PWM 制御 GTO 電流形インバータによる 誘導電動機駆動システム

正 員 野 中 作太郎 (九州大)
正 員 根 葉 保 彦 (福岡大)

1. ま え が き

直流を交流に変換するインバータは、電圧形と電流形に大別される。普通のサイリスタを用いたインバータは、サイリスタをターンオフするための転流回路が必要である。電圧形インバータでは無効電力を帰還ダイオードで処理するため、ゲートターンオフサイリスタ（以下、GTO と略記）やパワートランジスタのような自己消弧素子を用いると、転流回路が不用となり、同時に電圧のパルス幅変調（PWM）により電流波形の正弦波化が行われる。

一方、電流形インバータでは転流回路のコンデンサでサイリスタのターンオフと無効電力処理を行うので、GTO を用いてもコンデンサは除去できない。従って、電流形インバータでは GTO を三相ブリッジ結線し、負荷と並列にコンデンサを接続した回路が基本となる⁽¹⁾。この回路で通常の 120° 導通動作を行うと、負荷のインダクタンスとコンデンサによる共振電流が流れ、電圧、電流が振動して実用性に欠ける⁽²⁾。そこで、GTO により電流の PWM を行うと共振が抑制され、負荷の電圧、電流を正弦波に近づけることができる。PWM 制御は従来、電圧形インバータに用いられ、その出力電流波形は正弦波に近いが、電圧波形は直流電圧をパルス幅変調するので、一定振幅のパルス列となる。これに対し、PWM 制御電流形インバータでは、コンデンサのフィルタ効果により、出力電圧、電流波形がともに正弦波となる。

GTO 電流形インバータの PWM 制御法として、三角波の搬送波と台形状の変調波でパルスパターンを

発生し、台形波電流を出力する方法⁽³⁾が報告され、直流短絡状態の付加で共振によるスパイク電圧を抑制できることが示されている⁽⁴⁾。しかし、スパイク電圧は搬送波と変調波の振幅比（変調率）を変えることで抑えられるため、直流短絡は必ずしも必要ではない。また、正弦波変調⁽⁵⁾⁽⁶⁾やインバータの出力電圧に含まれる電圧リップルに着目した評価法⁽⁷⁾による PWM 法も報告されているが、パターン発生がいく分複雑である。これらの方法においても、短い期間の直流短絡状態を挿入する PWM 法である。最小パルス幅は GTO のスイッチング時間から制限されるので、極端に幅の狭いパルスは省略する必要があり、その結果パルスパターンが変わるので共振発生の原因となる。また、直流短絡時には負荷へ電力が供給されないため、同じ出力に対しては直流平均電流が増加することになり、電流容量の大きな GTO が必要となる。

著者らは、直流短絡状態を挿入することなしに比較的簡単な PWM 制御法で負荷へ正弦波の電圧、電流を供給する GTO 電流形インバータの回路方式を提案した⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。本方式は、上述の回路に 2 個の補助 GTO を付加し、例えば正側主 GTO 間の PWM に加えて、負側主 GTO と補助 GTO との間でコンデンサを介して PWM を行い、出力波形を正弦波化し、誘導機の低騒音駆動に適していることを明らかにした⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾。

本論文は、この GTO 電流形インバータの回路構成と PWM 法および回路動作について詳述し、各部の電流波形からインバータの PWM 動作を明らかにする。次に、ニュートン法を適用して PWM 電流パターンに含まれる高調波を除去する最適パターンの導出法を示す⁽¹⁴⁾。更に、状態変数法による定常解析を行い⁽¹⁵⁾⁻⁽¹⁷⁾、パターン最適化の有用性を理論と実験により示し、本方式電流形インバータによる誘導機駆動特性を明らかにする。

PWM GTO Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive System. By Sakutaro Nonaka, Member (Faculty of Engineering, Kyushu University) & Yasuhiko Neba, Member (Faculty of Engineering, Fukuoka University).

野中作太郎：正員，九州大学工学部電気工学科
根葉保彦：正員，福岡大学工学部電気工学科

2. 回路構成と PWM 動作

〈2.1〉 回路構成 図1に本方式電流形インバータの回路図を示す。 L_d, R_d は直流リアクトルのインダクタンスと抵抗, $G_1 \sim G_6$ は主 GTO, $C_a \sim C_c$ はフィルタ用コンデンサで, Y結線して電動機と並列に接続する。コンデンサの中性点とインバータの正側および負側端子間に補助 GTO G_7 と G_8 を接続する。

図2は半周期における主 GTO と補助 GTO の基本 PWM 電流パターンの発生法を示す。図では G_2 を基準にして示したが, 他の GTO についても同様である。各 GTO のオン, オフ時間は, それぞれ独立した三角波の搬送波と直線の変調波によって決定される。同図において, インバータの正側では $0 \sim \pi/3$ では G_1 と G_2 , $\pi/3 \sim 2\pi/3$ では G_2 と G_7 , $2\pi/3 \sim \pi$ では G_2 と G_3 が交互にオン, オフを繰り返す。一方, インバータの負側では $0 \sim \pi/3$ では G_6 と G_8 , $\pi/3 \sim 2\pi/3$ では G_4 と G_6 , $2\pi/3 \sim \pi$ では G_4 と G_8 がオン, オフを行う。従って, 主 GTO の電流パターンは, 半周期にわたってパルス幅変調された波形となる。この

図1 インバータ回路
Fig. 1. Inverter circuit.

図2 基本 PWM パターン
Fig. 2. Normal PWM pattern.

図3 回路動作
Fig. 3. Circuit operations.

基本 PWM パターンを変えるパラメータは, 搬送波周波数と変調波振幅である。ここで, $0 \sim \pi/3$ の主 GTO (G_2) のパルス数を NPM , $\pi/3 \sim 2\pi/3$ の補助 GTO (G_7) のパルス数を NPA とし, 変調率をそれぞれ $M_m = B/A$, $M_a = C/A$, $M_{am} = D/A$ で定義する。図2では, わかりやすいように $NPM = NPA = 4$ のパルス数の少ない場合を例示している。

〈2.2〉 PWM 動作 図3に a 相から b 相への転流時 (図2の $0 \sim \pi/3$ 区間) の回路動作を示す。本方式では, 主 GTO と補助 GTO のオン, オフの組合せにより四つのモードが存在する⁽⁸⁾⁽⁹⁾。補助 GTO がない場合⁽⁸⁾には, 電動機相電流は台形状の波形となる。モード1では G_1 と G_6 がオン状態で, 電流 i_{c1} ($=i_d$) は a 相電流 i_{sa} とコンデンサ電流 i_{ca} とに分かれて流れる ($i_{c1} = i_{sa} + i_{ca}$)。電流 i_{ca} の大部分は C_b を通して b 相電流となる ($i_{sb} = -i_{cb} \approx i_{ca}$)。逆に, モード2では G_2 と G_6 がオン状態で, i_{c2} は i_{sb} と i_{cb} とに分かれて流れ ($i_{c2} = i_{sb} + i_{cb}$)。 i_{cb} の大部分は C_a を通して a 相電流となる ($i_{sa} = -i_{ca} \approx i_{cb}$)。このとき, c 相電流は $i_{sc} = -i_{sa} - i_{sb} \approx i_d$ で, $i_{cs} = i_d$ なので C_c を流れる電流 i_{cc} は非常に小さい。モード3では G_1 と G_8 , モード4では G_2 と G_8 がオン状態で, a 相と b 相へはそれぞれモード1, モード2と同じ経路で電流が流れるが, 電流 i_{cc} は c 相電流に等しいので ($i_{cc} = -i_{sc} \approx i_{cs}$), コンデンサ C_c は電流 i_{cc} で充電される。このように本方式では, モード1と2の繰返しで a 相から b 相への転流を行い, G_6 と G_8 のオン,

図 4 実測波形 (基本パターン)

Fig. 4. Experimental waveforms (normal pattern).

オフで c 相電流を制御する。

3. 実測波形

2.2 kW, 4 極の三相誘導電動機をインバータ周波数 60 Hz, 端子電圧 200 V で無負荷運転したときの電流, 電圧波形を図 4 に示す。このとき, $C=10\ \mu\text{F}$ で基本 PWM パターンは $NPM=NPA=10$, $M_m=0.82$, $M_a=0.63$, $M_{am}=0.78$ である。なお, 供試 GTO の定格は 1,200 V, 30 A である。電動機とコンデンサの閉ループによる共振電流は抑えられ, 電流, 電圧とも正弦波に近い波形が得られている。電動機に流れる共振電流の大きさは PWM パターンに依存す

るため⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾, 変調率の選定については解析からの検討が必要である。

図 5 は各電流波形の拡大図である。 G_1 と G_2 が交互にオンし, G_2 の導通期間が長くなるにつれて電流 i_{sb} が徐々に増加している。主 GTO の電流 ic_2 はパルス幅変調された波形であるが, G_2 がオンのとき直流電流 i_d は i_{sb} と i_{cb} に分かれて流れる。 G_2 がオフのときには $i_{sb}=-i_{cb}$ となり, b 相電流はコンデンサ C_b の放電電流によってまかなわれ, 連続的に変化する。このとき, コンデンサは高調波電流のバイパス通路として働くため, コンデンサ電流 i_{cb} は ic_2 と同じ振幅のパルス状となる。

4. パターン最適化

前述したように, 電動機相電流波形は PWM パターンで決まり, 特に共振電流の大きさは PWM パターンに含まれる共振周波数に該当する高調波成分に大きく依存する。共振電流が流れると電動機端子間にスパイク電圧を生じる⁽⁴⁾ので, 共振は極力抑えなければならない。図 2 に示す基本 PWM パターンでは各高調波の含有率は小さいが, 除去される高調波次数は変調率で異なる。また, 電動機定数, コンデンサ容量およびインバータ周波数で共振電流の次数が変わるため, それらに応じて基本パターンでは変調率を変更しなければならない。そこで, 基本 PWM パターンに含まれるすべての高調波を除去すれば, 共振電流の誘発は常に抑えられ正弦波の電流が得られる。ここで

図 5 拡大波形

Fig. 5. Expanded waveforms.

$x(0)$ が求まれば、 $0 \leq t \leq T$ の任意の時刻における状態変数の値は(7)式から導出できる。

6. 実験結果と解析結果

実験および計算に用いた電動機定数は、 $r_s=0.859 \Omega$, $r_r=0.459 \Omega$, $L_s=L_r=0.0904 \text{ H}$, $M=0.0873 \text{ H}$ であり、インバータ側は $L_d=0.224 \text{ H}$, $R_d=0.885 \Omega$ である。

表1にパターンのスイッチング角度 (rad) を示す。なお、基本パターンは図4におけるパルス数と変調率のもので、最適パターンはその基本パターンから最適化したものである。 α_1 と α_2 および $\beta_1 \sim \beta_4$ の値が大きく変わり、 α より β の値のほうが変わっているこ

表1 スイッチング角度 ($NPM=NPA=10$)
Table 1. Switching angles ($NPM=NPA=10$).

	基本	最適		基本	最適
α_1	0.023	0.027	β_1	0.017	0.028
α_2	0.036	0.040	β_2	0.037	0.046
α_3	0.134	0.134	β_3	0.129	0.116
α_4	0.158	0.157	β_4	0.147	0.139
α_5	0.245	0.244	β_5	0.240	0.234
α_6	0.280	0.278	β_6	0.256	0.252
α_7	0.357	0.356	β_7	0.351	0.354
α_8	0.402	0.401	β_8	0.366	0.368
α_9	0.468	0.468	β_9	0.462	0.466
			β_{10}	0.475	0.477

とがわかる。

$C=10 \mu\text{F}$ で $NPM=NPA=10$ パルスでの最適パ

図7 実測波形 (最適パターン, $NPM=NPA=10$)

Fig. 7. Experimental waveforms (optimal pattern, $NPM=NPA=10$).

図8 計算波形 (最適パターン, $NPM=NPA=10$)

Fig. 8. Calculated waveforms (optimal pattern, $NPM=NPA=10$).

図 9 コンデンサ容量変化時の波形(最適パターン, $NPM = NPA = 10$)

Fig. 9. Waveforms with changing capacitance (optimal pattern, $NPM = NPA = 10$).

図 10 パルス数変化時の波形(最適パターン, $C = 10 \mu F$)

Fig. 10. Waveforms with changing pulse number (optimal pattern, $C = 10 \mu F$).

ターンを用いて誘導機を運転した場合の、相電流と端子電圧の実測波形を図 7 に、計算波形を図 8 に示す。(a) 図の無負荷時では、図 4 の波形と比較して相電流の共振による振動は完全に抑えられ、電流、電圧とも正弦波となっている。負荷時および再生時では、直流電流が無負荷時に比べて増加するため、コンデンサの電圧脈動が大きくなり、その結果、端子電圧の脈動幅が大きくなっているが、電流はほぼ正弦波となり、電流パターン最適化は相電流の正弦波化に非常に有効であることがわかる。図 8 の計算波形において、相電流波形は全く正弦波であり、電圧、電流とも実測波形と非常に良く一致している。

図 9 は、図 7 と同じ最適パターンで C の値を、(a)

図では $20 \mu F$ 、(b) 図では $5 \mu F$ で運転した場合、図 10 は $C = 10 \mu F$ で、(a) 図は 8 パルス、(b) 図は 6 パルスの最適パターンで運転した場合の電流、電圧波形である。各電流波形は、コンデンサ容量とパルス数に関係なく正弦波となっている。端子電圧については、コンデンサ容量が大きい方が電圧脈動が小さくなるため、電動機に対しては騒音と損失の点で有利であるが、安定性⁽²⁰⁾⁽²¹⁾の点からコンデンサ容量を大きくすることには限界がある。また、コンデンサ容量が小さい場合には、パルス数を増加することで電圧脈動を小さくできるが、GTO のスイッチング周波数には限界があり、スイッチングに伴うインバータ損失が無視できなくなる。従って、一般に PWM 電流形インバータでは、これらの点を十分考慮して、コンデンサ容量とパルス数の決定を行う必要がある。本方式では、補助 GTO のない回路方式⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾のように、非常に短い直流短絡期間に対応する GTO のオン、オフを行わずに電圧、電流波形を正弦波化できるので、GTO のスイッチング周波数の点で有利であると考えられる。

図 11 は基本 PWM パターンによりインバータ周波数 10 Hz で誘導機を運転したときの波形である。図 12 は 5 Hz の場合を示す。両場合ともコンデンサ容量は $20 \mu F$ で、比較のため

に補助 GTO がいない回路における PWM 法⁽³⁾での波形も示した。(b) 図では、さきの回路動作で説明したように転流が直線的に行われるため、相電流波形は台形状となり、電流が零点を通過するときに共振による振動が発生していることがわかる。それに対し本方式では、変調率 M_m が同じ値でも共振は抑えられ、電流波形はほぼ完全な正弦波となっている。従って、電動機のトルク脈動はほとんどなく、低速時でのスムーズな運転が実現できる。なお、本回路においては、PWM パターンはインバータ周波数が 4, 13, 35 Hz で切換えるようにし、周波数の低下と共にパルス数を増加し、最適パターンによって常に正弦波の電圧、電流が得られるようにしている。また低周波駆動時には、

図 11 10 Hz 時の波形 ($NPM=100$, $M_m=0.90$)
Fig. 11. Waveforms at 10 Hz ($NPM=100$, $M_m=0.90$).

図 12 5 Hz 時の波形 ($NPM=200$, $M_m=0.90$)
Fig. 12. Waveforms at 5 Hz ($NPM=200$, $M_m=0.90$).

V/f 一定制御時の場合、電圧リップルを抑えるためにパルス数を増加しなければならないが、共振電流が波形に及ぼす影響が小さいため、基本パターンでも十分正弦波に近い電圧、電流波形が得られるので、あえて最適パターンを採用する必要はない。

これらの結果から、補助 GTO の付加は電流波形の正弦波化に大きく寄与していることがわかる。

7. 高調波解析結果

図 13 は変調率 M_m を変えた場合の基本 PWM パターンに含まれる高調波成分を、基本波に対する百分率で示したものである。各高調波の含有率は変調率の増加と共に小さくなるが、除去される高調波は M_m の値で異なり、第 5 次と第 13 次は M_m が 0.8 付近、第 7 次と第 11 次は 0.9 付近である。基本 PWM パターンは搬送波と変調波の制御信号で決定されるため、コンデンサの影響は入らない。従って、共振電流は含まれず、インバータ周波数にも無関係である。

一方、電動機相電流に含まれる各高調波の変調率に

対する含有率は、図 13 の結果と定性的に一致するが⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾、相電流には共振電流が流れるため、その大きさは回路定数および電動機定数によって異なる。共振周波数は次式で与えられる。

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_i C} \dots \dots \dots (9)$$

ここで、 C : コンデンサ容量、

L_i : 電動機の一次および二次漏れインダクタンスの和

(9)式より、 C の値が小さくなるにつれて共振周波数が高くなる。すなわち、インバータ周波数が一定の場合には、その基本波に対する共振次数が高くなる。逆に、 C が一定 (f_r が一定) でもインバータ周波数を変えると、共振次数が変化するため、基本 PWM パターンを固定していると共振電流が流れる。

インバータ周波数 60Hz で、 $NPM = NPA = 10$ 、変調率 $M_m = 0.82$ の場合の、状態変数法による回路の厳密解析から得られた相電流の高調波成分を表 2 に示す。第 5 次および第 13 次高調波は電流パターンにおいて除去されているため、相電流にもほとんど含まれない。しかし、 $C = 5\mu F$ の第 17 次、 $10\mu F$ の第 11 次、 $20\mu F$ の第 7 次のよ

うに、共振電流に対応する高調波が比較的大きく、 C の値が大きくなるにつれて低次高調波となることがわかる。従って、基本 PWM パターンでは共振電流を厳しく抑えるには M_m の値を C 、 L_i 、 f の変化に対応して変えなければならない。一方、パターン最適化を行った場合には表 3 に示すように、コンデンサ容量

図 13 基本 PWM パターンの高調波成分
Fig. 13. Harmonics in normal PWM pattern.

表 2 相電流の高調波成分(%) (基本パターン)
Table 2. Harmonics in phase current (normal pattern).

C(μF)	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次
5	0.13	1.08	1.29	0.12	4.33	1.33
10	0.17	1.45	9.84	0.39	0.65	0.28
15	0.19	2.15	0.96	0.02	0.32	0.14
20	0.16	4.21	0.46	0.01	0.21	0.09

$f=60\text{Hz}$, $NPM=NPA=10$, $M_m=0.82$, $M_a=0.63$, $M_{am}=0.78$

表 3 相電流の高調波成分(%) (最適パターン)
Table 3. Harmonics in phase current (optimal pattern).

C(μF)	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次
5	0.09	0.10	0.08	0.25	0.14	0.11
10	0.03	0.02	0.26	0.09	0.02	0.01
15	0.04	0.02	0.05	0.05	0.02	0.01
20	0.05	0.01	0.03	0.03	0.02	0.01

$f=60\text{Hz}$, $NPM=NPA=10$

にかかわらず共振電流を抑え各高調波を除去することができる。一般に、GTO のスイッチング周波数は数 kHz に設定し、PWM パターンのパルス数に関する高調波成分は、コンデンサ容量と電動機定数で決まる共振周波数より十分高いので、本回路方式では、最適パターンの採用により常に正弦波の出力電流、電圧波形が得られる。

8. む す び

本論文で提案した PWM 制御 GTO 電流形インバータは、負荷に電圧、電流の両方とも正弦波の電力を供給することができ、誘導電動機の駆動および再生運転結果から、その有用性を明らかにした。負荷としては誘導機に限らず静止負荷に対しても良好な結果が得られている。スイッチング素子として実験では GTO を使用しているが、パワートランジスタに置換えても同様の特性が得られ、その選択はインバータ容量、スイッチング周波数、経済性による。PWM 法として、基本 PWM パターン方式と新しく開発したニュートン法による電流パルスパターンの最適化について述べ、状態変数法による定常解析を行い、計算波形が実測値

と非常に良く一致することを明らかにした。更に、誘導機の低速運転では、正弦波電流によるスムーズな運転が確認された。これらの実験および解析結果から、本方式電流形インバータは GTO またはパワートランジスタが 8 個必要であるが、パルス数に対応する高調波を除いて、それ以下のコンデンサ容量と電動機定数とで定まる共振周波数も含めた高調波をすべて除去した最適パターンの採用によって、正弦波の電圧、電流を供給することができる。従って、電動機の低騒音・高効率の可変速運転に理想的な方式と考えられる。

終りに、本研究に有益な御助言、御討議をいただいた福岡大学 伊藤良三助教授、また実験に御協力いただいた九州大学大学院博士課程 金 新民君、修士卒業生 山辺俊宏君 (現、王子製紙)、修士課程 谷口信剛君に深く謝意を表する。

(昭和 61 年 7 月 29 日受付, 同 61 年 9 月 29 日再受付)

文 献

- (1) 野中・伊藤・石坂: 昭 57 電気四学会九州支部連大, No. 450
- (2) 伊藤・石坂: 福大工学集報, 31, 13 (昭 58-9)
- (3) 本部・上田・松田: 電気学会半導体電力変換研究, SPC-83-22 (昭 58-8)
- (4) M. Hombu, S. Ueda, A. Ueda & Y. Matsuda, *IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, p. 807 (1984)
- (5) T. Ohnishi & H. Okitsu: IPEC-Tokyo, p. 384 (1983)
- (6) E. P. Wiechmann, P. D. Ziogas & V. R. Stefanović: *IEEE Trans. Indust. Appl.*, IA-21, 5, 1226 (1985)
- (7) 大山・大上・吉田・常広: 電学論 B, 104, 893 (昭 60-11)
- (8) 野中・根葉: 昭 60 電気学会全大, No. 635
- (9) S. Nonaka & Y. Neba: *IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, p. 442 (1985)
- (10) S. Nonaka & Y. Neba: *IEEE Trans. Indust. Appl.*, IA-22, 4, 666 (1986)
- (11) 野中・根葉・金・山辺・谷口: 昭 60 電気関係学会九州支部連大, No. 1039
- (12) 野中・根葉・金・山辺・谷口: 昭 61 電気学会全大, No. 601
- (13) S. Nonaka & Y. Neba: *Proc. of Int. Conf. on Elect. Machines*, p. 777 (1986)
- (14) S. Nonaka & Y. Neba: *IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, p. 24 (1986)
- (15) 野中・根葉・菊地: 昭 60 電気学会全大, No. 636
- (16) 野中・根葉・山辺: 昭 60 電気関係学会九州支部連大, No. 1040
- (17) 根葉: 福大工学集報, 36, 27 (昭 61-3)
- (18) 野中・根葉・谷口: 昭 60 電気関係学会九州支部連大, No. 1041
- (19) 野中・根葉・山辺・金・谷口: 昭 61 電気学会全大, No. 602
- (20) 野中・伊藤・根葉: 昭 60 電気関係学会九州支部連大, No. 1043
- (21) 伊藤・根葉・石坂: 昭 61 電気学会全大, No. 600