

キャリア位相シフト制御を応用した Dual Active Bridge コンバータの 単相電力脈動補償法

竹内 滉介* 宮田 湧気 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Single-phase power decoupling method using Dual Active Bridge converter with phase shift control
for isolated single-phase AC-DC converter

Kosuke Takeuchi*, Yuki Miyada, Hiroki Watanabe, and Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

In this paper, a single-phase power pulsation compensation method for Dual Active Bridge converter based on carrier phase shift control is proposed. The twice frequency pulsation of instantaneous power generated during grid coordination is compensated by varying the phase difference of the DAB converter. The varying phase difference can be derived on a mathematical basis and operates with feed-forward control. Therefore, single-phase power pulsation can be compensated without sensors and without additional circuitry. In addition, the operation was verified by simulation, and the output power pulsation reduced by 95.6%.

キーワード: デュアルアクティブブリッジコンバータ, パワーデカップリング, キャリア位相シフト制御
(Dual Active Bridge converter, power decoupling, carrier phase shift control)

1. はじめに

近年, 地球温暖化などの環境問題を背景に電気自動車の普及が進んでいる。電気自動車に搭載されるバッテリーを充電するための手法として, 絶縁型 AC-DC コンバータから構成されるオンボードチャージャー(OBC)を用いる方法がある。OBC は大容量化や高効率な電力伝送に加え, 車両に搭載する観点から小型化が特に重要となる。

絶縁型 AC-DC コンバータの構成は PWM 整流器と絶縁型 DC-DC コンバータを組み合わせた方式が一般的である。絶縁型 DC-DC コンバータは LLC コンバータやフルブリッジコンバータ, Dual Active Bridge (DAB) コンバータなどが候補として挙げられる。その中で DAB コンバータは以下の特徴を有する。

- (1) 双方向電力伝送
- (2) 高周波トランスによるガルバニック絶縁
- (3) ゼロ電圧スイッチング(ZVS)による高効率化

一方, 単相交流を入力とする回路では入力瞬時電力が電源周波数の 2 倍周波数で脈動する。そのため電力脈動を平滑化するために大容量の電解コンデンサを直流部に接続する必要がある。しかし, 電解コンデンサは環境温度に寿命が大きく依存するため, 信頼性のボトルネックになる可能性がある。また許容リップル電流が低いため複数個の電解コンデンサが必要となり, 体積増加を招く恐れがある。この問題

を解決するために, 小容量のキャパシタを用いて単相電力脈動を補償するアクティブパワーデカップリング(APD)手法が研究されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。本手法では追加回路を用いて小容量キャパシタを積極的に充放電することで単相電力脈動を補償することができる。しかし追加回路は電力変換損失の増加や, 部品点数の増加による回路体積の増加を招く恐れがある。

PWM 整流器と DAB コンバータを組み合わせた回路構成では, DC リンクで 2 倍周波数の電力脈動が発生し, 出力電力が脈動する。

本論文では DAB コンバータで一般的に用いられているキャリア位相シフト制御を応用した単相電力脈動補償法を提案する。提案手法では, DAB コンバータの出力電力が一定となるように, DC リンク電圧の変動に応じて位相差を積極的に変動させる。これにより追加回路や追加センサ無しにパワーデカップリングを実現する。

提案手法では, DC リンクの脈動の影響で DAB コンバータの ZVS 範囲に制約があり, ZVS 範囲を拡大するためにはバッファキャパシタの容量を大きくする必要がある。そのため ZVS の境界条件についても検討を行う。

本論文ではまず, 回路構成および電力脈動の原理について述べる。次に提案するキャリア位相シフト制御による単相電力脈動補償法について述べる。さらに提案制御適用時の ZVS 動作についての理論的考察を行う。最後にシミュレ

ーションによる検証結果について述べる。

2. システム構成および単相電力脈動の原理

図 1 に検討する絶縁型 AC-DC コンバータの構成図を示す。絶縁型 AC-DC コンバータは PWM 整流器と DAB コンバータを組み合わせた回路で構成される。PWM 整流器は DC リンク電圧 V_c の電圧制御および入力電流制御を行う。DAB コンバータは一次側および二次側のトランス電圧の位相差をキャリア位相シフト制御により制御することで双方向の電力伝送を行う。また DAB コンバータは入出力電圧条件に応じて ZVS 動作が可能である。

検討回路では電解コンデンサレス化の観点から C_{dc} および C_{out} に小容量キャパシタを採用する。ここで一般的なキャリア位相シフト制御を適用した場合、単相電力脈動の影響で出力直流部の電力が大きく脈動する。

図 2 に入出力電力とエネルギーバッファで充放電する電力の関係図を示す。入力電圧および電流が正弦波、力率を 1 と仮定する場合、入力瞬時電力 p_{in} は(1)式で表せる。

$$p_{in} = V_{in} \sin(\omega t) \cdot I_{in} \sin(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2} V_{in} I_{in} - \frac{1}{2} V_{in} I_{in} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots(1)$$

(1)式において、 V_{in} は入力電圧の最大値、 I_{in} は入力電流の最大値、 ω は電源角周波数である。(1)式の第 2 項は電力脈動成分を示しており、入力周波数の 2 倍周波数で脈動することがわかる。この電力脈動は DC リンク電流にリップルとして重畳する。瞬時電力を一定にする場合、入力電力の脈動を補償するためのバッファ瞬時電力 p_{buf} は(2)式で表せる。

$$p_{buf} = \frac{1}{2} V_{in} I_{in} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 p_{buf} の極性は、 C_{buf} が充電される時を正とする。電力脈動が補償された結果、瞬時出力電力 p_{out} は、(3)式となり、入力電力と等しい一定値となる。

$$p_{out} = \frac{1}{2} V_{in} I_{in} \dots\dots\dots(3)$$

3. 提案する電力脈動補償法

〈3・1〉 提案制御法

本提案制御では、DC リンクで発生する 2 倍周波数の電力脈動を補償するように、DAB コンバータの伝送電力を制御する。まず初めに、通常の DAB コンバータの位相差と伝送電力の関係について説明する。トランス電圧を 2 レベルとしたときの位相差と出力電力 P_{out} の関係は(4)式となる。

$$P_{out} = \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi}\right) \dots\dots\dots(4)$$

(4)式において、 V_{in} 、 V_{out} はそれぞれ入出力の直流電圧、 N は高周波トランスの巻線比、 L はインダクタンス値、 δ は

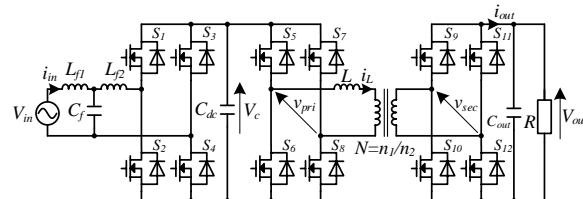


Fig.1 Circuit configuration of isolated AC-DC converter using DAB converter.

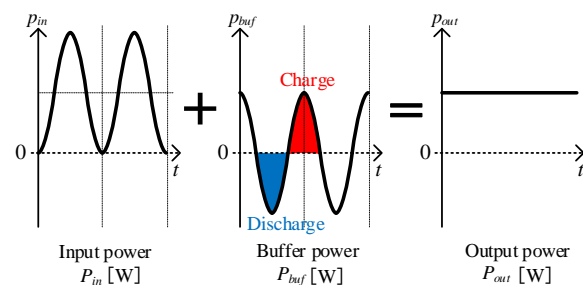


Fig.2 Compensation principle of power ripple

DAB コンバータの 1 次側と 2 次側の位相差である。

本提案回路では DAB コンバータの入力電圧は単相系統の 2 倍周波数で脈動する。脈動を含んだ入力電圧 V_{in} は(5)式で表される。

$$V_{in} = V_{avg} + \Delta V_c \sin(2\omega t) \dots\dots\dots(5)$$

よって、(4)、(5)式より、単相脈動を含んだ出力電力 P_{out} は(6)式で表される。

$$P_{out} = \frac{NV_{out} \{V_{avg} + \Delta V_c \sin(2\omega t)\}}{\omega t} \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi}\right) \dots\dots\dots(6)$$

(6)式より、位相差を一定にした場合電圧変動によって出力電力は 2 倍周波数で脈動する。そこで提案制御では出力電力を一定にするように位相差を積極的に変動させる。位相差は出力電流式より導出する。出力電流 I_{out} は出力電圧 V_{out} と出力電力 P_{out} の関係から、(7)式で表される。

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{NV_{in}}{\omega L} \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi}\right) \dots\dots\dots(7)$$

(7)式より、位相差 δ は二乗項を持つため DAB コンバータの伝達特性は非線形となる。そこで非線形項に対して逆システムを用いて相殺することで伝達特性を線形化できる。よって、(7)式を位相差 δ について解くことで逆システムを導出でき、(8)式で表される。

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8I_{out}f_{sw}L}{NV_{in}}} \right) \dots\dots\dots(8)$$

(8)式に入力電圧脈動の補償分を考慮すると、位相差は(9)式となる。

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8I_{out}f_{sw}L}{NV_{avg} + N\Delta V_c \sin(2\omega t - \pi)}} \right\} \dots\dots(9)$$

〈3・2〉 バッファキャパシタ容量の検討

本章では単相電力脈動補償に用いるコンデンサの静電容量とコンデンサのリプル電圧について検討する。バッファキャパシタの電力量は (10)式にて導出される。

$$W_c = \frac{1}{2} C (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2) \dots\dots\dots(10)$$

ただし、 V_{cmax} は許容可能な最大の変動電圧、 V_{cmin} は最小の変動電圧である。必要なバッファキャパシタの容量は(11)式となる。

$$C_{buf} = \frac{2p_{out}}{\omega(V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2)} \dots\dots\dots(11)$$

V_{cmax} と V_{cmin} は、出力電力とバッファキャパシタの容量によって決まる。DC リンク電圧の平均電圧 V_{avg} 、脈動の振幅を変動電圧 ΔV_c とした時、平均電圧 V_{avg} と変動電圧 ΔV_c の和が V_{cmax} 、差が V_{cmin} となる。

図 3 に peak-to-peak 電圧 $V_{cmax} - V_{cmin}$ とバッファキャパシタの容量の関係を示す。バッファキャパシタの容量を減少させるにつれ、peak-to-peak 電圧は増加する。

〈3・3〉 DAB コンバータの ZVS 範囲

本章では、2 レベル DAB コンバータにおいて提案する単相電力脈動補償を適用した際の ZVS 範囲について検討する。

図 4 に DAB コンバータの一次側電圧 v_{pr} と二次側電圧 v_{se} 、インダクタ i_L の波形を示す。DAB コンバータはインダクタ電流 i_L の正負によってソフトスイッチングの成立条件が異なる。図 4 (a)は時刻 $t_2 - t_3$ の区間で $i_L > 0$ となる時のインダクタ電流の波形であり、この条件では波形から明らかな通りソフトスイッチングが成立する。図 4 (b)は時刻 t_2 で $i_L < 0$ となっており、モードが切り替わる際に、ソフトスイッチングが成立しない。また、図 4 (c)は時刻 t_3 で $i_L < 0$ となっており、図 4 (b)と同様にソフトスイッチングが成立しない。そのため、 $t_2 - t_3$ の区間でともに $i_L > 0$ となる条件の時にソフトスイッチングが成立し、ZVS が達成できる。

インダクタ電流 $i(t_2)$ 、 $i(t_3)$ の ZVS 条件をそれぞれ(12)、(13)式で示す。

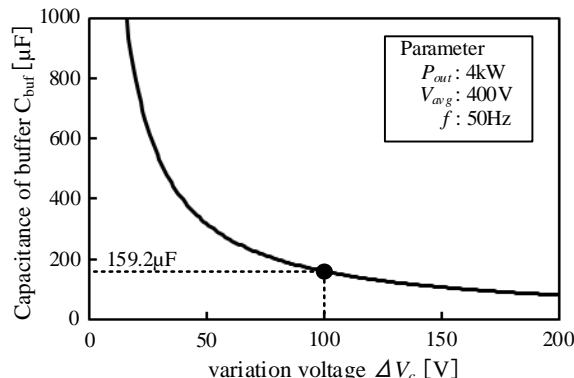


Fig.3 Relationship between buffer capacitance and peak-to-peak voltage.

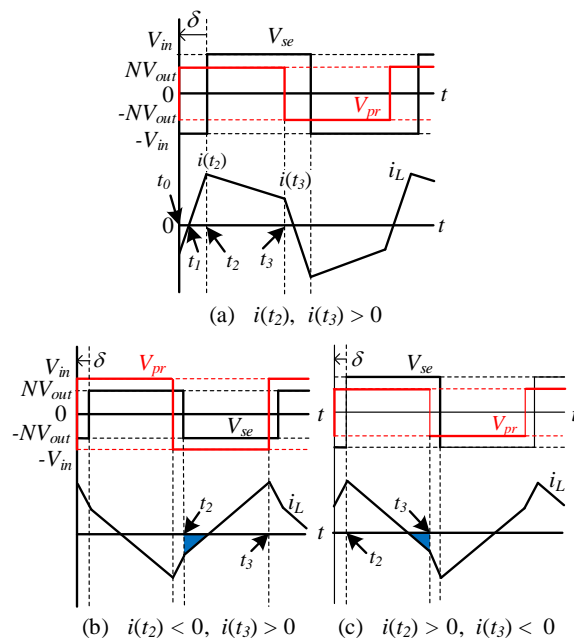


Fig.4 Inductor current and soft switching success or failure

$$i(t_2) = \frac{(2\delta - \pi)V_{in} + \pi NV_{out}}{2\omega L} > 0 \dots\dots\dots(12)$$

$$i(t_3) = \frac{\pi V_{in} + (2\delta - \pi)NV_{out}}{2\omega L} > 0 \dots\dots\dots(13)$$

(12)、(13)式より、ZVS を達成できる位相差の条件は(14)式で表される。

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}} \right), \quad \delta > \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \dots\dots\dots(14)$$

次に単相電力脈動について考慮する。入力電圧の脈動を

考慮した時の ZVS 条件は (15), (16)式で表される。

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{V_{avg} + \Delta V_c \sin(2\omega t - \pi)}{NV_{out}} \right\} \dots\dots\dots(15)$$

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{NV_{out}}{V_{avg} + \Delta V_c \sin(2\omega t - \pi)} \right\} \dots\dots\dots(16)$$

続いて、提案手法による ZVS 範囲の境界条件を求める。境界条件を考えるにあたり、入力電圧が最大値の時と最小値の時で条件に分ける。入力電圧の最大値と最小値を考慮することで提案手法を適用した際に取りうる位相差の範囲を求めることができる。提案手法適用時の最大入力電圧時と最小入力電圧時の位相差はそれぞれ(17), (18)式で求められる。

最大入力電圧時

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8I_{out}f_{sw}L}{N(V_{avg} + \Delta V_c)}} \right\} \dots\dots\dots(17)$$

最小入力電圧時

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8I_{out}f_{sw}L}{N(V_{avg} - \Delta V_c)}} \right\} \dots\dots\dots(18)$$

図 5 に入力電圧波形と ZVS 範囲について示す。図 5 より、ZVS を達成するためには、入力電圧の最大値と最小値で(15), (16)式の ZVS 条件を満たす必要があり、ZVS 範囲に収まるように位相差を調節して入力電圧を制御する。

(15), (16) 式より求めた電力脈動を考慮した時の ZVS 条件を入力電圧が最大値の時と最小値の時でそれぞれ場合分けし、以下の(19) - (22)式で得られる。

ZVS 条件(15)式での最大入力電圧時

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{V_{avg} + \Delta V_c}{NV_{out}} \right\} \dots\dots\dots(19)$$

ZVS 条件(15)式での最小入力電圧時

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{V_{avg} - \Delta V_c}{NV_{out}} \right\} \dots\dots\dots(20)$$

ZVS 条件(16)式での最大入力電圧時

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{NV_{out}}{V_{avg} + \Delta V_c} \right\} \dots\dots\dots(21)$$

ZVS 条件(16)式での最小入力電圧時

$$\delta > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{NV_{out}}{V_{avg} - \Delta V_c} \right\} \dots\dots\dots(22)$$

(19)式の ZVS 条件において、入力電圧の最大値が出力電

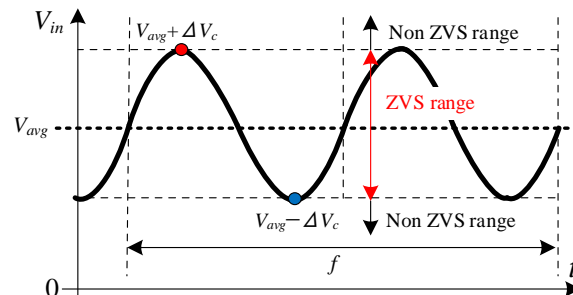


Fig.5 Relation between input voltage and ZVS range

Table.1 Simulation parameters

Element	symbol	value
Rated Power	P_{out}	4kW
Grid voltage	V_{in}	200V _{rms}
DC Link voltage	V_c	400V
Output voltage	V_{out}	400V
Switching Frequency	f_{sw}	5kHz
Turn Ratio	N	$n_1/n_2=1$
Inductor	L	250μH
Buffer Capacitor	C_{dc}	150μF
Output Capacitor	C_{out}	150μF
Output Resistance	R	53.3Ω

圧より大きくなる場合、位相差が負の方向へシフトする。また、(22)式の ZVS 条件においても、出力電圧が入力電圧の最小値より大きくなる場合、位相差が負の方向へシフトする。本提案法では位相差を 0°から 90°の範囲で調節するため、(20), (21)式の ZVS 条件のみを用いる。

よって、以下の両方の条件を満たすことによって、全領域での ZVS が可能となる。

1. (17)式より導出された最大入力電圧時の位相差が (21) 式の ZVS 条件を満たす、
2. (18)式より導出された最小入力電圧の位相差が (20)式の ZVS 条件を満たすこと、

よって、ZVS の境界条件は(23), (24)式で得られる。

最大入力電圧時の ZVS 条件

$$\sqrt{1 - \frac{8I_{out}f_{sw}L}{N(V_{avg} + \Delta V_c)}} < \frac{NV_{out}}{V_{avg} + \Delta V_c} \dots\dots\dots(23)$$

最小入力電圧時の ZVS 条件

$$\sqrt{1 - \frac{8I_{out}f_{sw}L}{N(V_{avg} - \Delta V_c)}} < \frac{V_{avg} - \Delta V_c}{NV_{out}} \dots\dots\dots(24)$$

4. シミュレーション結果

シミュレーションにより、PWM 整流器と DAB コンバータを組み合わせた絶縁型 AC-DC コンバータによる単相電力脈動補償法の有効性を確認するため、検証する。(9)式により算出した電力脈動補償の位相差を用いて、キャリア位相シフト制御を行う。表 1 にシミュレーション条件を示す。出力電力が 4kW、入力電圧と出力電圧がともに 400V、バッファキャパシタ容量を 150 μ F とする。

図 6 に系統電圧 V_m 、系統電流 I_m 、DC リンク電圧 V_c 、出力電圧 V_{out} 、出力電流 I_{in} の波形を示す。図 6 から、単相電力脈動の補償前と補償後で負荷電圧の変動電圧 38.2V 改善することがわかる。よって、出力電力の脈動は 95.6%改善した。また、電源電圧と電源電流が脈動補償後も変化しないことが確認できる。

図 7 に負荷変動時による DC リンク電圧、負荷電圧、負荷電流の波形を示す。図 7(a)は負荷を減少させて、出力電力を 0.33p.u.から 0.37p.u.へ増加させた時の波形である。また、図 7(b)は負荷を増加させて、出力電力を 0.33p.u.から 0.29p.u.へ低減させた時の波形である。図 7(a)、図 7(b)より、提案法を適用することにより、負荷変動によって出力電力を増減した場合でも電力脈動が補償されていることが確認できる。また、DC リンク電圧の変動抑制も確認できる。しかし、図 7(a)、図 7(b)より、出力電圧を増減させた際に約 30V の電圧変動が生じる。電圧変動の抑制については今後の課題とする。

図 8 に出力電力の周波数特性の結果を示す。電力脈動を補償する前後での出力電力の高調波成分の割合を表す。電力脈動を補償することで、出力電力の 2 次高調波成分が 82.8%減少し、DAB コンバータの位相差制御により正常にパワーデカップリングすることを確認した。

続いて、DAB コンバータによる電力脈動補償時の ZVS 可能な範囲と境界条件について検討する。

図 9 に提案手法動作時の DAB コンバータの入力電圧波形を示す。図 10 は(9)式で算出した位相差の動作点を DAB コンバータの ZVS 範囲と照合させた結果を示す。(23)、(24)式より、ZVS 可能な位相差の範囲は求められる。入力電圧を 400V に固定し、変動電圧のみを変化させて、最大入力電圧と最小入力電圧の差から ZVS 可能な範囲を求める。出力電力が 4kW の時、ZVS 可能な最大の入力電圧が 435V、最小の入力電圧が 336V となる。以上の結果から、表 1 のパラメータによる提案回路動作では、ZVS する領域と ZVS しない領域が存在する。

図 10 より、出力電力を変化させた時の ZVS 可能な位相差範囲を示す。(11)式より変動電圧は出力電力に依存する。このため、出力電力を考慮した変動電圧を算出するために DAB コンバータの入力電圧を 400V、バッファキャパシタの

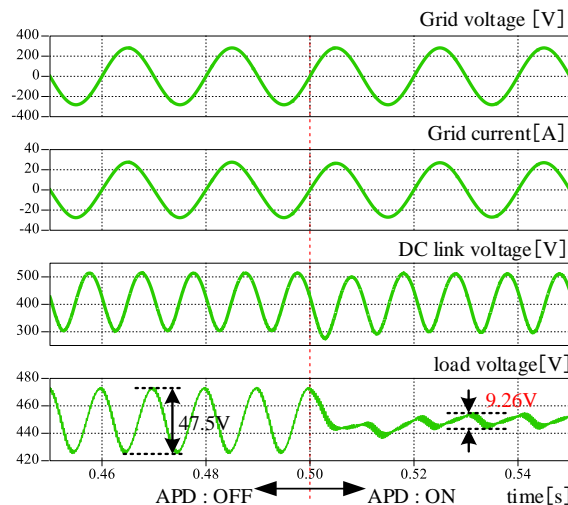
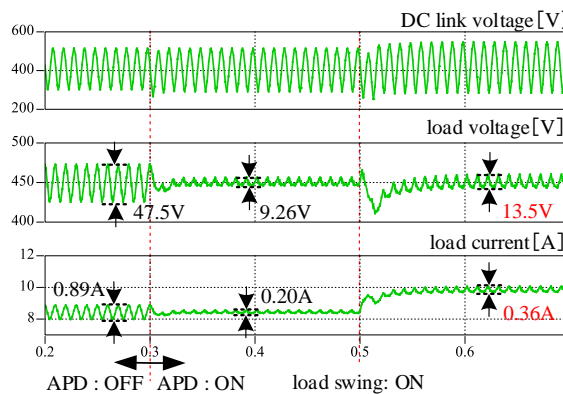
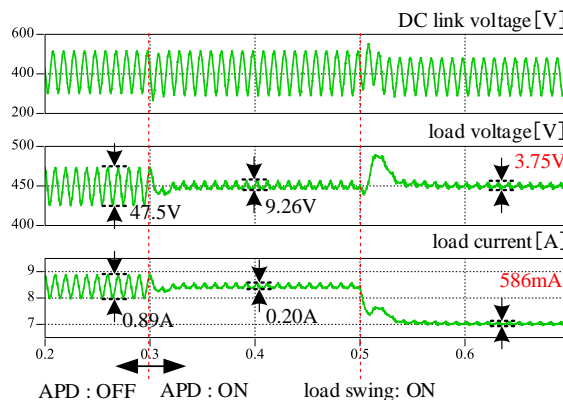


Fig.6 Simulation result of proposed power decoupling control.



(a) 0.33p.u. to 0.38p.u.



(b) 0.33p.u. to 0.29p.u.

Fig.7 Transient characteristics with proposed power decoupling control.

容量を 150 μ F で固定する。この結果、出力電力が大きくなるにつれて、変動電圧が大きくなる。

図 11 に出力電力を変化させた時の ZVS 可能な最大変動電圧とバッファキャパシタ容量を示す。全ての動作点で

ZVS 可能な範囲は最大入力電圧と最小入力電圧の両方で ZVS 範囲を満たす必要がある。出力電力が 4kW の時、最大の変動電圧は 53V となる。(11)式より、最大変動電圧が 53V となる時のバッファキャパシタ容量は 300 μ F となる。シミュレーションではバッファキャパシタのパラメータを 150 μ F としているため、全領域で ZVS を可能にするにはバッファキャパシタ容量を約 2 倍に大きくする必要がある。また、出力電力が大きくなるにつれて最大変動電圧とバッファキャパシタ容量は比例して増加する。以上の関係より、バッファキャパシタを増加することで ZVS 範囲を拡大することができる。ZVS 範囲を広げる他の手法として、3 レベルモード駆動や片側 PWM 駆動などがあり、今後は ZVS 範囲拡大とバッファキャパシタの小容量化を両立する制御法について検討する⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

5. まとめ

本論文では、追加回路及び追加センサを必要としないキャリア位相シフト制御を応用した DAB コンバータの単相電力脈動法を提案した。提案手法では、単相系統で発生する 2 倍周波数の脈動を打ち消すように DAB コンバータの位相差を制御することによって、電力脈動を補償する。この手法により、小容量の DC リンクキャパシタで出力電力を一定に保つことが可能である。シミュレーションによる検証を行い、出力電力の脈動が 95.6%低減し、2 次高調波成分(100Hz)が 82.8%低減した。また電力脈動補償と両立して ZVS する条件についても検討した。全領域で ZVS を可能にするための境界条件を導出した。今後は、本提案法による実機検証を行い、全領域で ZVS が可能な条件下での効率について検討する。

文 献

- (1) Jiang You, D.Mahinda Vilathgamamuwa, Negarch Ghasemi, Wynand Louis Malan, "An Active Power Decoupling Method for Single Phase DC/AC DAB Converter", IEEE Access, (2019)
- (2) Shiladri Chakraborty, Souvil Chattopadhyay : "A Dual-Active-Bridge-Based Fully ZVS HF-Isolated Inverter With Low Decoupling Capacitance", IEEE Transactions on Power Electronics, (2019)
- (3) Y.Ohnuma, J.Itoh : "A Single-phase-to-three-phase Power Converter with an Active Buffer and a Charge Circuit", IEEJ Journal of Industry Applications, (2012)
- (4) Li Jin, Bangyin Liu, Shanxu Duan : "ZVS Operation Range Analysis of Three-Level Dual Active Bridge DC-DC Converter with Phase-Shift Control", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, (2017)
- (5) Haiguo Li, Zihan Gao, Fred Wang : "A PWM Strategy for Cascaded H-bridges to Reduce the Loss Caused by Parasitic Capacitances of Medium Voltage Dual Active Bridge Transformers", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, (2022)

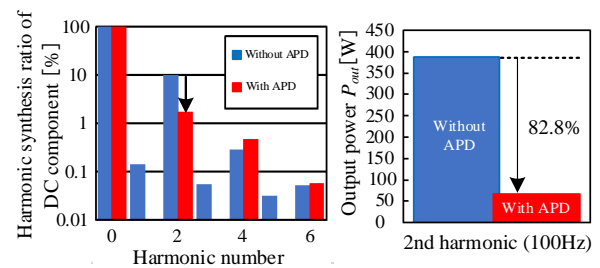


Fig.8 Harmonic analysis result of output power.

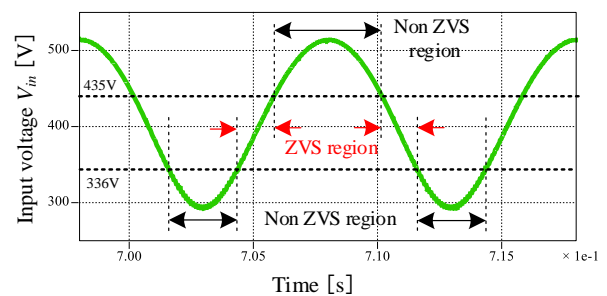


Fig.9 ZVS range of DC link voltage by the proposed method.

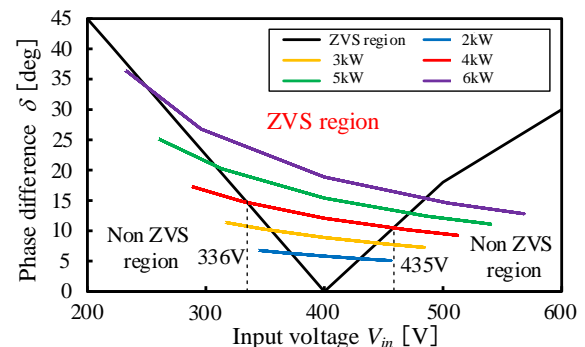


Fig.10 Operating point of input voltage and phase difference with the proposed method.

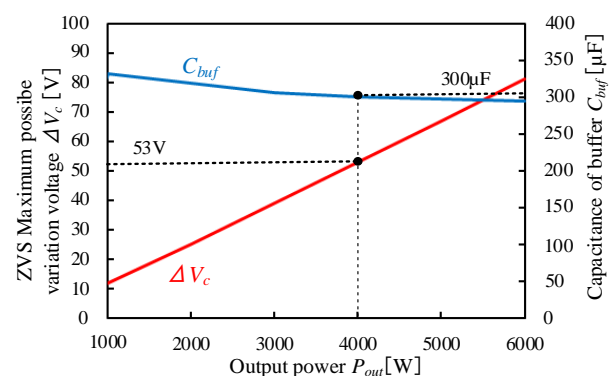


Fig.11 Maximum fluctuating voltage and buffer capacitor capacitance that can be ZVS over the entire range due to output power change.