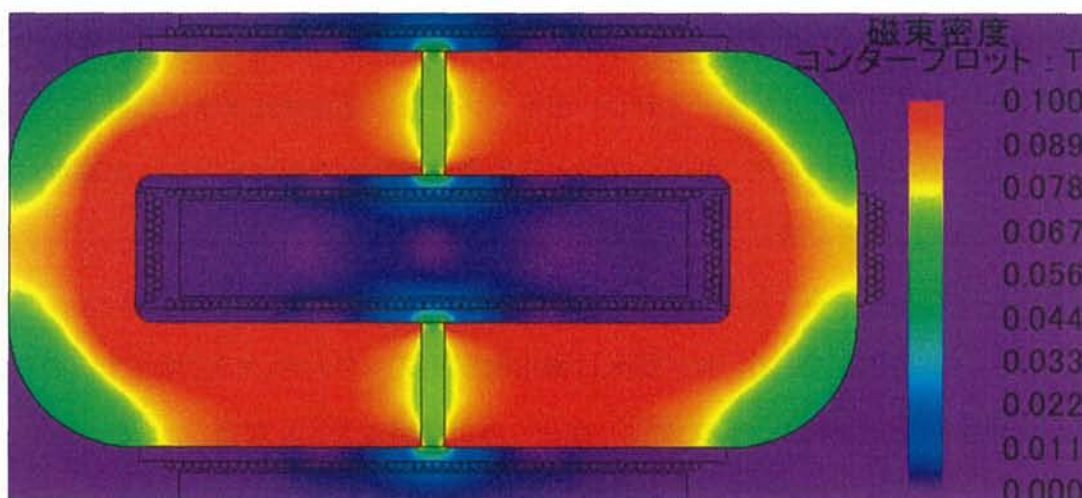


図4.5 インダクタ3のコンタープロット (ギャップ 2 mm)

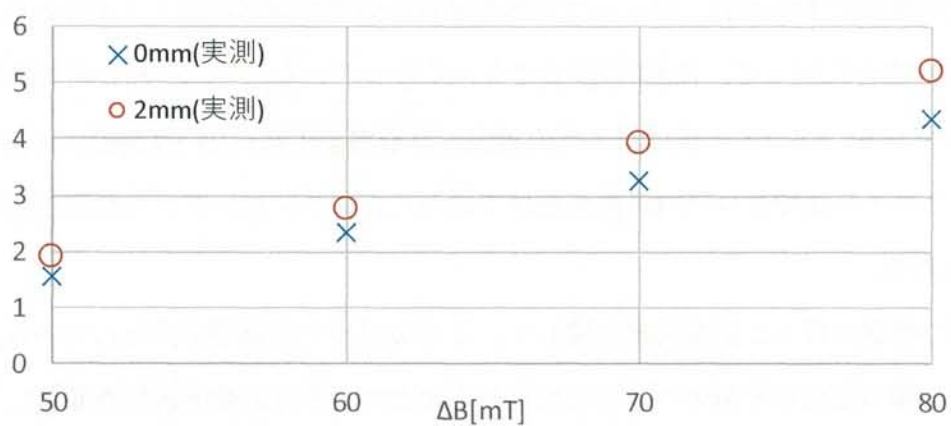


図4.6 インダクタ3の損失計算値

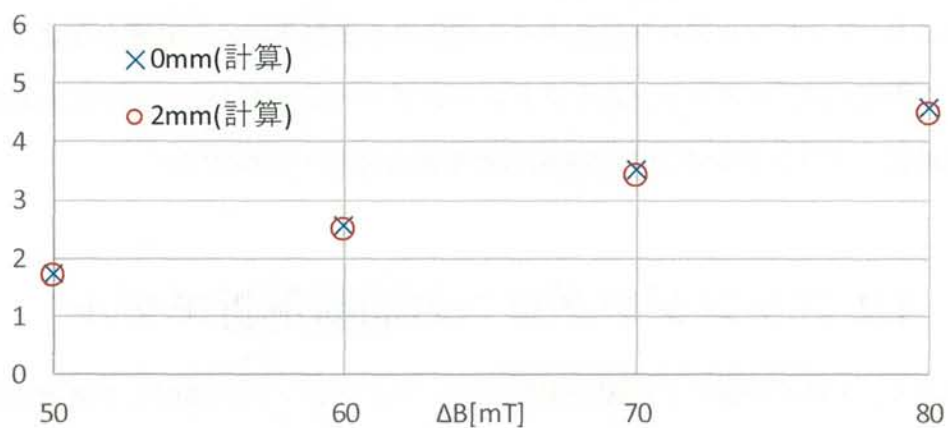


図4.7 インダクタ3の損失測定値

磁束密度コンタープロットをギャップのある場合とない場合で比較すると、

ギャップがない場合はコア内のほとんどが赤いのに対して、ギャップのある場合はギャップ付近で緑色になっている。これは、ギャップがない場合はほぼ全ての磁束がコア内で完結しているのに対して、ギャップのある場合は漏れ磁束やフリンジング磁束が発生し、コア外部に磁束が抜けているためである。加えて、ギャップ部のフリンジング磁束が巻線に鎖交していることが分かる。すなわち、ギャップ付近の巻線において、フリンジングロスが発生している。コア損失は磁束密度リプルが大きいほど増加するので、コア中の磁束密度が高いギャップのない場合の方が鉄損は大きくなる。

計算値と測定値を比較すると、計算値は前述の通りコア内の損失の方が高いがほとんど差がないことが分かる。

一方で測定値においては、ギャップがある場合の方が大幅に高いことが分かる。ギャップがない場合に対して、120%程度まで大きくなっている。それぞれの結果が明確に食い違っており、「2 コイル法はコア内の損失のみを測定する」という前提に矛盾する。よって、2 コイル法ではコア内の損失だけではなく、フリンジングロスも測定していると考えられる。

3 章で検討を行った測定精度に関して、このモデルでは条件を満たしている。上図のから、一部の磁束が片側のコアのみで完結しており、半分の検出巻線を通過していないことが分かるが、全体の磁束から見れば無視できるほど小さいと考えられる。

以上より、フリンジングロスは2 コイル法による鉄損測定に悪影響を与えると考えられる。本研究では、ロスマップ法をフリンジングロスが発生するモデルにも対応することを目的に、フリンジングロスの簡易計算手法を考案・検証する。

4.2 フリンジングロスの簡易解析モデル

前節より、2 コイル法による損失測定には、フリンジングが混在して測定される可能性が高いことを確認した。本研究ではそれを利用して、フリンジングのみを測定する手法の考案・検証を行った。本節では、その手法に用いるモデルと原理及び検証実験の結果を示す。

4.2.1 ダミー巻線モデルの原理

本研究では、2 コイル法による損失測定にフリンジングロスが含まれる原因を考察し、その原理を利用してフリンジングロスの簡易測定モデルの検討を行った。本項では、考案したモデルとその測定原理を示す。

本研究使用している B-H アナライザ（8219：岩通計測）を用いた測定系では、インダクタに流れる電流の振幅および両端電圧に対する電流の相対位相差から損失を測定する。この原理から「二次巻線を通して磁束がする仕事を測定している」と考えられ、その検証は3章ですでに示している。この原理を更に詳細にすると、2 コイル法では「磁束線が複数の材料を通して進む場合も、二次巻線を通して磁束がする仕事をその種類にかかわらず測定する」と考えられる。すなわち、フリンジング磁束が巻線中に渦電流を発生させた後にコア中に戻って二次巻線を通して進むならば、フリンジングロスも純粋な鉄損と混在して測定されると考えられる。

この前提のもと、フリンジングロス単体の測定を目的として、ダミー巻線モデルを考案した。ダミー巻線モデルは二つのインダクタがセットになっており、その二つのインダクタのコア・励磁巻線・検出巻線・ギャップは全て同一であり、インダクタンス等の特性も等しい。唯一の相違点は、片方のインダクタにのみダミー巻線をギャップ上に配置する点である。ダミー巻線は解法状態とし、回路及び励磁条件に影響を及ぼさない。インダクタに使用するコアは3章と同じ U-U コアを用いた。ダミー巻線のないモデルをインダクタ A、ダミー巻線がないモデルをインダクタ B と呼称する。作製したダミー巻線モデルの巻線の設定を表 4.2 に、実物の写真を図 4.8 に、シミュレーションモデルを図 4.9 に、詳細図を図 4.10 に示す。

表 4.2 ダミー巻線モデルの巻線形状・巻数

励磁巻線	60 巻き
検出巻線	10 巻き
ダミー巻線	60 巻き 単線銅線 丸線（径 0.8 mm）
ボビン	プラスチック 1 mm 厚

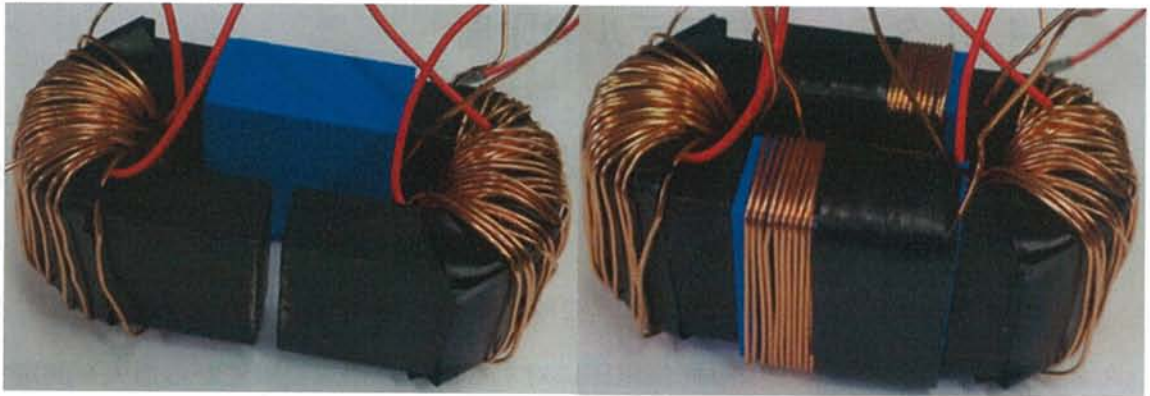


図4.8 ダミー巻線モデルの写真 (左：インダクタA 右：インダクタB)

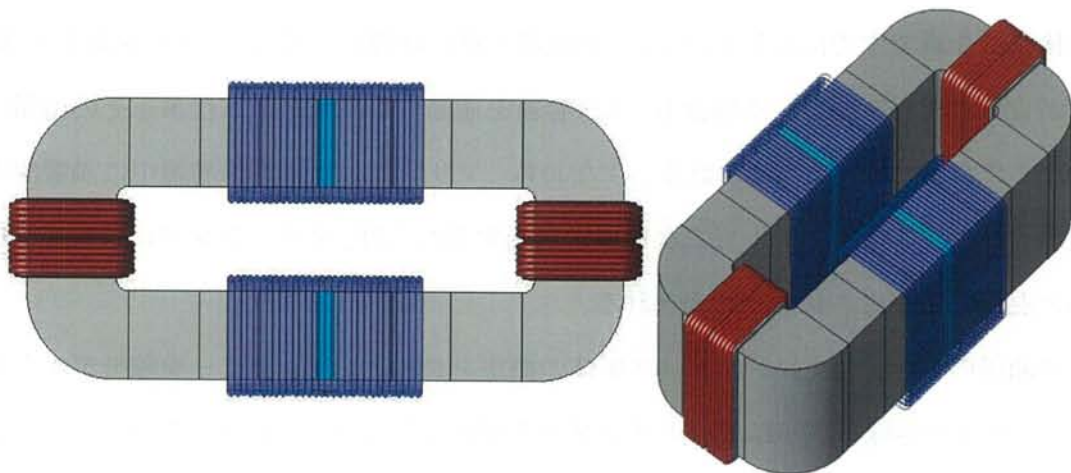


図4.9 ダミー巻線モデルのシミュレーションモデル

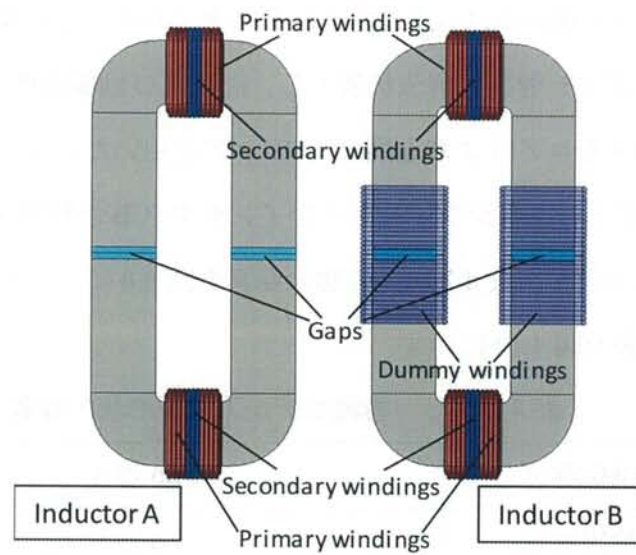


図4.10 ダミー巻線モデルの詳細図

インダクタ A とインダクタ B の鉄損は、ギャップ長と励磁条件が同一であればほぼ等しくなる。二つのインダクタには完全に同様のコア・励磁巻線・検出巻線が設定されているためである。実物のダミー巻線モデルでは、写真のようにダミー巻線をあらかじめボビンに巻いてボビンの取り外しのみによってインダクタ A とインダクタ B の切り替えを行ったので、この条件は満たされている。そのため、シミュレーションモデルは全く同じものを使用して、一度の計算で行う。銅線の透磁率が空気とほぼ変わらないため、反磁界を考慮しない場合、磁束密度分布の差異は無視できるほど小さいと考えられるためである。実際にそれぞれのインダクタンス等の特性を B-H アナライザを用いて測定したとこと、差分は 0.5% 以下であった。測定精度の限界を考慮すると、この差分による鉄損の変化は無視できるほど小さい。

一方で、フリンジングロスには明確な違いが生じる。インダクタ A にはギャップ周辺に巻線がないのに対して、インダクタ B にはダミー巻線が存在している。そのため、インダクタ A には存在しないダミー巻線で生じるフリンジングロスが、インダクタ B では発生する。前項での考察の通り、「2 コイル法ではフリンジングロスも測定される」のであれば、インダクタ B では鉄損とフリンジングロスが測定される。

対して、インダクタ A ではインダクタ B と等しい鉄損のみが測定されるので、インダクタ B の測定値からインダクタ A の測定値を引けば、差分がフリンジングロス単体の測定値になると考えられる。

このモデルは、全ての磁束が全ての検出巻線を通過するという条件を満たしていない。図 4.11 に回路条件を、図 4.12 にギャップ長 2 mm, $B=80$ mT の条件で行った電磁界解析によるコンタープロットを示す。インダクタ 2 と比較して、漏れ磁束が非常に多い。励磁巻線がギャップから最も遠い点に配置してあるため、ギャップと通過せずに片側のインダクタで完結している磁束が多くなったためである。ただし、検出巻線は励磁巻線の下に配置してあるので、片側の検出巻線がほぼ全ての漏れ磁束を検出する。この漏れ磁束はギャップの磁気抵抗に起因するので、ギャップ長が大きいほど片側で完結する磁束が増加する。理論上、ギャップ長が無限ならば磁気抵抗も無限となり、全ての磁束が片側のコアで完結する。

つまり二つのインダクタを直列に測定していることになるが、B-Hアナライザでは一つのインダクタの測定にしか対応していないので、完全に測定不可能になる。本研究では、ギャップが0mmの測定から徐々にギャップ長を広げて測定を行い、測定誤差が測定値の最大要素にならないことが確認できた範囲で測定を行った。インダクタ A と B でインダクタンス等の特性に変化がないため、この現象に関して、ダミー巻線は影響を与えないと考えられるので、鉄損の値が変化する恐れはない。ただし、鉄損そのものに測定誤差が含まれるのでインダクタ A の測定値はギャップが広がるほど純粋な鉄損から外れる。

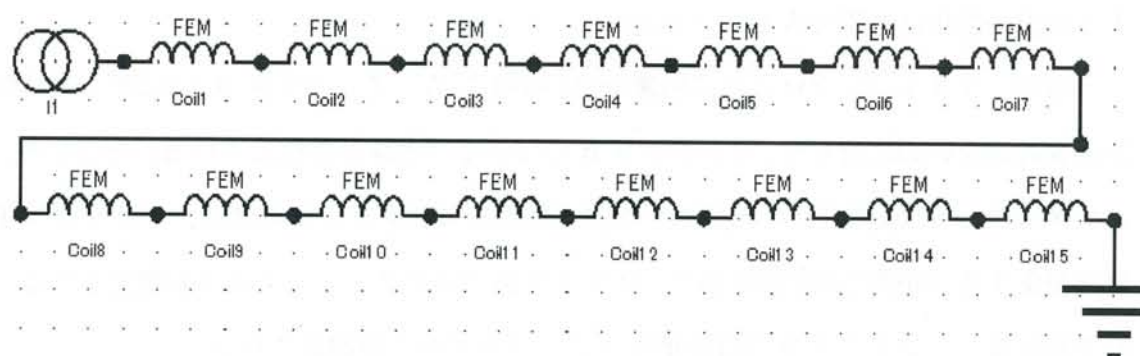


図4.11 ダミー巻線モデルのシミュレーション回路

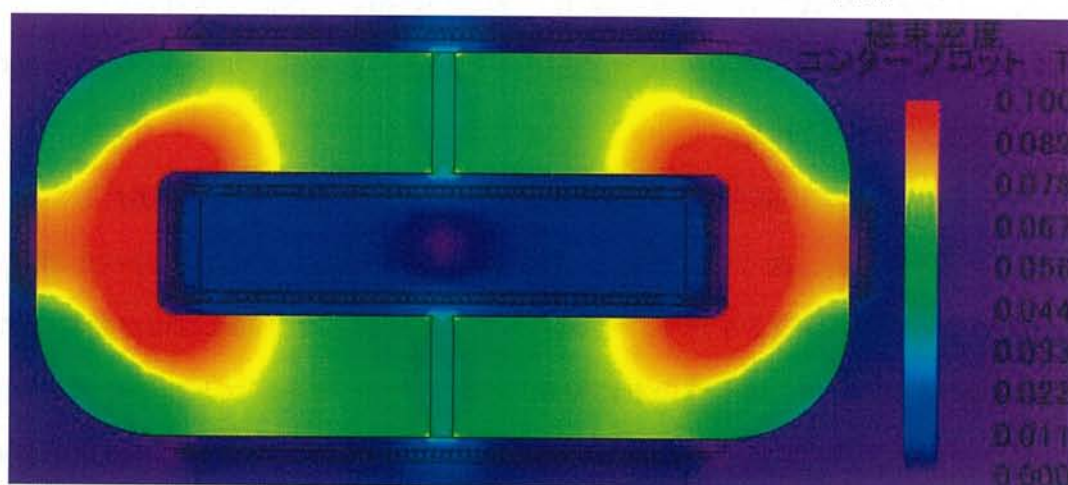


図4.12 ダミー巻線モデルのコンタープロット(ギャップ2mm)

4.2.2 ダミー巻線モデルを用いた損失測定

前項で示したダミー巻線モデルを用いて、インダクタ A とインダクタ B の損失測定値の比較を行った。表 4.3 に測定条件を示す。図 4.13 に $\Delta B = 50 \text{ mT}$ のときのインダクタ A とインダクタ B の測定値の比較を示す。インダクタ A とインダクタ B の損失測定値を比較すると、ギャップ長が 0 mm の時は等しいが、ギャップが広がるごとにインダクタ B の方が大きくなっている。これは、ギャップが無いときはフリンジングロスが発生せず、ギャップが広がっていくとフリンジングロスは増加する傾向と一致している。そのため、二つのインダクタの損失の差分はダミー巻線で発生したフリンジングロスであると考えられる。

ギャップが最も大きい 3 mm では、フリンジングロスの割合が全体の 15% 程度を占めている。ただし、前述の通りギャップが広いほど精度が低下すると考えられるので、これは鉄損とフリンジングロスの比率を示してはいない。

表 4.3 測定条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB : $50 \sim 90 \text{ mT}$
ギャップ長	$0 \text{ mm} \sim 3 \text{ mm}$

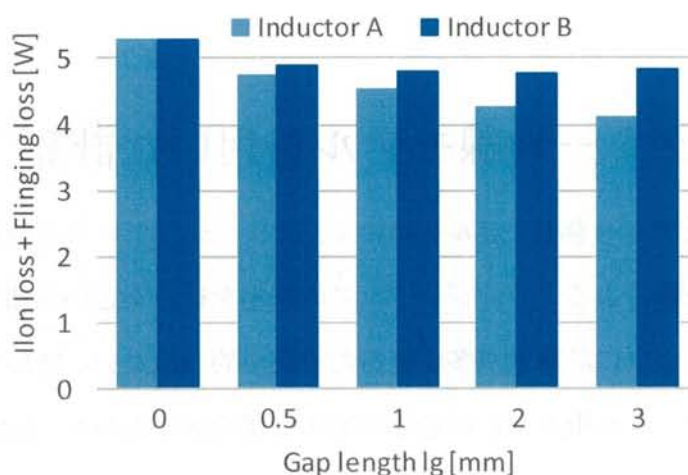


図4.13 インダクタAとインダクタBの損失測定値

上図の差分がダミー巻線が発生するフリンジングロスとなる。各ギャップ長のフリンジングロスを図 4.14 に示す。

ギャップが広いほどフリンジングロスが増加していることが明確となり、また磁束密度リップルの二乗に比例しているという傾向もフリンジングロスの発生原理と一致している。これは、フリンジングロスは巻線の抵抗成分による渦電流損であるので電流の二乗に比例し、渦電流は磁束密度リップルの振幅に比例するためである。

以上から、ダミー巻線モデルを用いたフリンジングロスの測定値は、その発生原理に基づく増加傾向と一致しており、考察した測定原理の通りに測定できていると考えられる。

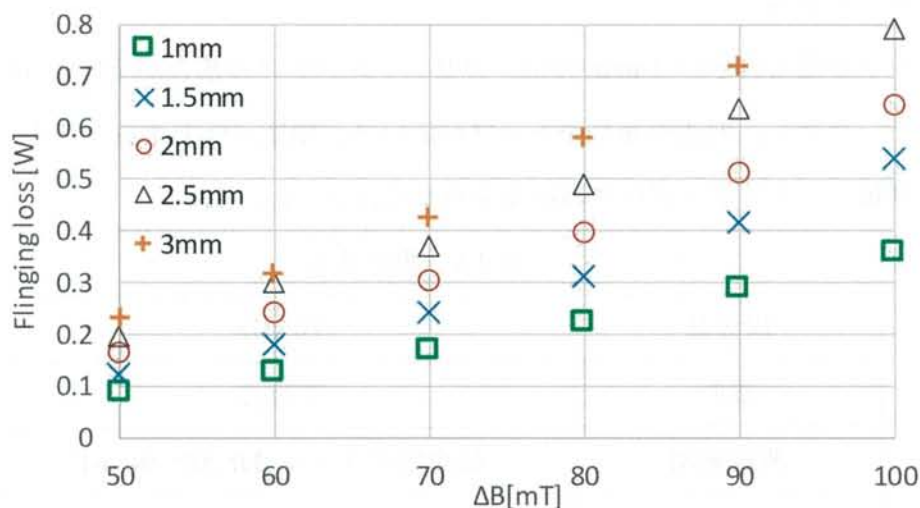


図4.14 ダミー巻線モデルを用いたフリンジングロス測定値

4.3 ダミー巻線モデルを用いた計算

前節で示したダミー巻線モデルを用いて、フリンジングロスの計算を行う。電磁界解析を用いた熱計算によるフリンジングロスの算出を行ったという報告例はあるが[8]、2章3章で述べたように計算量が多すぎるため実用的ではない。対して、交流磁界中の銅線に発生するジュール損失の近似計算に関する研究報告もあり、それらは交流磁界と巻線の条件さえ分かれば比較的低計算量で済む。

本節では、電磁界解析と近似計算の併用によりフリンジングロスの算定を行う手法と、その検証実験の内容と結果を示す。

4.3.1 フリンジングロスの計算手法

電磁界解析を用いた熱計算によるフリンジングの算出は、「励磁される磁界の計算」「磁界により発生する渦電流の計算」「渦電流により発生するジュール熱の計算」等の高負荷な計算が含まれている。本研究では、ロスマップ法を用いた損失計算の際に必ず電磁界解析を行っているが、それは「励磁される磁界の計算」のみである。そのため、磁界から直接フリンジングロスの計算を行うことが、計算量の削減のために望まれる。そこで本研究では、巻線に鎖交する交流磁界と巻線の形状のみから、巻線中に発生するジュール損失の近似計算を行った。これにより、フリンジングロスの計算のために電磁界シミュレーションを行わず、鉄損の計算に用いるシミュレーション結果を使いまわすことが可能になる。

本研究で使用した計算モデルを図 4.15 に、近似式を(4.1)～(4.5)に示す[6]。 P_p は発生するジュール損失、 R_{DC} は単位長さ当たりの銅線の直流抵抗成分、 δ は表皮深さ、 \hat{H}_e は巻線に鎖交する正弦波交流磁界の振幅を示す。(4.1)式はマクスウェル方程式から、無限に長い巻線に均一な正弦波磁界が鎖交しているという条件で近似導出されたものである。

$$P_p = R_{DC} \cdot G_R(f) \cdot \hat{H}_e^2 \quad (4.1)$$

$$R_{DC} = \frac{4}{\sigma \pi d^2} \quad (4.2)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \sigma f}} \quad (4.3)$$

$$\xi = \frac{d}{\sqrt{2} \delta} \quad (4.4)$$

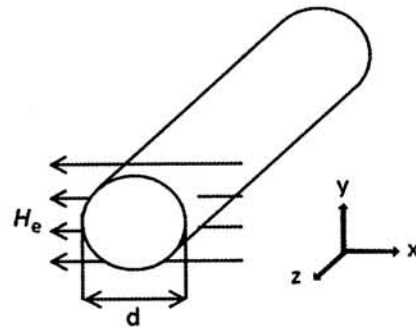


図4.15 フリンジングロス計算モデル

$$G_R = -\frac{\xi \pi^2 d^2}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\text{ber}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi)}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} + \frac{\text{bei}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi) - \text{bei}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi)}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} \right) \quad (4.5)$$

ただし、ber は実部ケルビン係数, bei は虚部ケルビン係数

この計算式はロスマップ法と非常に相性が良く、計算量を最低限に抑えられると考えられる。この式に必要な要素は、「交流磁界の振幅・周波数」「巻線の形状・抵抗値」のみである。交流磁界に関しては、鉄損の計算のために行うシミュレーションで既に用いている。特に、振幅のみを必要とするということは、電磁界解析の計算ステップを数点取るだけで充分であるということである。電磁界解析を用いた熱計算では、少なくとも四半周期の計算が必要になるので、大幅な計算量の削減となる。巻線の形状・抵抗値も既知であるので、フリンジングロスの算出を行うためだけの追加計算はない。ただし、測定精度に関しては電磁界解析を用いた熱計算に比べ低下することが予想される。本研究では、低計算量での算出に焦点を当て検討を行う。

4.3.2 電磁界解析

前提で示した通り、フリンジングロスの計算に必要な交流磁界の数値は、鉄損の計算に必要な電磁界解析で算出しているので充分である。3章で示したように、鉄損計算に用いている電磁界解析では、反磁界を考慮しない条件での計算を行っている。(4.1)式に代入する \hat{H}_e^2 に関しても、反磁界を考慮しない条件での値が必要となる。(4.1)式は、反磁界によって減衰する前の磁界によって生じる渦電流からジュール損失を算出する。そのため、反磁界を考慮した解析によって既に減衰している数値を算出し、その値を代入するのは誤りである。

$\Delta B=80\text{mT}$ の条件の電磁界解析によるダミー巻線のコンタープロットを図 4.16 に示す。巻線に鎖交する磁束はコア内の磁束に比べ1桁ほど小さく、鉄損よりは小さいことが明らかである。ボビンの厚みが1mmなので、コアに直接巻線を巻くよりもフリンジング磁束を避けている。巻線の一巻きごとに損失を計算するので、図 4.17 のように巻線番号を定義する。

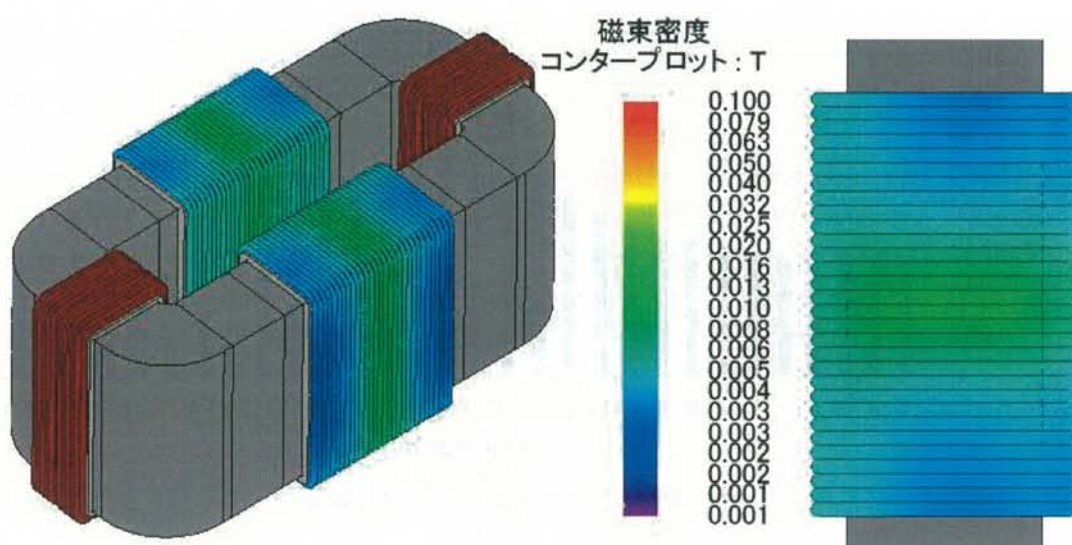


図4.16 ダミー巻線のコンタープロット

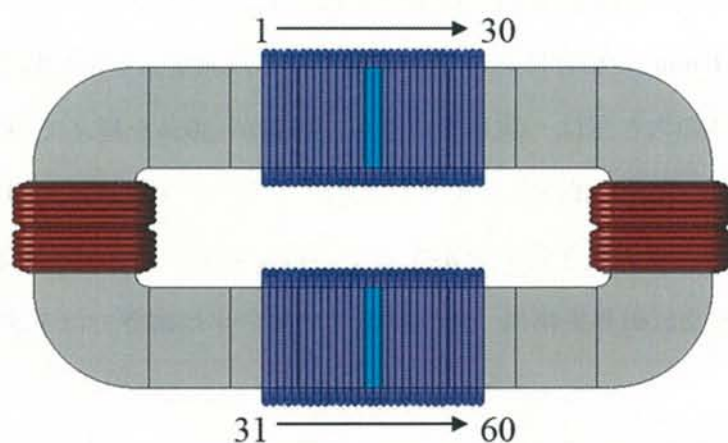


図4.17 ダミー巻線の巻線番号

実際の電磁界解析では 1/8 モデルを用いて計算を行っているが、ダミー巻線の鎖交磁界も対称構造になっているので充分である。そのため、巻線番号が 1～15、16～30、31～45、46～60 の区分けのフリンジングロス之和は等しく、そのうちの一つだけを計算して 4 倍すれば全体のフリンジングロス之和になる。

巻線一巻き当たりの平均磁界を図 4.18 に示す。ここでの平均磁界とは、積分平均を指し、有限要素法における各メッシュの磁界強度と体積から算出した値である。図から、ギャップに最も近い 15 番 16 番が最も鎖交磁界の振幅が高いことが分かる。

また、1～15 と 16～30 で磁界が対称になっており、フリンジングロスも対称になることが再確認できる。

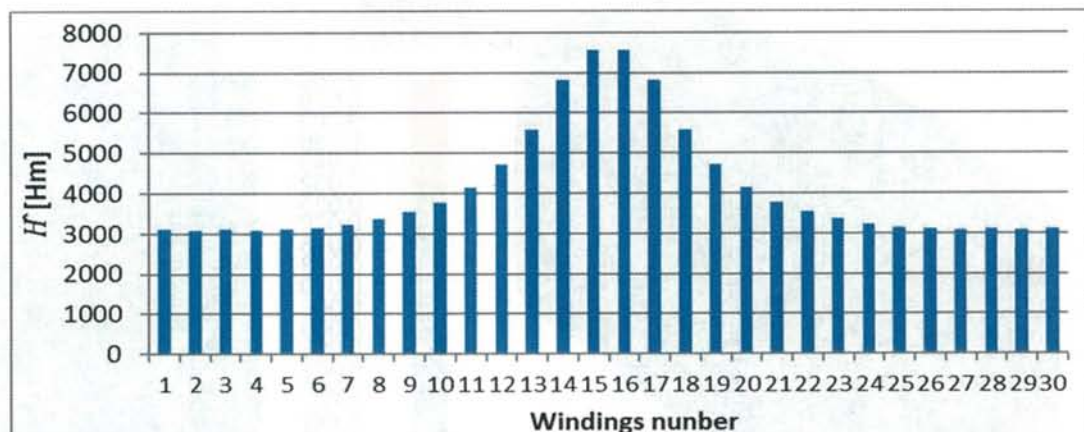


図4.18 ダミー巻線の磁界強度分布

● 磁界不均一性による誤差

図 4.18 に示した交流磁界振幅を(4.1)式に代入し、フリンジングロスの算出を行った。ギャップ長が 1 mm の場合における、前節で示した測定値との比較を図 4.19 に示す。増加傾向と大体の大きさは一致しているが、誤差が 30%を超えている。この誤差の要因として、ダミー巻線に鎖交する磁界が不均一であり、巻線番号が同一でも場所によってフリンジングロスの発生にムラが生じているためであると考えられる。そのため、(4.1)に代入する交流磁界振幅は、各巻線番号の積分平均磁界では不適切であった。

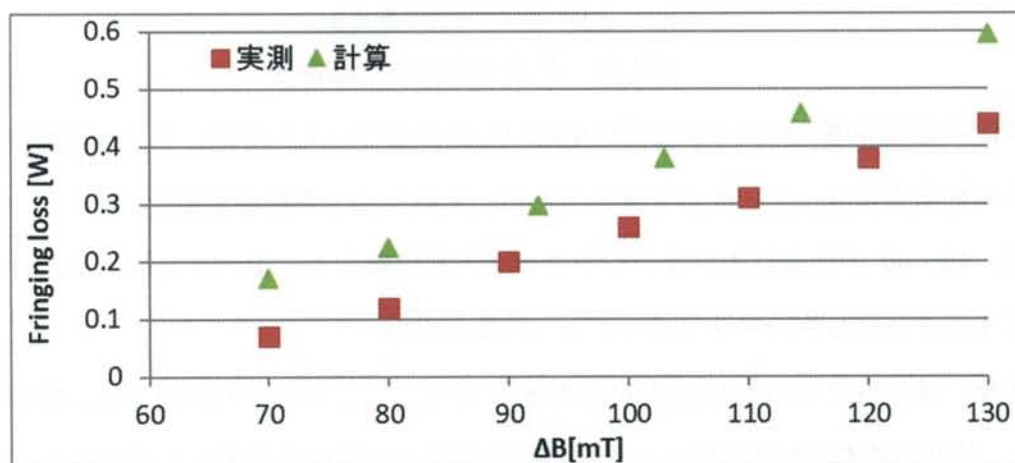


図4.19 磁界不均一性を考慮しないフリンジングロス計算

この誤差要因への対策として、巻線を更に細かい区分に分けて計算を行った。巻線一巻きから細かく計算するほど計算精度は上昇し、巻線を 1~2 mm 程度の長さまで区分

けして算出すればほぼ精度は飽和することを確認した。ただし、周波数が増加した場合など、磁界不均一性がより強く影響する条件の場合は、より細かい区分での計算が必要になる可能性がある。

また、積分平均磁界ではベクトルの換算が複雑になるので、本研究では区分した巻線の中心点の磁界を代表点として抽出した。図 4.20 に、その中心点抽出と巻線区分を示す。

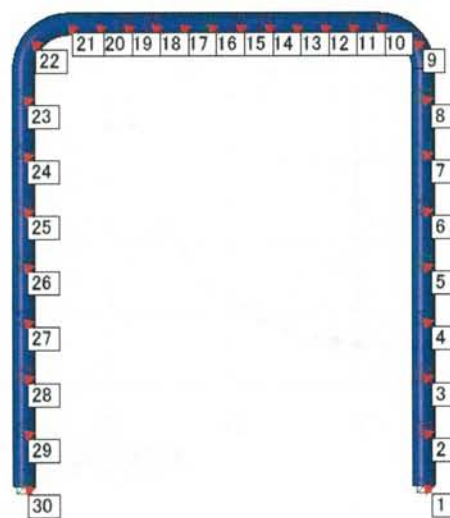


図4.20 磁界強度の中心点抽出と巻線区分

● フリンジングロスの分布

フリンジングロスはギャップに近いほど大きくなり、離れていくと減衰する。つまり、巻線番号ごとに発生しているフリンジングロスにはばらつきがある。そのため、巻線番号ごとのフリンジングロスから、フリンジングロスの分布及びギャップからの距離に対する減衰の程度の確認ができる。図 4.21 に各巻線番号のフリンジングロスを示す。

ギャップに最も近い 15・16 番で発生するフリンジングロスが最も大きくなっている。対称性を用いた 1/8 モデルで解析を行っているので当然ではあるが、15・16 番の間にあるギャップ中心部を境に、ギャップ中心からの距離に応じて対称に減衰している。フリンジングロスは振幅磁界の二乗に比例するので、11～21 番にかけて急激に変動している。

ギャップから最も遠い 1 番と 30 番では、15 番 16 番の 1/7 程度まで減衰している。巻線の直径は 0.8 mm であるので、中心から端までの距離は 120 mm である。ただし、どの点でも完全にゼロ付近まで低減はしておらず、また減衰も飽和していることから、フリンジング磁束ではなく漏れ磁束によるジュール損失も発生していることが考えられる。インダクタの設計では、フリンジングロスの発生を防ぐために励磁巻線をギャップから厚み方向に離して配置する場合があるが、マージンを設けることで実際にフリンジングロスを低減できていることが確認できた。

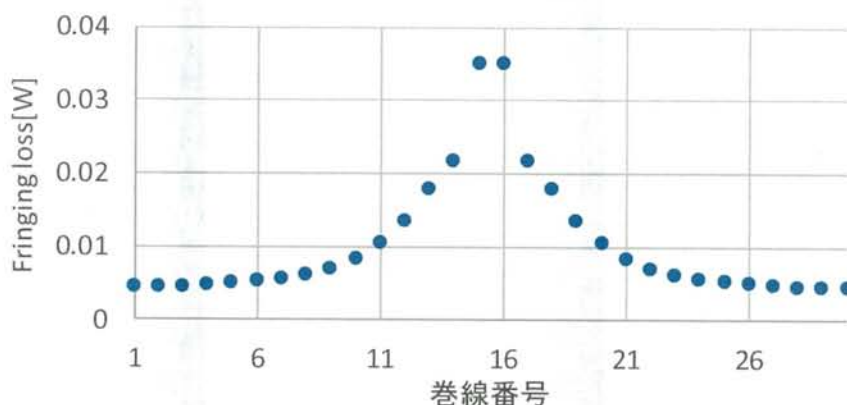


図4.21 ダミー巻線モデルでのフリンジングロス分布

4.3.3 測定値と計算値の比較

前項で示した電磁界解析の結果から、(4.1)式に交流磁界の振幅を代入してフリンジングロスの算出を行った。電磁界解析は 1/8 モデルを用いているので、モデル中のダミー巻線で発生するフリンジングロスの 8 倍が実際のフリンジングの総和となる。磁界不均一性の影響を考慮し、各巻線番号を 1/8 モデル上で 30 分割(長さ 1~2 mm)に分割して計算を行った。つまり、フルモデルで換算すると、60 巻き×30 分割×2 で 3600 の区間にダミー巻線を細かく区切って計算を行っている。

表 4.4 に電磁界解析での励磁条件とギャップ長を示す。1 mm 以下の計算はフリンジングロスが小さすぎるため行わなかった。図 4.22 に計算結果を示す。

表 4.4 励磁条件とギャップ設定

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB : 50 ~ 90 mT
ギャップ長	1.5 mm ~ 3 mm

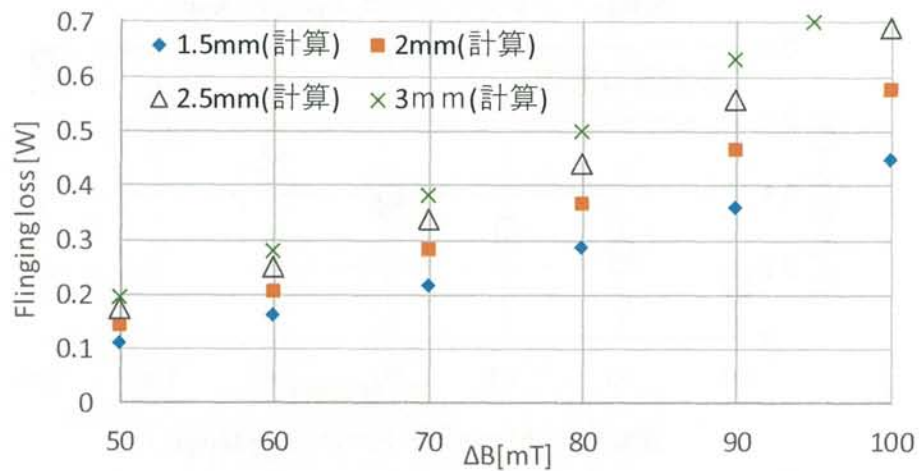


図4.22 ダミー巻線のフリンジングロス計算値

上図から、ギャップが広いほどフリンジングロスが増加し、磁束密度リプルの2乗に比例していることが分かる。これは実測の傾向及び発生原理と一致しており、大きな計算違いはないと判断できる。図 4.23～図 4.26 に、各ギャップ長の計算値と実測値の比較を示す。最大誤差はギャップ長が 1.5 mm の時で 16%程度であった。ただし、この測定値の方に乱れが見られるので、ピンポイントで発生した誤差である。全体の傾向を見ると、増加傾向は一致しており、簡易計算としては十分な精度が取れている。また、事前に考察したように、ギャップが広がるごとに誤差が大きくなっている。ギャップ長が 3 mm の時、誤差は 14%程度生じている。

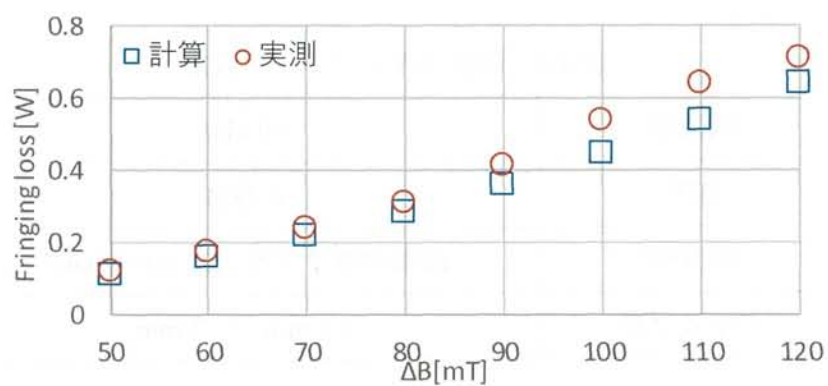


図4.23 フリンジングロス比較(1.5mm)

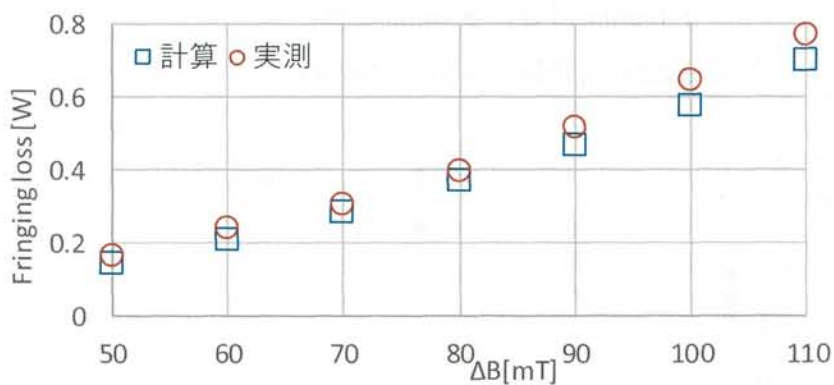


図4.24 フリンジングロス比較(2mm)

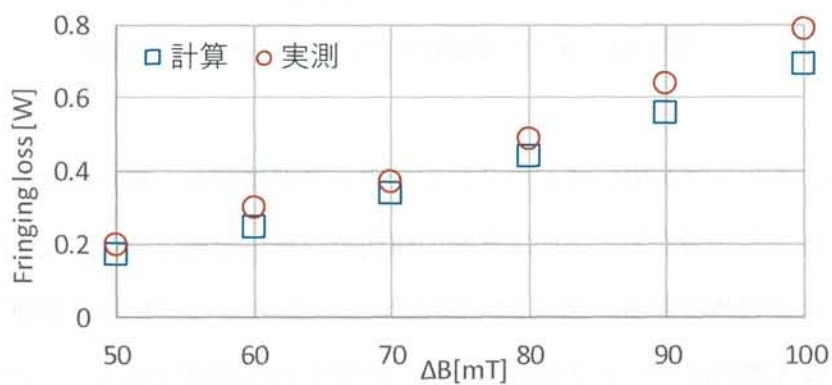


図4.25 フリンジングロス比較(2.5mm)

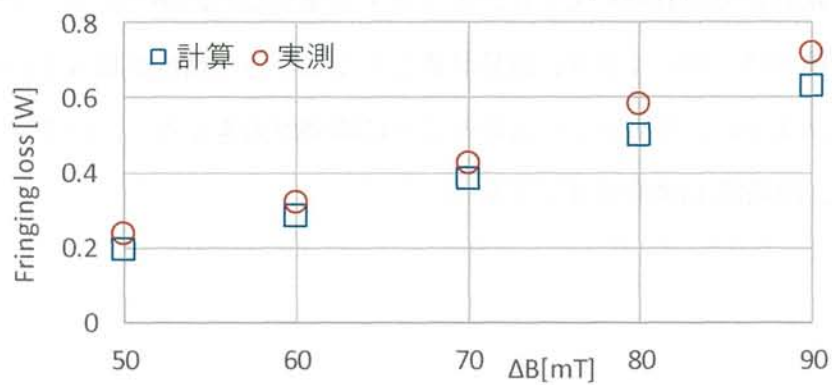


図4.26 フリンジングロス比較(3mm)

以上より、電磁界解析と近似計算の併用によるフリンジングロスの算出は、十分な精度を得られることが確認できた。

また、本研究で重要視している計算量及び計算時間に関しても、電磁界解析による熱計算と比較して大幅な計算コストの削減に成功した。電磁界解析による熱計算では、銅線 10 mm の熱計算を行うのに 3 時間かかっていたのに対し、本節での電磁界解析は全て 10～15 分程度で行われた。解析モデルは 1/8 モデルを用いているので、およそ 570 mm の銅線の熱計算を近似算出したことになる。そのため、単純な比較はできないが、計算時間を 1/100 以下にするほど削減ができていると考えられる。

この程度の計算量であれば、解析用コンピューターを使用する必要性は薄い。なおシミュレーションに用いたパソコンのスペックは、CPU: Core i7-6700K 4GHz (Turbo 4.2GHz)・RAM: 64 GB・GPU: NVIDIA QuAdro M4000・O S: Windows10 ProfessionAI 64bit のものを使用した。これは 2017 年の一般的なタワー型 PC のハイエンドレベルではあるが、解析用コンピューターに比べると格段に落ちた性能である。そのため、インダクタ設計に手軽に利用できる範疇の計算量であると予想できる。

4.3.4 鉄損を含めた計算

フリンジングロスの算出に用いる磁界強度の振幅は、鉄損の算出に用いている電磁界解析に付帯する解析結果である。そのため、4.3.2 項で示した電磁界解析結果で鉄損の算出が可能である。本項では、ダミー巻線モデルでの鉄損の計算結果を示す。そこで、ダミー巻線モデルの損失計算に、フリンジングロスを考慮した場合と考慮しない場合の比較を行う。インダクタ B ではフリンジングロスと鉄損の測定がされるので、フリンジングロスを含めて計算した場合、どの程度計算精度が向上しているのかを確認することができる。鉄損解析条件は前項と同様である。図 4.27～図 4.30 に測定値と計算値の比較を示す。

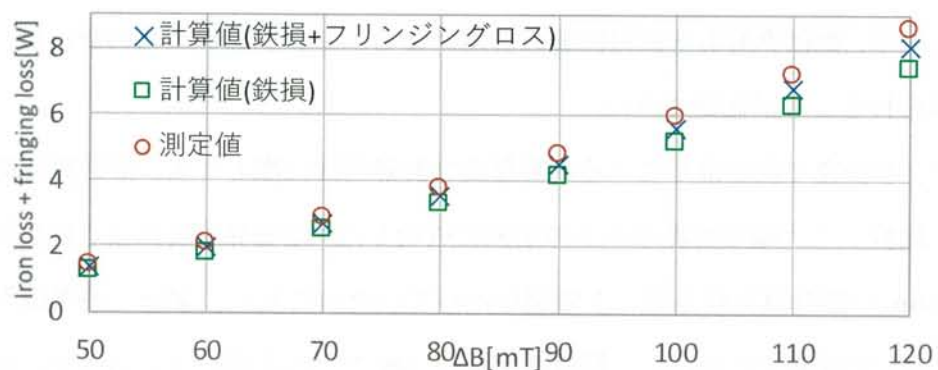


図4.27 鉄損+フリンジングロス(1.5mm)

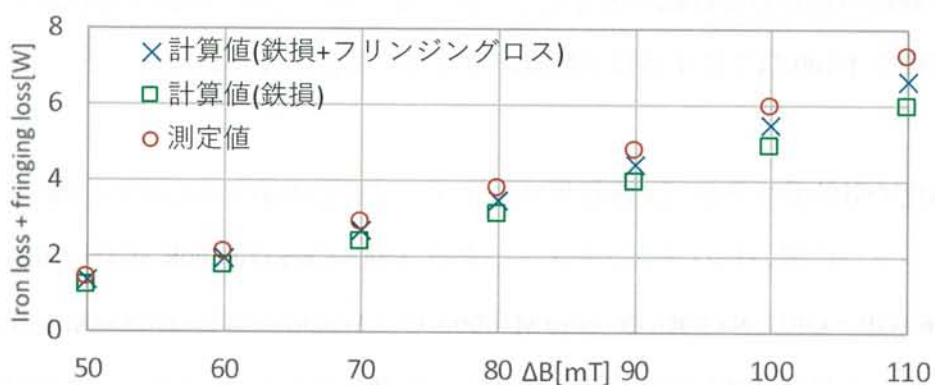


図4.28 鉄損+フリンジングロス(2mm)

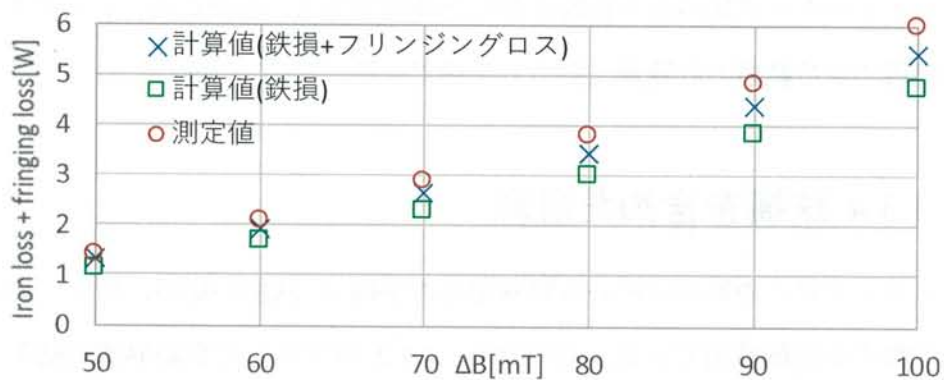


図4.29 鉄損+フリンジングロス(2.5mm)

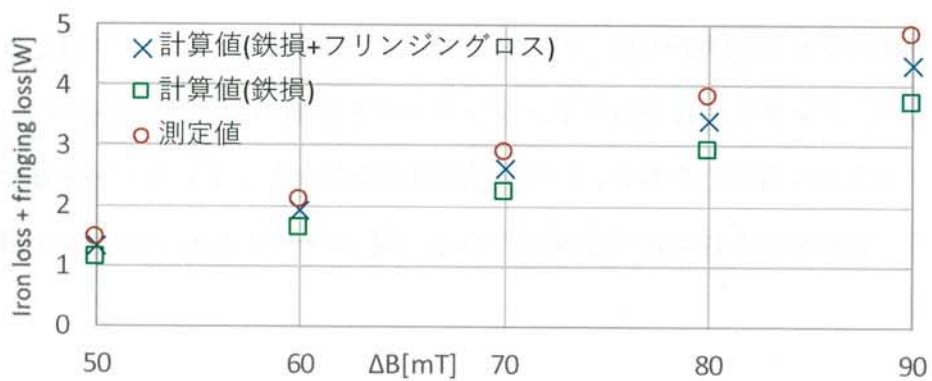


図4.30 鉄損+フリンジングロス(3mm)

全ての測定点において、フリンジングロスを考慮した場合の方が、考慮しない場合よりも測定値に近い値となっている。

フリンジングロスを考慮した場合、前述の通りギャップ長が 3mm の場合が最も誤差が大きく、10%程度となっている。3 mm ではフリンジングロスが 15%近く占めるので、フリンジングロスを考慮しない場合は 25%程度の誤差が生じている。ギャップ長が 1.5 mm の場合でもフリンジングロスは 9%程度を占めるので、計算コストとの兼ね合いではあるが、フリンジングロスを考慮した方が計算精度は向上する。

以上から、インダクタの損失計算解析において、フリンジングロスを考慮することの重要性が確認できる。

● ダミー巻線と励磁巻線で生じるフリンジングロスの差異

ダミー巻線モデルはフリンジングロスの簡易解析モデルとして作製し検証を行ったが、実際のインダクタとはフリンジングロスの発生条件に明確な違いがある。それは、「フリンジングロスが開放状態の巻線で発生している」という点である。当然ではあるが、一般的なインダクタでは開放状態の巻線が巻かれることはない。そのため、ダミー巻線モデルでは開放かつ定常状態の巻線でフリンジングロスが発生するのに対し、一般的なインダクタでは交流電流が流れている励磁巻線でフリンジングロスが発生する。

励磁電流による銅損と、フリンジング磁束による渦電流損は理論上単純な重ね合わせで計算できるという報告があるが[4]、ダミー巻線モデルではその検証はできない。そのため、実際のインダクタとフリンジングロスの発生条件を揃えたモデルでも検証が必要である。

4.4 誤差要因の検討

前項で示したフリンジングロスの計算結果と測定値には多少の誤差が存在している。本項ではその原因を測定誤差と計算誤差に分けて検討する。

● 測定誤差

測定は引き続き 2 コイル法で行った。そのため、「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件が満たされるべきである。

しかし、ダミー巻線モデルでは一部の磁束が半分の検出巻線を通過しない。ダミー巻線モデルの磁束線概略図を図 4.31 に示す。赤い励磁巻線と青い検出巻線は、2 つの U コアのそれぞれに重ねて配置している。青線で示した磁束線が片側コア内で完結しており、半分の検出巻線を通過していない。これは、ギャップの挿入によって磁気抵抗が高くなることに起因するため、ギャップが広いほど青線の磁束は増大する。前項の誤差も、ギャップが広がるほど大きくなっているため、これが誤差の主要因であると考えられる。

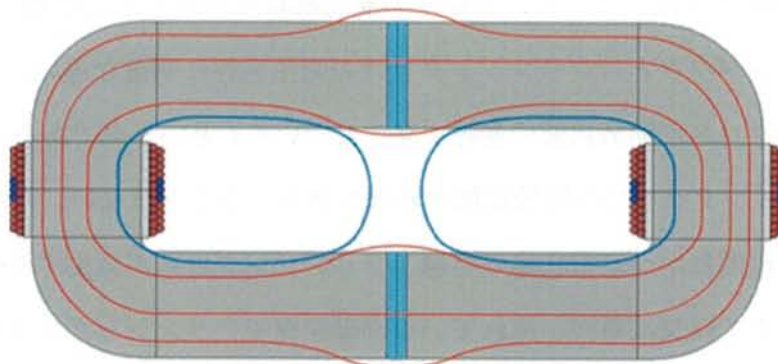


図4.31 ダミー巻線モデルの磁束線概略図

また、本節の損失解析は「フリンジングロス はダミー巻線のみで発生する」という条件で行っているが、励磁巻線と検出巻線でもフリンジングロスが発生していると考えられる。ダミー巻線で発生するフリンジングロスと比較すればかなり小さい値であるが、誤差の要因になっている可能性がある。

● 計算誤差

本研究では、実際の測定と計算上での励磁条件を一致させるために、磁束密度リップルの値を揃えて解析を行っている。ここで示す磁束密度リップルとは、検出巻線が検出する

磁束密度リップルを指す。すなわち、検出巻線が巻かれている部分のコア内の磁束密度リップルである。検出巻線は数巻した方が測定は安定するので、ダミー巻線モデルでは5巻きを対称となる2か所に配置している。そのため実測上では、5本の検出巻線の幅で磁束密度リップルが検出される。

一方で、計算上では5本の検出巻線の中心面で磁束密度リップルを条件付けしており、5本の検出巻線分の幅で起きる磁束密度不均一性を考慮していない。磁束密度リップルを基準値としているので、計算と実測のこの値がずれている場合は直接的に精度に影響を与える。ダミー巻線では、5本の検出巻線の側面での磁束密度リップルは中心面での値と1%程度ずれていた。損失成分の多くは磁束密度の2乗に比例するので、この差分の2乗に近い値が、磁束密度リップルの再現性に起因する誤差の最大値であると考えられる。

フリンジングロス計算に用いている計算式は、マクスウェル方程式から、無限に長い巻線に均一な正弦波磁界が鎖交しているという条件で近似導出されたものである。本研究では、「無限に長い」という条件を無視して計算を行っている。なぜならば、巻線に鎖交する交流磁界の振幅はギャップからの距離に応じて減衰するので、フリンジング損失の計算は1~2 mm程度に分けて行っているためである。計算モデルは無限に長い巻線を前提としているので、条件の食い違いから誤差が発生すると考えられる。また「均一な交流磁界」という条件も無視しているが、これは磁界の不均一性から満たすことはできない条件である。

元々が近似式であることに加え、こういった誤差の要因が存在するので、精度を100%にするのは不可能である。本研究では、精度とトレードオフの関係にある計算量を重視している。前項で述べたように計算量を大幅に削減できるこの手法は、精度と計算量をバランスが実用的な範囲に収まっているので、工学的な利用を目的とするならばむしろ好都合といえる。

4.5 マルチギャップ

インダクタにギャップを挿入するメリットは、磁気飽和を回避できるようになることである。対してデメリットは、漏れ磁束・フリンジング磁束の発生や製造コストの増加が挙げられる。これらのバランスからインダクタの設計が行われるが、中には複数のギャップを挿入したマルチギャップインダクタが存在する。

複数のギャップを挿入するメリットは、一つの大きなギャップを挿入するよりも小さなギャップを複数個挿入した方が漏れ磁束・フリンジング磁束が抑制できるためだといわれている。マルチギャップのデメリットとしては、部品数の増加に伴うコスト増と損失解析の複雑化が考えられる。損失解析が複雑になる理由は、空気とコアの接触面が増加し電磁界解析が複雑になる事や、損失測定がシングルギャップより更に難解になる事が挙げられる。ギャップ付きインダクタでの損失測定が困難であるという理由からか、ギャップ設計についての研究は不十分である。特に、フリンジングロスを実験とマルチギャップとシングルギャップのインダクタで測定して比較したという報告は皆無である。

本研究では、マルチギャップコアから作製したダミー巻線モデルを用いて、マルチギャップインダクタのフリンジングロス解析を行う。本節では、使用したモデルと測定値・計算値の比較を示し、その誤差要因の考察を行う。

4.5.1 マルチギャップでのダミー巻線モデル

マルチギャップコアを使用したダミー巻線モデルでは、シングルギャップのダミー巻線モデルに用いたコアに4個の部品を追加したコアを使用した。マルチギャップコアの正面図を図4.32に示す。灰色の4つのブロックが追加されたコアであり、表2.1に示したU-Uコアと同様の材料・密度の磁気コアである。追加部品により、ギャップ数を3対6個まで増やすことができる。

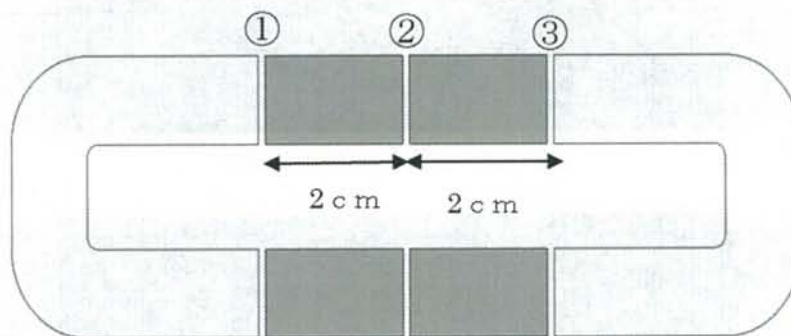


図4.32 マルチギャップU-Uコア

このコアを使用して、マルチギャップダミー巻線モデルを作製した。ダミー巻線の無いモデルをインダクタ C、ダミー巻線がないモデルをインダクタ D と呼称する。作製したダミー巻線モデルの巻線の設定を表 4.5 に、実物の写真を図 4.33 に、シミュレーションモデルを図 4.34 図 4.35 に示す。

表 4.5 マルチギャップダミー巻線モデルの巻線設定

励磁巻線	60 巻き
検出巻線	10 巻き
ダミー巻線	180 巻き 単線銅線 丸線 (径 0.8 mm)
ボビン	プラスチック 1 mm 厚

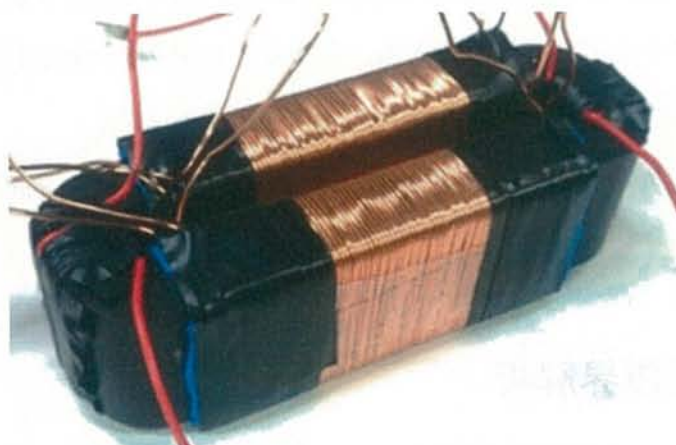


図4.33 マルチギャップダミー巻線モデルの写真 (インダクタD)

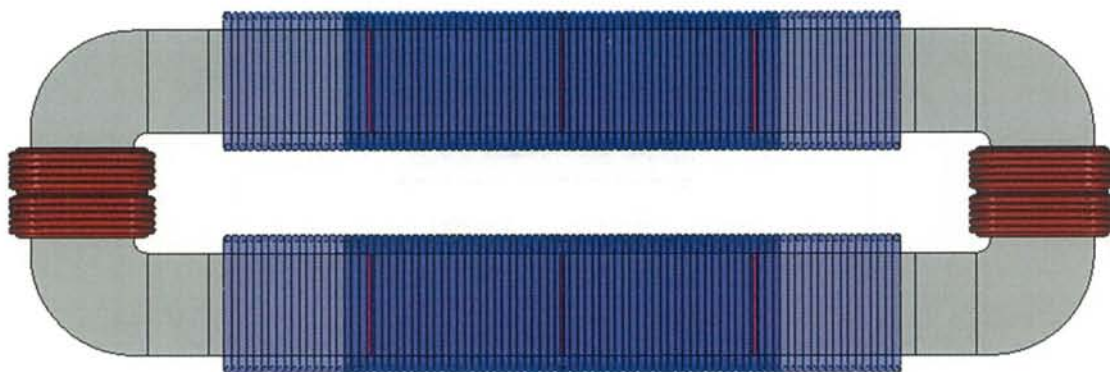


図4.34 マルチギャップダミー巻線モデルの解析モデル(上から)

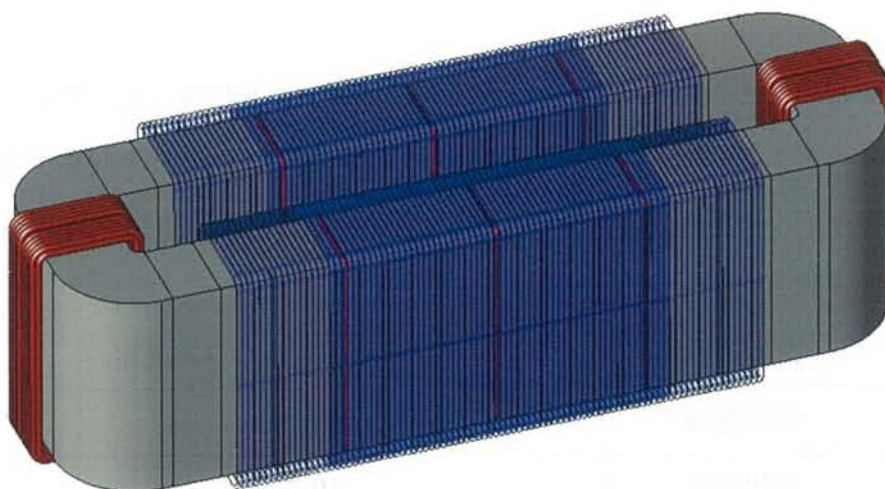


図4.35 マルチギャップダミー巻線モデルの解析モデル(斜めから)

図 4.32 で示した①～③のギャップを調整することで、ギャップなし～3 ギャップ (3 対 6 個) のインダクタとして使用できる。実物のインダクタでは、所望するギャップ長と同じ厚みを持つプラスチック板を挟むことで調整を行った。

励磁巻きと検出巻線はシングルギャップのダミー巻線モデルと同様の条件で巻かれている。

4.5.2 電磁界解析

本手法において、電磁界解析の条件決定は非常に重要な要素である。本項では、有限要素法や励磁条件などの詳細にも焦点を当て、それらの設定による影響を述べつつ、シミュレーション結果を示す。

● メッシュ

マルチギャップモデルでは複数のギャップが存在するので、有限要素法に用いるメッシュの設定に特に注意が必要である。中でも、ギャップ部の要素サイズはギャップ値の半分以下である必要がある。また、JMAG では励磁巻線の電流流入面に節点が存在しなければエラーになる。表 4.6 に各部品に設定した要素サイズを、図 4.36 に 2GAP のメッシュモデル (1/8 モデル) を示す。

表 4.6 要素サイズ

部品	要素サイズ[mm]
励磁巻線	0.2
検出巻線	0.3
ギャップ	ギャップ長の半分以下
コア	0.8
ボビン	0.35
ギャップ近傍の空気領域	0.35
コア近傍の空気領域	0.8

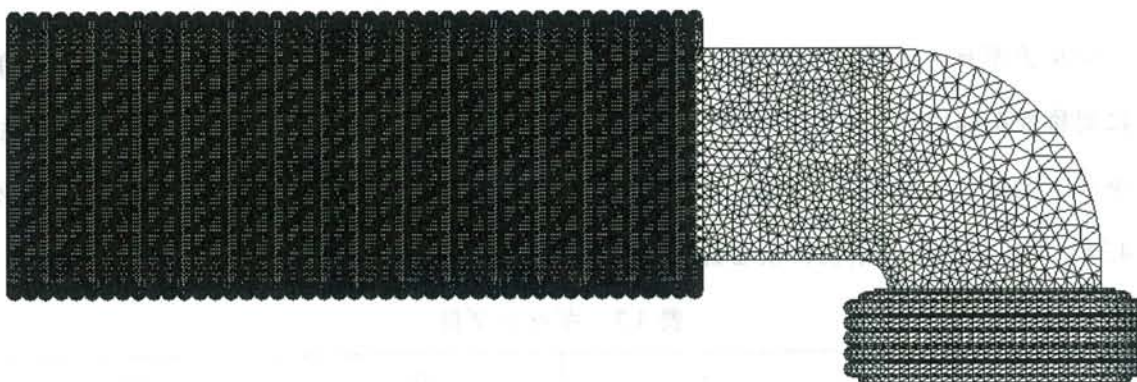


図4.36 マルチギャップダミー巻線モデルのメッシュモデル(1/8モデル)

● 回路条件

回路条件は、電源と電流源とし、15 個の FEM コイルを直列につなげている。全ての FEM コイルを一巻きの励磁巻線として設定しているため、励磁巻線の巻数だけ FEM コイルを使用している。励磁巻線が 60 巻きであるのに、60 個の FEM コイルではなく 15 個しか使用していないのは、解析では対称性を利用した 1/8 モデルを用いているためである。図 4.37 に JMAG 上の機能で実際の条件設定に使用している回路図を示す。ギャップの数や磁束密度リップルに関わらず、全てこのシミュレーション回路を使用して解析を行った。

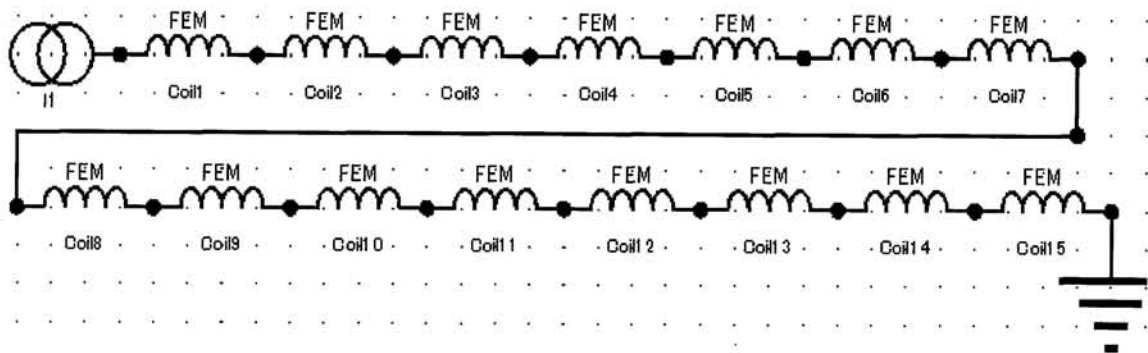


図4.37 マルチギャップダミー巻線モデルのシミュレーション回路

● 磁界分布

マルチギャップダミー巻線モデルでも、シングルギャップのダミー巻線モデルと同様に対称性を利用して 1/8 モデルでの電磁界解析を行った。ギャップ数を 1~3 に変え、ギャップ全長を 1.5mm に合わせることで比較をしている。ギャップ条件を表 4.7 に、図 4.38~4.40 に電磁界解析による磁束密度リップル 100 mT でのコンタープロットを示す。

表 4.7 ギャップ長

	①	②	③
1 GAP	0 mm	1.5 mm	0 mm
2 GAP	0.75 mm	0 mm	0.75 mm
3 GAP	0.5 mm	0.5 mm	0.5mm

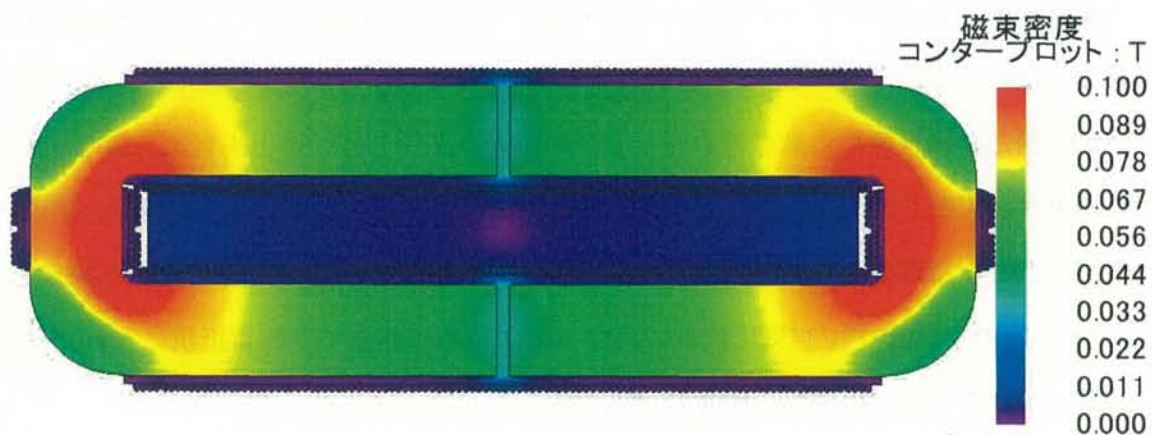


図4.38 マルチギャップダミー巻線モデルのコンタープロット(1GAP)

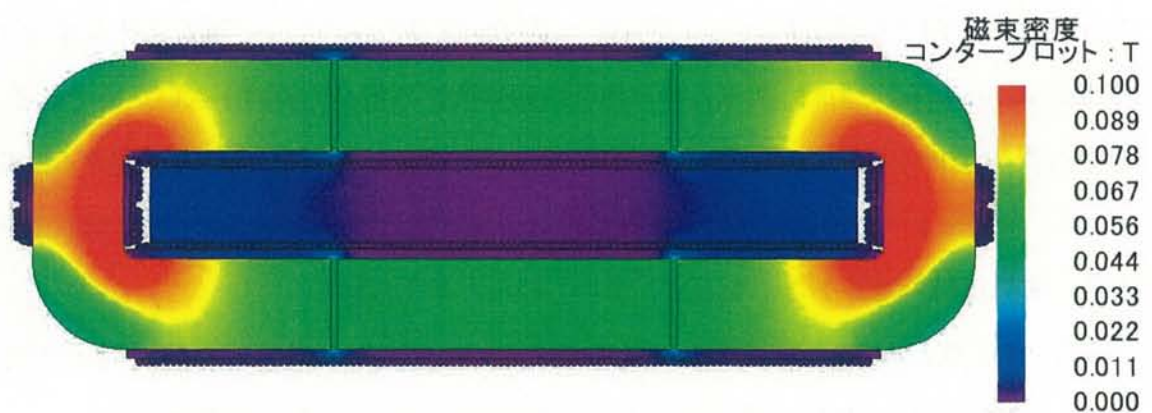


図4.39 マルチギャップダミー巻線モデルのコンタープロット(2GAP)

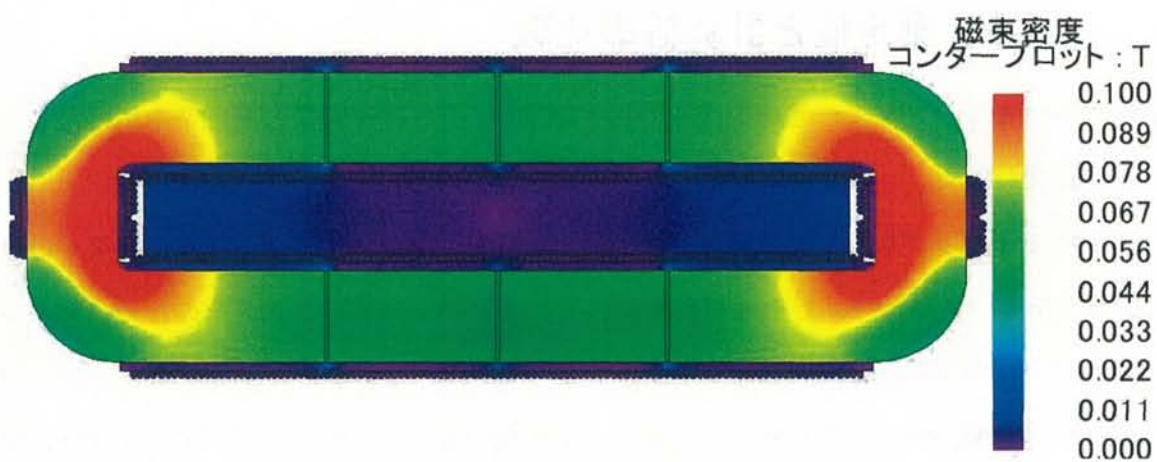


図4.40 マルチギャップダミー巻線モデルのコンタープロット(3GAP)

まず前提として、ギャップ数が変わればインダクタンスなどの特性は異なる。これは磁気抵抗の違いから避けられない。本研究では、ギャップ長の総和を 1.5 mm で合わせることで、可能な限り平等な比較を行っている。

磁束密度コンタープロットから、3 GAP よりも 1 GAP の場合の方が強く漏れ磁束が発生していることが分かる。この原因は主に磁気抵抗の違いにあると考えられる。また、励磁巻線と励磁巻線から最も近いギャップの距離が関係しているとも考えられる。全ての磁束は必ず閉じており、かつ磁気抵抗が低い磁路と通過しようとする。両端の励磁巻線が始点となる磁束から見て、6 つのギャップを通過して U-U コアを一周する磁路と、片方の U コアの途中で空気に抜けて再びコアに戻る磁路とで、磁気抵抗にどれだけ差があるかでそれぞれの磁路の磁束量は変化する。

本研究に用いている磁気コア材 MBS-R3 は、低透磁率材料に分類される。低透磁率のメリットは、磁気飽和を防げることである。一方でデメリットとして、漏れ磁束が増加する事が挙げられる。これは、空気とコア内との磁気抵抗の差が比較的小さいためである。そのため 1GAP の場合では特に、2 つのギャップを通過して U-U コアを一周する磁路と、ギャップを 1 つも通過せずに励磁始点近くで空気中に抜けて再びコア内に戻る磁路とで、磁気抵抗の差が小さくなってしまっていると考えられる。

以上から、漏れ磁束・フリンジング磁束が大きいほどフリンジングロスが大きくなるので、3GAP よりも 1GAP の方がフリンジングロスは大きくなると予想できる。

4.5.3 測定値と計算値の比較

マルチギャップダミー巻線モデルの損失測定は、引き続き同様の測定系を用いた 2 コイル法で行った。

前項でギャップ数が変わるとインダクタンスも変わると述べたが、測定の結果やはり 3 つのギャップパターンでそれぞれ異なるインダクタンスを示した。そのため、ギャップパターンが異なれば同一のインダクタとしては扱えず、純粋にギャップ数とフリンジングロスの関係性を示せるわけではない。本研究では、マルチギャップインダクタに対してダミー巻線モデルが利用できるかを確認する目的でマルチギャップダミー巻線モデルでの損失解析を行った。ギャップパターンは表 4.5 に示した条件と同様の 3 パターンで測定を行った。

表 4.8 に測定条件を、図 4.41 に前項の結果から算出した計算値と測定値の比較を示す。測定装置の問題で、磁束密度リプル ΔB が 60～80 mT の範囲での測定は行えなかった。

表 4.8 測定条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB :50～100 mT
ギャップ	全長 1.5 mm を 1～3 個に分割

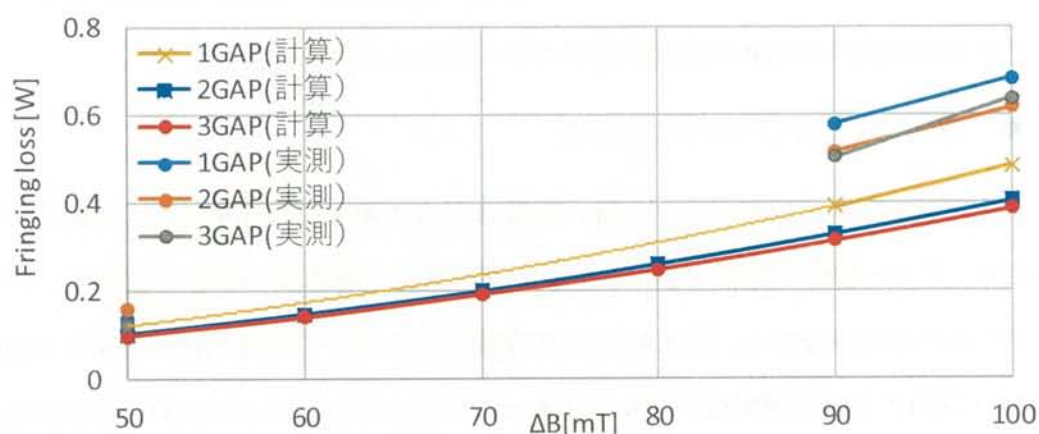


図4.41 マルチギャップダミー巻線モデルの損失計算値と測定値

計算値と実測値を比較すると、シングルギャップのダミー巻線モデルに比べ誤差が大きくなっている。全体として、誤差は30%程度であった。ギャップ数や磁束密度リプルに対する傾向は計算と実測で一致している。前項での予想通り、1GAP の場合のフリンジングロスが最も大きくなっており、一方で2GAP と 3GAP ではほとんど差がない。これも測定と計算で傾向が一致している。1GAP の場合で、実測においてフリンジングロスは全体の 10%を占めている。ただし、シングルギャップのダミー巻線モデルと同様に、「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件を満たしていないので、全測定値とフリンジングロスの差分は正確な鉄損を示すものではない。前項のコンタープロットから分かるように、漏れ磁束はかなり多く発生していることを考慮すると、フリンジングロス単体の測定精度も確実なものではない。

そのため、誤差 30%という数値は、測定によるものが主要であり計算手法に起因する誤差の割合の方が小さいと考えられる。

1GAP のフリンジングロスが最も大きく計算・測定されていることに関して、主要因は前述の通り漏れ磁束の量が最も多くなっているためであると考えられるが、それに加えてフリンジングロス磁束の増加も一因となっていると考えられる。ギャップが大きくなるということは、フリンジングロス磁束が増加する事を意味する。単純計算では、ギャップ長と磁気抵抗は比例関係ある。また、フリンジングロスは巻線中の磁界の 2 乗に比例する。そのため、1GAP の場合は大きなフリンジングロスが一か所に発生し、マルチギャップの場合は小さなフリンジング磁束が複数個所に発生することから、フリンジングロスの総量は 1GAP の場合の方が大きくなると考えられる。

● フリンジングロスの分布

フリンジングロスはギャップに近い巻線ほど多く発生し、距離に対して減衰する。そのため、ダミー巻線で発生するフリンジングロスの一巻きずつの合計値から、フリンジングロスの分布が分かる。図 4.42 に示す巻線番号を用いて、図 4.43～図 4.45 に 1GAP・2GAP・3GAP での磁束密度リップルが 100 mT の場合のフリンジングロスの分布を示す。なお、対称性から、1～90 番のフリンジングロスの分布は、91～180 番での分布と完全に同一である。さらに、1～45 番と 46～90 番でも対象となっている。

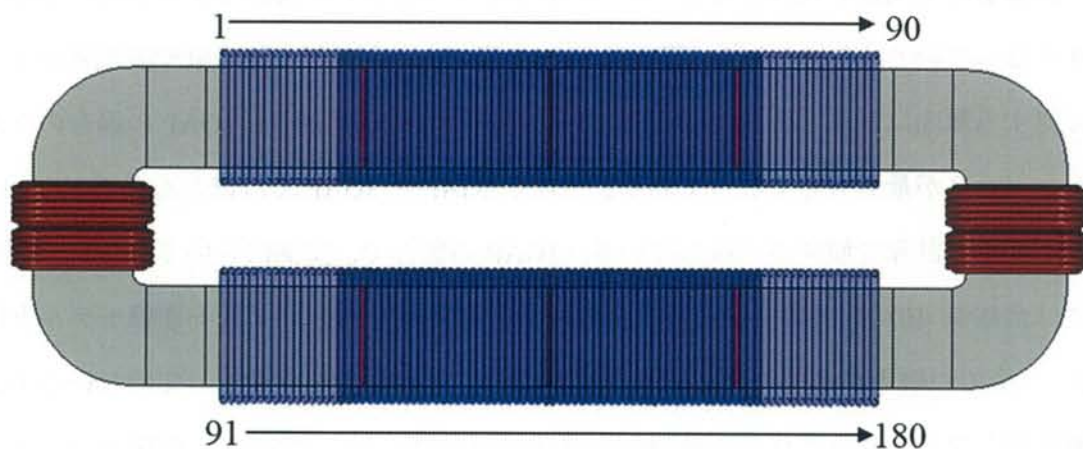


図4.42 マルチギャップダミー巻線モデルの巻線番号

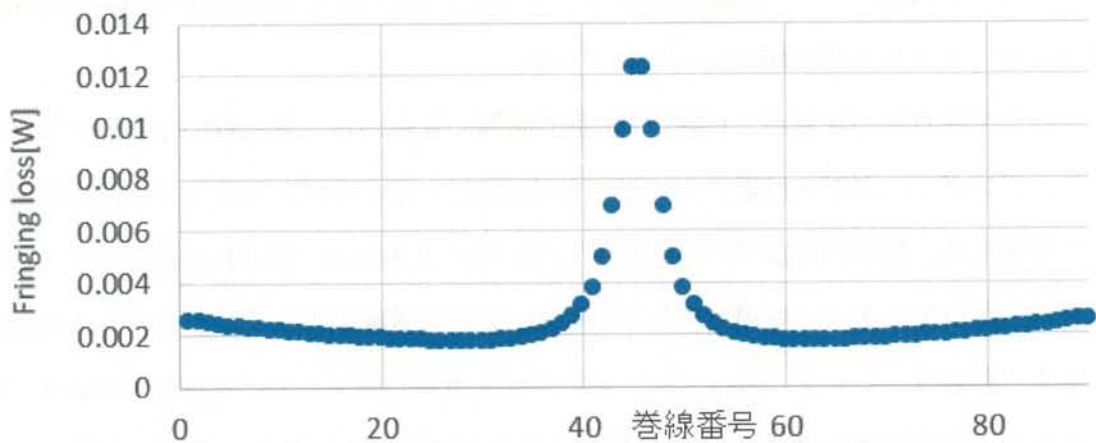


図4.43 マルチギャップダミー巻線モデルのフリンジングロス分布(1GAP)

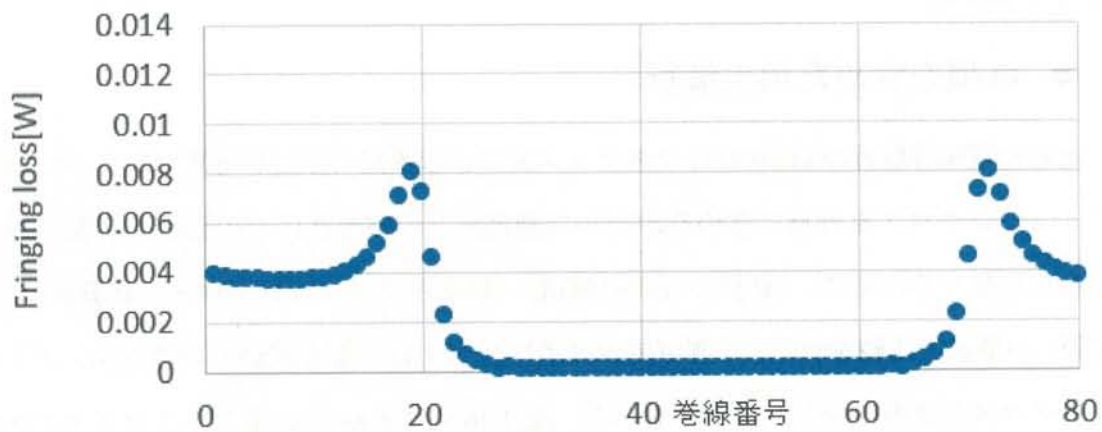


図4.44 マルチギャップダミー巻線モデルのフリンジングロス分布(2GAP)

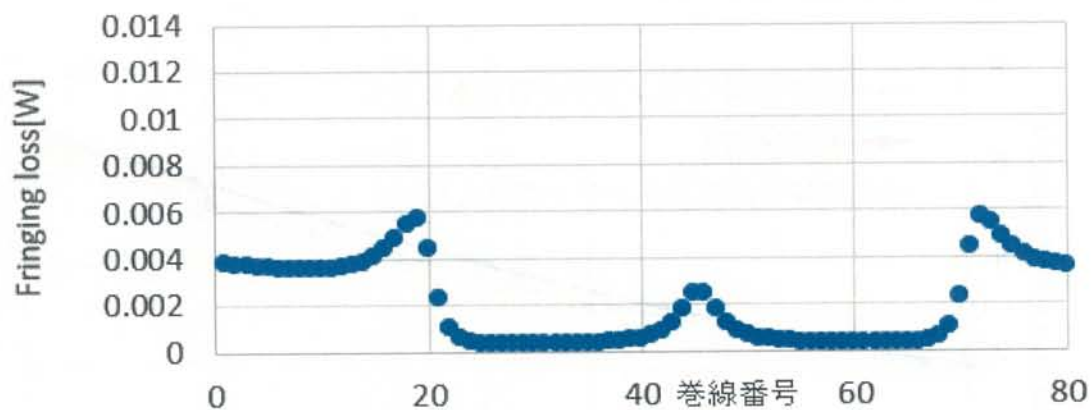


図4.45 マルチギャップダミー巻線モデルのフリンジングロス分布(3GAP)

フリンジング磁束の発生原理の通り、それぞれの分布図でギャップから最も近い巻線のフリンジングロスが多い。特に 1GAP の場合は急激に分布が変動しており、フリ

ジング磁束が大量にダミー巻線に鎖交していることが分かる。これは前項で示した磁束密度コンタープロット図の傾向と一致している。

ここで注目すべき点が、1 番と 90 番の両端の巻線から、最も近いギャップまでのフリンジングロスがゼロ付近でない点である。対してギャップとギャップの間にあるダミー巻線では、軒並みほぼゼロの値を示している。このため、1GAP の場合はフリンジングロスが全てのダミー巻線で発生している。ダミー巻線中のフリンジングロスの総和に与える影響は、ギャップ部のフリンジングロスが多く発生している部分ではなく、むしろギャップ部以外の巻線でフリンジングロスが発生しているという点の方が大きいと考えられる。

● 鉄損を含めた損失解析

上記の電磁界解析の結果から、ロスマップ法による鉄損の算出が可能である。そこで、フリンジングロスを計算に含めるか否かで測定値との整合性にどの程度の影響を与えるかを確認するために、「鉄損のみの計算値」「鉄損とフリンジングロスの計算値」「測定値」の数値で比較を行った。測定値にはインダクタ D の値を用いているため、フリンジングロスと鉄損の両方が含まれている。図 4.46～図 4.48 に鉄損とフリンジングロスの合計値の計算値と測定値を示す。

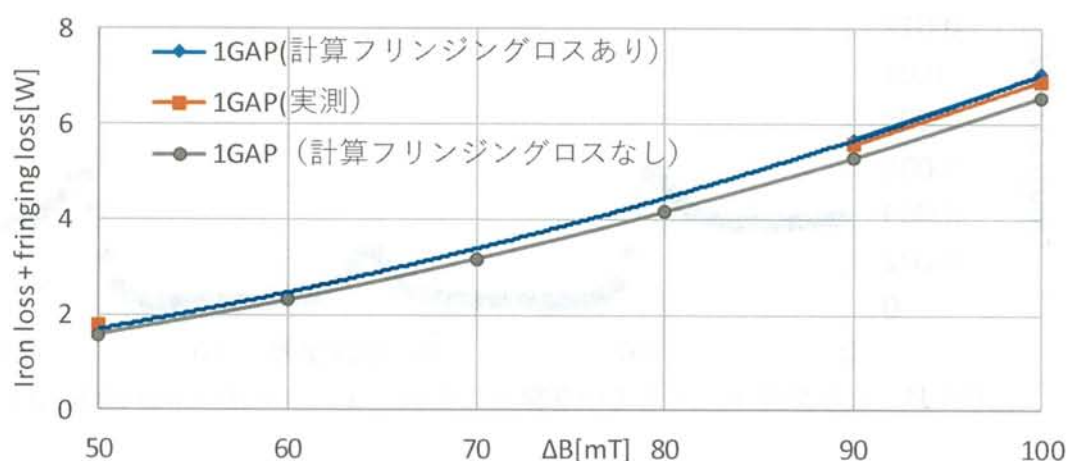


図4.46 マルチギャップダミー巻線モデルの損失解析結果(1GAP)

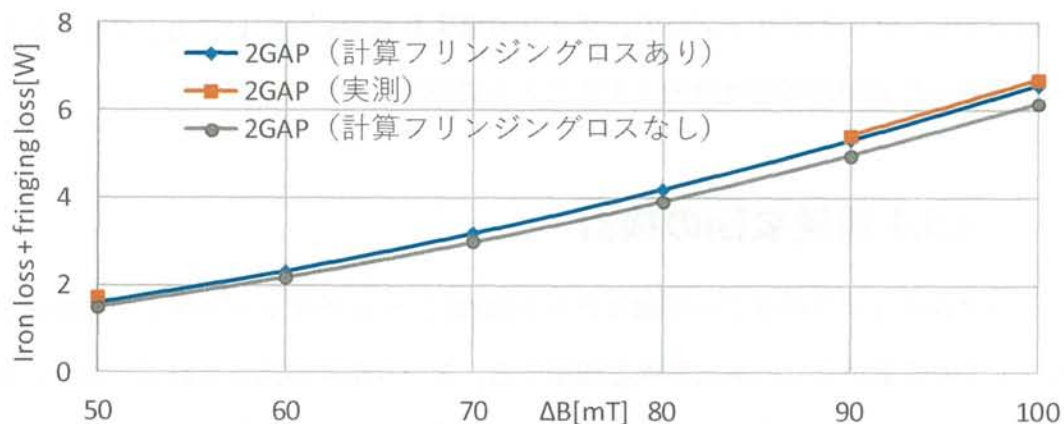


図4.47 マルチギャップダミー巻線モデルの損失解析結果(2GAP)

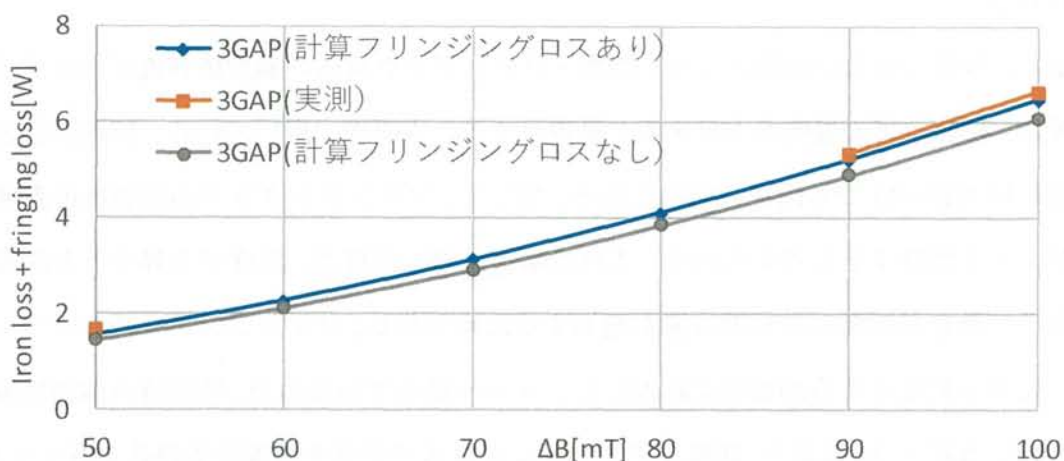


図4.48 マルチギャップダミー巻線モデルの損失解析結果(3GAP)

全ての測定点において、フリンジングロスを考慮した場合の方が、考慮しない場合よりも測定値に近い値となっている。

フリンジングロスを考慮した場合、3GAP の場合が最も誤差が大きく、2.5%程度となっている。3 GAP では計算上フリンジングロスが 6%程度発生しているので、フリンジングロスを考慮しない場合は 9%程度の誤差が生じている。1.5mm シングルギャップのダミー巻線モデルと比較すると、フリンジングロスの割合は低下している。これは単純にコアの体積が増加したことによる鉄損の増加が主要因であると考えられる。前項のインダクタ A と、本項のインダクタ C(1GAP)との違いは、追加した 4 つのコアを含むか否かのみであるが、コアが変わるということはインダクタの性質が全く異なるということであり、単純な比較を行うことはできない。

以上から、マルチギャップのインダクタの損失計算解析においても、フリンジングロスを考慮した方が計算精度は向上することを確認できた。

4.5.4 誤差要因の検討

シングルギャップのダミー巻線モデルと同様に、マルチギャップダミー巻線モデルでも「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件が満たされていない。フリンジングロスを実測と計算の 30%もの相違の主要因は、この測定誤差に起因すると考えられる。

また、無視できない要因として、鉄損・フリンジングロスの温度依存性が存在する。一般に、磁気コアの温度が上昇すると鉄損はする。本研究で用いている、純鉄系複合軟磁性材料 MBS-R3 でも同様の傾向にある。対して、フリンジングロスのは巻線の温度が上昇すると増加すると考えられる。これは銅損と同じ原理で、温度が上昇すると銅線内の電子の動きが活発になり抵抗値が増加するためである。フリンジングロスもフリンジング磁束が発生させる渦電流に起因したジュール損失であるので、抵抗値の増加は損失の増加に直結する。つまり、鉄損とフリンジングロスで相反する温度依存性を有しており、これを考慮する計算はコストが大幅に増加する事が容易に予想できる。

温度依存がダミー巻線モデルに与える影響としては、対となっている二つのインダクタを測定するときにコアと巻線の温度が異なっている場合、二つの損失測定値の差分がフリンジングロスになるという原理が崩れることが挙げられる。本研究での測定では、温度依存性を一切考慮せずに測定を行っている。そのため、上記の影響は誤差の要因の一つになっている。ただし、ロスマップ法を用いた鉄損計算の場合は、最大でも冬季と夏季の室温の差程度である。フリンジングロスの測定においても、B-H アナライザによる損失測定のみ数十度上昇するといったことは考えにくい。少なくとも、ダミー巻線の付け外しの際にインダクタに触るので、人間が感知できるレベルの温度変化の範疇である。そのため、本件の誤差の主要因ではないと考えられる。

また、ダミー巻線モデルの損失解析は「フリンジングロスがダミー巻線のみで発生する」という条件で行っているが、励磁巻線と検出巻線でもフリンジングロスが発生していると考えられる。ダミー巻線で発生するフリンジングロスと比較すればかなり小さい値であるが、誤差の要因になっている可能性がある。

4.5.5 マルチギャップダミー巻線モデルの改善

前項で検討した誤差要因を考慮して、マルチギャップダミー巻線モデルの改善を行った。使用した磁気コアはそのままに、励磁巻線及び検出巻線の配置・巻き数のみを変更している。この改善により「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件を修正前よりも満たしている。作製した修正版マルチギャップダミー巻線モデルの巻線条件を表 4.9 に、シミュレーションモデルを図 4.49 図 4.50 に、電磁界解析によるコンタープロットを図 4.51 に示す。

表 4.9 巻線条件

励磁巻線	60 巻き
検出巻線	12 巻き
ダミー巻線	140 巻き 単線銅線 丸線 (径 0.8 mm)
ボビン	プラスチック 1 mm 厚

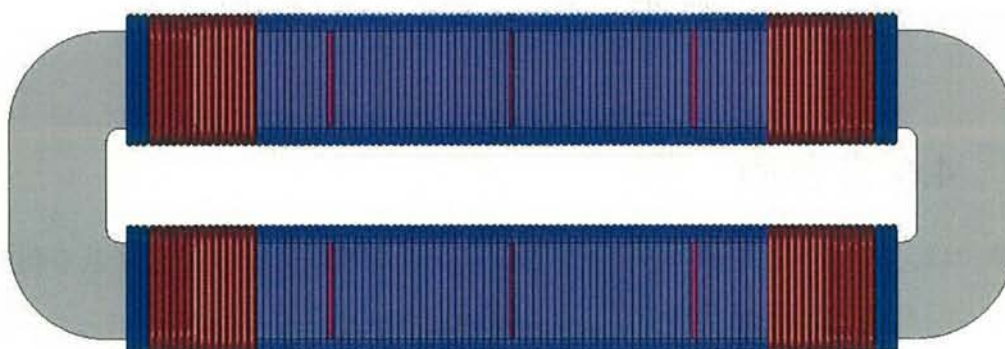


図4.49 マルチギャップダミー巻線モデル修正版(上から)



図4.50 マルチギャップダミー巻線モデル修正版(斜めから)

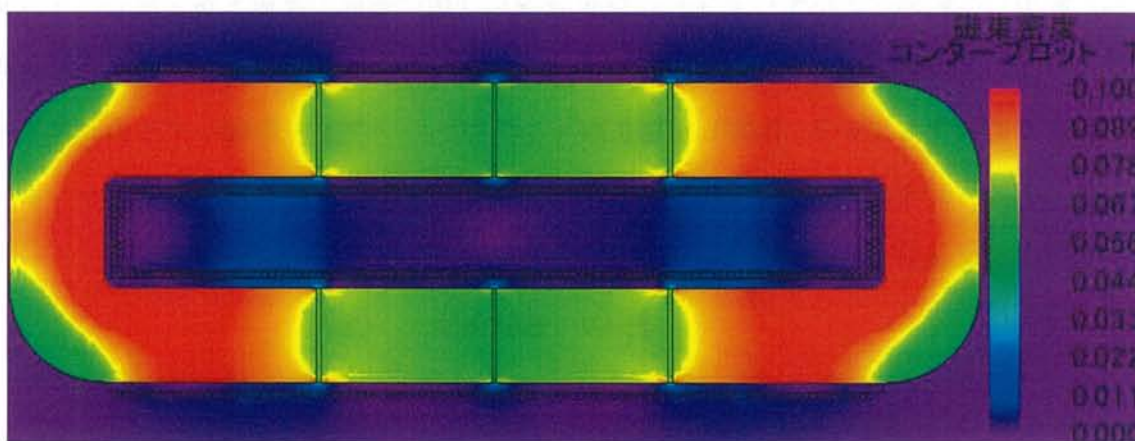


図4.51 マルチギャップダミー巻線モデル修正版のコンタープロット

茶色の巻線が励磁巻線、青い巻線が検出巻線、青く透けている巻線がダミー巻線である。コンタープロットから、片側の U コアで完結する磁束が減少していることが分かる。そのため、検出巻線を通過しない磁束が減少するので、2 コイル法を用いた損失測定精度が向上すると考えられる。

4.6 まとめ

本章では、2 コイル法を用いたフリンジングロスの測定手法を示し、それを利用したフリンジングロス簡易解析モデル「ダミー巻線モデル」について検討を行った。ダミー巻線モデルの検証実験では、全ての測定点においてフリンジングロスの計算を行った方が精度は向上し、その重要性を確認することができた。

また、本研究で重視している計算コストの面でも、電磁界解析による追加計算をする必要がなく有用性が高いことを示した。また、マルチギャップのダミー巻線モデルの検証を行い、こちらも全ての測定点においてフリンジングロスの計算を行った方が精度はした。マルチギャップではシングルギャップのダミー巻線モデルと比較して誤差が大きかったため、その誤差要因を検討し、修正モデルを示した。

第5章

フリンジングロスを考慮した インダクタの損失解析

前章までに示した、ギャップ付きインダクタでの損失測定・計算手法とフリンジングロスの計算を併用すれば、ダミー巻線モデル以外の一般的なインダクタでの損失解析が可能となる。本研究ではその検証実験として、ギャップ上に励磁巻線を配置した一般的なインダクタを作製し、フリンジングロスを考慮した損失解析を行った。本章では、「ロスマップ法でギャップ付きインダクタでの損失解析を行う」という目的の一つの節目として、提案する損失解析手法の実用上での有効性に焦点をあてながら、検証実験とその結果を示す。

5.1 シングルギャップインダクタの損失測定

本研究では、4章までに示したギャップ付きインダクタの損失解析とフリンジングロスの計算を、ダミー巻線を用いない一般的なギャップ付きインダクタを作製し検証実験を行った。本節では、シングルギャップのインダクタでの損失測定について、検証目的とその結果を示す。

U-U コアを使用したインダクタでは、多くの場合においてギャップ上に励磁巻線を配置する。中には励磁巻線でのフリンジングロスを避けるために、厚さ方向に励磁巻線と磁気コアにマージンを設けているインダクタも存在する。そのため、励磁巻線で発生するフリンジングロスの解析を行う必要がある。4章で用いたダミー巻線モデルでは、フリンジングロスの発生源は開放状態のダミー巻線であった。つまり、巻線内に電流が流れていない条件での損失解析であった。本研究では、実際に電流が流れている巻線、すなわち励磁巻線で発生するフリンジングロスの解析について検討をするために、ギャップ上に励磁巻線を配置したインダクタ 4 を作製し、検証実験を行った。

作製したインダクタ 4 の巻線条件を表 5.1 に、実物の写真を図 5.1 に、詳細図を図 5.2 に、磁束線概略図を図 5.3 に示す。一般モデルとして作製したインダクタであるため、ダミー巻線は存在しない。インダクタ 4 に使用した磁気コアは、シングルギャップのダミー巻線モデルで使用したコアと同一である。そのため実質的にはインダクタ 3 の励磁巻線と検出巻線の位置を変えただけのインダクタとなっている。

表 5.1 巻線条件

励磁巻線	60 巻き 丸線の単線銅線(径：0.8 mm)
検出巻線	10 巻き
ダミー巻線	なし
ボビン	プラスチック 1 mm 厚



図5.1 インダクタ4の写真

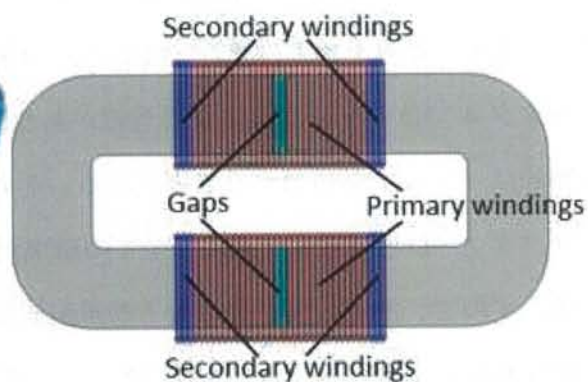


図5.2 インダクタ4の詳細図

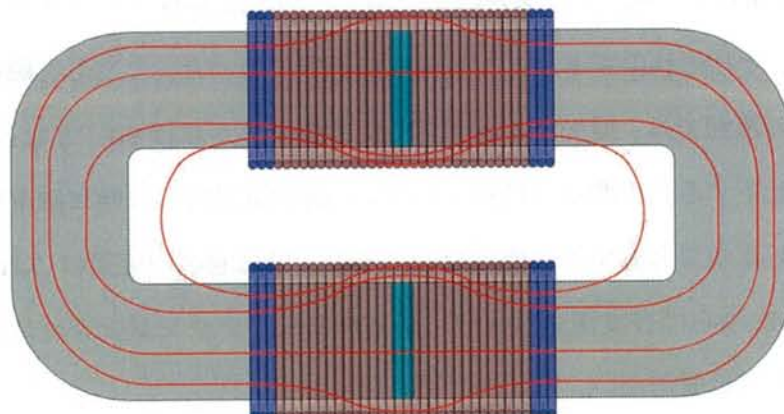


図5.3 インダクタ4の磁束線概略図

励磁巻線及び検出巻線は接着剤とテープでボビンに固定し、一列に整列しているためコアと巻線の距離は一定である。ただし、人間の手で巻いているので僅かな隙間はある。詳細図から分かるように、励磁巻線はギャップの上に配置してある。そのため、励磁巻線中でフリンジングロスが発生する。ダミー巻線モデルとの最大の違いは、フリンジングロスが開放状態のダミー巻線で発生するか、電流が流れている励磁巻線で発生するかの違いである。また、ダミー巻線のように励磁巻線を着脱するわけにはいかないので、フリンジングロス単体の実測はできない。フリンジングロス単体の測定は、一般的なインダクタの損失測定を2コイル法で行う場合、ほとんどの場合で不可能であると考えられる。

磁束線概略図から分かるように、ほぼ全ての磁束が2つのギャップを通過してU-Uコアを一周すると考えられる。インダクタ2と異なり、片側のUコアで完結する磁束がほぼ発生しない理由は、励磁巻線がギャップ上に存在することである。磁束線は必ず閉じており、始点と終点は重なっている。つまり、磁束励磁された場所に必ず帰る。インダクタ4ではギャップ上に励磁巻線があり、磁束の始点がギャップ近傍であるので、強制的にギャップを通過することになる。そのため理論上では、インダクタ1～3とインダクタA～Dと比較して最も「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件を満たすので、測定精度が高くなる巻線配置になっている。

損失測定は引き続き2コイル法で行った。測定時はインダクタ周辺から金属等のジュール損失の発生源を取り除き、巻線で発生するフリンジングロス以外の要素を排除した。表5.2に測定条件を、図5.4に測定結果を示す。測定はB-Hアナライザの最大許容電力まで印加し、それぞれのギャップで可能な範囲まで行った。ただし、磁束密度リプルが50 mT未満の範囲では、損失が小さすぎるため位相差がほぼ90°となってしまうため、測定精度が低下するので測定は行っていない。測定範囲内では飽和磁束密度に対して十分に余裕があるので考慮する必要はない。また、励磁巻線の直径は0.8mm出るので、周波数10 kHzならば表皮深さは十分に余裕があり、フリンジングロスの表皮効果についても考慮する必要がない。

表 5.2 測定条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB : 50 ~ 130 mT
ギャップ	0 mm ~ 2 mm

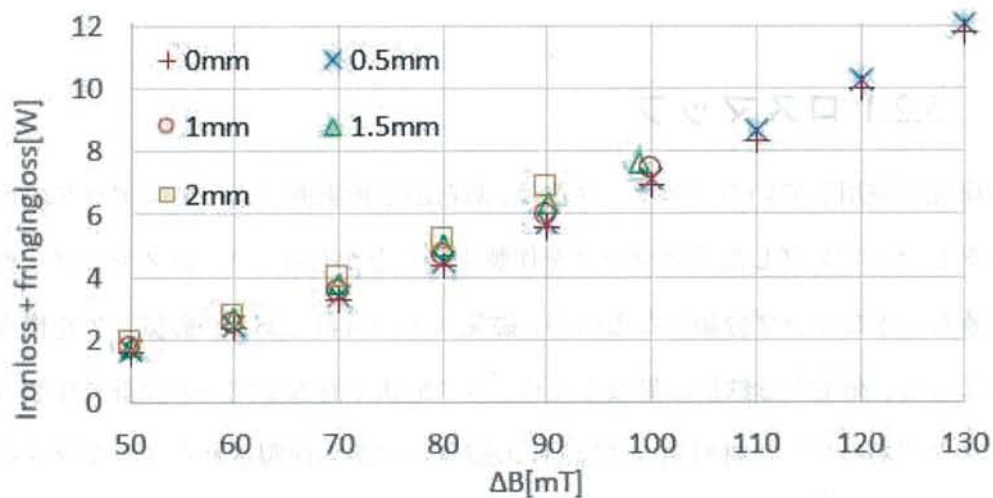


図5.4 インダクタ4のフリンジングロスと鉄損の測定値

測定値は、コア内で発生する鉄損と励磁巻線で発生するフリンジングロスがほぼ全てを占めると考えられる。ギャップ長が大きいほど測定値は大きくなっており、ギャップが 0 mm の場合に対して 2 mm の場合は 120% 程度まで増加している。ただし、ダミー巻線モデルの場合とは異なり、この 20% の増加はフリンジングロスを示してはいない。ギャップが広がると励磁巻線に対して磁気コアが移動することになり、コア内部の磁束密度分布が変動し鉄損が変わるためである。

B-H アナライザによる測定の再現性の確認のために、測定を励磁条件の順に 3 回ずつ行ったところ、同一の励磁条件での誤差は最大でも 1% 未満であった。この誤差の要因として、測定中に発生するジュール損失に起因する温度変化が考えられる。また、励磁巻線を巻いているボビンと磁気コアの位置が僅かにずれて、コア内部の磁束密度分布が微小に変動することもあると考えられる。いずれにしても問題にならない程度の誤差であり、十分な再現性が得られている。

5.2 シングルギャップインダクタの損失計算

本研究では、ギャップ付きインダクタの損失測定にロスマップ法が対応できるように改良することを目的として実験を行ってきた。本節では、電磁界解析を用いたロスマップ法とフリンジングロスの近似計算による損失計算の検証実験の内容とその結果を示す。また、本研究で利用したロスマップ、電磁界解析ソフト JMAG の実用上の注意点などにも触れ、本手法の工学的有用性について示す。

5.2.1 ロスマップ

本研究で使用しているロスマップ法は、あらかじめ実測によってコアロスの体積密度データをマッピングしたロスマップを作製することから始まる。ロスマップを作製する際、最も大きなマップ分類になるのが、磁気コアの材料である。磁気コアを構成する材料によって、発生する鉄損は異なるため、コア形状や巻線を同一の設計で作製されたインダクタであっても、材料 A と材料 B の磁気コアから作製されたインダクタの鉄損は異なる。そのため、材料 A と材料 B のロスマップを両方とも作製する必要がある。更に細かい分類として、励磁条件ごとのロスマップを作製する必要がある。例えば、周波数が異なれば材料・コア形状・巻線の設計が同一のインダクタでも鉄損は異なる。そのため、インダクタ A の周波数 10kHz のロスマップといった分類で作成する必要がある。励磁条件には、波形・磁束密度リプル・DC バイアスなどがあり、それらの値が異なるロスマップは使用できない。そのため実際に使用するロスマップは、「材料 A：周波数 10kHz の正弦波(DC バイアスなし)」といった分類分けが必要になる。作製したロスマップを参照すれば損失の体積密度が分かり、磁気コアの体積と励磁条件から損失を算出できる手順となる。

先行研究では、ロスマップを作製すればあらゆる形状のインダクタの損失を計算が可能になるとして、検証実験を行った。その結果、磁気コア内部の磁束密度が不均一になるコアでは、単純なロスマップの適応はできないことが確認できた。ロスマップの分類の項目には、磁束密度リプルが含まれる。

鉄損の中でも渦電流損は磁束密度リプルの二乗に比例するので、磁束密度が不均一となるコアでは磁束密度リプルの条件をコア全体で定義できなくなる。そこで、先行研究では電磁界解析をロスマップと併用し、コア内の細かい要素ごとにロスマップを適用し、その総和を全体の損失測定値とする手法を考案した。この手法によって、磁束密度が不均一な磁気コアを使用したインダクタであってもロスマップ法が適用できる。ただし、ロスマップの作製に使用する磁気コアは極力磁束密度が均一であるものを使用した。もし磁束密度不均一性の強い磁気コアでマッピングを行ったのであれば、そのロスマップも誤差を多く含むことになる。

本研究では、より広い範囲の条件下でのロスマップ法の検証を行うために、ギャップ付きインダクタでの検証実験を検討している。3章ではギャップが挿入されることにより発生する誤差についての検証実験を示したが、それはあくまで測定法に起因する誤差であり、ロスマップ法の原理とは関係のない問題であった。これまで行った検証実験において、ロスマップ法の原理自体が誤差要因となるインダクタは存在しなかった。

前項で示したインダクタ4の損失測定との比較を行うため、同様の励磁条件での損失計算を行った。その励磁条件下における鉄心2で作成したロスマップを図5.5に、近似式を表5.3に示す。ロスのマッピングは、磁束密度リプルに対する鉄損の体積密度で示しており、測定点の間の値は近似式で補完して算出する。

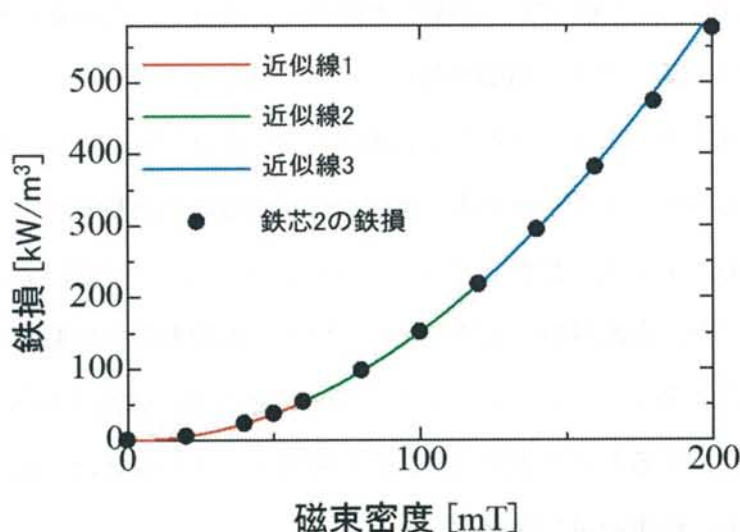


図5.5 周波数10 kHz正弦波でのMBS-R3のロスマップ

表 5.3 周波数 10 kHz 正弦波での MBS-R3 のロスマップ近似式

$P=(\Delta B \cdot 10^3)^2 \cdot a + b \cdot (\Delta B \cdot 10^3)$		
ΔB [mT]	a	b
0~60	0.0156	-0.0435
61~120	0.0154	-0.0254
120~370	0.0149	0.0172

近似式は磁束密度リプル ΔB に対して 3 つの区間に分けてある。上図のロスマップではあまり影響がなかったが、周波数等の条件が変わると磁束密度リプルに対してピーキーな変動を示す場合がある。その場合、区間を分けた近似式にしなければ誤差が大きくなってしまう。

5.2.2 電磁界解析

ギャップ付きインダクタでロスマップ法を使用する場合、電磁界解析を併用する必要がある。ギャップ付きインダクタではほとんどの場合において磁束密度が不均一となる。また、磁束密度が均一になるコアの定義を定量的に定めることは非常に困難であるため、少なくとも一度は確認のために電磁界解析を行うべきである。

前節で損失測定を行ったインダクタ 4 に関しては、すでに磁束密度が不均一となる事が確認できているので、ロスマップ法の適応のために電磁界解析を行った。電磁界解析は引き続き JMAG で行った。作製したシミュレーションモデルを図 5.6 に示す。茶色の巻線が励磁巻線、青い巻線が検出巻線を示している。電磁界解析において、励磁に影響のない検出巻線は本来シミュレーションモデルに必要な部品であるが、励磁巻線との位置関係を明確にするために作製した。磁束密度リプルの設定は、検出巻線が巻いてある部分の面を通る磁束の量で調整する。

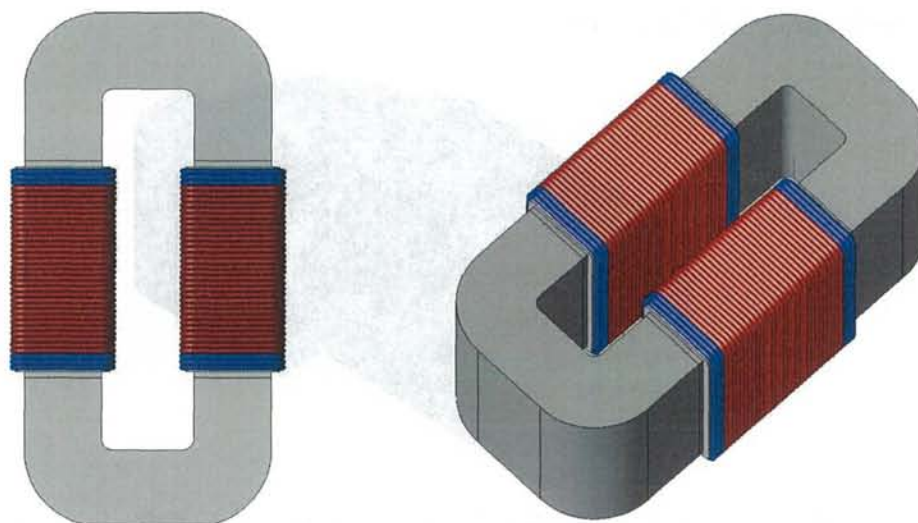


図5.6 インダクタ4のシミュレーションモデル(上から、斜めから)

● 部品・材料条件

JMAG では、同一パート内では材料一種類しか定義できないので、異なる材料の部品同士はパートを分けて作成する必要がある。その他にも、「色」「表示非表示の切り替え」「透明度」「回路条件」「結果のテーブル出力」等、パート内では分けられない設定も多い。そのため、形状エディタで CAD ファイルを作成する際に、どのような解析を行うのかによって同一形状の部品でも異なる作製が必要となるので注意が必要である。

また、CAD ファイル上では存在しているパートでも、「抑制」設定することで余計なパートは無視した解析が行える。これにより、CAD 上ではシミュレーションに使用する可能性があるパートは全て作製しておき、不要になる場合のみ抑制することができる。

実物のインダクタ 4 には、銅・コア材・空気・ボビン・ギャップ板・固定用テープ等が密着しているが、電磁界解析上では「銅」「コア材」「空気」のみを材料として設定した。これは、銅・コア材以外の物質は、誘電性・導電性・磁性がなくかつ透磁率が空気とほとんど変わらないため、銅・コア材以内の全てのパートを空気と設定したためである。また、シミュレーションには使用しないが CAD 上で存在しているパートの材料を空気に設定することで、解析においても存在していないことと同義に扱える。インダクタ 4 で空気として扱っているパートを含めたモデルを図 5.7 に、全てのパートでのそれ

それぞれの材料の設定を表 5.4 に示す。



図5.7 インダクタ4の1/8シミュレーションモデル(抑制パート込み)

表 5.4 JMAG 上のパート・材料設定

パート	材料	パート	材料	パート	材料
ギャップ	空気	巻線20	空気	コア1	MBS-R3
ギャップ周囲	空気	巻線31	空気	コア2	MBS-R3
巻線1	銅	巻線32	空気	コア3	MBS-R3
巻線2	銅	巻線33	空気	コア4	MBS-R3
巻線3	銅	巻線34	空気	コア5	MBS-R3
巻線4	銅	巻線35	空気	コア6	MBS-R3
巻線5	銅	巻線36	空気	コア7	MBS-R3
巻線6	銅	巻線37	空気	コア8	MBS-R3
巻線7	銅	巻線38	空気	コア9	MBS-R3
巻線8	銅	巻線39	空気	コア10	MBS-R3
巻線9	銅	巻線40	空気	ボビン1	空気
巻線10	銅	巻線21	空気	ボビン2	空気
巻線11	銅	巻線22	空気	ボビン3	空気
巻線12	銅	巻線23	空気	ボビン4	空気
巻線13	銅	巻線24	空気	ボビン5	空気
巻線14	銅	巻線25	空気	ボビン6	空気
巻線15	銅	巻線26	空気	ボビン7	空気
巻線16	空気	巻線27	空気	ボビン8	空気
巻線17	空気	巻線28	空気	ボビン9	空気
巻線18	空気	巻線29	空気	ボビン10	空気
巻線19	空気	巻線30	空気	ボビン11	空気

● ボビン

本研究において、インダクタ本体以外で最も重要な部品ともいえるのがボビンである。シミュレーションモデルと実際のインダクタの励磁巻線での再現性を得るために、ボビンは必ず使用するべきである。これは、励磁巻線の位置が変わると磁界分布が変化することに加え、フリンジングロスの解析において励磁巻線の位置設定が重要になるためである。励磁巻線でのフリンジングロスの近似計算式に代入する交流磁界振幅は、ギャップと励磁巻線の位置関係が非常に強く影響を与えるので、シミュレーションモデルと実際のインダクタに差があつては大きな誤差が生じると考えられるためである。

本研究では、ボビンは全て3Dプリンターを使用して自作した。任意の形状で安価に作製できるので、巻線の条件を何度も変更して検証実験を行った本研究では、既製品を購入するよりも有効な入手法であった。

3Dプリンターに入力するCADファイルは、全てJMAGの付属ソフトである形状エディタで作製した。JMAGで出力可能なファイル形式は「SAT」のみであったが、3Dプリンターの多くは「STL」でしか受け付けないので、新規の形状を作製するたびにファイル形式の変換をしていた。本研究では、シミュレーションモデル上にボビンを同時に作製することで、シミュレーションモデルと実際のインダクタでのボビンの再現性を得ていたが、寸法を定めて再現性を得る手法であれば、3Dプリンター向けのCADソフトを用いた方が操作は容易であり「STL」形式でも出力できる。

● 回路条件

JMAGでの励磁巻線の条件付けは、FEMコイル設定を用いた。JMAGにはコイルの設定に、FEMコイルとFEMコンダクタの2種類が存在する。FEMとは、Finite Element Methodの略称であり、有限要素法を意味する。FEMコイルとFEMコンダクタの違いは、励磁された磁界によって発生する渦電流の影響を解析に考慮するか否かである。FEMコイルではこれを含めずに解析するのに対し、FEMコンダクタでは考慮して解析が行われる。渦電流の影響を考慮した場合、励磁巻線中に発生する渦電流によって生じる励磁電流の乱れを含んだ解析が行われ、計算量が大幅に増加する。

本研究では、計算コストと解析精度のバランスから、渦電流の影響は考慮しておらず、FEM コイルのみを使用している。使用した回路設定を図 5.8 に示す。

電源には電圧源ではなく電流源を使用した。電流源を用いた理由として、電圧源を用いるとシミュレーション上で定常状態に落ち着くまで数周期必要があるためである。有限要素法を用いた電磁界解析において、事象の途中から解析を行うことは困難であるので、定常状態に落ち着く数周期の解析を避けることはできない。本研究ではこの問題を回避するため、電流源を用いている。

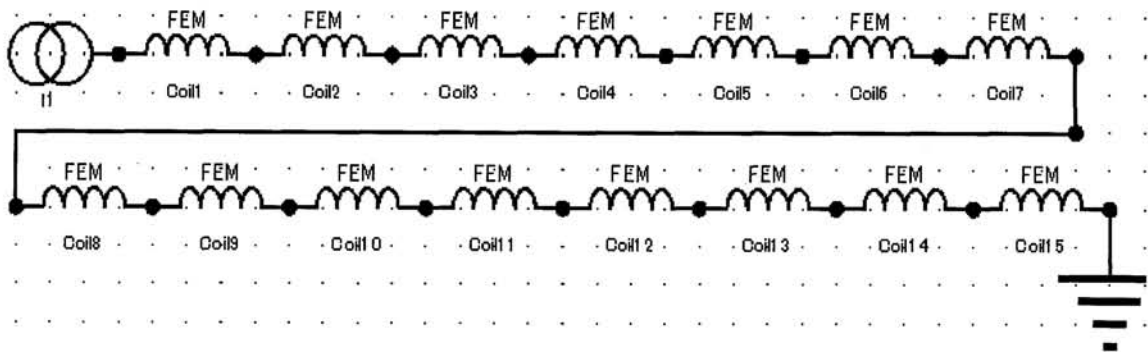


図5.8 インダクタ4のシミュレーション回路

シミュレーション回路図の通り、15 個の FEM コイルを直列につなげている。これは、一つの FEM コイルを一巻きの励磁巻線として設定しているためである。FEM コイルは、名前の通りコイルの設定を行うため、一つの部品に対して複数の巻線数を設定できる。そのため、モデル上では一巻きの励磁巻線でも、何巻きもしてあるかのような解析を行うことができる。先行研究ではこの設定を利用して、モデリングの手間を省くために一つの FEM コイルで励磁巻線の設定を行っていた。本研究では、全ての FEM コイルを一巻きと設定し、励磁巻線の巻数だけ FEM コイルを使用した。励磁巻線が 60 巻きであるのに、60 個の FEM コイルではなく 15 個しか使用していないのは、解析では対称性を利用した 1/8 モデルを用いているためである。

● メッシュ

有限要素法を用いた電磁界解析において、メッシュの作製は非常に重要な作業である。メッシュの細かさ及び数は計算量と解析精度に強く影響する。そのため、精度が飽和するかしないか程度のメッシュ数に設定しなければ、無駄な計算コストが増加するか精度が低下するという問題が生じる。そのため、特に磁界の変化が急変である部品は、メッシュ数を増やし、なだらかに磁界が変化する部品ではメッシュ数を少なくする必要がある。本研究では、各部品に要素（メッシュ）サイズを設定することで、この問題を解決している。ギャップ長は変動するので、長さに合わせて要素サイズも変えている。

メッシュ部はコアに挟まれた空気であり、磁気抵抗が大きく異なる境界面に挟まれているので、特に注意して要素サイズを設定する必要がある。もしギャップよりもメッシュの方が大きい場合、ギャップ部の空気に節点が存在せず、重大な誤差要因となる。そうでなくとも、異なる物質との境界面では、磁束の挙動は急激に変化するため可能であれば細かい方がよい。

また、JMAG では励磁巻線の条件付けを電流の流入面を定めることで行うが、この流入面に節点が存在しない場合、解析を行うことができない。今回の解析に用いた 1/8 モデルには、流入面が 15 面存在するため、それぞれの要素サイズ設定に注意が必要である。

JMAG の要素サイズは、部品・面・エッジ等に設定を付加することで任意の部分の要素サイズを調整することができる。電流の流入面のみの要素サイズを小さくしたい場合は、流入面に要素サイズを設定することで調整が可能である。ただし、全ての要素は他の要素と隣接しており、任意の部分だけの要素サイズを極端に小さくすることはできない。隣接している要素と要素は一つの辺を共有しているので、周囲の要因も小さくなってしまうためである。そのため、要素サイズと計算コストのバランスを前提に、設定を行う必要がある。

表 5.5 に本解析で使用したメッシュ条件を、図 5.9 図 5.10 にシミュレーションメッシュモデルを、図 5.11 に周辺空気領域のメッシュを示す。

表 5.5 メッシュ条件

部品	要素サイズ[mm]
励磁巻線	0.2
検出巻線	0.3
ギャップ	ギャップ長の半分以下
コア	0.8
ボビン	0.35
ギャップ近傍の空気領域	0.2
コア近傍の空気領域	0.6

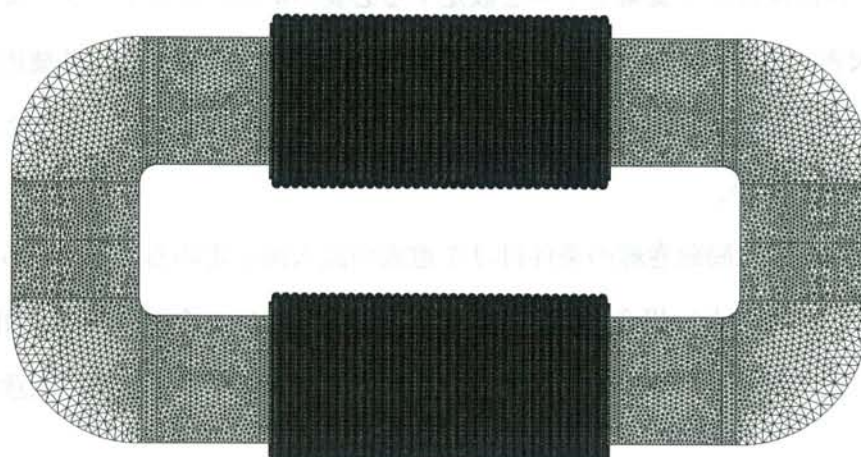


図5.9 インダクタ4のシミュレーションメッシュモデル(上から)

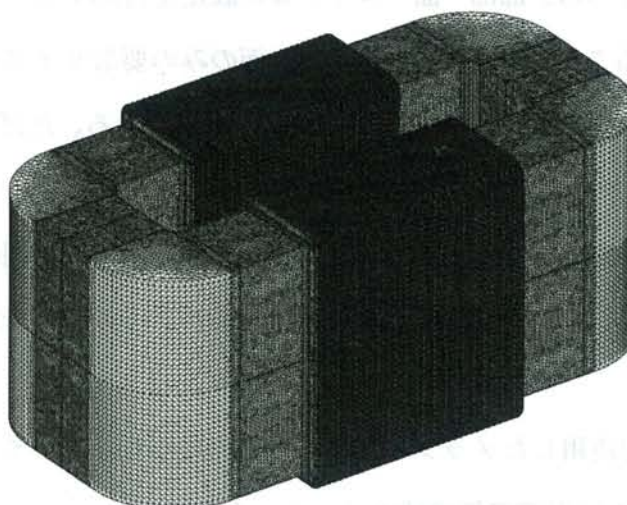


図5.10 インダクタ4のシミュレーションメッシュモデル(斜めから)

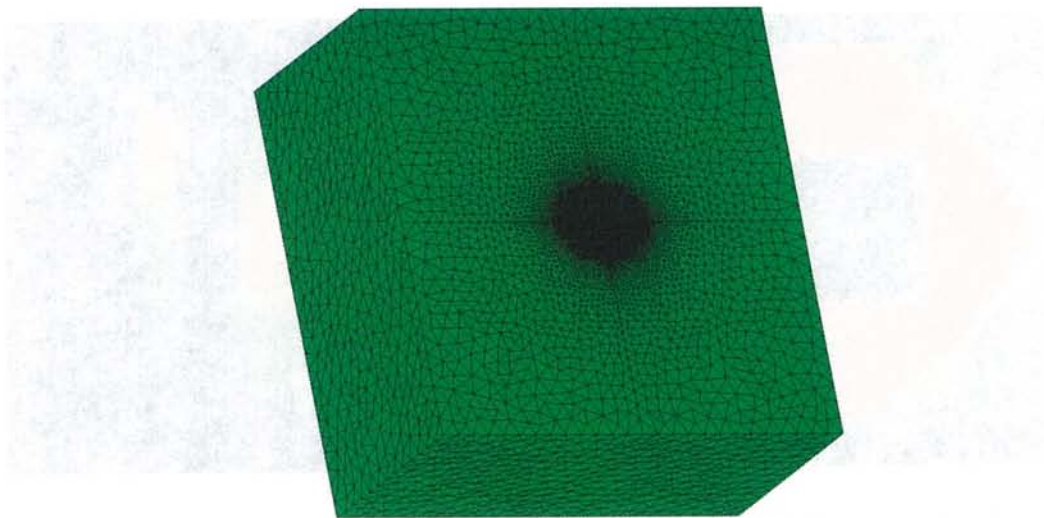


図5.11 インダクタ4の周辺空気領域のメッシュ

● 漏れ磁束

ギャップ付きインダクタでは漏れ磁束が発生する。これは、「磁気コアの透磁率が無限」などの現実的ではないインダクタでなければ避けられない事象である。漏れ磁束の存在は、「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という2コイル法の精度確保のための条件にとって非常に大きな障害となる。インダクタ4での漏れ磁束の確認を行うために、図5.12～図5.14に電磁界解析による各ギャップ長のコンタープロットを示す。

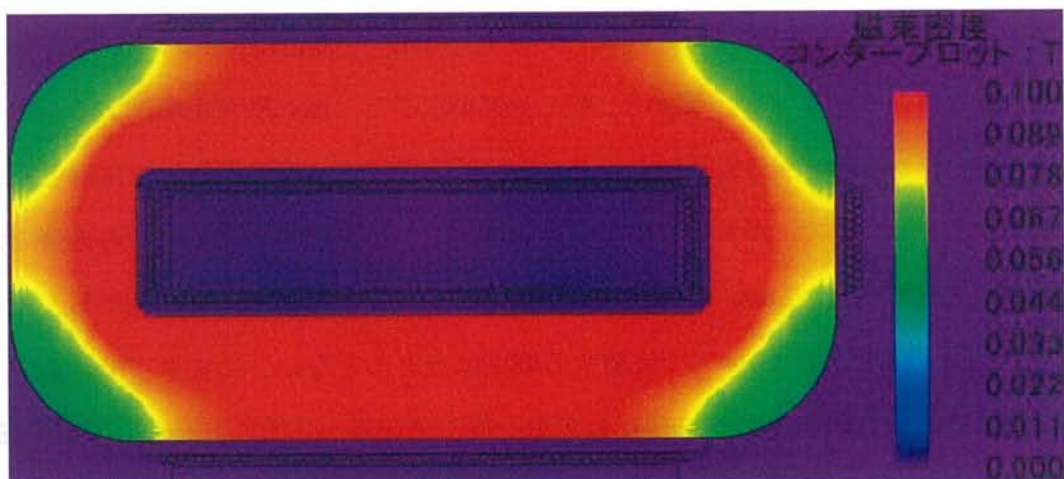


図5.12 インダクタ4のコンタープロット($\Delta B = 100 \text{ mT}$, ギャップ 0 mm)

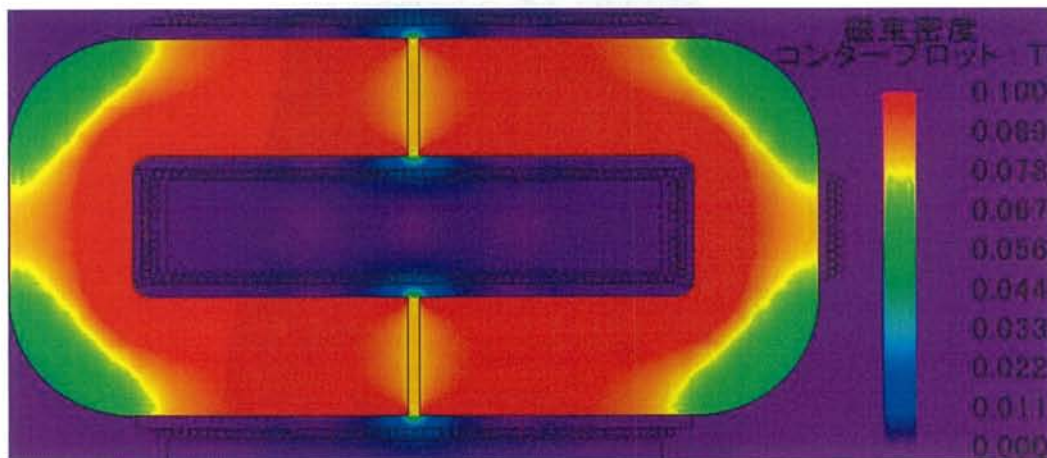


図5.13 インダクタ4のコンタープロット($\Delta B = 100$ mT.ギャップ 1 mm)

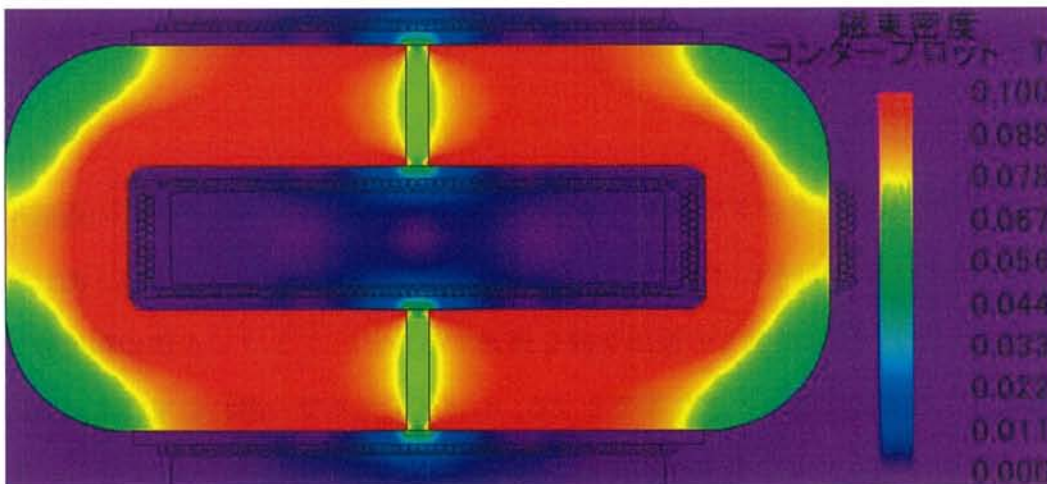


図5.14 インダクタ4のコンタープロット($\Delta B = 100$ mT.ギャップ 2 mm)

磁束密度コンタープロット図から、ギャップが広がると漏れ磁束が増加する事が分かる。ギャップが 0 mm、つまりギャップのないインダクタ 4 では漏れ磁束はほとんど発生していない。一方で、ギャップが 1 mm と 2 mm の場合では、ギャップの近傍で漏れ磁束が発生しており、2 mm の場合の方が漏れ磁束は多くなっている。ただし、ギャップを通過せずに片側の U コアで完結する磁束はほとんどない。つまり、ほぼ全ての磁束が 2 つのギャップを通過して U-U コアを一周している。このことから、「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件をギャップのないインダクタに近いレベルで満たしているので、2 コイル法での損失測定は高い精度が期待できる。

フリンジングロス磁束に関しても、ギャップが広がると増加している。特にギャップ

が 2 mm の場合は励磁巻線に強いフリンジングロス磁束が鎖交しているので、フリンジングロスも無視できないほど多くなることが推測できる。

● 解析結果の抽出

電磁界解析では、条件を考慮して解析を行うことと同様に、解析した結果から所望する数値を抽出することも重要である。ロスマップ法と電磁界解析を併用する場合、各要素の磁束密度の数値が必要になる。

JMAG には、部品ごとのテーブル出力を行う機能があり、「磁束密度」「要素体積」「要素 ID」を出力することでロスマップ法を適応できる。ロスマップには、磁気コア材と励磁条件ごとの損失の体積密度がマッピングしてある。そのため、要素 ID で各要素を照らし合わせながら、「要素体積」×「(ロスマップで該当する) 損失の体積密度」を計算すれば、それが各要素で微小に発生する損失(要素損失)となる。本研究では、Excel を用いて「要素 ID」「磁束密度」「要素体積」「要素損失」「損失総和」の管理・計算をまとめて行った。

フリンジングロスの算出に必要な磁界の数値は、JMAG のプローブ機能を用いて抽出した。プローブ機能とは、座標と出力物理量を指定すること、任意の点の任意の物理量が得られる機能である。4 章で示したように、フリンジングロスが発生する巻線中は磁界の分布が不均一であるため、巻線を 1~2 mm に区切って計算を行っているが、インダクタ 4 では 1/8 モデル上で 1 巻き 30 点のプローブを使用することで、それぞれの区間の代表点の磁界強度を得ている。つまり、1/8 モデル上で 30 点×15 巻き=450 点にプローブを設定し、磁界強度の出力を行っている。450 点の磁界強度を一度にテーブル出力することが可能なので、あらかじめフリンジングロスの算出シートを作成しておけば、コピー・アンド・ペーストを行うだけでフリンジングロスを導出することができる。

5.2.3 測定値と計算値の比較

前項で示した電磁界解析の結果から、鉄損とフリンジングロスを出算した。表 5.6 に損出解析条件を、図 5.15 にフリンジングロスの計算値を、図 5.16～図 5.20 に鉄損とフリンジングロスの計算値及び測定値を示す。

表 5.6 損出解析条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リップル ΔB : 50～130 mT
ギャップ	0.5m ～ 2 mm

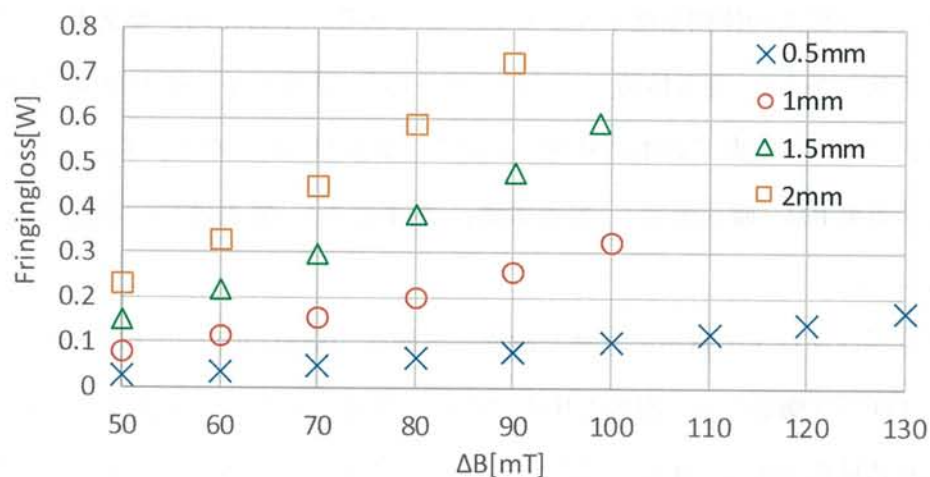


図5.15 インダクタ4のフリンジングロス計算値

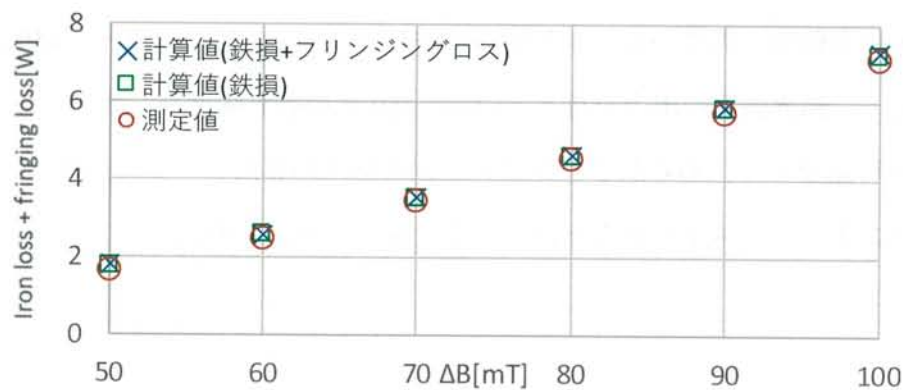


図5.16 インダクタ4の損出解析結果(ギャップ 0.5m)

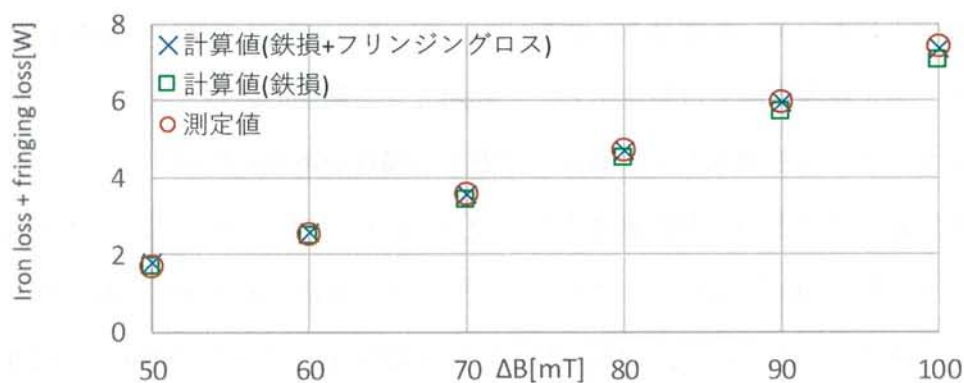


図5.17 インダクタ4の損失解析結果(ギャップ 1 mm)

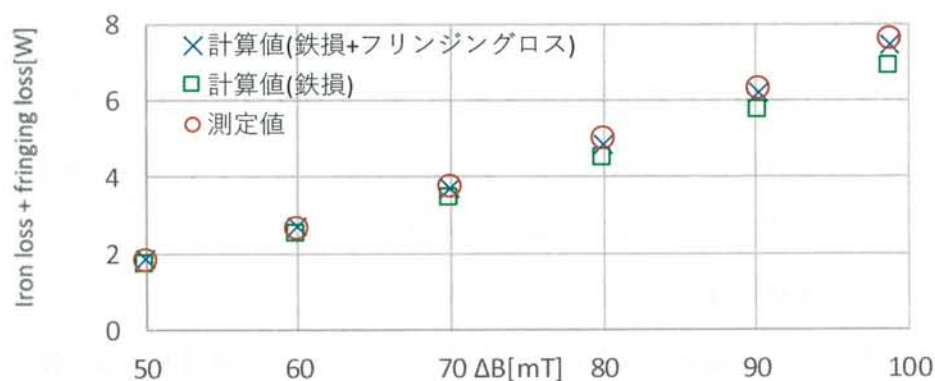


図5.18 インダクタ4の損失解析結果(ギャップ 1.5 mm)

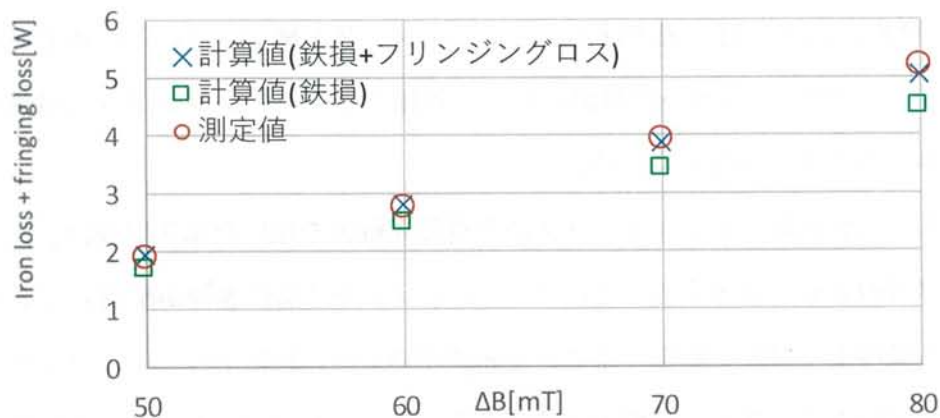


図5.19 インダクタ4の損失解析結果(ギャップ 2 mm)

フリンジングロスの計算値について、ギャップが広がると損失が大幅に増加している。ギャップが 0.5 mm の場合に対して 2 mm の場合は 9 倍以上のフリンジングロスが発生しており、理論上から分かっていたことではあるが、ギャップ長に対して比例関係ではない。

鉄損とフリンジングロスを合わせた損失解析において、測定値とよく一致している。

全ての測定点において、誤差は3%未満となっている。これは工学的利用を前提とした場合、十二分に精度の高い計算手法として利用できる範囲の誤差である。

フリンジングロスを考慮しない場合と考慮する場合の誤差を比較すると、フリンジングロスを考慮した場合の方が誤差は小さくなっている。特にフリンジングロスが最も大きいギャップ長2 mm において、フリンジングロスの割合は約11.5%であった。そのためフリンジングロスを考慮していない場合は約14.5%生じていた誤差が、約2.9%まで低減された。一方で、フリンジングロスが最も小さいギャップ0.5 mm の場合、フリンジングロスの割合は1.4%程度であった。この程度であれば、使用用途によっては誤差の範疇であるとして無視される可能性もある。しかし、ロスマップ法による鉄損の算出を行っているのであれば、鉄損計算に用いる磁界解析に付帯してくる磁界強度の数値を再利用するだけでフリンジングロスの算出が可能であるため、計算コストとのバランスを考えると決して無駄な計算にはならないと考えられる。

測定上は損失の割合を確認できないが、計算上ではギャップが増加すると鉄損は減少している。そのため、磁束密度リプルが同じ場合、ギャップが広がると測定値が増加する理由は、鉄損の減少を打ち消すほどフリンジングロスが増加しているためであることが分かる。この結果は、ギャップ設計において鉄損よりもフリンジングロスが強く影響する場合があることを示唆している。

以上から、提案手法であるロスマップ法と電磁界解析を用いた損失計算は、フリンジングロスの近似計算を付加することにより、ギャップ上に励磁巻線が配置してあるインダクタでも精度よく損失を算出することを確認できた。これにより、ロスマップ法を用いたギャップ付きインダクタの損失計算は可能であるといえる。加えて、2コイル法を用いたギャップ付きインダクタでの損失測定でも精度を得られることを確認できた。

5.2.4 誤差要因の検討

前項の解析モデルでは非常に精度の高い解析結果となったが、条件次第ではこの精度が保証できないと推測できる。その原因として、測定精度が確保できないインダクタが

存在すると考えられるためである。

測定装置である B-H アナライザの測定原理は、インダクタに流れる電流の振幅および両端電圧に対する電流の相対位相差から損失を測定する。この電流の位相差及び振幅は、検出巻線によって測定される。これはトランスの原理と同様に、検出巻線のコイルの中を通過する磁束によって起電力が発生するためである。しかし、ここで問題となるのが、検出巻線そのものに磁束が鎖交する場合、渦電流が生じてしまうことである。コイルの原理で発生した電流に加えて、渦電流が電流の振幅に換算されれしまう。加えて、検出巻線で発生するフリンジングロスが測定値にどのような影響を与えるかは検証されていない。

以上の点を踏まえると、検出巻線にフリンジングロスが多く発生する条件下では、B-H アナライザによる測定の精度は信頼性が低下すると考えられる。もしくは B-H アナライザに異常測定と判断され、測定そのものが不可能になる事も想定される。検出巻線は、磁界分布が対象になる部分に複数箇所配置した方が測定精度は得られることが分かっている。しかし、無作為に巻数を増やすと、検出巻線で発生するフリンジングロスが増加する場合があるので注意すべきである。

5.3 二段構造の巻線を持つインダクタ

これまでの検証実験では、巻線が一行整列しているモデルのみを用いて損失解析を行っていた。巻線が複数段に重なっている場合、段数によってギャップからの距離が変わるので、フリンジングロスの分布も変わる。本節では、励磁巻線が二段になっているインダクタでのフリンジングロスを提案手法で計算した結果を示す。

5.3.1 シングルギャップ

インダクタ 2~4 で使用した U-U コアを用いて、励磁巻線が 2 段構造のインダクタ α を作製した。インダクタ α の巻線設定を表 5.7 に、シミュレーションモデルを図 5.20 に示す。このモデルでは損失計算のみを行ったので、検出巻線は大まかな検出位置を示すのみで、あくまで構想上のみでの存在となっている。

表 5.7 巻線条件

励磁巻線	1 段目：100 巻き 2 段目：80 巻き 丸線の単線銅線(径：0.8 mm)
検出巻線	12 巻き(構想上)
ダミー巻線	なし
ボビン	プラスチック 1 mm 厚

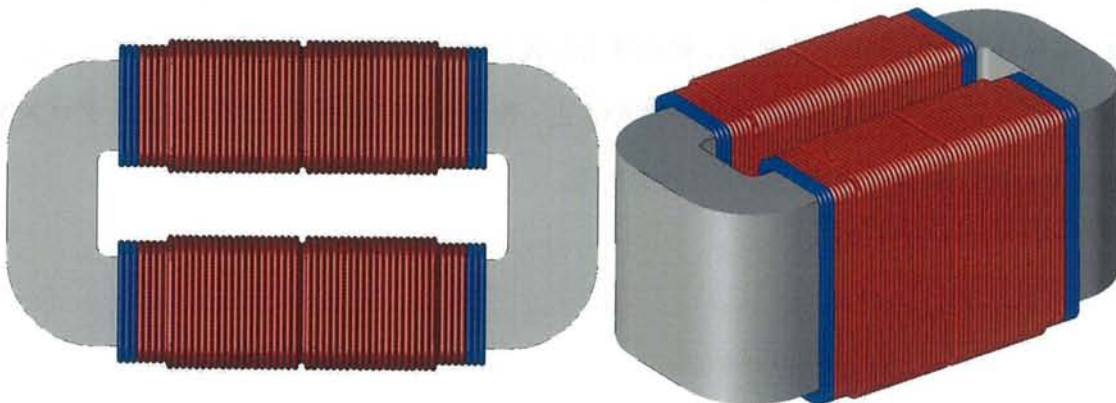


図5.20 インダクタ α のシミュレーションモデル

実際のインダクタの場合、上記の巻線条件では十分な磁束密度リプルを得られる条件での測定は行えない。同一の励磁条件の場合、励磁巻線が増えると磁束密度リプルが小さくなるためである。そのため B-H アナライザは、現状では信頼性の高い測定手法がないため、損失計算のみでフリンジングロスの解析を行った。

フリンジングロスの計算は一段の場合と同様に 1~2 mm 程度に区分して行った。励磁条件が 100 mT の場合のフリンジングロス分布を図 5.21 に示す。

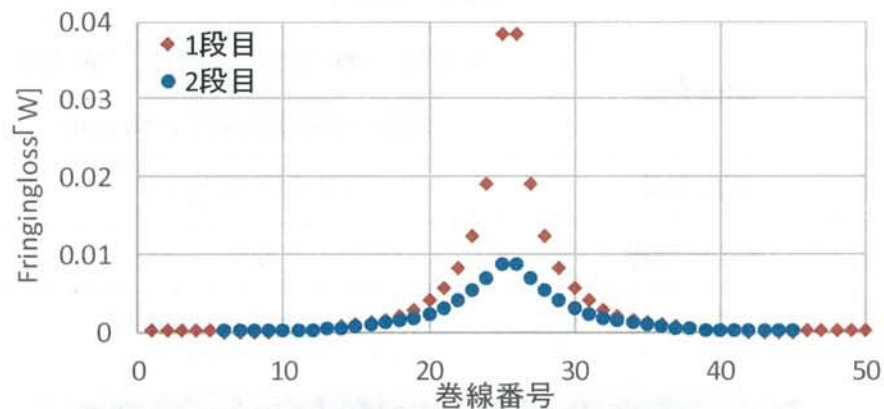


図5.21 インダクタ α のフリンジングロス分布

ダミー巻線モデルと同様に、ギャップ中心に近いほどフリンジングロスが大きくなっている。しかし、ダミー巻線モデルとは違い、漏れ磁束が少ないためギャップから遠い点ではほぼゼロまで低下している。そのためより急激に減衰しており、1段目の巻線 50 本のうち、フリンジングロスの 9 割近くがギャップ中心近くの 12 本に集中している。

1 段目に比べ、2 段目のフリンジングロスの最大値は 1/4 程度に留まっている。また、ギャップの中心からの距離に対する減衰は、グラフの横軸方向よりも、1 段目から 2 段目への厚み方向の方が強い。フリンジングロスへの対策としてマージンを設ける手法があるが、厚み方向にマージンを設ける方が有効な手法であることが確認できる。

実測での検証は行えていないが、シミュレーションと実現象に大きな差異があるとするならば、それは励磁巻線からの反磁界である。1 段目の巻線からの反磁界によってフリンジングロスが打ち消され、2 段目のフリンジングロスがほとんど発生しない可能性が考えられる。

5.3.2 マルチギャップ

ダミー巻線モデルで用いたマルチギャップ U-U コアを用いて、励磁巻線が 2 段構造のマルチギャップインダクタ β を作製した。インダクタ α の巻線設定を表 5.8 に、シミュレーションモデルを図 5.22 に示す。

表 5.8 巻線条件

励磁巻線	1 段目 : 180 巻き 2 段目 : 160 巻き 丸線の単線銅線(径 : 0.8 mm)
検出巻線	12 巻き(構想上)
ダミー巻線	なし
ボビン	プラスチック 1 mm 厚

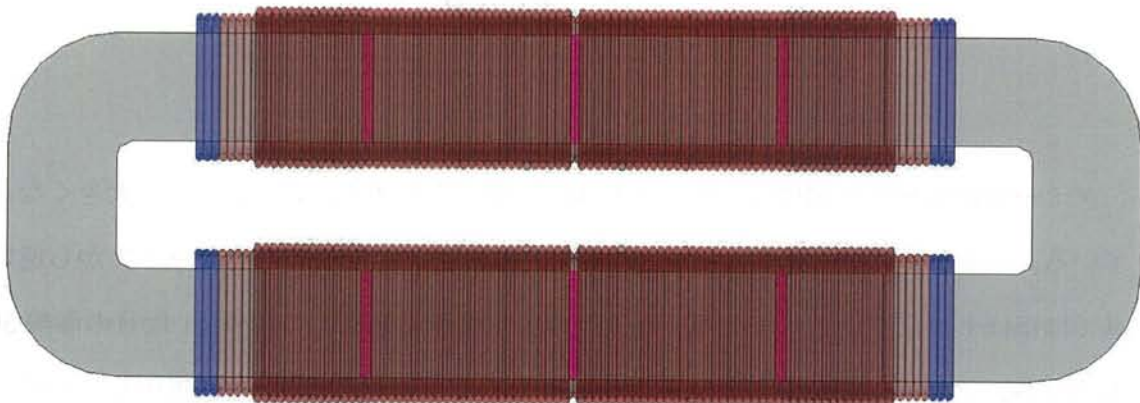


図5.22 インダクタ β のシミュレーションモデル

図のピンクの部分がギャップとなっている。3GAP でギャップ長が各 1 mm として、磁束密度リプルが 100 mT の場合のフリンジングロス分布を図 5.23 に示す。

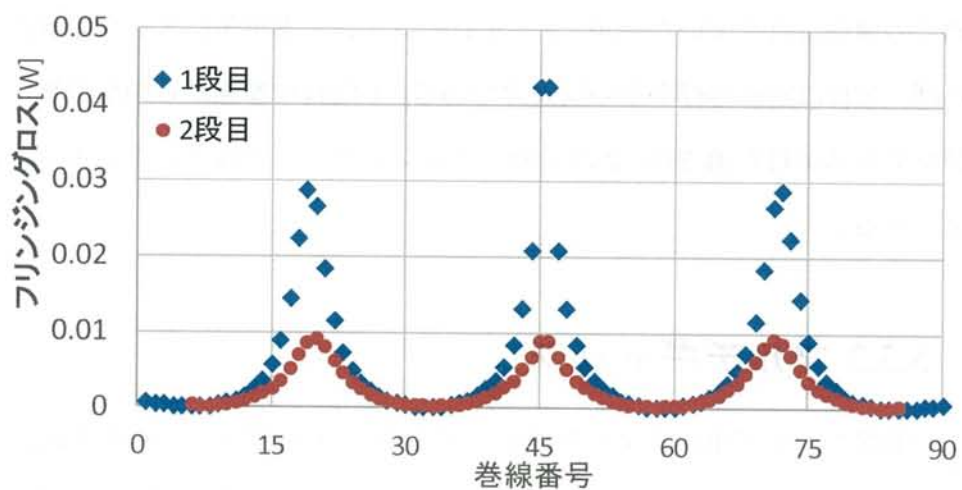


図5.23 インダクタ β のフリッジングロス分布

1 段目と比較して、2 段目のフリンジングロスの最大値は 1/4 以下となっている。1 段目の合計は 1.07[W]、2 段目は 0.42[W]であり、2 段目は 60%程度低い。

シングルギャップと同様に、厚み方向にマージンを設けることで大幅にフリンジングロスを軽減できると考えられる。

5.4 フリンジングロスの増加要因の検討

インダクタの設計において、フリンジングロスの増加要因に関する定量的な研究報告は筆者の知る限り見受けられない。本研究では、フリンジングロスを含めたギャップ付きインダクタでの損失解析を行っているが、ギャップ長や交流磁界振幅との大まかな関係性の確認に留まっている。本節では、インダクタの特性や励磁条件などがフリンジングロスの発生にどのような影響を与えるか、フリンジングロスの発生原理から検討を行う。

5.4.1 ギャップ

ギャップ設計がフリンジングロスに与える影響は多大である。単純にギャップが広がればフリンジングロスが増加するという傾向は、本研究で確認済みである。また、マルチギャップとシングルギャップではフリンジングロスが異なることも、ダミー巻線モデルで確認できている。そのため、フリンジングロスの低減手法の一つとしては、一つのギャップから大量のフリンジング磁束が発生することを防ぐために、ギャップ数を可能な限り増やすことが考えられる。フリンジングロスは巻線に鎖交する磁束の 2 乗に比例するので、一つのギャップから多くの磁束が漏れ出る場合より、複数のギャップから少量ずつの磁束が漏れる方がロスは減少する。ただし、ギャップ数を際限なく増やすことは現実的ではない。ギャップ数を増やすことのデメリットとして、部品数と加工コストの増加から、生産コストが増加するためである。そのため、ギャップ数によるフリンジングロスの低減に関しては、「損失増加」と「生産コストの増加」のトレードオフの関係にある。

5.4.2 巻線形状および周波数

フリンジングロスとは巻線中に発生する渦電流によって生じる渦電流である。加えて、渦電流は必ず交流である。巻線に鎖交する磁界の強度を変化させず、周波数のみを2倍にした場合、時間当たりの鎖交磁束の変化量は2倍となり、発生する渦電流も2倍になる。ジュール損失は電流の2乗に比例するので、フリンジングロスとは周波数の2乗に比例する。加えて、フリンジングロスにも表皮効果が生じることが推測できる。すなわち、周波数は条件によってはフリンジングロスに多大な影響を与える。本研究では、全ての損失解析で周波数を10 kHzとし、巻線形状は表皮効果に対して十分な余裕がある設計を行った。

5.4.3 コア材料

磁気コアがフリンジングロスに与える影響について、一般的にインダクタの設計をする場合はまず考慮しない関係であるが、磁気コアの透磁率はフリンジングロスに影響のある物理量である。磁気コアの透磁率は、漏れ磁束及びフリンジング磁束の量に直結する。磁束がコア内部から空気領域に抜け出すのは、磁気抵抗が強く影響するためである。図5.24にギャップ部を通過する磁束を3種類に分類した磁束略図を示す。

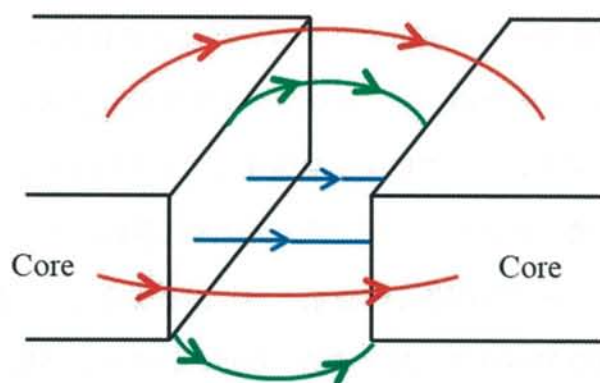


図5.24 ギャップ近傍の磁束

青・緑・赤の三つの分類は、磁束の磁路による。青の磁束はギャップ断面からギャップ断面に直線で、緑はギャップ断面端からギャップ断面端に曲線で、赤はギャップ断面

以外からギャップ断面以外に曲線で空气中を通過する。これらの比率は磁気抵抗によって決まる。例えば、「コアの透磁率が無限」の場合、赤の磁束は存在しない。これは、コア内部の磁気抵抗がゼロになり、赤の磁路とそれ以外の磁路の磁気抵抗の比率が1:0になるためである。ただし、この場合も緑の磁束は存在するので、フリンジングロスにはゼロにならない。逆に、「コアの透磁率が空気に近い」場合、磁束はコアから空气中に抜けることに抵抗を感じなくなるので、赤の磁束が大量に発生する。そのためフリンジングロスが増加する。

近年は大電力でインダクタを使用するケースが増えており、磁気飽和を防ぐために低透磁率の磁気コアに更にギャップを挿入するインダクタも使用されているが、そういったインダクタはフリンジングロスが発生しやすいと推測できる。

5.5 2コイル法の測定精度検証

本研究では2コイル法を用いたインダクタの損失解析を行っている。3章で述べたように、2コイル法では「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件を満たせばギャップ付きインダクタでも測定精度を得られるとして、その検証実験を行った。本節では、フリンジングロスが発生するインダクタにおいても同様であるかを確認するため行った検証実験の内容とその結果を示す。「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」条件を満たした場合の損失解析は、既にインダクタ4を用いて精度よく測定できることを確認しているので、本節ではこの条件を満たさないインダクタを使用した実験を行った。

● 損失計算

検証のため、「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件を満たしていないインダクタ5を作製した。インダクタ5の巻線条件を表5.9に、シミュレーションモデルを図5.25に、詳細図を図5.26に示す。茶色の巻線が励磁巻線、青い巻線が検出巻線を示す。

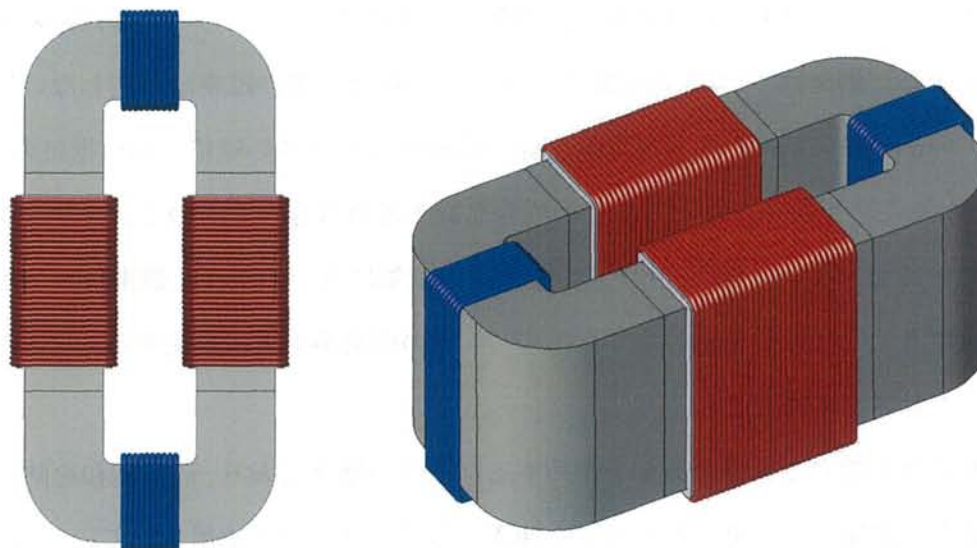


図5.25 インダクタ5のシミュレーションモデル(上から、斜めから)

表 5.9 巻線条件

励磁巻線	60 巻き 丸線の単線銅線(径：0.8 mm)
検出巻線	20 巻き
ダミー巻線	なし
ボビン	プラスチック 1 mm 厚

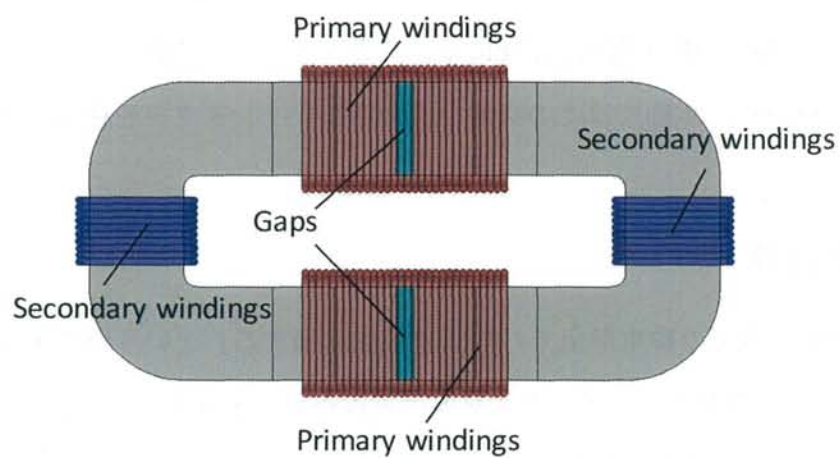


図5.26 インダクタ5の詳細図

検出巻線は励磁巻線から離れた場所に配置してあるので、結合率は低くなっている。インダクタ 4 と比較すると、励磁巻線の位置・巻数は完全に同一なので、検出巻線のみ条件が変更されている。漏れ磁束を確認するために、図 5.27 にギャップ長 2 mm で磁束密度リプルが 100 mT の場合の電磁界解析によるコンタープロットを示す。なお、シミュレーション回路及び要素サイズはインダクタ 4 で行った電磁界解析と同一の条件で解析を行った。シミュレーション上の唯一の相違点が、磁束密度リプルの条件付けを行う面の違いである。これにより、インダクタ 4 の検出巻線位置を変えただけのインダクタを再現することができる。

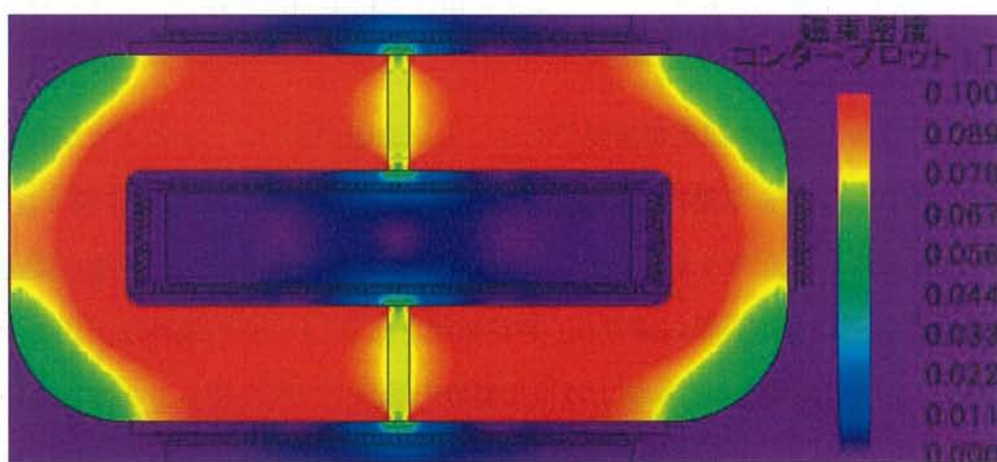


図5.27 インダクタ5のコンタープロット

インダクタ 4 と比較して、磁束密度分布は変わっていないが、全体の磁界強度は強くなっている。これは、検出巻線が励磁巻線と離れた場所に巻いてあるため、検出巻線を通過しない磁束が存在し、インダクタ 4 と比較して磁束密度リプルが弱く検出されているためである。磁束密度リプルが弱く検出されるということは、インダクタ 4 と同じ磁束密度リプルとするために、全体の磁界強度が大きくなるということである。

検出巻線を通過しない磁束が多い理由として、励磁巻線周辺で完結する磁束が生じているためだと考えられる。ギャップ上で励磁を行っているためほとんどの磁束は1つのギャップを通過するが、磁気抵抗が大きくなるため2つのギャップを通過する磁束は減る。つまりコンタープロット図の上半分もしくは下半分の範囲で完結している磁束が発

生している。インダクタ4では検出巻線が励磁巻線と隣接していたので、それらの磁束は半分の検出巻線を通していった。しかしインダクタ5では全く検出巻線を通してないことになるので、大きな誤差要因になると推測できる。

インダクタ4とインダクタ5の間での、検出巻線に検出される磁束量の差の確認を行った。図5.28にインダクタ4とインダクタ5のシミュレーション上の磁束密度リプル検出面を、図5.29に正弦波10 kHz 振幅5 A の励磁条件下で検出する磁束密度を示す。励磁条件では完全に同一であるため、磁束を検出する場所の違いだけで生じる差分が、インダクタ5が検出できていない磁束の大きさを示す。その分だけ「全ての検出巻線を通して」という条件から外れ、2コイル法を用いた損失測定で誤差が大きくなると推測できる。

これにより、検出巻線の設定が重要であることが確認できたが、どのような設定を行えば精度を得られるかを定量的に検証することは困難である。大まかな目安で言えば、「発生した磁束を可能な限り検出できる面」「コア内の磁束密度分布が急激に変化する部分は避ける」「ギャップ近傍は避ける」等が挙げられる。1つ目の条件は上記で示した通りである。2つ目の理由は、実測上は検出巻線の巻数だけ幅を持って実測しているため、シミュレーション上での再現が複雑になる事である。3つ目の理由は、検出巻線で発生するフリンジング磁束による渦電流が実測の障害となるためである。

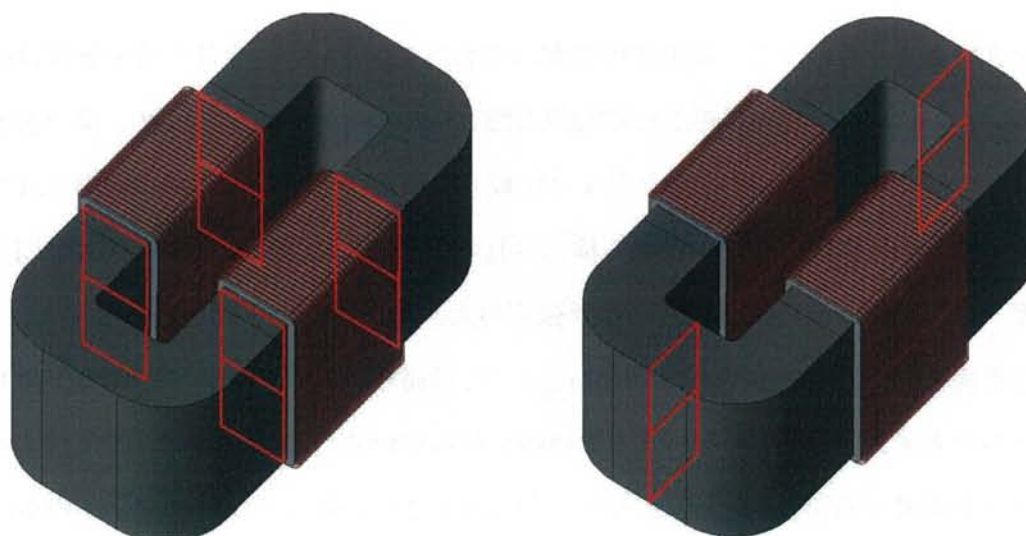


図5.28 磁束密度リプル検出面(左：インダクタ4、右：インダクタ5)

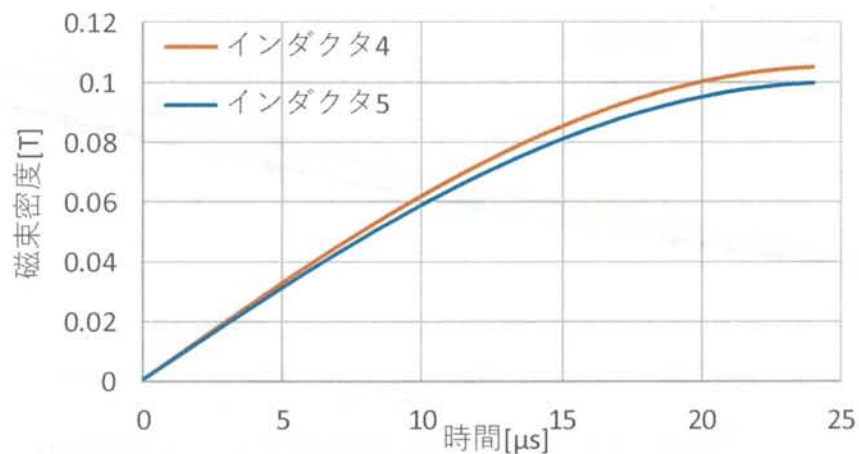


図5.29 インダクタ4・5の検出磁束密度の比較

インダクタ4の磁束密度に対し、インダクタ5では約94.5%程度まで下がっている。つまり5.5%程度の磁束が検出巻線を通過していない。インダクタ4でも100%の磁束を検出してはいないであろうことを考えると、約6%以上は検出されない磁束が発生していることになる。2コイル法において、検出されない磁束が多いということは、磁束密度リップル・電流振幅・位相差の測定に誤差が生じるということであり、鉄損・インダクタンスなどの測定値から算出される値に測定値以上の誤差範囲を与えるということである。

上記の電磁解析を用いてインダクタ5の鉄損とフリンジングロスとを算出した値と、2コイル法による測定値の比較を行った。表5.10に励磁条件を、図5.30図5.31にギャップ長が0.5mmの場合と1mmの場合の測定値及び計算値を示す。計算値はフリンジングロスと鉄損の和を示す。

表 5.10 励磁条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リップル ΔB : 50~100 mT
ギャップ	0.5 mm , 1 mm

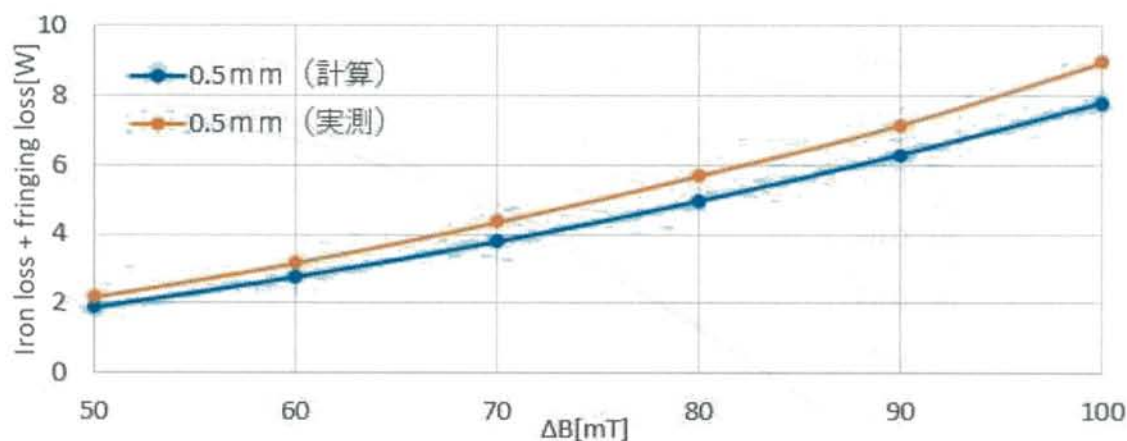


図5.30 インダクタ5の損失解析結果(ギャップ0.5mm)

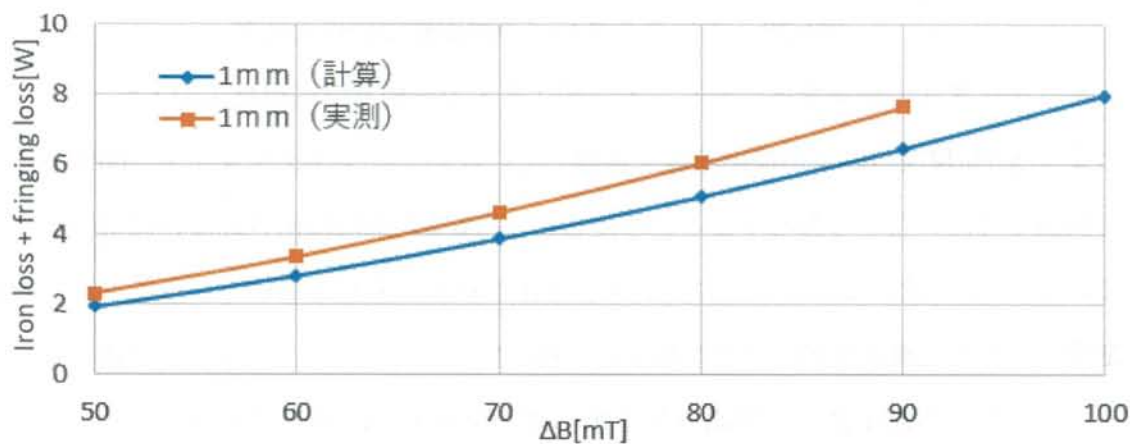


図5.31 インダクタ5の損失解析結果(ギャップ1mm)

推測通り、ギャップ長に関わらず誤差は大きい。0.5 mm では13%程度、1 mm の場合では16%程度の誤差が生じている。0.5 mm の場合よりも1 mm の場合の方が誤差は大きく、ギャップが大きいほど漏れ磁束が多くなり測定誤差が増加するという考察と一致している。

以上より、インダクタ4とインダクタ5の損失解析の結果から、2 コイル法による損失測定の精度を確保するためには「全ての磁束が全ての検出巻線を通過する」という条件を満たすべきであるという考察が正しい可能性が高いことを確認できた。これにより、ギャップ付きインダクタであっても、2 コイル法による損失測定が可能であると考えられる。

しかしながら、この条件は2コイル法の限界を示唆するものでもある。例えば既製品のインダクタを購入する場合、既に励磁巻線を巻いてある形成済みのインダクタならば、上記の条件を満たす位置に2次巻線を巻くことができない場合がある。その場合、2コイル法による損失測定で精度を得ることは期待できない。また、マルチギャップなどの磁界分布が複雑なインダクタを使用する場合、条件を満たす励磁巻線の設定が困難になると考えられる。その場合には電磁界解析を用いて磁束線を確認する手法が確実性は高い。本研究の目的の一つは、ロスマップ法であらゆる形状のインダクタの損失解析を可能にすることであるが、2コイル法による損失測定を行う場合は、やはり上記の条件が大きな障害となる事が推測できる。

● インダクタ2のフリンジングロス計算

3章において、フリンジングロスが発生しない条件でインダクタ2の損失解析を行ったが、フリンジングロスの除去手段は励磁巻線をギャップから離れた場所に配置するのみであった。その際、フリンジングロスの発生について確認は行えていなかった。そのため、改めてフリンジングロスの計算を行い、測定条件に問題がなかったのか再確認を行った。励磁条件を表5.11に示す。図5.32に示す励磁巻線の番号を用いて、図5.33にフリンジングロスの分布を示す。ただし、1~15番・16~30番・31番~45番・46~60番は対称性から同じ分布を示すので、1~15番の分布のみを示す。

表 5.11 励磁条件

周波数	10 kHz
波形	正弦波
測定範囲	磁束密度リプル ΔB : 100 mT
ギャップ長	1 mm

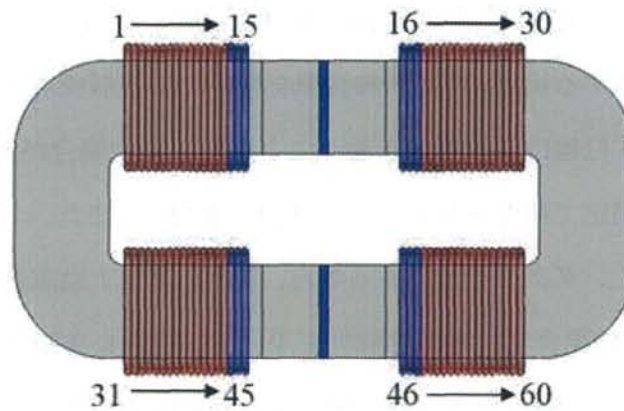


図5.32 インダクタ5の巻線番号

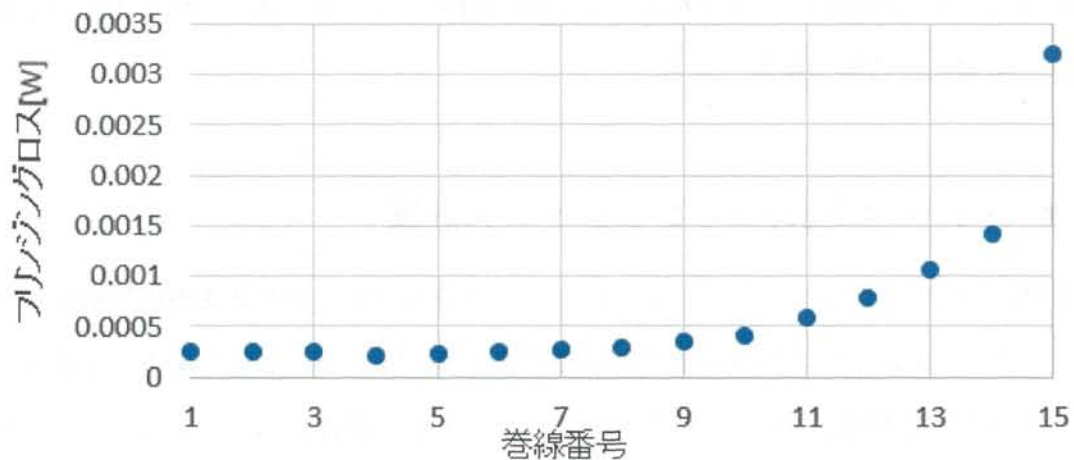


図5.33 インダクタ5のフリッジングロス分布

これまでのモデルと同様に、ギャップに一番近い 15 番で最も多く発生しており、ギャップから離れていくと減衰している。1～8 番では減衰が飽和しているが、完全にゼロまで落ちてはいない。これはフリッジングロスというよりも、磁気コア周辺に満遍なく漏れている磁束の影響が大きいと考えられる。フリッジングロスの合計値は 0.039[W]であった。同一励磁条件での鉄損計算値は 7.51[W]だったので、鉄損計算値と比較してフリッジングロスは 0.5%程度であった。これはフリッジングロスを十分に低減できしており、計算結果に大きな影響は与えない範囲であると考えられる。

ただし、励磁巻線よりもギャップに近い検出巻線で発生するフリッジングロスは考慮していない。これは、実測において検出巻線で発生するフリッジングロスを測定できているかの検討が行えていないためである。

5.6 まとめ

本章では、ダミー巻線を用いない一般的なインダクタでの損失解析を行った。検証実験に用いたインダクタは、励磁巻線でフリンジングロスが発生しやすいモデルとして、フリンジングロスを考慮した損失解析を行った。検証実験の結果、測定値と計算は誤差3%未満であり、よく一致することが確認できた。また、計算コストについては、一つの測定点に対して10分程度の電磁界解析のみで損失を算出し、シミュレーションによる熱計算に比べ大幅に計算量を削減できていることを確認した。また、2コイル法の精度に影響を及ぼす条件の検証実験を行い、誤差の変動を確認した。その結果、励磁巻線と検出巻線の結合率が強く影響を与える可能性が高いことが判明し、ギャップ付きインダクタでも工夫次第で損失測定が可能であることが確認できた。

第 6 章

今後の予定及び総論

6.1 今後の予定

本研究では、2 コイル法を用いてギャップ付きインダクタの損失測定を行い、フリンジングロスを考慮した損失計算値との比較から、測定・計算ともに比較的簡易で精度が高いことを確認した。今後はより多様な条件での検証実験を行い、あらゆるインダクタの損失解析の可能性を広げていく。本研究で検討を行えていない条件の中で、特に影響が強いと考えられる条件が「大電力励磁」「高周波」「コア材料」である。

大電力化は、今後の電力変換回路の進歩に欠かせない条件である。特に変化が顕著な応用例として、自動車が挙げられる。現在はハイブリット自動車が主流になりつつある変革期であり、使用する電流の上限は上昇の一途を辿っている。世代交代がもう一段進み電気自動車が一般的になる頃には、500A 以上の電流が当然のように扱われるようになると言われている。現状ではそのような励磁条件下でのインダクタの損失測定は不可能であるので、ロスマップ法を用いて損失を算出することはできない。本研究では、B-H アナライザの上限まで測定を行ったが、直流重畳バイアスなしで電流値は 4A の正弦波での測定に留まっている。今後は、ロスマップの近似式から測定範囲外の損失を計算し、測定値と比較しながら測定手法の改善を進める。

周波数に関しては、本研究では一貫して 10kHz の正弦波励磁での損失解析を行った。これはフリンジングロスの表皮効深さに対して十分に余裕がある範囲での解析であり、表皮効果が発生する領域での検討には至っていない。加えて、励磁巻線の形状も丸線で固定しており、角線などでの検証実験は行っていない。表皮効果が発生する領域では、フリンジングロスはより複雑な挙動を示すことが想定されるので、電磁界解析を併用した検証実験が必要である。

磁気コアの材料に関して、本研究では純鉄系複合磁性材のみでの検討に留まった。材

料によって透磁率が変動した場合、磁気抵抗も変化しフリンジングロスが増減する。加えて、今回は圧粉コアのみを用いたが、シートコアを使用した場合はコア中に発生するフリンジングロスも無視できないほど大きくなる。コア中のフリンジングロスも磁束の渦電流によるジュール損失であるので、2 コイル法による損失測定値に含まれる。ダミー巻線を用いた場合の巻線中のフリンジングロスとは異なり、コア中のフリンジングロスと鉄損を区別して測定を行うのは極めて困難であるので、損失計算による算出が求められる。

以上のように、本研究では検証できていない条件下での損失解析は多い。あらゆるインダクタでの損失解析を簡易かつ実用的な範囲で可能とするためには、今後も多様な条件で検討を進める必要がある。

6.2 総論

本論文では、励磁巻線中のフリンジングロスを考慮したギャップ付きインダクタの損失解析手法を開発し、その精度及び計算コストを重視した実用性を実験及び近似計算により評価した。

以下、本論文の各章を要約する。

第2章では、インダクタの現状と問題点についてまとめた。近年のインダクタは大電流励磁に対応した設計を要求されており、「小型」「低損失」「低コスト」といった需要を満たしつつ「ギャップの挿入」「低透磁率材料」によって対応しているが、実用的な損失解析手法の欠如が最適設計を阻害している現状について述べた。更に、従来の損失解析手法の問題点について述べ、先行研究における提案手法の優位性と課題から、本研究で改善・検証すべき諸問題についてまとめた。

第3章では、先行研究で残された課題に対する取り組みとその検証結果について述べた。前半では、電磁界解析の改善に焦点を当て、「シミュレーションモデルの再現性の向上」「有限要素法に用いるメッシュの見直し」について特に詳しく述べ、それらの検

証結果を示した。後半では実測手法である2コイル法に焦点を当て、ギャップ付きインダクタでの精度確保条件について検討し、その検証実験において高精度かつ低計算コストでの解析が可能であることを示した。

第4章では、フリンジングロスの簡易解析モデルを考案し、検証実験の内容と結果を示した。簡易解析モデルはダミー巻線という開放状態の巻線を用いたモデルであり、これまで測定報告がなかったフリンジングロスが、2コイル法を用いて非常に簡単に測定できることを示した。また、電磁界解析と近似計算を併用した低計算コストのフリンジングロス算出を行い、測定値と比較して十分に精度が得られていること確認した。

第5章では、実際のギャップ付きインダクタを使用して、フリンジングロス及び鉄損の解析を行った。解析モデルでは励磁巻線でフリンジングロスが発生するように設定し、第4章での簡易解析モデルを用いた検証をより現実的なモデルで行うことにより、提案手法の実用性を示した。検証実験の結果、高精度かつ低計算コストでギャップ付きインダクタでの損失解析が可能であることを示した。

近年のパワーエレクトロニクスに対する要求は多く、衰える傾向は見られない。インダクタという基本部品の最適設計を容易に行えるようにするために今後も本研究を推進していくことは、大きな工学的利益に繋がると考えられる。

参考文献

- [1] S. D Round, P. Karutz, M. L. Heldwein J. W. Kolar, “Towards a 30 kW/liter, Three-Phase Unity Power Factor Rectifier ” IEEE Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07
- [2] Braham Ferreira, “Power Electronics Drives the Future”, IEEE Power Electronics Magazine, Dec 2015
- [3] 一般社団法人 次世代自動車振興センター ホームページ
<http://www.cev-pc.or.jp>
- [4] Hiroaki Sato, Toshihisa Shimizu, “Study on an accurate iron loss calculation method considering the non-uniformity of the magnetic flux density.” IEEE Conference record of ECCE 2015.
- [5] H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Evaluation of Iron Loss of AC Filter Inductor used in Three-Phase PWM inverters Based on an Iron Loss Analyzer (ILA)” IEEE Trans. Power Electronics, (2016)
- [6] Peter Wallmeier, “Improved analytical modeling of Conductive losses in gapped high-frequency inductors” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 37, NO. 4, (2001)
- [7] J. Muhlethaler, “Modeling and multi-objective optimization of inductive power components.” ETH Ph.D thesis, 2012
- [8] B. Vafakhah and L. Chen, “Practical Design and Thermal Challenges of High Power DC-DC Converters in Hybrid Electric Vehicles (HEVs).” ECCE 2012
- [9] T. Kantou, S. Yamamoto, M. Kato, T. Keishi, and T. Sawai: “Electro-magnetic and Thermal Design Technology for Reactor Development”, SEI TECHNICAL REVIEW, No.70, pp.41–46 (2010)
- [10] K. Yoshikawa, M. Kitajima, H. Kawaguchi, A. Ito, M. Kato, and T. Sawai: “Development of Resin-Molded Reactor” , SEI Technical Review, No.178, pp.116–

- 120 (2011) (in Japanese) 吉川浩平・北島未規・川口 肇・伊藤 睦・加藤雅幸・澤井孝典：「樹脂モールドリアクトルの開発」, SEIテクニカルレビュー, Vol.178, pp.116-120 (2011)
- [11] S. Yamamoto, K. Kusawake, J. Ido, H. Kawaguchi, A. Ito, and M. Kato: “Small and Light Reactor for Boost Converter” , SEI Technical Review, No.185, pp.29-33 (2014) (in Japanese) 山本伸一郎・草別和嗣・井戸順二・川口 肇・伊藤 睦・加藤雅幸：「小型・軽量昇圧コンバータ用リアクトル」, SEIテクニカルレビュー, Vol.185, pp.29-33 (2014)
- [12] N. Igarashi, M. Uozumi, T. Kosuge, A. Sato, K. Kusawake, and K. Yamaguchi: “Pure Iron Based Soft Magnetic Composite Core That Enables Downsizing Automotive Reactors” , SEI Technical Review, No.186, pp.92-97 (2015) (in Japanese) 五十嵐直人・魚住真人・小菅敏行・伊藤 淳・草別和嗣・山口浩司：「車載用リアクトルの小型化を可能にした純鉄系圧粉コア」, SEIテクニカルレビュー, Vol.186, pp.92-97 (2015)
- [13] 杉山昌揮・山口登士也・大河内智・岸本秀史・服部 毅・齋藤貴伸：「車載用リアクトルコア用高密度・低損失圧粉磁心の開発」, SOKEIZAI, Vol.51, No.12, pp.24-29 (2010)
- [14] H. Hashimoto, K. Zaito, S. Hayashi, H. Mitani, and K. Inoue: “Low Loss Reactor Composed of Dust Core and a Copperbelt Coil” , KOBE STEEL ENGINEERING REPORTS, Vol.65, No.2, pp.16-20 (2015) (in Japanese) 橋本裕志・財津享司・林 俊平・三谷宏幸・井上憲一：「鉄粉コアと銅帯コイルで構成した低損失リアクトル」, 神戸製鋼技報, Vol.65, No.2, pp.16-20 (2015)
- [15] Akinari Yamashita, Mamiko Inamori, Masayuki Morimoto “Design of the Air Gap Distribution of an Inductor for Automobiles with CI-Type Core.” IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.136 No.11, 2016 (in Japanese) 山下聡也・稲森真美子・森本雅之：「CIコアを使った自動車用リアクトルのギャップ配置」, 電気学会論文誌D(産業応用部門), Vol.136 No. 11 pp.901-906(2016)

- [16] 沓掛暁史 下地広泰 城門由人 池田哲 金田嗣教 榎園正人「エプスタイン試験法とベクトル磁気特性測定法を用いた磁気特性の比較」平成21年度電気関係学会九州支部連合大会,13-2p-05
- [17] D. Christen, U. Badstuebner, J. Biela and J. W. Kolar, “Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters,” *Proc. IEEE/IEEE Int. Power Electron. Conf.*, pp.1438-1445, 2010.
- [18] M. Sippola and R. E. Sepponen, “Accurate prediction of high-frequency power-transformer losses and temperature rise,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 835–847, 2002.
- [19] C. X. C. Xiao, G. C. G. Chen, and W. G. H. Odendaal, “Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 657–664, 2007.
- [20] JMAG Newsletter 2013 年 1 月号 JMAG を 100%使いこなそう 第 7 回 条件に関する A to Z
<https://www.jmag-international.com/jp/newsletter/201301/05.html>

使用した装置



B-Hアナライザアナライザ

HSA4052とHSA4014はB-Hアナライザと接続することで、自動で出力を調整する電源である。出力電圧・出力電流によって使い分けていた。



3Dプリンター

謝辞

本研究は、大勢の方のご指導・ご鞭撻をして頂いた末の成果であります。この場をお借りして、簡単では御座いますが感謝の意を述べさせていただきます。

清水利久教授には、指導教員として本当にたくさんのことをご教授頂きました。実用レベルのパワーエレクトロニクスに初めて触れる私に、一から知識を学ぶ機会を与えてくださり、研究に関わるあらゆる知見を伝授してくださいました。厚く御礼申し上げます。

和田圭二准教授には、研究を進めるにあたり様々なご協力をして頂きました。理論的な知識のみではなく、文献・論文の探し方や学会における作法など、私が研究者として成長する上で欠かせないことを学ばせて頂きました。心より感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、ご指導いただきました三菱マテリアル株式会社 金川欣次氏に、深く感謝申し上げます。本研究に欠かせない電磁界解析に関して、実用的な知識をご教授していただきました。

研究室内で鉄損グループとしてご指導していただきました、松盛裕明氏・三輪明寛氏・備前良雄氏に心より感謝いたします。装置の使用法やインダクタに関する様々な知見を教えてくださいました。

先行研究に取り組んでいた佐藤弘明氏には、卒業しているにも関わらず休日を利用して電磁界解析の指導をして頂きました。シミュレーションに関して全くの無知であった私に、何度も休日を返上してご指導してくださいました。本当にありがとうございました。

私の学部時代の担当教員でありました中村成二准教授には、改めまして深く感謝申し上げます。修士課程では他分野での研究に取り組んでまいりましたが、中村先生にご指導頂いたことは生きた知識として研究の支えとなりました。重ね重ねありがとうございました。

最後になりましたが、2年間に渡り研究生活を共にしてくださった同期、先輩方や後輩たちに深く感謝申し上げます。

奥付

題名：フリンジング磁束を考慮したギャップ付きインダクタの損失解析

著者：保田 耕平

研究期間：2016年6月～2018年2月

印刷年月日：2018年2月14日