

負荷中性点を用いた単相高力率コンバータの 方形波駆動時における動作検証

大谷 信広* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of Single-phase Boost Type Power Factor Correction Converter
with Load Neutral Point to Square Wave Drive
Nobuhiro Ohtani*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes square wave control strategy of a boost-up converter without a reactor of which the leakage inductance of the motor is used instead. When the inverter in the proposed converter outputs square waveform, the current distortion occurs in the zero-phase current because the neutral point voltage of the load has fluctuation.

Firstly, this paper describes a characteristic and explains the square wave operation of the proposed circuit. Next, the DC voltage and output voltage under square wave operation is discussed. After that, the solution to eliminate the neutral point voltage fluctuation for the input current control is proposed. Finally, the validity of the proposed converter and its control strategy are confirmed by simulation and fundamental experimental results.

キーワード：昇圧チョップ、入力リアクトル、ゼロ相インダクタンス、フィードフォワード制御、負荷中性点、方形波駆動、ハーフブリッジ整流器

Boost chopper, Input reactor, Zero phase inductance, Feed forward compensation, Load neutral point, Square wave drive, Half bridge rectifier,

1. はじめに

近年、高効率化、小型化の観点から単相電動機を三相電動機に置き換える動きが盛んになっている⁽¹⁾。このような用途では、入力電圧が単相であり、出力が三相であることから、単相-三相変換器が使用される。一般に単相-三相変換器は、ダイオードブリッジと三相インバータを組み合わせたシステムや、力率改善形整流器と三相インバータを組み合わせたシステムなどが用いられる。前者は安価であるが、入力波形に多くの高調波が含まれるため、そのままでは高調波規格適合できない⁽²⁾⁽³⁾。また、後者において、力率改善形整流器はダイオード整流器に昇圧チョップを組み合わせた構成が良く使用される⁽²⁾⁽³⁾。しかし、力率改善形整流器はダイオード整流器に昇圧チョップを組み合わせた構成よりも、フルブリッジもしくはハーフブリッジ形PWM整流回路の方が高い効率が期待できる。いずれにせよ、力率改善回路には大きな入力リアクトルが必要となり、大きさ、コストが増大する。

そこで著者らは、新しい回路構成の単相-三相変換器として、電動機の中性点に単相電源を直接接続したリアクトルレス昇圧コンバータを提案し、電動機駆動⁽⁴⁾できることを示した。電動機のゼロ相インダクタンスで代用できるため提案したリアクトルレス昇圧コンバータでは、入力リアク

トルは、不要となる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。また、フルブリッジ形PWM整流器と三相インバータを組み合わせた回路は5レグ必要であるが、提案回路は4レグで構成でき、従来に比べ安価で高効率が期待できる。

一方、電動機の制御方式として方形波駆動がある。これはインバータのスイッチング回数を減らすことで、インバータを高効率化するとともに、出力電圧実効値を増大させる狙いがある。インバータを方形波駆動すると、負荷中性点は出力周波数の3倍周波数で脈動する。リアクトルレス昇圧コンバータは、負荷中性点に直接単相電源を接続しているため、方形波駆動により引き起こされる負荷中性点の周期的な変動によって、ゼロ相電流に出力周波数の3倍の高調波を含む。現在までリアクトルレス昇圧コンバータにて方形波駆動する制御方法がいくつか提案されている。直流入力に対しては方形波駆動時の制御法が提案されている⁽⁶⁾が、単相交流入力時にはその制御法や特性が議論されていない。特に単相交流入力では高調波規制があるので、ゼロ相電流の影響は極力低減しなくてはならない。

本論文では、単相入力のリアクトルレス昇圧コンバータの方形波駆動時に発生する問題とその対策について述べる。まず、リアクトルレス昇圧コンバータの特徴と動作を説明し、方形波駆動時に必要な直流電圧を解析する。次に出力周波数が高い場合には直流電圧が入力電圧の2倍で良いこ

とを示す。さらに、提案法では、方形波に伴って入力電流に重畳する出力周波数の3倍の高調波成分をフィードフォワード制御で補償する方法を提案し、基礎実験にてその動作の妥当性を確認する。

2. 回路構成

図1に従来回路を示す。この回路は単相フルブリッジ形PWM整流器と三相インバータを組み合わせた昇圧形単相-三相変換器である。従来回路は、スイッチング素子を10個使用するため、コスト上昇の原因となり、また入力リアクトルを使用するため小型化が難しい⁽⁴⁾⁽⁷⁾。

図2に提案するリアクトルレス昇圧コンバータと、表1に従来回路と提案回路の素子数の比較を示す。提案回路は三相インバータとスイッチング素子により構成された1レグ、および、電動機より構成され、電動機の中性点に単相電源を直接接続する⁽⁴⁾。提案回路の入力リアクトルは、ゼロ相インダクタンス(主に電動機の漏れインダクタンス)で代用できる。また、整流器部は、インバータ部を片側レグとして代用するので、提案回路は、従来回路より少ないスイッチング素子で構成することが可能であり、ドライブ回路などの周辺部品点数も低減できる。提案システムは、ゼロ相分で入力電流を制御し、正相分で電動機を制御することで、2つの制御を同時に行う⁽⁴⁾。

一方、電動機は中性点端子を必要とする上、電動機にはゼロ相分が重畳された電流が流れる。従って、電動機には特殊なモータを必要とする。またインバータにも重畳電流が流れるので設計の際に注意が必要である。

3. 動作原理

〈3・1〉正相分等価回路

図3に正相分等価回路を示す。提案回路における、入力単相電源は電動機に対してゼロ相分に見えるため、正相分等価回路には現れない。従って、提案回路の正相分等価回路は従来の三相インバータと同じ回路構成となる。電動機に印加される電圧はインバータの線間電圧であり、インバータの中点電位を基準とした相電圧にはどのようなゼロ相分を含んでも良い。しかし、ゼロ相分を重畳できる限界から、出力電圧は従来のインバータより制限される。インバータは電動機に印加される相電圧と単相電源電圧を加算した値を整流器レグとインバータレグの間で出力しなくてはならないので、直流電圧を E_{dc} とし、単相電圧を V_s とすれば、出力線間電圧 V_{out} は、(1)式にて表される。

$$V_{out} \leq \sqrt{\frac{3}{2}}(E_{dc} - \sqrt{2}V_s) \dots\dots\dots (1)$$

今回はこの提案回路のインバータ部を方形波駆動させる。方形波駆動の場合、各相のスイッチング周波数は出力周波数に一致する。その結果、インバータのスイッチング損失をPWM制御に比べ大幅に低減できる。このとき、出力線間電圧は120°導通の方形波となり、出力電圧の基本波は、(2)式で表される。

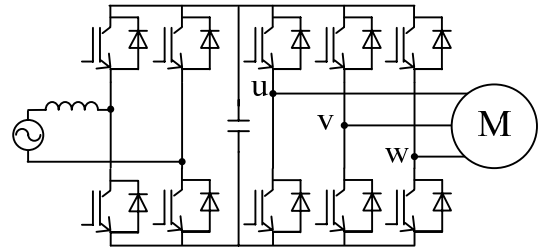


図1 従来回路

Fig.1. Conventional circuit.

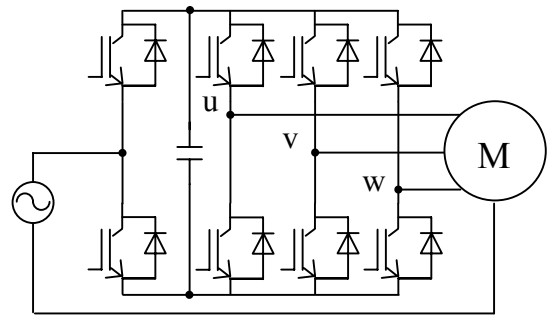


図2 提案回路

Fig.2. Proposed circuit..

表1 従来回路と提案回路の比較

Table 1. Comparison between conventional system and proposed system.

	Conventional system	Proposal system
Switching component	10	8
Input reactor	Necessary	Unnecessary (Substitute leakage reactance for it.)

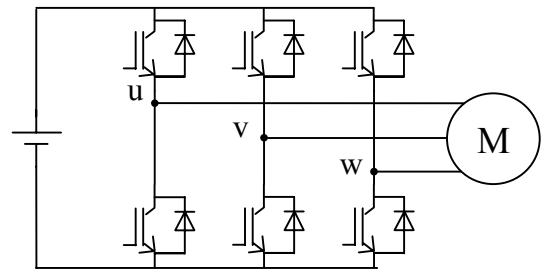


図3 正相分等価回路

Fig.3. Equivalent circuit of the positive phase.

$$V_{out} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E_{dc} \dots\dots\dots (2)$$

〈3・2〉ゼロ相分等価回路

図4にゼロ相分等価回路を示す。ゼロ相分等価回路では電動機の逆起電力が各相で打ち消し合うので、電動機は漏れインダクタンス分だけが現れる。この漏れインダクタンスは昇圧リアクトルとして代用でき、ゼロ相分等価回路はPWM整流器と同じになる。ただし、漏れインダクタンスは各相で並列接続となるので、等価的に1/3になる。

一方、中性点電位 v_n は、インバータの中点電位を基準とした各相電圧を v_u, v_v, v_w とすれば、(3)式にて求められる。

$$v_n = \frac{1}{3}(v_u + v_v + v_w) \dots \dots \dots (3)$$

方形波駆動時、各相電圧は $\pm 1/2 E_{dc}$ で変化する方形波となるので、負荷の中性点電位は $\pm 1/6 E_{dc}$ にて変動する⁽⁸⁾。よって、整流器レグが出力する電圧は、中性点電位変動と単相電圧の和以上が必要となり、さらにその最大値は、電源電圧と符号が反対の時であるので、必要な直流電圧は、(4)式で得られる。

$$\frac{E_{dc}}{2} \geq -\frac{1}{6} E_{dc} + \sqrt{2} V_s$$

$$E_{dc} \geq 3\sqrt{2} V_s \dots \dots \dots (4)$$

一方、電動機の中性点電位は(3)式にて変動するが、この電位変動が電源周波数に比べ十分高い周波数で変化すれば、電位変動は平均的にゼロと見なせる。中性点電位がゼロであれば、整流器動作はハーフブリッジ形PWM整流回路と同じと見なせるので、直流電圧は2倍でよい。以下に直流電圧が2倍でも運転可能な条件について検討する。

図5に解析モデルを示す。電流制御にはPI制御器を用いている。中性点電位変動は、電源電流の制御から見ると外乱と見なせる。中性点電位変動があっても、電源入力電流に現れなければ、直流電圧は2倍でもよい。すなわち、電流制御の外乱応答特性より中性点電位変動が早ければ、外乱電圧の影響は無視できる。(5)式に外乱電圧から電源電流までの伝達関数を示す。

$$\frac{I_{in}}{V_{dis}} = \frac{1}{LT_i} \times \frac{sT_i}{s^2 + s\frac{K_p}{L}T_i + \frac{K_p}{LT_i}} \quad (5)$$

但し、電流制御器の比例ゲイン K_p 、積分時間 T_i 、漏れインダクタンス L 、ラプラス演算子 s である。

図6に(5)式を元に導出した電源電流のひずみ率の周波数特性を示す。方形波波形の外乱に対して各高調波振幅を求め、その二乗和の平方根にてひずみ率の理論値を求めた。

▲は(5)式を用いて導出した理論カーブを示し、回路シミュレーションにより求めた電流ひずみ率を■で示す。出力周波数が低い場合、直流電圧が不足するため電流制御器が飽和するので、入力電流ひずみは増加する。すなわち、回路シミュレーションと実線の乖離は直流電圧を2倍に設定していることに起因する。ゆえに乖離が始まる領域以下では直流電圧は2倍以上必要となる。今回の条件では、下限周波数は330Hzとなる⁽⁹⁾。

4. 方形波駆動時の制御方法

〈4・1〉出力電圧の制御方法

図7に提案回路の制御ブロック図を示す。正相分等価回路の構成は、従来の三相インバータと等価となるため、制御方法は従来と同様となる。低速時はPWM制御にて運転し、高速になるに従って、方形波駆動に切り替える。方形波駆動への移行は、指令値の振幅を徐々に増加させ、PWM駆動から、過変調による台形波変調を経由して実現する。PWM

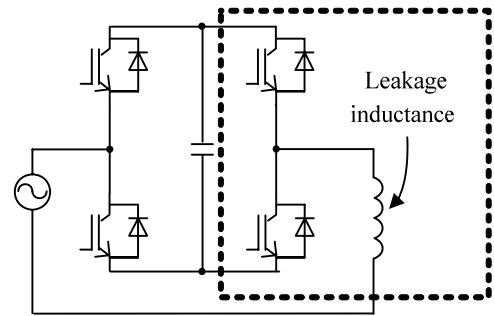


図4 ゼロ相分等価回路

Fig.4. Equivalent circuit of the zero phase.

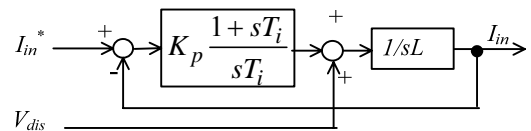


図5 解析モデル

Fig.5. Model of analysis

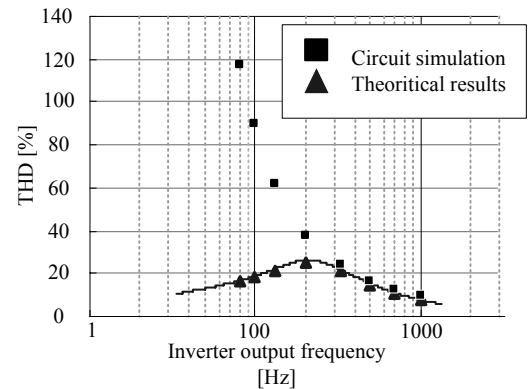


図6 入力電流ひずみ率-出力周波数特性

Fig.6. Relationship between input current THD and inverter output frequency

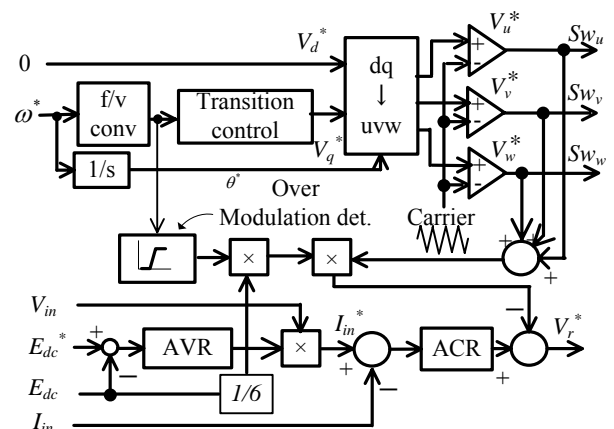


図7 提案回路制御ブロック図

Fig.7. Control block diagram of proposed circuit

駆動時、出力電圧は指令値に対し線形に増加するが、過変調領域になると、正弦波指令の振幅に対し出力電圧は非線形で増加する。このとき、出力電圧 V_{out} は正弦波指令振幅

を a とすれば、(6)式にて求められる。

$$V_{out} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \frac{2a}{\pi} \sin^{-1} \frac{1}{a} + \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(\sin^{-1} \frac{1}{a} \right) \right\} \dots\dots\dots (6)$$

図7のブロック図内に示したTransition controlでは、(6)式を元にテーブルを作成し、台形波変調時の正弦波指令の振幅と線間電圧の関係を求めたテーブルを使って補正し、正弦波指令の振幅と出力電圧を比例関係にする。

〈4・2〉電源電流の制御法

提案回路において、インバータ側をPWM駆動させる際、ゼロ相分等価回路は図4に示すように、フルブリッジ形PWM整流器と同様の回路構成となる。方形波駆動時、電動機の中性点電位は前述の通り、出力周波数の3倍、かつ、直流電圧部の±1/6倍で変動し、電源電圧の電流制御から見ると外乱となる。そこで、中性点電位の変動に応じて、整流器部にフィードフォワード補償を加え、ゼロ相電流に重畳するひずみを抑制する。フィードフォワード補償は、インバータのスイッチングパルスから生成する。具体的には図7に示すように、各相の電圧指令を加算し、ゼロ相分の符号信号とし、検出した直流電圧に1/6を乗じて電流制御器ACRの出力に加算する。Over modulation det.は電圧指令に応じて過変調に入ったかどうかをテーブルにより検出し、切り替える。

5. 検証結果

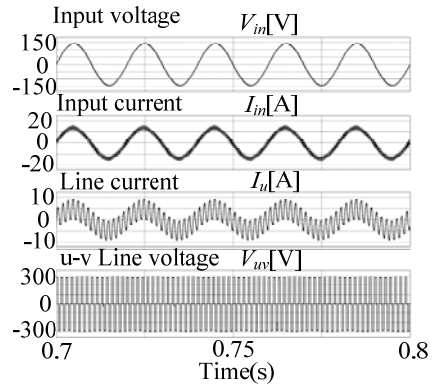
〈5・1〉シミュレーション結果

図8に提案回路のシミュレーション結果を示す。電動機は漏れインダクタンス、電機子抵抗、逆起電力を表す電源にて等価的に表し、750WPMモータの値を参考にした。シミュレーション結果より、電源電流は電源電圧と位相があった力率1の正弦波状の波形が得られていることがわかる。また、相電流はゼロ相電流と電動機のトルクに寄与する電流が重畳した波形となる。図8ではフィードフォワード補償を適用していないが、出力周波数が高いため、方形波駆動に伴って生じる電流ひずみはもともと小さく、電流制御器により、ある程度抑えられている。

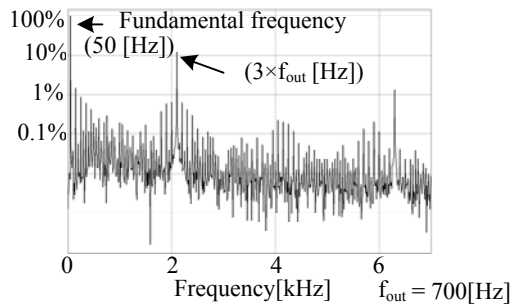
図9はフィードフォワード補償を適用した結果である。図8に比べ高調波解析結果を見ると、出力周波数の3倍成分が抑えられていることがわかる。なお、電源電流波形は図8に比べ図9の方が低周波ひずみが目立つ。この理由は、図8では、リップルはひずみにより隠されているが、図9ではフィードフォワード補償によってリップルが除去されひずみが見えるためである。

〈5・2〉実験結果

実験では、基本的なフィードフォワード補償による効果を確認するため、直流部に電源を接続し、RL負荷およびモータの中性点に負荷抵抗(37.5Ω)を接続し、中性点の電流波形、すなわちゼロ相電流を観測した。RL負荷は37.5Ω、10mHを用い、また電動機には750W、200V、50Hzの汎用誘導機を用いている。直流電圧は300Vであり、出力周波数は



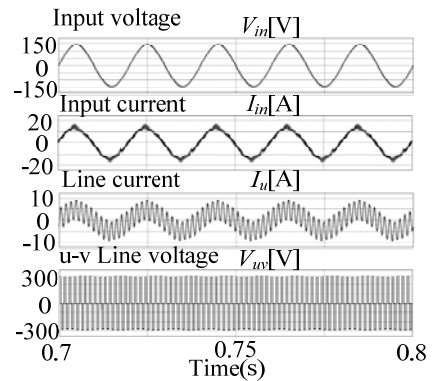
(a) Simulation waveforms.



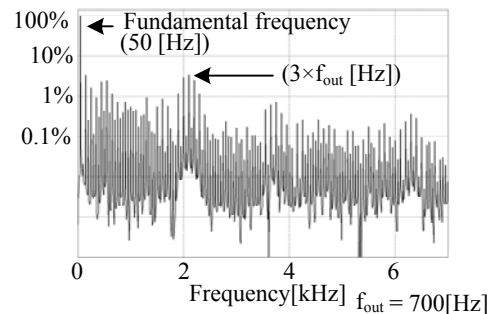
(b) Harmonics analysis results of the input current

図8 単相入力シミュレーション結果 (フィードフォワード補償無)

Fig.8. Simulation result using RL without feed forward compensation.



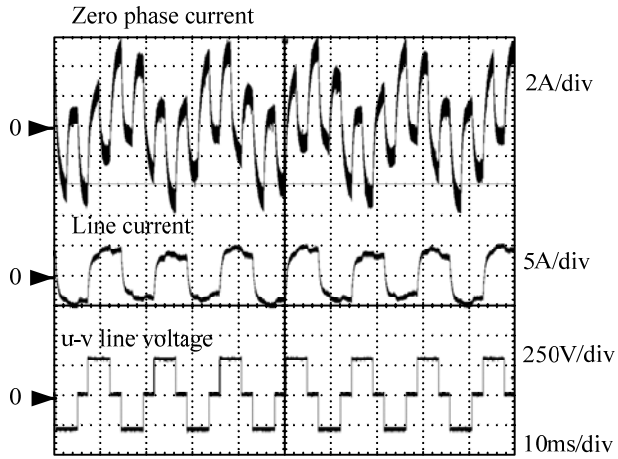
(a) Simulation waveforms



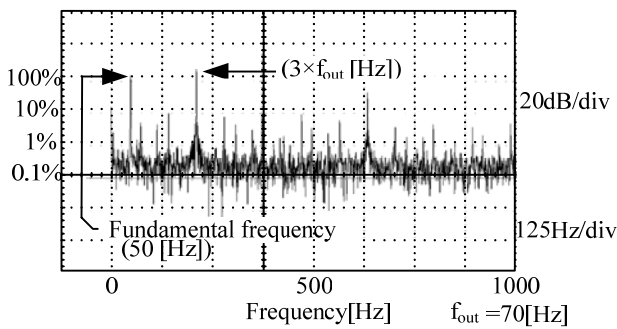
(b) Harmonics analysis results of the input current

図9 単相入力シミュレーション結果 (フィードフォワード補償有)

Fig.9. Simulation result using RL load with feed forward compensation.



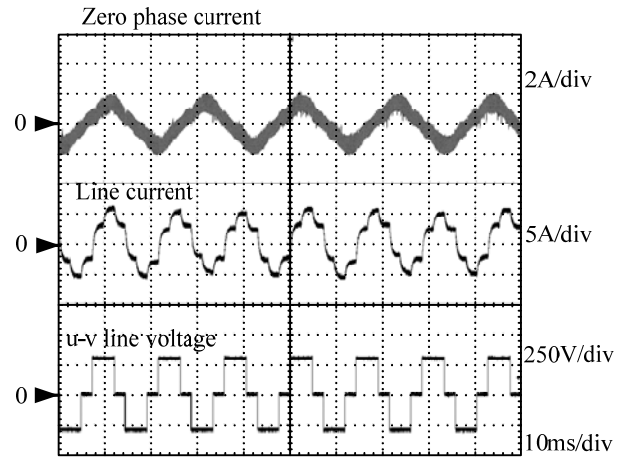
(a) Operation waveforms



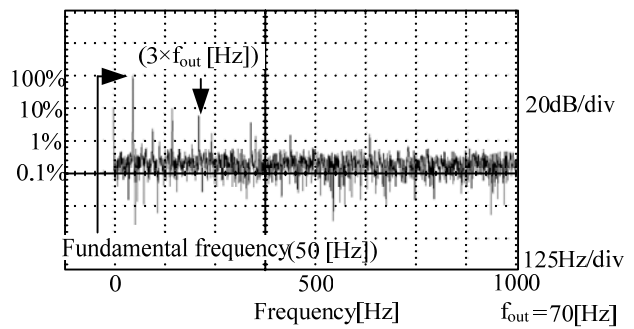
(b) Harmonics analysis results of the zero phase current

図10 RL 負荷時実験結果(フィードフォワード補償無)

Fig.10. Experiment Result using RL load without feed forward compensation.



(a) Operation waveforms



(b) Harmonics analysis results of the zero phase current

図11 RL 負荷時実験結果(フィードフォワード補償有)

Fig.11. Experiment Result using RL load with feed forward compensation.

正相分を70Hzとし、ゼロ相分を50Hzとした。

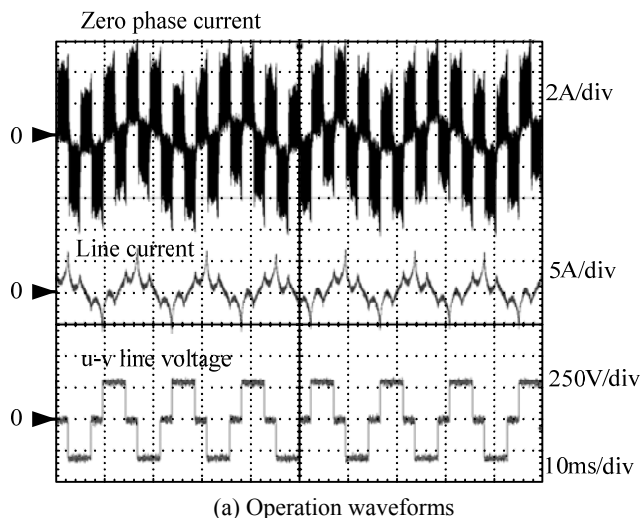
図10, 図11にRL負荷時の実験結果を示す。図10は方形波駆動のみ、図11は方形波駆動時にフィードフォワード補償を追加した結果である。また、それぞれの図において(a)は動作波形、(b)はゼロ相電流の高調波解析結果となっている。図10(a)では、ゼロ相電流に方形波状の外乱が重畳されており、ゼロ相電流を正弦波状に保つことができない。高調波解析結果から、ゼロ相電流には出力周波数の3倍の高調波が重畳していることがわかる。一方、図11では、フィードフォワード補償により、ゼロ相に重畳していた出力の3倍周波数の高調波は低減し、ゼロ相電流に正弦波状の波形が得られている。これらの実験結果より、方形波制御時に伴って生じる負荷中性点の変動によって、ゼロ相電流にひずみが発生するが、フィードフォワード制御を加える事で、その影響を除去することができる。

図12, 図13に、同様な条件で誘導機を方形波駆動した結果を示す。図12は方形波駆動のみ、図13は方形波駆動時にフィードフォワード補償を適用している。それぞれの図において(a)は動作波形、(b)はゼロ相電流の高調波解析結果となっている。RL負荷時と同様に、図12のフィードフォワードを加えていない状態では、ゼロ相電流に高調波が重畳しており、正弦波状の波形が保てない。特に電動機負荷

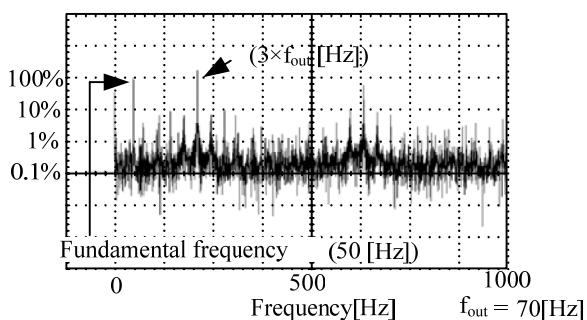
ではインピーダンスが低いため外乱電圧の影響が電流に現れやすく、RL負荷よりも電流の乱れが大きくなっている。高調波解析結果を見てもRL負荷と同様に3倍高調波が重畳されている。一方、フィードフォワード補償を加えると、図13に示すように中性点の電圧変動の影響を補正でき、ゼロ相電流をほぼ正弦波状とすることができる。高調波解析結果より、フィードフォワード補償を適用することによって、ゼロ相電流に発生する出力周波数の3倍の周波数成分を約1/20に低減できることがわかる。

6. まとめ

本論文では、単相入力リアクトルレス昇圧コンバータにて方形波駆動したときの動作特性と問題について述べた。方形波駆動では中性点電位は出力周波数の3倍の周波数でかつ、 $\pm 1/6 E_{dc}$ で変動する。このため、ゼロ相電流ひずみが生じる。また、方形波駆動時には、電電源電圧の最大値の3倍以上の直流電圧を必要とするが、出力周波数が電流制御の外乱応答周波数より十分高ければ、直流電圧は2倍でも運転可能であることを示した。さらに、ゼロ相電流のひずみを低減するため、変動電圧をフィードフォワードすることを提案した。RL負荷と汎用誘導機をも用いた基礎実験により検証を行い、提案法により、ゼロ相電流を1/20以下



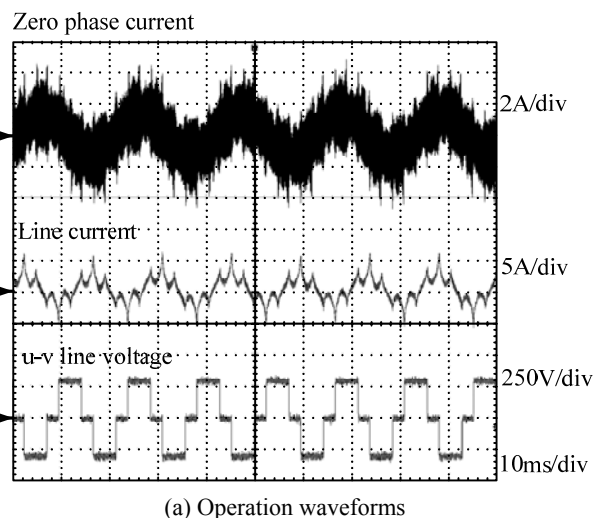
(a) Operation waveforms



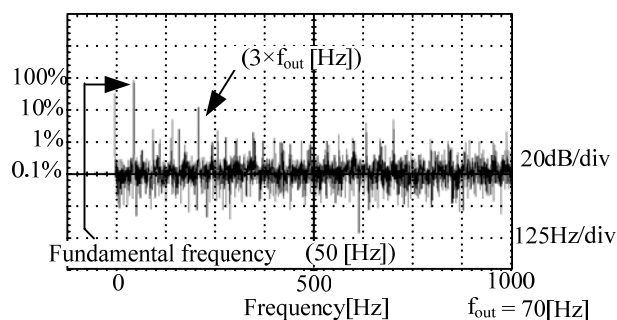
(b) Harmonics analysis results of the zero phase current

図 12 モータ駆動時実験結果(フィードフォワード補償無)

Fig.12.Experiment Result using Motor load without feed forward compensation.



(a) Operation waveforms



(b) Harmonics analysis results of the zero phase current

図 13 モータ駆動実験結果(フィードフォワード補償有)

Fig.13. Experiment Result using Motor load with feed forward compensation.

に低減できることを確認した。今後は、さらに、電流制御、電圧制御を用い単相電源入力にて実機検証を進める予定である。

文 献

- (1) 能登原 保夫, 遠藤 常博, 鈴木 尚礼, 村山 孝治, 古澤 智:「全デジタル単相コンバータの検討」, 平成 15 年電気学会産業応用大会, 1-42
- (2) S.M.Bashi,N,Mariun,S.B.Noor and H.S.Athab: “Three-Phase Single Switch Power Factor Correction Circuit with Harmonic Reduction”Journal of Applied Sciences5(1):80~84, 2005
- (3) Jaehong Hahn,N.Enjeti,Ira J.Pitel: “A New Three-Phase Power-Factor Correction(PFC)Scheme Using Two Single-Phasw PFC Modules” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol,38,No.1 p123 ~130 JANUARY/FEBRUARY 2002
- (4) 伊東 淳一, 石井 新一:「負荷中性点を用いた単相高力率コンバータによる永久電磁石同期電動機駆動」, 電学論 D, Vol.121, No.2 219~224 (2001)
- (5) J.Itoh,K.Fujita “Novel Unity Power Factor Circuits Using Zero-Vector Control for Single-Phase Input Systems” IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol,15,No.1 p36~43 JANUARY 2000
- (6) 守屋 一成, 中井 秀雄, 稲熊 幸雄, 佐々木 正一:「モータ中性点を利用した DC/DC コンバータとその制御法」平成 16 年電気学会全国大会, 4-079
- (7) 片桐 敏章, 伊東 淳一:「モータ中性点を利用した昇圧形 DC/AC 変換回路による PM モータ駆動」
- (8) 大谷 信広, 伊東 淳一, 「負荷中性点を用いた単相高力率コンバータの方形波駆動方法に関する一考察」平成 19 年電気学会関西支部連合大会, G4-31
- (9) 大谷 信広, 伊東 淳一, 「負荷中性点を用いた単相高力率コンバータ

の方形波駆動時における入力電流への影響」平成 20 年電気学会北陸支部連合大会, A-71