研究開発
レター

直流リプル補償形単相ＰＷＭコンバータ

正員 清水敏久 (東京都立大)
学生員 藤田 努 (東京都立大)
正員 木村軍司 (東京都立大)
非会員 広瀬 順 (富士電機株式会社)

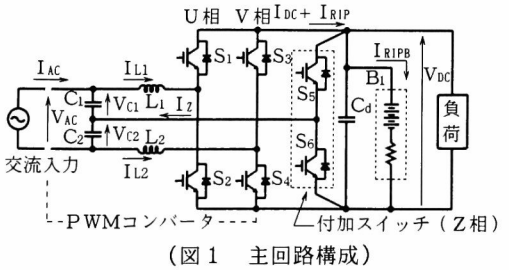
Unity-Power-Factor PWM Rectifier With DC Ripple Compensation

Toshihisa Shimizu,Member,Tsutomu Fujita,Student Member,Gunji Kimura,Member
(Tokyo Metropolitan University),Jun Hirose,Non-member(Fuji Electric Co.,Ltd)

キーワード：ＰＷＭコンバータ，蓄電池，リプル電流

1．まえがき

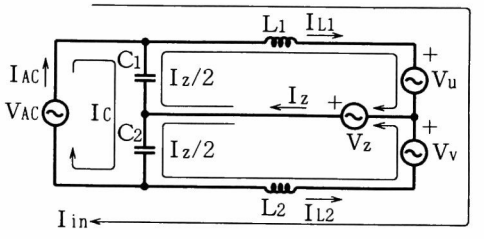
単相ＰＷＭコンバータの直流部は、交流入力周波数の２倍の周波数で電力脈動が発生する。この電力脈動に起因する直流回路のリプル電圧を除去する方法として、昇降圧チョッパや直列Ｌ－Ｃ共振回路を用いる方法が提案され、その有効性が示されている[1],[2]。しかし、内部インピーダンスが極めて小さい蓄電池等を直流回路に接続した場合、リプル電圧は小さく抑制されるが、蓄電池に有害なリプル電流が多量に流れ込む現象が現れるので、従来の方法では十分とは言い難い。本レターは単相ＰＷＭコンバータの交流入力フィルタコンデンサにリプルエネルギを蓄積し、直流回路部の電力脈動を吸収することにより、直流リプル電流を補償する新しいＰＷＭコンバータ回路方式を提案し、その実験結果を報告する。



（図１　主回路構成）
Fig.1 Main Circuit Configuration

2．回路構成と動作原理

図１に主回路構成を示す。本回路は、従来の単相ＰＷＭコンバータにスイッチS_5、S_6からなる１相分のアーム対（以後、Ｚ相と呼ぶ）を付加し、その交流出力を２分割した入力フィルタコンデンサの接続点に接続している。直流電流I_{DC}は蓄電池B_1及び負荷に供給される。一方、直流リプル電流I_{RIP}はＺ相スイッチを介して電流I_Zに変換され、コンデンサC_1、C_2に流れてコンデンサC_1、C_2の蓄積エネルギに変換される。また、電流I_Zは交流リアクトルL_1、L_2に同相電流として流れるので、ＰＷＭコンバータの交流入力電流I_{AC}はスイッチS_1～S_4を従来と同様に制御することにより正弦波状に維持される。



（図２　等価回路）
Fig.2 Equivalent Circuit

図２に交流側から見た等価回路を示す。ＰＷＭ変調周波数が交流電源周波数に比べて十分に高いとすれば、交流入力電源周波数近傍の低周波領域におけるＺ相を含むスイッチング回路はV_U、V_V、V_Zの交流電圧源と見なせ、さらにＵ、Ｖ相のスイッチが対称に制御される場合、

$$V_U = -V_V \quad \cdots\cdots\cdots (1)$$

である。このとき、電流I_ZはＺ相からＵ、Ｖ相に等しく$I_Z/2$が流れる。従って、リアクトルL_1、L_2に流れる電流I_{L1}、I_{L2}、および交流入力電流I_{AC}には、

$$I_{L1} = I_Z/2 + I_{in} \quad \cdots\cdots (2)$$

$$I_{L2} = I_Z/2 - I_{in} \quad \cdots\cdots (3)$$

$$I_{AC} = I_C + I_{in} \quad \cdots\cdots (4)$$

の関係が成立する。ここで、

$$I_{in}=I_{L1}-I_{L2} \quad \cdots\cdots (5)$$

を制御すれば、Z相電流とは無関係にPWMコンバータの入力電流I_{AC}を正弦波に出来る。

一方、交流コンデンサC_1、C_2の端子電圧、および交流入力電圧をそれぞれV_{C1}、V_{C2}、V_{AC}とすると、

$$V_{AC}=V_{C1}+V_{C2} \quad \cdots\cdots (6)$$

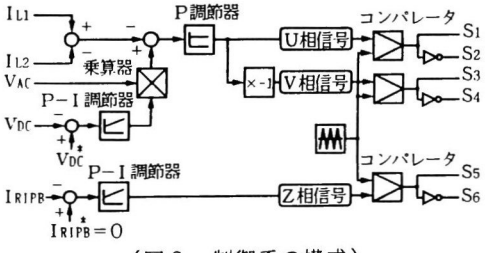
$$V_{C1}=V_U-V_Z \quad \cdots\cdots (7)$$

$$V_{C2}=V_V+V_Z \quad \cdots\cdots (8)$$

である。このとき、コンデンサC_1、C_2の蓄積エネルギの合計P_Cは、(1)、(7)、(8)式から

$$P_C=C(V_U-V_Z)^2=C(V_V+V_Z)^2 \quad \cdots (9)$$

であるから、V_UないしV_Vに応じてV_Zを適宜変化させることにより直流部のリプルエネルギを吸収できることがわかる。



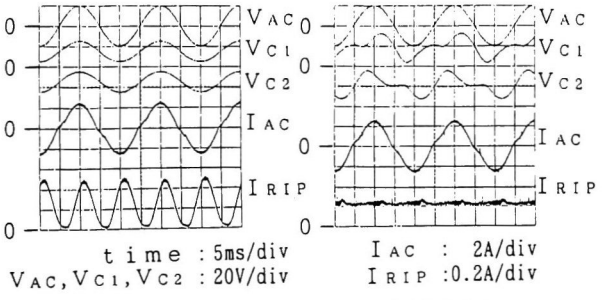
(図3　制御系の構成)

Fig.3 Control System

図3に制御回路のブロック図を示す。U、V相スイッチは(5)式に基づき制御されてPWMコンバータの交流入力電流は正弦波化され、また蓄電池のリプル電流I_{RIPB}が設定値$I_{RIPB}^*=0$になるようにZ相スイッチ(Z相電圧)が制御される。

3．実験結果

図4(a)にリプル補償動作なしの場合、図4(b)に補償動作ありの場合の各部動作波形を示す。動作条件は、$V_{AC}=15V$, $E_d=52V$, スイッチング周波数$f=20kHz$, $L_1=L_2=450\mu H$, $C_1=C_2=125\mu F$である。



(a) 補償動作なし　　(b) 補償動作あり

(図4　実験結果)

Fig.4 Experimental Result

リプル補償動作を行わない場合(Z相電圧$V_Z=0V$に保持)、蓄電池に流れる電流には交流入力電源の2倍周波数のリプルが現れる。一方、補償動作を行うとリプル電流は大幅に低減され、コンデンサ電圧V_{C1}、V_{C2}はリプルエネルギの吸収に伴い、正弦波波形から大きくずれている。さらに、交流入力電流はほぼ正弦波状に維持されており、リプル補償動作と入力電流制御が独立に機能していることがわかる。

4．まとめ

PWMコンバータの交流入力フィルタコンデンサを利用し、直流回路のリプル低減補償を可能にする新しいPWMコンバータ回路を提案し、実験によりその効果を示した。

(平成6年8月1日受付)

文　献

(1)外山，竹下，松井：「単相PWMコンバータの直流電圧脈動の一低減法」，平成5年電学全大　No.66

(2)入江，山下，竹本：「2象限チョッパと付加コンデンサを用いた単相整流回路のリプル補償」，電気学会論文誌D，112巻，7号

(3)藤田，清水，木村，広瀬：「直流リプル補償形PWMコンバータ」，電気学会半導体電力変換研究会資料，SPC-94-36

清水　敏久(正員)　昭和30年11月29日生。55年3月東京都立大学大学院工学究科修士課程修了。同年4月富士電機(株)入社。平成5年4月東京都立大学工学部電気工学科助教授。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。

藤田　努(学生員)　昭和43年9月21日生。平成6年3月東京都立大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学院工学研究科電気工学専攻修士課程入学、現在に至る。

木村　軍司(正員)　昭和17年12月8日生。41年3月東京都立大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学工学部勤務、電気工学科助手。52年7月講師。58年助教授。平成5年4月教授。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。

広瀬　順(非会員)　昭和41年9月19日生。平成元年3月横浜国立大学工学部電子情報工学科卒業。同年4月富士電機株式会社入社。現在同社制御システム事業本部東京制御製作所電源機器部。無停電電源装置の開発設計に従事。