# 駆動電流制御による直流モータの騒音抑制\*

原田 敏司<sup>†</sup> , 吉永 慎一<sup>‡</sup>

Noise Reduction of DC-Motor using Current Control Method

Satoshi HARADA and Shin-ichi YOSHINAGA

**Abstract** This study is concerned with the noise reduction of the DC Motor. We added a stable power supply to DC Motor, but complicated vibration occurs for the driving current by the brush. The wave in the electric current causes the noise. Hence, it is thought that we can reduce the noise of the motor by controlling a current wave. In this study, we generate the signal which reversed the phase of the current waveform as a control signal, and try noise reduction by adding it to the power supply voltage. As a method to generate a control signal, we suggested the technique how I used FFT and the thing which referred to a past current value. In this paper, we report about simulation and the result that we experimented on each method. In conclusion, we obtain that the control which we used a past current value was effective for noise reduction.

Key Words: DC Motor, Noise reduction, Vibration, Current Wave

### 1 緒言

近年,様々な技術が我々の生活をより便利に,快適 に変えてきた.それと同時に環境問題への取り組みも 進んでいるが,温暖化対策や石油代替エネルギーの開 発など物質的なものに偏っており,騒音という感覚的 なものへの対策はあまり進んでいないように思われる. そこで,直流モータの騒音に注目し,騒音抑制法に関 する研究を行ってきた.直流モータは電車,工作機械, 電気自動車などに使われているが,整流子の部分に摩 擦が発生することからブラシレスモータに比べ騒音が 大きいという欠点がある.

直流モータに直流安定化電源を加えても、ブラシの 整流作用によって駆動電流に周期的変化が発生し、そ れが騒音になることがわかっている.駆動電流を整形 して騒音抑制を行う研究 [2] は過去に行われているが、 FFT を用いて電流波形を正弦波に整形するものであ り、完全な騒音抑制には至っていない.駆動電流の波 形の振幅を0に近づけることで騒音抑制を試みたもの は未だ無いため、本研究ではモータに加える電圧に制 御信号を重畳する方法により電流変化を抑え、騒音抑 制を実現することを目的とした.制御信号の生成には, FFT 解析を用いる手法,過去の電流値を参照する手法,の2種類を提案した.

## 2 直流モータの数式モデル

今日, 直流モータは産業の幅広い分野で使用されて いる.本来は実際に使用されているモータを研究で取 り上げるべきだが,その多くは構造が複雑で扱う電力 も大きい.研究では構造が単純で小型・省電力である 方がモータ内部の状態を把握しやすい.本研究では日 本サーボ製の汎用小型 DC モータ (DME60) を対象と する.

ここでは DC モータの数式モデルを導出する.図1 はモータの物理モデルを表したものである.ここで,



図 1: モータの物理モデル

回転子抵抗: $R_a[\Omega]$ ,回転子インダクタンス: $L_a[H]$ ,

<sup>\*</sup>原稿受理 平成 19 年 11 月 26 日

<sup>†</sup>高松工業高等専門学校専攻科 機械電気システム工学専攻

<sup>‡</sup>高松工業高等専門学校 機械工学科

慣性モーメント: $J[\text{kgm}^2]$ ,粘性抵抗:B[Ns/m],逆起 電力定数: $K_b$ ,トルク定数: $K_T$ ,モータ軸の角速度:  $\omega[\text{rad/s}]$ とすると,モータの逆起電力 $v_m[V]$ は次式で 表される.

$$v_m = K_b \omega = K_b \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

モータが発生するトルクィは次式になる.

$$\tau = J \frac{\mathrm{d}^2 \theta}{\mathrm{d}t^2} + B \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = K_T i \tag{2}$$

(2) 式より,

$$i = \frac{1}{K_T}\tau = \frac{J}{K_T}\frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2} + \frac{B}{K_T}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{3}$$

一方,電気子回路においては次式が成り立つ.

$$v = R_a i + v_m + L_a \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

(4) 式に (1) 式と (3) 式を代入して整理すると,次の運動方程式が導かれる.

 $\frac{\mathrm{d}^{3}\theta}{\mathrm{d}t^{3}} + \frac{JR_{a} + BL_{a}}{JL_{a}}\frac{\mathrm{d}^{2}\theta}{\mathrm{d}t^{2}} + \frac{BR_{a} + K_{b}K_{T}}{JL_{a}}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = \frac{K_{T}}{JL_{a}}v$ (5)

簡単のため,係数を以下のように置き換える.

$$a_1 = \frac{JR_a + BL_a}{JL_a}$$
$$a_2 = \frac{BR_a + K_b K_T}{JL_a}$$
$$b = \frac{K_T}{JL_a}$$

最終的に (5) 式は,以下のようになる.

$$\frac{\mathrm{d}^{3}\theta}{\mathrm{d}t^{3}} = -a_{1}\frac{\mathrm{d}^{2}\theta}{\mathrm{d}t^{2}} - a_{2}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} + bv \tag{6}$$

### 3 騒音発生の原因と電流変化の測定

モータの騒音の原因には回転子の風切音や回転によ る振動等があるが,研究対象とするのは電流変化によ る回転軸や界磁用磁石の振動である.

騒音発生の要因の一つに、ブラシと整流子の接触抵 抗の変化が挙げられる. 直流モータの電流はブラシを 通してそれと接触する整流子に入り、整流子と接続さ れた回転子のコイルに印加される. 整流子は電気導体 と絶縁体を周方向に交互に配置したもので、トルクが 同じ符号の電圧入力に対して電流の流れが常に一定方 向になるようにしたものである.回転により整流子が 周方向に移動すると,導体と絶縁体が交互にブラシに 接触して回路中の電気抵抗が変化する.つまり一定の 駆動電圧を与えてもコイルに流れる電流は変化する. 回転子は鉄心とコイルで構成された電磁石であるため, 電流の変化は界磁用磁石の磁束を切って磁石と回転子 の間で起振力を発生させる.この起振力がケースと軸 の両方に作用し,騒音源となる.



図 2: 回転による電極同士の接触

二つ目の要因としてモータ内部の磁界による発電が 挙げられる.モータは電磁石 (コイル) と界磁が反発し てトルクが発生し回転する.図2ではモータが一回転 する間の様子を、単純化したモデルによって示してい る.(a)ではコイルに電流が流れ電磁石となり、界磁 と反発して回転する.(b)の角度ではコイルに流れる 電流が瞬間的に途絶える.この間回転子は慣性により 回転し、ブラシは次の端子へ接触する.(c)では再び 電流が流れて回転力が発生する.ここで(a),(c)の状 態は電源側から見るとコイルに電流が流れるため負荷 になるが,(b)では電磁誘導により起電力が生じるた め電流源となっている.つまり、モータが動作してい る状態においては電流消費と発電が交互に起こる.

以上の要因に加えてコミュテータごとの電気抵抗の 違いや回転速度の揺らぎ、電源の安定性などが影響し た結果、騒音の原因となる電流変化が起こると考えら れる.

#### 3.1 駆動電流の変化と騒音の測定

電流変化と騒音との関係を比較検討するために,両 者を時系列データとして測定した.駆動電流の測定方 法は,モータの駆動回路中に10Ωの抵抗を入れ,両端 電圧をコンピュータに接続したオシロスコープで測定 する.騒音の測定は,モータから発せられる音をコン デンサマイクによって電気信号に変換し,その波形を オシロスコープに入力する.ダイナミックマイクを用 いた場合,モータから発せられる電磁場の影響を受け るため、本研究ではコンデンサマイクを用いて騒音を 測定した.マイクのバックグラウンドノイズの影響を できるだけ小さくし、モータの音圧を大きくとるため、 マイクとモータを近接して設置した.また、モータの 振動がテーブルに伝わり騒音波形に影響が及ぶのを防 ぐため、モータの下に緩衝材を敷いて測定した.装置 の接続方法を図3に示す.両者のスペクトルを調べる ため、FFT 解析を同時に行った [4].





#### 3.1.1 オシロスコープによる波形測定

波形測定には KENWOOD のディジタルストレージ オシロスコープ PCS-3200 を使用した. 波形の表示に は専用のソフトウエア「soft scope」を使用した. 測定 条件は以下のとおりである.

- 入力周波数带域:200MHz
- 電圧レンジ: 500mV/div(AC 結合)
- 掃引時間: 2ms/div

#### 3.1.2 FFT による周波数解析

周波数解析には soft scope の FFT 機能を使用した. 測定条件は以下のとおりである.

- 測定周波数帯域:1~200kHz(表示は 1~12.5kHz に制限)
- 窓サイズ:8192
- 窓関数:Hanning

### 3.2 騒音/電流測定結果

電流/騒音波形を測定し,比較したものを図4に表 す.図中の縦軸は電圧 [mV],横軸は時間 [ms] を,Ch1 は電流波形,Ch2 は騒音波形を示している.



図 4: オシロスコープで観測した電流/騒音波形

測定結果から,何れの波形にも周期性があり,ピー クに細かな振動を伴った鋭いものであることが確認で きる.騒音波形はマイクやバックグラウンドノイズが 原因で細かく振動しているものの,波形の概形は電流 波形とおよそ一致している.ただし,騒音波形はマイ クアンプとイコライザを通すことで位相遅延が生じ, 完全に同期した波形にはなっていない.

図5は電流/騒音波形のスペクトル解析を行った結果 を表したものである.図中の青線は電流波形のスペク トルを,赤線は騒音波形のスペクトルを表したもので, それぞれ縦軸は信号強度 [dB],横軸は周波数 [kHz] を 示している.図5において電流と騒音を比較すると, 7.5kHz 以下のスペクトルはおよそ重なっているが,そ れより高い周波数帯域で騒音スペクトルの方が強く出 ている.これはマイクやバックグラウンドノイズに加 えて,ブラシと整流子の接触音がケースに響いたこと に因るものと考えられる.

soft scope上では,第6高調波までの周波数とそれに 対応する信号強度が表示されるようになっており,そ れをまとめたものが表1である.(a)電流対騒音は定 格電圧12[V]駆動時における電流波形,騒音波形それ ぞれのスペクトルを第6高調波まで比較したものであ り,()内は電流波形の各高調波に対する騒音周波数 の比である.この表より,何れの周波数においても電 流周波数のおよそ2倍の周波数が騒音となって発生し ていることから,電流と騒音の間に相関があることが わかる.(b)電圧変化は駆動電圧を変化させたときの スペクトル変化を示したものである.()内は第1高 調波に対する各高調波の比であり,何れの駆動電圧に おいてもこの比率はおよそ一定であることから,発生 する高調波はモータ固有の値であることがわかる.



図 5: 騒音/電流波形の FFT 解析結果

	(a) 電流対騒音		(b) 電圧変化	
次数	電流	騒音	9(V)	15(V)
1st	599	1199(2.00)	399(1)	849(1)
2nd	1249	2449(2.00)	799(2.00)	1749(2.06)
3rd	1899	3699(1.94)	999(3.00)	2599(3.06)
4th	2499	4899(1.96)	1499(4.08)	3499(4.12)
5th	3049	5949(1.95)	1899(5.08)	4349(5.12)
6th	3549	7149(2.01)	2299(6.01)	5199(6.12)

#### 表 1: FFT 解析結果の比較

# 4 騒音抑制法

ここでは本研究で提案する騒音抑制手法について述 べる. 3.2 節より,電流と騒音に相関があることが確認 された. このことから,一定の駆動電圧に制御電圧を 重畳し,電流波形の振幅を平坦に近づけることでモー タ本体の騒音も低減できると考えられる. この方法に 有効な騒音成分は,コイルの電磁力に因るもののみで あり,回転子の軸の非対称性による振動や,回転子の 空気摩擦などは考慮していない.しかし,現在全ての 製品に回転子のバランス処理が行われており,軸の非 対称性は無視できると仮定する.また,空気摩擦によ る騒音も,電磁力に因る騒音に比べて非常に小さい. 本研究では,以下に示す2種類の振動制御方法につい て提案し,比較検討を行った.

#### 4.1 FFT を用いた目標波形の生成

第1の手法は FFT を用いて,電流の目標波形を生 成する手法 (以下,手法 (1)と表記)である.図6 は制 御系の信号の流れを示したもので,破線で囲んだ部分 は DSP(Digital Signal Processor)を表している.手法 (1)の騒音抑制法は2段階に分かれており,最初が波 形解析状態 (図6(a)),次が制御状態 (図6(b))である.

制御の初めに行う波形解析状態では、モータの電流 波形を FFT 変換して基本となる周波数を求める.適 切な次数の高調波までを計測し、それぞれの信号強度 と併せてメモリにストアする.今回は測定装置の演算 能力の関係から、第6次までの高調波を用いる.

実際にモータを制御する制御状態では,取得した周 波数データを基に正弦波を合成し,目標波形を生成す る.制御対象となるモータにはエンコーダが取り付け られており,回転の開始ポイントを指定する.エンコー ダと整流子は同一軸に取り付けられているため,回転 開始ポイントから一回転の間に発生する電流変化は回 転数に依存しない.これにより,開始ポイントに制御 信号の波形を同期させることで波形の重ね合わせが行 われ,互いの振幅が相殺されるため騒音を抑制できる. これらの計算は図 6(b)中の Operational unit で行う.



図 6: 制御信号の流れ

モータが回転数一定で動作している場合は上記の方 法で問題ないが、実際はモータの運転状態によって基 本周波数や電流値は大きく変化する.したがって周波 数を固定したままではモータの動作点が変化したとき に対応できない.そこで、エンコーダで回転数を監視 し、ストアされた高調波データを用いて数回転ごとに 適切な目標波形を生成する必要がある.この場合の演 算も Operational unit 中で行われる.

### 4.2 過去の波形データを用いた目標波形の 生成

何れの回転時においても1回転中の電流変化の様子 はほとんど一定であることがわかっている.このこと から,第2の手法は,定常状態で過去の回転における 電流波形を取得し,それを反転させて電源に重畳する 手法(以下,手法(2)と表記)である.波形データの取 得という点においては図6中のWave Dataに相当する ものだが,手法(1)は周波数と振幅を記憶するのに対 し,手法(2)は波形データをそのまま記憶する点が大 きく異なる.ここでは,測定した過去の7回転におけ る電流波形をデータとしてストアし,加算平均を行っ た後に制御波形として出力する.

この方法の場合,モータで使用できる回転数が波形 学習時のものに限られてしまい,過渡状態では使用で きない欠点がある.しかし,定常状態で用いる場合は 4.1節で述べたような高調波の次数の制限が無く,良 好な抑制効果が得られると考えられる.

### 5 騒音抑制のシミュレーション

### 5.1 モデルの作成

プログラム上で振動抑制のシミュレーションを行う ため、MATLAB/Simulinkを用いて被制御モータのモ デル化を行った.製品のカタログ値に各種定数が記載 されており、電流波形は実際の電流をFFT 解析で求 めて第6次高調波まで近似した.作成したモデルを図 7に示す.3.2節より、モータの回転数と発生する周波 数スペクトルはおよそ比例の関係にあることが判って おり、第1次~6次のスペクトルを定常状態から求め てサブシステムの定数としている.また、ブラシの磁 気飽和はシグモイド関数を用いて近似した.



図 7: Simulink によるモデル

### 5.2 シミュレーション結果と考察

ここでは、シミュレーション結果と考察を提案手法 (1),(2)のそれぞれについて述べる.手法(1)はFFT 解析を用いて騒音抑制を行うもの、手法(2)は過去の 電流データを用いて騒音抑制を行うものである.

#### 5.2.1 提案手法 (1)

提案手法(1)を用いてシミュレーションを行った結果 を図8に示す.図の縦軸は電流振幅[dB],横軸は時間 [s],青線は制御前の波形,赤線は制御後の波形を示す. また,上側の波形はモデルに対して制御を行った結果 であり,下側の波形は実機の電流データをコンピュー タに取り込み,それに対して制御を行った結果である.



図 8: FFT による騒音抑制法を用いた結果

図8の上図より,モデルに対しては制御後の振幅が 減少しており,抑制効果が得られていることがわかる. 同様の制御を実測データに対して施したところ、抑制 前に見られた三角波の外形が減少するのみに留まり. 整流子に起因する細かな振動は取り除かれていない. 基本波と考えられる三角波の周期はおよそ 0.012[s],周 波数は 83.3[Hz] であり、表1から騒音として発せられ るのは 166.6[Hz] と予想できる. 三角波に内在する振 動の周期はおよそ 0.001[s],周波数は 1000[Hz] であり, 騒音となるのは 2000[Hz] となる. 人間の耳は低い音よ りも高い音をより強く認識する傾向があり、細かな振 動を減少させない限り騒音抑制効果は薄いと考えられ る.このため、提案手法(1)では騒音抑制の効果が不 十分であること確認できた. FFT で波形を生成する次 数を増すことで細かな振動成分を取り除くことができ るが、計算に時間がかかるという欠点をもつ. これに ついては、表1に示すようなモータの特性を予め計算 装置の周辺に組み込むことで FFT の計算を簡単化し, 且つ制御信号を正確に表現できると考えられる.

#### 5.2.2 提案手法 (2)

提案手法 (2) を用いてシミュレーションを行った結果 を図 9 に示す. 図の縦軸は電流振幅 [dB], 横軸は時間 [s], 青線は制御前の波形,赤線は制御後の波形を示す. また,上側の波形はモデルに対して制御を行った結果 であり,下側の波形は実機の電流データをコンピュー タに取り込み,それに対して制御を行った結果である.



図 9: 過去の電流値を用いた結果

図9の上図より,モデルに対しては手法(1)と同様に 制御後の振幅は減少していることが確認できる.ごく 僅かに規則的な波形の突出部が見受けられるが,これ は1回転のデータの長さが回転ごとにずれていること に起因していると考えられる.下図の実測データに対 しては,開始直後はこの方法は有効であり振幅は1/5 ~1/4に減少した.しかし,開始点付近から遠ざかる につれて1回転データの長さが変化し,制振後の振幅 が増加している.実機の回転では1回転中に要する波 形データの長さが全く同じものは少なく,回転数が大 きく変動する場合においてはこの方法は有効ではない. しかし,モータが定常状態で時間が充分に経ち,回転 が安定する場合にはこの方法は有効であるといえる. また,多少の回転変動に対しては,FFTで用いたよう な繰り返しの制御を行うことで振動抑制できると考え られる.

### 6 結言

直流モータの駆動電流波形と発生する騒音との相関 を確認し、2種類の騒音抑制方法を提案した.提案手 法の有効性を検証するため、直流モータのモデリング を行い、考案した振動抑制法それぞれについてシミュ レーションを行った.その結果、モータに流れる駆動 電流波形の振幅は減少し、一定の抑制効果があること が確認できた.実機の波形データに対して同様の制御 を試みたところ、FFTを用いたものは高調波の次数の 関係で抑制効果が低く、過去の電流値を用いた制御法 が抑制効果が高いことがわかった.しかし、FFTによ るものはモータの電流波形を記憶することなく制御で きるため異なった直流モータでも適用できるのに対し、 過去のデータを用いたものは予め電流データを記憶す る必要があるといった問題がある.

# 参考文献

- [1] 見城尚志, モータ制御, 日刊工業新聞社, 2004
- [2] 長屋幸助・湯澤秀人・村上岩範, 駆動電流波形制御に よる直流モータの騒音抑制法, 日本機械学会論文集 No.65(1999), pp.65-71.
- [3] ブラシ付 DC モータ技術解説,日本サーボ株式会社, pp.B5-B9.
- [4] 鈴木昭次・西村正治・雉本信哉・御法川学,機械音響工 学,コロナ社,2004,pp.61-67.