

速度センサレス誘導電動機ベクトル制御のための電圧ベクトル重畳によるスロット漏れインダクタンスの検出方法

清武 博文* 篠原 勝次** 下麥 卓也***

Detection Method of Slot Leakage Inductance for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor by Injection Voltage Vectors

Hirofumi KIYOTAKE, Katsuji SHINOHARA and Takuya SHIMOMUGI

This paper considers about the method of superimposing the voltage vectors to a standard PWM pattern, the principle which estimate the rotor speed from the variation of slot leakage inductance included in stator current is described. Neither the rogowski coil nor the high frequency signal injection are needed, and it has an advantage that the variation of leakage inductance is caught by an easy correction of the standard PWM pattern. In this paper, experimental results are presented that the variation of leakage inductance caused by rotor slots.

Keywords: Induction motor, sensorless vector control, slot harmonics, slot leakage inductance, PWM

1. まえがき

誘導電動機は速度センサレスベクトル制御方式は速度センサを必要とせずコストや耐環境性などの点で有利であり、産業界でも一般的に利用されている。速度センサを用いずにベクトル制御を行う場合、必要な回転子速度情報を誘起電圧から推定するが、回転速度が低くなってくると誘起電圧も小さくなり正

確な速度・トルク制御が困難になるという問題点がある。これに対し、インバータの電圧指令値に高周波信号を重畳して電動機の数学モデルに依存しないスロットリップル^{1),3),4),6)~11)}や磁気飽和^{2),6)}などの物理現象を用いた回転速度の推定を行う方式が提案されている。この数学モデルに依存しないスロットリップルを使う速度推定法は二つのカテゴリーに分類できる。一つは一次電流に含まれるスロット高調波から速度を推定する逆相成分電流方式^{1),3),4),8),9),11)}であり、もう一つは電動機の中性点と直流リンク部の中間点との間で測定される零相電圧に含まれるスロット高調波から速度を推定する零相電圧方式⁵⁾である。しかしながら、これらは高い周波数の搬送波信号電圧を注入する必要がある。近年、高周波の搬送

2005年8月31日受理

* 博士後期課程システム情報工学専攻 (社会人)
(大分工業高等専門学校電気電子工学科)

** 電気電子工学科

*** 博士前期課程電気電子工学専攻

波信号の重畳を必要とせずに、標準のPWMパターンに短時間の大きさが同じで向きは反対の2つの電圧ベクトルを印加し零相電流の微分値や零相電圧を測定する方法^{7),10)}が提案されているが、それらの検出にログスキーコイルや空間フィルタを必要とする。

本論文は、標準のPWMパターンに電圧ベクトルを重畳する方式について、固定子電流に含まれるスロット漏れインダクタンスを検出する方法を述べたものである。ログスキーコイルや高周波信号の重畳を必要とせず、PWMパターンの簡単な修正でスロット漏れインダクタンスを捉えられる点に利点がある。実験より固定子電流に含まれる漏れインダクタンスの変化を確認したので報告する。

2. 原理とシステム構成

2.1 原理

図-1に電圧ベクトルに対する電流応答解析のための単純化モデルを示す。機器の各相は主磁束および回転子スロットの影響下で正弦波状に変化すると仮定される漏れインダクタンスと小さな逆起電力が直列に接続されたものとしてモデル化できる。

漏れインダクタンスの変化は式(1)のように表現できる。

$$\begin{aligned}
 l_{\sigma a} &= l_{\sigma} - \Delta l_{\sigma_sat} \cos(2(\omega_e t)) - \Delta l_{\sigma_slot} \cos(n(\omega_r t + \phi)) \\
 l_{\sigma b} &= l_{\sigma} - \Delta l_{\sigma_sat} \cos\left(2\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 &\quad - \Delta l_{\sigma_slot} \cos\left(n\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right)\right) \\
 l_{\sigma c} &= l_{\sigma} - \Delta l_{\sigma_sat} \cos\left(2\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \\
 &\quad - \Delta l_{\sigma_slot} \cos\left(n\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} + \phi\right)\right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

ここで、 l_{σ} は平均漏れインダクタンス値、 Δl_{σ_sat} および Δl_{σ_slot} はそれぞれ、飽和および回転子スロットによる漏れインダクタンスの変化、 n は極対数あた

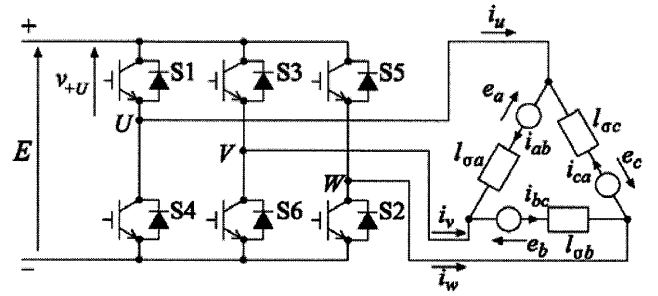


図-1 電圧ベクトルに対する単純化モデル

りの回転子スロット数である。この時、PWMサイクルの零ベクトルの中央で、大きさが同じで向きは反対の短時間の電圧ベクトル(v_1, v_4)を重畳する。この時、電圧ベクトル v_1 に対する相電流の微分応答を $di_k^{(1)}/dt$ ($k=a,b,c$) と表すと、

$$\begin{aligned}
 E &= l_{\sigma a} \cdot \frac{di_{ab}^{(1)}}{dt} + e_a \\
 E &= -l_{\sigma c} \cdot \frac{di_{ca}^{(1)}}{dt} - e_c
 \end{aligned} \tag{2}$$

$$0 = l_{\sigma b} \cdot \frac{di_{bc}^{(1)}}{dt} + e_b$$

が得られる。以下、 v_1 ベクトルに対する電流 $i_u - i_v - i_w$ の微分応答について検討する。図-1より

$$\begin{aligned}
 i_u &= i_{ab} - i_{ca} \\
 i_v &= -i_{ab} \\
 i_w &= i_{ca}
 \end{aligned} \tag{3}$$

なので、

$$\begin{aligned}
 \frac{d(i_u - i_v - i_w)^{(1)}}{dt} &= \frac{di_u^{(1)}}{dt} - \frac{di_v^{(1)}}{dt} - \frac{di_w^{(1)}}{dt} \\
 &= 2 \frac{di_{ab}^{(1)}}{dt} - 2 \frac{di_{ca}^{(1)}}{dt}
 \end{aligned} \tag{4}$$

式(2)を式(4)に代入すると、

$$\frac{d(i_u - i_v - i_w)^{(1)}}{dt} = 2 \frac{E - e_a}{l_{\sigma a}} + 2 \frac{E + e_c}{l_{\sigma c}} \tag{5}$$

低速においては誘起電圧 e_a, e_b, e_c は小さく無視できるので、

$$\frac{d(i_u - i_v - i_w)^{(1)}}{dt} = 2E \left(\frac{1}{l_{\sigma a}} + \frac{1}{l_{\sigma c}} \right) \tag{6}$$

式(6)より、 v_1 ベクトルを重畳した時の電流

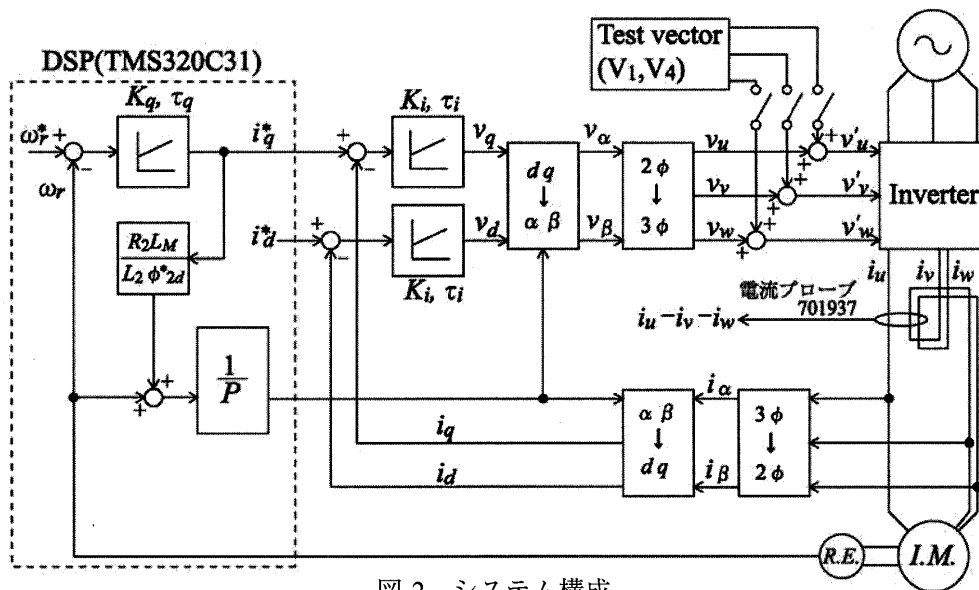


図-2 システム構成

$i_u - i_v - i_w$ に対する漏れインダクタンスを $l_\sigma^{(1)}$ とすると、次式で表せる。

$$E = l_\sigma^{(1)} \frac{d(i_u - i_v - i_w)^{(1)}}{dt} \quad (7)$$

式(7)と式(6)より

$$l_\sigma^{(1)} = \frac{E}{\frac{d(i_u - i_v - i_w)^{(1)}}{dt}} = \frac{1}{2 \left(\frac{1}{l_{\sigma a}} + \frac{1}{l_{\sigma c}} \right)} \quad (8)$$

式(8)より、電圧ベクトル V_1 重畳時の各相電流には図-1 の $l_{\sigma a}$ と $l_{\sigma c}$ の漏れインダクタンスが関係することになり、 $l_\sigma^{(1)}$ を検出することで回転速度の推定が行える。

2.2 システム構成

図-2 にスロット漏れインダクタンスの変化を利用したベクトル制御のシステム構成を、図-3 に $i_u - i_v - i_w$ の測定法を示す。以下、両図に従って説明する。指令として速度指令値 ω_r^* および励磁成分電流指令値 i_d^* を与えて速度制御および dq 軸上電流制御を行い、インバータの電圧指令値 v_u, v_v, v_w を得る。零ベクトルの中央の位置でそれぞれ $15\mu\text{s}$ の V_1, V_4 ベクトルを重畳させ三角波と比較することで電圧ベクトルを重畳した PWM 信号を作り、インバー

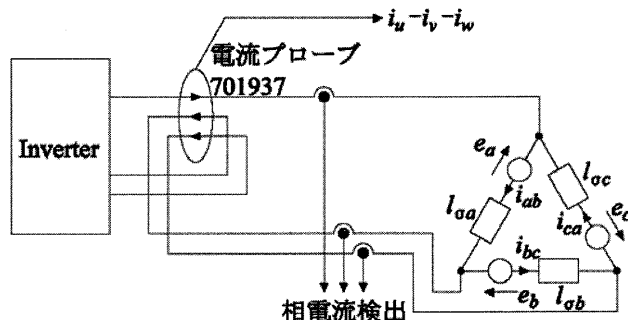


図-3 $i_u - i_v - i_w$ の測定法

タを動作させる。その後、検出した一次電流 i_u, i_v, i_w は三相→ dq に変換し dq 軸上電流制御へ入力する。また、スロット漏れインダクタンスによる電流の変化の検出精度を増すため、 $i_u - i_v - i_w$ を電流プローブ 701937 (横河電機製、帯域 50MHz) で測定する。

2.3 電圧ベクトル重畳回路

図-4 に電圧ベクトルの重畳回路を示す。まず 2.5kHz の三角波を OP アンプで増幅しリミットをかけることで三角波の零クロスで立ち上がる $200\mu\text{s}$ の幅を持つパルスを作る (a 点)。零ベクトルは三角波が負から正に立ち上がる零クロス点から $100\mu\text{s}$ の頂点近辺に存在している。したがって重畳する $15\mu\text{s}$ の V_1, V_4 ベクトルは三角波が負から正に立ち上がる零クロス点からそれぞれ $85\mu\text{s}, 100\mu\text{s}$ から重畳すれ

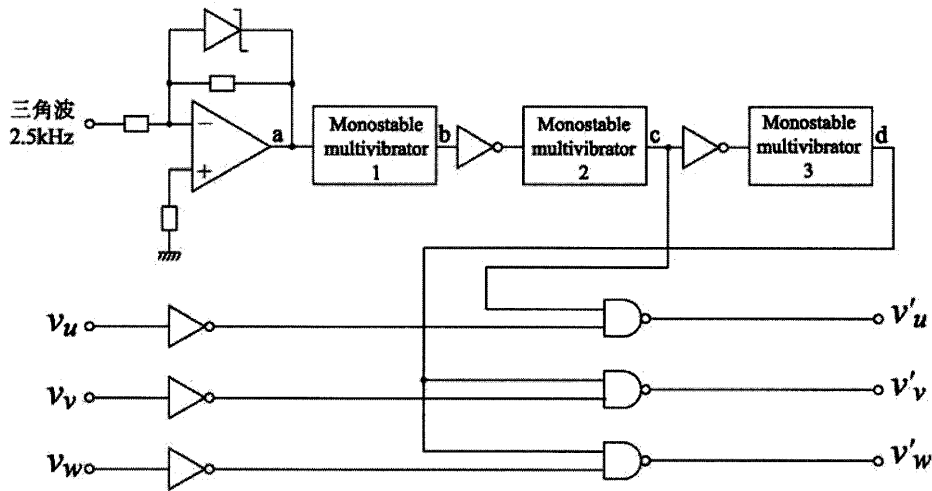


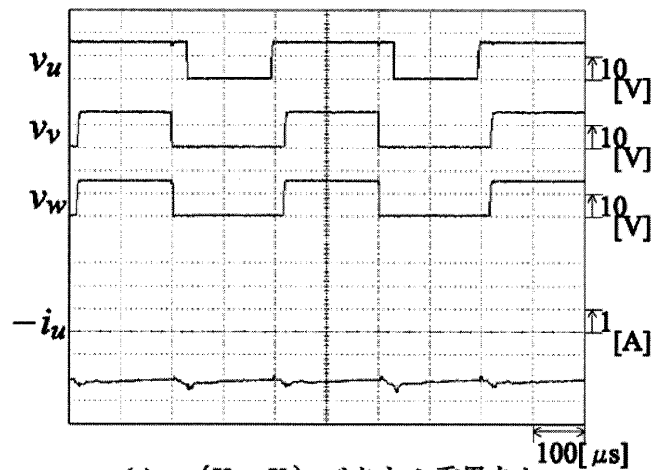
図4 電圧ベクトル重畳回路

ば良い。単安定マルチバイブレータ 1 は a 点に同期して $85\mu\text{s}$ の幅を持つパルスを作る回路である (b 点)。また単安定マルチバイブレータ 2 は b 点の立ち下がりから $15\mu\text{s}$ のパルスを作る (c 点)。さらに単安定マルチバイブレータ 3 は c 点の立ち下がりから $15\mu\text{s}$ のパルスを作る (d 点)。NAND 回路を使って c 点で V_1 ベクトルを、d 点で V_4 ベクトルを作成する。

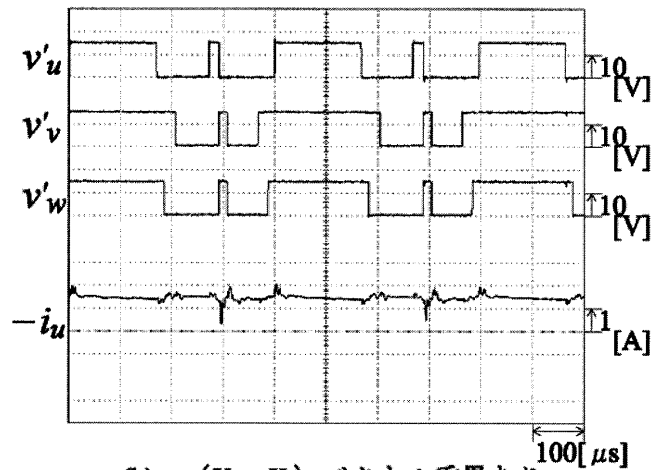
3. 実験結果

図-5 に電圧ベクトル重畳がある場合とない場合のインバータ電圧指令値および $-i_u$ の波形を示す。零ベクトル時の中央で $15\mu\text{s}$ の V_1 ベクトルと V_4 ベクトルが確認できる。ベクトル重畳を行った場合には、 $-i_u$ に一定傾きの電流変化が起きていることがわかる。この V_1 ベクトルを重畳した時の $i_u - i_v - i_w$ の傾きを集めてグラフ化すると、スロット漏れインダクタンスの変化が抽出できる。

図-6 に (V_1, V_4) ベクトルを重畳した場合のインバータ電圧指令値 v'_u, v'_v, v'_w と一次電流 $-i_u$ の波形を示す。図より、 V_1 ベクトルを重畳したあとに V_4 ベクトルを重畳することで V_1 ベクトルの影響がキャンセルされていることがわかる。また、時間によって V_1 ベクトルによる i_u の変化量に差があることもわかる。これが式(8)で示されるスロット漏れインダク



(a) (V_1, V_4) ベクトル重畳なし



(b) (V_1, V_4) ベクトル重畳あり

図-5 電圧ベクトル重畳結果

タンスを示しており、この変化量を検出することで回転速度の推定が可能となる。

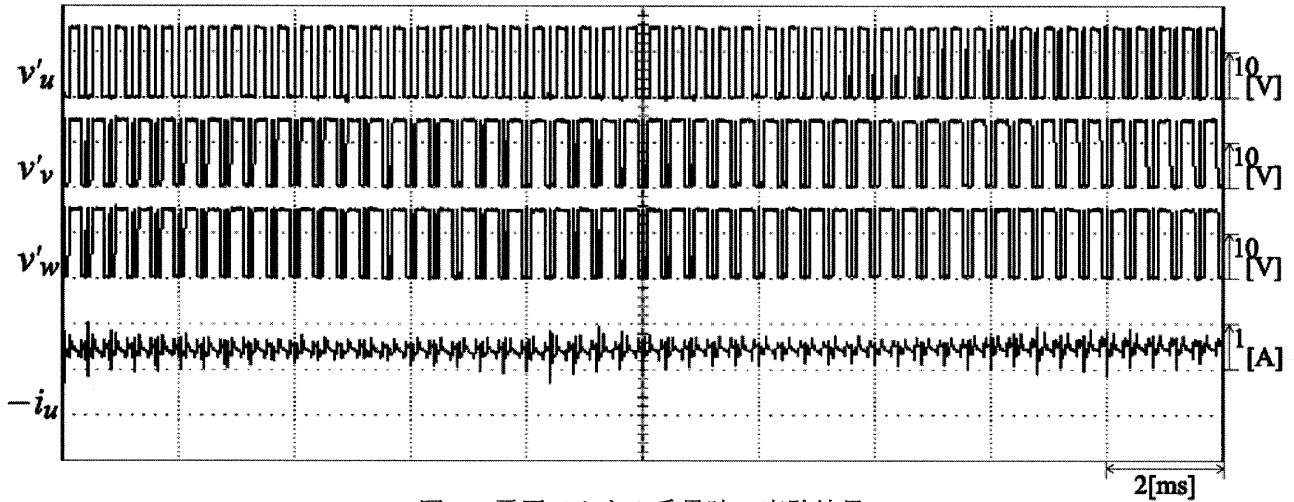


図-6 電圧ベクトル重畳時の実験結果

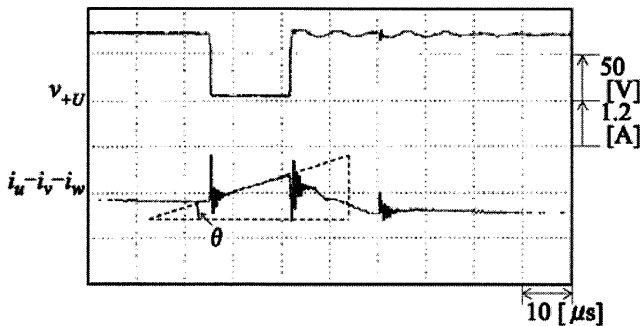


図-7 スロット漏れインダクタンス $L_{\sigma}^{(1)}$ の求め方

表-1 誘導電動機定数

Rated power	1.5kW
Rated voltage	180V
Number of poles	4
Stator resistance	0.5322 Ω
Rotor resistance	0.5367 Ω
Stator inductance	0.07943H
Rotor inductance	0.07943H
Mutual inductance	0.07728H
Number of stator slots	36
Number of rotor slots	28 (semi open)

図-7 にスロット漏れインダクタンス $L_{\sigma}^{(1)}$ の求め方を示す。U 相-上アーム間の波形により v_1 ベクトル重畳の位置が分かる。スロット漏れインダクタンスは v_1 ベクトル重畳時の $i_u - i_v - i_w$ の角度 θ より式(9)で計算される。

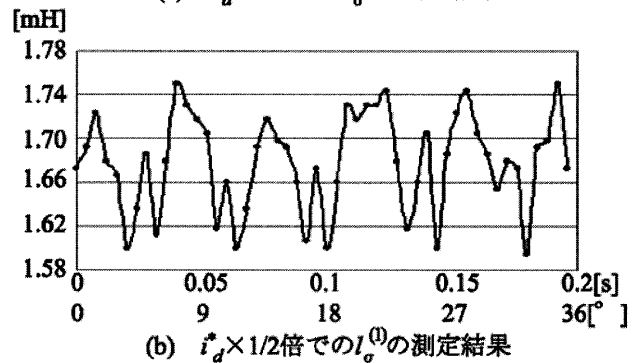
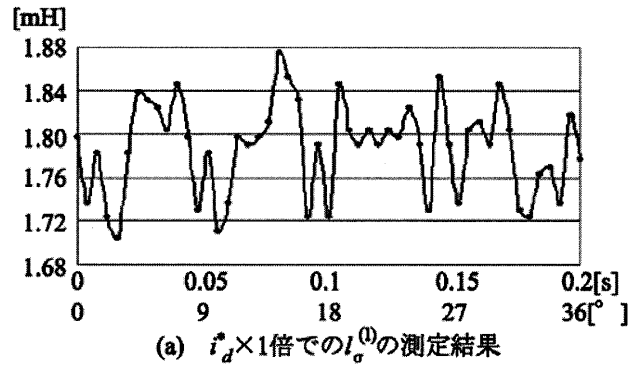


図-8 $L_{\sigma}^{(1)}$ の測定結果

$$L_{\sigma}^{(1)} = \frac{E}{\frac{d(i_u - i_v - i_w)^{(1)}}{dt}} = \frac{E}{\tan \theta \cdot \frac{1.2[\text{A}]}{10^{-7}[\text{s}]}} \quad (9)$$

図-8 に 30rpm、励磁成分電流指令値が 1 倍 (5.838A)、1/2 倍 (2.919A) のときの $L_{\sigma}^{(1)}$ の測定結果を示す。図-7 の要領で θ を測定し、式(9)で $L_{\sigma}^{(1)}$ を求めている。

実験の条件は無負荷である。30rpm で回転しているので 1s 間に 28 スロット分の変化が発生することになる。図-8 では 0.2s 測定したので表れるべきスロットによるインダクタンスの変化は $28 \times 0.2 = 5.6$ スロットとなる。結果、(a)では飽和の影響でインダクタンスの変化がうまく表れていないが、(b)では 5.6 スロット分の変化が確認できる。

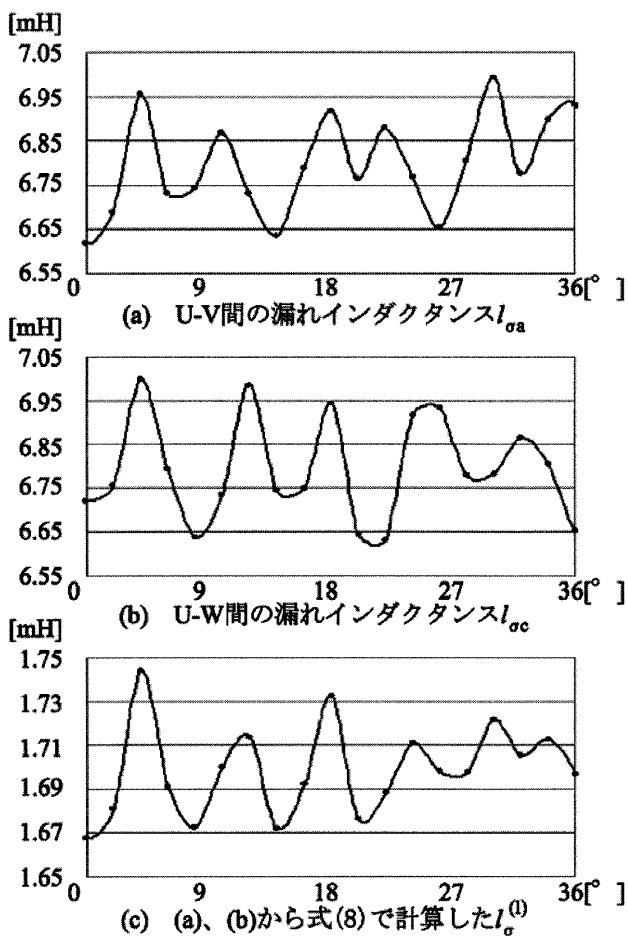


図-9 $L_0^{(1)}$ の計算結果

図-9 に LCRメータで測定した U-V 間と U-W 間のインダクタンスから式(8)で計算した $L_0^{(1)}$ を示す。図-8 の実測結果とほぼ同じような値であり、かつ 5.6 スロット分の漏れインダクタンスの変化が表れていることがわかる。

4. まとめ

標準の PWM パターンに電圧ベクトルを重畳する方式について、固定子電流に含まれるスロット漏れインダクタンスの変化から回転速度を推定する原理を述べ、実験よりスロットによる漏れインダクタンスの変化を確認した。

謝辞

本研究の実験に貢献された鹿児島大学電気電子工学科 4 年西園大介君、野村知史君に感謝します。

参考文献

- 1) P. L. Jansen, R. D. Rolenz IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.31, No.2, pp.240-247, 1995
- 2) P. L. Jansen, R. D. Rolenz IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.32, No.6, pp.1380-1393, 1996
- 3) J. Cilia, G. M. Asher, K. J. Bradley, M. Sumner IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.33, No.5, pp.1162-1169, 1997
- 4) J. I. Ha, S. K. Sul IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.35, No.1, pp.45-51, 1999
- 5) D. W. Chung, J. K. Ha, S. K. Sul, 井出、室北、沢 電学論 D, Vol.121-D, No.11, pp.1257-1264, 2000
- 6) A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.36, No.3, pp.797-804, 2000
- 7) J. Holtz, H. Pan IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.40, No.2, MARCH/ APRIL pp.623-631 2004
- 8) 清武、篠原、高山 平成 16 年半導体電力変換・産業電力応用合同研究会、SPC-04-80、IEA-04-7
- 9) 清武、篠原、下麥 平成 16 年電気学会産業応用部門大会、1-103
- 10) C. Caruana, G. M. Asher, J. C. Clare IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.41, No.2, MARCH/ APRIL pp.609-617 2005
- 11) 清武、篠原、下麥 平成 17 年電気学会産業応用部門大会、1-75