

コモンモードトランスと中性点電位制御を用いた 電動機模擬装置の循環電流抑制法

阿部 達貴* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Suppression Method of Circulating Current using Common Mode Transformer and Neutral Voltage Control for Motor Simulator

Tatsuki Abe*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a circulating current suppression method for a motor simulator with power regeneration. One of problems in the motor simulator is circulating current between a test inverter and a PWM rectifier. The proposed method uses a common mode transformer and a neutral voltage control to suppress the circulating current. The validity of the proposed method is confirmed by simulation results and experimental results.

キーワード：電動機模擬装置, 循環電流, コモンモードトランス, 電子負荷

(Motor Simulator, Circulating Current, Common Mode Transformer, Electrical load)

1. はじめに

近年、ハイブリットや、マイクロガスタービン、風力発電など特殊なモータを使用するシステムの開発が盛んになっている。これらシステムではいずれもインバータをはじめとする電力変換器を使用する。また、モータは特殊であるため、開発要素を含んでおり、簡単に入手することが出来ない。その結果、モータの完成を待ってインバータの試験を行う必要がある。そこで、事前にインバータを評価する方法として、従来はR-L負荷が用いられてきたが、力行・回生動作や過渡応答の制御の妥当性を検証できない欠点があった。

近年、電源装置の試験や評価に用いる負荷装置に電子負荷が採用され始めている⁽¹⁾⁽²⁾。この電子負荷を疑似モータ負荷として制御することで、電動機模擬装置(モータシミュレータ)を実現する動きがある⁽³⁾⁽⁴⁾。この装置はモータパラメータや負荷条件を自由に設定でき、定常状態の負荷を模擬できる。

この結果、電動機模擬装置を導入することにより実際のモータを用意することなくインバータの評価試験が行えるためインバータの評価期間の短縮、ひいては開発期間の短縮ができる。また、電動機模擬装置は複数のモータの試験設備を装置一台で代用できるため、実験環境の省スペース化が期待できるほか、負荷条件の設定により様々な条件下

での試験が可能である。加えて、R-L負荷で模擬した電力は抵抗で消費されるが、電動機模擬装置では回生コンバータを付加することで模擬した有効電力を系統に回生できる。その結果、電動機模擬装置は大幅な省エネルギー化が実現できる。

しかし、単純にテストインバータの電力を回生コンバータによって回生すると、テストインバータと電動機模擬装置との間に循環電流が流れる問題がある。この原因は、テストインバータと電動機模擬装置の中性点電位の差異によって、循環電流が生じるためである。従来の電動機模擬装置では電力回生部、もしくはテストインバータとの接続部に商用周波数の絶縁トランスを設けて循環電流を遮断するか、絶縁型DC/DCコンバータを各相に設けて循環電流を遮断している。しかし、前者は絶縁トランスに印加される電圧が商用周波数であるため大型のトランスが必要であり、装置の大型化を招いている。また、テストインバータとの接合部にトランスを接続すると、モータの運転周波数がトランスに制約を受ける。後者は高周波で絶縁するため小型化が期待できるが各相に電力変換器が必要となり、高価になる。

本論文では、電動機模擬装置に発生する循環電流を抑制する方法を提案する⁽⁵⁾。提案する手法は、直流部にコモンモードトランスを設け、低周波分は零相電流制御により抑制し、高周波分をコモンモードトランスにより抑制する。そ

の結果、コモンモードトランスに印加される電圧は高周波になるため、提案方式はコモンモードトランスを小型化できる。また、提案方式では直流部を直接テストインバータに接続できるため回生コンバータが不要になる利点がある。提案する方式についてシミュレーションと実験により、動作を検証した結果、良好な結果を得たので報告する。

2. 電動機模擬装置の構成

<2.1> 電動機模擬装置の原理

図1に電動機模擬装置の構成を示す。電動機模擬装置は、モータモデルに基づいた制御系と電力変換器から構成される。テストインバータの出力電圧からモータ状態方程式に基づいて電流指令を求め、固定子電流が流れる様に電力変換器を制御する。その結果、テストインバータから見ると電力変換器は擬似的にモータ負荷として動作する。

絶縁トランスがない場合、テストインバータとPWM整流器の中性点電位が異なると、テストインバータと電動機模擬装置により構成されるループに模擬したモータ電流に加えて循環電流が流れる。特にテストインバータが2相変調動作を行う場合には、テストインバータと電動機模擬装置の中性点電位差が大きく変動するため大きな循環電流が生じる。図2にインバータの(a)3相変調動作時、(b)方形波駆動時、(c)2相変調動作時の中性点電位変動をシミュレーションした結果を示す。インバータの直流電圧283V、出力周波数25Hzであり、スイッチング周波数成分を除いた低周波数成分を示している。図2より、50V以上の電位差が生じていることがわかる。循環電流は零相分として流れるが、零相分インピーダンスは極めて低いため、僅かな電位差でも大きな電流が流れる。

3相誘導電動機のモータ状態方程式は回転座標上では(1)(2)(3)式にて表すことができる⁽⁶⁾。

$$P \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & \omega & & \\ -\omega & \frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & & \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 & & \\ 0 & \frac{MR_2}{L_2} & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots(1)$$

$$T = p \frac{M}{L_2} (i_{1q} \phi_{2d} - i_{1d} \phi_{2q}) \dots\dots(2)$$

$$P \omega_{re} = \frac{1}{J} (T - T_L) \dots\dots(3)$$

ただし v_1 : 一次電圧, i_1 : 一次電流, ϕ_2 : 二次磁束,

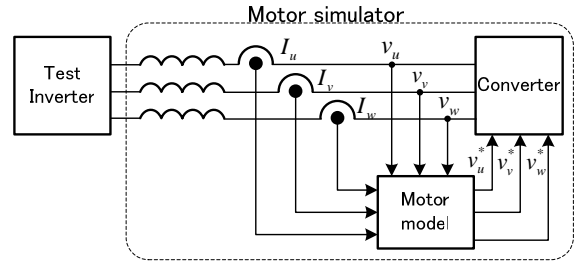


図1 電動機模擬装置の構成

Fig.1. Structure of motor simulator.

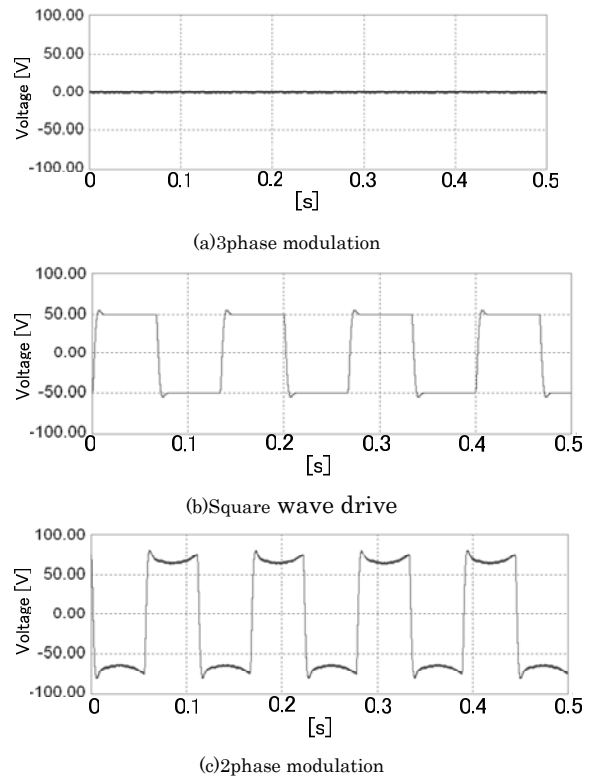


図2 中性点電位変動

Fig.2. Neutral voltage change.

R_1 : 一次抵抗, R_2 : 二次抵抗, P : 微分演算子,
 M : 相互インダクタンス, L_1 : 一次漏れインダクタンス,
 L_2 : 二次漏れインダクタンス, ω : 一次周波数, ω_{re} : 二次周波数, p : 極対数, T : 出力トルク, T_L : 負荷トルク, J :
モータイナーシャ, σ : 漏れ係数で $\sigma = 1 - M^2 / L_1 L_2$ である。

ローパスフィルタを通して検出したテストインバータの出力電圧を用いて、ある負荷条件を与え、(1)(2)(3)式のモータ状態方程式をデジタルシミュレーションと同様に解くことで固定子電流、つまり電力変換器の入力電流指令を算出する⁽⁷⁾。電力変換器はPWM整流器と等価な動作をする。すなわち、PWM整流器は入力電流指令値に従って制御されるので、テストインバータから見た負荷は実負荷であるモータと等価となる。

<2.2> 問題点

省電力化の観点から模擬した有効電力は系統へ回生する

ことが望ましい。従来回路では絶縁型 DC/DC コンバータ，PWM 整流器の直流を回生コンバータを用いて系統へ回生する。

図 3 に従来方式の電動機模擬装置構成を示す。従来回路構成には(a)各相にて絶縁型 DC/DC コンバータが誘起電圧を定電圧制御によって出力することでモータ負荷を模擬する方式と，(b)PWM 整流器の電流制御によってモータ負荷時と同様の電流を流すことでモータ負荷を模擬する方式が提案されている。

そこで，従来装置では絶縁型 DC/DC コンバータにより各相ごとに遮断するか，系統と電動機模擬装置の間に絶縁トランスを設置して循環電流を防止する。しかし，前者は絶縁型 DC/DC コンバータが 3 台必要であり，後者はトランスに印加される周波数が商用周波数であるため容量の大きなトランスが必要となり，さらに両者とも回生用の DC/AC 変換器が必要である。これらが，模擬装置の大型化や高コスト化の要因となる。

3. 提案する循環電流抑制法

<3.1>抑制原理

図 4 に本論文で提案するコモンモードトランスと中性点電位制御を用いた循環電流抑制法によるシステムを示す。提案回路ではテストインバータと PWM 整流器の直流リンク部にコモンモードトランスを直列に接続する。コモンモードトランスに大きさが等しく逆向きに電流が流れると一次，二次側に互いを打ち消す逆起電圧が発生することを利用して，循環電流はこのトランスで抑制される。

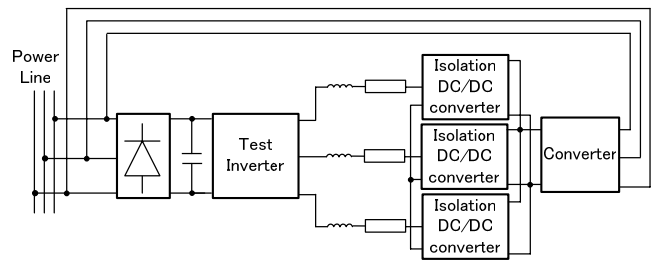
コモンモードトランスに小型な高周波トランスを用いる為にはトランスに印加される電流に低周波成分が含まれないことが必要である。しかし，図 2 で示したようにインバータの 2 相変調動作時，中性点電位は出力周波数の 3 倍の周波数で振動するため，低い周波数成分の電流がトランスに流れ飽和する。

そこで，インバータの中性点電位変動に一致するように PWM 整流器の中性点電位を制御する。つまり，制御応答範囲内ではインバータ-PWM 整流器間の中性点電位差を減少でき，循環電流の発生を抑えられる。よって，トランスへ印加させるコモンモード電圧は高周波成分のみであり，トランスの小型化ができる。

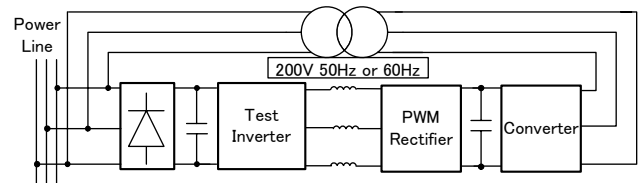
<3.2>構成法

図 5 に循環電流の低周波成分抑制の制御ブロック図を示す。循環電流は零相分として現れるので，検出した電流から零相循環電流を算出する。その後，0A となるよう PI 制御を行い循環電流抑制分の電圧指令を算出する。PI 制御器から得られた電圧指令を PWM 整流器の電圧指令に零相分として加算して循環電流を抑制する。

図 6 に提案する循環電流抑制手法を適用した電動機模擬装置の制御ブロック図を示す。モータモデルは二次磁束を d 軸方向とした回転座標上で演算をおこない，テストインバータの電圧と周波数，負荷条件から電流指令を演算する。



(a) Isolation DC/DC converter type.



(b) Isolation transformer type.

図 3 従来の電動機模擬システム

Fig.3. Conventional system for motor simulator.

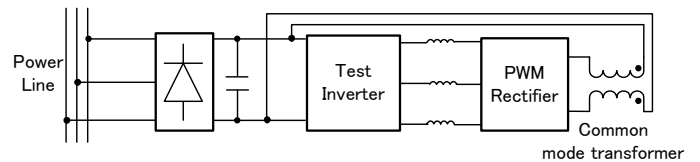


図 4 提案する電動機模擬システム

Fig.4. Proposed system for motor simulator.

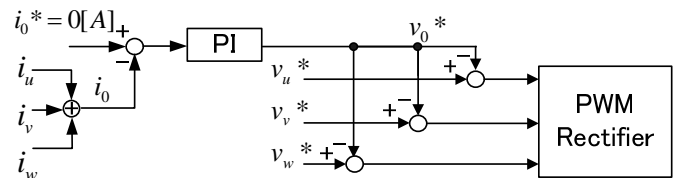


図 5 循環電流の低周波抑制制御

Fig.5. Low frequency control of circulation current.

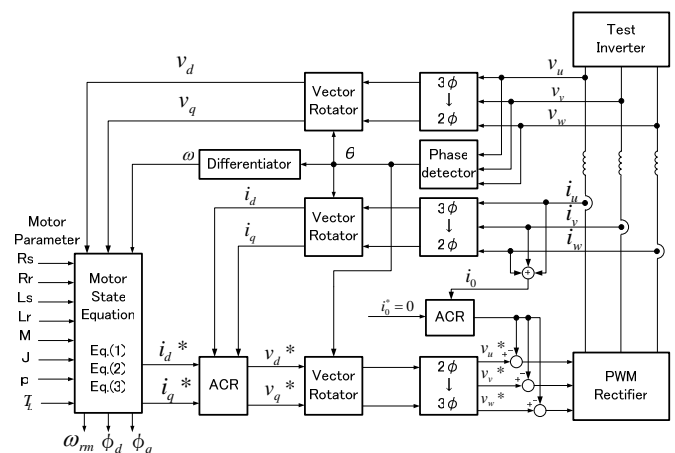


図 6 提案回路の制御系ブロック図

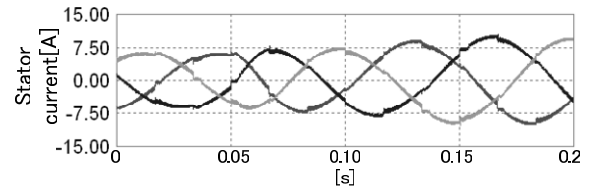
Fig.6. Block diagram of control system.

表1 モータパラメータ
Table1. Motor parameter.

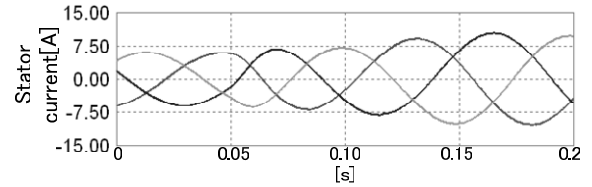
Motor type	Induction motor
Primary winding resistance	1.24[Ω]
Secondarily winding resistance	1.01[Ω]
Primary leakage inductance	3.53[mH]
Secondarily leakage inductance	3.31[mH]
Exciting inductance	118.4[mH]
Number of poles	4
Rotor moment of inertia	0.0090[kgm ²]

表2 コモンモードトランスパラメータ
Table2. Common mode transformer parameter.

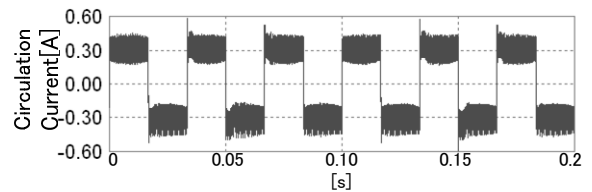
Primary winding resistance	60.7[mΩ]
Secondarily winding resistance	71.5[mΩ]
Primary leakage inductance	3.13[μH]
Secondarily leakage inductance	3.52[μH]
Exciting inductance	3.54 [mH]
Number of turns	31



(a)Motor simulator



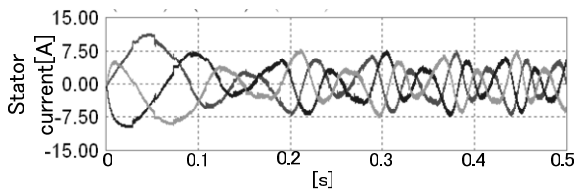
(b)Real motor



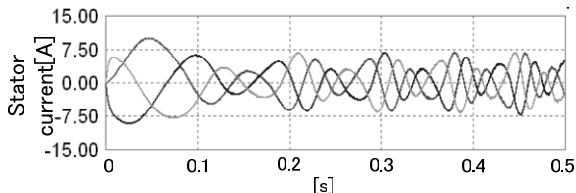
(c)Circulation current

図8 負荷ステップ応答

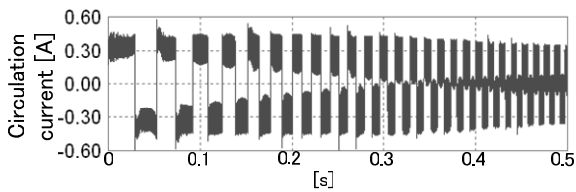
Fig.8. Load step response.



(a)Motor simulator.



(b)Real motor



(c)Circulating current

図7 加速特性

Fig.7. Acceleration characteristic.

電流制御系は電流の位相偏差が発生しにくいことから回転座標系で構成する。

4. シミュレーション結果

提案方式の有用性をシミュレーションにより検証する。シミュレーション条件は、テストインバータのキャリア周波数 16kHz, 2 相変調動作, V/f 駆動, PWM 整流器のキャ

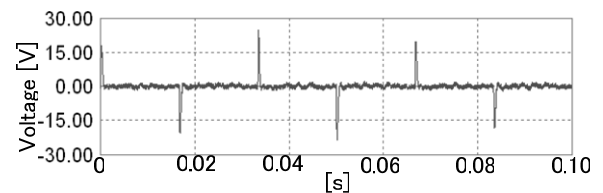


図9 中性点電位変動補償

Fig.9. Reparation for neutral voltage variation.

リア周波数 10kHz である。模擬するモータは 750W の汎用誘導電動機である。表 1 に模擬モータのモータパラメータを示す。表 2 にコモンモードトランスのパラメータを示す。

図 7 は提案回路の加速時の、電動機模擬装置の電流波形とテストインバータに直接誘導機を接続した場合の電流波形の比較である。周波数指令 0Hz から 30Hz まで加速している。低速時から循環電流は 0.5A 以下であり、絶縁トランスと再生コンバータがなくても、循環電流を抑制できることがわかる。

図 8 は提案回路の負荷ステップ応答のシミュレーション結果である。模擬しているモータは 150r/min(10Hz)にて運転しており、テストインバータの制御には V/f 制御を採用している。横軸 0.05s の時点で 8.0Nm の負荷トルクを与えている。負荷が増加したことで固定子電流が増加していることが確認でき、誘導機の負荷ステップ応答が模擬できていることがわかる。

図 9 は提案する制御を適用したときのテストインバータ

と PWM 整流器間の中性点電位差変動である。なお、インバータの運転条件は 150r/min である。図 2(c)に比べ中性点電位差が抑えられていることがわかる。ただし、2 相変調によりテストインバータの中性点電位極性が大きく変動する瞬間に応答が遅れている。これは、零相電流制御の応答を改善することで抑制できる。

図 10 はコモンモードトランスの端子電圧高調波解析結果である。循環電流の低周波成分抑制の制御が有る場合と無い場合と比較している。低周波成分を抑制しない場合では 2 相変調によって生じるモータ駆動周波数の 3 倍の周波数成分(30Hz)の振幅 188V であるが、低周波成分の抑制を行うことで 3.5V と約 1/50 に抑えられる。この結果、コモンモードトランスには高周波成分のみが印加され大幅に小型化できる。

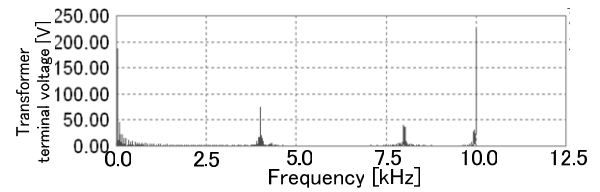
5. 実験結果

本論文で提案する電動機模擬装置回路の動作を確認するため、表 1 のモータパラメータの誘導電動機を電動機模擬装置で模擬した。テストインバータの出力は、40V、10Hz、キャリア周波数 16kHz、V/f 駆動で、中性点電位を 3 次高調波重畳方式により変動させている。電動機模擬装置のキャリア周波数は 10kHz である。誘導機は無負荷である。なお、電動機模擬装置のコントローラには FPEG-C を用いている(8)。

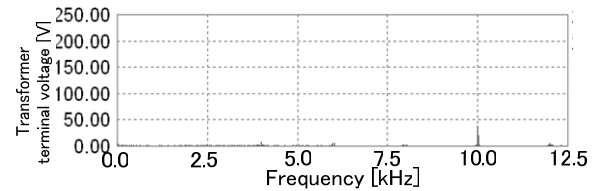
図 11 は電動機模擬装置の模擬電流と、テストインバータで直接誘導電動機を駆動した際の電流である。循環電流のため模擬電流は歪んでいるものの、安定して電流制御が行えている。テストインバータはデッドタイム誤差補償をしていないため、電流波形に歪みが発生している。一方、模擬電流はデッドタイム誤差の影響による電流波形の歪みが模擬できていない。この原因は、電流制御の応答が遅いことが挙げられる。本システムでは、検出電圧が PWM 波形であるため、スイッチング周波数成分を除去するフィルタが必要になるが、そのフィルタの遅れのため電流制御ゲインに制約を受ける。今後、電圧検出の方法を含め、高速電流制御法を開発する。また、模擬装置で電流制御を行うとテストインバータ出力電圧が降下する現象が見られた。本来テストインバータの PWM 制御と模擬装置の制御は独立であるので、模擬装置の状態にかかわらず、出力電圧は一定でなくてはならない。ソフトウェアやハードウェアのバグを含め原因を検討していく。

図 12 は図 11(a)模擬固定子電流の高調波解析結果である。電流 THD は 18.1%で、3 次成分が大きく影響した。また、シミュレーションではキャリア周波数成分しか現れなかったが、実際には 1kHz 成分が生じている。電流制御のハンチングなどが要因として考えられるが、この原因について今後解析する。

図 13 は電動機模擬装置に入力される循環電流波形である。波形の電流値は 3 相電流の和であるため、実際には各相に三分の一振幅の零相電流が流れている。零相電流振幅



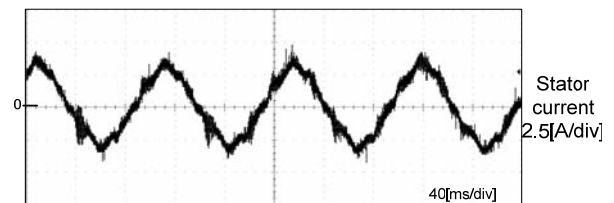
(a)Harmonic voltage with the neutral voltage variation compensation.



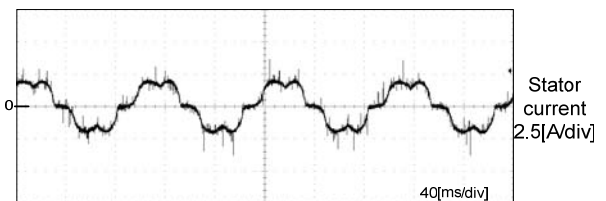
(b)Harmonic voltage without the neutral voltage variation compensation.

図 10 トランス端子電圧高調波解析結果

Fig.10. Harmonic voltage analysis of transformer terminal.



(a) Motor simulator



(b) Real motor

図 11 固定子電流

Fig.11. Stator current.

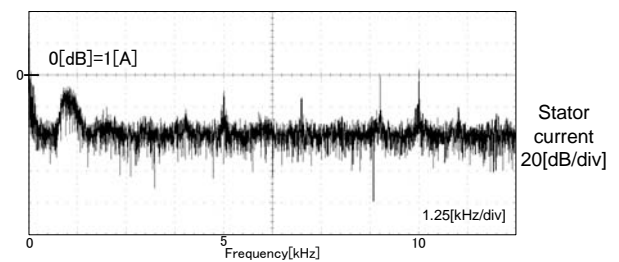


図 12 固定子模擬電流高調波解析結果

Fig.12. Harmonic stator current analysis.

は 0.5A 以下に抑えられている。本実験結果では、零相電流の振幅は固定子電流の 20%程度の割合を占めるが、零相電流は中性点電位変動に起因するので、模擬する電動機の容量が大きくなっても増加することはない。模擬する電動機の容量が大きくなれば、相対的に零相電流の影響は小さくなる。なお、前述の通り、さらに抑制するには電流応答の改善が必要である。

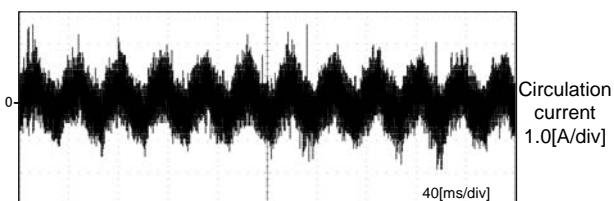


図 13 循環電流
Fig.13. Circulation current.

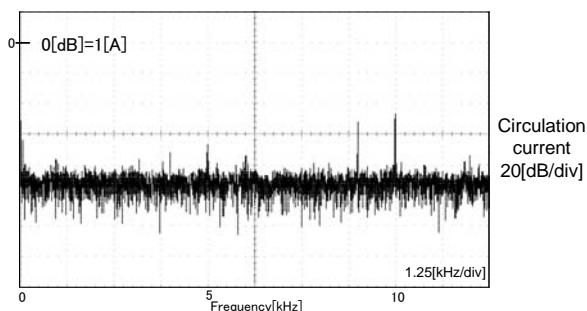


図 14 循環電流高調波解析結果
Fig.14. Harmonic circulating current analysis.

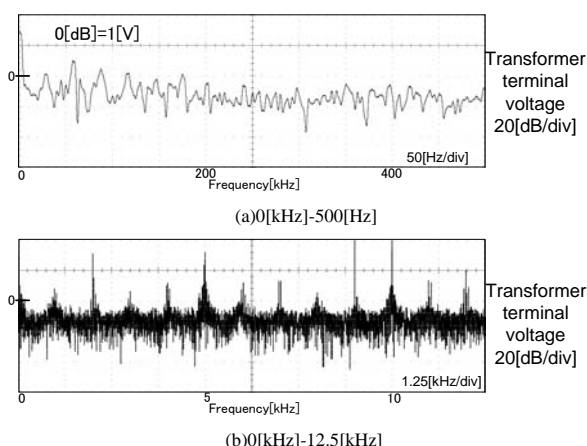


図 15 コモンモードトランス
端子電圧高調波解析結果
Fig.15. Harmonic voltage analysis of
transformer terminal.

図 14 は図 13 の循環電流の高調波解析結果である。インバータの 3 次高調波重畳方式動作により、循環電流にわずかに駆動周波数 10Hz の 3 倍周波数の 30Hz 成分、およびシミュレーションにて示したキャリア周波数成分の 10kHz が含まれていることがわかる。

図 15 はコモンモードトランス端子電圧の高調波解析結果である。低周波成分が高周波成分に比べ小さくできていることがわかる。また、1kHz の倍数成分が大きく含まれているが、図 12 の結果と併せて今後の検討課題とする。

本実験により、電流波形やコモンモードトランスの周波数成分において、シミュレーションほどの結果が得られず、いくつかの課題があることが明らかになった。しかし、提案する制御法とコモンモードトランスにより低周波成分の

循環電流を抑制できており、提案方式の有効性を確認できる。

6. まとめ

本論文では PWM 整流器を用いた電動機模擬装置について述べ、この装置で問題となる循環電流をコモンモードトランスと中性点電位制御によって抑制する手法を提案した。本手法について、シミュレーションと実験により有用性の確認をした。提案する装置は循環電流を抑制しつつ電動機の模擬ができることが確認できた。ただし、循環電流の抑制効果、模擬電流の精度、歪み率に改善すべき課題がある。また、3 次高調波重畳方式動作より中性点電位変動が大きい 2 相変調動作に対応するためより高速な電流制御応答が必要である。今後は、検出系を含め検討を行い、電流制御応答を上げることにより循環電流の減少、模擬精度の向上に取り組む予定である。

なお、本研究は平成 17 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) Togashi, Lin, Itoh and Jesse Liang: "Hybrid Regenerative Electronic Load Composed of Linear Amplifier and Switching Converter" Proc. of IEEJapan IAS2005, pp.I-115-116 (1-19), 2005 (in Japanese)
富樫重則・林 志強・伊東淳一(マイウエイ技研)・Jesse Liang (American Reliance, Inc.): "リニアアンプとスイッチングコンバータによるハイブリッド回生型電子負荷装置の開発", 平成 17 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-115-I-116 (2005).
- (2) TingAn Lee・Toshifumi Ise: "Power Control of Electronic AC Load Simulator with Reversible Power Flow and Load Unbalance Simulation" Proc. of IEEJapan IAS2007, pp.I-431-432 (1-74), 2007 (in Japanese)
李 定安・伊瀬敏史: "三相可逆不平衡負荷シミュレータの開発", 平成 19 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-431-I-432(2007).
- (3) 河村 博年: "インバータ試験装置", 公開特許公報, 特開 2005-86990(2005).
- (4) 須川 雅志: "車載インバータ評価用エミュレータの開発", PED POWER ELECTRONICS DIGEST, 15, pp.9-11(2006-11)
- (5) Tatsuki Abe, Jun-ichi Itoh: "Suppression Method of Circulating Current for Motor Simulator with Power Converter" Proc. of IEEJapan IAS2006, pp.I-511-512 (1-97), 2006(in Japanese)
阿部達貴・伊東淳一: "電力変換器を用いた万能電動機模擬装置の循環電流抑制法", 平成 18 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-511-I-512(2006).
- (6) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三: "AC サーボシステムの理論と設計の実践 - 基礎からソフトウェアサーボまで -", 総合電子出版社
- (7) Tomonori Mashimo, Kouji Yoshida, Kiyoshi Ohishi and Hideo Dohmeki: "The Identification Method of Electrical Parameters of PM Motor Without Current Sensor and its Application to Servo System" IEEJ Vol.125-D No.6, pp.637-644, 2005(in Japanese)
間下 知紀・吉田 宏二・大石 潔・百目鬼 英雄: "PM モータの電気的パラメータの電流センサレス同定法とそのサーボ系への適用", 電学論 D, Vol. 125, No. 6, pp.637-644 (2005).
- (8) Tatsuki Abe, Tetsuma Hoshino, Yoshiya Onuma, Koji Maki, Jun-ichi Itoh and Akira Abe: "Proposal of Controller Bus for Power Electronics" Proc. of IEEJapan IAS2007, pp.I-449-452 (1-79), 2007(in Japanese)
阿部達貴・星野哲馬・大沼喜也・真木康次・伊東淳一・阿部章: "パワーエレクトロニクス向けコントローラの共通バス規格の提案", 平成 19 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-449-I-452(2007).