

令和元年6月5日現在

機関番号：51401

研究種目：基盤研究(C)（一般）

研究期間：2016～2018

課題番号：16K06251

研究課題名（和文）GICを用いた電子回路モデルによるコンバータの三相電流復元とセンサレス制御

研究課題名（英文）New reconstruction method of input current of a current sensor-less three phase converter without prior switching information

研究代表者

安東 至（ANDO, ITARU）

秋田工業高等専門学校・その他部局等・教授

研究者番号：20212665

交付決定額（研究期間全体）：（直接経費） 3,500,000円

研究成果の概要（和文）：本研究では、電力変換器と同じ動作を行う「GICを用いた電子回路モデル」を構成し、モデル内で電力変換器動作をリアルタイムに実現することで電流を復元する手法を提案する。そして、本手法を三相正弦波コンバータの三相電流センサレス手法として適用し、事前のスイッチング情報を必要としない電流センサレス化手法としての有効性をシミュレーションと試作機による実験で確認するものである。

研究成果の学術的意義や社会的意義

GICを用いた電子回路モデルを電力変換器の基本制御に積極的に導入した例はこれまでほとんどない。本手法は三相ブリッジ形正弦波コンバータにおいて、直流電流を1つの保護用センサを利用して検出し、主回路動作を電子回路モデルで模擬して三相電流を復元することから、電流復元不可能領域がなく、三相分の電流センサを用いないのでセンサ間のゲイン不平衡の問題が生じない利点を有する。したがって、従来に比べセンサの故障率を大幅に低減できるとともに劣悪な環境下での安定動作に大きく貢献する。

研究成果の概要（英文）：This project proposed a new reconstruction method of input current of a current sensor-less three phase converter without prior switching information. The new method was reconstructed input current by using an electronic circuit model with GIC, and the model realized same operation of main converter. This research confirmed fine reconstruction ability of input current and applicable to the power converter as experimental and simulation results.

研究分野：パワーエレクトロニクス

キーワード：一般化イミッタンス変換器GIC 三相正弦波コンバータ 三相電流センサレス パラメータ誤差 一括補償法 リアルタイムゲイン補償 位相補償

## 様式 C-19、F-19-1、Z-19、CK-19（共通）

### 1. 研究開始当初の背景

地球温暖化対策や省エネを目的とした電気自動車に代表されるインバータ駆動によるモータ等への電力供給は直流電源（バッテリー）から行われ、充電等も含めて商用電源から直流電源へ電力変換する整流器が広く用いられている。一般的なダイオード整流器はその回路構成から商用電源に高調波電流を流入させ機器の効率悪化や他の機器の障害、故障の原因となることもあり、現在では資源エネルギー庁からガイドラインも示され、IEC(International Electrotechnical Commission:国際電気標準会議)やJIS等で規制を定めている。その対策として、多くの整流器はダイオードの代わりにIGBTなどの高速スイッチング素子を採用し、入力電流を正弦波状に制御した正弦波コンバータで規制を達成し、多くの新しい検討もなされている。

電力変換器は、その用途の拡大に伴い環境の安定した屋内での使用ばかりでなく、電気自動車のような屋外での使用も格段に増加している。例えば、高速道路のサービスエリアや道の駅などに設置が進みつつある電気自動車用急速充電器は、多くが三相交流200V電源を入力電力供給源とし、20kW～50kWの直流電力を供給し、自動車の積載バッテリーを充電する。また、広大な太陽光発電システムからエネルギーを商用電源に供給する際にも同様である。三相正弦波コンバータは、一般に直流電圧センサ1つ、入力電圧センサ1つ、入力電流センサ2つ、コンバータ保護用直流電流センサ1つを用いて構成される。しかし、温湿度変化の激しい屋外の使用や振動の多い劣悪な環境下ではセンサのオフセットやゲイン不平衡等を含むセンサの故障が電力供給に大きな影響を与え、コスト削減と合わせてセンサレス化が望まれ、多くの検討がなされてきた。

これに対し、電源の高調波電流を抑制する正弦波電流制御に欠かせないコンバータの入力電流センサのセンサレス化はあまり検討がなされておらず、専ら、モータ制御用インバータの出力三相電流センサレス化が研究対象とされていた。これらは、基本的にインバータ保護用に設けられる直流電流センサの検出値を利用し三相交流電流を復元する方法であり、コンバータの入力電流センサレス化にも応用することができる。これら手法はPWM信号を位相シフトするパルス修正法やキャリア周波数を一時的に低くするキャリア周波数切換え法として提案されているが、いずれの手法もスイッチング事前情報が得られない場合はサンプリング動作のためにスイッチングの遅れが生じ、また、2つ以上のレグが同時にスイッチングを行った場合には直流電流から三相電流を復元できず、復元誤差が三相電流歪みや制御性能悪化の原因となった。

以上のことから、三相正弦波コンバータのセンサレス制御に活用でき、スイッチングの事前情報を必要とせず、複数レグの同時スイッチングによる復元不可能期間を有しない、簡単な原理の三相電流完全復元手法の開発が望まれていた。

### 2. 研究の目的

本研究では、GIC (Generalized Imittance Converter: 一般化イミッタンス変換器) を用いた電子回路モデルにより、直流電流センサのみの三相コンバータから三相電流を簡単に良好に復元し、三相電流センサレス正弦波コンバータを実現する制御手法を開発する。コンバータの正確な電子回路モデルでは実機に相当する三相電流が電子回路モデルに流れるが、実際は素子のON抵抗等の実機とモデル間の使用素子パラメータ誤差により電流誤差が生じる。そこで、コンバータ保護用の直流電流センサとモデル内の直流電流からこれを補償するようモデル内電源電圧を高速補償器による直流電流一致制御を施すことで使用素子パラメータ誤差を補償する。また、異なるレグで同時にスイッチングが生じた場合にも、理論的には良好に三相入力電流を復元でき、入力電流高調波を低減した三相正弦波コンバータ制御が期待できる。本研究では、以下についてシミュレーションを通じて開発すると共に、実機を試作して有効性と効果を確認する。

- (1) GICを用いた電子回路による三相コンバータの正確なモデル化を実現する。
- (2) GIC回路の抵抗を利用して、電子回路モデル内電流を正確に観測できる高精度差動アンプを設計する。
- (3) 素子のパラメータ誤差による影響を、直流電流により高速にほぼ一括補償する。
- (4) 電子回路モデルで復元した三相電流を用いた三相電流センサレスコンバータにおいて、入力力率98%以上、入力電流高調波歪率THD 5%以下、出力電圧変動率1%以下の正弦波入力電流制御を達成する。
- (5) 複数レグで同時にスイッチングが行われても、三相電流が復元できることを確認する。

### 3. 研究の方法

本研究で開発対象とする三相正弦波コンバータの主回路は、一般的なフルブリッジ電圧形コンバータであり、研究方法としては以下のように行なった。

(1)平成28年度は、1.GICを用いた電子回路による三相コンバータのモデル化、2.GIC内の抵抗を利用し、モデル内電流を正確に検出できる精密差動アンプの設計、3.モデルと実機における使用素子間のパラメータ誤差一括補償法の開発、4.復元した三相電流を用いた三相電流センサレスコンバータにおいて、入力力率98%以上、入力電流高調波歪率THD5%以下、出力電圧変動率1%以下を達成するための基本制御DSPプログラムの開発と検証を行った。

1.については、電圧を実機の1/50、電流を実機の1/25000、実機インピーダンスの500倍にインピーダンス等価変換し、オペアンプ構成のGICとアナログSW等を用いてモデル設計するとともに試作した。また、2.については、モデル内の微小電流を安価に精度良く検出できるようフィ

ードバック系を有するフォトカプラによる電流検出センサも差動アンプとともに開発し、差動アンプの性能評価を検証した。3.については、シミュレーションを用いてPI補償器により誤差一括制御が十分可能であることを確認した。4.については、目標とする性能を達成できるDSPプログラムを開発し、シミュレーションにより確認した。さらに、DSPデジタル制御開発システムを用いて、三相電流復元の検証を行った。

(2)平成29年度は、開発した電子回路モデルによる三相電流復元能力を設計通りに高めるため、1. GICのオフセット現象や電子回路モデル内の微小電流検出時のノイズ対策の改良、2. 電子回路モデルと主回路間の使用素子パラメータ誤差一括補償制御の実施、3. 電子回路モデルでのダイオード閾値の対策を行なった。

1.については、実験室レベルでは電子回路モデルで0.5mAレベルの電流（実機換算で12.5Aレベル）以下ではノイズの混入が大きく、電流波形を良好に復元できない状況であった。一方、主回路と電子回路モデルの電圧・電流比を変更し、GIC回路の再設計を行うもオペアンプ出力の限界による正確なリアクトル模擬が難しい問題が生じた。これらの対策として、モデル設計の電圧および電流比を変更せず、電流フィードバックゲインの高速リアルタイム可変制御を採用し、モデルでは常に3mAレベル（実機換算で75Aレベル）の電流による電流復元を可能にし、可変ゲインを考慮したフィードバックにより電子回路モデルの能力を高めた。

2., 3.については、電子回路モデルにおける素子ON閾値は、無視できるレベルに小さい実機素子ON閾値に比べ大きい。そこで、電子回路モデルによる復元電流とスイッチングによるデューティ比から電子回路モデルのDC電流を算出し、パラメータ誤差一括補償制御を実施することでON閾値レベルとパラメータ補償を可能にした。

(3)平成30年度は、平成28年度、29年度に開発された成果をもとに、一層の復元能力の向上のためのノイズ対策などを実施し、その精度を高めた。

#### 4. 研究成果

(1) 本研究で用いる三相電流復元方法は、主回路である三相正弦波PWMコンバータを電子回路モデルで構成し、主回路と同じスイッチング制御を行い、主回路の動作を再現することによって三相電流の復元を行うものである。

図1にGIC回路を用いた電子回路モデルによる三相電流センサレス正弦波コンバータのシステム構成を示す。コンバータの基本制御はPI補償器を活用した一般的な制御手法であるが、三相電流はセンサにより主回路から検出するのではなく、主回路動作を再現した電子回路モデルからフィードバックして用いる。電子回路モデルでは、直流部の電圧と電流を主回路と一致させるとともに主回路のスイッチングを電子回路モデルでも行い主回路動作を再現する。また、電子回路モデルと主回路の素子パラメータ誤差を補償するために直流部電流一致制御を行っている。これは、主回路の保護用に設けられている直流電流センサより検出した主回路の直流電流を指令値として、電子回路モデルの直流部電流と比較し、PI補償器を介して電子回路モデルの三相電源を振幅変調することによって直流部電流一致制御を達成し、主回路とモデル間の素子パラメータ誤差を補償している。なお、直流部電圧は主回路の直流電圧センサによって検出した直流電圧を電子回路モデルの直流部に比率変換し印加することでモデルと主回路の直流部電圧を一致させている。

本手法における電子回路モデルは主回路に対して、電流が1/25000、電圧が1/50、インピーダンス比が500倍で構成している。コンバータ部のスイッチング素子はアナログスイッチとダイオードの並列接続により構成しており、スイッチング信号は主回路と同じ信号を使用している。また、主回路におけるリアクトルはGIC回路により構成し、小型化を図っている。図2に一般的なGIC回路を、図3に非接地を考慮した電子回路モデルで実際に使用したGIC回路の回路図を示す。図3に示す回路全体のインピーダンスは式(1)で求めることができ、主回路では0.7mHを使用したため、電子回路モデルでは500倍の350mHとなるように設定している。

$$Z = Z_1 Z_3 Z_5 / (Z_2 Z_4) = j\omega \cdot R_1 R_3 R_5 C_2 / R_4 = j\omega L \quad (1)$$

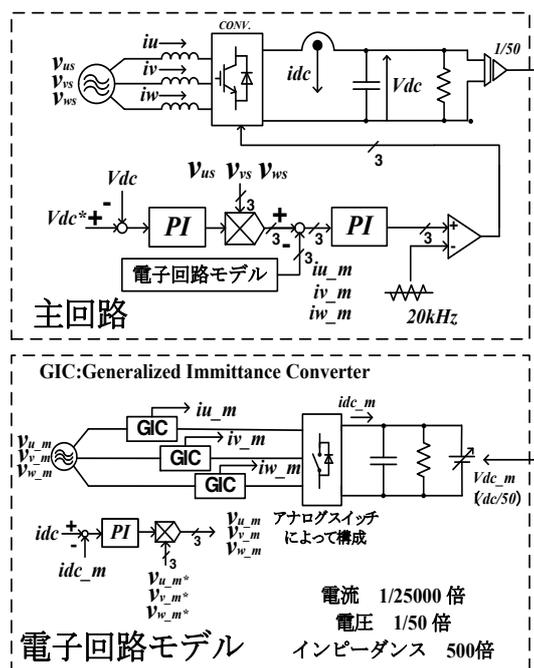


図1 GIC回路を用いた電子回路モデルによる三相電流センサレス正弦波コンバータ

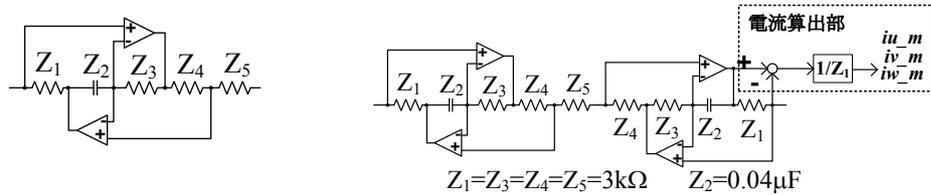
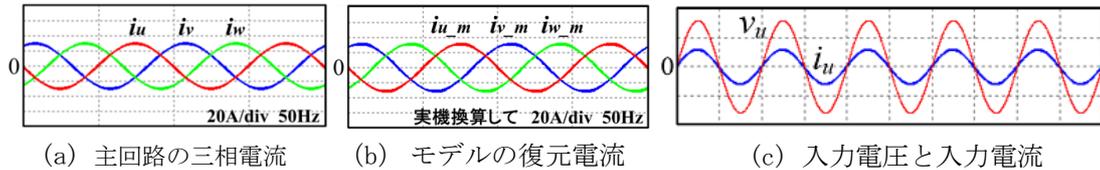


図2 一般的な GIC 回路

図3 電子回路モデルにおける GIC 回路



(a) 主回路の三相電流

(b) モデルの復元電流

(c) 入力電圧と入力電流

図4 定常時における三相電流波形の復元と制御

(2) 図1に示す本手法について、シミュレーションにより検討を行った。図4(a), (b)に定常時における三相電流波形の復元結果を示す。定常時において主回路の三相電流波形と三相復元電流波形を比較すると、2つの波形にほとんど差が見られないことから電子回路モデルにおいて三相電流波形が良好に復元されている。図4(c)に三相復元電流波形を入力電流フィードバックに使用したときの入力電圧波形と入力電流波形を示す。図より入力電流は正弦波電流波形であり、1.6kW以上の出力において入力力率98%以上を、入力電流高調波歪率は5kW出力において4.7%、また、10kW以下の出力において出力電圧変動率は1%以下も達成していることから良好な制御が確認できた。

本研究では図1に示すように主回路と電子回路モデル間のパラメータ誤差を補償するため、直流電流一致制御を施している。図5にその結果を示す。ここで、各パラメータとして主回路のIGBTのON抵抗を0.1[Ω]、電子回路モデルのON抵抗を100[Ω]とした。一致制御の導入により速やかに素子のON抵抗による誤差を補償し良好に電流波形を復元していることがわかる。

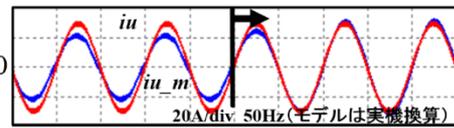
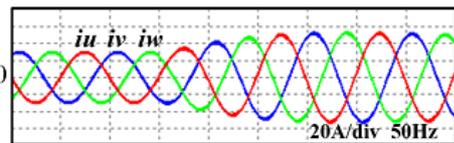
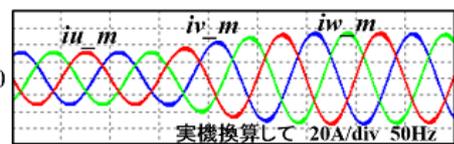


図5 直流一致制御効果

図6に主回路の直流部負荷をステップ的に変化した場合のシミュレーションにおける三相電流復元結果を示す。負荷変化時においても電子回路モデルにおいて三相電流が良好に復元され、入力波形も力率1で良好に制御されていることが確認できる。



(a) 主回路の三相電流波形



(b) 三相復元電流波形

図6 負荷変化時の三相電流波形

(3) 試作機における実験は入力電圧三相線間電圧80V<sub>rms</sub>、出力電圧直流電圧180Vとして行った。図7に入力線間電圧・相電流波形を示す。これより、入力力率が98%以上であることが確認できる。

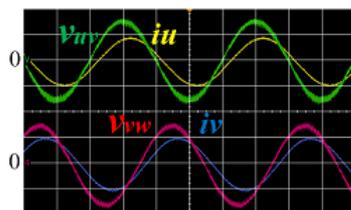


図7 入力線間電圧・相電流

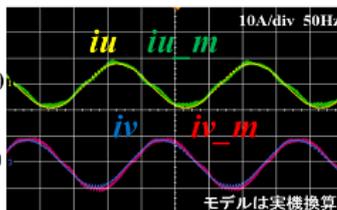


図8 三相電流と復元電流

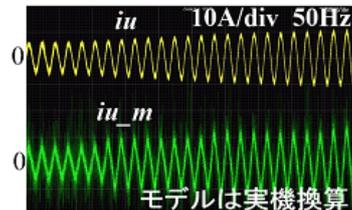


図9 入力線間電圧・相電流

図8に主回路の三相電流波形と電子回路モデルによって復元した三相復元電流波形を示す。図より多少の誤差を伴うものの電子回路モデルにより三相電流がほぼ復元されていることが確認できた。また、図9に負荷変化時の三相電流波形と三相復元電流波形を示す。負荷変化時においても電子回路モデルにおいて三相電流波形がほぼ復元されていることがわかる。

(4) 直流部電流一致制御を行うにあたり、電子回路モデルを流れる直流部電流を検出するため、微小電流センサを電子回路モデルに組み込むと内部インピーダンスの影響を受け、モデル回路そのものが変化する問題が生じる。そこで、モデル直流部電流を算出することでその影響を除去する。図10に電流復元能力の改善を施した本制御システム構成を示す。PWM制御は変調波と三角波をコンパレータによって比較し、スイッチング制御信号におけるDuty比を生成することからDuty比を用いると主回路直流部電流 $idc$ は式(2)で求めることができる。

$$idc = \sum ix \cdot Duty_x \quad (x = u, v, w) \quad (2)$$

$vh_x$  を PWM 制御の際にコンパレータで三角波と比較する各相の振幅が大きき 1 の変調波とすると、式(3)により最小値を 0, 最大値を 1 に規格化し、これよりスイッチング周期で平均化した  $Duty$  比を生成することができる。

$$Duty_x = vh_x / 2 + 0.5 \quad (x = u, v, w) \quad (3)$$

すなわち、直流部電流は式(4)より得られる。

$$idc_m = \sum ix_m \cdot Duty_x \quad (x = u, v, w) \quad (4)$$

これより、算出した直流部電流を用いて直流部電流一致制御を行うことで、センサの抵抗等によるモデルインピーダンスによる誤差を考慮する必要がない利点が得られる。

(5) 復元電流が mA オーダーであれば検出は可能だが、それ以下になると検出の際にノイズ等の誤差が大量に含まれることとなる。そこで、フィードバックゲインを調整することでこれを補償する。図 10 の右下に示すように、検出可能レベルのモデル直流部電流指令値  $idc_m^*$  に出力を A とした PI 補償器を用いて A 倍した主回路直流部電流  $idc$  を追従制御させる。このとき、PI 補償器の出力 A を図 10 に示したモデル三相電流の 1/A 倍のゲインとして用いる。これより、直流部電流一致制御においてはモデル三相電源は設計上のモデル三相復元電流より A 倍大きい電流とするように制御を行うこととなる。なお、三相電流指令値と比較するモデル三相復元電流も設計上の電流よりも A 倍大きいことからゲインを 1/A 倍とする。

フィードバックゲインの補償により実電流の A 倍大きくフィードバックされるモデル電流のため、制御系には位相差補償が必要となる。図 11 に三相正弦波コンバータを U 相だけの簡略化した回路図で示し、主回路のフェーザ図は図 12 の細線のフェーザ図で示される。

モデルの入力電流が大ききのみ A 倍されるとモデル回路のフェーザ図は太線のフェーザ図で示され、 $Vu_s$  とモデル電源電圧  $Vu_m$  には  $\theta$  の位相差が発生する。したがって、モデル電源電圧は主回路電源電圧の位相に比べて  $\theta$  だけ位相を補償する。

コンバータ交流側電圧  $Vu_c$  と電源電圧  $Vu_s$

の位相差  $\alpha$  は制御系の U 相の変調波と直流部電圧より  $\triangle abc$  における余弦定理より式(5)として求めることができる。

$$\begin{aligned} \cos \alpha &= (V^2u_c + V^2u_c - B^2) / (2 \cdot Vu_s \cdot Vu_c) \\ B &= \sqrt{(V^2u_s + V^2u_c - 2Vu_s \cdot Vu_c \cdot \cos \alpha)} \end{aligned} \quad (5)$$

また、 $Iu$  が A 倍されることから次式が成立する。

$$B' = AB = A \sqrt{(V^2u_s + V^2u_c - 2Vu_s \cdot Vu_c \cdot \cos \alpha)} \quad (6)$$

$\beta$  は  $\triangle abc$  における正弦定理より式(7)として求めることができる。

$$\beta = \sin^{-1}(Vu_s \cdot \sin \alpha / B) \quad (7)$$

したがって、位相差  $\phi$  は  $\triangle abd$  の正弦定理より式(8)のように算出される。

$$Vu_m / \sin \beta = B' / \sin \phi, \quad \phi = \sin^{-1}(B' \cdot \sin \beta / Vu_m) \quad (8)$$

よって、位相差  $\theta$  は式(9)で求めることができる。

$$\theta = \phi - \alpha = \sin^{-1}(B' \cdot \sin \beta / Vu_m) - \alpha \quad (9)$$

この  $\theta$  を活用し、三相復元電流を検出可能な大ききにした際に生じる位相差を補償する。

(6) フィードバック補償と位相補償による三相電流復元能力の向上について、シミュレーションにより検討を行った。

図 13 に三相電流復元能力向上手法を用いた際の各部波形を示す。(a)は提案手法を施してないため、モデル入力復元電流と A 倍されたモデル入力復元電流波形が主回路入力電流波形と比べて、大ききが異なり、電流波形も歪んでいる。しかし、(b)で直流部電流を算出し一致手法を施すことで、位相差があるものの大ききと電流波形が一致していることが確認できる。(c)では直流

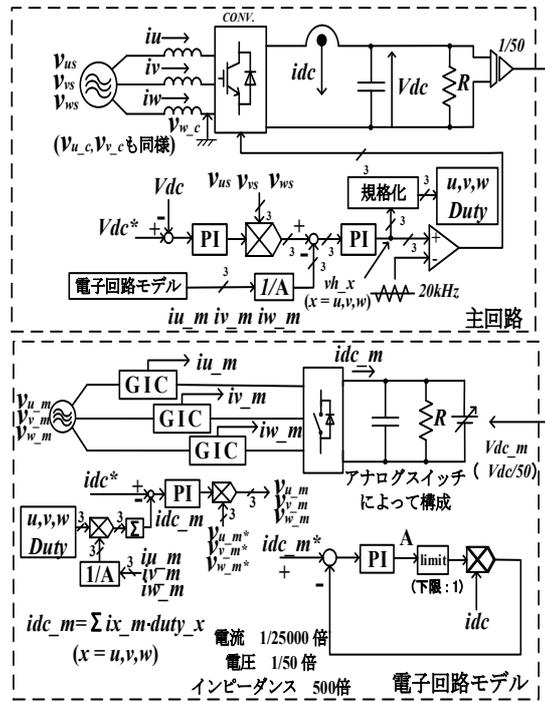


図 10 電流復元能力の改善を施した本制御システム

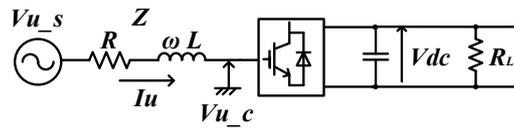


図 11 簡略化した場合のコンバータ回路図

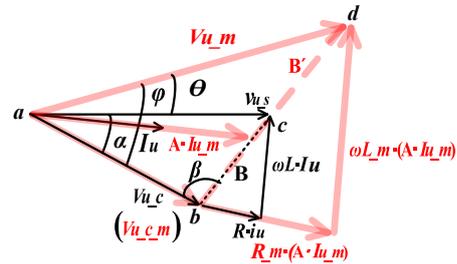


図 12 モデル三相電源位相制御における主回路とモデルのフェーザ図

部電流算出一致手法とともに位相制御を施すことで、入力電流波形の復元が正しく行われていることが確認できる。

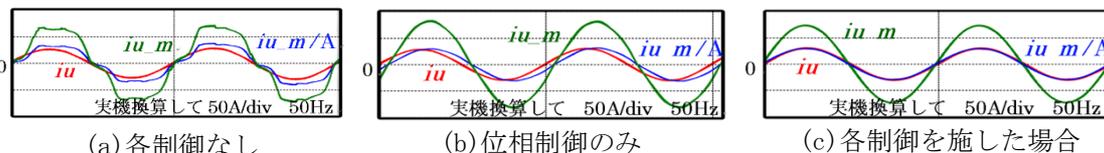


図 13 三相電流復元能力向上手法を用いた際の入力電流と復元電流波形

図 14 に軽負荷時における主回路とモデル回路の入力電流波形を示す。入力復元電流は直流部電流算出一致手法、位相制御を採用することで最終的に復元できていることが確認できる。

図 15 に主回路の直流部負荷をステップ的に変化させたときの復元電流波形を示す。負荷を変化させた場合でも主回路の波形と電子回路モデルの波形に差が見られないことから、負荷変化時においても電子回路モデルにおいて復元が良好に行われていることが確認できる。

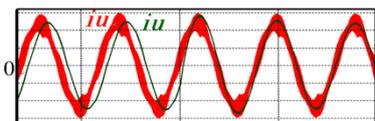


図 14 軽負荷時の入力電流と復元電流 (1.25A/div, 50Hz)

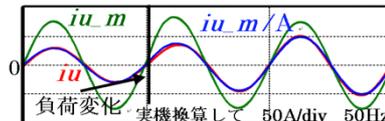


図 15 負荷急変時の復元電流波形

以上の結果より、本研究「GICを用いた電子回路モデルによるコンバータの三相電流復元とセンサレス制御」は、主回路と同じ動作をするGICを用いた電子回路モデルの構築においては主回路動作をほぼ模擬することが可能であった。また、電子回路モデルの入力電流を復元電流として利用することで復元困難領域をなくすことができ、使用素子パラメータ誤差も直流部電流一致制御により補償することが可能となり、大きな利点を確認することができた。一方、電子回路モデルを流れる電流は極めて小さく、リアルタイムゲイン補償や位相補償などが必要なことも確認できたが、基本的には当初の目的は達成できたと思われる。

〔雑誌論文〕(計 0 件)

〔学会発表〕(計 3 件)

- ① 安東至, 本田琢人, 「GICを用いた電子回路モデルによるインターリーブ式PFC回路」, 第22回高専シンポジウム講演要旨集, P-269, 平成29年1月28日(三重県・鳥羽市)
- ② 安東至, 荒木雄志, 大石潔, 「三相正弦波コンバータにおけるGICを用いた電子回路モデルによる三相電流復元に関する実験的検証」, H29年度電気関係学会東北支部連合大会講演論文集, 2A08, 平成29年8月25日, (青森県弘前市)
- ③ 石川恵太, 安東至, 大石潔, 「電子回路モデルを用いた三相電流センサレスコンバータにおける電流復元能力の改善」, H30年度電気関係学会東北支部連合大会講演論文集, 1B07, 平成30年9月9日, (岩手県盛岡市)

〔図書〕(計 0 件)

〔産業財産権〕

- 出願状況 (計 0 件)
- 取得状況 (計 0 件)

〔その他〕

ホームページ等: [https://www.akita-nct.ac.jp/teacher/ando\\_itaru/](https://www.akita-nct.ac.jp/teacher/ando_itaru/)

## 6. 研究組織

### (1) 研究分担者

研究分担者氏名: 大石 潔  
 ローマ字氏名: Ohishi Kiyoshi  
 所属研究機関名: 長岡技術科学大学  
 部局名: 工学研究科  
 職名: 教授  
 研究者番号 (8桁): 40185187