2入力2出力モータドライブシステムの位相安定化設計による 高応答駆動力制御

于 広志*, 布施 空由, 藤本 博志(東京大学) 澤瀬 薫, 高橋 直樹, 高橋 亮太, 岡村 悠太郎, 古賀 亮佑(三菱自動車工業)

> High Response Driving Force Control Based on Phase Stabilization Design of Two-Input-Two-Output Motor Drive System

Guangzhi Yu*, Hiroyuki Fuse, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Kaoru Sawase, Naoki Takahashi, Ryota Takahashi, Yutaro Okamura, Ryosuke Koga (Mitsubishi Motors)

To improve the cornering performance of the vehicle, the two-motor-torque difference amplification-torque vectoring differential (TDA-TVD) has been proposed for a two-input-two-output motor drive system, because it can increase the maximum torque difference between left and right wheels. However, this mechanism has problems with torque coupling and vibration in left and right drive shafts. There was a study that assumed the TDA-TVD as a rigid model and applied the traction control. Since the frequency response analysis of the TDA-TVD was not performed, the control limit of the controller has not been clarified. In this paper, the TDA-TVD was decomposed into two modes, translation motion mode and yaw motion mode of the vehicle, and the models of two modes were analyzed in frequency domain. Based on the analysis results, a motor rotation speed feedback controller was designed with the stability of control system in mind. The proposed feedback controller was implemented in the conventional traction control, and the effect of traction control was evaluated by an experimental vehicle equipped with TDA-TVD in the present experiment.

キーワード:電気自動車,トルクベクタリング装置,2入力2出力機構,トラクション制御,周波数応答解析,フィー ドバック制御,位相安定化設計

(Electric Vehicle, Torque Vectoring Differential, Two-Input-Two-Output System, Traction Control, Frequency Response Analysis, Feedback Control, Phase Stabilization Design)

1. 序論

地球温暖化の影響により,各国がガソリン車・ディーゼル 車に対する規制を厳しくしたため,電気自動車の研究が益々 重要になった。電気自動車は,走行中に温室効果ガスを排出 しないことに加えて,以下の三つの特徴が挙げられる。(1)駆 動モータの分散配置により左右輪を独立に制御できる。(2) 出力トルクはモータ電流から推定できる。(3)トルク応答は 内燃機関車より100倍程度速い。これらの特徴により,電気 自動車は高度なモーションコントロールを可能にする⁽¹⁾。

車両の旋回性能を向上させるために, Fig. 1 に示された左 右輪間トルク差が発生可能なモータドライブシステムが研究 されてきた⁽²⁾。左側のインホイールモータを搭載した電気自 動車は, ばね下重量の増加により乗り心地が悪化するが, 車 両の垂直方向の振動はモータトルク及びサスペンションの反 力を用いて抑制できる⁽³⁾⁽⁴⁾。中央のオンボードモータを搭載 した電気自動車は, 急激なトルク入力により低周波数領域に おいてドライブシャフトのねじれ振動が発生するが, 制振制 御法を用いて振動が発生しないトルク指令値を生成すること ができる⁽⁵⁾⁻⁽⁹⁾。しかし, ドライブシャフトの振動問題は, 右 側の 2 入力 2 出力機構を持つトルク差増幅型トルクベクタ リング装置(Two-motor-torque Difference Amplification-Torque Vectoring Differential:TDA-TVD)においてはさらに複雑にな



Fig. 1 The distributed arrangement of rear driving system.

る。TDA-TVD は他の 2 方式と比較して左右輪間のトルク差 を更に大きくすることができる⁽²⁾。一方,この機構は遊星ギ ヤによる左右輪間の機械的な干渉があるため,各輪に発生さ せる駆動力の独立制御が難しい。

著者らのグループでは、モータトルク指令値変換器とドラ イブシャフト角速度推定器を用いて、インホイールモータ搭 載車のトラクション制御を TDA-TVD 搭載車に適用し、左右 輪独立で駆動力やスリップ率の制御を可能にした⁽¹⁰⁾。この研 究で提案された制御器は、ドライブシャフト回転速をフィー ドバックし、極配置法により車輪速制御を行っているが、極 の最適値は制御モデルの周波数応答ではなく、実車実験で チューニングの結果より決定された。この手法は、極の最適 値を決めるための実験工数がかかり、制御器本来の制御限界 も明確になっていない。本論文では、TDA-TVD を車両の並 進運動とヨー運動の二つのモードに分解し、周波数領域に おいて TDA-TVD のモデル解析を行い、モータ回転速フィー



Fig. 2 Schematic diagram of TDA-TVD⁽¹¹⁾. TDA-TVD has a mechanical coupling between left and right wheels through planetary gears.





ドバック制御器を設計する。また、ナイキスト線図を用いて 制御器の比例微分制御のゲインを調整し、フィードバック 制御の帯域及び位相安定性を向上させる。さらに、提案した フィードバック制御器を従来のトラクション制御に実装し、 TDA-TVD を搭載した実験車両を用いてトラクション制御の 評価を行う。

2. TDA-TVD のモデル化

〈2・1〉 ノーマルモード Fig. 2 に TDA-TVD の構造を表 したスケールトン図の一例, Fig. 3 に TDA-TVD の各部での トルクと角速度の関係を表した速度線図を示す⁽¹¹⁾。ここで, T_M はモータトルク, ω_M はモータ回転速, J_M モータイナー シャ, D_M はモータ粘性, N_g は第一減速ギヤ比, ω_m は減速ギ ヤ回転速, T_g は減速ギヤトルク, b_1, b_2 は第二減速ギヤ比, ω_{ds} はシャフト回転速, T_{ds} はシャフトトルク, K_s はシャフ ト弾性, D_s はシャフト粘性, ω_L は車輪回転速, J_w は車輪イ ナーシャ, D_L は車輪粘性, T_L は負荷トルク, 添字 R は右, L は左である。

車輪のスリップ率が λ_n の時,負荷側の等価イナーシャを J_L とすると,負荷側の非線形性モデルは次式のように線形化される⁽⁸⁾ (12)。

$$J_{L} = J_{w} + \frac{Mr^{2}}{2}(1 - \lambda_{n})$$
(1)

$$\omega_L = \frac{1}{J_L s + D_L} I_{ds} \tag{2}$$

ここで M は車重, r は車輪半径を表す。また,本論文では $\lambda_n = 0$ とし,車両は後輪のみによって駆動される。

Fig. 4 に線形化された TDA-TVD のブロック線図を示す。 モータトルクからモータ回転速までの伝達関数 $\frac{\omega_M}{T_M}$ は次式で 表される ⁽¹³⁾。



Fig. 4 Block diagram of TDA-TVD.





$$\omega_{M} = \left[E + P_{M} N_{g}^{-1} \left(B^{T} \right)^{-1} \left(P_{DS}^{-1} + P_{L} \right)^{-1} B^{-1} N_{g}^{-1} \right]^{-1} P_{M} T_{M}$$

$$= \left(\begin{array}{c} \frac{\omega_{RM}}{T_{RM}} & \frac{\omega_{RM}}{T_{LM}} \\ \frac{\omega_{LM}}{T_{RM}} & \frac{\omega_{LM}}{T_{LM}} \end{array} \right) T_{M}$$

$$(3)$$

$$\subset \subset \mathcal{O}, \quad \omega_{M} = \left(\begin{array}{c} \omega_{RM} \\ \omega_{LM} \end{array} \right), \quad P_{M} = \left(\begin{array}{c} \frac{1}{J_{RM} + D_{RM}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_{LM} + D_{LM}} \end{array} \right),$$

$$N_{g}^{-1} = \left(\begin{array}{c} \frac{1}{N_{Rg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{N_{Lg}} \end{array} \right), \quad P_{DS} = \left(\begin{array}{c} \frac{K_{Rs}}{s} + D_{Rs} & 0 \\ 0 & \frac{K_{Ls}}{s} + D_{Ls} \end{array} \right),$$

$$E = \left(\begin{array}{c} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{array} \right), \quad B^{-1} = \left(\begin{array}{c} \frac{1+b_{1}}{1+b_{1}+b_{2}} & \frac{b_{2}}{1+b_{1}+b_{2}} \\ \frac{1+b_{2}}{1+b_{1}+b_{2}} & \frac{1+b_{2}}{1+b_{1}+b_{2}} \end{array} \right),$$

$$T_{M} = \left(\begin{array}{c} T_{RM} \\ T_{LM} \end{array} \right), \quad P_{L} = \left(\begin{array}{c} \frac{1}{J_{RL} + D_{RL}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1-D} \end{array} \right) \succeq \mathcal{I} \lesssim \mathcal{I} \lesssim \mathcal{I}_{S} \lesssim 0$$

Fig. 5 に 「」の「カム・クローク」」 Fig. 5 に 「カム・クローク」 号を左後輪のモータトルクとして入力した実験結果で ある。負荷側は二つの独立なダイナモベンチを用いて, 車両の並進運動を再現した。式 (1) にノミナルスリッ プ率 λ_n = 0 を代入して計算した値を負荷イナーシャと する。Fig. 5 に示すように,この干渉モデルは 2 Hz と 6 Hz において共振点を持っているため,制御器の設計 は複雑になる。赤い線は式 (3) のパラメータ推定によ り,フィッティングを行った結果を示す。Table 1 のパ ラメータは量産ばらつきが小さいことを考慮して,実 験値を使用した。2 Hz 以上の周波数特性は,実験結果 と一致したが,このモデルは車両が並進運動時の左右 輪の力拘束を考慮していないため,2 Hz 以下の周波数 特性は実験結果と乖離している。

〈2・2〉 和と差モード 著者らの先行研究(13)により,





Fig. 6 Block diagram of summation and differential mode (one side).

TDA-TVD は和と差モードに分解される。和モードは 車両の並進運動を表し,左右のモータに同相トルクを 入力する。一方,差モードは車両のヨー運動を表し,左 右モータに逆相トルクを入力する。ここで,b₁ = b₂ = b をはじめ,左右のパラメータが対称で等しい場合,式 (4),(5)により座標変換を行うと,左右トルク及び回 転速の関係は,和モードで式(6),差モードで式(7)と なる。

$$\begin{pmatrix} T_{SM} & T_{Sds} \\ T_{DM} & T_{Dds} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{RM} & T_{Rds} \\ T_{LM} & T_{Lds} \end{pmatrix}$$
(4)

$$\begin{pmatrix} \omega_{SM} & \omega_{SL} \\ \omega_{DM} & \omega_{DL} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_{RM} & \omega_{RL} \\ \omega_{LM} & \omega_{LL} \end{pmatrix}$$
(5)

$$\begin{pmatrix} T_{Rg} & \omega_{Rds} \\ T_{Lg} & \omega_{Lds} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{Rds} & \omega_{Rm} \\ T_{Lds} & \omega_{Lm} \end{pmatrix}$$
(6)

$$\begin{array}{cc} T_{Rg} & \omega_{Rds} \\ T_{Lg} & \omega_{Lds} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{cc} \frac{1}{1+2b} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+2b} \end{array} \right) \left(\begin{array}{cc} T_{Rds} & \omega_{Rm} \\ T_{Lds} & \omega_{Lm} \end{array} \right)$$
(7)

ここで,添字Sは和 (Summation) モード,Dは差 (Differential) モードを表す。

和モードはノーマルモードと同様に,式(1),(2)に より線形化でき,その線形化されたブロック線図(片 輪)を Fig. 6(a)に示す。 $\frac{T_{Sds}}{T_{SM}}$ 及び $\frac{\omega_{SM}}{T_{SM}}$ の伝達関数は次 式で表される。

$$T_{Sds} = \frac{N_g [J_L D_s s^2 + (J_L K_s + D_s D_L) s + K_s D_L]}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} T_{SM}$$
(8)
$$= P_{SSn}(s) T_{SM}$$
(8)
$$\omega_{SM} = \frac{N_g^2 [J_L s^2 + (D_L + D_s) s + K_s]}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} T_{SM}$$
(9)
$$= P_{SMn}(s) T_{SM}$$
(9)

尚, 伝達関数における a₃~a₀ は次式となる。

$$\begin{cases}
a_{3} = N_{g}^{2}J_{L}J_{M} \\
a_{2} = N_{g}^{2}(J_{M}D_{L} + J_{M}D_{s} + J_{L}D_{M}) + J_{L}D_{s} \\
a_{1} = N_{g}^{2}(J_{M}K_{s} + D_{L}D_{M} + D_{s}D_{M}) + J_{L}K_{s} + D_{L}D_{s} \\
a_{0} = N_{g}^{2}K_{s}D_{M} + D_{L}K_{s}
\end{cases}$$
(10)



Fig. 7 Frequency response of $\frac{\omega_{SM}}{T_{SM}}$. There are a resonance at 6 Hz and an anti-resonance at 0.6 Hz in this model.



Fig. 8 Frequency response of $\frac{\omega_{DM}}{T_{DM}}$. There is a resonance at 2 Hz in this model.

直進状態でのヨー運動のみ考慮する場合,差モード の負荷側モデルは次式により線形化される⁽¹³⁾。

$$\frac{\omega_{DL}}{T_{Dds}} = \frac{1}{J_{DL}s + D_{DL}} \tag{11}$$

$$J_{DL} = J_w + \frac{2r^2}{d^2}(1 - \lambda_D)I$$
 (12)

ここで J_{DL} は負荷側の等価イナーシャ、 D_{DL} は負荷側 粘性、d は左右両輪の距離、 λ_D は差動スリップ率、I は ヨーイナーシャを表す。本論文では $D_{DL} = D_L$ 、 $\lambda_D = 0$ とする。次に線形化された差モードのブロック線図(片 輪)を Fig. 6(b) に示す。 $\frac{T_{DM}}{T_{DM}}$ 及び $\frac{\omega_{DM}}{T_{DM}}$ の伝達関数は次 式で表される。

$$T_{Sds} = \frac{N_g (1+2b) [J_{DL} D_s s^2 + (J_{DL} K_s + D_s D_{DL}) s + K_s D_{DL}]}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} T_{DM}$$

= $P_{DSn}(s) T_{DM}$ (13)

$$\omega_{DM} = \frac{N_g^2 (1+2b)^2 [J_{DL}s^2 + (D_{DL} + D_s)s + K_s]}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} T_{DM}$$
(14)

$$= P_{DMn}(s)T_{DM}$$

尚, 伝達関数における d₃~d₀ は次式となる。

$$\begin{cases} d_3 = N_g^2 (1+2b)^2 J_{DL} J_M \\ d_2 = N_g^2 (1+2b)^2 (J_M D_{DL} + J_M D_s + J_{DL} D_M) + J_{DL} D_s \\ d_1 = N_g^2 (1+2b)^2 (J_M K_s + D_{DL} D_M + D_s D_M) + J_{DL} K_s + D_{DL} D_s \\ d_0 = N_g^2 (1+2b)^2 K_s D_M + D_{DL} K_s \end{cases}$$

(15)

Fig. 6により、和と差モードの座標変換を行うと、左



Fig. 9 Block diagram of proposed controller.

右輪のトルクと回転速は非干渉される。また,和と差 モードのモデルに対して,それぞれの制御器を独立に 設計できる。

Fig. 7,8に 25M , 25M の周波数特性を示す。青線はノーマルモードと同様の方法で得られた実験結果を示す。 2005 は 6 Hz に共振点,0.6 Hz に反共振点を持ち,25M は 2 Hz に共振点のみ持つ。赤線はパラメータフィッティングの結果を示す。和と差モードのマスラインと共振 周波数は実験結果と一致するが,通信遅れ及びユニットを保護するためのトルク勾配制限があるため,10 Hz 以上において位相が遅れる。

3. 制御器

本章では, Fig. 9に示されている駆動力制御器の構造 及び設計手法を述べる。駆動力制御器はドライブシャ フトのねじれ振動を発生させないトルク指令を生成す るフィードフォワードとトラクション制御を実現する フィードバックの2自由度の構成となっている。フィー ドバックのアウターループでは,駆動力とスリップ率 を制御しており,インナーループでは,車輪回転速を 制御している。

〈3・1〉フィードフォワード制御器車輪が粘着状態 で、粘性 D_L が十分小さければ、 $T_{ds} \approx rF_d$ が成立する。 そのため、駆動力指令値 $F_d^* \& r$ 倍で増大し、式(4)に より、和と差モードのドライブシャフトトルク指令値 に変換できる。ドライブシャフトのねじれ振動を発生 させないトルク指令を生成するために、 $\frac{T_{Sd}}{T_{DM}}$ 及び $\frac{T_{Dds}}{T_{DM}}$ の逆モデルを用いたフィードフォワード制御器は次式 で表される⁽¹³⁾。

$$C_{SFF}(s) = G_S(s)P_{SSn}^{-1}(s) \tag{16}$$

$$G_S(s) = \frac{1}{\tau_S s + 1} \tag{17}$$

$$C_{DFF}(s) = G_D(s)P_{DSn}^{-1}(s)$$
⁽¹⁸⁾

$$G_D(s) = \frac{1}{\tau_D s + 1} \tag{19}$$

ここで, $G_S(s)$, $G_D(s)$ は和と差モードのノミナル化後 の特性を示す伝達関数で, モデル誤差や外乱がなけれ ば, $T_{Sds} = G_S(s)T^*_{Sds}$, $T_{Dds} = G_D(s)T^*_{Dds}$ となる。 **〈3・2〉 駆動力オブザーバ** TDA-TVD を搭載した車両の運動方程式より,次式を用いて駆動力推定を行う。

$$\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{d}} = \boldsymbol{r}^{-1} \left[\boldsymbol{B}^{T} \boldsymbol{N}_{\boldsymbol{g}} \left(\boldsymbol{T}_{\boldsymbol{M}} - \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{M}}^{-1} \boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{M}} \right) - \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{w}}^{-1} \boldsymbol{B}^{-1} \boldsymbol{N}_{\boldsymbol{g}}^{-1} \boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{M}} \right]$$
(20)

ここで、 $F_d = \begin{pmatrix} F_{Rd} \\ F_{Ld} \end{pmatrix}$, $r = \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{pmatrix}$, $P_w = \begin{pmatrix} \frac{1}{J_{Rw}s+D_{RL}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_{Lw}s+D_{LL}} \end{pmatrix}$ となる。モータトルク T_M はモータ電流, モータ回転速 ω_M はレゾルバ出力から推定できるが、アンチロック ブレーキシステム (ABS) で用いられる車輪速センサは 車輪一回転あたりに数十パルス程度の分解能しか持っ ていないため、その出力値を駆動力推定に使用できな い。一方、モータ回転速 ω_M をドライブシャフト回転 速 ω_{ds} に換算し、ドライブシャフトを粘弾性が持たな い剛体モデルと仮定する場合、 $\omega_{ds} \approx \omega_L$ が成立するた め、モータ回転速から車輪回転速を推定できる。ここ で、ノイズによる影響を低減させるために、駆動力指令 値及び推定値はローパスフィルタL(s)経由で与える。

〈3·3〉 スリップ率制御器 スリップ率制御器の操作 量 *y* を次式により定義する。

$$y = \frac{V_{\omega}}{V} - 1 \tag{21}$$

ここで、 V_{ω} は車輪速、Vは車体速を表す。また、スリッ プ率 λ とyの関係式は次式で表される。

$$y = \begin{cases} \frac{\lambda}{1 - \lambda} & (V_{\omega} \ge V) \\ \lambda & (V_{\omega} < V) \end{cases}$$
(22)

駆動時では、λ=0近傍においてλとyはほぼ等しく、 また、制動時ではλとyは同じ定義となる。スリップ 率指令値はyを用いることで、駆動時と制動時の切り 替えがなく、スムーズな制御を実現できる。スリップ 率制御ループに積分器を用いるため、低μ路面に進入 する場合、駆動力誤差が蓄積し、スリップ率指令値が 発散してしまう可能性がある。そのため、スリップ率 制御器ではリミッタとアンチワイドアップ補償を設け ている。

(3・4) 車輪速制御器 車輪速指令値とフィードバッ クするモータ回転速は式(5)により和と差モードに変 換し,車輪速指令値はさらに式(6),(7)によりモータ回



Fig. 10 Nyquist plots of open-loop transfer function in summation mode.

転速指令値に変換して出力する。車輪速制御は比例制 御と比例微分制御の二つの制御器を設計し,ナイキス ト線図及び実車実験を用いて制御限界とトラクション 制御の効果を比較した。比例制御器はプラントを剛体 モデルと仮定し,重根となるように極配置設計を行う。

$$\begin{cases} K_{Sp} = 2\pi f_S J_{Sn} \\ K_{Dp} = 2\pi f_D J_{Dn} \end{cases}$$
(23)

ここで, K_{Sp} , K_{Dp} は和と差モードにおける比例ゲイン, f_S , f_D は和と差モードにおける極の周波数である。 J_{Sn} , J_{Dn} は和と差モードにおける剛体モデルのノミナルイナーシャであり,次式で表される。

$$\begin{cases} J_{Sn} = \frac{J_L}{N_g^2} + J_M \\ J_{Dn} = \frac{J_{DL}}{(1+2b)^2 N_g^2} + J_M \end{cases}$$
(24)

比例微分制御器は車輪速応答を高速化する比例制御 と位相安定化する微分制御から構成され,次式で表さ れる。

$$\begin{cases} PD_S(s) = K_{Sp} + K_{Sd}s \\ PD_D(s) = K_{Dp} + K_{Dd}s \end{cases}$$
(25)

次に、Fig. 10 に示す和モードのナイキスト線図を用 いて、 $K_{Sp} \geq K_{Sd}$ の調整方法を述べる。緑線と赤線はそ れぞれ K_{Sp} を極 0.4 Hz と 0.5 Hz 相当に設定する場合の ナイキスト線図を示す。感度関数は制御器の外乱抑圧 特性を示す重要な要素で、ナイキスト線図の各プロッ トから (-1,0j) までの距離の逆数により表される。比例 制御の場合、 K_{Sp} を増加させることにより、共振周波 数 6 Hz のプロット点が (-1,0j) までの距離が長くなる ため、外乱抑制の効果が向上する。しかし、この制御 モデルは高周波側に位相遅れがあるため、極を 0.5 Hz まで上げると、制御が発散する。そこで、微分制御を 加えて、位相を進ませることにより、 K_{Sp} を 0.5 Hz 相 当のゲインまで上げても、制御は発散しなくなる。し たがって、 $K_{Sp} \geq K_{Sd}$ を同時にあげることで、フィー ドバック制御の高帯域化と位相安定化を実現できる。

4. 実験

トラクション制御の有効性を示すために、TDA-TVD を搭載した実験車両を用いて低µ路面での発進実験を 実施した。



Fig. 11 Experimental vehicle equipped with TDA-TVD. TDA-TVD drives rear wheels using two electric motors.



Fig. 12 Experimental results of proportional control with different poles.

〈4・1〉実験車両 Fig. 11 に TDA-TVD を搭載した 実験車両を示す。TDA-TVD は二つの電気モータを用い て左右の後輪を駆動する。コントロールシステムは、 MicroAutoBox (MAB)を用いて車速とアクセル開度信 号を駆動力指令値に換算して出力する。MAB と Motor Control Unit (MCU)間は Controller Area Network (CAN) を使って、10 ms 周期で通信する。駆動力制御器は MCU に実装し、1 ms 周期でモータトルク指令値を計算する。

〈4・2〉実験条件 評価実験は散水されたタイル状の路面で実施され、実験中ハンドル角は0°に保持した。ドライバーのアクセル操作により摩擦限界以上の駆動力指令値を与えて、実験車両を0km/hから加速させた。駆動力指令値は10Hzのローパスフィルタ経由で出力した。フィードフォワード制御器はTable 1の車両パラメータ及び時定数 $\tau_S = \tau_D = 1/(2\pi \times 10 \text{ Hz})$ を用いて実装した。フィードバック制御器の目標スリップ率演算部の積分ゲイン K_I は0.0001、目標スリップ率上下限は±10%に設定した。本論文では、直進時の評価のみ実施するため、車輪速制御器の差モードの極は0.3 Hzに固定し、和モードの比例制御と比例微分制御を実装して評価した。

〈4・3〉実験結果 Fig. 12 に異なる極を持つ比例制 御の評価結果を示す。Fig. 12(a) と 12(b) は右後輪のス リップ率と前後加速度を示す。スリップ率推定値 λ_{R} は モータ回転速及び車体速より計算した値,前後加速度 は加速度センサの出力値を表す。両方の結果において 1s付近でスリップ率が大きい理由は,極低速時に車体 速が0km/hに近づき,式(21)における分母の値が極端 に小さくなるからであり,車輪が実際に大空転してい るわけではない。また,発進直後はタイヤと地面間へ の水の進入が最も少ないため,2s付近でスリップ率推 定値が最も低く,加速度が最も高い値を示している。 その後,車輪速が上昇するとスリップし始め,スリップ 率推定値は徐々に指令値に追従している。しかし,極



Fig. 13 Experimental results of proportional and differential control with different K_{Sp} and K_{Sd} . The control is stable when $K_{Sp} = 8.27$, $K_{Sd} = 0.07$.

0.4 Hz の場合,4s以上かかっても追従できていないた め,得られた加速度も低い。したがって,スリップ率の 追従性を向上させるために,フィードバック制御の極 を上げないといけないが,極を0.5 Hz に上げた結果,制 御が発散した。これは Fig. 10 に示すように,和モード は高周波数側で位相余裕が少ないため,フィードバッ ク制御系が不安定になったことが原因だと考える。

フィードバック制御系を安定化させるために,位相 進み補償器として微分制御を導入した。比例微分制御 器の評価結果を Fig. 13 に示す。Fig. 13(a)より,微分 制御を加えることで,*K_{Sp}*を極 0.5 Hz 相当に設定する の場合でもスリップ率推定値が発散していない。しか し,制御ゲインが十分ではないため,スリップ率追従 性は改善されていない。したがって,比例制御と微分 制御のゲインを同時に上げていくことにより,Fig. 13 に示すように,最終的に極 1.2 Hz 相当の*K_{Sp}*まで増加 させた。また,定量的な評価ではないが,スリップ率 の追従性は極 0.5 Hz より早くなり,前後加速度も高く なった。

5. 結論

本論文では, TDA-TVD を和 (並進) と差 (ヨー) モー ドに分解し、周波数領域において TDA-TVD のモデル 解析を行い、モータ回転速フィードバック制御器を設 計した。比例ゲインを上げることにより,モデル共振 周波数付近の感度関数を低減させ、モデル誤差や外乱 による影響を抑制できる。しかし、通信遅れやトルク 勾配制限などの影響により, TDA-TVD は高周波側に位 相遅れが生じるので、制御帯域が限られている。トラ クション制御の効果を向上させるためには、制御帯域 をさらに広げる必要があるため、本論文では、位相進 み補償器として微分制御を導入し、位相を安定化させ た。また、提案したフィードバック制御器を従来のト ラクション制御に実装し、TDA-TVDを搭載した実験車 両を用いて、トラクション制御の効果を評価した。そ の結果、単純な比例制御より、比例微分制御の方が制 御帯域が向上し,最終的に極 1.2 Hz 相当のゲインまで 上げることができた。それに伴い、スリップ率の追従 性及び加速性能が改善された。本研究では、 差モード の制御器は直進時しか考慮していないため、今後は旋 回運動を想定したモデル構築によってさらに高度なト

ラクション制御と振動抑制制御を開発・設計していく。

文 献

- (1) Y. Hori, "Future Vehicle Driven by Electricity and Control-Research on Four-Wheel-Motored "UOT Electric March II"", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.51, no.5, pp.954-962, 2004.
- (2) K. Sawase, M. Chiba, "Study of Lateral Torque-vectoring Differential Suitable for Electric Powered Vehicles", *Transactions of Society of Automotive Engineers of Japan*, Vol.45, No.5, pp.823-828, 2014 (In Japanese).
- (3) E. Katsuyama, "Improvement of ride comfort by triple skyhook control", in Proc. of 9th International Munich Chassis Symposium, pp.215-234, 2018.
- (4) T. Suzuki, M. Mae, T. Takeuchi, H. Fujimoto, and E. Katsuyama, "Model-based Filter Design for Triple Skyhook Control of In-Wheel Motor Vehicles for Ride Comfort", *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.10, No.3, pp.310-316, 2021.
- (5) V. Ivanov, D. Savitski, J. Orus, J. M. R. Fortun, A.Sorniotti, and P. Gruber, "All-wheel-drive electric vehicle with on-board motors: Experimental validation of the motion control systems", in Proc. of IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.001729-001734, 2015.
- (6) M. Ravichandran, J. Doering, R. Johri, and K. Rubyal, "Design and evaluation of EV drivetrain clunk and shuffle management control system", in Proc. of 2020 American Control Conference (ACC), 2020.
- (7) T.Karikomi, K.Ito, H.Kawamura and T.Kume, "Highly-responsive acceleration control for the newly developed EV", in Proc. of JASE Annual Congress(Spring), 20115197, pp.5-8, 2012.
- (8) H. Sumiya and H. Fujimoto, "Driving Force Control Method Using Suppression Control of Driving-shaft Vibration for Electric Vehicle with On-board Motor", in Proc. of IEEJ Industry Applications Society Conf, No.106, pp.115-120, 2012 (in Japanese).
- (9) J. Amada and H. Fujimoto, "Driving Force Control Method with Resonance Suppression for Drive Shaft of Electric Vehicle with on-boared Motor", in Proc. of IEEJ Technical Meeting Record, IIC-13-003, pp.13-18, 2013 (In Japanese).
- (10) H. Fuse, H. Fujimoto, K. Sawase, N. Takahashi, R. Takahashi, Y. Okamura and R. Koga, "Application of Driving Force Controller to Torque Vectoring Differential with Two-Input-Two-Output Motor Drive System for Electried Vehicles", *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol.142, No.5, pp.376-384, 2022.(in Japanese).
- (11) K. Sawase, T. Kikuchi, Y. Fujiwara and T. Furuichi, "Classification and Analysis of Torque-vectoring Differentials with Torque Difference Amplification Mechanism", *Transactions of Society of Automotive Engineers of Japan*, Vol.48, No.2, pp.317-322, 2017 (In Japanese).
- (12) S. Wakui, T. Emmei, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Gear collision reduction of geared in-wheel-motor by effective use of load-side encoder", in Proc. of 45th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., pp.3615-3620, 2019.
- (13) H. Fuse, "Comprehensive Modeling of Drive System and Design of Independent Left-and-Right Wheel Control for Electrified Vehicles", The University of Tokyo Graduate School of Frontier Sciences Doctoral Dissertation (to be published in April 2024).