

# 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 T-type インバータの効率改善

学生員 東出 稜平      正員 渡辺 大貴      正員 中田 祐樹

上級会員 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

## Efficiency Improvement of T-type Inverter with Active Power Decoupling Capability Utilizing Continuous Current Mode and Discontinuous Current Mode

Ryohei Higashide, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Yuki Nakata, Member,  
Jun-ichi Itoh, Senior Member

This paper proposes an improvement efficiency method for a T-type inverter in both continuous current mode and discontinuous current mode with active power decoupling capability. The proposed method consists of two parts: (i) modification of the switching pattern and (ii) application of optimal switching frequency under CCM control. The switching pattern of the neutral point current is changed in order to reduce the inductor current RMS value in (i). In (ii), determine the continuous current mode's switching frequency that minimizes losses based on loss analysis. As a result, the efficiency was improved by 2.4% compared with the conventional CCM/DCM control at 1 kW.

キーワード : T-type インバータ, 電力脈動補償, 電流連続モード, 電流不連続モード

Keywords : T-type inverter, active power decoupling, continuous current mode, discontinuous current mode

### 1. はじめに

近年、環境問題を背景に太陽光発電(PV)をはじめとする再生可能エネルギーの利用が検討されている<sup>(1)</sup>。PV と単相系統の連系ではDC-DC コンバータと単相インバータで構成されるパワーコンディショナ(PCS)が用いられる。単相インバータにおいて系統の 2 倍の周波数で脈動する電力に対し、追加回路により補償を行う方式が提案されている<sup>(2)-(3)</sup>。この方式では小容量セラミックコンデンサ等をエネルギーバッファとして適用できるが、追加回路により回路体積の増加を招く。

これまでに 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<sup>(4)-(6)</sup>。この方式ではキャパシタから構成されるレグの中性点電流を制御することで追加回路を用いることなく電力脈動補償を行っている。本方式の制御として電流連続モード(CCM)および電流不連続モード(DCM)を用いた手法がそれぞれ検討されている<sup>(4)-(6)</sup>。CCM による制御では共通のインダクタ電流から中性点電流と出力電流の両方を制御する必要があり、出力電流制御による制約で電力脈動の補償ができない期間が存在する<sup>(4)</sup>。一方 DCM による制御ではゼロ電流期間を設けることで中性点電流と出力電

流を独立して制御できる<sup>(5)</sup>。しかし電流実効値が増加するため、効率が低下する課題がある。

これらの課題に対して著者らは CCM/DCM 混在制御による電力脈動補償法を提案している<sup>(6)</sup>。本制御では CCM で電力脈動が補償できない期間のみ DCM で動作させることで、DCM のみを用いた制御と比較して効率の改善が期待できる。しかしこれまで検討した制御法では特に DCM 期間中に発生する損失が支配的となり効率改善効果が限定的であった。

本論文ではスイッチングパターンと動作周波数に着目した CCM/DCM 混在制御の効率改善法を提案する。実機検証において、従来制御法と比べ定格動作点で効率を 2.4%改善し、損失を 26.2%低減することを確認したので報告する。

### 2. T-type インバータの CCM/DCM 混在制御

〈2・1〉 電力脈動補償の原理 図 1 に T-type インバータの回路構成を示す。本回路ではキャパシタ  $C_1$ ,  $C_2$  を電力脈動補償のためのエネルギーバッファとして活用する。負荷の力率を 1 と仮定した場合、インバータの出力瞬時電力  $p_{out}$  は(1)式で表される。

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

$v_{out}$ ,  $V_{out}$  は出力電圧の瞬時値および実効値,  $i_{out}$ ,  $I_{out}$  は出力電流の瞬時値および実効値である。

図2にキャパシタ  $C_1$ ,  $C_2$  の電圧波形を示す。入力電力を一定とするにはキャパシタの充放電電力を制御し, (1)式の脈動分を打ち消す必要がある。そこで2つのキャパシタ電圧  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  を直流電圧  $V_{dc}$  の半値を基準に振幅  $V_c$  の逆位相の正弦波に制御する。各キャパシタ電圧は(2)式で表される。

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

ここで各キャパシタ電圧の振幅  $V_c$  は直流電圧  $V_{dc}$  の半分以下である必要がある。(2)式を基に各キャパシタ電流  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  を算出し, 中性点電流  $i_n$  を求めると以下の(3)式となる。

$$i_n = i_{c2} - i_{c1} = 2\sqrt{\omega C_1 P_{out}} \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \dots\dots\dots (3)$$

(3)式に基づいて中性点電流制御を行うことで本回路は追加回路を用いることなく電力脈動補償が可能である。

〈2・2〉 CCM/DCM 混在制御 図3に CCM, DCM で動作した場合のインダクタ電流波形を示す。図3(a)の CCM では連続したインダクタ電流によって出力電流制御および上記の中性点電流制御を行う必要がある。しかし電力脈動補償に必要な中性点電流はインダクタ電流による制約を受ける。特に, 電力脈動補償に必要な中性点電流がインダクタ電流よりも大きい場合は中性点電流を指令値通りに制御できない。

図3(b)に示す DCM ではゼロ電流期間を設けることで中性点電流と出力電流を独立して制御することができる。そのため, CCM では電力脈動の補償ができない期間においても中性点電流を指令値に追従させることが可能である。しかし DCM 単体の動作では Duty 比の制約によって電流実効値が増加するため効率が悪化する。

図4に CCM/DCM 混在制御の制御ブロック図を示す。CCM/DCM 混在制御による電力脈動補償法では CCM における補償不可期間を DCM で制御を行い, その他の期間では CCM で制御を行う。これにより CCM 単体の動作時より電力脈動を補償でき, かつ DCM 単体の動作時より効率を改善することが期待できる。提案する制御は CCM と DCM での動作に対して個別に制御器を設け, 電流モード切り替え条件に基づきデューティ指令を切り替える。CCM と DCM の切り替えは以下の(4)式に基づいて行う。

$$|v_{out}^*| - \frac{|i_n^*|}{|i_{out}^*|} v_{c1} \text{ (or } v_{c2}) \begin{cases} \geq 0: \text{CCM} \\ < 0: \text{DCM} \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

実際の CCM と DCM の切り替えはそれぞれのデューティ指令の更新タイミングによって更新され, 今回はキャリアのボトムに同期している。指令値更新の周期はキャリア周波数に依存するため, CCM のキャリア周波数が低い場合, (4)式に示す DCM への切り替わりタイミングと実際の切り替わりタイミングの誤差が大きくなる。よって CCM のキ

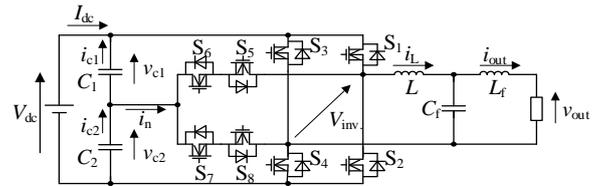


Fig. 1. Circuit configuration of the T-type inverter.

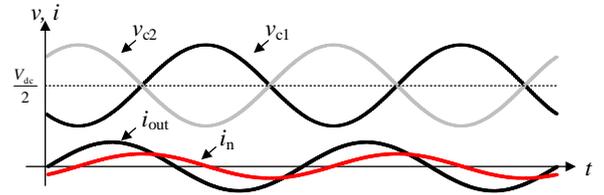


Fig. 2. Capacitor voltage waveforms and natural point current waveform of T-type inverter.

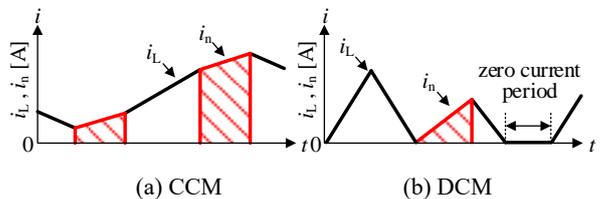


Fig. 3. Inductor current waveforms for both CCM control and DCM control.

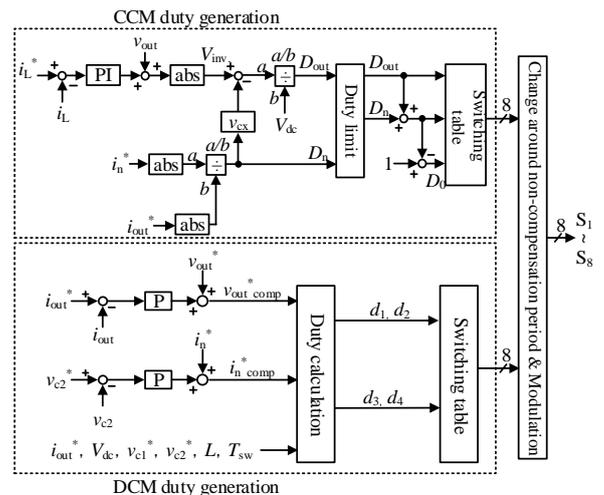


Fig. 4. Control block diagram of CCM/DCM control.

ャリア周波数は DCM に対して高く設計する。

CCM/DCM 混在制御では CCM および DCM の動作割合や, 各電流モードでの損失特性が効率に影響を与える。それぞれの電流モードの特徴として, CCM では半導体素子のターンオン, ターンオフでのスイッチング損失が大きい。一方 DCM では高い電流ピーク値から導通損失が増加する。そこで本論文では各電流モードにおける損失低減法について検討する。

### 3. CCM/DCM 混在制御の効率改善法

〈3・1〉 DCM の損失低減手法 図5に DCM 制御における, 従来および提案する中性点電流制御波形を示す。図5は出力電流指令  $i_{out}^*$ , 中性点電流指令  $i_n^*$  ともに正の期間において中性点電流指令の方が出力電流指令より大きい場合

のインダクタ電流  $i_L$  と中性点電流  $i_n$  の波形を示している。中性点電流制御によって出力電流指令以上の電流が連系インダクタに流れる場合、 $d_1$  と  $d_2$  の期間でインダクタ電流を調整することで、インダクタ電流平均値を出力電流指令に一致させる。図 5(a) に示す従来の中性点電流制御方式では、中性点電流は  $d_3$  の期間においてのこぎり波状に制御しているため、 $d_4$  の期間に還流電流が連系インダクタから流れる。そのため中性点電流指令がピークに近づくにつれ  $d_4$  の期間で流れる還流電流が増加し、 $d_1$  と  $d_2$  の期間に流れるインダクタ電流の実効値も増加する。

これに対して、図 5(b) に示す提案する中性点電流制御方式では中性点電流は  $d_3$  と  $d_4$  の期間において、三角波状に制御を行う。これにより還流電流が流れず、 $d_1$  と  $d_2$  の期間に流れる出力電流指令と逆方向の電流を小さくできる。また中性点電流においても、のこぎり波状から三角波状に制御を変更することで電流実効値を低減することができる。その結果、CCM/DCM 混在制御における DCM 動作時の効率を改善することができる。

**〈3・2〉 CCM の損失低減手法** CCM/DCM 混在制御では DCM 動作を行うために CCM のみで設計された連系インダクタに対してインダクタンスを小さく設計する必要がある。そのため CCM 動作時のスイッチング周波数が低い場合、スイッチングリップが大きく、インダクタ電流が出力電流指令に対して逆方向に流れる期間が存在する。従来の CCM/DCM 混在制御ではこれを防止するために CCM 動作時のスイッチング周波数を 50 kHz としていた。しかし、高いスイッチング周波数に起因するスイッチング損失  $P_{sw}$  により、従来の CCM/DCM 混在制御では DCM 単体動作時に対して効率改善効果が薄いという課題があった。これに対し、CCM のスイッチング周波数を低下させた場合、 $P_{sw}$  は低下するが、インダクタ電流が指令値に対して逆方向に流れる期間が増加する。そのため電流実効値が増加し導通損失  $P_{cond}$  も増加する。

以上のことから、CCM 動作時の損失にはスイッチング周波数によって  $P_{sw}$  と  $P_{cond}$  にトレードオフの関係がある。本論文では損失解析に基づいて  $P_{sw}$  と  $P_{cond}$  の和が最小となる動作周波数を決定する。これにより CCM/DCM 混在制御における CCM 動作時の効率を改善できる。

#### 4. 実機検証

表 1 に実験条件を示す。本論文では、(3)式に示すキャパシタ電圧振幅  $V_c$  を  $V_{dc}/2$  の 80% とするために、補償キャパシタを 120  $\mu$ F としている。

図 6 に出力電力 1 kW における CCM/DCM 混在制御 (20kHz/10kHz) の動作波形を示す。図 6 より各キャパシタ電圧が逆位相の正弦波に制御できていることに加え、インダクタ電流からも明らかに CCM と DCM の切り替えができています。またこの時の出力電流 THD は 1.6% となった。

図 7 にスイッチング周波数を変化させた場合の CCM 動作時の損失解析結果を示す。なお今回の解析は、回路シミュ

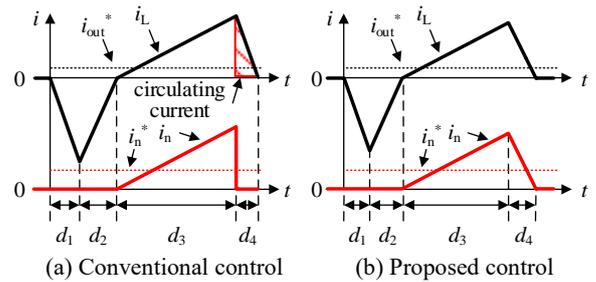


Fig. 5. Neutral point current in DCM control period.

Table 1. 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 $\mu$ F
Grid-tied inductor	$L_1$	95 $\mu$ H (%Z 0.3%)

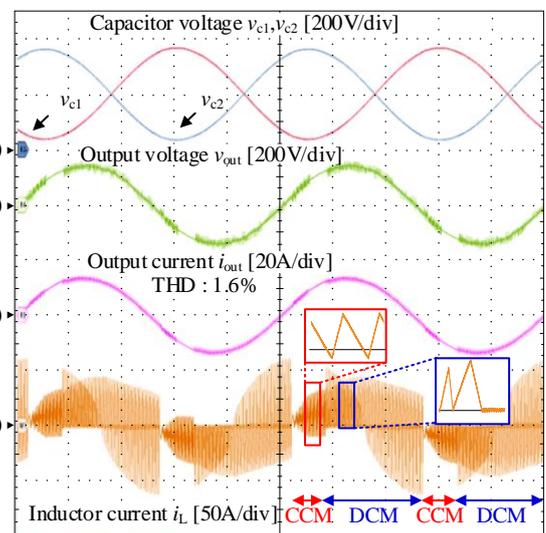


Fig. 6. Experimental result at 1kW in CCM/DCM control. (CCM 20kHz/DCM 10 kHz)

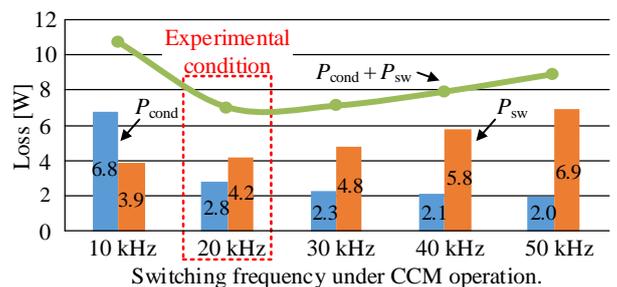


Fig. 7. Loss analysis results in CCM control period.

レータ (PLECS) を使い、使用するデバイス (SCT3022KL) のデータシートから熱モデルを作成することで導通損失とスイッチング損失を算出している。図 7 では CCM 動作時のスイッチング周波数を 10 kHz から 50 kHz まで 10 kHz 刻みで変化させている。図 7 より本論文の動作条件では CCM のスイッチング周波数が 20 kHz でデバイス損失が最小となっている。そのため図 6 に示す CCM/DCM 混在制御における CCM のスイッチング周波数は 20 kHz としている。

図 8 に各電流モードにおける入力電流の高調波解析結果を示す。CCM 単体動作では補償不可期間の影響により 2 次高調波成分は 68.5%の低減に留まっている。これに対し、CCM/DCM 混在制御(20 kHz/10 kHz)では 2 次高調波成分を 94.2%低減しており、DCM 単体動作と同程度の低減効果を得られている。

図 9 に CCM および DCM の単体動作時の効率特性を示す。DCM の電流実効値低減手法を適用した場合、従来の DCM 単体動作と比較して、定格動作点で効率を 2.3%改善し、損失を 22.9%低減している。また CCM の損失低減手法を適用した場合(20 kHz)、従来の CCM 単体動作(50 kHz)と比較して、定格動作点で効率を 0.6%改善し、損失を 14.5%低減している。

図 10 に従来および提案する CCM/DCM 混在制御の効率特性を示す。提案する CCM/DCM 混在制御では両低減手法により、定格動作点で効率を 2.4%改善し、損失を 26.2%低減している。また、図 9 および図 10 より CCM の損失低減手法より DCM の電流実効値低減手法が効率改善に寄与していることがわかる。

しかし各電流モードでの効率特性を比較すると提案する CCM/DCM 混在制御の効率は DCM 単体動作時の効率特性に近い特性を示している。これは本論文の動作条件では系統 1 周期のうち DCM が 74%を占めていることに起因している。CCM/DCM 混在制御のさらなる効率改善には CCM での動作範囲の拡大が必要となる。

図 11 に従来および提案する CCM/DCM 混在制御の損失解析結果を示す。図 11 より提案する CCM/DCM 混在制御は、インバータ側スイッチにおけるボディダイオードの導通損失を 53.5%低減することで効率を改善していることがわかる。これは DCM の電流実効値低減手法によって還流電流を低減していることが要因である。

## 5. まとめ

本論文では CCM/DCM 混在制御の効率改善手法を提案した。DCM の電流実効値低減手法と CCM の損失低減手法を組み合わせた提案手法により、効率を 90.1%から 92.5%まで改善し、損失を 26.2%低減した。また、CCM のスイッチング周波数を変化させた場合においても出力電流 THD が 1.6%、入力電流の 2 次高調波成分を 94.2%低減できていることを確認した。今後は CCM 動作範囲を拡大可能な制御法について検討を行う。

## 文 献

- (1) V. Seshagiri Rao and K. Sundaramoorthy : "Performance Analysis of Voltage Multiplier Coupled Cascaded Boost Converter With Solar PV Integration for DC Microgrid Application", in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.59, No.1, pp.1013-1023 (2023)
- (2) Y. Shen, D. Zakzewski, A. Hasnain, R. Resalayan and A. Khaligh : "Reduced Sensor Control Approach for Active Power Decoupling Circuit in PV Microinverter Application", 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.13-18 (2023)

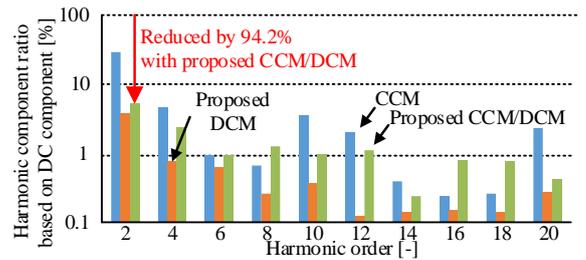


Fig. 8. Harmonic components of input current in each current mode.

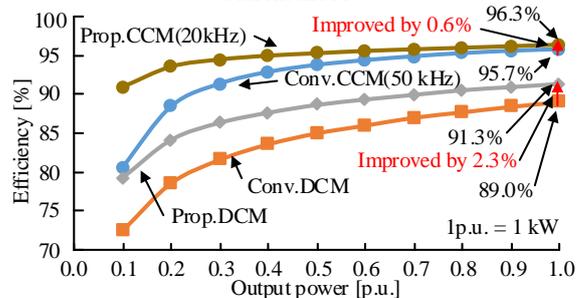


Fig. 9. Efficiency characteristics with only CCM control and only DCM control.

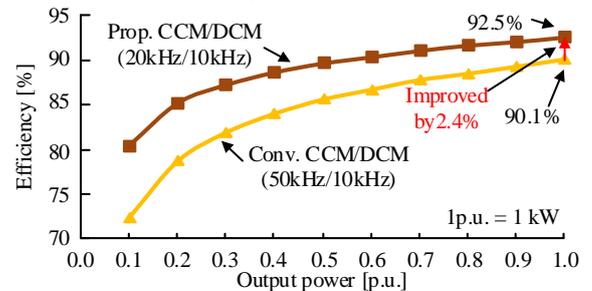


Fig. 10. Efficiency characteristics with conventional and proposed CCM/DCM control.

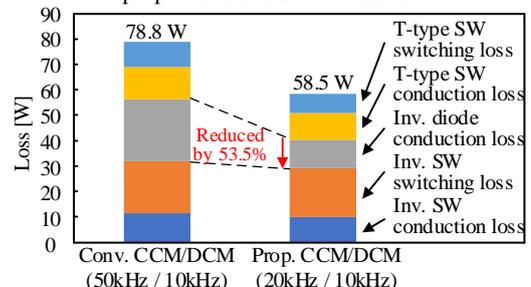


Fig. 11. Loss analysis results with conventional and proposed CCM/DCM control.

- (3) T. Wei, A. Cervone and D. Dujic : "Second Harmonic Ripple Voltage Suppression for Single-Phase ISOP Solid-State Transformer by Active Power Decoupling", 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.1496-1502 (2023)
- (4) M. Abe, H. Haga and S. Kondo : "Power Decoupling Method NPC Single-phase AC/DC Converter using Neutral Point Voltage Control", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.136-D, No.12, pp.937-943 (2016)
- (5) A. Omomo, N. Takaoka, H. NamLe, K. Kusaka and J. Itoh : "T-type NPC Inverter with Active Power Decoupling Capability Using Discontinuous Current Mode", 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-10 (2018)
- (6) R. Higashide, Y. Miyada, R. Kusui, K. Yamanokuchi, H. Watanabe and J. Itoh : "Experimental Verification of Grid-tied Inverter in both Continuous and Discontinuous Current Mode with Active Power Decoupling Capability", IEEJ, PE-24-028, PSE-24-040, SPC-24-082 (2024)