単相PWMコンバータモデルを用いた 三相インバータ誘導機システム解析

正 員 根 葉 保 彦 (福岡大)

A Steady-State Analysis of Three-Phase Inverter-Induction Motor Drive System with a Model of Single-Phase PWM Converter

Yasuhiko Neba, Member (Fukuoka University)

A converter-inverter fed induction motor system is widely used for many industrial applications, and a PWM strategy is employed to obtain sinusoidal inputs and outputs. For a railway and a air-conditioner etc., a single-phase PWM converter is often utilized. In the single-phase system, the dc voltage and current are pulsated by the power variation with twice the ac power source frequency. In result, the output waveforms of the inverter are distorted and then a beat phenomenon of an induction motor. The theoretical examinations of this system necessitate complicating the calculations because of the PWM operations of the converter and the inverter.

This paper proposes a model for the single-phase PWM converter and deals with the three-phase PWM inverter-induction motor drive system. The models for the voltage source type and the current source type PWM converters, first of all, are given. Next, the inverter-induction motor system is analyzed by employing the model, and the experimental and the calculated waveforms are shown. Finally, the results at the beat operation of the motor are given. A close agreement between the measured and the theoretical results prove the validity of the proposed models for the PWM converters.

キーワード：コンバータ，PWM，電圧形インバータ，電流形インバータ，誘導機，単相回路

1. ま え が き

コンバータ・インバータによる誘導機ドライブシステムはPWMの採用により正弦波入出力波形が得られ、マイクロプロセッサの導入により高性能で高精度の制御が実現できるため種々の用途へ適用されている。その中で、電気鉄道や家庭用インバータエアコン等では単相電源から直流を得るために単相コンバータを利用した三相インバータ誘導機システムとなる^{(1)~(4)}。このような単相コンバータを用いたシステムでは、単相交流電源の瞬時電力変動に起因して直流部の電圧、電流が脈動し、インバータ出力波形の歪みを生じる。また、脈動周波数とインバータ出力周波数が近くなると電動機電流のうねり現象、いわゆるビート現象を発生する場合がある^{(2),(5)}。単相コンバータ・三相インバータシステムの直流部脈動の定量的考察、直流回路パラメータの選定およびビート現象の解明を理論的に行うには、コンバータとインバータのPWM動作を考慮して非常に複雑な計算を行う必要があり、そのような解析例は見当たらない。

本論文では、システム解析の簡単化のために、単相PWMコンバータのモデル⁽⁶⁾を提案し、三相PWMインバータ誘導機ドライブシステムへの適用を行い、実験結果と比較して各部動作波形を示す。まず、電圧形および電流形単相コンバータの基本的なPWM動作から、それぞれのモデル導出を行い、直流負荷時の結果を示す。つぎに、三相PWMインバータ誘導機システム時^{(7)~(9)}の解析を行い、各部計算波形と実測波形とのよい一致が得られることを示し、提案したコンバータモデルの妥当性を確認する。また、直流電圧、電流脈動分を求めて、直流回路パラメータに対する脈動への影響やビート現象時⁽¹⁰⁾の脈動周波数、インバータ周波数およびビート周波数の関係についても検討する。

2. PWMコンバータモデル

〈2・1〉 電圧形コンバータ 図1(a)は電圧形単相PWMコンバータ回路と入力力率1時の入出力波形を示す。電圧形では、直流平滑コンデンサ C_d が十分大きい時は直流電圧 e_d は脈動のないほぼ一定電圧となる。コンバータ入力部の交流電圧 e_p は直流電圧 e_d をPWMしたパルス列となり、その

図1 単相PWMコンバータ回路と入出力波形
Fig.1. Single-phase PWM converter circuits and waveforms.

基本波 e_{pf} の振幅と電源電圧 e の振幅および両者の位相差 α によって力率1の入力電流 i の大きさが決まる。直流出力電流 i_d は電流 i をPWMに従ってチョッピングして得られ、電源の2倍周波数の脈動分を含むことがわかる。コンデンサ C_d が小さいと電流 i_d によって直流電圧 e_d も2倍周波数で変動することになる。

いま、PWMパターンの変調率 MI (三角波搬送波振幅に対する変調波と振幅の比) と位相角 α の調節によって実効値 I 、力率1の正弦波入力電流が得られる時、被変調の電流 i と変調波は次式で表される。

$$i = \sqrt{2}I \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\xi = MI \sin(\omega t - \alpha) \quad \dots\dots\dots (2)$$

電流 i はPWMでパルス列の直流電流 i_d に変換される。正弦波変調波採用時のPWMスイッチングパターンは搬送波周波数 f_c に対応した高調波以外に低次高調波を含まないので、振幅1のパターンの基本波は(2)式と一致する。よって、PWMリプルを無視すると、電流 i は変調波形に変換されると考えられるので、直流電流 i_d は

$$i_d = \xi \cdot i = I_{do} \cos \alpha - I_{do} \cos(2\omega t - \alpha) \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、

$$I_{do} = MI \cdot I / \sqrt{2} \quad \dots\dots\dots (4)$$

で与えられる。すなわち、直流電流は図1(a)の点線で示すように2倍周波数の交流分を含んでいる。

表1は図1のパルス列電流 i_d のフーリエ級数結果と(3)式による計算値を示したものである。両者はほぼ一致しており、(3)式の妥当性を確認できる。PWM電圧形コンバータはコ

表1 出力電流 i_d の直流分および2倍周波数成分
(電圧形コンバータ, $I=4A$, $\alpha=20^\circ$, $f_c=3.72kHz$)
Table 1. DC and double-frequency components in current i_d .

MI	直流分		2倍周波数振幅	
	フーリエ級数	(3)式第1項	フーリエ級数	(3)式第2項
0.1	0.26602	0.26579	0.28193	0.28284
0.2	0.53203	0.53157	0.56386	0.56569
0.3	0.79804	0.79736	0.84579	0.84853
0.4	1.06405	1.06314	1.12771	1.13137
0.5	1.33006	1.32893	1.40965	1.41421
0.6	1.59607	1.59471	1.69158	1.69706
0.7	1.86208	1.86050	1.97351	1.97990
0.8	2.12810	2.12628	2.25543	2.26274
0.9	2.39411	2.39207	2.53736	2.54558
1.0	2.66012	2.65785	2.81928	2.82843

図2 コンバータモデル
Fig.2. Models for converters.

ンデンサ C_d を含む直流負荷に対して電流源 i_d とみなせ、図2(a)に示すように直流電流源と2倍周波数交流電流源の直列接続でモデル化できる。

〈2・2〉電流形コンバータ 電流形単相PWMコンバータ回路と入出力波形を図1(b)に示す。電流形における入力電流 i は直流電流 i_d をPWMしたパルス列の基本波 i_{pf} として得られるので、位相角 $\alpha=0$ でほぼ入力力率1となる⁽¹¹⁾。コンバータ直流出力には電源電圧 e にほぼ等しいフィルタコンデンサ電圧 e_c の波形の一部がPWM動作に従って現れるので、直流電圧 e_d が2倍周波数で脈動する。よって、電流平滑リアクトル L_d を低減すると直流電流 i_d も脈動する。

電圧形と電流形の双対性⁽¹²⁾より、電流形の電圧と電流はそれぞれ電圧形の電流と電圧に対応することが図1からわかる。よって、電圧形の電流 i_d の表現(3)式および高調波解析は電流形の電圧 e_d に適用できるので、(3)式の表現をそのまま電圧に対応させることにより、 $\alpha=0$ として次式を得る。

$$e_d = E_{do} - E_{do} \cos 2\omega t \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、

$$E_{do} = MI \cdot E / \sqrt{2} \quad \dots\dots\dots (6)$$

E : 電源電圧 e の実効値

電流形ではリアクトル L_d を含む負荷に対して e_d の電圧源とみなせ、(5)式より直流電圧源と2倍周波数交流電圧源で表され、図2(b)のモデルが得られる。

図3 電圧形PWMコンバータの実測、計算波形
($E=50\text{V}$, $f_c=3.72\text{kHz}$, 100V/div , 4A/div , 2ms/div)
Fig.3. Waveforms in voltage source PWM converter.

図4 電流形PWMコンバータの実測、計算波形
($E=100\text{V}$, $f_c=3.72\text{kHz}$, 100V/div , 4A/div , 2ms/div)
Fig.4. Waveforms in current source PWM converter.

〈2・3〉 直流電圧・電流波形 図3は電圧形、図4は電流形コンバータにおける直流電圧、電流の実測および計算波形を示す。なお、電圧形では入力電流 $I=4\text{A}$ の力率1となるように MI と α を調整し、電流形では直流電流 $I_d=5\text{A}$ となるよう直流抵抗を加減した。両図より、電圧形の直流電圧 e_d および電流形の直流電流 i_d における脈動成分について、計算波形と実測は良く一致していることがわかる。

表2 供試誘導電動機定数
Table 2. Constants of induction motor.

定格 0.75kW, 4極, 200V, 60Hz
$r_s=3.141 \Omega$
$r_r=1.815 \Omega$
$L_s=L_r=0.1579\text{H}$
$M=0.15076\text{H}$

図5 脈動電流源による電圧形PWMインバータ誘導機
Fig.5. Voltage source PWM inverter-IM system with pulsating dc current source.

図6 コンバータ入力電圧、電流のフェーザ図
Fig.6. Phasor diagram of input voltage and current.

3. インバータ誘導機システムへの適用

システムの解析は三相インバータのPWM動作を考慮し、状態空間法⁽¹³⁾を用いて行った。供試誘導機の定数は表2に示すとおりで、コンバータ交流部の定数は電圧形システムでは連系リアクトル $L_s=30\text{mH}$ 、電流形システムではフィルタコンデンサ $C_f=10 \mu\text{F}$ 、リアクトル $L_f=2\text{mH}$ である。なお、コンバータ入力電源電圧 $E=100\text{V}$ (周波数 $f=60\text{Hz}$) とした。

〈3・1〉 電圧形システム 図5にコンバータモデルによる電圧形PWMインバータ誘導機システムを示す。解析に際して、電流源の大きさ I_{d0} 、変調率 MI および位相角 α は以下のように導出する。まず、2倍周波数交流電流源を除いて解析を行い、直流電流の平均値 I_d (これは $I_{d0} \cos \alpha$ に等しい) と平均直流電圧 E_d を求める。回路損失を無視すれば、入力力率1の時、入力電流の実効値は

$$I = E_d I_d / E \quad (7)$$

となる。図6に示す力率1時のフェーザ図より

$$\alpha = \tan^{-1}(\omega L_s I / E) \quad (8)$$

また、

$$E_{pf} = \sqrt{E^2 + (\omega L_s I)^2} \quad (9)$$

図7 電圧形システムの各部波形
(300V/div, 5A/div, 16ms/div)
Fig.7. Waveforms in voltage source inverter system.

図8 平滑コンデンサに対する直流電圧脈動の変化
Fig.8. Ripple of dc voltage versus smoothing capacitor.

であり、電流形との相対性より、変調率 \$MI\$ は

$$MI = \sqrt{2}E_{pf}/E_d \quad \dots\dots\dots (10)$$

で与えられる⁽¹⁴⁾。

図7は平滑コンデンサ \$C_d=100\mu F\$ としてインバータ周波数 30Hz、電動機端子電圧 100V で無負荷運転した時の各部実測、計算波形である。なお、直流電流 \$i_d\$ は図1に示したパルス列であるが、実測では2倍周波数交流分を明確に示すためにフィルタを通して測定した。電流 \$i_d\$ の変動によって直流電圧 \$e_d\$ は2倍周波数の脈動を生じており、端子電圧 \$e_{sac}\$ の振幅は電圧 \$e_d\$ と同じ変動となっている。その結果、電動機各相

図9 脈動電圧源による電流形PWMインバータ誘導機
Fig.9. Current source PWM inverter-IM system with pulsating dc voltage source.

(a)実測 (200V/div, 4A/div, 16ms/div) (b)計算 (100V/div, 2A/div, 8ms/div)

図10 電流形システムの各部波形
Fig.10. Waveforms in current source inverter system.

電流波形は大きく歪んでいることがわかる。各相電流の波形はそれぞれ異なっているが、これは電流 \$i_d\$ の脈動に対してインバータ a, b, c 相PWMパターンが異なる位相関係にあるため、計算波形は実測と非常に良く一致している。

電動機電流波形を改善するにはコンデンサ \$C_d\$ を大きく設定して直流電圧 \$e_d\$ の変動を抑えなければならない。図8は

無負荷および全負荷時において、 C_d に対する直流電圧脈動率 $\Delta e_d / E_d (\%)$ (平均値に対する脈動幅) の計算結果を示す。無負荷に対して負荷時では直流電流が増加するので、コンバータ入力電流 I が増加して直流電流脈動分が大きくなり、 Δe_d が大きくなる。供試システムでは脈動率を 10% 以下とするには、600 μF 程度の C_d を選定すればよいことがわかる。

〈3・2〉電流形システム 図 9 は脈動電圧源表示のコンバータモデルによる電流形 PWM インバータ誘導機システムである。定常解析では、まず、脈動分を零として所望の電動機端子電圧となる直流平均電圧 $E_d (=E_{d0})$ を求め、そ

図 11 平滑リアクトルに対する直流電流脈動の変化
Fig.11. Ripple of dc current versus smoothing reactor.

の値を用いて脈動分を考慮した計算を行う。

コンバータ入力電流 i は PWM 電流 i_p の基本波 i_{pf} とフィルタコンデンサ充電電流 i_c との合成であり、

$$i = i_{pf} + i_c = MI \cdot i_d \sin \omega t + \sqrt{2} \omega C_f E \sin(\omega t + \pi/2) \quad \dots\dots\dots (11)$$

また、変調率 MI は

$$MI = \sqrt{2} E_{d0} / E \quad \dots\dots\dots (12)$$

で与えられる⁽¹⁴⁾。

図 10 は平滑リアクトル $L_d = 100 \text{ mH}$ 、インバータ周波数 30 Hz、電動機端子電圧 100 V で無負荷時の実測、計算波形を示す。なお、解析では、実際の導通素子の順方向電圧降下を直流平均電圧の減少分⁽¹¹⁾として考慮した。直流電圧 e_d の 2 倍周波数変動により直流電流 i_d もまた 2 倍周波数の脈動分を含んでいる。その結果、各相電流波形は大きく歪み、端子電圧も歪み波形となることがわかる。電圧形システムの場合と同様に、インバータの各相 PWM パターンは電流 i_d の脈動分に対してそれぞれ異なる位相関係にあるので、各相電流は違った波形となる。各部計算波形は実測と良く一致しており、電流形コンバータモデルの妥当性を確認できる。

図 11 は電流平滑インダクタンス L_d に対する直流電流脈動率 $\Delta i_d / I_d (\%)$ の変化を示す。当然のことながら、 L_d を大きくすると脈動幅は減少する。負荷時では直流平均電圧が高くなり電圧 e_d の変動分が大きくなるので、無負荷時に比べて Δi_d は大となる。例えば、脈動率を 10% 以下とするには L_d は約 600 mH 以上のものが必要であることがわかり、本モデルを用いた解析により Δi_d の定量的検討ができる。

(a) 実測

(b) 計算

図 12 インバータ周波数 29.5 Hz 時の電圧形システム動作波形 (300 V/div, 5 A/div, 160 ms/div)
Fig.12. Waveforms of voltage source inverter-IM system at inverter frequency 29.5 Hz.

〈3・3〉 ビート現象時の波形 PWMインバータがコンバータ直流出力の脈動周波数 $2f$ の整数分の1の周波数で動作する時、言い換えれば、インバータ動作1周期に整数周期の直流部脈動が対応する場合には、インバータ各相電流のそれぞれは、前節の結果からわかるように、同じ波形の周期波形となる。しかしながら、インバータを上記値に非常に近

い周波数で運転した場合には、インバータPWM動作と直流部脈動分の位相関係が順次変化するので、各相電流波形も1周期毎に変化し、いわゆるビートを生じる。

図12、図13はそれぞれ電圧形 ($C_d=100\mu\text{F}$) および電流形システム ($L_d=100\text{mH}$) において、インバータ周波数 29.5Hz、電動機端子電圧 98V として動作した時の実測、計算結果を示

(a)実測

(b)計算

図13 インバータ周波数 29.5Hz 時の電流形システム動作波形(300V/div, 5A/div, 160ms/div)

Fig. 13. Waveforms of current source inverter-IM system at inverter frequency 29.5Hz.

(a)実測

(b)計算

図14 インバータ周波数 59Hz 時の電流形システム動作波形($e:200\text{V/div}$, $e_{sac}:300\text{V/div}$, 5A/div, 160ms/div)

Fig. 14. Waveforms of current source inverter-IM system at inverter frequency 59Hz.

す。誘導機無負荷運転としているので、それほど大きなビートとならないが、各電流は2Hzのうねりを生じており、計算においても実測に一致したビートを解析できた。ビートの幅は直流部脈動幅に依存するので、図8および図11の結果から負荷がかかるほど大きくなると予想できる。また、インバータ周波数が高いほどコンバータ出力電力が大となるので、ビートが生じやすくなると考えられる。

図14は電流形システム($L_d=100\text{mH}$)においてインバータ周波数59Hz、電動機端子電圧197Vで動作した時の結果を示す。各相電流は大きなうねりを生じ、この場合にも2Hzのビートを生じている。計算波形も実測とよく一致したビートをシミュレーションでき、コンバータモデルを適用してビート現象の定量的な検討が可能であるとともに、直流パラメータや電動機定数変化に対する影響を考察できる。

他のインバータ周波数 f_i に対しても実験、解析を行い、単相PWMコンバータ・三相インバータシステムでは $2(f-f_i)$, $2(f_i-f)$, $2(f-2f_i)$, $2(2f_i-f)$, $2(f-3f_i)$, $2(3f_i-f)$, ...などの周波数のビートを生じることを確認した。

〈3・4〉 LC共振回路付加の有効性 単相PWMコンバータの直流出力脈動は電圧形に対してLC直列共振回路、電流形に対してLC並列共振回路を適用することによって除去できることが指摘されている⁽¹⁵⁾。紙面の都合で動作波形は省略するが、この場合においても本提案のコンバータモデルを用いた解析結果は実測と良く一致し、LC共振回路の適用が波形改善とビート抑制に有効であることを確認した。なお、実測および解析結果は文献を参照されたい。

4. むすび

以上、単相PWMコンバータのモデルを提案し、三相PWMインバータ誘導機システム解析への適用を検討して次の結果が得られた。

(1) 電圧形および電流形単相PWMコンバータは、それぞれ直流と2倍周波数の電流源および電圧源としてモデル化できる。

(2) モデルを用いたPWMインバータ誘導機システムのシミュレーション結果は実測と非常に良く一致し、提案したモデルの妥当性を確認できた。

(3) 直流パラメータに対する直流電流、電圧の脈動分を定量的に求めることができ、理論からも回路定数等の選定を検討できる。

(4) ビート現象に対して、直流部脈動周波数とインバータ周波数およびビート周波数の関係を明らかにした。

(5) LC共振回路の適用が波形改善やビート抑制に有効であることを指摘した。

なお、本提案のコンバータモデルは正弦波変調波によって得られるPWMパターンのように低次高調波を含まないスイッチングパターン採用時に適用可能であり、PWMパルスが少ない時でも用いることができる。また、変調波として正弦波以外の波形を利用する場合でも直流電源と2倍周波数交流電源によるモデルの本質的な構成は変わらず、交流電源の表現を若干変更して適用できると考えられる。

終りに、本研究にご協力いただいた福岡大学大学院博士課程前期平成8年修了生の森 潤一郎君(現、(株)九電工)に深く謝意を表する。

(平成8年6月21日受付, 平成8年9月17日再受付)

文 献

- (1) 高原:「高速半導体素子の車両用VVVFへの応用」, 平元電気学会産業応用部門全大, S. 4-5
- (2) 石川・稲玉:「新幹線“スーパーひかり”のACドライブシステム」, 電学誌, 110巻, 2号, 105(平2-2)
- (3) 飯尾:「ルームエアコンのエレクトロニクス技術」, 電学誌, 109巻, 3号, 211(平元-3)
- (4) 田中・牧野・碓口・武岡・桑野:「家庭用ソーラエアコンシステム」, 電学論D, 113巻, 2号, 144(平5-2)
- (5) 仲田・棚町・中村:「脈動電圧源で駆動されるインバータ・誘導電動機系のビートレス制御」, 電学論D, 109巻, 7号, 485(平元-7)
- (6) 根葉・森:「単相PWMコンバータのモデル化」, 電学論D, 115巻, 2号, 176(平7-2)
- (7) 根葉・森・鴨川:「電流形単相PWMコンバータ・三相インバータによる誘導機駆動時の定常解析」, 平6電気関係学会九州支部連大, No. 423
- (8) 根葉・森:「電圧形PWM単相コンバータ・三相インバータ駆動誘導機の定常解析」, 平7電気学会産業応用部門全大, No. 257
- (9) 根葉・森:「電圧形PWM単相コンバータ・インバータ駆動誘導機システムの定常波形」, 平7電気関係学会九州支部連大, No. 423
- (10) 根葉・森:「電流形PWM単相コンバータ・三相インバータ駆動誘導機系のビート現象」, 平7電気学会全大, No. 846
- (11) 野中・根葉:「正弦波入力電流形単相PWM整流回路の比較検討」, 電学論D, 113巻, 5号, 594(平5-5)
- (12) 電気学会:「半導体電力変換回路」, pp. 43(1987)
- (13) S.Nonaka & Y.Neba: "Analysis of PWM GTO Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive System," IEEE Trans., Vol. IA-23, No. 2, 256 (1987)
- (14) 野中・根葉:「単相PWMコンバータの入力電流高調波の検討」, 平2電気学会産業応用部門全大, No. 66
- (15) K. Heumann 著, 前田訳:「パワーエレクトロニクスの基礎」, pp. 197 (東京電機出版局, 昭53-8)

根 葉 保 彦 (正員) 1957年8月24日生。1980年3月福岡大学工学部電気工学科卒業。1985年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月福岡大学工学助手。1987年4月同講師, 1989年4月同助教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクス, 主としてコンバータおよびインバータ回路と誘導電動機駆動システム, 太陽光発電システムに関する研究に従事。工学博士。