

2013年度 横浜国立大学

博 士 論 文

題目：『デジタル制御における演算時間遅れを考慮した
限定極配置法の研究』

(Studies on Limited Pole Placement Method Considering
Calculation Delay of Digital Control System)

2013年9月12日

ふりがな うらかわ よしゆき

氏 名 浦川 禎之

指導教員 藤本 康孝

概要

本論文では、産業用ロボットや光ディスクドライブなどのメカトロニクス制御系を、PID制御器や位相進み補償器などの固定構成のデジタル制御器で実現するとき、演算時間遅れなどのむだ時間要素を考慮して制御パラメータを決定する「限定極配置法」を提案する。デジタル制御では演算時間遅れやゼロ次ホルダなどのむだ時間要素が必ず存在する。このむだ時間要素のために制御系の次数が高くなり、制御パラメータ数の限定された固定構成制御器で制御系設計を行おうとすると、制御パラメータの数が足りずに試行錯誤の調整が必要になる。このような、制御系の次数に比べ制御パラメータ数が少ない場合について、パラメータ数に相当する極のみ配置する「限定極配置法」を考案した。本手法により制御パラメータ設計の効率化が図れるとともに、むだ時間要素の影響を明らかにできる。

本論文ではこの「限定極配置法」について説明すると共に、産業用ロボットおよび光ディスクドライブなどへの適用法を示す。具体的には、産業用ロボットの例として1慣性系をPID制御器で位置制御する制御系について、また光ディスクドライブの例としてボイスコイルを位相進み制御で位置制御する制御系について「限定極配置法」を適用し、いずれの場合も振動性を抑えた制御パラメータが算出されることを確認するとともに、制御性能の限界について解析した。また、光ディスクドライブへの適用時に極を重ねて配置することで、複素零点により低域ゲインを高くできる「高ゲインサーボ」制御器を考案した。この「高ゲインサーボ」の実用化検討を行い、サーボ引き込み失敗率を改善するために初期値補償法を適用し、その飽和対策も行った。さらにシステムLSIに実装するためにマルチレート制御への対応を行い、また一層の高ゲイン化を図るため「2段ブースト高ゲインサーボ」の検討を行った。さらに次世代光ディスクシステムとして検討されている「超多層光ディスクシステム」での制御方式についても検討を行い、限定極配置法の適用で高ゲイン化が図れることを確認した。最後に、限定極配置法により算出される「決定極」の挙動について解析し、産業用ロボットで用いられるPID制御系と光ディスクで用いられる位相進み制御系の違いについて考察した。

以上を通して、「限定極配置法」によりむだ時間を考慮した制御パラメータが得られ、試行錯誤の調整が不要となり、見通し良く制御パラメータ設計が行えることを確認した。また、決定極について解析することでむだ時間要素の影響を定量的に把握でき、制御性能の限界について新たな考察を加えることができることを確認した。

目次

1	序論	1
1.1	本論文の背景	1
1.1.1	デジタル制御理論の発展	1
1.1.2	デジタル制御の産業応用	2
1.1.3	制御理論におけるむだ時間への対応	3
1.1.4	むだ時間対応の現状	4
1.2	本研究の動機	6
1.2.1	現状での問題点	6
1.2.2	本論文での取り組み	7
1.2.3	本論文の構成	9
2	限定極配置法	11
2.1	多項式代数法	11
2.2	限定極配置法	15
3	2自由度PID制御系への適用	19
3.1	むだ時間要素の影響	19
3.2	限定極配置法の適用	24
3.2.1	適用法	24
3.2.2	制御パラメータと従属極の挙動	25
3.2.3	実験結果	29
3.3	制御パラメータ調整例	30
3.4	まとめ	35
4	光ディスク制御系への適用	36
4.1	光ディスク制御系	36
4.2	限定極配置法の適用	39
4.2.1	適用法	39

4.2.2	高ゲインサーボ	41
4.2.3	制御パラメータの算出と従属極の挙動	42
4.2.4	限定極配置法の効果	45
5	高ゲインサーボの実用化検討	47
5.1	光ディスクドライブへの適用実験	47
5.2	初期値補償法の適用	53
5.3	マルチレート制御系での初期値補償方式	57
5.3.1	光ディスクドライブでのマルチレート制御	58
5.3.2	マルチレート制御の定式化	60
5.3.3	初期値補償法の適用	63
5.3.4	効果	64
5.3.5	近似的な算出法	64
5.4	2段ブースト高ゲインサーボ	66
5.4.1	限定極配置法の適用	66
5.4.2	実験結果	69
5.5	まとめ	71
6	次世代光ディスク制御への限定極配置法の適用	72
6.1	超多層光ディスクのサーボ制御系	72
6.2	エラー伝搬のシミュレーション	74
6.3	改良型隣接トラックサーボ方式 (ATS+方式)	76
6.4	フィードフォワード制御器の付加	80
6.5	限定極配置法による高ゲイン化	85
6.6	まとめ	93
7	従属極についての考察	94
7.1	むだ時間要素の大きさと従属極の挙動	94
7.2	制御器構成と制御性能の限界	98
7.3	まとめ	102

8 結論	104
研究業績	106
参考文献	110
A 各場合の制御パラメータおよび従属極	116
A.1 PID制御系の場合	116
A.2 位相進み制御系の場合	117
謝辞	120

1 序論

本論文では、産業用ロボットや光ディスクドライブなどのメカトロニクス制御系を、PID制御器や位相進み補償器のような固定構成のデジタル制御器で実現するときに、演算時間遅れなどに起因するむだ時間要素を考慮して制御パラメータを決定するための「限定極配置法」を提案する。デジタル制御では演算時間遅れやゼロ次ホルダなど、必ずむだ時間要素が存在する。PID制御器、位相進み補償器のような固定構成制御器をデジタル制御器で実現する場合、このようなむだ時間要素は十分小さいものとみなしていることに相当する。しかしながら、実際にはむだ時間要素に起因する位相遅れにより応答が振動的になるため、試行錯誤の調整が必要である。これは見方を変えると、むだ時間要素のために次数の高くなった制御系に対し、制御パラメータ数の限定された固定構成制御器で制御系設計を行うため、状態フィードバックのように任意位置に極配置をすることができず、試行錯誤の調整が必要になると解釈することができる。そこで、このように制御パラメータ数と閉ループ次数が合致しない場合について、パラメータ数に相当する極のみ配置する「限定極配置法」を考案した。これにより制御パラメータ設計の効率化が図れるとともに、むだ時間要素の影響を明らかにできる。本論文ではこの「限定極配置法」について紹介すると共に、産業用ロボットおよび光ディスクドライブなどへの適用法を示す。

1.1 本論文の背景

本論文の位置付けを明確にするため、デジタル制御理論およびその産業応用についての経緯を確認し、この研究を始めるに至った動機を述べる。

1.1.1 デジタル制御理論の発展

制御理論は概略として、1960年代までの古典制御理論、1960年代以降の現代制御理論、1980年代以降のロバスト制御理論と発展してきたと言われる。いずれも連続系を対象としており、その各々に対して離散系を対象としたデジタル制御理

論が展開されてきた。古典制御理論には z 変換およびパルス伝達関数を用いたデジタル古典制御理論（或いは古典的サンプル値制御理論）が、現代制御理論には差分状態方程式表現によるデジタル現代制御理論が展開されてきたが、1980年代以降のロバスト制御ではデジタル H_∞ 制御のようなデジタルロバスト制御と共に、サンプル点間応答まで評価および操作する（現代的）サンプル値制御理論も発展してきた。すなわち、以前は離散化されたサンプル点上での挙動のみ議論されていたが、1980年代以降のサンプル値制御理論では「制御対象は連続系、制御器は離散系」という実際の制御系に則して、サンプル点間応答も考慮されるようになってきた。こうした中で演算時間遅れについても、制御対象モデルに含める、もしくはサンプル点間の操作の一種とみなす、などの形で陽に考慮されるようになってきている。

1.1.2 デジタル制御の産業応用

一方で、制御技術が産業界でどのように用いられているか、デジタル化に着目しつつ概観してみる。工業的に用いられた最初のフィードバック制御は18世紀後半のJames Wattの遠心调速機構といわれているが、以降19世紀後半の船舶操舵のサーボ機構や誘導魚雷、20世紀初頭に始まる航空機制御やプロセス制御など、様々な分野に展開されてきた^[1]。この中で1950年代以降、工業的には石油化学や繊維工業などの素材生産のプロセスを連続化しそれを自動制御する「プロセスオートメーション」、自動車生産ラインの自動化に象徴される「機械オートメーション」において活発にデジタル化が図られ、特に時定数の大きい「プロセスオートメーション」で先行して進展した。この時代には制御器のむだ時間の影響よりも制御対象のモデリングや変動、制御対象のもつ大きなむだ時間などが問題であり、サンプリング周期や演算時間遅れなどはあまり問題にはならなかったと思われる。1980年代以降のプロセッサの高性能化に伴い、時定数の小さい「機械オートメーション」でもデジタル化が進展し、単なる制御理論の一応用分野から、モータ制御を意識した「メカトロニクス」「モーションコントロール」といった分野に発展していった^[2, 3]。この分野はプロセス制御に比べてモデルが正確であり、比較的理

論通りの挙動が見られる。また，実現できる範囲でなるべく高速高精度な制御が望まれる。こうした中で，サンプル値制御理論のような精密な解析も必要とされ，また演算時間遅れのように従来影響が小さいと考えられていた要因も取り上げられるようになってきたと解釈できる

1.1.3 制御理論におけるむだ時間への対応

次に，制御理論におけるむだ時間への取り組みを見てみる。Fig.1.1に今までの議論を図示する。古典制御を基に1960年代から現代制御，1980年代からロバスト制御が発展してきた。古典制御に並行してデジタル古典制御（古典的サンプル値制御），現代制御に並行してデジタル現代制御が発展し，1980年代以降はロバスト制御と並行して（現代的）サンプル値制御が発展した。また，産業界での応用としては1950年代から「プロセスオートメーション」に対応したプロセス制御が，1970年代頃から「機械オートメーション」に対応したメカトロニクス制御が発展してきた。

こうした中で，制御理論におけるむだ時間への対応法^[4]としては，Fig.1.1に示すように「スミス法」，「むだ時間制御」，「離散化状態予測制御」などが挙げられる。「スミス法」は古典制御に属する手法で連続系を対象とし，むだ時間を含む制御対象モデルを用いてむだ時間分を補償する。プロセス制御のような大きなむだ時間を想定していると考えられる。「むだ時間制御」は現代制御に属するが，「スミス法」

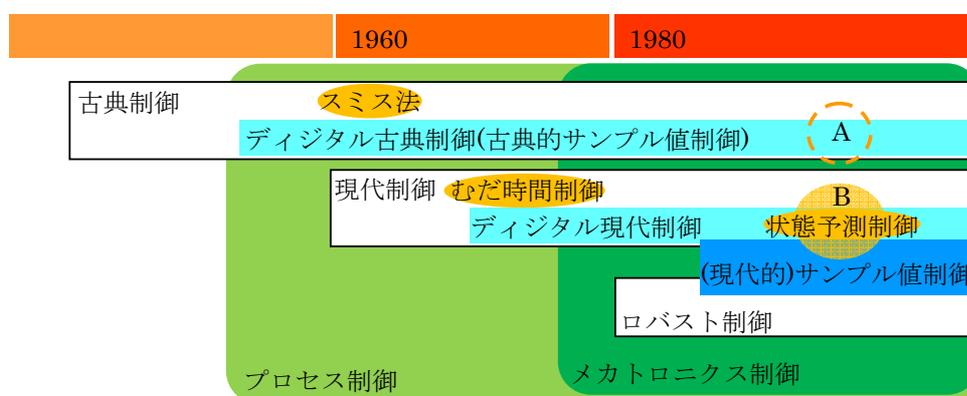


Fig. 1.1 デジタル制御理論の発展

と同様に連続系を想定し、入出力部のむだ時間要素に対する状態予測制御、状態のむだ時間要素に対する部分極配置法や有限極配置法などの各種手法が用いられる。1960～70年代に発展したことも考え合わせると、やはりプロセス制御のような大きなむだ時間を想定していると思われる。この中で、状態予測制御は1980年代以降離散系にも展開され、メカトロニクス制御での演算時間遅れのような比較的小さいむだ時間要素にも適用される。具体的には制御モデルに従って演算時間遅れ分だけ先の状態を予測しフィードバック制御を行う^[7]。むだ時間を陽に取り込んだ制御系設計であり、むだ時間に対応して制御器次数が高くなるが、効果も大きい。

以上のように、制御理論の発展の中でむだ時間に対しても各種手法が確立されてきた。主に連続系を対象に大きなむだ時間が想定されていたが、1980年代以降、現代制御の枠組みの中でメカトロニクス制御での演算時間遅れを想定した手法も確立されてきた。

1.1.4 むだ時間対応の現状

近年、ほとんどの制御系はマイクロプロセッサを用いて実現されるデジタル制御系である。センサ読み取りに時間制約のないシステムではサンプリング周期は演算時間から決まるので、ほとんどの制御系で1サンプリング周期のむだ時間要素が存在する。センサその他のむだ時間要素も加わり4～5サンプリング周期のむだ時間要素が存在する場合もある。このような背景のもと、産業用ロボットや光ディスクドライブなどメカトロニクス制御での制御系設計の現状を考えてみる。

制御理論に基づくデジタル制御系の設計法は、一般にFig.1.2のようにi)連続系設計の離散化（デジタル再設計）、ii)離散系モデルでの離散系設計、iii)(現代的)サンプル値制御理論による直接設計の3つに大きく分けられる^[5]。この中でむだ時間要素を反映した制御器を設計するにはi)連続系モデルにパデ近似等でむだ時間要素を含めて設計する方法^[6]、ii)離散系モデルにむだ時間要素を含めて設計する方法^[7]、iii)(現代的)サンプル値制御理論を適用して設計する方法^[8]、などが考えられるが、いずれもむだ時間を陽に取り込んだ制御系設計でむだ時間に対応した制御器構成となる。効果も大きいですが制御器設計に専門知識が必要となり、また、むだ

時間要素の次数に応じて制御器次数も高く複雑になる。

一方、むだ時間要素を無視できるほど小さいと考えると、PID制御、位相進み補償などの固定構成制御器でサーボ制御を実現することも現実には頻繁に行われる。簡便ながら十分な制御性能が得られることも多く、メカトロニクス制御においても未だに広く用いられている^[9]。しかしながら高速高精度を実現するため応答を速くしようとするともだ時間要素の影響も無視できなくなる。具体的にはむだ時間に起因する位相遅れのため応答が振動的になりパラメータ調整が必要となる。「Ziegler-Nicholsの調整則」などの調整法が確立されているが^[10]、連続系プロセス制御が対象でオーバーシュートも大きくメカトロニクス制御への適用は難しい。したがって、むだ時間要素の影響を抑えて高速高精度を実現するには、現状では試行錯誤での経験的なパラメータ調整が必要となる。

以上の状況をFig.1.1に当てはめて考えてみる。Fig.1.2に挙げられる設計手法は基本的には現代制御に属し、Fig.1.1中Bに相当する手法といえる。むだ時間要素に対応するには制御器次数が高くなり制御器も複雑になる。一方、PID制御、位相進み補償などの固定構成制御器は古典制御に属する。頻繁に用いられるもののむだ時間要素対応、すなわちFig.1.1中Aに相当する手法はあまり検討されておらず、最終的には試行錯誤の調整が必要となる。

Fig.1.1中Aに相当する手法があまり検討されないのは、メカトロニクス制御が実用化された時期が現代制御理論応用の時期と重なっており、むだ時間要素対応もFig.1.1中Bに相当する現代制御理論および(現代的)サンプル値制御の枠組みで議論

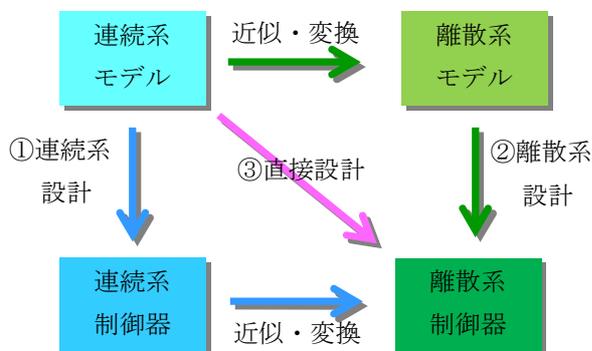


Fig. 1.2 デジタル制御系設計法

されたためと推測される。しかし現実的には前述のようにデジタル古典制御も幅広く用いられており、この場合の試行錯誤の調整が、制御理論発展の一方でサーボ制御技術が経験的な技術と認識される一因と思われる。Fig.1.1中Aに相当するデジタル古典制御でのむだ時間要素対応の手法を確立することには大きな意味があると考ええる。

1.2 本研究の動機

以上の認識に基づき本研究では、デジタル古典制御でのむだ時間要素対応の手法を検討した。Fig.1.1中Aに相当する手法と考えている。試行錯誤のパラメータ調整を避けることができ、現代制御理論や(現代的)サンプル値制御などのより高度な制御理論との見通しを良くすることができる。以下に現状での問題点と本論文での取組み方について述べる。

1.2.1 現状での問題点

前述のように、メカトロニクス制御でのデジタル制御器において、実際にはPID制御や位相進み補償器のような古典制御に属する固定構成制御器も頻繁に用いられる。デジタル制御器では、演算時間遅れなどによりほとんどの場合1サンプリング周期以上のむだ時間要素が存在する。むだ時間要素が制御系応答に比べて十分小さければ問題ないが、高速高精度実現のため応答を速くしようとするとうだ時間要素の影響も無視できなくなる。具体的にはむだ時間要素に起因する位相遅れのため応答が振動的になり、さらには発振する。すなわち、むだ時間要素による制御性能の限界が存在する。

しかしながら今まで、このような場合のむだ時間要素の影響は定量的には把握されてこなかった。このため制御性能の限界は明確ではなく制御パラメータも試行錯誤の調整が必要であった。しかし、制御性能の限界が明確でないため、試行錯誤のパラメータ調整で要求性能が実現できるかどうかは定かではない。なかなか要求性能を満たせない場合は要求性能を落とすなどの対応も必要となる。さらに実際のパラメータ調整では摩擦、高次共振の影響もあり、むだ時間による振動か高

次共振による振動かの見極めも難しく、一層パラメータ調整の見通しが悪くなっている。このためパラメータ調整には経験的なスキルやノウハウが重要となる。

また、制御性能の限界が明確でないことにより、調整結果についても客観的な評価が難しい。すなわち実現された性能が限界なのか、もしくは調整不足なのか判断しづらい。このためより高度な制御を導入すべきかどうかの判断が難しく、また逆に現代制御や（現代的）サンプル値制御などのより高度な制御を導入しても、性能の差が制御方式自体の差なのかパラメータ調整の完成度によるものなのかあいまいである。さらには、例えば高次共振対策のため次数の高くなった演算時間の長い制御器と単純な構成で演算時間の短い制御器のどちらが有利か、といった現実的な比較も難しい。

このように、デジタル古典制御におけるむだ時間要素の影響が明確でないことにより、試行錯誤の調整が必要となるだけでなく、制御方式間の比較を難しくし、ひいては制御理論への信頼を損ねているのではないかと考えられる。制御理論発展の一方でサーボ制御技術が経験的な技術とも認識される一因ではないかと考える。

1.2.2 本論文での取り組み

そこで、本論文ではデジタル古典制御のメカトロニクス制御応用におけるむだ時間要素対応の手法について検討した。具体的には固定構成制御器におけるむだ時間要素を考慮した制御パラメータ算出法を検討し、さらに制御性能の限界について考察した。

メカトロニクス、モーションコントロールといった領域では、安定性に加え過渡応答に留意することが多い。そこで、過渡応答を想定しやすい極配置による設計を考えた。また、古典制御を対象とすることからシルベスタの定理に基づく多項式代数法をもとに検討を行った。

デジタル古典制御系ではむだ時間要素により閉ループ極が増えるが、制御器構成は固定なので制御パラメータの数は変わらない。このため少ない制御パラメータで多くの極位置を制御することになり試行錯誤のパラメータ調整が必要となると考えられる。また、応答を速くしようとするすると制御しきれない極が単位円

外に出るため性能限界が生じると考えられる。そこで、制御パラメータ数に対応する限定された極のみを所望の位置に配置する「限定極配置法」を考案した。残りの極は自動的に決定されることになる。配置される極を配置極、自動的に決定する極を従属極と呼ぶ。

「限定極配置法」において、配置極をむだ時間要素に対して十分遅い位置に配置する場合は従属極は安定かつ応答の速い位置に存在し、ほとんど応答に影響しない。これはサンプリング周期が十分短いと連続系と離散系の応答がほぼ一致することに相当する。応答を速くしようとするするとむだ時間要素の影響で応答が振動的になるが、「限定極配置法」により配置極を、同等のサーボ帯域ながら振動性の低い位置に配置すれば、振動を抑えた制御パラメータが得られると期待される。配置極を振動性の低い位置に配置しても、さらに応答を速くしようとするすると発振すると考えられるが、これは従属極が単位円から出てしまうためと予想される。従って従属極が単位円からでてしまう配置極の位置を明確にすれば、制御性能の限界を定量的に把握できると期待される。

このように、「限定極配置法」によりむだ時間を考慮した制御パラメータが得られ、試行錯誤の調整が不要となり、見通し良く制御パラメータ設計を行うことができる。さらに従属極によりむだ時間要素の影響も定量的に比較ができるため効果的な制御器を効率よく選択することができる。すなわち、効率の良いパラメータ設計、制御器設計が可能になると期待される。さらに配置されない極の挙動を調べることでむだ時間の影響を定量的に把握でき、制御性能限界について新たな考察を加えることができる。

制御パラメータ数の極のみ配置する手法は、まず係数比較法を用いて産業用ロボットでの2自由度PID制御系を対象に開発された^[11]。サーボ帯域をなるべく広くしようとするこの従属極により限界が決まることが確認できた。また、むだ時間要素により極の個数が増えるので、3次フィードフォワード制御も可能であることがわかった。また、この限定極配置法を光ディスクドライブに適用することで、従来の光ディスクドライブでの制御法である位相進み補償に比べ、低域ゲインを大きくすることのできる「高ゲインサーボ」が実現できることがわかった^[12, 13, 14, 15]。さらに関連して2段ブースト高ゲインサーボ^[16, 17]など、新たな手法を開発した。

以上の検討は係数比較法により実現されたが、各場合で制御パラメータ算出式を解く^[18] 必要があり煩雑であった。そこで統一的な解法である「限定極配置法」を考案した^[19, 20, 21]。本論文では「限定極配置法」の説明に加え、各場合での限定極配置法の適用法と実験結果、および制御パラメータ調整例などについて説明する。

1.2.3 本論文の構成

以下に本論文の構成を述べる。

第2章において「限定極配置法」での制御パラメータ算出法について説明する。最初に従来法としてシルベスタの定理に基づく多項式代数法について説明する。制御パラメータ数と配置極の数が一致する場合の制御パラメータ算出法である。次に今回提案する限定極配置法について説明する。

第3章においては、限定極配置法をモータ位置決め制御系での2自由度PID制御系に適用した例について説明する^[19, 20, 21]。極を次第に速く配置した時の従属極の位置についても解析し、1サンプル遅れのむだ時間要素がある時の制御性能の限界について考察する。また、限定極配置法を用いた電子部品実装器の制御パラメータ調整例^[18] について説明する。

第4章においては、限定極配置法を光ディスクドライブのレーザスポット位置制御での位相進み補償器に適用した例^[19] について説明する。極を重ねて配置することで低域ゲインを高く設定できる「高ゲインサーボ」について説明し、高ゲインサーボをデジタル制御で実装するとき限定極配置法により振動が抑えられる点を説明する。

第5章ではこの「高ゲインサーボ」の実用化検討^[22] について述べる。まず評価実験で光ディスクドライブに「高ゲインサーボ」を適用したときの各種動作を評価し、サーボ引き込み失敗率が高くなる問題を明らかにした。この対策として、初期値補償法^[23] によりサーボ制御開始時の過渡応答の振動性を抑えることでサーボ引き込み失敗率が改善することを確認した。さらには低域をダウンサンプルしている市販ICでの初期値補償法、および低域ゲインをさらに高くする「2段ブースト高ゲインサーボ」とその効果^[16] についても述べる。

さらに第6章においては次世代光ディスクドライブの制御方式として検討した「隣接トラックサーボ制御」^[24, 25]への適用例について説明する。サーボ面と記録面が分かれている時の精度向上のために「隣接トラックサーボ制御方式」が検討されたが、この高性能化に限定極配置法を適用した場合について述べる。

第7章では限定極配置法での従属極の挙動について考察した。むだ時間要素の大きさが変わったときの従属極の挙動や制御性能の限界を確認した。また、PID制御系と位相進み制御系での従属極の挙動の違いが制御器構成によることを確認し、PID制御器にフィルタを挿入することで制御性能の限界を位相進み制御器と同様に高くできることを確認した。

最後に第8章で以上の検討結果を踏まえた結論を述べる。

2 限定極配置法

本章では、デジタル古典制御のメカトロニクス制御応用におけるむだ時間要素対応の手法として、提案する「限定極配置法」^[19, 20, 21]について説明する。

近年、マイクロプロセッサを用いたデジタル制御でメカトロニクス制御を実現することが多いが、簡便なPID制御や位相進み補償器などの古典制御器も頻繁に用いられる。このようなデジタル古典制御では、制御演算による演算時間遅れをはじめとするむだ時間要素が存在し、位相遅れとして制御系の特性を劣化させる。

そこで、このむだ時間要素を考慮した制御パラメータ設計法を検討した。古典制御においては「Ziegler-Nicholsの調整則」などの調整則が確立されているが、連続系プロセス制御が対象でオーバーシュートも大きくメカトロニクス制御への適用は難しい。そこで、過渡応答の想定しやすい極配置法をもとに考えることとし、シルベスタの定理に基づく多項式代数法^[27, 28]を変形して、制御パラメータ数と同数の極のみ配置する限定極配置(Limited Pole Placement :LPP)法を考案した。これによりむだ時間要素を考慮した制御パラメータが得られ、試行錯誤の調整が不要となり、見通しよく制御パラメータ設計を行うことができる。さらに、配置されない残りの極である「従属極」の挙動を解析することにより、制御性能限界について新たな考察を加えることができる。

以下に、まず多項式代数法について述べ、続いて限定極配置法について説明する。

2.1 多項式代数法

1入力1出力の2自由度制御系について考える。2自由度制御系はFig. 2.1のa)~d)のような4つの形態が考えられるが、いずれも(2.1)~(2.3)式を用いることで書き換え可能であることが知られている^[26]。本論文では、古典制御でのPID制御や位相進み補償器の構成が含まれるFig. 2.1 a)のフィードフォワード型2自由度制御系の形態に基づいて検討を進める。前述のように書き換え可能なので、別の形態で実装したい場合には、(2.1)~(2.3)式にしたがって変換すれば良い。

$$K_3(z) = K_1(z) + K_2(z), \quad K_4(z) = K_1(z)/(K_1(z) + K_2(z)) \quad (2.1)$$

$$K_5(z) = K_1(z) + K_2(z), \quad K_6(z) = -K_2(z) \quad (2.2)$$

$$K_7(z) = K_1(z), \quad K_8(z) = 1 + K_2(z)/K_1(z) \quad (2.3)$$

Fig. 2.1 a) において閉ループの目標値を r , 制御入力を u , 観測値を y とする。 $P_n(z), P_d(z), K_n(z), K_d(z)$ を多項式として, 制御対象を $P(z) = P_n(z)/P_d(z)$, フィードバック制御器を $K_1(z) = K(z) = K_n(z)/K_d(z)$ と表すとすると, 目標値 r から観測値 y への伝達関数 $G(z)$ は(2.4)式のように表される。

$$G(z) = \frac{K(z)P(z)}{1 + K(z)P(z)} = \frac{K_n(z)P_n(z)}{K_d(z)P_d(z) + K_n(z)P_n(z)} \quad (2.4)$$

ここで, $P_d(z)$ をモニックな(最高次の係数が1) m 次多項式, $P_n(z)$ を m 次以下の多項式とし, 互いに素(共通因子を持たない)とする。また, $\gamma(z)$ を $(2m - 1)$ 次の安定多項式とすると, 次の方程式を満たす $(m - 1)$ 次以下の多項式 $K_n(z), K_d(z)$ が一意に決まることが知られている。この方程式はDiophantine方程式と呼ばれる。

$$K_d(z)P_d(z) + K_n(z)P_n(z) = \gamma(z) \quad (2.5)$$

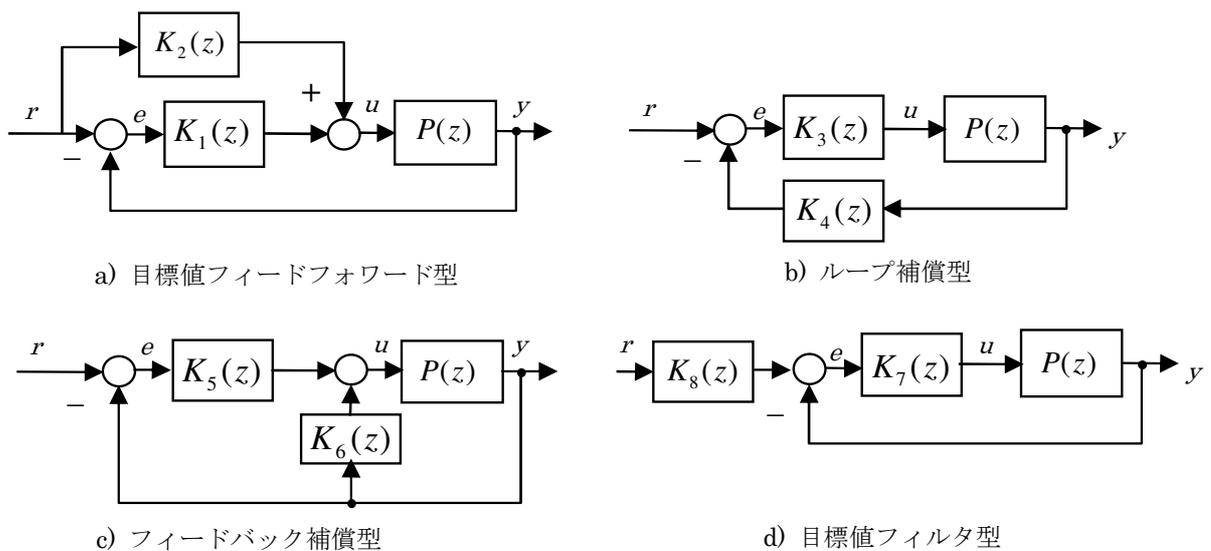


Fig. 2.1 2自由度制御系

多項式 $\gamma(z)$ を閉ループ特性多項式とすると，所望の根をもつ $\gamma(z)$ を設定してDiophantine方程式を解くことで，その閉ループを実現する制御器 $K(z) = K_n(z)/K_d(z)$ を求めることができる。以下にエリミナント行列を用いたDiophantine方程式の解法を述べる^[27]。

まず，各多項式を以下のように表す。

$$P_d(z) = z^m + a_{m-1}z^{m-1} + \cdots + a_1z + a_0 \quad (2.6)$$

$$P_n(z) = b_mz^m + b_{m-1}z^{m-1} + \cdots + b_1z + b_0 \quad (2.7)$$

$$K_d(z) = \alpha_{m-1}z^{m-1} + \alpha_{m-2}z^{m-2} + \cdots + \alpha_1z + \alpha_0 \quad (2.8)$$

$$K_n(z) = \beta_{m-1}z^{m-1} + \beta_{m-2}z^{m-2} + \cdots + \beta_1z + \beta_0 \quad (2.9)$$

$$\gamma(z) = \gamma_{2m-1}z^{2m-1} + \gamma_{2m-2}z^{2m-2} + \cdots + \gamma_1z + \gamma_0 \quad (2.10)$$

エリミナント行列は多項式 $P_n(z)$ と多項式 $P_d(z)$ の係数から次のように定義される。 $2m \times 2m$ の行列となる。

$$E = \begin{pmatrix} a_0 & a_1 & \cdots & a_{m-1} & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & \cdots & a_{m-2} & a_{m-1} & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_0 & a_1 & a_2 & \cdots & a_{m-1} & 1 \\ b_0 & b_1 & \cdots & b_{m-1} & b_m & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & b_0 & \cdots & b_{m-2} & b_{m-1} & b_m & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & b_0 & b_1 & b_2 & \cdots & b_{m-1} & b_m \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

エリミナント行列 E はシルベスタの定理より，多項式 $P_n(z)$ と多項式 $P_d(z)$ が互いに素のとき（共通因子をもたないとき）に限り正則である^[28]。ここで以下のような係数ベクトル Ψ^T と Θ^T を

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} \gamma_0 & \gamma_1 & \cdots & \gamma_{2m-1} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\Theta^T = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \cdots & \alpha_{m-1} & \beta_0 & \beta_1 & \cdots & \beta_{m-1} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

と定義すると，多項式 $K_n(z)$ と多項式 $K_d(z)$ の係数は

$$\Theta^T = \Psi^T E^{-1} \quad (2.14)$$

として求められる。このように多項式代数法により，制御対象が m 次のときに $(2m-1)$ 次の任意の特性方程式を実現する $(m-1)$ 次の制御器を得ることができる。

ここで，むだ時間要素がある場合について考える。むだ時間要素を制御対象に含めて考えると制御対象の次数が高くなる。このため制御器の次数も高くなる。Fig.2.2のようにサンプリング間隔の n 倍のむだ時間要素が存在する場合について考える。

むだ時間要素も制御対象に含めて考える。あらたな制御対象 $\bar{P}(z)$ を(2.15)式のようにおく。

$$\bar{P}(z) \equiv P(z)/z^n = P_n(z)/z^n P_d(z) = P_n(z)/\bar{P}_d(z) \quad (2.15)$$

ただし $\bar{P}_d(z) \equiv z^n P_d(z)$ 。このとき(2.5)式は次の(2.16)式のように書き直される。

$$K_d(z)\bar{P}_d(z) + K_n(z)P_n(z) = \gamma(z) \quad (2.16)$$

多項式 $\bar{P}_d(z)$ の次数は $(m+n)$ 次なので，多項式 $K_d(z)$ が k 次式とすると(2.16)式は $(m+n+k)$ 次式となり，従って多項式 $\gamma(z)$ の係数は $(m+n+k+1)$ 個となる。また制御器 $K(z)$ の制御パラメータ数は $2(k+1)$ 個となる。多項式 $\gamma(z)$ の係数が任意に定められるためには係数の個数と制御パラメータの個数が等しくなる必要があることから，(2.17)式が成り立つ必要がある。

$$m+n+k+1 = 2(k+1) \quad (2.17)$$

これより多項式 $K_n(z)$ ， $K_d(z)$ の次数 k は $(m-1+n)$ 次となり， n 次のむだ時間要素を想定することで制御器の次数も n 次だけ高くなることがわかる。このため，む

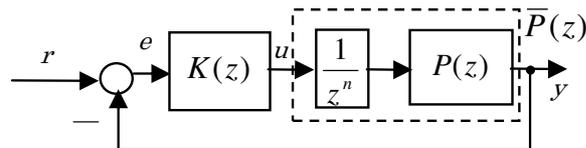


Fig. 2.2 むだ時間要素のある制御系

だ時間要素を持つデジタル制御系でも制御器次数を上げたくない場合、すなわち固定構成制御器を用いる場合は多項式代数法をそのまま用いることはできない。

2.2 限定極配置法

Fig. 2.2に示すむだ時間をもつデジタル制御系で、制御器 $K(z)$ は次数の決まった固定構成制御器である場合について考える。むだ時間要素 $1/z^n$ の次数 n は演算時間やセンサ計測時間などにより1~5程度の値を想定している。この次数 n に応じて閉ループ極の個数が変わるが、制御器のパラメータ数は決まっているので全ての極を配置することはできない。そこでパラメータ数と同数の限定された極のみ正確に配置することを考える。残りの極は自動的に位置が決定される。配置する極を配置極、自動的に位置が決定される極を従属極と呼ぶ。

以下にこの限定極配置法での制御パラメータ算出法を述べる。指定する配置極の位置から制御パラメータと従属極の位置が算出される。

制御器 $K(z)$ は多項式の比である有理関数で表すことができるが、(2.18)式のように係数が制御パラメータと関連する有理関数 $K_{np}(z)/K_{dp}(z)$ と、係数が固定されている有理関数 $K_{nf}(z)/K_{df}(z)$ に分けて表記することができる。例えばI型制御器での積分項は係数が固定されている多項式に相当する。また、制御対象 $P(z)$ は前節と同様(2.19)式のように表されるとする。

$$K(z) = \frac{K_{np}(z)K_{nf}(z)}{K_{dp}(z)K_{df}(z)} \quad (2.18)$$

$$P(z) = \frac{P_n(z)}{P_d(z)} \quad (2.19)$$

ここで、制御器 $K(z)$ および制御対象 $P(z)$ を、新たに(2.20)式に示す「係数の決まっている有理関数」 $n(z)/d(z)$ と(2.21)式に示す「係数を求めたい有理関数」 $\beta(z)/\alpha(z)$ にまとめ直して考える。すなわち、Fig. 2.2の制御系をFig. 2.3のように変形する。以降、この $n(z)/d(z)$ を固定部、 $\beta(z)/\alpha(z)$ をパラメータ部と呼ぶ。

$$\frac{n(z)}{d(z)} = \frac{K_{nf}(z)}{K_{df}(z)} \frac{1}{z^n} \frac{P_n(z)}{P_d(z)} \quad (2.20)$$

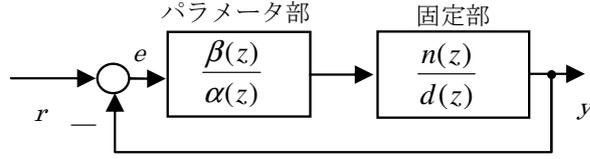


Fig. 2.3 固定部とパラメータ部

$$\frac{\beta(z)}{\alpha(z)} = \frac{K_{np}(z)}{K_{dp}(z)} \quad (2.21)$$

このときの閉ループ伝達関数は(2.22)式のように表される。

$$\begin{aligned} G(z) &= \frac{\frac{\beta(z)n(z)}{\alpha(z)d(z)}}{1 + \frac{\beta(z)n(z)}{\alpha(z)d(z)}} \\ &= \frac{\beta(z)n(z)}{\alpha(z)d(z) + \beta(z)n(z)} \\ &= \frac{\delta(z)}{\gamma(z)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

限定極配置法では(2.22)式に示す伝達関数が所望の配置極を持つような $\alpha(z)$, $\beta(z)$, および従属極を算出する。以下, 文献^[27]での多項式代数法の解法をもとに, 従属極も算出される解法を導出する。

それぞれの多項式 $d(z)$, $n(z)$, $\alpha(z)$, $\beta(z)$ を(2.23)~(2.26)式のように表すとする。 $d(z)$ は最高次の係数が1であるモニック多項式とする。また $n_n \leq n_d$, $n_\beta \leq n_\alpha$ とする。

$$d(z) = z^{n_d} + a_{n_d-1}z^{n_d-1} + \cdots + a_1z + a_0 \quad (2.23)$$

$$n(z) = b_{n_n}z^{n_n} + b_{n_n-1}z^{n_n-1} + \cdots + b_1z + b_0 \quad (2.24)$$

$$\alpha(z) = \alpha_{n_\alpha}z^{n_\alpha} + \alpha_{n_\alpha-1}z^{n_\alpha-1} + \cdots + \alpha_1z + \alpha_0 \quad (2.25)$$

$$\beta(z) = \beta_{n_\beta}z^{n_\beta} + \beta_{n_\beta-1}z^{n_\beta-1} + \cdots + \beta_1z + \beta_0 \quad (2.26)$$

(2.22)式中の $\gamma(z)$ は閉ループ伝達関数の特性多項式であり, 閉ループの極によって決まる。配置極の数を n_p , 従属極の数を n_q とし, 配置極を $p_1, p_2, \cdots, p_{n_p}$, 従属極

を q_1, q_2, \dots, q_{n_q} , とすると, $\gamma(z)$ は(2.27)式のように表せる。 $P_0, \dots, P_{n_p}, Q_0, \dots, Q_{n_q-1}$ は多項式に展開したときの係数である。

$$\begin{aligned}
 \gamma(z) &= \gamma_{n_\gamma} z^{n_\gamma} + \gamma_{n_\gamma-1} z^{n_\gamma-1} + \dots + \gamma_1 z + \gamma_0 \\
 &= \gamma_{n_\gamma} (z - p_1) \cdots (z - p_{n_p}) (z - q_1) \cdots (z - q_{n_q}) \\
 &= (P_{n_p} z^{n_p} + P_{n_p-1} z^{n_p-1} + \dots + P_1 z + P_0) (z^{n_q} + Q_{n_q-1} z^{n_q-1} + \dots + Q_1 z + Q_0) \\
 &= P_{n_p}(z) (z^{n_q} + Q_p(z)) \tag{2.27}
 \end{aligned}$$

このとき, 従属極の数 n_q は(2.28)式で表される。すなわち特性多項式 $\gamma(z)$ の係数の個数 $n_\gamma + 1$ からパラメータ部有理関数の係数の個数 $(n_\alpha + 1) + (n_\beta + 1)$ を引いたものである。ここではむだ時間要素により, 制御パラメータ数に対して極が増えることを想定しているので, 以降 $n_q > 0$ となる場合について考える。

$$\begin{aligned}
 n_q &= (n_\gamma + 1) - (n_\alpha + 1 + n_\beta + 1) \\
 &= n_\gamma - n_\alpha - n_\beta - 1 \tag{2.28}
 \end{aligned}$$

以上の表記を用いると, (2.22)式の特性多項式は(2.29)式のように表せる。さらに(2.29)式を変形してパラメータ項を左辺に, 定数項を右辺にまとめると(2.30)式のようになる。すなわち従属極に起因する係数 Q_0, \dots, Q_{n_q-1} もパラメータ項と考えて左辺にまとめる。

$$\begin{aligned}
 \gamma(z) &= \alpha(z)d(z) + \beta(z)n(z) \\
 &= P_p(z)(z_q^n + Q_p(z)) \tag{2.29}
 \end{aligned}$$

$$\alpha(z)d(z) + \beta(z)n(z) - Q_p(z)P_p(z) = P_p(z)z_q^n \tag{2.30}$$

(2.30)式を行列式で表すと(2.31)式のようになる。したがって(2.31)式中の行列 E が正則行列であれば, (2.35)式のようにパラメータを算出することができる。

$$\Theta^T E = \Psi^T \tag{2.31}$$

ただし

$$\Theta^T = \left[\begin{array}{ccc|ccc|ccc}
 \overbrace{\alpha_0 \cdots \alpha_{n_\alpha}}^{n_\alpha + 1} & \overbrace{\beta_0 \cdots \beta_{n_\beta}}^{n_\beta + 1} & \overbrace{Q_0 \cdots Q_{n_q-1}}^{n_q + 1} & & & & & & \\
 \alpha_0 & \cdots & \alpha_{n_\alpha} & \beta_0 & \cdots & \beta_{n_\beta} & Q_0 & \cdots & Q_{n_q-1} \end{array} \right] \tag{2.32}$$

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \ \cdots \ 0}^{n_\gamma + 1} \ P_0 \ \cdots \ P_{n_p-1} \ P_{n_p} \\ \underbrace{\hspace{10em}}_{n_q} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$E = \begin{pmatrix} \overbrace{a_0 \ a_1 \ \cdots \ a_{n_\alpha-2} \ a_{n_\alpha-1} \ 1 \ 0 \ \cdots}^{n_\gamma + 1} \\ 0 \ a_0 \ \cdots \ a_{n_\alpha-3} \ a_{n_\alpha-2} \ a_{n_\alpha-1} \ 1 \ \cdots \\ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \\ b_0 \ b_1 \ \cdots \ b_{n_n} \ 0 \ 0 \ 0 \ \cdots \\ 0 \ b_0 \ \cdots \ b_{n_n-1} \ b_{n_n} \ 0 \ 0 \ \cdots \\ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \\ -P_0 \ -P_1 \ \cdots \ -P_{n_p-1} \ -P_{n_p} \ 0 \ 0 \ \cdots \\ 0 \ -P_0 \ \cdots \ -P_{n_p-2} \ -P_{n_p-1} \ -P_{n_p} \ 0 \ \cdots \\ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \ \vdots \end{pmatrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} a_0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \\ 0 \\ \vdots \\ -P_0 \\ 0 \\ \vdots \end{matrix}} \right\} n_\alpha + 1 \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} b_0 \\ 0 \\ \vdots \\ -P_0 \\ 0 \\ \vdots \end{matrix}} \right\} n_\beta + 1 \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} -P_0 \\ 0 \\ \vdots \end{matrix}} \right\} n_q \end{matrix} \quad (2.34)$$

$$\Theta^T = \Psi^T E^{-1} \quad (2.35)$$

以上より、パラメータ数に対応する配置極 p_1, \dots, p_{n_p} を所望の位置に設定して多項式係数 P_0, \dots, P_{n_p} を求め、行列 Ψ および E を求めることで、行列 E が正則ならば(2.35)式により制御器パラメータ $\alpha_0, \dots, \alpha_{n_\alpha}$ および $\beta_0, \dots, \beta_{n_\alpha}$ を求めることができる。併せて従属極による多項式係数 Q_0, \dots, Q_{n_q-1} が算出され、これより従属極 q_1, \dots, q_{n_q} を求めることができる。従属極 q_1, \dots, q_{n_q} が不安定極になる場合は、その制御系では所望の性能は実現不可能であることがわかる。

以上のように、提案する限定極配置法で制御パラメータおよび従属極を算出することができる。これにより、むだ時間要素があっても指定した位置に配置極を設定できるので、振動的にならない制御パラメータを得ることができる。また、従属極に関しては、その挙動を見ることでむだ時間の影響を把握できると期待される。

次章以降、具体的な適用法について述べる。

3 2自由度PID制御系への適用

前章で説明した「限定極配置法」を、モータによる位置決め制御系に適用することを考える。具体的には1慣性系の制御対象にデジタルPID制御器を適用する場合について検討した。むだ時間要素の大きさは1サンプリング周期分とした。

まず、むだ時間要素の影響について確認する。連続系PID制御系を想定して極配置法で算出した制御パラメータを前述のデジタルPID制御系に適用したときのシミュレーション結果を示し、次に「限定極配置法」を適用したときのシミュレーション結果および実験結果と比較して「限定極配置法」の効果を明らかにする^[19, 20, 21]。さらに電子部品実装機での制御パラメータ調整に適用した時の様子を示す^[21]。

3.1 むだ時間要素の影響

最初にPID制御による位置決め制御系での演算時間遅れの影響をシミュレーションで確認する。具体的には連続系モデルをもとに算出した制御パラメータを用いて、演算時間遅れを持つ分散系モデルを動作させたときの応答をシミュレーションで確認する。制御系分散化およびむだ時間要素による位相遅れの影響を評価することに相当すると考える。

対象とした制御系をFig. 3.1に示す。モータ単体を浮動小数点演算の行えるCPUボードを用いて動作制御する。Fig. 3.2に連続系での制御系モデルを示す。制御器は目標値応答の整定を考慮して2自由度PID制御器^[26]とした。フィードフォワード制御器 $K_f(s)$ で閉ループ系の零点配置を変え目標値応答を整えることができる。制御

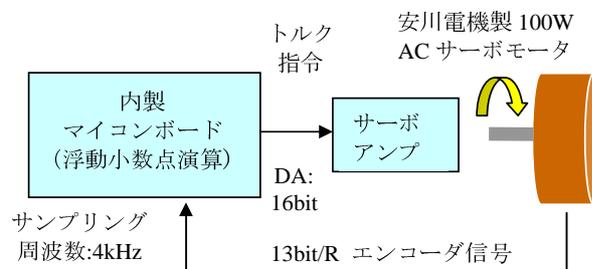


Fig. 3.1 1慣性系実験装置概略

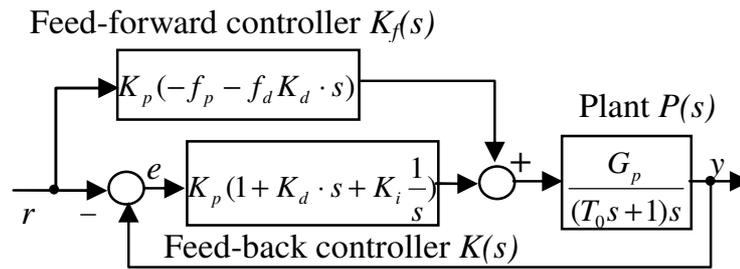


Fig. 3.2 連続系モデルに基づく2自由度PID制御系

対象は粘性摩擦をもつ1慣性系を想定した。 T_0 は制御対象の速度応答時定数, G_p はゲインを表す。 $T_0 = 0.2267\text{sec}$, $G_p = 745.12$ とした。

Fig. 3.3にデジタル制御で実装したときの制御系モデルを示す。微分は差分で、積分は台形積分で制御器を実現した。単純に双一次変換を適用するより高域の強調が抑えられると考えている。演算時間を含め、むだ時間要素の大きさは1サンプリング時間とし、サンプリング周期Tは0.25msとした。制御対象は零次ホルダを想定して離散化して(3.1)式とした。

$$P(z) = \frac{G_p(Bz + A)}{(z - 1)(z - C)} \tag{3.1}$$

ただし

$$C = e^{-\frac{T}{T_0}}$$

$$A = -T_0(C - 1) - TC$$

$$B = T_0(C - 1) + T$$

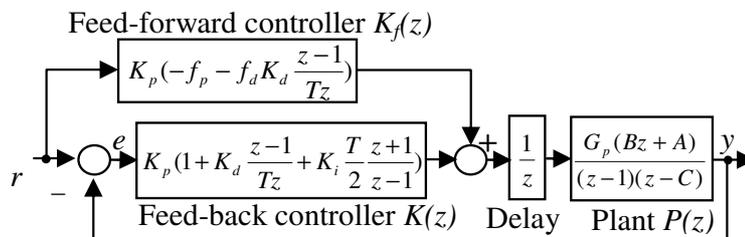


Fig. 3.3 離散系モデルに基づく2自由度PID制御系

以上のモデルを基に、まずFig. 3.2の連続系モデルに基づいて極配置法により制御パラメータを算出し、次にFig. 3.3の離散系モデルを動作させたときの応答をシミュレーションで確認する。

まず制御パラメータの算出について説明する。Fig. 3.2の制御系の閉ループ伝達関数は(3.2)式で表せる。これが(3.3)式に示すように p_1, p_2, p_3 [rad/s]に極、 z_1, z_2 [rad/s]に零点をもつとすると、(3.2)、(3.3)式の分母多項式、分子多項式の係数比較より連立方程式を算出することができる。3個の極および2個の零点に対し、 K_p, K_d, K_i, f_p, f_d の5個の制御パラメータがあるので極零を任意に配置できる。具体的には(3.4)~(3.8)式のようにして制御パラメータを算出することができる。

$$\begin{aligned} G_{ry}(s) &= \frac{(K(s) + K_f(s))P(s)}{1 + K(s)P(s)} \\ &= \frac{G_p K_p ((1 - f_d)K_d s^2 + (1 - f_p)s + K_i)}{T_0 s^3 + s^2 + G_p K_p (K_d s^2 + s + K_i)} \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$G_{ry}(s) = \frac{G(s - z_1)(s - z_2)}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)} \quad (3.3)$$

$$K_p = \frac{T_0}{G_p} (p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1) \quad (3.4)$$

$$K_i = \frac{-p_1 p_2 p_3}{p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1} \quad (3.5)$$

$$K_d = \frac{-T_0(p_1 + p_2 + p_3) - 1}{T_0(p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1)} \quad (3.6)$$

$$f_d = 1 - \frac{K_i}{K_d z_1 z_2} \quad (3.7)$$

$$f_p = 1 + (1 - f_d)K_d(z_1 + z_2) \quad (3.8)$$

閉ループ極 p_1, p_2, p_3 を-300rad/s, -500rad/s, -800rad/s, -900rad/sにそれぞれ重ねて配置する場合の制御パラメータを(3.4)~(3.8)式から算出した。Table 3.1に示す。整定波形のオーバーシュートがなくなるよう零点 z_1, z_2 も同じ位置に配置することとした。

Table. 3.1 連続系モデルによる制御パラメータ

	-300rad/s	-500rad/s	-800rad/s	-900rad/s
K_p	82.15	228.18	584.15	739.32
K_i	100.0	166.67	266.67	300.0
K_d	0.00332	0.00199	0.00125	0.00111
f_p	0.333	0.333	0.333	0.333
f_d	0.665	0.666	0.666	0.666

この制御パラメータを用いてFig. 3.3のデジタル制御系の動作シミュレーションを行う。具体的には角加速度 23009.7rad/s^2 ，最大角速度 306.8rad/s とする台形速度則に基づく目標軌道で 1.57rad だけモータを回転させるときの応答波形を見た。目標軌道をFig.3.4に示す。

シミュレーション結果をFig.3.5に示す。Fig.3.5(b), (d)に示すように極を -300rad/s ， -500rad/s とする制御パラメータでは次第に応答が速くなるが，Fig.3.5(f)に示す極を -800rad/s とする制御パラメータでの応答は振動的になり，Fig.3.5(h)に示す極を -900rad/s とする制御パラメータでは発振する。すなわち，むだ時間要素および制御系離散化の影響を考慮せずに設計した制御パラメータでは，速い位置に極を配置すると振動的になり，ついには発振することがシミュレーションから確認できる。

以上のように，むだ時間の影響を考慮していない固定構成制御器によるディジ

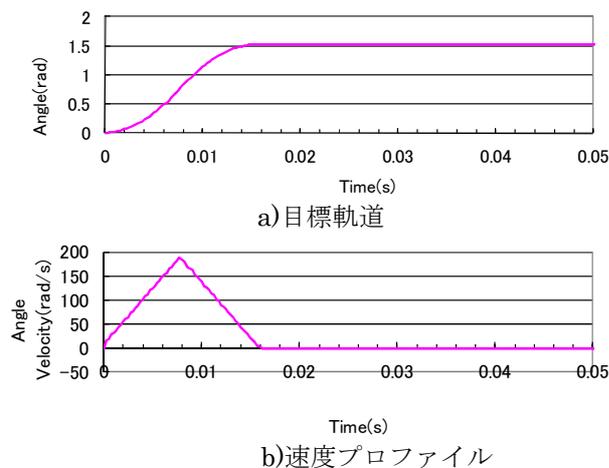


Fig. 3.4 目標軌道

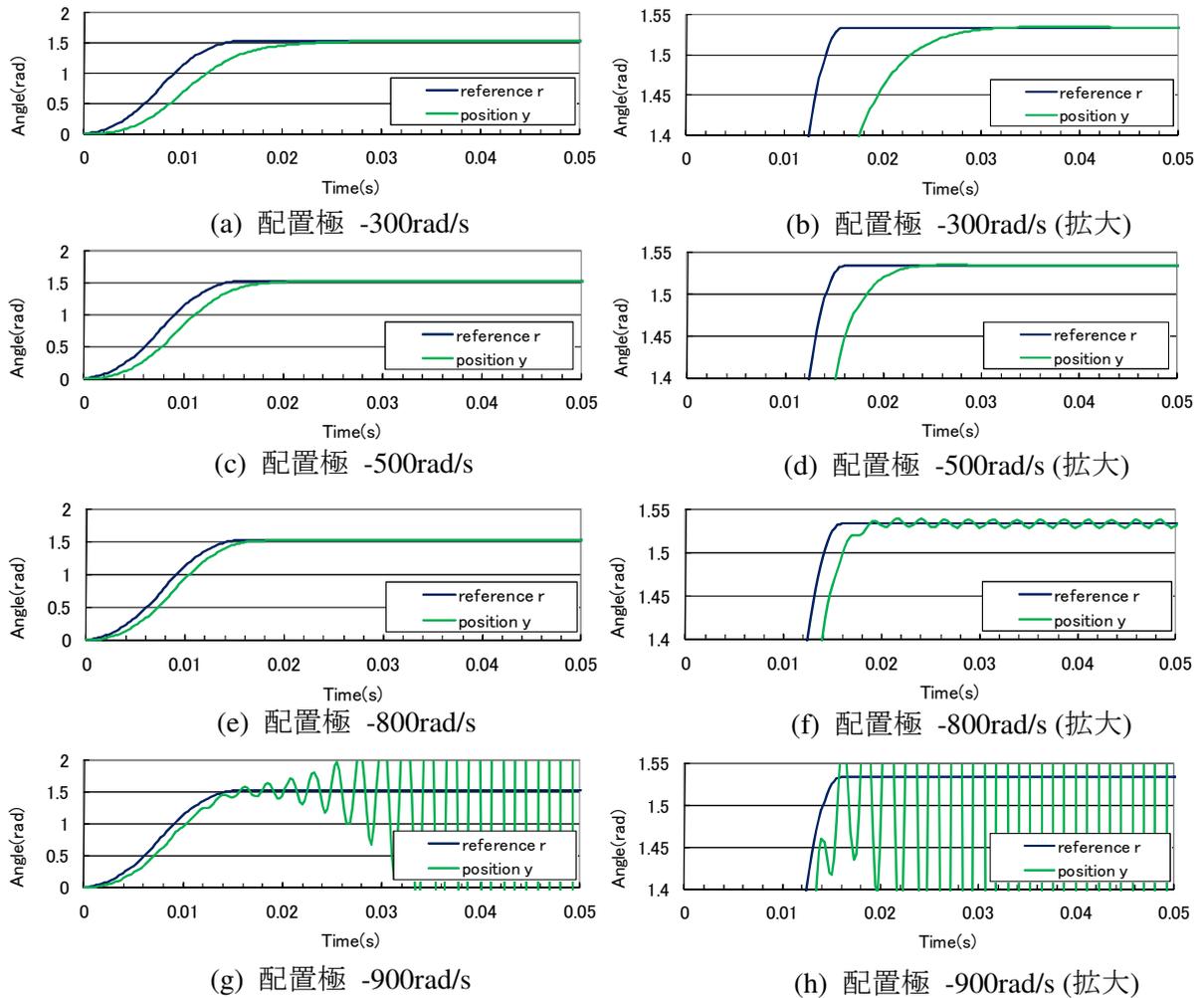


Fig. 3.5 連続系モデルによる制御パラメータでのPID制御系の位置応答

タル制御系では、むだ時間要素による位相遅れのために実現できる性能に限界が生じる。しかしながら今まで、このような場合のむだ時間要素の影響は定量的には把握されておらず、試行錯誤の調整で要求仕様を満たす制御パラメータを求める必要があった。例えば前述の例で極を -800rad/s とする制御パラメータの場合、整定は速いものの振動が大きいため微調整が必要である。しかしながら微調整により振動が抑えられるかどうかは不明であり、振動が抑えられない場合は若干応答を遅くするなど試行錯誤が必要となる。

3.2 限定極配置法の適用

限定極配置法をモータ位置決め制御系に適用する。具体的には前述のFig.3.3のPID制御系の制御パラメータを算出し、前節のシミュレーション結果と比較した。また、実験で動作を確認した。

3.2.1 適用法

まず、Fig.3.3の2自由度PID制御系に限定極配置法を適用する。PID制御器 $K(z)$ は(3.9)式、制御対象 $P(z)$ は(3.10)式で表される。これを固定部およびパラメータ部書き直す。具体的には、(3.9)式中で制御パラメータ K_p 、 K_i 、 K_d に関与しない $1/z(z-1)$ を、(3.10)式と合わせ、固定部を(3.11)式、パラメータ部を(3.12)式とする。

$$K(z) = \frac{K_p(z(z-1) + \frac{K_d}{T}(z-1)^2 + K_i \frac{T}{2}z(z+1))}{1} \frac{1}{z(z-1)} \quad (3.9)$$

$$P(z) = \frac{G_p(Bz + A)}{(z-1)(z-C)} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \frac{n(z)}{d(z)} &= \frac{G_p Bz + G_p A}{z^2(z-1)^2(z-C)} \\ &= \frac{b_1 z + b_0}{z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2} \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \frac{\beta(z)}{\alpha(z)} &= \frac{K_p(z(z-1) + \frac{K_d}{T}(z-1)^2 + K_i \frac{T}{2}z(z+1))}{1} \\ &= \frac{\beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_0} \end{aligned} \quad (3.12)$$

これより、PID制御系の例では $n_d = 5, n_n = 1, n_\alpha = 0, n_\beta = 2$ となることがわかる。また、 $n_\gamma = 5$ なので閉ループ極は5個であり、(2.28)式より従属極の個数は $n_q = 2$ 、配置極の個数 $n_p = 3$ となる。制御器のパラメータは K_p, K_i, K_d の3個であり、3個の配

置極を任意の位置に配置する。配置極を p_1, p_2, p_3 とし、従属極を q_1, q_2 とすると $\gamma(z)$ は(3.13)式のように表せる。これを用いて行列式は(3.14)~(3.16)式のようになる。

$$\begin{aligned}\gamma(z) &= (z - p_1)(z - p_2)(z - p_3)(z - q_1)(z - q_2) \\ &= (z^3 + P_2z^2 + P_1z + P_0)(z^2 + Q_1z + Q_0)\end{aligned}\quad (3.13)$$

$$\Theta^T = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \beta_0 & \beta_1 & \beta_2 & Q_0 & Q_1 \end{bmatrix}\quad (3.14)$$

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & P_0 & P_1 & P_2 & 1 \end{bmatrix}\quad (3.15)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_2 & a_3 & a_4 & 1 \\ b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 \\ -P_0 & -P_1 & -P_2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -P_0 & -P_1 & -P_2 & -1 & 0 \end{bmatrix}\quad (3.16)$$

この(3.14)~(3.16)式を(2.32)式に適用することにより、制御パラメータ $\alpha_0, \beta_0, \beta_1, \beta_2$ を算出することができ、(3.12)式に従って K_p, K_d, K_i を求めることができる。同様に算出される Q_0, Q_1 より(3.13)式に従って従属極 q_1, q_2 を求めることができる。

3.2.2 制御パラメータと従属極の挙動

次に限定極配置法の効果をシミュレーションで検証する。極 p_1, p_2, p_3 を0.9277(-300rad/sec相当), 0.8825(-500rad/sec相当), 0.8187(-800rad/sec相当), 0.7985(-900rad/sec相当)に重ねて配置するときの制御パラメータをTable 3.2にまとめる。フィードフォワード制御器の制御パラメータ f_p, f_d は、Fig 3.3の制御系での r から y への伝達関数式の零点が z_1, z_2 に配置されるよう零点配置式を解き、(3.17), (3.18)式より算出した。

$$f_d = 1 + \frac{K_i}{K_d} T^2 \frac{z_1 z_2}{z_1 + z_2 - z_1 z_2 - 1}\quad (3.17)$$

$$f_p = 1 - (1 - f_d) \frac{K_d}{T} \left(\frac{1}{z_1 z_2} - 1 \right) + K_i \frac{T}{2}\quad (3.18)$$

限定極配置法で求めたTable 3.2に示す制御パラメータによる目標値応答をFig.3.6に示す。以下、限定極配置法で求めたTable 3.2に示す制御パラメータによる目標値

Table. 3.2 限定極配置法による制御パラメータ

	0.9277 (-300rad/s)	0.8825 (-500rad/s)	0.8187 (-800rad/s)	0.7985 (-900rad/s)
K_p	53.00	105.21	145.14	141.76
K_i	94.96	148.94	194.83	188.53
K_d	0.00365	0.00243	0.00197	0.00200
f_p	0.379	0.422	0.536	0.603
f_d	0.732	0.784	0.874	0.908
q_1	0.4413	0.6043	0.8074	0.8673
q_2	-0.2256	-0.2529	-0.2646	-0.2640

応答 (Fig.3.6赤線) と, Table 3.1に示す制御パラメータによる目標値応答 (Fig.3.6緑線) を比較して考察する。極を比較的遅い0.9277(-300rad/sec相当)に配置する場合 (Fig.3.6(b)) では, 両パラメータでほぼ同じ応答を示す。Table3.2, Table3.1の制御パラメータを見比べても K_p の違いはある程度大きいものの, K_i, K_d は比較的近い値となっている。サンプリング時間が相対的に十分小さく, 遅れ時間の影響も小さい領域といえる。次に0.8825(-500rad/sec)に配置した場合の応答波形 (Fig.3.6(d)) では緑線で示される連続系極配置による制御パラメータによる応答の方が若干速い。Table 3.1では $K_p = 228.18$, Table 3.2では $K_p = 105.21$ であり, K_p の違いが大きくなっていることがわかる。Fig.3.6(f)に0.8187(-800rad/sec相当)での応答を示す。緑線で示される連続系極配置式のパラメータによる応答は振動的だが, 赤線で示される限定極配置法の制御パラメータによる応答では振動は見られない。演算時間遅れによる位相遅れの影響は無視できないものの, これをあらかじめ考慮して極配置すれば振動的でない応答を実現できる領域であることがわかる。制御パラメータを比較すると K_d がかなり大きくなっており, 位相遅れを微分要素で補う形になっていることがわかる。Fig.3.6(h)に0.7985(-900rad/sec相当)での応答を示す。緑線で示される連続系極配置式による応答は発振しているが, 赤線の限定極配置式による応答ではオーバーシュートは見られない。ただし, Fig. 3.6(f)と比較すると応答が若干遅くなっていることが分かる。Table3.2を見ても0.8187(-800rad/sec)の場合より K_p が小さい。すなわち, ループゲインが小さくなっており, 極を早く配

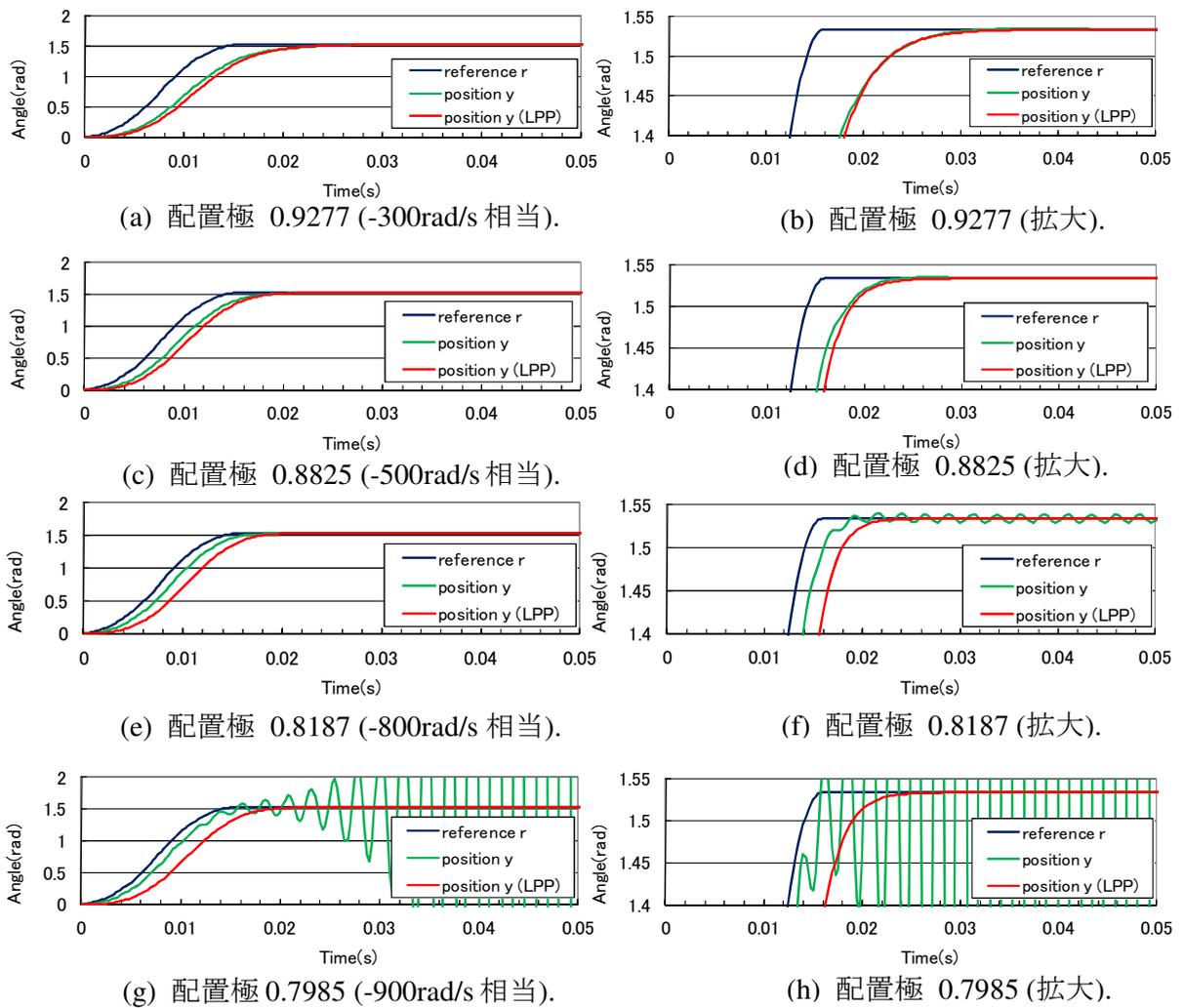


Fig. 3.6 限定極配置法による制御パラメータでのPID制御系の位置応答

置する意味がないことがわかる。

従属極の挙動をみて上記現象を確認する。Fig. 3.7に先ほどのパラメータ設計時の配置極を青◇印で、従属極を赤□印で示す。Fig. 3.8に拡大図を示す。Fig. 3.8(a), Fig. 3.8(b)に示す配置極が0.9277(-300rad/sec), 0.8825(-500rad/sec)の場合は従属極は速い位置にある。Fig. 3.8(c)の0.8187(-800rad/sec)の場合は配置極と従属極がほぼ同位置となり, Fig.3.8(d)の0.7985(-900rad/sec)の場合は従属極のほうが遅い位置となる。さらに配置極を速くすると従属極はついには単位円外に配置され系は不安定となる。以上より, この制御系の限界は0.8187(-800rad/sec)程度で, それより速い応答は従属極が遅くなるため実現できないことがわかる。

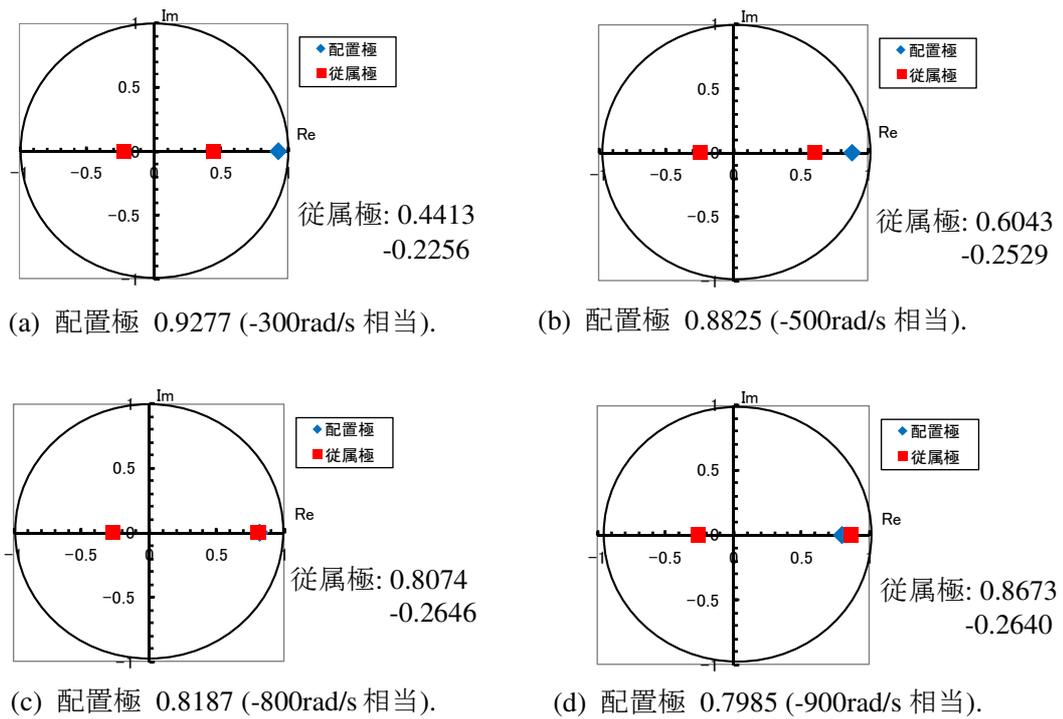


Fig. 3.7 限定極配置法による従属極の位置

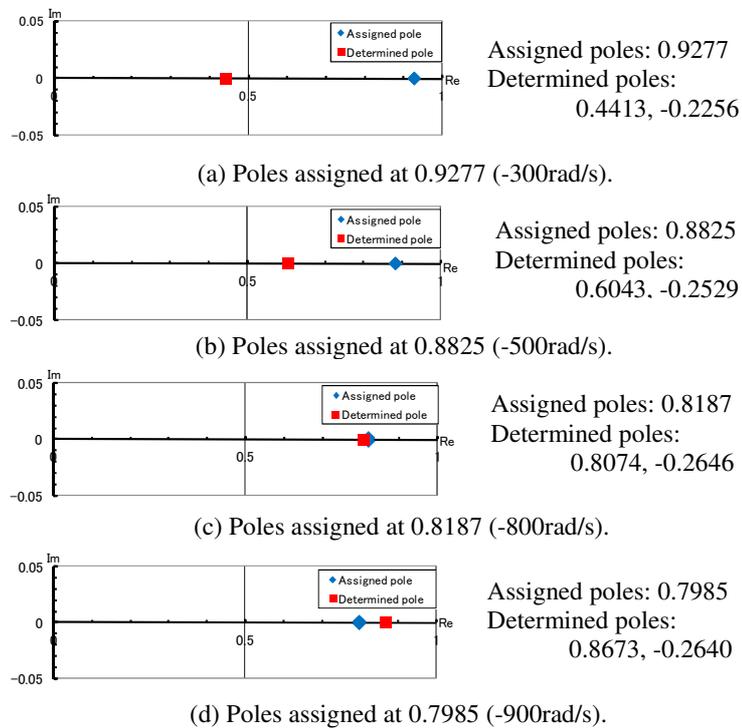


Fig. 3.8 限定極配置法による従属極の位置(拡大)

3.2.3 実験結果

以上の現象をFig.3.1に示す1慣性系の実験装置で確認した。 -300rad/s から -900rad/s の各極配置の場合の離散系パラメータでサーボ制御を行った。各制御パラメータでの応答をFig.3.9に示す。シミュレーション結果と実験結果を併せて示す。いずれの場合も良く一致している。 $0.9277(-300\text{rad/sec})$ の場合は比較的ずれが大きいですが、サーボ帯域が低く摩擦等の外乱に弱いためと考えられる。実験でも $0.7985(-900\text{rad/sec})$ の方が $0.8187(-800\text{rad/sec})$ より応答が遅くなっておりシミュレーションと同様の挙動が確認できる。すなわち、高次共振がなければむだ時間要素が制御性能の限界を決めることがわかる。

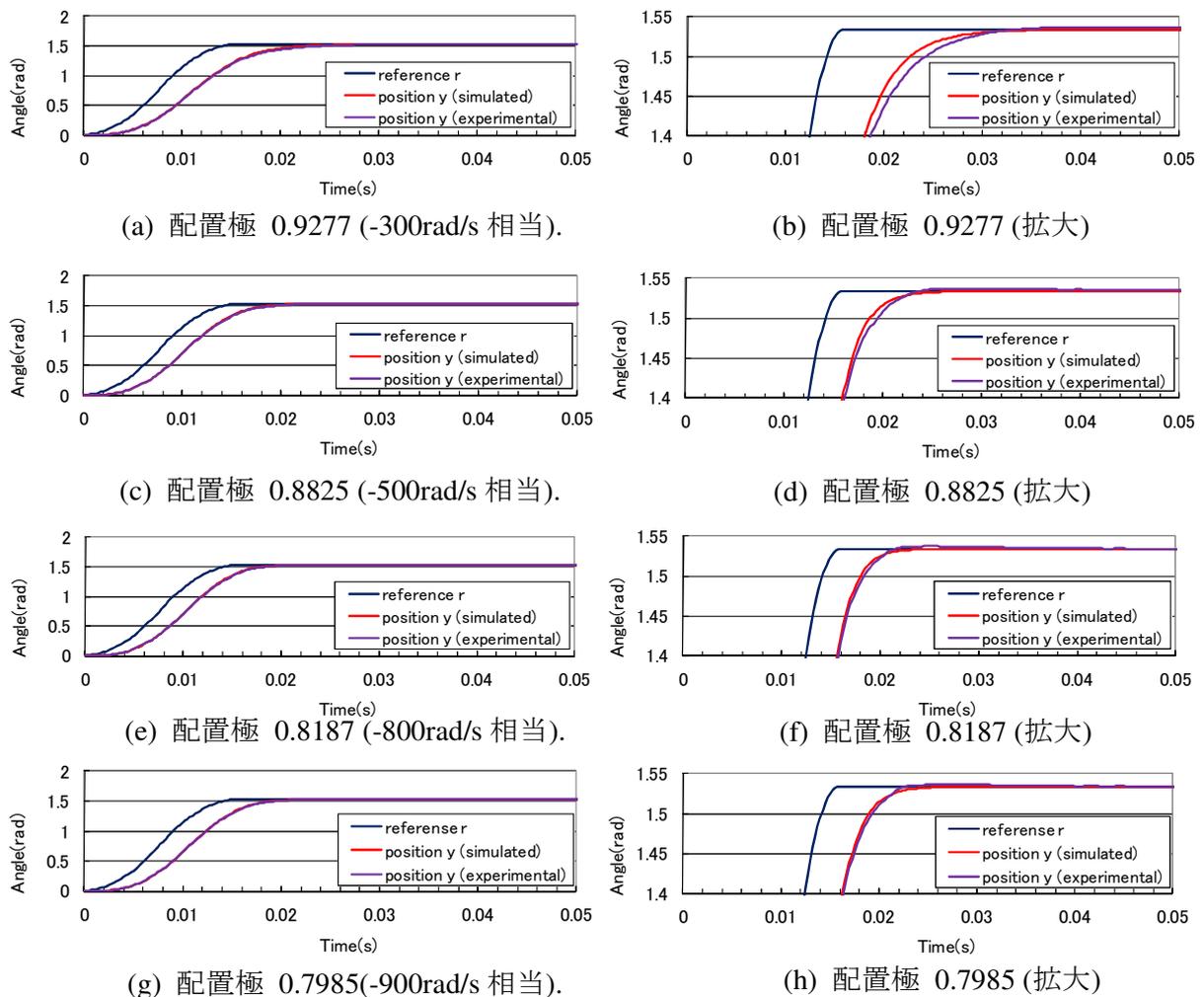


Fig. 3.9 限定極配置法による制御パラメータでのPID制御系の位置応答実験結果

3.3 制御パラメータ調整例

以上の結果を踏まえ、「限定極配置法」を用いて実際の生産設備を調整したときの例を示す^[18]。高次共振の影響を切り分けて見通し良く制御パラメータ調整を行うことができる。調整対象は中速の電子部品実装機である。機構系の概略図をFig.3.10に示す。電子回路基板が図右側から挿入され図の位置で固定されて基板上に部品が装着される。部品は基板の奥及び手前の部品カセットで供給され、ヘッド部が部品カセット上部まで移動し、それに合わせてプッシャーが部品カセットレバー（図示されていない）を押すことで部品が露出し、Fig.3.10b)に示されるヘッド部部品ノズルで吸着される。プッシャーおよび部品ノズルの上下駆動もサーボ制御で行われる。部品ノズルはFig.3.10b)に示されるように12本装備されており、一度に部品を12個吸着して電子部品基板上に装着する。部品ノズルの切り替えはFig.3.10 b)のRT軸でサーボ制御される。また、部品の吸着角度はばらつくため補正する必要がある。これはFig.3.10 b)のRN軸でサーボ制御される。吸着部品はFig.3.10a)に示すようにヘッド部がX軸、Y軸方向に駆動され基板上に装着される。以上のように、この実装機では7軸のサーボ制御軸の協調動作を行っている。開発時にはなるべく早く制御パラメータ調整を終えてソフトウェアのデバッグ等を開始することが望ましく、効率の良い制御パラメータ調整が求められている。

各制御軸はRT軸を除いていずれも、モータ軸の光学エンコーダ値を元にモータ軸角度を制御するセミクローズド制御方式で制御される。モータ軸角度で精度を

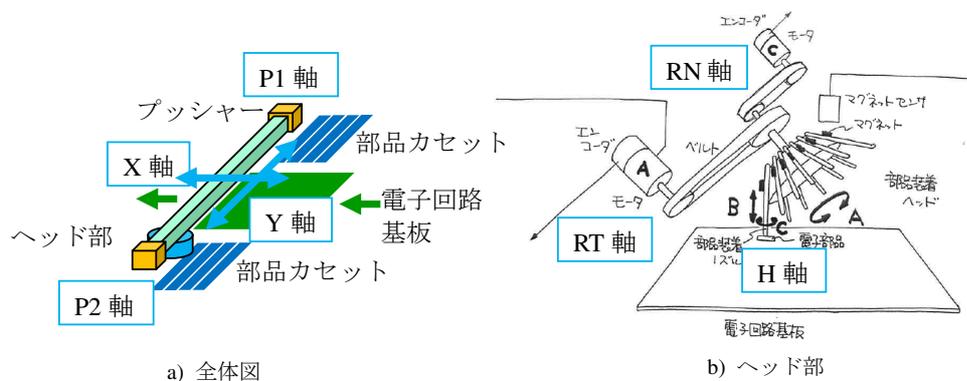


Fig. 3.10 制御パラメータ調整を行った電子部品実装器概念図

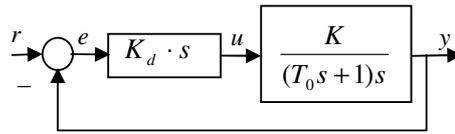


Fig. 3.11 システム同定用速度制御系

保証することになるので機構系は高剛性である必要があり、制御としても1慣性系を想定して2自由度PID制御器を用いる。すなわち、制御器には高次共振に対応する機能はなく、制御パラメータも高次共振の影響が出ない範囲で決定する必要があることがわかる。電気回路はFig.3.1に示す1慣性系の実験装置と同様である。ただしモータは500Wと出力の大きなモータに変更されている。2自由度PID制御系はFig.3.3に示すデジタル制御系で実現されサンプリング周期は0.25msであった。以降、Fig.3.10 a)のY軸での制御パラメータ調整例について説明する。

まずは制御対象モデルを求めた。現場での測定の簡便さを考えて、速度制御で駆動した時の入出力波形からシステム同定^[29]により制御対象の速度応答時定数 T_0 およびゲイン K を求める。具体的にはFig.3.11のブロック図で示される速度制御系を想定してデジタル制御を行ない、Fig.3.12に示す速度目標軌道 $r_v[k]$ を積分した目標軌道 $r[k]$ に従って制御系を駆動し、その時の位置軌道 $y[k]$ の差分をとって速度軌道 $v[k]$ としてシステム同定を行った。 $T_0 = 0.0422[s]$ 、 $K=50.28$ となった。Table 3.3に制御対象モデルから限定極配置法を用いて算出した制御パラメータを示す。-100rad/s～-300rad/sの範囲で極を3つ重ねて配置する場合の制御パラメータを算出した。

Fig.3.13～Fig.3.16にサーボ調整時の応答波形を示す。Fig.3.15a)の-200rad/s配置時の位置応答波形では30Hz程度の振動成分が見られる。演算時間遅れを考慮して制御パラメータを決定しており、従属極も $q_1 = 0.3377$ および $q_2 = -0.1973$ と振動的な

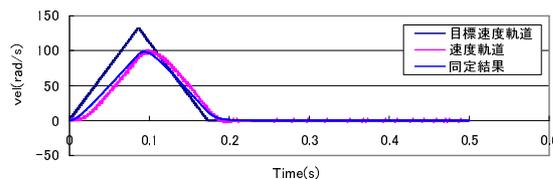
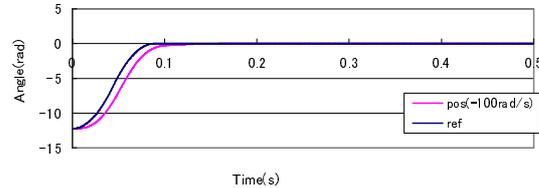


Fig. 3.12 システム同定時の速度応答例

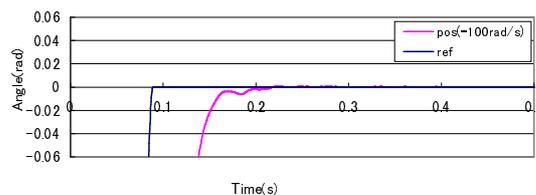
Table. 3.3 限定極配置法による電子部品実装器Y軸の制御パラメータ

	0.9753 (-100rad/s)	0.9632 (-150rad/s)	0.9512 (-200rad/s)	0.9277 (-300rad/s)
K_p	22.17	46.43	76.68	148.09
K_i	32.88	43.93	64.67	95.00
K_d	0.00938	0.00653	0.00505	0.00354
f_p	0.346	0.354	0.361	0.378
f_d	0.658	0.679	0.695	0.724
q_1	0.2195	0.2825	0.3377	0.4348
q_2	-0.1514	-0.1780	-0.1973	-0.2239

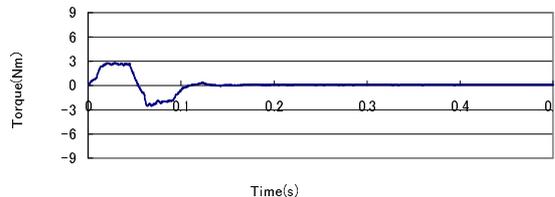
位置ではないことから、応答の振動性は機構系の高次共振の影響と考えられる。前述のようにPID制御器には高次共振に対応する機能はないので振動を励起しない範囲で応答の速い極を選ぶ必要がある。本例では30Hzの振動を励起しない-150rad/s配置のパラメータが良いと考えられる。



a) -100rad/s 配置時の位置応答



b) -100rad/s 配置時の位置応答(拡大)



c) -100rad/s 配置時の制御器出力

Fig. 3.13 電子部品実装器Y軸サーボ調整時の応答波形(-100rad/s)

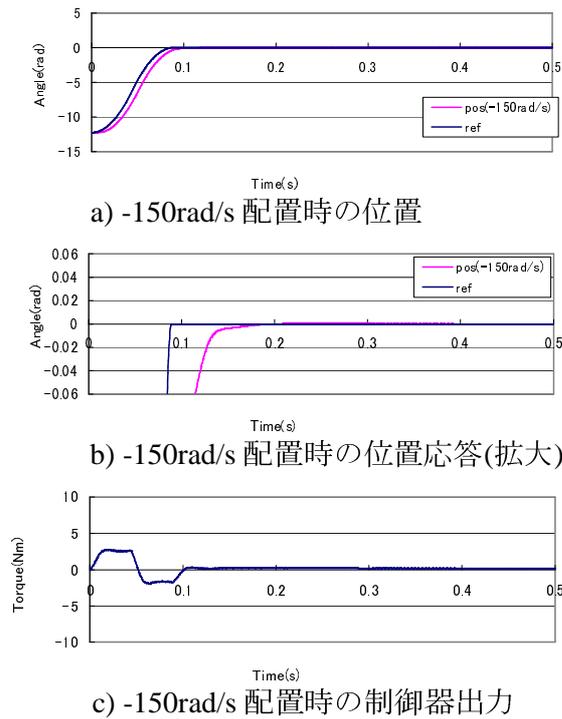


Fig. 3.14 電子部品実装器Y軸サーボ調整時の応答波形(-150rad/s)

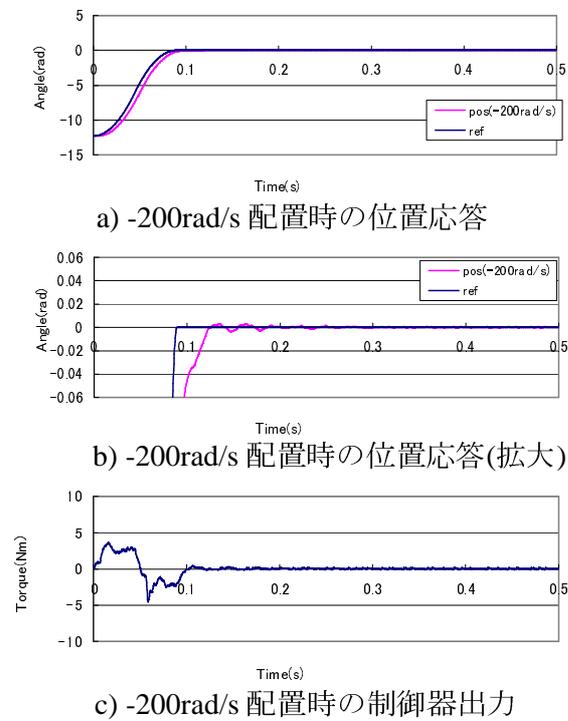


Fig. 3.15 電子部品実装器Y軸サーボ調整時の応答波形(-200rad/s)

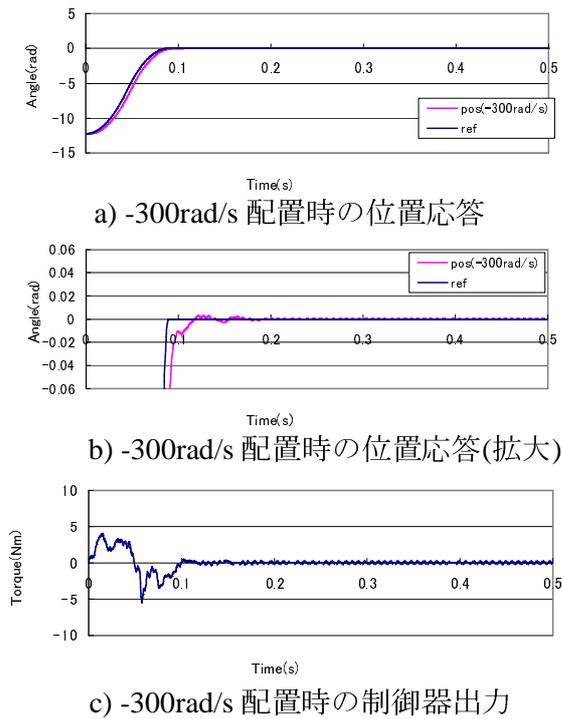


Fig. 3.16 電子部品実装器Y軸サーボ調整時の応答波形(-300rad/s)

参考までに、Y軸の高次共振の様子をFig.3.17に示す。速度制御を行った状態で開ループ特性を測定した。30Hz近辺に反共振特性，50Hz近辺に共振特性が見られる。

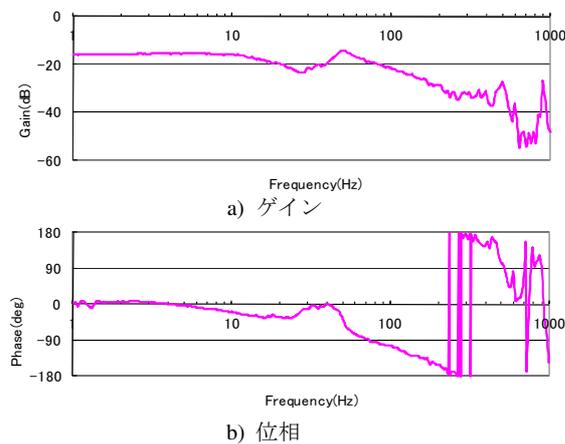


Fig. 3.17 システム同定用速度制御系開ループ特性

以上のように、限定極配置法を用いて演算時間遅れを考慮して制御パラメータを算出することで、振動の原因を機構系と特定することができ、効率的にパラメータ調整を行なうことができる。

3.4 まとめ

本章を通して次のことを確認することができた。まずPID制御による位置決め制御系でのむだ時間要素の影響をシミュレーションで確認することで、むだ時間要素による位相遅れのために実現できる性能に限界が生じること、このため試行錯誤の調整が必要になることが確認できた。続いて、2自由度PID制御系に「限定極配置法」を適用することで振動性を抑えた制御パラメータが算出されることを確認した。また、従属極の挙動を確認し、配置極を速い位置に設定すると1つの従属極が遅い位置に移動し、配置極より遅なることで制御性能の限界が決まることを確認した。以上の内容を1慣性系の実験装置で動作させ、シミュレーションと同様の挙動を確認し、高次共振がなければむだ時間要素が制御性能の限界を決めることを確認した。

以上の結果を踏まえ、「限定極配置法」を電子部品実装機の実際のパラメータ調整に適用した。配置極を -200rad/s に配置すると振動が見られた。「限定極配置法」によりむだ時間要素による振動は抑えられているので、機構系の高次共振による振動と判断でき、配置極を -150rad/s とする振動の現れない制御パラメータが良いことがわかる。また、これ以上制御性能を向上させるには、高次共振対策が必要であることがわかる。

このように「限定極配置法」によりむだ時間要素の振動を抑えることで高次共振の影響を明確にすることができ、効率的に見通しよく制御パラメータを決定できること、また性能向上への指針が得られることが確認できた。

4 光ディスク制御系への適用

本章では「限定極配置法」を光ディスクドライブのレーザスポットの位置制御に適用した例について述べる。

光ディスクドライブでは光ディスクにレーザ光を照射しその反射光を読み取ることで光ディスク上のデータを読み出すが、このときレーザ光のスポット位置をフォーカス方向およびトラック方向に制御する必要がある。この制御はレーザ光を集光する対物レンズをフォーカスエラー信号およびトラッキングエラー信号を元に電磁アクチュエータで駆動制御することで実現される。この制御演算も、前章の「モータによる位置決め制御系」と同様、近年はデジタル制御で実現されることが多い。制御方式としては、基本的に位相進み制御が用いられる^[31, 32]が、外乱推定オブザーバを用いて振動衝撃に強くする方式^[33]、スライディングモード制御の適用^[34]、繰り返し制御の適用^[35]や、周回エラー信号をメモリシフィードフォワードする方式^[36, 37, 38]など各種制御方式による高性能化が検討されている。いずれも高い制御性能が実現されるが、制御器の次数が上がり複雑になる。

本論文では従来方式の限界を把握する意味も含め、位相進み制御方式に「限定極配置法」を適用する方法およびその効果について検討した。まず、光ディスクドライブの制御系について説明し、次に限定極配置法の適用方法について説明する。この検討の中で閉ループ極を4つ重ねて配置することで従来制御器と同じ次数ながら低域ゲインを大幅に高くできる「高ゲインサーボ」^[12, 14, 15]が実現できることを見出した。この「高ゲインサーボ」について従来制御器との比較を行い、最後に「限定極配置法」の効果について確認する。

4.1 光ディスク制御系

まず光ディスクドライブの制御系について説明する^[31, 32]。光ディスクドライブの制御対象である2軸アクチュエータの模式図をFig. 4.1に示す。光ディスクドライブではレーザスポットを光ディスク表面の一点に集光させるためフォーカスサーボ制御が行われる。また、レーザスポットを記録トラックにトラッキングさせるためのトラッキングサーボ制御も行われる。いずれもレーザ光を集光させる対物レンズを

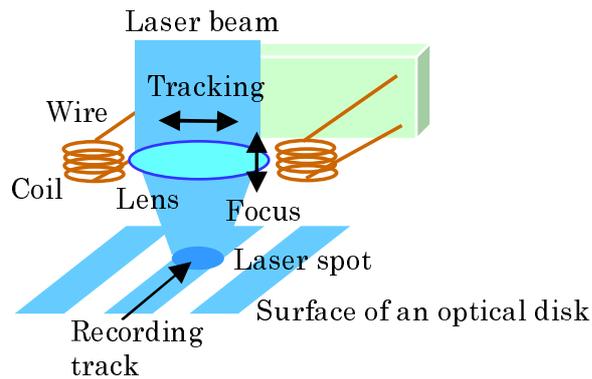


Fig. 4.1 光ディスク制御系の2軸アクチュエータ

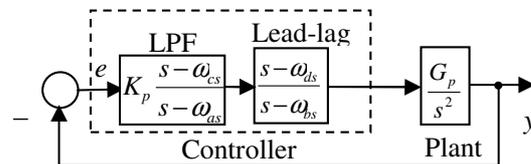


Fig. 4.2 光ディスク制御系ブロック図

レンズ近傍に構成される電磁アクチュエータで駆動し、一般的には位相進み補償でサーボ制御を行う。制御系ブロック図をFig.4.2に示す。制御対象はFig.4.1に示すように対物レンズが低剛性のワイヤーで保持されるので、数十Hzに主共振をもつ2次系となるが、ここでは簡便のため2次積分で近似する。光ディスク制御系ではサーボ帯域は数kHzなので近似の影響は小さいと考えている。制御器は、一般に安定化のための位相進み補償器と、ディスク回転周期外乱に追従するための低域強調LPFから構成される。通常、光ディスクドライブの制御パラメータは次のように調整される。まず、開ループゲインが0dBとなるゼロクロス周波数 f_c (Hz)を定め、位相進み角周波数 ω_{ds} (rad/s)をその $1/3$ の $2\pi f_c/3$ (rad/s)、位相遅れ角周波数 ω_{bs} (rad/sec)を同じく3倍の $2\pi f_c \times 3$ (rad/s)とする。低域強調カットオフ角周波数 ω_{as} (rad/s)は本来積分とする低域強調をある周波数以上に限定するもので、サーボ制御性能とは別の要因から決められる。通常、想定されるディスク回転数以下程度とされることが多く、ここでは定数として考える。低域強調角周波数 ω_{cs} (rad/s)は位相余裕に影響しない範囲で適切に設定する。以上の制御パラメータを基に位相余裕、ゲイン余裕を見て、演算時間遅れや機構系共振の影響に合わせて各パラメータの微調

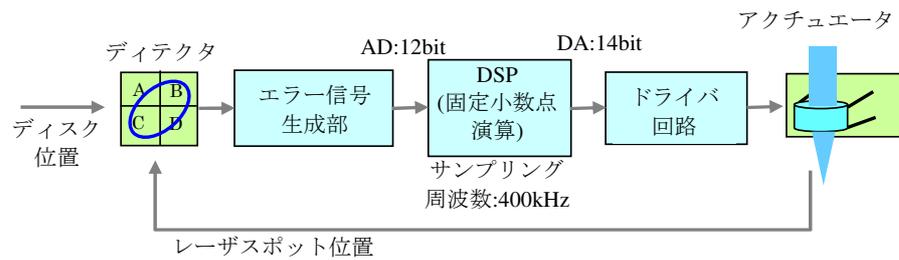


Fig. 4.3 光ディスクドライブ実験装置概要

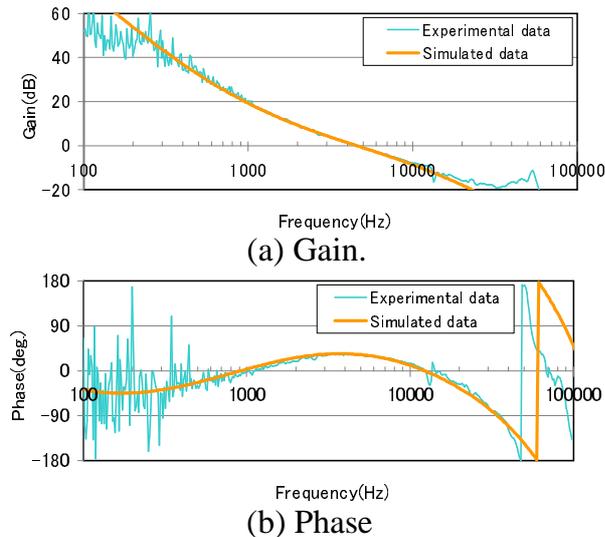


Fig. 4.4 従来制御での開ループ周波数特性

整を行う。この微調整は前述のPID制御での調整と同様に試行錯誤の調整となり、どこが限界かわかりづらい。そこで提案する限定極配置法の適用を考えた。

Fig.4.3に実験装置の概要を示す。4分割したディテクタでレーザスポットの反射光を検出し、エラー信号生成部で演算を行いエラー信号を生成する。エラー信号はサンプリング周波数400kHzでサンプルされ、DSPでデジタル演算されてドライバ回路を経てアクチュエータでレンズが駆動され、レーザスポット位置が制御される。

デジタル制御系で実現された従来制御によるトラッキングサーボ系開ループ特性の測定結果をFig.4.4の青線に示す。ゼロクロス周波数を4.5kHzとする例である。このときの制御器の極は $\omega_{az} = 0.999529$ (30Hz相当), $\omega_{bz} = 0.808918$ (13.5kHz相当), 零点は $\omega_{cz} = 0.992176$ (500Hz相当), $\omega_{dz} = 0.976713$ (1.5kHz相当), 制御器ゲイン $K_p = 2.4$ であった。測定データをもとに制御系モデルを作成する。Fig. 4.4 a) のゲ

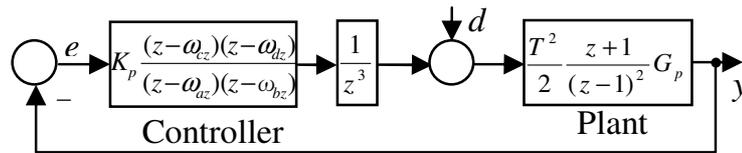


Fig. 4.5 光ディスク制御系離散系ブロック図

イン特性と合うよう制御対象のゲイン $G_p = 9.20 \times 10^8$ とした。また、Fig.4.4b)の位相特性に合うよう3サンプル時間のむだ時間要素を挿入した。制御系モデルのブロック図をFig. 4.5に示す。

このときの閉ループ極を算出すると、 $0.992150, 0.953522 \pm 0.064891j, 0.951606, -0.169560, 0.063604 \pm 0.204127j$ となる。応答に支配的なのは最初の4つの極と考えられるが、 0.992150 に1つ遅い極がある。制御系の応答はもっとも遅い極に支配されるので、この極を速い位置に配置することができれば制御性能の向上が期待される。Fig.4.5の光ディスク制御系ではゲイン K_p 、制御器の極 ω_{bz} 、制御器の零点 ω_{cz} 、 ω_{dz} の4つのパラメータを指定できるので、4つの閉ループ極を所望の位置に配置できるはずであり、前述の遅い極も速い位置に配置可能と考えられる。限定極配置法の適用とあわせて、極配置による制御性能向上についても検討した。

4.2 限定極配置法の適用

4.2.1 適用法

PID制御の時と同様に極配置式を求める^[19]。まず、制御器 $K(z)$ は(4.1)式のように表せる。また制御対象 $P(z)$ は(4.2)式のように表せる。これをパラメータ部および固定部書き直す。具体的には、(4.1)式中で制御パラメータに相当しない $1/(z - \omega_{az})$ を固定部として(4.2)式と合わせると、最終的に固定部は(4.3)式、パラメータ部は(4.4)式のようになる。

$$K(z) = K_p \frac{(z - \omega_{cz})(z - \omega_{dz})}{(z - \omega_{az})(z - \omega_{bz})} \quad (4.1)$$

$$P(z) = \frac{T^2}{2} G_p \frac{(z + 1)}{(z - 1)^2} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned}\frac{n(z)}{d(z)} &= \frac{T^2}{2} G_p \frac{(z+1)}{(z-\omega_{az})z^2(z-1)^2} \\ &= \frac{b_1z + b_0}{z^6 + a_5z^5 + a_4z^4 + a_3z^3}\end{aligned}\quad (4.3)$$

$$\begin{aligned}\frac{\beta(z)}{\alpha(z)} &= \frac{K_p(z-\omega_{cz})(z-\omega_{dz})}{\alpha_1z - \alpha_0} \\ &= \frac{\beta_2z^2 + \beta_1z + \beta_0}{z^6 + a_5z^5 + a_4z^4 + a_3z^3}\end{aligned}\quad (4.4)$$

これより、この光ディスク制御系の例では $n_d = 6$, $n_n = 1$, $n_\alpha = 1$, $n_\beta = 2$ となる。また、 $n_\gamma = 7$ なので閉ループ極は7個であり、(2-28)式より従属極の個数は $n_q = 3$ となる。配置極の個数 $n_p = 4$ となり、制御器のパラメータは K_p , ω_{bz} , ω_{cz} , ω_{dz} の4個なので、4個のパラメータで4個の配置極を任意の位置に配置する。配置極を p_1, p_2, p_3, p_4 とし、従属極を q_1, q_2, q_3 とすると $\gamma(z)$ は(4.5)式のように表せる。さらにこれを用いて行列式は(4-6)~(4-8)式のようになる。

$$\begin{aligned}\gamma(z) &= (z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)(z-p_4)(z-q_1)(z-q_2)(z-q_3) \\ &= (z^4 + P_3z^3 + P_2z^2 + P_1z + P_0)(z^3 + Q_2z^2 + Q_1z + Q_0)\end{aligned}\quad (4.5)$$

$$\Theta^T = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \beta_0 & \beta_1 & \beta_2 & Q_0 & Q_1 & Q_2 \end{bmatrix}\quad (4.6)$$

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & P_0 & P_1 & P_2 & P_3 & 1 \end{bmatrix}\quad (4.7)$$

$$E = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 & a_4 & a_5 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_3 & a_4 & a_5 & 1 \\ b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -P_0 & -P_1 & -P_2 & -P_3 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -P_0 & -P_1 & -P_2 & -P_3 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P_0 & -P_1 & -P_2 & -P_3 & -1 & 0 \end{pmatrix}\quad (4.8)$$

この(4.6)~(4.8)式を(2.35)式に適用することにより、制御パラメータ α_0 , α_1 , β_0 , β_1 , β_2 を算出することができ、(4.4)式に従って K_p , ω_{bz} , ω_{cz} , ω_{dz} を求めることがで

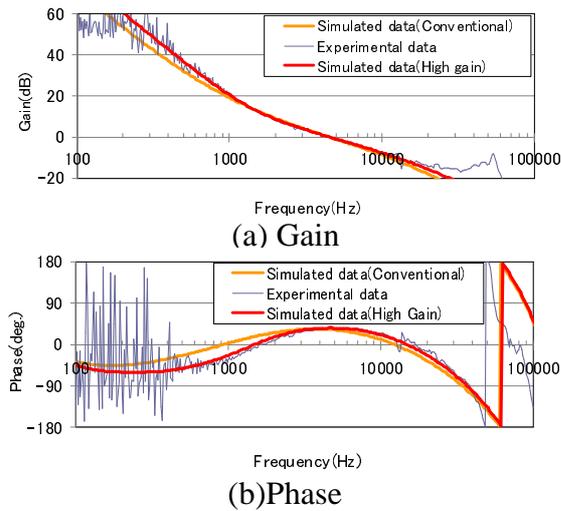


Fig. 4.6 高ゲインサーボ開ループ周波数特性

きる。同様に算出される Q_0, Q_1, Q_2 より(4.5)式に従って従属極 q_1, q_2, q_3 を求めることができる。

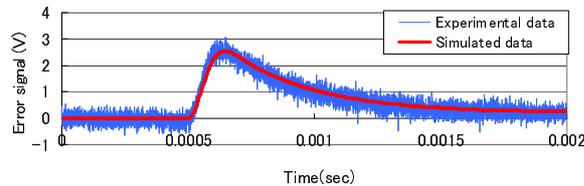
4.2.2 高ゲインサーボ

この限定極配置法で4つの極を同じ位置に配置してみる。比較のため従来制御とゼロクロス周波数が同じになる極配置を選んだ。具体的には配置極を0.9465(3.5kHz相当)に配置することとした。このときの制御パラメータは、 $\omega_{az} = 0.999529$, $\omega_{bz} = 0.713977$, $\omega_{cz} = 0.982926 + 0.012302j$, $\omega_{dz} = 0.982926 - 0.012302j$, $K_p = 3.6188$ であった。 ω_{cz} , ω_{dz} が複素数となっている点が特徴的である。

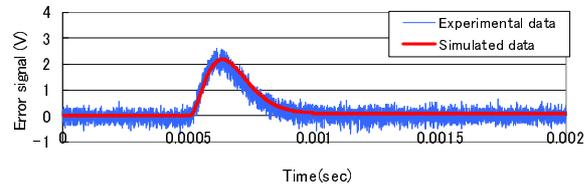
Fig. 4.6に開ループ特性を赤線で示す。橙線の従来制御開ループ特性と比較すると1kHz以下の低域ゲインが大きくなっていることがわかる。位相余裕も 3.2° ほど改善している。制御器パラメータ ω_{cz} , ω_{dz} が複素数となることで開ループ特性の位相が急峻に進み、同じ位相余裕で高い低域ゲインが実現されていると考えられる^[30]。Fig. 4.6青線にこの制御器を実現した時の開ループ特性測定結果を示す。むだ時間による位相遅れも含め、シミュレーションと同じ特性が実現されている。限定極配置法による極配置がシミュレーション通り実現できていることが確認できる。

次に、本制御器による性能向上をステップ外乱応答で確認した。Fig.4.5中のdに

トルク外乱としてステップ信号が入力された時のエラー信号 e の様子を見た。Fig. 4.7 (b) に測定結果およびシミュレーション結果を示す。比較のため従来制御器での応答をFig. 4.7 (a) に示す。Fig. 4.7 (b) の方がピークも小さく収束も早い。このように4重極配置により従来制御よりも高性能な光ディスクドライブ制御系が実現できる。4重極配置に基づく制御器は以前、制御パラメータ数の極を配置するという限定極配置法と同じ考え方にに基づき、係数比較法で制御パラメータを算出して「高ゲインサーボ制御器」^[12, 14, 15]として実用化された。この係数比較法ではむだ時間要素の次数が変わるたびに式を解き直す必要があり煩雑だったが、今回提案する手法^[19]では、限定極配置法により効率的に制御パラメータを算出することができる。以降、高ゲインサーボ制御器を用いることとして検討を行った。



(a) Conventional controller.



(b) High-gain servo controller.

Fig. 4.7 トラッキングサーボ系ステップ外乱応答

4.2.3 制御パラメータの算出と従属極の挙動

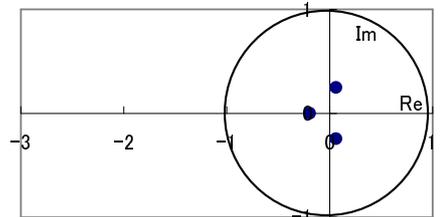
次に配置極を変えたときの制御パラメータと従属極の挙動について調べる。4重極配置で配置極の位置を0.9465(3.5kHz相当), 0.9245(5kHz相当), 0.9109(6kHz相当), 0.8959(7kHz相当), 0.8819(8kHz相当)とする場合の制御パラメータおよび従属極をTable 4.1に示す。制御パラメータを見ると、いずれも ω_{cz} , ω_{dz} が複素数となっている。また、極を速く配置するにつれ制御器ゲイン K_p が大きくなり、制御器極 ω_{bz} は小さくなる。配置極を0.8959 (7kHz相当)に配置する場合は ω_{bz} は負の実軸上とな

Table. 4.1 限定極配置法による制御パラメータ

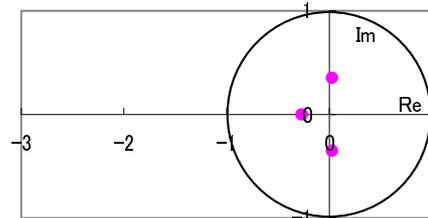
	0.9465 (3.5kHz)	0.9245 (5kHz)	0.9101 (6kHz)	0.8959 (7kHz)	0.8819 (8kHz)
K_p	3.6188	8.8403	15.6371	30.1645	83.4146
ω_{az}	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529
ω_{bz}	0.713977	0.493804	0.242608	-0.260685	-2.039029
ω_{cz}	0.982926	0.976251	0.971863	0.967430	0.962853
ω_{dz}	$\pm 0.012302j$	$\pm 0.017278j$	$\pm 0.020537j$	$\pm 0.023785j$	$\pm 0.027055j$
q_1	-0.195266	-0.265481	-0.334107	-0.493961	-2.029518
q_2, q_3	0.061524 ± -0.245448	0.030476 $\pm 0.352123j$	-0.031993 $\pm 0.429287j$	-0.175345 $\pm 0.473727j$	-0.268814 $\pm 0.330030j$

るが、これは配置極を所望の位置に配置するにはむだ時間要素の位相遅れをキャンセルする必要がある、制御器の極で位相を進ませるために負の値になっていると考えられる。従属極 q_1, q_2, q_3 は単位円内なので不安定ではないものの、現実的には高域を持ち上げるために制御器出力のノイズ強調に注意する必要があると思われる。また、配置極を0.8819(8kHz相当)に配置する場合は制御器極が単位円外にあり、不安定な制御器となる。従属極 q_1 も単位円外であり、このような極配置は限界を超えていることがわかる。

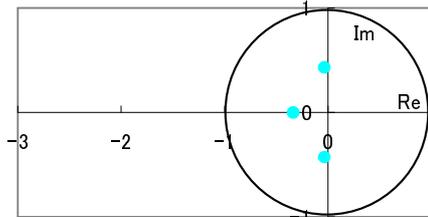
次に従属極の挙動をFig.4.8に図示する。配置極を速く配置するにつれ、従属極も単位円の外側に移る様子がわかる。0.8819(8kHz相当)に配置する場合の従属極 q_1 は単位円外となるので、前述のように制御系は不安定となる。以上より0.8959(7kHz相当)程度が本制御系での限界と考えられる。なお、「モータ位置決め制御系」での例のように、遅い位置に移ってくる従属極は見られない。従属極の挙動についての「モータ位置決め制御系」との比較は第7章において行った。



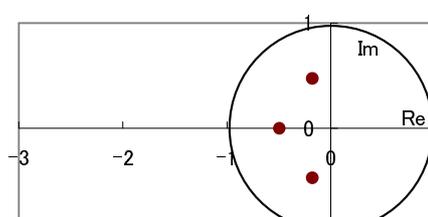
a) Assigned poles: 0.9465(3.5kHz)



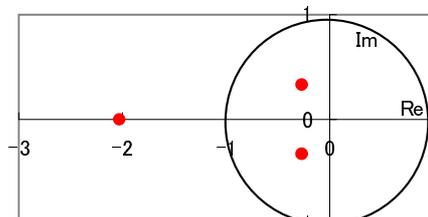
b) Assigned poles: 0.9245(5kHz)



c) Assigned poles: 0.9101(6kHz)



d) Assigned poles: 0.8959(7kHz)



e) Assigned poles: 0.8819(8kHz)

Fig. 4.8 限定極配置法による従属極の位置

4.2.4 限定極配置法の効果

まず、限定極配置法で算出したTable 4.1の制御パラメータの振動抑圧効果を確認する。具体的には、極を0.9465(3.5kHz相当)に配置する制御パラメータによる閉ループ特性と、連続系モデルに基づく制御パラメータでの閉ループ特性を比較した。連続系モデルに基づく制御パラメータとしては、Fig. 4.2の連続系モデルで、4重極配置かつFig.4.6と同じくゼロクロス周波数を4.5kHzとする制御パラメータを算出し、双一次変換で離散化制御器を求めた。 $\omega_{az} = 0.9999529$, $\omega_{bz} = 0.802256$, $\omega_{cz} = 0.981656 + 0.012685j$, $\omega_{dz} = 0.981656 - 0.012685j$, $K_p = 2.8786$ となった。これは遅れ時間を考慮していない高ゲインサーボ制御器に相当する。両者の閉ループ特性のシミュレーション結果および測定結果をFig. 4.9に示す。連続系モデルに基づく制御パラメータでは5~10kHz近辺でゲインが高く、振動的な制御系になっていることがわかる。これに対し、限定極配置法により算出された制御パラメータではゲインのピークも6dB程度と小さく、限定極配置法でむだ時間も考慮して制御パラメータを算出することで振動性が抑えられることが確認できる。

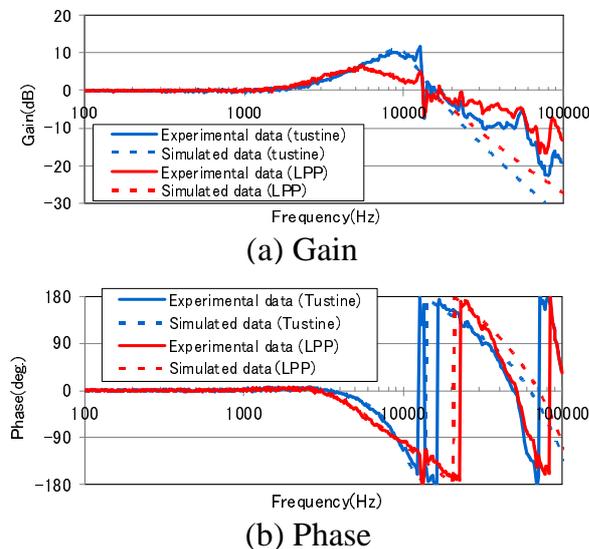


Fig. 4.9 トラッキングサーボ系閉ループ周波数特性

次にパラメータ調整について検証する。Fig.4.8に示す従属極の挙動より、理想的な場合の4重極位置の限界は0.8959 (7kHz相当)程度であることがわかった。そこで、実際にどこまで速い配置が実現できるかをサーボ動作により確認したところ、

配置極を0.9101(6kHz相当)とする制御パラメータが限界であった。0.8959 (7kHz相当)の制御パラメータで動作させると、サーボ引き込み時の振動がエラー信号検出領域に収まらずにサーボが外れてしまう。Fig. 4.6の開ループ周波数特性から類推すると、50kHz近辺の2次共振の影響と考えられる。今回用いているFig. 4.5に示す制御器では2次共振の対応は想定されておらず、2次共振周波数のゲインを下げると極の配置がずれ、サーボ帯域近辺の振動が大きくなる、もしくは応答が遅くなるなど、想定した性能が得られなくなる。これより、現状では配置極0.9101(6kHz相当)が制御性能の限界であること、さらに性能を向上させるには何らかの2次共振対策が必要であるという指針を得ることができる。逆に、もし配置極を0.8959(7kHz)とする制御まで実現できたとしたら、制御性能の上限を決めているのはむだ時間であり、性能向上にはむだ時間を小さくする、もしくはサンプリング周期を短くするなどの対策が必要なのことがわかる。

このように、光ディスクドライブの位相進み制御においても、「限定極配置法」によりむだ時間要素の振動を抑えることで高次共振の影響を明確にすることができ、効率的に見通しよく制御パラメータを決定できること、また性能向上への指針が得られることが確認できた。

以上、光ディスクドライブ制御系の位相進み制御に対する「限定極配置法」の適用を検討した。PID制御と同様、振動性を抑えた制御パラメータが算出されること、従属極の挙動よりむだ時間による制御の限界が把握できることを確認した。また、2次共振対策の必要性など性能向上への指針を得ることができた。さらには4重極配置により従来制御器と同じ次数ながら低域ゲインを大幅に高くできる「高ゲインサーボ」が実現できることを見出し、その効果を確認した。このように、極配置を通して制御系を見直すことで新たな知見を得ることができるのも、広い意味での「限定極配置法」の効果だと考える。

5 高ゲインサーボの実用化検討

前章の光ディスクドライブへの限定極配置法の適用において、極を重ねて配置することで複素零点をもつ制御器が得られ、従来制御よりも低域ゲインの高い「高ゲインサーボ」制御系が実現できることを述べた。光ディスクは一般に樹脂ディスクで精度が低く、ディスクの面ブレ、偏芯に対応して数 $10\mu\text{m}$ オーダーの位置外乱がディスク回転周波数（数 10Hz ）で加わるため、低域ゲインが高いメリットは大きい。すなわち、低域ゲインが高いと精度の低いディスクでも安定して記録再生することができ、また振動衝撃が加わっても安定に動作する。また、高転送レートを実現するために高倍速での記録再生を行う場合にも、低域ゲインが高い方が、安定したロバストな動作が実現できる。

一方で、実際の光ディスクドライブでは様々な動作が行われ、極端に低域ゲインを高くすることは何らかのデメリットを生む可能性も否定できない。そこで、「高ゲインサーボ」の実用化検討を行った。本章ではこの実用化検討の内容について述べる。実際のドライブにおいて高倍速試験、加振試験など、各種項目の評価を行った。この中でサーボ引き込み失敗率が問題になったのでその原因を探り初期値補償法により改善が図れることを確認した^[22, 39, 40, 41]。また、実際のドライブでは低域フィルタを低いサンプリング周期で動作させるマルチレート制御を採用していたので、マルチレート制御での初期値補償法の適用について検討した^[45]。さらに、一層の高速回転実現のために低域ゲインをさらに高くする「2段ブースト高ゲインサーボ」について検討した^[16]。

5.1 光ディスクドライブへの適用実験

光ディスクドライブに「高ゲインサーボ」を適用したときの影響を評価する。Fig.5.1に、評価に用いたブルーレイディスク™ドライブのフォーカスサーボ制御装置概要を示す。エラー信号生成部で生成されたエラー信号はサンプリング周波数 200kHz でサンプリングされ、DSPで固定小数点演算されてドライバ回路を経てアクチュエータでレンズが駆動され、レーザスポット位置が制御される。Fig.5.2に制御系ブロック図を示す。制御対象は測定データより 30Hz に主共振をもつ2次遅れ

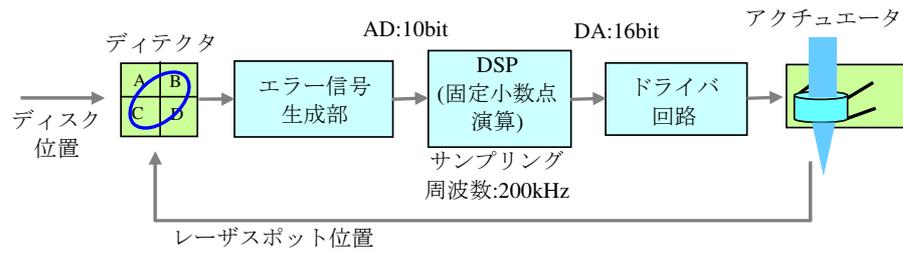


Fig. 5.1 フォーカスサーボ制御装置概要

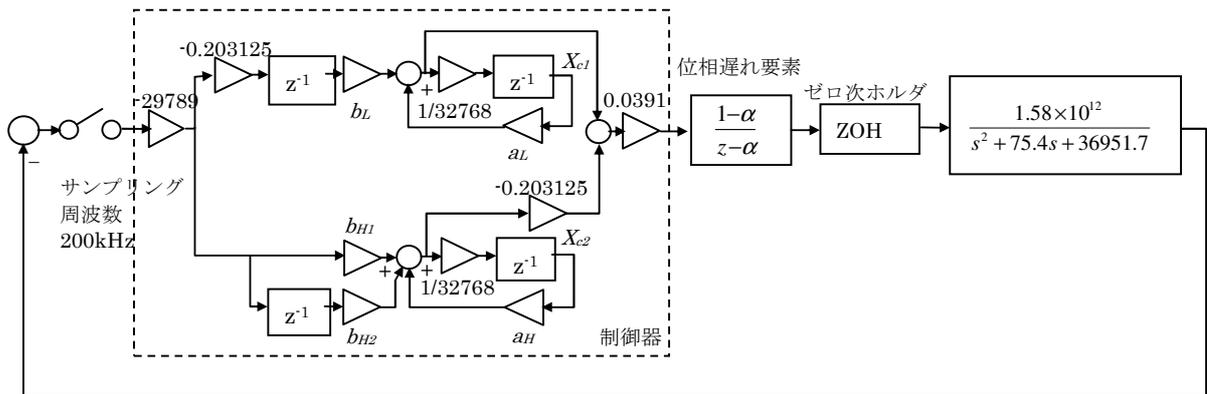


Fig. 5.2 フォーカスサーボ制御系ブロック図

要素とした。またむだ時間要素は1次遅れ系とし、測定データの位相遅れと合うように $\alpha = 0.35$ とした。制御器は低域LPFと位相進み要素の並列構成で実現され、固定小数点演算が行われる。従来制御器の制御パラメータは $a_L = -32762$, $b_L = 17$, $a_H = -10912$, $b_{H1} = 32767$, $b_{H2} = -31345$ であった。「限定極配置法」を適用して、前章と同様ゼロクロス周波数が同じになるような4重極配置の高ゲインサーボパラメータを算出したところ、 $a_L = -32762$, $b_L = 112$, $a_H = -6834$, $b_{H1} = 36333$, $b_{H2} = -33534$ となった。従来制御の開ループ周波数特性をFig.5.3 橙線に、高ゲインサーボの開ループ周波数特性を赤線に示す。また、従来制御測定結果を緑線に、高ゲインサーボ測定結果を青線に示す。シミュレーション結果と同様、同じサーボ帯域で高い低域ゲインが実現できていることが確認できる。まず、高ゲインサーボの利点および欠点を予想する。低域ゲインが高いことから取れ残り量低減および耐振動性向上が期待される。一方、条件安定でのゲイン余裕は従来制御では600Hzで30dB程度なのに対し、高ゲインサーボでは1.5kHzで15dB程度と小さいため、ゲ

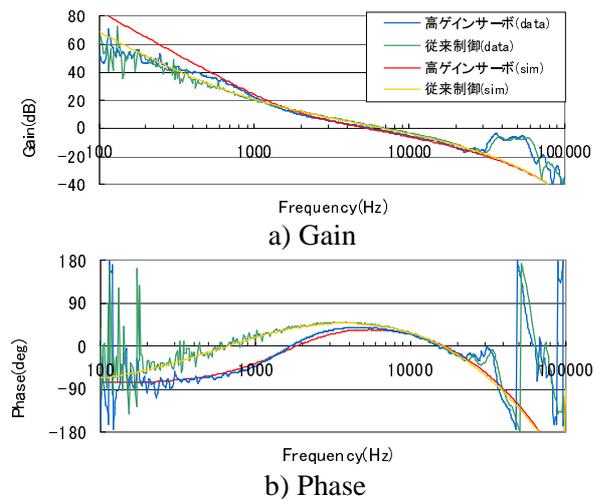


Fig. 5.3 フォーカスサーボ系開ループ周波数特性

イン変動によりゲインが小さくなると応答が振動的になると予想される。また従来制御と過渡応答の様子が異なり、ディフェクトに対する応答およびサーボ引き込み失敗率にも影響があると考えられる。以上を考え合わせ、次の5項目について検証実験を行うこととした。

- (1) 取れ残り量
- (2) 振動試験
- (3) ゲイン低減の影響
- (4) ディフェクト応答
- (5) サーボ引き込み失敗率

(1) 取れ残り量

ブルーレイディスクドライブ 4.8倍速での取れ残り量を測定した。半径位置 $r=49\text{mm}$ でのエラー信号(5000rpm)をFig.5.4に示す。Fig.5.4 a)の従来制御での取れ残り量は 81nm_{pp} であるが、Fig.5.4 b)の高ゲインサーボでは 36nm_{pp} であった。予想通りに取れ残り量が大幅に小さくなっていることが確認できる。

(2) 振動試験

加振機にドライブを搭載し、5~120Hzの周波数成分を持つ $0.7G_{rms}$ のランダム振動をドライブのフォーカス方向に加えたときの様子を示す。加振時のエラー信号

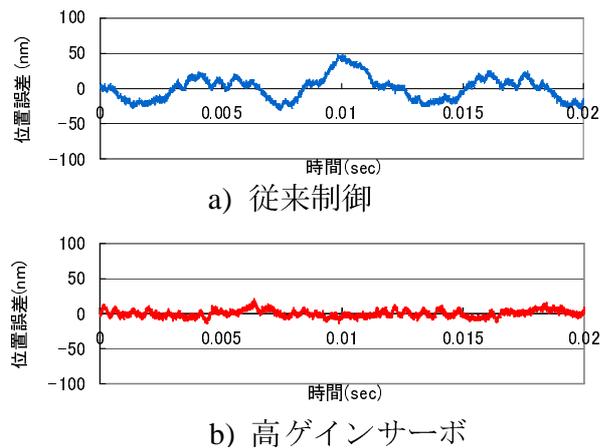


Fig. 5.4 4.8倍速でのフォーカスエラー信号

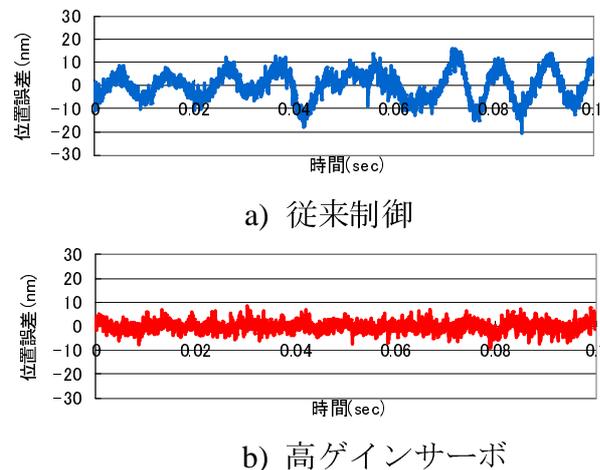


Fig. 5.5 加振時のフォーカスエラー信号

をFig.5.5に示す。従来サーボで $36nm_{pp}$ のエラー信号が $17nm_{pp}$ に抑えられ、高ゲインサーボにより耐振動性が向上している様子が確認できる。

(3) ゲイン低減の影響

光ディスクは可換媒体であり、反射率等の変動より6dB程度のゲイン変動が想定される。そこでゲインが6dB低減したときの様子を見た。4.8倍速でのフォーカスエラー信号をFig.5.6に示す。Fig.5.6 b)に示すように高ゲインサーボでは振動的になりエラー信号も $52nm_{p-p}$ に劣化するが、Fig.5.6 a)に示す従来制御でもゲイン低減の影響が大きく $162nm_{p-p}$ まで劣化する。ゲイン余裕減少による振動性増大よりゲイン全体の低下の影響の方が大きいことがわかる。

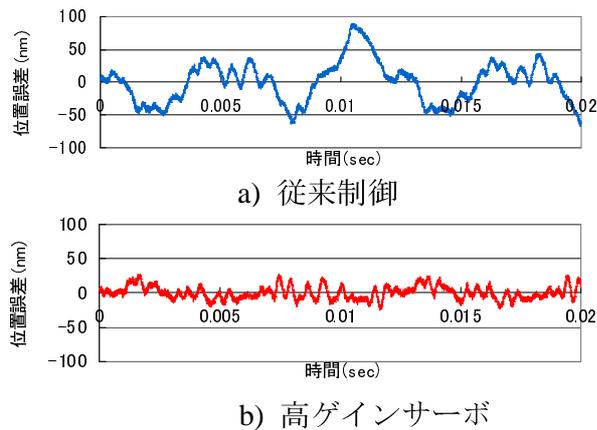


Fig. 5.6 ゲイン-6dBしたときのフォーカスエラー信号

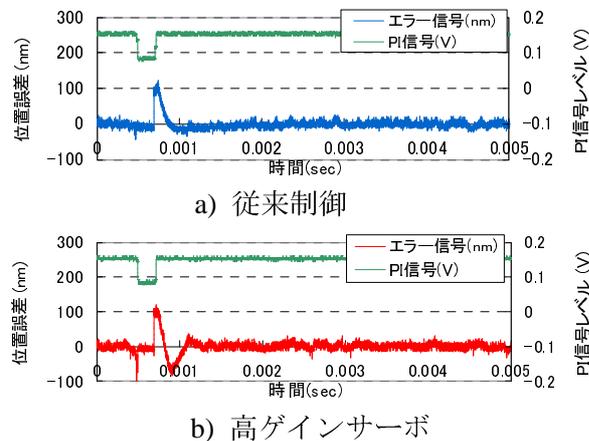


Fig. 5.7 ディフェクト応答

(4) ディフェクト応答

ディフェクトのある評価用ディスクを用いて、ディフェクト通過時のエラー信号の応答を見た。通常、ディフェクト部分では反射光量が落ちるので、サーボ系では総受光量に対応するPI信号があるレベル以下になるとサーボエラー信号をホールドしてサーボ制御動作を停止し、ディフェクト通過後PI信号レベルが復帰してからサーボ制御動作を再開する。Fig.5.7にこのときの様子を示す。Fig.5.7 a)の従来制御では再開時の過渡応答は漸近的に収束するが、Fig.5.7 b)の高ゲインサーボではオーバーシュートが見られる。

(5) サーボ引き込み失敗率

Table. 5.1 サーボ引き込み失敗率

	従来制御	高ゲイン
内周	23.7%	93.7%
中周	9.3%	54.3%
外周	30.9%	52.6%

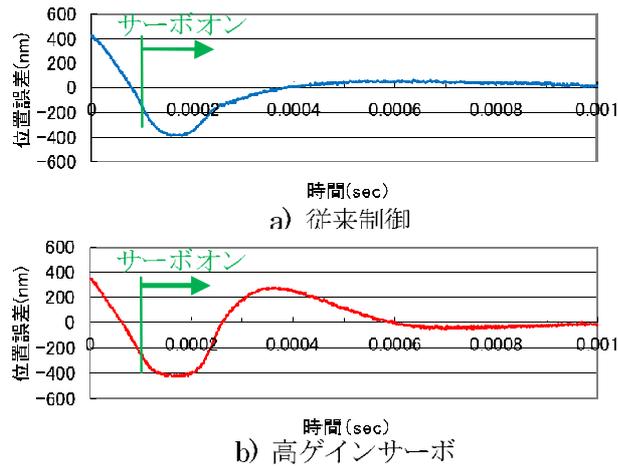


Fig. 5.8 フォーカスサーボ開始時の過渡応答

光ディスクではエラー信号を正常に検出できる領域が限られ、サーボ引き込み時の過渡応答が検出領域内に収まらなると、引き込みに失敗する。フォーカスサーボでは、面ブレの大きいディスクだとサーボ制御動作開始時の速度が大きく、引き込み失敗率が高いことが知られている。そこで従来制御と高ゲインサーボで失敗率がどの程度異なるかを確認した。ディスク面の垂直方向ふれ幅が $0.3mm_{pp}$ と大きい評価用ディスクで、ディスクの内周、中周、外周の3箇所サーボ引き込み失敗率を測定した。結果をTable 5.1に示す。いずれの場合も高ゲインサーボの方が失敗率が高い。サーボオン時の過渡応答の様子をFig.5.8に示す。エラー信号が小さくなり十分検出範囲内に入ったところでサーボオンする。Fig.5.8では0.1msecにサーボオンしている。サーボオン時にはエラー信号およびエラー速度の初期値は0ではなく、過渡応答を経て0に収束する。Fig.5.6 b)に示す高ゲインサーボでの過渡応答はFig.5.8 a)に示す従来制御の過渡応答よりオーバーシュート大きい。このオーバーシュートが引き込み失敗率に影響しているものと考えられる。

以上の検証実験より、光ディスクドライブに高ゲインサーボを適用した時の効果について次のことが確認できた。すなわち、取れ残り量、耐振動性については大幅な向上が確認された。またゲイン低減に関しても従来制御より有利であることが確認できた。ディフェクト応答およびサーボ引き込み失敗率に関しては過渡応答のオーバーシュートによる悪影響が見られた。以下でその対策を検討した。

5.2 初期値補償法の適用

オーバーシュート改善のため、初期値補償法^[23]の適用を検討した。閉ループ系全体を状態空間表現で表したとき、初期値応答は(5.1)式で表される。ここで、初期状態 $X(0)$ は制御器の初期値を $X_{c1}(0)$, $X_{c2}(0)$, 制御対象位置を $Y(0)$, 速度を $V(0)$ とすると $[X_{c1}(0) X_{c2}(0) Y(0) V(0)]^T$ で表され、制御器の初期値 $X_{c1}(0)$, $X_{c2}(0)$ でも初期値応答が変わることがわかる。そこで、制御器初期値を(5.2)式のように定め、かつ(5.3)式を満たすように α 行列を定めれば零点を z_1 , z_2 に設定できる。すなわち、制御器初期値を変えることで、初期値応答の零点を変更し、初期値応答を改善することができる。

$$y = C \cdot (zI - A)^{-1} \cdot z \cdot X(0) \quad (5.1)$$

$$\begin{pmatrix} X_{c1}(0) \\ X_{c2}(0) \end{pmatrix} = \alpha \begin{pmatrix} Y(0) \\ V(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y(0) \\ V(0) \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

$$C \cdot (zI - A)^{-1} \cdot z \cdot \begin{pmatrix} \alpha \\ I \end{pmatrix}_{z=z_1, z_2} = 0 \quad (5.3)$$

フォーカスサーボ系に適用した例を示す。開ループ特性測定結果の位相遅れに合わせ位相遅れ要素が挿入してあるが、 α 行列の算出はこの位相遅れ要素は含めずに行なった。また、制御器ではレジスタが4つあるが、HIR部のレジスタのみを有効と考え、図中のレジスタ X_{c1} , X_{c2} のみを考えた。Fig.5.2の閉ループ極は $0.90371 \pm 2.2304 \times 10^{-2}j$, $0.84888 \pm 3.2529 \times 10^{-2}j$, 5.2841×10^{-2} , 0 , 0 となる。応答の遅い極と零点を一致させることとし、零点が $0.90371 \pm 2.2304 \times 10^{-2}j$ となるよう α 行列を算出し、(5.4)式を得た。これにより(5.2)式を用いてFig.5.2のレジスタ X_{c1} ,

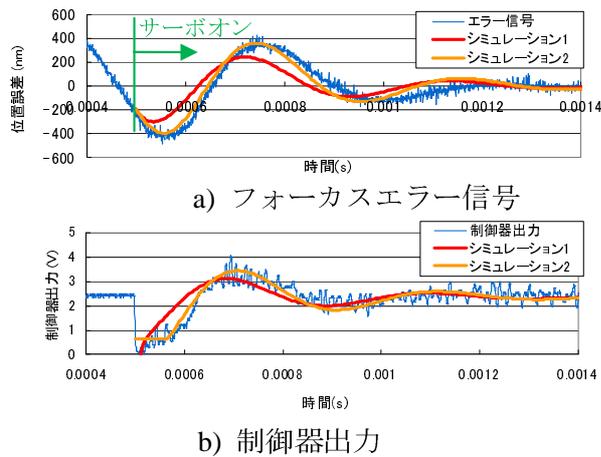


Fig. 5.9 高ゲインサーボ過渡応答（初期値補償なし）

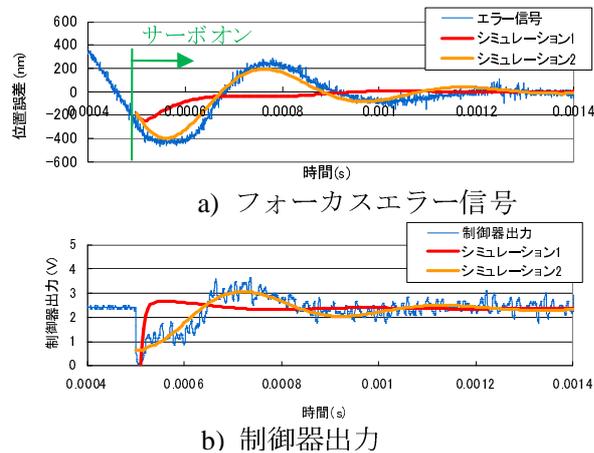


Fig. 5.10 高ゲインサーボ過渡応答（初期値補償あり）

X_{c2} の初期値を算出することができる。

$$\alpha = \begin{pmatrix} 1.9707 \times 10^2 & 9.8561 \times 10^{-4} \\ -7.1586 \times 10^4 & 1.9119 \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

この α 行列を用いて初期値補償を行なったときの効果を見る。Fig.5.9に初期値補償を行わないとき，Fig.5.10に初期値補償を行ったときの過渡応答波形を示す。初期値補償を行うことでオーバーシュートは小さくなるものの，十分初期値補償が働いていないように思われる。

確認のためシミュレーション波形と比較する。Fig.5.9，Fig.5.10に赤線で示す。Fig.5.10より初期値補償を行った場合はオーバーシュートなく収束するはずである

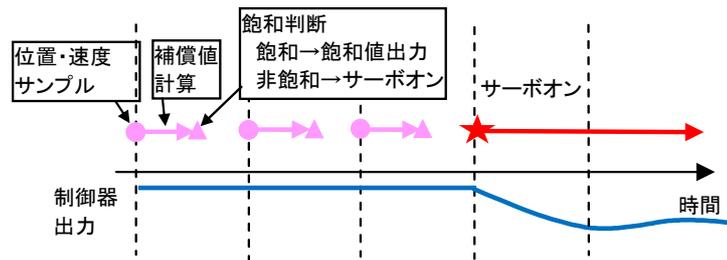


Fig. 5.11 初期値補償法の飽和対策

が、実際の応答とは大きく異なる。実際の回路では制御器出力後のドライバ回路で $2.5V \pm 1.74V$ で飽和特性を持つ。この飽和特性を含めてシミュレーションした結果をFig.5.9およびFig.5.10に橙線で示す。いずれも実際のデータと良く一致する。以上より飽和特性のため初期値補償の効果が十分得られないものと予想される。

そこで制御器出力が飽和する場合の初期値補償法の適用方法について検討した[22]。制御器出力の飽和時は、最大推力でアクチュエータを目標位置に引き戻しており、実質的にはサーボ制御動作は機能していない。そこでアクチュエータが十分引き戻され制御器出力が飽和しなくなった時点にサーボ制御動作開始時と考え、この時点で初期値補償法を適用する。すなわち、初期値補償演算の結果、制御器出力が飽和する場合はサーボ制御動作を開始せず、次のサンプリング時も初期値補償演算を行う。初期値補償演算による制御器出力が飽和しなくなったら、そのままサーボ制御動作を継続する。この操作を図示するとFig.5.11のようになる。

この飽和対策を行なったときの初期値応答をFig.5.12, Fig.5.13に示す。図中点線で示される初期値FLAGがH(3.3V)の時は初期値演算を繰り返している。その後初期値FLAGがL(0V)になるとサーボ動作が開始される。Fig.5.12では制御器出力が飽和後、0.2msec頃サーボ動作が開始される。Fig.5.13では0.2msec頃サーボ動作開始後、再度飽和が起これ初期値演算を行い、最終的に0.3msec頃にサーボ動作を開始している。いずれの場合もシミュレーション同様、良好に収束していることがわかる。

そこで、飽和対策を施した初期値補償を適用したときのサーボ引き込み失敗率を測定した。Table 5.2に示す。ディスク面の垂直振れ巾が $0.1mm_{pp}$ 以内の通常の光ディスクを用いたため失敗率はTable 5.1と異なるが、従来制御と同等の失敗率が実現されていることがわかる。

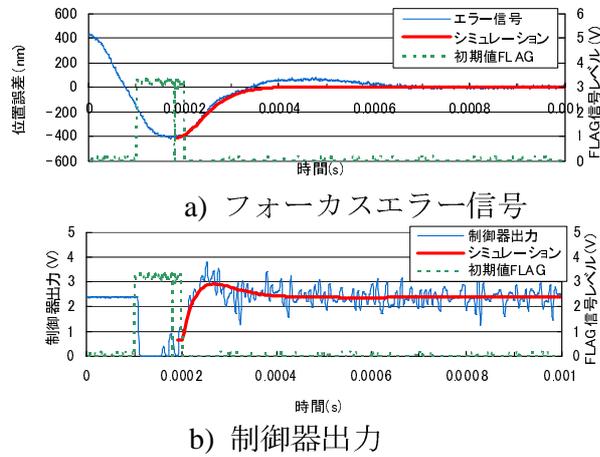


Fig. 5.12 初期値補償飽和対策を施した高ゲインサーボ過渡応答例(1)

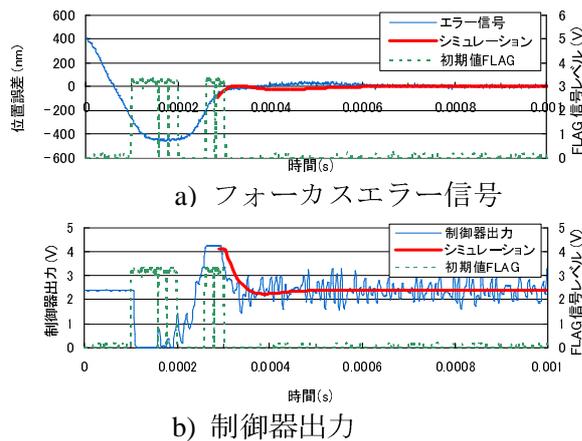


Fig. 5.13 初期値補償飽和対策を施した高ゲインサーボ過渡応答(2)

Table. 5.2 初期値補償でのサーボ引き込み失敗率

	従来制御	高ゲイン	初期値補償
内周	1.2%	12.0%	0.9%
中周	0.6%	6.0%	0.0%
外周	0.0%	0.0%	0.0%

このように初期値補償法により過渡応答が改善し、サーボ引き込み失敗率が大幅に向上することが確認できた。Fig.5.7 b)のディフェクト後のオーバーシュートもサーボ引き込み時の過渡応答であり、初期値補償法の適用で改善されると予想している。以上、「高ゲインサーボ」の実用化検討により、取れ残り量、耐振動性については大幅な性能向上が図られること、また過渡応答のオーバーシュートによりサーボ引込失敗率が劣化することなどがわかった。対策として飽和対策を施した初期値補償法を適用することで従来同等の失敗率に抑えられることが確認できた。これにより初期値補償法と高ゲインサーボを組み合わせることで従来より大幅に性能向上したサーボ系を実用化できることが確認できた。

5.3 マルチレート制御系での初期値補償方式

次にマルチレート制御系^[42]での初期値補償方式の実装について検討した^[45]。

マルチレート制御系に関しては、サンプリング周期に制約のあるハードディスクドライブで制御入力の周期を短くする方向での研究が多くなされている^[43, 44]。光ディスクドライブでは逆に、製品において制御器の低域フィルタ部分のみサーボ制御演算周期を落とすマルチレート制御が行われる。サーボ制御演算時間の低減や、低い周波数域での量子化誤差低減を図ることができる。そこで初期値補償法のマルチレート制御器への適用を検討した。低域フィルタのサンプリング周波数を落としたマルチレート制御器をリフティングを用いた状態空間表現で表記し、制御系全体をひとつの行列式で表して初期値算出式を求めた。これにより、妥当な応答が得られることをシミュレーションで確認した。また、シングルレート系に置き換えて近似的に初期値を算出しても問題ないことを確認した。

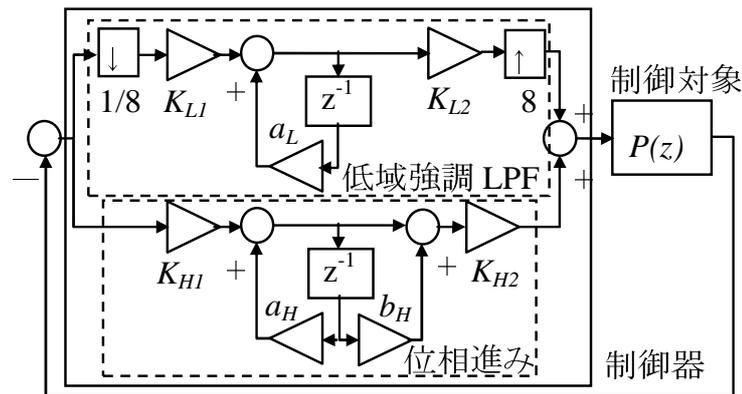


Fig. 5.14 光ディスクマルチレート制御系ブロック図

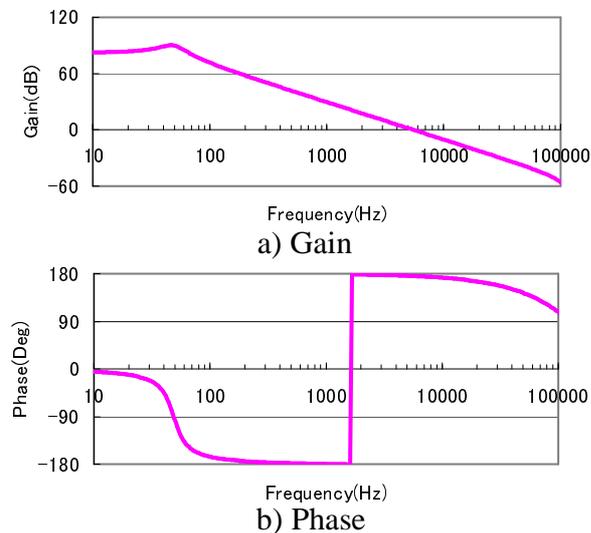


Fig. 5.15 制御対象周波数特性

5.3.1 光ディスクドライブでのマルチレート制御

今回対象とした制御系のブロック図をFig. 5.14に示す。サーボ制御器が低域強調ローパスフィルタ (LPF) と位相進み制御器の並列接続で構成されており、演算時間低減および低周波域での量子化誤差低減のため低域フィルタ部分のサンプリング周波数を1/8に落とすマルチレート制御が行われている。低域強調LPFのカットオフ周波数も1/8の刻み幅で細かく設定できるようになる。制御対象は $-60 \pm 300j(\text{rad/s})$ に主共振を持つ2次遅れ系とする。周波数特性をFig. 5.15に示す。従来制御の制御器は低域強調LPFのカットオフ周波数を10Hz、低域強調周波

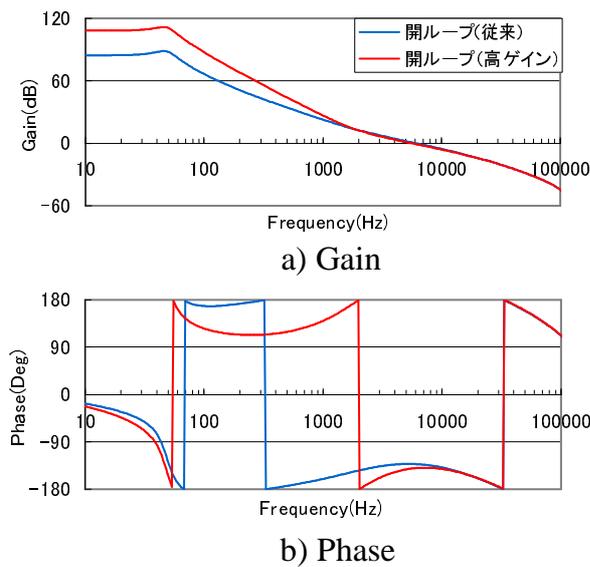


Fig. 5.16 開ループ特性

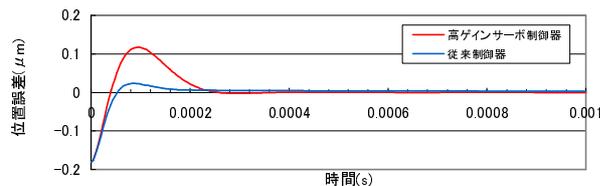


Fig. 5.17 初期値応答シミュレーション結果

数を100Hz, 位相進み周波数を2kHz, 位相遅れ周波数を18kHzとし, ゼロクロス周波数が6kHzとなるようゲインを定めたものとする。サンプリング周波数 f_s を250kHzとしたとき, この制御器はFig. 5.14の制御器では $K_{L1} = 1.0$, $a_L = 0.993986$, $K_{L2} = 5.5927 \times 10^{-3}$, $K_{H1} = 1.0$, $a_H = 0.636106$, $b_H = -0.949527$, $K_{H2} = 2.99930$ として実現される。このときのシングルレート相当での開ループ特性をFig. 5.16に青線で示す。Fig.5.14に示す制御系でのサーボ制御開始時の過渡応答のシミュレーション結果をFig.5.17青線に示す。制御器の初期値はサーボオン直前のエラー信号により決まる値とした。光ディスクドライブでは一般に目標位置に対して相対的に移動しながらサーボ制御を開始することが多いので, サーボ制御開始時の制御対象の位置を $-0.182 \mu\text{m}$, 速度を $454.5 \mu\text{m/s}$ とした。ほとんどオーバーシュートなく収束する。次に高ゲインサーボの例を示す。従来制御器とゼロクロス

周波数が同等になるような4重極配置の制御器を限定極配置法により算出し、Fig.5.14に示す制御系での制御パラメータに変換すると、 $K_{L1} = 1.0$, $a_L = 0.993986$, $K_{L2} = 0.124559$, $K_{H1} = 1.0$, $a_H = 0.604923$, $b_H = -0.933020$, $K_{H2} = 2.99913$ で実現される。このときのシングルレート相当での開ループ特性をFig. 5.16に赤線で示す。このときの過渡応答もFig.5.17に赤線で合わせて示す。前述のように高ゲインサーボでは大きなオーバーシュートが見られる。このオーバーシュートを抑制するため、マルチレート制御器での初期値補償値の算出について検討した。

5.3.2 マルチレート制御の定式化

まず、光ディスクドライブにおけるマルチレート制御を状態空間表現で表す。マルチレート制御ではリフティングにより多入力多出力制御系として表現する手法が一般に用いられる^[42]。サンプリング周波数 f_s での通常の離散時間状態方程式を(5.5), (5.6)式とする。

$$\mathbf{x}_d(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{B}_d u_d(k) \quad (5.5)$$

$$y_d(k) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_d(k) + D_d u_d(k) \quad (5.6)$$

これをサンプリング周波数 $1/8f_s$ の多入力多出力系として表すと(5.7),(5.8)式のようになる。ただし、 $k=Mi+j(i=0,1,2,\dots; j=0,\dots,M-1)$ で $M=8$ とする。

$$\mathbf{x}_d(M(i+1)) = \mathbf{A}_d^M \mathbf{x}_d(Mi) + \begin{pmatrix} \mathbf{A}_d^{M-1} \mathbf{B}_d & \mathbf{A}_d^{M-2} \mathbf{B}_d & \cdots & \mathbf{B}_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d(Mi) \\ u_d(Mi+1) \\ \vdots \\ u_d(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

$$\begin{pmatrix} y_d(Mi) \\ y_d(Mi+1) \\ \vdots \\ y_d(Mi+M-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_d \\ \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \\ \vdots \\ \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d^{M-1} \end{pmatrix} \mathbf{x}_d(Mi) + \begin{pmatrix} D_d & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \mathbf{C}_d \mathbf{B}_d & D_d & \cdots & 0 & 0 \\ \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \mathbf{B}_d & \mathbf{C}_d \mathbf{B}_d & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d^{M-2} \mathbf{B}_d & \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d^{M-3} \mathbf{B}_d & \cdots & \mathbf{C}_d \mathbf{B}_d & D_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d(Mi) \\ u_d(Mi+1) \\ u_d(Mi+2) \\ \vdots \\ u_d(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

これに従ってFig.5.14の制御系中の各要素を表現する。制御対象 $(\mathbf{A}_{pd}, \mathbf{B}_{pd}, \mathbf{C}_{pd}, 0)$ のマルチレート表現は, (5.7), (5.8)式で $\mathbf{A}_d = \mathbf{A}_{pd}, \mathbf{B}_d = \mathbf{B}_{pd}, \mathbf{C}_d = \mathbf{C}_{pd}, D_d = 0$ としたものとなる。ただし, 状態を \mathbf{x}_{pd} , 制御入力を u_{pd} , 観測出力を y_{pd} とする。同様に制御器中の位相進み補償器 $(\mathbf{A}_{chd}, \mathbf{B}_{chd}, \mathbf{C}_{chd}, D_{chd})$ のマルチレート表現は(5.7), (5.8)式で $\mathbf{A}_d = \mathbf{A}_{chd}, \mathbf{B}_d = \mathbf{B}_{chd}, \mathbf{C}_d = \mathbf{C}_{chd}, D_d = D_{chd}$ としたものとなる。ただし, 状態を \mathbf{x}_{chd} , 制御入力を u_{chd} , 観測出力を y_{chd} とする。制御器中の低域強調LPFはサンプリング周波数を $1/M$ に落としているので, マルチレート表現では(5.9), (5.10)式のように表わされる。すなわち, (5.9)式では $u_{cld}(Mi)$ のみが状態 \mathbf{x}_{cld} に影響を与える。また(5.10)式では出力 y_{cld} は $\mathbf{x}_{cld}(Mi)$ と $u_{cld}(Mi)$ のみから決まる。

$$\mathbf{x}_{cld}(M(i+1)) = \mathbf{A}_{cld} \mathbf{x}_{cld}(Mi) + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_{cld} & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{cld}(Mi) \\ u_{cld}(Mi+1) \\ \vdots \\ u_{cld}(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{pmatrix} y_{cld}(Mi) \\ y_{cld}(Mi+1) \\ \vdots \\ y_{cld}(Mi+M-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{cld} \\ \mathbf{C}_{cld} \\ \vdots \\ \mathbf{C}_{cld} \end{pmatrix} \mathbf{x}_{cld}(Mi) + \begin{pmatrix} D_d & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ D_d & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ D_d & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{cld}(Mi) \\ u_{cld}(Mi+1) \\ \vdots \\ u_{cld}(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

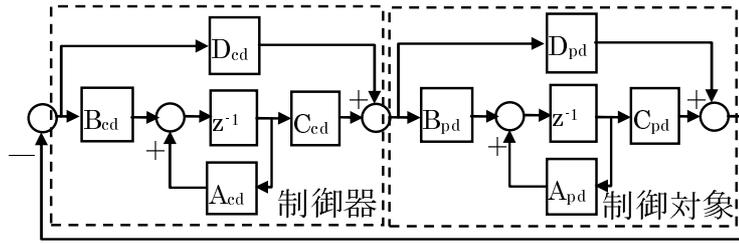


Fig. 5.18 光ディスクマルチレート制御系ブロック図

以上のマルチレート表現を用いて制御系全体を表すとFig.5.18のようになる。ただし、ここで制御器全体の状態方程式は(5.11), (5.12)式とする。

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(M(i+1)) \\ \mathbf{x}_{chd}(M(i+1)) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{cd} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{chd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(M(i)) \\ \mathbf{x}_{chd}(M(i)) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_{cd} \\ \mathbf{B}_{chd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{cd}(Mi) \\ u_{cd}(Mi+1) \\ \vdots \\ u_{cd}(Mi+M-1) \end{pmatrix} \\
 &\equiv \mathbf{A}_{cd} \mathbf{x}_{cd}(Mi) + \mathbf{B}_{cd} \begin{pmatrix} u_{cd}(Mi) \\ u_{cd}(Mi+1) \\ \vdots \\ u_{cd}(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} y_{cd}(Mi) \\ y_{cd}(Mi+1) \\ \vdots \\ y_{cd}(Mi+M-1) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{cd} & \mathbf{C}_{chd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(Mi) \\ \mathbf{x}_{chd}(Mi) \end{pmatrix} + (D_{cd} + D_{chd}) \begin{pmatrix} u_{cd}(Mi) \\ u_{cd}(Mi+1) \\ \vdots \\ u_{cd}(Mi+M-1) \end{pmatrix} \\
 &\equiv \mathbf{C}_{cd} \mathbf{x}_{cd}(Mi) + D_{cd} \begin{pmatrix} u_{cd}(Mi) \\ u_{cd}(Mi+1) \\ \vdots \\ u_{cd}(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.12)
 \end{aligned}$$

5.3.3 初期値補償法の適用

次に、このマルチレート表現で表された制御系に対して初期値補償法を適用する。まず、Fig.5.18に示す制御系全体を行列式で表す。(5.13)、(5.14)式のようになる。制御器、制御対象とも直達項 D_c, D_p があるので、全体の状態遷移行列は(5.13)式中の総和項のようにループを何回もまわる項を考える必要がある。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(M(i+1)) \\ \mathbf{x}_{pd}(M(i+1)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{cd} - \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{B}_{cd}(-D_{pd}D_{cd})^j D_{pd} \mathbf{C}_{cd} & - \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{B}_{cd}(-D_{pd}D_{cd})^j \mathbf{C}_{pd} \\ \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{B}_{pd}(-D_{cd}D_{pd})^j \mathbf{C}_{cd} & \mathbf{A}_{pd} - \sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{B}_{pd}(-D_{cd}D_{pd})^j D_{cd} \mathbf{C}_{pd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(Mi) \\ \mathbf{x}_{pd}(Mi) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_{cd} \\ \mathbf{B}_{pd}D_{cd} \end{pmatrix} r(Mi) \quad (5.13)$$

$$\begin{pmatrix} y(Mi) \\ y(Mi+1) \\ \vdots \\ y(Mi+M-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{pd} \mathbf{C}_{cd} & \mathbf{C}_{pd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(k) \\ \mathbf{x}_{pd}(k) \end{pmatrix} + D_{pd}D_{cd} \begin{pmatrix} r(Mi) \\ r(Mi+1) \\ \vdots \\ r(Mi+M-1) \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

ここで、評価関数による初期値補償行列の算出を考える。(5.15)式で表される評価関数 J を考える。 Q および q は重み行列である。 J を最小にする制御器初期値を設定することで過渡応答を改善することができる^[23]。

$$\begin{aligned} J &= \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k)^T \cdot Q \cdot \mathbf{x}(k) \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(k)^T & \mathbf{x}_{pd}(k)^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(k) \\ \mathbf{x}_{pd}(k) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.15)$$

評価関数 J は離散時間リアプノフ方程式(5.16)を満たす正定対象行列 P を用いて(5.18)式のように変形できる。

$$\mathbf{A}^T \cdot P \cdot \mathbf{A} - P = -Q \quad (5.16)$$

$$\mathbf{J} = \mathbf{x}(0)^T \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{x}(0) \quad (5.17)$$

$$= \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12}^T & P_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{cd}(0) \\ \mathbf{x}_{pd}(0) \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

ここで(5.18)式で示される評価関数Jの $\mathbf{x}_{cd}(0)$ での偏微分からJを最小とする制御器初期値 $\mathbf{x}_{cd}(0)$ は(5.19)式のように算出される。

$$\mathbf{x}_{cd}(0) = -p_{11}^{-1} \cdot p_{12} \mathbf{x}_{pd}(0) \quad (5.19)$$

(5.19)式より制御対象の初期値 $\mathbf{x}_{pd}(0)$ に応じて、評価関数Jを最小とする制御器の初期値 $\mathbf{x}_{cd}(0)$ を算出できる。

5.3.4 効果

前述の結果をFig.5.14に示される制御系に適用した例を示す。重み関数qを(5.20)式に示すように設定すると、初期値算出式は(5.21)式のようになった。

$$q = \begin{pmatrix} 1.0 & 1.0 \times 10^{-4} \\ 1.0 \times 10^{-4} & 5.0 \times 10^{-9} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

$$\mathbf{x}_{cd}(0) = \begin{pmatrix} 3.0164 & 2.1622 \times 10^{-5} \\ -2.0912 & 7.0598 \times 10^{-5} \end{pmatrix} \mathbf{x}_{pd}(0) \quad (5.21)$$

Fig.5.17に示す過渡応答の例では制御開始時の制御対象の位置を $-0.182 \mu\text{m}$ 、速度を $454.5 \mu\text{m/s}$ としたが、これを電圧(V)で表現した $\mathbf{x}_{pd}(0)$ に換算すると $[-0.2 \ 500]^T$ となり、(5.21)式から制御器の初期値を算出すると $[-0.592 \ 0.454]^T$ となる。この初期値での過渡応答をFig.5.19中緑線に示す。オーバーシュートが抑えられていることが確認できる。マルチレート制御器での初期値補償行列を求めることができた。

5.3.5 近似的な算出法

以上のように良好な初期値補償動作が確認できたが、(5.13)式で表されるマルチレート表現は繁雑であり、より簡便な方法が望まれる。もともと低域強調LPFのサンプリング周波数を落としているのも、応答に対する影響が小さいからであり、

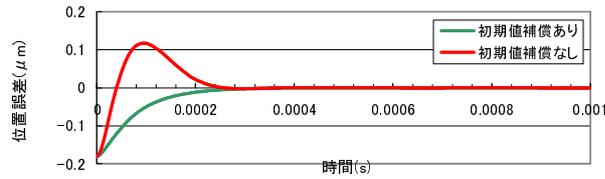


Fig. 5.19 初期値補償法を適用した初期値応答

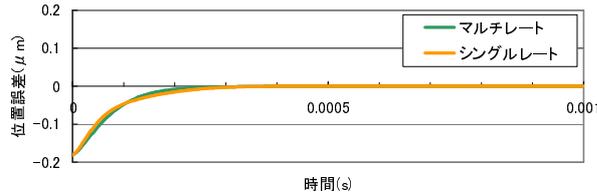


Fig. 5.20 シングルレート制御系での初期値応答

逆に同等の応答を示すシングルレート制御系から近似的に初期値算出式が求められると予想される。そこでまず、同等なシングルレート制御系の応答を確認した。Fig.5.14中の低域強調LPFと同等の周波数特性を持つ、サンプリング周波数を f_s とする低域強調LPFを求める。具体的にはサンプリングを250Hzとし、 $K_{L1} = 0.12599$, $a_L = 0.999246$, $K_{L2} = 0.12390$ とした。低域強調LPFの状態空間表現でのC行列に相当する $a_L \times K_{L2}$ が等しくなるよう留意して決定した。このときの過渡応答をFig.5.20中に橙線で示す。Fig.5.20中緑線で示されるマルチレート系の応答に比較的近い過渡応答が得られている。

近似的解法として、逆にこのシングルレート制御系の初期値算出式による初期値でマルチレート系を動作させることを考える。このシングルレート制御系の初期値算出式を求めると(5.22)式となる。(5.21)式に近い係数が得られている。これより、LPF出力ゲイン K_{L2} をマルチレート制御器と同じにしたシングルレート制御系で初期値補償行列を算出すれば、マルチレート制御器用の初期値補償行列として近似的に用いることができると期待される。

$$\mathbf{x}_{cd}(0) = \begin{pmatrix} 2.6078 & 2.2628 \times 10^{-5} \\ -1.7274 & 8.4916 \times 10^{-5} \end{pmatrix} \mathbf{x}_{pd}(0) \quad (5.22)$$

(5.22)式から算出した初期値でのマルチレート制御系の応答を確認する。制御対象初期値 $\mathbf{x}_{pd}(0)$ が $[-0.2 \ 500]^T$ のときの制御器初期値を算出すると $[-0.510 \ 0.388]^T$ とな



Fig. 5.21 近似手法による初期値応答

る。この初期値で低域強調LPFのサンプリング周波数を $1/8f_s$ とするマルチレート制御系での初期値応答を求めるとFig.5.21中紫線のようにになる。シングルレート制御系から求めた初期値でFig.5.20中緑線と同等の良好な応答が得られることがわかる。以上より、低域強調LPFの状態空間表現でのC行列に相当する $a_L \times K_{L2}$ が等しくなるよう留意してサンプリング周波数 f_s に変換した低域強調LPFを用いるシングルレート制御系の初期値算出式を用いることで近似的な初期値算出式が得られることがシミュレーションで確認された。これによりマルチレート制御器を用いている光ディスクドライブにおいても簡便に初期値補償法を適用することができる。

5.4 2段ブースト高ゲインサーボ

光ディスクドライブにおいては、高速回転による高転送レート化が常に望まれている。例えばブルーレイディスク™8倍速におけるサーボ動作を考えるとディスク最内周での周ブレ成分の変動は「高ゲインサーボ」だけでは抑えきれない。そこで、「高ゲインサーボ」よりもさらに高い低域ゲインを得るため、低域強調を2段で行う「2段ブースト高ゲインサーボ」を検討した^[16]。「限定極配置法」により正確な制御パラメータを得ることで「2段ブースト高ゲインサーボ」の動作を確認することができた。

5.4.1 限定極配置法の適用

高速ドライブのサーボ制御でまず問題になるのは内周での周ブレである。光ディスクドライブでは線速度一定 (CLV) となるようディスク回転が制御され、内周においてディスク回転周波数が最も高くなる。これにより周ブレ外乱に対する

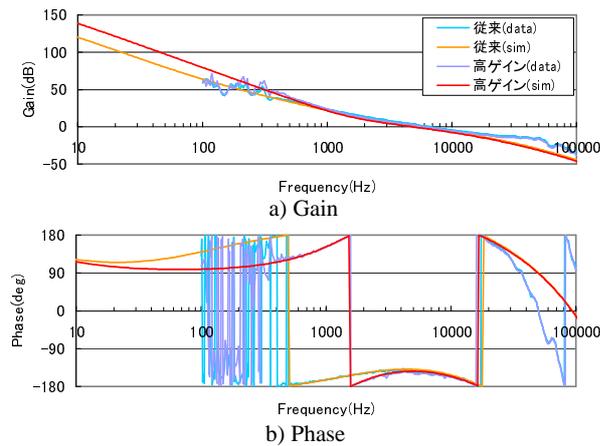


Fig. 5.22 制御系開ループ特性

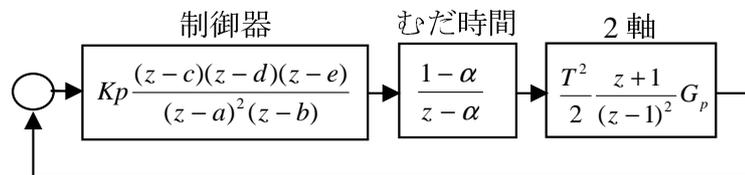


Fig. 5.23 2段ブースト高ゲインサーボ制御系ブロック図

サーボゲインが相対的に低くなり、周ブレを十分抑えることが難しくなる。例えばブルーレイディスク™8倍速でのトラッキングサーボを考える。最内周 $r=24$ でのディスク回転周波数は280Hzとなる。ディスク偏心は $50\mu m_{pp}$ まで許容されているので、サーボエラーを $\pm 9nm$ に抑えるには、69dBのゲインが必要である。Fig.5.22に実験装置でのトラッキングサーボ系の開ループ特性を示す。従来制御、高ゲインサーボともにサーボ帯域7kHzであるが、高ゲインサーボでも280Hzでのゲインは53dBであり、十分とは言えない。そこで今回、低域強調を2段とする「2段ブースト高ゲインサーボ」について検討した。Fig.5.23に制御系ブロック図を示す。サンプリング周波数は500kHzとした。制御器は低域強調2段と位相進みを合わせて3次フィルタとなる。低域強調2段だと低域の位相がさらに90度遅れ位相余裕が確保しづらい。そこでFig.5.23の制御系モデルに「限定極配置法」を適用し、正確な制御パラメータを算出することとした。まず、制御器 $K(z)$ は(5.23)式のように表せる。また制御対象 $P(z)$ は(5.24)式のように表せる。これをパラメータ部および固定部に書き直す。具体的には、(5.23)式中で制御パラメータに相当しない $1/(z - \omega_{az})^2$ を固

定部として(5.24)式と合わせると，最終的に固定部は(5.25)式，パラメータ部は(5.26)式のようになる。

$$K(z) = K_p \frac{(z - \omega_{cz})(z - \omega_{dz})(z - \omega_{ez})}{(z - \omega_{az})^2(z - \omega_{bz})} \quad (5.23)$$

$$P(z) = \frac{T^2}{2} G_p \frac{(z + 1)}{(z - 1)^2} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} \frac{n(z)}{d(z)} &= \frac{T^2}{2} \frac{G_p(1 - \alpha)(z + 1)}{(z - \omega_{az})^2(z - 1)^2(z - \alpha)} \\ &= \frac{b_1 z + b_0}{z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned} \frac{\beta(z)}{\alpha(z)} &= \frac{K_p(z - \omega_{cz})(z - \omega_{dz})(z - \omega_{ez})}{(z - \omega_{bz})} \\ &= \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_1 z + \alpha_0} \end{aligned} \quad (5.26)$$

これより，この光ディスク制御系の例では $n_d = 5, n_n = 1, n_\alpha = 1, n_\beta = 3$ となる。また， $n_\gamma = 6$ なので閉ループ極は6個であり，(2.28)式より従属極の個数は $n_q = 1$ となる。配置極の個数 $n_p = 5$ となり，制御器のパラメータは $K_p, \omega_{bz}, \omega_{cz}, \omega_{dz}, \omega_{ez}$ の5個なので，5個のパラメータで5個の配置極を任意の位置に配置する。配置極を p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 とし，従属極を q とすると $\gamma(z)$ は(5.27)式のように表せる。さらにこれを用いて行列式は(5.28)～(5.30)式のようになる。

$$\begin{aligned} \gamma(z) &= (z - p_1)(z - p_2)(z - p_3)(z - p_4)(z - p_5)(z - q) \\ &= (z^5 + P_4 z^4 + P_3 z^3 + P_2 z^2 + P_1 z + P_0)(z + Q_0) \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\Theta^T = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \beta_0 & \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 & Q_0 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} 0 & P_0 & P_1 & P_2 & P_3 & P_4 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$E = \begin{pmatrix} a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 1 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 1 \\ b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 \\ -P_0 & -P_1 & -P_2 & -P_3 & -P_4 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.30)$$

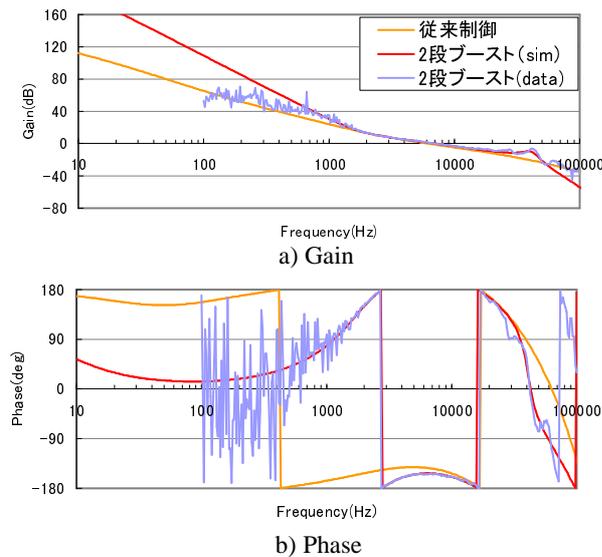


Fig. 5.24 制御系開ループ特性

この(5.28)~(5.30)式を(2.32)式に適用することにより、制御パラメータ $\alpha_0, \alpha_1, \beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ を算出することができ、(5.26)式に従って $K_p, \omega_{bz}, \omega_{cz}, \omega_{dz}, \omega_{ez}$ を求めることができる。同様に算出される Q_0 より(5.27)式に従って従属極 q を求めることができる。上述の極配置式をもちいて、ゼロクロス周波数が7kHzとなるような「2段ブースト高ゲインサーボ」パラメータを算出する。具体的には $a = 0.99994(5\text{Hz})$, $p_1 = p_2 = p_3 = p_4 = p_5 = 0.95697(3.5\text{kHz})$ となるパラメータを求めた。このときの制御器は $K_p = 10.4781, a = 0.99994, b = 0.75747, c, d = 0.98690 \pm 0.01749j, e = 0.98395$ となった。また従属極 $q=0.32249$ だった。このときの開ループ周波数特性はFig.5.24となる。シミュレーションでは280Hzでのゲインは73dBで、十分なゲインが得られると期待される。

5.4.2 実験結果

「2段ブースト高ゲインサーボ」の効果を実験で確認した。具体的には2段ブースト高ゲインサーボでトラッキングサーボ制御を行ったときのエラー信号と従来制御でのエラー信号を比較した。半径位置はほぼ最内周である $r=25\text{mm}$ で実験した。エラー信号の評価フィルタのカットオフ周波数は、 n 倍速の場合は $1.8 \times n\text{kHz}$ として定めた。

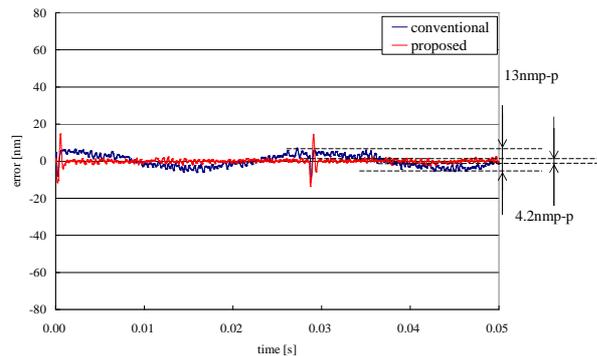


Fig. 5.25 トラッキングエラー信号 (2100rpm)

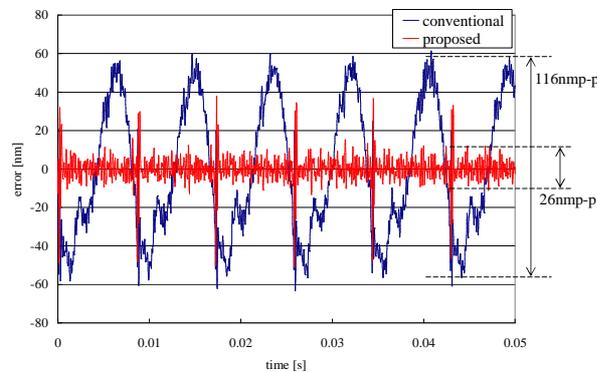


Fig. 5.26 トラッキングエラー信号 (7000rpm)

まず、ブルーレイディスクTMの標準である1倍速での実験を行った。 $r=25\text{mm}$ では2100rpmとなる。このときのトラッキングエラー信号の様子をFig.5.25に示す。従来制御でのエラー信号を青線で、2段ブースト高ゲインサーボ制御でのエラー信号を赤線で示す。グラフから読み取ると従来制御でのエラー信号の大きさは 13nm_{p-p} であったが、2段ブースト高ゲインサーボ制御では 4.2nm_{p-p} と大幅に小さくなっている。

次に $r=25\text{mm}$ での3.3倍速に相当する7000rpmでのエラー信号の様子をFig.5.26に示す。3.3倍速でも大幅にエラー信号が小さくなっていることがわかる。具体的には従来制御でのエラー信号の大きさはグラフより 116nm_{p-p} であったが、2段ブースト高ゲインサーボ制御では 26nm_{p-p} となった。

以上のように低域フィルタを2段にして、より低域ゲインを大きくする「2段ブースト高ゲインサーボ」を検討した。限定極配置法で正確な制御パラメータを算出

することで振動性の小さい制御パラメータを算出でき、高回転数にしても、大幅に取れ残り量が小さくなることが実験で確認できた。これにより、より高い回転数での動作が可能となり、より高転送レートを実現することができる。

5.5 まとめ

限定極配置法の光ディスクドライブの制御系への適用で導き出された高ゲインサーボについて、評価実験でその効果を確認した。「取れ残り量」、「振動試験」、「ゲイン低減の影響」、「ディフェクト応答」、「サーボ引き込み失敗率」の5項目で評価したところ、「取れ残り量」、「振動試験」、「ゲイン低減の影響」の3項目に関しては従来制御より大幅な改善が見られた。「ディフェクト応答」、「サーボ引き込み失敗率」の2項目において過渡応答のオーバーシュートによる悪影響が見られるので初期値補償法の適用を検討し、飽和対策を行うことでオーバーシュートが抑えられ失敗率も従来制御並みに改善することを実験で確認した。また、実際の製品では低域フィルタのサンプリング周波数を低くするマルチレート制御が行われることが多いことから、マルチレート制御での初期値補償法についても検討し、ゲインに留意すればシングルレートで代替した制御器での初期値補償行列でもほぼ同等の過渡応答が得られることを確認した。以上、高ゲインサーボと初期値補償を併用することで、従来制御に比べ、大幅な性能向上を実現できることがわかった。さらに低域ゲインを上げる「2段ブースト高ゲインサーボ」についても検討し、2段の低域フィルタで位相余裕が確保しづらい中で、限定極配置法で正確な制御パラメータを算出することで、実験でその効果を確認することができた。

以上、限定極配置法の応用により光ディスクドライブの制御系において大幅な性能改善が図れることを確認した。

6 次世代光ディスク制御への限定極配置法の適用

6.1 超多層光ディスクのサーボ制御系

光ディスクシステムではレーザーの短波長化により低コスト大容量が実現されてきた。しかし現行の青色レーザー($\lambda=405\text{nm}$)以上の短波長化は現実的ではない。そこで次世代光ディスクシステム実現の一手法として、現行の2~4層に対し10層以上の超多層化による体積密度向上も検討されている。しかしながら従来の膜構造のまま超多層化を図ると、製造歩留まりが指数的に劣化し高コストとなる。超多層化には簡便な膜構造が必須である。

従来の記録光ディスクでは、未記録のディスク上でトラッキングサーボをかける必要があるため、Fig. 6.1のようなグルーブ(溝)が構成される。このグルーブによりレーザー反射光に干渉が生じ、レーザースポットの位置が検出される。このグルーブ構造もコストアップの一因であり、超多層化を考えるとサーボ情報を持たない簡便な膜構造で従来同等の記録が行えることが望ましい。記録層にサーボ情報を持たない超多層光ディスクのサーボ制御方式として、1層だけトラックサーボ情報を持つサーボ基準面を設けサーボ制御を行う「サーボ基準面方式」や、記録済みの隣接トラックにサーボをかける「隣接トラックサーボ方式(Adjacent Track Servo: ATS)」が検討されている。

サーボ基準面方式の代表的な構成^[46, 47, 48]をFig. 6.2に示す。赤レーザーと青レーザーの2つのレーザービームを持ち、同一の対物レンズで2つのレーザースポット位置を同時に制御する。赤レーザーでトラッキング情報をもつサーボ基準面にトラッキングサーボをかけ、連動して動く青レーザーで記録層に記録を行う。これによりサーボ基

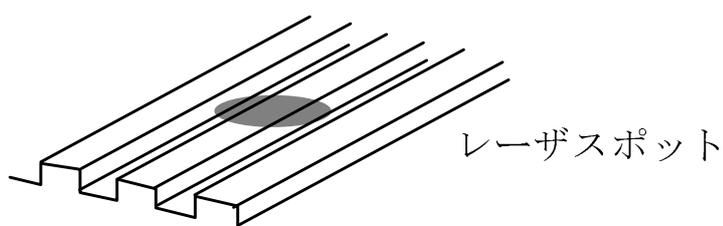


Fig. 6.1 記録層のグルーブ

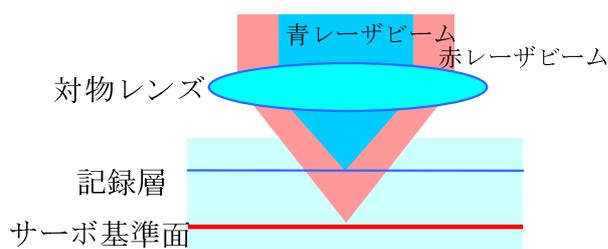


Fig. 6.2 サーボ基準面

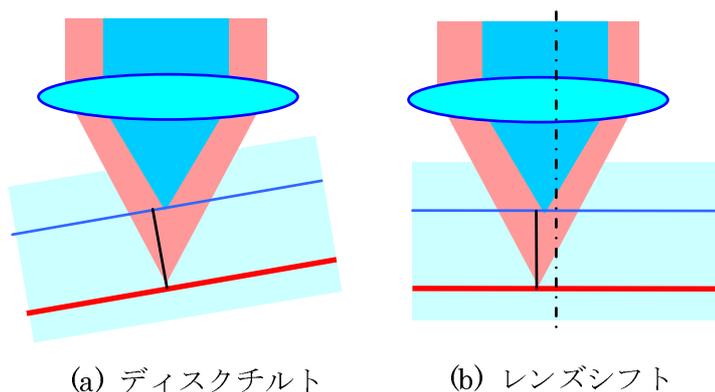


Fig. 6.3 スポットずれ

準面のトラックと平行な位置に青ビームでデータが記録される。しかしながらサーボ基準面方式では、サーボ情報が記録面と離れた位置にあるため外乱に弱い。具体的にはFig. 6.3に示すようにディスクがチルトした場合、もしくは光学ビームに対してレンズ位置がシフトした場合に赤レーザースポットと青レーザースポットの相対位置がずれ、数 μm ほど記録トラック位置がずれてしまう。トラックピッチを $0.32\mu\text{m}$ と想定すると数トラック分のずれに相当し、記録済みトラックにオーバーライトして記録データを破壊することも考えられ、このままで従来の面密度を確保することは難しい。

一方、外乱に強い方式として記録済みの隣接トラックにサーボをかけるATS方式が考えられる。構成例をFig. 6.4 (a)に示す。記録レーザービームとトラッキングレーザービームを同じく記録面に集光する。Fig. 6.4 (b)に示すようにトラッキングビームで記録済みトラックでのエラー信号を検出してトラッキングサーボをかけつつ、記録ビームで次トラックの記録を行う。この方式ではトラックピッチはトラッキングビームと記録ビームのスポット間距離で決定され、前述のチルトやレンズシフト

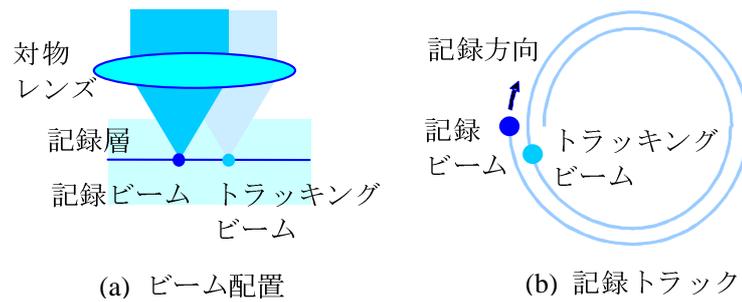


Fig. 6.4 隣接トラックサーボ(ATS)方式

があってもトラックピッチは保たれる。しかしながら、このような制御系はハードディスクドライブでセルフサーボトラックライタ (SSTW) として検討され、サーボエラーが伝搬して発散することが知られている。SSTWでは各種対策^[49, 50, 51]が検討されており、光ディスクドライブでも何らかの対策を考える必要がある^[24]。そこで、このサーボエラー伝搬の対策として、ATS方式とサーボ基準面方式を併用する「改良型隣接トラックサーボ(ATS+)方式」^[25]を考えた。さらにATS+方式の性能向上を図るためフィードフォワード制御器を付加して「限定極配置法」で制御パラメータを算出することで、高性能を実現することができた。本章ではこの「限定極配置法」による高ゲイン化について説明する。

6.2 エラー伝搬のシミュレーション

まず、ATS方式でのエラー伝搬の様子をシミュレーションで確認する。通常のトラックサーボ制御系にATS方式を適用したときのブロック線図をFig. 6.5に示す。 $P(z)$ は制御対象を、 $K(z)$ は制御器を表す。 r は記録レーザービームによって記録された記録済みトラック位置、 y_b はトラックサーボ用青レーザービームのスポット位置を表し、その差がトラックサーボエラー信号 e_b としてサーボ演算に用いられる。 z^{-k} はディスク1周に相当する時間遅れを表し、 $z^{-k}y_b$ は1周前のトラックサーボレーザービームのスポット位置に相当する。これにレーザースポット間距離 t_p を加えたものが記録レーザービーム位置であり、すなわち記録済みトラック位置 r となる。

この離散系制御モデルに対してシミュレーションを行う。サンプリング周波数は400kHz、制御対象 $P(z)$ は(6.1)式に示される2次積分とし、 $G_p = 9.197 \times 10^8$ とした。

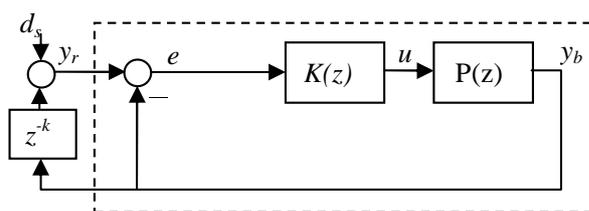


Fig. 6.5 隣接トラックサーボ方式ブロック図

また，制御器 $K(z)$ は(6.2)式とした。ゼロクロス周波数を4kHzとするような制御器である。

$$P(z) = G_p \frac{T^2}{2} \frac{z+1}{(z-1)^2} \quad (6.1)$$

$$K(z) = 2.164716 \frac{z^2 - 1.975733z + 0.975853}{z^2 - 1.803349z + 0.803472} \quad (6.2)$$

このときの，エラー信号 e_b および制御入力 u のシミュレーション結果をFig. 6.6に示す。ディスク回転周波数を100Hzとし，光ディスクのチェンジャビリティに対応して最初の記録済みトラックの偏芯を $\pm 20 \mu\text{m}$ と仮定した。また，エラー信号のセンサノイズとして分散2nm相当のランダムノイズを加えた。Fig. 6.6を見ると，ランダムノイズ分が次第に大きくなることがわかる。これはFig.6.5中点線部のトラッキングサーボ系の閉ループ特性でゲインが0dBを超える周波数帯があることに起因することが指摘されている^[51]。Fig. 6.7に閉ループ特性を示す。4kHz近辺でゲインが

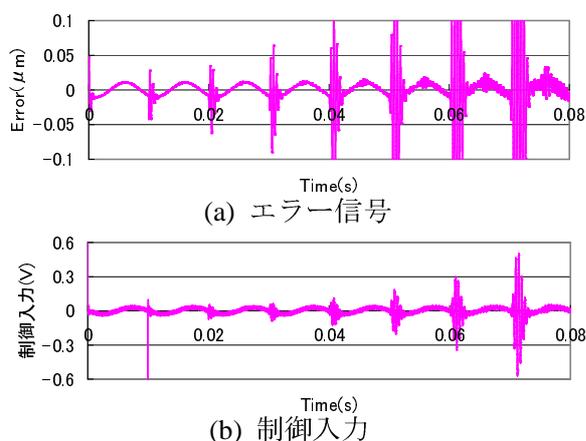


Fig. 6.6 ATS方式シミュレーション結果

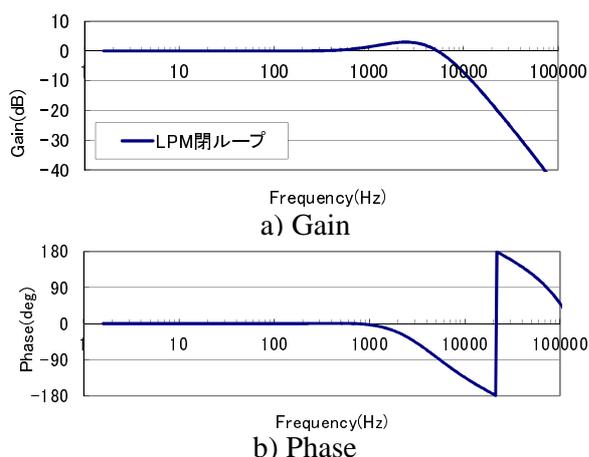


Fig. 6.7 トラッキングサーボ系閉ループ特性

0dBを超えている。すなわち、記録済みトラックにトラッキング用レーザビームが追従するとき、4kHz近辺の成分は強調される。このため、次トラックでは4kHz近辺の振動が増幅されて記録される。次トラックにトラッキング用レーザビームが追従するときにはさらに4kHz近辺の成分が強調される。このようにしてサーボ帯域近辺のエラー信号が増幅されて伝搬するため、ついには追従しきれなくなり破綻してしまう。このようなエラー伝播を起さぬよう、Fig.6.5 中点線部で示される隣接トラックへの伝達関数が0dBを超えないような制御系を構成する必要がある。

6.3 改良型隣接トラックサーボ方式 (ATS+方式)

そこで、ATS方式とサーボ基準面方式を併用したATS+方式を検討した^[25]。具体的にはFig. 6.8に示すようにATS方式で用いる2つの青レーザビームに赤レーザビームを追加し、サーボ基準面方式用との併用をはかる。これにより、隣接トラックサーボ方式の高精度とサーボ基準面方式の安定性とを両立を図る。赤レーザビームはサーボ基準面上にフォーカスし、Linear Positioning Method (LPM)^[25]を用いて位置検出が行われ、従来のトラッキングエラー検出法と違ってディスク上のどの位置でも位置検出を行うことができる。以降、サーボ基準面に集光する赤レーザビームをLPMビームと呼ぶ。青記録ビームと青トラッキングビームは記録面に集光する。ATS方式と同様、半径方向にトラックピッチ t_p だけ離れて配置され、青

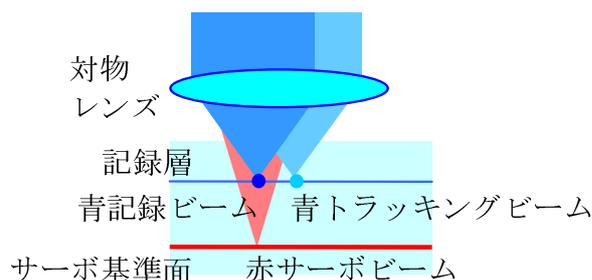


Fig. 6.8 改良隣接トラックサーボ(ATS+)方式ビーム配置

トラッキングビームは記録済みトラックに追従しつつ青記録ビームで次トラックを記録する。LPMビームは赤レーザを用いることで光学的な干渉を防ぐ。

Fig. 6.9にATS+方式の制御系ブロック図を示す。 $P(z)$ 、 $K(z)$ は前節と同じく(6.1)式、(6.2)式で表される。 e_b は青トラッキングビームのトラックエラー信号であり、 e_r は赤LPMビームのエラー信号である。 r_{LPM} はサーボ基準面上の目標軌道であり、ディスク交換時の偏芯などに応じて設定されるが、今回の安定性の議論には関係しないので、以降0と考える。 u は制御入力であり、 d_t は振動、衝撃のような力外乱を表す。 y_r はLPMビームスポットの位置を表し、 y_b は青トラッキングビームスポットの位置を表す。 d_p はLPMビームスポットとトラッキングビームスポットの半径方向のずれを表す。前述のようにディスクチルトやレンズ位置によって変わってしまう。前節同様、 z^{-k} はディスク1周分の時間遅れを表し、 r が記録済みトラックの位置を表す。

Fig. 6.9の赤線中のブロックはLPMビームによるサーボ系の閉ループを表す。このマイナーループをLPMループと呼び、LPMループへのオフセット指令値 r_{of} からLPMビームスポット位置 y_r への閉ループ伝達関数を $C_{LPM}(z)$ で表す。 $P(z)$ 、 $K(z)$ は前節と同じなので、 $C_{LPM}(z)$ の周波数特性は通常のトラッキングサーボ特性と同様、Fig. 6.7のようになる。また、Fig. 6.9の青線中のブロックは青トラッキングビームによるサーボ系の閉ループを表す。このマイナーループをATSループと呼び、記録済みトラック位置 r から青トラッキングビームスポット位置 y_b への閉ループ伝達関数を $C_{ATS}(z)$ で表す。隣接トラックへの追従特性を表し、前述のように0dBを超えるとATSが破綻する。

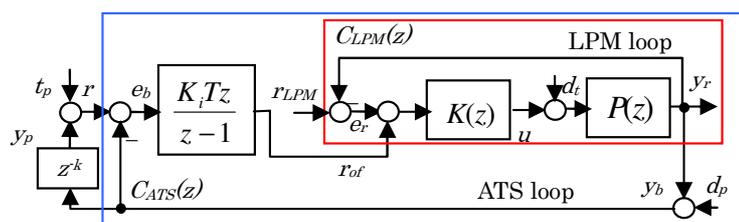


Fig. 6.9 改良型ATS(ATS+)方式の制御ブロック図

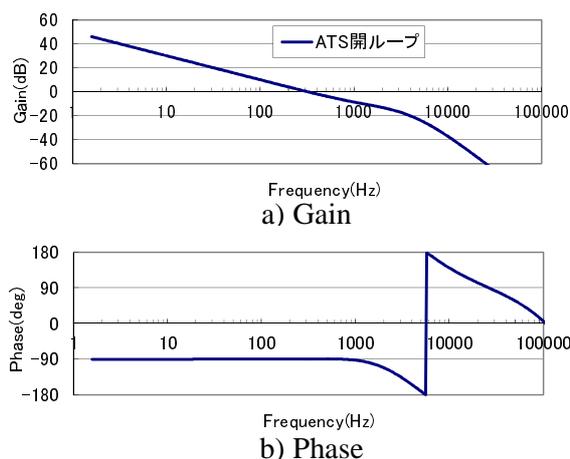


Fig. 6.10 ATSループ開ループ周波数特性

ATSループでは e_b 、すなわち隣接トラックとのエラー信号を積分してゲイン K_i をかけてLPMループへのオフセット指令値 r_{of} とする。ディスクチルトやレンズ位置に応じて青トラッキングビームスポットと赤LPMビームスポットの相対位置が変化して d_p の値が変わっても、隣接トラックとのエラー信号が偏差なく0に収束するように、LPMループへのオフセット指令値 r_{of} によりサーボ基準面上の目標軌道を変化させることができる。Fig. 6.9に示す構成より、 $C_{ATS}(z)$ の開ループ特性はFig. 6.10のようになる。積分により4kHz近辺のゲインの盛り上がりが0dB以下に抑えられていることがわかる。ATSループ全体のゲイン K_i はATSループの閉ループ特性がオーバーシュートを持たないように決める。ここでは $K_i = 2000$ とした。Fig. 6.10に示すようにゼロクロス周波数300Hzとなる。このとき $C_{ATS}(z)$ の閉ループ特性をFig. 6.11に示す。オーバーシュートは見られずATS+制御系は安定になると期待される。ATS+方式の安定性についてFig. 6.6同様シミュレーションで確認した。同じくディスク回転周波数を100Hz、ディスクの偏芯を $\pm 20\mu m$ 、2nm相当のランダ

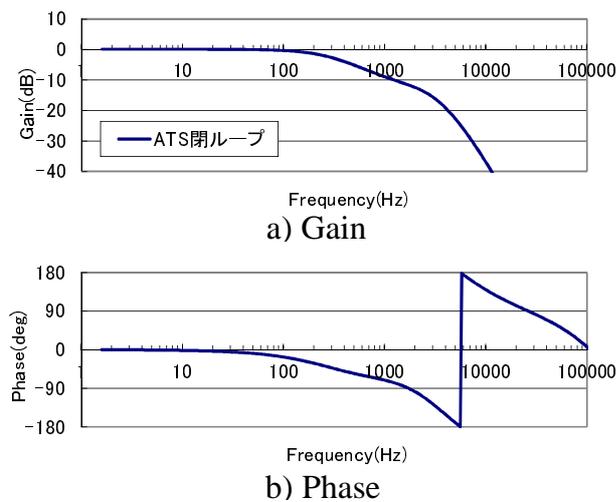


Fig. 6.11 ATSループ閉ループ周波数特性

ムノイズを想定した時のシミュレーション結果をFig. 6.12に示す。トラッキングエラー信号 e_b および e_r はブルーレイディスクTMの規格である $\pm 9\text{nm}$ にほぼ抑えられている。制御系は安定であり、エラーも小さく抑えられていることがわかる。ATS+方式により、隣接トラックサーボ方式の高精度とサーボ基準面方式の安定性が両立できることが確認された。

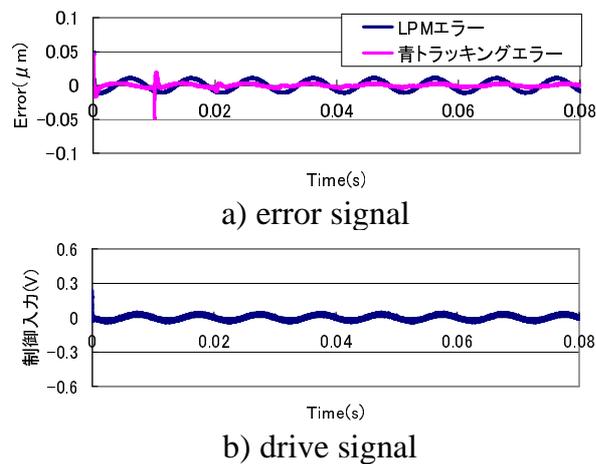


Fig. 6.12 ATS+方式動作シミュレーション結果

6.4 フィードフォワード制御器の付加

このATS+制御系について、精度向上のためATSループのゲインを上げる手法について検討した。ATSループのゲインを高くできると、スポットずれ d_p に対する応答が速くなり、記録トラックのトラックピッチむらを小さくすることができる。これによりトラックピッチを小さくすることができ、記録密度を向上できる。従って、ATS制御系が安定となる範囲でなるべくATSゲインが高く設定できることが望ましい。しかしながら、ATSループのゲインを高くしようとしてFig. 6.9のブロック図中のパラメータ K_i を大きくすると、Fig. 6.13のATSループ開ループ特性のように位相余裕、ゲイン余裕が小さくなる。Fig. 6.13はパラメータ K_i を6倍の12000とした例である。このように位相余裕、ゲイン余裕が小さくなるため、ATSループの閉ループ特性にもFig. 6.14に示すように3kHz近辺に0dB以上の周波数領域が生じ、ATS+制御系も不安定となる。

上述の問題点に対応するため、LPMループに対しFig. 6.15に示すようなフィードフォワード(FF)制御器を付加してLPMループの閉ループ特性を調整し、ATSループのゲインを高く設定できるようにすることを考えた。

まずFF制御器の効果について説明する。Fig. 6.16にLPMループオフセット r_{of} からリファレンス面サーボ用レーザのスポット位置 y_r までの伝達特性を示す。FF制御器の特性を適切に設定することでFig. 6.16中「FF付加」に示すようにサーボ帯

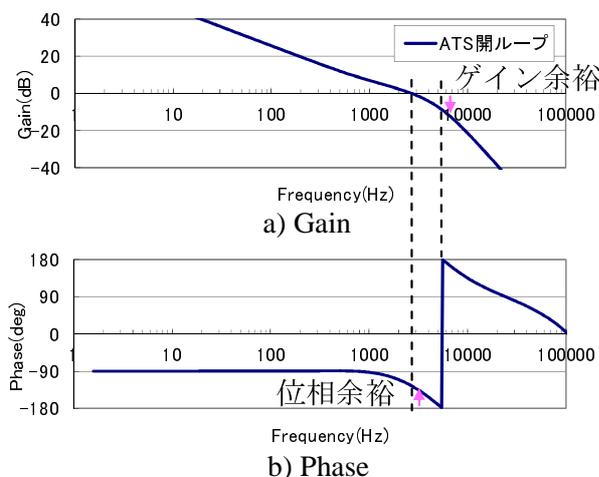


Fig. 6.13 ゲイン6倍でのATSループ開ループ特性

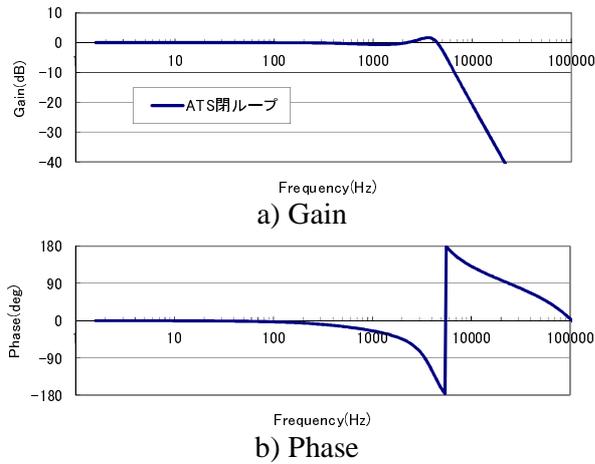


Fig. 6.14 ゲイン6倍でのATSループ閉ループ特性

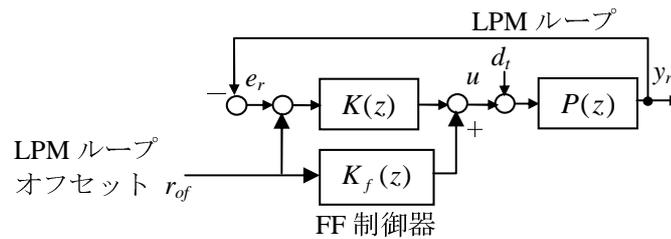


Fig. 6.15 LPMループでのフィードフォワード制御器

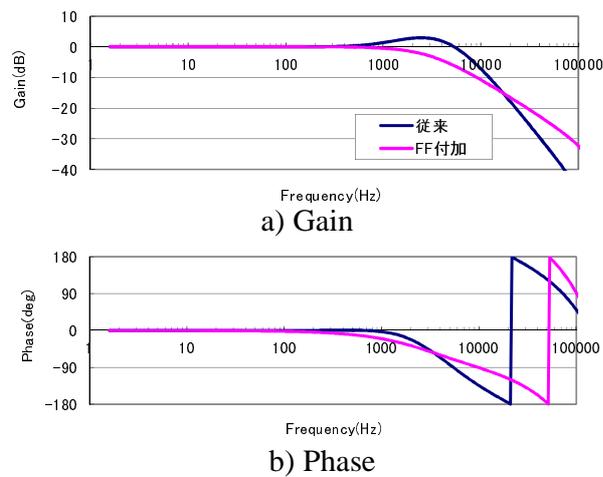


Fig. 6.16 フィードフォワード制御器を付加したLPMループ閉ループ特性

域近辺のゲインが0dBを上回らないようにすることができる。このとき、FF制御器一般で言われるようにトルク外乱 d_t からリファレンス面サーボ用レーザのスポット位置 y_r までの特性はFF制御器のあり/なしで変化しない。これはFig. 6.15のブロック図で $K_f(z)$ がトルク外乱 d_t に関与しない位置にあることから容易に推測できる。このようにFF制御器により、トルク外乱特性を保ったままサーボ帯域近辺の閉ループ特性を変えることができる。すなわち、耐振動衝撃性を保ったままLPMループオフセット r_{of} からリファレンス面サーボ用レーザのスポット位置 y_r までの伝達関数を変えることができる。この性質を使ってATSループのゲインを高くしてもゲイン余裕、位相余裕を十分取れるようにし、ATSループの閉ループ特性でゲインが0dBを上回らないように設定することでATS+制御系を安定に保てると期待される。

LPMループにFF制御器を付加した時のATS+制御系全体のブロック図をFig. 6.17に示す。この構成の制御器でATSループの高ゲイン化を図る。まず、Fig. 6.16に示す「FF付加」の特性を実現した時のATSループの開ループ特性、閉ループ特性をFig. 6.18, Fig. 6.19に示す。Fig. 6.18の開ループ特性の「FF付加」を見ると、位相のまわり方も緩やかで、FF制御器を用いることでATSループゲインを高くできそうに思われる。

そこで、FF制御器を付加し、ATSループのゲインを6倍にした時のATSループの開ループ特性、閉ループ特性をFig. 6.20, Fig.6.21に示す。Fig. 6.20を見るとゲインを6倍にすることで従来制御ではゼロクロス周波数が3kHz程度、FF制御器を付加した場合は2kHz程度になることがわかる。このため、前述のように従来制御では

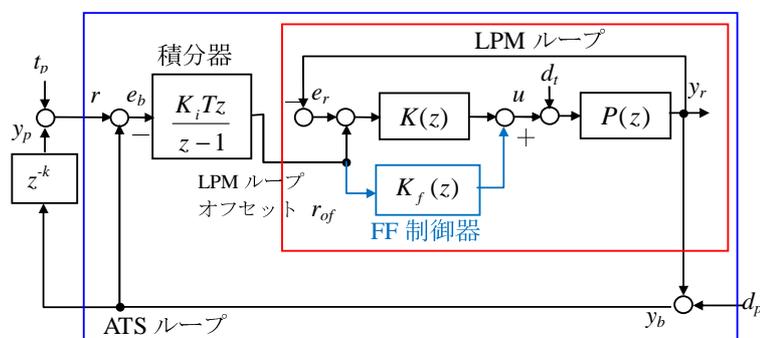


Fig. 6.17 フィードフォワード制御器を付加したATS+制御系

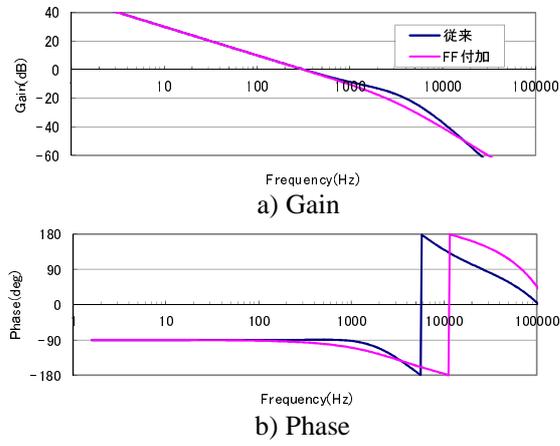


Fig. 6.18 FF制御器を付加したATSループ開ループ特性

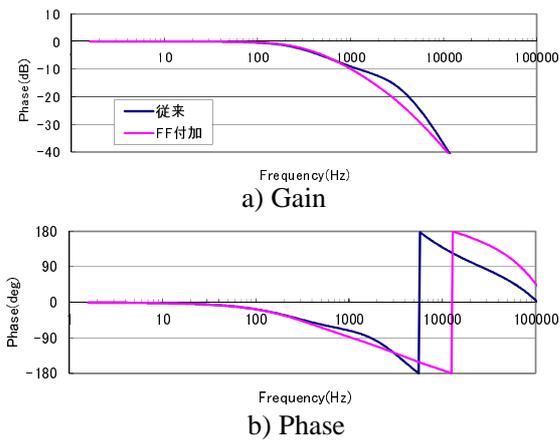


Fig. 6.19 FF制御器を付加したATSループ閉ループ特性

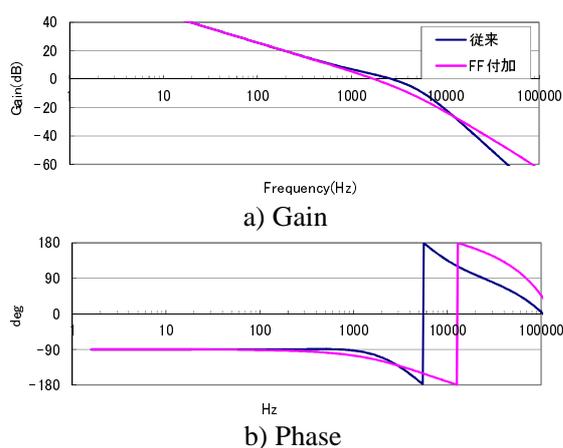


Fig. 6.20 FF制御器を付加したATSループ開ループ特性(ゲイン6倍)

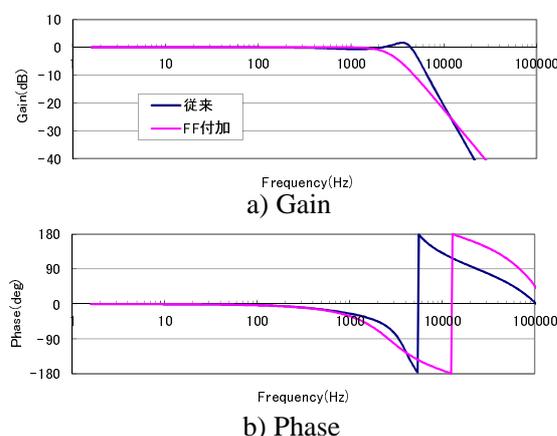


Fig. 6.21 FF制御器を付加したATSループ閉ループ特性(ゲイン6倍)

位相余裕，ゲイン余裕が小さくなり，ATSループの閉ループ特性もFig.6.21にも示すように3kHzでゲインが0dBを上回る。これによりATS+制御系ではトラッキングエラー信号が次第に強調されて発振に至る。

これに対してFF制御器を付加した場合は，FF制御器の効果によりFig. 6.16のLPMループ閉ループ特性でもゲイン，位相とも急峻な変化が抑えられ，このためFig.6.21のATS閉ループ特性も振動性が小さくなっている。これにより，0dBを上回るようなピークは生じず，ATS+制御系も安定となると期待される。しかしながら，Fig.6.21を拡大するとFig.6.22のようになり，ごくわずかながら0dBを上回る部分があることがわかる。このため，この例ではFF制御器を付加してもATS+制御

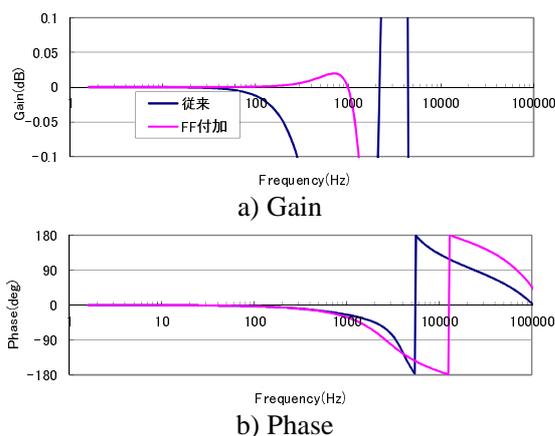


Fig. 6.22 FF制御器を付加したATSループ閉ループ特性(ゲイン6倍:拡大)

系は発振してしまう。FF制御器でATSループ閉ループ特性を改善できることは確認できたが、0dBを上回らないことを保証する形でFF制御器の特性を定める必要があることがわかる。

6.5 限定極配置法による高ゲイン化

そこで限定極配置法を用いて、ATSループ閉ループ特性を極零配置で指定することで、制御器パラメータを算出することを考えた。ATSループ閉ループのブロック図を制御パラメータを明示する形で書き直してFig. 6.23に示す。このときLPMループの閉ループ特性（すなわちLPMループオフセット r_{of} から y_r への閉ループ特性）のDCゲインが1となるよう(6.3)式の条件を満たす必要がある。

$$n_3 + n_2 + n_1 + n_0 = 0 \quad (6.3)$$

ここでATSループの閉ループ伝達関数（ r から y_r への伝達関数）を考えた時に、ゲインが0dBを上回る可能性が低くなるよう、極および零点を実軸上に配置するものとする。しかしながら、実軸上に配置されたとしても、零点の角周波数が極の角周波数より低くなると零点の高域強調特性が低い周波数で先に現れるため、閉ループ特性のゲインが0dBより大きくなる。逆に零点の角周波数が極の角周波数以上であれば、閉ループ特性のゲインは0dB以下になると考えられる。そこで、限定極配置法を用いて零点と極を指定した時の制御パラメータ算出式を導きだす。これを用

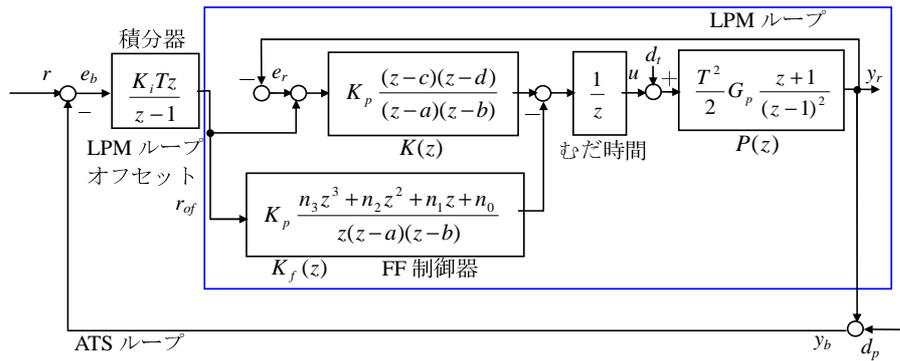


Fig. 6.23 フィードフォワード制御器を付加したATS+制御系詳細

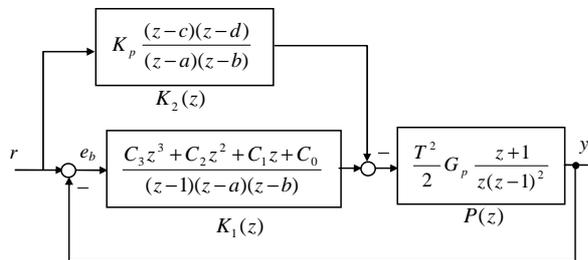


Fig. 6.24 極零配置を考慮するときのATS+制御系

いて従来のATS+制御パラメータよりも極が速い位置にあり、かつ零点の角周波数が極の角周波数より大きくなるような制御パラメータを求める。これにより、FF制御器を付加したATS+制御系で従来より高性能な制御を実現することができる。

まず制御パラメータ算出式を求める。Fig.6.23のブロック図はFig.6.24のように描き直すことができる。ただし、

$$C_3 = K_p(TK_i(1 - n_3) + 1) \quad (6.4)$$

$$C_2 = -K_p(TK_i((c + d) + n_2) + (c + d + 1)) \quad (6.5)$$

$$C_1 = K_p(TK_i(cd - n_1) + c + d + cd) \quad (6.6)$$

$$C_0 = -K_p(TK_i n_0 + cd) \quad (6.7)$$

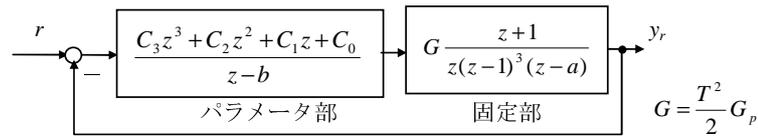


Fig. 6.25 限定極配置法の適用

このときの r から y_r への伝達関数は(6.8)式のようになる。

$$\begin{aligned}
 G(z) &= \frac{(C_3z^3 + C_2z^2 + C_1z + C_0) - K_p(z-1)(z-c)(z-d) \frac{T^2}{2} G_p(z+1)}{(z-1)(z-a)(z-b) \frac{T^2}{2} G_p(z+1)} \\
 &= \frac{1 + \frac{C_3z^3 + C_2z^2 + C_1z + C_0}{(z-1)(z-a)(z-b)} \frac{T^2}{2} G_p(z+1)}{z(z-1)^2} \\
 &= \frac{((C_3z^3 + C_2z^2 + C_1z + C_0) - K_p(z-1)(z-c)(z-d)) \frac{T^2}{2} G_p(z+1)}{z(z-1)^3(z-a)(z-b) + (C_3z^3 + C_2z^2 + C_1z + C_0) \frac{T^2}{2} G_p(z+1)} \quad (6.8)
 \end{aligned}$$

ここで6次の分母式に対し制御パラメータは C_0, C_1, C_2, C_3, b の5つなので、限定極配置法の適用により、5つの極が配置され残り一つの極は自動的に決定される（制御器中の a は積分を打ち切る周波数であり、ディスク回転周波数などの要因から別途決定される。）。また分子式は4次であるが、 $(z+1)$ がくくり出されていることから $z = -1$ に零点を持つことは確定している。他の残りの3つの零点に対し、制御パラメータは c, d, K_p の3つなので、任意の位置に零点を配置できることがわかる。最後に C_0, C_1, C_2, C_3 に関する(6.4)-(6.7)式と(6.3)式から n_0, n_1, n_2, n_3, K_i の5つの制御パラメータを算出することができる。このようにして、5つの極と3つの零点の位置を満たす制御器パラメータを算出することができるはずである。以下に詳細を述べる。

まず、限定極配置法の適用について述べる。極配置について考えるので、Fig. 6.24中のフィードバック制御器 $K_1(z)$ に関する部分のみ抜き出して考える。このとき、制御パラメータを含む「パラメータ部」と制御パラメータを含まない「固定部」に分けてFig. 6.25のように描き直す。ここで、新たにパラメータ部を $\beta(z)/\alpha(z)$ 、固定

部を $n(z)/d(z)$ とすると，それぞれ(6.9)，(6.10)式のように表すことができる。

$$\frac{\beta(z)}{\alpha(z)} = \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_1 z - \alpha_0} = \frac{C_3 z^3 + C_2 z^2 + C_1 z + C_0}{z - b} \quad (6.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{n(z)}{d(z)} &= \frac{b_1 z + b_0}{z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \\ &= G \frac{z + 1}{z(z-1)^3(z-a)} = \frac{Gz + G}{z^5 - (a+3)z^4 + (3a+3)z^3 - (3a+1)z^2 + az} \end{aligned} \quad (6.10)$$

また，Fig. 6.25のブロック図の閉ループ伝達関数は(6.11)式のように表される。ここで(6.11)式の分母式は配置極を p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 ，従属極を q とすると(6.12)式のように表される。

$$\frac{\frac{\beta(z)n(z)}{\alpha(z)d(z)}}{1 + \frac{\beta(z)n(z)}{\alpha(z)d(z)}} = \frac{\beta(z)n(z)}{\alpha(z)d(z) + \beta(z)n(z)} = \frac{\beta(z)n(z)}{\gamma(z)} \quad (6.11)$$

$$\begin{aligned} \gamma(z) &= (z - p_1)(z - p_2)(z - p_3)(z - p_4)(z - p_5)(z - q) \\ &= (z^5 + P_4 z^4 + P_3 z^3 + P_2 z^2 + P_1 z + P_0)(z + Q_0) \end{aligned} \quad (6.12)$$

ここで，(6.9)-(6.12)式に対して限定極配置法を適用するとパラメータ部の制御パラメータ $\Theta^T = [\alpha_0 \ \alpha_1 \ \beta_0 \ \beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3 \ Q_0]$ は(6.13)式，(6.14)式で表される行列式を用いて(6.15)式のようにして算出することができる。

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} 0 & P_0 & P_1 & P_2 & P_3 & P_4 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$$E = \begin{pmatrix} a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 1 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 1 \\ b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 \\ -P_0 & -P_1 & -P_2 & -P_3 & -P_4 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

$$\Theta^T = \Psi^T E^{-1} \quad (6.15)$$

(6.15)式で得られるパラメータより(6.16)-(6.21)式に従って制御パラメータ C_0, C_1, C_2, C_3, b および従属極 q を得ることができる。

$$C_0 = \beta_0 \quad (6.16)$$

$$C_1 = \beta_1 \quad (6.17)$$

$$C_2 = \beta_2 \quad (6.18)$$

$$C_3 = \beta_3 \quad (6.19)$$

$$b = -\alpha_0 \quad (6.20)$$

$$q = -Q_0 \quad (6.21)$$

次に零点配置に基づくパラメータ算出について述べる。配置したい3つの零点の位置を p_{z1}, p_{z2}, p_{z3} とすると、(6.8)式の分子式を考え併せて(6.22)式が成り立つ。

$$\begin{aligned} C_3 z^3 + C_2 z^2 + C_1 z + C_0 - (z-1)K_p(z-c)(z-d) \\ = \delta_0(z-p_{z1})(z-p_{z2})(z-p_{z3}) \end{aligned} \quad (6.22)$$

(6.22)式もパラメータを含む項を左辺、定数項を右辺にまとめると(6.23)式のようになる。

$$\begin{aligned} (z-1)(\varepsilon_2 z^2 + \varepsilon_2 z^2 z + \varepsilon_0) + \delta_0(z^3 + R_2 z^2 + R_1 z + R_0) \\ = C_3 z^3 + C_2 z^2 + C_1 z + C_0 \end{aligned} \quad (6.23)$$

ただし、

$$\varepsilon_2 = K_p \quad (6.24)$$

$$\varepsilon_1 = K_p(c+d) \quad (6.25)$$

$$\varepsilon_0 = K_p cd \quad (6.26)$$

$$R_2 = -(p_{z1} + p_{z2} + p_{z3}) \quad (6.27)$$

$$R_1 = p_{z1}p_{z2} + p_{z2}p_{z3} + p_{z3}p_{z1} \quad (6.28)$$

$$R_0 = -p_{z1}p_{z2}p_{z3} \quad (6.29)$$

ここで、(6.23)式の各項の係数について行列式に書き直すと(6.30)式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_0 & \varepsilon_1 & \varepsilon_2 & \delta_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ R_0 & R_1 & R_2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_0 & C_1 & C_2 & C_3 \end{pmatrix} \quad (6.30)$$

これより $\varepsilon_0, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \delta_0$ は(6.31)式のようにして求めることができる。

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_0 & \varepsilon_1 & \varepsilon_2 & \delta_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_0 & C_1 & C_2 & C_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ R_0 & R_1 & R_2 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \quad (6.31)$$

すなわち、零点の位置から、(6.31)式および(6.24)-(6.26)式により K_p, c, d を求めることができる。

最後に(6.3)-(6.7)式を変形した(6.32)-(6.36)式を用いて、算出された $C_0, C_1, C_2, C_3, K_p, c, d$ より K_i, n_0, n_1, n_2, n_3 を算出することができる。これで極の位置 p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 および零点の位置 p_{z1}, p_{z2}, p_{z3} から制御パラメータ $K_i, K_p, b, c, d, n_3, n_2, n_1, n_0$ および従属極 q を算出することができる。

$$K_i = \frac{C_0 + C_1 + C_2 + C_3}{K_p T(1 - (c + d) + cd)} \quad (6.32)$$

$$n_0 = \frac{-cd - \frac{C_0}{K_p}}{TK_i} \quad (6.33)$$

$$n_1 = \frac{TK_i cd + (c + d) + cd - \frac{C_1}{K_p}}{TK_i} \quad (6.34)$$

$$n_2 = \frac{-TK_i(c + d) - (c + d) - 1 - \frac{C_2}{K_p}}{TK_i} \quad (6.35)$$

$$n_3 = \frac{TK_i + 1 - \frac{C_3}{K_p}}{TK_i} \quad (6.36)$$

以上の制御パラメータ算出法を用いて、従来制御器より性能の高い制御パラメータを求める。(6.1)式で表される制御対象 $P(z)$ について検討する。

従来制御器の例として、Fig. 6.7, Fig.6.10, Fig.6.11に各周波数特性が挙げられている制御系は、制御対象 $P(z)$ を(6.1)式で与え、Fig.6.25の制御系でサンプリング周波数400kHzとして、FF制御器なし($n_0 = n_1 = n_2 = n_3 = 0$)で $K_i = 2000, K_p = 2.0, a = 0.99937, b = 0.82829, c = 0.99344, d = 0.98353$ としたものである。この時の閉ループ極は $(-344 \pm 36.7j) \times 2\pi(\text{rad/s}), -2676 \times 2\pi(\text{rad/s}), (-3678 \pm 2896j) \times 2\pi(\text{rad/s})$ となる。この制御パラメータでATSループのゲインを上げるために K_i のみ6倍とするとFig. 6.15のように開ループ特性での位相余裕、ゲイン余裕が小さくなり、閉ループ特性ではFig.6.16のように0dB以上の周波数領域が発生し、ATS+制御系としては発散してしまう。

これに対して、制御パラメータ算出法を用いて、従来制御での遅い極 $(-344 \pm 36.7j) \times 2\pi(\text{rad/s})$ を $-2676 \times 2\pi(\text{rad/s})$ に移動させることで、制御性能が向上すると期待される。そこで、極を $-2676 \times 2\pi(\text{rad/s})$ に3つ、および $(-3678 \pm 2896j) \times 2\pi(\text{rad/s})$ に配置し、零点を、最も遅い極より遅くならないように極と同じ $-2676 \times 2\pi(\text{rad/s})$ に3つに配置する場合の制御パラメータを算出すると、 $K_i = 17495, K_p = 3.4697, b = 0.7477, c = 0.983 + 0.0112j, d = 0.983 - 0.0112j, n_3 = -4.9402, n_2 = 15.1211, n_1 = -15.4173, n_0 = 5.2365$ となった。

このときのATSループの開ループ特性および閉ループ特性をFig.6.26およびFig.6.27に示す。Fig.6.26をみるとゼロクロス周波数は「従来」とほぼ同等であるが位相の周りが緩やかで位相余裕が大きい。このためFig.6.27に示す閉ループ特性でもピークをもたずゲインは0dB以下である。確認のためゲインを拡大したグラフをFig.6.28に示す。「FF付加」とは違い、ゲインが0dB以下となっていることが確認できる。

以上のように、FF制御器を付加し、さらにこの時の制御パラメータを限定極配置法を用いて算出することで、ATSループのゲインを従来の6倍にしても安定に動作するATS+制御系を実現することができ、従来のATS+制御系に比べ高性能な制

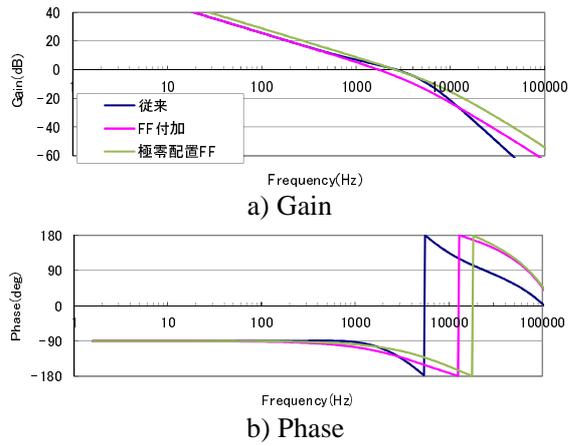


Fig. 6.26 限定極配置法を適用したATSループ開ループ特性

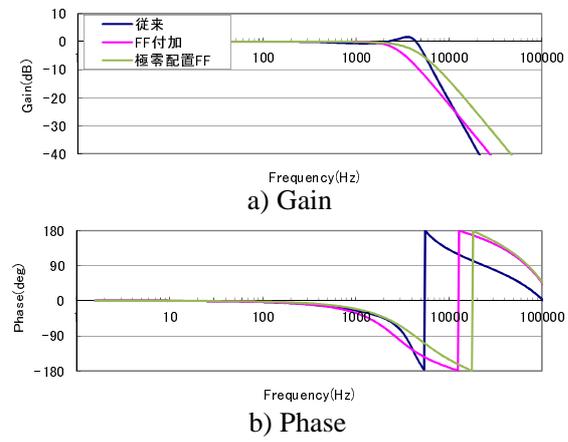


Fig. 6.27 限定極配置法を適用したATSループ閉ループ特性

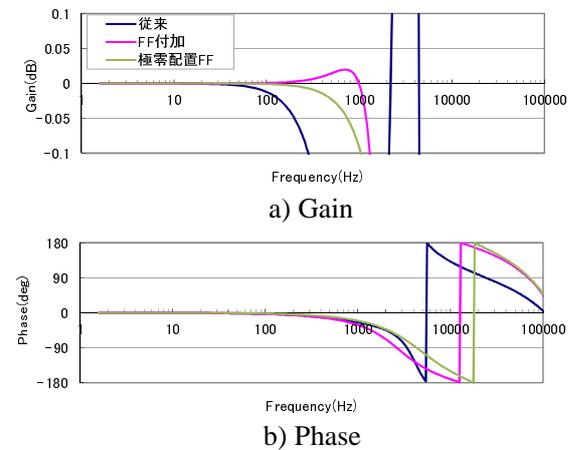


Fig. 6.28 限定極配置法を適用したATSループ閉ループ特性 (拡大)

御系を構成できる。これによりスポットずれの影響を従来の1/6に抑圧した記録動作を実現することができることになり、よりトラックピッチを狭くすることができ、記録密度を向上させることができる。これにより、低コストの期待されるサーボ情報のない記録層を持つ媒体もしくはバルク媒体に対してチルトやレンズシフトによるスポットずれを小さく抑えることのできる高密度記録ドライブの実現に貢献することができる。

6.6 まとめ

以上、次世代光ディスク制御への限定極配置法の適用について述べた。隣接トラックにサーボをかけるためには、トラックへの追従特性が0dBを上回らないことが必要だが、限定極配置法によりむだ時間要素があっても正確な極配置が行えることで、開ループ特性のゲインを高くしても追従特性が0dBを上回らないような制御パラメータを算出することができる。これにより従来より6倍大きなゲインでも安定な制御系を設計することができた。

このように限定極配置法により正確な制御パラメータを算出することで、制御系の性能を向上させることができる。

7 従属極についての考察

以上、PID制御器を用いたモータ位置決め制御系、および位相進み制御器を用いた光ディスク制御系に対して「限定極配置法」を適用したときの効果およびそれに付随する検討内容について述べた。

本章では基礎に立ち返り、より基本的な挙動について確認する。具体的にはむだ時間要素の大きさと従属極の挙動、および制御器構成と制御性能の限界について考察する。PID制御器と位相進み制御器を比較することで、PID制御器にフィルタを付加することで制御性能の限界が向上することがわかった。

7.1 むだ時間要素の大きさと従属極の挙動

第3章で検討したPID制御器を用いたモータ位置決め制御系では、1サンプリング周期のむだ時間要素を想定して限定極配置法を適用することにより、4kHzのサンプリング周期に対して制御性能の限界はおおよそ800rad/s(128Hz)であった。経験的にサンプリング周波数は制御帯域の30倍以上^[52, 53]といわれることから、おおむね妥当な結果と考えられる。第4章の位相進み制御器を用いた光ディスク制御系では3サンプリング周期のむだ時間要素を想定し、400kHzのサンプリング周期に対して制御性能の限界はおおよそ7kHzであった。400kHzの1/30である13.3kHzよりだいぶ小さいがむだ時間要素が大きいためと考えられる。このようにむだ時間要素の大きさが変わることで制御性能の限界も変わるものと予想されるが、今まであまり正確に把握されてこなかった。本節では、むだ時間要素の大きさが制御性能の限界に与える影響をより正確に把握するため、前述のPID制御器および位相進み制御器に関して、むだ時間要素の大きさを変えて従属極の挙動を確認した。

まずPID制御器での様子を示す。想定するPID制御器をFig. 7.1に示す。Fig.7.1中の $n=0,1,2,3$ の場合について、配置極の位置を変化させたときの制御パラメータおよび従属極の位置を算出した。 $n=0$ は実現できないが、制御性能限界の傾向が把握しやすいように算出してみた。算出結果は付録の「A 各場合の制御パラメータおよび従属極」のTable.A.1~A.4に示す。また、このときの従属極の挙動をFig.7.2 a)~d)に示す。

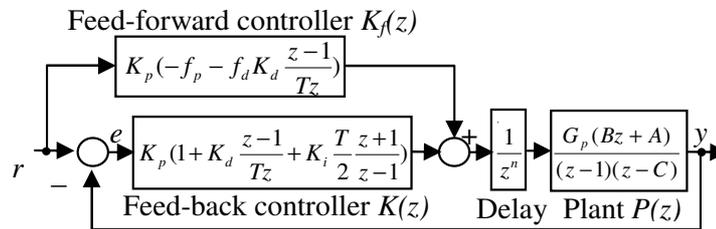


Fig. 7.1 離散系モデルに基づくPID制御系

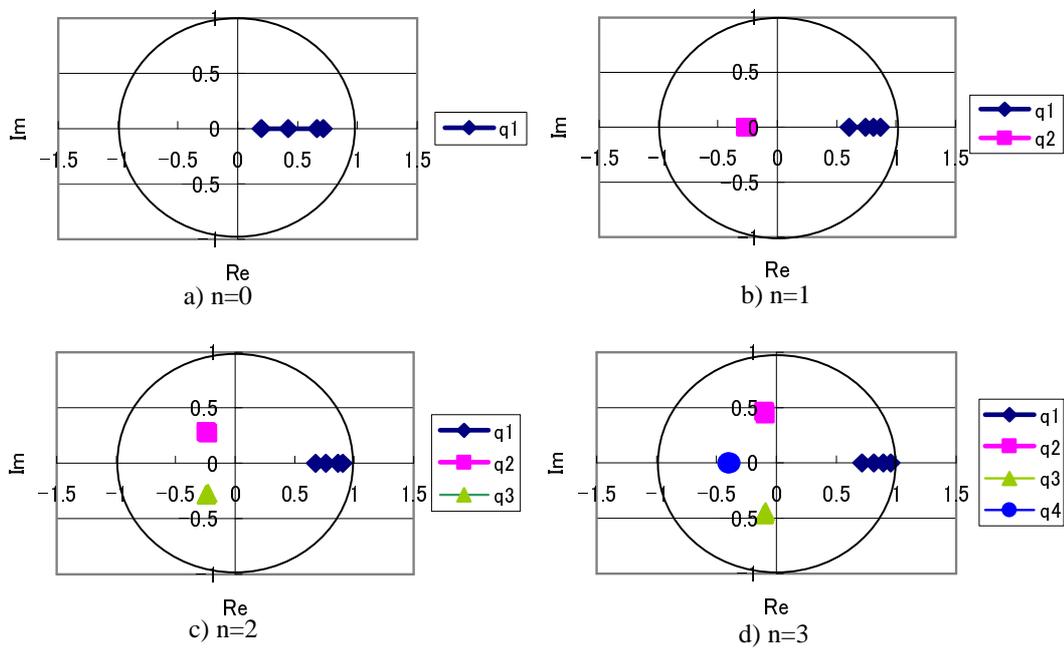


Fig. 7.2 PID制御系での従属極の挙動

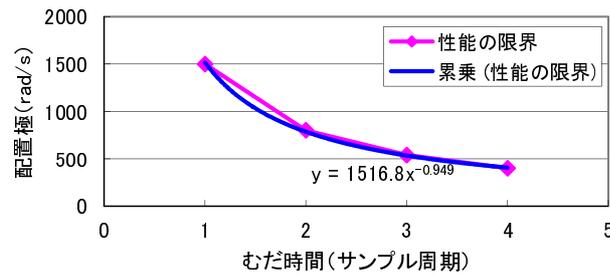


Fig. 7.3 PID制御系のむだ時間要素の大きさと制御性能の限界

第3章で見たように、PID制御器を用いたモータ位置決め制御系では、配置極を速い位置に移動させると従属極が実軸上を遅い方向に移動する。従属極の位置が配置極より遅くなることで制御性能限界が決まる。Table.A.1～A.4より、 $n=0$ での制御性能の限界はおよそ1500rad/s、 $n=1$ での制御性能の限界は800rad/s、 $n=2$ での制御性能の限界は540rad/s、 $n=3$ での制御性能の限界は400rad/sであることがわかる。これをグラフで表示するとFig.7.3のようになる。 $n=0$ の場合も0次ホルダで1/2サンプル、差分演算で1/2サンプル分の遅れがあることを考えると、1サンプル分の遅れがあると考えられる。これも含めてグラフに表すと、むだ時間要素の大きさに反比例して制御性能の限界が決まる様子が見て取れる。

次に位相進み制御器での様子を示す。想定する位相進み制御器をFig.7.4に示す。Fig.7.4中の $n=1,2,3,4$ の場合について、配置極の位置を変化させたときの制御パラメータおよび従属極の位置を算出した。この結果は付録「A 各場合の制御パラメータおよび従属極」のTable.A.5～A.8に示す。また、このときの従属極の挙動をFig.7.5 a)～d)に示す。

位相進み制御を用いた光ディスク制御系では、従属極が負の実軸上を負の方向に移動し、単位円の外に出ることで制御性能限界が決まる。Table.A.5～A.8より、

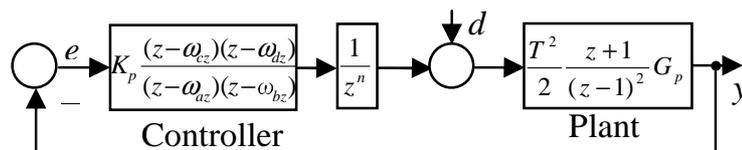


Fig. 7.4 離散系モデルに基づく光ディスク制御系

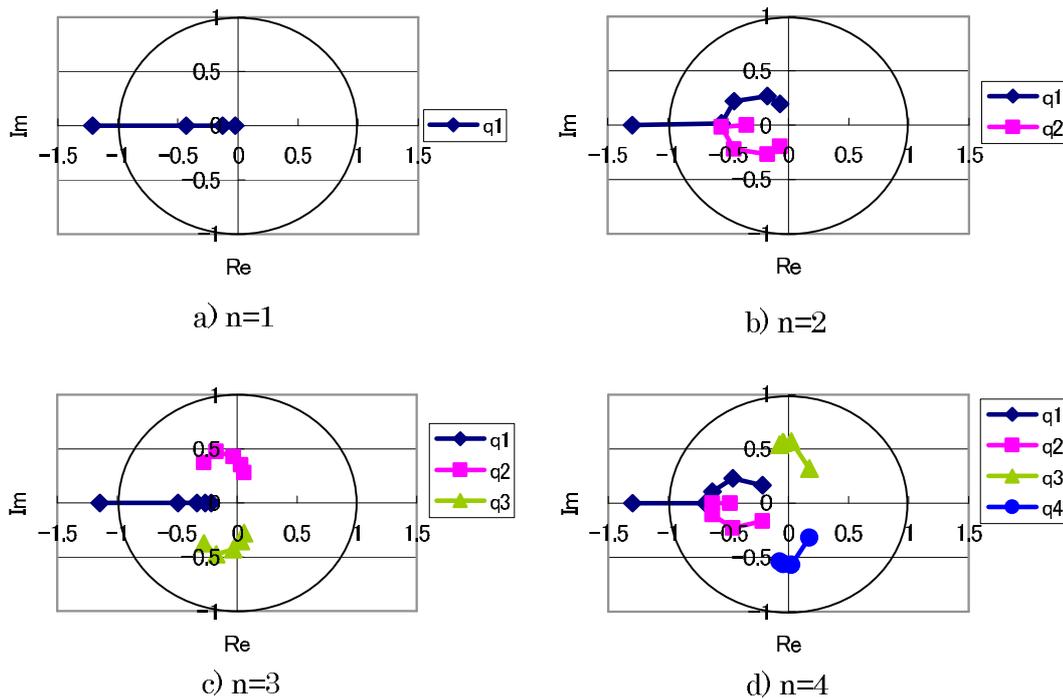


Fig. 7.5 位相進み制御系での従属極の挙動

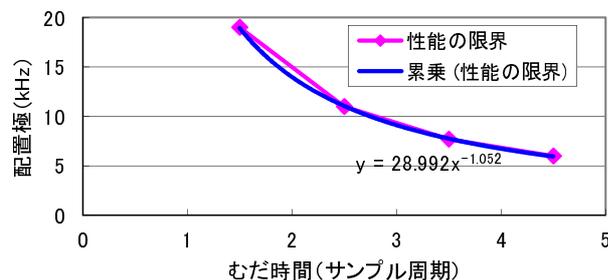


Fig. 7.6 位相進み制御系のむだ時間要素の大きさと制御性能の限界.

$n=1$ での制御性能の限界は19kHz, $n=2$ での制御性能の限界は11kHz, $n=3$ での制御性能の限界は7.7kHz, $n=4$ での制御性能の限界は6kHzであることがわかる。これをグラフで表示するとFig.7.6のようになる。 $n=1$ の場合も0次ホルダで1/2サンプルの遅れがあると考えられる。これも含めてグラフに表すと, むだ時間要素の大きさに反比例して制御性能の限界が決まる様子が見て取れる。また $n=1$ は実現可能なはずであり, $n=1$ の場合の制御性能限界(19kHz)はサンプリング周波数(400kHz)の1/20程度であることから, 位相進み制御の方がPID制御よりも制御性能限界が高いと言える。次節で, 制御器構成と制御性能限界について考察する。

7.2 制御器構成と制御性能の限界

前節で検討したPID制御系と位相進み制御系では従属極の挙動が異なる。また位相進み制御系の方が達成できる制御性能限界も高いと思われる。なぜこのような違いが生じるのか、制御器構成と制御性能の限界について考察する。

式(7.1)にPID制御器の伝達関数式を、式(7.2)に位相進み制御器の伝達関数式を示す。

$$\begin{aligned}
 K(z) &= \frac{K_p(z(z-1) + \frac{K_d}{T}(z-1)^2 + K_i \frac{T}{2}z(z+1))}{z(z-1)} \\
 &= \frac{\beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_0} \frac{1}{z(z-1)}
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

$$\begin{aligned}
 K(z) &= \frac{K_p(z - \omega_{cz})(z - \omega_{dz})}{(z - \omega_{az})(z - \omega_{bz})} \\
 &= \frac{\beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_1 z + \alpha_0} \frac{1}{z-1}
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

Fig.7.4中の位相進み制御器では積分器の低域をカットする定数 ω_{az} が挿入されているが、式(7.2)では理想積分として $\omega_{az} = 1$ とした。式(7.1)と式(7.2)を比較すると、両制御器の本質的な違いは ω_{bz} で指定される位相遅れ、すなわち低域フィルタがあるかないかの違いであることがわかる。これにより位相進み制御器の方が制御パラメータが一つ多くなり、制御パラメータ設計の自由度も高くなると予想される。また、この違いにより従属極の挙動が異なるのではないかと予想される。そこで、PID制御器にフィルタを挿入して従属極の挙動を確認した。Fig.7.7にフィルタを挿入したPID制御系を示す。むだ時間要素は1サンプル遅れとする。Fig.7.7の制御系

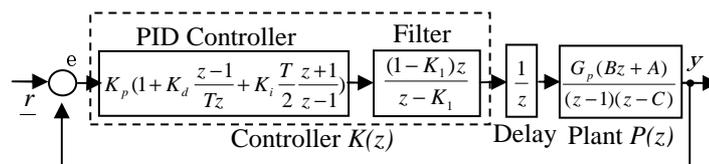


Fig. 7.7 フィルタを付加したPID制御系

に限定極配置法を適用する。PID制御器とフィルタを合わせた制御器 $K(z)$ は(7.3)式のように表せる。また制御対象 $P(z)$ は(7.4)式のように表せる。これを固定部およびパラメータ部書き直す。具体的には、(7.3)式中で制御パラメータ K_p, K_i, K_d に
関与しない $1/z(z-1)$ を、固定部として(7.4)式と合わせると、最終的に固定部は(7.5)
式、パラメータ部は(7.6)式のようになる。

$$K(z) = \frac{K_p(z(z-1) + \frac{K_d}{T}(z-1)^2 + K_i \frac{T}{2}z(z+1))(1-K_1)}{z-K_1} \frac{1}{(z-1)} \quad (7.3)$$

$$P(z) = \frac{G_p(Bz+A)}{(z-1)(z-C)} \quad (7.4)$$

$$\begin{aligned} \frac{n(z)}{d(z)} &= \frac{G_p Bz + G_p A}{z(z-1)^2(z-C)} \\ &= \frac{b_1 z + b_0}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z} \end{aligned} \quad (7.5)$$

$$\begin{aligned} \frac{\beta(z)}{\alpha(z)} &= \frac{K_p(z(z-1) + \frac{K_d}{T}(z-1)^2 + K_i \frac{T}{2}z(z+1))(1-K_1)}{z-K_1} \\ &= \frac{\beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{\alpha_1 z + \alpha_0} \end{aligned} \quad (7.6)$$

これより、Fig.7.6のフィルタ付PID制御系の例では $n_d = 4, n_n = 1, n_\alpha = 1, n_\beta = 2$ となる。また、 $n_\gamma = 5$ なので閉ループ極は5個であり、(2.28)式より従属極の個数は $n_q = 1$ となるので、配置極の個数 $n_p = 4$ となる。第3章でのPID制御系と比較すると、制御パラメータは K_p, K_i, K_d, K_1 の4個に増え、これにあわせて配置極が1つ増え、従属極が1つ減っている。配置極を p_1, p_2, p_3, p_4 とし、従属極を q_1 とすると $\gamma(z)$ は(7.7)式のように表せる。これを用いて行列式は(7.8)~(7.10)式のようになる。

$$\begin{aligned} \gamma(z) &= (z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)(z-p_4)(z-q_1) \\ &= (z^4 + P_3 z^3 + P_2 z^2 + P_1 z + P_0)(z+Q_0) \end{aligned} \quad (7.7)$$

$$\Theta^T = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \beta_0 & \beta_1 & \beta_2 & Q_0 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

$$\Psi^T = \begin{bmatrix} 0 & P_0 & P_1 & P_2 & P_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Table. 7.1 フィルタ付PID制御系制御パラメータ

	0.8825 (-500rad/s)	0.8187 (-800rad/s)	0.7596 (-1100rad/s)	0.7408 (-1200rad/s)
K_p	32.74	137.24	445.47	683.10
K_i	121.30	191.70	263.30	288.19
K_d	0.00313	0.00200	0.00146	0.00133
K_1	0.4617	0.0253	-0.7623	-1.2749
q_1	-0.0694	-0.2508	-0.8017	-1.2393

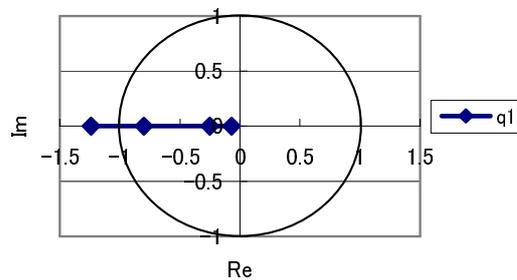


Fig. 7.8 位相進み制御系での従属極の挙動

$$E = \begin{pmatrix} 0 & a_1 & a_2 & a_3 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & a_1 & a_2 & a_3 & 1 \\ b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 \\ -P_0 & -P_1 & -P_2 & -P_3 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.10)$$

この(7.8)~(7.10)式を(2.32)式に適用することにより、制御パラメータ $\alpha_0, \alpha_1, \beta_0, \beta_1, \beta_2$ を算出することができ、(7.3)式に従って K_p, K_d, K_i, K_1 を求めることができる。同様に算出される Q_0 より(7.7)式に従って従属極 q_1 を求めることができる。

Table 7.1に配置極の位置を次第に早くしたときの制御パラメータおよび従属極の様子を示す。また、このときの従属極の位置をFig. 7.8に図示する。Fig.7.8より従属極は位相進み制御系と同様、負の実軸上を負方向に進み最終的には単位円をでてしまうことがわかる。単位円を出るときの配置極は-1100rad/sであり、従来の-800rad/sよりも高い制御性能が実現できる。このときのフィルタの極は-0.7623で

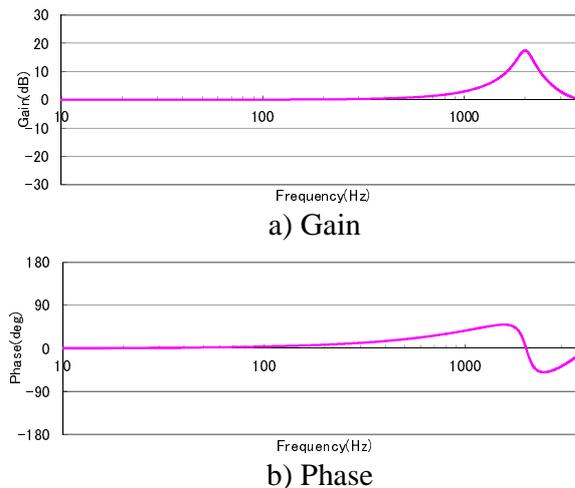


Fig. 7.9 付加した1次フィルタの特性

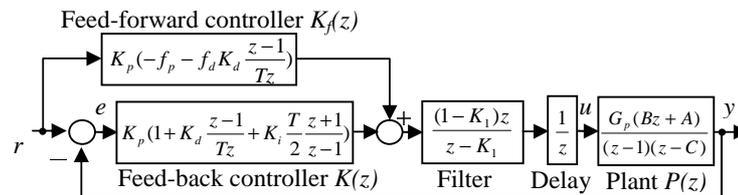


Fig. 7.10 フィルタを付加した2自由度PID制御系

負の実軸上にある。Fig.7.9にこのフィルタの周波数特性を示す。極が負の実軸上にあることで位相進み特性を持っていることがわかる。このフィルタによりむだ時間要素の位相遅れをキャンセルし、これにより高い制御性能を実現しているものと考えられる。このような位相進み特性をもつフィルタを用いて、実際にどのような動作が行われるのかを確認するため、実験で動作を確認した。時定数 $T_0=0.0392\text{sec}$ 、ゲイン $G_p=327.25$ である1慣性系を制御対象としてFig.7.10に示す2自由度PID制御器でサンプリング周波数4kHzで制御実験を行った。極-1100rad/s相当の制御パラメータとして $K_p = 400.0$, $K_i = 263.2$, $K_d = 0.001435$, $K_1 = -0.7359$, $f_p = 0.5514$, $f_d = 0.8856$ で動作させたときの目標値応答の様子をFig.7.11に示す。比較のために通常のPID制御器で極-800rad/s相当の制御パラメータとして $K_p = 140.0$, $K_i = 196.3$, $K_d = 0.001910$, $f_p = 0.5322$, $f_d = 0.8690$ で動作させたときの様子も示す。従来のPID制御より高速な応答が得られることがわかる。以上のようにPID制御器にフィルタを付加することで位相進み制御系と同様の制御器構成になり、制御

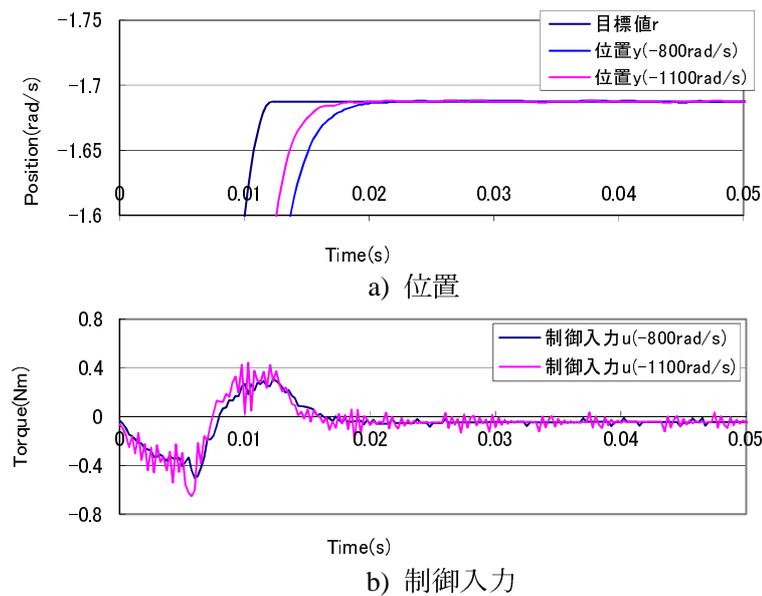


Fig. 7.11 フィルタを付加した2自由度PID制御系の応答

性能が高くできることが確認できた。すなわち、フィルタを付加することで制御パラメータが一つ増え、従属極の挙動も位相進み制御系と同じく負の実軸方向に進むようになり、PID制御器で見られた次第に遅くなる従属極は見られなくなり、制御性能の限界が高くなることが確認できた。

7.3 まとめ

PID制御器を用いたモータ位置決め制御系および位相進み制御器を用いた光ディスク制御系におけるむだ時間要素の大きさと従属極の挙動を確認した。

モータ位置決め制御系では、配置極を速い位置に配置するにつれ従属極が遅い位置に移動し、配置極より遅い位置になることで制御性能限界が決まること、1サンプル遅れのある場合は良く言われるように制御性能限界はサンプリング周波数のほぼ $1/30$ であることを確認した。また、ゼロ次ホールド、差分要素による遅れ要素分を加味すると、むだ時間の大きさと制御性能限界はほぼ反比例することを確認した。

次に、位相進み制御器を用いた光ディスク制御系についても同様の検討を行った。光ディスク制御系では配置極を速い位置に配置するにつれ、従属極が負の実軸上をマイナス方向に移動し、 -1 より小さくなることで制御性能限界が決まること、 1

サンプル遅れのある場合は制御性能限界はサンプリング周波数のほぼ1/20であり、PID制御器を用いたモータ位置決め制御系より制御性能限界が高いことがわかった。

さらにPID制御器と位相進み制御器との比較を行い、本質的な違いは1次フィルタの有無であると考え、確認のためにPID制御器に1次フィルタを付加した制御系について検討した。従属極の挙動を見たところ、位相進み制御器を用いた光ディスク制御系と同様、従属極は負の実軸上をマイナス方向に移動すること、制御性能限界はサンプリング周波数のほぼ1/20であることを確認した。また制御性能限界近くでの制御パラメータでの動作を確認し、単なるPID制御器よりも高い制御性能が実現されることを確認した。

以上、限定極配置法による従属極の解析により、PID制御器と位相進み制御器の比較を行い、その違いを明らかにした。

8 結論

本論文では、PID制御器や位相進み補償器のような固定構成のデジタル制御器において、演算時間遅れなどに起因するむだ時間要素を考慮して制御パラメータを決定するための「限定極配置法」を提案し、産業用ロボットおよび光ディスクドライブに適用したときの効果を説明した。

固定構成制御器で高速高精度を実現するために応答を速くしようとする、むだ時間要素の影響で振動が大きくなりついには発振するが、この振動や発振については今まであまり定量的には把握されてこなかった。そこで制御パラメータ数に対応する限定された極のみを所望の位置に配置する「限定極配置法」を考案し、配置極を正確に配置することで振動を抑え、従属極の挙動を見ることで制御性能の限界を定量的に把握することを考えた。また、むだ時間による振動を抑えた制御パラメータを算出することで、高次共振による振動との切り分けができ、見通しの良い制御パラメータ調整が行えると考えた。

第2章において、従来の多項式代数法を変形した限定極配置法について説明し、第3章でモータによる位置決め制御系への適用例、また第4章で光ディスク制御系への適用例を説明した。いずれも想定通り、振動を抑えるパラメータが算出されること、従属極の位置で制御性能の限界を把握できることが確認できた。また、第3章の電子部品実装器での制御パラメータ調整例を通して、見通しのよい制御パラメータ調整が行えることを確認した。さらに、第4章の光ディスクドライブでの検討では配置極を4つ重ねて配置することで、従来よりも低域ゲインの高い「高ゲインサーボ制御器」が得られることがわかり、第5章においてこの「高ゲインサーボ制御器」の実用化検討の内容を説明した。初期値補償法によるサーボ引き込み失敗率の低減や、市販IC向けにマルチレート制御器への初期値補償法の適用法、さらには低域ゲインをさらに高くする「2段ブースト高ゲインサーボ」制御器についての検討を行ない、従来制御に比べ非常に制御性能の高い制御系が実現できることを示した。第6章では次世代光ディスクシステムとして検討していた超多層光ディスクのサーボ系の検討に限定極配置法を用いた例を説明した。具体的には閉ループ特性でゲイン0dBを上回らないような制御パラメータを限定極配置法を用

いて算出することでループゲインを大幅に向上できることを確認した。このように、限定極配置法で単に制御パラメータを算出するだけでなく、極配置を通して制御系を見直すことで大幅な制御性能の向上を実現することができた。広い意味での限定極配置法の効果と考えている。

さらに第7章では従属極の挙動について、第3章のPID制御器を用いたモータ位置決め制御系と第4章の位相進み制御器を用いた光ディスク制御系を比較、考察した。いずれの場合も制御性能限界がむだ時間の大きさと反比例すること、位相進み制御器の方が制御性能限界が高いことを確認した。また、従属極の挙動の違いの原因を検討し、PID制御器にフィルタを付加することで、位相進み制御器と同様の従属極の挙動が実現され、制御性能の限界も高くなることが確認された。

以上のように、考案した限定極配置法により、振動を抑えた制御パラメータが得られる、従属極の挙動により制御性能の限界を把握できる、という期待していた効果を確認することができた。また、むだ時間要素による振動と高次共振による振動を切り分けることができ、見通しの良い制御パラメータ調整が行えることを確認した。さらに、光ディスクドライブにおいては「高ゲインサーボ」や「2段ブースト高ゲインサーボ」など、関連して様々な改善に結びつけることができ、次世代光ディスクドライブの検討においても限定極配置法の適用で大幅にゲインが上げられることを確認した。また、PID制御器を用いたモータ位置決め制御系と位相進み制御器を用いた光ディスク制御系での従属極の挙動を解析することで、PID制御器にフィルタを付加することで制御性能の限界が上げられることが確認できた。

限定極配置法による「配置極」「従属極」という考え方で、従来とは違ったとらえ方ができた効果と考えている。今後、さらに幅広く検討していきたい。

研究業績

【原著論文】

- [1] Y. Urakawa and T. Watanabe: "A Study of High-Gain Servo Controller with Complex Zeros for Optical Disk Drives," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.44, No.5B, pp.3427-3431 (2005-5)
- [2] Y. Urakawa, Y. Deoka, Y. Suzuki, T. Mukasa and J. Horigome: "A Robust Adjacent Track Servo System with Linear Positioning Method," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.51, 08JA02 (2012-8)
- [3] 浦川 禎之: 「演算時間遅れのあるデジタル制御系での限定極配置法による制御パラメータ算出について」, 電気学会論文誌D, Vol.133, No. 3, pp272-281 (2013-3)

【関連するショートペーパー、その他】

- [1] Y. Urakawa and Y. Suzuki: "Effects of the high gain servo controller and the initial value compensation on optical disk drive," Proc. of SPIE, Vol.6620, 66200X (2007)
- [2] Y. Urakawa, Y. Suzuki, T. Ishimoto, T. Mukasa and J. Horigome: "Tracking Property of Adjacent Track Servo System for Optical Disk Drives," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.50, 09MC03 (2011-7)
- [3] T. Mukasa and Y. Urakawa: "Double-Boosted High-Gain Servo Controller for High-Rotation-Speed Optical Disk Drives," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.47, No.7, pp.5875-5877 (2008-7)
- [4] T. Mukasa, N. Goto, T. Takasawa, Y. Urakawa and N. Tsukahara: "Stable Rotation of Optical Disks over 15000 rpm," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.48, 03A018 (2009-3)

【国際会議】

- [1] Y. Urakawa and T. Watanabe: "High Gain Servo Controller with Complex Zeros for Optical Disk Drives," Technical Digest of the International Symposium on Optical Memory (ISOM'04), Fr-K-03, (2004-10)
- [2] Y. Urakawa and Y. Suzuki: "Effects of High Gain Servo Controller and the Initial Value Compensation on Optical Disk Drives," Technical Digest of the International Symposium on Optical Memory (ODS'07), TuB4 (2007-5)
- [3] T. Mukasa and Y. Urakawa: "A Double-Boosted High-Gain Servo Controller for High-Rotation-Speed Optical Disk Drives," Technical Digest of the International Symposium on Optical Memory (ISOM'07), We-J-P02 (2007-10)
- [4] T. Mukasa, N. Goto, T. Takasawa, Y. Urakawa and N. Tsukahara: "Stable Rotation of Optical Disks over 15000 rpm," Technical Digest of the Joint International Symposium on Optical Memory and Optical Data Storage (ISOM/ODS'08), Tu-A-03 (2008-7)
- [5] Y. Urakawa and Y. Suzuki: "High-Gain Servo Controller for Optical Disk Drives and the Initial Value Compensation," Proc. of the 17th IFAC World Congress, pp.3116-3117 (2008-7)
- [6] Y. Urakawa, Y. Suzuki, T. Ishimoto, T. Mukasa and J. Horigome; "Following Property of Adjacent Track Servo for Optical Disk Drives," Technical Digest of the International Symposium on Optical Memory (ISOM'10), Th-PO-02 (2010-10)
- [7] Y. Urakawa, Y. Deoka, Y. Suzuki, T. Mukasa and J. Horigome: "A Robust Adjacent Track Servo System with Linear Positioning Method," Technical Digest of the Joint International Symposium on Optical Memory and Optical Data Storage (ISOM/ODS'11), OTuC1 (2011-7)

【国内発表】

- [1] 田原誠二・浦川禎之・草野泰一：「 $H\infty$ 制御を用いた磁気浮上ゼロパワ制御」，第34回計測自動制御学会年次大会予稿集(SICE'95)，pp.413-414 (1995-7)
- [2] 草野泰一・浦川禎之・山田浩貴：「ねじれ角・外乱推定オブザーバを用いた振動制御」，第34回計測自動制御学会年次大会予稿集(SICE'95)，pp.781-782 (1995-7)
- [3] 浦川禎之：「光ディスクにおける高ゲインサーボ制御について」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-04-73，pp.37-40 (2004-9)
- [4] 浦川禎之：「光ディスクにおける高ゲインサーボ制御の適用実験」，第47回自動制御連合講演会，801 (2004-11)
- [5] 浦川禎之・岡部充：「光ディスクドライブへのデジタルPID制御の適用実験」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-05-107，pp.19-22 (2005-9)
- [6] 浦川禎之：「光ディスクドライブのマルチレート制御における初期値補償法の適用」，平成21年電気学会産業応用部門大会，2-O4-4 (2009-8)
- [7] 浦川禎之・出岡良彦・鈴木雄一・武笠智治・堀米順一：「超多層光ディスクドライブ向け隣接トラックサーボ方式の検討」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-11-164，pp.49-53 (2011-9)
- [8] 「デジタル制御系での演算時間遅れを考慮した限定極配置法について」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-12-092，pp.33-38 (2012-3)

【その他学術貢献】

- [1] 浦川禎之：「4.超高速高精度位置決めのための新しいサーボ技術 4.3 演算時間遅れを含めたデジタルPID制御系での制御パラメータ設計について」，電気学会技術報告第956号，マストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術調査専門委員会編，pp.42-45 (2004-3)

-
- [2] 浦川禎之：「4.制御システムとしての最適設計(光ディスク装置) 4.1 デジタルPID制御の適用」，電気学会技術報告第1055号，マストレージシステムのためのサーボ次世代技術調査専門委員会編，pp.59-64 (2006-6)
- [3] 浦川禎之：「4.光ディスクにおけるナノスケールサーボ 4.2 光ディスクドライブにおける高ゲインサーボの効果および初期値補償法の適用」，電気学会技術報告第1137号，ナノスケールサーボのための新しい制御技術協同研究委員会編，pp.55-58 (2008-10)
- [4] 浦川禎之：「4.情報記憶装置におけるナノスケールサーボ 4.2 遅れ時間を考慮したデジタルPID制御系設計と産業用ロボットおよび光ディスクドライブへの適用」，電気学会技術報告第1221号，ナノスケールサーボのための制御技術の共通基盤協同研究委員会編，pp.49-54 (2011-4)
- [5] 浦川禎之：「4.ナノスケールサーボのための制御基盤技術 4.6 限定極配置法による制御パラメータ設計」，電気学会技術報告第1275号，ナノスケールサーボのための制御応用技術協同研究委員会編，pp.92-97 (2013-2)

参考文献

- [1] 木村英紀：「制御工学の考え方」，講談社ブルーバックス (2002)
- [2] 古田勝久・原島文雄・木村英紀：「デジタル制御とその将来性」，コンピュータロール(コロナ社)，No.27，pp.1-9 (1989)
- [3] 三巻達夫・桑原洋：「制御用計算機におけるリアルタイム技術」，第1章，コロナ社 (1986)
- [4] 渡部慶二：「計測自動制御学会編 むだ時間システムの制御」，コロナ社 (1993)
- [5] 原辰次：「サンプル値系の状態空間モデルと制御系設計」，計測と制御，Vol.32，No.2，pp.113-119 (1993-2)
- [6] 山浦弘：「連続時間制御器の新しいデジタル再設計法」，電気学会技術報告，No.868，pp.57-61 (2002)
- [7] 美多勉：「デジタル制御理論」，昭晃堂 (1991)
- [8] 藤岡久也・原辰次・山本裕：「サンプル値制御理論－IV ー最適制御問題の一般化」，システム/制御/情報，Vol.44，No.2，pp.78-86 (2000)
- [9] 鶴原吉郎・岩沢尚俊：「メカニカルシステムにおける制御技術動向」，計測と制御，Vol.38，No.1，pp.23-30 (1999-1)
- [10] 須田信英：「PID制御」，朝倉書店 (1998)
- [11] 浦川禎之：「4.超高速高精度位置決めのための新しいサーボ技術 4.3 演算時間遅れを含めたデジタルPID制御系での制御パラメータ設計について」，電気学会技術報告書第956号，マストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術調査専門委員会編，pp.42-45 (2004-3)
- [12] Y. Urakawa and T. Watanabe：”High Gain Servo Controller with Complex Zeros for Optical Disk Drives”，Technical Digest of the International Symposium on Optical Memory (ISOM'04)，Fr-K-03 (2004-10)

- [13] 浦川禎之：「4.制御システムとしての最適設計(光ディスク装置) 4.1 デジタルPID制御の適用」，電気学会技術報告第1055号，マストレージシステムのためのサーボ次世代技術調査専門委員会編，pp.59-64 (2006-6)
- [14] 浦川禎之：「光ディスクにおける高ゲインサーボ制御について」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-04-73，pp.37-40 (2004-9)
- [15] 浦川禎之：「光ディスクにおける高ゲインサーボ制御の適用実験」，第47回自動制御連合講演会，801 (2004-11)
- [16] T. Mukasa and Y. Urakawa：“Double-Boosted High-Gain Servo Controller for High-Rotation-Speed Optical Disk Drives”，Jpn. J. Appl. Phys., Vol.47, No.7, pp.5875-5877 (2008-7)
- [17] T. Mukasa, N. Goto, T. Takasawa, Y. Urakawa and N. Tsukahara: ”Stable Rotation of Optical Disks over 15000 rpm,” Jpn. J. Appl. Phys., Vol.48, 03A018 (2009-3)
- [18] 浦川禎之：「4.情報記憶装置におけるナノスケールサーボ 4.2 遅れ時間を考慮したデジタルPID制御系設計と産業用ロボットおよび光ディスクドライブへの適用」，電気学会技術報告書第1221号，ナノスケールサーボのための制御技術の共通基盤協同研究委員会編，pp.49-54 (2011-4)
- [19] 浦川禎之：「演算時間遅れのあるデジタル制御系での限定極配置法による制御パラメータ算出と決定極の挙動について」，電気学会論文誌D，Vol.133, No.3, pp.272-281 (2013-3)
- [20] 「デジタル制御系での演算時間遅れを考慮した限定極配置法について」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-12-092，pp.33-38 (2012-3)
- [21] 浦川禎之：「4.ナノスケールサーボのための制御基盤技術 4.6 限定極配置法による制御パラメータ設計」，電気学会技術報告第1275号，ナノスケールサーボのための制御応用技術協同研究委員会編，pp.92-97 (2013-2)

- [22] 浦川禎之：「4.光ディスクにおけるナノスケールサーボ 4.2 光ディスクドライブにおける高ゲインサーボの効果および初期値補償法の適用」, 電気学会技術報告第1137号, ナノスケールサーボのための新しい制御技術協同研究委員会編, pp.55-58 (2008-10)
- [23] 山口高司・宍田和久・平井洋武：「磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系におけるサーボモード切り換え時の初期値補償問題の基礎検討」, 計測自動制御学会論文集, Vol.29, No.7, pp.792-799 (1993)
- [24] Y. Urakawa, Y. Suzuki, T. Ishimoto, T. Mukasa and J. Horigome: "Tracking Property of Adjacent Track Servo System for Optical Disk Drives," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.50, 09MC03 (2011-7)
- [25] Y. Urakawa, Y. Deoka, Y. Suzuki, T. Mukasa and J. Horigome: "A Robust Adjacent Track Servo System with Linear Positioning Method," Jpn. J. Appl. Phys., Vol.51, 08JA02 (2012-8)
- [26] 荒木光彦：「2自由度制御系-I -PID・微分先行型・I-PD制御系の統一の見方などについて-」, システムと制御、Vol.29、No.10、pp649-656 (1985)
- [27] 金井喜美雄・堀憲之：「デジタル制御システム入門 -デルタオペレータの適用-」, 槇書店 pp108-109 (1992)
- [28] G. C. Goodwin, S. F. Graebe and M. E. Sagado: "Control System Design", Prentice-Hall, Inc., pp179-184 (2001)
- [29] 中溝高好：「信号解析とシステム同定」, コロナ社 (1988)
- [30] W. Messner : "Classical Control Revisited: Variation on a Theme", in Proceedings of Advanced Motion Control 2008, 10th IEEE International Workshop on Trento, pp.15-20 (2008)
- [31] 村山登・山田和作・小出博・国兼真：「光ディスク技術」, ラジオ技術社 (1989)
- [32] 中島平太郎・小川博司：「コンパクトディスク読本」, オーム社 (1982)

-
- [33] E. Yokoyama, M. Nagasawa and T. Katayama, "A Disturbance Suppression Control System for Car-mounted and Portable Optical Disk Drives", IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol.40, No.2, pp92-99 (1994)
- [34] K. Takahashi, K. Takeishi, Y. Tomita and S. Ohsawa: "Application of the Sliding Mode Controller to Optical Disk Drives", Technical digest of ISOM '03, pp36-37 (2003).
- [35] 井村進也・山口高司・柳原徳久・相馬万哲:「光ディスク装置における平均化手法を用いた繰り返し制御」, 日本機械学界論文集 (C編), 68巻, 669号, pp1460-1466 (2002)
- [36] 大石潔・工藤健二・柳沢斉・徳丸春樹:「光ディスク記録装置の高速ロバストトラッキングサーボ系の一構成法」, 電気学会論文誌D, Vol.122, No.5, pp421-429 (2002)
- [37] D. Koide, H. Yanagizawa, H. Tokumaru, H. Okuda, K. Ohichi and Y. Hayakawa: "Feed-Forward Tracking Servo System for High-Data-Rate Optical Recording", Jpn. J. Appl. Phys., Vol.42, No.2B, pp939-945 (2003)
- [38] T. Miyazaki, K. Ohishi, K. Inomata, K. Kuramochi, D. Koide and H. Tokumaru: "Robust Feedforward Tracking Control Based on Sudden Disturbance Observer and ZPET Control for Optical Disk Recording System", Proc. IEEE AMC'04, pp353-358 (2004)
- [39] Y. Urakawa and Y. Suzuki: "Effects of the high gain servo controller and the initial value compensation on optical disk drive," Proc. of SPIE, Vol.6620, 66200X (2007)
- [40] Y. Urakawa and Y. Suzuki: "Effects of High Gain Servo Controller and the Initial Value Compensation on Optical Disk Drives," Technical Digest of the International Symposium on Optical Memory (ODS'07), TuB4 (2007-5)

- [41] Y. Urakawa and Y. Suzuki: "High-Gain Servo Controller for Optical Disk Drives and the Initial Value Compensation," Proc. of the 17th IFAC World Congress, pp.3116-3117 (2008-7)
- [42] 山口高司・平田光男・藤本博志:「ナノスケールサーボ制御」, コロナ社 (2008)
- [43] 藤本博志・堀洋一・河村篤男:「マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法」, 計測自動制御学会論文集, Vol.36, No.9, pp766-772 (2000)
- [44] 藤本博志・堀洋一・山口高司・中川真介:「マルチレートサンプリングを用いた完全追従制御法による磁気ディスク装置のシーク制御」, 電機学会論文誌D, Vol.120, No.10, pp1157-1164 (2000)
- [45] 浦川禎之:「光ディスクドライブのマルチレート制御における初期値補償法の適用」, 平成21年電気学会産業応用部門大会, 2-O4-4 (2009-8)
- [46] S. Tashiro, H. Yamatsu, Y. Takemoto, G. Fujita, T. Miura, T. Iwamura, H. Uchiyama, and K. S. Yun: "Volumetric Optical Recording with Void Marks Using an All-Semiconductor Picosecond Laser," Jpn. J. Appl. Phys. Vol.50, No.9 (2011) 09MF03
- [47] M. Ogasawara, K. Takahashi, M. Nakano, M. Inoue, A. Kosuda, and T. Kikukawa: "Sixteen-Layer Write Once Disc with a Separated Guide Layer," Jpn. J. Appl. Phys. Vol.50, No.9 (2011) 09MF01
- [48] S. Kobayashi, K. Saito, T. Iwamura, H. Yamatsu, T. Horigome, M. Oyamada, K. Hayashi, D. Ueda, N. Tanabe, and H. Miyamoto: "Introduction of Volumetric Optical Storage Technology "Micro-reflector", an Ultra-Multilayer Optical Disk" ISOM09 Tech. Dig. 2009 pp.226
- [49] 坂東信尚・堀洋一:「Self Servo Track Writerのためのヘッド位置推定とPTCの適用」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-04-72 (2004)
- [50] 呉世訓・堀洋一・中村則仁:「PES信号を利用したフィルタ設計に基づくSSTW制御器の提案」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-07-130 (2007)

- [51] C. Du, J. Zhang, and G. Guo: "Vibration Analysis and Optimal Control in Self-servo Track Writer", Proc. Control, Automation, Robotics and Vision, 2002, Vol. 1, pp.156-161
- [52] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. Workman: "Digital Control of Dynamic Systems, Third Edition", ADDISON WESLEY, p61 (1998)
- [53] 中村政俊, 後藤聡, 久良修郭: "メカトロサーボ制御", 森北出版, pp.60-66 (1998)

A 各場合の制御パラメータおよび従属極

第7章で用いた，PID制御系および位相進み制御系でむだ時間要素の大きさが変わったときの各場合の限定極配置法による制御パラメータおよび従属極の算出結果を，以下に表で示す。

A.1 PID制御系の場合

PID制御系で，むだ時間の大きさがFig.7.1中の $n=0,1,2,3$ の場合について，配置極の位置を変化させたときの制御パラメータおよび従属極の位置をTable.A.1～A.4に示す。

Table. A.1 PID制御系制御パラメータ ($n=0$)

	0.8825 (-500rad/s)	0.7788 (-1000rad/s)	0.6873 (-1500rad/s)	0.6703 (-1800rad/s)
K_p	156.93	405.91	528.47	526.84
K_i	161.43	301.02	378.31	376.77
K_d	0.00212	0.00119	0.00099	0.00100
q_1	0.1985	0.4205	0.6644	0.7157

Table. A.2 PID制御系制御パラメータ ($n=1$)

	0.8825 (-500rad/s)	0.8395 (-700rad/s)	0.8187 (-800rad/s)	0.7985 (-900rad/s)
K_p	105.21	139.45	145.14	141.76
K_i	148.94	187.08	194.83	188.53
K_d	0.00243	0.00202	0.00197	0.00200
q_1	0.6043	0.7438	0.8074	0.8673
q_2	-0.2529	-0.2633	-0.2646	-0.2640

Table. A.3 PID制御系制御パラメータ (n=2)

	0.9277 (-300rad/s)	0.9048 (-400rad/s)	0.8737 (-540rad/s)	0.8607 (-600rad/s)
K_p	41.76	56.63	66.11	65.00
K_i	90.60	113.38	130.33	127.38
K_d	0.00396	0.00328	0.00295	0.00299
q_1	0.6753	0.7629	0.8650	0.9032
q_2, q_3	-0.2298 $\pm 0.2702j$	-0.2393 $\pm 0.2784j$	-0.2436 $\pm 0.2821j$	-0.2432 $\pm 0.2818j$

Table. A.4 PID制御系制御パラメータ (n=3)

	0.9512 (-200rad/s)	0.9277 (-300rad/s)	0.9048 (-400rad/s)	0.8825 (-500rad/s)
K_p	20.28	32.08	37.55	34.25
K_i	61.25	84.83	97.60	83.49
K_d	0.00578	0.00438	0.00394	0.00423
q_1	0.7141	0.8138	0.8914	0.9548
q_2, q_3	-0.0925 $\pm 0.4422j$	-0.0998 $\pm 0.4612j$	-0.1020 $\pm 0.4670j$	-0.1012 $\pm 0.4645j$
q_4	-0.3839	-0.3985	-0.4029	-0.4011

A.2 位相進み制御系の場合

位相進み制御系で、むだ時間の大きさがFig.7.4中のn=1,2,3,4の場合について、配置極の位置を変化させたときの制御パラメータおよび従属極の位置をTable.A.5～A.8に示す。

Table. A.5 位相進み制御系制御パラメータ (n=1)

	0.9244 (5kHz)	0.8546 (10kHz)	0.7901 (15kHz)	0.7420 (19kHz)
K_p	6.212374	25.6889	67.6050	152.1506
ω_{az}	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529
ω_{bz}	0.675082	0.125720	-0.272656	-1.241000
ω_{cz}, ω_{dz}	0.975079 $\pm 0.017656j$	0.952506 $\pm 0.033886j$	0.931049 $\pm 0.049077j$	0.913466 $\pm 0.060913j$
q_1	-0.0233	-0.1257	-0.4335	-1.2093

Table. A.6 位相進み制御系制御パラメータ (n=2)

	0.9101 (6kHz)	0.8819 (8kHz)	0.8546 (10kHz)	0.8497 (10.37kHz)	0.7901 (11kHz)
K_p	10.7467	22.9060	51.3061	61.2915	86.9145
ω_{az}	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529
ω_{bz}	0.498837	0.109730	-0.483680	-0.708105	-1.276679
ω_{cz}, ω_{dz}	0.971280 $\pm 0.020732j$	0.962531 $\pm 0.027159j$	0.953740 $\pm 0.033494j$	0.952078 $\pm 0.034666j$	0.949206 $\pm 0.036668j$
q_1, q_2	-0.0709 $\pm 0.1936j$	-0.1745 $\pm 0.2654j$	-0.4513 $\pm 0.2191j$	-0.5537 $\pm 0.0149j$	-1.2950 -0.3474

Table. A.7 位相進み制御系制御パラメータ (n=3)

	0.9391 (4kHz)	0.9245 (5kHz)	0.9101 (6kHz)	0.959 (7kHz)	0.8861 (7.7kHz)
K_p	4.9590	8.8403	15.6371	30.1645	56.7385
ω_{az}	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529
ω_{bz}	0.652627	0.493804	0.242608	-0.260685	-1.1528
ω_{cz}, ω_{dz}	0.980677 $\pm 0.013976j$	0.976251 $\pm 0.017277j$	0.971863 $\pm 0.020537j$	0.967430 $\pm 0.023785j$	0.964248 $\pm 0.026070j$
q_1	-0.2170	-0.2655	-0.3341	-0.4940	-1.1456
q_2, q_3	0.0564 $\pm 0.2794j$	0.0305 $\pm 0.3521j$	-0.032 $\pm 0.4293j$	-0.1753 $\pm 0.4737j$	-0.2760 $\pm 0.3724j$

Table. A.8 位相進み制御系制御パラメータ (n=4)

	0.9540 (3kHz)	0.9172 (5.5kHz)	0.9129 (5.8kHz)	0.9125 (5.83kHz)	0.9101 (6kHz)
K_p	2.8406	22.6691	33.4691	35.0174	46.7685
ω_{az}	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529	0.999529
ω_{bz}	0.734356	-0.214469	-0.700204	-0.769535	-1.294357
ω_{cz}, ω_{dz}	0.985427 $\pm 0.010537j$	0.974340 $\pm 0.018815j$	0.972976 $\pm 0.019809j$	0.972838 $\pm 0.019908j$	0.972054 $\pm 0.020474j$
q_1, q_2	-0.2148 $\pm 0.1657j$	-0.4651 $\pm 0.2305j$	-0.6345 $\pm 0.1078j$	-0.6926 -0.6322	-1.3003 -0.4853
q_3, q_4	0.1738 $\pm 0.3160j$	0.0305 $\pm 0.3521j$	-0.0417 $\pm 0.5612j$	-0.1753 $\pm 0.4737j$	-0.2760 $\pm 0.3724j$

謝辞

本研究をまとめるにあたりまして、ご指導いただきました横浜国立大学藤本康孝教授に深く感謝いたします。また、本研究に関しご指導いただきました横浜国立大学河村篤男教授、芝浦工業大学島田明教授、横浜国立大学大山力教授、同市毛弘一准教授に感謝いたします。また、本研究に関して議論、助言いただいた横浜国立大学下野誠通准教授に感謝いたします。

また、東京大学工学部計数工学科在学時にご指導いただいた山崎弘郎現東京大学名誉教授に深く感謝いたします。さらに（株）ソニー入社後、デジタル信号処理の基礎と研究開発に対する姿勢を教えていただいた当時の情報処理研究所の吉田博文所長、橋本慶隆部長、森屋隆介課長、菊池敦課長、代田典久課長をはじめとする研究所の皆様にも深く感謝いたします。

本研究は1992年にソニー（株）生産技術開発センターに所属してから行ってきたサーボ制御関連の研究成果をまとめたものです。限定極配置法につながる制御パラメータ調整の研究テーマを与えてくださり、ご指導いただいた当時の沖中課長、草野課長に感謝いたします。特に草野課長には制御理論の基礎から教えていただき、さらに業務の実践の中からさまざまなご指導をいただいたことは本研究の大きな基礎となっています。厚く感謝申し上げます。また、いろいろと議論いただいた当時の制御技術課の皆さん、さらには、水平多関節ロボットや電子部品実装機など様々な機器を開発する中でいろいろと議論いただいた当時の生産技術開発部およびロボット事業部の方々に深く感謝いたします。

2002年に当時の（株）ソニーAV/IT開発本部に所属してからは、光ディスクドライブのサーボ制御について限定極配置法を基に研究を進めました。当時の信号処理開発部山上保部長、渡辺哲課長および3課の皆様には光ディスクドライブについて一からご指導いただきました。深く感謝いたします。また、2003年より当時職業訓練大学校島田明教授のご紹介で電気学会産業計測制御委員会のマストレージ委員会に参加させていただきました。委員会では、東京大学堀洋一教授、リコー（株）基盤技術研究センター山口高志所長、宇都宮大学平田光男教授、東京大学藤本博志准教授、東京電機大石川潤教授をはじめ委員の皆様より、議論を通してい

ろいろとご指導いただきました。深く感謝致します。

さらに2009年に当時の(株) ソニーコアデバイス開発本部に所属してからは次世代光ディスクシステムにおけるサーボ制御について研究を進め、当時の次世代光システム開発部の小林誠司部長，中沖課長をはじめ，グループの皆様には最先端の光ディスク技術についてご指導いただきました。また堀米順一部長，斉藤公博主幹技師，出岡良彦氏，鈴木雄一氏を始めとする3次元アクセスワーキンググループの皆さんには従来にない斬新な発想に基づく光ディスクサーボシステムについて議論いただき，大きな刺激を受けることができました。深く感謝いたします。

これらの流れを通して，芝浦工業大学島田明教授には2003年当時行っていた制御パラメータ算出手法を評価して励ましていただき，また本論文の発表に当たっても数々のご指導およびご尽力をいただきました。島田明教授の激励がなければ本論文はありえませんでした。深く御礼申し上げます。

最後に良き理解者である両親および弟，そして本論文の作成を支え常に励ましてくれた妻香南，長男達志，次男友幹に深く感謝します。