

マルチレベルフライングキャパシタ形 DC-DC コンバータにおける 複数個のキャパシタ電圧の独立制御

日下 佳祐*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Independent Control of Multiple Flying-capacitor Voltage for Multi-level Flying-capacitor DC-DC Converter

Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

著者らはこれまでフライングキャパシタ形 DC-DC コンバータ(FCC)のフライングキャパシタ(FC)を用いた電力脈動補償手法を提案している⁽¹⁾。提案回路は FC 電圧を系統電圧の 2 倍周波数で振動させることで単相系統の電力脈動を補償する。しかしながら、FC 電圧の変動により高耐圧のスイッチングデバイスを用いざるを得ないため、導通損失が大きくなる⁽²⁾。上記の問題を解決するため、FCC の多段化によりスイッチングデバイスを低耐圧化する手法を検討している。この際、複数個の FC 電圧をそれぞれ独立に制御する必要があるが、この制御手法は著者らの知る限り明らかにされていない。そこで本論文では、複数個の FC 電圧を入力電流への干渉なく独立に制御する手法を提案する。

2. 提案制御

図 1 に本論文で提案する制御を導入する多段 FC 形 DC-DC コンバータの回路図を示す。なお、本論文で提案する制御手法は 7 レベル以上の FC 形 DC-DC コンバータにも同様に適用可能であるが、本論文では簡単のため 5 レベルの場合を示す。また、上側アームのスイッチングパルス $S(S_1, S_2, S_3)$ として表記する。例えば、スイッチ S_1, S_2, S_3 が全オンの時には $S(1, 1, 1)$ と表記する。なお、下側アームのスイッチは S_6, S_5, S_4 は上側アームのスイッチ S_1, S_2, S_3 に対して相補的に動作する。本回路は入力電圧を昇圧しつつ、単相系統へ連系する際に生じる電力脈動を DC-DC コンバータ内の C_2, C_3 により吸収する。そのため、 C_2 及び C_3 が所望の電圧となるよう制御しなければならない。

図 2 に提案制御の制御ブロック図を示す。本制御ではインダクタ L に流れる入力電流を一定としつつ、 C_2 と C_3 の電圧を独立に制御する。まず初めに、PI 制御により入力電流 i_{in} の制御に必要な変換器出力電圧 v_{conv} の 1 キャリア周期の平均電圧 V_{conv}^* を計算する。同様に PI 制御を用いて C_2 と C_3 の電圧 v_{c2} と v_{c3} が指令電圧に一致するために必要な電流指令を生成する。本電圧制御系は通常の昇圧チョップの電圧制御系と同様の構成であるが、入力電流は FC 電圧制御とは別に制御されるため、マイナーループとして電流制御系を

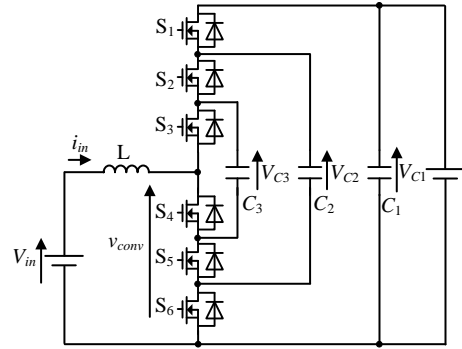


Fig. 1. 5-level flying-capacitor DC-DC converter.

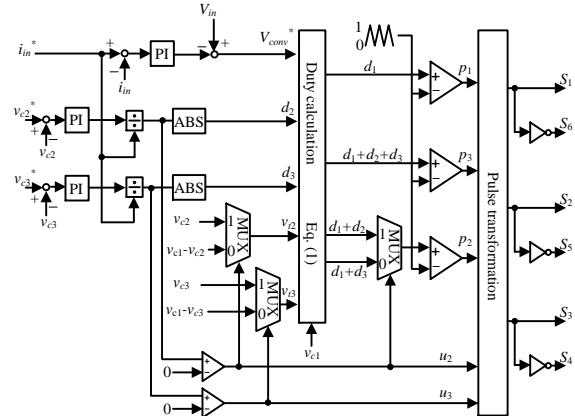


Fig. 2. Proposed control block diagram.

設けることができない。そのため、現在流通している入力電流がコンデンサに流通する期間を調整することでコンデンサの電圧制御を行う。なお、入力電流による非線形性を補償するため、電圧制御系により生成された操作量を入力電流指令値で除算することでキャパシタ C_2 と C_3 を介する動作モードの期間を導出する。ここで、これらの値が正の値の場合には、キャパシタを充電するモードとなる。反対に、負の場合にはキャパシタを放電するモードとなる。

次に、入力電流制御とフライングキャパシタ電圧を独立に制御する手法を説明する。FCC の瞬時変換器出力電圧は接続される FC の電圧及びその期間、さらにスイッチングパターンによって常に変動する。そこで、これらの電圧変動とその動作モードの duty d_2 と d_3 を考慮して FCC の入力電

流を制御する必要がある。すなわち、変換器出力電圧のキャリア 1 周期における平均電圧が、電流制御系により生成される変換器出力電圧指令値 V_{conv}^* に等しくなるよう制御する。そこで、(1)式を用いて $S(1, 1, 1)$ を出力する duty d_1 を決定することで、変換器出力電圧指令値と変換器出力電圧のキャリア一周期における平均電圧を一致させる。ここで v_{c1} は FCC の直流リンク電圧、 v_{c2} 及び v_{c3} はそれぞれ C_2 と C_3 の充放電期間 T_2, T_3 における瞬時変換器出力電圧である。

$$d_1 = \frac{V_{conv} - v_{c2}d_2 - v_{c3}d_3}{v_{c1}} \dots\dots\dots(1)$$

FC を通流して動作する期間 T_2, T_3 における瞬時変換器出力電圧 v_{conv} はキャパシタの充放電指令 (u_2, u_3) によって変化する。例えば、 C_2 を充電する場合 ($u_2 = 1$)、期間 T_2 における瞬時出力電圧は $v_{c2} = v_{c2}$ となり、反対に C_2 を放電する場合 ($u_2 = 0$) には期間 T_2 の変換器出力電圧は $v_{c2} = v_{c1} - v_{c2}$ となる。同様に C_3 を充電する場合 ($u_3 = 1$)、 T_3 における瞬時出力電圧 $v_{c3} = v_{c3}$ となるが、 C_3 を放電する場合 ($u_3 = 0$) には $v_{c3} = v_{c1} - v_{c3}$ となる。

各動作モード期間の和はキャリア 1 周期に等しくならなければならないため、キャリア 1 周期内の残りの期間を T_0 とする。この時の FCC のスイッチは $S(0, 0, 0)$ とする。これによりゼロ電圧が瞬時変換器出力電圧 v_{conv} として出力される。

図 3 にキャリア比較の概略図を示す。計算された duty を基にキャリア比較を行う。各コンデンサの充放電指令 (u_2, u_3) により、1 キャリア周期内のスイッチング回数が最小となるパルスの出力順が異なるため、充放電指令に応じて比較する duty を選択する。 C_2 を充電する場合 ($u_2 = 1$) には $d_1, d_1+d_2, d_1+d_2+d_3$ をキャリアと比較する。一方、 C_2 の放電動作を行う場合 ($u_2 = 0$) には、 $d_1, d_1+d_3, d_1+d_2+d_3$ をキャリアと比較する。 C_2 の充放電状態に応じてパルスの割当順を変えることで、キャリア 1 周期内のスイッチング回数が最小となり、 $(u_2, u_3) = (0, 0), (1, 1)$ の時は 6 回、 $(u_2, u_3) = (0, 1), (1, 0)$ の時は 10 回となる。

これらのキャリア比較により得られたパルス p_1, p_2, p_3 から実際のスイッチング信号 S_1, S_2, S_3 へ変換を行う。表 1 にパルス変換表を示す。

3. シミュレーション結果

図 4 にシミュレーション波形を示す。ここでは入力電流指令を一定としつつ、FC 電圧が 45 度の位相差をもつ直流重畳した正弦波 (100Hz, 振幅 50V) となるよう制御した。シミュレーション結果より、指令値に対して位相遅れがあるものの、入力電流制御に干渉することなく FC 電圧がそれぞれの指令値に追従することを確認した。

図 5 に各スイッチのゲート波形を示す。本制御を適用することで、1 キャリア周期中のスイッチング回数が (u_2, u_3) =

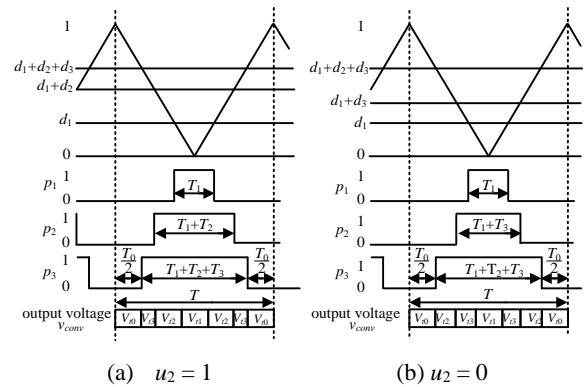


Fig. 3. Carrier comparison modulation for FCC.

Table I. Pulse transformation.

u_2	u_3	S_1	S_2	S_3
0	0	$p_1 \oplus p_2 \oplus p_3$	$p_1 \oplus p_2$	p_1
0	1	$p_1 \oplus p_2 \oplus p_3$	p_1	$p_1 \oplus p_2$
1	0	$p_1 \oplus p_2 \oplus p_3$	$p_1 \oplus p_2 \oplus p_3$	$p_1 \oplus p_2$
1	1	p_1	$p_1 \oplus p_2$	$p_1 \oplus p_2 \oplus p_3$

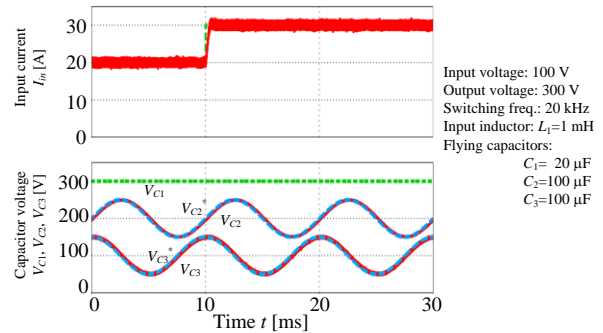


Fig. 4. Simulation waveforms.

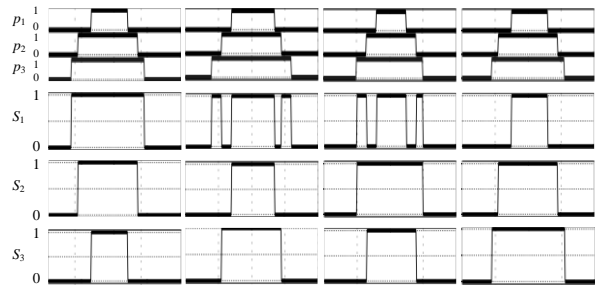


Fig. 5. Switching transients.

(0, 1), (1, 0) の時には 10 回、(0, 0), (1, 1) の時には 6 回となり、所望のスイッチングが得られていることを確認した。以上より、提案法により FC 電圧を入力電流に独立に制御できることを確認した。

文 献

- (1) 日下, 渡辺, 古川, 伊東, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-78 (2015)
- (2) J. Itoh, T. Sakuraba, K. Kusaka, H. Watanabe, K. Furukawa, The 8th IPEMC 2016, No. Mb6-30 (2016)