	多並列接続された DC 給電サーボドライブシステムの										
ダンピング制御とそのパラメータ設計法											
学生員	三浦	克樹*	正	員	渡辺	大貴	上級会員	伊東	淳一	(長岡技術科学	学大学)
		正員	桐渕	岳	非会	員 徳崎	裕幸(オ	ムロン	株式	会社)	

Active Damping Control and Parameters Design Method of the DC-Bus Servo Drive System. Katsuki Miura*, Student Member, Hiroki Watanabe, Member Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

Takeshi Kiribuchi, Member, Hiroyuki Tokusaki, Non-Member (Omron Corporation)

This paper proposes the active damping control method and the damping parameters design method for the DC-bus servo drive system. The proposed damping control is integrated into the output current control loop. The performance of the current control with proposed active damping is evaluated by comparison with the standard second-order form. The proposed parameters design method provides the gain margin to stable the whole system when the multiple units are connected to DC-bus. The experimental result shows that the output current response almost agrees with the simulation by 1% and the stable operation range is expanded by 28% of the motor rated power. The experimental result also shows that the system stability is influenced by the PWM delay and discretization.

キーワード: 直流給電システム, サーボドライブ, 安定解析, インピーダンス法, アクティブダンピング (Keywords : DC-bus system, servo drive, stability analysis, impedance method, active damping)

1. はじめに

近年,人間支援ロボットや,ファクトリーオートメーショ ンへの需要の高まりを背景に,サーボドライブシステムの 高性能化が要求されている。従来のサーボドライブシステ ムの課題として,三相動力線から放射されるノイズへの対 策による配線の煩雑化やコスト増加が挙げられる。この問 題の解決方法として,DC 給電システムが注目されている⁽¹⁾。 DC 給電システムでは三相動力線を用いずに直流で給電を 行い,インバータとモータ間の配線長を極力短く構成でき る。これにより放射ノイズの軽減によるノイズ対策コスト の削減や,複数台接続する場合に配線数が少なくなり配線 の煩雑化を防げるなどのメリットがある。

しかし, DC 給電システムでは直流バスの配線インピーダ ンスと負荷の制御系が干渉し,不安定化する問題が報告さ れている⁽²⁾。これは定電力負荷が負性微分インピーダンスに 見えることに起因する。こうした不安定化を回避する一手 法として,ダンピング制御法がこれまでに検討されている。 例えば,DC 給電システムのダンピング制御法として,シス テムに受動性を持たせる方法や仮想インピーダンスを挿入 するよう制御する方法などが提案されている⁽³⁻⁵⁾。一方で, ダンピング制御を適用した際にはハイパスフィルタなどの 影響によりオーバシュート量の増加といった電流制御性能 の悪化が懸念される。また DC バスに複数台接続されるシス テムにおいて、システム全体を安定化するダンピング制御 の設計法や、ダンピング制御が電流制御性能に及ぼす影響 を定量的に評価した文献は著者の知る限り無い。

本論文では、DC 給電サーボドライブシステムの安定動作 範囲拡大を目的に、出力電流制御系に統合されたダンピン グ制御とそのパラメータ設計法を提案する。ダンピング制 御のパラメータ設計法として、システム全体の伝達関数を 求めパラメータを決定する方法⁽³⁾と、インピーダンス法に基 づく方法^(4:5)があるが、前者はシステム全体の伝達関数から 安定解析を行うため複数台接続時への拡張が困難である。 一方で、後者の手法は全体のシステムをサブシステムに分 割して解析を行うため複数台接続時の拡張性の観点で優位 であると考える。よって今回はインピーダンス法に基づい たパラメータ設計法を提案する。

提案する設計法では,多並列接続時に所望のゲイン余裕 を確保しつつ,ダンピング適用時の電流応答を定量的に議 論する。ここではシミュレーションと実機実験によって提 案法の妥当性を検証する。具体的にはシミュレーションで は全動作範囲の安定化が可能であることを確認し,実機実 験では所望の電流応答が得られたこと,安定動作範囲の拡 大,安定性に制御系の遅れが影響していることを確認する。

2. DC 給電サーボドライブシステム

<2.1>システム構成 図1にDCバスに2台のサーボシステムを並列接続した構成を示す。ここで、LbusはDCバスの配線インピーダンス、RbusはDCバスの配線抵抗である。 今回は直流電圧源からDCバス間は長い配線長を有している場合を想定する。本論文ではそれぞれのサーボシステムをユニット#1,#2と呼称する。

<2.2> 制御ブロック図 図2に各ユニットにおける、ダンピング制御を含む電流制御系の制御ブロック図を示す。 ここで図中の PI(s)は電流制御器を、G(s)はモータの伝達関数を示す。なお、サーボモータの制御にはベクトル制御を用い、d 軸電流零制御と PM モータの干渉項を打ち消すフィードフォワード補償を適用している。また、電流制御器の比例ゲイン K_p と積分時間 T_iは零点相殺するように設計する⁽⁶⁾。

図2の*H(s)*は提案するダンピング制御であり, q 軸電流検 出値をハイパスフィルタ(HPF)に通して電流指令値に重畳 する。提案するダンピング制御は電流制御ループに統合さ れるため、ダンピング制御が電流応答性能へ及ぼす影響を 閉ループ伝達関数より定量的に評価する。図2で*T_{hyf}*は HPF の時定数を, *K_{damp}*はダンピングゲインを示す。また、*F(s)*は 零点相殺用の一次遅れである。*H(s)*を追加すると閉ループ伝 達特性に零点が生じるため、過大なオーバシュートを招く。 これを防止するため、q 軸電流指令値に一次遅れを追加し零 点を相殺する。

ダンピング制御適用時の電流制御系の閉ループ伝達関数*G_{close}(s)*は(1)式で表される。

ここで、*ω* は電流制御系のカットオフ角周波数を表す。この閉ループ伝達関数は 2 次遅れ標準形と同じ形になる。システムの制動係数ζと、応答角周波数*ω* は次式のように表される。

$$\zeta = \frac{1 + T_{hpf}\omega_c \left(1 - K_{damp}\right)}{2T_{hpf}\sqrt{\omega_c / T_{hpf}}} \dots (2)$$

$$\omega_n = \sqrt{\omega_c / T_{hpf}} \quad \dots \tag{3}$$

(3)式より、ダンピング制御適用時の応答角周波数は $a_c \ge T_{hpf}$ によって決定できる。 T_{hpf} を大きくすれば制動係数は増加し安定動作範囲は拡大するが、電流応答が低下する。電流応答の劣化を防止するには T_{hpf} をできるだけ小さくする必要がある。

<2.3> システムの安定解析 図1のシステムの安定解析 はインピーダンス法に基づいて行う⁽⁷⁾。インピーダンス法は



Fig. 1 DC-bus servo drive system and the analyzed parameters.







Fig. 3 Equivalent impedance model.

システムを 2 つに分割し, それぞれの出力インピーダンス と入力アドミタンスの積をマイナーループゲインとしてナ イキスト線図より安定解析を行う。

図3に図1のシステムの等価インピーダンスモデルを示 す。なお、サーボ側は入力アドミタンスY_{in1}(s),Y_{in2}(s)として 表している。等価モデルはDCバスの配線インダクタンス、 抵抗とインバータの入力キャパシタで構成されるLCフィ ルタと、サーボ側の合成入力アドミタンスがカスケード接 続されたモデルとなる。

サーボ側の入力アドミタンス Yin(s)を(4)式に表す。

$$Y_{in}(s) = -\frac{\left(I_{q,0}R_a + \omega_{re}K_e\right)I_{q,0}}{V_{bus,0}^2} \frac{T(s)}{1 + T(s)} + \frac{\left(I_{q,0}R_a + \omega_{re}K_e\right)^2}{V_{bus,0}^2\left(R_a + sL_m\right)} \frac{1}{1 + T(s)}$$

ここで、 $I_{q,0}$ は q 軸電流の定常値、 ω_{re} はモータの電気角速 度、 $V_{bus,0}$ はバス電圧の定常値である。また、T(s)は電流制御 系の一巡伝達関数であり、T(s)=PI(s)G(s) {1-H(s)} である。(4) 式の第1項は負性で電力に比例してゲインが増加し、第2項 は出力電圧の2乗に比例して増加する。

図 3 のインピーダンスモデルのマイナーループゲインは (5)式で表される。

$$T_{MLG}(s) = Z_o(s) \times Y_{in\ all}(s) = Z_o(s)Y_{in1}(s) + Z_o(s)Y_{in2}(s) \dots \dots (5)$$

(5)式より,システム全体のマイナーループゲインはユニ ット#1 側とユニット#2 側のマイナーループゲインの和で表 される。それぞれのマイナーループゲインの伝達関数を *T_{MLG1}(s)*,*T_{MLG2}(s)と表す。ここで、システムの位相が* 180deg. を交差する角周波数を位相交差角周波数*ω*。とする。各シス テムも位相交差角周波数がすべて同じであると仮定した場 合, $T_{MLG}(\omega_o)$ は(6)式で表される。

$$T_{MLG}(\omega_o) = \operatorname{Re}\left\{T_{MLG}(\omega_o)\right\}$$
$$= \operatorname{Re}\left\{T_{MLG1}(\omega_o)\right\} + \operatorname{Re}\left\{T_{MLG2}(\omega_o)\right\} \qquad (6)$$

図 4 にナイキスト線図とゲイン余裕の関係を示す。シス テムのゲイン余裕は、位相 180deg. 時の実部の逆数に対応す る。全体のシステムのゲイン余裕を *GM*_{all} [dB], 各システム のゲイン余裕を *GM*₁ [dB], *GM*₂ [dB]とすると、システム全体 と各システムのゲイン余裕は(7)式のように対応する。

GM_{att} = GM₁+GM₂(7) DC バスに複数台のユニットが接続される場合,位相交差 角周波数はDC バス側のLC フィルタの共振角周波数に近い ので,各システムも位相交差角周波数がすべてほぼ同一で あると近似できる。次章ではこのゲイン余裕に関する考察 を基にダンピングパラメータの設計法を説明する。

3. 提案するダンピングパラメータ設計法

2章のシステムのゲイン余裕に関する考察を基にして、ダ ンピング制御のパラメータを設計する。提案する設計フロ ーは3つのステップから構成される。はじめにシステム全 体の最小ゲイン余裕 GMall を決定後、各ユニットの最小ゲイ ン余裕 GMkを決定し、全動作範囲で GMkを満足するように パラメータを調整する。各ユニットが GMkを全動作範囲で 担保できる場合、(8)式よりシステム全体の最小ゲイン余裕 GMall を担保できる。以下に提案する設計フローを示す。 Step 1:システム全体の最小ゲイン余裕 GMallを決定。

システム全体で担保するゲイン余裕を決定する。通常 はマージンを持たせるが、本論文では設計の妥当性を波 形より確認しやすくするため安定限界の 0dB とする。 Step 2: 各ユニットの最小ゲイン余裕 *GM*_kを決定。

Step 1 で決定した GM_{all} を基に,各ユニットにゲイン余 裕を割り振る。本論文では DC バスに同じモータが 2 台 接続されるので $GM_k=GM_{all}/2=6$ dB とする。なお,異なる モータが接続される場合は各ユニットの出力の比に応 じて GM_k を割り振る方法⁽³⁾があるが,最適な GM_k の割り 振り方は今後の検討課題とする。

Step3:各ユニットのパラメータを調整する。

Step 3 ではダンピング制御無し時の PI 制御器のパラ メータ K_p , T_i を決定する。次に、全動作範囲で GM_k を満 足するように T_{hpf} を調整する。このとき、ダンピングゲ イン K_{damp} は制動係数 ζ を用いて、(2)式により次式のよう に決定する。

$$K_{damp} = \frac{1 + T_{hpf}\omega_c}{T_{hpf}\omega_c} - 2\zeta \sqrt{\frac{1}{T_{hpf}\omega_c}} \dots (8)$$

図 5 に *Thyf*を 0.353 ms としたときのモータの回転数と各 ユニットにおけるゲイン余裕の関係を示す。q 軸電流値はモ ータの瞬時最大電流値としている。また, *G*は 0.707 として いる。ダンピング制御を適用した場合,回転数の増加に対し 2850 r/min でボトムとなる特性となるため,ボトムでのゲイ



Fig. 4 Relationship between gain margin and the real part of the T_{MLG} .



Fig. 5 Relationship between motor speed and individual unit's gain margin.



Fig. 6 Relationship between gain margin of the whole system and motor speed.



Fig. 7 Bus current waveform in the simulation.

ン余裕が GMkを満足するよう Thpfを調整する。

図6に、ユニット#1をダンピング制御適用時にゲイン余裕が最低となる回転数で動作させ、ユニット#2の回転速度を変化した時の、(7)式に基づくゲイン余裕とシステム全体の伝達関数から求めたゲイン余裕(真値)を示す。低速域からゲイン余裕のボトムとなる回転数まで、両者は一致している。高速域では提案法はゲイン余裕を過小評価する方向に誤差が広がり、モータの最大回転数の6000 r/minでは1.1 dBの誤差が発生した。これは(4)式の第2項の影響が高速域で動作していることにより大きくなり、システムの位相交差角周波数が低周波側にシフトしたことが原因と考える。

図 7 に両ユニットをダンピング制御適用時にゲイン余裕

が最も小さくなる 2850 r/min, q 軸電流 11.8 A で動作したと きのシミュレーションによるバス電流波形を示す。このシ ミュレーションモデルでは制御系の遅れなどは考慮してい ない。指令値をステップ変化させたときに持続振動となっ ていることから,安定限界となっていることがわかる。この ことから,提案設計法の妥当性を確認できた。

4. 実験検証

本章では、提案ダンピング制御による安定動作範囲と電 流応答を実機実験で確認し、妥当性を評価する。表1に実験 条件を示す。モータの定格回転数・定格トルクの範囲内で安 定になるようにパラメータ設計し、*T_{hpf}を*0.796 ms, *K_{damp}を* 0.653 としている。

<4.1>電流応答評価 図8に2次遅れ標準形とシミュレーションと実験によるq軸電流ステップ応答波形を示す。 ダンピング制御適用時の電流制御系の応答角周波数は(3)式より3970 rad/s (632Hzに相当)となる。シミュレーションは離散系で実施している。2次遅れ標準形の応答に比べて、シミュレーションと実験の応答は無駄時間やLC共振の影響でオーバシュートが増大している。シミュレーションと実験ではオーバシュートと行き過ぎ時間が1%以内で一致しており、概ね所望の応答が得られている。

<4.2>安定動作範囲 図 9 にダンピング制御適用時の 実験におけるバス電流波形を示す。ダンピング制御を適用 することで LC フィルタによる振動が抑制されている。

図 10 に、ユニット#1 を 3000 r/min、ユニット#2 を 1500 r/min で動作したときの数式モデル、シミュレーション、実 験での安定動作範囲を示す。シミュレーションでは制御系 の離散化と PWM 遅れを考慮している。ダンピング制御を適 用することで、安定動作範囲が拡大している。実験結果と数 式モデルから求めた安定限界を比較すると、定格の約 40% の誤差が生じている。シミュレーションと比較すると誤差 が減少していることから、制御系の離散化や PWM 遅れが安 定性に影響を与えている⁽³⁾。離散化や PWM 遅れがサーボ入 力アドミタンスや安定性に及ぼす影響は今後の検討課題と する。

5. まとめ

本論文では、電流応答性能を評価できるダンピング制御 と、そのパラメータ設計法を提案した。提案する設計法は、 各ユニットが決められたゲイン余裕を満足するようにパラ メータを設計することで、システム全体のゲイン余裕を担 保できる。また、ダンピング適用時の応答角周波数を定量的 に求めることができる。実機実験の結果、所望の電流応答が 得られることと、安定動作範囲がモータ定格の約 28%拡大 することを確認した。また、離散化や PWM 遅れがシステム の安定性に大きく影響をしていることを確認した。今後は ダンピング性能と電流制御性能を両立する手法を検討する 予定である。

Table 1 Experimental condition.





Fig. 8 Step responses of q-axis current.



Fig. 9 Bus current waveform with active damping.



献

文

- (1) 桐渕岳,財津俊行,土井昌志,日下佳祐,伊東淳一:「サーボドラ イブ DC 給電システムのインピーダンス法による安定性解析」,電 学論 D, Vol. 140, No. 3, pp. 184-193(2020)
 (2) X. Feng, J. Liu, and F. C. Lee: "Impedance Specifications for Stable DC
- (2) X. Feng, J. Liu, and F. C. Lee: "Impedance Specifications for Stable DC Distributed Power Systems", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 17, No. 2, pp. 157-162(2002)
- (3) 高橋広樹,伊東淳一:「フィルタ共振抑制と電流制御性能改善を両 立するマトリックスコンバータの制御法」,電学論 D, Vol. 135, No. 7, pp. 802-815 (2015)
- (4) 山崎祐輝,武智滉司,柿ヶ野浩明,大橋誠:「宅内直流システムに 適用可能な受動性に基づく安定化手法の実験的検証」,電学論 D, Vol. 137, No. 8, pp. 631-638(2017)
- (5) X. Zhang, Q, Zhong, W. Ming: "Stabilization of Cascaded DC/DC Converters via Adaptive Series-Virtual-Impedance Control of the Load Converter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 31, No. 9, pp. 6057-6063 (2016)
- (6) 杉本英彦,小山正人,玉井伸三:「AC サーボシステムの理論と設計の実際-基礎からソフトウェアサーボまで-」,総合電子出版社(1994)
- (7) R. D. Middlebrook: "Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators", Proc. of IEEE Indus. Appl. Society Annual Meeting, pp. 366-382 (1976)