PWM インバータ駆動電動機の巻線内電圧分布

正員 一杉 和良 (関東学院大学) 正員 森安 正司 (関東学院大学)

正員 小原 孝志 (富士電機総合研究所)

Voltage Distribution in the Winding of PWM Inverter Motor.

Kazuyoshi Hitosugi, Member, Shoji Moriyasu, Member (Kanto Gakuin University)

Takashi Kobaru, Member (Fuji Electric C.R.D., Ltd)

The output voltage waveform of PWM inverter to use for the adjustable speed drive of the motor is the voltage which the pulse widths differ. When surge voltage of PWM inverter is applied to the motor, the surge voltage propagates in the motor winding. The propagation of surge voltage in the motor winding differs with the propagation in the cable, because interturn capacitance is much larger than ground capacitance. In case of the steep-fronted inverter voltage, the larger voltage is developed in the interturn and it might cause the interturn insulation breakdown of stator winding, which often leads to earth insulation failure. This paper states about the result of calculation and measurement for 600kW measurement motor to examine for the surge voltage propagation in the motor winding.

キーワード：誘導電動機, PWM インバータ, サージ電圧, 等価回路, 導体電位, ターン間電圧

1. はしがき

電動機の変速運転に利用されている PWM インバータは、電源電圧を直流に変換するコンバータ部、その直流電圧に含まれる脈動成分を平滑する直流中間回路部、および直流中間回路電圧を適切に ON-OFF して等価的な正弦波交流電圧を発生するインバータ部から成り立っている。

このとき、インバータ出力電圧波形はパルス幅の異なるパルスから成る一種のパルス列となる。

インバータ出力電圧には必要な基本波成分以外に、キャリア周波数に基因する多くの高調波成分が含まれるので、損失と騒音が増大する欠点がある。

損失と騒音の増大を極力小さくするために、インバータのキャリア周波数を高く選定しており、現在では約 20kHz のものが実用化されている。

一方、キャリア周波数の高い PWM インバータには、高速スイッチングが可能なトランジスタ (IGBT など) が使用されているが、スイッチング速度が高速であるため波頭長の非常に短いインバータ出力電圧が発生する⁽¹⁾。

本論文では、インバータ出力のパルス状電圧のように急激に変化する電圧を以降においてサージ電圧と記述する。

一方、電動機にサージ電圧が印加されると、ケーブルと同様にサージ電圧は巻線内を伝搬するが、ターン間には 1 ターン分の伝搬遅れがあるので、ターン間に比較的大きな電圧が発生することになる。インバータサージによる電動機巻線内の電圧分布については、実験的に求めたものはあるが、解析的に論じたものは少ない^{(2)~(7)}。また、解析的な

検討をした論文であっても、シミュレーションに必要な回路定数の算定式を示したものは、著者の知る限りない。

ケーブル線路は線路インダクタンスと対地静電容量からなる分布定数で表されるが、電動機巻線の場合には対地静電容量以外に、これより大きな静電容量がターン間に存在するので、ケーブルとは様子が異なったものとなる。

本論文は、回路定数の算定式と回路方程式を導出し、電動機巻線内の電圧分布の検討のために試作した 600kW 実験機に対して、解析と実測について述べたものである。

2. 電動機のコイル構成と回路定数

2.1 コイル構成

多ターンコイルで構成される電動機の高圧固定子巻線の断面図を図 1 に示す。

1 コイルは m ターンからなり、これが一相当り n 個の直列コイル数で構成されているものとする。コイルは横並び素線数が 2 で、1 ターンは $2 \times n_s$ の並列素線数で構成される。また、鉄心長を l_s 、コイルのハーフターン長を l_c とする。対地絶縁表面には低抵抗処理が施されている場合がある。この場合には、対地静電容量はコイルの上下端導体 (C_A) と中間の導体 (C_B) では値は異なる。

一方、導体間に存在する静電容量 C_S は全て同一である。

2.2 ハーフターン導体当りの等価回路定数

(1) 静電容量

隣接する導体間に存在する静電容量 (ターン間静電容量) C_S は、導体長全長に存在しているため、近似的に次式

図1 高圧固定子巻線の断面図

Fig. 1. Cross section of the high-voltage stator winding.

となる。

$$C_S = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{2 \cdot (b_{CU} + 2d_S)}{2d_S} \times l_C \times 10^6 \quad [\mu F] \quad (1)$$

コイルの対地絶縁表面に低抵抗処理が施されている場合には、上下端導体の対地静電容量 C_A は、 l_{AGS} を低抵抗処理部の長さとして、近似的に次式となる。

$$C_A = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{2n_s \cdot (h_{CU} + 2d_S) + 2 \cdot (b_{CU} + 2d_S)}{d_H + d_S} \times l_{AGS} \times 10^6 \quad [\mu F] \quad (2)$$

一方、上下端導体以外の対地静電容量 C_B は、導体の側面のみに低抵抗処理が施されているため、近似的に

$$C_B = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{2n_s \cdot (h_{CU} + 2d_S)}{d_H + d_S} \times l_{AGS} \times 10^6 \quad [\mu F] \quad (3)$$

で与えられる。低抵抗処理がない場合の C_A は C_B と同一である。ただし、 $l_{AGS} = l_S$ とする。

なお、導体と鉄心間および導体間における電気力線の拡がりを考慮して、素線幅と素線厚はそれぞれ $b_{CU} + 2d_S$ 、 $h_{CU} + 2d_S$ として静電容量を求めた。

(2) コイルの漏れインダクタンス

1 コイルの導体番号を図 2(a), (c) に示す。コイルエンドにおいて、上コイルの導体 1 は下コイルの導体 1 に、上コイルの導体 i は下コイルの導体 i に接続される。

各導体には自己インダクタンスと導体間の相互インダクタンスがある。なお、上コイルと下コイルを区別するために、それぞれ添字 i と b を付ける。

一例として、導体の表皮効果を無視して上コイルの導体 i と k 間のスロット部相互インダクタンス M_{iNki} について導出する。

導体 i の電流を i_C とすると、磁束密度分布は図 2(b) のようになる。この磁束による導体 k の鎖交磁束数 ϕ_{ki} は次式となる。

図2 コイル導体と磁束密度

Fig. 2. Conductor number and magnetic distribution.

$$\left. \begin{aligned} \phi_{ki} &= \int_0^b B(x) \cdot l_S \cdot dx = \int_0^a \frac{B_C}{a} \cdot x \cdot l_S \cdot dx + \int_a^b B_C \cdot l_S \cdot dx \\ a &= \frac{h_C}{m}, \quad b = h_K + d_H + \frac{h_C}{m} i, \quad B_C = \frac{\mu_0 \cdot i_C}{b_N} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

(4) 式より、スロット部の導体 i, k 間の相互インダクタンスは次式で与えられる。

$$M_{iNki} = \frac{\phi_{ki}}{i_C} \times 10^6 = \mu_0 \cdot \frac{h_K + d_H + \frac{2i-1}{2m} \cdot h_C}{b_N} \cdot l_S \times 10^6 \quad [\mu H] \quad (5)$$

同様の導出手法によって、上下コイルのスロット部の自己および相互インダクタンス L_{Ni} 、 M_{Nik} [μH] を求めると次のようになる。ただし、次項(3)に述べる導体の表皮効果を無視する。

(a) 上コイル

$$L_{Ni} = \mu_0 \cdot \frac{h_K + d_H + \frac{2i-1}{2m} \cdot h_C}{b_N} \times l_S \times 10^6 \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} M_{Nik} &= \mu_0 \cdot \frac{h_K + d_H + \frac{2g_i-1}{2m} \cdot h_C}{b_N} \cdot l_S \times 10^6 \\ g_i &= \min(i, k), \quad M_{Nik} = M_{Nki} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(b) 下コイル

$$L_{Nbi} = \mu_0 \cdot \frac{h_K + 3d_H + h_C + h_Z + \frac{2m-2i+1}{2m} \cdot h_C}{b_N} \times l_S \times 10^6 \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} M_{Nbi} &= \mu_0 \cdot \frac{h_K + 3d_H + h_C + h_Z + \frac{2m-2g_b+1}{2m} \cdot h_C}{b_N} \cdot l_S \times 10^6 \\ g_b &= \max(i, k), \quad M_{Nbi} = M_{Nbk} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

さらに、コイルエンドおよび歯端の漏れインダクタンスを L_e 、 L_Z とすると、各導体の自己および相互インダクタンスは次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} L_{ii} &= L_{Ni} + L_e + L_Z, \quad M_{iik} = M_{Nik} + L_Z \\ L_{bi} &= L_{Nbi} + L_e + L_Z, \quad M_{bik} = M_{Nbk} + L_Z \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

(3) 導体の表皮効果を考慮した漏れインダクタンス

巻線内のサージ伝搬は非常に急峻であるので、漏れインダクタンスは素線の表皮効果の影響を受ける。

図3に示すように、座標系として素線厚方向を x 、素線長方向を y 、素線幅方向を z とする。

図3 素線内の磁束密度

Fig.3. Flux density in conductor.

素線表面の磁界の強さを $\dot{H}_{z0} = H_0 \cdot \exp(j\omega t)$ 、素線内の磁束密度を $\dot{B}_z(x) = \dot{B}(x) \cdot \exp(j\omega t)$ とすると、 $\dot{B}(x)$ は境界条件を考慮して次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{B}(x) &= \mu_0 \cdot H_0 \cdot \frac{\cosh\{(1+j) \cdot \beta x\}}{\cosh\{(1+j) \cdot \alpha\}} \\ \beta &= \sqrt{\pi f_e \sigma \mu_0}, \quad \alpha = \frac{h_{CU}}{2} \cdot \beta \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

ここで、 f_e はサージ電圧の等価的な周波数[Hz]、 σ は素線の導電率[S/m]である。

(11)より高調波磁界に対する複素透磁率 $\dot{\mu}$ は

$$\dot{\mu} = \frac{1}{H_0} \cdot \frac{1}{h_{CU}} \int_{-h_{CU}/2}^{h_{CU}/2} \dot{B}(x) dx = \frac{\mu_0}{(1+j) \cdot \alpha} \tanh\{(1+j) \cdot \alpha\} \quad (12)$$

となる。 $\dot{\mu}$ の実数部を μ_R とすると、表皮効果による等価的な導体幅の増大係数 k_b は

$$k_b = \frac{\mu_0}{\mu_R} = 2\alpha \cdot \frac{\cosh(2\alpha) + \cos(2\alpha)}{\sinh(2\alpha) + \sin(2\alpha)} \quad (13)$$

となる。一例として、後述の検討対象機 ($m=8$) に対するインダクタンスのうち、上下コイル中央部の自己インダクタンス L_{i4} 、 L_{b4} と相互インダクタンス M_{i45} 、 M_{b45} の周波数特性を求めると図4のようになる。図は $f_e = 0$ に対する比で表している。

図4 インダクタンスの周波数特性

Fig.4. Frequency characteristics of inductance.

自己インダクタンスは、表皮効果の影響がほとんどないコイルエンドインダクタンスを含むので、相互インダクタンスに比べて表皮効果の影響が少ない。

この周波数特性を巻線内電圧分布の解析に組み入れることは実質的に不可能であるので、本論文では実測で得られた巻線内電位振動の周波数におけるインダクタンスを用いて解析した。

3. 等価回路と回路方程式

図5は端子から j 番目のコイルの k ターン目の導体に対する等価回路で、巻線抵抗は省略して示している。

上コイルと下コイルの各導体中央部の電位を v_{ijk} 、 v_{bjk} とし、 v_{bjk} と v_{ijk+1} の間のコイルエンド接続部の電位を e_{jk} とする。また、 v_{ijk} から v_{bjk} に流れる電流を i_{bjk} 、 v_{bjk-1} から v_{ijk} に流れる電流を i_{ijk} とする。図中の e_{FE} は鉄心の電位である。

対地静電容量とターン間静電容量は各ハーフターン導体の中央に集中して模擬している。各ターン間は相互インダクタンス M_{ij} 、 M_{bi} によって結合されているが、図5では簡単に隣接する相互インダクタンスのみを表している。

$L_{ii} = M_{iii}$ 、 $L_{bi} = M_{bii}$ とおくと、図5より回路方程式は次式で与えられる。

図5 等価回路

Fig.5. Equivalent circuit.

(1) 電圧方程式 ($k=1\sim m-1$)

$$\left. \begin{aligned} e_{j0} - v_{yj} &= \frac{1}{2} \cdot R \cdot i_{yj} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^m M_{tli} \cdot \frac{d}{dt} i_{tji} \\ &\vdots \\ v_{yjk} - v_{bjk} &= R \cdot i_{bjk} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^m (M_{tki} + M_{bki}) \cdot \frac{d}{dt} i_{bji} \\ v_{bjk} - v_{yjk+1} &= R \cdot i_{yjk+1} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^m (M_{tk+1i} + M_{bki}) \cdot \frac{d}{dt} i_{tji} \\ &\vdots \\ v_{yjm} - v_{bjm} &= R \cdot i_{bjm} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^m (M_{tmi} + M_{bmi}) \cdot \frac{d}{dt} i_{bji} \\ v_{bjm} - e_{jm} &= \frac{1}{2} \cdot R \cdot i_{yjk+1} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^m M_{bmi} \cdot \frac{d}{dt} i_{tji+1} \\ e_{j0} &= e_{j-1,m}, \quad i_{yjm+1} = i_{yj+1,1} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

(2) 電流方程式 ($k=2\sim m$)

$$\left. \begin{aligned} i_{yj1} &= C_A \cdot \dot{v}_{yj1} + C_S \cdot (\dot{v}_{yj1} - \dot{v}_{yj2}) + i_{bj1} \\ i_{bj1} &= C_A \cdot \dot{v}_{bj1} + C_S \cdot (\dot{v}_{bj1} - \dot{v}_{bj2}) + i_{tj2} \\ &\vdots \\ i_{yjk} &= C_B \cdot \dot{v}_{yjk} + C_S \cdot (2 \cdot \dot{v}_{yjk} - \dot{v}_{yjk-1} - \dot{v}_{yjk+1}) + i_{bjk} \\ i_{bjk} &= C_B \cdot \dot{v}_{bjk} + C_S \cdot (2 \cdot \dot{v}_{bjk} - \dot{v}_{bjk-1} - \dot{v}_{bjk+1}) + i_{tjk+1} \\ &\vdots \\ i_{yjm} &= C_A \cdot \dot{v}_{yjm} + C_S \cdot (\dot{v}_{yjm} - \dot{v}_{yjm-1}) + i_{bjm} \\ i_{bjm} &= C_A \cdot \dot{v}_{bjm} + C_S \cdot (\dot{v}_{bjm} - \dot{v}_{bjm-1}) + i_{tj+1,1} \\ \dot{v}_{tjk} &= \frac{d}{dt} v_{tjk}, \quad \dot{v}_{bjk} = \frac{d}{dt} v_{bjk} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

(3) コイルエンド接続部の電位

$$e_{jk} = v_{bjk} - \frac{1}{2} \cdot R \cdot i_{yjk+1} - \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^m M_{bki} \cdot \frac{d}{dt} i_{tji+1} \quad (16)$$

なお、解析は MATLAB の Simulink を用いて行った。

4. 検討対象機

検討対象機の 600kW かご形誘導電動機の仕様を以下に示す。

定格出力：600kW，定格電圧：6600V，周波数：60Hz，
極数：4，毎極毎相スロット数：5，コイルピッチ：13，
1コイル当りのターン数：8，並列回路数：1，
直列コイル数：20，結線方法：Y結線，鉄心長：500mm

また、図6は検討対象機の外観写真で、コイル内の電位分布が測定できるように多くの測定リードを設けている。この測定リードによって、A相第1コイルの1, 3, 5, 7, 8ターン目の電位を測定することができる。

インバータ出力のパルス状の電圧が、電動機巻線に印加されて定常状態になったときの各相電圧を e_{A0} , e_{B0} , e_{C0} とする。この状態から、例えばインバータ出力のA相電圧が

図6 対象誘導電動機の外観

Fig.6. Appearance of measured induction motor.

e_{A0} から $e_A = e_{A0} + e$ に変化したときの各相巻線の電圧分布は、図7に示すようにA相とB, C相間に電圧 e を加えたときの過渡現象を解析し、その結果に初期値 e_{A0} , e_{B0} , e_{C0} を重ね合わせるによって求めることができる。図7において、 E はインバータの直流回路電圧である。電圧 e は立上り時間 T_R で増大し、最終値は e の正負により $e = \pm E$ となる。

なお、 R_E はインバータの低電圧側と電動機の鉄心間の接地抵抗である。

図7 インバータと電動機の関係

Fig.7. Relationship between inverter and motor.

$R_E = 0$ の場合には、電圧 e はA相巻線のみに印加される。一方、 $R_E = \infty$ の場合には鉄心電位が $e/3$ となり、 $2/3 \cdot e$ がA相巻線と鉄心間に印加される⁽⁶⁾。

試験時の電動機印加電圧は単パルス発生装置で供給し、立上り時間 T_R の調整が可能である。表1に検討対象機のハーフターン導体当りの代表的な等価回路定数の計算値を示す。

5. 電動機巻線の電位分布

図8, 9は $R_E = 0$ および立上り時間 $T_R = 0.3 \mu s$, $1.2 \mu s$ に対するA相端子コイル ($j=1$) の電位分布の計算結果である。 e は印加電圧、 E はインバータの直流中間回路電圧で印加電圧の最大値である。また、 e_1 は端子コイル第1ターン終端の電位、 e_8 は第8ターン終端(端子コイル終端)の電位を E に対する比で表している。

表 1 ハーフターン導体当りの回路定数

Table 1 Circuit constants per halfturn conductor.

回路定数	ハーフターン導体当り
R [Ω]	0.001
C_A [μ F]	0.000217
C_B [μ F]	0.000094
C_S [μ F]	0.000633
L_{t4} [μ H]	1.91
L_{b4} [μ H]	2.68
M_{t45} [μ H]	1.25
M_{b45} [μ H]	1.98

図 8 電位分布の計算値 ($T_R = 0.3 \mu s$)

Fig 8. Calculated values of potential distribution. ($T_R = 0.3 \mu s$)

図 9 電位分布の計算値 ($T_R = 1.2 \mu s$)

Fig 9. Calculated values of potential distribution. ($T_R = 1.2 \mu s$)

サージ電圧の伝搬時間があるため、電圧の伝搬に遅れが生じている。また、立ち上がり時間が $0.3 \mu s$ の時に生じていた電位の振動が、 $1.2 \mu s$ ではほとんど生じていない。

図 10, 11 は図 8, 9 に対する実測結果である。なお、入力電圧 e に波打ちがあるのは単パルス発生器の出力インピーダンスのため、電動機巻線からのサージの反射の影響によるものである。

図 12 は印加電圧の実測値(図 10 の e)を加えたときの計算結果($T_R = 0.3 \mu s$, $R_E = 0$)である。

図 10 と図 12 を比較すると、 $e_1 \sim e_8$ の電位は差異はないが、後述のターン間電圧のうち第 1 ターンの電圧(e と e_1

図 10 電位分布の実測値 ($T_R = 0.3 \mu s$)

Fig.10. Measured values of potential distribution. ($T_R = 0.3 \mu s$)

図 11 電位分布の実測値 ($T_R = 1.2 \mu s$)

Fig.11. Measured values of potential distribution. ($T_R = 1.2 \mu s$)

図 12 実測印加電圧時の電位分布の計算値 ($T_R = 0.3 \mu s$)

Fig 12. Calculated values of potential distribution for measured applied voltage. ($T_R = 0.3 \mu s$)

間の電圧)には差異が生じる。

図 10 と図 12 より、計算結果は実測値に比べて波形の細部に若干の差異があるが、両者はかなり良く一致している。

C_A , C_B は C_S に比べて小さいので、電位分布の振動は C_S と自己および相互インダクタンスによって決まる周波数で振動する。 C_S とインダクタンスを変えた計算結果によると、振動周波数 f_c は概略次式で与えられる。

$$f_e = \frac{0.125}{\sqrt{C_S \cdot (L_{r4} + L_{b4})}} \quad [\text{MHz}] \quad (17)$$

図13は実測の印加電圧(図10の e)に対する $T_R = 0.3 \mu\text{s}$, $R_E = \infty$ の計算結果である。

図13 電位分布の計算値 ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$, $R_E = \infty$)
Fig.13. Calculated values of potential distribution.
($T_R = 0.3 \mu\text{s}$, $R_E = \infty$)

$R_E = \infty$ の場合には鉄心電位が $e/3$ となり, $2/3 \cdot e$ がA相巻線と鉄心間に印加した場合と同一になるので, 図10の値の $2/3$ に $e/3$ を加えたものである。

図14は図13に対応する実測結果である。

図14 電位分布の実測値 ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$, $R_E = \infty$)
Fig.14. Measured values of potential distribution.
($T_R = 0.3 \mu\text{s}$, $R_E = \infty$)

6. 電動機巻線のターン間電圧分布

導体電位は対地絶縁の耐量に関係するのに対して, ターン間電圧は素線絶縁の耐量に関係するものである。インバータ駆動電動機は主として後者によって絶縁破壊が生じる。ターン間電圧はスロット中央部におけるターン間電圧で表すのが適切であるが, 実測値と対比するために本論文ではコイルエンドの接続部間の電位差で表すことにする。

図15, 16は $R_E = 0$, $T_R = 0.3 \mu\text{s}$ におけるA相端子コイル($j = 1$)のターン間電圧の実測値と計算値の波形である。インバータ出力電圧波形は共に実測波形(図10の e)としてい

る。両者は細部に若干の差異はあるが, 良く一致している。

図15 ターン間電圧の実測値 ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$)
Fig.15. Measured values of interturn voltage. ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$)

図16 実測印加電圧時のターン間電圧計算値 ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$)
Fig.16. Calculated values of interturn voltage for measured applied voltage. ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$)

図17は印加電圧を通常のインバータ出力電圧波形(図8の e)としたときの始端, 中央および終端のターン間電圧の計算結果である。

図17 ターン間電圧の計算値 ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$)
Fig.17. Calculated values of interturn voltage. ($T_R = 0.3 \mu\text{s}$)

図18は $R_E = 0$, $T_R = 0.3 \mu\text{s}$ におけるA相端子コイル($j = 1$)のターン間電圧の最大値を示す。図中のターン間位置 n は図8~12の $\Delta e_n = e_{n-1} - e_n$ ($n=1 \sim 8$, $e_0 = e$)の電位差に対

応するターン間位置を示す。

ターン間位置 2, 3, 4, 5, 6, 7 の実測値はないので、計算値の $e_1 - e_3$, $e_3 - e_5$, $e_5 - e_7$ と Δe_2 , Δe_3 , Δe_4 , Δe_5 , Δe_6 , Δe_7 を用いて、実測値の $e_1 - e_3$, $e_3 - e_5$, $e_5 - e_7$ を按分して示した。

また、図中の○印は通常のインバータ出力電圧(図8の e)としたときの計算値であり、×印は実測のインバータ出力電圧(図10の e)としたときの計算値である。ターン間電圧分布は比較的平坦である。

図18 ターン間電圧最大値 ($R_E = 0$, $T_R = 0.3 \mu s$)
Fig.18. Maximum values of interturn voltage.
($R_E = 0$, $T_R = 0.3 \mu s$)

図19は印加電圧の立上り時間を変えた場合のターン間最大電圧の計算値を示したもので、インバータ出力電圧は通常のインバータ出力電圧波形(図8の e)である。

図19 立上り時間とターン間電圧最大値の関係
Fig.19. Maximum values of interturn voltage.

図19より、インバータの立上り時間 T_R とともにターン間電圧は減少し、 $T_R \geq 0.3 \mu s$ では各ターン間電圧の分布は比較的平坦である。

$T_R = 0.1 \mu s$ では第1ターン間電圧が他に比べて顕著に大きくなり、その大きさは印加電圧の約40%となる。また、

ターン間電圧分布はコイル中央部に比べて両端部の方が大きい。

なお、 $R_E = \infty$ の場合のターン間電圧は図示していないが、4章に述べたように鉄心電位が $e/3$ となり、 $2/3 \cdot e$ が巻線と鉄心間に印加した場合と同一であるので、 $R_E = 0$ のターン間電圧の $2/3$ となる。

したがって、インバータを絶縁することはターン間電圧の低減対策の一つである。

7. むすび

電動機巻線は対地静電容量の他に、ターン間静電容量が存在するので、ケーブルのサージ伝搬現象に比べて非常に複雑なものとなる。

本論文は電動機巻線内のサージ電圧の伝搬について解析と実測を行ったものである。主要点は次の通りである。

- ①回路定数の算定式を示し、コイルの各導体間の相互誘導を考慮した回路方程式を導出して解析を行った。
- ②電動機巻線の等価回路モデルより解析した結果は、実測波形と細部に若干の差異はあるが、両者はかなり良く一致している。
- ③ターン間電圧はインバータ出力電圧の立上り時間 T_R とともに小さくなる。ターン間電圧分担は $T_R \geq 0.3 \mu s$ では比較的平坦であるが、 $T_R = 0.1 \mu s$ では第1ターン間電圧が他に比べて顕著に大きくなり、その大きさは印加電圧の約40%となる。また、ターン間電圧はコイル中央部に比べて両端部の方が大きい。
- ④インバータと電動機間の接地線抵抗 R_E が大きくなるとターン間電圧は低減する。 $R_E = \infty$ では、 $R_E = 0$ の約67%である。したがって、インバータを絶縁することはターン間電圧の低減対策の一つである。

(平成13年6月6日受付, 平成14年2月8日再受付)

参考文献

- (1)森安正司・奥山吉彦:「PWMインバータのサージ伝搬と電動機電圧」, 電気学会論文誌D, Vol.119-D, No.4, p.508~514 (1999)
- (2)H.Meyer, F.J.Pollmeier: "Transient Stresses on the Interturn Coil Insulation of Electrical Machines with Power Ratings above 1MW" Siemens Power Engineering, Vol.IV (1982)
- (3)K.J.Cornick, T.R.Thompson: "Steep-front switching voltage transients and their distribution in motor windings Part 2: Distribution of steep-front switching voltage transients in motor windings", IEE Proc., Vol.129, Pt. B, No.2, p.56~63 (1982)
- (4)三井久安・井上良之・水谷雄二:「電動機巻線のインパルス電圧分担と亀甲コイルのインパルス強度」, 電気学会論文誌B, Vol.100, No.1, p.25~32 (1980)

- (5) M.T.Wright, S.J.Yang, K.McLeay : "General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings", IEE Proc., Vol.130, Pt.B, No.4, p.245 ~ 256 (1983)
- (6) 一杉和良・森安正司・小原孝志・楠敏紀 : 「電動機巻線内のサージ伝搬の解析」, 電気学会回転機研究会, RM-01-15, p.39~45 (2001)
- (7) 小原孝志・楠敏紀・芳賀弘二・一杉和良・森安正司 : 「単パルス試験装置による電動機巻線内電圧分布の実測」, 電気学会回転機研究会, RM-01-16, p.47~50 (2001)

一杉 和良 (正員) 1974 年 3 月 4 日生。1997 年 3 月 関東学院大学工学部電気・電子工学科卒業。2002 年 3 月 同工学研究科電気工学専攻博士後期課程終了。現在、関東学院大学工学総合研究所・研究員。工学博士。1999 年電気学会優秀論文発表賞受賞。

森安 正司 (正員) 1937 年 1 月 1 日生。1959 年 3 月 京都大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月 富士電機製造株式会社(現 富士電機株式会社)入社。1993 年 4 月 関東学院大学工学部教授, 現在に至る。工学博士。第 1 種電気主任技術者。1982 年電気学会進歩賞受賞。

小原 孝志 (正員) 1948 年 11 月 18 日生。1972 年 九州大学工学部卒業。1974 年 同大学工学部修士課程修了後, 同年富士電機製造株式会社(現 富士電機株式会社)に入社し、大形回転機的设计・開発業務に従事。現在、株式会社富士電機総合研究所機器技術研究所メカトロニクスグループに所属。