

高調波瞬时无効電力に基づく 磁極位置センサレスPMモータ制御系の高性能化

学生員 元野和紀, 正員 野口季彦 (長岡技術科学大学)
正員 竹花公宏 (シナノケンシ株式会社)

Performance Improvement of Instantaneous Harmonic-Reactive-Power Based
PM Motor Control System without Rotor Position Sensor

Kazunori Motono, Student Member, Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology)
Kimihiko Takehana, Member (Shinano Kenshi Co., Ltd.)

Abstract - This paper presents three techniques to improve control performances of an instantaneous harmonic-reactive-power based PM motor control system without a rotor position sensor. The first technique is harmonic-current injection control using resonant transfer functions in a current control loop, which prevents waveform distortion of the injected harmonic currents caused by spatial harmonics of the motor. The second one is a method to compensate for coordinate transformation of the currents and the voltage commands by using a position estimation error. This method is effective to suppress current ripples as well as speed ripples that depend on the position estimation error. The last technique is devoted to compensation of the disturbance torque, which utilizes an acceleration signal in the position estimator. In the paper, all the approaches to improve the control performances have been examined by simulations, which demonstrates effectiveness and feasibility of the proposed methods.

キーワード：高調波電流注入制御, 磁極位置推定誤差補償, 外乱補償, 磁極位置センサレスPMモータ, 高調波瞬时无効電力

1. はじめに

筆者らはこれまでに高調波瞬时无効電力の位相情報を利用したIPMモータの磁極位置センサレス制御法を提案し、実機により種々の運転特性を検証してきた^[1]。

この手法により零速度を含む広い速度制御範囲で良好な加減速運転, 四象限運転を実現するとともに, モータパラメータの変動に対するロバスト性を確認した。しかし, 運転特性をさらに改善するために, いくつかの方策を講じる必要があると考えられる。まず, 本制御システムでは電流制御系にPIレギュレータを使用しているため, 注入すべき高調波電流に対してループゲインが低く, モータの空間高調波の影響を受けやすい。また, 磁極位置推定値を動的に修正するために積分アルゴリズムを用いており, 回転速度が加速度をもって変化する場合, 位置推定誤差に起因した軸ずれが生じる。さらに, 速度制御器の設計パラメータを目標値応答に対して最適となるように設定した場合, 高い外乱抑制力は望めない。

そこで, 本論文ではこれら問題点の解決策として, 高調波電流注入制御, 磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償, 加速度推定値を利用した外乱補償について提案する^{[2][3]}。ここでは, それらの手法について理論的な検討をした後, 計算機シミュレーションにより補償特性を検証したので報告する。

2. 高調波電流注入制御法

〈2.1〉空間高調波に対して低感度な高調波電流注入法

モータに注入すべき高調波電流に対してループゲインを高

めるように補償した電流制御系の構成を図1に示す。この構成では, 比例積分レギュレータは i_d および i_q の直流成分に関する制御を行い, 比例積分レギュレータと並列に付加した2次伝達要素により高調波電流成分 i_{dh} および i_{qh} の制御を行う。この高調波電流制御要素の伝達関数は, 注入しようとする高調波の角周波数 ω_h でゲインが無限大となるように設計されている^[4]。したがって, 高調波電流指令値に対しフィードバック電流に含まれる高調波成分は, 原理的に定常偏差なく追従し, モータの着磁状態や固定子鉄心形状による影響を受けにくくなる。その結果, ロータの回転角に関わらず, 正確に正弦波状の高調波電流をモータに注入することができる。比例積分レギュレータと高調波電流制御要素を含めた電流ループの一巡伝達関数は次式のように表される。

$$G_{open\,d,q}(s) = \left(K_P \frac{s\tau_I + 1}{s\tau_I} + \frac{s}{s^2 + \omega_h^2} \right) \frac{1}{sL_{d,q} + R_a} \quad (1)$$

したがって, 電流制御系の閉ループ伝達関数は(2)のように求められる。(2)で求められた閉ループ伝達関数に d 軸および q 軸電流制御系のゲインやモータパラメータを代入し, 注入する高調波の周波数を1000(Hz)としたときの周波数特性を図2に示す。この結果より, 注入周波数1000(Hz)でゲインが0(dB), 位相遅れは0(deg)となる。したがって, モータの空間高調波が存在したとしても, 注入された高調波電流はその指令値に偏差なく追従し振幅や位相が影響を受けない。

$$G_{close\,d,q}(s) = \frac{K_P\tau_I s^3 + (K_P + \tau_I)s^2 + \omega_h^2 K_P\tau_I s + \omega_h^2 K_P}{L_{d,q}\tau_I s^4 + (K_P + R_a)\tau_I s^3 + (\omega_h^2 L_{d,q}\tau_I + K_P + \tau_I)s^2 + (R_a + K_P\tau_I)\omega_h^2 s + \omega_h^2 K_P} \quad (2)$$

〈2.2〉高調波電流注入制御による特性改善

図3は高調波瞬时无効電力を利用したIPMモータの磁極位置・速度センサレス制御システムである。位置推定機構は微小振幅の高調波電流をIPMモータに注入し、注入高調波に関する高調波瞬时无効電力（交流成分） Q_h' の位相と基準位相信号 Q_{href}' との位相比較を行うことにより位置推定誤差 $\Delta\theta_m$ を検出している。位置推定には3レベル EXOR および2段の比例積分要素からなる推定アルゴリズムを用いており、 Q_h' と Q_{href}' が同相となるようにPLLと同様の動作を行う。シミュレーションプログラムは図3に基づき構成されており、非干渉制御器や電流リミッタ、インバータのキャリア変調器も組み込まれている。表1にシミュレーションで制御対象としたIPMモータの各種パラメータを示す。

図4(a)に補償前、同図(b)に補償後のシミュレーション結果を示す。それぞれ低速運転時の速度ステップ応答で、速度指令値に±100 (rpm)の速度ステップを重畳してシミュレーションを行った。また、本シミュレーションではモータの空間高調波を模擬するため、インダクタンスがロータ回転角の関数として定格の±10%正弦波状に変動するものとした。補償前では、正弦波状に注入すべき高調波電流が歪むため磁極位置推定が正確に行われず、その結果、速度応答が振動的になる。しかし、補償後ではインダクタンスの変動が生じてもフィードバック電流から抽出できる高調波電流の振幅や位相は一定であるため、良好な磁極位置推定が可能で速度推定誤差も低減されている。

3. 磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償

〈3.1〉位置推定誤差を考慮した電流制御系の解析と補償法

図5に位置推定誤差を考慮した磁極位置・速度センサレス制御システムの電流制御系を示す。ここでは、回転座標変換を磁極位置真値 θ_m と位置推定値 $\hat{\theta}_m$ の誤差 $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ で定義された座標変換行列（ただし、 $\Delta\theta_m$ は十分小さいと仮定する。）で構成し、 d 軸および q 軸間の干渉項は速度推定値を用いて非干渉化している。このような電流制御系では $\Delta\theta_m$ による新たな干渉が生じるが、電流制御系に与えるこれらの影響は以下のように解析できる。

まず、PIレギュレータの出力等を含めた実際のモータ印加電圧は次式のように求められる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d' + \Delta\theta_m v_q' - \hat{\omega}_m L_d i_q + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_d + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m \psi \\ v_q' - \Delta\theta_m v_d' + \hat{\omega}_m L_d i_d - \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_q + \hat{\omega}_m \psi \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3)で求められた電圧にモータ内部で発生する干渉項を考慮し、 $\omega_m = \hat{\omega}_m$ とすると $\Delta\theta_m$ に関係のない干渉項は非干渉制御により相殺されるが、それ以外は $\Delta\theta_m$ により残留する。したがって、 R_a 、 L_d または L_q へ入力される電圧は次式のように近似できる。

$$\begin{bmatrix} v_d'' \\ v_q'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d' + \Delta\theta_m v_q' + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_d + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m \psi \\ v_q' - \Delta\theta_m v_d' - \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

一方、PIレギュレータの出力は以下のように求められる。

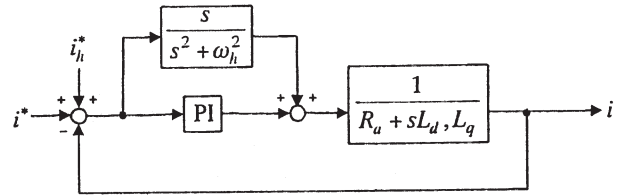


図1 高調波電流注入制御要素をもつ電流制御ループ
Fig. 1. Current control loop with harmonic-current controller.

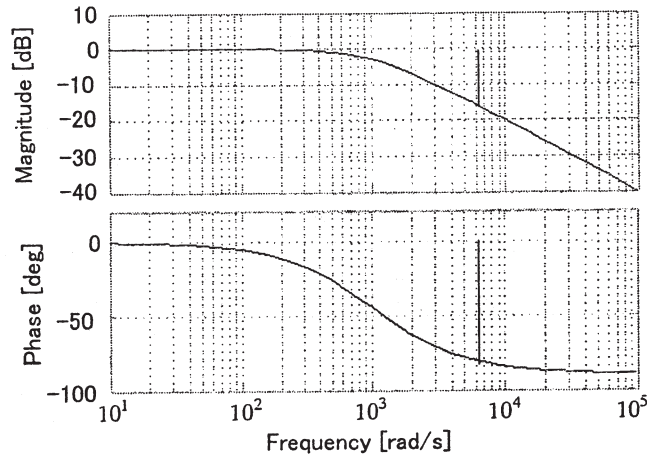
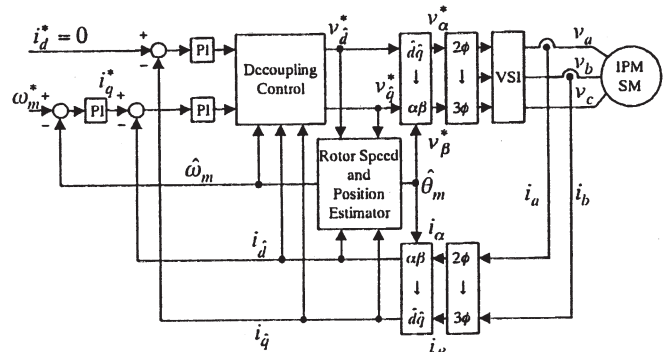
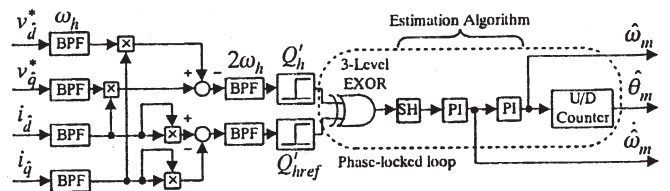


図2 q 軸電流ループの周波数特性
Fig. 2. Frequency characteristic of q -axis current loop.



(a) Block diagram of position-sensorless PM motor drive.

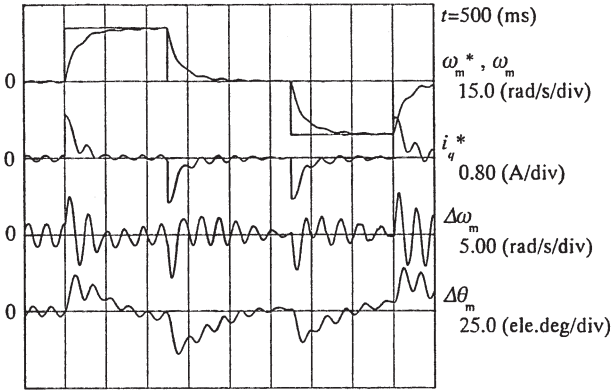


(b) Position-and-speed estimator.
図3 IPMモータの磁極位置・速度センサレス制御系
Fig. 3. Position-sensorless IPM motor control system.

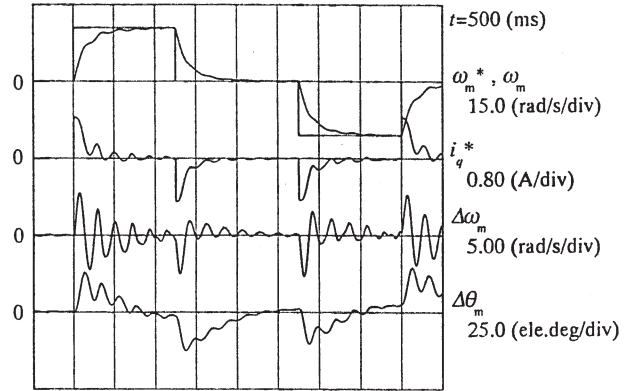
表1 モータパラメータと定格

TABLE1 MOTOR PARAMETERS AND RATINGS

Nominal Parameters of Test Motor			
Field flux linkage	0.306 (Wb)	Rated power	100 (W)
Armature resistance	14.8 (Ω)	Rated voltage	200 (V)
Moment of inertia	0.00414 (kgm^2)	Rated current	0.7 (A)
d -axis inductance	0.248 (H)	Rated speed	1500 (rpm)
q -axis inductance	0.485 (H)	Number of pole	4



(a) Without compensation.



(b) With compensation.

図4 高調波電流注入制御要素による補償効果

Fig. 4. Effect of harmonic-current injection controller on speed step responses.

$$\begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} = G_{PI} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix} = G_{PI} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d + \Delta\theta_m i_q \\ i_q^* - i_q - \Delta\theta_m i_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

(4)および(5)から d , q 各軸の電流制御系ブロック線図は図6のように得られ、 $\Delta\theta_m$ による新たな干渉項が生じていることがわかる。したがって、過渡状態や負荷状態では、 $\Delta\theta_m$ に起因する軸ずれにより電流制御が悪化する。図6に示された $\Delta\theta_m$ による干渉項を除去するため、電流制御系に電圧指令値およびフィードバック電流へ図7に示す補償を施す。 $\Delta\theta_m$ がコントローラで検出可能であれば、それらに対して $\Delta\theta_m$ による干渉成分をフィードフォワード的に補償することで干渉項を除去することができる。

3.2) 位置推定誤差に対する電流制御系の補償特性

図3に示す制御システムに図7の補償を施した場合について計算機シミュレーションを行った。図8(a)に補償前、同図(b)に補償後の速度ステップ応答を示す。補償前は速度ステップ応答時に位置推定誤差が生じるため軸ずれにより d , q 軸電流が影響を受け、その結果、速度応答に振動が現れる。一方、補償後は $\Delta\theta_m$ に関する干渉項が除去されるため $\Delta\theta_m$ が生じているにもかかわらず、実電流 i_d , i_q の振動が抑制されており速度の応答性や定常的な振動も改善されていることがわかる。ここでは、図3(b)のサンプルホールドから検出される $\Delta\theta_m$ 自体に遅れが生じるため、 $\Delta\theta_m$ に対する電流制御系の完全な補償は望めない。しかし、以上の補償を施すことでセンサレス運転時の電流制御系および速度制御系の応答性や安定性を効果的に改善することが可能である。

4. 推定加速度を利用した外乱補償

4.1) 外乱補償法

図3(b)に示したように、磁極位置推定アルゴリズムは3レベル EXOR および2段の比例積分要素から構成されている。この1段目の比例積分要素から出力される信号は加速度情報を含んでいるため、それを利用すれば図9のように外乱オブザーバを構成することができる¹⁵⁾。すなわち、磁極位置推定アルゴリズムから得られる加速度推定値と出力トルク指令値の差から外乱 \hat{T}_L を推定し、速度制御器の出力 T^* に重畳することにより、外乱が急変した場合の速度偏差を抑制する。

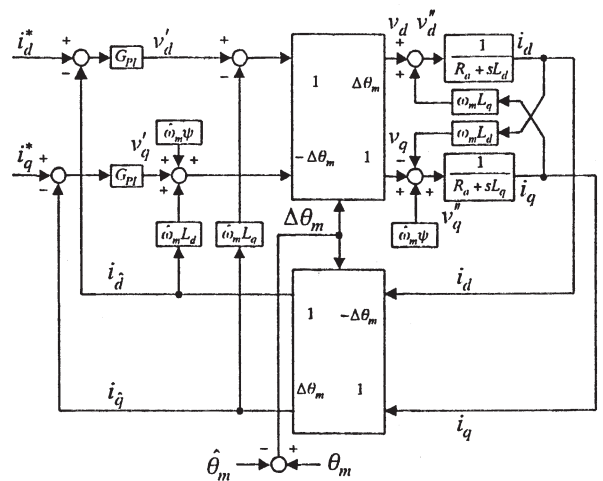
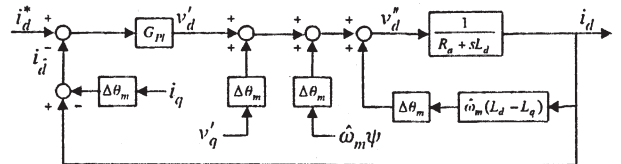
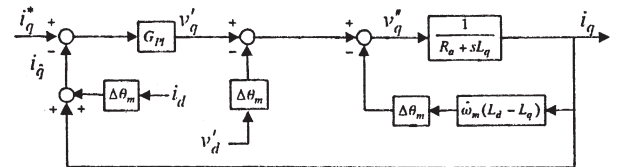


図5 磁極位置推定誤差を考慮した電流制御系
Fig. 5. Current controller taking position-estimation-error into account



(a) d-axis current control loop.



(b) q-axis current control loop.

図6 磁極位置推定誤差による電流ループへの干渉
Fig. 6. Interferences of position-estimation-error to current loops

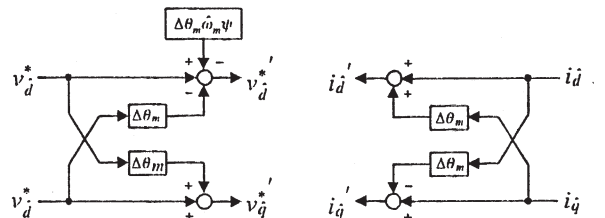


図7 電流制御系の補償ブロック
Fig.7. Compensation blocks in current controller.

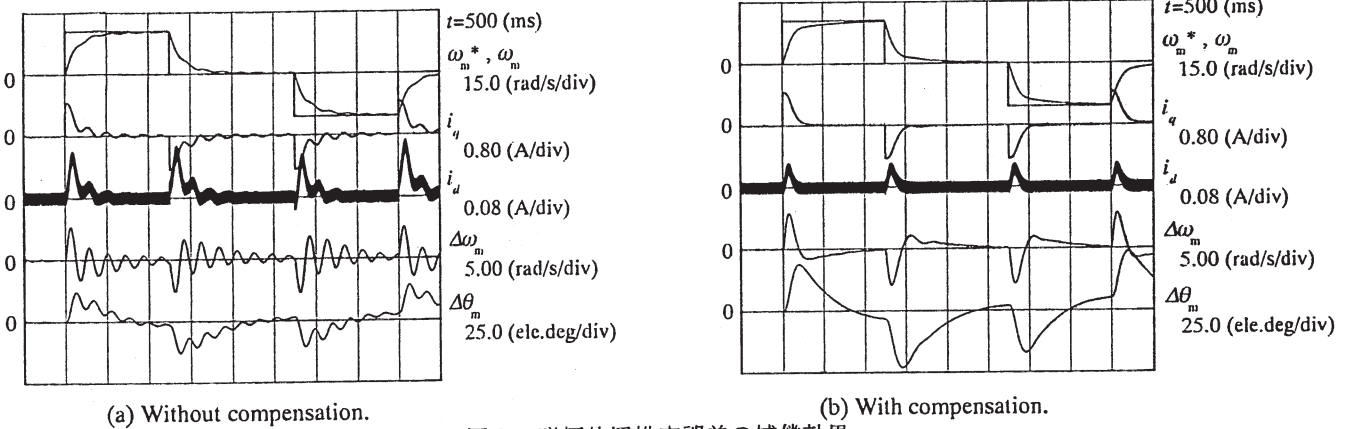


図8 磁極位置推定誤差の補償効果

Fig. 8. Effect of position-estimation-error on speed step responses.

4.2 外乱補償特性

運転速度を 600 (rpm)一定として、制御対象とするモータの 50 %負荷に相当する外乱をステップ的に印加した場合の速度制御特性をシミュレーションで評価した。このとき、脈動の少ない加速度情報を得るために、両シミュレーションには前述の磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償を加えている。また、速度制御器の PI ゲインは両者ともに最適な目標値 (速度) 応答が得られるように調整されている。図 10(a)に補償前、同図(b)に補償後のシミュレーション結果を示す。外乱補償後は、外乱による加速度を補償する成分が速度制御器の出力に重畳される。このため、補償前に比べ q 軸電流指令値の立ち上がり急峻になっている。このシミュレーション結果より外乱補償前と比較して速度偏差が小さく速度指令値に速やかに復帰していることがわかる。このような外乱補償を行っても脱調することなく安定に磁極位置センサレス制御が可能であることを確認した。

5. まとめ

本論文では、高調波瞬時無効電力に着目した IPM モータの磁極位置・速度センサレス制御系について、高調波電流注入に対する補償、磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償、外乱に対する補償について検討した。その結果、それぞれの補償に対して電流制御および速度制御特性を改善できることを計算機シミュレーションにより確認した。今後は、DSP を用いてデジタル制御システムを構築し、実験的に以上の手法を検証して、その有効性を確認する所存である。

参考文献

- [1] T. Noguchi, K. Takehana, and S. Kondo, "Mechanical-Sensorless Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Phase Information of Harmonic Reactive Power," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, 37, 6, 1786-1792, 2001.
- [2] 竹花, 野口: 「センサレス IPM モータの位置推定誤差に対する電流制御系の補償」 電学全大, 4, 1557 (平 13)
- [3] 竹花, 野口, 近藤: 「磁極位置・速度センサレス IPM モータの外乱補償法」 電学北陸支大, A-33, 46 (平 12)
- [4] 石塚, 根津, 佐藤, 山口, 片岡: 「電圧形 PWM 整流回路の共振原理に基づく電源電流制御方式」 電学半電変研究会, SPC-96-28, 123-132 (平 8)
- [5] K. Ohishi, M. Nakao, K. Ohnishi and K. Miyachi, "Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 34, 1, 44-49, 1987.

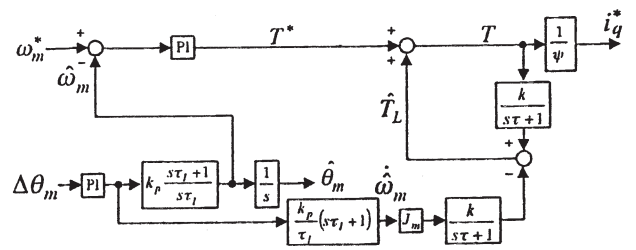
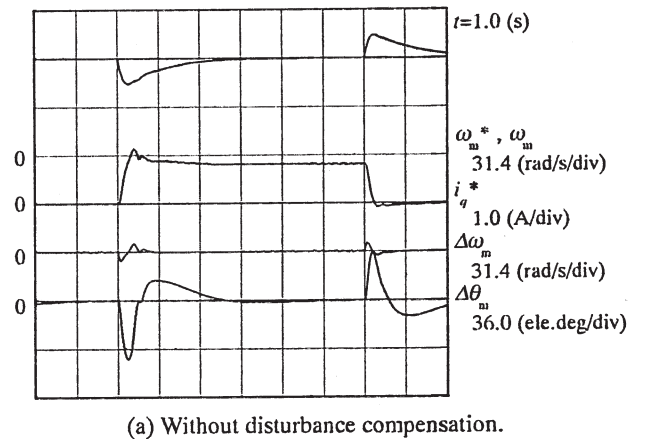
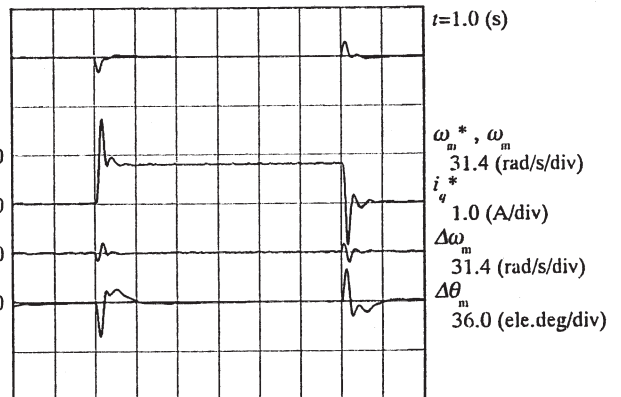


図9 外乱補償器を含んだ速度制御系

Fig. 9. Speed controller with disturbance torque compensation.



(a) Without disturbance compensation.



(b) With disturbance compensation.

図10 外乱補償効果

Fig. 10. Disturbance step responses.