

マルチレベルインバータへのVFM制御の提案

高野明夫*

Proposal of VFM Control for Multi-Level Inverters

Akio TAKANO*

Abstract: This paper proposes Vector Frequency Modulation (VFM) for frequency control of a multi-level inverter. The voltage vectors of the multi-level inverter are classified into two groups, zero vectors and non-zero vectors. The motor flux is rotated by using the non-zero voltage vectors so that its locus is nearly circle. The rotation speed of the motor flux, i.e., the inverter frequency is controlled by the zero voltage vectors. The control algorithm is very simple. Vector time period is fixed and the zero vectors are distributed and located on the flux orbit in the ratio determined by the frequency. The behavior of VFM is performed in software and any modulation-wave oscillators, comparators and up-down counters are not needed. The fundamental theory is shown in this paper.

Key Words: Multi-level inverter, VFM

1. はじめに

交流モータの電源装置としてインバータが用いられている。インバータの代表的な構成には、3レベルインバータがあり、PWMを施すことによりその周波数の調整が行われている。PWMでは、モータに含まれる高調波電流を抑制し、人間の耳に不快な電磁音が聞こえないようにするため、高周波のキャリア周波数が用いられる。しかし、半導体素子の高周波化はスイッチング損失を増大させるので、半導体素子のスイッチング損失低減に向けた不断の改良が必要である。

その一方で、高電圧を必要とする用途については、高耐圧素子を用いる必要がある。一般的に高電圧になるほど半導体素子のスイッチング速度は遅くなる傾向にある。このため、3レベルのままでは、高調波成分を抑制するのが難しくなる。そこで、インバータの出力レベルを増やし、多段化することにより、スイッチング周波数の高周波化を防ぐ方法が考えられている。この種の代表的な方法に二つある。一つはトランスを用いて単相インバータの出力を合成(多重化)する方法である。多重インバータと呼ばれる。単相インバータの出力波形の位相をずらしてトランスで合成する。この方法は比較的簡単であるが、電力が大きくなるとトランスの容積が大きくなり、小型化が難しい。もう一つは、半導体素子のみで出力波形を多レベル化する方法である。マルチレベルインバータと呼ばれる。トランスを用いないので、小型化が期待できる。

本稿は、マルチレベルインバータのスイッチング方法について検討している。空間ベクトルの考え方を導入し、インバータの負荷となる交流モータの回転磁束が円軌道を描くように空間電圧ベクトルを選択する。そして空間電圧ベクトルによって定まるスイッチングパターンに基づいてインバータ主回路の半導体素子をスイッチングさせる。インバータの周波数調整には、文献[1][2]で筆者が提案しているベクトル周波数変調(VFM: Vector Frequency Modulation)を採用する。

VFMは次の特徴を有する。

- ・空間電圧ベクトルをゼロ電圧ベクトルと非ゼロ電圧ベクトルに大別し、空間電圧ベクトル1個あたりの出力時間を固定する。交流モータの磁束軌道に指令周波数に応じた比率でゼロ電圧ベクトルを逐次的に分散配置することで、磁束の大きさを一定に保ったまま、その回転速度、すなわち周波数を調整する。
- ・ソフトウェアによる完全なデジタル処理なので、三角波発生器やコンパレータ、あるいはアップダウンカウンタなどを必要としない。PWMとは根本的に異なる変調法である。

次章以降に、マルチレベルインバータの構成とその空間電圧ベクトル、回転磁束の形成、VFMによる周波数調整について述べる。

2. マルチレベルインバータの構成

図1にマルチレベルインバータの原理的な構成を示す[3][4]。本稿では5レベルインバータを扱う。3legで構成され、1leg当たり4つのスイッチング素子が存在する。実際のスイッチング素子にはIGBTまたは

*電気電子工学科

MOSFET が用いられる。スイッチング素子には逆並列に接続された帰還ダイオードが内蔵されるが、図 1 では省略されている。各レグには、直列に接続された 2 本のダイオードがあり、その接続点が電源電圧を二分するコンデンサの接続点 n に結線される。

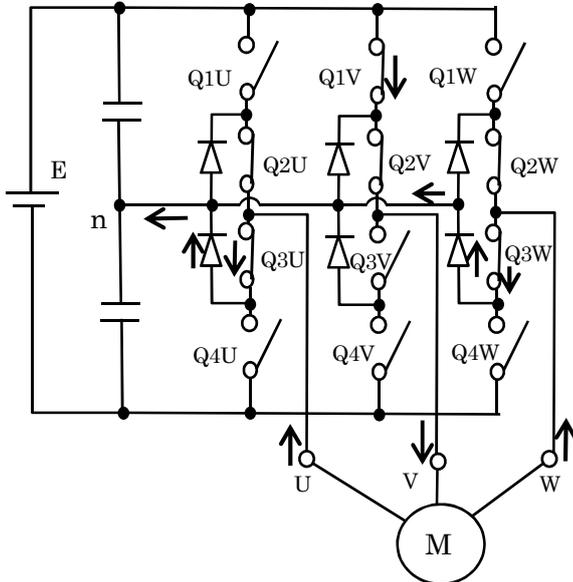


図 1 マルチレベルインバータの構成

表 1 レグのスイッチ状態と相電圧

スイッチ	状態		
	Q1	Q2	Q3
Q1	on	off	off
Q2	on	on	off
Q3	off	on	on
Q4	off	off	on
相電圧	1	0	-1

表 2 電圧ベクトルのスイッチングモード

モード		相電圧			電圧ベクトル成分	
		v_u	v_v	v_w	v_α	v_β
1	A	1	0	0	0.82	0.00
	B	0	-1	-1	0.82	0.00
2	A	1	1	0	0.41	0.71
	B	0	0	-1	0.41	0.71
3	A	0	1	0	-0.41	0.71
	B	-1	0	-1	-0.41	0.71
4	A	0	1	1	-0.82	0.00
	B	-1	0	0	-0.82	0.00
5	A	0	0	1	-0.41	-0.71
	B	-1	-1	0	-0.41	-0.71
6	A	1	0	1	0.41	-0.71
	B	0	-1	0	0.41	-0.71
7		1	-1	-1	1.63	0.00
8		1	1	-1	0.82	1.41
9		-1	1	-1	-0.82	1.41
10		-1	1	1	-1.63	0.00
11		-1	-1	1	-0.82	-1.41
12		1	-1	1	0.82	-1.41
0	A	1	1	1	0.00	0.00
	B	-1	-1	-1	0.00	0.00
	0	0	0	0	0.00	0.00

空間電圧ベクトルは (1) 式で定義される。

$$v = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_u + v_v e^{j120^\circ} + v_w e^{j240^\circ}) \quad (1)$$

ここで、 v_u 、 v_v 、 v_w は各相の相電圧である。

各レグの出力は、スイッチングパターンに応じて表 1 の相電圧を取り得る。ただし、+E/2 を 1、0 を 0、-E/2 を -1 と表示している。相電圧で 3 レベル (+1、0、-1) が得られるので、線間電圧としては 5 レベル (+2、+1、0、-1、-2) を得ることができる。

表 1 より、マルチレベルインバータのスイッチングモードとして表 2 を得る。表 2 より、マルチレベルインバータには 12 個の非ゼロ電圧ベクトルと 1 個のゼロ電圧ベクトルが存在し、スイッチングパターンとしては 27 通りのスイッチングパターンが存在することが分かる。表 2 で、モード 1～6 およびモード 0 に A、B 2 通りのスイッチングパターンが存在するが、各モードにおいてこれらは同一の電圧ベクトルを与える。表 2 を元に空間電圧ベクトルを描くと図 2 が得られる。ただし、モード 1～6 の B パターンとモード 0 のベクトルについては省略してある。

次に、図 1 に矢印が記入してあるが、これは電流の向きを表している。図 1 は第 3 モード A パターン 3A (0,1,0) の状態を表している。この場合、モータの U 相と W 相端子から電流がコンデンサの接続点 n (中性点) に流れ込んで中性点電位を上昇させる。これに対して第 3 モードの B パターン 3B (-1,0,-1) は、中性点 n からモータの U 相と W 相に電流を流し出すので、中性点電位が下降する。マルチレベルインバータの欠点は、このような中性点電位の変動である。中性点電位変動を 1 周期中で 0 に抑制するためには、少なくとも各モードの A パターンと B パターンの出力回数が 1 周期中で等しくなるように配慮する必要がある。

3. 磁束軌道の生成

磁束制御形インバータは、モータの回転磁束の軌道が円になるように、電圧ベクトル v をモータに印加する。磁束が円軌道を描くので、電流に含まれる高調波成分の抑制を期待できる。さらに、マルチレベルインバータのようにスイッチング素子数が多い場合、スイッチングパターンを決める操作が複雑になりがちであるが、磁束制御形にすると、電圧ベクトル v のモード

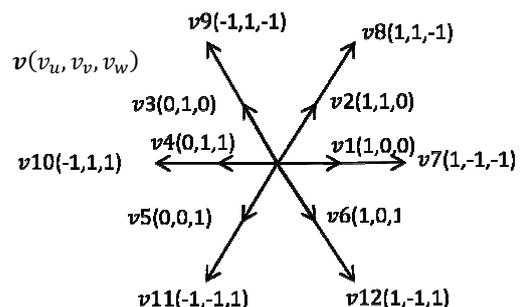


図 2 マルチレベルインバータの空間電圧ベクトル

を指定することで、各相のスイッチングパターンが一括で定まる。このことは処理の簡単化につながり、極めて有用である。

周知のように、モータの鎖交磁束ベクトルを ψ とすると、 ψ とインバータから出力される空間電圧ベクトル v との間には (2) 式が成り立つ。

$$\psi = vt + \psi_0 \tag{2}$$

ここで、 ψ_0 は初期鎖交磁束ベクトルである。(2) 式より ψ の先端は時間の経過と共に v の向きに移動するので、これを利用すると、 v を用いて、ある変動幅内で ψ に円軌道を描かせることができる。いま、磁束変動率を(3)式で定義する。

$$\eta = (\psi_{max} - \psi_{min}) / \psi_{min} \times 100 \quad [\%] \tag{3}$$

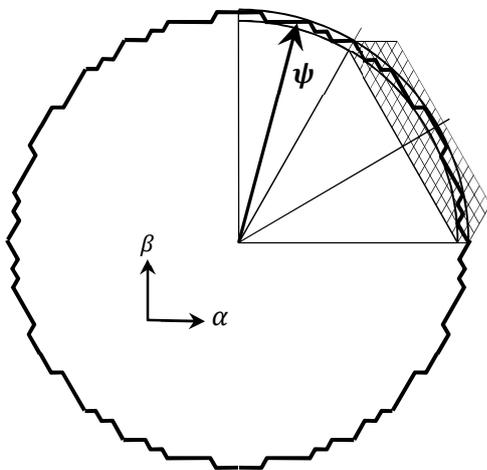


図3 磁束変動率5%の磁束軌道

表3 電圧ベクトルのモード選択 ($\eta = 5\%$)

象限	No.	モード	相電圧			線間電圧		
			v_u	v_v	v_w	v_{uv}	v_{vw}	v_{wu}
I	1	9	-1	1	-1	-2	2	0
	2	2B	0	0	-1	0	1	-1
	3	3B	-1	0	-1	-1	1	0
	4	2B	0	0	-1	0	1	-1
	5	9	-1	1	-1	-2	2	0
	6	9	-1	1	-1	-2	2	0
	7	2B	0	0	-1	0	1	-1
	8	9	-1	1	-1	-2	2	0
	9	9	-1	1	-1	-2	2	0
	10	4B	-1	0	0	-1	0	1
	11	9	-1	1	-1	-2	2	0
	12	9	-1	1	-1	-2	2	0
	13	4B	-1	0	0	-1	0	1
	14	3B	-1	0	-1	-1	1	0
	15	4B	-1	0	0	-1	0	1
	16	9	-1	1	-1	-2	2	0

η が5%の場合に ψ 軌道を描くと図3を得る。網目の線素が非ゼロ電圧ベクトルの向きに一致し、 ψ の先端は、この網目に沿って移動する。

マルチレベルインバータでは、モード7~12の電圧ベクトルの長さが、モード1~6の電圧ベクトルの長さの2倍になっているため、モード7~12の電圧ベクトルを選択すると、モード1~6の電圧ベクトルの2倍の速さで ψ を回転させることができる。表3は、図3のように ψ を α 軸から左回りに回転させた場合の電圧ベクトル v の選択表を表している。紙面の都合で回転角 60° までを示しているが、 v の数は 60° で16なので、 360° では96となる。これから、定格周波数を50Hzとすると、電圧ベクトル1個あたりの出力時間(「ベクトル時間」という)を求めると、 $208\mu\text{s}$ となる。この場合の理論線間電圧波形を図4に示す。1周期分を示している。

これに対して、3レベルインバータの場合、使用できる非ゼロ電圧ベクトルはモード1~6の6個だけなので、図3において ψ を 60° 回転させるのに必要な v の数は24となる。 360° では144となり、マルチレベルインバータよりも多い。これから、定格周波数が50Hzの場合、ベクトル時間は $139\mu\text{s}$ と計算され、マルチレベルインバータよりもベクトル時間が小さい。このことは、マルチレベルインバータよりも高速処理が必要になることを表している。図5に、図3の磁束軌道を得るための3レベルインバータの理論線間電圧波形を示す。紙面の都合で v_{uv} のみを示す。

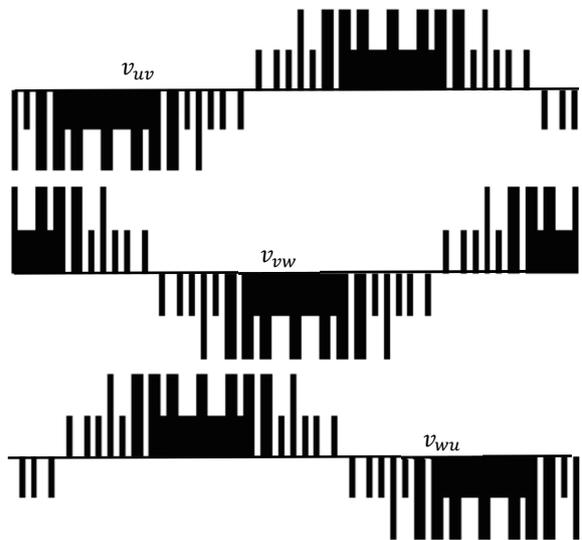


図4 マルチレベルインバータの線間電圧(50Hz)



図5 3レベルインバータの線間電圧(50Hz)

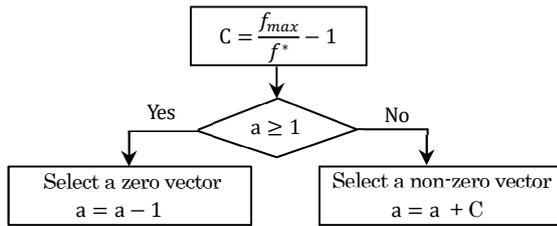


図6 VFMの基本アルゴリズム

4. ベクトル周波数変調 (VFM)

ベクトル周波数変調 (VFM) とは、筆者が提唱した変調法^{[1][2]}である。VFM は、磁束制御形インバータのように、電圧ベクトルの一括処理を行う周波数変調に適しており、3 レベルインバータにもマルチレベルインバータにも適用できる。

VFM は、電圧ベクトルをゼロ電圧ベクトルと非ゼロ電圧ベクトルの 2 種類に大別し、非ゼロ電圧ベクトル列の中にゼロ電圧ベクトルを分散配置することにより、周波数の調整を行う。このことは、図 3 の磁束軌道上にゼロ電圧ベクトルを均等に分散配置することに等しい。ゼロ電圧ベクトルが出力されると、磁束は停止し、非ゼロ電圧ベクトルが出力されると、磁束は電圧ベクトルの向きに回転する。このように、VFM は磁束の大きさを一定に保ったまま、周波数の調整を行うことができる。図 6 に VFM の基本アルゴリズムを示す。 f_{max} は定格周波数、 f^* は周波数指令を表している。 C は分配比と呼ばれ、非ゼロ電圧ベクトル 1 回当たりのゼロ電圧ベクトルの出力回数を表している。 a は電圧ベクトルを振り分けるための変数である。このアルゴリズムをベクトル時間ごとに繰り返す。

f_{max} が 50Hz、 f^* が 40Hz の場合について、ゼロ電圧ベクトルが分散配置された磁束軌道を図 7 に示す。ゼロ電圧ベクトルは○で表示されている。図 3 と同一の磁束軌道上に、非ゼロ電圧ベクトル 4 回に対してゼロ電圧ベクトル 1 回の割合 ($C = 0.25$) でゼロ電圧ベクトルが分散配置されている。図 8 に、図 7 に対応する線間電圧波形を示す。ゼロ電圧ベクトルの挿入によってゼロ電圧の区間が増加していることが分かる。

5. おわりに

本稿は、マルチレベルインバータに VFM (ベクトル周波数変調) を導入した周波数調整法について提案した。空間電圧ベクトルをゼロ電圧ベクトルと非ゼロ電圧ベクトルに大別し、非ゼロ電圧ベクトルを用いて磁束軌道が円を辿るようにした。そして、簡単なアルゴリズムを用いて、周波数指令に応じた分配比で、逐次的に磁束軌道上にゼロ電圧ベクトルを分散配置することにより、周波数の調整を行った。本稿は理論的提案に留まったが、今後は実際の回路に提案法を適用し、その有効性を確認する予定である。

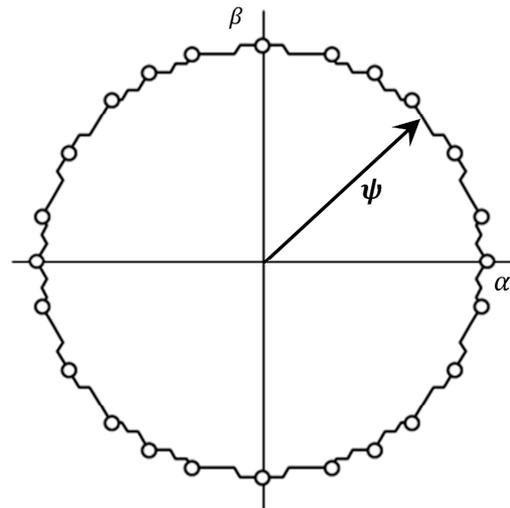


図7 磁束軌道 (40Hz)

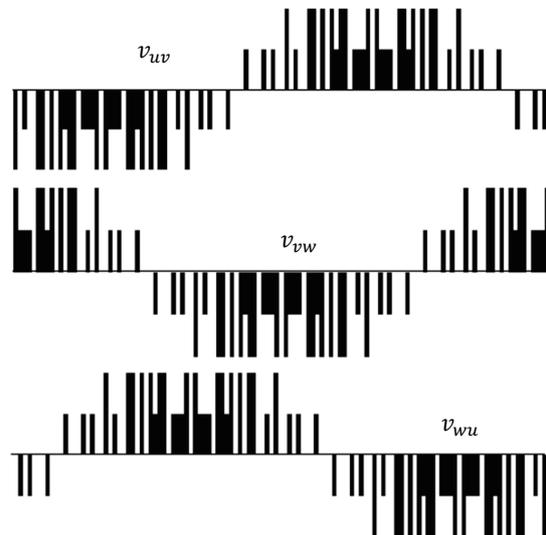


図8 マルチレベルインバータの線間電圧 (40Hz)

参考文献

- [1] 高野：「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-D, No.8, pp.989-996 (2008)
- [2] A. Takano : "A New Vector Frequency Modulation for Power Conversion Circuits", Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), pp.787-792 (2008)
- [3] 小笠原, 他：「中性点クランプ電圧形 PWM インバータを用いたベクトル制御システム」, 電気学会論文誌 D, Vol.111-D, No.11, pp.930-935 (1991)
- [4] 岩谷, 他「マルチレベルインバータを用いたスイッチング形電力増幅器」, 電気学会論文誌D, Vol.123-D, No.11, pp.1339-1344 (2003)