

高周波三角波キャリアPWMインバータの電流リップルを用いた Walsh関数に基づく埋め込み型永久磁石同期電動機の 位置センサレス駆動

学生員 才オエイサイ クリット (長岡技術科学大学)

学生員 小林 直人 (長岡技術科学大学)

正員 近藤 正示 (長岡技術科学大学)

Walsh Function Based Position Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Motor Drives using Ripple-Current of High-Frequency Triangular-Wave-Carrier PWM Inverter

Krit Choeisai, Student Member (Nagaoka University of Technology)
Naoto Kobayashi, Student Member (Nagaoka University of Technology)
Seiji Kondo, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the Walsh function based position sensorless drive method of a PM motor by using high-frequency 20[kHz] triangular-wave-carrier PWM inverter ripple-current. The proposed method uses the Walsh harmonic of PWM inverter ripple-current to estimate the motor rotor position. By using the high frequency switching ripple-current, the period of the rotor position estimation has been decreased and improves the step response of PM motor. The Walsh function makes it possible to use a definite-integrator as the Walsh harmonic detector that can separate the small ripple-current signal from the motor drive-current signal. The Walsh harmonic detector circuit consists of less parts than that of the Fourier harmonic detector circuit. The validity of the proposed method was clarified by several experimental results.

キーワード : Walsh関数, 直交関数, PMモータ, 位置センサレス, 突極性, 三角波比較PWMインバータ

Keywords: Walsh function, orthogonal function, PM motor, position sensorless, salient pole, triangular-wave PWM inverter

1. まえがき

PMモータを位置センサレスで駆動するために、高調波注入して突極性によるインダクタンス変化から回転子位置を推定する方法⁽¹⁾がすでに提案されている。しかし、この方法はモータ駆動電圧に高調波を重畳するので、モータ駆動するための電圧利用率が低下するという問題がある。また、電流の高調波成分を抽出するためにバンドパスフィルタが用いられ、その特性が制御系の過渡応答を遅くしていた。このため、バンドパスフィルタを使用しない方法が求められている⁽²⁾。さらに、注入する高調波の周波数を非常に高く（例えば、20[kHz]程度に）すると、高調波電流振幅が非常に小さくなり、位置推定が困難であった。従って、従来法⁽³⁾では注入する高調波の周波数を2[kHz]程度と低くする必要があった。その結果、モータから騒音を発生してしまうという問題がある。

本文では、PMモータを駆動するPWMインバータ（三相三角波キャリア周波数20[kHz]）により生じるモータ電流のリップルから位置推定する方法を提案する。この方法では、モータ駆動電圧に高調波を重畳する必要はない。また、Walsh関数を応用することにより、後述の図5に示す簡単な定積分回路で電流リップルの高調波成分（20[kHz]）を取り出すことが可能となる。これにより、バンドパスフィルタが不要となり、それに伴う過渡応答の問題も解消できる。以下に、提案する位置推定の原理および実験によるPMモータの位置センサレス駆動結果を示す。

2. PMモータの回路方程式とWalsh高調波

<2-1> PMモータの回路方程式 図1にPMモータの座標系と磁極位置の関係を示す。電圧形インバータから20[kHz]程度の高周波スイッチング電圧をPMモータに印加

した場合は、速度起電力の周波数（50[Hz]程度）がスイッチング周波数（20[kHz]）に対して非常に低く、スイッチング周波数領域の電圧・電流の信号に影響が少ないので速度起電力項を省略できる。さらに、リアクタンスの電圧降下と比較して抵抗分による電圧降下は小さいので無視できる。従って、固定子 α - β 座標系で表したPMモータの高周波回路方程式は(1)式になる。ただし、 v_α , v_β は電機子電圧の α , β 軸成分、 i_α , i_β は電機子電流の α , β 軸成分、 L_d , L_q は電機子インダクタンスの d , q 軸成分を示す。PMモータのインダクタンス行列 $[L]$ は、(2)式のように回転子位置 θ によって変化する。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$\begin{aligned} [L] &= \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta) & L_1 \sin(2\theta) \\ L_1 \sin(2\theta) & L_0 - L_1 \cos(2\theta) \end{bmatrix}, \quad \dots\dots\dots(2) \\ \therefore L_0 &= \frac{L_d + L_q}{2}, L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \end{aligned}$$

<2.2> PMモータの電圧と電流の高調波計算 原理的にはPMモータの電圧と電流の高調波成分を測定し、上に示した(1)と(2)式からインダクタンス行列 $[L]$ を逆算して、その中に含まれている回転子位置 θ を推定することができる⁽⁴⁾。従来では、PWMインバータの電圧指令値に高調波電圧を注入し、PMモータの電流高調波成分から位置推定を行っていた。しかし、PMモータの電流には、PMモータのトルクを発生し駆動するための低周波成分が含まれている。この低周波成分を測定した電流から除去し、注入した高調波成分だけを取り出す必要がある。このため、バンドパスフィルタが用いられていたが、その通過帯域幅を狭くすると振動しやすくなり、このことが位置センサレス駆動系の応答を遅くしていた。

ここで、電圧が三角関数やWalsh関数のように直交性を持つものであれば、検出したモータ電流から電圧の周波数に対応する成分を、以下に示すようにして取り出すことができる。

図2に、三角関数およびWalsh関数を示す⁽⁵⁾⁽⁶⁾。Walsh関数は方形波状となり+1もしくは-1の値をとる。Walsh関数は三角関数の \cos 関数と \sin 関数に対応して、 cal 関数（偶関数）と sal 関数（奇関数）に分類でき、お互いに直交している。電圧が周期 T の三角関数の場合は、検出した電流 $i(t)$ から同じ周波数成分を取り出すためには、Fourier級数展開の公式から、次のようにすればよい。ただし、 n は高調波次数を示す。

$$\begin{cases} I_{\cos}(n) = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt \\ I_{\sin}(n) = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt \end{cases} \quad \dots\dots\dots(3)$$

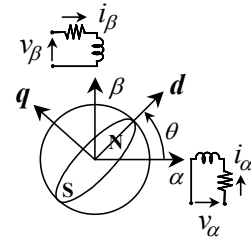


図1 座標系と磁極位置の関係

Fig.1. Relation between rotor position and coordinates.

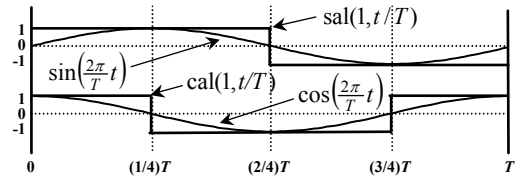
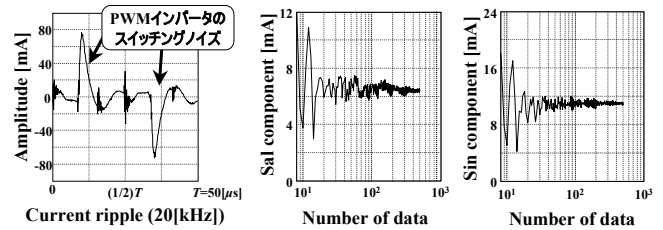


図2 三角関数およびWalsh関数

Fig.2. Trigonometric function and Walsh function.



a) 電流リップル(i_α) b)Walsh高調波 c)Fourier高調波

図3 電流リップルのデータ数および高調波振幅

Fig.3. Number of data and harmonic calculation.

同じように、電圧が周期 T の方形波（Walsh関数）の場合は、(4)式のようにすればよい。

$$\begin{cases} I_{cal}(n) = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot cal(n, t/T) dt \\ I_{sal}(n) = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot sal(n, t/T) dt \end{cases} \quad \dots\dots\dots(4)$$

図3に、PMモータの電流リップル i_α の実測値および高調波の計算結果を示す。なお、図3 a)に示す i_α は、直流リンク電圧 $V_{dc}=280[V]$ 、三相三角波キャリア周波数 $20[kHz]$ のPWMインバータに指令電圧 $=0[V]$ を与えて得られる電圧をPMモータに印加したときの相電流を、デジタルオシロスコープによって実測した結果である。図3 b), c)は相電流のデータ個数を変えながら高調波の基本波振幅を計算した結果である。同図から、WalshおよびFourier高調波を計算するためには、信号波形1周期($T=50[\mu s]$)の間のデータ数を100個以上にしないと計算誤差を減らすことができない。もし、この相電流を制御用DSPに取り込むことにすると、サンプリング周波数は $100 \times 20[kHz]=2[MHz]$ 以上が必要となり、現用のDSP（TMS320C31）では実現できない。さらに、図3 a)に示したように、電流波形にはPWMインバータのスイッチングに同期したノイズが含まれ、

実際の電流リップルのピーク値は約10[mA]であるがノイズのピーク値は約70[mA]であり、これを取り除く工夫も必要である。ここで、(3)または(4)式の計算処理を、以下に示すように、DSPの前段に設けたハードウェア回路で行えば、上記のような超高周波のサンプリングは不要となる。

上の(3)式および(4)式の計算をハードウェア回路で実現する方法の例を図4および図5に示す。図4は、定積分器によるsin成分 (Fourier高調波成分) 検出回路である。同図から、Fourier高調波の検出には注入信号に位相同期可能な正弦波発生器および乗算器が必要となる。一方、図5は、sal成分 (Walsh高調波成分) 検出回路の例である。同図のように、Walsh高調波変換の部分が符号反転器およびスイッチだけになり、回路を簡略できる。

〈2・3〉 Walsh高調波を用いたインダクタンス推定の原理

ここでは、本文で提案するWalsh高調波を用いたインダクタンス推定の原理を、図6 a)に示したインダクタンス L のみからなる回路を例にして説明する。図6 b)には、 L の両端に方形波電圧を印加したときの電流波形を示す。なお、 $T=1[s]$, $L=1[H]$, L の抵抗は無視できると仮定した時の定常状態の波形を示す。図6の回路の電圧と電流の関係は(5)式のようになり、電圧と電流はお互いに直交する。例えば、電圧がsin波形の場合は電流がcos波形になる。同様に、Walsh関数にも図2に示したように直交性があり、電圧がsal成分の場合は電流がcal成分になる。

$$i_l(t) = \frac{1}{L} \int v_l(t) dt \quad \dots\dots\dots(5)$$

図6 b)を参照して電圧および電流のWalsh高調波成分を計算した結果を、表1に示す。電圧がsal成分しか持たないため、電流はcal成分だけを含む。また、 L が増加すると、それに逆比例して電流のcal成分が減少することが分かる。ただし、電圧高調波 V_sal には1次の成分しか存在しないが、電流高調波 I_cal には多くの高調波成分が存在することが分かる。表1から、電流高調波の次数は2のべき乗-1であり、電流振幅の分母が2のべき乗数となり、電圧と電流を整理すると(6)式のように表すことができる。ただし、(6)式の $V_sal(1)$ は電圧のsal成分の1次高調波成分を示す。

$$I_cal(2^n - 1) = \frac{T}{L} \cdot V_sal(1) \cdot \left(-\frac{1}{8 \cdot 2^{n-1}} \right) \quad \dots\dots\dots(6)$$

where $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$

ここで、電圧および電流の高調波から L を推定する例を示す。上の(6)式に $n=1, 2, 3$ を代入すると(7a),(7b),(7c)式になる。

$$I_cal(1) = -\frac{1}{8} = \frac{T}{L} \cdot V_sal(1) \cdot \left(-\frac{1}{8} \right) \quad \dots\dots\dots(7a)$$

$$I_cal(3) = -\frac{1}{16} = \frac{T}{L} \cdot V_sal(1) \cdot \left(-\frac{1}{16} \right) \quad \dots\dots\dots(7b)$$

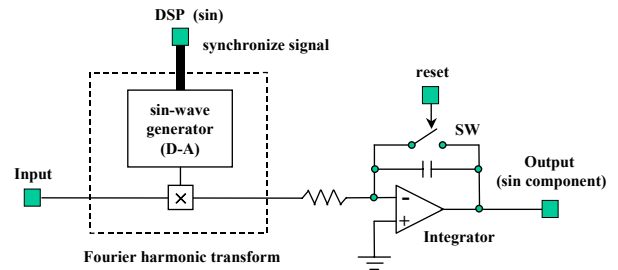


図4 定積分器によるsin成分検出回路 (Fourier高調波)
Fig.4. Sin component detector circuit. (Fourier harmonic)

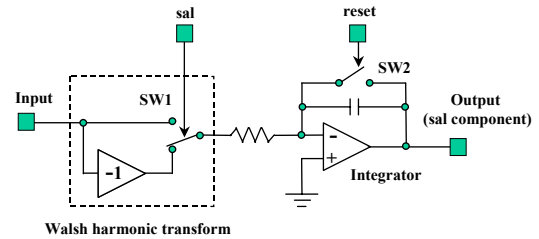
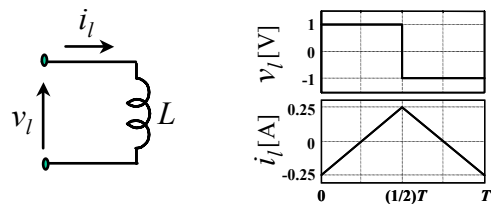


図5 定積分器によるsal成分検出回路 (Walsh高調波)
Fig.5. Sal component detector circuit. (Walsh harmonic)



a) インダクタンス回路 b) 電圧と電流波形
図6 インダクタンス回路の電圧と電流波形
Fig.6. Voltage and current waveform of inductance circuit.

表1 インダクタンス回路の電圧と電流のWalsh高調波

Table 1. Walsh harmonics of inductance circuit.

Harmonic		1 st	3 rd	7 th	15 th	31 th	63 th
$L=1/2[H]$	V_sal	1	0	0	0	0	0
	I_cal	-1/4	-1/8	-1/16	-1/32	-1/64	-1/128
$L=1[H]$	V_sal	1	0	0	0	0	0
	I_cal	-1/8	-1/16	-1/32	-1/64	-1/128	-1/256
$L=2[H]$	V_sal	1	0	0	0	0	0
	I_cal	-1/16	-1/32	-1/64	-1/128	-1/256	-1/512

$$I_cal(7) = -\frac{1}{32} = \frac{T}{L} \cdot V_sal(1) \cdot \left(-\frac{1}{32} \right) \quad \dots\dots\dots(7c)$$

(7a),(7b),(7c)式から分かるように、どの式で L を推定しても同じ値になる。しかし、計算した結果の精度を考えると、電流振幅が大きいほど検出し易く、ノイズの影響を受け難いことから、本文では(7a)式で表される電流振幅の一番大きい $I_cal(1)$ を採用した。

ところで、上記の(7a)式では電圧がsal成分のみを含む場合を示したが、電圧がsal成分およびcal成分の両方を含む場合は、(8)式ようになる。

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_sal} \\ I_{\beta_sal} \\ I_{\alpha_cal} \\ I_{\beta_cal} \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{8} \\ -\frac{1}{8} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha_sal} \\ V_{\beta_sal} \\ V_{\alpha_cal} \\ V_{\beta_cal} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(8)$$

3. PMモータの回転子位置の推定方法

〈3・1〉 PMモータのインダクタンス推定法 ここでは、前節に示した原理を適用したPMモータの位置推定の方法を示す。すなわち、PMモータの電流リップルのWalsh高調波からインダクタンスを求めて、回転子位置を推定する。まず、電流のWalsh高調波が回転子位置に対してどのように変化するかを調べるために、PMモータの高調波回路方程式(1)を積分すると、(9)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}^{-1} \int \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} dt \dots\dots\dots(9)$$

$$\begin{aligned} [L]^{-1} &= \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}^{-1} \\ &= A \begin{bmatrix} -L_0 + L_1 \cos(2\theta) & L_1 \sin(2\theta) \\ L_1 \sin(2\theta) & -L_0 - L_1 \cos(2\theta) \end{bmatrix} \\ &= A \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \\ \therefore A &= \frac{1}{(L_1)^2 - (L_0)^2} \end{aligned} \dots\dots\dots(10)$$

次に、前節に示したことと表1を利用して(9)式をWalsh高調波表示に変換すると、(8)式も利用して、(11)式のようにsal成分とcal成分で表示することができる。ただし、AおよびB₁₁,B₁₂,B₂₁,B₂₂ は、(10)式に示した通りである。

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_sal} \\ I_{\alpha_cal} \\ I_{\beta_sal} \\ I_{\beta_cal} \end{bmatrix} = T \cdot A \cdot \begin{bmatrix} B_{11} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{8} \\ -\frac{1}{8} & 0 \end{bmatrix} \\ B_{21} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{8} \\ -\frac{1}{8} & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{12} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{8} \\ -\frac{1}{8} & 0 \end{bmatrix} \\ B_{22} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{8} \\ -\frac{1}{8} & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha_sal} \\ V_{\alpha_cal} \\ V_{\beta_sal} \\ V_{\beta_cal} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(11)$$

上の(10)と(11)式から分かるように、回転子位置の情報は係数B₁₁,B₁₂,B₂₁,B₂₂から取り出せる。係数B₁₁,B₁₂,B₂₁,B₂₂を得るために(11)式により電圧および電流のWalsh高調波成分から誘導することができる。しかし、全ての電圧と電流のsal成分とcal成分から誘導すると高調波検出回路(図5の回路)の数が4個必要になってしまう。もし、電圧のsal成分またはcal成分のどちらかを0に固定できれば、高調波検出回路の数を2個にできる。

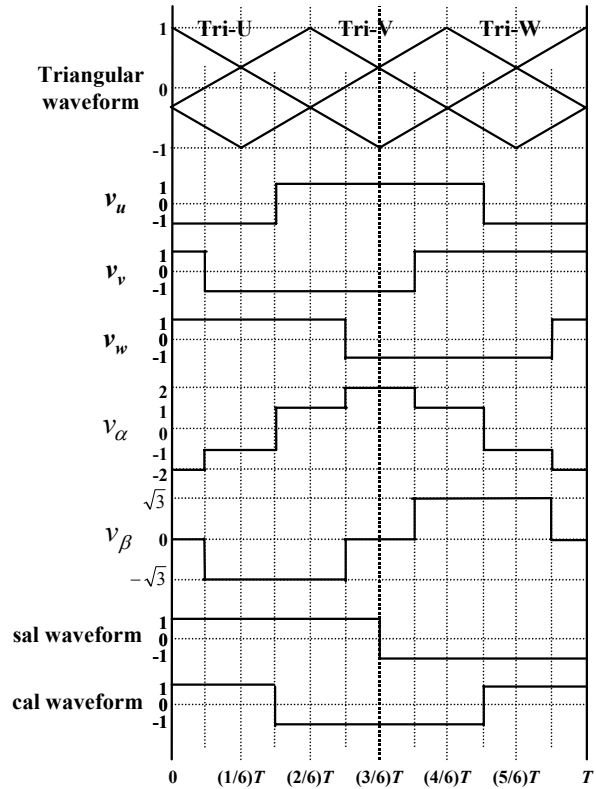


図7 三相三角波キャリアおよびインバータ出力の波形
Fig.7. Tree-phase triangular and inverter output waveform.

〈3・2〉 三相三角波キャリアの導入とWalsh電圧高調波を0に固定する方法

多くのPWMインバータでは単相三角波キャリアと電圧指令値を比較する方式が採用されている。しかし、この方式では、電圧指令値が0になった場合、インバータが0ベクトルを出力して、モータの電流リップルが生じない。本文で提案する位置推定法は、モータの電流リップルから回転子位置を推定するので、電流リップルがなくなると、回転子位置を推定不可能となってしまふ。この問題を解決するために、三相三角波キャリアを導入する。

図7に、インバータ出力波形および三相三角波キャリアを示す。なお、電圧振幅はインバータのV_{dc}/2で正規化し、インバータの電圧指令値=0とした。三相三角波キャリアと電圧指令値と比較して得られたPWM波形では、電圧指令値が0になってもインバータが0ベクトルを出力しないのでモータの電流リップルが生じる。従って、回転子位置を推定することができる。

図7から v_u, v_v, v_w は120度ずれた方形波であり、固定子α-β座標系の v_α, v_β が階段波形になる。ここで、図7に示すようにU相キャリアの正のピークタイミングと同期したsal成分とcal成分で v_α と v_β の高調波成分を計算すると、(12)式のように高調波成分のV_{α_sal}とV_{β_cal}を0に固定することができ、回転子位置の推定(11)式の計算を〈3・3〉に示すように簡略化することが可能となる。

$$\left. \begin{aligned} V_{\alpha_sal} &= 0 \\ V_{\alpha_cal} &= -\frac{8}{6} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{\beta_sal} &= -\frac{4\sqrt{3}}{6} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{\beta_cal} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

〈3・3〉 Walsh高調波による回転子位置の推定法 高調波検出回路を2個に低減する方法を以下に示す。まず、PMモータ回路方程式のWalsh高調波表示(11)式から、 I_{α_sal} 成分だけを書き出すと(13)式になる。

$$\begin{aligned} I_{\alpha_sal} &= T \cdot A \cdot B_{11} \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot V_{\alpha_cal} + T \cdot A \cdot B_{12} \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot V_{\beta_cal} \\ &= T \cdot A \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot (-L_0) \cdot V_{\alpha_cal} + \\ &\quad T \cdot A \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot (L_1) \cdot \{V_{\alpha_cal} \cdot \cos(2\theta) + V_{\beta_cal} \cdot \sin(2\theta)\} \dots (13) \end{aligned}$$

同様に、 I_{β_sal} 成分だけを書き出すと(14)式になる。

$$\begin{aligned} I_{\beta_sal} &= T \cdot A \cdot B_{21} \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot V_{\alpha_cal} + T \cdot A \cdot B_{22} \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot V_{\beta_cal} \\ &= T \cdot A \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot (-L_0) \cdot V_{\beta_cal} + \\ &\quad T \cdot A \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot (L_1) \cdot \{V_{\alpha_cal} \cdot \sin(2\theta) + V_{\beta_cal} \cdot \cos(2\theta)\} \dots (14) \end{aligned}$$

(12)式を(13)と(14)式に代入すると、(15)と(16)式になる。

$$I_{\alpha_sal} = C + D \cdot \cos(2\theta) \dots\dots\dots (15)$$

$$I_{\beta_sal} = D \cdot \sin(2\theta) \dots\dots\dots (16)$$

$$\left. \begin{aligned} C &= T \cdot A \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot (-L_0) \cdot V_{\alpha_cal} \\ D &= T \cdot A \cdot \left(\frac{1}{8}\right) \cdot (L_1) \cdot V_{\alpha_cal} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

(15)と(16)式から分かるように、係数Dは回転子位置 θ の振幅係数であり、係数Cは回転子位置と無関係な係数となり一定値である。回転子位置は(18)式から計算できる。ただし、(18)式を計算する前に係数Cを推定する必要がある。

$$2\theta = \tan^{-1} \left(\frac{I_{\beta_sal}}{I_{\alpha_sal} - C} \right) \dots\dots\dots (18)$$

係数Cは(17)式によりモータのインダクタンス定数および電圧高調波から計算できるように見える。しかし、図3に示したように電流検出器の出力信号波形ではPWMスイッチングノイズが含まれ、このノイズが図8のように一定量の高調波成分に見えるので、実際の係数Cとの区別が困難となる。なお、図8は図3の電流波形のsal高調波計算イメージを示す。よって、係数Cは(17)式のように単純にモータのインダクタンス定数および電圧のWalsh高調波から計算できない。ただし、係数Cの具体的な算定方法は、〈4・2〉に示す。

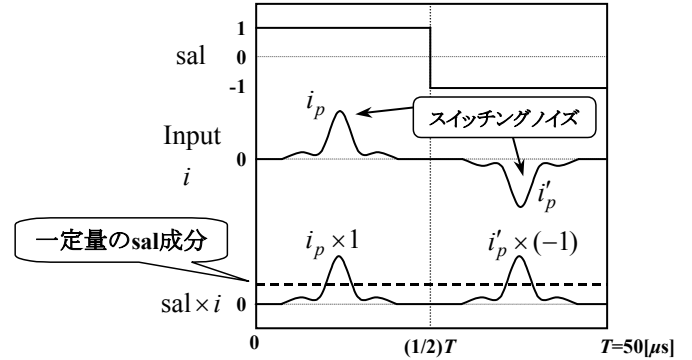


図8 PWMスイッチングノイズおよびsal成分
Fig. 8. PWM switching noise and sal component.

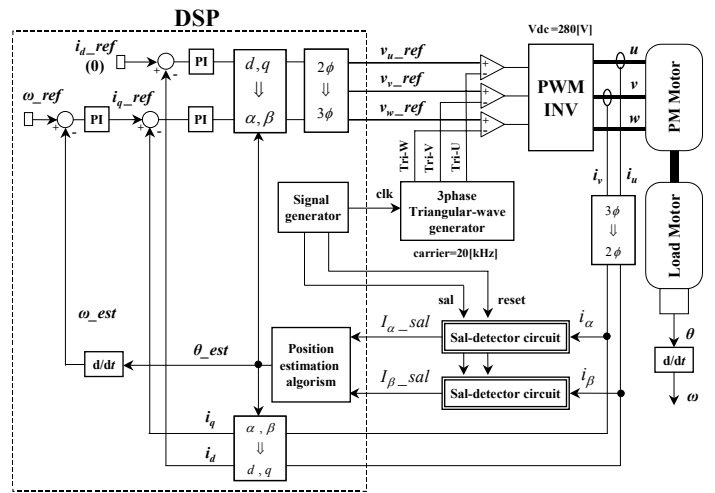


図9 実験システム
Fig. 9. Experimental system.

表2 供試モータの仕様

Table 2. Specifications of test motor.

モータ	埋め込み磁石形(IPM)
定格出力	100[W]
定格電圧	200[V]
定格電流	700[mA]
定格周波数	50[Hz]
定格回転数	1500[rpm]
極数	4[極]
d 軸インダクタンス L_d	245[mH]
q 軸インダクタンス L_q	485[mH]
電機子抵抗 R	14.8[Ω]

4. 実験によるPMモータの駆動

〈4・1〉 実験方法 図9に実験システムを示す。モータを制御するためにDSP (TMS320C31) を使い、サンプリング周期を50[μs](20[kHz])とした。PWM波形はDSPからの指令値波形と三相三角波キャリアを比較したものである。以前に説明した図7のように三相三角波キャリアの波形を

DSPのsal信号と同期する必要があるため、三相三角波キャリヤの発信回路はDSPのclk信号を利用する。また、電流の高調波 I_{α_sal} および I_{β_sal} を得るためにsal成分検出回路(図5の回路)を2個利用する。Walsh高調波の検出回路はDSPからsal信号およびreset信号を入力する。表2に供試モータの仕様を示す。

<4・2> sal成分検出回路の出力 図10および図11に、PMモータのトルク電流指令値を0として回転子位置0[elec.deg]および90[elec.deg]のときの、sal成分検出回路の入出力信号を示す。図10から、出力波形(I_{α_sal})は積分時間(時間軸)に対して増加する。よって、sal成分を大きくしたいときは積分時間を長くすればよい。本文では定積分回路から十分大きな出力を得るために三相三角波キャリヤ波形の10周期分の中でsal成分を積算することにした。10周期の終わり時点で、積分器に積分した値をデータサンプリングして、次に積分器をリセットする。よって、DSPは $10 \times 50[\mu s] = 500[\mu s]$ ごとに回転子位置を推定することになり、無駄時間を非常に短くできる。

図10と図11から分かるように、回転子位置が変化すると I_{α_sal} も変化する。図12と図13に、PMモータのトルク電流指令値を0として負荷モータから一定速度で回転させたときの I_{α_sal} および I_{β_sal} を示す。図12と図13から分かるように電流リプル20[kHz]の高調波成分を取り出すことができる。同図により、 I_{α_sal} および I_{β_sal} が回転子位置に対して(15)と(16)式のように変化し、 I_{α_sal} の直流成分(係数C)は回転子位置に依存しない一定値であることを確認できる。本文では、図12と図13から $C = -8.0[\text{mA}]$ とした。なお、(17)式から計算したCは $-3.58[\text{mA}]$ であったが、図8に示したPWMスイッチングノイズのために変更する必要があった。また、図13では図12より回転速度が高いため図13のモータ電流 i_u が図12より大きくなる。図12と図13から、モータの電流振幅(駆動電流)は係数Cおよび係数Dへの影響が無いことを確認できる。

図14と図15に、回転子位置の推定誤差を示す。図14と図15から分かるように、回転速度と位置推定誤差が無関係であり、回転子位置の推定誤差の最大値は6[elec.deg]程度であった。

<4・3> PMモータのステップ応答 図16と図17に速度指令値をステップ状に変化させた時の速度応答を示す。なお、PMモータの軸に直結した負荷発電機の電氣的負荷がない状態で測定した。図16と図17のように、モータの回転速度をステップ状に変化させるのでトルク指令値 i_q が急に加減することになるが、 ω (真値)と ω_{est} (推定値)がほぼ同じであり、 $0 \leftrightarrow 1500[\text{rpm}]$ の応答時間は位置センサ無しの場合および位置センサ付きの場合がほぼ同様であり約450[ms]であった。

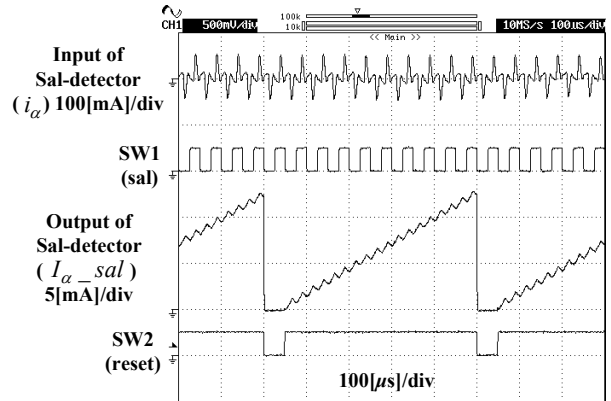


図10 sal成分検出回路の入出力(位置0[elec.deg])
Fig.10. Input/output of sal component detector circuit.

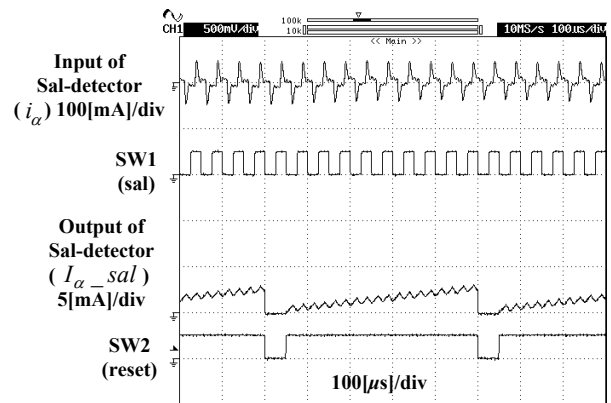


図11 sal成分検出回路の入出力(位置90[elec.deg])
Fig.11. Input/output of sal component detector circuit.

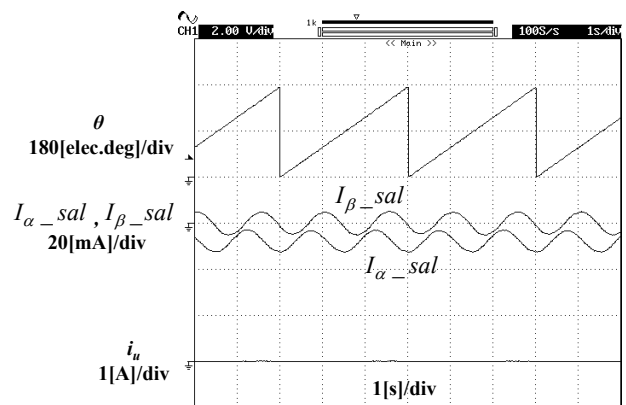


図12 回転子位置とsal成分(10[rpm])
Fig.12. Rotor position and sal components.

図18と図19に速度指令値を一定にした時の負荷0↔100[%]のステップ応答を示す。負荷100[%]を駆動するのでモータ電流は定格値近辺まで流れていた。このような状況でも、Walsh高調波検出回路によりモータ電流から高調波成分を分離でき、モータを制御できた。負荷を投入した直後の応答時間は、位置センサ無しの場合および位置センサ付きの場合がほぼ同様であり約650[ms]であった。

図16から図19までの実験結果により、良好な応答特性を実現できることを確認できた。

5. まとめ

本文では、PWMインバータのスイッチングにより生じるPMモータの電流リップルからPMモータの回転子位置を推定する方法を提案した。提案した方法では、位置推定のためにモータ電圧に高調波を重畳する必要がない。高周波の電流リップルを利用するので、500[μs]ごとに回転子位置を推定することができ、無駄時間を非常に短くできた。その結果、制御系の応答を高速化できた。図16～図19に示したように、速度のステップ応答時間が約450[ms]であり、負荷のステップ応答時間が約650[ms]であり、位置センサ付きの場合と同程度となり、良好な応答特性を実現できることを確認できた。

PWMキャリア周波数が20[kHz]の場合は、電流リップルの振幅が小さくなり、さらに、図3に示したように電流の信号波形にPWMインバータのスイッチングによるノイズが含まれる。この電流リップルをDSPに取り込むためには、超高周波のデータサンプリングが必要となる。仮にそのようなDSPが存在するとしても、モータ駆動電流に重畳した微小な電流リップルを抽出するためには、高分解能かつ高速なA-Dコンバータが必要となる。このような問題に対処するため、本文で提案したWalsh高調波検出回路をDSPの前段に利用すれば、超高周波データサンプリングおよび高分解能A-D変換器が必要なくなる。

(平成13年9月25日受付，平成14年4月4日再受付)

文 献

- (1) 渡辺,宮崎,藤井：「永久磁石界磁同期電動機の回転子位置と速度のセンサレス検出の一方方法」，電気学会論文誌D, Vol.110-D, No.11, 1990
- (2) 正木,金子,櫻井,本部：「搬送波に同期した電圧重畳に基づくブラシレスDCモータの位置センサレス制御システム」，電気学会産業応用部門全国大会, No.242, 2001
- (3) 小山,樋口,阿部,小川,Mengesha：「PWMインバータのキャリア周波数成分を用いたIPMモータのセンサレス制御」，電気学会産業応用部門全国大会, No.8, 2001
- (4) チオエイサイ,近藤：「Walsh波形を用いたPMモータのパラメータ同定」，電気学会産業応用部門全国大

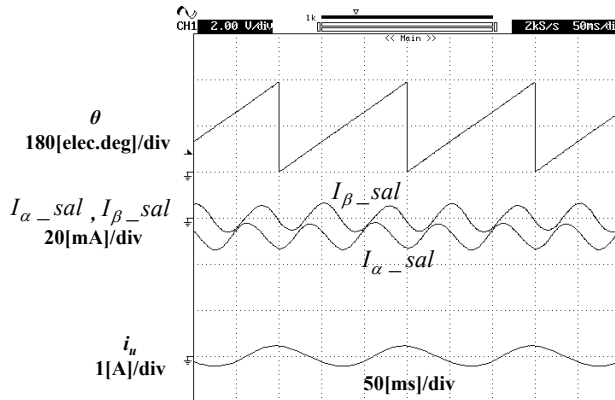


図13 回転子位置とsal成分 (200[rpm])

Fig.13. Rotor position and sal components.

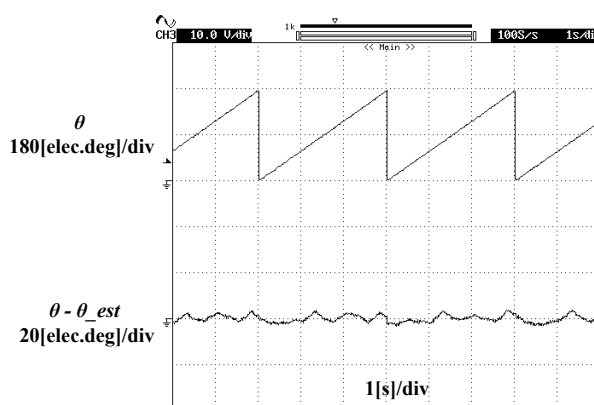


図14 回転子位置の推定誤差 (10[rpm])

Fig.14. Error of proposed rotor position estimation.

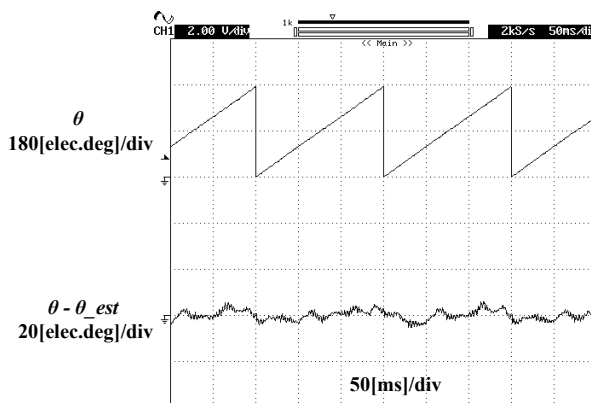


図15 回転子位置の推定誤差 (200[rpm])

Fig.15. Error of proposed rotor position estimation.

会, No.53, 2000

- (5) チオエイサイ,近藤：「Walsh関数による三角波比較PWM電圧指令値波形の再生法」，電気学会論文誌D, Vol.120-D, No.8/9, 2000
- (6) 喜安：「アダマール行列とその応用」，電子通信学会

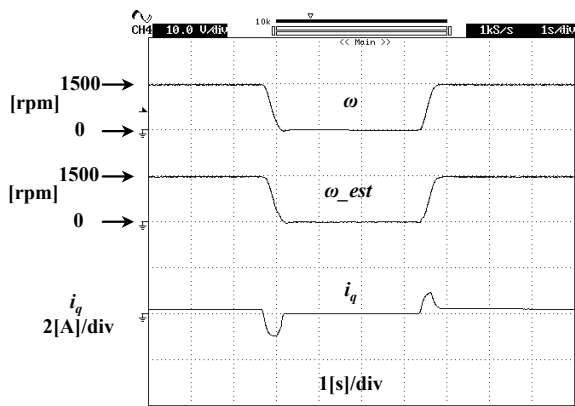


図16 位置センサ付きの速度ステップ応答 (0↔100[%])
Fig.16. Velocity step response by using position sensor.

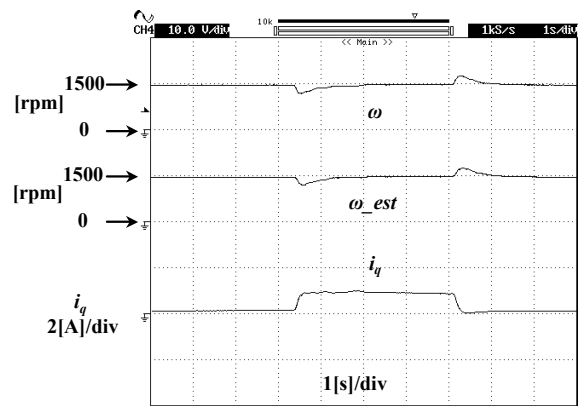


図19 位置センサ無しの負荷ステップ応答 (0↔100[%])
Fig.19. Load step response by using proposed sensorless.

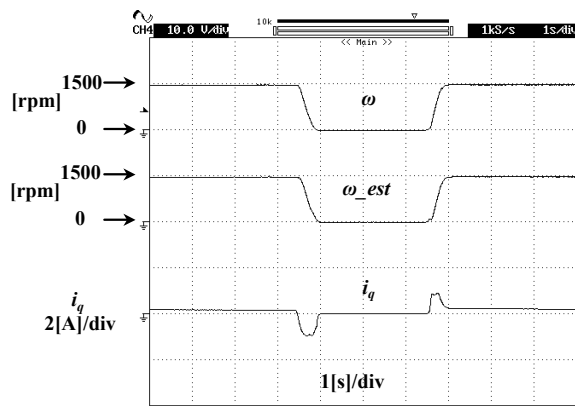


図17 位置センサ無しの速度ステップ応答 (0↔100[%])
Fig.17. Velocity step response by using proposed sensorless.

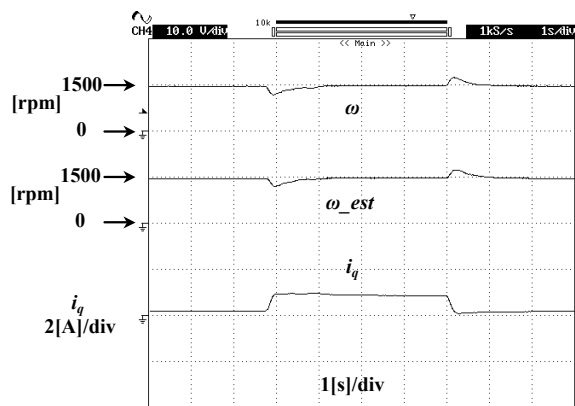


図18 位置センサ付きの負荷ステップ応答 (0↔100[%])
Fig.18. Load step response by using position sensor.

チオエイサイ クリット (学生員) タイ王国生まれ。
平成8年3月長岡技術科学大学電気・電子システム工学課程卒業。平成10年3月長岡技術科学大学電気・電子システム修士課程修了。平成14年3月長岡技術科学大学エネルギー・環境工学博士専攻修了。工学博士。Walsh関数を用いた電力変換器の解析・制御の研究に従事。

小林 直人 (学生員) 徳島県生まれ。2000年3月阿南工業高等専門学校専攻科修了。2002年3月長岡技術科学大学大学院修士課程電気電子システム工学専攻修了。2002年4月ダイキン工業(株)に入社。

近藤 正示 (正員) 愛知県生まれ。昭和48年3月名古屋大学工学部電子工学科卒業。日立製作所、東京大学生産技術研究所を経て、平成3年11月長岡技術科学大学助教授平成11年11月同教授。工学博士。電動機制御ならびに電力変換制御に関する研究に従事。