

法政大学学術機関リポジトリ

HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2024-12-22

空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調器とベクトル制御を用いた マルチコイルモータシステム

本山, 佳樹 / MOTOYAMA, Yoshiki

(出版者 / Publisher)

法政大学大学院理工学・工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編 / 法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編

(巻 / Volume)

58

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

6

(発行年 / Year)

2017-03-31

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00014197>

空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調器とベクトル制御を用いた マルチコイルモータシステム

THE MULTI COIL MOTOR SYSTEM
USING SPACE VECTOR $\Delta\Sigma$ MODULATOR AND VECTOR CONTROL

本山佳樹

Yoshiki Motoyama

指導教員 安田 彰

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

Since the conventional multi-coil motor system was merely applying the technology of the digital direct drive speaker, there was no feedback control, and it was unstable and inefficient driving against fluctuation of the load. Therefore, we propose a system applying vector control and space vector delta sigma modulator to conventional systems. MATLAB / simulink simulation and measurement show that this system can improve efficiency and optimize the system with the same performance as before.

Key Words : delta-sigma modulator, PWM, space vector, vector control.

1. はじめに

近年、モータは産業分野から民生品に至るまで多くの物に用いられている。故に、その消費電力が占める割合は国内の総消費電力の半数以上を占め、近年増加の一途を辿っている。このような背景からモータの効率化が重要視され、PMSM (Permanent Magnetic Synchronous Motor) が注目されるようになった。PMSM は高効率、小型、長寿命という特徴を持ち近年活発に研究開発が進められている。しかし、PMSM の駆動に必要なインバータをスイッチングする際に生じるノイズによる周囲への影響が懸念されている[1]。特にPWM(pulse width modulation)を用いたスイッチングは特定の周波数に高いノイズが発生するという問題がある。従来は高調波成分を低減するためEMI 除去用のフィルタが用いられているがサイズ、コストの増加は避けられない。

そこで、筆者はデジタル直接駆動スピーカの技術を応用したマルチコイルモータシステムを用いて高調波のピーク値を低減できることを報告した(図1)。しかし、スピーカのシステムを応用したものだったためフィードバックがなく負荷の変動に対して不安定で非効率な駆動となっていた。またそのシステムは各相それぞれに $\Delta\Sigma$ 変調器が必要であり複雑なシステムとなっていた。

本論文ではデジタル直接駆動モータシステムにベクトル制御と空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調器 (Space Vector Delta Sigma Modulator) を適用したシステムを提案する。そしてその有用性を MATLAB/simulink によるシミュレーションで示す。また FPGA を用いて実装し測定した結果を示す。

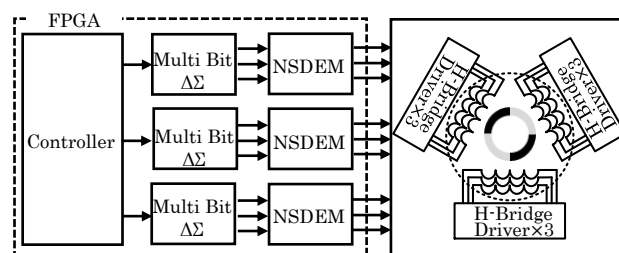


図1 マルチコイルモータシステム

2. 従来手法

(1) PWM と $\Delta\Sigma$ 変調

一般的に、PWM は搬送波(キャリア波)と入力信号を比較して生成する。搬送波はカウンタを用いて生成するため階段状となり、PWM の最少時間幅はクロック周期と同じになる。PWM の分解能 P は(1)式で表され、表現できる最小電圧 V_p は(2)式で表される。ここで、 T_c はクロック周期、 T_p はキャリア周期、 V_d は電源電圧である。

$$P = \frac{T_p}{T_c} \quad (1)$$

$$V_p = \frac{V_d}{P} \quad (2)$$

また、PWM はスイッチング周期が一定になるため、キャリア信号 f_{PWM} の整数倍の周波数に大きな高調波が発生する。これは PWM で駆動されているモータの電流に現れ、この電流の高調波の影響によってモータ内部のコ

イルが振動するため図2のようにキャリア信号と同じ周波数の騒音が発生してしまう[2]。この問題に対してはキャリア信号の周波数を可聴領域より高くすることによってPWMの電流高調波による騒音を低減させる手法をとっていた。しかし、(1)式からわかるようにキャリア波の周波数と電圧分解能はトレードオフの関係にあり、低騒音と高分解能を両立させるには非常に高い周波数のクロックが必要であることがわかる。分解能を犠牲にするとPWMで表現できる最小電圧 V_p が高くなるため高度な制御を必要とする分野では問題になる場合がある。

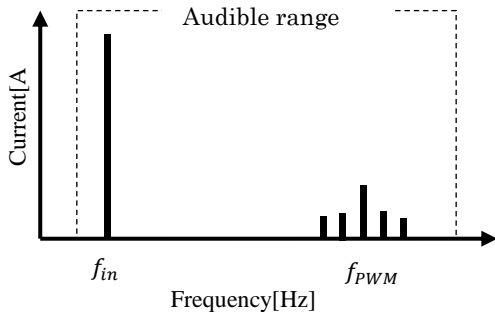


図2 電流スペクトラム

そこで、低周波領域のSNRとスイッチング周波数付近のノイズの両立を達成する手法として $\Delta\Sigma$ 変調器を用いたマルチコイルモータシステムを提案した。 $\Delta\Sigma$ 変調器は図3のように積分器と量子化器によって構成され、伝達関数は次式で表すことができる。

$$Y = z^{-2}X + (1 - z^{-1})^2 Q \quad (3)$$

(3)式より量子化誤差 Q に $(1 - Z^{-1})^2$ という伝達関数がかかるため量子化誤差に対して図4のようなシェーピング特性を持たせることができる。この特性により低周波数領域のSNRを大幅に改善させたPDM信号を生成することが可能である。またスイッチング周波数が一定とならないためスペクトルが拡散し、高調波のピーク値を低減することができる。しかし、このシステムにおいて $\Delta\Sigma$ 変調器は各相に合わせ3つ必要となる。さらに、それぞれの変調器は独立して動作するため3つの出力を合わせた磁界として見たときに不要な動きをする場合がある。

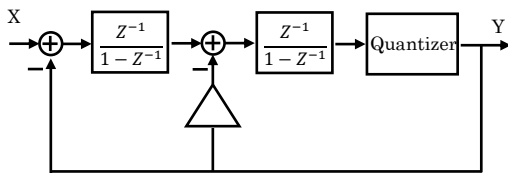


図3 2次 $\Delta\Sigma$ 変調器

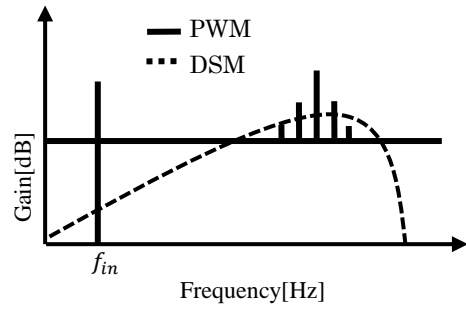


図4 出力スペクトラム

(2) 制御系について

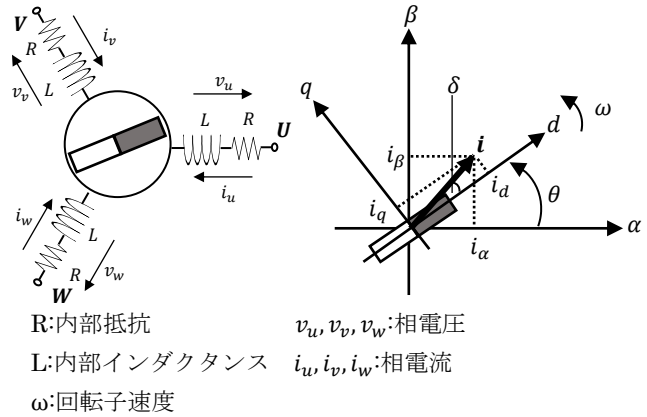


図5 Y結線回路図と各座標系の関係

PMSMのY結線回路を図5に示す。三相信号を合成ベクトルとして扱うため $2\pi/3$ [rad]の位相差からなる三相巻線を基準としたUVW軸のU相方向を α 軸とみなし、それに対して $\pi/2$ [rad]進んだ方向を β 軸とする。各相に流れる電流を例に三相座標系から α - β 座標への変換を次式に示す。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、式の係数 $2/3$ は変換の前後で電圧、電流の振幅を変えずに変換するために必要となる。また、変換の前後で電力を等しくする場合には $\sqrt{2/3}$ を係数として用いる。

(4)式によって二相への変換が可能になったがそれらの値は回転しており扱いづらい。そこで α - β 座標から角度 θ [rad]進んだ座標をd-q軸と定義し、d軸を回転子のN極と一致させるとd-q座標系は角速度 ω [rad/s]で回転する回転座標系となる。この α - β 座標からd-q座標への変換をd-q変換と呼ぶ。次式に α - β 座標系の i_α, i_β からd-q座標系の i_d, i_q への変換を示す。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

この変換によって、回転するベクトルを直流量として扱うことができるため電圧、電流の取り扱いが容易になる。

d-q 座標系において非突極性の回転子をもつ PMSM で発生するトルク τ は次式で表される. ここで N_p は回転子の極対数, Φ は鎖交磁束数である.

$$\tau = N_p \Phi i_q \quad (6)$$

これまでのマルチコイルモータシステムはモータの内部の状態をフィードバックせず, FPGA 内部の正弦波のテーブルで生成した入力信号でモータを駆動していた. この時に生成される電流ベクトル i の位置関係は図5のようにになっている. これはモータを駆動する上で簡便な手法であるが, この駆動法によって生成される電流ベクトル i は大半が d 軸成分である i_d となるため(6)式よりトルクへ寄与していないことがわかる. この状態による駆動はフィードバックがないため負荷角 δ は負荷の変動に影響を受け, 負荷の急変によって負荷角が 90 度を越えた場合動作が不安定になる脱調を起こす. また, モータにかかる負荷や回転数に関わらず大きな電流を流す必要があるため効率は悪い. つまり, PMSM を効率よく安定に駆動するためににはロータの位置を常に監視し, 適切な位相の電流を流す必要がある.

3. 提案手法

(1) 全体システム

図6に提案システムを示す. まず, マルチコイルモータの角度, 各相に流れる電流をベクトル制御器にフィードバックする. ベクトル制御器では, それらの情報からロータと生成されている磁界の位置関係を演算し, 最適な位相の信号を出力する. これによって負荷の変動による脱調を防ぐ. さらに, トルクに無関係な d 軸成分を 0 になるように制御することで効率的な駆動が可能となる. また, SVDSM を用いることで $\alpha\beta$ 座標のまま扱うことができシステムの簡略化が可能となる.

SVDSM によって生成された三相の信号は各コイルのバラツキによる影響を低減させるために NSDEM によってシャッフルされ, ドライバを通してモータを駆動する.

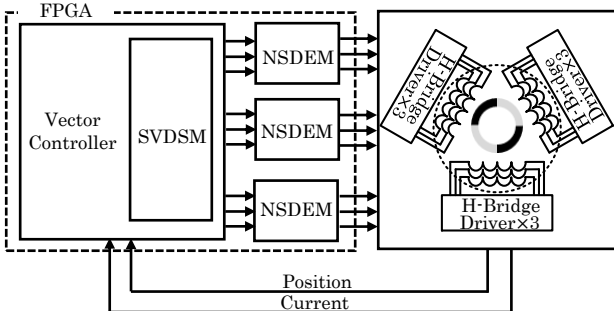


図6 提案システム

(2) ベクトル制御

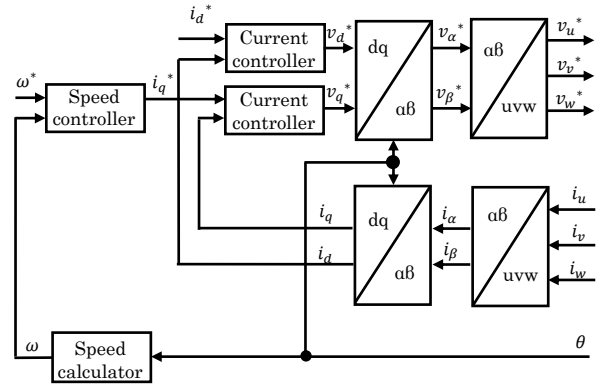


図7 ベクトル制御器

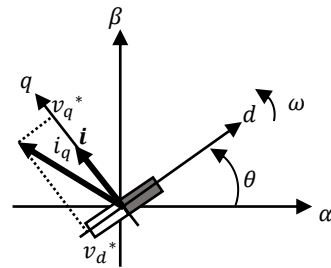


図8 $i_d = 0$ の時の位置関係

ベクトル制御器のシステムを図7に示す. 電流検出器によって検出された三相電流 i_u, i_v, i_w は(4)式で表される $uvw - \alpha\beta$ 変換器によって $\alpha\beta$ 座標上の二相電流へ変換, さらに, $\alpha\beta - dq$ 変換器によって i_d, i_q に変換され電流制御器(current controller)へ送られる. 回転座標系の i_d, i_q に変換された電流は見かけ上, 直流成分となるため電流制御器にはPI制御を用いる. 電流制御器ではd-q座標上の二相電流 i_d, i_q が電流指令値 i_d^*, i_q^* に追従すべくd-q座標軸上の二相電圧指令値 v_d^*, v_q^* を生成しdq- $\alpha\beta$ 変換器へ送る. ここで(7)式に従ってトルクに関与しないd軸電流指令値 i_d^* は0とし, 図8のようにd軸電流 i_d が0となるように制御する. この時, 同一トルクに対する電流は最小となり効率的な駆動が可能になる.

二つの変換器に使用する回転子位相 θ は位置検出器であるエンコーダより得ている. 速度計算器(speed calculator)では回転子位相 θ から近似微分処理することにより回転子速度 ω を得ている. 回転子速度も直流成分であるため電流制御器と同様にPI制御を用いて制御を行う.

(3) 空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調器

図9にSVDSMの構成図を示す. SVDSMは2つの $\Delta\Sigma$ 変調器で構成されており, それぞれ積分器, 量子化器を持つ. 積分器への入力はベクトル制御器内のdq- $\alpha\beta$ 変換器の出力である v_α^*, v_β^* と量子化器の出力 $v_{\alpha f}, v_{\beta f}$ の差分であり, 入出力間の誤差と等しい. 積分された誤差は v'_α, v'_β の直行座標での位置によって対応するインバータ駆動信号とフィードバック信号が量子化器から出力される.

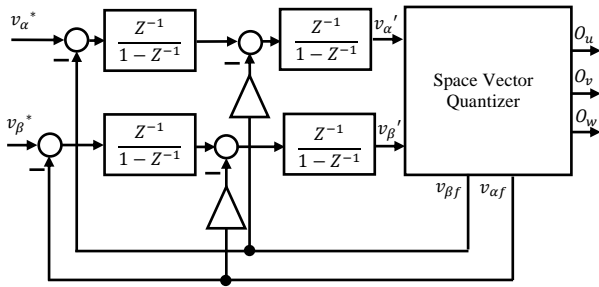


図9 空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調器

図6に提案量子化器を示す。一般的な空間ベクトル図V0からV6を母点としボロノイ領域に分割する。そのボロノイ境界を閾値として破線で示している。量子化器の入力である v'_α, v'_β は大きさと偏角に変換され、その位置に対応したインバータ駆動信号、フィードバック信号が出力される。この対応表を表1に示す。このようにすることで $\Delta\Sigma$ 変調器と同様に空間ベクトル量子化器で発生した量子化誤差に $(1-Z^{-1})^2$ という伝達関数をかけることができ、シェーピング特性を得ることができる。

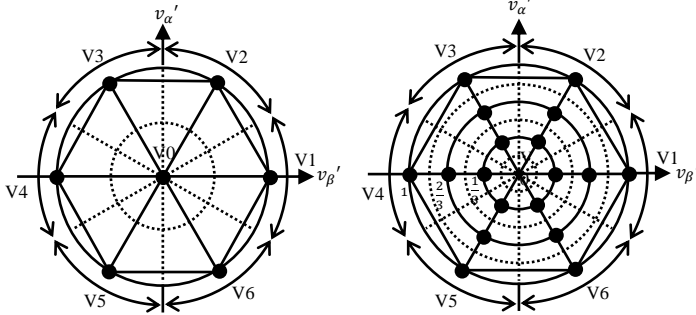


図10 空間ベクトル量子化器 左:1bit 右:3bit

表1 対応表

Vector	Output			Feedback	
	v_u^*	v_v^*	v_w^*	$v_{\alpha f}$	$v_{\beta f}$
V1	1	-1/2	-1/2	V_{dc}	0
V2	1/2	1/2	-1	$V_{dc}/2$	$\sqrt{3}V_{dc}/2$
V3	-1/2	1	-1/2	$-V_{dc}/2$	$\sqrt{3}V_{dc}/2$
V4	-1	1/2	1/2	$-V_{dc}$	0
V5	-1/2	-1/2	1	$-V_{dc}/2$	$-\sqrt{3}V_{dc}/2$
V6	1/2	-1	1/2	$V_{dc}/2$	$-\sqrt{3}V_{dc}/2$
V0	0	0	0	0	0

さらに、これまではベクトル制御器の出力である v_u^*, v_v^*, v_w^* をインバータ駆動信号 O_w, O_v, O_u に変換するために3つの $\Delta\Sigma$ 変調器が必要であった。しかし、SVDSMを用いることでベクトル制御器内の v_α^*, v_β^* から直接変換することが可能となる。また、各相の信号をまとめて扱うことができるため表のパターンを変えることで容易に特性を変えることが可能になる。

4. シミュレーション

(1) 変調器シミュレーション

MATLAB/Simulink を用いて表の条件で各変調器の特性のシミュレーションを行った。PWMの分解能を表すPWM Levelは今回のMaster Clock, PWM Frequencyの条件で作ることができる最大の値である。また、今回のSVDSMは1bit量子化器を用いた。

表2 シミュレーション条件

Master Clock	30[MHz]
DSM Clock	200[KHz]
PWM Frequency	20[KHz]
PWM Level	1500
Input Frequency	100[Hz]
FSC	6[V]
Input	3[V]

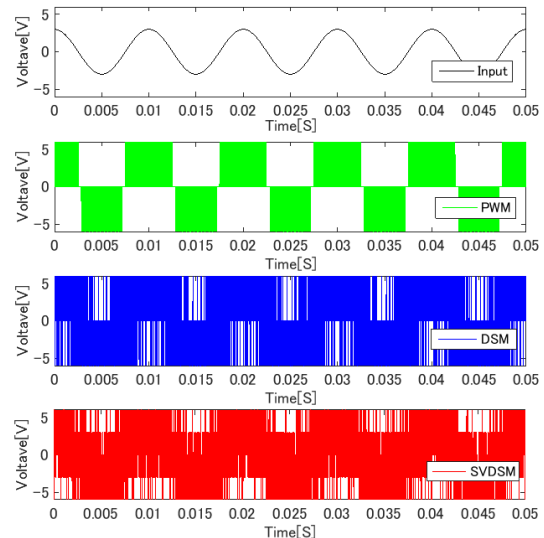


図11 各変調器の出力波形

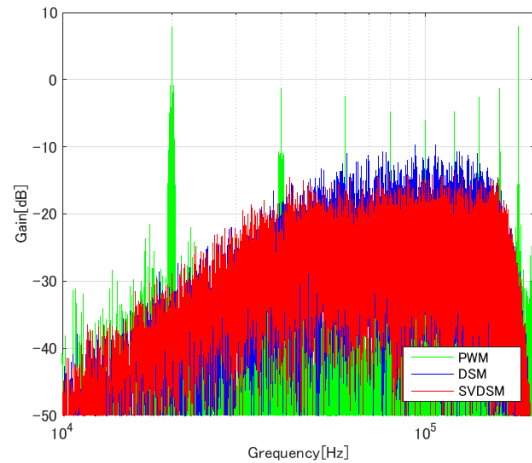


図12 各変調器の出力スペクトラム

図12よりSVDSMも $\Delta\Sigma$ 変調器と同様に40[dB]/decadeのノイズシェーピング特性が確認できる。また、空間ベクトル量子化器によって内部で発生する量子化誤差を低減することができるため3つの変調法の中でSVDSMが最もピーク値を低減できていることが確認された。

(2) 提案システムシミュレーション

図6のシステムをMATLAB/Simulink上で設計し、表3の条件でシミュレーションを行った。ここで用いた各変調器の条件は表2と同様である。

表3 ベクトル制御器シミュレーション条件

Supply Voltave	6[V]
Speed Control Interval	1[mS]
Current Control Interval	1[mS]
Id Command Value	0[A]
Speed Command Value	1000[rpm]

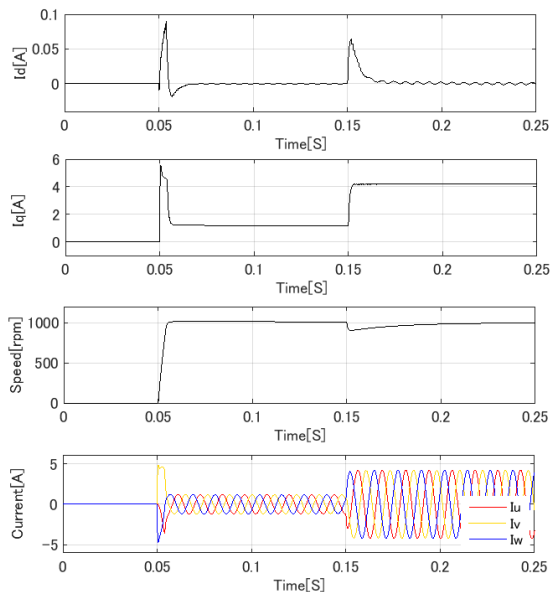


図13 シミュレーションによる制御対象の時間波形

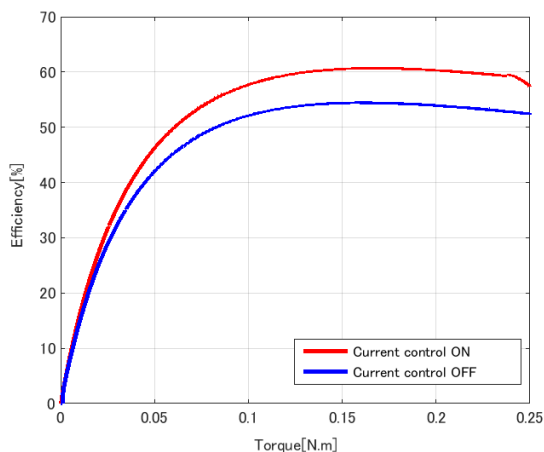


図14 シミュレーションによる効率曲線

図13に各制御対象の時間波形を示す。0.05[S]で始動し、0.15[S]で負荷 0.15[N.m]を入力した。図13の i_d 電流の時間波形よりベクトル制御によってトルクに寄与しない i_d 電流が0になるように制御されていることが確認できる。また、負荷を入力した際、速度指令値を達成するためにトルク成分である i_q 電流を制御できていることが確認できた。また、電流制御の有無による効率の変化を図14に示す。図14より電流制御によって最大で5[%]効率を改善できていることが確認できる。

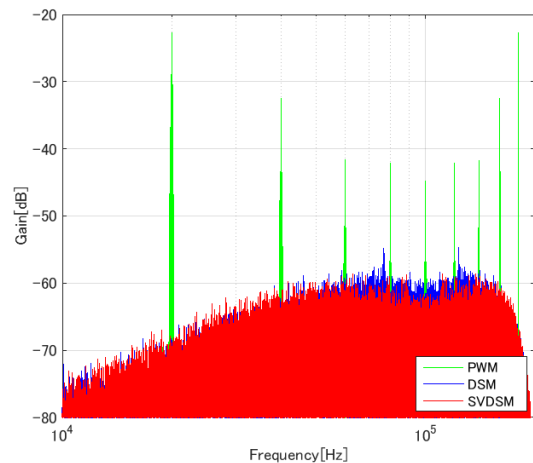


図15 シミュレーションによる電流スペクトラム

図15に各変調法でのU相電流のFFT解析結果を示す。図15はPWMのスイッチング周波数である20[KHz]付近の周波数特性を示している。電流のピーク値はSVDSMが最も低減できていることが確認できた。

5. 実測

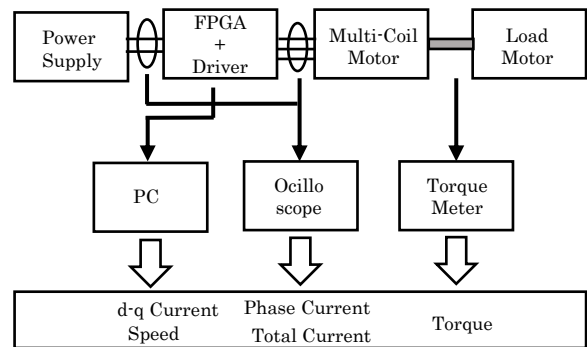


図16 測定システム

図6のシステムをFPGAを用いて実装し測定を行った。各電流は電流プローブとオシロスコープ、負荷トルクはトルクメータ、回転速度はマルチコイルモータに実装されているエンコーダを用いてFPGA上で算出した。また、 I_{dq} 電流はドライバ上に実装された電流センサで検出した相電流の値からFPGA上で算出している。

図17に各制御対象の時間波形を示す。0.05[S]付近で始動し、0.25[S]付近で負荷トルク 0.04[N.m]を入力した。ここで各値は電流センサ、エンコーダからの信号をFPGA内で算出したものを示している。

図17の i_d 電流の時間波形より負荷の変動によって増加しようとする i_d 電流が0になるよう制御されていることが確認できた。また回転速度についても始動時にオーバーシュートが見られるが I_q 電流の制御によって負荷の変動によらず一定の速度を維持できていることが確認できた。始動時の各電流の乱れについては、始動時に回転子のN極とd軸を一致させるために強制的に電流を流す必要があるため生じている。

図 18 に電流制御の有無による効率の変化を示す。測定環境の制限により範囲は限定されているが、電流制御によって最大 5[%]程度の改善を確認することができた。

また、図 19 に U 相電流の FFT 解析結果の 20[KHz]付近の周波数特性を示している。モータに流れる電流にシミュレーションと同様に各変調器の特性が現れていることが確認できる。そして SVDSM が従来の単体の $\Delta\Sigma$ 変調器より電流のピーク値を約 5[dB]低減できていることが確認できた。

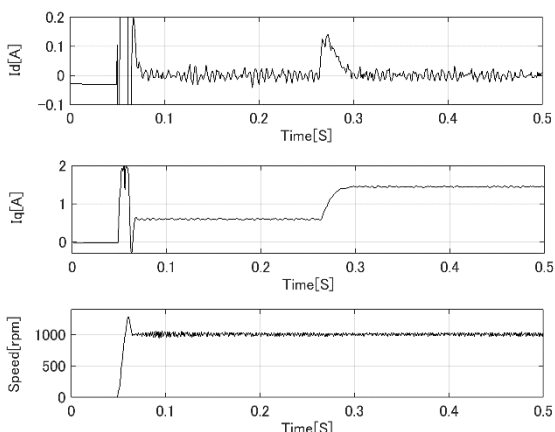


図 17 測定した制御対象の時間波形

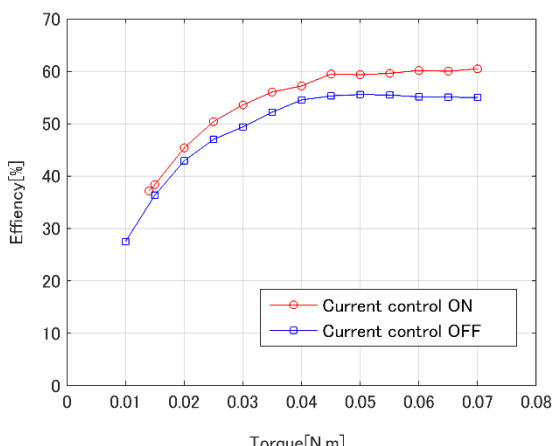


図 18 測定した効率曲線

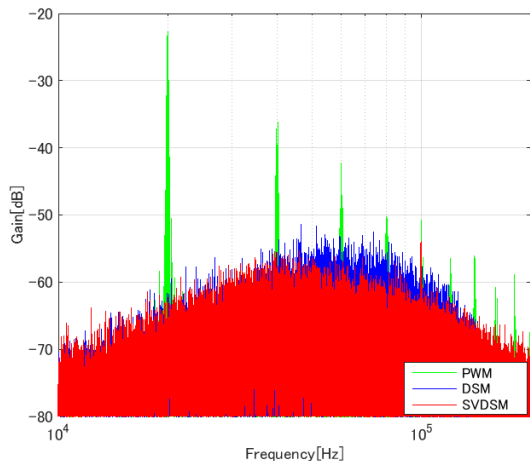


図 19 測定した電流スペクトラム

6. まとめ

本論文では空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調とベクトル制御を用いたマルチコイルモータシステムを提案した。

従来のマルチコイルモータシステムの駆動法は負荷の変動に対して不安定で非効率なシステムであった。そこでベクトル制御を用いて適切な位相の電流を生成することで負荷の変動があっても不安定になることなく安定した運転を実現した。また、効率もシミュレーションと同様に 5[%]の効率改善を実測でも確認できた。

さらに、ベクトル制御に空間ベクトル $\Delta\Sigma$ 変調を適用することで $\alpha\beta$ 相からインバータ駆動信号への直接の変換が可能になった。これにより三相をまとめて扱うことができるためシステムの最適化を実現した。また、量子化器で発生する量子化誤差を低減し、電流のピーク値を 5[dB]低減できることを実測により確認した。

7. 謝辞

本研究を進めるにあたり、多くのご指導・助言を頂いた法政大学理工学部安田彰教授に深く感謝申し上げます。また、研究環境の管理・維持をしてくださった吉野貴理様、様々な協力を頂いた同研究室の皆様にも感謝申し上げます。

参考文献

- 1) Matsuoka, T., Fujimoto, M. *Inverter Noise Suppression by PI Algorithm*. IEICE, Technical Report, pp.955-963, 2012
- 2) Katayama, Y., Sugahara, S. *Low-Noise DC-DC Converter IC using Spread-Spectrum PWM Cntrol*. IEICE, Technical Report, pp.67-72, 2002
- 3) Yasuda, A., Tanimoto, H., Iida, T. *A Third-order Modulator using second-order nose-shaping dynamic element matching*. IEEE, J.Solid-State Circuits, vol.33, pp.1879-1886(1998 December)
- 4) Jacob, Biji. *Spread spectrum scheme for two-level inverters using Space Vector Sigma-Delta Modulation*. PEMD, pp.1-6(April 2010)
- 5) 武田洋二：埋込磁石同期モータの設計と制御，オーム社，2001
- 6) 森本茂雄：省エネモータの原理と設計法，科学情報出版，2013
- 7) 新中新二：永久磁石同期モータのベクトル制御技術，電波新聞社，2008