

入力電圧変動補償による Dual Active Bridge コンバータの 単相電力脈動補償法の実験検証

竹内 滉介* 大野 貴志 渡辺 大貴 中田 祐樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Compensation Method for Single-Phase Power Pulsation of Dual Active Bridge Converter
by Compensating Input Voltage Fluctuation

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

In this paper, an active power decoupling method using a Dual Active Bridge (DAB) converter is proposed to minimize the energy buffer in single-phase AC-DC converter applications. The single-phase converters commonly pulsate power at twice the grid frequency. The active power decoupling compensates the power pulsation by a small capacitor. This paper proposes the active power decoupling method using the DAB converter without additional components. The proposed method applies the feedforward control to determine the phase shift angle for the power decoupling capability. The validity of the proposed method is demonstrated by the experimental result. As the experimental result, it was confirmed that the second harmonic component of the output voltage was reduced by 91.2%.

キーワード: デュアルアクティブブリッジコンバータ, アクティブ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, Active power decoupling, carrier phase shift control)

1. はじめに

近年, 脱炭素社会の実現に向けて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の充電方法として, 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 には高効率な電力変換や小型軽量化が要求される。

OBC を構成する絶縁型 AC-DC コンバータの一例として PWM 整流器と絶縁型 DC-DC コンバータを用いた方式が挙げられる。また絶縁型 DC-DC コンバータの回路方式として, Dual Active Bridge (DAB) コンバータは双方向での電力伝送や, ゼロ電圧スイッチング (ZVS) による高効率動作により幅広く検討されている⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。

一方で, 単相交流系統と連系する OBC は, 系統周波数の 2 倍周波数で脈動する電力を平滑化するために大容量の電解コンデンサが必要となる。しかし, 電解コンデンサの寿命は環境温度に大きく依存するため信頼性のボトルネックになる。また, 大きなリップル電流が流れるアプリケーションにおいては, 複数個の電解コンデンサが必要となりシステムの大規模化を招く恐れがある。

この問題に対して, フィルムキャパシタやセラミックコンデンサを用いて単相電力脈動補償を実現するアクティブパワーデカップリング (APD) が検討されている⁽⁶⁾⁻⁽¹²⁾。本手法では小容量キャパシタを用いて単相電力脈動を補償でき

る。従来法では, 昇圧型または降圧型の APD 回路を DC リンクに追加し, キャパシタの電圧変動幅を大きくすることで, 小容量でも電力脈動を補償する⁽¹²⁾。また, LLC 回路を追加して電力リップル低減回路を構成する方法もある⁽¹¹⁾。しかし, キャパシタの充放電のための追加回路が必要となり, 電力変換損失の増加や部品点数の増加が懸念される。

本論文では DAB コンバータの伝送電力制御を応用し, 追加回路無しに APD を実現する手法を提案する。検討する AC-DC コンバータでは電解コンデンサレス化の観点から DC リンク部には小容量キャパシタを採用する。このとき, DC リンク電圧は系統周波数の 2 倍周波数で脈動し, DAB コンバータの伝送電力は DAB コンバータの入力電圧に依存するため, この DC リンク電圧の変動は出力電圧脈動の原因となる。そこで提案する APD 法では, 入力電圧変動に応じて DAB コンバータのブリッジ間の位相を動的に変化させることで系統周波数の 2 倍周波数で生じる電圧脈動を補償する。

実験検証の結果, 提案法により出力電圧脈動を 93.4%低減することを確認した。また周波数解析より出力電圧の 2 次高調波成分が 91.2%低減した結果が得られたので報告する。

2. 回路構成

図 1 に絶縁型 AC-DC コンバータの回路図を示す。絶縁型 AC-DC コンバータは前段の PWM 整流器と後段の DAB コンバータの 2 ステージ構成である。PWM 整流器では入力側

交流電流の力率改善 (PFC) と DC リンク電圧 V_{dc} の電圧制御を行う。PWM 整流器では PFC 動作を実現するために DC リンク電圧の電圧制御帯域は、系統周波数の 2 倍周波数よりも十分に低く設定している。そのため、DC リンク電圧は電圧制御器の指令値を平均値として系統周波数の 2 倍周波数で脈動する。また、DAB コンバータは DC リンク電圧に応じて、一次側トランス電圧 V_{pri} と二次側トランス電圧 V_{sec} の位相差を制御することで出力電力を一定に制御して APD を実現する。DAB コンバータの ZVS 範囲は入出力電圧によって制約が生じるが、本論文では DAB コンバータが全動作点で ZVS を達成するようにパラメータを設計した。

また、検討回路のバッファキャパシタ C_{dc} と出力側の平滑キャパシタ C_{out} には電解コンデンサレス化の観点から小容量のフィルムコンデンサを採用している。

3. 入力電圧変動補償法に基づく単相電力脈動補償法

〈3・1〉 単相電圧脈動の補償原理 図 2 に単相電力脈動の補償原理を示す。図 2 に示すように単相 AC-DC コンバータの入力電力は、系統周波数の 2 倍周波数で脈動する。それに対して、入力電力脈動を打ち消すようにバッファキャパシタ C_{dc} のエネルギーを充放電することで出力電力を一定に制御できる。ここで、入力力率を 1 と想定したときの入力の瞬時電力 p_{in} と出力の瞬時電力 p_{out} 、バッファの瞬時電力 p_{buf} の関係は(1)式で表される。

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

ここで、 V_{in} は入力電圧の最大値、 I_{in} は入力電流の最大値、 ω は系統の角周波数である。

(1)式の第 1 項は直流量、第 2 項は電力脈動成分である。また、バッファの瞬時電力 p_{buf} は第 2 項を打ち消すように制御するため(2)式で表される。

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

ここで、 p_{buf} の極性は C_{buf} の放電方向を正とする。

また、(2)式よりバッファキャパシタに充放電されるエネルギーは平均値がゼロとなる。(2)式を(1)式に代入することで、瞬時出力電力 p_{out} は(3)式で表される。

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

(3)式は(1)式の第 2 項と第 3 項が打ち消されることで、出力電力は直流量のみ残存する。また、出力電力が一定となるため、負荷抵抗を接続することで出力電圧も一定値となる。

〈3・2〉 提案制御法 本提案制御では、DAB コンバータの入力電圧変動に応じて APD 動作するようにキャリア位相シフト制御を行う。DAB コンバータの出力電力 P_{out} は

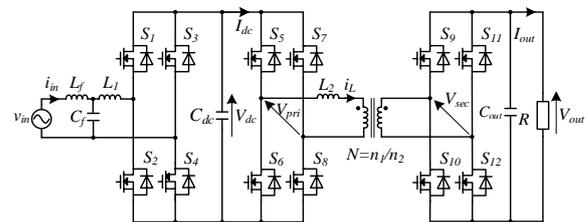


Fig. 1 Circuit configuration of isolated AC-DC converter combining PWM rectifier and DAB converter.

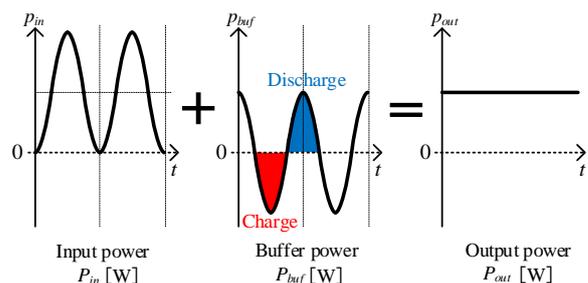


Fig. 2 Compensation principle of power ripple of single-phase power fluctuation.

(4)式で表される⁽¹¹⁾。

$$P_{out} = \frac{NV_{dc}V_{out}}{\omega L_2} \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi}\right) \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 V_{dc} は DC リンク電圧、 V_{out} は DAB コンバータの出力電圧、 N は高周波トランスの巻数比 (n_1/n_2)、 L_2 は DAB コンバータのインダクタンス、 δ は DAB コンバータの 1 次側と 2 次側ブリッジ間の位相差である。

また、DC リンク電圧 V_{dc} は DC リンク電圧の平均電圧 V_{avg} と DC リンク電圧脈動の振幅 ΔV_c を用いて(5)式で表される。

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

(5)を(4)式に代入することにより、単相脈動を含んだ出力電力 P_{out} は(6)式で表される。

$$P_{out} = \frac{NV_{out} \{V_{avg} + \Delta V_c \sin(2\omega t)\}}{\omega L_2} \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi}\right) \dots\dots\dots (6)$$

(6)式より、位相差 δ が一定の場合 DAB コンバータの出力電力は、入力電圧変動により 2 倍周波数で脈動する。そこで提案制御では出力電力が一定となるように位相差 δ をアクティブに変動させる。位相差 δ は(4)式より導出した出力電力 P_{out} を位相差 δ について解くことで(7)式で表される。

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8P_{out}f_{sw}L_2}{NV_{dc}V_{out}}}\right) \dots\dots\dots (7)$$

ここで、単相電力脈動を補償するために、DAB コンバータの位相差 δ を瞬時の DC リンク電圧を用いて計算する。そのため、瞬時電力ベースで出力電力が制御されるため出力電力を一定に制御できる。単相電力脈動を補償するための位相差 δ は(8)式で示される。

4. 実験結果

本章では、表 1 に示す実験条件を用いて定格 4kW の試作機により提案法の有効性を検証する。入力電圧 V_{in} を 200V_{rms}, 出力電圧 V_{out} を 400V, 系統周波数 f_g を 50Hz とする。

図 4 に出力電力 P_{out} を変化させた時の ZVS 可能な最大変動電圧 ΔV_c とバッファキャパシタ容量 C_{buf} の関係を示す。全ての動作点で ZVS が可能となる範囲は(18), (19)式の両方の ZVS 境界条件を満たす必要がある。その結果, 出力電力 4kW のとき, ZVS 可能な最大の変動電圧は 125V となる。(11)式より, 最大の変動電圧が 125V となるときのバッファキャパシタ容量は 125 μ F となる。本実験では全領域で ZVS 動作をするため DC リンク電圧の変動電圧が 125V 以下となるように, バッファキャパシタ C_{buf} を 150 μ F に設計した。

図 5 に提案回路の制御ブロック図を示す。図 5 (a), 図 5 (b)はそれぞれ PWM 整流器と DAB コンバータの制御ブロック図である。PWM 整流器は, DC リンク電圧の平均値を制御する。また, DAB コンバータは, (8)式より導出された位相差を用いてキャリア位相シフト制御を行う。このとき, (8)式の DC リンク電圧の項に検出値を用いることで, 負荷条件が変化した場合でもフィードフォワードで制御が可能となる。

図 6 に系統電圧 v_{in} , 系統電流 i_{in} , DC リンク電圧 V_{dc} , 出力電圧 V_{out} の実験波形を示す。なお, 出力電圧については 2 次高調波成分の低減効果について検証するため, AC カップリングにて測定した。図 6 (a)での提案 APD 法を適用していないとき, 出力電圧の変動電圧が 142V_{p-p} となった。図 6 (b)での提案 APD 法を適用したとき, 負荷電圧の変動電圧が 9.4V_{p-p} となり, 提案 APD 法を適用することにより負荷電圧の変動電圧が 93.4%低減することを確認した。さらに, PFC 制御により正弦波の入力電流が出力することも確認した。

図 7 に DAB コンバータのスイッチング波形を示す。図 7 (a), 図 7 (b)はそれぞれ DC リンク電圧が最大値と最小値になるときのスイッチング波形である。DC リンク電圧の最大値は 492V, 最小値は 294V となり, (18), (19)式より算出した全領域で ZVS が可能な電圧範囲を満たしており, 実験結果により ZVS 動作することを確認した。

図 8 に出力電圧の周波数解析の結果を示す。提案 APD 法を適用する前後での各高調波の DC 成分に対する割合を示す。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 91.2%低減した。以上より, DAB コンバータの位相差制御によりパワーデカップリングすることを確認した。

図 9 に効率特性を示す。定格 4kW での提案 APD 法を適用する前の効率が 93.3%, 制御を適用した後の効率が 93.4% となり, 同様な効率の結果が得られた。これは, DAB コンバータが提案の APD 法を適用時にも全領域で ZVS 動作をしており, スwitching 損失を増加させることなく, APD を

Table.1 Experimental parameters

Parameter		
Rated Power	P_{out}	4kW
Grid voltage	v_{in}	200V _{rms}
Grid Frequency	f_g	50Hz
DC Link voltage	V_c	400V
Output voltage	V_{out}	400V
Switching Frequency	f_{sw}	50kHz
Turn Ratio	N	$n_1/n_2=1$
Inductor (LC rectifer)	L_f	800 μ H
Inductor (PWM rectifer)	L_1	800 μ H
Inductor (DAB converter)	L_2	56 μ H
Capasitor (LC rectifer)	C_f	3nF
Buffer Capacitor	C_{dc}	150 μ F
Output Capasitor	C_{out}	60 μ F
Output Resistance	R	40 Ω
Cutoff Freq. of Current Control	f_{c_acr}	1kHz
Cutoff Freq. of Voltage Control	f_{c_avr}	10Hz

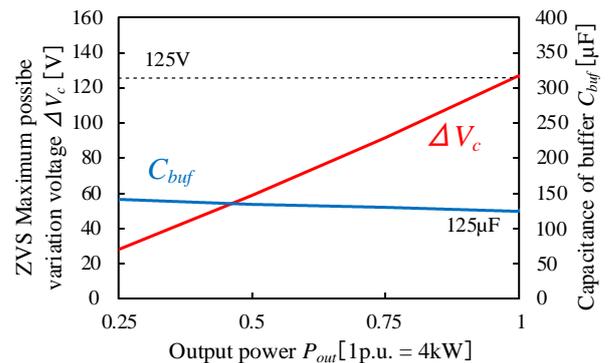


Fig.4 Maximum fluctuating voltage and buffer capacitor capacitance that can be ZVS over the entire range due to output power change.

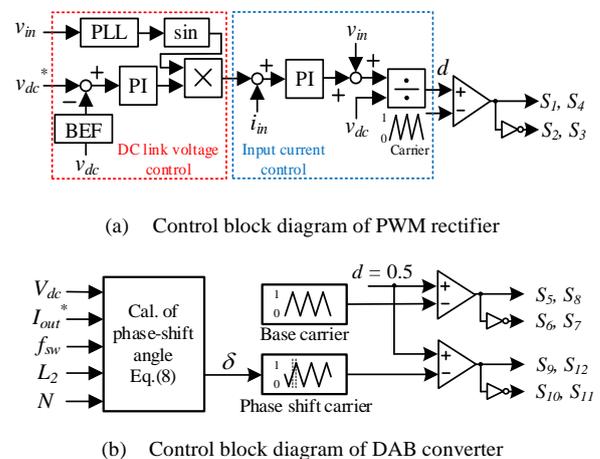


Fig. 5 Control block diagram for the isolated AC-DC converter.

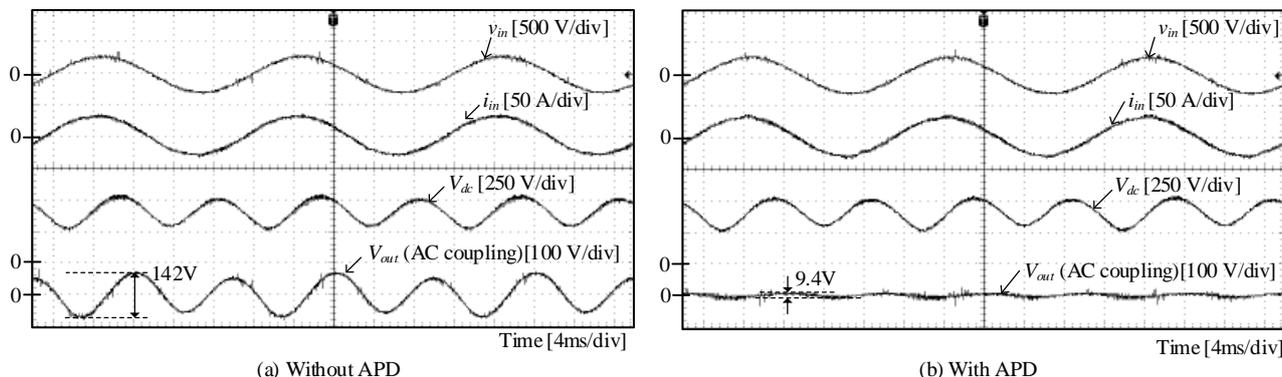


Fig.6 Experiment result of proposed power decoupling control.

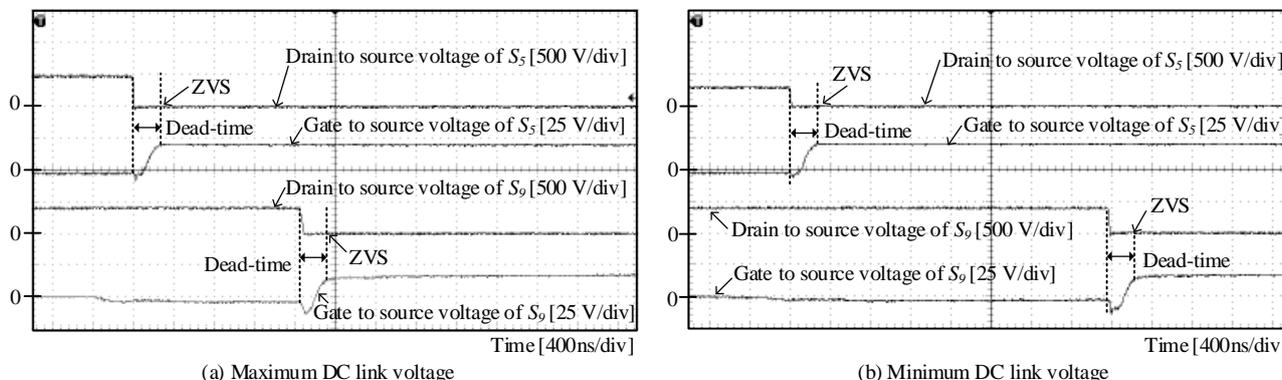


Fig.7 Gate to source voltage and drain to source voltage of S_5 and S_9 at the DAB converter

実現しているためである。

なお、本試作機の効率が 93.3%と低くなる要因として DC リンク電圧が脈動していることが挙げられる。DAB コンバータは、入出力電圧比とトランス巻数比が一致する条件を基準とし、そこから電圧が変動するほどトランス電流実効値は増加する。そのため、本論文のパラメータ条件では APD の有無に関わらず DC リンク電圧が大きく変動することでトランス電流実効値が増加し効率を低下させている。

5. まとめ

本論文では、追加回路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の実機検証を行った。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、電力脈動を補償した。本提案手法により、小容量のバッファキャパシタで出力電力を一定に保つことを実機実験により検証した。実験結果より、出力電圧の脈動が 93.4%低減し、出力電圧の 2 次高調波成分(100Hz) が 91.2%低減した。また、提案 APD 法の動作と DAB コンバータの全領域での ZVS 動作が両立することを確認した。今後は、本提案法によるさらなる電力脈動の抑制方法やトランス電流実効値低減手法について検討を行う。

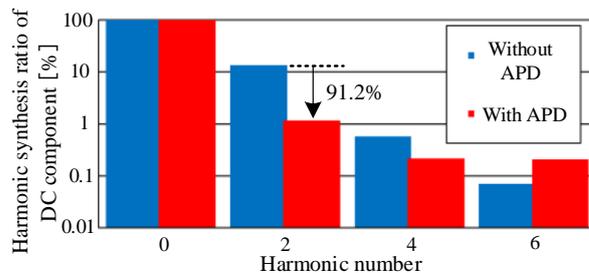


Fig.8 Harmonic analysis result of output voltage

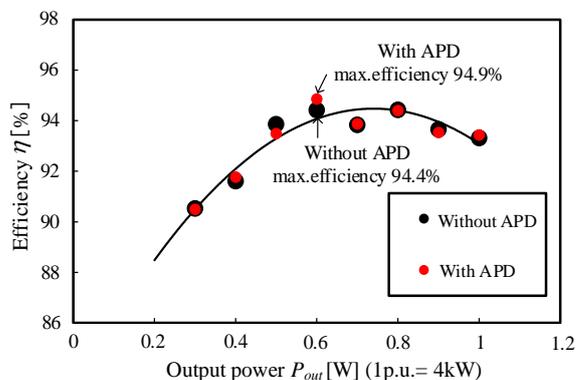


Fig. 9 Efficiency characteristic

文 献

-
- (1) J. Lee and J. Won, "Multifunctional Onboard Charger for Electric Vehicles Integrating a Low-Voltage DC-DC Converter and Solar Roof," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 283-294, Feb. 2024
- (2) Y. Park, S. Chakraborty and A. Khaligh, "DAB Converter for EV Onboard Chargers Using Bare-Die SiC MOSFETs and Leakage-Integrated Planar Transformer," *IEEE Trans. Transportation Electrification*, vol. 8, no. 1, pp. 209-224, March 2022
- (3) S. G. Barbosa, L. H. S. C. Barreto and D. d. S. Oliveira, "A Single-Stage Bidirectional AC-DC Converter Feasible for Onboard Battery Chargers," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 10, No. 3, pp. 3024-3032, (2022)
- (4) X. Wang, X. Wei, Q. Chen and H. Dai, "A Novel System for Measuring Alternating Current Impedance Spectra of Series-Connected Lithium-Ion Batteries With a High-Power Dual Active Bridge Converter and Distributed Sampling Units," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 68, No. 8, pp. 7380-7390 (2021)
- (5) H. V. Nguyen, D. -D. To and D. -C. Lee, "Onboard Battery Chargers for Plug-in Electric Vehicles With Dual Functional Circuit for Low-Voltage Battery Charging and Active Power Decoupling," *IEEE Access*, Vol. 6, pp. 70212-70222 (2018)
- (6) 竹内滉介, 宮田湧気, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「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」, 半導体電力変換/モータードライブ合同研究会, No. SPC-24-050/MD-24-050 (2024)
- (7) S. Chakraborty and S. Chattopadhyay, "A Dual-Active-Bridge-Based Fully ZVS HF-Isolated Inverter With Low Decoupling Capacitance," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 35, No. 3, pp. 2615-2628, (2020)
- (8) 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)
- (9) L. Jin, B. Liu and S. Duan, "ZVS operation range analysis of three-level dual active bridge DC-DC converter with phase-shift control," 2017 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, pp. 362-366 (2017)
- (10) H. Li, Z. Gao and F. Wang, "A PWM Strategy for Cascaded H-bridges to Reduce the Loss Caused by Parasitic Capacitances of Medium Voltage Dual Active Bridge Transformers," 2022 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, (2022)
- (11) J. You, D. M. Vilathgamuwa, N. Ghasemi and W. L. Malan, "An Active Power Decoupling Method for Single Phase DC/AC DAB Converters," in *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 12964-12972 (2019)
- (12) Z. Qin, Y. Tang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second-Order Harmonic Mitigation in Kilowatt-Scale Single-Phase Inverters," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 15-25 (2016)