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

正員 仲 田 清 (日 立)
 正員 棚 町 徳之助 (日 立)
 正員 中 村 清 (日 立)

1. ま え が き

電圧形 PWM コンバータ・インバータによる誘導電動機駆動方式は、高効率化、低誘導障害化、省保守化などが図れるうえ、電力回生によるブレーキも可能なことから、様々な用途への適用が期待されている。

電気鉄道の分野でも、図1のように単相 PWM コンバータと三相 PWM インバータを組合せた、交流車両用の駆動システムが検討されている⁽¹⁾。しかし、このようなシステムでは、直流電圧に含まれる脈動に起因して図2のような電動機電流のビート現象が発生し、これによる素子電流の増加やトルク脈動の増大などが問題となっている。特に、交流車両に用いられるような大容量インバータでは、主回路素子のスイッチング周波数の制限から、パルス幅制御による電圧調整が行えない1パルス領域でビート現象が発生する可能性がある。そのため、LC フィルタの設置による直流

図2 ビート現象の一例

Fig. 2. An example of beat phenomenon.

電圧脈動の低減⁽²⁾や、ビートを抑制するインバータのスイッチング方法⁽³⁾⁽⁴⁾などが報告されている。

これに対し、著者らはインバータ周波数の変調によりビートを抑制する新しい制御方式（ビートレス制御方式）を提案している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。本方式は、直流電圧の脈動に応じてインバータ周波数を調整することにより、ビートの原因となる出力電圧の正負アンバランスを補正するものである。そのため、出力電圧が1パルス領域だけでなく、全周波数域でのビートレス化を実現することが可能である。

本論文では、PWM コンバータ・インバータシステムにおいて、インバータ出力電圧が1パルス領域でのビートの発生原理および周波数変調方式によるビートの低減原理を解明するため、インバータの入力を理想的な脈動電圧源として、発生高調波の観点から理論的な検討を行う。また、インバータ・誘導電動機系を小容量の電子回路で模擬したりリアルタイムシミュレーション⁽⁷⁾を用いて、上記検討結果の実験的検証を行う。

2. ビートの発生原理

〈2・1〉 PWM コンバータ・インバータシステムにおけるビート現象 図1に示す PWM コンバータ・

図1 PWM コンバータ・インバータシステム
 Fig. 1. PWM converter-inverter system.

A Beat-less Control Method of Inverter-Induction Motor System with Rippled DC Power Source. By Kiyoshi Nakata, Member & Tokunosuke Tanamachi, Member & Kiyoshi Nakamura, Member (Hitachi Research Laboratory, Hitachi Ltd.).

仲田 清：正員、(株)日立製作所日立研究所
 棚町徳之助：正員、(株)日立製作所日立研究所
 中村 清：正員、(株)日立製作所日立研究所

インバータによる誘導電動機駆動システムでは、電源が単相交流であるため、直流電圧が電源の2倍の周波数で脈動する。そのため、インバータ出力電圧に正負のアンバランスが生じて、図2に示すような電動機電流のうねり現象、いわゆるビート現象が発生する。このビートは、インバータ周波数と脈動周波数の差周波数で変化し、電動機電流のピーク値を押し上げて主回路の素子電流を著しく増大させるばかりか、電動機に過大なトルク脈動を発生させる原因ともなる。

以下では、ビートの基本的な特性を検討するため、図3に示すようにコンバータ部を理想的な脈動電圧源とし、主回路素子(UP~WN)は理想的なスイッチとして検討を行うことにする。

〈2・2〉 ビート率および脈動率の定義 ビートを評価するための指標として、図2に示すインバータ周波数成分幅 a およびビート幅 b を用いて、次式で示すビート率 β を定義する。

$$\beta = (b - a) / a \quad \dots\dots\dots (1)$$

また、電源電圧の脈動率 δ を次式で定義する。

$$\delta = \Delta E_d / E_d \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 ΔE_d : 電源電圧脈動幅、 E_d : 電源電圧平均値

〈2・3〉 ビートの基本特性 図3において、 $E_d = 1,900\text{V}$ 、電源脈動周波数 100Hz で、出力 330kW の誘導電動機4台を駆動した場合のインバータ周波数 F_i に対するビート率 β の特性(実験値)を種々の脈動率 δ について求めたのが図4である⁽⁶⁾。

同図からわかるように、 β は F_i によって大きく変

図3 脈動電源駆動インバータ

Fig. 3. PWM inverter with rippled DC power source.

図4 ビート特性(実験値)

Fig. 4. Measured characteristics of beat.

化し、脈動周波数に F_i が一致したときピークとなり、 δ が 10% 程度であっても $\beta \geq 1$ (電流のピーク値が通常の2倍以上) にまで達する。また、 β は δ にほぼ比例して増加する傾向にあることがわかる。

〈2・4〉 ビート現象の発生メカニズム

(1) 電源電圧(インバータ入力電圧) 図1のシステムにおいて、直流電圧に含まれる高調波成分は電源の2倍の周波数成分がほとんどである。そこで、図3の脈動電源に含まれる脈動分が正弦波状に変化するものとして、電源電圧を次式で与えるものとする。

$$e_d = E_d + E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここに、 E_o : 脈動電圧振幅 ($= \Delta E_d / 2$),

ω_o : 脈動角周波数、 ϕ_o : 脈動電圧位相

従って、このときの電源電圧の脈動幅は $\Delta E_d = 2E_o$ となり、脈動率は $\delta = 2E_o / E_d$ となる。

(2) スwitching関数 インバータ出力電圧を求めるにあたり、次のようなスitching関数 $S_v(\nu = u, v, w)$ を考える。

$$S_v = \begin{cases} 1 & (\text{上アーム: オン, 下アーム: オフ}) \\ 0 & (\text{上アーム: オフ, 下アーム: オン}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4)$$

従来の制御では各相とも 180° ごとに転流を行うため、1パルス時のスitching関数 $S_v(\nu = u, v, w)$ は図5のようなになる。また、そのフーリエ展開 $S_v(t)$ は次式で与えられる。

$$S_v(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \times \cos n(\omega_i t + \phi_v) \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここに、 ω_i : インバータ角周波数 ($= 2\pi F_i$),

図5 スitching関数

Fig. 5. Switching function.

図 6 スイッチング関数と電圧波形の関係
Fig. 6. Relation between switching function and voltage waveforms.

$$\phi_v = 0 (\nu = u), -2\pi/3 (\nu = v), 2\pi/3 (\nu = w)$$

(3) インバータ出力電圧 スイッチング関数とインバータ出力電圧波形の関係を図 6 に示す。ここで、電源の仮想中性点に対するインバータ出力端子電圧 $e_{\nu o} (\nu = u, v, w)$ は、スイッチング関数 S_ν を用いて次式のように表せる。

$$\begin{aligned} e_{\nu o} &= e_d (S_\nu - 1/2) \\ &= \frac{2E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \cos n(\omega_i t + \phi_\nu) \\ &\quad + \frac{E_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \\ &\quad \times \{ \cos \{ (\omega_o + n\omega_i)t + \phi_o + n\phi_\nu \} \\ &\quad + \cos \{ (\omega_o - n\omega_i)t + \phi_o - n\phi_\nu \} \} \end{aligned} \quad (6)$$

上式より、インバータ出力線間電圧 (UV 間) e_{uv} は

$$\begin{aligned} e_{uv} &= e_{uo} - e_{vo} \\ &= \frac{2\sqrt{3}E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{M_n}{n} \sin n(\omega_i t - \frac{\pi}{3}) \\ &\quad + \frac{\sqrt{3}E_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{M_n}{n} \\ &\quad \times \{ \sin \{ (\omega_o + n\omega_i)t + \phi_o + \frac{n\pi}{3} \} \\ &\quad - \sin \{ (\omega_o - n\omega_i)t + \phi_o - \frac{n\pi}{3} \} \} \end{aligned} \quad (7)$$

ここに、

$$M_n = \begin{cases} 1 & (n=5, 7, 17, 19, \dots \text{のとき}) \\ -1 & (n=1, 11, 13, 23, 25, \dots \text{のとき}) \end{cases}$$

となる。上式からわかるように、インバータ出力電圧

図 7 誘導電動機の等価回路
Fig. 7. Equivalent circuit of induction motor.

には電源に脈動がない場合と同じ振幅の基本波と高調波成分 (右辺第 1 項) のほかに、右辺第 1 項の成分のまわりに右辺第 2 項に示す側帯波成分が発生する。これらの側帯波のうちで振幅が最も大きいものは、基本波まわりに発生する $\omega_o \pm \omega_i$ 成分であり、特に $\omega_o - \omega_i$ 成分の周波数はビート周波数に一致する。

また、これらの側帯波成分の振幅は、インバータ周波数によらず脈動電圧に比例して増加し、基本波に対する含有率は $\delta/4n$ となる。

このように、電源電圧の脈動によって発生する側帯波成分がビートを引き起こす原因と考えられるが、例えば脈動率 $\delta=10\%$ の場合、側帯波のうちで振幅が最も大きい $\omega_o \pm \omega_i$ 成分でも含有率は 2.5% と小さいことから、過大なビートが発生するのは誘導電動機のインピーダンス特性によるところが大きいと言える。

(4) 誘導電動機のインピーダンス特性 図 7 に交流車両用 330 kW 誘導電動機の一相分の等価回路と代表的な定数を示す。同図において、抵抗およびインダクタンスが周波数によって変化しないものとするれば、一次側から見た一相あたりのインピーダンス $\dot{Z}_m$ は、電動機に印加される電圧の角周波数 ω と滑り s の関数として次式のように求められる。

$$\dot{Z}_m = \dot{Z}_m(\omega, s) \quad (8)$$

ここで、電動機の回転角周波数 $[(1-s_i)\omega_i, s_i: \text{基本波の滑り}]$ が一定であるとすれば、インバータ出力電圧の基本波の n 倍調波 $n\omega_i$ 成分 ($n=1, 3, 5, \dots$) に対するインピーダンス $\dot{Z}_{mn}$ は次式で与えられる。

$$\dot{Z}_{mn} = \dot{Z}_m(\omega = n\omega_i, s = 1 - (1-s_i)/n) \quad (9)$$

一方、 $n\omega_i$ 成分 ($n=1, 3, 5, \dots$) のまわりに発生する側帯波 $\omega_o \pm n\omega_i$ 成分に対するインピーダンス $\dot{Z}_{mn\pm}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{mn\pm} &= \dot{Z}_m(\omega = \omega_o \pm n\omega_i, \\ &\quad s = 1 - (1-s_i)\omega_i/(\omega_o \pm n\omega_i)) \end{aligned} \quad (10)$$

(9) 式および (10) 式の関係より、電源脈動周波数 $\omega_o/2\pi=100$ Hz、滑り $s_i=0.04, n=1$ における誘導電

図 8 誘導電動機のインピーダンス特性
Fig. 8. Impedance characteristics of induction motor.

動機のインピーダンス特性を求めたのが図8である。同図からわかるように、 ω_i 成分および $\omega_o + \omega_i$ 成分に対するインピーダンス Z_{m1} , $Z_{m1\pm}$ はインバータ周波数の上昇に伴い増加するのに対し、 $\omega_o - \omega_i$ 成分に対するインピーダンス Z_{m1-} は脈動周波数(100Hz)で最小となる。このとき、 Z_{m1-} は Z_{m1} の約2.8%と極めて小さくなる。また一般に $s_i \ll 1$ であるから、ビートが発生する $\omega_i = \omega_o$ 近傍では、 $\omega_o \pm \omega_i$ 成分に対するインピーダンス $Z_{m1\pm}$ は s_i に対してほとんど変化しない。

(5) 電動機電流 電動機に印加される相電圧 e_v は、(6)式から $n=3, 9, 15, \dots$ の成分を取除いたものとなり、これと(8)式の関係を用いて、電動機電流 $i_v(\nu=u, v, w)$ は次のように求められる。

$$i_v = \frac{2Ed}{\pi} \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{nZ_{mn}} \cos(n\omega_i t + n\phi_v - \phi_{zn}) + \frac{E_o}{\pi} \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \times \left[\frac{1}{Z_{mn+}} \cos\{(\omega_o + n\omega_i)t + \phi_o + n\phi_v - \phi_{zn+}\} + \frac{1}{Z_{mn-}} \cos\{(\omega_o - n\omega_i)t + \phi_o - n\phi_v - \phi_{zn-}\} \right] \quad (11)$$

ここに、 $Z_{mn} = |\dot{Z}_{mn}|$, $\phi_{zn} = \angle \dot{Z}_{mn}$

$$Z_{mn\pm} = |\dot{Z}_{mn\pm}|, \phi_{zn\pm} = \angle \dot{Z}_{mn\pm}$$

上式における右辺第2項がビートを引起す電流成分であり、特にインバータ周波数が電源の脈動周波数に接近した場合には、 $\omega_o - \omega_i$ 成分が過大となって、図2のようなビート現象が発生する。なお、 $\omega_o + \omega_i$ 成分によるビートは、 $\omega_o - \omega_i$ 成分の約1/40程度(インバータ周波数100 Hz時)である。

3. ビートレス制御方式の検討

<3・1> ビートレス化のためのスイッチング関数

<2・3>節で述べたように、電動機電流のビートの主な発生原因はインバータ出力電圧に脈動電圧による低周波の側帯波成分が生じるためである。

そこで本節では、インバータ出力電圧から低周波の側帯波 $\omega_o - \omega_i$ 成分を除去し得るスイッチング関数について検討を行う。

いま、スイッチング関数を $S_v(\nu=u, v, w)$ を、基本波出力分 S_{vo} と側帯波除去分 ΔS_v に分けて

$$S_v = 1/2 + S_{vo} + \Delta S_v \quad (12)$$

とすれば、インバータ出力端子電圧 e_{vo} は、(6)式に(12)式を代入して次式より求まる。

$$e_{vo} = e_d \times (S_{vo} + \Delta S_v) \quad (13)$$

ここで、インバータ出力に正弦波を得るものとして

$$S_{vo} = A \cos(\omega_i t + \phi_v) \quad (14)$$

とすると、インバータ出力端子電圧 e_{vo} は次のようになる。

$$e_{vo} = AE_d \cos(\omega_i t + \phi_v) + \frac{AE_o}{2} \{ \cos\{(\omega_o + \omega_i)t + \phi_o + \phi_v\} + \cos\{(\omega_o - \omega_i)t + \phi_o - \phi_v\} \} + E_d \Delta S_v + E_o \Delta S_v \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (15)$$

ここで、 A はパルスモードによって変化する定数であり、1パルス時は $A=2/\pi$ である。(15)式より、出力端子電圧から $\omega_o - \omega_i$ 成分を除去するためには、側帯波除去分 ΔS_v を

$$\Delta S_v = -\frac{A\delta}{4} \cos\{(\omega_o - \omega_i)t + \phi_o - \phi_v\} \quad (16)$$

ここに、 $\delta = 2E_o/E_d$

とすればよいことがわかる。端子電圧から $\omega_o - \omega_i$ 成分が除去されれば、当然ながら線間電圧にも $\omega_o - \omega_i$ 成分は現れない。

このように、ビートレス化を実現するには単にインバータ出力電圧の正負アンバランスを除去するのではなく、スイッチング関数に(16)式に示すビートと同一周波数の側帯波成分が含まれればよいことがわかる。

<3・2> ビートレス化を実現するスイッチング方式

前節で求めたスイッチング関数を1パルス領域で実現する方法として、

- (i) 周波数変調方式
- (ii) パルス幅変調方式
- (iii) 評価関数による転流タイミング決定方式

が考えられる。以下では、これらの方式の概要について説明する。

(1) 周波数変調方式⁽⁹⁾ この方式は、インバータ周波数を特定の時間関数で変動させることにより、図9に示すようにパルスの立上り、立下り（転流位相）を時間関数 $\alpha(t)$ で変化させ、スイッチング関数に所定の高調波成分を発生させるものである。従って、動作的には特定の高調波を除去することを目的とするパルス位相変調方式⁽⁹⁾と同様である。

この方式の特徴は、電源の脈動周波数で変調が行え、比較的簡単な構成で実現できる点にある。

(2) パルス幅変調方式 図10に示すように、パルスの立上り、立下りを個別の時間関数 $\alpha_1(t)$ 、 $\alpha_2(t)$ で位相変調したものがパルス幅変調方式である。

この方式は、インバータ周波数と同一周波数のキャリア（三角波、正弦波など）と所定の振幅のビート周波数 $\omega_0 - \omega_i$ 成分の変調波とを比較することにより実現できる。ただし、ビート周波数の変調波が必要となるため、その波形生成が難しいという欠点がある。

(3) 評価関数による転流タイミング決定方式⁽⁹⁾

適当な評価関数を用いて転流時刻を演算し、その結果に基づいてスイッチングを行う方式である。

この方式は、デジタル制御に適した方式であるが、演算時間の関係から評価関数を簡単化するのが得策であり、いかに効率の良い評価関数を選ぶかがビートレス化のポイントとなる。

本章では、上記の方式のうち周波数変調方式を取上げ、更に詳細な検討を行う。

図9 周波数変調時のスイッチング関数
Fig. 9. Frequency modulated switching function.

図10 パルス幅変調時のスイッチング関数
Fig. 10. Pulse width modulated switching function.

4. 周波数変調方式によるビートレス制御

〈4・1〉 インバータ出力電圧のフーリエ展開 周波数変調時における出力電圧の波形解析には、パルス位相変調時における解析手法⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾が適用できる。以下、この方法を用いて周波数変調時のインバータ出力電圧のフーリエ展開を求める。

(1) スwitchング関数 図5に示すスイッチング関数は $\omega_i t = \theta$ として、次式のようにフーリエ展開できる。

$$S(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \cos n\theta \quad \dots\dots\dots (17)$$

ここで、 θ を時間 t の関数として

$$\theta(t) = \omega_i t + \alpha(t) \quad \dots\dots\dots (18)$$

とすると、図11に示すように、 $\theta(t)$ が t に対して単調増加関数で、ある $\theta(t)$ に対して t が一義的に決まる場合には、(17)式は t の関数として次のように表せる⁽¹⁰⁾。

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \times \cos n\{\omega_i t + \alpha(t)\} \quad \dots\dots\dots (19)$$

いま、(18)式における $\alpha(t)$ を

$$\alpha(t) = \frac{2\pi \Delta F_c}{\omega_c} \sin(\omega_c t + \phi_c) \quad \dots\dots\dots (20)$$

で変化させるものとすれば、瞬時インバータ周波数 f_i は、

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \theta(t) \\ &= F_i + \Delta F_c \cos(\omega_c t + \phi_c) \quad \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

図11 周波数変調の原理
Fig. 11. Principle of frequency modulation.

ここに、 ΔF_c : 周波数変調度、 ω_c : 変調角周波数、 ϕ_c : 変調位相、 F_i : インバータ周波数 (平均値)

となり、著者らが提案しているインバータ周波数変調方式に一致する。

従って、(19)式および(20)式の関係からインバータ周波数変調時のフーリエ展開が求められ、

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \times [\cos n\omega_i t \cos\{nC_c \sin(\omega_c t + \phi_c)\} - \sin n\omega_i t \sin\{nC_c \sin(\omega_c t + \phi_c)\}] \quad (22)$$

ここに、 $C_c = 2\pi\Delta F_c/\omega_c$

となる。上式は、以下の公式

$$\left. \begin{aligned} \sin(x \sin \theta) &= 2 \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} J_k(x) \sin k\theta \\ \cos(x \sin \theta) &= J_0(x) + 2 \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} J_k(x) \cos k\theta \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

ここに、 $J_k(x)$: k 次のベッセル関数を用いて、更に次のように展開できる。

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \frac{J_0(nC_c)}{n} \times \cos n\omega_i t + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \times \frac{J_k(nC_c)}{n} \{ \cos\{(k\omega_c + n\omega_i)t + k\phi_c\} + (-1)^k \cos\{(k\omega_c - n\omega_i)t + k\phi_c\} \} \quad (24)$$

このように、 $\Delta F_c, \omega_c, \phi_c$ の設定により、所定の振幅、周波数および位相の側帯波成分をスイッチング関数に含ませることが可能となる。ここで、変調角周波数を $\omega_c = \omega_o$ に設定すれば、ビートを除去するための $\omega_o - \omega_i$ 成分が得られる。

(2) インバータ出力電圧 インバータ出力端子電圧 e_{vo} は、(24)式において $\omega_c = \omega_o$ として次のように表せる。

$$e_{vo} = \frac{2E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \frac{J_0(nC)}{n} \times \cos n(\omega_i t + \phi_v) + \frac{E_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \times [A_{n+} \cos\{(\omega_o + n\omega_i)t + \alpha_{n+} + n\phi_v\} + A_{n-} \cos\{(\omega_o - n\omega_i)t + \alpha_{n-} - n\phi_v\}] + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \frac{J_k(nC)}{n} \times [\cos\{(k\omega_o + n\omega_i)t + k(\phi_o + \Delta\phi) + n\phi_v\} + (-1)^k \cos\{(k\omega_o - n\omega_i)t$$

$$+ k(\phi_o + \Delta\phi) - n\phi_v\}] + \Delta e_{vo} \quad (25)$$

ここに、

$$A_{n\pm} = J_o(nC) \sqrt{1 + \lambda_n^2 \pm 2\lambda_n \cos \Delta\phi}$$

$$\alpha_{n\pm} = \tan^{-1} \left(\frac{\pm \lambda_n \sin \Delta\phi}{1 \pm \lambda_n \cos \Delta\phi} \right) + \phi_o$$

$$\lambda_n = (4/\delta) \{J_1(nC)/J_o(nC)\}$$

$$C = 2\pi\Delta F_c/\omega_o$$

$$\Delta\phi = \phi_c - \phi_o$$

$$\Delta e_{vo} = E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \times [(24) \text{式右辺第3項}]$$

上式の関係より、インバータ出力線間電圧 (UV 間) e_{uv} は次式で表せる。

$$e_{uv} = \frac{2\sqrt{3}E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_n \frac{J_o(nC)}{n} \times \sin n\left(\omega_i t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{3}E_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{M_n}{n} \times \left[A_{n+} \sin\left\{(\omega_o + n\omega_i)t + \alpha_{n+} - \frac{n\pi}{3}\right\} - A_{n-} \sin\left\{(\omega_o - n\omega_i)t + \alpha_{n-} + \frac{n\pi}{3}\right\} \right] + \frac{2\sqrt{3}E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{k=2}^{\infty} M_n \frac{J_k(nC)}{n} \times \left[\sin\{(k\omega_o + n\omega_i)t + k(\phi_o + \Delta\phi) - \frac{n\pi}{3}\} - (-1)^k \sin\{(k\omega_o - n\omega_i)t + k(\phi_o + \Delta\phi) + \frac{n\pi}{3}\} \right] + \Delta e_{uv} \quad (26)$$

ここに、 $\Delta e_{uv} = \Delta e_{uo} - \Delta e_{vo}$

なお、上式における Δe_{uv} は他の成分に比べて十分小さいため、無視しても問題ない。

以上の結果から、 $\delta = 10\%$ 、 $\Delta\phi = 0$ 、 $F_i = 95 \text{ Hz}$ にお

図 12 ΔF_c と高調波振幅の関係

Fig. 12. Relation between ΔF_c and harmonic amplitudes.

ける基本波 (ω_i 成分) および基本波まわりの側帯波成分 ($\omega_o \pm \omega_i$ 成分, $2\omega_o \pm \omega_i$ 成分) の振幅を種々の ΔF_c に対して求めたのが図 12 である。同図より, ビートの原因となるインバータ出力電圧の $\omega_o - \omega_i$ 成分を除去できる ΔF_c が存在することがわかる。また, ω_i 成分は ΔF_c の増加に伴いわずかながら減少する傾向にある。

〈4・2〉 電動機電流のフーリエ展開 (25) 式の関係および〈2・4〉節で求めた電動機のインピーダンスより, 周波数変調時の電動機電流 $i_\nu (\nu = u, v, w)$ は次式で表せる。

$$\begin{aligned} i_\nu = & \frac{2E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} (-1)^{(n-1)/2} \frac{J_o(nC)}{nZ_{mn}} \\ & \times \cos(n\omega_i t + n\phi_\nu - \phi_{zn}) \\ & + \frac{E_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n} \\ & \times \left[\frac{A_{n+}}{Z_{m1n+}} \cos\{(\omega_o + n\omega_i)t + \alpha_{n+}\right. \\ & + n\phi_\nu - \phi_{1n+}\} + \frac{A_{n-}}{Z_{m1n-}} \cos\{(\omega_o - n\omega_i)t \\ & + \alpha_{n-} - n\phi_\nu - \phi_{1n-}\} \left. \right] \\ & + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \sum_{k=2}^{\infty} (-1)^{(n-1)/2} \frac{J_k(nC)}{n} \\ & \times \left[\frac{1}{Z_{mkn+}} \cos\{(k\omega_o + n\omega_i)t \right. \\ & + k(\phi_o + \Delta\phi) + n\phi_\nu - \phi_{kn+}\} \\ & + \frac{(-1)^k}{Z_{mkn-}} \cos\{(k\omega_o - n\omega_i)t \\ & + k(\phi_o + \Delta\phi) - n\phi_\nu - \phi_{kn-}\} \left. \right] + \Delta i_\nu \end{aligned} \quad (27)$$

ここに,

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= |\dot{Z}_{mn}|, \phi_{zn} = \angle \dot{Z}_{mn} \\ Z_{mkn\pm} &= |\dot{Z}_{mkn\pm}|, \phi_{kn\pm} = \angle \dot{Z}_{mkn\pm} \\ \dot{Z}_{mkn\pm} &= \dot{Z}_m(\omega = k\omega_o \pm n\omega_i, \\ & s = 1 - (1 - s_i)\omega_i / (k\omega_o \pm n\omega_i)) \end{aligned}$$

ここで, Δi_ν は $\Delta e_{\nu o}$ によって流れる電流成分であり, 無視しても問題はない。

〈4・3〉 周波数変調および変調位相の最適値

前節の結果から, 電動機電流に含まれるビート成分 ($\omega_o - \omega_i$ 成分) を除去できる周波数変調および変調位相が求められる。すなわち, (27) 式において $\omega_o - \omega_i$ 成分を除去するためには,

$$\begin{aligned} A_{1-}/Z_{m11-} &= 0 \\ \therefore A_{1-} &= J_o(C) \sqrt{1 + \lambda_1^2 - 2\lambda_1 \cos \Delta\phi} = 0 \end{aligned} \quad (28)$$

図 13 $\omega_o - \omega_i$ 成分を除去する ΔF_c
Fig. 13. ΔF_c for eliminating the harmonic component with $\omega_o - \omega_i$.

ここに,

$$\lambda_1 = (4/\delta) \{J_1(C)/J_o(C)\}$$

$$\delta = 2E_o/E_d, C = 2\pi\Delta F_c/\omega_o$$

を満足しなければならない。従って,

$$\phi_c = \phi_o \quad (29)$$

$$J_1(C)/J_o(C) = \delta/4 \quad (30)$$

を満足するように ΔF_c および ϕ_c を設定する必要がある。

図 13 は, 種々の脈率率 δ に対して (30) 式の関係を満たす周波数変調度 ΔF_c を求めたもので ($F_o = 100$ Hz), ΔF_c の最適値が δ にほぼ比例することがわかる。

一方, δ が比較的小さい場合には $C \ll 1$ となることから, (30) 式におけるベッセル関数は

$$\left. \begin{aligned} J_o(C) &\approx 1 \\ J_1(C) &\approx C/2 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

で近似でき, 周波数変調度 ΔF_c の最適値は脈率率 δ および脈動周波数 F_o から, 次式のように簡単に算出できる。

$$\Delta F_c \approx \frac{\delta}{2} F_o \quad (32)$$

ここに, $F_o = \omega_o/2\pi$

5. 実験結果

〈5・1〉 ビートレス制御の効果 周波数変調によるビートレス制御の基本構成を図 14 に示す。同図において, フィルタは電源の脈動成分を検出するもので, 制御回路はフィルタの出力を K_o 倍してインバータ周波数補償量 f_c [(21) 式の右辺第 2 項] を作成し, インバータ周波数 F_i と加えて, 瞬時インバータ周波数 f_i を作成する。

図 15 に $\delta = 10\%$ における誘導電動機加減速時のオシログラムの一例を示す。ビートレス制御を行わない (a) 図では, $F_i = 100$ Hz 付近で電動機電流のピーク

図 14 ビートレス制御の基本構成
Fig. 14. Basic construction of beat-less control.

図 15 加減速時のオシログラム
Fig. 15. Oscillograms on acceleration and deceleration.

値が通常の約 2 倍に達している。これに対し、(b)図のようにビートレス制御を行えば、電源脈動がない場合に近いピークがフラットな電動機電流が得られている。

〈5・2〉高調波分布 $F_o=100\text{ Hz}$, $\delta=10\%$, $F_i=95\text{ Hz}$ 時におけるインバータ出力電圧および電動機電流の周波数スペクトラムの計算値と実測値を図 16 に示す。ビートレス制御がない場合には、電動機電流に振幅の大きな $\omega_o - \omega_i$ 成分 (5 Hz) が発生するのに対し、周波数変調を行い、 ΔF_c および ϕ_c を最適値付近 ($\Delta F_c=4.86\text{ Hz}$, $\phi_c=\phi_o$) に設定した場合には、出力電圧の $\omega_o - \omega_i$ 成分が大幅に減少し、電動機電流の $\omega_o - \omega_i$ 成分も抑制されている。ただし、出力電圧と電動機電流に含まれる $\omega_o + \omega_i$ 成分 (195 Hz) は従来

図 16 出力電圧・電流の周波数スペクトラム
Fig. 16. Frequency spectra of output voltages and currents.

の約 2 倍になり、その他の側帯波成分も全体的に増加する傾向にある。

以上の関係は同図に示す実測値ともよく一致しており、今回の解析結果の妥当性が確認できる。

6. あとがき

本論文では、脈動電圧源で駆動されるインバータ・誘導電動機系におけるビート現象が、インバータ出力電圧に含まれる低周波の側帯波成分によって発生し、電動機のインピーダンスに大きく依存することを示した。また、ビートを抑制するためのスイッチング方法を示し、電源脈動と同一周波数かつ同相で、脈動率および脈動周波数に比例して周波数変調することにより、ビートの原因となる低周波の側帯波成分を出力電圧から除去できることを理論的に明らかにした。

今後、実規模装置での検証を行うと共に、応用分野の開拓を進めて行きたい。

最後に、本研究を遂行するにあたり、御指導いただいた東京大学 曾根 悟教授に謝意を表します。

(平成元年 2 月 7 日受付)

文 献

- (1) 石川・田中・多田隈・高原：電学論 D, 107, 304 (昭 62-3)
- (2) 石川・田中・佐藤・宮崎・山本・赤尾：昭 63 電気学会全大, No. 843
- (3) 曾根・橋本：昭 62 電気学会産業応用部門全大, No. 117
- (4) 橋本・曾根：電気学会研究, SPC-88-19 (昭 63-1)
- (5) 中村・棚町・仲田：電学論 D, 109, 363 (平元-5)
- (6) 仲田・木村・棚町・筒井・中村：昭 63 電気学会全大, No. 845
- (7) 筒井・中村・木村・棚町：昭 62 同上, No. 881
- (8) 高橋・関口・宮入：電学論 B, 97, 302 (昭 52-5)
- (9) 高橋・宮入：同上 B, 95, 73 (昭 50-2)
- (10) 電気学会編：半導体電力変換回路