

トータルチューニングによる
N C 工作機械の性能向上に関する研究

1 9 9 6

中 川 秀 夫

目 次

第1章 結 言	1
第2章 トータルチューニングの理論的基礎	5
2.1 結 論	5
2.2 トータルチューニングの定義	5
2.3 対象とする送り駆動系とそのモデル化	8
2.3.1 工作機械の送り駆動系の基本構造	8
2.3.2 NCサーボ部のモデル化	10
2.3.3 送り駆動機構のモデル化	11
2.3.4 サーボシミュレーションおよびサーボシミュレータ	15
2.4 1軸サーボパラメータチューニング	17
2.4.1 1軸の運動誤差の分類とその低減方法	17
2.4.2 チューニングの評価関数	18
2.4.3 フィードフォワードゲイン K_f の設定	19
2.4.4 加減速方式と加減速時定数	20
2.5 メカニカルパラメータチューニング	22
2.5.1 メカニカルパラメータの種類	22
2.5.2 チューニングマップと修正ベクトル	23
2.6 多軸サーボパラメータチューニング	24
2.6.1 輪郭誤差の分類	25
2.6.2 定常状態の輪郭誤差の低減方法	25
2.6.3 過渡応答時の輪郭誤差の低減方法	26
2.7 欠陥発見法の基本的な考え方	29
2.8 結 論	31

第3章	サーボ特性とサーボパラメータチューニング	32
3.1	緒論	32
3.2	サーボパラメータと安定性の解析	33
3.2.1	ハンチング現象とサーボ系の安定限界条件	33
3.2.2	速度ループパラメータ間の関係	36
3.2.3	速度ループパラメータが位置ループの安定性に与える影響	37
3.2.4	フィードフォワードゲインと加減速時定数の影響	39
3.3	1軸のサーボパラメータチューニングのアルゴリズム	40
3.4	ケーススタディ	41
3.4.1	サーボパラメータチューニングの実施	41
3.4.2	サーボ剛性の向上の確認実験	44
3.4.3	パルス溜まりの測定によるサーボ剛性向上の確認実験	46
3.4.4	動的な外力に対するサーボ剛性向上の確認実験	47
3.5	結論	48
第4章	送り駆動機構のメカニカルチューニング	49
4.1	緒論	49
4.2	現用の送り駆動機構の設計手順と問題点	49
4.3	メカニカルパラメータの同定法	50
4.3.1	送り駆動機構伝達特性の実測	50
4.3.2	カーブフィッティングによるパラメータ同定法	51
4.3.3	パラメータ同定のケーススタディ	52
4.4	サーボ系の安定性に対するメカニカルパラメータの影響	55
4.4.1	速度ループの安定性に与える影響	55
4.4.2	位置ループの安定性に与える影響	59
4.5	J Kマップを用いたメカニカルパラメータチューニング	62
4.5.1	評価関数	62
4.5.2	J Kマップと修正ベクトル	63
4.5.3	修正ベクトルの具体策	65
4.5.4	メカニカルチューニングの手順	67
4.6	ケーススタディ	68

4.6.1	セミクローズドループ制御機 (F T L専用機) の場合	68
4.6.2	クローズドループ制御機 (マシニングセンタ) の場合	70
4.7	結論	72

第5章	同時多軸制御におけるチューニング	74
5.1	緒論	74
5.2	多軸メカニカルパラメータチューニング	75
5.2.1	固有振動数の操作変数	75
5.2.2	加減速時の加速度と最大負荷質量の関係	76
5.2.3	チューニング手順	76
5.3	多軸サーボパラメータチューニング	77
5.3.1	定常状態での輪郭誤差の低減方法の検討	77
5.3.2	過渡応答時の輪郭誤差の低減方法の検討	78
5.3.3	チューニングアルゴリズム	79
5.4	多軸チューニングの効果の確認実験	80
5.5	結論	86

第6章	送り駆動機構の組立調整時の欠陥発見法	88
6.1	緒論	88
6.2	静・動特性値の理論的考察	89
6.2.1	送り駆動部の静特性	89
6.2.2	送り駆動部の動特性	90
6.3	D A C測定法	91
6.3.1	静剛性のD A C測定法	91
6.3.2	動特性のD A C法による測定	93
6.4	欠陥発見法の原理と方法	94
6.4.1	静・動特性を低下させる原因の分類	94
6.4.2	欠陥発見法のアルゴリズム	96
6.5	ケーススタディ	100
6.5.1	機械C (中型の立型マシニングセンタ)	100
6.5.2	機械D (大型の横形マシニングセンタ)	104

6.5.3 機械E (中型の横形マシニングセンタ) 109

6.6 結 論 111

第7章 ケーススタディ 113

7.1 緒言 113

7.2 FTL機の場合 113

7.2.1 メカニカルパラメータチューニングの実施 114

7.2.2 サーボパラメータチューニングの実施 117

7.2.3 輪郭誤差のシミュレーションによる効果の確認 117

7.3 汎用マシニングセンタの場合 119

7.3.1 メカニカルパラメータチューニングの実施 119

7.3.2 サーボパラメータチューニングの実施 122

7.3.3 輪郭誤差のシミュレーションによる効果の確認 123

7.4 ハイリードマシニングセンタの場合 124

7.4.1 ハイリードマシンの特性 124

7.4.2 メカニカルパラメータチューニングの実施 126

7.4.3 サーボパラメータチューニングの実施 130

7.4.4 輪郭誤差のシミュレーションによる効果の確認 130

7.5 結 論 131

第8章 結 言 133

付 録 135

付録1 従来の送り駆動系の設計法 135

付録2 シミュレーションに使用したソフトウェア 136

付録3 ロストモーションの生成機構 139

謝 辞 143

参考文献 144

記号	意味	単位
a	定数	-
A1	急停止時の被駆動体の振動加速度測定値	m/s^2
A2	急停止時の軸受ブラケットの振動加速度測定値	m/s^2
b	定数	-
C	被駆動体摺動面の粘性減衰係数	$N \cdot s / m$
Comp	コンプライアンス	m / N
Ca	ボールねじナットの基本動定格荷重	N
d	ボールねじの外径	m
dc	ボールねじの谷径	m
db	ボールねじナットの鋼球径	m
D	Cをボールねじ軸回りに換算した値 ($= R^2 \cdot C$)	$N \cdot m \cdot s$
ep	位置ループに基づく追従誤差	m
e (s)	輪郭形状誤差	m
et	追従誤差の全体量	m
E	縦弾性係数 (鋼の時 $E = 2.1 \times 10^{11} (N/m^2)$)	N / m^2
fc	速度ループの位相差周波数	Hz
fn*	DAC測定法で測定された固有振動数	Hz
fn0	固有振動数目標値	Hz
fn1	静剛性の設計値K2を用いて計算した固有振動数	Hz
fn2	静剛性の実測値K*を用いて計算した固有振動数	Hz
F	送り速度	m / s
Fa0	ボールねじ支持軸受予圧量	N
Fmax	送り駆動軸の最大の送り速度	m / min
Ft	被駆動体に対する外乱入力	N
g (t)	$\{GX(s) - GY(s)\} / s^2$ の逆ラプラス変換値	
G	横弾性係数 (鋼のとき $G = 8.3 \times 10^{10} (N/m^2)$)	N / m^2
G (s)	サーボ系の全体の伝達関数	
G1(j ω)	モデルAの周波数応答関数 (Tからxtまで)	
G2(j ω)	モデルBの周波数応答関数 (Tからxtまで)	
Gp(s)	位置ループの伝達関数	
Gf(s)	フィードフォワード制御の伝達関数	
Gm(s)	送り駆動機構の伝達関数	
GX(s)	X軸の伝達関数 (指令より被駆動部までの運動)	
GY(s)	Y軸の伝達関数 (指令より被駆動部までの運動)	
Gv(S)	広義の速度ループの伝達関数	
G ω (s)	電流→角速度間の伝達関数	

$G\omega^2(s)$	$G\omega(s)$ において $K = \infty$ の時の伝達関数	
i	サーボモータの電機子電流値	A
H	チューニングの評価関数であるサーボ剛性	N/m
Hdes	チューニング時のサーボ剛性に関する目標値	N/m
J	回転体イナーシャ ($= J_b + J_m$)	$N \cdot m / A$
J_0	メカニカルチューニングでのJの設計初期値	$N \cdot m \cdot s^2$
J_a	サーボモータの負荷イナーシャ ($= J + J'$)	$N \cdot m \cdot s^2$
J'	直線移動を回転系軸勘算した等価イナーシャ	$N \cdot m \cdot s^2$
J_b	ボールねじの回転イナーシャ	$N \cdot m \cdot s^2$
J_c	カップリングのイナーシャ	$N \cdot m \cdot s^2$
J_m	サーボモータのロータイナーシャ	$N \cdot m \cdot s^2$
J_{max}	Tdesを満足するためのJの上限値	$N \cdot m \cdot s^2$
K	送り方向剛性	N/m
K_0	メカニカルチューニングでのKの設計初期値	N/m
K_x	送り方向の静剛性 (ナット剛性が無限大のとき)	N/m
K_y	送り方向静剛性 (ブラケット支持剛性が無限大)	N/m
K^*	静特性DAC法による静剛性の実測値	N/m
K_b	ボールねじ支持軸受の送り方向剛性	N/m
K_e	サーボモータの誘起電圧定数	$V \cdot s / rad$
K_f	フィードフォワードゲイン	-
K_g	ボールねじのねじり剛性	$N \cdot m / rad$
K_g'	K_g をボールねじの送り方向に換算値した値	N/m
$K_i(s)$	電流ループの伝達関数	
K_h	軸受ブラケットおよびその支持部の送り方向剛性	N/m
K_n	ボールねじのナット部の送り方向剛性	N/m
K_p	位置アンプゲイン	s^{-1}
K_s	ボールねじの送り方向の剛性	N/m
K_t	サーボモータのトルク定数	$N \cdot m / A$
$K_v(s)$	速度制御器の伝達関数	
L	ボールねじの長さ	m
L_m	サーボモータの電機子インダクタンス	H
m	ボールねじの支持形式により決定する係数	-
M	被駆動部質量	kg
M'	回転体のイナーシャJを送り方向に換算した等価質量	kg
M_s	ボールねじの質量	kg
N	サーボモータの回転速度	min^{-1}
p	ボールねじのリード	m
Pa	送り方向の荷重	N
Q	ボールねじナットの鋼球1個あたりの荷重	N

r	半径	m
R	回転から直線運動への変換定数 ($= p / 2\pi$)	m / rad
R_m	サーボモータの電機子抵抗	Ω
t des	チューニング時の立上がり時間に関する目標値	s
t r	サーボモータの立上がり時間	s
T	サーボモータの発生トルク	$N \cdot m$
T_{max}	サーボモータの最大トルク	$N \cdot m$
T_{min}	実現可能な最小加減速時定数	s
T_p	位置制御ループ時定数 ($= 1 / K_p$)	s
T_s	加減速時定数	s
T_v	定数	-
V_g	速度比例ゲイン	$A \cdot s / rad$
V_i	位相遅れを停止する周波数を決定するゲイン	-
x t	被駆動体の変位	m
x b	ボールねじのナット部の変位	m
X (s)	X軸の軸の被駆動体の位置	m
Y (s)	Y軸の軸の被駆動体の位置	m
Z	ボールねじナットの鋼球数	-
Δr	円弧補間運動の半径減少量	m
Δu	円弧補間の際の象限切替時のロストモーション量	m
Δx	送り駆動機構の弾性変形	m
α	全静コンプライアンスのうちボールねじ伸縮の占める割合	-
β	ボールねじの鋼球と溝との接触角	deg
δa_0	F_{a0} による送り方向の弾性変形量	m
ζ	広義の速度ループの減衰比	-
θ_b	ボールねじの回転角度	rad
θ_m	サーボモータの回転角度	rad
ξ	ボールねじの精度, 内部構造による係数	-
π	円周率 ($= 3.1415926$)	-
ρ	ボールねじ材料の密度	kg / m^3
τ	ボールねじのリード角	deg
ω	送り機構の送り方向の固有角振動数	rad / s
ω_v	広義の速度ループの固有角振動数	rad / s

第1章 緒 言

18世紀後半の蒸気機関の発明により欧州における産業革命が促進され、工作機械はそれまでの工芸的機器から加工費や加工時間を大幅に縮小させる新しい経済基盤を作る設備機器へと生まれ変わった¹⁾。この産業の基礎を成す工作機械は、近年の製造業界においても高騰する人件費抑制や納期短縮化を目的とした工場設備の自動化に貢献している。自動化の最も進んだ工作機械の形態はマシニングセンタやNC旋盤を代表とする数値制御工作機械（以下NC工作機械）である。手動のフライス盤や旋盤なども含めた工作機械全体の総出荷額に対するNC工作機械の割合（NC化率）は現在既に72～73%といった高水準であり、今後さらに増加することが予想される。こうした産業界の自動化には常に高い生産性が必要で、コストパフォーマンス、すなわち一定コスト下における加工速度、精度の優れた工作機械が求められる。このような高能率を追求する産業界の要求を受けてNC工作機械は発展を続け、今日の優れた高速高精度マシンを誕生させた。しかし、産業界からの要求は厳しく常に時代の最先端技術を必要とするので、これからの更なる要求に対しては特に主軸系や送り系についての今一步踏み込んだ性能向上が必要である。本研究は、このうち基本的機構でありながら制御系との複合により、不明瞭な要素が多分に存在する送り駆動系に着目した。中でも基本的な性能である送り運動性能の向上を目指すことにする。

NC工作機械の送り駆動系はサーボ制御系と送り駆動機構系に大別できるが、メーカーの専門分業化からそれぞれ独立した状態、換言すればお互いにブラックボックス視した状態で発達してきたのが実状である。サーボ制御系側の立場では、多種多様な工作機械を対象としているために従来より制御系の安定性を重視して安全サイドに立ったいわゆるソフトサーボ²⁾が採用されてきた。ところが、最近では軽量化をねらったアルミ製品や小ロット化によるアルミ合金製金型の増加、あるいは金型の磨き作業低減のためのピックの細分化などに応えるため高速切削加工が普及し始めたが、コーナ部でのだれ、円弧補間時の半径減少といった前述のソフトサーボ、すなわち位置ループゲインが小さいことが原因する追従誤差が増大するという問題が生じている。この問題の解決法として、誤差量を前もって推測し指令値に対して補正をかけるフィードフォワード制御が提案されている。しかしこの方式は、線形性を前提条件にした固定ゲインであるので、繰り返し性のある運動に対しては有効であるが、高速送りでの機械送り系の大幅な特性変化、たとえば切削力の変動や送り案内系の摩擦特性変化あるいは経時的变化に対してはその改善効果に限界があると考

えられる³⁾。そのため最近では、サーボ制御の原点に帰っていわゆるハードサーボの採用、すなわちハイゲイン化の必要性が高まってきた⁴⁾。

他方、送り駆動機構側でも、高い位置決め精度や輪郭精度を得るため、高速で加減速のできる高剛性の送り機構が製品の差別化をねらう先進メーカーで採用されている。たとえばボールネジのダブルアンカ支持方式、さらにプリテンションの付加、またサーボモータとボールねじの直結化によるロストモーションの低減、ボールネジ径・ガイド幅・モータ容量の増大による高剛性化というような高精度、高能率生産を図った各種の設計の工夫により、従来の送り駆動機構に比べて数段の送り剛性の向上を図ってきた。

しかし、こうした制御側、機構側からのアプローチもそれぞれ相互に関連し合うので、送り駆動系全体でみるならば100%の性能を出していないといえる。たとえば、近年開発されたデジタルサーボ制御系にもまだ送り駆動機構に関連する不明確なパラメータが多いし、反対に機構側の欠点のカバーを制御系に補正という形で委ねるところもある。従って、与えられた仕様に対して送り駆動系の限界までの性能を引き出すには、単なるサーボ制御系だけでなく送り駆動機構系との相互影響を考慮してサーボパラメータを決定しなければならない。さらに、工作機械、特にマシニングセンタなどでは工具とワークの3次元的な相対運動により加工を行うので、その評価は3軸のバランスを考慮した総合的なサーボパラメータ決定手法（多軸チューニング）に基づくべきである。

そこで本研究では、送り駆動系のサーボ制御及び送り駆動機構の両側面からの相互影響を理論的、実験的に解明すると共に、適正なパラメータ決定手法を提案し、送り駆動系のトータル的な性能向上を目的とすることとした。

送り駆動機構系に適したNCサーボ制御系のマッチングや設計法の必要性については古くより指摘されており⁵⁾、また多くの研究報告^{6)・7)}もある。しかし現在では、高出力ACサーボモータや高速加工に対応できるNCサーボ装置が開発されており、これらの特性を考慮した検討が必要である。この送り駆動系トータルチューニング手法の確立のためには、送り駆動系のサーボ応答性や静・動特性の諸問題について次のようなステップを踏んで解決して行かなければならない。まず第1に、ハイゲイン化に伴うハンチング（制御しきれない激しい振動を伴う不安定領域に落ち込む現象）回避の問題である。位置フィードバックゲインを増大するにつれて、システムの応答性は高くなる反面、ハンチングが発生しやすくなるため、この発生原因の解明と境界点の予測手段の確立が不可欠である。このために制御部や構造部のモデル化を行い、シミュレーションによってハンチングの発生機構を解明して安定限界を確実に求める必要がある。そして輪郭精度の向上という目的からサー

ボチューニングのアルゴリズムの構築を行う。またサーボ系と機構系の相互影響を検討して全体としての性能向上を図らなければならない。前述のように送り駆動系の性能を限度まで引き出せるかはこの作業がキーとなる。

また同時に解決しなければならないのは、送り駆動系の特に送り駆動機構要素のハイゲイン化検証法、換言すれば機構の欠陥発見法の確立である。求める輪郭精度に対してどの程度の剛性が必要か、そのための機構対策でどの程度の効果がでるか、また効果が薄いとすればどこが悪いのかといった実用的な送り機構の検証ツールがあまりないという事実は、送り駆動系の未知の部分がいかに多いかを意味している。最後に、トータルチューニングを実際に行ってその有効性を実証することも必要である。

そこで、以上のような観点から本研究は、NC工作機械の送り駆動系の性能向上を目的として、サーボ制御系及び送り駆動機構の両側面からアプローチして互いの関連性を探索し、それぞれに含まれるパラメータを如何に設定すれば与えられた仕様範囲内の最高の性能を発揮する送り駆動系とすることができるかについて検討する。本研究の各章の構成と概要は次の通りである。

まず第2章では、トータルチューニングという新しい概念について定義し、その基本的な考え方を理論的な考察を踏まえて示す。NCサーボ部や送り駆動機構のモデル化、運動誤差の分類と低減方法の検討などチューニングに必要な基礎的項目を整理し、これをベースとしてサーボパラメータチューニング、メカニカルパラメータチューニング（機構部のチューニング）へと展開し、多軸チューニング法についての基本的な考え方を導く。

第3章では1軸におけるサーボ制御系のチューニングについて詳細に検討する。まず、ハンチング現象や制御系内パラメータ間の関連性などサーボ系の安定限界条件について考察し、第2章で検討した運動誤差の低減方法をベースとしてサーボパラメータのチューニングアルゴリズムを構築する。そして何種類かの確認実験を行うことにより、このサーボパラメータチューニング法の有効性について検証する。

第4章では1軸における送り駆動系のメカニカルパラメータチューニングに関しての詳細な検討を行う。最初に機構部特性値がどの程度であるか実機から同定する。そしてその機構部特性値を増減したときのサーボ制御部性能の上限に影響する度合いをシミュレーションにより確認し、機構部特性値の調整によってサーボ特性をより高くすることができる可能性を探る。チューニングのためにチューニングマップと呼ぶツールを提案し、設計者に視覚的に設計変数の修正方法の選択を支援するメカニカルパラメータチューニング法を開発する。またこの章のケーススタディにおいては、メカニカルパラメータチューニング

を行うことによって、より高いサーボ特性値を得ることができることを検証する。

第5章では、同時多軸制御におけるチューニングの詳細な検討を行う。第3章、第4章での1軸におけるサーボ、およびメカニカルパラメータチューニングの検討結果を踏まえて、より実機に近い同時多軸制御時の送り運動性能向上を目指す。同時多軸制御、すなわち平面あるいは空間での運動性能の評価関数として輪郭精度を取り上げ、その拘束条件から多軸チューニングアルゴリズムを導く。そしてこのアルゴリズムに従ってチューニングしたパラメータを用いて輪郭誤差をシミュレーションし、その結果をチューニングしていないものと比較してその有効性を明らかにする。

第6章では送り駆動機構の組立段階でのチューニングである欠陥発見法について詳しく検討する。設計時に計画した静的あるいは動的な性能が、目標仕様通りに発揮できるかどうかの診断法を開発し、もし目標性能を下回るようであれば、どこに障害があるかについて調べる診断方法を開発する。

第7章はトータルチューニングのケーススタディを示す。固有振動数に関して異なる3つのタイプの工作機械についてトータルチューニングを実施し、輪郭誤差のシミュレーションによりチューニングを行わない場合と比較してその効果を検証する。

第8章は以上をまとめた本論文の結言である。

第2章 トータルチューニングの理論的基礎

2.1 緒論

送り駆動系は送り駆動機構とNCサーボ系で構成されている。送り駆動系の特性と運動精度はNC工作機械の加工性能に非常に大きな影響を与えるので、高速・高精度のNC工作機械を実現するためには、応答性、運動精度の高い送り駆動系が必要である。そのため、NCサーボ系のチューニングと送り駆動機構の特性のチューニングを合わせて送り駆動系全体をチューニングする必要がある。

本章では、このトータルチューニングの理論的背景を検討することとする。本章は次のような構成になっている。

2.2節において、まずこのトータルチューニングの手法を定義し、その概略手順について考察する。2.3節では本研究において対象とする一般的な送り駆動系について述べ、そのモデル化について検討する。従来から送り駆動機構の構成要素に基づいたモデルが数多く提案されている^{8)・9)}が、詳細に表現したものから極めて単純に近似したものまでさまざまであり、トータルチューニング用としてどのようなモデルが適切なものであるか、取り扱いの簡便性とモデル化精度の点から検討する。2.4節では、トータルチューニングの基本であるNCサーボ部のパラメータチューニングについて検討する。まず、送り駆動系における運動誤差を分類し、それぞれの誤差低減方法から1軸のサーボチューニング手順を決定し、チューニング評価関数について論じる。また2.5節では送り駆動機構のメカニカルパラメータのチューニングにチューニングマップを用いる方法を提案する。さらに、2.6節では輪郭誤差を低減するための拘束条件から同時多軸制御時のチューニング法について検討する。2.7節では組立時のチューニングである欠陥発見法の基本的な考え方について考察する。最後の2.8節は、以上をまとめた本章の結論である。

2.2 トータルチューニングの定義

制御装置は不特定多数の送り駆動機構と組合わされるので、機構に関するサーボパラメータの取り得る範囲は非常に広く、さらに種々のパラメータの組合わせとなると無数にある。従って、それぞれの機械または送り機構に最適のパラメータの組合わせを捜すこと、すなわちサーボパラメータチューニングが重要となる。このチューニングにより、与えら

れた諸元での最高の性能を発揮できるので、最近の高速高精度の要求に応える手段として非常に有効である。

このサーボパラメータチューニングは、機構部とサーボ制御部とのマッチングを機構部の特性にサーボ部を合わせる方向で行うものであるが、逆に機構部の特性をサーボ部に合わせる方向も考えられる。すなわち、サーボ特性に影響を与える因子（たとえば被駆動部質量や送り方向の剛性値など）を機構のパラメータ（＝メカニカルパラメータ）として可変とし、任意の組み合わせにおけるサーボ特性（たとえばシステムゲイン、安定性など）を調べ、その中で最高の性能を得るようなメカニカルパラメータの組み合わせを決定する方法である。メカニカルパラメータチューニングは機構パラメータを自由に変化させられるので、当然これは設計段階で行うことになる。

しかし、設計段階でいくら厳密にチューニングしても、実際の機械の組立段階では種々の誤差要因の累積によって期待通りの特性が出ないのが常である。要因には、部品の材料強度や加工精度、組立精度など無数に存在するが、現実問題として特性値を劣化させている要因を特定して修正し、設計通りの特性を発揮するようにしなければ、サーボパラメータチューニングやメカニカルパラメータチューニングは机上の空論に終わってしまうことになりかねない。そこで最終的に組立段階での調整が必要であり、これもチューニングの一つと見ることができる。

本研究では以上のような一連のチューニング手法を総称して“トータルチューニング”と称する。そしてこれらの性能向上のための手段を実行するために図2-1に示すようなトータルチューニングの方法を提案する。

まず要求される工作機械の機種、性能に基づいて送り駆動系の送り速度、ストローク、テーブル積載質量などの設計仕様を定める。そして送り駆動機構を設計してその諸元を定め、各部の剛性、ボールねじのイナーシャなどを計算する。このチューニング初期値としては従来の設計法に基づいてもかまわない。設計した送り駆動機構について次節で述べるNCサーボ系のパラメータチューニングを行う。チューニングした送り駆動系のサーボ剛性をシミュレーションによって求めて目標値と比較し、目標値に達していない場合には送り駆動機構の再設計を行い、これを繰り返すことで、結果的に目標値に達した設計諸元によって送り駆動機構を製作する。製作された実機についてDAC測定¹⁰⁾を行い、静・動特性の実測値を目標値と比較する。目標値に達していない場合には送り駆動機構の製作上の問題点をチェックし、目標値に達している場合には実測値から送り駆動機構のパラメータを同定する。同定した送り駆動機構についてNCサーボ系のチューニングを行う。ここ

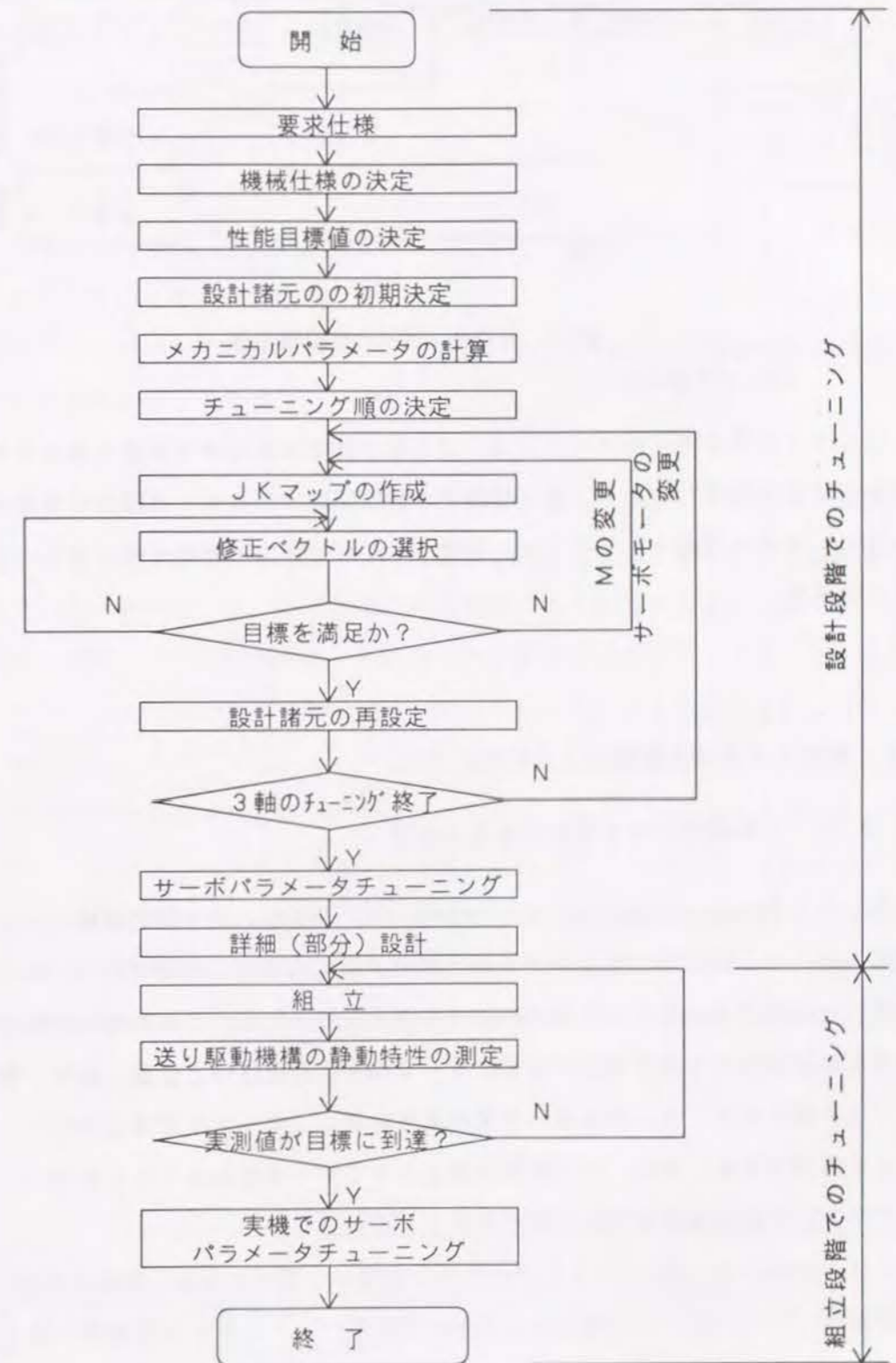


図2-1 トータルチューニング法の全体的な流れ

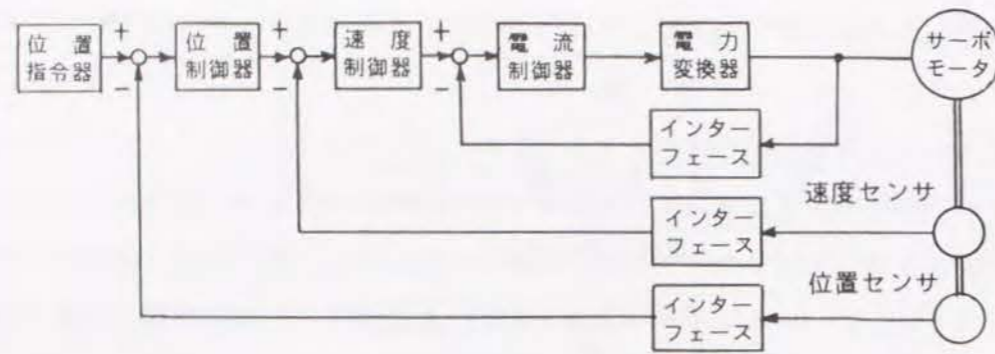


図2-2 NCサーボ部の概略構成図

で、NCサーボ系のチューニングとは、送り駆動機構とNCサーボ系を結合した全送り駆動系の安定性を確保しながら、送り駆動系の評価関数であるサーボ剛性を最大にするようにNCサーボ系の位置アンプゲイン、速度アンプゲインなどのサーボパラメータを決定することである。

2.3 対象とする送り駆動系とそのモデル化

2.3.1 工作機械の送り駆動系の基本構造

前述したように送り駆動系は大きく分けて、NC制御部と送り駆動機構の2つの部分から構成され、NC制御部はさらにNC部とサーボ部に分けることができる。NC部とは、入力された相対運動に対して各種の補正や平滑化を行った後、各制御軸へ運動を分配し、各軸単位に位置指令を作る部分であり、サーボ部とは位置指令と位置、速度、電流のフィードバック値からモータに加えるべき電流値を計算し、モータに電流を加えてトルクを発生させる部分である。また、送り駆動機構とはNCサーボ部からトルクを受け、ボールねじなどを介して直線運動や回転運動を発生させる部分を言う。

NCサーボ部には、図2-2のように送り駆動機構の一部である被駆動部の位置・速度などの物理量が、フィードバック信号として用いられる¹¹⁾。この中で位置指令器とは、NCプログラムにより与えられた運動経路に加減速、フィードフォワード制御、各種補正、各軸への運動分配等の処理を行い、各軸単位での位置指令を作成する部分である。また位置制御器とは、位置指令とセンサから得られる実際の位置との偏差を入力とし、速度指令を出力する部分である。速度制御器はその速度指令と実際の速度の偏差から電流指令を生み

だし、後段の電流制御器は電流指令と実際の電流の偏差からモータに与えるべき電圧を算出する。位置のフィードバック値として、被駆動体と固定の案内面との間の変位を用いる制御は、一般にクローズドループ制御と呼ばれ、位置検出器としてはリニアスケールが用いられる。一方、位置のフィードバック値としてボールねじの回転角度を用いる制御は、一般にセミクローズドループ制御と呼ばれ、

位置検出器としてはロータリーエンコーダが用いられることが多い。位置決め精度は位置検出器の分解能によるところが大きいが、サーボシステム全体としてこれに相応する分解能が必要で、サーボループ中の速度制御系の周波数応答と密接な関連がある¹²⁾。

図2-3は、一般的なNC工作機械送り駆動系の送り駆動機構の一例である。サーボモータのロータシャフトとボールねじは剛性の高いカップリングによって結合され、モータで発生したトルクがボールねじに伝わり、ボールナットを介して被駆動部への直動推力となって、被駆動部は案内に沿った直線運動を行う。このボールナットはバックラッシュを除くためプリロードがかけられたダブルナットが用いられる¹³⁾。そして、姿勢変化が生じにくい対称形のワイドガイドとして高い運動精度を確保している。なお、案内方式としては滑り案内、転がり案内および静圧案内（及びこれらの組合わせであるハイブリッド案内）があるが、本研究では一般的に普及している滑り案内および転がり案内を対象とする。

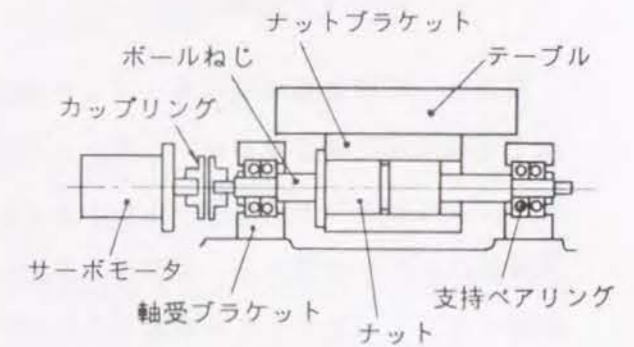


図2-3 NC工作機械の送り駆動系の機械構造部(例)

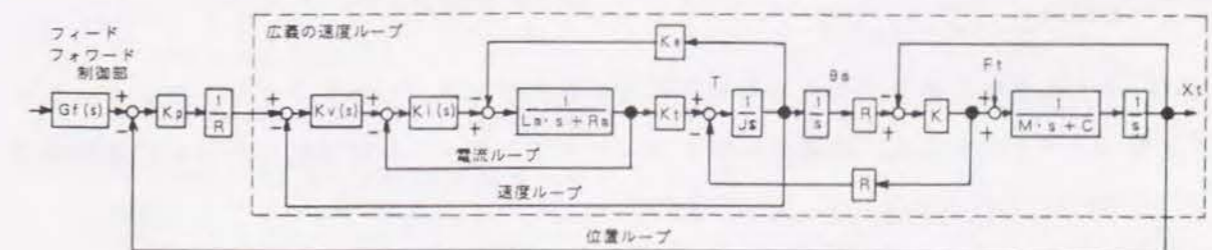


図2-4 NCサーボ部の詳細を表すブロック線図

2.3.2 NCサーボ部のモデル化

NCサーボ部の基本構成をブロック線図で表したものを図2-4に示す。一般に位置制御器では単なる比例要素が用いられ、その比例ゲインを以後 K_p と呼ぶこととする。速度制御器では位相遅れ要素が用いられることが多く、これはPI要素の分母を積分ではなく1次遅れにしたものである。1次遅れを用いるのは、送り駆動機構に含まれる非線形要素に起因するリミットサイクルを避けるためである。電流制御器では単純なPI要素が用いられている。また各制御器には演算時間やフィードバック値のサンプリングに基づく無駄時間が存在する。

このブロック線図における各記号は次の意味である。 $G_f(s)$: フィードフォワード制御部, K_p : 位置アンプゲイン(s^{-1}), R : 回転運動から直線運動への変換定数($=p/2\pi$) (m/rad), p : ボールねじのリード(m), $K_v(s)$: 速度制御器の伝達関数, $K_i(s)$: 電流制御器の伝達関数, L_m : モータの電機子インダクタンス(H), R_m : モータの電機子抵抗(Ω), K_t : サーボモータのトルク定数($N\cdot m/A$), K_e : モータの誘起電圧定数($V\cdot s/rad$), J : 回転体イナーシャ(=ボールねじイナーシャ + サーボモータのロータイナーシャ) ($N\cdot m/A$), K : 送り方向剛性(N/m), M : 被駆動体質量(kg), C : 被駆動体摺動面の粘性減衰係数($N\cdot s/m$), T : サーボモータのトルク($N\cdot m$), θ_m : サーボモータの回転角度(rad), F_t : 被駆動体に対する外乱入力(N), x_t : 被駆動体の変位(m), V_g : 速度比例ゲイン($A\cdot s/rad$), V_i : 位相遅れを停止する周波数を決定するゲイン, a, b, T_v : 定数。

フィードフォワード制御の伝達関数 $G_f(s)$ は、 K_f をフィードフォワードゲインとすれば次式で表せる。

$$G_f(s) = K_f \cdot s / K_p + 1 \quad (2-1)$$

図2-4において、速度ループ伝達特性が1と見なせるならば、位置ループの伝達特性 $G_p(s)$ は次式のように近似できる。

$$G_p(s) = \frac{1}{s / K_p + 1} \quad (2-2)$$

$G_p(s)$ は1次遅れであり、指令に対して応答の遅れがある。しかしフィードフォワードゲインを $K_f=1$ にすると、位置ループとフィードフォワード制御を組合わせた伝達関数は

$$G_p(s) \cdot G_f(s) = 1 \quad (2-3)$$

となり、遅れも進みも存在しないようになる。実際には $K_f=1$ にすると速度ループの応答が追従しないので、 K_f は1に極めて近い値に調整される。このようにして位置ループ

に基づく遅れを取り除くのがフィードフォワード制御である。

2.3.3 送り駆動機構のモデル化

トータルチューニングに必要な送り駆動機構のモデルとしては

- (1) 送り駆動系の安定判別に重要な第1次固有振動数付近までのモデル化誤差が小さいこと。
 - (2) モデルに含まれるパラメータの数が少ないこと。
 - (3) パラメータの物理的意味が明らかであること。
- の3点が必要である。まず上述の(3)を考慮し、送り駆動機構の構成要素に基づいた力学モデルを構築する。このために次の仮定をおく。

- (1) 厳密に言えば送り駆動機構は連続体であり、生じる振動も連続体の振動と考える必要はないが、被駆動部は剛体と見なせるため、集中質量として扱う。
- (2) 被駆動体の自由度としては X (送り方向), Y, Z 方向の並進運動と A, B, C 方向の回転運動に関する6つの自由度が存在するが、 Y, Z 方向や A, B, C 回転方向の運動は案内によってほとんど拘束されているので、自由度は X 方向のみとする。
- (3) ボールねじは両端を回転可能に固定された単純な丸棒として扱い、縦振動とねじり振動の1次モードのみを考慮する。
- (4) ボールねじのボールの剛性はナット剛性に含まれる。
- (5) ボールねじ軸受の支持部剛性(軸受ブラケットの剛性, 軸受ブラケットの支持部の剛性, 軸受ブラケットと軸受ブラケットの支持部の間の接触剛性を含む)は無有限大とする。
- (6) ナットブラケットの剛性(ナットとナットブラケット, およびナットブラケットと被駆動体の間の接触剛性を含む)は無有限大とする。
- (7) サーボモータとボールねじの間のカップリングのねじり剛性は無有限大とする。

以上の(1)~(7)の仮定を行ったモデルを機構モデルAとして図2-5に示す。

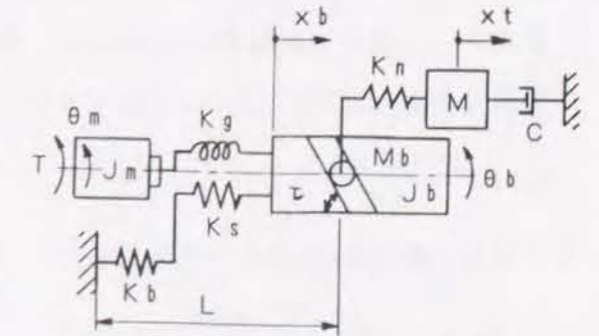


図2-5 送り駆動機構の力学モデル(モデルA)

ここで図2-4で説明した以外の記号としては、 x_b : ボールねじのナット部の変位(m), θ_b : ボールねじの回転角度(rad), M_s : ボールねじの縦振動モードのナット部分での等価質量(kg), J_m : サーボモータのロータイナーシャ(N・m・s²), J_b : ボールねじのねじり振動モードのナット部分での等価イナーシャ(N・m・s²), K_x : ボールねじの縦振動のナット部分での等価剛性(N/m), K_g : ボールねじのねじり振動のナット部分での等価剛性(N・m/rad), K_n : ボールねじのナット部の剛性(N/m), C : 被駆動体摺動面の粘性減衰係数(N・s/m), τ : ボールねじのリード角(rad), L : 支持軸受とナットとの距離(m)である。

このモデルを用いた場合、送り駆動機構の運動方程式は次のようになる。

$$[M_A][\ddot{X}_A] + [C_A][\dot{X}_A] + [K_A][X_A] = [F_A] \quad (2-4)$$

ここで、 $\dot{}$ は時間微分を表す。また、

$$[X_A] = [x_t \ x_b \ \theta_b \ \theta_m]^T \quad [F_A] = [0 \ 0 \ 0 \ T]^T$$

$$[M_A] = \begin{pmatrix} M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_m \end{pmatrix} \quad [C_A] = \begin{pmatrix} C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$[K_A] = \begin{pmatrix} K_n & -K_n & -R K_n & 0 \\ -K_n & K_n + K_1 & R K_n & 0 \\ -R K_n & R K_n & R^2 K_n + K_g & -K_g \\ 0 & 0 & -K_g & K_g \end{pmatrix}$$

$$\frac{1}{K_x} = \frac{1}{K_s} + \frac{1}{K_b}$$

ボールねじの送り方向の剛性 K_s は、支持方式がダブルアンカの場合次式で求められる。

$$K_s = \frac{\pi E d c^2}{4L} \quad (2-5)$$

ここで、 d_c はボールねじの谷径(m), E は縦弾性係数(= 2.1×10^{11} (N/m²)) である。

またボールねじ支持軸受の剛性 K_b は、予圧量を F_{a0} (N), それによる送り方向の弾性変形量を δ_{a0} (m) とすると次式で近似できる¹⁴⁾。

$$K_b = \frac{3 F_{a0}}{\delta_{a0}} \quad (2-6)$$

ナット部の剛性 K_n は次式で表される¹⁵⁾。

$$K_n = \frac{2 P a^{2/3} \cdot \sin \beta}{2.4 (Q^2 / d b)^{1/3} \cdot \xi} \quad (2-7)$$

ここで、 P_a : 送り方向の荷重(N), β : ねじ溝とボールの接触角(deg.), d_b : 鋼球径(m), Q : 鋼球1個あたりの荷重(N), ξ : 精度や内部構造による係数。

送り駆動機構の全体のねじり剛性 K_g は、カップリングのねじり剛性がボールねじのそれと比べて十分高いとして無視すると、次式のようにボールねじ自身のねじり剛性で与えられる。

$$K_g = \frac{\pi d r^4 G}{32 L} \quad (2-8)$$

ここで、 G は横弾性係数(= 8.3×10^{10} (N/m²)) である。

最近の工作機械に用いられているボールねじの直径を考えると、ねじり振動の共振周波数は縦振動に比較して非常に高く、数百Hzとなると推測できる。共振系を含まないNCサーボ部の周波数応答の実測によると、安定性を判断する際に問題となる周波数は通常は100(Hz)程度であるから、ボールねじのねじり剛性 K_g は非常に大きいと言え、 $\theta_b \approx \theta_m$ とおける。

また一般に、ボールねじの質量 M_s は被駆動部の質量 M に比較して数十分の1と小さいことから、これを無視することができる。

このような仮定を加えると、式(2-4)の運動方程式は次のように簡単化される。

$$[M_B][\ddot{X}_B] + [C_B][\dot{X}_B] + [K_B][X_B] = [F_B] \quad (2-9)$$

ここで

$$[X_B] = [x_t \ \theta_m]^T \quad [F_B] = [0 \ T]^T$$

$$[M_B] = \begin{pmatrix} M & 0 \\ 0 & J \end{pmatrix} \quad [C_B] = \begin{pmatrix} C & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad [K_B] = \begin{pmatrix} K & -R K \\ -R K & R^2 K \end{pmatrix}$$

ただし、送り駆動機構の送り方向剛性 K , 回転体のイナーシャ J は、次のように表せる。

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_x} + \frac{1}{K_n} \quad (2-10)$$

$$J = J_m + J_b \quad (2-11)$$

式(2-9)を力学モデルで表すと図2-6のモデルBとなる。また図2-7はモデルBをブロック線図で表したものである。

モデルAとモデルBを比較するために、現用されているマシニングセンタの送り駆動機構の設計諸元を用いて、トルク T から被駆動体の変位 x_t までの伝達関数 $G_1(j\omega)$, $G_2(j\omega)$ を式(2-4)と式(2-9)より求めた。計算に

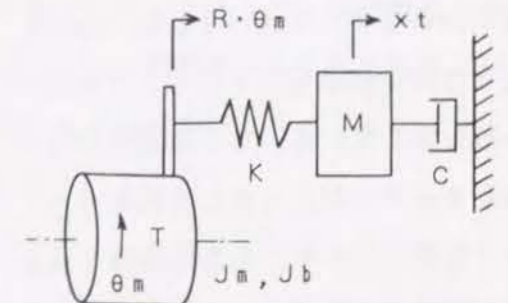


図2-6 簡略化した機構の力学モデル (モデルB)

用いた各送り駆動機構の概略仕様を表2-1に示す。タイプ1～3はそれぞれ大型、中型および小型の送り駆動機構である。ただし、いずれのタイプでも被駆動体摺動面の粘性減衰係数を $C=1.0 \times 10^4$ (N·s/m) としている。

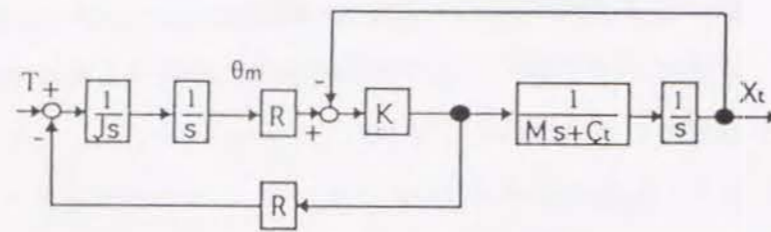


図2-7 モデルBのブロック線図表示

図2-8にモデルAの周波数応答関数 $G1(j\omega)$ を実線で、またモデルBの周波数応答関数 $G2(j\omega)$ を破線で示す。

表2-1 モデルの比較計算に用いた送り駆動機構の仕様

	タイプ1	タイプ2	タイプ3
被駆動部質量 (kg)	2000	500	235
ボールねじ外径 (m)	0.050	0.045	0.036
ボールねじ長さ (m)	1.600	1.000	0.870
ボールねじリード (m)	0.010	0.010	0.008

本図からわかるように $G1(j\omega)$ は周波数 1000(Hz)までに2つの振動モードが存在する。このうち低い方の振動モードはボールねじの送り方向剛性 K_s 、軸受剛性 K_b 、ナット剛性 K_n を合成した送り方向剛性 K に起因するモードであり、高い方の振動モードは、ボールねじのねじり剛性 K_g に起因するモードである。各々の送り駆動機構の仕様が違ってもかかわらず、 $G1(j\omega)$ と $G2(j\omega)$ は送り方向の振動モード付近までは良い一致を示している。これは送り方向の振動モードに対してねじり振動モードは十分離れており、ねじり剛性と送り方向剛性の連成が小さいことを示している。

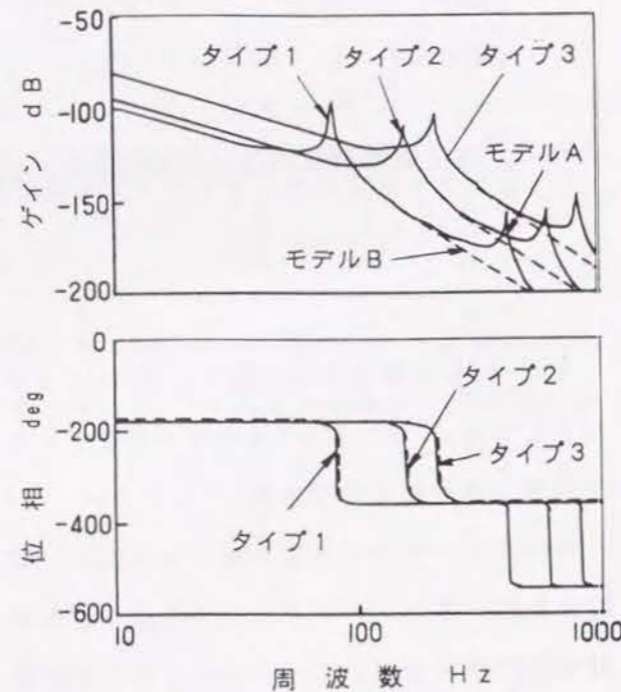


図2-8 モデルA, Bの周波数応答 (シミュレーション)

以上よりモデルAをモデルBで近似しても第1次固有振動数付近までのモ

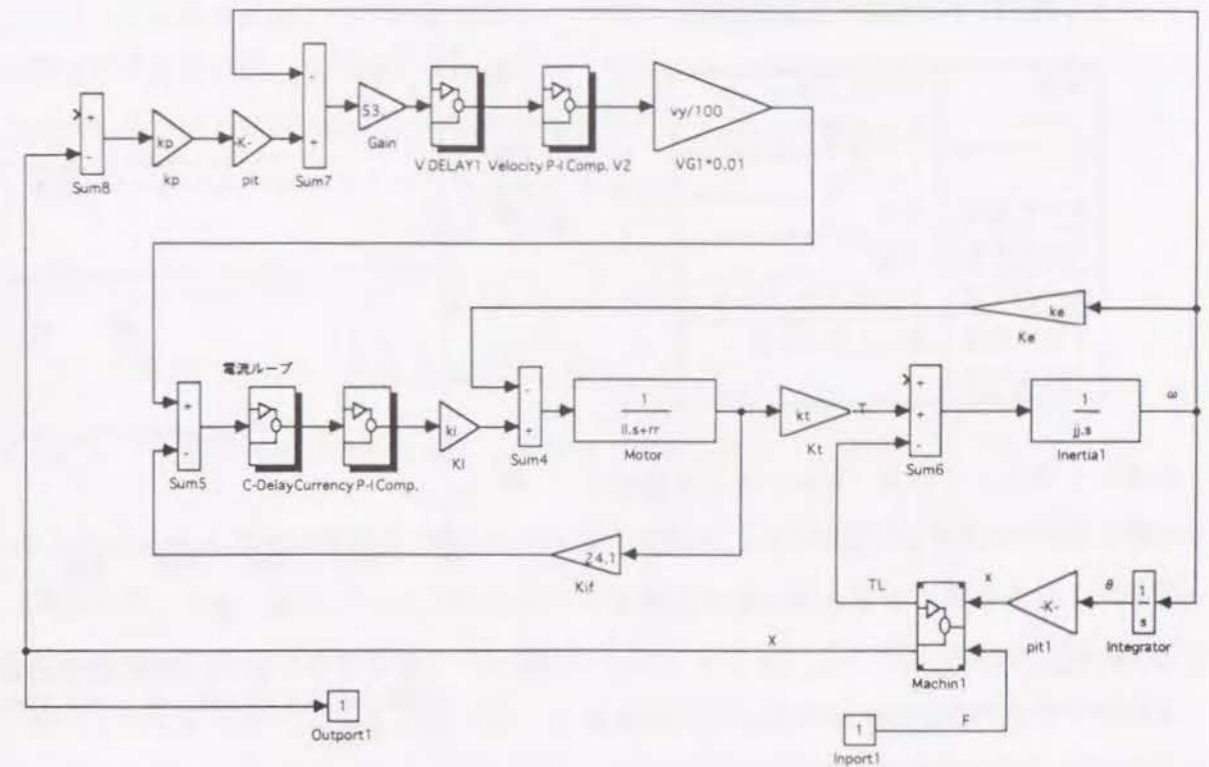


図2-9 MATLABでのブロック線図表記例

デル化誤差は大きくなり、モデルBはモデルAに比較してパラメータも少ないので、トータルチューニングに用いる送り駆動機構モデルとして適切であり、以後このモデルBを使用することにする。

2.3.4 サーボシミュレーションおよびサーボシミュレータ

実際のNC工作機械で、送り駆動系を不安定な状態にすることは、送り駆動機構に過大な振動を与えることとなり好ましくなく、実機を用いて送り駆動系の安定性の限界を試験するのは避けた方が良い。そこで本研究では、前述のモデルを用いるシミュレーションによりサーボパラメータチューニングを行うこととした。

シミュレータの基本ソフトウェアには、制御系のシミュレーションに関して定評のある、会話型数値解析用ソフトウェア「MATLAB/SIMULAB」(The MathWork Inc. 社製)を用いる。このソフトウェアの詳細については付録2に示す。

なお、本研究ではシミュレーションにより制御系のステップ応答、周波数応答、ゲイン余裕・位相余裕を求めているが、これらはブロック線図で表記した制御系を状態方程式に

表2-2 NC装置Aの主な仕様

用途	マシニングセンタ NC旋盤, ロボット
CPU	32ビット
最大制御軸	6軸
同時制御軸	6軸
最小設定単 (PLC/APLC)	1 μ m/0.1 μ m
メモリ容量	最大512kB

変換して算出している。このブロック線図の一例を図2-9に示す。このシミュレーションによりこれらを算出するときの条件は次のように設定した。

- (1) ステップ応答を求める際には、時間刻みを0.5(ms)とする。
- (2) 周波数応答を求める際には、低い周波数の刻みを重視して1(Hz)から1000(Hz)の間を対数領域で1000等分して求める。
- (3) ゲイン余裕・位相余裕は周波数応答を基に算出する。1(Hz)から1000(Hz)の間を対数領域で2000等分して周波数応答を求め、分割した間を1次近似した上でゲイン余裕・位相余裕を求める。

図2-4に含まれる各パラメータは、実際に測定した周波数応答を基に同定した。対象とするNC装置Aの主な仕様を表2-2に示す。NC装置Aは、NC工作機械に用いられる一般的なNC装置である。現在NC装置は多数存在するが、基本構造はほとんど同じであり、各パラメータも大差ない。よって本研究では一般によく用いられている代表的なNC装置Aを用いて検討を進める。

ここで、シミュレーションによって実機と同様の応答が得られるかどうか確認しておく。確認に用いる応答としてサーボモータの電流波形を調べることとする。ただしこのとき、加減速時定数Ts、およびフィードフォワードゲインKfはゼロとしている。

実機において送り駆動系にランプ入力(指令送り速度はF=1000(mm/min))を与え、そのときのサーボモータ電機子電流を測定した。そして同時に、これと同様のサーボパラメータを設定したシミュレータにおいても時間応答を求めた。X軸についての実機およびシミュレーションの電流波形を図2-10に示す。この両波形は時間軸にずれがあるが、測定

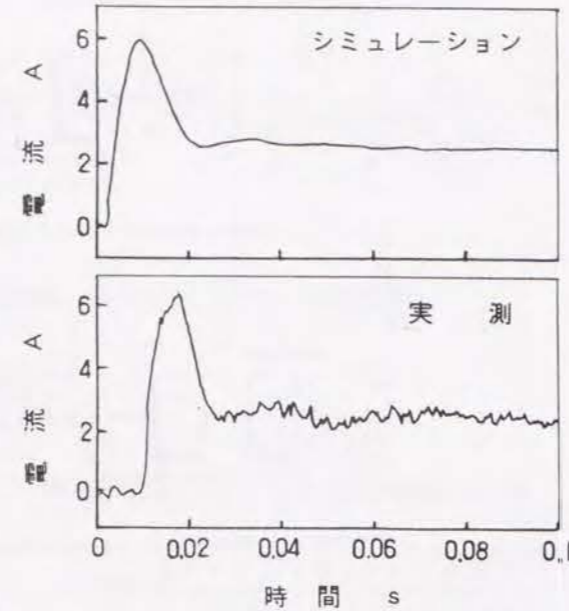


図2-10 シミュレーションと実機の時間応答比較(機械AのX軸, ランプ入力時のモータ電流)

タイミングが異なっただけで問題ではない。実機での応答に若干の振動が見られる程度ではほぼ同等の応答波形と言える。その他のY, Z軸に関しても実測波形とシミュレーション波形ではほぼ同様の応答が得られ、いずれも安定であった。このことより、シミュレーションに用いたモデルが妥当であることが検証できた。

2.4 1軸サーボパラメータチューニング

2.4.1 1軸の運動誤差の分類とその低減方法

工作機械に要求される高速・高精度を実現する際に、送り駆動系に関して問題となるのは運動誤差である。高速化は加工時の送り速度を高めることによって実現できるが、送り速度に比例して運動誤差も大きくなる。しかし逆に言えば、この運動誤差を小さくすることによって許容誤差内で送り速度を高くすることができ、高速・高精度が実現できることになる。よってここでは送り速度を低下することなく運動誤差を減少させる方法について検討する。

NC工作機械送り駆動系の1軸のみに基づく運動誤差とその低減法を以下に示す。但し、姿勢変化、案内面の形状誤差(直角度誤差, 真直度誤差など), ボールねじのバックラッシュ等はサーボパラメータチューニングでは低減できないことは明かであるので、検討の対象としない。

(1) フィードバック制御系に起因する追従誤差

- ・フィードフォワード制御により低減できる。
- ・フィードバックゲインを大にすることにより低減できる。

(2) 外力による誤差

(2.1) 既知外力による誤差

- ・指令値の補正を行うことにより低減できる。 : たとえば摺動抵抗のように再現性のある外乱はその大きさを推定し、運動方向反転時にこの大きさのトルクをモータに加えることにより、その影響を打ち消すことができる。このためNC工作機械のNC装置にはロストモーション補正, スティックモーション補正などの機能が備わっている。
- ・フィードバックゲインを大にすることにより低減できる。

(2.2) 未知外力による誤差

- ・外力の補償を行う。 : 切削時に送り駆動系の摺動体に加わる切削反力は種々の加工条

件によって変化し、その値を推定することが難しい。外乱をオブザーバ等を用いて推定しサーボモータのトルク補償を行う方策¹⁴⁾があるが、制御系が複雑になってしまうという欠点をもつ。

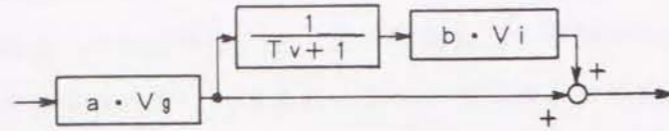


図2-11 速度制御器Kv(s)の構成

・フィードバックゲインを大にすることにより低減できる。

以上の誤差低減法から考えて、サーボパラメータの設定にあたっては、まずフィードバックゲインをできるだけ大にして（ハイゲイン化して）外乱応答特性を低感度とし、その上でフィードフォワードゲインにより指令値に対する追従誤差を低減するという手順を進めることとする。

2.4.2 チューニングの評価関数

外力による誤差を表わす数値として、送り駆動系の静コンプライアンス（大きさ1(N)のステップ状の外力に対する、被駆動体の定常状態での変位）を考える。コンプライアンスCompは次式で表わされる。

・クローズドループ制御の場合

$$\text{Comp} = R^2 / (Kp \cdot Kv \cdot Kt) \quad (2-12)$$

・セミクローズドループ制御の場合

$$\text{Comp} = 1 / K + R^2 / (Kp \cdot Kv \cdot Kt) \quad (2-13)$$

これらの共通項である $(Kp \cdot Kv \cdot Kt) / R^2$ は一般にサーボ剛性と呼ばれており、外力による誤差を減少させるには、このサーボ剛性を大きく（コンプライアンスを小さく）することを目標にサーボパラメータチューニングを行えば良いことになる。

実機のNC装置Aでは、位置制御器は単なる比例ゲインKpである。また速度制御器Kv(s)は、図2-11のような構成であり、これを等価変換すると、

$$Kv(s) = a \cdot Vg \cdot \left(1 + \frac{Vi \cdot b}{Tv \cdot s + 1} \right) \quad (2-14)$$

さらに、定常状態を考えて $s \rightarrow 0$ とすると、

$$Kv = a \cdot Vg \cdot (1 + b \cdot Vi) \quad (2-15)$$

となる。故に、

$$H = Kp \cdot a \cdot Vg \cdot (1 + b \cdot Vi) \cdot Kt / R^2 \quad (2-16)$$

がチューニングの評価関数となり、このサーボ剛性Hが最大になるようにサーボパラメータチューニングを行えばよいことになる。

2.4.3 フィードフォワードゲインKfの設定

位置ループに基づく追従誤差とフィードフォワードゲインKfの関係を求める。そのため2.3.2節で述べたフィードフォワード制御に関する部分を取り出した簡略モデルを図2-12に示す。

このとき位置ループに基づく追従誤差ep(m)は、送り速度F(m/s)のランプ入力に対して、

$$ep = \left(1 - \frac{Kp \cdot Vg \cdot Kt \cdot (1 + Kf \cdot s / Kp)}{J s^2 + (D + Vg \cdot Kt) s + Kp \cdot Vg \cdot Kt} \right) \cdot \frac{F}{s^2}$$

$$= \frac{J s^2 + (D + Vg \cdot Kt - Vg \cdot Kt \cdot Kf) \cdot s}{J s^2 + (D + Vg \cdot Kt) s + Kp \cdot Vg \cdot Kt} \cdot \frac{F}{s^2} \quad (2-17)$$

となる。ただし、Dは案内面の減衰係数Cをボールねじ軸回りに換算したもので、

$$D = R^2 \cdot C \quad (2-18)$$

である。定常状態では

$$ep = \frac{1 + D / (Vg \cdot Kt) - Kf}{Kp} \cdot F \quad (2-19)$$

となる。よって追従誤差をゼロにするためには、以下のようにフィードフォワードゲインKfを設定すれば良い。

$$Kf = 1 + D / (Vg \cdot Kt) \quad (2-20)$$

Kfを大きくすると一般に被駆動体に振動が発生する。これは不安定になって振動する

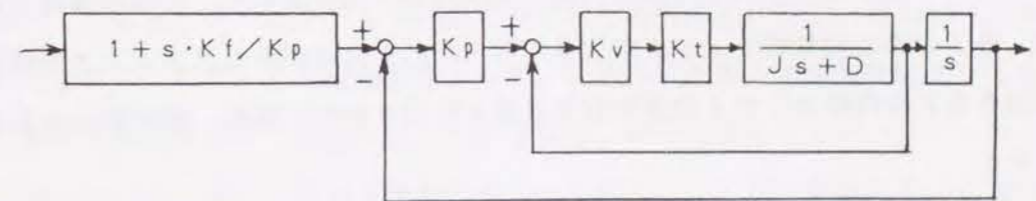


図2-12 フィードフォワード制御の簡略モデル

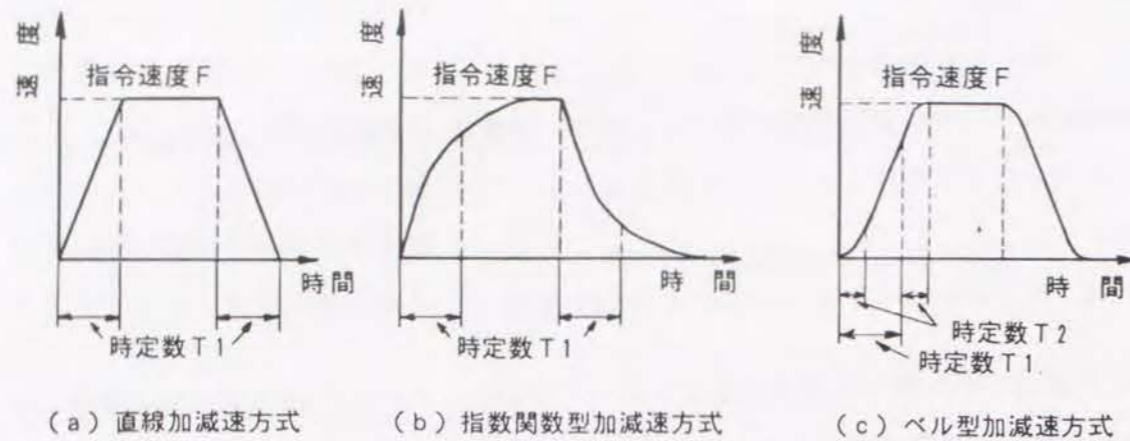


図2-13 加減速方式による速度パターンの比較

のではなく、指令が急激に変化ために発生する振動である。この振動は加減速による指令の平滑化で低減できるが、次に述べる加減速方式によっては、 K_f を式(2-20)で求められる値よりも小さくし、ある程度の追従誤差を作っておかないと振動を完全に排除することができない。そこで加減速により振動や位置のオーバーシュートを取り除くことができる範囲で K_f を設定し、生じる振動や位置のオーバーシュートは加減速時定数 T_s を適当に設定することにより取り除くこととする。

2.4.4 加減速方式と加減速時定数

現在のNCサーボ系で一般的に用いられている加減速方式として次の3つがある。

- (1) 指数関数型加減速 (図2-13(b)参照, 図は時定数 $T_s = T_1$)
- (2) 直線加減速 (図2-13(a)参照, 図は時定数 $T_s = T_1$)
- (3) 2次遅れ型(ベル型)加減速 (図2-13(c)参照)

初期のNCでは制御の簡単な指数関数型加減速が用いられたが、補間後加減速による半径減少の低減や立上がり時間の低減のため直線加減速が開発された。直線加減速では加減速開始、終了の際の機械的ショックが大きくなるという欠点があり、フィルタを重畳させて速度指令を2次曲線とした2次遅れ型加減速も開発されているが、基本的には直線加減速に属する。

一般に追従誤差がゼロになるようなフィードフォワード制御を行うと、振動や位置のオーバーシュートが生じるが、これらは加減速による指令の平滑化で低減できる。フィード

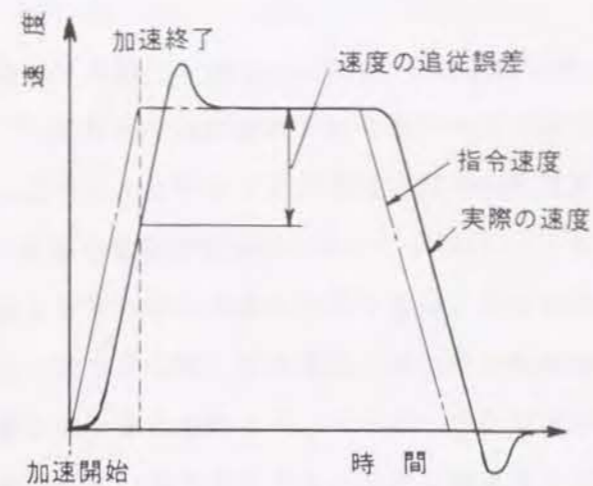


図2-14 速度のオーバーシュート

フォワード制御により生じる振動が生じるのは、図2-14の様に実際の速度がオーバーシュートし、負の速度になるためである。

これを積分し実際の位置にすると、目標位置の付近で一旦後戻りすることになる。また振動が大きいと位置のオーバーシュートも引き起こすので、寸法精度、切削抵抗変化から考えて、速度のオーバーシュートは防止しなければならない。

直線加減速時における速度の追従誤差は加速時には図2-15のような時間変化をする。時刻0で加速が開始されるが、開始直後には制御系に含まれる無駄時間のため速度の追従誤差は単調に増加する。その後制御系が応答し始め、追従誤差量が飽和していく。フィードフォワード制御では指令以上の加速が行われるため、初期に生じた追従誤差は次第に減少していく。指令以上の加速から指令加速への収束が振動的であるため、一旦追従誤差が減少した後、増加しつつ収束していく。この収束値はフィードフォワードゲイン K_f に依存し、 K_f が大きいほど収束値が小さくなる。

加速終了時にも、符号は逆であるが起動時と同じ過渡応答になる。図2-15の加速終了時において①で示したピークが行過ぎ量となり、加速終了直前の速度追従誤差がこの行過ぎ量以下の場合に速度のオーバーシュートが生じる。よって速度のオーバーシュートを生じさせないためには、追従誤差収束値を①のピーク値以上にする必要がある。この収束値はフィードフォワードゲイン K_f によって決まるが、無限時間後の収束値である。そこで安全率を見込み、収束値の0.9倍が①のピーク値以上になるようにフィードフォワードゲイ

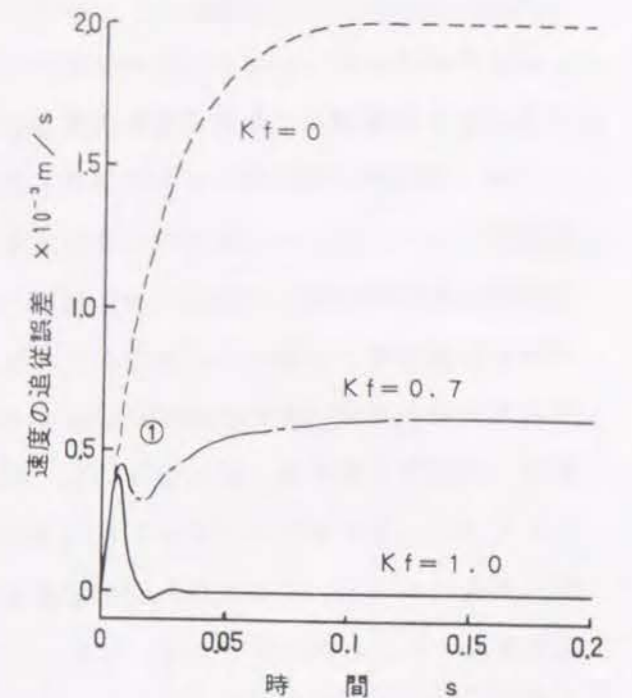


図2-15 速度の追従誤差の時間変化

ン K_f を決定することにする。

以上のようにフィードフォワードゲイン K_f を決定すると、加減速時定数=加速終了時刻であるから加減速時定数は追従誤差量が初めて①のピーク値を越える時刻に相当する。

しかし速度の追従誤差がゼロの場合、直線加減速では時定数を大きく設定しても、この速度のオーバーシュートを完全に取り去ることができない。なぜなら直線加減速の場合、加減速の終了が急激に行われるのに対し、制御ループには必ず応答の遅れが存在するため、実際の加減速終了が遅れてしまう。それ故、加減速時の速度の追従誤差(図2-15参照)が少なすぎると加速(または減速)し過ぎるため速度のオーバーシュートが生じる。この現象は、瞬間的な加加速・減加速という、段階的で不連続な加減速を行う限り生じる。対策としてフィードフォワードゲイン K_f を低くし、位置ループに基づく追従誤差を作ってやるか、あるいは(3)の2次遅れ型加減速方式のようなフィルタを用いてオーバーシュートを小さくすることが必要である。ただし、立上がり時間は直線加減速方式では時定数 T_s と等しいが、2次遅れ型ではフィルタ時定数 T_2 分だけ長くなる。

一方、指数関数加減速は加減速の終了が滑らかに行われるのでこのような問題はなく、フィードフォワードゲインを高めることができるので追従誤差はゼロにできる。しかし指数関数加減速は立上がり時間が長く、能率を重視する産業機械にとっては致命的な問題がある。すなわち指数関数加減速の立上がり時間は T_s の \log_e (送り速度 $F \times T_s$ /最小設定単位)倍となる。例えば送り速度が5(m/min)、 $T_s=0.02$ (s)、最小設定単位 $0.1(\mu\text{m})$ の場合では、約9倍にもなる。

以上のことを考慮し、サーボパラメータチューニングにおける加減速方式は、能率重視の時は直線加減速または2遅れ型加減速方式を、精度重視の時は指数関数加減速方式を選択することとする(特にことわり無ければ一般的な直線加減速方式であるとする)。

2.5 メカニカルパラメータチューニング

2.5.1 メカニカルパラメータの種類

送り駆動系の運動精度にはサーボパラメータに左右されるものも多く、また、フィードバックループ内のサーボパラメータの実現可能な領域は送り駆動機構の特性の影響を受ける。その結果、送り駆動機構とNCサーボ部(サーボパラメータを含む)を合わせた送り駆動系全体から決定される運動精度が存在する。よって、サーボパラメータチューニングを行った後の運動精度(送り駆動系全体から決定される運動精度)を考慮した送り駆動機

構の設計を行う必要がある。すなわち、送り駆動機構の詳細設計後にパラメータチューニングを行い、チューニングの結果得られる運動精度が目標値を達成していなければ、送り駆動機構の設計を変更するといったプロセスが必要である。このようなプロセスを本研究ではチューニングの一種としてとらえ、「メカニカルパラメータチューニング」と称する。

図2-7の送り駆動機構のモデルには、送り方向剛性 K 、被駆動部質量 M 、案内面の減衰係数 C 、回転体のイナーシャ J 、回転運動から直線運動への変換定数 R (ボールねじのリード p を含む)の5個のメカニカルパラメータが含まれている。従って、これらのパラメータが決定されれば、2.4節で述べた方法でサーボパラメータが決定でき、サーボ特性も決定されることになる。

2.5.2 チューニングマップと修正ベクトル

設計段階においてサーボ特性が目標値に達していなければ、メカニカルパラメータを修正する必要がある。このパラメータの修正には試行錯誤的に目標値と比較し、評価関数が収束するまで繰り返す方法¹⁷⁾もあるが、局所解¹⁸⁾に陥り易く全体の傾向が不明である。また目標値が達成されるまで繰り返し評価値を計算すると非常に時間がかかり能率が悪い。また実際にメカニカルパラメータチューニングを行うときに以下の課題が生じる。

- (1) メカニカルパラメータを独立かつ連続に設定できない。：たとえば、サーボパラメータチューニングにおいては位置アンプゲイン K_p 、速度アンプゲイン V_g 等は独立に設定できるが、メカニカルパラメータチューニングにおいては、送り方向剛性 K を変更しようとしてボールねじ径 d を変化させるとイナーシャ J も変化してしまう。また、ボールねじ径は標準化されているため離散的な値しかとれない。
- (2) メカニカルパラメータは他の設計制約との関係が大きい。：たとえば、サーボ剛性 K を向上させようとしてボールねじ径を大きくすると、イナーシャ J も大きくなりサーボモータの出力トルク不足が生じ、応答性が悪くなるといったトレードオフが生じる。

これら(1)、(2)は、すべての設計目標と変数の関係を定式化し、最適化の手法を用いてメカニカルパラメータを算出するアルゴリズムを得ることが難しいことを意味している。そこで、本研究では最終的なメカニカルパラメータの決定は設計者に任せ、これを支援するために、設計者にとってわかりにくいメカニカルパラメータとサーボ特性の関係及び設計変数の感度を示すツールを提案することとした。実用上は入手可能なボールねじ径

とサーボモータについて予めデータベースに入れておき、コンピュータを使って対話式に設計変更後の評価値をグラフィック描画で示す支援システムとするのが便利であるが、簡便的にはグラフを作成し、それを基に設計修正対策を選定する方法でもよい。

図2-16はこのツールの概念図である。本図ではメカニカルパラメータのうち設計変更しやすいイナーシャJおよび剛性Kを縦・横軸とし、安定条件下で得られる最大サーボ剛性Hを等高線で結んでいる。より高いサーボ剛性値Hへ到達しようとするれば、J、Kを変化させる必要がある。J、Kを変化させるには、

例えばボールねじの設計諸元を変えることが考えられる。たとえば、図中のベクトル①は支持軸受け間距離を伸縮させた場合であり、短くすればKは増加するがJは減少する方向に、逆に長くするとKは減少しJが増える方向にシフトする。ベクトル②はボールねじ径を太くした場合であり、J・K共に増加する方向となる。最後のベクトル③は支持ブラケットやナットの剛性の強化によりKのみが増加する方向である。あるいは、これらのベクトルを組み合わせる方向も可能である。

図2-16は、現在の設計の目標達成度を知り、今後どちらへ進めばよいかを設計者に知らせるといふ点で地図の機能をもっていることからチューニングマップと呼ぶことにする。

また、ベクトル①～③は、現実的に設計者がとれる対策とその感度を表しており、これらを修正ベクトルと呼ぶことにする。チューニングマップは、例えばボールねじ径のような最終的な設計変数でなく、いくつかの設計変数の組み合わせで得られるメカニカルパラメータ（本研究ではJ：重たい／軽い、K：剛い／軟らかい）を用いて2次元で評価関数を視覚化する。これは、設計者により多くの対策や制約をイメージさせ、効果的な対策を直感的に理解させる効果をもっており、過剰品質のチェックによるコストダウンの手段としても利用できる。

2.6 多軸サーボのチューニング

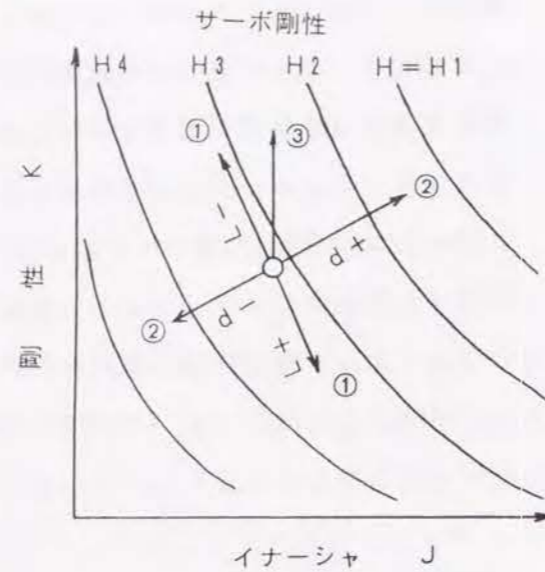


図2-16 チューニングマップの概念図

2.6.1 輪郭誤差の分類

輪郭誤差を分類すれば、次の2つに大別できる。

(1) 運動開始から十分時間が経過した定常状態での輪郭誤差

- ①制御軸間での追従誤差の相違による輪郭誤差
- ②直線補間運動コーナー部のだれ（厳密には定常状態での誤差ではないが、定常状態での追従誤差が原因となって生じるのでここで扱う）
- ③円弧補間運動時の半径方向の誤差

(2) 加減速等の指令変化に伴う過渡応答時の輪郭誤差。

このうち(1)については簡単なモデルや制御理論で説明できるため、その低減方法についても古くから提唱されてきた¹⁹⁾。しかし近年ではCADの普及に伴い、輪郭精度の必要な部品加工が多く、その形状も複雑で加減速が頻繁に発生するものであるため、本研究ではより厳密な意味での輪郭誤差の低減を目的として(1)の定常状態での輪郭誤差に加えて(2)の過渡応答時の輪郭誤差も低減するための対策を検討することとした。

2.6.2 定常状態の輪郭誤差の低減方法

位置ループに基づく追従誤差 e_p に、加減速に基づく追従誤差を加えた追従誤差の全体量 e_t は次式で表せる。

$$e_t = \left\{ \frac{1 + D / (Vg \cdot Kt) - Kf}{Kp} + Ts \right\} \cdot F \quad (2-21)$$

同時多軸制御の場合、NC装置は送り方向の傾きの比率で送り速度 F (mm/min)を各軸に分配する。従って軸間での追従誤差の比を送り方向の傾きと一致させるには、各軸の

$$\frac{1 + D / (Vg \cdot Kt) - Kf}{Kp} + Ts \quad (2-22)$$

を等しくすればよいことになる。すなわち、定常状態の輪郭誤差を無くすには、各軸間で Kp , Ts , $\{1 + D / (Vg \cdot Kt) - Kf\}$ の3つの値を等しくすることである。

次に、コーナーでのだれの低減方法を検討する。コーナーでのだれは直線補間運動時の位置ループに基づく追従誤差 e_p のために発生する。この各軸の追従誤差は1軸チューニングの際に述べたように、フィードフォワードゲイン Kf を適切に設定することで低減できるので、各軸単位で追従誤差を低減しておけば結果的にコーナーでのだれは低減できることになる。すなわち直線補間時の追従誤差をゼロにするためには、式(2-21)よりフィー

ドフォワードゲイン K_f を,

$$K_f = 1 + D / (Vg \cdot Kt) \quad (2-23)$$

と設定すればよいことがわかる。

円弧補間運動の定常状態の誤差としては半径減少がある。このうち加減速回路に基づくものは補間前加減速方式を採用することにより理論上ゼロにでき、また位置ループに基づくものはフィードフォワード制御により大幅に改善できる。フィードフォワード制御を行った場合、半径 r (m) の円弧補間運動の半径減少量 Δr (m) は次式で与えられる²⁰⁾。

$$\Delta r = F^2 \cdot (1 - K_f^2) / (2 \cdot r \cdot K_p^2) \quad (2-24)$$

従って、 Δr がゼロとなるのは $K_f = 1$ の場合である。

以上のように、 K_f の値は $e_p = 0$ とするか $\Delta r = 0$ とするかで異なるため、直線補間時の追従誤差と円弧補間時の半径減少を同時にゼロとすることはできない。しかし、一般に

$$D \ll Vg \cdot Kt \quad (2-25)$$

であり、 K_f を式(2-21)で求めた場合でも、半径減少量 Δr は非常に小さく無視できる範囲にある。例えば、標準的な設定である $K_p = 33 (s^{-1})$ 、 $D / (Vg \cdot Kt) = 0.001$ のとき、送り速度 $F = 5.0 (m/min)$ 、半径 $r = 0.01 (m)$ の条件でも $\Delta r = 6.0 \times 10^{-7} (m)$ である。

よって、 K_f を $1 + D / (Vg \cdot Kt)$ 以下でできるだけ大きくすることにより、コーナーでのだれと半径減少を同時に低減することができる。

2.6.3 過渡応答時の輪郭誤差の低減

複数軸を同期制御するときの過渡時の輪郭誤差を解析する²¹⁾ ため、まず最も単純な X-Y 平面における同時 2 軸の直線補間運動を考える。図2-17のように X 軸と角度 θ をなす直線運動において、送り速度を F 、X 軸の伝達関数(指令から被駆動部の運動までの間)を $G_X(s)$ 、Y 軸の伝達関数を $G_Y(s)$ とすると、各軸の被駆動体の位置 $X(s)$ 、 $Y(s)$ は次式で与えられる。

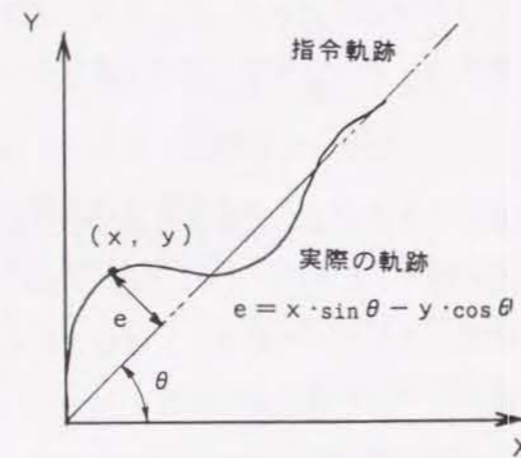


図2-17 過渡応答時の輪郭誤差(X-Y平面)

$$X(s) = G_X(s) \cdot F \cdot \cos \theta / s^2 \quad (2-26)$$

$$Y(s) = G_Y(s) \cdot F \cdot \sin \theta / s^2 \quad (2-27)$$

輪郭形状誤差 $e(s)$ は図のように幾何学的に求まり、

$$e(s) = X(s) \cdot \sin \theta - Y(s) \cdot \cos \theta \quad (2-28)$$

と表すことができる。これに式(2-26)、(2-27)を代入すると、

$$e(s) = F \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta \cdot (G_X(s) - G_Y(s)) / s^2 \quad (2-29)$$

となる。よって時間領域では、輪郭誤差は次式で表される。

$$e(t) = F \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta \cdot g(t) \quad (2-30)$$

ここで、 $g(t)$ は $\{G_X(s) - G_Y(s)\} / s^2$ を逆ラプラス変換したものである。

式(2-30)より F および $g(t)$ を低減すれば輪郭誤差を低減できることがわかる。加減速時定数を大きくすることで過渡応答時の F を小さくする消極的な方法もあるが、本研究では積極的なチューニングの立場から、適切なサーボパラメータを選定することにより $g(t)$ を小さくする方法を検討する。

$g(t)$ を低減するには、各軸の伝達関数の差 $(G_X(s) - G_Y(s))$ を最小とすればよいことは明白である。この $G_X(s)$ や $G_Y(s)$ には θ 及び F は含まれないので、サーボパラメータを漸次変化させて最小となる組合せを求めることもできるが、組合せの数が膨大となるのでここでは $G_X(s) \approx G_Y(s)$ に操作することで $e(s)$ の低減を図る方法を探る。

前節の検討により、定常状態では各制御軸間で K_p 、 T_s 、 $\{D / (Vg \cdot Kt) + 1 - K_f\}$ の3つを等しくすることで $g(t)$ を 0 にすることができることが分かった。すなわち定常状態において輪郭誤差を生じないためには各軸の位置アンプゲイン K_p が等しいことが必要条件であるから、伝達関数 $G_X(s)$ 、 $G_Y(s)$ は速度ループ以降の電流ループ、および送り駆動機構について考慮すればよい。そこで図2-18のブロック線図のように、送り駆動系のモデルから送り駆動機構を含む広義の速度ループを取り出し等価変換した制御ブロックを考える。ここで、 $G_\omega(s)$ は電流→角速度間の伝達関数である。また、 $G_m(s)$ は送り駆動機構の

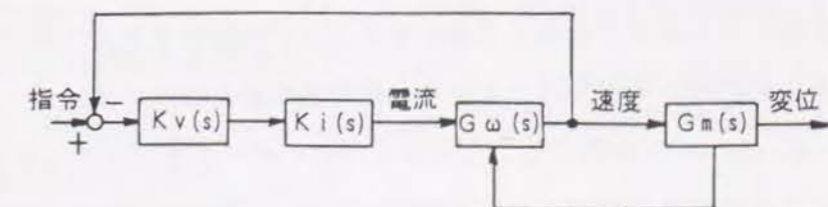


図2-18 広義の速度ループのブロック線図

伝達関数で、次式で表される。

$$G_m(s) = \frac{R \cdot K}{(M \cdot s^2 + C \cdot s + K) \cdot s} = \frac{R \cdot \omega^2}{(s^2 + (C/M) \cdot s + \omega^2) \cdot s} \quad (2-31)$$

ただし、 $\omega = (K/M)^{1/2}$ ：送り機構の送り方向固有角振動数(rad/s)で、 $K_v(s)$ 以外は送り駆動機構の違いにより各軸で異なっているのが普通である。

さて図2-18よりわかるように、速度ループ内のサーボパラメータの操作のみでは $G_\omega(s)$ の補正が限界で、送り駆動機構 $G_m(s)$ の差異までは補正できないのは明かである。よって、各軸の全伝達関数を揃えるには、まずサーボ調整の前段階である機械の設計段階において、 $G_m(s)$ を各軸で等しくしておかなければならない。ただし現実的には完全に一致させることは不可能であるから、できるだけ各軸の $G_m(s)$ が近い値となるような設計としなければならない。具体的には、式(2-31)に含まれる各係数(R, ω , C)を各軸で同じ値としておくことが必要となる。この内 Rはリードpに比例する係数で各軸同じであるのが一般的であり、仮に異なっても比例項であるからサーボ制御系側で補正が可能な変数であるので敢えて揃える必要もない。そして粘性減衰比Cは案内面の方式によって大略値がほぼ決定するので各軸間の差は少なく、また積極的にコントロールできる設計変数ではない。従って、 $G_m(s)$ を一致させるということは、各軸の固有角振動数 ω を揃えることに帰着する。

その上で $G_m(s)$ の前段にあるサーボ系の伝達関数 $K_v(s) \cdot K_i(s) \cdot G_\omega(s)$ の値を調整する。このうち電流ループ $K_i(s)$ は送り駆動機構伝達特性の影響により軸間で異なるものの速度ループに比べ帯域が広く、軸間での違いも小さいので省略が可能である²²⁾。従って $K_v(s) \cdot G_\omega(s)$ を各軸で等しくすることになる。

結局、輪郭誤差を最も低減するためには、次の(1)(2)の順にチューニングを行うべきである。

(1) まず各軸の固有振動数が可能な限り近い値となるようにする。具体的には、サーボ剛性値を確保しつつ機構特性値を増減させることのできるメカニカルパラメータチューニングを各軸について行うことにより、固有振動数を操作する。

(2) 次に $K_v(s) \cdot G_\omega(s)$ が軸間で等しくなるようサーボパラメータチューニングを行う。

なお、以上では簡単な直線補間について検討したが、円弧補間運動においても微小時間内では直線運動で近似できるので、同様に扱えることは明かである。

2.7 欠陥発見法の基本的な考え方

優れた送り駆動機構においては、モデルに基づいて理論的に計算された値と、測定された値は、かなりよく一致するはずで、逆に一致しない場合には何らかの欠陥が存在することであり、この欠陥を見つけて改善する必要がある。欠陥発見法は図2-19に示すように主に4つのステップからなる。すなわち静特性に対する設計上の問題点、静特性に対する製造上の問題点、動特性に対する設計上の問題点および動特性に対する製造上の問題点を順を追って同定する。設計上の問題点は、静・動特性の目標値と設計値を比較し、設計値が目標値に達しているかどうかによって判定する。製作上の問題点は、静・動特性の実測値と設計値を比較し、実測値が設計値に達しているかどうかによって判定する。

静剛性と固有振動数は、工作機械の加工精度、加工能率を決定する最も基本的な因子である。特に固有振動数は、サーボ系の性能を決める重要なパラメータである位置アンプゲイン K_p に大きな影響を与える。従って、それらの設計目標値は、要求される工作機械の加工精度、加工能率による送りサーボ系の性能(応答性、送り精度及び外乱を抑える能力)、運動精度に基づいて決められるべきである。しかし、このような目標値の決定は非常に困難なので、一般的には工作機械の用途に求められる切削送り速度、テーブル積載重量、各



図2-19 送り駆動機構の欠陥発見法の概略流れ

軸のストロークなどの設計仕様，同種の機械に関する情報（従来機，産業動向）などを参照して定めている．また現在まで静・動特性の目標値に関しての実験的な研究はほとんど行われていない．それゆえ，本研究での目標値は，従来と同様に経験によって得られた数値を与えることとした．

静剛性の目標値は，軽切削用NC工作機械においては $3\sim 4\times 10^8$ (N/m)程度，重切削用では $4\sim 5\times 10^8$ (N/m)程度と設定するのが適当であると考えられる²³⁾．静剛性の設計値は，ボールねじの寸法，軸受，支持方式などの詳細な設計データから計算し，各要素の送り方向の剛性および送り駆動機構の全体の送り方向の剛性Kを知ることができる．静剛性の設計値が目標値より低い場合，設計上の問題があることになり，さらに，ボールねじの支持方式，支持部の剛性およびボールねじ部の剛性をそれぞれチェックして，静剛性を低下させている原因を判定する．例えば，支持部剛性が低いことがわかれば，続いて軸受のブラケットの剛性，取り付け部の剛性及びブラケットを固定したボルトの剛性をチェックする．このようにして設計上の問題箇所を特定する．製作上の問題点を見つけるためには，送り駆動機構の静剛性を測定する．測定された静剛性が設計値より低ければ，製作上の問題があることがわかる．さらに，軸受ブラケットやナットブラケットの剛性のチェック，ボールねじの予張力のチェックなどを行えば，剛性を低下させている詳細な原因を判定することができる．

動特性についても，固有振動数の目標値は，要求される加工能率，加工精度，工作機械の仕様，構造などから経験に基づいて決定されることが多い．固有振動数の設計値は送り駆動機構の静剛性と被駆動体の質量から計算できる．設計値が目標値より低い場合には設計上の問題があり，送り駆動機構の設計剛性値と被駆動体の質量を再検討する必要があることになる．次に送り駆動機構の固有振動数を測定し，測定値が設計値より低い場合には製作上の問題があり，測定点を増加して送り駆動機構の影響を調べたり，結合部をチェックするなどにより問題点を発見することができる．

こうした欠陥発見手順は一定の流れ作業で行うことができる．そこでパターン化された手順を，送り駆動機構の組立段階でのチューニングとしてトータルチューニングの1ステップに組込むこととする．

2.8 結論

本章においては，トータルチューニング法の全体像を提示し，その中の個々のステップについての基本的な考え方を理論的に検討した．まずNC工作機械送り駆動系の送り駆動機構の伝達特性をモデル化し，そのモデルを用いたサーボ応答のシミュレーションにより1軸のサーボパラメータチューニングを行う方法について検討した．またNCサーボ部の特性に影響を与える送り駆動機構のメカニカルパラメータをチューニングする新しい送り駆動系の設計法を提案した．そして同時多軸制御での輪郭誤差を低減するための制約条件より，多軸チューニング法に発展させた．さらに実機において期待通りの送り特性が出ないときの欠陥箇所の特定手法も検討した．本章で得られた主な結果は次の通りである．

- (1) 送り駆動機構をモデル化し，その近似モデルと周波数特性を比較したところ，1次の固有振動数付近まではほぼ同等であるので，送り駆動系の安定判別には近似モデルで十分である．
- (2) サーボのチューニングはサーボ剛性Hを評価関数とし，位置ループ及び速度ループ内のパラメータ (K_p , V_g , V_i) についてHが最大となるように設定する．さらに追従誤差の低減と振動除去のために加減速時定数 T_s 及びフィードフォワードゲイン K_f も設定する．
- (3) フィードバックループの安定性に影響を与える送り駆動機構のチューニングパラメータは，被駆動体質量M，摺動面の粘性減衰係数C，回転体のイナーシャJ，ボールねじ送り方向方向の剛性Kであり，これらのチューニングのツールとしてチューニングマップ法を開発した．
- (4) 定常状態での輪郭誤差を低減させるため， K_p , $1 + D / (V_g \cdot K_t) - K_f$, T_s を各軸間で一致させる必要がある．
- (5) 過渡応答時の輪郭誤差を低減するには，速度フィードバックループ内の伝達特性： $K_v(s) \cdot G \omega(s)$ を全軸で等しくしなければならない．
- (6) 実機の送り特性が期待通りに発揮できない時には，送り駆動機構の静剛性および固有振動数を測定し，それを理論的な計算値と比較すれば欠陥箇所を特定できる．

第3章 サーボ特性とサーボパラメータチューニング

3.1 緒論

第2章ではトータルチューニングの中の1つのステップとしてのサーボパラメータチューニングの必要性を理論的に論じたが、本章ではサーボ特性の安定性の観点からサーボ特性をより詳細にシミュレーションを用いて検討し、具体的なチューニングアルゴリズムについて検討する。なお各ループの安定性を左右する要因として、フィードバックループ内に含まれるマイナーループの特性と、送り駆動機構の特性があげられるが、後者の検討は次章で行うので、ここではマイナーループの特性について検討する。

さて、各ループ内の比例ゲインを高めること、すなわちハイゲイン化により、運動精度が向上することはこれまでの研究により既に知られている²⁴⁾。またその自動決定法についても多くの方法が提案されている^{25)・26)・27)}にもかかわらず、一般的な工作機械メーカーではNCメーカーが決定した推奨値をそのまま設定し、振動や異常音などサーボの不安定さを示す現象が発生した時にはじめて該当するサーボパラメータを調整しているのが現状である。これは、送り駆動機構の伝達特性の把握が不十分で、サーボ系がハンチングする危険性があるため、かなり安全サイドにゲインを設定していることによる。このようにチューニングの難しさは、マイナーループのサーボパラメータが外側のループの安定性に影響を与えるため、各サーボパラメータについてのフィードバックループの安定性を確認しなければならない点にある。さらに、PI補償などのように1つのループ内に複数のパラメータが存在する場合には、各パラメータ間に密接な関係が存在するためにより複雑となる。従って、サーボパラメータチューニングを検討するには、各パラメータ間の関係を十分正確に把握することが重要である。

そこで本章では、まずフィードバックループの安定性からまず各パラメータの関係を求めることから始める。なお、一般にNC工作機械送り駆動系では、3重のフィードバックループを用いた制御構造(カスケード構造)が用いられているが、最も内側においてループ内の制御対象がサーボモータのみである電流ループについては、既にNCメーカーにおいてチューニングが完了し、モータに応じた推奨設定値が決定されているので、チューニングは位置及び速度ループのパラメータ(K_p , V_g , V_i , K_f , T_s)を対象とする。

次にこうした関係をベースとしてサーボパラメータチューニングのアルゴリズムを構築するが、これはステップを踏んで考え、まず1軸のみを考えたサーボパラメータのチュー

ニング法について検討する。第2章で述べたように、サーボパラメータチューニングには設計段階で行うチューニングと、実機が存在する場合のチューニングがあるが、送り駆動機構のパラメータとして設計値か実測値を用いるかが異なるのみであるので、ここでは実機が存在する場合を考える。

なお、設計段階でサーボパラメータチューニングを行う際には、送り駆動機構の特性値としては設計値や同種機から得られる経験的な値を用いざるをえない。製造後の実機における特性は設計値と異なることは言うまでもない。しかし、第6章で提案する手法を使えば実機での特性値を設計値に近づけることができるので、本章では設計通りに製造できるとし、製造の際に生じる誤差は無視することとする。

本章の概要は以下の通りである。まず3.2節では、どのような条件下でハンチングが生じるのか、その発生機構を解明し、速度ループおよび位置ループのサーボ特性を把握してその相互影響について調べる。3.3節ではその結果に基づいて、1軸および多軸のサーボパラメータチューニングのアルゴリズムを開発する。続いて3.4節では開発したアルゴリズムに従って現有するマシニングセンタに対してチューニングを試み、得られたパラメータ値を設定した実機のサーボ剛性についていろいろな方法で測定し、チューニングの効果を確認する。3.5節は以上をまとめた本章の結論である。

3.2 サーボパラメータと安定性の解析

3.2.1 ハンチング現象とサーボ系の安定限界条件

ハイゲイン化を進めていくと、図3-1のようなハンチングと呼ばれる被駆動体の振動を伴うサーボ系の不安定現象が生じる。このハンチングは被駆動体の運動を乱し、加工面の形

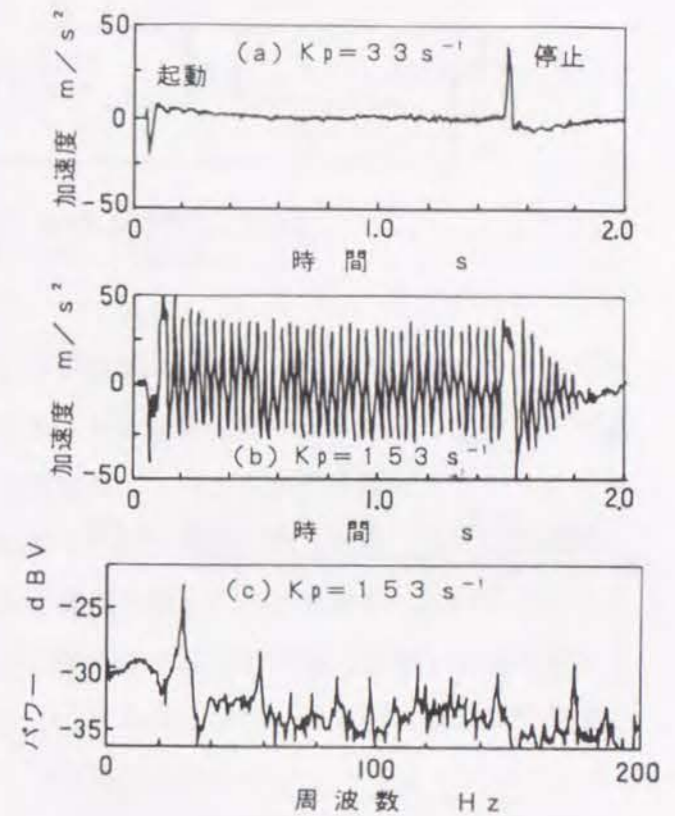


図3-1 ハンチング現象

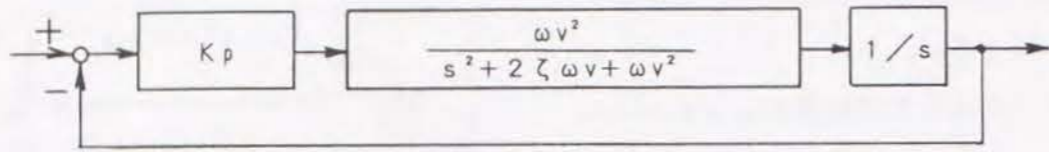


図3-2 広義の速度ループを2次系で近似した位置ループのブロック線図

状精度を劣化させるばかりでなく、最悪の場合には送り駆動機構に重大なダメージを与えるので、ゲイン設定はその幾分手前とする必要がある。そこで、位置フィードバックループがハンチング状態に陥ることなく、安定性を保つ条件について検討する。

単純化のため、図2-4 中で破線で囲った部分の伝達特性を次式のように2次系で近似する。この部分は、速度閉ループと送り駆動機構を併せたものであり、以後広義の速度ループと呼ぶこととする。出力端が異なるため、クローズドループ制御とセミクローズドループ制御では広義の速度ループが異なるが、ここではクローズドループ制御について考える。

$$Gv(s) = \frac{\omega v^2}{s^2 + 2\zeta \cdot \omega v \cdot s + \omega v^2} \quad (3-1)$$

ここで、 ωv : 広義の速度ループの固有角振動数、 ζ : 広義の速度ループの減衰比とする。

式(3-1)の近似により位置ループは図3-2のように簡略化でき、このとき位置ループの特性方程式は次式のようになる。

$$s^3 + 2\zeta \cdot \omega v \cdot s^2 + \omega v^2 s + \omega v^2 \cdot Kp = 0 \quad (3-2)$$

Routh-Hurwitzの安定判別法から、位置フィードバックループが安定性を保つ位置アンプゲイン Kp の範囲は次式で表せる。

$$Kp < 2\zeta \cdot \omega v \quad (3-3)$$

これより、速度フィードバックループの伝達関数 $Gv(s)$ の固有角振動数 ωv が大きくなるほど Kp は大きくできることがわかる。すなわち、ハイゲイン化するには速度フィードバックループの帯域を広くとる必要がある。

次にハンチング状態について調べる。位置フィードバックループの安定限界値は、

$$Kp = 2\zeta \cdot \omega v \quad (3-4)$$

であり、ハンチングは Kp が安定限界値に達したとき発生するから、式(3-4)を式(3-2)の位置フィードバックループの特性方程式に代入し、 s について解くと次式のようになる。

$$s = \pm j \cdot \omega v \quad (3-5)$$

式(3-5)は臨界減衰振動を表しており、この振動の周期であるハンチング周波数は ωv と

なる。すなわち、式(3-1)のように広義の速度ループを2次系で表現したときの速度フィードバックループの固有角振動数と同じである。確認のため、後述の機械AのY軸(クローズドループ制御)の条件で速度フィードバックループの閉ループ周波数応答をシミュレーションしてみると、図3-3のようになる。2次系のボード線図においては、位相が 90° 遅れる周波数が固有角振動数を表すので、この場合30(Hz)である。これは図3-1で示す実機でのハンチング周波数と一致し、ハンチングは速度フィードバックループの共振現象であることが確かめられた。

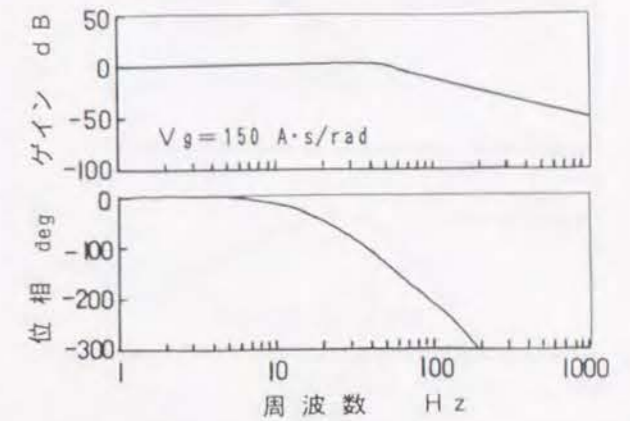


図3-3 速度フィードバックループの開ループ周波数応答(機械AのY軸)

また位置フィードバックループの開ループ周波数応答をシミュレーションにより求めた。図3-4に示すように、位相曲線が -180° を示す周波数におけるゲイン余裕は、 Kp の標準設定値 $33(s^{-1})$ のとき 14(dB)、順次 Kp を増加して求めた安定限界値 $168(s^{-1})$ のとき 0(dB)で、ゲイン余裕が無くなったため制御が不安定となったことがわかる。

また、位置フィードバックループの閉ループ応答についてもシミュレーションしてみると、図3-5に示すように $Kp=33(s^{-1})$ のときにはハンチング周波数30(Hz)にピークは存在しないが、 $Kp=100, 168(s^{-1})$ と高めていくに従ってピークが鋭くなる。位相の遅れは、ハンチング周波数より低い領域においては小さくなり、高いところでは大きく遅れる。さらに安定限界値を越える $Kp=169(s^{-1})$ のとき、ハンチング周波数において位相が反転し、

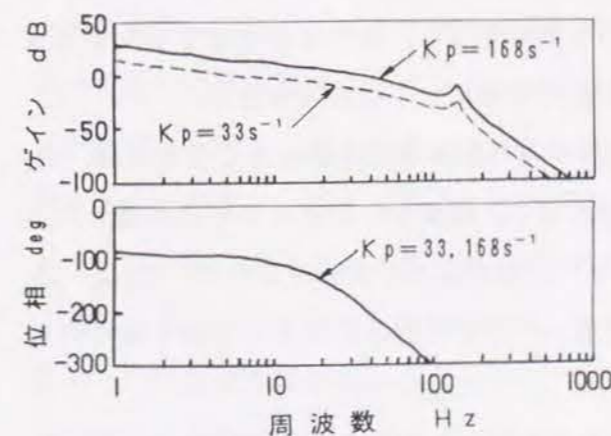


図3-4 位置フィードバックループの開ループ周波数応答(機械AのY軸)

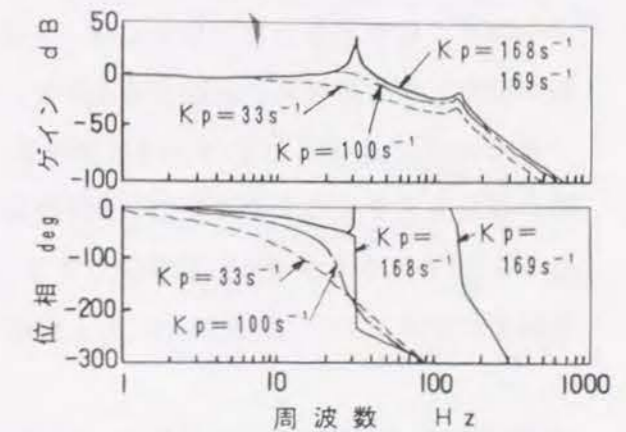


図3-5 位置フィードバックループの閉ループ周波数応答(機械AのY軸)

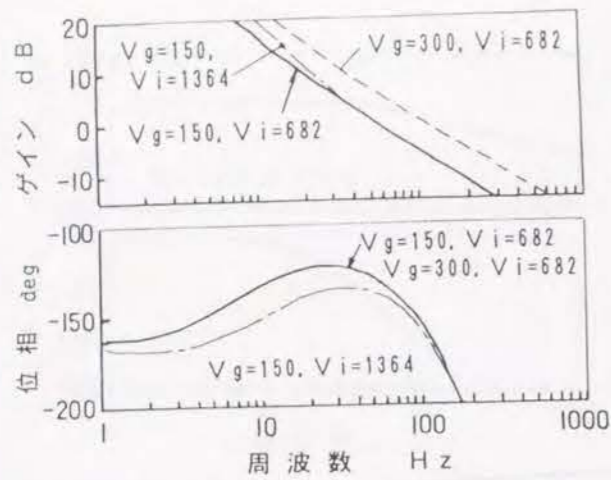


図3-6 簡略化した速度開ループの周波数応答

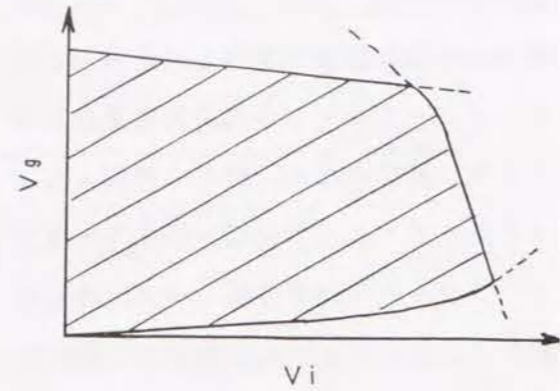


図3-7 V_g , V_i の実現可能な領域の模式図

系の応答が不安定になっていることがわかる。このことはセミクロードループにおいても同様に確認された。

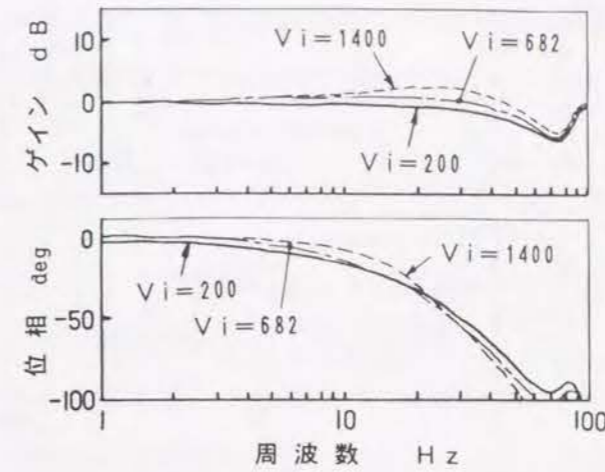
3.2.2 速度ループパラメータ間の関係

図3-2の送り駆動系全体の構造に示すように、チューニング対象の制御ループのうち最も内側の速度ループにおけるサーボパラメータには、比例ゲイン V_g と積分ゲイン V_i がある。パラメータとしては任意の値が設定可能であるが、 V_g と V_i は相互に影響し合うので、速度ループ内の制御を安定に保つためには、この2つのパラメータ間には実現可能な範囲が存在するものと推測される。

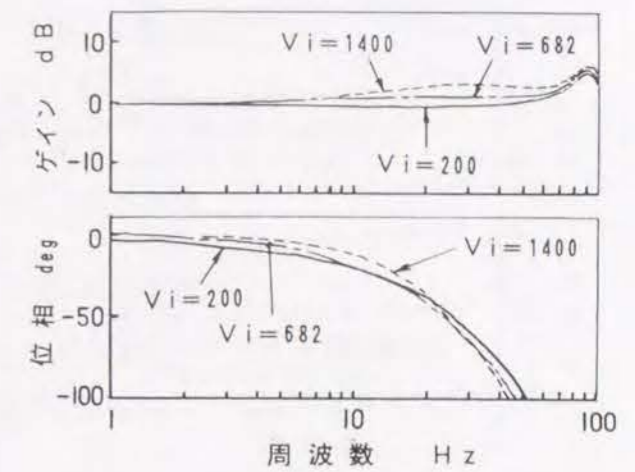
その実現可能領域を検討するに当たって、簡略化のため電流ループの伝達関数を1、送り駆動機構を単なる回転体とし、図3-6に示すような速度開ループ周波数応答を計算した。この周波数応答において、 V_i を一定として V_g を変化させた場合、 V_g が大きすぎるとゲイン余裕、位相余裕ともに小さくなって制御が不安定となり、また小さすぎても交差周波数が低下して位相遅れの範囲に入るので、位相余裕の減少で不安定となる。

逆に V_g を一定として V_i を大きくすると、位相が遅れ始める周波数は高くなる反面、位相の遅れも大きくなるので位相交差周波数が低くなり、結果としてゲイン余裕が低くなる。さらに V_i を大きくすると、位相遅れが激しくなり位相余裕が小さくなるので、 V_i は一定値以上にできない。従って、 V_i の上限値は速度ループの位相余裕によって決まるといえる。

以上から、安定条件を満たす V_g , V_i の領域を模式的に示すと図3-7の様になる。



(a) セミクロード制御の場合



(b) クロールド制御の場合

図3-8 V_i が変化したときの広義の速度ループ周波数応答

3.2.3 速度ループパラメータが位置ループの安定性に与える影響

速度ループは位置ループの内側にあるため、速度ループの特性が位置ループの安定性に大きく影響を与える。式(3-5)から、広義の速度ループを2次系と見なした場合、 ω_v 及び ζ が大きいほど位置フィードバックループの安定余裕は大きくなる。そこで、シミュレーションにより速度ループのパラメータが ω_v , ζ にどのような影響を与えるかを調べることにする。

図3-8は機械AのX軸における広義の速度閉ループ周波数応答で、 V_g を標準設定値 $150 \text{ (A}\cdot\text{s/rad)}$ に固定し、 V_i を変化させている。2次系の場合、位相が -90° を切る周波数が ω_v を表す。またその周波数付近での位相曲線の傾きとゲイン曲線の盛り上がり ζ を表し、傾きや盛り上がりは急なほど ζ は小さい。図を見ると、クロールドループ制御、セミクロードループ制御に関わらず、 V_i が大きくなるにつれ、位相が -90° を切る周波数が小さくなり、位相曲線の傾き及びゲイン曲線の盛り上がり

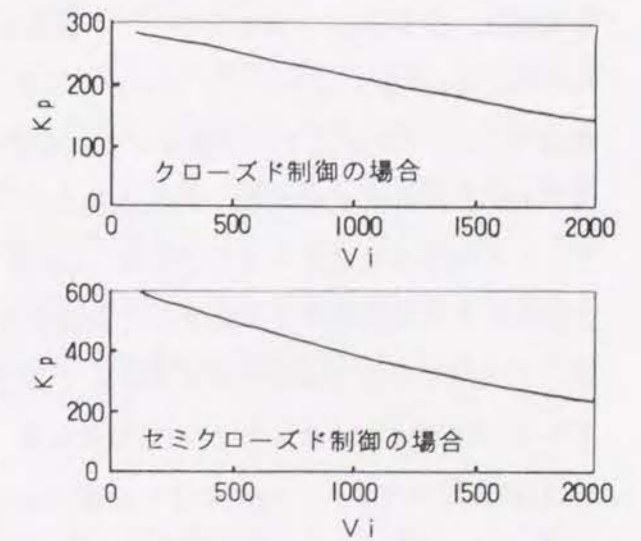


図3-9 V_i が変化したときの K_p の安定限界値

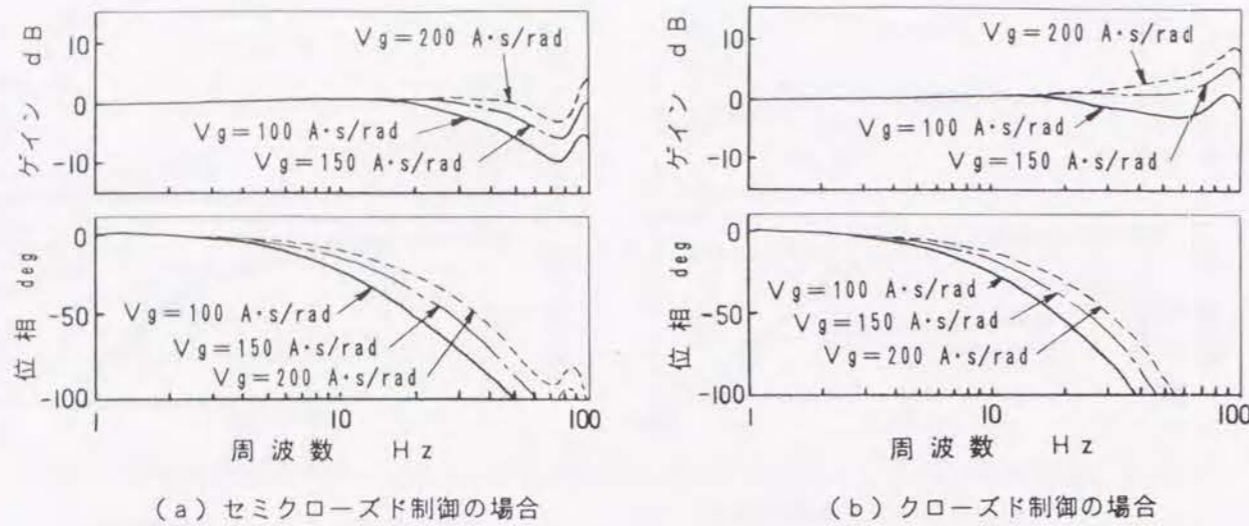


図3-10 V_g が変化したときの広義の速度ループ周波数応答

は急になってくる。すなわち、 V_i が大きくなるほど ωv 及び ω は小さくなり、式(3-3)から分かるように位置ループの安定余裕は小さくなる。ここで V_g を150(A·s/rad)に固定し、 V_i と K_p の安定限界値との間をシミュレーションにより求めてみると図3-9のようになり、 V_i が大きくなるほど K_p の安定限界値が小さくなることが分かった。

次に今度は V_i の方を標準設定値682に固定し、 V_g を変化させた場合について求めた広義の速度閉ループ周波数応答を図3-10に示す。同図より、クローズドループ制御、セミクローズドループ制御ともに、 V_g が大きくなるにつれ、位相が-90度を切る周波数が高くなると同時に、位相曲線の傾き及びゲイン曲線の盛り上がり急になってくるのがわかる。すなわち、 ωv が高くなるが、 ω は小さくなる。式(3-4)から分かるように位置ループの安定性は $\omega v \cdot \omega$ に比例するから、 V_g を次第に大きくした場合の位置ループ安定性は、 ωv の上昇率と ω の減少率の比率によって左右される。この傾向をシミュレーションによりみると、図3-11に示すように V_i を標準設定値682に固定するとき、 V_g が小さい範囲では V_g と K_p の安定限界値は比例関係にあるが、しかし V_g がある程度大きくなると逆に V_g の増加で K_p 安定限界値は減少している。この

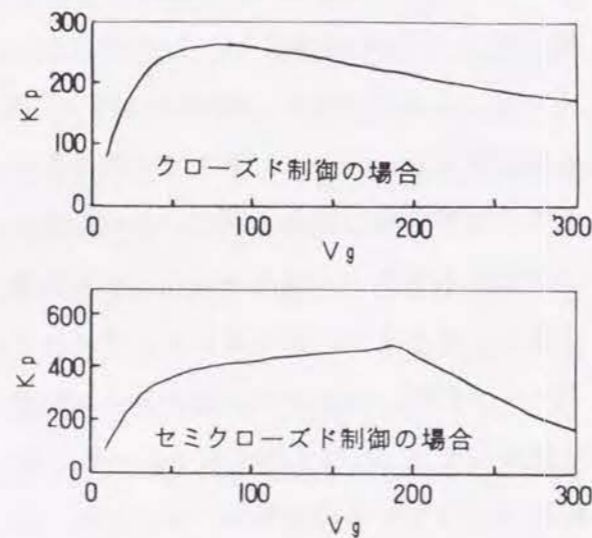


図3-11 V_g が変化したときの K_p の安定限界値

傾向は、 K_p の安定限界値が減少に転じる際の V_g 値がそれぞれ異なるが、 V_i の値や他の送り駆動機構でも同様の傾向であり、一般的であると言える。

3.2.4 フィードフォワードゲインと加減速時定数の影響

第2章で検討したように位置ループに基づく追従誤差低減のためには、フィードフォワード制御を行うのが有効である。一般に、フィードフォワードゲイン K_f を大きくしていくと振動が激しくなるので、それに応じて加減速時定数を大きくする必要がある。ここで、加減速時定数を大きくすると立上がり時間が長くなり能率が低下する懸念があるので、種々のフィードフォワードゲイン K_f とそのゲインに対して振動が起きない最小の加減速時定数の組合せについての立上がり時間をシミュレーションにより確認した。立上がり時間の目安として A/F (A は図3-12に示す斜線部の面積、 F は送り速度)を求めたところ、変化量は1(ms)以下でほとんど変化がないことが分かった。すなわち、フィードフォワードゲイン K_f を高めることで位置ループでの立上

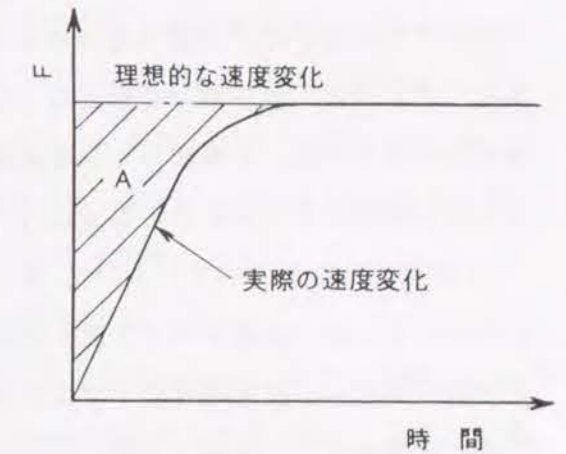


図3-12 速度の追従遅れ

がり時間が短縮されるため、総合的な立上がり時間はほとんど変化しない。また加減速による追従誤差については、補間前加減速を用いることにより無視できるので、能率および精度の両面より、フィードフォワードゲイン K_f はできるだけ大きくする方がよいと言える。

一方、加減速時定数 T_s は、サーボモータの発生トルクには上限があり被駆動体には実現可能な最大加速度が存在するため、最大加速度の制限を受ける。すなわち、サーボモータの最大トルクとサーボモータにかかる負荷から設定可能な最大の加減速時定数が決定される。最大の送り速度を F_{max} とすると、直線加減速、指数加減速のいずれにおいても指令の最大加速度は次式で表される。

$$\text{最大加速度} = F_{max} / T_s \quad (3-6)$$

あるいは、サーボモータの最大トルクを T_{max} 、モータの負荷イナーシャを J_a とすると、実現可能な最大加速度は次式で表せる。

$$\text{最大加速度} = R \cdot T_{max} / J_a \quad (3-7)$$

よって、式(3-6)、(3-7)より実現可能な最小加減速時定数 T_s は

$$T_s = R \cdot F_{\max} \cdot J_a / T_{\max} \quad (3-8)$$

と表すことができる。

振動が生じない最小の加減速時定数と式(3-8)から得られる T_s を比較し、大きい方を加減速時定数とする。

3.3 1軸のサーボパラメータチューニングのアルゴリズム

チューニングの評価関数であるサーボ剛性 H を大きくするには、 K_p 、 V_g 、 V_i の値を大きくすれば良いが、前節で述べたように各フィードバックループが安定でなければならない。さらに出力が実際の運動となって現われる最も外側のループである位置ループは、安定であるだけでなく振動のない応答をする必要がある。一般に追値制御において、安定でしかも振動の少ない応答を得るには、経験的にゲイン余裕は10(dB)以上、位相余裕は40(°)以上必要であるとされている²⁸⁾。また速度ループに関しては直接的に応答が出力となって現われないので位置ループに比べ安定度は低くてよいが、モデル化誤差や同定誤差がある可能性があって安定限界近くでは問題が生じる可能性がある。そこで速度ループに関しては、位置ループに比較して若干制約を緩和し、ゲイン余裕は5(dB)以上、位相余裕は40(°)以上とする。以下にチューニングの手順を示す。

(1) マイナーループである速度ループのパラメータ実現可能領域を調べる。

速度ループにおける安定条件から、実現可能な V_g 、 V_i の領域が決定される。ここで用いる被駆動部質量 M は、テーブル上にワークが積載されることを前提に、最大積載質量を加えた値とする。速度ループのゲイン余裕は、被駆動部質量 M の増加によって減少するので、安全サイドに立って速度ループパラメータの実現可能領域を調べる。

なお、速度開ループ周波数応答の位相曲線において、送り駆動機構の共振や反共振の影響による盛り上がりによって、その分だけ位相余裕が増加することがある。しかし、この周波数の範囲は狭く、積載質量の有無で周波数が変化することや、NCサーボ部、送り駆動機構部の特性値の同定誤差を考えると、確実に位相余裕が確保されているとは言いがたいので、このような位相の盛り上がり部は除去して考えることにする。すなわち送り方向剛性 K を敢えて大きく設定して、ゲイン交差周波数が位相の盛り上がり部と十分離して共振の影響を除去する。

(2) 位置アンプゲイン K_p を設定する。

(1) で求めた領域内にある V_g 、 V_i について、「ゲイン余裕が10(dB)以上、位相余裕が40(°)以上」という制約を満たす最大の位置アンプゲイン K_p を求める。 K_p が大きいほどチューニングの評価関数であるサーボ剛性 H は高くなるが、位置ループの安定性が低下するため、制約を満たす最大値を K_p の設定値とする。従って K_p は、 V_g 、 V_i が決まれば自動的に決まる関数であり、 H も V_g 、 V_i の関数と言える。

位置ループのゲイン余裕も被駆動部質量 M の増大によって減少するので、ここでも被駆動部質量として最大積載質量を加えたものを用いる。

(3) 評価関数により、最適なパラメータの組合せを選択する。

速度ループパラメータの実現可能領域内での評価関数であるサーボ剛性 H の値の内、最大の V_g 、 V_i 及び K_p の組合せを選択する。 V_i が増大すると K_p の上限値は小さくなり、また V_g に対して K_p はピーク値を持つので、 H がどこで最大値となるかは、実際に値を求めてみないとわからない。ただ V_g が小さい範囲では V_g と K_p 上限は比例するので、最適値は比較的 V_g の大きい範囲に存在すると予想される。

(4) フィードフォワードゲイン K_f 、加減速時定数 T_s を設定する。

加減速方式により設定法が異なる。まず指数関数加減速の場合、追従誤差をゼロにできるため、 $K_f = 1 + D / (V_g \cdot K_t)$ より K_f を設定する。そして T_s を0から徐々に増加して行きながら送り駆動系のステップ応答を求め、速度のオーバーシュートが起きない最小の T_s を求める。また直線加減速の場合、直線加減速により速度のオーバーシュートが除去できる範囲内で最大の K_f 、速度のオーバーシュートが起きない最小の T_s を設定する。いずれの加減速の場合も、得られた加減速時定数と式(3-8)より求められる最小加減速時定数を比較し、値の大きい方を用いる。

3.4 ケーススタディ

3.4.1 サーボパラメータチューニングの実施

チューニングの対象としたのは立形マシニングセンタ機械 A (表3-1) の X、Y、Z 軸である。後述する D A C 法で実測して得られた送り駆動機構のパラメータ同定値を表3-2に示す (X、Y 軸の被駆動部質量には最大積載質量300(kg)を含む)。また、用いられている NC 装置は前述の NC 装置 A (表2-1)、サーボモータはモータ A (表3-3) である。

まず最初に、各軸について1軸のチューニングを行う。速度ループのパラメータについて V_g を5(A·s/rad)刻み、 V_i を100(-)刻みに変化させ、「速度ループのゲイン余裕が5(dB)

表3-1 機械A (立形マシニングセンタ) の主な仕様

項目	X軸	Y軸	Z軸
ボールねじ径 (mm)	36	36	36
ボールねじ谷径 (mm)	32.3	32.3	32.3
ボールねじリード (mm)	8	8	6
ボールねじ支持軸受間距離 (mm)	877.5	690.5	703
ストローク (mm)	560	410	410
被駆動体質量 (Kg)	235	425	500
ボールねじ支持方式	シングルアンカ方式		
案内形式	すべり案内		
位置決め速度 (m/min)	16 (X, Y) / 12 (Z)		
切削送り速度 (mm/min)	1~5000		
制御方式	クローズドループ方式		
位置検出器	光学式リニアスケール		
最小設定単位 (mm)	0.0001		
主軸回転速度 (min ⁻¹)	130~6000		

表3-2 機械A, X, Y, Z軸の送り駆動機構パラメータ同定値

	送り方向剛性 × 10 ⁸ (N/m)	被駆動部質量 (kg)	案内面減衰係数 × 10 ⁵ (N·s/m)	回転体イナーシャ (N·m·s ²)
X軸	1.57	597	1.04	0.0051
Y軸	0.89	733	1.55	0.0048
Z軸	1.72	485	1.86	0.0044

表3-3 モータA, B, Cの主な仕様

項目	モータA	モータB	モータC
公称出力 (kW)	1.0	2.0	3.5
最高回転数 (min ⁻¹)	2000	2000	2000
トルク定数 (N·m/A)	0.91	1.00	1.048
最大トルク (N·m)	25.5	42.0	73.4
ロータイナーシャ (N·m·s ²)	0.002	0.007	0.0131
カップリングイナーシャ (N·m·s ²)	6.1×10 ⁻⁵	15.3×10 ⁻⁵	15.3×10 ⁻⁵

以上、位相余裕が40(°)以上」を満足するVg, Viの実現可能領域を求めたところ、図3-13に示すようになった。この領域について、「速度ループのゲイン余裕が10(dB)以上、位相余裕が40(°)以上」を満たす最大のKpを求め、そのKpを用いて評価関数であるサー

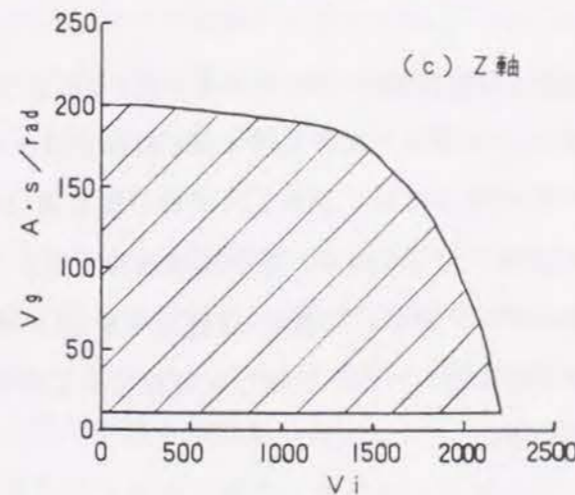
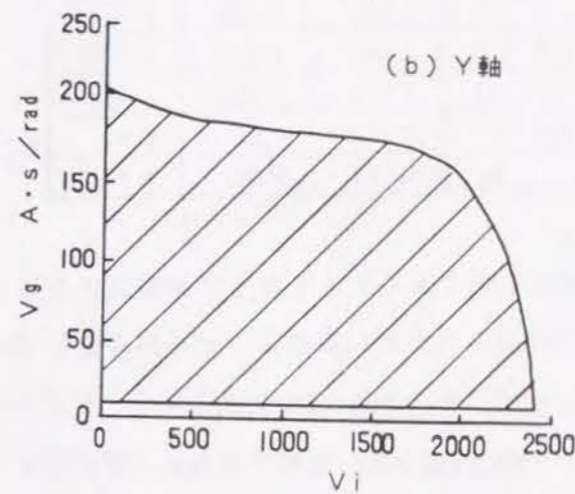
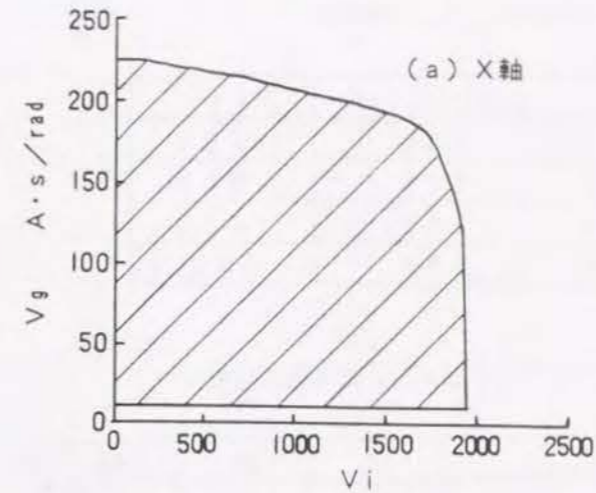


図3-13 機械A各軸の速度ループパラメータ実現可能領域

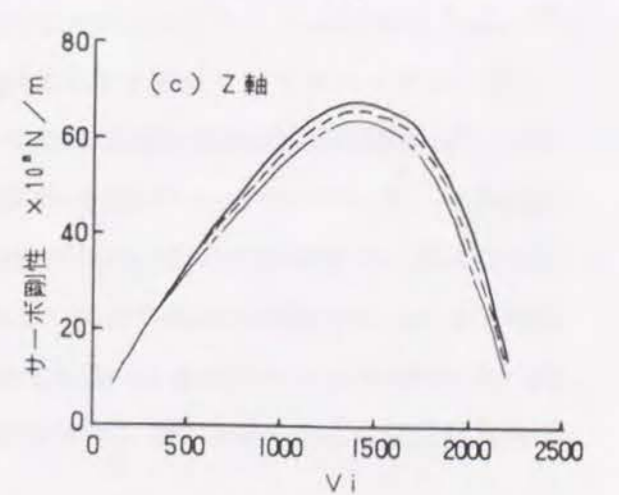
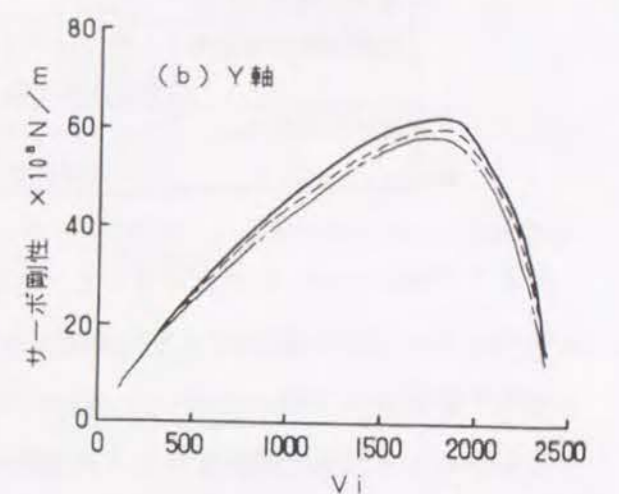
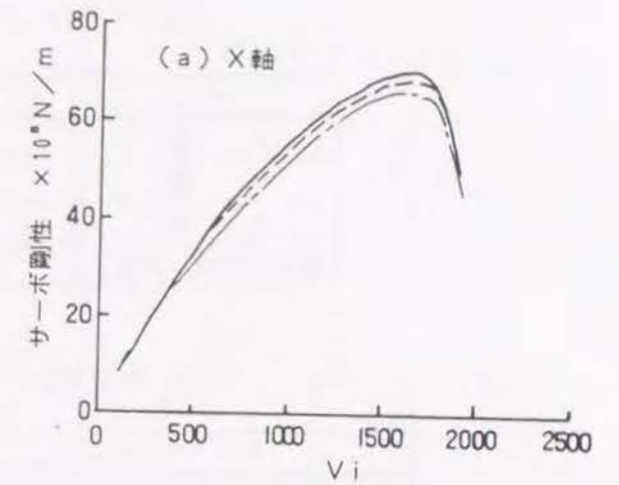


図3-14 Viを変化させたときの評価関数H (機械A)

ボ剛性Hを計算したところ、図3-14に示すようになった。ここで、実線はそれぞれのViに対しVgの上限値を選んだ場合、破線はそれよりも5(A·s/rad)低くした場合、そして一点鎖線は10(A·s/rad)だけ低くした場合のサーボ剛性Hの値であり、Vgの上限値を選んだ場合

表3-4 Kp, Vg, Viのチューニング結果

	Kp (s ⁻¹)	Vg (A·s/rad)	Vi (-)
X 軸	50	185	1700
Y 軸	45	170	1800
Z 軸	60	180	1400
標準設定値 (参考)	33	150	682

表3-5 各軸のフィードフォワードゲインと加減速時定数

	X軸	Y軸	Z軸
最小加減速時定数 Tmin (s)	0.025	0.026	0.027
指数関数加減速時	フィードフォワードゲイン Kf (-)	1.0007	1.0011
	加減速時定数 Ts (s)	0.014	0.014
直線加減速時	フィードフォワードゲイン Kf (-)	0.70	0.67
	加減速時定数 Ts (s)	0.047	0.053

が全ての軸についてHが大になった。結局、評価関数であるサーボ剛性Hが最大となるのはKp, Vg, Viを表3-4のように設定したときである。なお、NCメーカーが推奨している標準設定値は、Kp=33(s⁻¹), Vg=150(A·s/rad), Vi=682(-)であるから、チューニングによってサーボ剛性Hが、X軸で約4.6倍、Y軸で約4.1倍、Z軸では約4.5倍に大きくなったことになる。

続いてフィードフォワードゲインKf及び加減速時定数Tsを求めたところ表3-5のようになった。指数関数加減速の場合は式(2-18)よりKfを求め、次にTsを1(ms)刻みで徐々に変化させ、オーバーシュートが起きない最小のTsを求めたが、しかしいずれの軸も式(3-3)より計算した実現可能な最小加減速時定数Tminを下回ったため、最小加減速時定数の方を採用した。また直線加減速の場合、追従誤差のピーク値が収束値の0.9倍になるKfを求め、オーバーシュートが起きない最小の加減速時定数を求めた。各軸とも実現可能な最小加減速時定数以上であるので、この時定数を用いる。

3.4.2 サーボ剛性の向上の確認実験

チューニングはモデルを用いたシミュレーションを用いて行ったが、実機においてもシミュレーションと同等のサーボ剛性向上が実現されているかを確認しておく必要がある。

確認実験に用いたシステムを図3-15に示す。この機械AのZ軸を対象とする。Z軸は垂

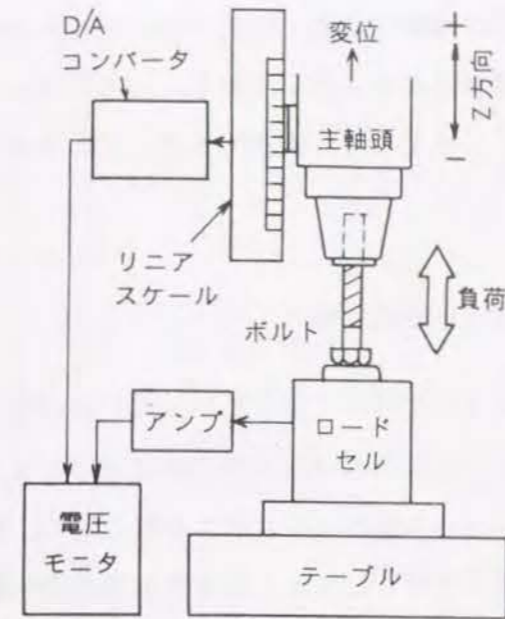


図3-15 サーボ剛性向上確認のための測定システム

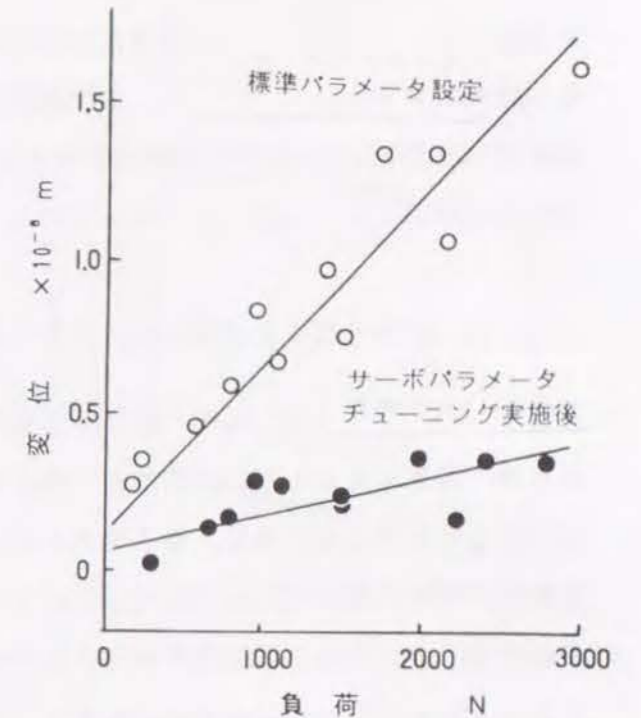


図3-16 機械AのZ軸におけるサーボ剛性の実測結果

直移動軸であり、送り方向に負荷を加え易いために選定した。ツールホルダに取り付けられたボルトを回転させ、Z軸の被駆動部である主軸頭に送り方向の負荷を加える。負荷の大きさはボルトとテーブルの間に設置されたロードセルによって測定される。本機はクローズドループ制御方式であるから、サーボ剛性は加えた負荷とNCサーボ部にフィードバックされる位置偏差の間の関係とみる事ができるので、位置フィードバックループのリニアスケールからNCサーボ部にフィードバックされる偏差量を被駆動部の変位とした。

実験は次のような手順で行う。まず表3-4に示すようなサーボパラメータのチューニング値あるいは標準設定値を設定し、無負荷時の被駆動体変位を測定する。そして、ボルトを回転させて鉛直上向きに負荷を被駆動体に徐々に加え、ボルトの回転停止後1(min)程度経ってからロードセルの負荷と被駆動体の変位を測定する。これは送り駆動機構の構成部品間の油膜や接触面の弾性によって測定値が時間とともに変化するため、安定値に達するのを待つためである。負荷が一定値

(本実験では約3000(N))以上となったとき、今度はボルトを逆回転させて負荷を徐々に減少させ、除荷時の被駆動体の変位を測定する。

図3-16に負荷と被駆動体変位の測定

表3-6 サーボ剛性値の理論値と実測値

	理論値 (N/m)	測定値 (N/m)
標準的設定値	1.53 × 10 ⁹	1.76 × 10 ⁹
チューニング値	6.78 × 10 ⁹	8.24 × 10 ⁹
比率	4.43	4.68

結果を、そして同図から最小二乗法により求めたサーボ剛性値と、比較のためのサーボ剛性の理論計算値を表3-6に示す。実測値と理論計算値はほぼ一致しており、ともにチューニングにより4.5倍程度サーボ剛性が向上している。以上より、実機でもサーボ剛性が理論値通りに向上していることが確認された。

3.4.3 パルス溜まりの測定によるサーボ剛性向上の確認実験

パルスの溜まりとは、手動パルス発生器から入力されたパルス指令数が少ないと被駆動部に働く摺動抵抗のために被駆動部が動かず、ある一定以上のパルス指令数に達してはじめて動き始める現象であり、動き始めるのに必要なパルス数をパルス溜まり量と呼ぶ。被駆動部が運動し始めるとき、入力指令にサーボ剛性Hを乗じたトルク指令値が摺動抵抗値を越えたときはじめて被駆動部が動き始める。摺動抵抗の大きさが一定ならば、サーボ剛性Hが大きい方がトルク指令値が大きく、従ってパルス溜まり量は小さいはずで、この測定によってサーボ剛性の向上を実機で簡単に確認できる。

実験はクローズドループ制御の機械AのX軸で行い、制御装置はNC装置Aである。本機の最小設定単位は $0.1(\mu\text{m})$ であり、1パルスが $0.1(\mu\text{m})$ に相当する。まず、表3-4に示すチューニング値あるいは標準設定値にサーボパラメータを設定する。そして送り駆動系にパルス指令を1パルスずつ入力すると同時に、被駆動部の変位をクローズドループ制御に用いているリニアスケールから読み取る。

パルスの入力に対する出力（被駆動部の変位）の測定結果を図3-17に示す。パルス溜まり量は、標準設定値が最大12パルス（ $1.2(\mu\text{m})$ ）であるのに対し、チューニング値では最大4パルス（ $0.4(\mu\text{m})$ ）で、チューニングによりパルス溜まり量が1/3に減少していることがわかる。

サーボ剛性はチューニングにより約4.5倍になり、それによってパルス溜まり量も

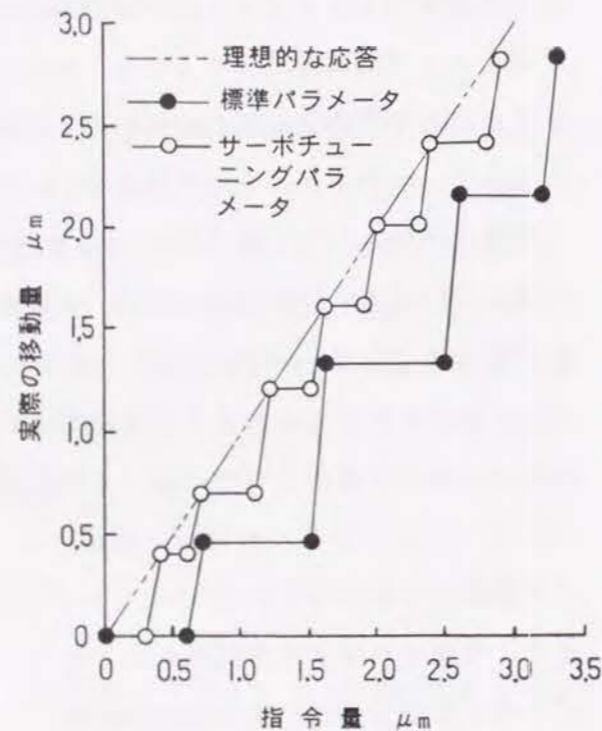


図3-17 パルス溜まりの測定結果

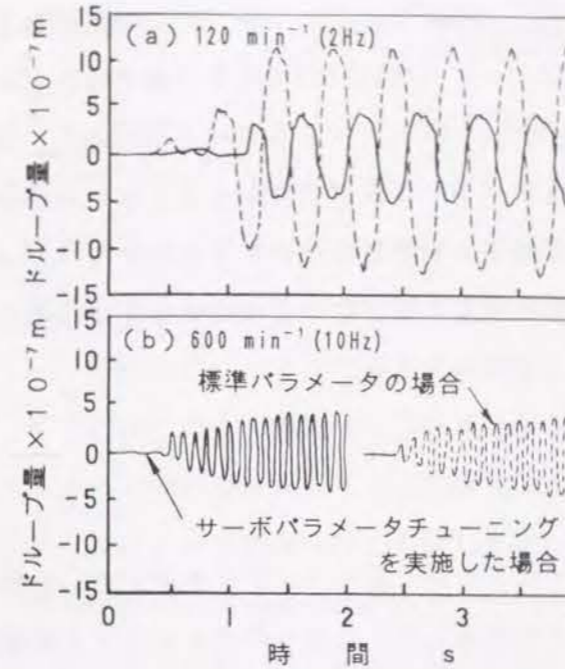


図3-18 ボーリング加工時のドループ量の測定結果

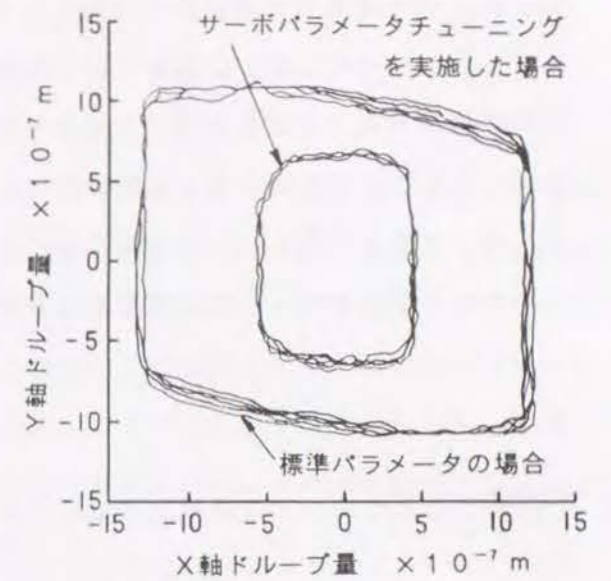


図3-19 チューニング有無によるドループ量の変化

1/4.5になるはずであるが、1/3程度にしか改善されていない。これは指令値が小さすぎ、デジタル制御における量子化誤差が発生しているからと考えられるが、いずれにしても定性的にはサーボ剛性を高めることによりパルス溜まり量も減少することが確認できた。

また、指令位置との偏差が標準設定値の場合は $0.5(\mu\text{m})$ 程度あるのに対し、チューニングした場合は $0.1(\mu\text{m})$ 以下になっている。この減少比率はサーボ剛性の向上比とほぼ一致している。

3.4.4 動的な外力に対するサーボ剛性向上の確認実験

以上の実験は、サーボパラメータチューニングによって静的な外力（外乱）に対して指令位置を維持しようとするサーボの保持力（サーボ剛性）が強くなったことの確認実験であった。しかし、実際の機械の運転時には周波数のもう少し高い領域の外乱が現れる。その典型的な例としては、正面フライスやエンドミル加工などでの断続切削による切削荷重変動がある。中でも比較的径の大きいボーリングによる荒加工では、低域の周期的荷重変動の幅が大きく、送り駆動軸の高いサーボ剛性が必要とされる。そこで、ボーリング加工を行って動的な外乱をサーボ系に与えたときのサーボ剛性を調べた。

図3-18は、被削材（S43C鋼）にあけた $\phi 45(\text{mm})$ の下穴を、 $\phi 52(\text{mm})$ に広げるボーリ

ング加工を行ったときのX軸のドループ量を測定した結果である。(a)の主軸回転数は $120(\text{min}^{-1})$ であるので周波数は $2(\text{Hz})$ 、(b)は $600(\text{min}^{-1})$ で $10(\text{Hz})$ である(送りはいずれも $0.07(\text{mm/rev})$ とした)。図から低い周波数ほどチューニングによるサーボ剛性の向上の効果が発揮され、周波数が高くなるにつれてチューニングの有無の差が小さくなるのがわかる。ここで(a)の条件で同時に測定したY軸のドループ量のデータと合わせてリサーチ波形とすると図3-19のようになる。この描かれたドループ量の面積の大きさは穴の加工誤差に比例するから、加工精度も向上することが明かである。

3.5 結論

前章で示したNC工作機械送り駆動系のモデルによるシミュレーションを用いて、1軸のサーボパラメータチューニングのアルゴリズムを構築した。またそのアルゴリズムを実在する立形マシニングセンタのX、Y、Z軸について適用し、サーボパラメータチューニングを行い、それを実機のパラメータに設定して各種の測定を行い、チューニング効果を確認した。その結果得られた本章の主な結論は次の通りである。

- (1) ハイゲイン化を阻害するハンチングは、送り駆動機構を含む広義の速度フィードバックループの共振現象である。
- (2) 速度ループの安定性を考慮すると、速度ループ比例ゲイン V_g と速度ループ積分ゲイン V_i の間には、実現可能領域が存在する。
- (3) 位置ループの安定性は、 V_i を大きくすると低下する。また、 V_g を上げていくと、当初は安定性が向上するが、一定値以上になると今度は低下する。
- (4) サーボ剛性 H を評価関数とする1軸のサーボパラメータチューニングのアルゴリズムを構築した。
- (5) パラメータチューニングの結果、各軸のサーボ剛性を標準設定値に比べ4倍以上に向上させることができた。
- (6) 実機で外力と被駆動部の変位やパルス送り時のパルス溜まりを測定することにより、実機においてもモデルと同等のサーボ剛性向上が実現されていることが確かめられた。
- (7) ボーリング加工におけるチューニング有無の比較によって、動的な外力に対するサーボ剛性の向上が確認できた。

4.1 緒論

前述のようにNC工作機械送り駆動系は大きく分けてNCサーボ部と送り駆動機構部の2つの部分に分けられる。送り駆動機構の一部である被駆動部の位置・速度などの物理量が、フィードバック信号としてNCサーボ部で用いられている。すなわちフィードバックループ内に送り駆動機構の伝達特性が含まれるため、送り駆動系のサーボ特性はサーボパラメータの影響ばかりでなく、機構部の特性によって大きく影響される。よって、フィードバックループの安定性を考慮したサーボパラメータチューニングを行う場合、まず送り駆動機構の伝達特性を把握することが不可欠である。

従ってより高い送り駆動性能を求めるためには、サーボパラメータの最適化のみならず、機構部の最適化を行うことが重要である。東本は、応答性を送り方向固有振動数で評価し、ボールねじ径の最適化を試みている²⁹⁾が、最終的な送り駆動系の評価値との関係やサーボパラメータとの関係を論じるに至っていない。そこで本研究においては、サーボ剛性と応答性から見た送り駆動機構の最適チューニングを支援する方法を提案する。

本章は、送り駆動系の送り駆動機構のメカニカルパラメータのチューニング手法を構築すること目的とし、次のような構成となっている。4.2節で現状の送り駆動機構の設計法とその課題について述べ、4.3節では構造体力学量のパラメータ同定法を紹介し、これを現有の立型マシニングセンタの送り駆動機構部に適用し、メカニカルパラメータを同定する。4.4節においては、各々のメカニカルパラメータが速度ループ、および位置ループの安定性に与える影響について検討する。4.5節では、チューニングマップの1つであるJKマップを利用したトータルチューニング手法を構築し、4.6節においてクローズドループ制御とセミクローズドループ制御の機械の設計に適用した設計例を示す。そして、4.7節は以上をまとめた本章の結論である。

4.2 現用の送り駆動機構の設計手順と問題点

現在、高精度が要求されるNC工作機械の送り駆動系の送り駆動機構の設計の際には、まず運動精度の目標値が決められる。そしてその運動精度の目標値を実現できるように、各部の詳細設計が行われている。ただし、この目標値は送り駆動機構部単体のみを対象と

して決定されており、NCサーボ部まで含めた送り駆動系全体を考慮して決定されているわけではない。

従来、NC工作機械送り駆動系の設計・製造においては、まず設計段階で主に機械の静剛性が満足されるように送り駆動機構の設計が行われてきた（付録1：従来の送り駆動機構の設計法を参照のこと）。次に製造段階で製作された送り駆動機構にNCサーボ装置を接続した後、標準的に推奨されているサーボパラメータを与えて試運転し、問題があればサーボパラメータを試行錯誤的に調整するのが一般的であった。しかし、この方法では設計段階で送り駆動系全体としてどの程度の性能が達成できるのかは過去の実績から推測するしかなく、もし同タイプの参考機がなければ推測も成り立たない。また目標仕様を満足するために機構部を作り直したり、過剰品質な設計になったりする可能性が高い。さらに重要な点は、吉村が機械構造の最適化設計法の研究の中で指摘している³⁰⁾ようにあらゆる可能性の中から選択した最良の方法ではなく、局所的な解となっていることが問題である。

4.3 メカニカルパラメータの同定法

4.3.1 送り駆動機構伝達特性の実測

第2章（図2-6）で示したモデルの送り駆動機構の伝達関数には、被駆動部質量M、送り駆動機構の送り方向の静剛性K、案内面の減衰係数C、回転体のイナーシャ（サーボモータのロータイナーシャとボールねじのイナーシャの和）Jの4つのメカニカルパラメータが含まれている。設計段階でのサーボパラメータチューニングを行う場合には、これらのパラメータの値として設計値や同種の機械から推定される経験値を用いることができる。実機が存在する場合は、経年変化や製造段階での誤差によりこれらのメカニカルパラメータが設計値・経験値と異なっている可能性があるため、実測された周波数応答を基にしたパラメータ同定値を使用した方がより正確である。MやKは比較的実測も簡単であるが、JやCの測定方法³¹⁾は複雑で、各パラメータごとに測定しなければならない。そこでここでは送り駆動機構の伝達特性を実測して全てを1度に同定できるカーブフィッティング法を用いる。ここで言う送り駆動機構の伝達特性とは、送り駆動機構においてNCサーボ部からのトルクが入力となって被駆動部が移動することから、トルク-被駆動部変位間の伝達特性を指す。この測定には第6章で詳しく述べる動特性のDAC測定法を応用する。すなわち、送り駆動機構にインパルス状のトルクを加え、加えたトルクと被駆動部の加速度を測定し、それらの時間波形をフーリエ変換して周波数応答を求める測定法である。

サーボモータのトルクを実際に測定するのは困難であるが、サーボモータの発生トルクTがモータの電機子電流iに比例することを利用して、これを求めることができる。この比例定数Ktは一般にトルク定数と呼ばれ、計算に当たってはサーボモータの仕様書に記載されている数値を用いた。また測定の簡便化のため、被駆動部の変位の代用として加速度を測定する。以上の測定は図2-4に示したように、トルク定数と2回微分要素を付け加えたモデルに対しての周波数応答であるから、パラメータ同定も図2-4のモデルを対象とした。

なお、一般的に送り駆動系のフィードバック信号は、被駆動部と案内面との間の相対値であるから、サドル、ベットなどの下部構造体に対する被駆動部の相対振動は2つの加速度ピックアップを用いてその差信号を測定している。

4.3.2 カーブフィッティングによるパラメータ同定法

位相の周波数応答は、用いる測定器が持つ無駄時間の影響を受けやすいので、パラメータ同定には周波数応答のゲイン曲線のみをカーブフィットの対象とする。

同定対象のパラメータを総合して、 $P = (K, J, M, C)$ と表記する。また、周波数 $f = (f_1, f_2, \dots, f_n)^T$ における実測ゲイン $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)^T$ 、図2-4に示したモデルから計算されるゲインを $X(P) = (x_1(P), x_2(P), \dots, x_n(P))^T$ とすると、モデルにはパラメータベクトルPが含まれるため、XはPの関数となる。このとき、

$$S(P) = \sum_{i=1}^n [y_i - x_i(P)]^2 \quad (4-1)$$

が最小になるような $P = P_{min}$ を求めるのがカーブフィッティングで、この P_{min} が同定結果である。X(P)はPに関して非線形な関数であるので、同定には非線形最小二乗法である修正Marquardt法³²⁾を用いる。修正Marquardt法は次のような手順で同定を行う。

(1) モデルに基づきヤコビアン行列

$$A(P) = [-\nabla a_1(P), -\nabla a_2(P), \dots, -\nabla a_n(P)]$$

を計算する。

(2) 初期値 $P = P_1$ を適当に設定する。

(3) $\Delta P = (A \cdot A^T + \lambda I)^{-1} \cdot A \cdot (Y - X)$ をPについて計算する。

(I: 単位行列, λ : 0 または正の数)

(4) $P = P_1 + \Delta P$ に変更する。

表4-1 加速度ピックアップの主な仕様

感度	(mV/G)	11.61
分解能	(G)	0.01
共振周波数	(kHz)	7.7
横方向感度	(%)	2.1
出力バイアス値	(V)	9.8
使用最高温度	(°F)	250

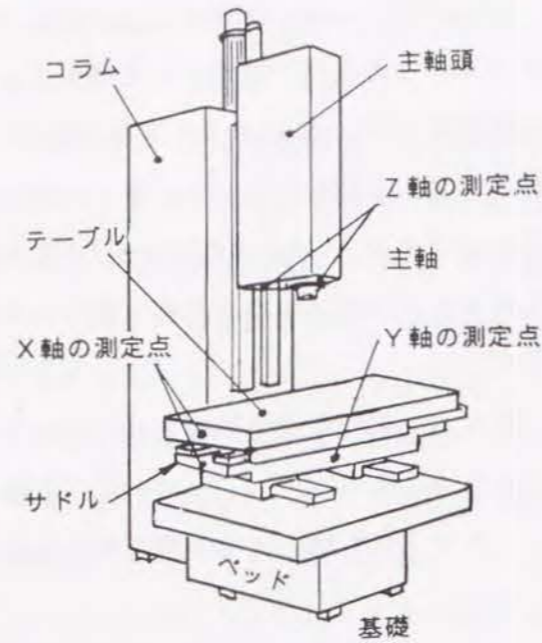


図4-1 機械Aの外観

(5) (3) ~ (4) を繰り返す、収束した P を求める同定値とする。

4.3.3 パラメータ同定のケーススタディ

ケーススタディの対象とする NC 工作機械

送り駆動系の送り駆動機構は、立型マシニングセンタ機械 A の X, Y, Z 軸で、各軸ともサーボモータはモータ A が使用されている。機械 A, モータ A の主な仕様は既にそれぞれ表 3-1, 表 3-3 に示した。また測定に用いた加速度ピックアップは表 4-1 のような仕様である。図 4-1 に機械 A の外観と加速度ピックアップを取付けた位置を示す。

加速度波形及び電流波形は FFT アナライザを用いて測定する。測定のサンプリング周期は 1/1280 (Hz) であり、1024 点のサンプリングを行う。これは周波数領域にすると 1.25 (Hz) 間隔となる。ただし、感度は用いた 2 つのピックアップについてのキャリブレーション値である。

X, Y, Z 軸の各パラメータの設計値および同定値を表 4-2 に示す。

表4-2 機械Aのメカニカルパラメータの設計値と同定値

		送り方向剛性 K ($\times 10^8$ N/m)	被駆動部質量 M (kg)	案内面減衰係数 C ($\times 10^5$ N·s/m)	回転体イナーシャ J (N·m·s ²)
X	設計値	1.96	235	不明	0.0042
	同定値	1.57	297	1.04	0.0051
Y	設計値	2.12	423	不明	0.0049
	同定値	0.89	433	1.55	0.0048
Z	設計値	2.49	500	不明	0.0039
	同定値	1.72	485	1.86	0.0044

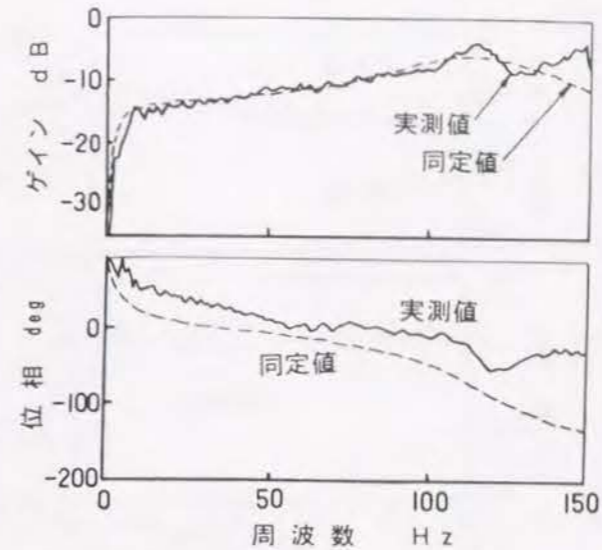


図4-2 機械AのX軸の送り駆動部の周波数応答

(1) X 軸

実測によって得られた周波数応答と同定したメカニカルパラメータを用いて計算した周波数応答を図 4-2 に示す。実測とモデルの周波数応答は、130 (Hz) 付近までよく一致している。

被駆動部質量は設計値より約 30% 大きく同定されている。これは被駆動部以外の下部構造体も振動したため、見かけ上大きな質量と見なされた結果と考えられる。すなわち、本機のような立型マシニングセンタでは、Y 軸の被駆動部であるサドルの上に X 軸の送り駆動部が載る構造となっているため下部構造体の剛性の影響を受けたものと考えられる。

案内面の減衰係数については、設計時には明確な数値は不明である。しかし図 4-2 で示されるように、実測と同定のゲイン曲線がほぼ一致していることから、同定結果はほぼ妥当な値であると判断できる。同図の位相曲線において、実測値の方の位相遅れが若干小さいが、これは送り駆動系伝達特性への入力信号である電流波形の測定結果に、無駄時間が含まれているために生じた現象であり、測定対象の問題ではない。すなわち、加速度信号はアナログ値を直接測定器 (FFT アナライザ) に入力しているのに対し、電流波形は一旦 A/D 変換した後さらに D/A 変換してから測定器に入力しているため、電流波形信号は

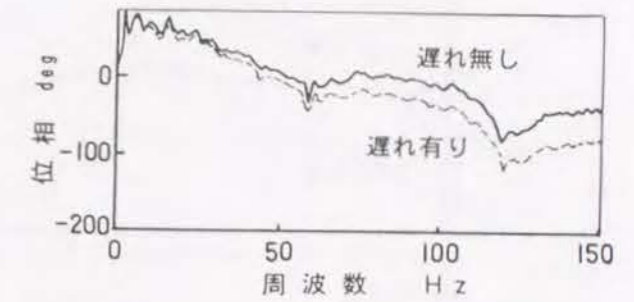


図4-3 1 サンプル周期の遅れを加えた場合の位相曲線

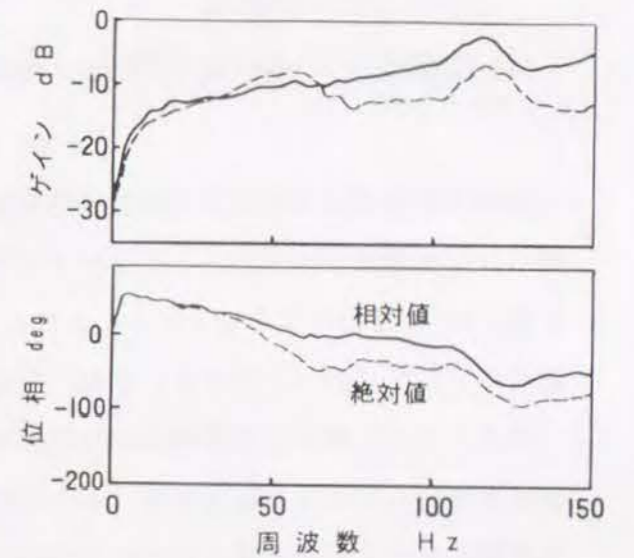


図4-4 相対加速度と絶対加速度による送り駆動部の伝達特性

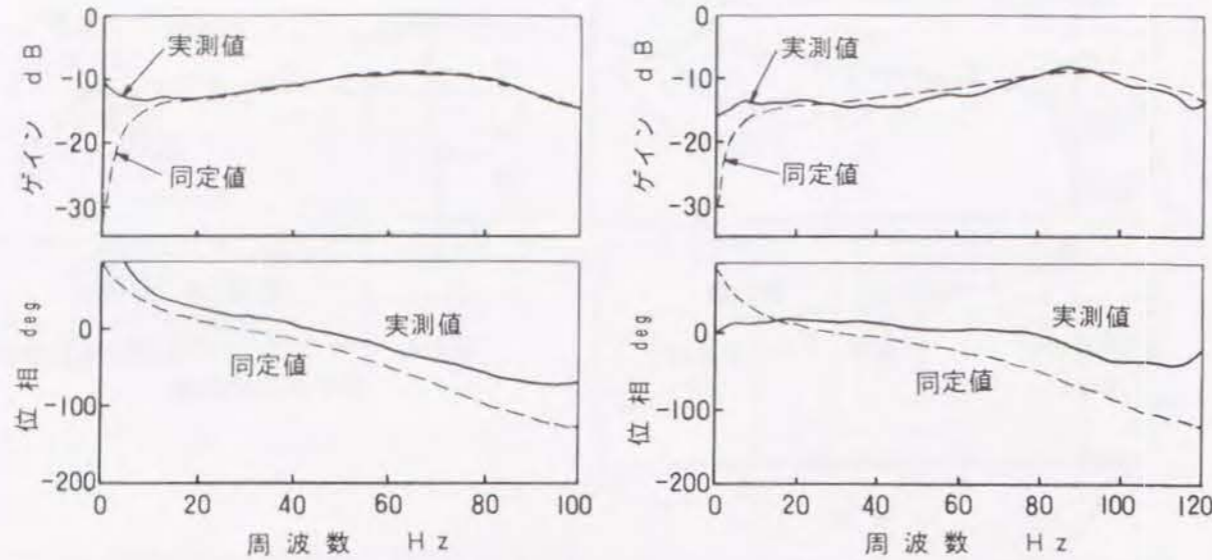


図4-5 機械AのY軸送り駆動部の周波数応答 図4-6 機械AのZ軸送り駆動部の周波数応答

加速度波形信号よりも若干の無駄時間が生じ、位相遅れとして現れたものである。試しに電流波形測定信号の入力を1サンプリング周期分(1/1280(s))ずらしてみたが、位相曲線が図4-3のようにオフセットし、これからもこのことが確かめられる。このオフセットは後述の図4-5、図4-6に示すY、Z軸にも見られる。

参考までに、機械AのX軸について出力として相対振動加速度を用いた場合と絶対振動加速度を用いた場合の伝達特性(モータ電流→被駆動体加速度)比較を図4-4に示す。相対振動加速度を用いた場合には50(Hz)付近のピークが無くなっており、この振動が機械構造全体の振動であることが分かる。フィードバック信号は相対値であるため、このような振動はフィードバック信号には介入しないので考慮する必要はない。

(2) Y軸

実測によって得られた周波数応答と同定したメカニカルパラメータを用いて計算した周波数応答を図4-5に示す。実測とモデルの周波数応答は100(Hz)付近までよく一致している。

送り方向剛性が設計値に比べかなり小さくなっているが、後述のようにDAC測定法で送り方向静剛性を単独で求めると 1.01×10^8 (N/m)であったことから、この結果は妥当と考えられる。なお、設計値を求める際には結合部の剛性は無限大としており、軸受支持ブラケットと基礎構造体との結合部の剛性が低いことが影響したと考えられる。

(3) Z軸

実測によって得られた周波数応答と同定した力学パラメータを用いて計算した周波数応答を図4-6に示す。実測とモデルの周波数応答は120(Hz)付近までよく一致している。

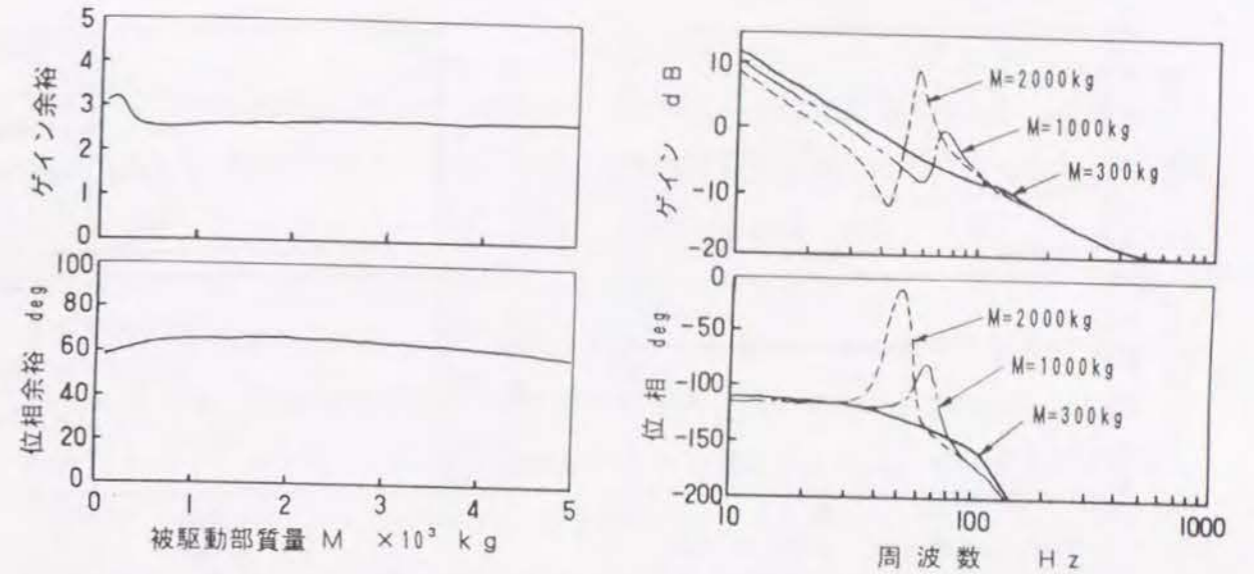


図4-7 被駆動部質量Mと速度ループの安定性の関係

図4-8 被駆動部質量Mによる速度開ループ周波数応答の変化(シミュレーション)

Z軸の案内面減衰係数は他の2軸に比較して大きい。これは、Z軸が垂直移動軸であり、ギブによって締め付けられる拘束面が水平移動軸の2面に対し3面と多いためと考えられる。

4.4 サーボ系の安定性に対するメカニカルパラメータの影響

4.4.1 速度ループの安定性に与える影響

第2章で構築した送り駆動機構のモデルには、M、K、C、Jの4つのメカニカルパラメータが含まれる。本節では各パラメータと速度ループの安定性の関係についてシミュレーションで考察する。なお対象とする送り駆動機構は前出の機械AのX軸で、サーボパラメータとしてはNCメーカーの推奨する標準設定値($K_p=33$ (s⁻¹), $V_g=150$ (A·s/rad), $V_i=682$ (-))が設定されている。

(1) 被駆動部質量 M

被駆動部質量Mと速度ループのゲイン余裕・位相余裕の間の関係をシミュレーションにより求めた結果を図4-7に示す。ゲイン余裕はM=300(kg)を境に大きく低下し、位相余裕はほとんど変化しない。この現象をシミュレーションによる周波数応答で解析する。

被駆動部質量Mが変化したときの速度ループの開ループ周波数応答を図4-8に示す。

速度開ループ周波数応答のゲイン曲線には、送り駆動機構部に基づく共振のピークと反共振の谷が近接して存在する。ピーク及び谷の前後を比較するとピークの存在する周波数

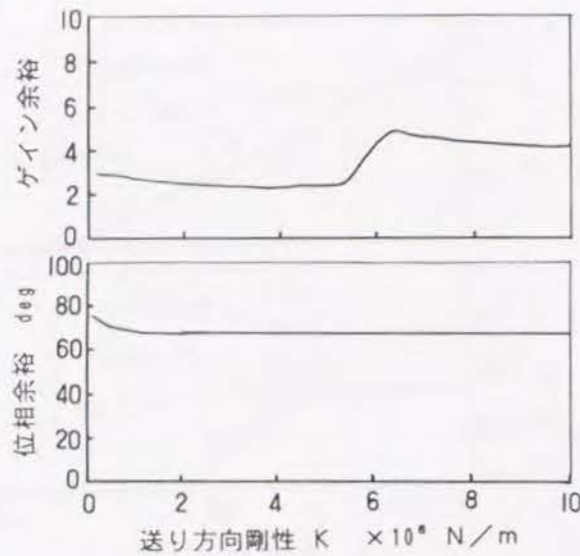


図4-9 送り方向剛性Kと速度ループの安定性の関係

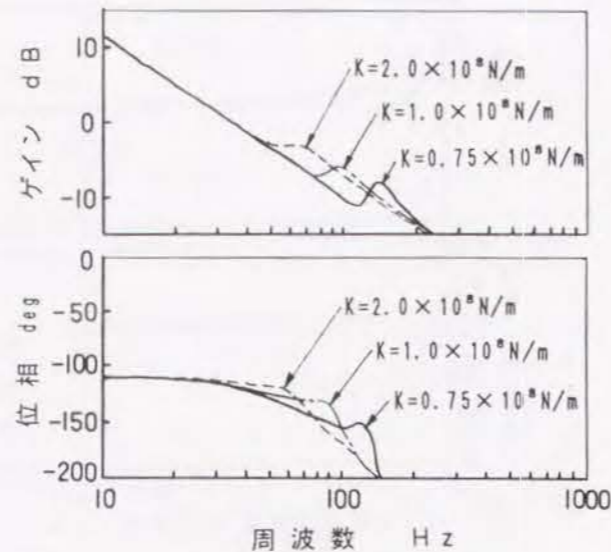


図4-10 送り方向剛性Kによる速度開ループ周波数応答の変化(シミュレーション)

よりも高い周波数では、谷の存在する周波数より低い周波数に比較してゲイン曲線が+方向にオフセットしている。

図4-8を見ると、Mが増大すると、共振、反共振周波数が低下し、共振ピーク及び反共振の谷の大きさが大きくなっている。これは、共振系の固有振動数は(剛性/質量)^{-1/2}に比例し、減衰比は減衰係数・(質量・剛性)^{-1/2}/2で与えられることから明かである。

ゲイン余裕の基準となる位相交差周波数が、ピークや谷の周波数よりも高いか低いまたはピークや谷の周波数と一致するかによってゲイン余裕は変化する。すなわち、位相交差周波数をf_cとすると、固有振動数がf_cより十分高ければ、ゲイン余裕は大きくなる。固有振動数がf_cよりも低い場合には、固有振動数がf_cよりも高い場合に比べてゲイン余裕は小さくなる。この場合、f_c≒120(Hz)であり、送り駆動機構の固有振動数はM=300(kg)の場合に115(Hz)となる。よってM=300(kg)を境にゲイン余裕は低下することがわかる。

(2) 送り方向剛性 K

送り方向剛性Kと速度ループのゲイン余裕・位相余裕の関係を示すシミュレーションにより求めた結果を図4-9に示す。図より、Kの増大とともにゲイン余裕は

- ① 始めはわずかではあるが減少する。
- ② 次に一転して増大していく。増大の仕方は①の減少に比べ急である。
- ③ 最後はわずかに減少していく。

位相余裕はほとんど変化しない。次に周波数応答をシミュレーションで求め、この現象を

解析する。

送り方向剛性Kが変化したときの速度ループの開ループ周波数応答を図4-10に示す。

図4-10を見ると、Kが増大すると、共振、反共振周波数が高くなり、共振ピーク及び反共振の谷が鋭くなっている。これは、共振系の固有振動数は(剛性/質量)^{-1/2}に比例し、減衰比は減衰係数・(質量・剛性)^{-1/2}/2となるからである。

- ① のゲイン余裕減少はf_cが固有振動数以下であるときに、Kの増大とともにピークがf_cに近づき、f_c付近でのゲインもそれに引きずられて増大するために生じる。
- ② のゲイン余裕増大は、共振・反共振周波数がf_cを通過する際に、ピークと谷の前後でのゲイン余裕のオフセットのために生じる。
- ③ のゲイン余裕減少は谷部がf_cから遠ざかって行くために生じる。

①、③のゲイン余裕の減少は②でのゲイン増加に比べて小さい。

(3) 案内面の減衰係数 C

シミュレーションにより、案内面の減衰係数Cと速度ループのゲイン余裕・位相余裕の関係性を求めた。その結果を図4-11に示す。図から、Cの増大とともに、ゲイン余裕・位相余裕ともに大きくなるのがわかる。この現象を、Cが変化したときの速度ループの開ループ周波数応答(図4-12)を用いて考察する。

図4-12を見ると、Cの増大と共に送り駆動機構の共振ピーク及び反共振の谷の大きさが小さくなり、固有振動数より低い周波数領域での位相遅れが小さくなる。Cが増大すると

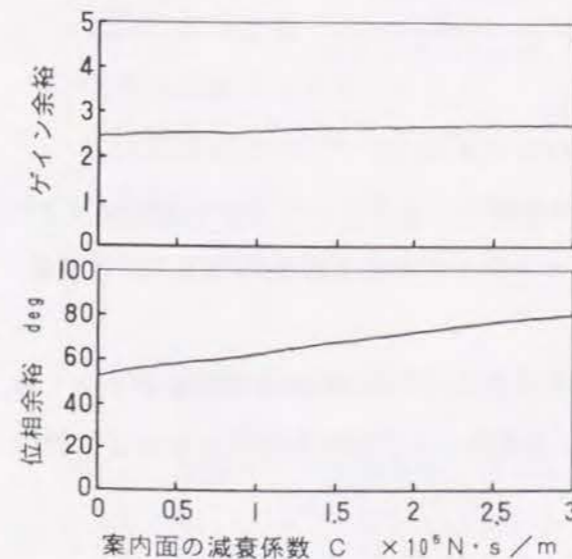


図4-11 案内面の減衰係数Cと速度ループ安定性の関係

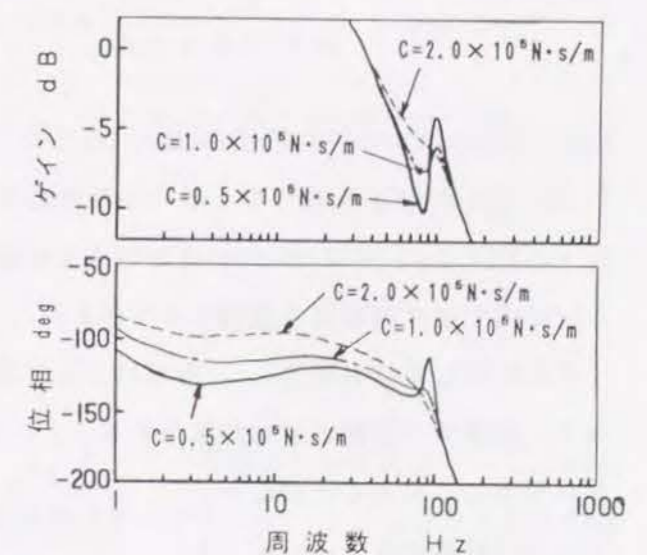


図4-12 案内面の減衰係数Cによる速度開ループの周波数応答の変化(シミュレーション)

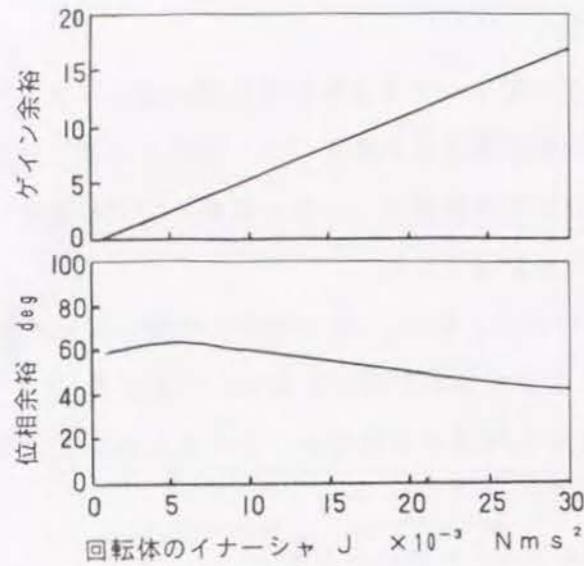


図4-13 回転体のイナーシャJと速度ループの安定性の関係

ピークが小さくなりピーク周辺でのゲインも下がるため、ゲイン余裕は大きくなる。また位相の遅れが小さくなるため、位相余裕は増大する。

ピークや谷が小さくなるのは、共振系の減衰比がCに比例するからである。低域での位相遅れが小さくなるのは次のように説明できる。

速度ループ内の送り駆動機構伝達特性として、電流→角速度間の伝達関数 $G\omega(s)$ を考える。この $G\omega(s)$ は1次遅れの形に近似すると次式のように $G\omega 2(s)$ となる。

$$G\omega(s) = \frac{Kt}{Js + \frac{K}{Ms^2 + Cs + K} R^2 \cdot Ms + \frac{K}{Ms^2 + Cs + K} R^2 \cdot C}$$

$$\approx \frac{Kt}{(J + R^2 \cdot M)s + R^2 \cdot C} = \frac{Kt}{J_a \cdot s + D} = G\omega 2(s) \quad (4-2)$$

ここで、 $J_a = J + R^2 \cdot M$ ：ボールねじ軸回りに換算した負荷イナーシャと回転体イナーシャの和、 $G\omega 2(s)$ は $G\omega(s)$ においてKが無限大になった場合である。 $G\omega 2(s)$ は速度ループ内で速度制御器と直列につながる。

Cに比例してDも増加し、それによって1次遅れ系 $G\omega 2(s)$ における時定数が小さくなって、低域での位相の遅れが減少する。よって、速度開ループ周波数応答における位相の遅れも小さくなることになる。

(4) 回転体のイナーシャ J

回転体のイナーシャJと速度ループのゲイン余裕・位相余裕の関係シミュレーションにより求めた結果を図4-13に示す。同図において、ゲイン余裕はJにほぼ比例して増

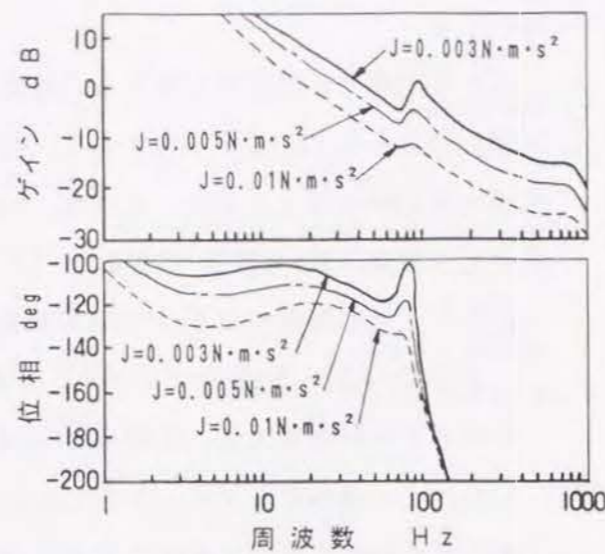


図4-14 回転体のイナーシャJによる速度開ループの周波数応答の変化(シミュレーション)

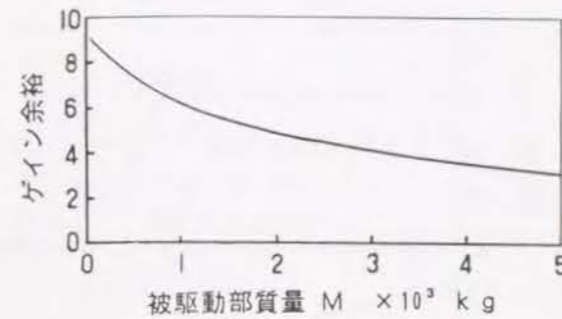


図4-15 被駆動部質量Mと位置ループの安定性との関係

加し、位相余裕は減少している。Jの増加によって速度ループのゲイン余裕が増大するのは、同時に J_a も増大し、前述の $G\omega 2(s)$ のゲインが減少するためである。また、Jが増大すると $G\omega 2(s)$ の時定数が大きくなるので、位相遅れが周波数の低い範囲に及ぶようになり、位相余裕が減少するためと考えられる。参考までにJが変化したときの速度開ループ周波数応答を図4-14に示す。

以上の(1)～(4)のシミュレーション結果から、速度ループのゲイン余裕に対してはJ、位相余裕に対してはCとJが、最も大きな影響を与えるメカニカルパラメータであることが分かった。そして速度ループの安定性を高めるには、

- ①固有振動数を f_c 以上にする
- ②減衰係数Cを大きくする
- ③回転体のイナーシャJを大きくすると同時に、位相余裕低下を防ぐため減衰係数も大きくする

という3つの方法が特に有効であることがわかる。

4.4.2 位置ループの安定性に与える影響

つぎに、位置ループの安定性に対するM、K、C、Jの影響について考察する。ただしここでは、フィードバックループ内に送り駆動機構部を含むクローズドループ制御を対象としている。

(1) 被駆動部質量 M

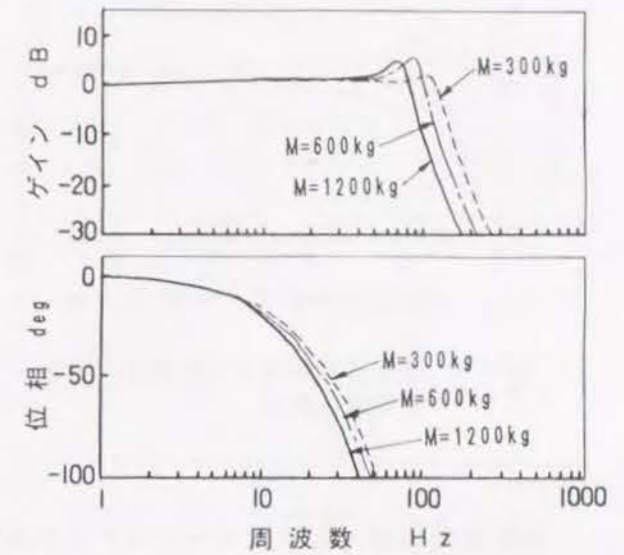


図4-16 被駆動部質量Mによる広義の速度ループの周波数応答の変化(シミュレーション)

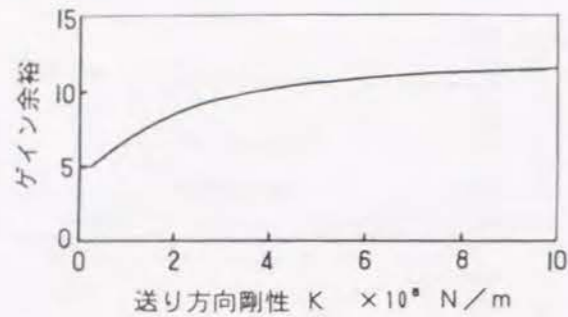


図4-17 送り方向剛性Kと位置ループの安定性の関係

被駆動部質量Mと位置ループのゲイン余裕との間の関係を、シミュレーションにより求めた結果を図4-15に示す。図よりMの増加に伴いゲイン余裕が減少していくのがわかる。これは、図4-16に示す広義の速度閉ループ周波数応答において、Mの変化とともに送り駆動機構の共振によるピークが移動するためである。広義の速度ループには送り駆動機構の特性が直列につながっているため、Mの増加に伴い送り駆動機構の固有振動数が低下すると ω_v も小さくなる。一方、 ω はほとんど変化しないので、式(4-5)より位置ループの安定性は低下すると考えられる。

(2) 送り方向剛性 K

送り方向剛性Kと位置ループのゲイン余裕との間の関係をシミュレーションにより求めた結果を図4-17に示す。図より、Kの増加に伴い位置ループのゲイン余裕も大きくなるのがわかる。図4-18に示すKに対する広義の速度ループ周波数応答によれば、Kが増加するとMの増大の時とは逆に送り駆動機構の固有振動数および ω_v が高くなることから、 ω は

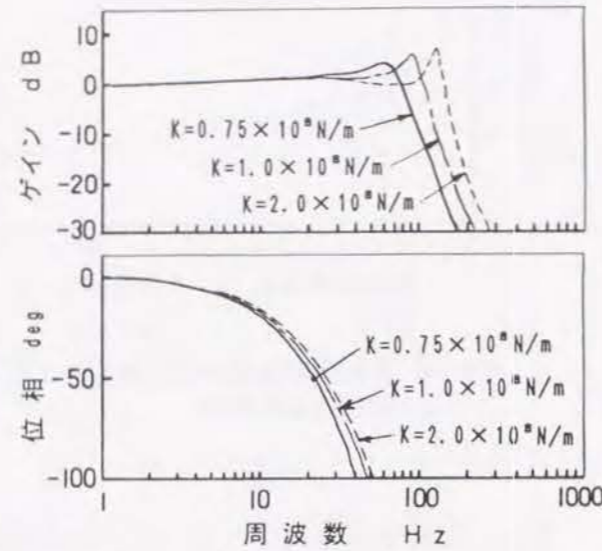


図4-18 送り方向剛性Kによる広義の速度ループの周波数応答の変化 (シミュレーション)

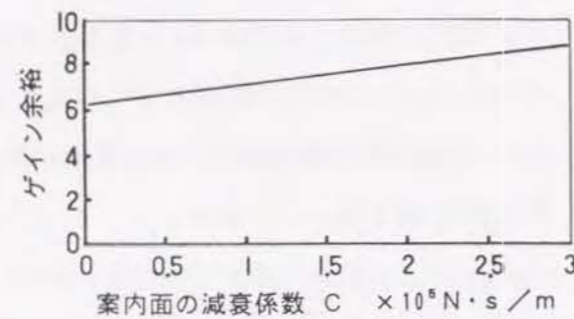


図4-19 案内面の減衰係数Cと位置ループの安定性の関係

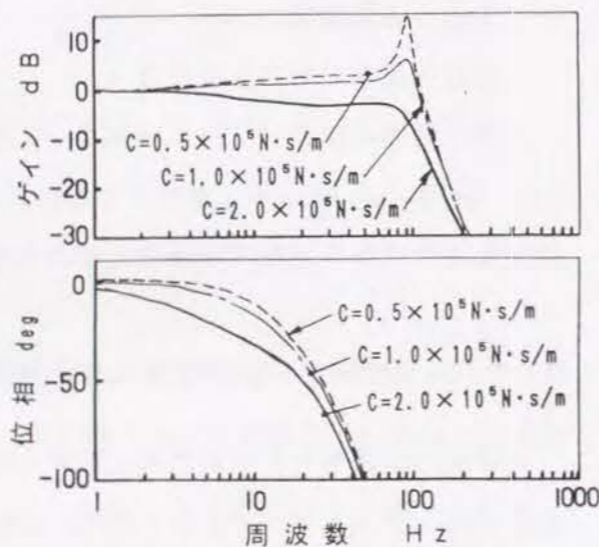


図4-20 案内面の減衰係数Cによる広義の速度ループの周波数応答の変化 (シミュレーション)

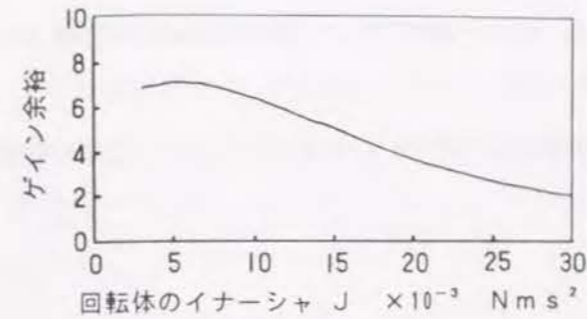


図4-21 回転体のイナーシャJと位置ループの安定性の関係

ほとんど変化しないため、式(4-2)より位置ループの安定性が高くなると考えられる。

(3) 案内面の減衰係数 C

案内面の減衰係数Cと位置ループのゲイン

余裕との間の関係をシミュレーションにより求めたところ図4-19のようになった。Cの増加につれてゲイン余裕も大きくなる傾向にある。これは式(4-2)において ω_v がほとんど変化しないのに対して ω は大きくなっていくためと考えられる。Cの増加で ω が増加するのは、1次遅れ+積分要素で構成される速度ループの開ループ伝達関数の閉ループ伝達関数は2次系であり、1次遅れ要素 $G\omega_2(s)$ (式(4-2)参照)の時定数が減衰能に反比例して減少するため、図4-20に示す広義の速度ループ周波数応答線図においても見ることができる。

(4) 回転体のイナーシャ J

回転体のイナーシャJと位置ループのゲイン余裕との関係をシミュレーションにより求めた結果を図4-21に示す。Jが増加すると位置ループのゲイン余裕は小さくなるが、これは図4-22に示すJに対する広義の速度ループ周波数応答と式(4-5)からわかるように、Jに反比例して ω_v は減少するのに対して ω はほとんど変化しないためである。

ω_v の低下は以下のように説明することができる。すなわちJの増加に伴いJaも大きくなる。すると、 $G\omega_2(s)$ にとっては速度ループのループ一巡のゲインが低下し、Vgが小さいのと等価となり、3.2.3節で論じたように ω_v は小さくなることになる。

一方、 ω についてはVgを小さくした場合には増大していた。しかし、Vgが減少するのではなくJaが増大する場合は、一次遅れ $G\omega_2(s)$ の時定数が大きくなり、これは ω が減少する要因となる。これらの相互作用により ω はほとんど変化しないと考えられる。

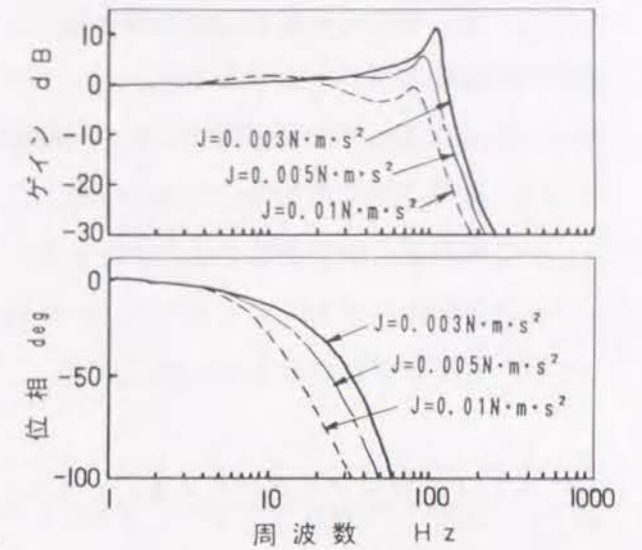


図4-22 回転体のイナーシャJによる広義の速度ループの周波数応答の変化 (シミュレーション)

(1) ~ (4) の各特性値に関する考察の結果、クローズドループ制御において位置ループの安定性を高くするためには、

- ① 送り方向剛性 K を高くするか、被駆動部質量 M を小さくすることによって送り駆動機構の固有振動数を大きくする。
- ② 案内面の減衰係数 C を大きくする。
- ③ 回転体のイナーシャ J を小さくする。

という方法が有効であることがわかる。

4.5 JKマップを用いたメカニカルパラメータチューニング

4.5.1 評価関数

具体的なチューニングマップを作成するには、まずチューニングの評価関数を設定する必要がある。メカニカルチューニングにおける評価関数は、前章までの考察からサーボパラメータチューニングと共通のサーボ剛性 H とするのが妥当である。すなわち、送り駆動系に存在する種々の運動誤差の内、追従誤差等のその他の誤差は補正やフィードフォワード制御等によって理論的にはゼロにする事ができるのに対し、外力による誤差が最も低減が困難であるからである。またサーボ剛性はクローズドループ制御時の外力に対する変位の逆数であるから、実際の設計者に対しても感覚的に受け入れられ易い。

ところが、サーボ剛性を向上させる構造的な対策としてイナーシャを大きくすると応答性が低下してしまう。適当なフィードフォワードゲインの設定により応答性を補うこともある程度可能であるが、サーボモータ容量の制限から目標の応答性を得られない場合もある。従ってチューニングの評価関数として、この応答性も加えることとした。

送り駆動系の応答性を表す実質的な評価値としてサーボモータの立上がり時間を採用し、サーボモータのパワーが十分であるかどうかの判断基準とする。この立上がり時間 t_r は次式で定義される。

$$t_r = \frac{2\pi J \cdot N}{60 \cdot T_{\max}} \quad (4-3)$$

ここで、 N : モータの最高回転速度 (min^{-1})、 T_{\max} : サーボモータの最大トルク ($\text{N}\cdot\text{m}$)。

最近のNC工作機械に使用されているサーボモータの最高回転数は $2000(\text{min}^{-1})$ が一般的であり、早送り時はこの回転数となる。よって、 $2000(\text{min}^{-1})$ に達するのに必要な時間を立上がり時間として用いる。式(4-3)で明らかなように、立上がり時間が目標値よりも大きく

なったときには最大トルク T_{\max} のより大きいサーボモータに変更する必要がある。

なお実設計では、 DN 値 (= ボールねじの直径 D と回転数 N の積) を最大ねじ径の判断基準として用い、ボールねじの温度上昇などからその上限値を決めているが、ボールねじの潤滑や冷却法が日々進歩していることもあり、その制限をはずし、本研究では考慮しないことにする。

4.5.2 JKマップと修正ベクトル

チューニングマップの縦軸と横軸の候補としては M , C , J , K , R がある。このうち被駆動部質量 M は最大積載質量や力学的バランスを考慮してできる限り軽量になるように形状が設計され、ほぼその値が固定される。また案内面の減衰係数 C も案内の種類 (すべり・ボールガイド・ローラガイドなど) により大略が決まり³³⁾、移動速度、潤滑油種、温度などで少し変動するのみである³⁴⁾。付加ダンパによる動特性改善方法も提案されている³⁵⁾ が、十分な制御はできていない。また R はボールねじのリードで決まり、これは要求仕様の送り速度とサーボモータの最高回転数によって決定される。従って評価関数のサーボ剛性や立上がり時間を積極的にコントロールできる J と K をチューニングマップの縦軸と横軸とするのが適当である。そこで、このチューニングマップを以後 JK マップと呼ぶことにする。

修正ベクトルには、個々の設計現場のノウハウも含めれば、いろいろなものがあるが、ここでは、ボールねじの径・長さとその支持方法の変更による標準的な修正ベクトルの計算法を提示する。

回転体のイナーシャ J ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$) は、式(2-11)をより具体的に示した次式で表される。

$$J = \frac{\pi \rho d c^4 L}{32} + J_m + J_c \quad (4-4)$$

ただし、 ρ : ボールねじ材料の密度 (kg/m^3)、 J_m : サーボモータのロータイナーシャ ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$)、 J_c : カップリングのイナーシャ ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$)。

送り方向剛性 K (N/m) は、シングルアンカ方式の場合のボールねじの送り方向伸縮による静コンプライアンスが全体に占める割合を α とすると、式(2-5)を変形した次式で与えられる (α の値は通常 $\alpha \approx 0.6 \sim 0.7$)。

$$K = \alpha \cdot m \cdot \frac{\pi E \cdot d c^2}{L} \quad (4-5)$$

ここで、 m はボールねじの支持形式により決定する係数 (シングルアンカのとき $m = 1$ 、

ダブルアンカのとき $m = 4$) である。

(J_0, K_0) を起点とする修正ベクトル ($J_1 - J_0, K_1 - K_0$) は、次のように求められる。

① ボールねじの支持形式をシングルアンカからダブルアンカに変更した場合

α を用いてボールねじの伸縮によるコンプライアンスとその他の成分を分割すると、

$$\frac{1}{K_0} = \frac{\alpha}{K_0} + \frac{1-\alpha}{K_0} = \frac{L}{m\pi E d^2} + \frac{1-\alpha}{K_0} \quad (4-6)$$

シングルアンカからダブルアンカに変更すると右辺第1項の m が4倍となるから、

このときの剛性 K_1 は、

$$\frac{1}{K_1} = \frac{\alpha}{4 \cdot K_0} + \frac{1-\alpha}{K_0} = \frac{4-3 \cdot \alpha}{4 \cdot K_0} \quad (4-7)$$

いま、 $\alpha = 0.67 (= 2/3)$ と仮定すると、

$$K_1 = 2.0 \cdot K_0 \quad (4-8)$$

この場合、 J については変化がないので $J_1 = J_0$ のままである。

② ボールねじ径を1ランク太くした場合

ボールねじ径の径列には標準数が採用されており、一般的にその公比は、

$$d_{n+1} / d_n = \sqrt[2]{10} \approx 1.12 \quad (4-9)$$

である。よって、修正ベクトルの終点 (J_1, K_1) は次式で計算できる。

$$J_1 = (d_1 / d_0)^4 \cdot J_0 = (1.12)^4 \cdot J_0 \approx 1.6 J_0 \quad (4-10)$$

$$K_1 = (d_1 / d_0)^2 \cdot K_0 = (1.12)^2 \cdot K_0 \approx 1.3 J_0 \quad (4-11)$$

③ ボールねじを長くした場合

ボールねじ長さ (取り付け支持部間距離) を仮に10%長くしたとすると、

$$J_1 = (L_1 / L_0) \cdot J_0 = 1.1 J_0 \quad (4-12)$$

$$K_1 = (L_0 / L_1) \cdot K_0 = 0.9 K_0 \quad (4-13)$$

④ ボールねじを短くした場合

ボールねじ長さを仮に10%短くしたとすると、

$$J_1 = (L_0 / L_1) \cdot J_0 = 0.9 J_0 \quad (4-14)$$

$$K_1 = (L_1 / L_0) \cdot K_0 = 1.1 K_0 \quad (4-15)$$

式(4-6)~(4-15)により、ボールねじ径・長・支持形式を変更したときの修正ベクトル

$$(\Delta J, \Delta K) = (J_1 - J_0, K_1 - K_0)$$

が計算できる。これを JK マップ上に現在値 (J, K) を基にベクトルとして表示する。

4.5.3 修正ベクトルの具体策

以上の検討によりメカニカルパラメータを変更すれば、結果としてサーボ特性の向上が図られ、優れた送り駆動機構を得ることができると分かった。ところで、メカニカルパラメータを変更するにはどのような具体的な対策があるかを何例かについて考えておく必要がある。とくにイナーシャの軽減については、元々できるだけ低くするのが良い設計であるから、それ以上の軽減は一般に困難である。そこで上述の①~④の対策以外のイナーシャ軽減法を検討しておく。

サーボモータが受ける負荷イナーシャを低減する方法は、かつてのギヤ減速が一般的な時代では減速比を落とすことであった。しかし、バックラッシュ除去や高速送りの必要性を背景に、高速、高トルクのACサーボモータの出現を機として、現在ではサーボモータとボールねじをカップリング等で直結するのが常識となっている。従ってこのような近年の送り駆動系でのイナーシャ低減法としては次の5つの対策が考えられる。ただし、(3)~(5)の対策ではイナーシャ単独の減少に留まらずサーボ系へのフィードバックループに影響するので、 JK マップも描き直しする必要がある。

(1) ボールねじ径の減少

一般にボールねじ径を設計値より細くすることはないが、しかしボールねじ径を細くす

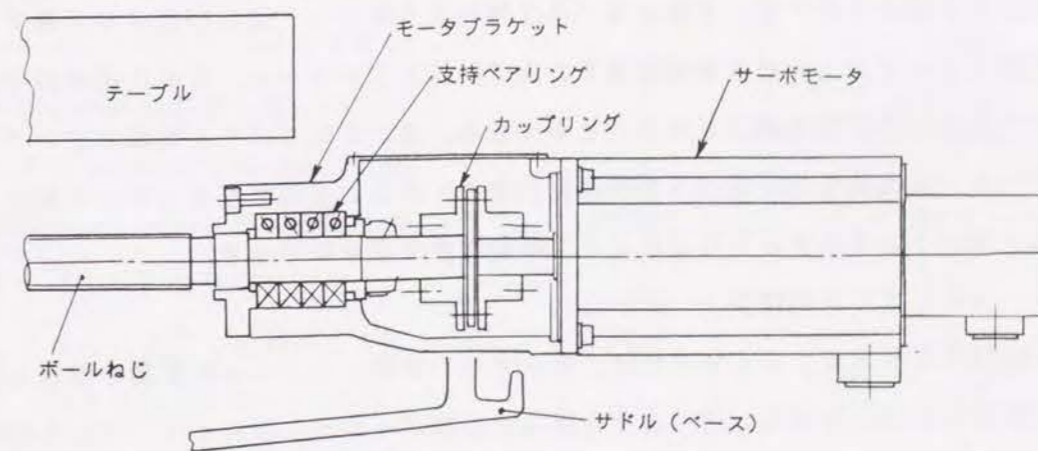


図4-23 送り駆動機構部に使用されているカップリング (例)

ることモータへの負荷イナーシャが低減し、結果的にロータイナーシャの小さな小型モータに変更できて全体の負荷イナーシャをさらに低減できる場合がある。もちろん伝達トルクから求められる最小軸径以上でなければならない。

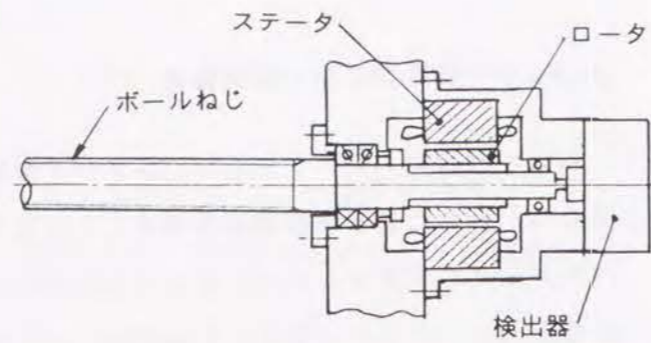


図4-24 ビルトインタイプのサーボモータ (計画図)

(2) カップリングの変更または省略

カップリングは 2.3 節で述べたように、一般に図4-23のような板バネを介したフレキシブルカップリングを用いることが多い。

これはボールねじ軸とサーボモータのロータシャフトの間の偏芯や偏角を吸収し、しかもラジアル方向のバックラッシュがほとんどないという特色を持つが、しかしその反面、トルク伝達の点からある程度の直径を必要とし、イナーシャもやや大きめである。従って、修正ベクトルの観点からみれば、注意深い組立を行うという条件を付加する必要が生じるが、直径のずっと小さなリジッドタイプのカップリングに変更して、イナーシャの低減を図ることも可能と言える。さらに電機メーカーの協力が得られるならば、図4-24に示すようなボールねじ軸端にビルトインタイプのサーボモータを組込み、カップリングを省略することも可能である。

(3) 被駆動部質量の減少

先に述べたように質量自体の物理的な減少には限度があるが、サドルタイプの立型マシンニングセンタで例をあげれば、X軸あるいはY軸のようなワーク側を移動させる軸では被駆動部質量はテーブル上の最大積載質量を含んで計算しているから、この仕様を若干制限することで見かけの質量を減少させることができる。またZ軸ではたとえばカウンタウェイト式のバランス機構を油圧式バランスに変更する、あるいは省略する(サーボモータの保持トルクでバランスさせる)ことにより、移動質量を半分にできる。

(4) ボールねじリードの減少

ボールねじのリードを小さくできれば、モータへの負荷イナーシャは質量を低減したのと同等の効果がある。近年高い送り速度を得るためにボールねじのハイリード化の傾向があるが、小さいリードのままでもサーボモータの回転速度の高いものを採用することにより送り速度を高める方法もあるので、ボールねじの許容回転数内で選択が可能である(一般的なサーボモータの仕様では、 2000min^{-1} と 3000min^{-1} とがある)。

(5) サーボモータの変更

最近の送り速度の高速化に伴うサーボモータへの要望からモータロータイナーシャが小さく、しかも高性能の永久磁石の採用でコンパクトで高トルクのサーボモータ(低慣性ACサーボモータ)が開発されており、数多くの種類の中から選択できる。

4.5.4 メカニカルチューニングの手順

送り駆動部の設計の際には使用するNC装置は既に決定されているのが一般的であるから、用いられるNCサーボ部については既に決定済みで、使用するサーボモータの候補が数種類あるのみとする。また前述のように、送り駆動部のメカニカルパラメータの内Mは、積載重量、主軸重量、構造体の肉厚等によって決まり、Cは案内面形状、案内面の材質、潤滑油によって決定されるので、MおよびCは、送り機構設計の段階では既に決定されているものとして扱う。そして残るJ、Kについて求める。

トータルチューニングの一つの方法として、JKマップを用いたボールねじの諸元及びサーボモータの選定判断の手順を図4-25に示す。この方法は設計者が適宜判断を加えつつ、次のように実施する。

- (1) ボールねじ及びサーボモータを仮に選定し初期値とする(従来の設計法で可)。
- (2) 上記の設計諸元から求めたJ0およびK0を中心として、J、Kを変化させ、各々のJ、Kに対して 2.1 節で述べた

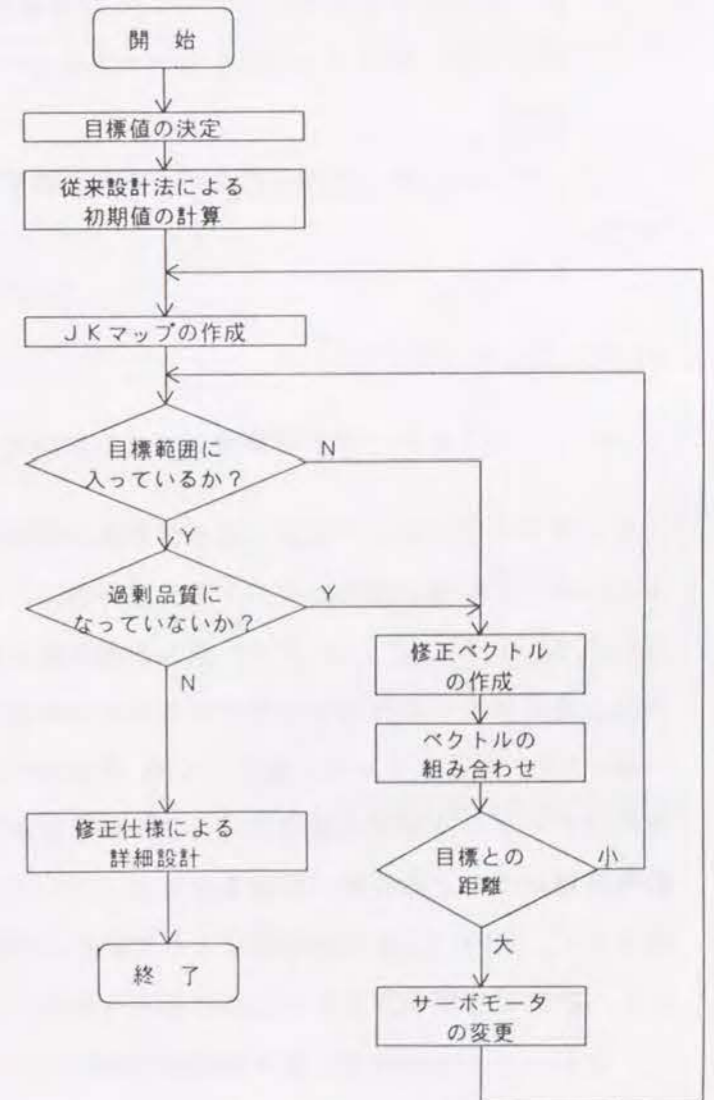


図4-25 JKマップによるメカニカルチューニングの流れ

サーボパラメータチューニングを行う。得られた最大サーボ剛性HからJKマップを作成する。また、目標の立上がり時間を式(4-3)から計算し、JKマップに描く。

- (3) 目標のサーボ剛性値Hに達していない場合、あるいは目標をオーバーしている場合は、ボールねじ径d、長Lを変更、あるいは支持形式を変更したときのJ1、K1を計算して修正ベクトル(J1-J0, K1-K0)を作成し、JKマップ上に描く。対策の選択、組合せは目標までの距離・方向から設計者が判断する。
- (4) 設計者は各修正ベクトルまたは合成ベクトルの目標までの距離・方向から対策の選択する。目標条件に達しない場合にはさらに修正ベクトルを広げてみる。
- (5) サーボ剛性Hと立上がり時間trが目標値を満足せず、かつJも減少できないようであれば、最大トルクが1ランク上のサーボモータに変更し、手順(2)からやり直す。

こうした手順に従って得られたボールねじ諸元、サーボモータを最終的な設計値として決定する。

4.6 ケーススタディ

4.6.1 セミクロード制御機(FTL専用機)の場合

セミクロードループ制御の送り駆動系の設計例として専用機を選択した。専用機を選んだのは、この種の設計はコスト優先性が強く、しかも設計時に参考にできる類似機が少ないので、トライ・アンド・エラー式に改善を進めることが困難であり、本チューニングの手法を適用するのが有効な分野であるためである。

表4-3は、あるライン向け専用NC機 機械Bの送り駆動系に要求されている仕様である。機械はテーブル固定型の横型機であり、軸構成は下からX、Z、Y軸の順で、各軸の被駆動部質量はその上部の軸の質量を含んでいる。ここで、被駆動部質量が最も大きいX軸を取り上げ、表4-3の仕様を初期値として前述の手順に従ってメカニカルチューニングを試みる。設計の目標条件は次のように与えられたとする。

DT1: サーボ剛性: $H > \text{目標値} : H_{des} = 1.0 \times 10^{10} \text{ (N/m)}$

DT2: 立上がり時間: $t_r < \text{目標値} : t_{des} = 0.1 \text{ (s)}$

ただし、ボールねじの呼び径dは、以下のようなボールねじメーカー製品系列から選択する³⁰⁾。

$d = 25, 28, 32, 36, 40, 45, 50, 55, 63 \text{ (mm)}$

またサーボモータは、前出の表3-3に示すA、Bの2種類について検討する。

まず表4-3の設計諸元から、初期値J0、K0を計算すると、 $J_0 = 3.15 \times 10^{-3} \text{ (N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2)$ および $K_0 = 1.56 \times 10^8 \text{ (N/m)}$ となる。

次に手順(2)に従って、図4-26のようなJ0、K0を含む領域のJKマップを作成した。描かれたサーボ剛性の等高線が、 $K = 1.5 \times 10^8 \text{ (N/m)}$ のところで大きく変化しているのは、 $\sqrt{(K/M)} / 2\pi$ で表される送り駆動機構の固有振動数が位相差周波数に相当するためである。

本図上でJ0、K0をプロットしてみると、サーボ剛性に関する目標条件DT1を満たしていないことがわかる。そこで修正ベクトルを計算し、JKマップ上に描き加えた。この図の中の①~④の数字は、それぞれ

①: ボールねじ支持形式を変更の場合(シングルアンカ方式をダブルアンカ方式に変更)
 ②: ボールねじ呼び径(外径)を変更した場合(ここでは $d = 36 \text{ (mm)}$ から 40 (mm) に変更)
 ③: ボールねじ長を長くした場合(875 (mm) から 963 (mm) に変更: +10%)
 ④: ボールねじ長を短くした場合(875 (mm) から 788 (mm) に変更: -10%)

の修正ベクトルである。修正ベクトルを描くことにより、設計者は次のような判断ができる。ボールねじの支持方式をシングルアンカからダブルアンカに変更する手段によって機構の剛性Kは大きくできるが、サーボ剛性Hが逆に低下するので、総合剛性としては相殺される。部品点数の増

表4-3 機械Bの送り駆動機構に関する主な仕様

項目	X	Y	Z
軸移動量 (mm)	500	400	500
被駆動部質量 (kg)	1300	450	920
早送り速度 (m/min)	24	24	24
案内面形式	すべり	すべり	すべり
サーボモータ	モータA	モータA	モータA
ボールねじ仕様	支持形式	シングルアンカ	シングルアンカ
	ねじ直径 (mm)	36	36
	支持長さ (mm)	875	700
	リード (mm)	16	16

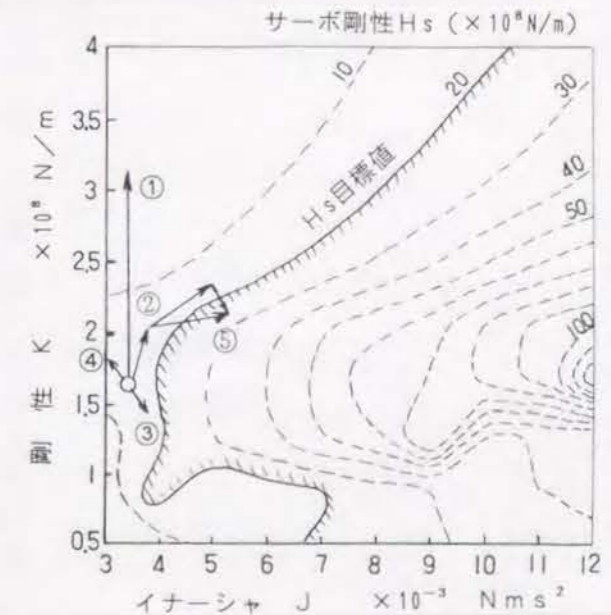


図4-26 FTL専用機的设计初期値におけるJKマップ

加や支持部の剛性補強によるコスト増を考え合わせれば、シングルアンカのままとする方がよい。またボールねじ長の変更による修正ベクトルは目標に対して直角な方向であり、サーボ剛性Hの改善手段としては意味がない。同様に、ボールねじ径を $d=36(\text{mm})$ から $40(\text{mm})$ とする修正ベクトルや、さらに $d=45(\text{mm})$ とする修正ベクトルもサーボ剛性の等高線とはほぼ平行であり、ボールねじ径を太くしたにもかかわらず、サーボ剛性Hはあまり大きくなると予想できる。

そこでチューニング手順に従って、ベクトル加算を検討した。サーボ剛性の高い方向へ修正ベクトルを向けるには、ボールねじの呼び径の変更と同時にボールねじ長を長くすればよい。しかしこれらの合成ベクトルの大きさでは目標条件DT1に到達できないので、ボールねじの呼び径をさらに $40(\text{mm})$ から $45(\text{mm})$ に変更($J1=4.97 \times 10^{-3}(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2)$, $K1=2.43 \times 10^8(\text{N/m})$)し、同時にボールねじを長くした。その結果、これらの合成ベクトル⑤はDT1の条件を満足できるようになり、またこのときの立上がり時間は式(1)より $t_r=0.041(\text{s})$ で、条件DT2も満たしているため、ここでメカニカルチューニングのプロセスを終了した。

結局、サーボモータと支持形式はそのまま、ボールねじ呼び径を2ランク太く、長さを10%増大させる結果となったが、これは従来のトルクの大小計算による設計では考慮されることがなかったサーボ系とのマッチングを重視した結果である。

4.6.2 クローズドループ制御機(マシニングセンタ)の場合

金型加工用マシニングセンタの場合、目標精度が高く、クローズドループ制御とすることが多い。ここではその1例として表3-1に示す機械Aの設計を考える。この中で被駆動部質量Mが大きいY軸をメカニカルチューニングの対象として選び、機械に対する高速高精度の要求から以下の設計目標を設定した。

DT1:サーボ剛性: $H > \text{目標値: } H_{\text{des}} = 1.0 \times 10^9 (\text{N/m})$

DT2:立上がり時間: $t_r < \text{目標値: } t_{\text{des}} = 0.06 (\text{s})$

ここで使用するサーボモータおよびボールねじ径は、前のケーススタディと同じものの中から選択する。

手順(1), (2)に従って求めたJKマップを図4-27に示す。クローズドループ制御の場合、フィードバックループ内に機構部が含まれているため、図4-26のような湾曲部は現れない。図に示した(J_0, K_0)の位置により、設計の初期値は条件DT1を満してい

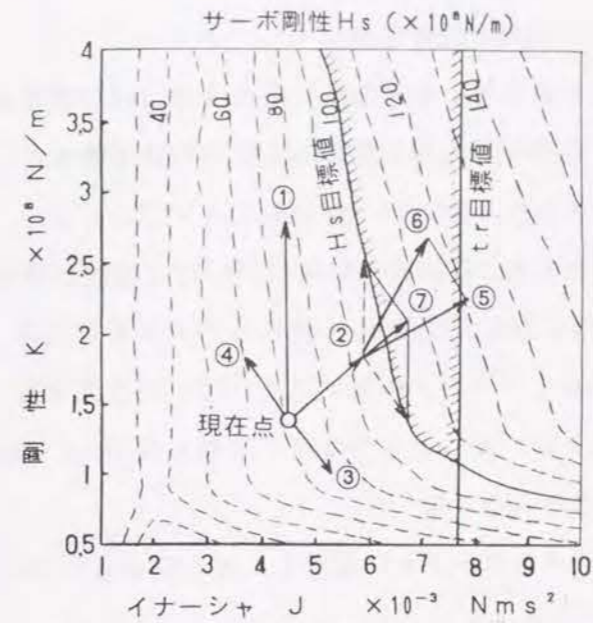


図4-27 機械AのY軸の現状仕様におけるJKマップ(クローズドループ制御, サーボモータはモータB)

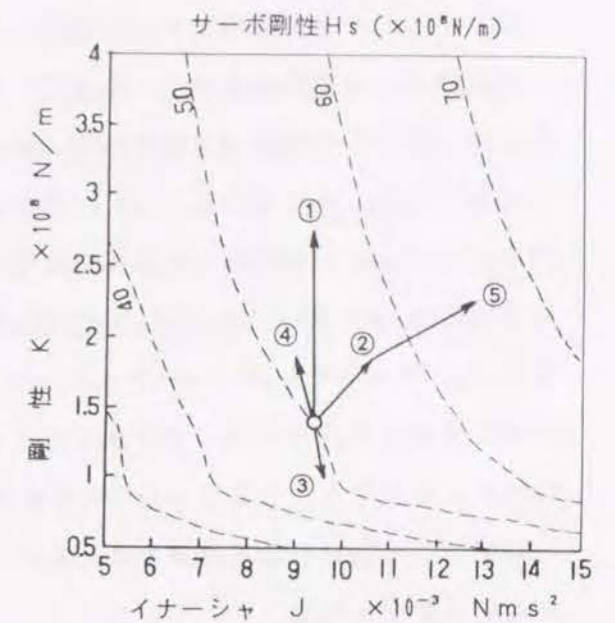


図4-28 サーボモータをモータBとした場合のJKマップ(機械AのY軸, クローズドループ制御)

ないことがわかる。そこでこの初期値を起点とする修正ベクトルを作成し、図中に追記表示した(①~④)。

図より次のようなことが読み取れる。サーボ剛性の等高線が右下がりの傾斜であることから、ボールねじの長さの変更やJまたはKを単独に増強するよりも、ボールねじの径を増やすのが最も修正効果大きい。しかし、サーボ剛性改善量は $20 \times 10^8(\text{N/m})$ 程度で、目標条件DT1には少し不足である。これを達成するには⑤のようにさらにもう1ランクの呼び径アップとすることが考えられるが、これはイナーシャの増加を伴い今度は目標条件DT2が満足できなくなる。そこで手順(4)で述べたようなベクトル加算を検討する。すなわち、制約領域内の目標サーボ剛性が得られる方向に修正ベクトルが向くようにベクトルを組み合わせる。たとえば、図4-27に⑥, ⑦で追記して示したように、

⑥ ボールねじ径を太くすると同時にボールねじ長を短くしてJを下げる。

⑦ ボールねじ長さを長くしてJを大きくすると共に、ボールねじの支持剛性のアップやボールナットの有効巻数の増加により機構剛性Kをさらに増大させる。

こうした方法によりDT1とDT2を同時に満足することができる。本例の場合、ボールねじ長さを変更する余裕が少なかったため、結局ねじ径 $45(\text{mm})$ のボールねじの選定に加えて⑦の対策を施すこととし、チューニングを終了した。

さて、いま要求がさらに高精度となり、設計目標DT1が次のように変更されたと仮定する。

$DT1'$: サーボ剛性 : $H > \text{目標値} : H_{des} = 1.2 \times 10^{10}$ (N/m)

図4-27より目標条件 $DT1'$ を達成しようとする、ボールねじ径 $d = 50$ (mm)が選定されるが、 $DT2$ を達成できなくなる。さらに上述のベクトル加算の手法でも到達できないことがわかる。そこで手順(5)に従い出力がより大きいモータBを用いることとした。図4-28にモータBを用いた場合のJKマップを示す。等高線の傾向の図4-27との違いはモータ特性(L_m, R_m, K_e, K_t など)の差異によるものである。またモータBでの初期値 J_0 は、サーボモータのロータイナーシャやカップリングの違いにより図4-27と異なる。同様の方法で修正ベクトルを作図することにより、モータBではボールねじ径が $d = 50$ (mm)のとき $DT1'$ と $DT2$ を同時に満足できるようになった。

結局、この設計目標を達成するために、モータをモータBに変更し、ねじ径は $d = 36 \rightarrow 50$ (mm)に変更された。

4.7 結 論

送り駆動系の機構部モデルを実機の同定により検証し、このモデルを用いたシミュレーションによりサーボ系に及ぼすメカニカルパラメータの影響について考察した。またチューニングマップと修正ベクトルを使ったメカニカルパラメータのチューニング法のアルゴリズムを構築し、実際の設計パラメータ値を使ってチューニングを行った。その結果得られた結論は以下の通りである。

(1) 実測によって得られた周波数応答と同定した力学パラメータを用いて計算した周波数応答はX, Y, Z軸とも100(Hz)付近までよく一致した。

(2) 速度ループの安定性向上のためには、次の3つの方法が有効である。

- ①送り駆動機構の固有振動数を f_c 以上にする。
- ②減衰係数 C を大きくする。
- ③回転体のイナーシャ J および減衰係数 C を同時に大きくして位相余裕の低下を防ぐ。

(3) クローズドループ制御において位置ループの安定性を高くするためには、次の3つの方法が有効である。

- ①送り方向方向剛性 K を高めるか、被駆動部質量 M を低減することによって送り駆動機構の送り方向の固有角振動数 ω を大きくする。
- ②案内面の減衰係数 C を大きくする。

③回転体のイナーシャ J を小さくする。

(4) チューニングマップを用いることにより、現状の設計値で得られるサーボ特性と目標値との距離、対策の効果が図示でき、設計者の理解を支援することができた。

(5) JKマップを用いた具体的なメカニカルパラメータチューニングの手順を提案し、実際にセミクローズドループおよびクローズドループの送り駆動系の設計値を使って本チューニング法を適用した結果、目標値を満足する具体的な手段が選択できた。

第5章 同時多軸制御におけるチューニング

5.1 結論

これまではトータルチューニングを検討する第1のステップとして基礎的な1軸の運動誤差の発生メカニズムから考え、そしてサーボ剛性を評価関数としたサーボパラメータチューニングの方法について考察し、さらにJKマップを用いたメカニカルパラメータチューニングの方法について提案し、それぞれのチューニング効果について確認してきた。すなわちサーボパラメータチューニングやメカニカルチューニングについて、基礎的な1軸の運動についてのみ扱ってきたが、本章では実際の加工において多くみられる同時多軸制御を用いた直線補間や、円弧補間など複数の制御軸を対象としたチューニング方法に拡張し、実用的なトータルチューニング手法として完成する。そこでまずこれらの運動の輪郭誤差を小さくする観点から、チューニングアルゴリズムを導くことにする。この輪郭誤差は、2.6.1節で示したように、運動開始から十分時間が経った後に残存する定常状態での輪郭誤差と、加減速等の指令変化に伴う過渡応答時の輪郭誤差に分けることができる。しかし、近年の能率重視の工具経路では加減速のためのエアカットは許されず、また微小線分で構成された自由曲面のプログラムでは頻りに加減速が繰り返され、過渡応答時の輪郭誤差の低減が重要な問題となっているので、本研究では「過渡応答時および定常状態での輪郭誤差の低減」を目標に多軸サーボパラメータチューニングを行うこととした。

まず、本章の5.2節では、多軸メカニカルチューニングについて検討する。第2章の考察より輪郭誤差の低減のためには機構部の伝達関数を各軸で揃えることが重要で、そのためには各軸の固有振動数を揃える必要があることが分かった。そこでその固有振動数を操作するにはどのメカニカルパラメータをどのように操作すれば良いかを検討する。そしてJKマップを使った固有振動数の修正方法を提案し、多軸メカニカルチューニングのアルゴリズムを構築する。また5.3節では多軸サーボチューニングの検討を行う。まず定常状態での輪郭誤差の低減方法について検討し、続いて加減速時等の過渡応答時の輪郭誤差の低減方法を検討する。そして以上の一連の検討結果を踏まえて、多軸チューニングアルゴリズムを構築する。5.4節においては、輪郭誤差をシミュレーションと実機において測定し、チューニング効果を確認する。最後の5.5節は以上をまとめた本章の結論である。

表5-1 機械Cの固有振動数の計算結果

軸	M (kg)	M' (kg)	M'/M	fn (Hz)		
				式(5-1)	式(5-2)	比率
X	240	3475	14.0	206.2	199.5	0.97
Y	675	5828	8.5	132.8	125.7	0.95
Z	1060	5997	5.7	105.4	98.2	0.93

5.2 多軸メカニカルパラメータチューニング

5.2.1 固有振動数の操作変数

送り駆動系の固有角振動数 ω は、第2章で示した機構の数学モデル(モデルA)の連立運動方程式の固有値として次のように求められる。

$$\omega^2 = \frac{Ks \cdot (J/R^2 + M)}{(M + Mb) \cdot (J/R^2) + M \cdot Mb} \quad (5-1)$$

ここで全負荷イナーシャを $J_a(Nm \cdot s^2)$ とすると、一般に $M \gg Mb$ であるから固有振動数 ω は、

$$\omega = \sqrt{Ks/M \cdot (J/J_a)} \quad (5-2)$$

と求められる。さらに実用的な概略計算では、 $J/J_a \approx 1$ であるとして、

$$\omega = \sqrt{Ks/M} \quad (5-3)$$

近似するが、これはリード p が比較的小さい場合に限り成立する。最近では高速の早送り速度を得るためにハイリード化の傾向にあり、必ずしも $J \approx J_a$ と見なせない場合が多い。

式(5-2)および式(5-3)を用いて算出した結果、およびそれらの比率を表5-1に示す。また、用いた被駆動体の質量 M 、サーボモータのロータイナーシャ J_m とボールねじのイナーシャ J_b を合わせた回転体のイナーシャ J を送り方向に換算した等価質量 M' 、および M'/M の比率を併せて示す。 $J/J_a = 1$ とした式(5-3)を用いた固有角振動数の計算値と式(5-2)を用いた計算結果との差は5%以下である。また表に示すように、 M'/M が大きいほど、式(5-3)は式(5-2)に近くなる。このことから、一般に小型機の場合には、ボールねじとサーボモータのイナーシャは小さいので式(5-2)を用いるべきで、中・大型工作機械においては、式(5-3)でもかなり正確に固有角振動数が算出できることが分かる。ただし、本章ではより一般的な式(5-2)によって送り駆動系の固有角振動数を算出することとした。

式(5-2)からわかるように、固有角振動数 ω を操作できるのは、イナーシャ J_a (J を含

む) および送り方向剛性 K_s である。すなわち、これはメカニカルパラメータチューニングの際に J K マップ上で固有角振動数の変化の様子も同時に検討することができることを意味している。そこで J K マップ上で固有角振動数 ω が等しい点を連続的につないだ曲線を ω 曲線と呼ぶことにする。 ω 曲線は式(5-2)を変形した次式で表される。

$$K = \omega^2 \cdot M \cdot (J / J_a) \quad (5-4)$$

なお、式(5-2)に J 、 K の数値を与えて、目標の固有角振動数 ω となる M を求めることもできる。駆動体質量は低減することが非常に困難であるので操作変数としては適切ではないが、増加することは可能であるし、例えばテーブル上最大積載質量の制限などで見かけ上低下させることもできる。 J や K での修正ベクトルに限界が生じたとき、質量 M の変更も固有振動数を揃える手段として効果的である。

5.2.2 加減速時の加速度と最大負荷質量の関係

サーボモータのトルク T は、

$$T = J \cdot (d\omega / dt) \quad (5-5)$$

として表される。従って、サーボモータの最大トルク $T_{max}(N \cdot m)$ は次式で求めることができる。

$$T_{max} = \frac{2\pi \cdot N_{max}}{60 \cdot tr} (J + R^2 \cdot M) = \frac{p^2 \cdot N_{max}}{377 \cdot tr} (M' + M) \quad (5-6)$$

ここで、 N_{max} :モータの最高回転速度(min^{-1})、 tr :加減速時の立上がり時間(s)。従って、このサーボモータが駆動可能な最大負荷質量 M_{max} は、

$$M_{max} = (M' + M)_{max} = 377 \cdot T_{max} \cdot tr / p^2 \cdot N_{max} \quad (5-7)$$

ここで、 $p \cdot N_{max} / 60$ はテーブル直線運動の最高送り速度を表すから、これを tr で割ると、この項はテーブル送りの立上がり加速度である。従って、式(5-7)を重力加速度 g に対する比率 G を用いて表すと、

$$M_{max} = 0.64 \cdot T_{max} / p \cdot G \quad (5-8)$$

通常の機械での加速度は、 $0.3 \sim 0.4G$ 、高速高能率加工機では $0.8 \sim 1G$ 以上である。

5.2.3 チューニング手順

(1) 仕様諸元から式(5-2)を用いて各軸の固有振動数を計算し、その内最も低い値の軸

からチューニングを開始する。

- (2) 現在の設計値(J_0 , K_0)を中心に J および K を漸増し、その時の条件で得ることのできる最大サーボ剛性値を等高線で結び、 J K マップを作成する。
- (3) 修正ベクトルを計算して、 J K マップに追記する。設計目標のサーボ剛性、立上がり時間を満足するように修正ベクトルを選択する。この時点では ω 曲線を描く必要はないが、可能な限り固有振動数が大きくなる方向を選ぶ。式(5-2)より明らかなように ω を向上するには K_s を増大するか、逆に J や M を小さくする。もし質量の変更を行った場合には J K マップを描き直す。
- (4) 固有振動数の次に低い軸のチューニングを行う。同様にして作成した J K マップ上に、式(5-4)による ω 曲線を描く。このときサーボ剛性の目標値で定まる J K マップ上の領域を ω 曲線が通過しない場合には、目標値を見直さなければならない。
- (5) チューニング目標条件を満足する範囲内で ω 曲線に近づくようにメカニカルチューニングを行う。サーボ剛性値は、目標条件を満足する範囲内ならば現状から減少してもかまわない。
- (6) (4)の操作を残りの各軸について行い、得られた各軸の設計パラメータを最終的な設計値として決定する。

5.3 多軸サーボパラメータチューニング

5.3.1 定常状態での輪郭誤差の低減方法の検討

まず定常状態での輪郭誤差を低減するチューニング方法(これをチューニング1と呼ぶ)について検討する。複数軸の同時制御において、追従誤差の比が送り方向の傾きと一致していない場合、図5-1に示すような輪郭誤差が生じる。このときの追従誤差の定常値 e_t は、式(2-19)で示したように位置ループの応答遅れに基づく追従誤差の定常値 e_p に、加減速に基づく追従誤差を加えたものである。

$$e_t = (K_a + T_s) \cdot F \quad (2-19)'$$

ただし、

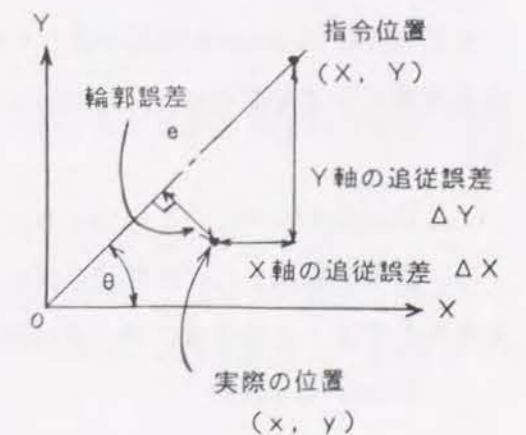


図5-1 同時2軸制御における定常状態での輪郭誤差

$$K_a = \frac{D / (V_g \cdot K_t) + 1 - K_f}{K_p}$$

送り速度Fの軸分配比が送り方向の傾きとなるので、各軸の追従誤差の比を送り方向の傾きと一致させるには、各軸のKaを等しくすればよいことになる。Kf, Tsの設定は他のパラメータに依存するので、まずKpを一致させる。

直線補間における定常状態での追従誤差の例としてコーナーでのだれ現象がある。これは厳密には定常状態での誤差ではないが、それが原因となって生じるので、フィードフォワードゲインを適度に設定するなどの追従誤差を低減する対策をとればコーナーでのだれも低減できる。軸の追従誤差は低減でき、特に直線補間時の追従誤差を無くするためには、2.4.3節の式(2-20)で示したように、

$$K_f = 1 + D / (V_g \cdot K_t) \quad (2-20)'$$

にすればよい。ただし、速度のオーバーシュートを加減速時定数tsの調整で取りきれないときにはKfを小さくする必要がある。

5.3.2 過渡応答時の輪郭誤差の低減方法の検討

過渡応答時の輪郭誤差も考慮した場合のチューニング（これをチューニング2と呼ぶ）には、上記の定常状態での制約に加えて

「 $K_v(s) \cdot G\omega(s)$ も各軸間で等しく」

しなければならない。そしてその上でサーボ剛性が最大になるように各ループ内のサーボパラメータを設定し、Kfを式(2-20)により求める。

まず $K_v(s) \cdot G\omega(s)$ を軸間で等しくするための具体的な方策について検討する。電流→角速度間の伝達関数 $G\omega(s)$ は、式(4-2)で示した1次遅れ形の伝達関数 $G\omega_2(s)$ で近似できる。

$$G\omega_2(s) = K_t / (J_a \cdot s + D) \quad (4-2)'$$

一方、速度制御器 $K_v(s)$ は前述の図2-11のようで、X, Y軸の各パラメータは表5-2のようであるとする。このとき、 $K_v(s) \cdot G\omega_2(s)$ は、

$$K_v(s) \cdot G\omega_2(s) = \frac{a \cdot V_g \cdot K_t \cdot (T_v \cdot s + b \cdot V_i + 1)}{(J_a \cdot s + D) \cdot (T_v \cdot s + 1)} \quad (5-9)$$

となる。式(5-9)より、 $K_v(s) \cdot G\omega_2(s)$ を軸間で等しくする制約条件は次のようになる。

表5-2 X, Y軸の各パラメータ

	$J+R^2M$	R^2	$K_t \cdot V$	V_i
X	J_{ax}	D_x	V_{gx}	V_{ix}
Y	J_{ay}	D_y	V_{gy}	V_{iy}

表5-3 1軸チューニングの結果得られたサーボパラメータ

	$K_p(s^{-1})$	$T_s(s)$	$V_g(A \cdot s/rad)$	$V_i(-)$	$K_f(-)$
X軸	K_{px}	T_x	V_{gx}	V_{ix}	K_{fx}
Y軸	K_{py}	T_y	V_{gy}	V_{iy}	K_{fy}

$$\frac{V_{gx} (T_v s + b \cdot V_{ix} + 1)}{J_{ax} \cdot (s + D_x / J_x)} = \frac{V_{gy} (T_v s + b \cdot V_{iy} + 1)}{J_{ay} \cdot (s + D_y / J_y)} \quad (5-10)$$

よって、次の2つの式が同時に成立することに等しい。

$$V_{gx} / V_{gy} = J_{ax} / J_{ay} \quad (5-11)$$

$$\frac{s + (b \cdot V_{ix} + 1) / T_v}{s + D_x / J_{ax}} = \frac{s + (b \cdot V_{iy} + 1) / T_v}{s + D_y / J_{ay}} \quad (5-12)$$

一般的には $D_x / J_{ax} \neq D_y / J_{ay}$ であるから、任意のsで式(5-12)が成立するには

$$V_{ix} = (T_v \cdot D_x / J_{ax} - 1) / b \quad (5-13)$$

$$V_{iy} = (T_v \cdot D_y / J_{ay} - 1) / b \quad (5-14)$$

1軸のみを考えた場合には、実現可能範囲内の速度ループパラメータについて、安定性を満たす最大のKpを各々求め、評価関数であるサーボ剛性Hが最大になるVg, Vi, Kpを選択する。2軸同時制御の場合には、高い方のKpを他方の軸のKpの値に変更する。Kpxを小さくした場合、Vgx, Vix以外でHが最大になる可能性があるため、もう一度実現可能領域内の速度ループパラメータ(Kp, Vi)の組合わせについてサーボ剛性Hを求め、Hが最大になる組を選択する必要がある。

5.3.3 チューニングアルゴリズム

同時多軸制御において、定常状態での輪郭誤差を低減するには第2章で述べたように各制御軸の間で

$$(1) K_p, \quad (2) T_s, \quad (3) D / (V_g \cdot K_t) + 1 - K_f$$

の3つの値を等しくしなければならない。この制約条件下で、1軸の場合と同様にサーボ剛性が最大限大きくなるように各ループ内のサーボパラメータを設定し、Kfを $1 + D / (V_g \cdot K_t)$ 以下で最も大きくする。

1軸のみを考えた結果よりも、Kp, Kfを小さく、Tsを大きくすることには問題無いが、逆に大きくすることは安定性や振動の面から不可能である。従って、多軸間でKp, Tsを等しくするには、Kpを最も小さな軸に揃え、Tsを最も大きな軸に合わせしかない。この

ような観点に立って構築したサーボパラメータチューニングのアルゴリズムは以下のようになる。

X, Yの各軸について、まず1軸のみを考えたサーボパラメータチューニングを行って得られたサーボパラメータの値を表5-3のようにおく(ただし $K_{px} > K_{py}$ とする)。同時多軸制御における定常誤差, および過渡応答時の輪郭誤差低減のためのチューニングアルゴリズムは以下のようになる。

- (1) 式(5-13), (5-14)より, V_{ix}, V_{iy} を決定する。
- (2) V_g, V_i の実現可能領域及び(1)で決定した V_i より, 各軸の V_g の最大値を求める。 V_{gx}/V_{gy} は式(5-12)の関係を満たす必要があるため, どちらかの値を小さくして調整する。
- (3) 以上の速度ループパラメータを用いて, 安定条件を満たす最大の K_p を求め, 各軸の K_p の中で小さいものを共通の値として採用する。
- (4) 1軸サーボパラメータチューニング法により, 各軸ごとに K_f, T_s を計算する。
- (5) K_a を各軸で一致させる。

(5-1) 指数関数加減速の場合: 式(2-18)において

$$1 + D / (V_g \cdot K_t) - K_f = 0$$

となるようにフィードフォワードゲイン K_f を設定しているため, 各軸の K_a は既に等しい。

(5-2) 直線加減速の場合: 一般に, $D / (V_g \cdot K_t)$ は K_f に比較して非常に小さいので, 大きい方の K_f を小さくすることにより一致させる。

- (6) 加減速時定数 T_s を各軸で一致させる。 T_s を小さくすることは機械振動の点から問題があるので, 各軸で T_s を比較し, 最も大きい数値に揃える。

なお, 3軸以上の場合も, 同様のアルゴリズムでチューニングできる。

5.4 多軸チューニングの効果の確認実験

ケーススタディとして多軸チューニングを行う。定常状態のみを考慮した場合(チューニング1)では, 各軸の K_p を最も低い軸に合わせる。すなわち, Y軸の K_p が45

表5-4 K_p, V_g, V_i のチューニング1の結果

	$K_p (s^{-1})$	$V_g (A \cdot s / rad)$	$V_i (-)$
X軸	45	185	1700
Y軸	45	170	1800
Z軸	45	180	1400

表5-5 フィードフォワードゲインと加減速時定数

	指数関数加減速時			直線加減速時		
	X軸	Y軸	Z軸	X軸	Y軸	Z軸
$K_f (-)$	1.0007	1.0011	1.0008	0.72	0.67	0.71
$T_s (s)$	0.025	0.026	0.027	0.047	0.053	0.047

表5-6 指数関数加減速を用いた場合のチューニング1の結果

	$V_g (A \cdot s / rad)$	$V_i (-)$	$K_p (s^{-1})$	$K_f (-)$	$T_s (s)$
X軸	185	1700	45	1.0007	0.027
Y軸	170	1800	45	1.0011	0.027
Z軸	180	1400	45	1.0008	0.027

(s^{-1})と小さいのでX, Z軸も $45(s^{-1})$ とする。X, Z軸に関して, 実現可能領域内の速度ループパラメータについて, $K_p=45(s^{-1})$ に固定した上で, サーボ剛性Hが最大になる V_g, V_i を求める。結果としてHが最大となる V_g, V_i は1軸のみを考慮した場合と変わらなかった。チューニング1の完了後のサーボパラメータを表5-4に示す。NCメーカーが推奨している標準設定値に比べてチューニング完了後のサーボ剛性は, X軸で約4.1倍(1軸チューニングと比較すると0.9倍), Y軸で約4.1倍(同1.0倍), Z軸で約3.4倍(同0.75倍)になっている。

続いてフィードフォワードゲイン K_f 及び加減速時定数 T_s を設定する。指数関数加減速の場合, K_p, V_g, V_i を表5-4で示した値に設定し, 各軸について個々に K_f, T_s を求めると, 表5-5のようになった。 T_s は各軸間で一致しておらず, Z軸の T_s が最大となっている。そこで, X, Y軸の T_s をZ軸の T_s と一致させたチューニング結果を表5-6に示す。また直線加減速の場合には, 表5-5のようにY軸の K_f が最小となった。そして,

$$\{1 + D / (V_g \cdot K_t) - K_f\}$$

を各軸間で一致させるため, X軸およびZ軸の K_f を0.67とする。 T_s については, X, Z

表5-7 直線加減速を用いた場合のチューニング1の結果

	$V_g (A \cdot s / rad)$	$V_i (-)$	$K_p (s^{-1})$	$K_f (-)$	$T_s (s)$
X軸	185	1700	45	0.67	0.053
Y軸	170	1800	45	0.67	0.053
Z軸	180	1400	45	0.67	0.053

表5-8 チューニング2の各軸チューニング過程

	X軸	Y軸	Z軸
Ja (N・m・s ²)	0.0056	0.0055	0.0047
D (N・m・s)	0.169	0.251	0.170
Vi (-)	423	648	508
Vg (A・s/rad)	188	185	158
最大Kp (s ⁻¹)	70	62	67

軸のTsを53(ms)に変更する。以上のチューニング結果を表5-7に示す。

次に過渡応答時も考慮したチューニング2を行う。送り駆動機構のパラメータ同定結果より導かれた各軸のJa, Dの値を使って、式(5-13), (5-14)より各軸のViを決定すると表5-8のようになった。ここで第3章で示した速度ループパラメータの実現可能領域を参考としてViに対するVgの上限値を決定すると、

$$X \text{ 軸} = 220 (\text{A} \cdot \text{s} / \text{rad}), \quad Y \text{ 軸} = 185 (\text{A} \cdot \text{s} / \text{rad}), \quad Z \text{ 軸} = 195 (\text{A} \cdot \text{s} / \text{rad})$$

となる。また式(3-11)と各軸のJaより、各軸のVgの比を求めることができ、X軸のVgを1とすると、Y軸0.98, Z軸0.84となる。よって、この比と各軸のVgの上限値より各軸のVgが求まる。そして、Vi, Vgの速度ループパラメータに対し、安定性の制約を満たす最大のKpを求めると、Y軸のKpが最も小さいので、X, Z軸のKpをY軸に合わせて62(s⁻¹)とした。以上のチューニング結果を表5-9に示す。これらのパラメータ値から計算されるサーボ剛性値は、NCメーカが推奨している標準設定値に比べて、X軸で約1.5倍(1軸チューニングと比較した場合0.3倍), Y軸で約2.2倍(同0.52倍), Z軸では約1.5倍(同0.33倍)に向上している。

そしてKf及びTsを設定する。指数関数加減速の場合、Kp, Vg, Viを表5-9の値に設定し、各軸について個々にKf, Tsを求めると、表5-10のようにZ軸のTsが最大であるのでX, Y軸のTsをZ軸のTsと一致させる。この場合のチューニング結果を表5-11に示す。また直線加減速の場合には、Y軸のKfが最も小さい。 $\{1 + D / (Vg \cdot Kt) - Kf\}$ を各軸間で一致させるため、X軸とZ軸のKfを0.50にした。また、Tsを各軸間で一致させる

表5-10 フィードフォワードゲインと加減速時定数

	指数関数加減速時			直線加減速時		
	X軸	Y軸	Z軸	X軸	Y軸	Z軸
Kf (-)	1.0029	1.0029	1.0029	0.52	0.50	0.58
Ts (s)	0.025	0.026	0.027	0.025	0.026	0.027

表5-9 Kp, Vg, Viのチューニング2の結果

	Kp (s ⁻¹)	Vg (A・s/rad)	Vi (-)
X	62	188	422
Y	62	185	648
Z	62	158	508

表5-11 指数関数加減速を用いた場合のチューニング2の結果

	Vg (A・s/rad)	Vi (-)	Kp (s ⁻¹)	Kf (-)	Ts (s)
X軸	185	422	62	1.0029	0.027
Y軸	170	648	62	1.0029	0.027
Z軸	158	508	62	1.0029	0.027

表5-12 直線加減速を用いた場合のチューニング2の結果

	Vg (A・s/rad)	Vi (-)	Kp (s ⁻¹)	Kf (-)	Ts (s)
X軸	185	422	62	0.50	0.027
Y軸	170	648	62	0.50	0.027
Z軸	158	508	62	0.50	0.027

ため、X, Y軸のTsをZ軸のTsと一致させる。以上のようにサーボパラメータをチューニングした結果を表5-12に示す。

多軸チューニングは輪郭誤差の低減を目的に、モデルを用いたシミュレーションにより行われるが、実際の運動精度にどの程度の効果を与えるかを調べるために実機を用いて輪郭誤差の測定を行った。この測定の対象としたのは機械AのX, Y, Z軸で、本機は図5-2に示すように各制御軸のスケールフィードバック値をモニタすることができる。このリニアスケールの分解能は0.05(μm)、スケールフィードバック値のサンプリング周期は5(ms)である。測定では最も単純な直線補間運動を用い、指令送り速度は最高切削送り速度の5(m/min)とした。なお、NC装置Aの加減速方式は、フィードフォワード制御を行う際には無条件で直線加減速となるので、指数関数加減速での測定は行わない。

まず表5-13に示すサーボパラメータの設定を行う。誤差を比較する際には加工時間を等しくしておく必要があるため、加減速時定数は全てのチューニングで80(ms)とした。また定常状態での誤差をなくするため、軸間で $\{1 + D / (Vg \cdot Kt) - Kf\}$ を完全に一致

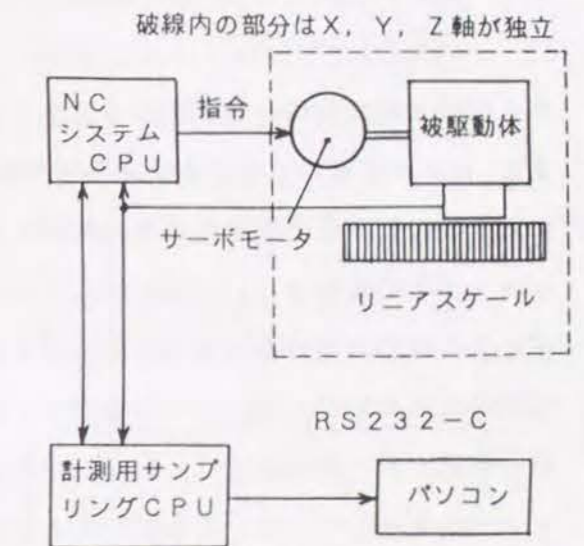


図5-2 機上計測システム（スケールフィードバック値のモニタ機能）の概要

表5-13 輪郭誤差の測定時に設定したタイプ別のサーボパラメータ

(a) 標準設定値 (Kf, Tsについては標準設定値が存在しないのでチューニングアルゴリズムに従ってTs=72ms, Kf=0.74と求めた。)

	Vg(A·s/rad)	Vi(-)	Kp(s ⁻¹)	Kf(-)
X軸	150	682	33	0.74
Y軸	150	682	33	0.74
Z軸	150	682	33	0.74

(b) チューニング1 (定常状態での輪郭誤差を考慮)

	Vg(A·s/rad)	Vi(-)	Kp(s ⁻¹)	Kf(-)
X軸	185	1700	45	0.67
Y軸	170	1800	45	0.67
Z軸	180	1400	45	0.67

(c) チューニング2 (過渡応答の輪郭誤差も考慮)

	Vg(A·s/rad)	Vi(-)	Kp(s ⁻¹)	Kf(-)
X軸	188	422	62	0.50
Y軸	170	648	62	0.50
Z軸	158	508	62	0.50

させる必要があるが、NC装置AではKfの設定が小数点以下2桁までとなっているために、軸間で若干の差が存在することが考えられる。

XY, XZ及びYZの2軸同時制御で直線補間を行う。各軸を同速度で運動させるため、指令送り方向を各軸と45度をなす方向とした。このとき各軸スケールフィードバック値から輪郭誤差を得る。X(t), Y(t), Z(t)をそれぞれ時刻tにおけるX, Y, Z各軸の位置とすると、図2-17に示した幾何学的関係より、たとえばXY平面であれば、

$$\{X(t) - Y(t)\} \cdot \sin(\pi/4)$$

から同時2軸制御時の輪郭誤差を算出する。このときの輪郭誤差を測定した結果を図5-3に、また、モデルを用いて実測と同じ条件で輪郭誤差のシミュレーションを行った結果を図5-4に示す。輪郭誤差の実測結果を両振幅で比較すると、標準設定値の場合は13.5(μm)、チューニング1の場合には11(μm)、チューニング2の場合には7.1(μm)となり多軸チューニングによる輪郭誤差の低減効果が確認できた。なお、チューニング2による輪郭誤差低減の実測結果において、約0.2(s)以降で+1.5(μm)を中心にした振動が残っているが、この成分を無視すると輪郭誤差は5.6(μm)であると見ることができる。この成分はシミュレーションでは考慮していない摺動抵抗による追従遅れや測定器のノイズ等により生じたものと考えられる。

ところで実測結果ではシミュレーションほど誤差低減効果が現れておらず、また誤差の

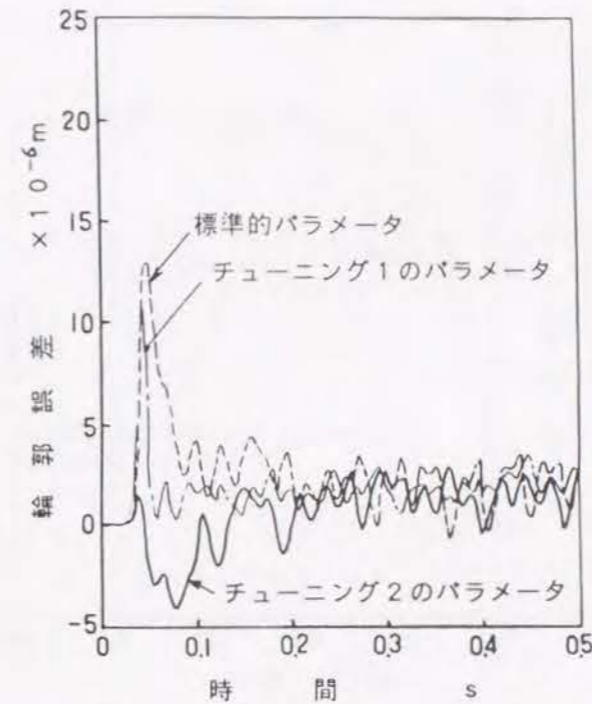


図5-3 XY平面での輪郭誤差の実測結果 (機械A)

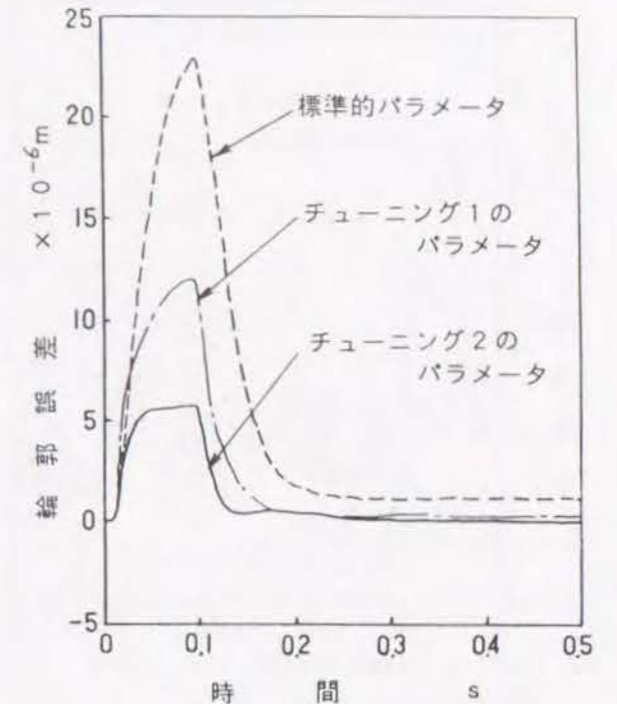


図5-4 シミュレーションによるXY平面輪郭誤差の計算結果

形もシミュレーションとは異なる。この理由としては、送り駆動機構パラメータ、特に案内面の減衰係数の同定誤差が考えられる。すなわち、案内面の減衰係数は周波数応答のピーク付近の曲率から求められるので誤差が生じやすく、また本機のようなすべり案内では油膜の状態によって左右されやすい。式(3-13)で示したようにタイプ2のチューニングではViを減衰係数に従って設定しているため、案内面の減衰係数の同定値に誤差があったために輪郭誤差の低減効果が減少したと思われる。ここでいま仮に、X軸の案内面の減衰係数が1.05×10⁵(N·s/m)でなく1.30×10⁵(N·s/m)であったと仮定してシミュレーションを行ってみると、図5-5に示すように実測結果と同様にマイナス方向の誤差が増加することから、

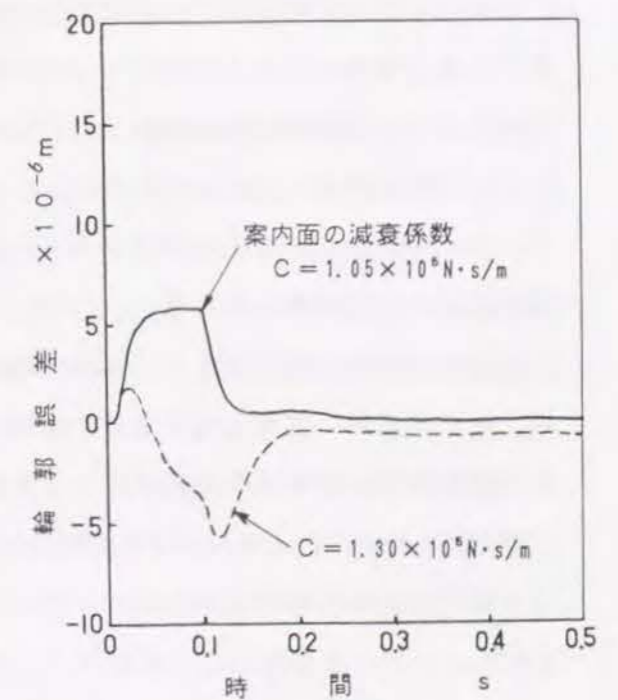


図5-5 案内面の減衰係数を変更時のXY平面の輪郭誤差のシミュレーション結果

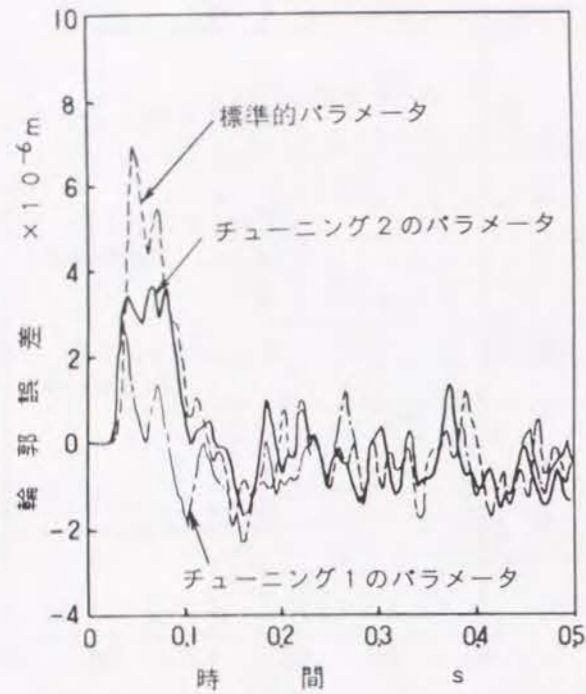


図5-6 XZ平面での輪郭誤差の実測結果 (機械A)

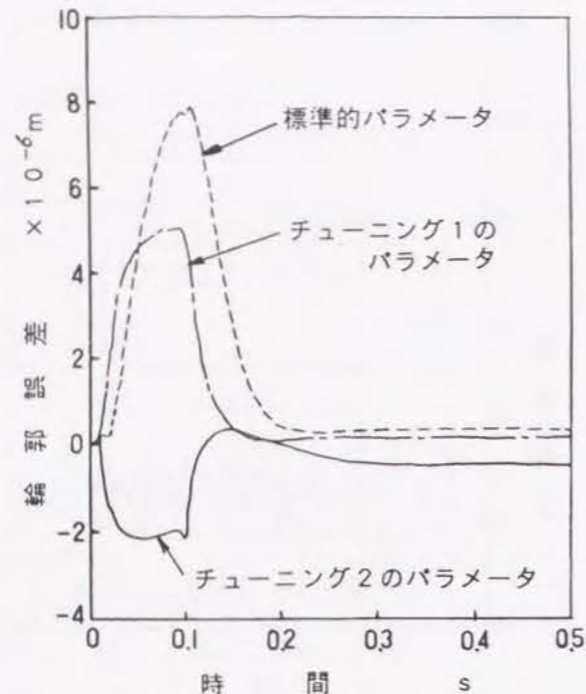


図5-7 シミュレーションによるXZ平面輪郭誤差の計算結果

実際の案内面の減衰係数が同定時から変化した可能性がある。

XZ軸の同時2軸制御での輪郭誤差の測定結果を図5-6に、また実測と同条件のモデルを用いた輪郭誤差のシミュレーションの結果を図5-7に示す。輪郭誤差の実測結果を両振幅で比較すると標準設定値の場合は $9.2(\mu\text{m})$ 、チューニング1の場合には $5(\mu\text{m})$ 、チューニング2の場合には $5.2(\mu\text{m})$ であった。チューニング1と2で輪郭誤差量はほとんど変わらず、チューニング1の方が誤差は小さくなっている。この原因として先に挙げた案内面の減衰係数の誤差が考えられる。

YZ軸の同時2軸制御を行った場合の輪郭誤差を測定した結果を図5-8に示す。図5-9には、モデルを用い実測と同じ条件で輪郭誤差のシミュレーションを行った結果を示す。輪郭誤差実測値の両振幅を比較すると標準設定値の場合は $18.4(\mu\text{m})$ 、チューニング1の場合には $16.2(\mu\text{m})$ 、チューニング2の場合には $10(\mu\text{m})$ であった。これによりチューニングによる輪郭誤差の低減効果が確認できた。

5.5 結 論

輪郭誤差を低減するための制約条件から、同時多軸制御の場合のメカニカルパラメータ

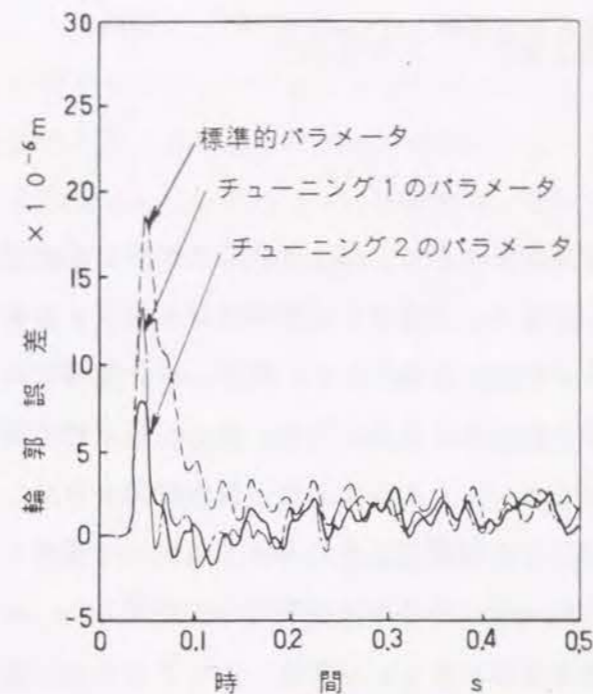


図5-8 YZ平面での輪郭誤差の実測結果 (機械A)

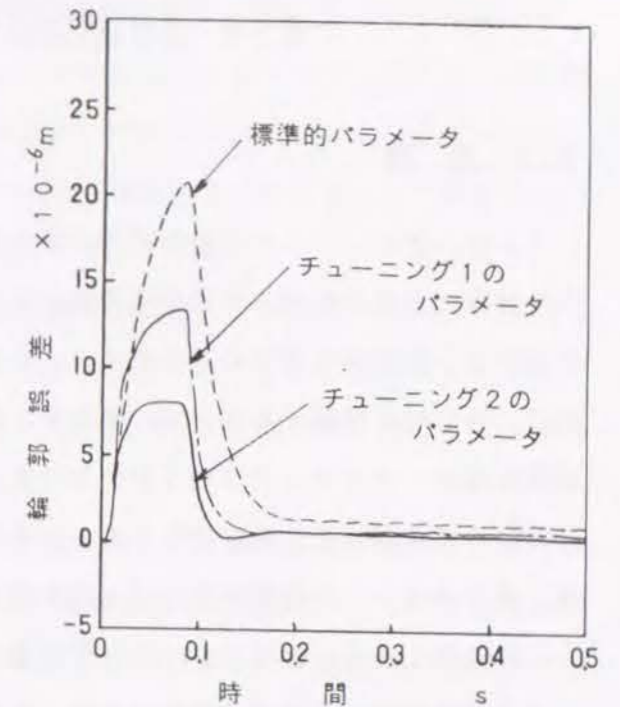


図5-9 シミュレーションによるYZ平面輪郭誤差の計算結果

およびサーボパラメータのチューニング法を導き、トータルチューニングアルゴリズムを構築した。さらにこのアルゴリズムを実在する立形マシンングセンタのX、Y、Z軸に適用した。その結果得られた本章の主な結論は以下の通りである。

- (1) 同時多軸制御における輪郭誤差を最小にするには、各軸の伝達関数を等しくすることが重要である。そのためにはまずメカニカルチューニングにて固有振動数を各軸で揃えておき、続いてサーボパラメータチューニングを施すのが有効である。
- (2) JKマップ上に固有振動数が一定の曲線を重ねて描き、サーボ剛性と固有振動数の目標値を同時に満足する修正ベクトルを選択することにより、同時多軸メカニカルチューニングが行える。
- (3) 標準的なサーボパラメータの機械に対してトータルチューニングを施した結果、シミュレーションでは輪郭誤差がほとんど無くなり、また実測した場合にも輪郭誤差が低減し、チューニングの効果が確認できた。実測の場合の減少の程度は、シミュレーションほど大幅な低減ではなかったが、この差異は送り駆動部パラメータの同定誤差に起因する。

第6章 送り駆動機構の組立調整時の欠陥発見法

6.1 緒論

トータルチューニングの最終目標は第2章で述べたように、同一仕様の条件下で最大能力を発揮できるNC送り駆動系を実現することである。換言すれば要求仕様を満足する最小限の送り駆動系を創ることである。このように設計に無駄がなく、限界に近い機構であれば、設計時に使用する安全率、すなわち製造工程における部品素材、加工、組立時の接触剛性等のパラッキも当然低く抑えなければならない。また仮に、何らかの問題があり、設計時の期待通りの性能が出ないことがあれば、その問題箇所を効率よく特定して改善し、送り系全体としての性能を少しでも設計時の性能に近づける修正作業が不可欠である。こうした作業工程も一種のチューニング作業であると見なすことができ、トータルチューニングの流れの中で重要な位置を占める。なお、運動性能の低下は、制御系と機械系の原因が複合して引き起こされるが、DBB装置を使ってこの2つを分離、特定する技術が別途開発されている³⁷⁾ので、ここでは機械系の設計、組立、調整に係わる原因を発見する技術に限定する。

さて、この組立時のチューニング過程では、設計時と実機との性能を比較することが基本である。その評価すべき特性としては、静剛性や固有振動数などがある。静剛性の測定法としては、被駆動体に外力を与えた場合の力と弾性変形の間関係を測定する方法が一般的であり、動特性の測定法には、正弦波加振法及びハンマを用いたインパルス加振法³⁸⁾、³⁹⁾などがある。静剛性や正弦波加振による測定には、特別の治具が必要であり、測定の準備に多くの費用と時間を要する。またインパルス加振法は、加振力が理想的なデルタ関数形にならないことが多く、周波数によって変化し、一定とはならない。さらに平均化が必ずしも測定精度を向上させることにはつながらないなどの問題がある。そこで本研究では、特別な測定機器や治具を必要とせず、セットアップに要する労力や時間も少なく、さまざまな機種を対象に固有振動数を実測できるDAC測定法を採用することとした。DACとは静剛性および固有振動数の測定に用いる3つの物理量Displacement(変位)、Acceleration(加速度)およびCurrent(電流)の頭文字を組立てたものである⁴⁰⁾。

実際のNC工作機械はさまざまな構造をしており、また送り駆動機構の静・動特性にはボールねじ部、軸受、支持部などの寸法、被駆動体の質量、案内面の構造など多数の要素が影響しているため、単に全体の静・動特性を測定するのみでは、機械のどの部分にどの

ような問題点が存在するかを正確に知ることはできない。従来より、送り駆動機構の静・動特性を解析したり評価する方法についての研究は多数行われてきたが⁴¹⁾、⁴²⁾、⁴³⁾、静・動特性に関する構造上の欠点を効率よく見つける方法についての研究はほとんどない。静・動特性の欠陥を見つけるのは設計者、研究者の永年の経験に委ねられており、設計上か、製造上の問題であるか決めることができるほど明確な判定基準がないのが現状である。トータルチューニングにより設計段階での送り駆動機構の性能向上が可能となれば、実機での静・動特性を低下させている原因を見つける手法を確立することの必要性がさらに増大する。そこで本章では上述のDAC測定法を用いて、設計時と実機の静・動特性の比較からNC工作機械の欠陥を特定する手法を開発する。

本章の6.2節では、静剛性と固有振動数の比較基準となる設計値の理論的検討を行い、6.3節では欠陥発見法で用いている静特性および動特性DAC測定法について、原理と方法を述べる。6.4節ではNC工作機械における送り駆動機構の静・動特性を低下させる原因について分類し、欠陥発見法のアルゴリズムについて考察する。そして6.5節ではケーススタディとして本法を立型、横型の計3台の現用のマシニングセンタに適用し、それらに存在する種々の欠陥の発見を試みる。6.6節は以上をまとめた本章の結論である。

6.2 静・動特性値の理論的考察

6.2.1 送り駆動部の静特性

送り駆動部の静剛性には、送り方向(ボールねじの軸方向)とねじり方向(回転方向)の剛性の2つがあるが、第2章で述べたように最近の工作機械のボールねじやカップリングのねじり剛性は非常に高く、送り方向の剛性のみを考慮すればよい。送り駆動機構全体の送り方向剛性はボールねじの支持方式(ダブルアンカ方式とシングルアンカ方式)によって大きく異なる。まずダブルアンカ方式の場合は、送り駆動機構の送り方向剛性を図6-1のようにモデル化することができる。図においてサフィックス1をサーボモータ側、サフィックス2を反サーボモータ側と定義し、 K_{h1} 、 K_{h2} を軸受ブラケットおよびその支持部の送り方向剛性(N/m)、 K_{b1} 、 K_{b2} を軸受の送り方向の剛性(N/m)、 K_{s1} 、 K_{s2} をボールねじの送り方向剛性(N/m)、 K_n をナットの送り方向剛性(N/m)とする。送り方向剛性は、ボールねじやナット部および軸受部とその取り付けブラケット部などの各剛性が直列に連成された等価なばね定数で表される。従って送り駆動機構全体の送り方向の剛性 K (N/m)、ブラケットの支持剛性 K_{h1} 、 K_{h2} を無限大とした場合の送り駆動機構全体の送り方向の剛性 K_y

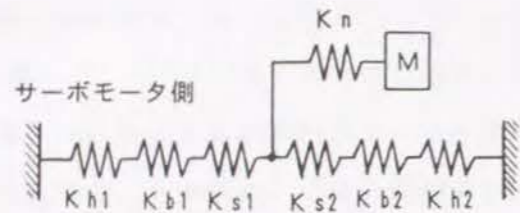


図6-1 送り駆動機構の送り方向剛性のモデル
(ダブルアンカ方式の場合)



図6-2 送り駆動機構の送り方向剛性のモデル
(シングルアンカ方式の場合)

(N/m)はそれぞれ次の式で与えられる。

$$\frac{1}{K} = \left(\left(\frac{1}{K_{h1}} + \frac{1}{K_{b1}} + \frac{1}{K_{s1}} \right)^{-1} + \left(\frac{1}{K_{s2}} + \frac{1}{K_{b2}} + \frac{1}{K_{h2}} \right)^{-1} \right)^{-1} + \frac{1}{K_n} \quad (6-1)$$

$$\frac{1}{K_y} = \left(\left(\frac{1}{K_{b1}} + \frac{1}{K_{s1}} \right)^{-1} + \left(\frac{1}{K_{s2}} + \frac{1}{K_{b2}} \right)^{-1} \right)^{-1} + \frac{1}{K_n} \quad (6-2)$$

ここでボールねじの送り方向の剛性 K_{s1} と K_{s2} は、式(2-5)においてサーボモータ側および反サーボモータ側の軸受とナット間の距離(m)を L_1 , L_2 として求めることができる。また、ナットの剛性 K_n および軸受の剛性 K_b は、それぞれ式(2-6)および式(2-7)によって得られる。

ナットが支持軸受間距離の中央に位置し、かつ支持軸受の剛性 $K_{b1} = K_{b2} = K_b$ 、軸受ブラケットの剛性 $K_{h1} = K_{h2} = K_h$ の場合、式(6-1)、式(6-2)は次のようになる。

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_2} + \frac{1}{2K_h} \quad (6-3)$$

$$\frac{1}{K_y} = \frac{1}{K_{s1} + K_{s2}} + \frac{1}{2K_b} + \frac{1}{K_n} \quad (6-4)$$

シングルアンカの場合は送り駆動機構を図6-2のように単純にモデル化することができる。このとき、 K , K_y は各々次の式で与えられる。

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_y} + \frac{1}{K_{h1}} \quad (6-5)$$

$$\frac{1}{K_y} = \frac{1}{K_{b1}} + \frac{1}{K_{s1}} + \frac{1}{K_n} \quad (6-6)$$

6.2.2 送り駆動部の動特性

対象とする送り駆動機構は、大多数の工作機械が採用しているように、サーボモータと

ボールねじが直結され、中間に変速機構を持たないものとする。この送り駆動機構は2.3.3節で示したように2自由度の振動系で近似できる。そして前述のようにねじり剛性 K_g が送り方向の剛性 K より十分に大きいとすれば、送り駆動機構の運動方程式から固有振動数 f_n は、式(5-2)より求めることができる。さらに、サーボモータとボールねじのイナーシャを送り方向に換算した質量が被駆動体の質量より十分大きい場合には、式(5-3)のように近似できる。式からわかるように、固有振動数 f_n は送り駆動機構の送り方向の剛性 K の1/2乗に比例している。 $J/J_a = 1$ として求めた式(5-3)より、中・大型機では次のように固有振動数 f_n (Hz)を求めることができる。

$$f_n = (1/2\pi) (K_s/M)^{1/2} \quad (6-7)$$

送り方向の剛性 K はダブルアンカ方式の場合はサーボモータ側と反サーボモータ側の支持軸受の中央にナットが位置するとき、シングルアンカの場合は反モータ側の軸受の所にナットが位置する時のボールねじ剛性 K_s が最小となる。このときのダブルアンカの固有振動数 f_{nd} 、シングルアンカの固有振動数 f_{ns} は、ボールねじの形状パラメータ d_c と L を使用してそれぞれ次のように表すことができる。

$$f_{nd} = A \cdot \frac{d_c}{(LM)^{1/2}} \quad f_{ns} = \frac{A}{2} \cdot \frac{d_c}{(LM)^{1/2}} \quad (6-8)$$

ただし $A = (\pi E)^{1/2} / 2\pi$ とする。

6.3 DAC測定法

6.3.1 静剛性のDAC測定法

静剛性のDAC測定法は、「NC工作機械において円弧補間時の象限切換の際に生じるロストモーションの原因は、摺動抵抗による送り駆動機構の弾性変形である」という関係を利用する。すなわち被駆動体の運動方向が反転する際のロストモーション量とサーボモータの電機子電流の関係から静剛性を求める。(付録3の「ロストモーションの生成機構」を参照のこと)

送り駆動機構の静剛性 K (N/m)は、 P_a を送り方向の荷重(N)、 δ を主軸に対する被駆動体の相対変位(m)として次式で定義される。

$$K = \frac{P_a}{\delta} \quad (6-9)$$

ロストモーション量 Δu は、被駆動体に作用する摺動抵抗による送り駆動機構の弾性変

形 Δx (m) が運動方向反転時に反対方向に生じるので、

$$\Delta u = \Delta x_1 + \Delta x_2 = \frac{F1' + F2'}{K} \quad (6-10)$$

となる。ここで、 Δx_1 、 Δx_2 はそれぞれ反転直前/直後の弾性変形量の絶対値 (m)、 $F1'$ 、 $F2'$ はそれぞれ反転直前/直後の摺動抵抗の絶対値 (N) である。

一方、サーボモータの電機子電流値 i (A) と出力トルク T (N·m) の間には次の関係がある。すなわち、この比例定数であるトルク定数 Kt (N·m/A) を用いて、

$$T = Kt \cdot i \quad (6-11)$$

また、送り駆動機構に作用する摺動抵抗 F' は、

$$F' = \frac{2\pi (T - T_1)}{p} \quad (6-12)$$

として表されるから、送り方向の静剛性 K はこれらを式 (6-9) に代入して、次のように求められる。

$$K = \frac{2\pi p (Kt(i_1 + i_2) - 2T_1)}{\Delta u} \quad (6-13)$$

ただし、 i_1 、 i_2 はそれぞれ反転直前/直後のサーボモータの電流値の絶対値 (A) である。サーボモータは AC サーボモータを使用しているため、制御ユニットのモニタの端子から、電機子電流を容易に測定することができる。

ロストモーション量の測定システムの概要を図 6-3 に示す。バックラッシュ補正量を 0 にし、XY 平面で半径 0.150 (m) の D B B 測定を行い、X 軸の運動方向反転時すなわち円弧補間の象限切替時のロストモーション量を測定する。同時にサーボモータの電機子電流値を波形記録装置に記録し、サーボモータのトルク定数を乗じてモータの出力トルク T に換算する。ロストモーション量は送り速度によって変化することを利用して、種々のロストモーション量と電機子電流値との組み合わせを測定し、その比例定数を静剛性値として求める。

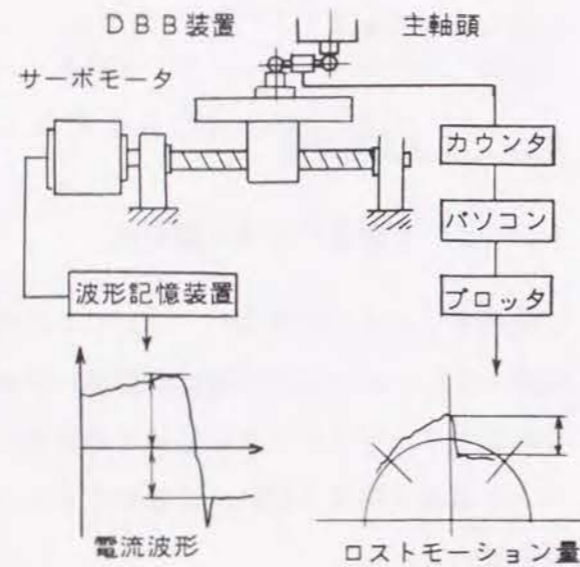


図6-3 静剛性DAC測定法の測定システム概要

すなわち、これらの測定を約 0.1~3 (m/min) の範囲の11種類の送り速度で、時計回り方向と反時計回り方向について行い、ロストモーション量と電機子電流値との関係のグラフから、その傾きとして静剛性値を求める。

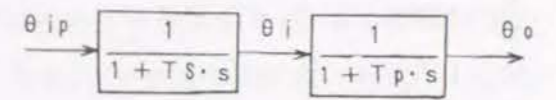


図6-4 簡略化したNCサーボ部

6.3.2 動特性のDAC法による測定

動特性のDAC法は基本的にはインパルス加振法に含まれる。すなわち一定速度で移動している状態から被駆動体をNC指令で急停止させると、サーボモータの電流はインパルス状に変化して出力トルクは送り方向の衝撃力となり、送り駆動機構が励振される。この衝撃力は式 (6-11)、式 (6-12) で示したようにサーボモータの電流値に比例するので、モータの電流値を加振力と見なすことができる。通常のインパルス加振法と同じように、急停止時のサーボモータの電機子電流値と被駆動体の振動加速度を検出し、両者の間の周波数応答を求めて、送り駆動機構の動特性を測定する。

動特性のDAC測定法においては、加振力に相当するインパルス状のサーボモータ電流の持続時間はNCサーボ部の応答特性によって決まる。NCサーボ部のブロック線図は2.3.2節で示したように近似できる。通常、速度制御ループゲイン $Kv(s)$ は位置アンプゲイン $Kp(s^{-1})$ より十分大きいので (例えば $Kp=33(s^{-1})$ 、 $Kv(s)=500(s^{-1})$)、負荷トルクの影響を除外して整理すると、図6-4のように簡略化できる。よってサーボ系の全体の周波数応答 $G(s)$ は次式で表される。

$$G(s) = \frac{1}{1+Ts \cdot s} \cdot \frac{1}{1+Tp \cdot s} \quad (6-14)$$

応答特性はほとんど加減速時定数 Ts と位置制御ループ時定数 $Tp (=1/Kp)$ により定まる。測定結果の信頼性を確保するためには、インパルス加振力の作用時間 t の範囲を $0.3/f_n \leq t \leq 1/f_n$ にする必要がある⁴⁾。通常、中・大型工作機械の送り駆動機構の固有振動数 f_n は数10 (Hz)~200 (Hz) であるので、通常の送り駆動機構においてはサーボモータ電流によるインパルス加振力の加振時間は $t=1/f_n$ にはならない。そのため、図2-4に示すブロック線図の位置ループを解除し、速度ループのみによる運転の下でステップ状の速度指令を与える。速度制御ループの $1/Kv(s)$ は非常に小さいので、そのときの加振力の持続時間

tは大幅に短くなる。いま加減速時定数Tsを0に設定すると、サーボ系は1次遅れ系になり、1次遅れ系の時定数はTpになる。一般に、位置アンプゲインは $K_p=30\sim 33(s^{-1})$ に設定されることが多いので、加減速時定数を $T_s=0$ にしても、加振力の作用時間は $t=0.02(s)$ 以上になる。

動特性DAC測定法の概要を図6-5に示す。位置制御ループを解除し、速度制御ループ運転に切り換え、移動中の被駆動体を急停止させる。その時のサーボモータの電流値を制御ユニットの電流モニタを介し、FFTアナライザに入力する。被駆動体などの測定点に加速度ピックアップを取り付け、急停止時の振動加速度を検出し、チャージアンプで増幅し、FFTアナライザに送り、検出した振動加速度とサーボモータの電流の間の周波数応答を求める。この周波数応答から送り駆動機構の固有振動数を推定する。

また、実際のNC工作機械(マシニングセンタ)はさまざまな構造をしているので、各軸の送り駆動機構の動特性を正確に測定するために、加速度ピックアップの設置の位置を適切に定めることが必要で、本研究では次のように測定点を選んでいる。

- (1) 被駆動体の回転振動の影響を除去できるように、できるだけ被駆動部の中央部すなわちナット部の付近に加速度ピックアップを設置する。
- (2) 送り駆動機構を内蔵したサドル、コラムおよび送り駆動機構を支持したベッドなどの構造体の剛性が送り駆動機構の動特性の測定結果に影響するので、下部構造体の振動も調べる必要がある。
- (3) 送り駆動機構の剛性不足あるいは変位の大ききところを加速度の測定位置とする。すなわち軸受のブラケット、ナットのブラケットの端面などである。

6.4 欠陥発見法の原理と方法

6.4.1 静・動特性を低下させる原因の分類

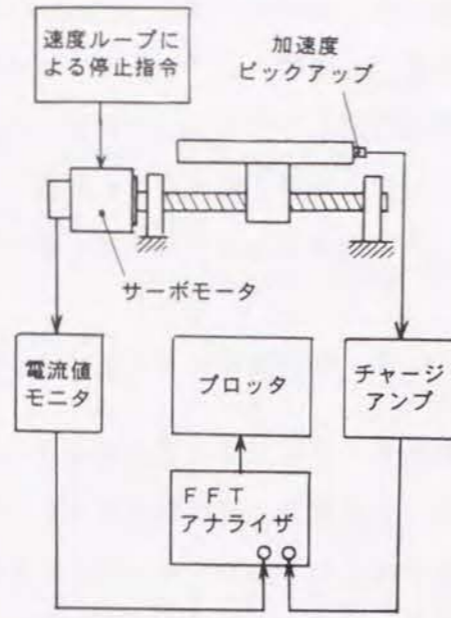


図6-5 動剛性DAC測定法の測定システム概要

現用されているNC工作機械にはさまざまな構造のものがあ、送り駆動機構の静・動特性低下の原因として非常に多数のものが考えられる。しかし、近年送り駆動機構の静・動特性は従来よりかなり良くなってきたので、ほとんどは考えられるだけで実際には大きな問題になっていない。従って実用的な観点からはすべてを考慮する必要はなく、重要なもののみを考慮すれば十分である。

送り駆動機構の欠陥には、

- (1) 静剛性を低下させる欠陥
- (2) 動特性を低下させる欠陥

に大別できる。(1)と(2)はさらに設計上の問題と製作上の問題に分類できる。設計上の問題とは、ボールねじ径の過小、被駆動体の質量過大など設計段階における設計ミス、構造の不合理によるものである。製作上の問題とは、製作段階で生じる調整、組立ミスおよび部品の欠陥などである。そのほかに、使用段階において発生するナット、軸受ブラケットの固定ボルトの緩みによる剛性低下、部品の摩耗などの問題も含まれる。

表6-1 送り駆動機構の静・動特性を低下させる原因

静剛性の低下	設計上の問題	<ul style="list-style-type: none"> ・ボールねじ径の過小 ・ボールねじ長の過大(ストロークの過大) ・ナット・ボールねじ支持軸受の剛性不足 ・不適切なナット・ボールねじ支持軸受の選択 ・ナット・ボールねじ支持軸受のブラケット固定用ボルトの剛性不足 ・ブラケットの剛性不足 ・ブラケット支持部の剛性不足 ・不適切なボールねじ支持方式の選択(シングルアンカ方式の選択) ・不適切な接合面の粗さ指定
	製作上の問題	<ul style="list-style-type: none"> ・ボルトの締め付けトルクの不足による結合部の剛性不足 ・部品の表面粗さが悪いことによる結合部の剛性不足 ・ボールねじの予張力抜けによるボールねじのシングルアンカ状態 ・組立部品の欠陥 ・ナット・ボールねじ支持軸受の予圧量の調整ミス
動剛性の低下	設計上の問題	<ul style="list-style-type: none"> ・静剛性の不足 ・被駆動体の重量過大
	製作上の問題	<ul style="list-style-type: none"> ・部品の形状精度・表面粗さの悪さによる接触剛性の低下(静剛性測定の際には剛性の非線形性として現れる) ・ボールねじ予張力不足 ・ナット・ボールねじ支持軸受の予荷重の調整ミス(加減速時の慣性力が予荷重を超えることによる結合部剛性の低下)

静剛性を低下させる設計上の問題は、送り方向の剛性を低下させる問題とねじり方向の剛性を低下させる問題に分けられる。しかし、現用のボールねじは十分大きなねじり方向の剛性を有しているため、実用上は送り方向の剛性のみを考えれば十分である。送り方向の剛性を低下させる設計上の問題としては、ボールねじのシングルアンカ支持による片持ち状態、ナット、軸受の支持剛性不足（ブラケット本体、ブラケット固定用のボルトおよび取り付け部の剛性不足を含む）、ナットや軸受選択の不適切、ボールねじ径の過小、被駆動体の移動距離過大などがある。製作上の問題としては、ボルトの締付力不足による結合部の剛性不足、部品の表面あらさが大きいことによる結合部の剛性低下、ボールねじの反サーボモータ側軸受の緩みによるシングルアンカ状態、支持部構造が複雑すぎることに伴う組立不良、ナット・軸受予圧量の調整ミス、部品の形状誤差などがあげられる。

動特性として重要なのは送り駆動機構の固有振動数と粘性減衰特性であるが、本研究では減衰能の高いすべり案内面を用いた送り駆動機構を対象としているので、固有振動数のみを取り上げることとした。この固有振動数を低下させる設計上の問題としては、被駆動体の質量過大、送り駆動機構の静剛性過小などがある。製作上の問題としては、各部の結合部の接触剛性の低下、ボールねじの予張力や結合部予荷重過小がある。以上をまとめて表6-1に示す。なお、立形マシニングセンタのサドル、横形マシニングセンタのコラムのように、もう1つの駆動軸を積載した被駆動体において剛性が不足する場合には、サドル、コラムおよびラムサドルはロッキングモードあるいはその他のモードで振動を生じやすい。この場合には、測定された第1次の固有振動数が送り駆動機構の自身の固有振動数よりかなり低くなることもある。これは送り駆動機構自身の動特性ではないが、実用上は重要であるので注意を要する。

6.4.2 欠陥発見法のアルゴリズム

ここでは、図6-6に示すような具体的な同定手順について述べる。なお、ここではダブルアンカ方式の場合を想定している。

- (1) NC工作機械の仕様、性能などから経験に基づいて送り駆動機構の静・動特性の目標値すなわち静剛性 K_0 と固有振動数 f_{n0} を決定する。
- (2) 送り駆動機構の静剛性の設計値 K 、支持部剛性 K_h を含めない静剛性の設計値 K_y を式(6-1)、(6-2)により計算する。そして、設計値 K 、 K_y を目標値 K_0 と比較し、剛性設計上の問題点を検討する。

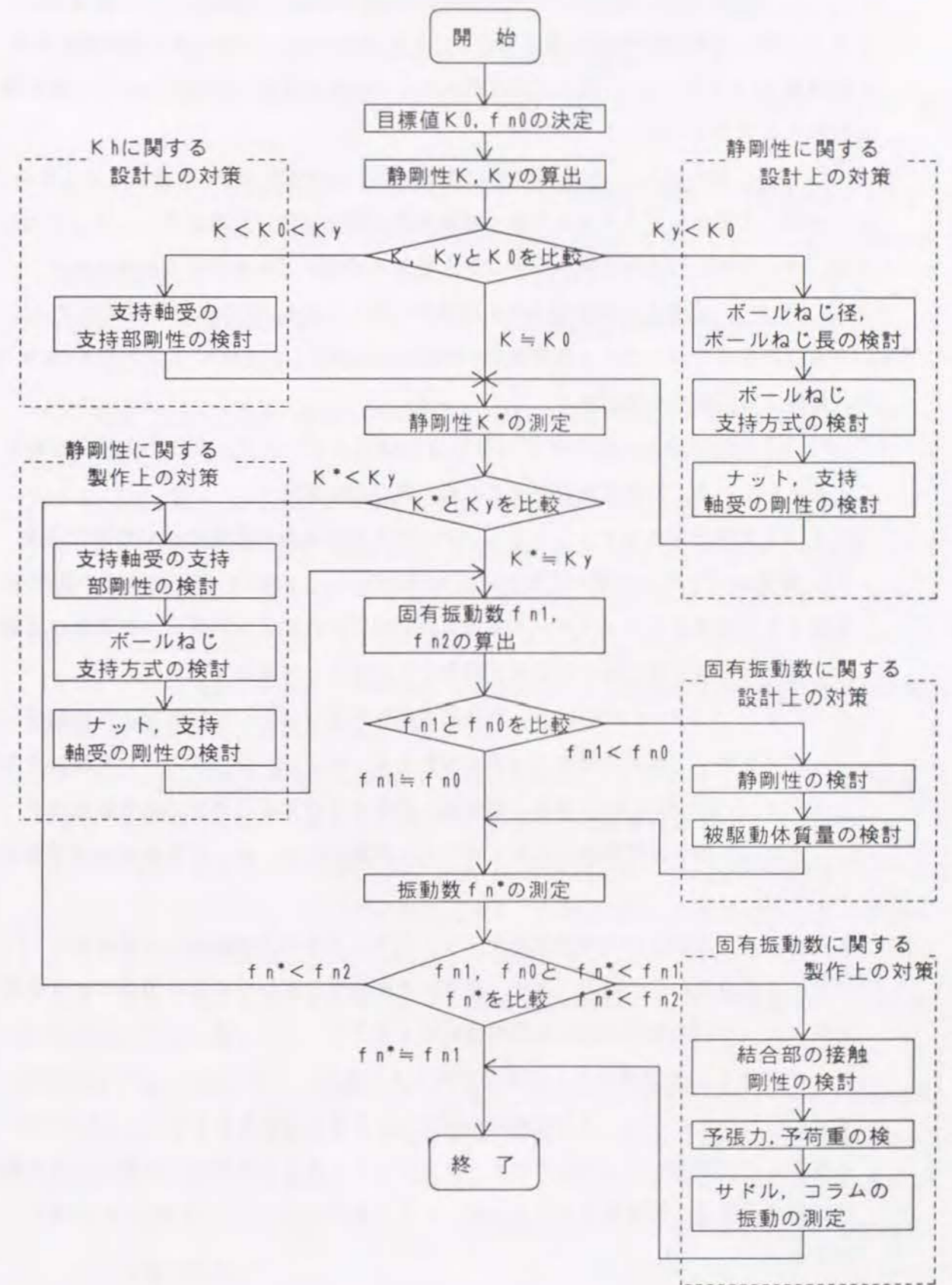


図6-6 送り駆動系の欠陥発見法のアルゴリズム

(2.1) $K < K_0 < K_y$ の場合：支持部剛性 K_h を含まない剛性設計値 K_y は目標値 K_0 より大きい、支持部剛性 K_h が過小なので、支持部剛性 K_h を考慮すると剛性設計値 K は目標値 K_0 より小さい。従って支持部の設計に問題があり、軸受ブラケット部の剛性設計を改善する必要がある。

(2.2) $K_y < K_0$ の場合：支持部剛性 K_h を含まない剛性設計値 K_y は目標値 K より小さいので、支持部のブラケットを除く駆動機構の剛性設計に問題がある。ボールねじの径、ボールねじの支持方式及びナット、軸受の選定などを検討する必要がある。

(2.3) $K \approx K_0$ の場合：設計値はほぼ目標値に達しており、設計上の問題点はない。

(3) D A C測定法を用いて送り駆動機構の静剛性を測定し、測定値 K^* と設計値 K_y を比べて、製作上の問題点を検討する。

(3.1) $K^* < K_y$ の場合：測定値 K^* は設計値 K_y より小さいので、製作上の問題があることを示している。問題点を究明するために次の測定を行う。

(3.1.1) 支持部剛性をチェックする。すなわち急停止時の被駆動体の振動加速度 A_1 、軸受のブラケット部の振動加速度 A_2 を測定し、2箇所の振動加速度の振幅を比較する（加速度とサーボモータ電流値の間の周波数応答も測定し、被駆動体と軸受ブラケット部が同じ固有振動数で振動していることを確認する）。

(3.1.1.1) $A_1 \approx A_2$ の場合：支持部の剛性が低いので、被駆動部と支持軸受のブラケット部がほぼ同じ振幅で振動する。そこで、支持部について検討する。

(3.1.1.2) $A_1 > A_2$ の場合：支持部の剛性は十分大きいので、支持軸受のブラケット部は被駆動体に比べてほとんど振動しない。従って支持部には問題がない。

(3.1.2) ボールねじの支持方式をチェックする。すなわち被駆動体の位置がサーボモータ側軸受に近い所と、反サーボモータ側軸受に近い所にある場合に D A C測定法によって円弧補間の際の象限切替時のロストモーション量 Δu_1 、 Δu_2 を測定し、 Δu_1 と Δu_2 を比較する。正確に判定するために、ロストモーション量を測定すると同時にサーボモータの電流値も測定し、2箇所の摺動抵抗 F_1' 、 F_2' が同じになることを確認して、2箇所のロストモーション量を比較する。2箇所の摺動抵抗が異なる場合、摺動抵抗とロストモーション量の比 $F_1'/\Delta u_1$ と $F_2'/\Delta u_2$ を比較する。

(3.1.2.1) $\Delta u_1 < \Delta u_2$ の場合：被駆動体の位置が反サーボモータ側軸受に近い場合は送り駆動機構の剛性が小さいことを示している。反サーボモ

ータ側軸受のナットが緩んでおり、シングルアンカ状態になっている。

(3.1.2.2) $\Delta u_1 \geq \Delta u_2$ の場合：被駆動体の位置がサーボモータ側軸受に近い場合と、反サーボモータ側軸受に近い場合の剛性とがほぼ同じであり、適正なダブルアンカ状態になっている。

ほかの方法としてはシングルアンカ状態にして、静剛性を測定し、測定値 K_s^* と K_d^* （ダブルアンカ状態の場合の測定値）を比較することによって、ボールねじの支持状態を判断する。

(3.1.3) 部品の欠陥及びナット、軸受の予圧量調整不足など調整ミスをチェックする。

(3.2) $K^* \approx K_y$ の場合 静剛性の測定値 K^* は設計値 K_y とほぼ一致しているので、製作上の問題はない。

(4) 静剛性の設計値 K_y を用いて固有振動数 f_{n1} を計算し、目標値 f_{n0} と比較する。

(4.1) $f_{n1} < f_{n0}$ の場合：設計値 f_{n1} は目標値 f_{n0} より低いので、設計上の問題がある。送り駆動機構の静剛性、被駆動体の質量について設計変更の必要がある。

(4.2) $f_{n1} \approx f_{n0}$ の場合：設計値は目標値に達しており、設計上の問題点はない。

(5) $K^* \approx K_y$ の場合：静剛性の問題点がない場合に D A C測定法で送り駆動機構の固有振動数 f_n^* を測定し、設計値 f_{n1} と比較する。

(5.1) $f_n^* < f_{n1}$ の場合：実測値 f_n^* は設計値 f_{n1} より低いので、製作上の問題点がある。実測値 f_n^* を低下させる原因について次のように検討する。

(5.1.1) 結合部の接触剛性（組立のミス、結合面のあらさ、形状精度）をチェックする。すなわち部品の結合部の表面あらさ、形状精度および組立のミスなどを調べる。支持部の接触剛性を（3.1.1）と同様にチェックする。

(5.1.2) ボールねじの予張力、ボルト結合部の締付力などの予荷重をチェックする。

(5.1.3) 立形マシニングセンタのサドル、横形マシニングセンタのコラムおよび門形のラムサドルの振動モードを測定する。すなわち被駆動体の各点に加速度のピックアップを取付け、動特性 D A C測定を行う。コラムなどのサドルやコラムがロッキングモードあるいはその他のモードで振動を生じれば、測定された固有振動数は非常に低くなる。

(5.2) $f_n^* \approx f_{n1}$ の場合：実測値と設計値がほぼ一致しているので、動特性についての製作上の問題点はない。

(6) $K^* < K$ の場合：測定値 K^* は設計値 K より小さいので、静特性に関して製作上の問題があるが、さらに動特性についても検討する。そのため、静剛性の実測値 K^* を用いて固有振動数 f_{n2} を計算し、D A C 測定法で測定された固有振動数 f_{n^*} と比較する。

(6.1) $f_{n^*} < f_{n2}$ の場合：実測値 f_{n^*} は、静剛性の実測値 K^* から得られた計算値 f_{n2} より低いので、動特性についても製作上の問題点があり、(5.1) に示したような方法で問題点をチェックする。

(6.2) $f_{n^*} \approx f_{n2}$ の場合：実測値 f_{n^*} は、静剛性の実測値 K^* から得られた計算値 f_{n2} とほぼ一致するので、動特性について製作上の問題点はなく、静剛性について製作上の問題点があるので、(3.1) と同様に検討する。

6.5 ケーススタディ

ケーススタディとして以下の3台のマシニングセンタ機械C、機械D、および機械Eについて診断した。

6.5.1 機械C (中型の立形マシニングセンタ)

機械Cはサドルタイプの中型のマシニングセンタで、主な仕様は表6-2のようである。被駆動体がストローク中央に位置している場合の、静剛性の理論計算値(設計値)を表6-3に示す。また、ボールねじのねじり剛性をボールねじの送り方向に換算値した値 Kg' 、および $Kg'/K2$ を併せて示す。この機械Cは高精度加工用の機械として、各軸の静剛性の目標値は $K0 = 4 \times 10^8$ (N/m) と大きく設定されている。X軸の静剛性の設計値 $K2$ は目標値を5%程度下回っているが、各軸とも設計値 $K2$ はほぼ目標値を満足しているため、支持部の剛性を除いて静剛性に関する設計上の問題はほとんどない。ボールねじのねじり変形を考慮した計算値と無視した計算値を比較すると、後者は前者より各軸ともにわずか2%高いだけで、両者はほぼ同一値になった。表6-3に示

表6-2 機械C (立形マシニングセンタ) の主な仕様

項目	X軸	Y軸	Z軸
ストローク (mm)	610	410	410
被駆動体質量 (kg)	240	675	1060
ボールねじ径 (mm)	40	40	40
ボールねじリード (mm)	10	10	10
支持軸受間距離 (mm)	998	840	935
トルク定数 (N・m/A)	1.02	1.07	1.07
ボールねじ支持方式	ダブルアンカ方式		
案内形式	すべり案内		
早送り速度 (mm/min)	12000		
切削送り速度 (mm/min)	1~4000		
最小設定単位 (mm)	0.0001		
制御方式	セミクロズド		

表6-3 機械Cの静剛性値の設計値と実測値

軸	$K2$ (N/m)	Kg (N・m/rad)	Kg' (N/m)	$Kg'/K2$	K^* (N/m)
X	3.77×10^8	2.26×10^4	89.3×10^8	23.7	4.65×10^8
Y	4.21	2.59	102.3	24.3	3.94
Z	3.97	2.30	93.2	23.5	3.90

すように、各軸の $Kg'/K2$ はいずれも23倍程度と、ねじり剛性 Kg は送り方向の剛性 K より十分大きな剛性を有しており、ボールねじのねじり変形が無視できることが確認できた。

機械Cの各軸について測定されたロストモーション量を横軸に、運動方向反転時のモータ電流値から計算した送り方向荷重を縦軸にとり、各軸の測定点に最小二乗法を適用して得られた直線を図6-7に示す。この直線の傾きから得た静剛性の測定値 K^* は表6-3のようになった。測定値 K^* を理論計算値 $K2$ と比較すると、Y軸およびZ軸はかなり近い値で、X軸については計算値よりやや大きい。X、YおよびZ軸の静剛性の実測値 K^* は、支持剛性 K_h を含まない設計値 $K2$ とほぼ同一の値を示しており、各軸共に軸受の支持剛性 K_h が十分大きく、静剛性に関する設計上および製作上の問題はないことがわかる。本機は高精度

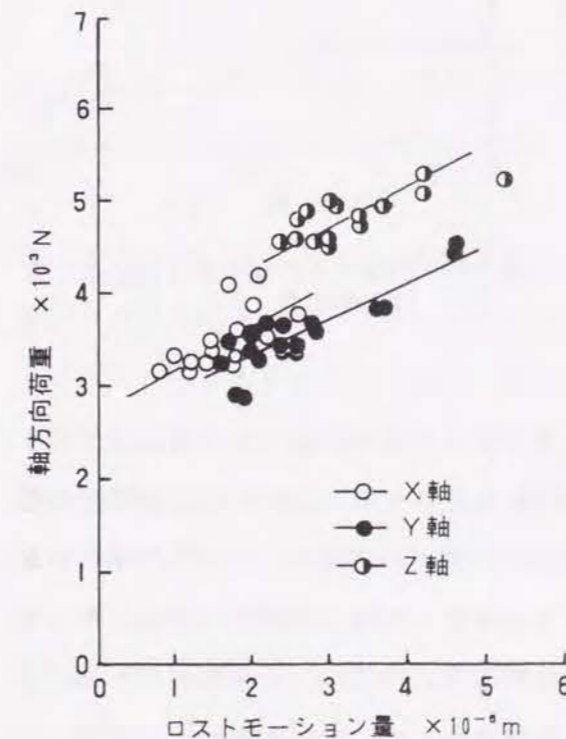


図6-7 機械Cの送り方向荷重とロストモーション量の関係

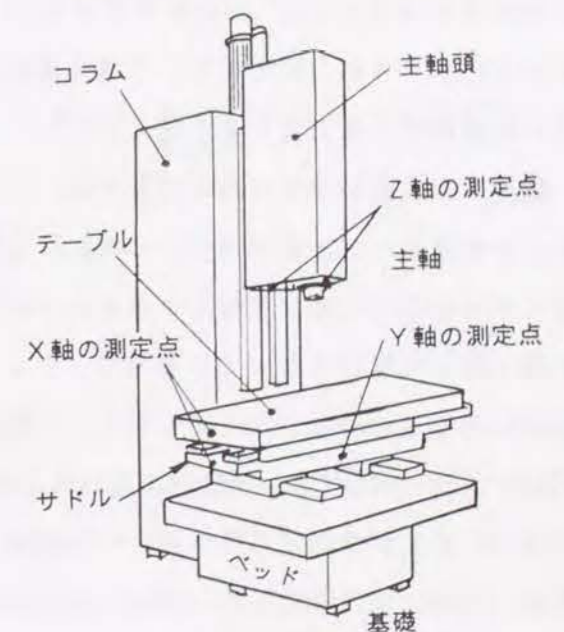


図6-8 機械Cの振動加速度の測定位置

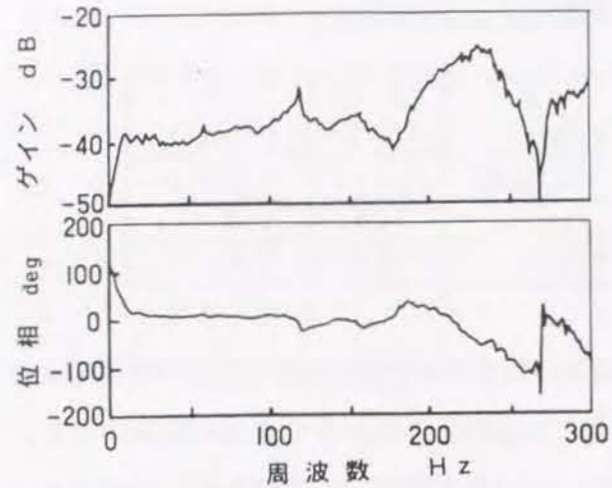


図6-9 機械CのX軸のテーブルにおける周波数応答

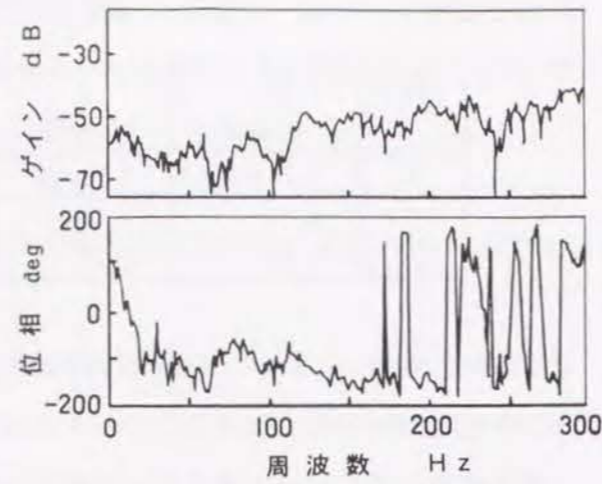


図6-10 機械CのX軸のサドルにおける周波数応答

加工用として、軸受ブラケットの剛性が強化され、またサドルやコラムのブラケット取付部の剛性も強化されていることから、支持部剛性の強化は送り駆動機構の剛性を高める有力な手段と考えられる。また、各軸の静剛性の実測値 K^* は 4.0×10^8 (N/m)程度で大きく、しかもバランスがとれており、本機は優れた送り駆動機構を備えていると言える。

機械Cの振動加速度の測定位置を図6-8に示す。X軸はテーブル側面とサドル側面、Y軸はサドル側面、Z軸は主軸がコラムより大きく張り出した構造となっているので、ナット

に近い所と遠い所の2カ所とした。X軸のテーブルとサドルで測定された周波数応答を図6-9と図6-10に示す。図6-9に見られる60(Hz)と120(Hz)のゲイン曲線の突起は電源に混入したノイズが原因である。図6-9には225(Hz)においてゲイン曲線ピークと位相遅れがあるが、図6-10には存在しないので、225(Hz)をX軸方向の第1次固有振動数と判断した。Y軸は図6-11に示すように、サドルで測定された周波数応答の79(Hz)に大きなゲインピークと位相遅れがあり、これを送り方向の第1次固有振動数とした。またZ軸については、主軸頭のナットに近い位置で測定した周波数応答を図6-12に、被駆動体のナットから遠い位置における周波数応答を図6-13に示す。両図から82(Hz)にゲインピークと位相遅れがみら

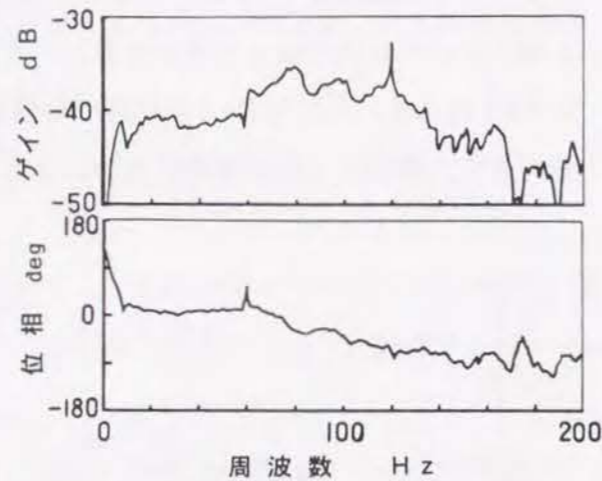


図6-11 機械CのY軸のサドルにおける周波数応答

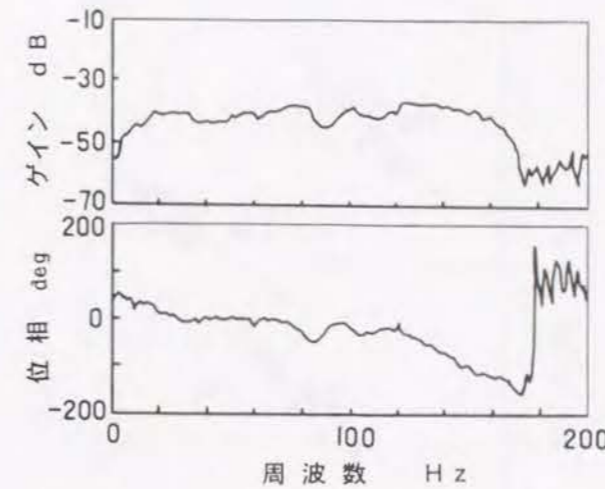


図6-12 機械CのZ軸のナット近部における周波数応答

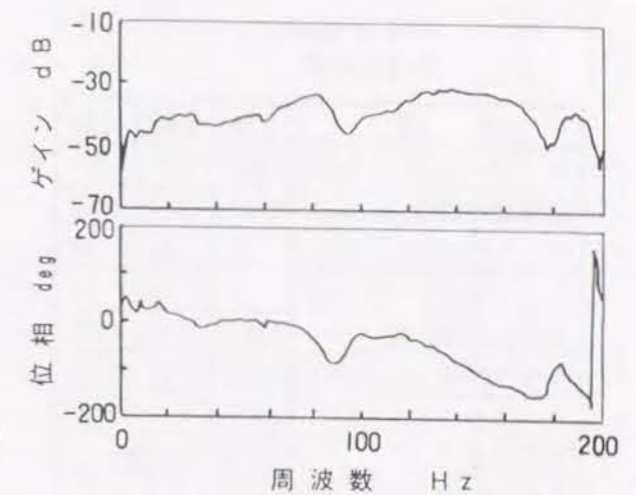


図6-13 機械CのZ軸ナットより遠部における周波数応答

表6-4 機械Cの固有振動数の理論値と実測値

軸	f_{n1} (Hz)	f_{n2} (Hz)	f_{n^*} (Hz)
X	196	217	225
Y	125	121	79
Z	98	96	82

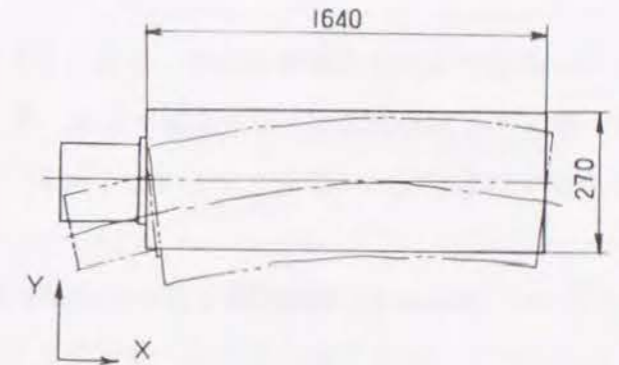


図6-14 機械CのY軸サドルにおける振動モード(79Hz)

れ、送り方向の第1次固有振動数と判断した。なお、この振動数のゲインレベルは図6-13の遠い位置で測定したデータの方が若干高く、この振動はスウェイモードとロッキングモードの重なった振動モードと考えられる。

以上をまとめて、固有振動数の測定値 f_{n^*} を表6-4に示す。X軸の固有振動数の設計値 f_{n1} 、静剛性 K_2 の代わりに測定値 K^* を用いて計算した固有振動数 f_{n2} 及び測定された実測値 f_{n^*} の三者はかなりよく一致しており、かつ200(Hz)以上の高い周波数なので、動特性から見てもかなり優れたものであると言える。また、静剛性の実測値 K^* から求めた固有振動数の計算値 f_{n2} と比較すると、X・Z軸はほぼ一致したがY軸の測定値 f_{n^*} は f_{n2} の67%と低い。そこで79(Hz)におけるサドルの振動モードを測定したところ、図6-14のようになった。この固有振動数は駆動機構自体の固有振動数ではないことから、構造体である

表6-5 機械D (横型マシニングセンタ)の主な仕様

項目	X軸	Y軸	Z軸
ストローク (mm)	1600	1270	1020
被駆動体質量 (kg)	1507	850	3915
ボールねじ径 (mm)	63	55	63
ボールねじリード (mm)	10	10	10
支持軸受間距離 (mm)	2135	2048	1575
トルク定数 (N・m/A)	1.05	1.05	1.05
ボールねじ支持方式	ダブルアンカ方式		
案内形式	すべり案内		
早送り速度 (mm/min)	12000		
切削送り速度 (mm/min)	1~5000		
最小設定単位 (mm)	0.001		
制御方式	セミクロスドルフ		

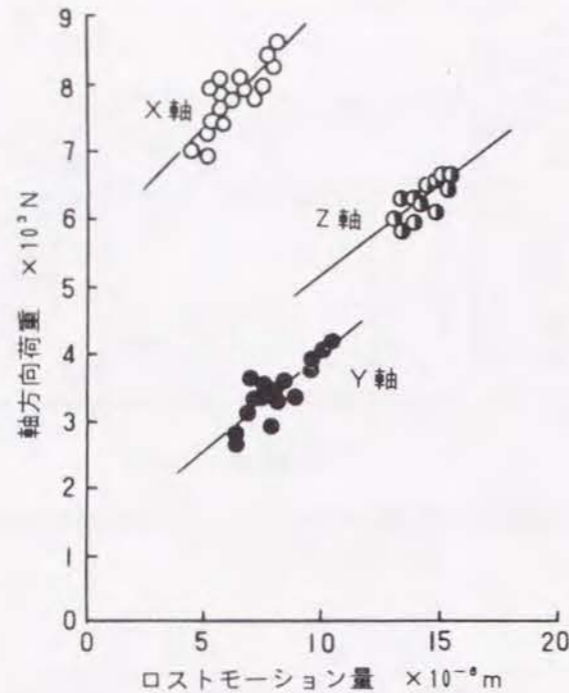


図6-15 機械Dの送り方向荷重とロストモーション量の関係

サドルの剛性に大きく影響されていることがわかる。従ってY軸の測定値 f_n^* が小さいのは、サドルの曲げ振動が生じていたためと考えられる。

6.5.2 機械D (大型の横形マシニングセンタ)

機械Dは表6-5に示すように高速・重切削用の機械であるので、各軸の静剛性目標値 K_0 は 5.0×10^8 (N/m) と大きく設定されている。X, Y および Z 軸の静剛性設計値 K_2 は、Y 軸については目標値を10%程度下まわっているものの、設計値 K_2 はほぼ目標値を満足している。従って支持部の剛性を除いて、静剛性に関する設計上の問題はほとんどない。各軸のロストモーション量と方向反転時のモータ電流値から求めた送り方向荷重との関係を図6-15に示す。図中のZ軸の測定値が他軸よりも大きいのは、Z軸のサーボモータがサイズが大きく、摩擦トルクや軸受動摩擦トルクが大きいためである。表6-6に示すように、直線の傾きから求めた静剛性の測定値 K^* と静剛性の理論計算値 K_2 を比較すると、3軸とも測定値が計算値よりかなり小さくなった。そして、各軸の静剛性の実測値 K^* はそれぞれ支持剛性 K_h を含まない設計値 K_2

表6-6 機械Dの静・動特性値の理論値と実測値の比較

軸	K_2 ($\times 10^8$ N/m)	K^* ($\times 10^8$ N/m)	f_{n1} (Hz)	f_{n2} (Hz)	f_n^* (Hz)
X	5.52	3.51	95	76	42
Y	4.54	2.85	114	90	86
Z	6.44	2.66	64	41	36

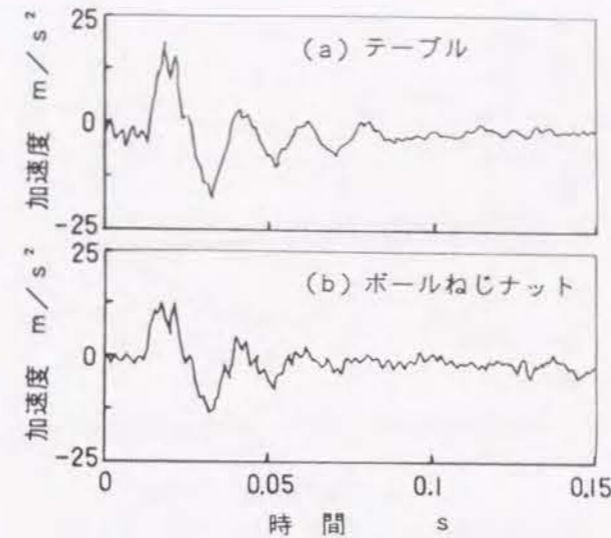


図6-16 機械DのX軸における振動加速度波形

の40~64%で、製作上かなりの問題点があることを示しており、結合面の表面あらし、形状精度、組立上の問題および各部の予圧量調整不足などのチェックが必要と判断される。

そこで各部の結合剛性を検討する。まずX軸について、図6-16の(a), (b)に示すテーブルおよびナット部の振動加速度波形における最大振幅を比較すると、テーブルはナット部より40%程度大きく、静剛性低下の一つの原因として、ナットとテーブルの間の結合剛性が小さいと推定される。また、軸受部の支持剛性については、軸受支持部における周波数応答のゲインピーク周波数がテーブルのそれより8(Hz)高いため単純に比較することはできないが、同じ設計仕様でストロークのみが異なる機械において、軸受ブラケット部の加速度の振動振幅がテーブルの振動振幅の60%となった測定結果が得られていることから、本機においても軸受支持部剛性の過小が原因である可能性が高い。

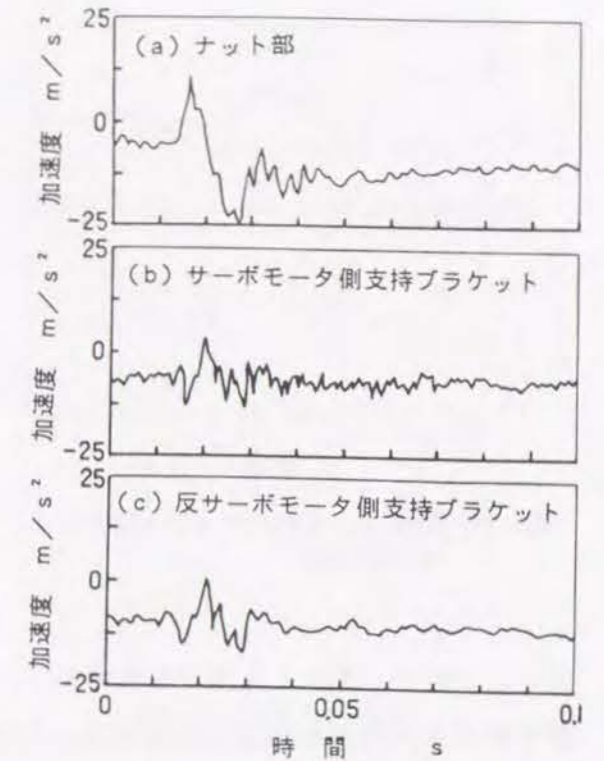


図6-17 機械DのY軸における振動加速度波形

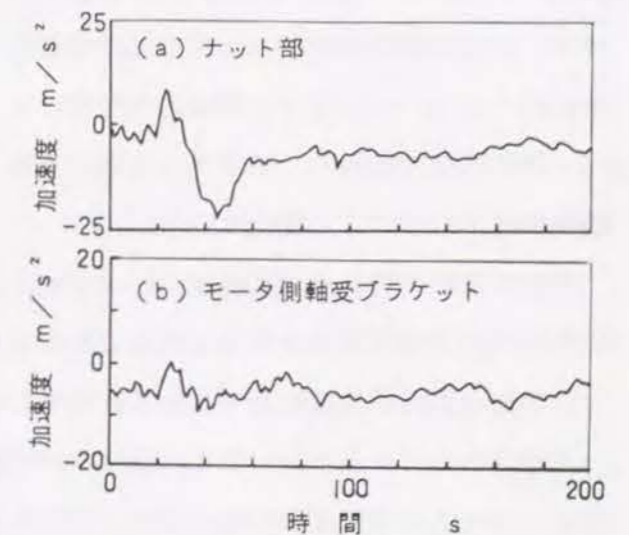


図6-18 機械DのZ軸における振動加速度波形

Y軸について、ナット部とサーボモータ

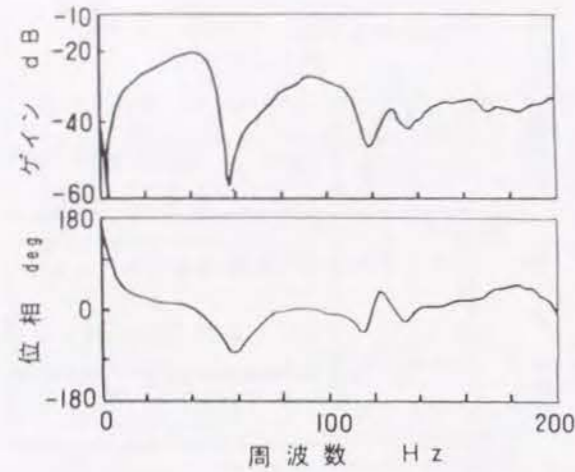


図6-19 機械DのX軸のテーブルにおける周波数応答

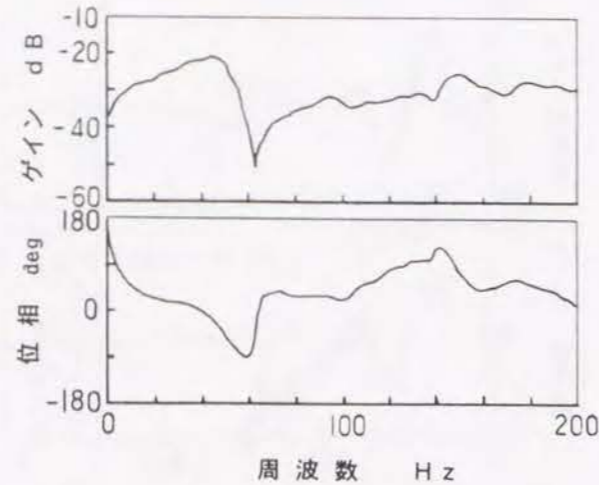


図6-20 機械DのX軸のナットにおける周波数応答

側および反サーボモータ側の軸受ブラケット部で測定された振動加速度波形を図6-17の(a)～(c)に示す。後述のようにこれらの第1次固有振動数は一致しているので加速度の最大振幅を比較すると、両ブラケットの最大振幅はナット部の約50%である。このことからブラケットの剛性が不足していることが推測される。同様にZ軸についても、図6-18の(a)、(b)に示すナット部とサーボモータ側の軸受ブラケット部の加速度波形を比較すると、ブラケット部の最大振幅はナット部の約40%であり、ブラケット部の支持剛性が低下していると推定される。

固有振動数の設計値はZ軸が $f_{n1} = 64$ (Hz) と低い。これは被駆動部質量が4000(kg)近い巨大なコラムを駆動する構造であることが主な原因である。大型の横型マシニングセンタではZ軸の固有振動数の低下はある程度やむを得ない。

X軸のテーブルとナット部で測定された周波数応答を図6-19と図6-20に示す。42(Hz)にゲインピークと位相遅れがあるので、これを送り方向の第1次固有振動数と判断した。Y軸については、図6-21に示す主軸頭で測定した周波数応答には75(Hz)、図6-22、図6-23、図6-24のナットおよび両軸受ブラケットで測定した周波数応答には86(Hz)にゲインのピーク

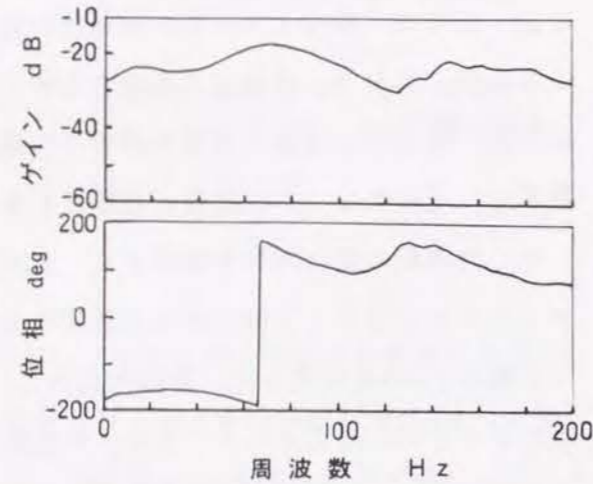


図6-21 機械DのY軸の主軸頭における周波数応答

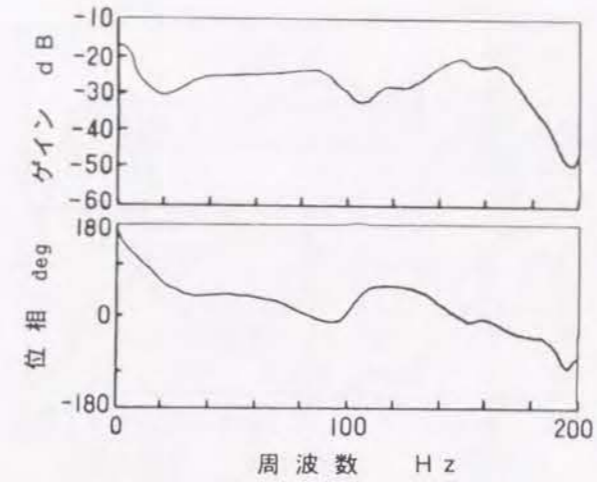


図6-22 機械DのY軸のナット部における周波数応答

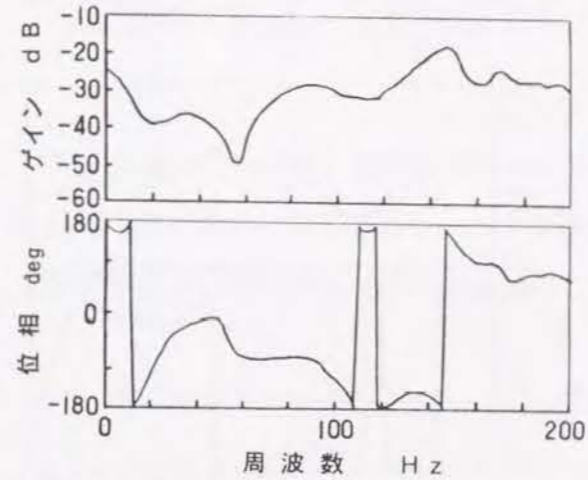


図6-23 機械DのY軸モータ側ブラケットにおける周波数応答

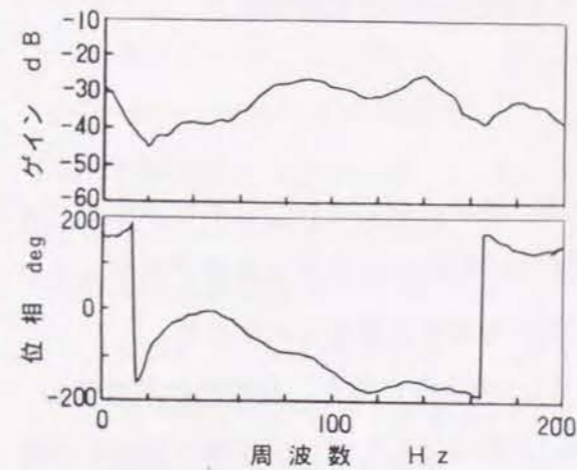


図6-24 機械DのY軸反モータ側ブラケットにおける周波数応答

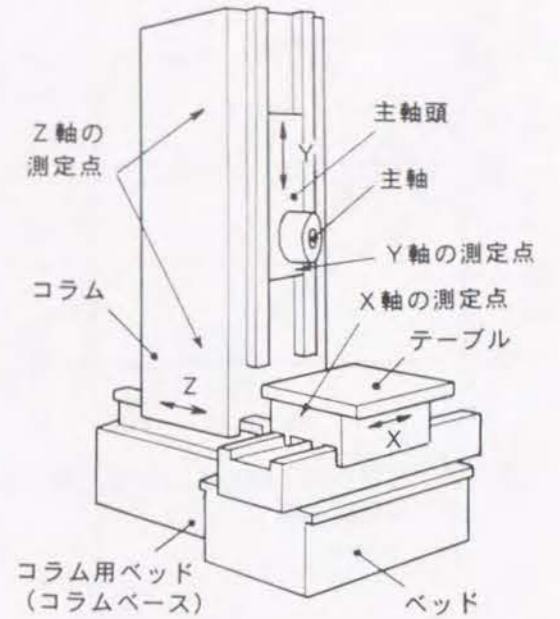


図6-25 機械Dの外観

クと位相遅れが存在する。75(Hz)と86(Hz)のゲインのピークはどちらもかなり緩やかであるのは、近い周波数でのピークが重なり相互に影響を及ぼしあっているためと考えられる。本機の外観は図6-25に示すように主軸頭が水平方向に突き出した構造をしており、75(Hz)のゲインピークは主軸頭部のピッチングモードと推定される。86(Hz)のゲインピークはナット部およびブラケット部周波数応答に共通して存在することから、これをY軸の送り方向の第1次固有振動数と判断した。Z軸については、図6-26に示すナット部で測定した周波数応答には26(Hz)及び36(Hz)に、図6-27に示すコラム上部の周波数応答にも同じ周波数のゲインピークが存在している。ゲイン曲線のピークレベルを比較すると、26(Hz)のピークではコラム上部周波数応答のピークの方が

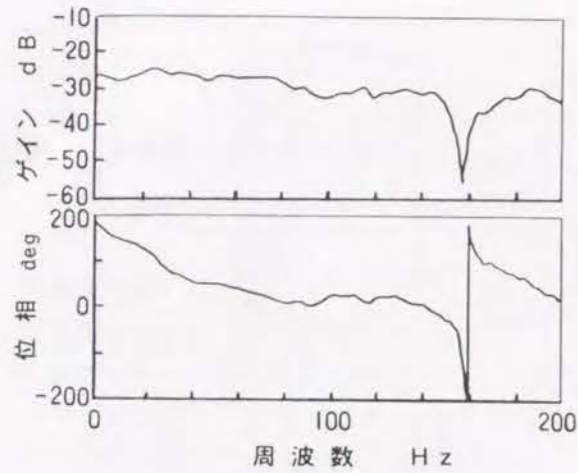


図6-26 機械DのZ軸のナット部における周波数応答

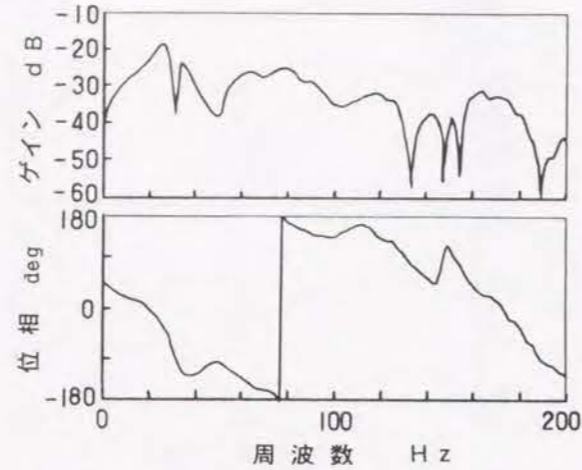


図6-27 機械DのZ軸のコラム上部における周波数応答

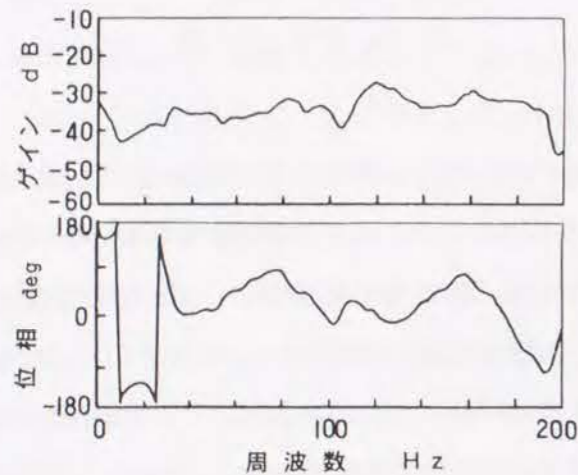


図6-28 機械DのZ軸モータ側ブラケットにおける周波数応答

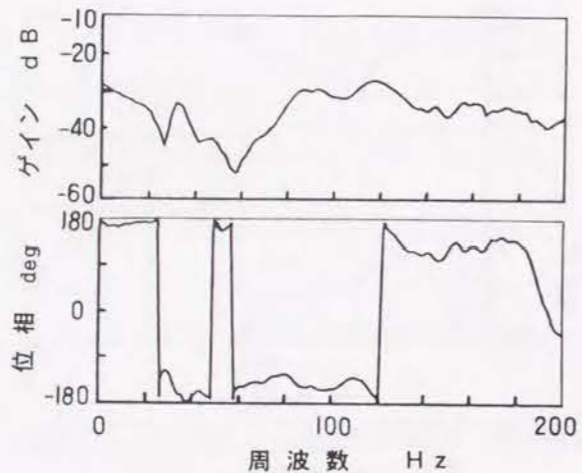


図6-29 機械DのZ軸の反モータ側ブラケットにおける周波数応答

5(dB)高く、コラムのロッキングモードと思われる。それに対して36(Hz)のピークレベルはほぼ等しく、またナット部、コラム部および図6-28、図6-29に示す両軸受ブラケットの周波数応答に共通して存在することから、ここを第1次固有振動数と判断した。

以上の固有振動数の測定値 f_n^* をまとめると、表6-6のようになる。静剛性の実測値 K^* から求めた固有振動数の計算値 f_{n2} と比較すると、X軸は55%と低い。X軸の被駆動部質量は1500(kg)でありDAC測定法での急停止時の慣性力が非常に大きく、瞬間的に予張力を上回ったため低い値となったことが考えられる。

表6-7 機械E(横型マシニングセンタ)の主な仕様

項目	X軸	Y軸	Z軸
ストローク (mm)	1020	820	820
被駆動体質量 (kg)	1280	850	2850
ボールねじ径 (mm)	50	50	50
ボールねじリード (mm)	10	10	10
支持軸受間距離 (mm)	1515	1573	1289
トルク定数 (N·m/A)	1.07	1.07	1.05
ボールねじ支持方式	ダブルアンカ方式		
案内形式	すべり案内		
早送り速度 (mm/min)	16000		
切削送り速度 (mm/min)	1~5000		
最小設定単位 (mm)	0.001		
制御方式	セミクロスドルフ*		

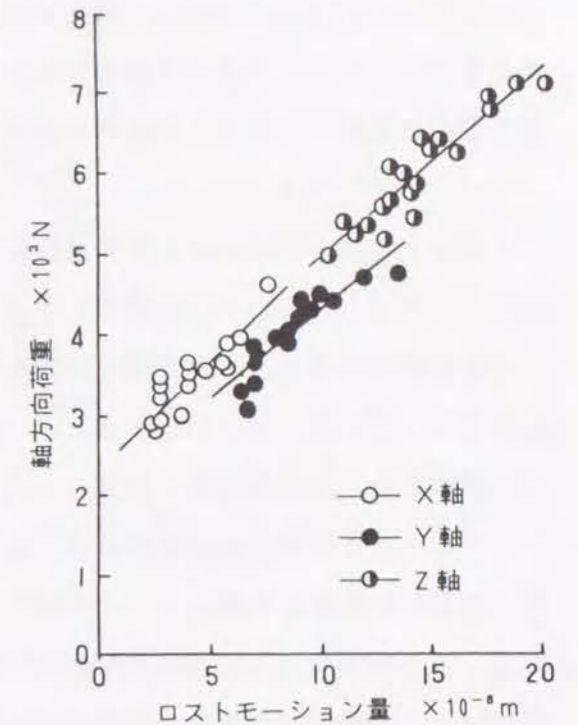


図6-30 機械Eの送り方向荷重とロストモーション量の関係

Y, Z軸については、固有振動数の測定値 f_n は計算値 f_{n2} とほぼ一致しており、固有振動数に関する製作上の問題はないと判断できる。

6.5.3 機械E(中型の横形マシニングセンタ)

機械Eの主な仕様を表6-7に示す。機械Eの各軸について、ロストモーション量と方向反転時のモータ電流値から計算した送り方向荷重との関係を図6-30に示す。この直線の傾きから求めた静剛性値 K^* を理論計算値 K_2 を比較すると、3軸とも測定値 K^* が計算値 K_2 より50%小さくなった(表6-8)。測定値 K^* を用いて式(6-7)からブラケットの支持剛性 K_h を計算し、さらにこの K_h を用いて式(6-10)により求めたシングルアンカ状態の場合の各軸の静剛性はそれぞれ1.46, 1.16, 1.22×10^8 (N/m)になった。これは、ボールねじの支持方式をシングルアンカ方式に

表6-8 機械Eの静・特性値の理論値と実測値の比較

軸	K_2 ($\times 10^8$ N/m)	K^* ($\times 10^8$ N/m)	f_{n1} (Hz)	f_{n2} (Hz)	f_n^* (Hz)
X	5.03	2.58	93	70	52
Y	4.86	2.13	119	78	72
Z	5.56	2.29	70	45	30

した静剛性の実測値 $K^* = 1.78, 1.29, 1.54 \times 10^8$ (N/m) とほぼ等しく、支持剛性 K_h が非常に小さいことがわかる。これは本機の駆動機構の構造が図6-31に示す

ように反モータ側のブラケット構造が片持ち構造になっており、大きな予張力がかけられると図中に破線で示すような変形が生じやすいためと考えられる。

X軸のテーブルで測定された周波数応答を図6-32に示す。52(Hz)に大きなゲインピークと位相の遅れがあり、これを第1次固有振動数とした。Y軸は、図6-33に示すように主軸頭で測定された周波数応答の72(Hz)に大きなゲインピークと位相遅れがあるので、ここを第1次固有振動数と判断した。Z軸については、コラム下部で測定された周波数応答を

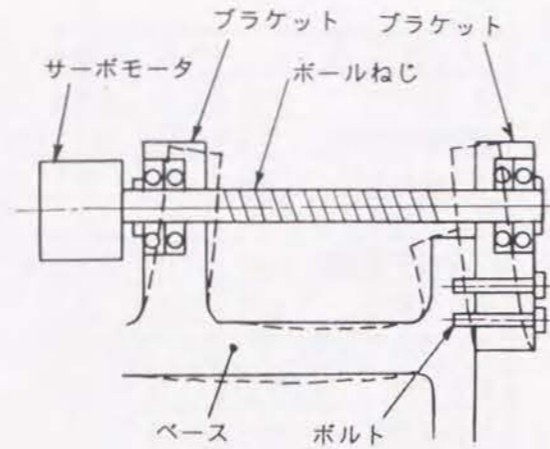


図6-31 機械Eの軸受支持部の構造

図6-34に、上部で測定された周波数応答を図6-35に示す。それぞれ33(Hz)と、36(Hz)に大きなゲインピークと位相遅れが見られるが、36(Hz)のゲインレベルはコラム上部のデータの方が10(dB)程度高く、スウェイモードとロッキングモードの周波数が近接しているためと考えられ、よって第1次固有振動数は33(Hz)であると判断した。以上をまとめて、表6-8に示す。

固有振動数の測定値 f_n^* を、静剛性の実測値 K^* から求めた固有振動数の計算値 f_{n2} と比較すると、Y軸はほぼ一致したが、XおよびZ軸は計算値の75%と低い。機械全体としての位置アンプゲイン K_p は固有振動数の一番低い軸によって決まるので、高精度・高剛性・

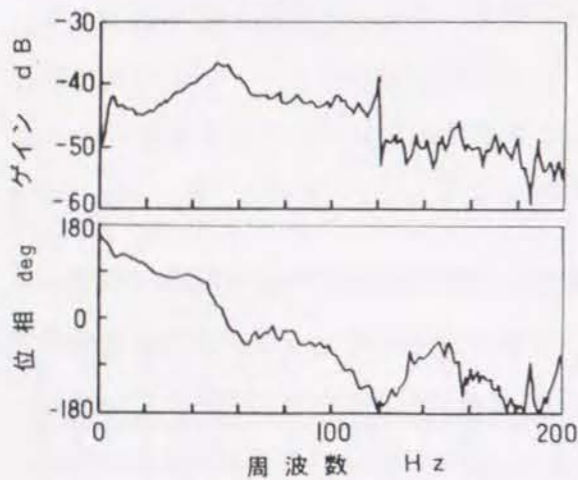


図6-32 機械EのX軸のテーブルにおける周波数応答

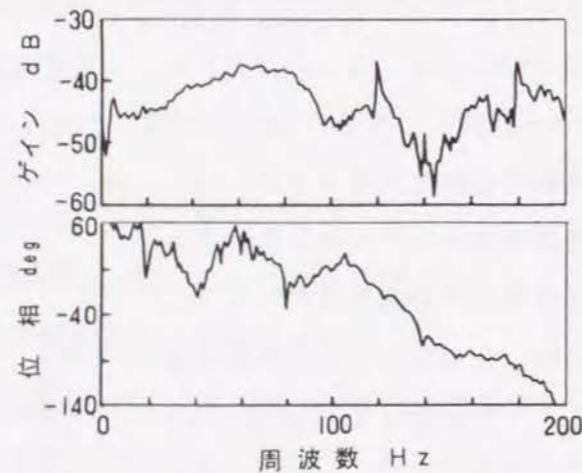


図6-33 機械EのY軸の主軸頭における周波数応答

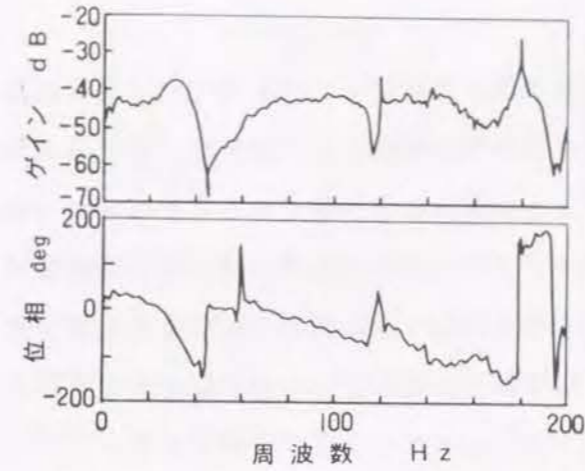


図6-34 機械EのZ軸コラム下部における周波数応答

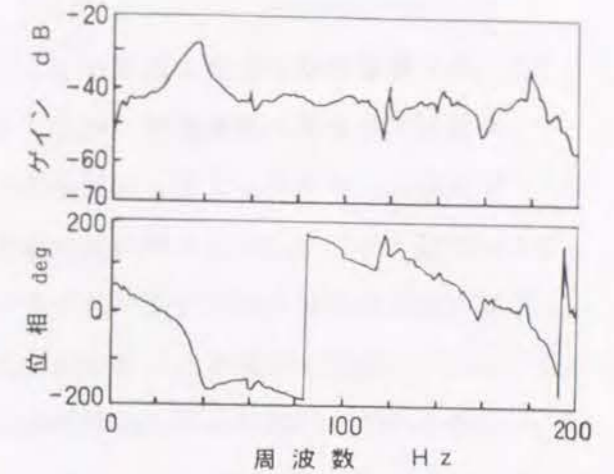


図6-35 機械EのZ軸コラム上部における周波数応答

高応答性の送り駆動系を実現するには、まずこれらの軸の固有振動数を高くすることが必要である。これらの軸の被駆動部重量は他の軸よりも大きく、構造が複雑なので必然的に固有振動数は低くなるが、適切なボールねじ径の選択、サドルやコラムの剛性の向上などの工夫により各軸のバランスを採るようにしなければならない。また、各軸の送り駆動機構の結合部の接触剛性、ブラケットの支持剛性を強化するなどの改善が必要である。

6.6 結論

本章では、送り駆動機構の組立工程において静動特性値が設計期待値に至らない原因箇所を特定する診断法を開発し、トータルチューニングの1ステップである製造段階でのチューニングについて検討した。さらに現用されている3台のNC工作機械にこの欠陥発見手法を適用して実際に送り駆動機構の診断を行った。本章の主な結論は次のようである。

- (1) ロストモーション量がサーボモータ電流値に比例することを利用して静剛性を推定する静特性DAC測定法と、速度制御ループ運転中に被駆動部を急停止させた時のモータ電流-被駆動部加速度の伝達特性から固有振動数を推定する動特性DAC測定法を併用し、送り駆動機構の欠陥箇所を特定する欠陥発見アルゴリズムを構築した。
- (2) 実際にDAC測定法により3台の中・大型のマシニングセンタの送り駆動機構の静・動特性を測定し、設計時に期待された静動特性値が得られない原因を特定した。その結果、静・動特性を低下させる原因を比較的容易に発見でき、本方法が実用的であ

ることが分かった。

- (3) 送り駆動機構の診断の結果から、送り駆動機構の静剛性を低下させている主な原因に各部の結合部の接触剛性、軸受ブラケット部の支持剛性の低下が多いことが分かり、接触剛性、ブラケット部の支持剛性を強化する対策を施すべきであることが分かった。
- (4) 立形マシニングセンタのY軸や横形マシニングセンタのZ軸のX軸の固有振動数は他の軸に比較して非常に低い値であった。これらの軸は他の軸より被駆動部重量が大きい上に構造が複雑なため支持剛性が低くなり易い。高応答性の送り駆動系を実現するためには、設計時に予め静動特性強化の工夫をしておくことが必要である。

第7章 ケーススタディ

7.1 緒言

これまでは第2章で全体の手順を示したトータルチューニング手法について、各ステップを踏んで詳細に検討してきた。1軸のサーボパラメータチューニングやメカニカルパラメータチューニング、そして同時多軸制御におけるチューニングについてアルゴリズムを構築し、その効果の確認のためにそれぞれの章においてケーススタディや確認実験を行ってきた。また組立段階での欠陥発見法のケーススタディでは、実際に生産された機械についての測定を行ってきた。本章では、これらの総合プロセスであるトータルチューニング手法のケーススタディとして、3台の特徴的な、しかも一般的な機械についてトータルチューニングの実施を試みる。ただし、実際に機械を製作する訳ではないので、組立時の欠陥発見チューニングは行わない。その代わりとして、効果の確認のためにチューニングの最終評価関数である輪郭精度をシミュレーションによって調べ、トータルチューニングの効果を確認する。

その特徴ある第1のチューニング対象機は、FTLなどの構成機として良く使用されるテーブル固定タイプの専用機で、この種の工作機械の形態はX、Y、Zの3軸が積み重なった構成となっているため、各軸の被駆動部質量の比率が大きく固有振動数に大きな開きがあるのが特徴で、トータルチューニングすることで送り特性が大きく向上することが期待できる。第2のチューニング対象機械はサドルタイプの汎用マシニングセンタで、金型や部品加工に多用される一般的なNC工作機械である。同クラスのFTL構成機に比べて各軸のイナーシャバランスが良く、サーボパラメータチューニングを適用しやすい。そして最後のケーススタディ対象機として、最近開発された高速加工マシニングセンタを取り上げる。これは前述の汎用マシニングセンタをベースとして、ハイリードボールねじ（一般のマシニングセンタのリード $p = 8 \sim 12$ (mm)に対して20(mm)と大きいボールねじ）や高出力低慣性のACサーボモータの採用により高速・高能率化を図った最先端のNC工作機械である。

7.2 FTL機の場合

FTLで使用されるNC工作機械は、ワーク順送の容易さの点から横型のテーブル固定

タイプ（工具3軸移動タイプ）が多い。このタイプのNC工作機械は、工具側をX・Y・Zの3軸方向に相対運動させる必要があるため各軸の構造体を重ねた構成となっている。軸構成はたとえば、上から順に、主軸頭を上下方向に駆動するY軸、Y軸を含む構造体であるコラムを前後方向に駆動するZ軸、そしてそのZ軸を含む構造体であるサドルを左右方向に駆動するX軸で構成されている。必然的に下側の軸はその上側の軸の駆動機構を含めて駆動しなければならない。従って下になるほど被駆動部質量が大きくなり、各軸の固有振動数を共通とする観点から言えばバランスの良くない構造で、従来の試行錯誤的な設計的では固有振動数の検討すら行っていないことも多く、高速高応答の機械とするのは難しい構造である。そこで、多軸のメカチューニングのケーススタディの対象としてあえてこのテーブル固定タイプのFTL構成機を選び、この3軸の送り駆動機構の設計に本チューニング法を適用して効果を確認する。

対象とするFTL構成機は、前出の機械Bである。本機の特徴は、表4-3の初期設計仕様に示すようにX、Y、Z軸のストロークがほぼ均衡し、ボールねじ径やサーボモータの種類も同じにしてある一方で、上述のように質量差が非常に大きく、固有振動数にかなりの開きがあることが予想される。

7.2.1 メカニカルパラメータチューニングの実施

(1) チューニングの目標値の設定

機械BはFTLを構成するNC工作機械であり、その用途は部品加工が主体であるので、各軸共通のチューニング条件を次のように設定した。

条件1：サーボ剛性目標値 $H_{des} \geq 10 \times 10^8$ (N/m)

条件2：立上がり時間目標値 $t_{des} < 0.150$ (s)

(2) チューニングを行う軸順序の決定

式(5-2)を用いて現状のメカニカルパラメータでの各軸の固有振動数を計算すると、

X軸：125 (Hz), Y軸：175 (Hz), Z軸：142 (Hz)

と求められた。機械Aなどのサドルタイプの機械に比べても固有振動数の差は大きいといえ、チューニングの必要性が十分にある。従ってメカニカルパラメータチューニングを行う順序は、このうち最も固有振動数の低いX軸について最初に行い、その後Z軸、Y軸の順に行うことに決定した。

(3) JKマップの作成と修正ベクトルの計算

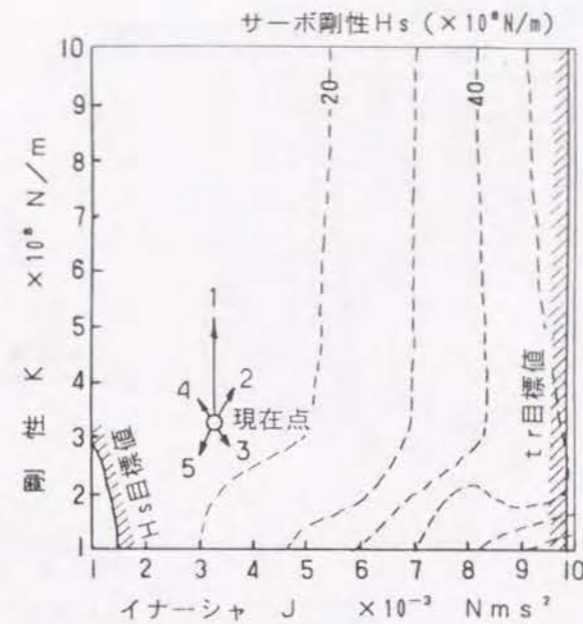


図7-1 機械BのX軸のJKマップ

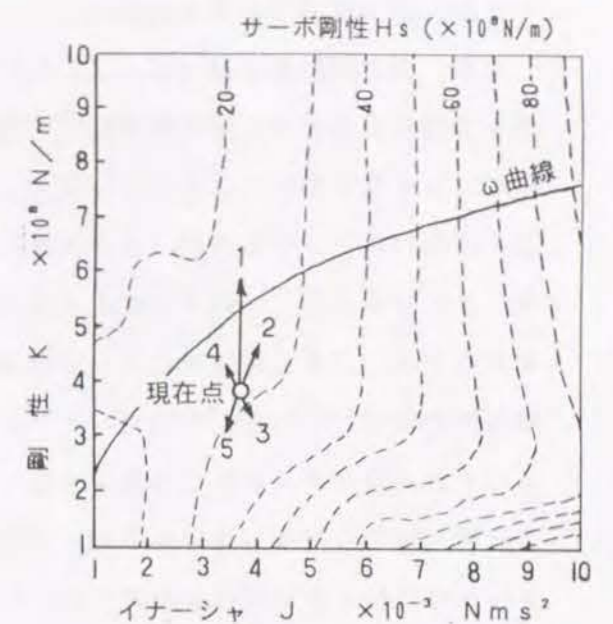


図7-2 機械BのZ軸のJKマップ

まずX軸についてのJKマップを作成してみたところ図7-1のようになった。ここでチューニング前の状態の(J, K)の座標を○印で、サーボ剛性Hdesの目標値の下限、およびイナーシャJの上限値をハッチングで示す。イナーシャJの取り得る範囲は、立上がり時間に関する目標値Tdesを満たすためのJの許容範囲であり、その最大値が上限値 $J_{max} = 0.0099$ (N・m・s²)である。図中の①～④で表した修正ベクトルには例えば次のような手段が考えられる。

- ① ボールねじの支持方式を現在のシングルアンカから、ダブルアンカに変更し、軸方向剛性Kを向上させる。このときJはほとんど変化しない。
- ② ボールねじの呼び径を1ランク上げて太くする。結果的にK、およびJが向上する方向へシフトする。
- ③ ボールねじの取付長を伸ばす（例えば10%）。Kは減少するが、Jは増加する方向へシフトする。
- ④ ボールねじの取付長を縮める（例えば10%）。仕様変更あるいはボールナット長の変更など。Jは減少するが、Kは増加する方向へシフトする。

(4) 修正ベクトルの選択

図7-1によれば、現在のメカニカルパラメータの値ですでに、条件1のサーボ剛性に関する目標値および立上がり時間の目標値を満足している。しかし、全体の固有振動数を増大させるためにボールねじ支持形式をシングルアンカからダブルアンカに変更するこ

ととし、①の位置へシフトさせた。

なお、固有振動数 ω は $(K/J)^{1/2}$ に比例して増大するから、固有振動数を可能な限り大きく取るためにはJKマップ上では左上方向にシフトする方向(Kが大きくJが小さくなる方向)に修正ベクトルを選択するのがよい。その意味ではサーボ剛性目標条件を満たしつつ左上方向にシフトできるベクトル②のボールねじの長さを短くする対策も同時に行うべきであるが、X軸のボールねじ長さの短縮化が困難であったので①の修正のみとした。それでもこの修正ベクトルにより、X軸の固有振動数は $\omega =$

125 (Hz)から166(Hz)に高くなった。以後のZ軸、Y軸のチューニングではこのX軸の固有振動数が目標となる。

(5) 第2軸(Z軸)のチューニング

次に固有振動数の低いZ軸のチューニングを行う。まず最初にX軸と同様にJKマップを描くが、X軸で求めた固有振動数 $\omega = 166$ (Hz)を表す ω 曲線を図7-2に示すようにJKマップに重ねて描いた。このとき立上がり時間の目標値を満足するためのイナーシャJの上限值は $J_{max} = 0.0113(N \cdot m \cdot s^2)$ であった。このZ軸JKマップにより、現時点ですでにサーボ剛性の目標値、および立上がり時間の目標値を満足していることがわかる。ただし、 ω 曲線からかなり離れているため、修正ベクトルを追記して修正を図る。固有振動数を目標値に近づけるため、ボールねじ径を36(mm)から45(mm)の2ランク上げ、固有振動数を $\omega = 164$ (Hz)とした。

(6) 第3軸(Y軸)のチューニング

最後に、残るY軸について同様にチューニングを行う。図7-3に計算したY軸のJKマップを示す。この場合のサーボモータ立上がり時間の目標値を満足するためのJの上限值は $J_{max} = 0.0130(N \cdot m \cdot s^2)$ であった。Y軸JKマップより初期状態で既にサーボ剛性、立上がり時間に関する目標値に到達しているのがわかる。また、固有振動数も目標の±10%の範囲に入っているため過剰品質でもなく、特に対策をとる必要はないと判断できる。

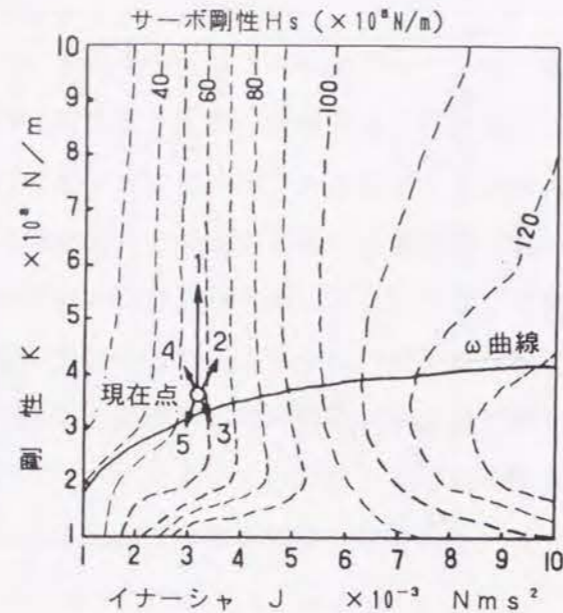


図7-3 機械BのY軸のJKマップ

表7-1 機械Bのチューニング過程

軸		X	Y	Z
Ja	(Nm·s ²)	0.0069	0.0048	0.0080
D	(Nm·s)	0.565	0.565	0.678
Vi	(-)	1099	1584	1153
Vgmax	(A·s/rad)	32	105	79
Vg	(A·s/rad)	32	22	37
Kpmax	(s ⁻¹)	44	42	93
Kp	(s ⁻¹)	42	42	42

7.2.2 サーボパラメータチューニングの実施

(1) Vi, Vg, Kpの決定

メカニカルパラメータチューニングにより各軸のJ, K, Mが決定したが、Dについては送り駆動機構のパラメータ同定により決定した。そしてそれを式(5-14)、式(5-15)に代入して各軸のViを計算すると表7-1のようになる。このViに対するVgの上限値は、速度ループパラメータの実現可能領域のグラフより求め、Jaを式(5-13)に代入すると、X軸のVgに対するY, Z軸のVgの比率が次のように決定する。

$$V_{gy}/V_{gx} = 0.69, \quad V_{gz}/V_{gx} = 1.16$$

よって、各軸のVgは表7-1のように計算される。

さらに同表に示した速度ループパラメータVg, Viに対し、位置ループに関する安定性の制約条件(ゲイン余裕が10(db)以上、位相余裕が40(°)以上)を満たす最大のKpを求めたところY軸のKpが最も低かったため、X, Z軸のKpをY軸に合わせて42(s⁻¹)とした。

(2) Kf, Tsの設定

こうして得られたKp, Vg, およびViの各パラメータを設定した後、加減速方式を指数関数型加減速として各軸について個々にフィードフォワードゲインKf, および加減速時定数Tsを求めた(表7-2)。この中でX軸のKfが最も小さくなっているため、YおよびZ軸のKfをX軸に揃える。またTsについては、最も大きいZ軸にX, Y軸を揃えた。こうして得られたサーボパラメータの最終チューニング結果を表7-3に示す。

7.2.3 輪郭誤差のシミュレーションによる効果の確認

以上のトータルチューニングによって輪郭誤差がどの程度低減されるのかを検討しておく。図5-3のXY平面の同時2軸直線補間で輪郭誤差が最も大きく表れる $\theta = 45^\circ$ の場合の移動開始した直後の輪郭誤差についてシミュレーションした結果を図7-4に示す。

シミュレーション条件:

立上がり時間 = 0.1s

駆動時間 = 0.5s

指令速度 = 5m/min

加減速方式 = 直線加減速

ここで、比較の設定条件は

- (1) 現状の機械Aの仕様にて、標準的なサーボパラメータの場合の輪郭誤差 ($Kp=33(s^{-1})$, $Vg=150(A \cdot s/rad)$, $Vi=682$)
- (2) 各軸においてサーボパラメータチューニングのみ行った場合の輪郭誤差
- (3) 上述のメカニカルパラメータチューニングとサーボパラメータチューニングの両方を実施した場合の輪郭誤差 (表7-2)

である。現状の標準パラメータでは、加速時において各軸の応答遅れの差から最大 $6.0 \times 10^{-6}(m)$ の輪郭誤差が生じていたものが、各軸について個別にサーボパラメータチューニングを施すことによ

表7-2 各軸の Kf, Ts の計算結果

軸		X	Y	Z
Kf max	(-)	1.0336	1.0488	1.0348
Kf	(-)	1.0336	1.0336	1.0336
Ts min	(s)	0.029	0.025	0.038
Ts	(s)	0.038	0.038	0.038

表7-3 サーボパラメータチューニング結果

軸		X	Y	Z
Kp	(s^{-1})	42	42	42
Vg	($A \cdot s/rad$)	185	170	158
Vi	(-)	422	648	508
Kf	(-)	1.0336	1.0336	1.0336
Ts	(s)	0.038	0.038	0.038

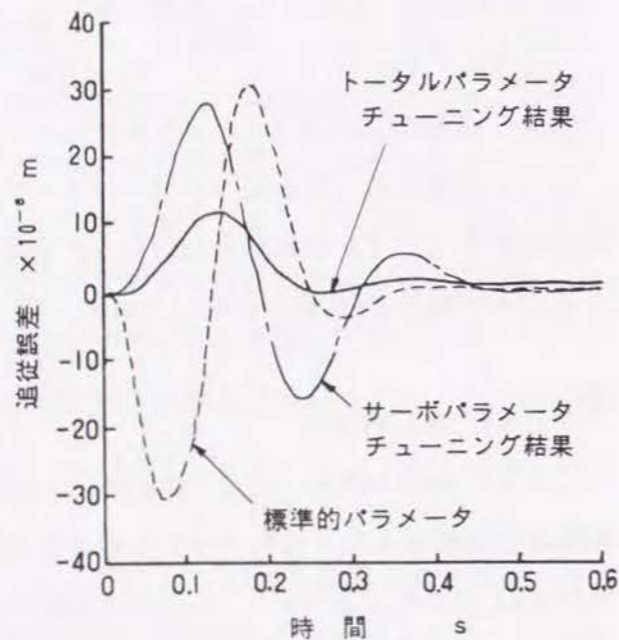


図7-4 機械Bにおけるチューニング有無による輪郭誤差比較 (XY平面におけるシミュレーション)

て、最大 $4.5 \times 10^{-6}(m)$ に改善されている (25%の低減)。さらに各軸の伝達特性を揃えた (3) のチューニングを行ったものでは 0.25(s)までの起動時に最大 $1.2 \times 10^{-6}(m)$ の誤差が見られるのみでそれ以後はほとんどゼロに近く、チューニングの効果が十分認められた。

7.3 汎用マシニングセンタの場合

トータルチューニングは新規設計の段階から活用できる手法であるが、既存の機械のチューニングにも有効である。この場合には現状の機械の能力との比較により、どの程度の改良余地があるかが明確にできる。そこで前出の表3-1に示す仕様の既存の立型マシニングセンタ“機械A”のモデルチェンジを想定し、送り駆動系について上記のアルゴリズムにより実際にトータルチューニングを行ってみる。

まず、手順通りにメカニカルチューニングから始める。第5章で述べた多軸メカニカルチューニングのアルゴリズムに従って進める。

7.3.1 メカニカルパラメータチューニングの実施

(1) チューニングの目標値の設定

機械Aは中型の汎用マシニングセンタであり、その用途は小型の金型切削や部品加工が主体であるので、各軸共通のチューニング条件を次のように設定した。

条件1: サーボ剛性目標値 $Hdes \geq 50 \times 10^8 (N/m)$

条件2: 立上がり時間目標値 $t_{des} < 0.100 (s)$

(2) チューニングを行う軸順序の決定

式(5-8)を用いて現状のメカニカルパラメータでの各軸の固有振動数を計算すると、

X軸: 89.0 (Hz), Y軸: 61.9 (Hz), Z軸: 102.9 (Hz)

と求められた。従ってメカニカルパラメータチューニングを行う順序は、このうち最も固有振動数の低いY軸について最初に行い、その後X軸、Z軸の順に行う。

(3) JKマップの作成と修正ベクトルの計算

まずY軸についてのJKマップを作成してみたところ図7-5のようになった。ここでチューニング前の状態の(J, K)の座標を○印で、サーボ剛性 $Hdes$ の目標値の下限、およびイナーシャJの上限値をハッチングで示す。イナーシャJの取り得る範囲は、立上がり時間に関する目標値 $Tdes$ を満たすためのJの許容範囲であり、その最大値が上限値 $J_{max} = 0.0086 (N \cdot m \cdot s^2)$ である。図中の①~④で表した修正ベクトルは、前述のFTL

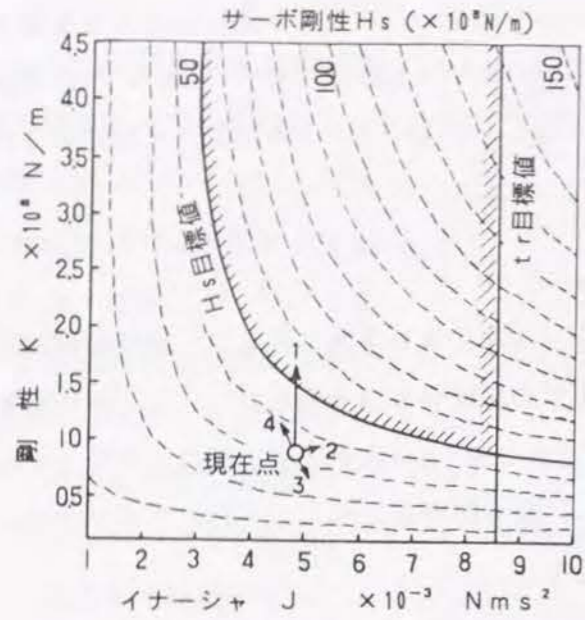


図7-5 機械AのY軸の初期のJKマップ

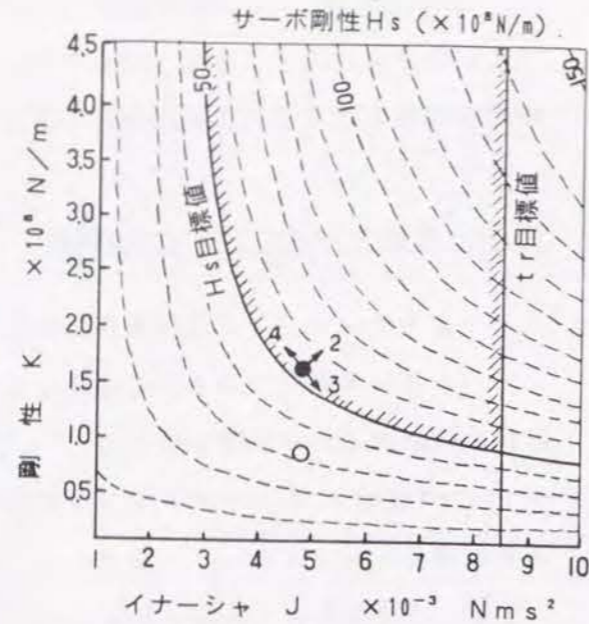


図7-6 機械AのY軸の修正後のJKマップ

機の場合と同様である。

(4) 修正ベクトルの選択

図7-5によれば、現在のメカニカルパラメータの値では立上がり時間の目標値は満足しているものの、条件1のサーボ剛性に関する目標値に達していない。サーボ剛性値が目標値を越えるには、修正ベクトルから判断してベクトル①が最も効果的である。従ってチューニングの対策としてボールねじ支持形式をシングルアンカからダブルアンカに変更することとし、図7-6の●印の位置へシフトさせた。この修正ベクトルにより、Y軸の固有振動数は $\omega = 61.9(\text{Hz})$ から $84.6(\text{Hz})$ に高くなった。以後のX軸、Z軸のチューニングではこのY軸の固有振動数が目標となる。

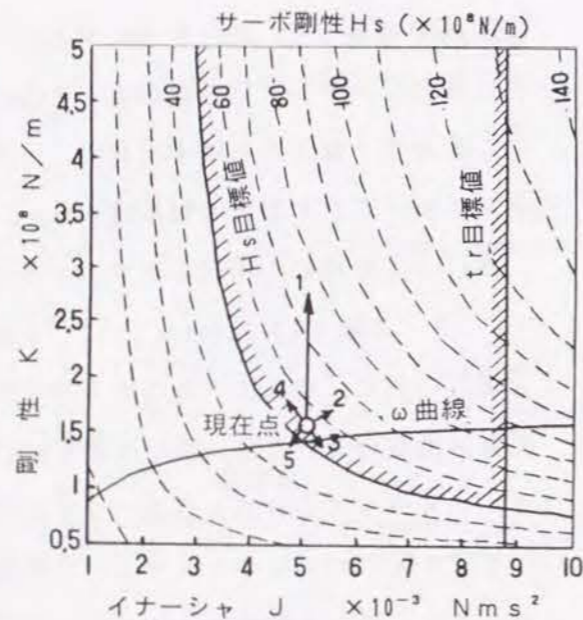


図7-7 機械AのX軸におけるJKマップ

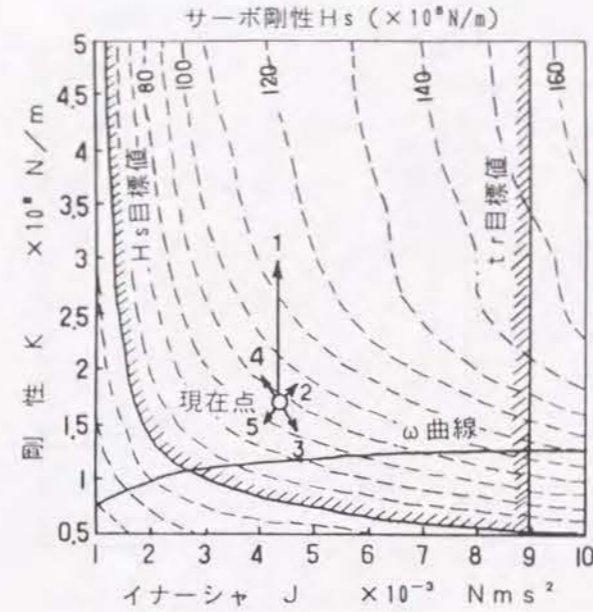


図7-8 機械AのZ軸における初期のJKマップ

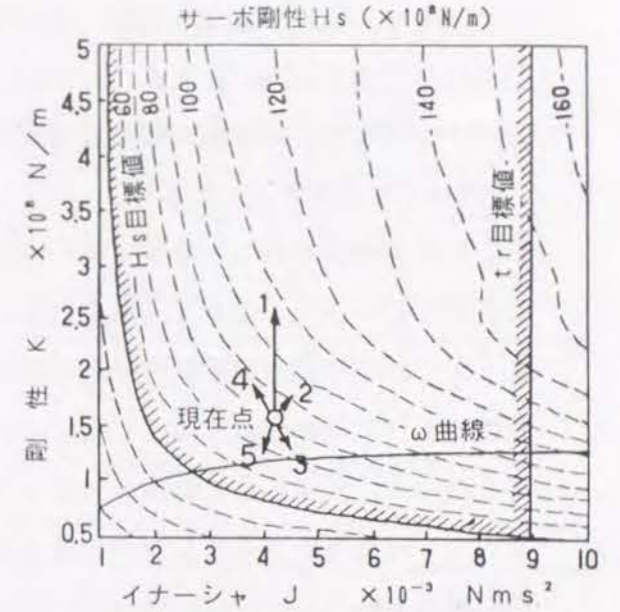


図7-9 機械AのZ軸における修正後のJKマップ

(5) 第2軸(X軸)のチューニング

次に固有振動数の低いX軸のチューニングを行う。まず最初にY軸と同様にJKマップを描くが、Y軸で求めた固有振動数 $\omega = 84.6(\text{Hz})$ を表す ω 曲線を図7-7に示すようにJKマップに重ねて描いた。このとき立上がり時間の目標値を満足するためのイナーシャJの上限値は $J_{\max} = 0.008(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2)$ であった。このX軸JKマップにより、現時点ですでにサーボ剛性の目標値、および立上がり時間の目標値を満足している。またX軸の固有振動数 $89.0(\text{Hz})$ は目標の $84.6(\text{Hz})$ の $\pm 10\%$ の範囲に入っており、 ω 曲線にも十分近い位置にあることが分かる。従ってX軸に関しては現状で既に全ての目標条件を満足しており、特に設計変更は必要ないことが分かった。

(6) 第3軸(Z軸)のチューニング

最後に、残るZ軸について同様にチューニングを行う。図7-8に計算したZ軸のJKマップを示す。この場合のサーボモータ立上がり時間の目標値を満足するためのJの上限値は $J_{\max} = 0.0090(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2)$ であった。Z軸JKマップより初期状態で既にサーボ剛性、立上がり時間に関する目標値に到達しているのがわかる。ただし、 ω 曲線からかなり離れているため、修正ベクトルを追記して修正を図る。

Z軸についてはボールねじの静剛性値が十分高く、トルク的にも余裕があるので、修正ベクトルの中から次の2つを選択した。

②ボールねじ径を1ランク下げ、 $d = 36$ (mm)から $d = 32$ (mm)とする。

③ボールねじ支持軸受間距離を703(mm)から850(mm)に伸ばす(1.21倍)。

これらの対策を施した結果、図7-9の○印の位置までシフトしたが、これらの修正ベクトルだけでは固有振動数をY軸の固有振動数の±10%の範囲に収めることができなかった。そこでさらに移動体の質量Mのチューニングを施すことにした。Z軸の固有振動数をY軸の1.1倍の93(Hz)になるような質量Mを求めると、現在の485(kg)から532(kg)とすれば良いことがわかる。この機械のZ軸は主軸ヘッドの上下軸であり、バランスはカウンタウエイトにより保っているため、ヘッドとウエイトでそれぞれ24(kg)づつ増量することにした。

Mを変更したので、もう一度JKマップを画直ししてすべての目標条件を達成しているかどうか確認しておかなければならない。図7-10にMを変更後のJKマップを示す。これよりサーボ剛性、立上がり時間、固有振動数のそれぞれの目標値を満足していることが分かったので、ここでメカニカルパラメータチューニングを終了した。

7.3.2 サーボパラメータチューニングの実施

(1) Vi, Vg, Kpの決定

メカニカルパラメータチューニングにより各軸のJ, K, Mが決定したが、Dについては送り駆動機構のパラメータ同定により決定する。そしてそれを式(5-14), 式(5-15)に代入して各軸のViを計算すると表7-4のようになる。このViに対するVgの上限値は、速度ループパラメータの実現可能領域のグラフより、

$$X \text{ 軸} = 205(\text{A}\cdot\text{s}/\text{rad}), \quad Y \text{ 軸} = 170(\text{A}\cdot\text{s}/\text{rad}), \quad Z \text{ 軸} = 182(\text{A}\cdot\text{s}/\text{rad})$$

と求まる。一方、Jaを式(5-13)に代入すると、X軸のVgに対するY, Z軸のVgの比率が次のように決定する。

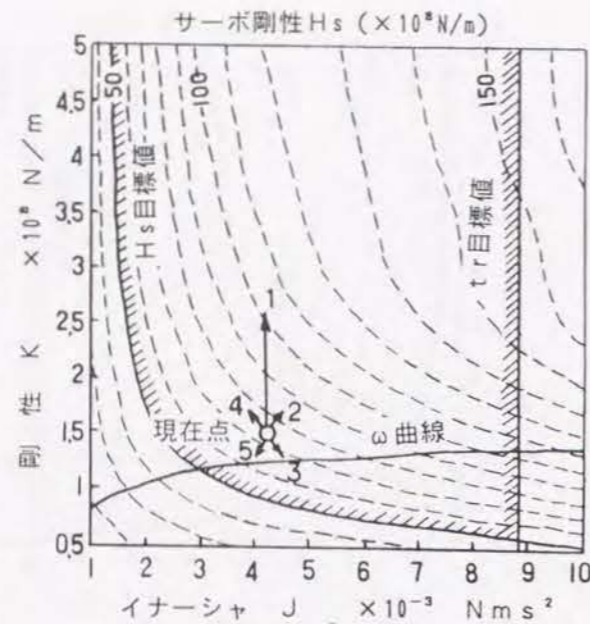


図7-10 機械AのZ軸の被駆動部質量Mを変更後のJKマップ

$$V_{gy}/V_{gx} = 0.95,$$

$$V_{gz}/V_{gx} = 0.82$$

よって、各軸のVgは表7-4のように計算される。

さらに同表に示した速度ループパラメータVg, Viに対し、位置ループに関する安定性の制約条件(ゲイン余裕が10(db)以上, 位相余裕が40(°)以上)を満たす最大のKpを求めたところY軸のKpが最も低かったため、X, Z軸のKpをY軸に合わせて62(s⁻¹)とした。

(2) Kf, Tsの設定

こうして得られたKp, Vg, およびViの各パラメータを設定した後、加減速方式を直線加減速として各軸について個々にフィード

フォワードゲインKf, および加減速時定数Tsを求めた(表7-5)。参考までに指数関数型加減速の場合のKf, Tsの計算結果も併せて示す。この中でY軸のKfが最も小さくなっているため、XおよびY軸のKfを0.50と小さくして揃える。またTsについては、最も大きいZ軸にX, Y軸を揃えた。こうして得られたサーボパラメータの最終チューニング結果を表7-6に示す。

7.3.3 輪郭誤差のシミュレーションによる効果の確認

以上のトータルチューニングによって輪郭誤差がどの程度低減されるのかを検討しておく。図5-3のXY平面の直線補間で輪郭誤差が最も大きく表れる $\theta = 45^\circ$ の場合について、

表7-4 機械AのJa, D, Vi, Vg, Kp

軸	X	Y	Z
Ja (Nm·s ²)	0.0056	0.0055	0.0047
D (Nm·s)	0.169	0.251	0.170
Vi (-)	423	648	508
Vg (A·s/rad)	188	185	158
Kp (s ⁻¹)	70	62	67

表7-5 各軸のKf, Tsの計算結果

軸	X	Y	Z	
直線	Kf (-)	0.52	0.50	0.58
	Ts (s)	0.025	0.026	0.027
指数(参)	Kf (-)	1.0029	1.0029	1.0029
	Ts (s)	0.025	0.026	0.027

表7-6 サーボパラメータチューニング結果

軸	X	Y	Z
Kp (s ⁻¹)	62	62	62
Vg (A·s/rad)	185	170	158
Vi (-)	422	648	508
Kf (-)	0.50	0.50	0.50
Ts (s)	0.027	0.027	0.027

送り速度 $F = 5.0$ (m/min) の直線加減速で移動開始したときの輪郭誤差についてシミュレーションした結果を図7-11に示す。ここで、

- (1) 現状の機械Aの仕様にて、標準的なサーボパラメータの場合の輪郭誤差
- (2) 各軸においてサーボパラメータチューニングのみ行った場合の輪郭誤差
- (3) さらにメカニカルパラメータチューニングを実施した場合の輪郭誤差

である。現状の標準パラメータでは、加速時において各軸の応答遅れの差から最大 9.0×10^{-5} (m) の輪郭誤差が生じ、定常状態に入ってもなお 6.5×10^{-5} (m) の輪郭誤差が

残っている。それに対して各軸について個別にサーボパラメータチューニングを施したものは最大 6.8×10^{-5} (m) に改善されている (24.4% の低減)。さらに各軸の伝達特性を揃えた (3) のチューニングを行ったものでは0.1(s)までの起動時に最大 1.7×10^{-5} (m) のわずかな変動が見られるのみでほとんどゼロに近く、チューニングの効果が十分認められた。

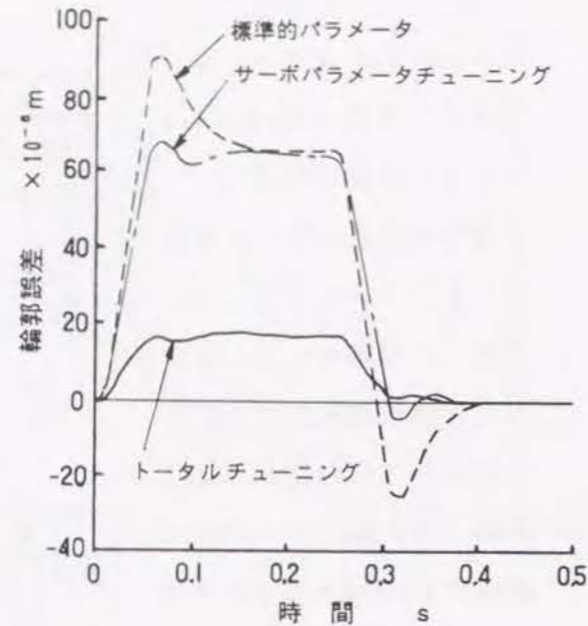


図7-11 機械Aにおけるチューニング有無による輪郭誤差比較 (XY平面におけるシミュレーション)

7.4 ハイリードマシニングセンタの場合

7.4.1 ハイリードマシンの特性

早送り速度 F (mm/min) は、

$$F = p \cdot N \quad (7-1)$$

と表される。回転速度 N はボールねじの回転体としての制限 (危険速度, DN 値) により、現状の2000 または3000 (min^{-1}) 以上にすることは稀であり、サーボモータの最高回転速度も3000 (min^{-1}) となっている。従って送り速度 F の高速化はリード p の増大が必須で、通常のNC工作機械 (放電加工機などは例外とする) のリードが $p = 8 \sim 12$ (mm) であるのに対し、 $p = 20$ (mm) 以上のハイリードボールねじが使用される。以下はリード p の増大によって送り速度の高速化を図る際のサーボ制御系への影響を考える。

直線移動を回転系へ換算した等価イナーシャ J' に回転体のイナーシャ J (ボールねじ、

表7-7 低慣性ACサーボモータの種類と仕様

項目	モータ C	モータ D	モータ E
出力 (kW)	1.5	2.0	3.5
最高回転速度 (min^{-1})	3000	3000	3000
ストールトルク (Nm)	7.84	9.80	17.64
定格トルク (Nm)	4.75	6.37	11.17
ピークトルク (Nm)	23.86	31.93	49.59
ロータイナーシャ (Nms^2)	3.92×10^{-4}	9.80×10^{-4}	1.96×10^{-3}
電機子抵抗 (Ω)	0.396	0.293	0.0996
電機子インダクタンス (mH)	5.0	5.2	7.45
誘起電圧定数 (mV/rpm)	24.1	25.6	25.6
トルク定数 (Nm/A)	0.686	0.730	0.730

カップリング J_c , およびサーボモータのロータイナーシャ J_m の総計) を加えた送り系全体のイナーシャ J_a とモータトルクの関係は次の通りである。

$$(R^2 \cdot M + J_a) \cdot (N / 60 \text{ tr}) = T_{\text{max}} - T_L \quad (7-2)$$

ここで tr は早送り時の立上がり時間であり、 $(N / 60 \text{ tr})$ は加速度を表す。また、 T_L は摺動抵抗や支持ベアリングの静摩擦トルクによる損失トルク、 T_{max} はサーボモータの最大発生トルクで、サーボアンプの最大サーボアンプの最大許容電流とサーボモータのトルク定数 K_t の積で求まる。

送りの高速化は送り速度の上昇と共に加減速時間の短縮化も重要であり、合わせて進めなければならない。すなわち、 p の増大によって tr の増大を引き起こしては意味がなく、従って高速加工機は式 (7-2) のバランスを保つため、従来機と比較して次のような対策が必要である。

- (1) 大型アンプとの組み合わせにより、発生トルク T_{max} を大きくする。
- (2) サーボモータの選定を変える (T_{max} を大きく J_m を小さく = 低慣性高トルクモータ)。
- (3) ボールねじ系のイナーシャを小さくする。ただし加減速による送り方向の剛性強化も合わせて行わなければならない (最適設計が必要)。
- (4) 移動体質量の軽量化、またはテーブルの最大積載質量の制限を行う。また重力方向の軸ではウェイト式のバランスは止め、バランスレスとする。

機械Fは、中型の汎用マシニングセンタ機械Aを母機として、ボールねじのリードを $p = 8$ (mm) から $p = 20$ (mm) にハイリード化し、サーボモータも最高回転速度3000 (min^{-1}) の高速仕様の低慣性ACサーボモータ (表7-7参照) に変更して、最大送り速度60 (m/min) を達

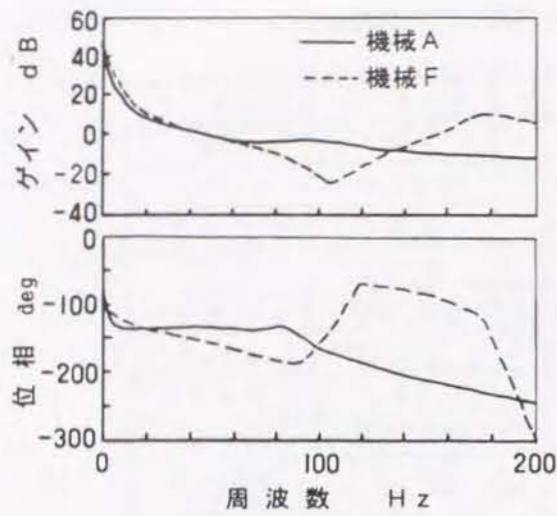


図7-12 機械Aと機械Fの速度開ループの周波数応答

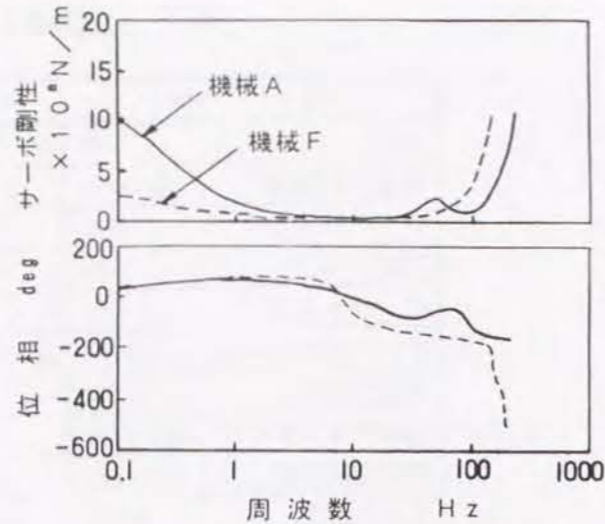


図7-13 機械Aと機械Fのサーボ剛性の比較

成した高速加工機である。さらに送り軸方向にかかる加速度も増大するのでこれらの対策も併せて行っている。

さて第3章で検討したように、ボールねじリード p の増加、およびサーボモータのロータイナーシャの減少は、共に送り駆動系の送り方向の固有振動数を引き下げる働きをする。また共振ピークも鋭くなることから速度ループのハイゲイン化が妨げられ、サーボ剛性は小さくなる⁴⁵⁾。図7-12に機械Aと機械Fの速度開ループの周波数応答のシミュレーション結果を示す。

この結果、図7-13に示すようにサーボ剛性が減少し、位置決め保持力として重要な低域周波数では機械Fのサーボ剛性は母機である機械Aの約20%にとどまっている。

従来の送り駆動機構の設計法ではボールねじのリードが小さい場合がほとんどであった。セミクロズドループ制御の場合、機械の総合的なコンプライアンスは式(2-12)で示されるようにサーボ剛性と送り駆動機構剛性の並列結合であるから、サーボ剛性が無視できる程度に大きいときにはボールねじの伸縮やナット剛性などが支配的であった。ところがこのようなハイリード機では上述のようにサーボ剛性は基本的に低いので、サーボ剛性が全体のコンプライアンスに与える影響は非常に大きく、リードが大きくなればなるほどトータルチューニングの必要性が高まってくると言える。

7.4.2 メカニカルパラメータチューニングの実施

(1) チューニングの目標値の設定

機械Fは高速加工用のマシニングセンタであり、その用途はアルミの部品加工が主体であるので、各軸共通のチューニング条件を次のように設定した。

条件1：サーボ剛性目標値 $H_{des} \geq 50 \times 10^7$ (N/m)

条件2：立上がり時間目標値 $t_{des} < 0.100$ (s)

(2) チューニングを行う軸順序の決定

式(5-8)を用いて現状のメカニカルパラメータでの各軸の固有振動数を計算すると、

X軸：184 (Hz) Y軸：153 (Hz) Z軸：240 (Hz)

と求められた。従ってメカニカルパラメータチューニングを行う順序は、このうち最も固有振動数の低いY軸について最初に行い、その後X軸、Z軸の順に行う。

(3) JKマップの作成と修正ベクトルの作成

まずY軸についてのJKマップを図7-14のように作成した。ここでチューニング前の状態の(J, K)の座標を○印で、サーボ剛性の目標値 H_{des} の下限、およびイナーシャJの上限値を破線で示す。イナーシャJの取り得る範囲は、立上がり時間に関する目標値を満たすためのJの許容範囲であり、その最大値が上限値 $J_{max} = 0.00018$ (N·m·s²)である。図中の1~5で表した修正ベクトルの意味は機械Aの場合と同様である。

(4) 修正ベクトルの選択

図7-14によれば、現在のメカニカルパラメータの値では条件1のサーボ剛性に関する目標値には達しているものの、立上がり時間の目標値を完全に越えている。そこで立上がり時間の条件を満たすために、サーボモータをモータEに変更した。この時のJKマップを図7-15に示す。さらに、固有振動数を上げるために、ボールねじの支持方式をシングルアンカからダブルアンカ方式に変更した。この対策の実施後のJKマップを図7-16に示す。このときの設計値は図の○印の位置となり、Y軸の固有振動数は $\omega = 193.1$ (Hz)となった。以後のX軸、Z軸のチューニングではこのY軸の固有振動数が目標となる。

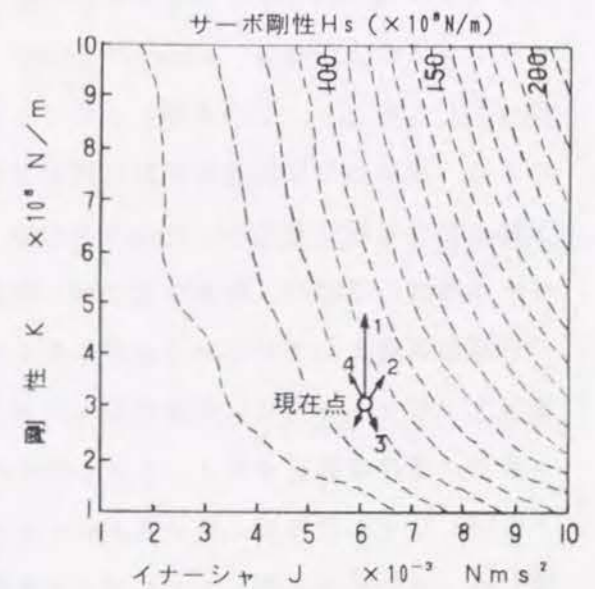


図7-14 機械FのY軸におけるJKマップ

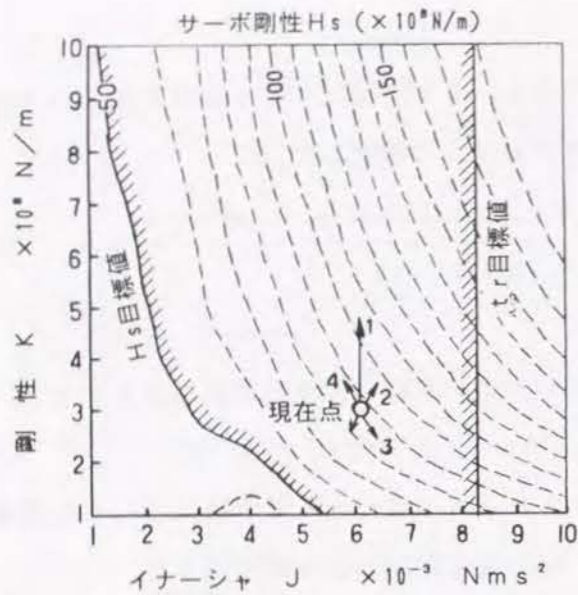


図7-15 機械FのY軸におけるモータ変更後のJKマップ

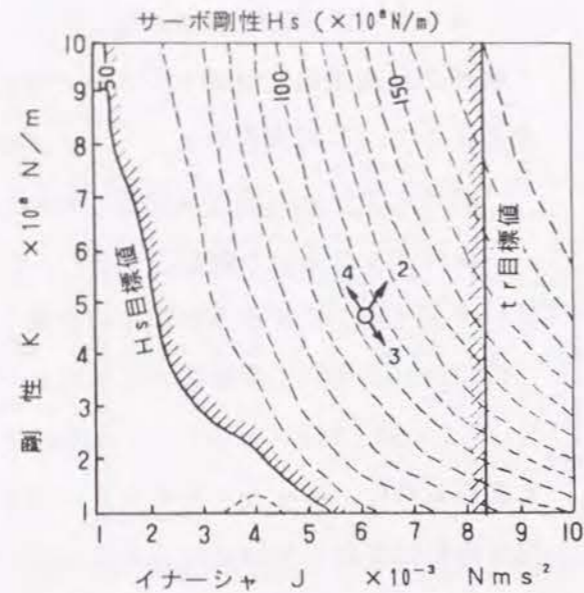


図7-16 機械FのY軸のボールねじ径変更後のJKマップ

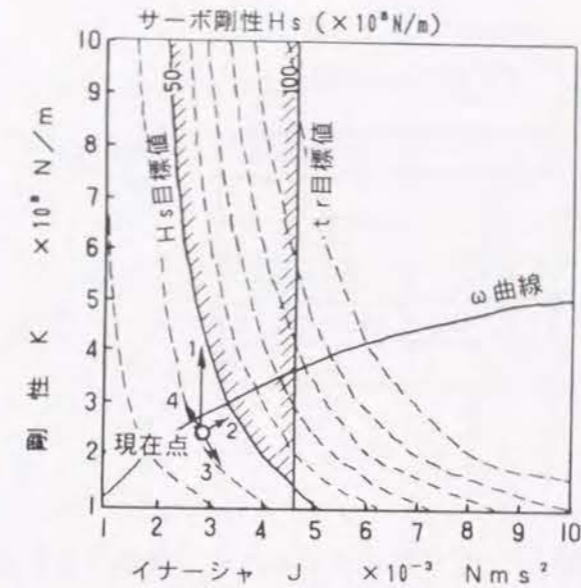


図7-18 機械FのX軸のサーボモータ変更後のJKマップ

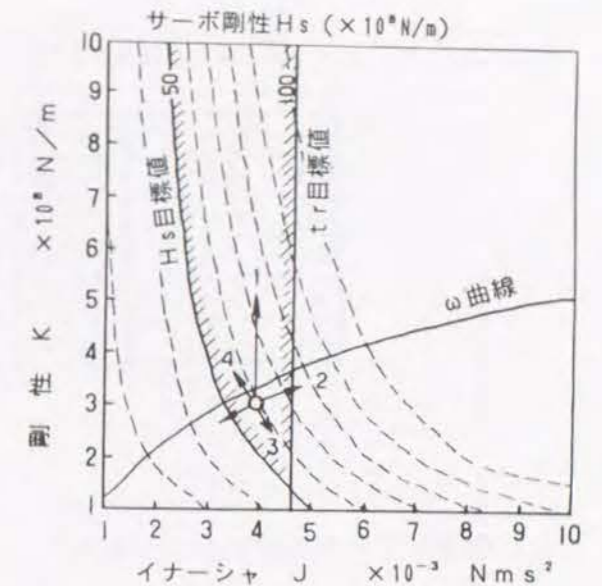


図7-19 機械FのX軸のボールねじ径変更後のJKマップ

(5) 第2軸(X軸)のチューニング

次に固有振動数の低いX軸のチューニングを行う。まず最初にY軸と同様にJKマップを描くが、Y軸で求めた固有振動数 $\omega = 193.1(\text{Hz})$ を表す ω 曲線を図7-17に示すようにJKマップに重ねて描く。このとき立上がり時間の目標値を満足するためのイナーシャJの上限値は $J_{\max} = 0.0021 (\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2)$ であった。このX軸のJKマップにより、現時点では固有振動数に関してはY軸とかなり近い値となっているものの、サーボ剛性の目標値、および立上がり時間の目標値を満足していないことがわかる。従ってJKマップ上で ω 曲線に沿ってシフトさせ、条件を満足するJ、Kとしなければならない。

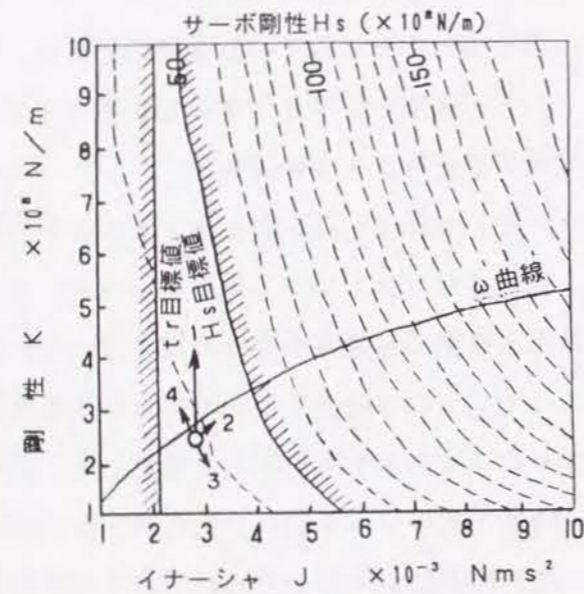


図7-17 機械FのX軸における初期のJKマップ

まず、立上がり時間に関する条件を満足させるために、サーボモータをモータEに変更した。その後描き直したJKマップを図7-18に示す。つぎにサーボ剛性に関する条件を満足するように、ボールねじ径を2ランク上げて50(mm)とした(図7-19)。この時点

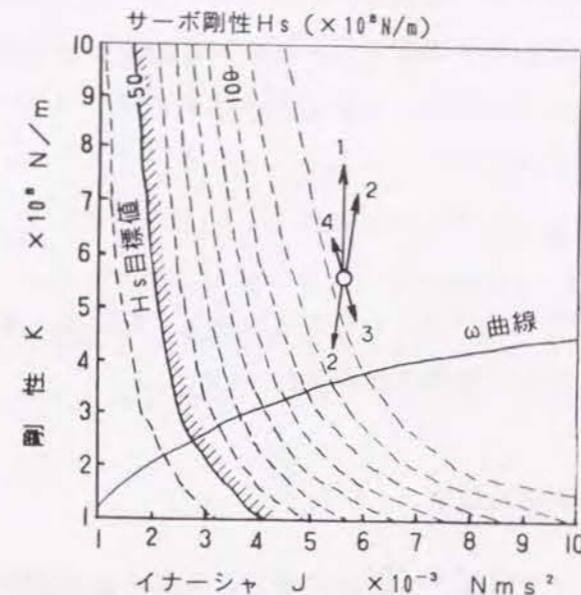


図7-20 機械FのZ軸における初期のJKマップ

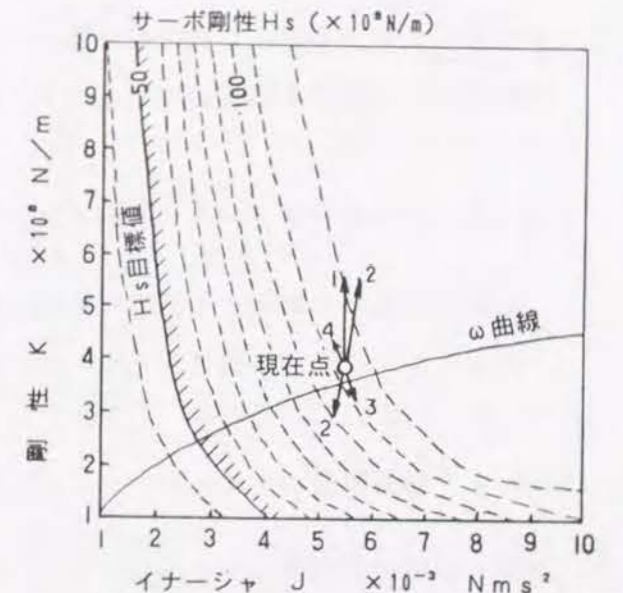


図7-21 機械FのZ軸における対策実施後のJKマップ

で設計値は図の○印から目標のエリア内にシフトし、すべての目標条件を満足できたので、X軸のチューニングを終了した。

(6) 第3軸(Z軸)のチューニング

最後に、残るZ軸について同様にチューニングを行う。図7-20に計算したZ軸のJKマップを示す。図より明らかなように、既にサーボ剛性、立上がり時間に関する目標値

表7-8 機械Fのサーボパラメータチューニング結果

軸	X	Y	Z
Kp (s ⁻¹)	65	65	65
Vg (A·s/rad)	54	79	59
Vi (-)	1540	1575	1378
Kf (-)	0.716	0.716	0.717
Ts (ms)	27	27	27

に到達しているのがわかる。ただし、 ω 曲線から上方に離れているため、修正ベクトルを作成して修正を図る。

このため、ボールねじの呼び径を36(mm)から32(mm)に変更し、さらにボールねじ支持軸受間距離を20%伸ばす。この2つの対策により設計値は図7-21のJKマップ上の○印の位置にシフトした。これで ω 曲線に十分接近したと判断し、またサーボ剛性や立上がり時間の目標条件も満足しているため、Z軸のチューニングをここで終了した。

7.4.3 サーボパラメータチューニングの実施

前節に引続いて機械Aと同様の手順で多軸サーボパラメータチューニングを行う。そのチューニング過程は機械Aと全く同じであるため結果のみ表7-8に示す。

7.4.4 輪郭誤差のシミュレーションによる効果の確認

機械Aの場合と同様のシミュレーションで、XY平面上を直線補間したときの輪郭誤差を求めた結果を図7-22に示す。シミュレーションの条件は、

- (1) NCメーカーが一般的な機械を対象に求めた標準パラメータを設定した場合
- (2) 各軸においてメカニカルパラメータをそのままにして、多軸サーボパラメータチューニングのみを行った場合
- (3) トータルチューニング(メカニカルチューニング、およびサーボパラメータチューニング)を行った場合

の3通りで、それぞれのサーボパラメータは表7-9の通りである。

- (1) の標準的なサーボパラメータ設定の場合には最大400(μ m)の大きな輪郭誤差が生

表7-9 機械Fにおけるサーボパラメータの設定値

		Kp	Vg	Vi	Kf
(1) 標準設定値	X	33	120	682	0.700
	Y	33	80	682	0.700
	Z	33	100	682	0.700
(2) サーボパラチューニング	X	86	17	1728	0.724
	Y	86	28	1575	0.732
	Z	86	21	1365	0.747
(3) トータルチューニング	X	65	54	1540	0.715
	Y	65	79	1575	0.716
	Z	65	59	1378	0.725

じるが、(2)の多軸サーボパラメータチューニングと(3)のトータルチューニングを行った場合には、共に輪郭誤差は最大約 2.0×10^{-6} (m)と約1/20に小さくなっており、チューニングの効果は十分である。ここで(2)と(3)の結果に大きな差は見られないのは、この機械Bの場合にはチューニング前の状態でもX、Y軸間の送り駆動機構の伝達特性の差が小さかったためと考えられる。

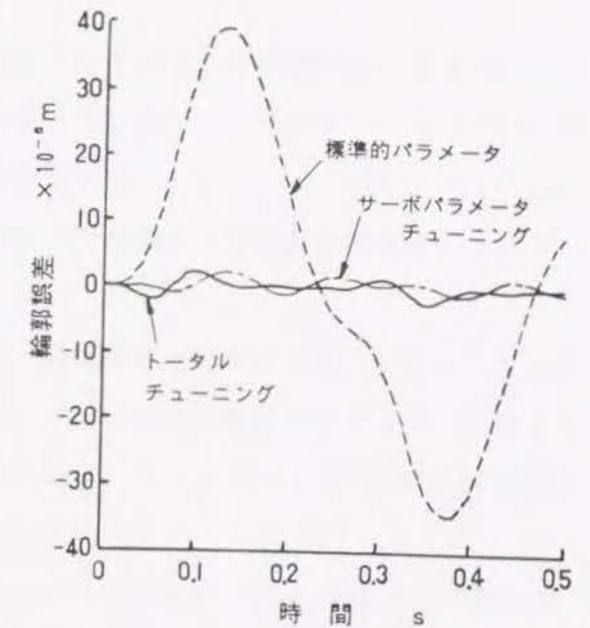


図7-22 機械Fにおけるチューニング有無による輪郭誤差比較 (XY平面におけるシミュレーション)

7.5 結論

トータルチューニングの全体を通じてのケーススタディとして、FTL構成機であるテーブル固定型の機械B、一般的な高精度金型加工用の中型の汎用マシニングセンタである機械A、ハイリードボールねじと高出力低慣性ACサーボモータを用いた高速加工用機械Fに対して、本研究で構築したトータルチューニングのアルゴリズムを適用し、そのチューニング効果を確認した。本章の主な内容は次のようである。

- (1) FTL機 機械Bでは、各軸の固有振動数の差が大きいにも係わらず、輪郭誤差は6

分の1にまで低減できた。

- (2) 機械A, 機械Fに対してトータルチューニングを行い, 直線補間での輪郭誤差をシミュレーションした結果, 定常状態および過渡応答時のいずれも輪郭誤差が小さくなり, チューニングの効果が十分認められた。
- (3) メカニカルパラメータチューニングを行って固有振動数を揃えたトータルチューニングした場合の送り運動精度は, 単にサーボパラメータをチューニングした場合と比較して同等かまたはより優れていることが確認できた。

第8章 結 言

本研究では, 送り駆動機構とサーボ制御系のパラメータを相互に対して適切な値にチューニングするトータルチューニング手法を新しく開発し, この手法によるNC工作機械の送り駆動系の性能向上について研究した。そのステップは, 1軸のサーボパラメータチューニング, 1軸のメカニカルパラメータチューニング, 同時多軸制御におけるチューニング, 及び組立製造時におけるチューニングであり, それぞれのステップについて詳細に考察した。各ステップでの理論的な検討結果は主としてシミュレーションにより効果を確認したが, 一部には実機を用いたケーススタディにおいてチューニング効果の確認を行った。本研究で得られた主な結果は次の通りである。

- (1) 送り駆動機構をモデル化し, モデルBという近似モデルと周波数特性を比較したところ, 1次の固有振動数付近まではほぼ同等であるので, トータルチューニングに必要な送り駆動系の安定判別には近似モデルで十分である。
- (2) ハイゲイン化を阻害するハンチングは, 送り駆動機構を含む広義の速度フィードバックループの共振現象であることが分かった。
- (3) サーボパラメータのチューニングはサーボ剛性Hを評価関数とし, 位置ループ及び速度ループ内のパラメータ (K_p , V_g , V_i) についてHが最大となるように設定するのがよく, さらに加減速時定数 T_s 及びフィードフォワードゲイン K_f も設定し追従誤差の低減と振動除去を行うのがよい。
- (4) 速度ループの安定性を考慮すると, 速度ループ比例ゲイン V_g と速度ループ積分ゲイン V_i の間には, 実現可能領域が存在する。
- (5) サーボパラメータチューニングの結果, 1軸のサーボ剛性を標準設定値に比べ4倍以上に向上させることができた。また, 実機で外力と被駆動部の変位やパルス送り時のパルス溜まりを測定することにより, 実機においてもモデルと同等のサーボ剛性向上が実現されていることが分かった。
- (6) フィードバックループの安定性に影響を与える送り機構のメカニカルパラメータは, 被駆動体質量 M , 摺動面の粘性減衰係数 C , 回転体のイナーシャ J , ボールねじ軸方向の剛性 K であり, これらのチューニングをグラフィカルに行うチューニングマップ法を開発した。
- (7) 既存のマシニングセンタについて実測によって得られた周波数応答と同等した力学

パラメータを用いて計算した周波数応答はX, Y, Z軸とも100(Hz)付近までよく一致した。

- (8) JKマップを用いた具体的なメカニカルパラメータチューニングの手順を提案し、実際にセミクローズドループおよびクローズドループの送り駆動系の設計値を使って本チューニング法を適用した結果、目標値を満足する具体的な手段が選択できた。
- (9) 同時多軸制御における輪郭誤差を最小にするには、各軸の伝達関数を等しくすることが重要である。そのためにはまずメカニカルチューニングによって固有振動数を各軸で揃えておき、続いてサーボパラメータチューニングを施すのが有効である。
- (10) JKマップ上に固有振動数が一定の曲線を重ねて描き、サーボ剛性と固有振動数の目標値を同時に満足する修正ベクトルを選択する同時多軸メカニカルチューニング手法を開発した。
- (11) 定常状態での輪郭誤差低減のため、位置ループゲイン $K_p, 1 + D / (V_g \cdot K_t) - K_f$, 加減速時定数 T_s は各軸間で一致させる必要がある。
- (12) 過渡応答時の輪郭誤差を低減するには、速度フィードバックループ内の伝達特性: $K_v(s) \cdot G\omega(s)$ を軸間で等しくしなければならない。
- (13) 実機の送り特性が期待通りに発揮できない場合、静および動特性DAC測定法を併用して送り駆動機構の静剛性、固有振動数を推定し、それらを理論的な計算値と比較して送り駆動機構の欠陥箇所を特定する手法を開発した。
- (14) 実際にDAC測定法により3台の中・大型のマシニングセンタの送り駆動機構の静・動特性を測定し、設計時に期待された静動特性値が得られない原因を特定した。その結果、静・動特性を低下させる原因を比較的容易に発見でき、本方法が実用的であることが分かった。
- (15) FTL用テーブル固定型NC機、中型汎用マシニングセンタ、およびハイリード高速加工機の3台に対してトータルチューニングを行い、直線補間での輪郭誤差をシミュレーションした結果、定常状態および過渡応答時のいずれも輪郭誤差が小さくなり、トータルチューニングの効果が十分認められた。
- (16) メカニカルパラメータチューニングを行って固有振動数を揃えたトータルチューニングした場合の送り運動精度は、単にサーボパラメータをチューニングした場合と比較して同等かまたはより優れていることが確認できた。

付録1 従来の送り駆動機構の設計法

NC工作機械における現状の送り駆動機構の設計法は、各工作機メーカーによりそれぞれ異なるが、マシニングセンタの直線駆動軸に例を取れば基本的には概略次のようである。(図付-1参照)

(1) 機械初期仕様の決定

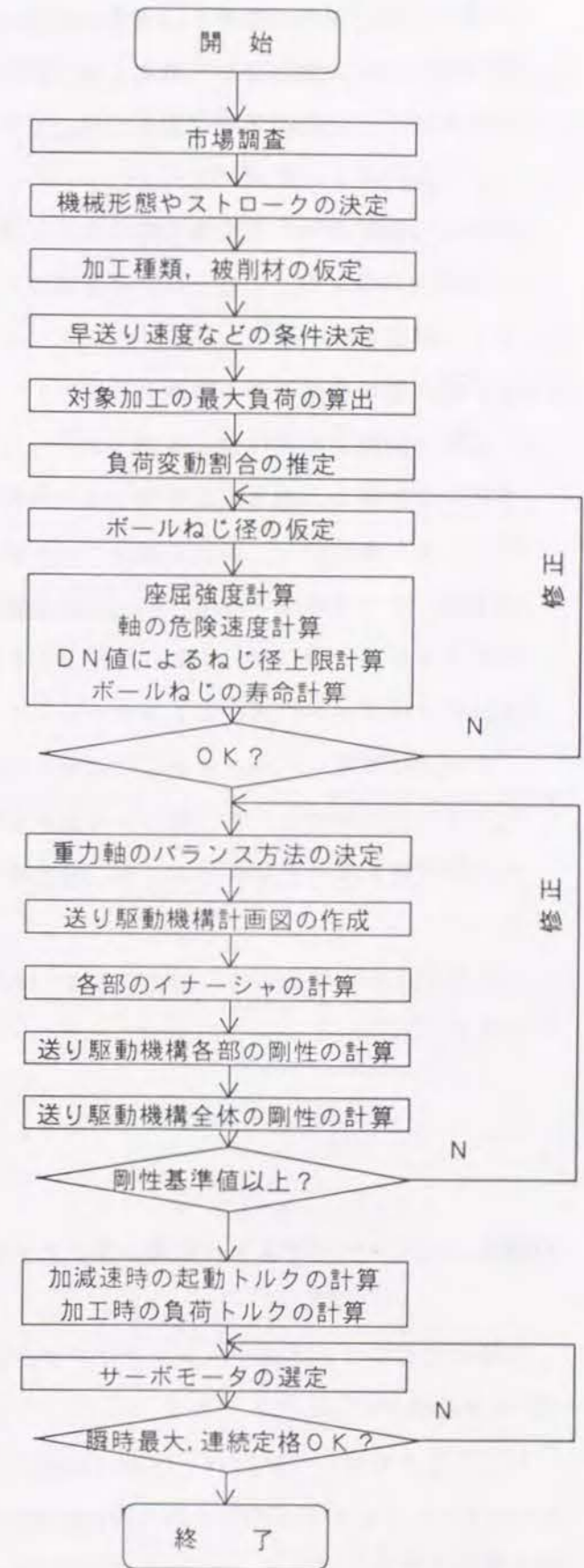
市場調査等により開発対象機の機械形態やサイズ(概略のストローク)を決める。このとき、その機械の行う加工の種類、対象の被削材が想定される(例えば、金型対象の重切削機、アルミ加工が対象の高速加工機など)ので、それに伴い早送り速度や最大積載質量などが初期仕様として決定する。

(2) 最大軸方向負荷の算出

対象とする加工の最大負荷を算出する。X, Y軸はフライス切削、Z軸はドリル加工時のスラスト反力が大きいので、使用工具の最大径のものについて実験式により計算する。そして、一定時間中の負荷変動割合を推測し、等価荷重を求めておく。

(3) ボールねじ径の決定

最大軸方向荷重による座屈強度



図付1 従来の送り駆動機構の設計手順の流れ

などの材料力学的な条件から直径の下限が、また早送り速度、リードの条件から軸の危険速度、ボールねじのDN値により上限が決まるので、この範囲内でボールねじ径を仮に決定する。上記の等価荷重を使用してボールねじの寿命計算を行う。

(4) イナーシャの算出

同種の機械形態の従来機を参考に、仕様のストロークを満足するような送り駆動機構計画図を作成する。これらにより各部のイナーシャを計算し、送りモータ軸でのイナーシャに換算する。

(5) 送り駆動機構各部の剛性の計算

上記の計画図に従って、各部（ボールねじ、支持ベアリング、ボールねじナットなど）の剛性を計算し、送り駆動機構全体の剛性を計算する（ただしサーボ剛性は含まれていない。また細分化し、形状を単純化すればコンピュータによる強度計算を行える場合がある）。この時機械の使用目的から決定する剛性基準値と比較し、低い場合には各部の強度を上げる。特にボールねじ径を太くする場合が多い。そしてこれを繰り返す。

(6) サーボモータの選定とトルクチェック

モータ軸換算イナーシャから加減速時の起動トルクを計算し、サーボモータの瞬時最大トルクと比較する。また軸方向荷重から加工時の負荷トルクを計算し、サーボモータの連続定格トルクと比較する。もし過負荷の場合には、モータの選定を変え、再計算する。

負荷が小さい場合には、出力の1ランク小さいサーボモータの場合についても計算しておく。

付録2 シミュレーションに使用したソフトウェア

本研究で用いたシミュレーションソフトウェアは、“MATLAB/SIMULAB” (The MathWork Inc.社)である。

MATLABは、『MATrix LABORatory』を略したものであり、もともとはLINPACK, EISPACKプロジェクトで開発された行列計算用のアルゴリズムをFORTRANでメインフレーム用に書かれたものである。これをLINPACK, EISPACKプロジェクトのメンバーであるDr. Cleve Moler, John Littleらが、C言語によって書直して、より高速化されたものが、現

在のMATLABの基本モジュールである。

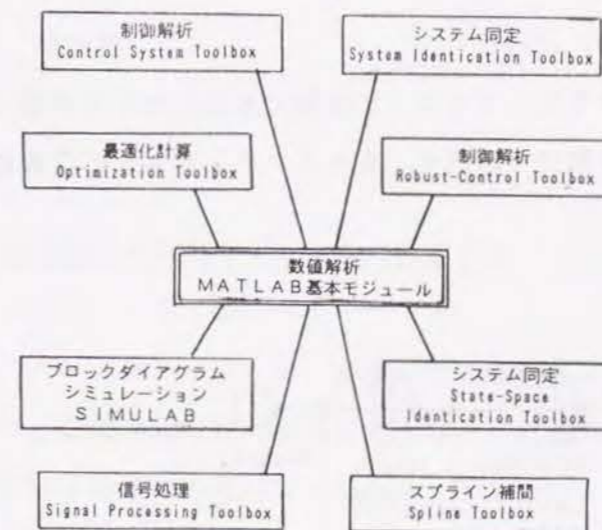
MATLABのプラダクトファミリーは、図付-2に示すように各機能によってモジュール化されている。SIMULABはプラダクトファミリー中では、1つのツールボックスとして位置付けられる。すなわちSIMULABは、ブロック線図を使って制御系システムのモデル化を行い、シミュレーションおよび系の線形化などの解析機能を持つ。SIMULABにおける作業手順の流れを図付-3に示す。

まずモデル化では、SIMULABのブロックライブラリおよびユーザ作成のブロックライブラリから、解析対象の系のモデルをブロック線図で表示する。また、そのブロック線図の各パラメータに適切な値を設定する。そして、ブロック線図表示したモデルを、SIMULABの各コマンドによって線形化、シミュレーションの実行あるいはシミュレーション結果のプロットなどを実行する。

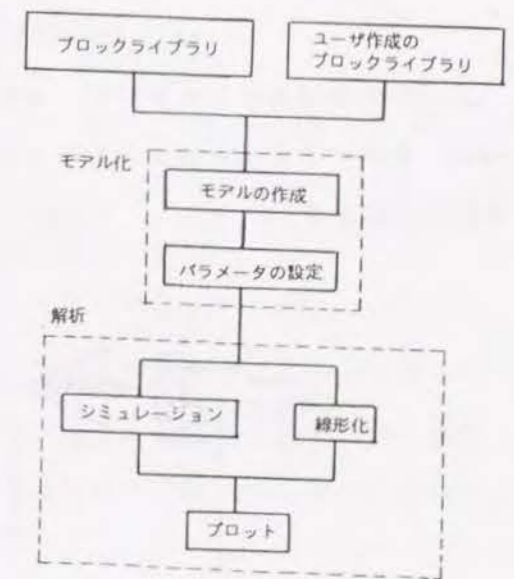
ここで、1自由度の振動を表す2次系の式(付-1)について、シミュレータMATLAB/SIMULABの検証を行っておく。

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{(付-1)}$$

式(付-1)のボード線図のゲイン曲線および位相曲線は $s = j\omega$ として、各々以下の式(付-2)、式(付-3)で与えられる。



図付2 MATLABのソフトウェア構成



図付3 SIMULABにおける作業手順の流れ

$$20 \log |G(j\omega)| \quad (\text{dB}) \quad (\text{付-2})$$

$$\angle G(j\omega) \quad (\text{deg}) \quad (\text{付-3})$$

この場合の共振周波数 ω (Hz) は、次の式(付-4)で与えられる。

$$\omega = \omega_n (1 - 2\zeta^2)^{1/2} \quad (\text{Hz}) \quad (\text{付-4})$$

また、粘性減衰運動では $1/\omega$ ごとに極大・極小となる。このときの対数減衰率 δ は以下の式(付-5)で表せる。

$$\delta = 2\pi\zeta \cdot (1 - \zeta^2)^{-1/2} \quad (\text{付-5})$$

ここで、 $\omega_n = 100$ (rad/s)、 $\zeta = 0.05$ (-) の場合を考えると、式(付-1)は式(付-6)となる。

$$G(s) = \frac{10000}{s^2 + 10s + 10000} \quad (\text{付-6})$$

この場合の共振周波数 ω (rad/s) は、式(付-4)から、

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_n \cdot (1 - 2\zeta^2)^{1/2} = 100 \times (1 - 2 \times 0.05^2)^{1/2} \\ &= 100 \times 0.995 \approx 100 \text{ (rad/s)} = \omega_n \end{aligned} \quad (\text{付-7})$$

そして対数減衰率 δ は式(付-5)から、

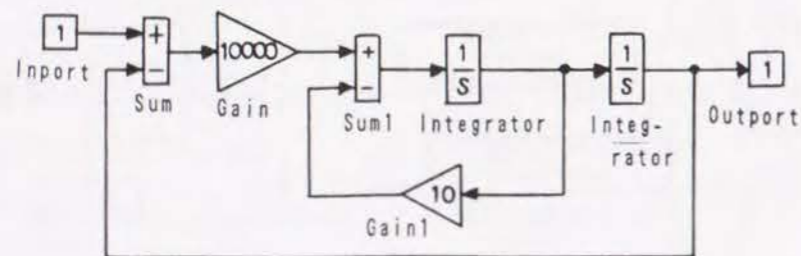
$$\delta = 2\pi\zeta \cdot (1 - \zeta^2)^{-1/2} \approx 2\pi\zeta = 0.314 \quad (\text{付-8})$$

である。このとき式(付-2)、式(付-3)は以下のようになる。

$$20 \log |G(j100)| = 20 \log |10/j| = 20 \text{ (dB)} \quad (\text{付-9})$$

$$\begin{aligned} \angle G(j\omega) &= \tan^{-1} \frac{G_{\text{Imag}}(s)}{G_{\text{Real}}(s)} \\ &= \tan^{-1} (-\infty/0) = -90 \text{ (deg)} \end{aligned} \quad (\text{付-10})$$

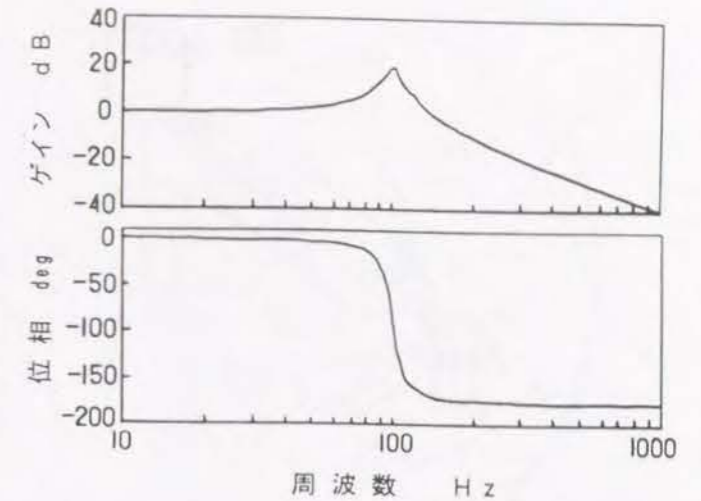
式(付-6)を MATLAB/SIMULAB を用いてブロック線図で表示したものを図付-4に、そのシミュレーションを行った結果を図付-5に示す。またインディシャル応答線図を図付-6に示す。



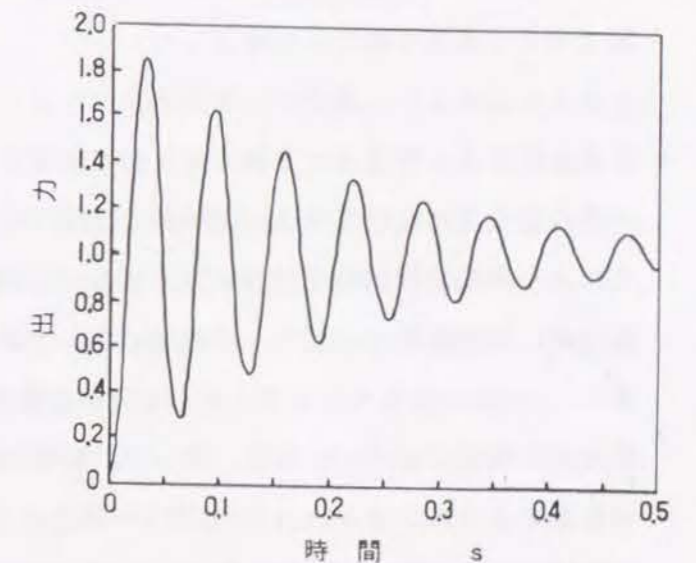
図付4 式(付-6)のブロック線図表示

周波数応答に関しては図付-5から、固有振動数 $\omega = \omega_n = 100$ (rad/s) においてゲイン曲線の極大値が存在し、そのレベルは式(付-9)と同様に 20 (dB) となっていることがわかる。また、位相曲線は -90 (deg) であり、式(付-10)で計算した結果と一致する。固有振動数以外の周波数においても、同図からゲイン曲線と位相曲線は 1 自由度の振動モデルを正確に表現していることがわかる。

時間応答に関して調べるため図付-6から対数減衰率を求めた。その結果、対数減衰率は 0.3 (-) となり、式(付-8)とほぼ一致したことから、時間応答についても正確にシミュレーションできていることが確認できた。



図付5 シミュレーションの実行結果

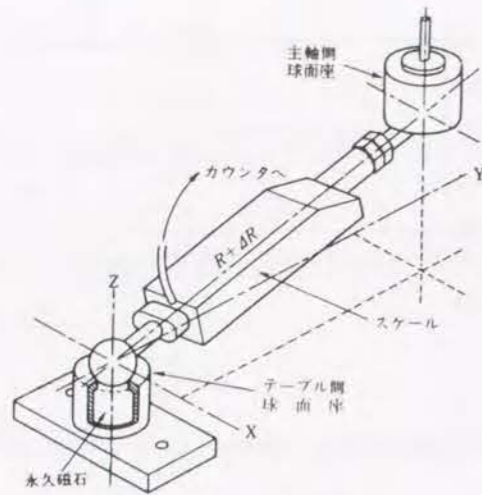


図付6 インディシャル応答線図

付録3 ロストモーションの生成機構

ロストモーションは、実際には並進誤差によるものと回転誤差によるものからなる⁴⁶⁾が、ここでは対称な案内構造をもつ送り駆動機構を検討対象とし、非対称な被駆動体に発生する回転誤差によるロストモーションはないとして、並進誤差によるロストモーションについてのみ検討する。

またロストモーションには、JIS B6338に定義されている方法で測定した直線運動時に現れるのものと、円弧補間時(G02, G03)の象限切り換え時にDBB装置⁴⁷⁾によって測定した軌跡に現われるものがあるが、両者は測定方法が異なるだけで、生成機構については同

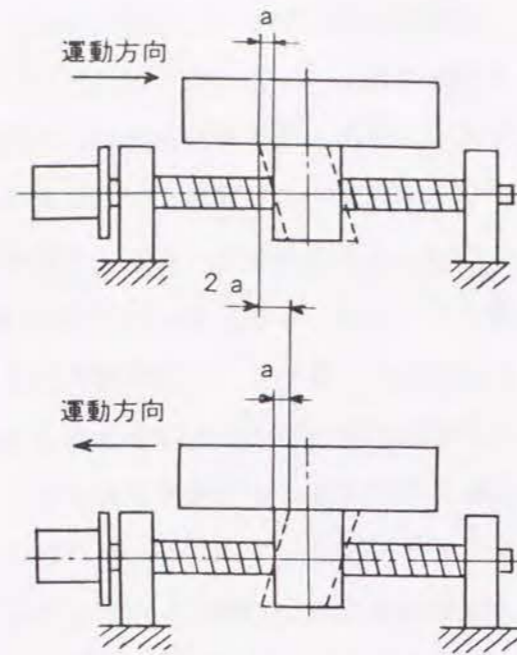


図付7 DBB測定装置の構造

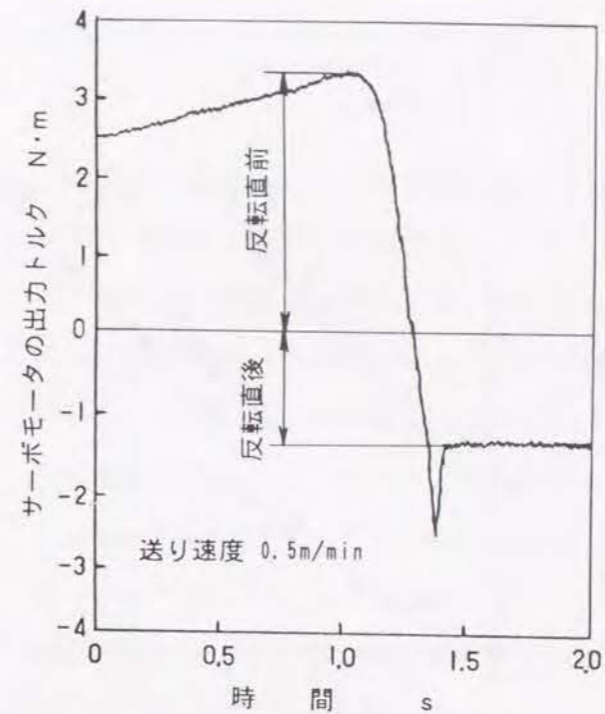
一である。そこで本研究では厳密な測定が容易にできる後者を測定の対象とした。

DBB装置とは、図付-7に示すような3点支持の磁石入り球面座で支持した2個の鋼球間を伸縮量検出バーで連結した測定器である。一方の座を主軸に他方をテーブル側に付け、テーブル側の球中心を回転の中心として、NCにより円弧補間運動を行わせたときのバーの伸縮量を検出する。被駆動体をたとえばX軸方向に補間運動させると、反作用によってボールねじとその駆動部には送り方向と逆向きに a (μm)の変位が生じる。この変位が位置決め誤差であり、正方向の送りの場合には a 、負方向の場合には $-a$ となる。従って、象限切換時にロストモーションが生じると、図付-8に示すように、 $2a$ (μm)の外向きの段差となって現れる。一例として $F=0.5$ (m/min)で円弧補間させた際の象限切換角度付近で、検出されたX軸のサーボモータの出力トルク変動の一例を図付-9に、同時にDBB法で測定した誤差軌跡を図付-10に示す。DBB軌跡において、正段差すなわちロストモーションが 5 (μm)生じていることがわかる。なお、DBB装置の位置をZ送り方向に3箇所ほど変えてXY平面で測定してみたが、ロストモーション量は一定であったので、この場合のテーブルの回転誤差は非常に小さいといえる。

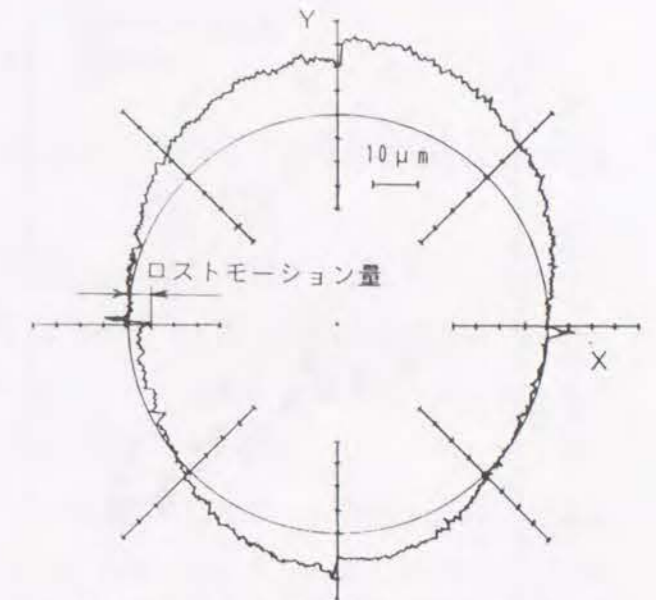
運動方向が反転する直前、直後のサーボモータ電流値から求めた出力トルクの差と、そのときの送り速度の関係を図付-11中に○で示す。この図から、送り速度が大きいほど出力トルクが小さいのがわかる。この程度の送り速度では、円弧補間運動の際の被駆動体の慣性力は無視できるほど小さいので、この出力トルクの送り速度による変化は、送り速度によって摺動抵抗が変化したために生じたものと考えられる。すなわち、高速送りの場合



図付8 ロストモーションの生成機構モデル



図付9 象限切換時のサーボモータの出力トルク変動 (機械AのX軸, サーボモータはモータA)



図付10 象限切換時付近のDBB装置の誤差軌跡線図

では油膜が厚くなるため主に潤滑油の粘性抵抗による摺動抵抗であるのに対し、低速送りの場合では油膜が薄く、主に摺動面どうしの摩擦による摺動抵抗である。ここで、同時に測定されたロストモーション量を図中に●で示すと、送り速度とともに、ロストモーション量が増えていることがわかる。以上より、送り速度によって摺動面の油膜が変化し、その結果、摺動抵抗が変化するため、ロストモーション量も変化したと考えられる。

つぎに、円弧補間時の反転直前・直後に測定されたサーボモータの出力トルクの差とロストモーション量の関係を図付-12に示す。この図より測定されたロストモーション量とサーボモータの出力トルクの関係は直線近似できることがわかる。その直線とY軸の交点で与えられるトルクはサーボモータの摩擦トルク及び予圧のかかっているナット、軸受の摩擦トルクの和 T_1 である。ロストモーション量と出力トルクの関係から得られた直線の傾きから推定される静剛性は 3.5×10^8 (N/m)で、これは別途行った静的実験で測定した静剛性値 3.5×10^8 (N/m)と一致している。

また、シングルアンカ方式の場合について、テーブルの位置がそれぞれモータ側軸受に近い所 (X0.005m)と、支持軸受に近い所 (X0.450m)で同様の測定を行った結果を図付-13に示す。ロストモーション量は左端では 3.0 (μm)、右端では 5.5 (μm)になった。サーボモータの出力トルクすなわち摺動抵抗はほぼ同程度であるので、位置によって送り駆動機構の静剛性が異なるためにロストモーション量に違いが生じたと考えられる。

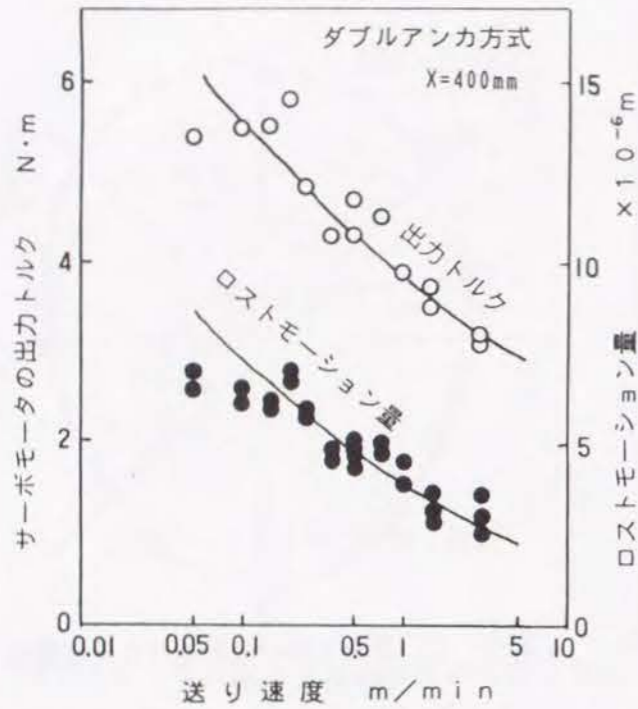
謝 辞

本研究の遂行にあたり懇篤なる御指導を賜りました京都大学工学部精密工学科垣野義昭教授に深甚なる謝意を表します。

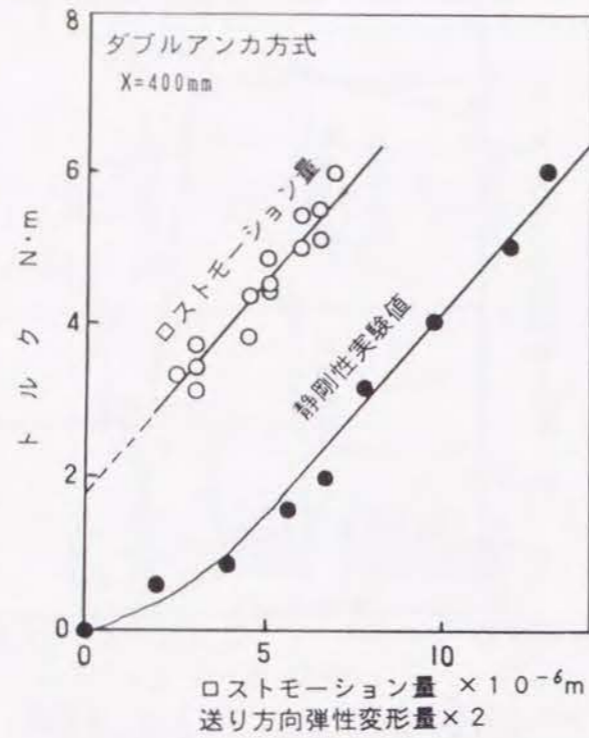
よき研究の機会を与えて頂き、終始変わらぬ暖かい励ましを頂きました大阪機工株式会社福永勝美社長、同社技術本部本部長村田悌二常務、同副本部長西村真禎取締役様に深く感謝いたします。また貴重な工作機のデータや設計ノウハウを提供して下さいました同社技術本部工作機設計課、並びに工作機研究課の皆様には感謝いたします。

本論文の執筆に際して惜しめない御協力とよき御助言を頂きました垣野教授の主催するサーボ研究会のメンバーの皆様、特に三菱電機(株)産業システム研究所丸山寿一参事、同社名古屋製作所竹下虎男参事、上越教育大学工学部黎子椰助手、京都大学工学部井原之敏助手、同学松原厚助手に深く感謝いたします。

末筆ながら、実験やソフトウェアの製作に多大な御協力を頂いた京都大学計測制御工学研究室の大学院生および学生の方々、特に丹羽恒治君(現 関西電力勤務)、上田大介君(現 川崎重工(株)勤務)、茨木創一君(現 米国留学中)に深謝いたします。



図付11 送り速度がサーボモータの出力トルクおよびロストモーション量に及ぼす影響

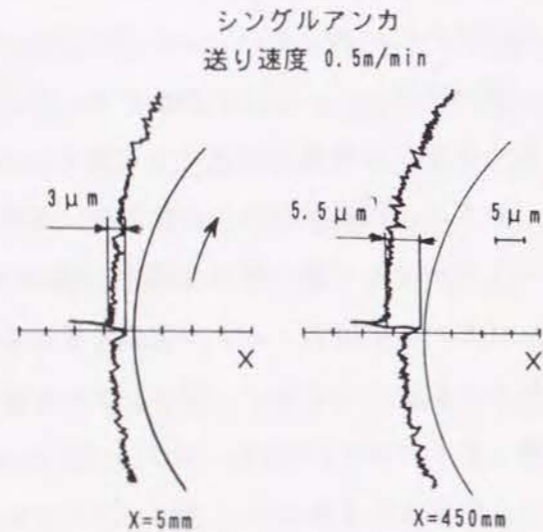


図付12 ロストモーション量と静剛性実験値との比較

以上をまとめると、ロストモーションは以下のような機構によって生じると考えられる。図付-8においては、テーブルなどの被駆動体がサーボモータの出力トルクより、一定の速度で駆動され、一定の摺動抵抗が発生して送り駆動機構には軸方向に弾性変位 a が生じている。運動方向が反転して、サーボモータの出力トルクが $T \rightarrow 0 \rightarrow -T$ のように変化すると、弾性変位は $a \rightarrow 0 \rightarrow -a$ のように変化する。この間、ボールねじはサーボモータによって駆動され回転しているのに、テーブルが静止しているため、反転開始から、反転終了までに生じる位置決め誤差は次のようになる。

$$\Delta x = (x_0 - x_1) + (x_0 - x_2) = a + a = 2a \quad (\text{付-11})$$

このようにして発生した位置決め誤差が D B B 法で測定されたロストモーション量 (= 段差) に相当する。



図付13 シングルアンカ方式における D B B 誤差軌跡線図

参 考 文 献

- 1) 宮崎正吉：工作機械の歴史（その3），設計製図，21，10(1986)388.
- 2) M. Shiraiishi, E. Kume: Suppression of Machine-tools Chatter by State Feedback Control, Annals of the CIRP, 37,1(1988)369.
- 3) 山崎和雄：特集さいきんのサーボモータ—最近のサーボ技術，マシニスト，31，5(1988)29.
- 4) 垣野義昭，井原之敏，黎子椰，八木史也，丹羽恒治：ハイゲインサーボによるNC工作機械の精度向上に関する研究，精密工学会秋季大会学術講演会講演論文集，(1990)117.
- 5) 金子敏夫：数値制御—基礎とサーボ技術，オーム社，(1972)143~192.
- 6) 水兼正博，古川勇二：機械的特性と電気的特性とのマッチングを考慮したNC送り駆動系の設計法，精密機械，48,10(1982)1284.
- 7) 東本暁美：NC工作機械送り駆動系のサーボ性能に関する研究，京都大学学位論文，(1976)167~182.
- 8) 塩崎進，古川勇二，水兼正博：工作機械送り駆動系の動剛性（第1報 すべり面の減衰能に関する理論解析），日本機械学会論文集（C編），45，398(1979)1143.
- 9) 井沢実：進展する位置決め機構の高精度化，国際技術情報誌，工業調査会，5(1990)98.
- 10) 垣野義昭ほか：ボールねじ送り機構の静動特性の簡易測定法，精密工学会誌，57,9(1991)1645.
- 11) 杉本英彦，小山正人，玉井伸三：ACサーボシステムの理論と設計の実際（基礎からソフトウェアサーボまで），総合電子出版社，(1990)153~178.
- 12) 土手康彦：特集 最近の制御技術と精密加工—最近のサーボ制御理論，精密工学会誌，59，9(1993)1413.
- 13) 中島洋，高藤和樹：予圧ボールねじの剛性，日本機械学会論文集（C編），53,492(1987)1898.
- 14) J. Flusty (塩崎進，中野嘉邦共訳)：工作機械の力学，養賢堂，(1975)21~33.
- 15) 日本精工(株)：カタログ，転がり軸受，Pr.140(1988)B46~B71.
- 16) 粟屋伊智郎，加藤義樹，三宅岩夫，伊藤正美：外乱推定に基づいたサーボ系の慣性推定法とオートチューニング，日本機械学会論文集（C編），58，549(1992)1371.
- 17) 吉村允孝：工作機械の設計技術—その5 構造修正方法論，マシニスト，25，8(1981)92.
- 18) R. H. キーラー，O. C. ツイエンキークイッ (川井忠彦，戸川隼人監訳)：最適構造設計—基礎と応用，培風館，(1977)15.
- 19) 東本暁美：NC工作機械送り駆動系のサーボ性能に関する研究，京都大学学位論文，(1976)183.
- 20) 赤祖父恭介：特集 最新CNC技術—高速・高精度対応のマシニングセンタ用CNC，MACHINIST，1989-12(1989)58.
- 21) 安川電機製作所：サーボ技術入門，日刊工業新聞社，(1987)12~39.
- 22) 佐々木能成：デジタルサーボのシステム設計，近代図書，106.
- 23) F. ケーニヒスベルガー (塩崎進訳)：工作機械の設計原理，養賢堂，(1975).
- 24) 黎子椰：NC工作機械送り駆動系の特性の向上に関する研究，京都大学学位論文(1992)117.
- 25) 粟屋伊智郎，加藤義樹，三宅岩夫，伊藤正美：外乱推定に基づいたサーボ系の慣性推定法とオートチューニング，日本機械学会論文集（C編），58，549(1992)1371.
- 26) 岩崎隆至，森田温，丸山寿一：ファジィ推論による制御対象の同定とオートチューニングへの応用，日本機械学会論文集（C編），58，554(1992)2997.
- 27) 日本電気(株)：数値制御装置のサーボパラメータ設定方式，公開特許公報，平3-121504(1991).
- 28) 伊藤正美：自動制御，丸善(株)，118.
- 29) 東本暁美：応答性を評価関数としたねじ送り駆動機構の最適設計（第1報 最適条件式の誘導），昭和61年精密工学会春期大会学術講演会論文集，81.
- 30) 吉村允孝：特性間の関係の解明に基づく工作機械ダイナミックスの設計最適化（第1報）—特性間の競合および協調関係，精密工学会誌，53，4(1987)601.
- 31) 東本暁美，吉村允孝，坂上雅昭，松島律：工作機械テーブル案内面の減衰能測定方法，精密機械，41，12(1975)1133.
- 32) 小柳義夫ほか：最小二乗法による実験データ解析，東京大学出版会，(1982)99~109.
- 33) 松原十三生：工作機械送り駆動機構の動特性に関する研究，京都大学学位論文(1971).
- 34) 加藤仁，松林恒雄，佐藤則夫：案内面の静摩擦特性に関する一考察（第2報 静摩擦特

- 性に及ぼす潤滑油および案内面性状の影響について), 日本機械学会論文集(第3部), 39, 317(1973)339.
- 36) 東本暁美, 渡辺俊明, 速水 尚, 夏 書強, 垣野義昭: ボールねじ送り駆動系の動特性とその改善に関する研究(第2報)——磁性流体ダンパによる送り駆動系の動特性改善, 昭和63年度精密工学会秋季大会学術講演会講演論文集, (1988)609.
- 37) 日本精工(株): カタログ, 精機製品(直動編), (1990)A8~A38.
- 38) 垣野義昭, 井原之敏, 清水敬一, 中川秀夫, 竹下虎男: NC工作機械の運動精度に関する研究(第8報)——スケールフィードバック値を利用したDBB測定法の改良——, 精密工学会誌, 61, 3(1995)430.
- 39) 森脇俊道, 芦田和孝, 岩田一明: インパルス応答法による工作機械動特性の測定(第1報)——ハンマの最適設計, 精密機械, 44, 6(1978)724.
- 40) 加藤秀雄, 中野嘉邦: 加振力を監視する手動インパクト式動剛性測定法, 精密工学会誌, 54, 9(1988)1764.
- 41) 黎子椰: NC工作機械送り駆動系の特性の向上に関する研究, 京都大学学位論文(1992)
- 42) 伊藤隆史, 青山藤詞郎, 稲崎一郎: 工作機械テーブルの振動特性, 日本機械学会論文集(C編), 54, 506(1988)2375.
- 43) 加藤秀雄, 中野嘉邦, 中村茂治: 案内面の状態が工作機械の動特性に及ぼす影響, 1989年精密工学会秋季大会学術講演会論文集, 83.
- 44) 大久保信行, 山本 弘: 感度解析を用いた電気——機械制御の動特性改善手法, 精密工学会誌, 53, 6(1987)959.
- 45) 中川昌夫, 星鉄太郎: インパルス応答法におけるエネルギー入力条件, 精密機械, 50, 4(1984)704.
- 46) 茨木創一, 垣野義昭, 松原 厚, 中川秀夫, 竹下虎男, 丸山寿一: 高速マシニングセンタの開発と性能評価(第1報 送り駆動系の性能評価), 1995年度精密工学会春期大会学術講演会論文集, (1995)
- 47) 垣野義昭, 井原之敏, 中津善夫, 篠原章翁: NC工作機械の運動精度に関する研究(第5報)——回転運動誤差原因の診断法, 精密工学会誌, 55, 3(1989)587.
- 48) 垣野義昭, 井原之敏, 中津善夫: NC工作機械の運動精度に関する研究(第2報)——DBBによる運動誤差原因の診断法, 精密工学会誌, 55, 10(1986)1739.