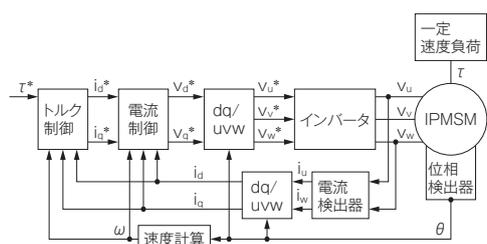


# 埋込磁石同期電動機 (IPMSM) の 電圧飽和回避制御

竹下隆晴 Takaharu Takeshita  
濱田鎮教 Shizunori Hamada  
久保 肇 Hajime Kubo  
只野裕吾 Yugo Tadano

キーワード IPMSM, トルク制御, インバータ, 電圧飽和

## 概要



トルク制御システム構成図

自動車用エンジンの代替として試験を行う駆動用ダイナモメータは、高速回転時でもトルク振動を模擬した加振トルクを発生させることが求められる。加振トルクで高速なトルク応答を実現する場合は高い電圧を必要とするが、電圧飽和が発生すると電流応答が悪化し、指令トルクを模擬できなくなる。同期電動機は回転数に比例した誘起電圧を発生するため、高速回転時には誘起電圧が上昇し、電圧飽和やトルク応答の悪化などの問題点が生じる。

当社は、埋込磁石同期電動機 (IPMSM) を用いたダイナモメータを開発してきた。これを改良し、高回転時におけるトルク応答を改善する。エンジン加振トルク指令に対して、弱め磁束制御を応用した電流指令値を導出し、その電圧飽和回避制御の有効性を実験によって確認した。

## 1 まえがき

近年、自動車開発の期間短縮や運転性能向上などを背景・目的として、ダイナモメータシステムに要求されるモータ制御技術が高度化している。エンジン代替の駆動モータは、供試体に対して車両搭載時と同等の負荷を与えて試験する。これにより、エンジントルクを模擬する駆動モータの電流制御が必要となる。駆動モータには大容量の埋込磁石同期電動機 (IPMSM) を用いている。

IPMSMはロータ内部に永久磁石を埋め込むことで突極性が得られ、マグネットトルクのほかにリラクタンストルクを利用できる。これらのトルクを有効に利用することで、従来法に比べ損失を抑えた高効率なモータとして使用できる。しかしIPMSMは回転数に比例した誘起電圧を発生するため、高速回転時に誘起電圧が上昇し、インバータが電圧飽和を

引き起こして駆動できなくなる。さらにエンジントルクを再現する場合、電流の変化量が大きくなるため大きな電圧が必要となる。従来法である最大トルク／電流制御 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) では電圧飽和が起りやすく、トルク応答が悪化する。そのため、弱め磁束制御によって電圧飽和を回避させる。一方、最大トルク／電圧制御 (MTPV: Maximum Torque Per Voltage) では大きな電流が必要となり銅損の増加となるため、両者の方法はトレードオフの関係になる。

本稿では、瞬時的なエンジントルク指令に対してインバータの電圧飽和を回避したIPMSMの電流制御法を紹介する。エンジントルク指令値から最大トルク変化量を算出することで、電圧ベクトルから最大電圧を推定する。最大電圧に応じてd軸電流を低減することで電圧飽和を回避する。また、実機検証によって提案制御法の有効性を確認する。

## 2 トルク制御法

### 2.1 IPMSMの電流制御法

IPMSMのd軸電圧 $v_d$ 、q軸電圧 $v_q$ の電圧方程式及びトルク $\tau$ の式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dt} \\ v_{qt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots(1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_E \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2)$$

$$\tau = P_n \{K_E + (L_d - L_q) i_d\} i_q \quad \dots\dots(3)$$

ここで、 $v_{od}$ 、 $v_{oq}$ は定常電圧であり、 $v_{dt}$ 、 $v_{qt}$ は過渡電圧、 $P_n$ は極対数、 $K_E$ は誘起電圧定数である。

第1図に電流制御ブロック図を示す。非干渉制御はdq軸間での干渉項及び誘起電圧の影響を補償する。フィードフォワード制御は、モータモデルの逆関数を用いて電流応答の向上を図る。

### 2.2 エンジントルク指令

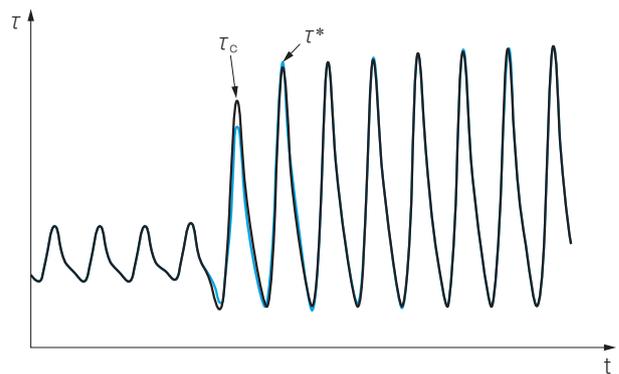
第2図にエンジンモデルのデータトルク $\tau_c$ とエンジントルク指令 $\tau^*$ の波形を示す。データトルクとはエンジンダイナモのお客様が入力するエンジントルク指令であり、サンプル時間ごとのトルク指令値である。エンジントルク指令 $\tau^*$ は基本角周波数 $\omega_\tau$ と2倍の角周波数 $2\omega_\tau$ を持つ正弦波と余弦波で構成

され、次式で定義している。

$$\tau^* = A_0 + A_{1s} \sin \omega_\tau t + A_{1c} \cos \omega_\tau t + A_{2s} \sin 2\omega_\tau t + A_{2c} \cos 2\omega_\tau t \quad \dots\dots(4)$$

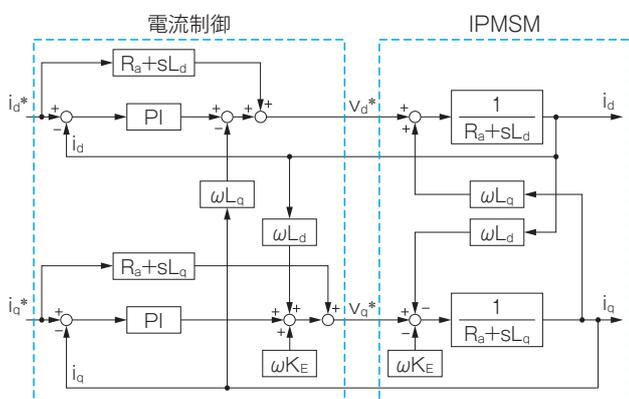
平均トルク成分を $A_0$ とし、各振幅の大きさを $A_{1s}$ 、 $A_{1c}$ 、 $A_{2s}$ 、 $A_{2c}$ としている。これらの値はエンジンダイナモのお客様が任意に設定し、第2図のようにエンジントルクの振幅と平均成分が変化する。インバータのエンジントルク指令値 $\tau^*$ はこれに追従する必要がある。

第3図に各係数である $A_0$ 、 $A_{1s}$ 、 $A_{1c}$ 、 $A_{2s}$ 、 $A_{2c}$ を演算するためのエンジントルク振幅及び平均トルク推定ブロック図を示す。お客様によって与えられる $\tau_c$ をフィードバックすることで $\tau^*$ を決めている。 $\tau_c$ と $\tau^*$ の偏差となる $\Delta\tau$ をフーリエ変換すること



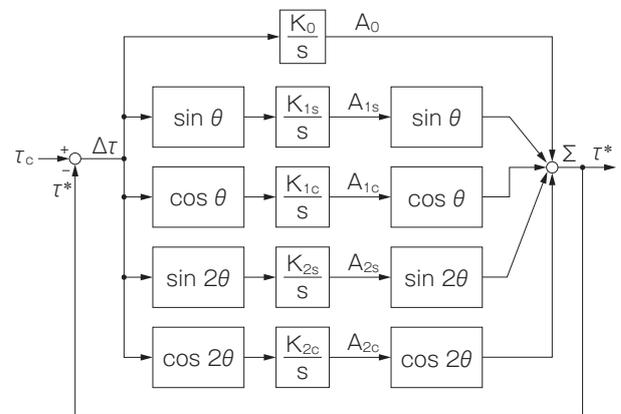
第2図 データトルクとエンジントルク指令

エンジントルクの基本周波数 $\omega_\tau$ は、モータ回転数の整数倍であると仮定し、既知とする。



第1図 電流制御ブロック図

電流制御系は、PI制御・非干渉制御・フィードフォワード制御から成り立っている。



第3図 エンジントルク振幅及び平均トルク推定ブロック図

単位時間ごとのトルク瞬時値をフーリエ変換及び逆フーリエ変換を用いてトルク振幅及び平均トルクを推定する。

で、各周波数成分の振幅を決定できる。各振幅に対して正弦波・余弦波を乗算することで、時間軸へと戻し $\tau^*$ が決まる。

式(4)に示したエンジントルク指令 $\tau^*$ を三角関数による合成を用いることで、次式が成立する。

$$\tau^* = A_0 + A_1 \sin(\omega_\tau t + \phi_1) + A_2 \sin(2\omega_\tau t + \phi_2) \dots\dots(5)$$

ただし、 $A_1, A_2, \phi_1, \phi_2$ は以下で表される。

$$A_1 = \sqrt{A_{1s}^2 + A_{1c}^2}, A_2 = \sqrt{A_{2s}^2 + A_{2c}^2} \dots\dots(6)$$

$$\phi_1 = \arctan \frac{A_{1c}}{A_{1s}}, \phi_2 = \arctan \frac{A_{2c}}{A_{2s}} \dots\dots(7)$$

ここで、式(5)に含まれる基本波を基準として計算する。基本波を基準とし、位相 $\omega_\tau t + \phi_1 = \theta$ とおくと式(5)は次式に置き換えられる。

$$\tau^* = A_0 + A_1 \sin \theta + A_2 \sin(2\theta - \phi_a) \dots\dots(8)$$

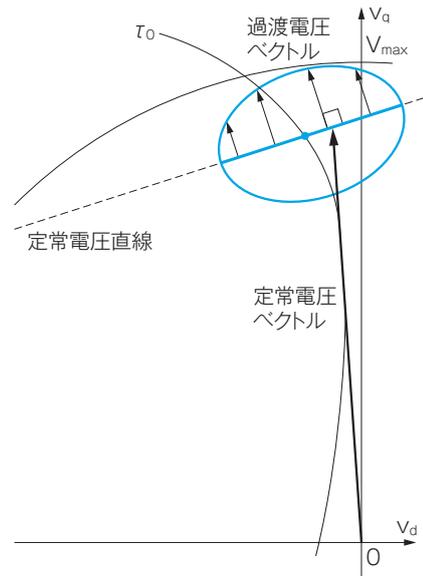
ただし、 $\phi_a$ は以下で表される。

$$\phi_a = 2\phi_1 - \phi_2 \dots\dots(9)$$

### 3 電圧飽和回避法

2項で得られたエンジントルク指令 $\tau^*$ はトルクの変化量が大きいので、過渡電圧が大きくなる。この過渡電圧と高速回転時における高い誘起電圧によってインバータの電圧飽和を引き起こしやすくなる。そこで、変化するエンジントルク指令値から最大電圧指令値を算出して電圧飽和量を推定する。推定された電圧飽和量に対してd軸電流を低減することで電圧飽和を回避する。

第4図にエンジントルクの電圧軌跡を示す。エンジン加振トルクを実現する際の電圧軌跡は、定常電圧ベクトルと定常電圧直線に対して直交する過渡電圧ベクトルとの和となる。エンジン加振トルクは変化量が大きいので、電流変化量も大きくなる。電流変化量が大きい場合、式(1)にある過渡電圧の影響が大きくなるため、過渡電圧が最大となる位相を最大電圧と仮定する。そのため瞬時的なエンジントルク指令式から変化量が最大となる位相 $\theta_m$ を計算で



第4図 エンジントルクの電圧軌跡

電圧軌跡は定常電圧ベクトルと過渡電圧ベクトルのベクトル和によって表される。

算出する<sup>(1)</sup>。

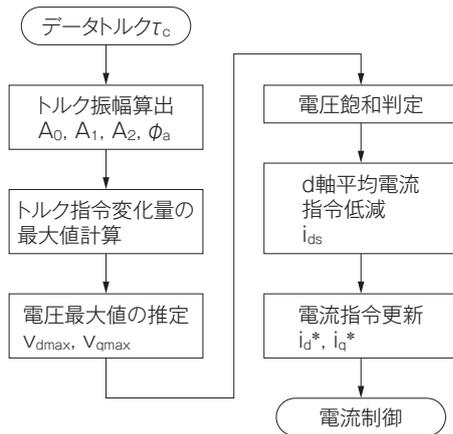
まず、求めた位相 $\theta_m$ で瞬時的なエンジントルク指令の変化量が最大となる過渡電圧 $v_{dt}, v_{qt}$ を、式(1)に電流指令を代入して求める。

次に、エンジントルクを実現する電圧軌跡から最大電圧を推定する。式(2)にエンジントルク指令値を代入したときの定常電圧軌跡は、第4図に示すように直線を描く。一方、式(1)にある過渡項にエンジントルク指令値を代入したときの過渡電圧ベクトルは、定常電圧直線に対して直交するように出力される。この定常電圧と過渡電圧のベクトルから最大電圧 $(v_{dmax}, v_{qmax})$ を算出する。

求めた最大電圧の大きさとインバータ電圧最大値 $V_{max}$ の差である推定電圧飽和量 $\Delta V$ は、次式で求められる。

$$\Delta V = \sqrt{v_{dmax}^2 + v_{qmax}^2} - V_{max} \dots\dots(10)$$

推定飽和量 $\Delta V$ に応じてd軸平均電流指令値 $i_{ds}$ を低減する。このようにして電圧飽和を回避した電流指令を生成する。第5図に得られたエンジントルクデータから電流指令を算出するまでの電流指令生成フローチャートを示す。求められた瞬時的なエンジントルク指令値から最大電圧を推定する。それに



第5図 電流指令生成フローチャート

電圧飽和を判定し、飽和する場合には回避するためにd軸電流を低減する。

第1表 モータ定数及び実験条件

実験に使用したIPMSMの定数及びエンジントルク再現時の実験条件を示す。

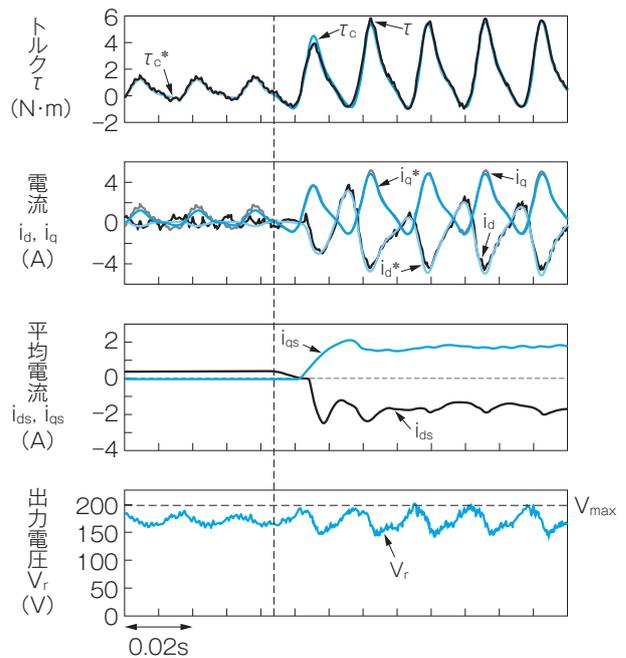
項目	変数	値
電機子抵抗	$R_a$	0.602 Ω
起電力定数	$K_E$	0.952V/(rad/s)
制御周期	$T_s$	100 μs
d軸インダクタンス	$L_d$	5.63mH
q軸インダクタンス	$L_q$	14.3mH
極対数	$P_n$	4
モータ回転速度	$\omega$	1800min <sup>-1</sup>
トルク振動周波数	$f_r$	60Hz
キャリア周波数	$f_s$	10,000Hz

応じた推定電圧飽和量から低減すべき  $i_{ds}$  を決定する。低減した  $i_{ds}$  を中心とした電流指令を決めることで電圧飽和を引き起こさないエンジントルクを実現する。

## 4 実験結果

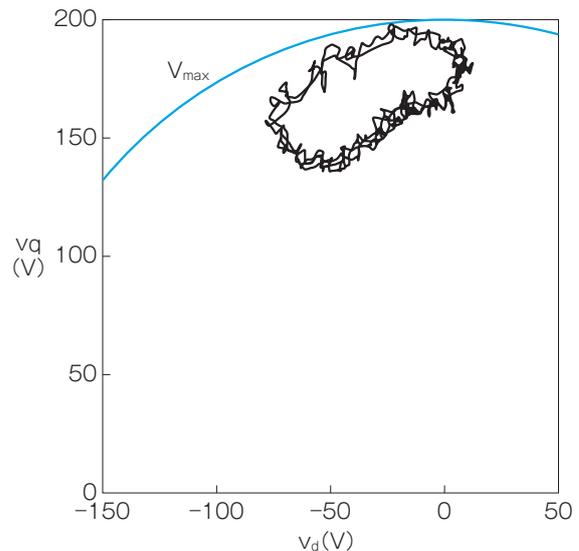
実験によって、紹介する電圧飽和回避制御の有効性を確認する。第1表にモータ定数及び実験条件を示す。実験で用いたデータトルク  $\tau_c$  はエンジンモデルのアクセルを一定時間後に全開にしている場合を想定している。そのためエンジントルクの平均トルク  $A_0$  振幅  $A_{1s}$ ,  $A_{1c}$ ,  $A_{2s}$ ,  $A_{2c}$  が途中で変化する。

第6図にエンジントルク再現時の実験波形を、第7図にエンジントルク変化後の電圧軌跡を示す。



第6図 エンジントルク再現時の実験波形

データトルクからトルク指令を推定し、電圧飽和を回避しながらトルク制御を実施している。



第7図 エンジントルク変化後の電圧軌跡

エンジントルク再現時の電圧軌跡は、最大電圧  $V_{max}$  の範囲内に存在する。

第6図では  $\tau$  はエンジントルク指令値通りの値を出力していることが分かる。さらに、 $\tau^*$  は第3図で示したトルク推定ブロック図によって、 $\tau_c$  に追従していることも確認できる。縦の点線以降ではトルクの振幅や平均トルクが変化している。振幅が大きくなると最大電圧も変化する。変化後は電圧飽和を

引き起こしやすくなるため、これを回避するように  $i_{ds}$  が推定電圧飽和量に応じて変化している。 $i_{ds}$  の低減で電圧飽和を引き起こしていないことが確認できる。第7図からトルク指令値の変化後も電圧飽和を回避していることが確認できる。瞬時的なエンジントルク指令値における最大電圧を推定することで、電圧飽和を引き起こさないトルク制御が実現できた。

## 5 むすび

IPMSMの電流制御で、高速回転時ではエンジントルクを模擬する際にMTPA制御を行うと電圧飽和を引き起こす。本稿では、瞬時的なエンジントルク指令に対して、最大変化量を算出して電圧飽和量を推定する制御方法を紹介した。推定された電圧飽和量に応じてd軸電流を低減することで電圧飽和を回避しつつ、エンジントルクを実現する。実験によって提案する制御方法が有効であることを確認した。

・本論文に記載されている会社名・製品名などは、それぞれの会社の商標又は登録商標である。

## 《参考文献》

(1) Ryohei Matsuura, Takaharu Takeshita, Shizunori Hamada, Hajime Kubo, Yugo Tadano: "Current Control of IPMSM without Voltage Saturation for Engine Torque Simulator", International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.1127-1132, 2018

## 《執筆者紹介》



竹下 隆晴  
Takaharu Takeshita  
名古屋工業大学



濱田 鎮教  
Shizunori Hamada  
基盤技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



久保 肇  
Hajime Kubo  
基盤技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



只野 裕吾  
Yugo Tadano  
基盤技術研究所  
システム制御技術に関する研究開発に従事