位相進み補償器を用いた外乱オブザーバおよび 電動パワーステアリング向けモータ電流制御への適用*

栗重正彦^{*1}, 西原 修^{*2}, 熊本博光^{*3}

Disturbance Observer with a Phase-Lead Compensator and Its Application for Current Controller of EPS Motor

Masahiko KURISHIGE^{*4}, Osamu NISHIHARA and Hiromitsu KUMAMOTO

^{**} Advanced Research Center, MITSUBISHI ELECTRIC CORP.,
8-1-1 Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki-shi, Hyogo, 661-8661 Japan

This paper presents a new motor current control strategy to reduce current fluctuation. Such current fluctuation may cause undesirable torque ripple and acoustic noise for tactile torque control system such as EPS. Using a DC-motor, current fluctuation associated with change in the battery voltage, etc., may occur. We have developed a new current control strategy which effectively alleviates current fluctuations of the motor without using higher performance microprocessors. The new controller is based on the newly proposed disturbance observer with phase compensator to estimate the disturbance voltage and compensation for it. We have analyzed the sensitivity to the disturbance, that is to say, the transfer function from disturbance to electric current and show that by using high pass filter, the transfer function has the notch filter characteristics against disturbance without causing change in transfer function from reference current to actual current. We have bench-tested the performance of this control strategy and confirmed that current fluctuation is reduced to coincide with the analytical result.

Key Words: Automobile, Observer, Controller, Current Control, Disturbance Observer

1. 緒 言

自動車の電動パワーステアリング(EPS: Electric Power Steering)は、目標トルク発生器で目標アシストトルクを算出するとともに、電流制御器によりモータの発生するトルクを目標トルクに追従させる構成となっている^{(1)~(3)}。電流制御器はEPSを適切な電流制御により動作させ、同時にトルク変動や動作音の発生を防ぐという重要な役割を果たしている。

従来の基本的な電流制御系は、目標トルクをモータのトルク定数で除した値を目標電流とするPIあるいはPID制御により構成されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。既報で指摘してきたように、このような電流制御のみによると、微弱なモータ電流変動がトルク変動として運転者に知覚されることがある⁽⁴⁾。その原因は、EPSの電源電圧変動などにより、モータコイル端子間に100 Hz以上の帯域で生じる電圧変動である。この現象を電流制御系

への外乱電圧に起因するとみなし、影響を緩和するには、電流制御のゲインをなるべく高く設定すればよいが、閉ループ系の周波数帯域が広くなる傾向も同時に生じてしまう。

一方、零次ホールド特性による位相遅れも電流制御の安定性に影響する。確かに電流制御の周波数帯域をサンプリング周波数より十分に低く設定すれば問題は生じにくい。しかし、この方針によりゲイン向上で電流変動を低減しようとする、現在より高速に演算するマイクロプロセッサが必要となり、これはEPSのコスト増につながる。

ゲイン調整以外の方法で外乱の影響を低減するために、外乱オブザーバによる推定値で外乱を相殺する手法⁽⁶⁾が知られている。正弦波状で一定周波数の外乱を想定して、振動系を外乱モデルとするシミュレーションで有効性を検証した例⁽⁷⁾も報告されている。

本研究では外乱推定の演算負荷を軽減するため、積分要素を外乱モデルとしてモータ電流制御に適用する。この場合、ステップ状の外乱を想定したことになり、周期的な外乱に対しては、周波数が高くなるほど推定値の位相が遅れて、外乱低減効果が限定的になる。そこで、位相差を緩和する対策として位相進み補償を追加する。

* 原稿受付 2009年10月5日。

^{*1} 正員、三菱電機(株)先端技術総合研究所(☎661-8661 尼崎市塚口本町8-1-1)。

^{*2} 正員、京都大学大学院情報学研究科(☎606-8501 京都市左京区吉田本町36-1)。

^{*3} 京都大学大学院情報学研究科。

E-mail: Kurishige.Masahiko@bp.MitsubishiElectric.co.jp

第3章で電流制御に関する課題を説明する。第4章で課題に対応した新制御方式の提案を行い、従来の基本的な電流制御に対する外乱の影響低減効果、さらに、正弦波状外乱モデルと比して演算量などで優位性があることを示す。第5章では、電流変動抑制効果について、従来の基本的な電流制御と実験結果を比較しながら検証する。

主 な 記 号

J	: モータ慣性モーメント	kgm^2
K_P	: 電流制御比例ゲイン	V/A
K_I	: 電流制御積分ゲイン	V/A/s
K_{FF}	: 推定外乱電圧フィードフォワードゲイン	V/V
L_m	: コイルインダクタンス	H
R_m	: コイル抵抗	Ω
K_t	: モータトルク定数	Nm/A
T_a	: 目標トルク	Nm
T_m	: モータトルク	Nm
T_d	: 運転者操作トルク	Nm
T_b	: トーションバー伝達トルク	Nm
i	: モータ電流	A
i_r	: 目標電流	A
V_r	: 指令電圧	V
V_w	: 外乱電圧	V
V_t	: 端子間電圧	V
V_e	: 逆起電圧	V
V_c	: コイルでの電圧降下	V
τ_3	: ハイパスフィルタ時定数	s
ω_{L1}	: 外乱オブザーバの極	rad/s

2. 電動パワーステアリングにおける電流制御システムの構成

電動パワーステアリング(EPS)は、図1に示すように、目標トルク発生器 $G_{ref}(s)$ で運転者の操作トルク T_d に基づいて目標トルク T_a を計算し、モータの発生するトルク T_m が T_a に追従するように電流制御を行う。

本論文では、モータのトルク定数 K_t が一定で、その真値が与えられるとするので、電流 i と目標トルク T_a の間で

$$T_a = K_t i \dots\dots\dots (1)$$

が成立するように電流を制御できれば、 T_m が目標トルク T_a に一致する。ただし、実装にはコイルインピーダンスの逆特性演算が必要となり、容易ではない。したがって、式(1)に近い特性を実現することが電流制御の目的となる。

3. 電流制御に関する課題

3.1 電流制御系の周波数帯域 EPSにおける電流制御では、前章に記したように、モータ電流 i が目標トルク T_a に対し、式(1)の等式を成立させることが理想となるが、近似的な実現を意図するときも、電流制御系の周波数帯域が制約の一つとなる。

デジタル制御でサンプリング周波数が十分に高いと、ゲインの向上とともに周波数帯域を拡大できる場合がある。零次ホールド要素の位相は、制御サンプリング周波数より十分に低い周波数付近で

$$\angle G_{zh} = -\frac{\pi\omega}{\omega_s} \dots\dots\dots (2)$$

となり⁽⁸⁾、サンプリング周波数 ω_s に反比例した位相遅れが発生する。緒言に記したように、電流制御の周

Fig. 1 Block diagram of the EPS control system with basic current controller

波数帯域を ω_s と比して十分に低く設定すると、このような位相遅れによる不安定化は容易に防止することができる。

3・2 電流制御の課題 バッテリ劣化時には、内部抵抗が高くなり、車載電装品の電圧変動が十分に吸収されなくなる場合がある⁽⁹⁾。主な電圧変動要因として発電機の脈動が知られ⁽¹⁰⁾、脈動周波数は、発電機の極数とプーリー比、エンジン回転数の積となる⁽¹¹⁾。

運転者がステアリングホイールのトルク変動を知覚しやすいとされる停車中、すなわちアイドリング状態での脈動周波数は 100 Hz 程度となる⁽¹²⁾。そこで、モータコイルに 100 Hz 以上の帯域で電圧外乱が印加されるとみなし、EPS のトルク変動を抑制することを本研究の目的とする。図 1 に示す基本的な PI 制御で電流を制御する場合、外乱電圧に対する電流応答の感度は

$$G_w(s) = \frac{i}{V_w} = \frac{s}{L_m s^2 + (R_m + K_P)s + K_I} \quad \dots\dots\dots (3)$$

であり、周波数

$$\omega_{nc} = \sqrt{\frac{K_I}{L_m}} \quad \dots\dots\dots (4)$$

で最大値となり、その値は次式となる。

$$|G_w(j\omega_{nc})| = \frac{1}{R_m + K_P} \quad \dots\dots\dots (5)$$

式(3)の $G_w(s)$ は、 $K_I/(R_m + K_P)$ 以下の低周波側で 20 dB/dec の微分特性、 $(R_m + K_P)/L_m$ 以上の高周波側で -20 dB/dec の積分特性となる。すなわち、ピーク周波数 ω_{nc} から十分離れた高周波領域、低周波領域ともに、電流応答感度が低下するため、 ω_{nc} 付近での感度低減が課題となる。式(5)はピークの高さであり、ゲイン K_P を高くすると、ピーク付近で外乱電圧 V_w に対する電流の振幅は小さくなり、電流変動が軽減される傾向を示している。

制御周波数帯域は、図 1 の電流制御系 $G_{cc}(s)$ の開ループ伝達関数 $G_o(s)$ において、ゲインが 0 dB となる周波数 ω_0 に相当する。開ループ伝達関数は

$$G_o(s) = \frac{1}{s} \frac{K_P s + K_I}{L_m s + R_m} \quad \dots\dots\dots (6)$$

となり、通常 ω_0 は $K_P s + K_I$ 、 $L_m s + R_m$ とともに一次項が支配的となる高周波領域に設定されるので、 $\omega_0 \cong K_P/L_m$ と近似できる。したがって、ゲイン K_P を高くすると制御周波数帯域が広がり、前節 3・1 に記述の通り、零次ホールドによる位相遅れの影響が生じやすくなる。基本的な PI 制御の高ゲイン化のみで電流変動を抑制するには、比例してサンプリング周波数を上昇させなければならない、マイクロプロセッサのコストに

よる制約が厳しくなりやすい。

3・3 新制御方式の感度特性仕様 先述の通り、外乱電圧の主要因である発電機の脈動周波数は、エンジン回転数に比例し、運転者にトルク変動が知覚されやすいのは、エンジン回転数の低いアイドリング状態である。常用のエンジン回転数はアイドリング時の 5 倍程度までの範囲であるから、新制御方式はアイドリング状態の感度を低下させるとともに、少なくともその 5 倍程度の周波数まで、基本的な PI 制御より感度を低下させることが望まれる。

4. 外乱オブザーバを用いた電流制御方式

4・1 外乱オブザーバの適用 前章で説明したように、無用な制御帯域の拡張を防ぐには、PI 制御の比例ゲインを一定にする方がよい。この条件のもとで、外乱電圧に対する電流応答の感度のみを低下させる新制御方式として、外乱オブザーバによる推定値で外乱を相殺する電流制御について検討する。

外乱オブザーバを構築する際の対象モデルは

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_m}{L_m} & -\frac{1}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} V_r \quad \dots\dots\dots (7)$$

であり、指令電圧 V_r からモータ電流 i までの応答にステップ外乱 V_w の影響が重畳されるものとする。コイルインピーダンス特性を一次とすると、外乱モデルは積分要素だから、外乱電圧推定値 $\hat{V}_w$ を推定する最小次元オブザーバも、状態 w を用いて式(8)に示す一次系となる。

$$\begin{aligned} \dot{w} &= -\omega_{L1} w + \left[\omega_{L1} \left(\frac{R_m}{L_m} - \omega_{L1} \right) \right] i - \frac{\omega_{L1}}{L_m} V_r \\ \hat{V}_w &= -L_m (w + \omega_{L1} i) \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

式(8)を周波数領域に変換すると式(9)となる。

$$\hat{V}_w = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{L1}} s + 1} [V_r - (L_m s + R_m) i] \quad \dots\dots\dots (9)$$

この外乱オブザーバによる推定値は、逆起電圧 V_e と V_w の和、すなわち、式(9)の $V_r - (L_m s + R_m) i$ に相当する外乱に、オブザーバの実軸上の極 ω_{L1} が遮断周波数となるローパスフィルタを作用させたものとなる。極 ω_{L1} は高周波に設定するほど外乱電圧推定値の位相の遅れは小さくなるが、3・1 節記載のデジタル制御の安定性を損なわない範囲にしなければならず限界がある。外乱として作用する電圧は V_e と V_w の和であるが、後述の通り、周波数帯域が異なるので、本論文では V_w 成分の除去を目的として議論を進めていく。

4.2 推定外乱電圧のフィードフォワード補償

4.2.1 位相進み補償器の導入 本論文の事例では、外乱オブザーバによる推定値は、式(9)のように外乱電圧をローパスフィルタに通した出力に相当しており、位相が遅れている。推定値の直接フィードフォワードで外乱を打ち消すようにもできるが、位相差により相殺の効果は限定的となる。

そこで、外乱オブザーバの出力を位相進み補償要素に通すと、所定の周波数で位相遅れを零にでき、その前後の帯域で外乱の影響が概ね打ち消されるようにできる。3.2節に記載の通り、低周波領域では基本PI制御で電流応答感度が低下し、モータ電流への影響を十分に抑制できるから、位相進み補償器として伝達関数が

$$G_{HP}(s) = \frac{\tau_3 s}{\tau_3 s + 1} \quad \dots\dots\dots (10)$$

のハイパスフィルタを用いる。

提案する制御方式のブロック図を図2に示す。外乱オブザーバにより推定された外乱電圧をハイパスフィルタに通し、フィードフォワードゲイン K_{FF} を乗じた後、基本PI制御による電圧に重畳させている。ゲインの標準値はハイパスフィルタの出力の直接フィードフォワードに相当する $K_{FF}=1$ となる。記号で表記するとき、 $0 < K_{FF} \leq 1$ のスカラーと仮定する。

制御対象であるコイルのインピーダンスは分母分子の次数差が一次の特性である。さらに、外乱オブザーバによるフィードフォワード制御としての性質から、外乱値 $V_r - (L_m s + R_m)i$ からフィードフォワード値までの伝達関数が真にプロパーとなるのが安定条件の一つ⁽¹³⁾となるが、本手法では該当の伝達関数

は

$$G_{FIL}(s) = \frac{\tau_3 s}{\tau_3 s + 1} \frac{1}{\frac{1}{\omega_{L1}} s + 1} \quad \dots\dots\dots (11)$$

であり、この条件は常に成立している。

4.2.2 外乱に対する電流応答特性 外乱電圧が発生していない場合にはフィードフォワード補償が動作しないので、目標電流 i_r に対するモータ電流 i の閉ループ周波数特性は、外乱オブザーバを追加しても変化しない。以下では、外乱からモータ電流への感度特性について調べる。

(a) 外乱オブザーバ出力の直接フィードフォワード 外乱オブザーバ出力の直接フィードフォワードを仮定すると、外乱電圧 V_w から電流 i までの感度特性は

$$\frac{i}{V_w} = G_w(s) \frac{\frac{1}{\omega_{L1}} s + 1 - K_{FF}}{\frac{1}{\omega_{L1}} s + 1} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となり、基本PI制御による式(3)の感度 $G_w(s)$ に低減遮断特性を加えたものとなる。オブザーバの極による遮断周波数 ω_{L1} 以下の帯域では、PI制御と比して外乱による電流応答が低減される。

(b) ハイパスフィルタによる位相補償の追加 位相進み補償要素として式(10)のハイパスフィルタを導入した場合は、

$$\frac{i}{V_w} = G_w(s) \frac{\frac{\tau_3}{\omega_{L1}} s^2 + \left[(1 - K_{FF}) \tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}} \right] s + 1}{\frac{\tau_3}{\omega_{L1}} s^2 + \left(\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}} \right) s + 1} \quad \dots\dots\dots (13)$$

であり、PI制御の感度 $G_w(s)$ にノッチ特性を加えた形になる。

Fig. 2 Proposed electric current controller

このような特性となることは、フィードフォワード補償後に残留する外乱電圧を $\bar{V}_w$ として導入すると理解しやすい。外乱電圧 V_w に対する電流応答の感度特性は、中間状態量の $\bar{V}_w$ により

$$\frac{i}{V_w} = \frac{i}{\bar{V}_w} \frac{\bar{V}_w}{V_w} \dots\dots\dots (14)$$

となる。式(9)により、推定外乱電圧 $\bar{V}_w$ は実際の外乱電圧 V_w をローパスフィルタ

$$G_{LP}(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{L1}}s + 1} \dots\dots\dots (15)$$

に通したものとみなすと、残留外乱 $\bar{V}_w$ は

$$\begin{aligned} \bar{V}_w &= V_w - \frac{K_{FF}\tau_3 S}{\tau_3 S + 1} \bar{V}_w \\ &= V_w \left(1 - \frac{K_{FF}}{\frac{1}{\omega_{L1}}s + 1} \frac{\tau_3 S}{\tau_3 S + 1} \right) \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

となる。したがって

$$\begin{aligned} \frac{\bar{V}_w}{V_w} &= \frac{\frac{\tau_3}{\omega_{L1}}s^2 + \left[(1 - K_{FF})\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}} \right]s + 1}{\frac{\tau_3}{\omega_{L1}}s^2 + \left(\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}} \right)s + 1} \\ &\dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

となる。式(14)右辺の $i/\bar{V}_w$ は、式(3)の $G_w(s)$ と等しく、 $\bar{V}_w/V_w$ は式(17)で与えられるから、式(13)が求まる。式(13)において、ノッチ周波数は

$$\omega_{nt} = \sqrt{\frac{\omega_{L1}}{\tau_3}} \dots\dots\dots (18)$$

となる。

このように、外乱オブザーバ出力を式(10)のハイパスフィルタを通してフィードフォワードした場合、ノッチ周波数 ω_{nt} での感度は

$$\begin{aligned} \left| \frac{i}{V_w} \right| &= |G_w(j\omega_{nt})| \frac{(1 - K_{FF})\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}}}{\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}}} \\ &\dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

となる。想定される外乱電圧の周波数に対して、式(18)により外乱オブザーバの極 ω_{L1} 、ハイパスフィルタの時定数 τ_3 を調整すると、ノッチ周波数 ω_{nt} を外乱周波数に近づけて効果的に感度を低減できる。基本PI制御と比した低減率は式(19)の右辺で評価できる。

前項(a)のように、ハイパスフィルタを導入せず、外乱オブザーバ出力を直接フィードフォワードする場合、 ω_{nt} における感度は

$$\begin{aligned} \left| \frac{i}{V_w} \right| &= |G_w(j\omega_{nt})| \sqrt{\frac{(1 - K_{FF})^2\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}}}{\tau_3 + \frac{1}{\omega_{L1}}}} \\ &\dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

となる。ゲイン K_{FF} を1に設定した場合、式(20)の平方根は式(19)では一次で含まれるから、両者の比としての感度低減効果は、式(20)の平方根部分に相当する。

図3は $K_{FF}=1$ とした場合の外乱電圧 V_w に対する電流応答感度の周波数特性を示す。計算においてパラメータの数値は、後述する実験と一致させて、表2に示す通りとした。

横軸は式(18)のノッチ周波数 ω_{nt} による正規化周波数としている。実線が本項(b)で提案のハイパスフィルタによるフィードフォワード制御、破線はハイパスフィルタを用いない前項(a)のフィードフォワード制御、点線が基本PI制御のみを用いる場合を示す。

本項(b)の制御による感度低減効果は、ノッチ周波数 ω_{nt} 、すなわち正規化周波数が1の外乱について、前項(a)の結果より8.6 dB、また、基本PI制御と比較すると17.2 dB 向上する。式(19)、(20)において考察したように、基本PI制御からの感度低減効果は、ハイパスフィルタの追加により、直接フィードフォワードと比して、デシベル表示で正確に2倍となることが確認される。

4・2・3 逆起電圧の影響と位相進み補償 前述の通り、指令電圧 V_r からモータ電流 i までの外乱要素としては、 V_w 以外に逆起電圧 V_e がある。逆起電圧 V_e は運転者による操舵速度に比例する。保舵もしくはゆっくりとした操舵において、運転者は外乱電圧によるステアリングホイールのトルク変動を知覚しやすいが、このような条件においても、 V_e は V_w の数倍となる場合があるなど、外乱要素の絶対値としては逆起電圧が支配的である。

したがって、外乱オブザーバにより推定された値の

Fig. 3 Calculated sensitivity from V_w to i with the proposed controller

直接フィードフォワードによりキャンセルしようとすると、制御量としても V_e が支配的となるため、外乱電圧 V_w の影響を抑制するために、広大なダイナミックレンジが必要となる。

運転者による操舵周波数は最大でも 5 Hz 以下であり、逆起電圧 V_e もこの帯域になるが、問題の外乱電圧は 100 Hz 以上とみなしてよい^{(4)(10)~(12)}。外乱電圧 V_w の周波数付近で位相を進ませることを主目的としてハイパスフィルタを導入したが、一次のハイパスフィルタによっても逆起電圧の周波数帯域ではゲインがかなり下がり、フィードフォワード制御量に含まれる逆起電圧成分を低減できる。したがって、位相進み補償器は、先述の位相特性の観点のみでなくゲイン特性の観点からも有効である。

4・2・4 外乱を正弦波モデルとした場合 指令電圧 V_r からモータ電流 i までに重畳される外乱電圧 V_w が周波数 ω_w の正弦波とすると、外乱オブザーバを構築する対象モデルは次式となる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ V_w \\ x_{vw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_m}{L_m} & -\frac{1}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_w \\ 0 & -\omega_w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_w \\ x_{vw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_r \quad \dots\dots\dots (21)$$

外乱オブザーバは、極を $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ とすると

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -a_{z0} \\ 1 & 0 & -a_{z1} \\ 0 & 1 & -a_{z2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} a_{z0} - \frac{R_m \omega_w^2}{L_m} \\ a_{z1} - \omega_w^2 \\ a_{z2} - \frac{R_m}{L_m} \end{bmatrix} i + \begin{bmatrix} \frac{\omega_w^2}{L_m} \\ 0 \\ \frac{1}{L_m} \end{bmatrix} V_r \quad \dots\dots\dots (22) \\ \hat{V}_w &= [0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & -L_m & 0 \\ -\frac{L_m}{\omega_w} & 0 & L_m \omega_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

と設計できる。式(22)において a_{z0}, a_{z1}, a_{z2} は、

$$\begin{bmatrix} a_{z0} \\ a_{z1} \\ a_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \\ \lambda_1 \lambda_2 + \lambda_1 \lambda_3 + \lambda_2 \lambda_3 \\ -(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (23)$$

である。ここで、極 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ は実部が負になるように設定する。外乱周波数が ω_w に一致している場合は、外乱電圧の推定値 $\hat{V}_w$ の推定誤差は零に収束し、虚軸に最も近い極の実部絶対値が大きいほど、初期誤差からの収束が速く、フィードフォワード効果が高くなる。

次に、正弦波モデルによる外乱オブザーバを用いた場合と、提案の制御方式について、外乱電圧から電流までの感度を比較する。正弦波モデルの外乱オブザーバを用いた場合、ラプラス変換して周波数領域で示すとフィードフォワード補償後の外乱 $\bar{V}_w$ は、

$$\bar{V}_w(s) = \frac{s^3 + a_{z2}s^2 + [(1-K_{FF})a_{z1} + K_{FF}\omega_w^2]s + (1-K_{FF})a_{z0} + K_{FF}\omega_w^2 a_{z2}}{s^3 + a_{z2}s^2 + a_{z1}s + a_{z0}} V_w \quad \dots\dots\dots (24)$$

となる。この結果、感度は次式となる。

$$\frac{i}{V_w} = G_w(s) = \frac{s^3 + a_{z2}s^2 + [(1-K_{FF})a_{z1} + K_{FF}\omega_w^2]s + (1-K_{FF})a_{z0} + K_{FF}\omega_w^2 a_{z2}}{s^3 + a_{z2}s^2 + a_{z1}s + a_{z0}} \quad \dots\dots\dots (25)$$

フィードフォワードゲインの値を標準的な $K_{FF}=1$ とおくと、感度は次式となる。

$$\frac{i}{V_w} = G_w(s) = \frac{s^3 + a_{z2}s^2 + \omega_w^2 s + \omega_w^2 a_{z2}}{s^3 + a_{z2}s^2 + a_{z1}s + a_{z0}} \quad \dots\dots\dots (26)$$

図4は、極を提案の手法の値と同一、すなわち $\lambda_1=\lambda_2=\lambda_3=-\omega_{L1}$ とした正弦波モデルを外乱オブザーバに用いた場合と、提案の制御方式、基本PI制御方式の感度の計算結果を比較したものである。実線が提案の制御方式を用いた場合、破線が正弦波モデルを外乱オブザーバに用いた場合、点線が基本PI制御のみを用いた場合を示す。

正弦波モデルを用いた場合の感度は、想定した外乱周波数 ω_w の近傍で鋭いノッチを形成し、低周波領域でも提案の制御方式より低下する一方、高周波領域ではかえって感度が高くなってしまふ。

また、 ω_w 以下の周波数領域では基本PI制御でも十分感度を低下させており、提案の制御方式と実質的に等価な価値がある。オブザーバ極の安定度を $\pm 50\%$ 増減させた場合の感度計算も行った。図5に示す極を $\lambda_1=\lambda_2=\lambda_3=-0.5\omega_{L1}$ とした場合は、 ω_w の高周波領域側、低周波領域側双方で感度が高くなる。図6に示すように、極を $\lambda_1=\lambda_2=\lambda_3=-1.5\omega_{L1}$ とした場合は、極を $-\omega_{L1}$ とした時より高周波側で感度が高くなる。

また、式(25)から低周波領域の感度は

$$\frac{i}{V_w} \cong G_w(s) = \frac{(1-K_{FF})a_{z0} + K_{FF}\omega_w^2 a_{z2}}{a_{z0}} \quad \dots\dots\dots (27)$$

Fig. 4 Calculated sensitivity with the proposed observer and sinusoidal observer (poles: $-\omega_{L1}$)

Fig. 5 Calculated sensitivity with the proposed observer and sinusoidal observer (poles: $-0.5\omega_{L1}$)

と近似される。このことは、低周波の逆起電圧 V_e がモータ電流に影響を及ぼすことを意味している。すなわち、前述のダイナミックレンジの観点から、提案の制御と同様にハイパスフィルタの導入による低周波成分の除去が必須である。

提案の制御方式は、一次のハイパスフィルタと一次の外乱オブザーバで構成される。一方、正弦波モデルとした外乱オブザーバを用いた場合は、一次のハイパスフィルタと三次の外乱オブザーバで構成される。仮に外乱オブザーバを最小次元化した場合でも、一次のハイパスフィルタと二次の外乱オブザーバで構成され

Table 1 Comparison of computation load [Clocks]

Observer type	Numbers of Addition	Numbers of Multiplication	Total load
Proposed	7	5	124
Sinusoidal (Full order)	15	10	250
Sinusoidal (Reduced order)	11	9	220

Fig. 6 Calculated sensitivity with the proposed observer and sinusoidal observer (poles: $-1.5\omega_{L1}$)

る。

デジタル制御の場合、積分器やフィルタなども含めて加算(減算も含む)と乗算で演算される。例えば、ルネサス H8 シリーズでは、必要な演算クロック数は、加算で 2、乗算では 22 である⁽¹⁴⁾。この前提でそれぞれ、提案の制御方式、正弦波モデル(同一次元)、正弦波モデル(最小次元)を用いた場合の、外乱オブザーバとハイパスフィルタの演算負荷を必要なクロック数で比較した。その結果を表 1 に示す。提案手法では、正弦波モデルとした外乱オブザーバを用いた場合に対して、同一次元では半分以上に、最小次元の場合でも 60% 以下に低減できる。

また、周波数が a_{z2} に比べて十分低い場合は、式 (25) は式 (28) で近似される。

$$\frac{i}{V_w} \cong G_w(s) \frac{a_{z2}s^2 + [(1-K_{FF})a_{z1} + K_{FF}\omega_w^2]s + (1-K_{FF})a_{z0} + K_{FF}\omega_w^2 a_{z2}}{a_{z2}s^2 + a_{z1}s + a_{z0}} \quad (28)$$

この近似式から、外乱モデルを正弦波とした場合のノッチ周波数 ω_{nt2} は

$$\omega_{nt2} = \sqrt{\frac{(1-K_{FF})a_{z0} + K_{FF}\omega_w^2 a_{z2}}{a_{z2}}} \quad (29)$$

となる。フィードフォワードゲインを標準的な $K_{FF}=1$ とおくとノッチ周波数 ω_{nt2} は、外乱モデルにおける周波数 ω_w と等しくなる。

図 4, 5, 6 より、極の安定度を高くするほど、感度が高くなる領域も高周波側に移動する。この領域を ω_w の 5 倍以上まで高めることができればよいが、先述の通り、デジタル制御系の安定性の観点から極の絶対値を大きくすることは望ましくない。極の安定度を 50% 高くするとき、 ω_w の 5 倍以内の範囲で基本 PI 制御の感度を超えてしまう周波数領域が現れ、3・3 節記載の望ましい感度特性の条件を満たすことはできない。

これに対し、提案の制御方式は、基本 PI 制御の感度を超える周波数帯域が生じていない。外乱オブザーバの設計上、外乱周波数の変動の影響を考慮しやすい上に、演算量の観点からも有利である。

5. 実験検証

5・1 ベンチ試験条件 図 7 に示す通り、MATLAB/Simulink® で作成した制御プログラムを汎用制御ボードに実装し、コントローラを構築した。ベンチは量産車のステアリング機構を用いて構成されたものである。また、路面反力トルクに相当するトルクは板バネで模擬している。ベンチ試験においては、図 2 の電流制御器 $G_{cc}(s)$ の出力する目標電圧 V_r に正弦波状の外乱電圧 V_w をソフトウェア上で重畳させて、その時の電流変動の振幅を測定した。

(1) 試験条件

- ・モータ：三菱電機 DC モータ
- ・制御ボード：dSPACE DS 1103 A/D (12 bit), PWM 出力 (25 kHz), 制御周期 100 μ s
- ・重畳外乱：振幅 1 V, 周波数 130 Hz 正弦波 V_w として V_r の演算値に重畳

Fig. 7 Laboratory setup

(2) 制御パラメータ/モータ仕様

・表 2 参照

5・2 ベンチ試験結果 ステアリングホイールをオペレータが保持した状態で目標電流 i_r を 20 A に設定し、外乱電圧を重畳させてその時の電流応答を測定した。

外乱電圧 V_w [V] に対するモータ電流 i [A] の振幅比の実験結果を図 8 に示す。図中、ノッチ周波数 ω_{nt} を外乱周波数と一致させた場合を Notch 100%, ω_{nt} を 63% とした場合を Notch 63%, 174% とした場合を Notch 174% としている。基本 PI 制御のみの場合は Basic PI と記している。

提案手法によると、基本 PI 制御に比して電流変動の振幅が大きく低減される。外乱周波数と設定ノッチ周波数が一致する Notch 100% で感度が最も低減され、理論的な計算結果と試験結果の傾向が一致することも確認できる。

設定ノッチ周波数を変化させたときの外乱電圧に対する電流応答の例として、実験条件に則して計算した感度関数の周波数応答を図 9 に示す。ノッチ周波数 ω_{nt} を外乱周波数 ω_w と一致させたとき、外乱周波数

Table 2 Laboratory setup parameters

J	0.087 kgm ²
L_m	100 μ H
R_m	50 m Ω
K_t	0.9 Nm/A
K_P	0.3 V/A
K_I	200 V/A/s
K_{FF}	1 V/V
τ_3	3 ms
ω_{L1}	2000 rad/s

Fig. 8 Comparison of sensitivity at ω_{nt}

Fig. 9 Calculated sensitivity from V_w to i

Fig. 11 Experimental result (time response)

Fig. 10 Experimental result (time response)

での感度が最も低くなる。

図 10 の時間応答波形は、基本 PI 制御のみが動作している状態で、提案のフィードフォワード制御を外乱周波数とノッチ周波数 ω_{nt} が一致するように設定して、時刻 $t=0$ で起動させたときの結果であり、外乱電圧 1 V あたりの電流変動成分の振幅として示している。なお、図中の時間軸は外乱周期で正規化している。提案の制御による電流変動低減効果が確認できる。

図 11 は、 $t=0$ で提案制御の設定ノッチ周波数 ω_{nt} を外乱周波数の 63% から 100% に切替えた場合である。設定ノッチ周波数 ω_{nt} が 63% の場合は外乱周波数が約 1.6 倍に変動した状態に相当する。提案の制御では、設定ノッチ周波数より外乱周波数が高い場合も振幅の拡大は限定的で、基本 PI 制御と比べて電流変動低減効果が生じることも確認できる。

6. 結 言

電動パワーステアリング (EPS) のモータ電流制御において、目標値に対する応答特性を変化させることなく、外乱の影響を低減させる目的で、位相進み補償器を用いた外乱オブザーバを提案した。理論解析と数値計算、実験を通じた考察により、次の結論を得た。

(1) ステップ状の外乱モデルによる外乱オブザーバで、EPS モータの電流制御にフィードフォワード補償を追加した。推定値の位相遅れを補償するためにハイパスフィルタを導入した。外乱電圧からモータ電流への感度を周波数領域で表現するとノッチが発生している。

(2) 当該ノッチ特性のノッチ周波数を設定し、感度低減効果を正確に評価できるように所定の数式解を導出した。

(3) ベンチ試験を実施して、外乱に対する電流振幅の低減効果が、基本的な PI 制御に対して向上するとともに、理論的計算結果とほぼ一致することを確認した。

(4) EPS の外乱電圧は、周波数が標準状態から高周波側に変動する傾向がある。提案の制御方式は、このような変動のもとで、基本的な PI 制御と比べて、外乱に対する感度が高くなりにくい点に特長がある。さらに、提案手法と正弦波モデルによる外乱オブザーバを感度や演算量の観点から比較した。

(5) ハイパスフィルタにより、逆起電圧の影響が除去され、フィードフォワード制御のダイナミックレンジが有効に活用される。

本研究は EPS のモータ端子間に重畳する外乱電圧を対象としているが、遠藤が指摘しているように、おもに 10 Hz から 30 Hz の帯域でステアリング機構に

外乱トルクが作用する⁽¹⁵⁾。遠藤は目標トルク発生器において、該当の帯域でゲインを選択的に高める外乱抑制手法を提案している⁽¹⁵⁾。筆者らも、悪路等を走行した場合に路面とタイヤ間の相互作用で発生する外乱トルクからステアリングホイールへの伝達率を低減させるために、この周波数帯域で減衰性を強める制御手法を開発しており、実車試験により運転者の知覚するトルク変動の30%低減を確認している⁽¹⁶⁾。これらの対策は目標トルク発生器上で構築されるため、本研究の電流制御との併用に基本的に支障はない。

このような帯域の外乱トルクはステアリング機構の微小な回転を発生させる。これに伴う逆起電圧 V_e も上述の帯域となり、電流制御系への外乱として作用する。そこで、本論文で提案した制御手法において、路面からの外乱周波数を考慮の対象に含めてノッチ周波数を設定する方針も考えられるが、詳細な検討は今後の課題としたい。

本研究を進めるに当たり、三菱電機(株)姫路製作所 喜福隆之氏、先端技術総合研究所 家造坊勲氏の協力を得た。ここに謝意を表する。

文 献

- (1) Kurishige, M., Tanaka, H., Inoue, N., Tsutsumi, K. and Kifuku, T., An EPS Control Strategy to Improve Steering Maneuverability on Slippery Roads, *SAE Paper*, 2002-01-0618 (2002).
- (2) Kurishige, M., Kumamoto, H. and Nishihara, O., A New Control Strategy to Reduce Steering Torque for Vehicles Equipped with Electric Power Steering, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 68, No. 675 (2002), pp. 102-109.
- (3) Kurishige, M., Kifuku, T., Inoue, N., Zeniya, S. and Otagaki, S., A Control Strategy to Reduce Steering Torque for Stationary Vehicles Equipped with EPS, *SAE 1999 Transactions Journal of Passenger Cars*, Vol. 108 (1999), pp. 654-660.
- (4) Kurishige, M., Fukusumi, K., Inoue, N., Kifuku, T. and Otagaki, S., A New Electric Current Control Strategy for EPS Motors, *SAE 2001 Transactions Journal of Passenger Cars*, Vol. 110 (2001), pp. 200-206.
- (5) Ishikura, T., New Generation Chassis Technology EPS and VGR of Honda (in Japanese), *Automotive Engineering*, Vol. 1997, No. 10 (1997), pp. 63-69, Tetsudou-Nippon-Sha.
- (6) Hori, Y., Umeno, T. and Kaneko, T., Intelligent Motor Control—A Servo System Design Based on the Two Degree of Freedom Controller and its Application to Robot Control, *Journal of Robotics and Mechatronics*, Vol. 2, No. 3 (1991), pp. 145-156.
- (7) Nonami, K., Disturbance Cancellation Control for Vibration of Multi-Degree-of-Freedom System with Harmonic Excitation, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 57, No. 534 (1991), pp. 22-28.
- (8) Yokoyama, R., *Digital Control System* (in Japanese), (1990), pp. 106-107, Nikkan-Kogyo-Shinbunsha.
- (9) Koike, K., Ishimaki, K., Kadouchi, E. and Hasegawa, M., Automotive Battery Monitoring Device, "LIFE WINK", *Matsushita Technical Journal*, Vol. 52, No. 4 (2006), pp. 74-77.
- (10) Regensburger, R., Active High-Voltage Transient Protectors Trump Conventional Approaches in Automotive Electronics, *Maxim Application Report*, No. 4240 (2008), pp. 1-10.
- (11) Suganuma, H. and Hibino, M., Slip-Detecting Device for a Driving Belt of a Generator, *United States Patent*, No. 6029512 (2000), pp. 1-19.
- (12) Nakayama, T. and Honjo, N., Soft Magnetic Steel and its Manufacturing Process with Excellent High Frequency Magnetic Property and Process Ability (in Japanese), *Publication of Unexamined Patent Application*, P 2004-99915 (2004), pp. 1-11.
- (13) Dote, Y. and Harashima, F., *Motion Control*, (1995), pp. 100-103, Corona-Sha.
- (14) *Hardware Manual of H8/36109 Group*, Rev.1.50, Renesas Technology, (2006), p. 41.
- (15) Endo, S., Electric Power Steering Controller (in Japanese), *Publication of Japanese Patent*, No. 3780823 (2006), pp. 1-14.
- (16) Sugiyama, A., Kurishige, M., Hamada, H. and Kifuku, T., An EPS Control Strategy to Reduce Steering Vibration Associated with Disturbance from Road Wheels, *SAE Paper*, 2006-01-1178 (2006).