

デュアルインバータを用いたモータドライブシステムの 電源ラインに流入する電流高調波低減

学生員 奥村 廉 正員 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Reduction of current harmonics across DC-bus using dual-inverter for motor drive

Ren Okumura, Student Member, Hitoshi Haga, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a circuit configuration and control method of dual inverter system to reduce DC bus current harmonics. The proposed system consists of a main inverter (Inv.1), a floating inverter (Inv.2) and an open-end winding machine. In the proposed control method, The Inv.1 is driven in six steps and the Inv.2 compensates for the load voltage. In this paper, the experimental results show the performance of the proposed method when the inverter DC bus current are reduced.

キーワード：オープン巻線モータ，デュアルインバータ，入力電流高調波

Keywords：Open-end winding machine, Dual inverter, Input current harmonics

1. はじめに

近年，車載向け電装品に代表されるように，バッテリーを電源とするモータドライブの応用が拡大している。電気自動車では，単一のバッテリーと多数の電装品負荷でシステムが構成されており，電源ラインが共通であることからインバータから伝導するスイッチングノイズが他の負荷へ伝達して，性能悪化や信頼性低下，誤作動の原因となる。また，バッテリーへの高調波電流の流入は損失や寿命の点でも好ましくない。従って，バッテリーを電源とする複数インバータのシステムでは，電源ラインの伝搬ノイズをフィルタリングする必要がある⁽¹⁾。フィルタ回路はキャパシタ，リアクトルで構成するため大型化の要因となる。これまで，モータドライブシステムの直流入力電流の高調波低減が研究されている⁽²⁾⁻⁽⁶⁾。これらの方式は，インバータがキャリア周波数でスイッチングを行っているため，依然として多くの高調波成分が直流入力電流に流れている。

そこで本稿では，三相インバータのスイッチングにより発生する直流入力電流高調波の低減を目的に，デュアルインバータを用いたモータドライブシステムの構成と高調波低減に向けた制御法を提案する。まず，提案するモータドライブシステムの構成と制御法について説明する。提案法の基本動作は実機実験により検証したので報告する。

2. 提案システムの構成と制御法

〈2・1〉 提案するモータドライブシステム 図1に従来のシングルインバータシステムの回路図を示す。シングルインバータシステムは，電圧形三相インバータ1台でモータを駆動させる。インバータの入力電流 i_{dc1} は，スイッチのON/OFF関係と負荷に流れる電流 i_u, i_v, i_w より(1)式で表される。

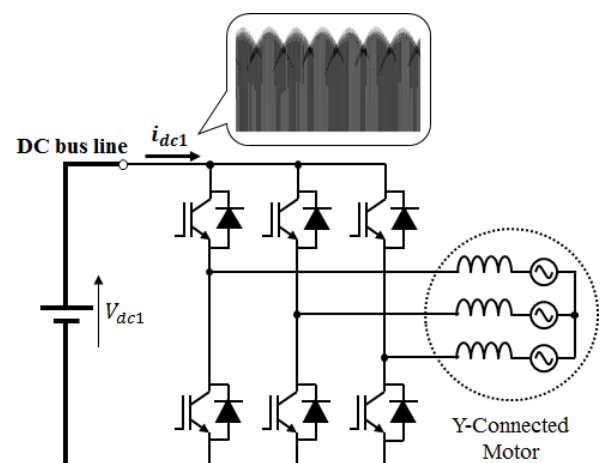


図1 シングルインバータを用いたモータドライブ

Fig.1. Motor drive using single inverter

$$i_{dc1} = I_u \times SW_u + I_v \times SW_v + I_w \times SW_w \quad (1)$$

SW_u, SW_v, SW_w は、各レグの上アームが ON のときに1, 下アームが ON のときに-1 となる。任意の変調率で駆動させるため、シングルインバータシステムでは、電源ラインに接続されたインバータがスイッチングを行う。そのため(1)式で示すように、図1のインバータ入力電流 i_{dc} は、高周波のリプル成分が現れる。

図2に提案するデュアルインバータシステムの回路図を示す。デュアルインバータシステムでは、電圧形三相インバータ2台(Inv.1, Inv.2)でオープン巻線モータを駆動する。Inv.2の直流部にはキャパシタ C_{dc2} を接続する。 C_{dc2} は比較的小容量のコンデンサを用いるため充放電によって電圧が変動する。 C_{dc2} の充放電を考慮した制御が必要である。

デュアルインバータシステムの各相の巻線に印加する電圧 $v_u \sim v_w$ は(2)式で表され、Inv.1の出力相電圧 $v_{u1} \sim v_{w1}$ とInv.2の出力相電圧 $v_{u2} \sim v_{w2}$ の差となる⁽⁶⁾。ここで、(2)式の添え字xはU,V,Wの三相のうち1相を表す。

$$v_x = v_{x1} - v_{x2} \quad (2)$$

〈2・2〉 直流入力電流高調波を低減する制御法

図3に提案システムの動作概念図を示す。Inv.1は、零電圧ベクトルを出力しない6ステップ駆動で動作する。これにより、スイッチングに伴う入力電流の高周波成分を大幅に低減できる。図3のように、Inv.1が6ステップで駆動するとき出力相電圧 v_{u1} は階段状となる。モータに正弦波電圧を印加するには、(2)式より、負荷に印加したい電圧 \vec{V}^* とInv.1の出力電圧 $\vec{V}_{Inv.1}$ の差分をInv.2の出力電圧 $\vec{V}_{Inv.2}$ を出力することで実現できる。図4はこの動作を実現するための制御ブロック図を示す。そして、図5は電圧ベクトル図のフェーズ図を示す。d-q軸電流指令値より算出した負荷電圧の位相 θ_{ref} に、 C_{dc2} の電圧制御を行うための電圧位相オフセット θ_{offset} を加算しInv.1の出力電圧位相 θ_1 とする。表1は θ_1 におけるInv.1の出力電圧ベクトルを示す。本稿においてInv.1の出力電圧ベクトルは $\vec{V}_1 \sim \vec{V}_6$ と表記して、括弧内はU,V,W相のスイッチング状態を示す。「1」は上アームがON、「0」は下アームがONであることを示している。Inv.2は、負荷に正弦波電圧を印加するための補償動作を行うため、Inv.1の出力電圧を再現する必要がある。Inv.1の変調率は常に一定で駆動するため、電源電圧 V_{dc1} と θ_1 よりInv.1の出力電圧 v_{x1} が再現可能となる。そして、 v_{x1} を回転座標変換して v_{d1}, v_{q1} を再現し、(2)式を基に電流制御器の出力 v_d^{ref}, v_q^{ref} で減算することによってInv.2のd-q軸電圧指令値 $v_{d2}^{ref}, v_{q2}^{ref}$ を得る。

〈2・3〉 コンデンサ C_{dc2} の電圧制御 Inv.2で負荷の電圧補償を行うためには、Inv.2の電源にあたる C_{dc2} の電圧 V_{dc2} は常に V_{dc1} より高い電圧で保つ必要がある。 V_{dc2} は、Inv.1とInv.2の出力電圧位相差を α 、負荷の力率角を δ_L 、Inv.1とInv.2の変調率をそれぞれ M_1, M_2 とすると、(3)式で表すことができる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

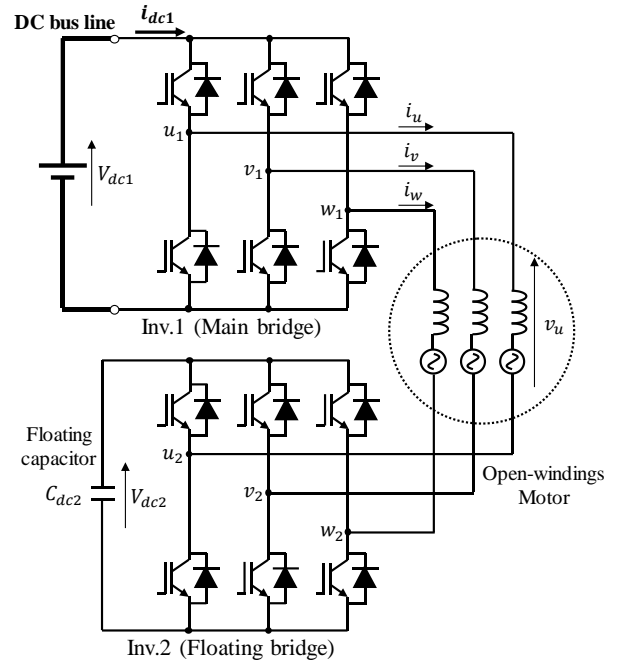


図2 デュアルインバータシステム

Fig.2. Dual inverter system

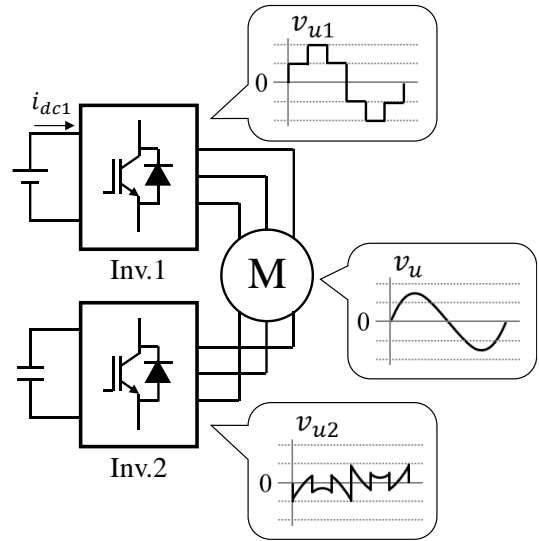


図3 提案システムの動作概念

Fig.3. Operation concept

$$V_{dc2} = \frac{\tan\left(\frac{\alpha + \pi}{2}\right) - \cot\left(\frac{\alpha + \pi}{2} + \delta_L\right)}{\tan\left(\frac{\alpha + \pi}{2}\right) + \cot\left(\frac{\alpha + \pi}{2} + \delta_L\right)} \cdot \frac{M_1}{M_2} V_{dc1} \quad (3)$$

(3)式より、 V_{dc2} は電圧位相差 α と力率 δ_L 、変調率 M_1, M_2 に応じて変化することがわかる。しかし、負荷の力率と変調率は回転速度と出力トルクによって変化するため、制御することが困難である。そこで本稿では、 V_{dc2} をフィードバックして、負荷電圧とInv.1の出力電圧に位相差 θ_{offset} を与える。また、 α が正の値をとることを避けるために $-\pi \leq \theta_{offset} \leq$

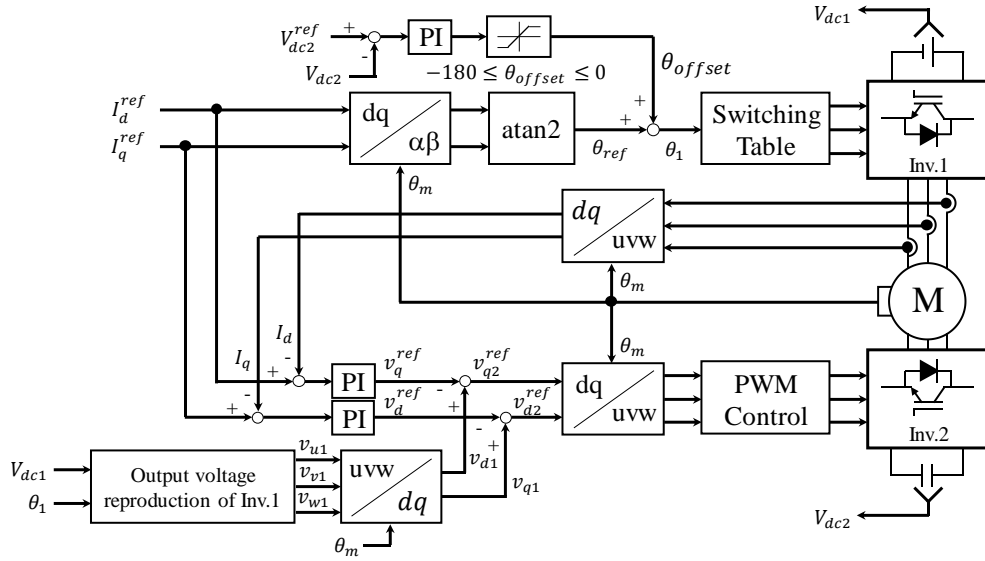


図4 デュアルインバータの制御ブロック図

Fig.4. Control block diagram of dual inverter system

0としている。これにより、Inv.2 の出力電圧の位相も変化するため間接的に α の制御が可能となり、 V_{dc2} を V_{dc1} より高い電圧で保つことができる。

3. 実験結果

〈3・1〉 実験結果 デュアルインバータを用いた入力電流高調波の低減効果を確認するために、R-L 負荷で実機実験を行った。表 2 に実験条件を示す。図 6 に従来のシングルインバータシステムでの実験結果を示す。波形は上から、出力相電圧 v_u 、出力相電流 i_u 、Inv.1 の入力電流 i_{dc1} を示している。図 7 にデュアルインバータを用いた提案システムでの実験結果を示す。波形は上から、出力相電圧 v_u 、出力相電流 i_u 、Inv.1 の入力電流 i_{dc1} 、Inv.2 のキャパシタ電圧 V_{dc2} を示している。このときの基本波周波数は 50Hz である。

従来システムでは、電源を直流部にもつインバータがスイッチングを行うため、図 6 に示すようにスイッチングによる高周波成分が多く含まれた入力電流波形となる。提案システムでは、キャパシタを直流部にもつ Inv.2 はスイッチングをしているが負荷のリアクタンス成分がフィルタの役割を果たしている。そのため、図 7 に示すように入力電流波形は相電流に含まれる僅かな高周波成分のみとなる。

〈3・2〉 入力電流高調波 図 8 は、図 6 と図 7 で示されている入力電流波形の高調波スペクトルを示す。実験でのスイッチング周波数は 10kHz であり、提案システムを適用することで、スイッチングによる高周波成分が負荷のリアクタンス成分によってフィルタリングされ、その結果、スイッチング周波数の各次数成分は、おおよそ 1/10 まで低減できている。

入力電流高調波の解析では、入力電流高調波の実効値 $I_{dc1,h(RMS)}$ を出力相電流の最大値 I_m で規格化した値 $I_{dc1,h(p.u.)}$

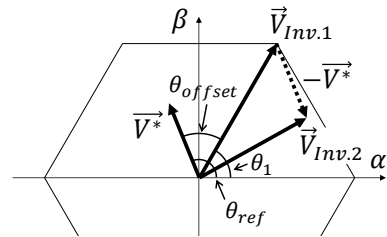


図5 電圧ベクトル図

Fig.5. Output voltage vectors

表 1 Inv.1 の出力電圧ベクトル

Table 1 Output voltage vectors of Inv.1

Voltage phase	Voltage vectors
$-\pi/6 \leq \theta_1 \leq \pi/6$	$\vec{V}_1(100)$
$\pi/6 \leq \theta_1 \leq \pi/2$	$\vec{V}_2(110)$
$\pi/2 \leq \theta_1 \leq 5\pi/6$	$\vec{V}_3(010)$
$5\pi/6 \leq \theta_1 \leq -5\pi/6$	$\vec{V}_4(011)$
$-5\pi/6 \leq \theta_1 \leq -\pi/2$	$\vec{V}_5(001)$
$-\pi/2 \leq \theta_1 \leq -\pi/6$	$\vec{V}_6(101)$

表 2 実験条件

Table 2 Experimental conditions

Load	R	12.5Ω
	L	2mH
Carrier frequency	f_{sw}	10kHz
Inv.1 DC link voltage	V_{dc1}	100V
Inv.2 DC link voltage	V_{dc2}^{ref}	150V
Inv.2 DC link capacitor	C_{dc2}	110uF

によって入力電流高調波を評価する。 $i_{dc1,h,n}$ は入力電流高調波の n 次成分である。また、高調波成分は、スイッチング周波数の 20 次まで考慮する⁽⁸⁾。

$$I_{dc1,h(p.u.)} = \frac{I_{dc1,h(RMS)}}{I_m} = \frac{1}{I_m} \sqrt{\sum_{n=1} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{dc1,h,n} \right)^2} \quad (4)$$

(4)式より、従来のシングルインバータシステムでは、0.207p.u.となり、提案法のデュアルインバータシステムでは、0.034p.u.となる。本稿の負荷条件にて、インバータのスイッチングにより発生する入力電流高調波を 83.6%低減する結果を得た。

4. おわりに

本稿では、インバータの直流入力電流高調波低減を行うためのシステム構成と制御手法を提案した。提案システムはデュアルインバータとオープン巻線モータ、キャパシタで構成する。入力電流高調波のスイッチング周波数成分が低減可能となる制御方式を考案し、R-L 負荷による実機実験により検証を行った。提案制御法は、Inv.1 を 6 ステップで動作させて、Inv.2 は負荷電圧の補償を行う。これにより、従来法と比べてインバータのスイッチングにより発生する入力電流高調波を 83.6%低減することを確認した。本稿では、キャリア周波数の 20 次(200kHz)まで評価している。CISPR25 で定義されている周波数帯(0.15-108MHz)のスイッチングによる高調波も低減可能と考える。

今後は、 C_{dc2} の電圧制御を行うための理論的な位相差導出法の考案や、受動素子への影響について取り組む。

文 献

- (1) H. Akagi, and T. Shimizu : "Attenuation of Conducted EMI Emissions From an Inverter-Driven Motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.23, no. 1, pp. 282-290 (2008)
- (2) T. D. Nguyen, N. Patin, and G. Friedrich : "Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.29, no. 1, pp. 396-406 (2014)
- (3) X. Lyu, Y. Li, and D. Cao : "DC-Link RMS Current Reduction by Increasing Paralleled Three-Phase Inverter Module Number for Segmented Traction Drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.5, no. 1, pp. 171-181 (2017)
- (4) S. Kim, et al: "DC-Link Ripple Current Reduction Method for Three-Level Inverters With Optimal Switching Pattern," *IEEE Trans. On Industrial Electronics.*, vol. 65, no. 12, pp.9204-9214 (2018)
- (5) 森辰也, 山本吉朗 : 「下アームシャント電流検出ダブルインバータにおける直流リンク部コンデンサ電流低減スイッチング法」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門氏), Vol. 138, No. 12, pp.933-943 (2018)
- (6) 町屋孟, 芳賀仁, 近藤正示 : 「キャパシタを直流部に用いたデュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の高効率駆動法」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol. 135, No. 1, pp.10-18 (2015)
- (7) Jeffrey Ewanchuk, John Salmon, Chris Chapelsky : "A Method for Supply Voltage Boosting in an Open-Ended Induction Machine Using a Dual Inverter System With a Floating Capacitor Bridge", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.3, pp.1348-1357 (2013)
- (8) K. Nisizawa, J. Itoh, A. Okada, A. Toba and H. Umida : "Current Harmonic Reduction Based on Space Vector PWM for DC-Link Capacitors in Three-Phase VSIs Operating Over a Wide Range of Power Factor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.34, no. 5, pp. 4853-4867 (2017)

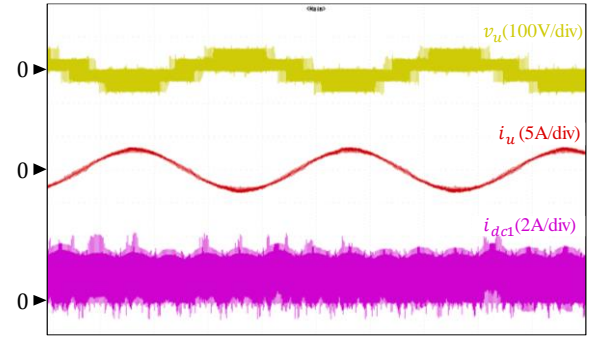


図 6 従来法の実験結果(5ms/div)

Fig.6. The waveforms of inverter with conventional method

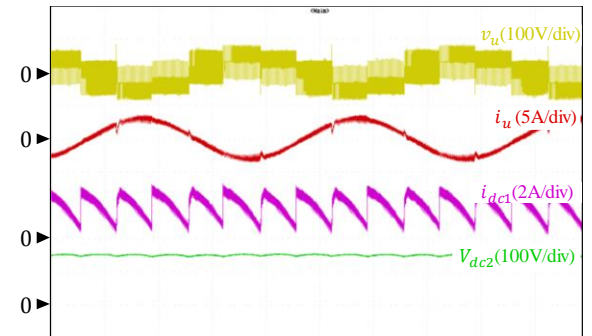
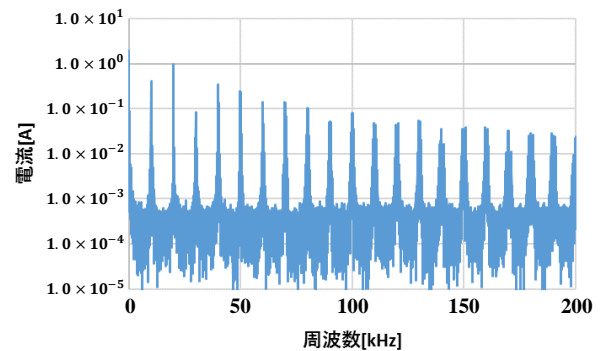
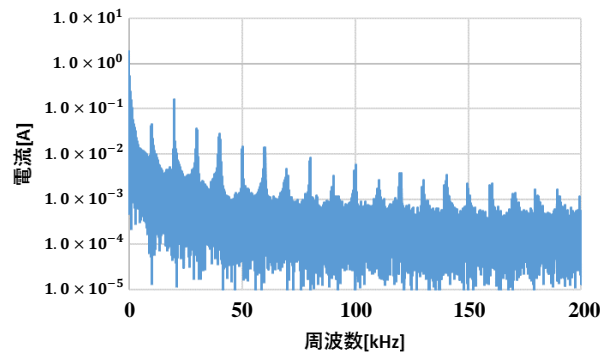


図 7 提案法の実験結果(5ms/div)

Fig.7. The waveforms of inverter with proposed method



(a) conventional method



(b) proposed method

図 8 入力電流の高調波解析結果

Fig.8. Harmonic spectrum of input current