

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 Matsusita (Shizuoka University)

This paper proposes a new approach of an isolated DC/DC converter with dual-port outputs. The converter has two outputs, i.e., a 12-V port and a 48-V port for automotive applications. The dual-port output control can independently be achieved by using only a single primary inverter and a single high-frequency transformer. The duty cycle and the frequency of the inverter are used to control the two output voltages at the same time. The both port voltages are regulated by means of manipulating the duty cycle and the frequency, respectively. In the paper, a technique to achieve the dual-port output voltage control of the isolated DC/DC converter is described and their control characteristics are investigated to confirm validity of the proposed technique.

キーワード : DC-DC コンバータ, デュアルポート, 共振, 電気自動車, パルス幅制御, パルス周波数制御
(DC-DC converter, dual-port, resonance, electric-vehicle, pulse width control, pulse frequency control)

1. はじめに

車両補機の消費電力増大に伴い、車載用 DC/DC コンバータの出力は増加傾向にある。大容量の電力変換器は出力電流が増え、導通損とスイッチング損が増加して装置体積が増大する。この問題に対する解決策の一つとし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、車両補器全体の電源電圧を 12 V から 48 V に置き換えることは困難であり、当面は両電圧が併用されることが予想される。したがって、車載用絶縁形 DC/DC コンバータをデュアルポート化して 2 つ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。また、二台の DC/DC コンバータを用いて 2 つの出力電圧を作り出す方法もあるが、素子数が多くなり、コストと体積の面で懸念が残る。

本論文では 1 つのインバータと高周波トランスのみを用いてデュアルポートの出力電圧を独立に制御する手法について提案する。提案回路は、可変インピーダンス調整器として使用する直列共振回路を特長とし、パルス幅制御 (PWC) とパルス周波数制御 (PFC) を組み合わせて、デュアル出力ポートの独立制御を実現している。本稿では提案回路構成とその動作原理を説明する。さらに提案回路の実機を試作し、提案する回路構成と動作原理の妥当性を確認したので報告する。

2. 提案するデュアルポート DC/DC コンバータの構成と動作原理

<2.1> デュアルポート DC/DC コンバータの回路構成と特徴

図 1 に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示す。インバータは二つの制御自由度、すなわちデューティサイクルと周波数を有する。今回提案する制御法では、48 V 出力ポートはデューティサイクルによって、12V 出力ポートは周波数によって制御される。12V および 48V 出力ポートの整流回路は共に低電圧大電流となるため、倍電流整流回路を採用している。また、低オン抵抗 MOSFET を使用した同期整流も導入して、導通損の低減を狙っている。

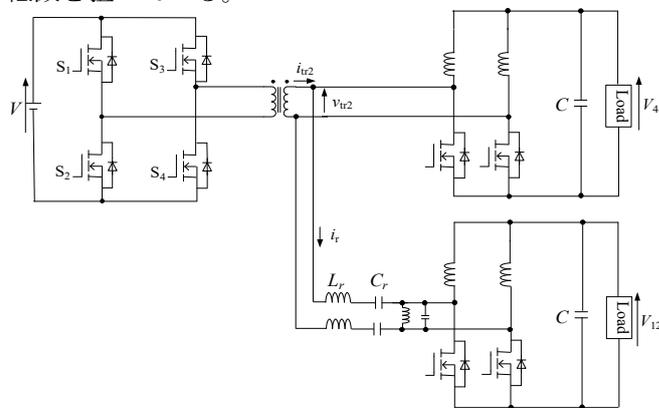


図 1 絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータの構成
Fig. 1. Configuration of dual-port isolated DC/DC converter.

<2.2> デュアルポート DC/DC コンバータの動作原理

一般に、電力変換器は2つのカテゴリに分類される。電圧形電力変換器と電流形電力変換器である。図2に電圧形または電流形の整流器を採用した絶縁形 DC/DC コンバータを示す。図2 (a)は単相定電圧 AC/DC コンバータでよく使用される倍電圧整流回路を採用した DC/DC コンバータである。高周波トランスの巻数比が1であると仮定すると、交流電圧の振幅 E は正のサイクルでダイオード D_1 を介してキャパシタ C_1 に印加され、負のサイクルで C_2 から D_2 に印加される。したがって、出力電圧は両キャパシタの両端電圧の合計の $2E$ となる。倍電圧整流回路の双対回路は、図2 (b)に示す倍電流整流回路である。インバータの出力が正のサイクルになると D_2 がオンになり電流 I がインダクタ L_1 を流れ、負のサイクルでは D_1 がオンし、インダクタ L_2 に電流が流れる。この電流 I は一定値に保持され、 L_1 と L_2 の電流が合流し出力電流は $2I$ となる。

図3は出力電圧 V_o とその指令値 V_o^* との誤差が PI レギュレータに入力され、3レベルインバータ出力電圧のパルス幅を決定する出力電圧制御システムのブロック図である。

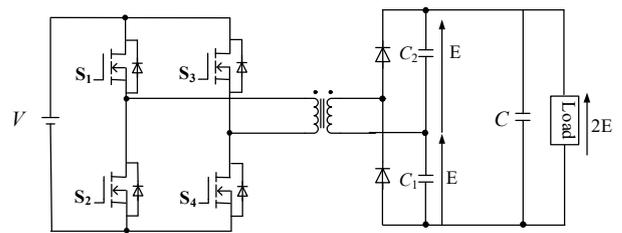
図4は図5に示す4つのモードに分けた倍電流整流絶縁型 DC/DC コンバータの動作波形を示している。一次側インバータの出力は PWC によってパルス幅が決定された3レベルの電圧波形である。ダイオード D_1 がオフ、 D_2 がオンとなるモード(a)では、トランスが正方向に励磁される。したがって D_2 に流れる電流 $2I$ は L_1, L_2 に分流される。このモードでは L_1 に正の電圧が印加されるため L_1 は充電モードとなり、 L_2 の電流は蓄積したエネルギーを負荷に放出するため放電モードとなる。次のモード(b)では、インバータの出力電圧がゼロになるので、 L_1 と L_2 は負荷にエネルギーを放出するため放電モードになる。モード(c)はモード(a)の逆であり、 L_1 は放電モード、 L_2 は充電モードとなる。モード(d)はモード(b)と基本的に同じである。

二次側の MOSFET とインダクタの合計抵抗を R 、負荷電流を I とすると倍電流整流回路の電力損失は次の式で示される。

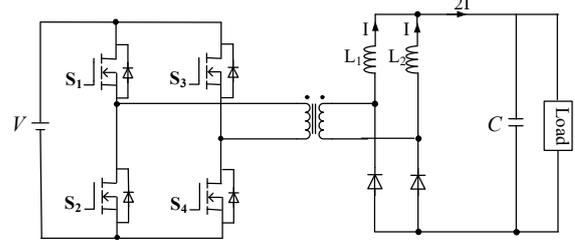
$$P_{loss} = 2R \left(\frac{I}{2} \right)^2 = \frac{R}{2} I^2 \quad (1)$$

したがって、倍電流整流回路を採用することにより、電力損失を半分にすることが可能であり、これは特に低電圧大電流の回路に有効である。

<2.3> PWC および PFC によるデュアルポート出力制御
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。



(a) 倍電圧整流絶縁形 DC/DC コンバータ
(a) Isolated DC/DC converter with voltage doubler.



(b) 倍電流整流絶縁形 DC/DC コンバータ
(b) Isolated DC/DC converter with current doubler.

図2 絶縁形 DC/DC コンバータの分類
Fig. 2. Classification of isolated DC/DC converter

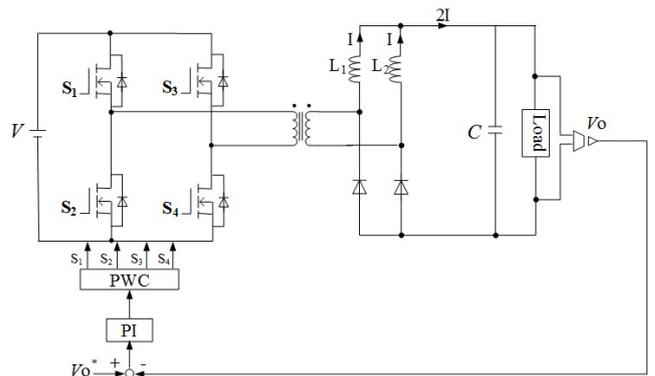


図3 絶縁形 DC/DC コンバータの分類

Fig. 3. Output voltage control of isolated DC/DC converter using PWC inverter.

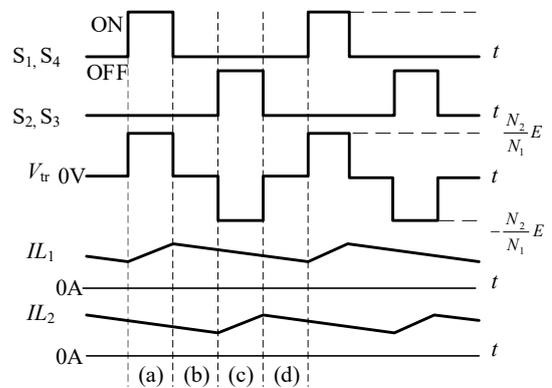


図4 倍電流絶縁形 DC/DC コンバータの動作波形
Fig. 4. Operation waveforms of isolated DC/DC converter with current doubler rectifier in secondary circuit.

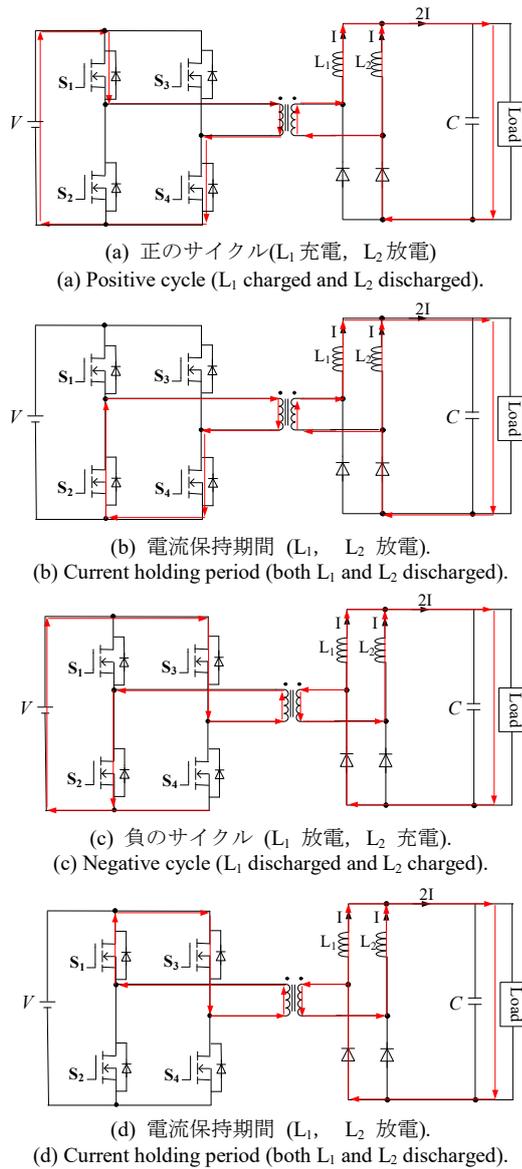


図5 倍電流整流絶縁形の動作モード

Fig. 5. Circuit operation modes of isolated DC/DC converter with current doubler in secondary circuit.

整流回路は導通損低減を狙って、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 により制御される。

$$V_{48} = \frac{DV}{2a} \quad (2)$$

一次側がフルブリッジインバータであるため、 D の変域は図6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 は高周波トランスの巻数比である。

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

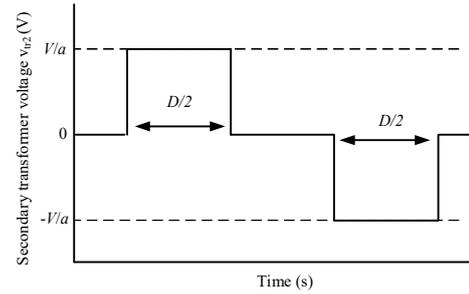


図6 高周波トランス二次側電圧波形

Fig. 6. Secondary voltage waveform of high-frequency transformer.

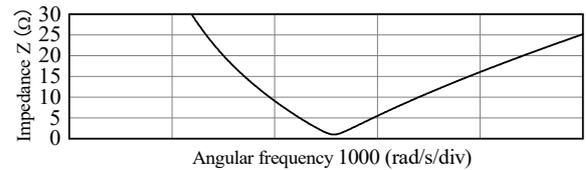


図7 共振回路のインピーダンス特性

Fig. 7. Impedance characteristic of resonant circuit.

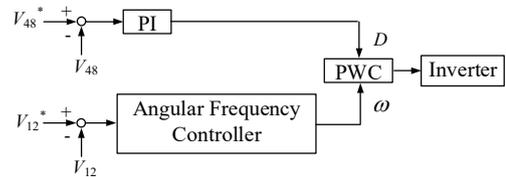


図8 デュアルポート電圧制御の線図

Fig. 8. Block diagram of dual-port voltage controller.

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。

$$Z_r = \sqrt{R_r^2 + \left(\frac{\omega^2 L_r C_r - 1}{\omega C_r}\right)^2} \quad (3)$$

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る。本式に適切なパラメータを代入した結果を図7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。

$$V_{12} = \frac{DVZ}{2a(Z_r + Z)} \quad (4)$$

(2)、(4)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8に提案するデュアルポート電圧制御のブロック線図を示す。

3. シミュレーションによる動作検証

<3.1> 定常時の出力 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。よって、ソフトスイッチングは適用できないが必要な角周波数の変化幅が小さくなる。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 9 と図 10 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} 、高周波トランス二次側電流 i_{tr2} 、高周波トランス二次側電圧 v_{tr2} 、直列共振回路電流 i_r である。まず、図 9 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 10 である。高周波トランス二次側電流 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しない。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僅かな角周波数変化で出力電圧が大きく変化する。このため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。今回の検討では負荷以外の抵抗成分を考慮していないため、実際はより低い電圧が発生する。インダクタやキャパシタの耐圧を考慮して共振回路の先鋭度を選択しなければならない。

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

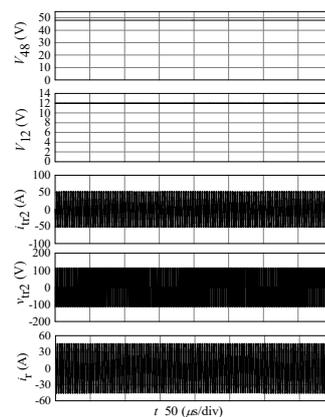


図 9 絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータ動作波形
Fig. 9. Operating waveforms of isolated dual-port DC/DC converter.

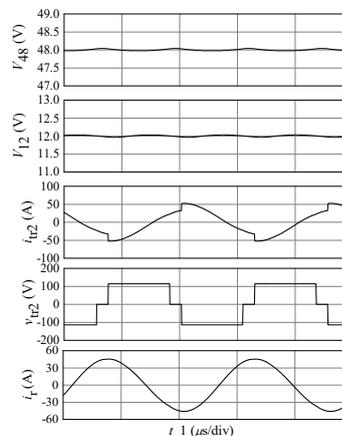


図 10 拡大動作波形
Fig. 10. Expanded operating waveforms.

<3.2> 負荷変動特性 提案回路の外乱応答を確認するためシミュレーションにて負荷変動試験を行った。図 11 は上から 12V 側出力ポートの負荷率を 100%に固定した状態で、48V 側出力ポートの負荷率を 95%から 100%、100%から 95%に変化させたもの、48V 側出力ポートの負荷率を 100%に固定し、12V 側出力ポートの負荷率を 95%から 100%、100%から 95%に変化させたものである。収束まで時間がかかっているもの目標値に復帰可能であることが確認できる。48V 側出力ポートに外乱があると(2)及び(4)からわかるように D が変化するため、両出力が変動をする。一方 12V 側出力ポートに外乱があるときも同様に式から 48V 側出力ポートに影響を与えないことがわかる。外乱により出力が目標値と一時的に大きく乖離しているのは、共振回路を使用しているためである。今回採用した回路パラメータでは共振回路の先鋭度が高めになっている。そのため共振電流が変動しにくくなっており、制御指令が制御対象へ反映されるまでに長い時間を必要とするため、目標値からの乖離が大きくなり復帰時間も長くなっている。目標値と出力の乖離対策と

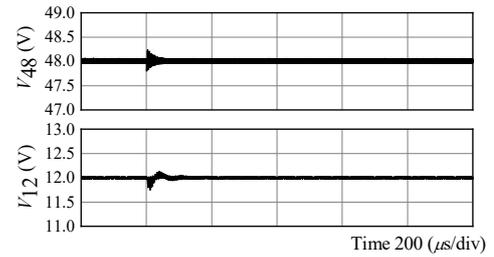
しては平滑キャパシタの容量を大きなものに変更し電圧変動を抑える方法があるが、目標値への復帰時間がより必要になる。共振回路の先鋭度を低くする手段も考えられるが、使用する角周波数の変化幅が広がるので、トランスやインダクタの体積が大きくなる。素子の耐圧、角周波数の変化幅、外乱応答のバランスを考慮して共振回路の先鋭度を選ぶ必要がある。

4. 実験による動作検証

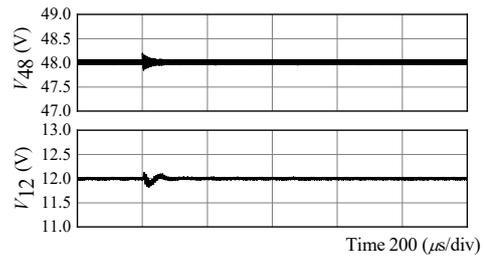
提案回路の動作を検証するため、デュアルポートDC/DCコンバータの実機を試作した。今回は試作であるためMOSFETによる同期整流は行わずにSBDによる整流とした。スイッチング素子はローム製SCT3030AL(650 V, 70 A), ダイオードはWolfspeed製C5D50065D(650 V, 100 A), インバータ直流バス電圧200 V, 共振周波数170 kHzという条件で動作させた。48V側出力電力が415 W, 12V側出力電力が215 W時の実験波形を図12, 13に示す。上から48 Vポート出力電圧, 12 Vポート出力電圧, トランス一次側電流, トランス一次側両端電圧を示している。両出力電圧は長周期的に安定に制御されていることがわかる。また, 12 Vポート出力電圧に長周期的なリップルが発生していることがわかる。これは, 12 Vポートに直列共振回路が挿入されており, これが制御の遅れ要素になっていることが原因であると考えている。両出力電圧はスイッチングのタイミングで高周波ノイズが発生している。出力電圧に偏差が残っているがフィードバック用の分圧抵抗とレファレンス電圧用の電源の精度によるものである。

提案回路の動的応答を確認するために, 試作回路を用いて負荷変動試験を行った。図14は上から48 V出力ポートの負荷を23 Wから29 W, 48 V出力ポートの負荷を29 Wから23 W, 12 V出力ポートの負荷を17 Wから22 W, 12 V出力ポートの負荷を22 Wから17 Wに変更させたものである。シミュレーションで確認した際には12 V出力ポートの負荷を変動させても48 V出力ポートの出力電圧は影響を受けていなかったが実機検証では変動している。これは, 実験では48 Vポートの出力電力を低く設定して実験したためである。シミュレーション上でも48 V出力電圧は出力電力が低い場合には, 12 Vポートの負荷変動によって変動することを確認した。出力電力が低い場合, 48 Vポートのダイオードの電流が不連続になるときがある。その結果, 48 Vポート出力は低出力領域では周波数依存性をもってしまふ。低出力領域では電流経路がことなるため, (2)で示した出力電圧の式は成り立たない。共振回路を通る電流経路が生じる条件を明らかにするのは, 今後の研究課題とする。

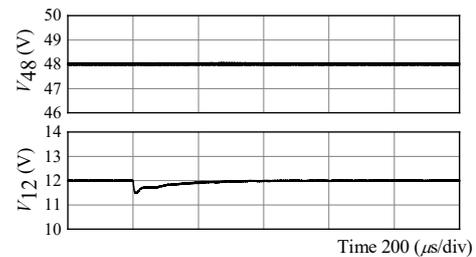
本試作機での効率は図15, 16のようになった。効率はTELEDYNE LECROY製のHDO6104を使用して



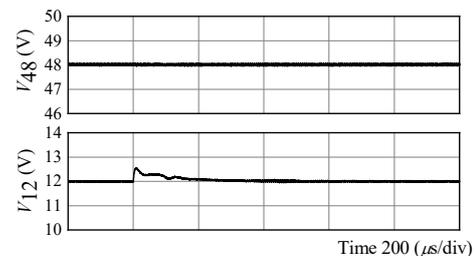
(a) 48 V 出力ポートの 95 %から 100 %ステップ外乱応答
(a) Step disturbance response of 48-V output port from 95 % to 100 %.



(b) 48 V 出力ポートの 100 %から 95 %ステップ外乱応答
(b) Step disturbance response of 48-V output port from 100 % to 95 %.



(c) 12 V 出力ポートの 95 %から 100 %ステップ外乱応答
(c) Step disturbance response of 12-V output port from 95 % to 100 %.



(d) 12 V 出力ポートの 100 %から 95 %ステップ外乱応答
(d) Step disturbance response of 12-V output port from 100 % to 95 %.

図11 絶縁形デュアルポートDC/DCコンバータのステップ外乱応答

Fig. 11. Step disturbance responses of isolated dual-port DC/DC converter.

入力と出力の電圧, 電流を測定して求めた。本回路は試作回路であるため, 効率を重視して作製しておらず, 全体的に効率は低い。しかし, 48 Vポート出力電力が増えるほど効率が良くなる傾向は確認することができた。今後, 同期整流の適用と効率の変化について実験していく

5. 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型 DC/DC コンバータについて検討した。シミュレーションと実機検証を通じて提案手法の妥当性を立証した。

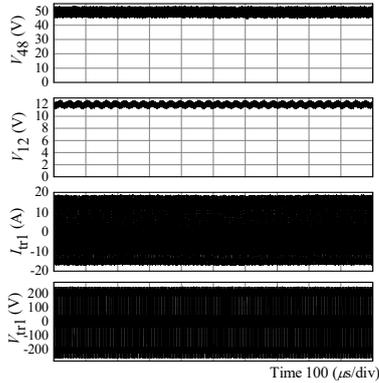


図 12 絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータ実験波形
Fig. 12. Experimental waveforms of isolated dual-port DC/DC converter.

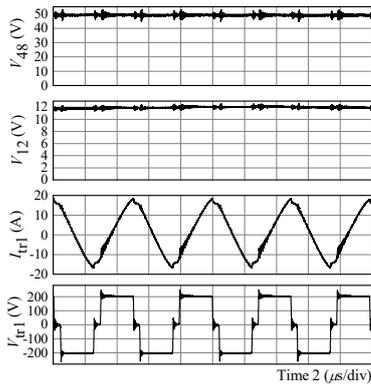
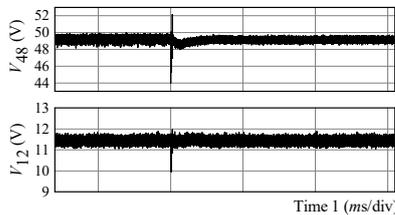
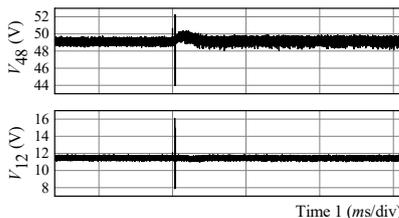


図 13 拡大実験波形

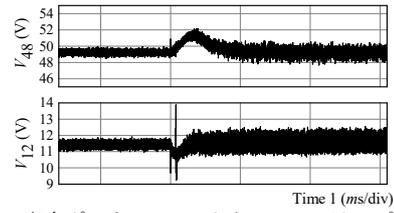
Fig. 13. Expanded experimental waveforms.



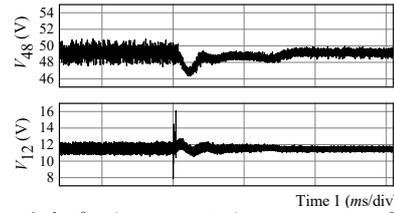
(a) 48 V 出力ポートの 23W から 29 W %ステップ外乱応答
(a) Step disturbance response of 48-V output port from 23 W to 29 W.



(b) 48 V 出力ポートの 29 W から 23 W ステップ外乱応答
(b) Step disturbance response of 48-V output port from 29 W to 23 W.



(c) 12 V 出力ポートの 17 W から 22 W ステップ外乱応答
(c) Step disturbance response of 12-V output port from 17 W to 22 W.



(d) 12 V 出力ポートの 22 W から 17 W ステップ外乱応答
(d) Step disturbance response of 12-V output port from 22 W to 17 W.
図 14 絶縁形デュアルポート DC/DC コンバータの実機ステップ外乱応答

Fig. 14. Step disturbance experimental responses of isolated dual-port DC/DC converter.

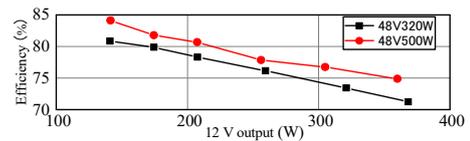


図 15 48 V 出力一定時の効率特性

Fig. 15. Efficiency characteristic when the 48 V output is constant.

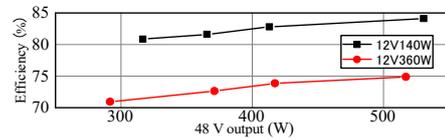


図 16 12 V 出力一定時の効率特性

Fig. 16. Efficiency characteristic when the 12 V output is constant.

文献

- [1] Y. Chan, Y. Matsushita, T. Noguchi, O. Kimura, and T. Sunayama, "Current Boost DC/DC Converter Using Multi-Phase Inverter," *Proceedings of IEEJ Industry Applications Society Annual Conference*, vol. 1, 2015, pp. 353-356.
- [2] T. Teratani, "Impact of DC48V on Automotive Power Supply System," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 135, no. 9, pp. 892-897.
- [3] M. Ishigaki, K. Ito, N. Yanagisawa, S. Tomura, and T. Umeno, "Novel of Isolated Multi-Port Converter for Integrating Complex DC Power Systems," *IEEJ Transaction on Industry Applications*, vol. 134, no.10, pp. 844-852.
- [4] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter with Decoupled Power Flow Management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, 2008, pp. 2443-2453.
- [5] T. G. Wilson, "The Evolution of Power Electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, 2000, pp. 439-446.
- [6] J. P. Barton and D. G. Infield, "Energy Storage and Its Use with Intermittent Renewable Energy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, 2004, pp. 441-448.