

特集 | 自動車の補機向け正弦波位置センサレス制御法*

Simplified Sinusoidal Position Sensorless Control for Auxiliaries in Vehicle

工藤 弘康
Hiroyasu KUDO

青木 康明
Yasuaki AOKI

This paper provides a newly developed position sensorless control for auxiliaries in vehicles that not only use a sine wave drive to achieve a lower noise level but also realize lower cost. The techniques featuring a simplified control algorithm and a unique detection method for back- electromotive force to determine rotor positions are described. The simplified and unique method enables our auxiliaries system to adopt a lower performance calculator, microcomputer, and to not require detection accuracy, thus resulting in a lower cost system. Experimental data shows the detected positions are highly accurate, to the same level as a position sensor, and a dramatic reduction in noise level.

Key words : Sine wave position sensorless control, Low cost, Simplified algorithm, Detection method for back-electromotive force

1. はじめに

自動車に搭載される補機（エアコン用ブロワやラジエータ用ファンなど）は、静粛性と低コストの両立が求められている。静粛性を高めるためには、モータ電流を正弦波で通電することが望ましい。正弦波通電には一般にベクトル制御が用いられ、高精度な、すなわち高価な位置センサを必要とする。そのため低コスト化を狙った位置センサレスベクトル制御が数多く提案されている^{1) 2)}。しかし、ベクトル制御は演算数が多く高性能な演算器が必要であることや、演算に高精度な電流情報を必要とし、そのセンサコストが高価なことから、静粛性と低コストの両立が困難であった。そこで補機では正弦波通電ではなく、矩形波通電が適用され通電タイミング等の適合により静粛性を実現してきた。

今回我々は、正弦波電流通電の位置センサレス制御でありながら、演算を簡略化し、電流センサの精度不要で低コストな制御を開発した³⁾。本稿では、開発した制御の原理について述べた後に、その制御を適用した評価結果について報告する。

2. 簡素位置センサレス制御法

2.1 制御目標

Fig. 1に示す補機を駆動するインバータとモータのシステムにおいて、制御の目標は、モータ軸出力を最大にすること、すなわち、モータに取り付けられた補機が最大の仕事をすることである。軸出力Pはモータ電流*i*と誘起電圧*e*の積であり、最大出力Pを得るため

にはFig. 2に示すように、モータ電流と誘起電圧の位相を一致させる必要がある。一方、Fig. 3のように位相が一致しない場合、軸出力Pは低下する。

以下、本制御の2つの特徴である位相を一致させるための演算の簡素化、および誘起電圧の検出法について順番に説明する。

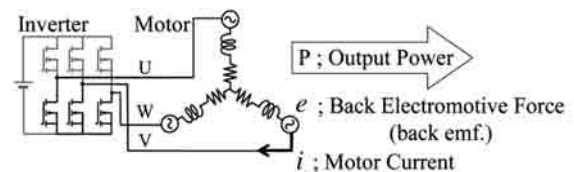


Fig. 1 System

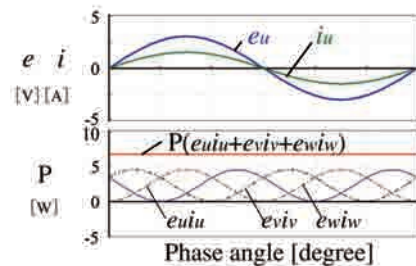


Fig. 2 Output Power
Phase angle of *e* is equivalent to that of *i*

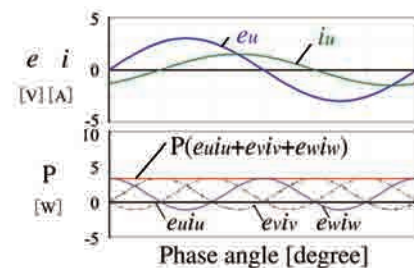


Fig. 3 Output Power
Phase angle of *e* is NOT equivalent to that of *i*

*2012年7月31日 原稿受理

2.2 特徴1 制御の簡素化

一般にベクトル制御ではモータ電流と誘起電圧の位相を一致させるために、電流と電圧それぞれの位相を制御周期ごとに演算して求め、それらの位相を一致させている。本制御においては、それぞれの位相の絶対値を演算で求めることはせず、Fig. 4に示すように簡素化している。すなわち、モータ電流*i*が正ならば1、負ならば0として2値化して扱う。誘起電圧*e*も同様に1、0で表現する。そして、Fig. 5に示すように電流、電圧の1と0の切り替り、言い換えると、電流、電圧の振幅がゼロクロスする点を合わせることで、位相を一致させている。ゼロクロス点は1周期に2回あるので、1相あたり1周期に2回、3相で6回、つまり1周期に60度ごとに位相一致させている。

次に、誘起電圧とモータ電流の検出方法について説明する。

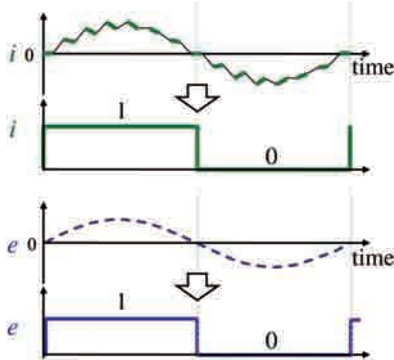


Fig. 4 Simplified calculation method

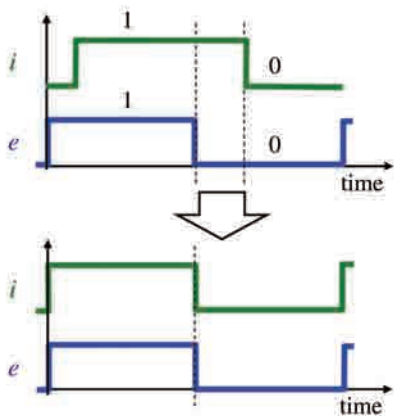


Fig. 5 Control image

2.3 特徴2 誘起電圧の検出

誘起電圧はインバータの出力波形に隠れて検出することができない。そこでインバータの出力がない状態(以下、ゼロベクトル区間)において誘起電圧を検出する。Fig. 6にゼロベクトル区間のスイッチングの状態

態をFig. 7にゼロベクトル区間の1相分の等価回路を示す。Fig. 7における電圧方程式は、誘起電圧*e*、インダクタンス*L*と電流*i*の時間変化の積、および相抵抗*R*と*i*の積で表現でき、(1)式となる。

$$E \sin \theta + L di/dt + Ri = 0 \tag{1}$$

ここでθは誘起電圧の位相である。電流ゼロクロス近傍で、 $Ri \ll L di/dt$ とすると(1)式は、

$$E \sin \theta \approx -L di/dt \tag{2}$$

であるから誘起電圧はゼロベクトル区間における電流の時間変化から求めることができる。Fig. 8にその関係を示す。上から順に、求めたい誘起電圧波形、電流波形(太線がゼロベクトル区間を示す)、ゼロベクトル区間に電流*i*の時間変化から求めた*L di/dt*である。*L di/dt*が誘起電圧*e*と相関があることが分かる。また求めた*L di/dt*(=*e*)は、2.2節で述べたように簡略化している。すなわち誘起電圧を示す*di/dt < 0*ならば0として扱い、*di/dt > 0*ならば1として扱う。電流も同様に*i < 0*ならば0、*i > 0*ならば1として扱う。そしてこれら0および1が切り替わる点、*di/dt = 0*、すなわち誘起電圧の位相θ=0、πにおいて、誘起電圧と電流の位相を一致させている。このようにθ=0、πのポイントで誘起電圧と電流の位相を一致させることで、高負荷な計算を不要にしている。

*di/dt*を書き直すと、 $(i + \Delta i - i) / dt$ である。すなわち、電流の相対変化から求めており、電流センサのもつオフセットや温度ドリフトなど、微小時間には変化せず、センサの精度に関する値をキャンセルできることを示している。つまり、高精度な電流センサが不要であり、低コスト化を実現できる。今回、MOSの両端電圧を電流センサとして使用し、電流センサを追加することなく、安価なシステムを構成している。

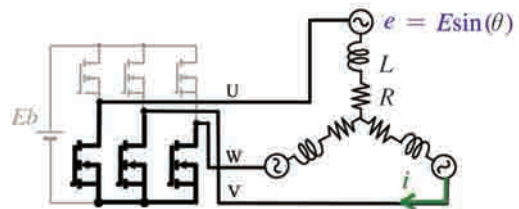


Fig. 6 Switching state at Zero Vector

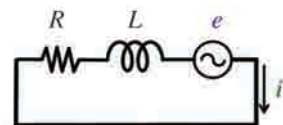


Fig. 7 Equivalent circuit for V at Zero Vector

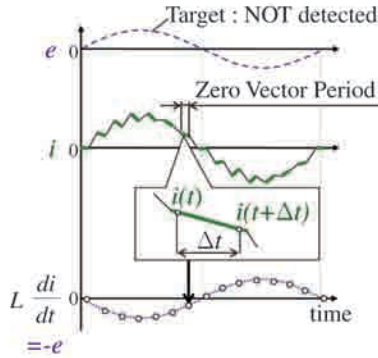


Fig. 8 Link between e and i at Zero Vector

2.4 高回転域での検出

これまで述べてきたゼロベクトル区間の時間幅は回転数の増加に伴い減少する。Fig. 9はゼロベクトル区間の時間幅と回転数を示したもので、回転数が高くなると電流を2点 ($i + \Delta i, i$) 検出することが困難なることを表している。そこで高回転時には、時間幅の長い奇数ベクトル区間を使用する。奇数ベクトル区間で検出するために、線間電流（例えば、相電流のVとW）で $di(vw)$ と $di(vw)/dt$ を検出する。これは、2.3節で述べた di 、 di/dt と等価であり、以下にその理由を示す。2.3節と同じように、奇数ベクトルにおけるスイッチング状態をFig. 10に、その等価回路をFig. 11に示す。下アームのスイッチが全てオン (Fig. 2) と下アーム2つがオン (Fig. 10) の違いがあるものの、誘起電圧とインダクタンスの関係は式 (1) と同じように表すことができ、その関係式は、

$$(e_v - e_w) + L(di_v/dt - di_w/dt) + R(i_v - i_w) = 0 \quad (3)$$

となる。 $R(i_v - i_w) \ll L(di_v/dt - di_w/dt)$ と仮定すると (3) 式は、

$$E_{vw} \sin \theta = -L di_{vw}/dt \quad (4)$$

であるから、奇数ベクトル中の線間の電流変化は線間の誘起電圧に比例することがわかる。(4) 式と (2) 式を比べて分かるように、線間電流で検出してもその電流変化は誘起電圧と相関があることが分かる (Fig. 12)。そこで本制御においては、Fig. 13に示すゼロベクトルと奇数ベクトルの時間幅に対する回転数の関係を用い、回転数に応じてゼロベクトルによる検出と奇数ベクトルによる検出を切り替えている。具体的には回転数が最大回転数の半分まではゼロベクトル、それ以上では奇数ベクトルを使っている。また、低速の回転領域でも線間電流と線間の誘起電圧を検出する構成としており、ゼロベクトルと奇数ベクトルを切り替えることにより、全域安定した制御が可能となる。

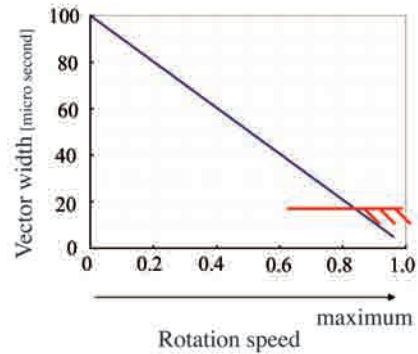


Fig. 9 Zero Vector width to Rotation speed

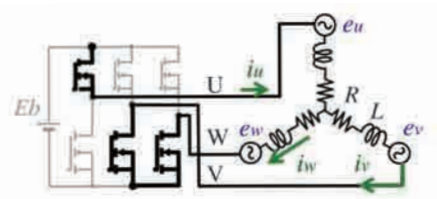


Fig. 10 Switching state at Odd Vector

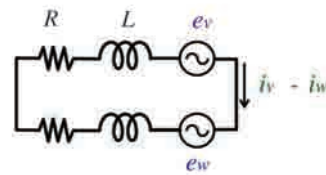


Fig. 11 Equivalent circuit for V-W at Odd Vector

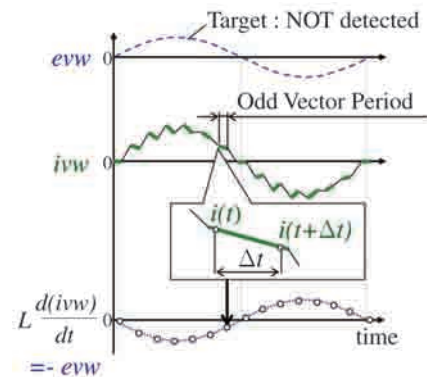


Fig. 12 Link between e and i at Odd Vector

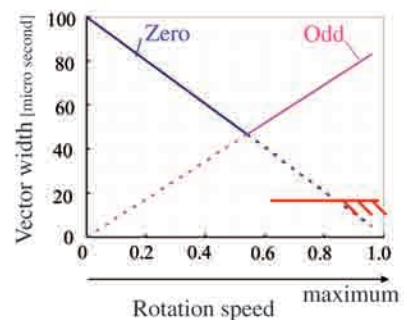


Fig. 13 Zero and Odd Vector width to Rotation speed

2.5 起動時の制御

我々の位置センサレス制御は誘起電圧情報を使っている。モータが停止、または極低速では誘起電圧の検出が難しいため、Fig. 14に示すフローチャートに沿って起動している。

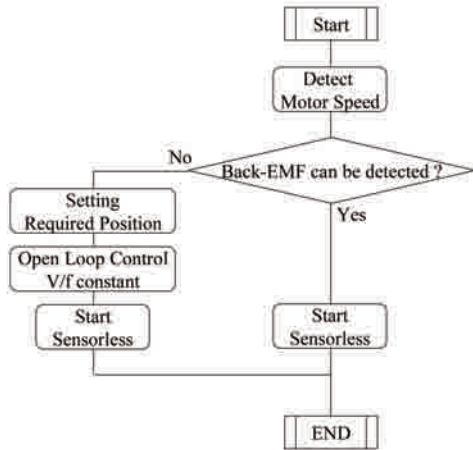


Fig. 14 Flow chart for start up

まず、モータの回転数を検出する。検出した回転数が誘起電圧を検出できる回転数か否かを判定し、誘起電圧を検出できれば、センサレスに移行する。一方、検出できない場合は、誘起電圧が検出できる回転数まで速度を上げた後（オープンループ制御）、センサレスに移行する。回転数の検出は、Fig. 15に示すように誘起電圧の検出値をコンパレータに入力し、その出力の時間幅から求める。誘起電圧の検出は、今回適用したブロワモータにおいて300rpm以上で可能である。300rpm未満の回転数の場合、検出に十分な精度が得られずコンパレータの出力が不安定となるため、誘起電圧を検出できないと判断する。

次節以降、本制御を実機に適用した評価結果について説明する。

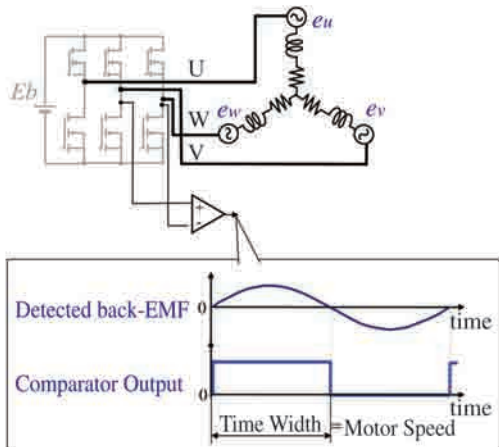


Fig. 15 Method of Detecting Rotation Speed

3. 実機検証

3.1 評価系

本手法の制御性について、エアコン用ブロワを用いて評価した。まず、位置情報を示す誘起電圧が正しく検出できているかを検証するため、演算で求めた誘起電圧と実機に取り付けたエンコーダ信号（誘起電圧を表す）との誤差を求めた。次に、本制御を適用したときの定常特性および、過渡特性を評価した。定常特性では、電流と誘起電圧の位相誤差が目標値である10度以下を満足できるかについて評価した。過渡特性では、速度変動、および負荷変動を与えたとき、モータが脱調せずに制御できること、およびその制御可能な範囲を明確にした。また、モータ停止時からの起動特性についても評価した。最後に、正弦波通电の効果を評価するため、ブロワの騒音レベルを従来の矩形波通电方式と比較した。

上記評価を行ったときの評価ブロック図をFig. 16に示す。マイコン、インバータとモータとの簡素な構成である。インバータのMOSの両端電圧から電流を検出してマイコンへ入力し、マイコン内で電流と誘起電圧の位相をPhase Lock Loop (PLL) により一致させる。これまで述べたように演算を簡素化した制御であるため、安価な（16bit）マイコンが適用できる。

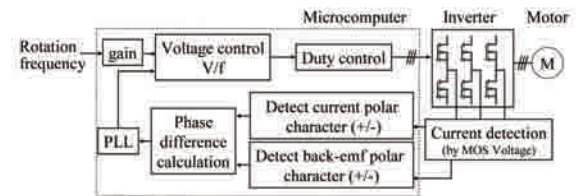


Fig. 16 Block diagram

3.2 位置検出精度 評価結果

Fig. 17に結果を示す。横軸に回転数を、縦軸に演算で求めた誘起電圧位相とエンコーダ信号の誤差を示している。回転数を上げていき、最大回転数の半分の回転数で検出するタイミングをゼロベクトルから奇数ベクトルへ切り替えている。このベクトルの切り替えにより最大回転数まで位置誤差が目標値の10度以下にでき、良好な結果を得た。

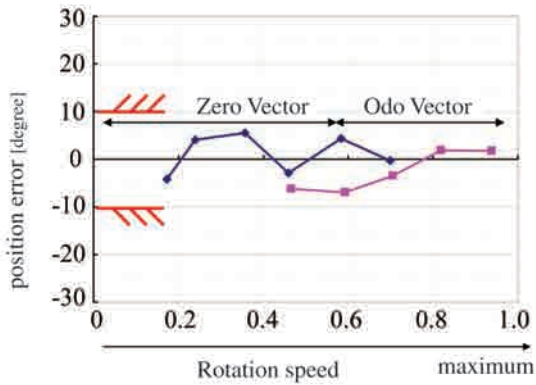


Fig. 17 Accuracy of position detection

3.3 定常性能評価

評価したプロワのトルク-回転数グラフをFig. 18に示す。この条件の中で、最大トルク0.5Nm、および無負荷0Nmの条件における誘起電圧に対する電流位相の誤差をFig. 19に示す。最大、最小トルクの条件においても回転数によらず電流位相誤差が目標の10度以下である良好な結果を確認できる。また、図には示していないが、定常状態における指令速度に対する実速度の誤差も評価しており、全ての回転数領域において、指令と実速度の誤差が0.5%以下の良好な結果であることを確認してある。すなわち、定常状態において優れた制御性をもっていると言える。

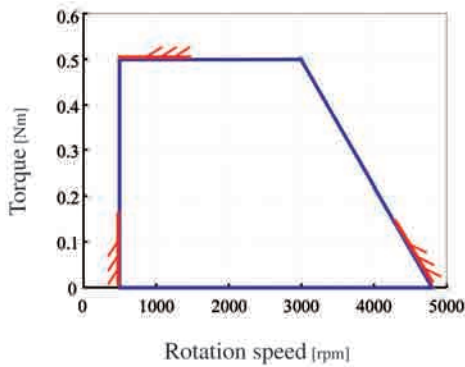


Fig. 18 Torque- Rotation Speed characteristics

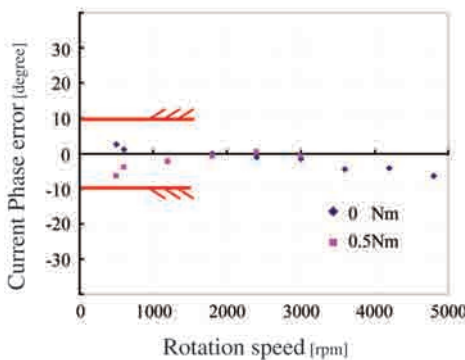


Fig. 19 Steady response, Current Phase error

3.4 過渡応答性能評価

過渡性能評価は、回転数を加速した場合とトルクを加速した場合の2つを実施した。まず、回転数を3800rpm/秒で1000rpmから加速したときの結果をFig. 20に示す。指令回転数と実回転数を最上段に、電流位相を中段に、モータ電流波形を最下段に示している。回転を加速し始めると同時に電流が増加し、電流位相が狙いの90度からずれる。回転が定常になると回転数、位相、電流振幅とも安定しており、過渡応答が良好な結果であることを示している。Fig. 21に加速レートをパラメータとして横軸に、誘起電圧と電流の位相誤差を縦軸にまとめたグラフを示す。要求加速レートの400rpm/秒の8倍の加速レートまで脱調せずに制御可能なことが分かる。

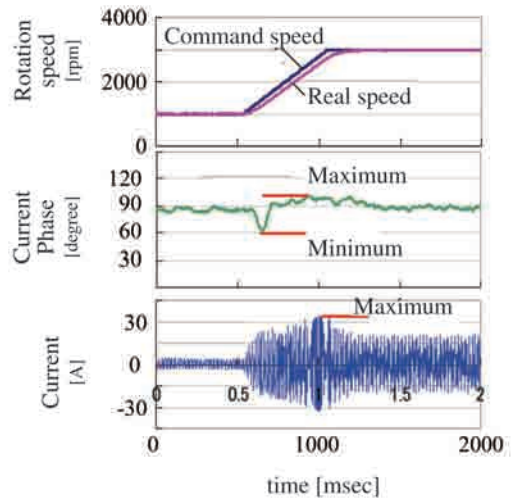


Fig. 20 Transient response, Rotation Speed

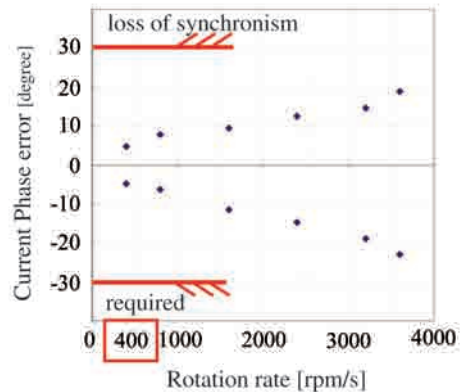


Fig. 21 Current Phase error to Rotation rate

Fig. 22にトルクを加速した場合の波形を示す。負荷変動レート6.3Nm/秒でトルクを0から0.4Nmまで変化させている。そのときの回転数変動を最上段に、電流位相を中段に、モータ電流波形を最下段に示す。負荷

変動直後に電流位相が狙いの位相からずれていき、電流振幅が増加しているが、その後、回転数、電流位相とも一定値となり安定していることが分かる。Fig. 23に加速レートをパラメータとして横軸に、誘起電圧との最大電流位相誤差を縦軸にまとめたグラフを示す。要求の加速レートの2倍の条件においても、脱調せずに制御できており、ロバスト性が高いことを示している。

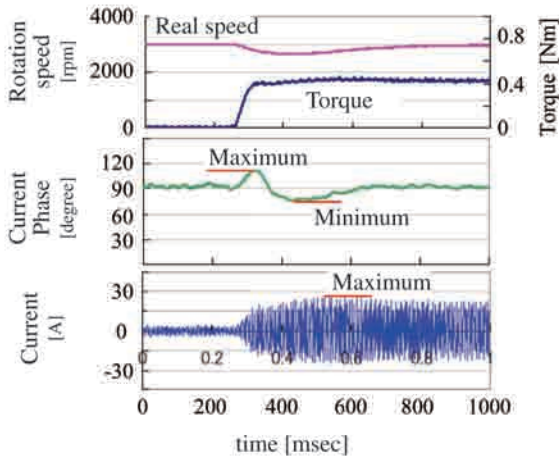


Fig. 22 Transient response, Torque

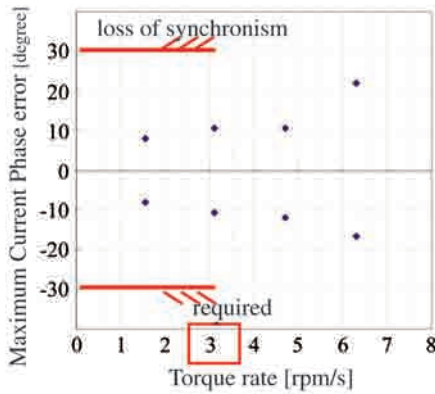


Fig. 23 Current Phase error to Torque rate

3.5 起動評価

モータ停止状態から起動させたときの波形をFig. 24に示す。条件は、負荷を最大値0.5Nmに設定し、加速レートを製品要求から400rpm/秒に設定した。オープンループ制御からセンサレス駆動に切り替ると、目標の電流位相角である90度に収束していることが分かる。また、電流の振幅も収束している。つまり、起動が正常に完了しており、良好な起動特性であることが分かる。さらに評価を進め、加速レートが倍の800rpm/秒でも問題なく起動できることを確認した。

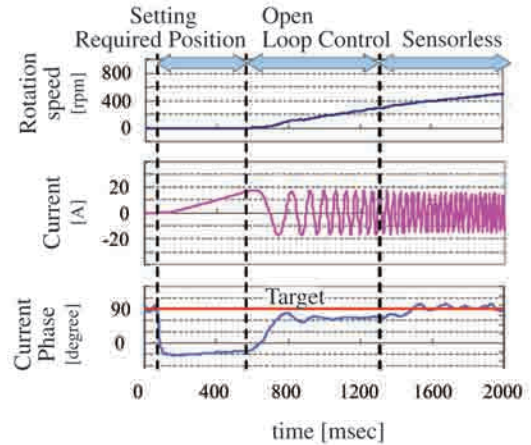


Fig. 24 Start-up characteristic

3.6 音評価結果

本制御と従来制御で駆動した場合の騒音比較を行った。従来制御では矩形波通電が適用されており、その電流には矩形波の基本波の奇数倍となるスペクトル成分を含んでいる。3次の成分は3相結線ではキャンセルされてなくなるため、次に大きな奇数成分5次、7次がトルク6次成分となり、騒音の原因となる。一方、本制御の正弦波通電では、その電流に高次の成分が含まれない。したがって、正弦波通電により6次成分が低減できるはずである。評価時の電流波形をFig. 25に、その測定結果をFig. 26に示す。通電した電流波形が正弦波であることを確認でき、そのときの騒音レベルをみると、予想通り、従来の制御で見えていた電気6次のピークが消えており、その効果を確認できた。

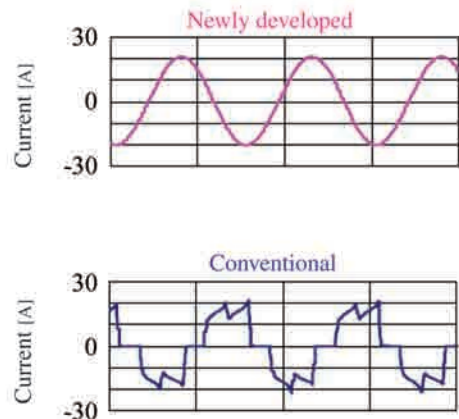


Fig. 25 Comparison of current wave form

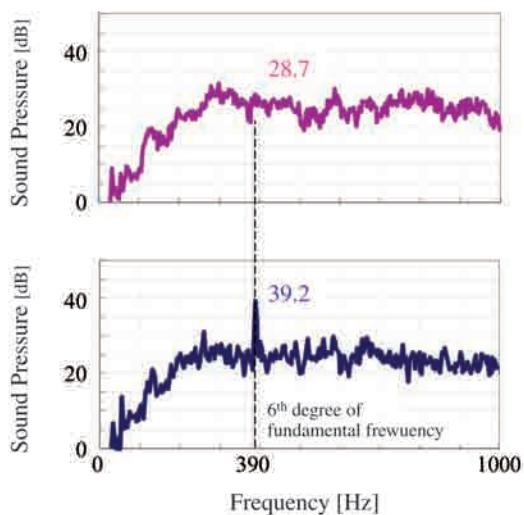


Fig. 26 Effect of newly developed control

<参考文献>

- 1) 市川真士ほか：「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論D, 122, pp1088-1096 (2002-12)
- 2) 福本, 林ほか：「圧縮機用位置センサレスベクトル制御のためのBPFを用いた周期的速度変動抑制制御」, 電学論D, 127, pp715-72 (2007-7)
- 3) 工藤, 青木ほか：「補機向け簡易正弦波位置センサレス制御法」, 全豊田研究発表会, (2011-9)

4. おわりに

自動車の補機向けに、正弦波通電と低コストを両立する制御を開発した。低コストを実現するため、演算を簡素化して安価なマイコンを適用、誘起電圧の検出を電流の相対変化から算出することで高精度な電流センサを不要とすることにより実現した。今回は流体系の補機であるブロワに適用したが、今後は、サーボ系の補機に適用を進めていく。

<著 者>



工藤 弘康
 (くどう ひろやす)
 パワトレイン機器事業グループ
 電気先行開発室
 HEV機器の開発に従事



青木 康明
 (あおき やすあき)
 EHV機器技術1部
 HEV機器の開発に従事