

昇圧チョッパを用いたVFMインバータの低周波域特性改善

清水 翔陽^{*1}, 高野 明夫^{*2}

Improvement of Characteristics in Low Frequency Range of a VFM Inverter Using a Step-Up Chopper

Koyo Shimizu^{*1}, Akio Takano^{*2}

Abstract: Currently PWM inverters are used for many products. However, there are some problems with PWM. When PWM is applied to a three-phase circuit, the circuit structure is complicated and the generation of the switching patterns is complicated. Therefore, we proposed a VFM inverter which can generate switching patterns relatively easily. However, when the induction machine is driven by the VFM inverter, there is a disadvantage that the exciting current decreases in the low frequency range, and the magnetic flux is not kept constant. Therefore, a step-up chopper is connected to the front stage of the inverter, and the conduction ratio is adjusted. The purpose of this study is to develop a system that adjusts the conduction ratio of step-up chopper according to inverter frequency automatically and keeps exciting current of induction machine constant in low frequency range.

Key Words: Inverter, PWM, VFM, Step-up chopper

1.はじめに

現在では家庭用電化製品や、モータ内蔵の輸送機器の多くに PWM 方式のインバータが用いられている。しかし、PWM を三相回路に適用すると、変調波（信号波）と搬送波を比較するために搬送波発生器とコンパレータが必要である。これにより、回路構成が複雑で、スイッチングパターンの生成が煩雑であるといった欠点がある。そこで、搬送波発生器とコンパレータが不要で三相一括処理ができる VFM (Vector Frequency Modulation : ベクトル周波数変調) 方式を筆者らは提案した⁽¹⁾。しかし、VFM インバータによって誘導機を駆動すると、低周波域で励磁電流が減少し、磁束が一定にならないという欠点があった。そこで、インバータの前段に昇圧チョッパを接続し、通流率を調整して、低周波域における電圧を昇圧することで、励磁電流の減少を抑制し、磁束を一定に保つことを試みることにした。

本研究の目的は、昇圧チョッパの通流率をインバータ周波数に応じて自動的に調整し、低周波域において誘導機の励磁電流を一定に保つシステムを開発することである。

2.ベクトル周波数変調の原理

2.1 概念

VFM では、非ゼロ電圧パルスおよびゼロ電圧パルスの最小出力時間を同じ一定値 T に固定する。時間幅 T のゼロ電圧パルスと非ゼロ電圧パルスを、出力電圧波形のパルスと区別するため、それぞれゼロ電圧ベクトル、非ゼロ電圧ベクトルと呼び、 T をベクトル時間と呼ぶ。そして、非ゼロ

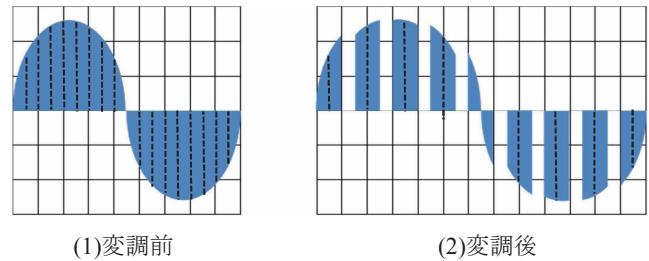


図 1. 変調前後の波形 (概念)

電圧ベクトル列の間にゼロ電圧ベクトルを等間隔に挿入することによって、平均電圧や周波数の調整を行う。

図 1 に、VFM の概念を例示する。連続した非ゼロ電圧ベクトル列からなる基本波形の中に、ゼロ電圧ベクトルが均等に分散され、波形全体の周波数が調整されていることが分かる。図 1 では、3 区間に 1 回ゼロ電圧ベクトルが挿入され、周波数が調整されている。

2.2 ゼロ電圧の割り振り

非ゼロ電圧ベクトル列の中に、周波数指令に応じてゼロ電圧ベクトルを均等に分散配置させる方法について述べる。VFM では、両電圧ベクトルの選択の判断に、分配比という変数を用いる。分配比は次のように定義される。一周期あたりの非ゼロ電圧ベクトルの出力回数を P 、ゼロ電圧ベクトルの出力回数を Z とすると、非ゼロ電圧ベクトル 1 回あたりのゼロ電圧ベクトルの出力回数を分配比 C と定義し、式(1)で表す。

$$C = \frac{Z}{P} \quad (1)$$

インバータの場合、変調前の周波数 (定格周波数) を f_r 、変調後の周波数 (指令周波数) を f とすると、分配比 C

^{*1} 専攻科 Advanced Course

^{*2} 電気電子工学科 Department of Electromechanical and Electronics Engineering

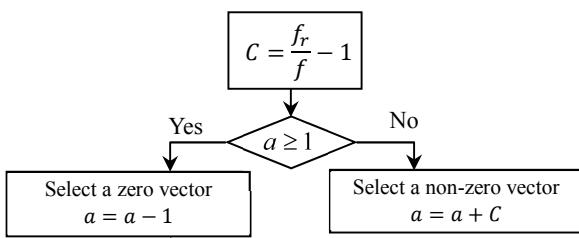


図 2. VFM アルゴリズム

は、次のように f を用いて計算できる。

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{PT} \\ f &= \frac{1}{(P+Z)T} \\ \frac{f}{f_r} &= \frac{PT}{(P+Z)T} = \frac{1}{1+\frac{Z}{P}} = \frac{1}{1+C} \\ \therefore C &= \frac{f_r}{f} - 1 \end{aligned} \quad (2)$$

図 2 に、式(2)によって計算された分配比 C を用いて、非ゼロ電圧ベクトルを出力するか、ゼロ電圧ベクトルを出力するかを判別するアルゴリズムを示す。図 2 中の a は判別パラメータである。図 2 をベクトル時間 T ごとに実行することで、ゼロ電圧ベクトルが非ゼロ電圧ベクトル列の中均匀に分散配置されていく。

2.3 VFM のチョッパへの応用

前節ではインバータの交流波形の場合について述べたが、直流でも同様に考えることができる。簡単のため、まず降圧チョッパの場合について説明する。周知のように、降圧チョッパの出力平均電圧 V は、通流率 α を用いて式(3)で与えられる。

$$V = \alpha E \quad (3)$$

VFM の変調前後の電圧波形を図 3 に示す。

High(P) の場合を ON、Low(Z) の場合を OFF として、通流率 α と分配比 C の関係を求めるとき、

$$\alpha = \frac{P}{P+Z} = \frac{1}{1+C} \quad (4)$$

式(3)、(4)より

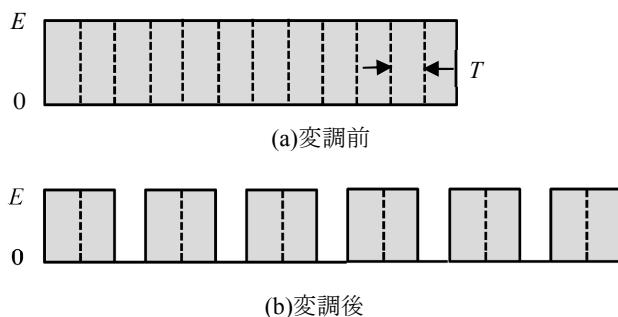


図 3. 降圧チョッパにおける変調前後の波形

$$C = \frac{E}{V} - 1 \quad (5)$$

V を指令電圧として、図 2 の C を式(5)で置き換えるれば、降圧チョッパの平均電圧制御ができる。

次に、本論文で採用する昇圧チョッパの場合について考察する。周知のように昇圧チョッパの出力平均電圧 V は、通流率 α を用いて式(6)で与えられる。

$$V = \frac{E}{1-\alpha} \quad (6)$$

昇圧チョッパの場合、High(P) の場合が OFF、Low(Z) の場合が ON であるから、

$$\alpha = \frac{Z}{P+Z} = \frac{1}{1+1/C} \quad (7)$$

式(6)、(7)より、

$$C = \frac{V}{E} - 1 \quad (8)$$

V を指令電圧として、図 2 の C を式(8)で置き換えるれば、昇圧チョッパの平均電圧制御ができる。

2.4 インバータのスイッチングパターン

ここでは、インバータの非ゼロ電圧ベクトルの選択法について述べる。インバータで誘導機を駆動する場合、その電流波形を正弦波に近づけるには、誘導機の一次鎖交磁束が円軌道を描くように三相巻線に電圧を加える必要がある。従って、インバータの非ゼロ電圧ベクトルの選択は、誘導機の鎖交磁束ベクトルの大きさを一定に保ちながら、その軌道が円軌道を描くように選択すればよい。

三相インバータの原理図を図 4 に示す。スイッチの添字のバーは反転を意味し、例えば S_A が 1 ならば $S_{\bar{A}}$ は 0 を意味する。三相インバータの空間電圧ベクトル v は、負荷の相電圧を v_a 、 v_b 、 v_c とすると、式(9)で定義される。

$$v = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + v_b e^{j120^\circ} + v_c e^{j240^\circ}) \quad (9)$$

スイッチング素子が ON している状態を 1、OFF の状態を 0 とすると、上下スイッチは反転関係にあるので、3つのスイッチの状態により 8 種類の空間電圧ベクトルが得られる。 $v(S_A, S_B, S_C)$ と表すと、 $v_0(0,0,0)$ 、 $v_1(1,0,0)$ 、 $v_2(1,1,0)$ 、 $v_3(0,1,0)$ 、 $v_4(0,1,1)$ 、 $v_5(0,0,1)$ 、 $v_6(1,0,1)$ 、 $v_7(1,1,1)$ と分

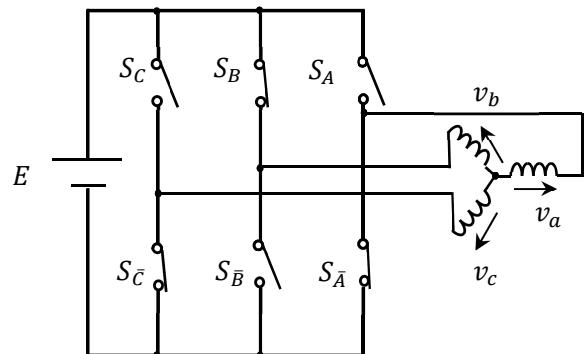


図 4. 三相インバータの原理図

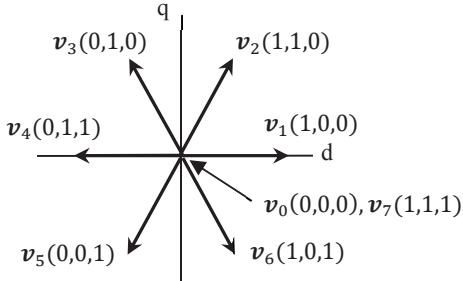


図 5. 空間電圧ベクトル

類でき、図 5 に示される。 $v_0(0,0,0)$ と $v_7(1,1,1)$ がゼロ電圧ベクトルであり、その他が非ゼロ電圧ベクトルである。

誘導機の一次巻線抵抗での電圧降下を無視すれば、鎖交磁束ベクトル ψ と空間電圧ベクトル v との間には式(10)および式(11)が成り立つ。

$$v = \frac{d\psi}{dt} \quad (10)$$

$$\psi = \int v dt \quad (11)$$

v は、スイッチングパターンを変えない限り大きさ一定、向き一定のベクトルであるから、定ベクトルとして式(11)の積分の外に出すことができる。これから、

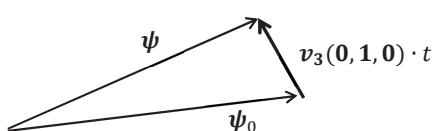
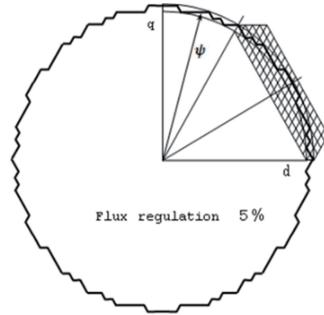
$$\psi = v(S_A, S_B, S_C) \cdot t + \psi_0 \quad (12)$$

ここで、 ψ_0 は初期鎖交磁束ベクトルである。 v が非ゼロ電圧ベクトルならば ψ の先端は v の方向に移動し、ゼロ電圧ベクトルならば ψ は停止する。この状況を例示すると、図 6 のようになる。図 6 は v_3 の場合について描いている。時間の経過と共に ψ の先端は v_3 の向きに移動していくことになる。VFM では式(12)の t をベクトル時間 T の整数倍とし、予め設定した最大値 ψ_{max} と最小値 ψ_{min} の間に ψ の大きさが入るように、非ゼロ電圧ベクトルを用いて ψ を回転させる。周波数の調整は、 ψ の軌道上にゼロ電圧ベクトルを均等に散りばめることによって行える。

磁束円の半径の変動率を磁束変動率 ϵ とし、式(13)で定義する。

$$\epsilon = \frac{\psi_{max} - \psi_{min}}{\psi_{min}} \times 100[\%] \quad (13)$$

図 7 は $\epsilon = 5\%$ の場合について描いた ψ 軌道である。網目の向きは $v_1 \sim v_6$ のいずれかの向きに一致し、網目の線素（網目の隣接する交点間の距離）は vT (v は $v_1 \sim v_6$) の大きさに対応している。ただし水平方向の網目については省略してある。 ψ の先端は網目に沿って太線上を移動する。図 5 を用いれば、図 7 の ψ 軌道から選択すべき非ゼロ電圧

図 6. 鎖交磁束ベクトル ψ の先端の移動図 7. 磁束軌道例($\epsilon = 5\%$)

ベクトルを読み取ることができる。それをテーブルにしておき、順次ベクトル時間 T おきに出力すれば、 ψ を回転させることができる。

表 1 に ψ を図 7 の d 軸上から左回りに一周回転させた場合の v の選択表を示す。ただし、紙面の都合で回転角 90° までを示している。360°までは、 ψ の対称性から容易に導出できる。表 1 に基づいて ψ を図 7 の d 軸上から左回りに一周回転させた場合の線間電圧の理論波形を図 8 に示す。VFM 制御された場合には、周波数指令に応じて図 8 の波形内に均等にゼロ電圧が分散配置されることになる。

3. 実験装置

図 9 に実験装置の概要を示す。主回路は整流器、昇圧チョッパ、VFM インバータから構成され、2.2 kW の誘導機が接続されている。ARM マイコンに周波数指令を入力すると、インバータと昇圧チョッパの分配比 C がそれぞれ求められ、

表 1. 非ゼロ電圧ベクトル選択表 ($\epsilon = 5\%$)

No	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
v	3	3	2	3	2	3	3	3	3	2	3	3
No	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
v	3	3	4	3	3	3	3	4	3	4	3	3
No	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36
v	4	4	3	4	3	4	4	4	4	3	4	4

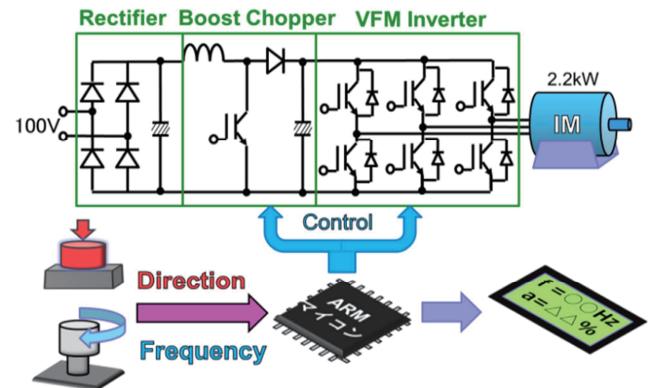
図 8. 定格周波数時の理論電圧波形($\epsilon = 5\%$)

図 9. 実験装置の概要

図2のアルゴリズムに従って逐次的にインバータと昇圧チョッパに電圧ベクトルが指令される。

4. 実験結果

実験は、磁束変動率3%で行った。図10は、インバータ周波数に対する基本波電圧と基本波電流の関係を表している。通流率を0に固定した場合、定格50Hzまでの全周波数域で、電圧Vが周波数fに比例している。一方、電流が10Hz以下で大きく減少している。これに対して、昇圧チョッパの通流率を調整した場合、低周波域でも電流が一定に保たれていることが分かる。

図12は、誘導機の励磁電流を一定に保つために必要な、通流率の値を表している。実験では、18Hzから1Hzにかけて1Hz刻みで調整を行った。低周波になる程、急激に通流

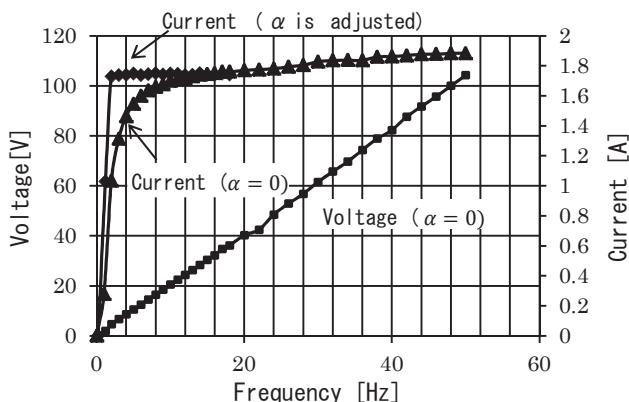


図10. 低周波域での励磁電流低下の抑制

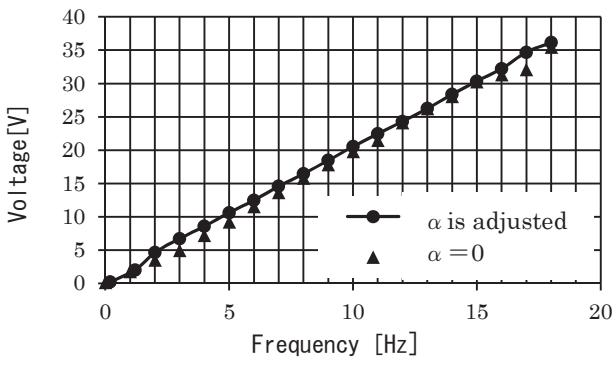


図11. 低周波域での昇圧補償

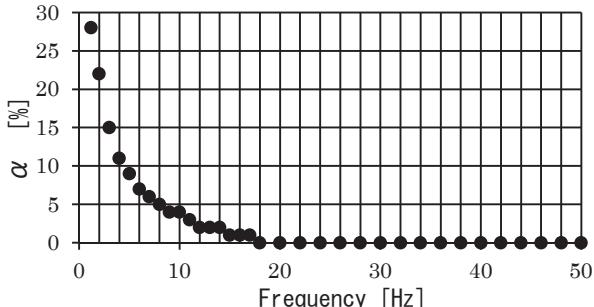


図12. 励磁電流を一定に保つための通流率

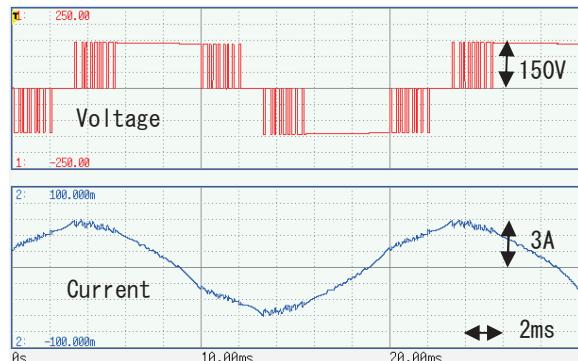


図13. 50Hzで駆動した時の電圧電流波形

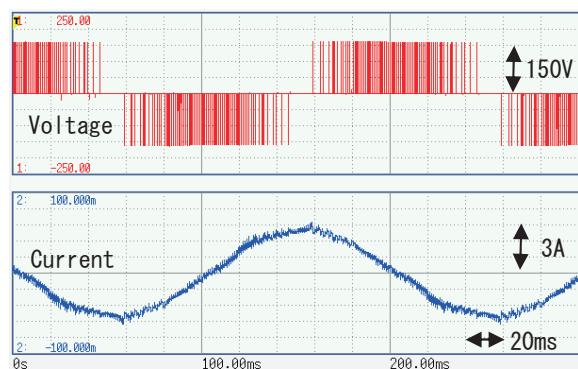


図14. 5Hzで駆動した時の電圧電流波形

率を上昇させなければならないことが分かる。図11に低周波域で昇圧補償された電圧の様子を示す。

図13と図14は、それぞれ50Hzと5Hzで誘導機を駆動した時の電圧と電流波形を示している。50Hzで駆動した時の電圧の振幅が150V以下であるのに対して、5Hzで駆動した時の電圧の振幅が150Vを超えていることから昇圧されていることが確認できた。電流について50Hzと5Hzで比較した時大きさがほぼ等しいことから低周波域において昇圧によって電流が一定に保たれていることが確認できた。

5. おわりに

VFMインバータで誘導機を駆動した場合、低周波域で励磁電流が減少して磁束を一定に保てないという欠点があった。本稿では、これを改善するため、インバータに昇圧チョッパを付加し、低周波域で通流率を自動調整して昇圧することで、励磁電流を一定に保つことを試みた。その結果、良好な結果が得られた。今後は負荷を接続した場合について検討する予定である。

参考文献

- (1) 高野明夫：「電力変換回路の新しいベクトル周波数変調法」，電気学会論文誌D, Vol. 128, No. 8, pp. 989-996(2008)
- (2) 森本雅之：「入門 インバータ工学—しくみから理解するインバータの技術—」, pp. 77-78(2011)
- (3) 茂手木, 渡辺, 高野、「ベクトル周波数変調法による多重インバータの制御」富士山麓アカデミック&サイエンスフェア 2014 予稿集, p.4 (機械・電気部門優秀賞) (2014)