

学位論文

多自由度空気圧シリンダシステムの 制御系設計手法に関する研究

2017年3月
芝浦工業大学 大学院 理工学研究科
機能制御システム専攻
村山 栄治

学位論文題目 : 多自由度空気圧シリンダシステムの制御系設計手法に関する研究

論文審査委員 : 教授 川上 幸男 (芝浦工業大学)

教授 米田 隆志 (芝浦工業大学)

教授 陳 新開 (芝浦工業大学)

教授 伊藤 和寿 (芝浦工業大学)

教授 眞田 一志 (横浜国立大学)

目次

■第1章 緒論	1
○1.1 研究背景	2
○1.2 研究目的	4
○1.3 本論文の構成	4
○1.4 参考文献	6
■第2章 マニピュレータ	9
○2.1 ハンド型多関節マニピュレータのコンセプト	10
○2.2 ハンド型多関節マニピュレータハードウェア構成	12
○2.3 マニピュレータの運動学	15
○2.4 作業空間でのエンドエフェクタ目標軌跡の補間	20
○2.5 エンドエフェクタ移動モードの生成	22
○2.6 実験機構成	24
○2.7 システム同定と制御対象ノミナルモデル	26
○2.8 参考文献	45
■第3章 MBD (Model Base Design)による制御系設計	47
○3.1 規範フィードバック制御系モデルによるエンドエフェクタ位置, 関節角度 追従性の確認	48
○3.2 PID 制御	60
○3.3 μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用	66
○3.4 SAC (Simple Adaptive Control : 単純適応制御)	87
○3.5 SMC (Sliding Mode Control : スライディングモード制御)	99
○3.6 各制御手法と制御性能の評価	117
○3.7 参考文献	139

■第4章 実験による検証	143
○4.1 PID 制御	144
○4.2 μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用	147
○4.3 SAC	150
○4.4 SMC	153
○4.5 SMC と外乱オブザーバの併用	156
○4.6 各制御手法と制御性能の評価	158
■第5章 関節間の同期を意識した制御系調整	165
○5.1 関節間の同期を意識した制御系調整	166
○5.2 参考文献	169
■第6章 結論	171
■謝辞	175
■業績一覧	177
■Appendix	179
○A.1 マニピュレータ スケールと重量	179
○A.2 マニピュレータシミュレータモデル	181
○A.3 外乱オブザーバモデル (離散系)	185
○A.4 1型サーボスライディングモードコントローラ (離散系)	186
○A.5 単純適応制御コントローラ (離散系)	187

目次

Fig.2-1 Manipulator 3D CAD image	10
Fig.2-2 Joint mechanism	11
Fig.2-3 Sensor location	11
Fig.2-4 Articulated manipulator	12
Fig.2-5 Force sensor/Pressure sensitive sensor (Asakusa Giken)	13
Fig.2-6 Rotary sensor (ALPS)	13
Fig.2-7 3 degree-of-freedom manipulator	15
Fig.2-8 Generalized coordinate system of manipulator	15
Fig.2-9 Coordinate system of 3 degree-of-freedom manipulator	16
Fig.2-10 Geometrical relation of 2-degree-of-freedom manipulator	18
Fig.2-11 Trajectory of Translation Mode	22
Fig.2-12 Trajectory of Circular Mode	23
Fig.2-13 Hardware configurations	24
Fig.2-14 Electro-pneumatic regulator characteristic	25
Fig.2-15 Pneumatic cylinder and link-cam mechanism	26
Fig.2-16 Bottom joint frequency response experiments	30
Fig.2-17 Bottom joint frequency analysis (Log-swept chirp signals)	31
Fig.2-18 Bottom joint frequency response experiments	32
Fig.2-19 Bottom joint frequency analysis (M-Sequence signals)	33
Fig.2-20 LuGre friction model	35
Fig.2-21 Plant model	35
Fig.2-22 Comparison between experiment and simulation of bottom joint	38
Fig.2-23 Friction characteristic bottom joint	38
Fig.2-24 Comparison between experiment and simulation of middle joint	39
Fig.2-25 Friction characteristic middle joint	39
Fig.2-26 Bottom joint frequency characteristic	43
Fig.2-27 Middle joint frequency characteristic	44
Fig.3-1 Feedback control system	48
Fig.3-2 Gain characteristics of reference feedback model	49
Fig.3-3 Simulation of translation mode: $\omega_n=0.5\text{Hz}$	50
Fig.3-4 Simulation of translation mode: $\omega_n=1.0\text{Hz}$	51
Fig.3-5 Simulation of translation mode: $\omega_n=1.5\text{Hz}$	52
Fig.3-6 Simulation of translation mode: $\omega_n=1.8\text{Hz}$	53
Fig.3-7 Simulation of circular mode: $\omega_n=0.5\text{Hz}$	54
Fig.3-8 Simulation of circular mode: $\omega_n=1.0\text{Hz}$	55
Fig.3-9 Simulation of circular mode: $\omega_n=1.5\text{Hz}$	56
Fig.3-10 Simulation of circular mode: $\omega_n=1.8\text{Hz}$	57
Fig.3-11 Bandwidth of reference feedback model	58
Fig.3-12 Error analysis of translation mode	58
Fig.3-13 Error analysis of circular mode	58
Fig.3-14 PID control system	60
Fig.3-15 Frequency response simulation: PID	62
Fig.3-16 Frequency analysis of loop transfer function: PID	62
Fig.3-17 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: PID	63
Fig.3-18 Step response simulation: PID	63
Fig.3-19 Disturbance response simulation: PID	64
Fig.3-20 Translation mode simulation: PID	64
Fig.3-21 Circular mode simulation: PID	65
Fig.3-22 Feedback control system for μ -Synthesis	66
Fig.3-23 Generalized plant and feedback system	67
Fig.3-24 feedback system of Δ and N	67

Fig. 3-25 Scaled H_{∞} control	68
Fig. 3-26 Multiplicative uncertainty of bottom joint	69
Fig. 3-27 Multiplicative uncertainty of middle joint	69
Fig. 3-28 Multiplicative uncertainty and weight function W_M (s) of bottom joint	70
Fig. 3-29 Bode diagram of bottom joint μ -Synthesis controller	71
Fig. 3-30 Bode diagram of bottom joint complementary sensitivity function and sensitivity function	71
Fig. 3-31 Multiplicative uncertainty and weight function W_M (s) of middle joint	72
Fig. 3-32 Bode diagram of middle joint μ -Synthesis controller	73
Fig. 3-33 Bode diagram of middle joint complementary sensitivity function and sensitivity function	73
Fig. 3-34 Feedback system including a disturbance	74
Fig. 3-35 Disturbance canceling control system	76
Fig. 3-36 Sensitivity function performance with disturbance observer	77
Fig. 3-37 Uncertain feedback system	80
Fig. 3-38 Robust analysis problem	80
Fig. 3-39 μ -Analysis of bottom joint	81
Fig. 3-40 μ -Analysis of middle joint	81
Fig. 3-41 Frequency response simulation: μ -Synthesis and disturbance observer	83
Fig. 3-42 Frequency analysis of loop transfer function: μ -Synthesis and disturbance observer	83
Fig. 3-43 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: μ -Synthesis and disturbance observer	84
Fig. 3-44 Step response simulation: μ -Synthesis and disturbance observer	84
Fig. 3-45 Disturbance response simulation: μ -Synthesis and disturbance observer	85
Fig. 3-46 Translation mode simulation: μ -Synthesis and disturbance observer	85
Fig. 3-47 Circular mode simulation: μ -Synthesis and disturbance observer	86
Fig. 3-48 Block diagram of the SAC system	88
Fig. 3-49 Pole-zero plot of extended control system	93
Fig. 3-50 Step response of plant nominal model and extended control system	93
Fig. 3-51 Frequency response simulation: SAC	95
Fig. 3-52 Frequency analysis of loop transfer function: SAC	95
Fig. 3-53 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SAC	96
Fig. 3-54 Step response simulation: SAC	96
Fig. 3-55 Disturbance response simulation: SAC	97
Fig. 3-56 Translation mode simulation: SAC	97
Fig. 3-57 Circular mode simulation: SAC	98
Fig. 3-58 Frequency response simulation: SMC	180
Fig. 3-59 Frequency analysis of loop transfer function: SMC	108
Fig. 3-60 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SMC	109
Fig. 3-61 Step response simulation: SMC	109
Fig. 3-62 Disturbance response simulation: SMC	110
Fig. 3-63 Translation mode simulation: SMC	110
Fig. 3-64 Circular mode simulation: SMC	111
Fig. 3-65 Frequency response simulation: SMC and disturbance observer	113
Fig. 3-66 Frequency analysis of loop transfer function: SMC and disturbance observer	113
Fig. 3-67 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SMC and disturbance observer	114
Fig. 3-68 Step response simulation: SMC and disturbance observer	114
Fig. 3-69 Disturbance response simulation: SMC and disturbance observer	115
Fig. 3-70 Translation mode simulation: SMC and disturbance observer	115
Fig. 3-71 Circular mode simulation: SMC and disturbance observer	116
Fig. 3-72 Frequency characteristic	117
Fig. 3-73 Frequency characteristic of loop transfer function	118
Fig. 3-74 Complementary sensitivity function	118
Fig. 3-75 Sensitivity function	119
Fig. 3-76 Step response performance	120
Fig. 3-77 Disturbance rejection performance	120

Fig.3-78 Translation mode simulation	121
Fig.3-79 Translation mode performance	122
Fig.3-80 Circular mode simulation	123
Fig.3-81 Circular mode performance	124
Fig.3-82 Relationship of step response and manipulated variable: μ -Synthesis and disturbance observer	125
Fig.3-83 Relationship of circular mode response and manipulated variable: μ -Synthesis and disturbance observer	126
Fig.3-84 Relationship of step response and manipulated variable: SAC	127
Fig.3-85 Adaptive Law of step response	128
Fig.3-86 Relationship of circular mode response and manipulated variable: SAC	129
Fig.3-87 Adaptive Law of circular mode response	130
Fig.3-88 Relationship of step response and manipulated variable: SMC	131
Fig.3-89 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC	132
Fig.3-90 Relationship of circular mode response and manipulated variable: SMC	133
Fig.3-91 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC	134
Fig.3-92 Relationship of step response and manipulated variable: SMC and disturbance observer	135
Fig.3-93 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC and disturbance observer	136
Fig.3-94 Relationship of circular mode response and manipulated variable: SMC and disturbance observer	137
Fig.3-95 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC and disturbance observer	138
Fig.4-1 Frequency experiment simulation: PID	144
Fig.4-2 Frequency analysis of loop transfer function: PID	145
Fig.4-3 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: PID	145
Fig.4-4 Translation mode experiment: PID	146
Fig.4-5 Circular mode experiment: PID	146
Fig.4-6 Frequency experiment simulation: μ -Synthesis and disturbance observer	147
Fig.4-7 Frequency analysis of loop transfer function: μ -Synthesis and disturbance observer	148
Fig.4-8 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: μ -Synthesis and disturbance observer	148
Fig.4-9 Translation mode experiment: μ -Synthesis and disturbance observer	149
Fig.4-10 Circular mode experiment: μ -Synthesis and disturbance observer	149
Fig.4-11 Frequency experiment simulation: SAC	150
Fig.4-12 Frequency analysis of loop transfer function: SAC	151
Fig.4-13 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SAC	151
Fig.4-14 Translation mode experiment: SAC	152
Fig.4-15 Circular mode experiment: SAC	152
Fig.4-16 Frequency experiment simulation: SMC	153
Fig.4-17 Frequency analysis of loop transfer function: SMC	154
Fig.4-18 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SMC	154
Fig.4-19 Translation mode experiment: SMC	155
Fig.4-20 Circular mode experiment: SMC	155
Fig.4-21 Translation mode experiment: SMC and disturbance observer	156
Fig.4-22 Circular mode experiment: SMC and disturbance observer	157
Fig.4-23 Frequency characteristic of loop transfer function	158
Fig.4-24 Complementary sensitivity function	159
Fig.4-25 Sensitivity function	160
Fig.4-26 Translation mode performance	161
Fig.4-27 Circular mode performance	162
Fig.4-28 Disturbance response experiment: SMC/SMC and disturbance observer	163
Fig.5-1 Joint angle of the synchronous	166
Fig.5-2 Joint trajectory of circular mode simulation	168
Fig.5-3 End effector trajectory of circular mode simulation	168
Fig.A-1 シミュレータモデルトップ階層	181
Fig.A-2 制御対象モデル	181
Fig.A-3 制御対象モデル > 根元関節モデル	182
Fig.A-4 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル	182

Fig. A-5 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル マスクパラメータ設定画面	183
Fig. A-6 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル マスクパラメータモデル	184
Fig. A-7 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル マスクパラメータモデル > 非線形摩擦モデル	184
Fig. A-8 フィードバックコントローラ	185
Fig. A-9 フィードバックコントローラ > 外乱オブザーバ	185
Fig. A-10 フィードバックコントローラ (SMC)	186
Fig. A-11 フィードバックコントローラ (SMC) > スライディングモードコントローラ	186
Fig. A-12 フィードバックコントローラ (SAC)	187
Fig. A-13 フィードバックコントローラ (SAC) > 規範モデル	187
Fig. A-14 フィードバックコントローラ (SAC) > 適応調整則	188
Fig. A-15 フィードバックコントローラ (SAC) > 適応調整則 > 目標値に関する適応ゲインと操作量	188
Fig. A-16 フィードバックコントローラ (SAC) > 適応調整則 > 規範モデル状態量に関する適応ゲインと操作量	189
Fig. A-17 フィードバックコントローラ (SAC) > 適応調整則 > 偏差に関する適応ゲインと操作量	189
Fig. A-18 フィードバックコントローラ (SAC) > パラレルフィードフォワード補償器	190

表目次

Table 2-1 Specifications of pneumatic cylinders	13
Table 2-2 Specifications of force sensor/pressure sensitive sensor (Asakusa Giken)	13
Table 2-3 Specifications of rotary sensor (ALPS)	14
Table 2-4 Specifications of electro-pneumatic regulator (SMC)	25
Table 2-6 Result of system identification	37
Table 2-7 Gain Setting	42
Table 3-1 PID controller gain settings	60
Table 3-2 Result of μ -Analysis	82
Table 3-3 PFC parameters	92
Table 3-4 SAC parameters	94
Table 3-5 SMC parameters	107
Table 5-1 SMC parameters	167

第1章 緒論

1.1 研究背景

マニピュレータというと実用化も進み、完成した技術のように感じられるが、現在でも様々な用途を目的として研究が盛んにおこなわれている。例えば、MITの研究では^[1]、従来のモータや関節といった機構ではなく、柔らかいボディや空気圧で変形する機構を有したアクチュエータを用いて多様な動作を可能にしたマニピュレータが開発されている。ミシガン州立大学の研究では^[2]、MEMS(Micro Electro Mechanical Systems)よりもさらにスケールの小さいNEMS(Nano Electro Mechanical Systems)を利用したマニピュレータが開発されている。医療、製薬、バイオ分野など様々な分野での応用が期待される。モラトウワ大学の研究では^[3]、人の指の動きをリンク機構で模擬し、自由度は少なくなるがシステム構成がシンプルで制御しやすいロボットハンドの研究事例が紹介されている。一方、日本では、東京医科歯科大学で空気圧アクチュエータを適用したマニピュレータを手術用の鉗子に応用した研究事例が発表されている^[4]。ロボット工学的な取り扱い、機構のアイデア、制御手法、社会貢献度とすばらしい。これら最新のマニピュレータの多くは、今まで主流であったモータなどの電動アクチュエータを使用せず、従来の電動アクチュエータを使用したマニピュレータでは実現できなかった作業を可能にしている。一般的なマニピュレータには、モータなどの電動式アクチュエータが用いられる場合が多く、ギヤボックスなどの減速機構を組み合わせて正確な位置制御を実現している。しかし、減速機構を組み込むことで、関節まわりの大きさや質量が増大してマニピュレータの重量バランスが悪化することや小型化が困難になる場合がある。また、減速機構により大きなトルクが得られる分、レスポンスが悪くなり、さらに歯車の組合せにより関節の剛性は高くなってしまい、柔軟性が失われる傾向がある。これらの問題などを含め、マニピュレータに使用されるアクチュエータには、電動の他にも様々なデバイスが検討されており、空気圧アクチュエータもその一つである。

空気圧アクチュエータは、圧縮空気の圧力を並進、回転などのモーションエネルギーに変換、伝達または消費することで仕事をおこなうアクチュエータで、生産ラインや製造装置、産業用ロボットなどに実装され、さまざまな分野で利用されている。現在では、あらゆる産業のオートメーション化に欠かせない動力源となっている。しかし、空気圧アクチュエータを用いて「押す、持ち上げる、つかむ、運ぶ、はさみつける」など、さまざまな動きを実現させる際の制御技術については、空気圧そのものの受動的な特徴を利用した単純なオンオフ制御が大半を占めている。

空気圧アクチュエータの一番の特徴は、媒体となる空気の圧縮性にある。空気の圧縮率は、油圧に比べ数千倍大きいことが知られている。オンオフ制御の場合には、この圧縮性はアクチュエータの低剛性化につながり、例えば、人が不意に装置に触れたとしても空気がクッションとなり安全性を高めることが期待できる。一方、位置や力を制御する場合には、空気の圧縮性のため、油圧や電動モータなどのアクチュエータに比べ、システムの固有周波数が低く、高周波数帯域の入力に対しては遮断特性を有するが、摩擦力など低周波数帯域の入力に対しては、その圧縮性による低剛性特性のため、制御量は影響を受けやすくなる。また、空気の圧縮性の効果が、作用する外乱の周波数帯域に応じて決定されることも制御量に影響を及ぼす原因となる。一般的に空気圧アクチュエータが高精度の制御に不向きと言われているのはこれらの影響のためである。空気圧アクチュエータの特徴を有効的に活用するためには、さまざまな用途や仕様における空気固有の振る舞いを理解することが重要性であり、近年では、エレクトロニクス技術や空気圧機器の高度化により、空気圧アクチュエータを用いたシステムにもフィードバック制御を適用した事例が多く提案されている^{[5]~[15]}。

我々の研究室では、フルードパワーを用いた様々なデバイスの開発、設計、製作およびその制御を検討している。人や対象物を傷つけない高い構造的柔軟性を有する 3 自由度ハンド型多関節マニピュレータや 12 自由度のヒト型二足歩行ロボット、MR 流体を用いたダンパの開発など様々である^{[16]~[25]}。3 自由度ハンド型多関節マニピュレータは、全ての関節可動部に空気圧シリンダを組み込んだ多自由度型のシステムとなる。このマニピュレータは、空気の圧縮性による低剛性特性を利用し、柔軟に対象物へ接触し、変位または力を加え、対象物の剛性を検知するなどの用途に応用することを考えている。この際、マニピュレータの指先を所定の位置に移動、また、対象物に接触後、任意の変位や力を与える場合にはどうしてもフィードバック制御が必要となる。そのため、安定かつ制御性を向上させるためには、マニピュレータ動作時の空気の挙動を把握し、それを考慮した制御系設計手法が重要となる。

現在では、制御系設計のプロセスに、自動車業界でトレンドとなっている MBD (Model Base Design) の概念が様々な業種で取り込まれる状況となった^{[26], [27], [28]}。MBD は複雑化する開発業務に対し、先行開発、設計開発の効率化、性能・品質の向上を高いレベルでおこなわれることが求められる中で、開発・性能評価のプロセスをバーチャル・シミュレーションでおこなう方法である。設計したコントローラをマニピュレータに実装して実験おこなう前に、コントローラ設計初期段階でモデルを使用した性能検証やパラメータ調整は、抜

本的に開発作業を向上させる。今後の製品開発において効率的に MBD を活用することは非常に重要だと考える。

1.2 研究目的

本研究では、我々が製作した空気圧アクチュエータを用いた3自由度ハンド型多関節マニピュレータの位置決め制御系において、MBDにより空気の圧縮性に起因する制御対象の不確かさに対し、ロバストな性能を発揮する制御系の効率的な設計手法の確立を目指す。まず、制御系設計・検証に使用するシミュレータの数式モデルやそのパラメータ同定方法について提案する。その後、位置決め制御系のロバスト化を目的としたいくつかのコントローラ設計とそれらの評価を提案したシミュレータを用いて実施する。シミュレーションにて評価した制御アルゴリズムは、自動的にCソースコード化しハードウェアに実装して、実機にて評価をおこなう。

1.3 本論文の構成

以下に本論文の構成を示す。

第1章 緒論

第2章 マニピュレータ

第3章 MBD(Model Base Design)による制御系設計

第4章 実験による各コントローラの性能検証

第5章 関節間の同期を意識した制御系調整

第6章 結論

第2章では、3自由度ハンド型多関節マニピュレータのコンセプト、ハードウェア構成などを述べ、エンドエフェクタ(指先)の軌跡と各関節の角度指令をロボット工学的に算出する方法を示す。また、MBDのキーポイントとなる制御対象モデル(シミュレータ)の定式化と最適化アルゴリズムを利用したモデルパラメータの同定方法について述べ、最後に制御系設計のためのノミナルモデルの導出方法について示す。

第 3 章では、まず、第 2 章で算出した角度指令に対し、各関節角度が追従するためには、フィードバック制御系がどのような特性を持てば良いのかという指標を規範フィードバック制御系モデルにより評価し、相補感度関数のバンド幅に落とし込んだ結果を示す。そして、位置制御性能を評価した PID, μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用, SAC(Simple Adaptive Control : 単純適応制御), SMC(Sliding Mode Control : スライディングモード制御)の各コントローラの設計方法を示し, MBD ベースで検証した結果を示す。PID コントローラは性能の目安となる基準として採用した。 μ -Synthesis は線形ロバスト制御理論の一つで, H_{∞} 制御理論をベースとした設計法である。構造化特異値 μ により制御系のロバスト性が評価されるが, 空気の圧縮性, 圧力の応答遅れや非線形摩擦の影響に対し, ロバスト安定性を確保するように重み関数の周波数特性を設計する。またロバスト性を考慮した際, コントローラが保守的な特性となることがあるため, 外乱オブザーバを併用して制御性能を向上させることを試みる。SAC は適応制御の一つで, 制御対象の特性が時变的に変化した際に, 適応的にコントローラのパラメータ調整する制御手法である。この適応的な調整則が空気の圧縮性, 圧力の応答遅れや非線形摩擦に対して有効であると考え, その性能を検証する。SMC は非線形ロバスト制御理論の一つで, コントローラに含まれる可変構造機構により, マッチング条件を満たす外乱やモデルの不確かさに対して優れたロバスト性を有する制御手法として知られており, 空気の圧縮性, 圧力の応答遅れや非線形摩擦に対しての有効性であると考え, その性能を検証する。

第 4 章では、第 3 章で設計したコントローラを使用してマニピュレータを動作させたときの結果を示す。また、実験に使用したコントローラに対して位置制御性能を検証する。

第 5 章では、根元, 中間関節の角度誤差に対し, エンドエフェクタとなる指先位置の誤差が想定していた値より大きくなってしまった原因として, 関節間の同期性に着目し, SMC を用いて関節間の同期を意識したパラメータ調整をおこない, シミュレーションにより指先位置の位置追従性を向上させた結果を示す。

最後に、第 6 章では、本研究で得られた成果をまとめ, 今後の課題について述べる。

1.4 参考文献

- [1] Girard, A, et al., “Soft Two-Degree-of-Freedom Dielectric Elastomer Position Sensor Exhibiting Linear Behavior”, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol.20, No.1, pp.105-114(2015)
- [2] Zheng Fan and Miao Yu, “Nanorobotic end-effectors: Design, fabrication, and in situ characterization”, Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, pp.6-11(2014)
- [3] D.S.V. Bandara, et al., “An under-actuated mechanism for a robotic finger”, The 4th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems, pp.407-412(2014)
- [4] Kanno, T, et al., “A Forceps Manipulator With Flexible 4-DOF Mechanism for Laparoscopic Surgery”, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. PP, No. 99, pp.1-9(2014)
- [5] 楊, 川上, 河合 : 摩擦力補償を用いた空気圧シリンダの位置決め制御, 日本油空圧学会論文集, 28-2, pp.245-251(1997)
- [6] 則次, 和田, 伴野 : 電空制御弁の動作遅れを考慮した空気圧サーボ系の最適制御, 計測自動制御学会論文集, 24-5, pp.490-497(1988)
- [7] 朝倉, 高野, GUO Q : 空気圧マニピュレータのロバストサーボ設計, 日本機械学会論文集 C, 64-622, pp.2124-2131(1998)
- [8] 上野, 川嶋, 香川, 藤田, 榎, 菊池 : 空気圧サーボ機構における加速度フィードバック手法に関する研究, 2002 年度産業応用部門大会講演論文集(2002)
- [9] 小山, 密田, 原田 : 電気空気圧サーボ方式によるピストンシリンダの位置決め, 油圧と空気圧, Vol.16, No.4, pp.275-280(1985)
- [10] 則次, 和田 : 空気圧サーボ系の制御性能評価とその特徴, 油圧と空気圧, Vol.21, No.4, pp.417-424(1990)
- [11] 川村, 宮田, 花房, 石田 : 空気圧駆動システムのための階層フィードバック制御則, 計測自動制御学会論文集, Vol.26, No.2, pp.204-210(1990)
- [12] 宮田, 花房 : 圧力制御を主体にした空気圧シリンダの速度制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.26, No.7, pp.773-779(1990)
- [13] 張, 香川, 藤田, 大隅 : 静圧軸受け機構を利用した高速・精密位置決め用エアサーボテーブルの開発, 油圧と空気圧, Vol.28, No.4, pp.451-457(1997)
- [14] 朝倉, LI Yunsheng : むだ時間を考慮した空気圧マニピュレータの軌道追従におけるカオス現象とニューラルネットワークによる安定化制御, 日本機械学会論文集 C, 71-711, pp.3130-3137(2005)
- [15] 小峯, 佐野 : ゲインスケジューリング制御を用いた空気圧サーボ系の動摩擦補償法, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.67, No.654, pp.385-391(2001)
- [16] 川上, 村山 : 研究室紹介 芝浦工業大学 システム理工学部 川上研究室, 油空圧技術, Vol. 55, No. 8, pp. 60-64 (2016)
- [17] 村山, 川上 : 空気圧ロボットとモデルベースデザイン, 油空圧技術, Vol.55, No.3, pp.23-29(2016)
- [18] 近藤, 村山 : 空気圧アクチュエータを用いた二足歩行ロボットの開発, 日本機械学会 山梨講演会講演論文集, pp.28-29(2012)
- [19] 渡邊, 川上 : 空気圧アクチュエータを用いた二足歩行ロボットの開発, 日本機械学会 山梨講演会講演論文集, pp.50-51(2010)
- [20] Y. Kawakami, K. Ito, M. Ogawa, A. Horikawa, K. Shioda, and K. Nagai, “Development of Articulated Manipulators with Pneumatic Cylinders,” Int. J. of Automation Technology Vol.5No.4(2011)
- [21] E. Murayama, et al., “Development of new articulated manipulators with compact pneumatic cylinders”, Mechatronics and Automation (ICMA), 2012 International Conference, pp.766-771(2012)
- [22] 川上 : 医療・福祉・災害救助へ向けた新たな利用展開 空気圧シリンダを用いた多関節マニピュレータ, 空圧技術, Vol.51, No.1, pp.12-16(2012)
- [23] 村越, 横田, 川上, 塩田, 堀川 : 非直線型オリフィスを持つ MR 流体ダンパの開発, 日本機械学会 2016 年度年次大会論文集, 講演番号 J1110107(2016)
- [24] 横田, 村越, 村山, 川上, 堀川, 塩田 : MR 流体ダンパの開発, 2015 年度産業応用部門大会講演論文集, pp.166-170(2015)
- [25] 佐野, 村山, 川上, 堀川, 塩田 : MR 流体ダンパの開発, 日本機械学会 山梨講演会講演論文集, pp.20-21(2013)
- [26] 組込みシステムの先端的モデルベース開発実態調査, 独立行政法人 情報処理推進機構, <https://www.ipa.go.jp/files/000004608.pdf>(2012)

- [27]平成 23 年度モデルベース開発技術部会活動報告書, 独立行政法人 情報処理推進機構, <http://www.ipa.go.jp/files/000026871.pdf>(2013)
- [28]平成 27 年度製造基盤技術実態等調査(モデルベース開発に係わる自動車産業への影響に係わる調査)報告書, 株式会社電通国際情報サービス, http://www.meti.go.jp/meti_lib/report/2016fy/000102.pdf(2016)

第 2 章 マニピュレータ

2.1 ハンド型多関節マニピュレータのコンセプト

今回使用するハンド型多関節マニピュレータは、人や対象物を傷付けないための高い構造的柔軟性と、一定程度の位置制御性を目標とし設計・製作されたものである。

マニピュレータの 3D CAD イメージを Fig.2-1 に示す。アクチュエータには、1)使用可能圧力範囲が広く圧力制御による力制御を行いやすいこと、2)動作方向の機械剛性は低く構造的柔軟性に優れること、3)搭載位置や搭載方法の自由度が高いこと(2)と 3)に関しては複雑な減速機構の必要がないことも利点となる)、に注目し、直動複動式空気圧シリンダを採用した。

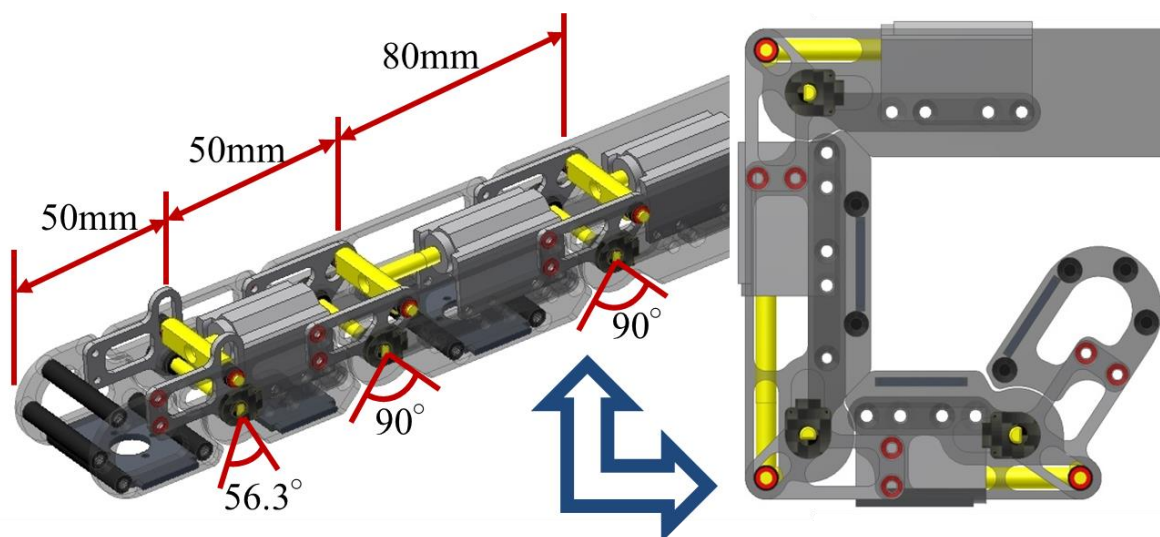


Fig.2-1 Manipulator 3D CAD image

空気圧シリンダの直動運動を関節の回転運動に変換する機構には、クランクスライダとガイドスライダを組み合わせたリンクカム機構を採用している(Fig.2-2 参照)。

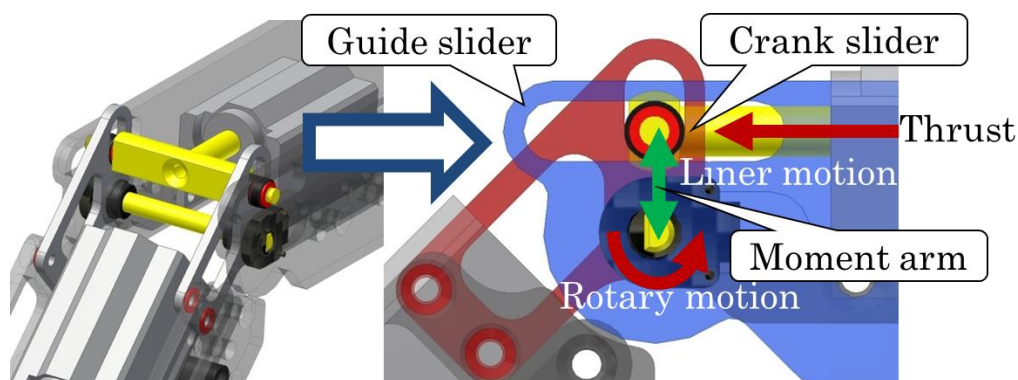


Fig.2-2 Joint mechanism

この機構を用いて、空気圧シリンダの直動運動を関節の回転運動に直接変換することで、ダイレクト駆動による正確な運動変換が可能となり、ガイドスライダを組み合わせることで、通常のガイド付きシリンダ以上に軽量かつ効果的に、シリンダ軸にかかる横荷重の対策をおこなっている。また、スライダを動かすためのスライダ軸には、摩擦抵抗軽減のためベアリングを採用し、スライダカム機構部分における軸とスライダの接触条件を滑り接触ではなく、転がり接触としている。

マニピュレータには状態の計測のため感圧センサと角度センサを搭載している(Fig.2-3 参照)。

各アーム内側の中間地点に力情報取得のためのアナログ式感圧センサを搭載することで、関節トルクからだけでは分からない外部の物体との接点における力の情報を利用したフルクローズド力フィードバック制御を実現可能となる。また、マニピュレータの各関節の関節軸に位置情報取得のためのアナログ式のロータリーセンサを搭載することで、関節角度を利用したフルクローズド位置フィードバック制御を実現可能となる。

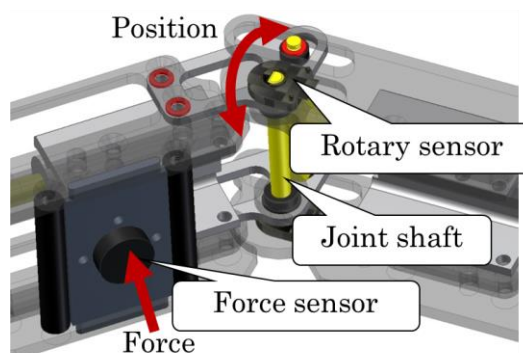


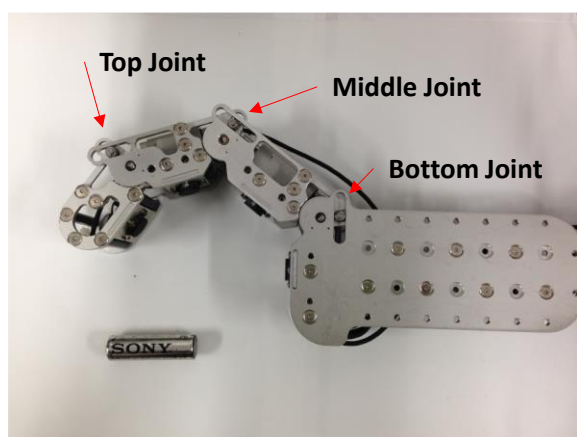
Fig.2-3 Sensor location

2.2 ハンド型多関節マニピュレータハードウェア構成

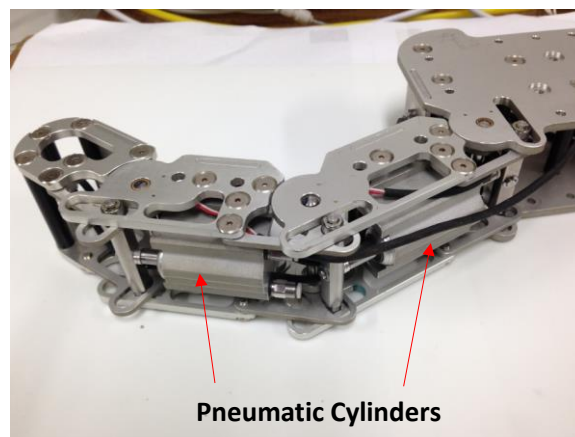
ハンド型多関節マニピュレータ実機の写真を Fig.2-4 に示す.

マニピュレータユニットは、取り付け台となるベースから根元、中間、指先関節で構成され(Fig.2-4(a)参照), Fig.2-4(c)では対象物を把持できるように3つのマニピュレータユニットを組み合わせている.

マニピュレータユニットの各関節には、株式会社 KOGANEI 製の小型シリンダ(Fig.2-4(b), Table 2-1 参照)を組み込み、クランクスライダとガイドスライダを組み合わせたリンクカム機構により並進運動を関節まわりの回転運動に変換している.



(a) Top View of manipulator unit



(b) Side View of Manipulator unit



(c) Assembly example of manipulator unit

Fig.2-4 Articulated manipulator

Table 2-1 Specifications of pneumatic cylinders

Joint	Bottom	Middle	Top
Bore mm	15	10	10
Road Diameter mm	5	5	5
Stroke mm	20	15	15
Max. Pressure MPa	1.0	1.0	1.0

また、感圧センサについては有限会社 浅草ギ研、角度センサについてはアルプス電気株式会社のもの
を採用した。各センサの仕様は次の通りである。

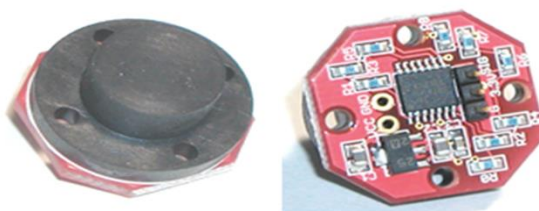


Fig.2-5 Force sensor/Pressure sensitive sensor (Asakusa Giken)



Fig.2-6 Rotary sensor (ALPS)

Table 2-2 Specifications of force sensor/pressure sensitives sensor (Asakusa Giken)

Model	AS-FS
Measuring Force Range N	0 to 27.44
Size(W mm / D mm / H mm)	20/20/16

Table 2-3 Specifications of rotary sensor (ALPS)

Model	RDC506
Effective Variable Range deg	320

2.3 マニピュレータの運動学^{[1]~[5]}

製作したマニピュレータは3関節となるため、Fig.2-7に示す3自由度マニピュレータの順運動学/逆運動学問題に帰着することができる。

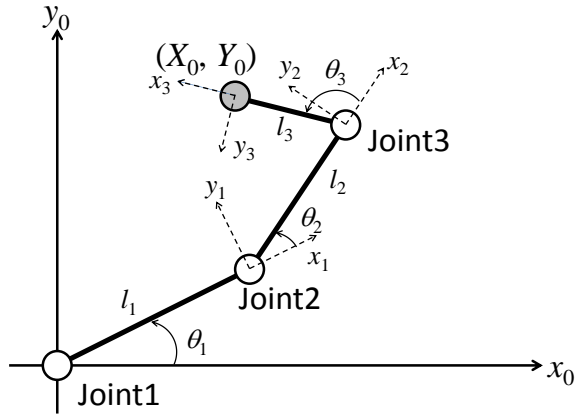


Fig.2-7 3 degree-of-freedom manipulator

x_0, y_0 はベース(基準)座標系. $x_i, y_i (i = 1, 2, 3)$ は各関節におけるローカル座標系, (X_0, Y_0) はベース(基準)座標系で表した指先の座標値を表す. また, $l_i (i = 1, 2, 3)$ m は各リンク長, $\theta_i (i = 1, 2, 3)$ rad は関節の角度を表す.

このようなマニピュレータの場合, 順運動学問題では Fig.2-8 のような一般化された座標系を導入し,

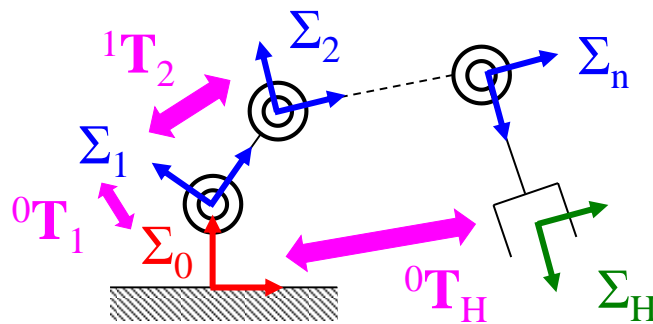


Fig.2-8 Generalized coordinate system of manipulator

式(2-1)で表されるエンドエフェクタ(H)から基準座標系までの同次変換行列を求めることで、エンドエフェクタ先端の位置を基準座標系に変換している。

$${}^0\mathbf{T}_H = {}^0\mathbf{T}_1 {}^1\mathbf{T}_2 \cdots {}^{n-1}\mathbf{T}_n {}^n\mathbf{T}_H = \begin{bmatrix} {}^0\mathbf{R}_H & {}^0\mathbf{p}_{H0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

ここで、 ${}^0\mathbf{R}_H$ は基準座標系から見たエンドエフェクタの姿勢を表す回転行列、 ${}^0\mathbf{p}_{H0}$ は基準座標系で表したエンドエフェクタ座標系の原点位置を表す。

改めて、3自由度マニピュレータの座標系を Fig.2-9 のように定義すると(Σ_0 は基準座標系、 $\Sigma_i (i = 1,2,3)$ は各関節のローカル座標系を表す)、基準座標系と根元関節、根元関節と中間関節、中間関節と指先関節間の関係を表す同次変換行列 ${}^0\mathbf{T}_1$, ${}^1\mathbf{T}_2$, ${}^2\mathbf{T}_3$ は次式のように表される。

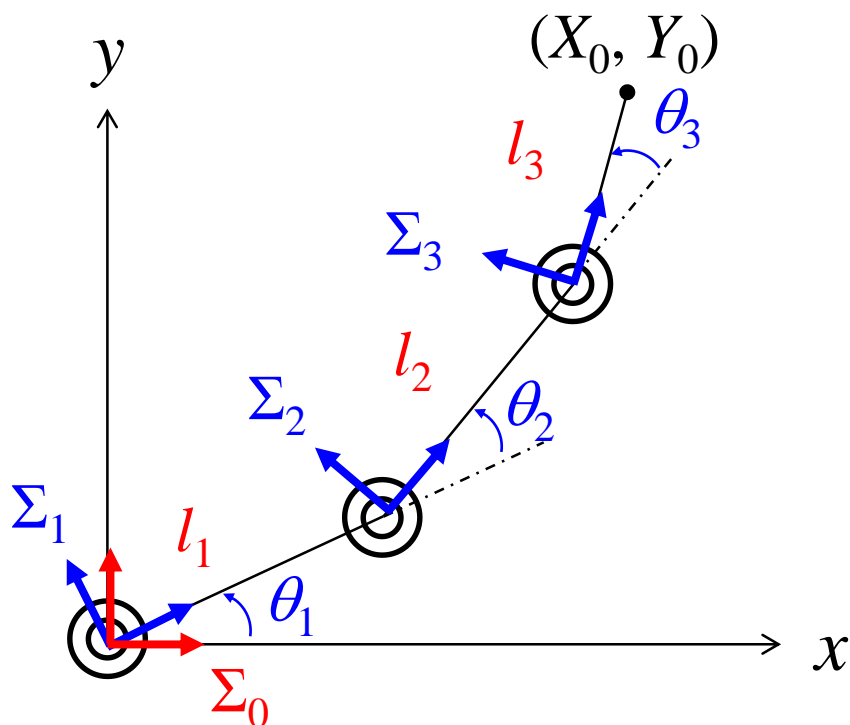


Fig.2-9 Coordinate system of 3 degree-of-freedom manipulator

$${}^0\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

$${}^1\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & 0 & l_1 \\ \sin \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$${}^1\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & -\sin \theta_3 & 0 & l_2 \\ \sin \theta_3 & \cos \theta_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

式(2-2)～(2-4)より指先関節座標系から基準座標系までの同次変換行列 ${}^0\mathbf{T}_3$ は次のように表すことができる。

$${}^0\mathbf{T}_3 = {}^0\mathbf{T}_1 {}^1\mathbf{T}_2 {}^2\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) & -\sin(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) & 0 & l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ \sin(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) & \cos(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) & 0 & l_1 \sin \theta_1 + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

また、指先座標系 Σ_3 ではマニピュレータ先端の位置は次式のようなベクトルで表されるため

$${}^3\mathbf{p}_e = \begin{bmatrix} l_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

以上の関係式から、基準座標系 Σ_0 でのマニピュレータ先端の座標値 (X_0, Y_0, Z_0) は次のように求めることができる。

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ 1 \end{bmatrix} = {}^0\mathbf{T}_3 \begin{bmatrix} {}^3\mathbf{p}_e \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) + l_3 \cos(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) \\ l_1 \sin \theta_1 + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) + l_3 \sin(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

また、指先の座標値を与えたときに式(2-7)を満たす関節角度を求める逆運動学問題に関しては、マニピュレータの指先は対象物に接触してから動作するため Fig.2-10 に示すような第3関節をゼロ度に固定した2自由度マニピュレータとして各関節角度 θ_1 と θ_2 を導出した。

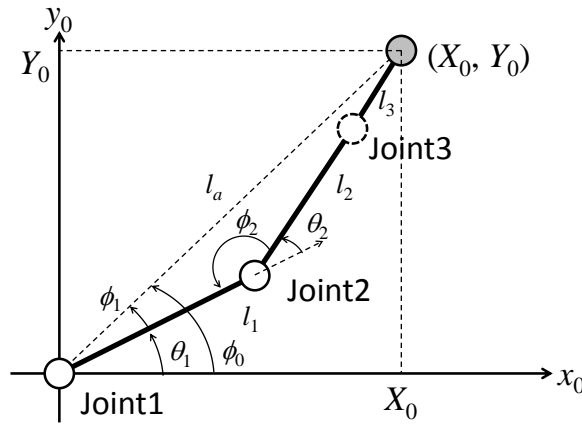


Fig.2-10 Geometrical relation of 2-degree-of-freedom manipulator

指先の座標値 (X_0, Y_0) が与えられているので、Fig.2-10 の l_a は式(2-8)のように表される。

$$l_a = \sqrt{X_0^2 + Y_0^2} \quad (2-8)$$

一方、余弦定理より式(2-9)が得られるので、 ϕ_2 は式(2-10)のように表される。

$$l_a^2 = l_1^2 + (l_2 + l_3)^2 - 2l_1(l_2 + l_3)\cos\phi_2 \quad (2-9)$$

$$\phi_2 = \cos^{-1} \left(\frac{l_1^2 + (l_2 + l_3)^2 - l_a^2}{2l_1(l_2 + l_3)} \right) \quad (2-10)$$

よって、幾何的な関係から θ_2 は式(2-11)によって求められる。

$$\theta_2 = \pi - \phi_2 \quad (2-11)$$

ただし、式(2-10)の逆余弦の計算では、正負の解が得られるため、ここでは正の解を採用し、 θ_2 を定めることにする。一方、余弦定理から ϕ_1 は式(2-12)となり

$$\phi_1 = \cos^{-1} \left(\frac{l_1^2 + l_a^2 - (l_2 + l_3)^2}{2l_1 l_a} \right) \quad (2-12)$$

さらに、幾何的な関係から式(2-13) が得られるので

$$\phi_0 = \tan^{-1} \frac{Y_0}{X_0} \quad (2-13)$$

θ_1 は式(2-12)と(2-13)を用いて式(2-14)のように表される。

$$\theta_1 = \phi_0 - \phi_1 = \text{atan2}(Y_0, X_0) - \cos^{-1} \left(\frac{l_1^2 + l_a^2 - (l_2 + l_3)^2}{2l_1 l_a} \right) \quad (2-14)$$

式(2-14)では、逆正接を求める際に atan2 を用いた。

これらの関係から指先の座標値を与えることで、関節角度が得られ、2自由度マニピュレータの逆運動学問題における厳密解が得られた。

2.4 作業空間でのエンドエフェクタ目標軌跡の補間

マニピュレータを動かす際の指先軌道の生成方法については、始点と終点の位置と速度を考慮した 3 次補間波形を採用する。

マニピュレータの時刻 t^0 における指先の座標値を (X^0, Y^0) とし、時刻 t^e における指先の座標値を (X^e, Y^e) とする。さらに、指先位置の時間変化を微分可能な滑らかな時間関数(時間に関する 3 次の多項式)の式(2-15), (2-16)で定義すると

$$X(t) = a_x + b_x t + c_x t^2 + d_x t^3 \quad (2-15)$$

$$Y(t) = a_y + b_y t + c_y t^2 + d_y t^3 \quad (2-16)$$

$$V_x(t) = \dot{X}(t) = b_x + 2c_x t + 3d_x t^2 \quad (2-17)$$

$$V_y(t) = \dot{Y}(t) = b_y + 2c_y t + 3d_y t^2 \quad (2-18)$$

始点、終点での境界条件から以下の関係式が得られる。

○始点位置に関する条件

$t = t^0$ で $(X(t^0), Y(t^0)) = (X^0, Y^0)$ であるので、式(2-15), (2-16)から次式が得られる。

$$X^0 = a_x + b_x t^0 + c_x (t^0)^2 + d_x (t^0)^3 \quad (2-19)$$

$$Y^0 = a_y + b_y t^0 + c_y (t^0)^2 + d_y (t^0)^3 \quad (2-20)$$

○終点位置に関する条件

$t = t^e$ で $(X(t^e), Y(t^e)) = (X^e, Y^e)$ であるので、式(2-15), (2-16)から次式が得られる。

$$X^e = a_x + b_x t^e + c_x (t^e)^2 + d_x (t^e)^3 \quad (2-21)$$

$$Y^e = a_y + b_y t^e + c_y (t^e)^2 + d_y (t^e)^3 \quad (2-22)$$

・始点速度に関する条件

$t = t^0$ で $(V_X(t^0), V_Y(t^0)) = (0,0)$ とおくと, 式(2-17), (2-18)から次式が得られる.

$$0 = b_x + 2c_x t^0 + 3d_x (t^0)^2 \quad (2-23)$$

$$0 = b_y + 2c_y t^0 + 3d_y (t^0)^2 \quad (2-24)$$

・終点速度に関する条件

$t = t^e$ で $(V_X(t^e), V_Y(t^e)) = (0,0)$ とおくと, 式(2-17), (2-18)から次式が得られる.

$$0 = b_x + 2c_x t^e + 3d_x (t^e)^2 \quad (2-25)$$

$$0 = b_y + 2c_y t^e + 3d_y (t^e)^2 \quad (2-26)$$

以上の式(2-19)～(2-26)より, 係数 $a_x, b_x, c_x, d_x, a_y, b_y, c_y, d_y$ に関して整理すると次式が得られ,

$$\begin{bmatrix} X^0 & Y^0 \\ X^e & Y^e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & t^0 & (t^0)^2 & (t^0)^3 \\ 1 & t^e & (t^e)^2 & (t^e)^3 \\ 0 & 1 & 2t^0 & 3(t^0)^2 \\ 0 & 1 & 2t^e & 3(t^e)^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x & a_y \\ b_x & b_y \\ c_x & c_y \\ d_x & d_y \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

式(2-27)から各係数は式(2-28)のように求めることができる.

$$\begin{bmatrix} a_x & a_y \\ b_x & b_y \\ c_x & c_y \\ d_x & d_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & t^0 & (t^0)^2 & (t^0)^3 \\ 1 & t^e & (t^e)^2 & (t^e)^3 \\ 0 & 1 & 2t^0 & 3(t^0)^2 \\ 0 & 1 & 2t^e & 3(t^e)^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} X^0 & Y^0 \\ X^e & Y^e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

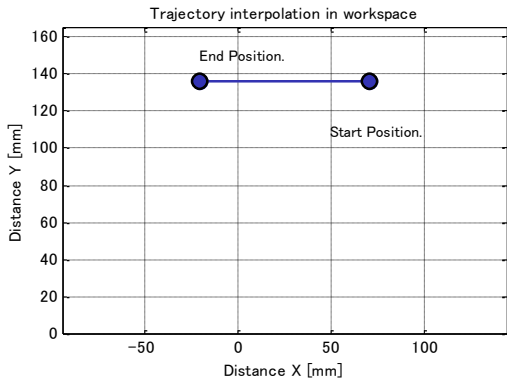
境界条件として始点, 終点での速度がゼロとなるように設定したが, 加速度がゼロになるように設定したい場合には, 式(2-15), (2-16)の軌跡を5次の多項式で表すことで対応することが可能となる.

2.5 エンドエフェクタ移動モードの生成

2.4 章の方法で生成した指先, 各関節角度の軌跡をいくつか紹介する.

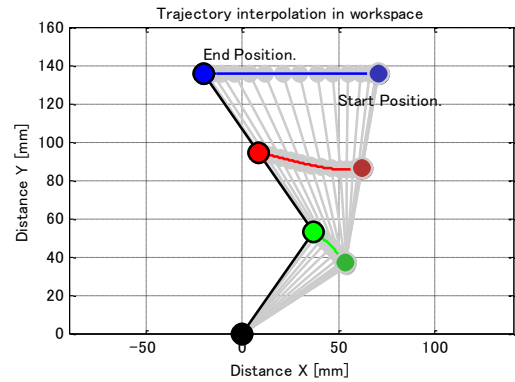
2.5.1 平行移動モード

平行移動モードは Fig.2-11(a)に示すように指先が XY 座標系(単位は mm)で始点位置(70,135)から終点位置(-20,135)まで 15s で移動するモードとなる. マニピュレータ全体の軌跡は Fig.2-11(b), 各関節角度の軌跡は Fig.2-11(c)となる.



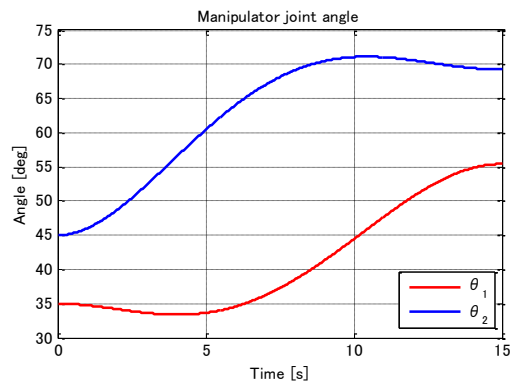
(a) Trajectory interpolation in workspace

of end effector



(b) Trajectory interpolation in workspace

of manipulator

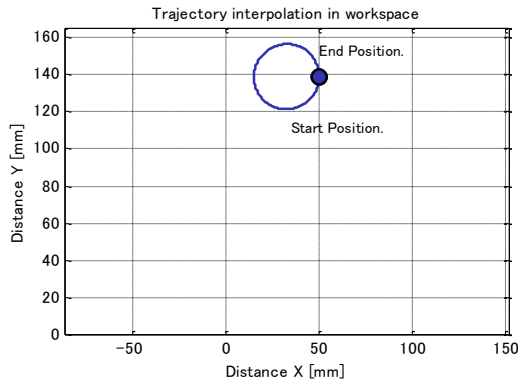


(c) Trajectory interpolation of manipulator joint angle

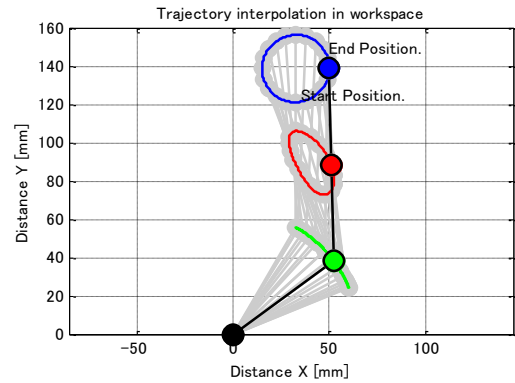
Fig.2-11 Trajectory of Translation Mode

2.5.2 円旋回移動モード

円旋回移動モードは Fig.2-12(a)に示すように指先が XY 座標系(単位は mm)で始点位置(50,138)から直径 35mm の円を描くモードとなる。マニピュレータ全体の軌跡は Fig.2-12(b), 各関節角度の軌跡は Fig.2-12(c)となる。



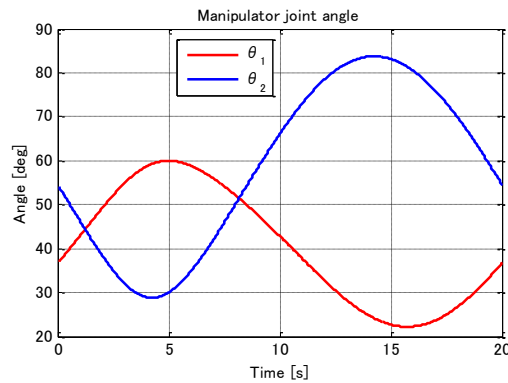
(a) Trajectory interpolation in workspace



(b) Trajectory interpolation in workspace

of end effector

of manipulator



(c) Trajectory interpolation of manipulator joint angle

Fig.2-12 Trajectory of Circular Mode

以下, これらの移動モードに対応した各関節角度の軌跡を目標角度として入力し, シミュレーションと実験により指先の位置制御性能の検証をおこなう。

2.6 実験機構成

Fig.2-13 に実験装置の概略を示す. 各関節の角度指令とコントローラは Host PC にインストールされた MATLAB/Simulink® 上で設計し, xPC-Target™ を用いてリアルタイム OS 用のアプリケーションを作成して, LAN 経由で Target PC に実装する. Target PC では実装されたアプリケーションによりマニピュレータの制御とデータの計測をおこなう. 実験終了後, 計測したデータは LAN 経由で Host PC に転送される.

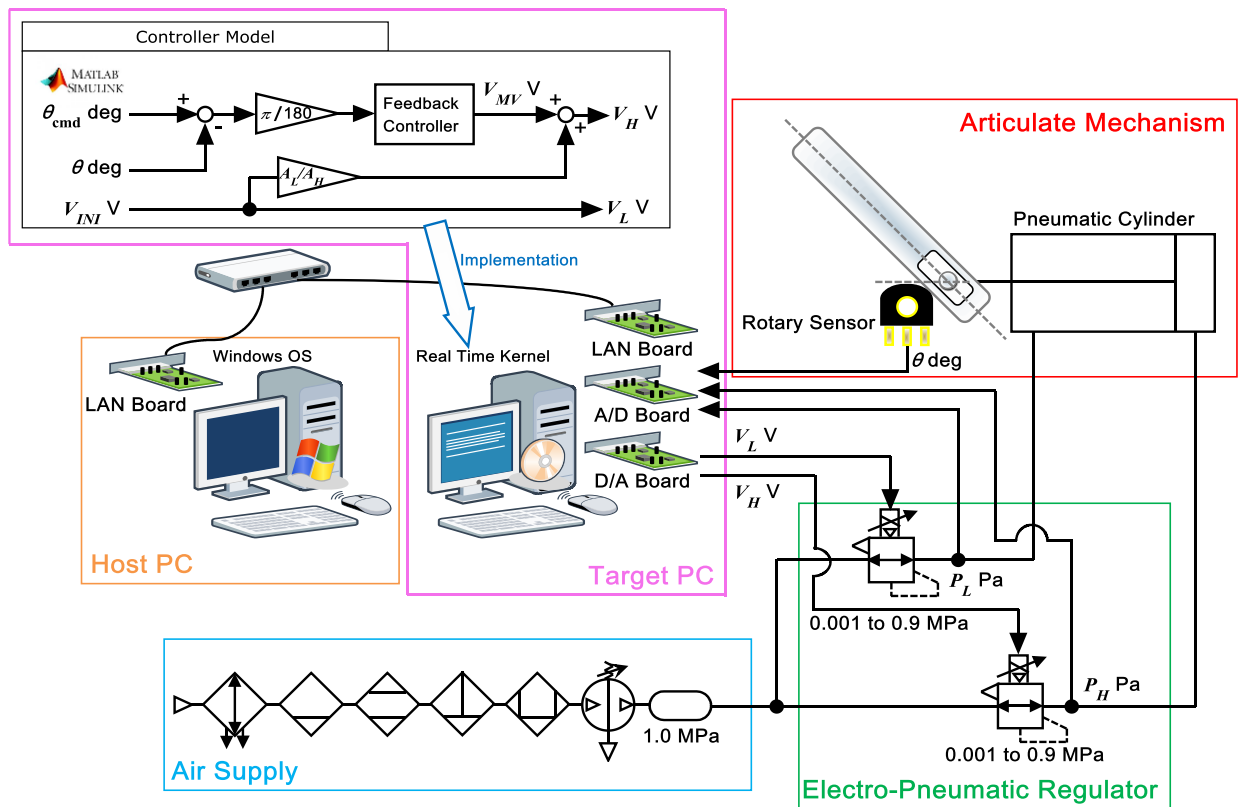


Fig.2-13 Hardware configurations

サンプリングタイムは 1ms とし, 各関節の角度をフィードバックして設計したコントローラにより操作量を決定する. この操作量は, マニピュレータに内蔵された空気圧シリンダのヘッド, ロッドに接続された電空レギュレータの指令電圧として使用される. 電空レギュレータには, 1MPa まで減圧したタンクが接続され, 指令電圧によりシリンダのヘッド側, ロッド側の圧力を直接制御することが可能となる.

電空レギュレータは SMC 株式会社のものを採用し (Table 2-4 参照), マニピュレータユニット 1 機に対し, 根元, 中間, 指先関節に組み込まれた空気圧シリンダのヘッド, ロッドに 1 つずつ, 計 6 個使用する.

また、電空レギュレータの電圧・圧力変換式(校正値)は次式となる。

$$P = \frac{0.9 - 0.001}{10 - 0} V + 0.001 = 0.0899V + 0.001 \quad (2-29)$$

ここで P は電空レギュレータ圧力 MPa, V は指令電圧 V となる。

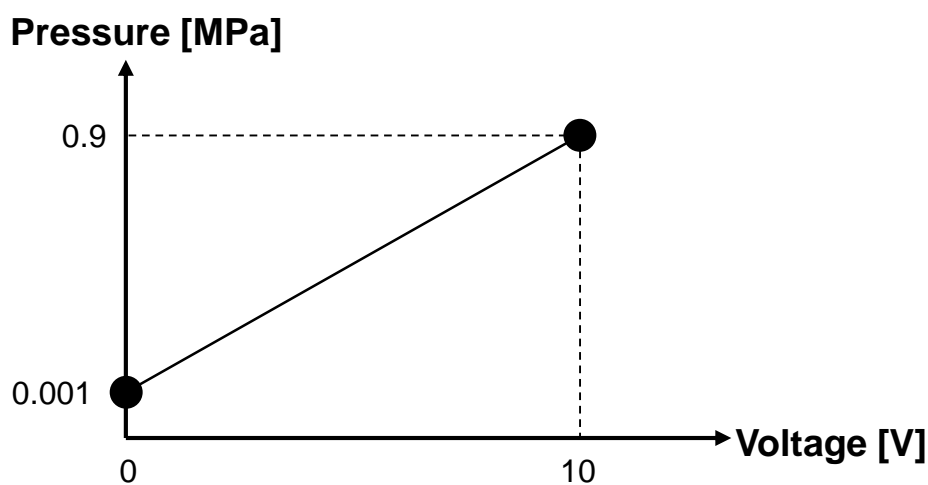


Fig.2-14 Electro-pneumatic regulator characteristic

Table 2-4 Specifications of electro-pneumatic regulator (SMC)

Model	ITV0051-3MS
Min. Supply Pressure MPa	Set pressure + 0.1
Max. Supply Pressure MPa	1.0
Set Pressure Range MPa	0.001 to 0.9
Max. Flow Rate l/min	6

2.7 システム同定と制御対象ノミナルモデル

MBD (Model Base Design) ベースで制御系の設計・検討をおこなう場合、コントローラ設計用のノミナルモデルや実験機のシミュレータが必要となる。この章では、非線形摩擦を含む実験機シミュレータの構築とシステム同定、ノミナルモデルの算出について説明する。

2.7.1 空気圧サーボシステムの数学モデル

空気圧シリンダとクランクスライダとガイドスライダを組み合わせたリンクカム機構の概略図を Fig.2-15 に示す。

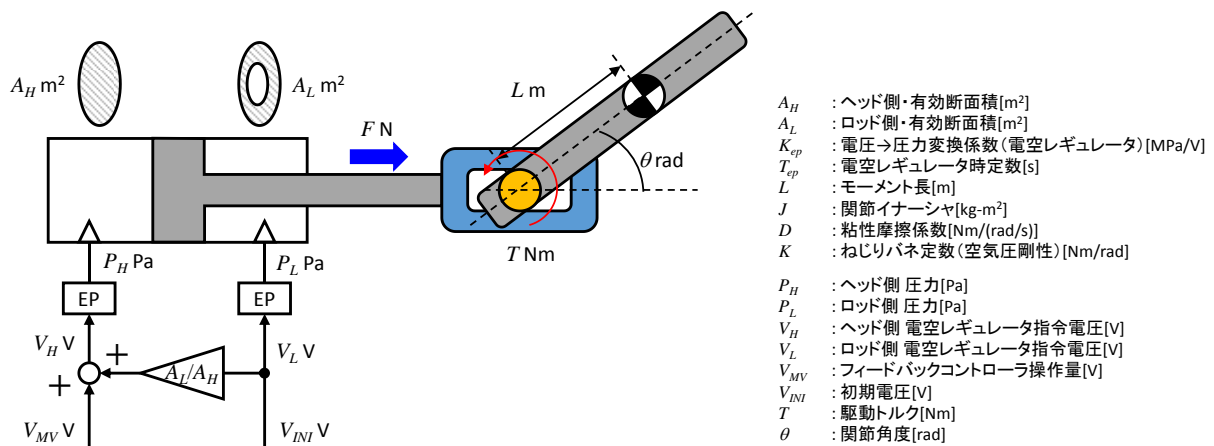


Fig.2-15 Pneumatic cylinder and link-cam mechanism

このとき、空気圧シリンダのヘッド/ロッドに接続された電空レギュレータの入力電圧の関係は次式のようになる。

$$V_H = V_{MV} + \frac{A_L}{A_H} V_{INI} \quad (2-30)$$

$$V_L = V_{INI} \quad (2-31)$$

また、入力電圧に対し、圧力の立ち上がり特性は、電圧をステップ状に変化させたときの圧力計測結果を踏まえ、次のような1次遅れ系とした。

$$G_{ep}(s) = \frac{K_{ep}}{T_{ep}s+1} \quad (2-32)$$

以上の関係式から、シリンダのヘッド/ロッドの圧力は次のように表すことができ、

(ただし、配管は短いものとし、遅れや圧力損失は少ないと仮定する。)

$$P_H(s) = G_{ep}(s) \cdot V_H = \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} \left(V_{MV} + \frac{A_L}{A_H} V_{INI} \right) \quad (2-33)$$

$$P_L(s) = G_{ep}(s) \cdot V = \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} V_{INI} \quad (2-34)$$

シリンダの推力は次のように表される。

$$\begin{aligned} F(s) &= A_H \cdot P_H(s) - A_L \cdot P_L(s) \\ &= A_H \cdot \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} \left(V_{MV} + \frac{A_L}{A_H} V_{INI} \right) - A_L \cdot \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} V_{INI} \\ &= A_H \cdot \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} \cdot V_{MV} + A_L \cdot \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} V_{INI} - A_L \cdot \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} V_{INI} \\ \therefore F(s) &= A_H \cdot \frac{K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s+1} \cdot V_{MV} \end{aligned} \quad (2-35)$$

この推力にモーメント長 L を掛けたものが関節リンクを回転させるトルク T となるため、回転系の運動方程式は次式となる。従来、シリンダで構成されるシステムには剛性要素は必要ないが、今回のマニピュレータは重量が非常に軽く、空気の配管やセンサ類のケーブルによる捻れ剛性が無視できないため、回転系の運動方程式に剛性要素 K を追加している。

$$Js^2\theta(s) + Ds\theta(s) + K\theta(s) = L \cdot F(s)$$

$$\therefore Js^2\theta(s) + Ds\theta(s) + K\theta(s) = \frac{L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{T_{ep}s + 1} \cdot V_{MV}(s) \quad (2-36)$$

フィードバックコントローラの操作量 V_{MV} から関節角度 θ までの伝達関数は式(2-37)で表される。

$$\frac{\theta(s)}{V_{MV}(s)} = \frac{L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{(Js^2 + Ds + K)(T_{ep}s + 1)} \quad (2-37)$$

また、式(2-37)を変形すると次のようになり

$$\frac{\theta(s)}{V_{MV}(s)} = \frac{L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{J \cdot T_{ep}s^3 + (J + D \cdot T_{ep})s^2 + (D + K \cdot T_{ep})s + K}$$

$$\rightarrow \{J \cdot T_{ep}s^3 + (J + D \cdot T_{ep})s^2 + (D + K \cdot T_{ep})s + K\} \theta(s) = L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6 \cdot V_{MV}(s) \quad (2-38)$$

式(2-38)の両辺を逆ラプラス変換して整理すると次のような微分方程式が得られる。

$$J \cdot T_{ep} \ddot{\theta}(t) + (J + D \cdot T_{ep}) \ddot{\theta}(t) + (D + K \cdot T_{ep}) \dot{\theta}(t) + K\theta(t) = L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6 \cdot V_{MV}(t)$$

$$\rightarrow \ddot{\theta}(t) = -\frac{K}{J \cdot T_{ep}} \theta(t) - \frac{D + K \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \dot{\theta}(t) - \frac{J + D \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \ddot{\theta}(t) + \frac{L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{J \cdot T_{ep}} V_{MV}(t) \quad (2-39)$$

ここで、以下のような変数を導入すると

$$x_1(t) = \theta(t), x_2(t) = \dot{\theta}(t), x_3(t) = \ddot{\theta}(t) \quad (2-40)$$

$$u(t) = V_{MV}(t) \quad (2-41)$$

式(2-39)は次のように書き表せる。

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = x_3(t) \\ \dot{x}_3(t) = -\frac{K}{J \cdot T_{ep}} x_1(t) - \frac{D+K \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} x_2(t) - \frac{J+D \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} x_3(t) + \frac{L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{J \cdot T_{ep}} u(t) \end{cases} \quad (2-42)$$

ここで、出力 $y(t)$ を関節角度 $\theta(t)$ とすると、関節リンク回転運動の状態方程式は式(2-43)のように表すことができる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{K}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{D+K \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{J+D \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix} u(t) \\ y(t) = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2-43)$$

2.7.2 周波数応答実験

マニピュレータの特性を調べるために周波数応答実験をおこなった。マニピュレータの根元関節と中間関節に組み込まれた空気圧シリンダに対し、開ループシステムでは、周期的な入力信号に対して中立点がずれていき、出力がうまく計測できないため、PIコントローラにより制御量を関節角度としたフィードバック系を構成して、動作圧力については、ロッド側に 0.36MPa(指令電圧 4V 相当)、ヘッド側に受圧面積比を掛けた 0.27MPa を設定し、45deg までステップ応答により関節角度を振り上げ、その角度から 30deg 振幅の対数チャープ信号と M 系列信号を入力し周波数応答を計測する。N 増し回数は 5 回とした。

また、閉ループシステムの計測結果に対し、周波数解析後に相補感度関数のゲイン・位相特性が得られるが、それを数式処理し、一巡伝達関数、制御対象のゲイン・位相特性もあわせて算出した。

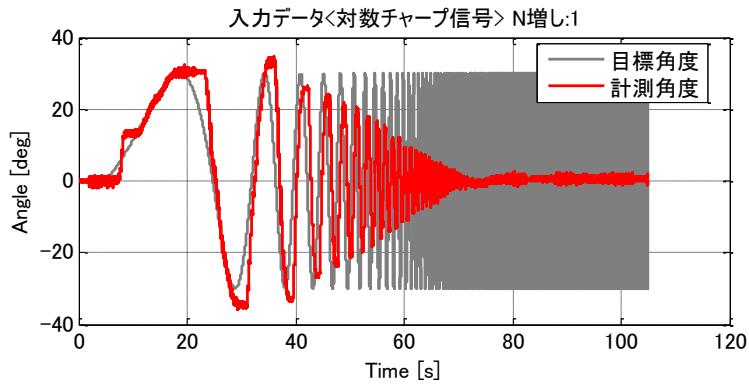
実験に使用した PI コントローラのゲインを Table 2-5 に示す。

Table 2-5 PID controller gain settings

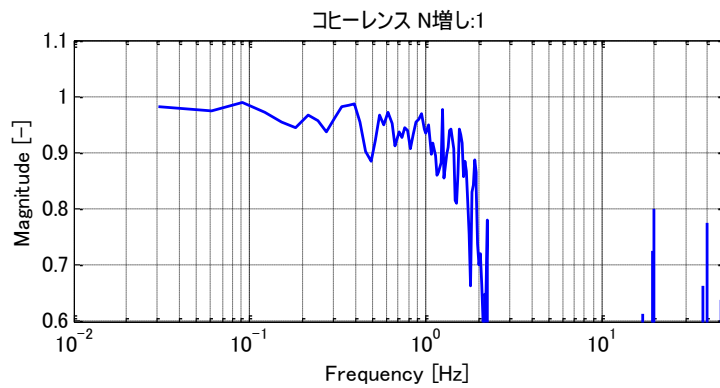
Gain	K_p	T_i	T_d	N
Bottom Joint	0.75	2	0	50
Middle Joint	0.75	2	0	50

Fig.2-16(a)に対数チャープ信号による計測結果(根元関節)と Fig.2-16(b)にコヒーレンスを示す.

Fig.2-16(a)から, 動き出しと速度が反転する部分でスティックスリップの影響と思われる振動が見られる. また 0.1~1Hz でコヒーレンスの値が落ち着いていないのもこの振動が原因だと思われる.



(a) Log-swept chirp signals



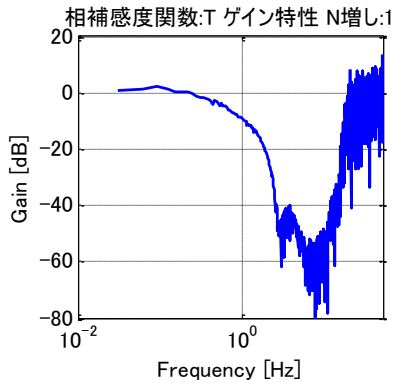
(b) Coherence

Fig.2-16 Bottom joint frequency response experiments

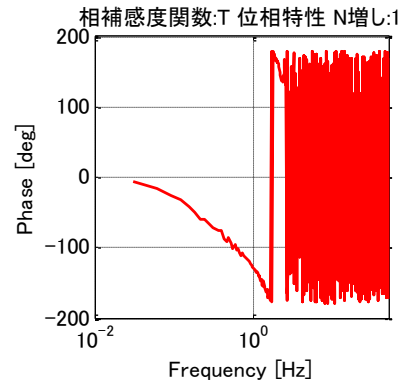
Fig.2-17 に Fig.2-16(a)を周波数解析して算出したゲイン・位相特性を示す。

Fig.2-17(f)から低い周波数帯域で約-90deg と制御対象の位相遅れが大きいことがわかる。

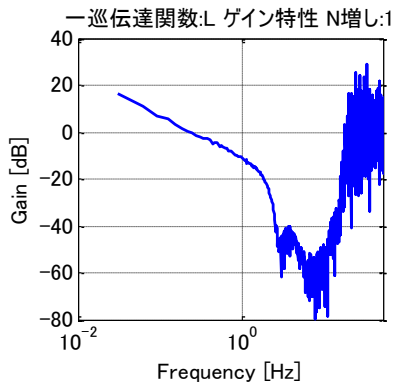
これはスティックスリップにより動きだしに遅れが生じたことが原因だと思われる。



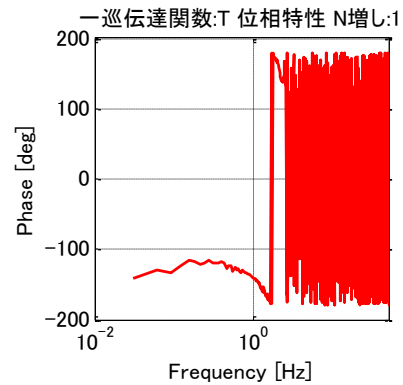
(a) Complementary sensitivity function : Gain



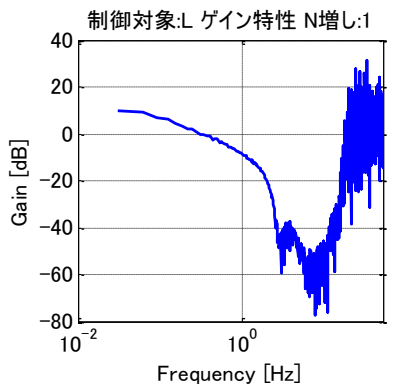
(b) Complementary sensitivity function : Phase



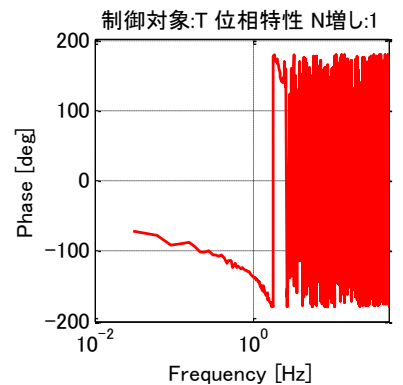
(c) Loop transfer function : Gain



(d) Loop transfer function : Phase



(e) Plant : Gain

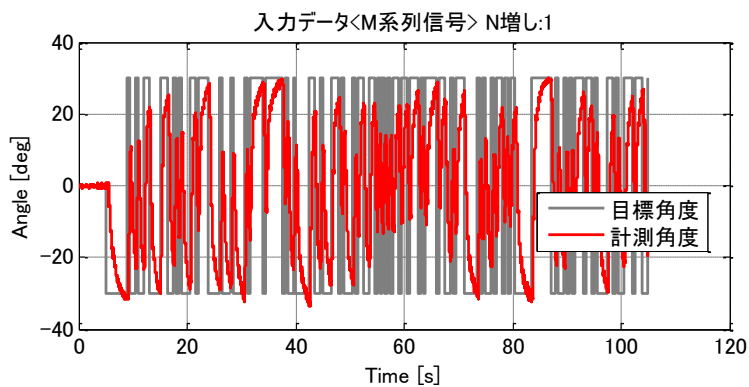


(f) Plant Phase

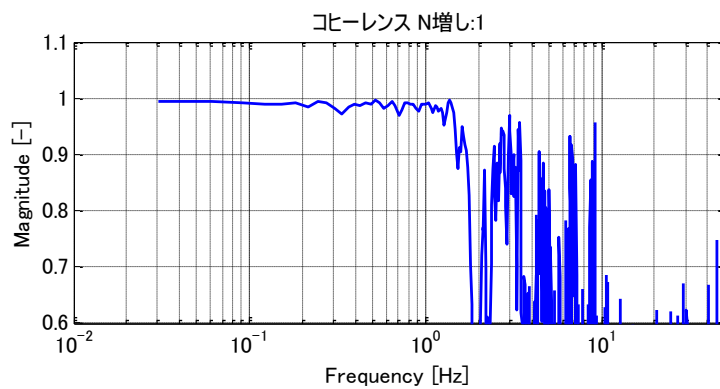
Fig.2-17 Bottom joint frequency analysis (Log-swept chirp signals)

Fig.2-18(a)に M 系列信号による計測結果(根元関節)と Fig.2-18(b)にコヒーレンスを示す.

コヒーレンスが低周波数帯域で1近傍に落ち着いていることから相関の良い計測結果であることがわかる.



(a) M-Sequence signals

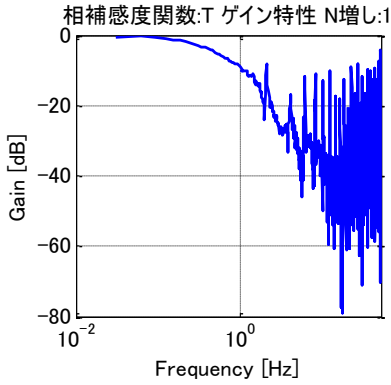


(b) Coherence

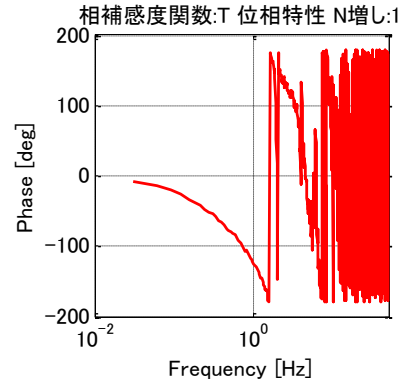
Fig.2-18 Bottom joint frequency response experiments

Fig.2-19 に Fig.2-18(a)を周波数解析して算出したゲイン・位相特性を示す.

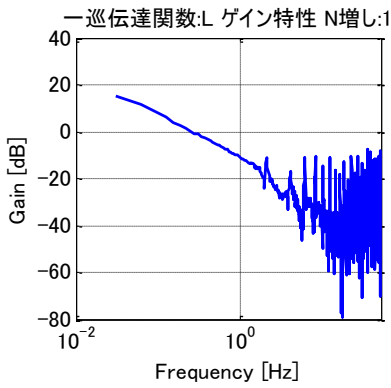
Fig.2-19(f)から低い周波数帯域で約 0deg と制御対象の位相遅れがほぼないことがわかる.



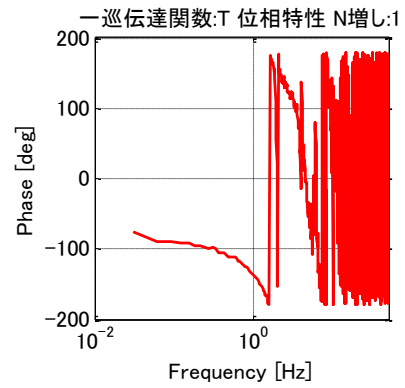
(a) Complementary sensitivity function : Gain



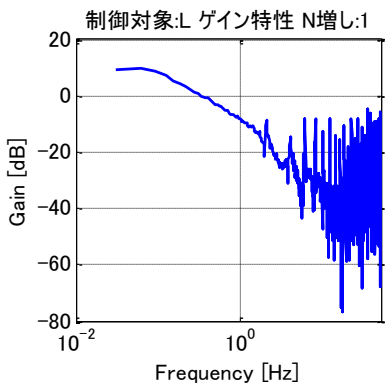
(b) Complementary sensitivity function : Phase



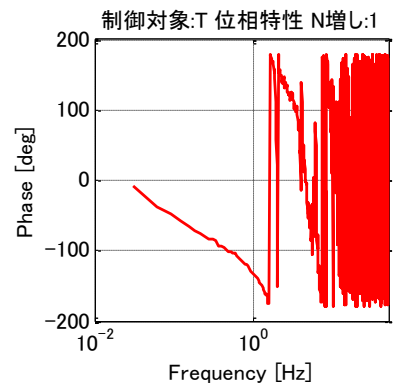
(c) Loop transfer function : Gain



(d) Loop transfer function : Phase



(e) Plant : Gain



(f) Plant Phase

Fig.2-19 Bottom joint frequency analysis (M-Sequence signals)

2.7.3 システム同定

対数チャープ信号による周波数応答実験では、動きだしの低い周波数帯域で顕著にスティックスリップの影響を受けることが確認できた。また、M 系列信号により計測した周波数等実験では理想的な線形特性となる周波数解析結果が得られた。

スティックスリップの影響は制御性能に大きく関わるため、無視できない現象であるが、前述の力学的な釣り合いから求めた数学モデルにはスティックスリップ現象の主な原因となる非線形摩擦がモデル化されていないため、これを再現することができない。非線形摩擦を再現するための動的摩擦モデルに関しては、Dahl モデル、ブリストルモデル、初期化積分器モデル、Bliman と Sorine モデル、潤滑定数モデル、LuGre モデルなどが提案されている。Dahl モデルは速度を入力とし、摩擦力を出力とする構造を持つがストライベック効果が考慮されていないなど各モデルに特徴があるが、今回は速度の関数として摩擦特性をモデル化することができ、ストライベック効果を考慮できる LuGre モデル式(2-44)を非線形摩擦モデルとして採用した。

$$T_{\text{LuGre}}(\omega) = \beta \left[F_C + (F_S - F_C) \times e^{-\left| \frac{\omega}{v_s} \right|^\alpha} \right] \text{sgn}(\omega) \quad (2-44)$$

ここで、 ω は関節の角速度、 F_C はクーロン摩擦力、 F_S は最大静止摩擦力、 v_s はストライベック速度、 α はストライベック効果の減衰を調整する定数を表す。空気圧シリンダにより発生したトルクが F_S より大きくなったとき関節は動き出し、動作直後、摩擦力は F_S から指数関数的に減少しストライベック効果を表現する。総合的な摩擦力は粘性摩擦を加え、式(2-45)のように表される。

$$T(\omega) = D\omega + T_{\text{LuGre}}(\omega) \quad (2-45)$$

ここで、 D は粘性摩擦係数を表す。

摩擦力を式(2-45)でモデル化すると Fig.2-20 のような特性が得られる。

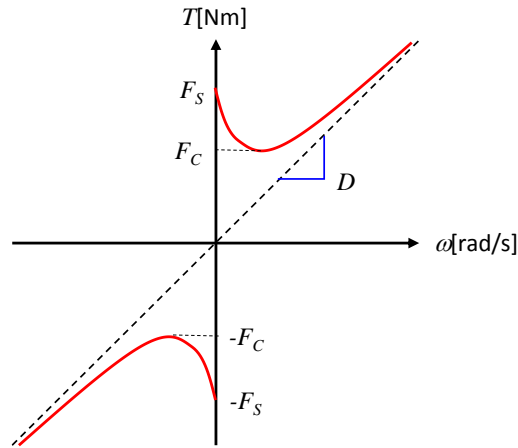


Fig.2-20 LuGre friction model

以上から、制御対象のモデルは Fig.2-21 のように構成した。LuGre 摩擦モデルに加え、電空レギュレータのむだ時間 T_{dly} と調整用ゲイン K_{mdl} を追加している。

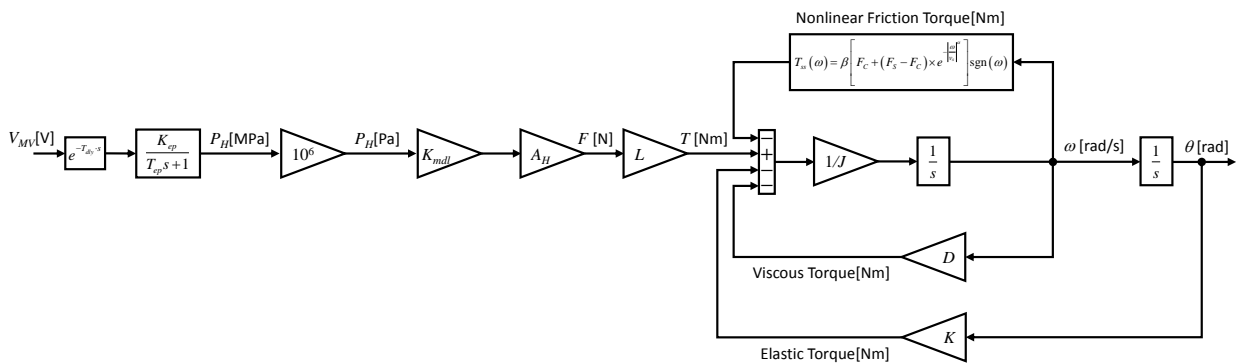


Fig.2-21 Plant model

K_{mdl} はシステム構成要素のカタログスペックからのばらつきなどを調整するために導入したゲインである。

この変更により、制御対象は次のような伝達関数と状態方程式で記述される。

$$P_n(s) = \frac{\theta(s)}{V_{MV}(s)} = \frac{K_{mdl} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{(Js^2 + Ds + K)(T_{ep}s + 1)} \quad (2-46)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{P_n} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{P_n} u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_{P_n} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (2-47)$$

ただし,

$$\mathbf{A}_{P_n} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{K}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{D+K \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{J+D \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{P_n} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_{mdl} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{P_n} = [1 \ 0 \ 0] \quad (2-48)$$

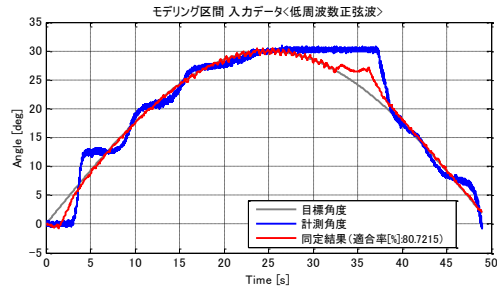
続いて Fig.2-21 のモデルに含まれるパラメータの同定をおこなった。同定に使用する実験の角度指令には、M 系列信号と低周波数(0.01[Hz])正弦波信号を用いた。M 系列信号で線形特性、低周波数正弦波信号(よりスティックスリップ現象の発生しやすい条件)で非線形摩擦の同定を試みる。これらの角度指令を PI コントローラによるフィードバック制御系に入力して、その角度応答を計測する。計測データの前半部分を同定、後半部分を検証に使用する。同定の手法は最適化アルゴリズムによるカーブフィッティングを採用する。設計変数は Fig.2-21 のモデルに含まれる 12 変数とする。評価関数には M 系列、低周波数正弦波の各計測角度と Fig.2-21 の制御対象モデルと実験に使用した PI コントローラによるフィードバック系のシミュレーション出力の差の 2 乗和の平方根に(M 系列、低周波数正弦波の項それぞれに)重み係数を掛けて加えたものを採用する。また、制約条件として $F_S > F_C$ を考慮し、この制約を満たさなかった場合は、ペナルティ法により評価関数値を増大させ、解の候補から除外した。

Table 2-6 Result of system identification

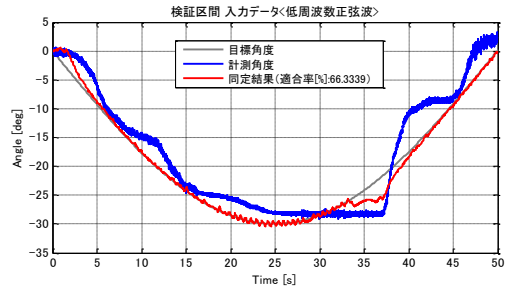
No	Design Variables	Bottom Joint	Middle Joint
1	Kmdl	1.034E+00	1.007E+00
2	L	5.166E-02	7.867E-02
3	J	5.680E-04	7.660E-04
4	D	1.880E-01	2.390E-01
5	K	1.740E-02	1.315E-02
6	Tep	4.371E-02	4.277E-02
7	Tdly	8.117E-02	3.941E-02
8	Fs	2.664E-01	2.200E-01
9	Fc	8.918E-02	7.371E-02
10	vs	9.919E-02	5.794E-02
11	alpha	1.961E+00	1.966E+00
12	beta	1.683E+00	1.737E+00

最適化アルゴリズムには DE(Differential Evolution)を採用した。DE は、連続変数を対象とした関数の勾配を用いない多点同時探索型最適化手法の一つで、突然変異、交叉、適者生存という操作を繰り返しながら、大域的最適解を求める方法である。GA(Genetic Algorithm, 遺伝的アルゴリズム)の考え方に強い影響を受けた手法であると思われ、メタヒューリスティックの一つとして考えることができる。

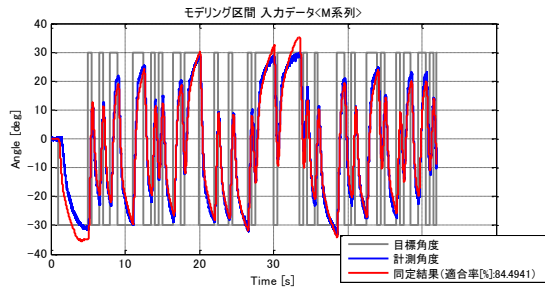
探索個体 40, イテレーション 1500, 低周波数正弦波に関する評価関数重み係数 2.0, M 系列に関する評価関数重み係数 0.5 の設定で最適化した際の同定結果を Table 2-6 に示す。計算時間は CPU: インテル® Core™ i7-4510U プロセッサ, メモリ:8GB の PC(Windows7 64bit)で約 13 時間かかった。



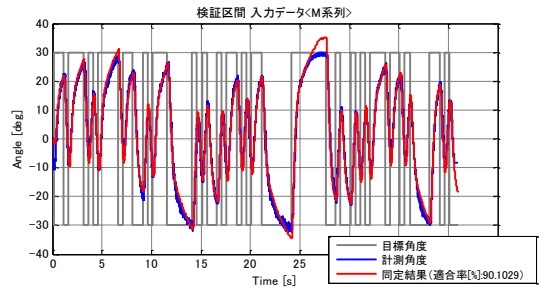
(a) Modeling result : Low frequency sine wave



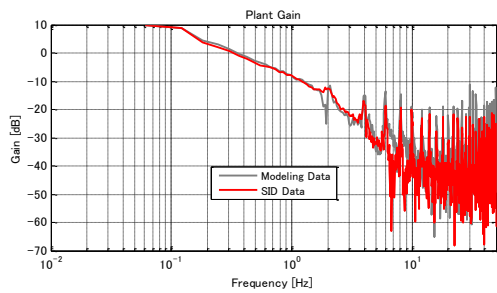
(b) Verification result : Low frequency sine wave



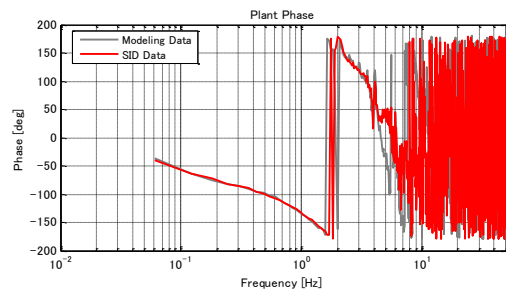
(c) Modeling result : M-Sequence signals



(d) Verification result : M-Sequence signals



(e) Plant gain



(f) Plant phase

Fig.2-22 Comparison between experiment and simulation of bottom joint

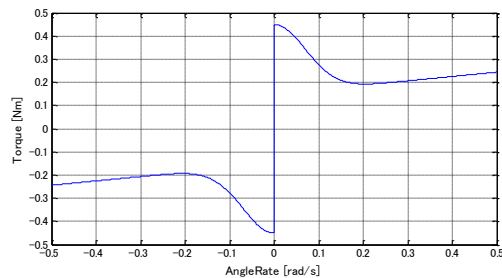
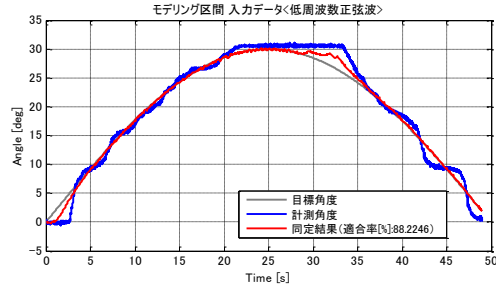
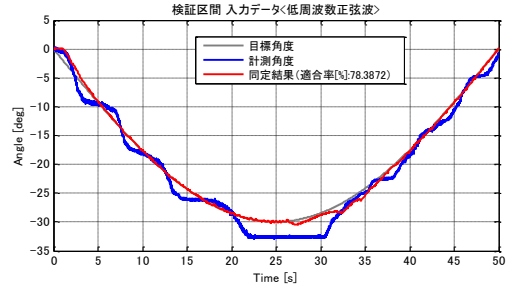


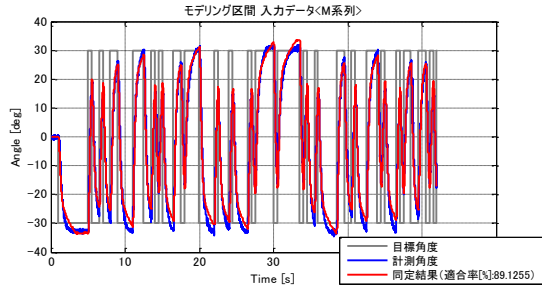
Fig.2-23 Friction characteristic bottom joint



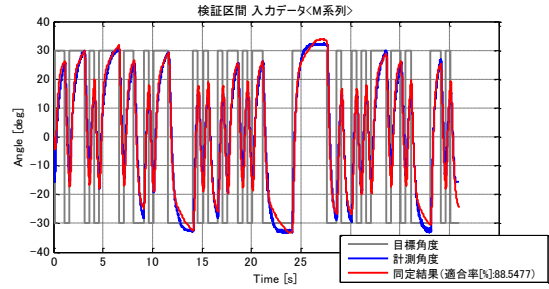
(a) Modeling result : Low frequency sine wave



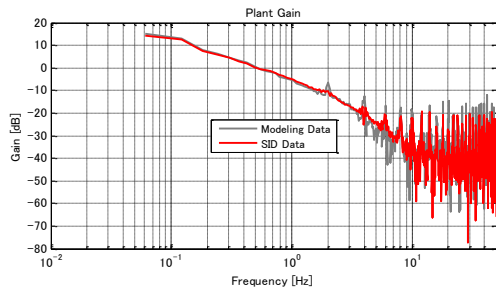
(b) Verification result : Low frequency sine wave



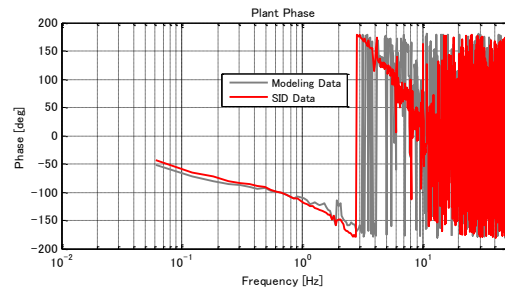
(c) Modeling result : M-Sequence signals



(d) Verification result : M-Sequence signals



(e) Plant gain



(f) Plant phase

Fig.2-24 Comparison between experiment and simulation of middle joint

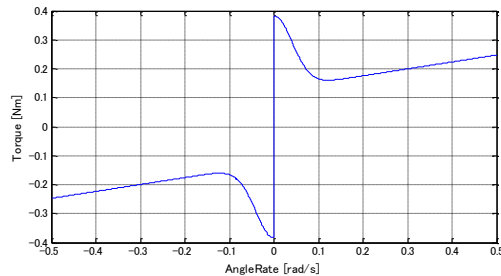


Fig.2-25 Friction characteristic middle joint

Fig.2-22 は根元関節, Fig.2-24 は中間関節の同定結果を表す. (a)と(c)のグラフは, 同定に使用した正弦波信号入力, M 系列信号入力の実験結果と実験に使用した入力信号を同定したモデルに入力した際の出力をプロットし(以下, 同定結果と呼ぶ), (b)と(d)は同定に使用しなかった実験データと入力信号を同定したモデルに入力した際の出力をプロットしている(以下, 検証結果と呼ぶ). また, 同定結果の評価には以下の適合率%を評価の指標として用いる.

$$\text{Fit} = \left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N [\hat{y}(k) - y(k)]^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N [y(k) - \bar{y}]^2}} \right) \times 100 \quad (2-49)$$

ただし, $y(k)$ は実験結果, $\hat{y}(k)$ はモデルの出力, \bar{y} は実験結果の平均値を表し, すべての時刻で $y(k) = \hat{y}(k)$ が成り立てば, 適合率は最高の 100%をとる.

根元関節では, 低周波数正弦波の同定結果と実測値の適合率が 81%, 検証区間の適合率が 66%とまずまずの結果となった. また M 系列に関しては同定結果と実測値の適合率が 84%, 検証区間の適合率が 90%と良い結果が得られた.

中間関節では, 低周波数正弦波の同定結果と実測値の適合率が 88%, 検証区間の適合率が 78%, また M 系列に関しては同定結果と実測値の適合率が 89%, 検証区間の適合率が 88%と良い結果が得られた.

両関節とも, 制御対象のゲインと位相の周波数特性が実験結果と非常によく一致していることが確認できた. また, 各関節の非線形を含む摩擦特性は Fig.2-23, Fig.2-25 となる.

次章では, これらの関節モデルにより構成したハンド型多関節マニピュレータのシミュレータを用い MBD (Model Base Design)ベースで制御系の SILS (Software-In-the-Loop-Simulation) 検討・検証をおこなう.

2.7.4 制御対象のノミナルモデル

μ -Synthesis コントローラ, 外乱オブザーバ, SMC の設計には制御対象のノミナルモデルが必要となるため, 前述のシステム同定に使用した実験データを用いて, 両関節のノミナルモデルを決定する. Fig.2-26 と Fig.2-27 に周波数応答実験結果より算出した根元関節, 中間関節のゲイン, 位相特性を示す. 赤系のグラフは線形チャープ信号, 緑系のグラフは対数 チャープ信号, 青系のグラフは M 系列信号を入力して算出した周波数特性で, N 増し 5 回の計測をおこなっている. システム同定では M 系列信号を入力した際の実験結果でメカ的な線形特性を同定したが, 5 回の実験データを重ねてプロットすると特性にばらつきがあることが確認できる. そこで, 制御系設計のノミナルモデルは式 (2-46), (2-47) と (2-48) の伝達関数と状態方程式, Table 2-6 の同定結果に対し, 新たにゲイン K_{tune} を導入し, ノミナルモデルのゲイン特性が M 系列信号を入力して得られた周波数特性のばらつきの中央になるように調整する.

$$P_n(s) = \frac{\theta(s)}{V_{\text{MV}}(s)} = \frac{K_{\text{tune}} \cdot K_{\text{mdl}} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{\text{ep}} \times 10^6}{(Js^2 + Ds + K)(T_{\text{ep}}s + 1)} \quad (2-50)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{P_n} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{P_n} u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_{P_n} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (2-51)$$

ただし,

$$\mathbf{A}_{P_n} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{K}{J \cdot T_{\text{ep}}} & -\frac{D + K \cdot T_{\text{ep}}}{J \cdot T_{\text{ep}}} & -\frac{J + D \cdot T_{\text{ep}}}{J \cdot T_{\text{ep}}} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{P_n} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_{\text{tune}} \cdot K_{\text{mdl}} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{\text{ep}} \times 10^6}{J \cdot T_{\text{ep}}} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{P_n} = [1 \ 0 \ 0] \quad (2-52)$$

また、線形チャープ信号、対数チャープ信号を入力し、その実験結果から算出した周波数特性は、さらにはばらつきが大きいことがわかる。そこで、次のような伝達関数を導入し、

$$P_{\min}(s) = \frac{K_{\min} \cdot K_{\text{tune}} \cdot K_{\text{mdl}} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{\text{ep}} \times 10^6}{(Js^2 + Ds + K)(T_{\text{ep}}s + 1)} e^{-T_{\text{dy}} \cdot s} \quad (2-53)$$

$$P_{\max}(s) = \frac{K_{\max} \cdot K_{\text{tune}} \cdot K_{\text{mdl}} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{\text{ep}} \times 10^6}{(Js^2 + Ds + K)(T_{\text{ep}}s + 1)} e^{-T_{\text{dy}} \cdot s} \quad (2-54)$$

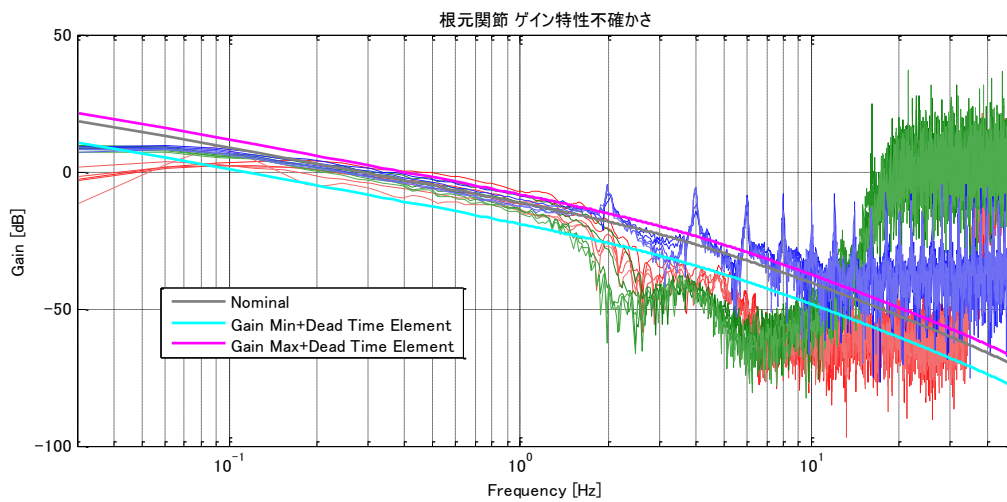
ゲイン K_{\min} , K_{\max} とむだ時間要素により、不確かさの最大・最小を見積もった。ただし、むだ時間は 8 次のパデ近似でモデル化する。

ゲイン K_{tune} , K_{\min} , K_{\max} は Table 2-7 のように決定した。また、このときの周波数特性を Fig.2-26 と Fig.2-27 に重ねてプロットした。

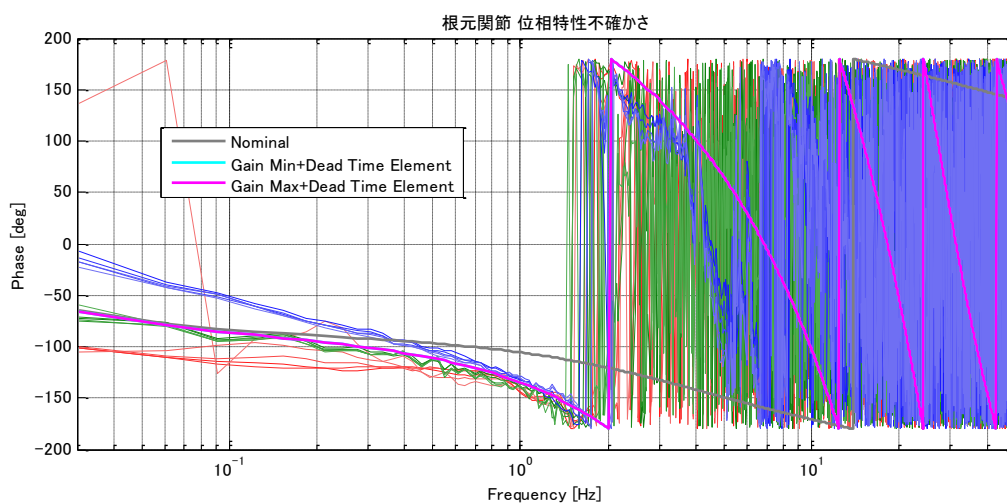
Table 2-7 Gain Setting

Gain	Bottom Joint	Middle Joint
K_{tune}	0.44	0.58
K_{\min}	0.41	0.59
K_{\max}	1.41	1.41

次章では式(2-50), (2-51)と(2-52)を制御系設計用のノミナルモデルとして採用する。

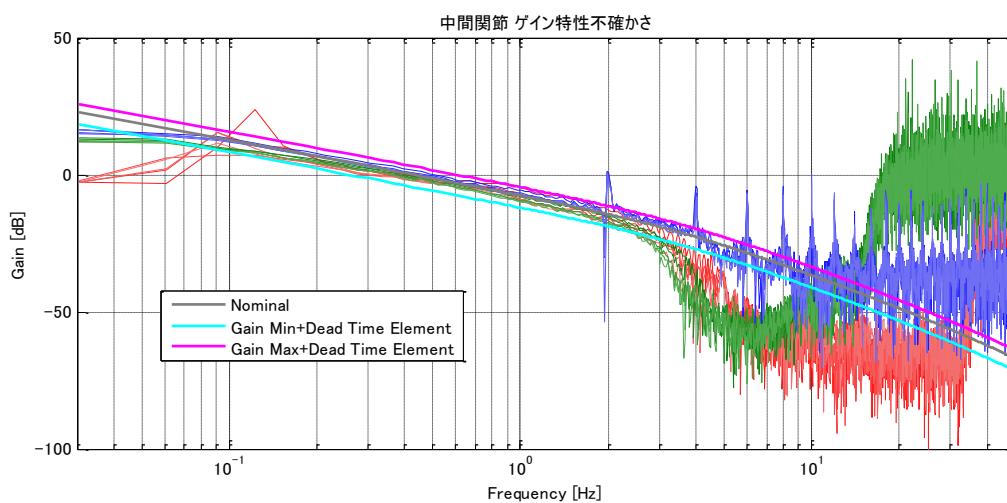


(a) Plant gain

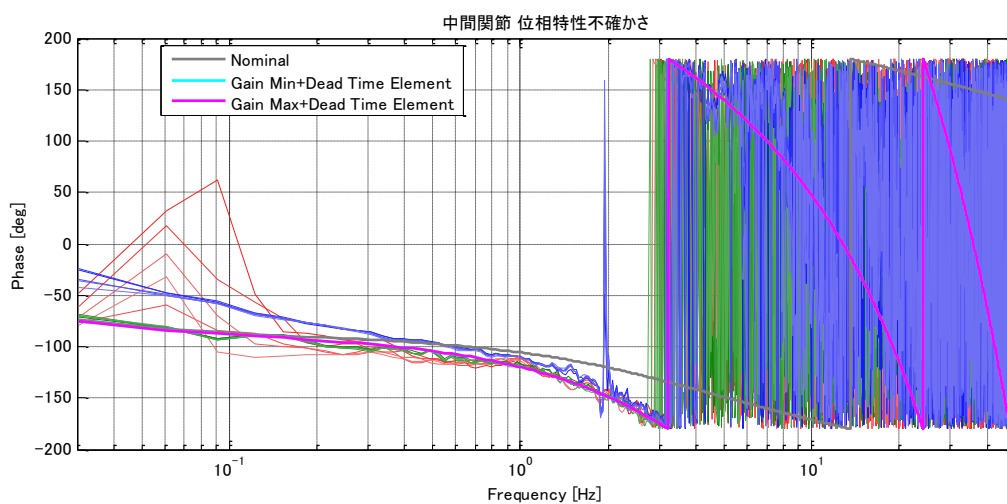


(b) Plant phase

Fig.2-26 Bottom joint frequency characteristic



(a) Plant gain



(b) Plant phase

Fig.2-27 Middle joint frequency characteristic

2.8 参考文献

○マニピュレータ

- [1] 澤田, 板宮 : 計算トルク法をベースとしたロボットアームの適応軌道制御系の過渡応答改善法-滑らかな射影アルゴリズムの利用-, 計測自動制御学会論文集, Vol.10, No.7, pp.58-65(2011)
- [2] Richard M. Murray, "A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation", CRC Press(1994)
- [3] 小坂, 島田 : モータと減速機を考慮したロボットマニピュレータ制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.41, No.5, pp.466-472(2005)
- [4] 川嶋, 只野 : 絵ときでわかる ロボット工学(第2版), オーム社(2014)
- [5] 吉川 : ロボット制御基礎論, コロナ社(1988)

○空気圧システムのモデル化

- [6] 木村, 藤田, 原, 香川 : 厳密な線形化を用いた空気圧アクチュエータ駆動系の制御, システム制御情報学会論文集, Vol.8, No.2, pp.52-60(1995)
- [7] 花房 : サーボ系における非線形特性の処理, 計測と制御, Vol.17, No.7, pp.514-522(1978)
- [8] 山藤 : 空気圧アクチュエータのロボット制御への応用, 日本ロボット学会誌, Vol.9, No.4, pp.498-501(1991)
- [9] 電空制御弁の動作遅れを考慮した空気圧サーボ系の最適制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.24, No.5, pp.490-497(1988)
- [10] 高岩, 則次 : 空気式パラレルマニピュレータを用いた手首部リハビリ支援装置の開発-多自由度リハビリ動作の実現-, 日本ロボット学会誌, Vol.24, No.6, pp.747-753(2006)
- [11] 朝倉, 高野, 国 : 空気圧マニピュレータのロバストサーボ設計, 日本機械学会論文集(C編), Vol.64, No.622, pp.2124-2131(1998)
- [12] 辻内, 小泉, 西野, 小松原, 久田原, 平野 : 空気圧駆動マスタ・スレーブハンドの開発と関節制御, 日本機械学会論文集(C編), Vol.74, No.741, pp.1267-1272(2008)
- [13] 川上, 野口, 河合 : 空気圧シリンダの高速駆動に関する一考察, 油圧と空気圧, Vol.21, No.3, pp.318-325(1990)
- [14] 川上, 武田, 河合 : 空気圧シリンダの駆動条件に関する一考察, 油圧と空気圧, Vol.22, No.4, pp.452-459(1991)
- [15] 木村 : MATRIXx を用いた空気圧系の実践的ロバスト制御系設計, 日本フルードパワーシステム学会講習会資料(1999)
- [16] 藤沼 : 空気圧サーボによる位置制御の研究, 茨城県工業技術センター研究報告, No.16, pp.9-13(1987)
- [17] 松浦, 新谷 : モデルベース制御による空気圧駆動マニピュレータの位置決め制御, システム制御情報学会論文集, Vol.5, No.10, pp.410-417(1992)
- [18] Bashir M. Y. Nouri, et al., "MODELLING A PNEUMATIC SERVO POSITIONING SYSTEM WITH FRICTION", Proceedings of the American Control Conference, pp.1067-1071(2000)
- [19] J.Wang, D.J.D.Wang, P.R.Moore and J.Pu, "Modelling study, analysis and robust servocontrol of pneumatic cylinder actuator systems", IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol.148, No.1, pp.35-42(2001)
- [20] Shu Ning and Gary M. Bone, "Development of a Nonlinear Dynamic Model for a Servo Pneumatic Positioning System", Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics & Automation, pp.43-48(2005)
- [21] Wang Bo, Wang Tao, Jin Ying, Fan Wei and Wang Yu, "Study of Pneumatic Servo System Based on Linear Active Disturbance Rejection Controller", 2013 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), pp.1170-1174(2013)

○非線形摩擦

- [22] 小崎, 佐野, 香川 : 空気圧駆動系におけるスティックスリップの発生限界, 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 68, No. 669, pp. 1363-1370 (2002)
- [23] Owen, W. S. and Croft, E. A., "The reduction of stick-slip friction in hydraulic actuators", Mechatronics, IEEE/ASME Transactions, Vol. 8, No. 3, pp. 362-371 (2003)
- [24] Sami Moio, et al., "Simulation of tactile sensors using soft contacts for robot grasping applications", Robotics and Automation (ICRA), 2012 IEEE International Conference, pp.5037-5043(2012)
- [25] Marton, L. and Lantos, B., "Modeling, Identification, and Compensation of Stick-Slip Friction", Industrial Electronics, IEEE Transactions, Vol.54, No.1, pp.511-521(2007)
- [26] Johansson, K. and Canudas-de-Wit, "Revisiting the LuGre friction model", Control Systems, IEEE, Vol.28, No.6, pp.101-114(2008)
- [27] De Wit, C.C., et al., "Dynamic Friction Models and Control Design", American Control Conference, pp.1920-1926(1993)

- [28]Radcliffe, Clark J. and Southward, Steve C., "A Property of Stick-Slip Friction Models which Promotes Limit Cycle Generation", American Control Conference, pp.1198-1205(1990)
- [29]Matej, P. and Makys, P., "Influence of static friction and stick-slip phenomena on control quality of SMPM", ELEKTRO, pp.232-235(2012)

○同定

- [30]加藤, 左近, 山本, 大川 : 宇宙用マニピュレータのパラメータ同定と手先軌道制御, 日本機械学会論文集(C編), Vol.61, No.585, pp.1974-1980(1995)
- [31]藤本, 田中, 川上 : 平面マニピュレータの機構パラメータ同定に関する一考察, 電子情報通信学会技術研究報告. NLP, 非線形問題, Vol.99, No.134, pp.91-97(1999)
- [32]豊澤, 園田, 原田, 柏木 : 非線形摩擦を含む共振系機械モデルのオンライン同定 (第1報)-実用的なオンライン同定法の開発-, 精密工学会誌, Vol.78, No.6, pp.488-493(2012)
- [33]豊澤, 園田, 原田, 柏木 : 非線形摩擦を含む共振系機械モデルのオンライン同定 (第2報)-2 慣性系の機械パラメータをオンラインで同定する実用的な方法-, 精密工学会誌, Vol.78, No.12, pp.1093-1098(2012)

○最適化アルゴリズム DE(Differential Evolution)

- [34]Differential Evolution (DE) for Continuous Function Optimization,
<https://jp.mathworks.com/matlabcentral/linkexchange/links/24>
- [35]Differential Evolution (DE) for Continuous Function Optimization (an algorithm by Kenneth Price and Rainer Storn),
<http://www1.icsi.berkeley.edu/~storn/code.html>
- [36]北山, 酒井, 荒川, 山崎 : 大域的最適化法としての Differential Evolution と数値計算, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.76, No.771, pp.2819-2828(2010)
- [37]Uday Chakraborty, "Advances in Differential Evolution (Studies in Computational Intelligence)", Springer(2008)

第 3 章 MBD(Model Base Design)による制御系設計

3.1 規範フィードバック制御系モデルによるエンドエフェクタ位置，関節角度追従性の確認

各関節の制御系は Fig.3-1 のようなフィードバック制御系となるため，目標角度 r から関節角度 θ までの伝達関数を $G_{FB}(s)$ とおくと式 (3-1) のように表される。

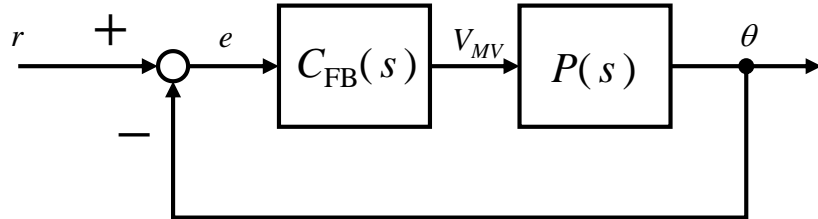


Fig.3-1 Feedback control system

$$G_{FB}(s) = \frac{P(s)C_{FB}(s)}{1 + P(s)C_{FB}(s)} \quad (3-1)$$

ここで， $P(s)$ は実機または非線形摩擦を含む制御対象モデル， $C_{FB}(s)$ はフィードバックコントローラを表す。このとき関節角度の追従性は式 (3-1) の伝達関数の周波数特性に依存し，設計者は希望する周波数特性に合致するような $C_{FB}(s)$ を検討しなければならない。本研究では，PID をはじめ， μ -Synthesis，SAC (Simple Adaptive Control：単純適応制御)，SMC (Sliding Mode Control：スライディングモード制御) などのフィードバックコントローラを検討するが，設計指標の一つとしてバンド幅に着目し，理想的なフィードバック制御系（以下，規範フィードバック制御系モデルと呼ぶ）に対して，バンド幅とエンドエフェクタとなる指先軌跡の誤差，また関節角度誤差の関係を整理した。

式 (3-2) に今回使用した規範フィードバック制御系モデルを示す。

$$G_{FB_Ideal}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-2)$$

標準的な 2 次遅れ系を採用した。バンド幅に着目する場合，ゲイン特性が 0dB から -3dB に移行する傾向が

再現できること、代表根を空気の圧縮性や関節回転系の周波数特性と見れば、おそらく低次で特性が再現できることを考慮して、このモデルを採用した。この規範フィードバック制御系モデルに前章で設計した平行移動モードと円旋回移動モードの各関節角度指令を入力し、その関節角度応答と誤差、順運動学により算出した指先軌跡誤差と規範フィードバック制御系モデルのバンド幅を整理する。

固有振動数 ω_n は0.5, 1.0, 1.5, 1.8Hzとし、バンド幅の影響のみを知りたいため、減衰係数 ζ は1として、オーバーシュートが発生しないようにした。

Fig.3-2に固有振動数 ω_n を0.5, 1.0, 1.5, 1.8Hzとしたときの規範フィードバック制御系モデルのゲイン特性を示す。また、Fig.3-3～Fig.3-10にシミュレーション結果を示す。

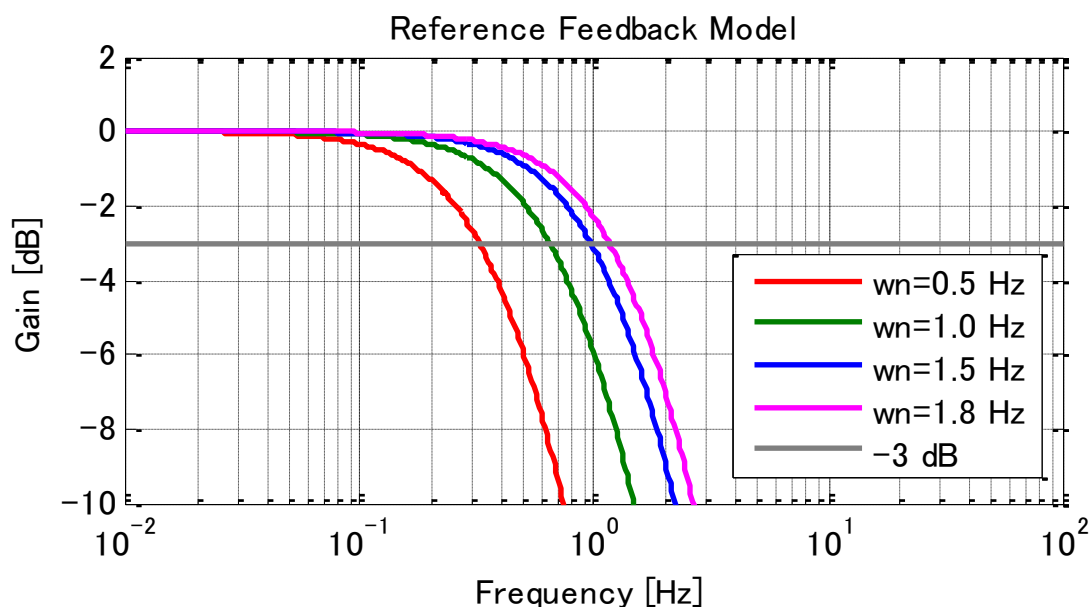
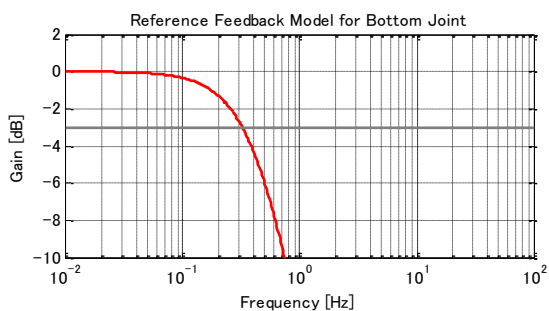
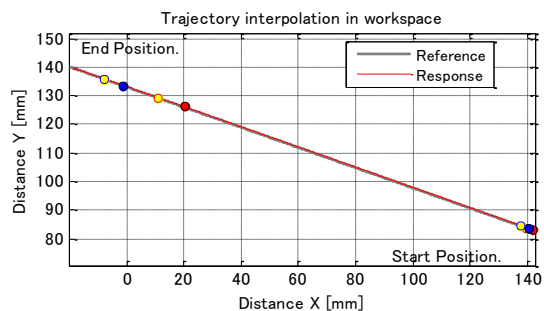


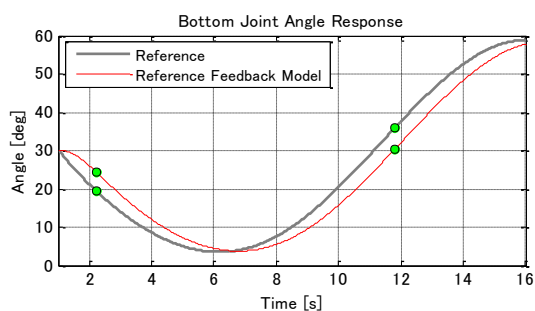
Fig.3-2 Gain characteristics of reference feedback model



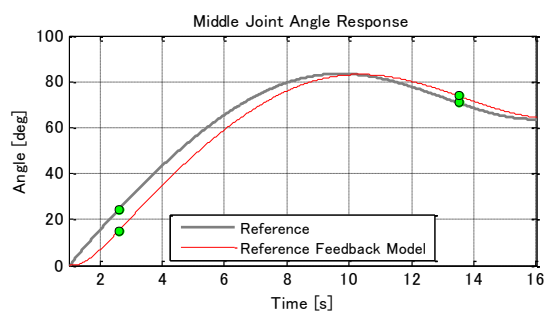
(a) Gain characteristics



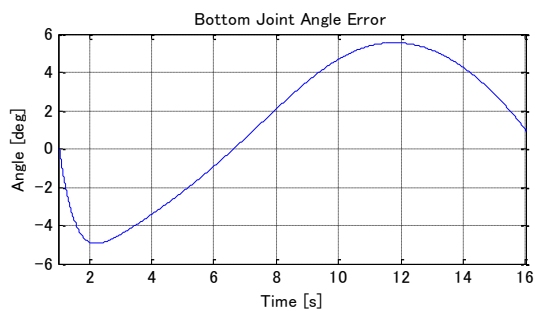
(b) End effector trajectory



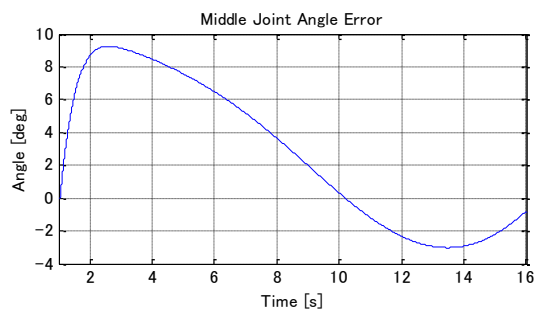
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

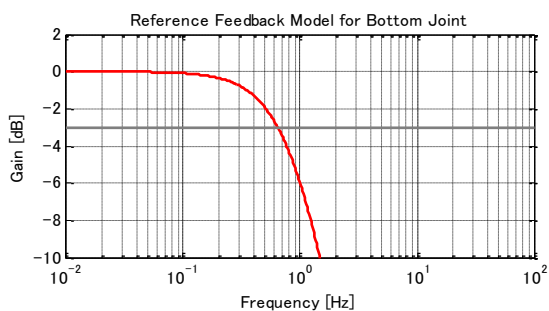


(e) Joint error of bottom

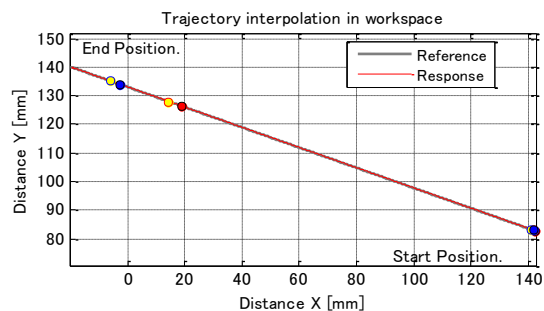


(f) Joint error of middle

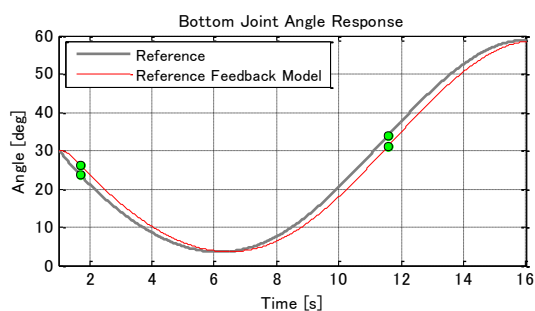
Fig.3-3 Simulation of translation mode: $\omega_n = 0.5\text{Hz}$



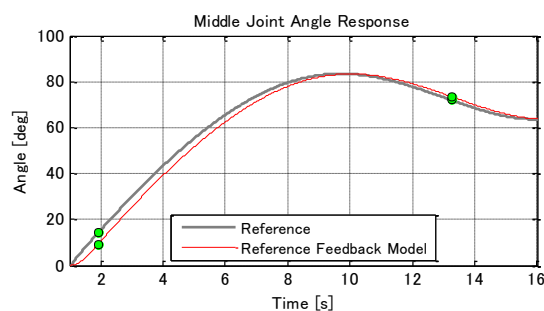
(a) Gain characteristics



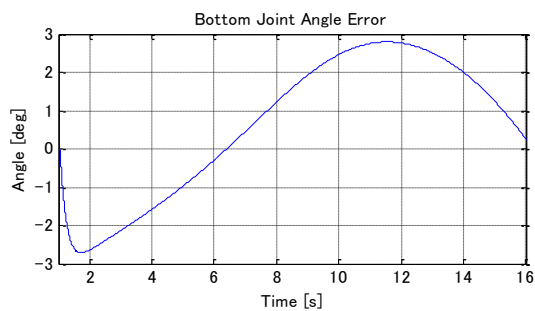
(b) End effector trajectory



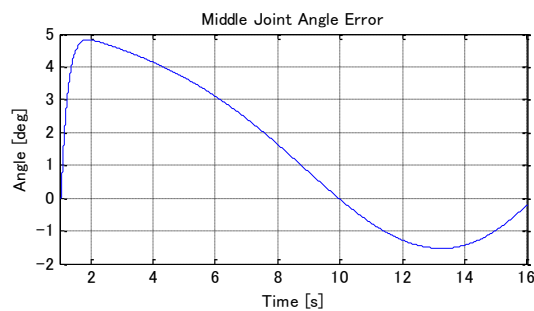
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

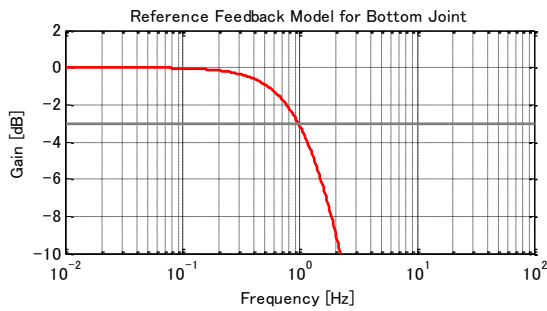


(e) Joint error of bottom

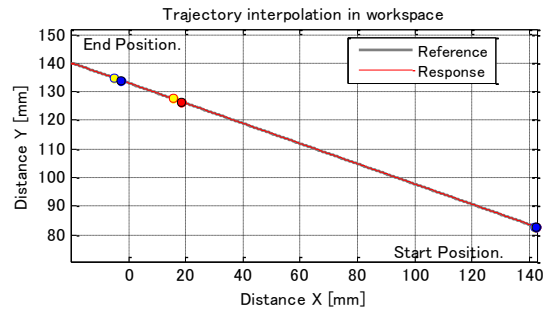


(f) Joint error of middle

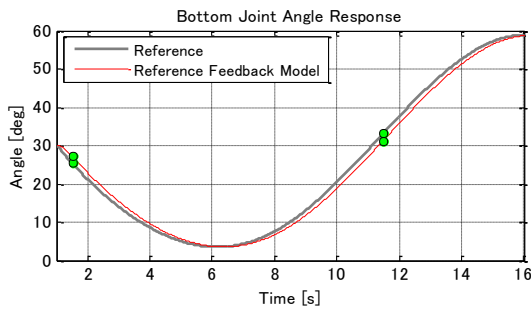
Fig.3-4 Simulation of translation mode: $\omega_n = 1.0\text{Hz}$



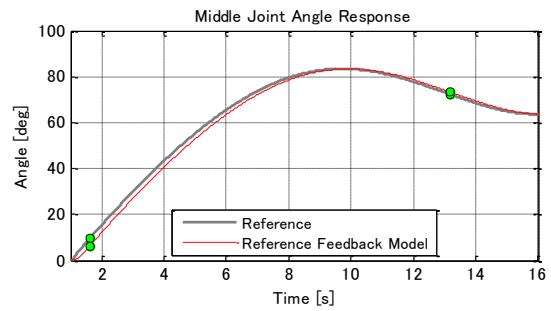
(a) Gain characteristics



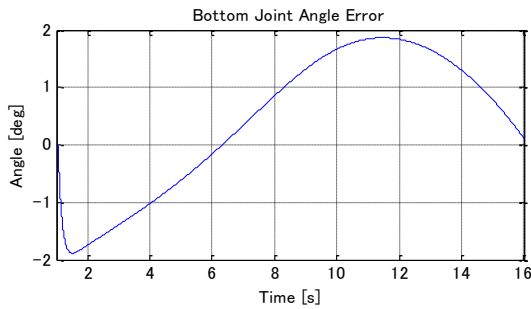
(b) End effector trajectory



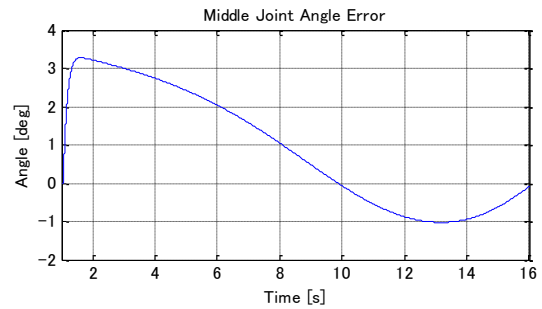
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

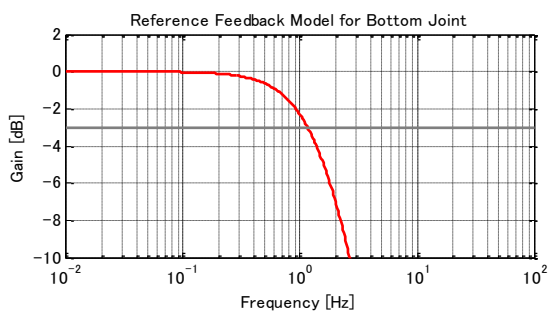


(e) Joint error of bottom

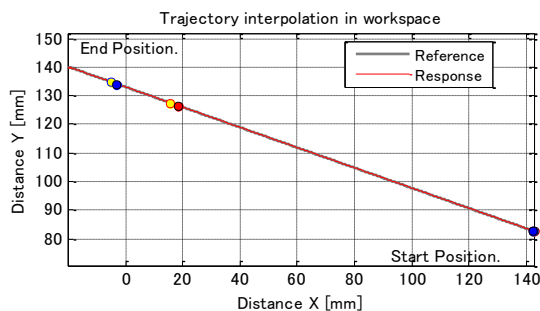


(f) Joint error of middle

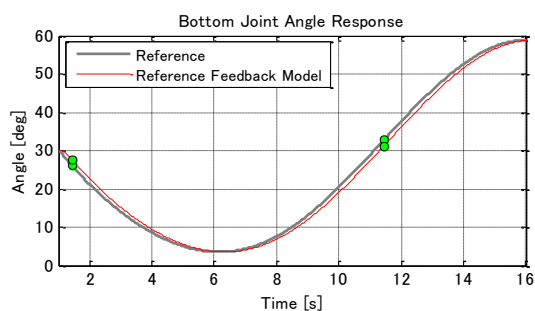
Fig.3-5 Simulation of translation mode: $\omega_n = 1.5\text{Hz}$



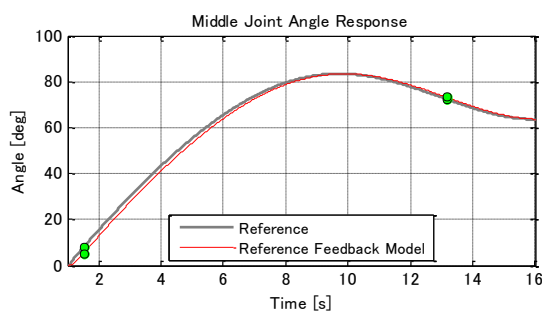
(a) Gain characteristics



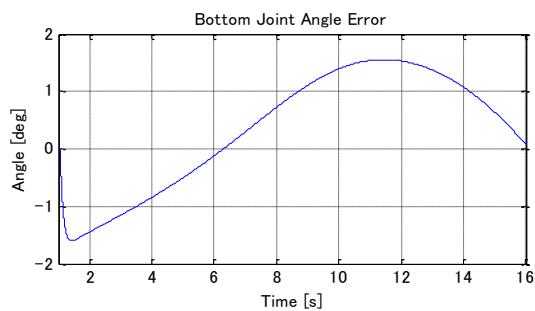
(b) End effector trajectory



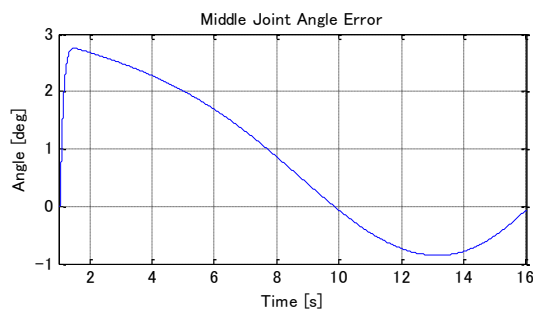
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

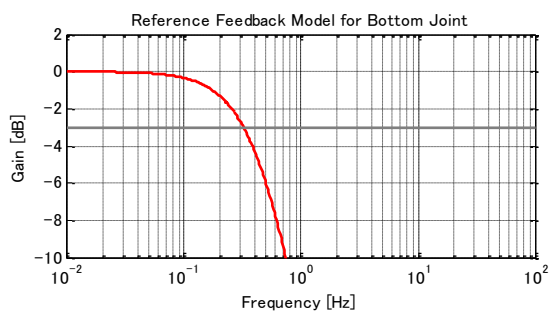


(e) Joint error of bottom

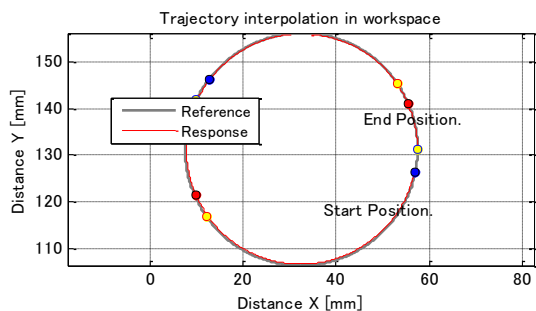


(f) Joint error of middle

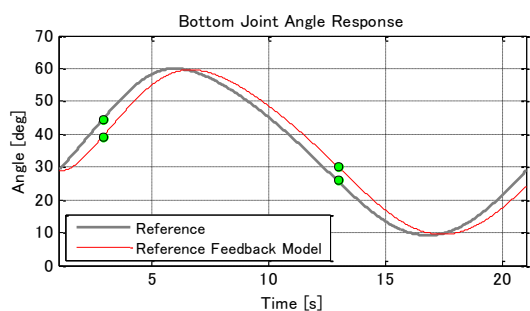
Fig.3-6 Simulation of translation mode: $\omega_n = 1.8\text{Hz}$



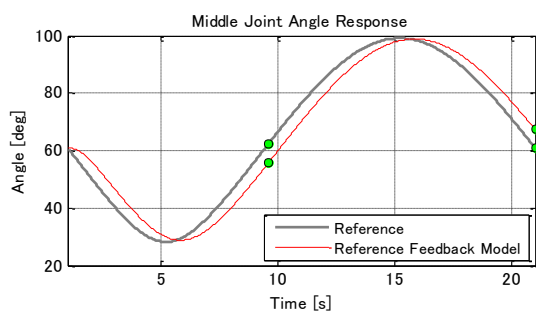
(a) Gain characteristics



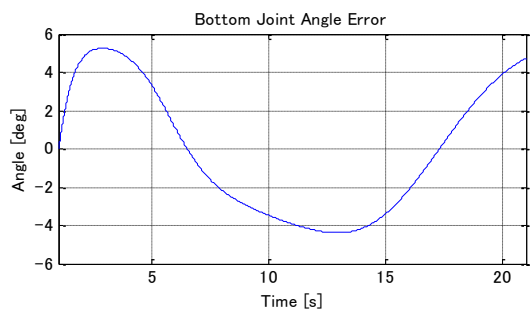
(b) End effector trajectory



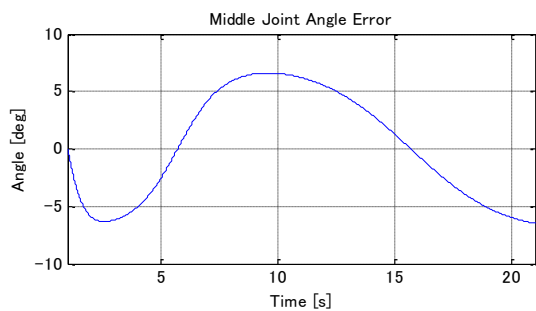
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

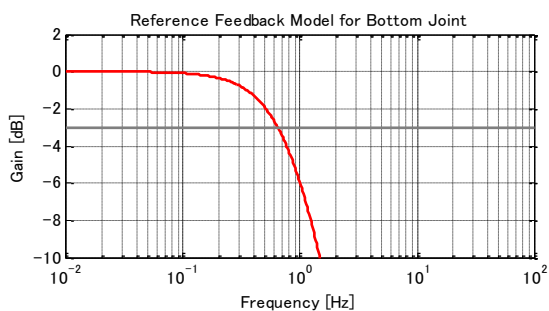


(e) Joint error of bottom

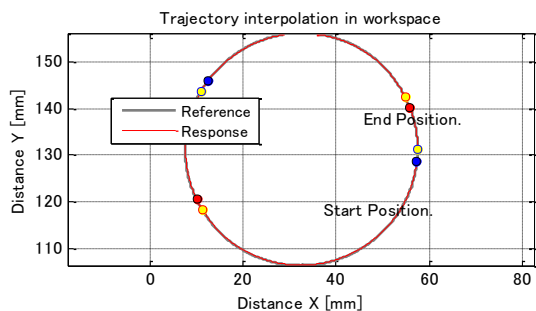


(f) Joint error of middle

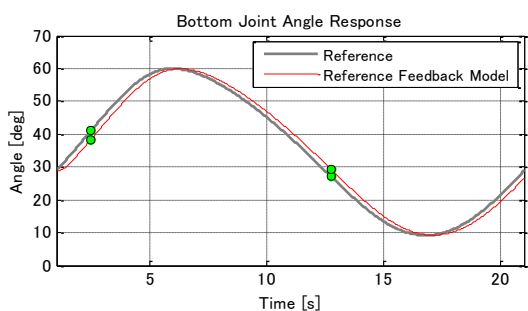
Fig.3-7 Simulation of circular mode: $\omega_n = 0.5\text{Hz}$



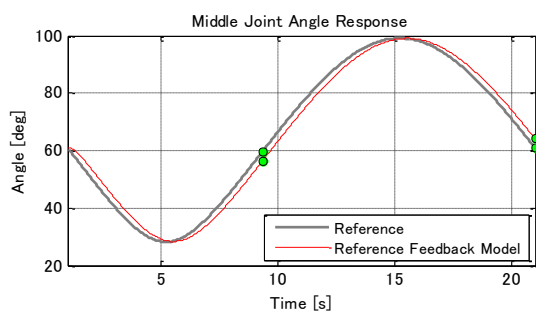
(a) Gain characteristics



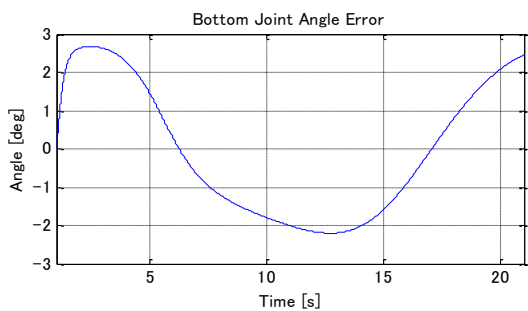
(b) End effector trajectory



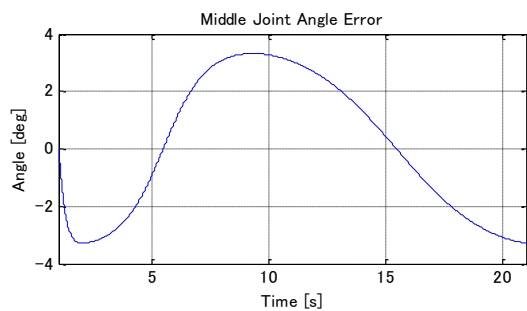
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

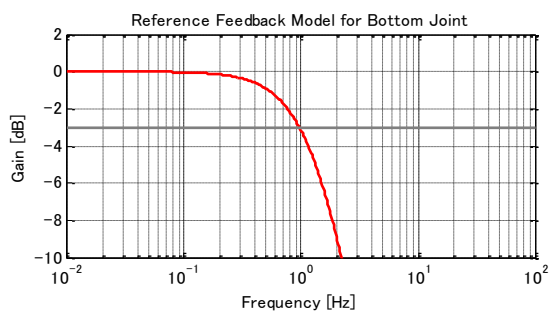


(e) Joint error of bottom

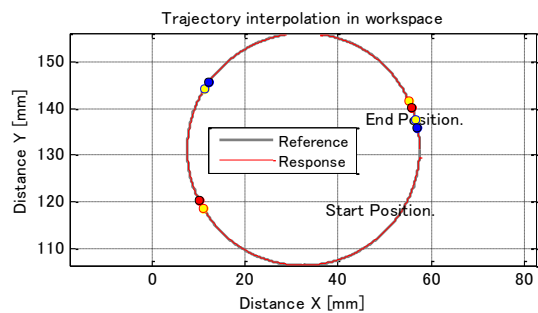


(f) Joint error of middle

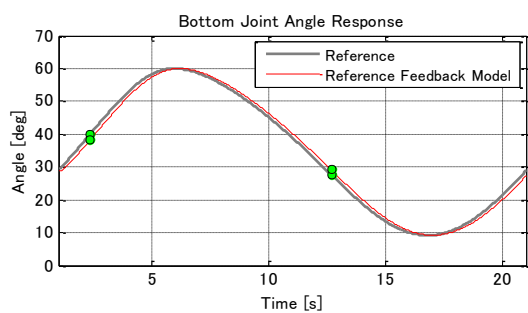
Fig.3-8 Simulation of circular mode: $\omega_n = 1.0\text{Hz}$



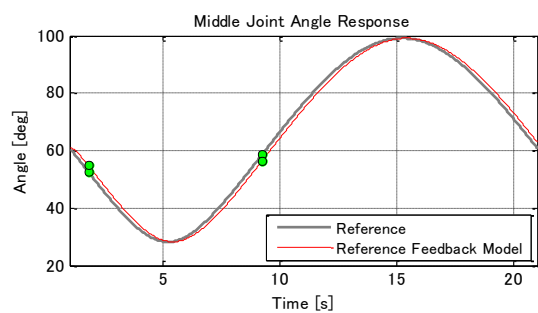
(a) Gain characteristics



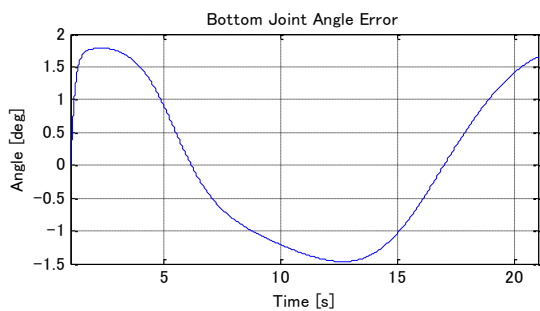
(b) End effector trajectory



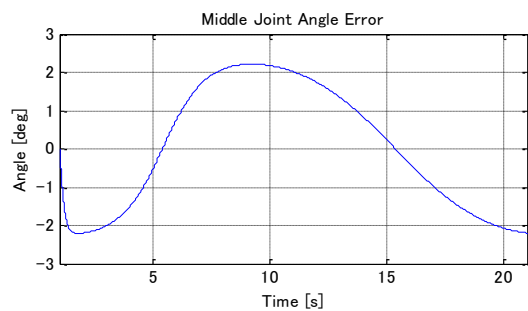
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

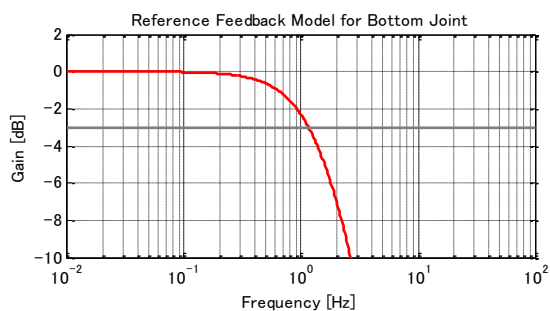


(e) Joint error of bottom

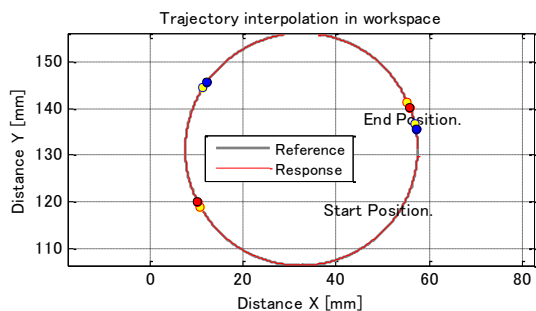


(f) Joint error of middle

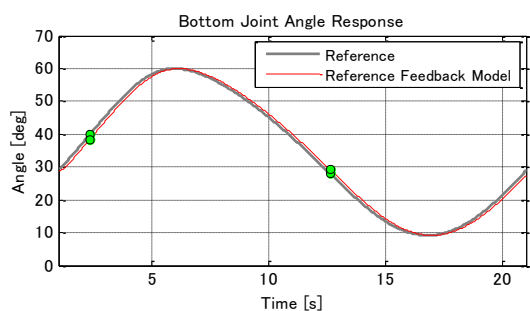
Fig.3-9 Simulation of circular mode: $\omega_n = 1.5\text{Hz}$



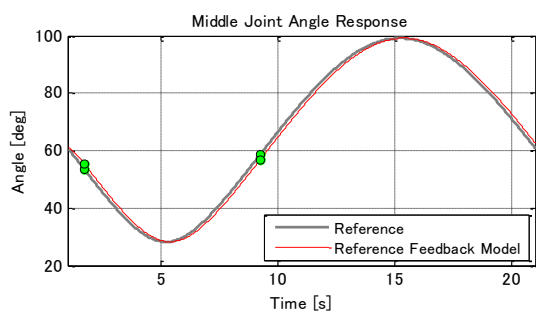
(a) Gain characteristics



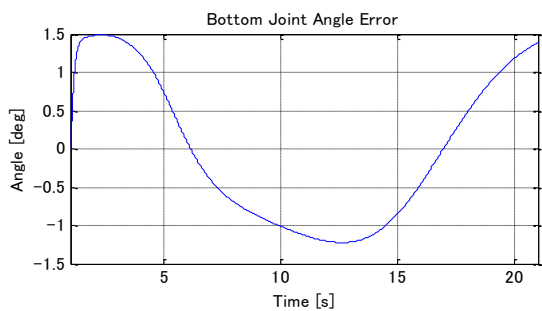
(b) End effector trajectory



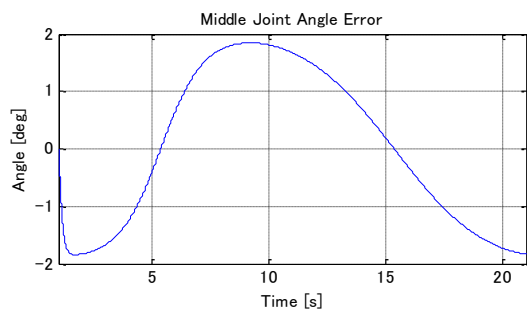
(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle



(e) Joint error of bottom



(f) Joint error of middle

Fig.3-10 Simulation of circular mode: $\omega_n = 1.8\text{Hz}$

以上のシミュレーション結果から、固有振動数 ω_n を 0.5, 1.0, 1.5, 1.8Hz としたときの規範フィードバック制御系のバンド幅を Fig.3-11 に示す。また各モードの誤差解析結果を Fig.3-12, Fig.3-13 に示す。

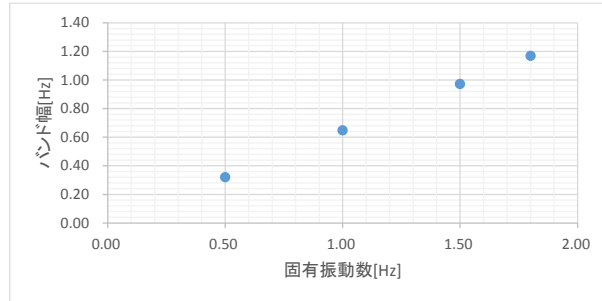
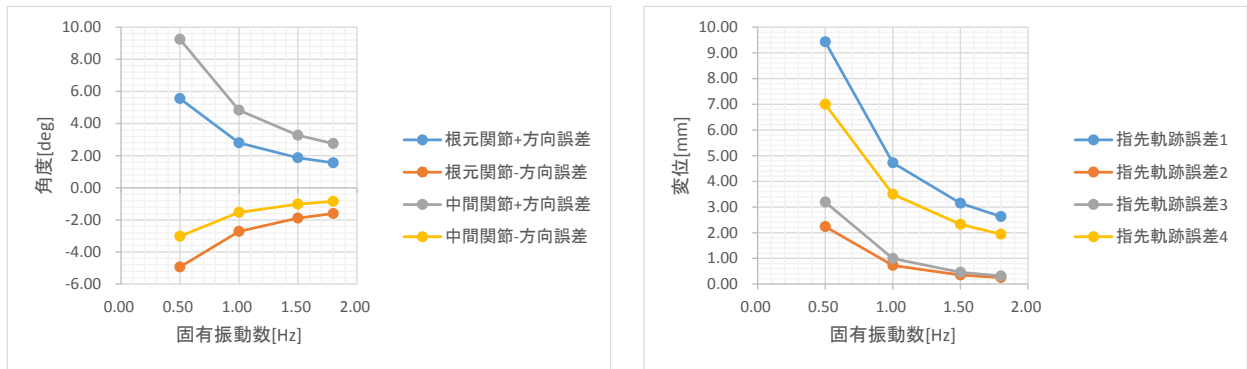


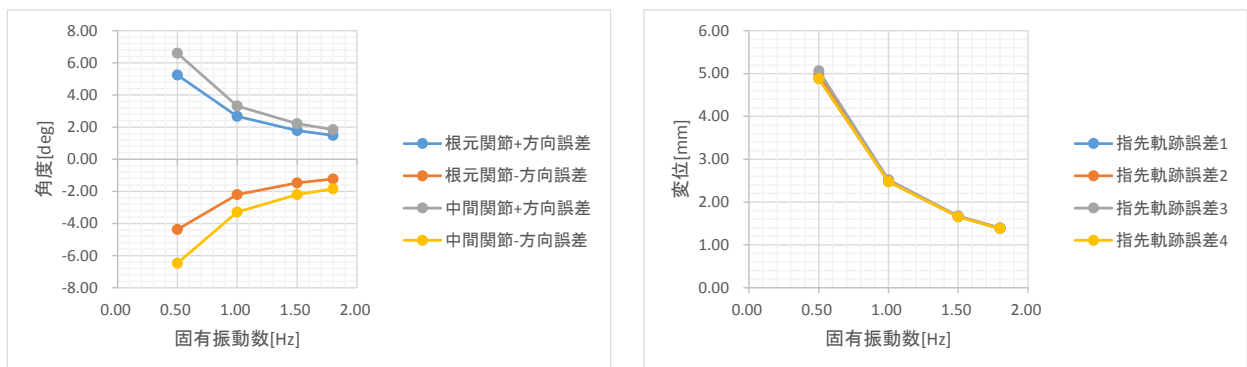
Fig.3-11 Bandwidth of reference feedback model



(a) Error of Joint

(b) Error of end effector

Fig.3-12 Error analysis of translation mode



(a) Error of Joint

(b) Error of end effector

Fig.3-13 Error analysis of circular mode

Fig.3-3～Fig.3-10 のグラフでマーカーは誤差が最大となっている位置を示している。Fig.3-12 と Fig.3-13 で「+方向誤差」とは、角度指令に対し角度応答との偏差が 0 より大きいときの最大誤差、「-方向誤差」とは、偏差が 0 より小さいときの最大誤差を示している。

Fig.3-11 からバンド幅は固有振動数とリニアな関係にあることがわかる。また、Fig.3-12 と Fig.3-13 から固有角周波数が高くなるほど誤差が小さくなることがわかる。

ここでは、制御仕様として、エンドエフェクタとなる指先誤差を 3mm 以内に抑制することを目標とした。これは平行移動モードでの指先移動範囲(約 170mm)に対し、約 2%の誤差となる。

以上の考察結果より、平行移動モード、円旋回移動モードにおいて指先誤差 3mm 以内にするためには固有振動数 1.8Hz 以上、フィードバック制御系のバンド幅は 1.17Hz 以上が望ましいと推測される。このとき、関節誤差は 3deg 程度になることが予測される。

以下の制御系検討では、この値を目安にコントローラの設計をおこなう。

3.2 PID 制御

PIDコントローラは式(3-3), (3-4)で表されるもので, Simulinkには式(3-4)の平行型の形式で実装した. SILS 用モデルは, Fig.3-14 のブロック線図の構成で実装し, $P(s)$ には非線形摩擦モデルを含む制御対象モデルを使用している.

$$C_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} \frac{1}{s} + T_d \frac{s}{(1/N)s + 1} \right) \quad (3-3)$$

$$C_{PID}(s) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{s} + K_d \cdot \frac{s}{(1/N)s + 1} \quad (3-4)$$

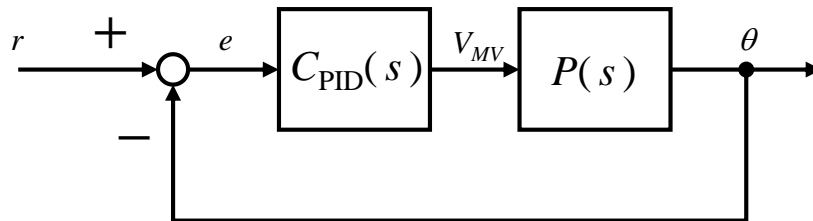


Fig.3-14 PID control system

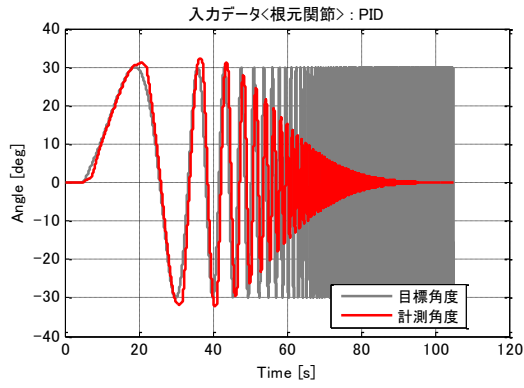
今回使用した PID コントローラのゲインは Table 3-1 となる. 両関節ともシステム同定に使用した比例ゲイン 0.75 から上げて, また根元関節については積分時間を 2.0 から 1.3 まで下げ, 角度偏差に対する操作量を増加させている.

Table 3-1 PID controller gain settings

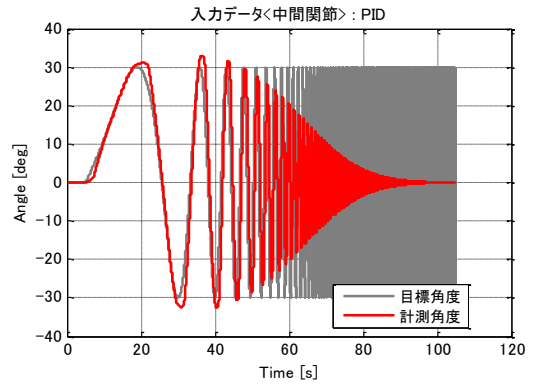
Gain	K_p	T_i	T_d	N
Bottom Joint	0.81	1.30	0	200
Middle Joint	0.88	2.0	0	200

SILS での検証条件は①対数チャープによる周波数応答, ②ステップ応答, ③ステップ外乱応答, ④平行移動モード, ⑤円旋回移動モードとする。①対数チャープによる周波数応答は, バンド幅を含め, 制御系の周波数特性を確認するために実施する。また非線形摩擦の影響を確認するため入力信号には M 系列ではなく対数チャープ信号を採用した。②ステップ応答は, 45deg に振り上げたあと, さらに 65deg まで振り上げ, 45deg に戻すという多段ステップでおこなう。立ち上がり特性や目標値付近の定常特性を確認するために実施する。③ステップ外乱応答は 45deg に振り上げたあと, 操作量に 0.5V の電圧外乱を印加し, 再び目標値に収束する過程を確認するために実施する。以上の①～③は制御系の基礎的な特性を確認するためのシミュレーションとなる。また, ④平行移動モードと⑤円旋回移動モードは, 第 2 章で設計した動作モードを指令とし, 指先軌道を確認するために実施する。

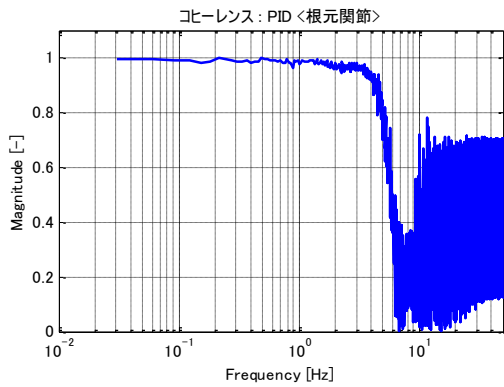
SILS 環境を用いて, PID コントローラを適用した際の①～⑤のシミュレーション結果を以下に示す。



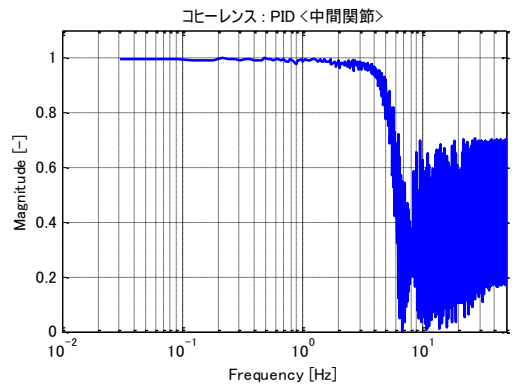
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint

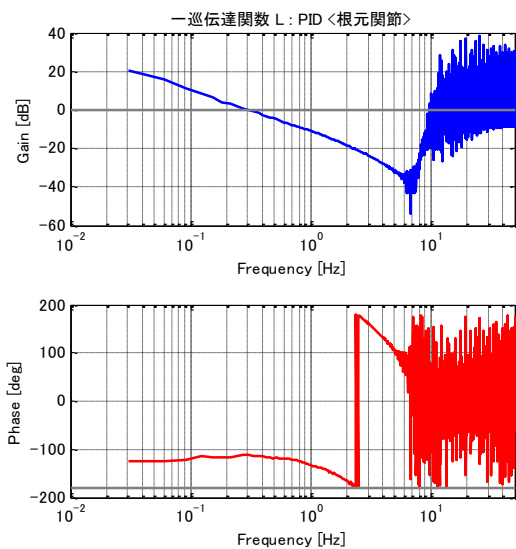


(c) Coherence of bottom joint

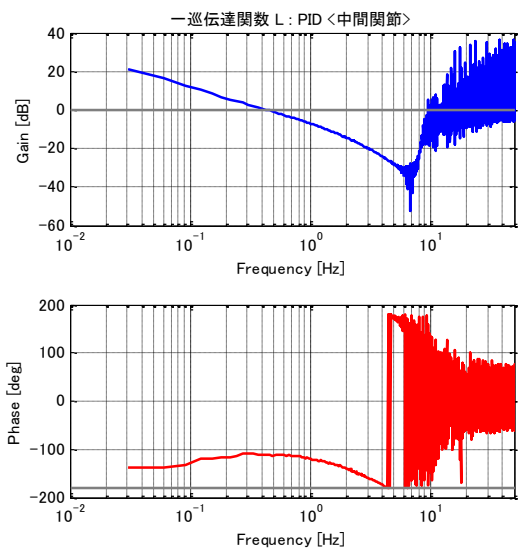


(d) Coherence of middle joint

Fig.3-15 Frequency response simulation: PID

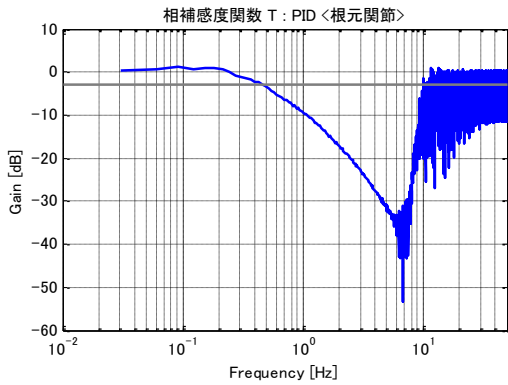


(a) Bottom joint

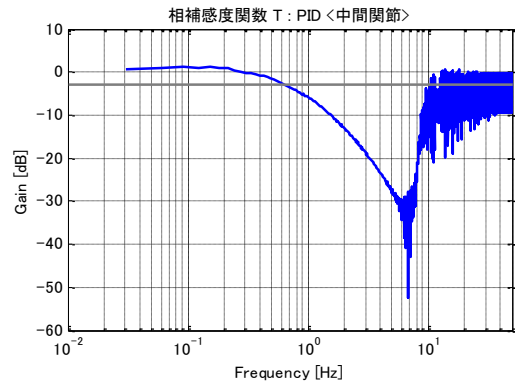


(b) Middle joint

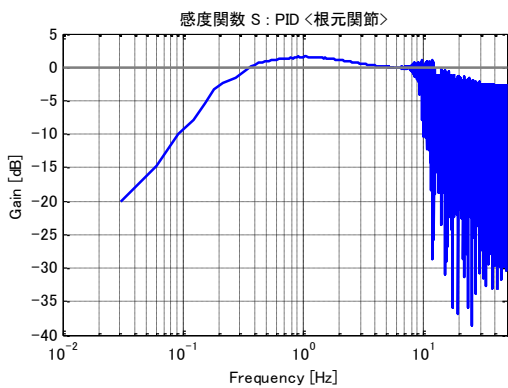
Fig.3-16 Frequency analysis of loop transfer function: PID



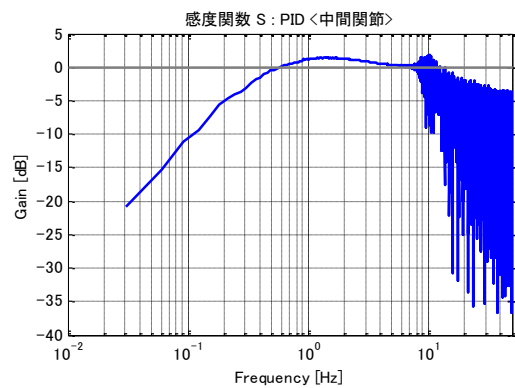
(a) Complementary sensitivity function of bottom joint



(b) Complementary sensitivity function of middle joint

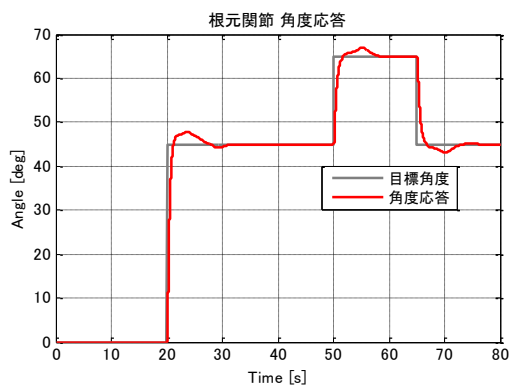


(c) Sensitivity function of bottom joint

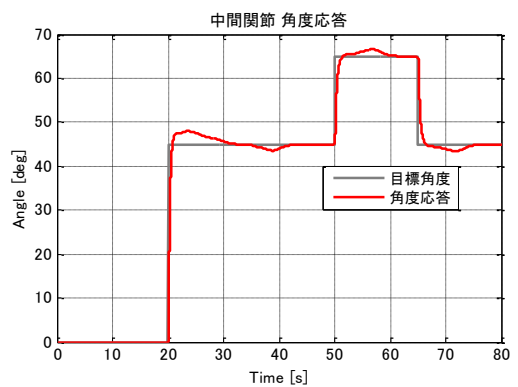


(d) Sensitivity function of middle joint

Fig.3-17 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: PID

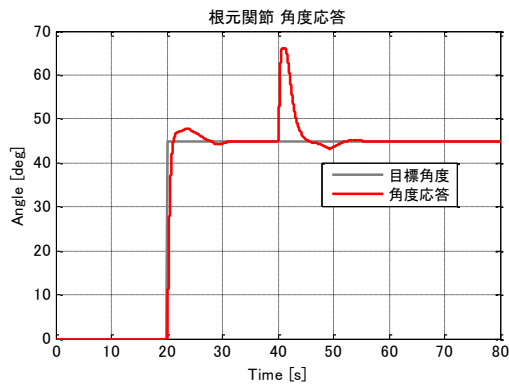


(a) Bottom joint

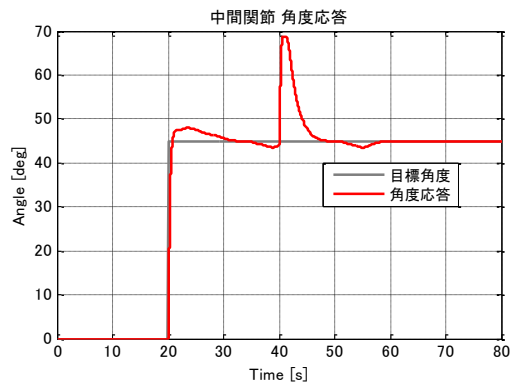


(b) Middle joint

Fig.3-18 Step response simulation: PID

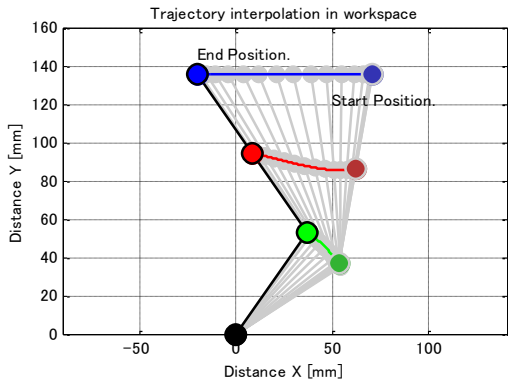


(a) Bottom joint

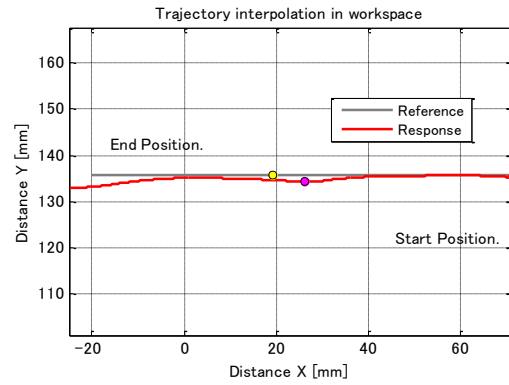


(b) Middle joint

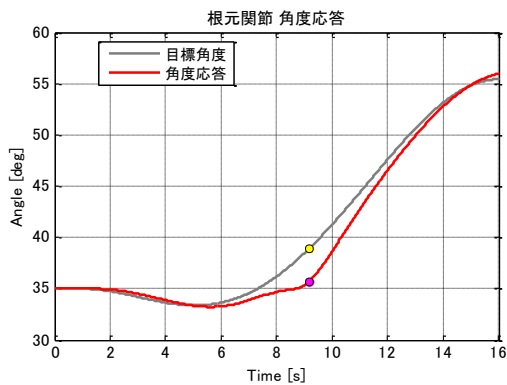
Fig.3-19 Disturbance response simulation: PID



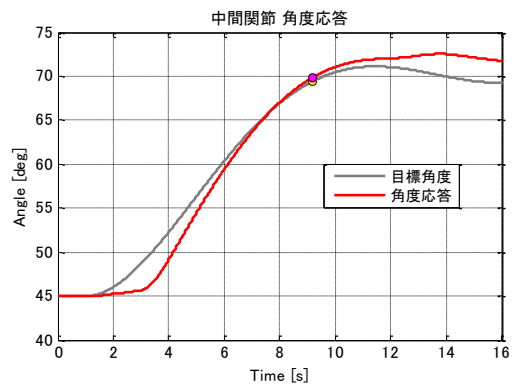
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

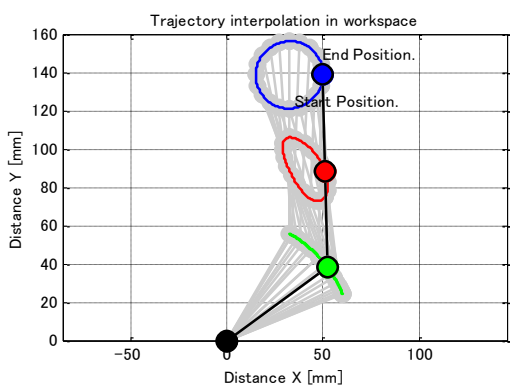


(c) Joint trajectory of bottom

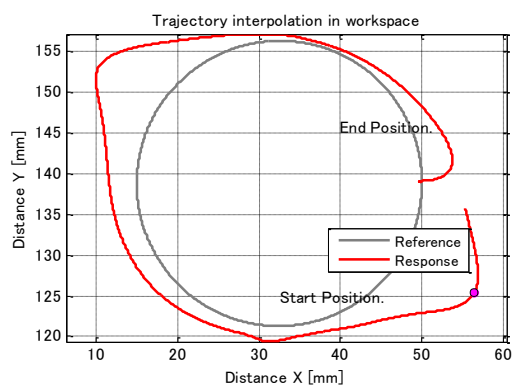


(d) Joint trajectory of middle

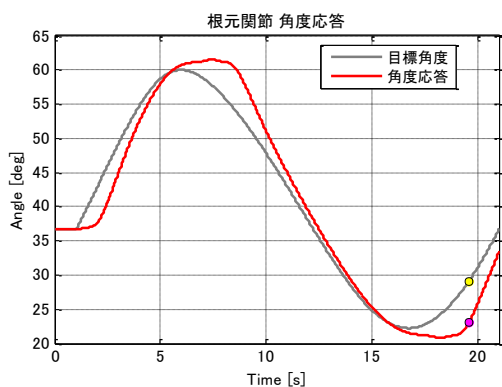
Fig.3-20 Translation mode simulation: PID



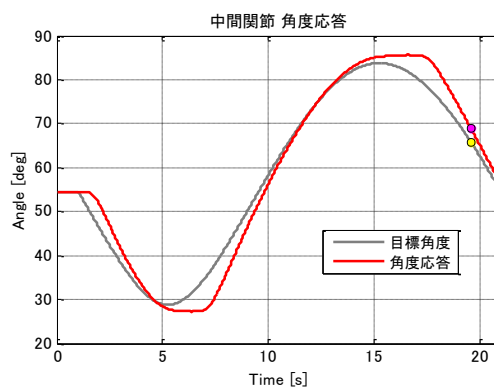
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

Fig.3-21 Circular mode simulation: PID

3.3 μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用

シミュレーションにより PID 制御ではスティックスリップ現象の主な原因となる非線形摩擦を抑制することが難しいことがわかった。そこで、他の制御手法として μ -Synthesis と外乱オブザーバを併用する制御系を試みた。 μ -Synthesis により制御対象の不確かさ(構造的な不確かさ)に対し、ロバストな安定性を確保し、追従性能が劣る部分に関しては外乱オブザーバを併用することで、その改善を狙った。

3.3.1 μ -Synthesis によるコントローラの設計

μ -Synthesis は、構造的な不確かさを有するシステムに対するロバスト制御系設計法で、特にロバスト制御性能を達成する制御系の構成に有用であることが知られている。一般的には近似解法である D-K イテレーションが用いられ、 H_∞ 制御と μ -Analysis を組み合わせた計算プロセスを持ち、スケーリング行列 D とコントローラ K を繰り返し計算し、評価指標であるスケーリングされた閉ループ系伝達関数を最小化する問題に帰着して最適なコントローラを算出する。よって、 μ -Synthesis により算出されるコントローラは構造化特異値に基づくロバスト性能条件を満たす、 H_∞ コントローラの一つとみなすことができる。

今回のマニピュレータシステムでは、フィードバック制御系を Fig.3-22 のように制御対象の入力側に変動のクラスが Δ_M となる乗法的な不確かさを仮定し、仮想的な性能ブロック Δ_P を導入して拡張したシステムとした。

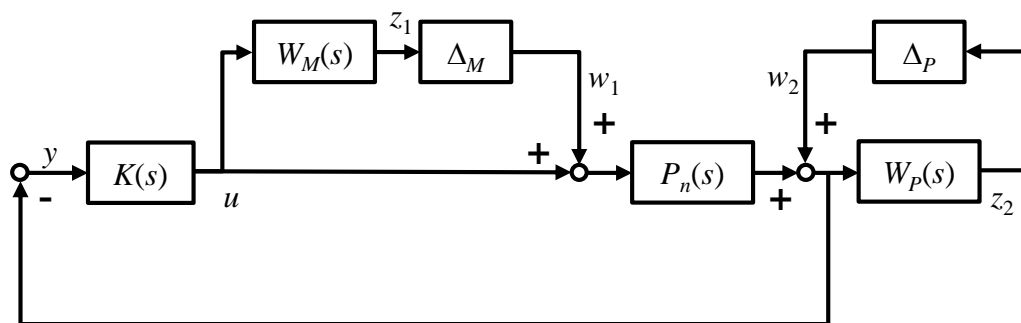


Fig.3-22 Feedback control system for μ -Synthesis

ただし、 $P_n(s)$ は制御対象のノミナルモデル、 $K(s)$ はフィードバックコントローラ、 $W_M(s)$ と $W_P(s)$ は重み関数を表す。

Fig.3-22 に対し, $P_n(s)$ と $W_M(s)$, $W_p(s)$ を一つにまとめた一般化プラント G を導入し, 不確かさと一般化プラント G , コントローラ K による閉ループ系を構成すると Fig.3-23 となる.

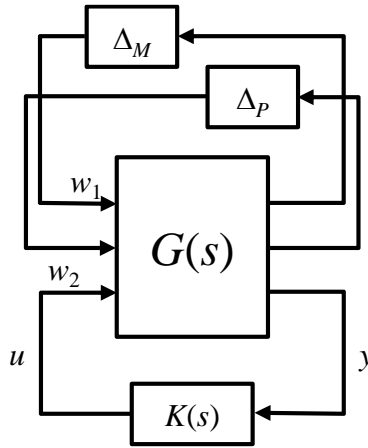


Fig.3-23 Generalized plant and feedback system

ここで, Δ_M と Δ_P を式(3-5)のように一つにまとめ, 一般化プラント G のコントローラ K による下側線形分数変換 N を式(3-6)のように定義すると

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_M & 0 \\ 0 & \Delta_P \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$N = F_l(G, K) \quad (3-6)$$

Fig.3-23 は Fig.3-24 のような N と Δ による閉ループ系で表すことができる.

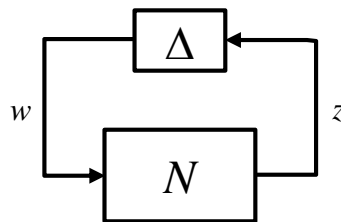
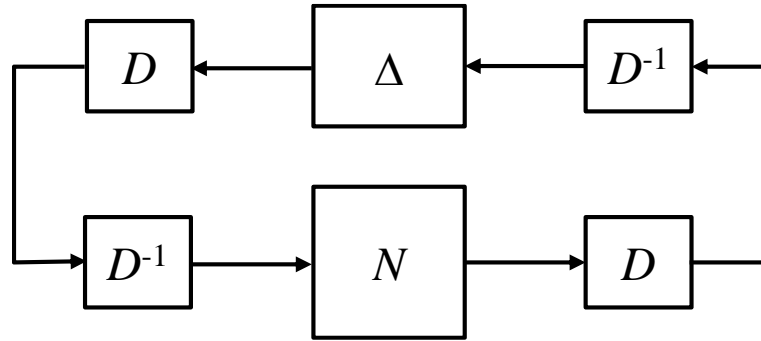


Fig.3-24 feedback system of Δ and N

Fig.3-24 の閉ループ系に対し、スケーリング付きの H_∞ コントローラ設計問題に帰着し、Fig.3-25 のスケーリングされた閉ループ系の構造化特異値 μ を最小化するように、D-K イテレーションによりコントローラを算出する。



$$\mu_\Delta(M) = \mu_\Delta(DND^{-1}) \leq \inf_{D \in \mathcal{D}} \bar{\sigma}(DND^{-1})$$

Fig.3-25 Scaled H_∞ control

ただし、 D はスケーリング行列を表す。

重み関数を設計するためには、制御対象の不確かさを見積もる必要があるが、ここでは不確かさを含む制御対象モデルを式(3-7)のように定義し、

$$P_{\text{unc}}(s) = \frac{K_{\text{unc}} \cdot K_{\text{mdl}} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{\text{ep}} \times 10^6}{(Js^2 + Ds + K)(T_{\text{ep}}s + 1)} e^{-T_{\text{dy}} \cdot s} \quad (3-7)$$

$$K_{\text{min}} \leq K_{\text{unc}} \leq K_{\text{max}} \quad (3-8)$$

乗法的不確かさ $\Delta_m(s)$ を式(3-9)で表した。

$$\Delta_m(s) = 1 - \frac{P_{\text{unc}}(s)}{P_n(s)} \quad (3-9)$$

むだ時間要素を 8 次パデ近似でモデル化し、算出したゲイン特性を Fig.3-26, Fig.3-27 に示す。

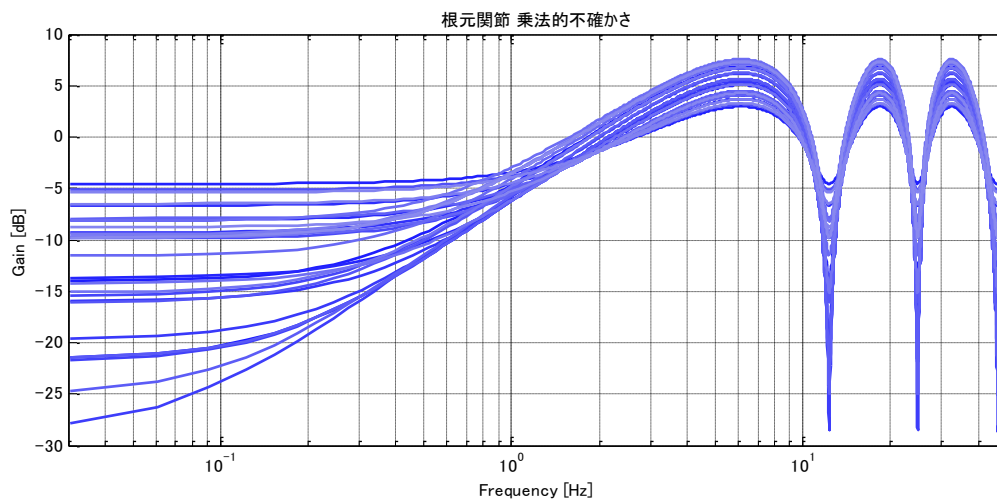


Fig.3-26 Multiplicative uncertainty of bottom joint

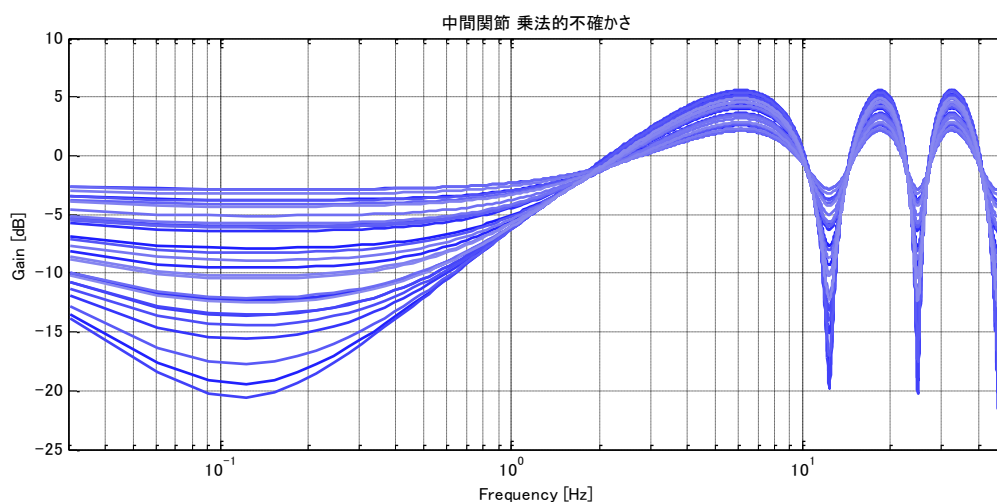


Fig.3-27 Multiplicative uncertainty of middle joint

Fig.3-26 は根元関節, Fig.3-27 は中間関節の乗法的な不確かさを表す.

根元関節については、まず、モデルの不確かさに対する重み関数 $W_M(s)$ は Fig.3-28 のように乗法的な不確かさを覆うように設計した。制御性能に対する重み関数 $W_P(s)$ は擬似的な積分特性を持たせ、低周波数帯域でゲインが高くなるように設計した。 $W_M(s)$ と $W_P(s)$ は式(3-10), (3-11)となる。

$$W_M(s) = W_T(s) = \frac{3.16(s + 4.87)}{s + 25.83} \quad (3-10)$$

$$W_P(s) = W_S(s) = \frac{0.60(s + 0.21)}{s + 6.28 \times 10^{-4}} \quad (3-11)$$

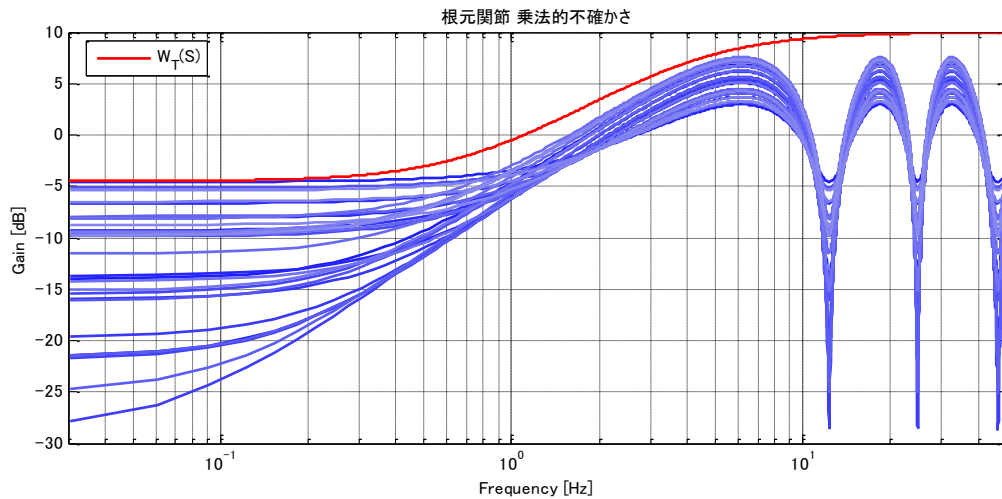


Fig.3-28 Multiplicative uncertainty and weight function $W_M(s)$ of bottom joint

このとき、式(3-12)のような μ -Synthesis コントローラが得られた。

$$K_{\mu_BJ}(s) = \frac{47.69(s + 23.64)(s + 3.56)(s + 1.14)(s + 0.32)(s + 0.19)}{(s + 155.40)(s + 7.89)(s + 3.82)(s + 1.29)(s + 0.34)(s + 6.28 \times 10^{-4})} \quad (3-12)$$

得られたコントローラは9次となったが、ハンケル特異値による平衡化打切法により6次まで低次元化した。算出したコントローラのボード線図を Fig.3-29 に示す。

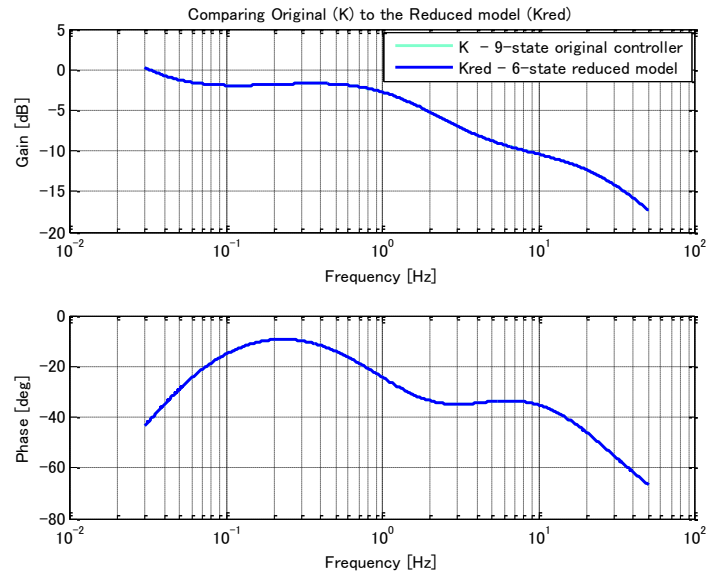


Fig.3-29 Bode diagram of bottom joint μ -Synthesis controller

コントローラの演算周期は 1kHz となるため、サンプリング定理により考慮できる周波数は 0.5kHz、これを極に換算すると $-0.5 \times 1000 \times 2 \times \pi i = -3141.59 \div -3100.00$ となり、式 (3-12) のコントローラにはこれより小さい極は含まれないため、そのまま双一次変換により離散化する。また、式 (3-12) のコントローラを用いた相補感度関数 $T(s)$ 、感度関数 $S(s)$ 、のボード線図を Fig.3-30 に示す。

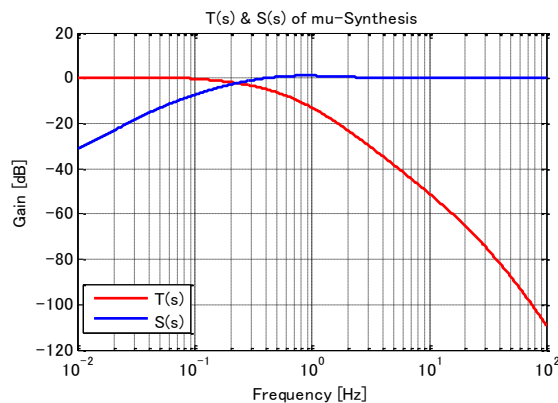


Fig.3-30 Bode diagram of bottom joint complementary sensitivity function and sensitivity function

中間関節については、まず、モデルの不確かさに対する重み関数 $W_M(s)$ は Fig.3-31 のように乗法的な不確かさを覆うように設計した。制御性能に対する重み関数 $W_P(s)$ は擬似的な積分特性を持たせ、低周波数帯域でゲインが高くなるように設計した。 $W_M(s)$ と $W_P(s)$ は式(3-13), (3-14)となる。

$$W_M(s) = W_T(s) = \frac{2.51(s+8.48)}{s+28.41} \quad (3-13)$$

$$W_P(s) = W_S(s) = \frac{0.53(s+0.24)}{s+1.26 \times 10^{-4}} \quad (3-14)$$

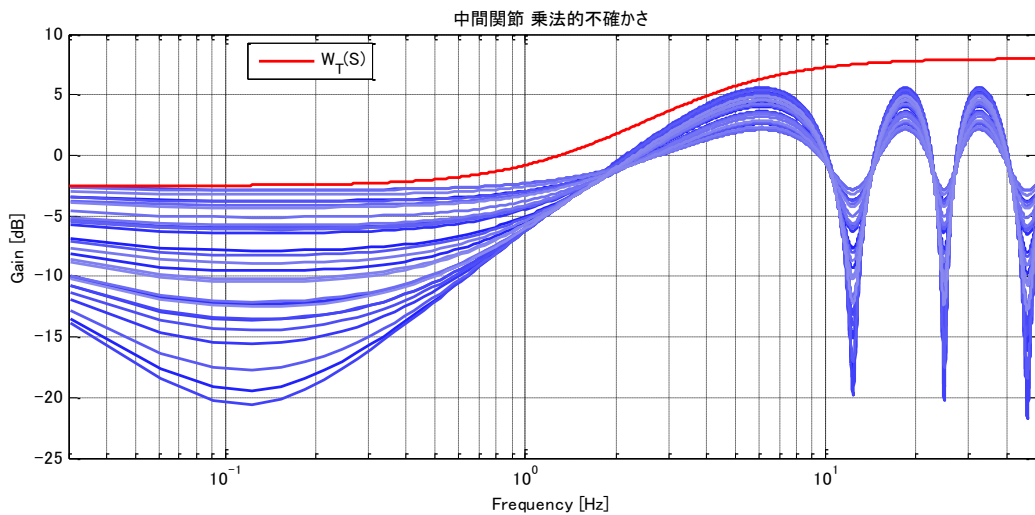


Fig.3-31 Multiplicative uncertainty and weight function $W_M(s)$ of middle joint

このとき、式(3-15)のような μ -Synthesis コントローラが得られた。

$$K_{\mu_MJ}(s) = \frac{225.53(s+74.67)(s+26.29)(s+4.62)(s+1.39)(s+0.36)(s+0.21)}{(s+571.70)(s+74.38)(s+12.41)(s+5.12)(s+1.57)(s+0.38)(s+1.26 \times 10^{-4})} \quad (3-15)$$

得られたコントローラは9次となったが、ハンケル特異値による平衡化打切法により7次まで低次元化した。算出したコントローラのボード線図を Fig.3-32 に示す。

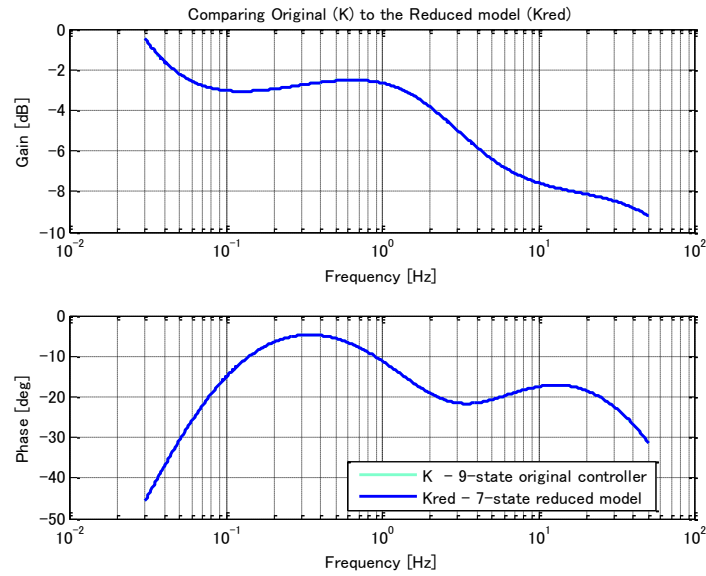


Fig.3-32 Bode diagram of middle joint μ -Synthesis controller

根元関節のときと同様に、式(3-15)のコントローラを双一次変換により離散化する。また、式(3-15)のコントローラを用いた相補感度関数 $T(s)$ 、感度関数 $S(s)$ 、のボード線図を Fig.3-33 に示す。

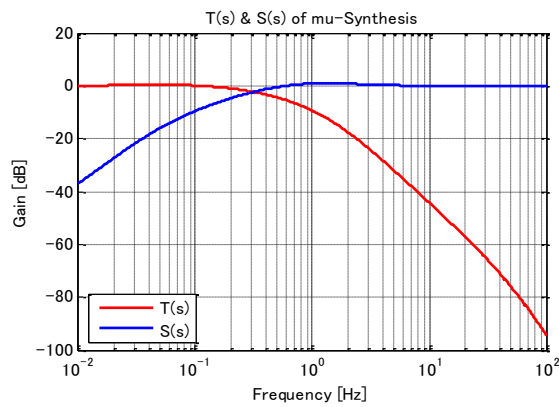


Fig.3-33 Bode diagram of middle joint complementary sensitivity function and sensitivity function

3.3.2 外乱オブザーバの設計

外乱オブザーバは、状態量を推定するように制御対象に印加される外乱を推定し、それを利用して効率よく外乱を抑制する制御手法である。

ここでは、Fig.3-34 に示した制御系に印加される外乱を制御対象の入力側に集約し、外乱オブザーバを定式化して外乱を推定する。

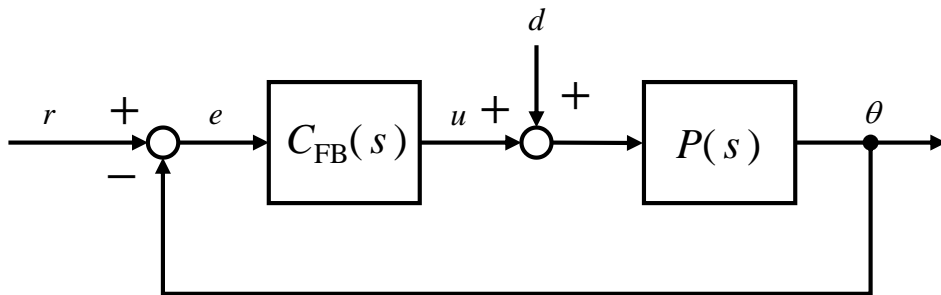


Fig.3-34 Feedback system including a disturbance

外乱を含む制御対象のノミナルモデルの状態方程式を次式のように定義する。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{p_n} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{p_n} [u(t) + d(t)] \\ y(t) = \mathbf{C}_{p_n} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (3-16)$$

ここで、外乱をステップと仮定すると次の関係式が成立する。

$$\dot{d}(t) = 0 \quad (3-17)$$

以上から、外乱 $d(t)$ を状態量に加え拡張した状態方程式を次のように定義する。

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \dot{d}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{P_n} & \mathbf{B}_{P_n} \\ \mathbf{0}_{[1 \times \text{size}(\mathbf{A}_{P_n}, 2)]} & \mathbf{0}_{[1 \times \text{size}(\mathbf{B}_{P_n}, 2)]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{P_n} \\ \mathbf{0}_{[1 \times \text{size}(\mathbf{B}_{P_n}, 2)]} \end{bmatrix} u(t) \\ y(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{P_n} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \\ d(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{[1 \times \text{size}(\mathbf{C}_{P_n}, 2)]} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3-18)$$

ただし, $\text{size}(M, 1)$, $\text{size}(M, 2)$ は行列 M の行数, 列数を表す. ここで, 式(3-18)に \mathbf{A}_e , \mathbf{B}_e , \mathbf{C}_{e1} , \mathbf{C}_{e2} , $\mathbf{x}_e(t)$ を導入して状態方程式を整理すると式(3-19)のように表され,

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}}_e(t) = \mathbf{A}_e \mathbf{x}_e(t) + \mathbf{B}_e u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_{e1} \mathbf{x}_e(t) \\ d(t) = \mathbf{C}_{e2} \mathbf{x}_e(t) \end{array} \right. \quad (3-19)$$

また, 状態量を推定するモデルを式(3-20)のように定義すると

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_e(t) = \mathbf{A}_e \hat{\mathbf{x}}_e(t) + \mathbf{B}_e u(t) \\ \hat{y}(t) = \mathbf{C}_{e1} \hat{\mathbf{x}}_e(t) \end{array} \right. \quad (3-20)$$

状態量の推定誤差は次のように定義される.

$$e(t) = \mathbf{x}_e(t) - \hat{\mathbf{x}}_e(t) \quad (3-21)$$

推定値 \hat{x}_e の真値 x_e への収束速度は \mathbf{A}_e の固有値に依存するので, 式(3-22)のように, 出力 $y(t)$ と推定出力 $\hat{y}(t) = \mathbf{C}_{e1} \hat{x}_e(t)$ の差にゲイン \mathbf{K}_e を掛けて, 推定した状態量の微分値に加えることで, モデルの極を再配置し, 真値への収束速度を向上させることを考える.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_e(t) = \mathbf{A}_e \hat{\mathbf{x}}_e(t) + \mathbf{B}_e u(t) + \mathbf{K}_e [y(t) - \mathbf{C}_{e1} \hat{\mathbf{x}}_e(t)] \quad (3-22)$$

また, 式(3-22)を変形すると次式が得られ, さらに推定外乱 \hat{d} を加えた式(3-23)と(3-24)を外乱オブザーバとして使用する.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_e(t) = [\mathbf{A}_e - \mathbf{K}_e \mathbf{C}_{e1}] \hat{\mathbf{x}}_e(t) + [\mathbf{K}_e \quad \mathbf{B}_e] \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$\hat{d}(t) = \mathbf{C}_{e2} \hat{\mathbf{x}}_e(t) \quad (3-24)$$

Fig.3-35 に外乱オブザーバを併用したブロック線図を示す.

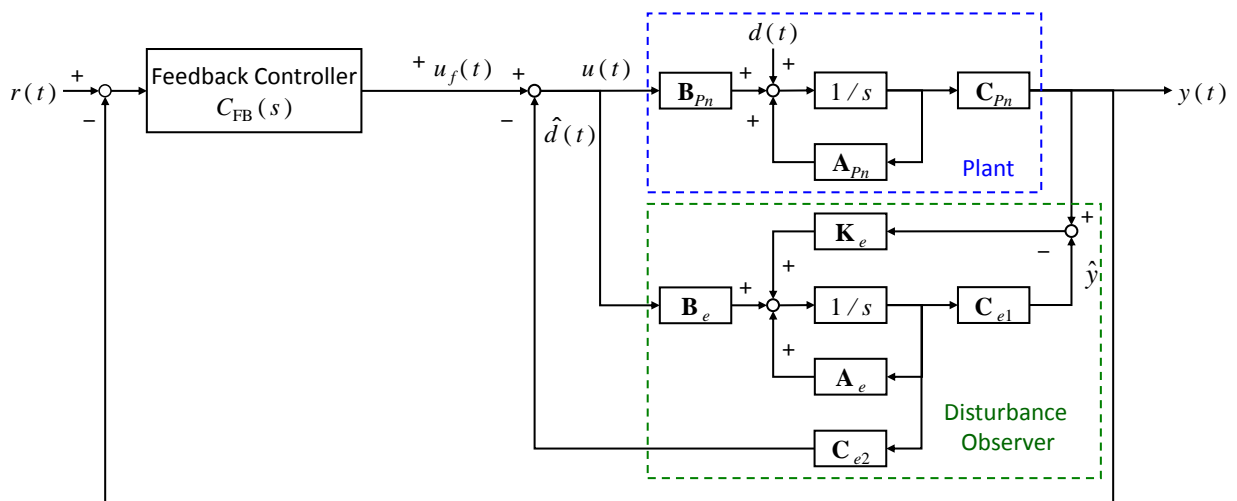


Fig.3-35 Disturbance canceling control system

また, Fig.3-36 に μ -Synthesis で設計した根元関節, 中間関節の制御系に外乱オブザーバを併用したときの感度関数のボード線図を示す. ここで, 根元関節の極は-20, 中間関節の極は-25 の重解に指定した. 外乱オブザーバを併用することで低周波数帯域の感度関数ゲイン特性が減少することから, 性能の向上が期待

できる. Fig.3-36 (a)から 0.01Hz で根元関節は, -31dB から-68dB, Fig.3-36 (b)から中間関節は, -36dB から -76dB にゲイン特性が整形される.

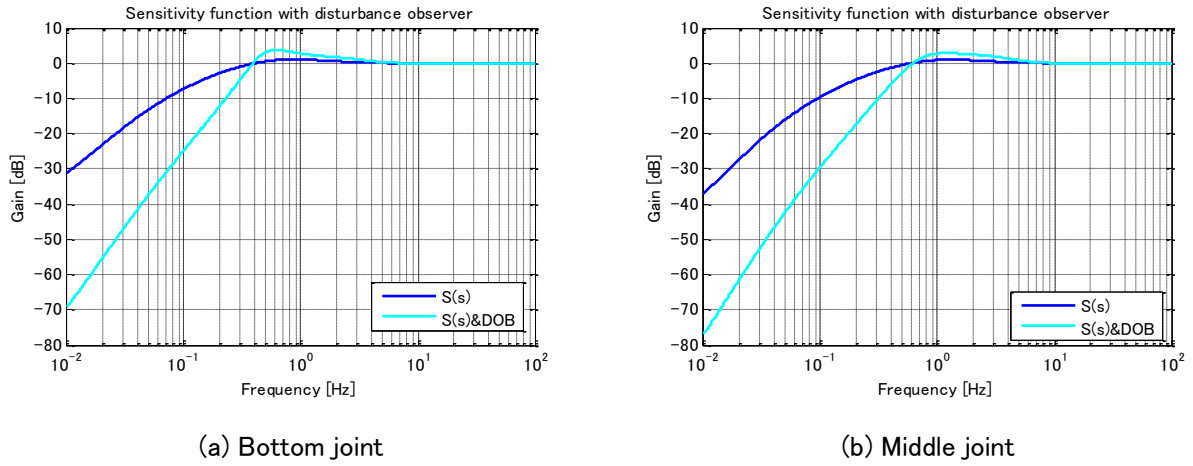


Fig.3-36 Sensitivity function performance with disturbance observer

3.3.3 μ -Analysis によるフィードバック系の評価

フィードバック系の構造的な不確かさに対する制御系のロバスト性を解析するためには, 構造化特異値 μ が使用される. Fig.3-24 のような閉ループ系に対し, 行列 N , Δ が安定なとき, 構造的な不確かさを表現するために次のようなブロック構造を考える.

$$\Delta = \left\{ \text{diag} \left(\delta_1 I_{r_1}, \dots, \delta_S I_{r_S}, \Delta_1, \dots, \Delta_F \right) : \delta_i \in \mathbb{C}, \Delta_j \in \mathbb{C}^{m_j \times m_j} \right\} \quad (3-25)$$

ここで, Δ のサイズを n とすると

$$\sum_{i=1}^S r_i + \sum_{j=1}^F m_j = n \quad (3-26)$$

が成立する. 最初の S 個の $\delta_i I_{r_i}$ は重複スカラーブロック, 残りの F 個の Δ_i はフルブロックと呼ばれる. 以上のも
とで, 構造化特異値 μ は次のように定義される.

定義

ブロック対角化行列の集合 $\Delta \in C^{n \times n}$ と任意に与えられた行列 $M \in C^{n \times n}$ に対して構造化特異値 $\mu_\Delta(N)$ は次式で定義される.

$$\mu_\Delta(N) := \frac{1}{\min \{ \bar{\sigma}(\Delta) : \Delta \in \Delta, \det(I - N\Delta) = 0 \}} \quad (3-27)$$

ただし, $\det(I - N\Delta) = 0$ となる $\Delta \in \Delta$ が存在しない場合, $\mu_\Delta(N) := 0$ とする.

ここで, $\bar{\sigma}(\cdot)$ は行列の最大特異値を表す. このように構造化特異値 $\mu_\Delta(N)$ は行列 N に対してだけでなく, ブロック構造 Δ にも依存している. 構造化特異値 $\mu_\Delta(N)$ の直感的な解釈としては, 次のように考えることができる. Fig.3-24 の閉ループ系は

$$z = Nw, w = \Delta z \quad (3-28)$$

と表される. もし, $I - M\Delta$ が正則ならば, $z = w = 0$ が式(3-28)の唯一の解となる. しかし, $I - M\Delta$ が正則でない倍, その解は無数に存在し, したがって $\|z\|$ や $\|w\|$ はいくらでも大きくなる. そこで, 便宜上 0を唯一解としてもつ場合を安定, そうでない場合を不安定と呼ぶことにすると, $\mu_\Delta(N)$ はこの閉ループ系を不安定とする最小の構造の Δ の大きさを示すことがわかる.

続いて, 構造化特異値 μ を用いたロバスト性解析について考える. ノミナルモデル P_n と乗法的な不確かさ Δ_M からなる次のプラント集合を考える.

$$P = \{ P_n(1 - \Delta_M W_M) : \|\Delta_M\|_\infty < 1 \} \quad (3-29)$$

ここでスカラの周波数重み W_M はノミナルモデルに対する不確かさの相対的な大きさを表す. このようにプラントの集合を考え, ロバスト外乱抑制の概念を次のように定義する.

定義

外乱抑制の制御性能を $\|W_p S\|_\infty < \gamma$ となるように考える。ここで、 $S := (I + PK)^{-1}$ である。また、 W_p は外乱抑制に関する周波数重みを表す。このとき、コントローラ K が、式 (3-29) で定義されるプラントの集合すべてに対して外乱抑制の制御性能を保持するとき、ロバスト性能を達成する。

構造化特異値 μ を用いてロバスト性能を解析する方法について考える。一般化プラント G は、ノミナルモデル P_n に加え、不確かさに関する重み、制御性能に関する重みなどのロバスト性の指標となる情報が記述されている。ここで、Fig.3-37 より一般化プラント G は、3入力・3出力の系となることから、これに対応するように次式で表す。

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

次に、このプラントの閉ループ系を安定にするコントローラ K が設計されたとすると、観測出力 y から、制御入力 u へのフィードバック $u = Ky$ により Fig.3-38 の閉ループ系が構成される。ここで、

$$N = \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

$$N_{ij} := G_{ij} + G_{i3} (I - KG_{33})^{-1} KG_{3j} \quad (3-32)$$

である。まず $\Delta = 0$ のときを考えると、入力 d から出力 e までの伝達関数 N_{22} はノミナル性能を表すことになる。一方、入力 w から出力 z までの伝達関数 N_{11} は、ロバスト安定性を表すことになる。Fig.3-38 において N は安定とすると、この制御系に対するロバスト性の解析に関して、次の結果が得られる。

定理

1.ノミナル性能の必要十分条件は、次式が成り立つことである。

$$\bar{\sigma}[N_{22}(j\omega)] < 1, \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (3-33)$$

2.ロバスト安定性の必要十分条件は、次式が成り立つことである。

$$\bar{\sigma}[N_{11}(j\omega)] < 1, \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (3-34)$$

3.ロバスト性能の必要十分条件は、次式が成り立つことである。

$$\mu_{\Delta}(M(j\omega)) < 1, \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (3-35)$$

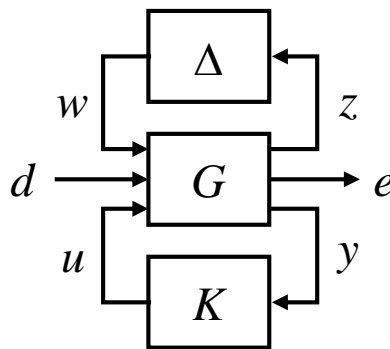


Fig.3-37 Uncertain feedback system

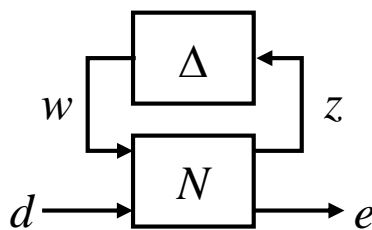


Fig.3-38 Robust analysis problem

前述の定理から、構造化特異値 μ が1未満であれば、ロバスト制御性能が満たされることから、設計したコントローラに加え、比較のため、先ほど設計したPIDコントローラを用いてフィードバック系を構成し、 μ -Analysisをおこなった。両関節の μ プロットを Fig.3-39と Fig.3-40、ロバスト性能、ロバスト安定性、ノミナル性能の指標値を Table 3-2 に示す。

PIDコントローラに関しては、ロバスト性能、ロバスト安定性、ノミナル性能、どの μ のプロットも1を超え、性能を満たさないことがわかった。

μ -Synthesisコントローラについては、特にロバスト安定性が良くなるように重み関数を調整した結果がよく現れている。

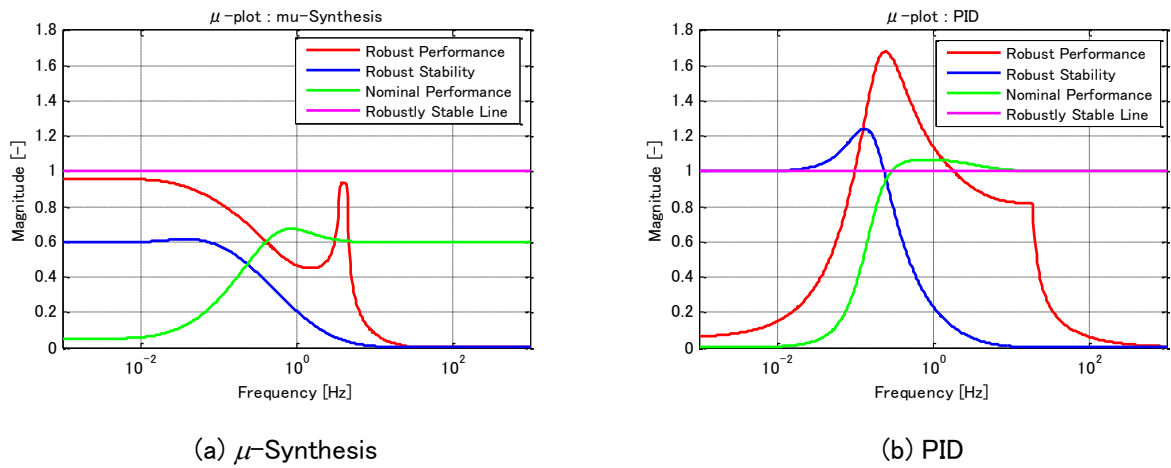


Fig.3-39 μ -Analysis of bottom joint

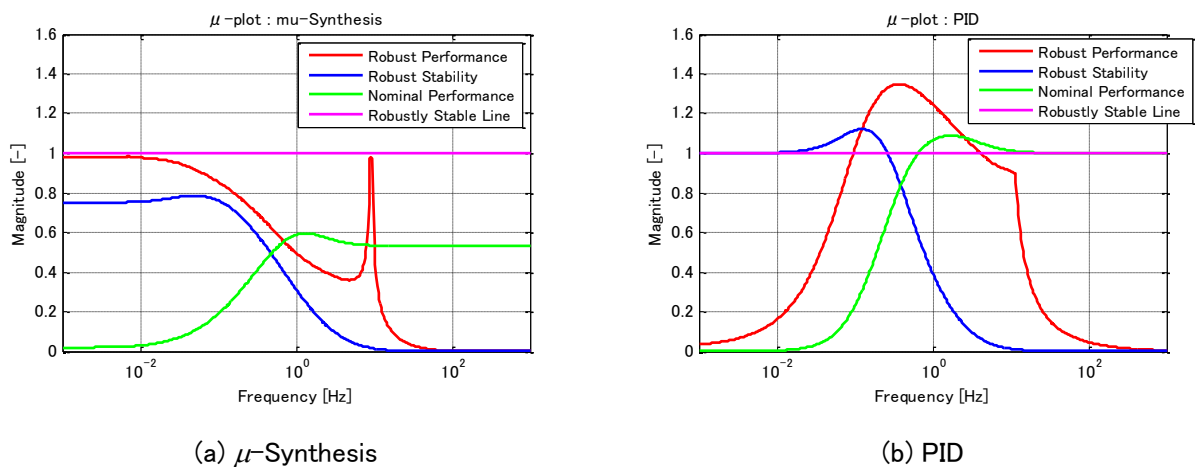


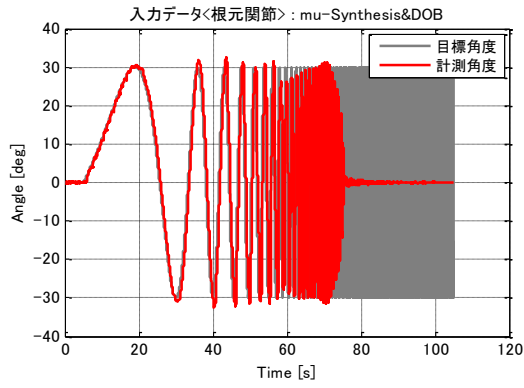
Fig.3-40 μ -Analysis of middle joint

Table 3-2 Result of μ -Analysis

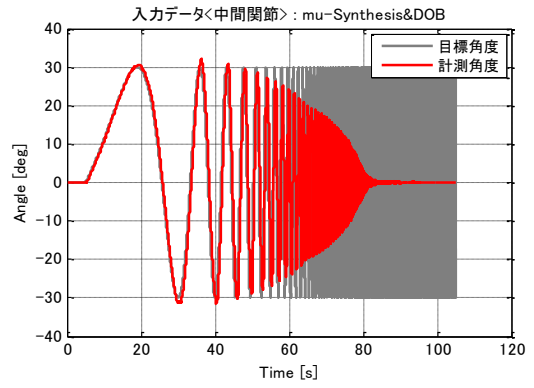
Joint	Bottom joint		Middle joint	
	μ -Synthesis	PID	μ -Synthesis	PID
Robust Performance	0.96	1.68	0.98	1.35
Robust Stability	0.62	1.24	0.79	1.12
Nominal Performance	0.67	1.07	0.60	1.09

ロバスト性を考慮した際、コントローラが保守的な特性となることがあるため、外乱オブザーバを併用して制御性能を向上させることを試みる。

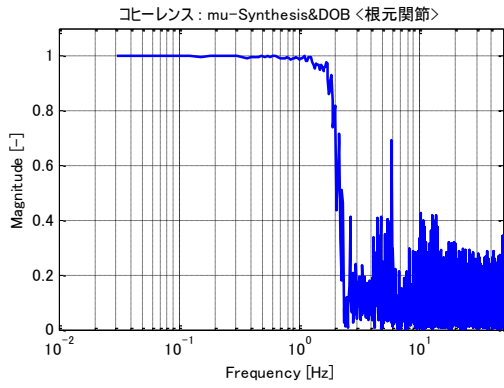
この SILS 環境を用いて、①対数チャープによる周波数応答、②ステップ応答、③ステップ外乱応答、④平行移動モード、⑤円旋回移動モードのシミュレーションをおこなった結果を以下に示す。



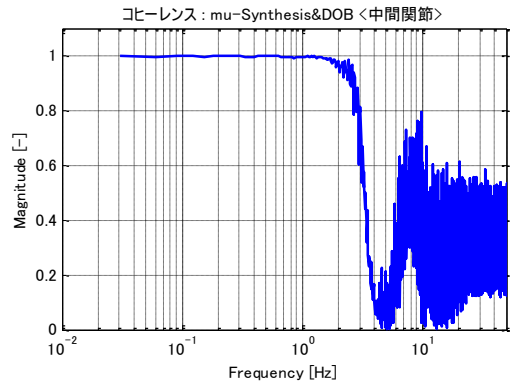
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint

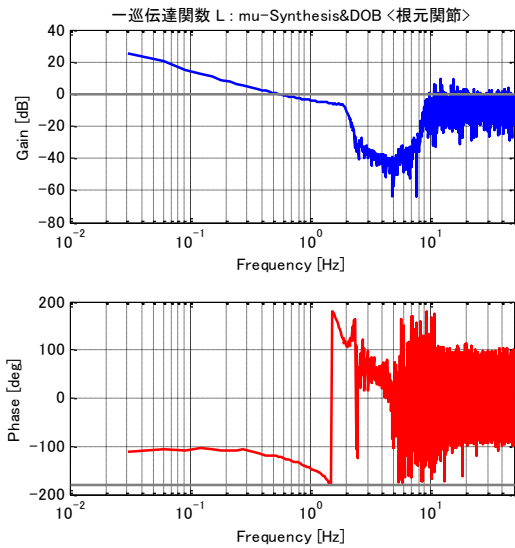


(c) Coherence of bottom joint

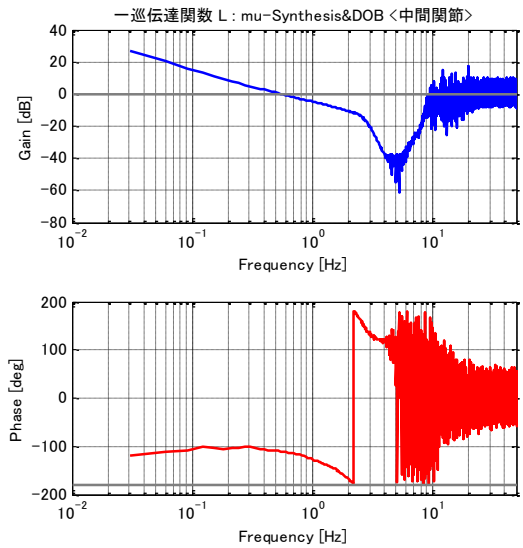


(d) Coherence of middle joint

Fig.3-41 Frequency response simulation: μ -Synthesis and disturbance observer

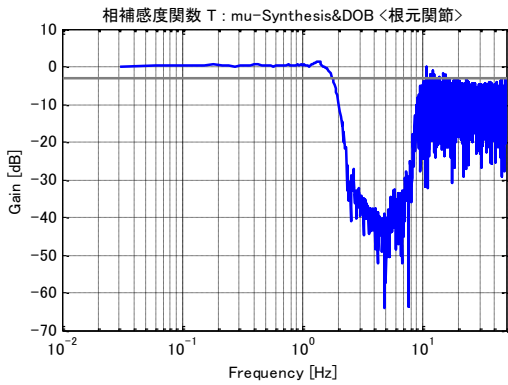


(a) Bottom joint

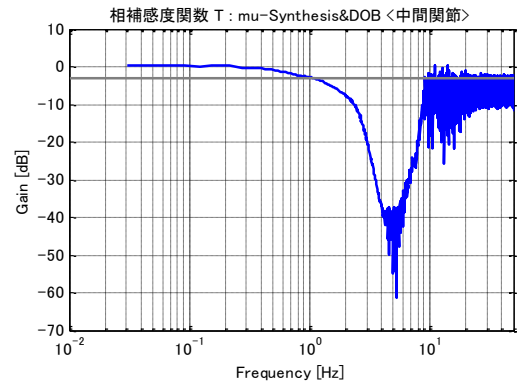


(b) Middle joint

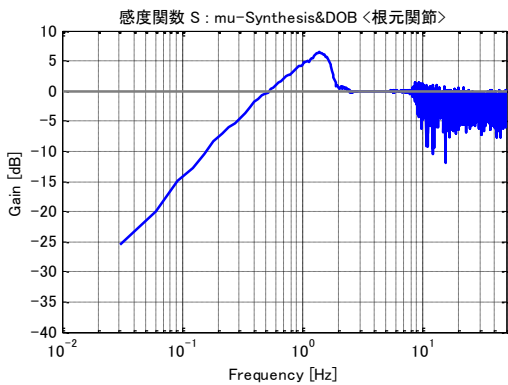
Fig.3-42 Frequency analysis of loop transfer function: μ -Synthesis and disturbance observer



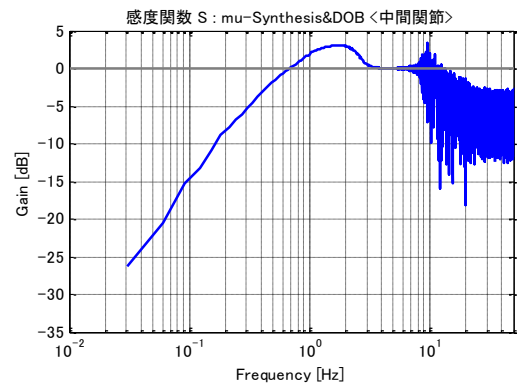
(a) Complementary sensitivity function of bottom joint



(b) Complementary sensitivity function of middle joint

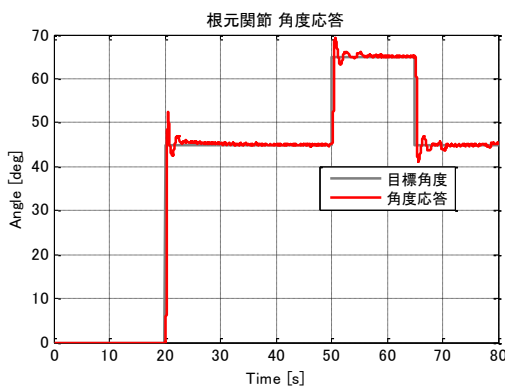


(c) Sensitivity function of bottom joint

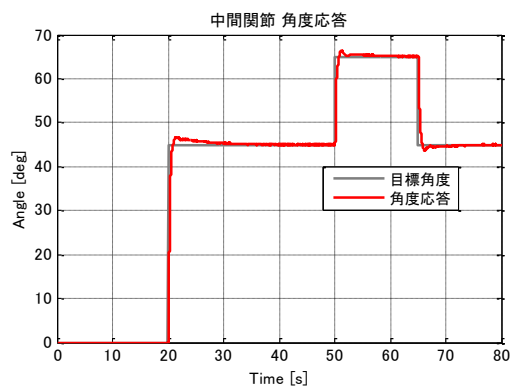


(d) Sensitivity function of middle joint

Fig.3-43 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: μ -Synthesis and disturbance observer

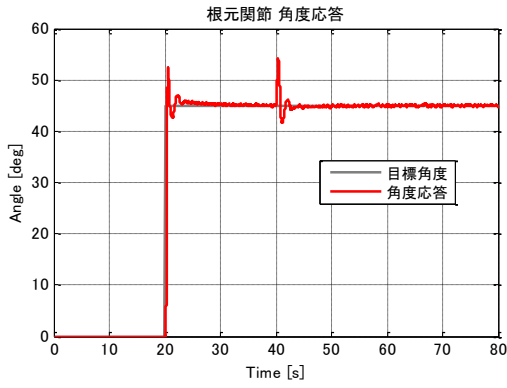


(a) Bottom joint

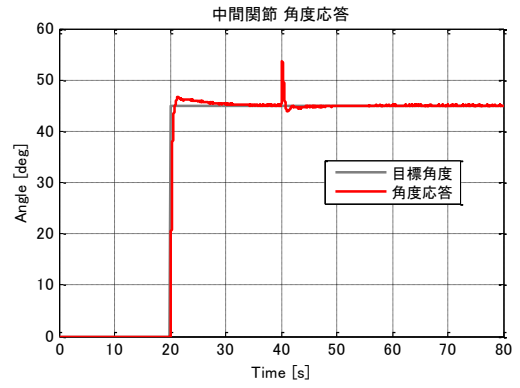


(b) Middle joint

Fig.3-44 Step response simulation: μ -Synthesis and disturbance observer

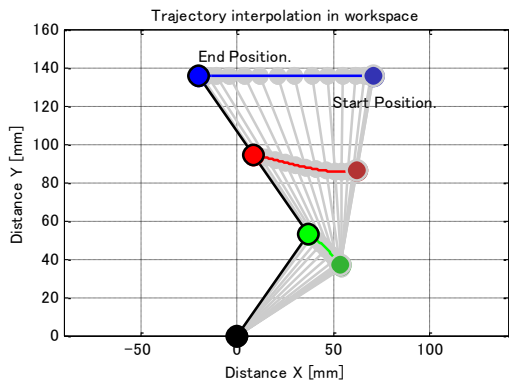


(a) Bottom joint

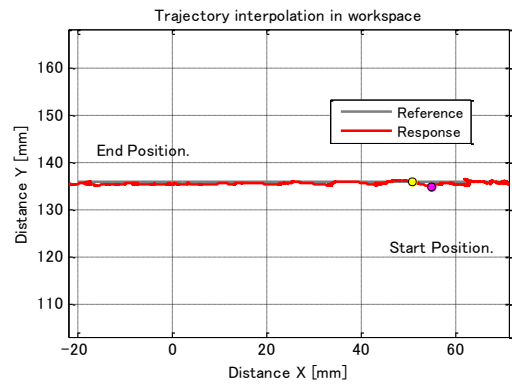


(b) Middle joint

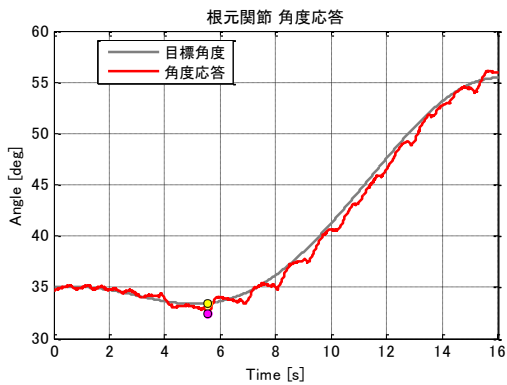
Fig.3-45 Disturbance response simulation: μ -Synthesis and disturbance observer



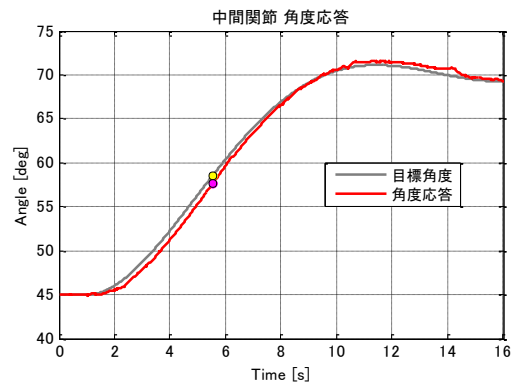
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

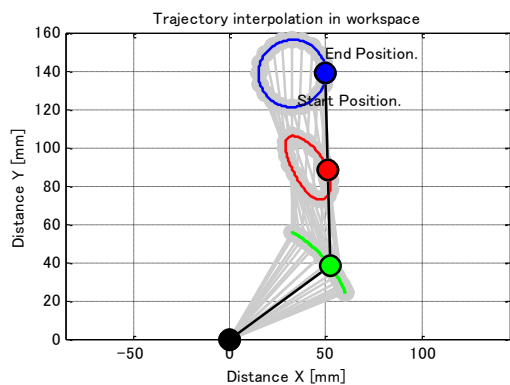


(c) Joint trajectory of bottom

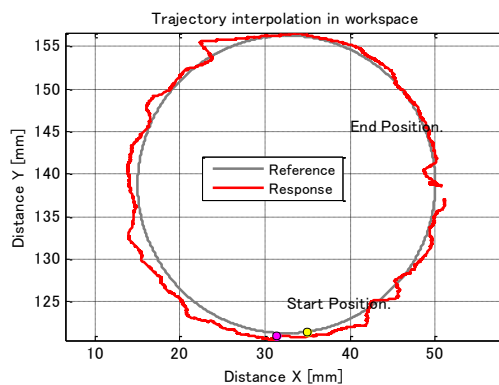


(d) Joint trajectory of middle

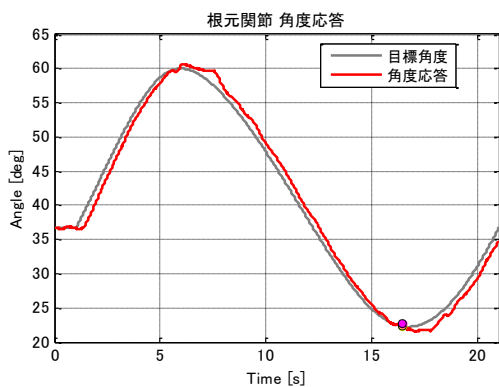
Fig.3-46 Translation mode simulation: μ -Synthesis and disturbance observer



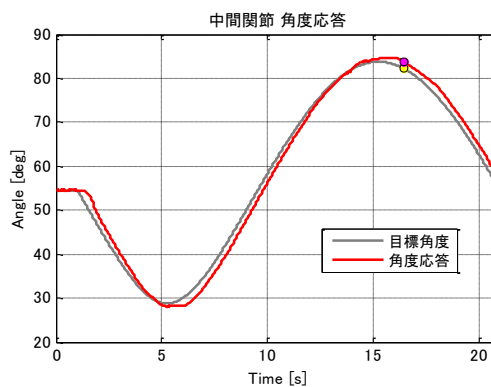
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

Fig.3-47 Circular mode simulation: μ -Synthesis and disturbance observer

3.4 SAC(Simple Adaptive Control : 単純適応制御)

単純適応制御 (Simple Adaptive Control : 以下 SAC と略記) は, 1982 年に Sobel, Kaufman および Mabus によって最初に提案され, その後, Bar-Kana らによって検討が試みられた. 日本では, 岩井らによって研究および拡張が続けられてきた. 通常の適応制御系の問題点の一つは, 適応コントローラ構成の複雑さである. たとえば, 連続系に対する適応制御系では, 一般にコントローラ内部にフィルタとパラメータ同定器を含むが, 1 次系のプラントに対する適応コントローラに 7 個の積分器を必要とする方法があることからわかるように, 多くの積分器が内蔵されなければならないことを意味している. このようなコントローラの複雑さは, 実装時における 1 サンプル時間内における計算量を, 特に高次プラントに関しては増大させる原因となり, けっして望ましくない. SAC の長所としてあげられるのが, 適応制御系あるいは適応コントローラを構成する場合, 同定すべきパラメータの個数が従来から提案されている適応制御手法に比べ一般に少なくなることから, 適応制御コントローラが単純化されるということである. SAC は規範モデルを低次モデルに選ぶことが可能, 適応コントローラの次数はプラントの次数に依存しないなどの理由で, 制御系を簡単に構成することが可能となる. また, 一般的に適応制御以外の従来の制御手法ではプラントの情報, 特に正確なプラントパラメータ情報が必要であるが, SAC の場合, それが不必要であるので実用面を考えると非常にアドバンテージが高い.

SAC の基本構造は Fig.3-48 に示すように, 制御系の安定性を出力フィードバックで保証し, 規範モデルと出力マッチングをフィードフォワードで達成する 2 自由度制御系を持った適応制御方式である. ここで, プラントが可制御可観測な n_p 次 1 入力 1 出力の線形なシステムとする.

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + b_p u(t) \quad (3-36)$$

$$y(t) = c_p^T x_p(t) \quad (3-37)$$

ただし, A_p , b_p , c_p は未知パラメータをもつ行列とベクトルである.

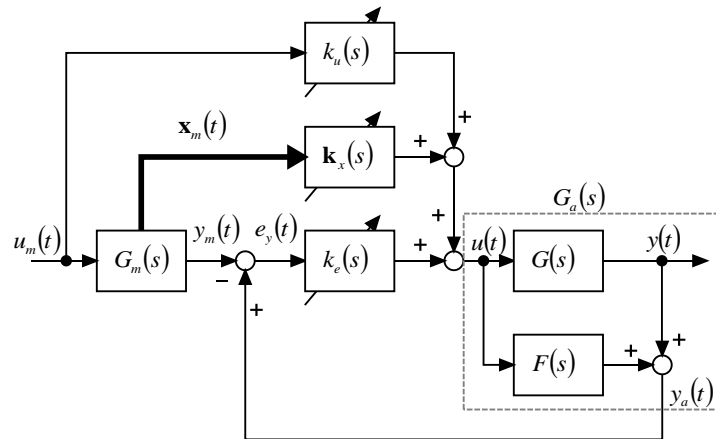


Fig.3-48 Block diagram of the SAC system

プラントは次の仮定を満足しているとする。

仮定

- 1.プラントは ASPR である. つまり, ある定数 k_e^* が存在し, $A_{pc} = A_p + b_p k_e^* c_p^T$ とするとき,

$$G_{pc}(s) = c_p^T (sI - A_{pc})^{-1} b_p \quad (3-38)$$

は SPR (Strictly Positive Real: 強正実) である.

2. 次のシステム行列

$$M = \begin{bmatrix} A_p & b_p \\ c_p^T & 0 \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

は正則である.

以上の仮定の下で, 追従すべき n_m 次($n_m \leq n_p$)の漸近安定な規範モデルを

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + b_m u_m(t) \quad (3-40)$$

$$y_m(t) = c_m^T x_m(t) \quad (3-41)$$

$$G_m(s) = c_m^T (sI - A_m)^{-1} b_m \quad (3-42)$$

と与え, 制御目的は

$$e_y(t) = y(t) - y_m(t) \quad (3-43)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_y(t) = 0 \quad (3-44)$$

を実現することである. 操作入力を次式のように与えれば

$$u(t) = k_e(t) e_y(t) + \mathbf{k}_x(t)^T \mathbf{x}_m(t) + k_u(t) u_m(t) \quad (3-45)$$

適応ゲイン $k_e(t)$, $\mathbf{k}_x(t)$, $k_u(t)$ は, それぞれ出力誤差 $e_y(t)$, 規範モデルの状態量 $\mathbf{x}_m(t)$, 入力 $u_m(t)$ に応じて制御対象 $G(s)$ の出力を理想的な応答を示す規範モデル $G_m(s)$ からの出力 $y_m(t)$ に追従させるべく調整される. 改めて, 回帰ベクトル $\mathbf{z}(t)$ と適応ゲイン $\mathbf{k}(t)$ を用いて, 以下のように書き直す.

$$u(t) = \mathbf{k}(t)^T \mathbf{z}(t) \quad (3-46)$$

$$\begin{cases} \mathbf{z}(t) = [e_y(t) \quad \mathbf{x}_m(t) \quad u_m(t)]^T \\ \mathbf{k}(t) = [k_e(t) \quad \mathbf{k}_x(t)^T \quad k_u(t)]^T \\ e_y(t) = y(t) - y_m(t) \end{cases} \quad (3-47)$$

適応同定には、外乱に敏感な微分型手法は避け、次の比例積分則を用いる。

$$\begin{cases} \mathbf{K}(t) = \mathbf{K}_p(t) + \mathbf{K}_I(t) \\ \mathbf{K}_p(t) = -\Gamma_p \mathbf{z}(t) e_y(t) \\ \dot{\mathbf{K}}_I(t) = -\Gamma_I \mathbf{z}(t) e_y(t) - \sigma(t) \mathbf{K}_I(t) \end{cases} \quad (3-48)$$

式(3-48)は適応調整則などと呼ばれ、概念的には、 $\mathbf{K}(t)$ では $k_e(t)$ 、 $\mathbf{k}_x(t)$ および $k_u(t)$ の値を適応的に推定し、 $k_e(t)$ は k_e^* に近づけるように調整していく。マッチング状態が達成されたら、プラントの閉ループ系が SPR となる。また、プラント伝達特性の指定は $\mathbf{k}_x(t)$ および $k_u(t)$ を用いてフィードフォワードを通じておこなっている。これは SAC が 2 自由度制御構造をとっていることを表している。

式(3-48)の第 3 式は右辺に誤差の二乗項を含むため、外乱の影響等により発散する恐れがある。そのため、修正項 $\sigma(t)$ を導入している。ここで、

$$\Gamma_I = \Gamma_I^T > 0 \quad (3-49)$$

$$\Gamma_p = \Gamma_p^T > 0 \quad (3-50)$$

$$\sigma(t) = \frac{\sigma_1 e_y^2(t)}{1 + e_y^2(t)} + \sigma_2, (\sigma_1, \sigma_2 > 0) \quad (3-51)$$

また、SAC は制御系の安定性を制御対象の概強正実 (ASPR : Almost Strictly Positive Real) 性を利用して出力フィードバック形式で保証するため、制御系が ASPR 性を有していなければ適用できない。ASPR とは、制御対象に一定ゲインの出力フィードバックゲインを施した閉ループ系が強正実 (SPR : Strictly Positive Real) となる性質である。このとき、以下のような定理が成立する。

定理

以下の条件が満たされているとき、伝達関数 $G(s)$ は ASPR となる。

1. $G(s)$ は最小位相系である。すなわち、零点はすべて左半面にある。
2. 相対次数 γ は 0 または 1
3. 最高位係数は正

本研究の制御対象であるマニピュレータ関節の空気圧サーボ系は、式(2-50)より、上記の定理 2 を満たしておらず、ASPR 性を有していない。制御対象が非 ASPR の場合には、並列フィードフォワード補償器 $F(s)$ (PFC : Parallel Feedforward Compensator)を導入し、その拡大制御系 $G_a(s) = G(s) + F(s)$ を ASPR 化することで SAC を適用する。

SAC の理想出力へのマッチング、有界外乱に対するロバスト性などについては文献[47]を参照とする。

SAC はプラントの目標応答を示す規範モデルが必要となる。この規範モデルの次数は、制御対象以下となれば良いが、式(2-50)より、制御対象のノミナルモデルが 3 次となるため、式(3-52)のような一次遅れ系を 3 つ直列に掛け合わせた伝達関数を採用した。

$$G_m(s) = \frac{1}{(T_{gm}s + 1)^3} \quad (3-52)$$

また、パラメータ T_{gm} は整定時間が小さくなるよう両関節とも 0.02s と設定した。

本研究で使用する制御対象は式(2-50)より、その相対次数は 3 となり、前述の ASPR 条件を満たしておらず、そのままでは SAC を適用することができない。そのため、PFC を用いることにより、PFC を付加した拡張系に ASPR 性を持たせて SAC を適用可能とした。PFC の設計法は様々提案されているが、制御対象の相対次数が 3 であることから式(3-53)で定めた。

$$F(s) = \frac{k_1}{(1+T_1s)(1+T_2s)} + \frac{k_2}{1+T_2s} \quad (3-53)$$

また, 調整すべきパラメータ数を減らすため, 式(3-53)の k_1, k_2, T_1, T_2 , を次のように表し, k_{p_pfc} と T_p を調整パラメータとした.

$$k_1 = 0.01 \times k_{p_pfc}, k_2 = 0.001 \times k_{p_pfc}, T_1 = T_2 = T_p \quad (3-54)$$

PFC の調整パラメータは試行錯誤により Table 3-3 のように決定した.

Table 3-3 PFC parameters

Joint	k_{p_pfc}	T_p
Bottom	2.5	0.05
Middle	2.5	0.08

このとき, 拡大制御系 $G_a(s) = G(s) + F(s)$ は式(3-55), (3-56)のように表され,

$$G_{a_BJ}(s) = \frac{1.55 \times 10^{-10} s^5 + 9.22 \times 10^{-8} s^4 + 1.09 \times 10^{-4} s^3 + 6.18 \times 10^{-3} s^2 + 1.18 \times 10^{-1} s + 0.75}{3.10 \times 10^{-9} s^6 + 1.28 \times 10^{-6} s^5 + 9.32 \times 10^{-5} s^4 + 2.76 \times 10^{-3} s^3 + 3.72 \times 10^{-2} s^2 + 0.19 s + 0.02} \quad (3-55)$$

$$G_{a_MJ}(s) = \frac{5.24 \times 10^{-10} s^5 + 2.54 \times 10^{-7} s^4 + 6.04 \times 10^{-4} s^3 + 2.23 \times 10^{-2} s^2 + 0.28 s + 1.12}{1.68 \times 10^{-8} s^6 + 6.25 \times 10^{-6} s^5 + 3.41 \times 10^{-4} s^4 + 7.27 \times 10^{-3} s^3 + 0.07 s^2 + 0.24 s + 0.01} \quad (3-56)$$

それぞれ, 相対次数が 1, 最高位係数が 0 より大きいことがわかる. また, 式(3-55), (3-56)の極と零点の位置をプロットすると Fig.3-42 となる. (極は×, 零点は○で記す)

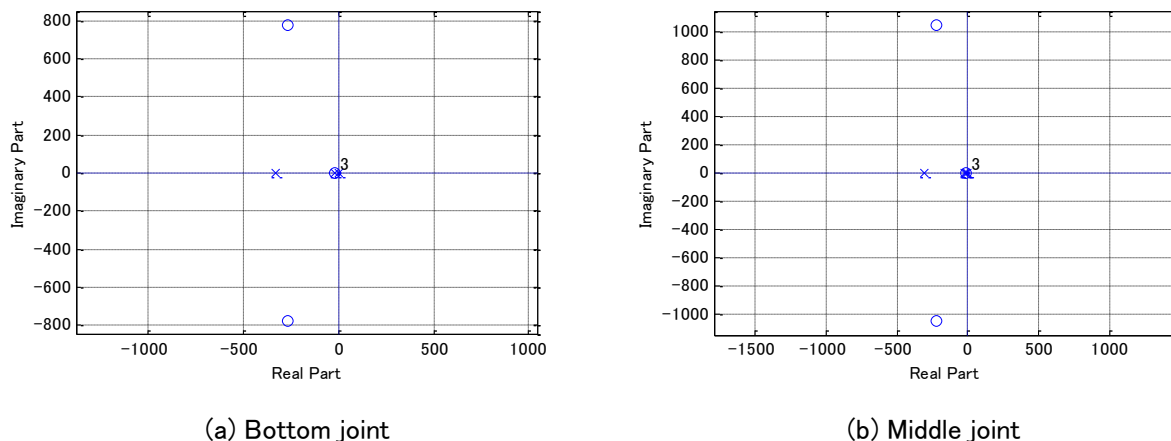


Fig.3-49 Pole-zero plot of extended control system

Fig.3-49 から全ての零点が左半面にあることがわかる。以上から拡大制御系 $G_a(s)$ は ASPR 条件を満たし、SAC が適用可能なことがわかる。

また、Fig.3-50 に制御対象ノミナルモデルと拡大制御系 $G_a(s)$ のステップ応答を示す。応答が一致していることが確認できる。

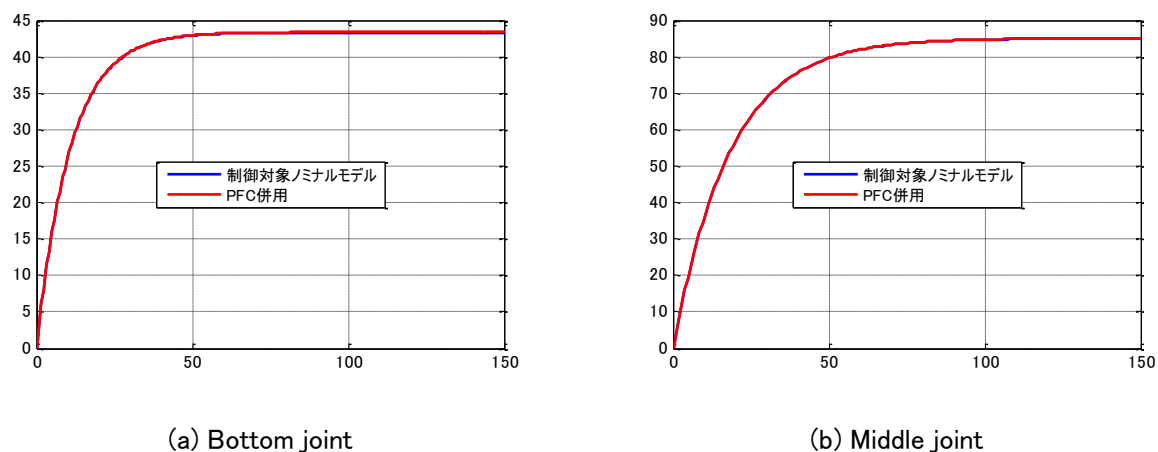


Fig.3-50 Step response of plant nominal model and extended control system

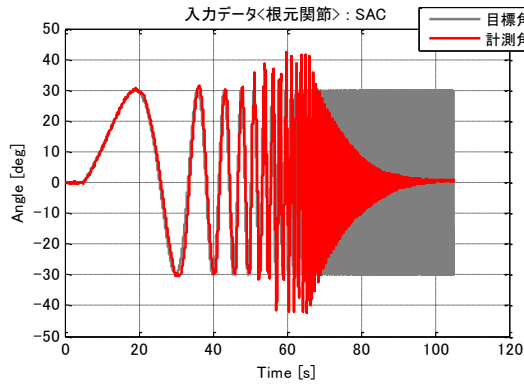
一方, SAC の各制御パラメータは Table 3-4 のように選んだ. $I_{3 \times 3}$ は 2 次の単位行列を表す.

Table 3-4 SAC parameters

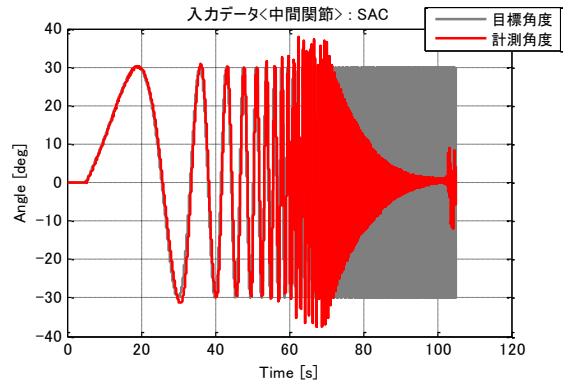
Parameter	Bottom joint	Middle joint
Γ_{pu}	1.0	1.5
Γ_{iu}	1.0	1.5
Γ_{px}	$5.0I_{3 \times 3}$	$5.0I_{3 \times 3}$
Γ_{ix}	$5.0I_{3 \times 3}$	$5.0I_{3 \times 3}$
Γ_{pe}	30.0	50.0
Γ_{ie}	30.0	50.0
σ_1	1.0×10^{-1}	1.0×10^{-1}
σ_1	1.0×10^{-3}	1.0×10^{-3}

また, コントローラ実装の際には, 制御対象への入力となる電空レギュレータの指令電圧の急激な変化を防止するため, 操作量に $\pm 1V$ の飽和要素と $\pm 650V/s$ のレイトリミッタを設定している.

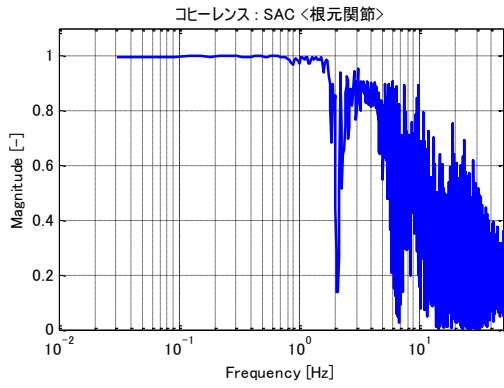
この SILS 環境を用いて, ①対数チャープによる周波数応答, ②ステップ応答, ③ステップ外乱応答, ④平行移動モード, ⑤円旋回移動モードのシミュレーションをおこなった結果を以下に示す.



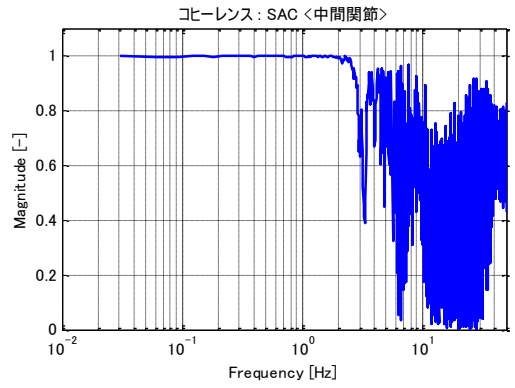
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint

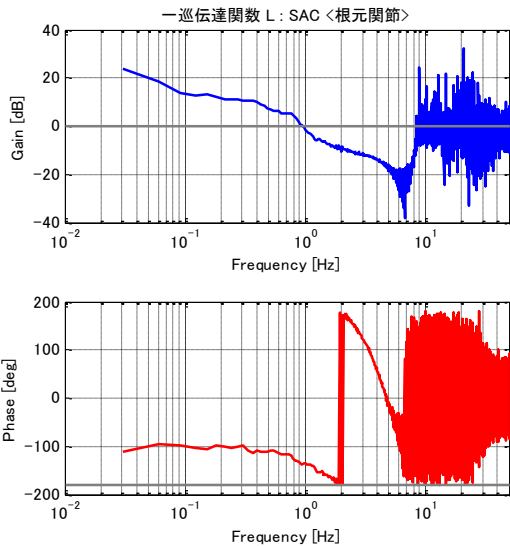


(c) Coherence of bottom joint

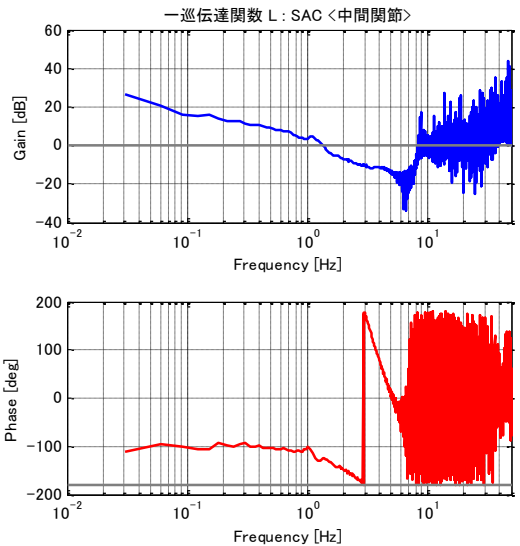


(d) Coherence of middle joint

Fig.3-51 Frequency response simulation: SAC

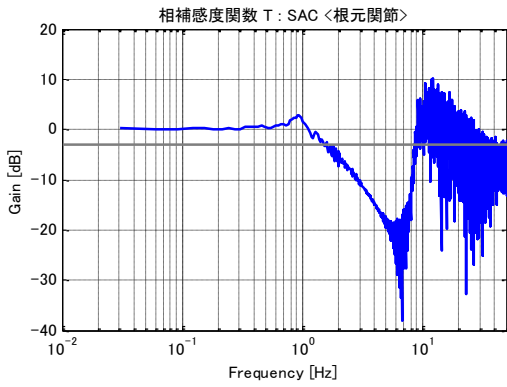


(a) Bottom joint

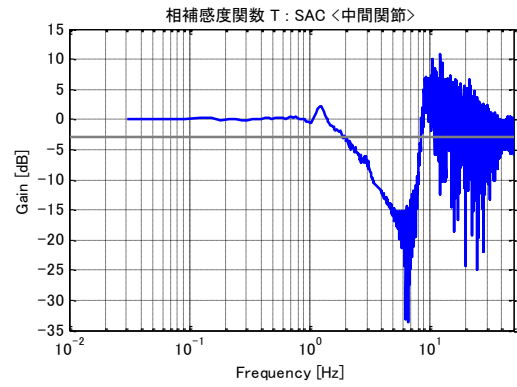


(b) Middle joint

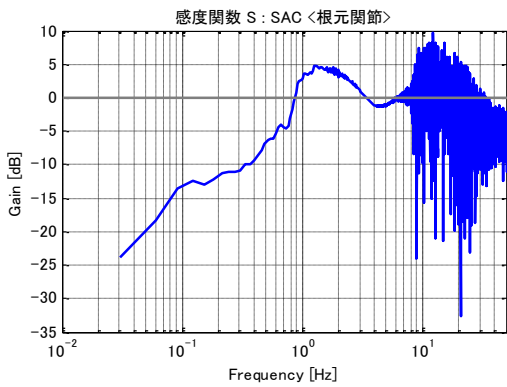
Fig.3-52 Frequency analysis of loop transfer function: SAC



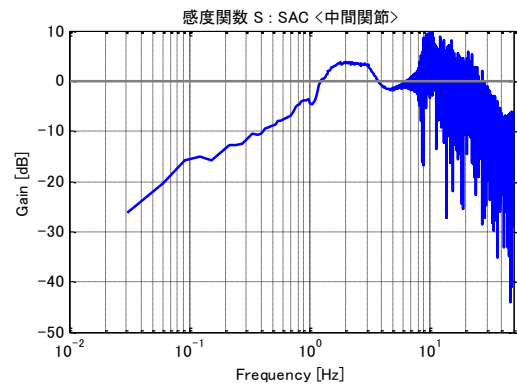
(a) Complementary sensitivity function of bottom joint



(b) Complementary sensitivity function of middle joint

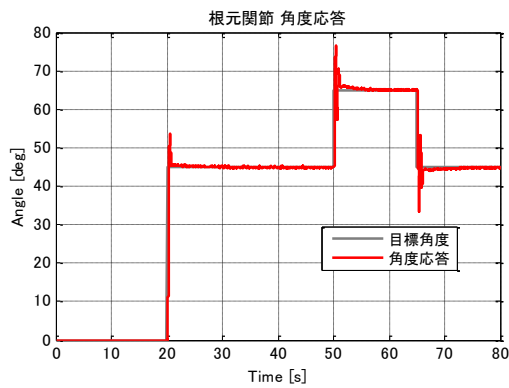


(c) Sensitivity function of bottom joint

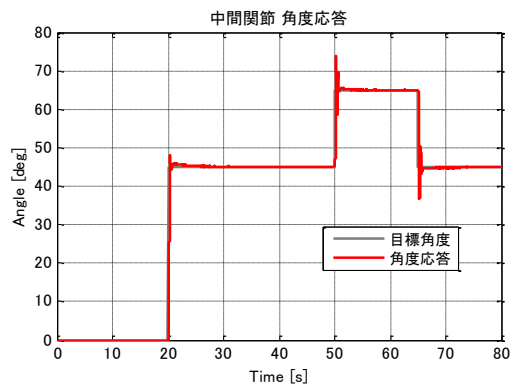


(d) Sensitivity function of middle joint

Fig.3-53 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SAC

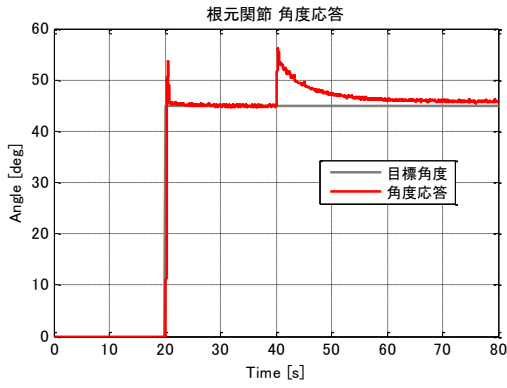


(a) Bottom joint

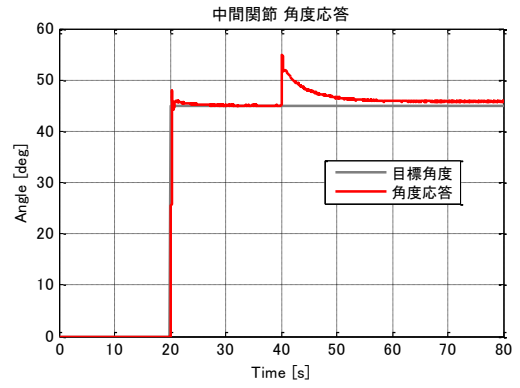


(b) Middle joint

Fig.3-54 Step response simulation: SAC

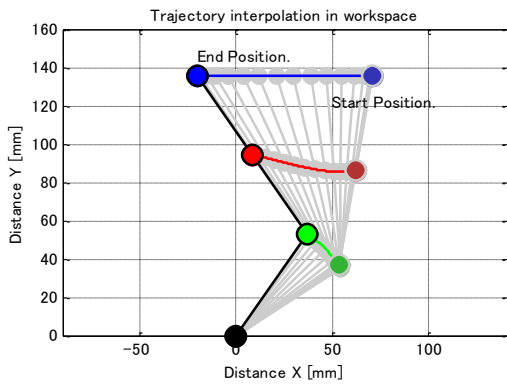


(a) Bottom joint

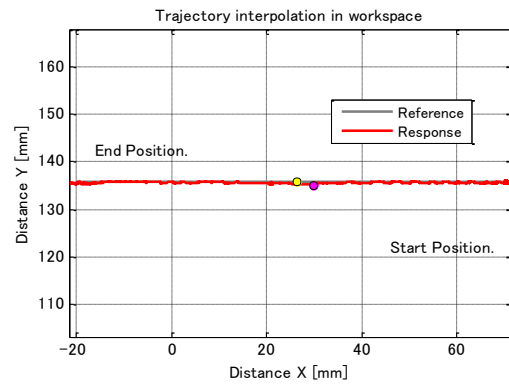


(b) Middle joint

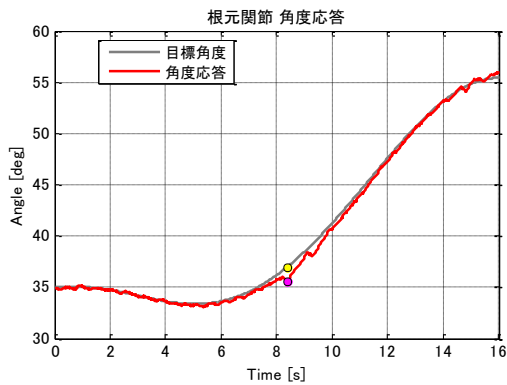
Fig.3-55 Disturbance response simulation: SAC



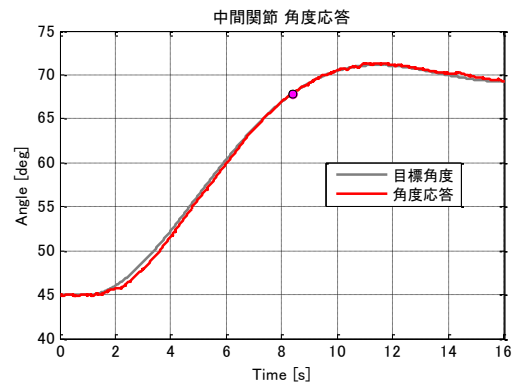
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

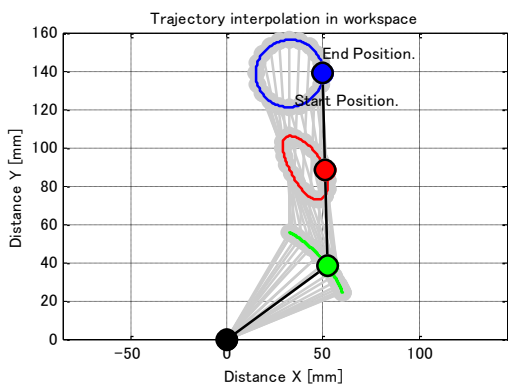


(c) Joint trajectory of bottom

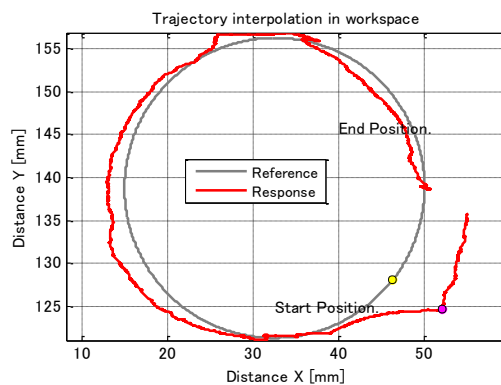


(d) Joint trajectory of middle

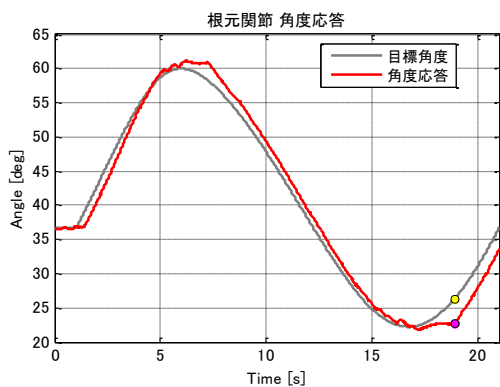
Fig.3-56 Translation mode simulation: SAC



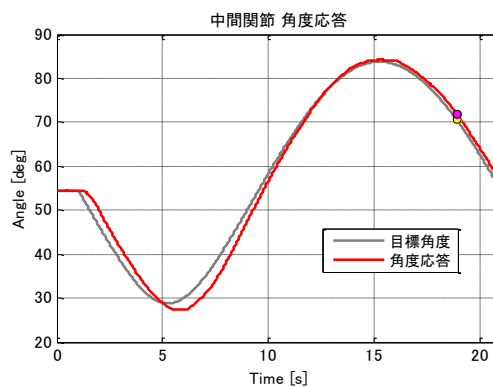
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

Fig.3-57 Circular mode simulation: SAC

3.5 SMC(Sliding Mode Control : スライディングモード制御)

近年、スライディングモード制御(Sliding Mode Control: 以下 SMC と略記)は実用性の高い非線形制御理論の一つとして認知され、理論的・応用的な研究が盛んにおこなわれており、多くの分野で適用事例が発表されている。SMC の最大の特長は、外乱やモデル化誤差などの不確かさに対し、とても良好なロバスト(頑強)性を有する制御系を構成可能なことである。特に SMC を用いてサーボ系を構成した場合には、良好なロバスト性と、高い追従性を両立することが可能だと言われている。スライディングモードとは、可変構造系において発生する特殊な状態挙動で、可変構造系とはシステムの動特性が不連続に切り換わる系を表す。

SMC は超平面に到達後の等価制御とシステムの状態を超平面に収束させるための非線形制御の2つに分けられる。ここでは、これらの制御系設計方法について整理する。

3.5.1 スライディングモードサーボ制御系の設計

通常の SMC は状態フィードバックと同様にレギュレータ問題に有効なコントローラとなるため、目標値に対して偏差をゼロに収束させる場合には、1 型のサーボ系になるように目標値と制御量の差の積分値を状態として加えた拡大系の状態方程式を構成し、切り換え関数を設計するというのが一般的な手法となる。

今回の場合、マニピュレータ関節の状態方程式は式(2-50)で表され、目標値と制御量の差の積分値を状態として加えた拡大系の状態方程式は次のように構成することができる。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o u(t) + \mathbf{E}_o r(t) \quad (3-57)$$

ここで、

$$\mathbf{x}(t) = [z(t) \quad x_1(t) \quad x_2(t) \quad x_3(t)]^T \quad (3-58)$$

$$\dot{z}(t) = r(t) - x_1(t) \quad (3-59)$$

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{D + K \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{J + D \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_{tunc} \cdot K_{mdl} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{ep} \times 10^6}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix}, \mathbf{E}_o = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-60)$$

式(3-59)は目標値 $r(t)$ と関節角度 $x_1(t)$ の差分の微分値を表しており、これを式(3-58)のように状態量に組み込むことで1型サーボ系となることがわかる。

ここで、式(3-61)を導入する。

$$\sigma(t) = \mathbf{S} \cdot \mathbf{x}(t) \quad (3-61)$$

この式は切り換え関数、 \mathbf{S} は切り換え行列と呼ばれる。この切り換え関数は(切り換え)超平面上では次式のような。

$$\sigma(t) = \dot{\sigma}(t) = 0 \quad (3-62)$$

式(3-62)をさらに変形すると次のようになり

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(t) &= \mathbf{S} \cdot \dot{\mathbf{x}}(t) \\ &= \mathbf{S} [\mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o u(t) + \mathbf{E}_o r(t)] \\ &= \mathbf{S} \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{S} \mathbf{B}_o u(t) + \mathbf{S} \mathbf{E}_o r(t) = 0 \end{aligned} \quad (3-63)$$

等価制御入力 u は式(3-63)の u を改めて u_{eq} と書き換えると次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned}\mathbf{SB}_o u_{eq}(t) &= -[\mathbf{SA}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{SE}_o r(t)] \\ u_{eq}(t) &= -(\mathbf{SB}_o)^{-1} [\mathbf{SA}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{SE}_o r(t)]\end{aligned}\quad (3-64)$$

また, 式(3-64)を拡大系の状態方程式(3-57)に代入すると次のような等価制御系が得られる.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o u(t) + \mathbf{E}_o r(t) \\ &= \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o \left\{ -(\mathbf{SB}_o)^{-1} [\mathbf{SA}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{SE}_o r(t)] \right\} + \mathbf{E}_o r(t) \\ &= [\mathbf{I} - \mathbf{B}_o (\mathbf{SB}_o)^{-1} \mathbf{S}] \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + [\mathbf{I} - \mathbf{B}_o (\mathbf{SB}_o)^{-1} \mathbf{S}] \mathbf{E}_o r(t)\end{aligned}\quad (3-65)$$

この切り換え行列 \mathbf{S} の設計は一般的に①極配置法を用いた設計法, ②最適切り換え超平面の設計法がよく用いられる.

3.5.1-1 ①極配置法を用いた設計法

式(3-57)より状態量と入力の次元は $\mathbf{x} \in R^4$, $u \in R^1$ となり, ここで, 制御行列 \mathbf{B}_o を次式のように \mathbf{B}_1 と \mathbf{B}_2 を用いて分解し,

$$\mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \frac{K_{\text{tune}} \cdot K_{\text{mdl}} \cdot L \cdot A_H \cdot K_{\text{ep}} \times 10^6}{J \cdot T_{\text{ep}}}\quad (3-66)$$

式(3-67)の変換行列 \mathbf{T} を定義する.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{4-1} & -\mathbf{B}_1 \mathbf{B}_2^{-1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_1 \end{bmatrix}\quad (3-67)$$

ここで, \mathbf{I}_n は n 次の単位行列を表す.

この座標変換行列 T を用いて式(3-57)を正準系に変換すると

$$\mathbf{x} = T^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \quad (3-68)$$

より, 次式のように変換される.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{p}}_1 \\ \dot{\mathbf{p}}_2 \end{bmatrix} &= \mathbf{T} \mathbf{A}_o \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{T} \mathbf{B}_o u + \mathbf{T} \mathbf{E}_o r \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}_{11} & \tilde{\mathbf{A}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{A}}_{21} & \tilde{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_o \\ 0 \end{bmatrix} r \end{aligned} \quad (3-69)$$

今回のシステムは $T = \mathbf{I}_4$ となり, もともと正準系となることがわかる. また, 式(3-69)の各要素は次のように考えればよい.

$$\mathbf{p}_1 = \begin{bmatrix} z \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3-70)$$

$$\mathbf{p}_2 = x_3 \quad (3-71)$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-72)$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3-73)$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_{21} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K}{J \cdot T_{ep}} & -\frac{D + K \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \end{bmatrix} \quad (3-74)$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_{22} = -\frac{J + D \cdot T_{ep}}{J \cdot T_{ep}} \quad (3-75)$$

$$\mathbf{e}_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-76)$$

この正準系に変換されたシステムに対してスライディングモード制御系を構成するために次のような切り換え関数を定義する.

$$\sigma = \mathbf{S} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} = [\mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \quad (3-77)$$

スライディングモード中は式(3-62)より $\sigma = 0$ となるので, 式(3-77)より

$$\mathbf{p}_2 = -\mathbf{S}_2^{-1} \mathbf{S}_1 \mathbf{p}_1 \quad (3-78)$$

となり, この式(3-78)を式(3-69)に代入して整理すると次式のような等価制御系が得られる.

$$\dot{\mathbf{p}}_1 = (\tilde{\mathbf{A}}_{11} - \tilde{\mathbf{A}}_{12} \mathbf{S}_2^{-1} \mathbf{S}_1) \mathbf{p}_1 \quad (3-79)$$

ここで,

$$\mathbf{F} = \mathbf{S}_2^{-1} \mathbf{S}_1 \quad (3-80)$$

という行列 \mathbf{F} を導入すると式(3-79)は次式のようになる.

$$\dot{\mathbf{p}}_1 = (\tilde{\mathbf{A}}_{11} - \tilde{\mathbf{A}}_{12} \mathbf{F}) \mathbf{p}_1 \quad (3-81)$$

式(3-81)から現代制御理論で用いられる状態フィードバックと同じ形になり, 式(3-79)により等価制御系の任意の極配置が可能となることがわかる. よって切り換え行列 \mathbf{S} は次のように表すことができる.

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_2] = [\mathbf{S}_2 \mathbf{F} \quad \mathbf{S}_2] = \mathbf{S}_2 [\mathbf{F} \quad \mathbf{I}] \quad (3-82)$$

ここで、 \mathbf{S}_2 は任意の正則行列なので、 $\mathbf{S}_2 = \mathbf{I}$ とおけば

$$\mathbf{S} = [\mathbf{F} \quad \mathbf{I}] \quad (3-83)$$

式(3-83)のようになり、行列 \mathbf{F} により切り換え行列 \mathbf{S} が決定されることがわかる。

3.5.1-2 ②最適切換え超平面の設計法^[67]

式(3-57)のシステムに対して、切り換え関数を式(3-77)とする。切り換え行列 \mathbf{S} は $\mathbf{S}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1}\mathbf{B}_o$ の零点を安定とするように決定する。最適化理論に基づいて、状態量に対する重みを \mathbf{Q} 、操作量に関する重みを $\mathbf{R} = \mathbf{I}$ とすれば、切り換え行列 \mathbf{S} は、式(3-84)と表される。

$$\mathbf{S} = \mathbf{B}_o^T \mathbf{X} \quad (3-84)$$

ただし、 \mathbf{X} は式(3-85)のリカッチ方程式の解であり、

$$\mathbf{X}\mathbf{A}'_o + \mathbf{A}'_o{}^T \mathbf{X} - \mathbf{X}\mathbf{B}_o\mathbf{B}_o^T \mathbf{X} + \mathbf{Q} = 0 \quad (3-85)$$

\mathbf{A}'_o はシステムの零点に安定余裕 ε ($\varepsilon \geq 0$)を与えるため

$$\mathbf{A}'_o = \mathbf{A}_o + \varepsilon \mathbf{I} \quad (3-86)$$

としている。

このとき,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}(\mathbf{A}'_o - \mathbf{B}_o \mathbf{S}) + (\mathbf{A}'_o - \mathbf{B}_o \mathbf{S})^T \mathbf{X} &= \mathbf{X} \mathbf{A}'_o + \mathbf{A}'_o{}^T \mathbf{X} - 2 \mathbf{X} \mathbf{B}_o \mathbf{B}_o{}^T \mathbf{X} \\
 &= -\mathbf{Q} - \mathbf{X} \mathbf{B}_o \mathbf{B}_o{}^T \mathbf{X} \\
 &= -\mathbf{Q} - \mathbf{S}^T \mathbf{S} < 0
 \end{aligned}
 \tag{3-87}$$

が成り立つ. したがって, $\mathbf{S}(\mathbf{sI} - \mathbf{A}'_o + \mathbf{B}_o \mathbf{S})^{-1} \mathbf{B}_o$ は強正実伝達関数となり, 同時にその零点 $z_i (i = 1, \dots)$ は $\text{Re}(z_i) < -\varepsilon$ を満たすため, その零点の安定性が示される. これにより, 閉ループ系の極は, 原点極を除いて安定となるため, 所望の漸近特性を有する切換平面が設計可能となる.

3.5.1-3 非線形制御系の設計

非線形制御入力はチャタリングの抑制を考え次式を採用する.

$$u_{nl}(t) = -k(\mathbf{S} \mathbf{B}_o)^{-1} \frac{\sigma(t)}{|\sigma(t)| + \eta}
 \tag{3-88}$$

$$\eta > 0
 \tag{3-89}$$

ここで, k は非線形項のリレーゲイン, η はチャタリング防止定数を表す.

以上から, SMC により構成される操作量は式(3-64)の等価制御入力と式(3-88)の非線形制御入力の和で表される.

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_{eq}(t) + u_{nl}(t) \\
 &= -(\mathbf{S} \mathbf{B}_o)^{-1} [\mathbf{S} \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{S} \mathbf{Q}_o r(t)] - k(\mathbf{S} \mathbf{B}_o)^{-1} \frac{\sigma(t)}{|\sigma(t)| + \eta}
 \end{aligned}
 \tag{3-90}$$

3.5.1-4 外乱に対する SMC の安定性

次のような外乱 $d(t)$ を考慮した拡大系の状態方程式を考える。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o u(t) + \mathbf{E}_o r(t) + P_o d(t) \quad (3-91)$$

SMCにより構成される操作量は式(3-90)で表されるので、これを式(3-91)に代入し、 σ に関するリアプノフ関数 $V(t)$ に適用すると

$$V(t) = \frac{1}{2} \sigma^2(t) \quad (3-92)$$

これを微分すると

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \sigma(t) \cdot \dot{\sigma}(t) \\ &= \sigma(t) [\mathbf{S} \cdot \dot{\mathbf{x}}(t)] \\ &= \sigma(t) \{ \mathbf{S} [\mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o u(t) + \mathbf{E}_o r(t) + P_o d(t)] \} \\ &= \sigma(t) \left\{ \mathbf{S} \left[\mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_o \left[-(\mathbf{S}\mathbf{B}_o)^{-1} [\mathbf{S}\mathbf{A}_o \mathbf{x}(t) + \mathbf{S}\mathbf{E}_o r(t)] - k \frac{\sigma(t)}{|\sigma(t)| + \eta} \right] + \mathbf{E}_o r(t) + P_o d(t) \right] \right\} \\ &= \sigma(t) \left[-k \frac{\sigma(t)}{|\sigma(t)| + \eta} + \mathbf{S} P_o d(t) \right] \\ &= -k \frac{\sigma^2(t)}{|\sigma(t)| + \eta} + \sigma(t) \mathbf{S} P_o d(t) \leq -k |\sigma(t)| + \sigma(t) \mathbf{S} P_o d(t) \end{aligned} \quad (3-93)$$

よって、 $\sigma \rightarrow 0$ を実現するためには

$$k > | \mathbf{S} P_o d_{\max} | \rightarrow \dot{V}(t) < 0 \quad (3-94)$$

となる。

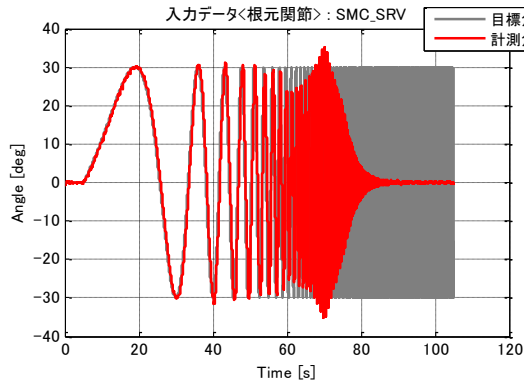
今回、等価制御系の設計には最適切換え超平面の設計法を採用し、 ε 、 k と η については Table 3-5 のように設定した。

Table 3-5 SMC parameters

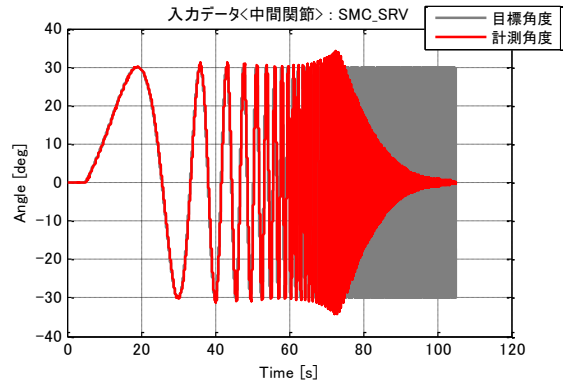
Parameter	Bottom joint	Middle joint
k	20	20
η	0.9	0.9
ε	5	20

また、SMC では制御対象の状態が必要となるため、今回はオブザーバにより状態量を推定した。オブザーバゲインを算出する際の極は両関節ともに-100 の重解に設定した。

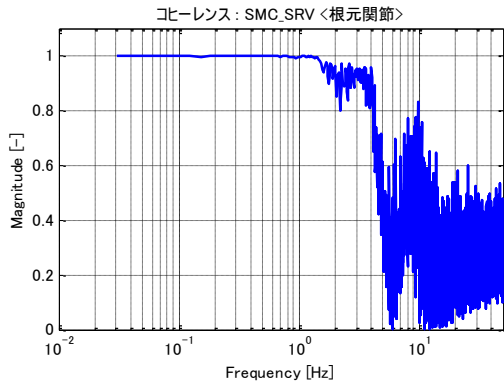
この SILS 環境を用いて、①対数チャープによる周波数応答、②ステップ応答、③ステップ外乱応答、④平行移動モード、⑤円旋回移動モードのシミュレーションをおこなった結果を以下に示す。



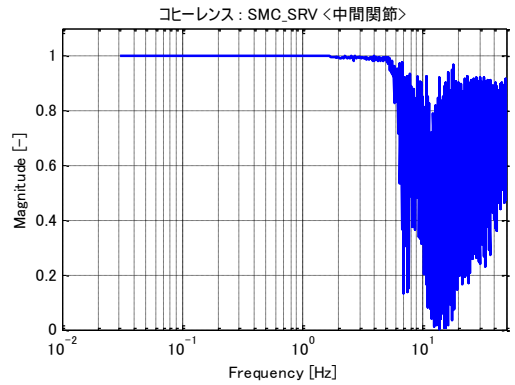
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint

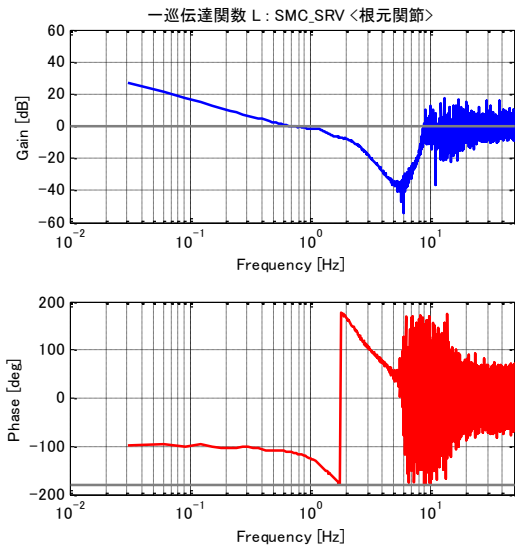


(c) Coherence of bottom joint

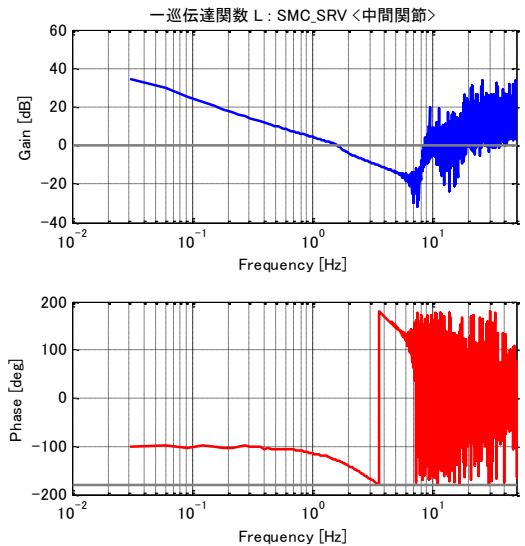


(d) Coherence of middle joint

Fig.3-58 Frequency response simulation: SMC

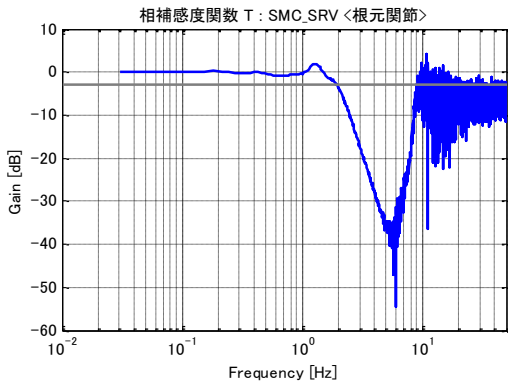


(a) Bottom joint

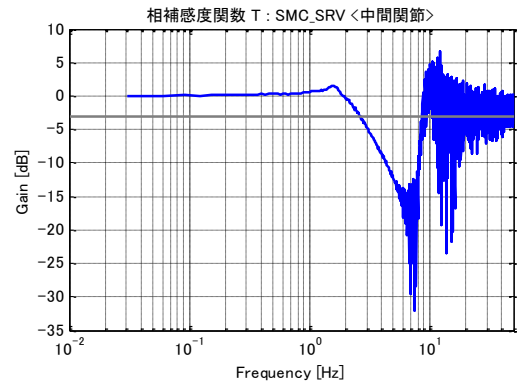


(b) Middle joint

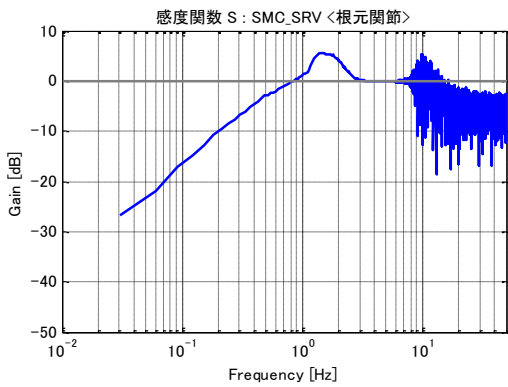
Fig.3-59 Frequency analysis of loop transfer function: SMC



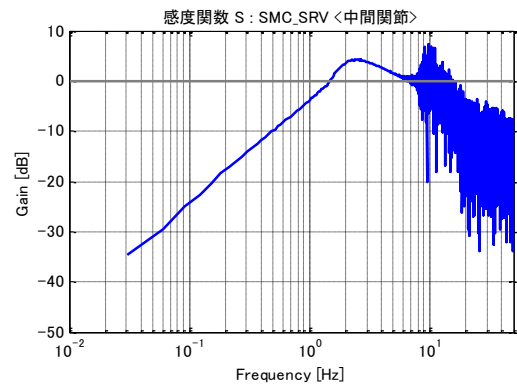
(a) Complementary sensitivity function of bottom joint



(b) Complementary sensitivity function of middle joint

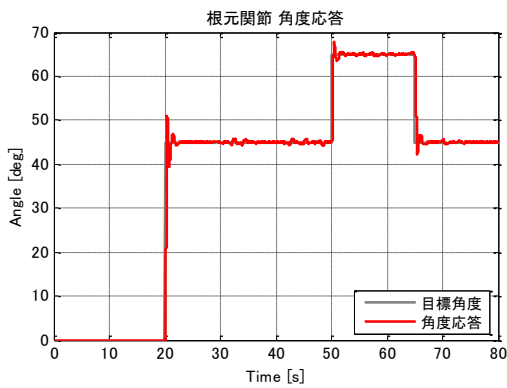


(c) Sensitivity function of bottom joint

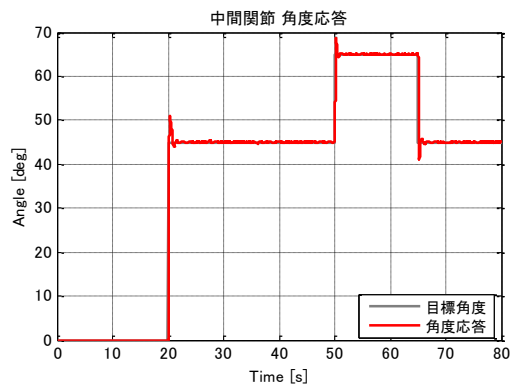


(d) Sensitivity function of middle joint

Fig.3-60 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SMC



(a) Bottom joint



(b) Middle joint

Fig.3-61 Step response simulation: SMC

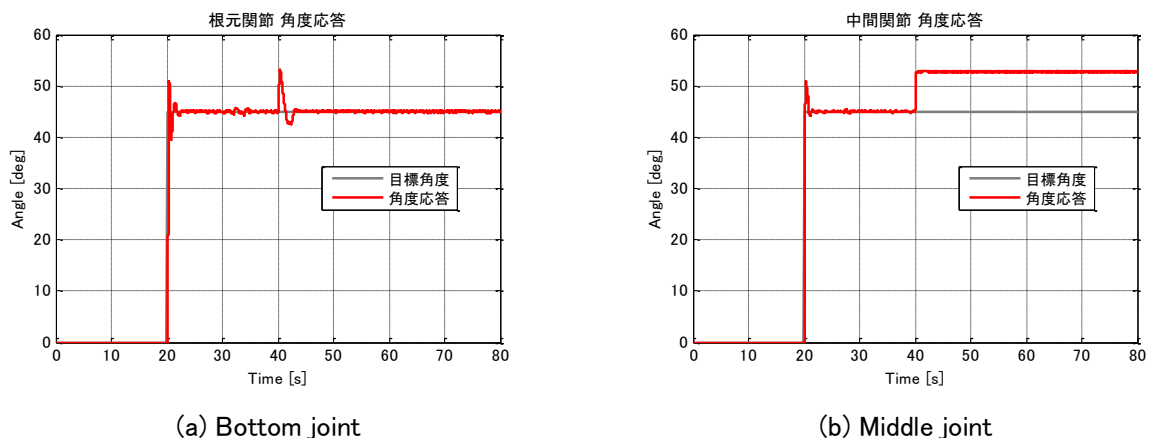


Fig.3-62 Disturbance response simulation: SMC

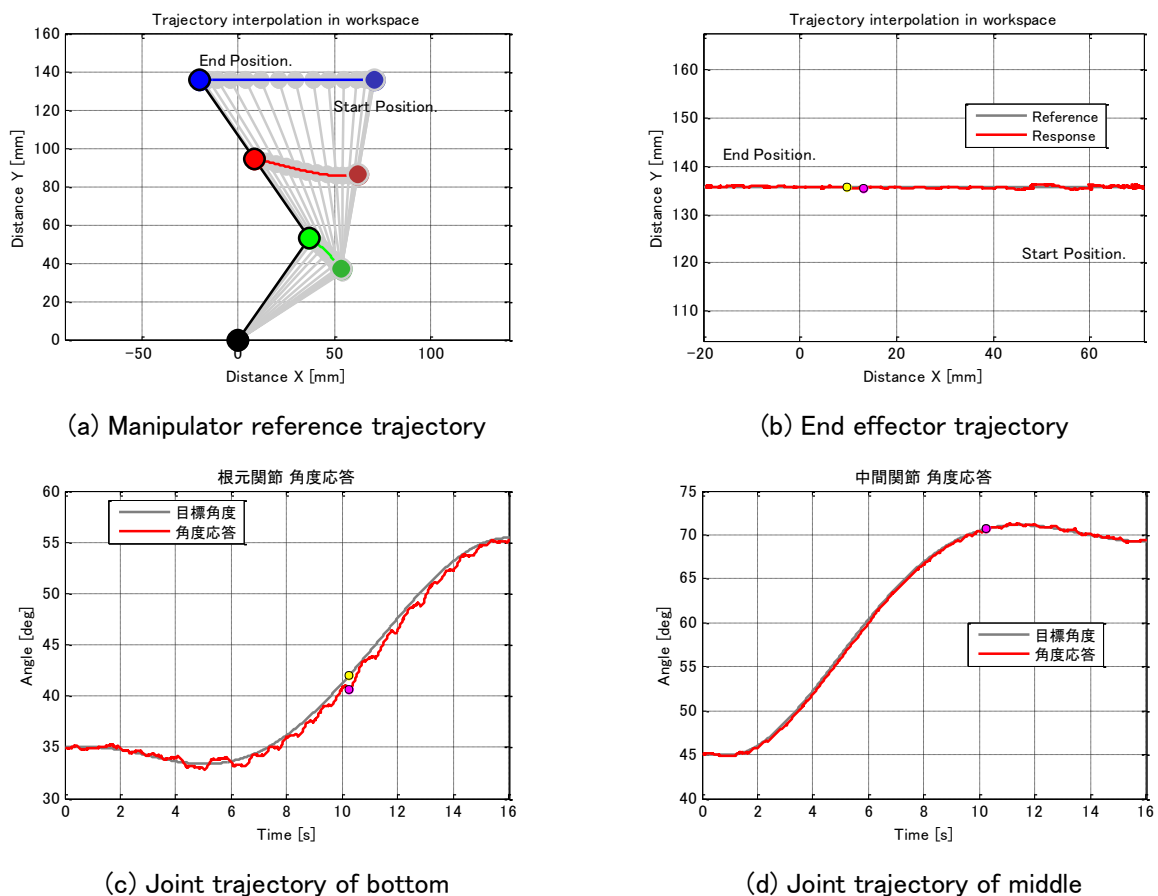
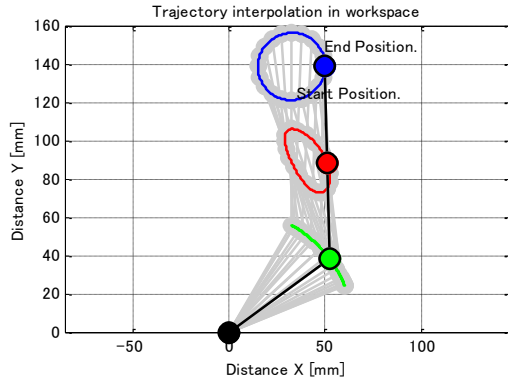
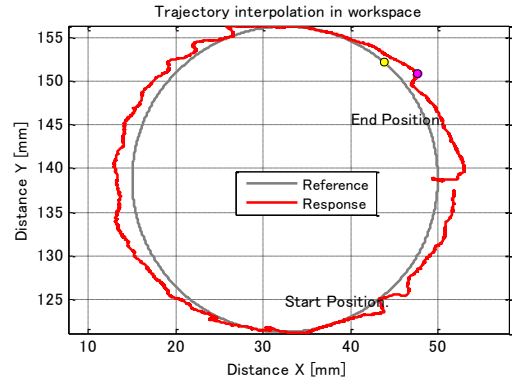


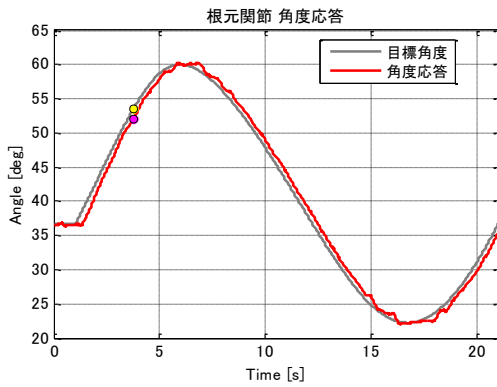
Fig.3-63 Translation mode simulation: SMC



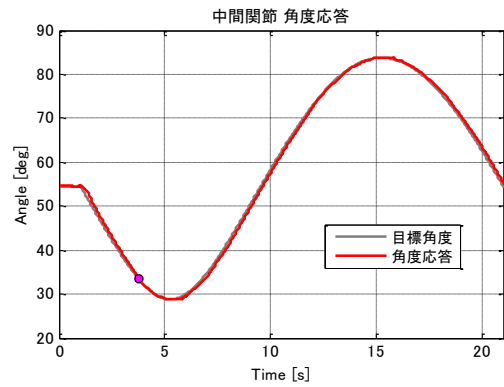
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

Fig.3-64 Circular mode simulation: SMC

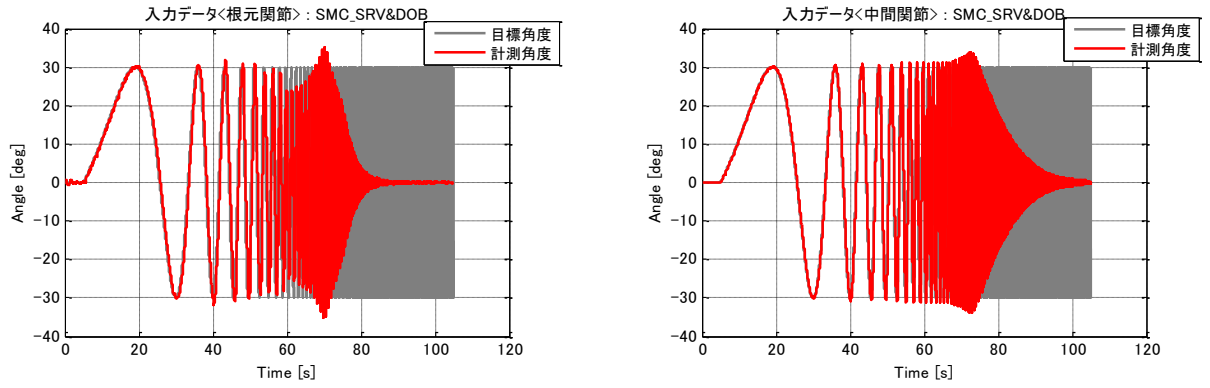
3.5.2 外乱オブザーバの併用による SMC 外乱抑制性能の向上

Fig.3-62 (b)から中間関節に対して、関節角度を 45deg に保持している状態で 0.5V の電圧外乱を操作量に加えた際に、SMCコントローラでは、外乱印加直後に 52deg まで角度が乱れ、その後、目標角度に戻らず一定の角度誤差を生じたままとなっていることがわかる。

外乱に対する SMC の安定性は式(3-94)により保証される。今回のシミュレーションでは、中間関節の切換行列は $S = [-341.06 \quad 32.73 \quad 0.83 \quad 2.34 \times 10^{-3}]$ となり、角度応答の結果から最大外乱の大きさを $d_{\max} = (52 - 45) \times 180/\pi \text{rad}$ と見積もると、リレーゲインは $k > |Sd_{\max}| = 41.86$ となるが、リレーゲインを大きくとりすぎると他の動作モードで振動的な挙動が発生してしまうため、Table 3-5 のように 20 と設定した。

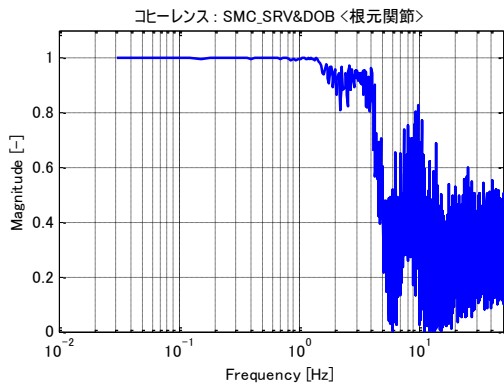
そこで、3.3.2 で設計した外乱オブザーバを併用することで外乱抑制性能の向上を試みた。外乱オブザーバの極は、角度応答が振動的にならないように調整し、根元関節の極は-1、中間関節の極は-5 の重解に指定した。

この SILS 環境を用いて、①対数チャープによる周波数応答、②ステップ応答、③ステップ外乱応答、④平行移動モード、⑤円旋回移動モードのシミュレーションをおこなった結果を以下に示す。

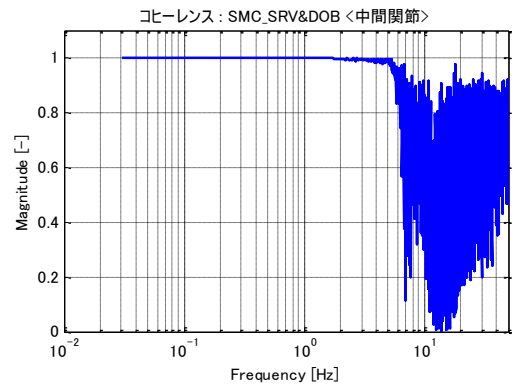


(a) Log-swept chirp signals of bottom joint

(b) Log-swept chirp signals of middle joint

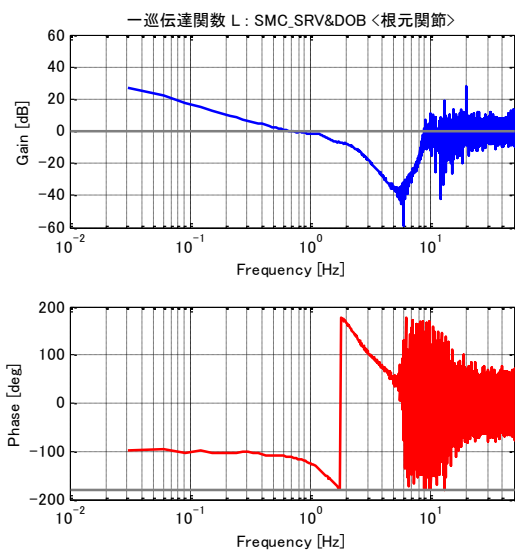


(c) Coherence of bottom joint

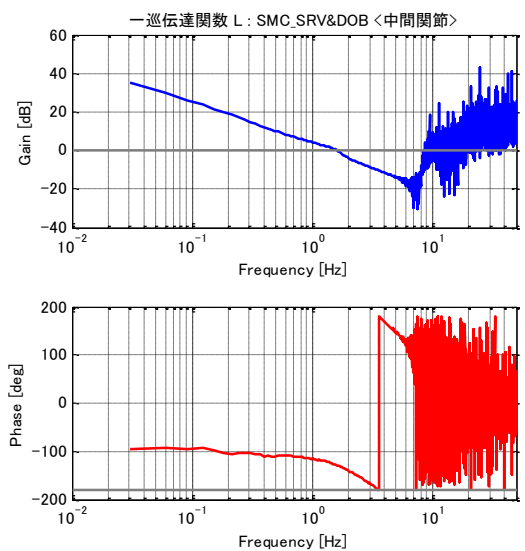


(d) Coherence of middle joint

Fig.3-65 Frequency response simulation: SMC and disturbance observer

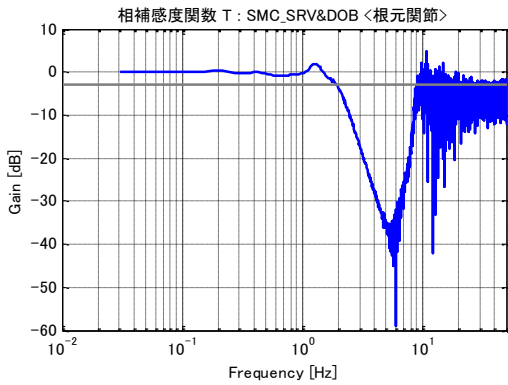


(a) Bottom joint

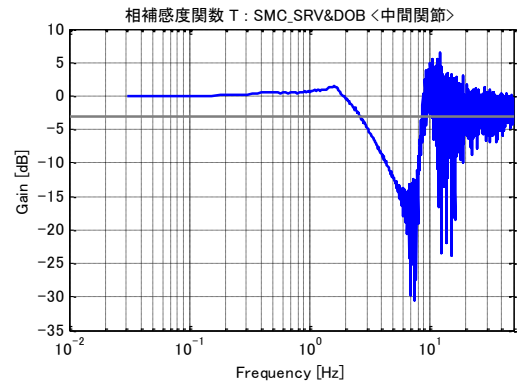


(b) Middle joint

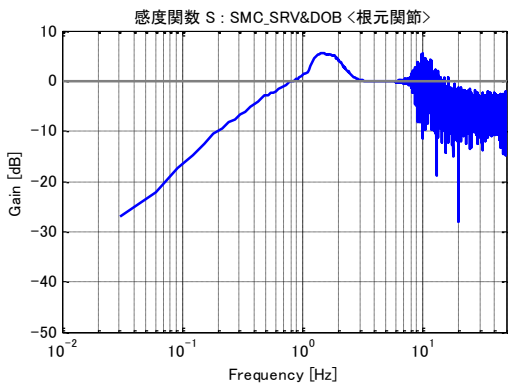
Fig.3-66 Frequency analysis of loop transfer function: SMC and disturbance observer



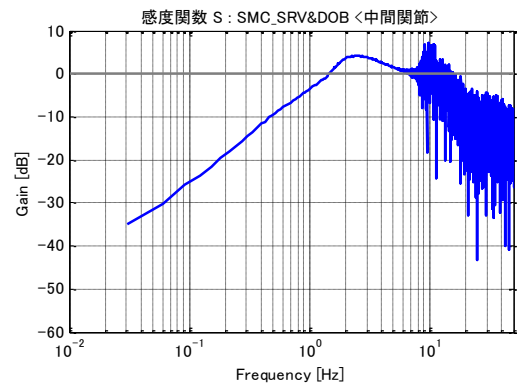
(a) Complementary sensitivity function of bottom joint



(b) Complementary sensitivity function of middle joint

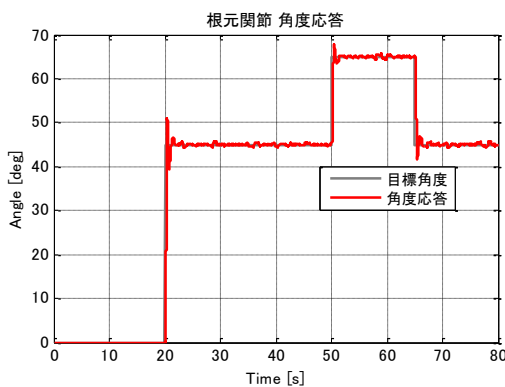


(c) Sensitivity function of bottom joint

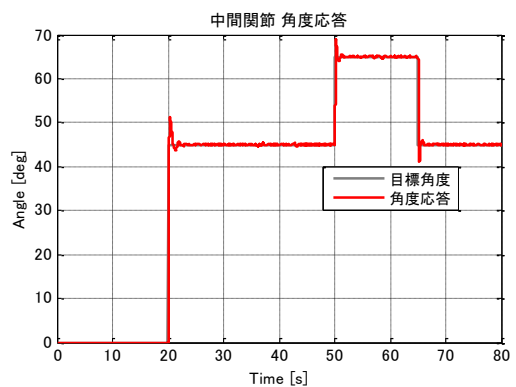


(d) Sensitivity function of middle joint

Fig.3-67 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SMC and disturbance observer



(a) Bottom joint



(b) Middle joint

Fig.3-68 Step response simulation: SMC and disturbance observer

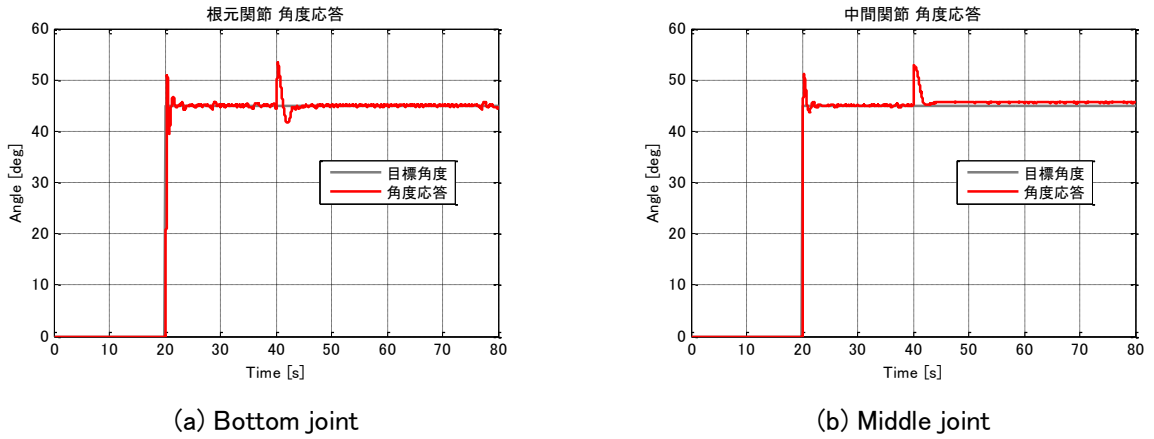


Fig.3-69 Disturbance response simulation: SMC and disturbance observer

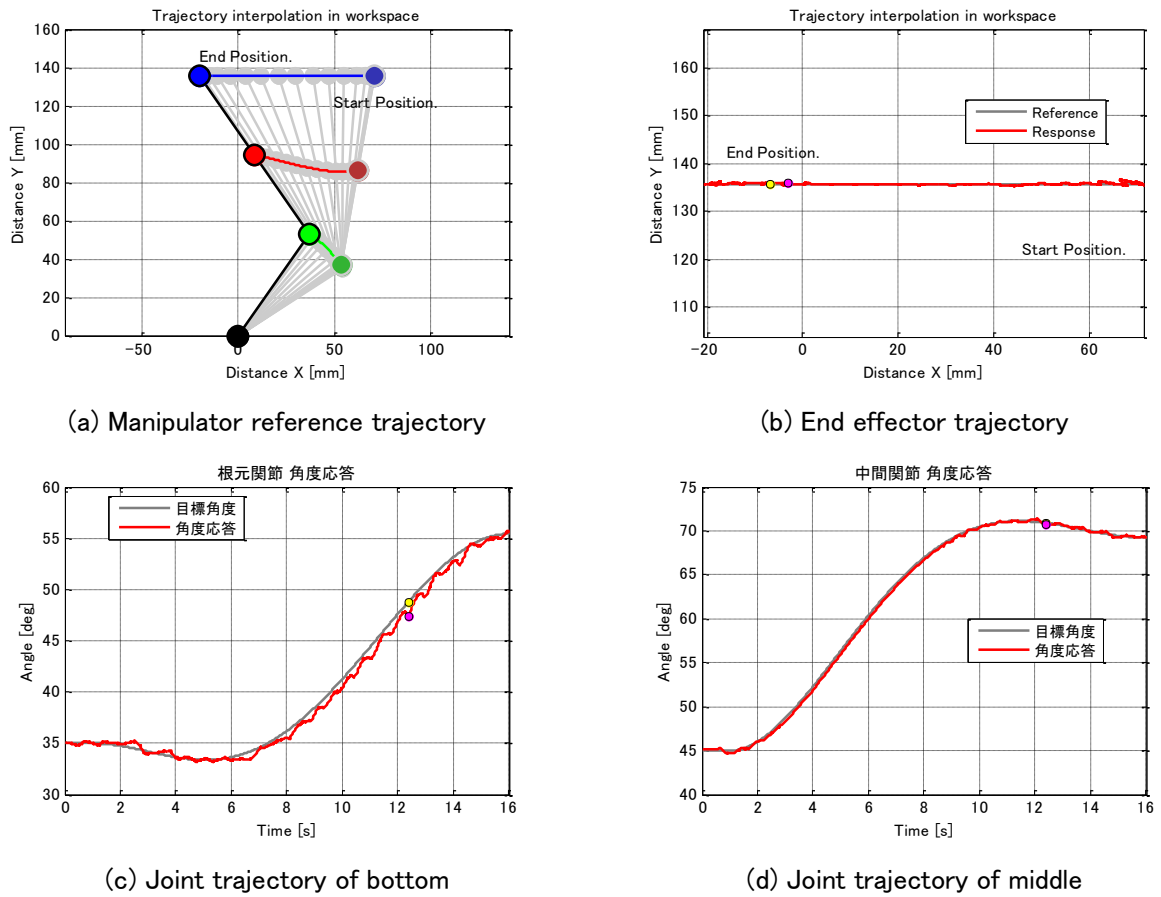
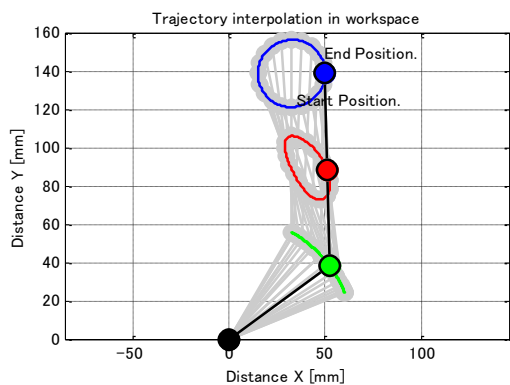
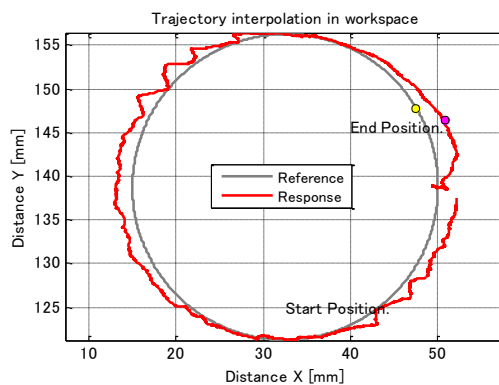


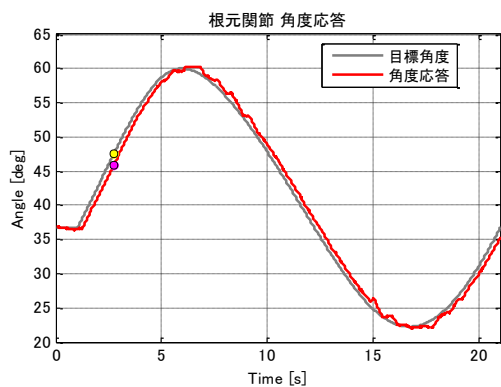
Fig.3-70 Translation mode simulation: SMC and disturbance observer



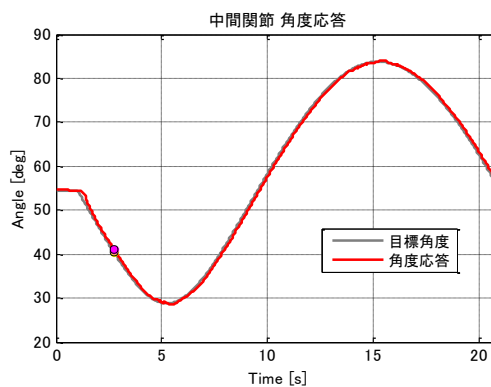
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

Fig.3-71 Circular mode simulation: SMC and disturbance observer

3.6 各制御手法と制御性能の評価

以上のシミュレーションから、①周波数解析、②ステップ応答、③外乱抑制、④平行移動モード、⑤円旋回移動モードの結果を整理する。

3.6.1 周波数解析

ここでは、対数チャープ応答シミュレーションの結果に対し、周波数解析をおこない、一巡伝達関数の周波数特性としてゲイン余裕、位相余裕、相補感度関数の周波数特性としてバンド幅、ピークゲイン、感度関数の周波数特性としてゼロクロス周波数、低周波数(0.03[Hz])ゲインを整理する(Fig.3-72 参照)。

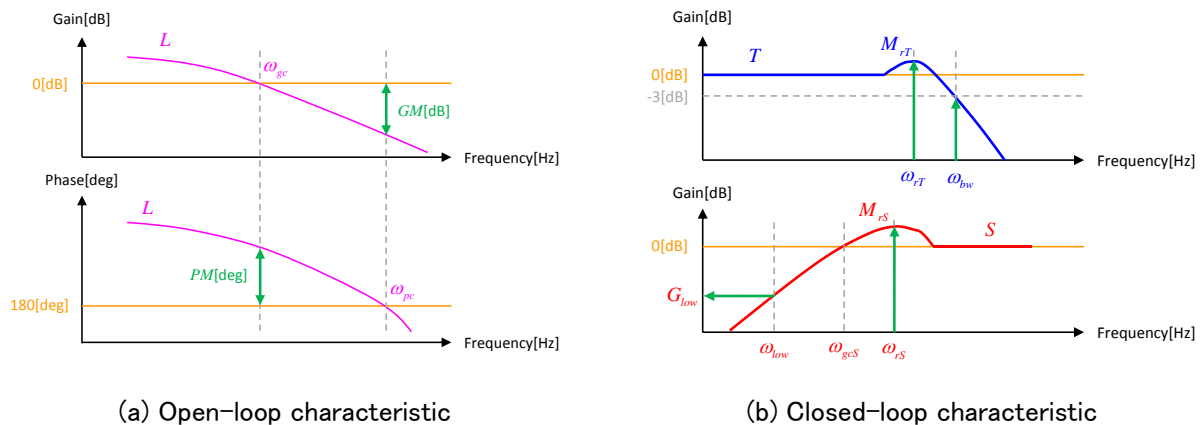
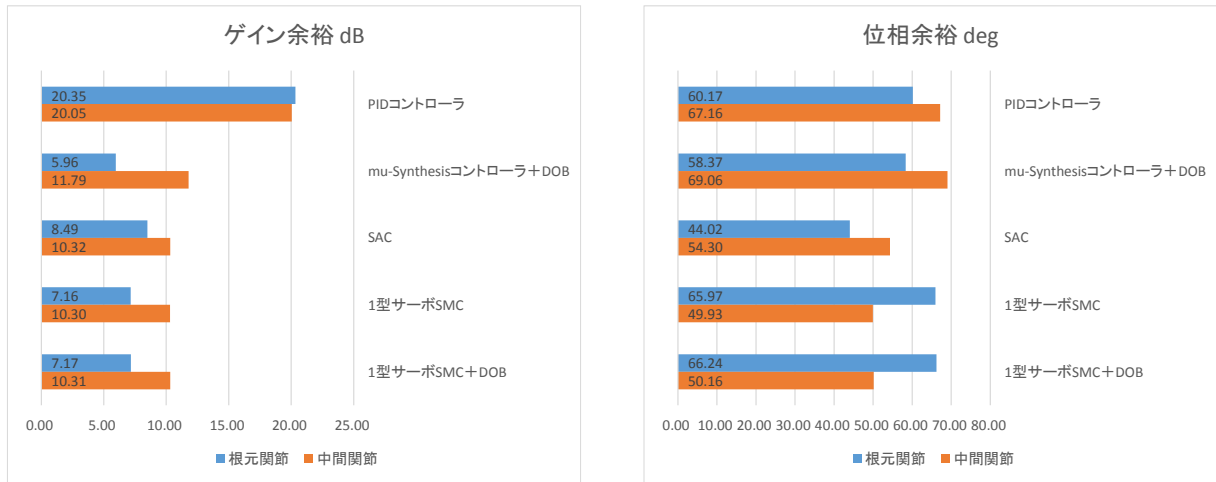


Fig.3-72 Frequency characteristic

Fig.3-73 に各制御手法に対する根元/中間関節制御系のゲイン余裕、位相余裕を示す。

サーボ問題に対し、経験的な指標値として、ゲイン余裕は 10~20dB、位相余裕は 40~60dB と言われているが^[1]、ゲイン余裕・位相余裕ともに、この指標値に当てはまるのは PID コントローラのみとなった。また、ゲイン余裕に関しては、全体的に根元関節の制御系の方が悪い結果となることが確認できた。PID 以外のコントローラに関しては、シミュレーションモデルでは考慮していない不確かさ、または過渡の状態(高い周波数が印加された場合)で制御系が不安定になる可能性が推測される。 μ -Synthesis+DOB と SAC、SMC については、それらが持つロバスト安定性がどこまで性能を発揮するかがポイントになると思われる。

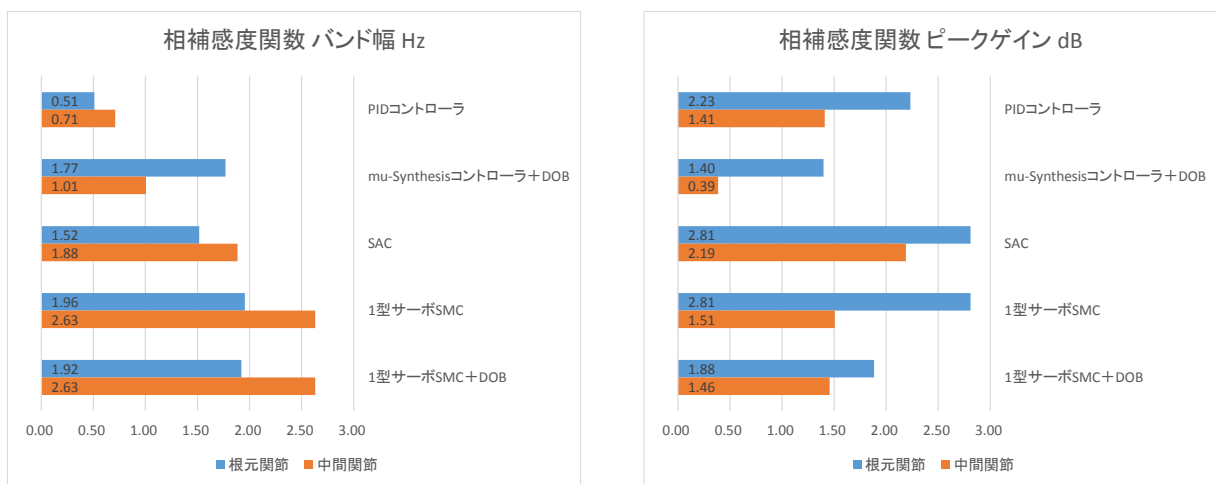


(a) Gain margin

(b) Phase margin

Fig.3-73 Frequency characteristic of loop transfer function

Fig.3-74 に各制御手法に対する根元/中間関節制御系の相補感度関数のバンド幅, ピークゲインを示す. 3.1章でおこなった規範フィードバック制御系モデルによる評価では, バンド幅の目標値は 1.17Hz となったが, これを満たしているのは, SAC, SMC, SMC+DOB となった. μ -Synthesis+DOB は中間関節が 1.01Hz と目標値を多少下回る結果となった. しかし, SAC, SMC, SMC+DOB はピークゲインが高いため, 関節角度指令に高周波数成分が含まれると大きなオーバーシュートが発生する可能性がある.



(a) Bandwidth

(b) Peak gain

Fig.3-74 Complementary sensitivity function

Fig.3-75に各制御手法に対する根元/中間関節制御系の感度関数のゼロクロス周波数, 低周波数ゲインを示す. 感度関数のゼロクロス周波数は外乱抑制の周波数帯域に関係しているため, 高いほど良いとされているが, ウォーターベッド効果によりピークゲインが高くなってしまいうので注意が必要となる. 根元関節については, SAC, SMC, SMC+DOB が 0.86~0.87Hz と同じような性能となったが, 中間関節については SMC, SMC+DOB の方が高くなる結果となった. また, 低周波数帯域のゲインは定常偏差の抑制に関係するため, 重要な指標となる. SMC, SMC+DOB の中間関節のゲイン特性は, 全体的に低い結果となったので, 良い追従性が期待できる.

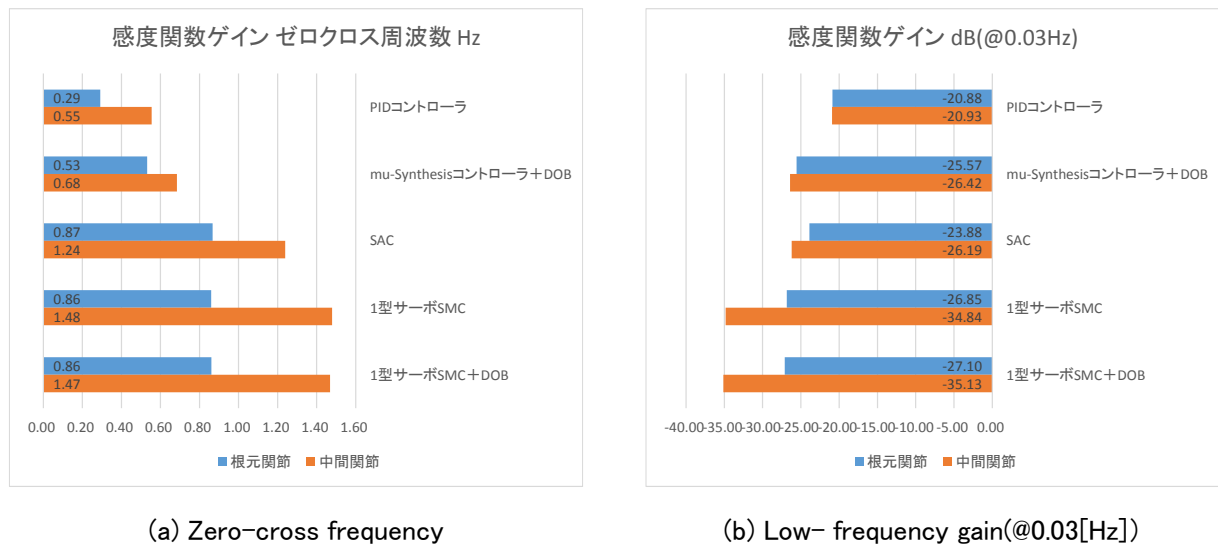


Fig.3-75 Sensitivity function

3.6.2 ステップ応答

Fig.3-76 に各制御手法に対する根元/中間関節制御系のステップ応答を示す. SAC は根元, 中間関節ともに大きなオーバーシュートが発生した. これはゲイン余裕が小さいことから予想される. その他のコントローラ, μ -Synthesis+DOB, SMC, SMC+DOBに関しては, 多少オーバーシュートが発生するが, 安定した応答が確認できた.

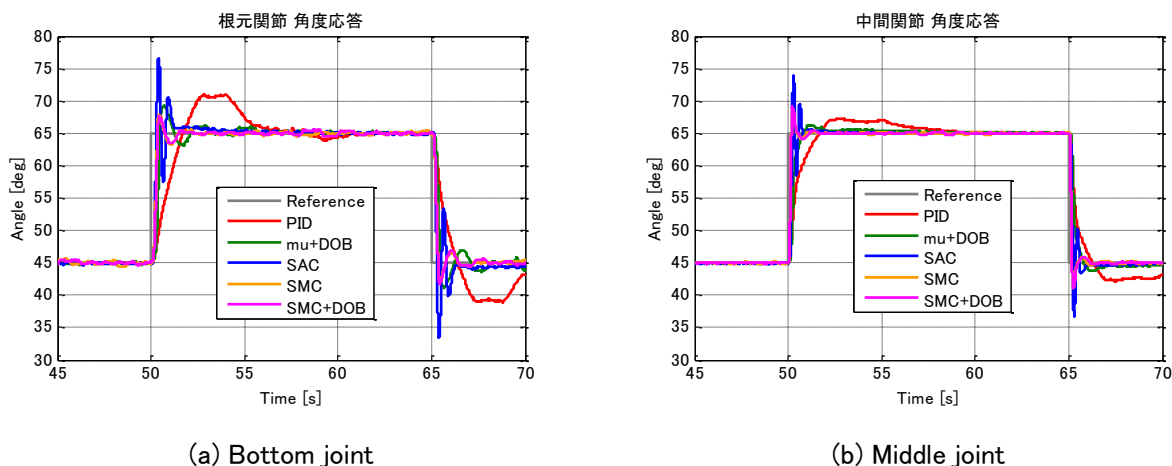


Fig.3-76 Step response performance

3.6.3 外乱抑制

Fig.3-77 に各制御手法に対する根元/中間関節制御系の外乱抑制結果を示す。外乱は、関節角度を45degに位置制御した状態で、操作量に振幅0.5Vのステップ状の電圧を印加する形で設定した。グラフから μ -Synthesis+DOBの抑制結果が一番良いことがわかる。また、SACに関しては目標角度への収束が遅く、多少、定常偏差が残る結果となった。SMCに関しては中間関節で定常偏差が残る結果となったが、外乱オブザーバを併用することで改善されることが確認できた。

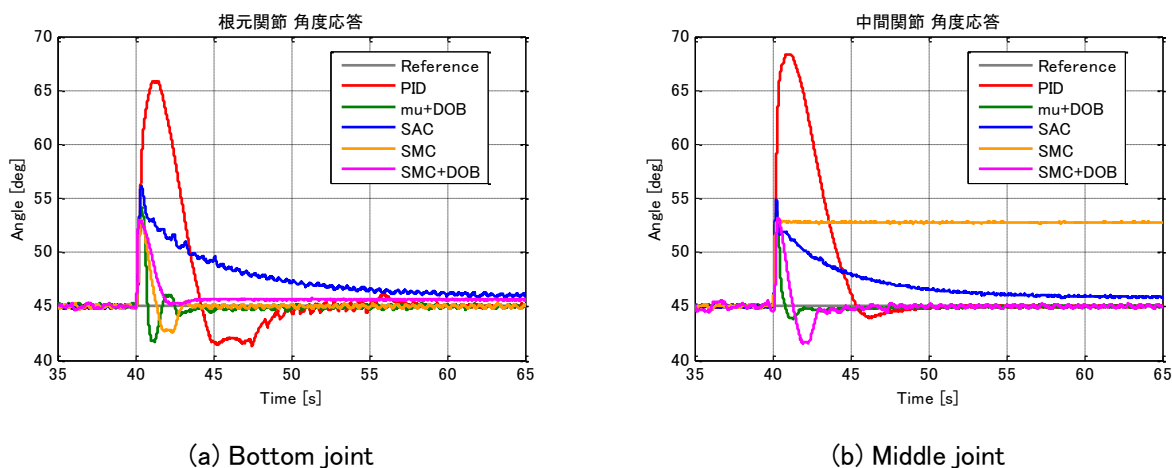
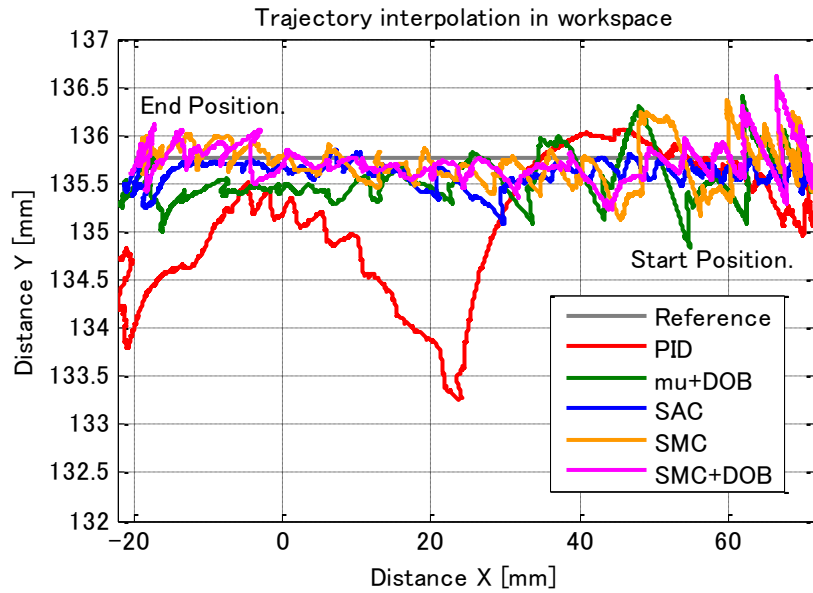


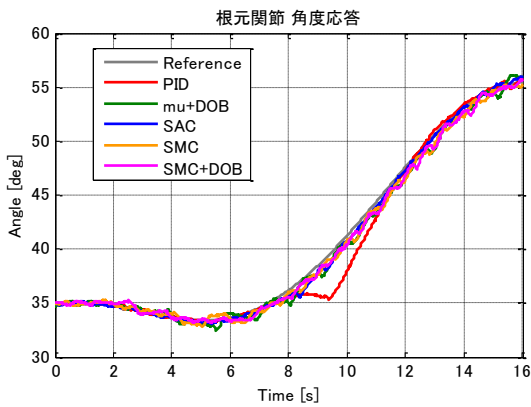
Fig.3-77 Disturbance rejection performance

3.6.4 平行移動モード

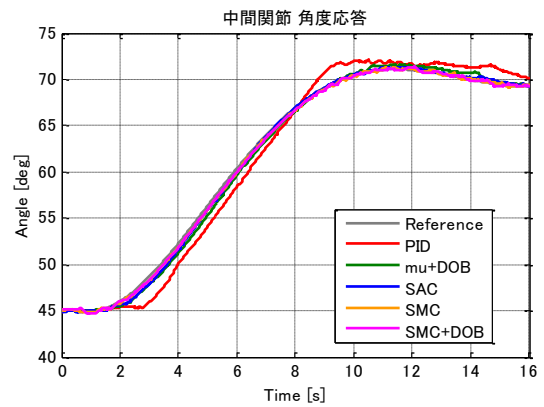
Fig.3-78 に各制御手法に対する平行移動モード 2 の指先軌跡, 関節角度軌跡を示す.



(a) End effector trajectory



(b) Joint trajectory of bottom



(c) Joint trajectory of middle

Fig.3-78 Translation mode simulation

これらのグラフから, 指先誤差, 関節誤差を整理した結果を Fig.3-79 に示す.

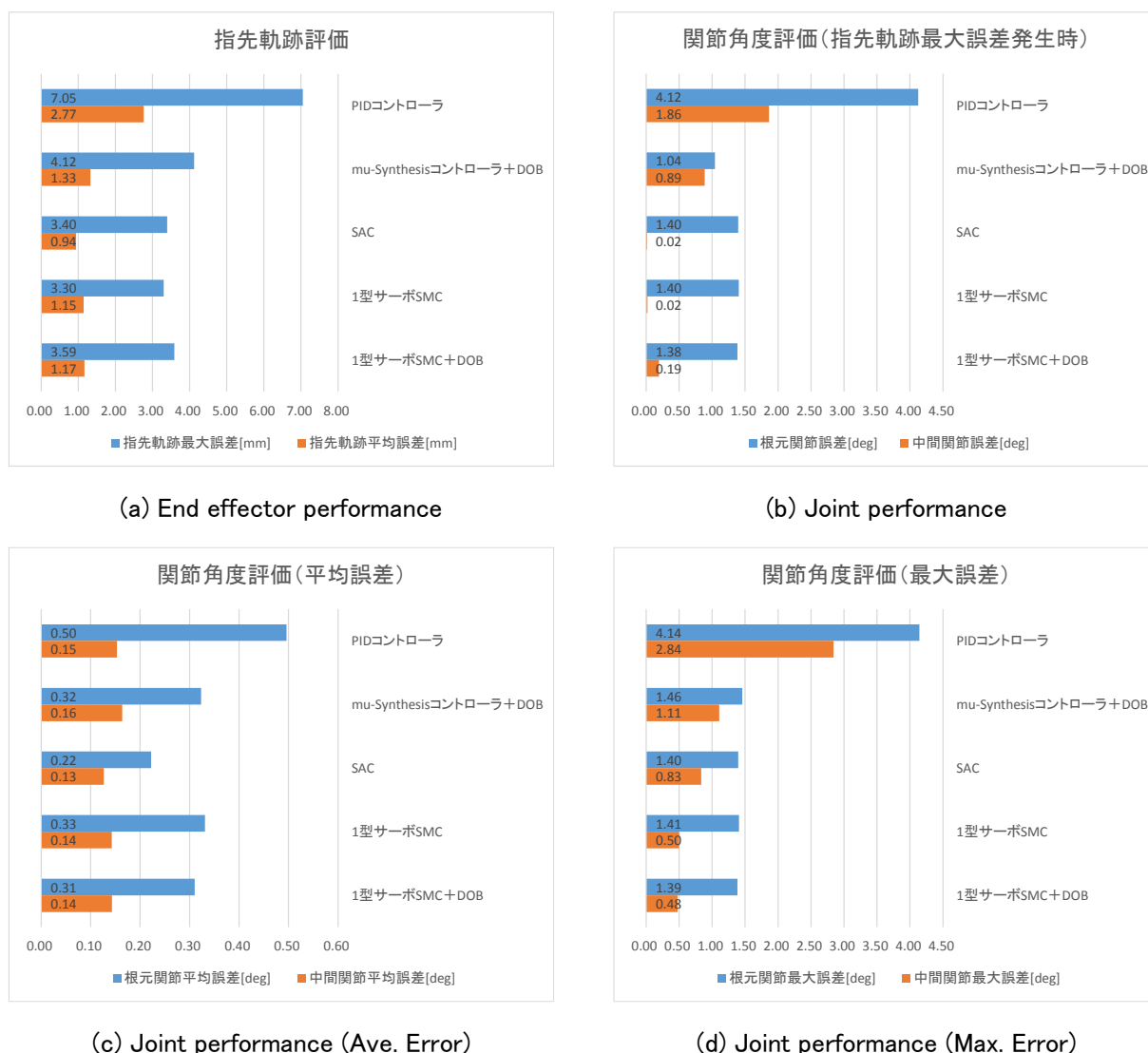
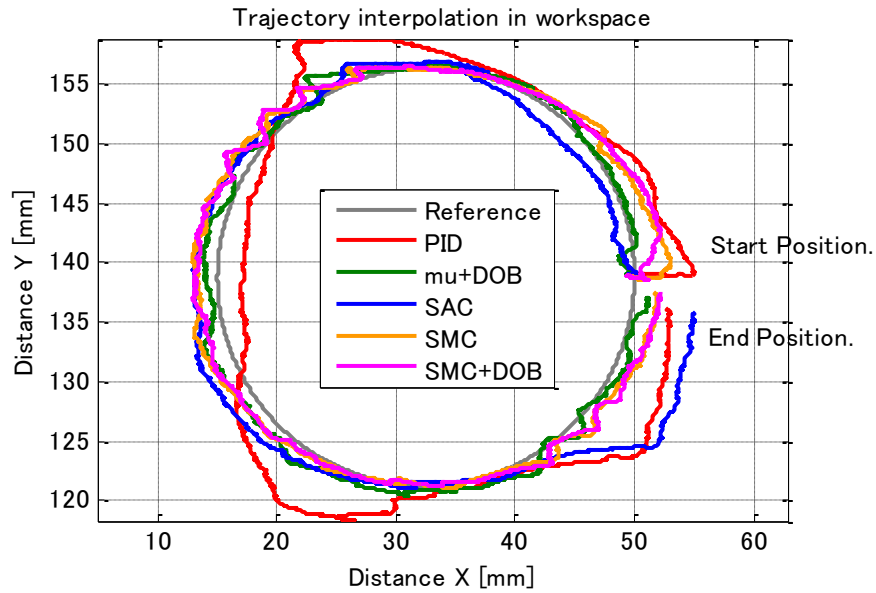


Fig.3-79 Translation mode performance

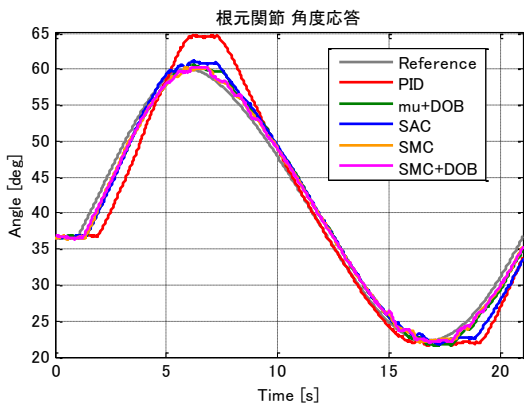
Fig.3-79 (d)より、 μ -Synthesis+DOB, SAC, SMC, SMC+DOB は両関節ともに関節誤差 3deg 以下を達成することができた。これらのコントローラは、バンド幅の指標 1.17Hz 以上をほぼ満たすことから、規範フィードバック制御系モデルによる関節角度誤差評価の妥当性が確認できたと思われる。ただし、Fig.3-79 (a)の指先軌跡最大誤差を見ると最も結果の良かった SMC で 3.30mm と指先誤差 3.0mm 以内を達成することができなかった。

3.6.5 円旋回移動モード

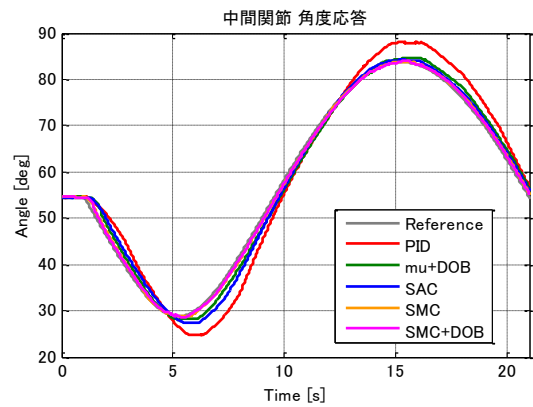
Fig.3-80 に各制御手法に対する円旋回移動モードの指先軌跡，関節角度軌跡を示す。



(a) End effector trajectory



(b) Joint trajectory of bottom



(c) Joint trajectory of middle

Fig.3-80 Circular mode simulation

これらのグラフから，指先誤差，関節誤差を整理した結果を Fig.3-81 に示す。

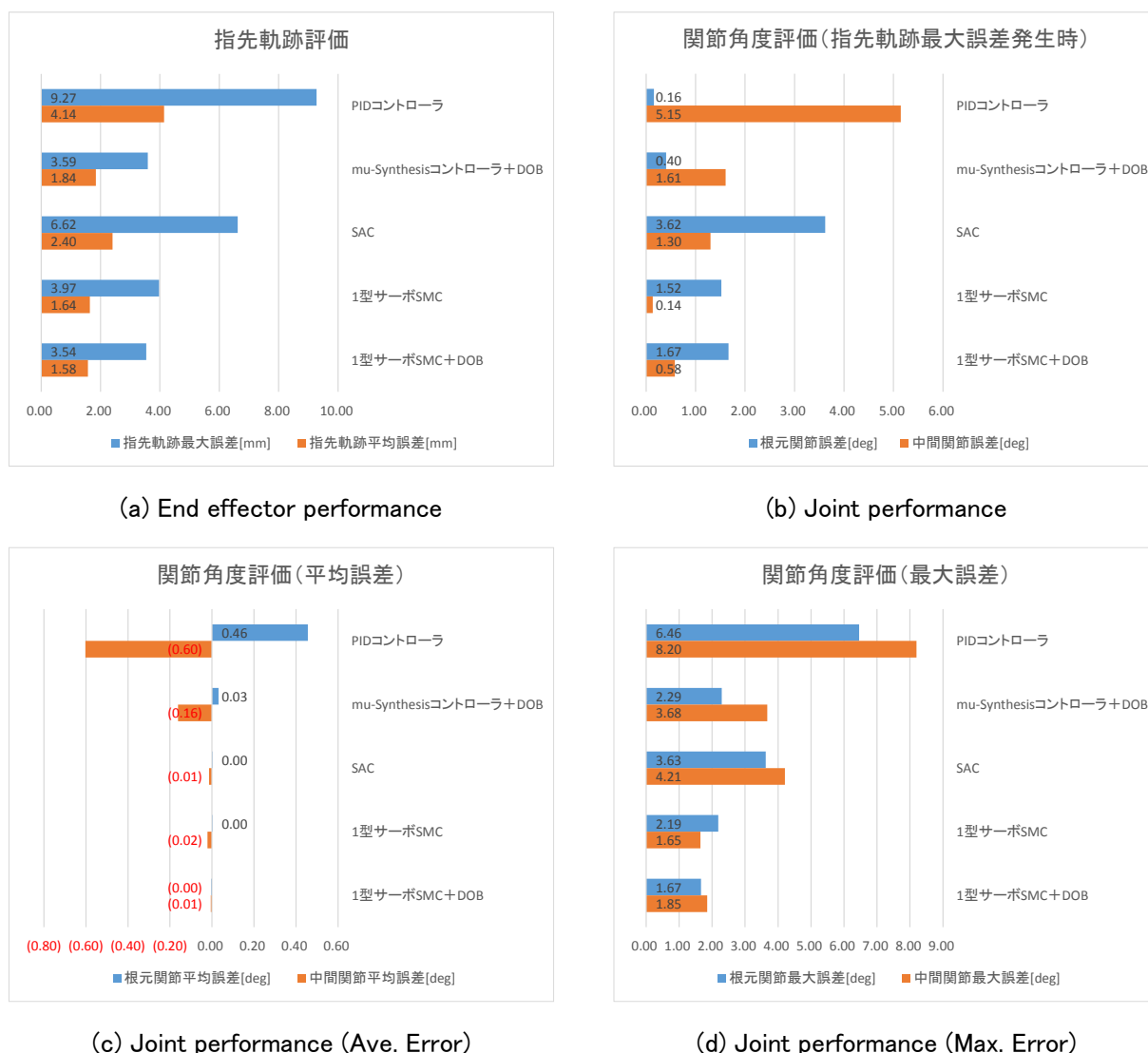


Fig.3-81 Circular mode performance

Fig.3-81 (d)より、両関節ともに関節誤差 3deg 以下を達成したのは SMC と SMC+DOB となった。ただし、関節誤差が最も小さかった SMC+DOB の場合でも 3.54mm と指先誤差 3.0mm 以内を達成することができなかった。開始点での動きだし、終端点で停止間際に低速になることに加え、円旋回移動モードは角速度がゼロをクロスするような動作が 2 カ所あるため、その部分で非線形摩擦の発生が大きく発生し、制御が難しいことがわかる。

3.6.6 各コントローラの挙動について

3.6.1 章から 3.6.5 章では、マニピュレータの動作を中心に評価をおこなったが、ここでは、各コントローラ μ -Synthesis+DOB, SAC, SMC, SMC+DOB について、ステップ応答と円旋回移動モード時の操作量などコントローラの挙動を確認する。

3.6.6-1 μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用

Fig.3-82 に μ -Synthesis と外乱オブザーバを併用したときのステップ応答とそのときの操作量を示す。ステップ応答は 2 段目の部分を表示している。両関節とも、50s での立ち上がり、65s での立ち下がり時に応答が目標値に対して行き過ぎたとき、目標値へ戻るように外乱オブザーバが働いていることがわかる。

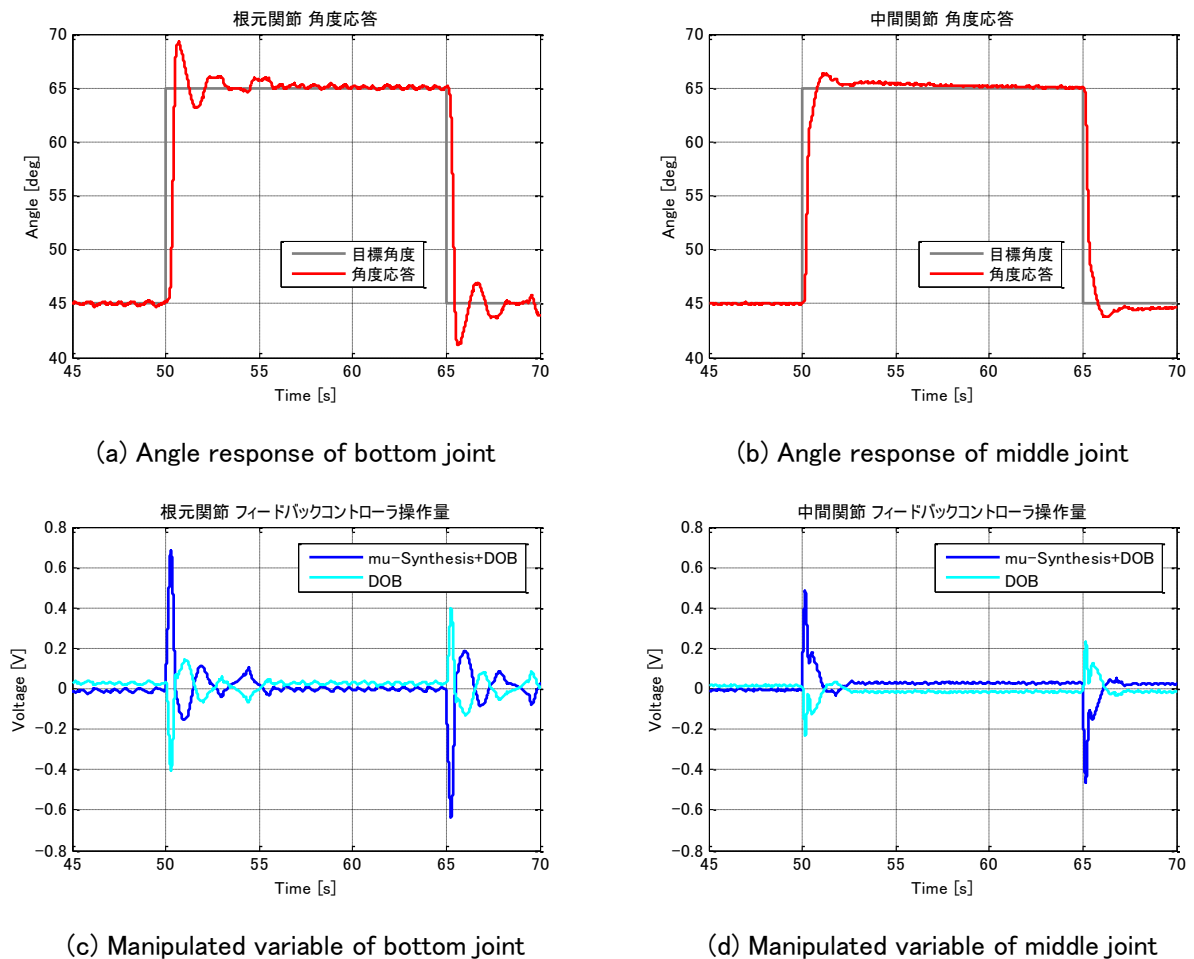
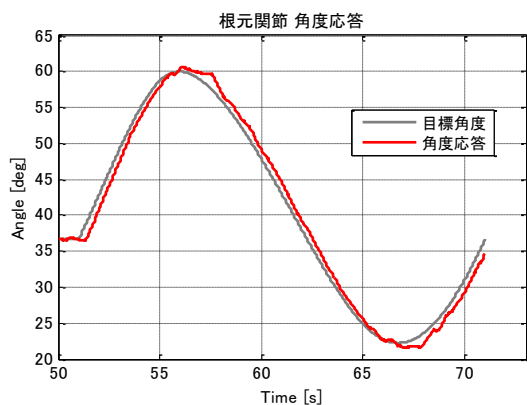
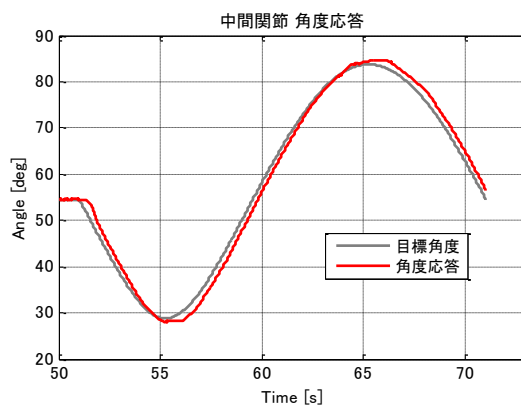


Fig.3-82 Relationship of step response and manipulated variable: μ -Synthesis and disturbance observer

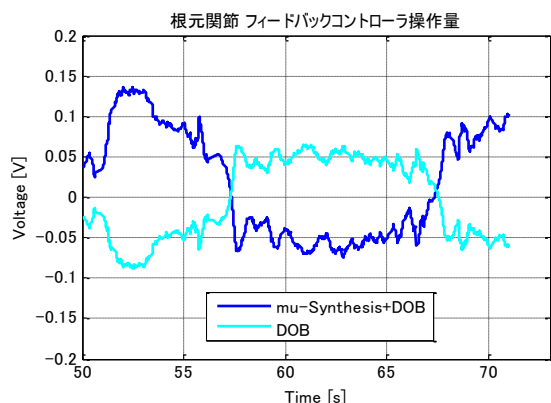
また、45deg, 65deg で角度を保持しているときに、外乱オブザーバが一定の値を出力して定常偏差を抑制していることが確認できる。操作量の上下限界は動作点での圧力設定を考慮すると±2V 程度となるが、出力波形を見ると操作量は飽和していないので、ハードウェアに実装しても問題ないと思われる。



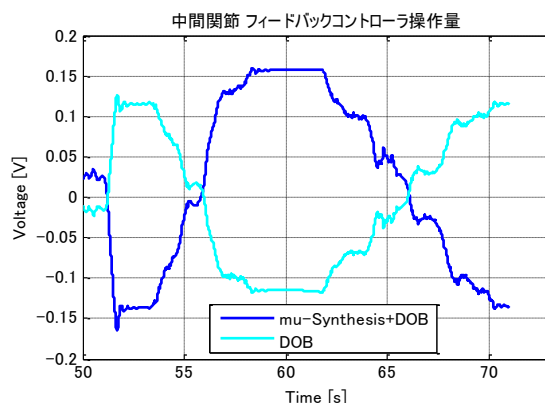
(a) Angle response of bottom joint



(b) Angle response of middle joint



(c) Manipulated variable of bottom joint



(d) Manipulated variable of middle joint

Fig.3-83 Relationship of circular mode response and manipulated variable: μ -Synthesis and disturbance observer

続いて、Fig.3-83 に μ -Synthesis と外乱オブザーバを併用したときの円旋回移動モードの角度応答とそのときの操作量を示す。出力波形を見ると操作量は飽和していないので、ハードウェアに実装しても問題ないと思われる。

3.6.6-2 SAC

Fig.3-84 に SAC を適用したときのステップ応答とそのときの操作量を示す. ステップ応答は 2 段目の部分を表示している. 両関節とも, 50s での立ち上がり, 65s での立ち下がり時に操作量が $\pm 1V$ の上下限值に達し, 飽和していることがわかる.

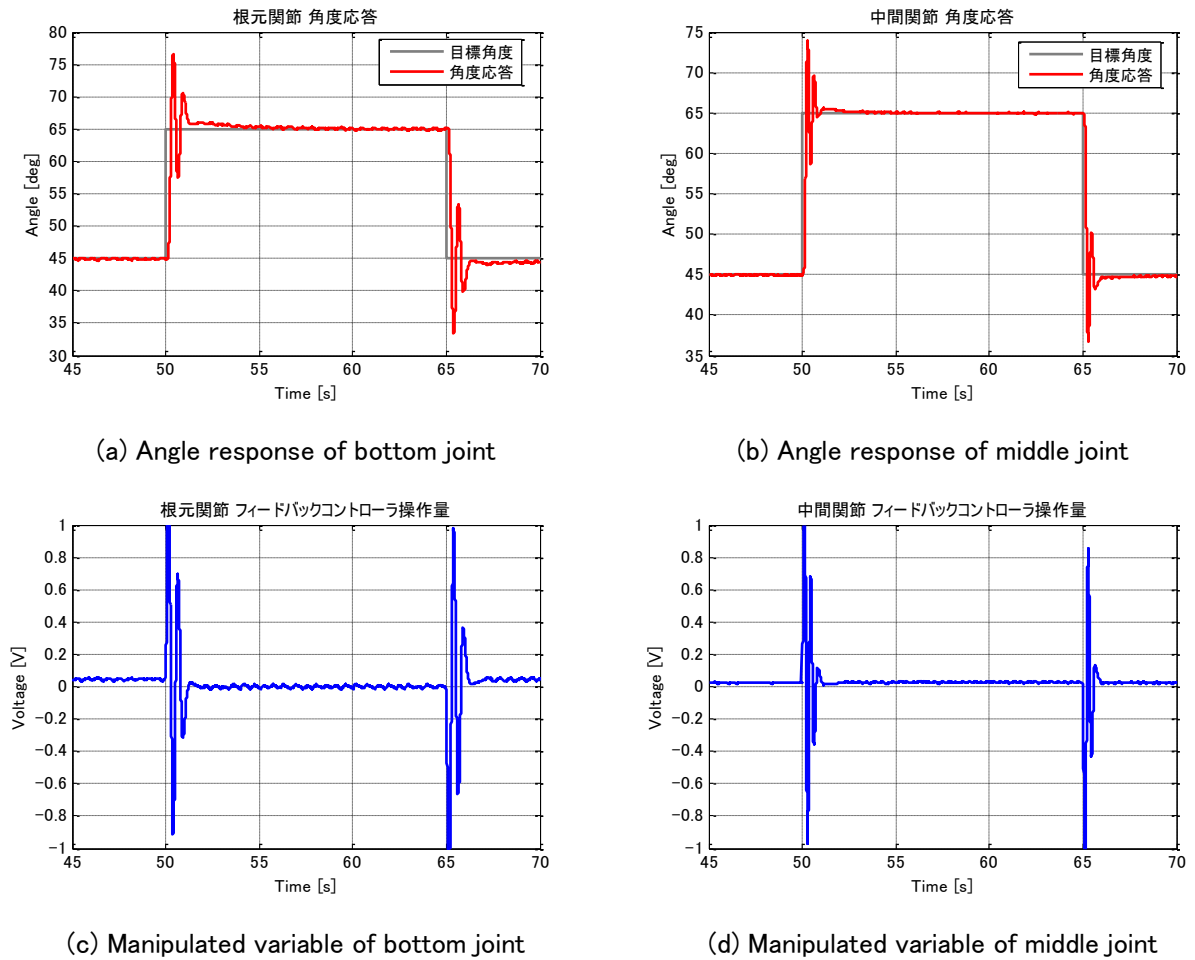
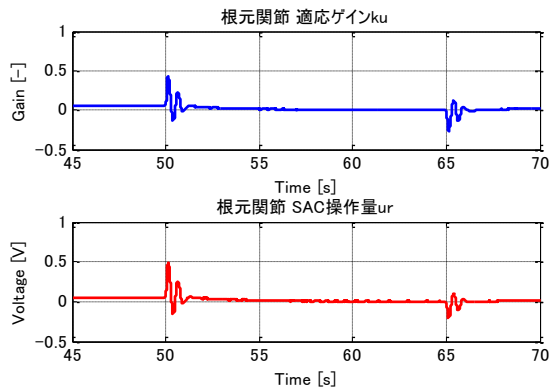
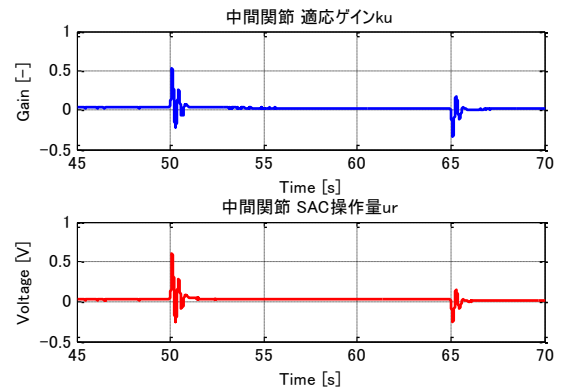


Fig.3-84 Relationship of step response and manipulated variable: SAC

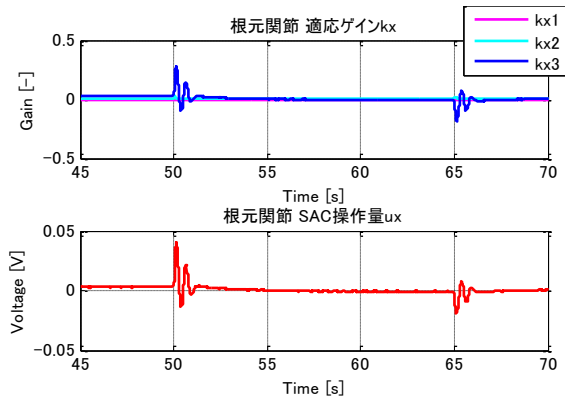
そこで, Fig.3-85 に適合ゲイン k_r , k_x , k_e とそれらの操作量 u_r , u_x , u_e をプロットし, どの項が影響しているのかを確認する.



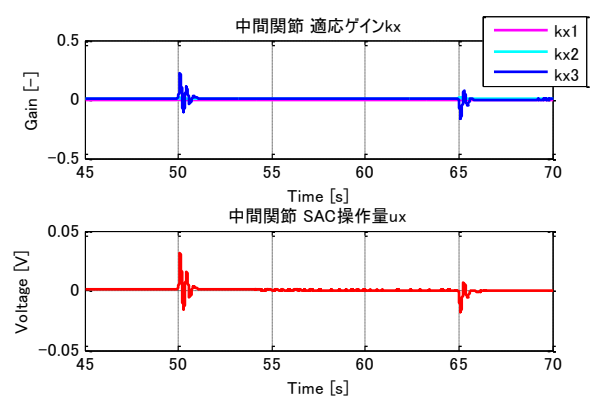
(a) k_u and u_r of bottom joint



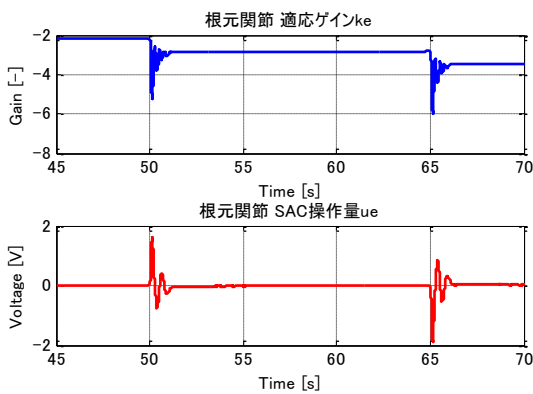
(b) k_u and u_r of middle joint



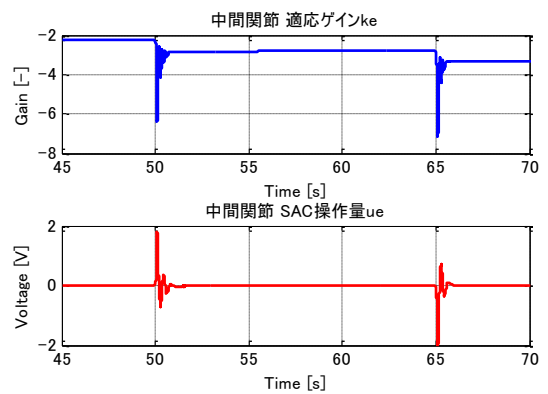
(c) k_x and u_x of bottom joint



(d) k_x and u_x of middle joint



(e) k_e and u_e of bottom joint



(f) k_e and u_e of middle joint

Fig.3-85 Adaptive Law of step response

Fig.3-85 を見ると両関節とも u_x の影響は小さく、目標値変化に関する u_r と偏差に関する u_e の影響が大きいことがわかる。今回のパラメータでは、 u_r に対し u_e は約4倍程度の電圧になることがわかる。

続いて, Fig.3-86にSACを適用したときの円旋回移動モードの角度応答とそのときの操作量を示す. また,

Fig.3-87に適合ゲイン k_r , k_x , k_e とそれらの操作量 u_r , u_x , u_e を示す.

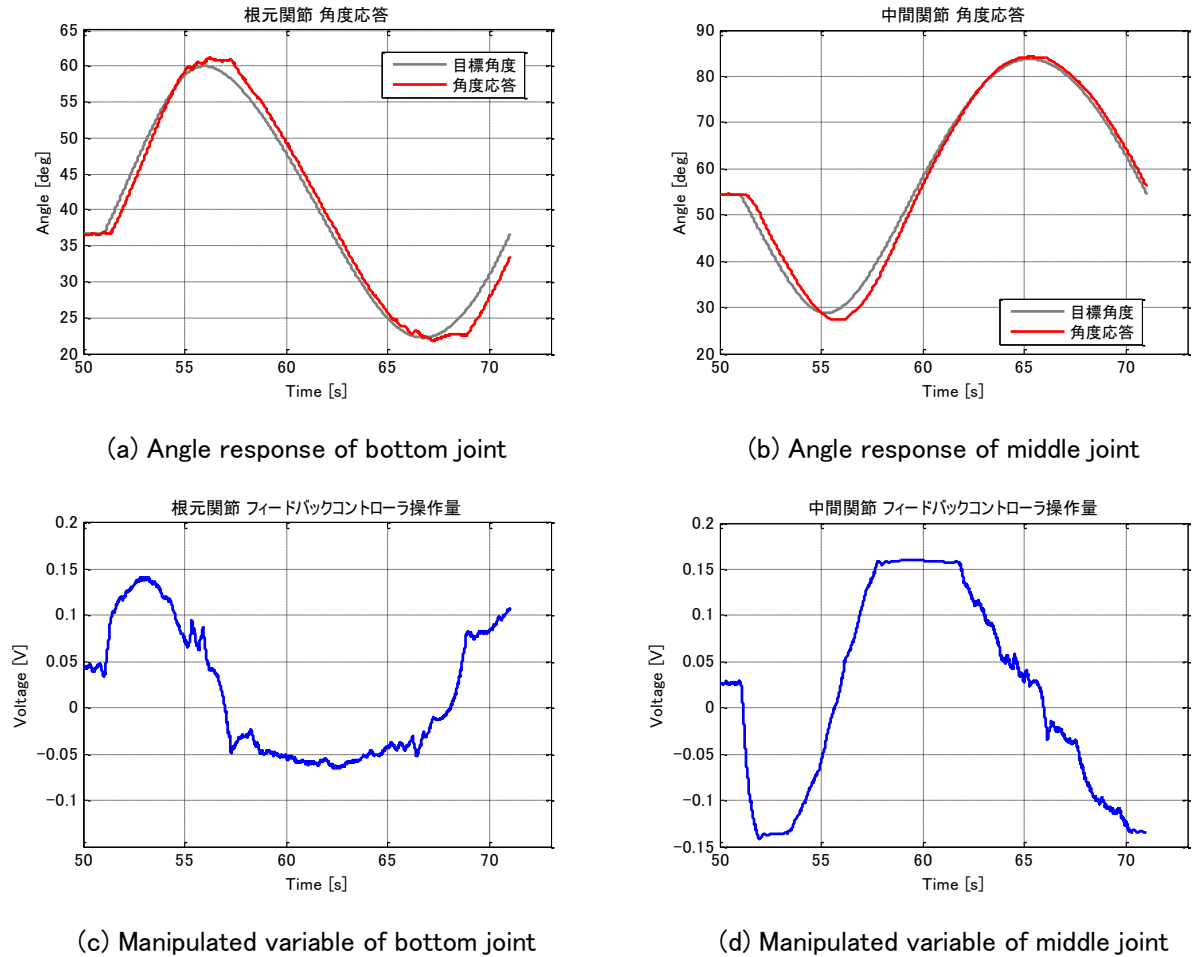
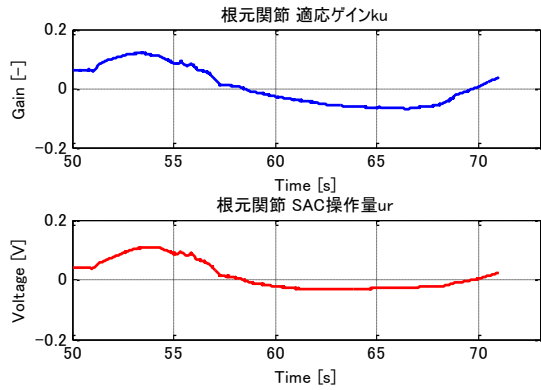
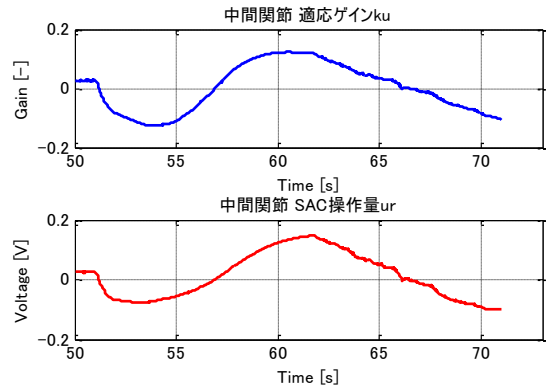


Fig.3-86 Relationship of circular mode response and manipulated variable: SAC

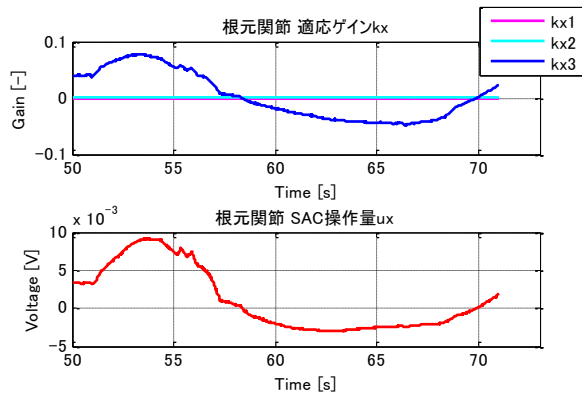
Fig.3-87 から, 両関節とも u_x の影響は小さく, また, 規範モデルの出力に追従するように適合ゲイン k_r , k_x , k_e が自動調整されていることがわかる.



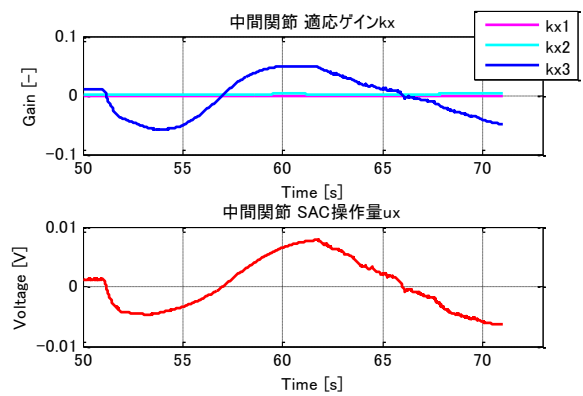
(a) k_u and u_r of bottom joint



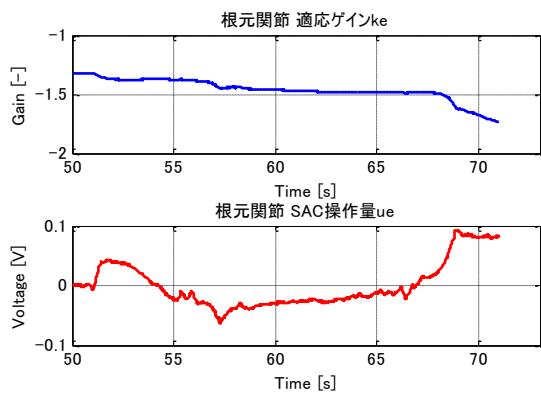
(b) k_u and u_r of middle joint



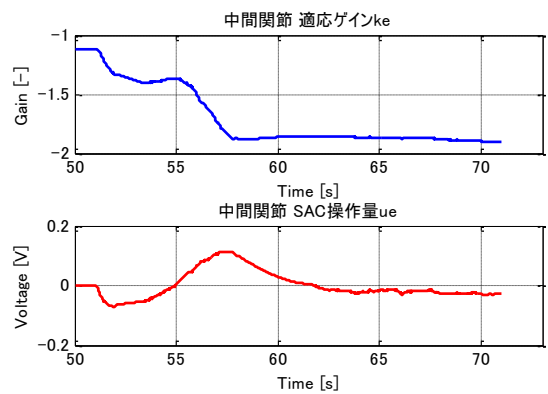
(c) k_x and u_x of bottom joint



(d) k_x and u_x of middle joint



(e) k_e and u_e of bottom joint



(f) k_e and u_e of middle joint

Fig.3-87 Adaptive Law of circular mode response

3.6.6-3 SMC

Fig.3-88にSMCを適用したときのステップ応答とそのときの操作量を示す. ステップ応答は2段目の部分を表示している. また, Fig.3-89に等価制御入力, 非線形入力と超平面 σ の軌跡を示す.

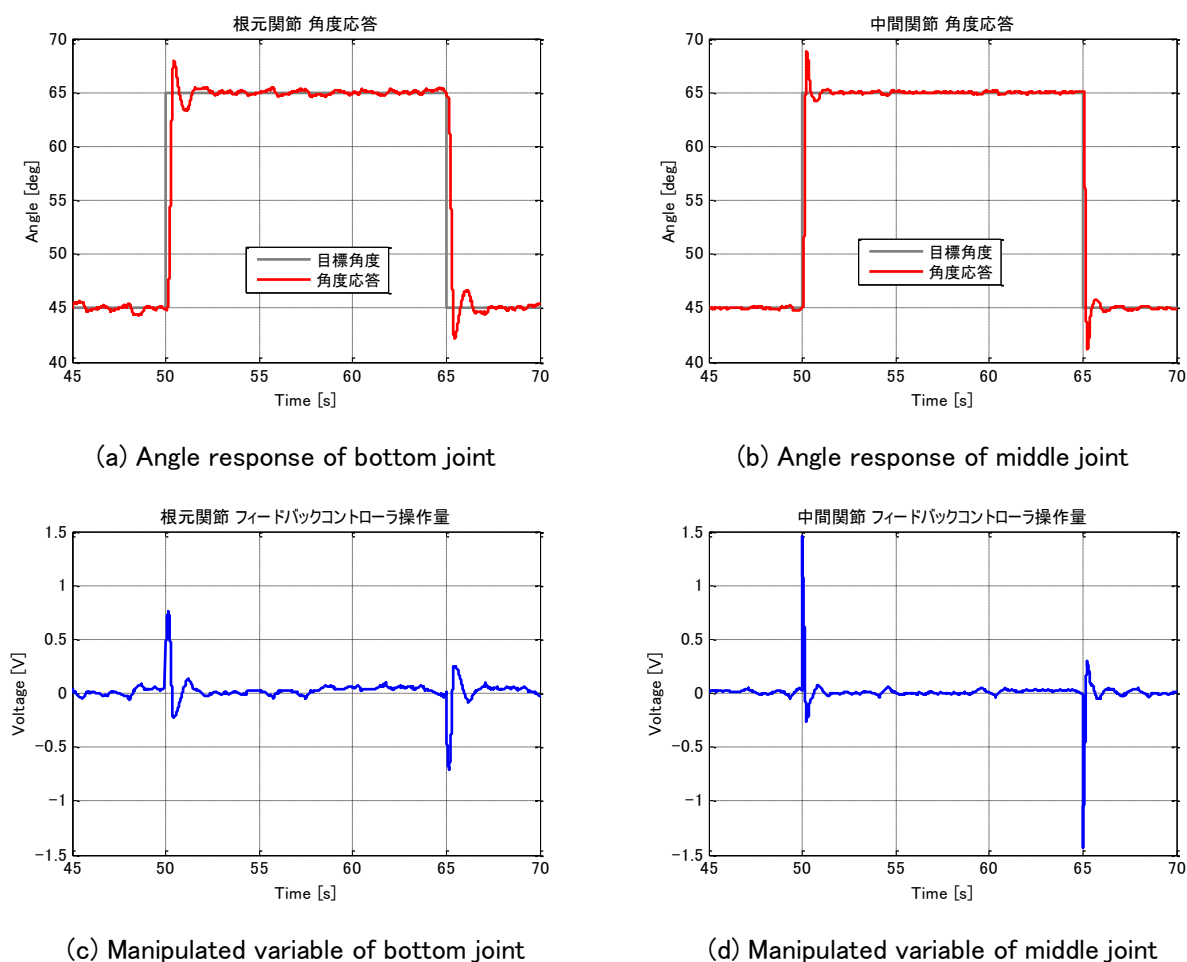
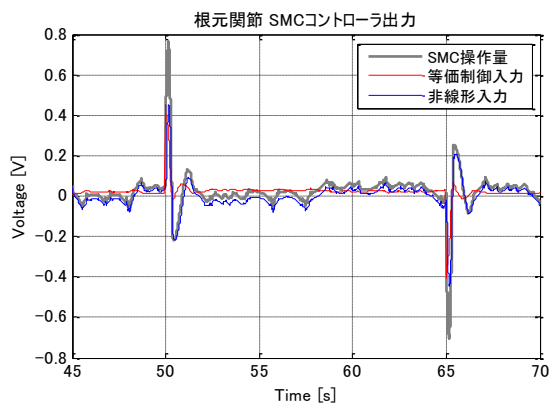
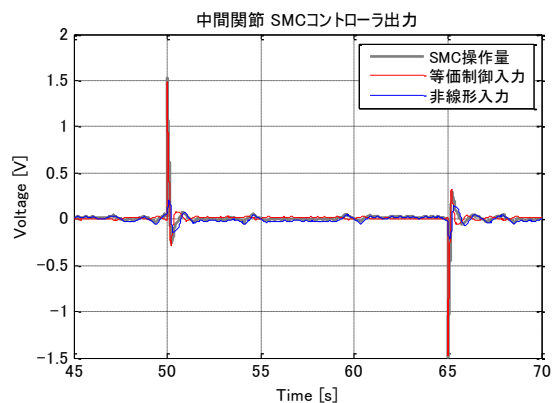


Fig.3-88 Relationship of step response and manipulated variable: SMC

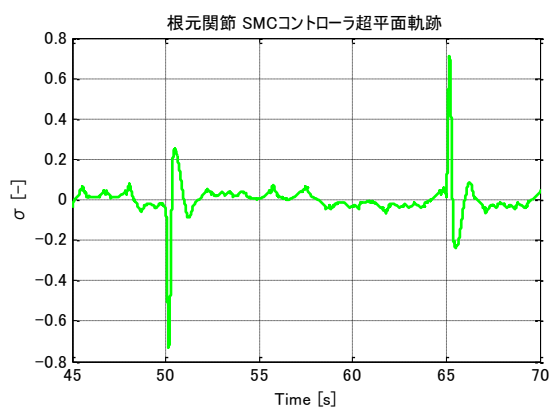
Fig.3-89(c)と(d)より, 両関節とも, 50s での立ち上がり, 65s での立ち下がり時に超平面の軌道が乱れるが, 目標角度の 45deg, 65deg 付近では, ゼロ付近を推移し, スライディングモードに到達していると思われる. 操作量も $\pm 1.5V$ 以内なので, ハードウェアに実装しても問題ないと思われる.



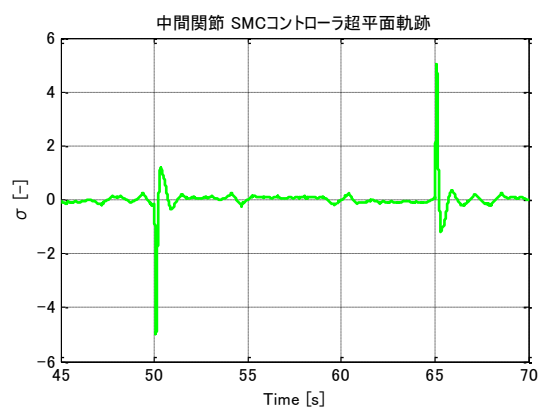
(a) Equivalent /nonlinear control input of bottom joint



(b) Equivalent /nonlinear control input of middle joint



(c) Hyperplane trajectory of bottom joint



(d) Hyperplane trajectory of middle joint

Fig.3-89 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC

続いて, Fig.3-90 に SMC を適用したときの円旋回移動モードの角度応答とそのときの操作量を示す. また, Fig.3-91 に等価制御入力, 非線形入力と超平面 σ の軌跡を示す.

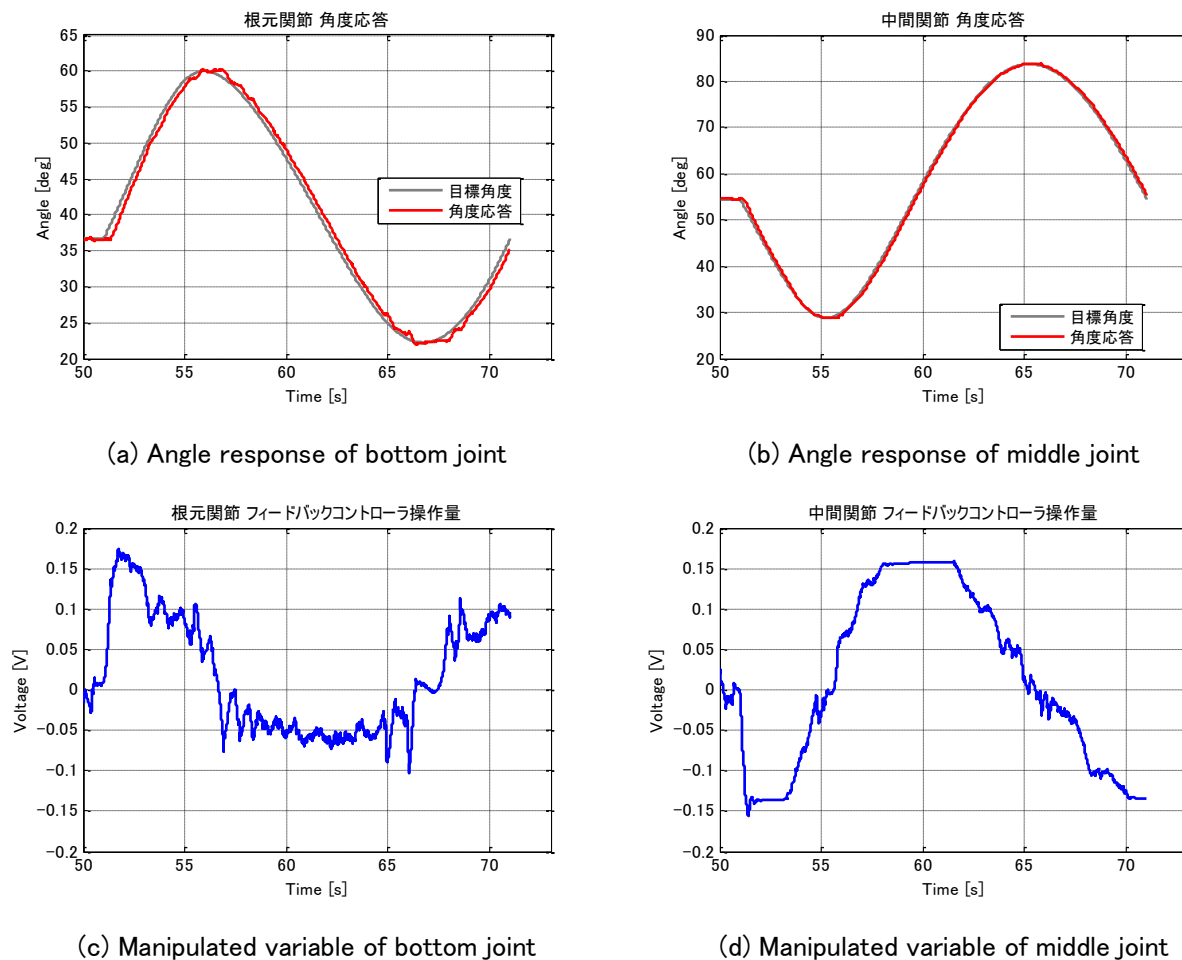
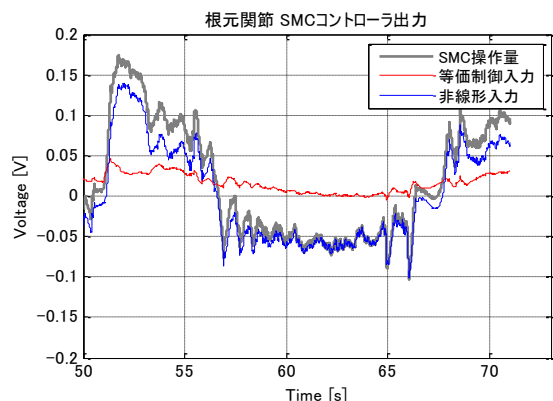
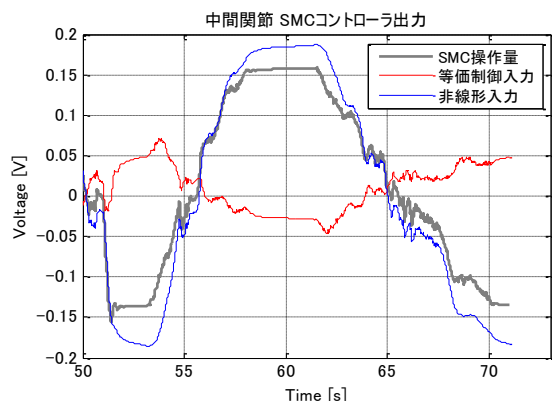


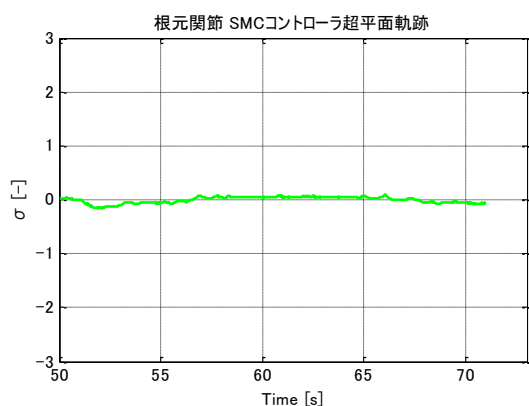
Fig.3-90 Relationship of circular mode response and manipulated variable: SMC



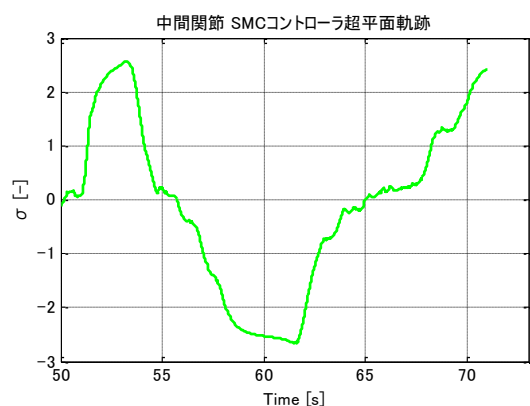
(a) Equivalent /nonlinear control input of bottom joint



(b) Equivalent /nonlinear control input of middle joint



(c) Hyperplane trajectory of bottom joint



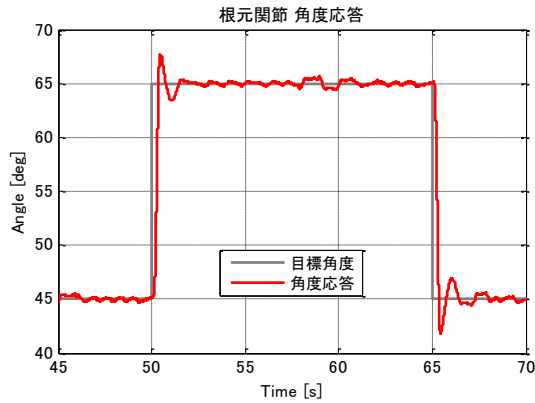
(d) Hyperplane trajectory of middle joint

Fig.3-91 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC

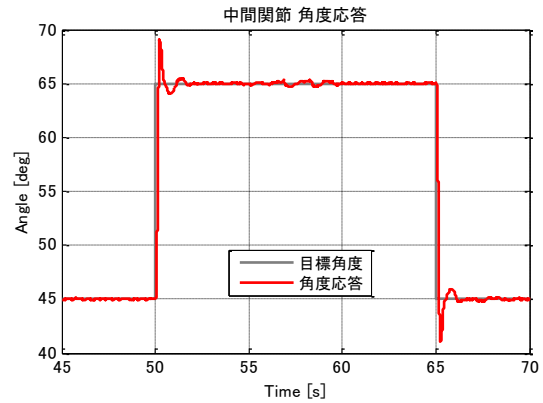
Fig.3-91 (c)より, 根元関節の超平面の軌跡はゼロ付近を推移しているが, 中間関節の超平面は偏差の発生とともに大きく推移していることがわかる. このことから中間関節はスライディングモードに到達していないと思われる.

3.6.6-4 SMC と外乱オブザーバの併用

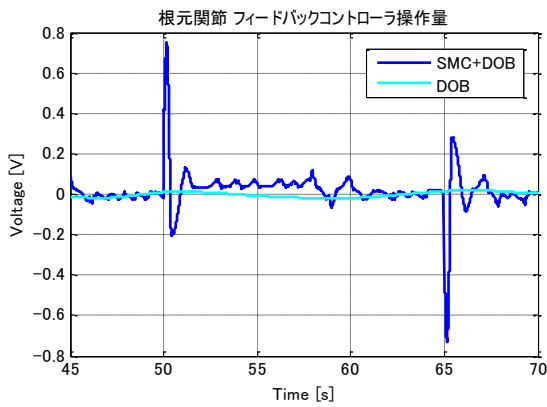
Fig.3-92 に SMC と外乱オブザーバを併用したときのステップ応答とそのときの操作量を示す. ステップ応答は 2 段目の部分を表示している. また, Fig.3-93 に等価制御入力, 非線形入力と超平面 σ の軌跡を示す.



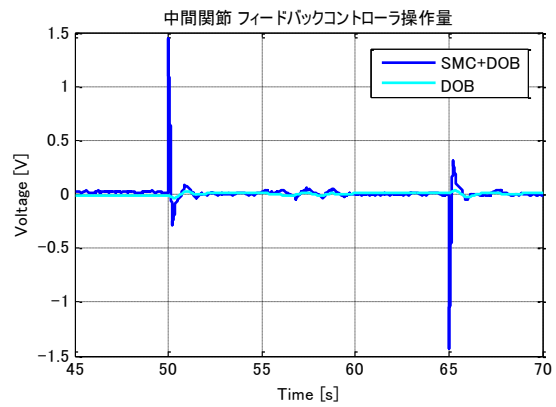
(a) Angle response of bottom joint



(b) Angle response of middle joint

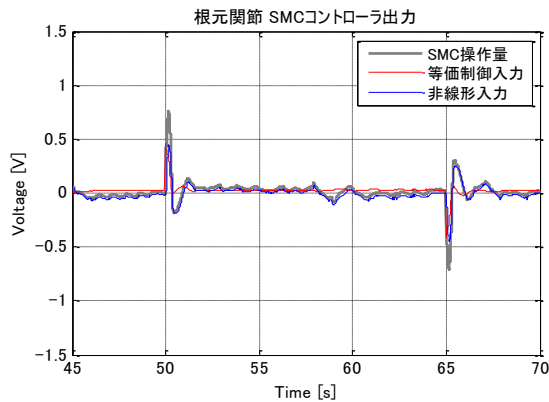


(c) Manipulated variable of bottom joint

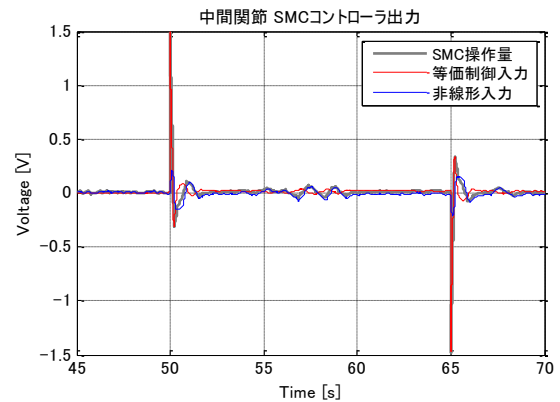


(d) Manipulated variable of middle joint

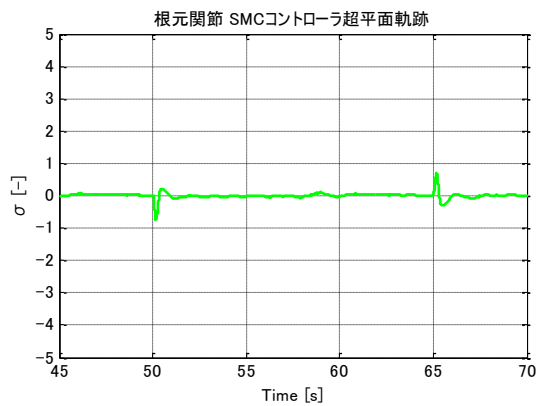
Fig.3-92 Relationship of step response and manipulated variable: SMC and disturbance observer



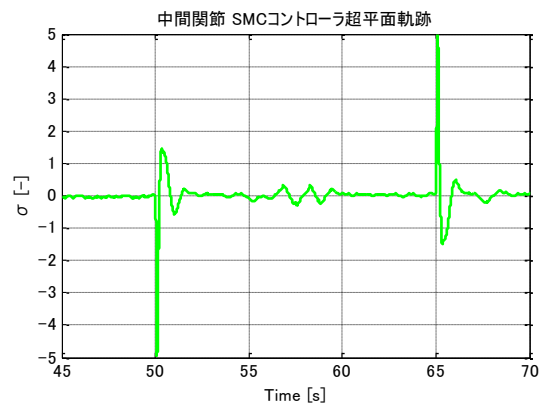
(a) Equivalent /nonlinear control input of bottom joint



(b) Equivalent /nonlinear control input of middle joint



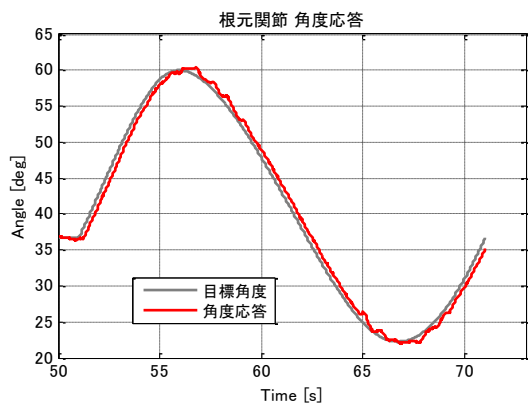
(c) Hyperplane trajectory of bottom joint



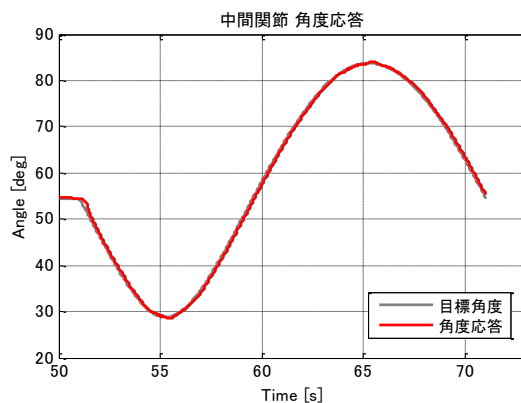
(d) Hyperplane trajectory of middle joint

Fig.3-93 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC and disturbance observer

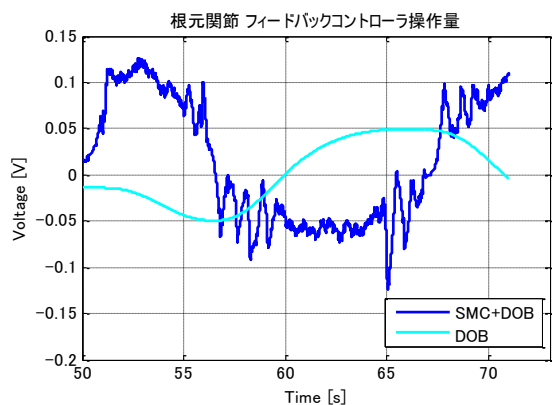
続いて, Fig.3-94 に SMC を適用したときの円旋回移動モードの角度応答とそのときの操作量を示す. また, Fig.3-95 に等価制御入力, 非線形入力と超平面 σ の軌跡を示す. Fig.3-95 (d)を見ると外乱オブザーバを併用していないときに比べ, 超平面がゼロ付近を推移していることがわかる.



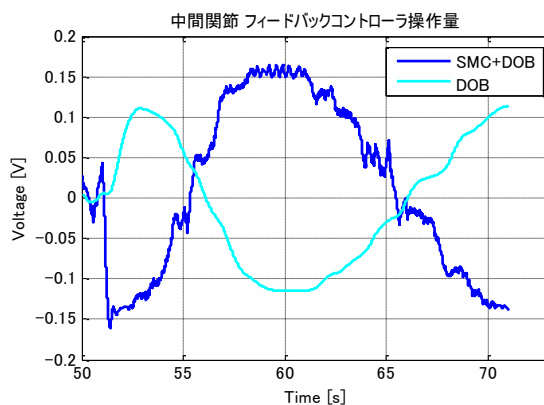
(a) Angle response of bottom joint



(b) Angle response of middle joint

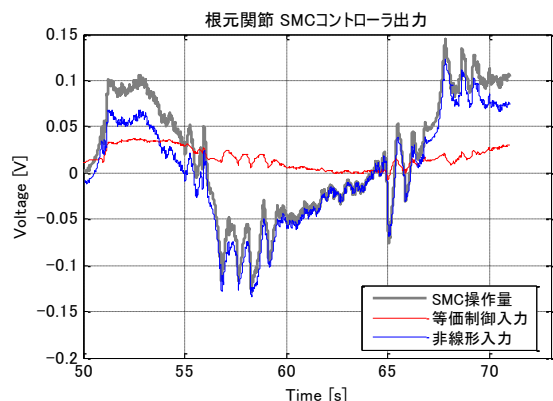


(c) Manipulated variable of bottom joint

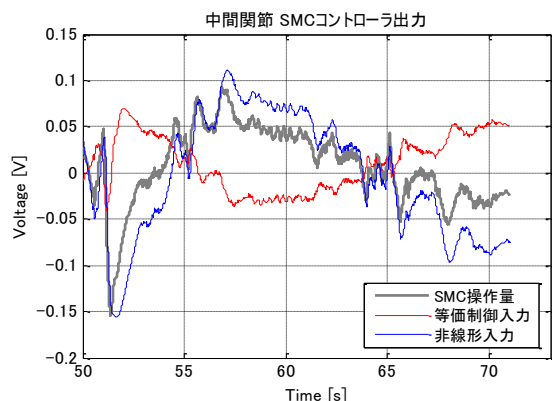


(d) Manipulated variable of middle joint

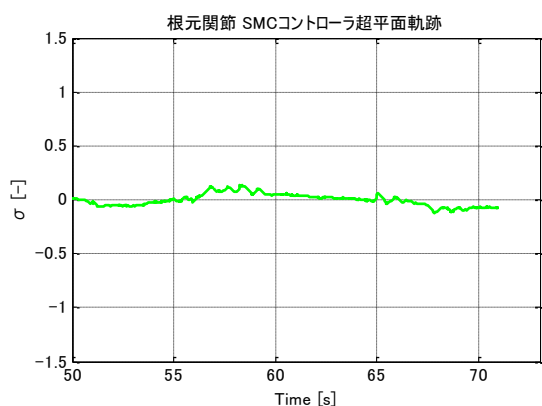
Fig.3-94 Relationship of circular mode response and manipulated variable: SMC and disturbance observer



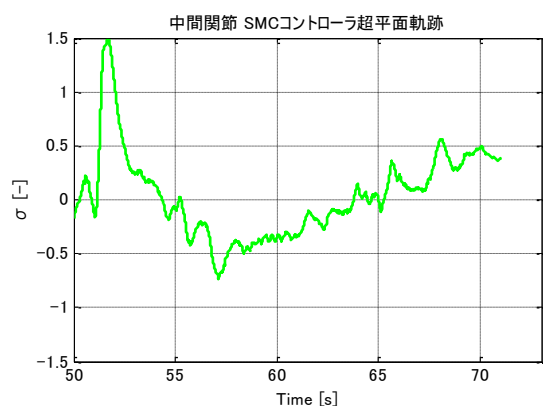
(a) Equivalent /nonlinear control input of bottom joint



(b) Equivalent /nonlinear control input of middle joint



(c) Hyperplane trajectory of bottom joint



(d) Hyperplane trajectory of middle joint

Fig.3-95 Equivalent /nonlinear control input and hyperplane trajectory of SMC and disturbance observer

以上の検討結果から、 μ -Synthesis+DOB, SAC, SMC, SMC+DOB を実装し、実験により制御性能を検証する。

3.7 参考文献

○制御設計

- [1] 杉江, 藤田 : システム制御工学シリーズ 3 フィードバック制御入門, コロナ社(1999)
- [2] 松原 : 精密位置決め・送り系設計のための制御工学, 森北出版(2008)
- [3] 山口, 平田, 藤本 : ナノスケールサーボ制御—高速・高精度に位置を決める技術, 東京電機大学出版局(2007)
- [4] 野波, 平田, 西村 : MATLAB による制御系設計, 東京電機大学出版局(1998)
- [5] 佐々木, 中村, 高橋 : 電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する研究(比例弁・油圧シリンダ系の位置制御), 日本油空圧学会論文集, Vol.31, No.2, pp.44-49(2000)
- [6] 中村, 佐々木, 嵯峨, 高橋 : 電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する性能評価(第1報)—ロバスト性・制御入力・外乱抑制特性に対する実験的比較—, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.120, No.3, pp.423-429(2000)
- [7] 中村, 佐々木, 嵯峨, 高橋 : 電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する性能評価(第2報)—各種パラメータ変動に対する実験的比較—, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.120, No.7, pp.916-921(2000)
- [8] 今枝, 馬, 直木, 橋本 : 空気圧シリンダを用いたマニピュレータの動特性と制御指針, 徳島大学工学部研究報告, Vol.33, pp.27-38(1988)
- [9] 原, 千田, 佐伯, 野波 : ロバスト制御のためのベンチマーク問題(I)—3 慣性系に対する位置制御・速度制御—, 計測と制御, Vol.34, No.5, pp.403-409(1995)
- [10] 原 : ロバスト制御理論の回顧と展望, 計測と制御, Vol.40, No.1, pp.63-69(2001)

○PID 制御

- [11] 森 : 演習で学ぶ PID 制御, 森北出版(2009)

○ μ -Synthesis, H_{∞} コントローラ

- [12] 門脇, 猪鼻, 石田, 能登山 : μ シンセシスを用いた空気圧シリンダのロバスト制御, 日本油空圧学会論文集, Vol.29, No.1, pp.1-8(1998)
- [13] 眞田 : H_{∞} 制御の油圧システムへの適用事例, フルードパワーシステム, Vol.30, No.6, pp.463-467(1999)
- [14] 眞田 : ロバスト制御はやわかり, 油圧と空気圧, Vol.28, No.4, pp.390-394(1997)
- [15] 浅井 : ロバスト制御, H_{∞} 制御, システム制御情報, Vol.56, No.6, pp.283-286(2012)
- [16] 安藤, 鈴木 : 特異摂動法と特異摂動システムにおけるロバスト制御の動向, システム制御情報, Vol.42, No.12, pp.653-660(1998)
- [17] 保田 : 構造的な不確かさをもつシステムのロバスト安定化, 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.75, No.5, pp.926-933(1992)
- [18] 森, 小亀 : 構造的な不確かさをもつ制御系の安定解析, システム制御情報, Vol.35, No.5, pp.268-277(1991)
- [19] 藤田 : ロバスト制御性能と μ シンセシス, システム制御情報, Vol.37, No.2, pp.93-101(1993)
- [20] 杉江 : 構造化特異値に基づくロバスト性解析, 計測と制御, Vol.42, No.2, pp.107-112(2003)
- [21] 佐伯 : 構造的な不確かさに対するロバスト安定条件, 計測と制御, Vol.34, No.3, pp.170-175(1995)
- [22] 劉 : 制御におけるロバストネス—ロバスト制御とネオ・ロバスト制御, システム制御情報, Vol.55, No.4, pp.135-140(2011)
- [23] 浅井, 劉, 藤田 : 丈夫な制御系をつくる—ロバスト制御, 計測と制御, Vol.42, No.4, pp.284-291(2003)
- [24] 伊藤 : 特集 油圧制御と機器・システム 理論体系概説—ロバスト制御を中心に—, 油空圧技術, Vol.45, No.7, pp.11-16(2006)
- [25] 三平, 美多 : 状態空間論による H_{∞} 制御の解法, 計測と制御, Vol.29, No.2, pp.129-135(1990)
- [26] 木村 : LQG から H_{∞} へ, 計測と制御, Vol.29, No.2, pp.111-119(1990)
- [27] 井村 : 非線形 H_{∞} 制御—線形系の H_{∞} 制御は非線形系にどこまで拡張可能か—, 計測と制御, Vol.34, No.3, pp.188-195(1995)
- [28] 眞田, 無敵, 北川 : μ シンセシスによる電気油圧サーボ機構の制御設計手法の研究, 日本機械学会論文集(C編), Vol.61, No.590, pp.3960-3967(1995)
- [29] 池田 : Descriptor 形式に基づくシステム理論, 計測と制御, Vol.24, No.7, pp.597-604(1985)
- [30] 劉, 平田 : H_{∞} 制御理論の基礎から応用まで, SICE セミナー「ロバスト制御入門 線形システム論の基礎から H_{∞} 制御設計の適用法まで」資料, pp.43-80(2011)
- [31] Noriyuki TUKAMOTO, Yukio KAWAKAMI and Kazuo NAKANO, “An Application of Gain-scheduling Control to a Pneumatic Servo System”, TRANSACTIONS OF THE JAPAN FLUID POWER SYSTEM SOCIETY, Vol.33, No.1, pp.15-20(2002)

○外乱オブザーバ

- [32] 島田 : EE Text モーションコントロール, オーム社(2004)
- [33] 松浦, 梅田 : 外乱推定オブザーバによる空気圧駆動システムの位置決め制御, 日本ロボット学会誌, Vol.9, No.6, pp.700-706(1991)
- [34] 則次, 朴 : 外乱オブザーバを用いた空気圧ロボットの制御性能向上, 日本ロボット学会誌, Vol.12, No.4, pp.590-595(1994)
- [35] 藤原, 勝間田, 石田, 能登山 : 外乱オブザーバを併用した空気圧シリンダの最適制御, 油圧と空気圧, Vol.27, No.6, pp.796-802(1996)
- [36] 則次, 高岩 : 圧力制御ループに外乱オブザーバを用いた空気圧駆動系の位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.31, No.12, pp.1970-9-1977(1995)
- [37] 三東, 涌井 : 空圧ステージに対する簡易なデュアル外乱オブザーバの実装, 日本機械学会論文集(C編), Vol.79, No.799, pp.738-742(2013)
- [38] Youngjin Choi, et al., "On the Robustness and Performance of Disturbance Observers for Second-Order Systems", IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, Vol.48, No.2(2003)
- [39] 余, 大山, 小林, 忻 : 等価入力外乱推定による外乱除去性能の向上, 計測自動制御学会論文集, Vol.41, No.10, pp.797-802(2005)
- [40] 山田, 駒田, 石田, 堀 : 外乱オブザーバの高次数化とロバスト安定性に関する考察, 電気学会論文誌 C, Vol.117, No.12, pp.1776-1781(1997)
- [41] 伊藤, 白石 : 外乱にロバストなオブザーバ-周波数領域による設計法-, 精密工学会誌, Vol.70, No.2, pp.275-280(2004)

○SAC(Simple Adaptive Control : 単純適応制御)

- [42] 水本郁朗, 岩井善太 : 単純適応制御(SAC)の最近の動向, 計測と制御, Vol.40, No.10, pp.723-728(2001)
- [43] Motoshi Togasaki, et al., "Study on Simple Adaptive Pneumatic Servo Systems", Yamanashi district conference 2000, The Japan Society of Mechanical Engineers, pp.233-234(2000)
- [44] Yudai Fudaba, et al., "Simple Adaptive Control Synthesis Enhanced by Scaling and Its Application to Positioning Control of Antagonist-Type Pneumatic Actuation Mechanism", Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers, Vol.22, No.10, pp.350-356(2009)
- [45] Tsuyoshi Yamada, et al., "Application of Simple Adaptive Control to Water Hydraulic Servo Cylinder System", Transactions of the Japan Fluid Power System Society, Vol.43, No.2, pp.23-29(2012)
- [46] Kozo Kyouzumi, et al., "Simple Adaptive Control Method with Automatic Tuning of PFC and Its Application to Positioning Control of a pneumatic Servo System", Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers, Vol.14, No.3, pp.102-109(2001)
- [47] 岩井善太, 水本郁朗, 水本弘文 : 単純適応制御 SAC, 森北出版(2008)
- [48] 増田, 大森 : フレッシュマンのための適応制御~モデリングしながら制御する~, 計測と制御, Vol.42, No.4, pp.297-303(2003)
- [49] Ilan Rusnak and Itzhak Barkana, "IMPROVING PERFORMANCE OF PID CONTROLLERS USING ADAPTIVE CONTROL", Control and Applications(2009)
- [50] Ilan Rusnak, Itai Neshet and Yotam Dana, "Real-Time Implementation of Add-On Simple Adaptive Control Algorithm to Linear Stage", IEEE 2013 International Conference on Process Control (PC), pp.451-455(2013)
- [51] E. Murayama, et al., "Study on Control Performance with Consideration of Articulated Manipulators with Pneumatic Cylinders", Int. J. of Automation Technology, Vol.8, No.2(2014)

○SMC(Sliding Mode Control : スライディングモード制御)

- [52] 野波, 田, "スライディングモード制御-非線形 ロバスト制御の設計理論-", コロナ社(1994)
- [53] Utkin, V.I., "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.40, pp.23-36(1993)
- [54] VADIM, I. UTKIN. "Survey paper variable structure systems with sliding modes." IEEE Transactions on Automatic control, Vol.22, No.2, pp.212-222(1977)
- [55] Edwards, Christopher, and Sarah Spurgeon, "Sliding Mode Control: Theory And Applications", CRC Press(1998)
- [56] Bossoufi, Badre, et al., "Matlab & Simulink Simulation with FPGA-Based Implementation Sliding Mode Control of a Permanent Magnet Synchronous Machine Drive", WSEAS Transactions on Systems and Control, Vol.6, No.3, pp.92-103(2011)

- [57]K.Venkateswarlu, et al., “Speed Sensorless Sliding Mode Control of Induction Motor Using Simulink”, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol.6, No.2, pp.50-56(2013)
- [58]Ohtsuka, H., Nagata, M. and Iwai, Z., “Sliding mode control system design using parallel feedforward compensator”, Control Conference, 2004. 5th Asian, Vol.3, pp.1964-1972(2004)
- [59]Hirofumi Ohtsuka, Zenta Iwai and Ikuro Mizumoto, “Output feedback tracking sliding mode control with parallel feedforward compensator”, Proceedings of the 16th IFAC World Congress, Vol.16, pp.521-527(2005)
- [60]中村, 佐々木, 高橋 : 比例弁・油圧シリンダ系の位置制御(外乱推定補償を用いたスライディングモード制御系の適用), 計測自動制御学会東北支部 169 回研究集会, 169-6(1997)
- [61]佐々木, 田村, 高橋 : スライディングモード制御則による比例弁・油圧シリンダ系の位置制御, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol.63, No.614, pp.3460-3466(1997)
- [62]佐々木, 高橋 : 外乱オブザーバを併用したスライディングモード制御による油圧シリンダの位置制御, 日本機械学会論文集(C 編), Vol.64, No.623, pp.2550-2556(1998)
- [63]佐々木, 高橋 : 油圧制御システムへの加速率到達則の適用(比例弁・油圧シリンダ系の位置制御), 日本油空圧学会論文集, Vol.29, No.3, pp.59-65(1998)
- [64]陳, 池田, 美多, 涌井 : スライディングモード制御によるロボットアームの軌道制御と実験結果, 日本ロボット学会誌 7(6), pp.706-711(1989)
- [65]則次 : スライディングモード制御, 油圧と空気圧, Vol.28, No.4, pp.409-414(1997)
- [66]横山 : 自動変速機の制御=油温変化による特性変動とロバスト制御=, 油空圧技術, Vol.47, No.8, pp.38-43(2008)
- [67]伊藤, 高橋, 池尾 : 水圧サーボモータシステムのロバスト制御に関する性能評価(第 2 報 外乱オブザーバおよびスライディングモード制御手法による制御設計), 日本フルードパワーシステム学会論文集, Vol.38, No.2, pp.21-28(2007)

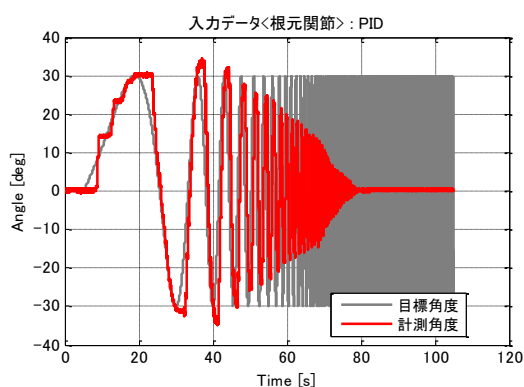
第4章 実験による各コントローラの性能検証

本章では前章で設計・検討した①PID コントローラ, ② μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用, ③SAC, ④1 型サーボ系 SMC, ⑤1 型サーボ系 SMC と外乱オブザーバの併用を実装し, 各種条件にて実験した結果を示す. 実験の条件は, 対数チャープによる周波数応答, 平行移動モード, 円旋回移動モードとした.

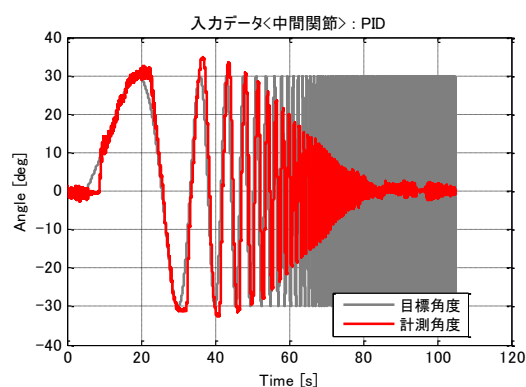
実験の際には Fig.2-13 のシステムの Feedback Controller 部分にシミュレーション検討で使用したコントローラ, θ_{cmd} 部分に指令生成モデルを移植し, xPC-Target™を用いてサンプリング時間 1ms で制御・計測をおこなった.

4.1 PID 制御

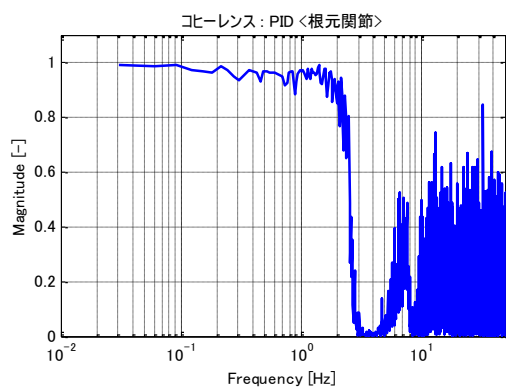
以下のグラフは PID 制御により, 線形チャープ応答とその周波数解析結果, 平行移動モード, 円旋回移動モードの実験をおこなった結果となる.



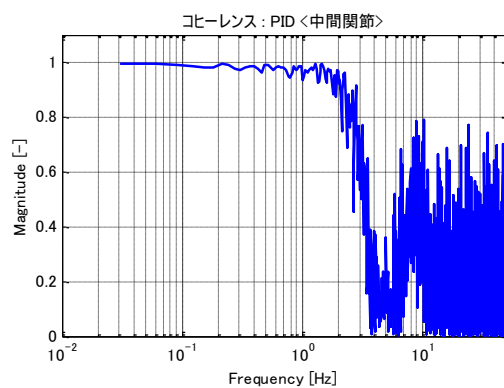
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint



(c) Coherence of bottom joint



(d) Coherence of middle joint

Fig.4-1 Frequency experiment simulation: PID

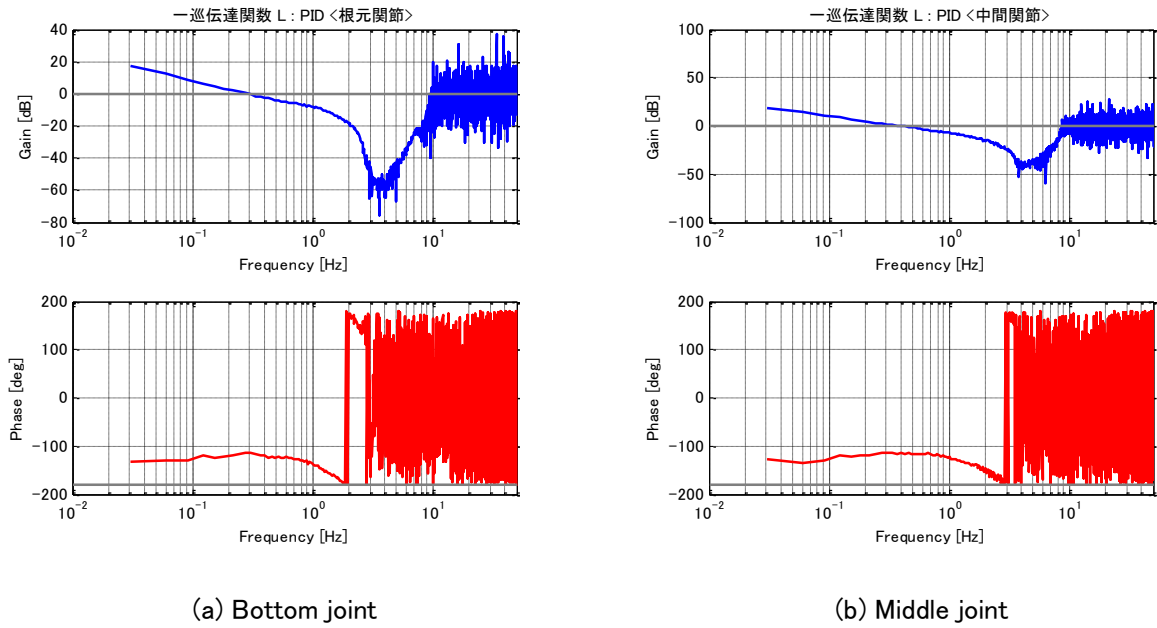


Fig.4-2 Frequency analysis of loop transfer function: PID

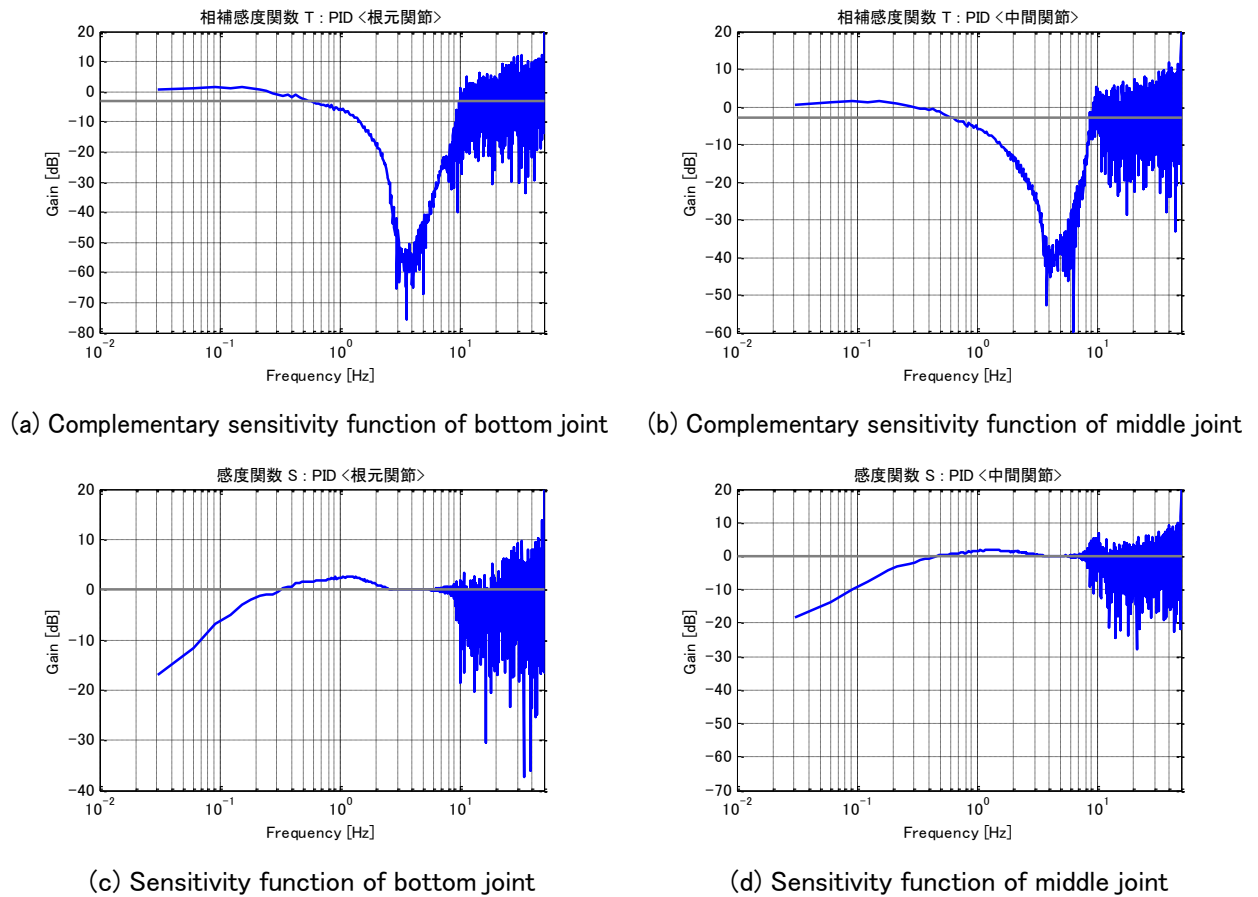
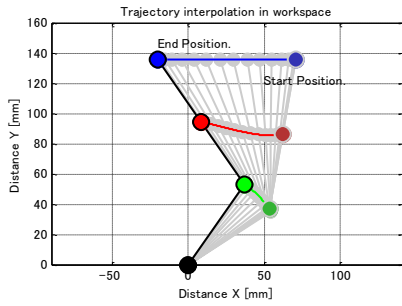


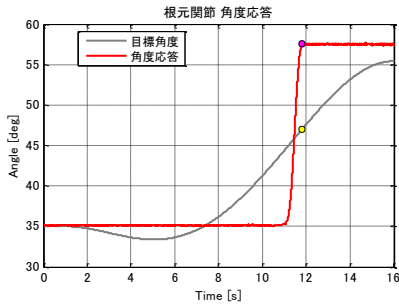
Fig.4-3 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: PID



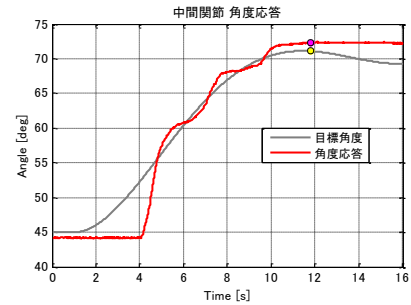
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

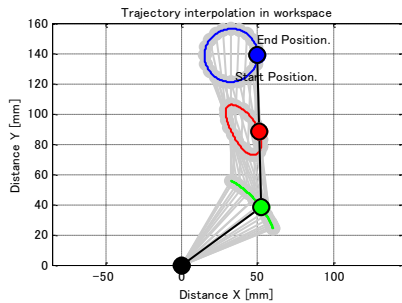


(c) Joint trajectory of bottom

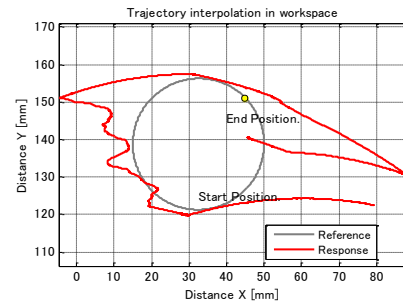


(d) Joint trajectory of middle

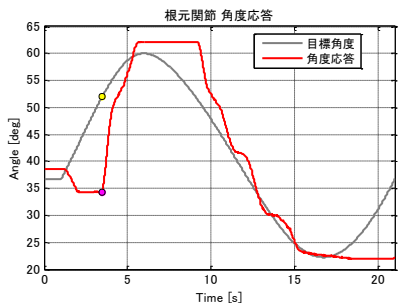
Fig.4-4 Translation mode experiment: PID



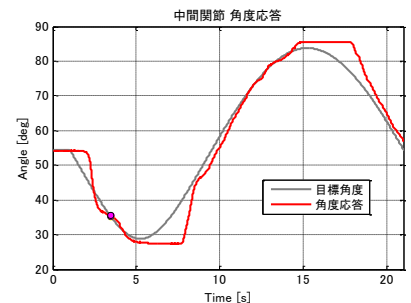
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom

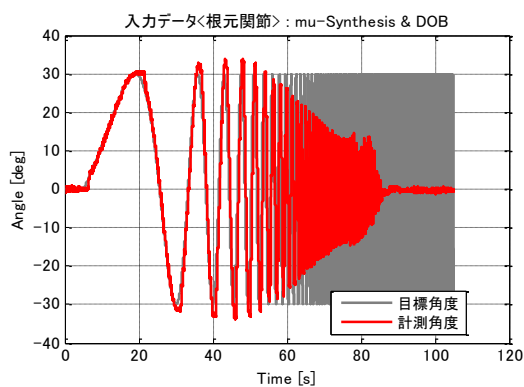


(d) Joint trajectory of middle

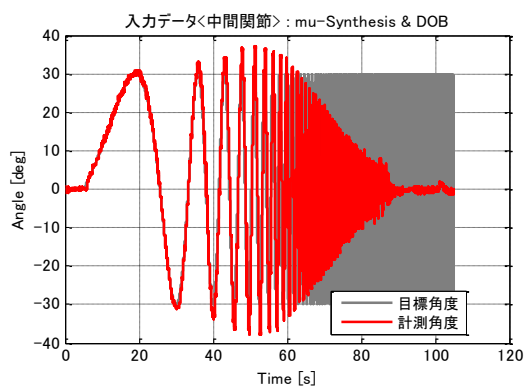
Fig.4-5 Circular mode experiment: PID

4.2 μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用

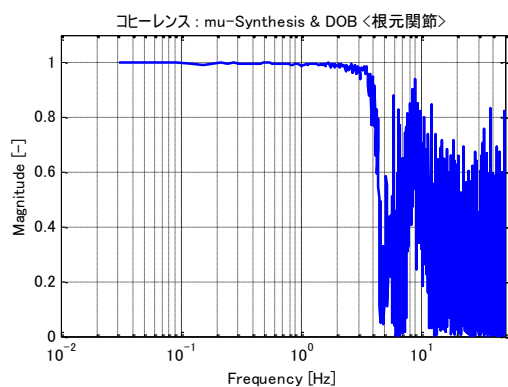
以下のグラフは μ -Synthesis と外乱オブザーバにより、線形チャープ応答とその周波数解析結果、平行移動モード、円旋回移動モードの実験をおこなった結果となる。



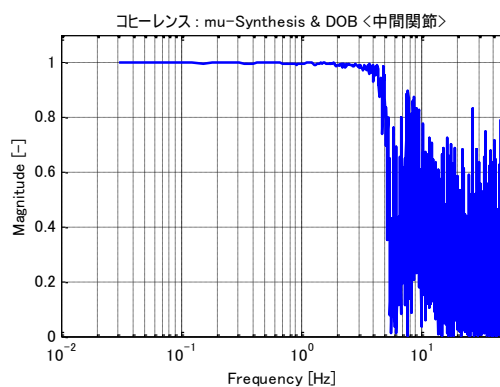
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint



(c) Coherence of bottom joint



(d) Coherence of middle joint

Fig.4-6 Frequency experiment simulation: μ -Synthesis and disturbance observer

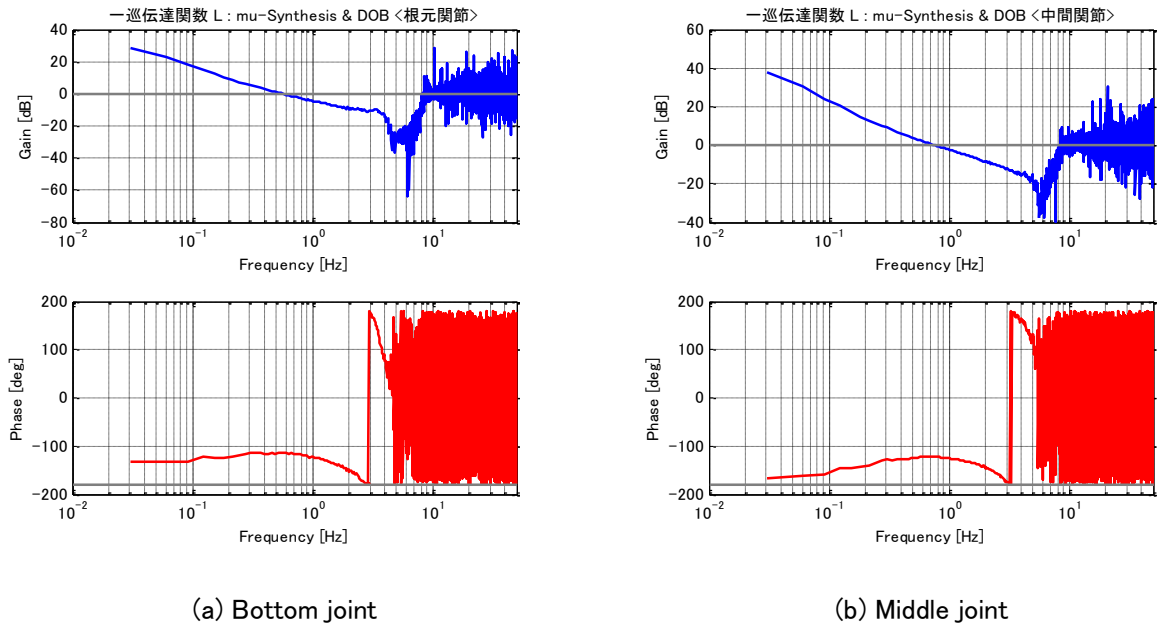


Fig.4-7 Frequency analysis of loop transfer function: μ -Synthesis and disturbance observer

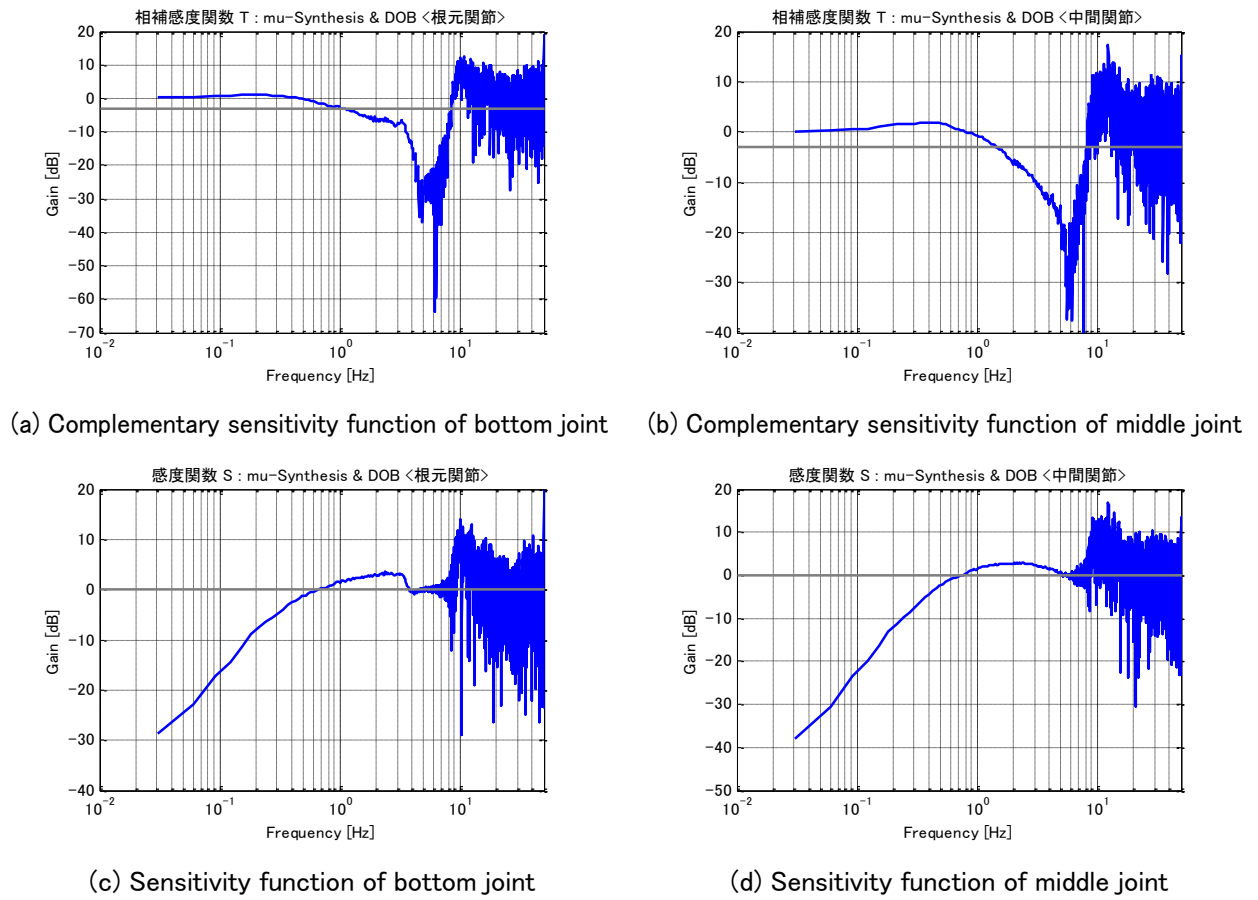
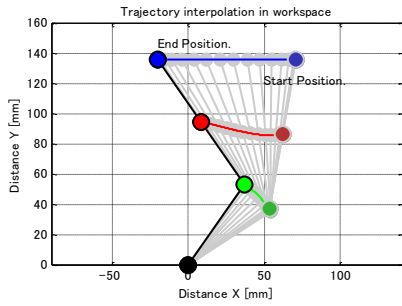


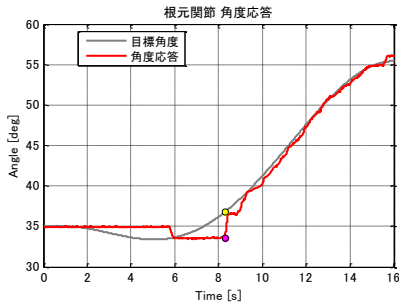
Fig.4-8 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: μ -Synthesis and disturbance observer



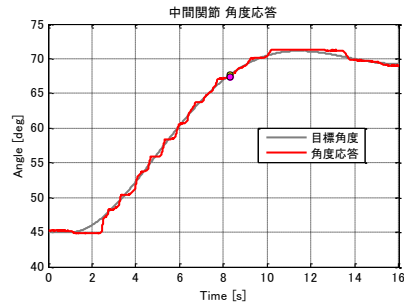
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

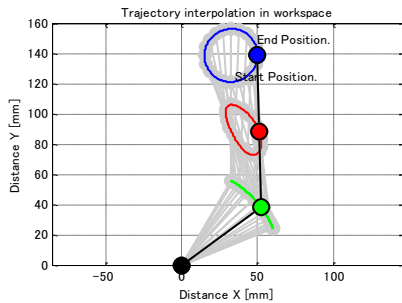


(c) Joint trajectory of bottom

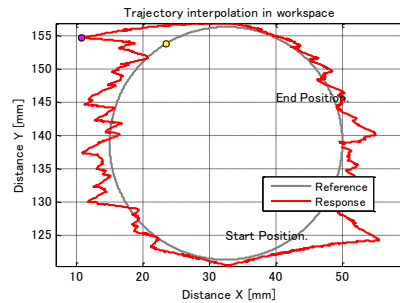


(d) Joint trajectory of middle

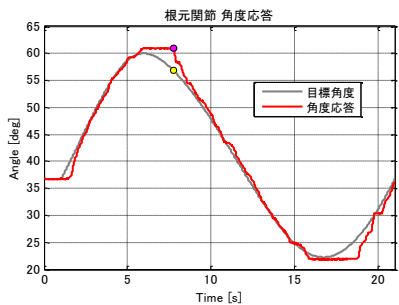
Fig.4-9 Translation mode experiment: μ -Synthesis and disturbance observer



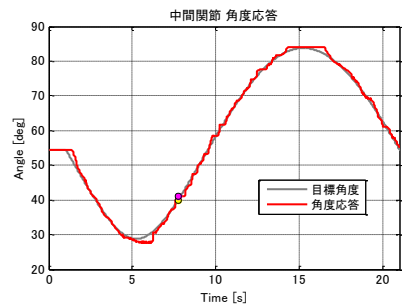
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom

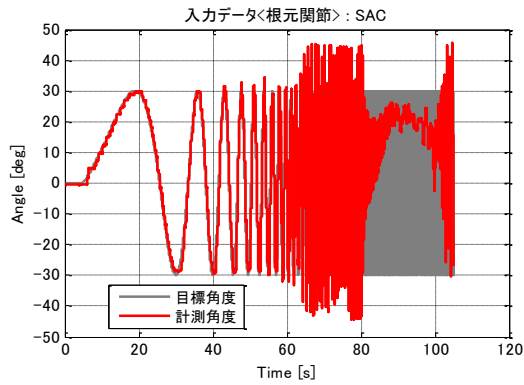


(d) Joint trajectory of middle

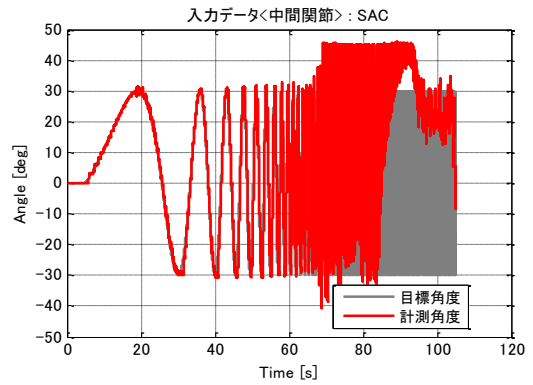
Fig.4-10 Circular mode experiment: μ -Synthesis and disturbance observer

4.3 SAC

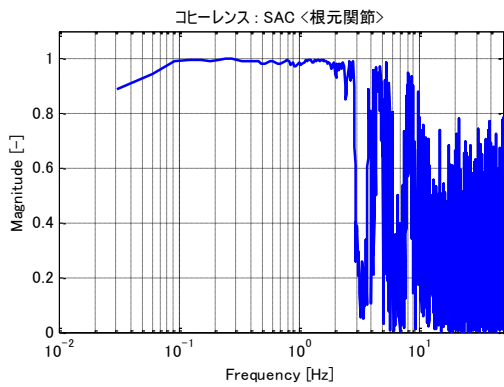
以下のグラフは SAC により、線形チャープ応答とその周波数解析結果、平行移動モード、円旋回移動モードの実験をおこなった結果となる。



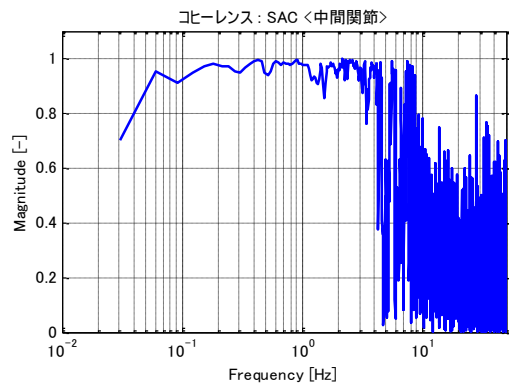
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint

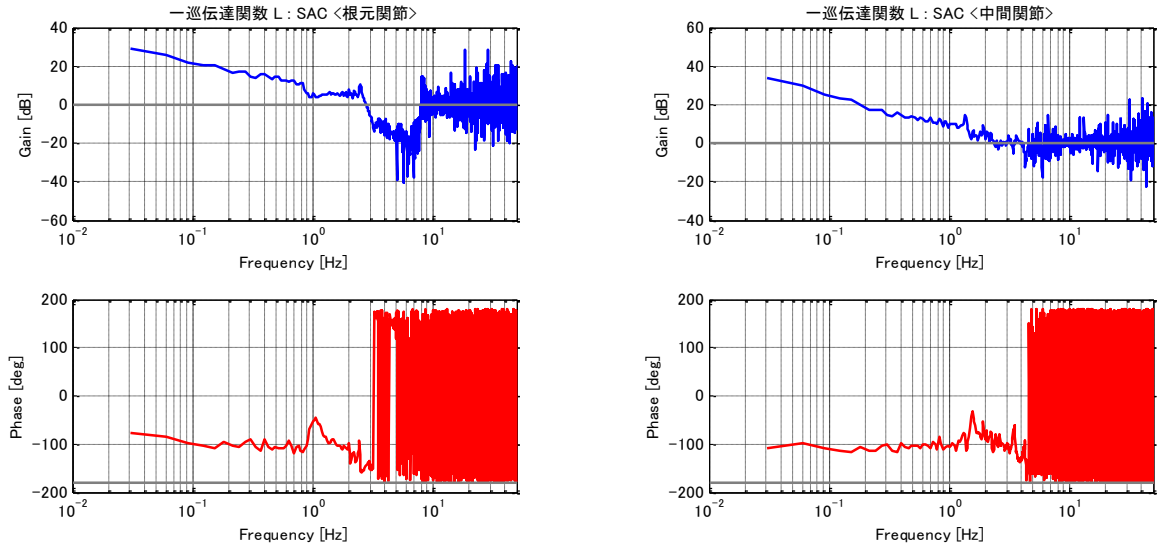


(c) Coherence of bottom joint



(d) Coherence of middle joint

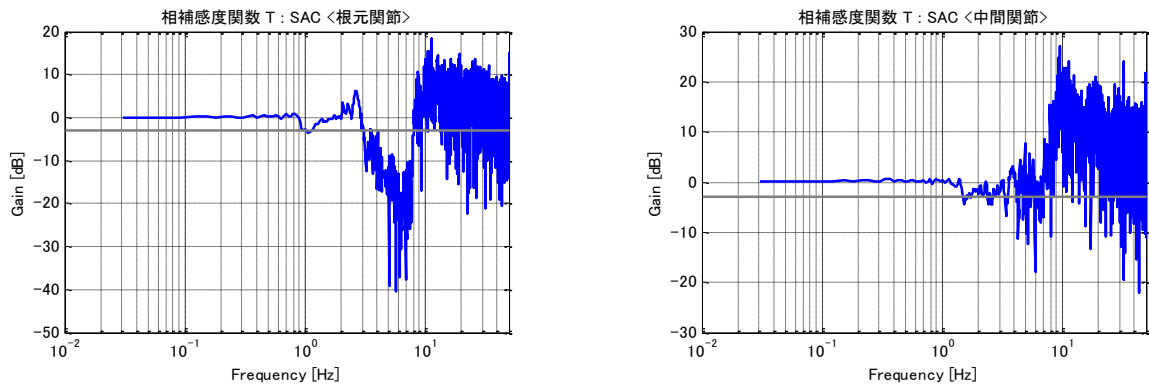
Fig.4-11 Frequency experiment simulation: SAC



(a) Bottom joint

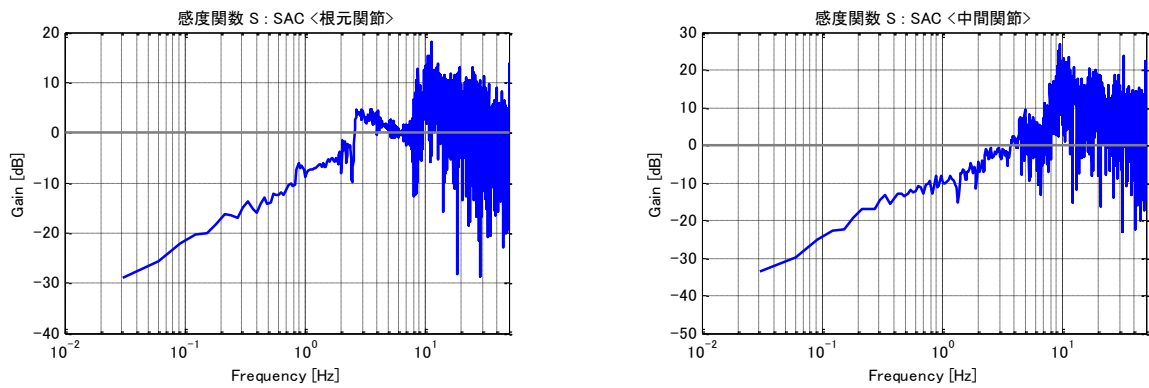
(b) Middle joint

Fig.4-12 Frequency analysis of loop transfer function: SAC



(a) Complementary sensitivity function of bottom joint

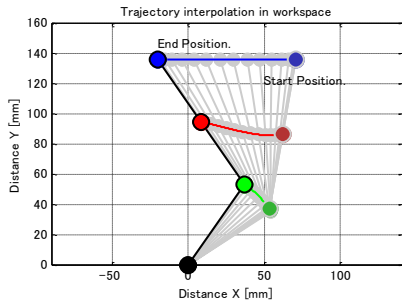
(b) Complementary sensitivity function of middle joint



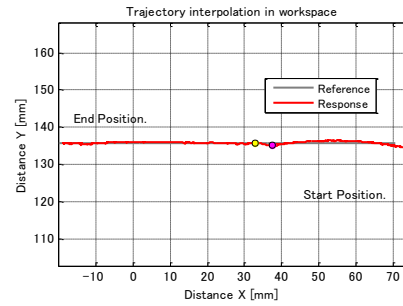
(c) Sensitivity function of bottom joint

(d) Sensitivity function of middle joint

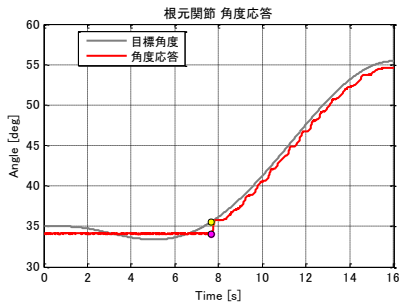
Fig.4-13 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SAC



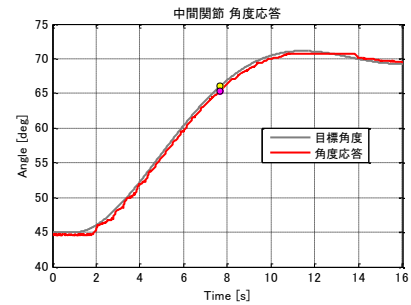
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

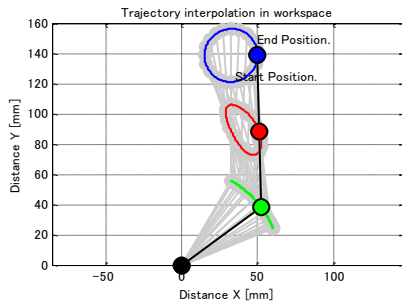


(c) Joint trajectory of bottom

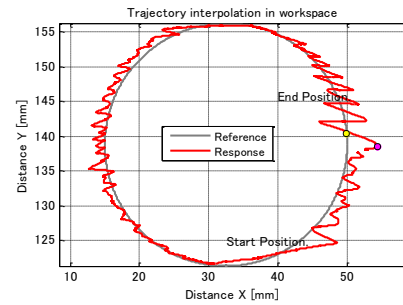


(d) Joint trajectory of middle

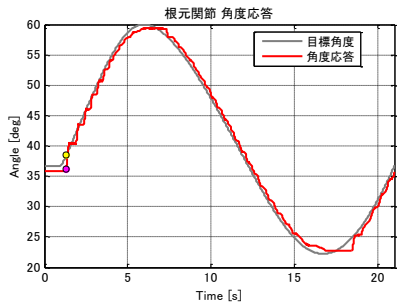
Fig.4-14 Translation mode experiment: SAC



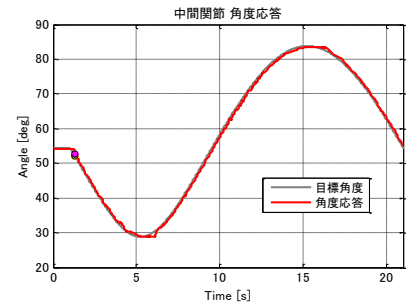
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom

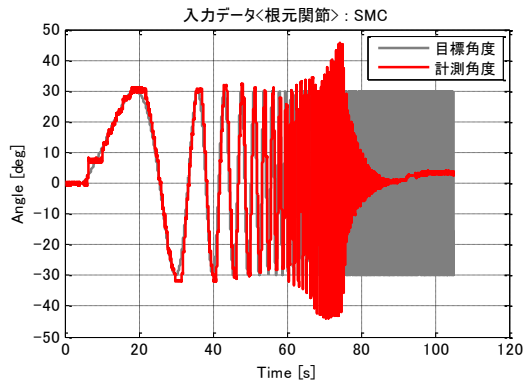


(d) Joint trajectory of middle

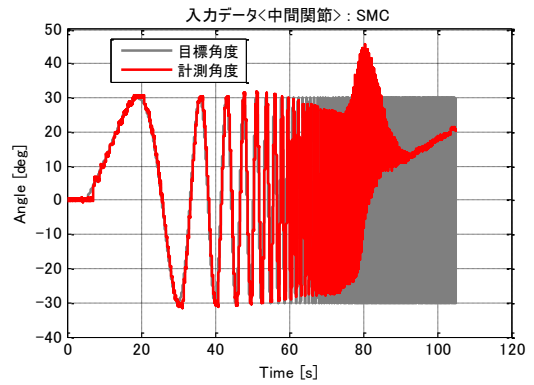
Fig.4-15 Circular mode experiment: SAC

4.4 SMC

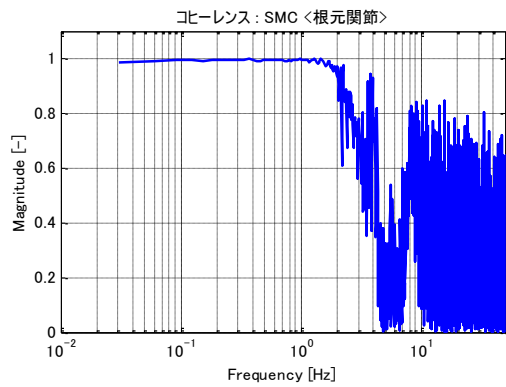
以下のグラフは 1 型サーボ系 SMC により, 線形チャープ応答とその周波数解析結果, 平行移動モード, 円旋回移動モードの実験をおこなった結果となる.



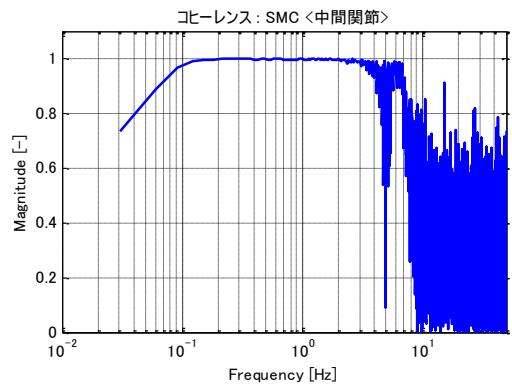
(a) Log-swept chirp signals of bottom joint



(b) Log-swept chirp signals of middle joint



(c) Coherence of bottom joint



(d) Coherence of middle joint

Fig.4-16 Frequency experiment simulation: SMC

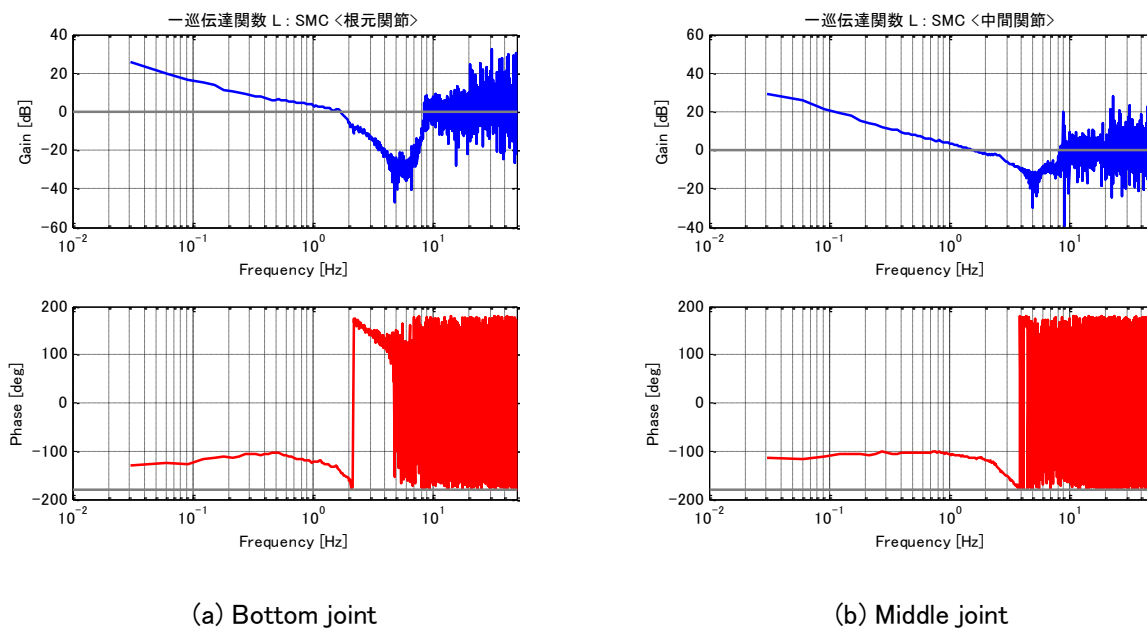


Fig.4-17 Frequency analysis of loop transfer function: SMC

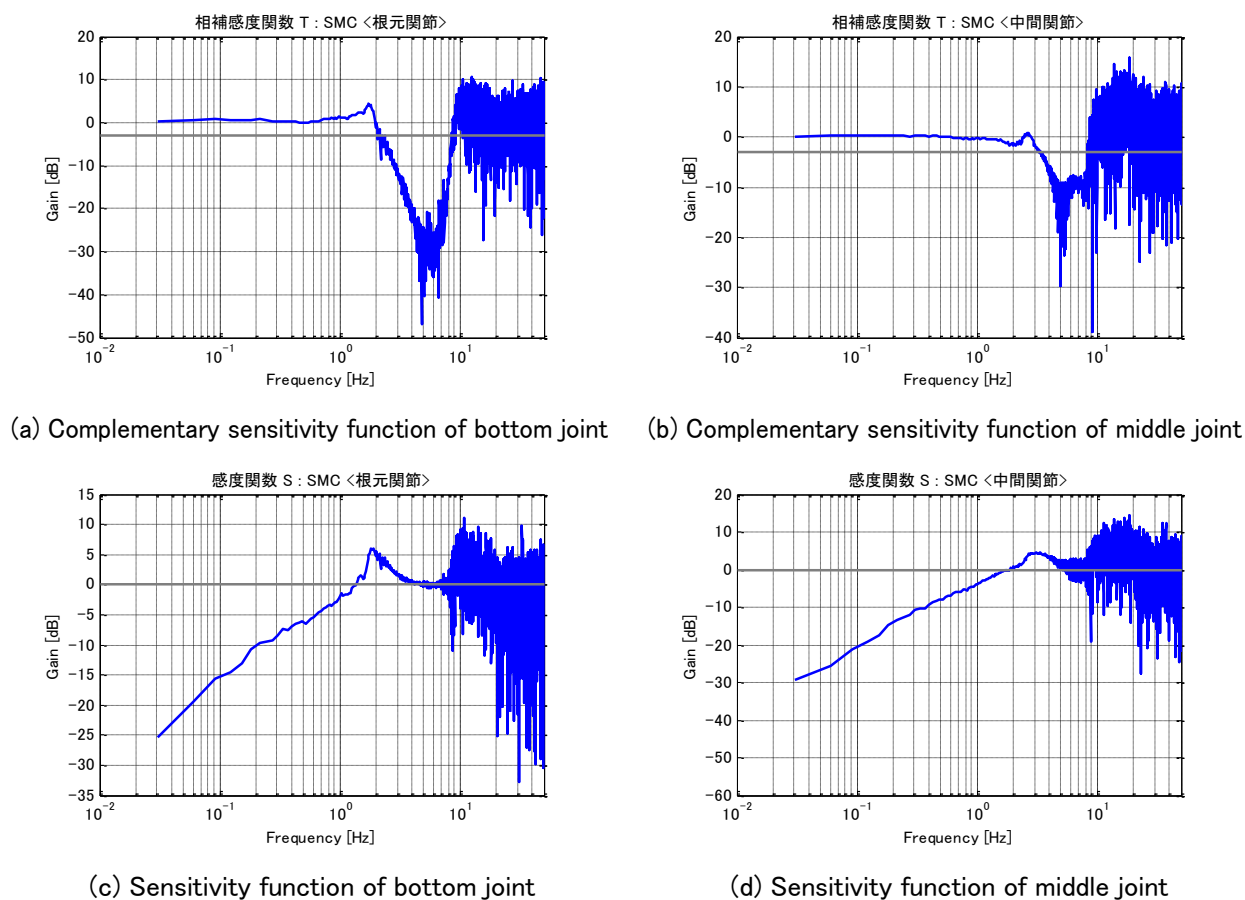
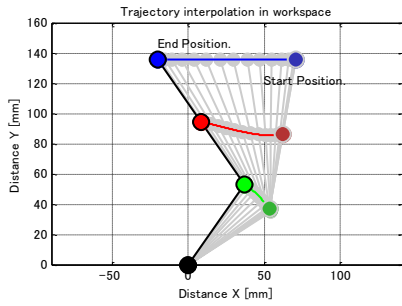


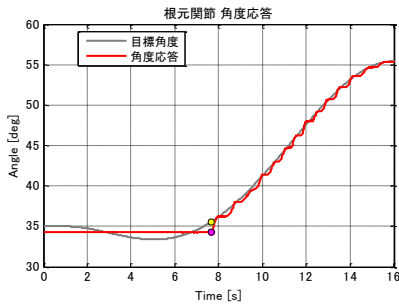
Fig.4-18 Frequency analysis of complementary sensitivity function and sensitivity function: SMC



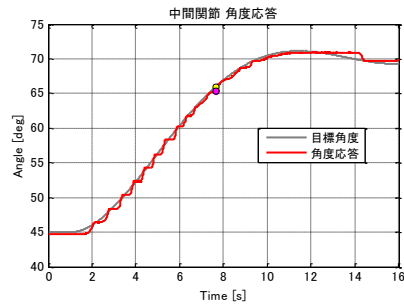
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

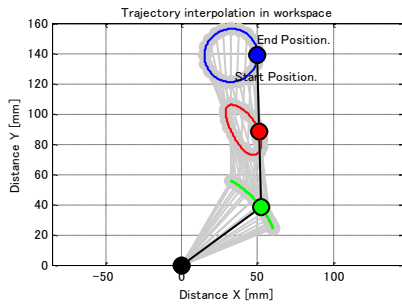


(c) Joint trajectory of bottom

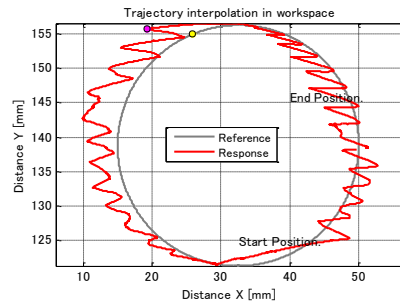


(d) Joint trajectory of middle

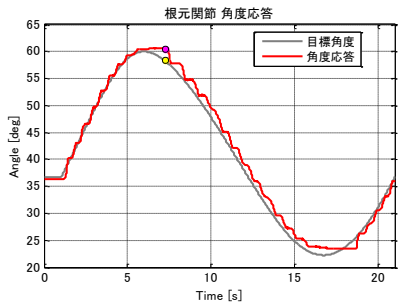
Fig.4-19 Translation mode experiment: SMC



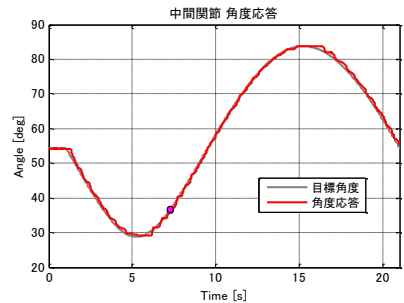
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom

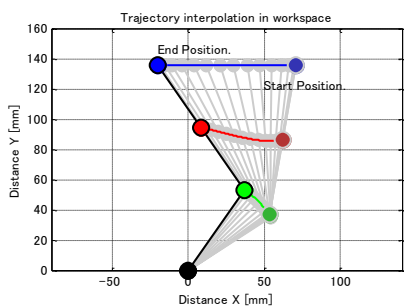


(d) Joint trajectory of middle

Fig.4-20 Circular mode experiment: SMC

4.5 SMC と外乱オブザーバの併用

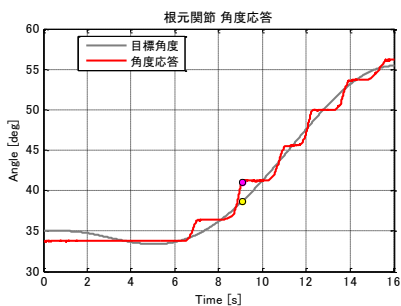
以下のグラフは 1 型サーボ系 SMC と外乱オブザーバの併用により, 平行移動モード, 円旋回移動モードの実験をおこなった結果となる。



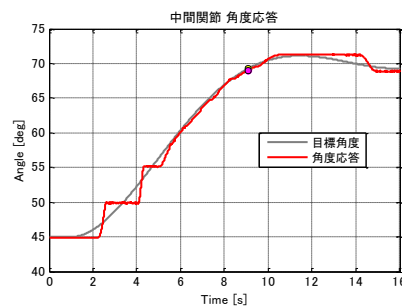
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory

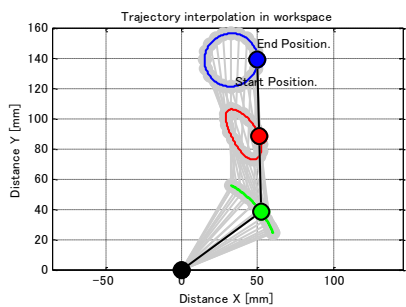


(c) Joint trajectory of bottom

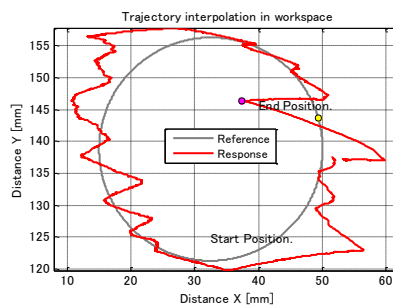


(d) Joint trajectory of middle

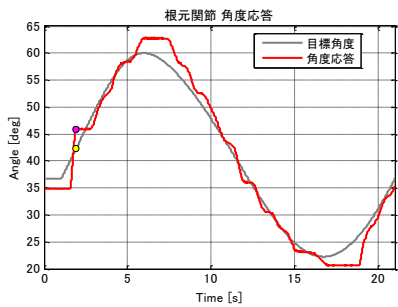
Fig.4-21 Translation mode experiment: SMC and disturbance observer



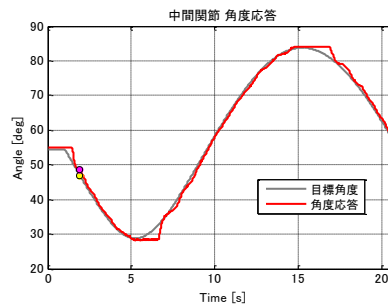
(a) Manipulator reference trajectory



(b) End effector trajectory



(c) Joint trajectory of bottom



(d) Joint trajectory of middle

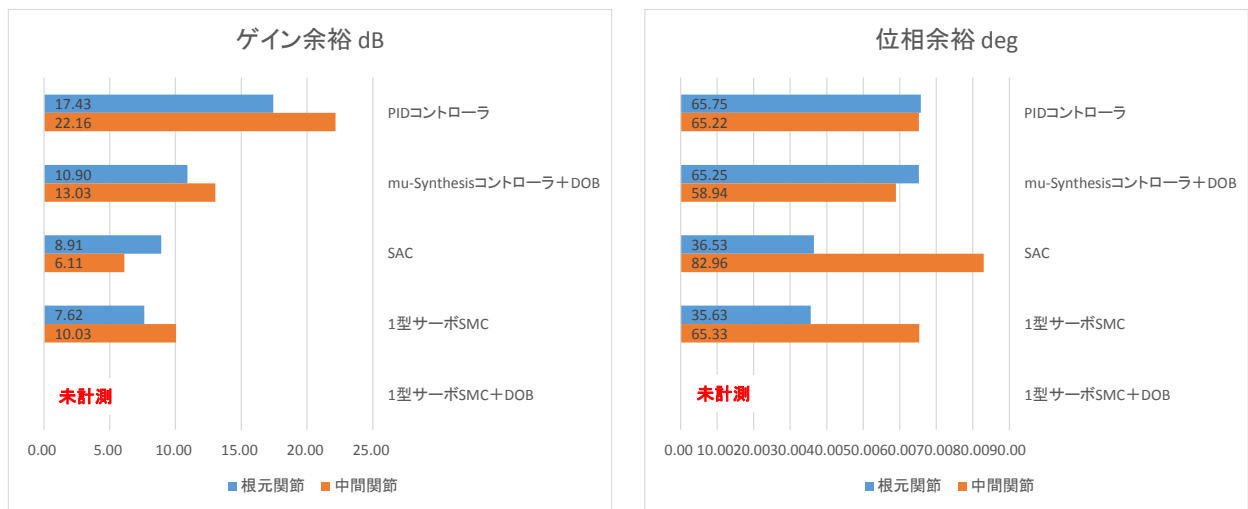
Fig.4-22 Circular mode experiment: SMC and disturbance observer

4.6 各制御手法と制御性能の評価

以上の実験から、周波数解析、平行移動モード、円旋回移動モードの結果を整理する。

4.6.1 周波数解析

Fig.4-23 にゲイン余裕と位相余裕, Fig.4-24 にバンド幅とピークゲイン, Fig.4-25 に感度関数ゲインゼロクロス周波数と低周波数ゲイン(0.03[Hz])を各制御手法で整理した。

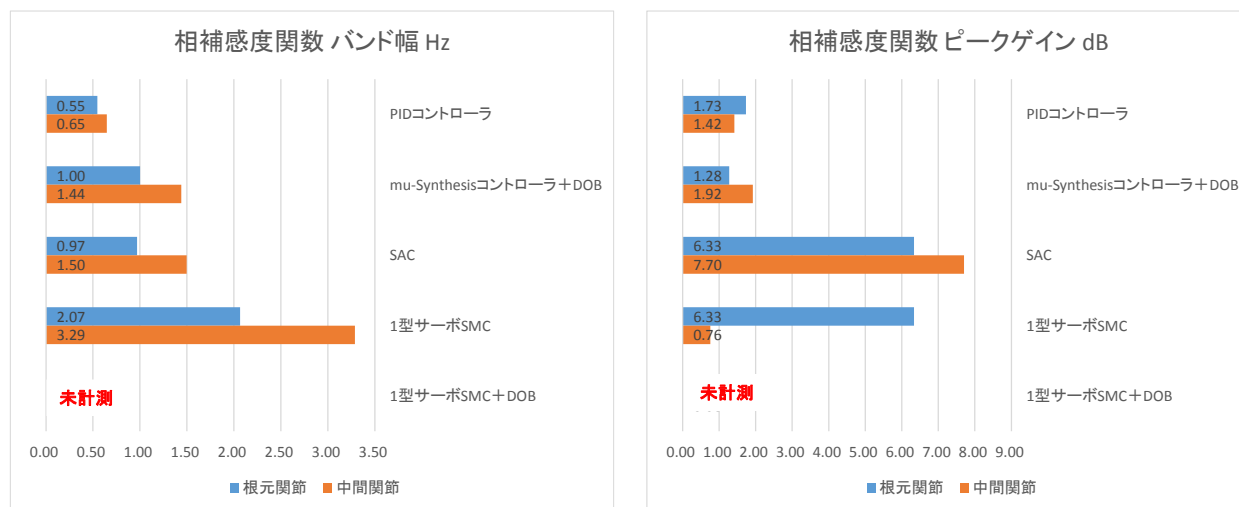


(a) Gain margin

(b) Phase margin

Fig.4-23 Frequency characteristic of loop transfer function

ゲイン余裕に関しては、①PIDについては、根元関節は多少小さくなったが、中間関節に関してはシミュレーションの検討結果とほぼ同じ性能が得られた。② μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用に関しては、根元関節のゲイン余裕がシミュレーション検討結果に比べ約 2 倍大きくなる結果となった。これは非線形摩擦を含め、制御対象の不確かさなどの影響と推測される。③SAC に関しては、中間関節のゲイン余裕がシミュレーション検討結果に比べ約 4dB 小さくなる結果となった。④1 型サーボ系 SMC は両関節ともにシミュレーションとほぼ同じ値となった。位相余裕に関しては、③SAC の根元関節が約 37deg, ④1 型サーボ系 SMC が約 36deg と全体に比べ低い値となるが、サーボ問題としては十分確保できていると思われる。全体的にシミュレーションの傾向を良く再現する結果となった。

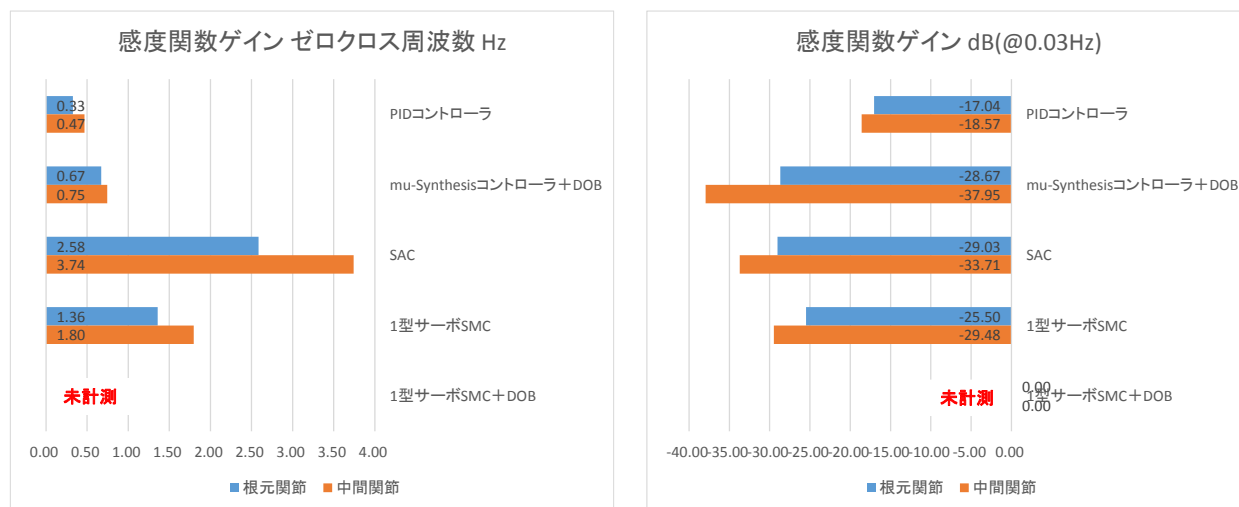


(a) Bandwidth

(b) Peak gain

Fig.4-24 Complementary sensitivity function

また、相補感度関数のバンド幅については、両関節制御系が目標値としている 1.17Hz をクリアしているのは、④1 型サーボ系 SMC となった。② μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用、③SAC も中間関節は 1.17Hz をクリアしており、根元関節についても 1.00, 0.97Hz となるので、まずまずの結果と考えられる。シミュレーション結果と比較すると③SAC は制御対象の不確かさに対し、ロバスト安定性は満たしたが、ロバスト性能に関しては若干、性能が悪くなっていることがわかる。一方、相補感度関数のピークゲインを見ると、③SAC、④1 型サーボ系 SMC は 6.0dB 以上と過渡的な入力に対し、大きなオーバーシュートが発生することが予測される結果となった。



(a) Zero-cross frequency

(b) Low-frequency gain(@0.03[Hz])

Fig.4-25 Sensitivity function

また、感度関数のゲイン、ゼロクロス周波数に関しては、③SAC は両関節ともに 2.5Hz 以上と高い位置に設計できたが、ウォーターベッド効果により、これらのピークゲインは高くなっているため、過渡的な状況で不安が残る結果となった。低周波数(@0.03Hz)のゲインに関しては、①PID 以外はシミュレーション検討に比べて少し高い結果となった。十分な追従特性だと推測される

4.6.2 平行移動モード

Fig.4-26 に各制御手法に対する平行移動モードの指先誤差, 関節誤差を整理した結果を示す.

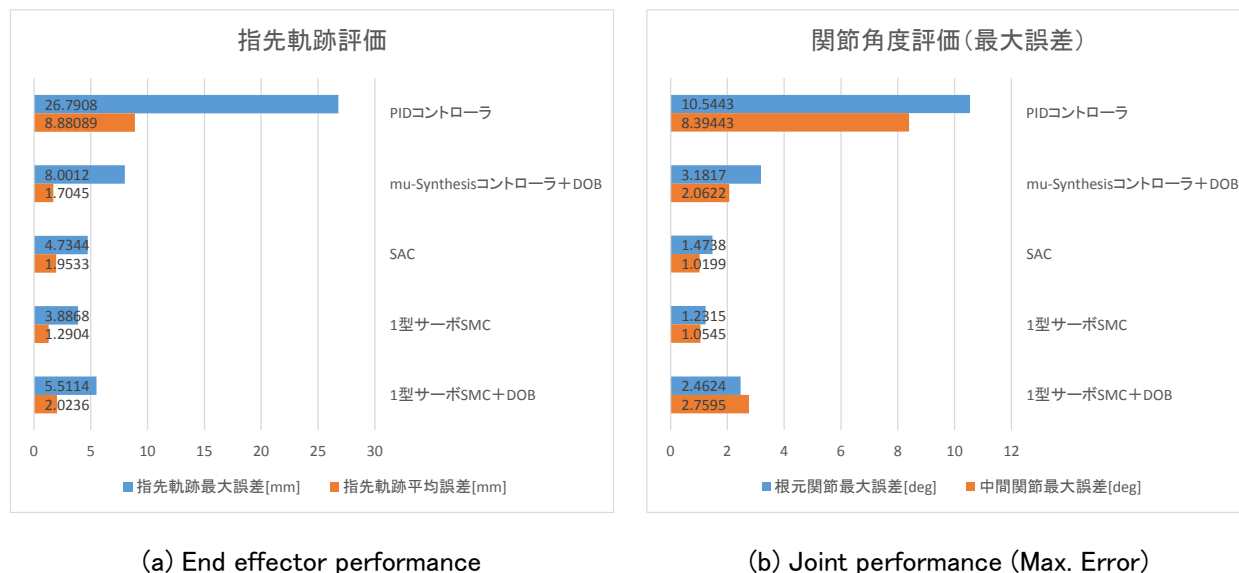


Fig.4-26 Translation mode performance

平行移動モードでは, ①PID については, 指先軌跡最大誤差, 平均誤差, 両関節の最大誤差, 平均誤差ともに指標となる 3mm, 3deg を満足しないことがわかる. また, ② μ -Synthesis と外乱オブザーバの併用, ③SAC, ④1 型サーボ系 SMC, ⑤1 型サーボ系 SMC と外乱オブザーバの併用に関しては, 両関節の最大誤差は, ほぼ指標値の 3deg 以内をクリアしているが, 指先軌跡の最大誤差で評価すると 3mm 以上となる結果となった. これについては次章の結論で詳しく述べるが, 指先誤差は関節角度を順運動学により積み上げた際の誤差となるため, 根元関節と中間関節の同期誤差の影響が大きいと推測される.

4.6.3 円旋回移動モード

Fig.4-27 に各制御手法に対する円旋回移動モードの指先誤差, 関節誤差を整理した結果を示す.

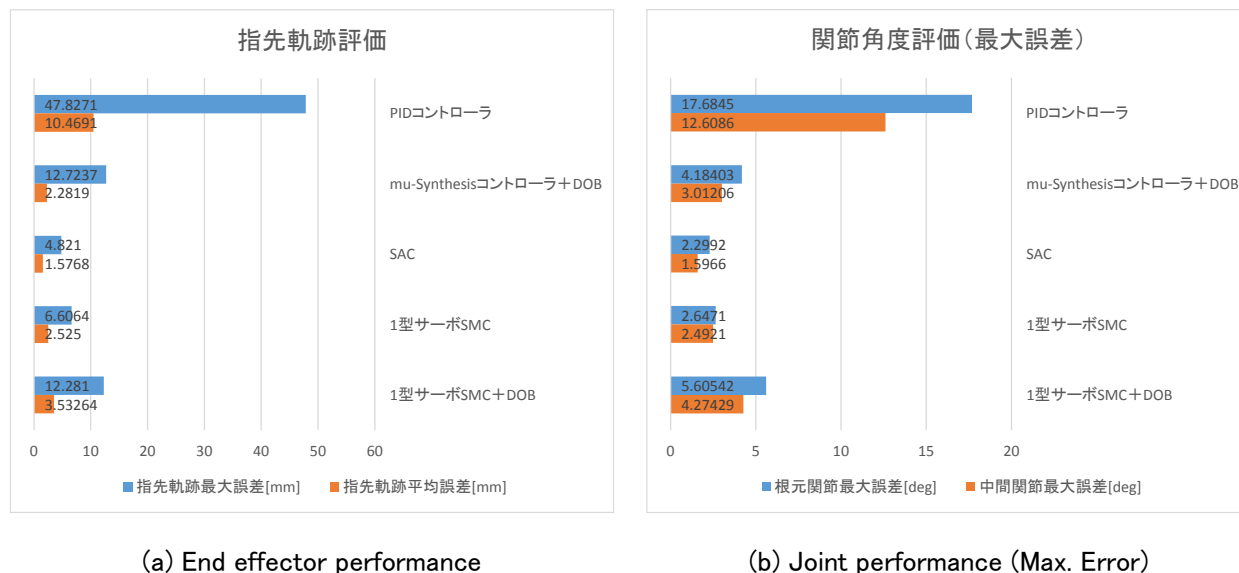
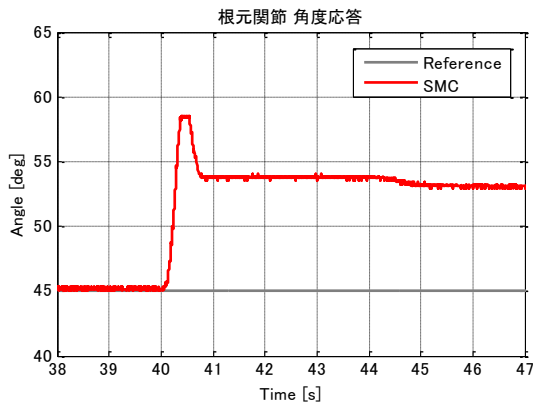


Fig.4-27 Circular mode performance

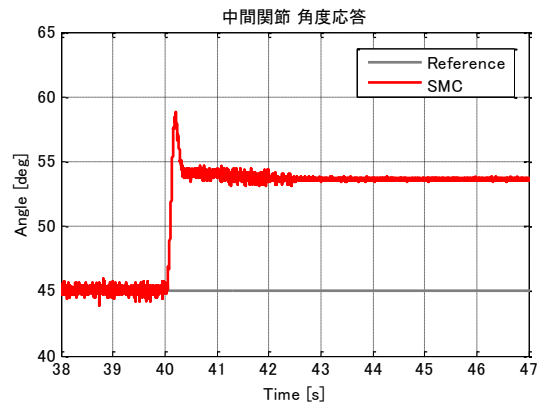
円旋回移動モードでは, 平行移動モードのときと同様に, ①PID については, 指先軌跡最大誤差, 平均誤差, 両関節の最大誤差, 平均誤差ともに指標となる 3mm, 3deg を満足しないことがわかる. その他のコントローラについても両関節の最大誤差に対し, 指先誤差が想定より大きいことが確認できる. これは根元関節と中間関節の同期誤差の影響が大きいと推測される. また, 根元関節の制御結果に非線形摩擦によるスティックスリップ現象が顕著に見られる結果となった. 実験機で円旋回移動モードを実施した際には, シミュレーションモデル以上の非線形摩擦の影響があると推測される.

4.6.4 SMC の外乱抑制性能

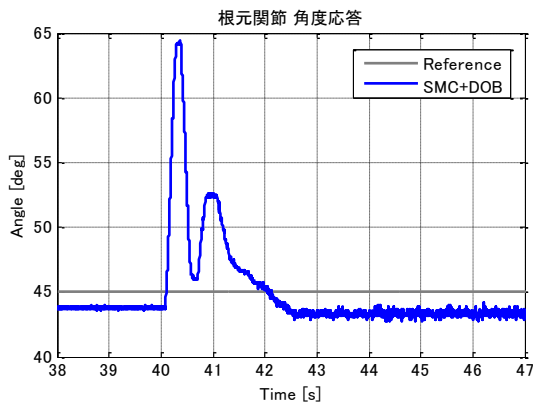
3.5.2 章では、シミュレーションにより、外乱オブザーバを併用することで SMC の外乱抑制性能を向上させる方法を検討した。ここでは、実際に両関節の角度を 45deg に保持した状態で 0.5V の電圧外乱を操作量に加え、外乱抑制実験をおこなった。Fig.4-28 (a), (b)に SMC, (c), (d)に SMC と外乱オブザーバを併用したときの実験結果を示す。両関節とも電外乱印加後、SMC だけでは定常偏差が発生することが確認できる。一方、SMC と外乱オブザーバを併用した場合には、外乱を抑制し、目標角度に近づいていることが確認できる。



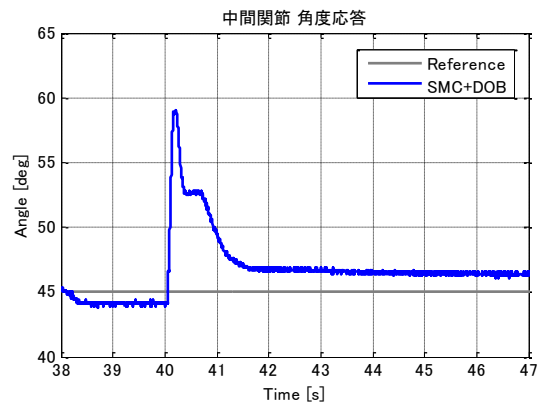
(a) SMC of bottom joint



(b) SMC of middle joint



(c) SMC and disturbance observer of bottom joint



(d) SMC and disturbance observer of middle joint

Fig.4-28 Disturbance response experiment: SMC/SMC and disturbance observer

第5章 関節間の同期を意識した制御系調整

5.1 関節間の同期を意識した制御系調整

シミュレーションと実験, どちらの場合も, 根元・中間関節の両角度誤差に対し, 想定していた値よりも大きな指先誤差となった. これは根元・中間関節間の同期の影響が強いと思われる. Fig.5-1 に同期のイメージを簡略的に表した図を示す. 指先目標軌跡に対して逆運動学により求めた関節角度指令通りに動作させることができれば, 指先は必ず目標軌道上を通過し, 目標角度がずれた場合も関節角度間に同期がとれていれば, 理想位置ではないが, 指先は目標軌道上の任意の点にとどまることができると思われる. しかし, 微少な関節角度誤差でも関節間に同期がとれていないとその指先は大きく目標軌道から逸脱する可能性が考えられる. 今回, 関節角度誤差に対して指先誤差が大きくなった原因はここにあると思われる.

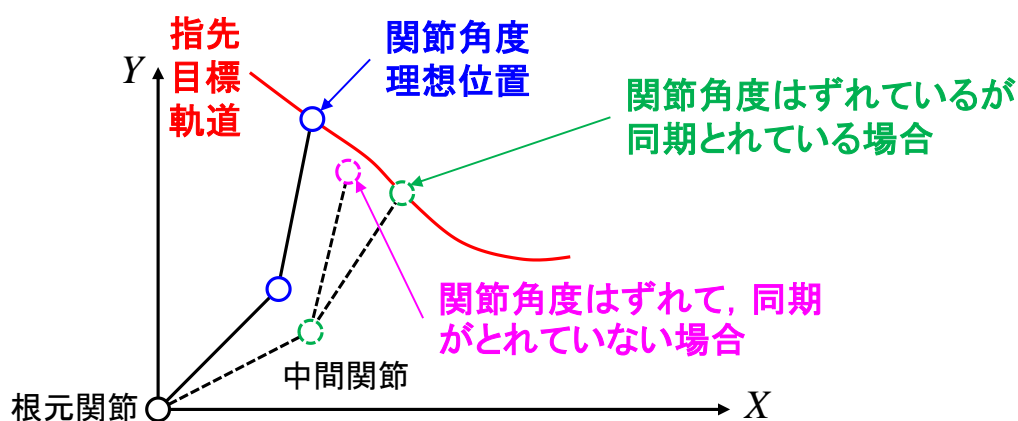


Fig.5-1 Joint angle of the synchronous

複数の駆動軸からなるサーボ機器においては, 各軸の協調した動作が要求されるが, それぞれの軸が有する摩擦などの非線形特性や外乱, 軸間の干渉の影響などにより, 各軸単体のサーボ制御のみではその協調性を実現することは難しい. こういった同期化制御問題の代表的な手法としては, 主軸位置同期制御法(マスタスレイブ方式)^[1]や並列同期制御法(イコールステイタス方式)^[2]が挙げられる. 主軸位置同期制御法は, 特性の遅い主軸に対して特性の早い従軸を追従させることにより同期化を実現させるものである. この方式の特徴としては構造がシンプルなのが挙げられるが, 欠点として従軸への外乱に対して直接的に同期を考慮した制御設計をおこなわないために同期性能が外乱により乱されやすいことが問題となる. この問題を解決する方法として, 各軸への外乱や非線形性の影響に対しても, 各軸が協調し同期を実現さ

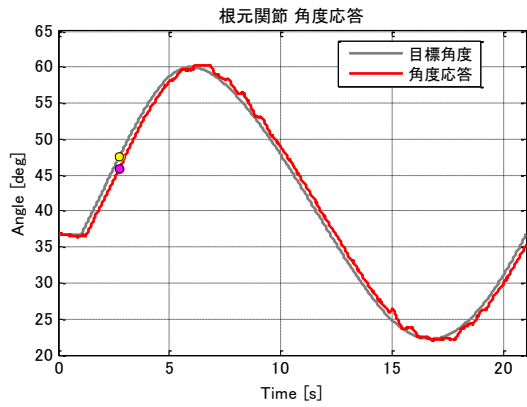
せるのが並列同期制御法である。この方式は、各軸独立にサーボ系を構成したうえで各軸の協調、同期をおこなう同期化コントローラを設計することによって軸間の同期を実現させる。この方式では、すべての軸に発生する外乱に対し同期化コントローラにて補償できることが大きな特徴である。

ここでは、主軸位置同期制御法の特性の遅い主軸に対して特性の早い従軸を追従させるアイデアを多関節マニピュレータに適用する方法をシミュレーションにより検討する。Fig.5-2 (a)と(b)に第3章でおこなった1型サーボ系 SMC コントローラと外乱オブザーバを併用した円旋回移動モードのシミュレーション結果を示す。中間関節に関しては、角度応答に遅れはほとんど見られないが、根元関節に関しては、約 0.1s の遅れが確認できる。よって、根元関節を主軸、中間関節を従軸とし、従軸を主軸に合わせるため Table 5-1 のように安定余裕 ε を 20.0 から 6.0 まで下げ、シミュレーションをおこなった。各軸の角度応答を Fig.5-2 (c)と(d)に示す。主軸と同程度の遅れが従軸に生じていることがわかる。

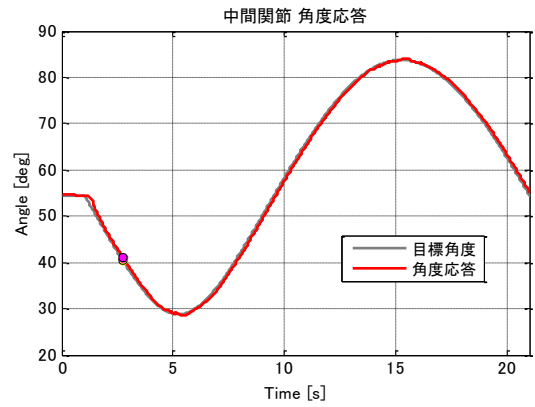
Table 5-1 SMC parameters

Parameter	Bottom joint	Middle joint	Middle joint(Synchronization Tuning)
k	20.0	20.0	20.0
η	0.9	0.9	0.9
ε	5.0	20.0	6.0

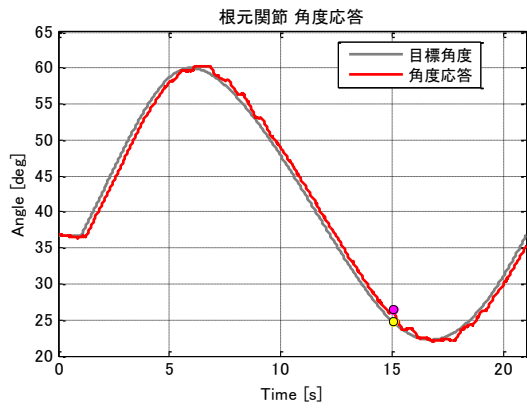
このとき、エンドエフェクタとなる指先の軌跡は Fig.5-3 となる。Fig.5-3 (a)の SMC に対し、(b)の従軸となる中間関節を主軸に同期するように調整した SMC は、精度良く目標軌跡に追従していることがわかる。また、各軸に外乱オブザーバを併用することで、主軸位置同期制御法の欠点となる外乱による同期性能の低下もある程度、抑制できるのではないかと考える。



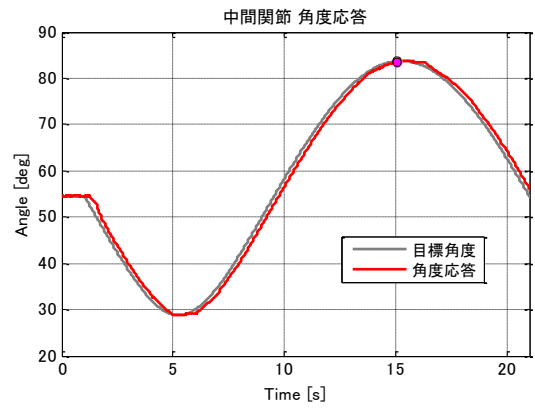
(a) SMC of bottom



(b) SMC of middle

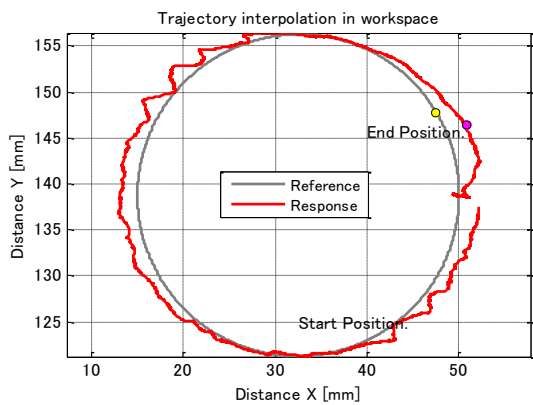


(c) SMC Synchronization Tuning of bottom

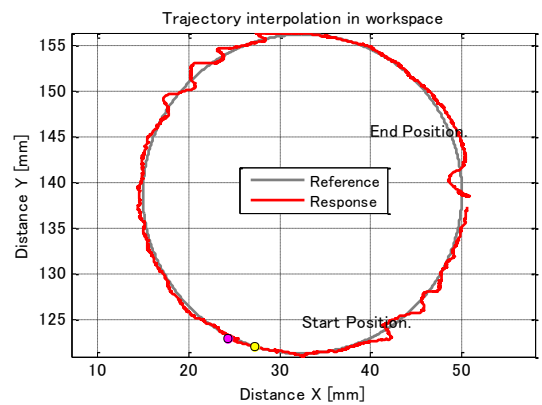


(d) SMC Synchronization Tuning of middle

Fig.5-2 Joint trajectory of circular mode simulation



(a) SMC



(b) SMC Synchronization Tuning

Fig.5-3 End effector trajectory of circular mode simulation

5.2 参考文献

- [1] 中村, 後藤, 久良 : メカトロサーボ系制御, 森北出版(1998)
- [2] 石川, 申, 楊, 田村 : 同期制御問題における外乱オブザーバの応用, 日本機械学会(C 編), Vol.71, No.771, pp.3146-3151(2005)

第 6 章 結論

本研究は、多自由度空気圧シリンダシステムの制御系設計について検討をおこなったものである。今回取り上げたハンド型多関節マニピュレータのような空気圧シリンダシステムは、非線形システムで、空気の圧縮性や摩擦特性など制御対象の不確かさの取り扱いが困難となる。本研究では、これらをシステム同定することでシミュレータを作成し、MBDにより制御系設計とその検討・検証をおこなうことができた。また、シミュレーションにより、複数のアクチュエータで構成される多自由度システムに対し、同期を意識した制御系設計をおこなうことで、エンドエフェクタとなる指先軌跡の追従性が向上することを確認した。

本研究で得られた成果は以下の通りである。

第2章では、力学的な釣り合いから求めたマニピュレータの運動方程式とLuGre摩擦モデルを加えたシミュレータを作成し、M系列信号応答実験、低周波数正弦波応答実験の結果からシステム同定をおこなった。過去、様々な手法で空気圧アクチュエータを含むシステムの同定を試みたが、フィードバック系の特性となるM系列信号の時系列波形と非線形摩擦、オープンループ系の特性となる制御対象のゲインと位相の周波数特性を再現するには、今回の方法が最も良い結果となった。また、これらの同定結果を用いてSILS環境を構築することができた。

第3章では2章で作成したSILS環境を用い、MBDベースでPIDをはじめとして、 μ -Synthesis, SAC, 1型サーボ系 SMC, 外乱オブザーバといったコントローラの検討をおこなった。まず、規範フィードバック制御系モデルという概念から制御系の性能指標を検討し、各コントローラを用いてシミュレーションにより周波数特性、ステップ応答、外乱抑制、指先モード動作(平行移動モード、円旋回移動モード)の検証をおこなった。従来、SACやSMCは非線形制御系となるため、リアプノフの安定判別法などで評価をおこなうが、それでは周波数帯域の特性がわからないので、今回はフィードバック系で取得した時系列信号を周波数解析することで特性を算出した。この方法はコントローラによらず周波数特性を取得することが可能なので非常に有効である。また、MBDによりコントローラを設計する一連のノミナルシステムを構築することができた。

第4章では、MBDにより検証した①PIDコントローラ、② μ -Synthesisと外乱オブザーバの併用、③SAC、④1型サーボ系 SMC、⑤1型サーボ系 SMCと外乱オブザーバの併用をハンド型多関節マニピュレータに実

装し、実験によりコントローラの性能評価をおこなった。単軸の空気圧シリンダシステムの制御系設計という視点では、中間関節の制御結果を見るとモデルベースにより設計・検証したコントローラを用いることで、非常に良い精度で関節角度の制御が可能であることを確認できたが、根元関節については特に円旋回移動モード時に各コントローラでスティックスリップ現象が発生していることから非線形摩擦の検討が不十分であることが確認できた。これは、制御対象の不確かさに加え、今回は非線形摩擦を同定する際に低周波数(0.01Hz)の正弦波を採用したが、この方法では、動作モード時の非線形摩擦を完全に再現することが難しいと推測している。

第 5 章では、主軸位置同期制御法の特性の遅い主軸に対して特性の早い従軸を追従させるアイデアを多関節マニピュレータに適用し、エンドエフェクタとなる指先軌跡の追従性向上の検討をおこなった。多自由度空気圧シリンダシステムの制御設計という視点では、単軸の制御性能に加え、各軸の同期がエンドエフェクタの制御性能に大きく影響することが確認できた。

今後の課題は、まず、非線形摩擦の不確かさの定量化とモデリングが挙げられる。非線形摩擦は低周波数帯域の正弦波により同定をおこなったが、根元関節に関しては、動作モード実験の際にシミュレーションでは見られなかったスティックスリップ現象が発生した。シミュレータの精度を上げることは MBD による制御系設計や検証の効率化につながるため、優先度は高いと考えている。また、多自由度空気圧シリンダシステムの制御性能向上という観点では、同期制御の高精度化が重要だと考える。今後は、並列同期制御法など外乱に強い同期手法を検討し、実験にてその有効性を検証したい。

謝辞

本論文は、筆者が芝浦工業大学大学院 機能制御システム専攻 博士後期課程(社会人博士課程)在学中に流体パワーシステム研究室にておこなった5年間の研究をまとめたものです。

本研究に関して終始ご指導ご鞭撻を頂きました芝浦工業大学システム理工学部機械制御システム学科教授の川上幸男先生に心より感謝致します。また、管路解析に関して有益なご指導を頂きました東京工業大学名誉教授の中野和夫先生に厚く御礼申し上げます。二人の先生方には、再び大学で研究する機会を与えていただき、本当に感謝しております。また、学外より学位審査に携わって頂いた横浜国立大学 眞田一志教授、学内より学位審査に携わって頂いた芝浦工業大学 米田 隆志教授、陳 新開教授、伊藤 和寿教授に心より感謝し厚く御礼申し上げます。

本研究をおこなうに当たり、論文発表などに関して多大なご理解とご配慮を頂き、研究機材を提供頂いた株式会社コガネイ 堀川昭芳氏、塩田浩司氏、小川真史氏に謝意を申し上げます。

また、川上研究室の卒業生と在校生に多くのサポートをしていただきました。白石 剛士君、大澤 直紘君、小堀 祥平君、近藤 純史君、佐野 悠太君、佐藤 洋佑君、水嶋 高弘君、川邊 太志郎君、坂倉 伸明君、鈴木 智哉君、前川 拓磨君、與五澤 良行君、大塚 亮輔君、柏木 優太君、横田 周斗君、川村 隼人君、高田 大空君、村中 契太君、山下 和秀君、稲垣 亮則君、黒澤 和磨君、塩田 晃弘君、松本 滉平君、丸井 裕太君をはじめ研究を手伝って頂いた後輩達に御礼申し上げます。

最後に、仕事と研究を両立することになり、私生活面、健康面など多大な心配を掛け、また、サポートをして頂いた家族に深く感謝致します。

業績

○国際会議

- [1] Yoshiyuki YOGOSAWA, Eiji MURAYAMA, Yukio KAWAKAMI, Akiyoshi HORIKAWA, Koji Shioda, Masashi Ogawa, "Study on Control Performance with Consideration of Articulated Manipulators with Pneumatic Cylinder –Simple Adaptive Control System and its Application to Nonlinear Frictions–", Proceedings of the 9th JFPS International Symposium on Fluid Power, pp.830–836(2014)
- [2] Kazuo NAKANO, Eiji MURAYAMA, Yukio KAWAKAMI, "On simplifications of simulation models for pneumatic turbulent flows through tubes", Proceedings of the 9th JFPS International Symposium on Fluid Power, pp.702–707(2014)
- [3] Eiji Murayama, Syohei Kobori, Yukio Kawakami, Kazuo Nakano, "Simulation on Steady Pneumatic Flow in Tube", Proceedings of The 12th International Symposium on Fluid Control, Measurement and Visualization(2013)
- [4] Eiji Murayama, Yukio Kawakami, Kazuhisa Ito, "Development of New Articulated Manipulators with Compact Pneumatic Cylinders", Proceedings of 2012 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation(2012)
- [5] Takeshi SHIRAIISHI, Eiji MURAYAMA, Yukio KAWAKAMI, Kazuo NAKANO, "Approximate Simulation of Pneumatic Steady Flow Characteristics in Tubes with Friction", Proceedings of the 8th JFPS International Symposium on Fluid Power, pp.242–247

○口頭発表

- [6] 川村隼人, 村山栄治, 川上幸男, 塩田浩司, 堀川昭芳 : 高速電磁弁を用いた空気圧シリンダの速度制御 に関する研究, 日本機械学会 2016 年度年次大会論文集(2016)
- [7] 柏木優太, 村山栄治, 川上幸男, 土岐真人 : サイクロン型ドレンセパレータの流動解析, 2015 年度産業応用部門大会講演論文集, pp.171–175(2015)
- [8] 横田周斗, 村越晴信, 村山栄治, 川上幸男, 堀川昭芳, 塩田浩司 : MR 流体ダンパの開発, 2015 年度産業応用部門大会講演論文集, pp.166–170(2015)
- [9] 村中契太, 村山栄治, 川上幸男, 堀川昭芳, 塩田浩司, 小川真史 : 空気圧マニピュレータによる制御性能に関する研究, 日本機械学会 2015 年度年次大会論文集(2015)
- [10] 山下和秀, 村山栄治, 川上幸男, 深田佳成 : パルスエアの除塵メカニズムの検討, 第 14 回「運動と振動の制御」(MoViC)シンポジウム論文集, 論文番号 B212(2015)
- [11] 高田大空, 村山栄治, 川上幸男 : 空気圧シリンダを用いた二足歩行ロボットの開発と制御, 山梨講演会講演論文集, pp.78–79(2015)
- [12] 川邊太志郎, 柏木優太, 村山栄治, 川上幸男 : サイクロン型ドレンセパレータ内旋回流発生翼の検討, 2014 年度産業応用部門大会講演論文集, pp.69–73(2014)
- [13] 鈴木智哉, 村山栄治, 川上幸男, 中野和夫 : CFD を用いた空気圧管路系の流量特性の検討, 山梨講演会講演論文集, pp.27–28(2014)
- [14] 村山 栄治, 川上 幸男, 中野 和夫 : 摩擦と伝熱を考慮した空気圧管内定常流について, 平成 25 年秋季フルードパワーシステム講演会論文集, pp.28–30(2013)
- [15] 小堀祥平, 村山栄治, 川上幸男, 中野和夫 : 2013 年度産業応用部門大会講演論文集, pp.92–95
- [16] 佐野悠太, 村山栄治, 川上幸男, 堀川昭芳, 塩田浩司 : MR 流体ダンパの開発, 山梨講演会講演論文集, pp.20–21(2013)
- [17] 水嶋高弘, 村山栄治, 川上幸男 : 空気圧シリンダを用いた二足歩行ロボットの開発(第 1 報 システム同定), 第 13 回「運動と振動の制御」(MoViC)シンポジウム論文集, 論文番号 C23(2013)
- [18] 村山栄治, 水嶋高弘, 川上幸男 : 空気圧シリンダを用いた二足歩行ロボットの開発(第 2 報 制御系設計), 第 13 回「運動と振動の制御」(MoViC)シンポジウム論文集, 論文番号 C24(2013)
- [19] 大澤直紘, 川上幸男, 中野和夫, 村山栄治 : CFD を用いた空気圧管路系の流動解析, 平成 24 年秋季フルードパワーシステム講演会論文集, pp.58–60(2012)
- [20] 小堀祥平, 中野和夫, 川上幸男, 村山栄治 : 直列接続された空気圧管路系のシミュレーション, 平成 24 年秋季フルードパワーシステム講演会論文集, pp.55–57(2012)
- [21] 村山栄治, 伊藤和寿, 川上幸男, 堀川昭芳, 塩田浩司 : 空気圧シリンダを用いた多関節マニピュレータの H_{∞} 制御, 平成 24 年秋季フルードパワーシステム講演会論文集, pp.16–18(2012)
- [22] 佐藤洋佑, 村山栄治, 川上幸男, 深田佳成 : 静電気除去ユニット内の流動解析, 2012 年度産業応用部門大会講演論文集, pp.57–60(2012)

[23]近藤純史, 村山栄治, 川上幸男 : 空気圧アクチュエータを用いた二足歩行ロボットの開発, 山梨講演会講演論文集, pp.28-29(2012)

[24]村山栄治, 川上幸男, 中野和夫 : 油圧サーボ系へのゲインスケジューリング制御の適用について, 山梨講演会講演論文集, pp.245-246(2002)

○論文

[25]Eiji Murayama, Yoshiyuki Yogosawa, Yukio Kawakami, Akiyoshi Horikawa, Koji Shioda, Masashi Ogawa, "Study on Control Performance with Consideration of Articulated Manipulators with Pneumatic Cylinders", International Journal of Automation Technology, Vol.8, No.2, pp.159-168(2014)

[26]村山栄治, 白石剛士, 川上幸男, 中野和夫 : 空気圧管路内定常流シミュレーション(断熱管路モデル), 日本フルードパワーシステム学会論文集, Vol.44, No.6, pp.111-117(2013)

Appendix

A.1 マニピュレータ スケールと重量

■マニピュレータリンク長

台座回転軸～第1関節回転軸(根元)	65	mm
第1関節回転軸～第2関節回転軸(中間)	50	mm
第2関節回転軸～第3関節回転軸(指先)	50	mm

■シリンダ形状

シリンダ径	10	mm
ロッド径	5	mm

■マニピュレータ重量(配管, ケーブル無し)

○第1関節(根元)	単体重量[g]	個数	重量[g]
指の外装	8.00	2	16.00
クランク部分	1.85	2	3.70
クランク押さえ	3.24	2	6.48
感圧センサユニット	9.10	1	9.10
ネジ(短)	0.42	8	3.36
ネジ(長)	0.56	4	2.24
スペーサ	0.07	4	0.28
シリンダ先端ユニット	8.00	1	8.00
シリンダ(大)	27.46	1	27.46
角度センサ	0.00	2	0.00
関節の軸(シリンダので代用)	7.45	1	7.45
総重量(第1関節)			84.07

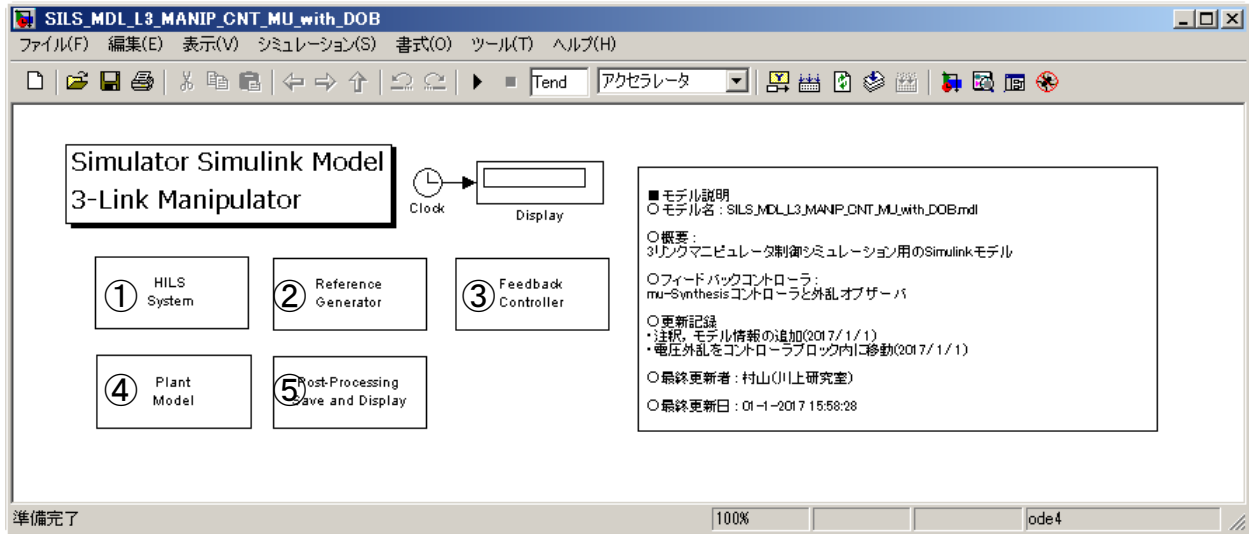
○第2関節(中間)	単体重量[g]	個数	重量[g]
指の外装	6.90	2	13.80
クランク部分	1.85	2	3.70
クランク押さえ	2.25	2	4.50
感圧センサユニット	9.10	1	9.10
ネジ(短)	0.42	8	3.36
ネジ(長)	0.56	4	2.24
スペーサ	0.07	4	0.28
シリンダ先端ユニット	8.00	1	8.00
シリンダ(小)	24.40	1	24.40
角度センサ	0.00	2	0.00
関節の軸(シリンダので代用)	7.45	1	7.45
総重量(第2関節)			76.83

○第3関節(指先)	単体重量[g]	個数	重量[g]
指の外装	4.50	2	9.00
クランク部分	1.90	2	3.80
感圧センサユニット	9.10	1	9.10
黒い縦のパイプ	1.20	4	4.80
ネジ(短)	0.42	12	5.04
シリンダ先端ユニット	8.00	1	8.00
総重量(第3関節)			39.74

○台座	単体重量[g]	個数	重量[g]
台座部		1	213.86

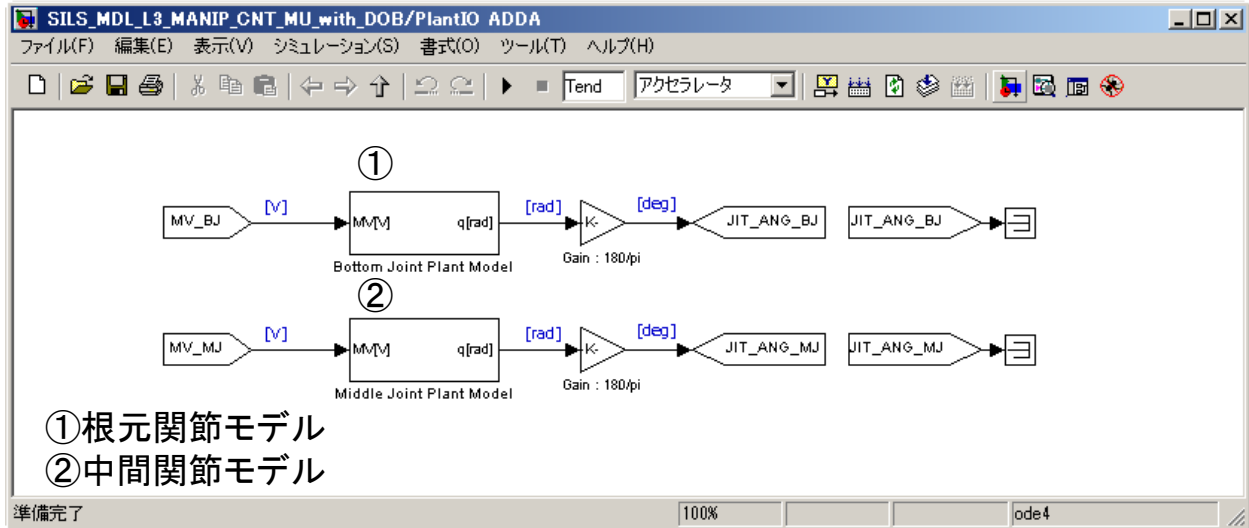
○マニピュレータ 総重量	414.50	[g]
--------------	--------	-----

A.2 マニピュレータシミュレータモデル



- ① タイマー, 制御器リセットトリガー
- ② 指令生成モデル
- ③ フィードバックコントローラ
- ④ 制御対象モデル
- ⑤ データの保存

Fig.A-1 シミュレータモデルトップ階層



- ① 根元関節モデル
- ② 中間関節モデル

Fig.A-2 制御対象モデル

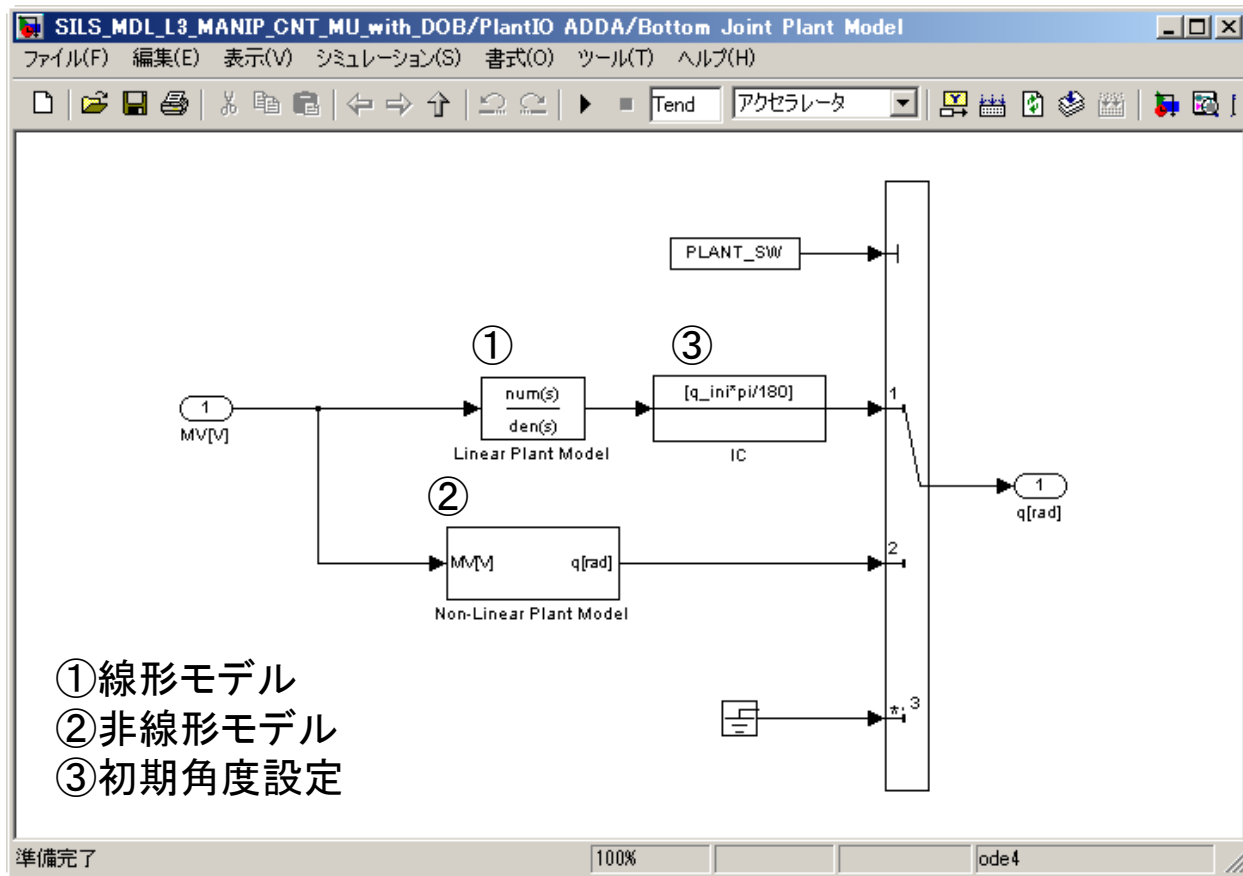


Fig.A-3 制御対象モデル > 根元関節モデル

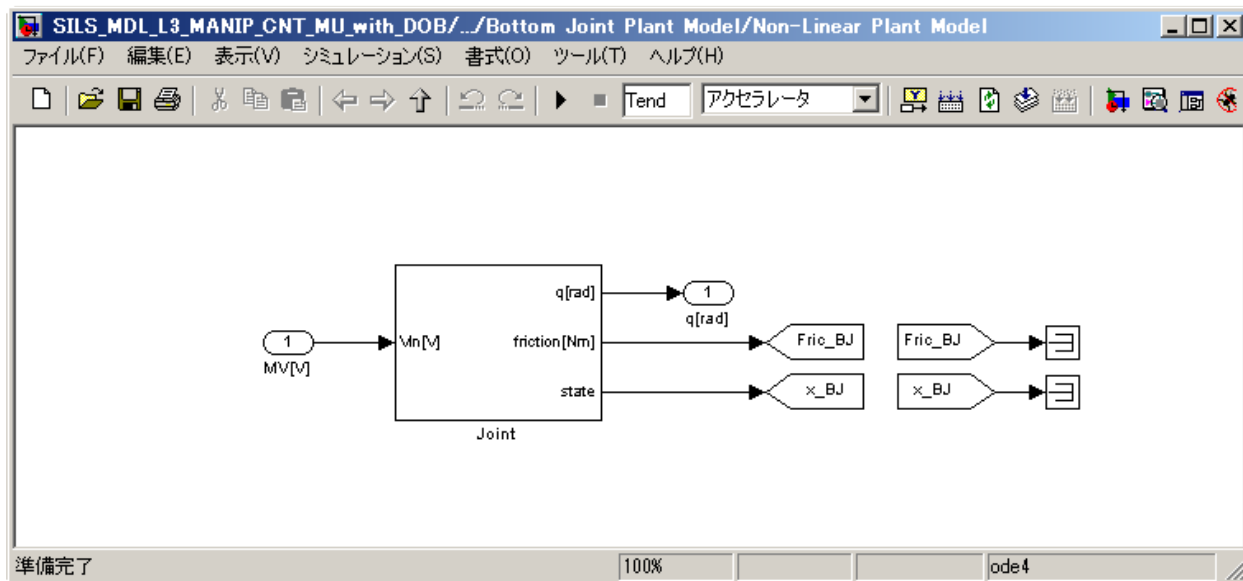


Fig.A-4 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル

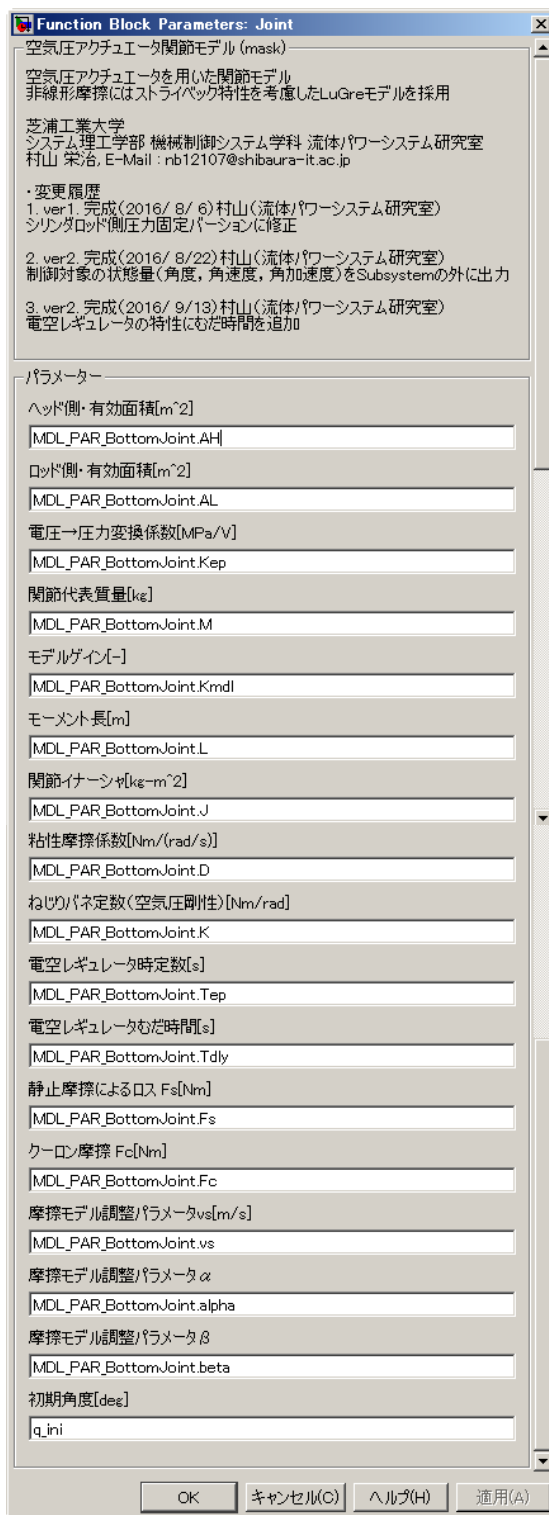


Fig.A-5 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル マスクパラメータ設定画面

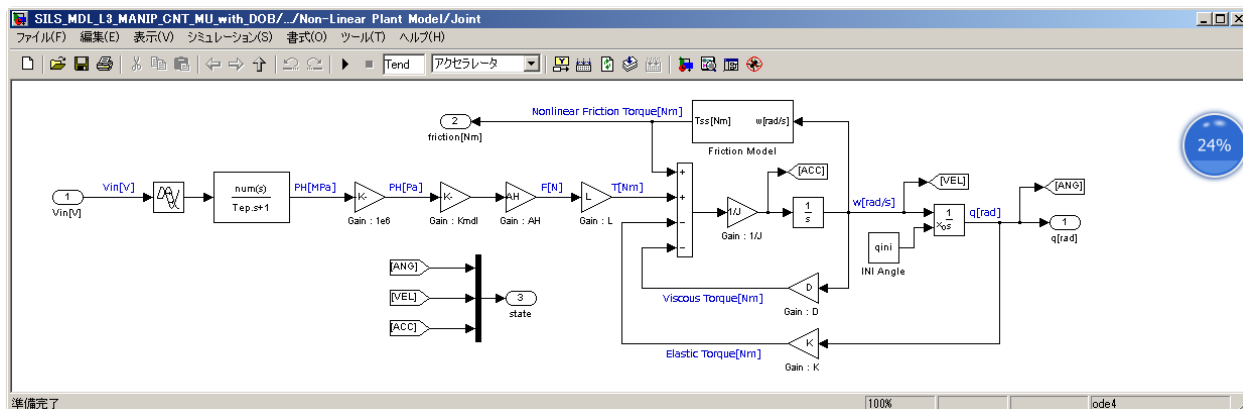


Fig.A-6 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル マスクパラメータモデル

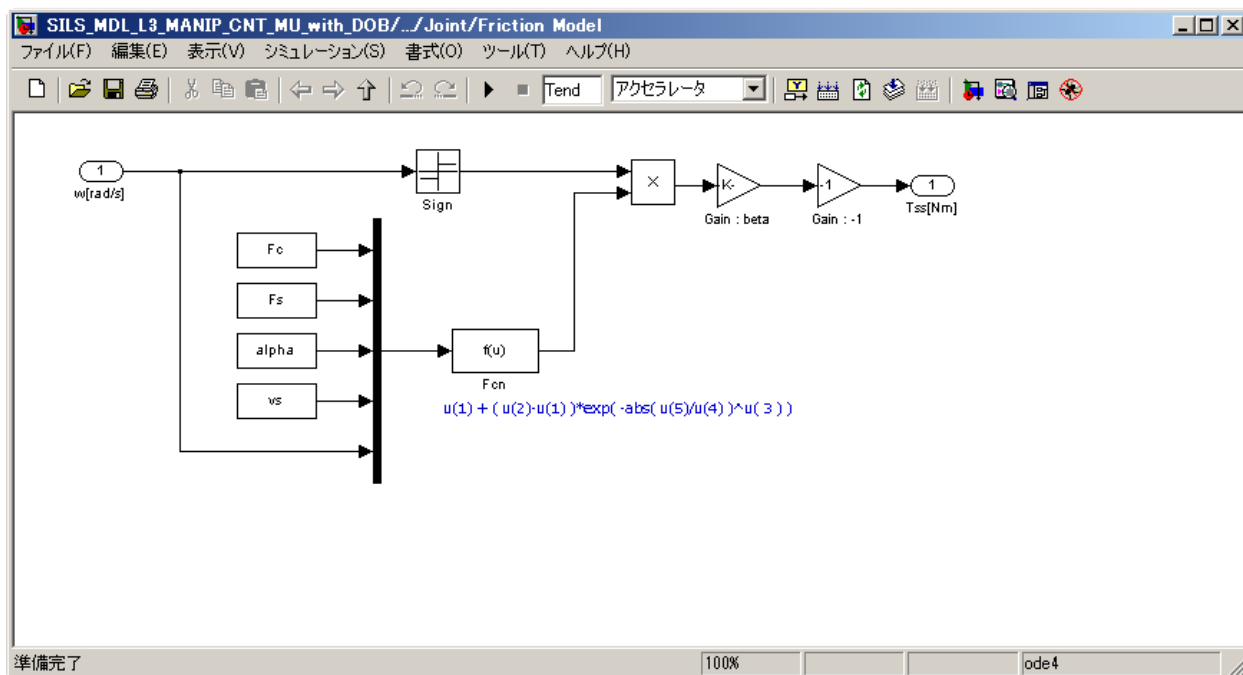


Fig.A-7 制御対象モデル > 根元関節モデル > 非線形モデル マスクパラメータモデル >
非線形摩擦モデル

A.3 外乱オブザーバモデル(離散系)

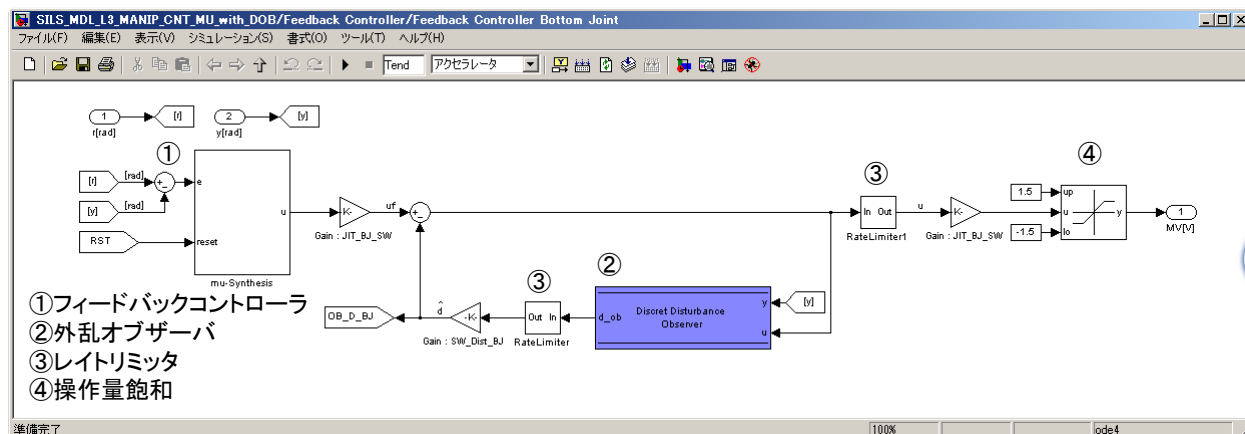


Fig.A-8 フィードバックコントローラ

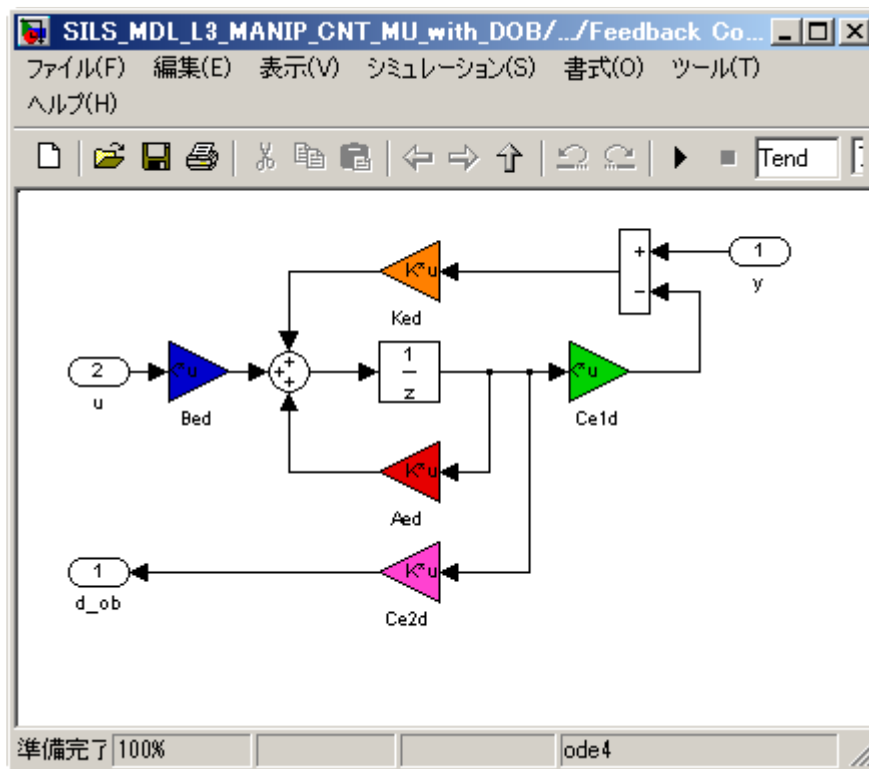


Fig.A-9 フィードバックコントローラ > 外乱オブザーバ

A.4 1 型サーボスライディングモードコントローラ(離散系)

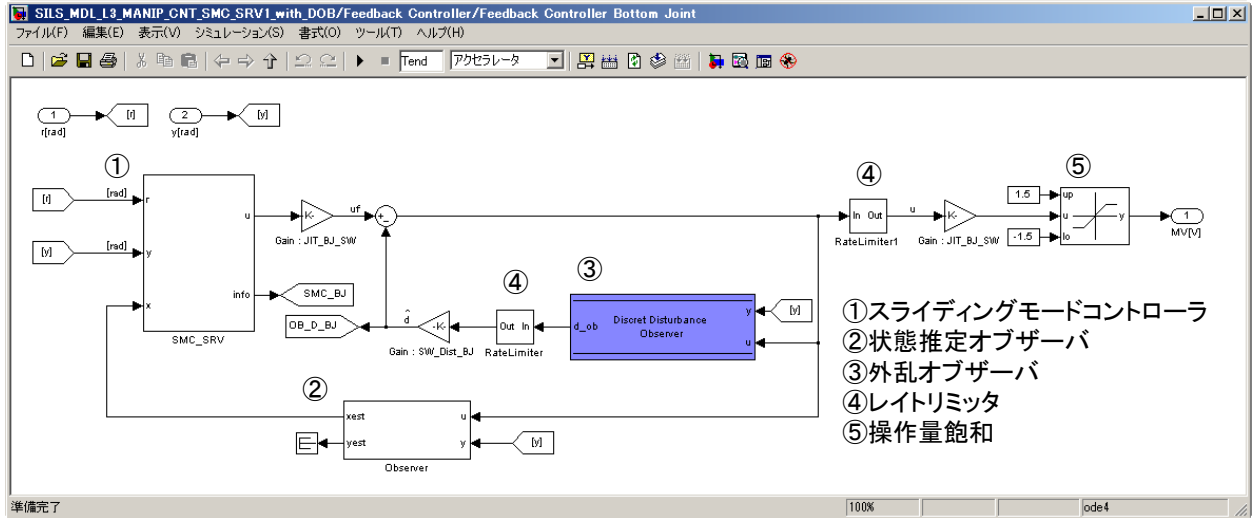


Fig.A-10 フィードバックコントローラ(SMC)

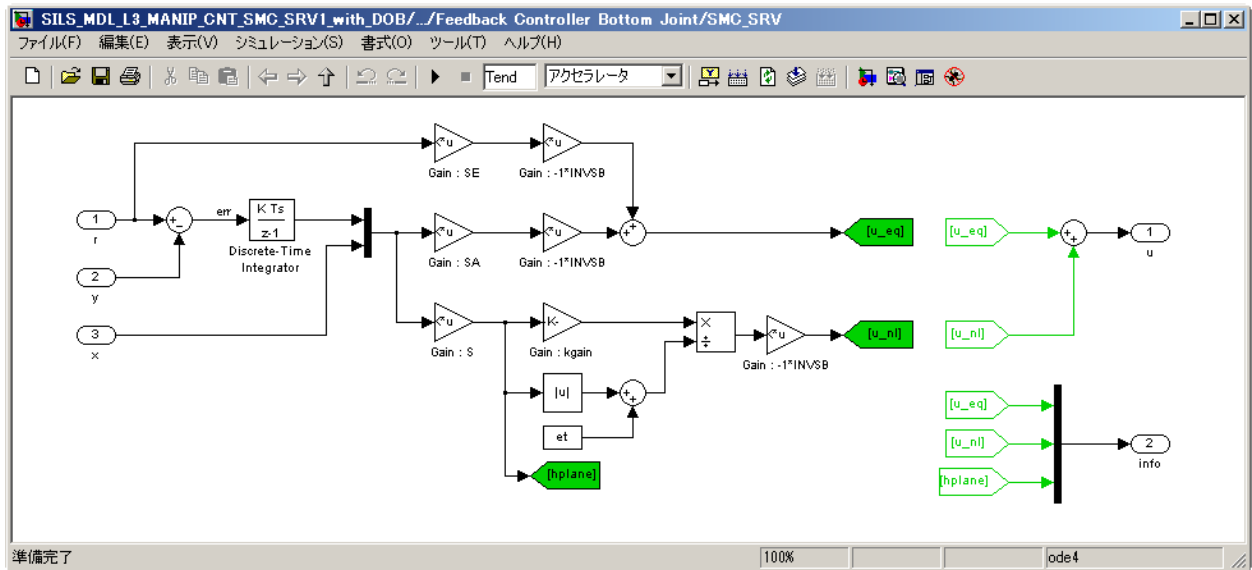


Fig.A-11 フィードバックコントローラ(SMC) > スライディングモードコントローラ

A.5 単純適応制御コントローラ(離散系)

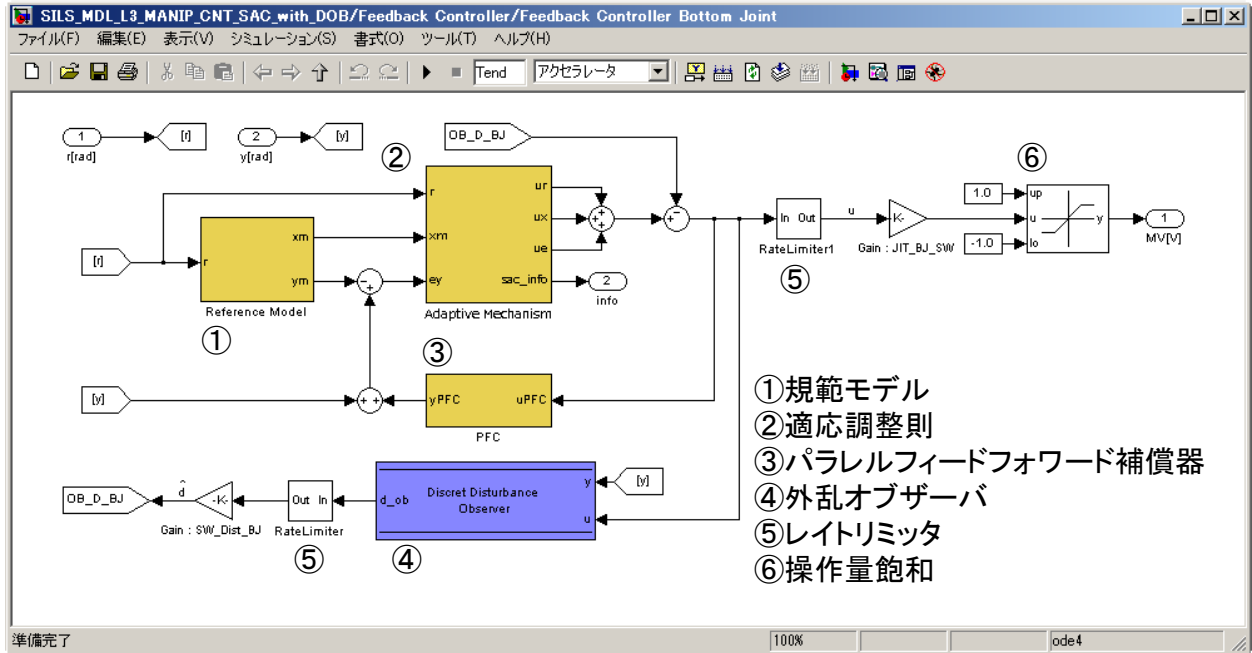


Fig.A-12 フィードバックコントローラ(SAC)

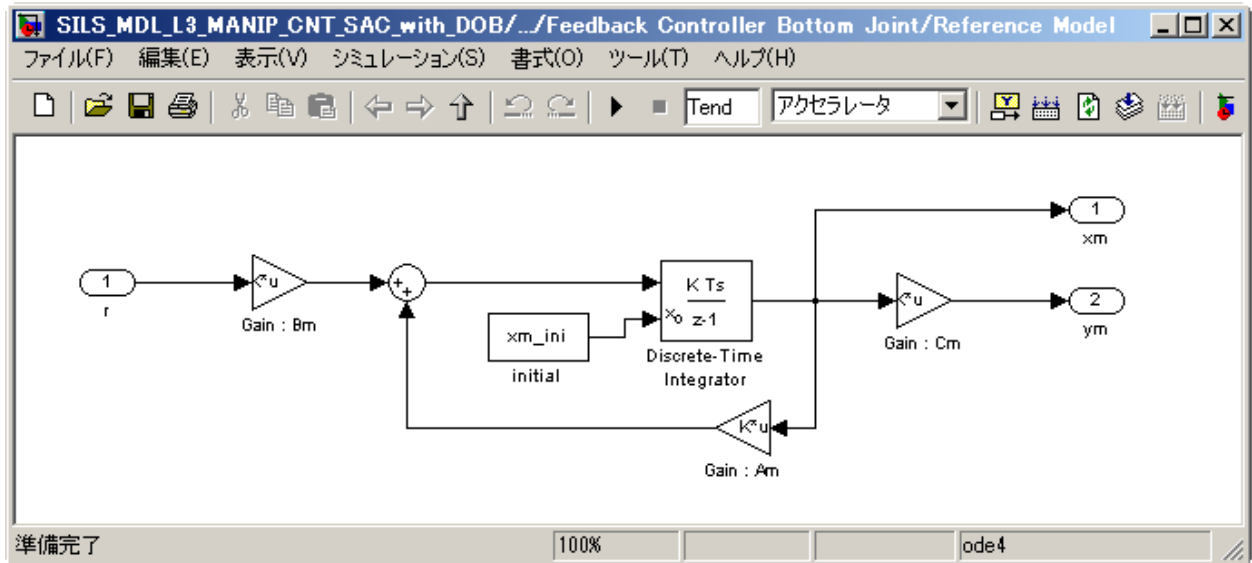


Fig.A-13 フィードバックコントローラ(SAC) > 規範モデル

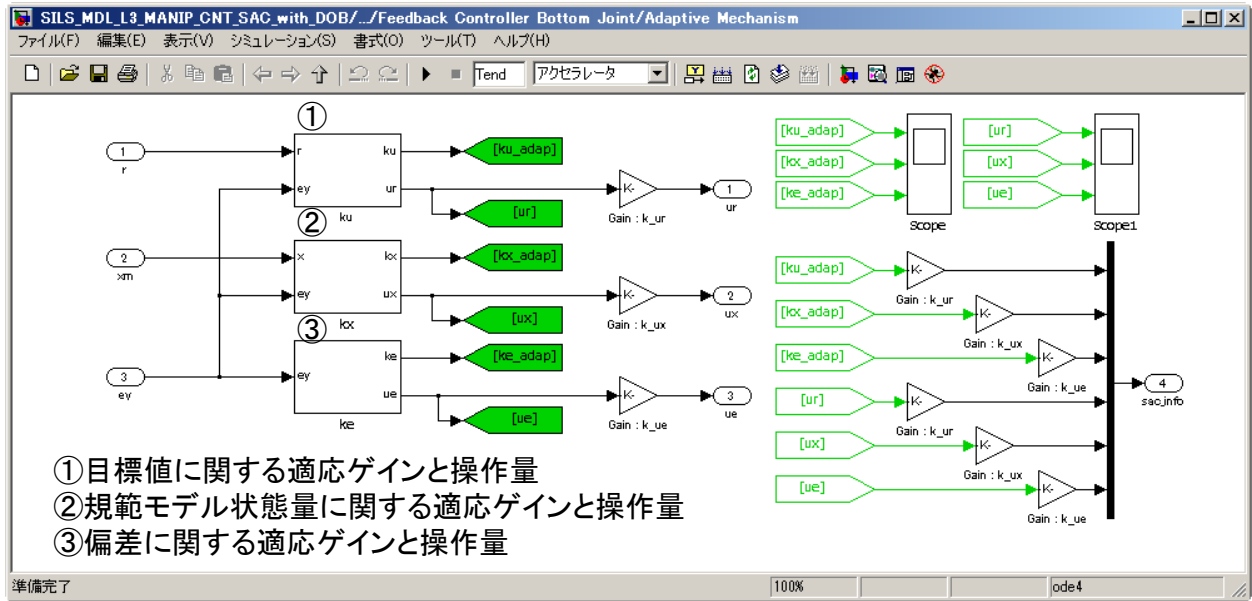


Fig.A-14 フィードバックコントローラ(SAC) > 適応調整則

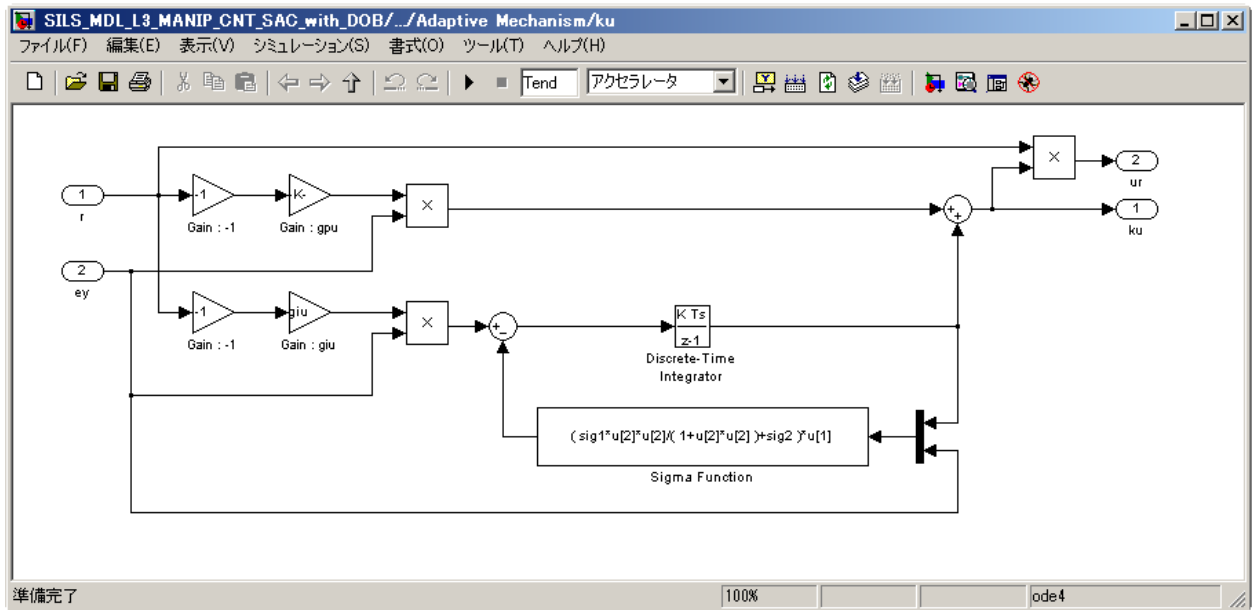


Fig.A-15 フィードバックコントローラ(SAC) > 適応調整則 > 目標値に関する適応ゲインと操作量

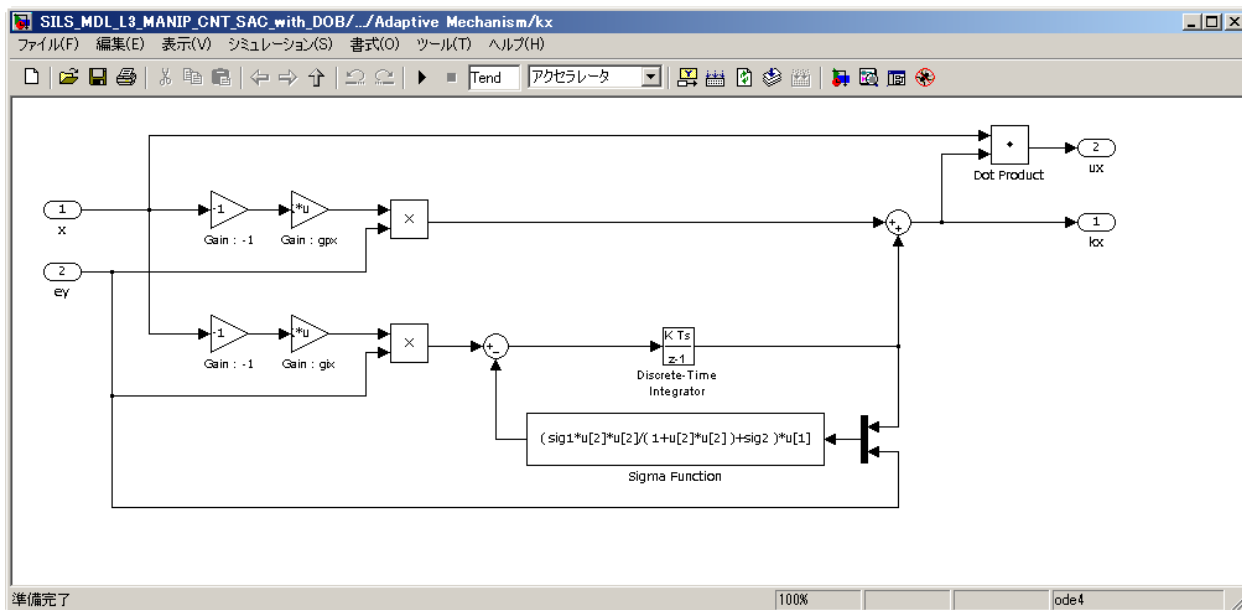


Fig.A-16 フィードバックコントローラ(SAC) > 適応調整則 > 規範モデル状態量に関する適応ゲインと操作量

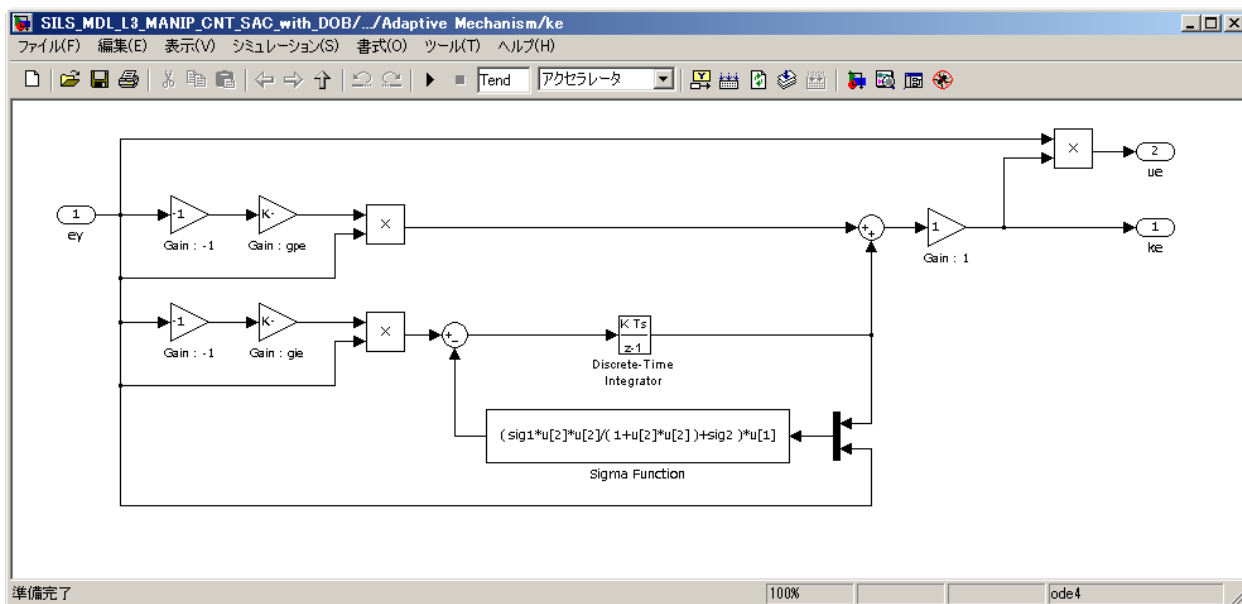


Fig.A-17 フィードバックコントローラ(SAC) > 適応調整則 > 偏差に関する適応ゲインと操作量

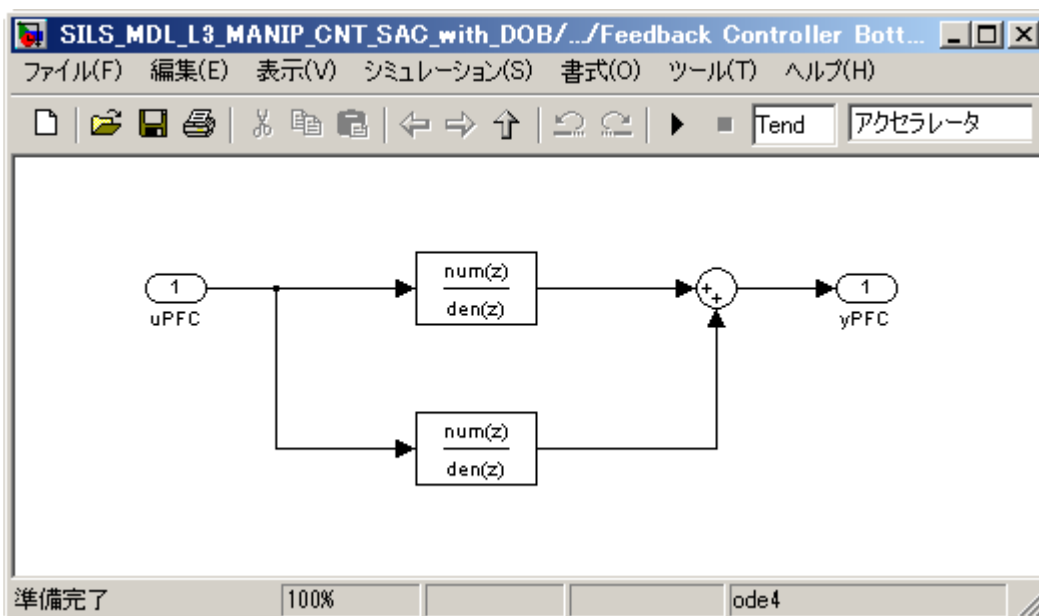


Fig.A-18 フィードバックコントローラ(SAC) > 平行フィードフォワード補償器

■多自由度空気圧シリンダシステムの制御系設計手法に関する研究

2017年3月

芝浦工業大学 大学院 理工学研究科

機能制御システム専攻

村山 栄治
