

電流源形モータエミュレータの電流制御応答とモータ電流再現性の評価

◎田中 元粹, 三浦 克樹, 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

1. はじめに

モータ駆動技術開発期間の短縮を目的として、電力変換器でモータの振る舞いを模擬する、モータエミュレータの導入が報告されている⁽¹⁾。なかでも電流源形モータエミュレータはモータの種類や被試験インバータ(IUT)の制御方法によらず適用が可能であり、なおかつ良好なモータ特性が得られる。一方で、高精度にエミュレートするためには高速電流応答が必要であるが、その要件は明らかになっていない。

本稿では、電流源形モータエミュレータを実機にて構築し、エミュレータの電流制御帯域とモータ電流再現精度を実験的に評価したので報告する。

2. 電流源形モータエミュレータ

図 1 に電流源形モータエミュレータの構成および制御ブロック図を示す。電流源形モータエミュレータはインダクタと PWM 整流器で構成される。コントローラでは、検出した IUT の出力電圧とモータの状態方程式からモータ電流を算出し、算出した電流を指令値としてインダクタ電流を制御する。本稿でエミュレート対象とする誘導電動機(IM)の状態方程式は(1)式で表される。

$$P \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma L_s} & \omega & \frac{MR}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{\omega_m M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{\omega_m M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_m - \omega_{rc} & \frac{\phi_{\gamma r}}{L_r} \\ 0 & \frac{MR}{L_r} & -(\omega_m - \omega_{rc}) & -\frac{R_r}{L_r} & \frac{\phi_{\delta r}}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $i_{\gamma s}$ は γ 軸電流、 $\phi_{\delta s}$ は δ 軸磁束、 $v_{\delta s}$ は δ 軸電圧、 R は巻線抵抗、 L は自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 σ は漏れ係数、 ω は電源電角周波数、 ω_m は回転子電角周波数、 P は微分演算子である。なお、添字の s, r はそれぞれ固定子と回転子を表す。また、モータのトルク T_e と回転数 ω_m は算出したモータ電流より(2)、(3)式で求められる。

$$T_e = pM(i_{\delta s} i_{\gamma r} - i_{\gamma s} i_{\delta r}) \quad (2)$$

$$P\omega_m = \frac{p}{J}(T_e - T_L) \quad (3)$$

ここで、 p は極対数、 J は慣性モーメント、 T_L は負荷トルクである。これらの方程式はオイラー法を用いて DSP に実装される。

3. 定常状態におけるエミュレータの評価

図 2 に無負荷の IM に 100Vrms 印加時のシミュレーション波形とエミュレータの電流波形を示す。なお本稿では、IUT は電圧制御で駆動する条件を想定し、また、IUT 出力電圧に含まれるスイッチング周波数成分を除外してモデルの妥当性を検証するため、IUT の代わりに三相交流電源を用いている。図 2 より Sim.における励磁電流は 4.25A である。これに対し、エミュレータの各励磁電流は u 相から 4.27A、4.24A、4.30A であり、最大誤差が約 1.2% で一致している。従って、検出した IUT 出力電圧から(1)式によって算出したモータ電流を指令値として電流制御を行うことで、電力変換器によるモータのエミュレートが実現できる。

4. 過渡応答と電流制御帯域の評価

図 3 に印加する相電圧を 10V から 20V ヘステップ変化した時の $\gamma\delta$ 軸電流指令と実電流波形を示す。なお、本稿でエミュレートする IM の電気時定数 T_E は 10.3ms である。図 3 より、電流制御帯域が 80Hz の場合は(1)式より算出された $\gamma\delta$ 軸電流指令に対して過渡時においては追従しきれていない。一方、電流制御帯域が 1000Hz の場合は指令値に精度良く追従していることが分かる。

図 4 に電流制御帯域と、指令値と実電流の最大誤差率の関係を示す。なお、誤差率は各軸電流指令値の最大値に対する指令値と実電流の差分の割合としている。図 4 より電流制

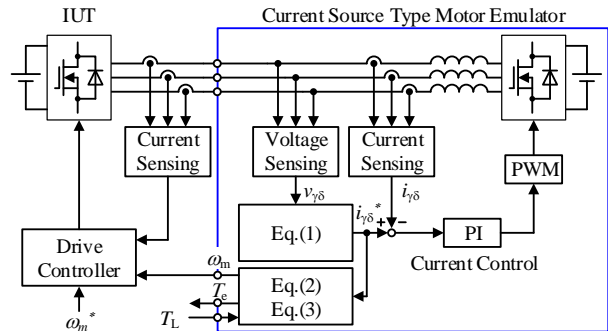


Fig.1 Configuration and block diagram of current source type motor emulator.

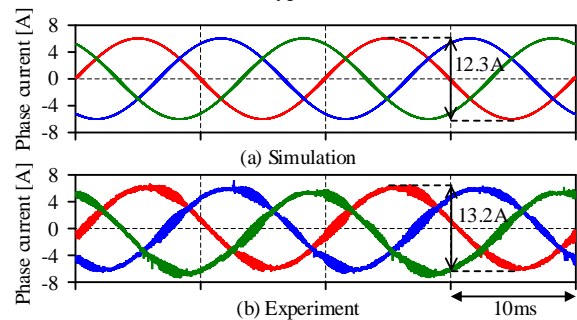


Fig.2 Excitation current waveform when 100Vrms is applied.

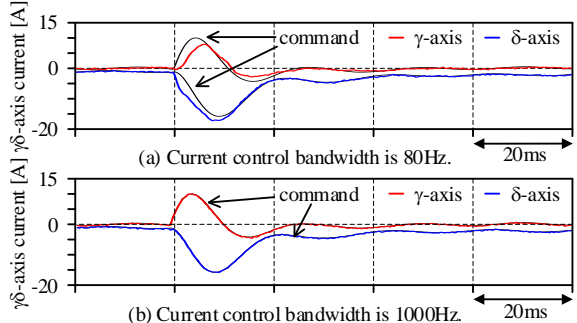


Fig.3 Current control response at input voltage step.

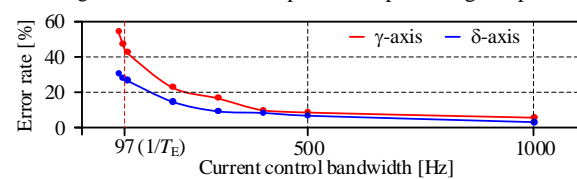


Fig.4 Maximum error between command value and actual current.

御帯域が高くなるほど指令値の最大値に対する誤差割合が小さくなっており、電流制御帯が電気時定数の 5 倍にあたる 500Hz 以上で誤差割合が 10% 以下、電気時定数の 10 倍にあたる 1000Hz で誤差割合が約 5.8% 以下でモータ電流を再現できることを確認した。従って、系統や V/f 制御(電圧制御)で駆動されるモータをエミュレートする場合には、電流制御帯域を対象モータ電気時定数の 10 倍以上に設計することで精度良くモータ電流を再現できる。

今後は、IUT に電流制御が実装された場合の電流制御帯域について検討していく予定である。

文献

- (1) H. J. Slater etc. : IEE proc., Electr. power appl., vol. 145, no. 3, May 1998.