

令和5年6月吉日

吉見商事株式会社  
専務取締役 吉見勇人

## 論文のご紹介

### 銅線より抵抗が低くなる銅クラッドアルミ線の高周波現象と電気機器への適用

拝啓 時下ますますご清栄のこととお喜び申し上げます。平素は格別のご高配を賜り、誠にありがとうございます。

この度、弊社仕入先様の大亜電線電纜股份有限公司の顧問であられる、上田克彦様より論文を紹介されました。上田様は長年この研究に尽力されてこられました。

内容に関しては、少々難しいところもございますが表題の7番以降が参考なるかと思いますのでご一読いただければ幸いです。

まずは、書面での紹介となりますがご興味ございましたら上田様と直接お話をする機会を設けることも可能でございます。

本論文に関するご質問等は下記問い合わせ先に連絡頂くか弊社担当営業に連絡をお願い致します。

なお、上田様の経歴に関しましては論文、最終ページに記載しております。

敬具

問い合わせ先

吉見商事(株) 畑中 [TEL:03-3436-4431](tel:03-3436-4431)

[E-mail:ham@yoshimi-trading.co.jp](mailto:ham@yoshimi-trading.co.jp)

# 銅線より抵抗が低くなる銅クラッドアルミ線の高周波現象と電気機器への適用

正員 上田 克彦<sup>\*a)</sup> 非会員 洪 啓峰<sup>\*\*</sup>

## The High-frequency Phenomenon of Copper Clad Aluminum Wires which are Lower the Alternating Current Resistance than Copper Solid Wires, and the Application of Copper Clad Aluminum Wires to the Electrical Equipment

Katsuhiko Ueda<sup>\*a)</sup>, Member, Chafen Hung<sup>\*\*</sup>, Non-member

(2022年5月31日受付, 2022年10月4日再受付)

The paper is proposed approximate formulas of the ac resistance of lead wires and coils which made by using copper clad aluminum (CCA) wires. There are the frequency range that the ac resistance of CCA wires is lower than it of copper solid wires for lead wires and coils of an electrical equipment. It is shown that the application of CCA wires is economical as comparing with copper solid wires, if the design is due to successful calculation in the electrical equipment. The measured resistance is compared with the formula. CCA wires is an example of multiple conductors which shall be expected to apply in future.

キーワード: 銅クラッドアルミ線, うず電流損

Keywords: copper clad aluminum wires, eddy current loss

### 1. まえがき

銅クラッドアルミ線 (Copper Clad Aluminum: 以下 CCA 線と言う) は, 同軸ケーブル, オーディオ機器やアンテナ等に古くから使用されて来たが, 高周波抵抗についての記述は少ない<sup>(1)</sup>。近年インバータ機器の普及に伴い CCA 線の採用が試みられて来たが, 利用可能な理論式が少ない事が障壁となっていた。中空導体の高周波抵抗は計算されているものの, ベッセル関数にて解析される事が多く<sup>(2)-(4)</sup>, 物理的イメージを浮かべにくく, 電気機器設計への CCA 線適用を困難にさせる一因でもあった。

本稿は, CCA 線のうず電流による高周波抵抗 (以下  $R_{ac}$  と言う) を物理的イメージが得やすいように近似式の算出

Table 1. Factors of skin effect for metals.

Metal	Specific Resistance $\rho$ ( $\Omega\text{m}$ )	Conductivity $\sigma$ (S/m)	Skin Effect Depth $\delta$ (m)
Silver	$1.59 \times 10^{-8}$	$6.30 \times 10^7$	$0.0634/\sqrt{f}$
Copper	$1.72 \times 10^{-8}$	$5.80 \times 10^7$	$0.0660/\sqrt{f}$
Aluminum	$2.82 \times 10^{-8}$	$3.54 \times 10^7$	$0.0846/\sqrt{f}$

を試みたものである。この為, 近似式が理解し易いように使用する各係数の概要をまず示すこととしたい。

Table 1 に導電金属の表皮効果係数をまとめ, 近似式の簡易計算化を図った。Table 1 の表皮効果厚  $\delta$  は, 透磁率  $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$  (H/m) と周波数  $f$  (Hz) および各金属の導電率  $\sigma$  (S/m) を使用して,  $\delta = \sqrt{2/\mu\sigma\omega}$  から計算した値である。

CCA 線は, ASTM B566 規格にて銅クラッド層の面積比率  $\lambda$  が 10%~20% の範囲で規定されており, 15% が標準で 20% 品が平角線に適用すると記載されている。

CCA 線を電気機器に適用する場合, 銅クラッド比率を ASTM 規格範囲内に限定すると応用範囲が狭くなる為, Table 2 に銅クラッドを 5~50% の範囲に拡大し, 各係数を示した。 $r_o$  は外側銅クラッド半径,  $r_i$  は内側アルミ導体半径,  $t$  は銅層厚,  $\sigma_{CU}$  と  $\sigma_{AL}$  は, 銅とアルミの導電率で

a) Correspondence to: Katsuhiko Ueda. E-mail: nqp06790@nifty.com

\* UEDA Lb

〒410-0815 沼津市南本郷町 4-27

UEDA Lb

4-27, Minami Hongo-cho, Numazu 410-0815, Japan

\*\* 大亜電線電纜

〒71847 台南市閑廊県 71847 中山路 2 段 249, 台湾

TAYA Electric Wire & Cable

No249, Sec.2. Chung Shan Rd., Kuan Miao, Hsiang, Tainan

71847, Taiwan

Table 2. The numerical calculation to each factors of CCA round wires.

Factors of CCA						Formulas of Calculation
Area Rate of Copper Layer (%)	$\lambda$	5	15	20	50	$\lambda = 100 (r_e^2 - r_i^2) / r_e^2$
Aluminum Radius (mm)	$r_i$	$0.975r_e$	$0.922r_e$	$0.894r_e$	$0.707r_e$	$r_i = r_e\sqrt{1-\lambda}$
Thickness of Copper Layer (mm)	$t$	$0.025r_e$	$0.078r_e$	$0.106r_e$	$0.293r_e$	$t = r_e [1 - \sqrt{1-\lambda}]$
Conductivity (S/m)	$\sigma$	$3.65 \times 10^7$	$3.88 \times 10^7$	$3.99 \times 10^7$	$4.67 \times 10^7$	$\sigma = \lambda\sigma_{cu} + (1-\lambda)\sigma_{AL}$
Specific Gravity (g/cm <sup>3</sup> )	$g$	3.00	3.63	3.94	5.80	$g = 8.89\lambda + 2.7(1-\lambda)$

ある。

Table 2 に示すように、アンテナ等で使用される 5%CCA 線はほとんどアルミ導体であるが、50%CCA 線は銅層が厚い為、高周波において銅ソリッド線 (以下 CU 線と言う) と等しい  $R_{ac}$  抵抗を低周波領域で得やすい。しかし、50%まで厚くすると銅比重 8.89 に近くなり、軽量化や経済性が悪くなる為、本文では特別な場合を除き 15%CCA 線を使用して検討・測定した。15%CCA の導電率  $\sigma_{CCA}$  は、 $3.88 \times 10^7$  (S/m) である。

提案した近似式を用いて具体的なコイルの  $R_{ac}$  抵抗を算出するに当たって、計算し易いように Table 1 および Table 2 と同様、各コイルの具体的な寸法を表記した。本文は、主として、計算値と測定値を比較したものであるが、CCA 線採用上解決すべき接続問題などの対策も付記した。

2. 銅導体および中空導体の表皮効果  $R_{ac}$  抵抗

無限厚の導体に高周波電流が流れる時、表面の直流電流密度  $i_0$  を起点とし、 $x$  点の電流密度  $i$  は、厚さ  $x$  方向へ指数関数的に減少する。表皮効果とは、Fig. 1 において  $S_A$  の面積と  $S_B$  面積が等しい  $e^{-1}$  の点の  $\delta$  を意味すると言って良い。

同様の考え方から、Fig. 2 において、中心軸から銅導体半径  $r_e$  および  $\delta'_{cu}$  を銅の等価表皮効果厚とすると (1) 式が成立する。

$$\delta'_{cu} - \int_0^{\delta'_{cu}} e^{-x/\delta} dx = \int_{\delta'_{cu}}^{r_e} e^{-x/\delta} dx \dots \dots \dots (1)$$

$$\therefore \delta'_{cu} = \delta_{cu}(1 - e^{-r_e/\delta_{cu}}) \dots \dots \dots (2)$$

したがって、銅導体半径  $r_e$  の表皮効果による ac 抵抗  $R_{CUac}$  は、(3) 式となる<sup>(5)</sup>

$$R_{CUac} = \frac{\rho_{cu}}{\pi \delta_{cu}(1 - e^{-r_e/\delta_{cu}})[2r_e - \delta_{cu}(1 - e^{-r_e/\delta_{cu}})]} \dots \dots \dots (3)$$

銅ソリッド導体と同様、銅中空導体でも、中心軸から外半径  $r_e$ 、内半径  $r_i$  および中空導体厚  $t$  とすると、Fig. 2 と同様、Fig. 3 となり、(4) 式および (5) 式が成立する。

$$\delta'_{cu} - \int_0^{\delta'_{cu}} e^{-x/\delta} dx = \int_{\delta'_{cu}}^t e^{-x/\delta} dx \dots \dots \dots (4)$$

$$\delta'_{cu} = \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}}) \dots \dots \dots (5)$$

したがって、銅中空導体の  $R_{CCac}$  は、(6) 式で導かれる。

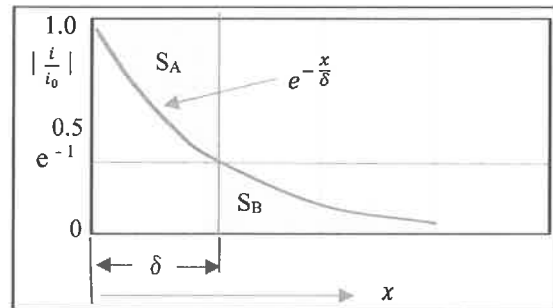


Fig. 1. The figure of skin effect in an infinity conductor.

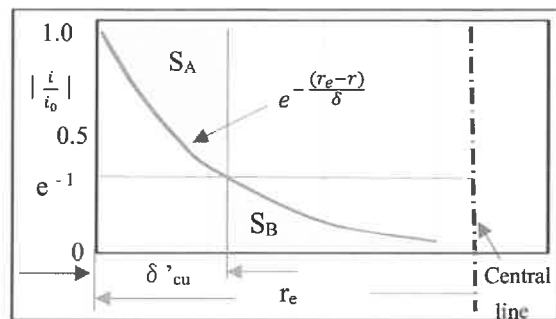


Fig. 2. Equivalent skin effect depth in radius  $r_e$  of a CU solid conductor.

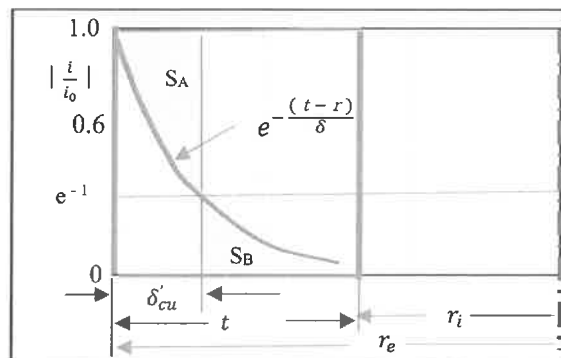


Fig. 3. Equivalent skin effect depth of a tubular conductor.

$$R_{CCac} = \frac{\rho_{cu}}{\pi \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})[2r_e - \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})]} \dots \dots \dots (6)$$

(3) 式および (6) 式において、 $\delta$  の項の  $\delta_{CU} \rightarrow \infty$  の時、CU 線と銅中空導体の直流 dc 抵抗は、(7) 式と (8) 式となる。

$$R_{CUdc} = \rho_{cu}/\pi r_e^2 \dots \dots \dots (7)$$

$$R_{CCdc} = \frac{\rho_{cu}}{\pi(r_e^2 - r_i^2)} \dots\dots\dots(8)$$

### 3. CCA線の表皮効果 $R_{ac}$ 抵抗

〈3・1〉 CCA線の表皮効果による  $R_{ac}$  抵抗式 Fig.3と同様, CCA線の銅層の外側半径  $r_e$ , アルミ半径  $r_i$ , 銅層厚  $t$  とし, 且つ, 銅層の係数  $A$  および  $B$ , アルミ層の係数  $C$ ,  $\sigma_{CU}$  および  $\sigma_{AL}$  を銅層とアルミ層の導電率とすると, 長手方向  $Z$  軸の銅層の電位  $E_{Z2}$  とアルミ層の電位  $E_{Z1}$  および  $\varphi$  軸の磁界  $H_{\varphi 2}$ ,  $H_{\varphi 1}$  は, (9)~(12)式となる。

$$E_{Z2} = [A \sinh(x/\delta_{CU}) + B \cosh(x/\delta_{CU})]/\sigma_{CU} \quad (r_e > x > r_i \text{ の時}) \dots\dots\dots(9)$$

$$E_{Z1} = C e^{-x/\delta_{AL}}/\sigma_{AL} \quad (r_i > x > 0 \text{ の時}) \dots\dots\dots(10)$$

$$H_{\varphi 2} = \delta_{CU} [A \cosh(x/\delta_{CU}) + B \sinh(x/\delta_{CU})] \quad (r_e > x > r_i \text{ の時}) \dots\dots\dots(11)$$

$$H_{\varphi 1} = -C \delta_{AL} e^{-x/\delta_{AL}} \quad (r_i > x > 0 \text{ の時}) \dots\dots\dots(12)$$

(9)式において,  $x = r_e - r = t$  の時, および, (10)式において,  $x = r_i - r = 0$  の時, すなわち  $r = r_i$  の境界面では,  $E_{Z2} = E_{Z1}$  により (13)式が成り立ち,  $H_{\varphi 2} = H_{\varphi 1}$  により (14)式が成り立ち, 銅層の係数  $B/A$  は (15)式となる。 $\delta_{AL}$  はアルミの表皮効果厚である ( $r$  は中心軸からの距離)。

$$[A \sinh(x/\delta_{CU}) + B \cosh(x/\delta_{CU})]/\sigma_{CU} = C/\sigma_{AL} \dots\dots\dots(13)$$

$$\delta_{CU} [A \cosh(t/\delta_{CU}) + B \sinh(t/\delta_{CU})] = -C \delta_{AL} \dots\dots\dots(14)$$

$$\frac{B}{A} = -\frac{\sinh(t/\delta_{cu}) + (\delta_{cu}\sigma_{cu}/\delta_{AL}\sigma_{AL}) \cosh(t/\delta_{cu})}{\cosh(t/\delta_{cu}) + (\delta_{cu}\sigma_{cu}/\delta_{AL}\sigma_{AL}) \sinh(t/\delta_{cu})} \dots\dots\dots(15)$$

(15)式において  $(\delta_{CU}\sigma_{CU}/\delta_{AL}\sigma_{AL}) = k$  とし,  $E_{Z2} > 0$  の範囲の (16)式と (17)式の  $A$  と  $B$  を (9)式に代入すると, (18)式が成立する (Table 1 より,  $k = 1.28$  である)。

$$A = -[\cosh(t/\delta_{cu}) + k \sinh(t/\delta_{cu})]e^{-t/\delta_{cu}} \dots\dots\dots(16)$$

$$B = [\sinh(t/\delta_{cu}) + k \cosh(t/\delta_{cu})]e^{-t/\delta_{cu}} \dots\dots\dots(17)$$

$$E_{Z2} = \{(k+1)e^{-x/\delta_{cu}} + e^{-t/\delta_{cu}}(k-1)e^{(x-t)/\delta_{cu}}\}/2\sigma_{cu} \dots\dots\dots(18)$$

(18)式は,  $e^{-x/\delta_{cu}}$  と  $e^{(x-t)/\delta_{cu}}$  の2種類の電流密度分布が総合された式であることが理解出来る。

(18)式の第二項の  $e^{(x-t)/\delta_{cu}}$  の項は, アルミ層電流によるうず電流により発生しており, 等価表皮効果厚  $\delta'_{CU}$  も同様に (19)式となる。第二項のうず電流による面積を計算する場合, 積算方向が逆方向な為, (20)式のアルミ層の係数  $C$  が導かれる。

$$\delta'_{cu} = \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}}) \dots\dots\dots(19)$$

$$C = e^{-t/\delta_{cu}} \dots\dots\dots(20)$$

したがって, (18)式の銅層の第一項と負の面積第二項を総合し, アルミ層の抵抗を加算すると CCA線の  $R_{CCAac}$  は, (21)式で示される。

$$R_{CCAac} = \frac{1}{\sigma_{cu}[(S_{CC1} - S_{CC2})] + e^{-t/\delta_{cu}}\sigma_{AL}S_{AL}} \dots\dots\dots(21)$$

ここで,  $S_{CC1}$  は銅層の第一項の電流密度面積,  $S_{CC2}$  は第二項の面積,  $S_{AL}$  はアルミ層の面積であり, 下記に示す。

$$S_{CC1} = \pi \frac{(k+1)}{2} \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})[2r_e - \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})]$$

$$S_{CC2} = \pi \frac{(k-1)}{2} e^{-t/\delta_{cu}} \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})[2r_i + \delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})]$$

$$S_{AL} = \pi \delta_{AL}(1 - e^{-r_i/\delta_{AL}})[2r_i - \delta_{AL}(1 - e^{-r_i/\delta_{AL}})]$$

$S_{CC1}$  と  $S_{CC2}$  を加算すると, (21)式の分母は (22)式となる。

$$\pi\{\sigma_{cu}\delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})\left[(k+1)r_e - (k-1)r_i e^{-t/\delta_{cu}} - \left(\frac{(k+1)}{2} + \frac{(k-1)}{2} e^{-t/\delta_{cu}}\right)\delta_{cu}(1 - e^{-t/\delta_{cu}})\right] + e^{-t/\delta_{cu}}\sigma_{AL}\delta_{AL}(1 - e^{-r_i/\delta_{AL}})[2r_i - \delta_{AL}(1 - e^{-r_i/\delta_{AL}})]\} \dots\dots\dots(22)$$

〈3・2〉 CCA線の  $R_{ac}$  が CU線の  $R_{ac}$  と一致する表皮効果の周波数範囲 (21)式および (22)式にて,  $\delta$  の項の  $\delta \rightarrow \infty$  の時, CCA線の直流抵抗  $R_{CCAdc}$  は (23)式となる。

$$R_{CCAdc} = \frac{1}{\pi\{(r_e^2 - r_i^2)\sigma_{cu} + r_i^2\sigma_{AL}\}} \dots\dots\dots(23)$$

(23)式は, CCA線の銅層の直流抵抗とアルミ層の直流抵抗が並列回路になっている事を意味し, CCA線の  $R_{CCAdc}$  は, (7)式の半径  $r_e$  の CU線の  $R_{CUdc}$  より大きい。

一方, ac抵抗において,  $R_{CCAac}$  が (3)式の  $R_{CUac}$  と等しくなる条件は, (3)式および (21)式において, (1)CU線の (3)式の ac抵抗の等価表皮効果厚が  $\delta'_{CU} \equiv t$  と, (2)アルミ層の電流密度の面積を低減させる  $e^{-t/\delta_{cu}}$  の項が効果的な場合, 即ち,  $\delta_{CU} \equiv t$  が必要である<sup>6)</sup>。Fig.4に, CCA線の銅層比率  $\lambda = 50\%$  の場合で,  $\delta_{CU} = t$  の条件の時の関係図を示した。

Table 2 に示すように,  $\lambda$  が 50% の場合  $t = 0.293r_e$  であり, Fig.4 中の  $t = \delta_{CU}$  の点で CU線の電流密度のカーブと CCA線の銅層のうず電流によるカーブが一致する。逆に CCA線のアルミ層のカーブは CU線のカーブより小さい。

(21)式と (3)式, および Fig.4 にて算出出来るように,  $t = \delta_{CU}$  の時, CCA線の電流密度の面積と CU線の電流密度面積は等しくなる。すなわち,  $t = \delta_{CU}$  時, (24)式が成り立つ ( $k^2 = \sigma_{CU}/\sigma_{AL} = 1.64$ ,  $k = \delta_{AL}/\delta_{CU} = 1.28$  を使用)。

$$R_{CCAac} \equiv R_{CUac} \equiv \frac{\rho_{cu}}{\pi(r_e^2 - r_i^2)} \dots\dots\dots(24)$$

$t = \delta_{CU}$  の時の周波数  $f$  (Hz) は, Table 2 と Table 1 から

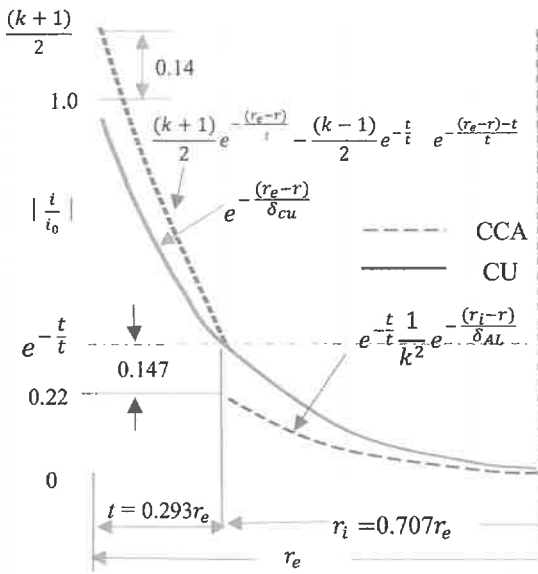


Fig.4. Comparison of current distribution between a copper conductor and a 50% CCA conductor when  $t = \delta_{cu}$ .

$r_e$  (mm) を用いて, (25) 式となる。

$$f \cong \frac{66^2}{r_e^2(1 - \sqrt{1 - \lambda})^2} \text{ (Hz)} \dots \dots \dots (25)$$

Fig. 4 に示すように,  $\delta_{CU} < t$  の場合,  $R_{CCAac} < R_{CUac}$  が導かれる。

#### 4. コイル形状の単線の $R_{ac}$ 抵抗式

##### 〈4・1〉 コイル形状の導体内のうず電流効果基本式

Dwight<sup>(9)</sup>は, 変圧器コイルのシート幅  $W$  の  $(p-1)$  層目の漏洩磁束から外側  $p$  層目の導体に発生した電流密度を最外層  $q$  層まで積算し,  $R_{ac}/R_{dc}$  の比  $F$  の (26) 式を導いた。

$$F = \frac{R_{ac} - R_{dc}}{R_{dc}} = D \left( \frac{q^2}{9} - \frac{1}{45} \right) \dots \dots \dots (26)$$

即ち, 交流抵抗は,  $(H/\delta)^2$  に比例する事を導き, 虚数であることを考慮し, エネルギー損失  $P = I^2 R$  から  $F \propto D$  を (27) 式のように, 2 乗倍して算出した。

$$D = \left( \frac{W}{S} \right)^2 \left( \frac{H}{\delta} \right)^4 \dots \dots \dots (27)$$

ここで,  $S$  は変圧器脚長であり,  $\delta$  は表皮効果厚,  $H$  はシート厚である。

P.L. Dwell<sup>(8)</sup>は, 平角導体の電流密度  $J$  を W.H. Lyon<sup>(9)</sup>の指数関数の式を発展させ, (28) 式の実数 (real) のみを解いた。

$$J = A \cosh(\alpha x) + B \sinh(\alpha x) \dots \dots \dots (28)$$

解として, 広周波数領域の式 (29) 式を算出した。

$$R_{ac} = R_{w0} \left\{ M' + \frac{(q^2 - 1)}{3} D' \right\} \dots \dots \dots (29)$$

ここで,  $\ell_A$  は平均コイル円周長,  $w$  は平角線幅,  $h$  は平角線厚,  $N_\ell$  は一層当たりのターン数,  $\eta = N_\ell w / S$ ,  $S$  は変圧器脚長,  $q$  は層数であり, 各係数は, (30) 式である。

$$\left. \begin{aligned} R_{w0} &= q\rho N_\ell^2 \ell_A / \eta S h \\ M' &= \alpha h \coth(\alpha h) \text{ real} \\ D' &= 2\alpha h \tanh(\alpha h / 2) \text{ real} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (30)$$

C.R. Sullivan<sup>(10)</sup>は, Dwell の式の  $M'$  の級数の第 1 項は 1,  $D'$  の級数の第 1 項は (27) 式の  $\sqrt{D}$  であることに着目し, 周波数が高くなくインダクタンスが変化しない範囲内において, Dwight の実数・近似式 (31) 式と (29) 式は近似することを示した。

$$\frac{R_{ac} - R_{dc}}{R_{dc}} \cong q^2 \sqrt{\frac{D}{9}} \dots \dots \dots (31)$$

以上示すように, 次の (32) 式が近似式であるものの, 実用的周波数範囲内のコイル形状の  $R_{ac}$  の基本式となる。

$$\frac{R_{ac} - R_{dc}}{R_{dc}} \cong q^2 \left( \frac{N_\ell w}{3S} \right) \left( \frac{h}{\delta} \right)^2 = q^2 \frac{\eta}{3} \left( \frac{h}{\delta} \right)^2 \dots \dots \dots (32)$$

ここで,  $h$  は平角線導体厚,  $\eta = W/S = N_\ell w / S$  である。

##### 〈4・2〉 コイル形状の丸線の $R_{ac}$ 抵抗式

(32) 式は, 表皮効果厚と等しい  $\delta$  が平角線厚  $h$  の上側に集束し, 直流電流面積  $S_{dc}$  と交流電流面積  $S_{ac}$  の比  $S_{dc}/S_{ac} = S_{dc}/w\delta$  を導いて計算しているが, 丸線へ適用する時, 形状の差を考慮せねばならない。もし  $H$  の正方形であれば,  $H^2/H\delta = H/\delta$  となる。丸線に適用する時, 丸線の半径を  $r$  とすると, 直流/交流の面積比は,  $\pi r^2/\pi r\delta = r/\delta$  となる。そして丸線の場合, 磁界の強さを示す電流密度の面積を  $2/\pi$  にて補正すべきである (漏洩磁束方向の上側と丸線の三日月電流密度面積を意味する Fig.5 参照)。

したがって, 丸線の場合 (33) 式が導かれる。

$$\frac{R_{ac} - R_{dc}}{R_{dc}} = \frac{q^2}{3} \left( \frac{N_\ell w}{S} \right) \left( \frac{2}{\pi} \right) \left( \frac{r}{\delta} \right)^2 \dots \dots \dots (33)$$

コイル形状における丸線の  $R_{ac}$  は, (34) 式となる。

$$R_{ac} = \frac{\rho_{cu} l_T}{\pi r^2} \left[ 1 + q^2 \frac{\eta}{3} \left( \frac{r}{\delta} \right)^2 \right] \dots \dots \dots (34)$$

ここで,  $l_T$  は総電線長である。

(6) 式的方式で表すとコイルの丸線  $R_{ac}$  は, (35) 式となる。

なお,  $\eta = (2N_\ell w / \pi S)$  である。

$$R_{ac} = \frac{\rho_{cu} l_T r_e^2}{\pi \delta p^2 (1 - e^{-r_e/\delta_p})^2 [2r_e - \delta_p (1 - e^{-r_e/\delta_p})]^2} \dots \dots \dots (35)$$

ここで,

$$\delta_p \cong \sqrt{\frac{3\pi}{8q^2\eta}} \delta_{CU} \dots \dots \dots (36)$$

(35) 式の交流電流の面積は, 円周  $\delta_p \cdot 2\pi r_e$  を示しているため, (36) 式の  $\delta_p$  は  $1/2$  にて補正した。

〈4・3〉 コイル形状の CCA 丸線の  $R_{ac}$  抵抗式 後述するコイル形状の時, CCA 内に発生する Fig. 5 の表皮効果厚により, CCA 線  $R_{ac}$  は, 銅層のうず電流係数とアルミ層のうず電流係数の面積比を加算して算出される。

$$\text{銅層うず電流係数} = \frac{\pi(r_e^2 - r_i^2)}{\pi r_e \delta_{cu}} \dots\dots\dots(37)$$

$$\text{アルミ層うず電流係数} = \frac{\pi r_i^2}{\pi r_i \delta_{AL}} \dots\dots\dots(38)$$

$$F_{CCA} \propto \left[ \frac{\pi(r_e^2 - r_i^2)}{\pi r_e \delta_{cu}} \right]^2 + \left[ \frac{\pi r_i^2}{\pi r_i \delta_{AL}} \right]^2 \\ = \left( \frac{\lambda r_e}{\delta_{cu}} \right)^2 + \left( \frac{r_i}{\delta_{AL}} \right)^2 \dots\dots\dots(39)$$

$R_{ac}/R_{dc}$  と等価な  $F_{CCA}$  を構成する (39) 式の第一項銅層コイル係数の ( ) 内分子  $\lambda r_e$  は, 面積を意味し, 半径  $\sqrt{\lambda r_e}$  の導体内に三日月表皮効果厚  $\delta_{cu}$  が発生したことに等価になる。したがって,  $R_{CCAac}$  は, (35) 式と同様, 銅層およびアルミ層のそれぞれの面積比で割り, 近似的 (40) 式が導かれる。

$$R_{CCAac} = \frac{\rho_{cu} l_T}{S_{CCK} + S_{ALK}} \dots\dots\dots(40)$$

ここで,  $S_{CCK}$  と  $S_{ALK}$  は, (41) 式と (42) 式にて表される。

$$S_{CCK} = \pi \delta_p^2 (1 - e^{-\frac{\sqrt{\lambda r_e}}{\delta_p}})^2 \\ \times \left[ 2 \sqrt{\lambda r_e} - \delta_p (1 - e^{-\frac{\sqrt{\lambda r_e}}{\delta_p}}) \right]^2 \frac{1}{(r_e^2 - r_i^2)} \dots\dots\dots(41)$$

$$S_{ALK} = \pi e^{-\frac{1}{2}(\frac{\lambda}{\delta_p})^2} k^2 \delta_p^2 (1 - e^{-\frac{r_i}{k \delta_p}})^2 \\ \times [2r_i - k \delta_p (1 - e^{-\frac{r_i}{k \delta_p}})]^2 \frac{1}{k^2 r_i^2} \dots\dots\dots(42)$$

ここでも, (36) 式と同様, 下記  $\delta_p$  を用いる。

$$\delta_p = \sqrt{3\pi/8q^2\eta\delta_{cu}}$$

(40) 式は, 銅層の等価半径  $\sqrt{\lambda r_e}$  を用いて, 銅層内の半円周の等価電流密度を計算した事になり, CCA 線の  $R_{ac}$  が (35) 式の CU 線の  $R_{ac}$  と等しくなる周波数と近似的な周波数範囲を結果的に示す事が可能となっている。

(40) 式において,  $\delta_p \rightarrow \infty$  の時 CCA 線の dc 抵抗を示し,

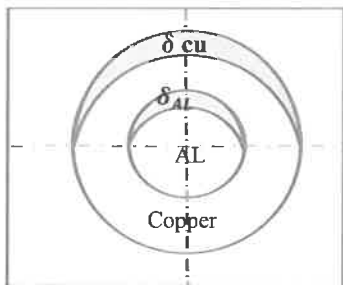


Fig. 5. Crescent current distribution in a CCA wire.

$r_i \rightarrow 0$  の時銅ソリッド線の  $R_{ac}$  を示し,  $\lambda \rightarrow 0$  の時アルミソリッド線の  $R_{ac}$  を示している。

(40) 式の簡易式は, (34) 式と同様, (43) 式となるが, この式から CU 線の  $R_{ac}$  と等しくなる範囲は求められない。

$$R_{CCAac} = R_{CCAac} \left[ 1 + q^2 \frac{\eta}{3} \left( \frac{r_e}{\delta_{CCA}} \right)^2 \right] \dots\dots\dots(43)$$

ここで,  $\delta_{CCA}$  は, Table 1 と Table 2 から算出出来る。

### 5. 短コイル形状でのリッツ線の $R_{ac}$ 抵抗式

〈5・1〉 リッツ線の概要 Fig. 6 に示すように, 外部磁界の環境下にリッツ線を配置した場合, 撚線と集合線とはうず電流分布が異なる。

リッツ線が同心撚りとする, Fig. 6(b) に示されるように, 撚り総本数  $n$  は, (44) 式で示される。

$$n = 1 + 6 + 12 + 18 + 24 + 30 + \dots = 1 + 6 \sum_{m=1}^m m \\ = 1 + 6 \frac{m(m+1)}{2} = 1 + 3m(m+1) \dots\dots\dots(44)$$

ここで,  $m$  は層数である。

撚線半径  $r_{Ll}$  は, 素線半径  $r$  とすると, Fig. 6(b) に示すように,

$$\left. \begin{aligned} r_{Ll} &= r(1+2m) \\ m &= (K_{Ll} - 1)/2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(45)$$

ここで,  $K_{Ll} = r_{Ll}/r$  である。

(45) 式を (44) 式に代入して,

$$n = 1 + 3(K_{Ll} - 1)(K_{Ll} + 1)/4 = (3K_{Ll}^2 + 1)/4$$

したがって,

$$K_{Ll} = \sqrt{\frac{4n}{3} - \frac{1}{3}} \cong \sqrt{\frac{4}{3}} \sqrt{n} \cong 1.155 \sqrt{n} \dots\dots\dots(46)$$

$$r_{Ll} \cong 1.155 \sqrt{nr} \dots\dots\dots(47)$$

一方, Fig. 7 に示すように, 素線長を  $X$ , 撚線仕上り径を  $D$  および撚りピッチを  $P$  とすると, 撚線の撚込率  $P_l$  は, (48) 式で示される

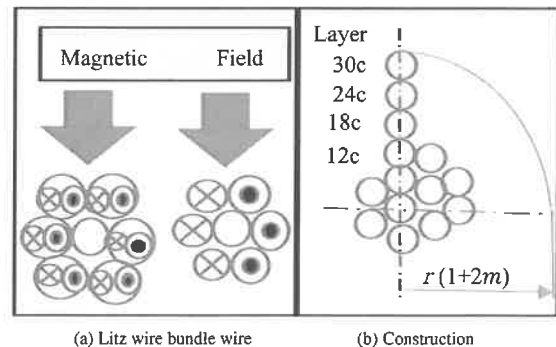


Fig. 6. Current distribution and construction of a litz wire.

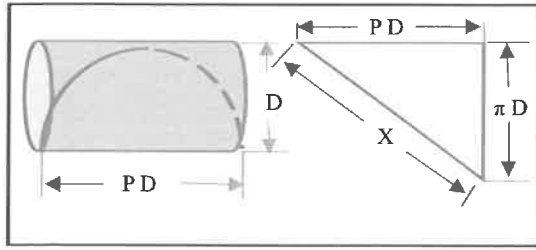


Fig. 7. Length of each wires after stranding.

$$\left. \begin{aligned} X^2 &= \pi^2 D^2 + P^2 D^2 \\ p_i &= \left( \frac{X}{PD} - 1 \right) = \left[ \frac{\sqrt{P^2 D^2 + \pi^2 D^2}}{PD} - 1 \right] \dots \dots (48) \end{aligned} \right\}$$

リッツ線の一般的なピッチ  $P = 20$  の場合、撚込み率は 1.23% であり、ピッチの小さい  $P = 8$  の場合の撚込み率は、7.4% となる為、素線長  $X$  はそれぞれの撚込み率ほど長くなる。ピッチ  $P$  が小さいと、作業上便利な場合もあるが、 $dc$  抵抗が大きくなるので、バランスを考慮すべきである。

一般的には、コイルが Z 巻きの場合、リッツ線の撚り方向も Z 巻きで撚りピッチが長い方が構造上  $R_{ac}$  は小さくなるが、リッツ線がコイルを一周する範囲内でリッツ線のピッチは少なくとも一周する必要がある。

〈5・2〉短コイルでのリッツ線の  $R_{ac}$  抵抗式 無限長と等価な単相の長コイルの単位長当たりの巻数を  $m_0$  とすると、 $m_0$  回のコイルに電流  $I$  (A) が流れた時、発生する磁界の強さ  $H$  (A/m) は、(49) 式で表される。

$$H = m_0 I \quad (\text{A/m}) \dots \dots \dots (49)$$

コイル一層当たりのターン数  $N_\ell$ 、コイル長  $\ell$  の場合も同様に、(50) 式となる。

$$H = N_\ell I / \ell \quad (\text{A/m}) \dots \dots \dots (50)$$

(33) 式の  $\eta = N_\ell w / \ell$  は一層当たりの導体占有率であり、磁界の強さも表している。

(49) 式および (50) 式は、コイル内で磁束密度  $B = \mu_0 H$  が、集束している事を意味し、磁束数  $\Phi$  はコイル平均半径  $a$  と総ターン数  $N$  とすると、(51) 式となる。

$$\Phi = \mu_0 \pi a^2 \ell I = \pi a^2 \mu_0 H = \pi \mu_0 a^2 N I / \ell \dots \dots \dots (51)$$

したがって、磁束鎖交数  $\Phi$  は、(52) 式で示される。

$$\Phi = N \varphi = \frac{\pi \mu_0 a^2 N^2 I}{\ell} \dots \dots \dots (52)$$

もし  $m_i$  コイルにて発生した磁束  $\varphi_i$  がコイル外部に拡散し、最終的にコイル内に集束しなく、他の  $m_k$  コイルと鎖交しないとすると (52) 式は (53) 式となる。

$$\Phi \doteq K_n \frac{\pi \mu_0 a^2 N^2 I}{\ell} \dots \dots \dots (53)$$

ここで、 $K_n$  は長岡係数である。長岡氏<sup>(4)</sup>によれば、長コイルと短コイルの 2 種類の鎖交

式を楕円関数にて統合し、一種類の長岡係数にて表した。長コイルの範囲は、 $\tan \theta = 2a / \ell$  の角度  $\theta$  が  $0 \sim 73.1^\circ$  の範囲とし、短コイルの範囲は  $67.4^\circ \sim 90^\circ$  である。本稿では、短コイルの範囲を扱うものである。

短コイルで (51) 式のコイル厚が大きい蚊取り線香巻きの円板コイルにおいては、鎖交磁束数の減少が著しく、磁束密度  $B = \mu H$  の減少および磁界の強さ  $H$  の低下を意味する為、リッツ線の短コイルでは近似式として (54a) 式を適用した。

$$\eta = \left( \frac{W}{S} \right) \left( \frac{2}{\pi} \right) \doteq \left( \frac{K_n N_\ell n d_e}{S} \right) \left( \frac{2}{\pi} \right) \dots \dots \dots (54a)$$

$S = N_\ell 1.15 \sqrt{n} k_0 d_e$  の時、(54a) 式は (54b) 式なる。

$$\eta = \frac{2 K_n N_\ell n d_e}{\pi N_\ell 1.15 \sqrt{n} k_0 d_e} = \frac{2 K_n \sqrt{n}}{1.15 \pi k_0} \dots \dots \dots (54b)$$

ここで、撚線仕上径  $d_{Li} = 1.15 \sqrt{n} k_0 d_e$ 、 $n$  はリッツ線の本数、 $k_0$  はエナメル線仕上り係数  $d_0 / d_e$ 、 $d_e$  は撚線の素線導体外径である。(54b) 式は、一本の撚線幅範囲内に  $n$  本の素線数  $n d_e$  が存在し、磁界の強さは、 $\sqrt{n}$  倍強く、 $K_n$  ほど減少する事を意味している。

したがって、短コイルの  $R_{ac}$  は、(55) 式となる。

$$R_{ac} = R_{dc} \left[ 1 + q^2 \frac{\eta}{3} \left( \frac{r_e}{\delta} \right)^2 \right] \dots \dots \dots (55)$$

$\eta$  内において  $K_n = 1$  の時が、一般コイルの場合であり、リッツ線の  $R_{dc}$  は (56) 式となる。

$$R_{dc} = \frac{\rho l_T}{\pi r_e^2 n} \dots \dots \dots (56)$$

(55) 式および (56) 式は、撚本数  $n$  を増加させても、周波数の増加に伴い、 $R_{ac}$  は、 $\sqrt{n}$  の効果しか発揮しない事を示している。

## 6. コイル形状の銅ソリッド丸線の $R_{ac}$ 抵抗測定

コイル形状の銅ソリッドエナメル丸線のうず電流による  $R_{ac}$  の近似式・計算値と測定値を比較した。導体径の範囲は、Table 3 に示すように、0.35 mm から 2.8 mm まで 4 サイズを 2 倍数にて変化させ、寸法効果をイメージし易く、且、近似式の誤差を明らかにする事を試みた。Fig. 8 に 0.35 mm と 1.4 mm の例を示し、Fig. 9 に 0.7 mm と 2.8 mm の例を示し、計算値と測定値の誤差をそれぞれ分解して比較した。測定に使用した LRC メータは、Quad Teck 7600 Pluss を使用し、 $R_{ac}$  とインダクタンスを各周波数にて測定した。

Fig. 8 および Fig. 9 に示すように、 $R_{ac}$  は導体径の 2 乗に比例して増加し、大きい導体径の  $R_{ac}$  は、周波数と共に小さい導体径の  $R_{ac}$  を追越している事が理解出来る。同じ周波数範囲でも、0.35 mm から 2.8 mm へと大きくなるにしたがって、 $R_{ac} / R_{dc}$  の範囲も大きくなっている。

$r / \delta$  が  $2 / \sqrt{2}$  より小さい範囲の表皮効果近似式は、(57) 式でも示される<sup>(7)</sup>。

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{1}{48} \left(\frac{r}{\delta}\right)^4 \dots \dots \dots (57)$$

(57) 式で  $r/\delta$  が 2 の時, 誤差 6% が発生する事が知られている。同様に,  $r/\delta$  が  $2/\sqrt{2} \sim 5/\sqrt{2}$  の範囲では, うず電流による実際のカーブが Fig. 2 の指数関数カーブと異なり,

Table 3. Size of copper solid wires & dimension of coils.

Conductor Size (mm)	0.35	0.7	1.4	2.8
Inner Width of Bobbin(mm) $S$	32	32	32	32
Turn Number / Layer $N_\ell$	47	42	22	11
Total Turn Number $N$	47	47	47	47
Coil Width (mm) $W$	17	32	32	32
Number of Layer $q$	1.0	1.1	2.1	4.3
$\eta = 2N_\ell d_e / \pi S$	0.60	0.59	0.61	0.61

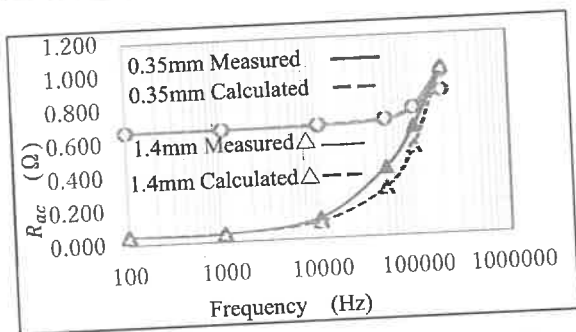


Fig. 8. Comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for 0.35 mm & 1.4 mm of copper solid wire in coils.

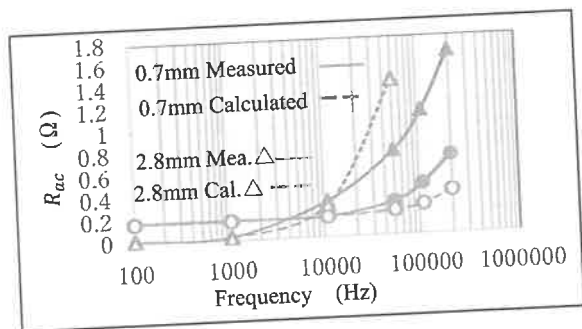


Fig. 9. Comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for 0.7 mm & 2.8 mm of copper solid wire in coils.

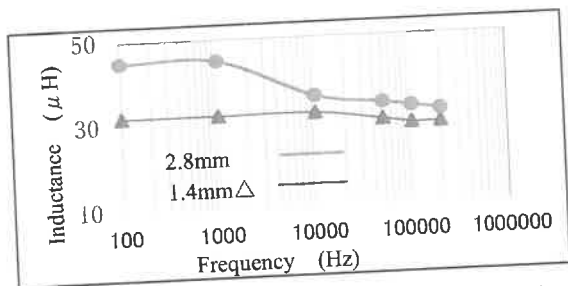


Fig. 10. Measured inductance of copper solid wire in coils.

指数関数による抵抗値は小さくなる ( $r/\delta = 2.39$  の時に顕著で, ベッセル関数を用いた式の解<sup>(4)</sup>では差は生じない)。同様の現象が下記のように発生した。

Fig. 8 に示すように, 導体径 0.35 mm の場合,  $r$  が小さい為, 周波数の大きい 120 kHz から計算値の誤差が発生・開始し, 200 kHz で誤差は 12% となっている。1.4 mm の場合, 5 kHz から誤差が発生・開始し, 50 kHz で 30% の誤差となり, 150 kHz で誤差が収束している。

Fig. 9 に示すように, 0.7 mm の場合 25 kHz で誤差が発生・開始し, 200 kHz で 45% の誤差が発生している。 $R_{ac}/R_{dc}$  が非常に大きくなる 2.8 mm の場合, 低い 1 kHz で誤差が開始し, 12 kHz で誤差が収束している。さらに Fig. 10 に示すように, 周波数が高いとインダクタンスの測定値が低下している事により, 2.8 mm の場合, 数 10 kHz 以上にて, 計算値と測定値の誤差が大きくなった。したがって,  $R_{ac}/R_{dc}$  近似式は, 層数も考慮し, インダクタンスの変化のない  $R_{ac}/R_{dc}$  が約 8 倍まで, 適用可能と見なせば良い。実用上の  $R_{ac}/R_{dc}$  は, 後述の例のように, 概ね 2 倍以内であり (例外的には数倍), 近似式は実用可能範囲内と見なせる。(34) 式と (35) 式に示すように, 該当近似式は指数関数を 2 乗倍している為, 近似式の計算値は表皮効果の誤差の約 2 乗倍となっている ((34) 式は, (3) 式の簡易式の 2 乗倍の形式を意味している)。

### 7. 商用周波数小型変圧器への CCA 線の適用例

50/60 Hz の商用周波数の変圧器への CCA 線の適用は, 一般的に考えられていないが, 可能性を試み, Fig. 11 に示す小型電源変圧器を用いて, 検討した結果を Table 4 に示す。

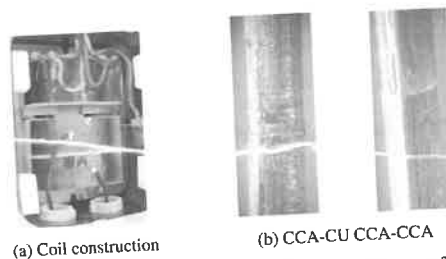


Fig. 11. The coil and press joint for a power transformer.

Table 4. Comparison result to a 50/60 Hz power transformer.

Kinds of Conductors, Size	CU 0.85	20%CCA0.88
Bobbin Width(mm) $S$	33	33
Turn Number/ Layer $N_\ell$	34	34
Number of Layer $q$	20	20
Total Turn Number $N$	680	680
$\eta = 2N_\ell d_e / \pi S$	0.56	0.58
$R_{dc}$ (Ω)	2.73	3.74
$R_{ac} = R_{dc} [1 + \frac{\eta q^2}{3} (\frac{r}{\delta})^2]$	3.15(Ω)	4.17(Ω)
Temperature Increase	70(°C)	93(°C)
Counter Measure :	130°C Class	155°C Class
Temperature Class UEW	B-1UEW	F-1UEW



検討した変圧器は、層数  $q$  が多く、うず電流損が大きい場合である。商用周波数である事から 20%CCA エナメル丸線を使用し、変圧器脚長  $S$  内の一層当たりのターン数  $N_\ell$  と層数  $q$  を同一にする事を配慮した。したがって、CU 線導体径 0.85 mm に対し、CCA 線導体径 0.88 mm を適用した。

Table 4 に示すように、CCA 線 0.88 mm の  $R_{ac}$  抵抗は、CU 線 0.85 mm の  $R_{ac}$  抵抗の 32% 増加となった為、コイル温度上昇が 23°C 増加した。温度上昇が比較的抑えられたことにより、対策として、現行 B 種 UEW (130°C クラス) を F 種 UEW (155°C クラス) に変更する事によって、適用可能となった。

CCA 線は、アルミ線と比較して冷間圧接続が可能ない点がある。Fig. 11(b) は、半田付け補修前であるが、冷間圧接続 CCA 線-Cu 線と CCA 線-CCA 線接続の例である。さらに、CCA 線端部も半田付けが可能ない為、取扱いが容易となり、CU 線と比較して経済的となる。

一方、22KV500KVA  $\Delta$ -Y 結線の高電圧  $H_v$  コイルの CU 丸線導体径 1.6 mm への CCA 線代替を試みたが、実験および計算の結果、CCA 線 2.1 mm でないと同等にならず、むしろアルミ線型変圧器のアルミ線標準導体径 2.3 mm に近く、適応困難なことが実験結果から明らかとなった。大きな理由は、高電圧変圧器では層間にエナメル皮膜に加えて、層間紙が挿入され、積層方向の積層効率が減少すること、ならびに %インピーダンスの制約により銅損が 3~4% に小さく設計され、銅損の増加の余地がほぼないことが大きい。

8. 高周波変圧器へのリッツ CCA 線の適用

電子レンジ用途に代表される高周波変圧器へリッツ CCA エナメル丸線を適用した例を Table 5 と Fig. 12 に示す。

リッツ線のうず電流損は、燃本数  $n \times$  コイルターン数  $N$  に比例するが<sup>(10)</sup>、最も大きな要因は  $(r/\delta)^2$  である。

一方、あまり知られていないが、燃線径の問題がある。燃線の仕上径が大きくなると、コイル層数が増加する為、構造・組合せ方法に改善の余地が発生する。Table 5 に示すように、低電圧側  $L_v$  コイルにおいて、導体径を 2 倍にして、親燃り  $\times$  子燃り 318 本の燃数を一重燃り 80 本に低減し、層数 4.25 層を 2.8 層に低下させる事を試みた。その結果、Fig. 12 に示すように、使用周波数 25 kHz で効果が得られた。計算値の誤差も 5% 以内である。

燃線の仕上り径  $d_{Li}$  は、前述のごとく  $1.15 \sqrt{n}$  に比例するが、親燃り  $\times$  子燃り  $\times$  孫燃りの場合、(58) 式で示される。

$$d_{Li} = k_0^3 (1.15)^3 \sqrt{nd_e} \dots \dots \dots (58)$$

ここで、 $k_0$  はエナメル線仕上り径  $d_0$  と導体径  $d_e$  の比である。もし、上記の 318 本の例が、親燃り  $\times$  子燃り  $\times$  孫燃りの場合であれば、更に効果が見込める事が予測出来る。

他方、高電圧  $H_v$  コイルにおいて、2重絶縁構造の 7 本燃を 3 本パラ巻に代替した場合は、Fig. 12 に示すように、効果が発揮出来なかった。この場合、巻線加工性から 3 本フラットパラ巻を採用しており、もし 3 本エッジ巻を採用

Table 5. Dimensions of a high-frequency transformer.

	$L_v$ Coil		$H_v$ Coil	
Kinds of Conductor	CU	CCA	CU	CCA
Size(mm) & Strands	0.1	0.2	0.13	0.22
Number	$\times 318c$	$\times 80c$	$\times 7c$	$\times 3c$
Construction of Litz	$6 \times 53c$	$1 \times 80c$	$1 \times 7c$	Para3c
Overall Dia.(mm) $d_{LT}$	3.1	2.3	0.492	0.768
Bobbin Width(mm)	15	15	12	12
Turn per Layers $N_\ell$	4	6	3 x 6	2 x 7
Total Turns $N$	17	17	270	270
Twist Rate $p_t$	1.05	1.02	1.03	1.0
Layer Number $q$	4.25	2.8	15	19.3
$\eta = 2 N_\ell n d_e / \pi S$	5.44	4.08	0.87	0.49
$R_{dc}$ ( $\Omega$ )	0.0147	0.0166	4.87	5.25

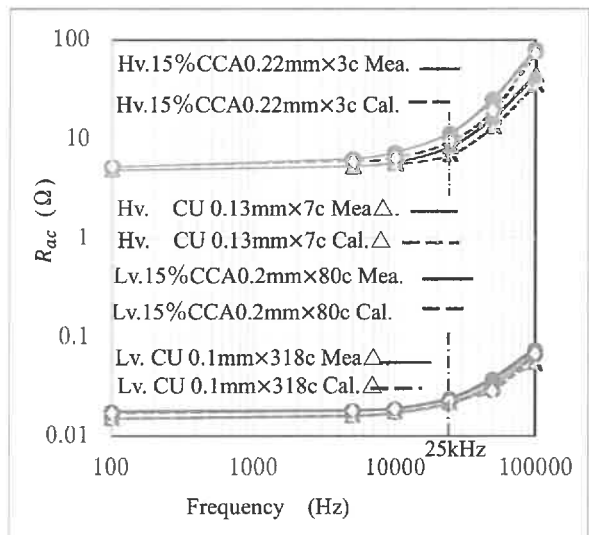


Fig. 12. Comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for  $L_v$  coil and  $H_v$  coil in a high-frequency transformer.

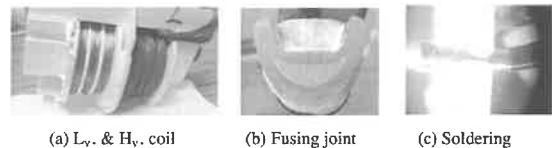


Fig. 13. The construction and the fusing joint terminal of a high-frequency transformer.

すれば、効果を発揮する事は容易に推定可能である。親燃り  $\times$  子燃り  $\times$  孫燃り、親燃り  $\times$  子燃りおよび 1 重燃りの 3 種類の構造のリッツ線を使用して、燃本数  $n$  が同一で、層数  $q$  とターン数  $N$  が同一の場合、うず電流損の実験値は上記の順で若干差があるものの同一レベルになった事が報告されているが<sup>(12)</sup>、(55) 式と (58) 式にて説明可能である。

高電圧側コイルは、絶縁強度を改善する為皮膜厚を厚くし、電界分布を均一にする為ボビン分割壁を設置するが、そのことにより一層当たりのターン数  $N_\ell$  の減少や層数  $q$  の増

加が伴い、最適化の検討の余地が発生する。Fig. 13(b)は、ディスクコイルでも使用するヒュージング接続例である。

### 9. 蚊取り線香巻きコイルへのリッツ CCA 線の適用

炊飯器や IH 調理器に代表される蚊取り線香巻きコイルへ CU 線の代替えとして CCA 線を採用した場合の各係数を Table 6 に示し、計算値も参考まで記載した。CCA 線を

Table 6. Dimensions of a disk coil and calculated  $R_{ac}$ .

Kinds of Conductor		CU	15%CCA
Size(mm) & Strands		0.3mm×28c	0.25mm×46c
Cross section(mm <sup>2</sup> )		1.98	2.26
Over all Dia. of Litz Wire (mm)		0.34×1.15 √28=2.07	0.287×1.15 √46=2.25
Inner Coil	Inner Dia.(mm)	100	100
	Number of Layers $q$	8	8
	$\eta = K_n \frac{2\sqrt{n}}{1.15\pi k_n}$	0.140	0.179
	$R_{dc}$ ( $\Omega$ )	0.0287	0.0377
	$R_{ac} = R_{dc} [1 + q^2 \frac{\eta}{3} (\frac{L}{\delta})^2]$	$\Omega$	$\Omega$
Frequency 50Hz (Hz)		0.0287	0.0377
5Hz		0.0310	0.0394
25kHz		0.0375	0.0471
Outer Coil	Inner Dia.(mm)	180	180
	Number of Layer $q$	12	12
	$\eta$	0.091	0.116
	$R_{dc}$	0.0758	0.1005
	$R_{ac}$	$\Omega$	$\Omega$
Frequency 50Hz (Hz)		0.0759	0.107
5kHz		0.0844	0.107
25kHz		0.113	0.124
Total	$R_{ac}$	$\Omega$	$\Omega$
	Frequency 50Hz (Hz)	0.105	0.145
	5kHz	0.115	0.146
25kHz		0.151	0.171

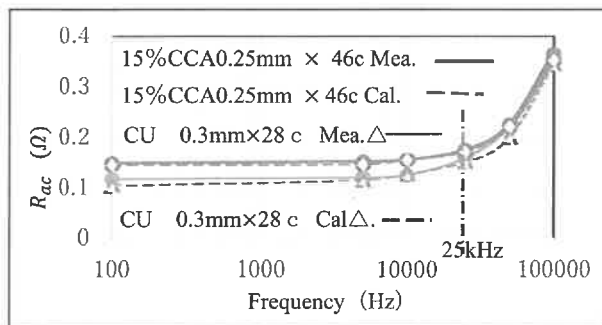


Fig. 14. Comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for CU litz wires and CCA litz wires in disk coils.

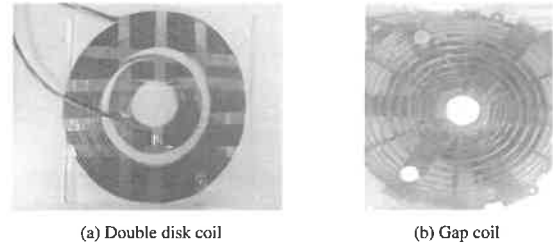


Fig. 15. The construction of a disk coil by using Litz wires.

採用する場合、使用周波数において、 $R_{ac}$ があまり大きくなることが必要な為、コイル幅に制約がない事から現行 CU 線の構造に対し、撚本数を多くし総断面積を大きくする事、且、素線径を小さくする事によって、CCA 線の  $R_{ac}$  の増加を制限する事が方策となる。Fig. 14 に示すように、CU 線の  $R_{ac}$  に対し、25 kHz にて、1.13 倍まで CCA 線の  $R_{ac}$  を近づけることが可能となった。計算値の誤差は、 $R_{ac}/R_{dc}$  が小さい為、測定値に対し、5%以内である。

一般的な市場では、Fig. 15(a)と同様、2分割コイルが使用されているが、3分割コイルを用いて各コイルの層数を少なくする事や、Fig. 15(b)に示すように、各層毎に空隙を設けるギャップ巻きなどが改善に有効な手段として考えられる。

オールメタル調理器では、鍋の透磁率が小さい為、 $NI\sqrt{f}$  を5倍程度にする必要があるが、撚本数  $n$  を増加させても、 $\sqrt{n}$  倍しか効果がないことを勘案し、リッツ線の2本パラ巻等による  $n$  数低減や親撚×子撚の同方向撚りの採用も改善の一手法として考察の対象になろう。

該当コイルには耐熱エナメル線が使用されている為、Fig. 13(b)に示すようなヒュージング接続が必要になる。銅の融点は1050°C程度の為、CU 線のヒュージング接続は困難ではなかったが、CCA 線ではアルミの融点が650°Cであり、CU-ALの合金の融点は更に50°C程度低下するので、精密なヒュージング通電条件に設定する必要がある。

ヒュージング第1通電パルス波形で耐熱被膜を軟化させ、第2通電パルス波形にて被膜を燃焼爆発させる機能を明確にし、2パルス通電条件を被膜の種類によって精確に設定せねばならない。

また、上市されている機器では、磁気効率を改善させる為、バックフェライトを設置させている場合もあるが、インダクタンスを測定すると初期効果が小さく、周波数と共にインダクタンスの低下が大きくなるなど疑問的な現象が発生している場合もあるので注意が必要である。

### 10. CCA 線の回転機への適用

〈10・1〉 ステッピングモータへの適用 商用周波数でない周波数で使用される代表的なモータはステッピングモータである。Fig. 16 に示すように、ユニポーラ型のコイルを使用した。CCA 線を CU 線の代替えとして使用する為、CCA 線の導体径は、CU 線に対して導体径を大きく出来なく、具

体的には、CU エナメル丸線 0.35 mm に対し、CCA エナメル線は 0.37 mm を採用した。

プールイントルクとプールアウトトルクの周波数範囲は、概ね 400 pps~2200 pps であり、測定周波数は 2000 Hz 内とした。Fig. 17 にステッピングモータの各周波数における  $R_{ac}$  測定値を示し、Table 7 にコイル係数を示した。

Fig. 17 に示すように、CCA 線の 0.37 mm の  $R_{ac}$  の実測値は、CU 線 0.35 mm の  $R_{ac}$  の実測値に対して、8% (2000 Hz)~18% (500 Hz) 大きい程度であり、実用上問題が生じていない。ターン数が元々多いこと、ならびに商用周波数と比較し、使用周波数が 10 倍から 40 倍である事が影響していよう。計算値の誤差は、測定値の 9% 以内であった。

ステッピングモータでは、CU 線にポリウレタン線を使用しているので、半田付け作業が行われているが、CCA 線で代替しても同様な作業が可能となる。

**(10・2) 交流整流子モータへの適用** 回転機分野で CCA 線の適用例が最も多いのは、交流整流子モータである。交流整流子モータは、電気掃除機、電気ドリル、ミキサーやコーヒーミルなどに用いられているが、高速回転の

為、固定子が回転子風速にて冷却されていること、およびターン数が多い事が (例 225 ターン) 要因と思われる。交流整流子モータでは、エナメル CU 丸線の導体径に対して、CCA 線の導体径はあまり大きくしていない。Fig. 18 に示す例は、CU 線導体径 0.32 mm に対し、CCA 線導体径は 0.33 mm であり、結果として、CCA 線にて代替した場合 40% も  $R_{ac}$  が増加しているが、実用・使用されている。

交流整流子モータの回転数とトルクは、(59) 式および (60) 式で示される。

$$\text{回転数 (rpm)} = (V - IR_a) / k\Phi \dots\dots\dots(59)$$

$$\text{トルク } T(\text{Nm}) = 2R_g NBIL \dots\dots\dots(60)$$

ここで、 $V$  は印加電圧、 $I$  は電流、 $R_a$  は巻線抵抗、 $\Phi$  は磁束、 $k$  は係数、 $R_g$  はギャップ半径 (ロータ径)、 $N$  はターン数、 $B$  は磁束密度、および  $L$  はコイル長である。

したがって、電圧を増加させると、回転数およびトルクが増加し、実用上問題にならないものと思われる。Fig. 20(a) に示すように、固定子が開放型である事も影響していよう。

Fig. 19 に示すように、周波数を増加させるとインダクタンスが低下し、コア損が発生した。その為、Fig. 18 に示すよ

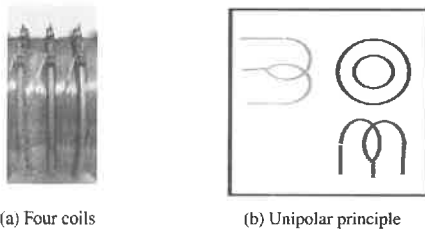


Fig. 16. The construction of a stepping motor.

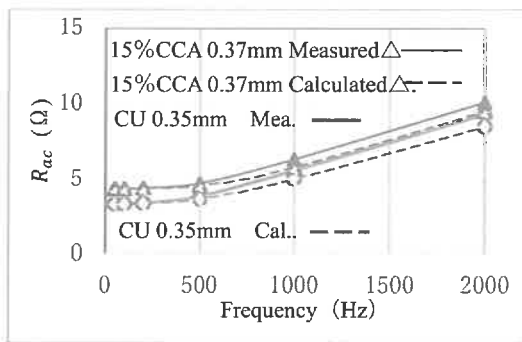


Fig. 17. Comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for CCA wires and CU wires in one coil of the stepping motor.

Table 7. Factors of one coil in the stepping motor.

Kinds of Conductor & Size	CU 0.35	CCA0.37
Turn Number per Layer $N_\ell$	10	10
Layer Number $q$	20	20
Total Turn Number $N$	200	200
$\eta = 2N_\ell d_e / \pi S$	0.53	0.53
$R_{dc} (\Omega)$	3.3	4.3

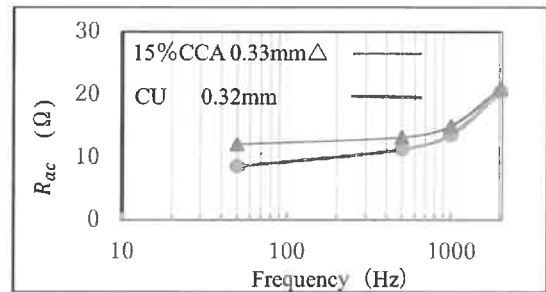


Fig. 18. Measured  $R_{ac}$  of a stator coil for universal motor.

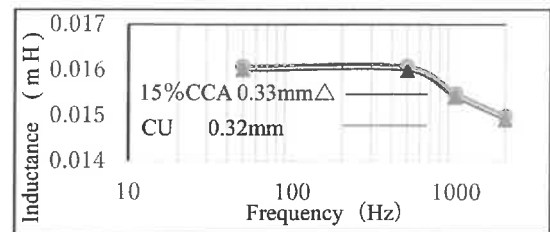


Fig. 19. Measured inductance of a stator coil.

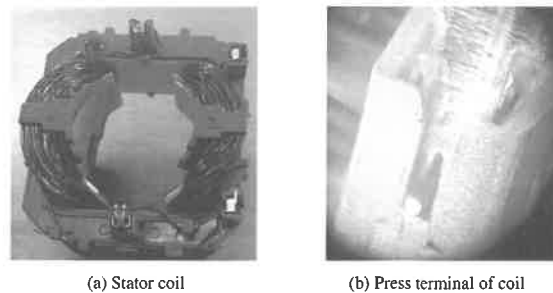


Fig. 20. The construction and a terminal of the universal motor.

うに、 $R_{ac}$  が大きくなるが、500 Hz までは変化していない。

CCA 線採用の場合、抵抗が高い為、負荷電圧  $IR_a$  が高くなり、(59) 式からブラシ接触電圧は低くなるはずであるが、ブラシの寿命が短くなった事例が 1 例ほどあり、採用時に確認が必要である。Fig. 20(b) に示す様に、端子にカシメ方式が採用されており、量産が可能である。

一方、三相産業モータやポンプモータに CCA 線を採用した場合、馬力や効率は問題とならないが、固定子コイルの温度上昇がベアリングまで及び、ハーメチックモータのように、冷却されないモータへの適用は困難である。例外として、2 本パラや 3 本パラの導体を使用している大型モータの場合は、導体径やパラ本数を有効に改善出来、総断面積を大きくする事が可能となす、CCA 線の適用が可能となる。

### 11. コイル形状において CCA 線 $R_{ac}$ が CU 線 $R_{ac}$ より小さくなる周波数範囲測定

前述 3 章にて、CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  より小さくなる表皮効果の周波数範囲が発生することを述べたが、コイル状態でも CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  より小さくなる周波数範囲が発生する。

15% の CCA エナメル丸線を使用し、0.29 mm と 1.6 mm の導体径において  $R_{ac}$  の周波数特性を測定し、Fig. 21 および Fig. 22 に示した。Fig. 21 の 0.29 mm の場合は、CCA 線の  $R_{ac}$  は、200 kHz で CU 線の  $R_{ac}$  にほぼ近づいているが、一致していない。

Fig. 22 に示すように、1.6 mm の場合は、8 kHz から 30 kHz の範囲で CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  より測定値は小さくなった。(40) 式の近似式の計算値も、周波数範囲は広いものの、概略同じ結果を示した。

表皮効果の場合は、 $e^{-t/\delta} = e^{-1}$  の時、即ち、 $t = \delta_{cu}$  の時、CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  に等しくなったが、コイル形状の場合は、 $e^{-\sqrt{\lambda r_e}/\delta_p} = e^{-1}$  の時、即ち、 $\sqrt{\lambda r_e} = \delta_p$  の時、CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  に等しくなった。その時の  $R_{ac}/R_{dc}$  は、(35) 式に代入し、表皮効果と同様、 $\lambda$  によって一定となる。しかし、CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  より小さい範囲は、広くないので注意を必要とする。そしてコイル形状により  $\delta_p$  を変化させる事、およびクラッド比率  $\lambda$  を変化させる事によって、CCA 線の  $R_{ac}$  が CU 線の  $R_{ac}$  より小さくなる周波数範囲を変化させることが可能となる。このような CCA 線のうず電流の現象は、CCA 線の銅層とアルミ層の境界面にて、電位と磁界が等しいと言う電磁法則からもたらされたものである。

使用したコイルの形状や導体径を Table 8 に示した。Fig. 21 では、Fig. 8 と同様に、計算値が測定値より小さくなる結果を示している。

最後に、見方を変え導体外側の場所の電磁現象を考える。

仮に漏洩磁束を減少させ、うず電流損を小さく出来れば  $R_{ac}$  を低下させる事が可能となる。一例として、エナメル皮膜中に高透磁率の粉体を混合した場合を Fig. 23 に示した。導体径とコイル係数は Table 9 に示した。Fig. 23 に示すよ

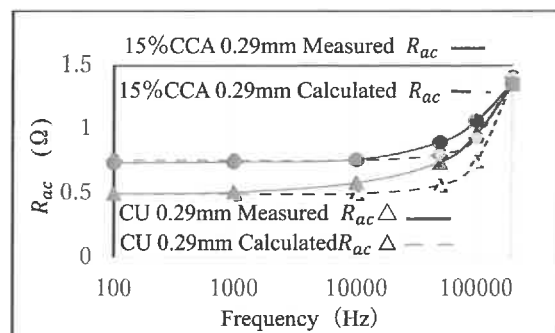


Fig. 21. The comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for CCA 0.29 mm and CU 0.29 mm in coils.

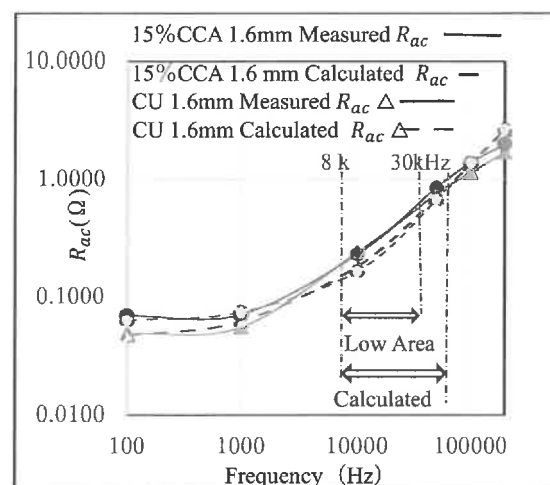


Fig. 22. The comparison between measured  $R_{ac}$  and calculated  $R_{ac}$  for CCA 1.6 mm and CU 1.6 mm in coils.

Table 8. Coil factors and dimensions of conductors for CU wires and CCA wires in the measured coils.

Kinds of Conductor	CU	CCA	CU	CCA
Size of Cond. (mm)	0.29	0.29	1.6	1.6
Bobbin Width (mm)	8	8	32.5	32.5
Turn Number/ Layer	20	20	19	19
Layer Number $q$	3	3	3	3
Total Turn Number	60	60	57	57
Magnetic Factor $\eta$	0.83	0.83	0.94	0.94

うに、通常皮膜の CU 線に比較して、高透磁率エナメル皮膜の CU 線の場合は、12% 程度  $R_{ac}$  が低下している。この例は、 $R_{ac}$  低減の一助であるものの、導体外の現象である。

一方、導体内の現象を示す CCA 丸線のうず電流現象は、銅層に二重に  $\delta$  が発生し、電流挙動を制限させる導体内現象を意味している。Fig. 5 にて説明すると、上部半円内の銅層とアルミ層に  $\delta$  が発生している事を示しているが、下部半円のアルミ層と銅層の境界面の銅層にも  $\delta$  が発生している。この下部銅層の  $\delta$  は、非常に小さい為、省略可能であり、Fig. 5 に示していないものの、三月電流密度面積は下向きになっている。この結果、(40) 式のように、銅層とアルミ層のうず電流損が並列接続として、近似計算が可能

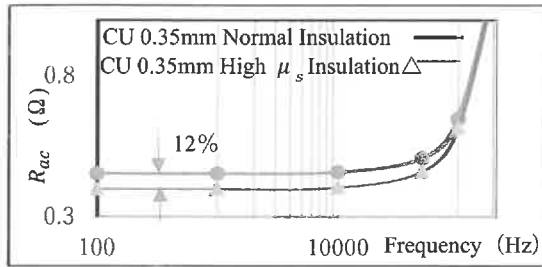


Fig. 23. Improved  $R_{ac}$  by a high-permeability  $\mu_s$  in an insulation film.

Table 9. Coil factors and a CU insulation wire which was used a high-permeability film in the measured coils.

Kinds of Conductor	CU	CU
Kinds of Film	Normal Film	High- $\mu_s$ Film
Size of Cond. (mm)	0.35	0.35
Bobbin Width (mm)	7	7
Turn Number/ Layer	16	16
Layer Number $q$	3	3
Total Turn Number	48	48
Magnetic Factor $\eta$	0.8	0.8

となっている。

さらに、歴史的な見方をすると、過去、コイル形状の  $R_{ac}$  を改善する場合、導体寸法と導体撚り方法を主要因として検討されて来たが、複合導体の検討はほぼ見られない。たとえば、変圧器の低圧側コイルに銅条もしくは経済性からアルミ条が使用されているが、銅とアルミのラミネート・シートは見られない。

もし、銅とアルミのラミネート・シートを使用した場合、コイル形状にもかかわらず、(21) 式の考え方が採用出来、銅層とアルミ層の境界面において、電位と磁界が等しくなる電磁現象の利点が発生しよう。ラミネート・シートの場合、クラッドの場合と異なり、面積比が厚さ比に等しくなる利点も加わる。このように、複合導体の適用は、高周波において、今後重要となろう (商用周波数での応用も含む)。

以上述べた両者とは、絶縁電線内の導体外・絶縁層と導体内・複合導体の現象を提起する事を意味しており、今後の電磁現象応用解析の一助として、期待出来よう (この両者は、単独現象ではなく、相関現象である)。

## 12. まとめと今後の課題

CCA 線を電気機器に適用する為、近似式を算出し、近似式と測定値を比較してきた。近似式に単純な指数関数を使用すると、誤差が発生するが、物理的イメージの簡易化を優先した。

まとめると今後の応用対象案も含め下記に要約される。

(1) 中空導体の表皮効果による  $R_{ac}$  の計算式が算出出来た事により、たとえば、高周波加熱装置に使用される中空導体の高周波抵抗算出の簡易化が可能となる。

(2) CCA 線の表皮効果による  $R_{ac}$  の計算式が算出出来

たことにより、たとえば、電子基板に使用される銀メッキ銅線等の高周波抵抗の算出も可能になる。

(3) 50 Hz/60 Hz の商用周波数に使用される電気機器において、経済性の観点から銅線を CCA 線にて代替する検討案を示すことが出来た。

(4) 高周波電気機器には、コイル幅が制約される場合とディスクコイルのようにコイル幅が制約されない場合があるが、それぞれの場合において、銅線を CCA 線にて代替する検討案を示す事が出来た。

(5) CCA 丸線を使用したコイルの  $R_{ac}$  が、銅丸線を使用したコイルの  $R_{ac}$  より小さくなる周波数範囲を算出および測定出来た。この結果、CCA 線の銅クラッド比率とコイル形状を変化させる事によって、電気機器に使用する周波数において、CCA 線の  $R_{ac}$  を銅線の  $R_{ac}$  にほぼ等しく出来る可能性を示す事が出来た。

(6) 絶縁電線において、絶縁層の透磁率を増加させる事および複合導体構成を最適化させる事によって、密巻コイルの  $R_{ac}$  の改善が可能であると言う視点を示せた。

本稿には、もう一つの期待と課題がある。

現在は、電気自動車の曙期であるが、電気自動車の世界で大きく普及した時、駆動モータや無接触給電装置もコンシューマ部品となる時代がやってくると想像される。その時、経済的で、軽くて、導体損が制御可能な CCA 線の採用が期待される。その為には、絶縁電線の絶縁層および複合導体の検討を含め、本稿の質の改善が必要となる。

85 kHz の無接触給電コイルは、ディスクコイルの検討結果が参考になり、EV 駆動モータは、材料技術において、1) 誘電率、2) 電子トラップ、3) 熱伝導率、4) 耐熱性が重要となっているが、さらに、5) 導体損の改善も必要になる。リッツ CCA 平角線の電気自動車への適用が今後の課題のひとつであり、付録にその課題の一部を示したが、複合導体の曙期の到来も含め、今後の発展を願う次第である。

## 謝 辞

検討・試作は、国内外の企業と共同で行ったものであるが、多くの企業が CCA 線の採用の公表を行っていない為、企業名の記載を控えた。すでに第 1 期 CCA 線採用から数年経過しており、各企業の方々の労苦が報われ第 2 期採用が訪れる事を期待し、情報に考慮し筆者らの測定値のみを公表した。企業の方々にお礼申し上げる。又、上滝氏<sup>1)</sup>には、ご指導戴いた事に感謝申し上げます。

## 文 献

- (1) C. Kamitaki and N. Guan: "Theoretical Analysis of AC Resistance of coil Made by Copper Clad Aluminum Wires", PIERS Proceeding Stockholm, Sweden 12-15 (2013-8)
- (2) W. Mingli and F. Yu: "Numerical Calculation of Internal Impedance of Solid and Tubular Cylindrical Conductors under Large Parameters", IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., Vol.No1 (2004-1)
- (3) H.B. Dwight: "Skin Effect and Proximity Effect in Tubular Conductors", A. IEE. Trans., Vol.41, pp.189-198 (1922)
- (4) D. Lovric, V. Boras, et al.: "Accuracy of Approximate Formulas for Internal Impedance of Tubular Cylindrical Conductors for Large parameters", Prog. Electromagn. Res. M, Vol.16, pp.171-184 (2011)

(5) M.M. Al-Asadi, A.P. Duty, et al.: "A Simple Formula for Calculating The frequency-Dependent Resistance of A Round Wire", *Microwave & Optical Technol. Lett.*, Vol.19, No.2 (1998-10)

(6) C.R. Sullivan: "Aluminum Winding and Other Strategies for High-Frequency Magnetics Design in an Era of High Copper of Energy Cost", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp.78-84 (2007-2)

(7) H.B. Dwight: "Electrical Coils and Conductors", Their Electrical Characteristics and Theory, McGRAW-HILL BOOK COMPANY, Inc (1945)

(8) P.L. Dowell: "Effects of Eddy Currents in Transformer Windings", *Proc. IEE*, Vol.113, No.8 (1966-8)

(9) W.V. Lyon: "Heat Losses in Conductors", *AIEE*, Vol.113, p.1361 (1921)

(10) C.R. Sullivan: "Optical Choice for Number of Strands in a Litz- Wire Transformer Winding", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.14, No.2 (1999)

(11) H. Nagaoka: "The Inductance Coefficients of Solenoids", *Journal of The College of Science, Imperial University, Tokyo, Japan* (1903)

(12) C.R. Sullivan and R.Y. Zhong: "Simplified design Method for Litz Wire", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC* (2014)

app. Table 1. Nagaoka factor  $K_n^{(1)}$ .

$\theta$	$K_n$	$\theta$	$K_n$
73°	0.407	82°	0.255
74°	0.395	83°	0.233
75°	0.380	84°	0.210
76°	0.364	85°	0.185
77°	0.348	86°	0.158
78°	0.331	87°	0.128
79°	0.314	88°	0.094
80°	0.295	89°	0.054
81°	0.276		

付 録

1. 平角線のコーナ径

サイズ厚さ  $a \times$  幅  $b$  の平角線において、コーナ径  $r$  を小さくする事が一部行われているが、 $R_{dc}$  の面積である  $S_{dc}$  は、(付 1) 式で示される。

$$S_{dc} = ab - (4 - \pi)r^2 \dots \dots \dots (付 1)$$

(付 1) 式に示されるように、コーナ径の面積が全体の面積  $ab$  に占める割合は小さくなく、且、三日月表皮効果厚  $\delta$  はコーナ部にも存在し、うず電流の面積  $b\delta$ 、又は  $a\delta$  に大きな影響を及ぼさない。したがって、 $(b/\delta)^2$ 、又は  $(a/\delta)^2$  に、 $R_{ac}$  が比例する事を第一に優先すべきであろう。

コーナ径を小さくすると、誘電率を改善してもコロナ開始電圧が低くなり、将来問題となる事を考えねばならない。

2. 平角線と熱伝導

導体損のエネルギーを放散させる電線の全熱抵抗  $R$  は、(付 2) 式にて算出される。

$$R = R_1 + R_2 \dots \dots \dots (付 2)$$

ここで、 $R_1$  : 絶縁体および被膜の熱抵抗 ( $^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}/\text{W}$ )  
 $R_2$  : 電線および絶縁体の表面熱抵抗 ( $^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}/\text{W}$ )  
 $R_2$  を支配する表面放散固有抵抗は、絶縁体の固有熱抵抗の約 10 倍であり、これを減少させることが重要事項となる。

$$\text{熱伝導の熱抵抗 } R_1 \propto \frac{\text{温度差}}{\text{熱量}} \times \text{絶縁厚} \dots \dots \dots (付 3)$$

$$\text{熱放射の熱抵抗 } R_2 \propto \frac{1}{\text{放射熱伝導率} \times \text{表面積}} \dots \dots \dots (付 4)$$

増大した銅損熱を放散させるには、放散固有熱抵抗を小

さくさせると同時に、丸線の線接触と異なり、平角線は面接触が可能なることを利用し、熱伝導比率を高める事も考慮すべきである。

3. リッツ CCA 平角線

EV 駆動モータで使用されている分布巻き全スロット数  $48 \div 3 \text{ 層} \div 2 \text{ 極} = 8$  スロットを事例にすると、1 相当たり 6 スロットとなり、1 極は  $3 \times 16 = 48$  本となるが、6 本の平角線をスロットに挿入する時、平角線サイズ  $a \times b$  を適切に選択出来ない問題が発生する。

回転数を 1.5 万 rpm 以上になると、うず電流損が大きく増加するが、現状の構造では対応が難しく、リッツ CCA エナメル線圧縮整形平角線の採用が将来求められよう。本構造は、8 章にて用いられた 2 重絶縁構造が参考出来る。

上 田 克 彦 (正員) 1970 年 3 月千葉大学大学院電気工学修士課程修了。1970 年 4 月フジクラ入社。超高压開発部所属。超高压 Cable および部品の開発に従事。1997 年巻線事業部転属。2006 年フジクラ退職。2006 年 6 月大亜電線電纜 (株) 顧問、研究開発に従事。



洪 啓 峰 (非会員) 2005 年 9 月崑山科技大学卒業。2014 年成功大学電機科博士課程修了。1995 年大亜電線電纜 (株) 入社。巻線事業部研究開発部所属。電力系統、配電系自動化、高電圧、部分放電などに従事。

