PWMインバータ駆動 誘導電動機の高周波等価回路

学生員 日高 太一 (三重大)

正員 石田 宗秋 (三重大)

正員 堀 孝正 (三重大)

正員 藤田 秀紀 (中部電力)

High-Frequency Equivalent Circuit of Induction Motor Driven by PWM Inverter

Taichi Hidaka, Student-member, Muneaki Ishida, Member, Takamasa Hori, Member (Mie Univ.)

and Hideki Fujita, Member (Chubu Electric Power Co., Inc.)

Abstract: This paper deals with the high-frequency equivalent circuits in an induction motor driven by a PWM inverter. The leakage current flows through stray capacitance among stator windings and iron core (frame) of the induction motor at the switching instants of the inverter transistors. The high-frequency equivalent circuits are derived based on the frequency characteristics of the high-frequency zero-phase-impedance and line-to-line-impedance of the induction motor. The validity of the derived equivalent circuits is confirmed by simulation and experimental results.

キーワード：PWMインバータ，浮遊容量，漏れ電流，コモンモード電流，高周波振動電流，ノーマルモード電流

1. まえがき

インバータによる誘導電動機の可変速駆動が産業応用分野では広く使用されている。近年，インバータでは低騒音化のために，IGBTやMOSFETなどの高速スイッチング素子を用い，PWMインバータのキャリア周波数を10～20[kHz]まであげる傾向にある。これに伴い，電動機巻線の浮遊容量を通して接地線に流れる「漏れ電流（以下コモンモード電流）」が増加し，漏電ブレーカの誤動作を引き起こすなどの問題が発生している。また，インバータの電源となる整流回路の入力AC電源側には，サージ電圧防止用コンデンサが接続される場合も多く，インバータ・きょう体間の浮遊容量が誘導電動機・接地間の浮遊容量より大きい場合もあると考えられ，この場合には，漏れ電流が電源ラインまで到達せずに，直接，インバータ・誘導電動機間に流れ，インバータ制御回路，及びその周辺機器の誤動作を引き起こす可能性も否定できない。

一方，電動機端子間には，スイッチングに伴って「高周波の振動電流（以下ノーマルモード電流）」が流れ，電動機端子間に高電圧の高周波振動が発生し，その結果絶縁システムへの負担の増加が問題となっている。このため，これ

らの高周波振動電圧の抑制法についての研究が多くなされている^{(1)～(6)}。

しかし，従来，誘導電動機の解析モデルは簡単なRC直列回路で表されており，適用可能周波数範囲が狭く，誘導電動機の高周波振動現象を正確に表すことはできなかった。

本論文では，種々の定格の誘導電動機を対象にして，誘導電動機の高周波インピーダンス（ここでは，数[kHz]～数[MHz]周波数帯域における誘導電動機のインピーダンスを云う）の周波数特性を基に，かなり広範囲の周波数で有効な「コモンモード電流」に対する等価回路（コモンモード等価回路）及び「ノーマルモード電流」に対する等価回路（ノーマルモード等価回路）を導出し，それらの回路定数を簡単に決定する方法について述べる。

また提案回路の周波数特性及びインバータ駆動時の動作波形のシミュレーションおよび実験結果より等価回路の妥当性を示す。

2. 高周波振動電流

2.1 インバータ実験システムおよび振動電流の定義

図1に示す実験システムを用いて，コモンモード電流波形とノーマルモード電流波形の測定を行う。

図1 実験システム

Fig. 1 Experimental system.

表1 供試機の定格

Table 1 Test machines. ただし50[Hz]/60[Hz]

	供試機A	供試機B	供試機C
極数	4	4	4
定格出力[kW]	2.2	0.75	2.2
定格電圧[V]	200/220	200/200	200/200
定格電流[A]	9.6/8.6	3.8/3.4	9.3/8.8
定格速度[r.p.m.]	1430/1720	1410/1700	1420/1710
スロットの形状	全閉	全閉	半閉

ここで、「コモンモード電流」とはインバータのスイッチングに伴って負荷の大地に対する浮遊容量を通して流れる電流のことである。実験システムにおいては、電源側のインピーダンスが測定結果に影響を与えないように、電源側にY結線の3.3[μF]のコンデンサ(ここでは検討しようとしている電流脈動に対して、極めて低いインピーダンスとなるコンデンサ)を接続してその中性点を仮想接地点とした。そしてこの仮想接地点と電動機の接地点(フレーム)を接続して、この接地線に流れる漏れ電流を「コモンモード電流」として扱う。

また「ノーマルモード電流」とは、この接地線を取り除いた状態(スイッチ S0がオフ状態)で流れる線電流のこと、特にインバータのスイッチングに伴い流れる高周波振動電流を「ノーマルモード電流」として扱う。

各振動電流の測定には周波数帯域50[MHz]まで測定可能な電流プローブを用いる。

〈2.2〉 測定結果 測定に使用した供試機 A, B, C の仕様を表1に示す。インバータを PWM 制御し、供試機を 20[Hz], 70[Vrms] で無負荷運転した場合のコモンモード電流の測定結果を図2(a)に示す。供試機によって異なった電流が流れていることが確認できるが、基本的にステップ電圧の印加直後に高周波電流が流れ、その後、ややゆっくりとした減衰振動電流が流れていることが確認できる。

またノーマルモード電流の測定結果を図2(b)に示す。こ

Test machine A.

Test machine B.

Test machine C.

(a) Common-mode current. (b) Normal-mode current.

図2 高周波電流の実験波形

Fig. 2 Experimental waveforms of high-frequency current.

(a) Test machine A.

(b) Test machine B.

(c) Test machine C.

図3 零相分インピーダンス

Fig. 3 Frequency characteristics of common-mode impedance.

ちらも供試機によって異なった電流が流れているが、ステップ電圧の印加直後に高周波電流が流れ、その後、ゆっくりとした上昇電流が流れていることが確認できる。このように電動機の種類により振動電流の現れ方がかなり異なっており、等価回路は、単純な RLC 回路では表されないことがわかる。

3. 高周波インピーダンス

図2(a)で示したコモンモード電流を説明できる誘導電動機のコモンモード等価回路を得るために、供試機の零相分インピーダンス Z_{cf} の周波数特性を、また図2(b)で示したノーマルモード電流を説明するための誘導電動機のノーマルモード等価回路を得るために、供試機の三相二端子間インピーダンス Z_{uv} の周波数特性の測定をそれぞれ行った。

(a) Test machine A.

(b) Test machine B.

(c) Test machine C.

図4 線間インピーダンス

Fig. 4 Frequency characteristics of normal-mode impedance.

電動機を拘束状態に保ち、高周波電源として、パワーオペアンプを用い、端子間に電圧の振幅一定(10[V])、周波数10[kHz]~10[MHz]の正弦波交流電圧を印加し、電圧、電流の大きさからインピーダンスを算出した。

零相分インピーダンスの測定結果を供試機別に、図3に示す。どの供試機においても周波数とともにインピーダンスが減少し、直列共振、並列共振が現れ、その後小さな共振を伴って、緩やかに減少していることが確認できる。

また線間インピーダンスの測定結果を図4に示す。どの供試機においても並列共振が現れ、その後比較的小さな直列共振、並列共振を伴って、緩やかに減少していることが確認できる。またどの供試機においても5~10[MHz]の周波数領域では線間インピーダンスは零相分インピーダンスの約6倍となっている。

4. 誘導電動機の高周波等価回路

誘導電動機の巻線には、漏れインダクタンス、抵抗の他に、巻線と鉄心、巻線の各部相互間の間に浮遊容量が存在し、本来その構造上から等価回路は分布定数回路で表されるが、ここでは集中定数回路でモデリングする⁽⁴⁾。その方法として種々の等価回路が考えられるが、コモンモード等価回路からノーマルモード等価回路への拡張性、および三相一括端子-フレーム間、中性点-フレーム間の等価回路の対称性、インピーダンスの周波数特性などを考慮に入れ、等価回路を提案する。

〈4.1〉 コモンモード等価回路 三相各相間の浮遊容量については、コモンモード等価回路では零相インピーダンスのみを扱うので影響はないと考え、無視する。そしてインピーダンスの周波数特性から、

- (1) 低周波側では、コンデンサの特性であること、
- (2) 図3の周波数特性に現れる種々の共振の中で、主要なものは低周波側から数えて2つの直列共振と2つの並列共振であること、
- (3) 図4の線間インピーダンスの周波数特性では、主要な共振は、低周波側から数えて2つの並列共振と1つの直列共振であること（ノーマルモード等価回路への拡張性）、を考慮し、コモンモード等価回路として、図5(a)に示すはしご形回路を考える。ここで r_4 , C_4 , r_3 , C_3 からの回路は、1[MHz]程度以上の高周波領域を模擬するための回路で、インダクタンス成分は、誘導電動機を接続するケーブルのインダクタンスより小さいとして無視する。つまり3つ目以上の高次モードの小さな直列・並列共振は無視する。また回路定数の導出手順を明解にするため、図5(b)に示すように、図5(a)の点線で囲まれた部分をまとめて r_2 , C_2 で簡化した回路も用いる。

〈4.2〉 コモンモード等価回路定数の算定法 ここでは、零相インピーダンスの周波数特性(図3)における、共振周波数やその近傍でのインピーダンスなどの特徴点を用いて、等価回路の回路定数を決定する。回路定数を計算する際の着目点を表2に示す。なお等価回路自体がかなりの近似等価回路であるため、回路定数の算定を簡単にするためかなりの近似計算を行う。

以下、直列共振周波数を $\omega_{CS}(=2\pi f_{CS})$ 、並列共振周波数を $\omega_{CP}(=2\pi f_{CP})$ で表す。また $C_i (i=1\sim4)$, L_0 のリアクタンス分を X_{Ci} , X_{L0} の様に表す。

[1] C_1 , C_2 , L_0 の算定

まず図5(a)と(b)の回路において、共振時の関係に着目し、抵抗分を無視して零相分インピーダンス Z_C を計算すると、

$$Z_C = \frac{\omega^4 L_0^2 C_1 C_2 - \omega L_0 (C_1 + 2C_2) + 1}{j\omega \{(1 - \omega^2 L_0 C_2)(2C_2 + C_1 - \omega^2 L_0 C_1 C_2)\}} \quad \dots (1)$$

ただし $C_2 = C_3 + C_4$... (2)

上式において、直列及び並列共振時の条件より

(a) コモンモード等価回路

(b) 簡化したコモンモード等価回路

図5 コモンモード等価回路

Fig. 5 Common-mode equivalent circuit.

図6 等価回路からの理論的 C_2/C_1 と周波数の関係

Fig. 6 Relationship between C_2/C_1 and frequency.

表2 コモンモード等価回路の回路定数

Table 2 Constant of common-mode equivalent circuit.

	供試機A	供試機B	供試機C
f_{CL} [kHz]	10	10	10
Z_{CL} [Ω]	5200	6700	4100
f_{CP1} [kHz]	250	380	390
Z_{CP1} [Ω]	425	1300	390
f_{CP2} [kHz]	775	540	780
Z_{CP2} [Ω]	190	900	208
f_{CM} [kHz]	1400	1200	1500
Z_{CM} [Ω]	98.4	355	142
$\angle Z_{CM}$ [deg]	59.5	55.3	55.1
Z_{CH} [Ω]	15	30	15
R_C [Ω]	228	13.1	18.4
L_0 [μ H]	296	293	114
r_1 [Ω]	456	166	163
C_1 [nF]	0.32	1.18	0.97
r_3 [Ω]	44.5	1286	215
C_3 [nF]	1.22	0.26	0.97
r_4 [Ω]	15	30	15
C_4 [nF]	0.15	0.34	0.49

$$\omega C_3^2 L_0^2 C_1 C_2 - \omega C_3^2 L_0 (C_1 + 2C_2) + 1 = 0 \quad (j=1, 2, \quad \omega C_3 \ll \omega C_2)$$

$$1 - \omega C_1^2 L_0 C_2 = 0, \quad 2C_2 + C_1 - \omega C_1^2 L_0 C_1 C_2 = 0 \quad \dots (3)$$

が得られる。

(3)～(5)式を解くと、図6に示すように各共振周波数と C_2/C_1 の関係のグラフが得られる。このグラフと図3の零相分インピーダンスの周波数特性より C_2/C_1 と各共振周波数を定める。

また共振周波数より周波数が1/10以下の十分低い周波数 ($\omega C_1 L = 2\pi f C_1 L$) において、インピーダンス Z_{CL} は、ほとんどコンデンサの容量によって決まると考えると次式が得られる。

$$C_1 + 2C_2 = \frac{1}{\omega C_1 Z_{CL}} \quad \dots (6)$$

図6と(6)式より C_1, C_2 が求められる。また次式により L_0 が得られる。

$$L_0 = \frac{1}{\omega C_1^2 C_2} \quad \dots (7)$$

[2] C_3, C_4, r_3, r_4 の算定

まず数十[MHz]以上の高周波領域においては、電流経路が主として $r_4 \rightarrow C_4$ になるので、さらに $X_{C4} \ll r_4$ と近似し、 $f \rightarrow \infty$ に対するインピーダンスの漸近線を Z_{CH} とすると r_4 は次式で表される。

$$r_4 = Z_{CH} \quad \dots (8)$$

また f_{CP2} より2倍以上の周波数領域においては、電動機のインピーダンスが、ほぼ図5における r_3, C_3 より左側の入力部のみで決められると近似すると、 $\dot{Z}_C$ は以下のように表される。

$$\dot{Z}_C \doteq r_4 + r_2 - jX_{C2} \quad \dots (9)$$

ただし r_2, X_{C2} は次式で表される。

$$r_2 = \frac{r_3 X_{C4}^2}{r_3^2 + (X_{C3} + X_{C4})^2}, \quad X_{C2} = \frac{r_3^2 X_{C4} + X_{C3} X_{C4} (X_{C3} + X_{C4})}{r_3^2 + (X_{C3} + X_{C4})^2} \quad \dots (10)$$

ここで、低周波側の共振の影響と無視した高次モードの共振の影響があまり現れないと考えられる、 ωC_1 のほぼ2倍の周波数 (ω_{CM}) におけるインピーダンスの大きさ Z_{CM} とそのときの位相差 $\angle \dot{Z}_{CM}$ の測定値から、 Z_{CM} を直列の抵抗分 (R_{CM}) とリアクタンス分 (X_{CM}) に分割する。(9)～(11)を用いると以下の2式が得られる。

$$(R_{CM} - r_4)(X_{C3} + X_{C4})^2 + r_3^2 R_{CM} - r_3^2 r_4 - r_3 X_{C4}^2 = 0 \quad \dots (12)$$

$$X_{C3} X_{C4} (X_{C3} + X_{C4}) + r_3^2 X_{C4} + X_{CM} \{r_3^2 + (X_{C3} + X_{C4})^2\} = 0 \quad \dots (13)$$

また $r_2 \ll X_{C2}$ として、抵抗分が存在する場合にも、(2)式の関係が成り立つものと仮定する。

よって(2)(12)(13)式より C_3, C_4, r_3 が決定される。

[3] R_C, r_1 の算定

まず図5(a)より、 $\dot{Z}_C$ は次式で表される。

$$\dot{Z}_C - r_4 = \frac{(r_2 - jX_{C2})[X_{L0}(X_{C1} + X_{C2} - X_{L0}) + (X_{L0} - X_{C2})X_{C1} + j\{R_C(X_{L0} - X_{L0} - X_{C2})(2X_{C1} + X_{C2} - X_{L0}) + j\{(R_C + r_2)(X_{L0} - X_{C1} - X_{C2}) + X_{C1} - X_{C2}) + X_{L0}(R_C + r_1 + r_2) + r_1(X_{L0} - X_{C2}) - X_{C1}(R_C + r_2)\}\}}{(X_{L0} - X_{C2})(R_C + r_1 + r_2) + r_1(X_{L0} - X_{C2}) - X_{C1}(R_C + r_2)} \quad \dots (14)$$

ただし、 $X_{C1} = 1/\omega C_1, X_{C2} = 1/\omega C_2, X_{L0} = \omega L_0$ であり r_2 と X_{C2} は、それぞれ(10)と(11)式で表される。

次に(14)式の抵抗分については、共振回路の Q が高い場合には、共振周波数近傍で一般に、(抵抗分) $\ll$ (リアクタンス分) 2 が成立するので、この近似を低 Q の場合にも適用する。これより、 $Z_{CP1} = Z_C(\omega C_1)$ と $Z_{CP2} = Z_C(\omega C_2)$ の実測値およびすでに算定した C_3, C_4, r_3, r_4, L_0 を用いると、下式により R_C, r_1 が求められる。(付録1参照)

$$R_C = \frac{X_{C2} X_{L0}}{2(Z_{CP1} - r_4)} - r_2, \quad r_2 = r_2(\omega C_1) \quad \dots (15)$$

$$r_1 = \frac{X_{C2}(X_{L0} + 2X_{C1})}{4(Z_{CP2} - r_4)} - \frac{R_C + r_2}{2}, \quad r_2 = r_2(\omega C_2) \quad \dots (16)$$

ただし、 r_2 は(10)式により与えられる。

図3の実験結果を基に、以上の方法で求めたコモンモード等価回路の回路定数を表2に示す。

なお、共振特性が明確に現れていない場合は、それらと思われる点を取ればよい。多少の周波数のズレは回路定数の変化をもたらすが、過渡波形にはあまり影響がないことを確認している。

<4.3> ノーマルモード等価回路 誘導電動機の零相分であるコモンモード等価回路を3相に拡張すると図7のようになる。零相分と一相分のインピーダンスには、3倍の関係がある。図の点線で示している浮遊容量 C_a' と C_b' は、コモンモード等価回路の時には、無視していた相と相の浮遊容量を表す(抵抗分は略)。ここから二相分(線間)をとり簡略化すると、ノーマルモード等価回路は図8のようになる。

ここで、巻線抵抗 R_C は、ノーマルモード等価回路への

図7 高周波等価回路

Fig. 7 High-frequency equivalent circuit.

図8 ノーマルモード等価回路
Fig. 8 Normal-mode equivalent circuit.

図9 等価回路からの理論的 $C_a/(C_b+C_4/6)$ と周波数の関係
Fig. 9 Relationship between $C_a/(C_b+C_4/6)$ and frequency.

拡張の際、線間の浮遊容量の影響を考慮し、 R_c の3倍の値を用いず、改めて R_n と置き直す。また内部の浮遊容量 C_a' とその抵抗分については、 r_1 , C_1 と一緒にし、その部分を新しく r_a , C_a とする。電圧立ち上がり時に影響の出る入力部の相間の浮遊容量 C_b' とその部分に存在する抵抗分は、 r_3 , C_3 と一緒にし、その部分を改めて r_b , C_b とする。また、中性点まわりの部分は、入力端子部から見ると、 R_n と L_0 のために、主として比較的低周波領域の特性に関係することになるので、簡単化のため $r_1 \ll r_2$, X_{C2} , X_{C6} として省略する。

4.4 ノーマルモード等価回路定数の算定法 ここでは、三相二端子間の線間インピーダンスの周波数特性(図4)における、共振周波数やその時のインピーダンスの大きさなどの特徴点から、回路定数を算定する。特徴点を表3に示す。定数の算定に際し、コモンモード等価回路の場合と同様の近似法を行う。以下では並列共振周波数を ω_{NP} 、直列共振周波数を ω_{NS} と記述する。なお L_0 , r_4 , C_4 については、コモンモード等価回路と同じ値を用いる。

[1] C_a , C_b の算定

共振周波数に着目し、図8の等価回路において、抵抗分を無視して線間インピーダンス Z_N を計算すると次式のようにになる。

$$\dot{Z}_N = \frac{j12\omega L_0(1-3\omega^2 L_0 C_a)}{-12\omega^2(C_b + \frac{C_4}{6})L_0(1-3\omega^2 L_0 C_a) + 1 - 6\omega^2 L_0 C_a} \quad (17)$$

(17)式から共振周波数を求め、それらと $C_a/(C_b+C_4/6)$ の関係を求めると図9のようになる。まずこのグラフから $C_a/(C_b+C_4/6)$ と f_{NS} を求める。次に

$$C_a = \frac{1}{3\omega_{NS}^2 L_0} \quad \dots (18)$$

より C_a を求めると、図9から C_b も求められる。

[2] r_b の算定

コモンモード等価回路の場合と同様に f_{NP2} より2倍以上の周波数領域においては、電動機の線間インピーダンスはほぼ図8の破線部分で囲まれた入力部で決められるものと近似する。その結果、高周波時の等価回路のインピーダンスは以下のように表される。

$$\dot{Z}_N \approx r_b' - jX_b' \quad \dots (19)$$

ここで、 $X_4 = 1/\omega C_4$, $X_b = 1/\omega C_b$, $X_{L0} = \omega L_0$, であり r_b' と X_{b2}' は次式で表される。

$$r_b' = 6r_4 + \frac{36r_4 X_4^2}{r_b^2 + (X_b + 6X_4)^2} \quad \dots (20)$$

$$X_b' = \frac{6r_4^2 X_4 + 6X_b X_4 (X_b + 6X_4)}{r_b^2 + (X_b + 6X_4)^2} \quad \dots (21)$$

r_b は、コモンモード等価回路の場合と同じ ω_{NM} におけるインピーダンス $Z_{NM} = Z_N(\omega_{NM})$ の測定値を用い、次式を解いて得られる。

$$Z_{NM}^2 = \left\{ 6r_4 + \frac{36r_4 X_4^2}{r_b^2 + (X_b + 6X_4)^2} \right\}^2 + \left\{ \frac{6r_4^2 X_4 + 6X_b X_4 (X_b + 6X_4)}{r_b^2 + (X_b + 6X_4)^2} \right\}^2 \quad \dots (22)$$

[3] R_n , r_a の算定

ω_{NS} におけるインピーダンス $Z_{NS} = Z_N(\omega_{NS})$ 及び ω_{NP1} におけるインピーダンス $Z_{NP1} = Z_N(\omega_{NP1})$ を抵抗分を考慮に入れて求め、さらに直列回路の抵抗分については、コモンモード等価回路における R_c , r_1 の算定の場合と同様に、(抵抗分) $^2 \ll$ (リアクタンス分) 2 の近似を適用すると次式が得られる。(付録2参照)

表3 ノーマルモード等価回路の回路定数

Table 3 Constant of normal-mode equivalent circuit.

	供試機A	供試機B	供試機C
f_{NP1} [kHz]	140	140	163
Z_{NP1} [Ω]	6500	9450	6100
f_{NS} [kHz]	410	320	510
Z_{NS} [Ω]	1350	2853	1200
f_{NM} [kHz]	1400	1000	1500
Z_{NM} [Ω]	580	1350	400
L_0 [μ H]	296	293	114
r_4 [Ω]	15	30	15
C_4 [nF]	0.15	0.34	0.49
R_n [Ω]	281	14.7	1.73
r_a [Ω]	11.2	609	253
C_a [nF]	0.17	0.28	0.28
r_b [Ω]	407	1502	335
C_b [nF]	0.29	0.22	0.53

図10 インピーダンス周波数特性(計算値)
Fig. 10 Frequency characteristics of impedance.
(Theoretical values)

$$Z_{NS} = 4R_n + 12r_4 + 4r_a \quad \dots (23)$$

$$Z_{NP1} = \frac{12X_b X_{L0} (X_a - 3X_{L0})}{X_a (4R_n + 12r_4 + r_b) + X_b (2R_n + 6r_4 + r_a) - 6X_{L0} (4R_n + 12r_4 + 2r_a + r_b)} \quad \dots (24)$$

(23) (24)を連立して解くと R_n , r_a が得られる。

以上の方法で算出したノーマルモード等価回路の回路定数を表3に示す。

5. シミュレーション結果

図11 シミュレーション回路

Fig. 11 Simulation circuit.

<5.1> インピーダンスの周波数特性 図5(a)と図8の等価回路の妥当性を確認するため、算出した回路定数(表2, 表3)を用いて、零相分インピーダンス Z_c および線間インピーダンス Z_N の周波数特性を計算した。その結果をそれぞれ図10に示す。

実験結果(図3, 図4)と比較すると、供試機 A, B, Cとも全体の傾向はほぼ一致している。ただし、2つ目の直列、並列共振周波数近傍で共振現象の現れ方が少し異なっている。これは、等価回路を集中定数回路で近似し、また回路定数を求める際に、かなりの近似を施しているためである。

本論文では、簡単なアルゴリズムにより回路定数を算定することを目的としているため、提案した二つの等価回路が、誘導電動機のインピーダンスを表す等価回路として妥当であると考えられる。

<5.2> 高周波振動電流のシミュレーション

(1) コモンモード電流 導出したコモンモード等価回路が、実際のコモンモード電流をどの程度模擬するかを確認するために、コモンモード等価回路にステップ電圧を印加したときの過渡電流を計算し、図2の実験結果との比較を行った。シミュレーション回路を図11(a)に示す。表2の回路定数を用い、等価回路に LCR メーターで測定した接続ケーブルと接地線のコモンモードループの抵抗と配線インダクタンス ($0.1[\Omega]$, $7.5[\mu H]$) を直列に接続し、零相電圧に相当する $280/3[V]$ 、立ち上がり時間 $0.45[\mu s]$ のステップ電圧を印加したときの過渡電流 i_c を計算した。供試機 A, B, C の計算結果を図12(a)に示す。どの供試機においてもステップ電圧印加直後に急峻な電流が流れ、その後、非常に高い高周波振動に引き続いて緩やかな振動電流が流れていることが確認できる。図2(a)と比較すると振動電流のピーク値及びその直後の高周波振動の周波数など全体の傾向は似ていることが確認できる。

よって提案するコモンモード等価回路は、コモンモード

(a) Common-mode current. (b) Normal-mode current.

図12 シミュレーション波形

Fig. 12 Waveforms calculated by equivalent circuit.

電流を模擬する等価回路としてかなり妥当であると考えられる。

(2) ノーマルモード電流 導出したノーマルモード等価回路が実際のノーマルモード電流をどの程度、模擬するかを確認するために、ノーマルモード等価回路にステップ電圧を印加したときの過渡電流を計算し、測定値との比較を行った。シミュレーション回路を図11(b)に示す。表3の回路定数を用い、等価回路にLCRメーターで測定した接続ケーブルのノーマルモードループの抵抗とインダクタンス($0.1[\Omega]$, $20[\mu H]$)を直列に接続し、線間電圧に相当する $280[V]$ 、立ち上がり時間 $0.45[\mu s]$ のステップ電圧を印加したときの過渡電流 i_N を計算した。供試機A, B, Cの計算結果をそれぞれ図12(b)に示す。

どの供試機においてもステップ電圧印加直後に急峻な電流が流れ、その後、非常に高い高周波振動が流れ、そして緩やかに振動しながら上昇する電流が流れていることが確

認できる。図2(b)の実測波形と比較すると、ピーク値やその後の高周波振動の周波数や減衰など全体の傾向は一致していることが確認できる。しかし、供試機により最も緩やかな上昇電流が完全に模擬できていない。これは、等価回路定数が高周波時($10[kHz] \sim 10[MHz]$)の共振周波数を基に導出されているため、それより低い周波数領域では、等価回路をそのまま適用することに無理があるためと考えられる。

よって提案するノーマルモード等価回路は、インバータの出力電圧の立ち上がり直後のノーマルモード電流を模擬する等価回路としてかなり妥当であると考えられる。本等価回路を基に周波数帯域を限定して、等価回路を簡単なRC回路として簡単化することも考えられる。ただし、低周波領域においては、本等価回路を拡張するか別の等価回路を考える必要がある。また実際の振動電流波形は、電動機の動作点、電動機の温度、スイッチング直前の相電流の値、スイッチング素子の浮遊容量や配線のインピーダンスなどに影響を受けると考えられる。これらについては、今後の検討課題としたい。

6. あとがき

誘導電動機の拘束時高周波インピーダンス(三相一括端子・フレーム間零相分インピーダンス Z_c 、三相二端子間線間インピーダンス Z_N)の周波数特性の測定結果を基に、コモンモード等価回路とノーマルモード等価回路を導出し、その回路定数の決定法について述べた。その回路を用いたシミュレーション結果と実験結果により $10[kHz] \sim 10[MHz]$ の周波数領域において導出した等価回路の妥当性を確認できた。

今回は、主として等価回路の妥当性について述べたが、今後、周波数特性を限定した場合における等価回路の簡略化と有効性について検討していきたい。

最後に在籍中、いろいろご指導いただいた博士前期課程修士生後藤智宏氏、および実験に協力してくれた学部卒業生伊藤信高氏に深く感謝します。

(平成11年 2月 1日受付, 平成11年 6月21日再受付)

文献

- (1) Y. Murai, T. Kubota, Y. Kawase: "Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor", *IEEE/IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 344-348 (1987)
- (2) 小笠原, 藤田, 赤木: 「電圧形PWMインバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」, *電学論 D*, **115D**, 1, pp. 77-83 (1995)
- (3) 後藤, 石田, 堀: 「インバータ駆動誘導電動機の高周波零相分等価回路」, *半導体電力変換研資*, *SPC-95-37* (1995)
- (4) 後藤, 石田, 堀: 「インバータ駆動誘導電動機の高周波零相分等価回路」, *電学論 D*, **116D**, 10, pp. 1018-1026 (1996)
- (5) 小笠原, 綾野, 赤木: 「電圧形PWMインバータが発生するコモンモード電圧のアクティブキャンセレーション」, *電学論 D*, **117D**, 5, pp. 565-571 (1997)

- (6) 日高, 石田, 堀, 藤田, 不破: 「PWMインバータ駆動誘導電動機の高周波等価回路 (はしご型回路)」, パワーエレクトロニクス研究会論文誌, 23, 2, pp. 56-62 (1998)

付録1 (15) (16) 式の導出

まず (14) において $\omega = \omega_{CP1}$ の時には

$$X_{C2}X_{L0}=0 \quad \dots (付1)$$

の関係が成り立つ。この時, Z_{CP1} は次式となる。

$$Z_{CP1}-r_4=\frac{(r_2-jX_{C2})(X_{L0}X_{C1}+}{-j2X_{C1}(R_C+r_2)} * \\ * \frac{+j\{R_C(-X_{C1})+X_{L0}(R_C+r_1+r_2)-X_{C1}(R_C+r_2)\}}{2(R_C+r_2)} \quad (付2)$$

またここで

$r_2^2 \ll X_{C2}^2$, $(X_{L0}X_{C1})^2 \gg \{-R_CX_{C1}+X_{L0}(R_C+r_1+r_2)-X_{C1}(R_C+r_2)\}^2$ の近似を行うと, 次式が得られる。

$$Z_{CP1}-r_4=\frac{X_{C2}X_{L0}}{2(R_C+r_2)} \bigg|_{\omega=\omega_{CP1}} \quad \dots (付3)$$

次に $\omega = \omega_{CP2}$ の時には

$$2X_{C1}+X_{C2}-X_{L0}=0, (\omega = \omega_{CP2}) \quad \dots (付4)$$

の関係が成り立つ。この時, Z_{CP2} は以下ようになる。

$$Z_{CP2}-r_4=\frac{(r_2-jX_{C2})[-X_{C1}(X_{L0}+2X_{C1})+}{j2X_{C1}(R_C+2r_1+r_2)} * \\ * \frac{j\{R_CX_{C1}+X_{L0}(R_C+r_1+r_2)+2r_1X_{C1}-X_{C1}(R_C+r_2)\}}{2(R_C+2r_1+r_2)} \quad \dots (付5)$$

またここで $r_2^2 \ll X_{C2}^2$,

$$(-X_{C1}(X_{L0}+2X_{C1}))^2 \\ \gg \{R_CX_{C1}+X_{L0}(R_C+r_1+r_2)+2r_1X_{C1}-X_{C1}(R_C+r_2)\}^2$$

の近似を行うと次式が得られる。

$$Z_{CP2}-r_4=\frac{X_{C2}(X_{L0}+2X_{C1})}{2(R_C+2r_1+r_2)} \bigg|_{\omega=\omega_{CP2}} \quad \dots (付6)$$

よって (付3) (付6) 式より (15) (16) 式が得られる。

付録2 (23) (24) 式の導出

本文の近似を施して, Z_N を求めると次式になる。

$$Z_N=\frac{(r_b'-jX_b')[12X_{L0}(X_a-3X_{L0})+}{12X_{L0}(X_a-3X_{L0})+X_b'(6X_{L0}-X_a)+j\{6X_{L0}(4R_n+12r_4+2r_a)-X_a(4R_n+12r_4)\}} * \\ * \frac{j\{6X_{L0}(4R_n+12r_4+2r_a)-X_a(4R_n+12r_4)\}}{+12r_4+2r_a+r_b'-X_a(4R_n+12r_4+r_b')-X_b'(2R_n+6r_4+r_a)} \quad \dots (付7)$$

まず $\omega = \omega_{NS}$ の時には, (17) 式から

$$3X_{L0}=X_a \quad \dots (付8)$$

が成り立つ。これを (付7) 式に代入し, 整理すると,

$$Z_N=\frac{(r_b'-jX_b')\{j6X_{L0}(2R_n+6r_4+2r_a)\}}{3X_b'X_{L0}+j\{3X_{L0}(4R_n+12r_4+4r_a+r_b')-X_b'(2R_n+6r_4+r_a)\}} \quad \dots (付9)$$

となる。ここで, $r_b'^2 \ll X_b'^2$,

$\{3X_{L0}(4R_n+12r_4+4r_a+r_b')-X_b'(2R_n+6r_4+r_a)\}^2 \ll (3X_b'X_{L0})^2$ の近似を行うと本文の (23) 式が得られる。

次に, $\omega = \omega_{NP}$ の時には, 抵抗分が存在するにもかかわらず, (17) 式における共振の関係より次式が成り立つものと仮定する。

$$12X_{L0}(X_a-3X_{L0})+X_b'(6X_{L0}-X_a)=0 \quad \dots (付10)$$

この関係を考慮すると, (付7) 式は次式で表される。

$$Z_N=\frac{(r_b'-jX_b')[12X_{L0}(X_a-3X_{L0})+}{j\{6X_{L0}(4R_n+12r_4+2r_a+r_b')\}} * \\ * \frac{j\{6X_{L0}(4R_n+12r_4+2r_a)-X_a(4R_n+12r_4)\}}{-X_a(4R_n+12r_4+r_b')-X_b'(2R_n+6r_4+r_a)} \quad (付11)$$

ここで $r_b'^2 \ll X_b'^2$,

$$\{6X_{L0}(4R_n+12r_4+2r_a)-X_a(4R_n+12r_4)\}^2 \ll \{12X_{L0}(X_a-3X_{L0})\}^2$$

の近似を行うと本文の (24) 式が得られる。

日高 太一 (学生員) 1974年5月31日生。1996年3月三重大学工

学部電気電子工学科卒業。同年4月同大学院工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程入学, 現在に至る。

石田 宗秋 (正 員) 1952年4月12日生。1980年3月名古屋大学

大学院工学研究科電気工学および電子工学専攻博士課程後期課程修了。同年4月同大学工学部電気工学科助手, 1996年10月三重大学工学部電気工学科教授, 現在に至る。工学博士。1993年電気学会論文賞, 1999年電気学会著作賞受賞。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会, 計測自動制御学会, 日本機械学会会員。

堀 孝正 (正 員) 1938年10月30日生。1961年3月大阪大学

工学部電気工学科卒業。同年4月(株)日立製作所日立研究所入所。1987年1月三重大学工学部電気工学科教授, 現在に至る。工学博士。1993年電気学会論文賞, 1994年電気学会業績賞, 1999年電気学会著作賞受賞。IEEE Fellow, 計測自動制御学会 Fellow, システム制御情報学会, パワーエレクトロニクス研究会会員。

藤田 秀紀 (正 員) 1951年3月28日生。1973年3月名古屋大学

工学部電気学科卒業。同年4月中部電力(株)入社。電力系統に関する実務及び研究に従事。1995年3月名古屋大学大学院博士課程修了。現在, 中部電力(株)電力技術研究所研究主幹。工学博士。1990年電気学会進歩賞受賞。IEEE 会員。