

2MHz 以上の TCM 駆動を想定した DC-AC コンバータの設計要件の明確化

楠居 琳太郎 鶴澤 匠宏* 渡辺 大貴 岩本 拓巳 伊東 淳一

(長岡技術科学大学)

Design for TCM drive at 2 MHz or higher Clarify design requirements for DC-AC converter.

Rintaro Kusui, Takuhiro Uzawa*, Hiroki Watanabe, Takumi Iwamoto, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposed a DC-AC converter designed for TCM drive above 2 MHz, focusing on the inductor design. Simulation results show the validity of the inductor design to obtain the desired minimum switching frequency and the trade-off between THD and maximum switching frequency. In addition, it is shown that raising the minimum switching frequency to 2 MHz will result in non-interference with radiated noise and the AM radio bandwidth when the inverter is driven.

キーワード：TCM, インダクタ設計, ソフトスイッチング, 高電力密度化, 高スイッチング周波数化
(Keywords, TCM, design of inductor, soft-switching, high-power density, high-switching frequency)

1. はじめに

近年、電力変換器のさらなる高パワー密度化が求められている^{[1]-[3]}。電力変換器の高周波化は高パワー密度化の手法として注目されている^{[4]-[6]}。高周波化によってインダクタやキャパシタなどの受動部品の体積を小型化可能である。しかし、スイッチング周波数の増加はスイッチング損失増大の原因となり、必要な冷却器体積も増加する。この課題を解決するために、低損失かつ高速スイッチング可能な SiC や GaN などのワイドバンドギャップ半導体を用いたスイッチングデバイスの利用や電流三角波モード(TCM)等によるソフトスイッチング技術が検討されている^[7]。これらの手法を用いることで最近の電力変換器のスイッチング周波数は数百 kHz~1MHz 程度まで引き上げられている^[7]。

一方で、高速かつ高周波なスイッチングをする電力変換器から放射する大きな電磁ノイズは AM ラジオ帯域(526.5kHz~1.62MHz)に干渉する恐れがある^[8]。このため、電力変換器を駆動する場合には EMC フィルタの搭載が必要となる^[9]。EMC フィルタはインダクタやコンデンサなどの受動部品で構成されるため回路の大型化の要因となる。

本論文では、これら課題を解決するために電力変換器のスイッチング周波数を AM ラジオ帯域よりも高い 2MHz 以上まで引き上げられることを検討する。これにより、AM ラジオ帯域のノイズは発生せず、EMC フィルタ無しに構成できるため、さらなる高パワー密度化が期待できる。また、スイッチング損失の増大を抑制するためにソフトスイッチング手法として TCM 制御の適用を考える。このとき、可変周波数

駆動となるためインダクタに使用する磁性材料の限界周波数を考慮した設計やスイッチング周波数の最大値の決定が必要である。しかし、これらの高周波インバータに用いるインダクタの設計要件は明確化されていない。

そこで本論文では、2MHz 以上の TCM 駆動を想定した DC-AC コンバータの設計要件を明確化する。明確化のため、高周波インバータに適した変調方式と電流の制御方式について検討した。変調方式についてはユニポーラ変調とバイポーラ変調の 2 方式について比較する。電流制御について、従来の多くの TCM コンバータは電流のゼロクロス等を検出して TCM 制御を行う。しかし、2MHz 以上での TCM 制御を想定するとシャント抵抗を用いた検出は困難である。そこで想定する商用周波数出力より十分に高く、最低スイッチング周波数より十分に低い 100kHz 程度のカットオフ周波数を持つ LPF により TCM 制御されたインダクタ電流の平均値を検出、制御を行う手法を提案する。また、電磁ノイズの原因となるコモンモード電流に関しても、等価回路を用いたシミュレーションにより評価する。

2. 回路構成および動作原理

図 1 にバイポーラ変調による TCM 制御を適用したインバータの回路構成と各動作モードの電流経路を示す。本回路は単相のフルブリッジインバータであり、以下に示す 4 つのモードで動作する。

(1) Mode I(図 1(a), $v_{ac} > 0$) Mode I は S_1 , S_4 を ON しており、インダクタには正電圧 $+V_{ac}$ が印加される。この時のインダクタに印加される電圧は $V_{dc} - v_{ac} > 0$ であるため、イン

ダクタ電流 I_L は増加する。

(2) Mode II(図 1(b), $v_{ac} > 0$) Mode IIは S_2, S_4 が ON であり, インダクタには出力電圧 v_{ac} が印加される。このときのインダクタ電圧は $-v_{ac} < 0$ となるため, インダクタ電流 i_{ac} は負方向に流れる。

(3) Mode III(図 1(c), $v_{ac} < 0$) Mode IIIは S_2, S_3 が ON であり, インダクタには負電圧 $-V_{dc}$ が印加される。この時のインダクタ電圧は $-V_{dc} - v_{ac} < 0$ となるため, インダクタ電流 i_{ac} は減少する

(4) Mode IV(図 1(d), $v_{ac} < 0$) Mode IVは S_2, S_4 が ON でありインダクタには出力電圧 v_{ac} が印加される。したがってインダクタ電圧は $-v_{ac} > 0$ となるため, インダクタ電流 i_{ac} は増加する。

図 2 に Mode I~Mode IV の各モードにおけるインダクタ電流 i_{ac} の波形を示す。図 2 よりインダクタ電流リプル ΔI_L は (1)式で表される。

$$\Delta I_L = I_{peak} + I_{bot} = \frac{V_{dc} - V_{ac}}{L_{out}} D \cdot T_{sw} \dots\dots(1)$$

ここで, D は Duty 比, T_{sw} はスイッチング周期を表す。

図 3 にユニポーラ変調を適用した TCM 制御によるインバータの動作波形を示す。図 3 より, 出力電圧を正方向に制御する場合は Mode I と Mode II を, 負方向に出力する場合は Mode III と Mode IV を交互に遷移させる。TCM では(1)式からデューティだけでなくスイッチング周期も動的に変化させインダクタのインダクタ電流リプルを制御できる。インダクタ電流が Mode II から Mode I, Mode IV から Mode III に遷移する際にインダクタ電流を負に流す。これにより, デッドタイム期間中にスイッチング素子の寄生キャパシタに負電流が流れることで電荷が引き抜かれ, ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成する。

〈2・2〉 ユニポーラ変調

図 4 にユニポーラ変調による TCM 制御を適用したインバータの回路構成と各動作モードの電流経路を示す。ユニポーラ変調では以下に示す 2 つのモードのみを使い分けて動作する。

(1) Mode I(図 4(a)) Mode Iは S_1, S_4 を ON することによりインダクタに入力側から正電圧 V_{dc} を印加する。この時のインダクタ電圧 V_L は $V_{dc} - V_{ac} > 0$ となるため, インダクタ電流 I_L は正方向に流れる。

(2) Mode II(図 4(b)) Mode IIは S_2, S_3 を ON することによりインダクタに入力側から負電圧 $-V_{dc}$ を印加する。この時のインダクタ電圧 V_L は $(V_{dc} + V_{out}) > 0$ となるため, インダクタ電流 I_L は負方向に流れる。

図 5 にユニポーラ変調による TCM 制御を適用した DC-AC 変換法を示す。図 5 より, 出力電圧を正方向に制御する場合は Mode I へ, 負方向に出力する場合は Mode II へ遷移させる。それぞれのモードへ遷移する場合のデッドタイム

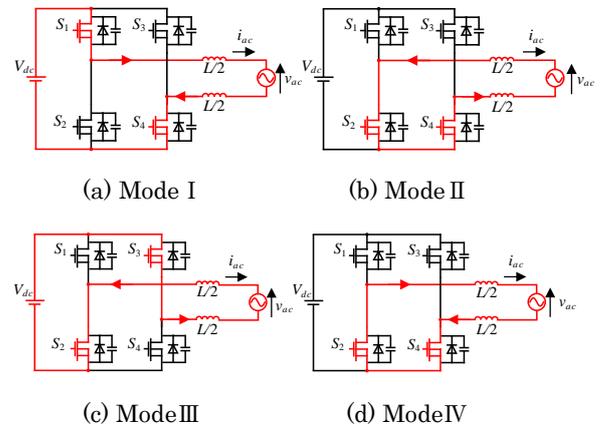


Fig.1 Circuit configuration and operating mode of TCM inverter.

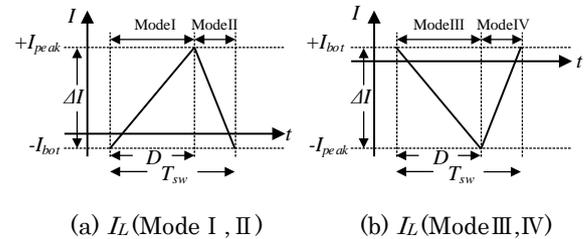


Fig.2 Inductor current waveform I_L

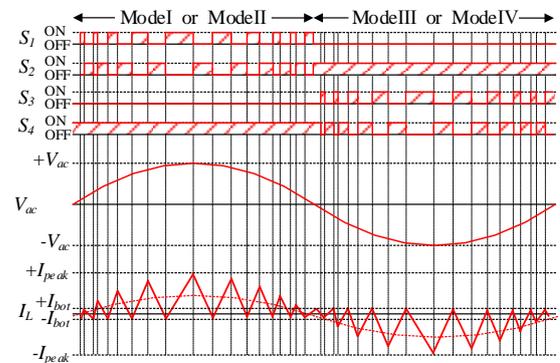


Fig.3 DC-AC conversion method with TCM control.

期間にスイッチング素子の寄生キャパシタに負電流が流れることで電荷が引き抜かれ, ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成する TCM 動作となる。またインダクタの通電期間を変化させることによりインダクタ電流リプル幅を制御できる。従って, 出力電流が交流波形になるように Mode I の Mode II のモード遷移やインダクタの通電期間を制御することで, ソフトスイッチングを達成しながら DC-AC 出力を実現する。

3. インダクタ設計

〈3・1〉 必要インダクタンス値の導出

スイッチング周波数の最低値が設定値 f_{sw_min} となる場合

の必要インダクタンス値の算出式を導出する。(1)式より、 f_{sw} について解くと(2)式ようになる。ここで、 $D=V_{ac}/V_{dc}$ である。

$$f_{sw} = \frac{(V_{dc} - V_{ac})}{L(I_{peak} + I_{bot})} \cdot \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \dots\dots\dots(2)$$

(2)式より、交流電圧 V_{ac} が最大の場合にスイッチング周波数 f_{sw} が最小値となる。この場合のインダクタンス値は(3)式で表される。

$$L = \frac{(V_{dc} - V_{ac_max})}{f_{sw_min}(I_{peak} + I_{bot})} \cdot \frac{V_{ac_max}}{V_{dc}} \dots\dots\dots(3)$$

〈3・2〉 インダクタ平均電流誤差補償

図 6 にインダクタ平均電流誤差補償のブロック図を示す。従来の TCM 制御ではシャント抵抗を用いてボトム電流を検出する。しかし、スイッチング周波数が MHz オーダーの場合、シャント抵抗を用いた検出は現実的ではない。この問題を解決するために、100 kHz 程度のローパスフィルタを介してインダクタの平均電流値を取得し、指令値との誤差を P 制御により補償する。これにより、ボトム電流を検出することなく TCM 制御を行う。

4. シミュレーション結果

〈4・1〉 シミュレーション条件

表 1 にシミュレーション条件を示す。定格電力は 1 kW とし、交流側電圧は系統を想定した 200V, 50Hz とする。また最低周波数が 2 MHz として(3)式よりインダクタンス L は 1.46 μ H とした。また、本回路は可変周波数駆動における最高周波数を設定し、最高周波数を超えた場合は DCM 制御をする。

〈4・2〉 動作波形

図 7 にバイポーラ変調を使用し、最大周波数を最低周波数の 3 倍としたときの動作波形を示す。図 5(a)は系統電圧波形、(b)は出力電流 I_{ac} と観測、検出用のカットオフ周波数 100kHz の LPF 後の波形、(c)は電流最大値付近の拡大波形をそれぞれ示す。図 5(a), (b)より、インダクタ電流実効値が 5A であり、力率もほぼ 1 である。また、ピーク時のスイッチング周期は 2 MHz であり、スイッチング周波数が 6MHz となる指令値から DCM に切り替わっている。したがって、設計したインダクタにより所望の動作をしていることが確認できた。

図 8 にユニポーラ変調を使用した際の動作波形を示す。図 8 より、電流最大値付近でスイッチング周波数が 2MHz になっていること、平均値が約 7A であることから、所望の設計がされていることが確認できる。また、スイッチング周波数が 6MHz となる動作点において、DCM に切り替わっている。したがって、ユニポーラ変調を適用した際にも、所望のインダクタが設計されていることが確認できる。しかし、バ

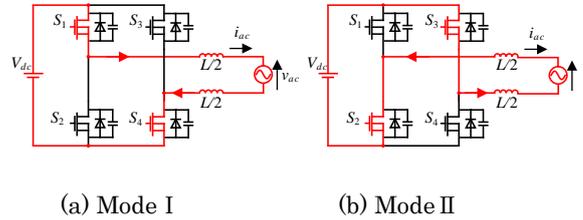


Fig.4. Circuit configuration and operating mode of TCM inverter with unipolar modulation.

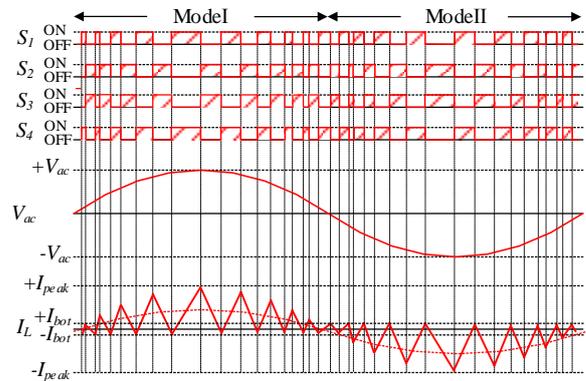


Fig.5. DC-AC conversion method with TCM control.

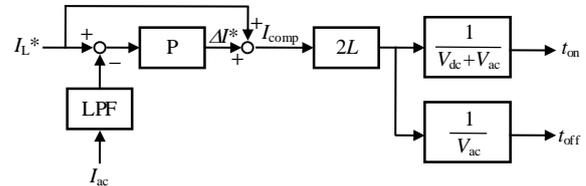


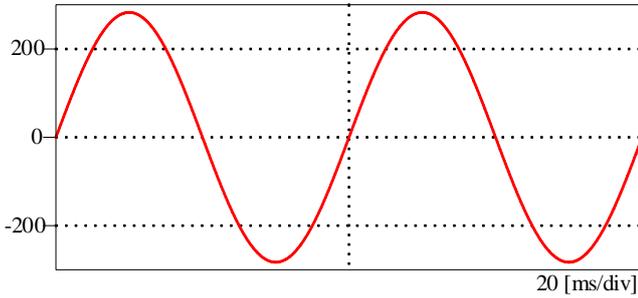
Fig. 6. Block diagram of I_L error compensation.

Table 1. Simulation Parameters.

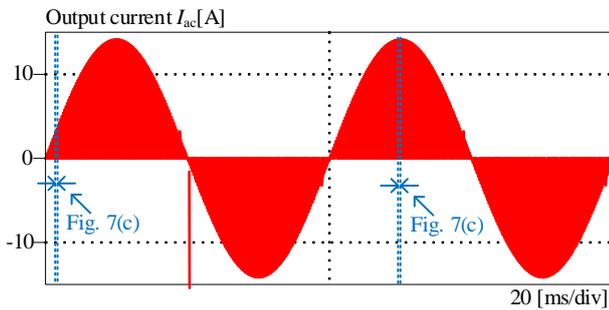
Simulation conditions	Value
DC-source voltage V_{dc}	400 V
AC-source voltage V_{ac}	200 V _{RMS}
AC Command Current I_{cmd}	5 A _{RMS}
AC-side inductor L	3.5 μ H
Switching minimum frequency f_{sw_min}	2 MHz
Filter Capacitor C_f	1 nF
Filter resistor R_f	79.6 Ω
Bottom current I_{bot}	0.0 A

イポーラ変調を適用した場合と比べ、THD が大きく悪化していることが確認できる。

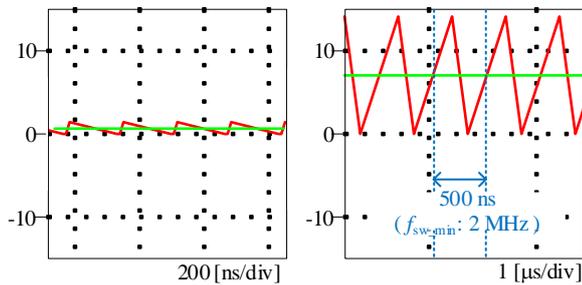
図 9 に最大周波数と最小周波数の比が 2 としたときの 2 変調方式をそれぞれ適用した場合の出力電流波形を示す。図 9 より、ユニポーラ変調、バイポーラ変調ともに最大周波数が 6MHz の場合と比べて、THD が悪化していることが確認できる。これは最大周波数が低下したことで、DCM での動作領域が拡大する。これにより、TCM において指令値に追従するように導出されたデューティと周波数と異なる動



(a) Grid voltage



(b) Output current waveform



(c) Enlarged output current waveform

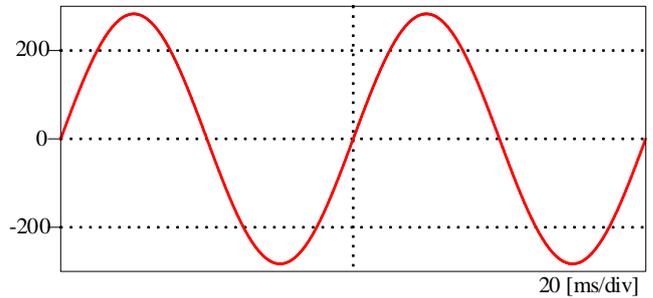
Fig. 7. Operation waveform with bipolar modulation.

作をしたため、指令値に追従しないことが原因である。

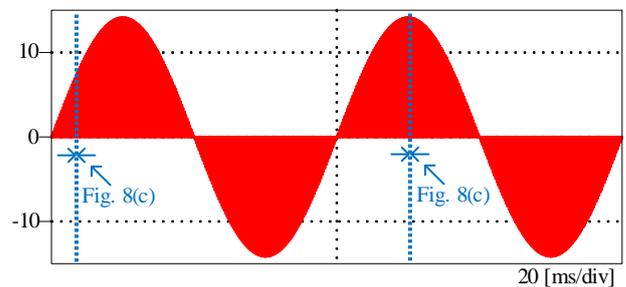
図 10 に提案する LPF を用いた検出電流値に基づく電流制御を適用したときの電流波形を示す。ここで、比例制御器のゲインは 5 とした。提案電流制御により、両変調方式ともに電流 THD は大きく改善した。したがって、提案制御手法によってシャント抵抗を用いた高速高精度な電流極性検出無しに出力電流を TCM 制御可能であること、周波数制限による動作モード切り替えに起因する電流ひずみを改善できることが確認できた。

〈4・3〉 スイッチング周波数の最大値と THD の関係

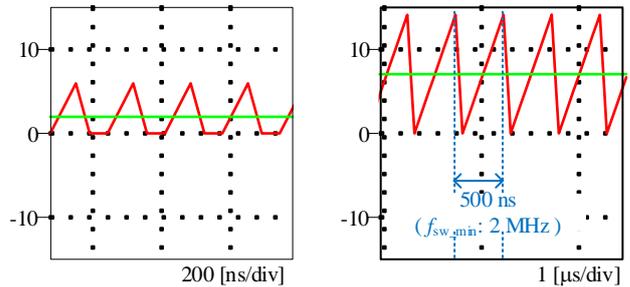
図 11 にスイッチング周波数の最大値を変化させた場合の THD 測定結果を示す。図 11 は 2 つの変調方式に対し、電流制御の適用の有無を示した結果をそれぞれ示している。図 11 より、スイッチング周波数の最大値を大きく設定するほどに、指令値との誤差が増大する DCM 領域が現象するため THD 改善されている。また、提案電流



(a) Grid voltage



(b) Output current waveform



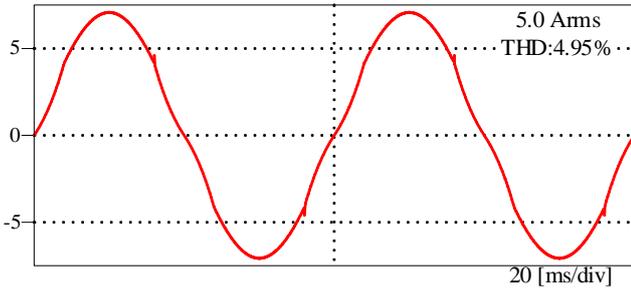
(c) Enlarged output current waveform

Fig. 8. Operation waveform with unipolar modulation.

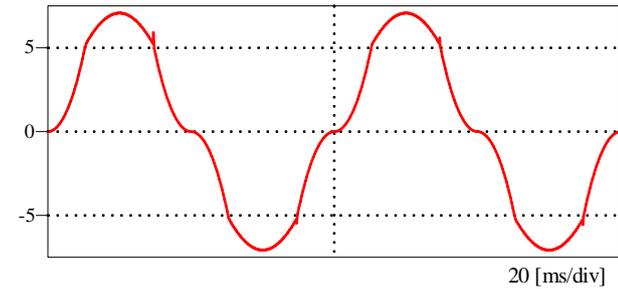
制御によって最大周波数と最小周波数の比が小さい条件においても、電流ひずみを抑制できる。特に、スイッチング周波数の最大値を最小値の 3 倍とした場合、電流制御無しではバイポーラ変調が 0.19%、ユニポーラ変調が 10.2%であるが、電流制御ありではバイポーラ変調が 0.04%、ユニポーラ変調が 1.74%となった。したがって、提案電流制御を適用することで、周波数特性に劣る高透磁率のコア材料を用いてインダクタを作成し、インダクタをより小型に設計可能である。

〈4・4〉 コモンモード電流の測定と FFT 結果

図 12 にコモンモード電流の測定回路構成を示す。直流 DC 電源の midpoint をグラウンドとし、システムを模擬する交流電圧源の midpoint と浮遊キャパシタンスとその寄生抵抗を模擬した RC 直列回路を接続する。これにより、電源ライン間と GND 間に流れる電磁ノイズの主要因であるコモンモード電流が簡易的に評価できる。



(a) Bipolar modulation



(b) Unipolar modulation

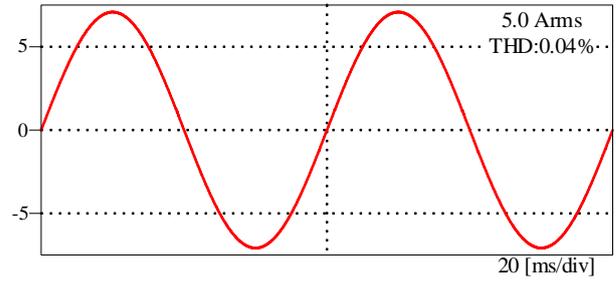
Fig. 9. Output current with maximum frequency of 4MHz.

図 13 にバイポーラ変調を適用した場合のコモンモード電流波形とその拡大波形、並びに高調波解析結果を示す。図 13(a)より、コモンモード電流はピーク付近では 2MHz を基本波として発生しており、DCM 動作するゼロクロス付近では 6MHz を基本波として流れている。また高調波解析結果より、2MHz ごとにピークが現れており、さらに AM ラジオ

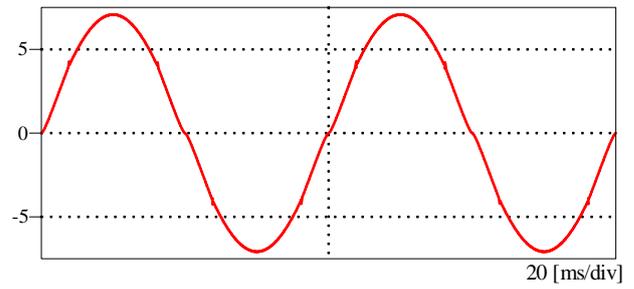
図 14 にユニポーラ変調を適用した際のコモンモード電流波形を示す。波形より、ユニポーラ変調を適用した際にはコモンモード電流が流れておらず、これはインダクタを U、V 相それぞれに分割して配置したことと、シミュレーションではデッドタイムがなく、完全に対象な電圧が出力されていることが原因である。したがって、実機においては、デッドタイムや回路の寄生成分、インダクタンスのばらつき等によってコモンモード電流が流れることが考えられる。以上の結果から、AM ラジオに干渉する周波数帯域である 526.5kHz~1.62MHz の範囲においてはいずれもながれないことが確認できた。従って、最低スイッチング周波数を 2MHz まで引き上げるにより、インバータ駆動時の放射ノイズと AM ラジオ帯域の非干渉化の可能性が示された。

5. まとめ

本論文では、2MHz 以上の TCM 駆動を想定した DC-AC コンバータに関して設計要件を明確化するために、変調方式による電流制御特性やコモンモード電流の比較、また、高周波インバータに適用可能なシャント抵抗を用いない電流制御法を提案した。シミュレーションにより、所望の伝送特性を有するインダクタ設計できたことを確認した。また、ユニポーラ変調に比べバイポーラ変調は最大周波数が制限さ



(a) Bipolar modulation



(a) Unipolar modulation

Fig. 10. Output current with proposed current controller.

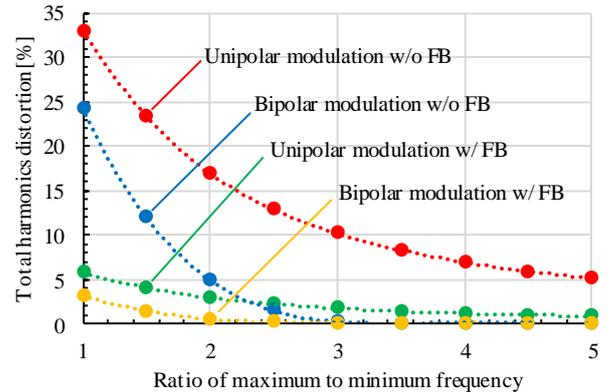


Fig. 11. THD characteristic of each modulation method with or without proposed current control.

れた場合にも歪なく電流を制御できる。提案制御法は周波数の制限により DCM に切かわった際の歪を抑制する。加えて、簡易的なコモンモード電流の評価により最低スイッチング周波数を 2MHz まで引き上げるにより、インバータ駆動時の放射ノイズと AM ラジオ帯域の非干渉化の可能性が示された。

今後は、実機実験により本手法の妥当性を確認する。

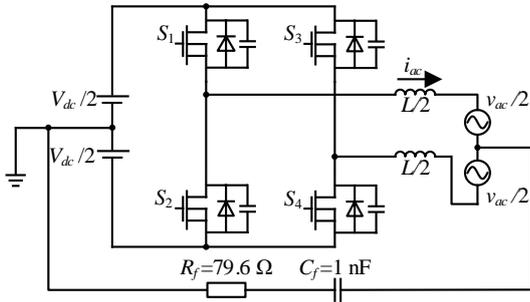


Fig. 12. Evaluation circuit for common mode current modulation

文 献

- (1) 北村達也:「SiC を用いた高パワー密度インターリーブ型 DC/DC コンバータの開発」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.134, No.11 pp.956-961 (2015)
- (2) Masanori Ishigaki : “A Resonant Gate-Drive Circuit Capable of High-Frequency and High-Efficiency Operation”, IEEJ Trans IA, Vol.127, No.10 pp.1090-1096(2017)
- (3) 佐藤正一:「PWM インバータ駆動永久磁石同期電動機の高周波等価回路」, IEEJ Trans IA, Vol.124, No.5 pp.464-470 (2004)
- (4) 山野寺大地:「GaN-HEMT デバイスを用いた電流不連続モード系統連系インバータの MHz 運転における動作検証および損失の解析」, IEEJ Trans IA, Vol.139, No.3 pp.249-257 (2019)
- (5) 鈴木一馬:「ソフトスイッチングを適用した絶縁型 AC/DC コンバータ」, IEEJ Trans IA, Vol.136, No.8 pp.540-548 (2016)
- (6) 伊藤康平:「システム同定に基づく永久磁石同期電動機の高周波数式モデルの同定」, 電学論 D, Vol.126, No.1 pp.17-24 (2006)
- (7) Yanfeng Shen, Huai Wang, Zhan Shen, Yongheng Yang, Frede Blaabjerg : “A 1-MHz Series Resonant DC–DC Converter With a Dual-Mode Rectifier for PV Microinverters,” IEEE Trans. Power Electron, Vol.34, No.7, pp.6544-6564 (2019)
- (8) 石橋諒一:「MHz 級高周波 PWM インバータのノイズ基礎評価」
- (9) 長谷川博司:「コモンモード電圧を発生しない三相正弦波電圧出力 PWM インバータシステム, パッシブ EMI フィルタの設計と特性」, 電気学会論文誌 D, Vol.122, No.8 pp.845-852

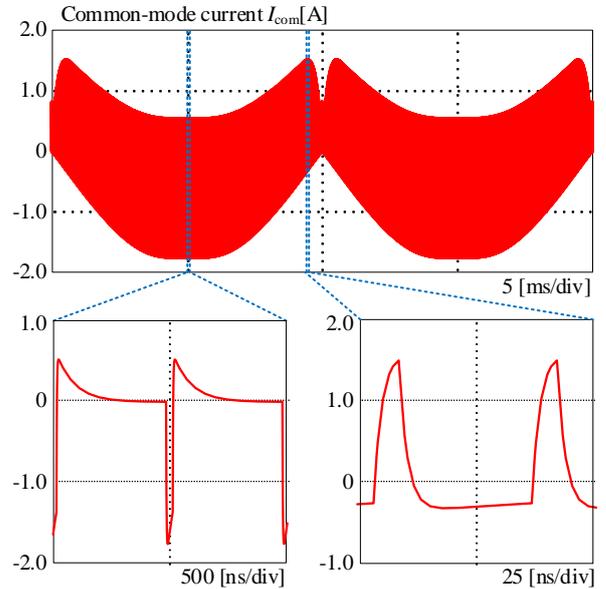


Fig. 13 Common mode current with bipolar modulation.

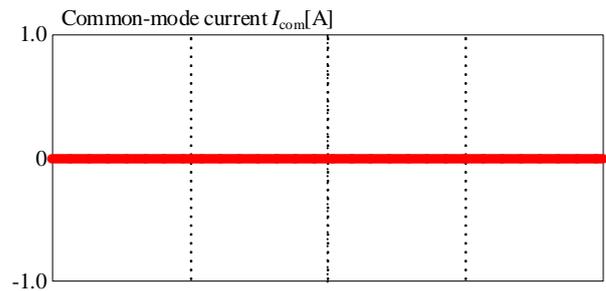
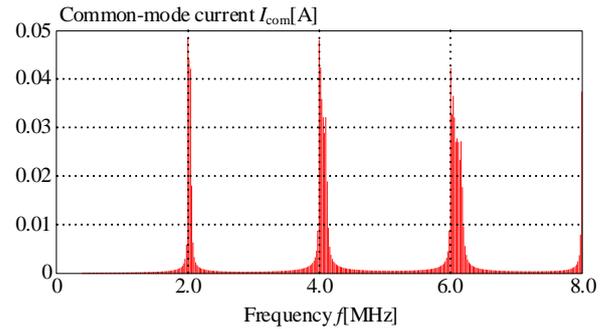


Fig. 14. Common mode current with unipolar modulation.