

デュアル巻線モータの低速センサレス制御における信号重畳法

Signal Injection Method for Position Sensorless Control of Dual Winding Motor at Low-speeds

加納善明*

Yoshiaki Kano

Summary

In this study, we examine the relationship between harmonic voltage injection and position estimation performance in the dual winding wound-field synchronous machines at low speeds. Further, we propose a novel signal injection method for sensorless rotor position detection; this method can be realized high signal-to-noise ratio as well as acoustic noise reduction in the motor. The proposed injection method is verified by analysis using a 16-pole-96-slot machine.

キーワード : 位置センサレス制御, 高調波重畳, デュアル巻線モータ, 低速

Keywords : Position sensorless control, Harmonic voltage injection, Dual winding motor, Low-speed

1. まえがき

近年, ハイブリッド車や電気自動車用の主機モータや発電機, スターター用モータなど, 自動車のパワートレイン用途の電動機駆動技術の研究開発が盛んに行われている。これらの用途では, 自動車という限られたスペースに搭載されることから体格に対する要求が高く, 同時に低速での大トルク特性が要求される。高トルク・高出力密度を実現する電動機駆動技術に, 多重巻線電動機がある。これは1つのステータに複数組みの巻線を配置し, 複数のインバータで各巻線に通電する方式である。特に2つの三相巻線を有する二重三相巻線モータ(以下, デュアル巻線モータ)には, 2つの巻線を電気角で 30° ずらして配置することで磁束高調波に起因する6次のトルク脈動を低減できる特徴がある⁽¹⁾。古くからデュアル巻線モータに関する研究が報告されているが, 近年もさらなる高出力密度化を目指した研究が行われている。

同期モータの制御には, 回転角度に応じて電流を制

停止・低速域の位置センサレス制御: 高調波電圧重畳方式

- ・位置に対するインダクタンス変化(電流の流れやすさ)を利用
- ・高調波電圧を印加し, 高調波電流より位置推定する

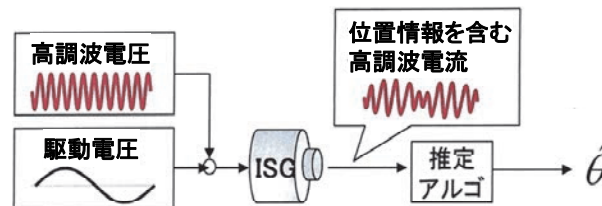


図1 低速域での位置センサレス制御法

御するため, 通常, エンコーダ等の位置センサが用いられる。この位置センサを除去することで, 小型・軽量化, 低価格化, 信頼性向上が期待できる。近年, 位置センサレス制御技術について多くの研究がなされており, 低速域から大トルクが求められるアプリケーションでは, 図1に示すような高調波電圧を重畳する方式が一般に用いられている。しかし, 自動車駆動のように騒音抑制が求められる用途は, PWMによって生じ

* 電気電子工学科

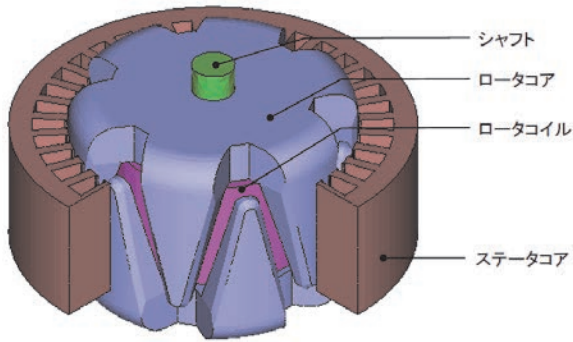


図2 供試16極96スロットデュアル巻線モータの構造

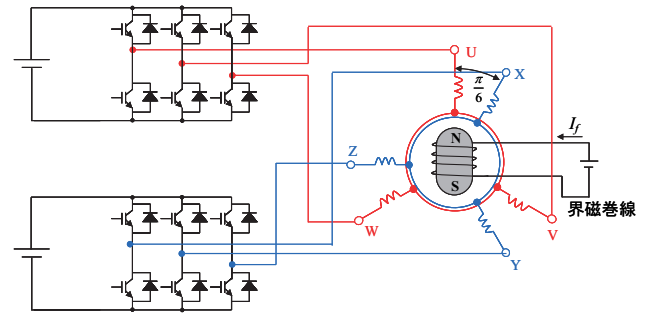
る電流高調波成分と低速域位置センサレス制御において、重畳する高調波電圧によって増加する可聴域での電流高調波成分によって発生するモータの磁氣的騒音が問題となりやすい。後者によって発生する騒音に対し、重畳する高調波電圧の周波数をランダムにすることで騒音低減を図る手法が提案されている⁽²⁾。しかし、この手法は、発生する磁氣的騒音の周波数を分散することで、特定の周波数成分が継続的に発生し耳障りな音が発生するのを防ぐことが主目的で、騒音レベルの低減効果が小さい。他方、特殊なPWMを用いることで可聴域での電流高調波成分を発生させずに回転子位置を推定する手法が提案されている⁽³⁾が、スイッチング回数の増加や推定演算の複雑化を招く。スイッチング回数を増やさずに騒音を低減するには、高調波電圧成分の低減が効果的である。しかし、重畳する高調波電圧の振幅を下げると、騒音が減少する一方で、位置推定精度が低下するトレードオフの問題がある。デュアル巻線モータでは、2系統巻線にそれぞれ個別の位置推定用高調波電圧を重畳することができ、2系統の巻線に逆位相の高調波電圧を重畳（以下、逆位相重畳方式を略記）することで、上述のトルク脈動の低減が可能である。

本論文では、逆位相重畳方式をベースとした位置センサレス制御を実現することを目的に、磁場解析を用いて位置推定に適した高調波電圧／電流位相を提案する。

2. デュアル巻線を持つ巻線界磁形同期モータ

実験・解析の対象とした供試16極96スロットのデュアル巻線を持つ巻線界磁形同期モータの概観図を図2に示す。同モータは、ロータが特異な形状のいわゆるランデル型で、ロータ材には一般構造鋼材であるSPCCが用いられている。固定子巻線は、1スロット4ターンの平角分布巻線が施されている。

供試モータは16極を有するが、1極対数を例に、同



(b) 巻線構成図

図3 供試デュアル巻線モータの巻線構成

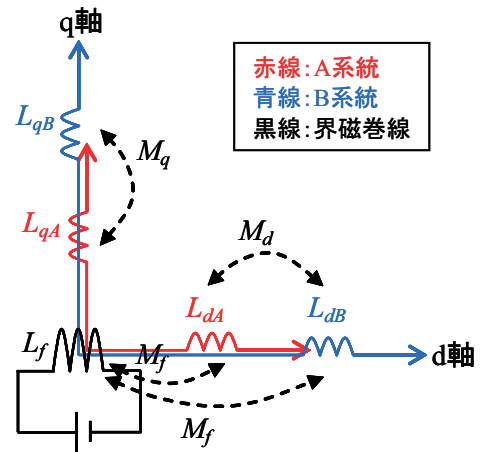


図4 dq軸等価回路

モータの巻線構成およびインバータとの接続を図3に示す(巻線抵抗の描画は省略)。電気角を同じくするA系統(U-V-W)、B系統(X-Y-Z)の2組の三相巻線が施されており、各系統の巻線が異なる中性点を持つ電機子となっている。ただし、B系統の配置をA系統に対して、空間的に 30° ずらして配置している。同図では、A系統の巻線を赤色で、B系統の巻線を青色で表している。

3. デュアル巻線モータのモデル化

3.1 デュアル巻線モータの電圧方程式

巻線抵抗を省略した場合におけるデュアル巻線を持つ巻線界磁形同期モータのdq座標軸上の等価回路を図4に示す。A系統、B系統の2セットの三相巻線が施されているため、系統間に磁気干渉が生じ、一系統に電圧変化が発生した場合に、他系統にも電圧変化が生じる。また、ロータが巻線界磁形であるため、ロータ巻線とステータ巻線の間にも磁気干渉が発生する。ここで、d、q軸のA、B系統間の相互インダクタンスをそれぞれ M_d 、 M_q と定義し、ロータ界磁巻線とA系統、B系統巻線との相互インダクタンスを M_f と定義すると、

供試モータの dq 軸上における電圧方程式は(1)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{dA} \\ v_{qB} \\ v_{dA} \\ v_{qB} \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ri_{dA} \\ Ri_{qB} \\ Ri_{dA} \\ Ri_{qB} \\ R_f i_f \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 & M_f \\ 0 & L_q & 0 & M_q & 0 \\ M_d & 0 & L_d & 0 & M_f \\ 0 & M_q & 0 & L_q & 0 \\ M_f & 0 & M_f & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qB} \\ i_{dA} \\ i_{qB} \\ i_f \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & -M_q & 0 \\ L_d & 0 & M_d & 0 & M_f \\ 0 & -M_q & 0 & -L_q & 0 \\ M_d & 0 & L_d & 0 & M_f \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qB} \\ i_{dA} \\ i_{qB} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、 v_{dA} , v_{qA} : A 系統巻線の d,q 軸電圧, v_{dB} , v_{qB} : B 系統巻線の d,q 軸電圧, v_f : 界磁巻線への印加電圧, i_{dA} , i_{qA} : A 系統巻線の d,q 軸電流, i_{dB} , i_{qB} : B 系統巻線の d,q 軸電流, i_f : 界磁電流, R : 電機子巻線抵抗, R_f : 界磁巻線抵抗, L_d , L_q : d,q 軸自己インダクタンス, L_f : 界磁巻線の自己インダクタンス, ω : 回転角速度, p : 微分演算子である。

(1)式の右辺第一項は巻線抵抗による電圧降下, 第二項は電流の変化によるインダクタンス電圧降下で第三項は電機子反作用を表している。

3.2 高周波電圧に対応する電流

位置推定を行うために dq 軸に高調波電圧を重畳する。重畳する電圧を v_{dAh} , v_{qAh} , v_{dBh} , v_{qBh} とし, 低速且つ高調波電圧の周波数が回転磁界の基本波周波数よりも十分に高く, 界磁電流が一定に制御できているとすると, 高調波電圧と高調波電流の関係式は以下のように表現できる。

$$\begin{bmatrix} v_{dAh} \\ v_{qAh} \\ v_{dBh} \\ v_{qBh} \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dAh} \\ i_{qAh} \\ i_{dBh} \\ i_{qBh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

(2)式を A 系統, B 系統巻線電流について解き, (3), (4)式を得る。

$$p \begin{bmatrix} i_{dAh} \\ i_{dBh} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d^2 - M_d^2} \begin{bmatrix} L_d & -M_d \\ -M_d & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dAh} \\ v_{dBh} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$p \begin{bmatrix} i_{qAh} \\ i_{qBh} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_q^2 - M_q^2} \begin{bmatrix} L_q & -M_q \\ -M_q & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qAh} \\ v_{qBh} \end{bmatrix} \quad (4)$$

4. 高周波信号重畳時における高周波電流と位置センサレス制御の可能性

本章では, デュアル巻線モータが2つの巻線群を持

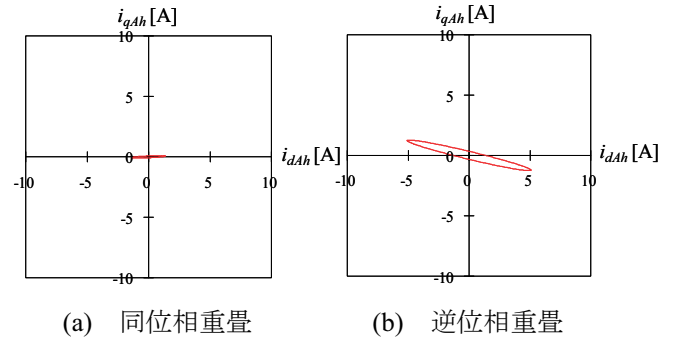


図5 高調波電流軌跡の比較

つことを利用し, d 軸方向に同位相および逆位相で高調波電圧を重畳した場合の電流応答から, 位置センサレス制御の可能性・実現性について検討する。

4.1 同位相高調波電圧重畳時の高周波電流

同位相重畳では, 各系統に同じ振幅で符号が同じ以下の高調波電圧を重畳する。

$$\begin{cases} v_{dAh} = v_{dBh} = V_h \cos \omega_h t \\ v_{qAh} = v_{qBh} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

(5)式を(3)式に代入することで, 同位相重畳時における d 軸電流応答は次式で与えられる。

$$\begin{cases} i_{dAh} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{1}{L_d + M_d} \sin \omega_h t \\ i_{dBh} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{1}{L_d + M_d} \sin \omega_h t \end{cases} \quad (6)$$

4.2 逆位相高調波電圧重畳時の高周波電流

逆位相重畳では, 各系統に同じ振幅の符号反転した以下の高調波電圧を重畳する。

$$\begin{cases} v_{dAh} = -v_{dBh} = V_h \cos \omega_h t \\ v_{qAh} = v_{qBh} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

(7)式を(3)式に代入することで, 逆位相重畳時における d 軸電流応答は次式で与えられる。

$$\begin{cases} i_{dAh} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{1}{L_d - M_d} \sin \omega_h t \\ i_{dBh} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{1}{L_d - M_d} \sin \omega_h t \end{cases} \quad (8)$$

4.3 高周波電流シミュレーション

(6)式, (8)式より同位相重畳時では d 軸電流の分母成分は $L_d + M_d$ となっているが, 逆位相重畳時では $L_d - M_d$ となっている。同期モータでは, $L_d > M_d$ が成立するため, 必ず逆位相重畳の方が, 同じ電圧信号で多くの電流情報が得られる。

図2の供試デュアル巻線モータを対象に同位相・逆位相重畳時における高調波電流軌跡を3D-FEMで解析した結果を図5に示す。解析動作点は, 一例として最

大トルク／電流制御ライン上の $I_f=4A$, $I_d=-25A$, $I_q=75A$ とし、高調波電圧振幅および周波数をそれぞれ 0.5V, 600Hz とした。参考までに、 $I_f=4A$ における供試モータのトルクコンター図を図 6 に示す。

図 5 より、上述したように逆位相重畳の方が電圧重畳方向(d 軸方向)における電流振幅が 3.48 倍と大きな高調波電流を得ることができ、S/N 比を高く取れることがわかる。

5. 位置推定に適した高調波電圧／電流位相

本論文では、位置推定が困難となる磁気飽和領域を対象に位置推定に適した高調波電圧／電流位相を検討する。鉄心内の磁気飽和が強いとインダクタンスの楕円軌跡における長軸方向（磁気飽和が無ければ d 軸方向に相当する）が実 d 軸と一致しなくなり、位置推定誤差が生じる。一例として、負荷時における供試モータの高調波電流軌跡の測定結果を図 7 に示す。高調波電流軌跡は、次式で与えられる高周波円軌跡を dq 軸電圧に重畳して測定している。

$$\begin{cases} v_{dAh} = -v_{dBh} = V_h \cos \omega_h t \\ v_{qAh} = -v_{qBh} = V_h \sin \omega_h t \end{cases} \quad (9)$$

同図より、楕円電流軌跡の長軸方向はほぼ電流位相方向を向いており、一般的な位置推定法が適用できない。ここでは、(7)式のような d 軸方向に電圧を重畳するのではなく、最も S/N 比が得られ位置センサレス制御に適した電圧位相に高調波電圧を重畳し、位置推定を行う手法を提案する。具体的には、三次元有限要素非線形磁場解析を用いて、最適な電圧位相を解析的に探索し、その条件を導出している。探索における具体的な重畳方向と電流測定方向の概念図を図 8 に示す。

α は推定 d 軸からの高調波電圧位相、 I_a は電流振幅、 $\Delta\theta$ は位置誤差を示す。基本波電流位相を最大トルク／電流位相に固定し、 α を任意の位相に設定し、その時の電圧重畳方向と重畳方向に対し 90deg 進み方向における高調波電流振幅を、電圧入力に対する三次元動磁場の過渡応答解析にて解析を行う。そして、位置誤差 $\Delta\theta$ を変化させて高調波電流振幅 I_h の変化を解析し、最も S/N 比が得られる α を探索する。

探索の条件は、界磁電流 $I_f=4A$ 固定の下で、基本波電流振幅 I_a を 50～150A (50A 刻み)、高調波電圧振幅及び周波数を 0.5V 及び 600Hz、回転数を 100rpm、高調波電圧位相 α を 0～180deg、位置推定誤差 $\Delta\theta$ を -90～90deg で変化させる。この場合の結果を基本波電流振幅毎に図 9～図 11 に示す。

なお、図 9～図 11 の結果の縦軸は、位置誤差 $\Delta\theta=0$ に

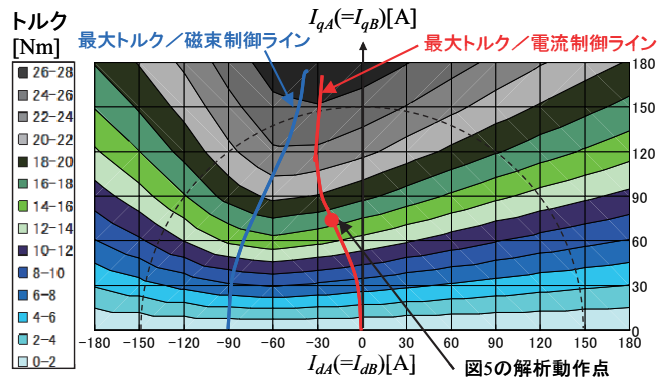


図 6 供試モータのトルク等高線と最大トルク／電流制御ライン(界磁電流 $I_f=4A$)

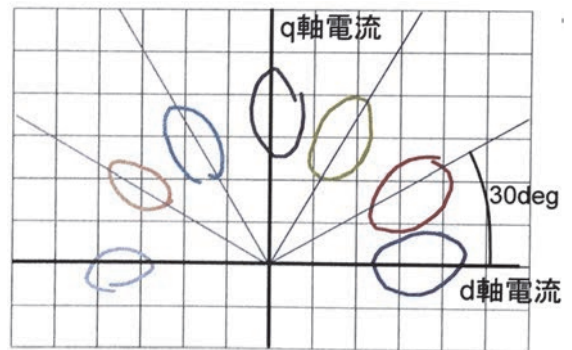


図 7 高調波電流軌跡 (負荷時)

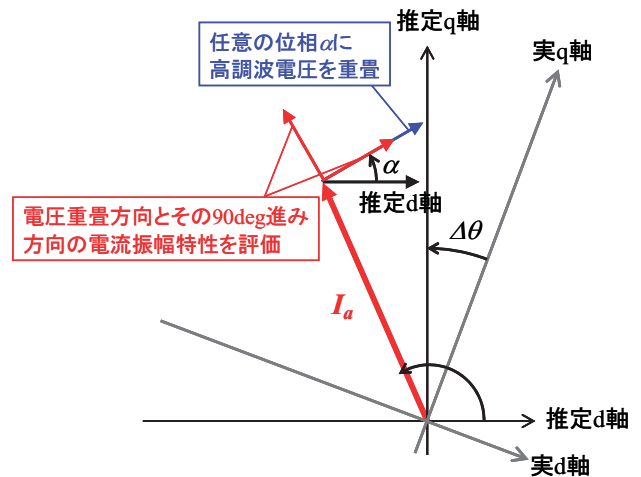


図 8 高調波電流軌跡 (負荷時)

における高調波電流振幅 I_h に対する電流振幅の差分 ΔI_h を表している。

図 9～図 11 の結果から、以下のことがわかる。

- 電圧重畳方向における高調波電流振幅の差分 ΔI_h は位置誤差に対し単調減少となる。この結果から、 $\Delta\theta=0$ における高調波電流振幅 I_h の値に推定 d 軸上の高調波電流を制御することで、位置誤差をゼロにすることができる。

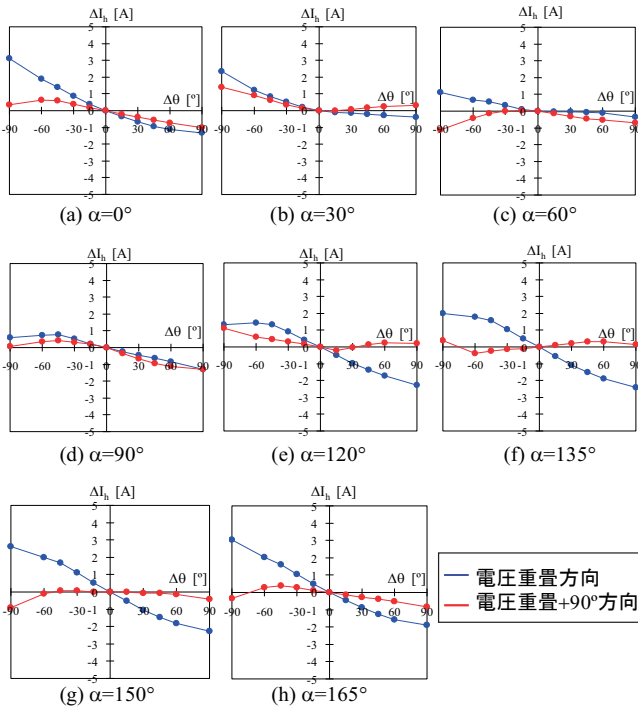


図9 位置誤差と高調波電流振幅の関係 ($I_a=50A$)

- 電圧重畳方向に対し 90deg 進み方向における高調波電流振幅の差 ΔI_h は、位置誤差に対し単調減少とならないケースが多数であり、位置誤差の補正に利用できない。
- 最も S/N 比がとれる電圧重畳方向 α は、電流基本波振幅に依らず $\alpha=150deg$ である。

6. あとがき

本論文では、デュアル巻線を持つ巻線界磁形同期モータの低速時の位置推定法である高調波電圧重畳法について 3D-FEM 解析を用いて検討した。磁気飽和の強い運転状態において、推定 d 軸方向から 150deg 進んだ方向に高調波電圧を重畳し、重畳方向における電流振幅を検出することで、最も S/N 比が高く位置推定可能であることを解析的に明らかにした。

今回は、磁場解析を用いて高調波電圧重畳方向を決定したが、この位相となる理論的な解明を内部の磁気挙動を調査して明らかにしていく予定である。

参考文献

- 1) L.Chen, L.Hou; "A novel space vector PWM control for dual Three-phase induction motor", *Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC2004*, vol.2, pp.724-729(2004)

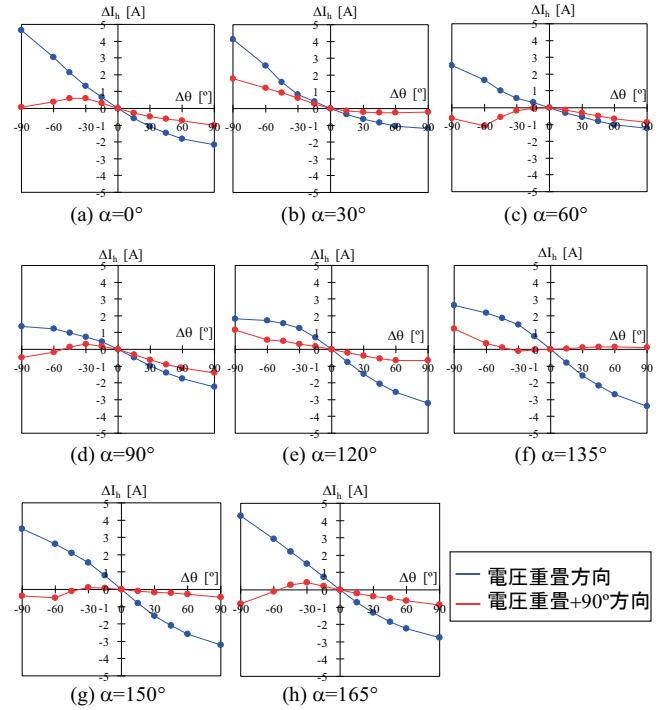


図10 位置誤差と高調波電流振幅の関係 ($I_a=100A$)

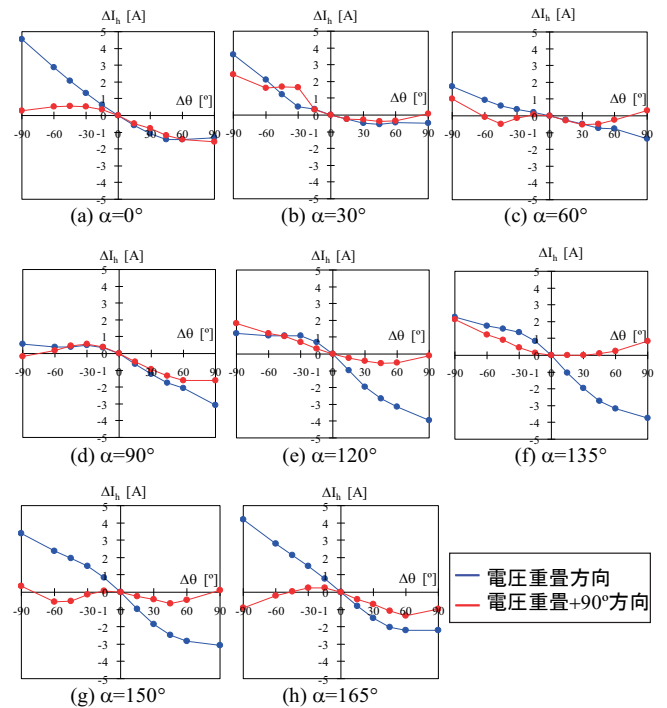


図11 位置誤差と高調波電流振幅の関係 ($I_a=150A$)

- 2) A.M.Trzynadlowski, et.al, "Random Pulse Width Modulation Techniques for Converter-Fed Drive Systems –A Review", *IEEE Trans. on IA*, vol.30, No.5, pp.1166-1175(1994)
- 3) 小笠原悟司他: 「新しい電流リップル検出回路を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システム」, *電学論 D*, 123, 6, pp.667-674(2003)