

1石 DC/DC コンバータによるモータ動力線を用いた サブ電源供給システムの出力電圧安定化

中垣 拓海* 山口 正通 中田 祐樹 渡辺 大貴

伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

桐淵 岳(オムロン株式会社) 森本 茂雄(大阪公立大学)

Output Voltage Stabilization of a Sub-Power Supply System using Motor Power Lines with a Single Switch DC/DC Converter

Takumi Nakagaki*, Masamichi Yamaguchi, Yuki Nakata, Hiroki Watanabe, and Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology) Takeshi Kiribuchi, (OMRON Corporation) Shigeo Morimoto, (Osaka Metropolitan University)

This paper proposes a power supply for an encoder using a current transformer. The proposed power supply eliminates the complexity of the long-distance cable between the power converter and the encoder. The current transformer in the proposed power supply must work in non-linear load conditions with variable frequencies in several ten to a hundred Hz. This paper reveals the design method of the current transformer, which is connected to a non-linear load such as a diode rectifier. The validity of the proposed design method is verified in the experiment with a prototype. The output voltage and power show good agreement with the designed value in the experiment. Moreover, the DC/DC converter is applied at the output side of the diode rectifier to control the output voltage. As the experimental results, the output voltage is controlled as constant under the frequency difference and the load fluctuations.

キーワード: 1石 DC/DC コンバータ, モータ動力線, 出力電圧安定化, 変流器, サブ電源供給システム
(Single Switch DC/DC Converter, Motor Power Line, Output Voltage Stabilization, Current Transformer, Sub-Power Supply System)

1. はじめに

永久磁石同期電動機(PMSM)は高効率かつ広可変速範囲という特徴を有しており、様々な産業用途で使用されている。中でも、PMSM の高精度制御が求められる用途では回転子位置を取得する目的でエンコーダが使用され、エンコーダ動力線と信号線はそれぞれ電力変換器の制御回路に接続される。しかし、複数のモータを使用する環境や電力変換器とモータ間が長距離となる環境では、配線煩雑化や配線長増加によるコスト増加が課題となる⁽¹⁾⁽²⁾。

配線省力化に寄与する方式の一つがセンサレス駆動法であり、複数の方式が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。文献(3)では、高周波信号注入による回転子位置推定法が提案されている。また文献(4)では、PMSM の数学モデルに基づく適応オブザーバを用いたエンコーダレス制御法が提案されている。しかし、センサレス駆動ではエンコーダを適用する場合と比較して回転子位置推定の精度は低下するため、制御の高精度

化が制限される。

エンコーダの使用と配線省力化を両立する手法として、電力線通信⁽⁵⁾⁽⁷⁾が挙げられる。電力線通信の適用によりエンコーダ信号線の削減が可能となるため、配線省力化に寄与する。しかし、エンコーダ動力線自体は削減出来ないため、モータ動力線からエンコーダ駆動電力を直接供給する方式が提案されている⁽⁸⁾⁻⁽¹¹⁾。

文献(8)-(10)では変流器をモータ動力線に直列接続し、変流器によりエンコーダ駆動電力を供給する構成を検討している。しかし、エンコーダに直流電圧を供給するための整流回路が含まれておらず、整流回路による非線形性は考慮されていない。さらに、変流器の設計法も明確化されていない。文献(8)では、変流器二次側にダイオード整流回路を接続した構成が検討されているものの、モータ電流の周波数変動や負荷変動により出力電圧が変化する。

そこで本論文では、変流器二次側にダイオード整流回路を接続した構成における、エンコーダ駆動電力を供給可能

な変流器の設計法を提案する。ダイオード整流回路の特性は非線形性を有するため、変流器の設計が複雑になる。そのため、非線形性を考慮した簡易な変流器の設計法を明らかにする。さらに、ダイオード整流回路後段に DC/DC コンバータを接続し、周波数変動や負荷変動に対する出力電圧の安定化について検討する。実機検証より変流器の出力特性を確認したため報告する。

2. 回路構成と整流回路の等価電圧源変換

〈2・1〉 エンコーダへの電力供給システム 図 1 に、モータ動力線を用いたエンコーダ電力供給システムの構成を示す。本システムではモータの三相動力線の各相にそれぞれ変流器一次側を接続し、変流器を介してエンコーダ駆動電力を取得する。エンコーダの駆動には直流電圧を必要とするため、変流器二次側にはダイオード整流回路を接続する。変流器の動作周波数はモータ電流の周波数と一致する。本論文では、N-T マップ上でエンコーダの駆動電力供給に十分なモータトルクと回転速度が与えられる領域を想定し、数十 Hz から数百 Hz の周波数範囲で動作する変流器を設計する。

〈2・2〉 ダイオード整流回路の等価電圧源変換 図 2(a) に提案構成における一相分の等価回路を、図 2(b) に動作波形の概略をそれぞれ示す。本システムでは整流回路で変換した電圧を平滑化するため、ダイオード整流回路の出力に大容量の平滑コンデンサを接続する。そのため、ダイオード整流回路の出力は電圧源で表現することができる。正弦波電流源入力のコンデンサインプット型整流回路の出力が電圧源である場合、ダイオード整流回路の入力には方形波電圧となる。ここで、提案構成に適用する変流器はモータ電流と出力特性に基づき設計する必要があるものの、ダイオード整流回路は非線形負荷であるため、変流器の設計が複雑になる。

そこで、ダイオード整流回路を等価電圧源に変換することで負荷を線形化する。文献(12)では、電流源入力におけるコンデンサインプット型単相整流回路の等価抵抗を示している。しかし、文献(12)では、ダイオードの順方向電圧に対して出力直流電圧が十分に大きいアプリケーションを想定しているため、等価抵抗のモデル化の過程にダイオードの順方向電圧が考慮されていない。これに対し、図 1 に示すエンコーダの駆動電力供給システムは出力電圧が低いため、ダイオードの順方向電圧を考慮する必要がある。

ダイオードの順方向電圧を考慮したダイオード整流回路の入力電圧 v_{din} は、(1)式で表される。

$$v_{din} = \begin{cases} V_o + 2V_f \dots (i_{din} \geq 0) \\ -V_o - 2V_f \dots (i_{din} < 0) \end{cases} \dots (1)$$

ここで、 V_o はエンコーダに供給する出力電圧の平均値、 V_f は

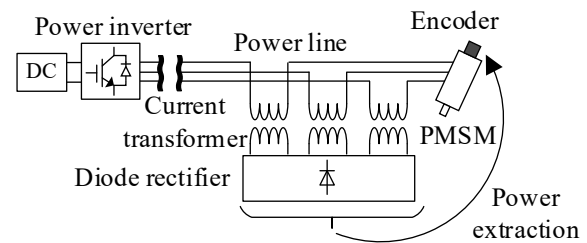
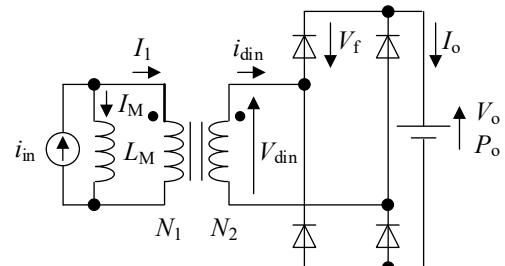
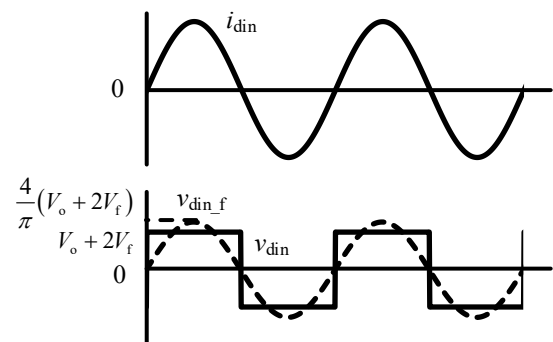


Fig. 1. Configuration of the power supply system with three-phase diode rectifier for the encoder.



(a) Single-phase circuit of the system with single-phase diode rectifier



(b) Operation waveform is shown Fig. 2(a)

Fig. 2. Single-phase equivalent circuit of proposed system.

ダイオードの順方向電圧、 i_{din} はダイオード整流回路の入力電流である。本システムでは、ダイオード整流回路の入力電流が正弦波であるため、入力電圧の方形波の内、基本波成分のみが有効電力に寄与する。ここで、入力電圧 v_{din} における基本波成分の振幅 V_{din_f} は(2)式で表される。

$$V_{din_f} = \frac{4}{\pi} (V_o + 2V_f) \dots (2)$$

ダイオード整流回路の入力電圧実効値 V_{eo_sp} は、(2)式より(3)式で表される。

$$V_{eo_sp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o + \frac{4\sqrt{2}}{\pi} V_f \dots (3)$$

図 3(a)に、図 2(a)の等価回路を、図 3(b)に変流器二次側に三相ダイオード整流回路を接続した場合の一相分の等価回路をそれぞれ示す。スター結線された負荷において三相ダイオード整流回路の出力電圧は常に 2 つの負荷を通過する

ため、一相分の等価回路における出力電圧の2倍である。そのため、三相ダイオード整流回路における一相分の等価電圧源は、単相ダイオード整流回路における等価電圧源の1/2になる。三相ダイオード整流回路における線形化した一相分の等価電圧源 V_{co_tp} は、(3)式を用いて(4)式で表される。

$$V_{co_tp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_o + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_f \dots\dots\dots (4)$$

3. 提案構成における単相変流器の設計法

図4に、提案構成での単相変流器設計フローチャートを示す。変流器はモータ電流、出力電圧、出力電力、電流比 α に基づき設計する。ここで、ダイオード整流回路の入力電流実効値 I_{din} は、出力電圧、出力電力、および正弦波電流の平均値と実効値の関係から(5)式により算出される。

$$I_{din} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \frac{P_o}{V_o} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 P_o はエンコーダに供給する出力電力の平均値である。

次に、コアを窓面積 S_w と実効断面積 A_e を用いたエアプロダクト法により選定する⁽¹³⁾。エアプロダクト法における窓面積 S_w と実効断面積 A_e の関係を、(6)式に示す。

$$S_w A_e \geq \frac{V_{co_tp} I_{din}}{J \Delta B f K_u} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 J は巻線の許容電流密度、 ΔB はコアの磁束密度の変化量、 f はモータ電流の周波数、 K_u は占積率である。コアは(6)式を満たすコアサイズの中からマージンを考慮して決定する。

続いて、選定したコアの窓面積と実効断面積から一次側巻数、二次側巻数を決定する。変流器の巻数比 n を(7)式で定義する。

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_{din}}{I_1} \dots\dots\dots (7)$$

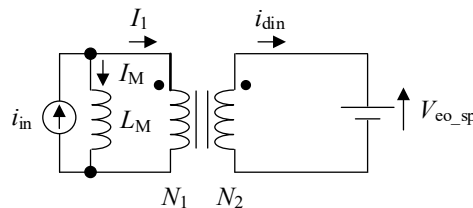
ここで、 N_1 は一次側巻数、 N_2 は二次側巻数、 I_1 は一次側電流である。図2(d)の等価回路に対して分流則を適用すると、励磁電流 I_M は(7)式で定義した巻数比 n を用いて(8)式で表される。

$$I_M = \frac{\frac{n^2 V_{co_tp}}{I_{din}}}{\sqrt{(2\pi f L_M)^2 + \left(\frac{n^2 V_{co_tp}}{I_{din}}\right)^2}} I_{in} \dots\dots\dots (8)$$

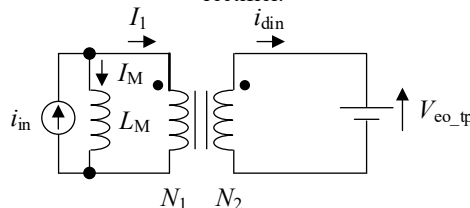
ここで、 L_M は励磁インダクタンス、 I_{in} は入力電流である。次に、キルヒホッフの電流則より、(9)式が得られる。

$$I_{in}^2 = I_M^2 + I_1^2 \dots\dots\dots (9)$$

入力電流 I_{in} に対する励磁電流 I_M の比である α を(10)式で定義する。



(a) Equivalent circuit after conversion of single-phase diode rectifier.



(b) Equivalent circuit for a phase after conversion of three-phase diode rectifier.

Fig. 3. Single-phase equivalent circuit of the system.

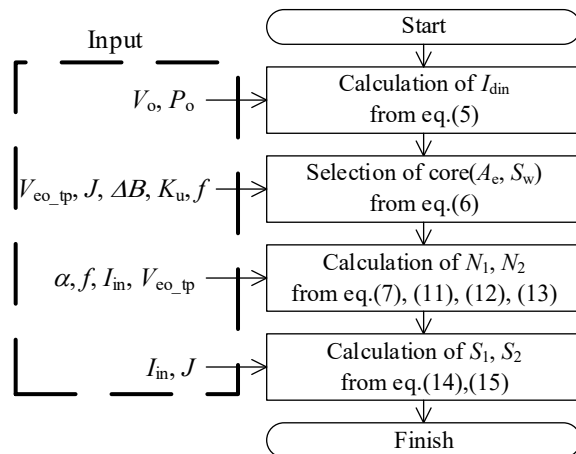


Fig. 4. Design a flowchart for a current transformer.

$$\alpha = \frac{I_M}{I_{in}} \dots\dots\dots (10)$$

変流器の巻数比 n は、(7)式に(9)、(10)式を代入し、(11)式で表される。

$$n = \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} \frac{I_{din}}{I_{in}} \dots\dots\dots (11)$$

(8)式を励磁インダクタンス L_M について解き、(10)式で定義した電流比 α を用いて変形すると、励磁インダクタンスは(12)式で表される。

$$L_M = \frac{n^2 V_{co_tp}}{2\pi f I_{din}} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \dots\dots\dots (12)$$

(12)式で表される励磁インダクタンスから一次側巻数を算出する。変流器において、励磁インダクタンスは磁気抵抗の逆数に一次側巻数の二乗を乗算した値である。そのため、一

次側巻数 N_1 は(13)式で表される。

$$N_1 = \sqrt{\frac{l_e L_M}{\mu_e A_c}} \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 l_e はコアの磁路長、 μ_e はコアの実効透磁率である。
最後に、巻線の電流密度が巻線の許容電流密度 J を超えないよう、巻線断面積を決定する。一次側巻線の断面積 S_1 、および二次側巻線の断面積 S_2 は、(14)、(15)式より算出する。

$$S_1 = \frac{I_m}{J} \dots\dots\dots (14)$$

$$S_2 = \frac{I_{din}}{J} \dots\dots\dots (15)$$

表 1 に変流器の設計条件を示す。設計周波数は、エンコーダの駆動電力供給に十分なモータの回転速度と q 軸電流が与えられている領域を想定し、25 Hz とした。

図 5 に作製した変流器の外観を示す。ケイ素鋼板からなるカットコアを使用した。コアは十分なマージンを考慮して選定し、サイズは幅 62 mm、高さ 35 mm である。表 2 に、図 4 のフローチャートに基づき設計した変流器のパラメータと、設計に基づき作製した変流器のパラメータを示す。励磁インダクタンスの設計値と測定値との誤差率は最大 36.4% である。誤差要因として、変流器作製時に適用したコアの実効透磁率が、設計時において適用した実効透磁率よりも大きいことが挙げられる。

図 6 に変流器単体の実機検証における回路構成を示す。変流器単体の動作検証のため、一相分の等価電圧源 V_{eo_tp} と(5)式で表されるダイオード整流回路の入力電流から負荷抵抗 R_{sp} を計算する。一相分の負荷抵抗 R_{sp} は(16)式で表される。

$$R_{sp} = \frac{V_{eq_tp}}{I_{din}} = \frac{6}{\pi^2} \frac{V_o^2}{P_o} + \frac{12}{\pi^2} \frac{V_o V_f}{P_o} \dots\dots\dots (16)$$

本論文では表 1 の条件から、75.4 Ω の負荷抵抗を接続した。また、変流器単体の動作検証には V 相に使用する変流器を使用する。

図 7 に、変流器単体での動作波形を示す。動作波形から算出した変流器入力電圧 v_{in} の実効値および表 2 に示す V 相励磁インダクタンスより、励磁電流の実効値は 0.56 A である。入力電流 I_m に対する励磁電流 I_M の比である α は 0.37 となり、設計値である 0.4 とは誤差率 7.0% である。誤差原因として、漏れインダクタンスや巻線抵抗、変流器の励磁インダクタンスの設計値と実測値との差が挙げられる。励磁インダクタンスが設計値に対して大きい場合、出力電流を増加させる方向に作用する。一方、漏れインダクタンスや巻線抵抗による誤差は、出力電流を減少させる方向に作用する。そのため、励磁インダクタンスは設計値に対して約 36% の誤差を含んでいるものの、 α の誤差率は 7.0% に抑制されたものと考えられる。

Table 1. Design specifications of the current transformer.

Parameters	Symbol	Value
Motor current RMS and frequency	I_m, f	1.5 A _{RMS} 25 Hz
Output voltage and power	V_o, P_o	10 V _{Avg.} 1 W _{Avg.}
Voltage drop of diode	V_f	1.2 V
Space factor	K_u	0.5 -
The ratio of magnetizing current to primary-side current	α	0.4 -
permissible current density	J	4 A/mm ²
peak-to-peak of the flux density	ΔB	1.2 T

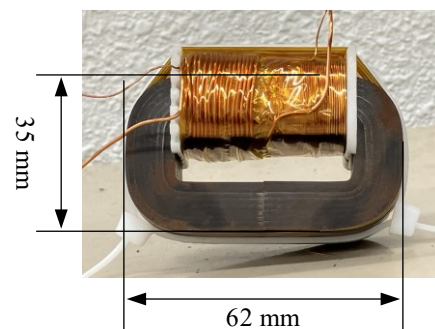


Fig. 5. Appearance of the created current transformer.

Table 2. Parameter of the designed current transformer.

Parameters	Symbol	Value	
		Calculation	Measurement
Number of turns	N_1, N_2	17/316	17/316 turns
Magnetizing inductance	L_M	3.54	U 4.80 mH V 4.79 mH W 4.83 mH
Window area of the core	S_w	5.50	— cm ²
Effective cross-section of the core	A_c	2.64	— cm ²
Effective relative magnetic permeability of the core	μ_e	—	5100 —

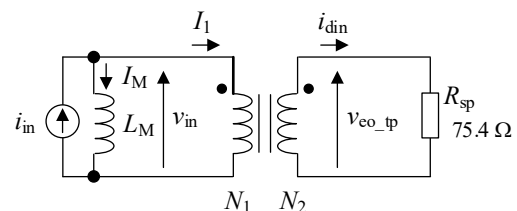


Fig. 6. Configuration of the experimental circuit for single current transformer.

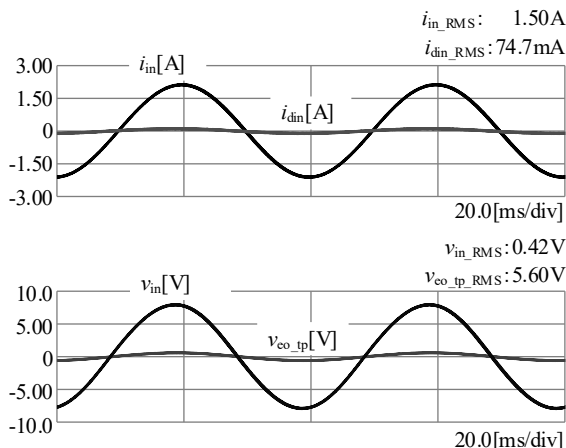


Fig. 7. Experimental results of power supply through the current transformer with design value.

4. 実験結果

図 8 に実機検証における回路構成を示す。周波数変動や負荷変動に対する出力電圧の安定化のため、ダイオード整流回路後段に DC/DC コンバータを接続する。DC/DC コンバータは、PI 制御により出力電圧を安定化する。平滑コンデンサ容量 C は、出力電圧が直流電圧とみなせるよう $470 \mu\text{F}$ とした。本稿では簡単化のため、負荷となるエンコーダを $100\text{-}\Omega$ の負荷抵抗 R で模擬した。入力となる電流源 i_{uin} , i_{vin} , i_{win} には、高調波を含まない理想的な q 軸電流が通流した際の動作を確認するため、交流電源を使用し検証した。

図 9 に、表 1 の条件における DC/DC コンバータによる電圧制御なしの動作波形を示す。出力平均電圧は 10.1 V であり、設計値である 10.0 V と誤差率 1.0% である。誤差は漏れインダクタンスや巻線抵抗、変流器の励磁インダクタンスの設計値と実測値との差に起因すると考えられる。さらに、出力電力は 1.03 W であり、設計値である 1.00 W とは誤差率 3.0% である。

図 10(a) に、モータ電流の実効値が 1.5 A 一定の条件において、周波数を可変させた場合の出力特性を示す。ここで、負荷抵抗は 100Ω で一定とした。出力電圧を制御しない場合、周波数の増加に伴い出力電圧が増大することが確認できる。出力電圧の増加は、エンコーダに安定した電圧を供給できないことを意味するため、エンコーダ用電源として不適である。一方、DC/DC コンバータの出力電圧指令値を 10-V として電圧制御を行う場合、異なる周波数においても指令値と一致した定電圧出力が確認できる。

図 10(b) に、モータ電流の実効値が 1.5 A 一定の条件において負荷を変動させた場合の出力特性を示す。ここで、モータ電流の周波数は 25 Hz で一定とした。出力電圧を制御しない場合、負荷抵抗の増加に伴い出力電圧が増大し、エンコー

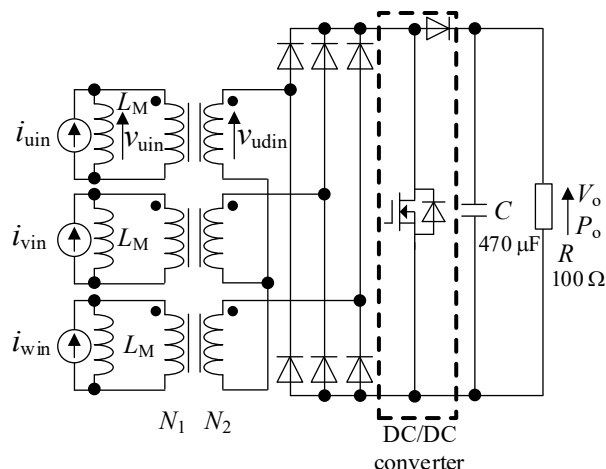


Fig. 8. Configuration of the experimental circuit.

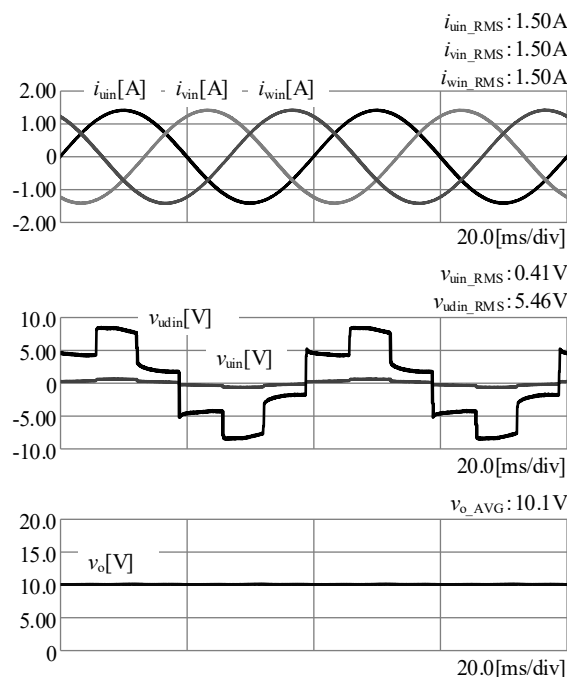
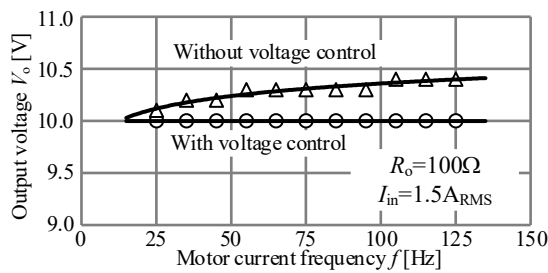


Fig. 9. Experimental results of power supply through the current transformer with design value.

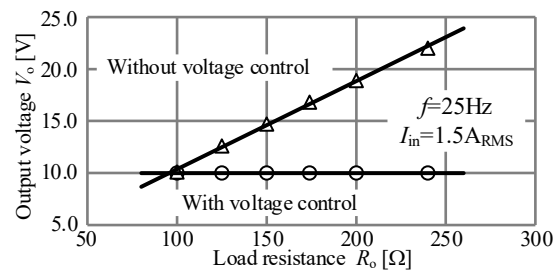
ダに安定した電圧を供給できない。一方、出力電圧指令値を 10 V として電圧制御を行う場合、負荷変動時でも指令値と一致した定電圧出力が確認できる。よって、変流器後段に DC/DC コンバータを適用し電圧制御を行うことにより、入力電流の周波数変動や出力側の負荷変動に対して安定した出力電圧の供給が可能となるといえる。

5. まとめ

本論文では、変流器を用いたエンコーダ駆動電力供給システム用変流器の設計法を提案した。提案する変流器設計法は、三相ダイオード整流回路を等価電圧源に変換し線形化することで、簡易に所望電圧、電力を得られる変流器を設



(a) Output voltage with the current frequency at the constant of load resistance



(b) Output voltage with the load resistance at the constant of input frequency

Fig. 10. Output voltages with the load resistance or motor speed at the input current RMS.

計可能である。提案設計法に基づき作製した変流器単体の動作検証により、入力電流 I_{in} に対する励磁電流 I_M の比が誤差率 7.0% で一致し、設計法の妥当性を確認した。作製した変流器を用いた実機検証により、設計値に対して出力電圧は誤差率 1.0%、出力電力は誤差率 3.0% で一致することを確認した。また、整流回路後段に DC/DC コンバータを接続し電圧制御を行うことで、入力電流の周波数や負荷が変化した場合でも定電圧出力が得られることを確認した。今後は、エンコーダの駆動電力の供給に十分なモータの回転速度と q 軸電流が与えられていない条件や、入力となる電流源に高調波成分が含まれる場合の動作を検証する。

- (9) 桐淵岳, 井上征則, 森本茂雄: 「PMSM の動力線への単相変圧器を用いた位置検出用電力重畳における回路方程式」, 電気学会論文誌 D, Vol.143, No.122, pp.766-775 (2023)
- (10) 桐淵岳, 井上征則, 森本茂雄: 「PMSM の動力線への単相変圧器を用いた位置検出用電力供給のための電力重畳制御方法」, 電気学会論文誌 D, Vol.144, No.144, pp.613-621 (2024)
- (11) 中垣拓海, 田中元稔, 渡辺大貴, 伊東淳一, 桐淵岳, 森本茂雄: 「モータ動力線から位置検出器へ直流電力を供給可能な変流器と負荷の設計」, 2023 年度電気・情報関係学会北陸支部連合大会, Vol. A9, No. 5, pp. 67 (2023)
- (12) D. R. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.3, No.2, pp.174-182 (1988)
- (13) W. T. Mclyman "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker Inc. (2004)

文 献

- (1) 森本進也, 吉見太佑, 金田平次, 竹中国浩, 今本和成, 原英則, 樋口雅人: 「デバイス応用の技術革新によるモータドライブの新展開-GaN 利用アンプ一体型サーボドライブシステム-」, 平成 29 年産業応用部門大会, pp.[III-51]-[III-56](2017)
- (2) 三浦克樹, 渡辺大貴, 日下佳祐, 伊東淳一: 「複数台からなる DC 給電サーボドライブシステムの安定解析法と実機評価」, 電気学会研究会資料 (半導体電力変換/モータドライブ合同研究会), SPC-22-007, MD-22-007, pp.33-38(2022)
- (3) Zhiqin. Mai, Fei. Xiao, Kangzhuang. Fu, Jilong. Liu, Chuanqiang. Lian, Kefeng. Li, Weiwei. Zhang, "HF Pulsating Carrier Voltage Injection Method Based on Improved Position Error Signal Extraction Strategy for PMSM Position Sensorless Control", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 36, No.8, pp. 9348-9360 (2021)
- (4) Zhenbin. Zhang, Haitao. Li, Shichang. Zhou, Zhen. Li, "An Effective Adaptive-Observer-Based Wide Range Encoderless Control for PMSM Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 71, No.9, pp. 10309-10321 (2023)
- (5) 小川理: 「高速電力線通信技術の動向」, 電気学会論文誌 C, Vol.130, No.8, pp.1280-1283 (2010)
- (6) 片山正昭: 「電力線通信の技術動向と課題」, 電子情報通信学会 Fundamental Review, Vol.2, No.1, pp.35-47 (2008)
- (7) M. V. Ribeiro et al., "Seamless Connectivity: The Power of Integrating Power Line and Wireless Communications," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 26, No. 1, pp. 1-40(2023)
- (8) T. Kiribuchi, Y. Inoue and S. Morimoto, "Secondary-Side Power Control Method of Power Superposition Using Single-Phase Transformer for Power Supply of Position Sensor in Permanent Magnet Synchronous Motor" 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), pp.1-7 (2023)