擬似正弦波法による正弦波 PWM インバータ 駆動誘導電動機の運転特性の算定

正 員 坪 井 和 男 (中部大)

准 員 山 本 竜 彦 (中部大)

正 員 日 々 野 定 良 (東 芝)

1. ま え が き

インバータによる三相かご形誘導電動機(以下、IMと略記)の可変速駆動は今や各産業界における種々の用途に適用されるに至っている。特に、100kVA以下のインバータは正弦波状にパルス幅を制御する正弦波 PWM 電圧形インバータ(以下、正弦波インバータまたは単に INV と略記)が、いわゆる汎用インバータとして、そのほとんどを占めるに至っている。

正弦波インバータで IM を駆動する場合、電源電圧に比較的次数の高い多数の電圧高調波が含まれ、しかもそれらの含有率が周波数と共に変化するため、IM の運転特性など諸特性の把握が難しくなることは避けられない^{(1)~(6)}。

インバータ駆動 IM の運転特性を算定する場合、最も基本的な方法は基本波および各高調波成分それぞれに対する等価回路に基づいて計算した後、重ねの理を適用する方法、いわゆる高調波等価回路法である。この方法は各高調波成分に対する諸定数の推定法に問題点を含んではいるが、各高調波成分の影響を把握したり、詳細な損失分析をするような場合には必然的に価値の高い方法となる。既に、この高調波等価回路法に対する諸定数の求め方、特性算定方法などが種々提案され^{(1)(3)(7)~(12)}、正弦波 PWM 駆動 IM の場合においても、実用上十分な精度で運転特性を把握できる段階になってきている。

一方、各高調波成分の影響を把握する必要がないような場合においては、総合的な特性を簡易的に求める方法の確立も強く望まれている。既に、ひずみ波電源によって諸定数を求め、これらを正弦波に対する等価回路定数とみなし、運転特性を算定する方法も提案されている⁽¹³⁾。また、高調波による損失を固定損とみなし、T形等価回路の励磁回路に適当に含ませて特性算定を行う方法も提案されている⁽¹⁴⁾。しかしながら、いずれの方法も等価回路における電圧を全実効値電圧で表すことを前提としているのみでなく、正弦波インバータ駆動 IM への適用はなされていない。

現在、産業界において正弦波インバータの出力側の諸量の実用的測定器として、ほぼ基本波実効値を指示する⁽¹⁵⁾整流形電圧計、全実効値を指示する可動鉄片形電流計、全有効電力を指示する電流計形またはデジタルパワーメータを用いることが一般的となってきた⁽¹¹⁾。これは電動機のトルク特性がインバータの出力電圧の基本波実効値に、温度上昇が出力電流の全実効値にそれぞれ左右されること⁽¹⁰⁾に基づいている。

本論文は以上のような背景に基づき、有用性に主眼をおいた正弦波インバータ駆動 IM の簡易的な運転特性算定法を提案し、供試 INV、供試 IM の数種類の組合せで、しかも周波数を変えた場合についても実験的に検証したものである。提案する方法の出発点は正弦波インバータ駆動の場合、整流形電圧計および可動鉄片形電流計が、基本波実効値に近い値を指示する⁽¹⁰⁾⁽¹⁵⁾ことに着目し、このような測定器の指示値に対応する運転状態を擬似正弦波状態とみなした点にある。従って、提案する方法は擬似正弦波 T 形等価回路を導入し、高調波による付加的損失を等価回路中の抵抗分に程良く含ませるように工夫し、総合的な運転特性をその等価回路から直接求め得るようにしたもの

The Running Performance Calculation Using a Quasi-Sinusoidal Wave Method for a Sinusoidal PWM Inverter Fed Induction Motor. By Kazuo Tsuboi, Member, Tatsuhiko Yamamoto, Associate (Chubu University) & Sadayoshi Hibino, Member (Toshiba Corporation).

坪井和男: 正員, 中部大学工学部電気工学科
山本竜彦: 准員, 中部大学大学院工学研究科博士前期課程
日々野定良: 正員, (株)東芝 重電技術研究所

である。擬似正弦波等価回路定数の決定試験は正弦波インバータを電源として行うが、測定器は上記と同じものを用いる。以下において、提案する方法を“擬似正弦波法”と略称する。

この擬似正弦波法は正弦波インバータの容量に適用上の制限があるものではないが、波形ひずみ率の増大により若干誤差が増える傾向にある。また、普通かご形 IM の場合は適用上の問題はないと考えているが、特殊かご形 IM への適用については今後の課題である。なお、本論文は回転機研究会資料など^{(16)~(19)}を基にしているが、更に整理、加筆したものである。

2. 擬似正弦波 T 形等価回路定数の決定法

〈2・1〉 正弦波電源に対する定数決定の留意点

正弦波インバータ駆動 IM の運転特性の算定を擬似正弦波状態で運転しているものと考え、T 形等価回路を用いて行う場合、可変周波数の正弦波電源における特性算定を精度良く行い得ることが大前提となる。

著者らの用いた供試機においては、拘束試験時の励磁回路の影響を全く無視してごく近似的に二次抵抗および一次、二次漏れリアクタンスを決定する方法⁽²⁰⁾ならびに JEC 等価回路法⁽²¹⁾のいずれとも、運転特性算定結果がすべりに対して実測値と良好な一致を示すに至らなかった。このため、著者らは JEC 等価回路法の説明文で述べられている事柄も十分勘案し、正弦波電源に対する諸定数の決定を以下の点に留意して行う方法を提案した⁽¹⁶⁾。すなわち、

(1) 一次巻線抵抗は基準巻線温度に換算せず、各定数決定試験時の温度における値を用いて、定数を決定する。

(2) 励磁インピーダンスの不飽和値を用い、拘束試験時の励磁回路の影響を補正して、一次漏れリアクタンスおよび二次インピーダンスの値を決定する。

(3) かなり異なる別の周波数（例えば、60 Hz と 20 Hz）における無負荷試験および拘束試験を行い、運転時の二次周波数に対応した二次抵抗値を求める。

(4) 鉄損と機械損とを分離する。

(5) 特性算定にあたっては、一次および二次抵抗値を実際の運転時の温度に換算した値とする（実用上は運転時の温度を推定することになる）。

以上の事柄を留意して諸定数を決定した場合、特性算定値と実測値とがいずれの周波数においても良好な一致を示した⁽¹⁶⁾（後述の表 6 参照）。また、本論文の内容とは直接に関係はないが、上記の事柄に留意して巻線形誘導機と同様な構造を有する交流励磁同期機の定数決定を行った結果、その特性算定値と実測値とが極

めて良好な一致を示したとの報告もある⁽²²⁾。

〈2・2〉 擬似正弦波 T 形等価回路の導入 既に、第 1 章で述べたように、正弦波インバータの出力側に対する実用的測定器として、整流形電圧計（ ∇ 形）、可動鉄片形電流計（ $\equiv$ 形）およびデジタル電力計（DPM）⁽²³⁾を用いることにする。正弦波インバータ駆動の場合、可動鉄片形電圧計の指示値は基本波実効値とも大幅に異なっており、また全実効値とも大幅に異なっているので特に注意を要する⁽¹⁰⁾⁽¹⁵⁾。

このような測定器を用いた場合、電圧および電流は基本波に近い値（正弦波インバータ駆動 IM の電流のひずみ率は小さいのが一般的である）を測定することになる。従って、電圧高調波による付加的損失をごく近似的に正弦波の場合と類似した擬似正弦波等価回路中に適当に含ませ得るものと考えれば、この等価回路そのものを用いて、運転特性を大略把握することが可能となる。もちろん、諸定数の決定に際しても上記の測定器を使用することが前提である。

以上のような思想に基づいて導入した擬似正弦波 T 形等価回路を図 1 に示す。图中、電圧、電流および入力力の添字にはそれぞれに対応する測定器の記号を特に付しておいた。

図 1 において r_1 を除くすべての定数は、上記測定器を用いたことに起因する影響と多数の時間高調波の影響とを含めた定数であるので、擬似正弦波定数と称することにした。

〈2・3〉 擬似正弦波定数の決定法 図 1 の擬似正弦波定数の決定法は、〈2・1〉節で述べた正弦波電源の場合の定数決定法⁽¹⁶⁾にほぼ従っているが、その決定手順および必要な試験をまとめて表 1 に示す。表中の電圧、電流、電力などの添字は INV 電源を用いた場合

図 1 擬似正弦波 T 形等価回路

Fig. 1. Quasi-sinusoidal wave type T equivalent circuit.

表 1 擬似正弦波等価回路定数の決定手順

Table 1. Calculation procedure for the quasi-sinusoidal wave equivalent circuit constants.

ステップ	内 容	測 定 値	計 算 式
1	室温 [$t_0(^{\circ}\text{C})$] における一次巻線抵抗を測定し一相あたりの値 r_{1t0} に換算する。	R_{1t0} (Ω) (線間) t_0 ($^{\circ}\text{C}$)	$r_{1t0} = R_{1t0}/2 \dots\dots\dots (1)$
2	INV 電源を用いて拘束試験(定格電流程度)を行い、拘束時の諸量を求めると共に擬似正弦波漏れリアクタンスの近似値 $x_{1q}' = x_{2q}'$ を求める。	線間電圧: V_{1q} (V) 線 電 流: I_{1q} (A) 入 力: W_{1q} (W) 一次巻線抵抗: r_{1t1} (Ω)	$Z_{1q} = V_{1q}/(\sqrt{3}I_{1q}) \dots\dots\dots (2)$ $R_{1q} = W_{1q}/(3I_{1q}^2) \dots\dots\dots (3)$ $X_{1q} = \sqrt{Z_{1q}^2 - R_{1q}^2} \dots\dots\dots (4)$ $I_{1q} = (V_{1q}/\sqrt{3})/(R_{1q} + jX_{1q}) \dots\dots\dots (5)$ $S_{1q} = W_{1q}/3 \dots\dots\dots (6)$ $Q_{1q} = I_{1q}^2 X_{1q} \dots\dots\dots (7)$ $x_{1q}' = x_{2q}' = X_{1q}/2 \dots\dots\dots (8)$
3	INV 電源を用いて低電圧無負荷試験(定格電圧の 60% 程度)を行い、無負荷時の未飽和諸量を求める。 なお、機械損を求める必要がある。	線間電圧: V_{0q1} (V) 線 電 流: I_{0q1} (A) 入 力: W_{0q1} (W) 一次巻線抵抗: r_{1t01} (Ω) 機 械 損: W_{m0} (W)	$Z_{0q1} = V_{0q1}/(\sqrt{3}I_{0q1}) \dots\dots\dots (9)$ $R_{0q1} = (W_{0q1} - W_{m0})/(3I_{0q1}^2) \dots\dots\dots (10)$ $X_{0q1} = \sqrt{Z_{0q1}^2 - R_{0q1}^2} \dots\dots\dots (11)$ $r_{1q1} = R_{0q1} - r_{1t01} \dots\dots\dots (12)$ $x_{mq1} = X_{0q1} - x_{1q}' \dots\dots\dots (13)$
4	拘束試験時の励磁回路の影響を補正し、一次周波数に等しい二次周波数に対応する擬似正弦波二次抵抗 r_{2q1} および擬似正弦波漏れリアクタンス $x_{1q} = x_{2q}$ を求める。	ステップ 2 と同じ値	$V_{mq} = (V_{1q}/\sqrt{3}) - (r_{1t1} + jx_{1q}')I_{1q} \dots\dots\dots (14)$ $I_{0q} = V_{mq}/(r_{1q1} + jx_{mq1}) \dots\dots\dots (15)$ $I_{1q}' = I_{1q} - I_{0q} \dots\dots\dots (16)$ $r_{2q1} = \frac{S_{1q} - I_{1q}^2 r_{1t1} - I_{0q}^2 r_{1q1}}{(I_{1q}')^2} \dots\dots\dots (17)$ $x_{1q} = x_{2q} = \frac{Q_{1q} - I_{0q}^2 x_{mq1}}{I_{1q}^2 + (I_{1q}')^2} \dots\dots\dots (18)$
5	INV 電源を用いて定格電圧無負荷試験を行い、擬似正弦波等価鉄損抵抗 r_{iq} および擬似正弦波励磁リアクタンス x_{mq} を求める。	線間電圧: V_{0qn} (V) 線 電 流: I_{0qn} (A) 入 力: W_{0qn} (W) 一次巻線抵抗: r_{1t0n} (Ω)	$Z_{0qn} = V_{0qn}/(\sqrt{3}I_{0qn}) \dots\dots\dots (19)$ $R_{0qn} = (W_{0qn} - W_{m0})/(3I_{0qn}^2) \dots\dots\dots (20)$ $X_{0qn} = \sqrt{Z_{0qn}^2 - R_{0qn}^2} \dots\dots\dots (21)$ $r_{iq} = R_{0qn} - r_{1t0n} \dots\dots\dots (22)$ $x_{mq} = X_{0qn} - x_{1q} \dots\dots\dots (23)$
6	(17)式の r_{2q1} を基準温度 t_n (例えば、 20°C) に換算し擬似正弦波二次抵抗の直流分 $r_{2qtn,0}$ と二次周波数 $s f$ (Hz) に比例する成分 $r_{2qtn,s}$ とを求める。		$r_{2qtn} = r_{2qtn,0} + r_{2qtn,s} \dots\dots\dots (24)$
7	特性算定する温度 $T(^{\circ}\text{C})$ に r_1 および r_{2q} を換算し、特性算定に用いる図 1 の等価回路に代入する。		$r_{1T} = (235 + T)r_{1t0}/(235 + t_0) \dots\dots\dots (25)$ $r_{2qT} = (235 + T)r_{2qtn}/(235 + t_n) \dots\dots\dots (26)$
8	正弦波電源を用いて拘束試験(定格電流程度)を行い、有効トルク係数 K_T を求める。	線 電 流: I_{11} (A) 入 力: W_{11} (W) 一次巻線抵抗: r_{11t} (Ω)	$K_T = \frac{W_{11}}{W_{1q}} \left(\frac{I_{1q}}{I_{11}} \right)^2 \left(\frac{r_{1t1}}{r_{11t}} \right) \dots\dots\dots (27)$
備 考	上記測定値は整流形電圧計、可動鉄片形電流計、電流計形またはデジタルパワーメータの指示値である。		

のそれぞれの定数決定試験時に対応させて定義しているが、手順(18)式、(22)式、(23)式、(25)式および(26)式で求める諸定数を図 1 に代入して運転特性を算定することになる。

以下、ステップに従って若干補足説明をしておく。

〔ステップ 1〕 r_1 の値は厳密に言えば高調波の影響で若干増加すると考えられるが、一次銅損が高調波を含む図 1 の全実効値電流 I_1 (≡ I_{11}) を用いて計算されることを考慮すれば、正弦波電源 (MG 電源) と同じ値にしても実用上大差ないと考えられるため、このように扱ったのである。

〔ステップ 2〕 INV 電源による無効入力とは、整流形電圧計の指示値と可動鉄片形電流計の指示値との積を擬似正弦波皮相入力として定めることによって求められた値であり、擬似正弦波無効入力である。従って、後述する擬似正弦波力率 P_{fq} とは、擬似正弦波皮

相入力に対する DPM で測定される有効入力 P の比を意味することになる。

〔ステップ 3〕 拘束試験時の励磁回路の影響を補正するための試験であり、軸受の状態が一様になるまで運転させた後、測定する配慮が望ましい。

〔ステップ 4〕 拘束時の励磁回路の影響も補正して求めた手順(17)式の r_{2q1} の値には、時間高調波に基づく高調波付加増大値を含むことになり、それに対応した時間高調波損失が消費されることになる。もちろん、この損失には拘束時における時間高調波に対応する漂遊負荷損も含まれると考えるのが妥当である。

〔ステップ 5〕 この試験は〔ステップ 3〕と同時に行えばよい。手順(22)式の r_{iq} においては基本波に対する鉄損のほか、無負荷時における高調波損失のほとんどが消費されることになる。

図 2 基本波二次周波数に対する擬似正弦波二次抵抗

Fig. 2. Quasi-sinusoidal wave secondary resistance vs. fundamental frequency in the secondary circuit.

〔ステップ 6〕 手順(17)式によって、特性算定しようとする任意のインバータ基本波周波数に対し、拘束試験時の巻線温度に対応した擬似正弦波二次抵抗値 r_{2qtl} が求まるが、これを任意の基準温度（例えば、20℃）の値に換算する。この換算された値を $r_{2qtn}(s=1)$ とすれば、図 2 に示すように基本波相当値と付加増大値との和であると考えてよい。付加増大値は、高調波損失分と前述の測定器を用いたことに起因する付加増大値とからなり、いずれも時間高調波による影響であるので、この値は基本波に対するすべり、換言すれば基本波二次周波数 sf (Hz) に依存しないものと考えてよい。

従って、MG 電源の場合における基本波二次周波数に対する二次抵抗値の変化の特徴（傾き）を既知とすれば、図 2 に示すように INV 電源の場合の二次抵抗値が求まる。すなわち、基本波二次周波数が零 ($s=0$) のときに対応する直流相当値 $r_{2qtn=0}$ と基本波二次周波数によって変化する値 $r_{2qtn=s}$ とを求めることができる。もちろん、任意の基本波二次周波数で運転しているときの値 r_{2qtn} は $r_{2qtn=0}$ と $r_{2qtn=s}$ との和である。

基本波二次周波数に対応する二次抵抗は普通かご形 IM の場合、少なくとも商用周波数程度までの範囲においては周波数に対し直線的に変化するものとして扱ってよく⁽⁸⁾、著者らの用いた供試機においても同様であった⁽¹⁶⁾。この基本波二次抵抗の変化の傾きが設計定数から明らかな場合は $r_{2qtn=0}$ が $r_{2qtn}(s=1)$ の値から直ちに求まることになるが、未知の場合は MG 電源を用いた拘束試験を行うことによって簡単に求め得る。

すなわち、拘束試験時において励磁回路を無視できるものとして求めた近似二次抵抗値（図中：×印）をかなり異なった二つの周波数（例えば、60 Hz と 20 Hz）で求め、それらの点を結べば傾きが求まることになる。励磁回路の影響を考慮して求めた場合の値（図中：△印）は数%高い値となるが、傾きそのものはほぼ同じであるとみなしてよい⁽¹⁶⁾。

〔ステップ 7〕 手順(26)式は厳密には二次導体材質によって換算係数中の定数 235 を変える必要がある⁽²⁴⁾が、この式による誤差は測定器の誤差よりもはるかに少なく、実用上この定数を 235 として十分であるとする。また、実際には運転時の巻線温度を予想して T (°C) を与えることになるが、予想不可能な場合には絶縁種別で定まる基準巻線温度に等しいものとして与えざるを得ない。

〔ステップ 8〕 巻線の温度状態が同じであり、かつ MG 電源を用いた拘束試験時の実効値電流と INV 電源における拘束試験時の実効値電流とが等しい値とした場合の入力比を求め、これを有効トルク係数 K_T と称することにする。この K_T を用い、擬似正弦波二次抵抗 r_{2qT} のうち、 $K_T r_{2qT}$ のみがほぼ基本波値に等しい有効トルクとして寄与する抵抗分であり、 $(1-K_T) \times r_{2qT}$ はいわゆる時間高調波による漂遊負荷損に対応する抵抗分であるとみなすのである。この K_T の値は今後、正弦波インバータおよび IM の種々の組合せについて実測することにより、経験的に推定することができるようになれば、〔ステップ 8〕の試験手順は省くことが可能になる。

以上の手順で正弦波インバータ駆動誘導電動機の任意の周波数における運転特性算定のための、擬似正弦波 T 形等価回路定数を簡単に定めることができる。

3. 擬似正弦波法による特性算定法と算定結果

〈3・1〉 運転特性算定手順 擬似正弦波法による正弦波インバータ駆動 IM の運転特性算定は図 1 の等価回路そのものを用いて行う方法であり、各すべりに対して表 2 に示す手順に従って求める。なお、任意のすべりにおける機械損 W_m は回転数に比例するものとみなしても実用上差し支えない。また、漂遊負荷損は電源が正弦波である場合の空間高調波に対する損失（空間高調波漂遊負荷損）と、電源が INV であるために生じる時間高調波に対する損失（時間高調波漂遊負荷損）との和とみなしたとも考えられる。

〈3・2〉 供試誘導電動機および供試正弦波インバータ 供試誘導電動機の定格を表 3 に、また今回用い

た供試正弦波インバータの定格出力および出力電圧波形(線間)の特徴を表4に示す。

〈3.3〉 擬似正弦波定数決定例と特徴 表3に示

表2 擬似正弦波法による運転特性算定手順

Table 2. Running performance calculation procedure for the quasi-sinusoidal method.

項 目	特 性 算 定 式
擬似正弦波力率	$P_{f_g} = ((\text{Re} f_{1(\text{---})}) / I_{1(\text{---})}) \times 100$ (%)
一 次 入 力	$P_{i(\text{DPM})} = \sqrt{3} V_{1(\text{---})} I_{1(\text{---})} P_{f_g}$ (W)
二 次 入 力	$T_{s y g} = 3(I_{1(\text{---})})^2 r_{2g} T / s$ (W)
二次理論的出力	$P_{2g} = (1-s) T_{s y g}$ (W)
機 械 損	$W_m = (1-s) W_{m0}$ (W)
漂遊負荷損	$P_{Gg} = 0.005 \times (K_r P_{2g})^2 / P_R + (1-K_r) P_{2g}$ (W)
輸 出 力	$P_{30} = P_{2g} - W_m - P_{Gg}$ (W)
出力に対応するトルク	$\tau = P_{30} / (1.027 N)$ (kg-m)
効 率	$\eta = (P_{30} / P_{i(\text{DPM})}) \times 100$ (%)

備 考 Re: 実部を示す。 $V_{1(\text{---})}$ (V), $I_{1(\text{---})}$ (A), $I_{1(\text{---})}$ (A) および $P_{i(\text{DPM})}$ (W) はそれぞれ図1に対応。
 P_R (W): 定格出力, N (rpm): すべり s における回転数。

表3 供試電動機の定格

Table 3. Ratings of experimental motors.

供 試 IM	IM-A (O社製)	IM-B (I社製)
定格電圧/周波数	200V/60Hz	200V/60Hz
定 格 容 量	1.5 kW	1.5 kW
極 数	4 極	4 極
定 格 電 流	6.2 A	6.4 A
定 格 回 転 数	1,710 rpm	1,700 rpm
回 転 子	斜めスロットあり 全閉スロット (スロット絶縁あり)	斜めスロットあり 全閉スロット

表4 供試正弦波インバータの定格出力と出力電圧波形(線間)の特徴

Table 4. Rated output and line-voltage waveforms for the experimental sinusoidal inverters.

INV	INV-A (O社製)	INV-B (E社製)
INVの出力周波数	20Hz 40Hz 60Hz	20Hz 40Hz 60Hz
供試INVの定格および特徴	容量 5.5kVA 15Hz 以下は1周期 96 パルス, 15Hz 以上は 48 パルスで制御される。	容量 7.5kVA キャリア周波数 $f_c = 500$ Hz 一定で制御される。

す供試 IM および表4に示す供試 INV を用いた3種類の組合せについて、表1の手順に従って決定した擬似正弦波定数の具体例を表5に示す。なお、表中 r_{17} および r_{2qT} の値は、それぞれ実負荷試験時の一次巻線の温度 $T(^{\circ}\text{C})$ に図1に対応する r_1 および r_{2g} を換算した値である。

また、図3は基本波周波数に対する諸定数の変化を理解しやすく示した例⁽¹⁷⁾であり、参考までに MG 電源の場合の値⁽¹⁶⁾も示してある。

図3から明らかなように MG 電源の場合、二次抵抗 r_{2in} 、漏れリアクタンス $x_1 = x_2$ および励磁リアクタンス X_m は、〈2.1〉節の事柄を留意して決定したこともあり、周波数に対してほとんど直線的に変化している。しかしながら、INV 電源の場合は各周波数ごとに出力電圧波形が複雑に変化することも起因して直線的に変化してはいない。

INV 電源における擬似正弦波定数は前述のように、高調波の影響そのものによる増大分と測定器の指示値が、基本波と異なることに起因する増大分が含まれており、MG 電源に対する定数よりも大きな値となっている。ただし、 X_{mq} の値は漏れリアクタンスに高調波の影響を含ませたと考えられるため、ほぼ測定器の影響のみとみなし得ることになり、MG 電源に対する X_m との差異が少なくなっているものと考えられる。

図3 周波数に対する擬似正弦波等価回路の定数変化

Fig. 3. Quasi-sinusoidal wave equivalent circuit constants vs. fundamental frequency.

表 5 擬正弦波等価回路定数

Table 5. Constants of the quasi-sinusoidal wave equivalent circuit.

供 試 INV	INV-A						INV-B		
供 試 IM	IM-A			IM-B			IM-B		
f (Hz)	20	40	60	20	40	60	20	40	60
r_{1T} (Ω)	1.278	1.286	1.270	1.406	1.411	1.428	1.459	1.450	1.437
$x_{1q}=x_{2q}$ (Ω)	0.968	1.322	1.694	1.090	1.524	1.939	1.034	1.463	1.914
r_{iq} (Ω)	2.34	4.23	5.59	3.19	5.95	7.33	3.16	5.33	6.15
x_{mq} (Ω)	13.74	28.9	43.6	14.33	30.1	43.3	14.61	27.1	37.4
r_{2qTn} (Ω) (at 20.0°C)	0.934	0.984	1.019	0.997	1.057	1.103	0.980	1.023	1.105
$r_{2qTn,0}$ (Ω) (at 20.0°C)	0.862	0.840	0.803	0.905	0.873	0.828	0.888	0.893	0.829
r_{2gT} (Ω)	$1.075/s$ $+0.090$	$1.054/s$ $+0.181$	$0.955/s$ $+0.268$	$1.115/s$ $+0.113$	$1.080/s$ $+0.228$	$1.036/s$ $+0.345$	$1.136/s$ $+0.118$	$1.066/s$ $+0.234$	$1.044/s$ $+0.348$
K_r	0.977	0.972	0.985	0.961	0.961	0.983	0.966	0.975	0.984
T (°C)	83.1	85.1	81.1	79.3	80.4	84.2	91.1	89.1	86.2

図 4 擬正弦波法による特性算定値と実測値との比較

Fig. 4. Comparison of the calculated values according to the quasi-sinusoidal wave method and the measured values.

表 6 擬似正弦波法による特性算定値と実測値との比較

Table 6. Comparison of the calculated values according to the quasi-sinusoidal wave method and the measured values.

電源種別	供試 IM	特性諸量	20 Hz, 69% トルク時			40 Hz, 80% トルク時			60 Hz, 100% トルク時		
			実測値	特性算定値	差異(%)	実測値	特性算定値	差異(%)	実測値	特性算定値	差異(%)
正 弦 波 (MG)	IM-A	I_1 (A)	4.23	4.22	0.2	5.13	5.09	0.8	6.15	6.05	1.4
		$P_{i(DPM)}$ (W)	400	399	0.3	984	980	0.4	1,803	1,789	0.8
		N (rpm)	546	546	0.0	1,133	1,134	-0.1	1,716	1,706	0.6
		η (%)	71.7	71.9	-0.2	80.6	81.0	-0.4	83.3	84.1	-0.8
		P_f (%)	81.9	81.9	0.0	83.1	83.4	-0.3	84.6	85.3	-0.7
正 弦 波 (MG)	IM-B	I_1 (A)	4.32	4.29	0.7	5.31	5.20	2.1	6.34	6.19	2.4
		$P_{i(DPM)}$ (W)	424	417	1.7	1,040	1,019	2.0	1,894	1,849	2.4
		N (rpm)	537	537	0.0	1,122	1,122	0.0	1,705	1,707	0.1
		η (%)	66.7	67.9	-1.2	76.1	77.5	-1.4	79.2	81.3	-2.1
		P_f (%)	83.8	84.2	-0.4	84.9	84.8	0.1	86.2	86.2	0.0
INV-A	IM-A	I_1 (A)	4.63	4.64	-0.2	5.40	5.34	1.1	6.15	6.15	0.0
		$P_{i(DPM)}$ (W)	453	442	2.4	1,045	1,047	-0.2	1,855	1,849	0.3
		N (rpm)	526	526	0.0	1,118	1,119	-0.1	1,706	1,709	-0.2
		η (%)	61.0	62.6	-1.6	74.9	74.8	0.1	80.5	80.9	-0.4
		P_{fq} (%)	84.7	82.4	-0.3	83.8	85.0	-1.2	87.1	86.8	0.3
INV-A	IM-B	I_1 (A)	4.87	4.79	1.6	5.66	5.49	3.0	6.54	6.35	2.9
		$P_{i(DPM)}$ (W)	483	466	3.5	1,109	1,090	1.7	1,950	1,906	2.3
		N (rpm)	515	516	-0.2	1,107	1,111	-0.4	1,696	1,700	-0.2
		η (%)	56.3	58.1	-1.8	70.3	71.4	-1.1	76.5	78.1	-1.6
		P_{fq} (%)	85.8	84.1	1.7	84.9	86.0	-1.1	86.1	86.7	-0.6
INV-B	IM-B	I_1 (A)	4.81	4.80	0.2	5.80	5.59	3.6	6.90	6.58	4.6
		$P_{i(DPM)}$ (W)	484	467	3.5	1,146	1,094	4.5	2,019	1,931	4.4
		N (rpm)	514	516	-0.4	1,110	1,112	-0.2	1,691	1,698	-0.4
		η (%)	56.0	58.1	-2.1	68.3	71.2	-2.9	73.7	77.0	-3.3
		P_{fq} (%)	87.1	84.1	3.0	85.6	84.8	0.8	84.5	84.7	-0.2
備 考	差異(%)=(実測値-計算値)/実測値×100 ただし、 η, P_f, P_{fq} は実測値-計算値を示してある。										

その他の諸定数は周波数が低いほど出力電圧の基本波値と全実効値との差異が増大し⁽¹⁷⁾, 波形ひずみ率が大きくなるため, その傾向とほぼ類似して MG 電源に対する差異が大きくなっている。

(3.4) 運転特性算定例と考察 表 5 の擬似正弦波定数を用いた特性算定結果と, 実負荷試験結果との 40 Hz における比較の具体例を図 4 に示す。20 Hz および 60 Hz における場合についても同様な特性算定精度が得られている⁽¹⁸⁾。実負荷試験は擬似正弦波定数決定時と同じ測定器を用いて, 定格負荷状態で 3 時間以上運転させた後, 速やかに 1 点を測定し, 元の定格状態に戻し, 15 分程度運転させて, また次の 1 点を測定する方法で行った。図中の $T(^{\circ}\text{C})$ は, 実負荷試験時の一次巻線温度であり表 5 と同じ値であるが, 同一条件における MG 電源の場合⁽¹⁶⁾と比較して 15~20 $^{\circ}\text{C}$ 高温になった。

また, 表 6 は 20 Hz, 60% トルク時, 40 Hz, 80% トルク時および 60 Hz, 100% トルク時の特性算定値と実測値との差異をまとめたものであり, MG 電源による特性算定結果⁽¹⁶⁾も参考までに示しておいた。こ

で, 100% トルクとは 60 Hz で運転しているとき, 定格軸出力を生じるときのトルクである。

供試 INV-A は, 波形ひずみが比較的小さく, しかも IM-A は回転子にスロット絶縁が施してあり, INV-A, IM-A の組合せについては図 4(a)および表 6 から明らかなように正弦波電源による特性算定結果と同等とみなせる精度である。

IM-B は周波数に対する二次抵抗の直線性がやや悪く, 表 6 においても明らかなように, MG 電源における特性算定精度も IM-A の場合よりも若干劣っている。しかしながら, INV-A との組合せの場合, はば MG 電源と同様な精度で特性算定が行われている。

供試 INV-B は前述のように波形ひずみが大きく, 図 4(c)および表 6 から明らかなように, INV-B, IM-B の組合せは若干特性算定精度が落ちている。しかしながら, 現在市販されている正弦波インバータは, INV-B より波形が改善されているのが通例であり, 本方法による正弦波インバータ駆動 IM の運転特性算定精度は悪くても INV-B, IM-B の組合せ程度であろうと考えられる。なお, INV-B の電圧波形は整流

形電圧計の指示値と基本波実効値との差異が INV-A の場合よりも若干多く、この点も特性算定精度の低下の原因の一つになっているものと考えられる。

以上のように、本論文で提案した擬似正弦波法による特性算定結果は、いずれの周波数においても必ずしに対する諸特性およびトルクに対する諸特性とともに、実用上十分な精度で実測値と良好な一致を得た。

4. あとがき

本論文においては、有用性に主眼をおいた正弦波インバータ駆動誘導電動機の運転特性算定法を提案すると共に実験的に検証した。提案した擬似正弦波法は、いわゆる高調波等価回路法のように、各高調波成分の影響を把握できないが、FFT による波形分析など一切不用であり、極めて簡易的な方法である。

擬似正弦波法による特性算定結果は、数種類のインバータと電動機の組合せについて、いずれの周波数においても実用上十分な精度で実測値と一致した。これは時間高調波による損失が、擬似正弦波 T 形等価回路の励磁回路と回転子回路とに程良く分配され、しかも有効トルクとして寄与しない二次抵抗値を分離したためと考えられる。

提案した擬似正弦波法は多数の電圧高調波が極めて複雑に含まれる正弦波インバータ駆動誘導電動機の総合的な特性を把握する目的で、簡単特性算定法として十分実用に供し得るものと確信している。

本研究に対し、種々の御指導を賜った中部大学 加藤邦弘教授、種々の御援助、御討論を賜った東芝 糸見和信技監はじめ関係各位に深く感謝申し上げる。また、電気学会回転機研究会の席上など有益なご討論をいただいた中央大学 猪狩武尚教授、正弦波に対する特性算定法⁽¹⁶⁾を評価していただいた北海道大学 長谷川淳教授はじめ、多くの方々に心よりお礼申し上げます。更に、根気のいる多数の実験結果は、昭和 59~61 年度中部大学卒研生諸氏の協力で得られていることを特に付記させていただくものである。

(昭和 62 年 2 月 23 日受付)

文 献

- (1) E. A. Klingshirn & H. E. Jordan: "Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Non-sinusoidal Voltage Sources", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-87, 624 (1968-3)
- (2) 石橋・鈴木・相沢: 「インバータ駆動による誘導電動機」, 東芝レビュー, 37, 246 (昭 57-3)
- (3) 稲沢・今堀・深沢: 「インバータのモータに及ぼす諸問題と対策」, 自動化技術, 15, 66 (昭 58-10)
- (4) 尾崎・岩淵: 「インバータ駆動による小型誘導電動機」, 安川電機時報, 46, 176, 186 (昭 57-3)
- (5) 川畑, 他: 「パワートランジスタ VVVF インバータ」, 富士時報, 57, 22 (昭 59-10)
- (6) 田島・山道: 「インバータ駆動誘導電動機の技術的諸問題」, 明電舎時報, 182, 34 (昭 60-5)
- (7) 電気学会専門委員会: 「6 ステップ形インバータの誘導電動機に及ぼす影響」, 電気学会技術報告 (I 部), 第 135 号 (昭 58-5)
- (8) 藤巻・宮下: 「ひずみ波駆動時におけるかご形誘導電動機の特性算定法」, 電学論 B, 104, 401 (昭 59-7)
- (9) 片岡, 他: 「インバータ駆動誘導電動機のための改良された定数測定系」, 昭 61 電気学会全大, No. 785
- (10) 日本電機工業会: 「インバータドライブの適用指針 (汎用インバータ)」, 第 148 号 (昭 61-6)
- (11) 大木・三木・西山: 「インバータ駆動誘導電動機における等価回路定数決定法の一方法」, 電気学会回転機研資, RM-86-63 (昭 61-10)
- (12) 電気学会専門委員会: 「インバータ駆動誘導電動機の特性算定法に関する検討」, 電気学会技術報告 (II 部) 第 241 号 (昭 62-1)
- (13) 山田, 他: 「インバータ運転誘導電動機の特性推定法」, 電学論 B, 103, 65 (昭 58-5)
- (14) 岩谷, 他: 「ひずみ波駆動誘導電動機の特性算定の考察」, 昭 61 電気学会全大, No. 787
- (15) 坪井・山本・石橋: 「正弦波 PWM 制御電圧形インバータの出力電圧の実効値測定について」, 昭 60 電気学会全大, No. 641
- (16) 坪井・山本: 「普通かご形誘導電動機の運転特性算定のための T 形等価回路定数決定法」, 電気学会回転機研資, RM-86-15 (昭 61-4)
- (17) 坪井・山本・日々野: 「正弦波 PWM インバータ駆動誘導電動機の運転特性算定の一方法」, 同上, RM-86-14 (昭 61-4)
- (18) 坪井・山本・日々野: 「擬似正弦波法による PWM インバータ駆動誘導電動機の運転特性算定法」, 同上, RM-86-61 (昭 61-10)
- (19) 坪井・山本・日々野: 「擬似正弦波等価回路法による PWM インバータ駆動誘導電動機の運転特性算定結果と考察」, 昭 62 電気学会全大, No. 804
- (20) 例えば, 電気学会: 電気機器工学 I, p. 249 (昭 57-10)
- (21) 電気学会規格調査会: JEC-37, 誘導機 (昭 55-6)
- (22) 佐々木, 他: 「交流励磁同期機の V 特性—実験値と理論値の比較および検討 (続報) —」, 電気学会回転機研資, RM-86-71 (昭 61-10)
- (23) 横河北辰電機: 「デジタル電力計」, Bulletin, 25-03B (昭 58-10)
- (24) IEEE: "IEEE Standard Test Procedure For Polyphase Induction Motors and Generators", IEEE std 112-1984 (1984)