

# 電流源形モータエミュレータに要求される電流応答の明確化

田中 元粹\* 三浦 克樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Clarification of Current Response Required for Current Source Type Motor Emulator  
Gensui Tanaka\*, Katsuki Miura, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper clarifies the current response required for current source type motor emulator. A current source type motor emulator requires fast current response to prevent interference between the current controls of both the inverter under test and the current source type motor emulator. However, the specific required response is not clear. This paper presents a stability analysis of an inverter test system using a current source type motor emulator to determine the current response required to prevent interference between current controls. Furthermore, the validity of the theory is verified by simulation, and it is confirmed that the current response is required to be about 2.1 times larger than the current response of the inverter under test and that the dead time of the control system affects the stability.

キーワード：モータエミュレータ, 電流制御, 安定解析, 極配置  
(Motor emulator, Current control, Stability analysis, Root locus plot)

## 1. はじめに

近年, 様々な分野での電動化が加速しており, 永久磁石同期電動機や誘導電動機といった各種モータ及び駆動用インバータの需要が増加している。それに伴い, モータやインバータの開発期間の短縮が要求されている。インバータの開発では, その制御性能や信頼性を担保するために, 実際のモータを用いた多数の試験が必要である<sup>(1)</sup>。しかし, モータとインバータの開発を同時に進める場合, モータの設計開発に長い開発期間を要することから, インバータの開発期間も長期化する問題がある。

実モータを使用しないインバータの試験方法として RL 負荷を用いる方法があるが, 誘起電圧などを含めたモータの振る舞いを模擬することはできないため, 用途は簡易的な試験に限られる。一方で, 電力変換機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<sup>(2)</sup>。モータエミュレータは駆動対象モータの振る舞いを模擬するため, 実モータの用意が困難な場合でも, 実モータ使用時と同様な試験が行える。さらに, モータエミュレータは制御プログラムの変更のみで様々なモータのエミュレートが可能である。そのため, 試験環境の構築にかかるコストや時間を削減でき, インバータの開発期間を短縮するための有効な手段として注目されている。

モータエミュレータは, その実装方法の違いから電圧源形<sup>(3)-(4)</sup>と電流源形<sup>(5)-(9)</sup>の2種類に大別される。電圧源形モータエミュレータは, エミュレート対象モータの逆起電力及びインダクタや抵抗の電圧降下を再現する。そのため, モー

タ電流を正確に再現することができない上, 被試験インバータに V/f 制御のようなオープンループ制御が実装されている場合, モータ負荷として扱うことができないため適用できない。また, 被試験インバータに電流制御が実装されている場合でも, 電流の過渡状態を高精度に再現することができない。一方, 電流源形モータエミュレータはモータ電流を再現するため, 被試験インバータの制御法によらず適用が可能である。また, コントローラに実装するモータモデルを変更することで様々なモータをエミュレートすることができる<sup>(3-5)</sup>。従って, 電流源形モータエミュレータはインバータ試験装置として精度と汎用性の観点から優位である。

しかし, 電流源形モータエミュレータでは被試験インバータにベクトル制御を実装している場合, インバータの電流制御器と干渉してシステムが不安定になる可能性がある<sup>(6)-(7)</sup>。電流制御間の干渉を防止するためには, エミュレータの電流応答を被試験インバータよりも十分に早くなるように設計すればよいが, 具体的に電流源形モータエミュレータに要求される電流応答は明確にされていない。

そこで本論文では, 電流源形モータエミュレータに要求される電流応答を明らかにする。本論文では電流源形モータエミュレータを使用したインバータ試験システムの安定解析を行い, 電流制御間の干渉を防ぐために必要な電流応答を明らかにする。また, 回路シミュレーションにて理論の妥当性を検証し, 被試験インバータの電流応答に対して約 2.1 倍以上の電流応答が要求されること, 制御系のむだ時間が系の安定性に影響することを確認したので報告する。

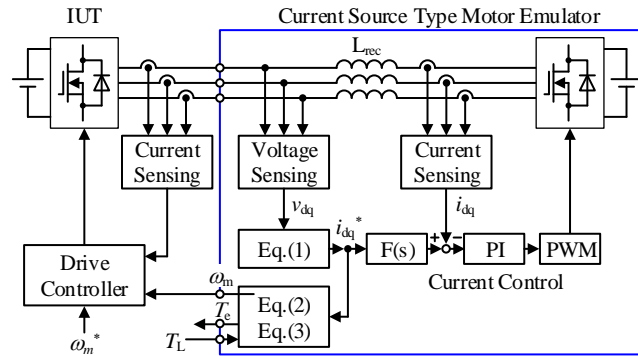


Fig.1 The system configuration of the inverter test system with current source type motor emulator.

## 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を用いたインバータ試験システムのブロック図を示す。電流源形モータエミュレータは PWM 整流器とインダクタで構成され、被試験インバータの出力電圧と相電流を検出する。コントローラにはエミュレート対象のモータモデルとインダクタ電流を制御する PI 制御器、パルス幅変調(PWM)が実装される。検出した被試験インバータの出力電圧とターゲットモータの状態方程式からモータ電流を算出し、その電流を指令値としてインダクタ電流を制御する。ターゲットモータの状態方程式はオイラー法で実装される。

表 1 に本論文でエミュレータ対象とする埋込磁石同期電動機(IPMSM)のモータパラメータを示す。本論文でエミュレート対象とする IPMSM の状態方程式は(1)式で表される。

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_d} \\ \frac{v_q}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_{re} \Psi_m}{L_q} \end{bmatrix} \dots (1)$$

ここで、 $i_{dq}$  は dq 軸電流、 $v_{dq}$  は dq 軸電圧、 $R$  は巻線抵抗、 $L_{dq}$  は dq 軸インダクタンス、 $\omega_{re}$  は回転子電気角周波数、 $\Psi_m$  は永久磁石の鎖交磁束数、 $P$  は微分演算子である。また、IPMSM の出力トルク  $T_e$  と  $\omega_{re}$  は(2)、(3)式で表される。

$$T_e = p\{\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\} \dots (2)$$

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

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。

図 1 中の PI はインダクタ電流を制御するための PI 制御器である。PI 制御器の伝達関数は(4)式で表される。

$$G_{PI}(s) = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \dots (4)$$

ここで、 $K_p$  は比例ゲイン、 $T_i$  は積分時間である。インダクタ電流制御系の閉ループ伝達関数は次式で表される。

Table1 Motor parameters.

Parameter	Symbol	Value
Output power	$P_n$	5.5kW
Maximum speed	$\omega_n$	1500rpm
Output torque	$T_n$	35N·m
Pole pairs	$p$	3
Winding resistance	$R$	0.21Ω
d-axis inductance	$L_d$	4.3mH
q-axis inductance	$L_q$	10.2mH
Moment of inertia	$J$	$18 \times 10^{-3} \text{N} \cdot \text{m}$

$$G_c(s) = \frac{\frac{K_p}{L_{rec} T_i} (1 + sT_i)}{s^2 + \frac{K_p}{L_{rec}} s + \frac{K_p}{L_{rec} T_i}} \dots (5)$$

本論文では、電流指令値に(6)式で示す 1 次遅れを挿入した上で、 $K_p$  と  $T_i$  を(7)式により表される 2 次標準形の伝達関数と比較して設計する。

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_i} \dots (6)$$

$$G(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \dots (7)$$

ここで、 $\zeta$  は制動係数、 $\omega$  は固有角周波数である。(5)式と(7)式と比較することで PI 制御器の各ゲインは(8)、(9)式で決定する。

$$K_p = 2\zeta\omega L_{rec} \dots (8)$$

$$T_i = \frac{2\zeta}{\omega} \dots (9)$$

## 3. 安定解析

図 2 にベクトル制御を実装した被試験インバータと電流源形モータエミュレータのプラントモデルを示す。図 2 に示すように、PWM の整流器の電流制御ループはベクトル制御の電流制御ループ内に存在する。そのため、2 つの電流制御帯域が近いとき電流制御間で干渉が発生し、システムが不安定に陥る。電流制御間の干渉を防止するためには、エミュレータの電流応答を被試験インバータよりも十分に早く

なるように設計すればよい。本章では、具体的に電流源形モータエミュレータに要求される電流応答をシステムの極配置より明らかにする。

図 3 に本論文で解析するシステムの制御ブロック図を示す。本論文では、被試験インバータとエミュレータの両コントローラに dq 軸間の干渉項を打ち消すフィードフォワード補償を実装することを前提に、単純化したプラントモデルを用いて安定解析を行う。

図 4 に被試験インバータの電流制御帯域を 500Hz とし、PWM 整流器の電流制御帯域を 900Hz から 1100Hz まで変化させたときの極配置を示す。図 4 より、PWM 整流器の電流制御帯域が高くなるにつれて極は安定方向へ移動している。また、1054Hz と 1055Hz の間に虚軸が位置していることから、システムの安定限界が 1055Hz であることが分かる。

図 5 に被試験インバータの電流制御帯域を 100Hz から 1000Hz まで変化させたときの、安定限界となる PWM 整流器側電流制御帯域の変化を示す。図 5 より、被試験インバータの電流制御帯域が変化したとき、それにもよって安定限界となる PWM 整流器の電流制御帯域が線形的に変化しており、どの条件においても安定限界が被試験インバータの電流制御帯域の約 2.1 倍となっている。従って、電流源形モータエミュレータを用いたインバータ試験システムにお

いて電流制御間の干渉によるシステムの不安定化を防ぐには、被試験インバータの電流応答に対して約 2.1 倍以上の電流応答が要求されることが分かる

#### 4. シミュレーション結果

〈4-1〉 連続系でのシミュレーション 図 6 にベクトル制御で IPMSM を駆動した際の波形と、エミュレータでモータの振る舞いを模擬した時の波形の比較を示す。シミュレーションソフトは PLECS を用いている。シミュレーションでは定格加速時間で加速するようにランプ状に速度指令値を入力している。また、加速終了後、負荷トルクをステップ状に入力している。被試験インバータと PWM 整流器のキャリア周波数は電流制御帯域に対して十分に高いとし、理想アンプとして模擬している。図 6 より、モータモデルとエミュレータモデルの各波形が一致していることから、PWM 整流器の電流応答がインバータの電流応答に対して十分に速いときに電流源形モータエミュレータによってモータの挙動をエミュレートできることが分かる。

図 7 に安定限界前後でのシミュレーション結果を示す。図 7(a)に示すように安定限界付近では負荷トルクをかけたときにトルク及び q 軸電流に振動が発生していることが分かる。図 7(b)より、PWM 整流器の電流制御帯域が 1054Hz

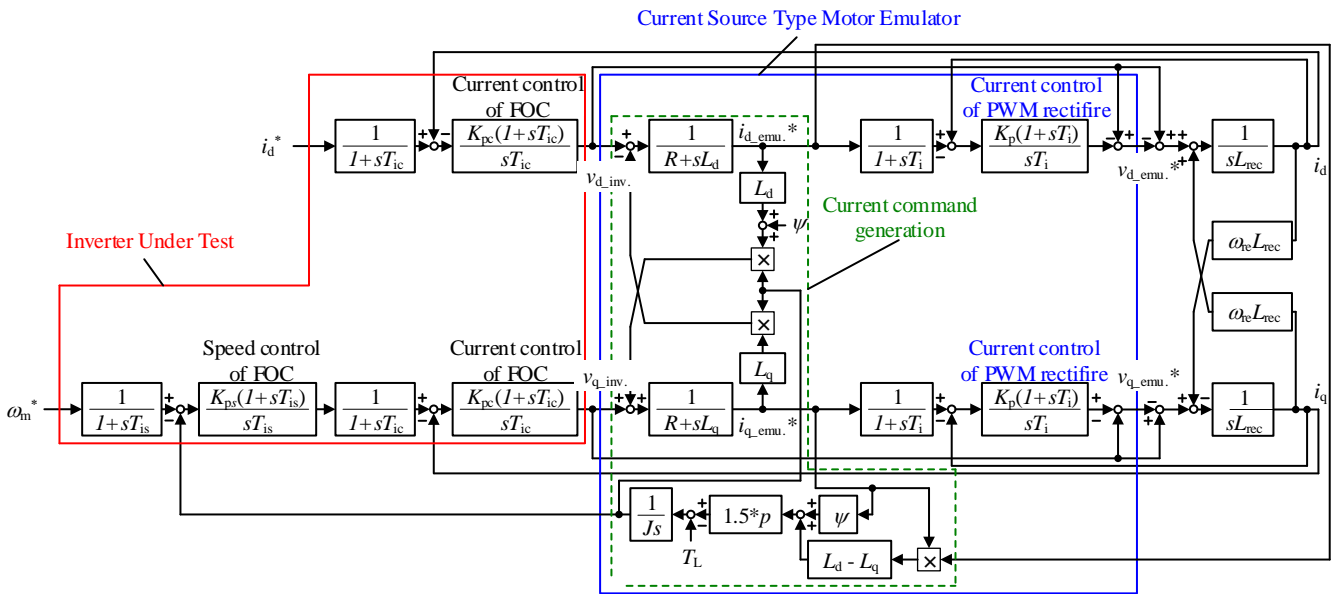


Fig.2 Control block diagram of the current source type motor emulator and the inverter under test with FOC.

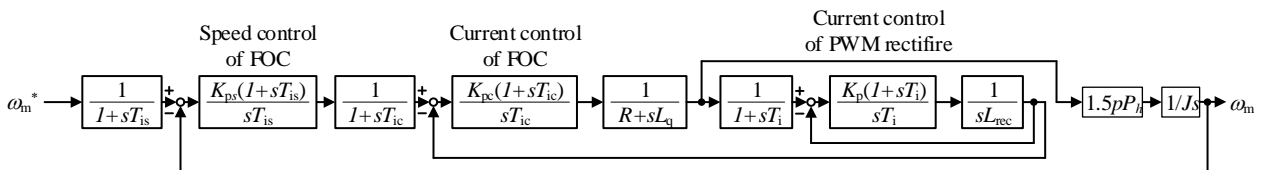


Fig.3 The simplified control block diagram of the current source type motor emulator and the inverter under test with FOC.

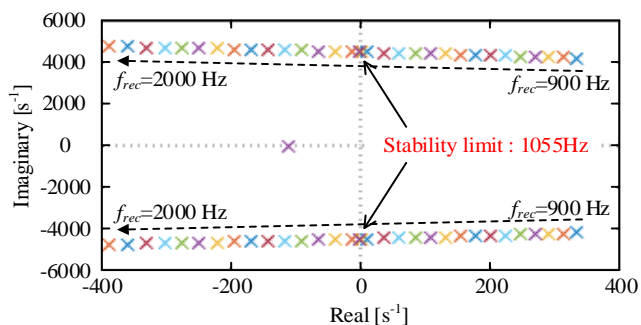


Fig.4 Root locus of continuous model.

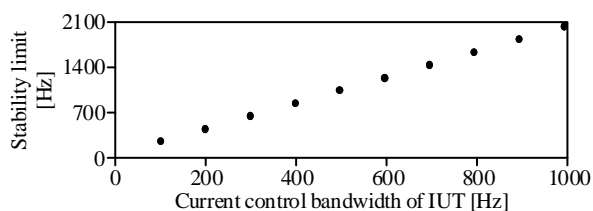


Fig.5 Stability limit when the current control bandwidth of IUT changed from 100Hz to 1000Hz.

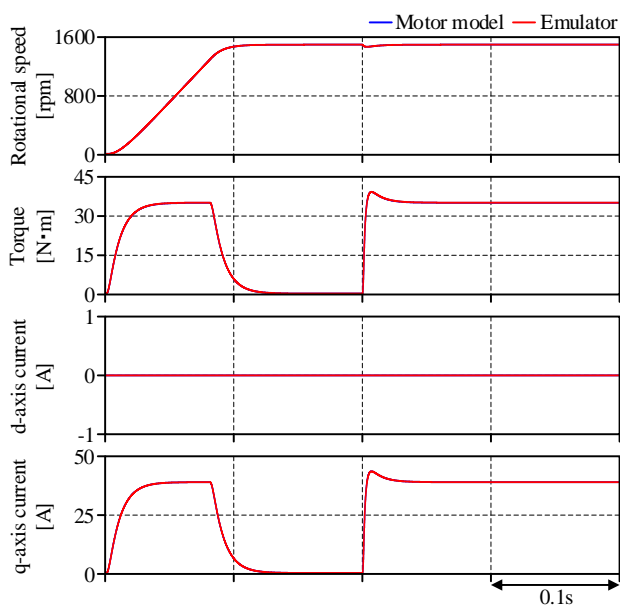
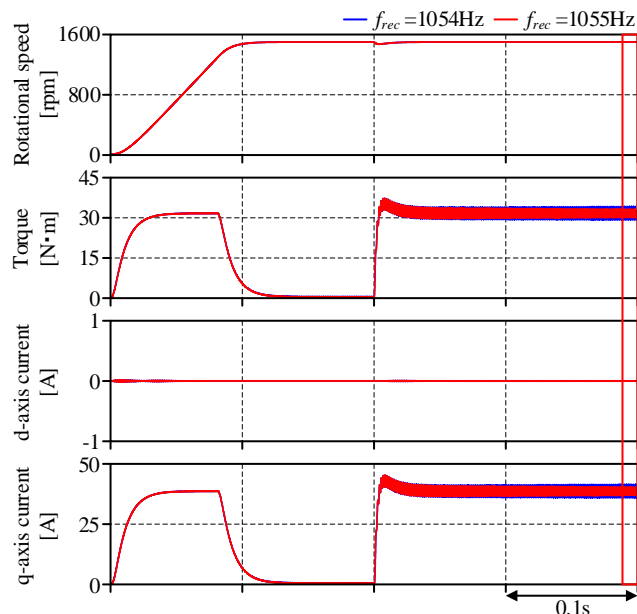


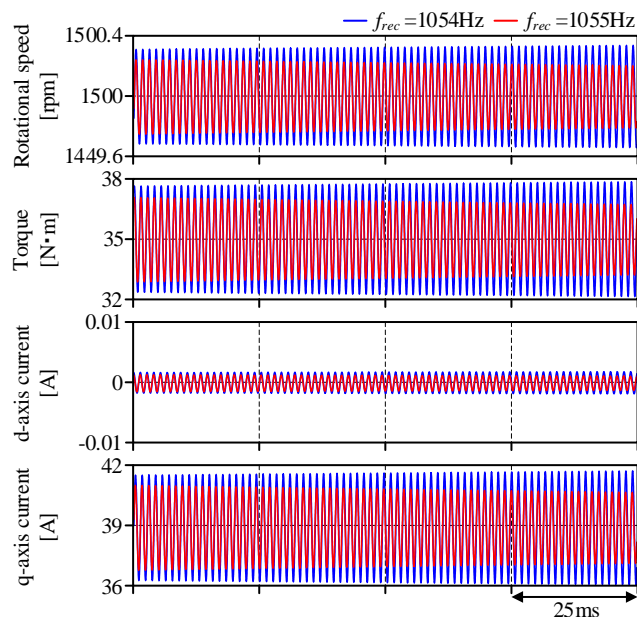
Fig.6 Simulation waveform under ideal condition.

のときにはトルク及び q 軸電流の振動成分が時間とともに増加しており、系が発散している。一方、1055Hz のときに電流及びトルクの振動成分は減少しており、システムが安定であることが分かる。従って、3 章にて行った解析は妥当であり、システムの極配置から必要電流応答を求めることができる。

〈4・2〉 PWM 遅れを考慮したシミュレーション 図 8 に PWM 遅れを考慮した制御ブロック図を示す。これまでの解析及びシミュレーションはすべて連続系で行ってきたが、実際の動作では PWM 遅れや離散化がシステムの安定限



(a) Transient behavior



(b) Enlarged view

Fig.7 Simulation results when the system is stable and unstable.

界に影響することが考えられる<sup>(10)</sup>。そこで、被試験インバータ及びエミュレータの両コントローラで、キャリア比較の前に 1 サンプルの遅延を挿入し必要電流応答への影響を確認する。

図 9 に遅れを考慮したシミュレーション結果を示す。なお、モータエミュレータ側では、電圧検出値に周期平均フィルタ処理を行い、スイッチング成分を除去している。インバータの電流制御帯域を 500Hz としたシミュレーションの結果、システムの安定限界は連続系における安定限界の約 4.8

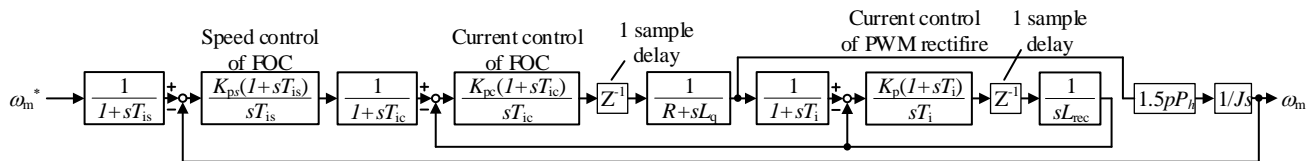


Fig.8 Control block diagram of the current source type motor emulator and the inverter under test with the controller delay.

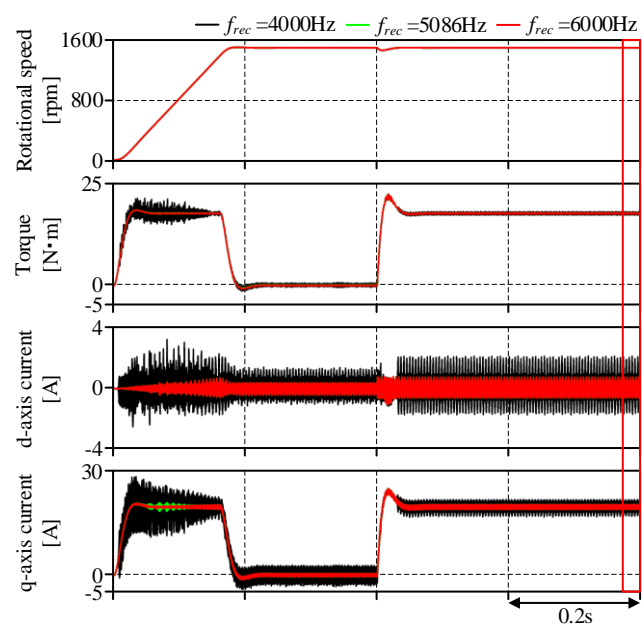
倍，インバータ電流制御帯域の10倍にあたる5068Hz付近であった。エミュレータの電流制御帯域のほうが安定限界よりも高い場合，電流値はほぼ一定値に収束している。一方で，エミュレータの電流制御帯域が安定限界より低い場合，電流は一定値に収束しないことから発散している。また，連続系での動作時と比較して，特にd軸電流の振幅が大きくなっている。これは，各コントローラ内でモータとインダクタのdq軸上での干渉に対する非干渉化を行っているが，離散化により完全に非干渉化できないためである。

図10に遅れを考慮したシミュレーション時のインバータの電圧指令，図11に同シミュレーション時のエミュレータの電圧指令値を示す。図10，図11より，エミュレータの電流制御帯域が安定限界よりも高い場合には，三相平衡した過変調の殆どない電圧指令を生成できているのに対し，安定限界よりも低いときは殆どの動作領域で過変調となっている。以上のシミュレーション結果より，実際の動作ではPWM遅れや離散化の影響でより高い電流応答帯域が要求されることがわかる。

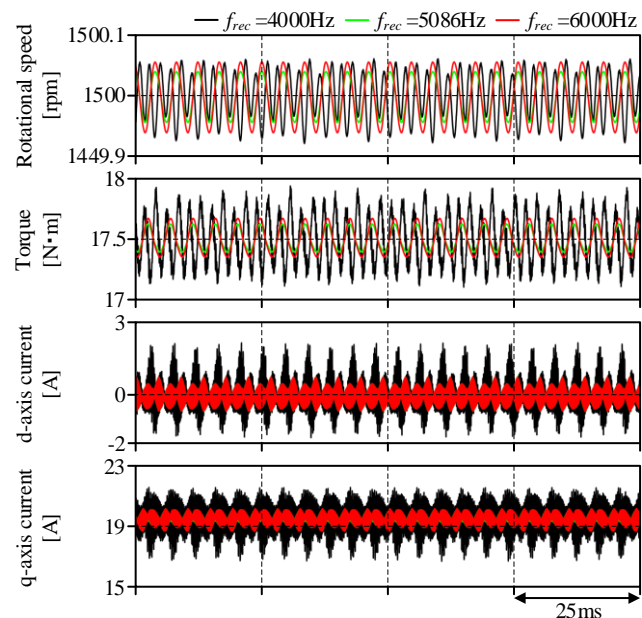
## 5. まとめ

本論文では電流源形モータエミュレータに要求される電流応答を理論解析により明らかにし，シミュレーション及び実機実験にてその妥当性を確認した。システムの安定解析の結果，電流源形モータエミュレータの電流応答は非試験インバータの電流応答に対して約2.1倍以上必要であることが分かった。また，シミュレーションにより安定限界以下の応答ではシステムが不安定化して発散が見られたが，安定限界以上の応答では収束するため，解析の妥当性が確認できた。以上より，電流源形モータエミュレータに要求される電流応答はシステムの極配置から求めることができる。さらに，実際の動作におけるむだ時間を考慮したシミュレーションでは，エミュレータの電流制御帯域が被試験インバータの制御性能を含めたシステム全体の安定性に大きく影響することが分かった。また，電流源形モータエミュレータにはむだ時間や離散化の影響によりさらなる高速電流応答が求められることがわかった。

今後は，実機にてエミュレータを実装し，システムの安定性及び高速電流応答化について検討を進めていく予定である。



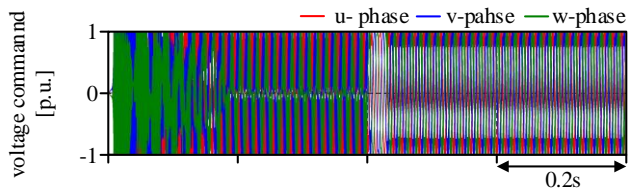
(a) Transient behavior



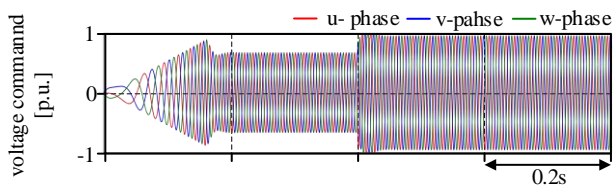
(b) Enlarged view

Fig.9 Simulation results with the controller delay when system is stable and unstable.



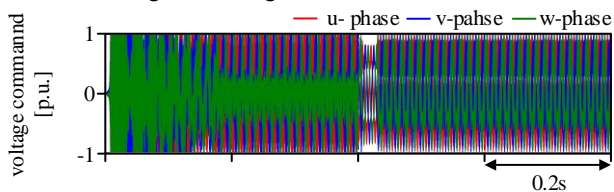


(a) 4000Hz

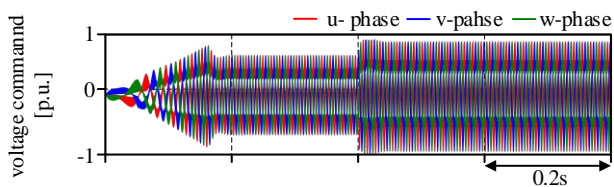


(b) 6000Hz

Fig.10 Voltage command of inverter.



(a) 4000Hz



(b) 6000Hz

Fig.11 Voltage command of emulator.

- (7) Fletcher E. Fleming, and Chris S. Edrington, "Real-Time Emulation of Switched Reluctance Machines via Magnetic Equivalent Circuits", in IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 63, no. 6, June 2016.
- (8) K. S. Amitkumar, R. Sudharshan Kaarhik, and Pragasen Pillay, "A Versatile Power-Hardware-in-the-Loop-Based Emulator for Rapid Testing of Transportation Electric Drives", in IEEE Transaction on Transportation Electrification, vol. 4, no. 4, December 2018.
- (9) Lei Zhu, Dong Jiang, Ronghai Qu, Leon M. Tolbert, and Qiao Li, "Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Integrated Starter-Generator Systems", in IEEE Transaction on Transportation electrification, vol. 5, no. 1, March 2019.
- (10) Yuanhao Xie, Dong Jiang, and Zicheng Liu, "Improved Accuracy of Power Electronic-Based Motor Emulation With Compensation for Signal Transmission Delay", in IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol. 8, on. 1, March 2022.

## 文 献

- (1) Shizunori Hamada, Toshimichi Takahashi, Nobutaka Kezuka, Masaju Kouketsu, and Shingo Ishigaki, "Inverter Drive of Dynamometers for Automotive Evaluation System", in Proc. Int. Power Electron. Conf., 2018, pp. 227–232.
- (2) H. J. Slater, D. J. Atkinson, and A. G. Jack, "Real-time emulation for power equipment development. II. The virtual machine", in IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 145, no. 3, May 1998.
- (3) K. Saito and H. Akagi, "A Power Hardware-in-the-Loop (P-HIL) Test Bench Using Two Modular Multilevel DSCC Converters for a Synchronous Motor Drive", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 5, pp. 4563–4573, September/October 2018.
- (4) K. Saito and H. Akagi, "A Real-Time Emulator of a Medium-Voltage High-Speed Induction Motor Loaded With a Centrifugal Compressor", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 5, pp. 4821–4833, September/October 2019.
- (5) Mohammad A. Masadeh, K. S. Amitkumar, and Pragsen Pillay, "Power Electronic Converter-Based Induction Motor Emulator Including Main and Leakage Flux Saturation", in IEEE Transaction on Transportation Electrification, vol. 4 no. 2, June 2018.
- (6) Visweshwar Chandrasekaran, Benjamin Sykora, Sanchit Mishra, and Ned Mohan, "A Novel Model Based Development of a Motor Emulator for Rapid Testing of Electric Drives", in 2020 Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020, pp. 2395-2402.