

分割モデルを用いたリッツ線における損失発生メカニズムの解析

Loss Analysis Using Split Models of Litz Wire

朝雛えみり^{a)†}・上田祐資^{a)}・永井歩美^{b)}・石飛 学^{a)}^{a)}奈良工業高等専門学校, 奈良県大和郡山市矢田町 22 (〒639-1080)^{b)}東北大学大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11 (〒980-0845)E. Asahina^{a)†}, Y. Ueda^{a)}, A. Nagai^{b)} and M. Ishitobi^{a)}^{a)} National Institute of Technology, Nara College, 22 Yata, Yamatokoriyama, Nara 639-1080, Japan^{b)} Graduate School of Engineering, Tohoku Univ., 6-6-11, Aramaki-Aoba, Aoba, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

Litz wire is used to reduce copper loss in high frequency applications. However, it has been confirmed that the loss increases compared with a single wire unless an appropriate Litz wire is selected, and therefore Litz wire cannot be used easily. Loss prediction is necessary to select an appropriate Litz wire, and methods have been reported or solving the Bessel function to make mathematical predictions and methods of making a database from finite element analysis and experiments. Both are effective methods, however complicated modeling or correct reproduction of the usage environment are necessary, and therefore the designer is required to have experience and academic knowledge. The purpose of this study is to enable field engineers to intuitively understand the loss generation mechanism and then handle Litz wire. Therefore, the basic elements of Litz wire were extracted and analyzed with a greatly simplified cylindrical coordinate model to clarify the relationship between the inductive current that causes loss and the wire structure.

Key words: Litz wire, proximity effect, skin effect, copper loss, eddy current

1. はじめに

家電民生機器、産業機器や自動車等の運輸機器は、要求される電力を供給・制御するスイッチング電源を内包しており、その中で高周波インダクタやトランスといった磁気デバイスが重要な役目を担っている¹⁾。磁気デバイスには巻線が必須で、電力伝送効率、放熱設計、信頼性や小型・軽量化の観点から限りなく低損失であることが望まれ、数10kHz～数100kHzの周波数帯においてリッツ線が多用されている²⁾³⁾。コストより性能が要求される場合、カーボンナノチューブ線、磁性めっきリッツ線⁴⁾⁵⁾や超伝導線の採用も考えられるが、特殊用途に限られる。また、超伝導線の低周波応用も検討されているが⁶⁾、超伝導状態は高周波で維持できないことが知られている。

リッツ線は、表皮・近接効果による電流の偏りを抑制するため、導線を細分化して1本1本絶縁し、それを撚り合わせた構造をもつ。しかしながら、使用条件に合った適切なものを選択しないと単線以上に発熱することが知られており⁷⁾、注意が必要である。信州大学の水野ら、岡山大学の川原ら他数件の報告において、この原因は複線の近接効果にあり、損失が最大となる素線数があることも述べられている⁷⁾⁸⁾⁹⁾。これらの報告は、実験的検証の上、ベッセル関数を用いて微分方程式を解き、また複素透磁率を導入することで数式的に損失を導いている。一方、Fraunhofer Institute for Integrated Systems and Device TechnologyのRoßkopfらをはじめとする数件の報告では、有限要素法を用いた電磁場解析により、同様の傾向を導出している¹⁰⁾¹¹⁾。つまり、適切なリッツ線は損失予測を通して選択することができ、複雑な式を解くか、有限要素解析や実験を基に作成されたデータベースが必要となる。どの方法も有効

な手段であるが、複雑なモデリングや使用環境の正確な再現が必要で、経験や理論的知識が設計者に要求される。さらに有限要素解析では、リッツ線の複雑な構造上、正確な結果を得るのに膨大な計算時間を要してしまう¹¹⁾。現場のエンジニアには、直観的に現象を把握し、設計やトラブル対処を行うことが求められる。リッツ線を扱う際も同様で、多くの行程を含んだ解析や計算を行わず、また得られた結果が正しいのか難しい判断を要しない方法、考え方がありと好ましい。

そこで本研究では、直観的にリッツ線内部の現象が把握できる解析モデルを用意し、線の構造に関する損失発生メカニズムの解明を試みている。

2. リッツ線の損失特性

リッツ線を近似した解析モデルをFig.1に示す。リッツ線が十分に撚られている場合、各素線内部で電流の偏りがあっても、それぞれの断面における平均電流値は等しくなる。リッツ線の中心軸に対して対称となる磁場が発生するため、断面全体の電流密度分布も軸対称となる。この解析では、外部から1A、1MHzの正弦波電流を供給し（以降、外部電流とする）、これを素線数で均等に割って各素線に流

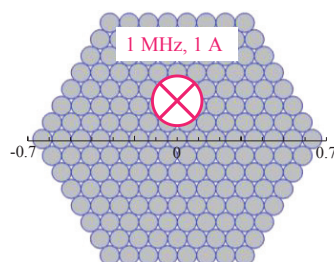


Fig.1 Analysis model of Litz wire.

している。リッツ線全体の断面積を 1.43 mm^2 と定め、素線径の増減 ($0.07\sim 1.35\text{ mm}$) に伴って素線数を可変させている。なお、素線間の最小絶縁距離として $0.1\mu\text{m}$ 設けている。以降の解析は全て COMSOL 社製の COMSOL Multiphysics® (ver.5.6) を用いており、無限長導体として定義の上、2次元解析を行っている。

Fig.1における素線径(素線数)を変化させたときの損失特性を Fig.2に、Fig.1の中心部における横軸上の電流密度分布を Fig.3に示す。以降、紙面、奥向きの電流を正とし、外部電流が 0 A かつ傾き正の電流密度分布を示している。Fig.2より、素線径が 0.19 mm のとき損失が最大になっている。また Fig.3を見ると、電流密度が 0.7 A/mm^2 (平均電流密度) を中心に波打っており、素線径が 0.19 mm および 0.45 mm のとき、同じ素線内を逆向きに流れる電流が確認できる。素線径 0.19 mm のとき、一素線に 142 mA しか流れていないにもかかわらず、正方向に 4.8 A/mm^2 、負方向に -3.2 A/mm^2 電流が流れている。このような導線内を交互に流れる電流は高周波空心インダクタの研究においても確認されており¹²⁾¹³⁾、損失の原因がこの電流にあることは容易に想像できる。つまり、この交互に流れる電流の発生メカニズムおよび傾向を把握することができれば、損失の予想が可能となる。

3. 損失解析モデルの提案

Fig.4にリッツ線の模式図とその解析モデルを示す。前述のように、十分に撚られたリッツ線では、各素線の平均電流が等しく、電流と磁束の分布がリッツ線の中心軸に対して対称となる。Fig.4(c)の解析モデルは、リッツ線を円筒座標上におき、 r 方向と θ 方向に導線を分割することで、各素線を近似している。このモデルの分割方向および分割数を可変させることで、各素線径および素線数の変化を表現している。

Table 1に、可変パラメータで分けた解析対象モデルを示す。Model A~Cを用いて θ 方向の絶縁分割構造が損失の発生に与える影響を、Model D~Fを用いて r 方向の絶縁分割構造が損失の発生に与える影響を解析している。損失の発生には、近接効果によって発生する誘導電流の影響が大きいと考えられるため、着目部から外部電流取り除いて誘導電流の影響を明確にした Model A, D および Model B, E を用意した。前者は中心部の円筒導体にのみ、後者は外側円筒導体にのみ外部電流を供給している。また、Model C, F では実際に近い状態を観察するため、全体に外部電流を供給している。

4. θ 方向分割モデルによる解析

4.1 θ 方向分割モデル

Fig.5に Model A~C の解析モデルを示す。ここで、3モデルともに外径 0.6 mm 、導体間の絶縁距離を 1 nm とし、分割数を $0\sim 10$ に可変させている。また、Model A, B の外環導体における内径を 0.4 mm 、中心導体の半径を 0.3 mm とし、Model A は中心導体に、Model B は外側円筒導体に、Model C は全体に外部電流

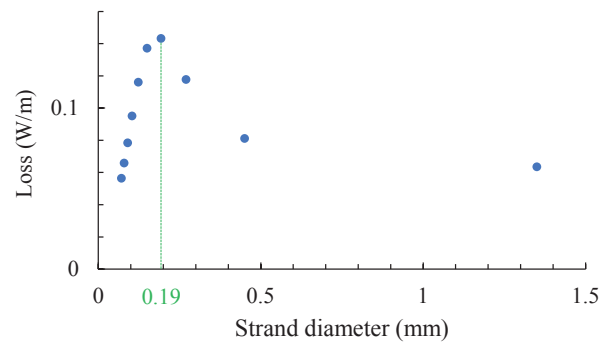


Fig.2 Loss characteristic of Litz wire.

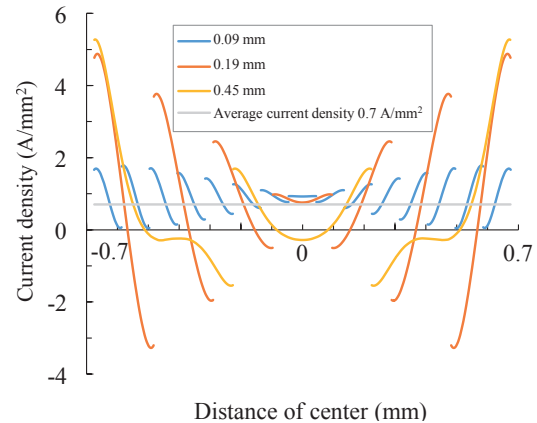


Fig.3 Current density distribution of Litz wire.

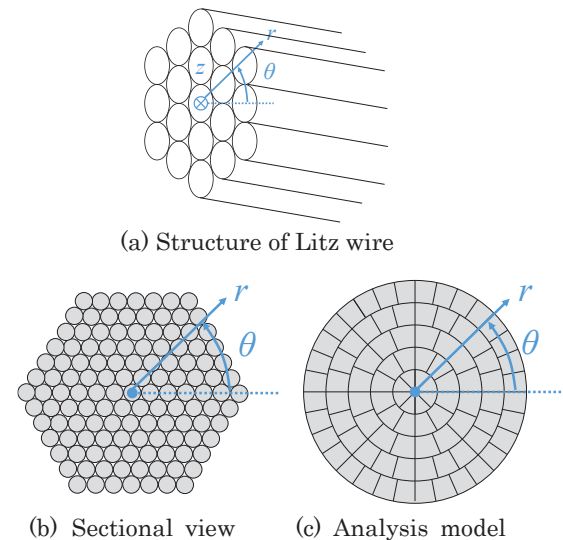


Fig.4 Analysis model of Litz wire.

Table 1 Analysis models.

	Model A	Model B	Model C
θ direction			
r direction			

を与えている。以降の解析において、Fig.1 同様、外部電流を 1A、1MHz とし、分割された各導体部の面積の割合でこの 1A を配分して供給している。

4.2 Model A, B, C における特性

Model A～C における損失特性を Fig.6 に示す。Fig.6 より、3 モデルとも θ 方向の分割数に依存しない損失の傾向が確認できる。次に各モデルにおける磁束密度分布を Fig.7～9 に示す。Fig.9 より磁束の表皮効果が確認でき、また磁束密度分布も分割数に依存しないことがわかる。(1)式に磁束密度 $B(r, \theta, t)$ と誘導電流密度 $j(r, \theta, t)$ の関係つまりアンペールの法則(微分形)を示す。ここで、無限長導線として解析しているため、変位電流の影響はない。

$$\text{rot} B(r, \theta, t) = \mu j(r, \theta, t) \quad \dots (1)$$

(1)式より、磁束密度分布が同じ空間において電流密度分布も同じになることがわかる。つまり、 θ 方向の分割数によって損失が変わらないことを示している。

5. r 方向の分割モデルによる解析

5.1 r 方向分割モデル

Fig.10 に Model D～F の解析モデルを示す。ここで、3 モデルともに外径 0.6mm、導体間の絶縁距離を 1nm とし、Model D, E の分割数を 1～10 (厚さ 0.015mm～0.3mm)、Model F の分割数を 1～20 (厚さ 0.03mm～0.6mm) に可変させている。DC 抵抗を一定にするため導体断面積を固定し、分割数の増減に伴って導体の厚さを変化させている。また、Model D の外側円筒導体群における内径を 0.4mm、中心導体の半径を 0.3mm とし、Model E の外側円筒導体における内径を 0.4mm (厚さ 0.2mm)、内部導体群の外径を 0.3mm としている。Model D は中心導体に、Model E は外側円筒導体に、Model F は全体に外部電流を与えている。

5.2 Model D, E における特性

Model D, E における損失特性を Fig.11 に、分割数を 1, 10, 20 としたときの電流密度分布を Fig.12 と Fig.13 に示す。Fig.11 より、損失は r 方向の分割数に依存しないことがわかる。また Fig.12 と Fig.13 から分割数による差がほとんど見られない。つまり、分割した導体間の絶縁距離が十分に短い場合、磁束密度分布が同様となる。したがって、分割した導体群を 1 つの導体(分割数 1 の状態)として近似することができる。Model D, E における分割数 1 の状態は、Model A, B における分割数 1 の状態と等しい。したがって、Model D, E の磁束密度分布は Fig.7(a) と Fig.8(a) で表される。Fig.7(a) と Fig.12, Fig.8(a) と Fig.13 の関係は(1)式を満たしており、磁束密度の偏りと電流密度の大きさが対応している。また外部電流と逆向きの誘導電流が確認できる。

Model D において、Fig.14 に示す半径 r の閉ループをとると、アンペールの法則(積分形)より(2)式が導かれる。ここで、閉ループ上の磁束密度を $B(r, t)$ 、導体中の透磁率を μ 、閉ループ内の総電流を $i(r, t)$ (中心導体に与えた外部電流 1A と閉ループ内の誘導電流の和)としている。3 章の解析結果から、(2)式が θ に依存

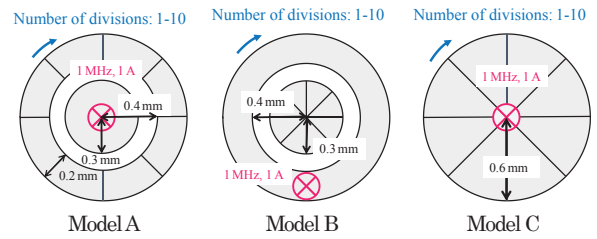


Fig.5 Analysis models (Model A - C).

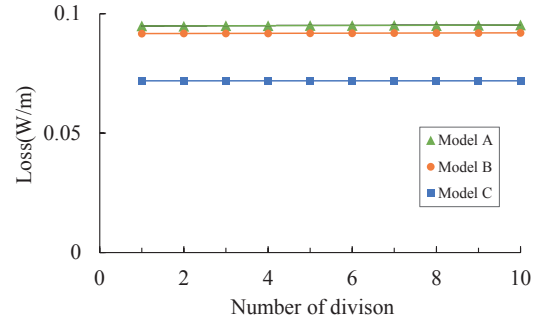


Fig.6 Loss characteristics of Model A - C.

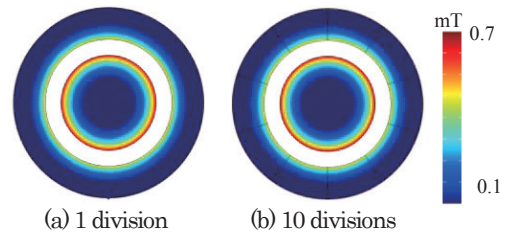


Fig.7 Magnetic flux density on Model A.

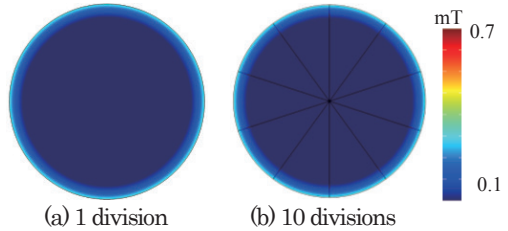


Fig.8 Magnetic flux density on Model B.

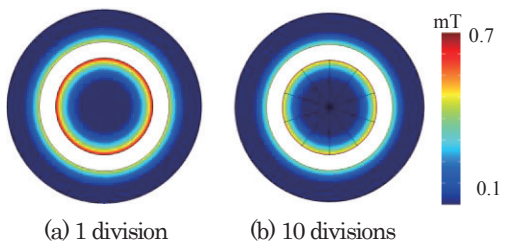


Fig.9 Magnetic flux density on Model C.

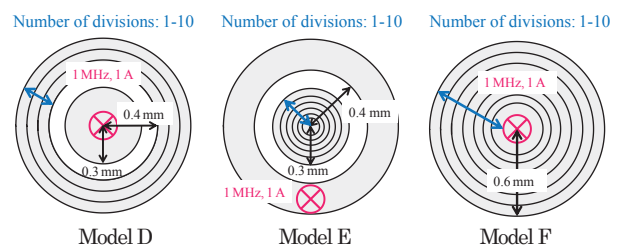


Fig.10 Analysis models (Model D - F).

しないことはすでにわかっている。

$$i(r, t) = \frac{2\pi r}{\mu} B(r, t) \quad \dots\dots(2)$$

レンツの法則より磁束密度 $B(r, t)$ は変化を嫌い、トランス 1 次・2 次電流の関係と同様に、 $i(r, t)$ 中の外部電流が上昇すると閉ループ内の誘導電流は減少する。0 A スタートのため (外部電流 0 A)、誘導電流が負の値を示すことがわかる。この外部電流と逆向きの誘導電流が、リッツ線における交互電流の要因となっている。

5.3 Model F における特性

Model F における損失特性を Fig.15 に示す。Fig.15 より、各円筒導体の厚さが 0.15 mm のとき、損失のピークが確認できる。また 1 MHz における表皮深さ δ が 0.066 mm であることから、損失の最大点が 2δ 付近にあるといえる。各円筒導体の厚さが 0.03 mm, 0.06 mm, 0.15 mm, 0.2 mm, 0.3 mm のときの電流密度分布を Fig.16 に示す。Fig.16 から、どの電流密度も 1.13 A/mm² (平均電流密度) を中心に波打っており、厚さが 0.12 mm 以上のとき、同一導体内であるにもかかわらず正負両方向の電流が確認できる。これは Fig.2 に示したリッツ線中の電流と同様である。この交互に

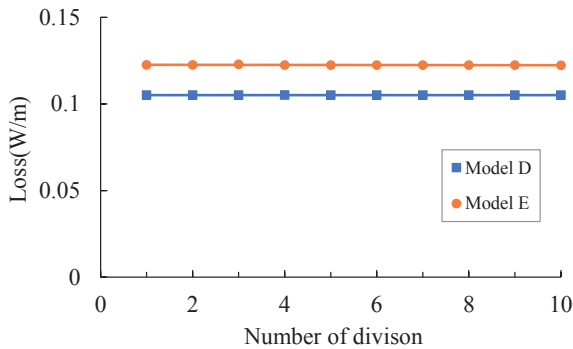


Fig.11 Loss characteristics of Model D, E.

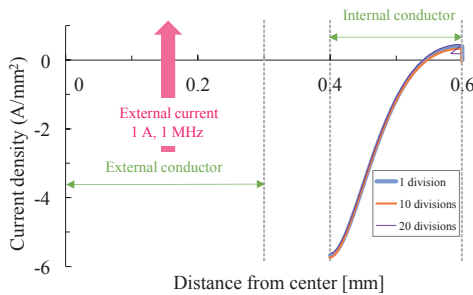


Fig.12 Current density distribution on Model D.

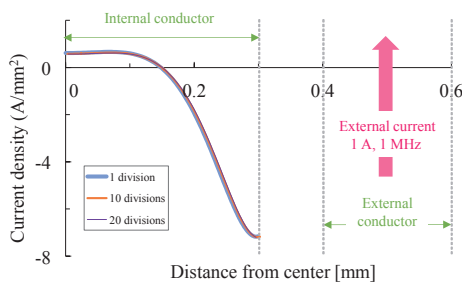


Fig.13 Current density distribution on Model E.

流れる電流が損失の主な原因であると考えられる。Model F 中 (円筒導体の厚さ 0.2 mm のとき) の円筒導体を 1 本抽出し、誘導電流の影響をなくしたときの電流密度分布を Fig.17 に示す。Fig.17 より表皮効果が確認でき、円筒導体の外半径付近で電流密度が最大となっている。なお、電流密度の集中箇所つまり表皮深さが導体の厚さに依存しないことは周知の事実である。

5.4 交互電流の原因

Model F において各円筒導体の厚さを 0.2 mm とした場合のモデルを Fig.18 に示す。Fig.18 のモデルにおける電流密度分布を Fig.19(a) に示す。また、円筒導体 Y に着目し、導体 Y に供給する外部電流と、導体 X および Z による誘導電流を分離させて表現したものを Fig.19(b) に示す。Fig.19(a), (b) より、円筒導体 Y に流れる電流が外部電流と誘導電流の重ね合わせで表現できることがわかる。導体 Y の厚さと導体 X および Z による誘導電流の関係を Fig.20 に示す。Fig.20 のように、導体 Y が薄くなると導体 X および Z による誘導電流の干渉が大きくなり、導体 Y における電流密度が増加する。損失は電流の二乗に比例するため、電流密度が集中すると損失の増加も顕著となる。導体 Y の厚さが δ 以下になると

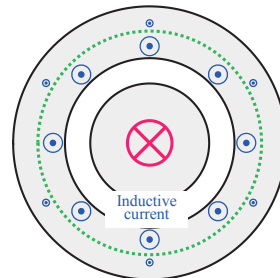


Fig.14 Closed loop of Model D.

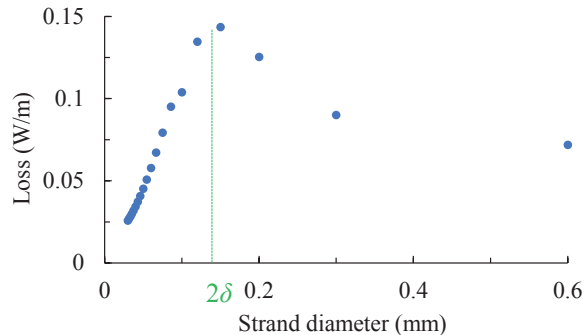


Fig.15 Loss characteristic of Model F.

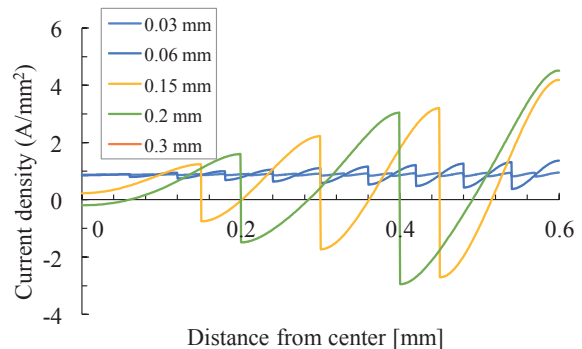


Fig.16 Current density distribution on Model F.

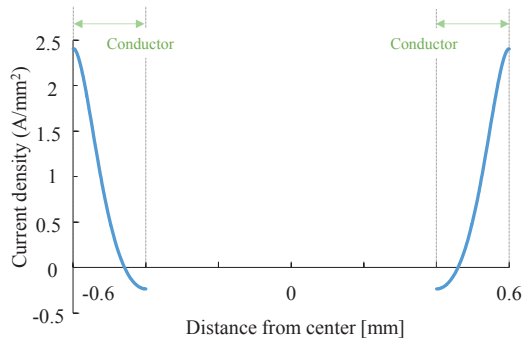


Fig.17 Current density distribution in single conductor.

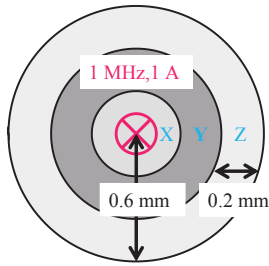
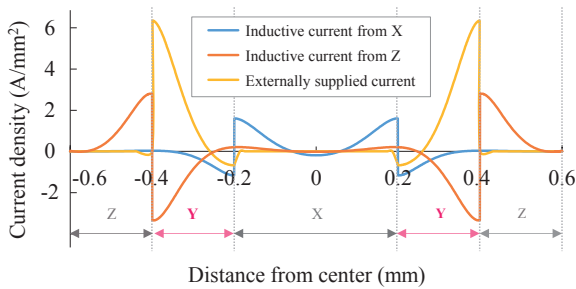
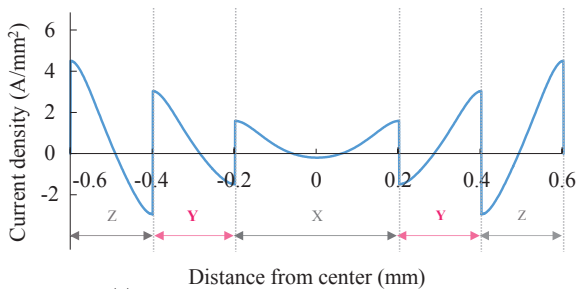


Fig.18 3-splits model of Model F.



(a) Externally supplied current and inductive current.



(b) Rippling current of 3-splits model

Fig.19 Current density distribution of 3-splits model.

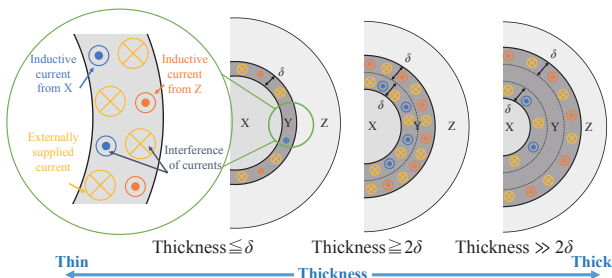


Fig.20 Conductor thickness and current distribution.

打ち消す誘導電流が増し、 2δ 付近で打ち消しが小さくなる。したがって、導体が薄く電流の分布に起伏がないほど、損失の抑制が可能であるといえる。

6. まとめ

本研究では、適切に使用および選択する際、損失予測が必要となるリッツ線を取り上げ、素線内の電流密度分布および損失発生メカニズムの検討を行った。特に直観的な現象理解を行うため、円筒座標のシンプルな解析モデルを提案し、損失増大の鍵となる単一線内の交互電流について、その発生原理を明らかにした。この電流は、素線径を小さくするほど干渉し合って減少し、特に表皮深さより小さいときその効果大きい。

今後、試作実験による検証を行う予定である。また、本論文ではリッツ線の単線がもつ特性に着目したが、巻いたときに現れる性質について平行で検討を進めており、近々報告予定である。今回の結果が、リッツ線の枠を越え、より高性能を実現する高周波電力用導線のヒントになれば幸いである。

References

- 1) S. Ehrlich, C. Joffe, H. Thielke, M. Leinfelder and M. März :Proc.2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) , pp.1237-1244, Anaheim, CA, USA (2019).
- 2) C. R. Sullivan and R. Y. Zhang : Proc.2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) pp. 2667-267, Fort Worth, Texas (2014).
- 3) A. Rahimi-Kian, A. Keyhani and J. M. Powell : Proc.IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, New Orleans, pp.1414-1420 2, LA, USA (1997).
- 4) T. Mizuno, K. Matsushita, K. Iida, A. Kamiya, D. Yamamoto : *Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics* **17**(2), pp.342-347 (2009).
- 5) T. Mizuno, T. Suzuki, T. Asahina, M. Noda, S. Enoki, H. Shinagawa, S. Uehara, H. Kitazawa : *The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan*, **127**, no.10, pp.611-620 (2007).
- 6) R. Inoue, D. Miyagi, M. Tsuda and H. Matsuki : *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, **27**, no.1, pp.1-6 (2017).
- 7) T. Mizuno, A. Kamiya, Y. Shimura, K. Iida, D. Yamamoto, N. Miyao, H. Sasadaira : *Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, **18**, no.3, pp.300-305 (2010).
- 8) B. A. Reese and C. R. Sullivan : Proc.2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp.1-8, Stanford, CA (2017).
- 9) S. Kawahara, K. Umetani and E. Hiraki : Proc.2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp.1541-1546, Japan (2020).
- 10) A. Roßkopf, E. Bär and C. Joffe : *IEEE Trans. Power Electronics*, **29**, no.10, pp.5454-5461 (2014).
- 11) S. Ehrlich, H. Rossmannith, M. Sauer, C. Joffe and M. März : *IEEE Trans. Power Electronics*, **36**, no.2, pp.2018-2032 (2021).
- 12) K. Umano, K. Matsuta, M. Ishitobi : Proc. Technical Committee on Semiconductor Power Converter IEEE Industry Applications Society, SPC, MD-42-54, pp.63-68, Japan (2020).
- 13) K. Matsuta, A. Nagai, M. Nakahama, K. Maeda, M. Ishitobi : *IEEE Trans. IA*, **139**, no.4, pp.409-415 (2019).

2021年1月8日受理, 2021年2月2日再受理, 2021年2月26日採録