

TNPC マルチレベルインバータの VFM 制御

高野明夫*¹

VFM Control of a TNPC Multi-Level Inverter

TAKANO Akio *¹

Abstract: Multi-level inverter sets the output voltage in three levels or more. The number of switching of the multi-level inverter is reduced than that of conventional two-level inverter, therefore, the energy loss of multi-level inverter is less than that of conventional two-level inverter. The frequency of multi-level inverter is tuned by VFM (Vector Frequency Modulation). VFM Multi-level inverter changes the speed of the induction motor easily. Multi-level inverter is classified into NPC and TNPC type. The Switching pattern of TNPC inverter is like that of the NPC inverter. However, the number of elements of TNPC inverter is fewer than that of NPC inverter. In this research, a 2.2kW three-phase induction motor is driven by the VFM TNPC inverter. Characteristics of THD are obtained on flux regulation and the average efficiency of TNPC inverter is shown.

Key Words: VFM, Multi-Level Inverter, Induction Motor, Flux

1. はじめに

インバータは、直流を交流に変換する装置で、エアコン、洗濯機、新幹線など、モータを駆動する様々な装置に用いられている。インバータには、スイッチングによる高調波によるエネルギー損失が発生するが、高調波によるエネルギー損失の低減が求められている。マルチレベルインバータは、出力電圧を3レベル以上に設定できるインバータで、汎用の2レベルインバータよりも1周期当りのスイッチング回数を低減できるため、エネルギー損失が従来の2レベルインバータよりも少なくなり、省エネ効果を期待できる。

しかも、マルチレベルインバータは、筆者提案の VFM (Vector Frequency Modulation: ベクトル周波数変調) [1] を使用して従来の2レベルインバータと同様に、容易に周波数変調でき、誘導電動機の可変速駆動を行うことができる。マルチレベルインバータは、NPC (中性点クランプ) と TNPC (T型中性点クランプ) に分類でき、TNPC インバータの構成要素数は NPC インバータよりも少ない。しかしそのスイッチングパターンは NPC インバータのスイッチングパターンを流用することができ、共通している。部品点数が少ない分、TNPCの方がNPCよりも効率向上を期待できる。

前報告では NPC インバータ [2] について報告したが、本報告では TNPC インバータを用いて三相誘導モータを駆動し、磁束変動率による THD や効率の違いについて報告する。

2. マルチレベルインバータの構成

Fig.1 に NPC インバータを、Fig.2 に TNPC インバータの主回路構成を示す。比較のため NPC 型を示したが、本報告では改良型の TNPC 型を扱う。

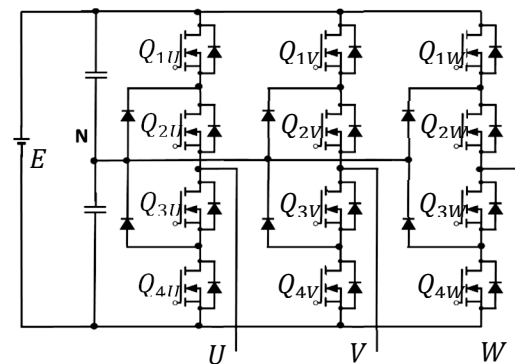


Fig.1 NPC type multi-level inverter

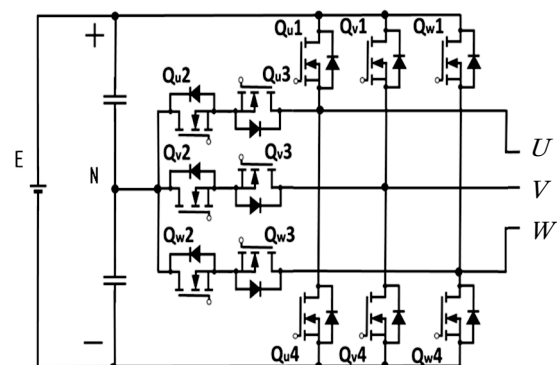


Fig.2 TNPC type multi-level inverter

*¹ 電気電子工学科

Fig.1 と Fig.2 を比較すれば明らかなように、スイッチング素子である MOSFET の総数はいずれも 12 個であるが、NPC 型に存在する 6 個のダイオードが TNPC 型には存在しない。その分部品点数が減っており TNPC 型の方が NPC 型よりも経済的に有利である。

まず、スイッチングパターンと出力電圧の関係について説明しよう。Fig.1 の NPC 型のいずれか一つのレグに注目し、中性点と出力端子間の電圧とスイッチングパターンとの関係を調べると Table1 を得る。ここで X は U, V, W のいずれかである。これから端子電圧は $E/2, 0, -E/2$ のいずれかが出力され、各レベルについてスイッチングパターンが一意に定まる。また、三相の線間電圧としては $E, E/2, 0, -E/2, -E$ の 5 レベルが出現する。

次に、Fig.2 の TNPC 型について考えてみよう。NPC 型と同様にいずれか一つのレグに注目し、中性点と出力端子間の電圧についてスイッチングパターンとの関係を調べると Table 2 を得る。 $E/2$ の場合の Q_{X2} の on と、 $-E/2$ の場合の Q_{X3} の on は不要であるが、on であっても動作に支障は無い。このため Fig.1 の NPC 型のスイッチングパターンをそのまま TNPC 型のスイッチングパターンに流用することができる。このことは、NPC のスイッチングパターンの資産をそのまま用いて TNPC 型インバータの制御が行えることを意味している。

Table 1 Terminal voltage (NPC)

Voltage	Q_{1X}	Q_{2X}	Q_{3X}	Q_{4X}
$E/2$	on	on	off	off
0	off	on	on	off
$-E/2$	off	off	on	on

Table 2 Terminal voltage (TNPC)

Voltage	Q_{X1}	Q_{X2}	Q_{X3}	Q_{X4}
$E/2$	on	on	off	off
0	off	on	on	off
$-E/2$	off	off	on	on

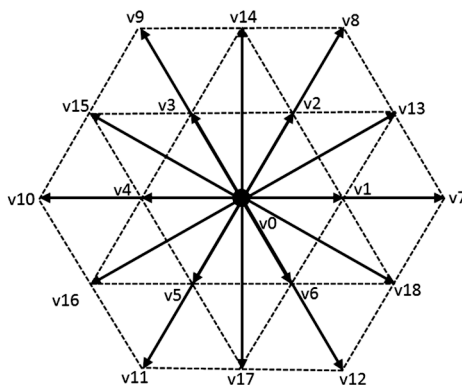


Fig.2 Voltage vectors

NPC 型と同様に、端子電圧のレベルをスイッチング関数 S_X を用いて +, 0, - と表現すれば、三相の場合のスイッチングの組み合わせは (S_U, S_V, S_W) と表記でき、 $3^3=27$ 通り存在することになる。このスイッチング関数の組み合わせ (S_U, S_V, S_W) を用いて空間電圧ベクトルを求めると、NPC 型と同様に Fig 2 が得られる[2]。たとえば次のように求まる。

$$v_2(+, +, 0) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2}e^{j120^\circ} + 0 \times e^{j240^\circ} = \frac{E}{2}e^{j60^\circ} \quad (1)$$

$$v_8(+, +, -) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2}e^{j120^\circ} - \frac{E}{2}e^{j240^\circ} = Ee^{j60^\circ} \quad (2)$$

なお通常、空間電圧ベクトルには $\sqrt{2/3}$ を乗ずるが、ここでは簡単のため省いた。

3. VFM(Vector Frequency Modulation)

VFM は交流の周波数変調に限らず、直流の平均電圧制御にも適用できる変調法である。VFM の特徴を明らかにするため、はじめに直流に適用した場合について、従来の代表的な PWM(Pulse Width Modulation)方式と対比しながら説明する。

〈3・1〉 PWM 方式

Fig3 に PWM 方式の一例を示す。変調波と搬送波をコンパレータで比較し、変調波を上下させることによって出力電圧のパルス幅を調整する。通常、搬送波の周期 T_M と振幅は一定に保たれる。降圧チョップに適用した場合、出力電圧の High 時間を T_H 、直流電源電圧を E とすると平均電圧 V は(3)式によって計算される。

$$V = \frac{T_H}{T_M} E \quad (3)$$

スイッチング周期 T_M は V に依存せず固定され、 V の更新は T_M 間隔で行われる。デジタル処理ではアップダウンカウンタが用いられることが多いが原理は変わらない。

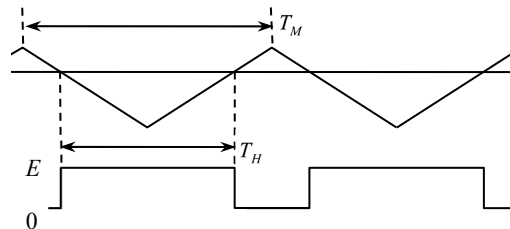


Fig.3 Traditional PWM

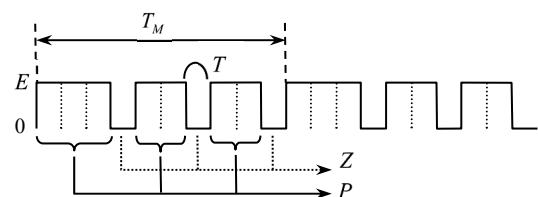


Fig.4 Voltage waveforms when VFM is employed

〈3.2〉VFMの基本アルゴリズム

VFMでは、電圧パルスを零電圧パルスと非零電圧パルスに大別して考える。非零電圧パルスおよび零電圧パルスの最小出力時間を一定値 T に固定し、零電圧パルスも非零電圧パルスもこの整数倍の時間だけ出力されるものとする。時間幅 T の零電圧パルスと非零電圧パルスを、出力電圧波形のパルスと区別するため、それぞれ零電圧ベクトル、非零電圧ベクトルと呼び、 T をベクトル時間と呼ぶことにする。また例えば、同一の電圧ベクトルが $2T$ 時間連続して出力された場合、出力電圧値に変化は起きないが、ベクトルとしては2回出力されたと数える。

Fig.4は、VFMの電圧波形の一例である。ただし、非零電圧ベクトル間の区切り線は、実際には観測されない。一周期内的での非零電圧ベクトルの出力回数を P 、零電圧ベクトルの出力回数を Z とすると、Fig.4では $P = 7, Z = 3$ となっている。 $E = 100V$ とすれば、平均電圧は $70V$ になる。非零電圧ベクトルを連続7回出力し、零電圧ベクトルを連続3回出力しても平均電圧は $70V$ となり、Fig.4よりもスイッチング周波数を低く抑えることができるが、誘導性負荷の場合に電流波形の脈動を低減するためには、Fig.4のように電圧ベクトルを分散させるのが望ましい。後に示すように、VFMでは自動的にFig.4のような電圧ベクトルの分散配置を行うことができる。一般的にVFMの平均電圧を V とすると、

$$V = \frac{P}{P+Z} E \tag{4}$$

(3)式が一定周期 T_M と時間変数 T_H を用いて V を求めているのに対して、(4)式ではベクトルの出力回数 P, Z を用いて V を求めている。 $P+Z$ は V に応じて変化し、 T_M は固定されない。非零電圧ベクトル1回当たりの零電圧ベクトルの出力回数を分配比と名づけ、これを C とすれば、

$$C = \frac{Z}{P} = \frac{E}{V} - 1 \tag{5}$$

VFMでは、 V を指令値 V^* に置き換えて C を計算し、非零電圧ベクトルと零電圧ベクトルの出力回数の比が C に一致するように電圧ベクトルの振り分けを行う。Fig.5にそのアルゴリズムを示す。 a は零電圧ベクトルと非零電圧ベクトルを振り分けるパラメータである。このアルゴリズムをベクトル時間 T ごとに実行する。

Fig.5から明らかのように、VFMでは煩雑な計算式を用いておらず、その基本アルゴリズムは極めて簡単であり、ソフトウェアによる実現は容易である。なお $V^*=0$ のときにはFig.5によらず、零電圧ベクトルを出力すればよい。一例として $E = 100V, V^* = 70V$ の場合、(4)式より $C = 3/7 = 0.42$ と計算される。これは非零電圧ベクトル7回の出力に対して零

電圧ベクトル3回の出力を意味するが、すでに示したFig.4は、この電圧波形を描いたものである。一周期内(出力回数10)で7:3の比となるように非零電圧ベクトルと零電圧ベクトルが分散配置されていることが分かる。

〈3.3〉マルチレベルインバータへの適用

すでにFig.2にTNPCマルチレベル三相インバータの原理図を示した。負荷には誘導電動機を想定している。三相インバータの場合、周波数と同時に電圧も制御しなければならないが、VFMでは周波数と電圧の制御をFig.5のアルゴリズムを利用して同時に実行できる。

誘導電動機の一次巻線抵抗での電圧降下を無視すると、一次鎖交磁束ベクトル ϕ と空間電圧ベクトル v との関係は(6)式で表される。

$$\phi = v(S_U, S_V, S_W)t + \phi_0 \tag{6}$$

ここで、 ϕ_0 は初期鎖交磁束ベクトルである。(6)式の状況をFig.6に示す。これを利用すると、マルチレベルインバータによって駆動される誘導モータの磁束を回転させることができる。ベクトルならば ϕ の先端は v の方向に移動し、零電圧ベクトルならば ϕ は停止する。

VFMでは(7)式の t をベクトル時間 T の整数倍とし、予め設定した最大値 ϕ_{max} と最小値 ϕ_{min} の間に ϕ の大きさが入るように、非零電圧ベクトルを用いて ϕ を回転させ、 ϕ の軌道に零電圧ベクトルを均等に散りばめることにより、 ϕ の回転速度すなわち周波数の調整を行う。 ϕ の大きさは周波数によらず ϕ_{max} と ϕ_{min} の間で一定に保たれることになる。まず、 ϕ 軌道を描くために磁束変動率 ε を定義する。

$$\varepsilon = \frac{\phi_{max} - \phi_{min}}{\phi_{min}} \times 100 [\%] \dots\dots\dots \tag{8}$$

すでに述べたように、空間電圧ベクトルがTNPCインバータとNPCインバータでは同一であるから、 ε が指定されると同一の ϕ 軌道を描く。Fig.7は $\varepsilon = 5\%$ の場合の ϕ 軌道を表している。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。 ϕ の先端は網目に沿って太線上を移動する。 ϕ 軌道から選択すべき非零電圧ベクトルを読み取ることができるので、それを準備メモリに記憶しておいて出力することにより、磁束を回転させることができる。すなわち誘導モータを駆動することができる。

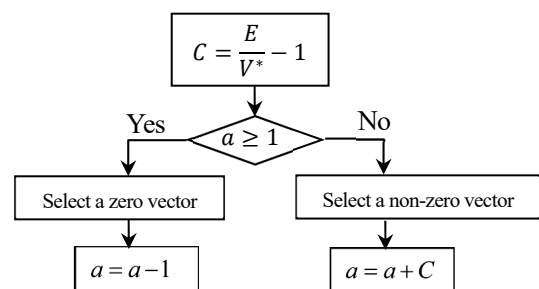


Fig.5 VFM algorithm in case of DC

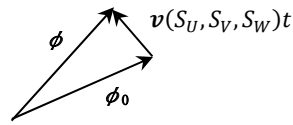


Fig.6 Relation between flux and voltage vector

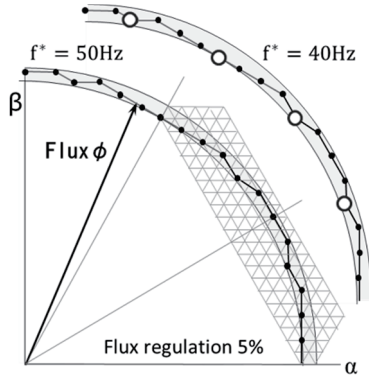


Fig.7 Flux orbit

周波数制御を行うには、(5)式または Fig.5 の E を定格周波数 f_r に置き換え、 V^* を周波数指令 f^* に置き換えればよい。これにより、零電圧ベクトルを非零電圧ベクトル列の間に分散させ、周波数調整を行うことができる。

Fig.7 は、最大周波数 $f_r = 50\text{Hz}$ のとき、指令周波数 $f^* = 50\text{Hz}$ と 40Hz の場合の磁束軌道を表している。50Hz では分配比 $C=0$ なのでゼロ電圧ベクトルは配置されないが、40Hz では $C=0.25$ なの、非ゼロ電圧ベクトル 4 回に対してゼロ電圧ベクトル 1 回の割合でゼロ電圧ベクトルが配置される。Fig.7 では、白抜き丸の部分でゼロ電圧ベクトルを表している。

4. 実験装置

Fig.8 に実験装置の構成を示す。マイコンには ARM マイコンを用い、制御プログラムには C 言語を用いている。マイコンからの信号をゲート駆動回路に入力し、主回路を制御する。ゲート駆動回路はマイコン側と主回路側を電氣的に絶縁すると共に、主回路に空間電圧ベクトルを指令する。主回路は TNPC 型マルチレベルインバータであり、負荷には 2.2kW の誘導電動機を用いている。

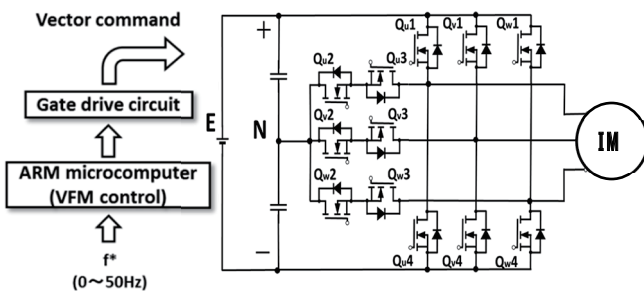


Fig.8 Circuit configuration

5. 実験結果

Fig.9 に 50Hz のときの電圧波形と電流波形を示す。電流波形がほぼ正弦波に近い形になっていることが確認できる。Fig.10 は磁束変動率 ϵ による効率の違いを、誘導モータに加える負荷トルクを横軸にとって調べものである。軽負荷時には ϵ が大きい方が効率がよい事が分かる。これは ϵ が小さいほどスイッチング損失が大きく影響してくるからだと思われる。

また、50Hz で駆動した時のひずみ率 THD を調べたところ、 $\epsilon = 1.0\%$ のときに $\text{THD} = 7.13\%$ 、 $\epsilon = 2.2\%$ のときに $\text{THD} = 7.71\%$ であった。 ϵ が小さいほど THD は小さくなるが、軽負荷において効率が悪化するの、 ϵ が小さいときには軽負荷運転は避ける必要があるといえる。

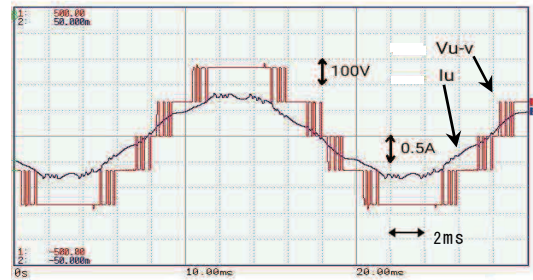


Fig.9 Waveforms

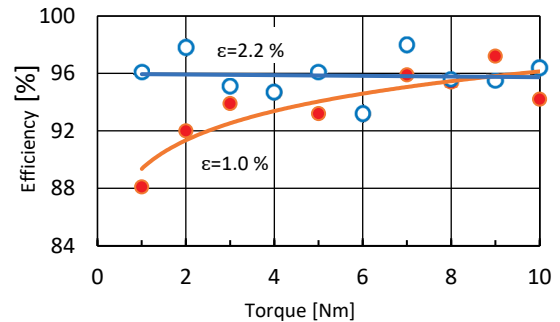


Fig.10 Efficiency characteristics

6. おわりに

本報告は TNPC マルチレベルインバータに初めて VFM による制御を試みたものであり、軽負荷を除けば 96% 前後の高い効率を得ることができた。TNPC インバータは NPC インバータより部品点数が少ないので、今後ますますマルチレベルインバータとして採用されていくことが期待される。

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, 電学論 D, Vol.128, No.8 pp.989-996 (2008)
 [2] 高野：マルチレベルインバータの VFM 制御, 沼津高専研究報告第 55 号, pp15-17 (2021)