

入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータによる反射電力の抑制

日下 佳祐 伊東 淳一

長岡技術科学大学大学院 エネルギー・環境工学専攻

{kusaka@stn|itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

1. はじめに

これまでに高周波非接触給電システムの受電側に適用する, 13.56 MHz の交流から直流への変換を担う AC-DC コンバータを提案している⁽¹⁾。提案回路は入力インピーダンスを整合することが可能である。本論文では, 提案回路を用いて整合することで, 従来のダイオードブリッジ整流器と比較して反射電力が抑制可能であることを実験により明らかにする。さらに, 負荷として接続されるバッテリー電圧が変動した場合の整合特性を明らかにする。

2. 回路の動作モード

図 1 に入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータを示す。本回路は, 文献(2)にて提案されている共振形整流器に共振コンデンサを付与し, さらに後段にチョップを用いることで入力インピーダンス整合を可能とする。特に, 共振インダクタンス $L=L_1$ と共振キャパシタンス $C=C_{1-4}$ の共振を用いて入力電流の正弦波化を行う点に特徴がある。

図 2 に回路の動作モードと各モードにおける電圧, 電流波形を示す。

2.1. 動作モード I

入力電圧の上昇ともなって, 入力電流が 2 つの経路(L_1, C_1, C_2 及び, L_1, C_3, C_4)を介して流れ込む。共振コンデンサの容量は全て等しいため, 入力電流 i_{in} の 1/2 がそれぞれの経路に流れる。動作モード I の開始時点 $t=0$ におけるインダクタの初期電流をゼロとすると, 回路方程式より回路の入力電流は(1)式で表される。

$$i_{in_I}(t) = \frac{\omega_{in}\omega_1^2 CV_m}{(\omega_{in}^2 - \omega_1^2)} (\cos \omega_1 t - \cos \omega_{in} t) + \omega_1 C v_{ch} \sin \omega_1 t \quad (1)$$

ここで $\omega_{in} (= 2\pi f_{in})$ は入力角周波数, ω_1 は共振インダクタンスと共振キャパシタンスによる共振周波数であり, $\omega_1 = 1/(LC)^{0.5}$ で表される。なお, 動作モード I はコンデンサ C_2 の電圧 v_{cv} が入力電流により充電され, 直流電圧 v_{ch} に到達した時点で終了する。したがって, 動作モード I の時間 T_1 は(2)式を数値解析的に解くことで得られる。

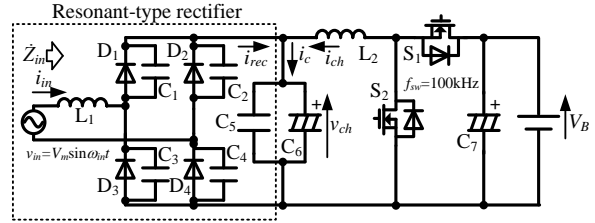


Fig. 1. Input impedance matched AC-DC converter.

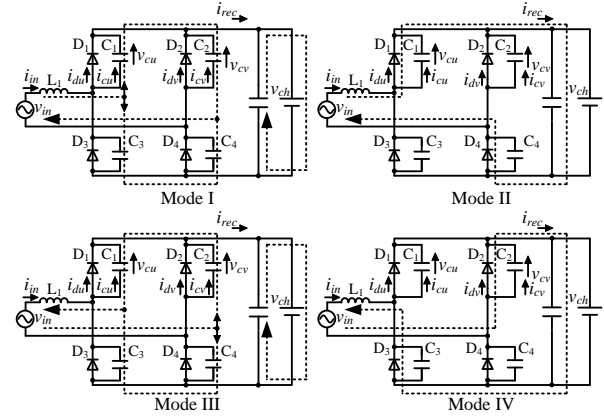


Fig. 2. Operation modes of the proposed circuit.

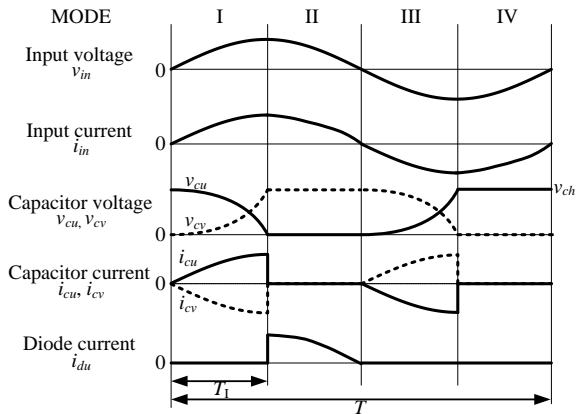


Fig. 3. Simplified operation waveforms.

$$\frac{v_{ch}}{2} (1 + \cos \omega_1 T_1) + \frac{\omega_1 V_m}{2(\omega_{in}^2 - \omega_1^2)} (\omega_1 \sin \omega_{in} T_1 - \omega_{in} \sin \omega_1 T_1) = 0 \quad (2)$$

2.2. 動作モード II

ダイオード D_1, D_4 がオンするため入力電流がダイオードを介して平滑コンデンサへ流れる。ここで、平滑コンデンサの容量 C_6 が充分大きく、入力電流によるコンデンサ電圧の変動が無視できる場合、入力電流は(3)式で近似できる。

$$i_{in_II}(t) \approx i_{in_I}(T_1) - \frac{v_{ch}}{L}(t - T_1) + \frac{V_m}{\omega_{in} L}(\cos \omega_{in} T_1 - \cos \omega_{in} t)$$

..... (3)

2.3. 動作モード III および IV

本動作モードにおける入力電流はそれぞれ動作モード I と II の電流極性を反転したものに等しいため、本論文では説明を割愛する。

3. 実験結果

図 4 に提案回路の動作波形を示す。ここで共振インダクタは $L = 950 \text{ nH}$ 、共振コンデンサは $C = 150 \text{ pF}$ 、進行波電力 20 W とした。入力電流は正弦波状となっており、かつ入力力率 0.99 を達成することを確認した。この時、入力電圧、電流の基本波成分より導出した回路の入力インピーダンスは $Z_{in} = 52.7 - j0.0 \Omega$ である。

図 5 に提案回路と従来のダイオードブリッジ整流器を適用した場合の反射係数の比較結果を示す。反射係数は進行波電力に対して反射電力が発生する割合の平方根をとった値であり、高周波分野において回路の整合特性を評価する際に用いられるパラメータである。提案回路は反射係数 2.6% にて 50Ω に整合可能であり、従来回路と比較すると反射係数を最大で 94.5% 低減可能であることが明らかになった。

図 6 にバッテリー電圧を 95 V から $\pm 35\%$ 変動させた場合の回路の入力インピーダンス特性を示す。(a) が入力インピーダンスの絶対値、(b) が入力力率である。ここで、一定入力インピーダンスとなるよう、整流器出力電圧を一定に制御している。実験結果より、バッテリー電圧が変動した場合にも入力インピーダンスの絶対値は約 52Ω に維持されており、入力インピーダンスの変動は 1.2% 以内に抑制されている。同様に、入力力率もバッテリー電圧によらず常に 0.99 を達成している。

今後は、提案回路の 1 kW 実機の動作検証を行う予定である。

文 献

- (1) 日下 他, IEEJ Trans. IA, Vol. 2, No. 4, pp. 195-203 (2013)
- (2) 山本 他, 電学論 D, Vol. 122, No. 8, pp. 838-844 (2002)

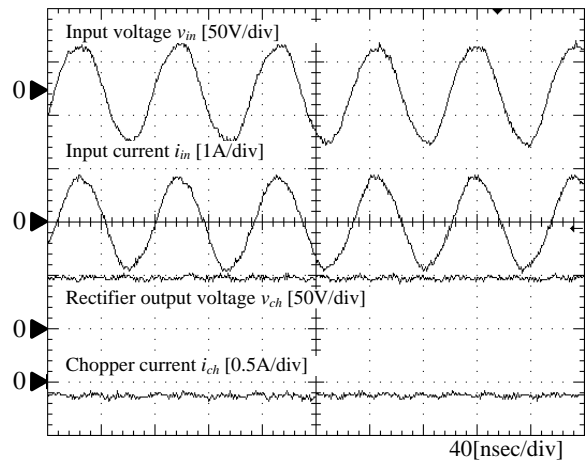


Fig. 4. Experimental waveforms of the proposed converter.

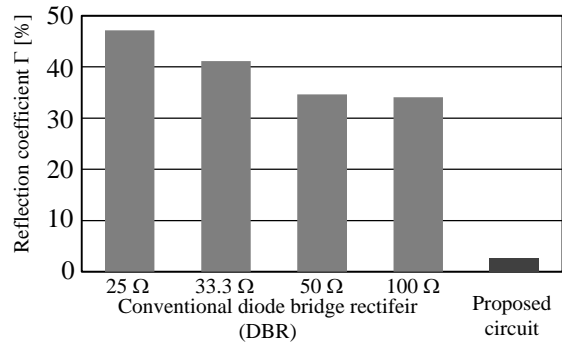
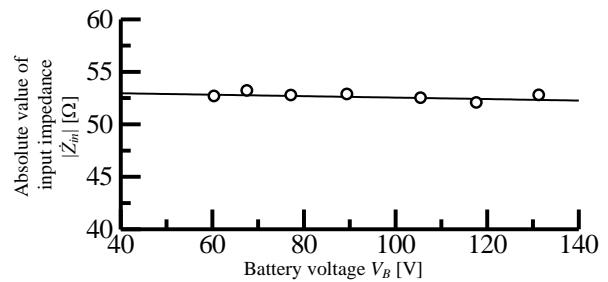
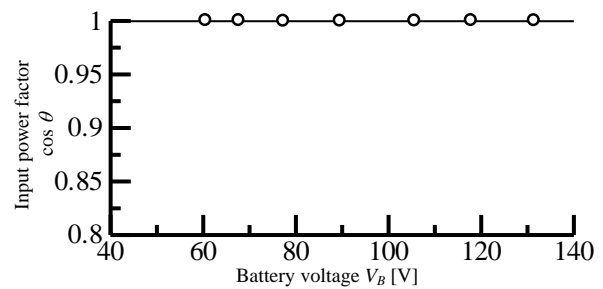


Fig. 5. Comparison of the reflection coefficient between the conventional diode-bridge rectifier and proposed converter.



(a) Absolute value.



(b) Input power factor.

Fig. 6. Relationship between the battery voltage and input impedance of the proposed converter.