

インバータのデューティサイクルと周波数に着目した DC/DC コンバータのデュアルポート出力制御

清水 一樹* 野口 季彦 松下 由憲 (静岡大学)

Dual-Port Output Control of DC/DC Converter Focusing on Duty-Cycle and Frequency of Inverter

Kazuki Shimizu, Toshihiko Noguchi, Yoshinori Mathusita (Shizuoka University)

1. まえがき

車両補機の消費電力増大に伴って補機用電源電圧を 12 V から 48 V とする動きが活発化している。しかし、当面は両電圧の併用が見込まれるため、車載用絶縁形 DC/DC コンバータをマルチポート化して複数の電圧出力を独立に制御することが求められる。降圧チョップを用いれば 48 V 出力ポートから容易に 12 V 出力も得られるが、電力変換が多段化するため総合効率の悪化が懸念される。そこで、本稿では絶縁形 DC/DC コンバータにおいて一次側 H ブリッジインバータの出力パルス幅と周波数に着目し、デュアルポートの出力電圧を独立に制御する手法を検討したので報告する。

2. 提案するデュアルポート絶縁形 DC/DC コンバータの回路構成と動作原理

提案するデュアルポート絶縁形 DC/DC コンバータの回路構成を図 1 に示す。本回路では 48 V 出力ポートはインバータ出力電圧のパルス幅制御 (PWC) によって制御され、12 V 出力ポートはインバータ出力電圧の周波数制御 (PFC) によって制御される。

整流回路は導通損低減を狙い、倍電流同期整流回路を採用しているため、48V 出力ポートの定常時の出力電圧 V_{48} は次式のようにデューティサイクル D によって制御される。

$$V_{48} = \frac{DV}{a} \quad (1)$$

一次側が H ブリッジインバータであるため、変域は図 2 に示すように $0 \leq D \leq 0.5$ である。また、 V はインバータ直流バス電圧、 a は高周波変圧器の巻数比である。

12V 出力ポートでは整流回路の前段に直列共振回路と並列共振回路を設けている。本制御法では直列共振回路のインピーダンスの角周波数変化により 12V 出力ポートの出力電圧 V_{12} を制御する。並列共振回路は倍電流同期整流回路のインダクタと直列共振回路を非干渉化するために挿入している。直列共振回路のインピーダンス Z_r は次式で表せる。

$$Z_r = \sqrt{R_r^2 + \left(\frac{\omega^2 L_r C_r - 1}{\omega C_r}\right)^2} \quad (2)$$

ただし、 L_r 、 C_r はそれぞれ直列共振回路のインダクタンスとキャパシタンスであり、 R_r は抵抗成分である。 R_r を 10 Ω とし、後述のシミュレーションで用いたインダクタンスとキャパシタンスを代入した結果を図 3 に示す。この図から、共振角周波数を極小点として、角周波数とその値から離れるほどインピーダンスが増加していくことがわかる。ここで 12V 側出力ポートの負荷と平滑キャパシタのインピーダンスを Z とおき、並列共振回路は理想的とすると V_{12} は、次式で表される。

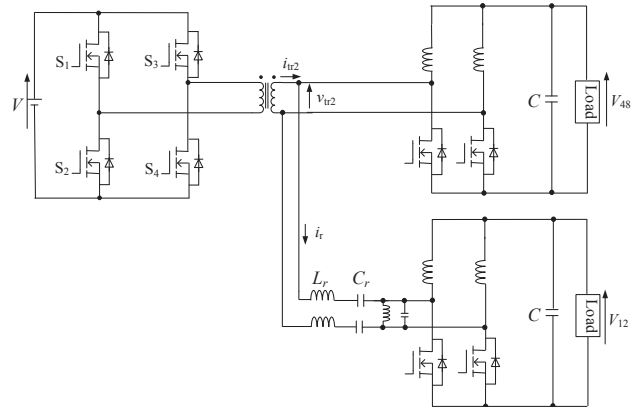


図 1 デュアルポート絶縁形 DC/DC コンバータ
Fig. 1. Dual-port isolated DC/DC converter.

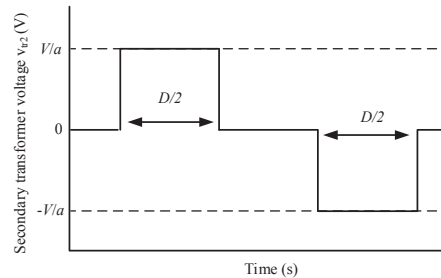


図 2 高周波変圧器の二次側電圧波形
Fig. 2. Secondary voltage waveform of high-frequency transformer.

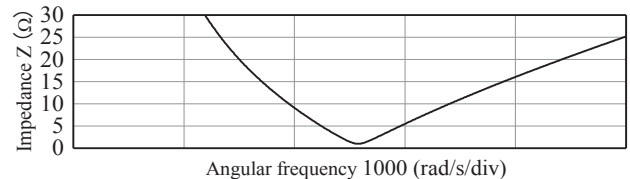


図 3 インピーダンスの角周波数特性
Fig. 3. Impedance angular frequency characteristics

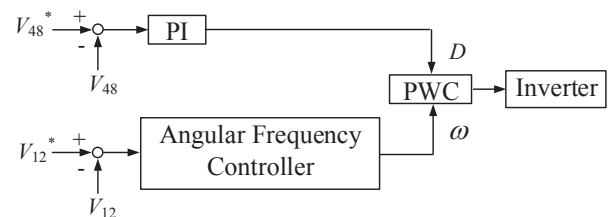


図 4 デュアルポート電圧制御の構成
Fig. 4. Configuration of dual-port voltage controller.

$$V_{12} = \frac{DVZ}{a(Z_r + Z)} \quad (3)$$

(1), (3)より, V_{48} は D , V_{12} は D と ω によって制御可能であることがわかる。 V_{48} は ω 依存性がないため, D と ω を同時に変化させることにより両電圧を独立に制御することが可能となる。図 4 に提案するデュアルポート電圧制御系を示す。

3. シミュレーションによる動作検証

提案するデュアルポート絶縁形 DC/DC コンバータの動作をシミュレーションにより検証した。各種回路パラメータは表 1 に示したとおりである。今回はインピーダンスの角周波数特性が, より急峻な特性をもっていたため, 共振角周波数よりも低い角周波数領域で運転する。両ポートとも 1 kW の出力を想定し, 48 V 出力ポートと 12 V 出力ポートの電流はそれぞれ 20.8 A と 83.3 A としている。

以上の運転条件におけるシミュレーション結果を図 5 と図 6 に示す。両図とも上から 48 V 出力ポート電圧 V_{48} , 12 V 出力ポート電圧 V_{12} , 高周波変圧器二次側電流 i_{tr2} , 高周波変圧器二次側電圧 v_{tr2} , 直列共振回路電流 i_r である。まず, 図 5 の動作波形から 48 V 出力ポート, 12 V 出力ポートとも長周期的に指令値に追従し, 所定の電圧に制御されていることがわかる。これらの動作波形を拡大したものが図 6 である。高周波変圧器二次側電流 i_{tr2} と電圧 v_{tr2} に位相差が生じているが, これは共振角周波数よりも低い角周波数でインバータを動作させているためである。この位相差は角周波数によっても変化する。また, 負荷率が変化しても角周波数は変化する。この角周波数の変化幅が大きいとトランスやインダクタを過剰にしなくてはならないので $\pm 250 \times 10^3 \text{ rad/s}$ の範囲で制限する。一方で, インピーダンスの角周波数特性の変化を急峻にしすぎると制御の安定性や共振回路で発生する電圧が問題となるため, 適切な先鋭度をもった共振特性を選択する必要がある。また, 過渡的な負荷変動に対する応答性については今後の検討課題とする。

4. まとめ

本稿では高周波 PWC インバータのデューティサイクルと角周波数に着目し, 2つの出力ポートの電圧を独立に制御するデュアルポート絶縁形 DC/DC コンバータについて検討した。シミュレーションを通じてデュアルポートの出力電圧制御が精度良く実現できることを確認し, 提案手法の妥当性を立証した。

表 1 シミュレーションパラメータ

Table 1. Simulation parameters.

Parameters	Values
DC-bus voltage	200 V
Resonance frequency	410 kHz
48-V port output power	1 kW
12-V port output power	1 kW
Turn ratio of transformer	7:4
Resonant inductor	6.8 μH
Resonant capacitor	22 nF
48-V port smoothing capacitor	4.7 μF
12-V port smoothing capacitor	10 μF
48-V port inductor	10 μH
12-V port inductor	5 μH

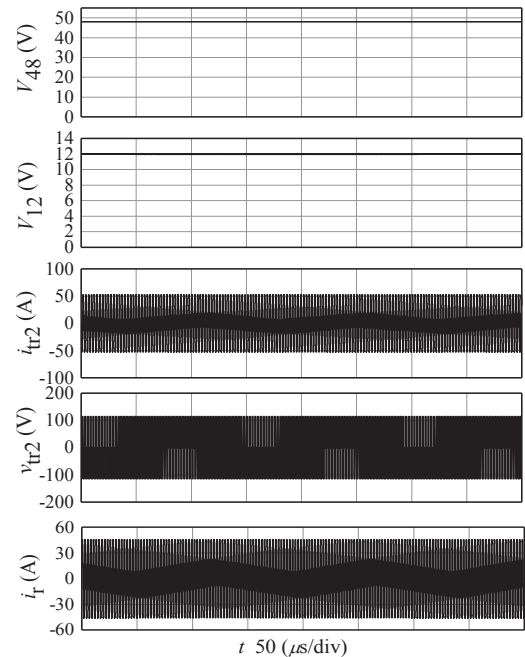


図 5 デュアルポート絶縁形 DC/DC コンバータの動作波形
Fig. 5. Operation waveforms of dual-port isolated DC/DC converter.

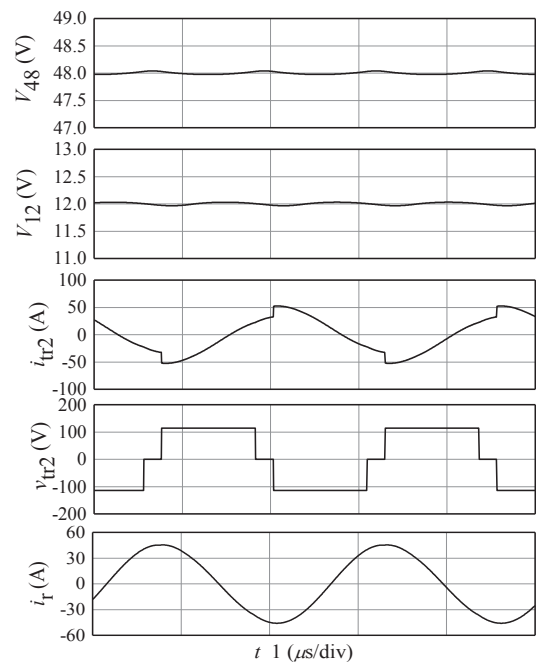


図 6 動作波形の拡大図

Fig. 6. Expanded operation waveforms.

文 献

- (1) 詹・松下・野口・木村・砂山:「多相インバータを用いた昇流形 DC/DC コンバータ」平成 27 年電気学会産業応用部門大会, pp. I-353-I-356 (2015)
- (2) 寺谷:「自動車電源 DC48V のインパクト —DC42V との比較と DC60V 以下の将来展望—」IEEJ Transaction on Industry Applications, vol. 135, no.9, pp.892-897