

アクティブバッファ付き 昇圧形三相-单相電力変換器の基礎検討

大沼 喜也* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Basic Investigation of a Boost Type Three-Phase to Single-Phase Power Converter Using an Active Buffer

Yoshiya Ohnuma*, Jun-ich Itoh, (Nagaoka University of Technology)

A novel three-to-single-phase power converter that allows for smaller smoothing capacitors in the DC link is proposed. Large smoothing capacitors are conventionally required in such converters to absorb power ripple at twice the frequency of the single phase AC. The proposed topology consists of an indirect matrix converter and an active snubber to absorb the power ripple, and does not require a reactor or large smoothing capacitors. In this paper, the fundamental operation of the proposed converter is confirmed through simulations and experiments. The experimental results indicate that for a 1kW-class prototype circuit, the power ripple at twice the frequency of the power supply is adequately suppressed using a buffer capacitor of only 50 μ F. Moreover, the single-phase power factor of over 99% and good waveforms for input and output current.

キーワード : 三相单相電力変換器, インダイレクトマトリックスコンバータ, コンデンサ容量低減
(Three-phase to single-phase power converter, Indirect matrix converter, Reduce volume the smoothing capacitor)

1. はじめに

近年, 地球温暖化の観点から小型風力発電やマイクロ水力発電などが注目を浴びている。また, 大規模停電時に備えて家庭用の非常用電源装置の必要性が高まっている。このような発電機は一般的に三相発電機であり, 三相交流で発電されるが, 一般家庭に配電されている系統は单相交流であるため, 系統に連系するには, 三相から单相への電力変換器が必要となる。

三相单相電力変換器は, 单相交流で発生する 2 倍周期の電力脈動の影響で大容量の電解コンデンサを用いる必要がある。大容量の電解コンデンサは装置の大型化, 短寿命が問題となる。

一方, 大容量の電解コンデンサを必要としない直接形電力変換技術が注目され, 三相单相電力変換回路にも応用されている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。しかし, 直接形電力変換技術を用いた場合, エネルギーバッファが無いので单相で発生する電力脈動の対処が必要となる。文献(1), (2)は電力脈動をモータの慣性モーメントに吸収させるため, 用途が限定される。また, モータ効率の低下も懸念される。文献(3), (4)では, 三相-三相マトリックスコンバータの回路を用い, 補助コンデンサを接続して電力脈動を補償する手法を提案している。しかし, スイッチ数の増加やスナバ回路の必要性などからコストの増加が懸念される。

そこで本論文では, インダイレクトマトリックスコンバータを応用し⁽⁵⁾, 直流部のスナバ回路をアクティブバッファ回路とし動作させ, 单相交流で発生する 2 倍周期の電力脈動を補償する回路とその制御法を提案する。提案回路では, 電力脈動を吸収するために, コンデンサの電圧を変化させることでコンデンサのエネルギー吸収量を増加し, コンデンサ容量を大幅に低減する。この考え方は DC アクティブフィルタと同様である⁽⁶⁾。しかし, 提案回路は入出力電流を正弦波状に制御できるうえ, 従来の PWM 整流器とインバータシステムと異なり, 以下の特徴を有する。

- (a) 小容量のコンデンサで電力脈動を補償できるので, フィルムコンデンサが使用可能
- (b) 系統連系リアクトルが不要であり, 小型化が可能
- (c) インバータスイッチとバッファ回路のスイッチはゼロ電流スイッチング動作であり, 高効率が期待できる
- (d) アクティブバッファ回路のスイッチング素子は, 1 つのみで構成できる

ここでは, まず, 従来及び提案回路の回路構成・特性を比較し, バッファ回路で電力脈動を補償する原理を述べる。次に, 等価回路図から動作理論を説明し, 制御方式を述べる。さらに, アクティブバッファ回路に用いるコンデンサ容量の設計法を確立する。最後に, 提案した手法についてシミュレーションおよび基本的な実験を行い, 提案回路の妥当性と有効性を確認する。

2. 回路構成

(2・1) 従回路

図 1 に代表的な三相単相電力変換器の従回路を示す。この回路は電圧形三相 PWM 整流器と電圧形単相インバータで構成され、入出力電流を正弦波形にでき、様々な制御法が提案されている。しかし、直流中間に後述する電力脈動を吸収するための大容量の電解コンデンサや系統連系リアクトルが必要となり、装置の大型化や短寿命が問題となる。なお、発電機の整流回路にダイオード整流器を用いる場合もあるが、ダイオード整流器では発電機電流がひずみ、効率が悪化する。また、風力発電のように発電電圧が変化する場合、直流リンク電圧を制御できない。

(2・2) 提案回路

図 2 に提案システムのブロック図を示す。提案システムは、電圧形 PWM 整流器と電流形インバータで構成され、直流部に小容量のコンデンサとスイッチによるバッファ回路を接続した構成である。単相側にスイッチング周波数の高調波を除去する LC フィルタは必要であるが、従回路に必要な系統連系リアクトルと比べ小型である。提案回路では、バッファ回路でアクティブに電力脈動を吸収する。そのため、例えば、1 kW の変換器を想定した場合、提案回路では約 50 μF 程度のコンデンサ容量で電力脈動を吸収でき、フィルムコンデンサが使用可能となる。

図 3 に提案システムの主回路図を示す。インバータスイッチは逆阻止 IGBT で構成するが、電力が一方向のみの場合は、IGBT とダイオードを直列接続したスイッチで構成できる。また、インダイレクトマトリクスコンバータと同様に、PWM 整流器のゼロ電圧期間中にインバータスイッチ S_{inv} とバッファ回路のスイッチ S_{buf} がスイッチングするため、各スイッチはゼロ電流スイッチングとなり、スイッチング損失が発生せず高効率化が望める。

3. 制御原理

(3・1) 電力脈動の補償原理

図 4 に出力電圧と電流を正弦波とし、電力脈動補償を行った場合の入力電力と出力電力、およびその差分電力(=バッファの入出力電力)の関係図を示す。瞬時出力電力 p_{out} は、出力電流が力率 1 の正弦波とすると(1)式で表せる。

$$p_{out} = V_a I_a \sin^2(\omega t) \\ = \frac{1}{2} V_a I_a - \frac{1}{2} V_a I_a \cos(2\omega t) \quad (1)$$

ただし、 V_a は単相電圧最大値、 I_a は単相電流最大値、 ω は系統の角周波数である。(1)式から明らかなように、単相電力は系統周波数の 2 倍で脈動する。しかし、入力電力は三相交流なので、発電する瞬時電力を一定にするためには、バッファの瞬時電力 p_{buf} は(2)式で制御すればよい。

$$p_{buf} = \frac{1}{2} V_a I_a \cos(2\omega t) \quad (2)$$

(2)式から、バッファはエネルギーを充放電するだけで、

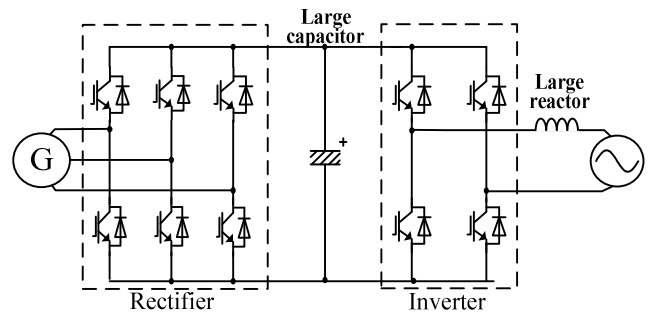


図 1 従回路
Fig. 1. Conventional Circuit.

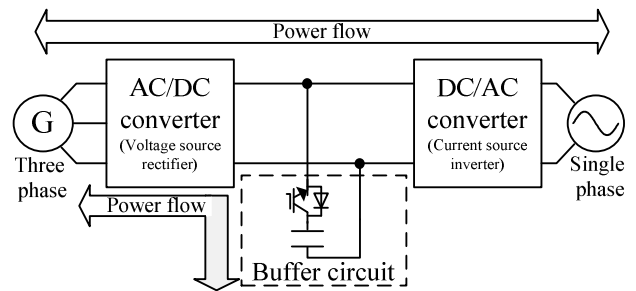


図 2 提案するシステム図
Fig. 2. Block diagram of proposed system.

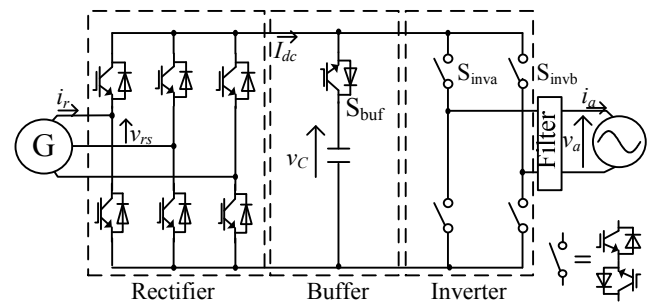


図 3 提案回路
Fig. 3. Proposed circuit with single switch in buffer.

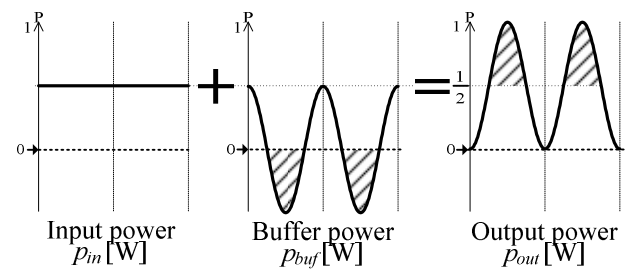


図 4 電力脈動の補償原理
Fig. 4. Compensation principle of power ripple.

定常的には電力を出力しないので、コンデンサが使用できる。電力脈動を補償した結果、入力瞬時電力 p_{in} は(3)式となり、出力電力の平均値と等しくなる。

$$p_{in} = \frac{1}{2} V_a I_a \quad (3)$$

(3・2) 制御方法

図 5 に提案システムの等価回路を示す。発電機及び PWM 整流器は電流源 I_{dc} と、PWM 整流器のゼロ電圧期間を示すスイッチ S_z とゼロ電流 i_z 経路で表される。また、提案回路

はバッファ回路のスイッチ S_C とインバータスイッチ S_{INV} により、コンデンサ電流 i_c と整流器電流 i_{inv} を制御するので、図 5 に示す等価回路が得られる。ただし、電流源 I_{dc} と等価回路に示す直流中間電圧 V_{dc} は整流器キャリア一周期の平均値とし、バッファ回路のコンデンサ電圧を v_c とする。

等価回路のスイッチのデューティをそれぞれ d_{INV} , d_C , d_Z とすると、電流方程式は(4)式となる。

$$\begin{bmatrix} i_{inv} \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{INV} \\ d_C \\ d_Z \end{bmatrix} I_{dc} \quad \dots\dots\dots(4)$$

また、 I_{dc} は連続電流なので(5)式が成立する。

$$d_{INV} + d_C + d_Z = 1 \quad \dots\dots\dots(5)$$

単相電流 i_{inv} を正弦波にするには、 i_{inv} は(6)式を満たせばよいので、(4)式より d_{INV} は(7)式で制御すればよい。

$$i_{inv} = I_a |\sin(\omega t)| \quad \dots\dots\dots(6)$$

$$d_{INV} = \frac{I_a}{I_{dc}} |\sin(\omega t)| \quad \dots\dots\dots(7)$$

一方、 d_C は単相出力の電力脈動を打ち消すように制御する。つまり、コンデンサの瞬時電力と脈動電力が一致すればよいので、このとき i_c は(8)式にて求められる。

$$i_c = \frac{V_a I_a}{2v_c} \cos(2\omega t) \quad \dots\dots\dots(8)$$

コンデンサ電流 i_c は正負となるが、 I_{dc} を一方向の直流と仮定すると、 i_c を負に制御できない。そこで、 i_c が負の期間は I_{dc} を逆方向に流すように整流器を制御する。その結果、スイッチ S_C のデューティは(9)式となる。なお、 I_{dc} を逆方向に制御する方法については、3.4 節にて後述する。

$$d_C = \frac{V_a I_a}{2v_c I_{dc}} |\cos(2\omega t)| \quad \dots\dots\dots(9)$$

最後に、 d_Z は、(5)式より(10)式にて求められる。

$$d_Z = 1 - d_C - d_{REC} \quad \dots\dots\dots(10)$$

ところで、整流器の電圧利用率を最大まで使用すると、コンデンサとインバータ電流がそれぞれ最大するとき、整流器のゼロ電圧出力期間はゼロ ($d_Z = 0$) となる。また、コンデンサ電流が最大の時、コンデンサ電圧は平均電圧 V_{C0} となることから、(7)式、(9)式、(10)式より、出力電流 I_a と直流電流 I_{dc} の比は、コンデンサの平均電圧 V_{C0} を使って(11)式が得られる。

$$\frac{I_a}{I_{dc}} = \frac{2V_{C0}}{2V_{C0} + V_a} \quad \dots\dots\dots(11)$$

よって d_{INV} と d_C は、(7)式、(9)、(11)式から(12)式となる。

$$\begin{cases} d_{INV} = \frac{2V_{C0}}{2V_{C0} + V_a} |\sin(\omega t)| \\ d_C = \frac{V_a V_{C0}}{v_c (2V_{C0} + V_a)} |\cos(2\omega t)| \end{cases} \quad \dots\dots\dots(12)$$

(3.3) 電圧利用率

脈動補償を行った場合、直流中間電圧 V_{dc} と直流電流 I_{dc} の電力は一定となるので、 V_{dc} は(13)式により求められる。

$$V_{dc} = \frac{1}{2} V_a \frac{I_a}{I_{dc}} = \frac{V_{C0}}{2V_{C0} + V_a} V_a \quad \dots\dots\dots(13)$$

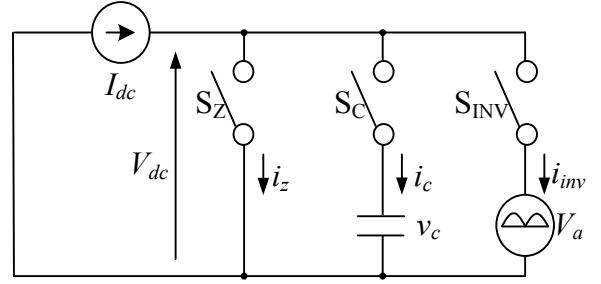


図 5 提案システムの等価回路
Fig. 5. Equivalent circuit of proposed system.

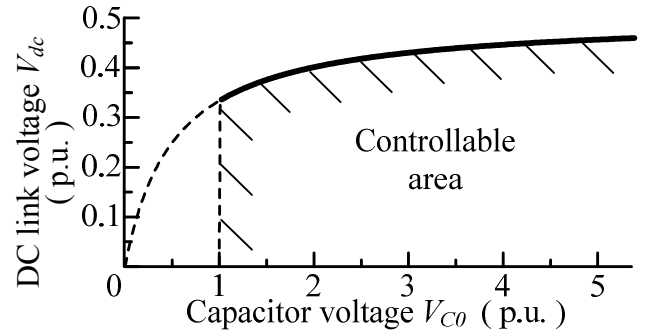


図 6 コンデンサ電圧と直流電圧の関係図
Fig. 6. Relation between capacitor voltage and direct voltage.

図 6 に、出力電圧最大値 V_a にて正規化し、(13)式により求めたコンデンサ電圧 V_{C0} と直流中間電圧 V_{dc} の関係を示す。 V_{C0} を無限大にしても最大値は $V_a/2$ となり、電圧利用率は 1/2 以下となる。従って、本方式は入力電圧が制限されるため、逆起電力の小さな発電機から昇圧して連系する用途に向いていると考えられる。

(3.4) パルスの生成法

図 7 に、デューティ比指令に応じたゲートパルスを得る方法を示す。まず、 S_{buf} と S_{inv} のゲートパルスは、図 5 の等価回路で得た各デューティ比に応じたパルスより求める。(4)式、(5)式から、各デューティ比の独立変数は二つであるので二つの指令値が必要である。ここでは、三角波比較法により所望のパルスを得るため、指令値を d_{INV} と ($d_{INV} + d_Z$) とする。三角波と d_{INV} を比較して得られたスイッチングパルス s_{INV} 、($d_{INV} + d_Z$) と比較して得られたパルス s_{INVZ} とすれば、 d_C , d_Z に対応するスイッチングパルス s_C , s_Z は(14)式にて得られる。

$$\begin{cases} s_C = \overline{s_{INVZ}} \\ s_Z = s_{INV} \cdot s_{INVZ} \end{cases} \quad \dots\dots\dots(14)$$

ここで、整流器のゼロ電圧期間 ($s_Z = 1$) は、バッファスイッチ S_{buf} がオンしていてもコンデンサ電流 i_c は流れないので、スイッチングパターンの簡略化のため S_{buf} は(15)式にて制御する。

$$\begin{aligned} s_{buf} &= s_C + s_Z \\ &= \overline{s_{INV}} \quad \dots\dots\dots(15) \end{aligned}$$

一方、整流器のゼロ電圧を所望の期間発生させるため、

s_z がオンの期間、図7で示すように整流器のキャリアを1もしくは-1に設定する。直流中間電圧には、 S_{INV} がオンのとき、単相電圧に印加され、 S_C がオンのとき、コンデンサ電圧に印加する。そこで、スイッチング1周期内で同じ電圧を得るため、整流器キャリアの傾きは S_{INV} 、 S_C のオン期間の長さに応じて変化させる。その結果、整流器キャリアは図7のような変形した台形波となる。これは、等価的に出力電圧とコンデンサ電圧の比に応じてパルス幅を調整することになり、スイッチング1周期内で等しい電圧が得られる。

次に、PWM整流器の指令値は、従来のPWM整流器と同様、それぞれd-q変換した電流指令値と実際の電流値の偏差をPI制御器に入力し、出力された各相の電圧指令値とキャリアを比較する。ただし、(8)式の i_c が負の期間に対応するため、 i_c が負の期間のみ、 S_C がオン時に整流器指令を反転する(図7参照)。この結果、コンデンサは放電する。

図8に制御ブロック図を示す。制御は、単相電圧の最大値 V_a 、系統の位相 θ 、設定したコンデンサ電圧直流成分 V_{C0}^* ならびに検出したコンデンサ電圧 v_c から、各デューティ指令を求める。その後、三角波と比較し、対応するスイッチングパルス s_{INV} 、 s_z 、 s_c を得る。整流器キャリアは s_{INV} 、 s_z 、 s_c に応じてカウントダウン、停止、カウントアップを行い、変形台形波キャリアを生成する。また、 s_{buf} は(15)式で求めた通り、 s_{INV} を反転することで得られる。なお、コンデンサの電圧制御については、4.2節にて後述する。

4. コンデンサ容量の検討と性能改善

(4.1) 所要コンデンサ容量の導出

電力脈動を補償するために必要なコンデンサの容量は、補償する電力量とコンデンサの許容可能な変動電圧分により求められる。電力脈動の補償に必要な電力量 W_c は、電力脈動の半周期分あればよいので、変換器損失を無視すると、(16)式より得られる。

$$W_c = V_a I_a \int_0^{\frac{1}{4f}} \sin(2\omega t) dt \dots\dots\dots (16)$$

$$= \frac{V_a I_a}{2\omega} = \frac{P_{in}}{\omega}$$

また、コンデンサの電力量はコンデンサの電力と電圧の関係から(17)式にて求められる。

$$W_c = \frac{1}{2} C V_{Cmax}^2 - \frac{1}{2} C V_{Cmin}^2 \dots\dots\dots (17)$$

ただし V_{Cmax} は許容可能な電圧変動の最高値を、 V_{Cmin} は最低値を表す。(16)式と(17)式より必要なコンデンサの容量は、(18)式となる。

$$C = \frac{2W_c}{V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2} \dots\dots\dots (18)$$

図9に例として、 V_{Cmax} を400V、 V_{Cmin} を150Vとした場合の出力電力とコンデンサ容量の関係を示す。これより、1kW出力の必要コンデンサ容量は46.3 μ Fとなり、小容量

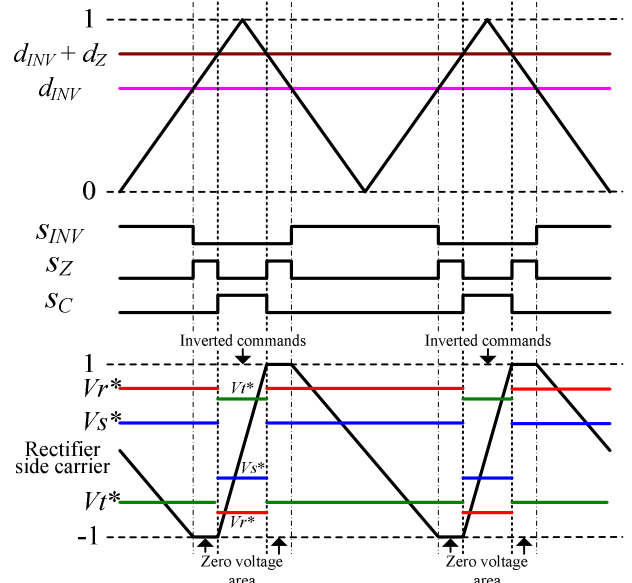


図7 デューティと整流器キャリア・指令値の関係

Fig. 7. Relationship of duty commands and rectifier side carrier and rectifier commands.

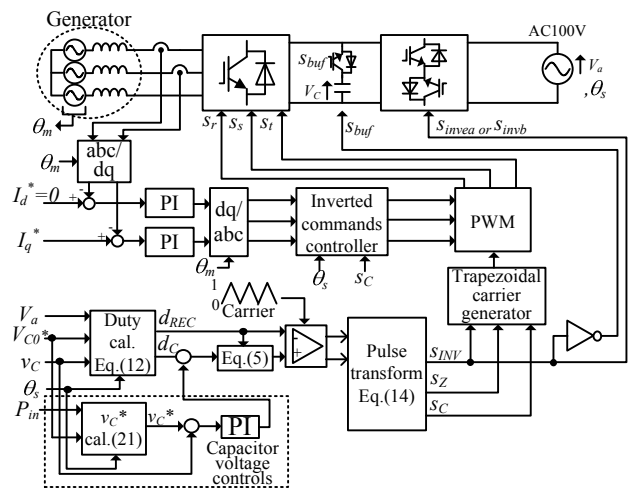


図8 制御ブロック図

Fig. 8. Control block diagrams.

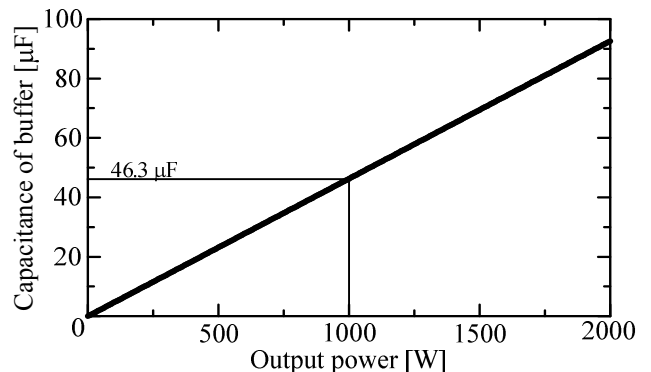


図9 必要コンデンサ容量と出力電圧の関係 ($V_{Cmax}=300$ V, $V_{Cmin}=150$ V時)

Fig. 9. Relationship between necessary capacitor and output power. When $V_{Cmax}=300$ V and $V_{Cmin}=150$ V.

表 1 シミュレーション・実験パラメータ

Table 1. Simulation and experimental parameters.

Generator(Three-phase) frequency	30 Hz
Single-phase voltage	100 V
Single-phase frequency	50 Hz
Output power	1000 W
Buffer capacitor	50 μF
Leakage inductance	0.51 mH
Speed electromotive force	16.7 V

のフィルムコンデンサで電力脈動を補償可能である。

次に補償時のコンデンサ電圧を求める。コンデンサ電力量 W_{com} は(2)式(3)式を積分して、(19)式より得られる。

$$W_{com} = W_{pri} - \frac{P_{in}}{2\omega} \sin(2\omega t) \dots\dots\dots(19)$$

ただし、 W_{pri} は初期($t=0$)のコンデンサ電力量であり、(20)式となる。

$$W_{pri} = \frac{1}{2} CV_{C0}^2 \dots\dots\dots(20)$$

よって、瞬時コンデンサ電圧 v_C は、(21)式にて求められる。

$$\frac{1}{2} C v_C^2 = \frac{1}{2} CV_{C0}^2 - \frac{P_{in}}{2\omega} \sin(2\omega t)$$

$$\therefore v_C = \sqrt{V_{C0}^2 - \frac{P_{in}}{\omega C} \sin(2\omega t)} \dots\dots\dots(21)$$

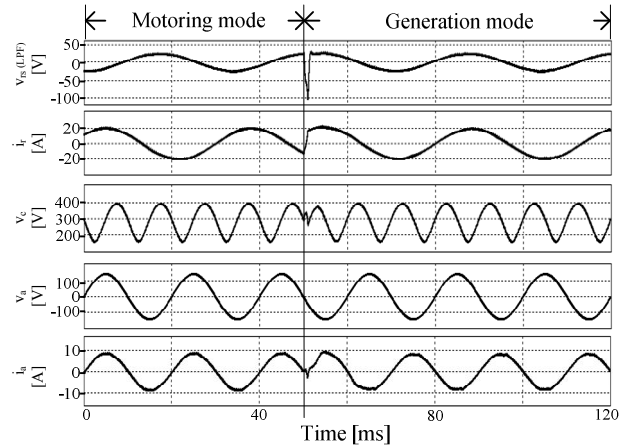
〈4・2〉 コンデンサ電圧制御による性能改善

実際には提案回路はデッドタイムなどの影響によりゼロ電圧ベクトルの長さが変化し、十分な補償効果が得られない。出力電流を正弦波と仮定した場合、コンデンサ電圧が理論値と一致すればデッドタイムの影響を除去できる。そこで、PI 制御を用いて、偏差がゼロになるように制御することで、制御誤差による影響を抑制する。具体的には、図 8 において(21)式によって求めたコンデンサ電圧指令値と、検出したコンデンサ電圧を比較し、PI 調節器に入力する。そして、(12)式にて求めた d_c に加減算する。なお、PI 調節器のゲインは電源角周波数に対して十分高い応答を得るように設計する。

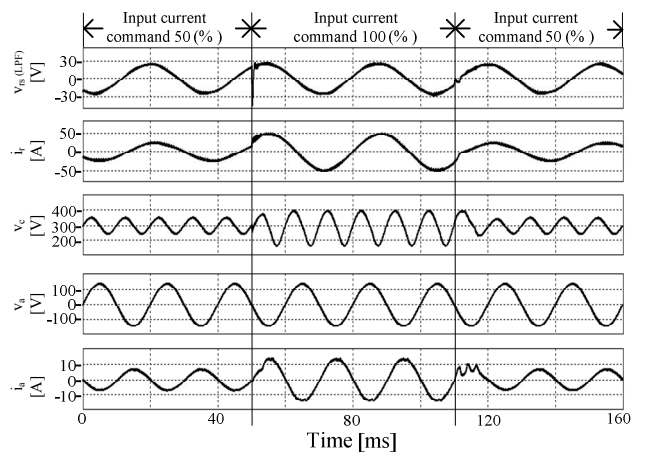
5. シミュレーション結果

提案回路の動作を確認するため、シミュレーションによる検証を行った。表 1 にシミュレーション条件を示す。ここでは、コンデンサ容量は 50 μF とし、コンデンサ電圧制御を行った。(21)式より、この条件におけるコンデンサの最高値は 392 V、最低値は 163 V となる。ただし、転流は理想転流とし、デッドタイムは付加していない。

図 10 にシミュレーション結果を示す。波形は上から、観測用ローパスフィルタ(LPF)を介した発電機線間電圧 $v_{rs}(LPF)$ 、線電流 i_r 、バッファコンデンサ電圧 v_c 、単相電圧 v_a 、単相電流 $i_a(LPF)$ である。図 10(a)では最初、力行動作を行い、モータを駆動し、50 ms 後に発電機動作に切り替えた。結果より、モータ駆動時、発電機動作時ともに入出



(a) Simulation results for motoring mode and generation mode.



(b) Simulation results when input current command changes.

図 10 シミュレーション結果
Fig. 10. Simulation results.

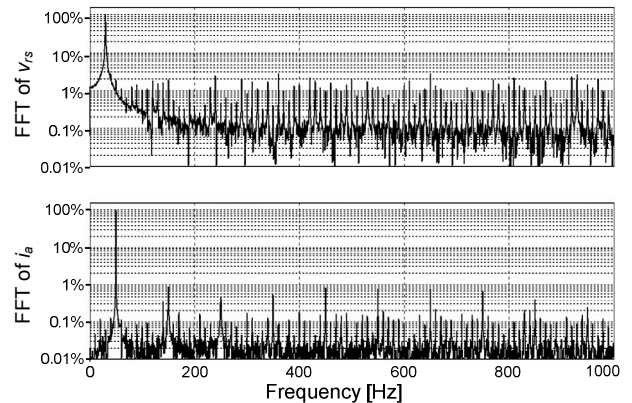


図 11 高調波解析結果

Fig. 11. Harmonic analysis results.

力電流は正弦波となり、電力脈動を補償できることがわかる。図 10(b)に発電機入力電流指令値を変化させて場合のシミュレーション結果を示す。結果より、電力を変化させた場合においても指令値に追従し、良好な結果が確認できる。

図 11 に発電機動作時の定常状態における発電機線間電圧と出力電流の高調波解析結果を示す。結果より 1 kHz 以下

の総合ひずみ率は、入力電流、出力線間電圧ともに3%以下であり、提案法の妥当性が確認できる。

6. 実験結果

提案する回路とその制御方式を確認するため、定格1kWの試作機を製作し実験を行った。ただし実験では、実験装置の都合により、モータの駆動時の実験を行った。提案回路において基本的な制御は力行動作と発電機動作で等価である。実験パラメータはシミュレーションと同様である。負荷はR-L負荷とした。ただし、実験では整流器部にデッドタイム $3\mu\text{s}$ を付加している。

図12に、従来方式を用い、直流中間コンデンサを小容量の $50\mu\text{F}$ とした場合の実験結果を示す。実験結果より、単相電圧がゼロクロス時に三相電圧、電流波形が大きく歪み、電力脈動の影響が発生していることがわかる。

図13に、提案方式を適用した時の実験結果を示す。実験結果より、単相電圧と電流の位相は、一致しており、力率1の正弦波が得られている。また、三相波形においても、正弦波に制御でき、電力脈動が抑制されている。加えて図13(b)より、コンデンサ電圧はシミュレーション同様、制御範囲内で振動しており、安定して制御が行われていることがわかる。

7. まとめ

本論文では、電力脈動をアクティブに吸収する三相-単相電力変換器を提案した。提案回路は、従来回路に比べ、小型化や高効率の面で有利である。その基本動作をシミュレーションにより確認した。また、試作機を製作し実験により動作検証を行った。その結果、1kWの電力脈動を $50\mu\text{F}$ のコンデンサで補償できることを確認し、提案システムの有用性を確認した。今後は、発電機動作の実験を行い、動特性、静特性を取得し、提案回路の特徴を明らかにしていく。さらに、従来方式と変換効率や体積の比較を行う予定である。

文 献

- (1) 芳賀・高橋・大石：「高入力率を実現する単相-三相マトリックスコンバータの一制御法」電学論D, Vol.124, No.5, pp.510-516(2004)
- (2) 堀江・前川・三浦・伊瀬・佐藤・百瀬：「ガスエンジンコジェネレータのための三相-単相マトリックスコンバータの電力変調制御の特性検証」平成20年電気学会産業応用部門大会, pp.I-159 - I-160(2008)
- (3) 山下・近藤・古谷：「単相/三相マトリックスコンバータの鉄道車両への適用の検討」平成20年電気学会産業応用部門大会, pp.I-161 - I-164(2008)
- (4) 斎藤：「単相/三相マトリックスコンバータによる誘導機のベクトル制御」平成19年電気学会産業応用部門大会, pp.I-103 - I-108(2007)
- (5) 加藤・伊東：「直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの一制御法」半導体電力変換研究会, SPC-08-11(2008)
- (6) 北野・松井：「DCアクティブフィルタ機能を備えた単相PWMコンバータのコンデンサ容量低減」平成8年電気学会全国大会, No.715, pp.4-10(1996)
- (7) Thiwanka Wijekoon, Christian Klumpner, Patric Wheeler: "Improvement of output voltage capability of a two stage direct power converter under

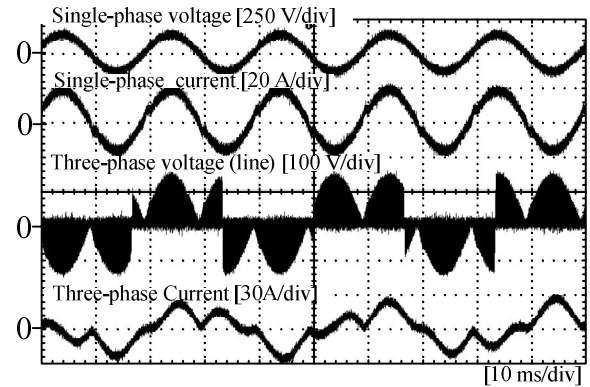
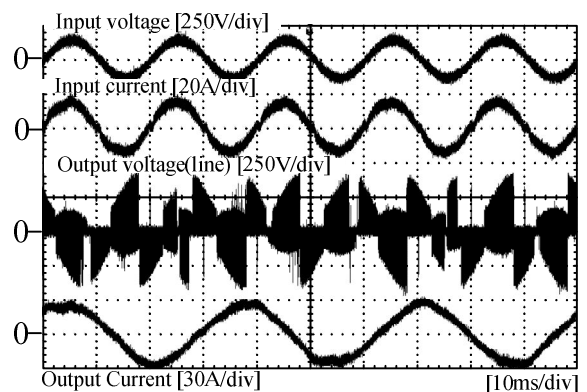
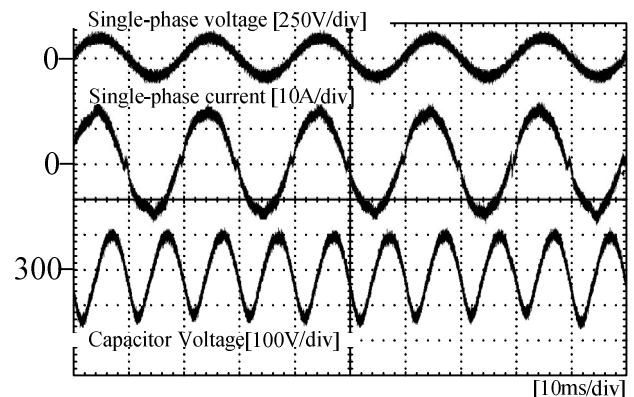


図12 実験結果(従来方式)

Fig. 12. Experiment results. (Conventional operation)



(a) Input and output waveforms.



(b) Single-phase and capacitor voltage waveforms.

図13 実験結果(提案方式)

Fig. 13. Experiment results. (Proposed operation)

- unbalanced input voltage", EPE2005, No.597, (2005)
- (8) Lixiang Wei, Thomas A.Lipo: "Investigation of 9-switch Dual-bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor", IEEE Industry Applications Society IAS'03, pp.176-181 (2005)
- (9) 新庄史浩・和田圭二・清水敏久：「パワーデカップリング機能を持つ電圧形単相系統連系インバータ」平成19年電気学会産業応用部門大会, pp.I-241 - I-244(2007)
- (10) 大沼喜也・伊東淳一：「新しい単相-三相電力変換器によるコンデンサ容量の低減法とその基礎検証」半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会, SPC-08-162, IEA-08-31 (2008)