

充電回路を付加したアクティブバッファ付き 単相三相電力変換器の回路構成と制御法

大沼 喜也*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Circuit Configuration and Control Strategy of single-to-three Phase Power Converter
with Active Buffer and Charge Circuit

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

1. はじめに

三相電動機を駆動するために小型で高効率な単相三相電力変換が求められている⁽¹⁾。しかし、単相交流は電源周波数の2倍で電力脈動が生じるので、平滑コンデンサが大容量化する問題がある。そこで著者らは、小容量のコンデンサで電力脈動を補償する回路を提案した⁽²⁾。提案回路は、昇圧リアクトルや平滑コンデンサが必要ないため小型化できる。しかし、提案回路では電力補償回路の充電時に負荷を経由するため、電圧利用率は最大0.5と、大きく低下する。

そこで本論文では、これまで提案した回路の直流部に充電回路を付加した新しい回路構成とその制御法を提案する。本回路は、充電回路を付加することにより、出力電圧を入力電圧の0.707倍まで出力できる。ここでは、制御方式を示し、基本動作をシミュレーションにより確認し、良好な結果が得られたので報告する。

2. 回路構成

図1に提案システムの主回路図を示す。提案回路は、インダイレクトマトリクス回路を元に、整流部はダイオード整流器、直流中間はスイッチと小容量のコンデンサを直列に接続したバッファ回路と昇圧回路を用いた充電回路で構成する。本方式は、電力の半分(直流分)は直接ダイオード整流器からインバータに供給し、脈動分の電力をバッファ回路と充電回路にて補償する。インバータがゼロ電圧を出力している期間、直流中間の電流はゼロであることに着目し、バッファ回路のスイッチ S_c はインバータのゼロ電圧期間中にスイッチングする。この結果、 S_c にはスイッチング損失が発生しない。また、充電回路とバッファ回路は1/4周期ごと交互に動作するため、各補償回路の損失は半分となる。さらにダイオード整流器における逆回復損失も発生しないので一般的なPFC回路よりも高効率化が期待できる。

3. 制御方式

入力電圧、電流が正弦波、入力力率1の条件では、瞬時電力 p_m は(1)式で表せる。

$$p_m = V_{IN} I_{IN} \sin^2(\omega t) = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} - \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \cos(2\omega t) \dots (1)$$

ただし、 V_{IN} は入力電圧最大値、 I_{IN} は入力電流最大値、 ω は電源角周波数である。(1)式より、入力電力は電源周波数

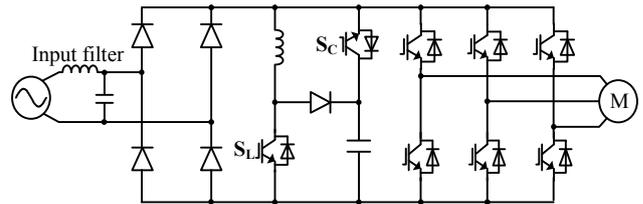


図1 提案回路
Fig. 1. Configuration of the proposed circuit.

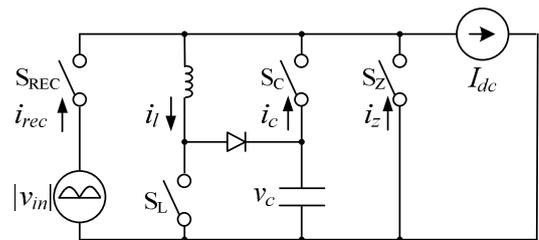


図2 提案システムの等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit of the proposed system.

の2倍で脈動する。一方、出力側は三相平衡負荷であれば、瞬時電力は一定であり、入力電力の脈動を打ち消すためには、バッファ瞬時電力 p_{buf} は(2)式で制御すればよい。

$$p_{buf} = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \cos(2\omega t) \dots (2)$$

(2)式より p_{buf} が正の期間 ($-\pi/2 < 2\omega t < \pi/2$)、バッファ回路より電力を放電し(放電期間)、負の期間 ($\pi/2 < 2\omega t < 3\pi/2$)、充電回路で充電すれば(充電期間)、電力脈動を補償できる。

図2に提案システムの等価回路を示す。各スイッチ S_{xx} のデューティを d_{xx} とすると、各部の電流は(3)式となる。また、インバータ入力電流 I_{dc} を連続とすれば(4)式が成立する。

$$\begin{bmatrix} i_{rec} \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{rec} & d_l \\ d_c & 0 \\ d_z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ i_l \end{bmatrix} \dots (3)$$

$$d_{rec} + d_c + d_z = 1 \dots (4)$$

ただし、 S_{REC} は実際の回路ではダイオードであり、充電回路のスイッチ S_L がオンすると導通する。

放電期間中、充電回路は動作しないので ($d_l = 0$)、入力電流 i_{rec} を正弦波状に制御するには、 d_{rec} は(5)式となる。また、電力脈動を補償するため d_c は(6)式となる。

$$d_{rec} = \frac{I_{IN}}{I_{dc}} |\sin(\omega t)| \dots\dots\dots (5)$$

$$d_c = \frac{V_{IN} I_{IN}}{2v_c I_{dc}} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (6)$$

一方、充電期間中、バッファ回路は動作しないので、出力電力を一定にするには、 d_{rec} は(7)式を満たせばよい。

$$d_{rec} = \frac{I_{IN}}{2I_{dc} |\sin(\omega t)|} \dots\dots\dots (7)$$

また、簡単にするため充電回路は、リアクトル電流を不連続で動作させる⁽³⁾。この場合、スイッチング周期でリアクトルに流す電流 i_l は入力電流を正弦波にするために(8)式で求められ、これより d_l は(9)式で得られる。

$$i_l = I_{IN} \sin(\omega t) - \frac{I_{IN}}{2\sin(\omega t)} \dots\dots\dots (8)$$

$$d_l = \sqrt{\frac{2L_m(v_c - v_{in})i_l}{v_{in}v_c T}} \dots\dots\dots (9)$$

ただし、 L_m は充電回路中のインダクタンス、 T はスイッチング周期である。

次に電圧利用率について考える。 I_{IN}/I_{dc} の最大値は(4)式より、充電期間と放電期間の切り替え時($\omega t = \pi/4$)、 d_{rec} が1のときであり、このとき(10)式が成立する。この場合、最大直流中間電圧 V_{dcmax} とインバータ入力電流 I_{dc} の電力は一定となるので、 V_{dcmax} は(11)式となり、0.707 倍まで出力できる。

$$\frac{I_{IN}}{I_{dc}} \sin(\pi/4) = \sqrt{2} \dots\dots\dots (10)$$

$$I_{dc} V_{dcmax} = \frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \dots\dots\dots (11)$$

$$V_{dcmax} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{IN} = 0.707 V_{IN}$$

図3に制御ブロック図を示す。入力電圧最大値 V_{IN} 及び電圧最大値 I_{IN} 、入力の電源位相 θ 、コンデンサ瞬時電圧 v_c よりデューティを計算し補償回路のスイッチングパターンを生成する。インバータ側は空間ベクトル変調を元に各デューティよりパターンを生成する⁽⁴⁾。

3. シミュレーション結果

提案回路の動作を確認するために、シミュレーションによる検証を行った。シミュレーション条件を表1に示す。ここで、コンデンサ容量は脈動補償が可能な容量 $50 \mu\text{F}$ とし、コンデンサの電圧を、最高電圧 400V 、最低電圧 150V 内で変動させた。なお、負荷は電流源を用い、デットタイムや入力フィルタは設けず理想状態で行った。なお、最高電圧はコンデンサ容量とトレードオフであり、コンデンサ容量を大きくすれば引き下げることができる。

図4にシミュレーション結果を示す。波形は上から入力電圧 v_{in} 、観測用ローパスフィルタ(LPF)(カットオフ周波数 1kHz)を介した入力電流 $i_{in(LPF)}$ 、コンデンサ電圧 v_c 、LPFを介したU-V間出力線間電圧 $v_{uv(LPF)}$ 、U相出力電流 i_u である。結果より、入力電流、出力電圧ともに正弦波状となり、電

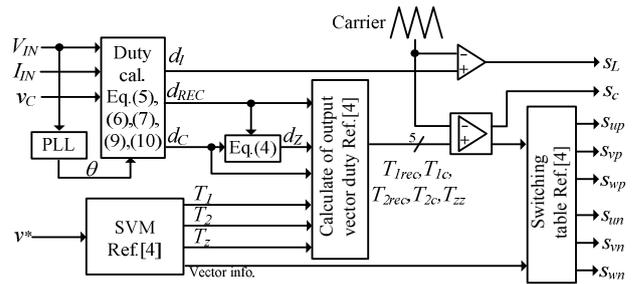


図3 制御ブロック図
Fig. 3. Control block diagram.

表1 シミュレーション条件
Table 1. Simulation parameters.

| Items | Value | Items | Value |
|---------------------|--------|------------------|------------------|
| Input voltage (rms) | 100 V | Output power | 1 kW |
| Input frequency | 50 Hz | Output frequency | 30 Hz |
| Carrier frequency | 10 kHz | Capacitance | 50 μF |

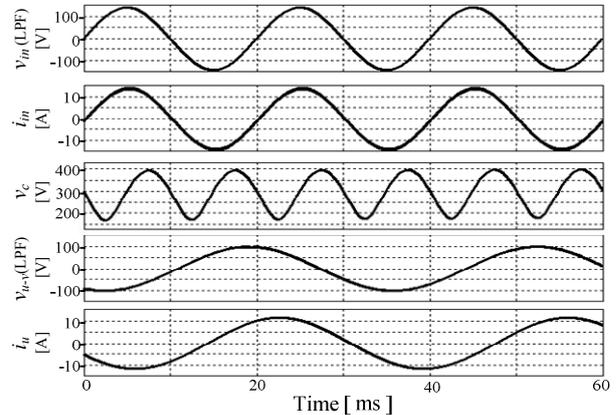


図4 シミュレーション結果
Fig. 4. Simulation results.

力脈動を補償できている。また、単相電流の 1kHz 以下の総合ひずみ率(THD)は 1% 以下であり、制御方式の妥当性が確認できる。三出力線間電圧の最大値は 100V と、出力電圧の最大値が理論式と同値が得られている。若干の入力電流のひずみを許容すれば、出力電圧はさらに高くできる。

4. まとめ

本論文では、小容量のコンデンサで電力脈動を補償する三相-単相電力変換器に充電回路を付加した回路構成とその制御方法を提案した。提案回路は電圧利用率を 0.707 まで改善できる。シミュレーションにより動作を確認し、良好な制御であることを示した。今後は実験による性能評価を行う予定である。

文献

(1)大森英樹・岩井利明・中島昇：電学論D, Vol.124, No.11, pp.1087-1093(2004)
(2)大沼喜也・伊東淳一：電学研資, SPC-08-162, IEA-08-31
(3)中野博民・佐藤祐樹・難波江章：電学論D, Vol.115, No.5, pp.562-569(1995)
(4)大沼喜也・伊東淳一：JIASC, 1-42, pp.I-329-I-332 (2009)