

T-type インバータにおける MCM 制御を用いた 電力脈動補償法の動作可能範囲の明確化

東出 稜平* 山ノ口 皓喜 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Clarification of Operating Range for Active Power Decoupling with Mixed Current Mode Control in T-type Inverter
Ryohei Higashide*, Koki Yamanokuchi, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an active power decoupling method for T-type inverter with mixed current mode control. The proposed method does not require additional components for the active power decoupling method. Operating the active power decoupling method in either continuous current mode (CCM) or discontinuous current mode (DCM) causes uncompensated periods and decreased efficiency. The proposed method changes between CCM and DCM. Therefore, the operating range of the grid-tied inductor in proposed method is clarified. The operation of the proposed method is confirmed by simulation. As a result, the second harmonic component of the input current is reduced by 94.4% compared to that without the active power decoupling method. Furthermore, the distortion factor of the output current was 5.1% and the RMS value was 16.6A.

キーワード: T-type 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, T-type inverter, continuous current mode, discontinuous current mode, single phase power ripple)

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。PV に単相系統を連系する場合, DC-DC コンバータと系統連系インバータから構成されるパワーコンディショナ(PCS)が必要となる。一般に, PCS では系統周波数の 2 倍周波数で発生する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, 電解コンデンサは寿命が温度に大きく依存し, 許容リップル電流が小さい。そのため, システムの大型化や低寿命化を招く恐れがある⁽¹⁾。一方で, 小容量のコンデンサと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⁽²⁾⁽³⁾。この方式では, 電解コンデンサの代わりに長寿命なフィルムコンデンサや積層セラミックキャパシタを電力脈動補償に利用できるため, システムの長寿命化が期待できる。しかし, 追加の磁気素子による回路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⁽⁴⁾。この方式では, 中性点電流を制御することで直流側に接続されたコンデンサを積極的に充放電できる。これにより追加素子無しに単相電力脈動を補償できる。従来の制御手法として電流連続モード(CCM)を用いた方法が検討されている。しかし, 本手法では出力電流制御と中性点電流制御が干渉し, 系統電圧のゼロクロス付近で

は電力脈動の補償が困難となる課題がある。

上記の問題に対して, 電流不連続モード(DCM)による電力脈動補償法が提案されている⁽⁵⁾。本方式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することが可能である。しかし, CCM を用いた制御に対して電流実効値が増加し, 効率が低下する課題がある。

本論文では T-type インバータに電流連続/不連続モード混在(MCM)制御を適用した電力脈動補償法を提案する。提案制御法では, 系統電圧のゼロクロス付近では DCM, その他の期間では CCM で動作させる。これにより, 電流実効値を低減しつつ, 全期間で電力脈動補償を達成することができる。一方, MCM 制御では 2 つの電流モードを動的に切り替える必要があるが, 各電流モードを達成する条件は連系インダクタのパラメータに依存して変動する。特に本制御における具体的なインダクタンスの設計指針はこれまでに明らかになっていない。そこで本論文では MCM による T-type インバータの制御手法の提案, および連系インダクタのパラメータに着目した MCM 制御の動作可能範囲の明確化を行う。動作可能範囲は, CCM および DCM 条件での各インダクタンスから導出される。シミュレーション結果より, 提案制御を用いることで DCM に対して電流実効値を 27%低減しつつ, 入力電流の 2 次高調波成分を 94.4%低減できたので報告する。

2. 単相電力脈動の補償原理および従来制御法

図1に T-type インバータの回路構成を示す。本回路では直流部に接続されたコンデンサ C_1 , C_2 を電力脈動補償用のエネルギーバッファとして利用する。系統連系時の力率が1であると仮定すると、インバータの瞬時電力 p_{out} は(1)式で表される

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

$$= P_{const} + p_{active}$$

ここで、 V_{out} は出力電圧実効値、 I_{out} は出力電流実効値、 ω は系統角周波数を示している。(1)式の第2項から、瞬時電力 p_{out} は系統周波数の2倍で脈動することがわかる。

図2に単相電力脈動補償の原理を示す。入力電力 p_{in} を一定とするには、脈動電力 p_{active} を打ち消すようバッファ電力 p_{buf} を制御すればよい。従ってバッファ電力 p_{buf} は(2)式で表される。

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

入力電流 I_m を一定にするためには、コンデンサの充放電電力を(2)式となるように積極的に制御する必要がある。(3)式で示すように2つのコンデンサ電圧 $V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$ を入力電圧 V_{dc} の半値を基準に、振幅 V_c で互いに逆位相の正弦波となるよう制御を行う。

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

ここで V_c は V_{dc} の半値以下である必要がある。また、 $V_{c1}(t)$, $V_{c2}(t)$ が(3)式となるよう制御するには、コンデンサに流れる電流 $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$ は(4)式のように制御する必要がある。

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = -\omega C_1 V_c \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \\ i_{c2}(t) = \omega C_2 V_c \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

ここでコンデンサ電圧の振幅 V_c は、(3)式と(4)式から得られるコンデンサの充放電電力と(2)式が等しくなることから求められる。さらに、(4)式に示す各コンデンサ電流の差分から中性点電流 $i_n(t)$ を求めると、以下の(5)式が得られる。

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

(5)式に基づいて i_n 制御を行い、(3)式に示すように V_{c1} , V_{c2} を振動させることで、電力脈動補償を行う。

〈2・1〉 CCM による電力脈動補償法 図3に CCM による電力脈動補償法の制御ブロック図を示す。図3では、上段により出力電流制御、下段により中性点電流制御を行う。ここで中性点電流指令値 i_n^* は(5)式により算出する。

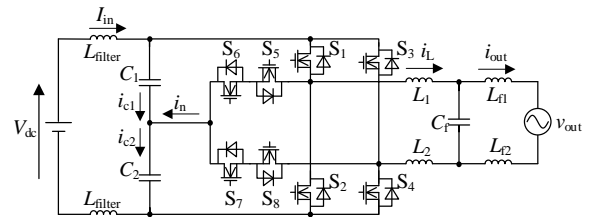


図1 T-type インバータの回路構成

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

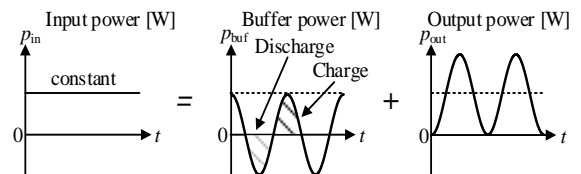


図2 単相電力脈動の補償原理

Fig. 2. Principle of active power decoupling capability.

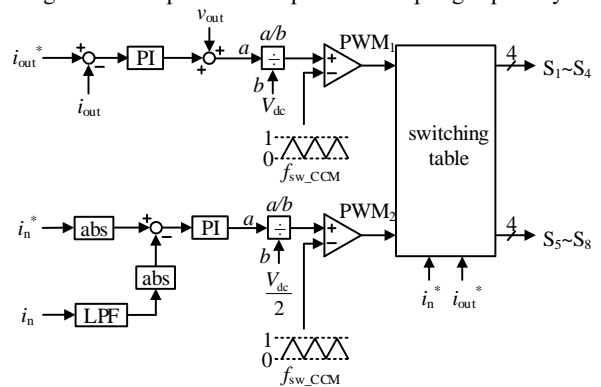


図3 CCM による脈動補償法の制御ブロック図

Fig. 3. Control block diagram for active power decoupling method with CCM.

表1にスイッチングテーブルを示す。本制御法では、出力電流 i_{out} と中性点電流 i_n の方向により決定される4つのモードを用いて制御を行う。mode1において、 S_6 がONのときに、 S_1 がONになると入力電圧が短絡状態となる。そのため i_n 制御を行う S_5 ~ S_8 いずれかがON状態のとき、 i_{out} 制御を行っている S_1 ~ S_4 でON状態のうち片方をOFFとなるようスイッチングテーブルを決定することで短絡を防止する。

図4に出力電流と中性点電流の絶対値の関係を示す。本制御は出力電流の一部を中性点電流として回路内に循環させることでコンデンサの充放電電流を制御する。しかしゼロクロス付近では電流値が小さくなるため、電力脈動を補償するための中性点電流を供給できない。図4斜線部は $|i_n^*| < |i_n^*|$ となる補償不可期間であり、2つの電流制御が干渉する。文献(4)では、図4に示すように補償不可期間では中性点電流を出力電流に等しくするように制御することで、出力電流を正弦波状にしている。そのため本制御では、補償不可期間において中性点電流が指令値と一致しなくなるため、電力脈動が残存する。

〈2・2〉 DCMによる電力脈動補償法 DCMでは i_{out} が0Aとなるゼロ電流期間が発生するため、出力電流と中性点電流を独立して制御することができる。以下に詳細を示す。

図5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、系統側に供給するインダクタ電流と中性点電流の電流方向を一致させるスイッチングモード(図5(a))と、一致させないモード(図5(b))のどちらかによって制御を行う。図5(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、同一の電力を得るためには系統側に供給するインダクタ電流の実効値を大きくする必要がある。一方、図5(b)のモードでは中性点電流の一部を系統側にも供給できるため図5(a)のモードに対してインダクタ電流実効値を低減できる。

図6にDCMによる電力脈動補償法の制御ブロック図を示す。デューティ比の計算は図5のどちらの方式においても、まず d_3, d_4 を計算することで、 i_n^* の補償分を算出する。次に、図5(a)は補償分を i_{out}^* に加算、図5(b)は i_{out}^* から減算することで、補償分を考慮した d_1, d_2 を決定する。

本稿では i_n^* と i_{out}^* の電流方向が同一の期間は図5(b)の方式、異なる期間は図5(a)の方式を用いて電力脈動補償を行う。しかし、DCMではデューティ比の制約によって電流のピーク値と実効値が増加してしまう課題がある。

以上より、CCMとDCMを用いた制御では電力脈動補償と高効率化の観点で課題がある。そこで両方の電流モードを取り入れたMCM制御を提案する。次章に詳細を示す。

3. 提案制御法

図7にMCM制御を適用した電力脈動補償法における電流モード切り替え波形を示す。フルブリッジインバータにおいて、連系インダクタの小型化を目的としたMCM制御が報告されているが⁽⁶⁾、提案制御法では、全期間での脈動補償の達成かつ、電流ピーク値と実効値の低減のためにMCM制御を適用する。本手法は、補償不可期間でDCMによる脈動補償を行い、それ以外の期間はCCMにより脈動補償を行う。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8にMCMによる電力脈動補償法の制御ブロック図を示す。図8の制御ブロック図は図3と図6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となった時点でCCMの制御系からDCMの制御系に強制的に切り替える。そのため図8のPI制御器がDCM期間中も動作し続けることにより飽和し、DCMからCCMに切り替わるタイミングで制御が破綻もしくは電流にオーバーシュートが生じる恐れがある。そこで、DCMで動作する補償不可期間では、PI制御器へは入力を行わず、DCMからCCMへ切り替わるタ

表1 スwitchingテーブル

Table 1. Switching table.

| mode | control | S ₁ | S ₂ | S ₃ | S ₄ | S ₅ | S ₆ | S ₇ | S ₈ |
|------|---------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| 1 | i_{out}^+ / i_n^+ | PWM ₁ | off | off | PWM ₁ | off | off | off | off |
| | i_{out}^- / i_n^- | off | off | off | PWM ₁ | off | PWM ₂ | off | off |
| 2 | i_{out}^+ / i_n^+ | PWM ₁ | off | off | PWM ₁ | off | off | off | off |
| | i_{out}^- / i_n^- | PWM ₁ | off | off | off | off | off | off | PWM ₂ |
| 3 | i_{out}^+ / i_n^+ | off | PWM ₁ | PWM ₁ | off | off | off | off | off |
| | i_{out}^- / i_n^- | off | off | PWM ₁ | off | PWM ₂ | off | off | off |
| 4 | i_{out}^+ / i_n^+ | off | PWM ₁ | PWM ₁ | off | off | off | off | off |
| | i_{out}^- / i_n^- | off | PWM ₁ | off | off | off | off | PWM ₂ | off |

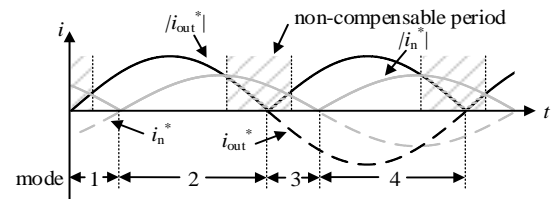
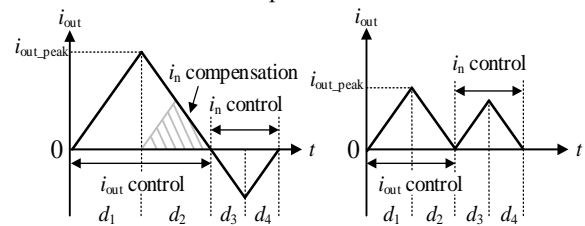


図4 出力電流と中性点電流の絶対値の関係

Fig. 4. Absolute command value of output current and neutral point current.



(a) i_n and i_{out} different polarity (b) i_n and i_{out} same polarity
図5 DCM制御における出力電流と中性点電流の関係

Fig. 5. Relationship between output current and neutral point current in DCM control.

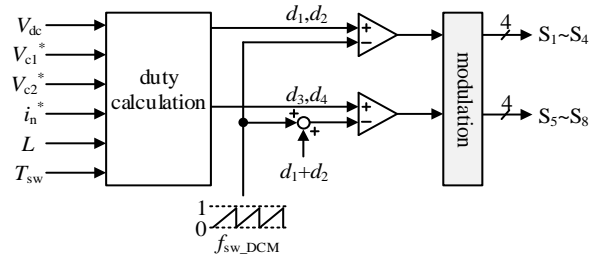


図6 DCMによる電力脈動補償法の制御ブロック図

Fig. 6. Control block diagram for active power decoupling

イミングでPI制御器に初期値を与えることで飽和を防止する。初期値は、CCMのみで動作している状態のPI制御器と等しいものを与える。また、補償不可期間となる瞬間にDCMへの切り替えを行うと、出力電流の状態によってはスイッチング周期の途中からDCMとなり、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切り替えを行う。

4. MCM 制御での各電流モードの動作範囲評価

MCM による電力脈動補償法では CCM と DCM の切り替えにより連系インダクタと補償コンデンサのみで脈動補償を行う。CCM のインダクタ設計方針に基づいて、出力電流のリプル率から連系インダクタを決定すると、DCM 期間の duty 比が 1 を超えることで制御が破綻し、脈動補償効果の低下や電流の歪みが発生する。しかし、DCM 期間の duty 比が 1 を超えないように連系インダクタを決定すると、本来 CCM で動作する期間に DCM となることで、補償不可期間が拡大する。そのため DCM の動作期間が増加し、効率が低下する。そこで、提案制御法において両モードで動作可能な連系インダクタの範囲の明確化を行う。

提案制御法では 2 つの補償コンデンサを逆位相で振動させることで脈動補償を行う。コンデンサ電圧の振幅 V_c は最大でも入力電圧 V_{dc} の半値であることを仮定すると、(2)~(4)式から電力脈動補償に必要な補償コンデンサ容量の最小値は(6)式で表される。

$$C_1 \geq \frac{4P_{out}}{\omega V_{dc}^2} \dots\dots\dots (6)$$

提案制御の DCM 期間に duty 比が 1 を超えないような連系インダクタ L_{DCM} を算出する。図 5 に示す $d_1 \sim d_4$ が(7)式を満たす L_{DCM} が提案制御におけるインダクタンスの上限値となる。詳細な L_{DCM} の導出式については付録に示す。

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \leq 1 \dots\dots\dots (7)$$

次に提案制御が CCM で動作する期間に、DCM とならないような連系インダクタ L_{CCM} を導出する。(8)式より、出力電流リプルが一番大きくなる $\pi/4$ 付近において、出力電流が電流臨界モード(BCM)となる L_{CCM} を算出する。提案制御における CCM 期間中に DCM とならない L_{CCM} がインダクタンスの下限値となる。ここで D_{on} は、1 スイッチング周期中にインバータ出力端が V_{dc} となる時間割合を示している。

$$L_{CCM} = \frac{(V_{dc} - V_{out})D_{on}}{2I_{out}f_{sw_CCM}} \dots\dots\dots (8)$$

(7), (8)式により算出した L_{CCM} , L_{DCM} , 提案制御動作が可能な連系インダクタ L_{MCM} は以下の(9)式を満たす必要がある。

$$L_{CCM} \leq L_{MCM} \leq L_{DCM} \dots\dots\dots (9)$$

しかし、CCM 期間のスイッチング周波数 f_{sw_CCM} と DCM 期間のスイッチング周波数 f_{sw_DCM} が等しいと、入力電圧条件によっては L_{MCM} が(9)式を満たすことができない場合がある。そこで f_{sw_CCM} に対して f_{sw_DCM} を低くすることで、上限値である L_{DCM} の範囲を拡大する。ここで、 f_{sw_CCM} と f_{sw_DCM}

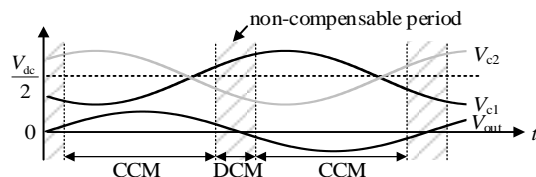


図 7 提案制御法における電流モード切り替え波形
Fig. 7. Waveforms of current mode changing in the proposed active power decoupling method.

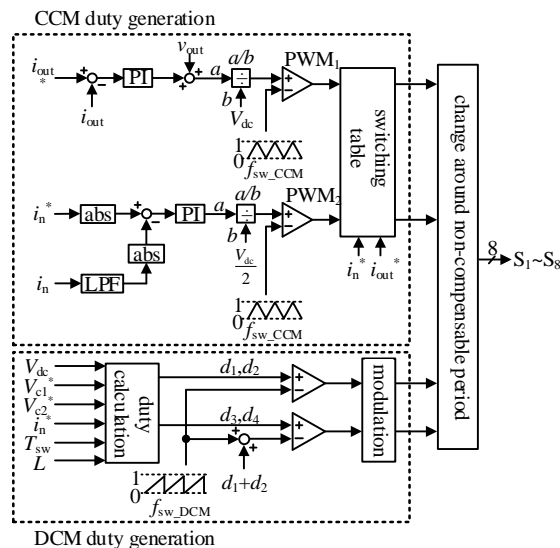


図 8 MCM による電力脈動補償法の制御ブロック図
Fig. 8. Control block diagram for active power decoupling method with MCM.

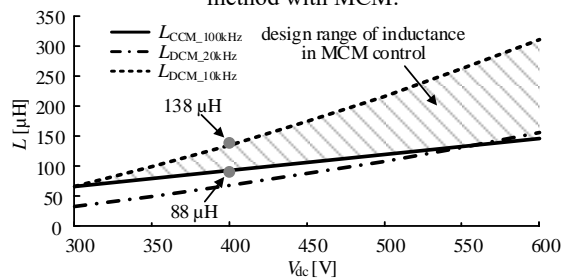


図 9 提案制御の動作可能範囲と連系インダクタの関係
Fig. 9. Relationship between operating range of the proposed method and grid-tied inductor.

の初期値は等しいものとし、(9)式を満たす L_{MCM} が存在しない場合、 f_{sw_DCM} を低くして、再度計算を行う。今回は、電圧条件を 300 V から 600 V までとして計算を行う。

図 9 に提案制御の動作可能範囲と連系インダクタの関係を示す。計算の結果、 f_{sw_DCM} が 10 kHz において(9)式を満たす L_{MCM} が存在することを確認した。また、導出した動作可能範囲の妥当性について検証するために、 $V_{dc} = 400$ V における範囲外のインダクタンス値を用いて提案制御動作を行う。範囲外のインダクタンスには、下限値に満たない $88 \mu\text{H}$ と、上限値を超えた $138 \mu\text{H}$ を用いる。

図 10 に動作可能範囲外の出力電流波形を示す。図 10(a)の下限值に満たない場合は、CCM 期間において DCM となっている。また図 10(b)の上限値を超えた場合は、DCM 期間において duty が 1 を超え、電流ゼロ期間が存在していない。よって図 9 の動作可能範囲に妥当性があることを確認した。しかし、電圧条件に関わらず、 L_{CCM} 、 L_{DCM} ともに計算値とシミュレーションの値の間に数 μH の誤差が存在する。これは、力率 1 であることを仮定して、指令値を基に各インダクタンスの導出を行っていることに起因した誤差だと考えられる。

5. シミュレーション結果

表 2 にシミュレーション条件を示す。補償コンデンサ C_1 、 C_2 は(6)式の算出値から約 $10 \mu\text{F}$ のマージンを設けている。

図 11 に各電流モードにおけるシミュレーション結果を示す。図 11(a)の CCM による電力脈動補償では、補償不可期間において、コンデンサ電圧が歪んでいる。また、同様のタイミングで入力電流も歪んでおり、十分に脈動補償できていない。これに対し図 11(b)の DCM による電力脈動補償では、補償不可期間であってもコンデンサ電圧が歪んでいない。また入力電流を見ても、補償不可期間における歪みはなく、全期間で電力脈動補償できている。しかし、出力電流のピーク値が 67.2A と大きい。図 11(c)の MCM による電力脈動補償では、CCM と DCM の切り替わり時に出力電流に多少の歪みがあるものの、補償不可期間に関わらずコンデンサ電圧を制御できている。また、入力電流を見ても、図 11(b)

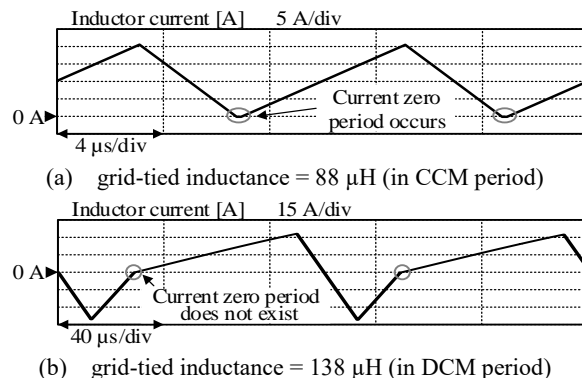


図 10 動作可能範囲外のインダクタ電流波形

Fig. 10. Output current waveform when using inductance outside the operating range in the proposed method.

表 2 シミュレーション条件

Table 2. Simulation condition.

| Parameter | Symbol | Value |
|-------------------------|------------------|------------------------------|
| Output power | P_{out} | 1 kW |
| Output voltage | V_{out} | 100 V |
| Output frequency | f_{out} | 50 Hz |
| Input voltage | V_{dc} | 400 V |
| Compensated capacitor | C_1, C_2 | $90 \mu\text{F}(\%Y 0.28\%)$ |
| Grid-tied inductor | L_1, L_2 | $60 \mu\text{H}(\%Z 0.19\%)$ |
| Filter inductor | L_{f1}, L_{f2} | $95 \mu\text{H}(\%Z 0.3\%)$ |
| CCM switching frequency | f_{sw_CCM} | 100 kHz |
| DCM switching frequency | f_{sw_DCM} | 10 kHz |

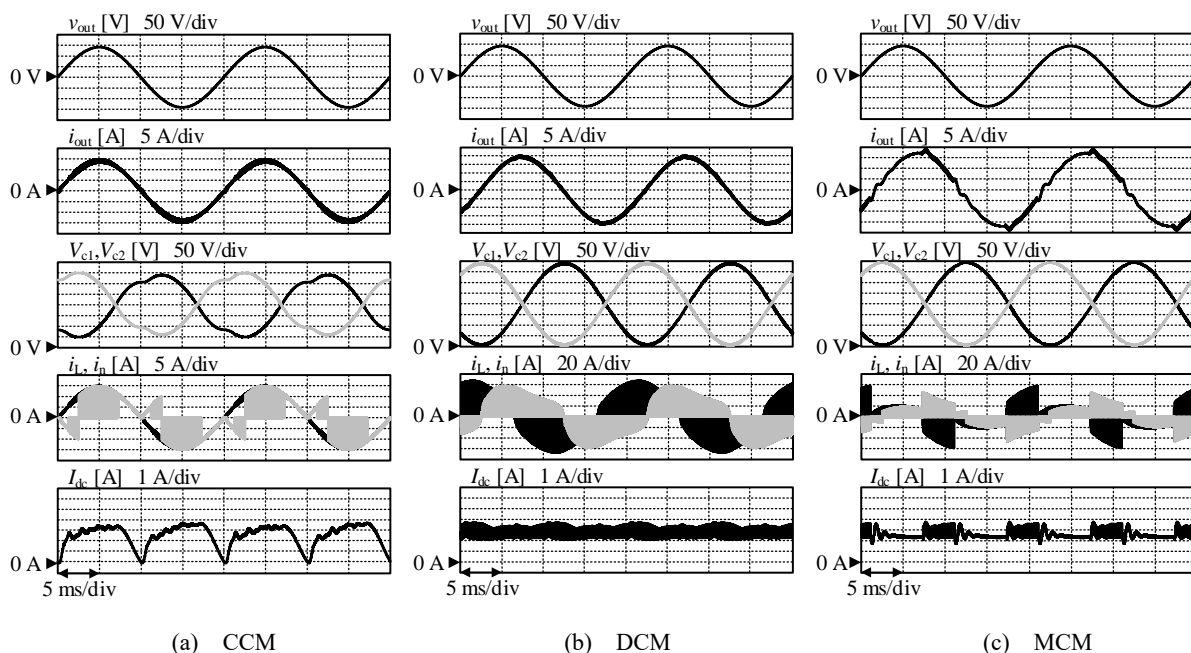


図 11 各電流モードにおけるシミュレーション結果

Fig. 11. Simulation results for each current mode.

と同様に補償不可期間における歪みはなく、全期間で電力脈動補償できている。さらに、提案制御では補償不可期間でのみ DCM を使用しているため、図 11(b)と比べると出力電流と中性点電流のピーク値が 57.9A に低減している。

図 12 に各電流モードにおける定格電力時の出力電流ひずみ率(THD)と実効値を示す。図 12 より、出力電流 THD は CCM が 2.1%, DCM が 1.3%, MCM が 5.1% となった。提案制御では CCM と DCM の切り替え時に発生している電流の歪みにより THD が悪化している。出力電流の実効値は CCM が 10.0 A, DCM が 22.8 A, MCM が 16.6 A となった。提案制御では補償不可期間なく電力脈動補償を行いつつ、電流実効値が低減できている。THD については、DCM 動作時の回路モデルの非線形性を補償する制御が提案されており、CCM と同様の応答を得られることが確認されている。本制御を用いることで現在の制御と比較して大幅に THD を改善できる可能性がある⁽⁶⁾。

図 13 に入力電流の高調波解析結果を示す。提案制御では、2次高調波成分が 94.4%低減されていることから、十分に脈動補償できていることを確認した。

6. まとめ

本論文では、T-type インバータに MCM 制御を適用した電力脈動補償法を提案した。また、提案制御の動作可能範囲の明確化を行い、その妥当性を検証した。シミュレーション結果より、出力電流 THD は 5.1%、電流実効値は 16.6 A となり、CCM と DCM の電力脈動補償法における問題点を相補的に解決していることを確認した。さらに、脈動補償を適用しない従来のインバータ制御と比べて、提案制御法は、2次高調波が 94.4%低減されることを確認した。今後の予定として、実機実験による提案制御法の動作検証および出力電流 THD の改善を行う予定である。

文 献

- (1) 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)
- (2) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W. Liu and R. C. N. Pilawa-Podgurski: "A High-Efficiency High Energy Dencity Buffer Architecture for Power Pulsation Decoupling in Grid-Interfaced Converters", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.149-157 (2015)
- (3) K. Toyama and T. Shimizu: "A High Efficiency Single-Phase Utility Interactive Inverter with an Active Power Decoupling Function and its Control Method", T.IEEJapan, Vol.135-D, No.2 pp.147-154 (2015)(in Japanese) 外山佳祐・清水敏久:「パワーデカップリング機能を持つ高効率単相系統連系インバータとその制御法」, 電学論 D,135,2,pp.147-154(2015)
- (4) M. Abe, H. Haga and S. Kondo: "Power Decoupling Method NPC Single-phase AC/DC Converter using Neutral Point Voltage Control", T.IEEJapan, Vol.136-D, No.12 pp.937-943 (2016) 阿部充庸・芳賀仁・近藤正示:「中

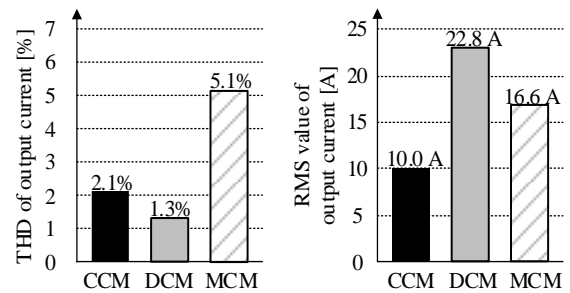


図 12 各電流モードにおける出力電流の THD と実効値の評価

Fig. 12. Evaluate THD and RMS value for output current in each current mode.

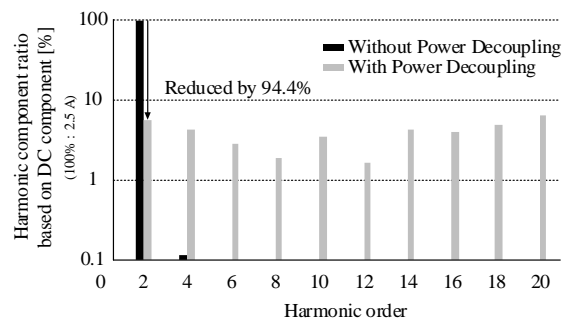


図 13 入力電流の高調波解析結果

Fig. 13. Harmonic component of input current for the proposed method.

性点電位制御による NPC 単相整流器のパワーデカップリング法」, 電学論 D,136,12,pp.937-943 (2016)

- (5) A. Omomo, J. Itoh, K. Kusaka, N. Takaoka and H. N. Le: "T-type Inverter with Active Power Decoupling Method using Discontinuous Current Mode for Micro-Inverter", Proc. International Conf. on Renewable Energy Research and Applications, pp.1147-1152, Paris, France (2018-7)
- (6) H. N. Le, J. Itoh: "Inductance-Independent Nonlinearity Compensation for Single-Phase Grid-Tied Inverter Operating in both Continuous and Discontinuous Current Mode", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.34, No.5 pp.4904-4914 (2019)

A. 付録

提案制御におけるインダクタンスの上限値 L_{DCM} の詳細な算出式は(A-1)式で表される。

$$L_{DCM} = \frac{1}{(2A + B + C)^2} \dots\dots\dots (A-1)$$

ここで、(A-1)式の変数は(A-2)式で表される。

$$A = \sqrt{\frac{T_{sw} V_{cl}^* B(B+C) - I_{out}^*}{2 T_{sw} V_{dc}^*}} \quad B = \sqrt{\frac{2I_n^*}{T_{sw} V_{cl}^*}} \quad C = \sqrt{\frac{2V_{cl}^* I_n^*}{T_{sw} V_{dc}^2}} \dots\dots\dots (A-2)$$