# 電流源駆動によるセンサレス永久磁石モータの起動時騒音の低減法

河合 一弥\* 熊谷 崇宏 塩井 太介渡辺 大貴 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

## A current-source control method for reduction start-up acoustic noise of permanent magnet synchronous motor(PMSM) Kazuya Kawai<sup>\*</sup>, Takahiro Kumagai, Taisuke Shioi, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a current source starting method for reducing start-up acoustic noise of permanent magnet synchronous motor(PMSM). In this paper, the current source control method used a PI controller is shown as a sensor-less drive method for reducing the start-up acoustic noise. The maximum acoustic noise at start-up is reduced by 89% compared to conventional 120 ° conduction control. In additional, use the current source control method with  $i_d=0$  control as speed control are reduced 30% over shoot current compared to conventional V/f control method.

キーワード:同期電動機,騒音,起動方法,実機検証 (Permanent Magnet Synchronous Motor, Acoustic noise, Start-up method, Verification experiments)

### 1. はじめに

環境問題への取り組みとして、家電製品の高効率化が進 められている。一日中稼働させているエアコン、冷蔵庫な どでは、ブラシの摩耗の問題がなく、高い効率が実現でき る永久磁石同期電動機(PMSM)が広く用いられている。その 中でも、エアコンのファンを駆動するモータは、生活環境 の中に組み込まれているため、静音性能が重視される。ま た、使用環境の拡大や信頼性の向上の観点から、位置セン サレス化や速度センサレス化が望まれる。加えて、製品コ ストの観点から、制御用マイコンの処理能力が制約される ため、複雑な演算ができないなどの制約がある。

PMSM を簡単に駆動する方法として,120 度通電駆動があ る。120 度通電駆動では,通電モードを電気角 60 度ごとに 切り替えるのみで駆動できるため,制御アルゴリズムが極 めて簡便である。しかし,通電モードの切り替えショック に伴うトルク脈動が発生する。このトルク脈動は特に始動 時に顕著であり,機械振動を引き起こし,騒音の原因とな る恐れがある。これらを防止するために,ファンモータの 固定部分に防振ゴムの使用や回転子の軸受け周りにゴム・ プッシュを取り付けるなどの対策がなされる。しかし,こ れらの防振材は,コストアップの要因になる。

制御により PMSM の騒音,振動を低減する一つの方法と してセンサレス正弦波駆動がある。正弦波駆動は,電気角 60 度ごとの通電モード切り替えがないため,120 度通電に 対してトルク脈動を大幅に低減できる。通常,センサレス で正弦波駆動する場合,高調波電圧または電流をモータに 注入する事や磁気飽和を利用した初期位置推定<sup>(1)(2)</sup>があげ られる。これらの方式により,起動から完全にセンサレス でモータを駆動できる。しかし,これらの制御では家電用

マイコンとして計算負荷が高い。

計算負荷の低いセンサレス正弦波駆動として,始動中の 電圧指令とモータに流れる電流およびモータ定数を用いて 軸誤差を算出し,軸誤差をゼロにするように制御<sup>(3)</sup>がある。 加えて,センサレス制御に切り替える際に,負荷に応じて 速度制御系に初期値を補正することで,センサレス制御へ の切換え時に発生する切換えショックを抑制できる。また, 文献(4)では,同期引き込み(オープンループ)からセンサレス 制御に移行する代わりに,試行錯誤的に導出した起動に適 したブースト電圧に設定した V/f 制御で始動することで,簡 易な振動低減を達成している。しかし,どちらの手法も, 巻線抵抗やデッドタイムのパラメータにより性能が大きく 左右される。また,モータの温度条件により巻線抵抗が変 化した場合,騒音や振動の低減効果が低下する恐れがある。

そこで、本論文では、インバータの出力電圧をδ軸とする 直交2軸のγδ座標系を定義する PMSM の V/f 制御<sup>(3)</sup>をベース に電流源駆動方式による起動方式を提案する。本提案法で は、オープンループによる同期駆動の代わりに、電流フィ ードバックにより電流振幅を定格電流以内に制御する電流 源駆動により起動させる。その後、電流源駆動の PI 制御の 積分器の値を保持した状態で、無効電力を用いた *ia*=0 制御 に切り替え, *ia*=0 制御実現をしつつ所望の速度まで加速させ





る。本制御は,電流ベクトルを dq 座標上に分解する必要が なく,電流の大きさと各周波数とインダクタンスのみを用 いるため,磁極位置情報が不要であり非常に簡単である。 加えて,巻線抵抗や逆起電力係数や鎖交磁束を含まないの で,温度変化等によるパラメータ変化に対してロバストに 制御できる。

本論文では、はじめに 120 度通電駆動で起動させた際に 生じる振動を測定および分析を行い、ファンモータでは、 通電モード切り替えショックに伴う騒音が大きいことを明 らかにする。また、文献(4)の手法を用いて正弦波駆動によ り起動させることで騒音を低減できることを確認する。次 に、電流源起動から突入電流無しにスムーズに V/f 制御に移 行する制御法を提案し、実機試験により騒音低減効果を確 認する。

#### 2. 起動時の騒音発生原因と対策

#### <2·1>騒音発生原因

図1にホールセンサ付き 120 度通電制御における起動方 法を示す。一般に,エアコンや冷蔵庫などの家電製品では, 位置センサを付ける場合でもコストの観点からホールセン サを用いることが多い。ホールセンサは電気角 60 度ごとの 回転子の位置情報しか出力できない。そのため,速度情報 を用いて信号間を補間し,位相角を連続化することで正弦 波駆動を行う。しかし,停止時においては速度情報が分か らないため,起動時は速度情報が取得できるまで 120 度通 電制御を行った後正弦波駆動に切り替える。

図 2 に実際にホールセンサ付き 120 度通電制御で起動し た際の電流,音圧波形,回転速度の波形を示す。図 2 から 分かるように,起動時において 120 度通電制御の通電モー ドを切り替えるごとに,大きな音圧リプルが発生している。 これは,切換えショックに伴うトルク脈動が,PMSM の出 力軸とファンとの接合部で機械振動を引き起こしているた めであると考えられる<sup>(4)</sup>。一方,制御器内で補間した位置情



Fig. 4. Relationship between rotation speed and voltage amplitude.



Fig. 5. Phase current, sound pressure, and motor speed at startup of V/f method.

報を用いて正弦波駆動している後半の区間は,音圧レベル が低い。したがって,起動時の騒音の低減には,起動時か ら正弦波駆動することが有効であると考えられる。

<2・2>正弦波駆動による対策

図3に本章で用いるV/f制御をベースとした簡単な起動法の起動シーケンスを示す<sup>(4)</sup>。本手法では,起動時から正弦波 電流で駆動することで起動時騒音の低減を図る。

図4に PMSM の位置センサを用いない V/f 制御<sup>(4)</sup>の回転 数と電圧指令値の関係を示す。V/f 制御による起動時は,巻 線抵抗 R による電圧降下を補償するために,電圧降下分だ けブースト電圧 V<sub>bst</sub>を設定する。しかし,起動負荷が不明な 場合には,巻線抵抗による電圧降下分のみの補償では脱調 の恐れがある。そのため,通常のブースト電圧 V<sub>bst</sub>を K<sub>bst</sub> 倍(K<sub>bst</sub> > 1)したものをブースト電圧 V<sub>bst</sub>'として与える。これ により,より強い電磁力で回転子を引き付けるので,安定 して起動できる。加えて,通常のセンサレス制御の同期引 き込み(オープンループ)からセンサレス制御のプロセスを V/f 制御で置き換えられるので,非常にシンプルなシーケン スで起動できる。

図5に実際に V/f 制御方式による起動した際の電流,音圧 波形,回転速度の波形を示す。なお, Kbs は試行錯誤的に 1.7 に設定した。図5より,120度導通制御で起動した際の音圧 波形(図2)と比較して,音圧波形にリプルがなく,起動時の 騒音を低減できていることがわかる。 しかし、本手法におけるブースト電圧 Vbs'の決定は試行 錯誤的であり、巻線抵抗やデッドタイムにより最適な値は 異なる。モータの温度条件により巻線抵抗が変化した場合, 騒音の低減効果が低下するだけでなく、安定した起動が行 えない恐れがある。

## 電流源駆動による起動および速度制御時の i<sub>d</sub>=0 制御

本章では巻線抵抗が変動した場合でも、安定した起動を 行うために電流源駆動による起動方式を提案する。加えて、 電流源駆動から通常の制御モードに切り替えた後も、加速 中の過電流を防止するため、電流振幅を抑制できる *ia*=0 制 御による加速および定常の制御を提案する。

図 6 に提案制御の制御ブロック線図を示す。本提案法で は、同期駆動の代わりに電流振幅を定格電流に制御する電 流源駆動によりモータ起動させる。電流振幅を定格値に制 御することで、同期駆動時よりも大きなトルクを出力でき るため、安定した起動が可能となる。しかし、定速運転状 態においても定格電流を流し続けると効率の低下を招く。 そのため、電流源起動で駆動した後に、*ia*=0 制御<sup>66</sup>に切り替 え所望の速度まで加速させる。ここで、制御切り替え時の 急激な電圧指令値の変化を抑制するために、電流源駆動の PI制御の積分値を保持した状態で、次の制御に切り替える。

本手法により,巻線抵抗が変動した場合でも一定の正弦 波電流を保つことができ,安定した起動が可能である。

制御モードを切り替えで V/f 制御に移行する場合, 定常的 な出力電圧は電流源駆動における PI 制御の積分値(保持値) となる。通常の V/f 制御に切り替えると, 設定された V/f 比 と積分器により固定された出力電圧にミスマッチがあり, 切り替え後に過電流になる可能性がある。また, 定常状態 では出力電流はトルクを確保する最低限の電流とすること で,損失の低減が期待できる。そこで,無効電力を利用し た *i*<sub>d</sub>=0 制御を適用する。

図7に $\gamma\delta$ 軸と dq 軸の関係を示す。それぞれの軸はモータ 速度に同期した回転座標系である。PMSM のベクトル制御 では、永久磁石が発する磁束の方向を d 軸、速度起電力が 発生する方向を q 軸と定義する。一方で、センサレス制御 ではインバータの出力電圧ベクトルの方向に $\delta$ 軸を定義し、  $\delta$ 軸より 90°遅れた軸を $\gamma$ 軸と定義する。この結果、各軸の 定義より $\delta$ 軸は有効成分を示し、 $\gamma$ 軸は無効成分を示すこと になる。

dq 座標系で表した PMSM の電圧方程式を(1)式に, γδ 座 標系で表した PMSM の電圧方程式を(2)式に示す。

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\phi \end{bmatrix} \dots \dots \dots (1)$$
$$\begin{bmatrix} V_{\gamma} \\ V_{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_{\gamma} & -\omega_{l}L_{\delta} \\ \omega_{l}L_{\gamma} & R + pL_{\delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} + \omega_{l}\phi \begin{bmatrix} \sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix} \dots \dots (2)$$
$$\subseteq \mathbb{C} \oplus V_{dq}, \quad V_{q} = V_{\gamma}, \quad V_{\delta} \Downarrow \delta \oplus \mathbb{C} \oplus \mathbb{C}, \quad i_{dq}, \quad i_{q}, \quad i_{\gamma}, \quad i_{\delta} \in \mathbb{C}$$



Fig. 6 Control block of current source control. (仮)



Fig. 7. Relation between the  $\gamma\delta$ -frem and dq-frem



Fig. 8 Block diagram of the conventional  $i_d=0$  control.

は各軸の電流,  $L_{dq}$ ,  $L_q$ ,  $L_y$ ,  $L_\delta$ は各軸のインダクタンス, Pは微分演算子,  $o_{re}$  は電動機の電気角速度,  $\phi$ は永久磁石の 磁束鎖交数, R は巻き線抵抗,  $\delta$ は負荷角,  $o_l$  はインバータ の出力電気角速度である。ここで, V/f 制御では, 最大トル ク/電流制御時の無効電力は(3)式で求められる<sup>(3)</sup>。

$$Q_{dq} = \omega (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \phi i_d) \dots (3)$$

また、 $V_{\gamma}=0$ の状態で制御を行う際に、 $\gamma\delta$ 軸上での無効電 力  $Q_{\gamma\delta}$ が(3)式で示す事ができる。

$$Q_{\gamma\delta} = V_{\delta} i_{\gamma} \tag{4}$$

(3), (4)式より, γδ軸上での無効電力 *Q<sub>i</sub>*が無効電力 *Q<sub>dq</sub>*に 等く,かつ*ia*=0を実現するには(5)式が成立すればよい。

$$\omega L_q i_q^2 = V_\delta i_\gamma \tag{5}$$

図 8 に  $i_{d=0}$  制御のブロック線図を示す。本制御では、 $\gamma\delta$ 軸上での無効電力  $Q_{\gamma\delta}$ が最大トルク/電流制御時の無効電力  $Q_{dq}$ の偏差を求め P 制御器により、偏差がゼロになるように 制御することで  $i_{d=0}$  制御を達成する。 ここで,通常は,P制御器の後段のLPFは高周波に対す るゲインを小さくすることで(5)式を定常的に成立させるた めに挿入し,定常状態のみに着目し効率改善を目的として いる。しかし,本論文における*ia*=0制御は加速中にも電流 振幅を低減し,過電流を抑制することを目的としている。 過渡応答を改善するには,比例制御のゲインは大きくし, LPFの時定数は小さく設定する必要がある。しかし,どち らの場合も,永久磁石モータをV/f制御した際に発生する振 動を強調する可能性がある。振動を抑制するためには,安 定化制御のダンピングゲインを上げることが考えられる が,速度オーバーシュートの原因となる。そのため,高効 率制御の影響を考慮せずに設計したダンピングゲインでも 振動が十分に抑制できる範囲内で,比例制御のゲインを大 きくし,LPFの時定数を小さくしなくてはならない。そこ で,パラメータ調整について,次章にて実験的に検証する。

#### 4. 電流源駆動による起動法と起動時騒音の評価

表1に各実験条件下の*ia*=0 制御ゲイン K, LPF のカット オフ周波数,電流源による起動制御後の速度制御方法を示 す。はじめに,*ia*=0 制御と V/f 制御による違いの比較を示す。

図9に実機試験により電流源駆動による起動からV/f制御による速度制御に切り替えた際のu相電流,音圧波形,回転速度の波形を示す。図11より,120度導通制御で起動した際の音圧波形(図2)と比較して,音圧波形にリプルがなく,起動時の最大音圧1.026Paに対して最大音圧が0.114Paであり,最大音圧を89%低減できていることがわかる。しかし,制御切り替え時定格電流1.0Aに対して最大1.3Aの電流が流れ,0.3 p.u.の過電流が発生していることがわかる。

図 10 に提案法を用いてモータを駆動した際の起動時の u 相電流,音圧波形,回転速度の波形を示す。図 10 より,120 度導通制御で起動した際の音圧波形(図 2)と比較して,起動 時の最大音圧を 89%低減している。また,図9 に示した V/f 制御使用時と比較して,制御切り替え時の過電流を抑制で きている。次に,LPF のカットオフ周波数を変更した際の 比較結果を示す。なお,図11 は定常状態のみ *ia*=0 制御を動 作させたの結果を示す。

図 11, 12, 13 に提案法 *ia*=0 制御部の LPF を調整し,モー タを駆動した際の u 相電流,音圧波形,回転速度の波形を 示す。図 11 より,定常速度時のみに *ia*=0 制御を適応した際 には,安定した起動および切り替えが可能であるが過電流

	Gain	Cut-off of LPF [rad/s]	Speed control
Fig. 9.	0.3	2	V/f control
Fig. 10.	0.3	2	$i_d = 0$ control
Fig. 11.	0.4	2	$i_d = 0$ control
Fig. 12.	0.4	1	$i_d = 0$ control
Fig. 13.	0.4	OFF	$i_d = 0$ control
Fig. 14.	0.8	2	$i_d = 0$ control
Fig. 15.	0.5	2	$i_d = 0$ control
Fig. 16.	0.1	2	$i_d = 0$ control

Table 1 Experimental	l conditions	of $i_d=0$	control
----------------------	--------------	------------	---------







Fig. 9. Startup with current source control method, speed control with V/f control method with high eff. control on steady speed.
 (gain K=0.3, Cut-off angular frequency = 2rad/s of LPF)









(gain K=0.3, Cut-off angular frequency = 2 rad/s of LPF)

が発生する。図 13 より, LPF を無効にした場合には持続振動が発生している。一方で,図 12 より LPF を追加しゲイン を適切に調整する事で,過電流および持続振動を回避しつ つ加速できていることが分かる。最後に,*ia*=0 制御ゲイン*K* を変更した場合の実験結果の比較を示す。

図14,15,16に提案法*ia*=0制御ゲインKを調整し,モー タを駆動した際のu相電流,音圧波形,回転速度の波形を 示す。図14より,Kを0.8に設定した場合には,加速中に モータが脱調し停止した。図15より,*ia*=0制御ゲインを0.5 に設定した場合には,加速中に過電流を回避しつつ加速で きている。図16より,*ia*=0制御ゲインKを0.1に設定した 場合には,安定した起動は行えているが加速中に過電流が 発生し,収束後の電流も図15に比べて大きい。以上の結果 より,*ia*=0制御のゲインを高くすることで電流振幅を低減で きるが,不安定になり脱調する危険がある。

よって、安定した起動を行うためには、LPF のカットオ フ周波数を高く設定すると切り替え時の電流振幅を抑制が できなく、カットオフ周波数を低く設定すると制御による 再帰演算を防げなくなり、振動の原因になる。

また,  $i_{d=0}$ 制御のゲイン K を過渡応答(加速)状態には 負荷変動に対して低すぎない電流を保つ必要がある。一方, K を小さくしすぎると制御切り替え時の過電流を抑制でき なくなる。

## 5. まとめおよび今後の予定

本論文では,モータ起動時の振動を低減可能な電流源起 動法を提案した。はじめに,起動時に発生する騒音の原因



(gain K=0.5, Cut-off angular frequency = 1rad/s of LPF)

を明確にするために,従来使用される 120 度通電駆動で起 動させた際に生じる振動を測定・分析した。その結果,フ ァンモータにおいては,120 度通電時の通電モードの切り替 えショックにより騒音が発生することを明らかにした。次



WWW

(b) Focus on control switch

Fig. 13. Startup of current source control method, speed control with  $i_d=0$ 

control.

(gain K=0.5, without LPF)

Command speed[0.

Motor speed [0.2 p.u./div] [0.1 s/div

p.u./div]

Sound pressure

[0.57 Pa/div]

に,起動時から正弦波駆動することで騒音を低減可能な起動法を提案した。提案法は,電流振幅を定格電流に制御する電流源駆動によりモータ起動させた後に, $i_d=0$ 制御に切り替え所望の速度まで加速させることで定格電流以上の電流が流れることなく,安定した起動および制御切り替え,速度制御が可能である。また, $i_d=0$ 制御における LPF のカットオフ周波数を高く設定すると,切り替え時の電流振幅を抑制できず,カットオフ周波数を低く設定すると,振動の原因になる。ゲイン K を過渡応答(加速)状態には負荷変動に対して低すぎない電流を保つ必要がある。一方, K を小さくしすぎると制御切り替え時の過電流を抑制できなくなる。今後の予定は, $i_d=0$ 制御における LPF と P ゲインの設計法について検討する。

#### - 献

(1) Shih-Chin Yang, Yu-Liang Hsu, "Full Speed Region Sensorless Drive of Permanent-Magnet Machine Combining Saliency-Based and Back-EMF-Based Drive", Industrial Electronics IEEE Transactions on, vol. 64, no. 2, pp. 1092-1101, 2017.

(2) X. Luo, Q. Tang, A. Shen and Q. Zhang, "PMSM Sensorless Control by Injecting HF Pulsating Carrier Signal Into Estimated Fixed-Frequency Rotating Reference Frame," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 4, pp. 2294-2303, April 2016

 (3)李 東昇, 能登原保夫, 鈴木尚礼, 安藤 達夫,「位置センサレス PMSMの広範囲負荷起動に適した同期始動の切替ショック低減方法」, 電気学会論文誌 DQ(産業応用部門誌), 2010, 130巻, 9号, p. 1075-1080
 (4)河合一弥, 熊谷崇宏, 渡辺大貴, 伊東淳一:「センサレス永久磁石モータの起動時騒音の低減法」, 産業応用部門オンライン研究会, SPC-20-159 HCA-20-052 VT-20-048, pp. (2020)

(5)伊東淳一,豊崎次郎,大沢博:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」,電学論 DQ, Vol. 122, No. 3, pp. 253-259, (2002)
(6)東井孝途,加藤尚和,伊東淳一:「埋込磁石同期電動機の V/f 制御に







