

電流連続/不連続モード混在制御を用いた 電力脈動補償機能を有する系統連系インバータの実機検証

東出 稜平* 宮田 湧気 楠居 琳太郎 山ノ口 皓喜
渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Grid-tied Inverter in both Continuous and Discontinuous Current Mode with Active Power Decoupling Capability

Ryohei Higashide*, Yuki Miyada, Rintaro Kusui, Koki Yamanokuchi,
Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an active power decoupling method for a grid-tied inverter with both continuous current mode (CCM) and discontinuous current mode (DCM). The proposed method does not require additional components for the active power decoupling. The operation in CCM has a non-compensation period for neutral current. On the other hand, the operation in DCM increases the inductor current value. The proposed method switches from CCM to DCM in the non-compensation period in order to reduce the current value. The operation of the proposed method is confirmed by experiment with 1-kW prototype. The result shows that the proposed system reduces the second harmonic component of the input current by 90.1% compared with the operation without the active power decoupling. Furthermore, the THD of the output current was 6.2% and the RMS value was 22.1 A.

キーワード：系統連系インバータ，電流連続モード，電流不連続モード，単相電力脈動

(Keywords, grid-tied inverter, continuous current mode, discontinuous current mode, single phase power pulsation)

1. はじめに

近年、環境問題を背景に太陽光発電(PV)などの再生可能エネルギーの導入が進んでいる。一般にPVを単相系統に連系する場合、DC-DCコンバータと系統連系インバータで構成されるパワーコンディショナ(PCS)が必要となる⁽¹⁾。ここで、単相系統の瞬時電力は系統周波数の2倍の周波数で脈動するのに対し、太陽電池の出力電力はMPPTの観点から一定の直流である必要がある。そのため、PCSでは電力脈動を補償するために大容量の電解コンデンサが用いられる。しかし、電解コンデンサの寿命は温度に大きく依存することに加え、許容リップル電流が小さいことから、システムの低寿命化と大型化を招く恐れがある⁽²⁾。一方で、追加回路を用いて電力脈動補償を行うアクティブパワーデカップリング方式が提案されている⁽³⁾⁻⁽⁷⁾。この方式では小容量かつ高寿命なフィルムコンデンサや積層セラミックコンデンサを電力脈動補償に用いることができるため、システムの長寿命化が期待できる。しかし、追加回路の磁気素子によってシステムの大型化やコストの増加が懸念される。

上記の課題に対し、T-typeインバータを用いた電力脈動補

償法が提案されている⁽⁸⁾。この方式では直流側コンデンサ間に流れる中性点電流を制御することで電力脈動の補償を行っている。この方式は中性点電流制御と出力電流制御を共通のインダクタで行っているため、追加の磁気素子、スイッチング素子が不要である特徴がある。電力脈動補償を実現する制御法として電流連続モード(CCM)が検討されている。しかし、この制御手法では出力電流制御と中性点電流制御が干渉し、出力電流のゼロクロス付近で電力脈動補償が困難となる補償不可期間が存在する。そのためCCMでは補償不可期間に脈動補償効果が低下する。

上記の問題に対し、著者らは電流不連続モード(DCM)による電力脈動補償法を提案している⁽⁹⁾。この手法ではゼロ電流期間を設けることで、出力電流と中性点電流を独立して制御できる。しかし、CCMを用いた電力脈動補償法に対して電流実効値が増加する課題がある。そこで両制御手法の課題に対し、著者らは電流連続/不連続モード混在制御を適用した電力脈動補償法を提案しているが、実機での検証がされていない⁽¹⁰⁾。

本論文では文献(10)で提案した制御法について、電力脈動補償と電流実効値の低減の効果を実験にて検証する。提案

制御手法では、中性点電流制御の補償不可期間に DCM, その他の期間に CCM を適用する。提案制御手法において、補償不可期間に DCM となるよう連系インダクタを選定すると、CCM と DCM のスイッチング周波数が等しい場合にはいずれの区間においても電流が不連続となり、CCM 動作を実現できない。そこで、CCM のスイッチング周波数を DCM のスイッチング周波数に対して高くすることで、補償不可期間において DCM, その他の期間で CCM を実現する。

実機検証において、提案制御の適用により DCM に対して電流実効値を 8.8%低減しつつ、入力電流の 2 次高調波成分を 90.1%低減することを確認したため報告する。

2. T-type インバータの単相電力脈動補償

図 1 に T-type インバータの回路構成を示す。本回路を用いた電力脈動補償法では、直流側コンデンサ C_1 , C_2 をエネルギーバッファとして利用する。交流出力の力率が 1 であると仮定すると、インバータの出力瞬時電力 P_{out} は(1)式で表される。

$$P_{out} = v_{out} i_{out} = V_{out} I_{out} - V_{out} I_{out} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (1)$$

図 2 に単相電力脈動の補償原理を示す。入力電力 P_m を一定とするには、(1)式の脈動分を打ち消すよう直流側コンデンサ電力を制御する必要がある。そこで 2 つのコンデンサ電圧 V_{c1} , V_{c2} を直流電圧 V_{dc} の半分の値を基準に、振幅 V_c の逆位相の正弦波となるよう制御する。

$$\begin{cases} V_{c1} = \frac{V_{dc}}{2} - V_c \sin(\omega t + \frac{\pi}{4}) \\ V_{c2} = \frac{V_{dc}}{2} + V_c \sin(\omega t + \frac{\pi}{4}) \end{cases} \left(V_c \leq \frac{V_{dc}}{2} \right) \dots\dots\dots (2)$$

ここで、振幅 V_c は直流電圧 V_{dc} の半分以下である必要がある。また、(2)式より、各コンデンサに流れる電流 i_{c1} , i_{c2} は(3)式にて表すことができる。

$$\begin{cases} i_{c1} = -\omega C_1 V_c \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \\ i_{c2} = \omega C_2 V_c \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \end{cases} \left(V_c \leq \frac{V_{dc}}{2} \right) \dots\dots\dots (3)$$

ここで、(2)式と(3)式から得られるコンデンサの充放電電力と(1)式の脈動分が逆位相となることから、各コンデンサ電圧の振幅 V_c は以下の(4)式で表すことができる。

$$V_c = \sqrt{\frac{P_{out}}{\omega C_1}} \dots\dots\dots (4)$$

さらに、(3)式と(4)式から中性点電流 i_n を求めると以下の(5)式が得られる。(5)式に基づいて中性点電流制御を行い、 V_{c1} , V_{c2} を制御することで、電力脈動補償を行う。

$$i_n = i_{c2} - i_{c1} = 2\sqrt{\omega C_1 P_{out}} \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \dots\dots\dots (5)$$

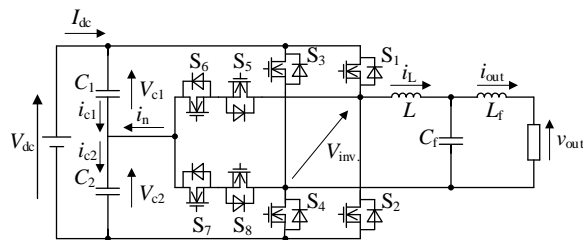


Fig. 1. Circuit configuration of the T-type inverter.

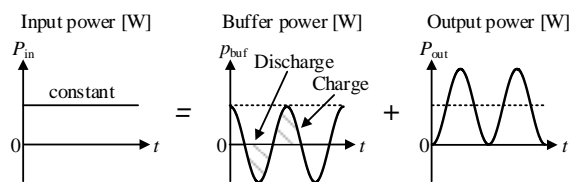


Fig. 2. Principle of active power decoupling capability.

3. 従来制御手法

〈3-1〉 CCMによる電力脈動補償法 図3に出力電流指令 i_{out}^* と中性点電流指令 i_n^* の関係を示す。CCM を適用した電力脈動補償法では出力側に常に電流が流れている状態で中性点電流制御を行っている。中性点電流は、出力電流の一部を利用して制御している。このため、中性点電流 i_n は出力電流 i_{out} 以上に流すことができない。文献(8)では $|i_n^*| > |i_{out}^*|$ が要求される期間では $|i_n^*| = |i_{out}^*|$ とし、電力脈動を十分に補償できない期間を有していた。また、文献(8)の制御では中性点電流制御のためにインバータがコンデンサ電圧 V_{cx} (V_{c1} もしくは V_{c2}) を出力することを変調器が考慮せず、中性点電流指令に追従させることを優先的に変調していた。これにより、電流制御器が出力するインバータ電圧指令値と異なる値をインバータは出力するため電流ひずみの原因となっていた。そこで、本論文では中性点電流制御のためにインバータがコンデンサ電圧 V_{cx} を出力することを考慮しつつ、インバータ出力電圧 V_{inv} が指令値に追従することを優先して変調する。そのため本制御においても文献(8)の制御法同様に、インバータ出力電圧指令とコンデンサ電圧によっては中性点電流が指令値に追従しない、補償不可期間が生じる。

図4に CCM におけるインバータ出力電圧 V_{inv} , 連系インダクタ電流 i_L , 中性点電流 i_n の波形を示す。T-type インバータは直流電圧 V_{dc} もしくはコンデンサ電圧 V_{cx} , ゼロ電圧のいずれかが出力される。そのうち V_{cx} が印加されている期間では出力電流が中性点を介して直流側コンデンサに流れる。中性点電流の方向は動作モードによって決定する。しかし、従来の CCM を用いた電力脈動補償法では、中性点電流制御のために V_{cx} が出力されることを考慮しておらず、出力電流に歪みが生じている。そこで本論文ではコンデンサ電圧が出力される期間を考慮した Duty 指令を導出し用いる。

ここでは、直流電圧を出力する期間を D_{out} とし、コンデンサ電圧を出力する期間を D_n とする。各 Duty 指令からインバータ出力電圧 V_{inv} と中性点電流 $|i_n^*|$ は(6), (7)式で表される。

$$D_{inv} = D_{out} V_{dc} + D_n V_{cx} \dots\dots\dots (6)$$

$$|i_n^*| = D_n |i_{out}^*| \dots\dots\dots (7)$$

(6), (7)式に電流制御器から出力されるインバータ出力電圧指令と中性点電流指令を代入すると各 Duty 指令 D_{out} , D_n は(8)式となる。

$$D_{out} = \frac{V_{inv} - D_n V_{cx}}{V_{dc}}, D_n = \frac{|i_n^*|}{|i_{out}^*|} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式に基づいて Duty 指令を計算した際、出力電圧が小さく、かつ、中性点電流が大きい場合にはコンデンサからの出力 $V_{cx}D_n$ だけで V_{inv}^* を超えてしまう。この期間では $D_{out} < 0$ となり、出力電圧指令 V_{inv}^* に従った電圧を出力できない。そこで $D_{out} < 0$ となった場合には、インバータ出力電圧 V_{inv} が V_{inv}^* に等しいかつ最も中性点電流を流すための Duty 指令を(9)式により決定する。

$$D_{out} = 0, D_n = \frac{V_{inv} - V_{cx}}{V_{cx}} \quad (D_{out} < 0) \dots\dots\dots (9)$$

また、 $|i_n^*|$ が大きいとき $|i_n^*|$ に従った制御を行おうとすると、1 スwitchング周期中に占める D_n の割合が大きくなる。しかし、このときコンデンサ電圧 V_{cx} が小さいと $D_n V_{cx}$ も小さくなる。このため、直流電圧 V_{dc} から出力する期間 D_{out} が大きく必要となり過変調($D_{out} + D_n > 1$)となる。そこで $D_{out} + D_n > 1$ となった場合には、中性点電流を最大限流するため $D_{out} + D_n = 1$ として Duty 指令を決定する。したがって、 $D_{out} + D_n > 1$ の場合の D_{out} 及び D_n は以下の(10)式により決定する。

$$D_{out} = 1 - D_n, D_n = \frac{V_{inv} - V_{dc}}{V_{cx} - V_{dc}} \quad (D_{out} + D_n > 1) \dots\dots\dots (10)$$

表 1 および(8)-(10)式に基づいて制御を行うことで V_{cx} が印加されることを考慮しつつ、補償不可期間以外において中性点電流制御を行うことができる。

図 5 に CCM による電力脈動補償法の制御ブロック図を示す。図 5 でははじめに、(8)式に基づいて D_{out} および D_n の算出を行う。次に(9)-(10)式に該当するかどうかを判定し、該当する場合は各式に基づいて Duty 指令を計算する。最後に、表 1 のスイッチングテーブルを用いて変調を行う。しかし、表 1 および(8)-(10)式に基づいた制御によって、補償不可期間では中性点電流が指令値と一致しない。そのため CCM による電力脈動補償法では、補償不可期間において電力脈動が残存する問題がある。

〈3・2〉 DCM による電力脈動補償法

図 6 に DCM 制御における出力電流と中性点電流の関係を示す。DCM における出力電流制御と中性点電流制御は、図

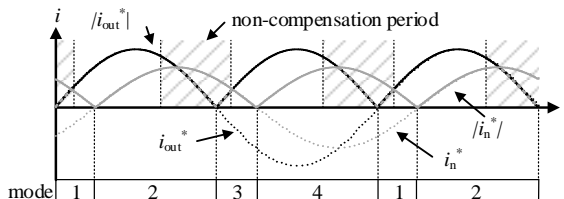


Fig. 3. Absolute value of output current command and neutral point current command.

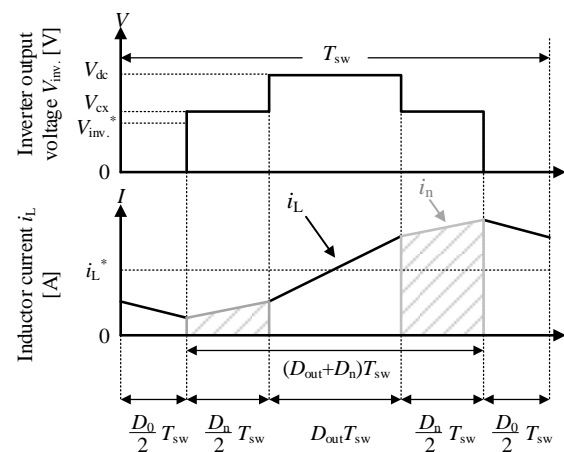


Fig. 4. Operation waveforms of V_{inv} , i_L and i_n in CCM.

Table 1. Switching table.

mode	control	V_{inv}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	
1	$i_{out}^+ + V_{dc}$	V_{dc}	D_{out}	off	off	ON	off	off	off	off	
	$i_n^+ - V_{c2}$	V_{c2}	off	off	off		off	D_n	off	off	
	0 V	0	off	D_0	off		off	off	off	off	
2	$i_{out}^+ + V_{dc}$	V_{dc}	ON	off	off	D_{out}	off	off	off	off	
	$i_n^+ + V_{c1}$	V_{c1}		off	off	off	off	off	off	D_n	
	0 V	0		off	D_0	off	off	off	off	off	
3	$i_{out}^- - V_{dc}$	$-V_{dc}$	off	D_{out}	ON	off	off	off	off	off	
	$i_n^- + V_{c1}$	$-V_{c1}$	off	off		off	D_n	off	off	off	
	0 V	0	D_0	off		off	off	off	off	off	
4	$i_{out}^- - V_{dc}$	$-V_{dc}$	ON	ON	D_{out}	off	off	off	off	off	
	$i_n^- - V_{c2}$	$-V_{c2}$			off	off	off	off	off	D_n	off
	0 V	0			off	D_0	off	off	off	off	off

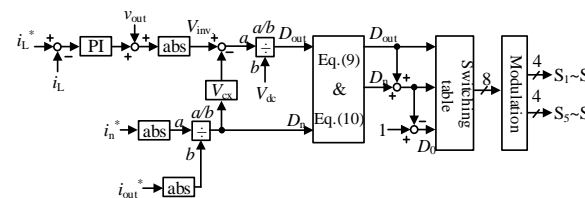


Fig. 5. Control block diagram in CCM.

6(a)に示す出力電流と中性点電流を逆方向に通流させるモードと、図 6(b)に示す同一方向に通流させるモードのどちらかによって制御を行う。図 6(a)のモードでは中性点電流によって出力電流が減少するため、連系インダクタに流れる電流が、本来の出力電流の実効値より大きくなる。一方で、図

6(b)のモードでは中性点電流を出力電流の一部とすることができるため、図 6(a)のモードと比較して連系インダクタに流れる電流実効値を低減することができる。

図 7 に DCM による電力脈動補償法の制御ブロック図を示す。図 6 に示す Duty 比 $d_1 \sim d_4$ は、連系インダクタのインダクタンス、印加される電圧、電流指令値、スイッチング周期から算出する。 $d_1 \sim d_4$ の算出式は以下の(9)-(12)式により表される。

$$d_1 = \sqrt{\frac{L\{i_{out}^* \pm i_n^*(d_3 + d_4)T_{sw}\}(V_{dc} + v_{out}^*)}{T_{sw}V_{dc}(V_{dc} - v_{out}^*)}} \dots\dots\dots (9)$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{L\{i_{out}^* \pm i_n^*(d_3 + d_4)T_{sw}\}(V_{dc} + v_{out}^*)}{T_{sw}V_{dc}(V_{dc} - v_{out}^*)}} \times \frac{V_{dc} - v_{out}^*}{V_{dc} + v_{out}^*} \dots\dots (10)$$

$$d_3 = \sqrt{\frac{2Li_n^*}{T_{sw}(V_{cx}^* + v_{out}^*)}} \dots\dots\dots (11)$$

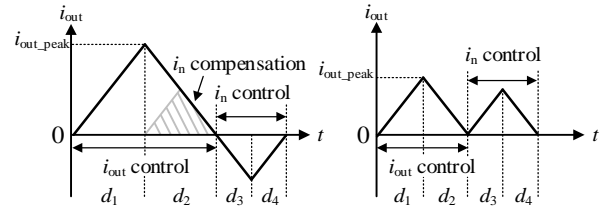
$$d_4 = \sqrt{\frac{2Li_n^*}{T_{sw}(V_{cx}^* + v_{out}^*)}} \times \frac{V_{cx}^* - v_{out}^*}{V_{dc} + v_{out}^*} \dots\dots\dots (12)$$

DCM による電力脈動補償法では $d_1 \sim d_4$ を演算した時点の電圧値と、制御中の実際に連系インダクタに印加される電圧値が大きく異なる。そのため出力電流、中性点電流ともに離散化による誤差が発生する。これは経路の異なる 2 つの電流を 1 スwitchング周期中に制御しているためである。そこで離散化誤差を補償するために P 制御を適用する。本論文では検出の容易さから直流側コンデンサ電圧 V_{c2} と出力電流 i_{out} をフィードバックに用いる。しかし、DCM ではインダクタ電流の実効値が増加する課題がある。

4. 提案制御法

図 8 に提案制御法における電流モード切り替え波形を示す。提案制御法では、CCM における補償不可期間において DCM により電力脈動補償を行い、それ以外の期間は CCM により電力脈動補償を行う。これにより CCM のみの動作時より電力脈動補償効果を改善しつつ、DCM のみの動作時より電流実効値が低減できる。

図 9 に提案制御法の制御ブロック図を示す。図 9 は図 5 と図 7 を組み合わせたものである。提案制御法では補償不可期間の判定時に CCM の制御系から DCM の制御系に切り替えを行う。ここで、補償不可期間で DCM となる連系インダクタを選定すると、CCM と DCM のスイッチング周波数が等しくした場合にいずれの区間においても電流が CCM とならない。そこで、CCM のスイッチング周波数 f_{sw_CCM} を DCM のスイッチング周波数 f_{sw_DCM} に対して高くすることで、補償不可期間において DCM、その他の期間で CCM を



(a) i_{out} and i_n different polarity (b) i_{out} and i_n same polarity
Fig. 6. Relationship between i_{out} and i_n in DCM.

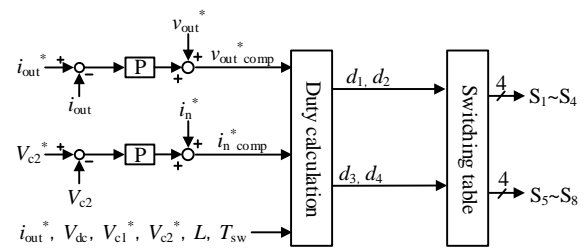


Fig. 7. Control block diagram for active power decoupling.

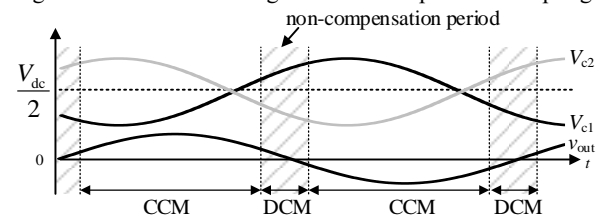


Fig. 8. Waveforms of current mode changing in the proposed active power decoupling method.

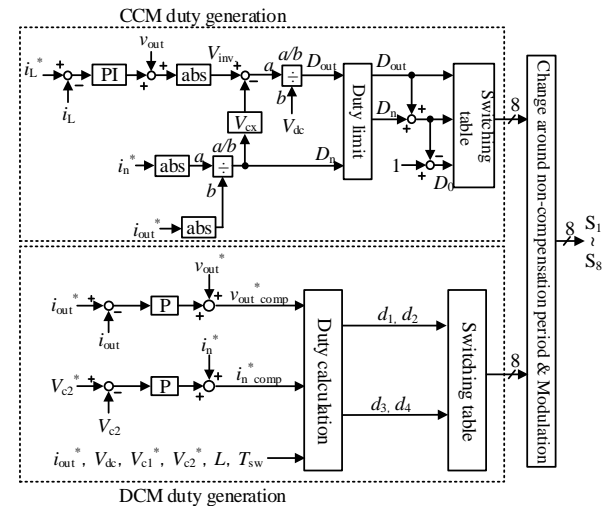


Fig. 9. Control block diagram in proposed method.

実現できる⁽¹⁰⁾。

しかし、補償不可期間となる瞬間に CCM から DCM への切り替えを行うと出力電流の状態によっては DCM のスイッチング周期の途中から DCM となり、電流にオーバーシュートが生じる恐れがある。そこで補償不可期間かつ新たに DCM のスイッチング周期が始まるタイミングで制御系の切り替えを行う。

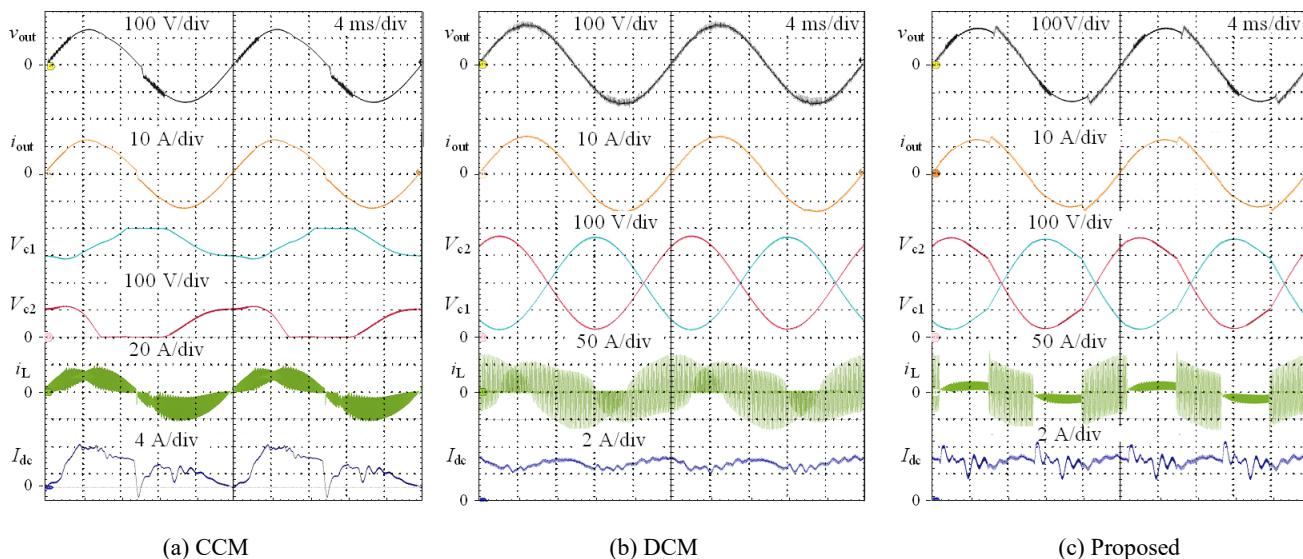


Fig. 10. Experimental results at 1 kW in each current mode.

5. 実機検証

〈5・1〉 定格動作試験 提案制御動作およびその妥当性を検証するため、定格 1 kW の試作器を用いて実機検証を行う。CCM に PI 制御器を用いた場合、DCM から CCM へ切り替わる際に、電流制御器として使用する積分器が不連続となることにより電流にオーバーシュートが生じる恐れがある。そのため今回は負荷を抵抗として PI 制御器を用いず、オープンループによる動作検証を行う。実験条件を表 2 に示す。直流側コンデンサの容量は、電圧振幅 V_c が $V_{dc}/2$ を超えないよう(4)式を基に設計する必要がある。今回の実機検証では V_c が $V_{dc}/2$ の 80%となるよう設計し、120 μF とした。また、 f_{sw_CCM} を 50 kHz、 f_{sw_DCM} を 10 kHz とし、連系インダクタを 95 μH とした。連系インダクタには、両モードの動作を可能させるという制約があるため、系統側の LC フィルタのみでスイッチング周波数成分を抑制させる必要がある。そのため LC フィルタのカットオフ周波数を f_{sw_DCM} の 1/10 としてフィルタの設計を行う。今回の実機検証ではフィルタインダクタ L_f を 1.3 mH (%Z = 4%)、フィルタコンデンサ C_f を 20 μF とした。

図 10 に各電流モードにおける定格動作時の実験結果を示す。図 10(a)の CCM による電力脈動補償法では、補償不可期間において中性点電流が制御できず、 V_{c1} 、 V_{c2} がアンバランスしている。また、入力電流 I_{dc} に脈動が残存しており、十分に脈動補償ができていない。これに対し、図 10(b)の DCM による電力脈動補償法では、補償不可期間無しに V_{c1} 、 V_{c2} を制御できている。その結果、CCM と比較して I_{dc} の脈動成分を補償できている。しかし、インダクタ電流のピーク値が 70.5 A と大きい。図 10(c)の提案制御法では、補償不可期間なく V_{c1} 、 V_{c2} が制御できていることに加え、インダクタ

Table 2. Experimental condition.

Parameter	Symbol	Value
Output power	P_{out}	1 kW
Input voltage	V_{DC}	400 V
Output voltage	V_{out}	100 V
Output frequency	f_{out}	50 Hz
Compensated capacitor	C_1, C_2	120 μF
Filter capacitor	C_f	20 μF (%Y 6.3%)
Grid-tied inductor	L_1	95 μH (%Z 0.3%)
Filter inductor	L_f	1.27 mH(%Z 4%)
LC filter cutoff frequency	f_c	1 kHz
CCM switching frequency	f_{sw_CCM}	50 kHz
DCM switching frequency	f_{sw_DCM}	10 kHz

電流からも明らかに CCM と DCM の切り替えができています。CCM と DCM の切り替わり時に i_{out} に歪みが確認できるものの、 I_{dc} をみると図 10(b)と同様に全期間で脈動補償ができています。

〈5・2〉 入力電流高調波解析 図 11 に各電流モードにおける入力電流高調波解析結果を示す。CCM による電力脈動補償法には補償不可期間が存在するため、2 次高調波成分は 55.2%の低減に留まる。対して DCM による電力脈動補償法では 89.6%、提案制御法では 90.1%まで 2 次高調波成分を低減できている。これは補償不可期間なしに脈動補償を行っているためである。提案制御および DCM において、入力電流の 2 次高調波成分を完全に除去できていない。これは電流モード切り替わり時の歪みや DCM に適用している P 制御の定常偏差が原因である。

〈5・3〉 出力電流 THD・インダクタ電流実効値の評価

図 12 に各電流モードにおける出力電流 THD とインダクタ電流実効値の評価を示す。図 12(a)に示すインダクタ電流実

効値は CCM が 9.6 A, DCM が 24.0 A, 提案制御法が 22.1 A となった。また, シミュレーションにおけるインダクタ電流実効値は CCM が 9.7 A, DCM が 24.9 A, 提案制御法が 22.7 A となった。最大 0.9 A の誤差があるが, 実験結果とシミュレーション結果がおよそ一致しており, 低減効果の妥当性を確認した。提案制御では DCM と比較して電流実効値が 8.8% 低減できている。これは補償不可期間以外で CCM を適用しているためである。図 12(b) に示す出力電流 THD は CCM が 3.9%, DCM が 1.2%, 提案制御法が 6.2% となった。提案制御では CCM と DCM の切り替わり時に発生している電流歪みに起因して THD が悪化している。切り替わり時の歪みは, 電流モードの切り替わりタイミングが DCM のスイッチング周期と同期できていないこと, デッドタイム誤差による CCM 期間の電流実効値の低下が原因である。上記 2 つの原因によって, 切り替わり時に電流にオーバーシュートが発生し, DCM 期間にオフセットが乗った出力電流波形となっている。今後は, CCM ヘッドタイム誤差補償を適用, 電流モードの切り替わりタイミングと DCM のスイッチング周期の同期を行うことで提案制御手法の THD 改善を行う。

6. まとめ

本論文では, 電流連続/不連続モード混在制御を用いた電力脈動補償機能を有する系統連系インバータの提案を行い, 実機検証により提案制御動作とその有用性を確認した。実験の結果, 提案制御法では全期間の電力脈動補償を達成しつつ, 出力電流 THD が 6.2%, インダクタ電流実効値が 22.1 A となった。入力電流の 2 次高調波成分は従来のインバータ制御と比べて, 提案制御法では 90.1% 低減できている, 十分な低減効果が確認できた。

今後の予定として, 出力電流 THD の改善と効率評価, 系統連系動作の実機検証を行う。

文 献

- (1) X. Liu and H. Li: "A new three-phase high-power soft-switched DC-DC converter based on fuel cell power conditioning system with minimized DC capacitor", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4617-4672, (2013)
- (2) D. Neumayr, G. C. Knabben, E. Varescon, D. Bortis and J. W. Kolar: "Comparative Evaluation of a Full-and Partial-Power Processing Active Power Buffer for Ultracompact Single-Phase DC/AC Converter Ststems", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.9, No.2 pp.1994-2013 (2021)
- (3) Y. Shen, D. Zakzewski, A. Hasnain, R. Resalayyan and A. Khaligh: "Reduced Sensor Control Approach for Active Power Decoupling Circuit in PV Microinverter Application" IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 13-18 (2023)
- (4) T. Wei, A. Cervone and D. Dujic: "Second Harmonic Ripple Voltage Suppression for Single-Phase ISOP Solid-State Transformer by Active Power Decoupling," IEEE Applied Power Electronics Conference and

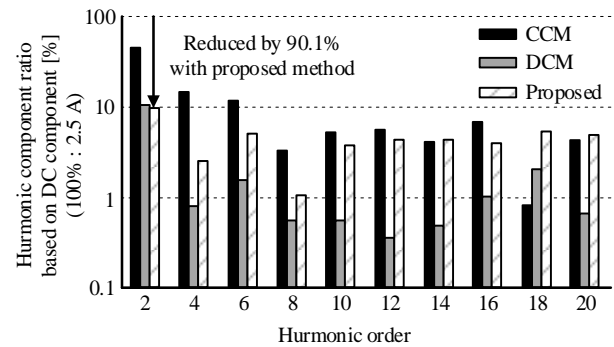
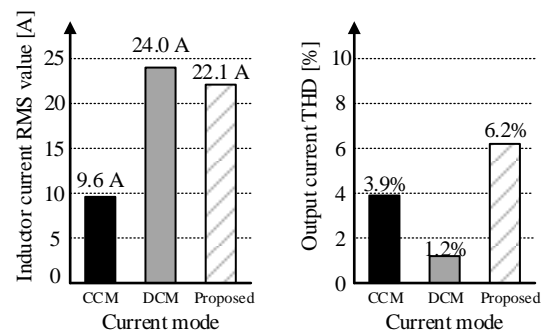


Fig. 11. Harmonic components of input current in each current mode.



(a) Inductor current RMS (b) Output current THD

Fig. 12. Evaluation of output current THD and inductor current RMS value in each current mode.

- Exposition (APEC), pp. 1496-1502, (2023)
- (5) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W. Liu and R. C. N. Pilawa-Podgurski: "A High-Efficiency High Energy Density Buffer Architecture for Power Pulsation Decoupling in Grid-Interfaced Converters", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.149-157 (2015)
- (6) K. Toyama and T. Shimizu: "A High Efficiency Single-Phase Utility Interactive Inverter with an Active Power Decoupling Function and its Control Method", IEEJ Transaction on Industry Applications, Vol.135-D, No.2 pp.147-154 (2015) (in Japanese)
- (7) X. Xu, M. Su, Y. Sun, B. Guo, H. Wang and G. Xu: "Four-Switch Single-Phase Common-Ground PV Inverter with Active Power Decoupling", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol.69, No.3 pp.3223-3228 (2022)
- (8) M. Abe, H. Haga and S. Kondo: "Power Decoupling Method NPC Single-phase AC/DC Converter using Neutral Point Voltage Control", IEEJ Transaction on Industry Applications, Vol.136-D, No.12 pp.937-943 (2016) (in Japanese)
- (9) A. Omomo, N. Takaoka, H. N. Le, K. Kusaka and J. Itoh: "T-type NPC Inverter with Active Power Decoupling Capability Using Discontinuous Current Mode", European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-10, (2018)
- (10) R. Higashide, K. Yamanokuchi, H. Watanabe, J. Itoh: "Clarification of Operating Range for Active Power Decoupling with Mixed Current Mode Control in T-type Inverter", IEEJ Workshop of Semiconductor Power Conversion, SPC-23-182, MD-23-079, pp.1-6, (2023)