

リアクトルレス昇圧チョップパを用いたインダイレクトマトリックスコンバータの1パルス運転の動作検証

ゴークチャン, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Operation verification of the reactor less boost converter with 1 pulse modulation in an Indirect Matrix Converter
Goh Teck Chiang, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年、ハイブリッド自動車やEV自動車、新エネルギー発電の要求が高まっており、交流電源と直流電源を連系できる電力変換システムが広く研究されている。

著者らは、小型で高効率のインダイレクトマトリックスコンバータ (以下 IMC) とリアクトルレス昇圧チョップパを用いた連系システムを提案した⁽¹⁾。IMC の問題点は電圧利用率が入力電圧の 0.866 倍に制限されることにある。これに 1パルス運転を適用すると、電圧利用率は 0.97 まで改善できる⁽²⁾。しかし、1パルス運転では、モータの中性点の電位変動によって、バッテリー電流の脈動が大きくなる。

本論文では、バッテリー電流の脈動を抑制することを目的とし、1パルス運転時のフィードフォワード補償を提案する。結果として、バッテリー電流の脈動を抑制することにより、出力電流のひずみを改善できる。本論文では、制御原理と実験結果を示し、実験により有効性を確認する。

2. 回路構成及び提案制御方法

図1に回路の構成を示す。IMC は電流形整流器と電圧形インバータからなる。昇圧チョップパを DC リンク部に接続し、バッテリーのプラスは IGBT(S_{cp} , S_{cn})の midpoint に接続し、バッテリーのマイナスはモータの中性点に接続する。IMC には大きな電解コンデンサが不要である。加えて、チョップパはモータの漏れインダクタンスを昇圧リアクトルとして用いるため、新たに昇圧リアクトルを追加する必要がない。よって本システムはオールシリコンで構成できるので、サイズやコストを低減ができる可能性が高い。

図2に提案制御方式を示す。インバータの制御には V/f 制御を適用し、出力周波数によって、出力電圧を正弦波と 1パルス運転(方形波)に切り替える。ここでは出力周波数 35Hz から出力電圧指令を徐々に過変調領域へ移行し (方形波出力)、出力周波数 50Hz のときに完全な方形波に切り替える。

リアクトルレス昇圧チョップパはモータの中性点にバッテリーを接続するため、1パルス運転を行うと、バッテリー電流に

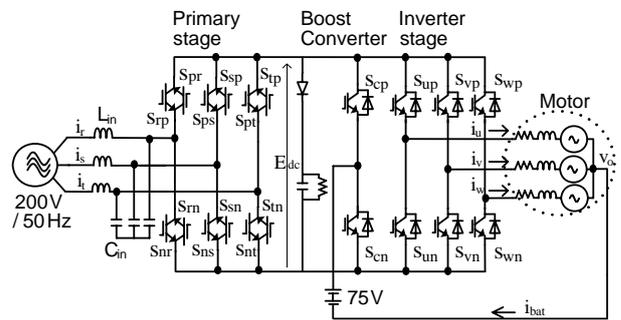


Fig. 1. Circuit configuration.

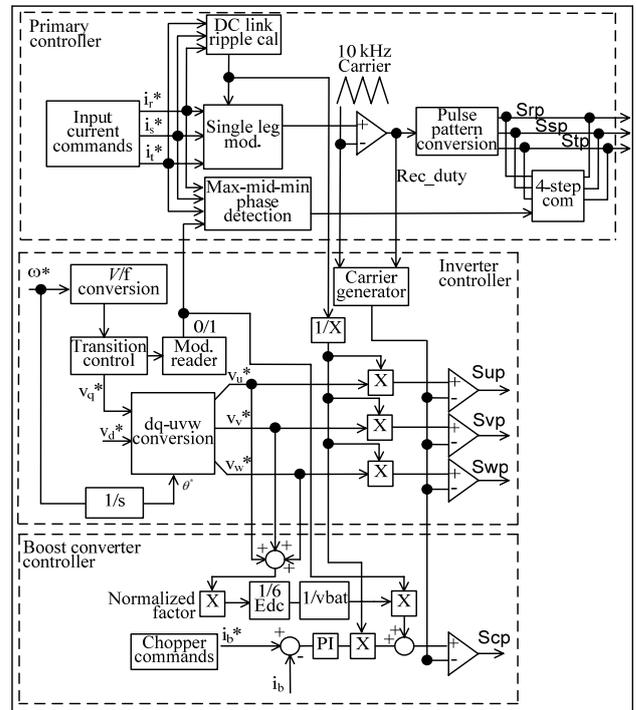


Fig. 2. Proposed control block diagram.

脈動が生じる。そこで脈動分をフィードフォワード制御により抑圧する。図2の“Mod reader”はフィードフォワード制御の有効/無効を判定するブロックであり、0 または 1 を出力する。0 のとき、従来の PWM 制御のみとなり、フィー

ドフォワード補償を行わない。整流器のスイッチングはインバータのゼロベクトルの期間中に行うため、ゼロ電流スイッチングとなり、損失を低減できる。一方、“Mod reader”が1のとき、1パルス運転となり、補償を行う。

1パルス運転の場合インバータのゼロベクトル期間が存在しないため、整流器側に4-step 転流を適用する。単に、整流器にデッドタイムを付加するとデッドタイム期間中に整流器が開放状態になり、出力電圧の振幅減少する問題がある。4-step 転流を用いることで、電流が連続になるため、この問題を解決できる。

1パルス運転の場合、スイッチング周波数は出力周波数と一致し、出力線間電圧は 120° の方形波となる。スイッチング周波数を大幅に低減できるため、インバータのスイッチング損失を PWM 制御と比較して大幅に低減できる。このとき出力線間電圧 v_{uv} と DC リンク電圧 E_{dc} の関係は(1)式となる。

$$v_{uv} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E_{dc} \quad (1)$$

また、モータの中性点に接続したバッテリー V_{bat} は、インバータの中点電位を基準とした各相電圧を v_u, v_v, v_w とすれば、(2)式にて求められる。

$$\frac{E_{dc}}{2} = \frac{1}{3}(v_u + v_v + v_w) + V_{bat} \quad (2)$$

さらに、1パルス運転では、各相電圧は $\pm 1/2 E_{dc1}$ で変化する方形波となるので、中性点電位は $\pm 1/6 E_{dc}$ となる。よって、バッテリー電圧 V_{bat} の設計は(3)式を満たす必要がある。

$$\begin{aligned} \frac{E_{dc}}{2} &> \frac{1}{6} E_{dc} + V_{bat} \\ E_{dc} &\geq 3V_{bat} \end{aligned} \quad (3)$$

図2のように、フィードフォワード補償信号はインバータの出力パルス指令を加算することで得られ、信号は出力周波数の3倍の波形となる。この信号を ACR の出力に加算することで、バッテリー電流を補償する。

3. 実験結果

フィードフォワード制御の有効性を検証するために、実機実験を行った。実験条件は、入力電圧 200 V、入力周波数 50 Hz、キャリア周波数 10 kHz、出力電圧 194 V、モータ電力 750 W、バッテリー電圧 75 V、バッテリー電流 2 A となる。

図3に1パルス運転の場合にバッテリー電流補償なしの結果を示す。図3より、バッテリー電流 i_{bat} は出力周波数の3倍で変動することがわかる。これにより、入出力電流に脈動が生じる。図4に1パルス運転の場合でバッテリー電流 i_{bat} 補償ありの結果を示す。バッテリー電流 i_{bat} の脈動は補償なしの場合と比べて大幅に低減していることが確認できる。さらに、図3と比較して図4の出力電流 i_u は6ステップ波形であり、入力電流 i_r は正弦波となる。

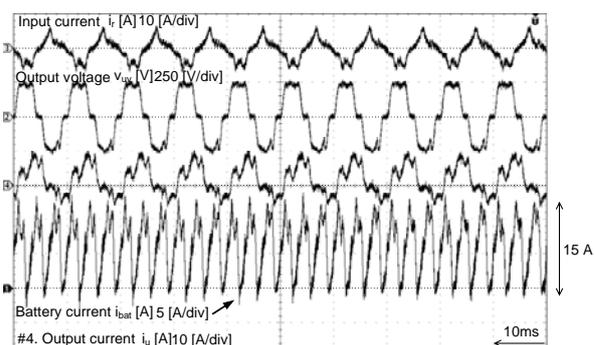


Fig. 3. Waveforms without feed forward control.

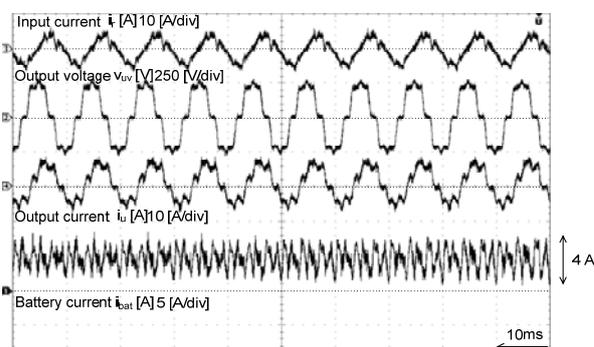


Fig. 4. Waveforms with feed forward control.

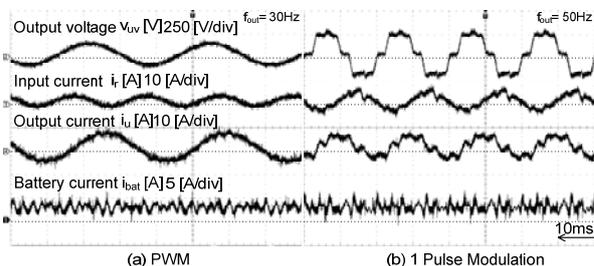


Fig. 5. PWM and square wave modulation results.

図5にPWMと1パルス運転の実験結果を示す。図5(a)はインバータの出力周波数30HzにおけるPWM動作であり、図5(b)は出力周波数50Hzのとき1パルス運転動作である。図5より、PWMから1パルス運転へ移動してもバッテリー電流 i_{bat} の脈動はほぼPWMと同じになることを確認した。バッテリー電流の脈動を約72%低減できることを確認した。

4. まとめ

本論文では、1パルス駆動でバッテリー電流の脈動抑制のためフィードフォワード補償を提案した。その結果補償なしの場合と比べて、バッテリー電流の脈動を約72%に低減できた。今後は、損失解析を行う予定である。

文献

- (1) Goh, T.C, Jun-ichi Itoh : ECCE, pp.3282-3289, 2009
- (2) Goh, T.C, Jun-ichi Itoh : ECCE, pp.1830-1837, 2010