

DC トランス機能を有する USPM の基礎評価

岩本 拓巳* 山ノ口 皓喜 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Fundamental Evaluation of USPM with DC Transformer Capability

Takumi Iwamoto*, Koki Yamanokuchi, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper clarifies a necessary topology and control for Universal Smart Power Module (USPM) with DC transformer capability. USPM consists of all the basic components of a power converter, including a main circuit, a high-speed controller, and a gate driver. The USPM system realizes the power converter by combining several USPM to simplify the power electronics design. Variations of USPM are developed for each function such as voltage source, current source, isolation. Voltage source and current source USPMs have been studied, USPM with an isolation function is also needed. Isolated USPM operates as DC transformer and must have high efficiency over a wide power range. In addition, when connected in series or parallel, the voltage or current must be balanced. As experimental results, it was confirmed that the efficiency reached 95% at 0.15p.u.

キーワード : ユニバーサルスマートパワーモジュール, DC トランス, デュアルアクティブブリッジコンバータ,
(Universal smart power module, DC transformer, Dual active bridge converter)

1. はじめに

近年, 電力変換器設計の簡単化を目的に, ユニバーサルスマートパワーモジュール(USPM)の開発が行われている⁽¹⁾⁽²⁾。USPM は主回路, ノイズフィルタ, コントローラなどの電力変換器の基本構成要素をすべて一つのモジュールとして集積化する。これにより, あらゆる電力変換システムは USPM を組み合わせるだけで構築することができ, 開発速度は飛躍的に向上する。本システムでは多数台の USPM を一台のマスターコントローラによって統括制御し, 各 USPM は自立分散動作する。この時の USPM は任意波形電圧源, 電流源のように振る舞い, マスターコントローラからの指令に高速に応答することで電力変換を実現する。さらに, 電圧や電流に対する仕様要求に対しては USPM の多直列多並列接続によって高電圧大電流のアプリケーションにも対応可能である。

USPM に内包される主回路は様々なアプリケーションに対応するために, 単相 H-ブリッジや三相インバータといった複数のバリエーションを展開する。ここで電氣的絶縁への対応には絶縁型の電力変換器を基にした USPM(絶縁型 USPM)を用いることで実現できる。絶縁型 USPM は電圧変換を行わず(常に 1:1 の電圧比), 一次側と二次側の電氣的絶縁のみを担う DC トランスのように振る舞うことが要求される他, 双方向での電力融通や, 幅広い運転条件下での高効率動作が要求される。先行研究にて単相 H-ブリッジによる USPM の検討が行われてきたが⁽³⁾, 絶縁型 USPM に適用す

るための具体的な回路方式については検討がなされていなかった。また, 絶縁型 USPM の多直列, 多並列構成時の制御法についても未検討であった。

本論文では, 絶縁型 USPM を実現するために必要なトポロジーと制御手法を検討する。はじめに, 絶縁型 DC/DC コンバータの比較を行い, その特徴をまとめる。次に絶縁型 USPM の制御について検討する。最後に, 実機検証とシミュレーションによりその有効性を確認する。

2. ユニバーサルスマートパワーモジュール (USPM)

図 1 に単相 H-ブリッジによる USPM の構成を示す。USPM は主回路, 高速コントローラ, ゲートドライバ, ノイズフィルタなどの電力変換器の基本構成要素をすべて一つにモジュール化する。このため, これまで開発に時間を要していた主回路やノイズフィルタ, 熱設計などの専用設計が必要なくなり, 大幅な開発時間短縮が可能となる。

図 2 に USPM による電力変換システムの例として単相 AC-AC 電力変換器のシステム構成を示す。本システムは, ISOP 接続された複数の USPM と電力変換システム全体を統括するマスターコントローラで構成される。USPM には主回路の他, ノイズフィルタや高速コントローラ(スレーブ)が内包されており, マスターコントローラから得られる各種指令値に高速に応答することで任意波形電圧源, または電流源のように振る舞う。マスターコントローラとスレーブコントローラ間の通信には配線レス化の観点から無線通信

を利用する。なお、このときの通信速度は数十 ms 程度となるため瞬時値制御は困難となる。そのため、実効値指令をマスターコントローラから送ることで各 USPM を制御する。図 2 の USPM システムでは系統側の USPM が PFC 動作を担い、負荷側に接続された USPM は負荷電圧を制御する。ここで、ISOP 構成では入出力間に絶縁が必要となり、一般的な電力変換器では絶縁型 DC/DC コンバータが用いられる。そこで、USPM システムにおける電氣的絶縁を実現する手法として、絶縁型 USPM を検討する。

3. 絶縁型 USPM に適用する主回路構成検討

絶縁型 USPM は主回路の電氣的絶縁のみを担い、その他の電力変換動作は行わないという特徴を有する。類似技術である DC トランスは絶縁型電力変換器によって構成され、電圧変換比が常に 1:1 の条件下で動作する。また、ソフトスイッチングによって高効率な電力変換を実現する。絶縁型 USPM では上記の DC トランスの機能に加え、①双方向の広い電力範囲で高効率、②直列接続時の電圧分担、③並列接続時の電流分担の機能が必要である。

本章ではまず、上記の要求を基に絶縁型 USPM に適用する主回路を検討する。今回は絶縁型電力変換器として、位相シフト方式 DC/DC コンバータ⁽⁴⁾、LLC コンバータ⁽⁵⁾、DAB コンバータ⁽⁶⁾の 3 方式について、その特徴を比較する。

図 3 に位相シフト方式 DC/DC コンバータの回路図を示す。このコンバータは 2 次側の直流部にインダクタを接続し、1 次側から見ると降圧チョップの特性を有する。そのため、1 次側電圧と 2 次側電圧の制御が異なり、双方向動作が難しい。また、トランスの漏れインダクタンスを利用することで Zero Voltage Switching (ZVS) を実現できる。

図 4 に LLC コンバータの回路図を示す。LLC コンバータはフルブリッジインバータの交流部にコンデンサ C_r を接続する。 L_l と L_m はトランスの漏れインダクタンスと励磁インダクタンスである。LLC コンバータは共振を用いてゼロ電流スイッチングを実現できる。

図 5 に DAB コンバータの回路図を示す。DAB コンバータはフルブリッジインバータの交流部にインダクタを持つ。DAB コンバータは 1 次側と 2 次側は対称であり、双方向性に優れる。また、入出力電圧比と巻き数比が一致すれば、理論上すべての電力範囲で ZVS 可能であり、高効率な電力変換を実現できる。絶縁型 USPM は入出力電圧比を常に 1:1 で動作させるため、広い電力範囲で高効率動作が可能である。

表 1 に今回比較した絶縁型 DC/DC コンバータの特徴を示す。双方向性は DAB コンバータと LLC コンバータが優れる。定格条件付近での効率は LLC コンバータが優れ、広い電力範囲での効率は DAB コンバータが優れる⁽⁷⁾。絶縁型

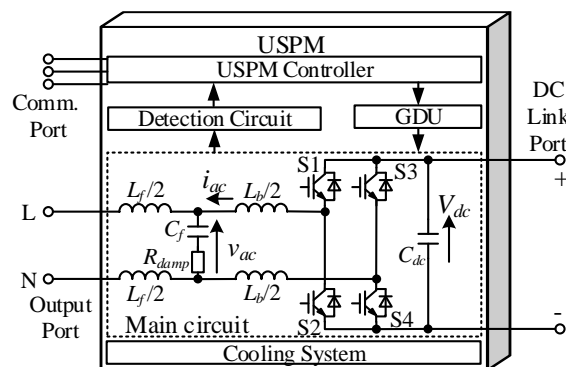


Fig. 1. Schematic diagram of USPM.

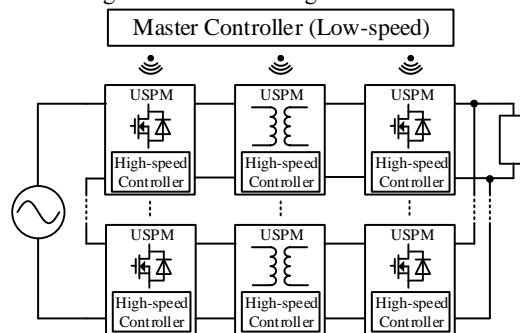


Fig. 2 Example of power conversion system using USPM.

USPM は広い電力範囲での高効率動作が求められるため、本論文では DAB コンバータを採用した。

4. DAB コンバータを基にした絶縁型 USPM の制御手法

本章では、基礎検証として、単体動作での DAB コンバータの制御法を検討する。次に、絶縁型 USPM としての機能を実現するために必要な電圧制御や直列、並列接続時の電圧、電流のバランス制御法を検討する。

〈4・1〉 デッドタイムによる伝送電力誤差とその補償法

DAB コンバータは、1 次側インバータと 2 次側インバータの位相差 ϕ により伝送電力が決定される。しかし、軽負荷において、デッドタイム期間中にインダクタ電流 i_L がゼロになることで電力誤差が発生し、伝送電力特性が非線形となる。絶縁型 USPM では主回路の電氣的絶縁が目的であるため、絶縁型 USPM において USPM システムの電力特性に影響を与えることを避ける必要がある。そのため、伝送電力特性を線形に保つ必要がある。そこで、本論文では文献(8)の誤差補償法を適用する。

本誤差補償法は 1 次側と 2 次側のインバータを 3 レベル動作させることで、インダクタ電流のゼロ電流期間を制御し、電力誤差補償を行う。本誤差補償法には動作モードが 3 つある。電力誤差が発生しない重負荷では 2 レベルモード、伝送電力誤差が発生する軽負荷ではゼロ電流期間をデッド

タイムに制御する3レベルモード(モード1), 位相差をデッドタイムに固定し, 各インバータのゼロ電圧期間(ε, γ)を制御する3レベルモード(モード2)で動作する。

〈4・2〉 電圧制御 図6に誤差補償法を適用したDABコンバータの電圧制御ブロック図を示す。DCトランスとして動作させるために2次側電圧の指令値を1次側電圧とする。1次側電圧と2次側電圧の偏差はPI制御により指令値電流に変換され, その値から動作モードを選択し, 位相差を計算する。この制御ブロックを用いることで, 1次側電圧が他のUSPMに制御されている場合においては, 2次側電圧を制御することができる。

〈4・3〉 直列接続時の電圧バランス制御 絶縁型USPMは高圧の電力変換に対応するため, 多直列接続することが考えられる。DC/DCコンバータの直列接続においては, 電圧バランスが課題となる。USPMはそれぞれが独立した電力変換器であり, バランス制御は低速なマスターコントローラを介して行う。そのため, バランス制御は高速なフィードバックなしに行う必要がある。そこでUSPMではモジュール間で情報を共有する必要のない電流ドロップ制御が検討されている⁽³⁾。

図7に電流ドロップ制御の等価回路を示す。ここで添え字 x はUSPMのセル番号を示している。電流ドロップ制御は各モジュールに対して並列に仮想アドミタンス Y_d を挿入することで電流に垂下特性を持たせ, 制御の干渉を抑制する。本制御は基本的に電流制御モジュールに対して用いられる。絶縁型USPMは電圧制御モジュールであるが, DABコンバータの等価回路は電流源であり, 電流ドロップ制御を基にした電圧バランス制御を適用する。

DABコンバータは外乱などにより発生したアンバランス電流により, キャパシタ C_d が充電または放電されることで電圧アンバランスが発生する。このアンバランスは入力側で発生する。絶縁型USPMでは入出力電圧を1:1で動作させるため, 入力側の電圧バランスが崩れると出力側の電圧バランスも崩れる。これらのことから, 本制御では入力側に電圧バランス制御を適用することで1次側と2次側の電圧バランスを維持する。

図8に提案する電圧バランス制御を実装したUSPMの制御ブロック図を示す。本制御はアンバランス電流を仮想アドミタンスにより垂下させることで電圧バランスさせる。マスターコントローラから送信された平均電圧からアンバランス電圧を計算し, 仮想アドミタンスと乗算したものを $i_{DAB,x}$ に足すことで, アンバランス電流を垂下させる。これにより, アンバランス電流を2次側に送ることができるため, 電圧バランスを維持することができる。パワーフローは位相差から判断し, $\phi > 0$ であれば1次側, $\phi < 0$ であれば2次側の電圧バランス制御を適用する。

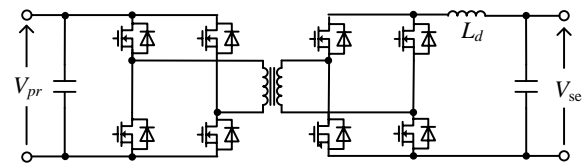


Fig. 3. Phase-shifted full-bridge DC/DC converter.

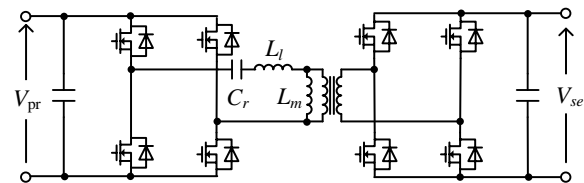


Fig. 4. LLC converter.

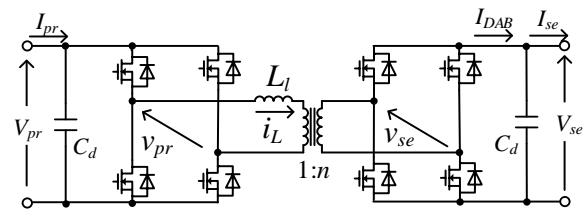


Fig. 5. Dual active bridge converter.

Table 1. Comparison of isolated DC/DC converter.

	Isolated DC/DC converter		
	Phase shift	LLC	DAB
Bidirectional	△	○	○
Efficiency	△	△	○
Size	×	○	○

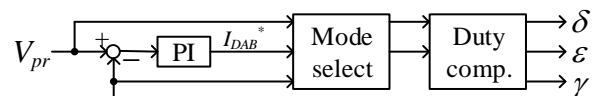


Fig. 6. Block diagram of voltage control.

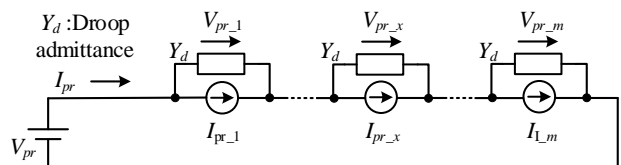


Fig. 7 Equivalent circuit of current droop control.

〈4・4〉 並列接続時の電流バランス制御 USPMはそれぞれに検出回路を持つため, 並列接続時には検出ゲイン誤差によって動作の不安定化や電流アンバランスが発生する。そこで本論文では文献(9)の電流バランス制御を併用した電圧ドロップ制御を適用する。

図9に電流バランス制御を併用した電圧ドロップ制御の制御ブロック図を示す。本制御では, ドロップ制御により, 制御を非干渉化し, 電流バランス制御により, 電流バランスを維持する。本電流バランス制御は直流電流を制御し, 電圧制御のアウトーループに実装する。そのため, 電圧制御より

低い応答で実装でき、低速のマスターコントローラで実装可能である。

5. シミュレーション

表 2 にシミュレーション条件を示す。本章では直列接続時の電圧バランス制御と並列接続時の電流バランス制御の有効性をシミュレーションにより検証する。

〈5・1〉 直列動作 本節では DAB コンバータを 2 台直列に接続し、電圧バランス制御の有効性を検証した。シミュレーション条件として、1 次側電圧は 760V(2p.u.)、負荷は 2p.u.とした。なお、2 台の DAB コンバータは別々の制御器で動作している。

図 10 に電圧バランス制御を適用してないときの 1 次側電圧と 2 次側電圧を示す。シミュレーション結果より、1 次側、2 次側共に各 DAB コンバータの電圧がリプル率約 200%で脈動しており、電圧アンバランスが発生している。このときのアンバランス率は 200%である。これは、本制御では 1 次側電圧によって 2 次側電圧が決定されるため、1 次側電圧がアンバランスしたとき、2 次側電圧が 1 次側電圧に追従するためである。

図 11 に提案する電圧バランス制御適用時の 1 次側電圧と 2 次側電圧を示す。ここで、仮想アドミタンス Y_d は大きければ指令値応答が悪くなり、小さければアンバランスの抑制量が小さくなる。そこで、本シミュレーションではこれらの影響が小さい $Y_d=0.55$ とした。また、低速の通信を模擬するため、マスターコントローラが送受信する信号には 10ms の遅れを挿入している。このときのアンバランス率は 1 次側で 0.9%、2 次側で 0.2%であり、電圧アンバランスを抑制できていることがわかる。このことにより電圧バランス制御の有用性を確認した。

〈5・2〉 並列動作 本節では DAB コンバータを 2 台並列接続し、電流バランス制御の有効性を検証した。シミュレーション条件として、1 次側電圧は 380V(1p.u.)、負荷は 2kW(2p.u.)とした。なお、2 台の DAB コンバータは直列動作同様に別々の制御器で動作している。また、絶縁型 USPM の並列接続においてキャリア非同期などにより、循環電流が発生する。この循環電流はキャリア周波数の成分で発生するため、本シミュレーションではコンデンサ C_d の後段にカットオフ周波数 2kHz の LC フィルタを接続し、循環電流を抑制している。しかし、絶縁型 USPM は小型であることが望ましいため、今後は追加回路を用いない循環電流抑制法を検討する必要がある。

図 12 に検出誤差を考慮したときの 2 次側電流を示す。本シミュレーションではセル番号 1 の DAB コンバータに 3% の検出ゲイン誤差を入れている。図 12(a)は電流バランス制御未適用時の波形である。このとき、アンバランス率 19%の

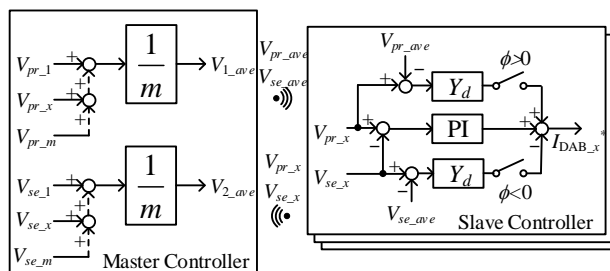


Fig. 8. Block diagram of voltage balance control.

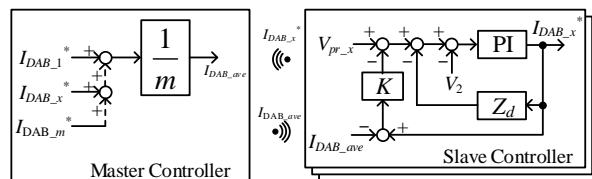
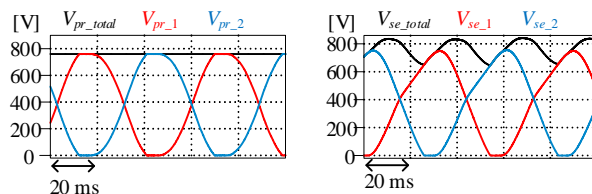


Fig. 9 Block diagram of current balance control.

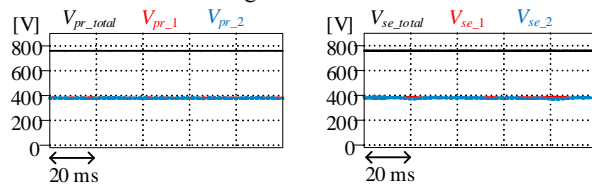
Table 2. Simulation specifications.

Primary side voltage	V_{pr}	380 V
Secondary side voltage	V_{se}	380 V
Rated power	P	1000 W
Leakage inductance	L_l	760 μ H
Turn ratio of transformer	N	1
DC capacitance	C	60 μ F
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
Dead time	t_{dt}	2 μ s



(a) Primary side. (b) Secondary side.

Fig. 10. Simulation waveforms of series connection without voltage balance control.



(a) Primary side. (b) Secondary side.

Fig. 11 Simulation waveforms of series connection with voltage balance control.

電流アンバランスが発生している。これは、検出ゲイン誤差により、制御が干渉することにより発生する。図 12(b)は電流バランス制御適用時の波形である。電圧ドループ制御の仮想インピーダンスは定格インピーダンスの 5%、電流バランス制御のゲインは 100 としている。このときのアンバラ

ンス率は 1.9%であり、電流バランス制御により電流アンバランスを抑制できている。一方で、電圧ドループ制御の垂下特性により、2次側電圧は 366V となり、電圧ドループ制御による電圧誤差の抑制法を検討する必要がある。

6. 実験結果

〈6・1〉 基本動作 図 13 に各モードの動作波形を示す。今回は各モードの動作波形を確認するために 1 次側と 2 次側に電圧源を接続し、オープンループ制御としている。

図 13(a)は電力指令 $P^*=1p.u.$ 時の動作波形である。このときの動作モードは 2 レベルモードであり、1 次側と 2 次側のインバータは共に 2 レベル動作している。ここで、指令値に対する電力の誤差率は 2.7%であり、概ね一致している。

図 13(b)は電力指令 $P^*=0.5p.u.$ 時の動作波形である。このときの動作モードはモード 1 であり、1 次側と 2 次側のインバータ電圧は 3 レベルで動作している。1 次側インバータ電圧では、ゼロ電圧期間に電圧が印加されている。この原因は励磁インダクタンスに流れる電流によりインダクタ電流が増加し、本来ゼロ電流期間であるタイミングに電流が流れ、デバイスの寄生容量との共振が発生しているためである。この原因により誤差率 26.4%の電力誤差が発生している。

図 13(c)は電力指令 $P^*=0.2p.u.$ 時の動作波形である。このときの動作モードはモード 2 であり、ゼロ電流期間はモード 1 より長くなっている。ゼロ電流期間のインダクタ電流 i_L はゼロではなくわずかに電流が流れている。これは、2 次側インバータのハードスイッチングにより寄生容量からの放電が遅れ、ゼロ電流期間の始まりが遅れるためである。これが原因で誤差率 36.4%の誤差が発生している。

図 14 に伝送電力特性を示す。誤差補償なしの特性は軽負荷において非線形となっているが、誤差補償法を適用することにより、ほぼ線形となっている。一方で、3 レベル動作時は伝送電力が指令値より大きい。この原因は図 8(b)のゼロ電圧期間に印加された電圧や図 8(c)のゼロ電流期間に流れる電流である。

図 15 に DAB コンバータの効率特性を示す。0.15p.u.以上で効率は 95%を超えており、双方向の広い電力範囲で高効率動作可能である。この結果から、広い電力範囲での高効率動作が求められる絶縁型 USPM の主回路方式としての有効性が確認できた。

図 16 に図 6 の電圧制御において、負荷を 0.62p.u.から 0.92p.u.にステップ変化させた場合の動作波形を示す。負荷ステップ時に 2 次側電圧が 23.2%変動している。これは、負荷電流検出を用いたフィードフォワード補償によって抑制可能であるが、今後、オブザーバなど、電流検出しな電圧

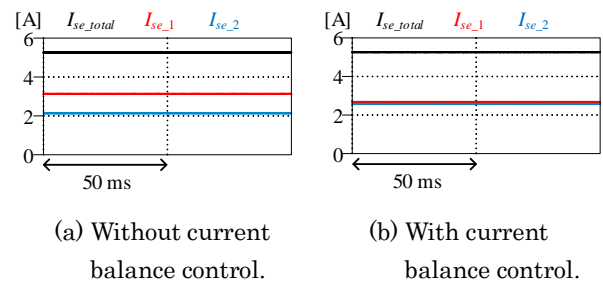


Fig. 12. Simulation waveforms of parallel operation with detection error.

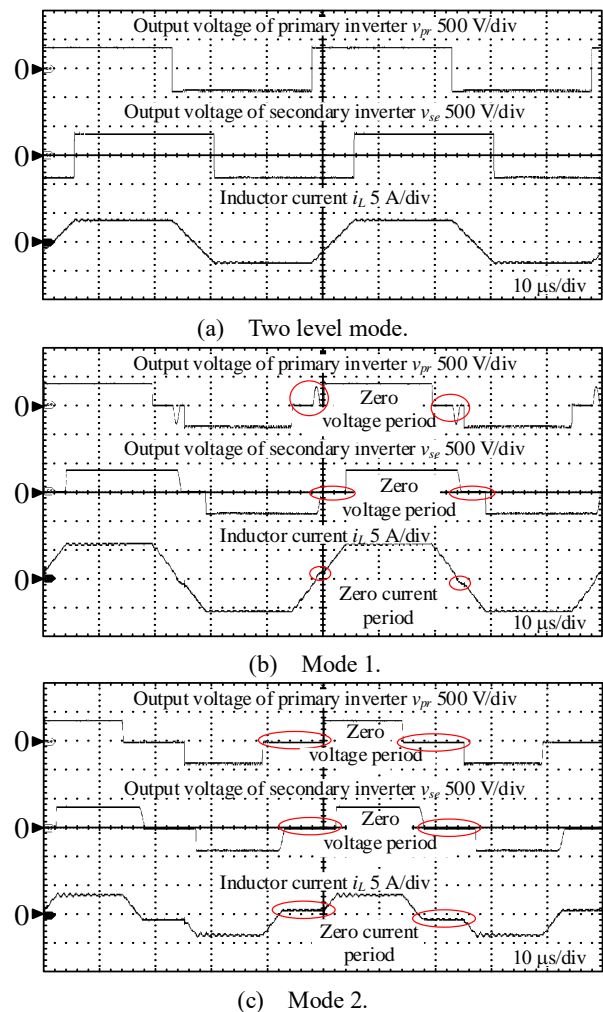


Fig. 13. Experimental waveforms of each mode.

変動抑制法を検討する予定である。

〈6・2〉 動作モード切り替わり付近の挙動 図 17(a)にモード 1 から 2 レベルモードへの動作モード切り替わり時の波形を示す。動作モード切り替わりの電力理論値は 0.63p.u.であるが、実験では 0.70p.u.で切り替わっており、理論からずれている。これは、モード 1 の電力誤差によって、実際の伝送電力が 0.70p.u.未満では、電力指令値が切り替わ

りの閾値である 0.64p.u.未滿となるためである。そして、伝送電力が 0.70p.u.となると電力指令値が 0.64p.u.となり、動作モードが切り替わる。一方、2 レベルモードからモード 1 への切り替わりは 0.62p.u.であった。これは、2 レベルモードは電力誤差が小さいためである。このように、0.62p.u.から 0.70p.u.までの動作モードはその直前までの動作モードが継続され、それぞれの動作モードの指令値が閾値(0.63p.u.)を超えたときに動作モードが切り替わる。しかし、電力誤差を抑制できれば、動作モード切り替わり付近で動作するとき、動作モードが何度も切り替わり、直流偏差が発生すると考えられる。

図 17(b)に図 6 の電圧制御において負荷を 0.40p.u.としたときの動作波形を示す。このとき、動作モードはモード 1 とモード 2 が常に切り替わっているが、インダクタの直流重量は発生していない。これは、この動作モードの切り替わりでは位相差や伝送電力が連続であるためである。

7. まとめ

本論文では絶縁型 USPM を実現するために必要なトポロジと制御を検討した。回路方式としては、双方向性と効率に優れる DAB コンバータを選択した。実機検証により 0.15p.u.以上で効率が 95%を超えており、広い電力範囲で高効率動作可能であることが確認できた。また、DAB コンバータの直列、並列接続時における電圧、電流バランス制御をシミュレーションにより検証した。その結果、直列接続は電圧バランス、並列接続は電流バランスを確認した。今後は、動作モード付近の動作改善や負荷ステップ時の応答改善、直列、並列接続のバランス制御のゲイン設計を行う予定である。

本研究は、内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦力的イノベーション創造プログラム (SIP)「IoE 社会のエネルギーシステム」(管理法人: JST) によって実施された。

文 献

- (1) 富田 他, 電学論 D, Vol.142, No.9 pp.689-699 (2022)
- (2) 山ノ口 他, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-20-101, MD-22-079, pp.7-12 (2022)
- (3) 山ノ口 他, 産業応用部門大会, Vol.1, No.77 pp.1277-1280 (2021)
- (4) 居安 他, 電学論 D, Vol.140, No.9 pp.673-684 (2020)
- (5) T. Jiang, *et al.*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 2, pp.757-770 (2015)
- (6) 井上, 赤木, 電学論 D, Vol.127, No. 2 pp.189-197 (2007)
- (7) 日野 他, 電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, No. 55, pp.1197-1200 (2007)
- (8) 河内 他, 電学論 D, Vol.140, No.3 pp.1-9 (2020)
- (9) 安達 他, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-18-142, MD-18-102, pp.31-36 (2018)

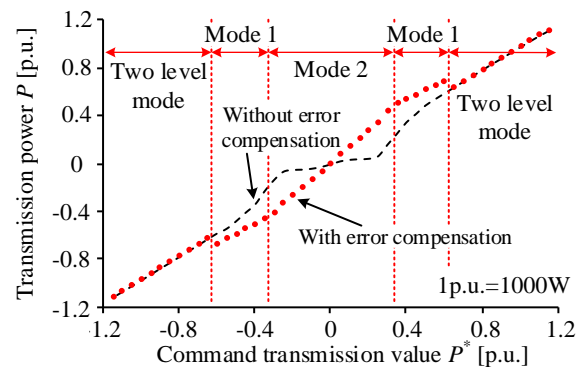


Fig. 14. Characteristic of transmission power.

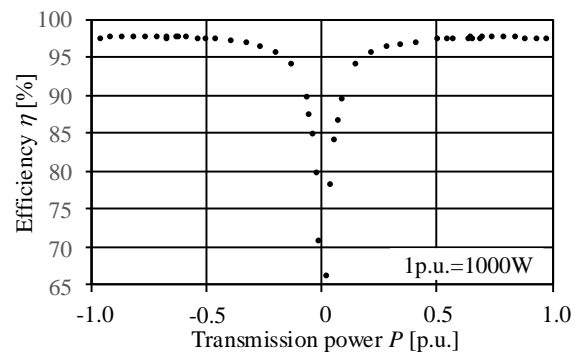


Fig. 15. Efficiency characteristic.

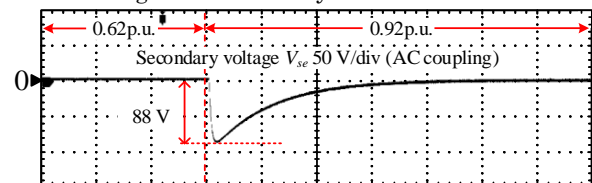
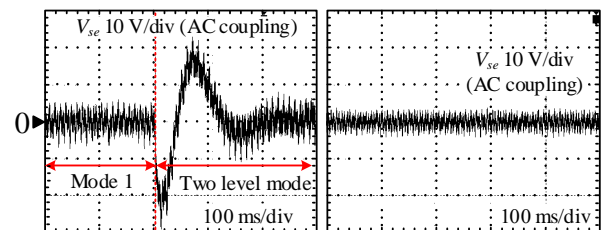


Fig. 16. Operation waveform of load step.



(a) Mode 1 and (b) Mode 1 and mode 2.
two level mode

Fig. 17. Transient-state waveform when operation mode is changed.