

福岡工業大学 学術機関リポジトリ

Design of Filter utilizing IM Drive System with High Frequency Voltage Signal Injection

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2021-01-07 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 窪田, 涼介 メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/11478/00001582

高周波電圧信号重畳による誘導機ドライブシステムで利用する 信号分離用フィルタの設計

窪田 涼介 (福岡工業大学短期大学部情報メディア学科)

Design of Filter utilizing IM Drive System with High Frequency Voltage Signal Injection

KUBOTA Ryosuke (Department of Information and Multimedia Technology, FIT Junior College)

Abstract

This paper reports the design and its analysis of various filters used for signal separation for the induction machine drive system with high frequency voltage signal injection. The designed filters are notch filter in addition to 1st, 2nd, and 4th order low-pass filters. For the analysis method, the simulation is carried out by constructing an indirect type vector control system. Also, the stability analysis is carried out for the current controller with the filter. As the results, it is clarified that the fundamental component and the high frequency amplitude can be accurately extracted by using notch filter as compared with other low-pass filters.

Keywords : Filter Design, High Frequency Signal Injection, Induction Machine, Stability Analysis,

1. まえがき

誘導機 (IM) は、その構造上、安価かつ堅牢という特長を有し、現在、産業界で最も利用されている交流電動機である。また、高精度なトルク・速度制御を必要とする用途においては、回転子 (二次) 磁束に同期した dq 同期座標上で制御を行うベクトル制御が実用されている⁽¹⁾。ベクトル制御では、その制御原理上、回転速度を制御系へフィードバックしなければならず、それ故、軸端に速度センサを取り付ける必要がある。そのため、コストの増加や故障等による信頼性の低下を招き、IM 本来の特長を損なうことになる。また、用途によっては両軸を使用することもあり、速度センサ自体を取り付けられない場合がある。そこで、これらの課題に対する解決策として、速度センサを要しない、いわゆる速度センサレスベクトル制御 (センサレス制御) が考案され、実用に供されている⁽²⁾。IM のセンサレス制御では、二次磁束位置と回転速度を推定する必要がある、ベクトル制御駆動における高精度なトルク・速度特性を実現するために、多くの推定方式が報告されている⁽³⁾⁻⁽⁹⁾。

これまでに報告されているセンサレス制御法は、大別すると IM の基本波モデルに立脚したセンサレス方式とモータモデリングにおいて考慮されていない物理現象を利用したセンサレス方式がある。前者の方式は、一般に用いられる方式であり、推定精度の高精度化を図る観点から種々の推定アルゴリズムが提案されている⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。しかしながら、基本波モデルに基づいて構築されているため、特に低速・回生領域の零周波数となる運転状態において二次側の誘起電圧を表す項がゼロとなり、二次側の状態を推定することが困難

になることが知られている。一方、後者の方式は、IM 機内の磁気飽和や回転子スロット高調波を利用する方式であり、基本波モデルを用いないため、零周波数運転においても、推定原理上、安定した動作が可能とされている。磁気飽和を利用する方法は、二次磁束位置の推定に利用され、主磁束の飽和に起因して生じる突極性を検出することで推定を行う⁽⁶⁾⁽⁷⁾。また、回転子スロット高調波を利用する方法は、回転速度の推定に利用され、IM の回転子構造に起因して生じるスロットリップルを検出することで推定が行われる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。飽和突極性や高精度な回転子スロット高調波の検出に関しては、高周波信号を重畳することによって検出可能となる。

IM の高周波信号重畳によるセンサレス制御では、高周波信号を基本波に重畳し、その場合に測定される信号から高周波成分を抽出することによって、二次磁束位置および回転速度を推定する。その際、高周波成分を抽出するためにフィルタが用いられる。一方、高周波信号は基本波の制御信号にとっては外乱であり、また、広帯域の電流制御器を設計している場合には高周波成分まで補償されるため、それらの影響を防ぐために基本波成分のみを抽出するフィルタが必要となる。高周波成分の抽出に用いられるフィルタの構成としては、BPF (Band Pass Filter) を用いて高周波信号を抽出し、これに同一の周波数成分を掛け合わせた後、LPF (Low Pass Filter) を用いて高周波信号の振幅のみを抽出する方法がある⁽⁶⁾。一方、基本波成分の抽出に用いられるフィルタに関しては LPF が多用されている。しかしながら、上記の高周波や基本波の抽出過程で用いられる LPF は、制御応答速度の観点から帯域を下げることができず、また、演算周期の観点から先鋭度を高くできない等の問題がある。

そこで、本稿では高周波電圧信号重畳における信号分離に利用するフィルタの設計とその解析について報告する。設計を行うフィルタに関しては、一般に用いられる一次のLPFに加えて、二次及び四次のLPF、また、BSF (Band Stop Filter) の一種であるNF (Notch Filter) を対象として設計を行う。設計されたフィルタの解析に関しては、間接形ベクトル制御系に組み込んだ場合のシミュレーションに加え、設計したフィルタと電流制御器に関する伝達関数から極零点を求めることによって安定性解析を実施する。その結果、本システムでは基本波成分を抽出するために用いるフィルタとして、NFを用いた場合に他のLPFと比較して高周波の影響を最も低減して基本波成分を抽出できることを明らかにした。また、高周波成分の振幅を抽出するために用いるフィルタに関しても、NFを用いた場合に高周波振幅を精度良く抽出可能であることを明らかにしたので報告する。

2. フィルタ設計

2.1 各種フィルタの構成 本検討における基本波成分と高周波成分の信号分離に用いるフィルタは、一次、二次及び四次のLPFに加えて、NFを対象に設計を行う。各種フィルタの伝達関数は、下式で表される。

$$G_{1st\ LPF} = \frac{K\omega}{s+\omega} \dots\dots\dots (1)$$

$$G_{2nd\ LPF} = \frac{K\omega^2}{s^2+\frac{\omega}{Q_1}s+\omega^2} \dots\dots\dots (2)$$

$$G_{4th\ LPF} = \frac{K_1\omega^2}{s^2+\frac{\omega}{Q_2}s+\omega^2} \cdot \frac{K_2\omega^2}{s^2+\frac{\omega}{Q_3}s+\omega^2} \dots\dots\dots (3)$$

$$G_{NF} = \frac{K(s^2+\omega_{NF}^2)}{s^2+\frac{\omega_{NF}}{Q_1}s+\omega_{NF}^2} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、(1) 式は一次LPF、(2) 式は二次LPF、(3) 式は四次LPF及び(4) 式はNFの伝達関数である。

(1) 式～(4) 式で表される各フィルタの伝達関数を基に、

表 1 設計パラメータ

Table 1. Design parameters.

Parameters	Gain	Cut-off frequency [rad/s]	Quality factor
1 st Order LPF	$K = 1$	$\omega = 2\pi \cdot 250$	
2 nd Order LPF	$K = 1$	$\omega = 2\pi \cdot 250$	$Q_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}$
4 th Order LPF	$K_1 = 3 - \frac{1}{Q_2}$ $K_2 = 3 - \frac{1}{Q_3}$	$\omega = 2\pi \cdot 250$	$Q_2 = \frac{1}{2 \cos \frac{\pi}{8}}$ $Q_3 = \frac{1}{2 \cos \frac{3\pi}{8}}$
NF	$K = 1$	$\omega_{NF} = 2\pi \cdot 500$	$Q_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}$

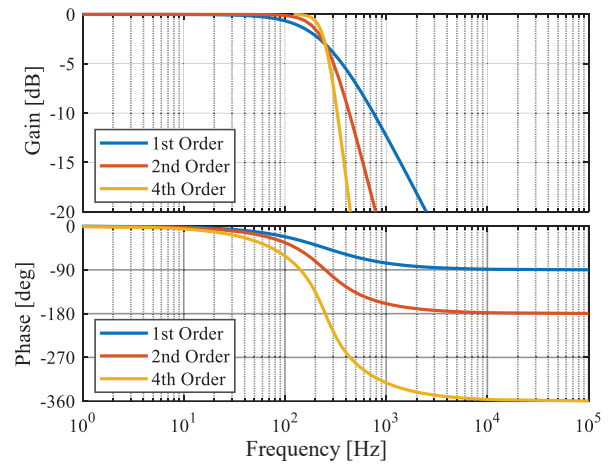


図 1 各 LPF に関するボード線図
Fig. 1. Bode diagram for each LPF.

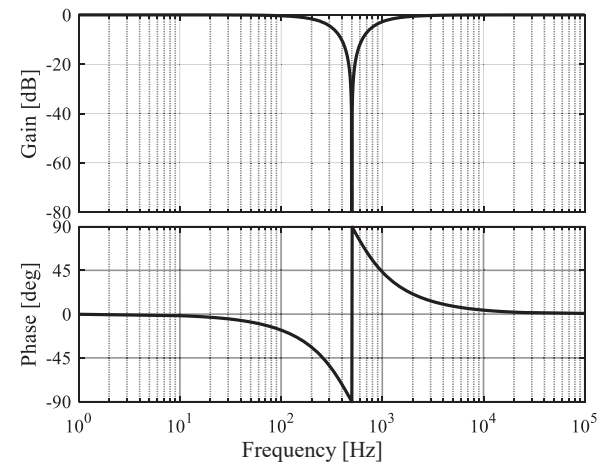


図 2 NF に関するボード線図
Fig. 2. Bode diagram for NF.

基本波成分及び高周波成分を抽出可能とするパラメータの設計を行う。

2.2 設計仕様 表 1 に基本波成分抽出用に設計した各フィルタのパラメータを示す。表 1 より、各 LPF のカットオフ周波数は電流制御器の設計値に依存し、本検討において用いる電流制御器の帯域周波数が約 159 Hz であることを考慮して決定した。NF のカットオフ周波数に関しては、その動作特性上、重畳周波数に対応した値とすれば良く、500 Hz として設計した。また、四次 LPF に関しては、パワース特性となるように設計を行った。図 1 に各 LPF のボード線図を示し、図 2 に NF のボード線図を示す。図 1 及び図 2 より、設計通りの特性が得られていることが分かる。高周波成分抽出におけるパラメータに関しては、表 1 に示されたカットオフ周波数に対して重畳周波数を考慮して設計することで決定される。

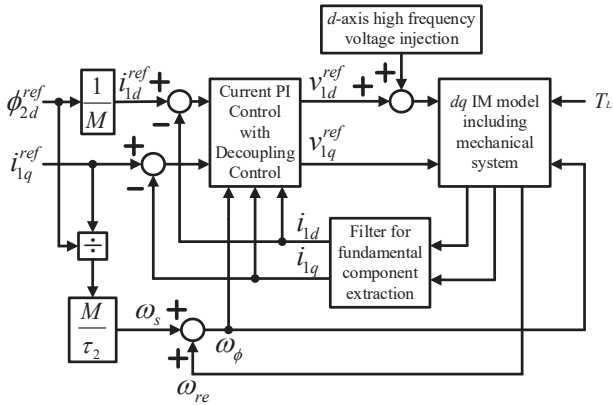


図3 シミュレーションモデル
Fig. 3. Simulation model.

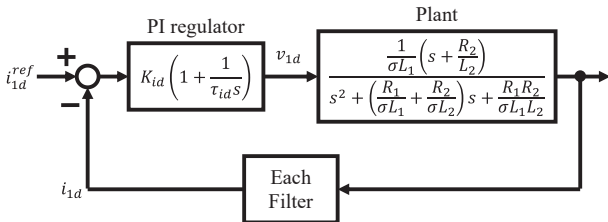


図4 基本波成分抽出フィルタ付き d 軸電流制御器
Fig. 4. d-axis current controller with fundamental extraction filter.

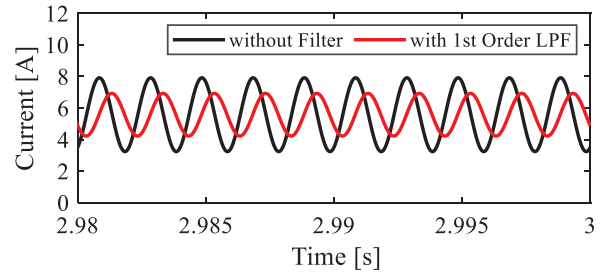
3. 解析方法

3.1 シミュレーションモデルの構成 図3に基本波成分抽出フィルタを付加したシミュレーションモデルを示す。図3より、本検討では間接形ベクトル制御系により誘導機を動作させ、高周波電圧信号を d 軸一次電圧指令値に重畳する構成とした。重畳する高周波電圧信号は下式で表される。

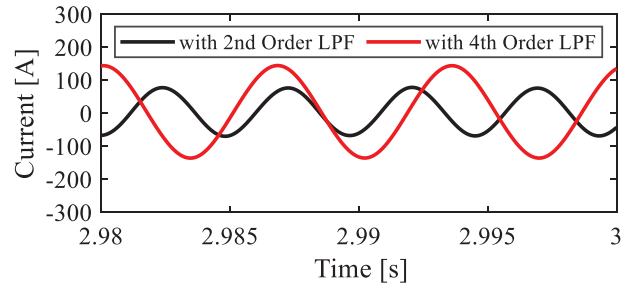
$$v_{1d}^{hf} = V_1^{hf} \sin(\omega_{hf}t) \dots \dots \dots (5)$$

ここで、 V_1^{hf} は重畳信号の振幅、 ω_{hf} は重畳周波数である。誘導機の制御においては、高周波成分は外乱であるため、基本波成分抽出フィルタを用いて高周波成分を除去する必要がある。具体的には、誘導機モデルより得られる高周波成分を含む dq 軸一次電流値に対して基本波電流のみを抽出し、電流制御器へフィードバックする構成である。本検討では、図3に示されたシミュレーションモデルを用いて、前章で設計した各フィルタの挙動を解析する。高周波成分の振幅抽出フィルタの構成については次章で述べる。

3.2 安定性解析 図4に基本波成分抽出フィルタを付加した d 軸電流制御器の構成を示す。図4より、電流制御器は PI (比例積分) 制御で構成され、その出力を電圧指令値としてプラントである誘導機モデルに入力する。その後、プラントの出力である電流値に対してフィルタを介してフィード



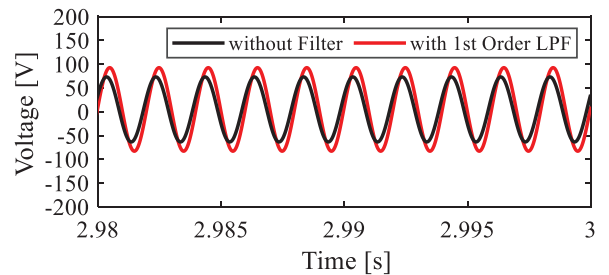
(a) フィルタなし, 一次 LPF 出力



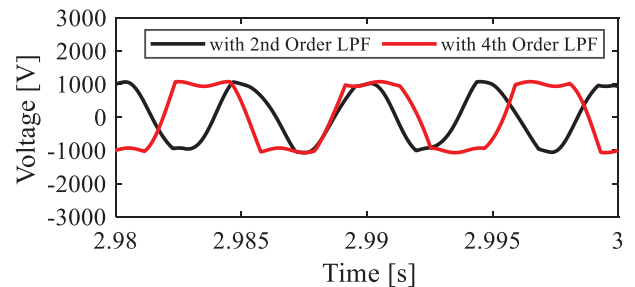
(b) 二次 LPF 出力, 四次 LPF 出力

図5 d 軸一次電流

Fig. 5. d-axis stator current.



(a) フィルタなし, 一次 LPF 通過電流入力



(b) 二次 LPF 通過電流入力, 四次 LPF 通過電流入力

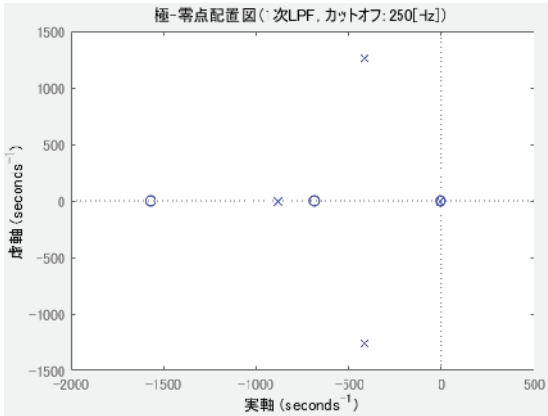
図6 d 軸一次電圧

Fig. 6. d-axis stator voltage.

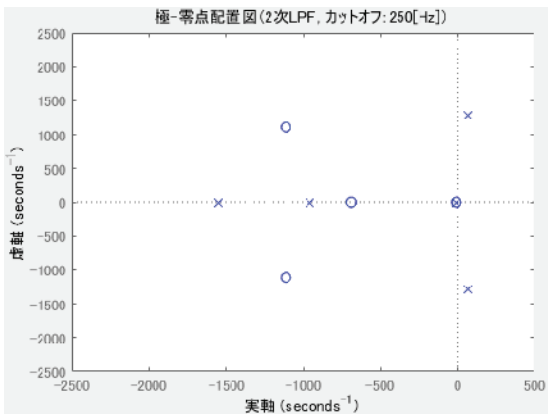
バックする。各フィルタに対する安定性の検討は、図4に示された系に着目して行う。具体的には、閉ループ伝達関数を求め、極零点を計算することで安定性の検討を行う。

4. 解析結果

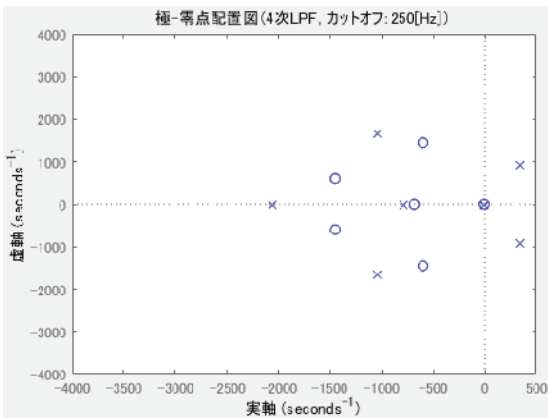
4.1 基本波成分の抽出 図5に各 LPF における基本波成分の抽出に関する d 軸一次電流のシミュレーション結果を示



(a) 一次 LPF を用いた場合



(b) 二次 LPF を用いた場合



(c) 四次 LPF を用いた場合

図 7 LPF と電流制御器に関する極零点

Fig. 7. Pole-Zero for LPF and current controller.

し、図 6 に各 LPF からの出力を電流制御器へフィードバックした場合の d 軸一次電圧のシミュレーション結果を示す。図 5 (a) 及び図 6 (a) は、フィルタを用いない場合と一次 LPF を用いた場合の結果を示しており、図 5 (b) 及び図 6 (b) は、二次 LPF を用いた場合と四次 LPF を用いた場合の結果を示している。図 5 (a) より、一次 LPF を用いた場合、フィルタなしの結果と比較して高周波成分が除去され、基本波成分を抽出しているが抽出精度が低いことが分かる。そのため、図 6 (a) より、電流制御器の出力である一次電圧は高周波成分まで補償され、高周波電圧指令値以上の電圧

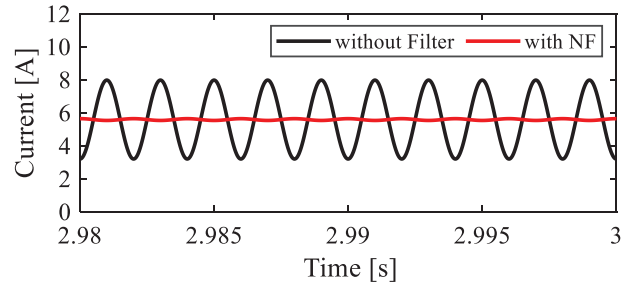


図 8 d 軸一次電流 (NF 出力)

Fig. 8. d -axis stator current (output of NF).

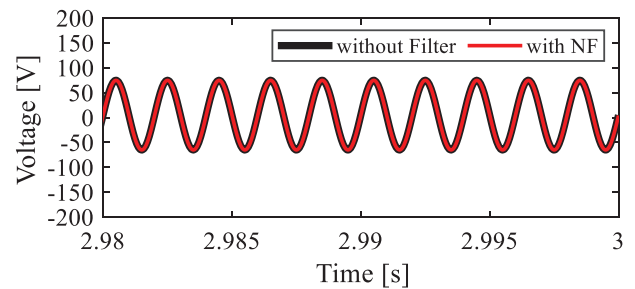


図 9 d 軸一次電圧 (NF 通過電流入力)

Fig. 9. d -axis stator voltage (input of current passed through NF).

となっていることが分かる。一方、図 5 (b) より、二次 LPF と四次 LPF を用いた場合、本来ならばフィルタ次数を高くすると抽出精度が高くなるはずであるが、不安定な挙動になっていることが分かる。そのため、図 6 (b) においても電流制御器の上限まで達し、不安定になっていることが分かる。この原因を明らかにするため、図 4 に示された系に対する安定性解析を行った。図 7 に極零点による解析結果を示す。ここで、“×”は極であり、“○”は零点である。図 7 (a) は、一次 LPF を用いた場合の結果を示しており、同図 (b) は、二次 LPF を用いた場合の結果を示している。また、同図 (c) は、四次 LPF を用いた場合の結果を示している。図 7 (a) より、一次 LPF を用いた場合には安定であると判別でき、図 5 (a) に対応していることが分かる。図 7 (b) 及び (c) より、二次及び四次 LPF を用いた場合には不安定領域に極が位置しており、図 5 (b) に対応していることが分かる。この代表根は、設計パラメータのカットオフ周波数を大きくすると安定領域に移動し、小さくすると不安定領域へ移動する。これより、二次及び四次 LPF を用いた場合に不安定な挙動になる原因は、電流制御器の帯域に対して適切なカットオフ周波数となっていないことが原因であると言える。二次及び四次 LPF を用いて安定に動作させたい場合には、カットオフ周波数を大きくすれば良いが抽出精度が低くなるため、本来の意味をなさないこととなる。一方、図 8 及び図 9 に NF を用いた場合の結果を示す。図 8 は、フィルタを用いない場合と NF を用いた場合の d 軸一次電流のシミュレーション結果を示しており、図 9 は NF から

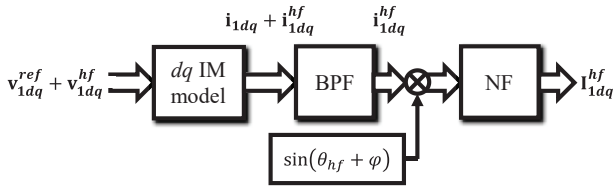


図 10 高周波振幅抽出フィルタの構成
Fig. 10. Constitution of high frequency amplitude extraction filter.

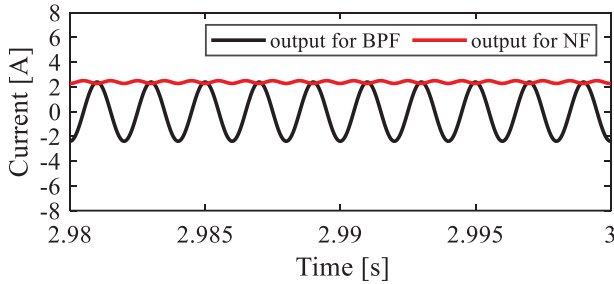


図 11 高周波成分に関する d 軸一次電流
Fig. 11. d -axis stator current for high frequency component.

の出力を電流制御器へフィードバックした場合の d 軸一次電圧のシミュレーション結果を示している。図 8 より、NF を用いた場合、基本波成分を精度良く抽出できていることが分かる。また、図 9 より、NF の出力を電流制御器へフィードバックした場合においても高周波電圧指令値と一致した電圧となっていることが分かる。

以上の結果より、NF を用いた場合に他の LPF と比較して精度良く基本波成分を抽出できることが分かった。

4.2 高周波振幅の抽出 図 10 に高周波成分の振幅を抽出するフィルタの構成を示す。高周波振幅は、高周波信号重畳によるセンサレス制御において、二次磁束位置及び速度の推定に必要となるため、高精度に抽出することが重要となる。図 10 より、高周波成分を重畳した電圧を誘導機に印加した場合、その出力である電流は高周波成分を含むこととなる。そこで、BPF を用いて高周波成分のみを抽出して同一の周波数成分を掛け合わせ、その後、高周波振幅抽出用に設計された NF に通すことで振幅の抽出を行う。図 11 に高周波成分に関する d 軸一次電流のシミュレーション結果を示す。ここで、図 11 は BPF の出力と NF の出力を示している。図 11 より、NF を用いた場合、BPF の出力である高周波電流からその振幅を精度良く抽出できていることが分かる。

5. まとめ

本稿では、高周波電圧信号重畳による誘導機駆動システムで利用する信号分離用フィルタの設計とその解析について報告した。結果として、一次、二次及び四次の LPF と比較して NF を用いた場合に基本波成分及び高周波振幅を精度良く抽出可能であることを明らかにした。

今後、本検討において設計した NF を FPGA を用いたデジタルフィルタとして実装し、高周波電圧信号重畳による磁気飽和突極性とスロット高調波を利用するセンサレスベクトル制御系の構築を目指す。

本研究は本学エレクトロニクス研究所の 2019 年度新任スタートアップ支援制度により実施したものである。

文 献

- (1) R. Kurosawa : "The Basic Theory and the System Configuration of Vector Control for Induction Machine. II. The System Configuration of High Performance Vector Control.", *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.5, pp.538-540 (1997-5) (in Japanese)
黒澤良一:「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成 II. 高性能ベクトル制御システムの実際構成」, 電学論 D, Vol.117, No.5, pp.538-540 (1997-5)
- (2) H. Umida : "The Basic Theory and the System Configuration of Vector Control for Induction Machine. III. The System Configuration of Speed Sensorless Vector Control.", *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.5, pp.541-543 (1997-5) (in Japanese)
海田英俊:「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成 III. 速度センサレスベクトル制御システムの実際構成」, 電学論 D, Vol.117, No.5, pp.541-543 (1997-5)
- (3) T. Ohtani, E. Watanabe, H. Takasaki, and N. Takada : "Approach of Vector-Controlled Induction Motor Drives without Speed Sensor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.107, No.2, pp.199-206 (1987-2) (in Japanese)
大谷継利・渡辺英司・高崎秀紀・高田徳幸:「ベクトル制御による誘導電動機速度センサレスドライブ」, 電学論 D, Vol.107, No.2, pp.199-206 (1987-2)
- (4) H. Sugimoto, S. Tamai, and M. Yano : "Speed Sensor-Less Vector Control of Induction Motor Using Model Reference Adaptive System", *IEEJ Trans. IA*, Vol.108, No.3, pp.306-313 (1988-3) (in Japanese)
杉本英彦・玉井伸三・矢野昌雄:「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.108, No.3, pp.306-313 (1988-3)
- (5) H. Kubota, M. Ozaki, K. Matsuse, and T. Nakano : "Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer", *IEEJ Trans. IA*, Vol.111, No.11, pp.954-960 (1991-11) (in Japanese)
久保田寿夫・尾崎正則・松瀬貢規・中野孝良:「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御」, 電学論 D, Vol.111, No.11, pp.954-960 (1991-11)
- (6) D.W. Chung, J.I. Ha, S.K. Sul, K. Ide, I. Murokita, and T. Sawa : "Controller Design of Sensorless Induction Machine by High Frequency Voltage Injection", *IEEJ Trans. IA*, Vol.120, No.11, pp.1257-1264 (2000-11) (in Japanese)
D.W. Chung・J.I. Ha・S.K. Sul・井手耕三・室北幾磨・沢俊裕:「誘導電動機の高周波電圧重畳による速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.120, No.11, pp.1257-1264 (2000-11)
- (7) C. Caruana, G.M. Asher, and M. Sumner : "Performance of HF Signal Injection Techniques for Zero-Low-Frequency Vector Control of Induction Machines Under Sensorless Conditions", *IEEE Trans. IE*, Vol.53, No.1, pp.225-238 (2006-2)
- (8) H. Kiyotake, K. Shinohara, and K. Yamamoto : "Rotor Speed Detection Method for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Utilizing Slot Harmonics", *IEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.7, pp.739-746 (2007-7) (in Japanese)
清武博文・篠原勝次・山本吉郎:「誘導電動機速度センサレスベクトル制御におけるスロット高調波を利用した速度検出法」, 電学論 D, Vol.127, No.7, pp.739-746 (2007-7)
- (9) R. Raute, C. Caruana, C.P. Staines, J. Cilia, M. Sumner, and G.M. Asher : "Sensorless Control of Induction Machines at Low and Zero Speed by Using PWM Harmonics for Rotor-Bar Slotting Detection", *IEEE Trans. IA*, Vol.46, No.5, pp.1989-1998 (2010-9/10)