

# 位置センサレス制御の影響を考慮した 永久磁石同期モータの速度・電流制御の安定性解析

前川 佐理\*<sup>1</sup>

## Stability analysis of speed and current control for PMSM considered position sensorless control

Sari Maekawa\*<sup>1</sup>

**ABSTRACT** : For the control of permanent magnet synchronous motors, speed control, current control, sensorless control exist, and control gain design is required. In general, the control gain needs to be designed in consideration of stability and responsibility, and various researches have been conducted on this. In this paper, the influence of the control band of the three types of control on the stability is analyzed by combining the analysis of the pole placement of the closed-loop transfer function and stability judgment considering the axial error which is the difference between the actual position and the estimated position, the relationship between each control band that can secure the results is discussed.

**Keywords** : PMSM, Sensorless control, ASR, Stability

(Received October 30, 2019)

### 1. はじめに

永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) のセンサレス制御において、中～高速領域では回転子磁束や誘起電圧を推定する方式が用いられているが、様々な要因により、センサレス制御が不安定化する問題がある。

不安定要因として、回転子磁束推定に用いる  $d, q$  軸インダクタンスが磁気飽和<sup>(1)-(3)</sup> や軸間干渉<sup>(4)(5)</sup> により変化することに起因するものや、集中巻モータにみられる空間高調波など、モータモデルが非正弦波形状として影響するものがある<sup>(6)</sup>。更に、IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) の突極性に起因する  $d, q$  軸インダクタンスの違いがセンサレス制御に  $2\theta$  成分として及ぼす影響について安定限界の検討<sup>(7)</sup> や拡張誘起電圧を初めとする数学モデルの検討<sup>(8)(19)(21)</sup> など、様々な研究が進められている。

また、速度指令に基づく制御系を構成する上で必要となる各制御において設定される制御ゲインや固有角周波数

に関しては、電流制御<sup>(9)(10)</sup>、速度制御<sup>(11)(12)</sup>、そして各々のセンサレス制御手法<sup>(13)-(17)</sup> に関して安定性を考慮した設計法が提案されているが、制御系全体を通して速度制御やマイナーループである電流制御の固有角周波数との関係についてセンサレス制御の安定性を考慮した定量的な検証例は、誘導電動機等ではみられるが<sup>(18)(19)</sup>、永久磁石同期モータを対象とした例は筆者の知る限りみられない。

そこで、本論文では、永久磁石同期モータのセンサレス制御系において、電流制御・速度制御・センサレス制御の3つの制御の固有角周波数が安定性へ及ぼす影響について考察した結果を報告する。

第2章では、モータの電圧式、速度式から求めた連立微分方程式を安定な平衡点からの微小時間で線形化したモータモデルと、制御の構成からセンサレス速度制御系の閉ループ伝達関数・特性方程式を導出する。

第3章では、求めた伝達関数から極を演算し、センサ付き速度制御系との安定性の違いについて、各制御の固有角周波数の影響を比較する。

第4章では、3つの制御の固有角周波数から制限される安定性について、提案手法により求めた結果と実際の駆動試験の結果について比較し、提案手法の妥当性を検証する。

\*<sup>1</sup> : 理工学部システムデザイン学科准教授  
(sari1.maekawa@st.seikei.ac.jp)

2. モータ及び制御系の構成

〈2・1〉モータモデル 制御対象のモータのd,q軸の電圧式は(1)式で表される。

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R+pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R+pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega\phi_f \end{pmatrix} \quad \dots\dots(1)$$

ただし,  $I_{d,q}$ :d,q軸電流,  $\omega$ :電気周波数,  $V_{d,q}$ :d,q軸電圧,  $L_{d,q}$ :d,q軸インダクタンス,  $R$ :巻線抵抗,  $\phi_f$ :永久磁石による鎖交磁束である。

また, PMSMの出力トルク $T_m$ は, (2)式で表され, 負荷トルクと機械的な摩擦, 慣性モーメントから定義される速度式は(3)式で表される。

$$T_m = P\phi_f I_q + P(L_d - L_q)I_d I_q \quad \dots\dots(2)$$

$$T_m - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m \quad \dots\dots(3)$$

ただし,  $\omega_m$ :機械周波数,  $P$ :極対数,  $J$ :慣性モーメント,  $D$ :摩擦係数,  $T_l$ :負荷トルクである。

ここで, (1), (3)式について各状態変数が安定な平衡点( $\omega_{m0}, I_{d0}, I_{q0}$ )からの微小変化分として線形化すると(4)式の状態方程式が導出される。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \partial\omega_m \\ \partial I_d \\ \partial I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{D}{J} & \frac{PL_1 I_{q0}}{J} & -\frac{P(\phi_f + L_1 I_{d0})}{J} \\ -I_{q0} & -\frac{R}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{\phi_f}{L_q} & -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \partial\omega_m \\ \partial I_d \\ \partial I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} T_l \quad \dots\dots(4)$$

ただし,  $L_1: L_d - L_q$ である。

〈2・2〉制御系の構成 Fig.1 に解析対象である制御系のブロック図を示す。制御方式は, センサレスベクトル制御であり, モータ電流と直流電圧を検出し, モータの速度指令に基づき制御する速度制御(Auto Speed Regulator : ASR)形である。センサレス制御は, Fig.1 で示すように推定座標軸上の $d,q$ 電圧 $V_{dc}, V_{qc}$ ・電流 $I_{dc}, I_{qc}$ から実位置に対する推定位置の差となる軸誤差 $\Delta\theta$ を求め, PI制御器を用いて推定速度 $\omega^{\wedge}$ , 推定位置 $\theta^{\wedge}$ を求める一般的なPLL(Phase Locked Loop)構成としている。

各々の制御器は, PI制御器であり電流制御器 $C_{ACR}(s)$ , 速度制御器 $C_{ASR}(s)$ , PLL制御器 $C_{PLL}(s)$ は, (5)~(7)式で表される。また, 位置推定部は, 電圧・電流・速度推定値情報及び(8)式の1次遅れフィルタから軸誤差 $\Delta\theta$ を求め構成としている。

$$C_{ACR}(s) = \frac{K_{pACR}s + K_{iACR}}{s} \quad \dots\dots(5)$$

$$C_{ASR}(s) = \frac{K_{pASR}s + K_{iASR}}{s} \quad \dots\dots(6)$$

$$C_{PLL}(s) = \frac{K_{pPLL}s + K_{iPLL}}{s} \quad \dots\dots(7)$$

$$G_{LPF}(s) = \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} \quad \dots\dots(8)$$

ただし,  $K_{pACR}, K_{iACR}$ :電流制御比例・積分ゲイン,  $K_{pASR}, K_{iASR}$ :速度制御比例・積分ゲイン,  $K_{pPLL}, K_{iPLL}$ :センサレス制御比例・積分ゲイン,  $\omega_{LPF}$ :フィルタ遮断周波数である。

ここで, 電流制御器は, 非干渉制御を用いた上で文献

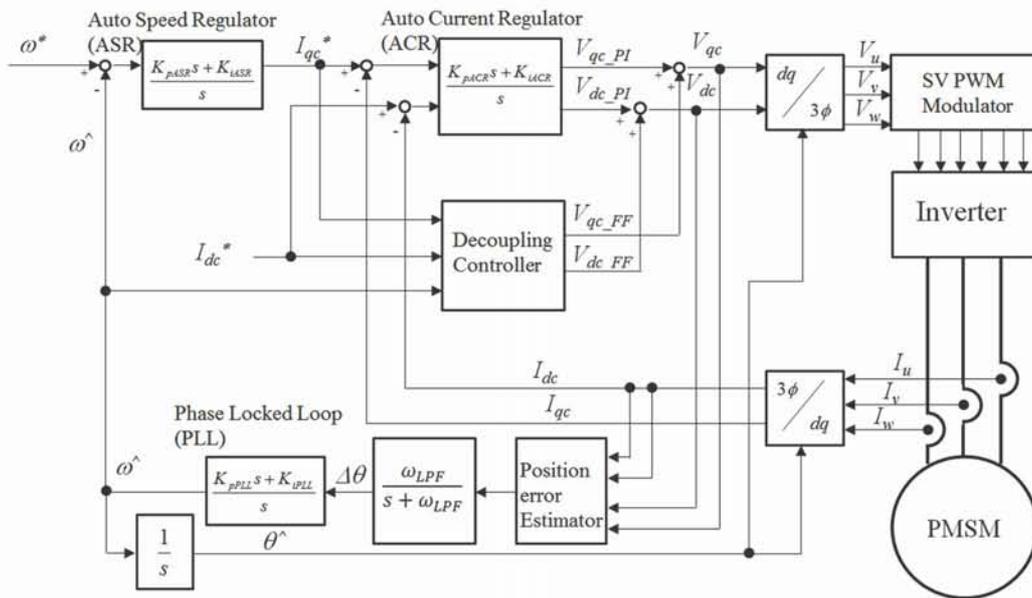


Fig.1 Control configuration

(9)(10)等による手法で規定すると、各制御ゲインは電流制御の固有角周波数 $\omega_{ACR}$ を用いて (9)式で表される。

$$\begin{cases} K_{pACR} = \omega_{ACR}L_q \\ K_{iACR} = \omega_{ACR}R \end{cases} \quad \dots(9)$$

また、速度制御、センサレス制御のゲインについては、閉ループの一巡伝達関数が2次系となるため、文献(20)(21)等で述べられている手法を用いて、それぞれの減衰係数 $\xi_{ASR}$ ,  $\xi_{PLL}$ と系の固有角周波数 $\omega_{ASR}$ ,  $\omega_{PLL}$ を用いて(10), (11)式で表せる。

$$\begin{cases} K_{pASR} = 2\xi_{ASR}\omega_{ASR}J(\phi_f P^2) \\ K_{iASR} = \omega_{ASR}J(\phi_f P^2) \end{cases} \quad \dots(10)$$

$$\begin{cases} K_{pPLL} = 2\xi_{PLL}\omega_{PLL}^2 \\ K_{iPLL} = \omega_{PLL}^2 \end{cases} \quad \dots(11)$$

後述する極配置による解析においては、制御ゲインではなく、(9)~(11)式で用いられる固有角周波数 $\omega_{ACR}$ ,  $\omega_{ASR}$ ,  $\omega_{PLL}$ を用いて安定性を評価する。

次に各制御器 $C_{ACR}(s)$ ,  $C_{ASR}(s)$ ,  $C_{PLL}(s)$ とモータモデルを用いて、センサレス速度制御系の閉ループ伝達関数を導出する。Fig.2 にセンサレス速度制御系の制御ブロック図を示す。ここで、電流制御系については、(9)式で電流制御ゲインを定義し、非干渉制御が理想的に動作すると、極と零点が相殺されるため、その閉ループ伝達関数 $G_{ACR}(s)$ は、(12)式として簡略化でき、低次元化できる。

$$G_{ACR}(s) = \frac{\omega_{ACR}}{s + \omega_{ACR}} \quad \dots(12)$$

また、速度制御系に関しては、摩擦係数 $D$ が慣性モーメントに比べて小さく無視できると仮定し、 $d$ 軸電流指令値 $I_{dc}^*$ をゼロとした簡易な構成の場合、速度指令値 $\omega^*$ から実速度 $\omega$ までの伝達関数 $G_I(s)$ は(13)式で表される。

$$G_1(s) = C_{ASR}(s)G_{ACR}(s)P\phi_f \frac{P}{Js} \quad \dots(13)$$

なお、 $I_d \neq 0$ の構成、すなわちMTPA制御等で $d$ 軸電流指令値を与える場合、一例としてMTPA角 $\beta$ に応じて $I_d^*$ ,  $I_q^*$ を生成する構成として、 $I_q^* = ASR$ 出力、 $I_d^* = \tan(\beta)I_q^*$ とした形を考えると、この結果流れる電流に基づき発生するモータ出力トルクは、(4)式において平衡点 $I_{d0}$ ,  $I_{q0}$ で線形近似すると、平衡点における電流位相 $\beta_0$ を用い(14)式で表せる。

$$\Delta T_m = \Delta I_q P \left\{ \phi_f + (L_d - L_q)(I_{d0} - \tan\beta_0 I_{q0}) \right\} \quad \dots(14)$$

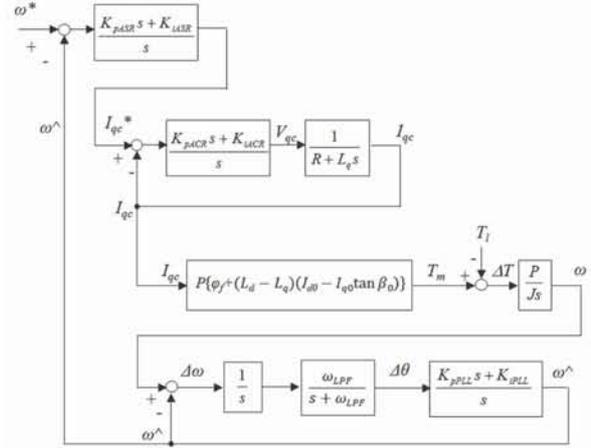


Fig.2 Block diagram of sensorless speed control.

このとき、速度指令値 $\omega^*$ から実速度 $\omega$ までの伝達関数 $G_I(s)$ は(15)式で表される。(13)式と比較し、リラクタンストルクが考慮できる分、構成は複雑となるため、ある程度の突極比の場合は(13)式で近似しても問題ないと思われる。例えば、極対数 $P = 3$ ,  $\phi = 0.1$ Wb,  $L_d = 5$ mH,  $L_q = 10$ mH, 平衡点として $I_{d0} = -3$ A,  $I_{q0} = 5$ A, 電流位相 $\beta_0 = 31$ degとした場合、電流からトルクへ変換するトルク係数は $I_d = 0$ 条件では(13)式の $P\phi_f = 0.3$ であるが、上記の $I_d \neq 0$ 条件では(15)式の突極性の項が付加され0.4程度への増加となる。以降の検討では簡易化した(13)式に基づき検証を行っている。

$$G_1(s) = C_{ASR}(s)G_{ACR}(s) \quad \dots(15)$$

$$\times P\{\phi_f + (L_d - L_q)(I_{d0} - I_{q0} \tan \beta_0)\} \frac{P}{Js}$$

そして、電流制御系、速度制御系、センサレス制御系を含めた速度指令値 $\omega^*$ に対する推定速度 $\omega^{\wedge}$ の閉ループ伝達関数 $G_{ASR}^{\wedge}(s)$ は(16)式で表される。

$$G_{ASR}^{\wedge}(s) = \frac{\omega^{\wedge}}{\omega^*} = \frac{G_1(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_3(s)} \quad \dots(16)$$

ただし、

$$G_2(s) = \frac{1}{s} G_{LPF}(s) C_{PLL}(s) \quad \dots(17)$$

$$G_3(s) = \frac{\omega^{\wedge}}{\omega} = \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s)} \quad \dots(18)$$

(16)式で表されるセンサレス速度制御系の閉ループ伝達関数の特性方程式は、(19)式となり、6個の極を持つ。なお、センサ付き制御の場合は、3個の極となる。

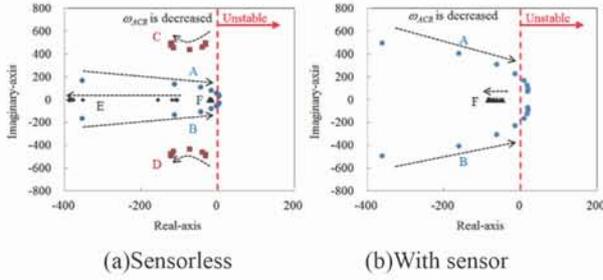


Fig.3 Root locus when the frequency of ACR is decreased

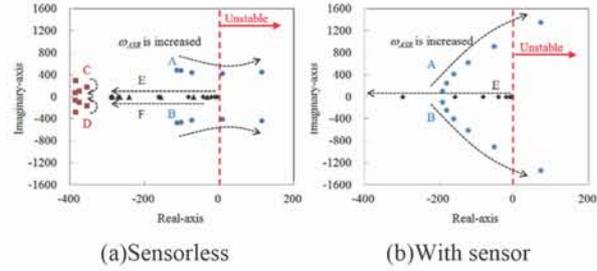


Fig.4 Root locus when the frequency of ASR is increased.

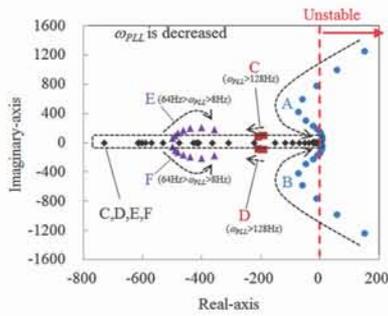


Fig.5 Root locus when the frequency of PLL is decreased

$$D_{ASR}(s) = s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad \dots(19)$$

ただし,

$$a_5 = \omega_{ACR} + \omega_{LPF} \quad \dots(20)$$

$$a_4 = \omega_{LPF}(2\omega_{PLL} + \omega_{ACR}) \quad \dots(21)$$

$$a_3 = \omega_{LPF}(\omega_{PLL}^2 + 2\xi_{PLL}\omega_{ACR}\omega_{PLL}) \quad \dots(22)$$

$$a_2 = \omega_{LPF}\omega_{ACR}\omega_{PLL}(\omega_{PLL} + 4\xi_{ASR}\xi_{PLL}\omega_{ASR}P^4\varphi_f^2) \quad \dots(23)$$

$$a_1 = 2\omega_{LPF}\omega_{ACR}\omega_{ASR}\omega_{PLL}P^4\varphi_f^2(\xi_{ASR}\omega_{PLL} + 4\xi_{PLL}\omega_{ASR}) \quad \dots(24)$$

$$a_0 = \omega_{LPF}\omega_{ACR}\omega_{ASR}^2\omega_{PLL}^2P^4\varphi_f^2 \quad \dots(25)$$

### 3. 極配置によるセンサレス速度制御の安定性判別

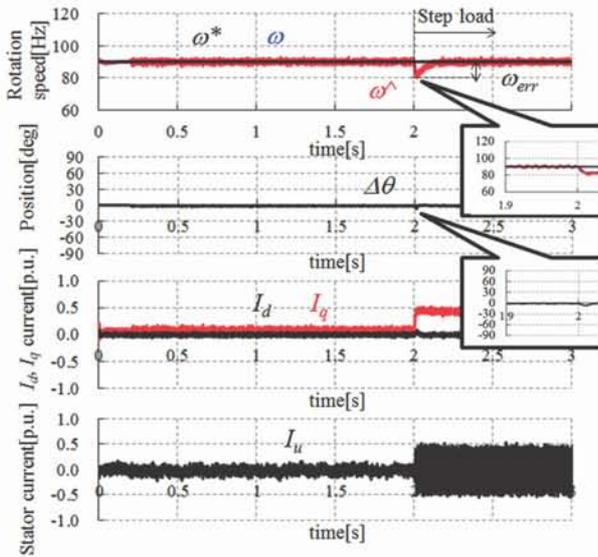
Fig.3 は、電流制御固有角周波数を減少させた場合の極の軌跡を示している。(a)はセンサレス制御、(b)はセンサ付き制御の場合である。速度制御固有角周波数は 4Hz、センサレス制御固有角周波数は 64Hz、軸誤差演算の一次遅れフィルタ  $G_{LPF}(s)$  の遮断周波数は 100Hz一定としており、センサレス制御固有角周波数、軸誤差演算の一次遅れフィルタは(b)の検証には用いていない。いずれの場合も電流制御固有角周波数の低下に伴い 2 つの極 A, B が複素平面の右半平面に近づいていくが、センサレス制御ではセンサ付き制御よりも早く右半平面に達する。これは、センサレス制御の場合、安定性を保つための電流制御固有角周波数  $\omega_{ACR}$  をセンサ付き制御の場合よりも高くする必要があることを示している。なお、実軸負側の大きい位置にある極 E, 正負にある極 C, D の 3 つの極がセンサレス駆動時のみに発生する極である。

Fig.4(a),(b)は、速度制御固有角周波数を増加させた場合の極の軌跡を示している。電流制御固有角周波数は 64Hz、センサレス制御の固有角周波数は 64Hz、軸誤差演算の一次遅れフィルタ  $G_{LPF}(s)$  の遮断周波数は 100Hz一定である。電流制御に比べるとセンサレス制御とセンサ付き制御の違いが少ないが、センサレス制御の方が早く極 A, B が右半平面に移動し、不安定化する。なお、虚軸上にある極 E, F は、極 A, B に対して逆方向に動く性質を持っているが、速度制御の固有角周波数 1Hz程度でも右半平面には達しておらず安定性への影響は少ないと考えられる。

Fig.5 は、センサレス制御固有角周波数を減少させた場合の極の軌跡を示している。電流制御固有角周波数は 64Hz、速度制御固有角周波数は 4Hz、軸誤差演算の一次遅れフィルタ  $G_{LPF}(s)$  の遮断周波数は 100Hz一定である。Fig.3,4 で着目した 2 つの極 A, B はセンサレス制御固有角周波数が低下すると矢印の方向に右半平面に移動し、不安定化することがわかる。しかし、センサレス制御固有角周波数を大きくし過ぎても同様に右半平面に達し、不安定化する。これは、軸誤差演算に用いる一次遅れフィルタの遮断周波数の影響であり、一次遅れフィルタによって安定化するセンサレス制御固有角周波数の上限が制限されていることがわかる。

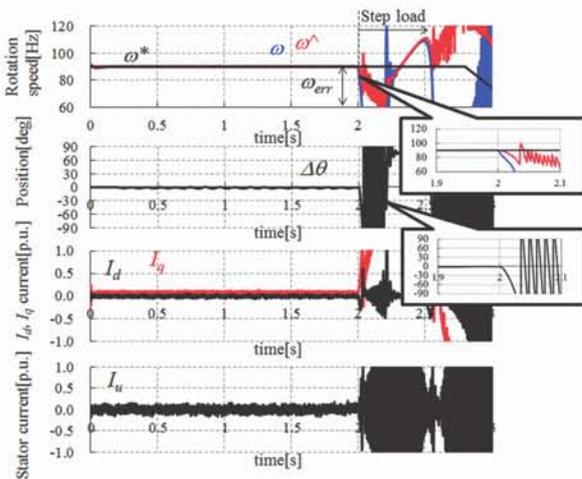
### 4. 3 つの制御の固有角周波数の安定性検証と過渡応答との比較

3 章で検討した極配置による安定性解析について、実



(a) The waveform when the control system is stable.

$$f_{ACR}=256\text{Hz}, f_{ASR}=4\text{Hz}, f_{PLL}=32\text{Hz}$$



(b) The waveform when the control system is unstable.

$$f_{ACR}=256\text{Hz}, f_{ASR}=4\text{Hz}, f_{PLL}=4\text{Hz}$$

Fig.6 Transient response waveform.

際のセンサレス制御動作による過渡応答動作を確認し、提案手法の妥当性を検証する。

〈4・1〉検証条件 Table.Iに検証に用いたモータ、制御仕様、動作速度、ステップ負荷等の条件を示す。

提案するセンサレス速度制御の安定性判定手法においては、極の解析により(19)式の特性方程式から6個の極が得られるが、このうち1個でも右半平面に配置される極が存在すると不安定となる。このため、6個の極のうち最も実部が大きい極の実部の値を確認し、正であれば不安定、負であれば安定とする。

以上の提案手法について、実際にモータをセンサレス駆動し、ステップ負荷を印加した場合の運転特性と比較

表 1 検証条件

Table I. Verification conditions

Item	Value
Pole Pair number $P$	3
Stator resistance $R$	1.6 $\Omega$
$d$ -axis inductance $L_d$	12 mH
$q$ -axis inductance $L_q$	15 mH
Magnetic flux $\phi$	0.145 Wb
Inertia $J$	0.0003 kgm <sup>2</sup>
Frequency of ACR $f_{ACR}$	16, 64, 256 Hz
Frequency of ASR $f_{ASR}$	1~512 Hz
Damping factor of ASR $\zeta_{ASR}$	0.7
Frequency of PLL $f_{PLL}$	1~512 Hz
Damping factor of PLL $\zeta_{PLL}$	0.7
Cut off frequency of LPF $\omega_{LPF}$	100Hz
Control period of ACR,ASR,PLL	500 $\mu$ s
Carrier frequency $f_c$	4kHz
Reference speed	1800 min <sup>-1</sup>
Load torque $T_l$	0.2 Nm→1.0 Nm ( $\Delta T_{max}=0.8$ Nm)

する。

Fig.6(a)は、速度指令値を一定とし、時刻2.0sでステップ負荷を与えた場合の速度指令値 $\omega^*$ 、速度推定値 $\omega^$ 、実速度 $\omega$ 、軸誤差 $\Delta\theta$ 、 $d$ 、 $q$ 軸電流 $I_d$ 、 $I_q$ 、U相電流 $I_u$ の動作波形を示している。電流制御固有角周波数は256Hz、速度制御固有角周波数は4Hz、センサレス制御固有角周波数は32Hzである。ステップ負荷印加時に、速度指令値に対し速度推定値が一時的に乖離するものの、安定して駆動できている。一方、Fig.6(b)は、電流制御固有角周波数は256Hz、速度制御固有角周波数は4Hz、センサレス制御固有角周波数は4Hzの結果であり、ステップ負荷時に不安定になり、脱調している。

このように、脱調時は速度指令値 $\omega^*$ に対する速度推定値 $\omega^$ の差 $\omega_{err}$ は非常に大きくなるため、本検証では過渡応答時の安定・不安定の指標として $\omega^*$ と $\omega^$ の差分 $\omega_{err}$ のシミュレーション期間(Fig.6における0~3.0s期間)における最大値を用いて評価する。そして、具体的な安定・不安定の閾値としては、駆動中の速度指令値と同じ乖離が発生すれば停止しているとみなせるため、 $\omega_{err}$ が $\omega^*$ 以上となった場合に不安定化したと判断することとした。

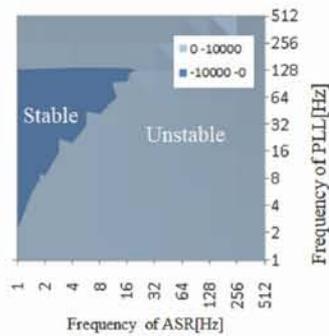
〈4・2〉シミュレータの仕様 本動作検証では、検証数の関係からモータ・インバータをモデリングしたシミュレータによる結果を用いた。シミュレータは独自に開発し

た数値演算によるシミュレータである。

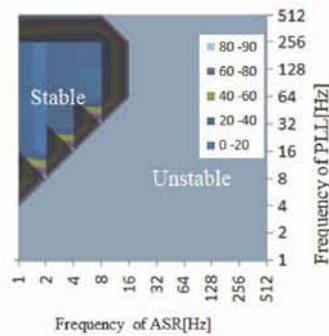
〈4・3〉 検証結果 Fig.7(a)~(c)は、電流制御、速度制御、センサレス制御の各制御の固有角周波数を変化させた場合の最大極の実部をプロットした結果である。最大値が負であれば安定領域、正であれば不安定領域となる。なお、プロットの刻み値は正負のみ表示するよう設定した。この結果、速度制御固有角周波数を高くするためにはセンサレス制御固有角周波数を上げる必要があることがわかる。しかし、その上限は電流制御固有角周波数に制限される。また、センサレス制御固有角周波数の上限は、軸誤差演算の一次遅れフィルタ遮断周波数 $\omega_{LPF}$ で制限さ

れる。本検証では、遮断周波数 $\omega_{LPF}$ が100Hzであるため、センサレス制御固有角周波数が100Hz以上の高い領域で極の実部が正となり不安定化している。

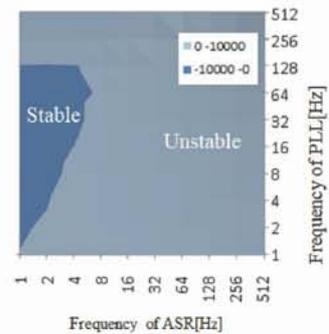
以上の安定性解析結果に対し、対応する過渡応答の試験時の $\omega_{err}$ をプロットした結果を(d)~(f)に示す。過渡応答の結果から、電流制御固有角周波数の増加に従い安定に駆動できる速度制御固有角周波数、センサレス制御固有角周波数の範囲が変化する傾向が極解析の結果とほぼ一致した。例えばFig.7においてセンサレス制御固有角周波数が64Hz程度の場合、安定に駆動できる速度制御固有角周波数は電流制御固有角周波数が64Hzの場合は極解析



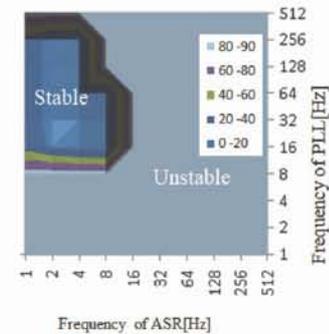
(a) Root locus,  $f_{ACR} = 16\text{Hz}$



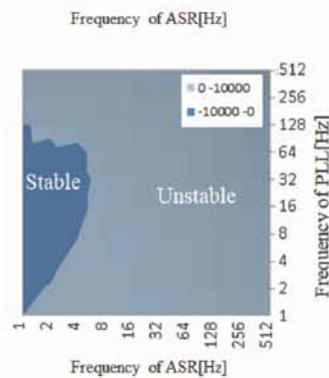
(d) Transient analysis,  $f_{ACR} = 16\text{Hz}$



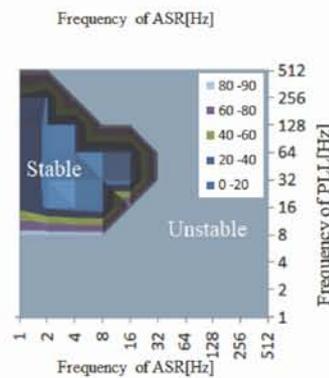
(b) Root locus,  $f_{ACR} = 64\text{Hz}$



(e) Transient analysis,  $f_{ACR} = 64\text{Hz}$



(c) Root locus,  $f_{ACR} = 256\text{Hz}$



(f) Transient analysis,  $f_{ACR} = 256\text{Hz}$

Fig.7 The comparison of root locus analysis and transient analysis when frequencies of ACR, ASR, PLL are changed.

では4Hz以下,対応する過渡応答の結果においても8Hz以下が指令値に対する速度変動が小さく,脱調せずに安定運転できていることがわかる。電流制御固有角周波数が256Hzの場合は極解析では同様に4Hz以下が安定領域,過渡応答の結果16Hz以下が安定領域となっており若干大きい傾向は同じである。

一方,センサレス制御固有角周波数の下限についての比較では電流制御帯域が高い(e), (f)では極解析で安定と判断される領域で不安定化しており,極解析の結果と異なっている。

## 5. まとめ

永久磁石同期モータのセンサレス速度制御系において,電流制御・速度制御・センサレス制御の3つの制御の固有角周波数が安定性へ及ぼす影響について検討した。

速度指令値から速度推定値までの閉ループ伝達関数の極を解析することにより,安定なセンサレス制御が可能で3つの制御の固有角周波数の範囲を定量的に明らかにできる。以上の検討について,実際のセンサレス制御動作による駆動検証を行い低い電流制御帯域では,過渡応答の結果と一致することがわかった。今後は,高帯域時の安定性について詳細に検討していく。

## 参考文献

- 1) 加藤寛基・道木慎二・石田宗秋:「拡張誘起電圧を用いた SynRM におけるセンサレス制御のための q 軸インダクタンス設定法」,平成 17 年電気学会産業応用部門大会論文集, No.1, pp.379-382 (2005)
- 2) 山本康弘・東義高・松野浩晃・小笠原悟司:「ベクトル制御形 IPMSM センサレス制御の不安定領域の解析」,電学論 D, Vol.127, No.12, pp. 1197-1204 (2007)
- 3) 大沼巧・道木慎二・大熊繁:「パラメータ誤差に対する安定解析に基づいた拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定法」,平成 21 年電気学会産業応用部門大会論文集, No.1, pp.569-572 (2009)
- 4) B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, M. Trlep, "Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE trans. on Industry applications, Vol.39, No.5, (2003)
- 5) 中津川潤之介・岩崎則久・名倉寛和・岩路善尚:「磁気飽和および dq 軸間干渉を考慮した永久磁石同期モータの数式モデルの提案」,論文誌 D, Vol, 130, No.11, pp.1212-1220(2010)
- 6) 鄭漸化・小林久晃・道木慎二・大熊繁・藤網雅己:「SynRM のセンサレス制御のための空間高調波モデリング手法」,論文誌 D, Vol, 131, No.2, pp.171-179(2011)
- 7) 市川真士・陳志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」,論文誌 D, Vol, 122, No.12, pp.1088-1096(2002)
- 8) 中沢洋介・近藤圭一郎・谷口峻・安井和也:「リラクタンストルク比率の高い永久磁石同期電動機の位置センサレスベクトル制御一方式」,論文誌 D, Vol.135, No.6, pp. 611-621 (2015)
- 9) 近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法」,論文誌 D, Vol.118, No.7-8, pp.900-907 (1998)
- 10) 戸張和明・遠藤常博・岩路善尚・伊藤佳樹:「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」,論文誌 D, Vol.129, No.1, pp.36-45 (2009)
- 11) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三:「AC サーボシステムの理論と設計の実際」,pp.153-179,総合電子出版(1990)
- 12) 杉本英彦・市川毅・細井啓介・川崎章司:「インクリメンタルエンコーダ付きブラシレス DC サーボモータの磁極位置検出法と制御」,論文誌 D, Vol.122, No.9, pp.899-909(2002)
- 13) 楊耕・富岡理知子・中野求・金東海:「適応オブザーバによるブラシレス DC モータの位置センサレス制御」,論文誌 D, Vol, 113, No.5, pp.579-586(1993)
- 14) 竹下隆晴・市川誠・李宙拓・松井信行:「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」,論文誌 D, Vol, 117, No.1, pp.98-104(1997)
- 15) 新中新二:「永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」,論文誌 D, Vol.123, No.12, pp.1446-1460(2003)
- 16) 山本康弘・吉田康宏・足利正:「同一次元磁束オブザーバによる PM モータのセンサレス制御」,論文誌 D, Vol.124, No.8, pp.743-749(2004)
- 17) 長谷川勝・山内太喜・松井景樹:「直接形適応制御に基づく適応オブザーバを用いた IPMSM 位置センサレス制御の応答改善法」,論文誌 D, Vol.131, No.1, pp. 9-16 (2011)

- 18) 大山和宏・篠原勝次・永野孝・有馬裕樹：「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御系の安定性解析」，論文誌 D，Vol.119，No.3，pp.333-344(1999)
- 19) 篠原勝次・永野孝・大山和宏：「誘導電動機速度センサレスベクトル制御系における電流制御ループを考慮した安定性解析」，論文誌 D，Vol.116，No.3，pp.337-347(1996)
- 20) 森本茂雄・河本啓助・武田洋次：「推定位置誤差情報を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御」，論文誌 D，Vol.122，No.7，pp.722-729 (2002)
- 21) 田中康司・三木一郎：「拡張誘起電圧を用いた埋込磁石同期電動機の位置センサレス制御」，論文誌 D，Vol.125，No.9，pp.833-838 (2005)