

Fig. 2. Switching scheme for cancellation of ripple current.

が一定とみなせる場合、リプル電流が無視できるほど小さい場合、R相電流指令値 i_{rref} とS相電流指令値 i_{sref} はそれぞれの期間 T_1 , T_2 と電流振幅 I の電流時間積となる。つまり、各相の電流はデューティに比例するためSVMにより系統電流を正弦波にできる。

図 2(a), (b) にスイッチングリプルを含むマトリックスコンバータの出力電圧電流波形とR相とS相の瞬時電流を示す。図 2(b) に示すようにリプルを含む実電流と指令電流の差分は誤差となる。この誤差はデューティと比例しないため、SVMを適用しただけでは入力電流のひずみの原因となる。そこで、リプル電流の影響を打ち消すことで、SVMによって得られたデューティと各相電流の関係を線形化する手法を新たに提案する。

図 2(c), (d) に提案する電圧ベクトルの選定法とリプル電流の打ち消しの原理を示す。本手法はリプル電流を打ち消すことで、等価的にリプル電流を含まない理想電流の場合と同様に動作させる。従来手法の負の周期のベクトル V_4 , V_5 の順序を入れ替えることで、正の周期で発生したリプル電流による誤差を負の周期で発生する誤差と相殺できる。つまり、リプルの大小にかかわらず、各相電流の周期平均値はデューティと線形になるため、指令値 I に一致するように直流電流を制御することで系統電流を正弦波にできる。さらに、提案法の総スイッチング回数は適切なゼロベクトルを選択することで従来法と同一にすることができ、効率を低下させることなく、電流ひずみを改善できる。

3. 実験結果

図 3 に定格負荷時の系統電圧と電流および高周波電圧、電流波形を示す。入力フィルタのカットオフ周波数は 2.6kHz、SVMの一制御周期は 20kHz である。高周波電圧波形の負の周期に選択されるベクトルを従来法に対して入れ替えることで、所望の電圧波形が得られていることがわかる。また、本手法の適用によって同一のインダクタを適用した場合でも、入力電流ひずみを 12.9% から 5.0% へと 7.9 ポイント改善した。

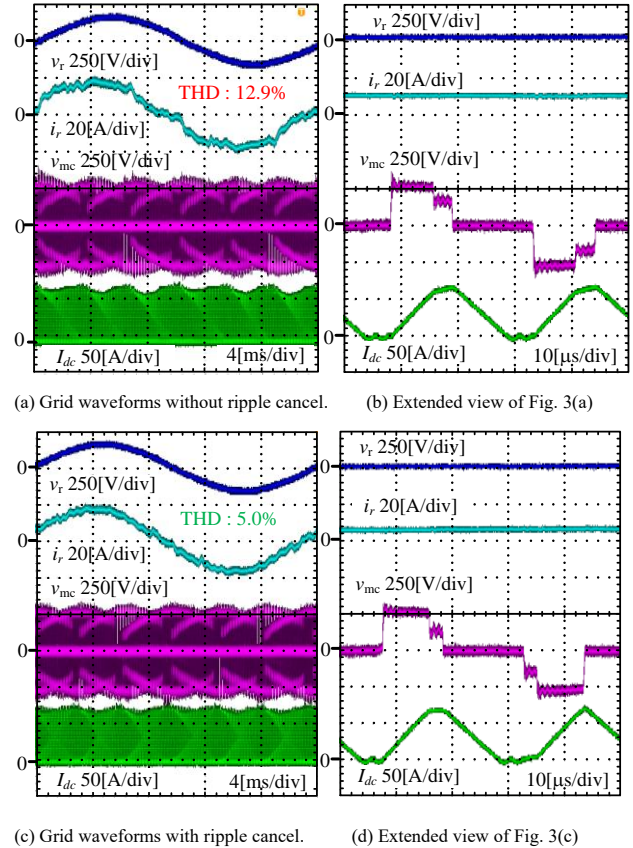


Fig. 3. Operation waveforms.

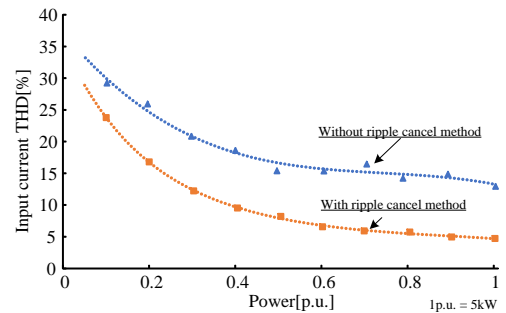


Fig. 4. THD characteristics.

図 4 に入力電流ひずみ率を示す。従来法は、出力直流電流のリプル成分の影響を無視しているため、全領域で電流ひずみが大きくなる。リプル電流の影響を小さくするために直流インダクタのインダクタンスを大きくすると、電流ひずみを改善できるが受動部品が大型化する。一方、電流リプルの影響を除去した提案法では従来法に対して、常に低いひずみ率を達成し、定格動作時には 5.0% となる。以上から、提案法の妥当性を確認できた。

文 献

- (1) J. Afsharian, D. Xu, B. Wu, B. Gong and Z. Yang, "The Optimal PWM Modulation and Commutation Scheme for a Three-Phase Isolated Buck Matrix-Type Rectifier," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 1, pp. 110-124, Jan. (2018).
- (2) T. Zhao, X. Guo, J. Su and D. Xu: "Improved space vector modulation for matrix converter based isolated rectifiers," - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1532-1536 (2014)