HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナの諸特性と応用に関する研究
Author(s)	大宮, 学
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	乙第3548号
Issue Date	1989-03-25
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/32648
Type	doctoral thesis
File Information	3548.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

ハウエルズ・アップルバウム アダプティブアレーアンテナの諸特性と応用に関する研究

大宮　学

目　次

第１章　序　　論 …… 1

1.1　アダプティブアレーアンテナシステム …… 2

1.2　歴史的背景 …… 4

1.3　アダプティブアレーアンテナの構成 …… 7

1.4　アダプティブアレーアンテナの取り扱う問題 …… 9

1.5　本論文の目的と構成 …… 11

1.6　むすび …… 16

参考文献 …… 18

第２章　ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナ …… 22

2.1　まえがき …… 23

2.2　位相共役 …… 23

2.3　相互相関干渉計 …… 25

2.4　積分フィルタ …… 28

2.5　１つのアダプティブループを有する２素子アレー …… 31

2.6　アダプティブループの制御モデル …… 36

2.7　H-A ループの特性に関する数値例 …… 43

2.8　N素子H-A アダプティブアレーアンテナ …… 51

2.9　アダプティブウエイトの方程式 …… 53

2.10　むすび …… 62

参考文献 …… 63

第３章　通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブ
アレーアンテナの定常特性 …… 64

3.1　まえがき …… 65
3.2　解析的考察 …… 65
3.3　数値例 …… 69
3.3.1　妨害が存在しないときの数値例 …… 71
3.3.2　所望信号と妨害波が存在する場合の数値例 …… 71
3.4　むすび …… 74
参考文献 …… 75

第４章　タップ付遅延線路を用いた広帯域ハウエルズ・アップルバウム
アダプティブアレーアンテナ …… 76
4.1　まえがき …… 77
4.2　タップ付遅延線路で構成されたH-A アダプティブアレーアンテナ …… 79
4.3　ステアリング信号に関する考察 …… 84
4.4　広帯域妨害抑圧特性 …… 90
4.5　角度誤差特性 …… 121
4.6　過渡特性 …… 131
4.7　むすび …… 136
参考文献 …… 138

第５章　スポラディックＥ層伝搬混信波の抑圧 …… 139
5.1　まえがき …… 140
5.2　アレーの構成と問題の定式化 …… 142
5.2.1　アレーの構成 …… 142
5.2.2　問題の定式化 …… 145
5.3　混信波の抑圧とアレーの設計パラメータ …… 147
5.3.1　混信波が存在しないときのアレー特性 …… 147
5.3.2　混信波が存在するときのアレー特性 …… 147
5.3.3　熱雑音電力が混信波抑圧特性に及ぼす影響 …… 166

5.4　むすび …… 168
参考文献 …… 170

第６章　定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響 …… 172
6.1　まえがき …… 173
6.2　問題の定式化 …… 174
6.3　妨害が存在しないときの角度誤差 …… 177
6.4　角度誤差特性の評価 …… 179
6.4.1　増幅器利得の上限 …… 179
6.4.2　許容される角度誤差の上限 …… 180
6.4.3　数値例 …… 181
6.5　妨害が存在するときの角度誤差特性 …… 206
6.5.1　式の導出 …… 206
6.5.2　数値例 …… 208
6.6　むすび …… 217
参考文献 …… 218

第７章　アダプティブアンテナにおける所望信号到来方向
誤差特性に関する比較検討 …… 219
7.1　まえがき …… 220
7.2　問題の定式化とCLMSアルゴリズム …… 224
7.3　複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの拘束の与え方 …… 227
7.3.1　応答ベクトル …… 227
7.3.2　拘束行列C*の与え方 …… 228
7.4　角度誤差特性の比較検討 …… 232
7.4.1　所望信号のみ存在する場合 …… 233
7.4.2　所望信号と妨害１波が存在する場合 …… 237
7.4.3　所望信号および複数の妨害が存在する場合 …… 246

7.5 むすび ····· 249
参考文献 ····· 252

第８章 ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパー
レゾリューションアレーアンテナに関する考察 ····· 253
8.1 まえがき ····· 254
8.2 H-A SRA ウエイトの解析 ····· 255
8.3 数値例 ····· 260
8.4 新しいフィルタの構成法 ····· 266
8.5 提案されたLPF の安定性 ····· 270
8.6 むすび ····· 271
参考文献 ····· 278

第９章 走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパー
レゾリューションアレーアンテナの高速化 ····· 280
9.1 まえがき ····· 281
9.2 高速走査型ステアリング信号の導出 ····· 283
9.3 H-A SRA ウエイトの解析 ····· 288
9.4 数値計算結果 ····· 290
9.5 高速走査を実現するステアリング信号に関する考察 ····· 313
9.6 むすび ····· 315
参考文献 ····· 317

第10章 結 論 ····· 318
謝 辞 ····· 322
付 録 ····· 323
研究業績目録 ····· 339

第 1 章

序　論

複数のアンテナ素子から構成されるアレーアンテナを使用して、妨害波の抑圧、信号源の検出および推定問題を取り扱おうとする研究が継続的に行われてきており、その一部は実用化されつつある。アレーアンテナを使用することによって、アンテナ素子単体では実現することができない指向性と、鋭いビームが得られ、高い分解能を得ることができるようになった。

近年、高集積化されたディジタル信号処理装置が開発され、確率論的検出・推定理論および制御理論から明らかにされた研究成果を信号処理に利用することが可能になってきている。このような技術革新によって、時間とともに変化する信号環境に自動的に応答し、追従するアレーアンテナシステム開発への機運が高まっている。

信号環境に自動的に適応する機能はアレーアンテナシステムの動作を自由で信頼性の高いものとし、さらに重要なことは、他の方法を用いて実現することが困難である受信特性の改善を可能にするということである。

本章においては、信号環境に自動的に適応する機能を有するアダプティブアレーアンテナシステムについて紹介する。さらに、歴史的背景、基本的構成要素およびアダプティブアレーアンテナが取り扱う問題について概説し、最後に本論文の目的と構成を示す。

１．１　アダプティブアレーアンテナシステム

アダプティブアレーアンテナ(adaptive array antenna)[1~11]とはアンテナ素子から構成されるアレーアンテナと実時間適応信号処理装置から構成されるシステムで、現在の信号環境を把握し、選択されたアルゴリズムに基づいて自動的な信号処理が行われ、例えば、出力SNR（signal-to-noise ratio）を最適化するようにアンテナ素子出力に乗算されるウエイトを制御する。

従来の通信およびレーダアンテナシステムのようなアレーアンテナ素子から構成される信号受信システムでは、アンテナパタンのサイドローブ領域あるいは主ローブに入射してくる非所望の雑音信号（すなわち、妨害信号）に対して影響を受けやすく、例えば SNR等の受信特性を低下させる。これら非所望の雑音信号としては、故意の電子妨害手段(electronic countermeasures : ECM)、電波妨害(radio frequency interference : RFI)、クラッタ等の地表反射・散乱波および自然雑音源等がある。さらに、このようなSNR の劣化は、アンテナの振動、劣悪な設置環境、マルチパスおよび時々刻々変化する妨害信号環境によって一層厳しい問題となる。レーダや通信の質が向上し、情報量が増加するに伴って、このような劣悪な環境下においても、妨害信号の抑圧を行い、同時に所望信号の受信特性を改善することが重要になってきている。

今日、レーダ、ソナー、地震源の推定および通信系における所望信号受信に関して、これらの妨害信号を抑圧する技術としてアダプティブアレーアンテナシステムの研究開発が盛んに行われている。レーダや無線通信においてアダプティブアレーアンテナシステムが利用されるようになった主な理由は、所望信号または妨害信号に関して詳細な知識なしに、妨害雑音源の発生を自動的に感知し、これらの妨害信号を抑圧すると同時に所望信号の受信特性を向上する機能にある。さらに、アダプティブアレーアンテナシステムは他の妨害抑圧技術を補足するために設計することが可能であり、そのとき得られる抑圧特性は既存の妨害抑圧技術、例えば、スペクトル拡散技術を単独で使用した場合に得られる抑圧特性よりもはるかに優れている。

先にも述べたように、アダプティブアレーアンテナは、ある特性評価に基づいてアレー特性が改善されるように、複数のアンテナ素子およびアレーの受信パタンを自動的に調整する実時間適応信号受信機および信号処理装置から構成されるシステムである。したがって、アダプティブアレーアンテナは従来のアレーアンテナと比較すると高い信頼性と柔軟性を持つ。例えば、アレーアンテナ素子の内、ある1個の素子が所望の動作を行わなくなった場合、従来のアレーアンテナではサイドローブの増加等によりアンテナの受信パタンは著しく劣化してしまう。しかしながら、アダプティブアレーアンテンでは、残りの正常なアンテナ素子の出力信号を自動的に調節して、サイドローブレベルを許容値以下にすることによって、性能の劣化を最小限に抑える。

さらに、アレーアンテナの指向性パタンが、近傍領域の影響によって、自由空間における本来のパタンから歪められた場合においても、アダプティブアレーアンテナは良好な特性を維持することが可能である。例えば、低いサイドローブレベルを持つアンテナが航空機に搭載されたとき、主翼や尾翼によって、アンテナの指向性パタンは大きく変化するものと考えられる。このような場合でも、アダプティブアレーアンテナは設置環境に適応し、所望の動作を行う。

アダプティブアレーアンテナの動作はアレーの受信パタンを考察することによって容易に理解することができる。妨害信号の抑圧は受信パタンのヌル点を妨害信号源の方向に形成し、その方向におけるアンテナ利得を減少することによって得られる。一方、所望信号を受信することは、所望信号到来方向に主ローブの形を保つことによって行われる。それゆえ、アダプティブアレーアンテナは出力SNR の改善を空間的なアンテナ特性の適切な制御により実現しているといえる。

アダプティブアレーアンテナは妨害抑圧を実現するため、狭い帯域に深い受信パタンヌルを形成する。この優れた妨害抑圧機能が波形処理技術（例えば、スペクトル拡散技術）と比較して、アダプティブアレーアンテナの特徴である。波形処理技術で同程度の妨害抑圧特性を得ようとするならば、一般に高いスペクトル拡散比が要求される。

本論文において議論されるアダプティブアレーアンテナは、信号到来方向あるいは偏波特性等の違いを利用して、入射してくるさまざまな信号を区別し、識別する機能

を持つので上述した妨害抑圧のための手段を与える。現在、アダプティブアレーアンテナによって用いられている適応技術の中で主要な機能は、妨害抑圧のために妨害方向にヌル点を形成するヌルステアリング(null steering) 機能である。さらに、サイドローブ領域に入射する妨害を自動的に抑圧することは、レーダシステムにおいて有効な電子対抗手段(electronic counter countermeasures : ECCM) を与える。

アダプティブアレーアンテナは、受信における自動的な位相調節技術(self-focusing) およびレトロディレクティブ(retrodirective)送信技術など、多くの伝統的な技術を取り込み、新しい技術と適合させた設計が行われている。また、自動的に妨害到来方向にパタンヌルを形成し、所望信号到来方向に主ビームを向ける技術を利用して、波源の位置を高い分解能で推定するアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ(adaptive superresolution array antenna)の設計も行われている。

１．２　歴史的背景

アダプティブアレーアンテナの起源はさまざまな分野に見ることができる。例えば、レトロディレクティブ自動位相調節RFアレーアンテナ[8,12]、サイドローブキャンセラー(sidelobe cancellers)[13] 、アダプティブフィルタ(adaptive filter)[14,15] 、音響およびソナーアレー[16,17] そして地震計[18,19] 等である。

RFアンテナ分野における初の実用的な成果はL.C.Van Attaによって1950年代に発明されたレトロディレクティブアレー(retrodirective array)である[20]。この自動位相調節アンテナは信号源の方向に信号を自動的に再放射するアンテナシステムである。このシステムでは送信すべき方向に関する事前の知識はまったく必要ではない。パイロット信号を用いることによって、点から点への通信、例えば、通信衛星と地球局間の通信に応用されてきた。もう一つの大きな発展の要因は位相同期ループ(phase-lock loops)の開発とその実験[12]であると考えられる。位相同期ループは自動的にビームを走査するビームフォーミングアダプティブアレーアンテナ(beam-forming adaptive array antenna) を可能にした。ビームフォーミングアダプティブ

アレーアンテナは受信された信号の位相情報に基づいて各アンテナ素子を独立に位相励振するアレーアンテナであると定義される。例えば、固定された主ビーム方向を持つ数個の大型開口面受信アンテナが、通信衛星あるいは移動体からの送信信号に対して自動的に励振位相を調節し、すべてのアンテナが受信に寄与するならばそのとき得られる実効受信開口面はすべてのアンテナ開口面の和となる。位相同期ループはアレーを構成する各アンテナ素子からの信号の位相を合わせて、加え合わせるために用いられる。さらに、位相同期ループによってレトロディレクティブ特性を容易に実現できるようになった。

その後、1960年代前半には２つの研究グループによって、独立に適応妨害ヌルステアリング機能を実現するための原理が考え出された。１つの研究グループはレーダサイドローブキャンセラーの開発を通じてヌルステアリング技術を実用化し、その成果はP.W.Howells のIFサイドローブキャンセラーに対する特許[13,21] として認められている。続いて、S.P.Applebaum によって行われた解析はヌルステアリング機能に関連した制御理論を確立し、一般化されたSNR を最大化するMSN(maximum signal-to-noise ratio)アルゴリズムを導出した[22]。もう一方の研究グループは自己学習、自動最適化アレー処理制御システムの開発を行った。このシステムは参照信号に基づいて動作するものであり、アダプティブフィルタに関するB.Widrowの報告書および著書において論じられている[14,15] 。Widrowと彼の共同研究者は続いてアダプティブアレーアンテナシステムにその方法を適用し、最急降下法に基づいて動作する最小自乗誤差(least mean square errors : LMS)アルゴリズムの基礎を確立した[23]。

これら２つのアダプティブアルゴリズムは独立に研究され、かつ、全く異なる背景を持っていたにもかかわらず極めて似通っている。両方のアルゴリズム共アンテナ素子出力信号間の相関量を求めることによってウエイトの制御を行う。すなわち、いずれのアルゴリズム共アンテナ素子出力信号から求められる共分散行列を取り扱い、そのウエイトは最適Wiener解に収束する。

その後、LMS アルゴリズムはGriffiths[24] およびFrost[25] により検討が行われ、特定の方向から入射してくる所望信号に対してアレーに要求される所望の周波数特性を維持する一方で、他の方向から入射してくる妨害信号を識別し、抑圧する

ことが可能であるという結論に達している。Riegler とCompton は実験的特性評価を行い、通信システムに応用可能な実験アレーアンテナシステムを提案した[26]。Compton は電力等化現象を取り扱い、強い妨害の存在下で微弱な所望信号を受信できることを示している[27]。同様な検討がZahmにより行われている[28]。

最大SNR(MSN)アルゴリズムも又、継続的な研究が行われてきている。例えば、Brennan とReedらによって報告された文献[29~31] がそれである。彼らのグループはアダプティブレーダシステムの理論的検討に関して多くの貢献を行っている。特に、空間領域と時間領域（ドップラフィルタ）におけるアダプティブ機能の制御を含む検討を行っており、空間における妨害信号抑圧と同時にアンテナ設置装置の振動を完全に補償することが可能であるということを示した。

他のアルゴリズムおよび技術が現在開発されている。Reedらは雑音環境の標本共分散行列を用いて、直接ウエイトの計算を行うことによって、あらゆる信号環境に対してウエイトの速い収束が得られることができることを示している[32]。簡単なアレー特性の評価を探査技術と組み合わせることによって、システムの複雑さを減少させ、経済性に富む装置を構成しようとする検討が行われている[6] 。

ソナーやレーダにアレーを利用するという試みは、Applebaum やWidrowによる初期のアダプティブアルゴリズムに関する研究が完成されるまで共通に行われていた。アレー出力の処理に関する初期の研究は「所望の」受信パタンを得ることに関するものであったが、その後研究の目的がSNR の改善を行うことに変わってきた。同じ頃、地震源探査アレーの開発が始まった。そして、遠方において発生した地震現象を検出する地震アレーの応用を取り扱う論文が1960年代の後半に現われるようになった。

現代におけるアダプティブアレーアンテナに関する考察[10,11] の大部分はレーダおよび通信系で発生する問題にアダプティブアレーアンテナを応用することであり、妨害信号の抑圧が主要な問題として取り扱われている。特に、移動通信におけるマルチパス波等所望信号と相関のある妨害信号（または、干渉波）をいかに抑圧するかが中心的な話題である。さらに、近年適応的に所望のビームを形成する指向性合成あるいは高分解能で波源パラメータの推定を行うアダプティブスーパーレゾリューションアンテナを実現するためにアダプティブアレーアンテナ技術が利用されてきており、

アダプティブアレーアンテナに関する研究・開発の興味が広い範囲にわたっている。

１．３　アダプティブアレーアンテナの構成

図1.1 にアダプティブアレーアンテナの一般的な構成を示す。同図に示されている主要な構成要素は、アダプティブアレーアンテナが所望信号の受信特性を改善し、妨害信号源を抑圧するためにアダプティブアンテナが備えていなければならない基本要素である。同図から分かるように、アダプティブアレーアンテナシステムはアンテナ素子から成るアレーアンテナ部(antenna array) 、パタン形成網(pattern-forming network)、適応パタン制御装置(adaptive pattern control unit) または適応処理装置(adaptive processor)の３つの部分から構成される。さらに、適応処理装置は信号処理装置(signal processor)と適応制御アルゴリズム(adaptive control algorithm)に細分化される。これらの構成要素が実際に装置として実現される方法は、アレーアンテナが用いられる信号環境、周波数帯および信号処理装置において利用可能な情報によって決定される。

アンテナ素子から成るアレーアンテナ部は、信号を受信するために設計されたＮ個の素子アンテナから構成されている。アンテナ素子はある所望の空間領域に適当な指向性パタンを与えるために配置されている。したがって、アンテナ素子の特性とその幾何学的配置によって、アダプティブアレーアンテナの基本的特性の限界が決定される。

パタン形成網では次のような動作を行う。すなわち、各アンテナ素子の出力信号にウエイト（振幅と位相の両方を持つ）が乗じられて重み付けが行われる。ウエイトが乗算された信号を加え合わせることによってアレー出力信号が形成される。ウエイトにより各アンテナ素子で受信した信号の位相と振幅を制御することが可能なので、アダプティブアレーアンテナ全体としての指向性パタンの操作が可能になる。

適応処理装置は、アンテナ素子で受信した信号をある一定のアルゴリズムに従って処理することによってウエイトを決定し、アダプティブアレーアンテナシステムの制御を行う。この部分の詳細な設計は、信号受信時にアレーアンテナで使用可能な情報

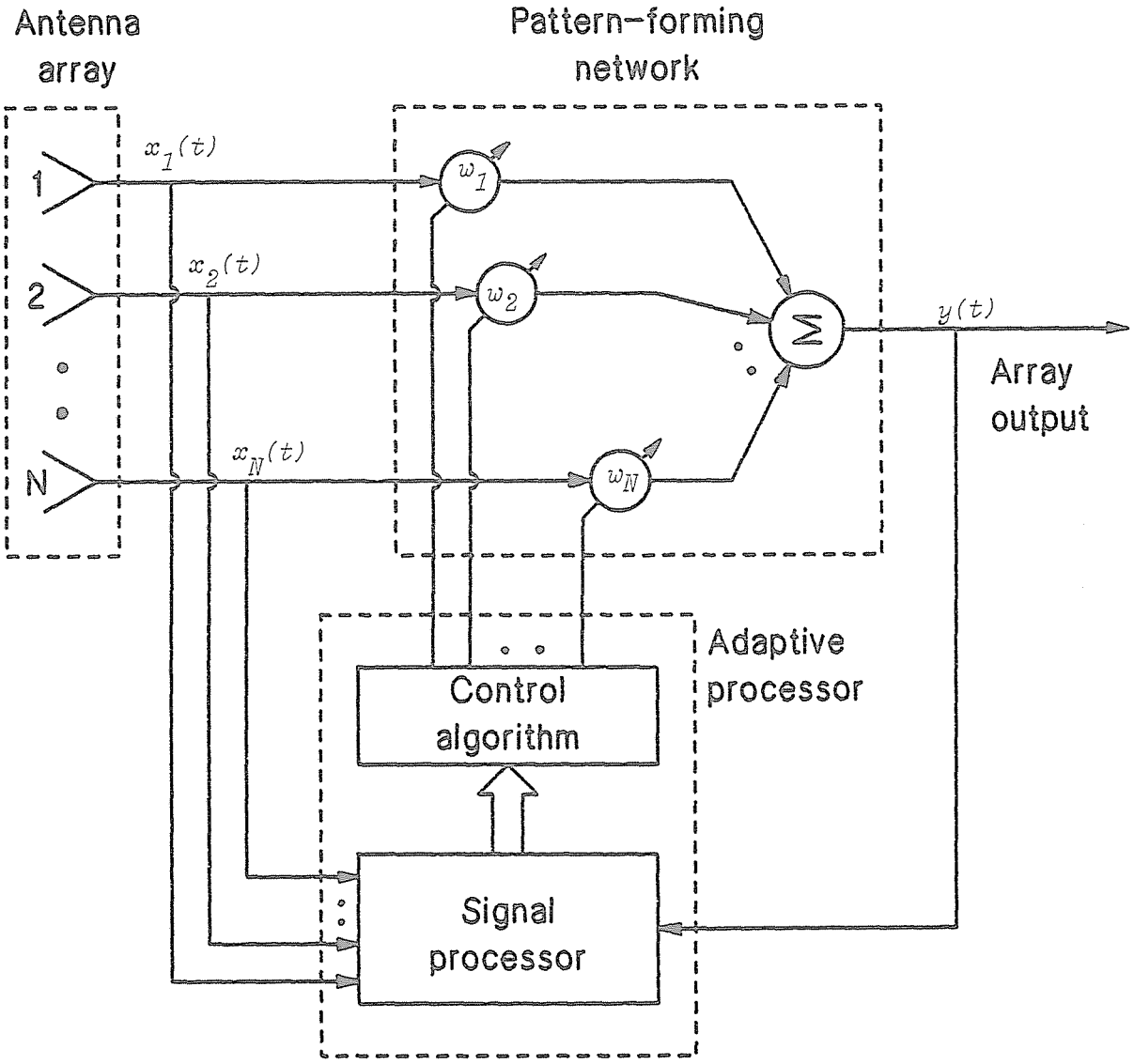


図1.1　N素子アダプティブアレーアンテナ.

がどの程度であるかに依存する。信号受信に関して事前に分かっている情報（所望信号到来方向、所望信号周波数あるいは妨害信号の電力レベル等）量が少なければ、適応処理装置で使用する制御アルゴリズムの設計は複雑になる。

１．４　アダプティブアレーアンテナの取り扱う問題

アダプティブアレーアンテナの設計で基本的に問題となるのは、妨害信号の存在下において所望信号の受信状態をいかにして改善するかということである。「所望信号」と「妨害信号」という表現の裏には、受信時に確認できるいくつかの相違点があり、この違いを利用して両者の検出または推定を行い、所望信号の受信特性を改善することが可能であるということが暗に述べられているのである。例えば、所望信号の到来方向が既知の場合、他の方向から入射する信号は、その方向にアレーパタンのヌルを向けることによって抑圧することができる。また、所望信号の周波数スペクトルが分かっているならば、所望信号の帯域外の妨害信号は帯域通過型フィルタによって除去できる。

もし、信号受信時に妨害信号の抑圧のみを目的とするならば、所望信号も抑圧を受けてしまう可能性がある。同様に、所望信号の受信のみを目的とした場合、所望信号のみならず妨害信号も同時に受信されることがある。従って、受信特性を全般的に改善するためには、所望信号を強めながら妨害信号を抑圧するという、場合によっては相反することがある２つの要求を満足しなければならない。一般に、受信特性は出力SNR によって評価されるが、パッシブソナー等における基本的な問題は、周囲の雑音と妨害信号の中に所望信号が存在するかどうかを決定することである。所望信号が存在するかどうかの決定には、単に出力SNR を最大にするだけでなく、このような問題において誤った決定を下す危険率を最小にする確率的決定論を用いる必要がある。確率的決定論によって得られる適応処理装置と、出力SNR を最大にする適応処理装置の間には密接な関係があり[33]、２つの異なる方法によって得られる解は最終的にはほぼ一致することが分かっている。

以上のことから、所望信号受信特性の改善を実現するためにアンテナアレーの形

状、パタン形成網の構成法、信号処理装置およびウエイト制御アルゴリズムを適当に選択しなければならないということが明らかになった。

アダプティブアレーアンテナシステムの特性は、過渡応答と定常応答の2つに大別される。過渡応答時間とは、アダプティブアレーアンテナが定常状態に達するまでに必要な時間あるいは信号環境の変化に適応するまでの時間をいう。定常応答はアダプティブアレーアンテナが定常状態に達した後の応答を意味している。

定常状態におけるアンテナ特性の評価法には、指向性パタン、出力SINR(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) 等の多数の方法がある。アダプティブアレーアンテナの応答速度は、制御アルゴリズム、そして、動作信号環境の特性と複雑に結び付いている。これに対し、定常応答は複素ウエイトの値、信号環境およびアンテナ素子の配置等によって比較的簡単に定式化される。

変動する雑音の中でのアダプティブアレーアンテナシステムの過渡応答速度と定常特性との間には、根本的に相反する関係が存在している。すなわち、アレーの過渡応答を高速にすると、ウエイトジッタ等によって定常特性が劣化する。一方、過渡応答速度を遅くするほど定常特性が良くなる。したがって、アダプティブアレーアンテナシステムを設計するときには、適応速度と定常特性の兼ね合いが最良になるように考慮する必要がある。

過渡応答速度の許容範囲は、システムがどのような用途に使用されるかによって決まる。例えば、航空移動通信システムでは、最大応答速度は信号の変調速度によって決定される。それは、応答があまりにも速すぎると、ウエイトが所望信号の変調と相互作用を起こしてしまうからである。一方、最低の応答速度は移動体の動きを補償するのに必要なアレーの応答速度によって決定される。

適応処理装置での基本的問題は、評価基準となる特性を最適化するように、パタン形成網でのウエイトを決定することである。適応処理装置の動作を決定する評価基準は、定常状態の特性を反映するように選ばなければならない。評価基準となる特性の主なものとしては、自乗平均誤差(MSE) [23~25] 、出力SNR[22,29,34] 、出力雑音電力（または、キャンシレーション）、最大アレー利得[35]、最小信号歪、および種々の拘束を導入したこれら評価基準の応用したものである[36,37] 。

アダプティブアレーアンテナにおけるウエイトの制御は、数多くあるアルゴリズムの中から最適なものを１つ選んで行われる。そのうち、あるものはアナログ回路でもディジタル回路でも実現できるが、ディジタル回路でしか実行できないものもあり、この場合、ディジタル信号処理装置(digital signal processor : DSP)を必要とする。

検討している応用に対して最適なアルゴリズムは、信号の特性、適応処理装置で利用できる情報、最適化すべき特性、処理装置に必要な応答速度、回路の複雑さ、デバイスやその他の技術的限界および経済性等の要因を考慮して設計されなければならない。従来の通信システムにおいては、ディジタル処理よりもアナログ処理方式による実現が望ましかった。なぜならば、アナログ処理方式は処理速度が速く、容易に実現することができるからである。しかしながら、必要とされるデータレートがそれほど高くない場合にはディジタル処理方式でも実現可能である。また、今後はディジタル信号処理装置の演算速度が高速になると予想されるので、高いデータレートの通信系においてもディジタル処理が用いられるものと考えられる。

アダプティブアレーアンテナの設計に際しては、システム構成の複雑さや経済性、要求される角度分解能、過渡応答と定常特性の兼ね合い等の制約を考慮した上で、最良の受信特性が得られるように、アンテナ素子の種類と数、アレーの配置方法、パタン形成網の構成方法、信号処理装置およびウエイト制御アルゴリズムを決定しなければならない。

１．５　本論文の目的と構成

高度情報化社会の発展とともに、情報の多様化と通信規模の急激な増大が進み、我々を取り巻く電波環境は悪化しつつある。このような信号環境においては、本来受信したい所望の信号の他に、不要波も数多く存在している。したがって、高度情報化社会においては所望信号の受信特性向上のために、有効な不要波対策を行うことが重要な研究課題である。受信特性向上に対する有力な手段が自ら受信しようとする電波と他の電波を識別し、所望信号を受信する一方で妨害信号を抑圧するアンテナシステ

ムを構築することである。それを実現する一つの手法がアダプティブアレーアンテナシステムである。

アダプティブアレーアンテナは電波を受信するアレーアンテナ系および信号処理系から構成されており、適用する制御アルゴリズムに基づいて信号処理が行われ受信特性の向上を実現することが1.1~1.4 において示された。制御アルゴリズムとしては多くの手法が考え出されているが、本論文においては所望信号到来方向が受信側において既知な信号環境において利用可能なハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナ（Howells-Applebaum adaptive array antenna：以下、H-A アダプティブアレーアンテナと略す。詳細については第２章において解説を行う。）を取り扱う。H-A アダプティブアレーアンテナの起源はサイドローブキャンセラーであり、パルスレーダアンテナにおける妨害波の抑圧を行うことが本来の目的であった。したがって、H-A アダプティブアレーアンテナに関する検討は所望信号がほとんどの時刻において存在しないという仮定のもとで議論が構築されている。そのため、常に所望信号が存在するような通信系におけるH-A アダプティブアレーアンテナの挙動については未解明な点が残されていた。

本論文では、H-A アダプティブアレーアンテナを通信系に応用する際の問題点を検討し、その解決方法および通信系に使用する場合のアレーアンテナパラメータの設計法に関する基礎的資料を提示することを目的としている。また、H-A アダプティブアレーアンテナはビームの走査を行うことによって空間に存在する波源の位置、電力等の波源パラメータを高分解能で推定することができるアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナとして使用することが可能である。しかしながら、従来のシステムではビームの高速な走査により特性が劣化する欠点があった。本論文においては、ビームの高速走査による特性劣化原因を明らかにし、高速走査を実現する手法について考察および提案を行っている。

本論文は、このようにH-A アダプティブアレーアンテナを通信系および波源推定に適用したときの諸特性とその応用に関する研究成果をまとめたものであり、第２章以降の概要を以下に述べる。

第２章においては、Ｎ個のアダプティブループを持つＮ素子H-A アダプティブア

レーアンテナについて解析を行う。まず最初に位相共役、相互相関干渉計およびRC積分フィルタについて簡単な説明を行う。その後、１つの制御ループを有する２素子アレーについて解析を行い、妨害波抑圧の基本的動作原理を知ると同時に、この１ループの挙動を検討することによってＮ素子H-A アダプティブアレーアンテナへ議論の拡張を行う。

第３章においては、H-A アダプティブアレーアンテナが所望信号の存在する通信系において使用可能であるということを、定常特性についての解析的考察と数値計算により示す。

第４章においては、H-A アダプティブアレーアンテナを広帯域な通信系に適用することを目的として、アンテナ素子の出力部をタップ付遅延線路で構成した系について検討を行う。従来の検討[38,39] では、充分な妨害抑圧特性を得ることができる最小のタップ数と遅延線路長について考察を行っているが、H-A ループ内に用いられているステアリング信号、増幅器利得についてはほとんど議論していない。そこで、この章においては、一般的なタップ付遅延線路で構成された広帯域H-A アダプティブアレーアンテナを提案し、適切なステアリング信号の与え方を明確化する。さらに、２素子のリニアアレーについて数値計算を行い、妨害抑圧特性および所望信号到来方向誤差（すなわち、角度誤差）特性から増幅器利得に関して考察を行う。これらの考察から、ステアリング信号は所望信号の周波数特性と到来方向を用いて決定すべきであるということを明らかにする。また、妨害抑圧特性から増幅器利得の設計法に関して議論するが、角度誤差が存在するときには、許容される角度誤差特性が得られる増幅器利得の範囲内で決定されなければならないことを示す。最後に、過渡応答についても検討を行う。

第５章においては、第４章において検討を行った広帯域な系の応用について考察を行う。近年、外国のＶＨＦ電波がスポラディックＥ層（以下、E_s層と略す）と呼ばれる電離層によって反射され、我が国におけるテレビジョン信号に妨害を与えることが報告されている[40~49] 。E_s層伝搬混信波の抑圧については、その対策を目的としてさまざまな研究が行われている[50]が、決定的な解決法とはなっていない。この章では、中継放送所におけるE_s層伝搬混信波対策として、第４章で考察した広帯域H-A ア

ダプティブアレーアンテナ（ただし、タップ出力に複素ウエイトを乗じる）を利用することを提案し、混信波の抑圧に必要とされる設計パラメータの決定法について考察を行う。その考察から、H-A アダプティブアレーアンテナが混信波抑圧対策として有用な手段であることを明らかにし、また、アンテナパラメータの設計資料の提示を行う。

第６章および第７章においては角度誤差特性[51,52] について考察する。すなわち、H-A アダプティブアレーアンテナを通信系に用いる場合、所望信号の周波数と到来方向が受信側において既知でなければならない。しかしながら、所望信号の到来方向については正確に既知であると仮定することが実際的でないことがしばしばある。このような場合、角度誤差による出力特性の劣化が問題となる。

第６章においては、まず初めに所望信号のみが存在し、角度誤差のあるときの定常特性を解析的に明らかにする。解析的に導出された角度誤差特性から所要の出力SNRを得るための適用条件を明確にし、アレーの設計資料として重要な増幅器利得の上限あるいは許容される角度誤差の上限を与える式を導出する。さらに、妨害が存在するときの角度誤差特性について数値計算を行い、導出した設計資料の有用性について考察する。これらの検討により、次のことを明らかにする。熱雑音電力によって規格化された増幅器利得ｇが１以上であるか、あるいはｇが小さくても妨害電力が適当に大きいならば、得られる角度誤差特性が妨害の存在しないとき得られる特性より良好な特性なので、このような場合については導出した設計資料は充分利用することができる。

第７章においては角度誤差対策法の比較検討を行い、方法の優劣について明らかにする。角度誤差対策としてH-A アダプティブアレーアンテナでは増幅器利得を小さくする方法[52]、または、拘束電力最小化アダプティブアレーアンテナ（以下、CLMSアダプティブアレーアンテナと略す）で擬似雑音を増加する方法[53]、すなわち入力信号から求められる相関行列の対角項を等価的に増加する方法と、CLMSアダプティブアレーアンテナで拘束方向を増加する複方向CLMSアダプティブアレーアンテナを用いる方法[36,54] のいずれが適しているか、数値計算を用いて比較検討を行う。まず初めに、H-A アダプティブアレーアンテナとCLMSアダプティブアレーアンテナの一般的性

質を論じ、そのあとCLMSアダプティブアレーアンテナの拘束方向を増加させたときの応答ベクトルおよび拘束行列の与え方を明確化する。それから、H-A と複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性を数値計算を用いて比較検討する。例として、角度誤差が5°、入力SNR のダイナミックレンジの上限が20dB、所要の出力SINRまたはSNR の下限が10dBという評価基準を設け、アンテナの自由度が一定の条件のもとで比較検討を行い、妨害電力が所望信号電力と等しいか、それ以下なら複方向CLMSを用いる方法が、また妨害電力が所望信号電力より充分大きいときには、相関行列の対角項を等価的に増加する方法がより広い妨害到来範囲で評価基準を満足することを明らかにする。ただし、与えられた信号環境に適する角度誤差対策の方法を上記２つから選択する場合、その決定は採用する評価基準に依存する。

第８章においては、定常状態におけるH-A アダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ（以下、H-A SRA と略す）の挙動について解析的な検討を行う。ステアリング信号を時間とともに変化することによって空間走査を行い、信号源の推定を行う。しかしながら、高速な走査が行われたときSRA 特性は重大な劣化を引き起こすことが報告されている[55]。そこで、まず初めに、高速走査によって走査型H-A SRA の特性劣化が生じる原因について考察する。次に、高速走査時において走査型H-A SRA 特性の劣化を引き起こさないためにH-A ループ内において用いられているフィルタが満足しなければならない条件を導出する。最後に、示された条件を満足し、特性を劣化させることなく高速走査を実現する新しいフィルタの構成法を提案する。

第９章においては、走査型H-A SRA で高速走査を実現する簡便な方法を提案する。ここでは、H-A SRA のウエイト解の理論的解析から高速走査による特性劣化原因を明らかにし、特性劣化を軽減するステアリング信号決定法と系の構成を示す。次に、解析的考察と数値計算により、本手法がH-A SRA の高速走査に有効であることを明らかにする。また、数値計算結果から今回提案された系では、従来の系が非走査型H-A SRA に比べて走査特性の劣化が顕著である信号環境において充分な高速走査特性を有し、従来の系に比べて 100倍以上高速走査可能であることを示す。また、その他の信号環境に関しても提案された系では従来の系より良い特性を得ることができることを明らかにする。提案するステアリング信号決定法は、H-A ループ内のステアリング信

号印加機構を変更することによって実現できることから、H-A ループの特性をそのまま活用することができる。さらに、高速走査が可能であることから、極めて有効な方法である。

第10章において、以上の結果を要約する。

図1.2 に本論文の構成と各章の関係を示す。

１．６　むすび

本章においては、アダプティブアレーアンテナが考案されるに至った動機、発展の歴史的背景、アダプティブアレーアンテナの主要システム要素、特徴および取り扱う問題について概観し、最後に本論文の目的と構成を明らかにした。

アダプティブアレーアンテナはアンテナ素子と信号処理装置を組み合わせることによって、既存のアンテナでは実現することができなかった妨害の抑圧および出力特性の改善を自動的に行うことができる。さらに、既存の信号処理技術とアダプティブアンテナ技術を組み合わせることによって、妨害信号に対して強力な受信システムを構築することができる。

アダプティブアレーアンテナが現在直面している問題は、良い定常特性と速い過渡応答である。両特性の間には基本的交換関係が存在していて、研究・開発の対象となっている。我々は取り扱う問題に応じて、さまざまな適応化アルゴリズムの中から必要とされるアルゴリズムを選択することができる。第２章においては、本論文で検討を行うハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナについてその動作原理の解説を行う。

ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナ
の諸特性と応用に関する研究

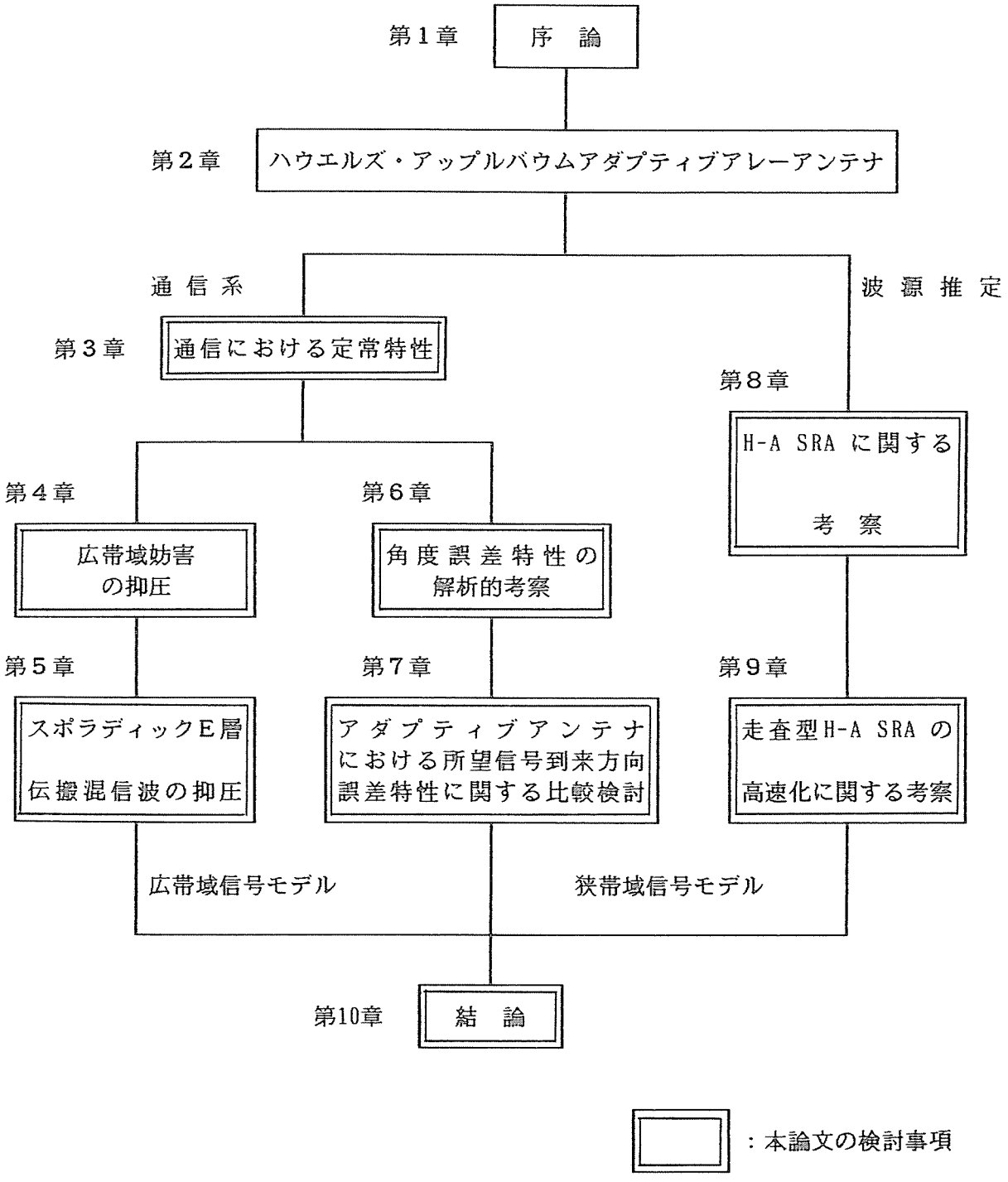


図1.2　本論文の構成と各章の関係．

参 考 文 献

[1] R.A.Monzingo and T.W.Miller : Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley and Sons, New York, 1980.

[2] J.E.Hudson : Adaptive Array Principles (IEE Electromagnetic Waves Series 11), Peter Peregrinus LTD, U.K., 1981.

[3] J.H.Justice, N.L.Owseley, J.L.Yen, and A.C.Kak : Array Signal Processing, S.Haykin, Ed., Englewood Cliffs : Prentice-Hall, Inc., 1985.

[4] B.Widrow and S.D.Stearns : Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs : Prentice-Hall, Inc., 1985.

[5] R.T.Compton,Jr. : Adaptive Antennas, Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1988.

[6] W.F.Gabrial : "Adaptive Array - An Introduction", Proc. IEEE, 64, 2, pp.239-272 (Feb. 1976).

[7] M.D.Windram and J.Halliday : "Adaptive Arrays - a Theoretical Introduction", IEE Proc., 127, F-4, pp.243-248 (Aug. 1980).

[8] IEEE Trans. Antennas and Propagation (Special Issue on Active and Adaptive Antennas), AP-12, 2 (Mar. 1964).

[9] IEEE Trans. Antennas and Propagation (Special Issue on Adaptive Antennas), AP-24, 5 (Sept. 1976).

[10] IEE Proc., H, 130, 1 (Special Issue on Adaptive Arrays), (Feb. 1983).

[11] IEEE Trans. Antennas and Propagation (Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems), AP-34, 3 (Mar. 1986).

[12] D.L.Margerum : "Self-Phased Arrays", in Microwave Scanning Antennas, 3, R.C.Hansen, Ed., New York : Academic Press, 1966, ch.5.

[13] P.W.Howells : "Intermediate Frequency Side-lobe Canceller", U.S. Patent 3 202 990, Aug. 24, 1965 (filed May 4, 1959).

[14] B.Widrow : "Adaptive Filters I : Fundamentals", Stanford Univ. Electronics Labs., Syst. Theory Lab., Center for Syst. Res., Rep. SU-SEL-66-126, Tech. Rep.6764-6 (Dec. 1966).

[15] B.Widrow : "Adaptive Filers", in Aspects of Network and System theory, R.E.Kalman and N.DeClaris, Eds. New York : Holt, Rinehart and Winston, 1971, ch.5.

[16] F.Bryn : "Optimum Signal Processing of Three-dimensional arrays Operating on gaussian Signals and Noise", J.Acoust. Soc. Amer., 39,

pp.74-78 (Mar. 1962).

[17] S.W.W.Shor : "Adaptive Technique to Discrimimate against Coherent Noise in a Narrow-band System", J. Acoust. Soc. Amer., 39, pp74-78 (Jan. 1966).

[18] P.E.Green,Jr., R.A.Frosch, and C.F.Romney : "Principles of an Experimental Large Aperture Seismic Array (LASA)", Proc. IEEE, 53, pp.1821-1833 (Dec. 1965).

[19] R.T.Lacoss : "Adaptive Combining of Wideband Array Data for Optimal Reception", IEEE Trans. Geosci. Electron., GE-6, pp.78-86 (May 1968).

[20] L.C.Van Atta : "Electromagnetic Reflection", U.S.Patent 2908002, Oct. 6, 1959.

[21] P.W.Howells : "Explorations in Fixed and Adaptive Resolution at GE and SURC", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.575-584 (Sept. 1976).

[22] S.P.Applebaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[23] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Goode : "Adaptive Antenna Systems", Proc. IEEE, 55, pp.2143-2159 (Dec. 1967).

[24] L.J.Griffiths : "A Simple Adaptive Algorithm for Real-Time Processing in Antenna Arrays", Proc. IEEE, 57, 10, pp.1696-1704 (Oct. 1969).

[25] O.L.Frost,III : "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing", Proc. IEEE, 60, 8, pp.926-935 (Aug.1972).

[26] R.L.Riegler and R.T.Compton, Jr. : "An Adaptive Array for Interference Rejection", Proc. IEEE, 61, pp.748-758 (June 1973).

[27] R.T.Compton,Jr. : "Adaptive Arrays : On Power Equalization with Proportional Control", Ohio State Univ. Electroscience Lab., Rep.3234-1, Contract N00019-71-C-0219 (Dec. 1971).

[28] C.L.Zahm : "Application of Adaptive Arrays to Suppress Strong Jammers in the Presence of Weak Signals", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-9, 2, pp.260-271 (Mar. 1973).

[29] L.E.Brennan, E.L.Pugh, and I.S.Reed : "Control-Loop Noise in Adaptive Array Antennas", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-7, pp.254-262 (Mar. 1971).

[30] L.E.Brennan and I.S.Reed : "Effect of Envelope Limiting in Adaptive Array Control Loops", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems,

AES-7, pp.698-700 (July 1971).

[31] L.E.Brennan and I.S.Reed : "Theory of Adaptive Radar", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-9, pp.237-252 (Mar. 1973).

[32] I.S.Reed, J.D.Mallett, and L.E.Brennan : "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-10, pp.853-863 (Nov. 1974).

[33] L.W.Brooks and I.S.Reed : "Equivalence of the Likelihood Ratio Processor, the Maximum Signal-to-Noise Ratio Filter, and the Wiener Filter", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-8, 5, pp.690-692 (Sept. 1972).

[34] D.S.Hicks : "Performance on a 2-Elemeny Adaptive Array by a Maximum Signal-to-Noise-Ratio Algorithm", Electronics letters, 12, 10, pp.252-253 (May 1976).

[35] H.H.Az-Khatib and R.T.Compton,Jr. : "A Gain Optimizing Algorithm for Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-26, 2, pp.228-235 (Mar. 1978).

[36] K.Takao, M.Fujita, and T.Nishi : "An Adaptive Antenna Array Under Diretional Constraint", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.662-669 (Sept. 1976).

[37] J.Capon, R.J.Greenfield, and R.J.Kolker : "Multi-Dimensional Maximum-Likelyhood Processing of a Large Aperture Seismic Array", Proc. IEEE, 55, pp.192-217 (Feb. 1967).

[38] W.E.Rodgers and R.T.Compton,Jr. : "Adaptive Array Bandwidth with Tapped Delay-Line Processing", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-15, 1, pp.21-28 (Jan. 1979).

[39] J.T.Mayhan, A.J.Simmons, and W.C.Cummings : "Wide-Band Adaptive Antenna Nulling Using Tapped Delay Lines", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-29, 6, pp.923-936 (Nov. 1981).

[40] 若井，北村，小泉，古関：”スポラジックＥ層によるＶＨＦテレビの混信障害の実情，対策，予報”，テレビジョン学会技術報告，RE79-40 (1979).

[41] 伊藤，下地：”スポラディックＥ層伝搬と外国電波の混信”，NHK 技研月報，56, 5, pp.174-180 (1982-5).

[42] 伊藤：”スポラディックＥ層伝搬と外国電波の混信”，テレビジョン学会誌，36, 5, pp.388-395 (1982-5).

[43] 田尾，沢路，桜沢，山岡：”ＶＨＦの電離層遠距離伝ぱん実験結果”，電波研

季報，6，23，pp.75-86 (1960-6).

[44] 村上，木名瀬，伊藤：”ＶＨＦ電波の異常伝搬”，NHK 技術研究，15，8，pp.573-600 (1963-8).

[45] 木名瀬，伊藤：”ＶＨＦ電波の遠距離異常伝搬”，NHK 技術研究，19，1，pp.64-85 (1967-1).

[46] 木名瀬，伊藤：”ＶＨＦ波のスポラディックＥ層伝搬の統計的性質”，NHK 技術研究，20，1，pp.39-48 (1968-1).

[47] 宮，佐々木：”スポラディックＥ電波の伝搬特性と信号強度の計算”，電子通信学会誌，48，12，pp.2143-2151 (1965-12).

[48] 宮，清水，小島：”スポラジックＥ伝搬における電離層減衰”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，3，pp.291-298 (1979-3).

[49] 田尾：”テレビ電波の混信”，電波季報，34，5，p.377 (1980-5).

[50] NHK 総合技術研究所，放送科学基礎研究所：”中継放送所における外国電波混信対策　～指向性制御受信装置（Ｂ型）～”，昭和57年技術研究公開研究紹介資料，pp.63-64 (1982).

[51] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in a Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

[52] C.L.Zahm : "Effects of Errors in the Direction of Incidence on the Performance of an Adaptive Array", Proc. IEEE, 60, 8, pp.1008-1009 (Aug. 1972).

[53] K.Takao and N.Kikuma : "Tamed Adaptive Antenna Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-34, 3, pp.388-394 (Mar. 1986).

[54] A.K.Steele : "Comparison of Directional and Derivative Constraints for Beamformers Subject to Multiple Linear Constraint", IEE Proc., H, 130, 1, pp.41-45 (Feb 1983).

[55] M.Ueno, K.Kawabata, and T.Morooka : "Scanning Limitation in Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-32, 3, pp.213-218 (Mar. 1984).

第 2 章

ハウエルズ・アップルバウム
アダプティブアレーアンテナ

本章では、Ｎ個のハウエルズ・アップルバウムアダプティブループを持つＮ素子アダプティブアレーアンテナについて解析を行う。そのための準備として、まず最初に位相共役、相互相関干渉計およびRC積分フィルタについて簡単に説明を行う。その後、１つの制御ループを有する２素子アレーアンテナについて解析を行い、サイドローブキャンセラーの動作原理を知ると同時に、この１ループの挙動を検討することによってＮ素子ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナへの導入を行う[1,2] 。本章においては、アナログループで構成された制御ループについて考察して行くが、複雑な信号処理が要求されるシステムにおいてはディジタル回路による構成も可能である。

２．１　まえがき

適応的に妨害信号にヌルを向ける重要な機能が、中間周波数(IF)サイドローブキャンセラーに対して開発された。その成果は、Howells の特許として認められている[3] 。この原理の解析がApplebaum によって行われ、各アンテナ素子に接続されているアダプティブループの動作を支配する制御法則の理論が確立された[4] 。パルスレーダあるいはアクティブソナーシステムのように所望信号がほとんどの時刻において存在せず、所望信号の到来方向が既知であるという仮定のもとで、Howells-Applebaum （以下、H-A と略す）ループは一般化された出力SNR を最大化するように動作する。H-A ループは簡単に装置を構成することができるので、いままでレーダシステムにおけるクラッタとか妨害信号抑圧への応用に使用されてきた。

H-A ループの動作について解説する前に、その構成要素である位相共役、相互相関干渉計およびRC積分フィルタについて簡単な説明を行う。これらの概念を基礎にして１つのアナログループを持つ単純な２素子アレーアンテナについて解析を行う。この簡単な２素子１ループの挙動を検討することによってアダプティブアレーアンテナシステムの特性に関する展望が得られる。

２．２　位相共役

ここで議論するアダプティブアレーアンテナにおける空間フィルタリング効果は妨害波源の方向を自動的に検知し、適応前の指向性パタンと妨害方向に形成されるレトロディレクティブビーム(retrodirective beam) の差を求めることによって成し遂げられる。妨害信号源の方向にパタンヌルを形成するために、適応前のビームパタンからレトロディレクティブビーム（振幅と位相が適応前のビームのそれと整合が取れている）を引き去る原理が図2.1 に示されている。レトロディレクティブビームとはある１つの妨害信号源の方向に自動的に形成された受信ビームを意味している。妨害信号源の方向に補助受信ビームを向けるために（すなわち、レトロディレクティブビー

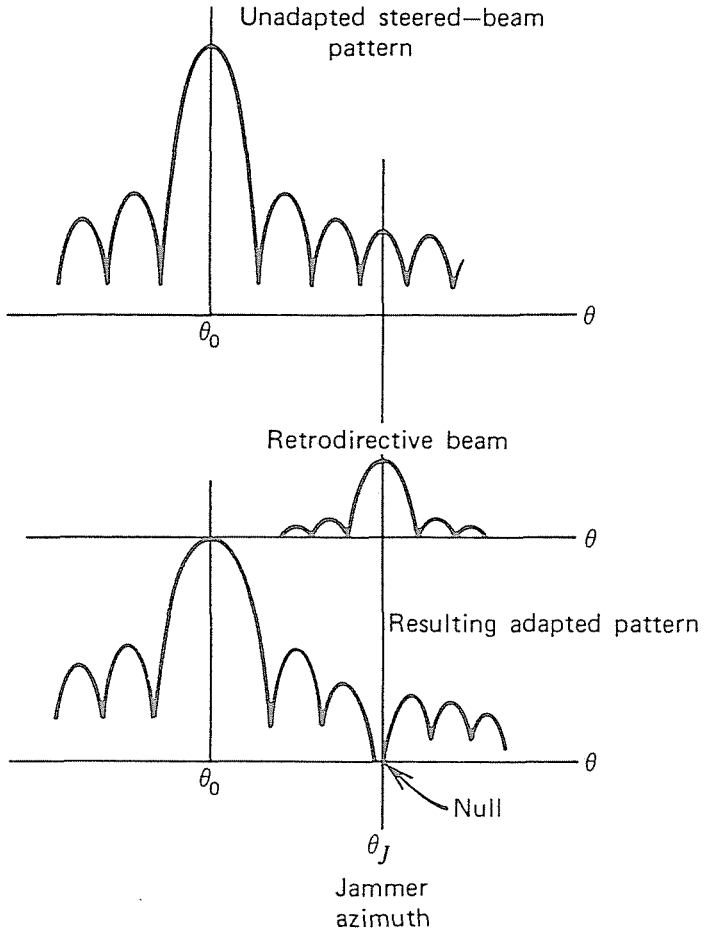


図2.1　レトロディレクティブビームを用いたアダプティブアレーアンテナのヌル形成の原理（妨害1波）.

ムを形成するために）、アレーを構成する各アンテナ素子の位相が受信された妨害信号の波面の位相進みと正確に同じ量だけ遅延（ある特定の位相基準に対して）を持たなければならない。ある特定の周波数で、時間遅延が位相のずれ（$\pm\pi$以内）によって表される。結局、レトロディレクティブ位相はあらゆる素子の受信信号の位相（共通の位相基準として選んだアンテナ素子と比較したとき）と共役関係が成り立っていなければならない。

所望の位相共役はミクサを用いることによって、そして出力として異なった周波数を選択することによって容易に得られる[5] 。そのとき、ミクサの参照信号として受信信号周波数と等しいか、あるいはそれより高い周波数の信号を割り当てる。

２．３　相互相関干渉計

H-A アダプティブ信号処理装置を用いたアダプティブアレーアンテナは、受信参照信号と各アンテナ素子で受信される信号との相互相関を求めることによって位相共役を求め、ウエイト素子を決定する（それによって、レトロディレクティブビームを形成する）。参照信号は別のアンテナ素子の出力かあるいは制御を受けるアンテナ素子が含まれるアレー全体の出力のいずれかが用いられる。いずれの場合においても、動作原理は相互相関干渉計[6,7] と同じである。その単純化された系を図2.2 に示す。

ブロードサイド方向から θ だけ離れた角度に位置する信号源から放射された信号は２つのアンテナ素子間の空間行路差長に依存した位相差u をともなって図2.2 のアンテナ素子A、Bに入射する。空間行路差長に依存した位相差u は次式で定義される。

$$u = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta \qquad (2.1)$$

ただし、d はアンテナ素子間隔、λは入射波の波長である。

素子A とB におけるRF信号は共通の局部発振器を持つ２つのミクサによって処理が容易なIF帯に周波数変換される。ただし、RF周波数における位相と振幅は周波数変換されたIF信号において保存されている。素子B での複素IF信号を$\tilde{x}_2$とするならば、この信号の実部は次式で書かれる。

$$x_2 = b\cos(\omega t+u) \qquad (2.2)$$

ただし、b は素子B における受信信号の振幅、ωはIF搬送波周波数、そしてu は素子A に対する素子B での位相進みを表す。素子A からの複素IF信号は２番目のミクサによって一定の参照信号周波数のずれω_0でその信号を混合することによって高い周波数に周波数変換される。この周波数変換によって低振幅直流検波、振幅平衡および雑

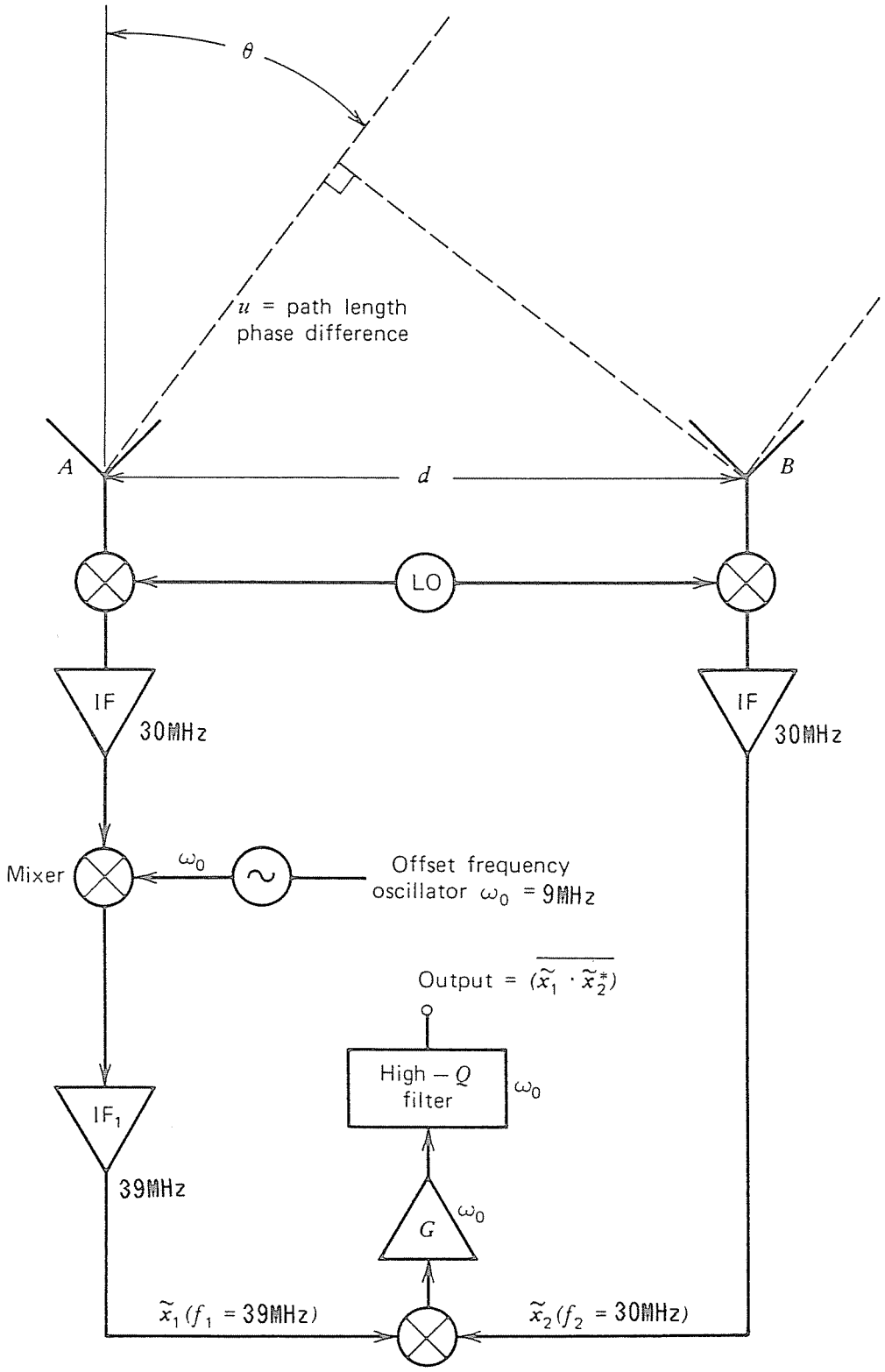


図2.2　相互相関干渉計のブロック図.

音ゆらぎに関連して発生する問題を避けることができる。したがって、複素信号$\tilde{x}_1$の実部は式(2.3) のように表現される。

$$x_1 = a\cos\{(\omega+\omega_o)t+\phi_o\} \qquad (2.3)$$

ただし、a は素子A で受信される信号の振幅、$(\omega+\omega_o)$は周波数変換された後のIF周波数、ϕ_oは局部発振器での位相定数である。

２つのIF信号x_1、x_2は図2.2 に示されているように最後のミクサに入力される。そこでは差の周波数成分が出力信号として選択される。結局、最終的なミクサ出力信号は$\tilde{x}_1$と$\tilde{x}_2$の複素共役の積の実部として与えられる。

$$\text{ミクサ出力} = \mathrm{Re}\{\tilde{x}_1\tilde{x}_2^*\} = \frac{ab}{2}\cos(\omega_o t+\phi_o-u) \qquad (2.4)$$

ただし、* は複素共役を表す。

したがって、最終段のミクサは素子A、Bで受信された信号の相互相関を与える。出力は参照信号周波数ω_oに等しいキャリア周波数を持つ。ミクサ出力は２つの信号振幅(aとb)の積に比例する。位相は２つの素子での受信信号間の空間行路差長に依存した位相差u に等しい。

最後に、相互相関ミクサ出力はオフセット周波数ω_oを中心とする通過帯域を持つ利得Ｇの高利得増幅器で増幅され、出力SNR を改善するため狭帯域の高Ｑフィルタで積分される。高Ｑフィルタは出力雑音帯域幅を減少させ、かつ次式のような相関ミクサ出力信号包絡線を積分（平均化）することによって出力雑音を減少させる。

$$\text{フィルタ出力} = \int_t^{t+\tau} \mathrm{Re}\{\tilde{x}_1\tilde{x}_2^*\}\,dt \qquad (2.5)$$

図2.2 の相互相関干渉計では一定の複素出力信号が得られる。この信号は処理の容易な周波数を持つ。この複素信号の振幅は２つの素子で受信される信号の振幅の積に比例する。位相は空間行路差長に対応する位相差u （素子A に対する素子B での位相共役でもある）に等しい。従って、相互相関干渉計の出力はアダプティブ素子ウエイトを形成するために必要とされる情報をすべて含んでいる。ウエイトは信号方向に向くレトロディレクティブビームを形成する。

２．４　積分フィルタ

アダプティブアレーアンテナを利用する上で図2.2 に示した相互相関高Qフィルタは位相の安定性を持たなければならなく、さらに、フィルタの時定数が容易に変更可能でなければならない。これらのことから、IF信号が高利得増幅器の出力で同相および直交(IとQ)する直流ベースバンド信号に周波数変換されるような構成を行うことが望ましい。そのために簡単なRC積分フィルタが用いられる。RC積分フィルタを用いて構成された高Qフィルタの構成を図2.3 に示す。RC積分フィルタの出力におけるＩとQの信号がオフセット参照信号（バイポーラ乗算器）を再変調するために使用される。それゆえ、オフセット周波数における複素ウエイト$\tilde{w}$ が得られる。

図2.4 に示されるRC積分フィルタの過渡応答について解析を行う。このRC積分フィルタの出力電圧に関する微分方程式は次式のようになる。

$$C\frac{dw}{dt} + \frac{w}{R} = \frac{v}{R} \tag{2.6}$$

等価的に、

$$\tau_o\frac{dw}{dt} + w = v \tag{2.7}$$

となる。ただし、τ_o=RC で、積分フィルタの時定数を表す。v は入力ステップ電圧関数で、次式で与えられる。

$$v(t) = \begin{cases} 0 & t<0 \\ v_o & t\geqq 0 \end{cases} \tag{2.8}$$

式(2.7) のラプラス変換を取ることによって、次式を得る。

$$\tau_o sw(s) - \tau_o w(0+) + w(s) = \frac{v_o}{s} \tag{2.9}$$

すなわち、

$$w(s) = \frac{w(0+)}{(s+\alpha_o)} + \frac{\alpha_o v_o}{s(s+\alpha_o)} \tag{2.10}$$

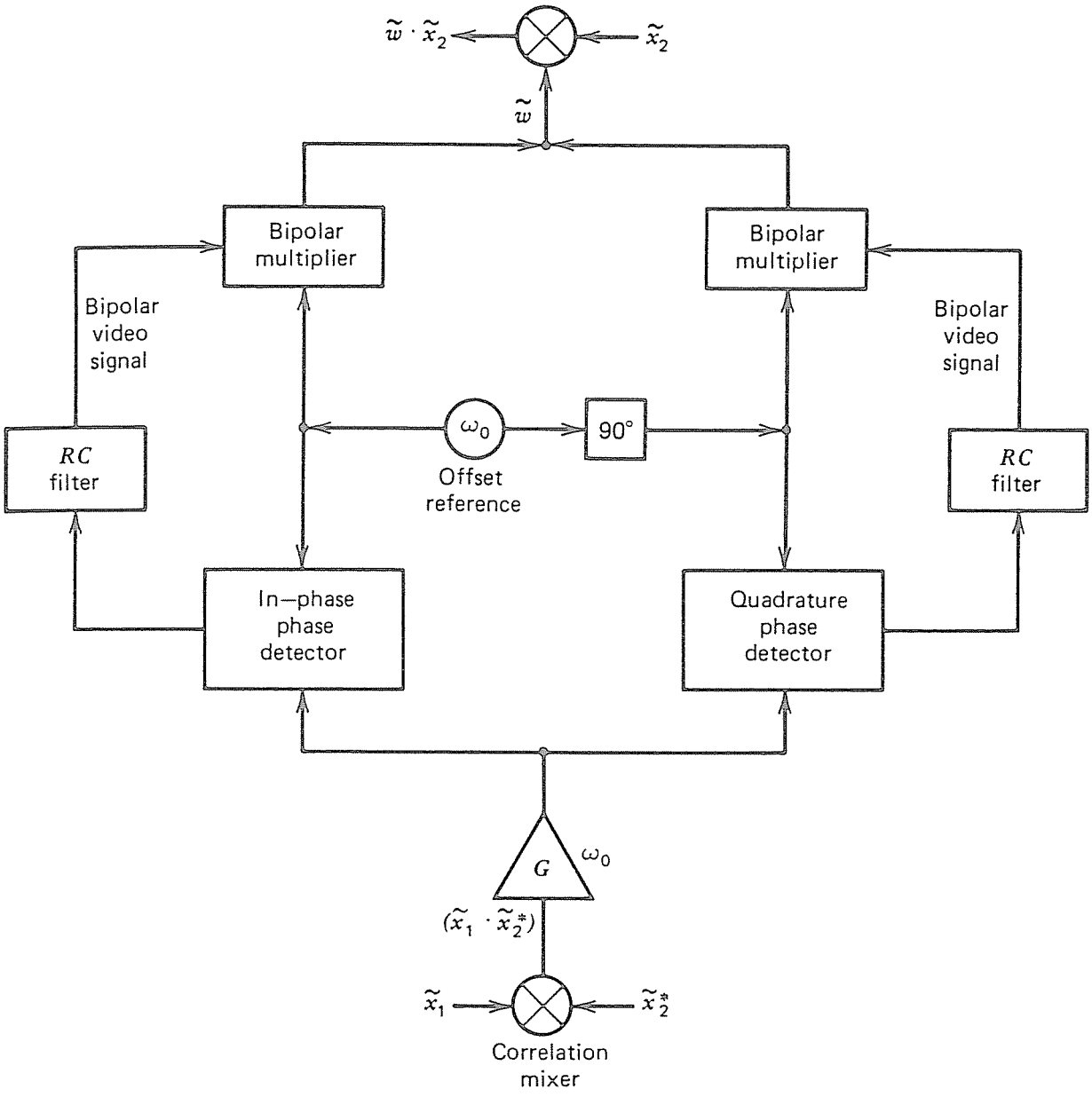


図2.3　直行および同相チャネルにＲＣ積分フィルタを用いた高Ｑフィルタ．

となる。ただし、$\alpha_o=1/\tau_o$ 、$w(0+)$ は時刻t=0+における出力電圧w の初期値を表している。

式(2.10)の逆ラプラス変換を行うことによって、

$$w(t)= w(0+)e^{-\alpha_o t} + v_o(1 - e^{-\alpha_o t}) \qquad (2.11)$$

となる。あるいは、

$$w(t)= \{ w(0+) - v_o \}e^{-\alpha_o t} + v_o \qquad (2.12)$$

である。

図2.4 のRC積分フィルタの動作はＩとＱの両チャネルに対して行われるので、式(2.12)は複素量$\tilde{w}$ と$\tilde{v}_o$で表される。すなわち、

$$\tilde{w}(t)= \{ \tilde{w}(0+) - \tilde{v}_o \}e^{-\alpha_o t} + \tilde{v}_o \qquad (2.13)$$

である。

したがって、式(2.13)はRC積分フィルタから出力される同相および直交成分を表す複素ウエイト$\tilde{w}$ に対する過渡応答を与える式である。ここで、記号～は複素量を表しているが、以下の議論においては複素量のみを取り扱うので、特に述べない限りすべての量が複素包絡線で表されているものと仮定する。

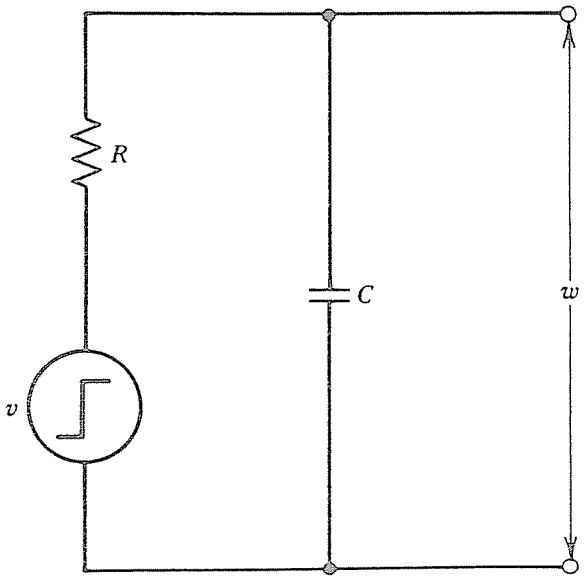


図2.4　ＲＣ積分フィルタ.

２．５　１つのアダプティブループを有する２素子アレー

考察する上で最も単純なアダプティブアレーアンテナを図2.5 に示す。このシステムは１つのH-A アダプティブループを有する２素子アレーから構成されている。図2.5 に示されているアダプティブループは文献[3] に示される１ループサイドローブキャンセラーに等価である。ただし、ビームステアリング信号（単にステアリング

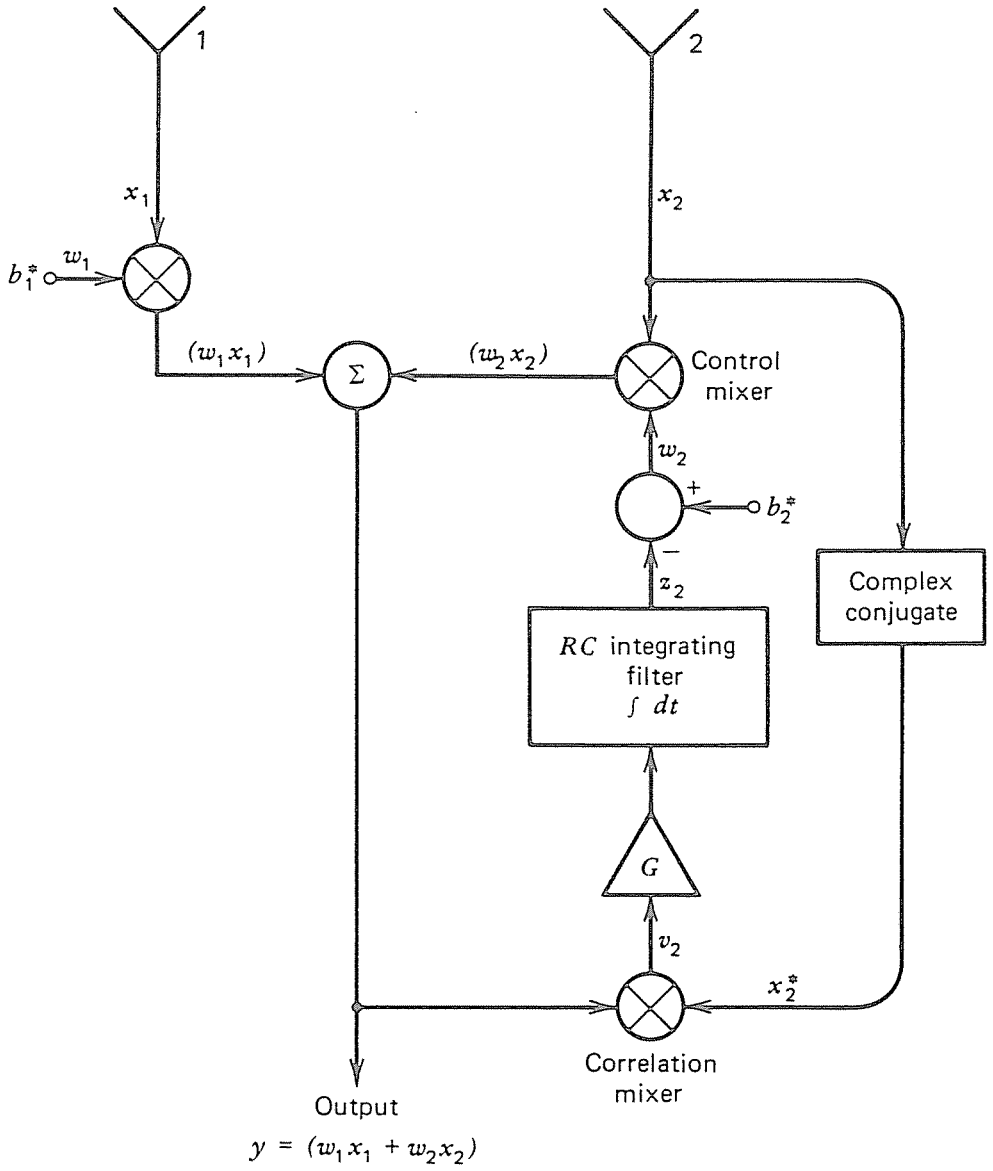


図2.5　１つのH-A ループを有する２素子アレーアンテナ.

信号と略して記すこともある）b_2^* は文献[4] で提案されていると同じ方法で加えられる。図2.5 のアダプティブループは図2.2 に示されている相互相関干渉計を含んでいる。

素子ウエイトw_1が適応前であり、ステアリング信号b_1^* に等しいと仮定する。ウエイトw_2は適応化が行われ、ステアリング信号b_2^* と積分フィルタの出力信号z_2の差に等しいとする。重み付けされた素子出力信号は加え合わされ、アレー出力($w_1x_1+w_2x_2$）を形成する。この出力はx_2^* との相互相関を求めるために相関ミクサに入力される。図2.5 に示すアダプティブループは負帰還ループに対応した挙動をする。フィードバックループと制御ループとの間の関係は制御ループ内で使用される信号とウエイトについて考察した後検討する。

図2.5 では考察から意味のない事項を除く一方で、制御特性を検討するために都合が良いような仮定を行っている。すなわち、すべての信号はその複素包絡線により表現されているものとし、包絡線によって変調を受けたRFまたはIFキャリアを式に示していない。さらに、図2.5 には実際のシステムで必要になる局部発振器、IFバッファおよび帯域通過型フィルタ(BPF) を示していない。ステアリング信号b_1^* およびb_2^* はある参照オフセット周波数ω_oを有する入力信号であが、前述の仮定によりe^{jwot} のキャリア周波数は定式化において省略されている。

ステアリング信号b_1^* およびb_2^* の目的は所望の方向θ_oに主ビームを向けることであり、これは所望信号到来方向が既知であるということを仮定していることにほかならない。適応動作に入る前の条件（受信機熱雑音のみが存在し、所望信号が存在しないとき）では、アダプティブウエイトw_2は適応前の値w_qに等しく設定されている。w_1とw_qはθ_o方向に主ビームを向けるために必要とされるウエイトの値でなければならない。参照位相面を２つの素子の真中に選ぶ（ただし、両方の素子は距離d だけ離れている）。そのとき、図2.2 および式(2.1) からw_1とw_qを次式のように選択することによって、所望の方向θ_oに主ビームを形成する大きさ１のウエイトが実現される。

$$w_1 = e^{ju_o} \tag{2.14}$$

$$w_q = w_1^* = e^{-ju_o} \tag{2.15}$$

ただし、

$$u_o = \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta_o \qquad (2.16)$$

である。

式(2.14)および(2.15)で定義されるウエイトを用いることによって、適応前のパタンG$_q$(θ) が得られる。

$$G_q(\theta) = \frac{1}{2}[\, e^{j(u-u_o)} + e^{-j(u-u_o)}] = \cos(u-u_o) \qquad (2.17)$$

ただし、

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta \qquad (2.18)$$

である。式(2.18)においてθは角度の変数である。

一方、b_2^* は定数c_2およびウエイトw_qと次のような関係がある。

$$b_2^* = c_2 w_q = c_2 e^{-ju_o} \qquad (2.19)$$

アンテナ素子出力信号x_1とx_2は角度θ_iに位置する妨害信号源から放射された確率的に独立な狭帯域妨害信号J_iと受信機熱雑音電圧n_1とn_2から成る。さらに、妨害信号は時刻t=0 においてステップ関数的に突然発生した信号であると仮定する。このとき、素子信号は次式のように書かれる。

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= n_1 \\ x_2 &= n_2 \end{aligned}\right\} \quad t<0 \ \text{（適応前）} \qquad (2.20)$$

さらに、

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= n_1 + J_i e^{-ju_i} \\ x_2 &= n_2 + J_i e^{ju_i} \end{aligned}\right\} \quad t>0 \qquad (2.21)$$

となる。

ただし、

$$u_i = \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta_i \qquad (2.22)$$

である。

また、ウエイトw_2は次式で表される。

$$w_2 = b_2^* - z_2 \tag{2.23}$$

相互相関器は相関ミクサ、増幅器および積分フィルタから構成されている。相互相関器の過渡応答は2.4 で用いられたRC積分フィルタの方法によって決定される。ただし、入力電圧はステップ関数的に変化すると仮定する（ステップ関数入力が以下の解析において仮定される）。出力信号z_2と入力信号Gv_2 で式(2.7) を書き換えると、

$$\tau_o \frac{dz_2}{dt} + z_2 = Gv_2 \tag{2.24}$$

となる。ただし、Gは増幅器利得、v_2は相関ミクサからの出力信号である。さらに、相関ミクサ出力信号は次式となる。

$$v_2 = k^2(w_1x_1 + w_2x_2)\, x_2^* \tag{2.25}$$

ただし、kはミクサ変換定数である。

式(2.25)から、v_2は素子信号x_1とx_2の関数であることが分かる。x_1およびx_2において発生する高速なRMS 変動はv_2における高速なRMS 変動となる（受信機チャネル帯域幅によって決定される範囲）。結局、式(2.20)と(2.21)で決定されるx_1とx_2の包絡線ステップ関数に対して、受信機チャネル帯域幅の逆数におおよそ等しいv_2の立ち上がり時間が必要である。このように、v_2がRC積分フィルタへの入力ステップ関数の仮定を満足するならば、RC積分フィルタの帯域幅は受信機チャネルの帯域幅の10％を越えてはならない。RC積分フィルタと受信機チャネルの帯域幅の関係は制御ループモデルを用いた検討を行うことによって考察される。

式(2.23)と(2.25)を式(2.24)に代入することによって、次式で示すフィルタ出力が得られる。

$$\tau_o \frac{dz_2}{dt} + z_2(1+k^2G\overline{|x_2|^2}) = k^2G\overline{|x_2|^2}\left\{b_2^* + \frac{w_1\overline{(x_1x_2^*)}}{\overline{|x_2|^2}}\right\} \tag{2.26}$$

式(2.26)によって表される微分方程式は式(2.12)と同様な解を持つ。

$$z_2(t) = [\, z_2(0+) - z_2(\infty)\,]e^{-\alpha t} + z_2(\infty) \tag{2.27}$$

ただし、

$$z_2(\infty) = \frac{k^2G\overline{|x_2|^2}\{b_2^* + w_1\overline{(x_1x_2^*)}/\overline{|x_2|^2}\}}{1+k^2G\overline{|x_2|^2}} \qquad (2.28)$$

$$\alpha = \frac{1+k^2G\overline{|x_2|^2}}{\tau_o} \qquad (2.29)$$

である。

式(2.26)~(2.29) の上付棒はフィルタの帯域幅で平均化が行われたことを表している。$z_2(0+)$はt=0+におけるフィルタ出力電圧$z_2(t)$ の初期値である。さらに、$z_2(\infty)$ は過渡応答が衰えたあとの定常値を表す。$z_2(t)$ の解である式(2.27)を式(2.23)に代入することによって、アダプティブウエイト$w_2(t)$ の解が求められる。

ウエイトw_2の最適値としてw_{2opt} を定義する。すなわち、それはアレー出力雑音電力を最小化するw_2の値である。アレー出力電力は妨害信号が発生する前の受信機熱雑音とアレーウエイトw_1とw_2によって重み付けられた外部妨害雑音の和である。y_nをアレー出力雑音電力とするならば、y_nの自乗平均は次式で与えられる。

$$\overline{|y_n|^2} = \overline{|w_1x_1 + w_2x_2|^2} \qquad (2.30)$$

式(2.30)の両辺をw_2について偏微分を取り、その値を0とおくことによって、式(2.30)を最小化するためのw_2の最適値w_{2opt} は次式で与えられる。

$$w_{2opt} = -\frac{\overline{(w_1x_1)\,x_2^*}}{\overline{|x_2|^2}} = -\frac{w_1\,\overline{(x_1x_2^*)}}{\overline{|x_2|^2}} \qquad (2.31)$$

2.2 における議論を再び使用することによって、w_{2opt} がレトロディレクティブウエイトであり、妨害信号源の方向に適応的にパタンヌルを形成することが分かる。

同じ平均化の効果が存在していると仮定するならば、 $z_2(\infty)$ に関する式(2.28)は式(2.31)のw_{2opt} の関係を含んでいるので、結局定常相関器出力は次式のように書かれる。

$$z_2(\infty) = \frac{k^2G\ \overline{|x_2|^2}(b_2^* - w_{2opt})}{1+k^2G\ \overline{|x_2|^2}} \qquad (2.32)$$

２．６　アダプティブループの制御モデル

図2.5 のアダプティブループは図2.6aに示されるような負帰還制御ループと同じ動作をする。負帰還制御ループとH-A ループとの対応関係は制御ループの挙動を示す式を導出することによって明らかにすることができる。初めに、負帰還制御ループが本質的に安定したものであることを示す。RC積分フィルタの過渡解析を行うために用いたと同一の手法を使用して、出力電圧v_oと入力電圧$\mu\varepsilon=\mu(v_i-v_o)$ の関係を示す制御ループの微分方程式は次式のように書かれる。

$$\tau_o\frac{dv_o}{dt}+v_o=\ \mu\varepsilon\ =\mu(v_i-v_o) \tag{2.33}$$

または、

$$\tau_o\frac{dv_o}{dt}+(1+\mu)v_o\ =\ \mu v_i \tag{2.34}$$

となる。

v_iが入力ステップ関数であると仮定することによって、v_oは次式のように解くことができる。

$$v_o=\{v_o(0+)\ -\ \frac{\mu v_i}{1+\mu}\ \}e^{-\alpha t}\ +\frac{\mu v_i}{1+\mu} \tag{2.35}$$

ただし、

$$\alpha\ =\frac{1+\mu}{\tau_o} \tag{2.36}$$

である。

式(2.34)、(2.35)、(2.36)と式(2.26)、(2.27)、(2.29)を比較して、直ちに次のような対応関係が導かれる。

$$v_o\quad\leftrightarrow\quad z_2$$

$$\mu\quad\leftrightarrow\quad k^2G\ \overline{|x_2|^2}$$

$$v_i\quad\leftrightarrow\quad (b_2^*\ -\ w_{2opt})$$

上記の対応関係から図2.5 に示されるアダプティブループは図2.6(b)に示される等価制御ループによってモデル化される。すなわち、 $z_2(\infty)$ に対する式は、

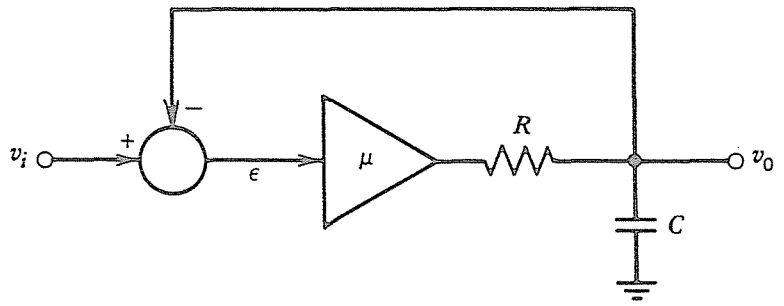
$$z_2(\infty) = \frac{\mu}{1+\mu}\,(b_2^* - w_{2opt}) \tag{2.37}$$

となる。ただし、

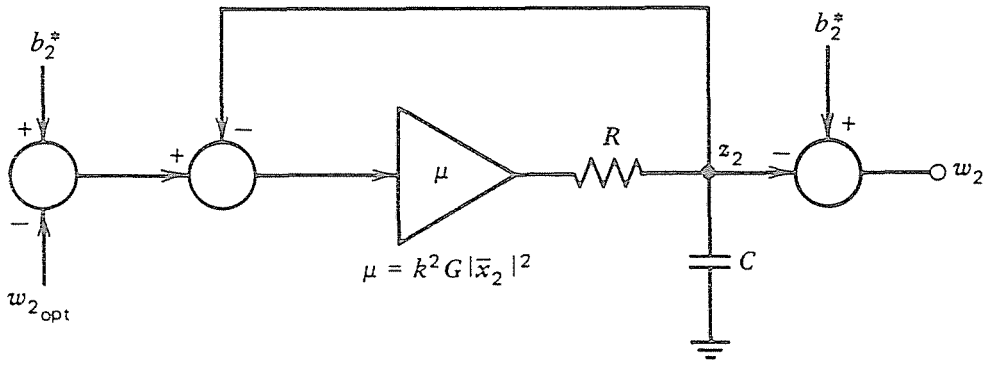
$$\mu = k^2 G\,\overline{|x_2|^2} \tag{2.38}$$

である。

ここで、等価制御ループの概念が参考になる。それは、最適ウエイトw_{2opt} 、制御ループゲインμ、そして実際の出力$w_2(t)$ が最適値に近づく度合いに関する互いの関係を示している。$\mu >> 1$ に対してw_2の定常値はw_{2opt} に等しい。式(2.38)で定義され



(a)



(b)

図2.6　負帰還制御ループ（図(a)）とアダプティブループの等価制御ループ（図(b)）.

る等価制御利得は素子2の平均電力レベルに比例する。この電力に依存した利得の挙動から、次に示す重要な結果が導出される。

1. 受信機熱雑音電力に基づくμの最小値を設定する。

2. 素子で受信される最大妨害電力に基づくμの最大値を設定する。

x_2の最小信号レベルはミクサにおける受信機熱雑音電圧n_2に一致する。

$$\mu \text{ の最小値} = \mu_{min} = k^2 G \overline{|n_2|^2} \tag{2.39}$$

それゆえ、増幅器利得Gの値を適当に選ぶことによって、μ_{min} はどのような値に設定することも可能である。

k は相関ミクサの変換定数であるから、式(2.39)の$k^2\overline{|n_2|^2}$ はn_2のみによる相関ミクサからの出力電圧を表している。この出力電圧は熱雑音電圧に比例するので、相関ミクサ内部で発生した熱雑音電圧に比べ$\overline{|n_2|^2}$ が大きくなるように、あらかじめ充分増幅して使用することが大切である。

n_2の熱雑音レベルはステアリング信号b_2^* の振幅を決定する。このことは、式(2.37)を式(2.23)に代入することによって確認することができる。その結果は、

$$w_2(\infty) = b_2^* - \frac{\mu}{1+\mu} (b_2^* - w_{2opt}) \tag{2.40}$$

となる。

妨害が発生していない信号環境において、$x_1=n_1$ 、$x_2=n_2$ である。これらの独立な熱雑音電圧は平均0であるから、

$$E[n_1 n_2^*] = 0 \tag{2.41}$$

となる。ただし、E[・]はアンサンブル平均を求めることを表す。したがって、式(2.31)から$w_{2opt}=0$ となることが分かる。さらに、μの妨害信号源が存在しないときの値はμ_{min}であるから、このときの $w_2(\infty)$ の値は、

$$w_2(\infty) = \frac{1}{1+\mu_{min}} b_2^* = \frac{c_2}{1+\mu_{min}} w_q \tag{2.42}$$

となる。

w_2の定常値がw_qで定義されているので、式(2.42)は次のようになる。

$$c_2 = 1+\mu_{min} \tag{2.43}$$

n_2の熱雑音レベルはμ_{min}を決定するので、それゆえc_2も決定される。そして、ステアリング信号b_2^* の振幅も決定される。

ここで、μに対する最大値を決定するためアンテナ素子における妨害電力レベルを増加したときのμへの影響について考察する。式(2.36)および(2.38)から直ちに次のことが分かる。すなわち、妨害電力が増加したとき、次式によって定義される比が減少する。

$$\frac{\text{応答時間}}{\text{積分時間}} = \frac{1}{1+\mu} \tag{2.44}$$

微分方程式(2.26)で与えられる過渡解に対して仮定された条件が成立しなくなるまで入力信号の平均化時間は短くしてもよいという結論となる。

（応答時間／積分時間）の比が減少し、積分フィルタの入力信号平均化の効果がなくなったならば、μとw_2の両方が素子信号の包絡線における急激な変動に追従するようになり、ウエイトw_2は雑音を多く含むようになる。文献[17]には制御ループ雑音に関する理論が展開されており、アレー素子ウエイトの分散およびこの素子ウエイトの変動の結果アレー出力に現われる付加的雑音に関する式が導出されている。ここでは、ループ雑音の問題を避けるためμの上限について考察する。

パラメータμおよびw_2が信号包絡線の急激な変動に追従しないようにするため、閉ループの両側積分フィルタの帯域幅が素子チャネル帯域幅の10分の1 を越えないようにすべきである。この帯域幅に関する制限は充分な積分時間が急激な変動を平均化するのに有効であることを保証する。したがって、w_2が信号包絡線の瞬時の変動とは統計的に独立である。図2.6 の簡単な制御ループに対して、閉ループ（フィルタ）帯域幅はαである。もし、素子信号チャネル帯域幅がB_cで与えられるならば、そのときのフィルタ帯域幅の上限は次式で与えられる。

$$2\alpha_{max} \leqq \frac{1}{10}\, 2\pi B_c \tag{2.45}$$

また、式(2.36)を用いて、

$$\mu_{max} \leqq \frac{\pi B_c \tau_o}{10} - 1 \tag{2.46}$$

となる。ただし、μ_{max}は制御利得に対する最大許容値である。

利得μをμ_{min}と電力比で表すことが便利でかつ有用である。妨害信号が存在するとき、$\overline{|x_2|^2}$はn_2と妨害信号振幅J_iの自乗和で与えられるから、

$$\overline{|x_2|^2} = \overline{|n_2|^2} + \overline{|J_i|^2} \tag{2.47}$$

となる。ここで、μが式(2.38)で与えられることから、次式となる。

$$\frac{\mu}{\mu_{min}} = \frac{k^2G\ \overline{|x_2|^2}}{k^2G\ \overline{|n_2|^2}} = \frac{\overline{|n_2|^2} + \overline{|J_i|^2}}{\overline{|n_2|^2}} = 1 + \frac{\overline{|J_i|^2}}{\overline{|n_2|^2}} \tag{2.48}$$

式(2.48)の電圧振幅の自乗の比は受信機熱雑音電力と妨害信号電力の比である。P_iで妨害信号電力を表すならば、式(2.48)からμは次式で与えられる。

$$\mu = \mu_{min}(1+P_i) \tag{2.49}$$

式(2.49)と(2.46)の結果を合わせることによって、

$$\mu_{max} = \mu_{min}(1+P_{imax}) \leqq \frac{\pi B_c \tau_o}{10} - 1 \tag{2.50}$$

となる。ただし、P_{imax}は妨害信号電力の最大値を表す。さらに、

$$\tau_o \geqq \frac{10}{\pi B_c} \{ 1 + \mu_{min}(1+P_{imax}) \} \tag{2.51}$$

となる。

式(2.51)は取り扱う最大の妨害電力と積分フィルタの時定数τ_oの関係を示している。なぜならば、チャネル帯域幅B_cは一般に固定されており、容易に変更されない。上記の結果を示すために、雑音レベルより40dB高い最大妨害電力と5MHzのチャネル帯域幅を仮定する。μ_{min}=1を仮定すると、式(2.51)から$\tau_o \geqq 6.37$msecが得られる。τ_oに対するフィルタ帯域幅は$1/2\pi\tau_o$で与えられるから、25Hzとなる。

制御ループ利得と制御ループ帯域幅の間の関係は図2.7 に示されるボード図[9] によって簡単に説明される。ただし、同図には制御ループ利得と周波数の関係が図示されている。ボード図において、10倍おきの20dB傾斜特性に対する交点はRCフィルタの帯域幅$\omega=1/\tau_o$である。そして、3dB 制御ループ帯域幅は単位利得座標軸と傾斜線の交点で与えられ、おおよそ$\omega=\mu/\tau_o$である。

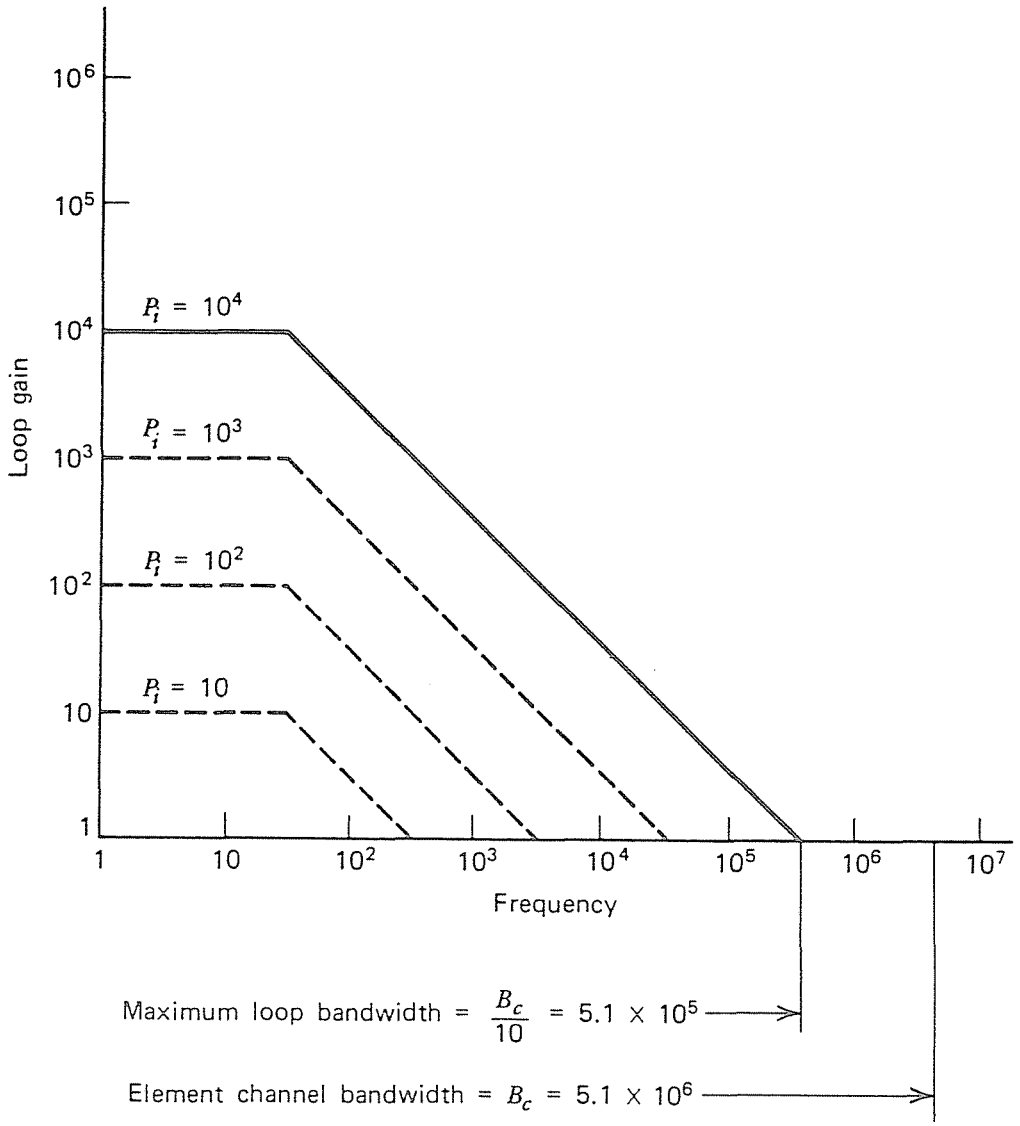


図2.7　入力電力レベルとアダプティブループ帯域幅の関係を表すボード図.

上記のウエイト調整のためのアダプティブ制御ループの制御ループモデルは有効な変数および定数μ、μ_{min}、P_i、P_{imax}を導入している。それらの変数はアダプティブループ特性の解析を容易にしている。それゆえ、これらの新しいパラメータを用いて$w_2(t)$とw_{2opt}の式を書き換える。式(2.27)から、

$$w_2(t) = \{ w_2(0+) - w_2(\infty) \} e^{-\alpha t} + w_2(\infty) \qquad (2.52)$$

となる。さらに、式(2.23)から次式のようになる。

$$w_2(\infty) = b_2^* - z_2(\infty) \tag{2.53}$$

式(2.37)を式(2.53)に代入して、

$$w_2(\infty) = \frac{1}{1+\mu} b_2^* + \frac{\mu}{1+\mu} w_{2opt} \tag{2.54}$$

となる。式(2.54)からw_2の定常値は２つの独立な成分から成っていることが分かる。すなわち、次式となる。

$$\text{ビームステアリング成分} = \frac{1}{1+\mu} b_2^* \tag{2.55}$$

$$\text{レトロディレクティブ成分} = \frac{\mu}{1+\mu} w_{2opt} \tag{2.56}$$

ここで、$b_2^* = (1+\mu_{min})w_q = (1+\mu_{min})w_1^*$であるから、ビームステアリグ成分は

$$\text{ビームステアリング成分} = \frac{1+\mu_{min}}{1+\mu} w_1^* \tag{2.57}$$

で与えられる。

式(2.31)から、

$$w_{2opt} = -\frac{w_1 \overline{(x_1 x_2^*)}}{\overline{|x_2|^2}} \tag{2.58}$$

となる。さらに、式(2.21)から次式を得る。

$$\overline{x_1 x_2^*} = \overline{|J_i|^2} e^{-j2u_i} \tag{2.59}$$

ただし、n_1、n_2は平均０で統計的に独立なランダム確率過程である。

$P_i = \overline{|J_i|^2} / \overline{|n_2|^2}$で、$1+P_i = \mu/\mu_{min}$ であるから、w_{2opt} は次式で与えられる。

$$w_{2opt} = - w_1 \left(\frac{\mu_{min}}{\mu}\right) P_i e^{-j2u_i} \tag{2.60}$$

ただし、u_iは式(2.22)によって与えれる。さらに、

$$\alpha = \frac{1+\mu}{\tau_o} \quad , \quad \mu = \mu_{min}(1+P_i) \tag{2.61}$$

である。

前述の結果から、P_iが０に近づくとw_{2opt} も０に近づき、 $w_2(\infty)$ のビームステアリング成分が支配的になることが分かる。P_iが増加するに従って、 μも増加し、ビー

ムステアリング成分が減少しながら、一方ではレトロディレクティブ成分が大きさを増す。$\mu >> 1$ の場合、電力比P_iが充分大きいならば $w_2(\infty)$ のビームステアリング成分は無視でき、妨害信号源へのレトロディレクティブ成分が支配的になる。

2．7　H-A ループの特性に関する数値例

2.6 で概観したH-A ループの動作原理を理解するために、図2.5 に示される2素子アレーがどのような特性を有するのか考察する。

仮定と初期条件　式(2.20)における仮定と一致させるため受信機熱雑音のみが時刻 $t<0$ において発生しているものとし、$t=0$ において狭帯域の妨害信号がステップ関数的に発生するものとする。妨害信号電力と受信機熱雑音電力の比P_iは最大40dBであると仮定する。受信機チャネル帯域幅B_c=5MHz で最小の制御ループ利得$\mu_{min}=1$のとき、積分フィルタの時定数τ_o=6.37msec である。

2つのアンテナ素子は無指向性であり、素子間隔$d=\lambda/2$ である。所望信号到来方向$\theta_o=0°$と仮定するならば、w_2（または、w_q）の初期値は1である。

アダプティブウエイトw_2の過渡応答　アダプティブウエイトw_2の過渡応答は式(2.51)および(2.56)を用いて計算される。ただし、上述した仮定と初期条件を用いて計算するものとする。

w_2の過渡応答は2つの変数に依存する。すなわち、μとw_2に含まれる電力比P_iと定常ウエイト値に達するまでに変化するw_2の位相角である。図2.8 は、電力比P_iが100で、$\theta_i=10°$に位置する妨害信号源に対してw_2の代表的な過渡応答を示している。すなわち、w_2は $w_2(\infty)$ になるために148°の位相角だけ回転しなければならない。もし、妨害信号源の位置が10° ではなく90° 方向ならば、その方向は適応前の受信パタンのヌル方向に対応するので$w_2(0+)$はw_{2opt} と一致し、過渡応答は発生ない。電力比が変化すると、過渡応答の時間スケールが変化する。例えば、図2.8 に示される例で妨害信号電力P_iが100 から1000に増加したならば、結果として得られる過渡応答は時間軸のスケールを1/10にしたものと一致する。妨害信号電力が10倍増加するとw_2を調整するアダプティブループの応答が10倍になる。

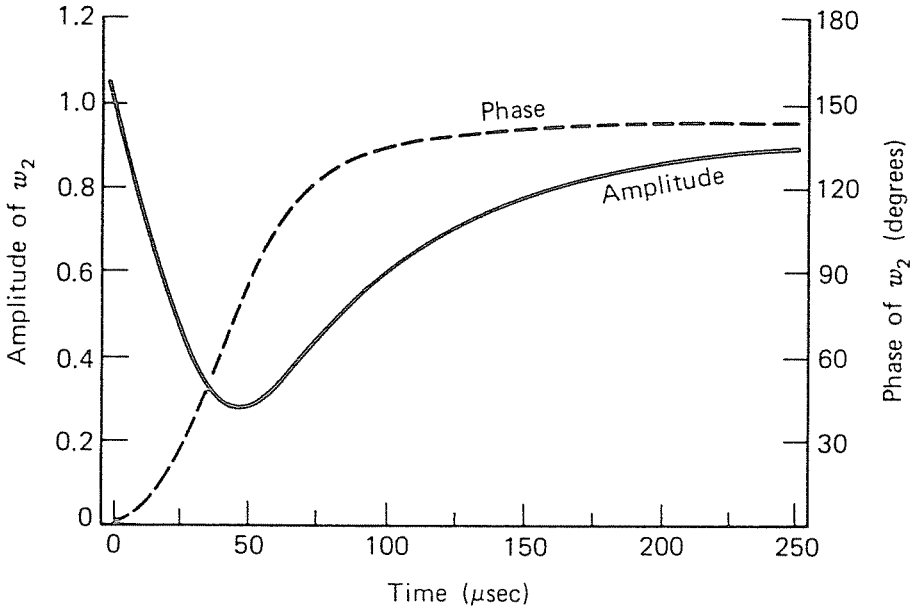


図2.8　w_2 の過渡応答.
P_i=100, θ_i=10°, θ_o=0°

アレーの受信パタンの過渡応答　過渡応答途中のある時間において得られるウエイトw_2を固定し、さらに角度θに試験信号源が存在しているとして受信パタン（アレー出力電圧によって表される）を計算することによって、２素子アレーの受信パタンが簡単に求められる。アレーの受信パタンは直接$\overline{|y|}$ に比例する。プロットの簡単化のためy の最大値で規格化する。規格化された受信パタン関数$G(\theta,t)$は次のように表される。

$$G(\theta,t)=\frac{1}{2}\{w_1e^{-ju}+w_2(t)e^{ju}\} \qquad (2.62)$$

図2.9 はt=20、50、100、200μsecおよび定常状態における$G(\theta,t)$を図示したものである。ただし、P_i=100、θ_o=0°、θ_i=15° である。t=0 における適応前のパタンがすべての図面に破線によって示されている。一連の図面から、妨害信号源の方向θ_i=15°にパタンヌルが徐々に形成されて行く様子が分かる。

出力雑音電力の過渡応答　H-A ループを用いたときに興味ある特性評価は同じ妨害環境のもとで通常のアレーアンテナと比較して出力SNR がどの程度改善されるかとい

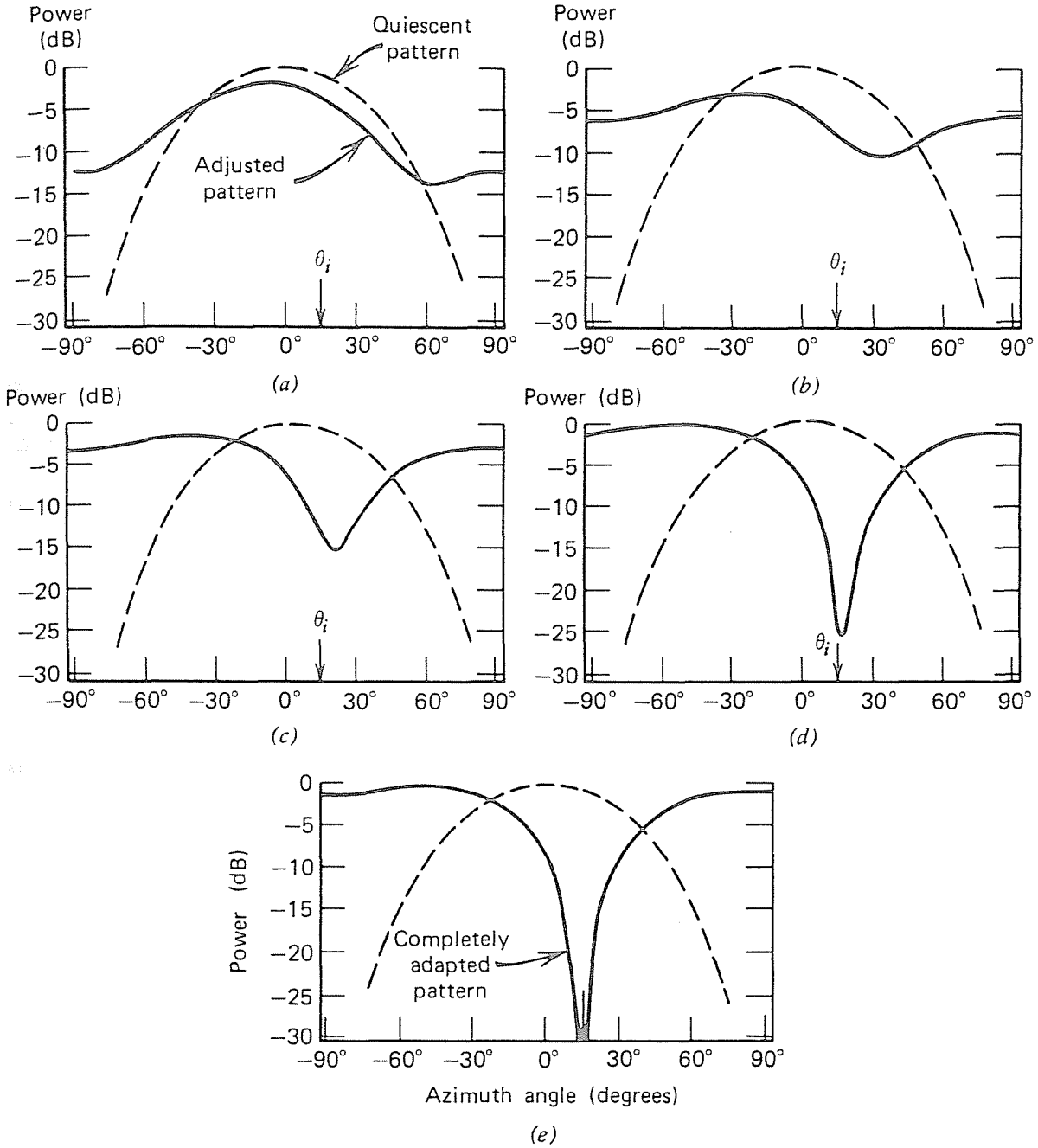


図2.9　受信パタンの過渡応答.
P_i=100, θ_i=10°, θ_o=0°, (a) t=20μsec, (b) t=50μsec, (c) t=100μsec, (d) t=200μsec, (e) 定常状態.

うことである。出力SNR を求めるために、信号成分がビームパタンG(θ,t)の変化から直ちに計算される。出力雑音成分（SNR の分母）は得られる改善を表す基本的な量であり、特性評価法として利用することができる。

雑音電力はウエイトw_1とw_2によって重み付けられた受信機熱雑音と妨害信号の和である。式(2.21)に与えられる信号x_1、x_2に対して、出力雑音電圧y_nは次式のように書ける。

$$y_n = w_1x_1 + w_2x_2$$

$$= w_1n_1 + w_2n_2 + J_i(w_1e^{-ju_i} + w_2e^{ju_i}) \qquad (2.63)$$

n_1とn_2は独立な受信機熱雑音であるから、その電力は$\sqrt{\overline{|w_1n_1|^2} + \overline{|w_2n_2|^2}}$で書かれる。$n_1$と$n_2$のRMS 平均は等しいと仮定しているので、この平方根はさらに簡単化される。t=0 における平方根の値は適応前の受信機熱雑音出力を表している。w_1および$w_2(0+)$は単位振幅を持つので、

$$\overline{|n_2|}\sqrt{|w_1|^2 + |w_2|^2}\,\Big|_{t=0} = \sqrt{2}\,\overline{|n_2|} \qquad (2.64)$$

となる。

妨害信号源が発生して出力雑音電力が増加する。その増加分は適応前の受信機熱雑音出力電力でy_nの振幅の自乗を規格化して、次式のように与えられる。

$$\frac{\overline{|y_n|^2}}{2\overline{|n_2|^2}} = \frac{1}{2}\left(1+|w_2|^2+\frac{\overline{|J_i|^2}}{\overline{|n_2|^2}}|w_1e^{-ju_i} + w_2e^{ju_i}|^2\right)$$

$$= \frac{1}{2}(1+|w_2|^2+ P_i|w_1e^{-ju_i} + w_2e^{ju_i}|^2) \qquad (2.65)$$

図2.10に時間関数として式(2.65)を求めて示す。ただし、P_i=10、20、30 および40dBで、θ_o=0°、θ_i=15°、t=0において妨害信号源が発生しているものとして、出力雑音電力の増加をdBで表している。同図から、電力比P_iに過渡応答速度が直接依存することが分かる。

<u>妨害信号帯域幅の影響</u>　妨害信号帯域幅の影響はアレー応答が周波数に対して敏感であるためアダプティブウエイトw_2がある振幅と位相を持っていると仮定される。他

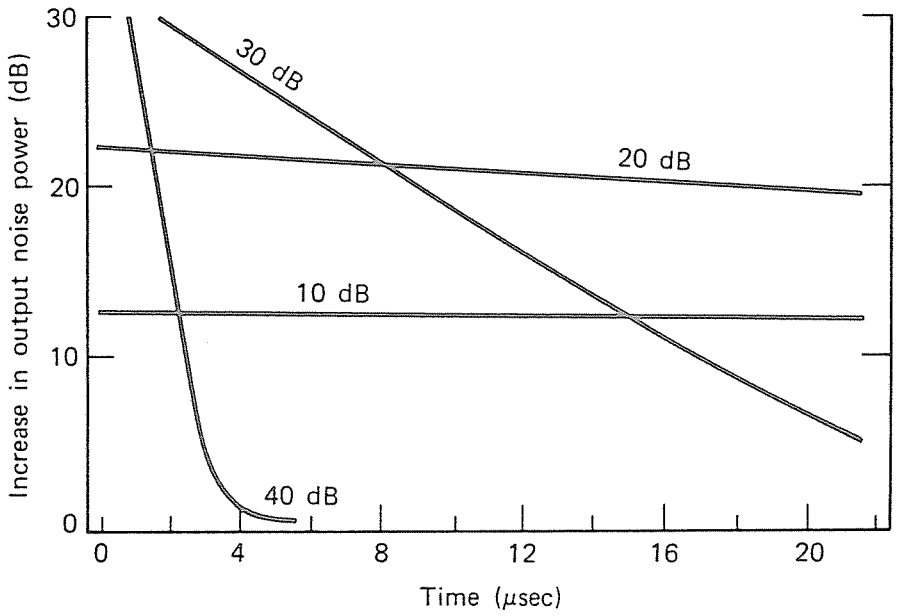


図2.10　出力雑音電力（妨害電力と熱雑音電力の和）の過渡応答．
$\theta_i=15°$，$\theta_o=0°$．

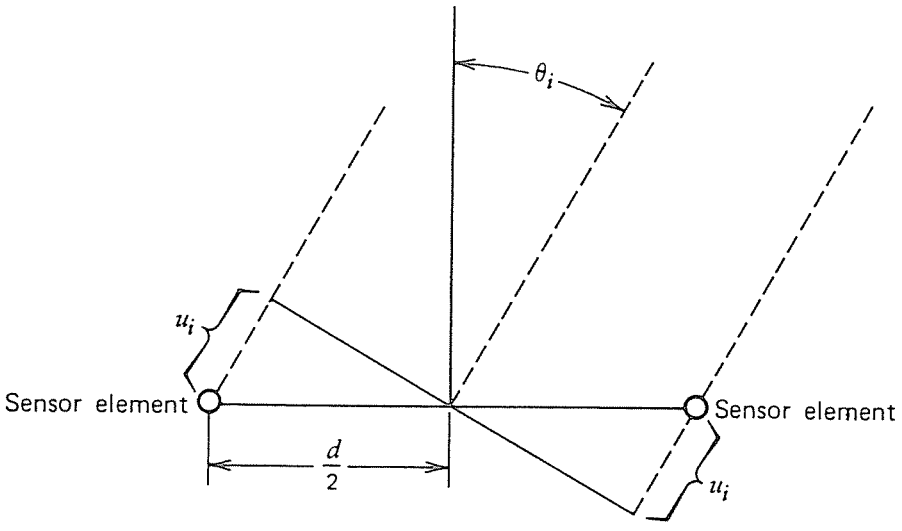


図2.11　時間遅延行路差．

のアンテナ素子に対するあるアンテナ素子で受信される入射信号の位相進み（または、位相遅れ）は図2.11に示される時間遅延行路差を含んでいる。ただし、位相基準をアレーの中心に取っている。与えられた波長λに対して、u_iは式(2.22)で与えられる。λ/2 の素子間隔は妨害信号のRF帯域幅の中心周波数f_oに対しての値であり、$\lambda_o/2$に一致している。したがって、

$$d = \frac{\lambda_o}{2} \tag{2.66}$$

と書ける。すなわち、瞬時波長λの信号に対しては、

$$u_i = \frac{\lambda_o}{\lambda} \cdot \frac{\pi}{2} \sin\theta_i = \frac{f}{f_o} \cdot \frac{\pi}{2} \sin\theta_i \tag{2.67}$$

となる。瞬時周波数f は中心周波数f_oとオフセット分Δfの和として定義することができるので、結局u_iは次式となる。

$$u_i = (1+ \frac{\Delta f}{f_o}) \frac{\pi}{2} \sin\theta_i \tag{2.68}$$

u_iの周波数依存性は等間隔に配置された離散的な線スペクトルに妨害信号を分割することによって広帯域な妨害信号源を取り扱う方法を与える。このとき、m番目の線スペクトルのオフセット周波数をΔfとする。さらに、ミクサにおける電圧振幅をJ_m、電力をP_mとする。図2.12に示すような等間隔に配置された一様振幅スペクトルであるとし、各スペクトルは互いに独立であると仮定する。上述の仮定と、M個の線スペクトルがあるとするならば、式(2.21)における素子出力信号x_1とx_2は、

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= n_1 + \sum_{m=1}^{M} J_m e^{-ju_m} \\ x_2 &= n_2 + \sum_{m=1}^{M} J_m e^{ju_m} \end{aligned}\right\} \quad t \geqq 0 \tag{2.69}$$

となる。

式(2.69)における、信号成分間の相互相関係数は次式のようになる。

$$\overline{(x_1 x_2^*)} = \sum_{m=1}^{M} \overline{|J_m|^2} e^{-j2u_m} \tag{2.70}$$

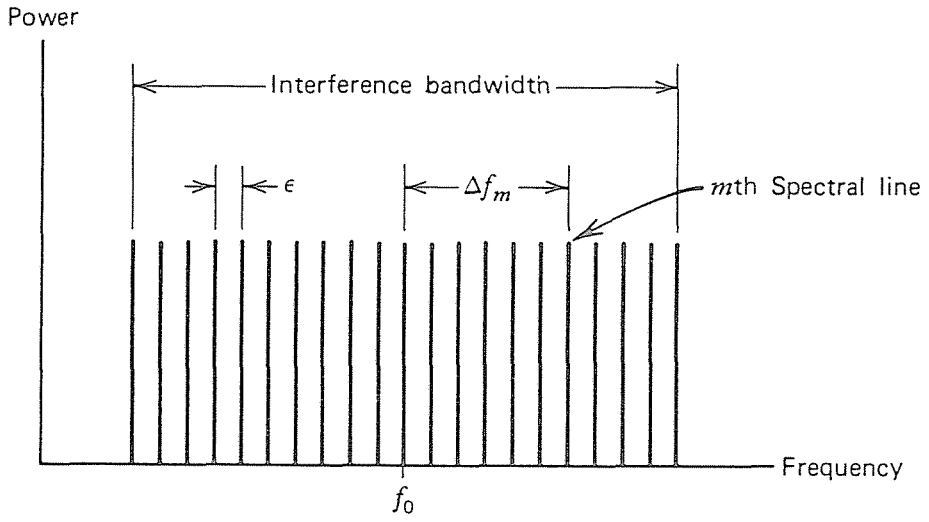


図2.12　妨害信号のパワースペクトル.

それゆえ、式(2.58)と(2.60)から、

$$W_{2opt} = -\frac{W_1\overline{(X_1X_2^*)}}{\overline{|X_2|^2}} = -W_1\frac{\mu_{min}}{\mu}\sum_{m=1}^{M} P_m e^{-j2u_m} \qquad (2.71)$$

となる。

μは式(2.61)で与えられる。ただし、この場合P_iは$\sum_{m=1}^{M} P_m$である。式(2.71)のW_{2opt}は最適化されているが、W_2の完全な解ではない。それは、各線スペクトル成分に関連して、異なった位相角$2u_m$が存在するからである。すなわち、各ベクトルが加え合わされて1つの合成ベクトルが得られる。それゆえ、W_{2opt}は妨害スペクトルの電圧重心に適応しているだけであって、各線スペクトルに適応していない。

妨害信号源が発生したときの出力雑音電力の増加が、式(2.65)と同様に次式で与えられる。

$$\frac{\overline{|y_n|^2}}{2\overline{|n_2|^2}} = \frac{1}{2}\left(1+|W_2|^2+\sum_{m=1}^{M} P_m|W_1e^{-ju_m} + W_2e^{ju_m}|^2\right) \qquad (2.72)$$

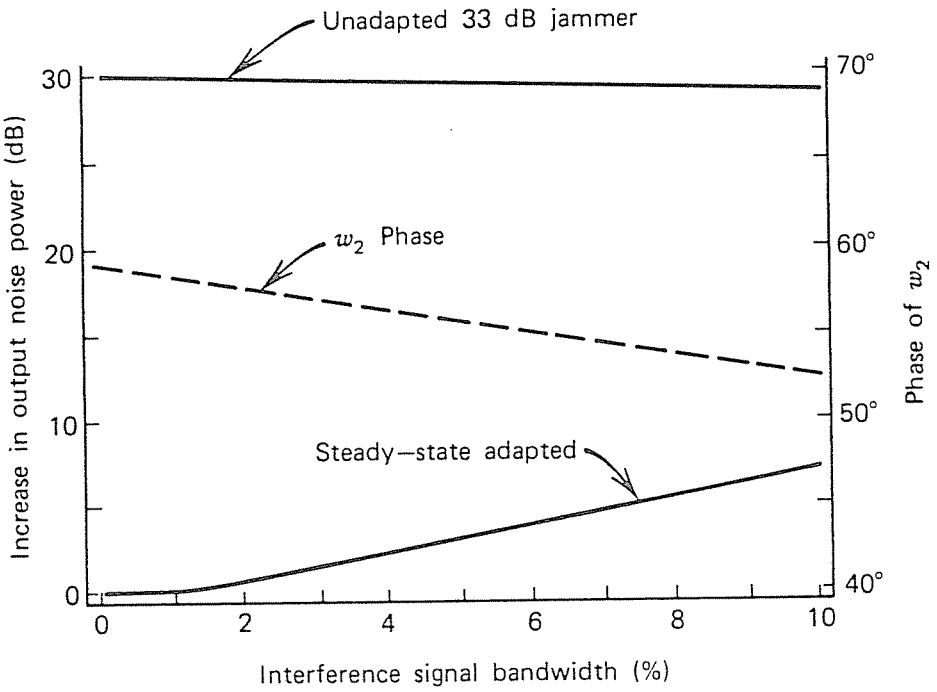


図2.13　出力雑音電力と妨害信号の帯域幅の関係.
P_i=2000, θ_i=45°, θ_o=0°.

式(2.72)の和の項は、広帯域な妨害信号源の線スペクトルに対応する電力残余分の和を含んでいる。式(2.72)において、妨害信号源の帯域幅を変化させて求めた出力雑音電力と妨害信号の帯域幅の関係を図2.13に示す。ただし、P_i=2000、θ_i=45°、θ_o=0°である。同図には、定常状態でのw_2の位相が出力雑音特性とともに示されている。これは適応前の受信パタンから得られる。横軸は比帯域(%) で各連続ポイントは1つの線スペクトルの増加に対応している。それは、全帯域幅に対して0.2%おきに増加している。例えば、原点においては1つの妨害信号線スペクトルが存在し、その電力比は2000である。このとき、定常状態における適応ウエイト $w_2(\infty)$ は妨害信号源をほぼ完全に抑圧している。次の横軸は0.2%高い周波数に1本の線スペクトルを加えることに対応している。2本の線スペクトルで帯域幅0.2%になる。各線スペクトルの電力比は1000である。同様にして、次の点が2番目の線スペクトルよりも0.2%高い周波数として加えられる。3本の線スペクトルで0.4%の帯域幅となり、各線スペクトルの電力比は666 となる。

このようにして、全部で51本の線スペクトルまで増加し、10% の帯域幅を実現している。このとき各スペクトルの電力比は39.2となる。図2.13に示されている結果から、妨害信号源の電力が広い帯域幅に渡って拡散して行くに従って、出力雑音電力が増加して行くことが分かる。計算結果が非現実的なものとならないように、妨害信号源の帯域幅はチャネル帯域幅B_c以下でなければならない。

２．８　Ｎ素子H-A アダプティブアレーアンテナ

2.7 までに、１つのH-A ループを含むサイドローブキャンセラー型アダプティブアレーアンテナの動作原理と妨害抑圧特性に関する基本的な事項について考察してきた。ここでは、Ｎ素子リニアアレーの各素子がウエイト制御の目的で組み合わされたH-A ループを有する多ループの場合について議論する。図2.5 の１ループと同様な手法により、各H-A ループが用いられる複数H-A ループの構成について考察する。このような複数H-A ループの構成の一例が６素子リニアアレーについて図2.14に示されている。

ｋ番目の要素x_kが式(2.21)と同様にして与えられ、適応前の受信機熱雑音n_kと、Ｌ個の狭帯域妨害信号源に対応する電圧の和から成る素子出力信号ベクトルX を次式により定義する。

$$X = [x_1 \; x_2 \; \cdots \; x_N]^T \tag{2.73}$$

ただし、

$$x_k = n_k + \sum_{i=1}^{L} J_i \, e^{ju_i(2k-N-1)} \tag{2.74}$$

$$u_i = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \sin\theta_i \tag{2.75}$$

である。また、^{T} は転置を表す。

妨害信号源は統計的に独立であると仮定する。J_iはｉ番目の信号の素子出力電圧振幅であり、θ_iはアレーのブロードサイドから測定した角度である。さらに、与えられた妨害信号源がすべての素子において等しい電圧振幅を有しているものと仮定する。

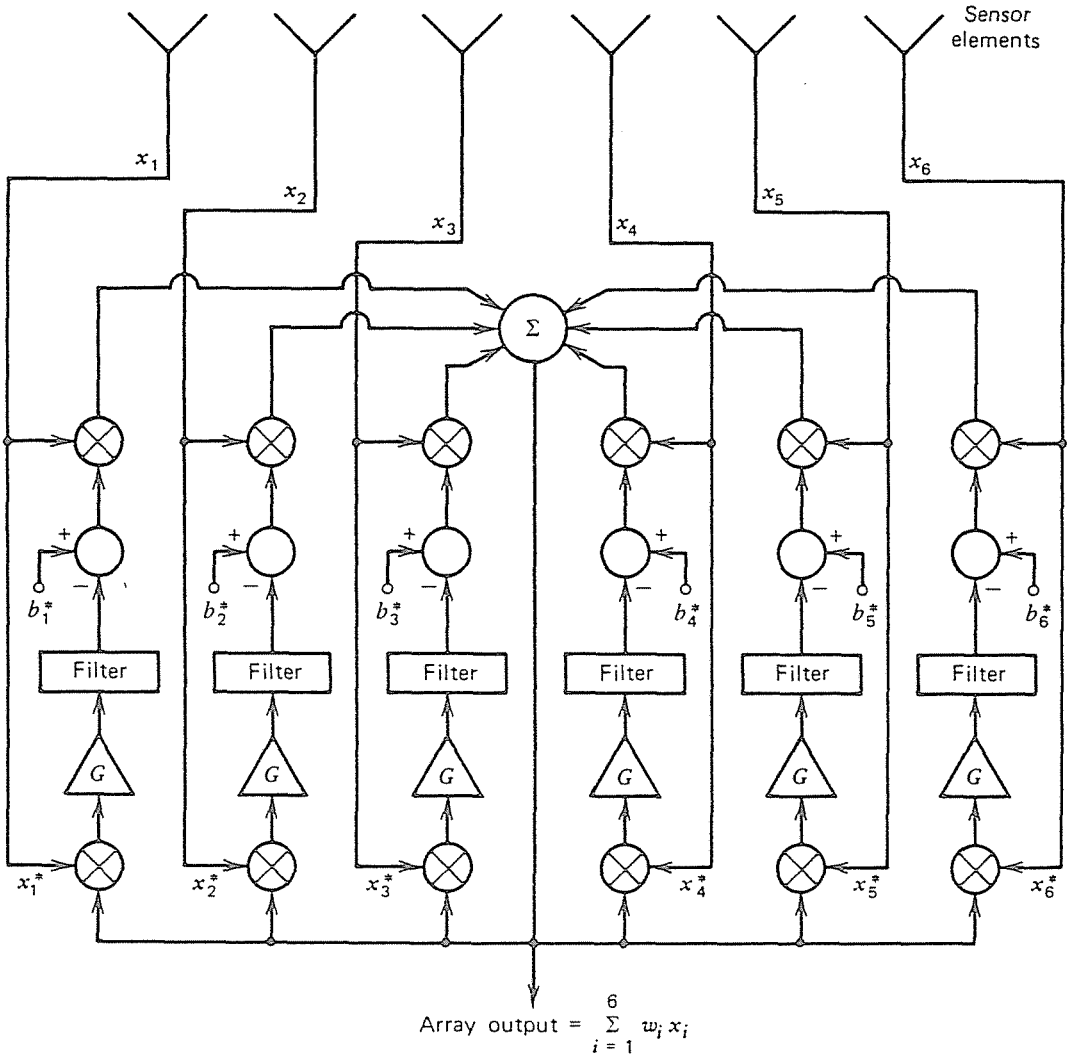


図2.14　6素子H-A アダプティブアレーアンテナ.

また、各アンテナ素子の位相はアレーの中心を基準として測定されている。

前と同様に、所望信号到来方向θ_oに受信アンテナパタンが形成されるようにステアリング信号を選ぶ。適応前の受信機熱雑音のみが存在している状態において、アダプティブウエイトは適応前のウエイト定常値に設定されている。すなわち、

$$\mathbb{W}_q = [\mathbb{W}_{q1}\ \mathbb{W}_{q2}\ \cdots\ \mathbb{W}_{qN}]^T \tag{2.76}$$

である。

ただし、

$$\mathbb{W}_{qk} = a_k\ e^{-ju_o(2k-N-1)} \tag{2.77}$$

$$u_o = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \sin\theta_o \qquad (2.78)$$

である。

係数a_kは所望のビームを形成し、所望のサイドローブレベルを成し遂げるために選択されている。結果として得られるビームパタンは次式で与えられる。

$$G_q(\theta) = (S^T W_q) = \sum_{k=1}^{N} a_k e^{j(u-u_o)(2k-N-1)} \qquad (2.79)$$

ただし、S は単位振幅を有する素子出力信号を表すベクトルで、次式で与えられる。

$$S = [s_1 \; s_2 \; \cdots \; s_N]^T \qquad (2.80)$$

$$s_k = e^{ju(2k-N-1)} \qquad (2.81)$$

さらに、位相項u は遠方に存在する試験信号の角度変数θ の関数で、

$$u = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \sin\theta \qquad (2.82)$$

となる。

入力ステアリングベクトルb^*の要素は、

$$b^* = [b_1^* \; b_2^* \; \cdots \; b_N^* \;]^T \qquad (2.83)$$

で表され、その各要素はW_qの要素と次式によって直接関係付けられている。

$$b_k^* = c_k \; W_{qk} \qquad (2.84)$$

ただし、定数c_kは2.9 において説明する。

２．９　アダプティブウエイトの方程式

図2.14に示される各ウエイト制御ループは図2.5 の単一ループと同じ動作を行う。すなわち、ウエイトの定式化は複数ループの場合についてもまったく同様にして行われる。k番目の素子に属するウエイトW_kは次式により与えられる。

$$W_k = b_k^* - z_k \qquad (2.85)$$

各相関ミクサ電圧v_kはアレー出力の和と信号x_k^* の積として与えられる。

$$v_k = k^2(x_k^* \sum_{i=1}^{N} w_i x_i) \tag{2.86}$$

ただし、電圧v_kはRC積分フィルタの微分方程式(2.24)によって与えられる。

すなわち、

$$\tau_o \frac{dz_k}{dt} + z_k = \gamma(x_k^* \sum_{i=1}^{N} w_i x_i) \tag{2.87}$$

である。ただし、式(2.87)において、

$$\gamma = k^2 G \tag{2.88}$$

である。

定数γは変換利得定数を表し、すべてのループに対して同じであると仮定する。さて、式(2.26)では唯一の未知数z_2が含まれており、直ちに解くことができるが、それとは対称的に式(2.87)はN個の未知数z_1、z_2、・・・、z_Nを含んでおり、N個の線形微分方程式を取り扱わなければならない。

式(2.85)を用いて、z_kからw_kに変換しておくと便利である。すなわち、式(2.87)は次式となる。

$$\tau_o \frac{dw_k}{dt} + w_k = b_k^* - \gamma(x_k^* \sum_{i=1}^{N} w_i x_i) \tag{2.89}$$

行列表記法を用いて、式(2.89)に対応するN個の微分方程式が書ける。

$$\tau_o \frac{d\mathbf{W}}{dt} + \mathbf{W} = b^* - \gamma(X^* \mathbf{W}^T X) \tag{2.90}$$

ここで、$\mathbf{W}^T X = X^T \mathbf{W}$ であるから、式(2.90)右辺カッコ内は次式のように書ける。

$$(X^* \mathbf{W}^T X) = (X^* X^T)\mathbf{W} \tag{2.91}$$

$X^* X^T$の期待値あるいは平均値は入力信号の相関行列である。

$$R_{xx} = E[X^* X^T] \tag{2.92}$$

R_{xx} の要素を形成する相関成分の平均値は次式により与えられる。

$$\overline{x_k^* x_\ell} = \sum_{i=1}^{L} \overline{|J_i|^2} e^{j2u_i(\ell-k)} \qquad \ell \neq k \tag{2.93}$$

$$\overline{x_k^* x_\ell} = \overline{|x_k|^2} = \overline{|n_k|^2} + \sum_{i=1}^{L} \overline{|J_i|^2} \qquad \ell = k \tag{2.94}$$

ただし、式(2.94)はR_{xx} の対角要素に対応している。相関行列R_{nn} は受信機熱雑音相関行列R_{nnq}と妨害信号相関行列R_{nni}の和である。

すなわち、

$$R_{nn} = R_{nnq} + \sum_{i=1}^{L} R_{nni} \tag{2.95}$$

で表される。

ここで、

$$R_{nnq} = \begin{bmatrix} \overline{|n_1|^2} & & & 0 \\ & \overline{|n_2|^2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \overline{|n_N|^2} \end{bmatrix} \tag{2.96}$$

$$R_{nni} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j2ui} & e^{j4ui} & \cdots \\ e^{-j2ui} & 1 & e^{j2ui} & \cdots \\ e^{-j4ui} & e^{-j2ui} & 1 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 1 \end{bmatrix} \tag{2.97}$$

である。

式(2.95)のR_{nn} を式(2.90)に代入して、並べ換えを行うことによって、ウエイトベクトルの最終的な式が次式のように与えられる。

$$\tau_o \frac{d\mathbb{W}}{dt} + (I + \gamma R_{nn})\mathbb{W} = b^* \tag{2.98}$$

ただし、Ｉは$N \times N$ の単位行列である。

行列R_{nn} が対角行列ならば式(2.98)の解は容易に求められる。しかし、一般にR_{nn}は対角行列ではなく、正則エルミート行列である。すなわち、座標系の簡単な変換によりR_{nn} が対角化される。所望の対角化を実現する行列は正則直交行列であり、ここではQ で表す。結果として得られる対角行列は行列R_{nn} の固有値を対角要素として持つ。R_{nn} の固有値は次式を解くことによって与えられる。

$$|R_{nn} - \lambda_i I| = 0 \qquad (i=1,2,\cdots,N) \tag{2.99}$$

ただし、λ_iはR_{nn} の固有値である。各固有値に対応して、次式を満足する固有ベクトルe_iが存在する。

$$R_{nn}e_i = \lambda_i e_i \tag{2.100}$$

これらの固有ベクトル（大きさが１に規格化されており、互いに直交する）は変換行列Q の行を構成する。すなわち、

$$Q = [\ e_1 \quad e_2 \quad \cdots \quad e_N\ ]^T \tag{2.101}$$

$$e_i = [\ e_{i1}\ e_{i2} \cdots e_{iN}]^T$$

R_{nn} がQ によって対角化され、その結果は次式となる。

$$[Q^*R_{nn}Q^T] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & 0 \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \lambda_N \end{bmatrix} \tag{2.102}$$

ここで、$R_{nn}=E[X^*X^T]$ とするならば、式(2.102) は次式のように書き換えられる。

$$[Q^*R_{nn}Q^T] = \overline{[Q^*X^*X^TQ^T]} = \overline{[X'^*X'^T]} = \Lambda \tag{2.103}$$

ただし、

$$X' = QX \tag{2.104}$$

である。

したがって、変換行列Q は実際の信号ベクトルX を直交信号ベクトルX'に変換する。さらに、X'の要素はR_{nn} の固有ベクトルで決定される。すなわち、

$$x'_k = (e_k^TX) \tag{2.105}$$

である。

正規化信号ベクトル成分x'_k は２つの特徴を有している。

1. 無相関である。

$$E[x'_k{}^*x'_\ell] = 0 \qquad \ell \neq k \tag{2.106}$$

2. 振幅は対応する固有値の平方根によって与えられる。

$$E[x'_k{}^*x'_k] = \lambda_k \tag{2.107}$$

したがって、変換行列Q は適当に選ばれた直交ビームフォーミングネットワークの演算で得られるのと同じ信号要素を与えるものと考えられる。

信号ベクトルX が式(2.104) によってX'に変換されたとき、ステアリングベクトルb*は同様に変換され、新しいステアリング信号b'* となる。

$$b' = Qb \tag{2.108}$$

ただし、b'のk番目の要素はQ に含まれるk番目の固有ベクトルで決定される。

X およびb*に対する座標変換は図2.15b に示されるシステムの等価回路表現となる。ただし、等価な直交アダプティブアレーアンテナシステムは図2.15a に示される実際のシステムの簡略化された表現となる。直交システムにおいてはウエイトベクトルW'を構成する1組のウエイトが存在する。そして、等価システムに対するウエイト行列方程式は簡単に表され、次式となる。

$$\tau_o \frac{dW'}{dt} + (I + \gamma R_{nn}')W' = b'^* \tag{2.109}$$

ただし、

$$R_{nn}' = E[X'^* X'^T] = \Lambda \tag{2.110}$$

である。

正規化システムにおける対角化の結果として、1組の独立な線形微分方程式が得られる。固有値が決定されたならば、微分方程式の解が求められる。

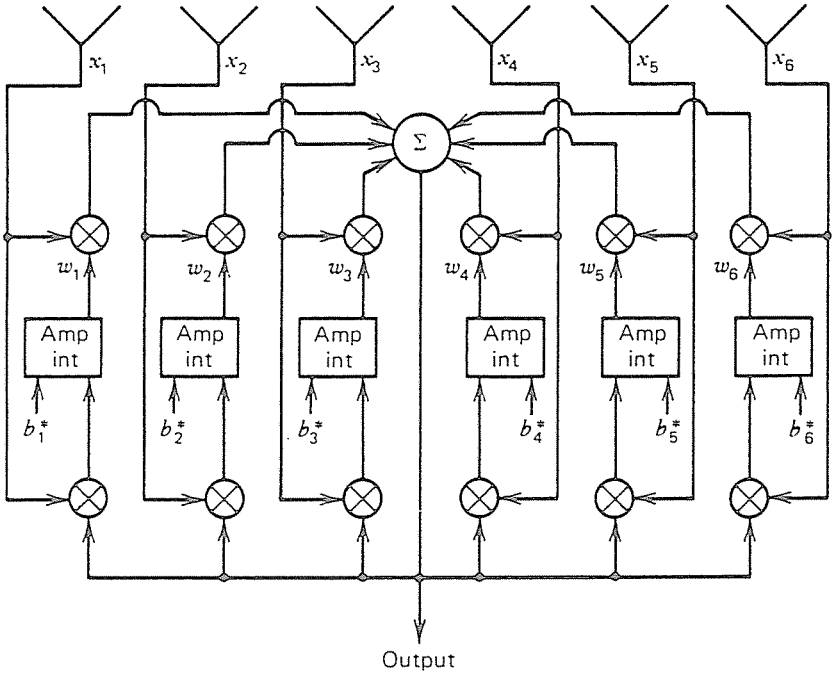
入力信号x'_k は直交化され、互いに無相関であることから、等価システムにおける正規化制御ループは他のループとは独立に応答を持つ。k番目の正規化制御ループに対するウエイト方程式は次式のようになる。

$$\tau_o \frac{dw'_k}{dt} + (1 + \gamma \lambda_k)w'_k = b'^*_k \tag{2.111}$$

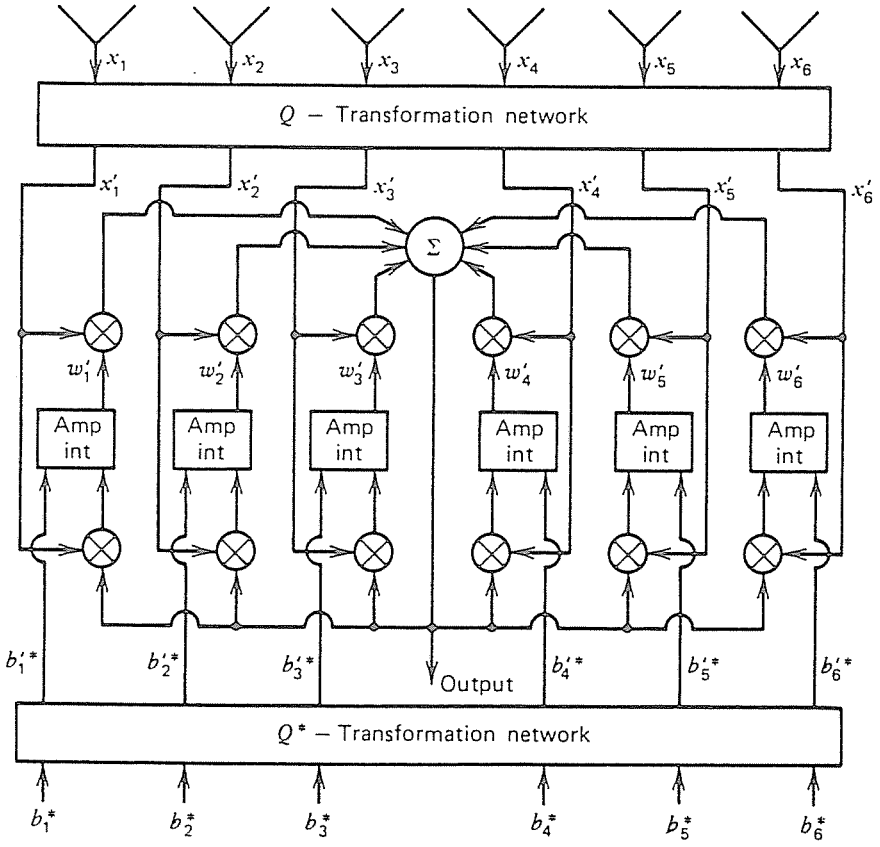
等価制御利得は式(2.111) から、次式で定義される。

$$\mu_k = \gamma \lambda_k \tag{2.112}$$

すなわち、正規化ループに対する等価制御利得は入力信号から求められる共分散行列の固有値によって決定される。式(2.112) と式 (2.38) を比較することによって、正の実数固有値λ_kは信号電圧の振幅の自乗に対応することが分かる。そして、得られ



(a)



(b)

図2.15　6素子H-A アダプティブアレーアンテナの等価システム．
(a) 実際の系，(b) 直行化された系．

る固有値は正規化ネットワーク出力端子に現われる電力に比例する。

入力ステアリングベクトルb*に対して、出力の所望信号電力は次式で与えられる。

$$P_s = |\mathbb{W}^T b|^2 \tag{2.113}$$

同様にして、アレー出力雑音電力は次式のように書き表される。

$$P_n = \overline{|\mathbb{W}^T X|^2} \tag{2.114}$$

ただし、信号ベクトルX は受信機熱雑音と妨害信号源による方向性雑音信号成分から成っているものと仮定している。信号対雑音特性を評価する方法として上記2つの値の比を求める。

$$\frac{S}{n} = \frac{|\mathbb{W}^T b|^2}{\overline{|\mathbb{W}^T X|^2}} = \frac{\mathbb{W}^+ b^* b^T \mathbb{W}}{\mathbb{W}^+ R_{nn} \mathbb{W}} \tag{2.115}$$

式(2.115) のSNR を最大化する最適ウエイトベクトルは次式により与えられる。

$$\mathbb{W}_{opt} = \frac{1}{\text{定数}} \; R_{nn}^{-1} \; b^* \tag{2.116}$$

前述の議論から、最適正規化ウエイトは定数倍の係数を除けば次式で与えられる。

$$\mathbb{W}'_{kopt} = \left(\frac{1}{\mu_k}\right) \; b'^*_k \tag{2.117}$$

式(2.112) と(2.117) を式(2.111) に代入することによって、次のような結論を得る。

$$\tau_o \frac{d\mathbb{W}'_k}{dt} + (1 + \mu_k)\mathbb{W}'_k = \mu_k \mathbb{W}'_{kopt} \tag{2.118}$$

式(2.118) で与えられる微分方程式は式(2.34)と同じである。したがって、入力信号としてステップ関数入力を仮定すると、その解は次式のようになる。

$$\mathbb{W}'_k(t) = \{\mathbb{W}'_k(0) - \mathbb{W}'_k(\infty)\} e^{-\alpha_k t} + \mathbb{W}'_k(\infty) \tag{2.119}$$

ただし、

$$\mathbb{W}'_k(\infty) = \left(\frac{\mu_k}{1 + \mu_k}\right) \mathbb{W}'_{kopt} \tag{2.120}$$

$$\alpha_k = \left(\frac{1 + \mu_k}{\tau_o}\right) \tag{2.121}$$

である。

式(2.119) において$W'_k(\infty)$ は定常ウエイト、$W'_k(0)$は初期ウエイト値、そしてα_kは過渡減衰定数を表している。式(2.119)~(2.121) から、アダプティブウエイトの過渡応答は固有値によって決定されることが分かる。k番目の正規化制御ループは図2.16に示される単純な負帰還ループとして表される。

正規化システムのウエイトW'_k と実際のウエイトW_kの関係を求めるためには、図2.15で示されている2つのシステムがまったく同一であることに注目すべきである。すなわち、

$$\sum_{k=1}^{N} W_k X_k = \sum_{k=1}^{N} W'_k X'_k \tag{2.122}$$

あるいは、

$$W^T X = W'^T X' = W'^T Q X \tag{2.123}$$

となる。その結果、次の関係が得られる。

$$W = Q^T W' \tag{2.124}$$

式(2.124) から、k番目の実際のウエイトに対する解は次式のように書かれる。

$$W_k = (e_{1k}W'_1 + e_{2k}W'_2 + \cdots + e_{Nk}W'_N) \tag{2.125}$$

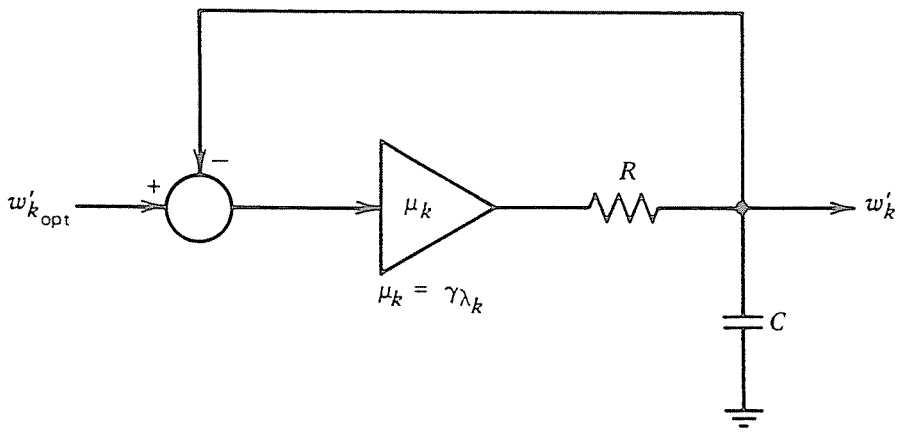


図2.16　直行アダプティブ制御ループモデル.

ただし、e_{ik} はi番目の固有ベクトルのk番目の要素である。

式(2.84)で行ったと同様に、b^*とW_qを関係付ける係数c_kを求めるため、受信機熱雑音のみが適応前において存在しているものと仮定する。ただし、これらの熱雑音は各チャネル毎に独立であるとする。このとき、変換行列Q は単位行列となり、W'とW は同じである。すなわち、Q_q=Iであり、受信機熱雑音電力がすべてのチャネルにおいて等しい($\overline{|n_o|^2}$と表す) と仮定するならば、式(2.102) から、

$$Q_q^* \; R_{nnq} \; Q_q^T = \lambda_o \delta_{ij} \qquad (2.126)$$

となる。

ただし、

$$\lambda_o = \overline{|n_o|^2} \qquad (2.127)$$

である。

式(2.127) から、最小固有値が受信機熱雑音電力に等しいことが分かる。この最小固有値を用いて最小制御ループ利得μ_{min}を次式で定義する。

$$\mu_{min} = \gamma \lambda_o \qquad (2.128)$$

妨害信号が存在しないときの定常ウエイトW(∞) はW_qに等しいから、式(2.120), (2.117) および(2.84)を利用して、次式で表される。

$$W_{qk} = \frac{1}{1 + \mu_{min}} b_k^* = \left(\frac{c_k}{1 + \mu_{min}}\right) W_{qk} \qquad (2.129)$$

ただし、

$$c_k = 1 + \mu_{min} \qquad (2.130)$$

である。

式(2.119)~(2.121) および(2.112) から、W'のk番目の要素が最適値に収束するための時定数は$\tau_o/(1+\gamma\lambda_k)$であることが分かる。実際、$\lambda_{min}$はアダプティブアレーアンテナがいかに高速に雑音信号環境の変化に追従できるかを決定するパラメータである。さらに、式(2.125) から各ウエイトは重み付けられた指数関数の和として表現されることが分かる。そして、最も遅く収束する要素がλ_{min}の要素である。

図2.14のようなアダプティブアレーアンテナが外部妨害信号環境下で適応する場

合、ループの収束は妨害信号の空間的配置に依存して遅くなることがある[8] 。さらに、γが増加し、τ_0が減少するとウエイトの収束は速くなるが、ループは雑音を多く通過させるようになる。したがって、ウエイトジッタが増加することになる。事実、ウエイトのゆっくりとした収束は$\mathrm{trace}(R_{nn})/\lambda_{min}$ が大きいならば得られるが、このような場合極端なループノイズをある程度抑えて高速な収束を与えるγとτ_0の選択方法はない。式(2.117)~(2.121) で示される解の雑音の影響を検討することによって、これらの事実を検証できる。

２．１０　むすび

出力SNR を最大化するように動作するH-A アダプティブアレーアンテナの概説を行った。H-A アダプティブアレーアンテナは一般に所望信号がほとんどの時刻において存在しないようなパルスレーダ系における妨害抑圧に使用されて、受信特性の改善を行う。H-A アダプティブアレーアンテナは妨害波が存在していない適応前の状態と、妨害が発生しその抑圧を行う適応後の状態という２つの状態で特徴付けることが可能である。アルゴリズムの過渡特性は信号共分散行列の固有値によって容易に説明することができる。そのために、信号共分散行列を対角行列に変換するための正規直行変換の導入を行った。H-A ループは固有値のばらつきに影響を受けやすいことが分かった。すなわち、強い妨害信号に対してはすみやかな抑圧を行うが、弱い妨害信号はゆっくりとした抑圧を受ける。

参 考 文 献

[1] R.A.Monzingo and T.W.Miller : Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley and Sons, New York, 1980.

[2] W.F.Gabriel : "Adaptive Arrays -An Introduction", Proc.IEEE, 64, 2, pp.239-271 (Feb. 1976).

[3] P.W.Howells : "Intermediate Frequency Side-Lobe Canceller", U.S.Patent 3 202 990, Aug. 24, 1965 (filed May 4, 1959).

[4] S.P.Applebaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[5] D.L.Margerum : "Self-phased Arrays", in Microwave Scanning Antennas, 3, R.C.Hansen, Ed., New York : Academic Press, 1966, ch.5.

[6] A.E.Convington and N.W.Broten : "An Interferometer for Radio Astronomy with a Single-Lobed Radiation Pattern", IRE Trans. Antennas and Propagation, AP-5, pp.247-255 (July 1957).

[7] J.L.Pawsey and R.N.Bracewell : Radio Astronomy, International Monographs on Radio Calendon Press, Oxford, England, 1955.

[8] L.E.Brennan, E.L.Pugh, and I.S.Reed : "Control-Loop Noise in Adaptive Array Antennas", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-7, pp.254-262 (Mar. 1971).

[9] H.Chestnut and R.W.Mayer : Servomechanisms and Regulating System Design, vol.1, 2nd ed., Wiley, New York, 1959.

第 3 章

通信系におけるハウエルズ・アップルバウム アダプティブアレーアンテナの定常特性

本章では、ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナが所望信号の存在する通信系において使用可能であるということを、定常特性についての解析的考察と数値計算により示す。

３．１　まえがき

ハウエルズ・アップルバウム（以下、H-A と略す）ループは、アダプティブアレーアンテナの代表的アルゴリズムであるMSN（maximum signal-to-noise ratio）アルゴリズムを実現するハードウエアである[1,2] 。MSN アルゴリズムは、元来パルスレーダ系のために考案された。したがって、ほとんどの時刻において所望信号が到来していないという仮定のもとで議論が構築されている。

一方、文献[3] では、所望信号が定常的に存在する通信系においても、その到来方向が受信側において分かっている限り、H-A ループは定常特性を劣化させないことが、所望信号が狭帯域（あるいは、等価的に狭帯域と考えられる）の場合について数値計算により示されている。しかし、これに関する解析的証明は行われていない。そして、H-A ループが通信系において使用可能であることは、必ずしも一般的に認識されていることではない。例えば、文献[4] には「R_{NN} は雑音成分の相関マトリックスで、通常は分離して知ることの難しい量であるが、妨害波が所望信号より圧倒的に強いときにはR_{xx} （入力信号の相関マトリックス）で近似できる。」、また文献[5] には"It is, however, to be noted that MSNR adaptive array requires to measure the radio environment of noise only condition. Therefore, it is necessary to synthesize the radiation pattern adaptively before the desired signal occures." と述べられている。すなわち、所望信号と妨害の電力、あるいは所望信号の発生時刻は重大な制約を受けると述べられている。

本章においては、H-A ループがこれら制約なしに広く通信系に適用可能であることを、所望信号が狭帯域の場合には解析的証明により、また所望信号が広帯域の場合には数値計算により明確化したものである。

３．２　解析的考察

図3.1 に示される素子数Ｎの任意形状アレーアンテナについて考察する。アンテナ

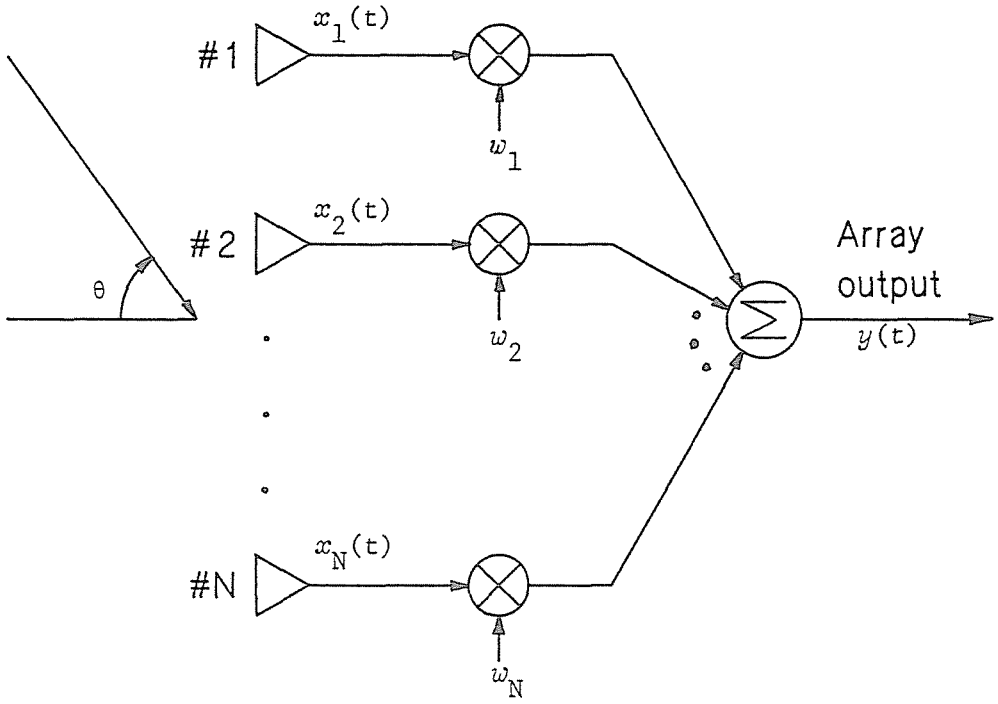


図3.1　N素子アダプティブアレーアンテナ.

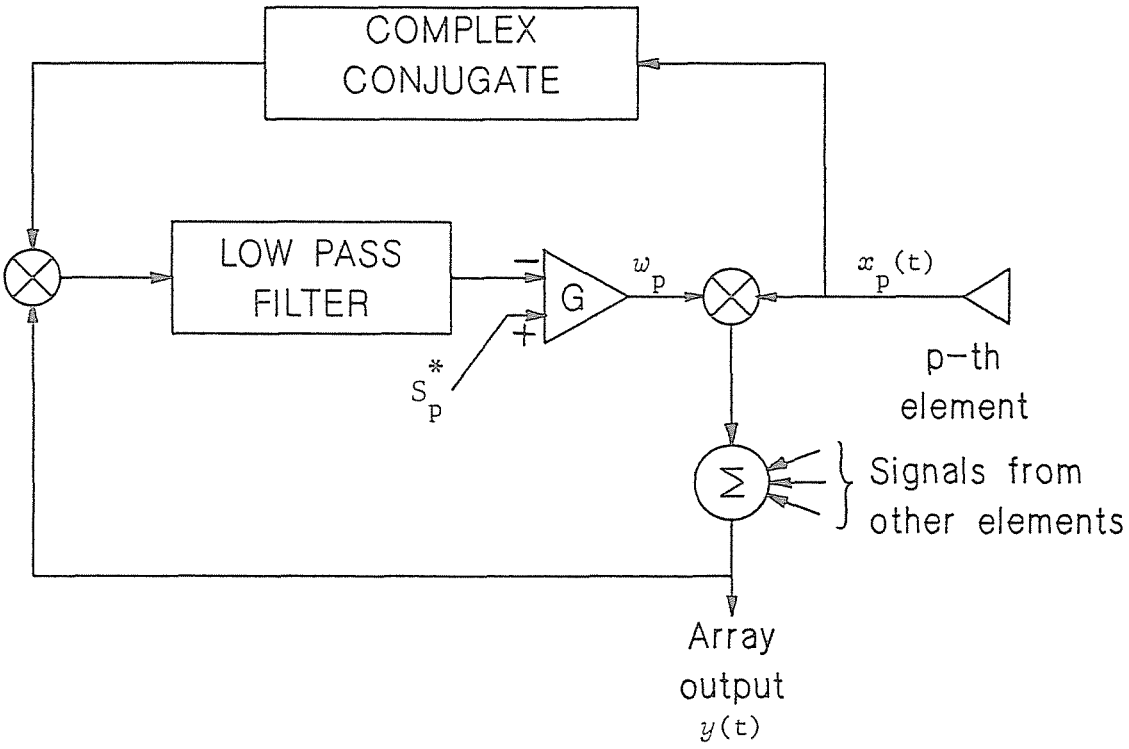


図3.2　H-A ループ　(p=1, 2, ・・・, N).

素子は無指向性で、相互結合がないものとする。また、図3.2 にｐ番目の素子に属するH-A ループのブロック図を示す。図3.2 において、$X_p(t)$、$W_p(t)$（図においては、定常ウエイトとしてW_pと記した。）、S_p^* はそれぞれｐ番目のチャネルにおける複素入力信号、複素ウエイト、ステアリング信号であり、次のベクトルを構成する要素である。

$$X(t)=\begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ X_N(t) \end{bmatrix} \qquad (3.1) \qquad\qquad W(t)=\begin{bmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ W_N(t) \end{bmatrix} \qquad (3.2)$$

$$S^* = \begin{bmatrix} S_1^* \\ S_2^* \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ S_N^* \end{bmatrix} \qquad (3.3)$$

ただし、X(t)は複素入力信号ベクトル、W(t)は複素ウエイトベクトル、S*はステアリングベクトルと呼ばれる。

図3.1 または図3.2 から、$X_p(t)$ に$W_p(t)$ が乗ぜられ、他のチャネルの重み付けられた信号すべてが加え合わされて、アレー出力y(t)を形成する。すなわち、

$$y(t) = \sum_{p=1}^{N} X_p(t)W_p(t) = X^T(t)W(t) \qquad (3.4)$$

となる。式(3.4) において、^{T} は転置を表す。

H-A ループから求められるウエイトベクトルが満足する微分方程式は、次式で与えられる。

$$\tau_o \frac{d}{dt} W(t) + W(t) = G\{S^* - X(t)y(t)\} \qquad (3.5)$$

ただし、図3.2 において低域ろ波器は時定数τ_oの一次遅れ系であり、Ｇは増幅器利

得を表す。

式(3.4) から、式(3.5) は次式のように書き換えられる。

$$\frac{\tau_o}{G} \cdot \frac{d}{dt} \mathbb{W}(t) + \{X^*(t)X^T(t) + \frac{I}{G}\} \mathbb{W}(t) = S^* \qquad (3.6)$$

ただし、 I はN×N の単位行列を表す。

式(3.6) の両辺の期待値をとると、

$$\frac{\tau_o}{G} \cdot \frac{d}{dt} \overline{\mathbb{W}(t)} + \{R_{xx} + \frac{I}{G}\} \overline{\mathbb{W}(t)} = S^* \qquad (3.7)$$

となる。ただし、

$$\overline{\mathbb{W}(t)} = E[\mathbb{W}(t)] \qquad (3.8)$$

$$R_{xx} = E[X^*(t)\ X^T(t)] \qquad (3.9)$$

であり、E[・]は期待値をとることを表す。

式(3.7) から、定常時 ($d\mathbb{W}(t)/dt = 0$) においてウエイトベクトルが満足する値は、次式で与えられる。

$$\mathbb{W} = (R_{xx} + \frac{I}{G})^{-1} S^* \qquad (3.10)$$

所望信号が狭帯域の場合、$\mathbb{W}' = R_{xx}^{-1}S^*$が MSNアルゴリズムの最適定常解$\mathbb{W}_{MSN}=R_{NN}^{-1}S^*$に比例することが証明される（証明は付録A-1 で行っている）。ただし、R_{NN} は妨害および熱雑音から成る雑音成分の相関行列である。

したがって、所望信号が狭帯域で、Gが充分大きいとき、H-A ループで得られる定常解は所望信号の有無に係らず、出力のSN比を最大にする。さらに、このときS*は所望信号とX(t)との相互相関ベクトルr_{xD} に比例するので、H-A ループで得られる定常解は熱雑音電力が1/G だけ増加した系におけるLMS アルゴリズムの定常解に比例する。上記の熱雑音電力の違いは、Gが充分大きいとき本質的な問題とならない。

よって、所望信号が狭帯域の場合、H-A ループは望ましい特性を示すことが解析的に示された。所望信号の帯域が無視できない場合については、数値例を用いて以下で考察する。

３．３　数値例

アンテナ素子間隔がℓの等間隔配置Ｎ素子リニアアレーについて数値例を示す。

アレーに所望信号とＫ個の妨害が入射し、各アンテナ素子ごとに独立に熱雑音が発生しているとする。このとき$x_p(t)$ は、

$$x_p(t) = d_p(t) + \sum_{k=1}^{K} i^k{}_p(t) + n_p(t) \qquad (3.11)$$

となる。ただし、 $d_p(t)$、 $i^k{}_p(t)$ および $n_p(t)$はそれぞれｐ番目のチャネルにおいて観測される所望信号、ｋ番目の妨害および熱雑音の波形を表す。

所望信号は、中心周波数f_o、帯域幅Δfでそのパワースペクトル密度は図3.3 に示すように帯域内において平坦であるとし、その比帯域r_Bを次式で定義する。

$$r_B = \frac{\Delta f}{f_o} \qquad (3.12)$$

さらに、妨害は図3.3 に示すような中間周波数f_oの狭帯域信号とする。また、熱雑音は白色ガウス雑音で各素子ごとに等しい電力を持つ。このとき、所望信号、妨害お

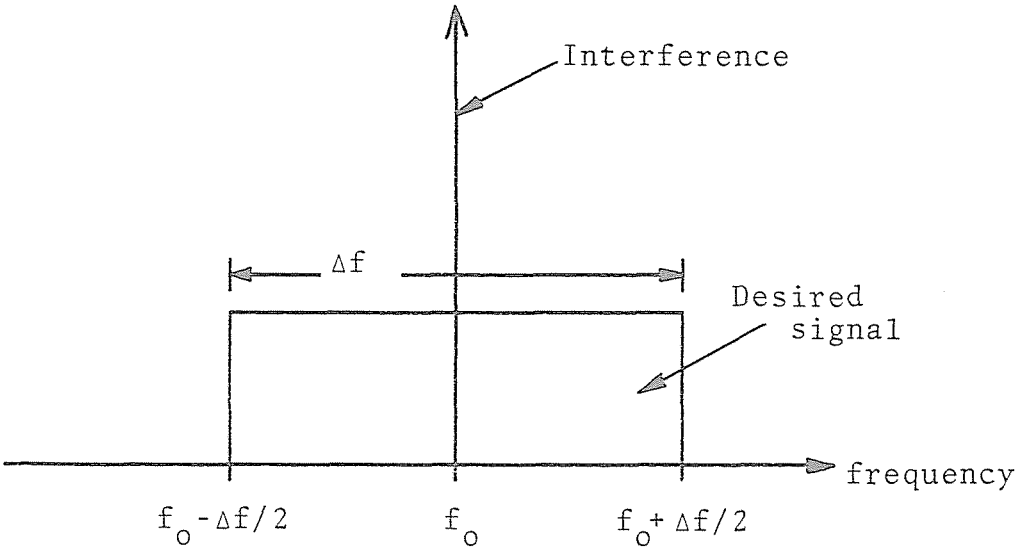


図3.3　所望信号，妨害のパワースペクトル密度.

よび熱雑音は互いに独立であるとすると、

$$E[x_p^*(t)x_q(t)]=E[d_p^*(t)d_q(t)]+\sum_{k=1}^{K}E[i^k{}_p^*(t)i^k{}_q(t)]$$
$$+E[n_p^*(t)n_q(t)]$$
$$=P_d\ \mathrm{sinc}\left(\frac{r_B\phi_{dpq}}{2}\right)e^{-j\phi_{dpq}}+\sum_{k=1}^{K}P_i{}^k e^{-j\phi_i{}^k{}_{pq}}$$
$$+P_n\ \delta_{pq} \qquad (3.13)$$

となる。ただし、sinc(x)=sin(x)/x、ϕ_{dpq}および$\phi_i{}^k{}_{pq}$ はそれぞれ所望信号、k番目の妨害に対するp番目の素子とq番目の素子間の位相差を表し、次式で与えられる。

$$\phi_{zpq}=\frac{2\pi f_o \ell(p-q)\sin\theta_z}{c} \qquad (z=d,\ i^k) \qquad (3.14)$$

式(3.14)において、 cは光速、θ_dは所望波の到来方向で、図3.1 のようにブロードサイド方向から測った角度である。

また、式(3.13)において、P_d、$P_i{}^k$ 、P_nはそれぞれアンテナ素子入力における所望信号電力、k番目の妨害電力、熱雑音電力である。 δ_{pq}はクロネッカのデルタであり、

$$\delta_{pq}=\begin{cases}1 & (p=q)\\ 0 & (p\neq q)\end{cases} \qquad (3.15)$$

で定義される。

R_{xx} のp行q列における要素は$E[x_p^*(t)x_q(t)]$であるから、式(3.13)で与えられる。

ステアリング信号s_p^* は、所望信号到来方向から周波数f_oの狭帯域信号が入射したときに、基準点に対して測定された位相量によって与えられる。いま、1番目の素子を位相の基準点とすると、

$$s_p^* = e^{j\phi_{d1p}} \qquad (p=1,2,\cdots,N) \qquad (3.16)$$

である。したがって、式(3.16)からS^*が決定される。

以上、式(3.13)および(3.16)を用いることによって、式(3.10)から定常ウエイトベクトル$\boldsymbol{W}$ が求められる。このときの出力SINR（所望信号電力/(妨害電力＋熱雑音電

力))は次式で与えられる。

$$\text{出力SINR} = \frac{W^{+} R_{DD} W}{W^{+} R_{NN} W} \qquad (3.17)$$

ただし、R_{DD} は所望信号のみから成る相関行列、$^{+}$ は複素共役転置を表す。

３．３．１　妨害が存在しないときの数値例

妨害が存在しないときのH-A ループの定常解式(3.10)で得られる定常時パタンを図3.4 に示した。ただし、N=4 、$\ell=\lambda_o/2$（λ_oは中心周波数f_oに対応する波長）、$r_B=20\%$、$\theta_d=-30°$、入力SNR=10dB、(a)$f=f_o$、(b)$f=0.9f_o$、(c)$f=1.1f_o$ であり、図3.4 (b)、(c)は帯域の端の周波数におけるパタンである。また、図3.4 においてH-A ループのｇは、次式によって定義される。

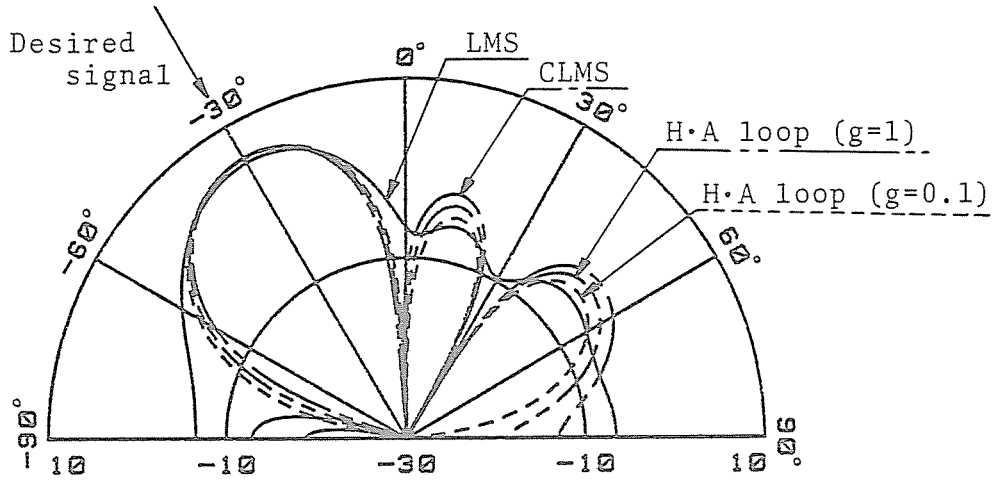
$$g = P_n G \qquad (3.18)$$

すなわち、熱雑音電力によって規格化された増幅器利得である。同図には、LMS [6~8] およびCLMS（ただし、１方向拘束）[9,10]両アルゴリズムで得られる定常時パタンも示した。図3.4(a)から、H-A ループで得られる定常時パタンは他のアルゴリズムで得られるパタンと同様に、所望信号到来方向に主ビームが向いている。また、同図(b)、(c)から、帯域の両端の周波数においても主ビームがほとんど変化していないということが分かる。

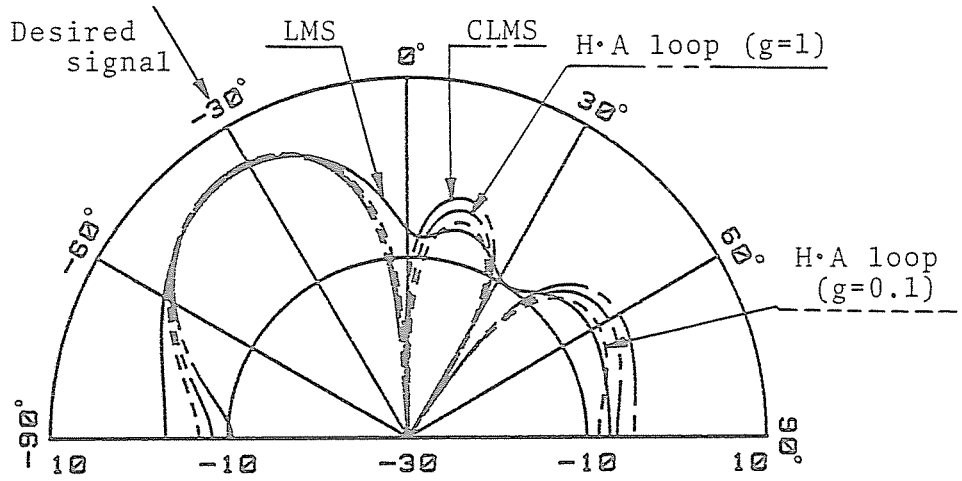
所望信号が狭帯域信号の場合、$(R_{XX}+I/G)^{-1}S^{*}$ が $R_{NN}^{-1}S^{*}$ に比例するので、パタンはＧに無関係であり、特性上全く問題は生じない。

３．３．２　所望信号と妨害波が存在する場合の数値例

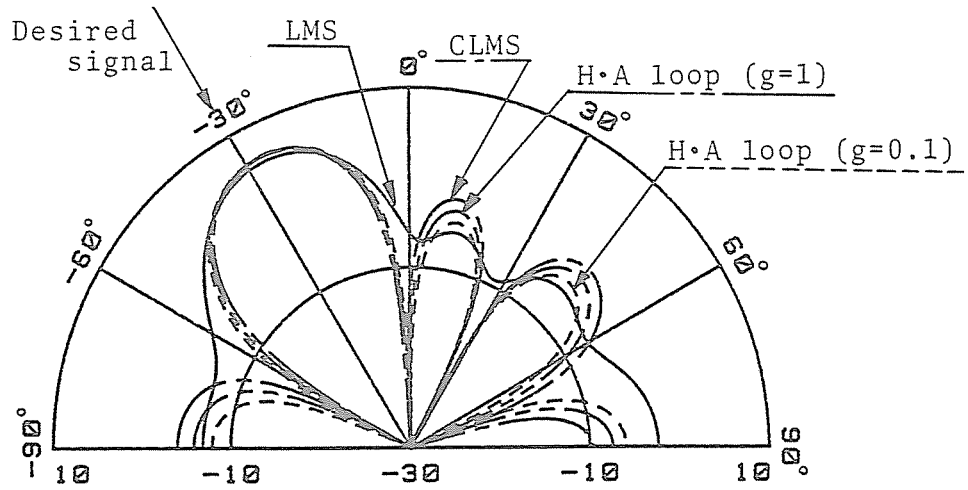
図3.5 に妨害が１波で、狭帯域の場合のH-A ループの妨害抑圧特性を示す。ただし、出力SINRと妨害到来方向θ_iの関係を求めたものであり、N=4、$\ell=\lambda_o/2$、入力SIR=-10dB、入力SNR=10dB、$\theta_d=-30°$、(a)$r_B=0\%$、(b)$r_B=20\%$である。また、LMS、CLMS アルゴリズムで得られる妨害抑圧特性も示した。



(a)

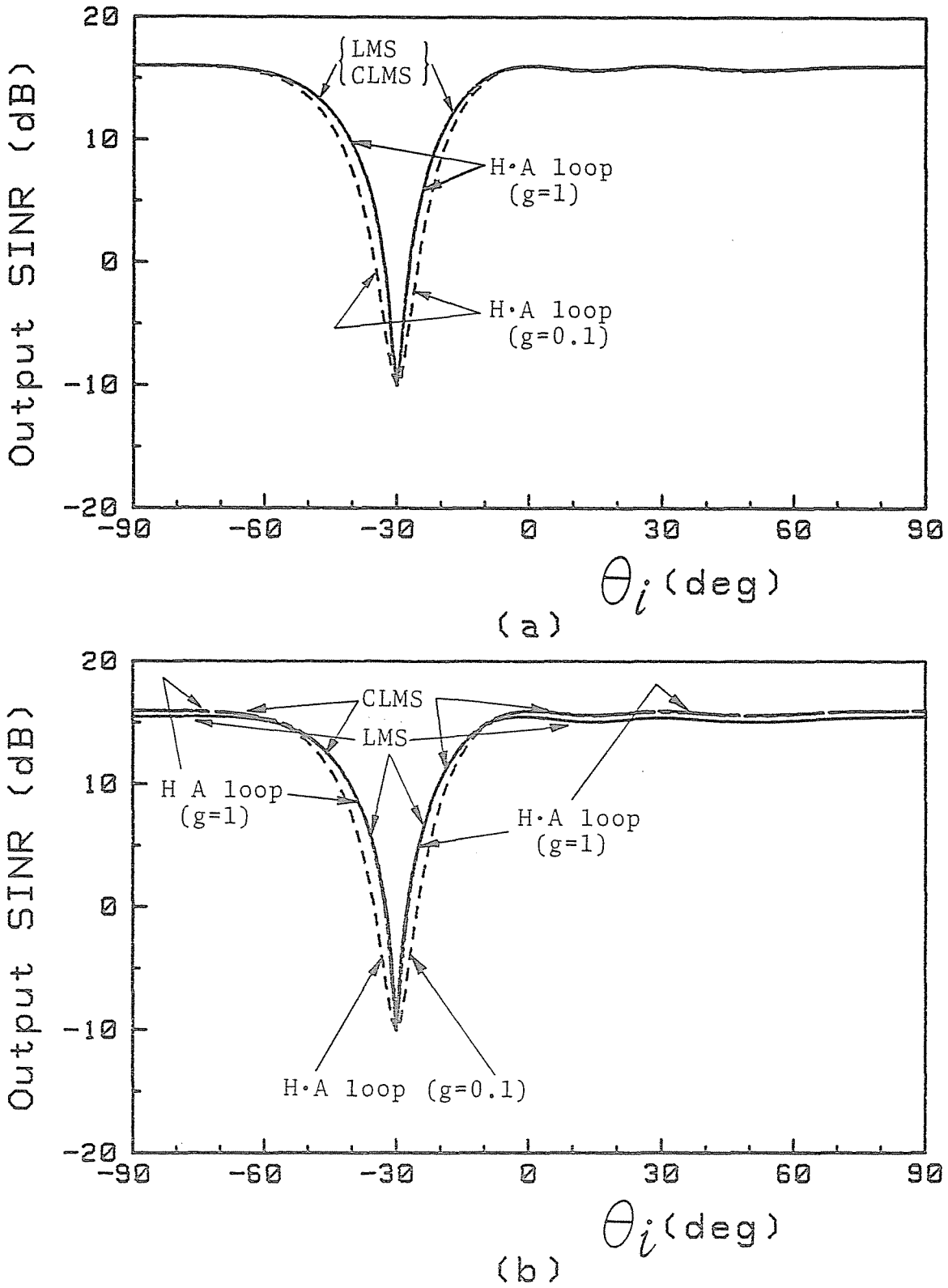


(b)



(c)

N=4, $\ell=\lambda_0/2$, Input SNR=10dB, $\theta_d=30°$, $r_B=20\%$,
No interference, Frequency (a) f_0, (b) $0.9f_0$,
(c) $1.1f_0$.　図3.4　定常時パタン.



N=4, $\ell=\lambda_o/2$, Input SIR=-10dB, Input SNR=10dB, θ_d=-30°, (a) r_B=0%, (b) r_B=20%.

図3.5　妨害抑圧特性.

所望信号が狭帯域の場合（図3.5(a)）、利得gが0.1 ならば、H-A ループによって得られる妨害抑圧特性はLMS、CLMS アルゴリズムで得られる妨害抑圧特性より最大3dB 程度劣化する。しかしながら、gを1にすることで、H-A ループで得られる妨害抑圧特性は、LMS、CLMS アルゴリズで得られる特性とほぼ一致する。

所望信号が帯域を有する場合（図3.5(b)）についても、所望信号が狭帯域の場合について得られた結果と同じことがいえる。

図3.5 では、入力SIR=-10dB の場合についてのみ考察を行ったが、その他の場合についてもgを適当に大きく定めることで、LMS、CLMS アルゴリズムで得られる妨害抑圧特性と同様な特性を得ることができる。

３．４　むすび

以上示したとおり、MSN アルゴリズムは所望信号が存在しないという仮定のもとに導出されたアルゴリズムであるが、それを実現するH-A ループにおいては、所望信号が常に存在していても特性は全く劣化しないということが明らかになった。すなわち、H-A ループは所望信号の周波数と方向が分かっていれば、通信系においても充分使用可能である。

以下の４～７章においては、H-A アダプティブアレーアンテナを通信系に利用したときに問題となる事柄について、新しく検討を行ったのでそれを示す。

参 考 文 献

[1] A.S.Applebaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[2] L.E.Brennan and I.S.Reed : "Theory of Adaptive Radar", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-9, 2, pp.237-252 (Mar. 1973).

[3] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in a Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

[4] 電子通信学会編： "アンテナ工学ハンドブック（第1版）", p.228, オーム社, 1980.

[5] M.Fujita : "Comparison of Convergence Property among Adaptive Arrays", Transactions of the Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan, E65, 5, pp.314-318 (May 1981).

[6] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Googs : "Adaptive Antenna Systems", Proc. IEEE, 55, 12, pp.2141-2159 (Dec. 1967).

[7] R.L.Riegler and R.T.Compton,Jr. : "An Adaptive Array for Interference Rejection", Proc. IEEE, 61, 6, pp.748-758 (June 1973).

[8] R.T.Compton,Jr. : "An Experimental Four-Element Adaptive Array",IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.697-706 (Sept. 1976).

[9] O.L.Frost,III : "An Algorithm for Linear Constrained Adaptive Array Processing", Proc. IEEE, 60, 8, pp.926-935 (Aug. 1972).

[10] K.Takao, M.Fujita, and T.Nishi : "An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.662-669 (Sept. 1976).

第 4 章

タップ付遅延線路を用いた広帯域ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーアンテナ

ハウエルズ・アップルバウム（以下、H-A と略す）アダプティブアレーアンテナは、近年レーダ系のみならず通信系にも適用することが検討されている。さらに、系の広帯域化を行うためアンテナ素子の出力部をタップ付遅延線路で構成すべきであるということが提案されている。

従来の論文は、充分な妨害抑圧特性を得ることができる最小のタップ数と遅延線路長について考察を行っているが、H-A ループ内に用いられているステアリング信号、増幅器利得についてはほとんど議論されていない。

本章においては、一般的なタップ付遅延線路で構成された広帯域H-A アダプティブアレーアンテナを提案し、適切なステアリング信号の与え方を明確化する。さらに、２素子のリニアアレーについて数値計算を行い、妨害抑圧特性および所望信号到来方向誤差特性から増幅器利得の決定に関して考察を行った。その結果、ステアリング信号は所望信号の周波数特性と到来方向を用いて決定すべきであるということが明らかになった。また、妨害抑圧特性から増幅器利得は0.5 あるいは１以上であることが望ましいが、所望信号到来方向誤差が存在するときには、許容される所望信号到来方向誤差特性が得られる増幅器利得の範囲内で決定されなければならない。最後に、過渡応答についての考察を行った。

４．１　まえがき

適応的に妨害に対してヌルを向ける能力は、Howells によってサイドローブキャンセラー（sidelobe canceller；以下、SLC と略す）として実現された[1] 。そして、アンテナ素子の個々に対してSLC の主アンテナと補助アンテナの機能を同時に持たせるアルゴリズムが、Applebaum によって導出された[2] 。それが、H-A アダプティブアレーアンテナと呼ばれるアンテナシステムである。

H-A アダプティブアレーアンテナは、パルスレーダ系などのように所望信号がほとんどの時刻において存在せず、その到来方向が既知であるという仮定のもとで、一般化されたSNR を最大化するアルゴリズムを実現するハードウエアとして導出された[2,3] 。したがって、従来レーダ系におけるクラッタとか妨害波の抑圧の問題に対して応用されてきた。さらに、H-A アダプティブアレーアンテナは所望信号が常に存在する通信系においても、所望信号の周波数と到来方向が受信側において予め分かっているならば、その特性を劣化させることなく充分適用可能である[4] 。

一般に、従来の系は図4.1 に示すように、アンテン素子の出力部に90° ハイブリッド（quadrature hybrid ；以下、QHと略す）を用い、ウエイトとして周波数と独立した振幅と位相を調節する複素ウエイトを用いて構成されているので、単一周波数から成る狭帯域妨害ならば、効果的に抑圧を行うことができる。ところが、広い帯域を有する妨害波に対しては、ある一つの周波数成分のみにヌルを向け得るが、他の周波数成分は抑圧することができないので特性を劣化させる。したがって、上記の周波数に独立な複素ウエイトによって処理することができないほどの広い帯域幅特性がアレーに要求される場合には、各アンテナ素子の出力部にタップ付遅延線路（tapped delay lines ；以下、TDL と略す）が用いられる[5~7] 。TDL から成る重み付けは周波数に依存した伝達特性を持つため、系の広帯域化を行うことができる。

本章では、TDL で構成された広帯域H-A アダプティブアレーを提案する。本章における考察の第一の目的は所望信号の到来方向、および周波数特性が受信側で分かっているときに、適切なステアリグ信号の与え方を明確化することである。第二の目的

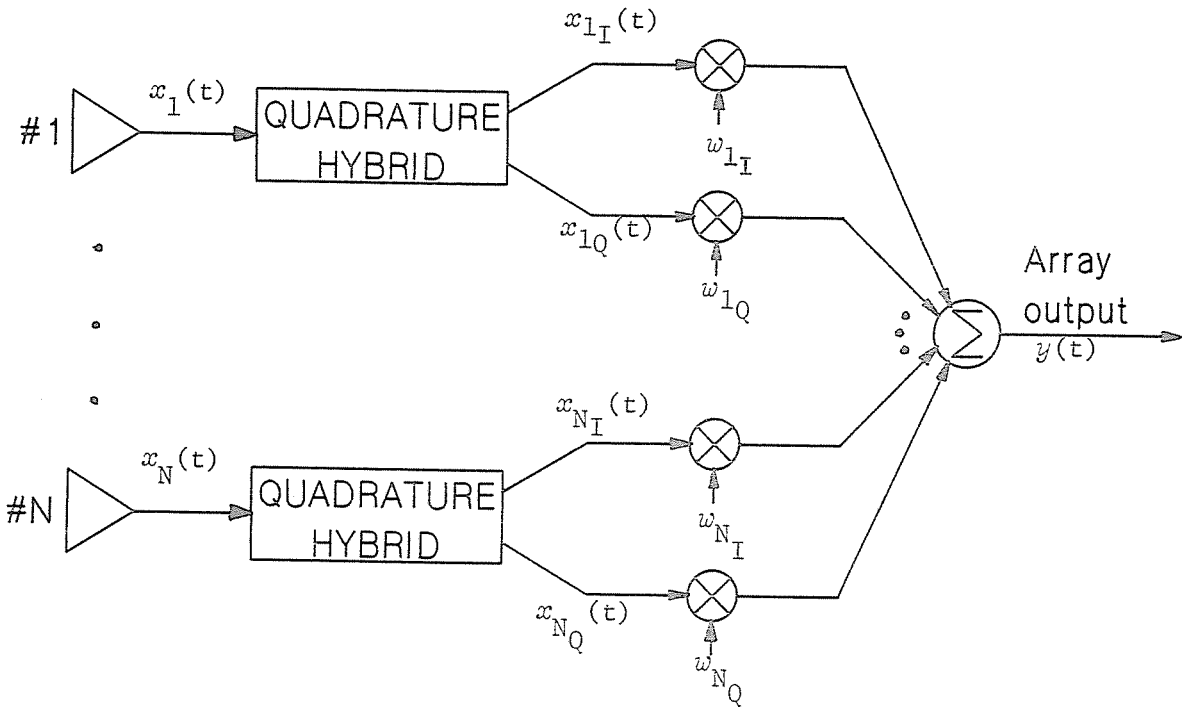


図4.1　90° ハイブリッド(QH)を用いたアダプティブアレーアンテナ（狭帯域系）.

は、提案した系の妨害抑圧特性および所望信号の到来方向誤差から、H-A ループにおいて用いられる増幅器の利得を決定することである。一般に、妨害抑圧特性と所望信号到来方向誤差特性は、互いに背反する特性である。それゆえ、その両方の特性を劣化させることなく、充分な特性を得ることができる増幅器利得の決定が必要である。

TDL を用いたアダプティブアレーアンテナの解析は多く行われている[5~7] 。文献[5] はタップ出力に実ウエイトを用いたLMS アダプティブアレーアンテナについて論じており、本章で検討を行うH-A アダプティブアレーアンテナとは本質的に異なる。また、文献[6] および[7] ではTDL を用いたH-A アダプティブアレーアンテナについて考察しており、各タップの出力には複素ウエイトが用いられている。文献[6] は、MTI レーダにおけるクラッタの抑圧、プラットホームの移動に対する補償、ニアフィールドの散乱の影響、素子励振誤差に対する補償を行うことを目的としており、本章で検討する広帯域妨害波抑圧以外の目的にTDL を利用した場合についての考察で

ある。この他TDL はマルチパス、有限のアレー伝搬遅延、チャネル間不整合の影響を補償するために利用されている。

文献[7] は本章と同様な考察を行っているが、同文献は対象とするキャンシレーションの平均値を最適化するために、システムに対して要求される最小のタップ数と遅延線路長についての議論が展開されている。そして、この文献ではH-A パワーインバージョンアルゴリズムを用いている。すなわち、所望信号到来方向は予め受信側で分かっていないということを仮定しており、したがって、ステアリング信号はアレー出力が0にならないような与え方をしている。さらに、この文献では、ループ利得についてほとんど検討を行っていない。本章においては、充分な妨害抑圧特性を与える最小のタップ数と遅延線路長を決定することを目的としていない。また、所望信号の到来方向およびその周波数特性が受信側で予め分かっていると仮定して議論を構築しており、それゆえ、ステアリング信号は所望信号についての情報を用いて決定され、所望信号の到来方向および周波数帯域にアンテナのヌルが向かないように拘束を与えている。そして、本章ではH-A ループ内に用いられている増幅器の利得の最適値を決定することが重要な問題である。以上のように、本章において検討を行う問題は文献[7] で扱っている問題と本質的に異なる。

以下に本章の構成を示す。4.2 においては広帯域H-A アダプティブアレーアンテナを示し、問題を考察するために必要とされる式を導く。4.3 では、ステアリング信号の与え方について考察を行う。4.4 および4.5 で2素子アレーを例にとり、最適な増幅器利得について数値計算により詳細に検討を行う。また、4.6 においてはTDL で構成されたH-A アダプティブアレーアンテナの過渡特性について議論し、従来のQHを用いた狭帯域系と同様に、収束に要する時間がH-A ループにおいて用いられている低域ろ波器の時定数によって決定され、信号の電力、帯域幅および到来方向などの電波環境に依存しないということを示す。

4．2　タップ付遅延線路で構成されたH-A アダプティブアレーアンテナ

図4.2 に示される素子数Nの任意形状のアレーアンテナについて考察する。アンテ

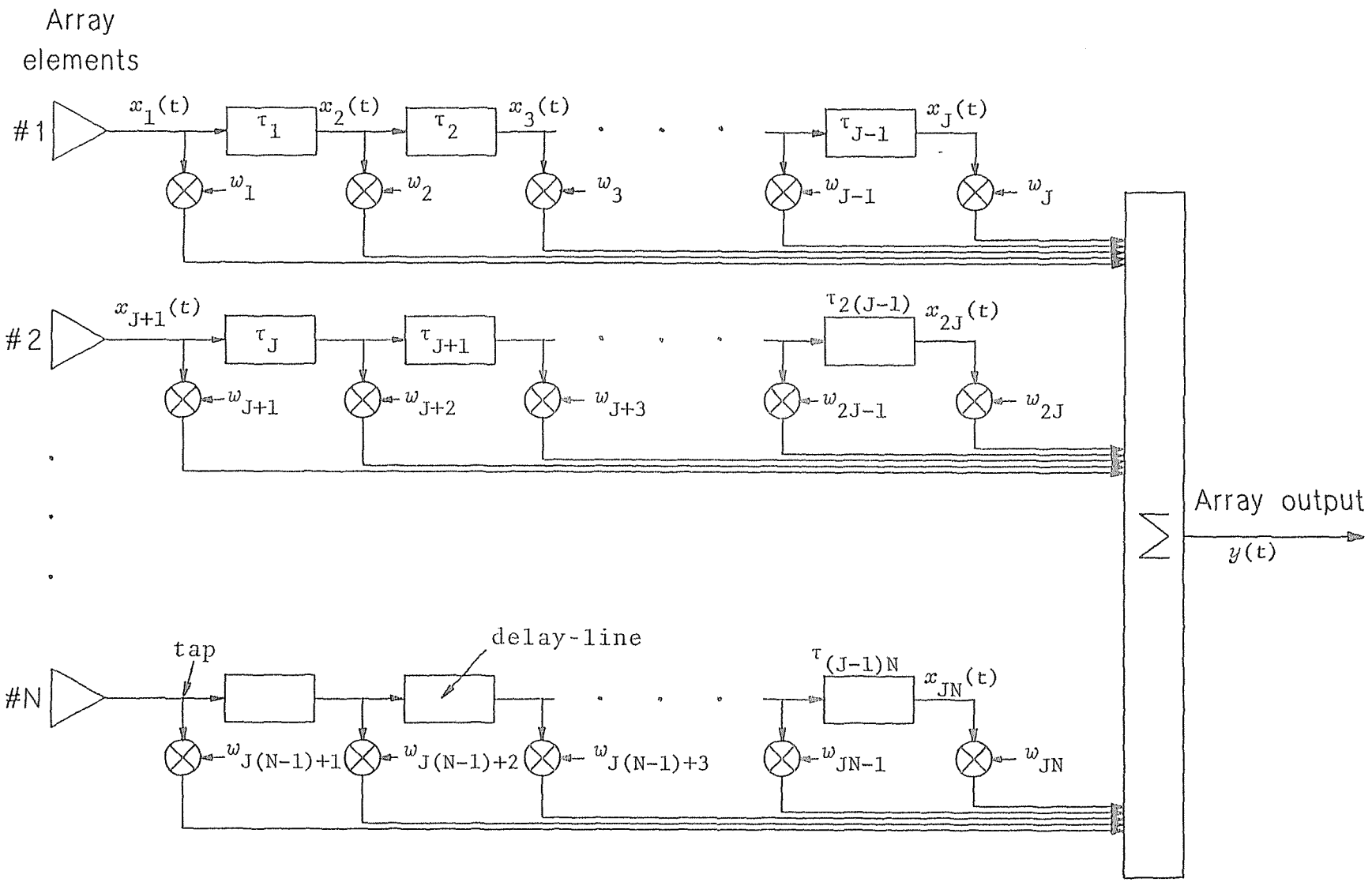


図4.2　タップ付遅延線路を用いた広帯域アダプティブアレーアンテナ.

ナ素子は無指向性で、相互結合がないものとする。アンテナ素子出力を処理するため、TDL で構成されたフィルタが用いらている。フィルタはＪ個のタップから成り、そのタップ間の遅延時間をτ_m(m=1、2、・・・、(J-1)N)とする。

実ウエイトw_p (p=1、2、・・・、JN) が各タップの出力において観測される実信号$x_p(t)$に乗ぜられる。それらの遅延を受け、重みを付けられた信号すべてが加え合わされ、アレー出力y(t)を形成する。すなわち、

$$y(t)=\sum_{p=1}^{JN} x_p(t)w_p = X^T(t)\mathbb{W} = \mathbb{W}^T X(t) \qquad (4.1)$$

と表される。ただし、式(4.1) において、X(t)および$\mathbb{W}$ はそれぞれ入力信号ベクトル、ウエイトベクトルであり、

$$X(t)=[\ x_1(t)\quad x_2(t)\quad \cdots\quad x_{JN}(t)\ ]^T \qquad (4.2)$$

$$\mathbb{W}=[\ w_1\quad w_2\quad \cdots\quad w_{JN}\ ]^T \qquad (4.3)$$

で表される。また、^{T} は転置を表す。

図4.3 に、ｐ番目のタップ出力信号に乗ぜられる実ウエイトの制御ループを示した。このループはH-A ループと呼ばれ、相関器、時定数τ_oの低域ろ波器および利得G

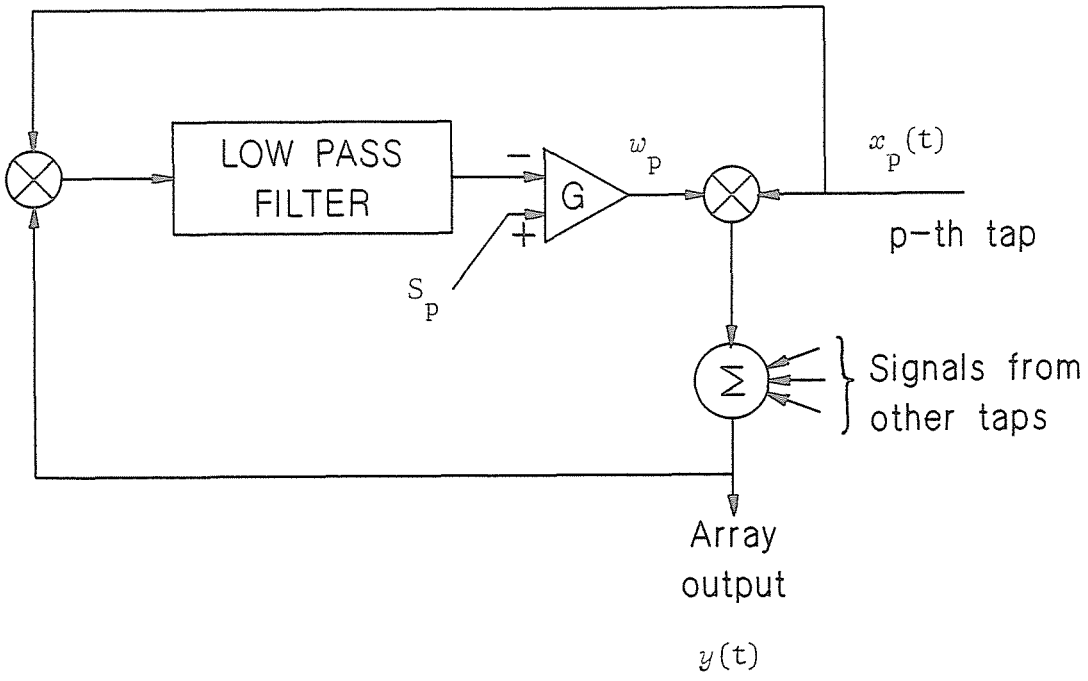


図4.3　H-A ループ　(p=1, 2, ・・・, JN) .

の増幅器から成る。また、s_pはステアリング信号で、その決定法については4.3 において論じる。

H-A アダプティブアレーアンテナにおいて、定常ウエイトベクトルW は次式で与えられる。

$$W = \left(R_{XX} + \frac{I}{G} \right)^{-1} S \tag{4.4}$$

ただし、

$$R_{XX} = E[X(t)X^T(t)] \tag{4.5}$$

$$S = [\, s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_{JN} \,]^T \tag{4.6}$$

である。さらに、I はJN×JNの単位行列で、$E[\cdot]$は平均値を求めることを意味する。

ここで、所望信号とK個の妨害波がアレーに入射し、各アンテナ素子に独立に熱雑音が存在していると仮定する。すなわち、

$$x_p(t) = d_p(t) + \sum_{k=1}^{K} i^k{}_p(t) + n_p(t) \tag{4.7}$$

$$(p=1,2, \cdots ,JN)$$

である。ただし、$d_p(t)$ および$n_p(t)$ はそれぞれp番目のタップ出力に現れる所望信号成分、熱雑音成分であり、$i^k{}_p(t)$はp番目のタップ出力に現れるk番目の妨害波成分である。

式(4.7) をベクトル表現で表すと、

$$X(t) = D(t) + \sum_{k=1}^{K} I^k(t) + N(t) \tag{4.8}$$

となる。

ただし、

$$\left.\begin{aligned} D(t) &= [\, d_1(t) \quad d_2(t) \quad \cdots \quad d_{JN}(t) \,]^T \\ I^k(t) &= [\, i^k{}_1(t) \quad i^k{}_2(t) \quad \cdots \quad i^k{}_{JN}(t) \,]^T \\ N(t) &= [\, n_1(t) \quad n_2(t) \quad \cdots \quad n_{JN}(t) \,]^T \end{aligned}\right\} \tag{4.9}$$

である。

また、次式を定義する。

$$\left.\begin{aligned} R_{DD} &= E[D(t)D^T(t)] \\ R_{II} &= \sum_{k=1}^{K} E[I^k(t)I^{kT}(t)] \\ R_{NN} &= E[N(t)N^T(t)] \end{aligned}\right\} \qquad (4.10)$$

さらに、所望信号、妨害、熱雑音および異なる妨害が互いに独立であるとすると、式(4.5) は次のようになる。

$$R_{XX} = R_{DD} + R_{II} + R_{TT} \qquad (4.11)$$

さて、行列R_{DD}、R_{II}、R_{TT} のｐ行ｑ列要素は、次式となる。

$$\left.\begin{aligned} \{R_{DD}\}_{pq} &= E[d_p(t)d_q(t)] = A_d(Td_{pq}) \\ \{R_{II}\}_{pq} &= \sum_{k=1}^{K} E[i^k{}_p(t)i^k{}_q(t)] = \sum_{k=1}^{K} A_i{}^k(Ti^k{}_{pq}) \\ \{R_{TT}\}_{pq} &= E[n_p(t)n_q(t)] = \begin{cases} A_n(T_{pq}) & (\text{同一アンテナ素子}) \\ 0 & (\text{異なるアンテナ素子}) \end{cases} \end{aligned}\right\} \qquad (4.12)$$

ただし、$A_d(t)$、$A_i{}^k(t)$ および$A_n(t)$ は所望信号、ｋ番目の妨害、熱雑音の自己相関関数であり、Td_{pq}、$Ti^k{}_{pq}$ 、T_{pq} はそれぞれｐ番目のタップ出力とｑ番目のタップ出力で観測される所望信号、ｋ番目の妨害の時間遅延と、同一アンテナ素子に属するｐ番目とｑ番目のタップ間の遅延時間である。

ここで、タップ出力における所望信号、ｋ番目の妨害、熱雑音の電力をそれぞれP_d、$P_i{}^k$、P_n とすると、次式が成立する。

$$\left.\begin{aligned} P_d &= A_d(0) \\ P_i{}^k &= A_i{}^k(0) \\ P_n &= A_n(0) \end{aligned}\right\} \qquad (4.13)$$

従って、出力におけるSINR（所望信号電力対（妨害電力＋熱雑音電力）比）あるいは、出力におけるNIR （熱雑音電力対妨害電力比）は、それぞれ、

$$\text{出力SINR} = \frac{\mathbb{W}^T R_{DD} \mathbb{W}}{\mathbb{W}^T (R_{II} + R_{TT}) \mathbb{W}} \qquad (4.14)$$

$$出力NIR = \frac{\mathbb{W}^T R_{TT} \mathbb{W}}{\mathbb{W}^T R_{II} \mathbb{W}} \qquad (4.15)$$

で与えられる。

さらに、熱雑音電力で規格化された増幅器利得ｇを次式で定義する。

$$g = P_n G \qquad (4.16)$$

４．３　ステアリング信号に関する考察

ステアリング信号とはH-A ループ内に挿入される信号であり、入射波が存在しないときのアレーパタンを決定する。従って、所望信号の到来方向と中心周波数あるいは周波数特性が予め受信側において明らかなときには、その情報を用いてステアリング信号を決定すべきである。このように決定されたステアリング信号は、所望信号に対して空間的にも周波数領域においても、アレーパタンのヌルが向くことを妨げる。

ステアリング信号の決定のし方は２通り考えられる。１つは従来の狭帯域系で用いられている決定法をTDL を用いた系に適応したものであり、所望信号の到来方向と中心周波数f_oを用いて決定する方法である。この場合、ステアリング信号は次式のようになる。

$$s_p = P_d \cos(2\pi f_o Td_{op}) \qquad (p=1, 2, \cdots, JN) \qquad (4.17)$$

ただし、所望信号の位相基準をアレーの中心とし、Td_{op}は所望信号に関する位相基準からｐ番目のタップまでの遅延時間である。

もう１つの決定法は、所望信号の到来方向と周波数特性を用いて決定する方法である。今、アレーの中心において観測される所望信号波形を$d_o(t)$ とすると、ステアリングベクトルは次式で与えられる。

$$S = E[X(t)d_o(t)] \qquad (4.18)$$

したがって、ステアリング信号は所望信号の自己相関関数で表され、

$$s_p = A_d(Td_{op}) \qquad (p=1, 2, \cdots, JN) \qquad (4.19)$$

となる。この値は所望信号のパワースペクトル、すなわち周波数特性によって決定される。式(4.19)によって求められるステアリング信号を用いてウエイトを決定したと

き、gが無限大のときアレー出力における自乗平均誤差が最小になる[8] 。

所望信号が狭帯域信号ならば式(4.17)と(4.19)は完全に一致し、ステアリング信号の決定法の違いに依存するアレー特性の差は全く存在しない。所望信号が帯域を有する場合、式(4.17)、(4.19)は異なったステアリング信号を与える。したがって、これらのステアリング信号を用いて得られるアレー特性は互いに異なっていると考えられる。以下においては、式(4.17)と(4.19)によって決定されるステアリング信号が導くアレー特性の違いを数値計算により明らかにし、適切なステアリング信号の与え方を明確化する。

以下において行う数値計算および4.4、4.5の数値計算では次のことを仮定する。すなわち、所望信号、妨害、熱雑音はすべて中心周波数f_o、帯域幅Δfで帯域内において平坦なパワースペクトル密度を持つものとする。ただし、熱雑音は帯域制限を受けたガウス雑音である。

このとき、式(4.12)および(4.19)における自己相関関数は次式のようになる。

$$A_z(t) = P_z \mathrm{sinc}(\pi\Delta f t)\cos(2\pi f_o t)$$
$$= P_z \mathrm{sinc}(r_B\varphi/2)\cos(\varphi) \qquad (4.20)$$

ただし、式(4.20)において、z はd、i^k、nのいずれかを表し、

$$r_B = \Delta f/f_o\ , \qquad \varphi = 2\pi f_o t \qquad (4.21)$$

である。したがって、式(4.19)で定義されるステアリング信号は式(4.20)から、

$$s_p = P_d \mathrm{sinc}(\pi\Delta f T d_{op})\cos(2\pi f_o T d_{op}) \qquad (4.22)$$

で与えられる。

図4.4 はステアリング信号を式(4.17)および(4.19)のように決めたとき、所望信号到来方向に対するアレーの周波数特性がどのように変化するかを示したものである。ただし、素子数Nが３のリニアアレーとし、素子間隔ℓはf₀に対応する波長λ_oの２分の１とする。さらに、タップ数Jが４、τ_m=1/4f_o(m= 1、2、・・・、12)、入力SNR=20dB、所望信号到来方向θ_d=90°（ブロードサイド方向から測った角度）、r_B=40%、妨害が存在しない場合である。

所望信号到来方向に対する周波数特性$H_d(j2\pi f)$は次式のように、出力における熱雑音電力(=$\mathbb{W}^T R_{TT} \mathbb{W}$) で規格化されている。

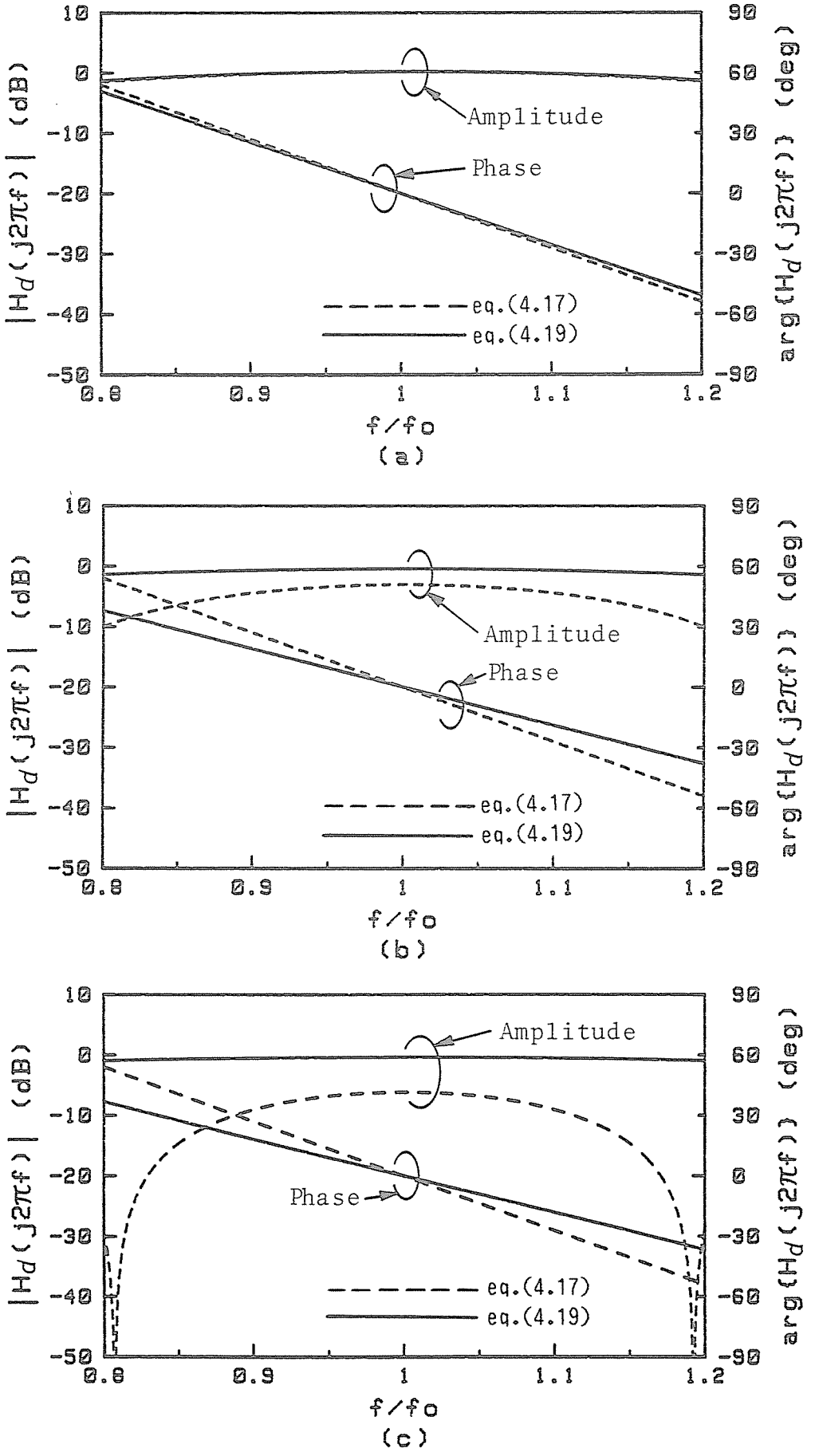
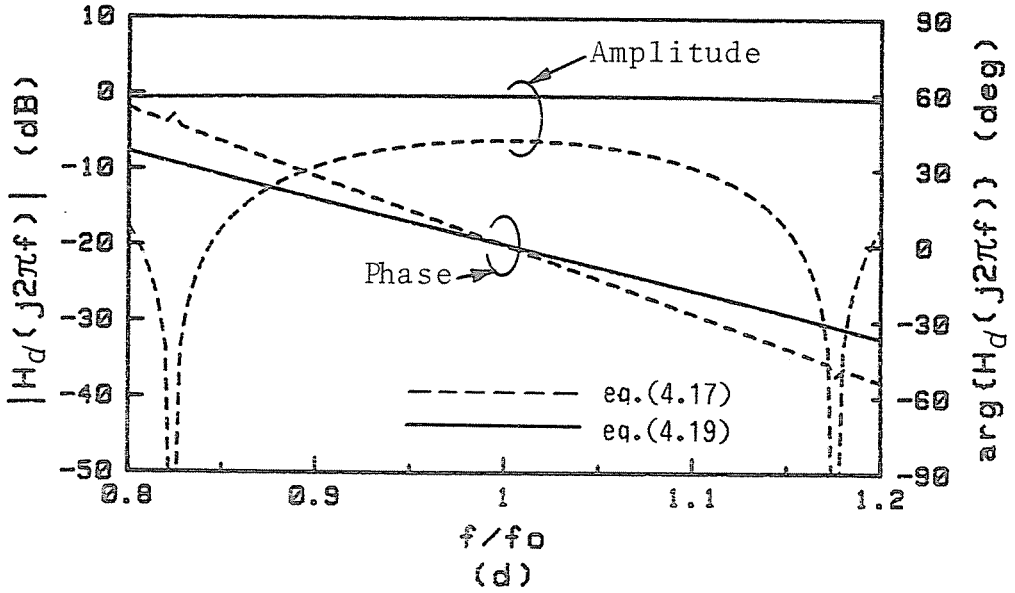
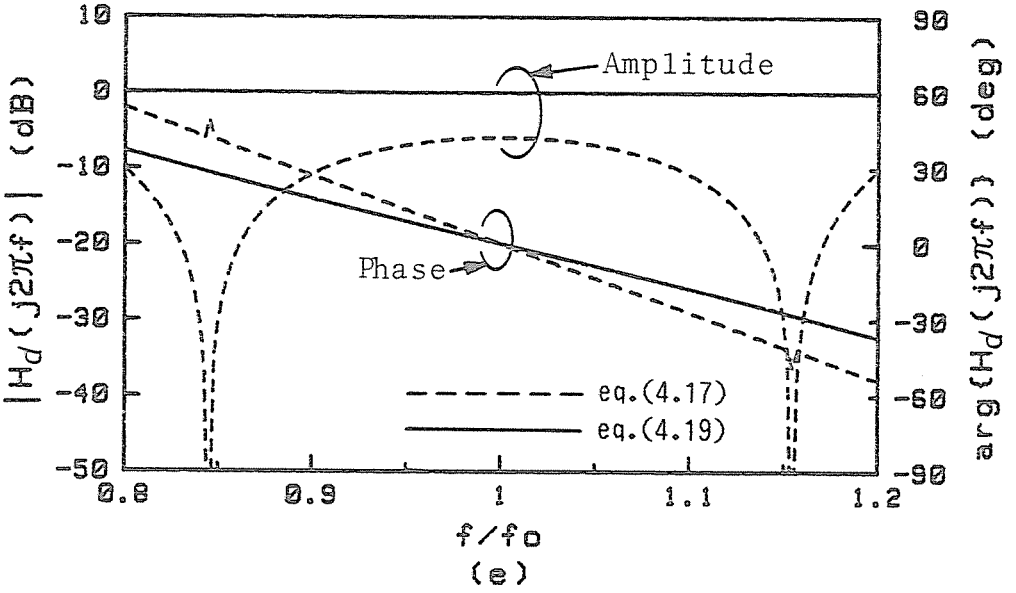


図4.4　所望信号到来方向に対するアレーの周波数特性（次の頁に続く）．





N=3, J=4, $\tau_m = 1/4f_o$ (m=1,2,・・・,(J-1)N), $\ell = \lambda_o/2$,
Input SNR=20dB, r_B=40%, θ_d=90°, No interference.

図4.4　所望信号到来方向に対するアレーの周波数特性.

$$H_d(j2\pi f)=\frac{\mathbb{W}^T\mathbb{V}}{\mathbb{W}^T R_{TT}\mathbb{W}} \tag{4.23}$$

$$V = [1,\ e^{-j2\pi f_o Td_{12}},\ \cdots,\ e^{-j2\pi f_o Td_{1,JN}}]^T \tag{4.24}$$

図4.4 から明らかなように、gが例えば0.001(図(a))のように小さい場合、ステアリング信号の決定法による振幅特性$|H_d(j2\pi f)|$の違いはほとんど見られない。しかし、gが大きくなるにしたがい違いが顕著になる。

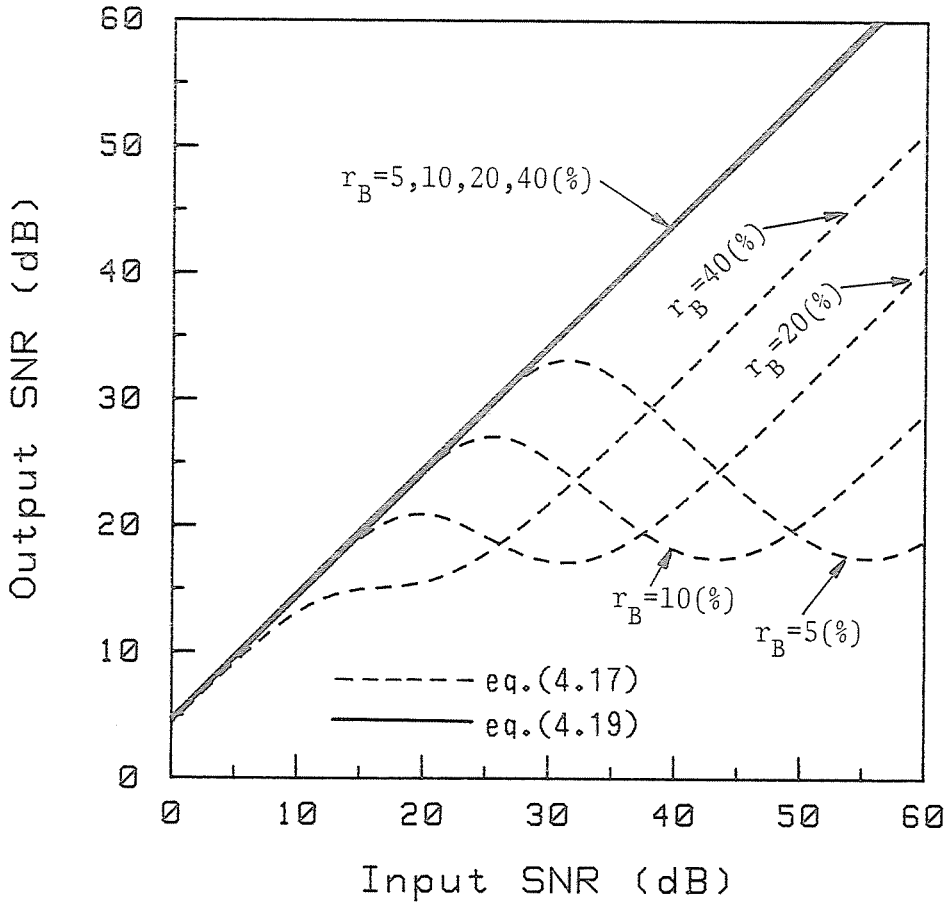
所望信号の周波数特性を考慮して求めたステアリング信号を用いた場合（式(4.19)による）、アレーの振幅特性は全体域にわたり平坦であり、ほとんどgに独立である。ただし、振幅特性は中心周波数付近に比べ帯域の端での劣化が最大となり、g=0.001 の場合1.5dB 、g=∞の場合 0dBであった。すなわち、gが大きい程理想帯域通過型ろ波器の特性に近づく。位相特性$\arg\{H_d(j2\pi f)\}$ はいかなる場合においても直線であった。アレーパラメータを変えたときにも、ほぼ同様の結果を得た。

所望信号の中心周波数に着目してステアリング信号を決定したとき（式(4.17)による）、g=0.001 の場合を除いて、式(4.19)で得られるステアリング信号を用いたときより振幅が5dB あるいは10dB以上小さくなっている。中心周波数付近において最大の振幅を得ることができる。しかし、gが0.5 以上になると帯域の両端にヌルが発生し、gが大きくなるに従ってヌルの位置は中心周波数の近くに寄ってくる。したがって、このような場合所望信号波形が歪み望ましくない結果を生じる。このようなことは、gが一定であっても素子数が増加した場合、タップ数が増加した場合、あるいは入力SNR が大きいときにも得られた。位相特性については、g=1 、∞の場合において、わずかな位相の乱れが見られた。

図4.5 は図4.4 と同じアレー構成を用い、g=0.5 、θ_d=90°、r_B=5、10、20、40% 、妨害なしの場合について、出力SNR 対入力SNR の関係を求めたものである。同図から、式(4.19)によって決定されたステアリング信号を用いた場合、r_Bにかかわらず入力SNR とともに出力SNR が上昇する。しかし、式(4.17)によって決定されたステアリング信号を用いた場合、すべてのr_Bに対して出力SNR の劣化が生じている。これは、アレーの所望信号到来方向に対するゲインが低下するためである。特に、r_Bが大きい

ほど出力SNR の劣化が、小さい入力SNR において発生する。例えば、r_B=5% ならば入力SNR=26dBであるのに、r_B=40%ならば入力SNR=6dB である。したがって、所望信号の帯域幅が広くなるほど、アレーの特性はステアリング信号の決定法に強く依存する。

以上の結果から、所望信号の周波数特性と到来方向からステアリング信号を決定すべきであり、そのとき所望信号到来方向に対する周波数特性は理想帯域通過ろ波器のそれに近い特性を示す。このようなステアリング信号の決定法は、周波数に依存しない複素ウエイトを遅延線路で接続したH-A アダプティブアレーについても容易に適応可能である（第５章参照のこと）。4.4 以降においては、特に断わらない限りステアリング信号は式(4.19)で与えられることとする。



N=3, J=4, $\tau_m=1/4f_o(m=1,2,\cdot\cdot,(J-1)N)$, $\theta_d=90°$, g=0.5

No interference.

図4.5　出力ＳＮＲ対入力ＳＮＲ.

４．４　広帯域妨害抑圧特性

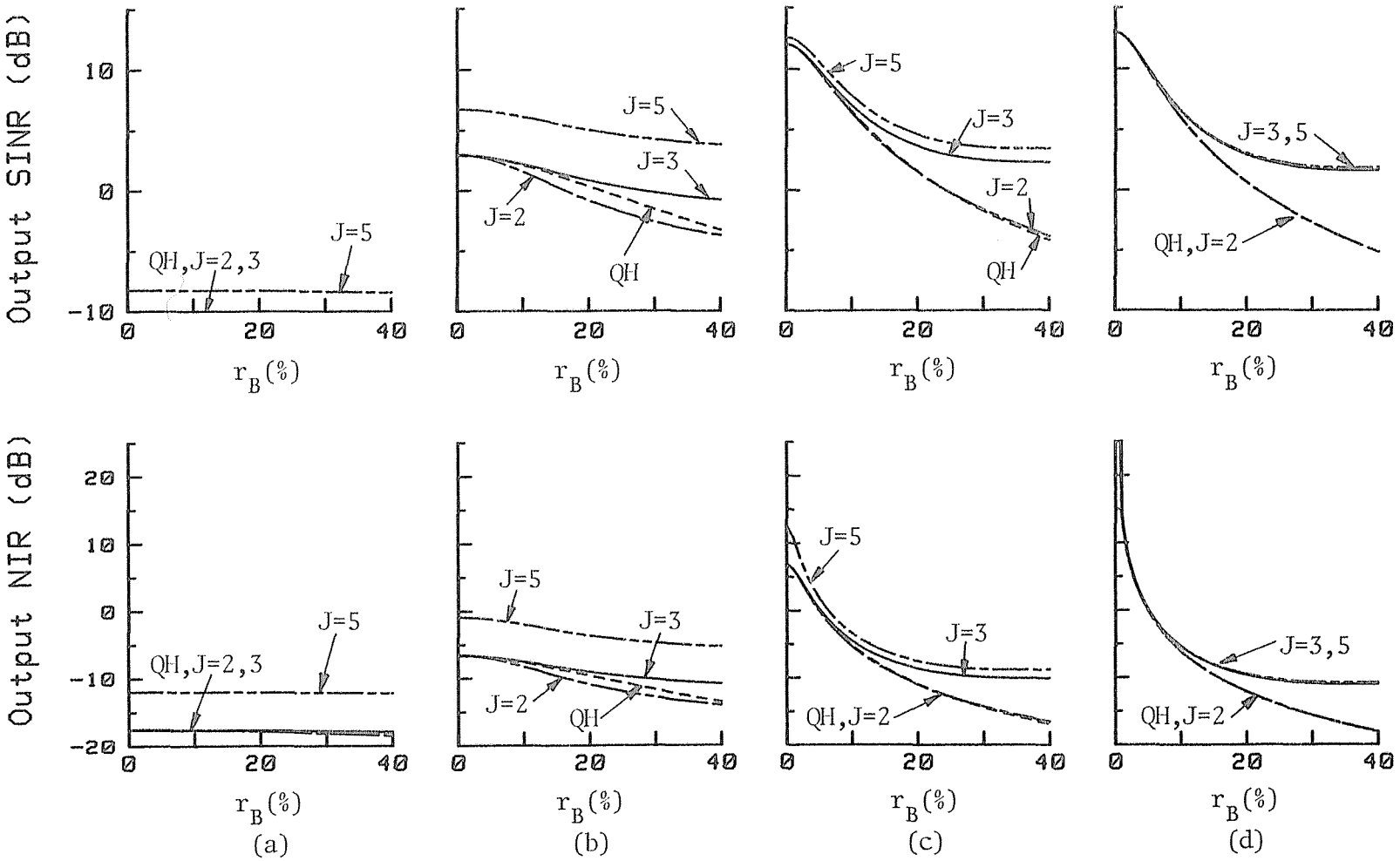
ここでは、4.2 において提案した広帯域H-A アダプティブアレーアンテナが広帯域妨害を抑圧することができるかどうかを数値計算によって確かめ、充分な妨害抑圧特性を得ることができる増幅器利得ｇを決定する。

複数の妨害が入射している場合について、一般的検討を行うことは困難である。ここでは、妨害は１波（K=1)、アンテナ素子数は２個（N=2)、素子間隔$\ell=\lambda_0/2$の場合についてのみ詳細に論ずる。また、ここでは充分な妨害抑圧特性を与える最小のタップ数と遅延線路長については論じない。そのことに関する詳細な議論は文献[5,7,10]等で行われているので参照されたい。

以下、妨害についての表示で用いられる右肩の添字ｋは省略する。また、TDL から成る系のタップ間の遅延時間τ_m（m=1、2、・・・、(J-1)N)はすべて等しいとする。考察を行う装置は文献[5] と同じとする。すなわち、QHとTDL であり、TDL に関しては J=2、3、5 とし、タップ間の遅延時間をJ=2、3については$1/4f_0$、J=5 については$1/8f_0$とする。

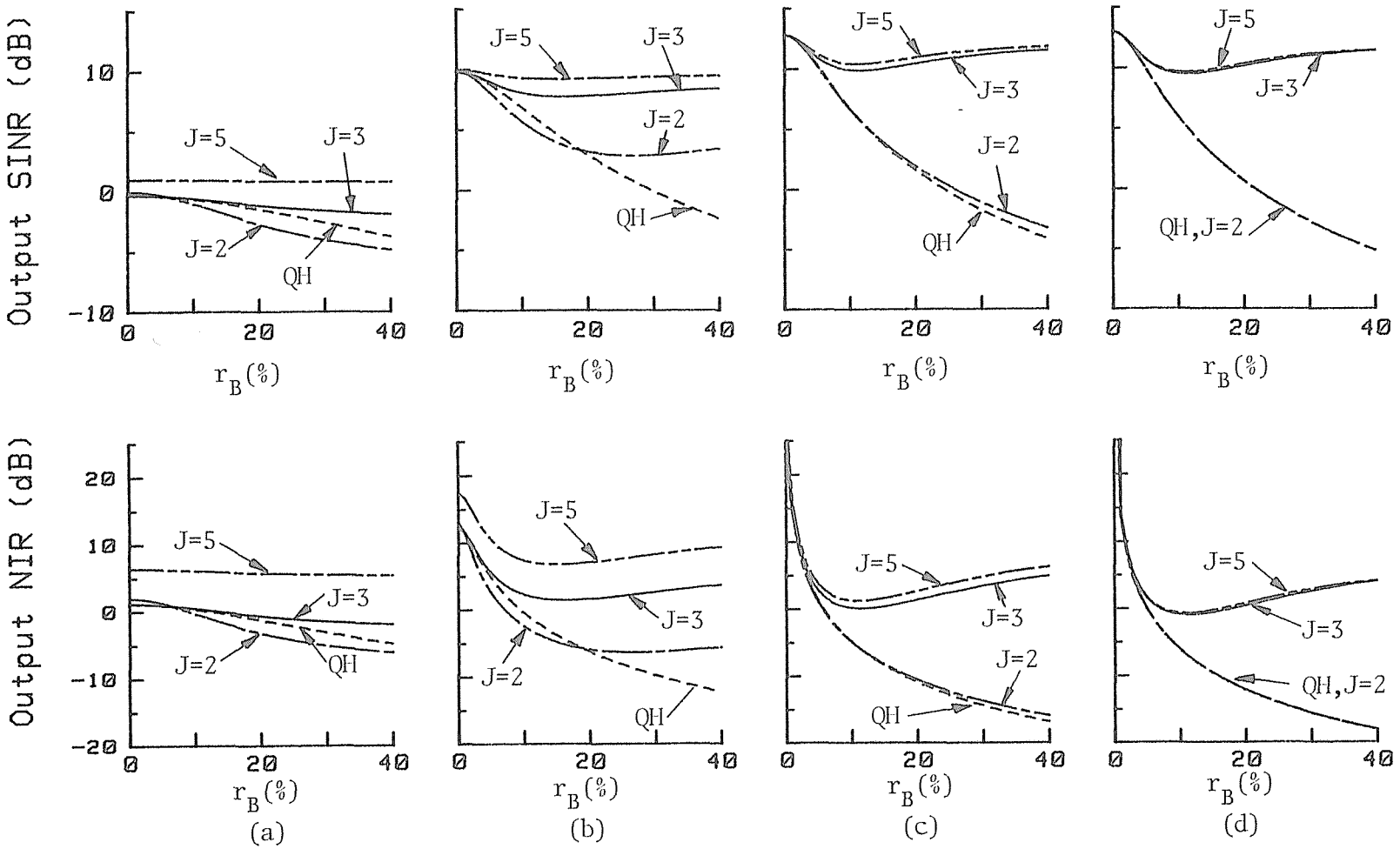
さて、H-A アダプティブアレーの定常解は式(4.4) で与えられる。同式において、S はLMS アルゴリズムにおいて参照信号が所望信号それ自身のときに得られる相互相関ベクトルに等しいので、Ｇが無限大のときの妨害抑圧特性は文献[5] の結果とほとんど同じになる。

図4.6 ～4.13に出力SINR対r_B、出力NIR 対r_Bの関係を求めて示した。ただし、θ_iは妨害到来方向を表す。今、図4.8 について特に検討すると、まず出力SINR対r_Bの図から、すべてのθ_iに対してr_Bが数％の範囲内においては装置によらず出力SINRは一致している。また、QH、J=2 はともにr_Bが大きくなるにしたがって出力SINRを劣化させる。しかし、J=3、5の場合、r_Bに無関係にほぼ一定の出力SINRを与える。また、r_B=0% のとき、妨害到来方向が10° から90° へと、所望信号到来方向から離れるにしたがって出力SINRが改善されてゆくということが分かる。ところが、QH、J=2 のときr_Bの増加に伴う出力SINRの劣化の程度は、θ_iが90° のとき最大となっている。これ



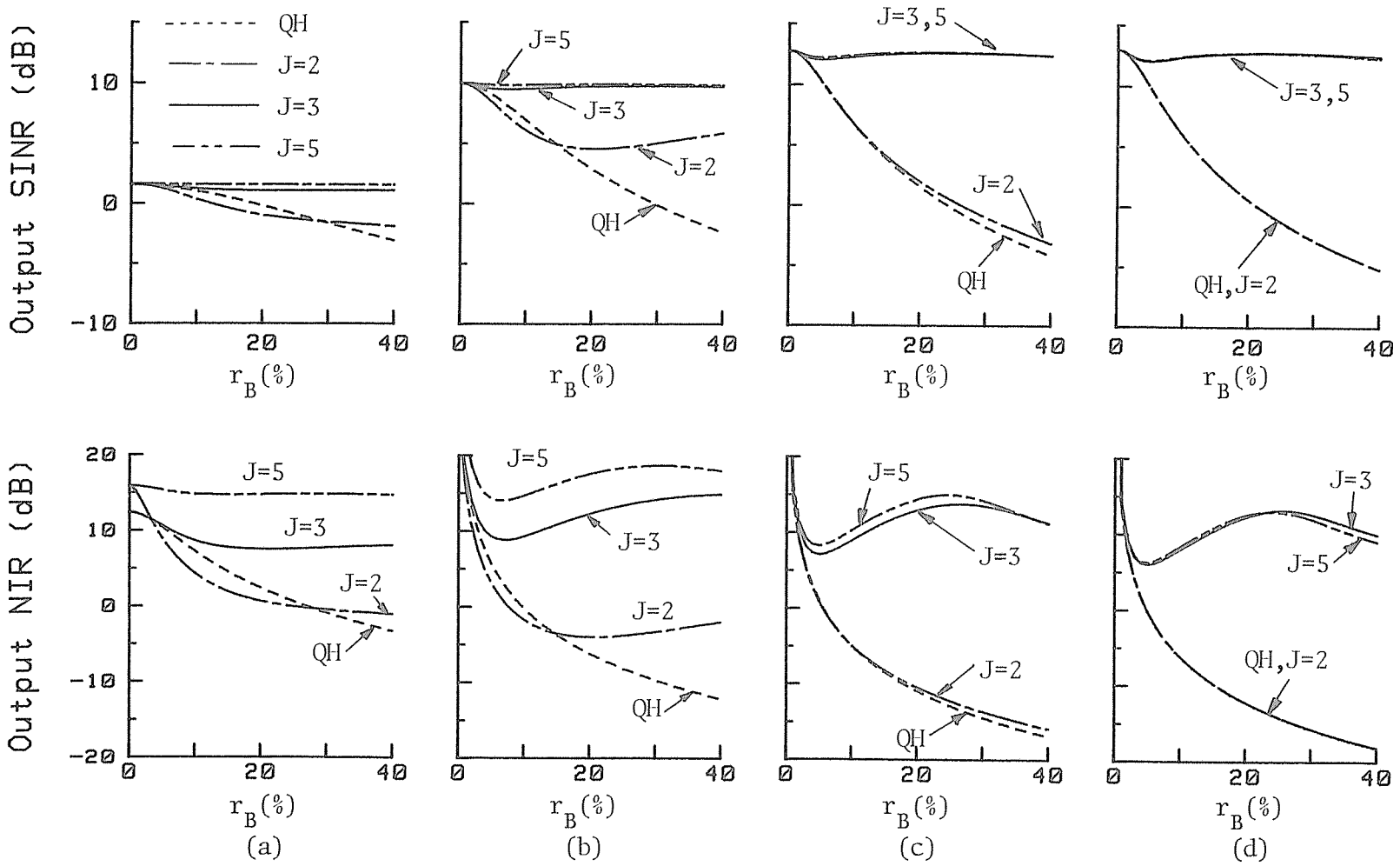
Input SIR=-20dB, Input SNR=10dB, g=0.01, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.6　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B (1).



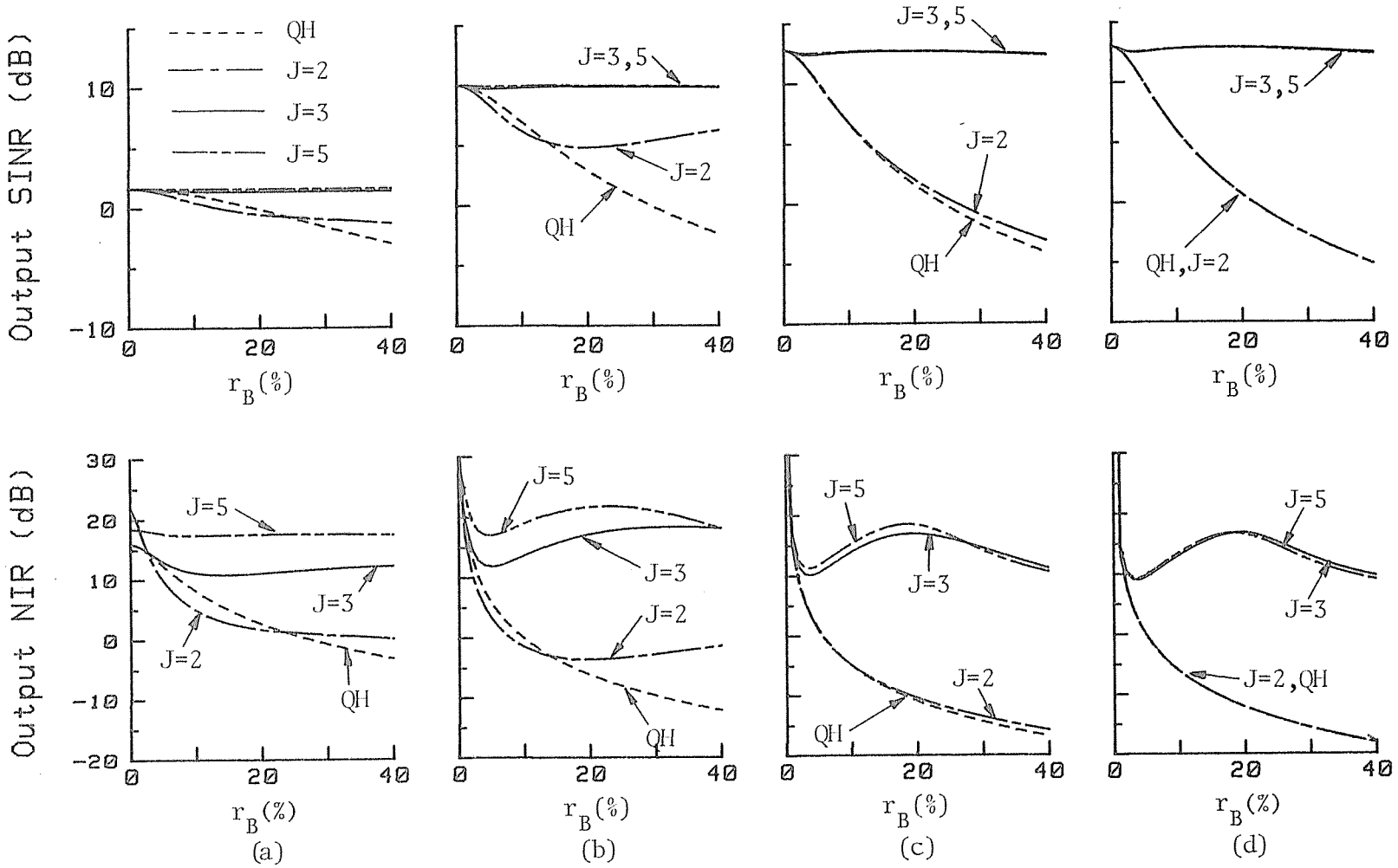
Input SIR=-20dB, Input SNR=10dB, g=0.1, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.7　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(2).



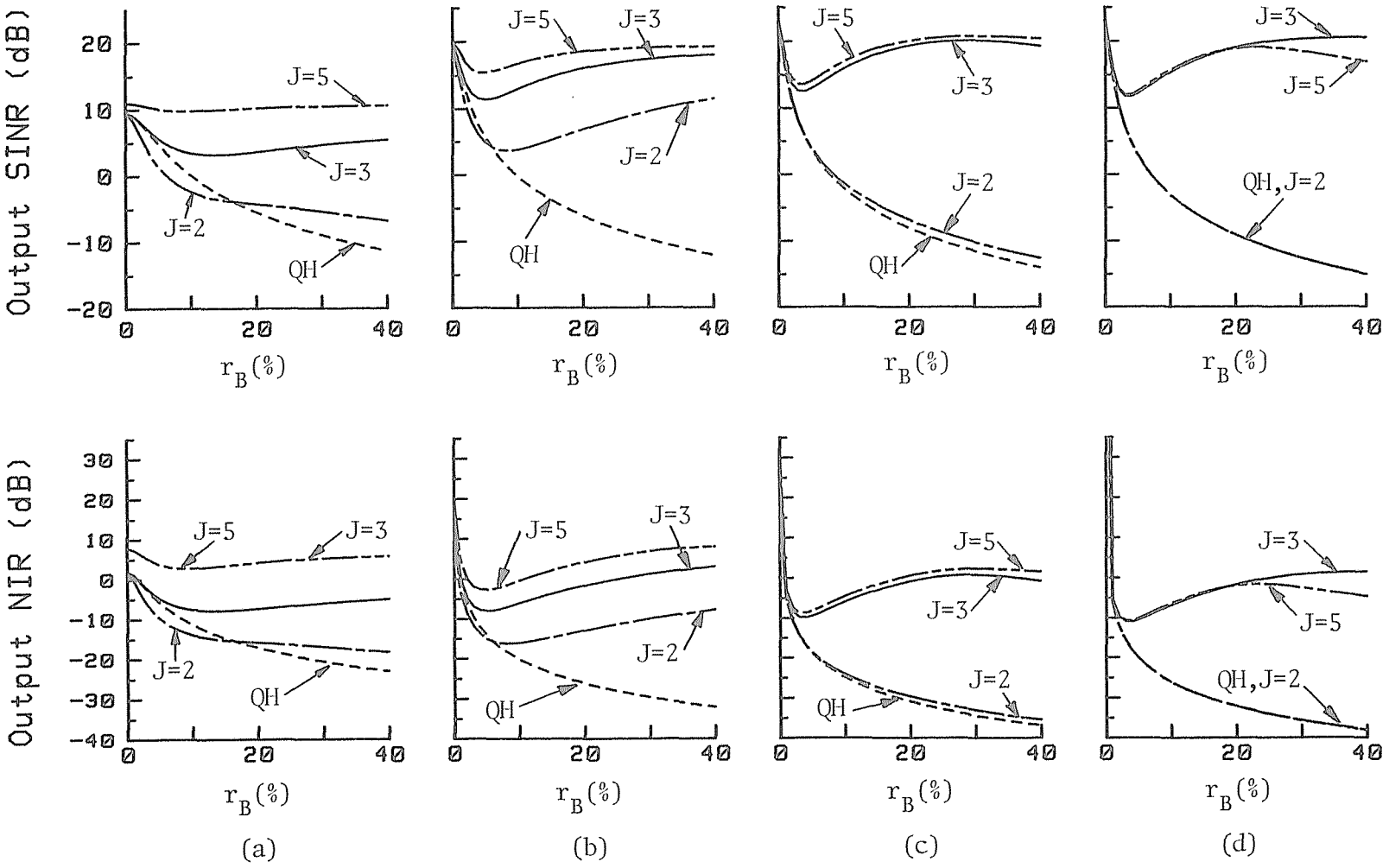
Input SIR=-20dB, Input SNR=10dB, g=0.5, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.8　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(3).



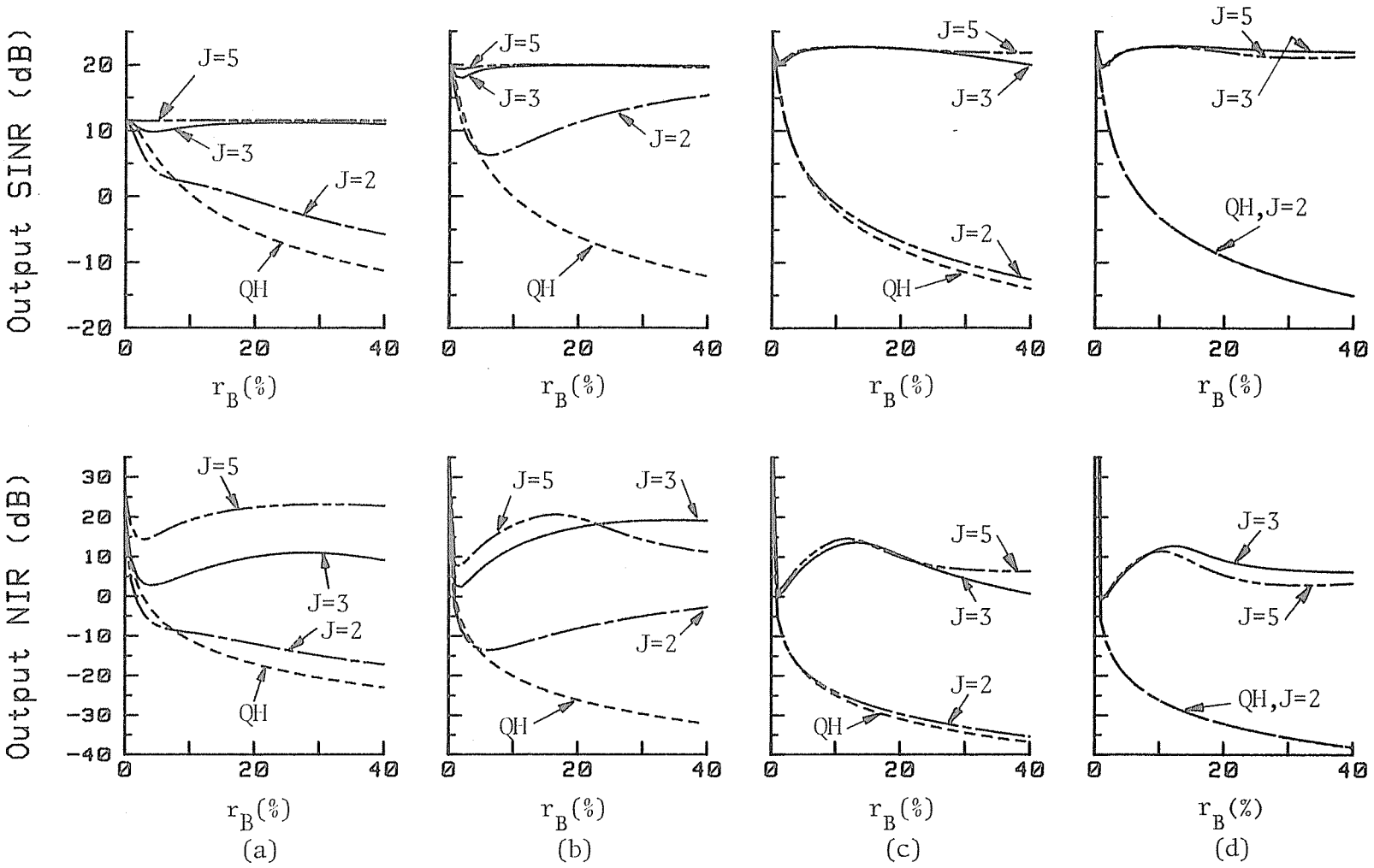
Input SIR=-20dB, Input SNR=10dB, g=1, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.9　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(4).



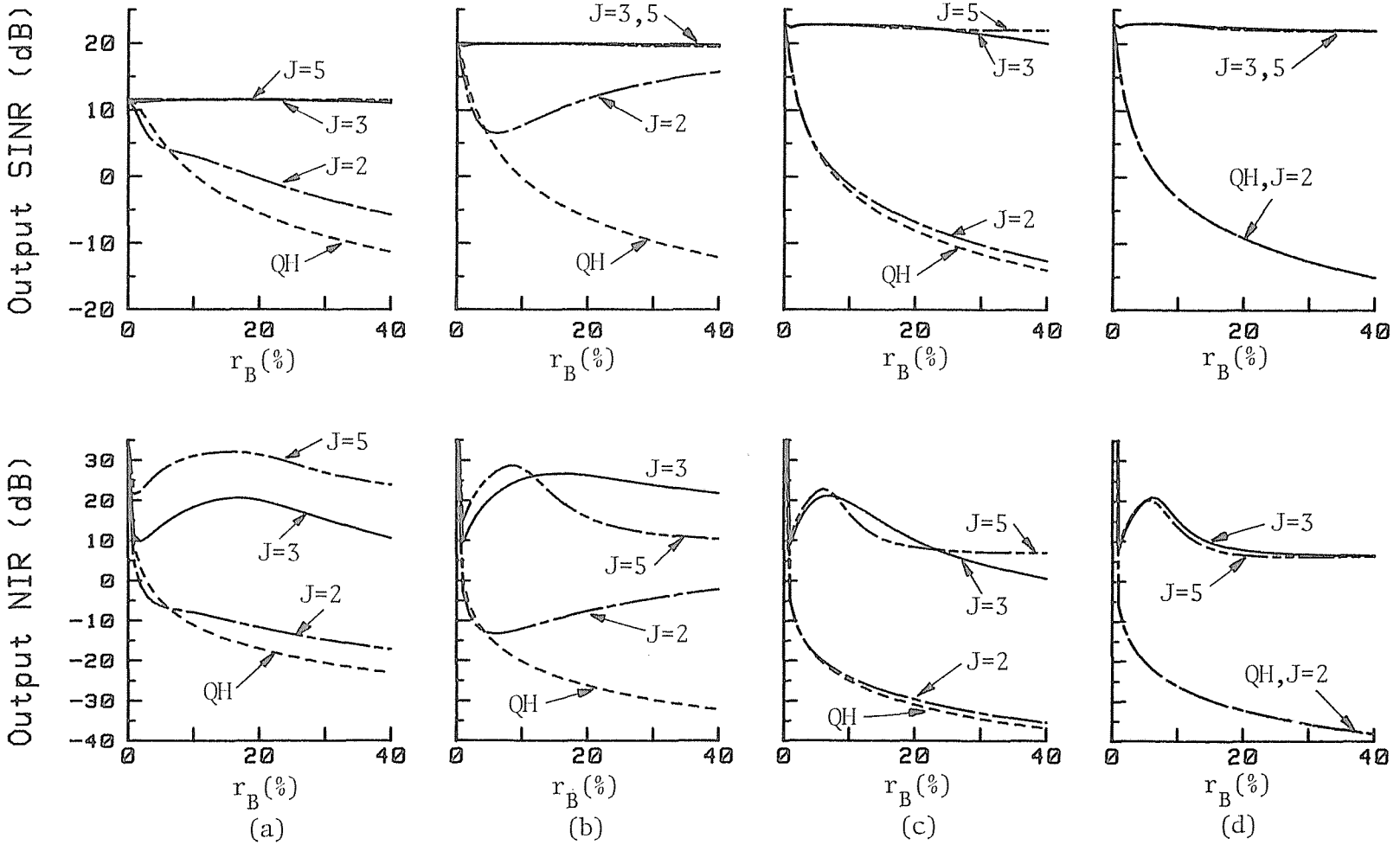
Input SIR=-30dB, Input SNR=20dB, g=0.01, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.10　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(5).



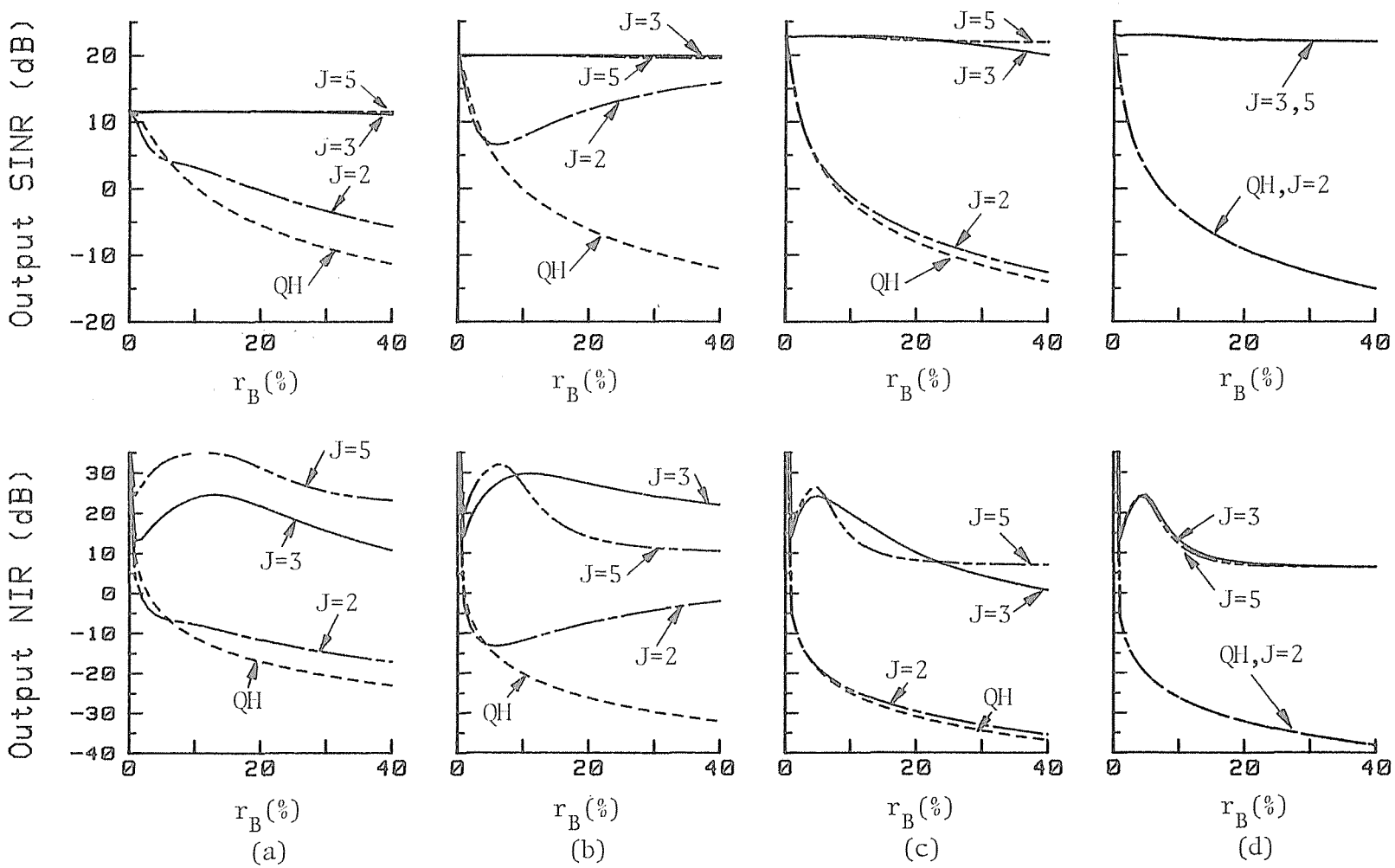
Input SIR=-30dB, Input SNR=20dB, g=0.1, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.11　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(6).



Input SIR=-30dB, Input SNR=20dB, g=0.5, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.12　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(7).



Input SIR=-30dB, Input SNR=20dB, g=1, θ_d=0°, (a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=60°, (d) θ_i=90°

図4.13　出力ＳＩＮＲ対r_B，出力ＮＩＲ対r_B　(8).

は、妨害がアレー軸方向から入射するときに、妨害の帯域幅（すなわちr_B）の影響が最大になるためである。J=2 の装置でθ_i=30°の場合、r_B=40%になってもQHほど劣化しないのは、妨害のアレー素子間での遅延がタップ間の遅延に等しいからである。同様に、出力NIR 対r_Bの図から、妨害の比帯域が小さいときすべての装置が充分妨害抑圧を行っている。また、J=3、5のとき出力NIR は常に0dB 以上になっている。

以上のことから、Ｊが３以上であるならば、良好な広帯域妨害抑圧特性を与える。そして、QH、J=2 は 2～3%の比帯域を持つ妨害に対して良好な妨害抑圧特性を示すということが分かった。

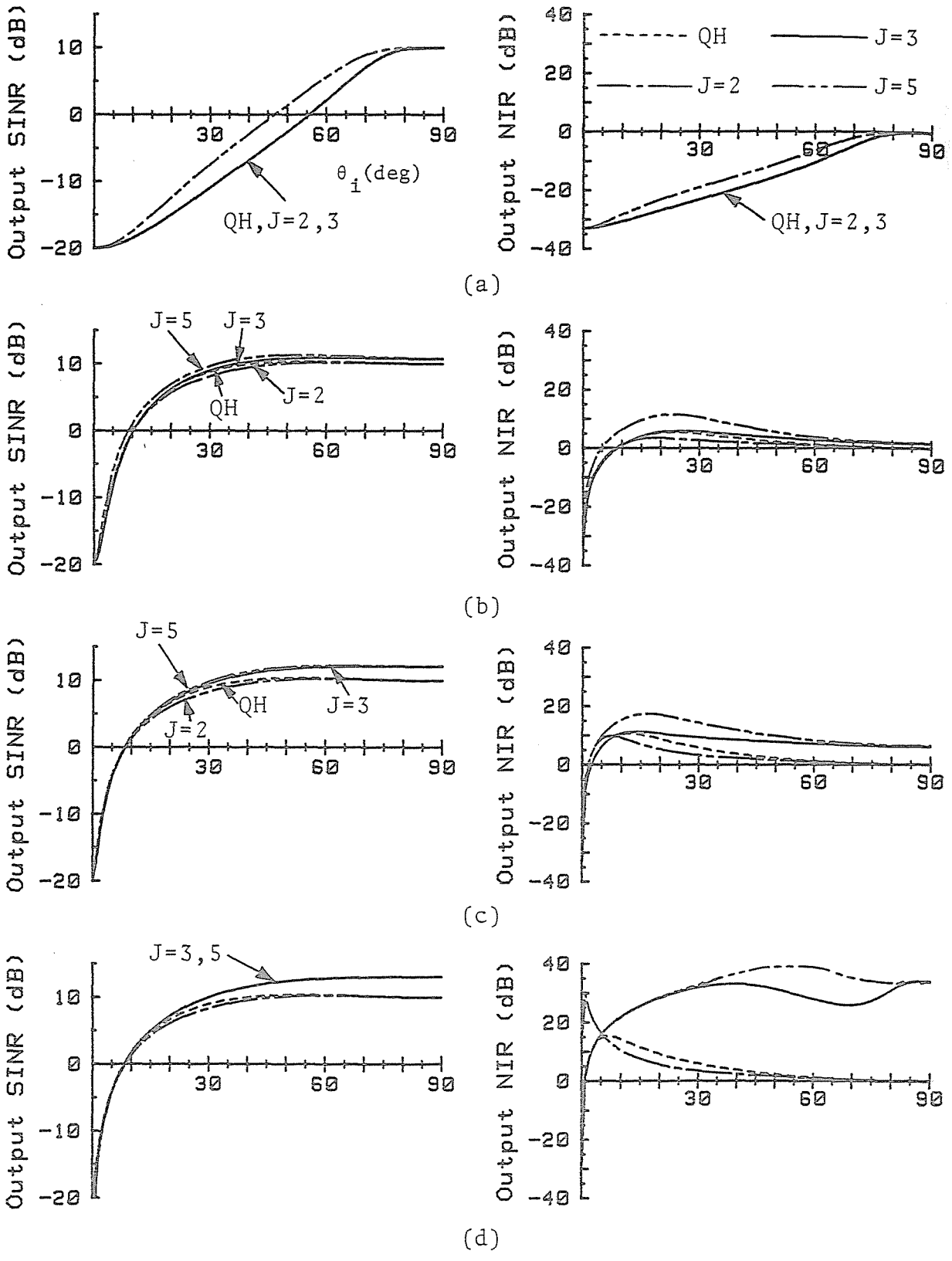
他の図についても同様であるが、ｇが0.01（図4.6 および4.10）の場合についてはＪが大きいほど良い妨害抑圧特性が得られている。したがって、次に増幅器利得ｇと妨害抑圧特性について考察することが有用である。次のｇについての議論では、J=3、5を基準として考える。

図4.14～4.21に、出力SINR対θ_iと出力NIR 対θ_iの関係を求めて示した。これらの図から、ｇが大きいほど広帯域妨害抑圧特性が優れている。すなわち、小さいｇを選択するならば、良好な広帯域妨害抑圧特性を得ることができない。

例えば、図4.17においてｇを0.001 に選ぶと出力NIR は-15dB 以上になることがなく、出力SINRも-2dB以上にならない。そして、このときQH、J=2、3の特性がほとんど一致しており、非常に劣悪な特性である。ところがｇを１に選択すると、J=3、5の装置に対して、θ_iがブロードサイド方向のごく近傍にあるときを除いて、ほとんどのθ_iに対して出力NIR が0dB 以上となり、妨害電力を熱雑音電力以下に抑圧することができる。そして、出力SINRはｇが無限大の場合の曲線に一致している。以上のことは、他の図についても同様に言える。

さて、すべての図からｇが１以上であるとき、J=3、5の出力SINRがほぼ同じであるのに対し、ｇが0.1 以下のときJ=5 の方がJ=3 より良い広帯域妨害抑圧特性を示すということが分かる。このことは、Ｊが大きいならばｇが小さくとも良い広帯域妨害抑圧特性を得ることができるということを意味する。したがって、J=3 の場合について良好な広帯域妨害抑圧特性を与えるｇを決定することが最も厳しい条件となる。

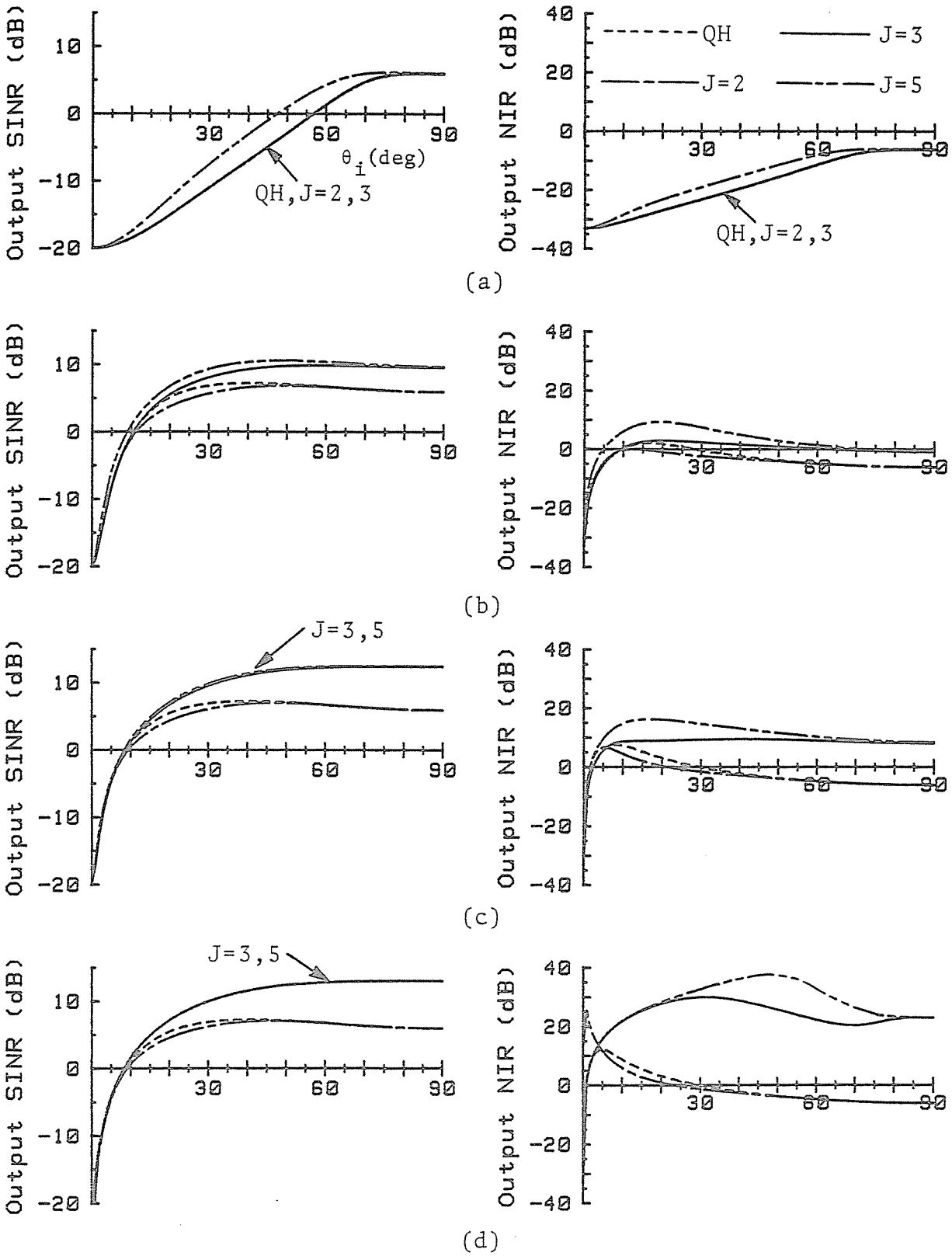
図4.22～4.33に、電波環境をさまざま変化させ、J=3 の場合の出力SINR対ｇの関係



Input SNR=10dB, Input SIR=-20dB, r_B=5%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞,

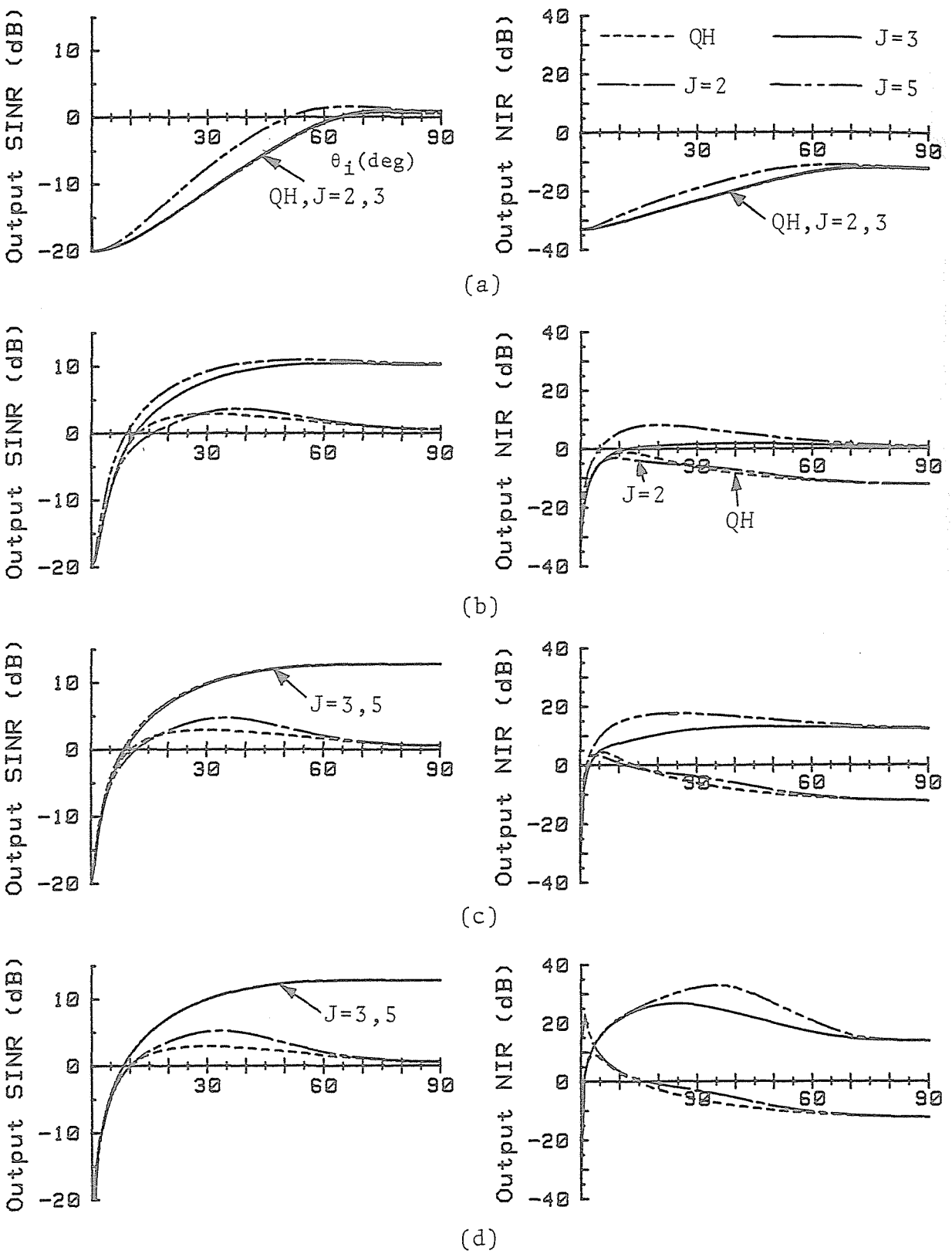
図4.14 出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i (1).



Input SNR=10dB, Input SIR=-20dB, r_B=10%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞.

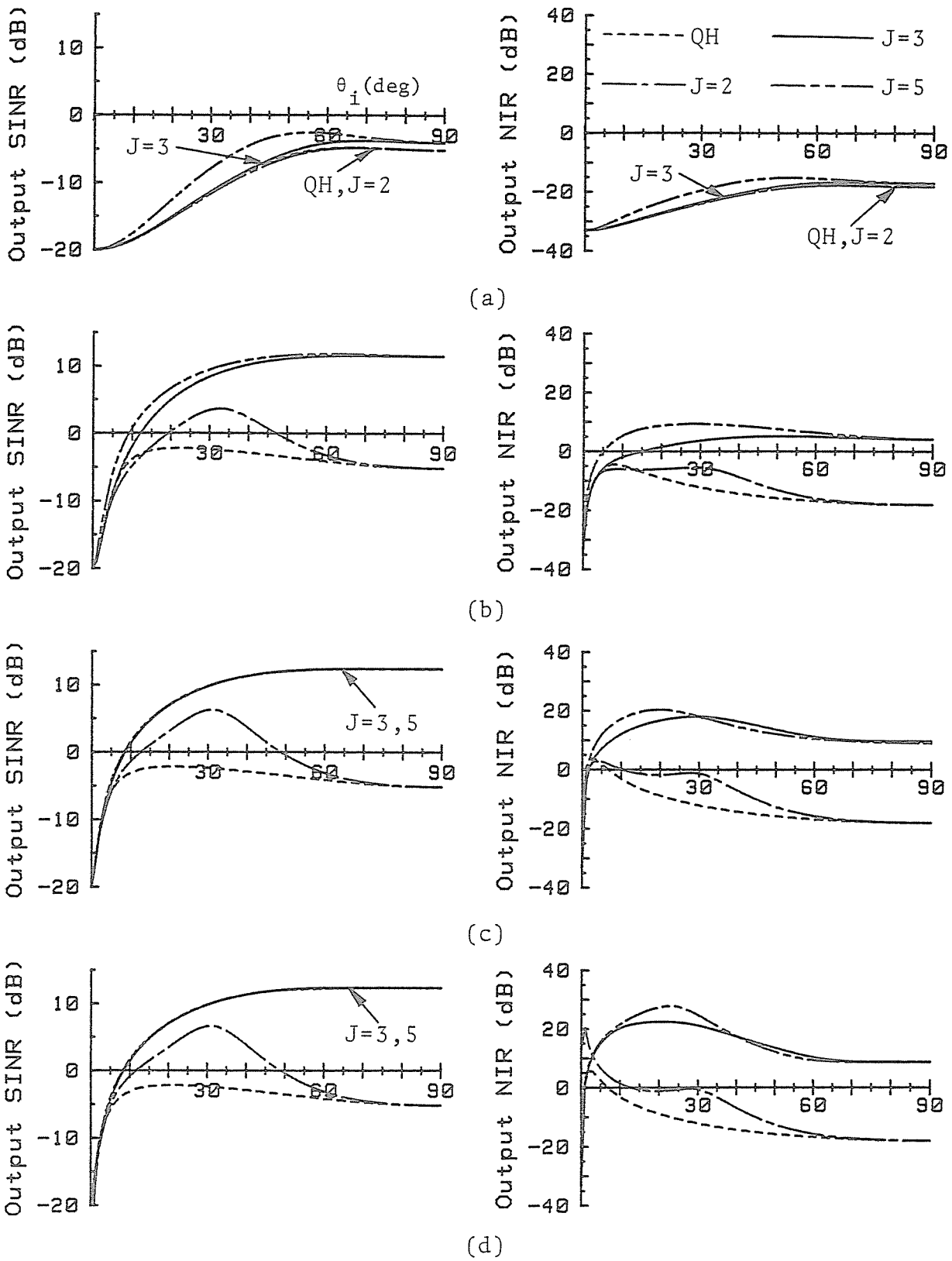
図4.15 出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i (2).



Input SNR=10dB, Input SIR=-20dB, r_B=20%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞,

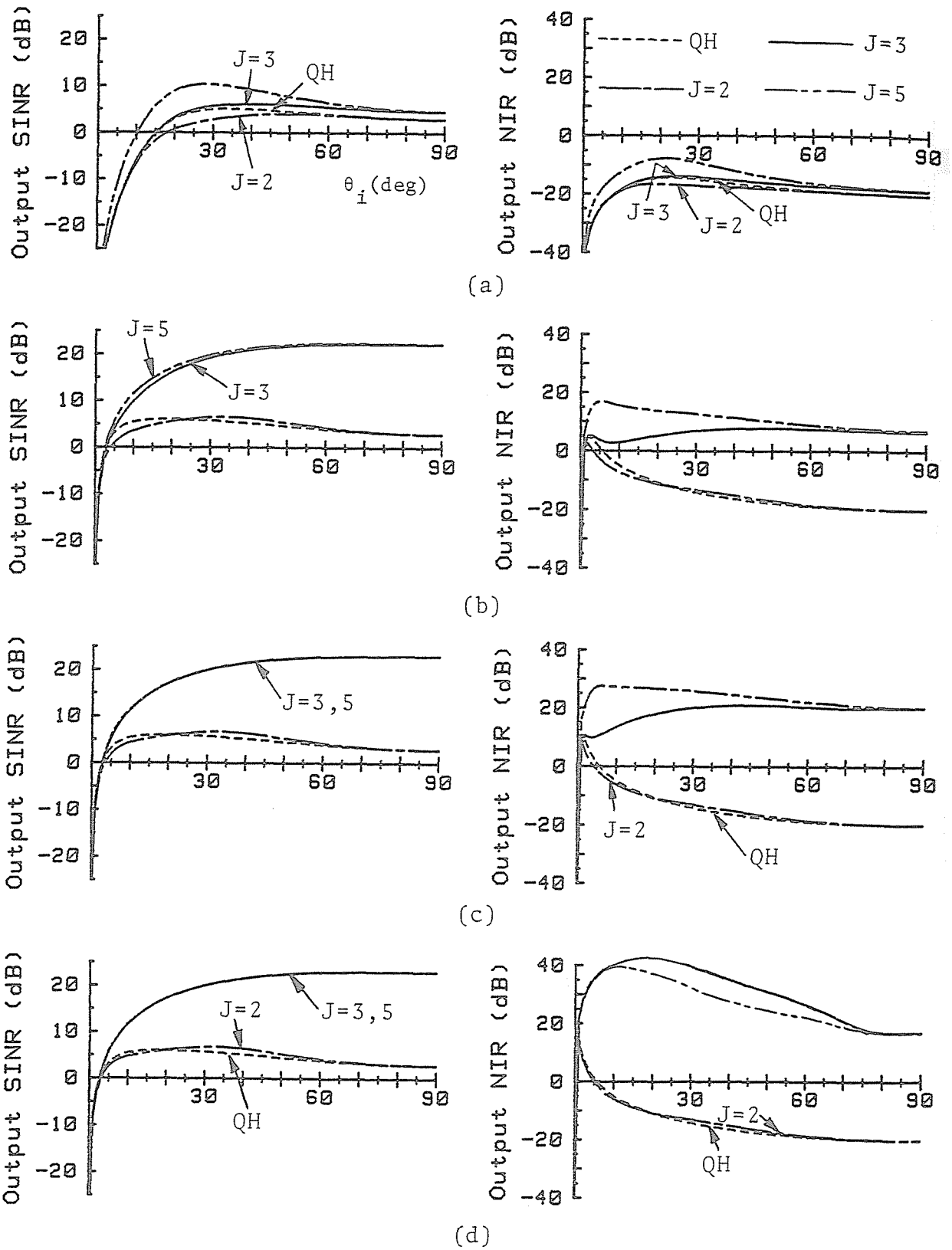
図4.16　出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i　(3).



Input SNR=10dB, Input SIR=-20dB, r_B=40%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞.

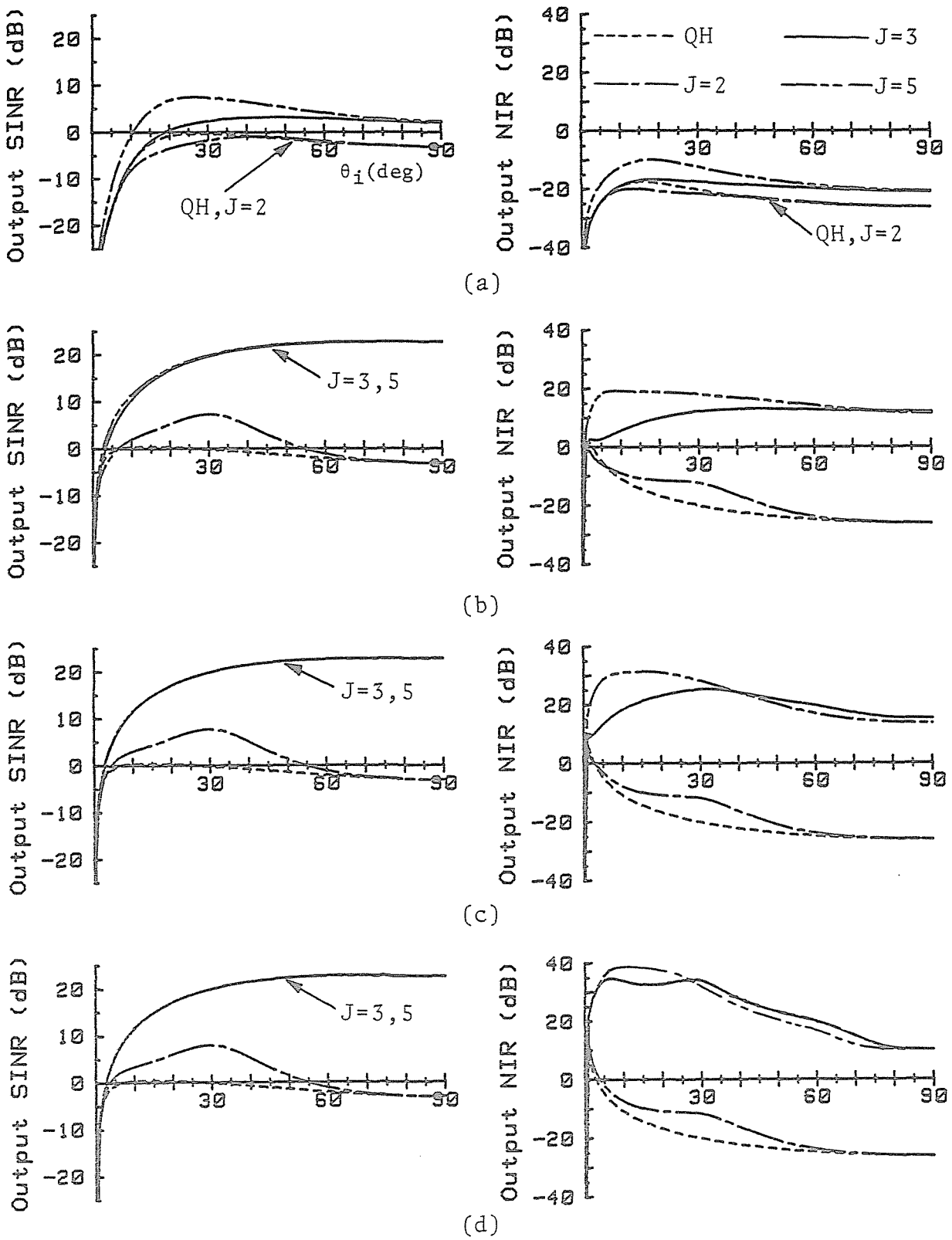
図4.17　出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i　(4).



Input SNR=20dB, Input SIR=-30dB, r_B=5%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞.

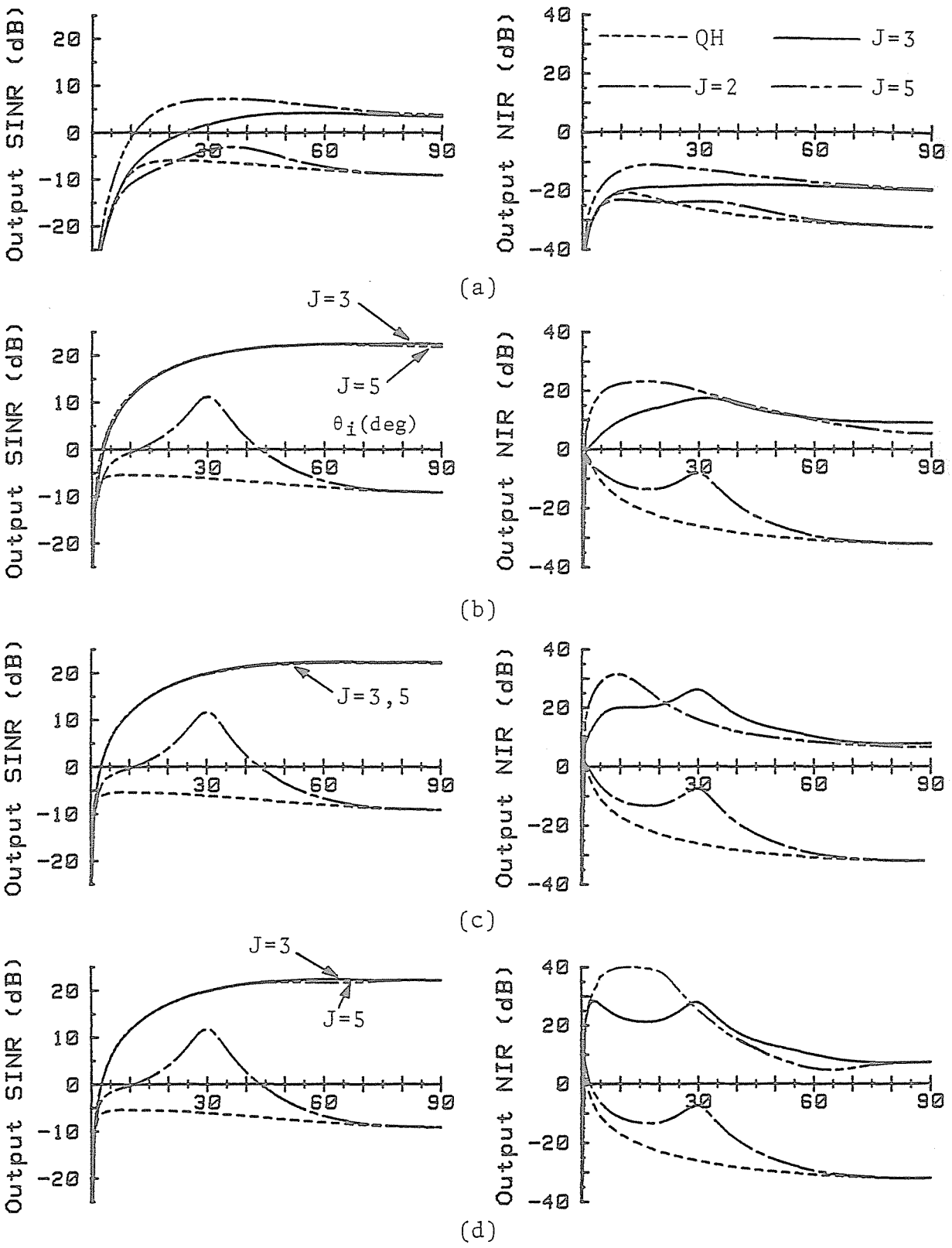
図4.18 出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i (5).



Input SNR=20dB, Input SIR=-30dB, r_B=10%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞.

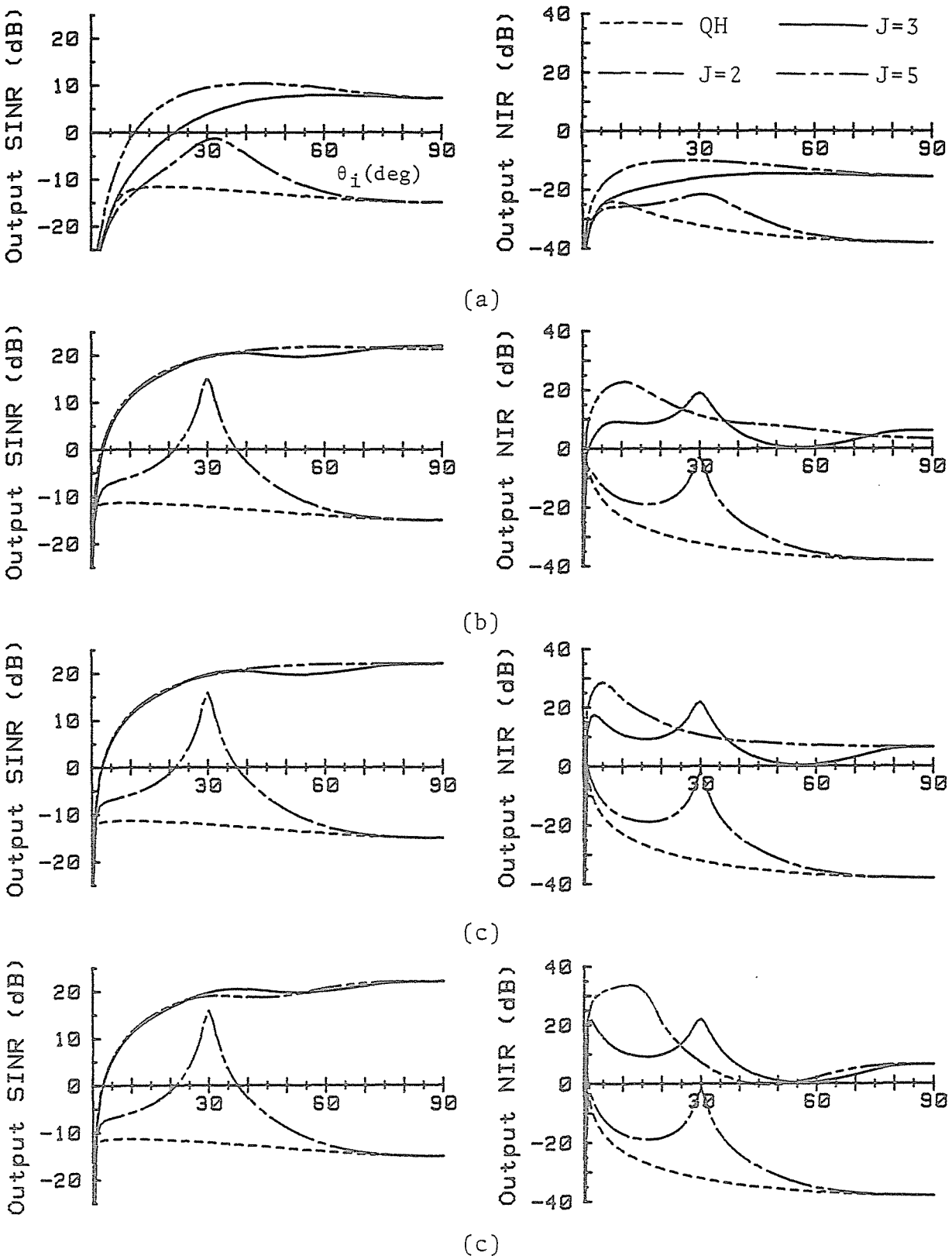
図4.19 出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i (6).



Input SNR=20dB, Input SIR=-30dB, r_B=20%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞.

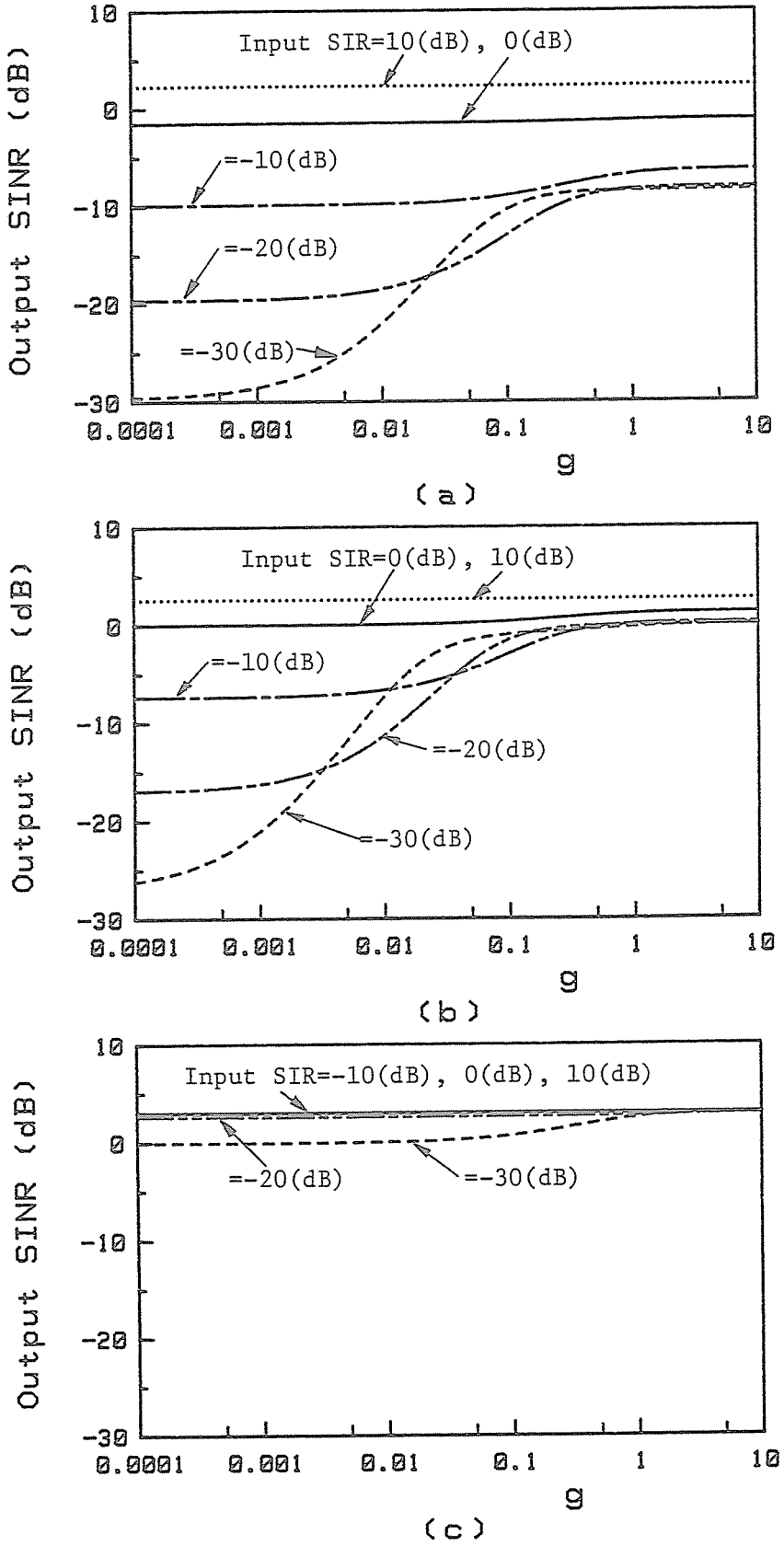
図4.20　出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i　(7).



Input SNR=20dB, Input SIR=-30dB, r_B=40%, θ_d=0°,

(a) g=0.001, (b) g=0.1, (c) g=1, (d) g=∞.

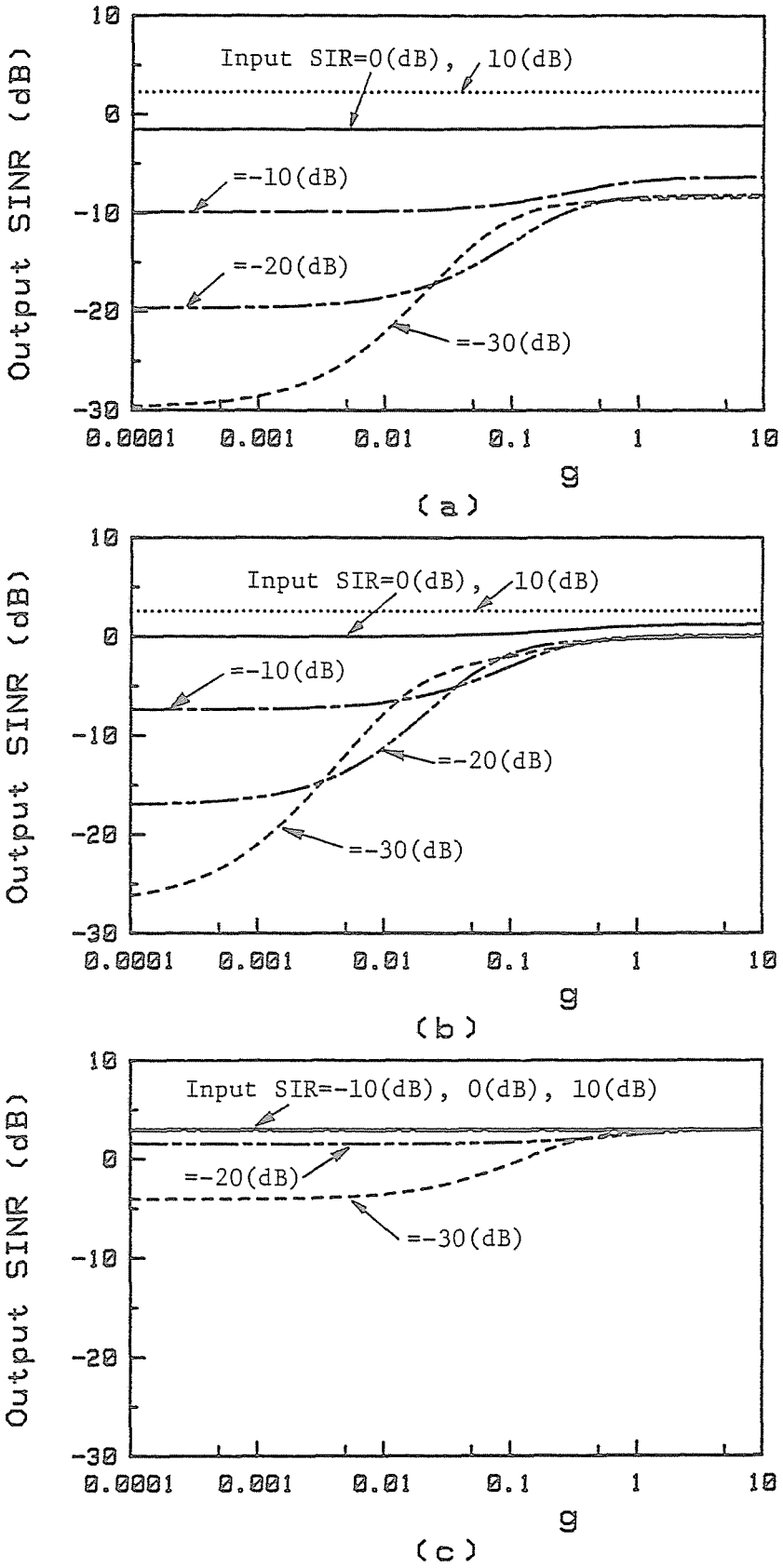
図4.21 出力ＳＩＮＲ対θ_i，出力ＮＩＲ対θ_i (8).



J=3, Input SNR=0dB, r_B=5%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

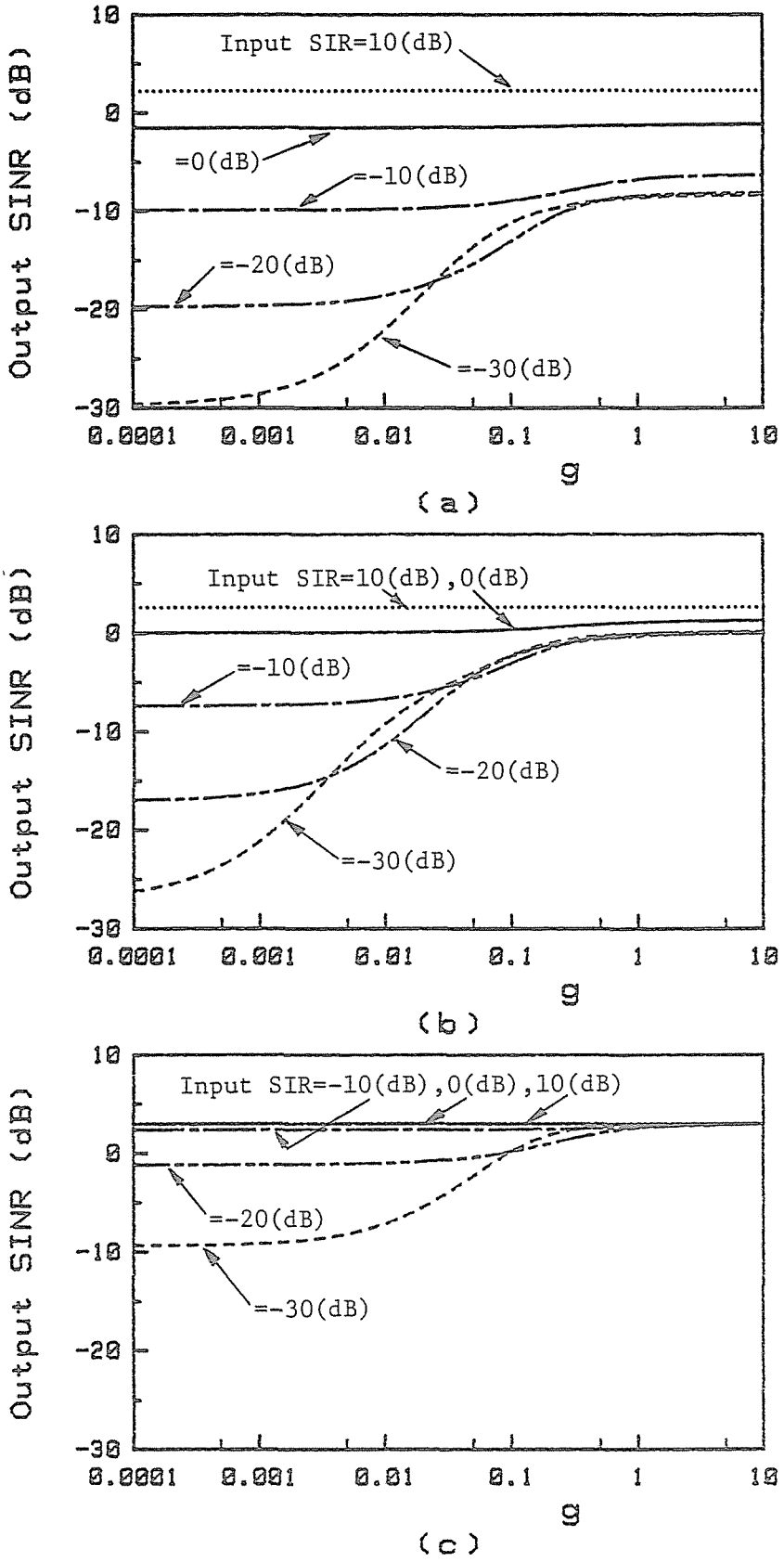
図4.22 出力ＳＩＮＲ対ｇ (1).



J=3, Input SNR=0dB, r_B=10%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

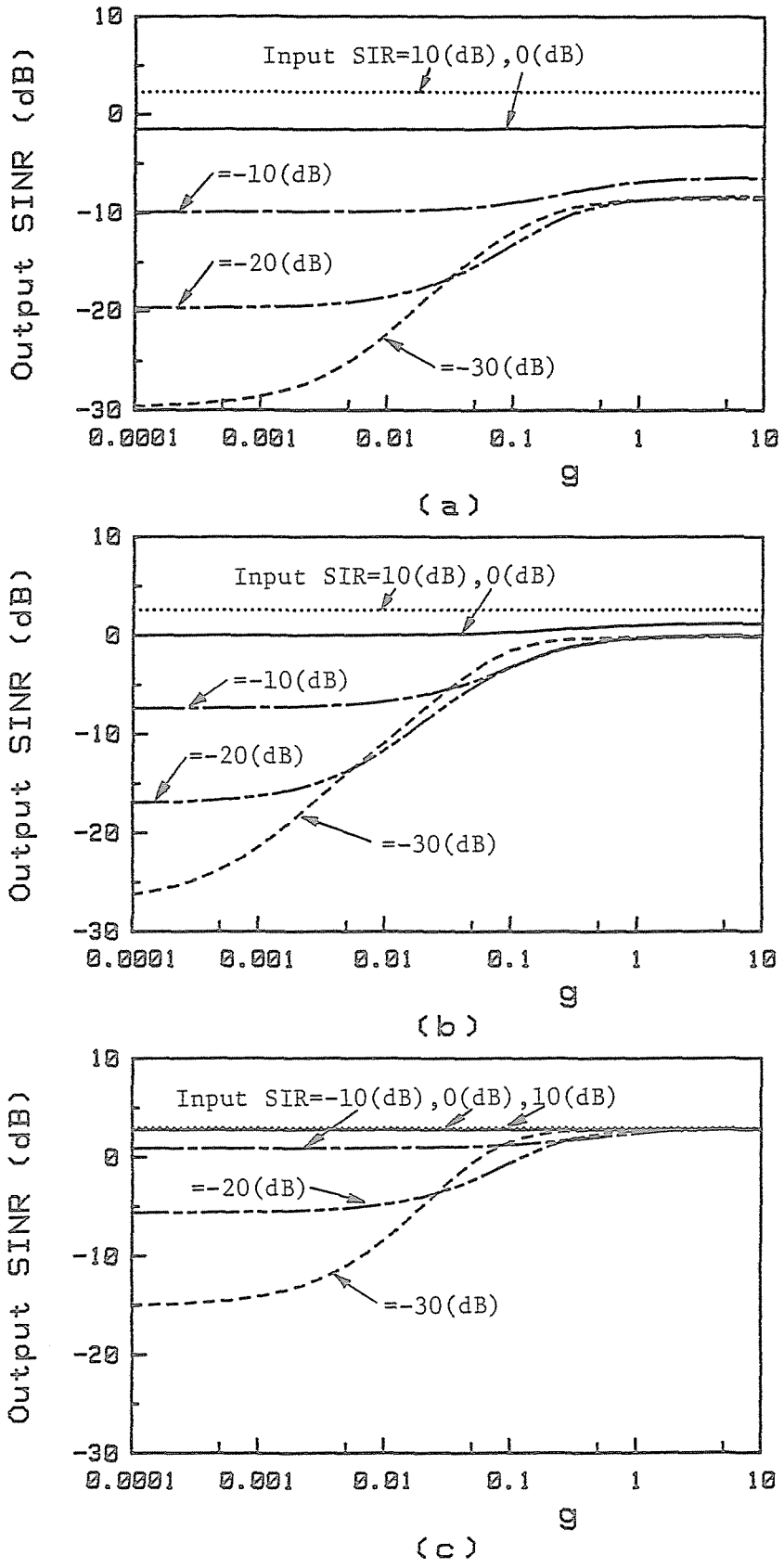
図4.23 出力ＳＩＮＲ対ｇ (2) .



J=3, Input SNR=0dB, r_B=20%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

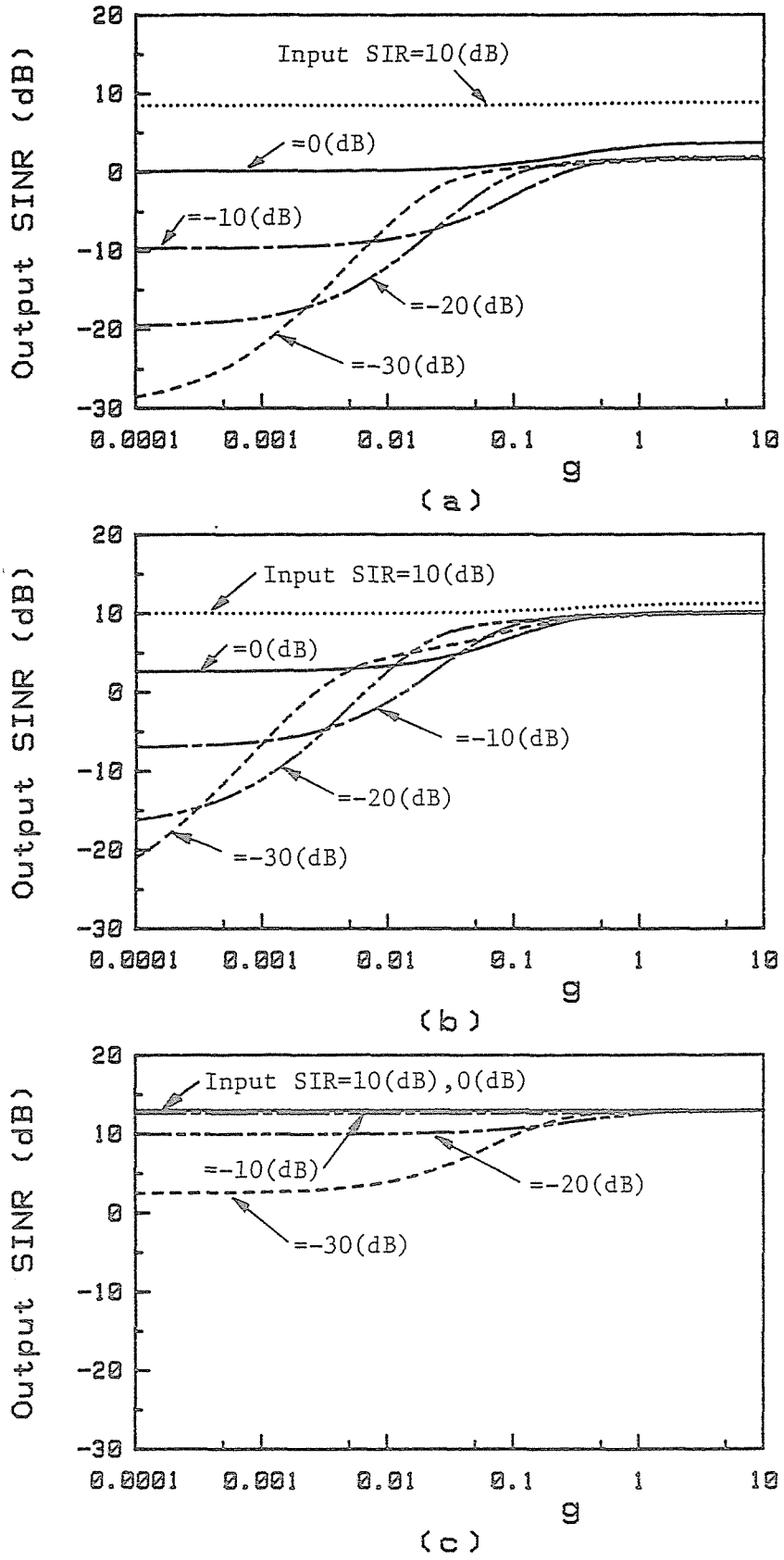
図4.24 出力ＳＩＮＲ対ｇ (3) .



J=3, Input SNR=0dB, r_B=40 %, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°,

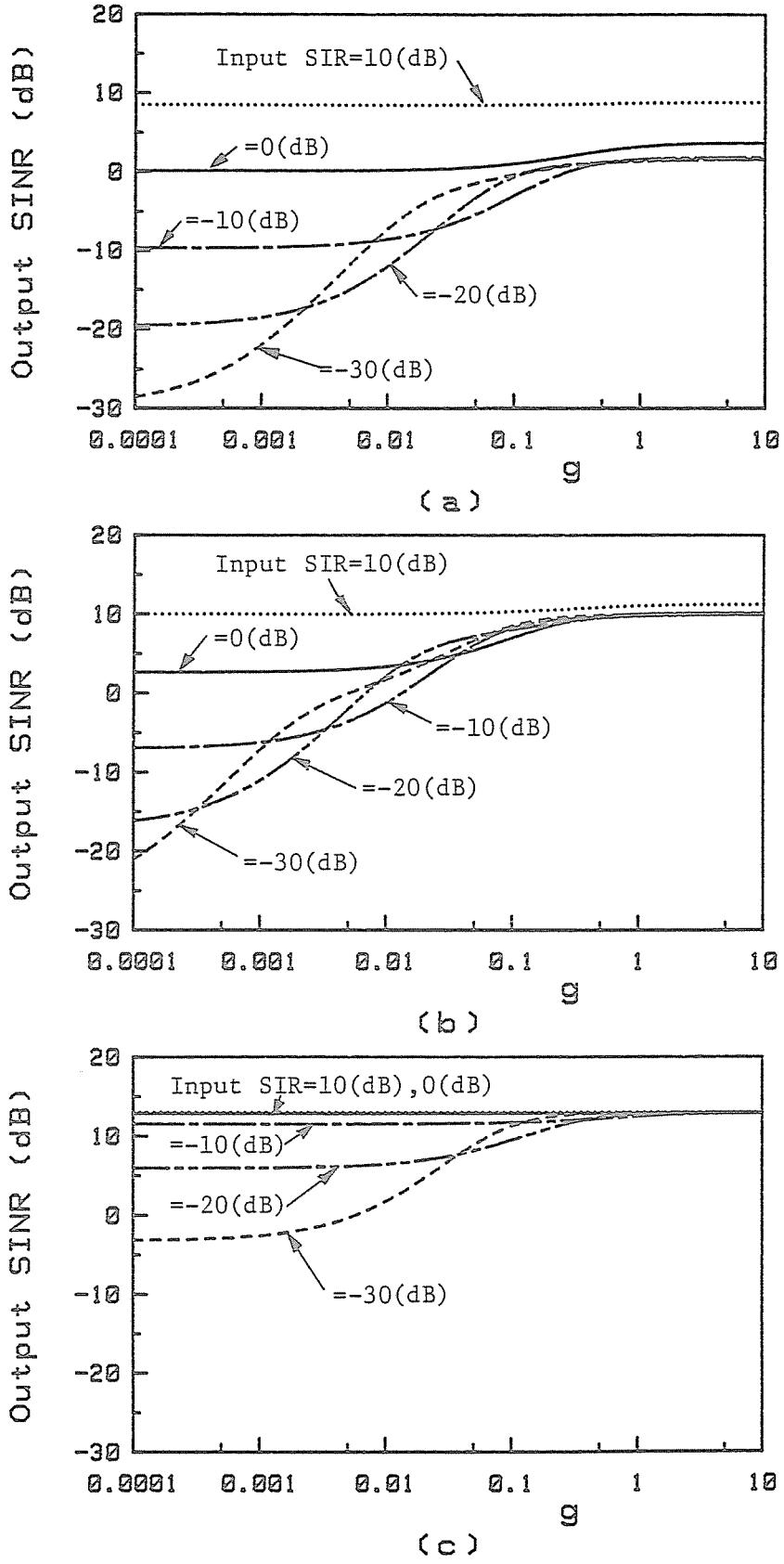
図4.25　出力ＳＩＮＲ対ｇ　(4) .



J=3, Input SNR=10dB, r_B=5%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

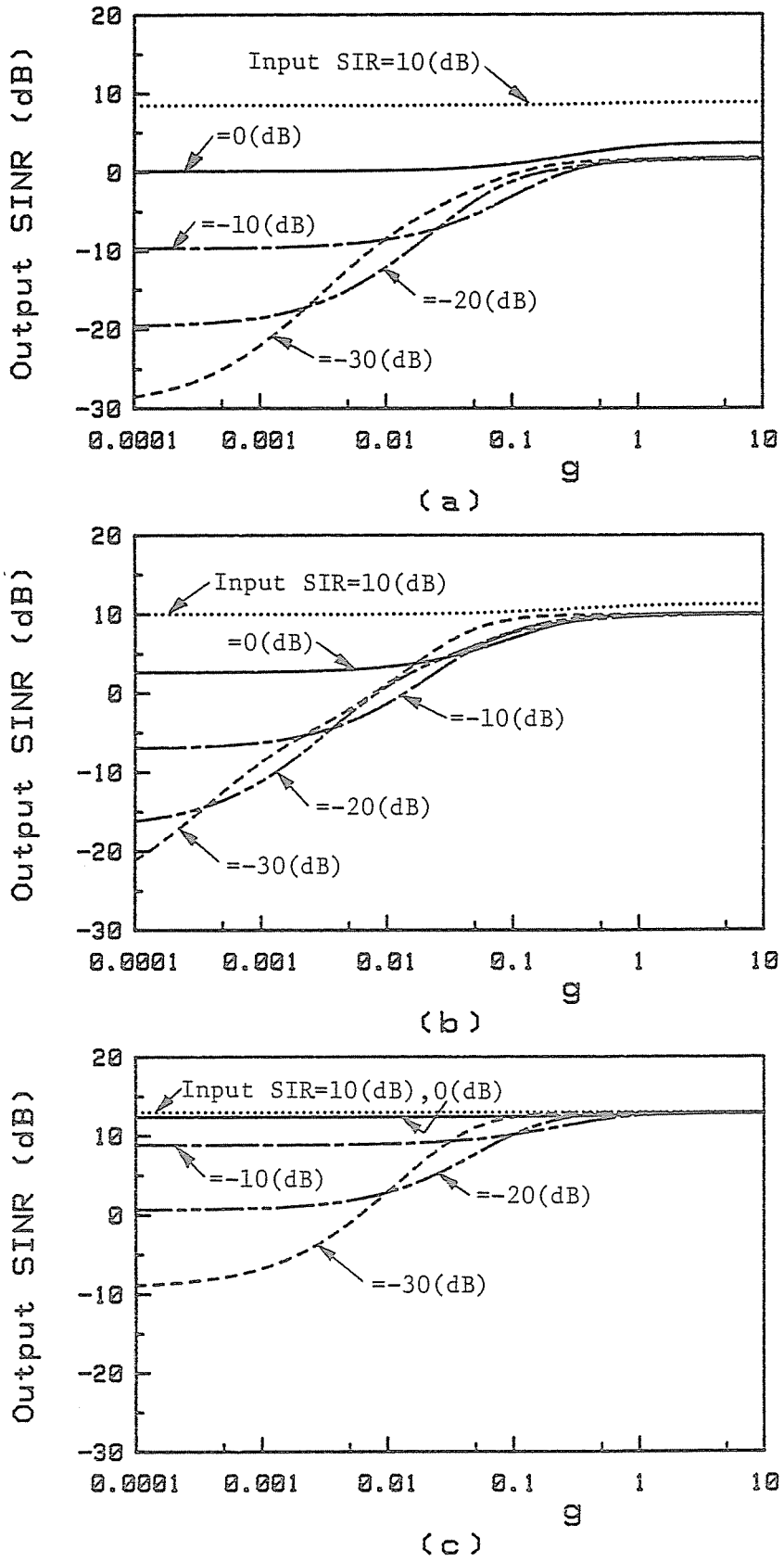
図4.26 出力ＳＩＮＲ対ｇ (5) .



J=3, Input SNR=10dB, r_B=10%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°

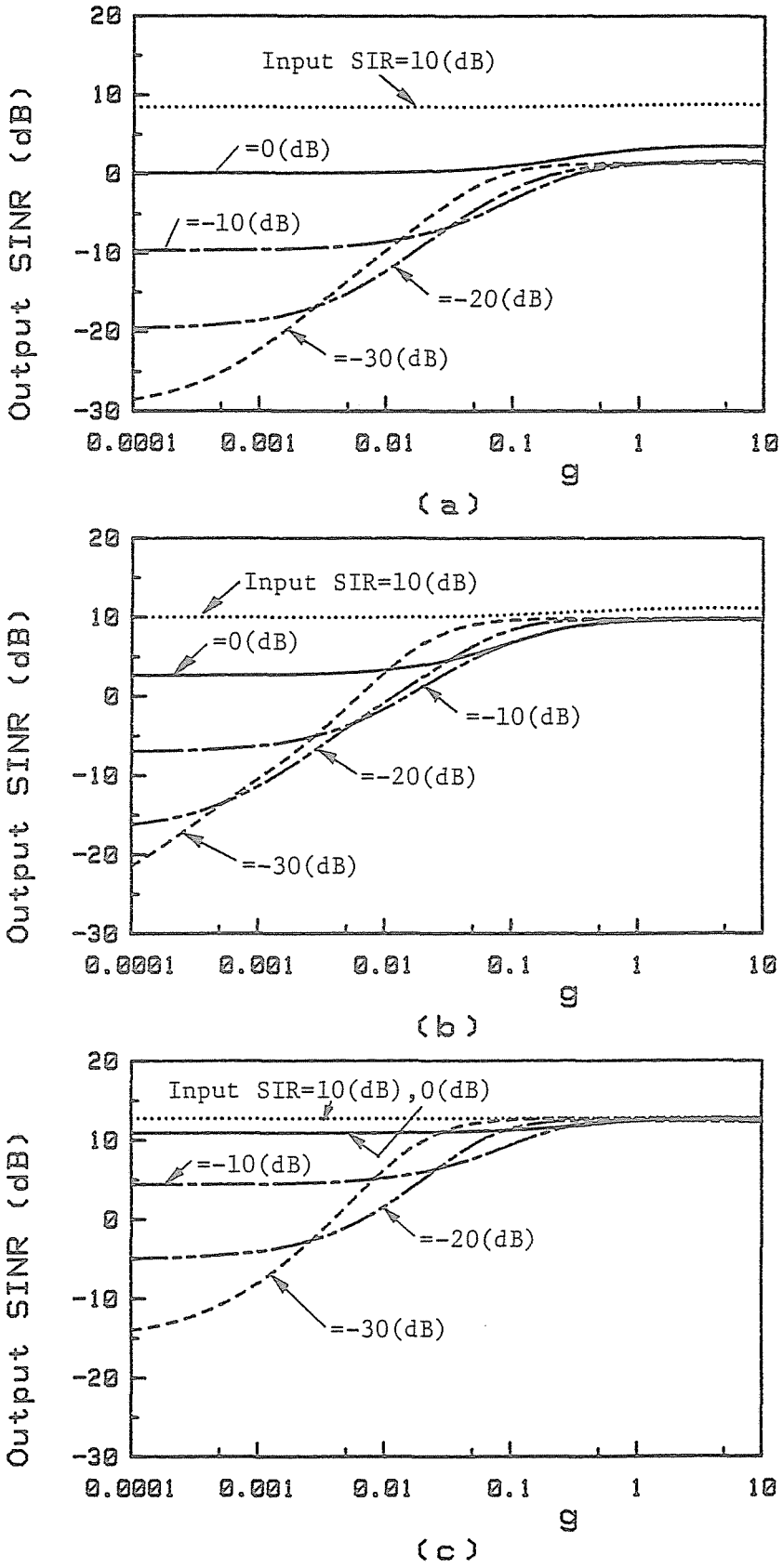
図4.27 出力ＳＩＮＲ対ｇ (6) .



J=3, Input SNR=10dB, r_B=20%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

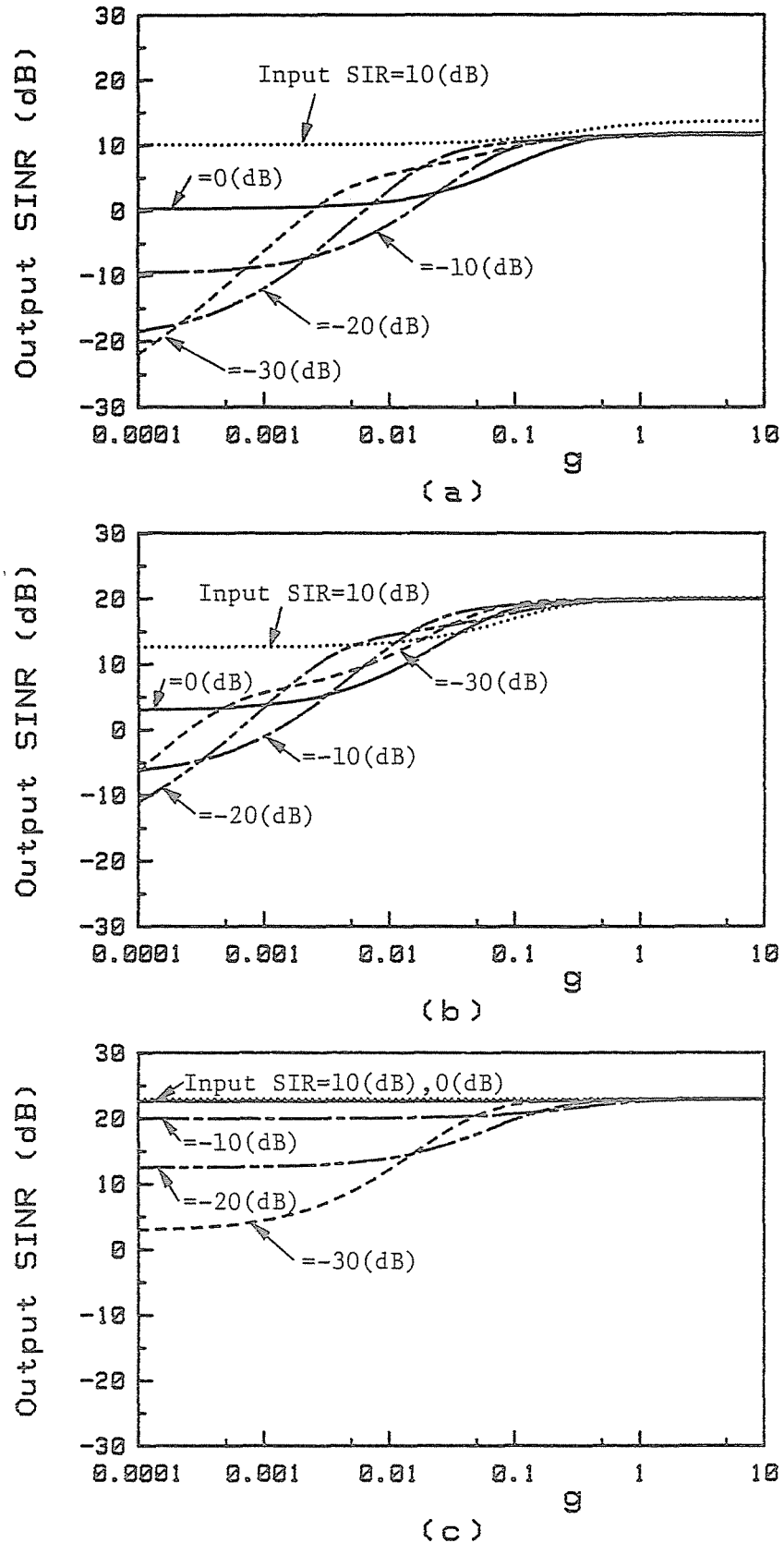
図4.28 出力ＳＩＮＲ対ｇ (7) .



J=3, Input SNR=10dB, r_B=40 %, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

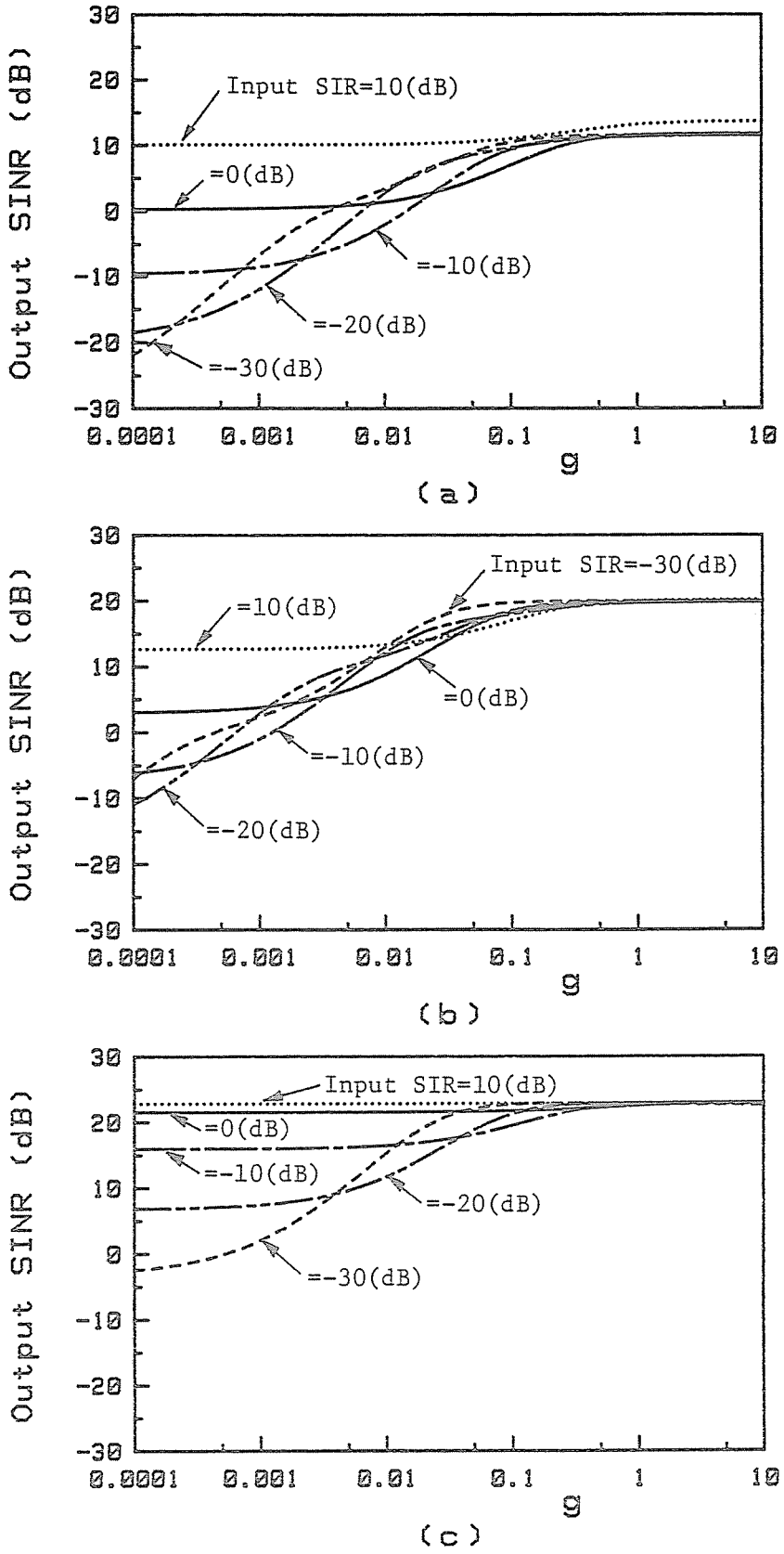
図4.29 出力ＳＩＮＲ対ｇ (8) .



J=3, Input SNR=20dB, r_B=5%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

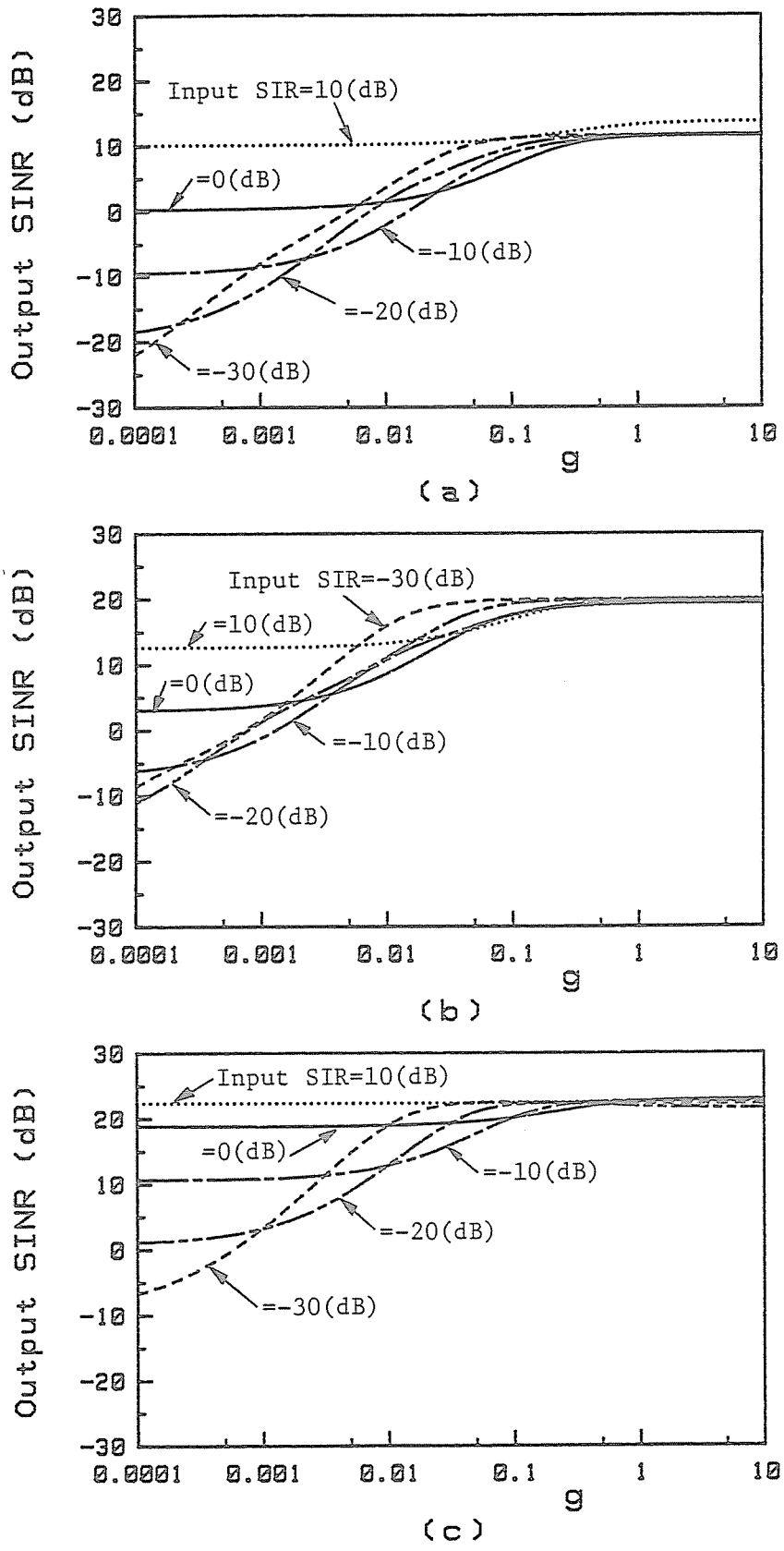
図4.30 出力ＳＩＮＲ対ｇ (9) .



J=3, Input SNR=20dB, r_B=10 %, θ_d=0°

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

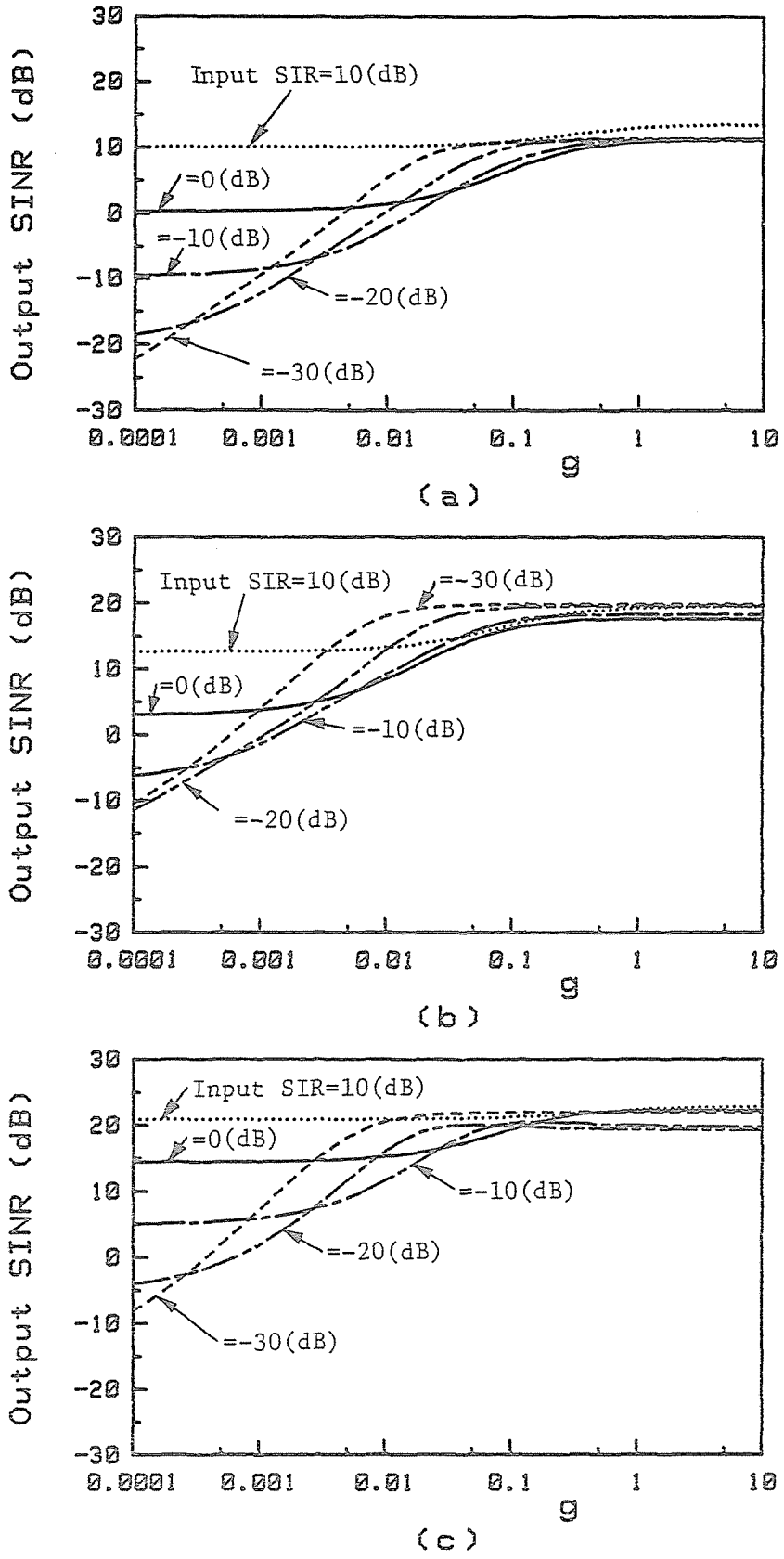
図4.31 出力ＳＩＮＲ対ｇ (10).



J=3, Input SNR=20dB, r_B=20%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

図4.32　出力ＳＩＮＲ対ｇ　(11).



J=3, Input SNR=20dB, r_B=40 %, θ_d=0°,

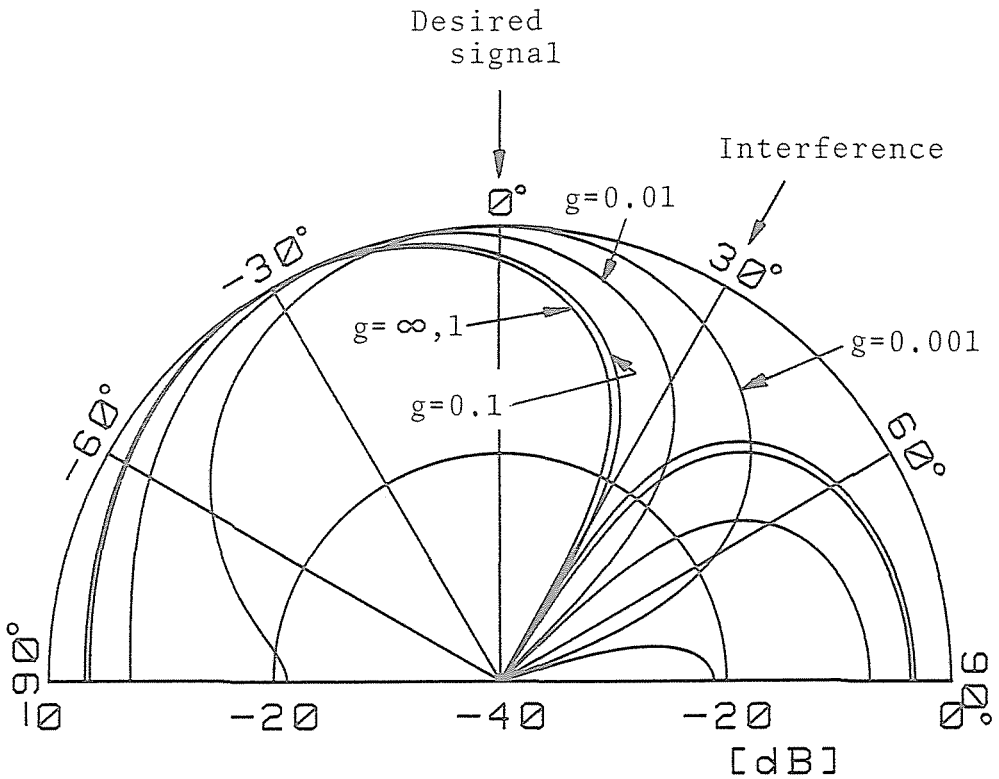
(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°

図4.33 出力ＳＩＮＲ対ｇ (12).

を求めて示した。これらの図から、入力SNR が小さいほど、すなわち、入力SNR=0dB（図4.22～4.25）の方が、入力SNR=10dB（図4.26～4.29）あるいは20dB（図4.30～4.33）の場合よりも妨害抑圧特性に及ぼすgの効果は大きく、gの決定に対して厳しい条件を与えるということが分かる。また、gが大きいほど出力SINRは良くなる。

gが小さいときの出力SINRがgが大きいときのそれに比べて悪いのは、図4.34から明らかなように、gが小さいと近似的に熱雑音が大きく見え、妨害到来方向にヌルを向けるよりも所望信号到来方向に主ビームを向け、所望信号を受信しようとするため、妨害抑圧特性が劣化するのである。

さて、充分な広帯域妨害抑圧特性を与えるgの選択について考える。図4.22～4.33から、gが1以上であるならば、その出力SINRはgを無限大としたとき得られる出力SINRに比べ0.5dB 以内の劣化に納まっている。また、gが0.5 以上であれば、gを無限大としたとき得られる出力SINRより1.3dB 以内の劣化に納めることが可能であると



J=3, Input SIR=-20dB, Input SNR=0dB, r_B=40%,
θ_d=0°, θ_i=30°, Frequency=f_o

図4.34　アレーパタン.

いうことが分かる。このことは、タップ数Ｊを５に変えて求めた図4.35～4.37においても成立している。ただし、図4.35～4.37は、r_Bが40% のときの特性である。

したがって、以上のことからｇの値は0.5 以上あるいは１以上であることが望ましいということが分かった。

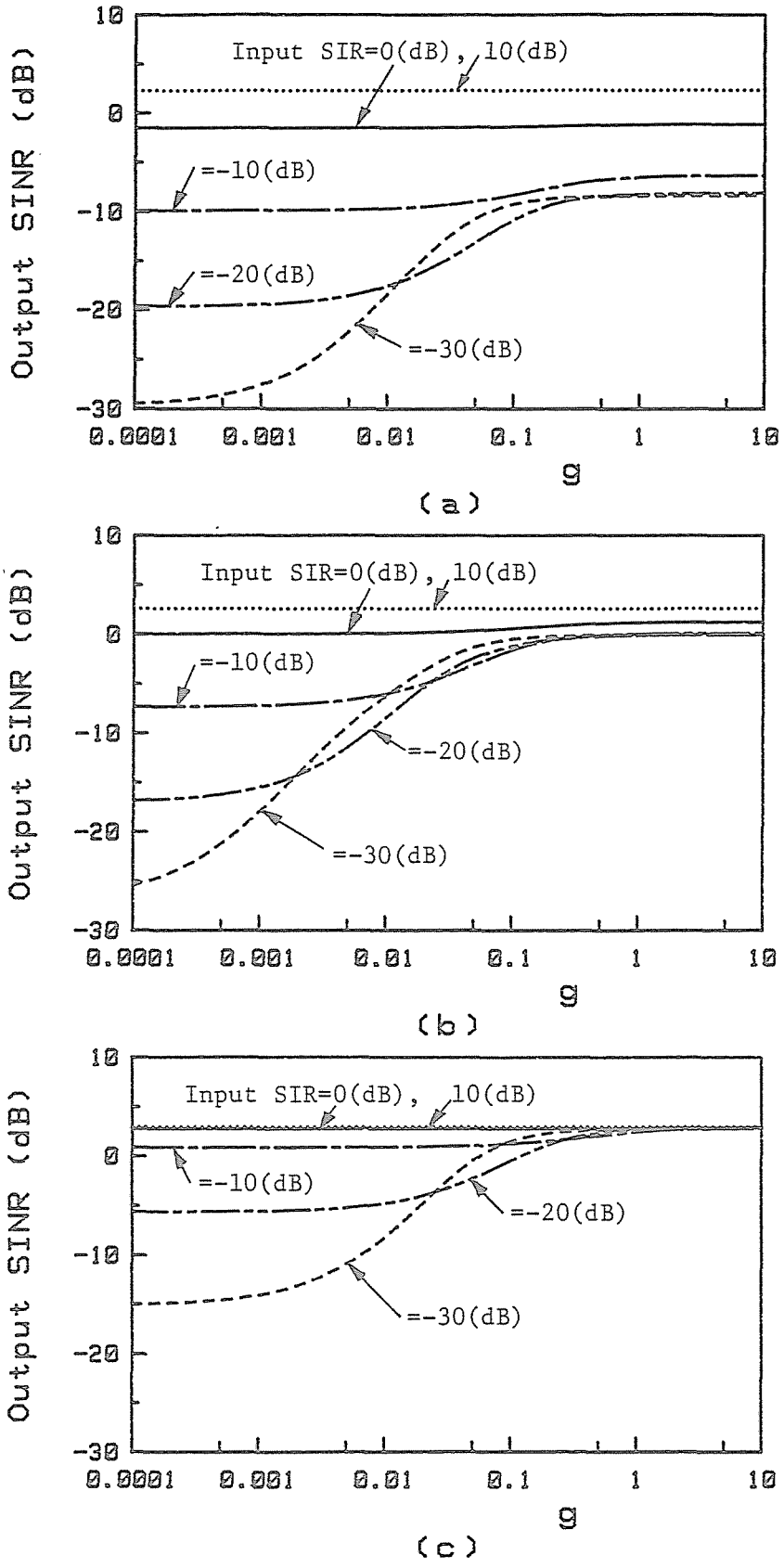
４．５　角度誤差特性

ここでは、TDL を用いた広帯域H-A アダプティブアレーアンテナについて、所望信号到来方向誤差（以下、角度誤差と略す）が与える特性への影響について論じる。ただし、QHから成るH-A アダプティブアレーアンテナの角度誤差特性については文献[11]で数値計算による検討が行われている。

4.4 までの議論は、所望信号到来方向θ_dが受信側において正確に分かっている場合であった。ここでは、θ_dとは異なる方向θ_sから所望信号が到来してくるものとしてステアリングベクトルS を決定し、それによって得られる特性について考察する。ただし、所望信号の周波数特性は受信側において正確に分かっているものとする。また、アレー構成については素子数を２とし、素子間隔を半波長とする。

まず、妨害が存在し、その電力が所望信号電力より大きい場合、$\theta_i=\theta_s$ である限りH-A アダプティブアレーアンテナは妨害に対してヌルを向けようとする。これは、H-A アダプティブアレーアンテナがθ_s以外から入射する信号をすべて妨害とみなし、除去しようとするが、自由度が１（２素子アレー）であるため、電力の大きい信号に対してヌルを向けるからである。したがって、この場合特性の劣化はほとんどないと考えられる。しかしながら、妨害電力が所望信号電力より小さくなると、H-A アダプティブアレーアンテナは所望信号に対してヌルを向けるようになり、特性の劣化が重大な問題となる。このような場合の極端な例が、妨害の存在しないときである。以下においては、妨害が存在しないときに限って議論を行う。

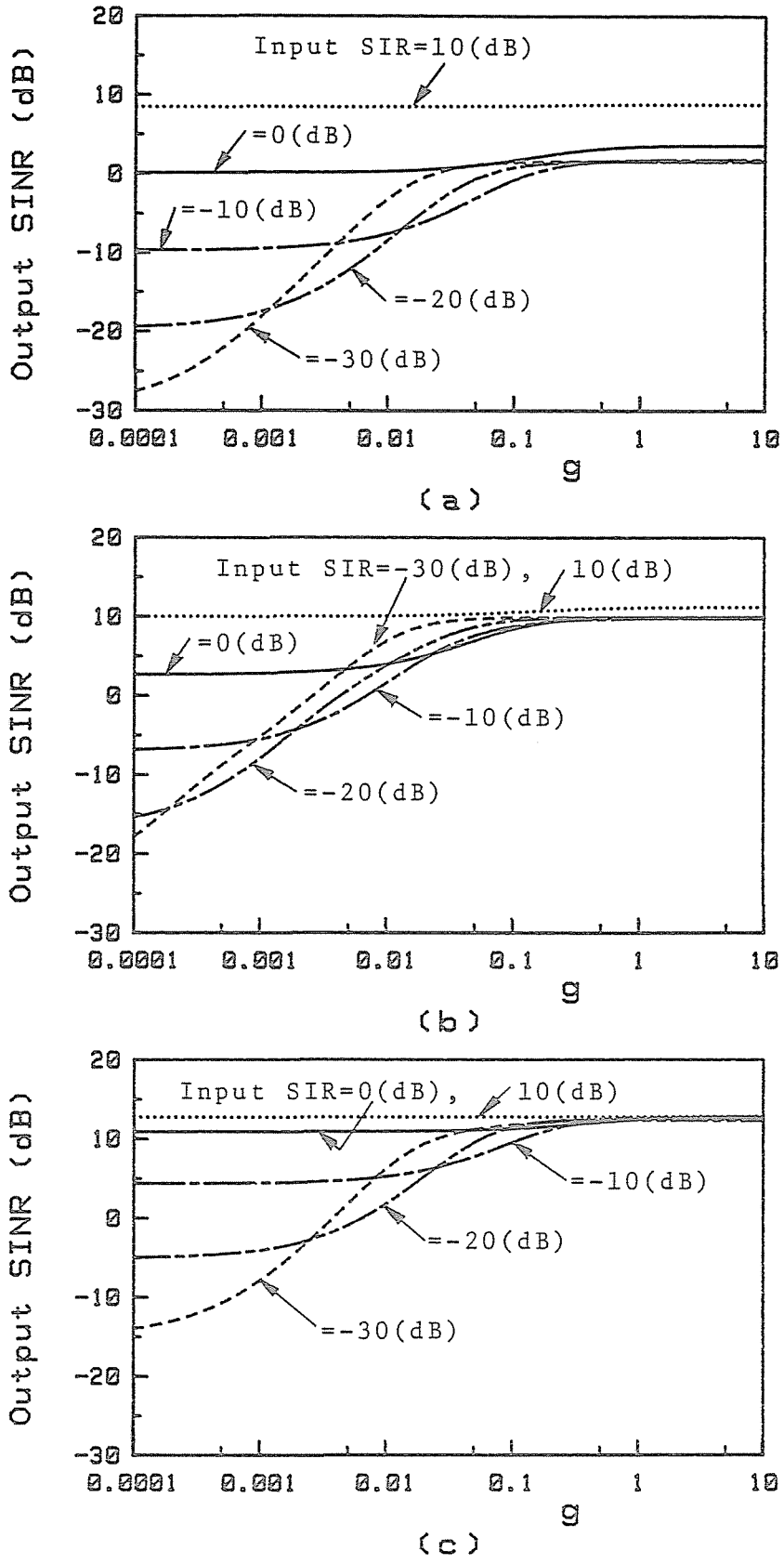
図4.38はJ=3 の場合について、入力SNR 対出力SNR の関係を求めて示したものである。ただし、g=0.5、r_B=40%、θ_s とθ_dの差は5°とし、それらの値を図中に示した。同図から、入力SNR が7dB 以下においては、すべての場合において同じような出力SNR



J=5, Input SNR=0dB, r_B=40%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

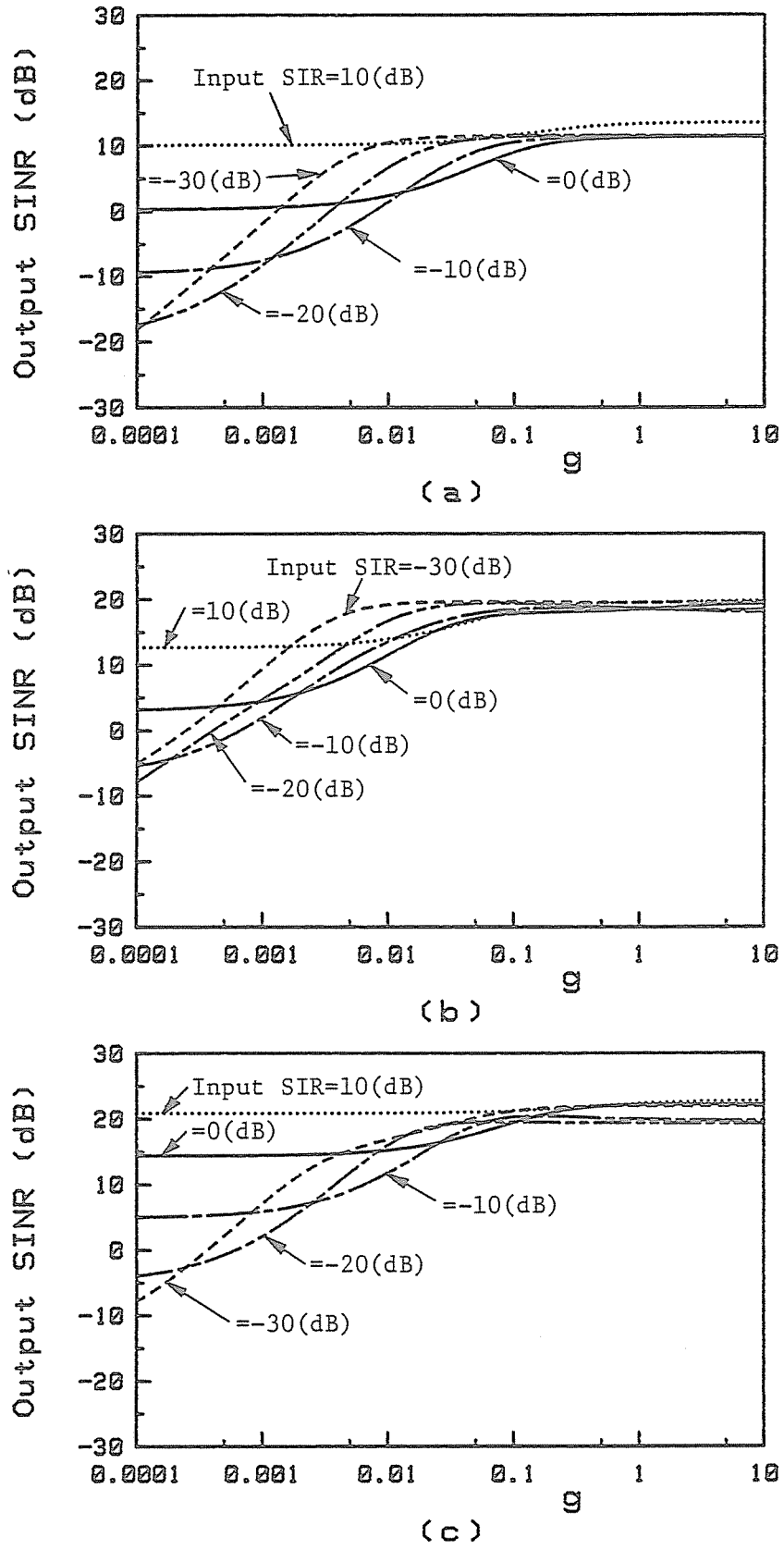
図4.35 出力ＳＩＮＲ対ｇ (13).



J=5, Input SNR=10dB, r_B=40%, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

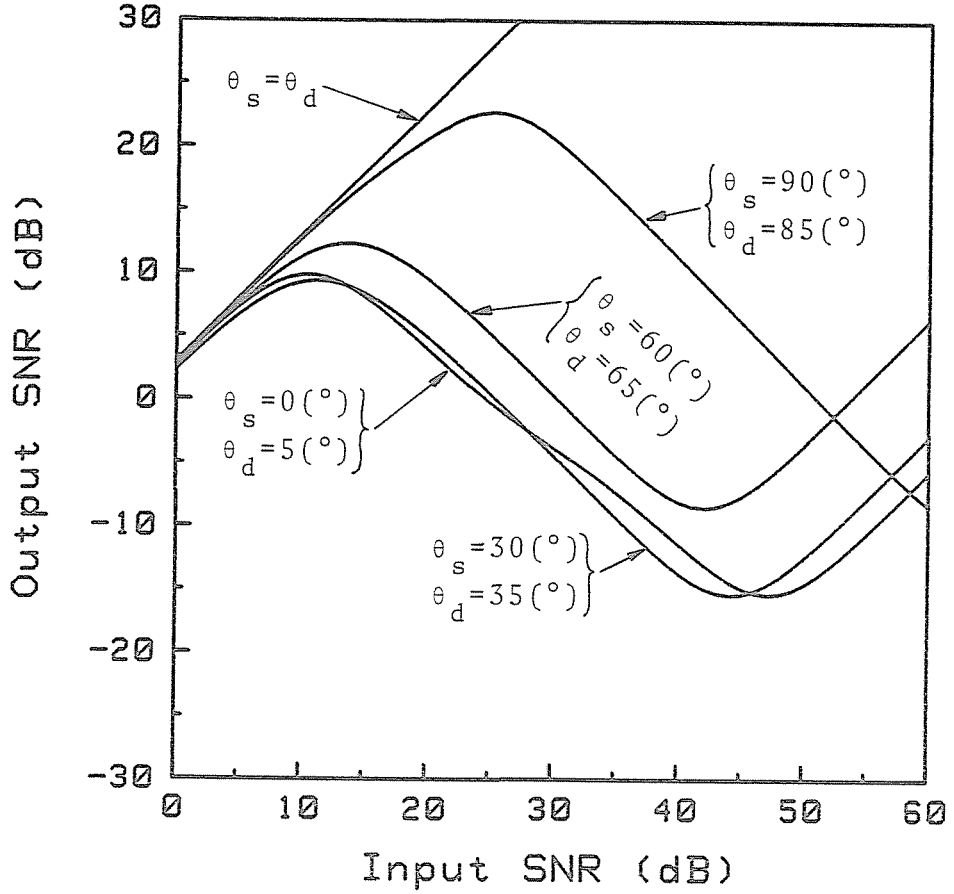
図4.36 出力ＳＩＮＲ対ｇ (14).



J=5, Input SNR=20dB, r_B=40 %, θ_d=0°,

(a) θ_i=10°, (b) θ_i=30°, (c) θ_i=90°.

図4.37　出力ＳＩＮＲ対ｇ　(15).

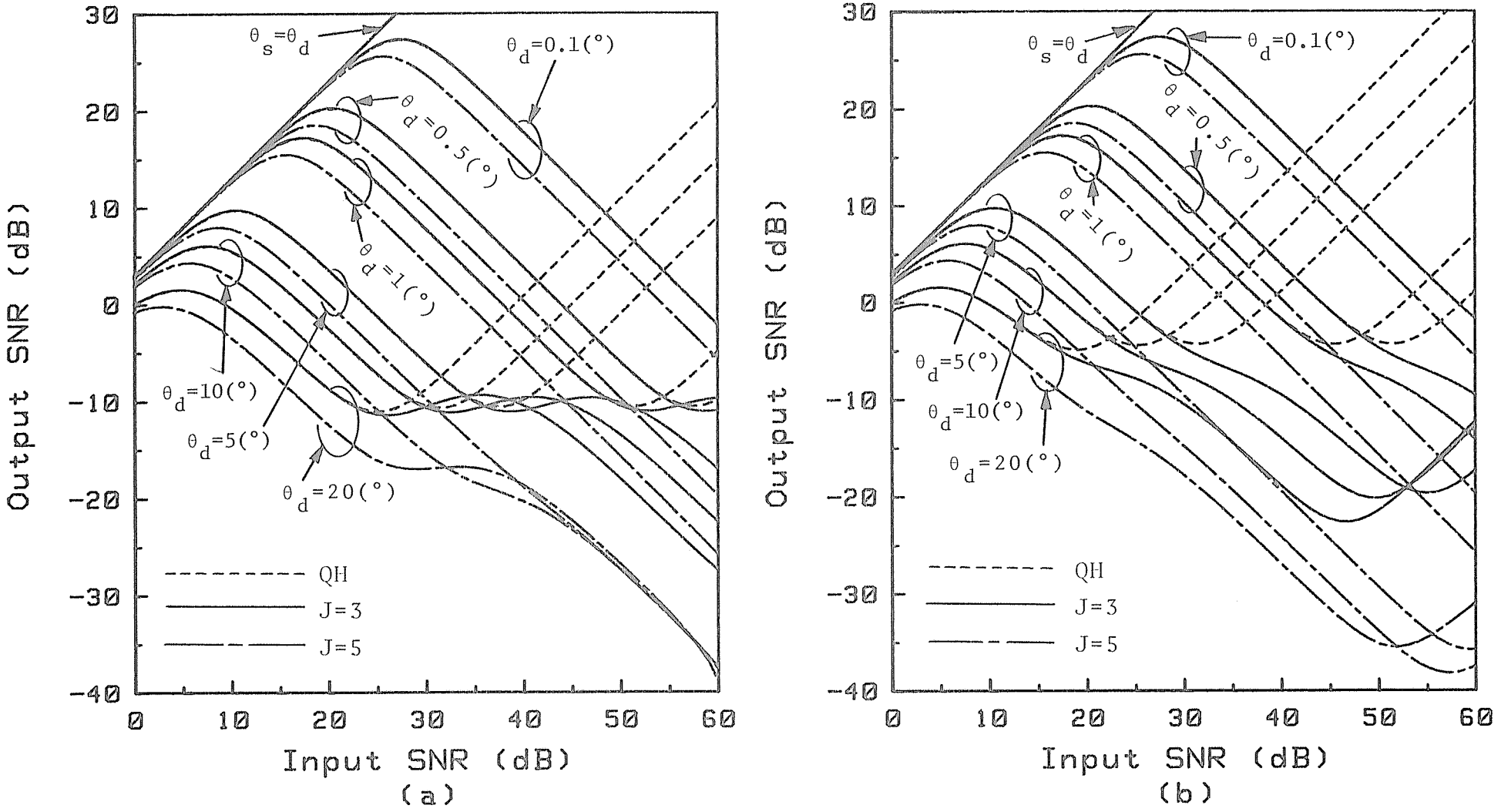


J=3, r_B=40%, g=0.5, No interference.

図4.38　所望信号到来方向誤差特性　(1)．

の特性が得られることが分かる。しかしながら、出力SNR の劣化が始まるのは、θ_s=0°、30°のときが入力SNR=11dBないしは12dBであり、θ_s=90°のときが入力SNR=25dBである。すなわち、角度誤差が一定の場合、所望信号到来方向によって角度誤差特性が異なる。そして、ブロードサイド方向における誤差が特性に対して最も悪い影響を及ぼし、アレー軸方向における誤差ほど特性に対して及ぼす影響は小さくなる。これは、ブロードサイド方向付近で到来角に依存したアンテナ素子間での位相差の変化が大きいからである。以下においては、角度誤差による影響が最も大きいθ_s=0° としたときの特性について論じる。

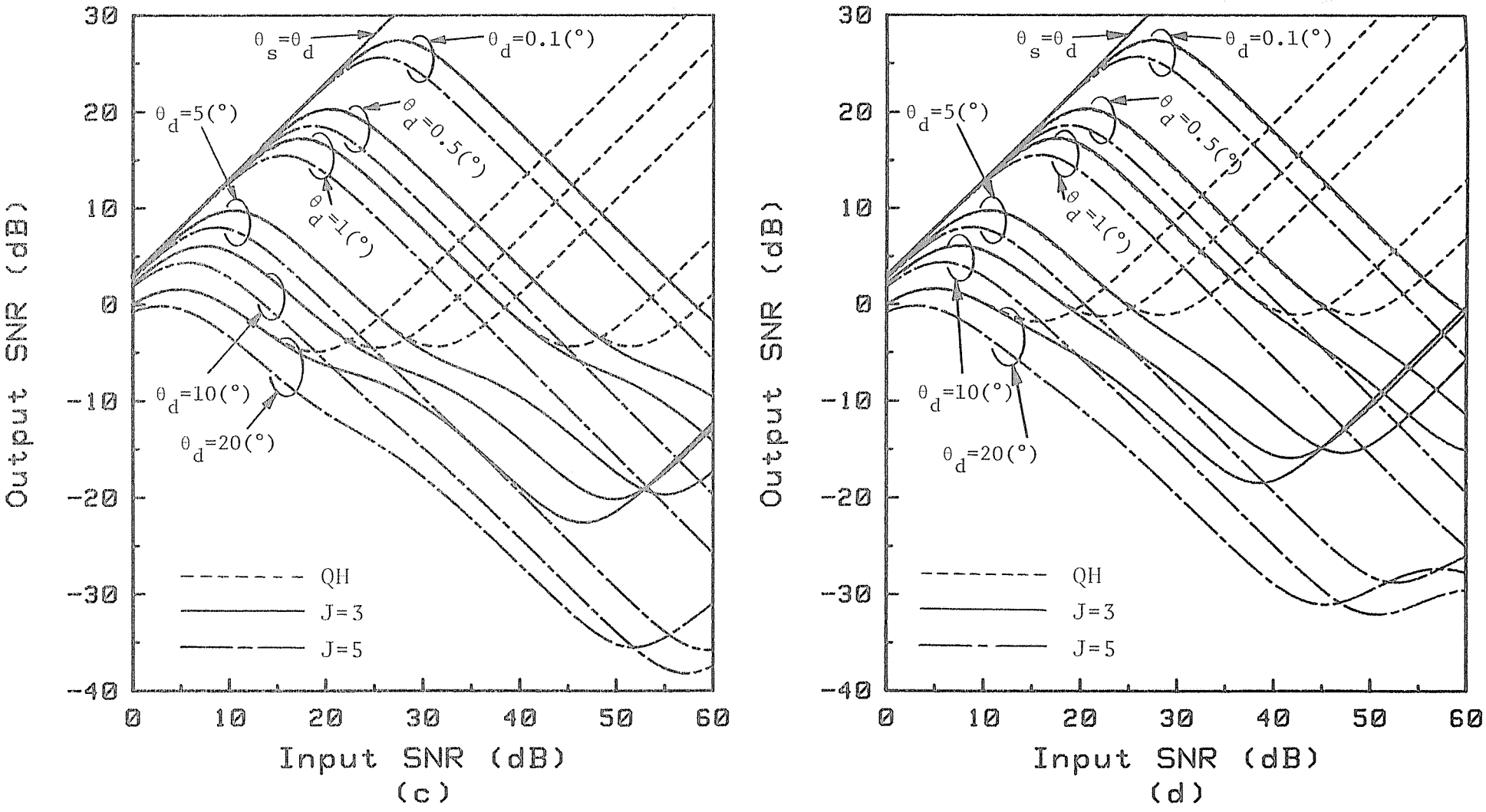
図4.39にQH、J=3、5について、角度誤差量をパラメータとして出力SNR 対入力SNR の関係を求めて示した。ただし、θ_s=0°、g=0.5である。同図から、θ_sとθ_dの差が大き



$\theta_s=0°$, g=0.5, No interference, (a) $r_B=5\%$, (b) $r_B=10\%$.

図4.39 所望信号到来方向誤差特性 (2).

(次の頁に続く)



$\theta_s=0°$, g=0.5, No interference, (c) $r_B=20\%$, (d) $r_B=40\%$,

図4.39 所望信号到来方向誤差特性 (2) .

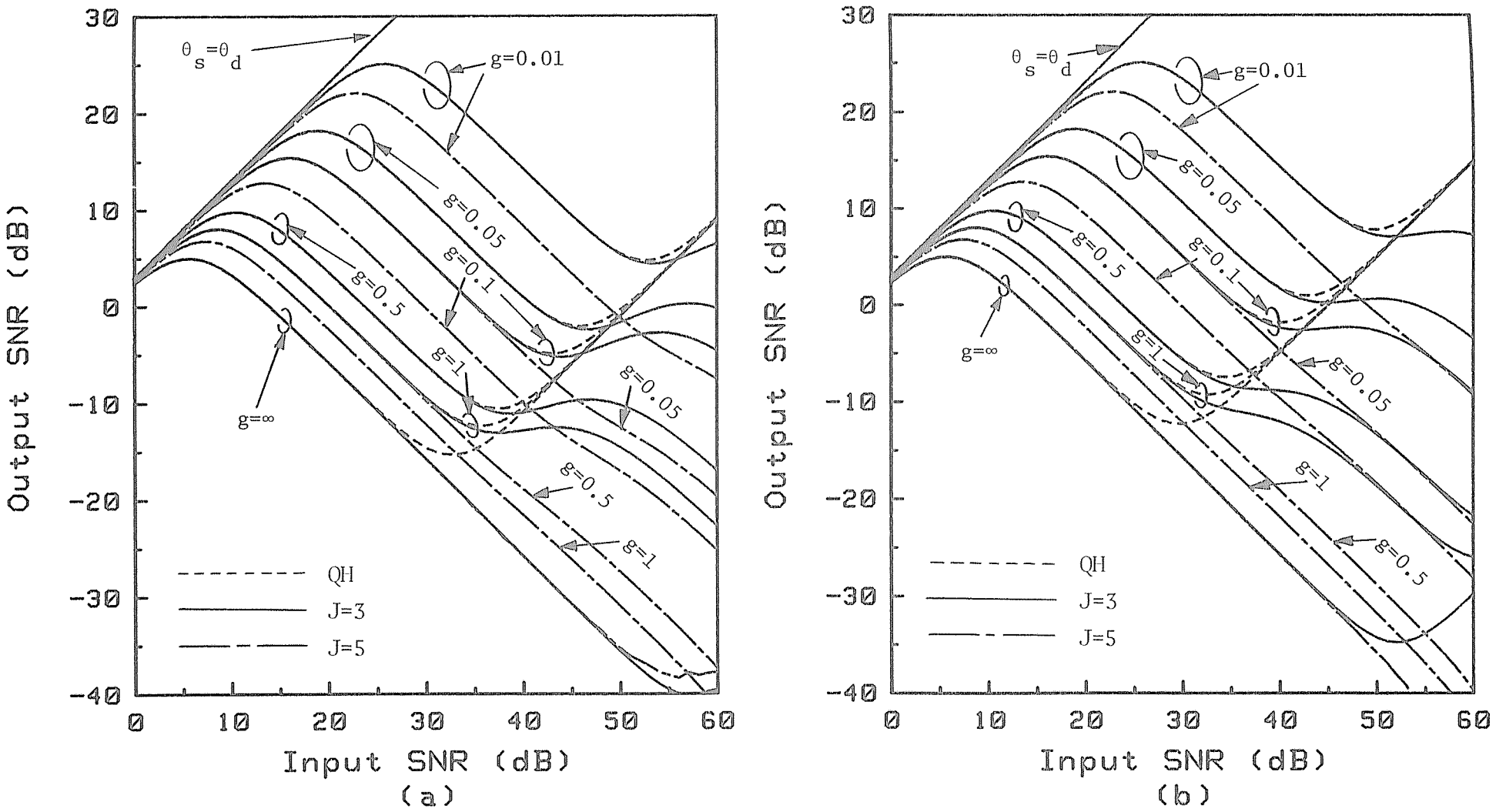
いほど特性の劣化は小さい入力SNR の値で発生するということが分かる。また、この劣化が発生する入力SNR の値はr_Bによらず同じである。

次に、θ_s=0°、θ_d=5°としてQH、J=3、5の出力SNR 対入力SNR の関係を求めたものが図4.40である。ただし、gをパラメータとして求めた。同図から、次のことが分かる。gが小さいほど角度誤差による影響が小さく、gが無限大のときが最も悪い特性を与える。このことは、妨害抑圧特性と密接な関係がある。すなわち、gを大きくすると妨害抑圧特性が改善されるが、角度誤差特性が劣化し、gを小さくするとその逆になる。したがって、妨害抑圧特性と角度誤差特性の間にgに対して交換関係が成立している。さらに、同図からgが一定のとき、QH、J=3 の場合出力SNR の劣化は同じ入力SNR で生じている。ただし、g=∞の場合には信号処理系によらずほぼ同じ入力SNR で出力SNR の劣化が生じている。したがって、J=3 と5 の場合を比較したとき、J=5 の方が角度誤差に対して敏感であるということが分かる。

gの決定については、所望信号が単一の周波数で充分特徴付けることができるような狭帯域信号であるならば、文献[11]と同様にアレーによって処理される入力SNR のダイナミックレンジ、予想される角度誤差、アレー出力において要求される最小の出力SNR を与えることによって行われる。一方、広帯域系において角度誤差が存在し、所望信号が抑圧を受けている場合には、単に所望信号の電力が低下するのみならず、波形歪も生じる。したがって、所望信号が広帯域のときにgを決定する波形歪（周波数特性）の程度が与えられなければならない。許容される歪の程度は変調形式、受信方式などに依存し、一般的な評価基準は存在しない。しかし、考えている通信系において次のような波形歪が許容されるとするならば、gの決定がかなり容易になる。すなわち、所望信号の帯域内において振幅歪（最大値と最小値の差）が3dB 以内であり、位相歪がほとんど存在しない場合である。

この条件は、r_B=40%以内で、角度誤差が5°以内であるならば、図4.40で得られた曲線の極大値を与える入力SNR 以下であるならば、充分満足されるということが数値計算によって確かめられた。そして、そのことは多素子であっても成り立つことである。

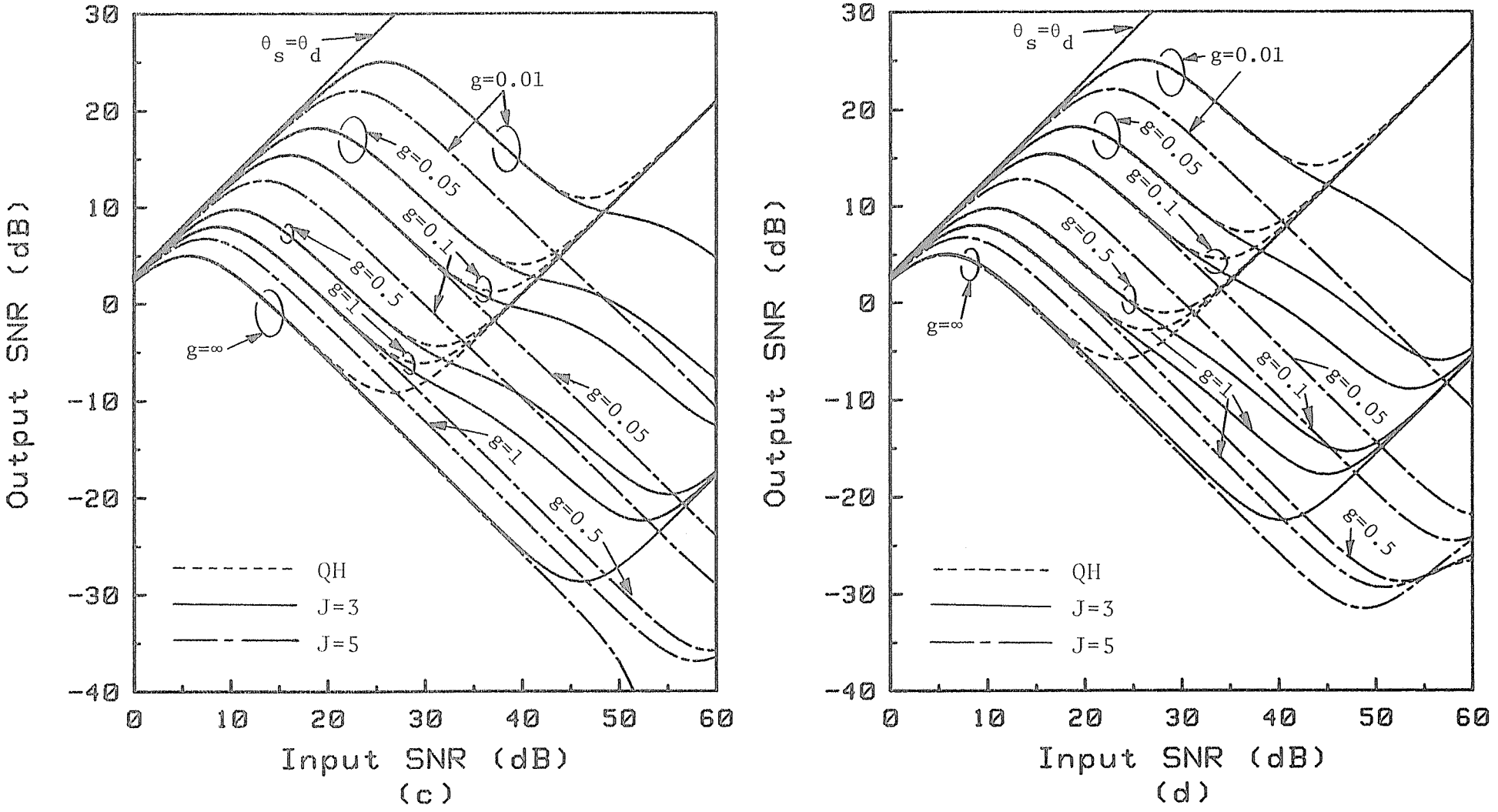
このとき、図4.40(d) においてJ=3 、入力SNR のダイナミックレンジが0~10dB、所



$\theta_s=\theta_d$, $\theta_d=5°$, No interference, (a) $r_B=5\%$, (b) $r_B=10\%$.

図4.40　所望信号到来方向誤差特性　(3)．

（次の頁に続く）



$\theta_s=0°$, $\theta_d=5°$, No interference, (c) $r_B=20\%$, (d) $r_B=40\%$.

図4.40　所望信号到来方向誤差特性　(3)．

望の出力SNR がOdB ならば、θ_d=5° についてg≦1でなければならない。また、入力SNR のダイナミックレンジが0~20dBならば、g≦0.05でなければならない。gの決定については、角度誤差特性が妨害抑圧特性より優先するので、予想される角度誤差が与えられたとき、許容される角度誤差特性が得られるgの範囲内で、最大の妨害抑圧特性が得られるgを選択しなければならない。

4．6　過渡特性

ここでは、TDL を用いたH-A アダプティブアレーアンテナの過渡特性について考察する。QHで構成されたH-A アダプティブアレーアンテナの過渡応答と、ループ雑音についての議論は文献[12]で行われている。

図4.2 および 4.3に示されている系のウエイトが満足する微分方程式は、次式で与えられる。

$$\frac{\tau_o}{G}\cdot\frac{d}{dt}\mathbb{W}(t)+\left(X(t)X^T(t)+\frac{I}{G}\right)\mathbb{W}(t)=S \qquad (4.25)$$

アダプティブアレーアンテナにおいては、ウエイト$\mathbb{W}(t)$は入力信号過程$X(t)$よりもはるかにゆっくりと変化する。このような場合、ウエイト$\mathbb{W}(t)$は自己相関行列の瞬時値$X(t)X^T(t)$ に独立であると近似することができる。したがって、式(4.25)から平均ウエイト$\mathbb{W}(t)$は次式を満足する。

$$\frac{\tau_o}{G}\cdot\frac{d}{dt}\mathbb{W}(t)+\left(R_{xx}+\frac{I}{G}\right)\mathbb{W}(t)=S \qquad (4.26)$$

R_{xx} は対称行列であるから、R_{xx} を対角化する変換行列P が存在する。すなわち、$PR_{xx}P^{-1}=\Lambda$。ただし、ΛはR_{xx} の固有値に等しい要素λ_p (p=1、2、・・・、JN)を対角要素として持つ対角行列である。

直交座標系において、式(4.26)は次式となる。

$$\frac{\tau_o}{G}\cdot\frac{d}{dt}\mathbb{W}'(t)+\left(\Lambda+\frac{I}{G}\right)\mathbb{W}'(t)=S' \qquad (4.27)$$

$$\mathbb{W}'(t)=P\mathbb{W}(t) \qquad (4.28)$$

$$S' = PS \tag{4.29}$$

式(4.27)の解は、JN個の独立な線形方程式で得られる。

$$w_p'(t) = \frac{Gs_p'}{1+G\lambda_p} + (w_{po}' - \frac{Gs_p'}{1+G\lambda_p})\exp(-\frac{1+G\lambda_p}{\tau_o}t) \tag{4.30}$$

$$(p=1, 2, \cdots, JN)$$

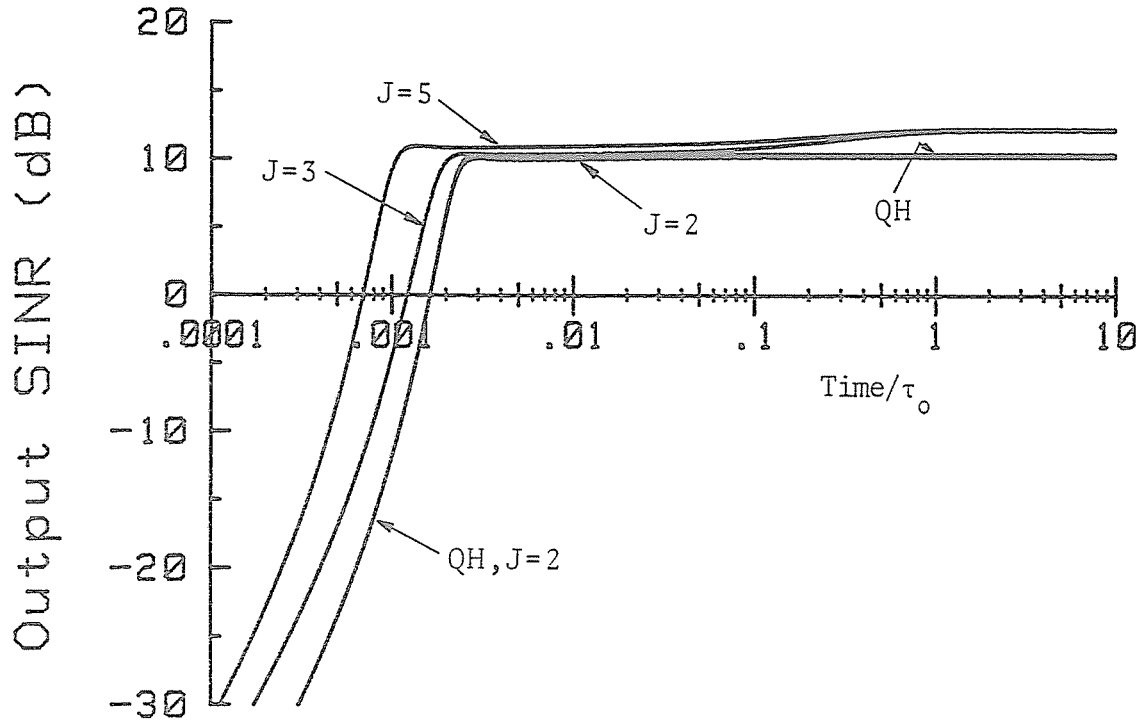
ただし、s_p'、$w_p'(t)$、w_{po}' はそれぞれS'、W'(t)、W_o'の要素であり、W_oを初期ウエイトベクトルとすると$W_o'=PW_o$ で与えられる。したがって、対応するウエイトベクトル解は式(4.28)および(4.30)から得られ$W(t)=P^{-1}W'(t)$ である。

式(4.30)から分かるように、$w_p'(t)$の時定数は$\tau_o/(1+G\lambda_p)$である。$G\lambda_p$ は正値であるから、$w_p'(t)$の時定数は常に低域ろ波器の時定数τ_oより小さくなる。さらに、τ_oあるいはGを変えることによってウエイトの収束速度を変えることが可能である。また、これに関してτ_oおよびGの選択によって定常時のジッタ量が変化するが、そのことについてはここでは論じない。

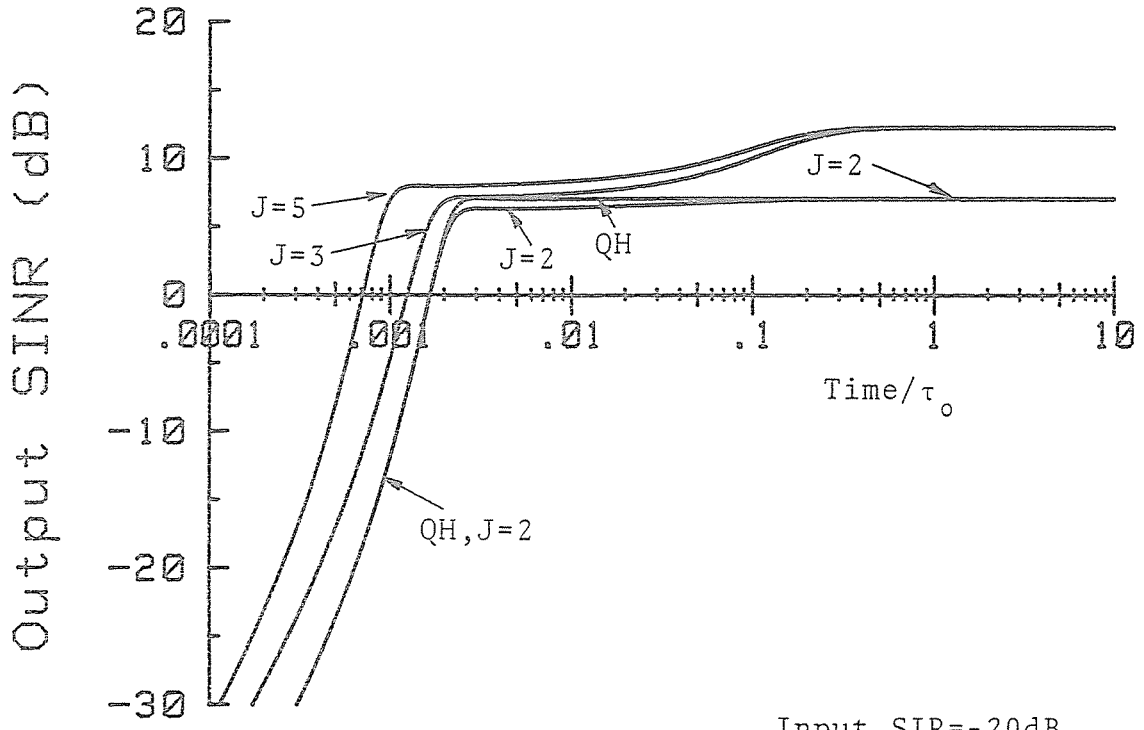
図4.41および4.42に２素子アレーの出力SINRの過渡特性を示す。両図とも所望信号は常に存在しており、角度誤差は存在しないものとする。横軸は低域ろ波器の時定数τ_oで規格化された時間である。

図4.41は、入力SIR=-20dB 、入力SNR=10dB、g=1 、$\theta_d=0°$ 、$\theta_i=50°$であり、QH、J=2、3および5 について求めた曲線である。同図(a)$r_B=5\%$、(b)$r_B=10\%$、(c)$r_B=20\%$、(d)$r_B=40\%$ である。これら４つの図を見て分かるように、いずれの場合についてもτ_o以内に収束している。また、J=3 とJ=5 によって得られる収束時間がほとんど一致している。これは、各素子に属する全遅延線路長（あるいは全遅延線路遅延時間）がJ=3 と5 の場合に一致しているためである。

比帯域の変化で着目してみると、QHから成る装置では、定常時の出力SINRまで一様に増加する。しかし、TDL から成る装置では２つの特徴ある部分から成っていて、比帯域の変化に対して特徴のある変化を示す。例えば、J=5 の場合$r_B=5\%$ では、まず１段階目として急激に出力SINRが改善された後、２段階目としてなだらかに定常値に収束していく。すなわち、１段階目でほぼ定常出力SINRまで収束し、残りの出力SINRの部分をゆっくりと定常値に向かって収束して行く。ところが、$r_B=40\%$になるとこの２



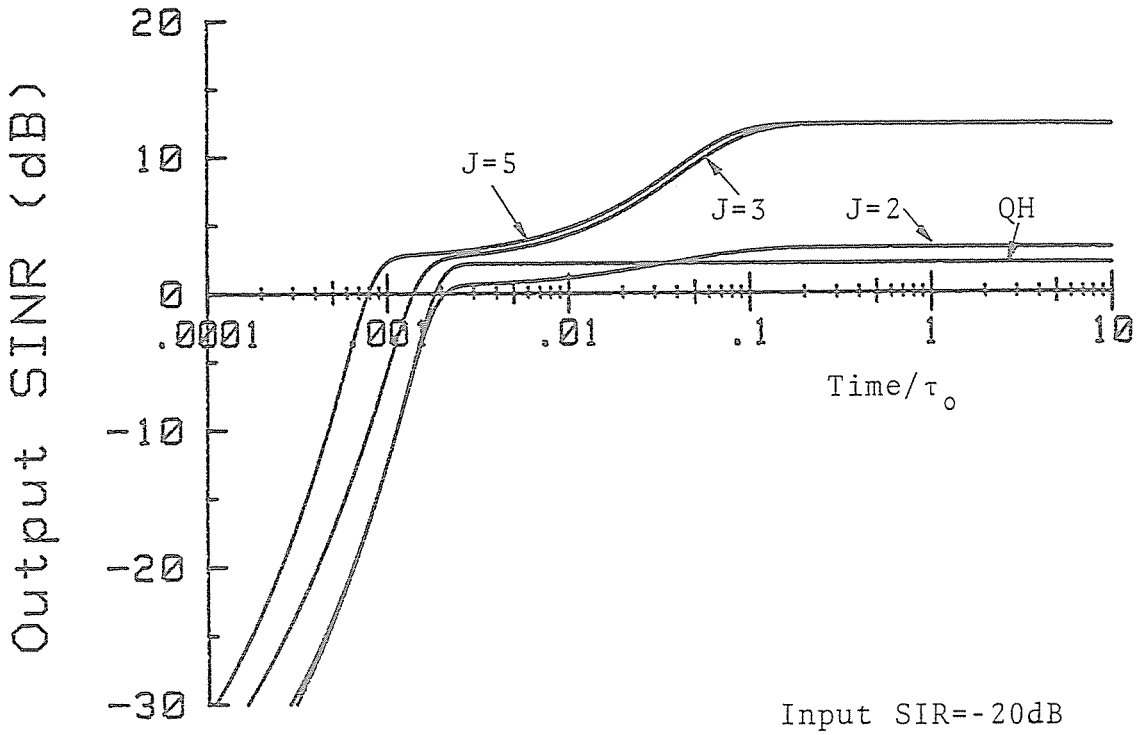
θ_d=0°, θ_i=50°, g=1, r_B=5%, Input SIR=-20dB
Input SNR= 10dB.



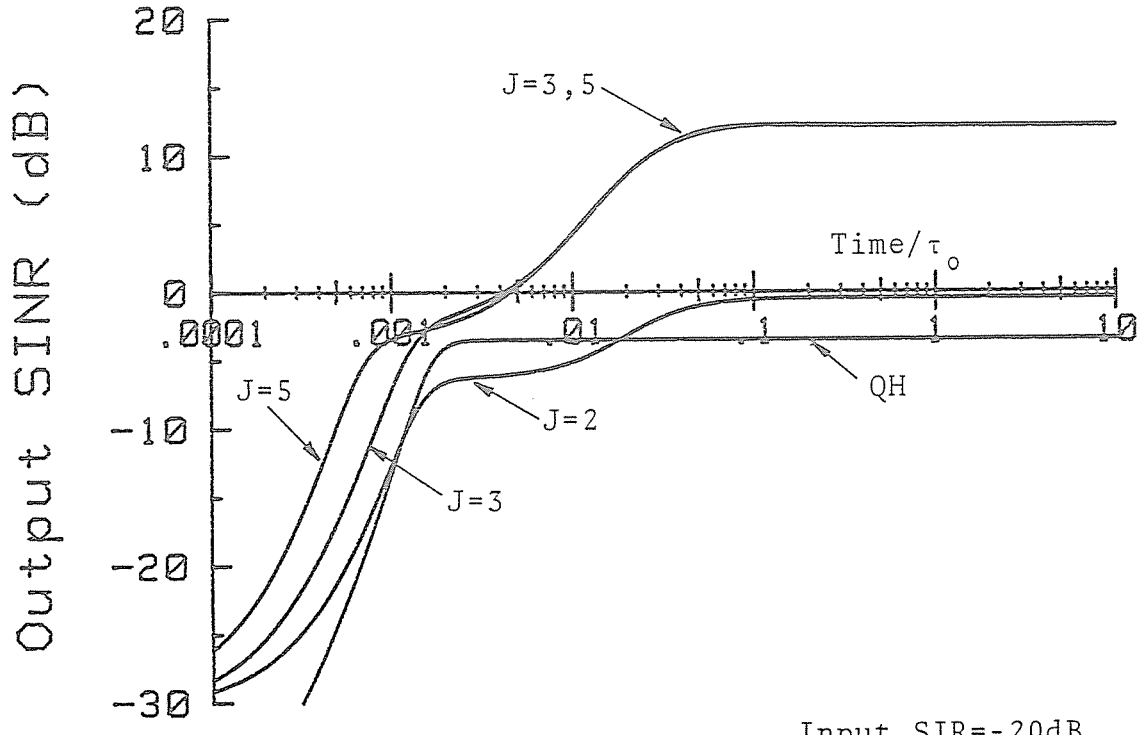
θ_d=0°, θ_i=50°, g=1, r_B=10%, Input SIR=-20dB
Input SNR= 10dB.

図4.41 過渡特性 (1).

（次の頁に続く）

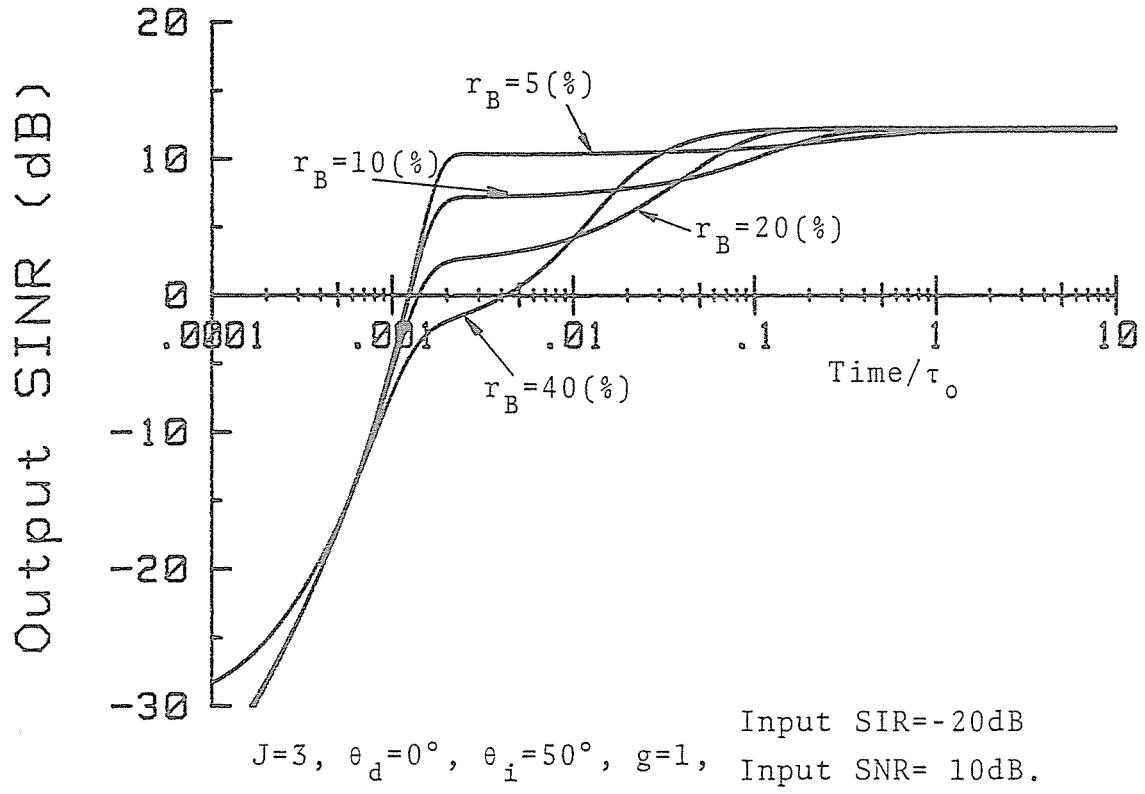


Input SIR=-20dB
θ_d=0°, θ_i=50°, g=1, r_B=20%, Input SNR= 10dB.

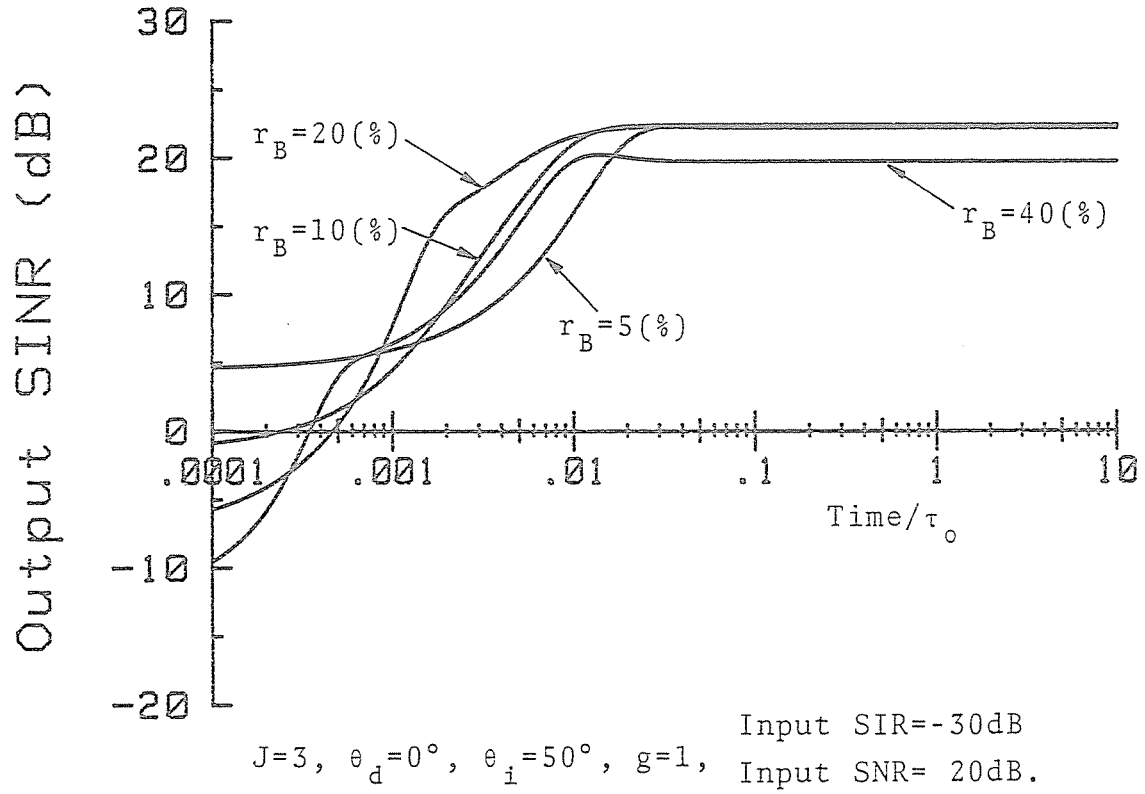


Input SIR=-20dB
θ_d=0°, θ_i=50°, g=1, r_B=40%, Input SNR= 10dB.

図4.41 過渡特性 (1) .



J=3, θ_d=0°, θ_i=50°, g=1, Input SIR=-20dB Input SNR= 10dB.



J=3, θ_d=0°, θ_i=50°, g=1, Input SIR=-30dB Input SNR= 20dB.

図4.42 過渡特性 (2) .

つの部分が同程度の出力SINRの改善を与え、２段階目の収束に要する時間も短くなっている。

図4.42は、J=3 の装置について異なった入力SIR 、入力SNR を与えたときの図である。ただし、信号環境仮定は図4.41と同じであり、図4.42(a) は入力SIR=-20dB 、入力SNR=10dB、図4.42(b) は入力SIR=-30dB 、入力SNR=20dBである。図4.42(a) については、図4.41で説明したような特徴を示している。しかし、図4.42(b) ではさらに複雑な過渡特性を示している。図4.42(b) の場合には、収束に要する時間が図4.42(a) の場合より短く、そして、図4.41で説明した１段階目の収束がすでに$t=0.0001\tau_0$において終了している。これは、妨害電力、所望信号電力が図4.42(a) の場合より大きくなっているためである。また、図4.42(b)$r_B=40\%$ において、収束の途中において出力SINRが定常値より良くなっているのは、ｇが有限値の場合にはステアリング信号を式(4.19)のように決定しても、出力における自乗平均誤差が最小にならないためである。

図4.42(a) と(b) を比較して分かるように、アレーパラメータ、信号パラメータを変化させることによって、さまざま異なった特徴ある過渡特性が得られ、数値計算による検討だけでは、あらゆる場合に適合する統一的な特性を見出すことは困難である。

４．７　むすび

タップ付遅延線路と実ウエイトを用いたH-A アダプティブアレーアンテナを構成し、さまざまな解析を行った。その結果、所望信号が広帯域の場合、周波数特性と到来方向を用いて決定されたステアリング信号の方が出力における所望信号波形の歪およびSN比の点から、中心周波数と所望信号到来方向を用いて決定されたステアリング信号より優れていることが明らかになった。

また、２素子アレーについて数値計算を行った結果、Ｊが３以上でｇが0.5 あるいは１以上であれば広帯域妨害を充分抑圧することができるということが分かった。

さらに、角度誤差特性から、Ｊが多くあるいはｇが大きくなるにしたがって、角度

誤差に敏感であるということが分かった。充分な角度誤差特性を与えるgの選択は、入力SNR のダイナミックレンジ、所望の出力SNR 、予想される角度誤差および出力における波形歪の関係から行われるべきである。しかし、妨害抑圧特性と角度誤差特性の間にはgについての交換関係が存在するので、gの決定については許容される角度誤差特性が得られるgの範囲内で最大の妨害抑圧特性が得られるgを選択すべきである。

また、過渡特性からタップ付遅延線路を用いたアレーの定常解に収束するために要する時間は、電波環境によらず低域ろ波器の時定数以内であるということが分かった。

本章においては、gの決定について考えるべき妨害数は1波のみとした。複数の妨害が存在する場合についても同様な方法により検討が行える。

参 考 文 献

[1] P.W.Howells : "Explorations in Fixed and Adaptive Resolution at GE and SURC", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.575-584 (Sept. 1976).

[2] S.P.Applembaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[3] L.E.Brennan and I.S.Reed : "Theory of Adaptive Radar", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-9, 2, pp.237-252 (Mar. 1973).

[4] 大宮，小川，伊藤：”通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの定常特性”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，4，pp.499-500 (Sept., 1982).

[5] W.E.Rodgers and R.T.Compton,Jr. : "Adaptive Array Bandwidth with Tapped Delay-Line Processing", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-15, 1, pp.21-28 (Jan. 1979).

[6] L.E.Brennan, J.D.Mallett, and I.S.Reed : "Adaptive Arrays in Airborn MTI Radar", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.607-615 (Sept. 1976).

[7] J.T.Mayhan, A.J.Simmons, and W.C.Cummings : "Wide-Band Adaptive Antenna Nulling Using Tapped Delay Lines", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-29, 6, pp.923-936 (Nov. 1981).

[8] R.T.Compton,Jr. : "The Power-Inversion Adaptive Array : Concept and Performance", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-15, 6, pp.803-814 (Nov. 1979).

[9] L.T.Griffiths : "A Simple Adaptive Algorithm for Real-Time Processing in Antenna Arrays", Proc. IEEE, 57, 10, pp.1696-1705 (Dec. 1969).

[10] 石崎，鷹尾：”広帯域ヌリングのためのアダプティブアレイ用タップドディレイライン”，昭和57年度電子通信学会光・電波部門全国大会，S1-7 (Aug. 1982).

[11] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in a Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, SEA-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

[12] L.E.Brennan, E.L.Pugh, and I.S.Reed : "Control-Loop Noise in Adaptive Array Antennas", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-7, 2, pp.254-262 (Mar. 1971).

第５章

スポラディックＥ層伝搬混信波の抑圧

近年、外国のＶＨＦ電波がスポラディックＥ層（E_s層）と呼ばれる電離層によって反射され、我が国におけるテレビジョン信号受信に混信し、妨害を与えることが報告されている。E_s層伝搬混信波の抑圧については、その対策を目的としてさまざまな研究が行われているが、決定的な解決法を得ることができていない。

本章では、中継放送所におけるE_s層伝搬混信波対策として、第４章で考察した広帯域H-A アダプティブアレーアンテナ（ただし、タップ出力に複素ウエイトを乗じる）を利用することを提案し、混信波の抑圧に必要とされる設計パラメータの決定法について考察を行う。その検討から、H-A アダプティブアレーアンテナが混信波抑圧対策として有用な手段であることを明らかにする。また、アンテナの設計パラメータとして、予想される混信波の到来方向が5~10°、入力DUR のダイナミックレンジが20dB以上、入力DNR が50dBと仮定したとき、出力DUR が50dB以上になるためにはタップ数が１、熱雑音電力で規格化された増幅器利得ｇが１、アンテナ素子間隔が２波長などにすべきであるということを数値解析により明確化する。

５．１　まえがき

近年、外国電波などによる我が国のテレビジョン信号受信において受ける混信が顕著になってきており、その混信波の抑圧が重要な問題となってきている[1~3]。

電波が電離層で反射されて伝搬するのは通常短波帯までであって、それより高い周波数であるＶＨＦ帯の電波は電離層を突き抜けてしまい遠方には到達しない。ところが、1000～2000Kmも離れた地点の外国や国内のテレビ電波が受信されたり、それがＦＭやテレビジョン放送の受信に妨害を与えることがある。

この異常現象は、主に夏の期間地上110Km あたりに突発的かつ局地的に発生するスポラディックＥ層（以下、E_s層と略す）によって、ほぼ110MHzを上限とするＶＨＦ帯の電波が反射されるために起きる。このＶＨＦ電波の異常伝搬はE_s層伝搬、あるいはE_s伝搬と呼ばれる。E_s伝搬の研究は長い歴史を持ち、特に新しい問題ではないが、我が国のテレビ受信が被害を受けるE_s伝搬混信波に関連して再び注目を集めてきている。

E_s伝搬に関しては、さまざまな観測、実験、研究成果が報告されている[4~9]。それらによると、E_s伝搬については日本が位置する中緯度地域においては、５～８月の夏の期間に最も激しく発生する。１日で見ると、正午少し前に第１のピークが、18時頃に第２のピークがある。伝搬距離1000~2000Km の範囲に起きやすく、この範囲にほぼ限定されるといえる。発生頻度は周波数の４乗に反比例する。また、伝搬波の電力は、アンテナ入力端における所望波電力対伝搬波電力（または、混信波電力）の比として定義される入力DUR で評価すると、一般にその値は20dB以上であり、まれに伝搬波の電力が所望波電力を上回り、テレビ番組が入れ換わることもあると言われる。E_s伝搬波の到来方向について見てみると、E_s層の高さが地上110Km でそれが伝搬路の中点にあり、伝搬距離が1000~2000Km とすると、到来仰角10~2°、到来方位は大円コースから±10°程度にばらついている。さらに、同じ中緯度地域でもヨーロッパ等に比べ、日本付近の発生頻度が高いということが観測結果から分かっている。

E_s伝搬波のほぼ上限の周波数が、我が国の放送波帯ではＶＨＦテレビのローチャン

ネル(1~3ch) であり、そのチャンネルでは混信を受けやすい。ただし、国内ではE_s伝搬の性質をも考慮した周波数の割り当てが成されており、電波監理上の充分な配慮によって、国内の局相互間に混信を生じることはほとんどない。しかし、外国からの電波についてはこの限りではない。

我が国では、中国、ソ連、朝鮮半島などのＶＨＦ電波がE_s伝搬によって到達するが、これらの国々では電波の形式や帯域の使い方が我が国と異なるため、到来した電波がテレビジョン信号受信に混信すると、画面にビートが出たり、音声に外国語が混じったりして妨害となる。また、E_s伝搬波が中継放送所の受信に混信すると、妨害を受けた電波が再送信されて広範囲の視聴者に被害が及ぶことになる。さらに、E_s混信は、混信波の到来方向、レベル、周波数、電波の形式が一定でなく、突発的に発生するため従来対策が極めて困難であった。

本章においては、中継放送所におけるE_s混信波対策として、H-A アダプティブアレーアンテナを受信アンテナとして用いることを提案する。H-A アダプティブアレーアンテナは所望波と混信波の到来方向の差を利用して、受信パタンのヌル点を混信波の到来方向に自動的に適応させることによって、混信波の到来方向、レベル、周波数、電波の形式によらず、混信波を抑圧することができる。ただし、到来方向として到来方位に着目すると、混信波の到来方位が±10° の範囲にあるため、所望波と混信波の到来方向が一致することがある。このような場合、一般にアダプティブアレーアンテナは所望波と混信波を区別することができないので（所望波と混信波の到来方向が一致していても、両信号の偏波に違いがあるときには、その違いを利用して混信波を抑圧できる可能性が文献[10]で報告されている。E_s混信波の場合は、偏波の情報が利用できないので[3] 、この方法は適用できない。）、混信波を抑圧することができない。したがって、両信号の到来仰角の違いを利用し、受信アンテナの垂直指向性を適応的に制御することによって、混信波を抑圧することが可能である。

5.2 以降においてはアンテナ素子２つを垂直に配置したH-A アダプティブアレーアンテナ[11]を例に取り、E_s混信波の抑圧対策として利用することができることを示す。さらに、E_s混信波の抑圧に対して必要とされるH-A アダプティブアレーアンテナの設計パラメータの決定法について論じる。

アンテナの指向性を制御することによって、E_s混信波を抑圧しようとする同様な研究は、ＮＨＫ（日本放送協会）の研究所においても行われている[12]。また、E_s層発生の予報を目的とした研究が郵政省通信総合研究所において行われている[13]。

５．２　アレーの構成と問題の定式化

５．２．１　アレーの構成

図4.2 に示す素子数Ｎの任意形状アレーについて考察する。アンテナ素子は無指向性で、相互結合がないものとする。アンテナ素子出力を処理するためタップ付遅延線路で構成されたフィルタが用いられる。各アンテナ素子に属するフィルタはＪ個のタップと（J-1)個の遅延線路から成る。遅延線路遅延時間τ_m（m=1、2、・・・、(J-1)N）はすべて等しく、表5.1 に示す値を取るものとする[14]。表5.1 において、Ｄはアレーの開口面の直径で、等間隔配置のリニアアレーの場合ℓを素子間隔とすると、D=ℓ(N-1)である。また、θ_{max}はアレーが動作しなければならない信号到来方向を定義する最大走査角度、ｃは光速である

複素ウエイトw_p（p=1、2、・・・、JN）が各タップの出力において観測される複素入力信号$x_p(t)$に乗ぜられる。それら遅延を受け、重みを付けられた信号すべてが加え合わされアレー出力y(t)を形成する。複素ウエイトw_pは図5.1 に示されるようなH-A ループによって制御されている。

定常ウエイトの導出は4.2 と全く同様に行うことができるので、改めてここでは行わない。ただし、ここでは複素量としてすべての量を扱っているので、4.2 とは次のことが異なる。

定常ウエイトベクトル$\mathbf{W}$は、

$$\mathbf{W} = \left(R_{xx} + \frac{I}{G}\right)^{-1} S^* \qquad (5.1)$$

で与えられる。

ただし、

表5.1　遅延線路遅延時間

遅延時間 / タップ数	τ_m (m=1,2,・・・,(J-1)N)
J = 2	0.775 D $\sin\theta_{max}$/c
J = 3	0.3875 D $\sin\theta_{max}$/c
J ≧ 4	D $\sin\theta_{max}$/c(J-1)

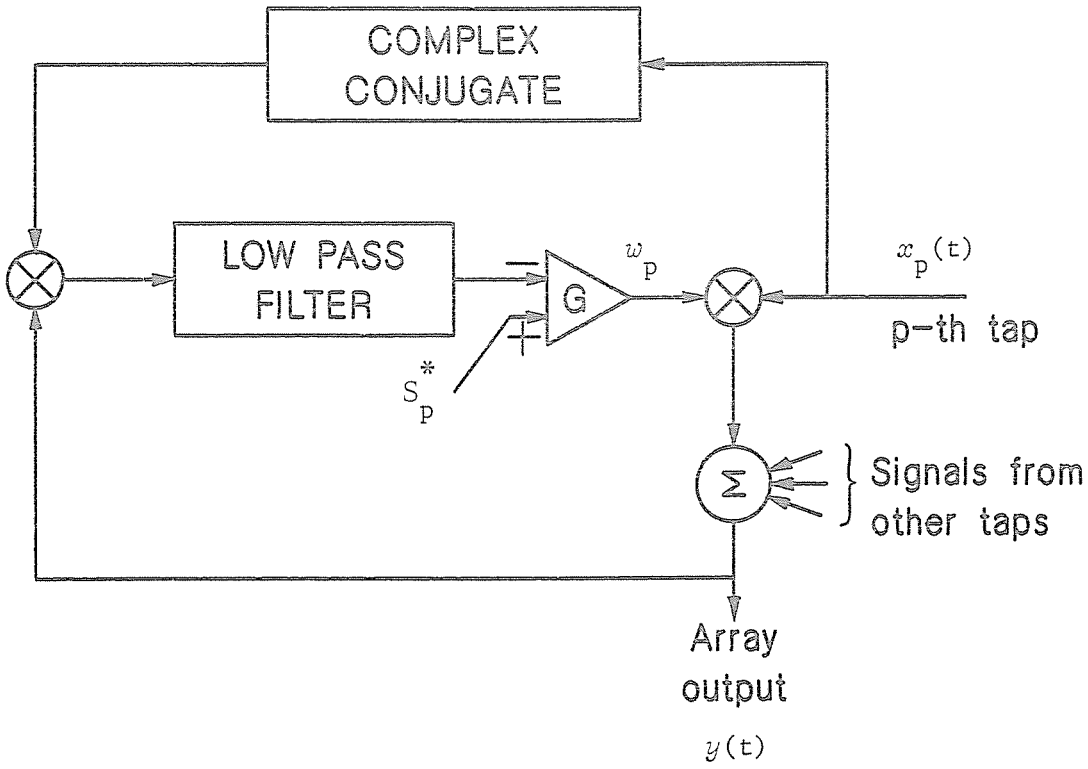


図5.1　複素ウエイト制御用H-A ループ.

$$R_{XX} = E[X^*(t)X^T(t)] \tag{5.2}$$

$$S^* = [s_1^* \; s_2^* \; \cdots \; s_{JN}^*]^T \tag{5.3}$$

である。また、X(t)および$\mathbb{W}$ はそれぞれ式(4.2)、(4.3)で与えられる。Ｉは$JN \times JN$の単位行列、* は複素共役、^{T} は転置、E[・]は期待値を求めることを表す。

ここで、所望波とＫ個の混信波がアレーに入射し、各アンテナ素子に独立に熱雑音が発生していると仮定するならば、X(t)の要素は式(4.7) で表される。

さらに、式(4.12)で与えられる量は、

$$\left.\begin{aligned} \{R_{DD}\}_{pq} &= E[d_p^*(t)d_q(t)] = A_d(Td_{pq}) \\ \{R_{II}\}_{pq} &= \sum_{k=1}^{K} E[i^k{}_p^*(t)i^k{}_q(t)] = \sum_{k=1}^{K} A_i{}^k(Ti^k{}_{pq}) \\ \{R_{NN}\}_{pq} &= E[n_p^*(t)n_q(t)] = \begin{cases} A_n(T_{pq}) & (\text{同一アンテナ素子}) \\ 0 & (\text{異なるアンテナ素子}) \end{cases} \end{aligned}\right\} \tag{5.4}$$

となる。

ステアリング信号は4.3 の結果から、所望信号の周波数と到来方向を用いて決定する。すなわち、

$$S^* = E[X^*(t)d_o(t)] \tag{5.5}$$

となる。

したがって、

$$s_p^* = A_d(Td_{op}) \quad (p=1,2,\cdots,JN) \tag{5.6}$$

である。

さらに、アレー出力における所望波電力対混信波電力比（以下、DUR と略す）、および所望波電力対熱雑音電力比（以下、DNR と略す）は、

$$\text{出力DUR} = \frac{\mathbb{W}^\dagger R_{DD}\mathbb{W}}{\mathbb{W}^\dagger R_{II}\mathbb{W}} \tag{5.7}$$

$$\text{出力DNR} = \frac{\mathbb{W}^\dagger R_{DD}\mathbb{W}}{\mathbb{W}^\dagger R_{TT}\mathbb{W}} \tag{5.8}$$

である。ただし、$^{+}$ は複素共役転置を表す。

５．２．２　問題の定式化

本章では、中継放送所におけるE_s混信波の抑圧について考察する。中継放送所においてはテレビジョン放送の１チャンネル分の中継を行うものとし、ここでは帯域の影響が最も大きい第１チャンネル（中心周波数f_o=93MHz、帯域幅$\Delta f/f_o$=5.45%)について考察する。

考察する混信波は１波とする。以後、混信波の番号を表すｋは省略して記入する。所望波、混信波は同一の周波数特性を持ち、帯域内において平坦なパワースペクトル密度を持つものとする。ただし、実際の所望波のパワースペクトルは図5.2 に示すような形状をしている。同図はVHF 帯第１チャンネル（周波数90～96MHz ）を示している。ここでは定式化を簡単にするため、平坦なパワースペクトルを仮定する。また、熱雑音は90~96MHzに帯域制限されたガウス性雑音とする。このとき、式(5.4) および(5.6) に用いられる自己相関関数は、

$$A_z(T)=P_z e^{-j2\pi f_o T}\ \frac{\sin(\pi\Delta fT)}{\pi\Delta fT} \qquad (z=d,i,n) \qquad (5.9)$$

となる。

所望波は常にブロードサイド方向（仰角0°）から入射し、所望波到来方向誤差[15]、およびステアリング信号ランダム誤差[16]は存在しないものとする。混信波はブロードサイドからθだけずれた方向（仰角θ）から入射するものとする。

アレー構成は垂直に配置された２素子アレーとする。これは、１波の混信波を抑圧するには２素子で充分であるからである。複数の混信波に対しては、アンテナ素子数を増加すればよい。アンテナ素子の間隔はℓである。したがって、表5.1 におけるＤはℓで置き換えることができる。

以上の仮定のもとに数値計算を行い、H-A アダプティブアレーアンテナのE_s層伝搬混信波抑圧特性について考察する。

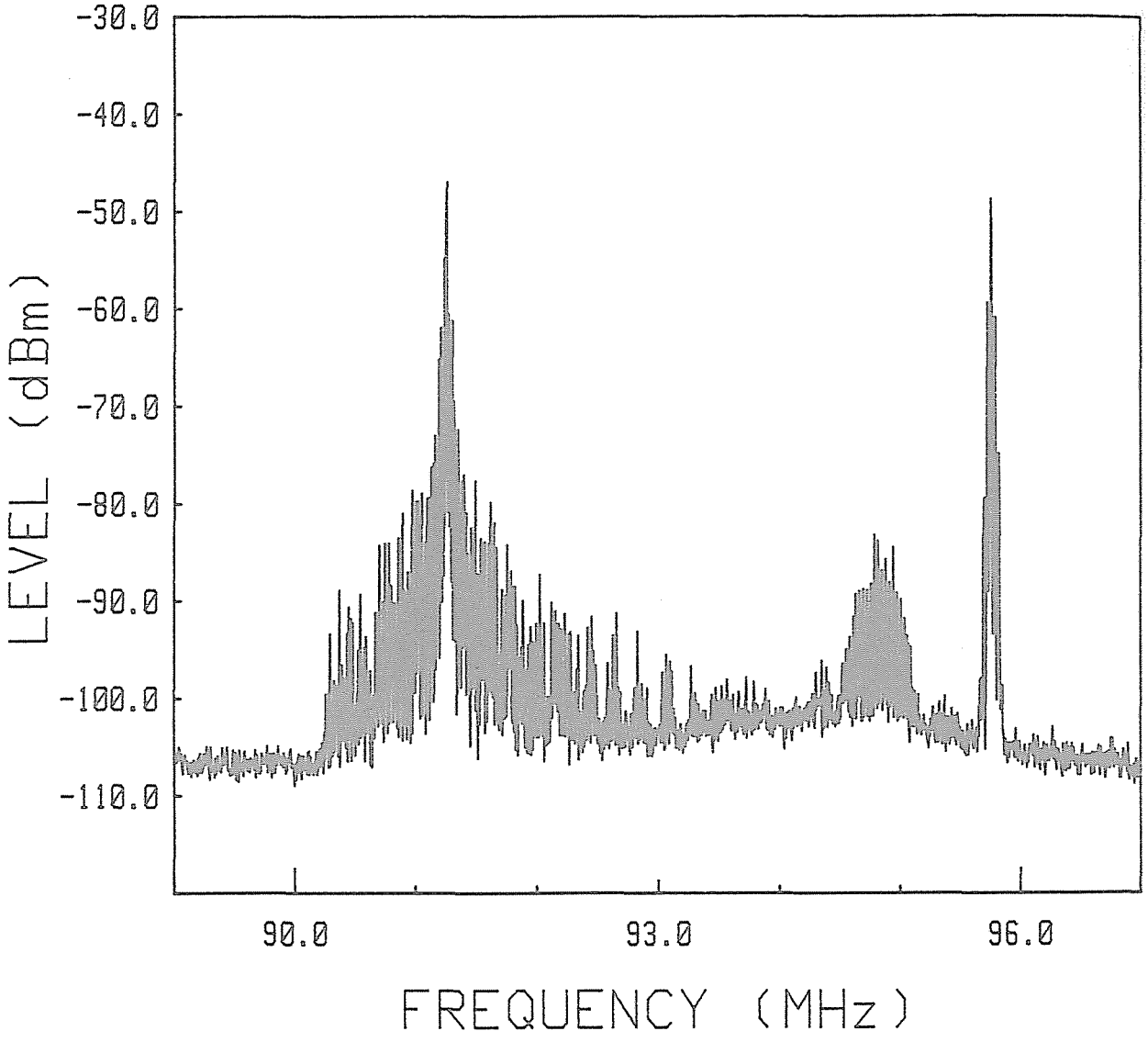


図5.2　所望波のスペクトル（ＶＨＦ第一チャネル）．

５．３　混信波の抑圧とアレーの設計パラメータ

５．３．１　混信波が存在しないときのアレー特性

アダプティブアレーアンテナを通信系に用いるとき、混信波を抑圧することはもちろん、所望波の波形に大きな歪を与えないことも重要である。このことは、テレビジョン信号のように精細な情報を伝送するときには特に重要である。

本章においては、ステアリング信号を式(5.6) のように所望波の周波数特性および到来方向を用いて決定している。このようにステアリング信号を決定することによって、H-A ループ内で用いられている増幅器の利得が無限大と考えらるときには、アレーは所望波についての自乗平均誤差を最小にするよう動作する。このとき、所望波到来方向へのアレーの周波数特性は理想フィルタのそれとなる。すなわち、所望波がブロードサイド方向から到来し、混信波が存在しないとき、複素ウエイトは、

$$\left.\begin{aligned} &W_1 = W_{J+1} = \text{定数} \\ &W_p = 0 \quad (p \neq 1,\ J+1) \end{aligned}\right\} \tag{5.10}$$

となり、アレー軸上の所望波波形がアレー出力において得られることが数値計算により確かめられた。このことは、ＧやＪに依存しない。

さらに、混信波が存在するときであっても、

$$\left.\begin{aligned} &W_1 + W_{J+1} = \text{定数} \\ &W_p + W_{J+p} \fallingdotseq 0 \quad (p=2,3,\cdots,J) \end{aligned}\right\} \tag{5.11}$$

となり、所望波到来方向に対して理想フィルタの周波数特性を有するということが、数値計算により確かめられる。

５．３．２　混信波が存在するときのアレー特性

ここでは、H-A アダプティブアレーアンテナがE_s層伝搬混信波抑圧に利用すること

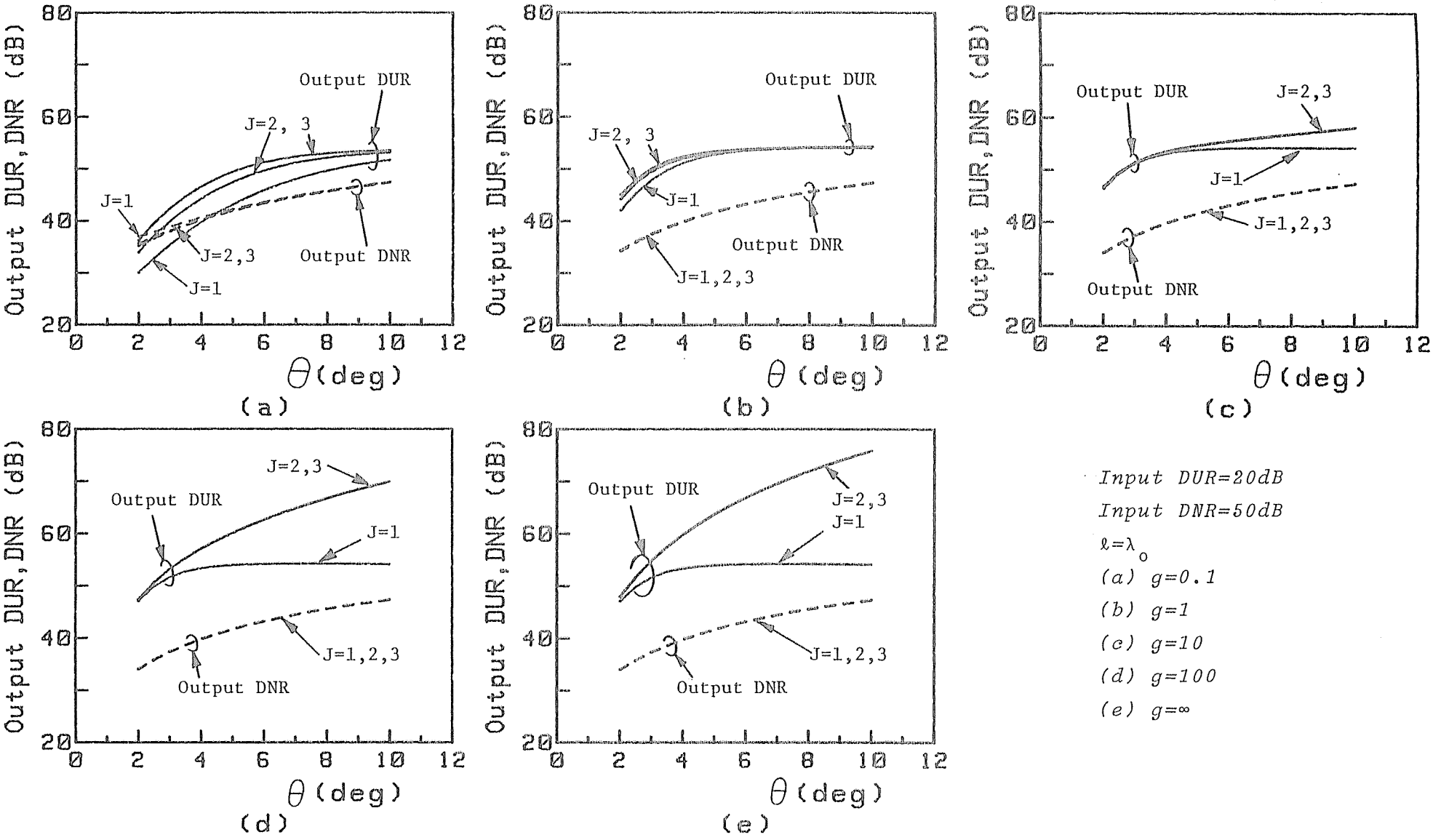
ができる可能性について示す。そして、所要の混信波保護比（出力DUR)を得るためにアレーの設計パラメータをいかに決定すべきかを、さまざまに変えた信号環境により得られる数値計算結果から検討する。検討するH-A アダプティブアレーアンテナの設計パラメータはタップ数Ｊ、式(4.16)で定義されている増幅器利得ｇ、素子間隔ℓである。

図5.3 ~ 5.5 に出力DUR、DNR対混信波到来方向θの関係を求めて示した。ただし、すべての図で入力DNR=50dB、増幅器利得ｇは(a)0.1、(b)1、(c)10、(d)100、(e)無限大、図5.3 は入力DUR=20dB、ℓ=λ₀、図5.4 は入力DUR=40dB、ℓ=λ₀、図5.5 は入力DUR=20dB、ℓ=2λ₀ である。

まず、図5.3 において、出力DUR について検討すると、ｇが0.1 と小さい場合には、タップ数Ｊが多いほど出力DUR が良い。特に、Ｊが１から２に増えたときの方が、Ｊが２から３に増えたときより出力DUR の改善される度合いは大きい。さらに、このことはθが大きいときより小さいときに顕著である。ｇが0.1 と小さいときには、近似的に熱雑音が増加したように見え、H-A アダプティブアレーアンテナの混信波抑圧能力が低下する。したがって、ｇが0.1 等のように小さい場合には、タップ数を多くすることによって、H-A アダプティブアレーアンテナの混信波抑圧能力が向上し、混信波をより多く抑圧することができる。

また、ｇが10以上の場合については、Ｊが２と３の出力DUR がほとんど一致している。ところが、Ｊが１のとき得られる出力DUR は他の２つの場合程良い値を得ることができない。特に、θが大きくなるほど、すなわち、所望波と混信波の到来方向が離れるに従って、Ｊが１で得られる出力DUR とＪが２または３で得られる出力DUR の差は大きくなっている。θが大きくなると混信波に対してヌルを向けるのが容易で、妨害を抑圧しやすくなり、一般には出力DUR は良くなる。しかし、θが大きくなるほど帯域の影響が重大になり、Ｊが１では混信波の帯域内に１つのヌルしか形成できないので、複数のヌルを用いて混信波を抑圧することができるＪが２または３の場合ほど出力DUR は良くならない。

図5.4 は入力DUR が40dBのときである。すなわち、混信波電力が小さいときである。同図から、出力DUR はθが大きくなるほど良くなる。また、ｇが0.1 あるいは１



Input DUR=20dB

Input DNR=50dB

$\ell=\lambda_0$

(a) g=0.1

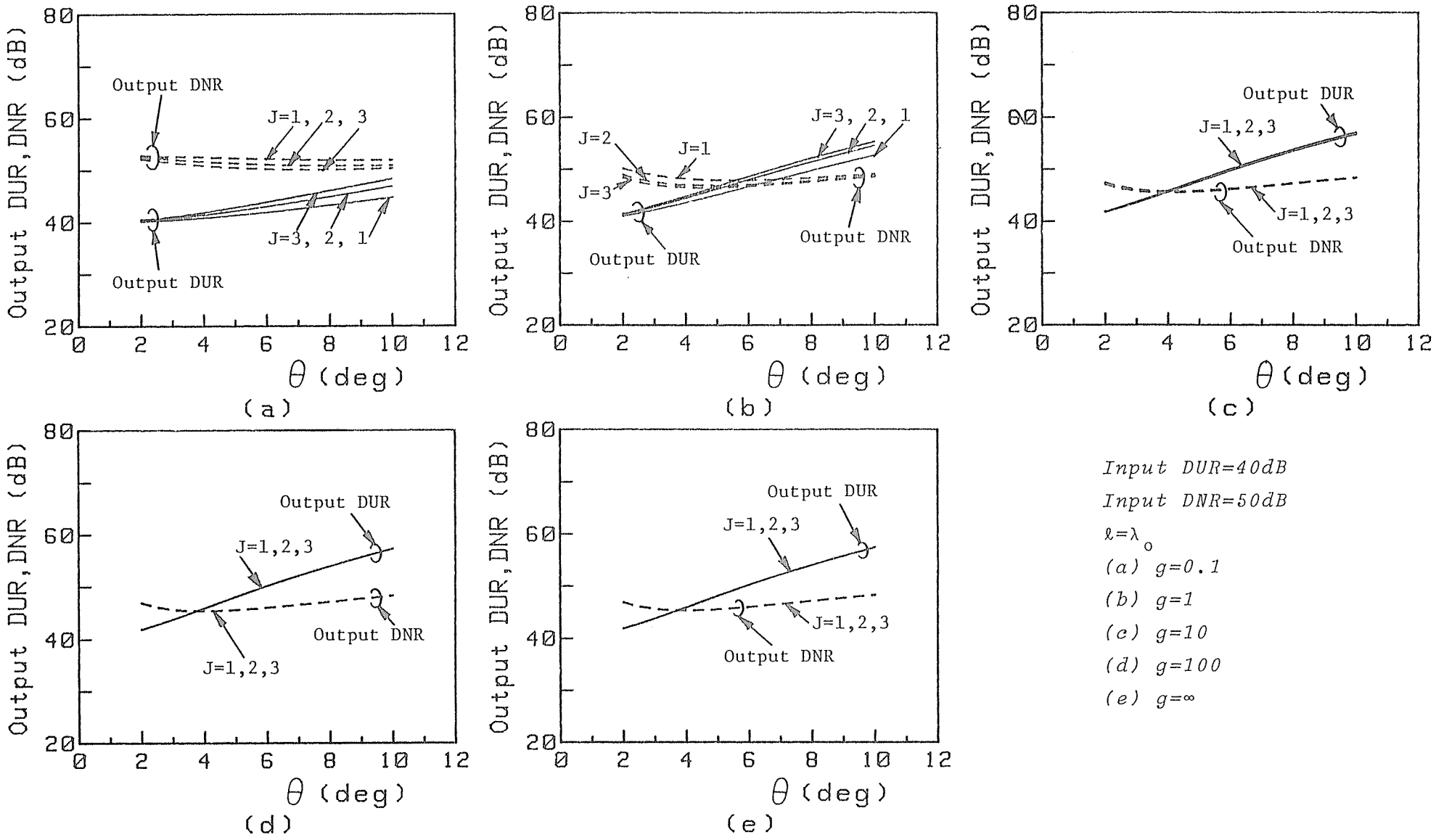
(b) g=1

(c) g=10

(d) g=100

(e) g=∞

図5.3　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対θ　(1)．



Input DUR=40dB

Input DNR=50dB

$\ell=\lambda_0$

(a) g=0.1

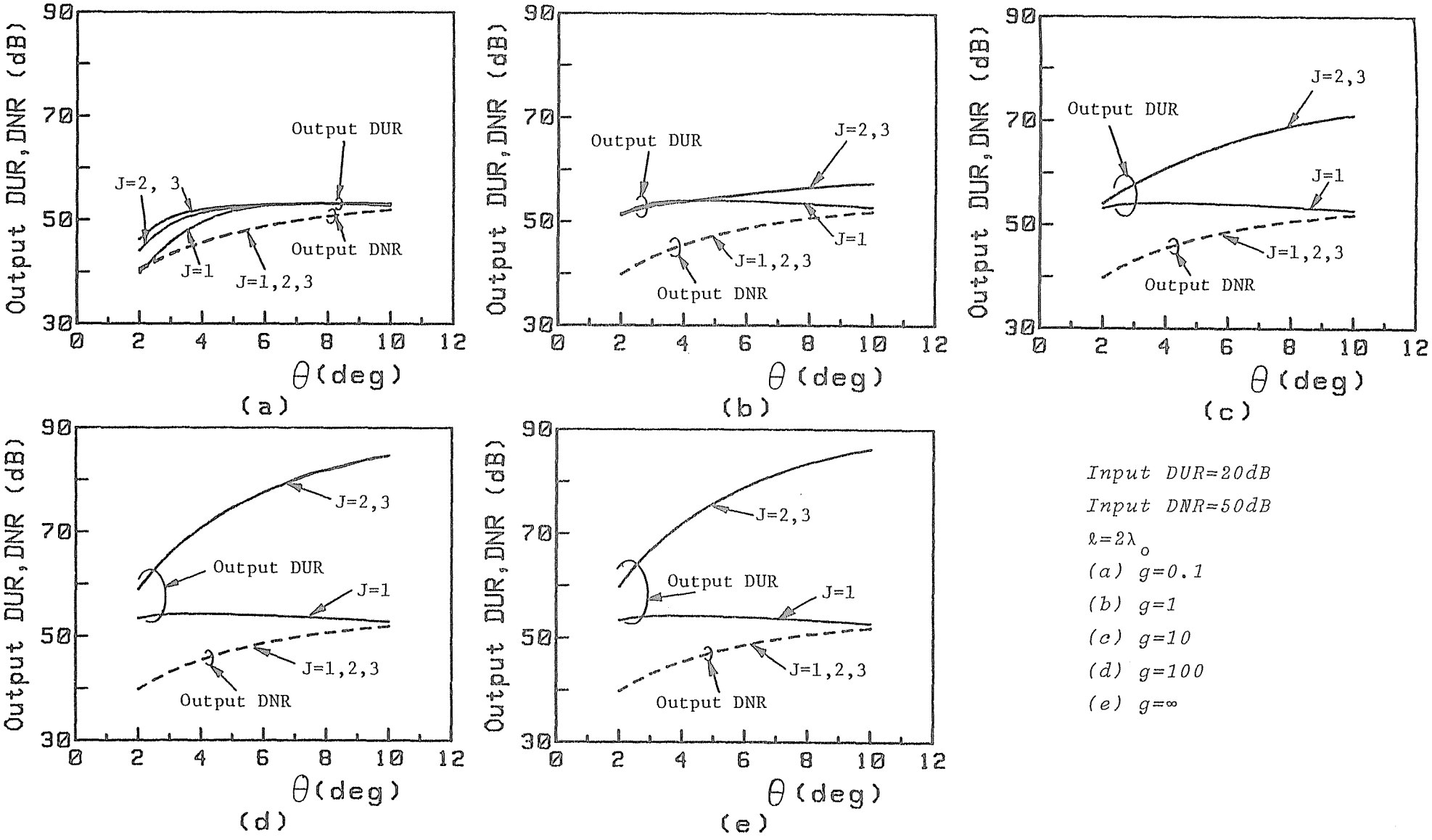
(b) g=1

(c) g=10

(d) g=100

(e) g=∞

図5.4　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対 *θ*　(2)．



Input DUR=20dB

Input DNR=50dB

$\ell = 2\lambda_o$

(a) g=0.1

(b) g=1

(c) g=10

(d) g=100

(e) g=∞

図5.5　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対θ　(3)．

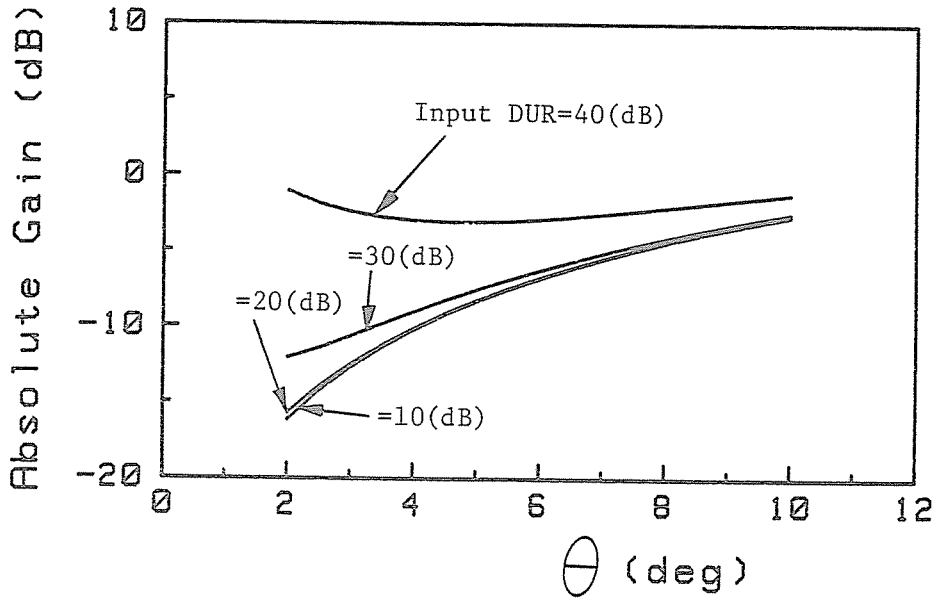
のときに、Ｊが多いほど出力DUR は改善されるが、図5.3 の場合と対称的にθが大きい部分での改善の度合いが顕著である。これは、入力DUR が40dBと混信波電力が所望波電力に比べてかなり小さいので、θが小さいときには混信波到来方向に対してヌルを形成し混信波を抑圧するよりも、むしろ所望波到来方向に主ビームを向けることによって出力DUR を改善しようとするためである。ところが、θが大きくなると混信波に対して受信パタンヌルが形成され、混信波を抑圧するので出力DUR は良くなる。

ｇが小さいときには、Ｊが多いほど混信波抑圧能力があるため、Ｊが多いほど出力DUR は良くなる。また、ｇが10以上になるとＪに無関係にほぼ同一の出力DUR が得られる。これは、混信波電力が小さいので、混信波抑圧についてはＪが１で充分であるということを示している。

図5.5 は素子間隔を２波長にしたとき、すなわちℓ=2λ。のときの特性である。図5.3 の場合に比べて出力DUR が考察しているθの範囲で改善されていることが分かる。これは、素子間隔を広げることによりH-A アダプティブアレーアンテナの信号分解能が向上したためである。また、Ｊが１のとき、θが大きくなるほど出力DUR は劣化する。これは、混信波の帯域幅が無視できなくなり、Ｊが１の狭帯域系では混信波を充分抑圧しきれないため出力DUR が劣化したと考えられる。しかし、Ｊが２および３の広帯域系の場合には周波数帯域内に複数のヌルを形成できるので、出力DUR の劣化は生じていない。

次に、出力DNR について検討する。図5.3 から、θが大きくなるほど出力DNR は良くなる。これは、θが小さく所望波と混信波の到来方向が近いと、混信波到来方向にヌルを形成することによって、所望波到来方向でのアンテナ利得が減少するためである。また、出力DNR はＪの数にほとんど依存しない。以上のことは、図5.5 についても同様である。図5.4 については、出力DNR がθによらずほぼ一定である。

図5.6 は、所望波到来方向の中心周波数(f=93MHz) に対するアンテナの絶対利得を求めて示したものである。ただし、各素子アンテナは等方性で0dBiの利得を持ち、J=2、g=1、ℓ=λ。、f=93MHz、入力DUR=50dBである。同図から、入力DUR が40dBの場合、θ=2° で他の場合ほど絶対利得が低下しないことが分かる。これは、混信波到来方向に正確にパタンヌルを形成して混信波を抑圧するよりもむしろ、所望波方向にビーム



J=2, ℓ=λ₀, g=1, Input DNR=50dB, Frequency=93MHz.

図5.6　所望波到来方向に対するアレーの絶対利得.

を形成し所望波を強めて出力特性を改善しようと動作するためである。

以上のことをまとめると、出力DUR はθが大きいほど良くなるが、Jが1の狭帯域系ではθがある程度大きくなると、混信波の帯域幅が無視できなくなり出力DUR は劣化する。このことは、素子間隔を広くした場合にも生じる。また、gが0.1 のように小さい場合には、タップ数が多くなるほど出力DUR は良くなる。gが10以上の場合、入力DUR が20dBならばJが2と3は同一の出力DUR を与え、Jが1のときよりはるかに良い特性である。しかし、入力DUR が40dBと大きいならば、出力DUR はJにほとんど依存しない。また、図5.3 ~ 5.5 から、gが大きいほど出力DUR は良いということが分かった。出力DUR については、入力DUR が20dBのときにはθが大きくなるほど良くなり、入力DUR が40dBのときにはほぼ一定であるということが明らかになった。

ここで、gおよびJの選択が可能となる。パラメータの選択においては最高の出力DUR あるいは出力DNR を得ることができるgおよびJの値を選択する必要は全くなく、出力で要求される条件を満足するgおよびJの値で充分である。テレビジョン信号の受信では、アンテナ出力端での混信保護比（すなわち、出力DUR の下限）が約50

dBである。この場合、θを5 ~ 10° とすると、図5.3 においてはJ=1、g=1以上で条件を満足するということが理解される。

一般に、Jが多くなれば必要とされるハードウエアの量が増加するので、回路の設計が複雑になり、コスト高になる。したがって、Jはなるべく少なくすべきである。同様に、図5.4 においては、どのようなgおよびJでも条件を満足することができない。図5.5 においては、すべてのgおよびJで条件を満足することが可能であるということが分かる。したがって、入力DUR 、素子間隔が出力DUR、DNR特性に影響を与えるということが分かる。次に、そのことについて検討を行う。

まず初めに、入力DUR と出力DUR、DNRの関係について検討する。E_s混信波の電界強度は時間的に非常に激しく変動する。したがって、さまざまな入力DUR の値に対して出力DUR、DNRがどのような値をとるのかを検討することは重要である。また、アレーパラメータは考えられる入力DUR のダイナミックレンジ全体にわたって、所望の混信保護比を得ることができるよう決定されなければならない。

図5.7 ～5.9 に出力DUR、DNR対入力DUR の関係を求めて示した。ただし、入力DNR=50dB、図5.7 はθ=5°、$\ell=\lambda_0$、図5.8 はθ=5°、$\ell=2\lambda_0$ 、図5.9 はθ=10°、$\ell=\lambda_0$ である。一般の通信系においては、入力DUR が増加するならばそれと共に出力DUR も増加する。しかし、図5.7 ～5.9 から分かるようにアダプティブアレーアンテナではその限りではない。

図5.7 から、Jが１の場合入力DUR が小さい値に対しては出力DUR が入力DUR に比例して良くなっているが、ある値以上の入力DUR に対しては特徴のある特性を与えることが分かる。また、Jが２および３のときには、入力DUR が小さい範囲ではほぼ同一の出力DUR を与える。しかし、入力DUR が大きくなると出力DUR は、gが0.1 の場合にはJが多いほど良く、gが10以上の場合にはJの値によらず完全に一致している。入力DUR が10dB前後においては、J=1 で得られる出力DUR がJ=2、3のとき得られる出力DUR より悪く、そのことはgが大きくなるほど顕著な違いとなってくる。これは、J=1 がQHのみから成る狭帯域系であって、混信波の帯域内に１つのヌルしか形成できないのに対して、J=2、3では複数のヌルを形成して広帯域な混信波を抑圧することができるためである。

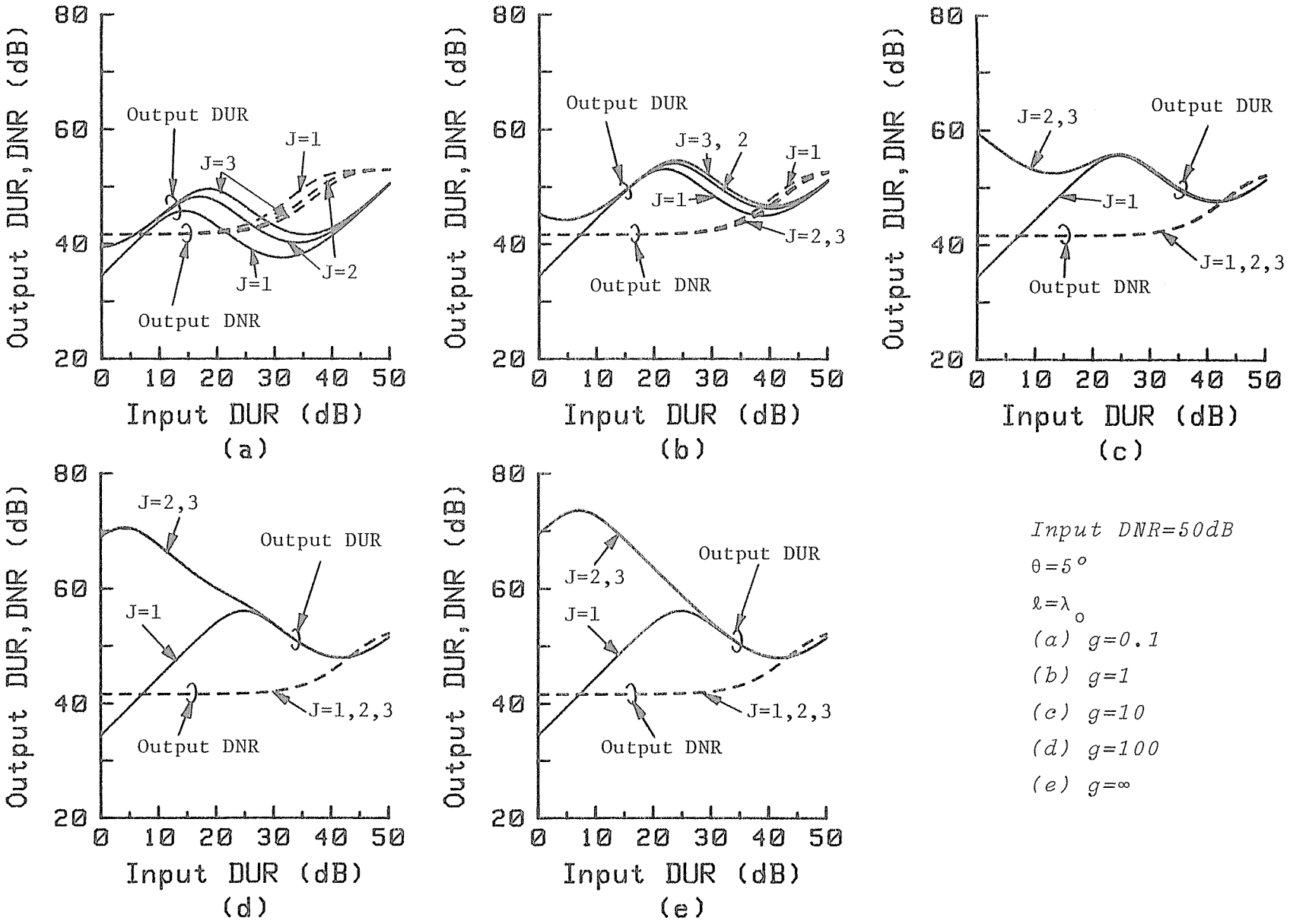


図5.7　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対入力ＤＵＲ　(1)．

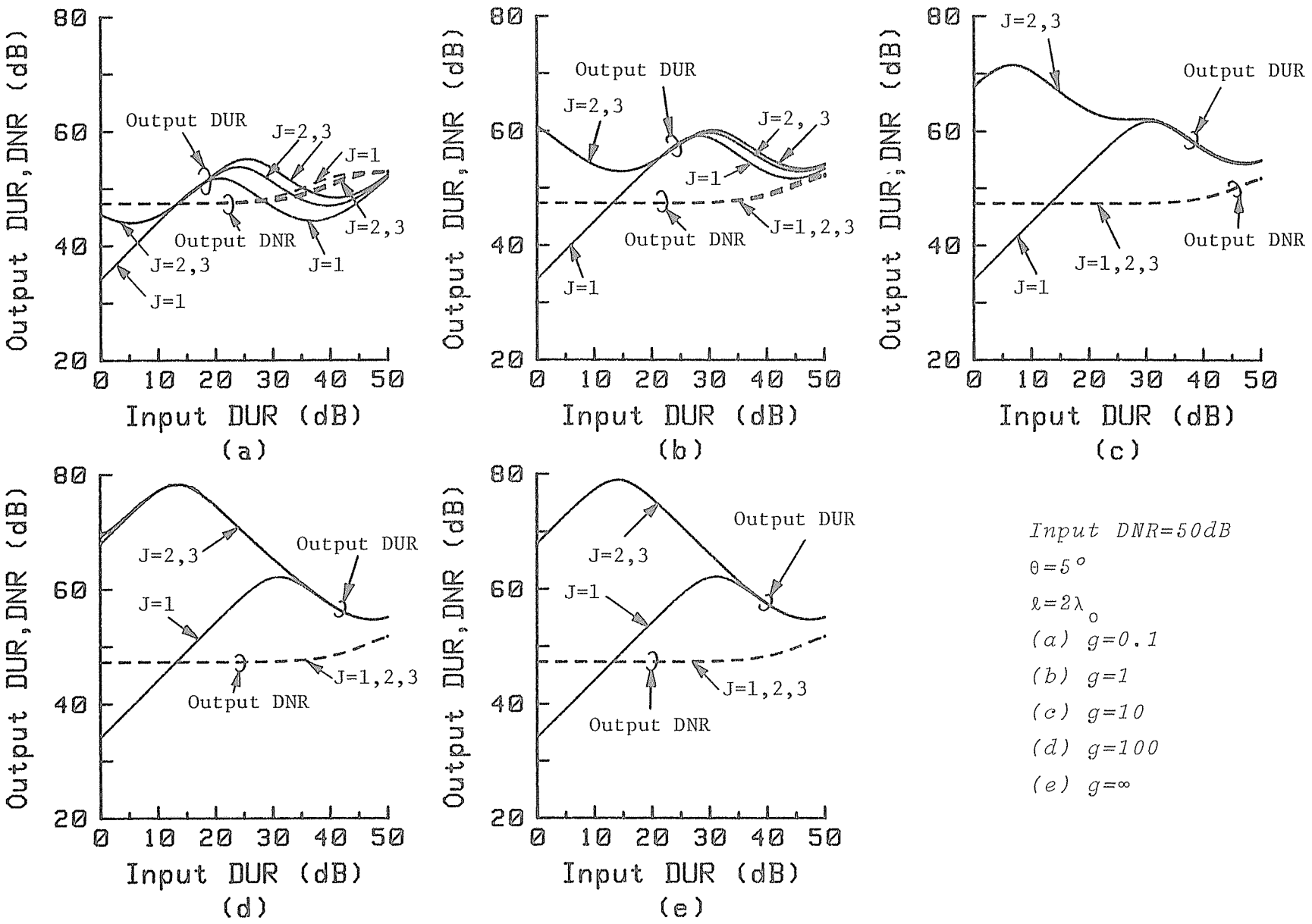


図5.8　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対入力ＤＵＲ　(2)．

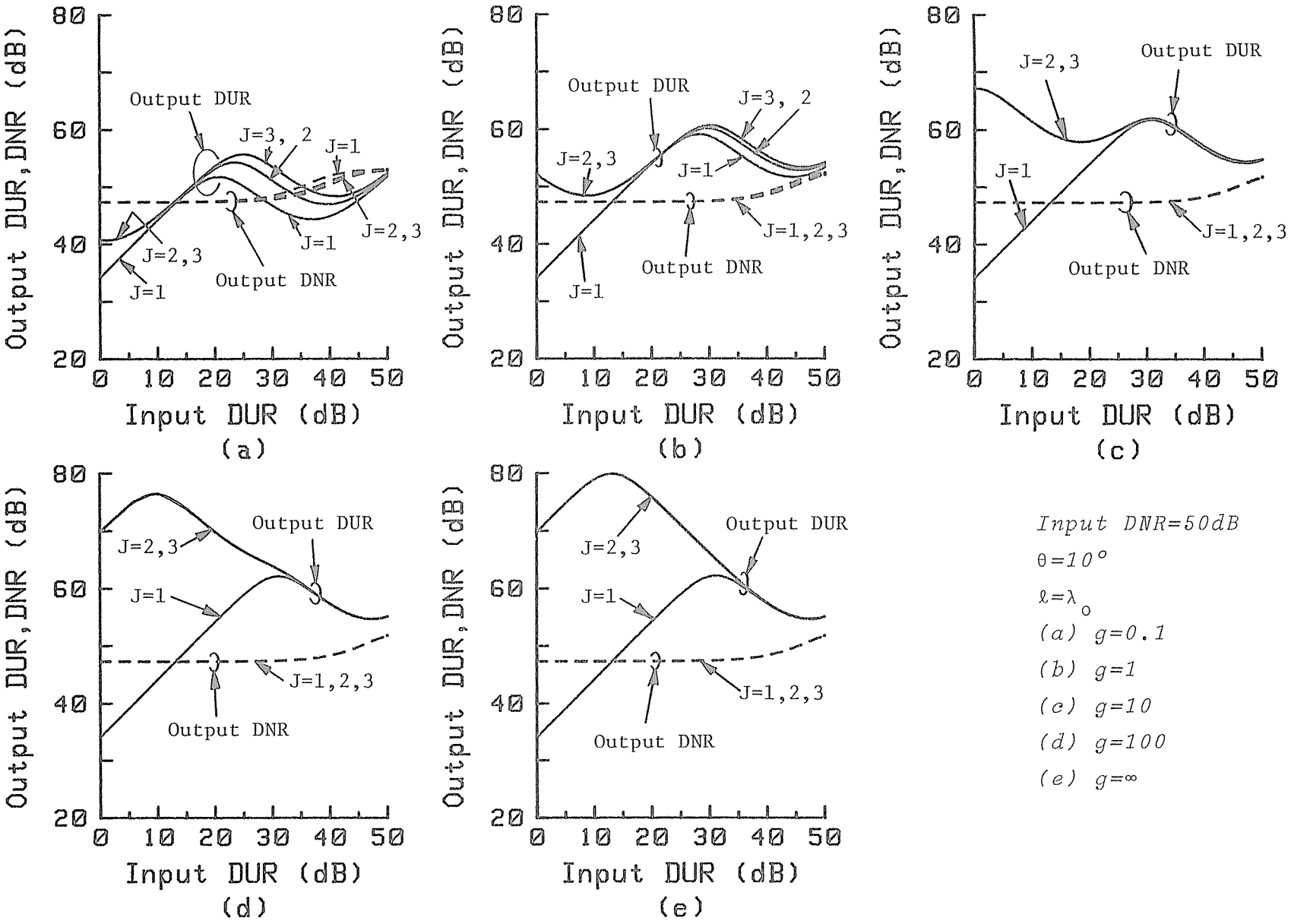


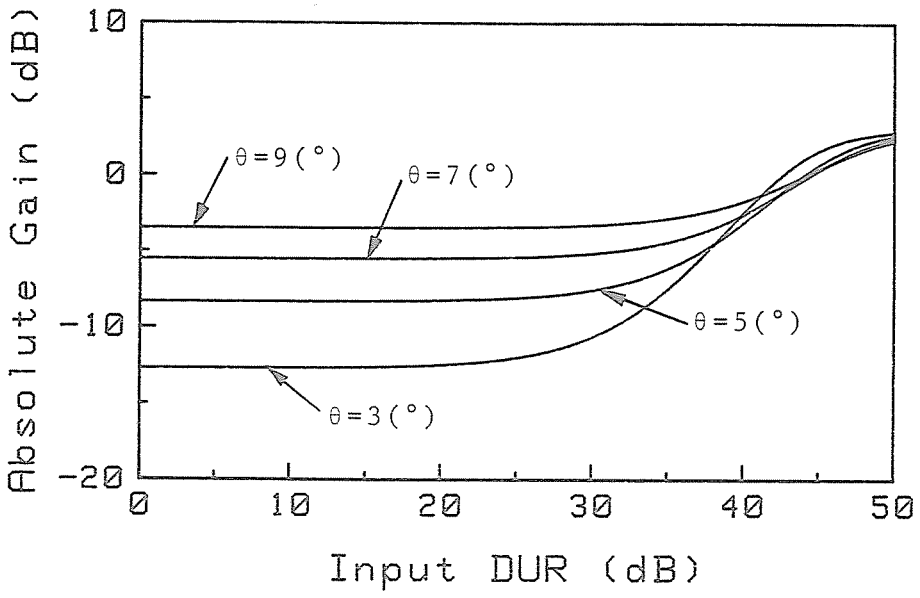
図5.9　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対入力ＤＵＲ　(3)．

図5.7 から、ｇが大きいほど出力DUR は大きい値を与えることが分かる。これは、ｇによってH-A アダプティブアレーアンテナの混信波に対する抑圧能力が変化するためである。ここで、混信保護比50dBという条件のもとで図5.7 に示された特性を検討する。g=0.1 のとき、すべてのＪ、あらゆる入力DUR にわたって条件を満足することができない。しかし、ｇを大きくするに従って、条件を満足する入力DUR のダイナミックレンジの範囲は広がる。しかし、図5.7(c)~(e)のようにｇをいくら大きくしても、入力DUR がおよそ35 ~ 48dB の値をとるときには出力DUR が50dB以下になっている。そして、入力DUR が40dB前後において出力DUR が極小値をとる。この範囲においてはタップ数によらず出力DUR が同一になるため、Ｊを増加することによって出力DUR を改善することができない。

入力DUR が40dB前後の混信波を抑圧できないのは、熱雑音の存在によるものである。図5.7 では入力DNR が50dBなので、入力DUR が40dBであるならば熱雑音電力と混信波電力の差が10倍程度と小さく、入力DUR が小さいときほど混信波電力が雑音電力に比べて大きくない。さらに、これらの電力は所望波電力よりかなり小さいので、熱雑音中に混信波が埋れたような状態になりH-A アダプティブアレーアンテナでは混信波を充分抑圧していない。したがって、出力DUR が低下する。このことは、ｇが小さくなると等価的に熱雑音が増加したように見え、混信波抑圧能力が低下することにも対応している。一方、出力DNR については入力DUR が大きくなるほど良くなり、ｇが0.1 のときを除きＪにほとんど無関係である。以上の結論は図5.8 および5.9 においても同様に成立している。

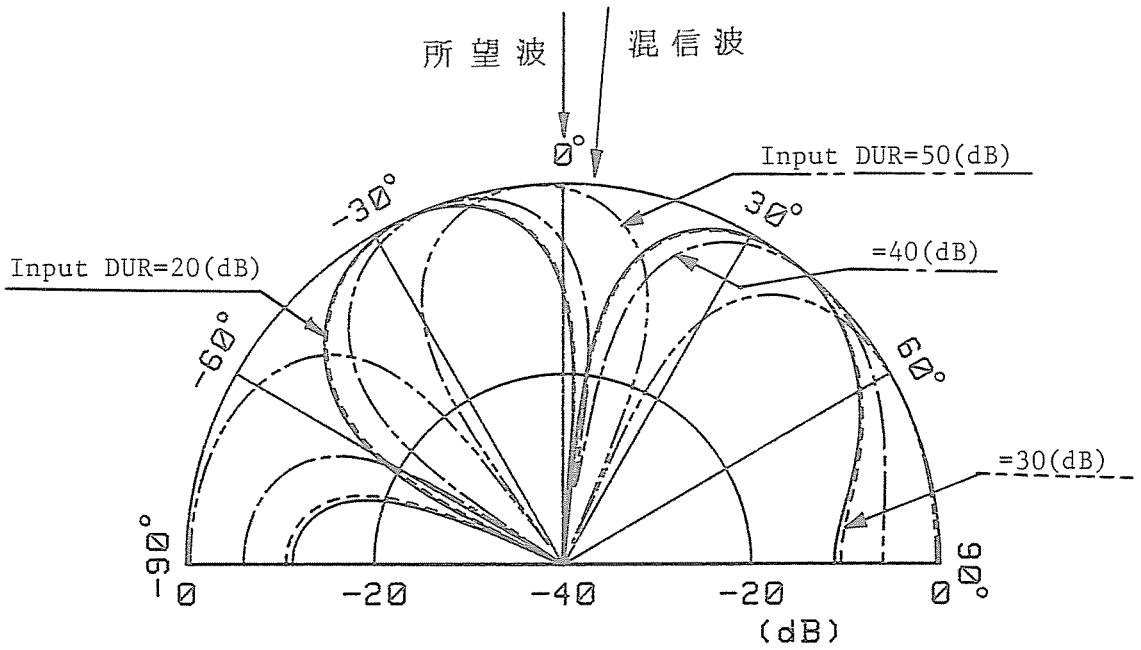
図5.10および5.11に示したのが、所望波到来方向に対するアンテナの絶対利得とアレーパタンである。いずれも、J=2、g=1、$\ell=\lambda_0$、f=93MHz 、入力DNR=50dBである。図5.11から、入力DUR が20および30dBのときには、混信波到来方向にパタンヌルが形成されるということが分かる。しかしながら、入力DUR が40および50dBになるとパタンヌルが混信波到来方向からアレー軸方向にずれてしまうため、充分な混信波の抑圧が得られなくなり出力DUR が劣化する。一方、それと同時に、所望波方向に主ビームが向き、図5.10に示されるように、その方向に対する絶対利得が上昇して行く。

さて、入力DUR が40dB程度のときであっても出力DUR を50dB以上にするためには、



J=2, ℓ=λ$_0$, g=1, Input DNR=50dB, Frequency=93MHz.

図5.10　所望波到来方向に対するアレーの絶対利得.



J=2, ℓ=λ$_0$, g=1, θ=5°, Input DNR=50dB, Frequency=93MHz.

図5.11　アレーパタン.

素子間隔を変える方法がある。

図5.8 は、ℓを2λ。にしたときの特性である。図5.8 および図5.7 を比較して分かるように、その傾向はほとんど同じであるが、素子間隔を２倍にしたことによって出力DUR、DNRとも改善され、より広い入力DUR のダイナミックレンジにわたって出力DUR が50dB以上の条件を満足することが可能であることが分かる。そして、入力DUR が40dB前後の値であっても、出力DUR は50dB以上の値である。これは、素子間隔を広くしたことによって、H-A アダプティブアレーアンテナの空間分解能が向上したためである。ただし、J=1 のとき入力DUR が20dB以下であるならば、素子間隔を変えても出力DUR の変化は観測されない。これは、Ｊが１の狭帯域系であり、素子間隔を２倍にしたことによってビーム幅が鋭くなったが、それと同時に混信波の帯域幅の影響が大きくなったので、特性の改善が得られなかったものと考えられる。

図5.8 において、出力DUR が50dB以上という条件を満足するアレーパラメータを決定しようとするなら、ℓ=2λ。、ｇが１以上で、入力DUR のダイナミックレンジが20～50dBならばJ=1 、入力DUR のダイナミックレンジが0~50dBならばJ=2 で充分である。

以上では、θ=5°として特性を求めた。これは、θが5°以上であるならばθ=5°として求めた特性より一般に良くなるためである。比較検討のため、θ=10° として求めた特性を図5.9 に示す。図5.9 の特性は図5.7 の特性より良く、図5.8 の特性とほぼ一致する。すなわち、θが小さい程アレーパラメータの設計に対して厳しい条件となることが明らかになった。

図5.8 ではℓを2λ。としたが、ℓが2λ。より小さくても出力DUR が50dB以上であるという条件を満足しうるはずである。そこで、次に素子間隔について考察する。図5.12に出力DUR、DNR対素子間隔ℓの関係を求めて示した。ただし、θ=5°、入力DUR=40dB、入力DNR=50dBであり、入力DUR は図5.7 において良好な出力DUR が得られなかった入力DUR=40dBの場合を用いた。この図から、素子間隔を広くするほど出力DUR、DNRとも良くなるということが分かる。

同図から、出力DUR が50dB以上という条件を満足するには、J=2(図(b))のとき、g=0.1 ならばℓ≧2.5λ。、g=1 のときにはℓ≧1.4λ。、ｇが10以上であるならば

$\ell \geqq 1.12\lambda_0$でなければならないということが分かる。図5.12に示したのは入力DUR が40dBのときの特性である。入力DUR が小さいときには、さらに小さい素子間隔で条件を満足することができるということを次に示す。

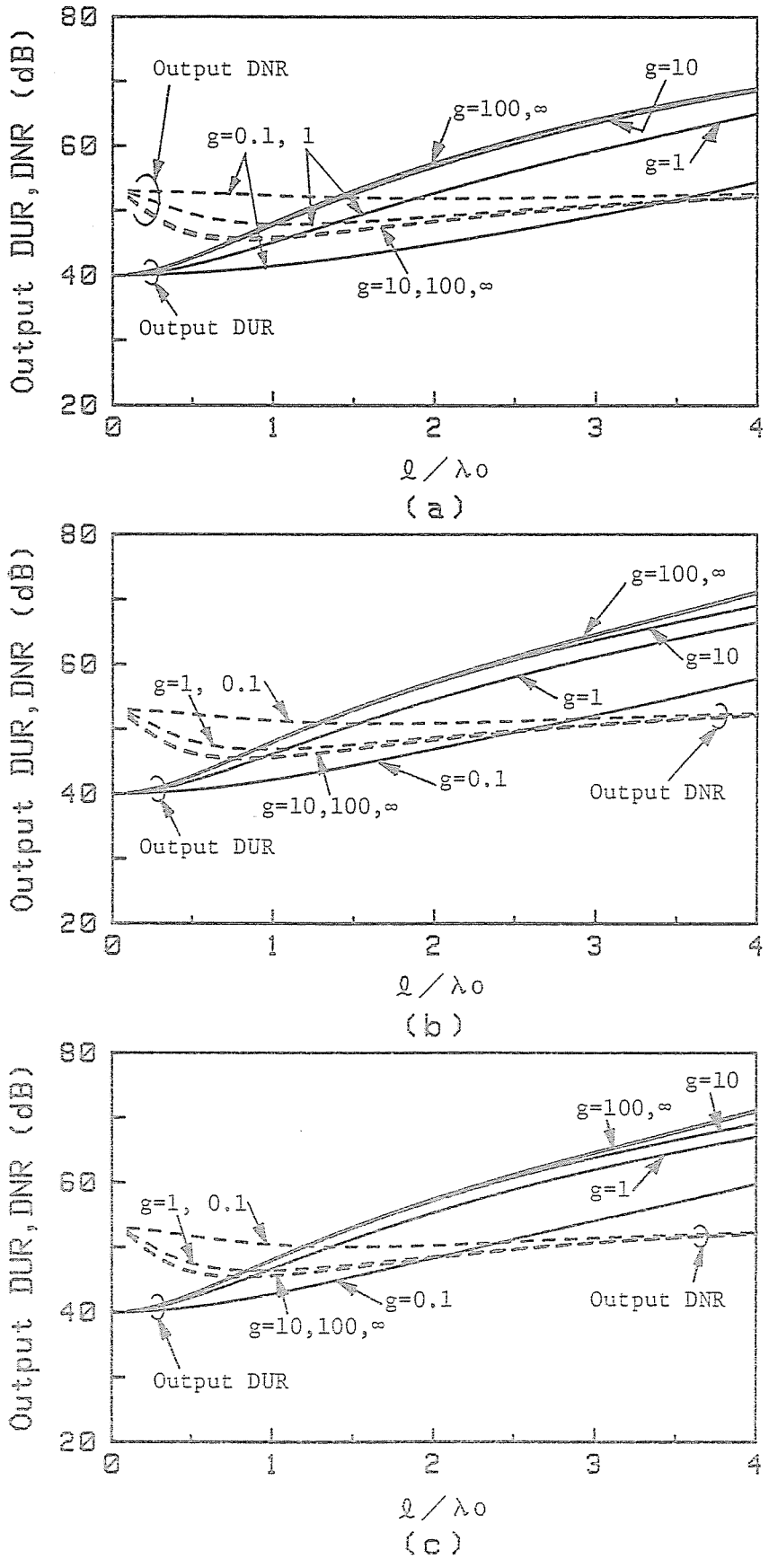
図5.13は入力DUR を20dBとして、図5.12と同様の計算を行って求めた特性である。同図から、図5.12と同様に出力DUR が50dB以上という条件を満足するには、J=2 (図(b)) のとき、g=0.1 ならば$\ell \geqq 1.2\lambda_0$、g=1 ならば$\ell \geqq 0.6\lambda_0$、gが10あるいは100 ならば$\ell \geqq 0.5\lambda_0$、gが無限大ならば$\ell \geqq 0.44\lambda_0$でなければならないということが分かる。J=1、3の場合についても同様にℓの範囲を求めることができる。

図5.15は、所望波および混信波のアレー出力におけるパワースペクトルを示している。ただし、J=2、g=1、θ=5°、入力DUR=40dB、入力DNR=50dBである。同図から、ℓが大きくなるほど混信波のアレー出力におけるパワースペクトルは小さくなり、混信波が抑圧されるのが分かる。したがって、ℓが大きいほど出力DUR は良くなる。

図5.16は、所望波到来方向に対するアレーの絶対利得対ℓの関係である。ただし、J=2、g=1、θ=5°、f=93MHz 、入力DUR=50dBである。同図から、ℓがλ_0以上であると、ℓが大きいほど所望波到来方向に対するアレーの絶対利得は大きくなることが分かる。この理由は、ℓが大きくなるほど所望波の受信特性が向上し、出力DNR が改善されるからである。一般に、素子間隔を広くするほど受信特性が改善されるが、図5.13(a) のように素子間隔を過度に広くすることによって、かえって出力DUR は劣化する。これは、素子間隔をある程度以上広くすると混信波の帯域の影響が重大になり、混信波を充分抑圧できなくなってしまうためである。このことは、θが大きいほどまたは混信波電力が大きいほど顕著である。

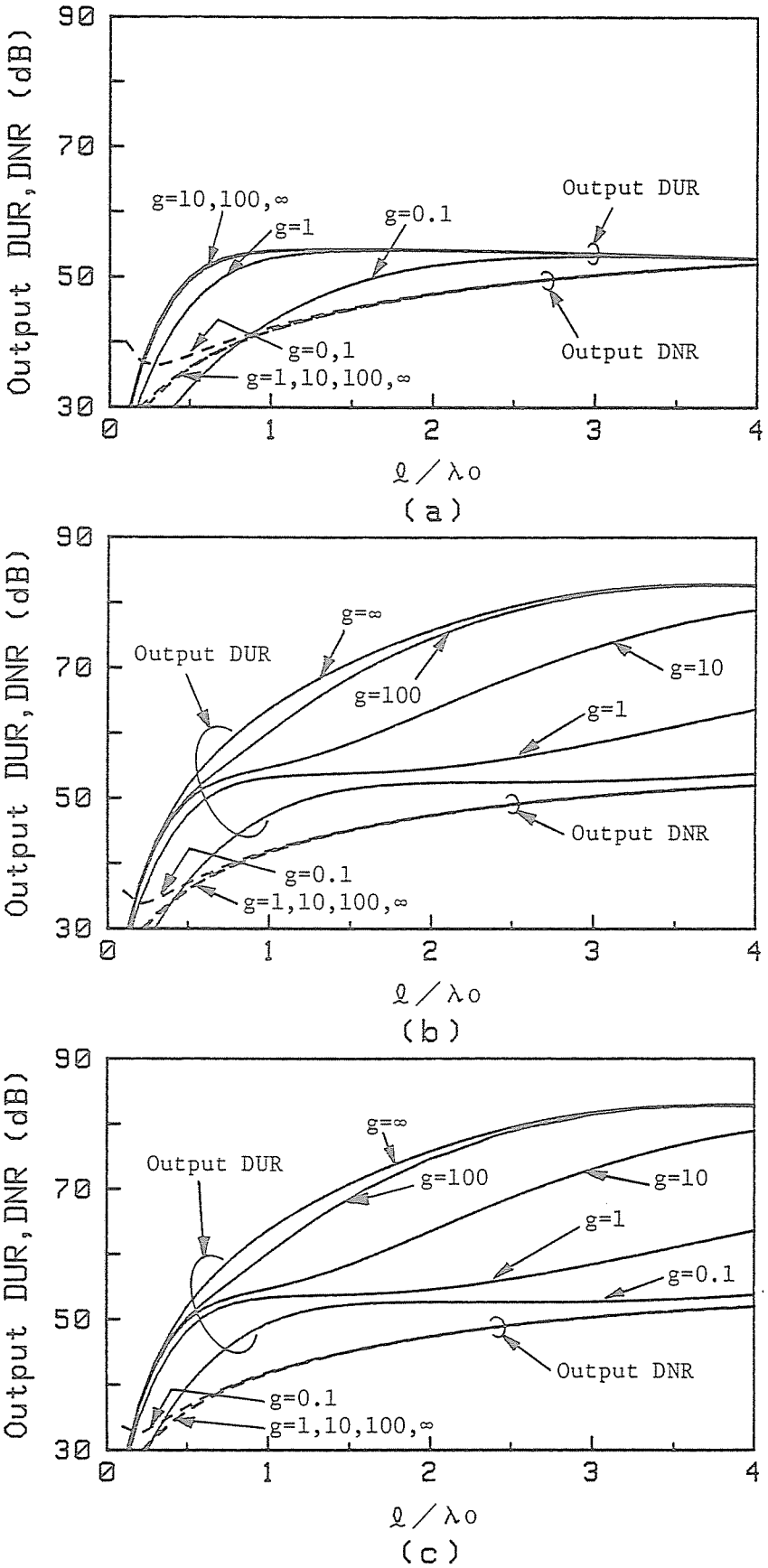
図5.14は、θが10° のときの出力DUR、DNR対ℓの関係を求めて示した図である。ただし、入力DUR=20dB、入力DNR=50dBである。同図から、いずれのJについてもℓの増加に対して出力DUR は一旦は改善されるが、ある程度以上ℓを大きくすると逆に劣化するという結果が得られる。

この特性を、所要の混信保護比を満足するかどうかという点について検討する。J=1 のとき、ℓが$3.12\lambda_0$以上になるとgによらず出力DUR が50dB以下になる。また、J=2、3の場合、g=0.1 のときにℓが$3.4\lambda_0$以上になると出力DUR $\geqq$50dBを満足するこ



$\theta=5^\circ$, *Input DUR=40dB, Input DNR=50dB, (a) J=1, (b) J=2, (c) J=3.*

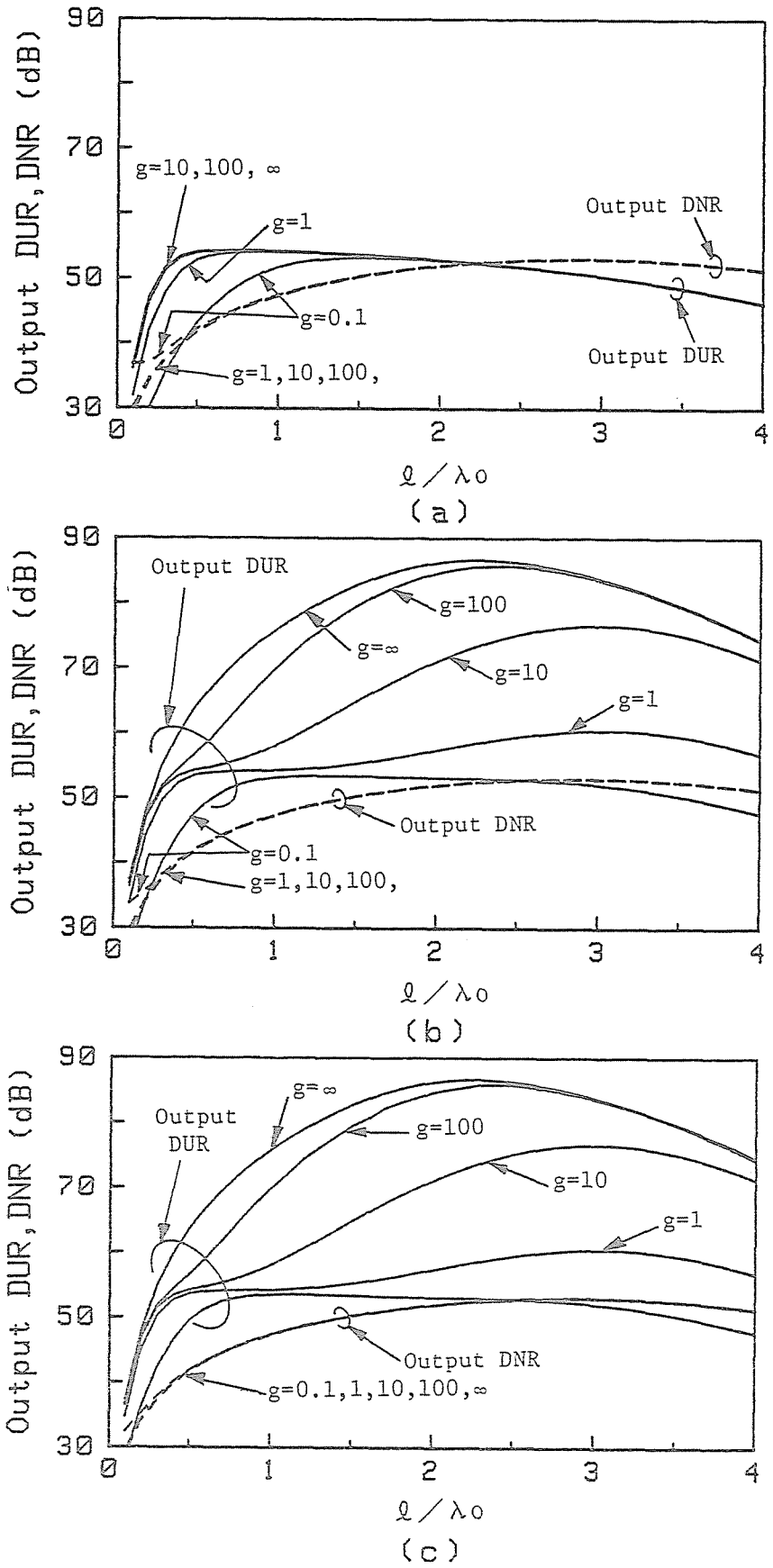
図5.12　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対ℓ　(1)．



θ=5°, Input DUR=20dB, Input DNR=50dB,

(a) J=1, (b) J=2, (c) J=3

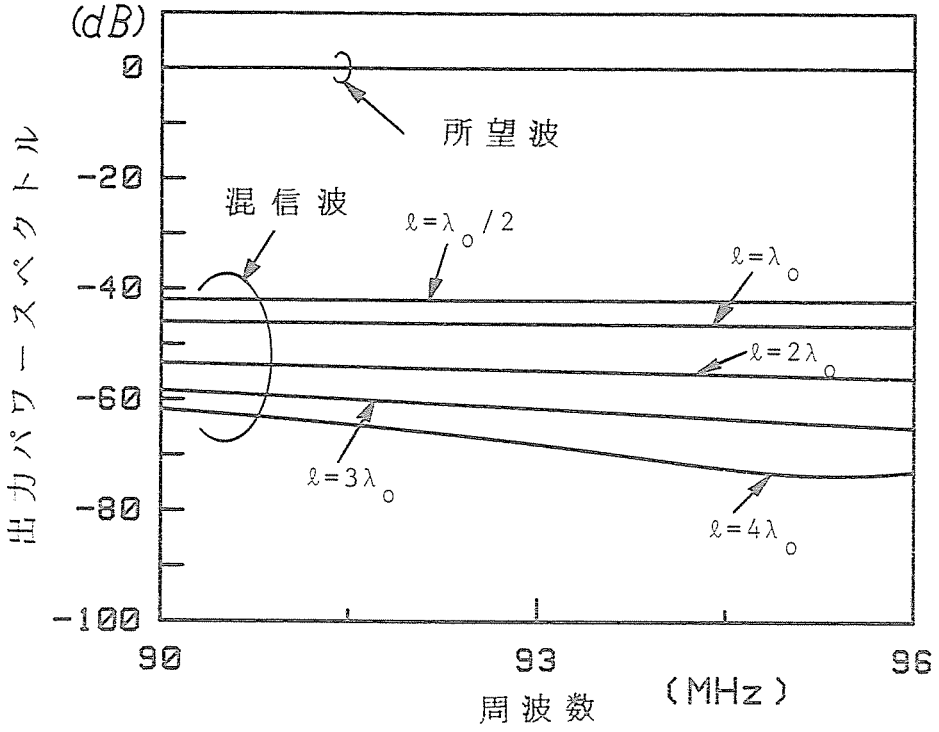
図5.13　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対ℓ　(2)．



θ=10°, Input DUR=20dB, Input DNR=50dB,

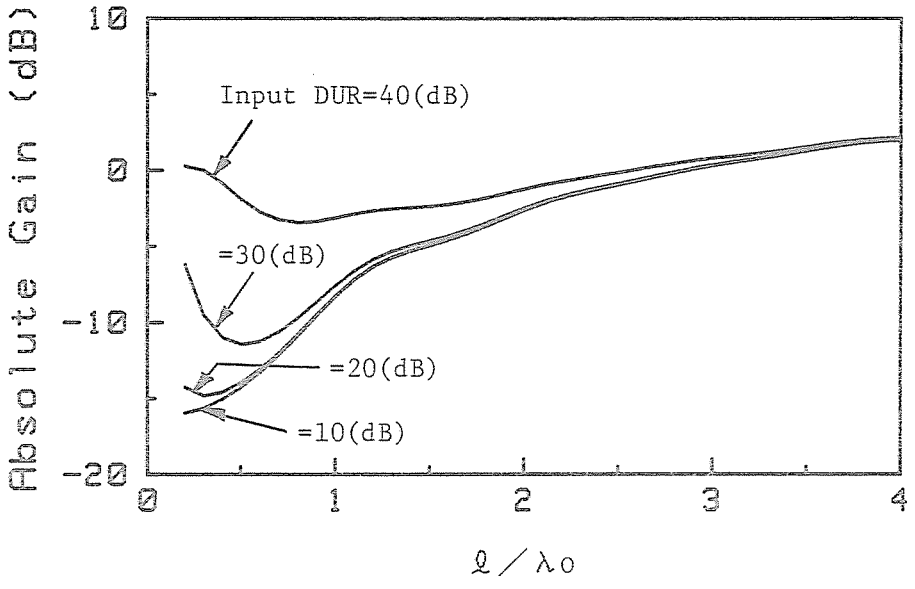
(a) J=1, (b) J=2, (c) J=3.

図5.14　出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対ℓ　(3)．



J=2, g=1, θ=5°, Input DUR=40dB, Input DNR=50dB.

図5.15　出力パワースペクトル.



J=2, g=1, θ=5°, Input DNR=50dB, Frequency=93MHz.

図5.16　所望波到来方向に対するアレーの絶対利得.

とができなくなる。gが1以上の場合についても出力DUR の劣化は生じているが、ℓが4λ。では出力DUR が50dB以上になっている。

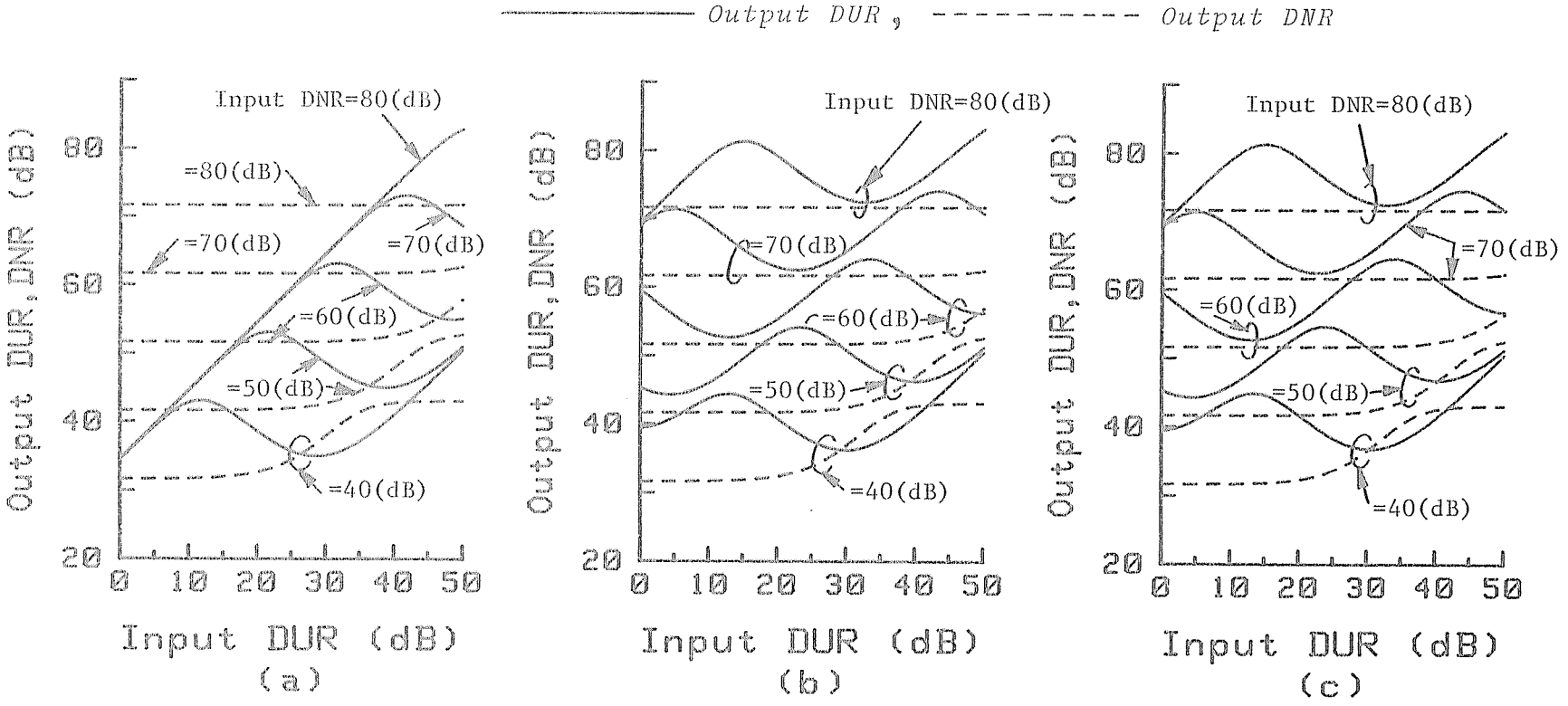
したがって、以上のことから素子間隔を決定する際には、混信波の帯域幅の影響をも考慮に入れて素子間隔を決定すべきであるということが明らかになった。

5．3．3　熱雑音電力が混信波抑圧特性に及ぼす影響

5.3.1 および5.3.2 においては、熱雑音電力すなわち入力DNR を50dBとして計算を行った。入力DNR が50dBというのは、テレビジョン放送中継所における標準的な値なので、この値を用いて特性を求めることはアレーパラメータを設計する際に大変有用である。ここでは、熱雑音電力が変化したとき、どのような影響を混信波抑圧特性に及ぼすかを考察する。

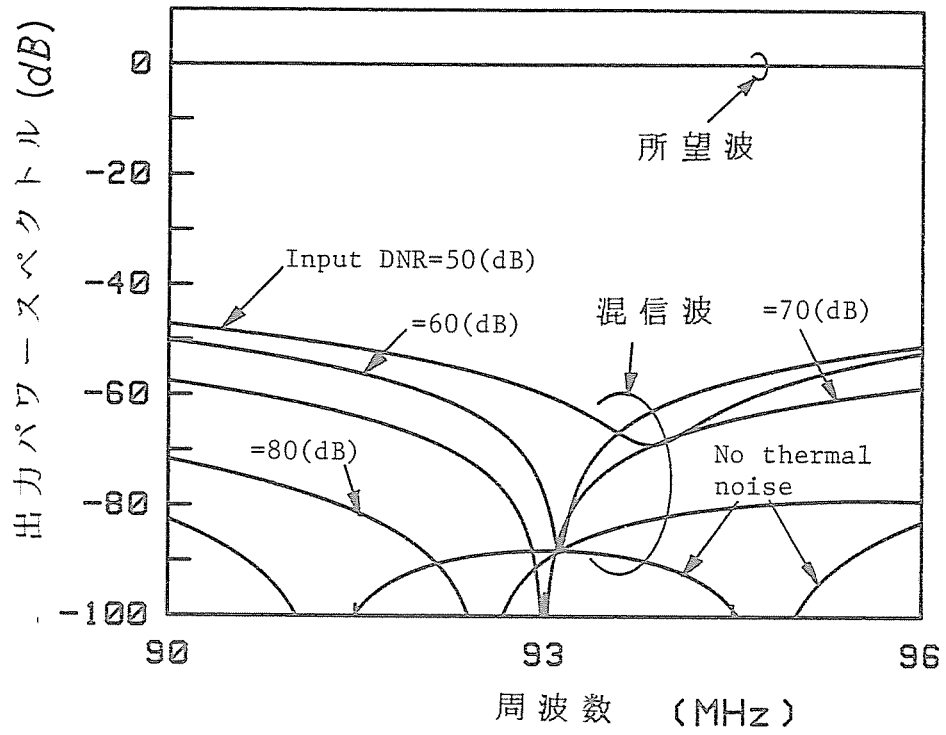
図5.17に、入力DNR をパラメータとして出力DUR、DNR対入力DUR の関係を求めて示した。ただし、ℓ=λ。、g=1、θ=5°である。同図から、入力DNR が大きいほど、すなわち熱雑音電力が所望波電力に比べ小さいほど良好な出力DUR、DNR特性が得られる。また、J=2、3の特性がほぼ一致しているということが分かる。入力DNR が大きいほど出力DUR が良くなるということは、次のように説明される。

図5.18は、所望波および混信波の出力パワースペクトルである。ただし、J=2、ℓ=λ。、g=1、θ=5°、入力DUR=20dBである。同図から、所望波に対してすべての入力DNR で周波数帯域全体にわたって平坦な出力パワースペクトルが得られる。一方、混信波に対して、入力DNR=50dBでは周波数帯域内に1つの浅いヌルしか形成されていないが、入力DNR が大きくなるほどヌルは深くなり、低い周波数の方向にずれてくる。それと同時に、出力パワースペクトルのレベルが減少して行く。そして、熱雑音が無視できる場合、混信波の帯域内に2つの非常に深いヌルが形成され、最も小さい出力パワースペクトルを与えることが分かった。したがって、入力DNR が大きいほどあるいは熱雑音電力が所望波電力および混信波電力に比べて小さいほど、良好な出力DUR 特性が得られる。



$\ell=\lambda_0$, $g=1$, $\theta=5^\circ$, (a) $J=1$, (b) $J=2$, (c) $J=3$.

図5.17 出力ＤＵＲ，ＤＮＲ対入力ＤＵＲ．



J=2, ℓ=λ₀, g=1, θ=5°, Input DUR=20dB.

図5.18 出力パワースペクトル.

5．4 むすび

本章においては、H-A アダプティブアレーアンテナがE_s層伝搬混信波抑圧対策として利用できることを示した。

さまざまな信号環境を仮定して行った特性の計算から、J、g、ℓなどのアレーパラメータおよびθ、入力DUR 、入力DNR の信号パラメータの特性に及ぼす影響について考察し、アレーパラメータの決定法について明確化した。

E_s層伝搬混信波の抑圧特性は、gが0.1、1のように小さいときにはJが大きいほど良好であるが、gが10以上であるならばJが１より２の方が良い。ただし、Jが２以上であるならばほとんど同じ特性が得られた。また、Jを増加するとアンテナを構成する回路が複雑になり、製作コストが高くつくので注意しなければならない。

gが特性に及ぼす影響については、gが大きいほど混信波の抑圧特性は良いという

ことが分かった。さらに、ℓは大きいほど混信波抑圧特性は良好であるが、あまり素子間隔を広くすると混信波の帯域の影響が重大になり、かえって混信波の抑圧特性を劣化させてしまう。したがって、適切なℓの決定が必要である。

アレーパラメータの決定では、考えられうるθ、入力DUR のダイナミックレンジ、入力DNR について常に所要の混信保護比（出力DUR の下限）50dBを得ることができなければならない。例えば、θが5 ~ 10° の範囲を変化し、入力DUR のダイナミックレンジが20dB以上、入力DNR が50dBとするならば、出力DUR が50dB以上になるためには、J=1、g=1、$\ell=2\lambda_0$でなければならない。

本章においては、特にテレビジョン放送の１チャンネル分の中継放送を行う場合の混信波の抑圧特性について考察したが、中継を行うチャンネル数が多くなっても全く同様にして混信波抑圧特性の評価、アレーパラメータの決定が行える。

所望波の到来方向が受信側において完全に既知であり、ステアリング信号に誤差がないという理想的な状態におけるアレーの定常特性についての考察を行った。しかし、実際には必ずしも理想的な状態ばかりを仮定することができない。例えば、所望波到来方向に角度誤差[15]、ステアリング信号にランダム誤差[16]が存在する場合には、所望波と混信波の到来方向が近接していること、および所望波電力が混信波電力より大きいなどの理由により、所望波も容易に抑圧されるものと考えられる。したがって、これら誤差の定常特性への影響が重大な問題となるときには、LMS アダプティブアレーアンテナ[17]を用いることが可能である。そのとき得られる特性はgを無限大としたときの特性とほぼ一致する。

参 考 文 献

[1] 若井，北村，小泉，古関：”スポラジックＥ層によるＶＨＦテレビの混信障害の実情、対策、予報”，テレビジョン学会技術報告，RE79-40 (1979).

[2] 伊藤，下地：”スポラディックＥ層伝搬と外国電波の混信”，NHK 技研月報，56，5，pp.174-180 (May 1982).

[3] 伊藤：”スポラディックＥ層伝搬と外国電波の混信”，テレビジョン学会誌，36，5，pp.388-395 (May 1982).

[4] 田尾，沢路，桜沢，山岡：”ＶＨＦの電離層遠距離伝ぱん実験結果”，電波研季報，6，23，pp.75-86 (June 1960).

[5] 村上，木名瀬，伊藤：”ＶＨＦ電波の異常伝搬”，NHK 技術研究，15，8，pp.573-600 (Aug. 1963).

[6] 木名瀬，伊藤：”ＶＨＦ電波の遠距離異常伝搬”，NHK 技術研究，19，1，pp.64-85 (Jan. 1967).

[7] 木名瀬，伊藤：”ＶＨＦ波のスポラディックＥ層伝搬の統計的性質”，NHK 技術研究，20，1，pp.39-48 (Jan 1968).

[8] 宮，佐々木：”スポラディックＥ電波の伝搬特性と信号強度の計算”，電子通信学会誌，48，12，pp.2143-2151 (Dec. 1965).

[9] 宮，清水，小島：”スポラジックＥ伝搬における電離層減衰”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，3，pp.291-298 (Mar. 1979).

[10] R.T.Compton,Jr. : "On the Performance of a Polarization Sensitive Adaptive Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-29, 5, pp.718-725 (Sept. 1981).

[11] 大宮，小川，伊藤：”タップ付遅延線路を用いた広帯域ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，9，pp.1117-1124 (Sept. 1982).

[12] NHK 総合技術研究所，放送科学基礎研究所：”中継放送所における外国電波混信対策　～指向性制御受信装置（Ｂ型）～”，昭和57年技術研究公開研究紹介

資料, pp.63-64 (1982).

[13] 田尾：”テレビ電波の混信”，電波季報, 34, 5, p.377 (May 1980).

[14] J.T.Mayhan, A.J.Simmons, and W.C.Cummings : "Wide-Band Adaptive Antenna Nulling Using Tapped Delay Lines", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-29, 6, pp.923-936 (Nov. 1981).

[15] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in a Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

[16] R.T.Compton,Jr. : "The Effect of Random Steering Vector Errors in the Applebaum Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-18, 4, pp.392-100 (July 1982).

[17] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Googs : "Adaptive Antenna System", Proc. IEEE, 55, 12, pp.2141-2159 (Dec. 1967).

第 6 章

定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響

H-A アダプティブアレーアンテナを通信システムに用いる場合、所望信号の周波数と到来方向が受信側において既知でなければならない。しかしながら、所望信号の到来方向については正確に既知であると仮定することが実際的でないことがしばしばある。このような場合、所望信号到来方向誤差（以下、角度誤差と略す）による出力特性の劣化が問題となる。

本章においては、まず初めに所望信号のみが存在し角度誤差のあるときの定常特性を解析的に明らかにした。そして、その角度誤差特性から所要の出力SNR を得るための適用条件を明確にし、アレーの設計資料として重要な増幅器利得の上限、あるいは許容される角度誤差の上限を与える式を導出した。さらに、妨害が存在するときの角度誤差特性について数値計算を行い、導出した設計資料の有用性について考察した。その結果、次のことが明らかになった。熱雑音電力によって規格化された増幅器利得ｇが１以上であるか、あるいはｇが小さくとも妨害電力が適当に大きいならば、得られる角度誤差特性が妨害の存在しないとき得られる特性より良好な特性なので、このような場合については導出した設計資料は充分利用することができる。

６．１　まえがき

アダプティブアレーアンテナは所望信号の他に妨害が存在するような信号環境に用いられ、妨害源の方向を自動的に検知しそれを抑圧するとともに、所望信号の受信特性を向上させることによって、アレー出力におけるＳＮ比を改善する。構造的には、アダプティブアレーアンテナはアンテナアレーの他に、各アンテナ素子の出力部に入力信号を処理する装置を設けている。この信号処理装置により、アレーの受信パタンは所望信号到来方向に主ビームが向き、妨害の到来方向にヌル点が向くように適応的に調節される。

このような応用に対して、特に所望信号の周波数および到来方向が受信側において既知である通信システムには、その信号処理装置を構成する回路の簡単さのためH-Aアダプティブアレーアンテナを用いることが一つの有用な方法であるということが報告されている[1]。H-A アダプティブアレーアンテナでは所望信号の周波数、到来方向の情報を用いて決定されたステアリング信号をH-A ループ内に挿入することによって、所望信号が到来してくる所望の角度方向に主ビームを向かせることを可能とする。さらに、ステアリング信号で指定された空間方向以外から入射するすべての信号は妨害と見なされ抑圧される。これは、H-A アダプティブアレーアンテナがMSN アルゴリズムを実現するハードウエアであるからである。したがって、受信側においては所望信号の到来方向が正確に分かっていることが必要である。

一般に、H-A アダプティブアレーアンテナの解析は所望信号到来方向がステアリング信号で指定する空間的角度と完全に一致しているという仮定のもとで行われている。しかしながら、実際に通信システムにおいてH-A アダプティブアレーアンテナを運用する際、所望信号到来方向が受信側で正確に分かっていても、アンテナの設置、組み立ての不備、またはアンテナ自体の動きのため受信側において所望信号についての到来方向誤差（以下、角度誤差と略す）が生じることがある。また、通信衛星と地球局間のように、所望信号到来方向についての近似的な値を見積もることのみが可能で、完全に既知であると仮定するのは実際的でない場合もあり、角度誤差が特性に与

える影響が問題となる。

H-A アダプティブアレーアンテナの角度誤差特性についての検討は文献[2,3] において行われている。文献[3] はステアリング信号のランダム誤差の影響について考察しており、本章で行う検討とは内容を異にしている。また、文献[2] は所望の出力SINRを得るためには、ステアリング信号で指定する角度と実際の所望信号到来方向がどのくらい接近していなければならないかということを考察の目的とし、２素子アレーについて数値計算による検討を行っている。その結果、角度誤差特性は根本的に入力SNR のダイナミックレンジの問題であり、入力SNR のダイナミックレンジが大きければ大きいほど、角度誤差が小さくなければならないということを示している。また、妨害が存在している方が、存在していないときよりも２素子アレーでは角度誤差には敏感ではないということが述べられている。

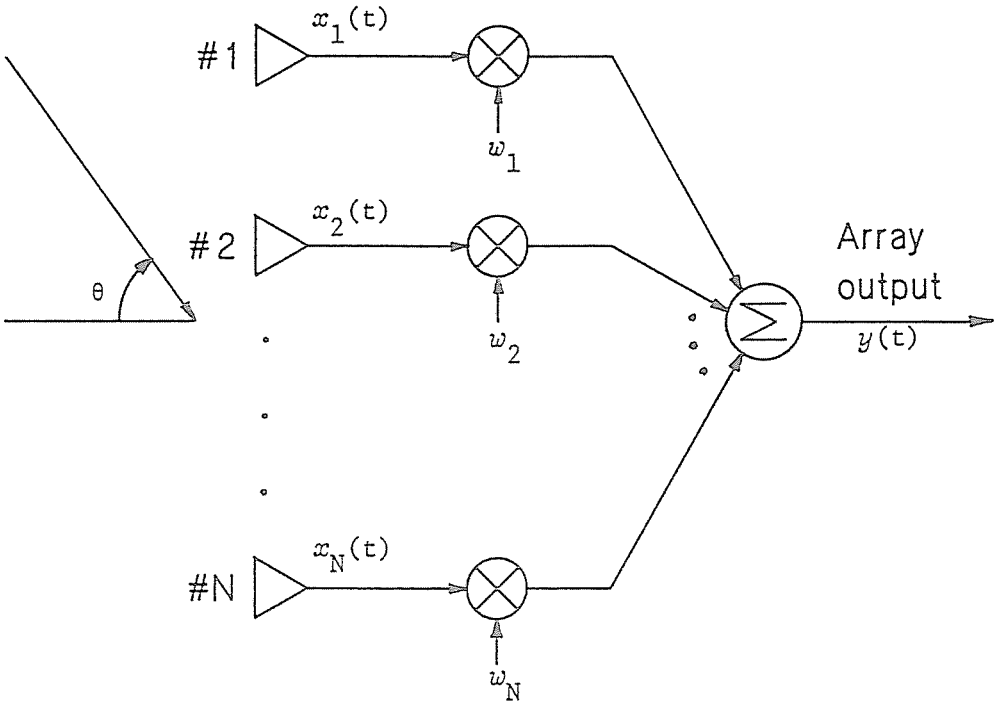
本章は文献[2] の議論を一般的なＮ素子アレーに拡張し、かつ解析的に角度誤差特性に関する種々の式を導出し、H-A アダプティブアレーアンテナを設計する際の最も基本となる資料を明確化することを目的としたものである。また、妨害が存在するときにH-A アダプティブアレーアンテナによって得られる角度誤差特性が、妨害が存在しないときに得られる特性と比較してどうなるかを数値計算により示し、得られた資料の有用性について考察した。なお、本論文においては定常特性のみについて考察しており、過渡特性については検討を行っていない。

６．２　問題の定式化

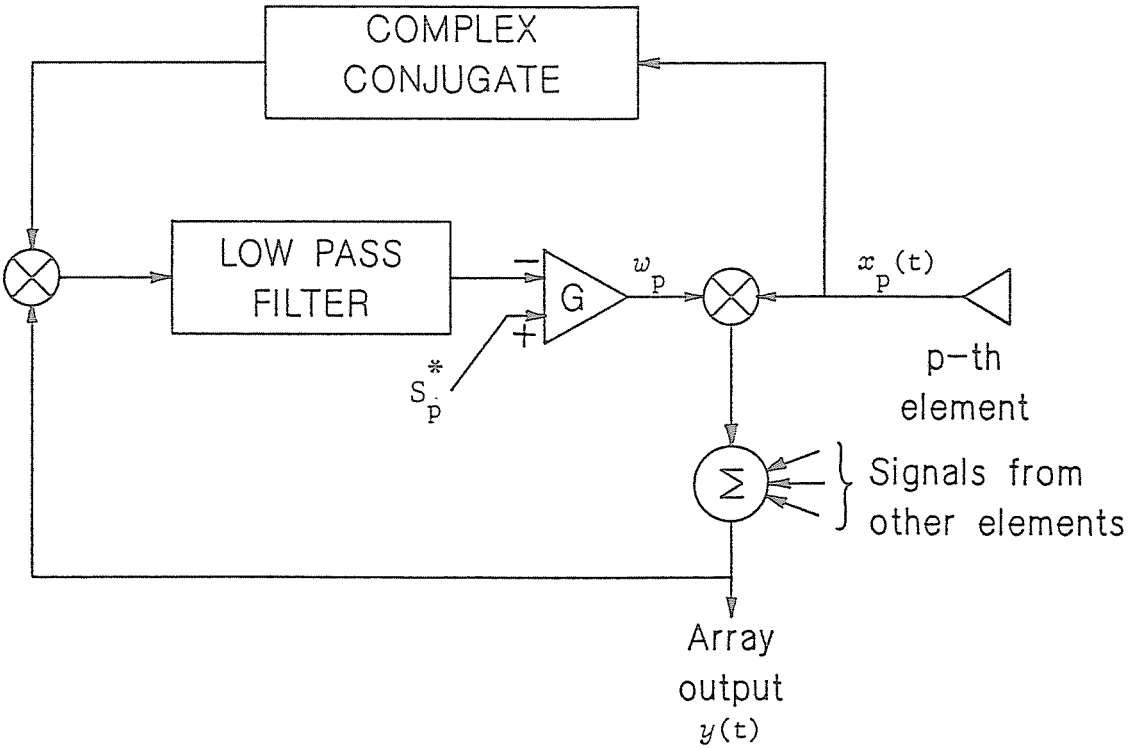
図6.1 に示されるＮ素子H-A アダプティブアレーアンテナについて考察する。アンテナ素子は等方性であって、素子間の相互結合がないものとする。この系によって得られる定常ウエイトベクトル$\mathbb{W}$ は、

$$\mathbb{W}=\left(R_{xx}+\frac{I}{G}\right)^{-1}S^{*} \qquad (6.1)$$

となる[1] 。$\mathbb{W}$ は各素子に属するループの複素ウエイト要素から成る列ベクトルで、各素子の複素入力信号から成る列ベクトルX(t)との内積を取ることによって、アレー



(a) N素子アダプティブアレーアンテアナ.



(b) H-A ループ (p=1, 2, ・・・, N).

図6.1 N素子H-A アダプティブアレーアンテナ.

出力を形成する。また、W は図6.1(b)に示すH-A ループによって制御されている。

さらに、式(6.1) においてR_{xx} はX(t)の自己相関行列であって次式で表される。

$$R_{xx} = E[X^*(t)X^T(t)] \tag{6.2}$$

ただし、E[・]は平均値、* は複素共役、^{T} は転置を表すものとする。さらに、式(6.1) においてIはN×N の単位行列、GはH-A ループに用いられる増幅器の利得、S^*はステアリングベクトルで各ループ内に加えられるステアリング信号から成る列ベクトルである。ステアリングベクトルの目的は所望の方向にパタンの主ビームを向けることである。すなわち、このことは所望信号の到来方向が予め受信側で既知であるということを仮定していることに等価である。

ここで取り扱う信号環境を次のように仮定する。所望信号とK個の妨害がアレーに入射し、各素子ごとに独立で等しい電力を持つ熱雑音が発生しているとする。ただし、アレーに入射する信号はすべて狭帯域信号であり、熱雑音は狭帯域ガウス雑音であるとする。さらに、所望信号、妨害および熱雑音は互いに独立であって相関がないものとする。このとき、式(6.2) によって定義されるR_{xx} は、

$$R_{xx} = P_d V_d^* V_d^T + P_n I + \sum_{k=1}^{K} P_{ik} V_{ik}^* V_{ik}^T \tag{6.3}$$

となる。ただし、P_dは所望信号電力、P_nは熱雑音電力、P_{ik} はk番目の妨害の電力である。

また、所望信号ベクトルV_dおよび妨害ベクトルV_{ik}(いずれも列ベクトル) は、

$$V_z = [\, e^{-j\phi_{z1}} \;\; e^{-j\phi_{z2}} \;\; \cdots \;\; e^{-j\phi_{zN}} \,]^T \quad (z=d, i_k) \tag{6.4}$$

で与えらえる。ただし、式(6.4) において、ϕ_{zp} (z=d、i_k ; p=1、2、・・・、N) は位相規準に対する所望信号およびk番目の妨害の位相遅延量である。

同様にして、ステアリングベクトルは、

$$S = [\, e^{-j\phi_{s1}} \;\; e^{-j\phi_{s2}} \;\; \cdots \;\; e^{-j\phi_{sN}} \,]^T \tag{6.5}$$

となる。ただし、式(6.5) におけるϕ_{sp} (p=1、2、・・・、N) は、指定した方向から信号が入射したときに生じる空間行路差長による、位相規準からの位相遅延量を表すものとする。

式(6.1)、(6.3)および逆行列の展開公式[4]

$$(A+b^{*}b^{T})^{-1} = A-\frac{A^{-1}b^{*}b^{T}A^{-1}}{(1+b^{T}A^{-1}b^{*})} \qquad (6.6)$$

（ただし、Aは正方行列、bは列ベクトルである。）を用いると、定常ウエイトベクトルは、

$$W = \frac{1}{1+P_dV_d^{T}R^{-1}V_d^{*}}\{(1+P_dV_d^{T}R^{-1}V_d^{*})-P_d(V_d^{T}R^{-1}S^{*})R^{-1}V_d^{*}\} \qquad (6.7)$$

となる[5]。

ただし、

$$\left.\begin{aligned} R &= R_{NN}+\frac{I}{G} \\ R_{NN} &= P_nI+\sum_{k=1}^{K}P_{ik}V_{ik}^{*}V_{ik}^{T} \end{aligned}\right\} \qquad (6.8)$$

である。

出力SINR（妨害が存在しないときは出力SNR ）は、次式で与えられる。

$$\text{出力SINR}=\frac{P_d|V_d^{T}W|^{2}}{W^{\dagger}R_{NN}W} \qquad (6.9)$$

ただし、† はエルミート共役（複素共役転置）を表す。

６．３　妨害が存在しないときの角度誤差

妨害が存在しないときの角度誤差特性について論じる。このとき、$R^{-1}=(\varepsilon/P_n)I$ となるので、式(6.7) に代入して定常ウエイトベクトルは次式で与えられる。

$$W = \frac{\varepsilon}{P_n}\left(S^{*}-\frac{\varepsilon\xi_d}{1+\varepsilon\xi_d}\rho_{ds}V_d^{*}\right) \qquad (6.10)$$

ただし、

$$\varepsilon = \frac{g}{1+g}\quad,\quad g=P_nG \qquad (6.11)$$

$$\xi_d=\frac{P_d}{P_n}\quad：\text{入力SNR} \qquad (6.12)$$

$$\rho_{ds} = V_d^T S^* \tag{6.13}$$

$$V_d^T V_d^* = S^T S^* = N \tag{6.14}$$

である。

式(6.11)において、gは熱雑音電力によって規格化された増幅器利得で、0から無限大まで変化する。このとき、εは0から1まで変化する。ただし、εはgの単調増加関数である。また、式(6.13)において定義されるρ_{ds}は所望信号とステアリング信号との空間相関量[6]を表し、アレーの形状に依存する量である。

式(6.10)を式(6.9)に代入して出力SNRは、

$$\text{出力SNR} = \frac{|\rho_{ds}|^2 \xi_d}{N + \varepsilon \xi_d (N^2 - |\rho_{ds}|^2)(\varepsilon N \xi_d + 2)} \tag{6.15}$$

となる。

式(6.15)から、以下のことが理解される。

角度誤差がないとき$|\rho_{ds}|=N$であり、そのとき出力SNRは最大値$N\xi_d$となる。しかしながら、角度誤差が存在し、誤差の程度が大きくなるに従い$|\rho_{ds}|$は減少し、それと共に出力SNRも劣化する。したがって、角度誤差が小さいほど出力SNRは良い。

特に、角度誤差が存在するとき、すなわち$|\rho_{ds}|<N$のとき、以下に示す出力SNRについての性質がある。

(a) 出力SNRはεに関して単調減少関数である。したがって、$\varepsilon=0$（あるいは、$g=0$）のとき出力SNRは最大となり、逆に$\varepsilon=1$（あるいは、$g=\infty$）のとき最小となる。このことは、gがεと一対一に対応することから、gについても全く同様に成立する。

(b) 所望信号電力が熱雑音電力よりはるかに小さいとき($\xi_d \ll 1$)、式(6.15)から、

$$\text{出力SNR} = \frac{|\rho_{ds}|^2}{N} \xi_d \tag{6.16}$$

となる。

式(6.16)から、出力SNRは入力SNRに比例し、ε（あるいは、g）に依存しない。

(c)　所望信号電力が熱雑音電力に比べてはるかに大きいとき(ξ_d>>1)、式(6.15)から、

$$\text{出力SNR} = \frac{1}{\varepsilon^2}\left\{\frac{|\rho_{ds}|^2}{N(N^2-|\rho_{ds}|^2)}\right\}\frac{1}{\xi_d} \qquad (6.17)$$

となる。

式(6.17)から、出力SNR は入力SNR およびε^2に反比例する。さらにこの場合、素子数Nが大きいほど出力SNR は劣化するということが分かる。

６．４　角度誤差特性の評価

ここでは式(6.15)から、入力SNR のダイナミックレンジが与えられたときに、所要の出力SNR を得ることができる増幅器利得の上限、あるいはアレーによって許容される角度誤差の上限を直接求めることができる式を導出する。

６．４．１　増幅器利得の上限

角度誤差範囲が与えられたときのgの上限を明らかにする。出力において要求されるSNR をAとし、予想される最大の角度誤差に対応する$|\rho_{ds}|^2$の最小値をηとすると、与えられたξ_dに対して条件を満足するgまたはε の上限g_{max}またはε_{max}は、式(6.15)から、

$$\left.\begin{aligned}\varepsilon_{max} &= \frac{1}{N\xi_d}\left\{-1+\sqrt{\frac{(N\xi_d-A)\eta}{(N^2-\eta)A}}\right\}\\ g_{max} &= \frac{\varepsilon_{max}}{(1-\varepsilon_{max})}\end{aligned}\right\} \qquad (6.18)$$

で与えられる。

ただし、式(6.15)においてε=0 、左辺が右辺より大きいとすることによって、

$$\xi_d < \frac{NA}{\eta} \qquad (6.19)$$

にあるξ_dについては、条件を満足するようなgまたはε の値は存在しない。

逆に、式(6.15)においてε=1 、右辺が左辺より大きいとすることにより特に、

$$D = \eta\{\eta(1+\frac{1}{2A})^2 - N^2(1+\frac{1}{A})\} \geqq 0 \qquad (6.20)$$

の条件が満足されるならば、

$$\frac{\{N^2-\eta(1+\frac{1}{2A})\}-\sqrt{D}}{N(N^2-\eta)} \leqq \xi_d \leqq \frac{\{N^2-\eta(1+\frac{1}{2A})\}+\sqrt{D}}{N(N^2-\eta)} \qquad (6.21)$$

の範囲にあるξ_dに対して、あらゆるｇまたはε が条件を満足する。したがって、この場合ｇの制限は存在しない。なお、式(6.20)および(6.21)が成立しているとき、式(6.18)によって計算されるε_{max}は、$\varepsilon_{max} \geqq 1$ が成立している（以上の解析は付録A-2参照のこと）。

さて、式(6.18)においてε_{max}とξ_dの関係について考察する（解析は付録A-3 を参照のこと）。この場合、ε_{max}は$\xi_d=\xi_{do}=2A(N+\sqrt{N^2-\eta})/\eta$ において最大値をとり、$\xi_d<\xi_{do}$ の範囲では単調に増加し、$\xi_d>\xi_{do}$ の範囲では単調に減少する。同様に、式(6.21)の左辺の値より小さいξ_dに対しては単調に増加し、右辺の値より大きいξ_dに対しては単調に減少する。したがって、入力SNR のダイナミックレンジが与えられたとき、その最大値または最小値のいずれか一方により条件を満足するようなε_{max}が得られる。ε_{max}がg_{max}の単調増加関数だから、上記の事柄はg_{max}についても全く同様に成立する。すなわち、入力SNR のダイナミックレンジの最大値、最小値に対応するg_{max}のうち小さい値がその入力SNR のダイナミックレンジ内のｇの上限である。

６．４．２　許容される角度誤差の上限

ここでは6.4.1 とは逆に、ｇが定められた場合に許容される角度誤差の上限を明らかにする。出力において要求されるSNR をＡとし、アレーの増幅器利得ｇまたはε が与えられているときに、アレーによって許容される角度誤差の最大値に対応する$|\rho_{ds}|^2$の最小値をηとすると、与えられたξ_dに対して条件を満足するηは、式(6.15)から次式で与えられる。

$$\eta = \frac{N(1+\varepsilon N\xi_d)^2 A}{\varepsilon^2 NA\xi_d^2 + (1+2\varepsilon A)\xi_d} \qquad (6.22)$$

アレー形状が決定されたならば、式(6.22)を角度誤差量について解くことによって、許容される角度誤差の上限を得ることができる。

式(6.22)において、ηとξ_dの関係について考察する（解析は付録A-4 を参照のこと）。この場合、ηは$\xi_d=\xi_{d1}=(1+2\varepsilon A)/\varepsilon N$ において最小値をとり、$\xi_d<\xi_{d1}$ の範囲においては単調に減少し、$\xi_d>\xi_{d1}$ の範囲においては単調に増加する。したがって、入力SNR のダイナミックレンジが与えられたときにその最大値または最小値に対応するηのうち、大きい値が許容される角度誤差の上限に対応するηである。

６．４．３　数値例

角度誤差特性を理解するために、最も基本的なアレー構成の等間隔配置N素子リニアアレーについて数値計算を行う。この場合、式(6.4) および(6.5) の所望信号ベクトル、ステアリングベクトルのϕ_{dp} 、ϕ_{sp} (p=1、2、･･･、N) は位相規準をアレーの端(p=1) に選ぶならば、次式で与えられる。

$$\phi_{zn} = \frac{2\pi\ell(p-1)\sin\theta_z}{\lambda_o} \qquad (z=d,\ s\ ;\ p=1,2,\cdots,N) \qquad (6.23)$$

ただし、λ_oは信号の波長、ℓ は素子間隔、θ_sは受信側において所望信号が到来してくると考えた方向（ステアリング信号はθ_sを所望信号到来方向として決定されている）、θ_dは実際に所望信号が到来してくる方向であり、それぞれブロードサイド方向を0°方向として測った角度である。したがって、式(6.13)から次式が得られる。

$$|\rho_{ds}|^2 = \left\{\frac{\sin(N\psi_{ds}/2)}{\sin(\psi_{ds}/2)}\right\}^2 \qquad (6.24)$$

ただし、

$$\psi_{ds} = \frac{2\pi\ell(\sin\theta_s - \sin\theta_d)}{\lambda_o}$$

$$= \frac{2\pi\ell\{\sin\theta_s - \sin(\theta_s \pm \delta)\}}{\lambda_o} \qquad (6.25)$$

である。

式(6.25)において、 $\theta_d=\theta_s\pm\delta$ とおいたのは所望信号到来方向にθ_sより δ だけ角度誤差が存在すると仮定したからである。

式(6.24)、(6.25)および図6.2 から次のようなことが分かる。すなわち、アレー軸方向における角度誤差よりブロードサイド方向における角度誤差の方が、アレー特性の劣化に対して重大な影響を及ぼす。さらに、δ が一定のとき、θ_dを$\theta_s+\delta$、$\theta_s-\delta$のうちブロードサイド方向に近い方向に定める方が、角度誤差の影響を大きく受け、決定されるべきパラメータg_{max}、δ のより厳しい値が求められる。ただし、以下の数値計算例のようにθ_sをブロードサイド方向($\theta_s=0^\circ$、 180°)に定めた場合、あるいはアレー軸方向($\theta_s=\pm 90^\circ$)に定めた場合には、式(6.25)における δ の複号の取り方に角度誤差特性は依存しない。

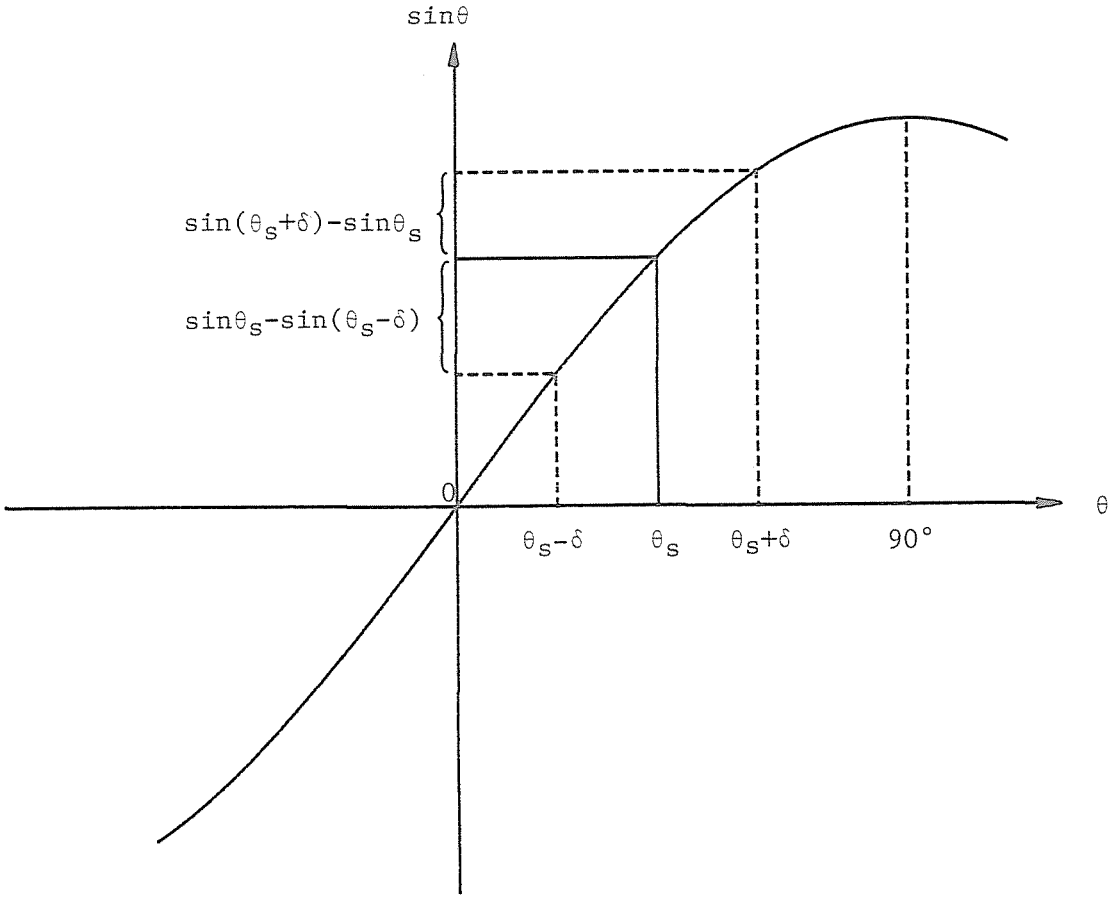
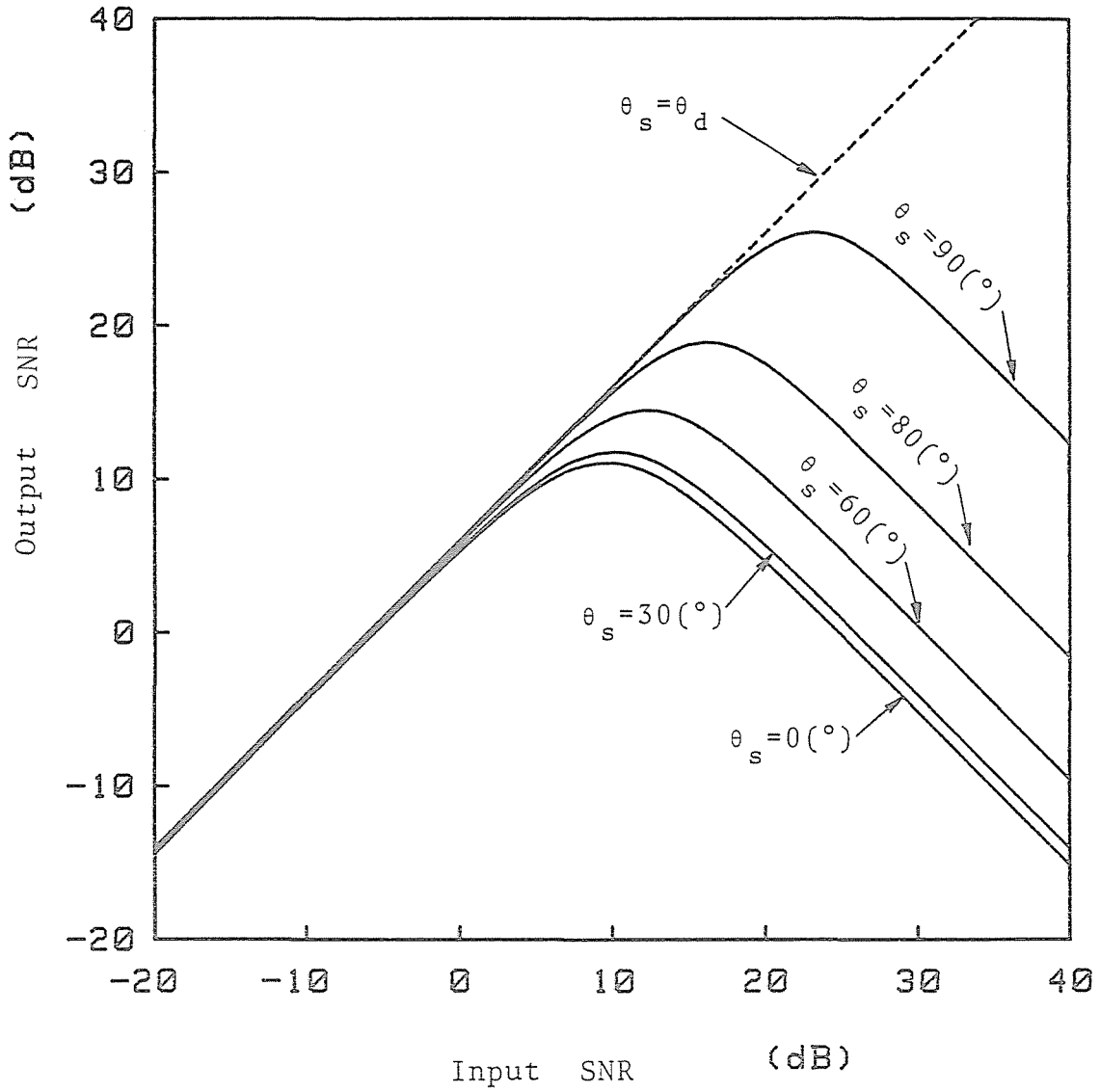


図6.2　角度誤差特性に及ぼすθ_sおよび δ の影響.

図6.3~6.6 に角度誤差特性を示した。図6.3 から、δが一定のときにはθ_sがブロードサイド方向(0°)のときの特性が最も悪く、θ_sがアレー軸方向(90°) のとき特性が最も良いということが確かめられる。次に、θ_sを0°として、δを変化させたときの角度誤差特性が図6.4 である。同図から、δが大きくなるほど特性が悪くなるということが分かる。また、図6.5 はθ_s、δを一定にし、gを変化して求めた特性である。同図から、g=0 のとき最も良い特性が得られ、g=∞のとき最も悪い特性となるということが確かめられた。したがって、角度誤差特性を改善するためには、gを小さくすれば良い。図6.6 は素子数Nを変えたときの特性である。δ=2°のとき (図6.6(a)) 、入力SNR が小さい範囲ではNが大きくなるほど出力SNR が良いが、入力SNR が大きい範囲ではNが大きくなるほど出力SNR が悪くなっている。さらに、δ=10° のときには (図6.6(b)) 、入力SNR によらずN=10のときが最も悪い特性を与えるということが分かる。

図6.7~6.19は式(6.18)から求められた、g_{max}対入力SNR の関係を示す曲線である。これらの図から、曲線はすべて単峰性であり、入力SNR のダイナミックレンジの上限または下限により条件を満足するg_{max}が決定されるということが分かる。さらに、Nの変化による曲線の特徴についてみると、Nが大きいほどg_{max}は小さくなければならない。これは、Nが大きくなるほどアレーの有する自由度が大きくなるので、主ビーム幅が狭くなり容易に所望信号到来方向にヌルを向け得るためである。同様に、δの特性に及ぼす影響について着目すると、δが大きいほどg_{max}は小さくなければならない。一般に、gを小さくするということは、等価的にウエイトを決定する際の熱雑音電力を増加させることであり、アレーの信号抑圧能力が低下する。したがって、角度誤差特性を改善することができる。図6.12(b) において、入力SNR のダイナミックレンジが5~20dBとすると、g_{max}は入力SNR=20dBによって決定され、N=2、3、4、6、10に対してそれぞれ0.39、0.16、0.095、0.046、0.018 となる。

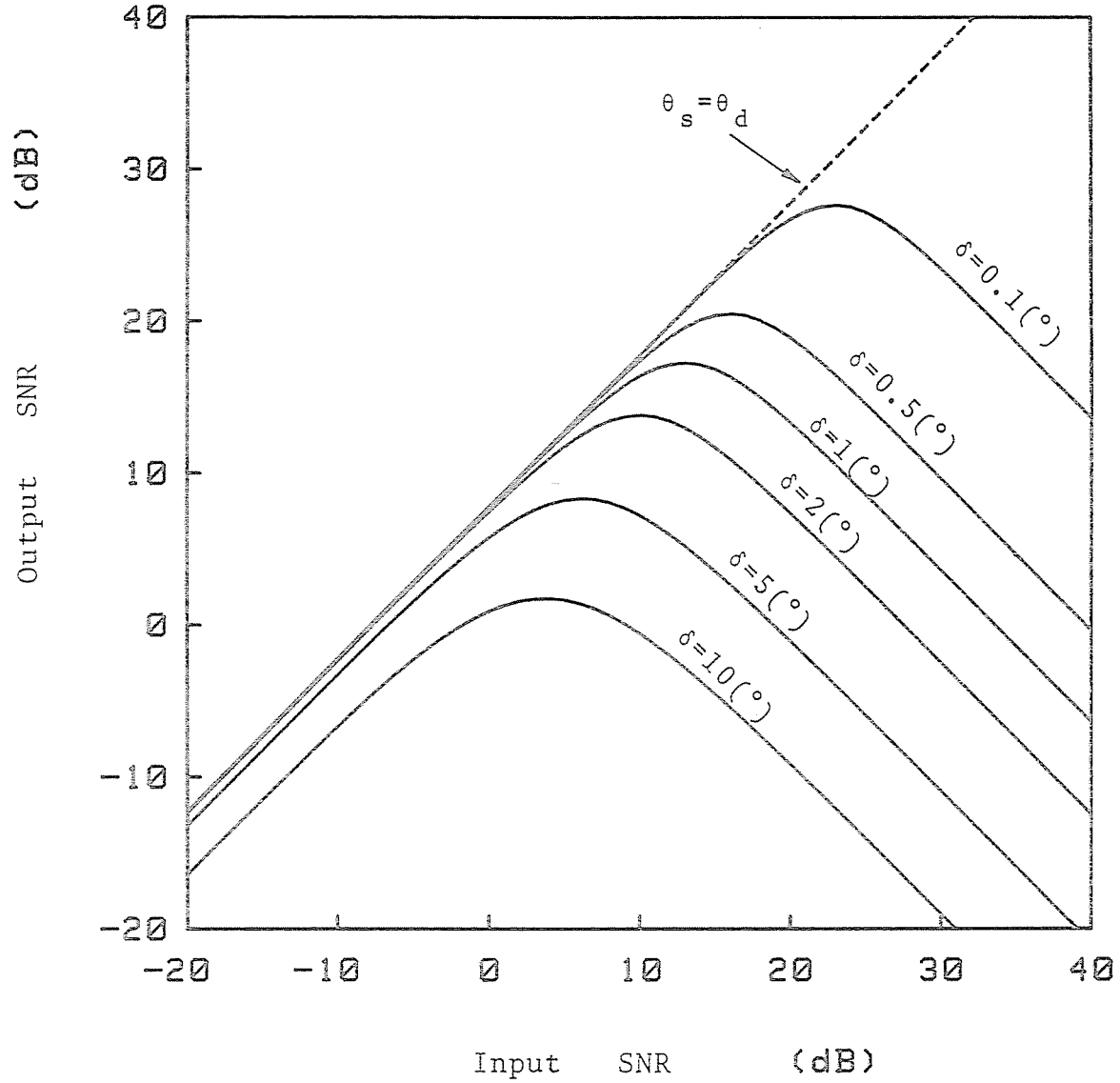
図6.20~6.24 に、式(6.22)、(6.24)および(6.25)から求められるδ対入力SNR の関係を示した。得られた曲線から、曲線は単峰性であり入力SNR のダイナミックレンジの上限又は下限のいずれかによって、アレーに許容される角度誤差δが決定されるということが分かる。さらに、N、gが大きいほどδが小さくなければならないという



N=4, $\ell=\lambda_0/2$, g=0.1, $\delta=5°$ ($\theta_d=\theta_s-\delta$),

No interference.

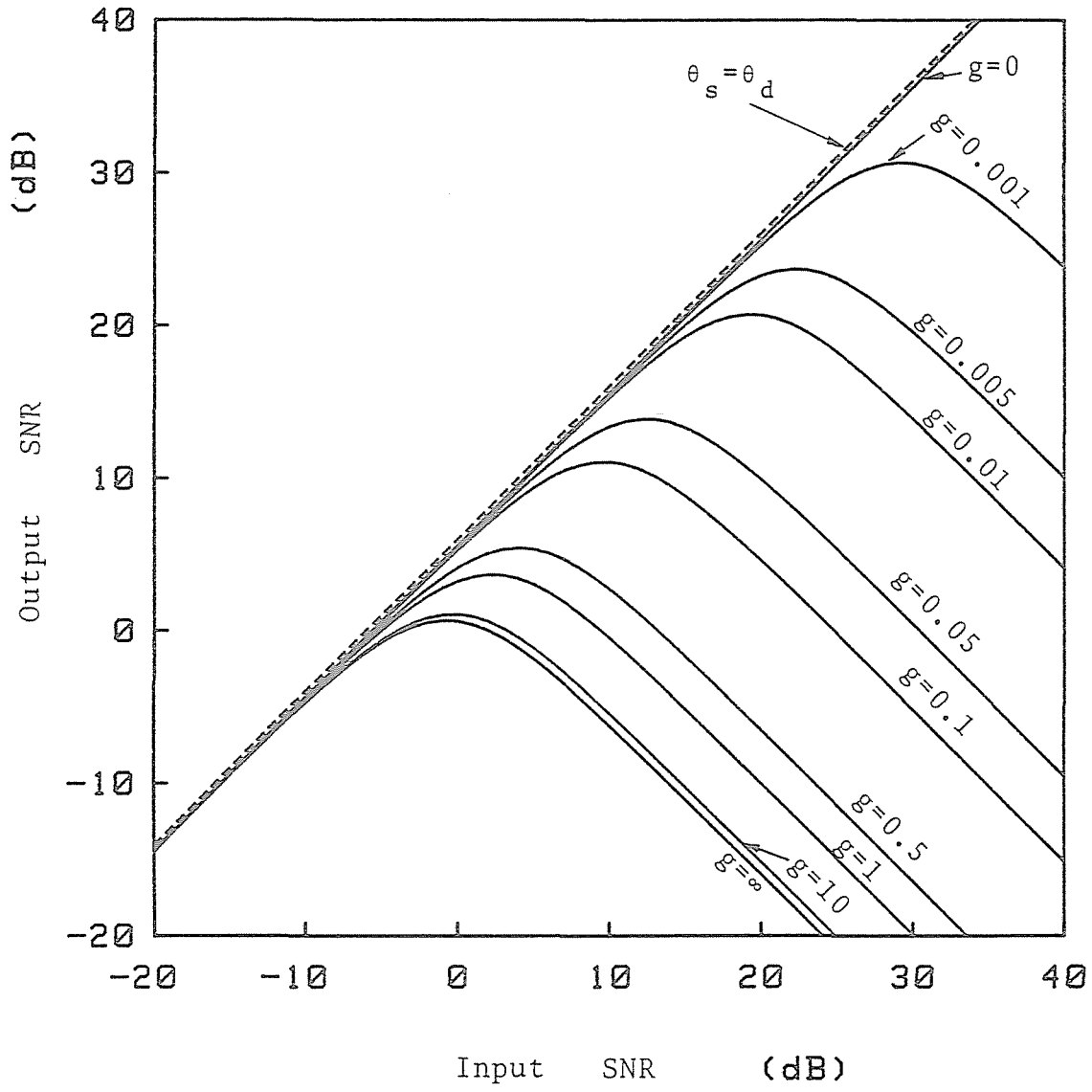
図6.3　角度誤差特性　(1) .



N=6, $\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\theta_d=\theta_s-\delta$, g=0.1

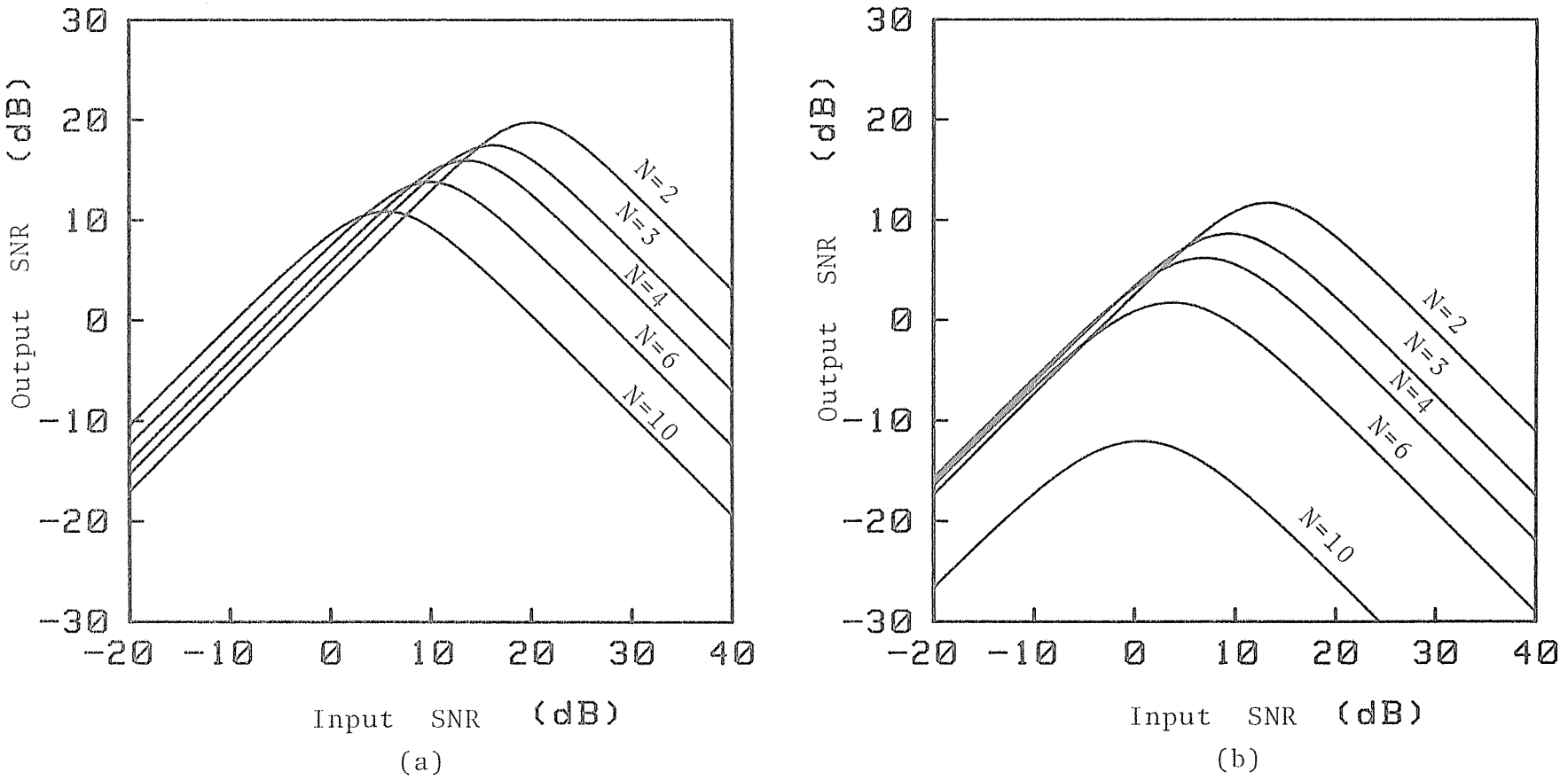
No interference.

図6.4　角度誤差特性　(2) .



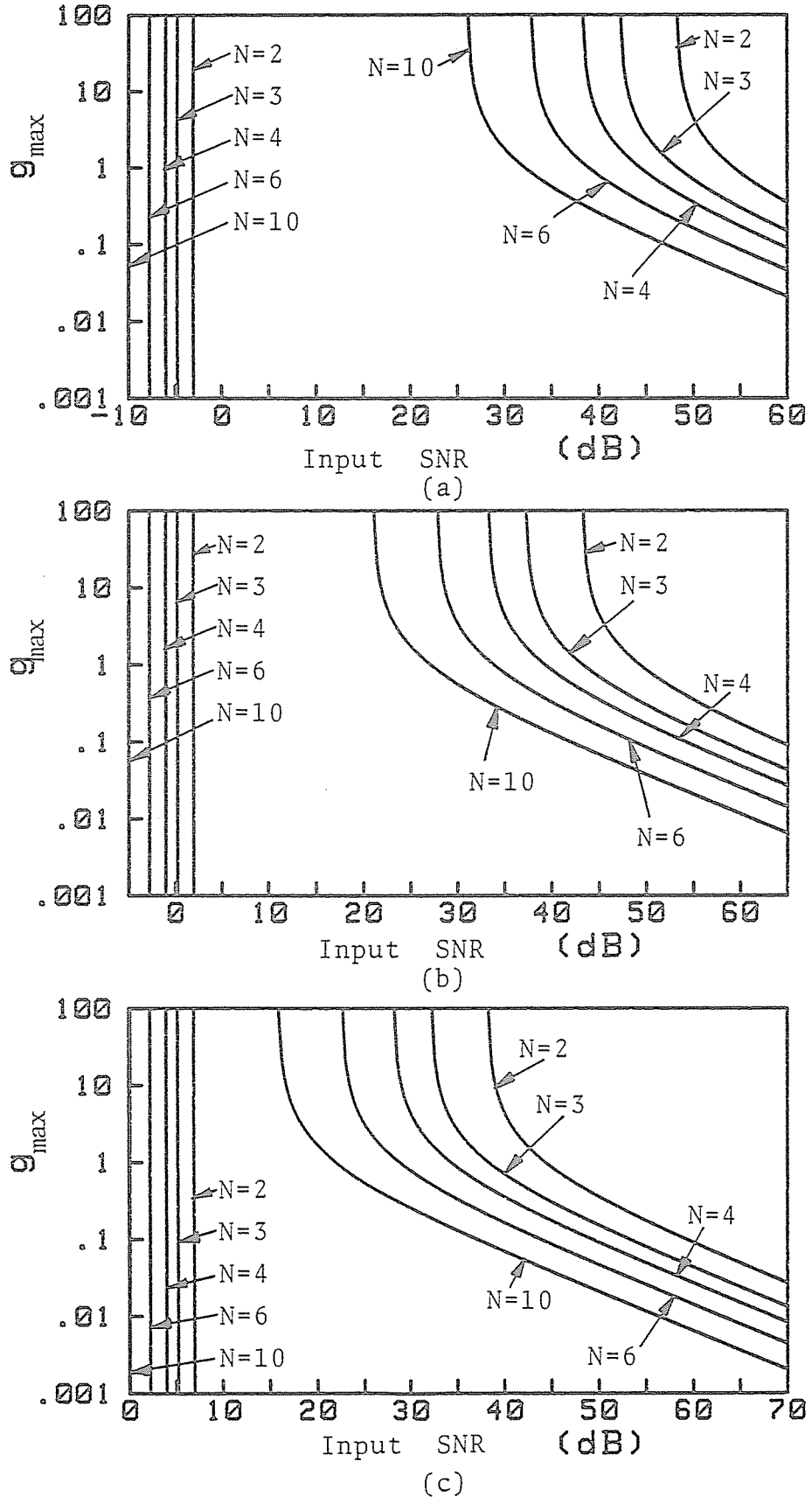
N=4, $\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=5°$, No interference.

図6.5　角度誤差特性　(3)．



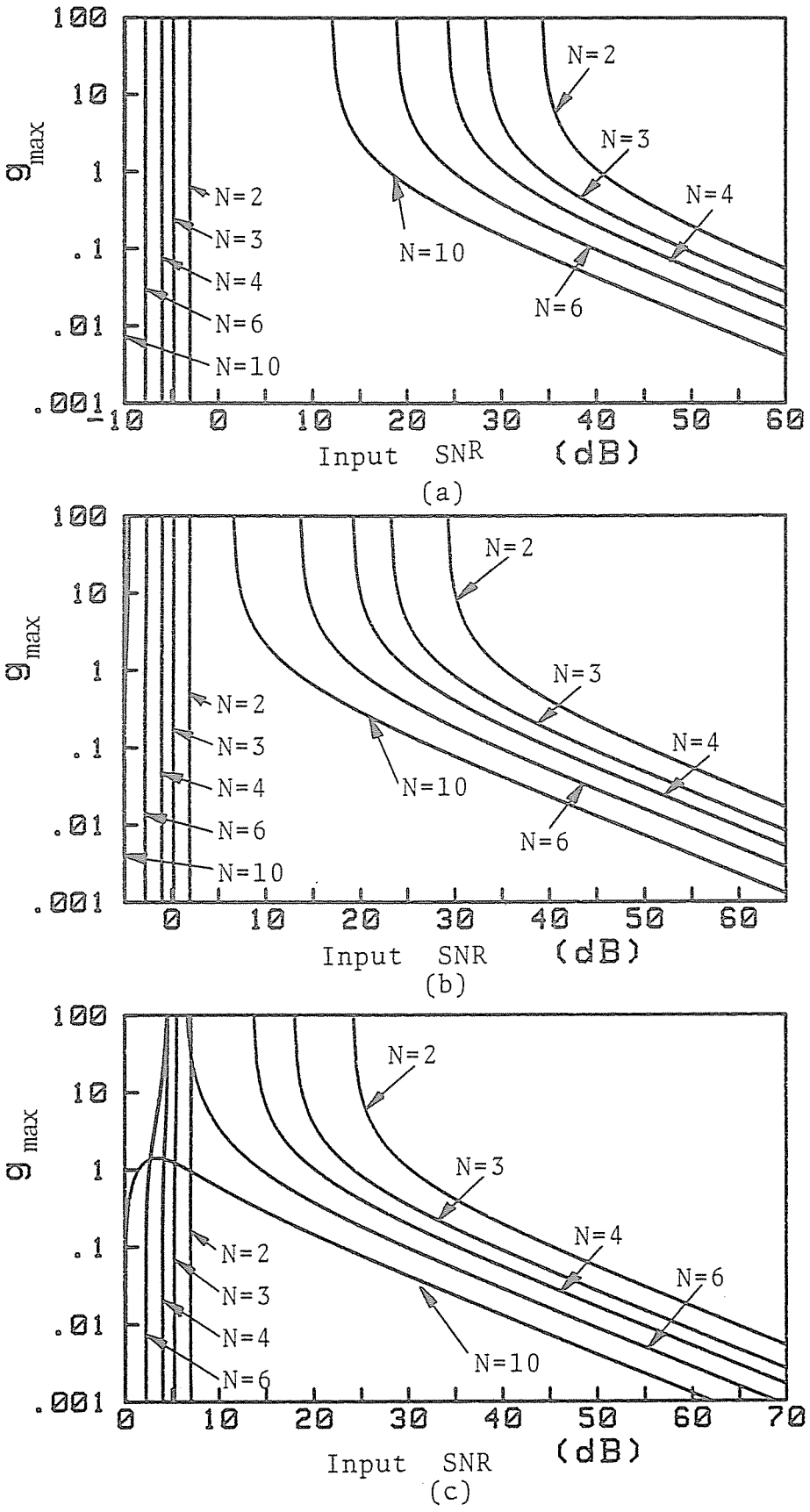
$\ell=\lambda_0/2$, g=0.1, $\theta_s=0°$, $\theta_d=\theta_s-\delta$, No interference, (a) $\delta=2°$, (b) $\delta=10°$.

図6.6　角度誤差特性　(4) .



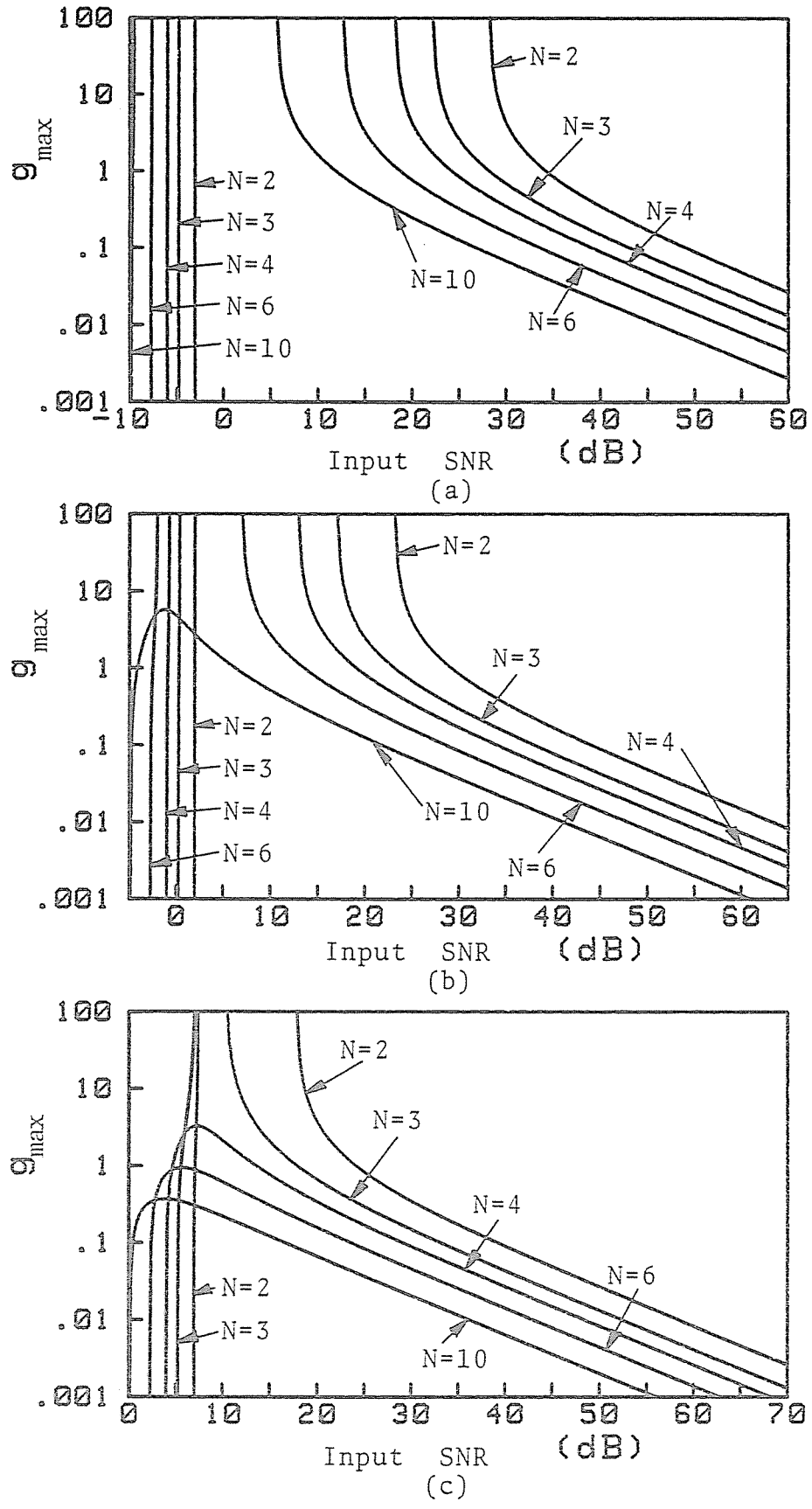
$\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=0.1°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.7　g_{max} 対入力ＳＮＲ (1) .



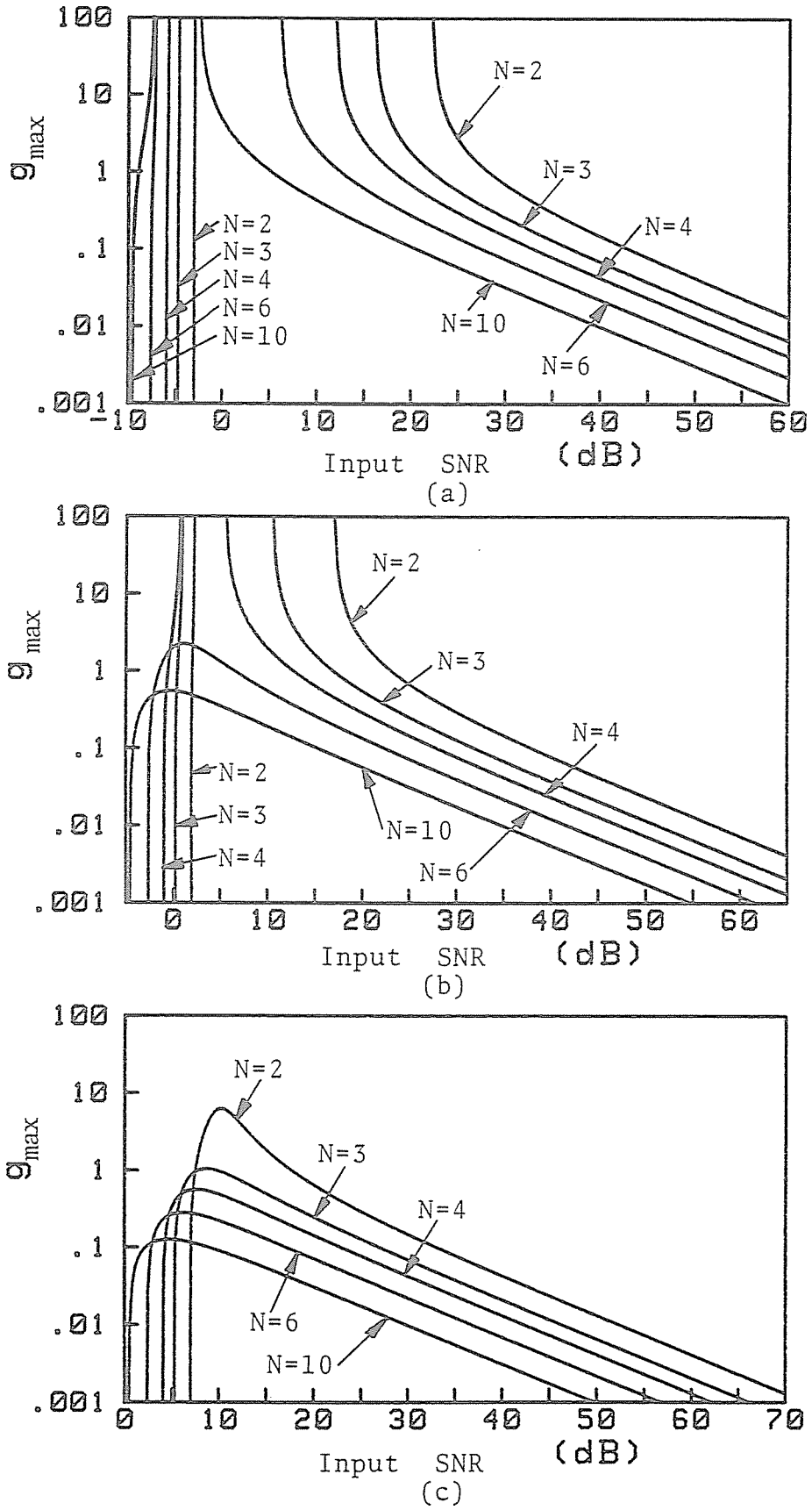
$\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=0.5°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.8　g_{max} 対入力ＳＮＲ (2) .



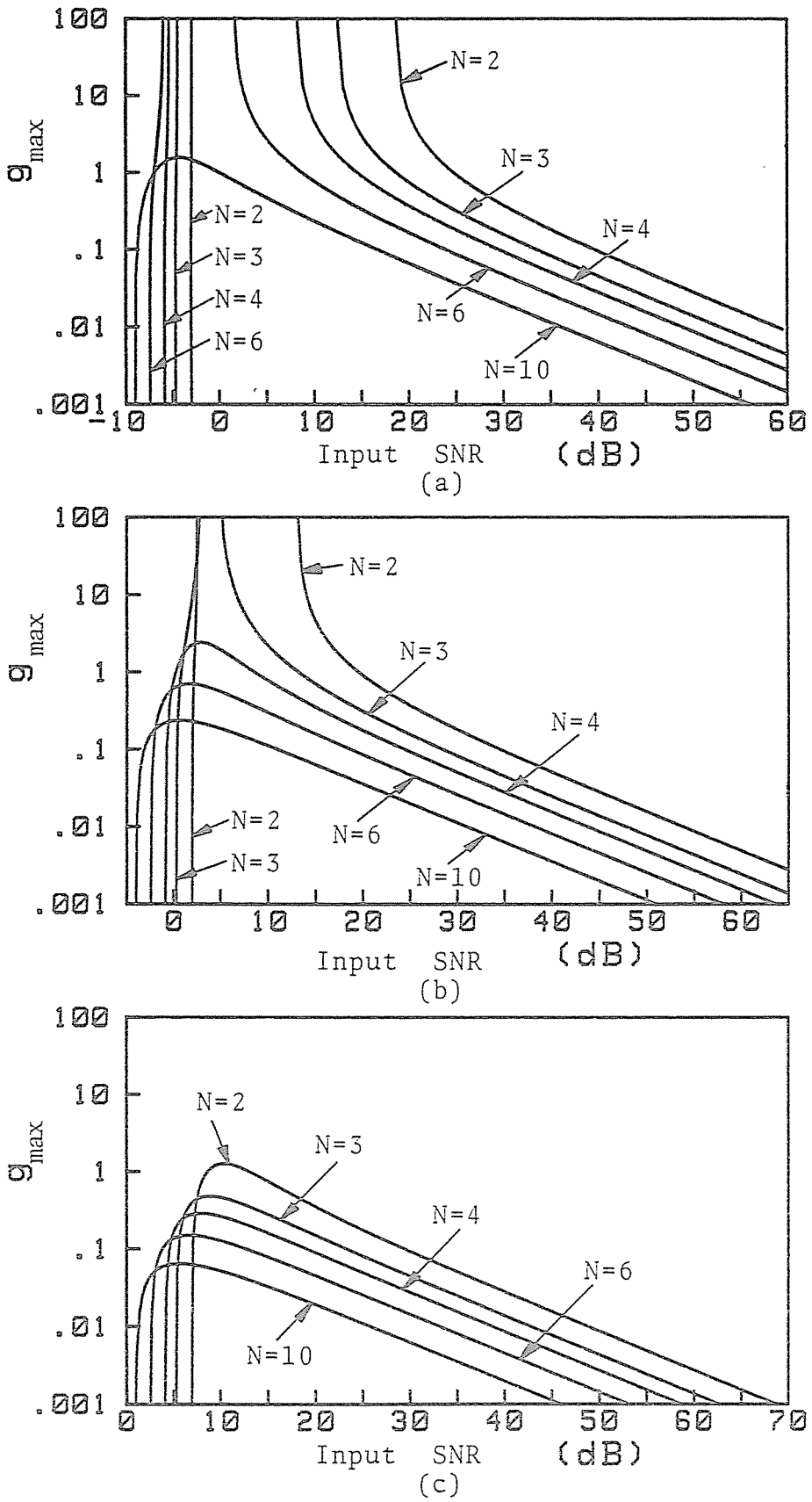
$\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=1°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.9　g_{max} 対入力ＳＮＲ (3).



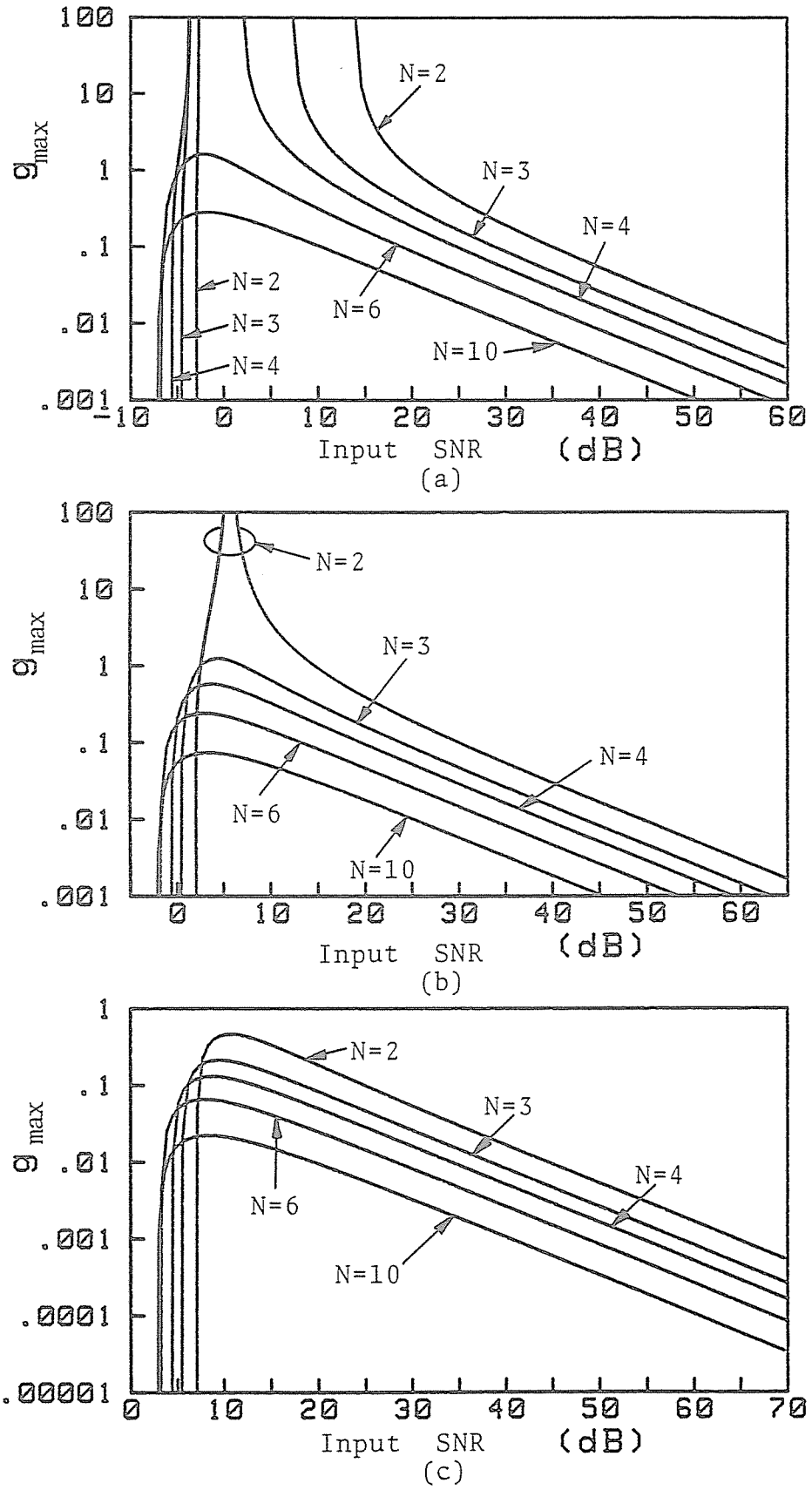
$\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=2°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.10　g_{max} 対入力ＳＮＲ　(4) .



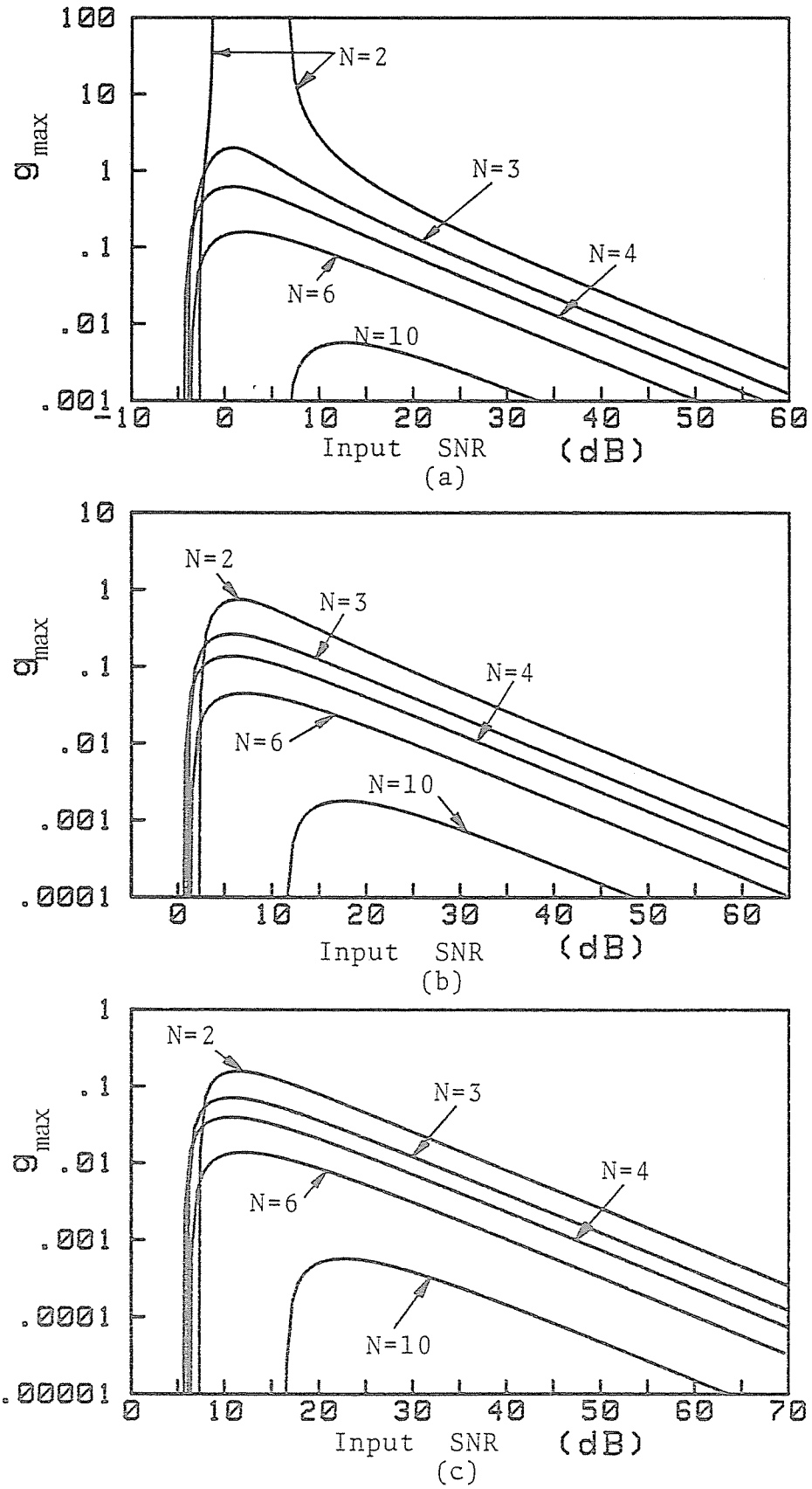
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=3°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.11 g_{max} 対入力SNR (5).



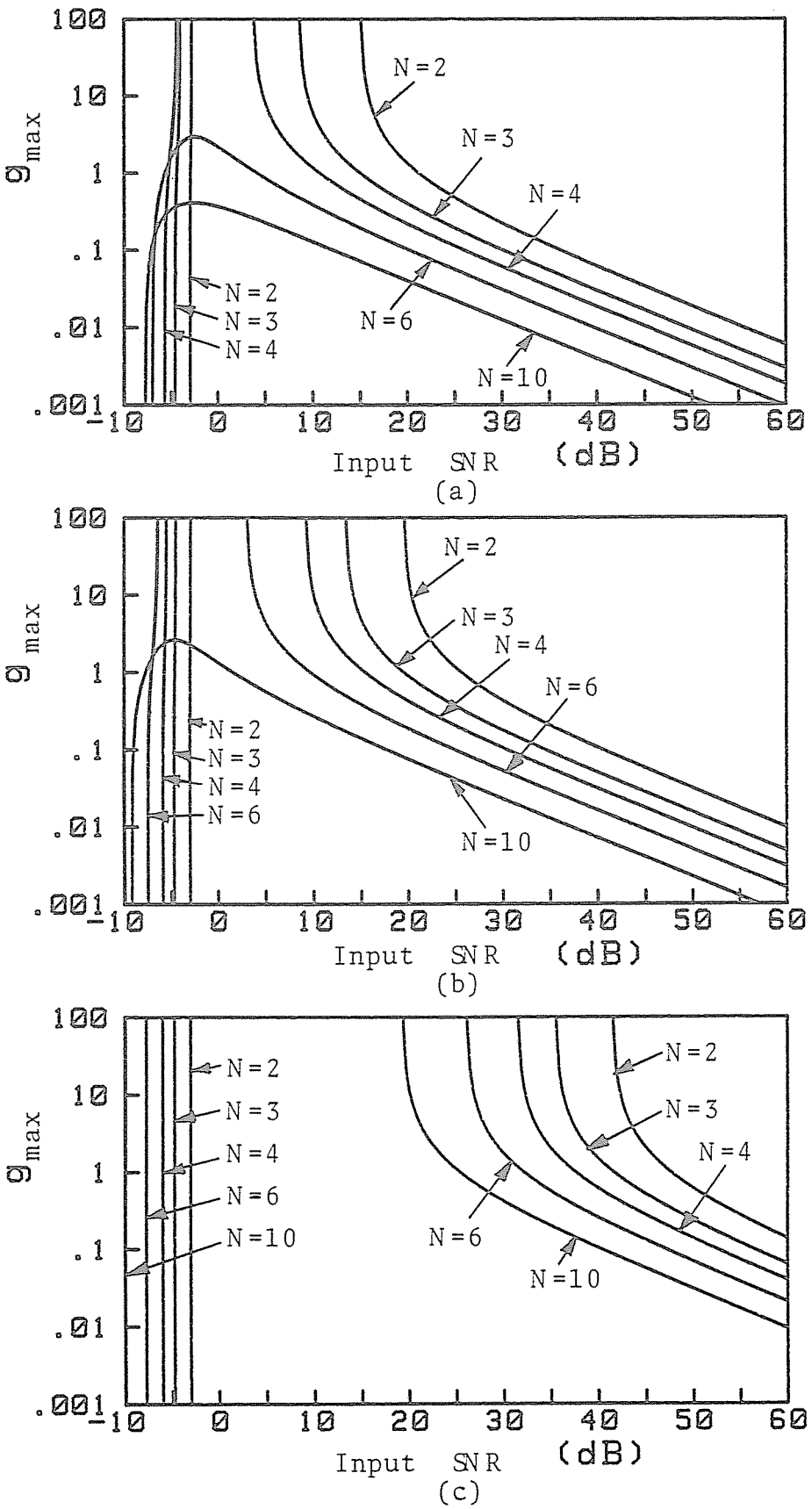
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=5°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.12　g_{max} 対入力ＳＮＲ　(6)．



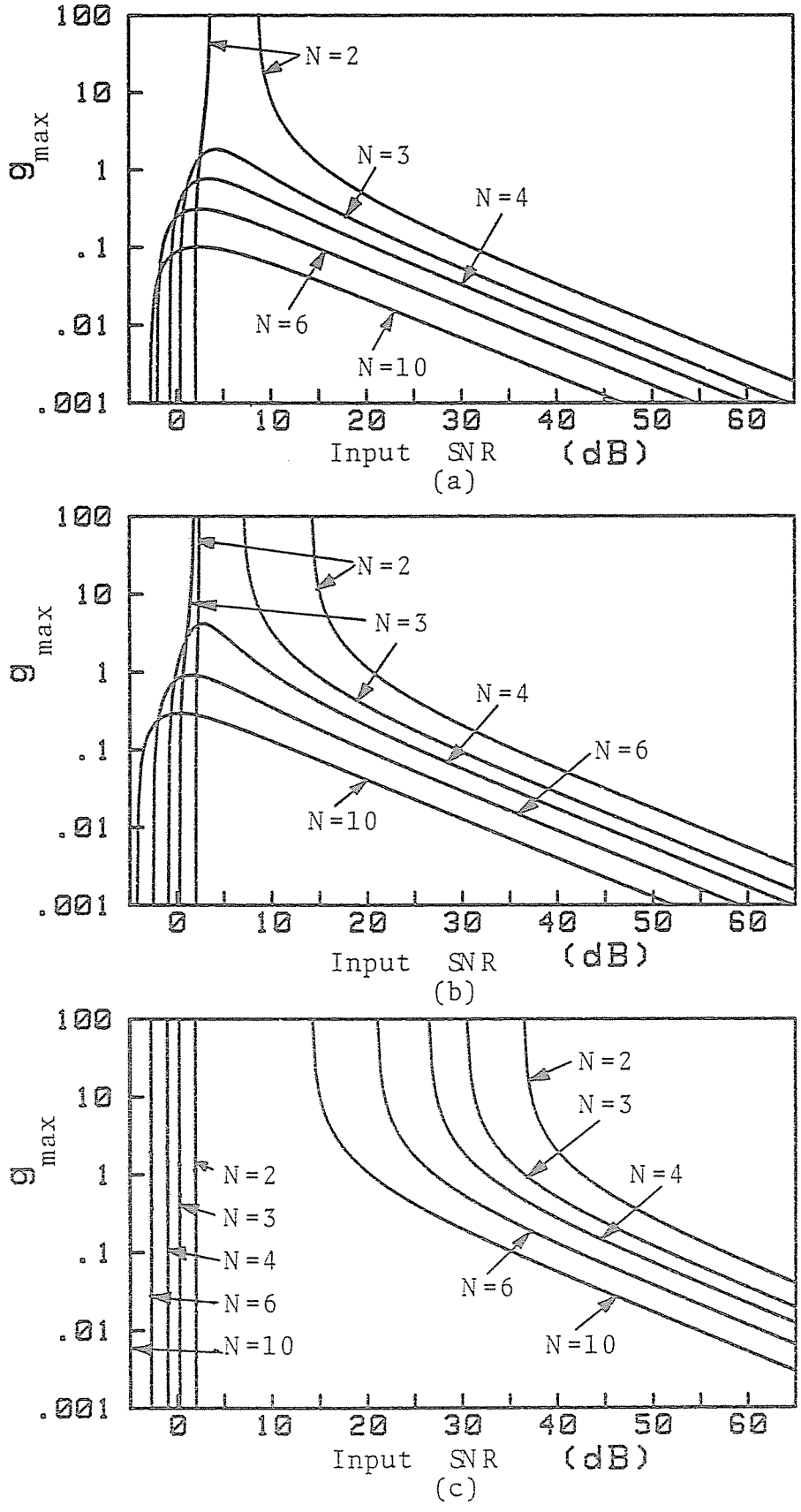
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\delta=10°$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.13 g_{max} 対入力SNR (7).



$\ell=\lambda_0/2$, $\delta=5°$, A=0dB, (a) $\theta_s=30°$, (b) $\theta_s=60°$, (c) $\theta_s=90°$.

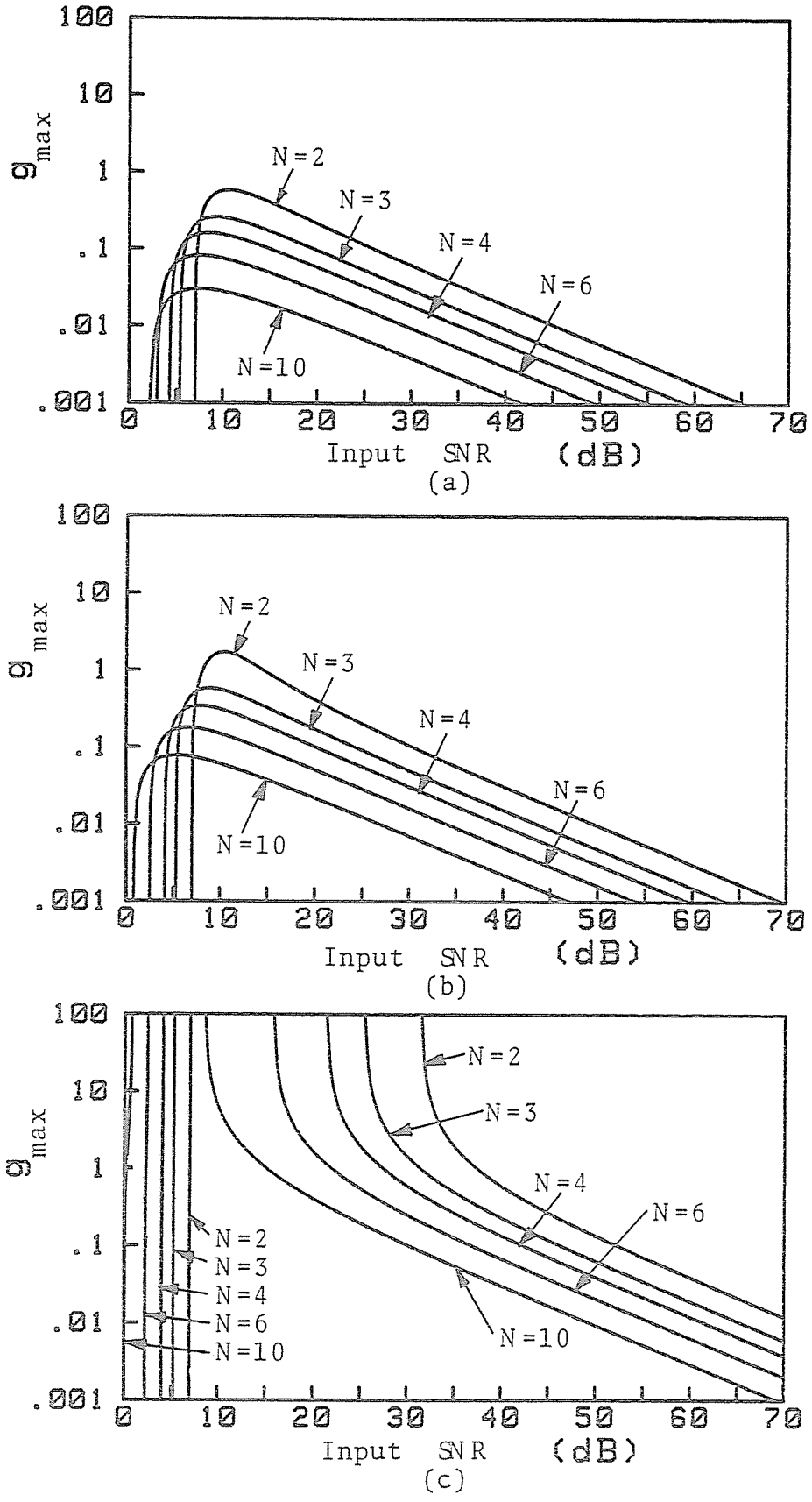
図6.14 g_{max} 対入力SNR (8).



$\ell=\lambda_0/2$, $\delta=5°$, A=5dB,

(a) $\theta_s=30°$, (b) $\theta_s=60°$, (c) $\theta_s=90°$.

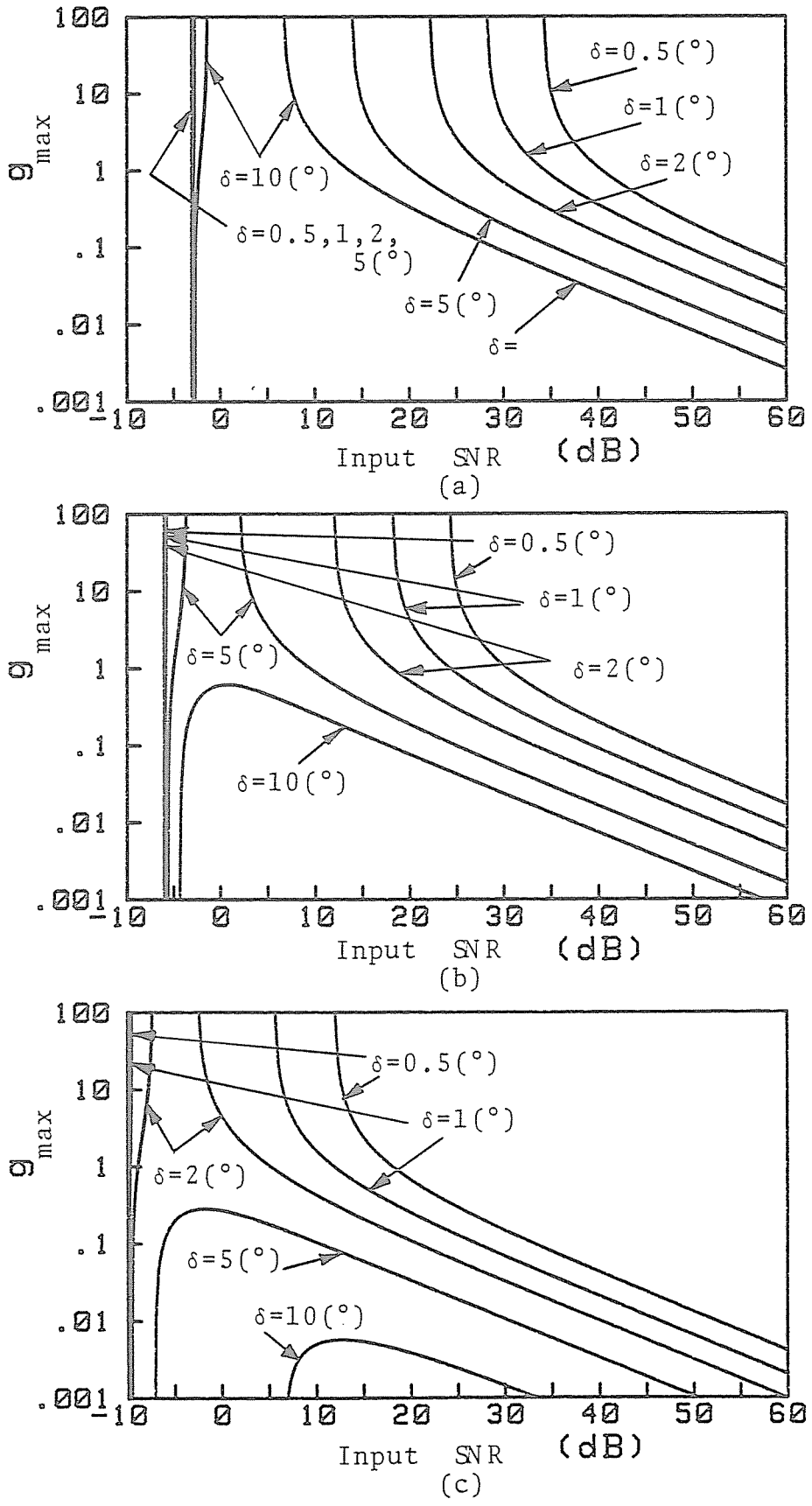
図6.15 g_{max} 対入力SNR (9).



$\ell=\lambda_0/2$, $\delta=5°$, A=10dB,

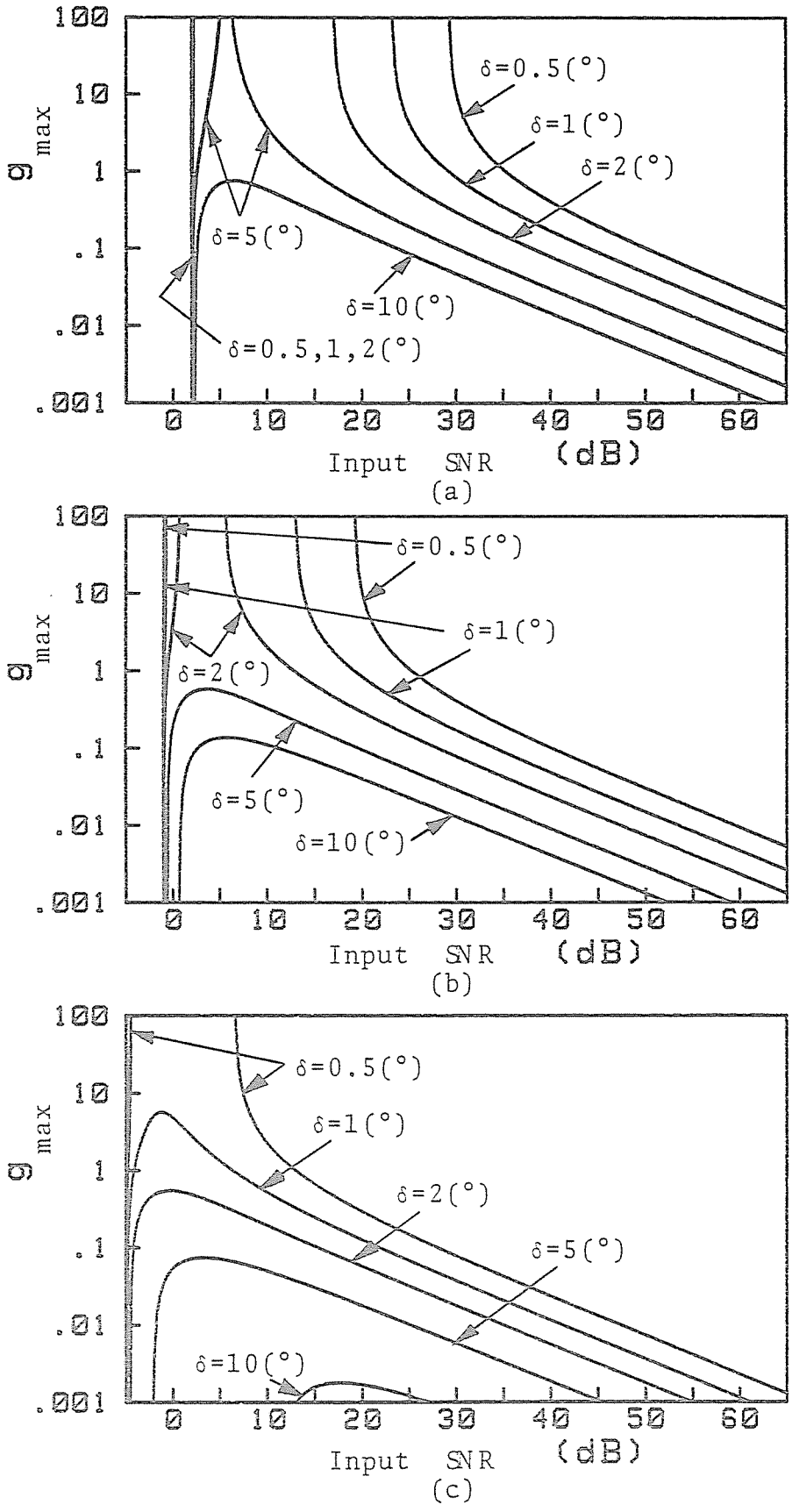
(a) $\theta_s=30°$, (b) $\theta_s=60°$, (c) $\theta_s=90°$.

図6.16 g_{max} 対入力SNR (10).



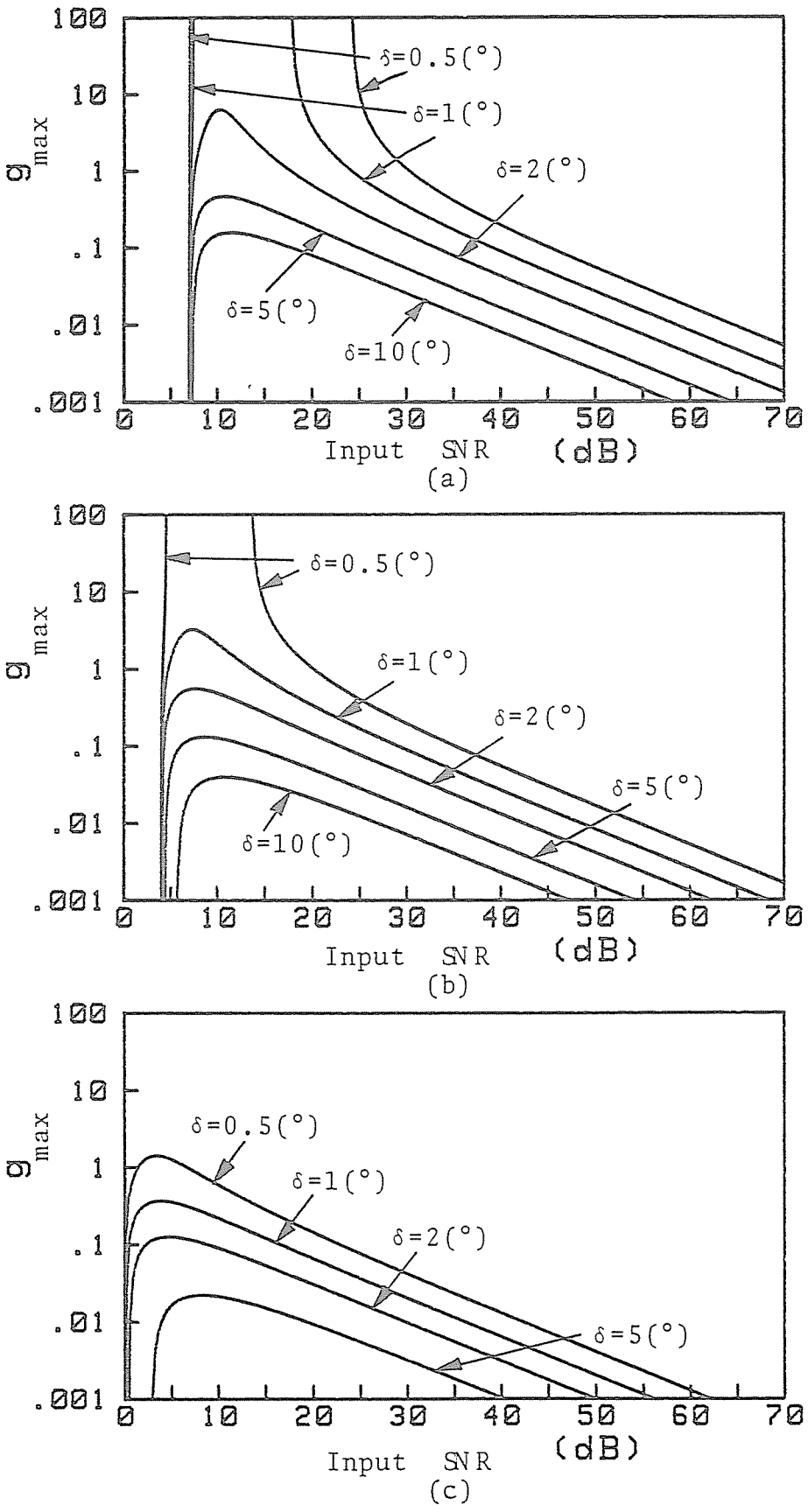
$\ell = \lambda_0/2$, $\theta_s = 0°$, A=0dB, (a) N=2, (b) N=4, (c) N=10.

図6.17　g_{max} 対入力SNR (11).



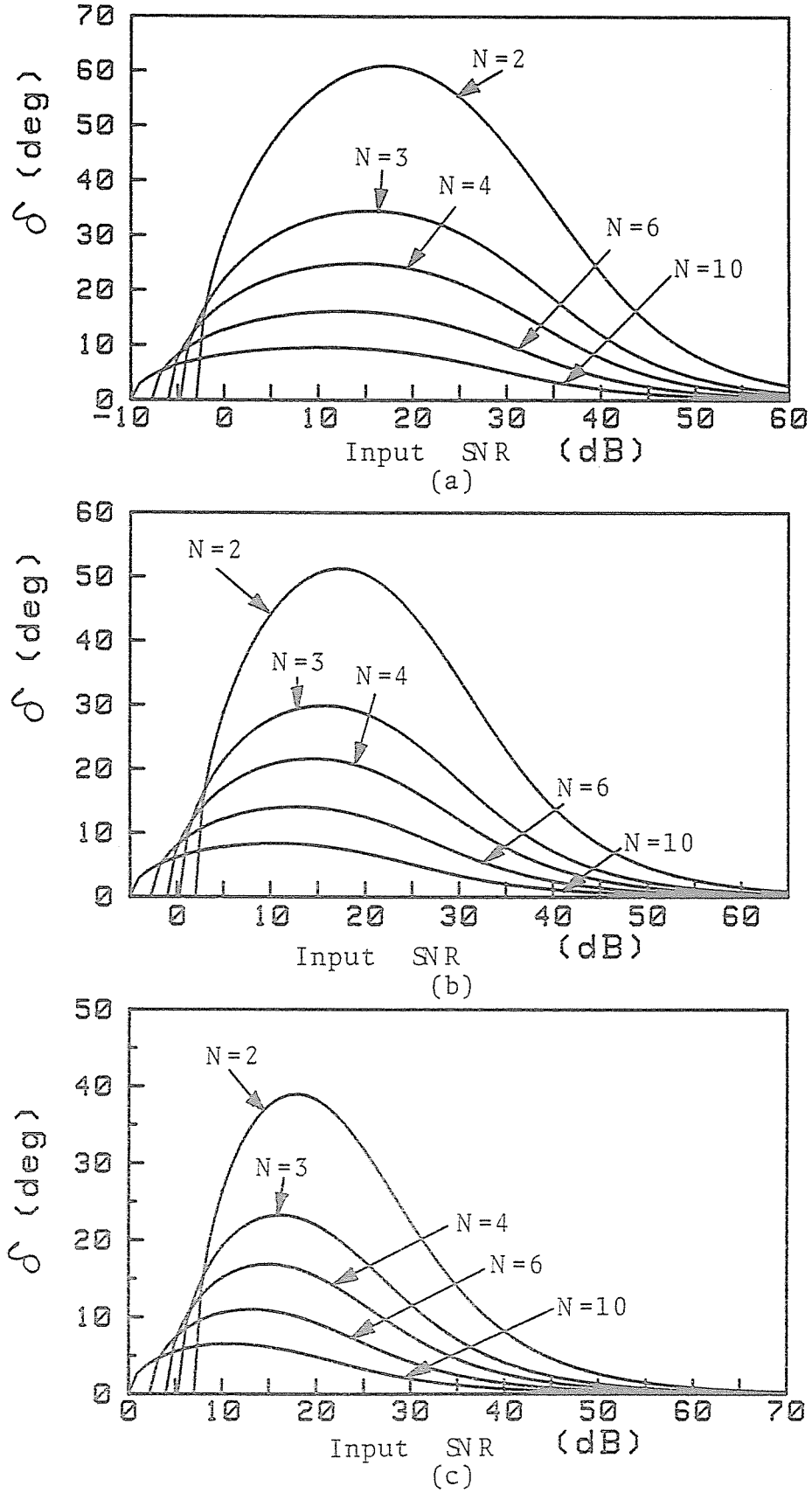
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, A=5dB, (a) N=2, (b) N=4, (c) N=10.

図6.18 g_{max} 対入力SNR (12).



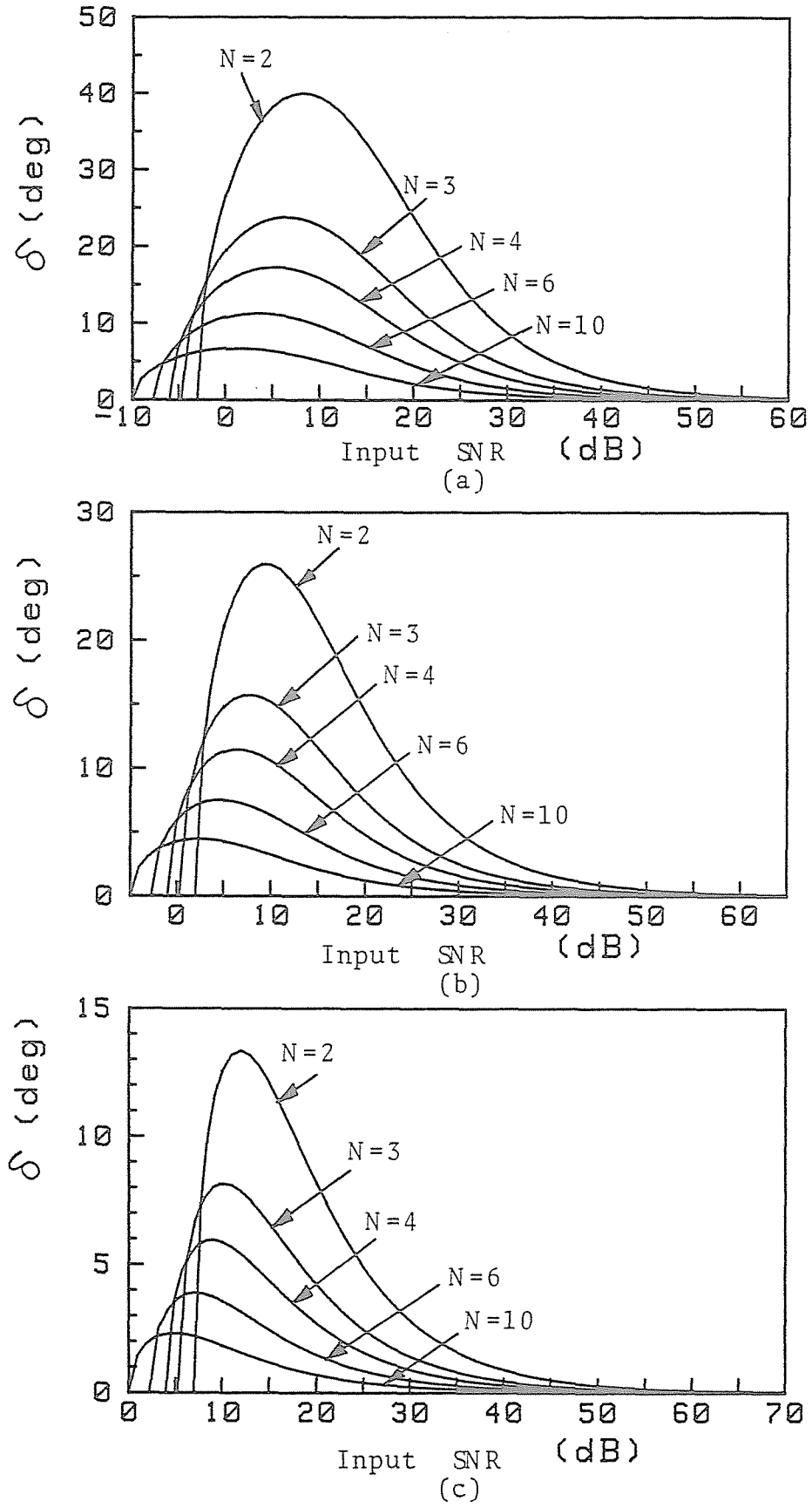
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, A=10dB, (a) N=2, (b) N=4, (c) N=10.

図6.19 g_{max} 対入力SNR (13).



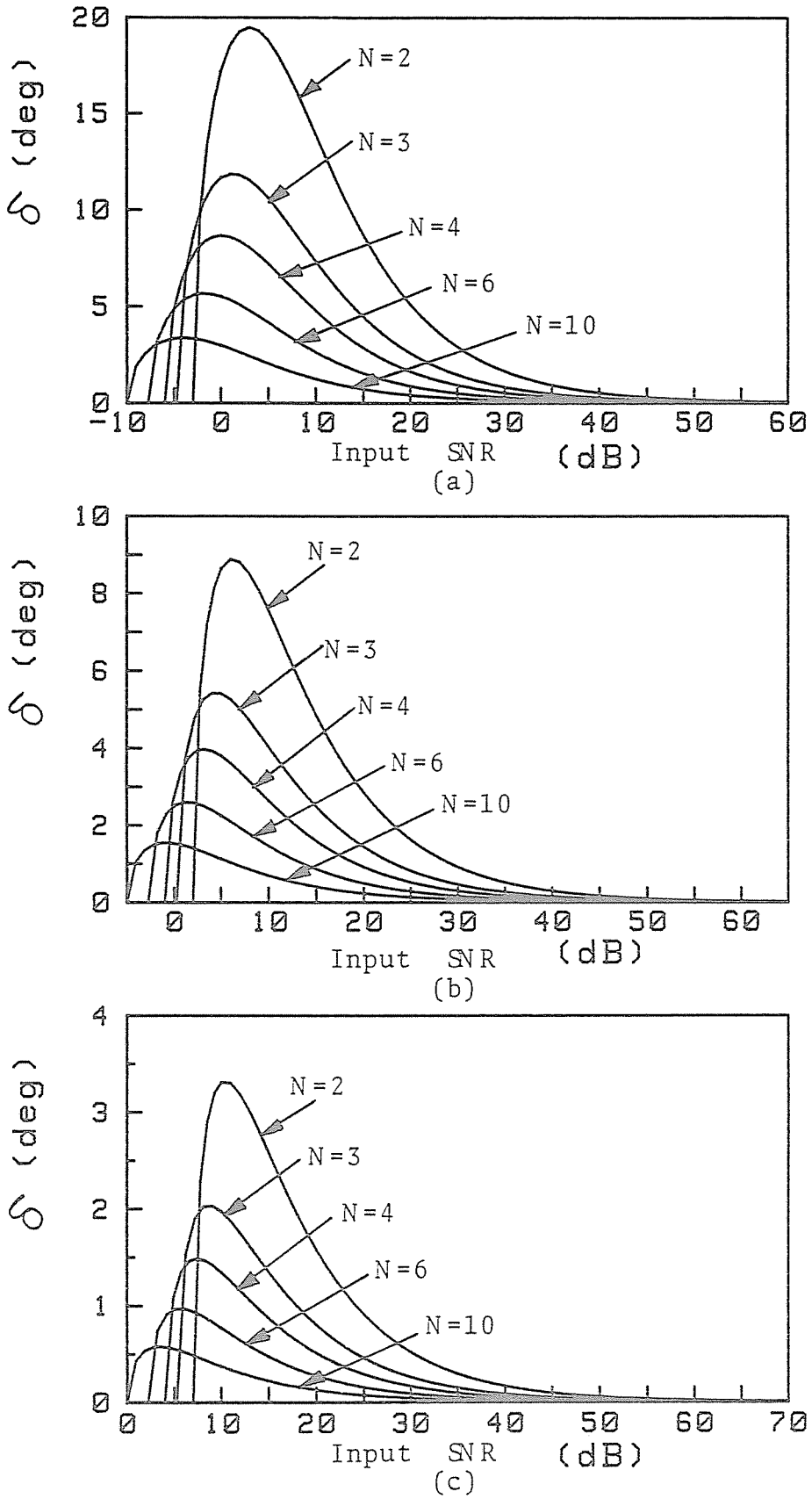
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, g=0.01, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.20　δ対入力ＳＮＲ　(1)．



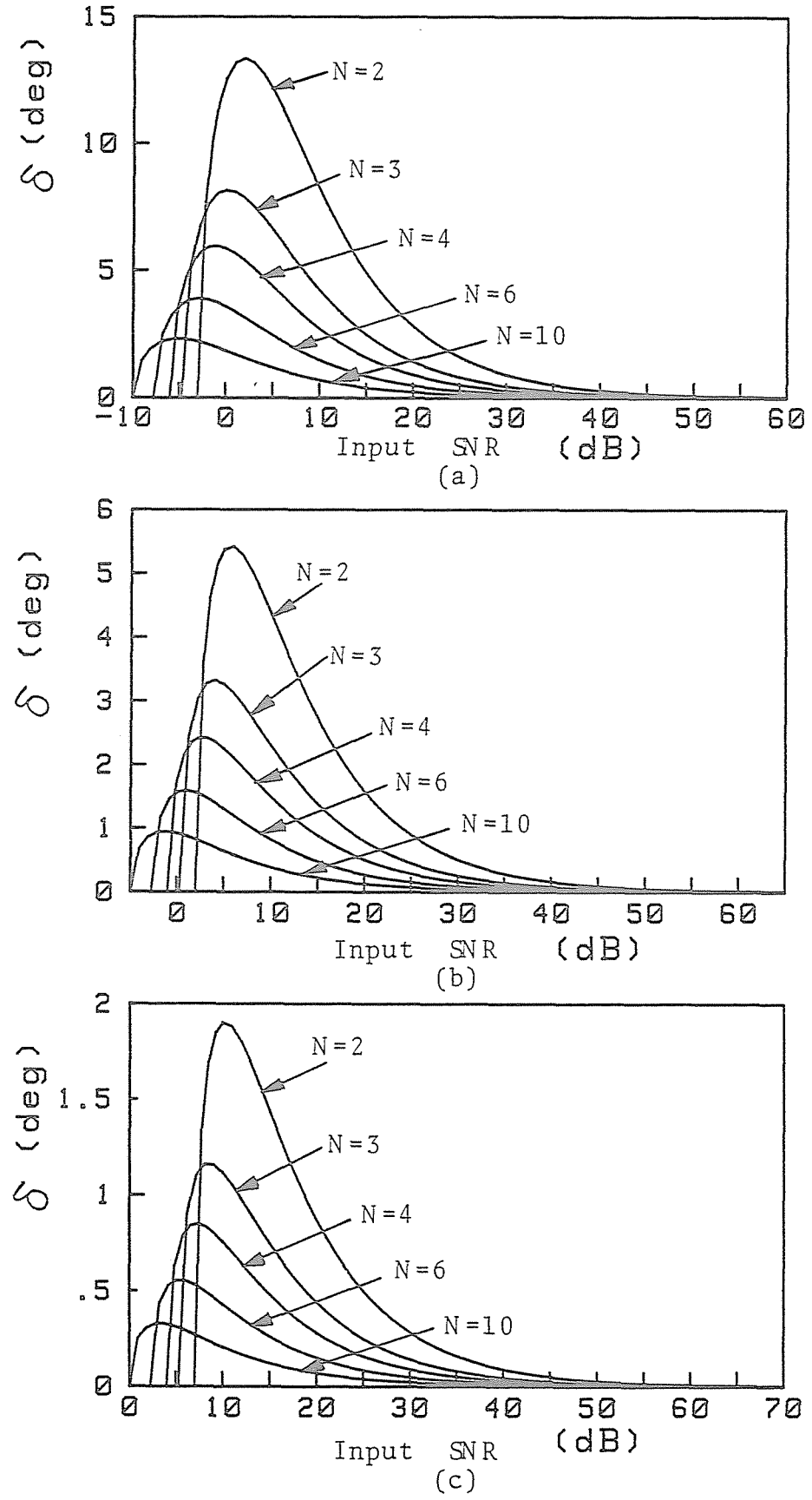
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, g=0.1, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.21　δ対入力ＳＮＲ　(2)．



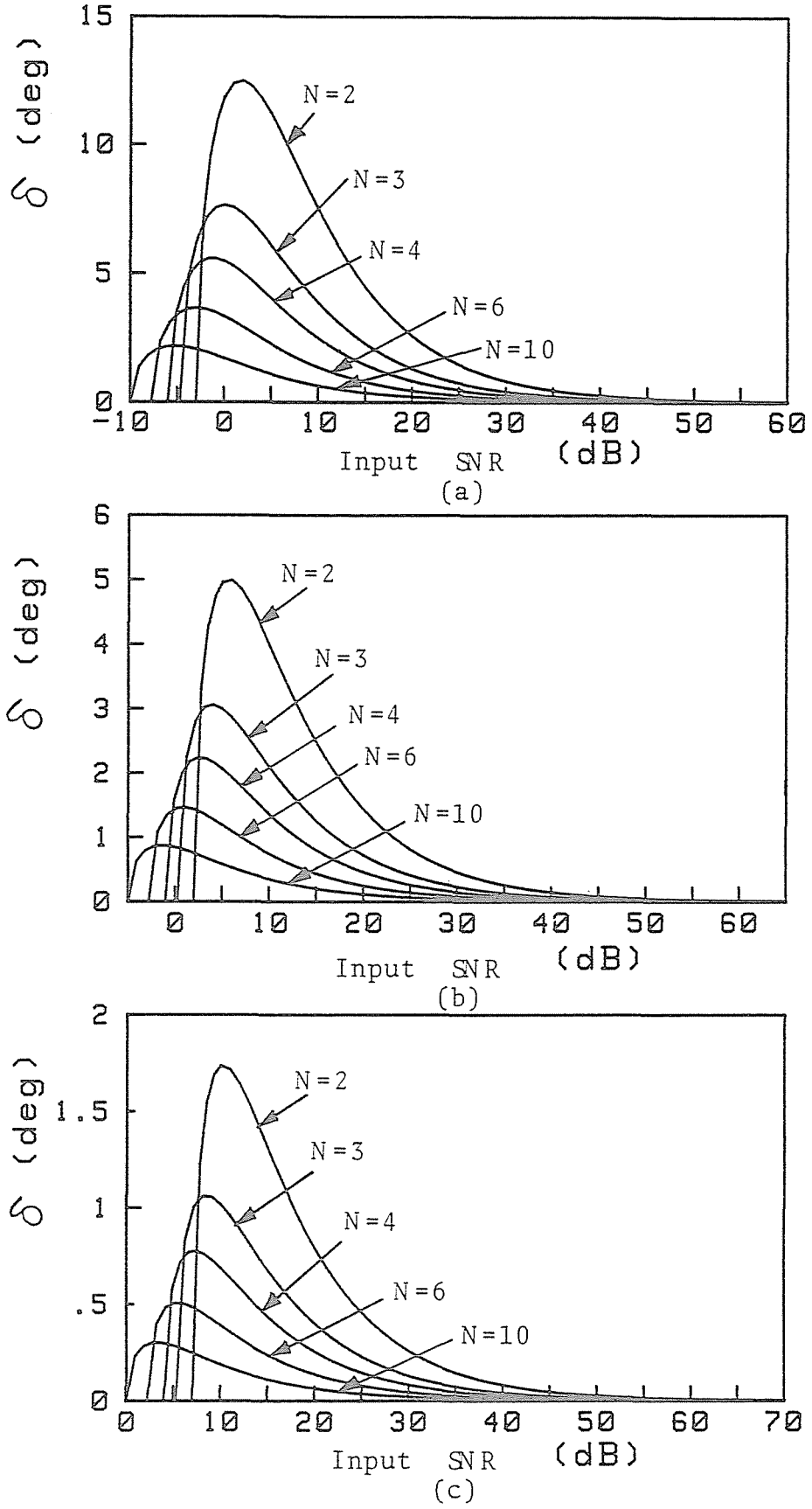
$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, g=1, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.22　δ対入力ＳＮＲ　(3)．



$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, g=10, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.23　δ対入力ＳＮＲ　(4)．



$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $g=\infty$, (a) A=0dB, (b) A=5dB, (c) A=10dB.

図6.24　δ対入力ＳＮＲ　(5)．

ことが明らかである。例えば、図6.22(b) から、入力SNR のダイナミックレンジが5~20dBとすると、δは入力SNR=20dBにより決定され、N=2、3、4、6、10に対してそれぞれ2.8°、1.4°、0.91°、0.49°、0.22° となる。

６．５　妨害が存在するときの角度誤差特性

6.4 までに、所望信号のみが存在する場合の角度誤差特性、また所望の出力SNR を与えるg、δの決定法などについて述べた。ところで、アダプティブアレーアンテナの本来の目的は、所望信号の受信状態を向上するとともに妨害を有効に抑圧するということである。したがって、妨害が存在しないときにいくら所望信号の角度誤差特性が改善されたとしても、妨害抑圧特性が劣化したのではアダプティブアレーアンテナを用いる意義が全くない。

本節においては、妨害が存在する場合について、アレーによって得られる角度誤差特性が、妨害が存在しないときに得られる特性と比較してどのようになるかを数値計算により示す。さらに、6.4 で導出した式(6.18)および (6.22) の有効性について考察する。ただし、妨害が１波のみ存在する場合については、出力SINR対入力SNR の関係式を解析的に導出する。

６．５．１　式の導出

妨害が１波のみ存在するときの出力SINRを解析的に導出する（導出の詳細は付録A-5 を参照のこと）。

この場合、式(6.7)、(6.8)および(6.6) を用いて定常ウエイトベクトルは次式のように与えられる。

$$W = \frac{\varepsilon}{P_n} \cdot \frac{1}{(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)} \{(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)S^* + (\rho_{di}\rho_{is}\gamma_i - \rho_{ds})\gamma_d V_d^* + (\rho_{di}^*\rho_{ds}\gamma_d - \rho_{is})\gamma_i V_i^*\} \quad (6.26)$$

ただし、

$$\gamma_z = \frac{\varepsilon \xi_z}{1+\varepsilon N \xi_z} \quad (z=d,i) \tag{6.27}$$

$$\xi_i = \frac{P_i}{P_n} \quad : \text{入力INR} \tag{6.28}$$

$$\rho_{di} = V_d{}^T V_i{}^*, \quad \rho_{ds} = V_d{}^T S^*, \quad \rho_{is} = V_i{}^T S^* \tag{6.29}$$

$$V_d{}^T V_d{}^* = V_i{}^T V_i{}^* = S^T S^* = N \tag{6.30}$$

である。

妨害が1波であるので、式(6.26)~(6.30) において妨害の番号を表す添字は省略した。

式(6.9) および(6.26)を用いて出力SINRは、

$$\text{出力SINR} = \frac{D_e}{I_n + N_o} \tag{6.31}$$

で与えられる。ただし、D_e、I_n、N_oはそれぞれ出力における所望信号電力、妨害電力、熱雑音電力に対応する値をとり、次式により与えられる。

$$D_e = \frac{\xi_d}{(1+\varepsilon N \xi_d)^2}(|\rho_{ds}|^2 - \alpha\gamma_i + |\rho_{is}|^2 |\rho_{di}|^2 \gamma_i{}^2) \tag{6.32}$$

$$I_n = \frac{\xi_i}{(1+\varepsilon N \xi_i)^2}(|\rho_{is}|^2 - \alpha\gamma_d + |\rho_{ds}|^2 |\rho_{di}|^2 \gamma_d{}^2) \tag{6.33}$$

$$\begin{aligned} N_o = {} & N + (N\gamma_d - 2)\gamma_d |\rho_{ds}|^2 + (N\gamma_i - 2)\gamma_i |\rho_{is}|^2 - 2N|\rho_{di}|^2 \gamma_d \gamma_i \\ & + N(|\rho_{di}|^2 + |\rho_{is}|^2 + |\rho_{ds}|^2)|\rho_{di}|^2 \gamma_d{}^2 \gamma_i{}^2 - \alpha|\rho_{di}|^2 \gamma_d{}^2 \gamma_i{}^2 \\ & - (N\gamma_d + N\gamma_i - 3)\alpha\gamma_d\gamma_i \end{aligned} \tag{6.34}$$

ただし、

$$\alpha = \rho_{ds}{}^* \rho_{is} \rho_{di} + \rho_{ds} \rho_{is}{}^* \rho_{di}{}^* \tag{6.35}$$

である。

また、妨害が2波以上のときは解析的に式を導出するのは困難であるので、式(6.1)、(6.8)および(6.9) を用いて出力SINR対入力SNR の関係を求めることにする。

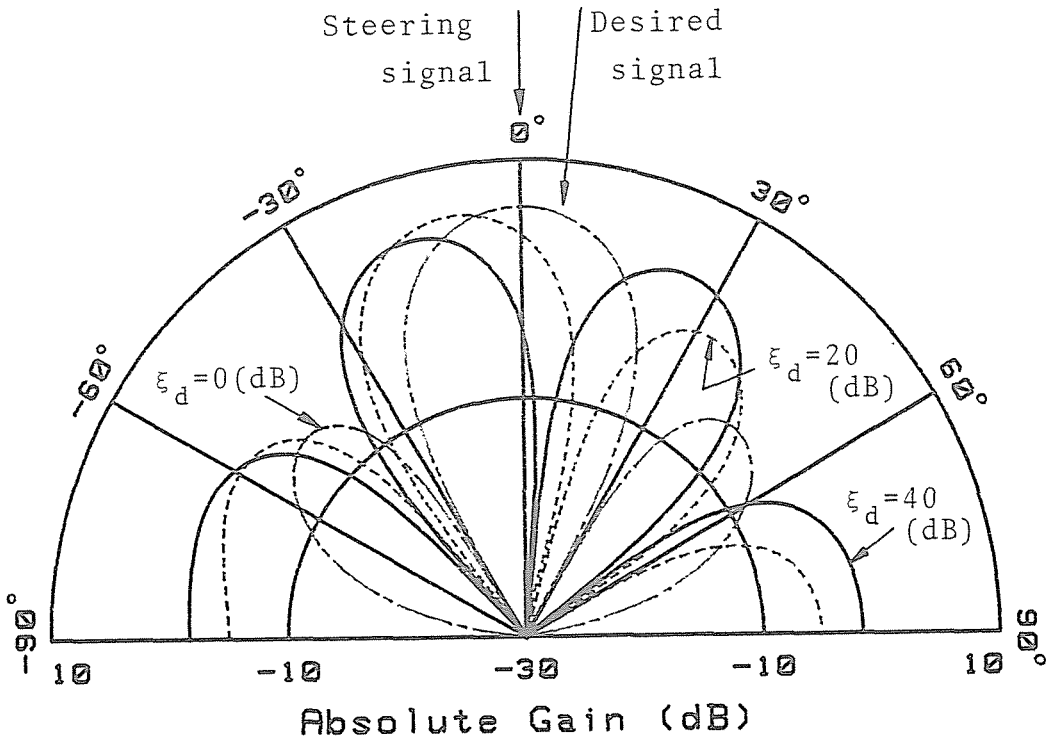
６．５．２　数値例

素子間隔ℓのＮ素子リニアアレーについての計算結果を示す。特に、妨害が１波のとき、式(6.29)において、

$$\left.\begin{aligned} \rho_{ab} &= \frac{\sin(N\psi_{ab}/2)}{\sin(\psi_{ab}/2)}\, e^{\,j\frac{N-1}{2}\psi_{ab}} \\ \psi_{ab} &= \frac{2\pi\ell(\sin\theta_b-\sin\theta_a)}{\lambda_0} \end{aligned}\right\} \qquad (6.36)$$

となる。ただし、a、bは添字d、i、s のいずれかを表すものとする。また、θ_iは妨害到来方向を表す。

図6.25は妨害が存在しないときのアレーパタンである。ただし、θ_s=0°、θ_d=5°、

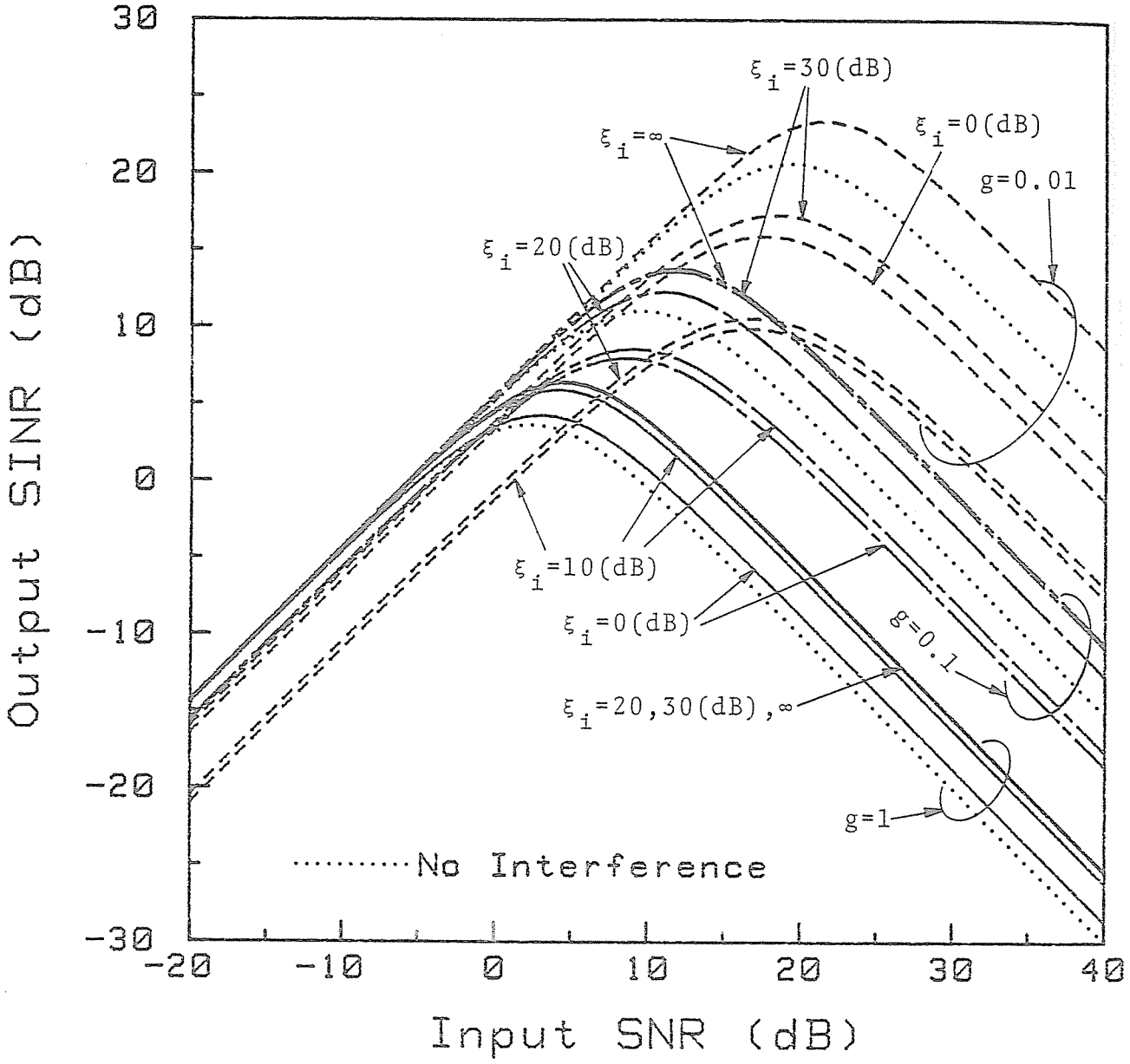


N=4, ℓ=λ0/2, g=0.01, θs=0°, θd=5°, No interference.

図6.25　アレーパタン.

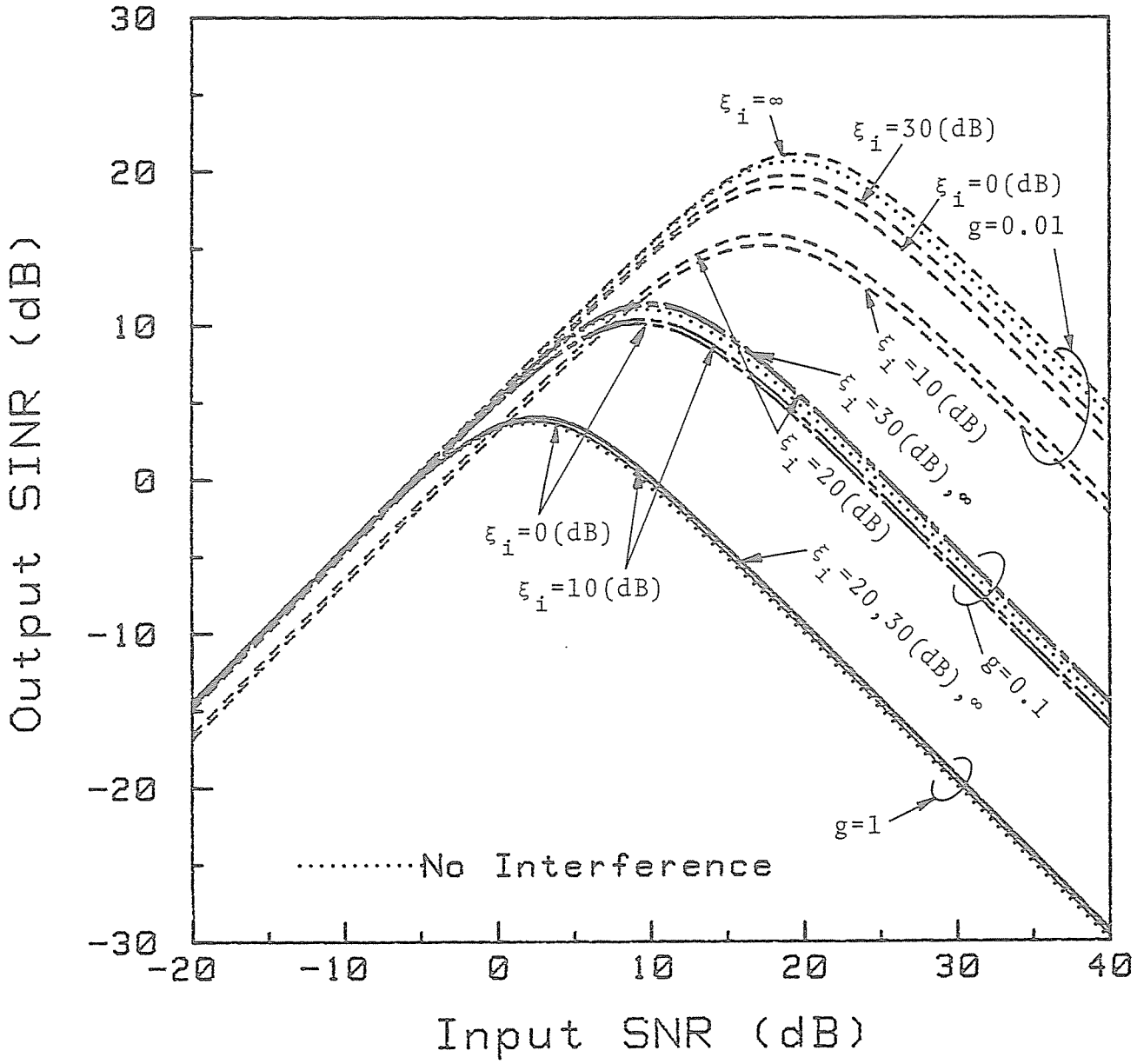
N=4、$\ell=\lambda_0/2$、g=0.01 で入力SNR を0、20、40dB とした。同図から、ξ_dが0dB 以下であるならば、アレーパタンは所望信号到来方向にヌルを形成していない。ところが、ξ_dが20、40dBと大きくなるに従って、アレーパタンのヌルが所望信号到来方向に形成されてゆくようすが良く分かる。そして、ξ_d=40dB のときには完全に所望信号到来方向にヌルが形成されている。ところで、主ビームあるいはサイドローブの変化についてみてみると、主ビームは0°方向から-20°方向、また-45°方向に形成されたサイドローブは-90°方向に移動して行く。このことから、妨害が-20°あるいは-60°から入射した場合、アレーは主ビームあるいはサイドローブが形成される方向にパタンヌルを形成しなければならなく、他の方向から妨害が入射するときよりもアレー特性に及ぼす影響は大きい。ただし、例えば60° の方向に着目すると、ξ_dが0~40dBに変化する間にその方向に対して偶然ヌルが形成されるξ_dが存在するということが分かる。この場合、θ_iが60° であると妨害方向が偶然形成されたヌルの方向と一致するため、見かけ上出力SINRが急激に良くなり、妨害抑圧特性が改善されたかのごとく思われる。したがって、このような誤解を受ける特性を示すことを避けるため、以下の数値例においては妨害が存在しないときのアレーパタンにおいて、gまたはξ_dを変化させたときにヌルが形成される方向と妨害到来方向θ_iとが一致しないようなθ_iを選ぶようにした。

図6.26および6.27に妨害が１波の場合について式(6.31)から求められる出力SINR対入力SNR の関係を示した。ただし、N=4、θ_s=0°、θ_d=5°、図6.26 θ_i=-20°、図6.27 θ_i=-60° である。これら２つの図から、妨害が存在しているときにおいても、妨害が存在していないときと同様な特性が得られる。さらに、gが１のときには妨害が存在する方が、存在しないときより常に良い特性が得られる。しかし、gが0.1、0.01 という値をとると、妨害電力に依存した特性のばらつきの程度が大きくなり、ある値以上の電力を持つ妨害が存在するときには、妨害が存在しないとき得られる特性より良い特性が得られるが、それ以下の電力を持つ妨害に対しては妨害がないとき得られる特性より劣る特性となる。例えば、図6.26において、g=0.01のときξ_iに対して特性は極めて悪化し、妨害が存在しないときよりも最大12dB程度劣化する。また、gが0.1のときはξ_i=0dBに対して特性は極めて悪化し、3.5dB 程度劣化する。この劣化は、



N=4, $\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\theta_d=5°$, 1 interference, $\theta_i=-20°$

図6.26 出力ＳＩＮＲ対入力ＳＮＲ (1) .



N=4, $\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\theta_d=5°$, 1 interference, $\theta_i=-60°$

図6.27　出力ＳＩＮＲ対入力ＳＮＲ　(2)．

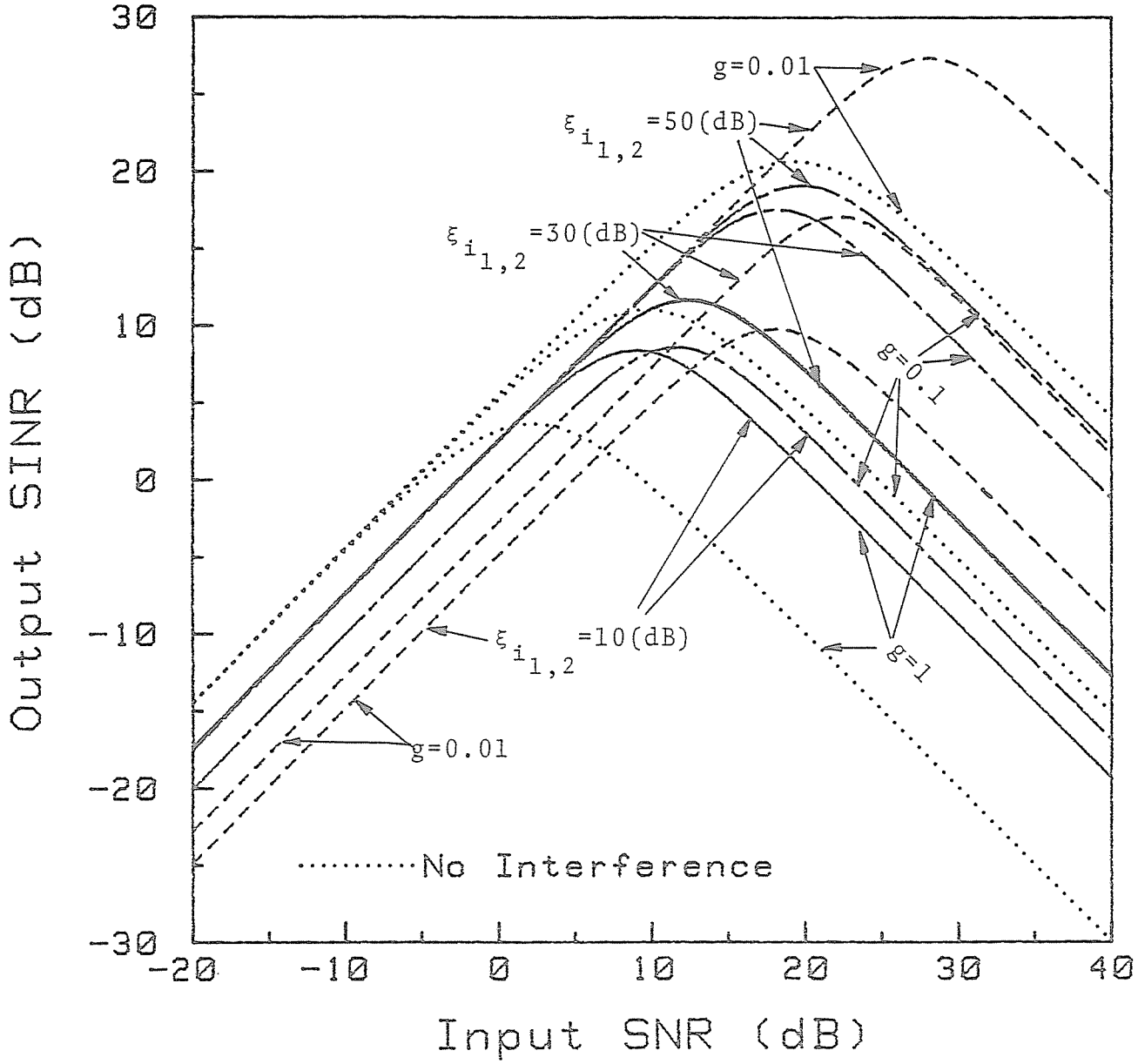
gが小さいため電力の小さい妨害を充分抑圧しきれないことによる（図6.25を参照のこと）。

また、図6.26および6.27において、妨害が存在しないときよりも良い特性を得るためには、gが0.01のとき$\xi_i \geqq 35$dB、gが0.1のときには$\xi_i \geqq 14$dBでなければならない。また、いずれの場合においても、ξ_iが無限大となれば、妨害が存在しないときよりも優れた最良の角度誤差特性を得ることができる。これは、ξ_iが無限大、すなわち、式(6.31)~(6.34)において$I_n=0$、$Y_i=1/N$とすることは、等価的にアレーパタンにおけるヌルの方向を妨害到来方向に拘束した状態のもとで得られる角度誤差特性である。それゆえ、アレーの自由度が1つ減り、妨害が存在しないときほど容易に所望信号到来方向に対してヌルを向け得なくなる。そのため、妨害が存在しないときより特性は良くなる。

また、図6.26と図6.27を比較すると、その特性の傾向あるいは特徴はほとんど同じである。しかし、図6.26の方が妨害電力に依存した特性のばらつきの程度が大きい。これは、サイドローブに存在する妨害（以下、サイドローブ妨害と略す）より、主ローブに存在する妨害（以下、主ローブ妨害と略す）に対して主ビーム方向の変動による特性への影響が顕著であるためである。ただし、図6.26の場合$\theta_i=-20°$は主ローブ妨害であり、一方$\theta_i=-60°$というのはサイドローブ妨害である。すなわち、サイドローブ妨害の方が主ローブ妨害よりも角度誤差特性に及ぼす影響ははるかに小さい。

図6.28および6.29はともに妨害が2波の場合である。ただし、N=4、$Q=\lambda_o/2$、$\theta_s=0°$、$\theta_d=5°$で、図6.28は$\theta_{i1}=-20°$、$\theta_{i2}=20°$、図6.29は$\theta_{i1}=-60°$、$\theta_{i2}=40°$である。すなわち、図6.28は主ローブ妨害、図6.29はサイドローブ妨害である。妨害は2波とも等しい電力を持つものとしている。

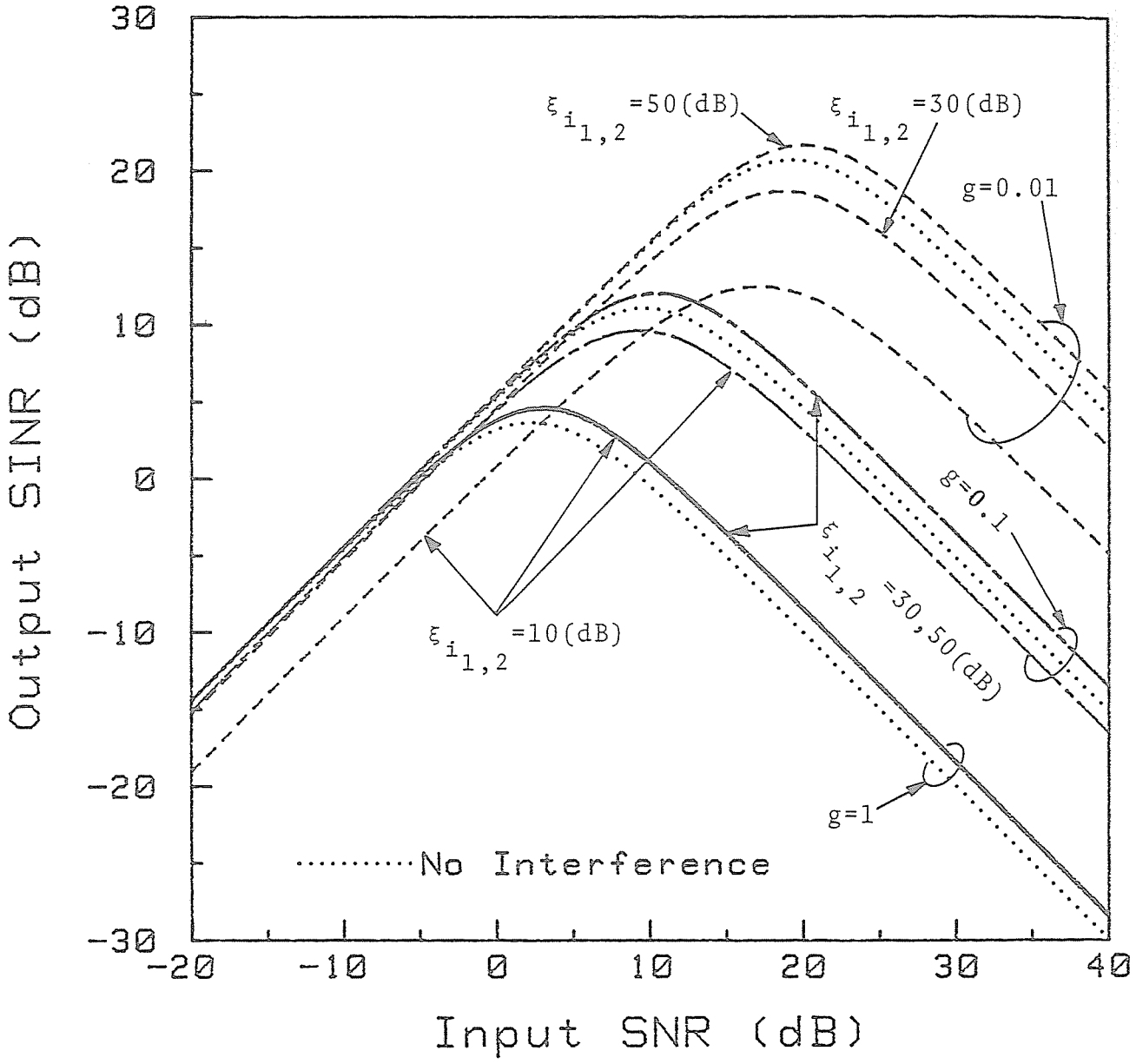
この両図を妨害1波の場合の図と比較すると、特性の傾向はほとんど同じであり、妨害数が増加したことによって妨害電力に依存した特性のばらつきの程度が単に増加しただけである。ただし、図6.28に関しては、入力SNRが0dB以下では常に妨害がないときに比べ出力SINRは劣化している。これは、妨害電力が小さくgが小さい場合は妨害を抑圧できないため、また妨害電力が大きいかあるいはgが1の場合には所望信



N=4, $\ell=\lambda/2$, $\theta_s=0°$, $\theta_d=5°$, 2 interferences

$\theta_{i_1}=-20°$, $\theta_{i_2}=20°$.

図6.28 出力ＳＩＮＲ対入力ＳＮＲ (3).



N=4, $\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\theta_d=5°$, 2 interferences,

$\theta_{i_1}=-60°$, $\theta_{i_2}=40°$.

図6.29 出力ＳＩＮＲ対入力ＳＮＲ (4) .

号に近接した２波の妨害の到来方向に形成されたヌルのため所望信号到来方向の絶対利得が減少したためであって、角度誤差による特性の劣化ではない。

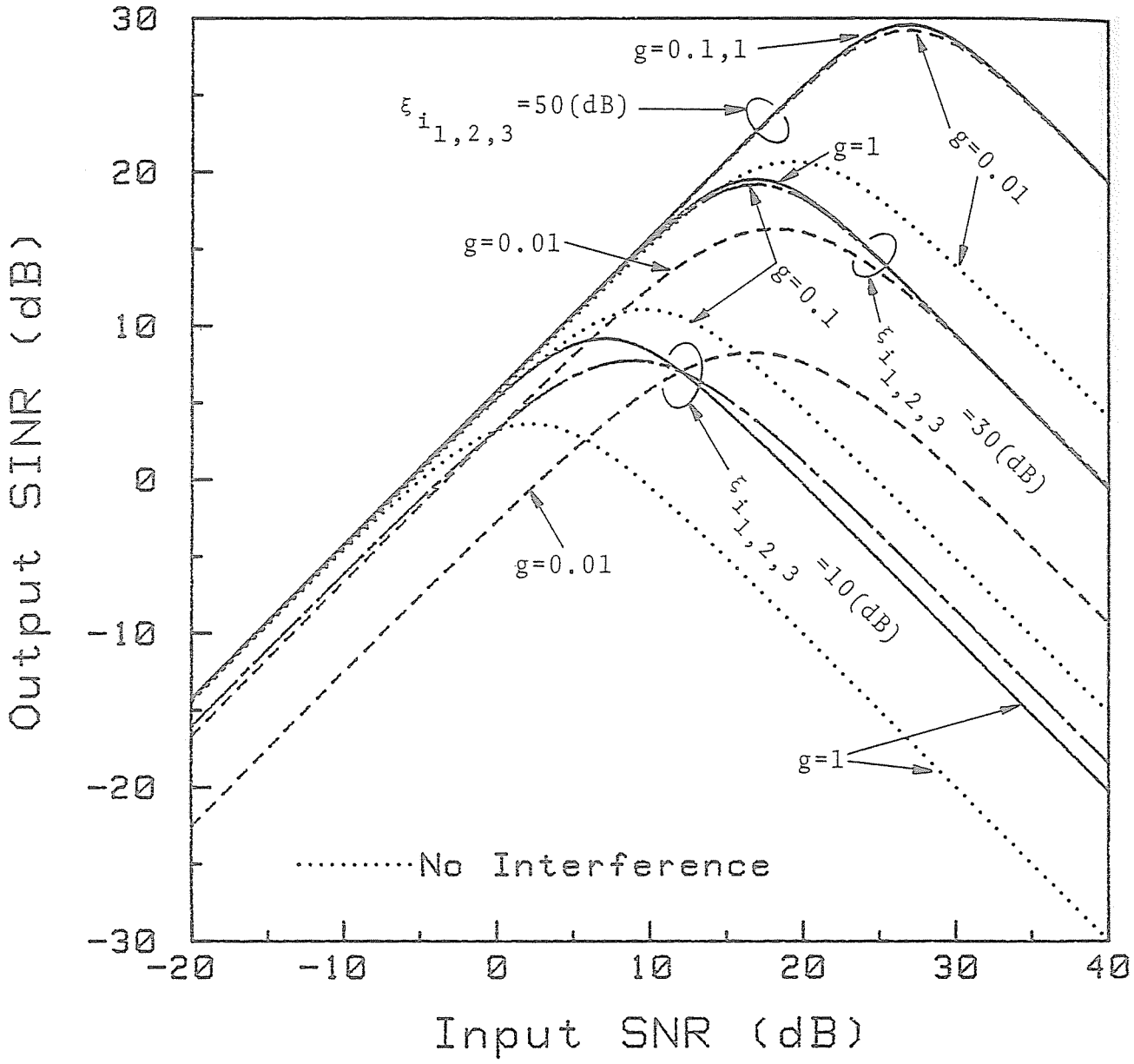
図6.30は妨害が３波の場合である。ただし、N=4、$\ell=\lambda_0/2$、$\theta_s=0°$、$\theta_d=5°$、$\theta_{i1}=-20°$、$\theta_{i2}=-60°$、$\theta_{i3}=40°$ である。同図から、特性曲線は図6.26~6.29 と同じ傾向を示しており、妨害数の増加に伴う妨害電力に依存した特性のばらつきが更に顕著になっている。特に、ｇが１で$\xi_{i1,2,3}$ が30dBあるいは50dBならば、ｇが0.01、0.1 の場合より良い特性が得られ、妨害が存在しないときよりも良い特性である。これは、妨害数が３波でアレーの自由度と一致しているためである。

妨害が複数個のときすべての妨害電力を等しいとしているが、妨害電力が異なる場合には、すべての妨害が最低の電力をもったとき得られる特性と、最大の電力をもったとき得られる特性の間の特性が得られ、主に最低の電力をもつ妨害が特性に対して支配的であるということが確かめられた。また、ｇが0.1、0.01 の場合に妨害がないときより良い特性を得るためには、すべての妨害電力がそれぞれ14、35dB以上なければならない。

数値例で示した結果は$\theta_s=0°$、$\theta_d=5°$と角度誤差が大きいときであったが、角度誤差が小さくなっても得られる角度誤差特性の傾向は変わらなかった。しかし、同じ程度の特性を得るには角度誤差が小さいほど、より大きいｇを選択することができるので、妨害が存在することによる特性の劣化の度合いは小さくなる。

以上のことから、４素子リニアアレーについて以下のことが分かった。増幅器利得ｇを１程度の大きな値にすることができるのならば、妨害の電力、数によらず妨害が存在しないときよりも良い特性が得られるので、所望の出力特性は満足される。また、ｇを0.1、0.01 のような小さい値にしなければならないとき、それぞれの場合すべての妨害が14、35dB以上の大きな電力を持っているならば、得られる特性は妨害が存在しないときより良い。しかし、妨害電力がそれより小さい場合には、妨害を完全に抑圧することができなくなり特性を劣化させてしまう。そのため、所要の出力特性を得ることができなくなる。

したがって、6.4 において示した角度誤差範囲が与えられたときのｇの上限を与える式(6.18)およびｇが定められたとき許容される角度誤差の上限を与える式(6.22)



N=4, $\ell=\lambda_0/2$, $\theta_s=0°$, $\theta_d=5°$, 3 interferences,

$\theta_{i_1}=-60°$, $\theta_{i_2}=-20°$, $\theta_{i_3}=40°$.

図6.30 出力ＳＩＮＲ対入力ＳＮＲ (5) .

は、妨害が存在するときであってもgが1以上の大きな値を取りうるか、あるいは妨害電力が適当に大きい値であるならば充分利用可能であり、H-A アダプティブアレーアンテナの設計資料として有効である。

4素子リニアアレー以外の場合については、本章で行ったと同様の数値計算を実施することにより、妨害が存在するときの角度誤差特性が得られる。

6．6　むすび

H-A アダプティブアレーアンテナについて、所望信号のみが存在する場合と、妨害1波と所望信号が存在する場合について、所望信号の到来方向に角度誤差が存在するときの出力SNR 対入力SNR 、出力SINR対入力SNR の関係を示す式を解析的に導出した。

さらに、所望信号のみが存在する場合、所要の出力SNR を得ることができる増幅器利得の上限、および許容される最大の角度誤差を直接得ることができる式を導いた。そして、入力SNR のダイナミックレンジが与えられたとき、その上限あるいは下限のいずれかによって上記パラメータが決定されることを示した。

また、妨害と所望信号が存在する場合には、4素子リニアアレーについて数値計算による検討を行い、所望信号のみが存在するときの角度誤差特性から導かれたg、δの上限を与える式の有効性について考察した。その結果以下のことが分かった。gが1以上の大きな値をとることが許されるのならば、妨害が存在する方が存在しないときより良い特性が得られる。また、gが0.1、0.01 のような小さい値しか取れない場合については、妨害電力が小さいと妨害が存在しないときよりも特性は劣化してしまうが、妨害電力が適当に大きい場合には妨害が存在しないときよりも良い特性が得られる。したがって、妨害が存在しているときに得られる特性が妨害が存在していないとき得られる特性と同程度かそれ以上であるならば、求められたgあるいはδによって所要の出力特性を得ることができる。しかし、その他の場合については、必ずしも所要の出力特性を得ることができるとは限らない。

参 考 文 献

[1] 大宮，小川，伊藤：”通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの定常特性”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，4，pp.499-500 (Apr. 1982).

[2] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in a Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

[3] R.T.Compton,Jr. : "The Effect of Random Steering Vector Errors in the Applebaum Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-18, 4, pp.392-400 (July 1982).

[4] R.A.Monzingo and T.W.Miller : Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley and Sons, New York, 1980.

[5] C.L.Zahm : "Effects of Errors in the Direction of Incidence on the Performance of an Adaptive Array", Proc. IEEE, 60, 8, pp.1008-1009 (Aug. 1972).

[6] H.C.Lin : "Spatial Correlations in Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-30, 2, pp.212-223 (Mar. 1982).

第 7 章

アダプティブアンテナにおける所望信号到来方向誤差特性に関する比較検討

受信側において所望信号到来方向が既知の通信系には、H-A アダプティブアレーアンテナとCLMSアダプティブアレーアンテナを用いることができる。そして、所望信号到来方向に角度誤差が存在すると特性の劣化が生じる。本章においては、角度誤差対策としてH-A アダプティブアレーアンテナでは増幅器利得を小さくする方法、または、CLMSアダプティブアレーアンテナで擬似雑音を増加する方法、すなわち入力信号から求められる相関行列の対角項を等価的に増加する方法と、CLMSアダプティブアレーアンテナで拘束方向を増加する複方向CLMSアダプティブアレーアンテナを用いる方法のいずれが適しているか、数値計算を行い比較検討した。

本章においては、まず初めにH-A アダプティブアレーアンテナとCLMSアダプティブアレーアンテナの一般的性質を論じ、そのあとCLMSアダプティブアレーアンテナの拘束方向を増加させたときの拘束行列および応答ベクトルの与え方を明確化した。それから、H-A アダプティブアレーアンテナと複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性を数値計算を用いて比較検討した。例として、角度誤差が5°、入力SNRのダイナミックレンジの上限が20dB、所要の出力SINRまたはSNR の下限が10dBという評価基準を設け、アンテナの自由度が一定の条件のもとで比較検討を行った。その結果、妨害電力が所望信号電力と等しいか、それ以下なら複方向CLMSを用いる方法が、また妨害電力が所望信号電力より充分大きいときには、相関行列の対角項を等価的に増加する方法がより広い妨害到来範囲で評価基準を満足することが分かった。ただし、与えられた信号環境に適する角度誤差対策の方法を上記２つから選択する場合、その決定は採用する評価基準に依存する。

７．１　まえがき

アダプティブアンテナは、アンテナの指向性を信号環境に対して自動的に適応化することによって、本来受信したい信号（以下、所望信号と呼ぶ）を受信し、混信波、マルチパス波、ジャミング等の不要信号を抑圧する。したがって、アンテナ出力でのSN比を向上することができる。

アダプティブアンテナでは、所望信号に関する情報を受信側で利用することによって、入射信号中の所望信号と妨害信号を識別することが可能になる。このことにより、所望信号には主ビームを、妨害にはヌル点を走査するようアンテナパタンを自動的に調節する。

アダプティブアンテナは必要とする所望信号についての情報により、いくつかのカテゴリーに分類することができる。１つは、LMS アダプティブアレーアンテナ[1,2]と呼ばれるアンテナ系である。この系では、ウエイトの制御ループ内に所望信号と高い相関を持つ参照信号（または、パイロット信号と称する）を挿入することによって、自動的に所望信号の到来方向に主ビームを向け、参照信号と相関のない信号を妨害信号とみなし、アレーパタンのヌル点をその到来方向に向けることにより妨害信号の抑圧を行う。この系では所望信号の到来方向などの情報を用いることなく、自動的に所望信号の追尾が行えるので、移動通信などに極めて有用である。しかしながら、LMS アダプティブアレーアンテナでは参照信号を発生することが大変難しい。ある特定の通信系[3,4] に対しては適当な参照信号の発生法は存在するが、多くの一般的な通信系に対しては簡単に参照信号を得ることは困難である。

第二の方法が、H-A アダプティブアレーアンテナ（以下、単にH-A と略すことがある）[5] および方向拘束付出力電力最小化アダプティブアレーアンテナ（以下、CLMS アダプティブアレーアンテナあるいは単にCLMSと略すことがある）[6,7] を用いる方法である。この方法は、地上固定局間の通信あるいは衛星と地上局間の通信のように所望信号の到来方向が受信側において既知である通信系において利用される。これら２つのアンテナ系では、所望信号到来方向が受信側において正確に分かっていれば、

所望信号を受信することが可能である。これは、両アンテナ系におけるステアリングベクトルあるいは拘束行列に所望信号到来方向から求められる位相量を与えることにより、その方向におけるアンテナの応答を拘束することができるからである。しかし、所望信号到来方向を受信側で正確に知るということは必ずしも容易でなく、種々の原因によって実際の所望信号到来方向と受信側で仮定した到来方向が一致しないことがある。この現象は所望信号到来方向誤差（以下、角度誤差と略す）と呼ばれ、アンテナの出力特性あるいは妨害抑圧特性を劣化させる原因となる[7~11]。何故ならば、H-A 、CLMSではアンテナの応答を拘束する方向以外から入射する信号をすべて妨害とみなし、抑圧しようとするからである。

角度誤差対策としては、第６章において述べた相関行列R_{xx} の対角項を等価的に増加する方法とCLMSに複方向拘束を付加する方法[7,10]がある、前者はH-A において系を構成する増幅器利得を小さくすること[8,9] 、またはCLMSにおいては擬似雑音を増加すること[11]によって実現できる。本章は、２つの角度誤差対策の効果を比較検討したものである。以下では、H-A の増幅器利得を調節する方法と複方向CLMSを用いる方法の比較として議論を展開しているが、前者による特性は拘束数を１としたCLMSにおいて擬似雑音を加える方法の特性をも示している。すなわち、増幅器利得Ｇと文献[11]におけるα^2に関して$\alpha^2 = 1/G$ とすることにより、両者の特性は理論的に一致する。この比較検討の目的は、与えられた信号環境に対していずれの角度誤差対策を用いるべきであるかの選択を行う際の基礎的資料を得ること、さらにその選択方法を明確化することにある。ただし、本章で比較検討を行うのはウエイトが定常値に達したあとの定常特性であり、収束の過程については論じない。さらに、ランダム誤差[12]については検討を行わない。

CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性については、ほとんど解析が行われていない。さらに、複方向CLMSアダプティブアレーアンテナについて、所望信号到来方向に誤差が存在するときの拘束行列および応答ベクトルについては、文献[7] において多少論じられているが、拘束数が２つのみの議論であり、一般的な複数方向拘束に拡張することはできない。そこで、本章では拘束行列および応答ベクトルの与え方を一般的な複方向拘束まで拡張して示す。また、H-A アダプティブアレーアンテナ

と複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性の比較検討はいままで行われておらず。ここで取り扱うのが最初である。

H-A アダプティブアレーアンテナとCLMSアダプティブアレーアンテナの特徴を比較して表7.1 に示す。信号環境仮定は、所望信号到来方向が受信側において既知である。ウエイト制御で採用しているアルゴリズムは、H-A はMSN アルゴリズムで出力における信号対熱雑音比を最大にするアルゴリズである。また、CLMSは方向拘束付出力電力最小化アルゴリズム（algorithm of directionally constrained minimization of power : DCMP アルゴリズム[11]）で、ある方向拘束条件の下で出力電力を最小にするアルゴリズムである。系の構成は、H-A の場合ウエイトを制御する専用のハードウエアであるH-A ループがある。しかし、CLMSではハードウエアで構成することが不可能であり、ウエイトの制御ならびに信号処理はすべて計算機（ディジタル素子）で行わなければならない。ウエイトが収束した後に得られる定常ウエイトベクトル解は表7.1 に示されている通りである。ただし、CLMSでC*およびH はそれぞれ拘束行列、応答ベクトルと呼ばれる。所望信号到来方向の情報はS*またはC*を決定するときに用いられ、所望信号到来方向に主ビームが向けられる。角度誤差に対しては、H-A では増幅器の利得G（または、g）を小さくし、CLMSではRxx の対角項に擬似雑音を加えて増加するか、またはC*で拘束する方向の数を増加させることにより、定常特性に及ぼす所望信号到来方向誤差の影響を軽減することができる。アレーの自由度とは、アダプティブアレーアンテナによって自由に調整することが可能なパタンヌルの数である。この自由度はH-A の場合(N-1) 、CLMSの場合(N-L) である。ただし、Nはアンテナ素子数、Lは拘束方向の数である。したがって、ある一定の自由度を得るためには、拘束数を増加させたならば素子数も増加しなければならない。過渡応答特性は、H-A はH-A ループ内に用いられている低域ろ波器の時定数に依存して、ウエイトが収束する。しかし、CLMSはディジタル処理のため、ウエイトの収束に要する時間はディジタル素子の演算時間により決定され、専用のハードウエアを有するH-A に比べてかなり遅い。本章では、過渡応答特性は論じない。最後に、用途については、H-A はレーダおよび通信両システムに用いられている。CLMSは通信システムに利用され、レーダシステムへの利用は困難と思われる。なぜならば、レーダシステムでは信号環

表7.1　H-A, CLMSアダプティブアレーの諸特性.

名　　称	H-A adaptive array	CLMS adaptive array
信号環境仮定	所望信号到来方向が受信側において既知	
アルゴリズム	MSN アルゴリズム maximum signal-to-noise ratio	DCMPアルゴリズム algorithm of directionally constrained minimization of power
系の構成	・専用のハードウエア（H-Aループ） ・ディジタル構成も可	・ハードウエアで構成不可 ・ソフトウエア（計算機によるディジタル）処理
定常ウエイト解	$W=(R_{xx}+I/G)^{-1}S^*$	$W=R_{xx}^{-1}C^*(C^TR_{xx}^{-1}C^*)^{-1}H$
所望信号到来方向についての情報	ステアリングベクトル S^*	拘束行列 C^*
角度誤差特性	G(またはg)を小さくする	・擬似雑音の導入 ・C^*の拘束数を増加する
アレーの自由度	N-1 ($N\geqq 2$)	N-L ($N>L$)
過渡応答	H・A ループに用いられる低域ろ波器の時定数に依存してウエイトが収束する	ソフトウエアおよびディジタル素子の演算時間に依存（ハードウエアより遅い）
用　　途	レーダシステム 通信システム	通信システム

境が短時間で変化するため、ウエイトの収束が遅いCLMSでは信号環境の変化に追従することが難しいためである。

本章の構成を示す。まず初めに、CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差対策として考え出された拘束方向の複数化[7] および問題の定式化を行い、角度誤差が存在するときの拘束行列および応答ベクトルの与え方を明らかにする。さらに、複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性を求め、それをH-A アダプティブアレーアンテナで増幅器利得を調節したときの角度誤差特性と比較する。そして、アンテナ設計者が取り扱う信号環境に対して、いずれのアンテナ系あるいは角度誤差対策法を用いるべきであるかの選択を行う際の基本的資料を与える。

7．2　問題の定式化とCLMSアルゴリズム

本章で取り扱う信号環境は、文献[8] においてH-A アダプティブアレーアンテナに対して仮定した信号環境と同じとする。すなわち、入射してくる信号はすべて狭帯域信号で、周波数f_0で充分特徴づけられるものとする。さらに、アンテナ素子ごとに独立にガウス性の熱雑音が発生しているとする。H-A アダプティブアレーアンテナに関する定常ウエイトの定式化は文献[8] においてすでに明らかにされているので、ここではCLMSアダプティブアレーアンテナの定常ウエイトの定式化のみを示す。

アンテナ構成は図7.1 に示すようなN素子アレーアンテナとし、アンテナ素子は無指向性で素子間の相互結合がないものとする。入射信号と熱雑音からなる複素入力信号は90° ハイブリッドに入力され、同相成分（以下、Ｉ成分と略す）と直交成分（以下、Q成分と略す）に分解された後サンプリングされる。

今、m番目のサンプリング時刻においてp番目のアンテナ素子のＩ成分とQ成分を$X_{pI}(m)$、$X_{pQ}(m)$とし、p番目のアンテナ出力の複素サンプリング値として次の値を定義する。

$$X_p(m) = X_{pI}(m) + jX_{pQ}(m) \quad (p=1,2,\cdots,N) \qquad (7.1)$$

そして、式(7.1) で与えられる値を要素とする列ベクトルを$X(m)$とする。さらに、複素ウエイトを次式で定義する。

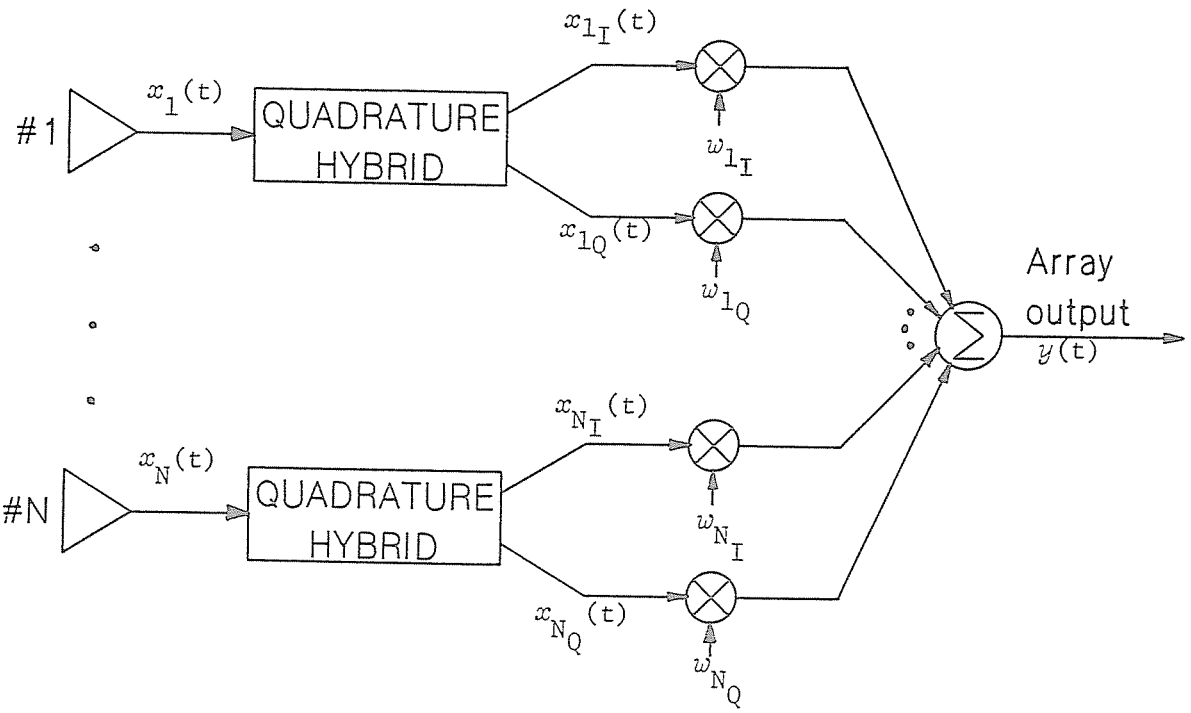


図7.1　ＱＨを用いたＮ素子アダプティブアレーアンテナ.

$$W_p \equiv W_{pI} - jW_{pQ} \qquad (p=1,2,\cdots,N) \qquad (7.2)$$

ただし、W_{pI}、W_{pQ}はｐ番目のアンテナ素子のＩ成分$X_{pI}(m)$、Ｑ成分$X_{pQ}(m)$に乗ぜられる実ウエイトである。式(7.2) で与えられる複素ウエイトを要素とする列ベクトルを$\mathbf{W}$ とすると、ｍ番目のサンプリング時刻におけるアダプティブアレーアンテナの出力は次式によって与えられる。

$$y(m) = \mathbf{W}^T X(m) = X^T(m)\mathbf{W} \qquad (7.3)$$

ただし、^{T} は転置を表す。

式(7.3) から、アレー出力電力の期待値は、

$$E[|y(m)|^2] = \mathbf{W}^+ R_{XX} \mathbf{W} \qquad (7.4)$$

となる。ただし　$R_{XX}=E[X^*(m)X^T(m)]$ 、$^+$ は複素共役転置、* は複素共役を表す。

ここで、方向拘束条件を導入する。この条件は、ある周波数で指定した方向のアレー応答を補償する。ウエイトに対する拘束の一般式は次式のように表現される。

$$C^T\mathbf{W} = H \qquad (7.5)$$

ただし、C は(N×L) の行列で拘束行列と呼ばれる。Ｌは拘束数で、C の各列は拘束方向を決定するベクトルから成っている。すなわち、

$$C = [\, c_1 \; c_2 \; \cdots \; c_L \,] \tag{7.6}$$

である。ただし、c_p (p=1、2、・・・、L)はN次の列ベクトルで、

$$c_p = [\, e^{-j\phi_{cp1}} \; e^{-j\phi_{cp2}} \; \cdots \; e^{-j\phi_{cpN}} \,]^T \tag{7.7}$$

で表される。式(7.7) においてϕ_{cpq} (p=1、2、・・・、L : q=1、2、・・・、N)はp番目の拘束方向から信号が入射したときに生じる空間行路差長による位相規準からの遅延量を表すものとする。

C*は拘束数が1のとき（以下、1方向CLMSと略す。図7.4~7.10においては1D-CLMSと表記する。）にはH-A のS*と同様に、また拘束数が複数のとき（以下、複方向CLMSと略す。また、拘束数Lを明示する必要があるときはL方向CLMSと呼ぶ）には、所望信号到来方向の一定範囲にわたってアレーの応答を補償するように与える。そして、式(7.5) において、H はL次の列ベクトルで応答ベクトルと呼ばれ、拘束方向におけるアレーパタンの振幅と位相を指定する。C、Hの与え方は7.3 で示す。

さて、指定された方向の周波数応答が式(7.5) の拘束方程式によって拘束されているとき、拘束方向以外から入射してくる信号のアレー出力における電力を最小にすることは、式(7.4) によって与えられる全出力電力を最小化することと完全に等価である。したがって、拘束された最適化問題は、式(7.5) の条件の下で式(7.4) を最小化することである。式(7.4)、(7.5)を満足する定常ウエイベクトル$\mathbb{W}$ は、ラグランジェ乗数を用いて解くことができる。L次元の列ベクトルのラグランジェ定数λを導入し、次式を最小化する。

$$\beta(\mathbb{W}) = \mathbb{W}^H R_{xx} \mathbb{W} + \lambda^H [C^T \mathbb{W} - H] + [\mathbb{W}^H C^* - H^H] \lambda \tag{7.8}$$

式(7.8) を変形する。

$$\beta(\mathbb{W}) = [\mathbb{W}^H + \lambda^H C^T R_{xx}^{-1}] R_{xx} [R_{xx}^{-1} C^* \lambda + \mathbb{W}]$$
$$- \lambda^H H - H^H \lambda - \lambda^H C R_{xx}^{-1} C^* \lambda \tag{7.9}$$

式(7.9) においては、$\mathbb{W}$ は右辺の第一項目にのみ存在しているので、$\beta(\mathbb{W})$を最小にする$\mathbb{W}$ の解は右辺第一項を0にする値で、

$$\mathbb{W} = - R_{xx}^{-1} C^* \lambda \tag{7.10}$$

となる。式(7.5) に式(7.10)を代入して、λ を求めると、

$$\lambda = -[C^T R_{xx}^{-1} C^*]^{-1} H \qquad (7.11)$$

となる。式(7.11)を式(7.10)に代入することによって、CLMSアダプティブアレーアンテナの定常ウエイトベクトル解は次式となる。

$$W = R_{xx}^{-1} C^* [C^T R_{xx}^{-1} C^*]^{-1} H \qquad (7.12)$$

今、拘束数を1とするとC*はN次元の列ベクトル、H はスカラー定数となる。したがって、式(7.12)で与えられる定常解は$R_{xx}^{-1}C^*$ に比例する。一般に、同一のアレー構成に対して1方向拘束のC*はH-A アダプティブアレーアンテナのステアリングベクトルS*と一致するので、式(7.1) から1方向CLMSアダプティブアレーアンテナの定常解は、H-A アダプティブアレーアンテナで増幅器利得を無限大としたときの解と比例する。したがって、1方向CLMSとGを無限大にしたときのH-A の特性は完全に一致する。また、H-A でGを小さくすることはR_{xx} の対角項を等価的に増加することになり、角度誤差による特性の劣化を軽減できる[9] 。このことは、CLMSでは擬似雑音を増加すること[11]に対応している。

7．3　複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの拘束の与え方

ここでは、複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの拘束行列および応答ベクトルの与え方について示す。

7．3．1　応答ベクトル

応答ベクトルH は1方向CLMSではスカラーとなるためウエイトの絶対値の大きさのみに影響を及ぼすだけである。したがって、アレー特性はH に全く依存しない。しかしながら、複方向CLMSではH が拘束方向相互間のアレーパタンの相対的利得や位相を決定することから、H を適当に決定しないとアレーパタンがゆがみ、かえってCLMSアダプティブアレーアンテナの適応能力が劣化することもある。

H の決定法については、文献[10]で簡単に述べられているだけであって、一般的な決定法についての報告はなされていない。ここでは、アレー形状、拘束数によらない

H の与え方を示す。

今、入射してくる信号がなく熱雑音のみが存在するとき、アレーは所望信号が到来してくると思われる方向にビームを向け、受信可能な状態で待機していなければならない。このようなアレーパタンを与えるウエイトベクトルの解が式(6.10)から、

$$W = S^* \tag{7.13}$$

である。ただし、S^*は式(6.5) で定義されており、受信側で仮定した所望信号到来方向に主ビームが向くように決定されている。

CLMSアダプティブアレーアンテナについても、拘束数によらず式(7.13)で与えられるウエイトが、アレーに入射する信号がないときの解でなければならないということから、式(7.13)を式(7,5) に代入して、H は

$$H = C^T S^* \tag{7.14}$$

でなければならない。

式(7.14)の結果は、既成のアレーアンテナパタンにおける振幅と位相関係を満足するような与え方をすべきであるという文献[10]で報告されている結果とも一致する。

以下においては、H を式(7.14)で求め、計算に用いた。

７．３．２　拘束行列C*の与え方

拘束行列C*の決定法については文献[7,10]において明確化されていないのでここで検討する。C*の決定については用いるアレーアンテナの構造、角度誤差量および拘束数により種々の場合が考えられる。ここでは7.4 との関連から、一般的な半波長間隔配置リニアアレーについて考察する。

以下においては、信号環境を次のように仮定する。すなわち、所望信号の到来方向は受信側で0°（ブロードサイド方向）と仮定するが、実際にはブロードサイド方向を中心に±δだけの角度誤差量を有し、その範囲内のいずれかの方向から入射するものとする。ここでは、δを5°としてC*の決定法について考察する。

L方向CLMSで拘束する方向をθ^L_{c1}、θ^L_{c2}、・・・、θ^L_{cL} （まとめてθ^L_c と書くこともあ

る）とし、それぞれの角度が、拘束行列C*を構成する列ベクトルc_1、c_2、・・・、c_Lで拘束する角度方向とする。このとき、式(7.7)のϕ_{cpq}(p=1、2、・・・、L ； q=1、2、・・・、N)は、

$$\phi_{cpq}= 2\pi\ell(q-\frac{N+1}{2})\ \frac{\sin(\theta^L{}_{cp})}{\lambda_o} \qquad (7.15)$$

となる。ただし、ℓは素子間隔、λ_oは中心周波数f_oに対応する波長を表し、位相の規準をアレー中心とした。

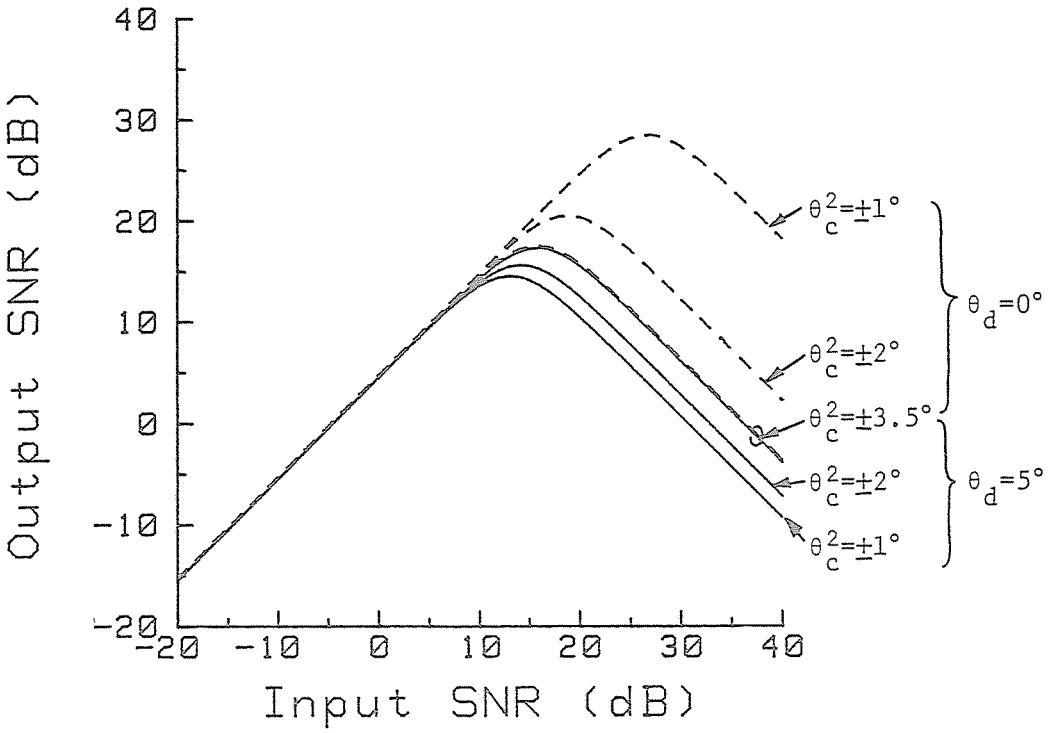
さて、１方向CLMSの場合、受信側で仮定した所望信号到来方向にアレーパタンの主ビームが向くように決定されるべきである。このことは、H-A でも同様であるから、S*で指定する方向θ_sとするならば、次式のように定めなければならない。

$$\theta^1{}_c = \theta_s = 0^\circ \qquad (7.16)$$

このとき、１方向CLMSで得られる定常特性がH-A においてG（または、g）を無限大としたときの特性と一致する。

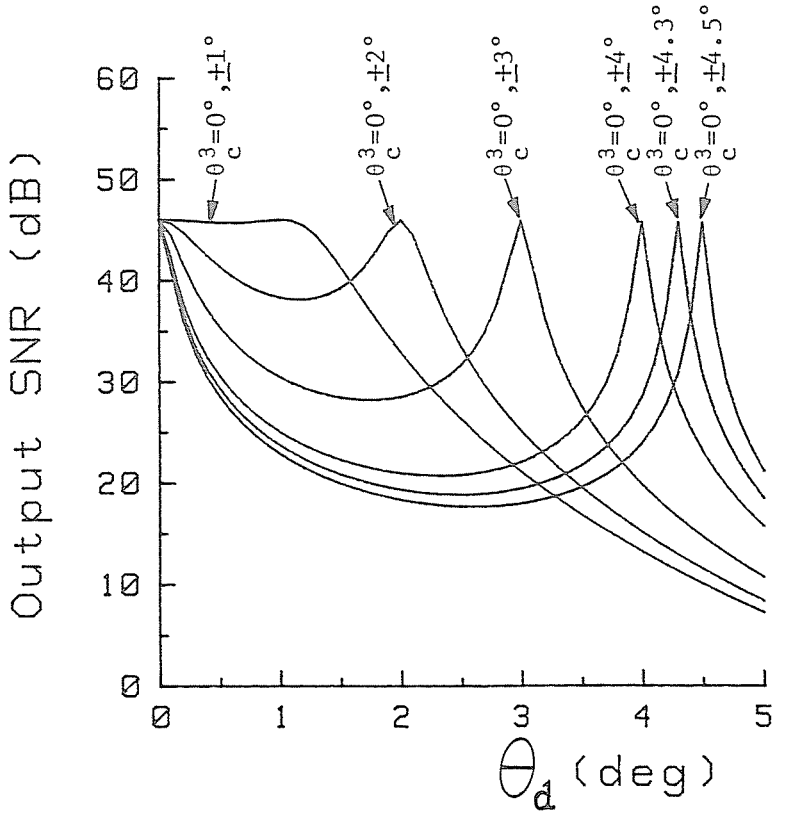
次に、２方向CLMSの場合、受信側で仮定した所望信号到来方向が0°で、角度誤差が±δ(=±5°)であることから、拘束方向$\theta^2{}_{c1}$、$\theta^2{}_{c2}$はブロードサイド方向を中心として、正負の角度領域で対称となる方向とすべきであると考えられる。このとき、θ_d=0° または θ_d=±5°の場合特性の劣化が最悪となる。$\theta^2{}_{c1,2}$をブロードサイド方向の近傍にとると、ブロードサイド方向を中心とした狭い範囲内から所望信号が到来する場合、または誤差がない場合には特性の劣化は生じない。しかし、所望信号の到来方向θ_dが±δと一致するとき、角度誤差の特性に及ぼす影響が大きくなる。さらに、$\theta^2{}_{c1,2}$を±δに徐々に近づけるならば、θ_d=±δでの角度誤差特性は改善されるが、角度誤差がないとき(θ_d=0°)の特性が、θ_dが±δのときの特性より劣化してしまう。

図7.2 に、２方向CLMSの妨害が存在しないときの出力SNR 対入力SNR を求めて示した。ただし、自由度１(N=3)、δ=5°、$\ell=\lambda_o/2$ でθ_d=0°(角度誤差なし)と θ_d=±5°の場合について、$\theta^2{}_c$ をパラメータとして図示した。同図から、$|\theta^2{}_c|$ を増加することによって、 θ_d=±5°方向での出力SNR 特性は改善されるが、 θ_d=0°方向での出力SNR 特性が劣化することが分かる。そして、$\theta^2{}_c$=±3.5°としたときに、θ_d=0°、±5°としたときの出力SNR 特性が一致する。また、 $|\theta^2{}_c|>3.5°$としたときについては図に示して



N=3, ℓ=λ₀/2, δ=5°, No interference.

図7.2　２方向ＣＬＭＳの角度誤差特性.



N=4, δ=5°, ℓ=λ₀/2, Input SNR=40dB, No interference.

図7.3　３方向ＣＬＭＳの角度誤差特性.

いないが、θ_d= ±5°での出力SNR 特性が、θ_d=0° での出力SNR 特性より良くなる。したがって、θ_d=0° のときに得られる特性が θ_d=± δのとき得られる特性より悪くならないようなθ^2_c の範囲を求め、それをθ^2_c の変化可能な範囲とするならば、δ=5°のときには $|\theta^2_c| \leqq 3.5°$でなければならない。このことは、アレーの自由度（または、素子数）を変えたときについても成り立つことが数値計算によって確かめられた。

図7.2 において、θ_d=0° というのは角度誤差のないときであるが、この場合、拘束方向を正負の角度領域で対称となるように定めた２方向CLMSを用いたのではブロードサイド方向への拘束が行われないので、所望信号電力が大きくなると角度誤差がないときでも、その方向に対してパタンヌルが形成され出力SNR が劣化する。このことは、H-A あるいは１方向CLMSの場合には生じないことであり、２方向CLMSにおける欠点である。この欠点を解決する方法が拘束数を１つ増加し３方向CLMSとし、その拘束方向を0°とする方法である。この方法を用いることによって、角度誤差がないときの出力SNR 特性の劣化を防ぐことができる。

３方向CLMSについて、２方向CLMSで行ったように拘束方向を決定する。図7.3 に示したのが、３方向CLMSの出力SNR 対θ_dの関係である。ただし、妨害なし、自由度１(N=4)、δ=5°、入力SNR=40dB、$\ell=\lambda_0/2$、θ^3_{c2}を0°とし、θ^3_{c1}、θ^3_{c3}をブロードサイド方向に対して対称な方向とした。したがって、得られる出力SNR 特性はブロードサイド方向に対して対称となるので、θ_dの正の範囲についてのみ求めた。同図から分かるように、３方向CLMSの場合には角度誤差がないとき、すなわちθ_d=0° のときがθ^3_{c1}、θ^3_{c3}の与え方によらず最も良い出力SNR を与える。角度誤差があるときには、拘束方向がブロードサイド方向近傍に集中するならば、θ_d=5° の出力SNR が最も悪い。また、ブロードサイド方向以外の拘束方向をブロードサイド方向から遠ざけるにしたがって、θ_d=5° での出力SNR は改善されるが、一方で、θ_dが拘束方向の間にあるときの出力SNR が劣化し、θ^3_c を0°、±4.5°とするとθ_d=2.5° での特性がθ_d=5° としたときの特性より悪くなっている。ここで、拘束方向の範囲をθ_dが5°以外で得られる出力SNR の最低値が、θ_d=5° で得られる出力SNR 以下にならない範囲とする。このとき、図7.3 からθ^3_{c1}、θ^3_{c3}の絶対値が4.3°以下であれば良いということが分かる。ただし、入力SNR が小さいときには、θ^3_{c1}、θ^3_{c3}の絶対値を4.3°より大きくしても、

$0° \leqq \theta_d \leqq 5°$の範囲で$\theta_d = 5°$ が最低の出力SNR を与えるという条件を満足することがある[10]。しかしながら、θ^3_{c1}、θ^3_{c3}の絶対値を4.3°より大きくしたのでは、入力SNR が大きいときの条件を満足できなくなるため、7.4 で示す数値例のように20dB～40dB までの入力SNR のダイナミックレンジで条件を満足するためには、θ^3_{c1}、θ^3_{c3}の絶対値を4.3°以下にしなければならない。さらに、このことは素子数（または、自由度）、入力SNR の大きさによらず常に成り立つということが数値計算によって確かめられた。

以上においては、拘束数が1 ~ 3 の場合についてのみ、拘束方向の与え方および範囲の求め方を示した。拘束数が４以上の場合についても、ここで示したと同様な計算を行うことにより適当な拘束方向を決定することができる。

7.4 以降においては、H-A と複方向CLMSの角度誤差特性を比較検討するとき、複方向CLMSの拘束数を1~3 とする。さらに、考察する角度誤差の範囲δは5°とし、拘束方向およびその範囲はここでの決定によるものとする。

７．４　角度誤差特性の比較検討

本節においては、２つの角度誤差対策の効果を比較検討する。ここで、H-A の素子間隔は半波長とする。一方、複方向CLMSにおいては、アレーの自由度を同じに保ったまま拘束数を増やすためには、素子数を増加する必要がある。したがって、H-A と複方向CLMSの間で自由度、素子数、アレー開口長、素子間隔などの諸条件をすべて同一のもとで特性を比較することは不可能である。本節においては、アレーの自由度を同じにして比較を行うことにする。その結果、複方向CLMSの方がH-A より多くの素子を含むことになる。そこで、同一の自由度を持つ複方向CLMSにおいて、アレー開口長をH-A の開口長と同じにした場合と、素子間隔を同じ（半波長）にした場合について数値計算を行った。その結果、前者は所望信号のみが存在する角度誤差特性は良好であるが、アダプティブアレーアンテナの本来の目的である妨害抑圧特性が著しく悪いことが分かった。そこで、本章では素子間隔をすべて等しく半波長として比較を行うことにした。これにより、グレーティングヌルが重大な問題とならない範囲で、H-A

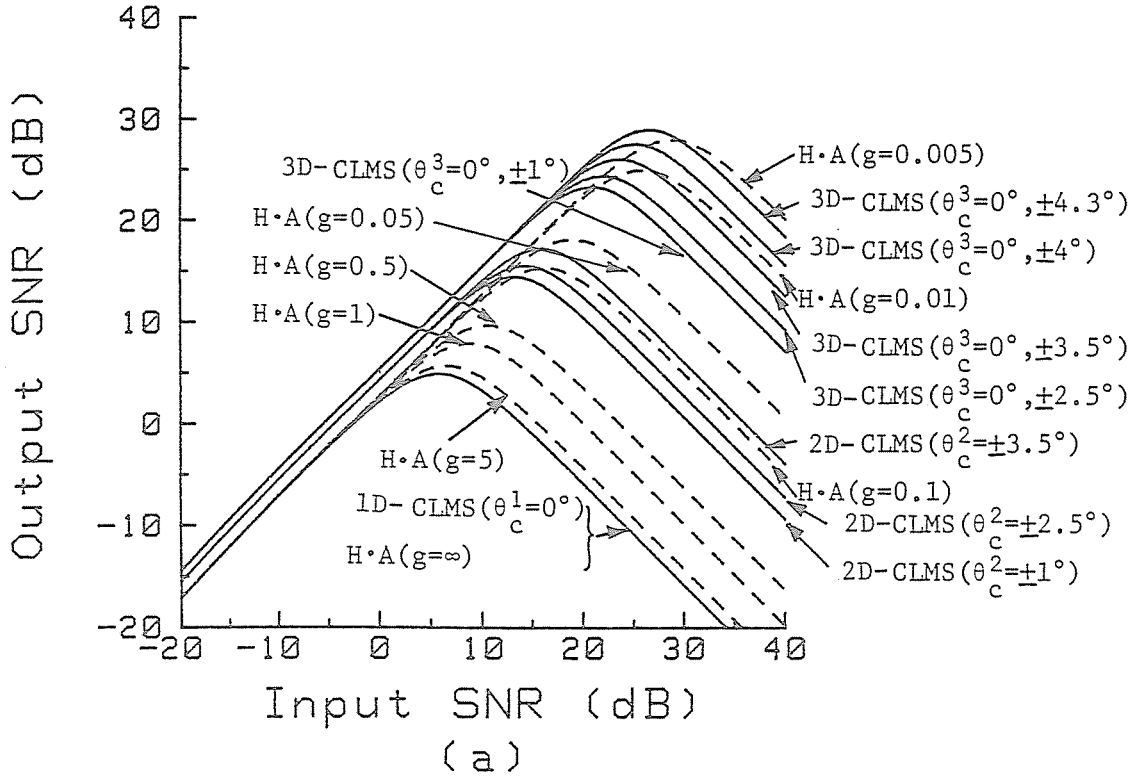
と複方向CLMSの妨害抑圧特性が良好となる素子間隔のもとで比較を行ったことになる。

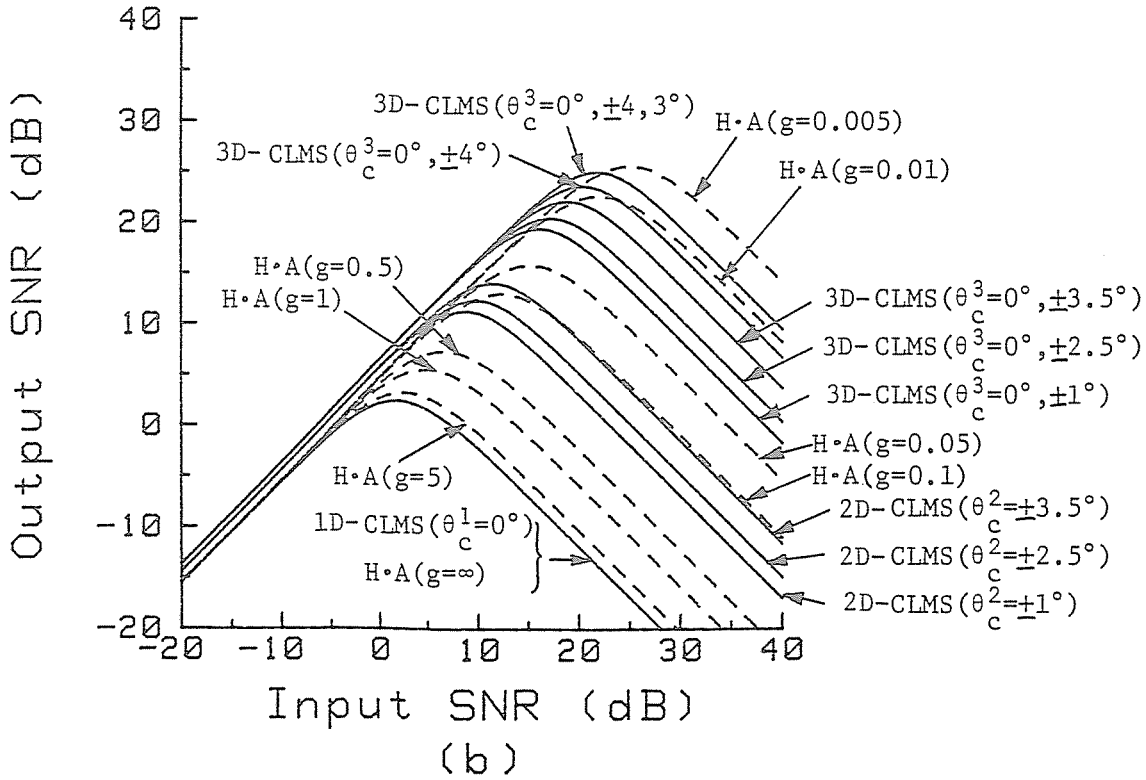
７．４．１　所望信号のみ存在する場合

図7.4(a)~(d)に妨害が存在せず、所望信号のみがアレーに入射する場合の角度誤差特性を示す。同図には、角度誤差が最も大きい場合、すなわち、θ_d=5° あるいは-5°の場合を示した。図7.4(a)~(d)の一連の特性は、アレーの自由度を変化させたときの特性である。例えば、図7.4(a)の場合自由度は１であり、このときH-A アダプティブアレーアンテナおよび１方向CLMSアダプティブアレーアンテナは２素子アレー、２方向CLMSアダプティブアレーアンテナは３素子アレー、３方向CLMSアダプティブアレーアンテナは４素子アレーである。したがって、同図において、入力SNR と出力SNR が比例関係にある入力SNR における出力SNR の差はアレーを構成するアンテナ素子数の違いに起因するものであって、アルゴリズムの優劣によるものではない。このことは、図7.4(b)~(d)についても同様である。

図7.4(a)から、CLMSの角度誤差特性はH-A 同様、単峰性の曲線となっていることが分かる。このことは、拘束数、自由度によらず成立している。これらの図から、CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性は、１方向CLMSの特性が最低の特性であり、H-A においてｇを無限大としたときの特性と一致している。しかし、CLMSでは拘束数を増加すると角度誤差特性が飛躍的に改善され、図7.4 の場合いずれも３方向CLMSの特性が最も良い特性である。したがって、CLMSアダプティブアレーアンテナでは拘束数を増加することによって、角度誤差特性が改善されるといことが確かめられた。

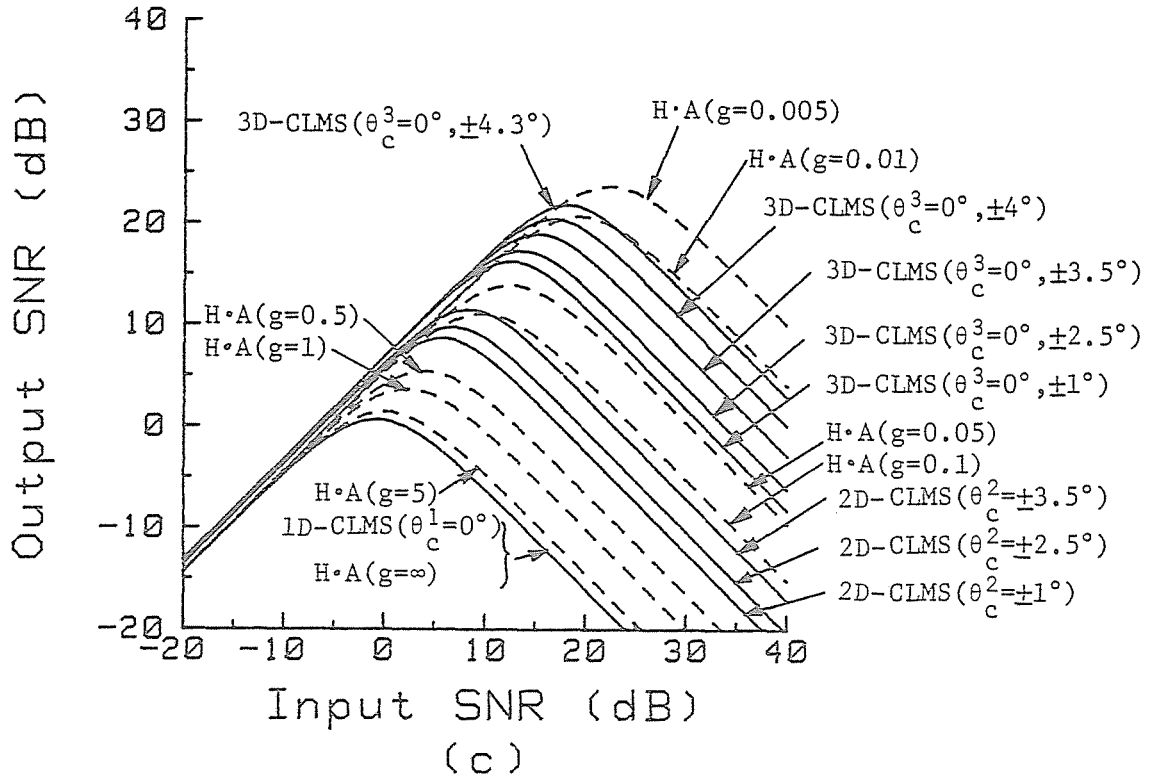
図7.4 からは、CLMSアダプティブアレーアンテナの特性がH-A アダプティブアレーアンテナのｇをどの程度としたときに一致するかが分かる。例えば、図7.4(a)において２方向CLMSで拘束方向θ^2_c=±3.5°はg=0.0870、３方向CLMSで θ^3_c=0°、±4.3°はg=0.0600の特性と一致している。また、自由度を増加した図7.4(b)~(d)からも同様の

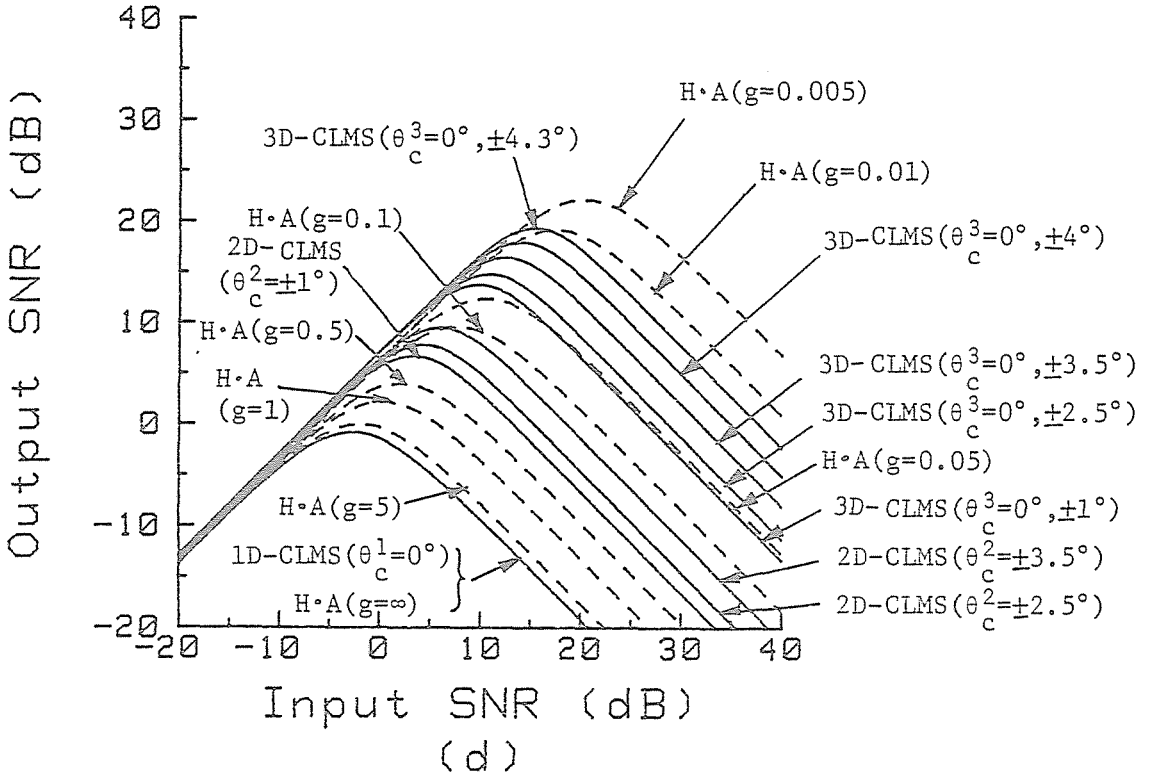




$\ell=\lambda_o/2$, $\theta_d=5°$, $\theta_s=0°$, No interference, Number of degrees of freedom : (a) 1, (b) 2.

図7.4　出力ＳＮＲ対入力ＳＮＲ．
（次の頁に続く）．





$\ell=\lambda_0/2$, $\theta_d=5°$, $\theta_s=0°$, No interference, Number of degrees of freedom : (c) 3, (d) 4.

図7.4　出力ＳＮＲ対入力ＳＮＲ.

表7.2　CLMSの特性と一致する特性を与えるH-A のｇの値.

拘束数 / アレーの自由度	２方向ＣＬＭＳ ($\theta_c^2=\pm 3.5^\circ$)	３方向ＣＬＭＳ ($\theta_c^3=0^\circ, \pm 3.5^\circ$)
1	０．０８７０	０．００６００
2	０．１０７	０．００８５５
3	０．１２７	０．０１０５
4	０．１４７	０．０１４０

計算を行って、CLMSの特性と一致する特性を与えるH-A のｇの値を求めることができる。それを表7.2 に示す。

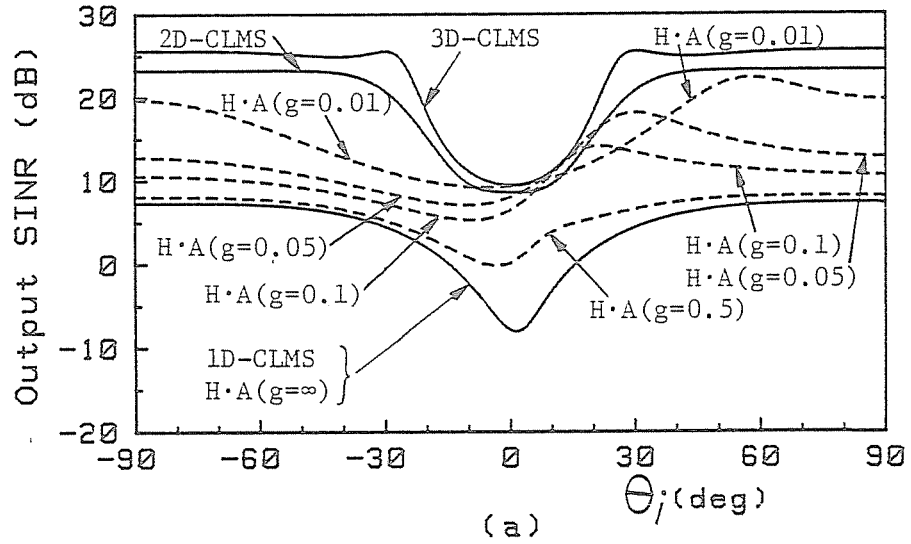
表7.2 から、拘束数が一定のとき自由度が増加すると、複方向CLMSの特性と一致するH-A の特性を与えるｇの値が大きくなっていることが分かる。H-A でｇが大きくなるということは角度誤差特性が劣化するということであり[8] 、自由度が増加するほど複方向CLMSの角度誤差特性が、H-A の特性に比べて劣化するということを意味する。これは、複方向CLMSの素子数がH-A より多いため、自由度が多くなるほど、すなわち素子数が多くなるほど主ビーム幅が狭くなり、角度誤差を持った所望信号に対してパタンヌルが形成されやすいためである。

さらに、表7.2 から２方向CLMSで得られる最良の角度誤差特性と一致するために必要とされるｇの値が、３方向CLMSの場合のそれの値と比べて10倍以上違うことが分かる。このことから、３方向CLMSの方が２方向CLMSよりはるかに良い角度誤差特性を与えるということが理解される。

７．４．２　所望信号と妨害１波が存在する場合

所望信号と妨害がアレーに入射する場合、所望信号の角度誤差を救済する一方で妨害を有効に抑圧して、広い妨害の到来方向範囲にわたって所要の出力SINRを得なければならない。ここでは、適当な評価規準を与え、H-A およびCLMSのいずれがより広い妨害到来方向範囲にわたって評価規準を満足しうるかを比較検討する。

妨害が１波で、アレーの自由度が１の場合の角度誤差特性を図7.5 に示す。ただし、θ_d=5°、入力SNR=20dB、入力INR は(a)10dB、(b)20dB、(c)30dB、(d)50dBである。同図では、２方向CLMSと３方向CLMSの拘束方向として、θ^2_c=±3.5°、θ^3_c=0°、±4.3°のときのみの特性を示した。これは、θ_d=5° のとき上記のθ^2_c、θ^3_cの値を用いることによって、7.3 で求めた範囲内に含まれる他のθ^2_c 、θ^3_c の値を用いるのに比べ同等ないし、それ以上の出力SINR特性が得られるからである。これらの図から、入力INR が図7.5(a)のように入力SNR より小さいとき、H-A 、１方向CLMSの特性が２方向CLMS、３方向CLMSの特性に比べ極めて悪いということが分かる。一般に、アダプティブアレーアンテナでは拘束した方向以外から入射してくる信号はすべて妨害と見なされ、電力の大きい信号ほど抑圧を受けやすい。したがって、１方向CLMSあるいはH-Aでgが大きいときには、妨害到来方向に対してより、所望信号到来方向にアレーパタンヌルが形成され、妨害が全く抑圧されないので出力SINRが極めて悪くなる。ところが、２方向CLMS、３方向CLMSでは１方向CLMS、H-A の場合と比較して拘束方向と所望信号到来方向が近接しているため、所望信号電力が妨害電力より大きいにもかかわらず、妨害到来方向にパタンヌルが形成されるので、出力SINRの劣化は少ない。このことは、図7.6(a)のアレーパタンによって確かめられる。一方、図7.6(b)のように入力INR が入力SNR に比べて大きくなると、H-A あるいは１方向CLMSでもパタンヌルが妨害到来方向に向けられ、アレーの自由度が妨害の抑圧に使われるため、H-A および１方向CLMSの出力SINRが改善される。この改善の程度は入力INR が大きいほど顕著であり、特に図7.5(d)に示される入力INR=50dBのときに最も良い出力SINRが得られる。そして、図7.5(a)と比べて、妨害がアレー軸方向付近から入射するときに、出力SINR



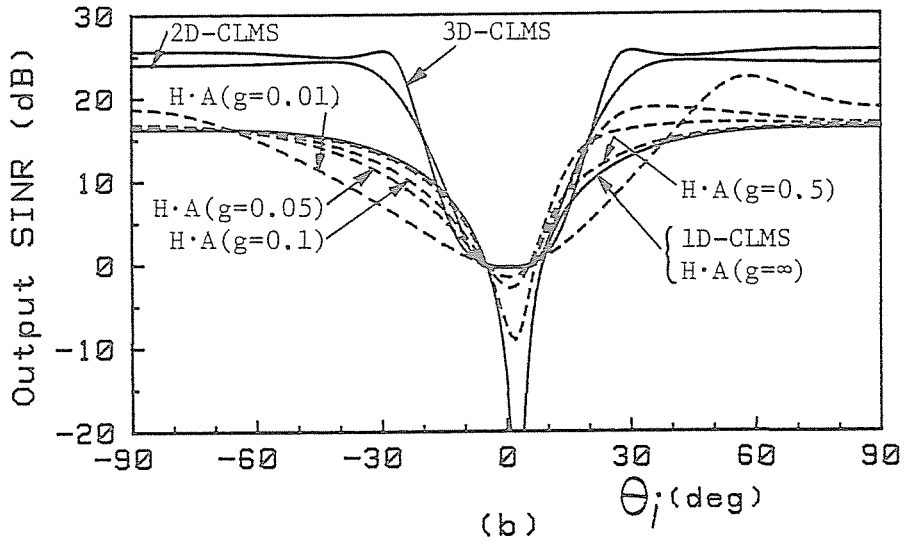
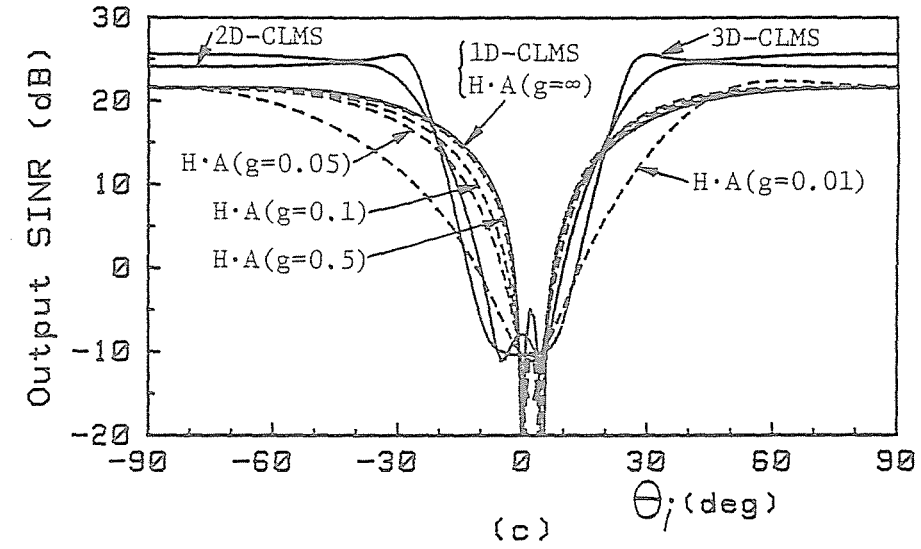


図7.5　出力ＳＩＮＲ対θ_i　(1).
（次の頁に続く）

Number of degrees of freedom=1, $\theta_d=5°$, $\theta_s=\theta_c^1=0°$, $\theta_c^2=\pm 3.5°$, $\theta_c^3=0°, \pm 4.3°$, $\ell=\lambda_0/2$, *Input SNR=20dB, 1 interference,*
(a) Input INR=10dB, (b) Input INR=20dB.



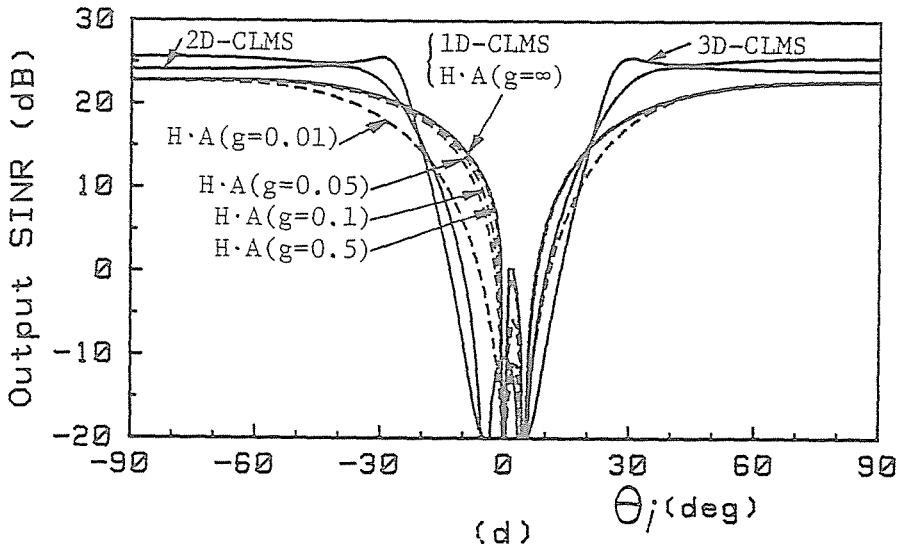
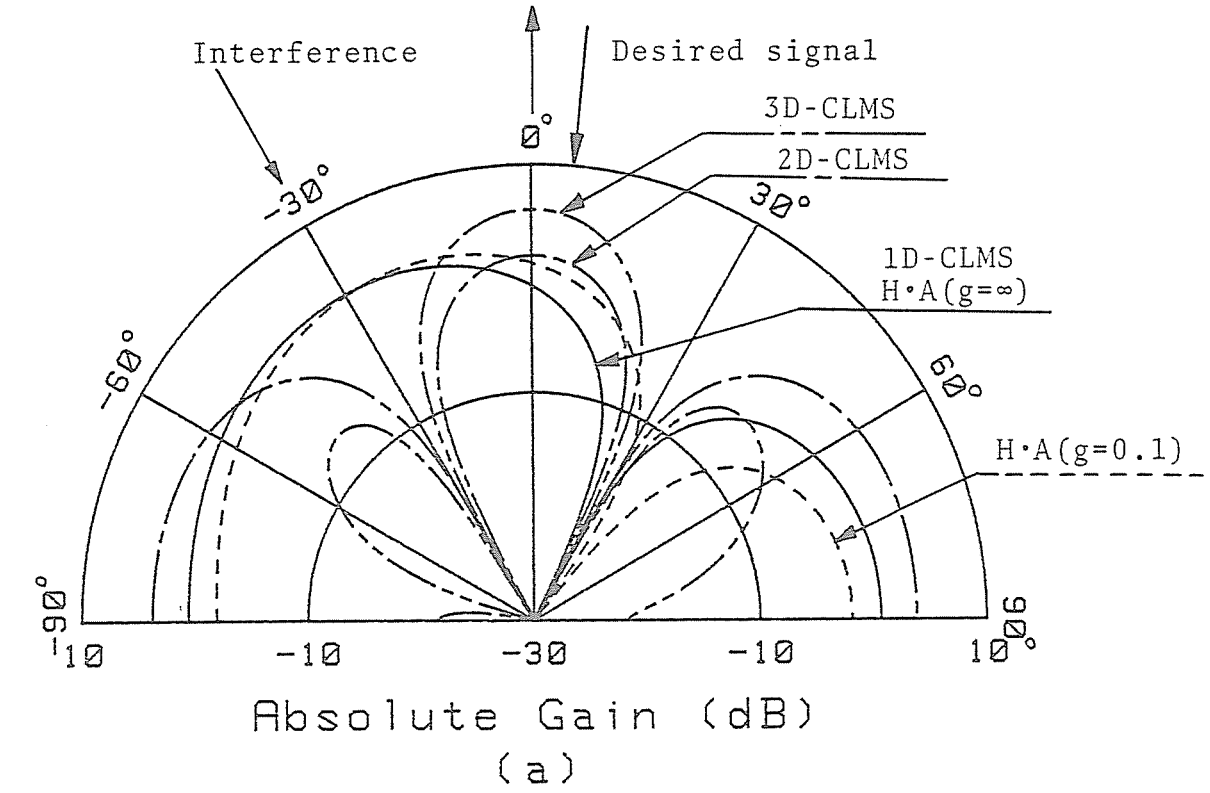
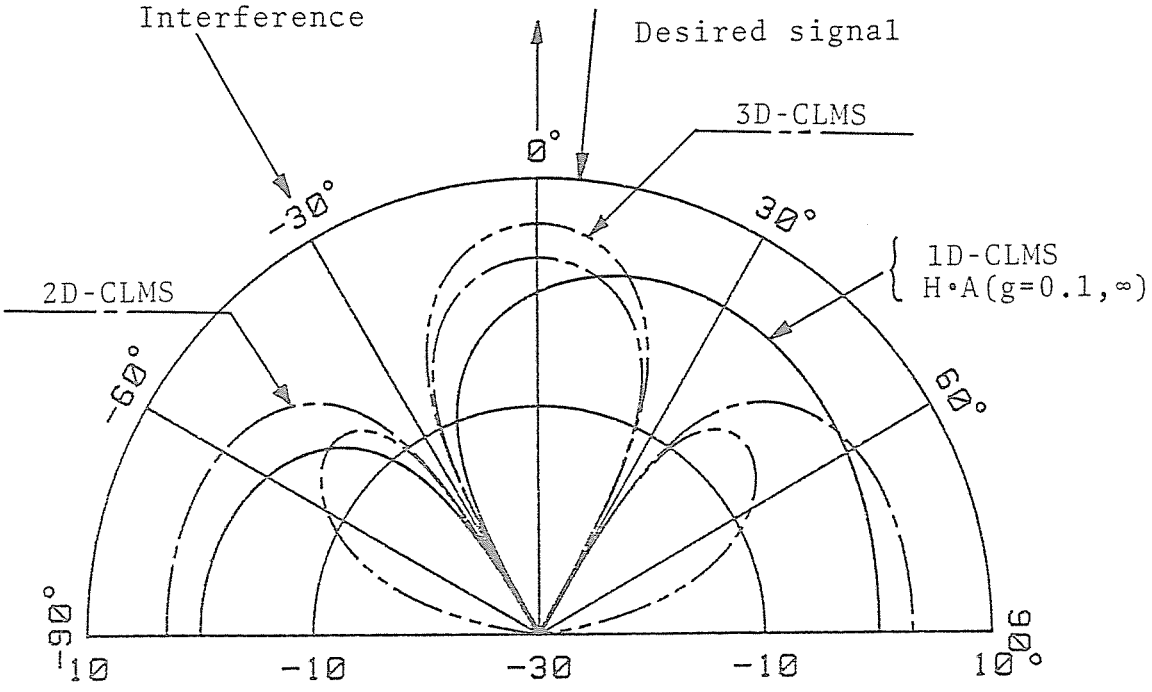


図7.5　出力ＳＩＮＲ対θ_i　(1).

Number of degrees of freedom=1, $\theta_d=5°$, $\theta_s=\theta_c^1=0°$, $\theta_c^2=\pm 3.5°$, $\theta_c^3=0°, \pm 4.3°$, $\ell=\lambda_0/2$, *Input SNR=20dB, 1 interference, (c) Input INR=30dB, (b) Input INR=50dB.*



(a)



(b)

Number of degrees of freedom=1, $\ell=\lambda_0/2$, $\theta_d=5°$,

$\theta_s=\theta_c^1=0°$, $\theta_c^2=\pm 3.5°$, $\theta_c^3=0°, \pm 4.3°$, $\theta_i=-30°$, *Frequency=*f_0

Input SNR=20dB, Input INR : (a) 10dB, (b) 50dB.

図7.6　アレーパタン.

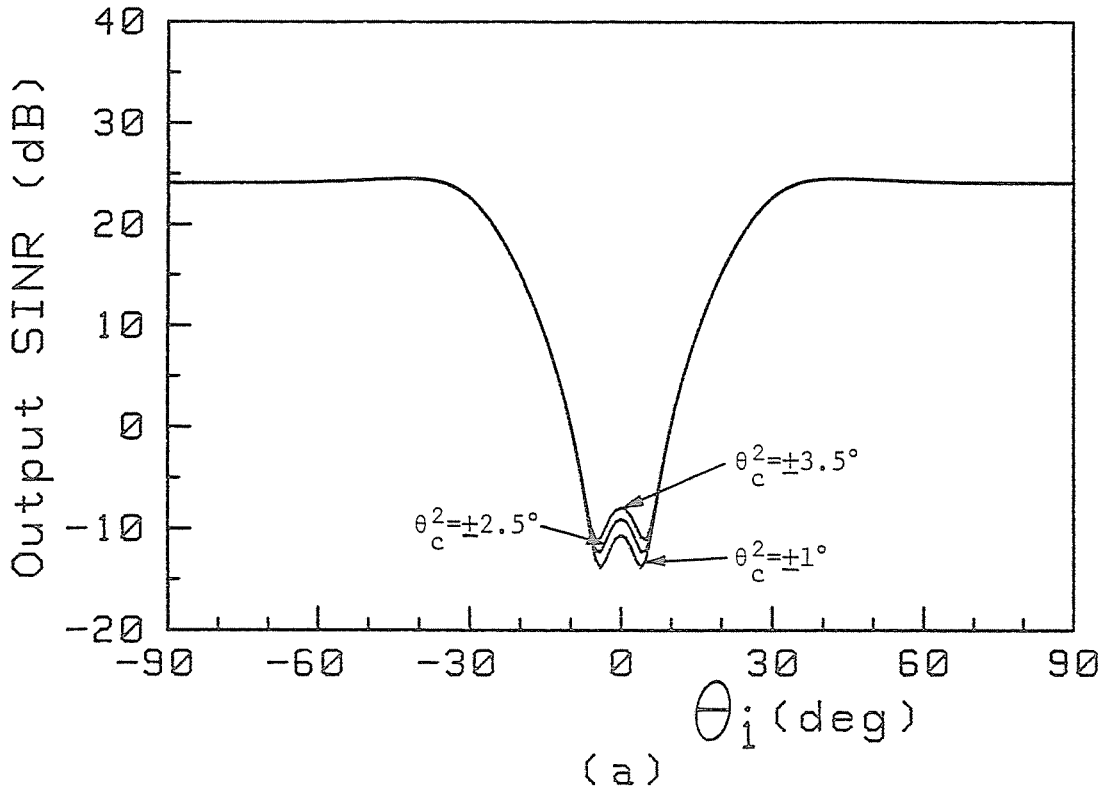
の改善が顕著であるということが分かる。図7.5(d)でθ_i=90°において、H-A および１方向CLMSと２方向CLMSあるいは３方向CLMSの出力SINRが多少異なっているのは、アレーを構成する素子数の違いによるものであり、アルゴリズムの優劣によるものではない。

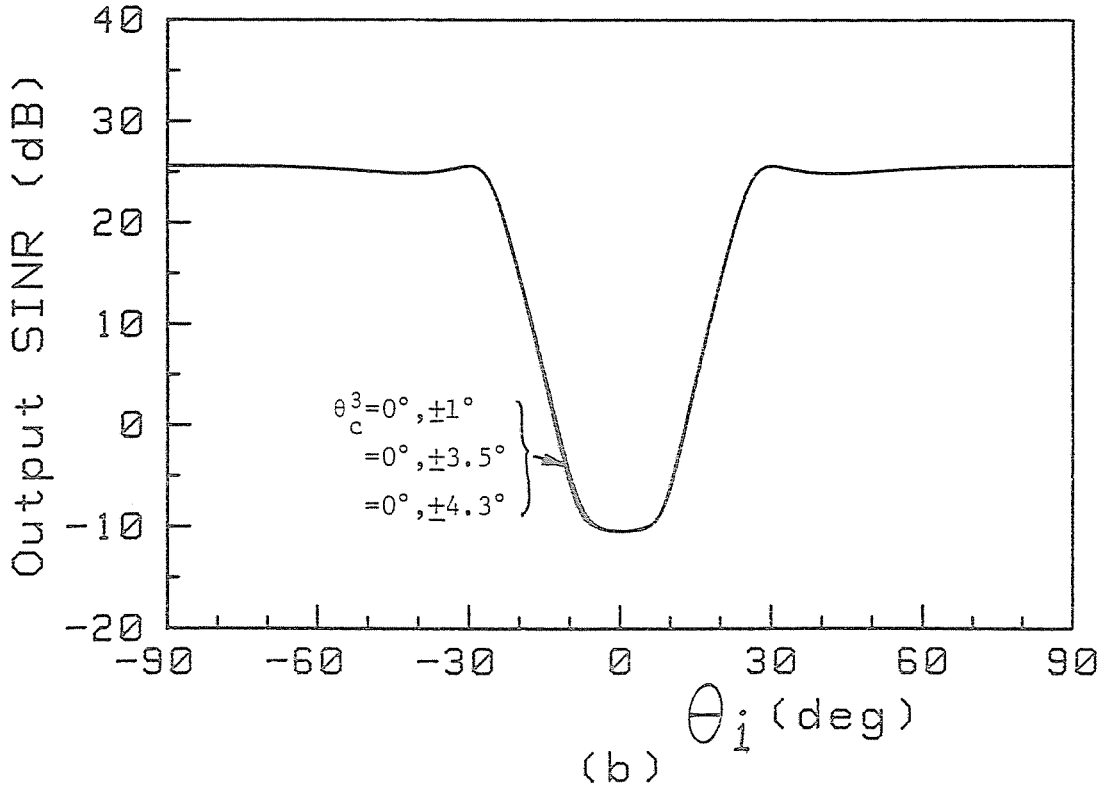
図7.5 には、２方向CLMSと３方向CLMSの拘束方向としてそれぞれθ^2_c=±3.5°、θ^3_c=0°、±4.3°のときのみの特性を示した。これは複方向CLMSの場合、出力SINR特性が拘束方向にほとんど依存しないためである。図7.7 は拘束方向を変えて、出力SINR対θ_iの関係を求めて示したものである。ただし、自由度１、θ_d=5° 、入力SNR=20dB、入力INR=30dB、図7.7(a)が２方向CLMS、図7.7(b)が３方向CLMSの特性である。同図から、２方向CLMS、３方向CLMSのいずれにおいても、出力SINRはブロードサイド方向付近から妨害が入射するときに違いが存在するだけであり、それ以外のθ_iにおいては特性はほとんど一致している。そして、出力SINRに違いがある部分は特に出力SINR特性の悪い部分であり、特性の数dBの違いが重大な問題となる部分ではない。したがって、拘束方向としてθ^2_c=±3.5°、θ^3_c=0°、±4.3°を用いることは、角度誤差特性を比較検討する上で妥当な選択であると考えられる。

さて、ここでH-A と複方向CLMSの角度誤差特性を比較検討する。比較検討を行う際の評価規準として、入力SNR のダイナミックレンジの上限が20dBで、所要の出力特性を得ることができるｇあるいは拘束数、拘束方向が入力SNR のダイナミックレンジの上限値によって決定されるとする。さらに、出力で要求されるSNR あるいはSINRの下限を10dBとする。ただし、所望信号はブロードサイド方向から入射してくると仮定しているが、実際にはθ_d=5° であるとする。

自由度が１のとき、図7.4(a)から出力SNR の下限が10dBという条件を満足するのは、H-A ではｇが0.18以下、CLMSでは２方向CLMSあるいは３方向CLMSであるということが分かる。この条件の下で図7.5 を見ると、出力SINRが10dB以上という条件を満足するθ_iの範囲が広いのは、以下の順である。図7.5(a)の場合、３方向CLMS＞２方向CLMS＞H-A(g=0.01) 、図7.5(b)の場合、２方向CLMS＞３方向CLMS＞H-A(g=0.1)、図7.5(c)および(d) の場合、H-A(g=0.1)＞２方向CLMS＞３方向CLMSである。

特に、図7.5(c)および(d) において、それぞれH-A のｇが0.01あるいは0.05でも、





Number of degrees of freedom=1, $\ell=\lambda_0/2$, $\theta_d=5°$,
Input SNR=20dB, 1 interference, Input INR=30dB,
(a) 2D-CLMS, (b) 3D-CLMS.

図7.7　複方向CLMSにおける拘束方向の違いによる妨害抑圧特性の変化.

２方向CLMSあるいは３方向CLMSより広いθ_iの範囲で出力の条件を満足する。このgに対しては、図7.4(a)から分かるように、妨害が存在していないときでも充分に所要の出力SNR を満足し、かつその特性が２方向CLMSおよび３方向CLMSより良くなることがある。逆に言うならば、図7.5(c)および(d) において、２方向CLMSが出力の要求を満足する程度のθ_iの範囲をH-A で得られれば充分であるとするなら、図7.5(c)ではg=0.05、図7.5(d)ではg=0.01であってもよい。このとき、図7.4(a)から、H-A が２方向CLMSよりはるかに良い角度誤差特性を得ることができるということが理解される。

以上のことから、妨害電力が所望信号電力に比べ小さいかあるいは同程度であるならば、複方向CLMSの方がH-A より広いθ_iの範囲で所要の出力SINRを得ることができる。しかし、妨害電力が所望信号電力より大きいならば、H-A の方が複方向CLMSより広いθ_iの範囲で所要の出力SINRが得られるということが明らかになった。

このことは、出力で要求されるSNR あるいはSINRを次のように変えたときにも同様に考察できる。すなわち、出力で要求されるSNR またはSINRを5dB とすると、図7.4(a)から条件を満足するためにはH-A ではｇが0.39以下、CLMSでは２方向CLMS以上でなければならないことが分かる。このとき、入力SNR と入力INR の関係が図7.5(a)のときには、H-A ではｇが0.1 以下、また、２方向CLMSおよび３方向CLMSではθiによらず出力SINRが5dB 以上の条件を満足する。さらに、図7.5(b)~(d)のときには、H-A でg=0.5 のときが最も広いθ_iの範囲で出力SINR≧5dB を満足する。

また、出力で要求されるSNR、SINR を15dBとするならば、図7.4(a)から条件を満足するにはH-A ではｇが0.1 以下、２方向CLMSでは$\theta^2_c=\pm 3.5^\circ$、および３方向CLMSでなければならない。このとき図7.5(a)では３方向CLMS、図7.5(b)では２方向CLMSあるいは３方向CLMS、図7.5(c)では２方向CLMS、３方向CLMS、H-A(g=0.1)、図7.5(d)ではH-A(g=0.1)がθ_iの最も広い範囲で出力SINR≧15dBの条件を満足できる。

さて、これまではアレーの自由度が妨害数と一致しているときの角度誤差特性について考察してきた。次に、アレーの自由度が妨害数より多いときについて比較検討を行う。図7.8(a)~(c)に、アレーの自由度が妨害数より多いときの出力SINR対θ_iの関係を示した。ただし、妨害数１、入力SNR=20dB、入力INR=30dB、$\theta_d=5^\circ$、$\theta_s=\theta^1_c=0^\circ$、$\theta^2_c=\pm 3.5^\circ$、$\theta^3_c=0^\circ$、$\pm 4.3^\circ$、アレーの自由度は(a)2、(b)3、(c)4である。

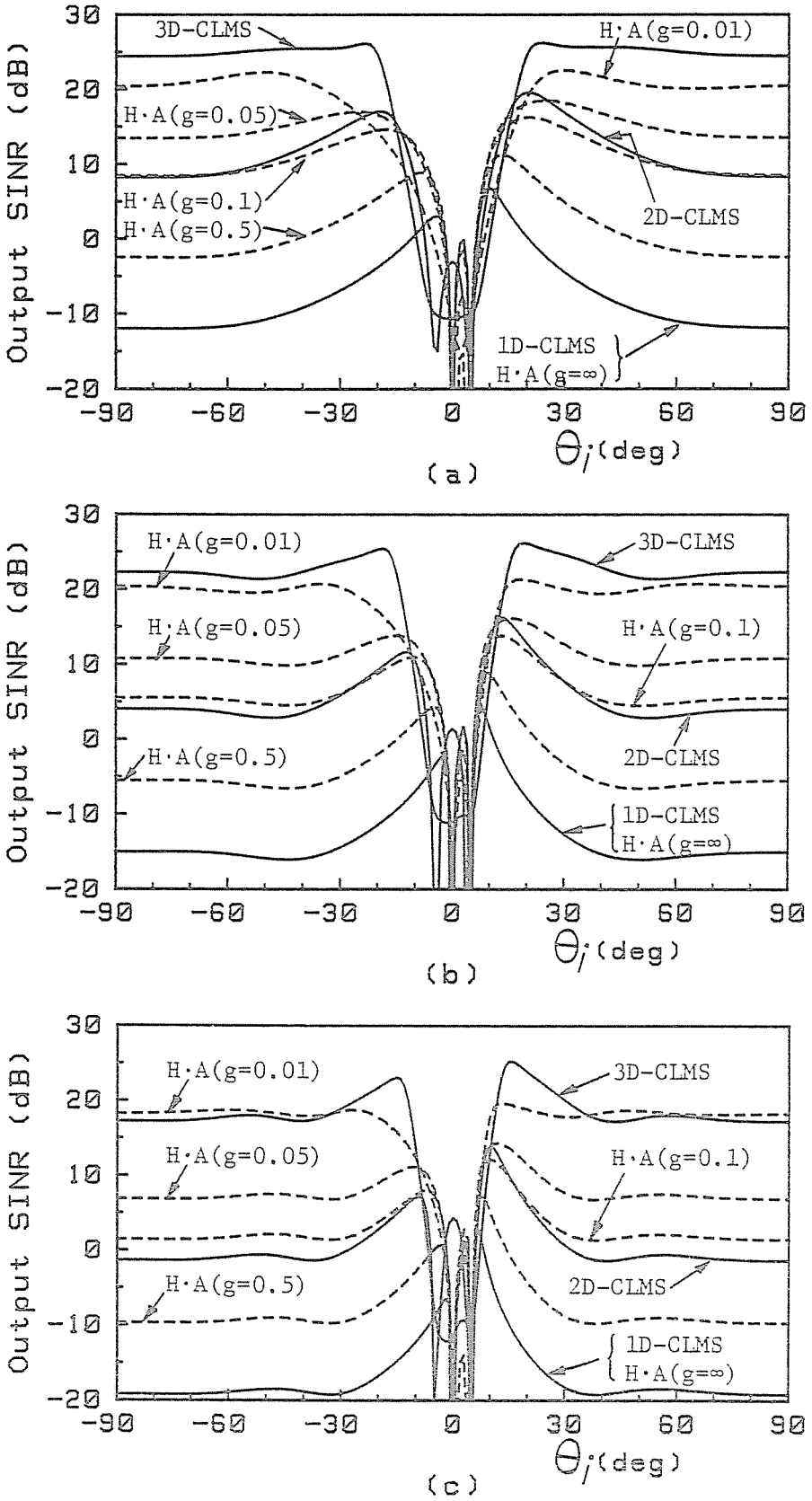


図7.8　出力ＳＩＮＲ対θ_i　(2).
自由度：（a）2，（b）3，（c）4，$\ell=\lambda_o/2$，
$\theta_d=5^\circ$，$\theta_s=\theta_c^1=0^\circ$，$\theta_c^2=\pm 3.5^\circ$，$\theta_c^3=0^\circ$，$\pm 4.3^\circ$，
Input SNR=20dB，妨害１波，Input INR=30dB.

図7.5(a)および図7.8(a)~(c)から、H-A の場合アレーの自由度が１から２に増加すると出力SINRが劣化し、ｇが大きくなるほどその劣化の程度は大きくなる。これは、アレーの自由度が１から２に増加すると妨害および所望信号両方がアレーによって抑圧を受けるためである。このことは、CLMSの場合にも当てはまることである。H-A でｇが大きくなるほど劣化の程度が大きくなるのは次のような理由による。ｇが小さいと等価的に熱雑音電力が大きくなったように見えるので、電力が小さい信号に対するアレーの感度が低下する。したがって、この場合電力の小さい所望信号に対しては角度誤差の影響が少ないので、出力SINRの劣化は小さい。言い換えると、アレーパタンヌルが所望信号到来方向に形成されにくいということである。ところが、ｇが大きくなるとアレーの感度が向上し、電力の小さい所望信号に対してもその到来方向にパタンヌルが形成され、所望信号が抑圧を受ける。そのため、出力SINRの劣化の程度が大きくなる。また、CLMSの場合にはアレーの自由度が１から２に増加したとき、拘束数が多いほど出力SINRの劣化は小さい。これは、拘束数が多いほど所望信号到来方向と拘束方向が近くなるので、所望信号のアレーによる抑圧を避けることができる。このため、拘束数を増加するほど出力SINRの劣化は小さい。

さらに、アレーの自由度を２（図7.8(a)）から３（図7.8(b)）、３から４（図7.8(c)）に増加したときにも上記の議論が当てはまる。ただし、H-A でｇが0.5 以上および１方向CLMSの場合、アレーの自由度が１から２に増加したときほど出力SINRの劣化は顕著でない。これは、アレーの自由度が２に増加した時点で妨害および所望信号がほとんど抑圧されてしまい、それ以上アレーの自由度が増加しても、妨害および所望信号の抑圧にそれほど影響を及ぼさないためである。

さて、アレーの自由度が１の場合と同様に、入力SNR のダイナミックレンジの上限を20dB、角度誤差5°、所要の出力SNR あるいはSINRが10dBという評価規準を用いて角度誤差特性の比較検討を行う。まず、アレーの自由度が２のとき、図7.4(b)から条件を満足するには、H-A ではｇが0.082 以下、CLMSは３方向CLMSでなければならない。このとき、図7.8 (a) からH-A のｇを0.05として得られる特性の方が、３方向CLMSの特性より広いθ_iの範囲で出力SINRが10dB以上という条件を満足する。さらに、アレーの自由度が３ならば図7.4 (c) から、条件を満足するにはH-A ではｇが0.05以下、

CLMSは３方向CLMSでなければならないことが分かる。このとき、図7.8(b)から、H-A でｇが0.05の方が３方向CLMSより広いθ_iの角度範囲で出力SINRが10dB以上の条件を満足しうることが明らかである。最後に、アレーの自由度が４ならば、図7.4(d)から条件を満足するにはH-A ではｇが0.034 以下、CLMSは３方向CLMSでブロードサイド方向以外の拘束方向が±3°以上でなければならない。このとき、図7.8(c)から、H-A でｇが0.01の方が３方向CLMSより広いθ_iの範囲で出力SINRが10dB以上となることが分かる。

以上のように、この場合設定した評価規準に基づいて、H-A と複方向CLMSの角度誤差特性の比較検討を行った結果、自由度によらずH-A のｇを変化させる方がCLMSの拘束数を増加したり、拘束方向を変えたりするよりも広いθ_iの範囲で条件（出力SINRが10dB以上）を満足することが分かった。

ここでは、入力INR が30dB、所要の出力SINRが10dBとして比較検討を行ったが、パラメータを他の値にしたときにも、本節で示したと同様の計算を行うことにより、H-A と複方向CLMSの比較検討が可能である。さらに、入力SNR のダイナミックレンジ、妨害数を変えたときについても同様である。

７．４．３　所望信号および複数の妨害が存在する場合

複数の妨害がアレーに入射する場合について、所望信号到来方向誤差の影響を議論する。複数の妨害がアレーに入射する場合、妨害相互および所望信号との空間的配置により、求められる特性は影響を受ける。したがって、本論文においてそのすべてについて検討を行うことは困難である。それ故、本節では代表的な数値例を示すことによって、H-A とCLMSの角度誤差特性を比較検討する。

図7.9 にアレーの自由度３、妨害２波のときの角度誤差特性を示した。ただし、議論を簡単化するため妨害の電力はすべて等しいとし、入力INR で表す。さらに、同図においては、１つの妨害到来方向θ_iを-90°～+90°まで変化させ、他の妨害到来方向を-60°に固定している。比較検討の評価基準として前節までと同様の基準を用いる。まず、図7.3(d)から、自由度が３のとき条件を満足するには、H-A（$g \geqq 0.05$）と３方向

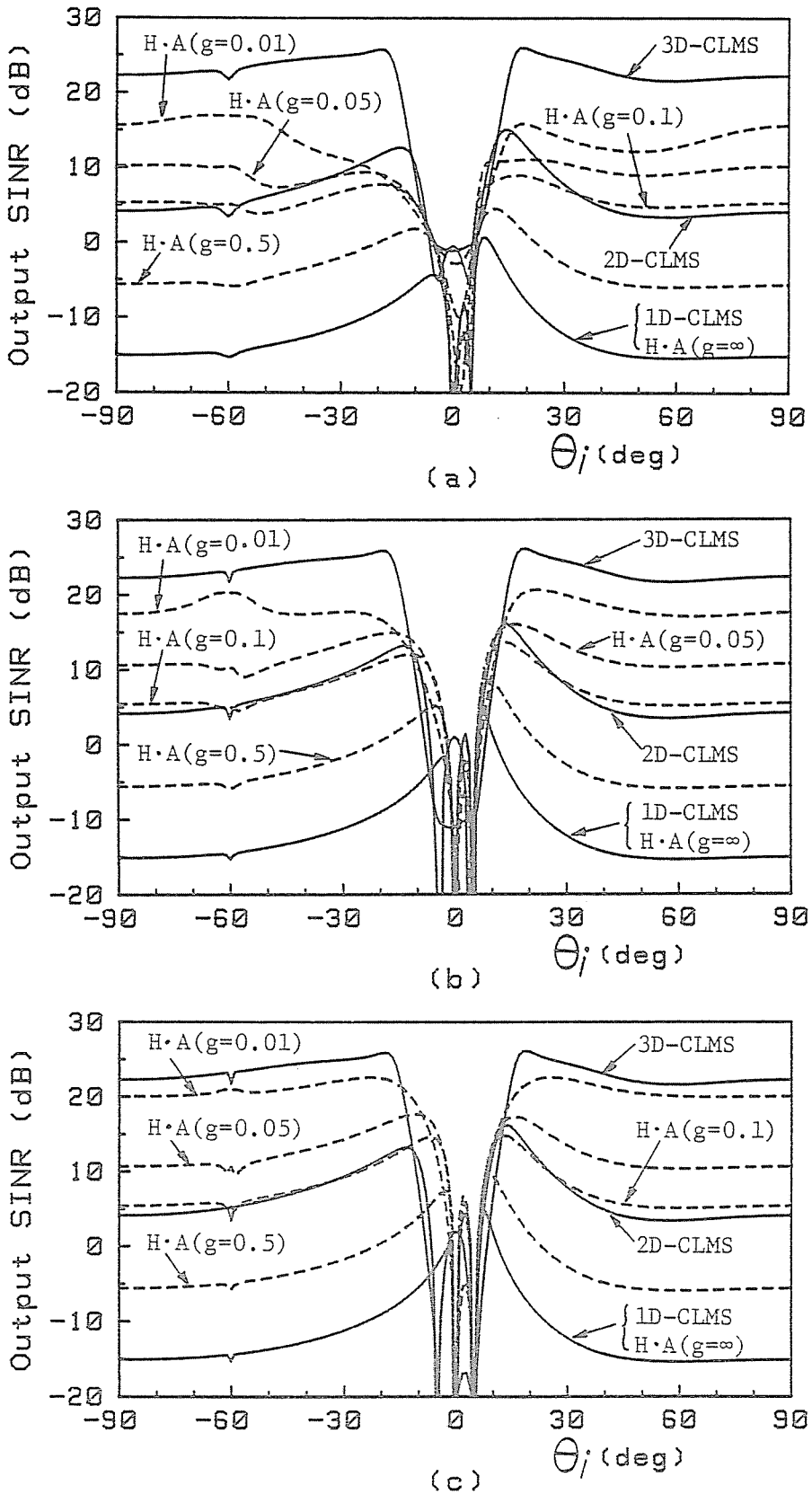


図7.9　出力ＳＩＮＲ対θ_i　(3).
自由度：３，$\ell=\lambda_0/2$，$\theta_d=5^\circ$，$\theta_s=\theta_c^1=0^\circ$，$\theta_c^2=\pm 3.5^\circ$，$\theta_c^3=0^\circ$，$\pm 4.3^\circ$，Input SNR=20dB，妨害２波，妨害到来方向：-60°，θ_i，Input INR= (a) 20dB, (b) 30dB, (c) 40dB.

CLMSでなければならない。この条件のもとで図7.9 を検討する。図7.9(a)のように入力INR が入力SNR と等しいなら、明らかに３方向CLMSが他に比較して、θ_iの広い範囲で出力SINR≧10dBを満足し、かつ高い出力SINRを与える。このことは、入力INR が入力SNR より小さいときについても同様である。次に、図7.9(b)のように入力INR が30dBで入力SNR より大きいとき、H-A でg=0.05がθ_iの最も広い範囲で出力SINR≧10dBを満足することが分かる。ただし、所要の出力SINRまたは出力SNR をさらに高い値とするならば、３方向CLMSがθ_iの最も広い範囲でその条件を満足する。さらに、図7.9(c) のよに入力INR が大きくなると、H-A でg=0.01とするならば、３方向CLMSと同等の出力SINR特性が得られ、３方向CLMSより広いθ_iの範囲で所要の出力SINRを満足できる。ただし、この場合についても設定した評価基準（出力SINR≧10dB）を満足する最も広いθ_iの範囲を与えるのは、H-A （g=0.05）である。

図7.9 の場合、ブロードサイド方向近傍を除けば３方向CLMSの出力SINRはH-A のそれに比べて高い。しかし、複方向CLMSで問題になるのは妨害が拘束方向近傍からアレーに入射する場合である。図7.10は到来方向を固定した妨害到来方向を-10°とした

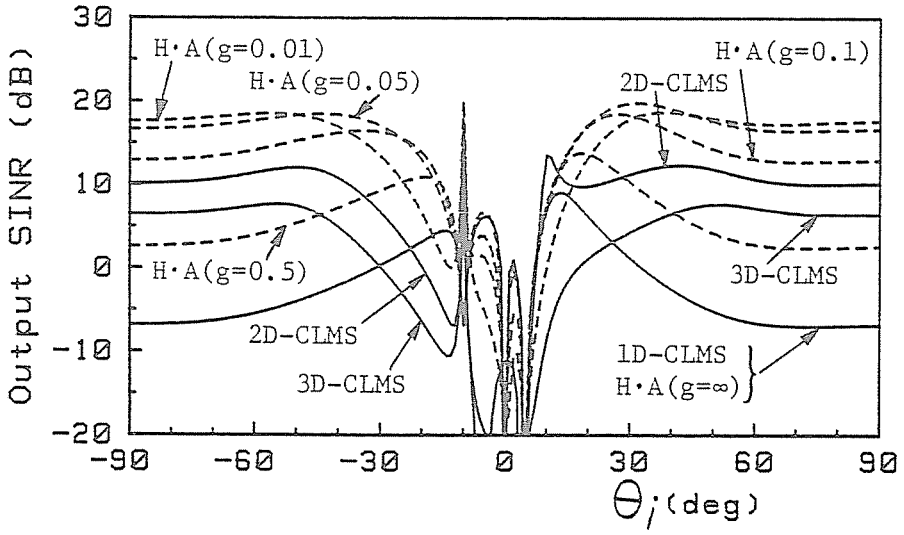


図7.10　出力ＳＩＮＲ対θ_i　(4).
自由度：３，$\ell=\lambda_0/2$，$\theta_d=5°$，$\theta_s=\theta_c^1=0°$，$\theta_c^2=\pm 3.5°$，
$\theta_c^3=0°$，$\pm 4.3°$，Input SNR=20dB，妨害２波，
妨害到来方向：-10°，θ_i，Input INR=40dB.

場合である。この場合、３方向CLMSでは出力SINRが10dB以上にならないことが分かる。ところが、H-A のg=0.05では$-19^\circ \leqq \theta_i \leqq 10^\circ$ を除くθ_iの範囲で10dB以上の出力SINRを得ることができる。

以上、ここで設定した評価基準と数値例から、妨害が複数個入射するときであっても、妨害電力が所望信号電力と等しいかあるいは小さい場合、H-A のｇを調整するよりCLMSの拘束数を増加する方が角度誤差対策として適している。また、妨害電力が所望信号電力より大きい場合には、H-A のｇを調整する方法が適していることが分かった。他の信号環境、評価基準の場合についても、本章で行った方法により最適な角度誤差対策を選択することができる。

７．５　むすび

本章においては、角度誤差対策としてH-A のｇを小さくする方法あるいは１方向CLMSで擬似雑音を増加する方法、すなわちR_{xx} の対角項を等価的に増加する方法と、複方向CLMSを用いる方法について、角度誤差特性を比較検討した。

アンテナ素子間隔半波長のリニアアレーを例にとり、角度誤差が存在するときの複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの拘束方向、応答ベクトルの決定の仕方を数値計算により明確にした。ただし、この場合、拘束数が偶数個のときには所望信号の到来方向に誤差がないときであっても特性が劣化することがある。

角度誤差特性の比較検討は、H-A のｇを小さくする方法と複方向CLMSを用いる方法について行い、次の結論を得た。所望信号のみが存在するとき、H-A アダプティブアレーアンテナおよびCLMSアダプティアレーアンテナの出力SNR 対入力SNR は共に単峰性になる。また、複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性から、拘束数を増加するほど良い特性を得ることができることが分かった。そして、そのことはアレーの自由度に依存しない。さらに、H-A アダプティブアレーアンテナのｇと複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの拘束数の関係を示した。すなわち、１方向CLMSはH-A のg=∞の特性と、２方向CLMSはH-A のg=0.1 の特性と、３方向CLMSはH-A のg=0.01の特性とほぼ一致しているということが分かった。

さらに、妨害が１波加わったときの出力SINR特性（角度誤差特性、または妨害抑圧特性）を求めた。所要の出力SINRあるいはSNR の下限が10dBという評価規準を設け比較検討を行った結果、入力INR が入力SNR より小さいかあるいは同じ程度であるならば、複方向CLMSを用い拘束数を増加する方がH-A のｇを変化する方法よりも広いθ_iの範囲で所要の出力特性を満足するということが分かった。しかし、入力INR が入力SNR より大きいときには、H-A のｇを小さくする方が複方向CLMSより広いθ_iの範囲で所要の出力SINRを満足することが分かった。特に、入力INR が入力SNR より大きいときには、２方向CLMSとH-A が同程度のθ_iの範囲で所要の出力特性を得るので充分であるとするならば、角度誤差特性はH-A の方がはるかに良くなるということが明らかにされた。

アレーの自由度が妨害数を上回ったとき、入力SNR=20dB、入力INR=30dBの場合の計算を行い、複方向CLMSよりH-A を用いてｇを変化させる方が広いθ_iの範囲で出力SINRの下限が10dBという条件を満足するということが分かった。以上のことは、妨害が複数個アレーに入射する場合についても同様であった。したがって、与えられた信号環境における角度誤差対策として、R_{xx} の対角項を等価的に増加する方法と複方向CLMSを用いる方法のうち、いずれの方法を採用すべきかを決定する際の基礎的資料が得られ、その選択方法が明確化された。

本章においては、所望信号のみが存在する場合と、さらに妨害が入射する場合の角度誤差特性を求めた。そして、与えられた信号環境においてH-A 、複方向CLMSアダプティブアレーアンテナのうち、どちらのアレーを用いるべきかを決定する際の方法を明確化するため、適当な信号環境モデルを用いた。アンテナ設計者はここで示された方法に従って、自ら取り扱う信号環境にいずれのアダプティブアレーアンテナを選択すべきかを検討することができる。ただし、ここではアレーの自由度を一定にして比較検討を行ったが、素子数という点で比較してみると、例えば、アレーの自由度を１とするとH-A 、１方向CLMSは２素子、２方向CLMSは３素子、３方向CLMSは４素子、・・・となる。すなわち、アレーの自由度を一定にすると２方向CLMS、３方向CLMSはH-A に比べ、それぞれ１素子、２素子多く必要とする。このことは、複方向CLMSがH-A に比べアンテナ構成の経済性、あるいは回路設計の容易さの点において大きく劣

るところである。

したがって、経済性あるいは回路設計の容易さがなににもまして優先されなければならない利用分野においては、H-A は複方向CLMSより有用である。さらに、CLMSは信号処理を計算機によって行うため、専用のハードウエアの構成を持つH-A に比べてウエイトの収束時間が遅いと考えられる。したがって、妨害の到来方向が短時間で変化するような信号環境への応用においても、H-A の方がCLMSより有用である。以上のような事柄についても注意の上、アダプティブアレーアンテナを選択すべきである。

本章では、所望信号到来方向の影響についてのみ論じたが、その他にステアリングベクトル、拘束行列におけるランダム誤差[12]も考えられる。このランダム誤差についても同様な方法によって解析を行うことができる。

参 考 文 献

[1] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Googs : "Adaptive Antenna Systems", Proc. IEEE, 55, 12, pp.2141-2159 (Dec. 1967).

[2] R.L.Riegler and R.T.Compton,Jr. : "An Adaptive Array for Interference Rejection", Proc. IEEE, 61, 6, pp.748-758 (June 1973).

[3] R.T.Compton,Jr. : "An Adaptive Array in a Spread-Spectrum Communication System", Proc. IEEE, 66, 3, pp.289-298 (Mar. 1978).

[4] J.H.Winters : "Spread Spectrum in a Four-Phase Communication System Employing Adaptive Antennas", IEEE Trans. Communication, COM-13, pp.929-936 (May 1982).

[5] 大宮,,小川, 伊藤 : " 通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー" , 電子通信学会論文誌(B), J65-B, 4, pp.499-500 (Apr. 1982).

[6] O.L.Frost,III : "An Algorithm for Linear Constrained Adaptive Array Processing", Proc. IEEE, 60, 8, pp.926-935 (Aug. 1972).

[7] K.Takao, M.Fujita, and T.Nishi : "An Adaptive Antenna Array under Direction Constraint", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.662-229 (Sept. 1976).

[8] 大宮, 小川, 伊藤 : " ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響" , 電子通信学会論文誌(B), J66-B, 4, pp.477-484 (Apr. 1983).

[9] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

[10] A.K.Steele : "Comparison of Directional and Derivative Constraints for Beamformers Subject to Multiple Linear Constraint", IEE Proc., H, 130, 1, pp.41-45 (Feb 1983).

[11] K.Takao and N.Kikuma : "Tamed Adaptive Antenna Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-34, 3, pp.388-394 (Mar. 1986).

[12] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1980).

第 8 章

ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナに関する考察

本章においては定常状態におけるH-A アダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ（以下、H-A SRA と略す）の挙動について解析的考察を行う。ステアリング信号を時間とともに変化することによって空間走査を行い、信号源の推定を行う。しかしながら、高速な走査が行われたときH-A SRA の特性は重大な劣化を引き起こすことが報告されている。そこで、まず初めに高速走査によって走査型H-A SRA の特性劣化が生じる原因について考察する。次に、高速走査時において走査型H-A SRA 特性の劣化を引き起こさないためにH-A ループ内において用いられているフィルタが満足しなければならない条件を導出する。最後に、示された条件を満足し、特性を劣化させることなく高速走査を実現する新しいフィルタの構成法を提案する。

８．１　まえがき

ハウエルズ・アップルバウム（以下、H-A と略す）アダプティブアレーアンテナ[1,2] は所望信号が常に存在する通信系に対して適応可能であることが証明され[3] 、通信系に用いたときの諸特性が考察されてきている[4~6] 。

しかしながら、H-A アダプティブアレーアンテナは元来パルスレーダ等のレーダ系に適用し、妨害波を抑圧することを目的として考案されたものであり、出力におけるSN比を最大化するMSN アルゴリズムに基づいて動作する[1~8] 。H-A アダプティブアレーアンテナをレーダ系に用いる場合の特徴は、アンテナアレーを固定したままでビームを走査することが可能であること。さらに、アダプティブアンテナとして妨害信号を抑圧し、実時間での信号処理が可能であること等である。そして、これらの特徴を利用することによって、H-A アダプティブアレーアンテナはアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ（以下、SRA と略す）として、波源分布の推定にも適用される[9,10]。

SRA としてH-A アダプティブアレーアンテナを使用する場合、ステアリング信号は所望の角度範囲に存在する波源を観測するために走査される。文献[10]においては、高速なステアリング信号の走査はH-A SRA の定常状態における波源推定特性を悪化させるという報告が行われている。

本章における最初の目的は、高速走査時に発生する SRA特性の劣化原因を明らかにすることである。次に、走査型H-A SRA に最適なH-A ループ内に用いられる低域ろ波器（以下、LPF と略す）の一構成法を新しく提案する。本章においては、走査型H-A SRA の定常特性の解析を行う際に、次のようなアンテナ構成を用いる。すなわち、アンテナアレーはＮ素子の等間隔配置リニアアレーである。ステアリング信号は信号源を観測するため一定の周期で走査されるものとする。このアレー構成に対してH-A ループ内に用いられる低域ろ波器として従来使用されている一次遅れ系の他にさらに複雑なLPF についても解析を行うことが可能であるような定式化を試みる。次に、任意のループフィルタを有する走査型SRA の定常ウエイトベクトルを解析的に導出す

る。これらの解析を用いて、H-A ループ内に用いられているLPF の周波数特性に依存して走査型H-A SRA の特性が劣化するということを明らかにする。さらに、高速走査時において優れたSRA 特性を得ることができるために、ループフィルタが満足しなければならない条件を示す。最後に、高速走査を実現する新しいループフィルタの構成法を提案する。そして、従来用いられている一次遅れ系との比較検討を行う。これらの結果から、提案されたループフィルタはある条件のもとでは特性を劣化させることなく、高速な走査を実現することができることを示す。

８．２　H-A SRA ウエイトの解析

図8.1 に示されるN素子アダプティブアレーアンテナについて考察する。アンテナ素子は無指向性であると仮定する。$x_k(t)$ はk番目の素子出力を表しているものとする。$x_k(t)$ には複素ウエイト$w_k(t)$ が乗算され、アレー出力y(t)を形成するために加

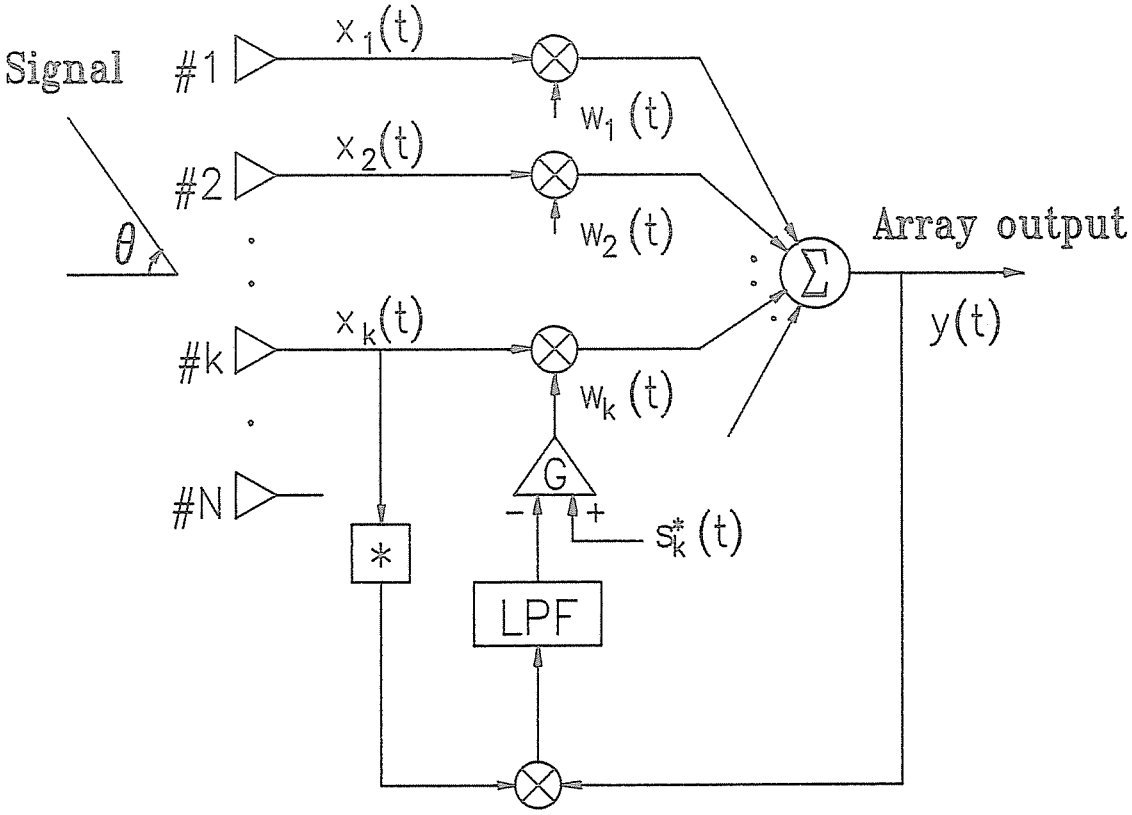


図8.1　H-A アダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ.

え合わされる。ウエイトはH-A アダプティブループ[1] によって制御されている。このとき、複素ウエイトベクトル$W(t)=[w_1(t)\ w_2(t)\ \cdots\ w_N(t)]^T$ は次式によって与えられる。

$$W(t)=G[S^*(t)-h(t)\otimes\{X^*(t)X^T(t)W(t)\}] \tag{8.1}$$

ただし、$S^*(t)$ は複素ステアリングベクトルで、

$$S^*(t)=[s_1^*(t)\ s_2^*(t)\ \cdots\ s_N^*(t)]^T \tag{8.2}$$

である。

また、X(t)は複素信号ベクトルで、

$$X(t)=[x_1(t)\ x_2(t)\ \cdots\ x_N(t)]^T \tag{8.3}$$

で書き表せられる。さらに、式(8.1) においてG、h(t) および⊗はそれぞれH-A ループの利得、伝達関数$H(\omega)$ ($H(0)=1$) を有するLPF のインパルス応答、コンボリューションを表す演算子である。さらに、^{T} および* はそれぞれ転置と複素共役を表している。

ここで、ステアリング信号の走査とLPF の周波数特性$H(\omega)$がどのようにH-A SRA の定常特性に影響を与えるか考察する。考察においては次のような仮定を行う。すなわち、ステアリング信号は所望の角度範囲に存在する信号源の方向を観測するため、ある時間周期で走査されるものと仮定する。このようなH-A SRA を通常走査型H-A SRA（単に、走査型SRA と呼ぶこともある）と呼ぶことにする[6] 。さらに、H-A ループでは通常$H(\omega)$として次のような周波数特性$L(\omega)$を有する一次遅れ系が使用されている。

$$L(\omega)=\frac{1}{1+j\omega T_c} \tag{8.3}$$

ただし、式(8.3) においてT_cはLPF の時定数を表す。そして、ω_c ($=1/T_c$)は一次遅れ系のカットオフ角周波数を表すものとする。ここでは議論を限定しないために、H-A ループ内で使用されるLPF の伝達関数を一般的に$H(\omega)$で与えられるものとする。

信号環境として、次のような仮定を行う。H-A SRA が走査を行うことによって、その存在を推定するいくつかの方向性信号がアレーに入射しているとする。さらに、各

素子出力信号$x_k(t)$ は熱雑音を含んでいるものとする。熱雑音は各素子毎に独立に発生しており、平均０、分散σ^2の帯域制限ガウス雑音であると仮定する。方向性信号および熱雑音は互いに独立であると仮定する。

ここで、H-A SRA の定常特性について考察する。本章では、定常ウエイトの平均化された挙動についてのみ考察を行い、定常特性におけるもう１つの重要な問題であるウエイトにおけるジッタ現象[11]については論じないものとする。

式(8.1) の期待（平均）値は次式により与えられる。

$$E[\mathbb{W}(t)] = G[S^*(t) - H(t) \circledast \{R_{xx}E[\mathbb{W}(t)]\}] \tag{8.5}$$

ただし、式(8.5) においてE[・]は期待値を表しているものとする。さらに、R_{xx} は次式によって与えられる入力信号から計算される共分散行列である。

$$R_{xx} = E[X^*(t)X^T(t)] \tag{8.6}$$

LPF の時定数を充分大きく設定することによって、X(t)において観測される高速な振動が平均化される。したがって、$\mathbb{W}(t)$が信号包絡線の瞬時の振動とは確率的に独立である[8] という仮定が成り立ち、式(8.1)~(8.5) を導出することができる。以下においては、ウエイトベクトルの平均値を表すための記号E[・]は除いて表示するものとする。したがって、式(8.5) から次式を得る。

$$\frac{1}{G}\ \mathbb{W}(t) + R_{xx}h(t) \circledast \mathbb{W}(t) = S^*(t) \tag{8.7}$$

LPF として一次遅れ系を用いるならば、文献[10]に報告されているように時間tに関する微分方程式を解くことによって、$\mathbb{W}(t)$を解析的に解くことが可能である。しかしながら、任意のLPF に関して高次の微分方程式を解析的に解くことは極めて困難なことである。それゆえ、本章においては周波数領域で式(8.7) を解析的に解くことによって、定常状態におけるウエイトベクトルを求めることにする。複素時間関数式(8.7) に対してフーリエ変換を適用することが可能であるから、式(8.7) の両辺をフーリエ変換し、次式のような周波数領域における走査型H-A SRA の定常ウエイトベクトルを得ることができる。

$$\frac{1}{G}\ \mathbb{W}(\omega) = \{I + GR_{xx}H(\omega)\}^{-1}S^*(\omega) \tag{8.8}$$

ただし、式(8.8) において$W(\omega)$と$S^*(\omega)$ はそれぞれ$W(t)$と$S^*(t)$ のフーリエ変換を表している。さらに、Ｉは$N\times N$ の単位行列である。

ここで、走査型H-A SRA 特性の劣化原因について明らかにし、優れたSRA 特性を与える方法について議論する。この目的に対して、非走査型H-A SRA と走査型H-A SRA の走査特性を比較検討することが有用である。文献[10]に報告されているように、非走査型H-A SRA においては、ステアリング信号がゆっくり走査されており、SRA 特性における劣化が観測を行う角度範囲において発生しない。それゆえ、非定常型H-A SRA の定常ウエイトベクトルは次式のようになる。

$$\frac{1}{G}\ W(t_o)=(I+GR_{xx})^{-1}S^*(t_o) \qquad (8.9)$$

式(8.9) はある時刻t_oにおけるステアリング信号で計算される定常ウエイトベクトルを表している。この場合、式(8.9) は従来のH-A アダプティブアレーアンテナの定常ウエイトベクトル解[2,8] に一致している。

式(8.8) および(8.9) から、ステアリング信号の走査を行うことがSRA 特性にどのような影響を与えるのかということを明らかにするため、次のような仮定を行う。すなわち、アンテナ素子が等間隔に配置されたリニアアレーについて考察する。このとき、ステアリング信号は次式のように与えられる。

$$s_k^*(t)=\ e^{j(k-p-1)\omega_s t} \qquad (k=1,\ 2,\ \cdots,\ N) \qquad (8.10)$$

ただし、式(8.10)において $p=(N-1)/2$であり、ステアリング信号の位相基準をアレー素子の中心としている。このとき、主ビームは図8.1 において矢印で示される方向に、角周波数ω_sで走査される。式(8.10)から、$s_k^*(\omega)$は次式により与えられる。

$$s_k^*(\omega)=\ 2\pi\delta(\omega-\overline{k-p-1}\ \omega_s) \qquad (k=1,\ 2,\ \cdots,\ N) \quad (8.11)$$

ここで、$(I+GR_{xx})^{-1}$の (m,k)番目の要素をループゲインＧの関数として、$a_{mk}(G)$で表す。さらに、式(8.9) における$(1/G)W(t_o)$のm番目の要素を$\{(1/G)W(t_o)\}_m$ と表すならば、式(8.9) から次式を得る。

$$\{(1/G)W(t_o)\}_m\ =\ \sum_{k=1}^{N} a_{mk}(G)e^{j(k-p-1)\omega_s t_o} \quad (m=1,2,\cdots,N) \quad (8.12)$$

同様にして、式(8.8) における$\{I+GR_{xx}H(\omega)\}^{-1}$の (m、k)番目の要素は$a_{mk}\{GH(\omega)\}$で表すことができるから、式(8.8) および(8.11)を用いて$\{(1/G)W(\omega)\}_m$ は次式となる。

$$\{(1/G)W(\omega)\}_m=\sum_{k=1}^{N}a_{mk}\{GH(\omega)\}2\pi\delta(\omega-\overline{k-p-1}\omega_s)\quad(m=1,2,\cdots,N)\quad(8.13)$$

式(8.13)の逆フーリエ変換を求めることによって、時間領域における走査型H-A SRA の定常ウエイトは次式となる。

$$\{(1/G)W(t)\}_m=\sum_{k=1}^{N}a_{mk}\{GH(\overline{k-p-1}\omega_s)\}e^{j(k-p-1)\omega_s t}\quad(m=1,2,\cdots,N)\quad(8.14)$$

式(8.12)および(8.14)から、非走査型H-A SRA と走査型H-A SRA の違いは走査型H-A SRA のウエイトベクトルがLPF の周波数特性に依存した値$H(\ell\omega_s)$ ($\ell=-p,-(p-1),\cdots,p$)を含んでいる点である。高速な走査が行われているとき、非走査型H-A SRA に比べて走査型H-A SRA の特性が劣化するのは、走査型H-A SRA のウエイトベクトルがLPF の周波数特性$H(\ell\omega_s)$ ($\ell=-p,-(p-1),\cdots,p$)に依存しているためであるということが分かる。

文献[10]において、走査型H-A SRA の特性劣化原因に関して次のような結論が示されている。"The scanning time is one of the inherent and important parameters in the scanning superresolution array, and it is necessary to sweep the steering signal with time at a certain low scanning rate to obtain a superior superresolution array performance." しかしながら、前述したようにSRA 特性を決定するうえで重要なパラメータとはLPF の周波数特性$H(\ell\omega_s)$であり、もし、$H(\omega)$が次に示すような条件を満足するならば、高速な走査が行われてもSRA 特性の劣化は生じない。

式(8.12)と(8.14)を比較することによって、優れた走査特性を与えるために$H(\omega)$が満足しなければならない条件は、

$$H(\omega)=1\quad(\omega=-p\omega_s,-(p-1)\omega_s,\cdots,p\omega_s)\qquad(8.15)$$

である。

８．３　数値例

ここでは、走査型H-A SRA の走査特性に関していくつかの数値例を示す。まず初めに、特定の問題に話題を絞り、定常状態におけるウエイトベクトルの解析的な導出を行う。分解能(resolution)という言葉は通常２つあるいはそれ以上の信号がアレーに入射している場合に用いられる言葉である。しかしながら、文献[10]に報告されているように走査型H-A SRA の特性は１つの信号を考察することによって評価されている。このように、本論文においても１つの信号のみがアレーに入射していると仮定する。２つあるいはそれ以上の信号がアレーに入射する場合については、式(8.14)を用いて容易にSRA 特性を求めることが可能である。このとき、式(8.8) および(8.9) におけるR_{xx} は次式のようになる。

$$R_{xx} = \sigma^2(I + \xi\, V^* V^T) \tag{8.16}$$

ただし、σ^2は熱雑音電力、 ξは入射信号の入力SNR を表す。N次元の列ベクトルVは次式により与えられる。

$$V = [e^{jp\phi},\ e^{j(p-1)\phi},\ \cdots,\ e^{-jp\phi}]^T \tag{8.17}$$

ただし、ϕ は信号の位相基準に対する位相の遅れを表していて、

$$\phi = \frac{2\pi f d}{c} \sin\theta \tag{8.18}$$

で与えられる。式(8.18)において、f は周波数、d は素子間隔、c は光速、θはブロードサイド方向を基準として測定された信号到来角（図8.1 において定義されている）を表している。式(8.18)、(8.9) および逆行列に関する展開公式を用いることによって、次式を得る。

$$\{I+GR_{xx}H(\omega)\}^{-1} = \frac{1}{1+gH(\omega)} \left\{I+\xi\, \frac{gH(\omega)}{1+(1+N\xi)gH(\omega)}\, V^* V^T\right\} \tag{8.19}$$

ただし、$g=\sigma^2 G$ である。

したがって、式(8.8)、(8.11) および(8.19)から、$\mathbb{W}(\omega)$が導出される。得られた$\mathbb{W}(\omega)$に関して逆フーリエ変換を行う。その結果、次式を得る。

$$\frac{1}{G}\,\mathbb{W}(t) = S_1^*(t) - \xi V^* V^T S_2^*(t) \tag{8.20}$$

ただし、$S_1^*(t)$および$S_2^*(t)$のk番目の要素はそれぞれ次式により与えられる。

$$\left.\begin{aligned} s_{1k}^*(t) &= \frac{1}{1+gH(\Omega\omega_s)}\, s_k^*(t) \\ s_{2k}^*(t) &= \frac{gH(\Omega\omega_s)}{\{1+gH(\Omega\omega_s)\}\{1+(1+N\xi)gH(\Omega\omega_s)\}}\, s_k^*(t) \end{aligned}\right\} \tag{8.21}$$

さて、ここで出力SNR を解析的に導出する。定義に従って、出力SNR は、

$$\text{Output SNR} = \xi\, \frac{\mathbb{W}^\dagger(t)\; V^*\; V^T\; \mathbb{W}(t)}{\mathbb{W}^\dagger(t)\; \mathbb{W}(t)} \tag{8.22}$$

で計算される。ただし、† は複素共役転置を表す。

式(8.17)、(8.20)および(8.21)を式(8.22)に代入して、

$$\text{Output SNR} = \frac{\xi\, \rho_3^{\,2}}{\{\rho_1 - \xi g(\rho_2+\rho_3)\rho_4\}} \tag{8.23}$$

となる。

ただし、

$$\rho_1 = \sum_{\Omega=-p}^{p} \left| \frac{1}{1+gH(\Omega\omega_s)} \right|^2 \tag{8.24}$$

$$\rho_2 = \sum_{\Omega=-p}^{p} \frac{1}{1+gH(\Omega\omega_s)}\, e^{j\Omega(\omega_s t-\phi)} \tag{8.25}$$

$$\rho_3 = \sum_{\Omega=-p}^{p} \frac{1}{1+(1+N\xi)gH(\Omega\omega_s)}\, e^{j\Omega(\omega_s t-\phi)} \tag{8.26}$$

$$\rho_4 = \sum_{\Omega=-p}^{p} \frac{H(\Omega\omega_s)}{\{1+gH(\Omega\omega_s)\}\{1+(1+N\xi)gH(\Omega\omega_s)\}}\, e^{j\Omega(\omega_s t-\phi)} \tag{8.27}$$

である。

同様にして、式(8.19)から非走査型H-A SRA の定常時におけるウエイトベクトルは次式により与えられる。

$$\frac{1}{G}\;\mathbb{W}(t_o) = \frac{1}{1+g}\,\{I - \xi\,\frac{g}{1+(1+N\xi)g}\; V^* V^T\} S^*(t_o) \tag{8.28}$$

式(8.20)と式(8.28)を比較することによって、もし式(8.15)が満足されるならば、

これら２つの解は同一の解を与えることが分かる。別な見方をするならば、式(8.20)で与えられるウエイト解はビームポインティング誤差[12]あるいはランダム誤差[13]がステアリングベクトル成分に発生している場合に得られるウエイト解であるとも考えられる。したがって、$H(\omega)$が$\omega=-p\omega_s、-(p-1)\omega_s、\cdots、p\omega_s$ において周波数に依存した周波数特性を持つならば、優れたSRA 特性を得ることができない。

さてここで、いくつかの数値計算例を示す。図8.2 にLPF $H(\omega)$として一次遅れ系$L(\omega)$を用いた場合のSRA 特性に及ぼす走査速度の影響について示している。１波の信号がブロードサイド方向から7.5°離れた方向（θ=7.5°）から入射しているものとする。素子間隔は半波長、ξ=20dB、N=17であるとして計算を行った。ループゲインｇを変化させて、２つの場合について特性を求めている。すなわち、図8.2(a)はg=10であり、図8.2(b)はg=0.1 である。それぞれの図はT_c/T_s をパラメータとして、出力SNRと走査角の関係について求めている。ただし、$T_s=2\pi/\omega_s$である。図8.2 において走査は左から右へ行われている。

これらの図から、いくつかの非常に興味ある結果を導くことができる。まず初めに、非走査型H-A SRA および走査型H-A SRA において$H(\Omega\omega_s)=1$あるいは$T_c/T_s=10^{-6}$の場合最も良好なSRA 特性が得られる。しかしながら、T_c/T_s が大きくなるに従って走査型H-A SRA の特性において、得られる出力SNR のピーク値が急激に低下する。第二に、T_c/T_s が大きくなるにしたがって、信号到来方向からピークの位置がずれる。第三に、図8.2 (a) と(b) を比較することによって、ｇが大きいほどT_c/T_s に対する出力SNR の劣化の度合いが大きい。このことは、ｇをパラメータとして出力SNR とT_c/T_s の関係を求めることによって明らかになる。

図8.3 は図8.2 と同様なパラメータを使用して求めた特性である。ただし、ループゲインｇ(0.1、1、10)をパラメータとしている。計算を行ったT_c/T_s に対して、T_c/T_s が小さい値をとる場合得られる出力SNR が$H(\Omega\omega_s)=1$あるいは非走査型H-A SRAのそれと同じであるが、T_c/T_s が大きくなるにしたがって出力SNR の値が低下する。さらに、ｇが大きくなるほど、最大の出力SNR を維持するためのにはT_c/T_s の値を小さくしなければならないことが分かる。例えば、g=10ならば、$T_c/T_s \leqq 1.8\times10^{-5}$に対して出力SNR は30dB以上であるが、g=0.1 ならば、$T_c/T_s \leqq 2.0\times10^{-3}$に対して出力

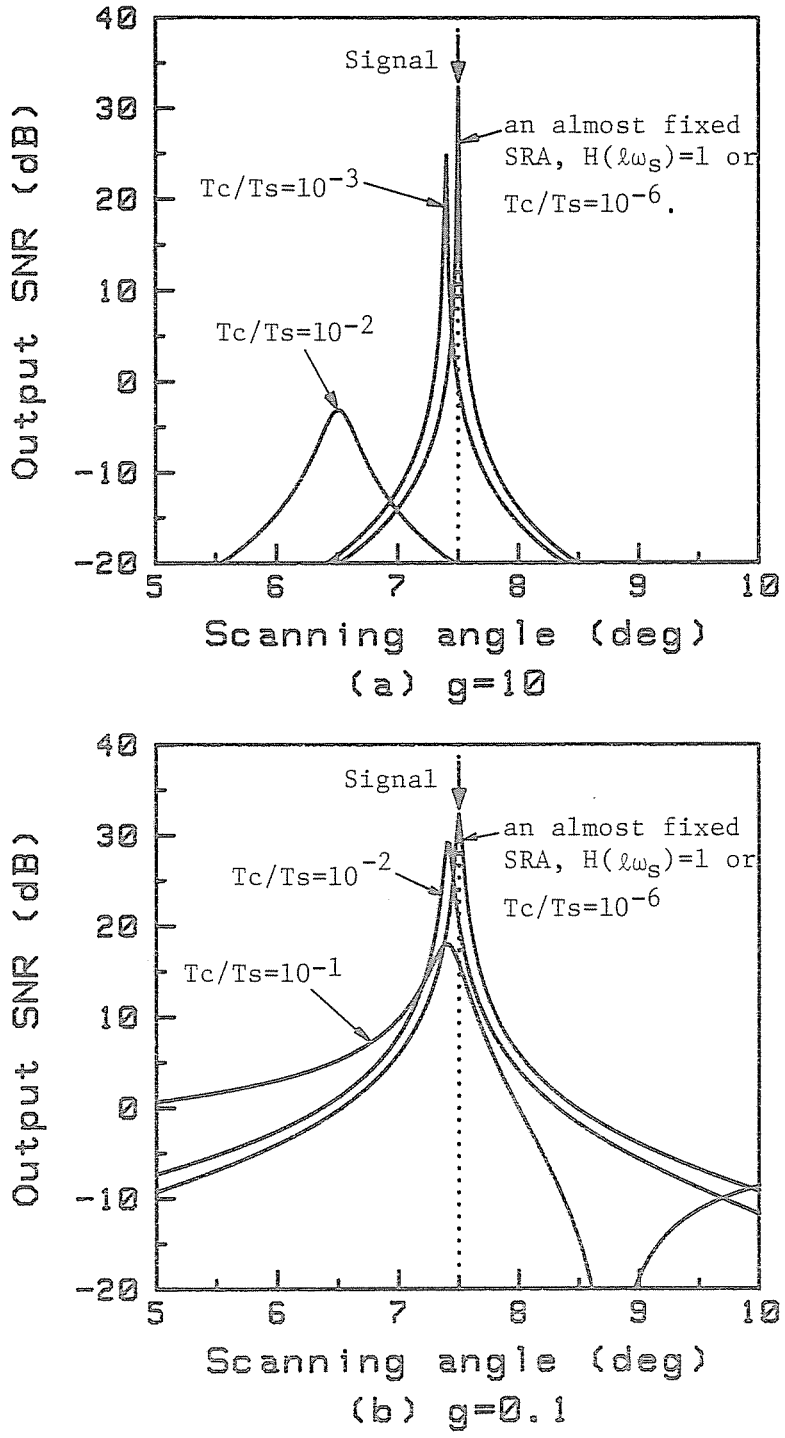


図8.2　ＳＲＡ特性.
N=17, ξ=20dB, θ=7.5°, 半波長間隔リニアアレー.

SNR が30dBである。ただし、g=0.1 の場合H-A SRA は高い角度分解能を持つことができないことに注意すべきである。

LPF の周波数特性を検討することによって、走査型H-A SRA の出力SNR における特性劣化原因が明らかになる。図8.4 はT_c/T ($T=2\pi/\omega$) の関数として一次遅れ系の周波数特性を求めている。ただし、実線は振幅特性、破線は位相特性を表している。N=17のとき、$T_c/T=\ell\times T_c/T_s$ ($\ell=-8,-7,\cdots,0,\cdots,8$)がステアリング信号周波数に対応している。$T_c/T_s=10^{-6}$に対して、走査型H-A SRA 特性の劣化は図8.2 において観測されない。この場合、各ステアリング信号周波数での振幅は１であり、位相は0°である。すなわち、周波数特性が条件式(8.15)を満足している。一方、図8.2(a)から$T_c/T_s=10^{-3}$のとき、出力SNR のピーク位置が信号到来方向から少しずれていることが分かる。このとき、図8.4 からステアリング信号周波数におけるLPF の位相が若干遅延してきていることが明らかである。$T_c/T_s=10^{-2}$のとき、図8.2(a)においては出力SNR の劣化も発生している。この場合、ステアリング信号周波数において振幅の変化があることが分かる。

上記の結果から、走査型H-A SRA の特性劣化は$H(\ell\omega_s)$ ($\ell=-p,-(p-1),\cdots,p$)に依存しており、T_c/T_s が大きくなるほど劣化の程度は大きくなる。ただし、T_c/T_s が大きな値になるということは、高速な走査が行われていることに対応する。さらに、優れたSRA 特性を得るためには、LPF の周波数特性は条件式(8.15)を満足しなければならない。

図8.2 および8.3 から、通常のH-A ループにおいて用いられている一次遅れ系をLPF として使用した場合でも、T_c/T_s が小さいならば、高い出力SNR が得られることが分かる。すなわち、高速走査時にはT_sがたいへん小さいので、条件式(8.15)を満足するためにはT_cの値もまた充分小さくなければならない。T_cの小さな値は高いカットオフ周波数に対応するので、充分なアンサンブル平均化が行われたとしても、定常時のH-A ループにおけるウエイトジッタが増加する[8,11]。

次節においては、条件式(8.15)を満足し、かつ従来のLPF $L(\omega)$を用いた場合に比べてループ雑音を減少することができるフィルタの構成法を新しく提案する。

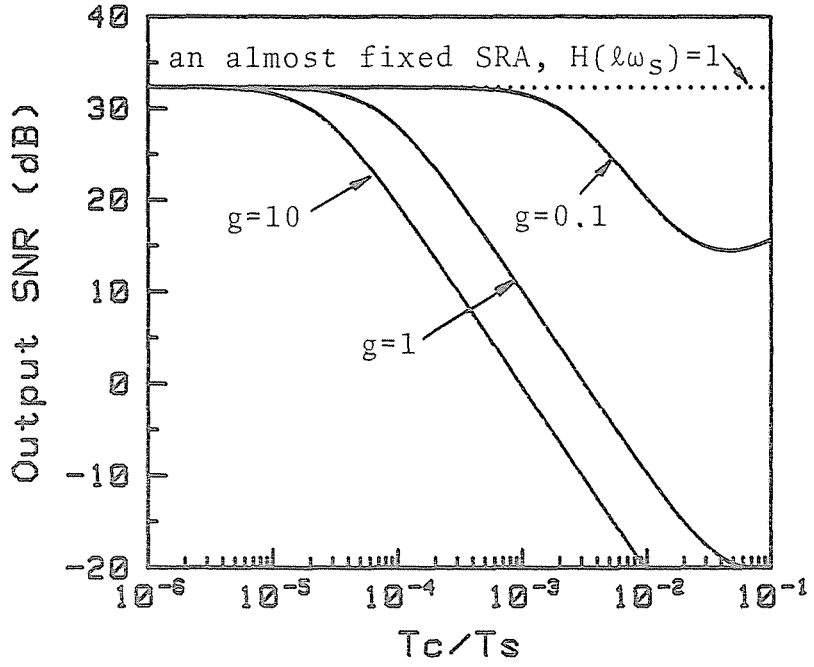


図8.3　出力ＳＮＲ対T_c/T_s．
N=17，ξ=20dB，θ=7.5°，半波長間隔リニアアレー．

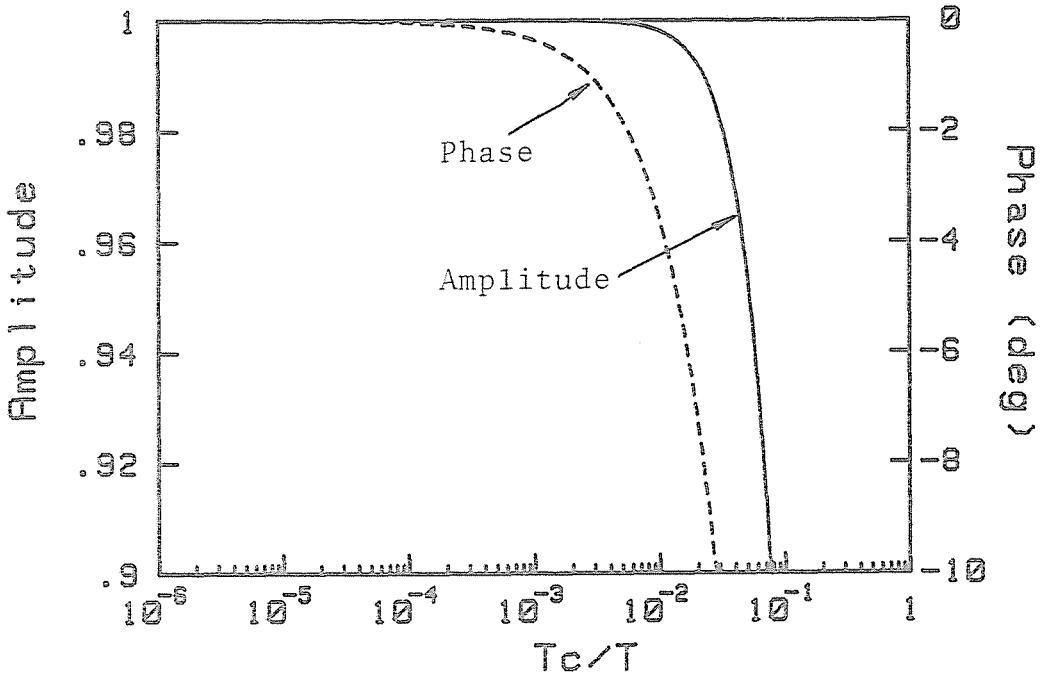


図8.4　一次遅れ系の周波数特性．

８．４　新しいフィルタの構成法

8.2 および8.3 において、定常時のSRA 特性に及ぼすLPF の周波数特性の影響およびSRA 特性と走査速度の関係について明らかにした。さらに、優れたSRA 特性を得るためにH(ω)が満足しなければならない条件を解析的に導出した。

条件式(8.15)は特定の角周波数ω=-pω$_s$、-(p-1)ω$_s$、・・・、pω$_s$ におけるH(ω)が満足すべき条件を示している。他の角周波数におけるH(ω)の値はループ雑音を低下するように決定されるべきである。すなわち、優れた走査型H-A SRA 特性が得られ、かつループ雑音を低減するためには、LPF は条件式(8.15)の他に狭帯域な通過帯域を持っていなければならない。それゆえ、LPF は次式によって与えられる櫛形フィルタの周波数特性を持っていることが望ましい。

$$H(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega=-p\omega_s,-(p-1)\omega_s,\cdots,p\omega_s \\ 0 & \text{上記以外の角周波数} \end{cases} \qquad (8.29)$$

さて、式(8.29)とほぼ一致するような伝達関数を有する新しいLPF の構成法を提案する。H-A ループにおける新しいLPF 構成法は図8.5 に示されているように周波数特性L(ω)を有する一次遅れ系と周波数特性F(ω)を有するトランスバーサルフィルタを組み合わせたものである。本節においては、素子数Ｎが奇数であるという仮定のもとで議論を進める。条件式(8.15)はH(ω)= F(ω)L(ω)によって満足される。

図8.6 において示されているF(ω)は (M+1)個のタップと遅延時間T$_s$のＭ個の遅延線路から構成されている。したがって、周波数特性F(ω)は

$$F(\omega) = \sum_{m=0}^{M} C_m \, e^{-jmT_s\omega} \qquad (8.30)$$

である。

式(8.30)から、F(ω)は周期ω$_s$の周期関数であるということが分かる。

ここで、係数C$_m$を決定する。本節においては、C$_m$はF(0)=1の拘束のもとでF(ω)－K(ω)の自乗平均を最小化するように決定される。ただし、K(ω)は次式で示される所望

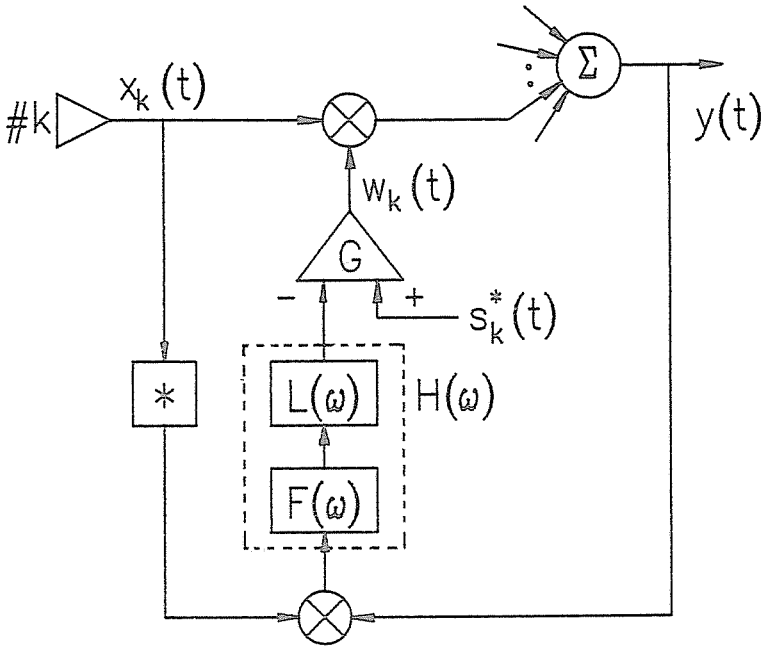


図8.5　新しいフィルタの構成.

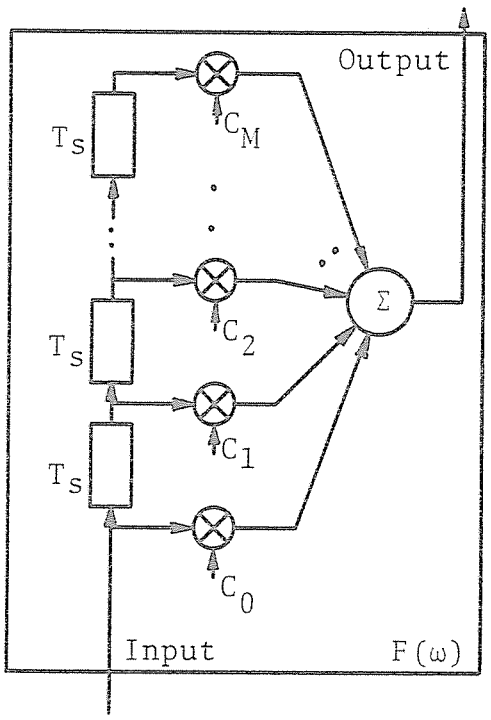


図8.6　トランスバーサルフィルタF(ω)のブロック図.

の伝達関数である。

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leqq \Delta\omega \\ 0 & |\omega| \geqq \Delta\omega \end{cases} \qquad |\omega| \leqq \frac{\omega_s}{2} \qquad (8.31)$$

上述の議論から、次のようにC_mが得られる。

$$C_m = \frac{\sin(mT_s\Delta\omega)}{m\pi} + \frac{1}{M+1}\{1 - \sum_{n=0}^{M} \frac{\sin(nT_s\Delta\omega)}{n\pi}\} \qquad (8.32)$$

式(8.32)によって与えられるC_mに対して、F(0)=1が満足されている。F(ω)の周波数特性のうち振幅特性は式(8.30)および(8.32)を用いて求めることができ、その計算結果を図8.7 に示す。ただし、$\Delta\omega/\omega_s$=0.1 、M=1、2、4 である。同図から、ω=0 および$\omega=\omega_s$においてF(ω)=1が満足されていることが分かる。さらに、0.1 ≦ ω/ω_s ≦0.9 においてMが大きくなるほど振幅特性が急激に低下している。それゆえ、Mが大きくなるほど、F(ω)が所望の周波数特性K(ω)に近づく。図8.7 に示される周波数特性F(ω)は無限の周波数範囲において繰り返すので、F(ω)の周期性を有限の範囲に限定するためここでは一次遅れ系L(ω)を用いることにする。前にも述べたように、F(ω)は周期ω_sの周期関数であり、F(0)=1が満足されている。このとき、$F(\ell\omega_s)$=1があらゆる整数ℓに

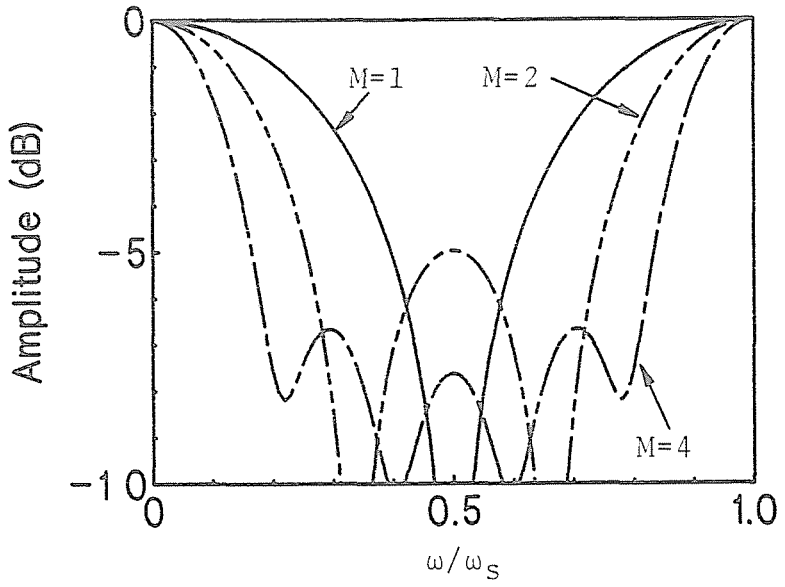


図8.7　トランスバーサルフィルタF(ω)の振幅特性.
$\Delta\omega/\omega s$ =0.1 .

対して成立する。さらに、$L(\ell\omega_s)=1$ $(\ell=-p、-(p-1)、\cdots、p)$が成立するように、$L(\omega)$のカットオフ周波数を充分高く設定しなければならない。このように、$F(\omega)L(\omega)$のフィルタ構成は条件式(8.15)を満足する。

さて、新しく構成されたフィルタがSRA 特性にどのような効果を与えるかを明らかにするため、雑音帯域幅の概念を導入する[14]。雑音帯域幅（片側帯域幅）は次のように定義される。

$$B_n = \int_0^\infty |H(\omega)|^2 \, df \tag{8.33}$$

式(8.33)を用いることによって、$L(\omega)$と$F(\omega)L(\omega)$の雑音帯域幅はそれぞれ次式のように与えられる。

$$B_o = \frac{1}{4T_c} \tag{8.34}$$

$$B_n = \frac{1}{4T_c} \sum_{m=0}^{M} \sum_{i=0}^{M} C_m C_i \, e^{-|m-i|T_s/T_c} \tag{8.35}$$

ただし、式(8.34)および(8.35)において B_o 、B_nはそれぞれ$L(\omega)$と$F(\omega)L(\omega)$の雑音帯域幅を表している。

ここで、式(8.34)および(8.35)におけるT_cが同じ値であると仮定するならば、規格化された雑音帯域幅B_n/B_o は次式で与えられる。

$$\frac{B_n}{B_o} = \sum_{m=0}^{M} \sum_{i=0}^{M} C_m C_i \, e^{-|m-i|T_s/T_c} \tag{8.36}$$

$L(\omega)$が条件式(8.15)を満足するためには、$T_s/T_c \gg 1$ でなければならないので、式(8.36)で与えられるB_n/B_o は近似的に次式で与えられる。

$$\frac{B_n}{B_o} = \sum_{m=0}^{M} C_m^2 \tag{8.37}$$

さて、式(8.32)および(8.37)から、B_n/B_o は$\Delta\omega/\omega_s=0.5$ のとき1であり、$\Delta\omega/\omega_s$ が小さくなるほど$1/(1+M)$ に近づくことが分かる。その結果、新しく提案されたフィルタの構成$H(\omega)=F(\omega)L(\omega)$ は条件式(8.15)を満足し、既成のフィルタ構成$H(\omega)=L(\omega)$ に比べループ雑音を大幅に低減することができることが分かる。

８．５　提案されたLPF の安定性

前節において提案した高速走査を可能にするLPF の安定性について考察する。

H-A SRA の周波数領域での定常ウエイトベクトルは式(8.8) によって与えられる。式(8.8) において、R_{xx} がエルミート行列であることから、適当なユニタリ行列Q を用いて対角化し、次式を得る。

$$W(\omega) = Q^{-1}\{ \Lambda H(\omega) + \frac{I}{G}\}^{-1} Q\ S^*(\omega) \qquad (8.38)$$

ただし、Λは、

$$\Lambda = Q\ R_{xx}\ Q^{-1} \qquad (8.39)$$

で定義され、Λの対角要素がR_{xx} の固有値λ_kから成る対角行列である。このとき、$\{\Lambda H(\omega)+I/G\}^{-1}$ の対角要素は次式で与えられる。

$$r_k(\omega) = \frac{G}{1+G\lambda_k H(\omega)} \qquad (8.40)$$

式(8.40)から、$r_k(\omega)$ は負帰還ループの伝達関数となっており、$r_k(\omega)$ が安定であることが系の安定を意味する。ここで、$r_k(\omega)$ が安定であるためには、次の条件が満足されなければならない。

$$\angle H(\omega) = \pm\ 180^\circ \text{ において、} |G\ \lambda_k\ H(\omega)| < 1 \qquad (8.41)$$

ただし、式(8.41)の条件は最大固有値λ_{max}で満足されることにより、他の固有値でも満足される。λ_{max}はアンテナに入射する信号電力に依存するため、すべての信号環境に対して式(8.41)をH(ω)が満足するとは限らない。したがって、次式を満足するようなフィルタのパラメータを用いることが望ましい。

$$-180^\circ < \angle H(\omega) < 180^\circ \qquad (8.42)$$

図8.5 に示される高速走査を可能にするLPF に関して、式(8.42)の条件が満足されるかどうかについて考察する。

いま、L(ω)は一次遅れ系なので、その位相は-90°～90° の範囲内を変化する。したがって、式(8.42)を満足するためにはF(ω)の位相が-90°～90° の範囲内になければな

らない。F(ω)の周波数特性を図8.8~8.12に示す。同図においては、遅延線路の数Mをそれぞれ 2、3、4、5、6の場合について求めたものである。同図(a) は振幅特性、同図(b) は位相特性を表している。ただし、F(ω)はω_sの周期関数であるから、いずれの図においても1周期分の周波数特性を示している。同図から、$\Delta\omega/\omega_s$ を0.1 以上にすることによって、いずれの場合においてもF(ω)の位相変化を-90°～90° の範囲内にすることが可能である。さらに、振幅特性から$\Delta\omega/\omega_s$ を大きくするにしたがって式(8.31)の理想的な特性と実際に得られる特性の差が大きくなるが、$\Delta\omega/\omega_s$ の値を0.1にすることによって、$\Delta\omega/\omega_s$ が0.2 の場合にくらべて$\Delta\omega/\omega_s$ が0.01の特性と同等な特性が得られ、より理想的な周波数特性に近いということが分かる。また、これらの図から位相の変化は、$\Delta\omega/\omega_s$ に主に依存し、遅延線路数Mにはほとんど依存しないことが明らかである。

以上の検討結果から、今回提案した高速走査を可能とするLPF の安定性について明らかになり、あらゆる信号環境において系を安定に保つパラメータの決定法が示された。今回提案したフィルタに対しては$\Delta\omega/\omega_s$ を0.1 にすることによって系を安定に保ち、より理想的な周波数特性式(8.31)に近いフィルタ特性を実現することができるということが明らかになった。

８．６　むすび

本章においては、走査型H-A SRA の特性劣化原因について解析的考察を行った。考察から、H-A ループ内において用いられているLPF の周波数特性がSRA 特性の劣化原因であることが明らかにされた。信号が1波のみアレーに入射する場合について定常状態におけるウエイトベクトルを導出した。そして、得られたウエイトベクトルがLPF の周波数特性に依存したステアリング信号誤差であると考えられる誤差因子を含んでいることを明らかにした。いくつかの数値例を示し、走査型H-A SRA 特性の劣化原因と劣化の程度を明らかにした。SRA 特性に及ぼすLPF の周波数特性の影響はT_c/T_s あるいはgが大きいほど顕著であった。

次に、解析的な考察から、優れたSRA 特性を得るためにLPF の周波数特性が満足し

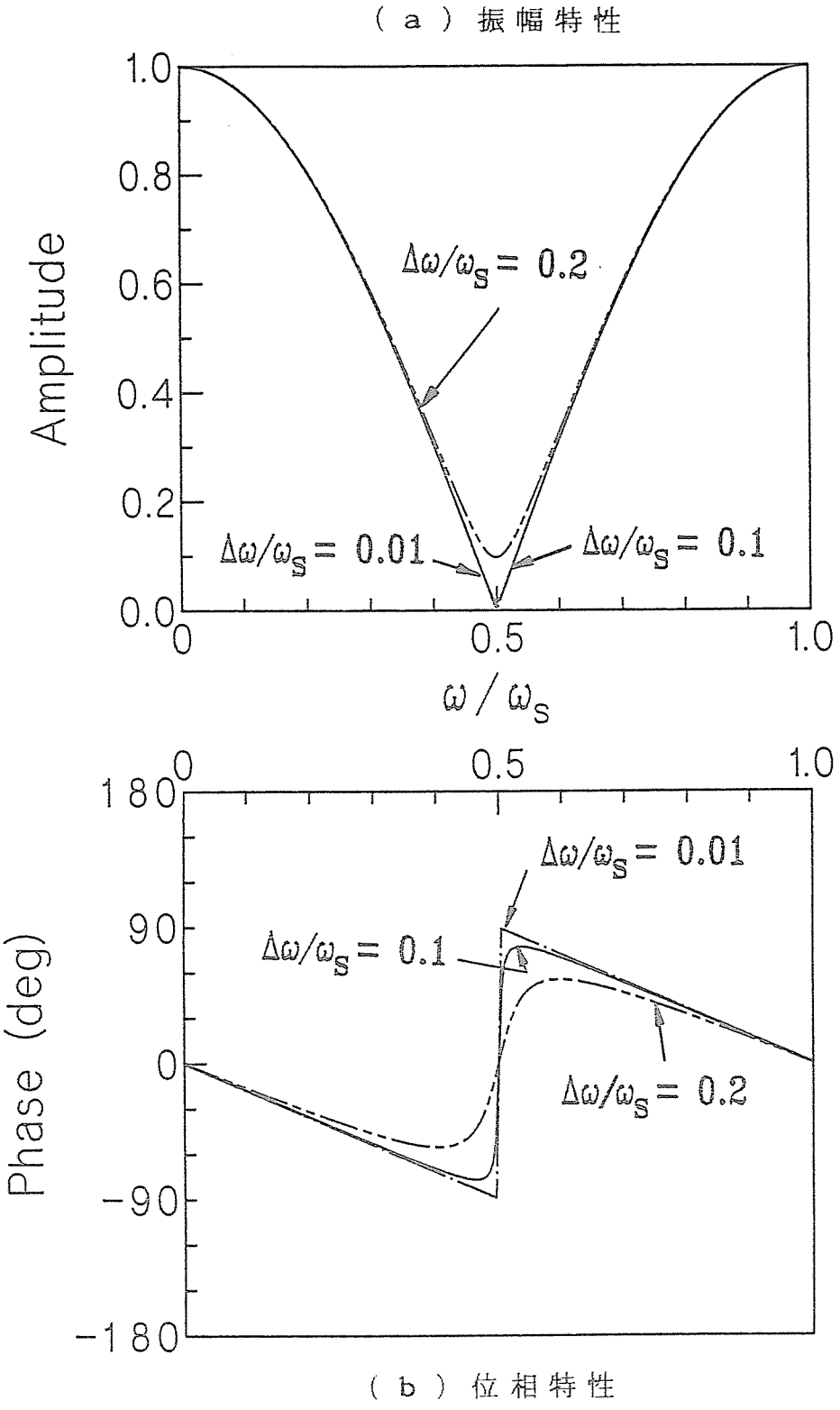


図8.8　トランスバーサルフィルタF(ω)の周波数特性　(1)．
M = 2．

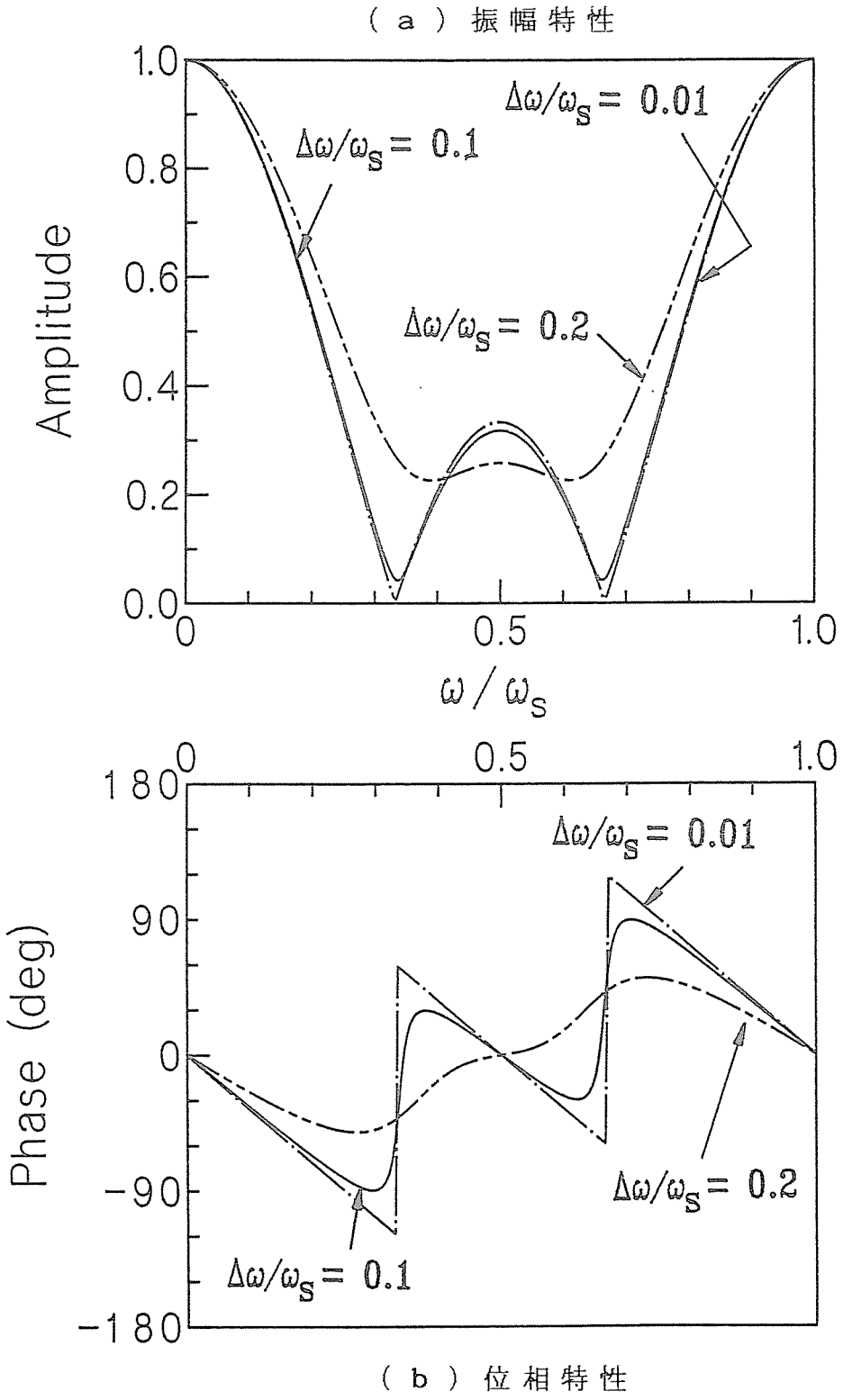


図8.9　トランスバーサルフィルタF(ω)の周波数特性　(2)．
M＝3．

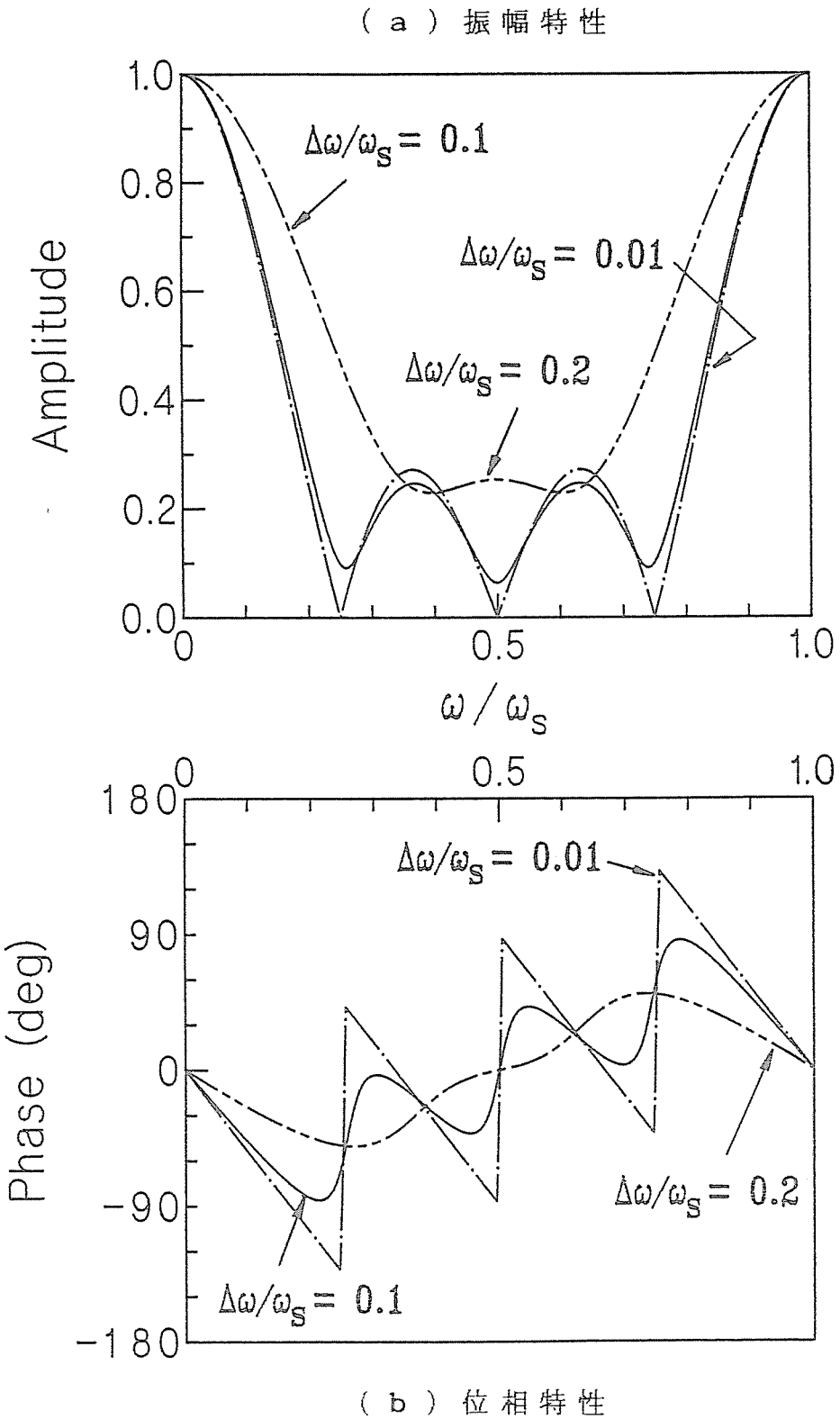


図8.10　トランスバーサルフィルタF(ω)の周波数特性　(3)．
M = 4．

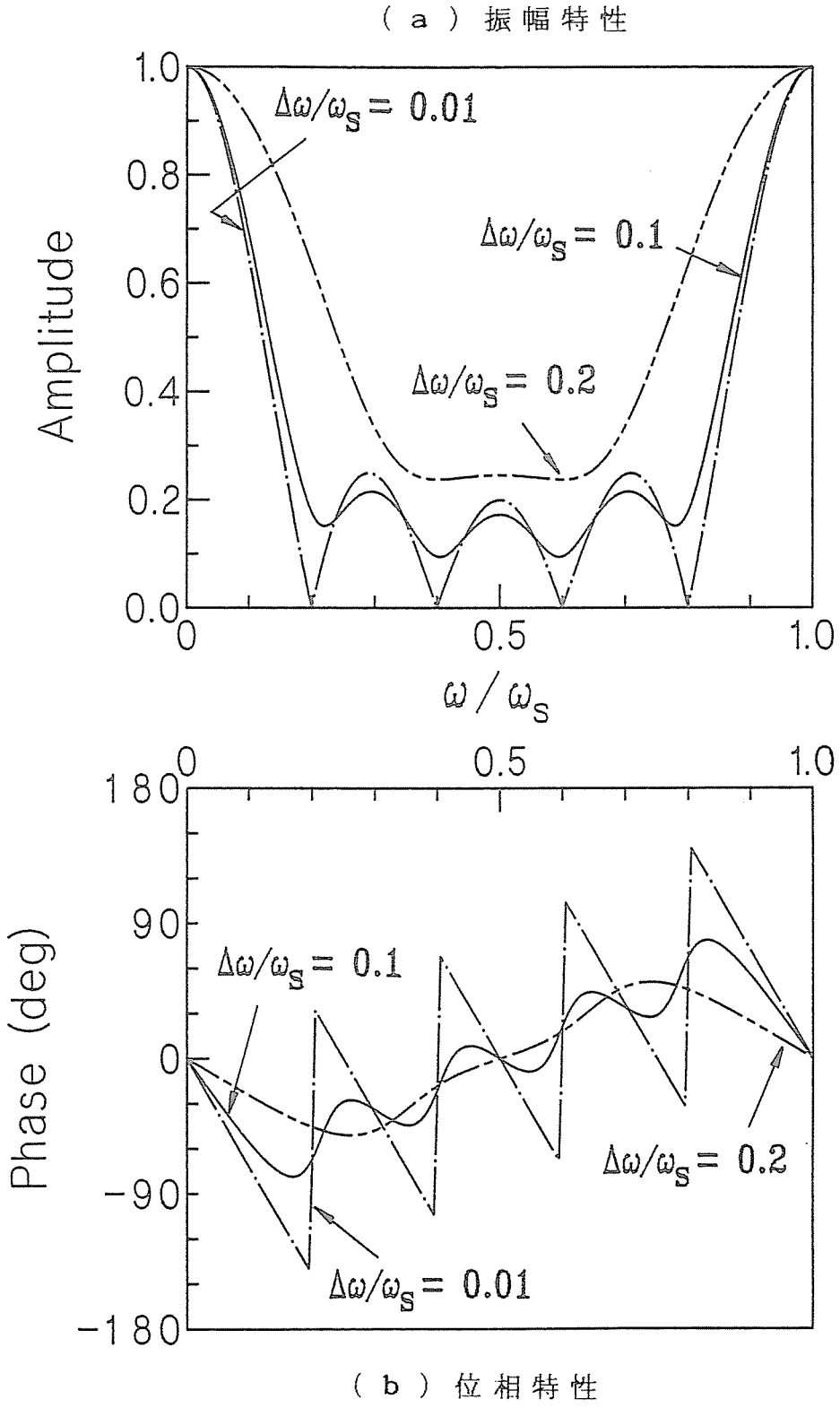


図8.11　トランスバーサルフィルタF(ω)の周波数特性　(4)．
M＝５．

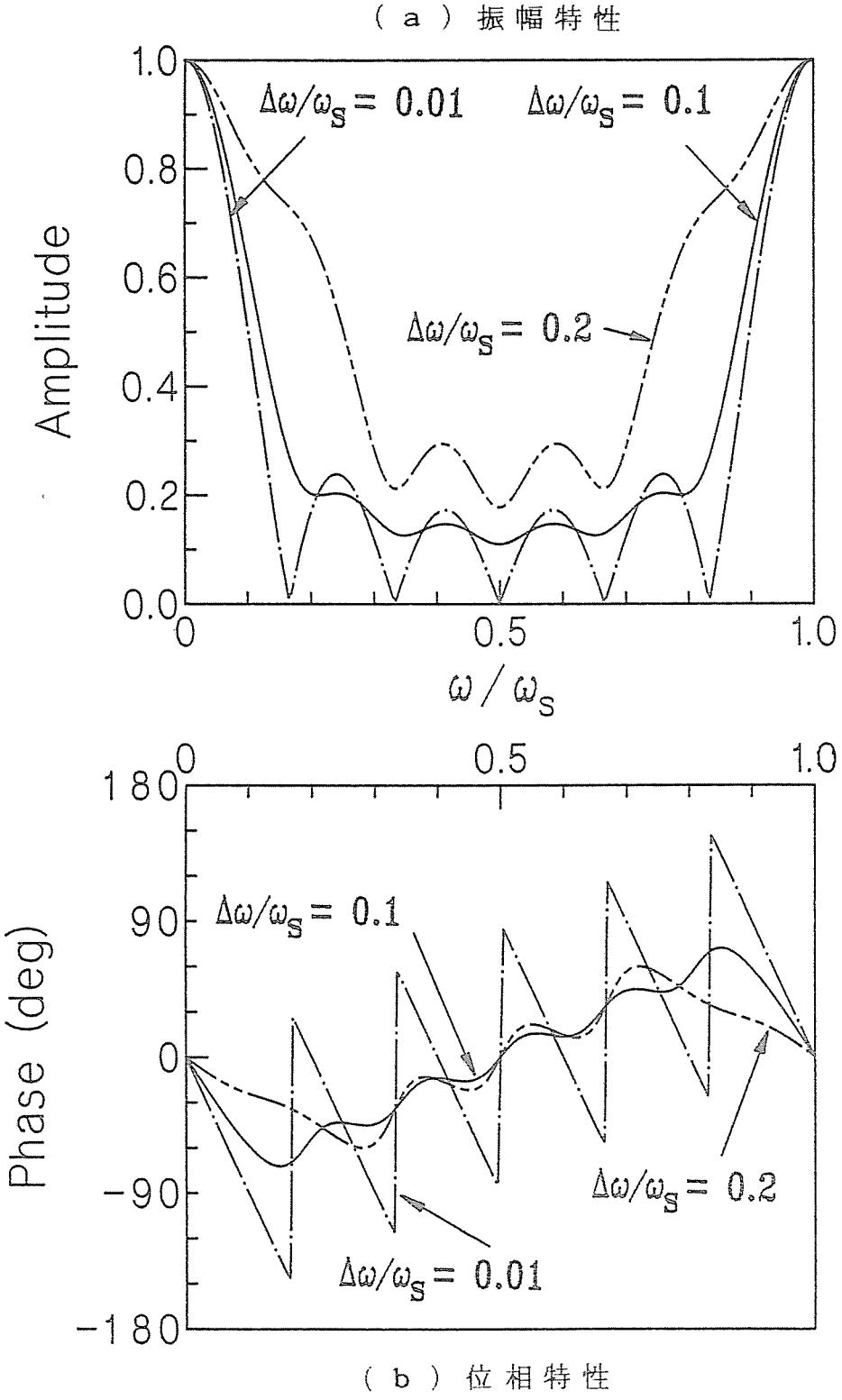


図8.12　トランスバーサルフィルタF(ω)の周波数特性　(5)．
M＝6．

なければならない条件を示した。この条件は既成の一次遅れ系でも満足することはできるが、広い通過帯域を有することになる。それゆえ、多くの雑音成分を含むウエイトが得られるものと考えられる。このことを解決するために、トランスバーサルフィルタと一次遅れ系を組み合わせた新しいフィルタの構成法を提案した。走査型H-ASRA に対して新しく提案されたLPF の構成法を用いることによって非走査型H-A SRAと同じ優れた走査特性を得ることができ、かつ狭い雑音帯域幅を実現することができる。また、今回提案したLPF の安定性について明らかにし、あらゆる信号環境において系を安定に保つパラメータの決定法が示された。

今回提案したフィルタの実現方法は種々考えられるが、最も有望な方法は電荷装荷デバイス(charge coupled device : CCD)[15] とサンプルホールド回路を組み合わせて用いる方法である。この場合、式(8.42)の条件を満足するためには、サンプルホールド回路の位相変化を小さくしなければならなく、そのためにはサンプリング周期を短くする必要がある。

参 考 文 献

[1] S.P.Applebaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[2] W.F.Gabriel : "Adaptive Array -An Introduction", Proc. IEEE, 64, 2, pp.239-272 (Feb. 1976).

[3] 大宮，小川，伊藤：”通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，4，pp.499-500 (Apr. 1982).

[4] 大宮，小川，伊藤：”タップ付遅延線路を用いた広帯域ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，9，pp.1117-1124，(Sept. 1982).

[5] 大宮，小川，伊藤：”ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響”，電子通信学会論文誌(B)，J66-B，4，pp.477-484 (Apr. 1983).

[6] 大宮，小川，伊藤：”アダプティブアンテナにおける所望信号到来方向誤差特性に関する比較検討”，電子通信学会論文誌(B)，J67-B，12，pp.1438-1445 (Dec. 1984).

[7] R.A.Monzingo and T.W.Miller : Introduction to Adaptive Array, John Wiley and Sons, New York, 1980.

[8] L.E.Brennan and I.S.Reed : "Theory of Adaptive Radar", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-9, 2, pp.237-252 (Mar. 1973).

[9] W.F.Gabrial : "Spectral Analysis and Adaptive Array Superresolution Techniques", Proc. IEEE, 68, 6, pp.654-666 (June 1980).

[10] M.Ueno, K.Kawabata, and T.Morooka : "Scanning Limitation in Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-32, 3, pp.213-218 (Mar. 1984).

[11] L.E.Brennan, E.L.Pugh, and I.S.Reed : "Control-Loop Noise in Adaptive Antenna", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-7, 2,

pp.254-262 (Mar. 1971).

[12] R.T.Compton,Jr. : "Pointing Accuracy and Dynamic Range in a Steered-Beam Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electonic Systems, AES-16, 3, pp.280-287 (May 1982).

[13] R.T.Compton,Jr. : "The Effect of Random Steering Vector Errors in the Applebaum Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-18, 5, pp.392-400 (July 1982).

[14] J.J.Spilker,Jr. : Digital Communication by Satellite, Prince-Hall Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1977.

[15] A.Gersho : "Charge-Transfer Filtering", Proc. IEEE, 67, 2, pp.196-218 (Feb. 1979).

第 9 章

走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナの高速化

走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ（以下、H-A SRA と略す）で高速走査を実現する方法について示す。本章においてはH-A SRA のウエイト解の理論的解析から高速走査による特性劣化原因を明らかにし、特性劣化を軽減するステアリング信号決定法と系の構成を示す。次に、解析的考察と数値計算により、本手法がH-A SRA の高速化に有効であることを明らかにする。また、数値計算結果から今回提案された系では、従来の系が非走査型H-A SRA に比べて走査特性の劣化が顕著である信号環境において充分な高速走査特性を有し、従来の系に比べて 100倍以上高速走査可能であることを示す。また、その他の信号環境に関しても提案された系では従来の系より良い特性を得ることができる。本章で提案する走査型H-A SRA の高速化の手法は、H-A ウエイト制御ループ（以下、H-A ループと略す）のステアリング信号印加機構を変更することによって実現できることから、H-A ループの特性をそのまま活用することができる。さらに、高速走査が可能であることから、極めて有効な手法であるといえる。

９．１　まえがき

空間における波源分析技術は、我々が取り扱う信号環境についての詳細な情報を与えることができ、現在における重要な研究テーマの１つになっている[1] 。その中で特に注目を浴びているのは波源の方向、電力および個数等を極めて正確に推定するスーパーレゾリューション技術である[2,3] 。スーパーレゾリューション技術を実現するアルゴリズムとしては最大尤度推定(maximum-likelyhood : ML) 法[4] 、最大エントロピー(maximum entropy : ME)アルゴリズム[5] 、複数信号識別(multiple signal classification : MUSIC)アルゴリズム[6] 等が研究されている。

しかしながら、システム構成が容易で、リアルタイムで波源探査が可能であるハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーアンテナ（以下、H-A SRA と略す）が大変興味深い研究対象となっている[7,8] 。H-A SRA はもともと妨害信号の抑圧を目的として考え出されたH-A アダプティブアレーアンテナ[9] を波源推定に応用したものである。したがって、H-A アダプティブアレーアンテナの優れたウエイト制御機能(H-Aループ）と波源識別能力を利用することが可能である。

H-A SRA ではH-A ループ内に印加されるステアリング信号を時間とともに変化することによって空間走査を行い、波源の方向、電力および個数等を正確に推定する。そのとき、ステアリング信号はアンテナパタンの主ビームの方向を設定し、H-A ループではステアリング信号で指し示す方向の波源を受信し、それ以外の方向の波源をすべて抑圧するようにウエイトが制御される。その結果、スーパーレゾリューション特性が得られる。

文献[8] において、H-A SRA の高速走査時の特性劣化はステアリング信号がH-A ループで使用されている低域通過型ろ波器（以下、LPF と略す）を通過する際、LPF の周波数特性の影響を受け、その結果ステアリング信号で正確な主ビーム方向の設定を行えないため発生するということが明らかにされている。さらに、高速走査を実現するためにH-A ループで使用されているLPF の周波数特性が満足すべき条件が示されている。最後に、高速走査を実現するLPF の一例としてステアリング信号周波数のみ

を歪なく通過させるような櫛形フィルタと一時遅れ系を組み合わせたフィルタが提案された。この櫛形フィルタは近似的にはトランスバーサルフィルタで構成可能であり、高速走査を実現すると同時にH-A ループ内を通過する雑音成分を小さくする効果を合わせ持っている。

文献[8] では、ステアリング信号周波数に対応するLPF の周波数特性を適当に調節することによってH-A SRA の高速走査を実現している。本章においては文献[8] で提案された系に比べ装置化が簡単なH-A SRA の高速走査実現法を提案する。本章ではH-A SRA の理論的解析において明らかにされたステアリング信号に対するLPF の周波数特性の影響を軽減することによって高速走査を実現する方法を提案する。この方法は従来のステアリング信号をそのまま使用し、H-A ループのステアリング信号印加機構を変更することによって実現可能であり、その構成方法を示す。文献[8] で提案された系は櫛形フィルタを必要とするため構成が複雑で、かつアンテナ素子数、配置およびステアリング信号の与え方に制約があるが、本章で提案する系は極めて構成が簡単で、かつアンテナ構成に依存しないという利点を有する。さらに、今回提案する系（または、ステアリング信号）を用いることによって、走査速度、ループゲイン、アンテナ素子数および波源の電力等の関係がある条件を満足する場合には、ウエイト解が最適Wiener解に近似的に一致し、走査による特性劣化が生じないことを解析的に示す。

また、数値例によって、今回提案された系と従来の系[7] および非走査型H-A SRA の走査特性を比較検討する。この比較検討から、提案された系では従来の系より良好な走査特性を与え、信号環境によっては約 100倍以上高速走査可能であることを示す。

新しく提案された系はLPF の周波数特性と信号環境に関する情報を用いて、ステアリング信号を適当に変更することによって高速走査を実現する方法として考えることができ、考慮すべき信号環境を前置増幅段において発生する熱雑音で近似した場合に導出されるウエイト解と等価であることを示す。

本章では、9.2 においてH-A SRA のウエイト解の解析を行い、高速走査に適したステアリング信号の提案と信号処理系の構成を示す。9.3 においては、新しく導出され

たステアリング信号を用いた場合のH-A SRA の解析を行い、ある仮定のもとでウエイト解が最適Wiener解に一致することを示す。9.4 では、走査特性の数値例を示す。9.5 で今回提案した方法の別な解釈を示す。最後に、9.6 で結論を述べる。

９．２　高速走査型ステアリング信号の導出

図9.1 に示される従来型のH-A SRA の周波数領域における定常ウエイトベクトルは、次式で与えられる[8] 。

$$W(\omega)=\{\frac{I}{G}+R_{xx}H(\omega)\}^{-1}S(\omega) \qquad (9.1)$$

式(9.1) においてW(ω)、S(ω)はそれぞれウエイト列ベクトルW(t)、ステアリング列ベクトルS(t)のフーリエ変換を表している（慣例としてステアリングベクトルを表現するときS*(t) のように* 記号を付記する[7,8] が、本章においては* 記号を省略して表すものとする）。さらに、GはH-A ループのループゲイン、I は単位行列、R_{xx}はアンテナ素子の入力信号から計算される共分散行列、H(ω) (ただし、H(0)=1) はLPF の周波数特性を表す。通常、LPF としては一次遅れ系が用いられる。式(9.1) で与えられるウエイト解は定常状態における平均化されたウエイト値であり、時間とともに変化するジッタ要素および過渡状態のウエイトの振る舞いについては求められない。また、本章においてはそれらの特性については述べないものとする。

式(9.1) から、H-A SRA のウエイト解はH(ω)、すなわちLPF の周波数特性の影響を受けることが分かる。通常、H(ω)によるH-A SRA への影響は走査特性を劣化させるように働き、その影響は走査が高速になるほど顕著である。式(9.1) の右辺において周波数成分を有するのはステアリング信号であることから、ウエイト解に及ぼすH(ω)の影響を軽減する方法の１つは、ステアリング信号周波数におけるH(ω)の周波数特性を常に１に保つことであるということが容易に理解される。さらに、この条件を満足するLPF の構成法の一例が文献[8] に示されている。

今、Ｌ個の無相関狭帯域波源が存在していると仮定する。また、相互結合がないN個の受信アンテナ素子から構成されるアレーアンテナについて考察する。このとき、

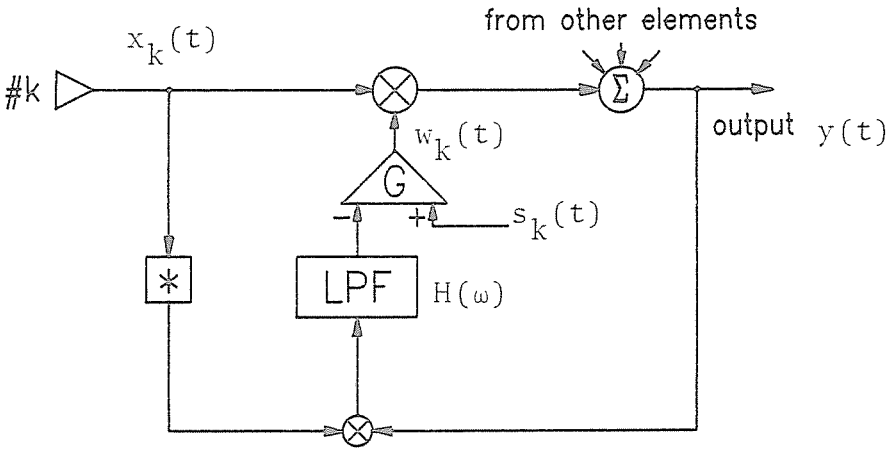


図9.1　従来型H-A SRA .

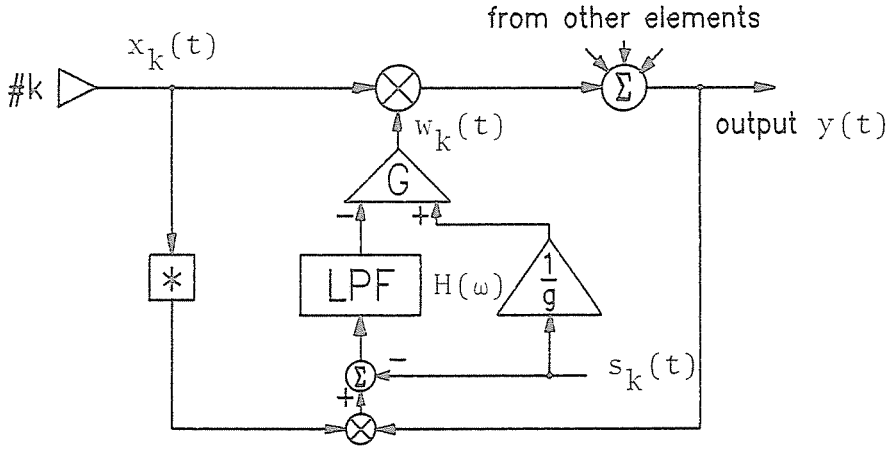


図9.2　改良型H-A SRA .

共分散行列R_{xx} は次式で与えられる。

$$R_{xx} = \sigma^2(I_N + \sum_{m=1}^{L} \xi_m V_m^* V_m^T) \qquad (9.2)$$

式(9.2) において、σ^2は前置増幅段において発生する熱雑音電力、I_NはN次元の単位行列を表す。ξ_mはm番目の波源の入力SNR 、さらにV_mはm番目の波源の方向とアンテナ素子配置によって決定される波源位相ベクトルである。また、上付添字 *、^{T} はそれぞれ複素共役、転置を表す。

式(9.2) を式(9.1) に代入して、式の展開を行うことによって、図9.1 に示されるH-A SRA のウエイト解は次式のように求められる（式の導出を付録A-7 に示す）。

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \{I_N + \sum_{m=1}^{L} \sum_{n=1}^{L} a_{mn}(\omega) V_m^* V_n^T\} \frac{gS(\omega)}{1+gH(\omega)} \qquad (9.3)$$

ただし、$g=\sigma^2 G$ である。また、$a_{mn}(\omega)$は次式から求められる行列$A(\omega)$の(m、n) 要素である。

$$A(\omega) = -gH(\omega)\{I_L + gH(\omega)(I_L + NDC)\}^{-1} D \qquad (9.4)$$

式(9.4) において、行列C、Dはそれぞれ次式のように与えられる。

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1L} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2L} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{L1} & c_{L2} & \cdots & c_{LL} \end{bmatrix} \qquad (9.5)$$

$$D = \begin{bmatrix} \xi_1 & & & 0 \\ & \xi_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \xi_L \end{bmatrix} \qquad (9.6)$$

式(9.5) において、c_{mn} (m、n=1、2、・・・、L) は波源の空間相関係数と呼ばれ、次式で定義される[10]。

$$c_{mn} = \frac{V_m^T V_n^*}{N} \qquad (9.7)$$

比較検討のため非走査型H-A SRA のウエイト解について示す。ここで、非走査型H-A SRA とは非常にゆっくりと空間走査を行う系で、LPF の周波数特性H(ω)の影響を無視できる場合であり、H-A SRA で得られる最良の走査特性を与える[7,8] 。

非走査型H-A SRA のウエイト解は、

$$W(t) = \frac{1}{\sigma^2}\{I_N + \sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L} a_{mn}(0) V_m^* V_n^T\} \frac{g}{1+g} S(t) \qquad (9.8)$$

となる。式(9.8) は時間領域でのウエイト解であることに注意されたい。

式(9.3) と式(9.8) を比較して分かるように式(9.3) ではステアリング信号S(ω)にLPF の周波数特性H(ω)を含む係数g/{1+gH(ω)} が乗算されている。H-A SRA では、ステアリング信号の各要素の相対的な振幅と位相の関係をアンテナの配置、走査方法に合わせて適当に調節することによって、ビームの形成を行う。したがって、ステアリング信号の要素は互いに異なった周波数成分を持つ。式(9.3) から時間領域におけるウエイト解を導出する際、H(ω)のωはステアリング信号に含まれる周波数に置き換えられるので、ステアリング信号の各要素にはLPF の周波数特性によって決定される異なった値を持つ複素係数（振幅と位相）が乗算される。これらの複素係数はステアリング信号要素の振幅／位相の相互関係を乱し、正確なポインティングを行うことを不可能にする。このとき、ポインティング方向に存在する波源に対してアンテナパタンのゲインが低下し、さらにパタンヌルが合成されるなど、正確な波源推定を行うことができなくなる。特に、走査速度が大きくなると高い周波数成分までステアリング信号に含まれるので、LPF の周波数特性の影響はさらに顕著になる。以上のことを理解するのに助けとなる解析および数値例が文献[8] に17素子の半波長間隔リニアアレーについて示されている。

実際には、式(9.3) と式(9.8) においてもう１点、A(ω)についての違いがある。A(ω)はポインティング方向以外の波源方向にパタンヌルを形成するために調整を行う係数であり、アンテナパタンのヌルの深さを決定する。A(ω)を決定するパラメータとしては式 (9.4)～(9.7) からLPF の周波数特性H(ω)の他に波源の電力、到来方向およ

びアンテナのループゲインが含まれており、信号環境によってH(ω)の特性に及ぼす影響の程度が異なることが分かる。しかしながら、後で数値例を示すようにA(ω)におけるH(ω)の特性劣化に及ぼす影響は小さく、むしろ前述のステアリング信号に乗算される複素係数による特性劣化の影響が大きく、解決されるべき問題点である。

そこで、本稿においてはLPF の周波数特性の影響を軽減し、高速走査を実現するステアリング信号の決定法を示す。ここで、提案するステアリング信号Q(ω)を次式に示す。

$$Q(\omega) = \{\frac{1}{g} + H(\omega)\}S(\omega) \qquad (9.9)$$

式(9.9) で与えられるステアリングベクトルは従来のステアリングベクトルS(ω)を用い、H-A ループにおけるステアリング信号印加機構を変更することで、システムを構成することができる。この場合のH-A ループの構成を図9.2 に示す。

さて、式(9.2) においてS(ω)の代りに、式(9.9) で与えられるQ(ω)を用いることによって、H-A SRA のウエイト解は次式で与えられる。

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2}\{I_N + \sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L} a_{mn}(\omega)V_m^* V_n^T\}S(\omega) \qquad (9.10)$$

式(9.3) と(9.10)を比較することによって、次のことが分かる。すなわち、式(9.3) においてステアリグ信号に乗算されていた係数g/{1+gH(ω)} に含まれているLPF の影響が除かれている。さらに、右辺{ }第1項のアンテナパタンの主ビームを走査する項にはLPF の周波数特性が含まれないことから、走査速度に依存することなく主ビームの形成および走査が可能である。ただし、先にも触れたように$a_{mn}(\omega)$にLPF の周波数特性が含まれることから、この影響について考察し、今回提案した系が従来の系および非走査型H-A SRA と比較してどの程度高速走査が可能か論じることは非常に興味あることである。次節においてはウエイトの解析を行う。

以下の節においては、表記の簡単化のため従来のステアリング信号を用いる系のことを従来型H-A SRA （図9.1 に示される系）、本章で提案された式(9.9) で与えられるステアリング信号を用いる系（図9.2 に示される系）を改良型H-A SRA と呼ぶこととする。

９．３　H-A SRA ウエイトの解析

本節においては、H-A SRA のウエイト解を解析することによって、改良型H-A SRA が従来型H-A SRA に比べて高速走査が可能であり、さらに信号環境とアンテナパラメータに関する仮定が満足される場合には最適Wiener解と等しいウエイト解が得られ、周波数特性H(ω)に依存することなく高速走査が可能であることを示す。

まず初めに、最適Wiener解を求める。最適Wiener解は文献[11]から、次式で与えられる。

$$W(t)=R_{xx}^{-1}S(t) \tag{9.11}$$

式(9.2) の仮定のもとで式(9.11)は、次式のように展開される。

$$W(t)=\frac{1}{\sigma^2}\left(I_N+\sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L}a'_{mn}V_m^{*}V_n^{T}\right)S(t) \tag{9.12}$$

ただし、a'_{mn}は次式で求められる行列A'の(m、n) 要素である。

$$A'=-(I_L+NDC)^{-1}D \tag{9.13}$$

さて、次に改良型H-A SRA のウエイト解について解析を行う。改良型H-A SRA においてステアリング信号角周波数ωに対して、

$$\{I_L+gH(\omega)(I_L+NDC)\}^{-1}D\fallingdotseq\frac{1}{gH(\omega)}(I_L+NDC)^{-1}D \tag{9.14}$$

が成り立つならば、式(9.4) で与えられるA(ω)は簡単化され、

$$A(\omega)\fallingdotseq-(I_L+NDC)^{-1}D=A' \tag{9.15}$$

となる。式(9.10)、(9.12)および(9.15)から、このとき改良型H-A SRA のウエイト解は最適Wiener解に近似的に一致することが分かる。

今、D は式(9.6) から明らかなように波源の電力を対角要素とする対角行列であることから、式(9.15)の条件は簡単化され次式になる。

$$\{I_L+gH(\omega)(I_L+NDC)\}^{-1}\fallingdotseq\frac{1}{gH(\omega)}(I_L+NDC)^{-1} \tag{9.16}$$

ここで、いくつかの信号環境について式(9.16)がどのような場合に成り立つかを検

討する。

まず、１番目としてＬ個の波源が存在していて、異なる波源間での空間相関係数が０の場合について考察する。この場合、式(9.7) で定義される空間相関係数は、

$$c_{mn} = \begin{cases} 0 & (m \neq n) \\ 1 & (m = n) \end{cases} \qquad (9.17)$$

となる。

このとき、式(9.16)の逆行列を解くことができ、結局S(ω)が０以外の値を持つ周波数成分に対して、

$$\left| gH(\omega)(1+N\xi_m) \right| >> 1 \quad (m = 1,2,\cdots,L) \qquad (9.18)$$

が満足されるならば、式(9.16)が満足され改良型H-A SRA で得られるウエイト解が最適Wiener解に一致する。式(9.18)の仮定は適当なループゲイン、アンテナ素子数、波源の電力さらに走査速度（または、H(ω)）に依存する。

次に、波源が２個存在し、その波源間の空間相関係数が０でない場合について考察する。この場合、S(ω)が０以外の値を持つ周波数成分に対して式(9.18)、および

$$\left| g^2H(\omega)^2(1-c_{12}c_{21})N^2\xi_1\xi_2 \right| >> \left| 1+gH(\omega)(N\xi_1+N\xi_2+2) \right| \qquad (9.19)$$

が満足されるならば式(9.16)が成り立ち、改良型H-A SRA で得られるウエイト解は最適Wiener解に近似的に一致する。

以上のことから、波源が１個または２個以上で波源間の空間相関係数が０の場合には式(9.19)の仮定が成立するならば、改良型H-A SRA で与えられるウエイト解は最適Wiener解に近似的に一致して、走査特性が劣化しないことが示された。さらに、波源が２個の場合で、波源間の空間相関係数が０でない場合については、式(9.18)の他に式(9.19)の仮定が満足されるならば、同様な結果が得られることが分かった。

一般に、波源がＬ個(L≧2)存在する場合、S(ω)が０以外の値を持つ周波数成分に対して$\{I_L+gH(\omega)(I_L+NDC)\}^{-1}$の各要素を gH(ω)についての多項式の分数形式として表現したとき、分母、分子がそれぞれgH(ω) の最大次数（分母はＬ次、分子は(L-1) 次）の項で近似できる場合、式(9.16)が成り立ち、改良型H-A SRA で得られるウエイト解

は最適Wiener解に一致し、走査特性が劣化しないことが示される。

ここで示した議論は、ステアリング信号S(t)の与え方（ビームの走査方法）、アンテナ素子配置およびLPF の周波数特性に依存しない。したがって、文献[8] で提案された系の構成では特定のアンテナ素子数、アンテナ配置およびステアリング信号S(t)を仮定しているのに対して、本章で提案した方法は極めて一般的であり、幅広い応用がある。

9.4 においては、上記で導出した仮定が成立しない場合を含めて数値例を示し、改良型H-A SRA の走査特性について明らかにする。

９．４　数値計算結果

本節においては、数値計算によって改良型H-A SRA の走査特性を明らかにするとともに、従来型H-A SRA および非走査型H-A SRA の走査特性を比較し、改良型H-A SRA が従来型H-A SRA に比べて高速走査可能であることを示す。

数値計算においては無指向性アンテナ素子から構成される17素子(N=17)半波長間隔リニアアレーを仮定する。また、LPF として次式の周波数特性を有する一次遅れ系を採用する。

$$H(\omega)=\frac{1}{1+j\omega T_c} \tag{9.20}$$

ただし、式(9.20)においてTcはLPF の時定数を表す。また、ステアリング信号S(t)のｋ番目の要素sk(t) を次式で定義する。

$$s_k(t) = e^{j\omega_k t} \quad (k= 1,2,\cdots,N) \tag{9.21}$$

ただし、

$$\omega_k = 2\pi\frac{(k-p-1)}{T_s} \tag{9.22}$$

$$p = \frac{N-1}{2} \tag{9.23}$$

であり、Tsは１回の走査に要する時間を表している。

式(9.21)の両辺をフーリエ変換することによって、次式を得る。

$$S_k(\omega) = 2\pi\delta(\omega-\omega_k) \tag{9.24}$$

このときの改良型H-A SRA 、従来型H-A SRA および非走査型H-A SRA のウエイト解はそれぞれ次式で与えられる。

$$w_k(t)=\frac{1}{\sigma^2}\{s_k(t)+\sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L}\sum_{i=1}^{N}a_{mn}(\omega_i)v_{mk}^{*}v_{ni}s_i(t)\} \tag{9.25}$$

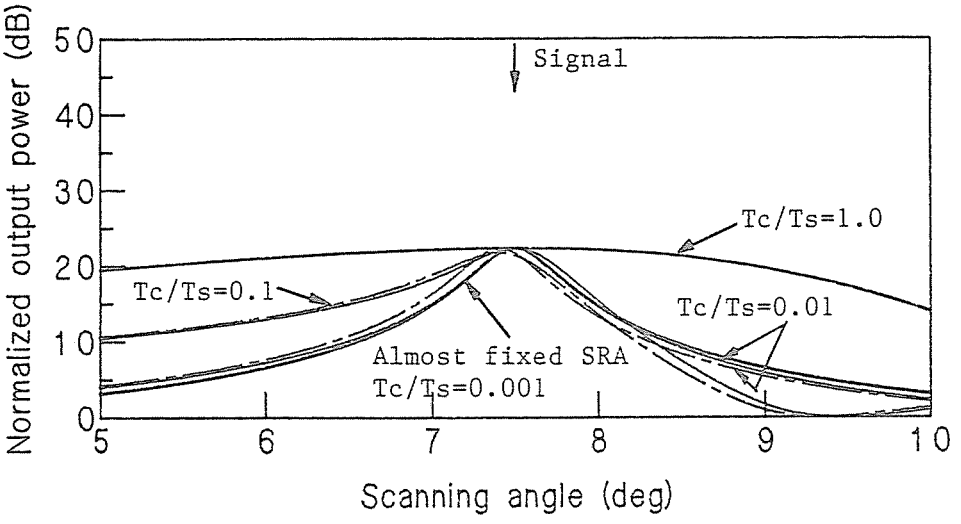
$$w_k(t)=\frac{1}{\sigma^2}\{\frac{g\,s_k(t)}{1+gH(\omega_k)}+\sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L}\sum_{i=1}^{N}\frac{ga_{mn}(\omega_i)v_{mk}^{*}v_{ni}s_i(t)}{1+gH(\omega_i)}\} \tag{9.26}$$

$$w_k(t)=\frac{1}{\sigma^2}\cdot\frac{g}{1+g}\{s_k(t)+\sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L}\sum_{i=1}^{N}a_{mn}(0)v_{mk}^{*}v_{ni}s_i(t)\} \tag{9.27}$$

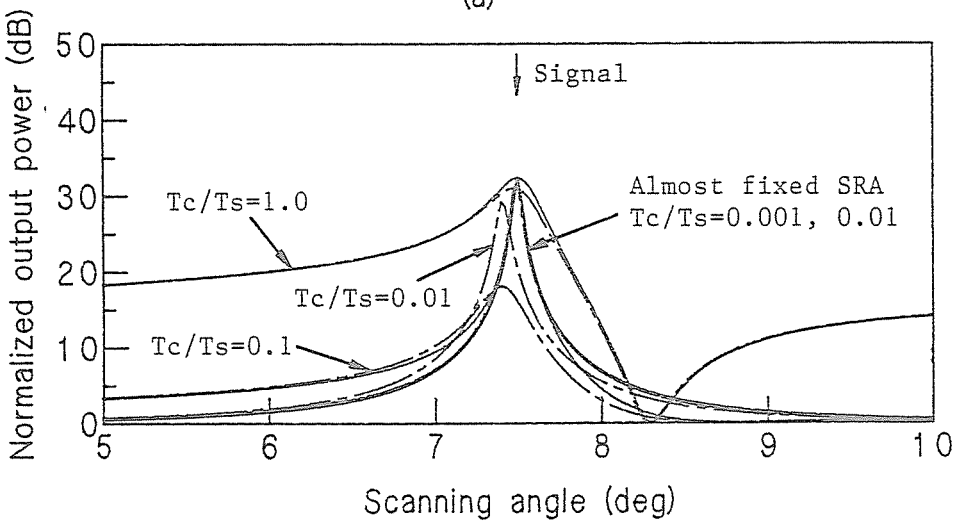
式(9.25)～(9.27)において、$w_k(t)$ はウエイトベクトル$W(t)$のk番目の要素、v_{mk} はV_mのk番目の要素、v_{ni} はV_nのi番目の要素を表す。

以上の式を用いて、走査方向と出力の熱雑音電力で規格化された出力電力（規格化出力電力）の関係を次に示す。ここで電力は時間平均でなくアンサンブル平均である。

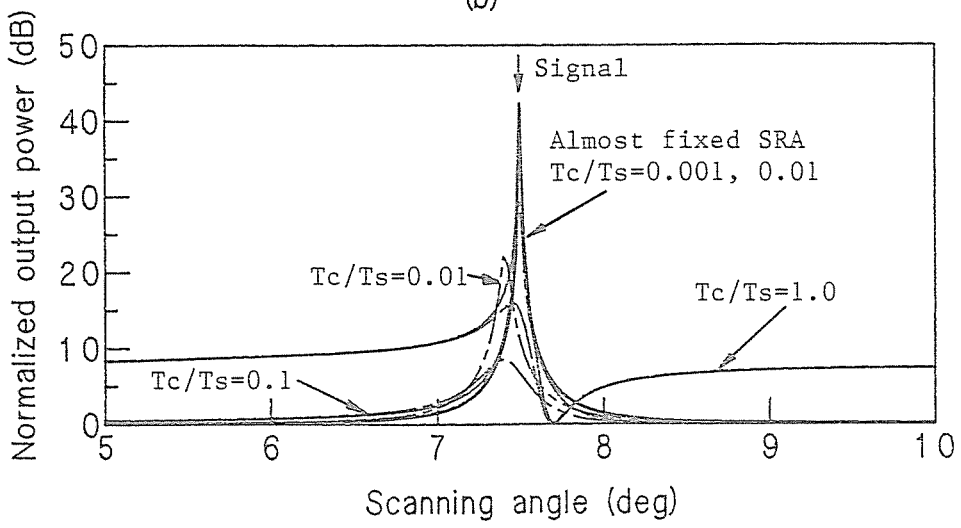
図9.3~9.5 は波源が1個のときであり、ブロードサイド方向から測った角度θで7.5°の方向から入射している場合の走査特性である。図9.3 はgが0.1 、図9.4 はgが1.0 、図9.5 はgが10のときである。また、計算に使用したパラメータと式(9.18)の左辺$|gH(\omega)(1+N\xi)|$ の関係を最大走査角周波数ω_Nに対して求めて図9.6 に示した。これらの図から、例えば図9.4(b)において $T_c/T_s\leqq 0.1$ ならば、式(9.18)の最大走査角周波数（この例の場合、ω_1またはω_Nである）に対する左辺の値が330 以上（図9.6を参照のこと）であり、式(9.16)の仮定がほぼ成立すると考えられる。同図から、従来型H-A SRA では$T_c/T_s=0.001$ ですでに出力電力のピーク位置が信号到来方向からずれていることが分かる。さらに、T_c/T_s が0.01になるとピーク位置のずれ量が大きくなるとともに、ピークレベルが減少している。そして、$T_c/T_s=0.1$ のときには出力電力は表示されている角度範囲でほぼ0dBとなり、波源を検出することが不可能となっている。一方、改良型H-A SRA では $T_c/T_s\leqq 0.1$ の範囲でほぼ非走査型H-A SRA と同等な特性を得ることが可能である。さらに、$T_c/T_s=1.0$ のときであっても改良型H-A



(a)



(b)



(c)

図9.3　信号が1波の場合の走査特性　(1)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=0.1, signal directions of arrival : 7.5°, Input SNR= (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———————— Q (t), ———— - ———— S (t).

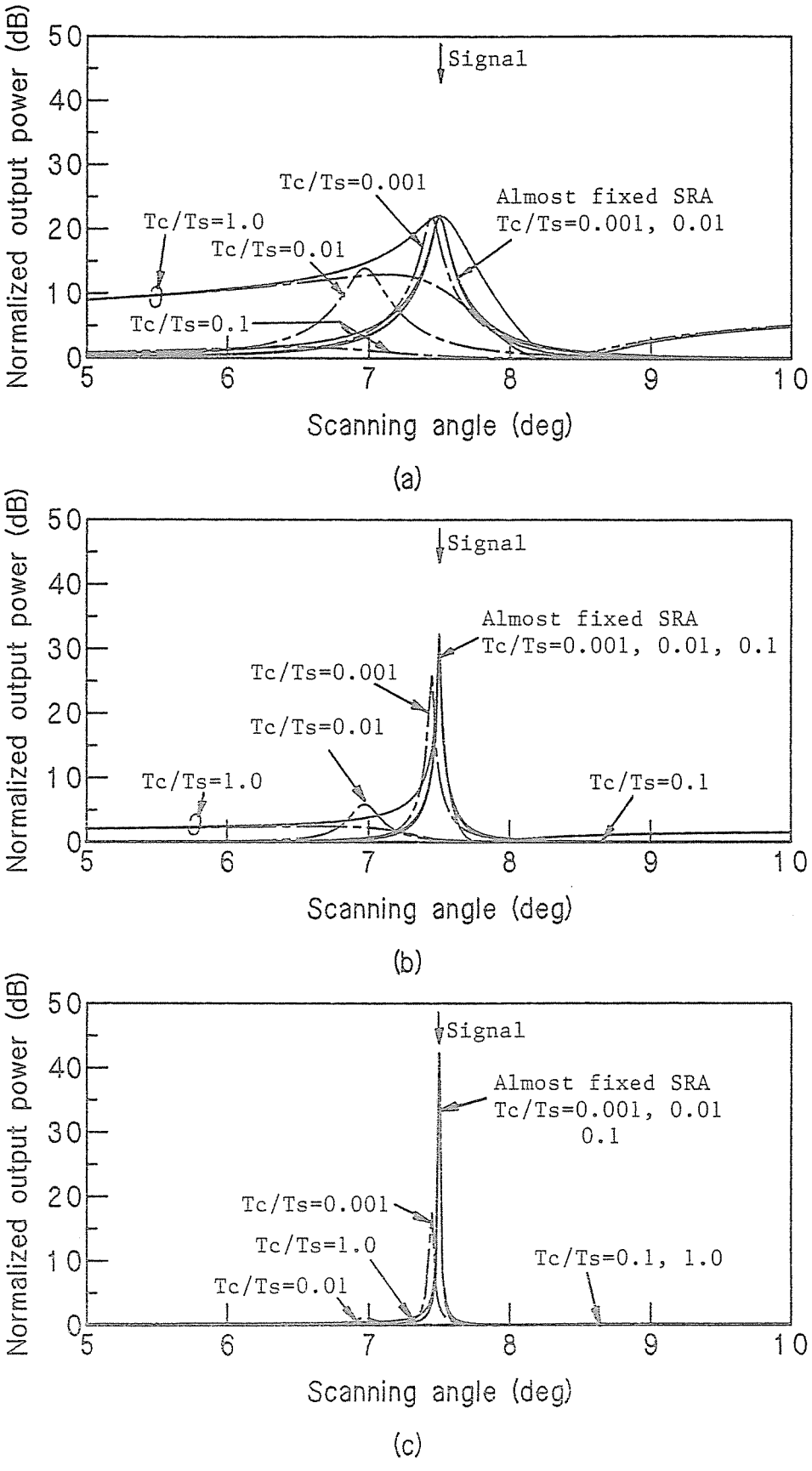
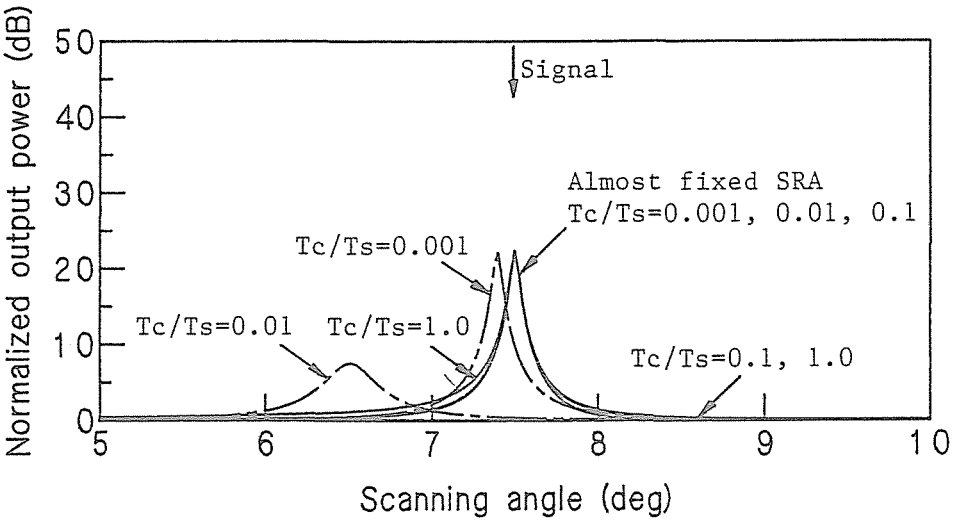
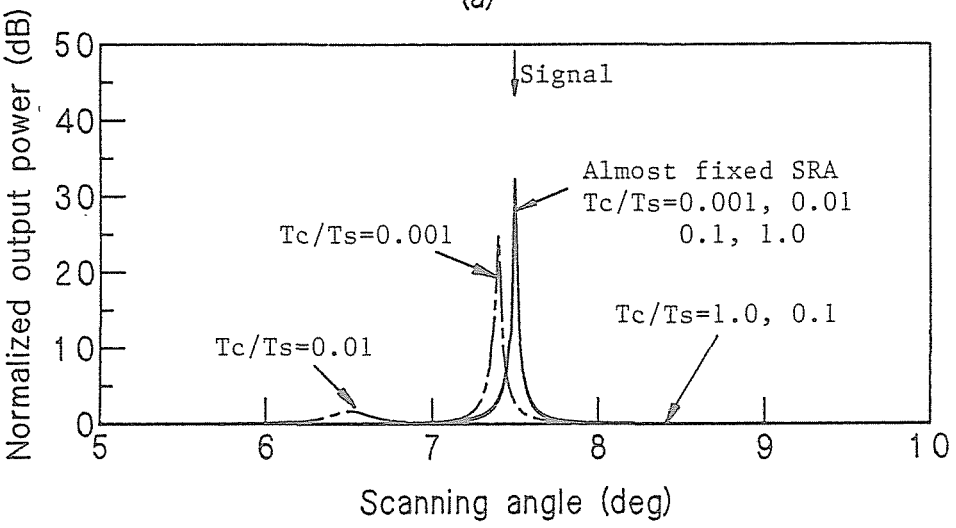


図9.4　信号が1波の場合の走査特性　(2)．

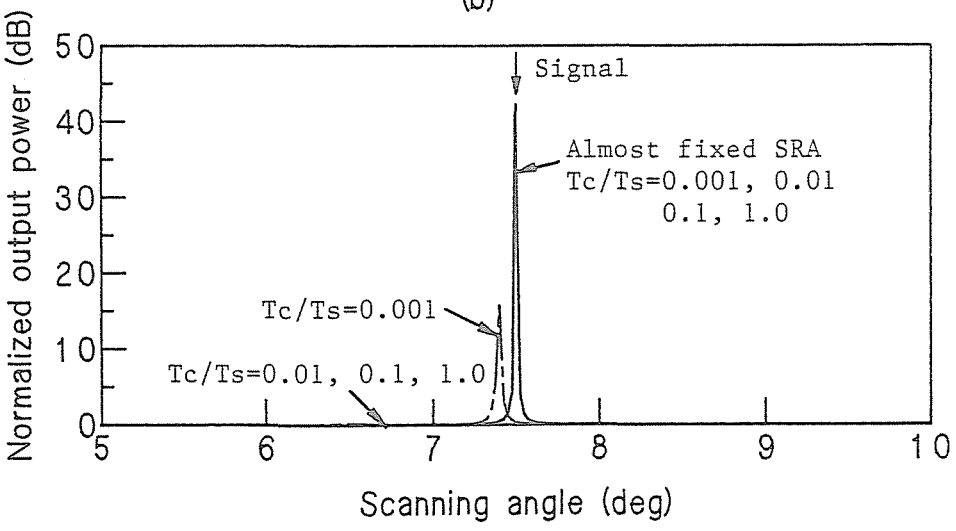
A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=1.0, signal direction of arrival : 7.5°, Input SNR= (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ————————Q (t), ————-————S (t).



(a)



(b)



(c)

図9.5　信号が1波の場合の走査特性　(3)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=10, signal direction of arrival : 7.5°, Input SNR= (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ——————— Q (t), ——— - ——— S (t).

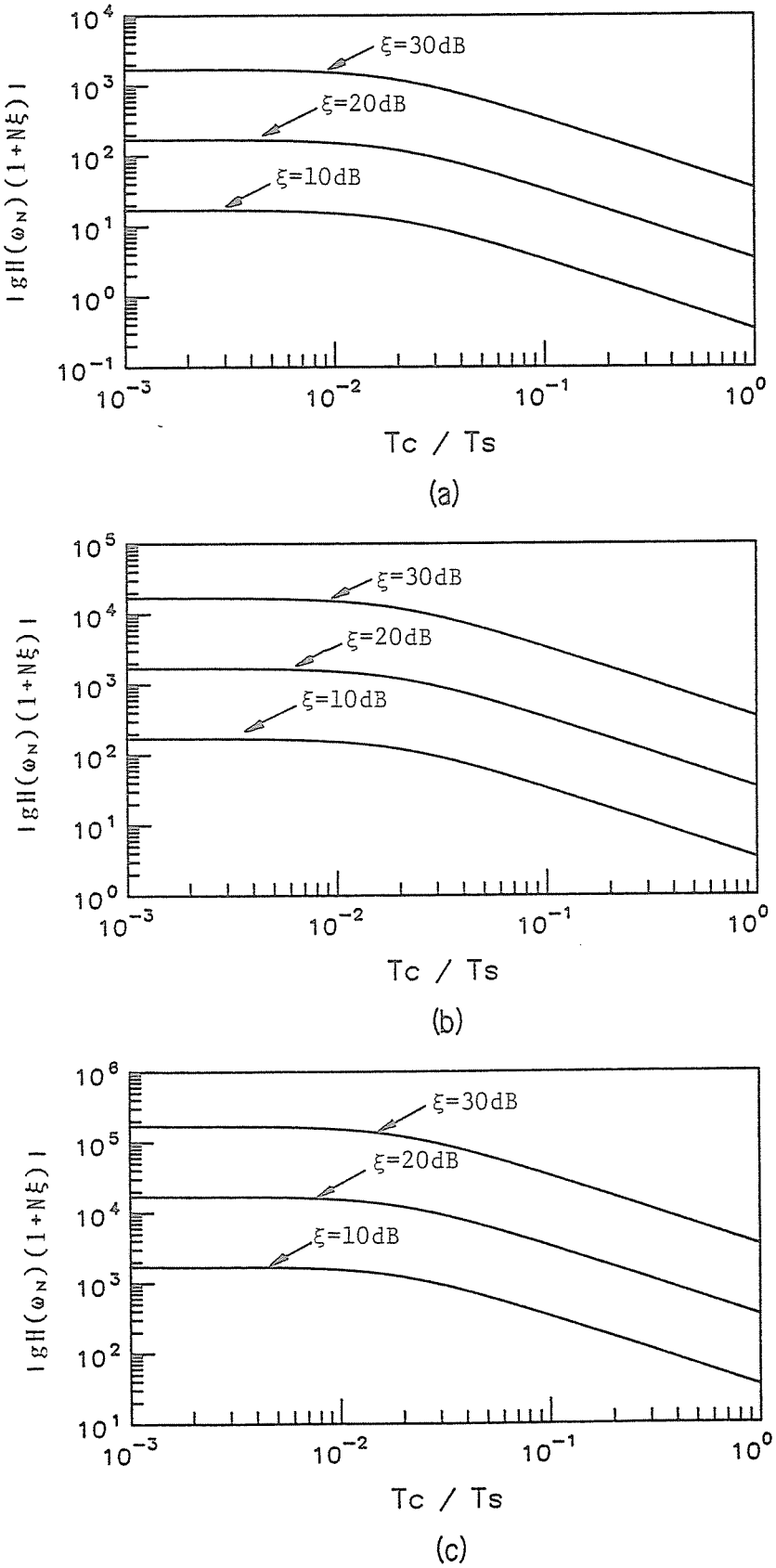


図9.6　各種パラメータと式(9.18)の関係.

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, (a) g=0.1, (b) g=1.0, (c) g=10.

SRA では信号到来方向以外での出力電力の上昇が見られるが、信号到来方向を検出することが可能であり、従来型H-A SRA に比べて 100~1000 倍以上高速走査が可能であるということが分かる。

図9.3(a)の場合は、図9.6 から最大走査角周波数に対する式(9.18)の左辺の値が17～0.34の範囲にある場合の走査特性であり、必ずしも式(9.18)の仮定が成立するとは考えられない場合である。この場合、改良型H-A SRA および従来型H-A SRA で得られる走査特性はほぼ同じであり、T_c/T_s=0.1 および1.0 のときを除けばその特性は非走査型H-A SRA と同じである。ただし、従来型H-A SRA ではT_c/T_s が大きくなるほど、すなわち走査が高速になるほど、出力電力のピーク位置が信号到来方向からずれてゆくのに対して、改良型H-A SRA では常にピーク位置が信号到来方向と一致している。したがって、高速走査を行っても波源方向とその電力を正確に求めることが可能となる。

図9.7~9.9、9.11~9.13および 9.15~9.17は波源が２個で、波源間の空間相関係数が０でない場合の走査特性である。ただし、図9.7~9.9 は信号到来方向が5.5°、9.5°、図9.11~9.13 は7°、8°、図9.15~9.17 は7.3°、7.7°の場合である。また、図9.10、9.14および9.18に計算に用いたパラメータと式(9.19)の最大角周波数ω_Nに対する左辺と右辺の比を求めて示している。これらの図を参考にして改良型H-A SRA の走査特性について考察する。ここでは信号電力がともに20dB、g=1.0 で信号到来方向が接近してくる場合について考察する。この場合はいずれも図9.4(b)の場合と同様に式(9.18)の仮定は満足されていると考えられる。図9.8(b)は式(9.19)において、最大走査角周波数に対する左辺の値が右辺の値に比べて $T_c/T_s \leqq 0.1$ では 620～120 倍大きく、式(9.19)の仮定がほぼ満足されているものと考えられる。この場合についても波源が１個存在する場合と同様に、従来型H-A SRA ではT_c/T_s=0.001 ですでにそのピーク位置が波源方向からずれており、T_c/T_s=0.01では大きくピーク位置が波源方向からずれ、ピークレベルも大きく減少している。さらに、T_c/T_s=0.1 のときにはピークが１か所でしか発生せず、しかもピークレベルが小さいことから２個の波源を分解するのが困難である。一方、改良型H-A SRA ではT_c/T_s=0.1 のときに波源方向以外の走査方向における出力電力が多少増加し、T_c/T_s=1.0 の場合には大きく増加するものの、ピーク

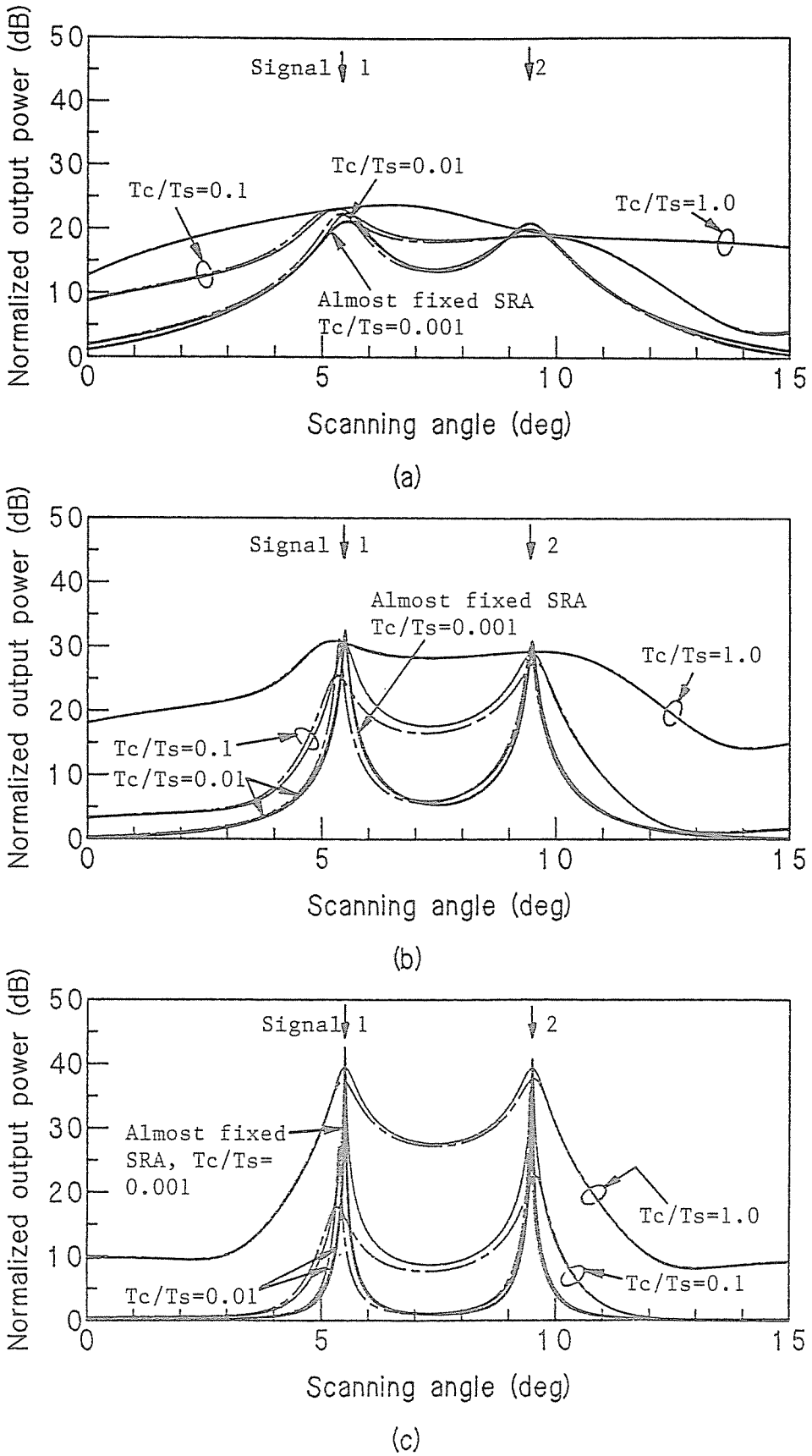
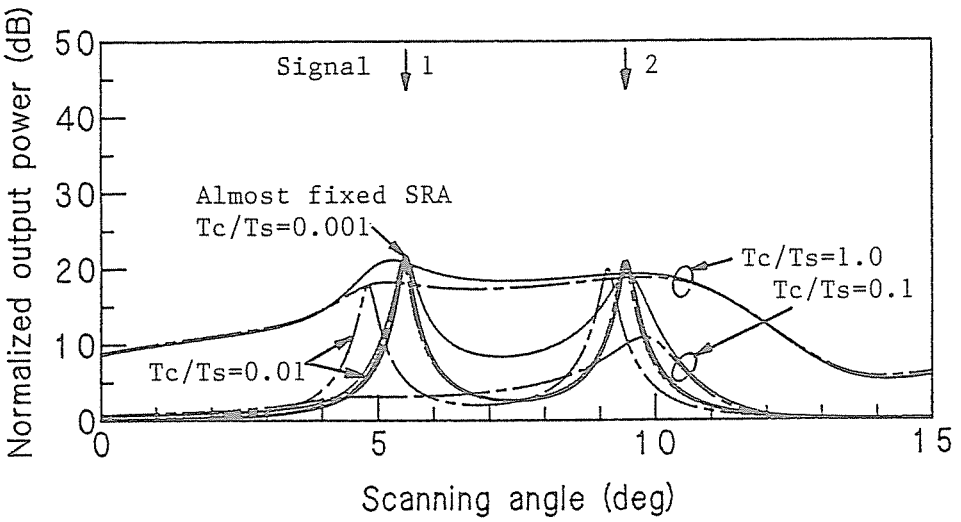


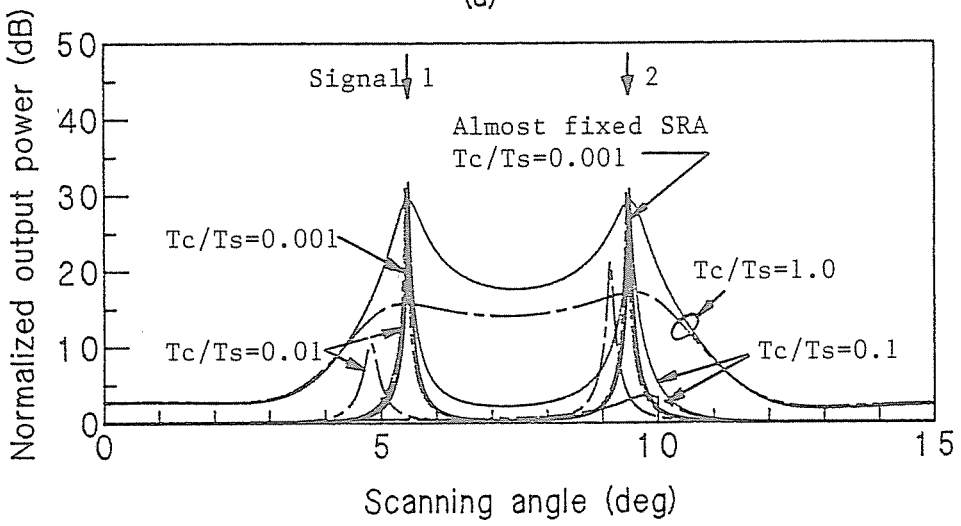
図9.7　信号が２波の場合の走査特性　(1)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=0.1, signal directions of arrival : 5.5°, 9.5°, Input SNR_1=SNR_2= (a) 10 dB, (b) 20dB, (c) 30dB.

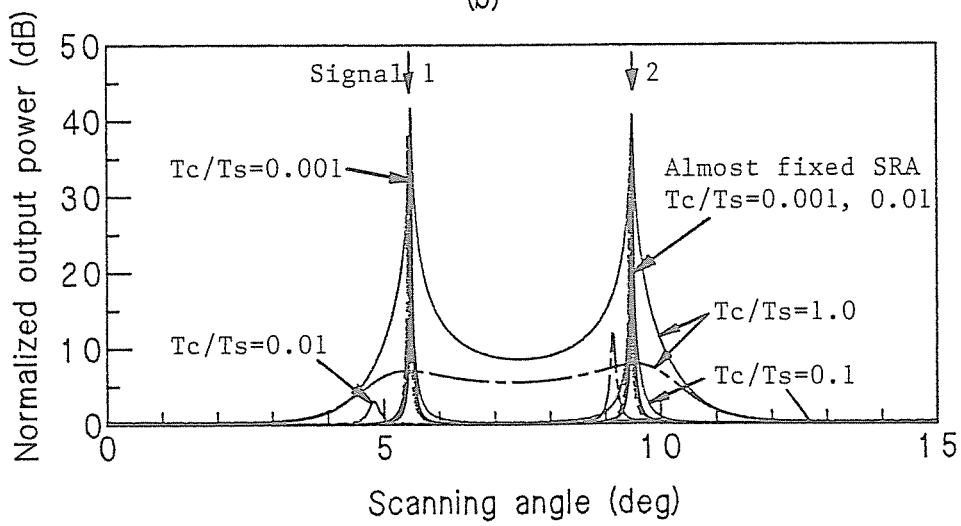
———————— Q (t), ———— S (t).



(a)



(b)

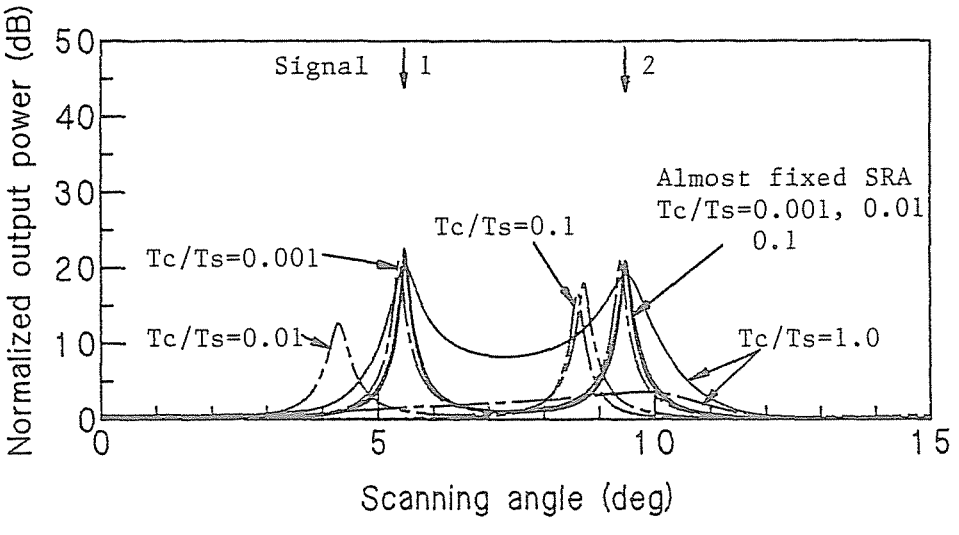


(c)

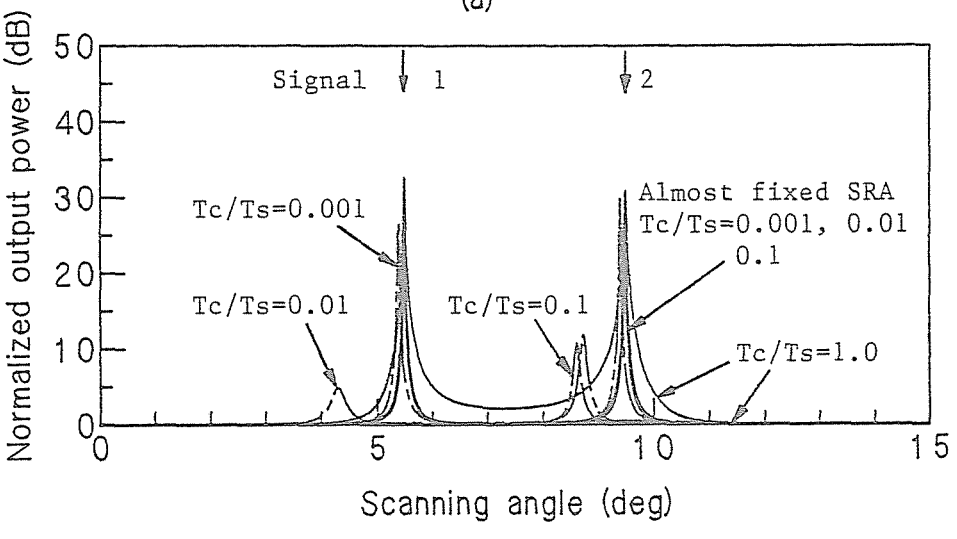
図9.8　信号が２波の場合の走査特性　(2)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=1.0, signal directions of arrival : 5.5°, 9.5°, Input SNR_1=SNR_2= (a) 10 dB, (b) 20dB, (c) 30dB.

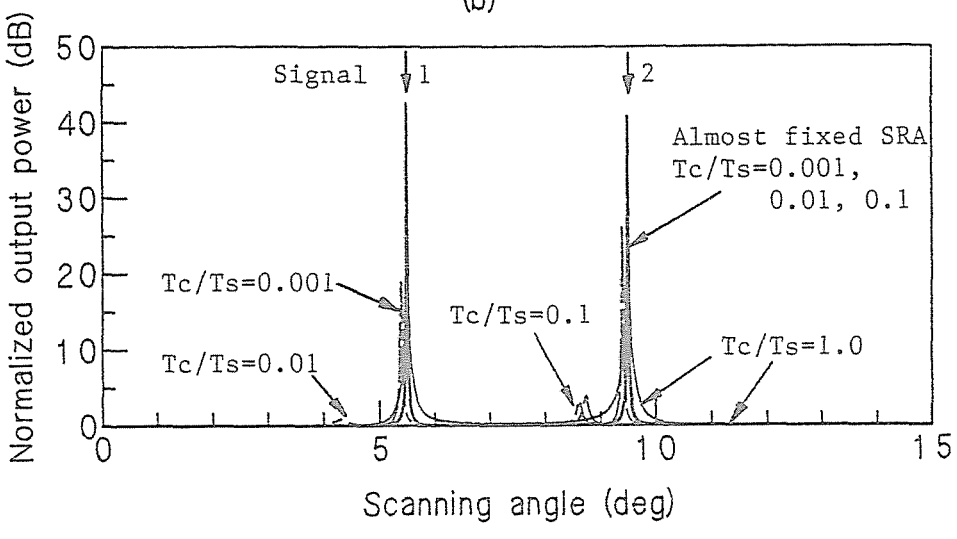
———————— Q (t), ————— - ——S (t).



(a)



(b)



(c)

図9.9　信号が2波の場合の走査特性 (3)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=10, signal direction of arrival : 5.5°, 9.5°, Input $SNR_1=SNR_2=$ (a) 10 dB, (b) 20dB, (c) 30dB.

———————— Q (t), ——— - ——— S (t).

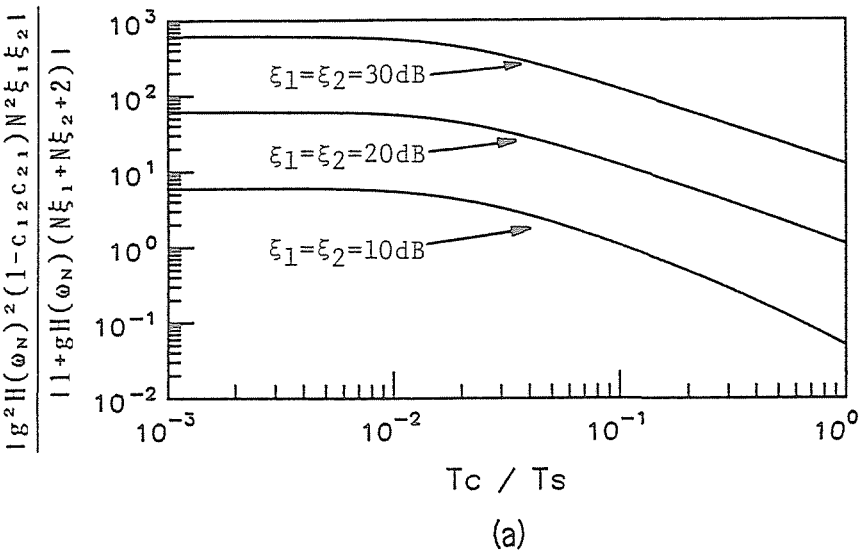


図9.10　各種パラメータと式(9.19)の関係　(1) .

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, signal directions arrival : 5.5°, 9.5°, $c_{12}=c_{21}=0.5215$, (a) g=0.1, (b) g=1.0, (c) g=10.

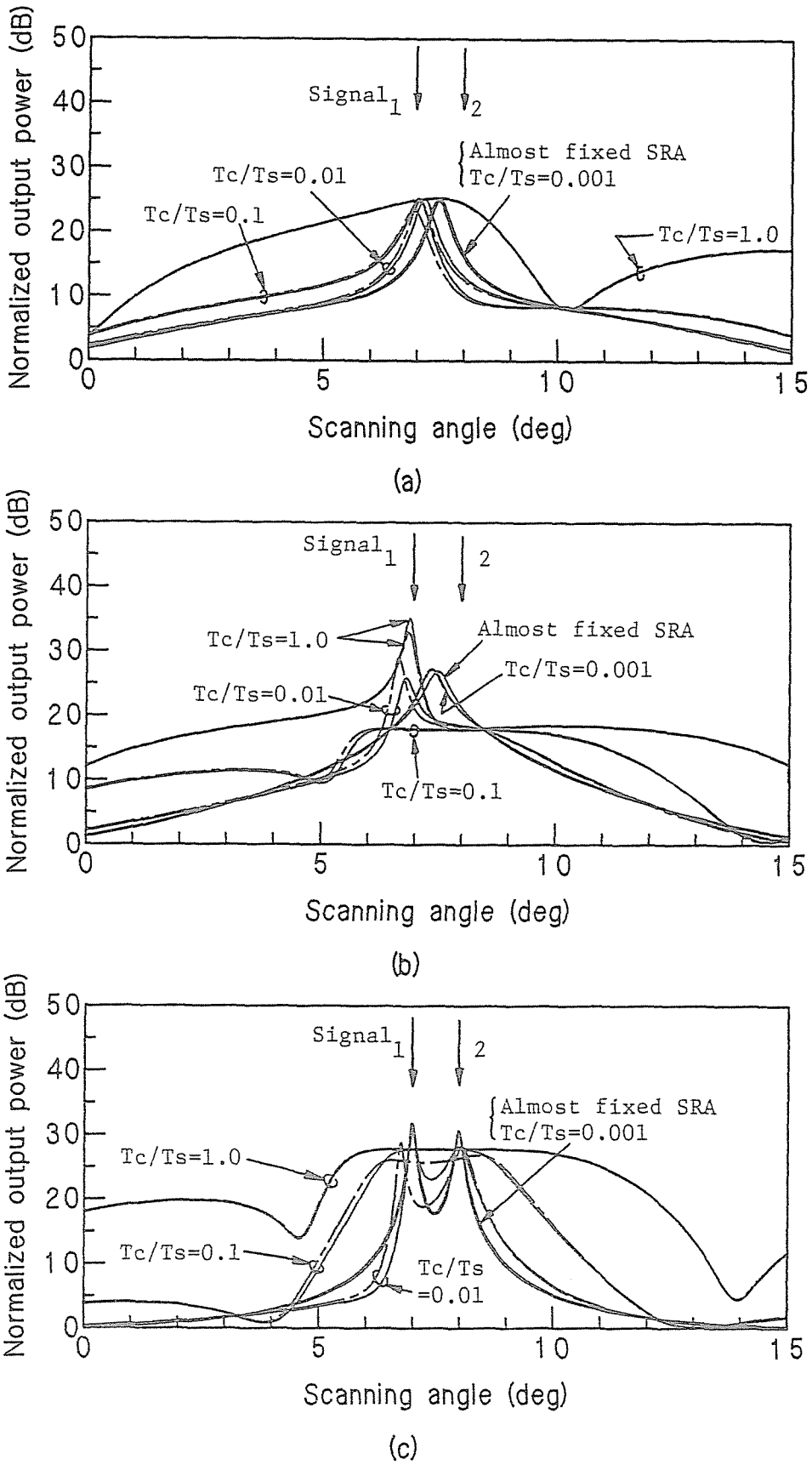
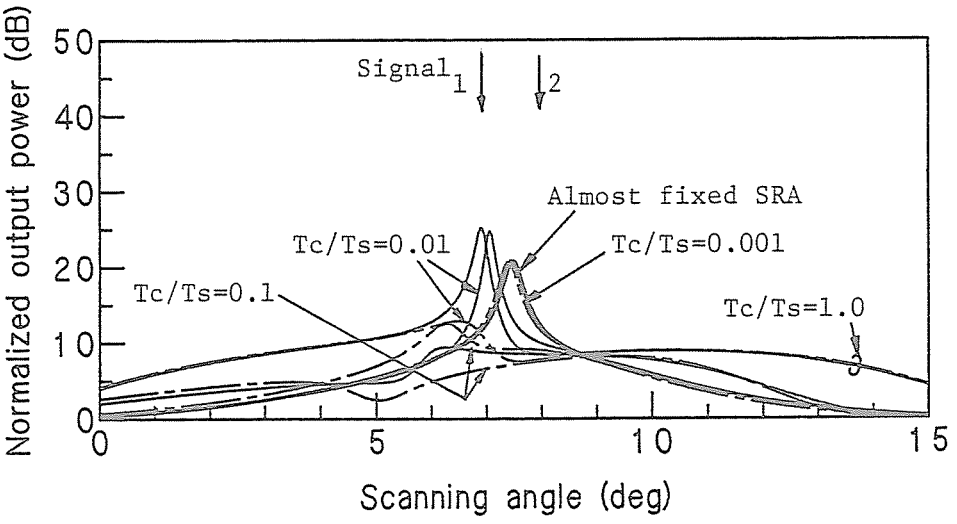
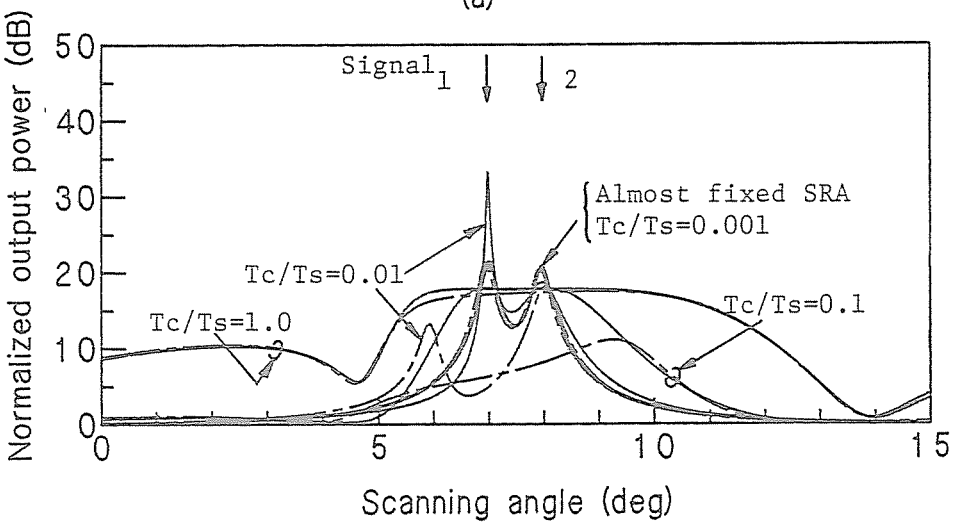


図9.11　信号が２波の場合の走査特性　(4)．

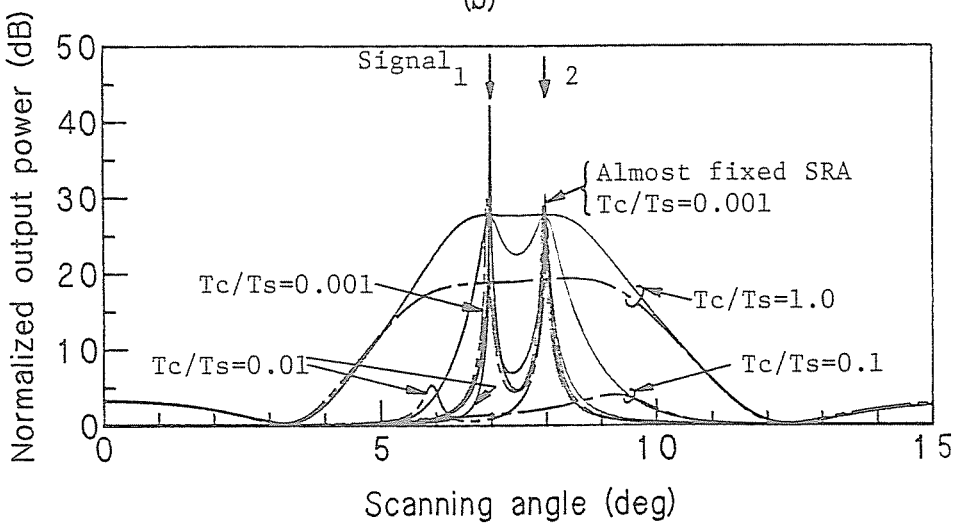
A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=0.1, signal directions of arrival : 7.0°, 8.0°, Input SNR_1=SNR_2= (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———— Q(t), ——·—— S(t).



(a)



(b)



(c)

図9.12　信号が２波の場合の走査特性　(5)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=1.0, sigal directions of arrival : 7.0°, 8.0°, Input SNR_1=SNR_2= (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———— Q(t), ———·——— S(t).

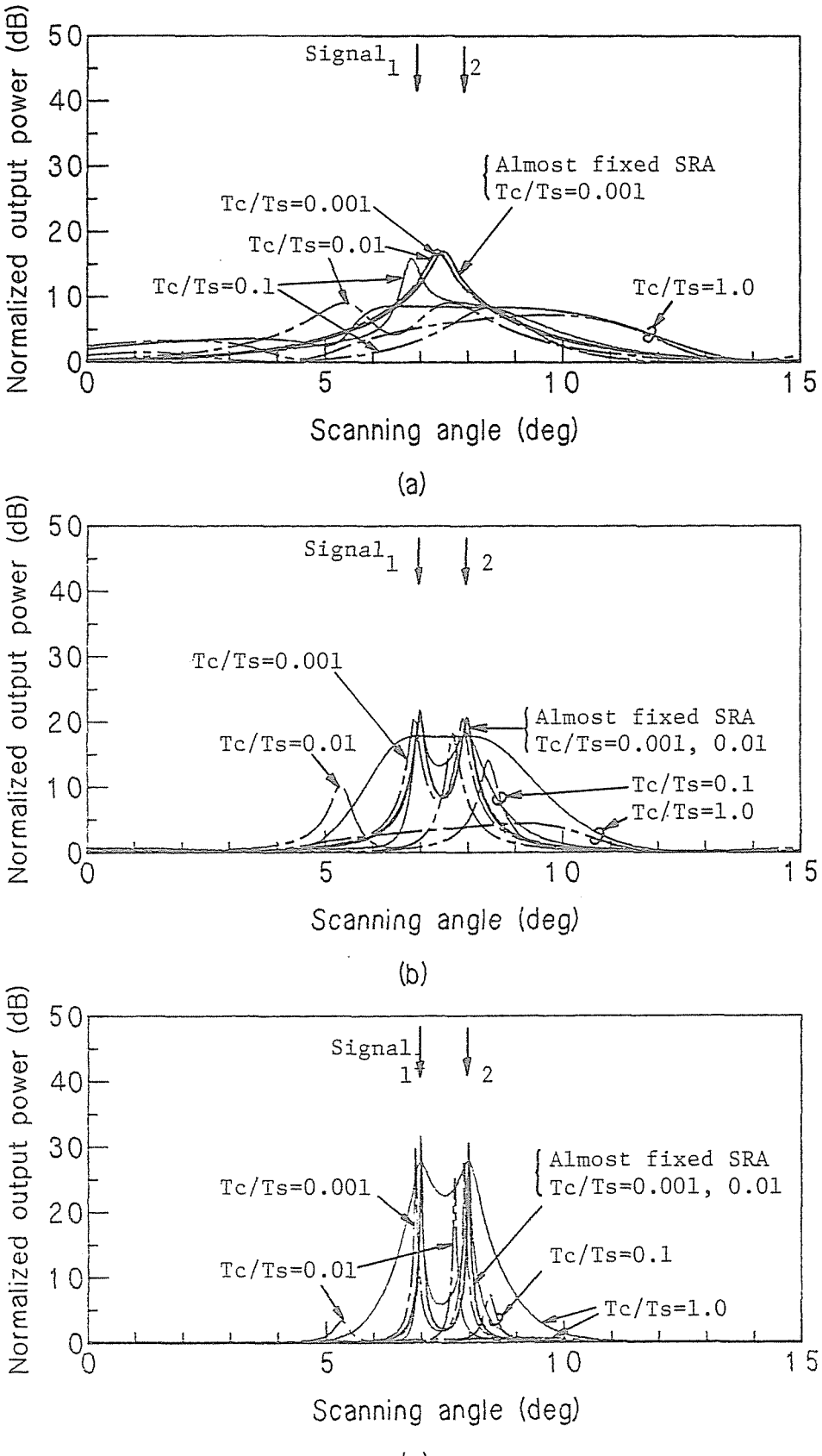


図9.13　信号が2波の場合の走査特性　(6)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=10, signal directions of arrival : 7.0°, 8.0°, Input SNR_1=SNR_2= (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———— Q(t), ——·—— S(t).

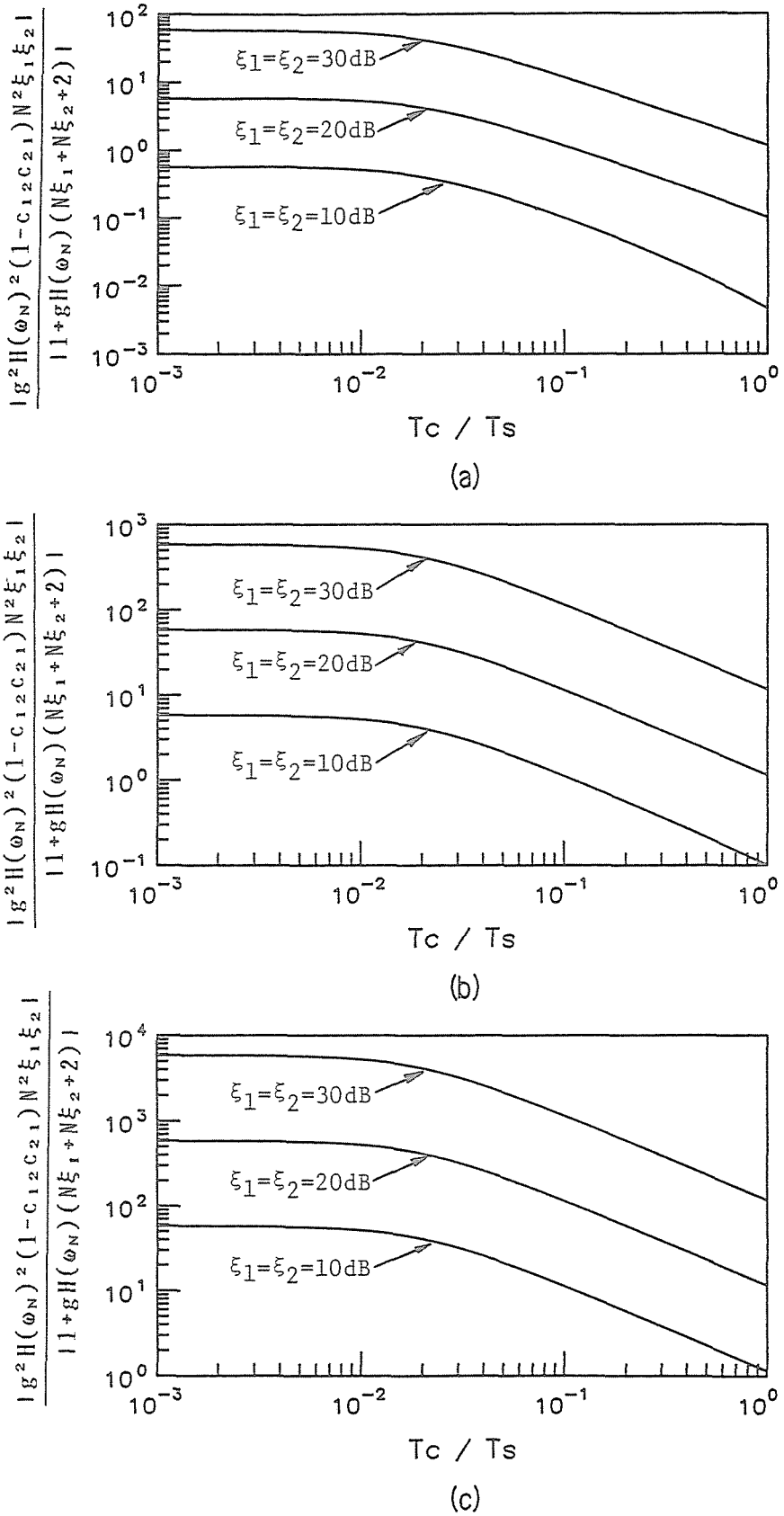


図9.14　各種パラメータと式(9.19)の関係　(2) .

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, signal directions of arrival : 7°, 8°, $c_{12}=c_{21}=0.9649$, (a) g=0.1, (b) g=1.0, (c) g=10.

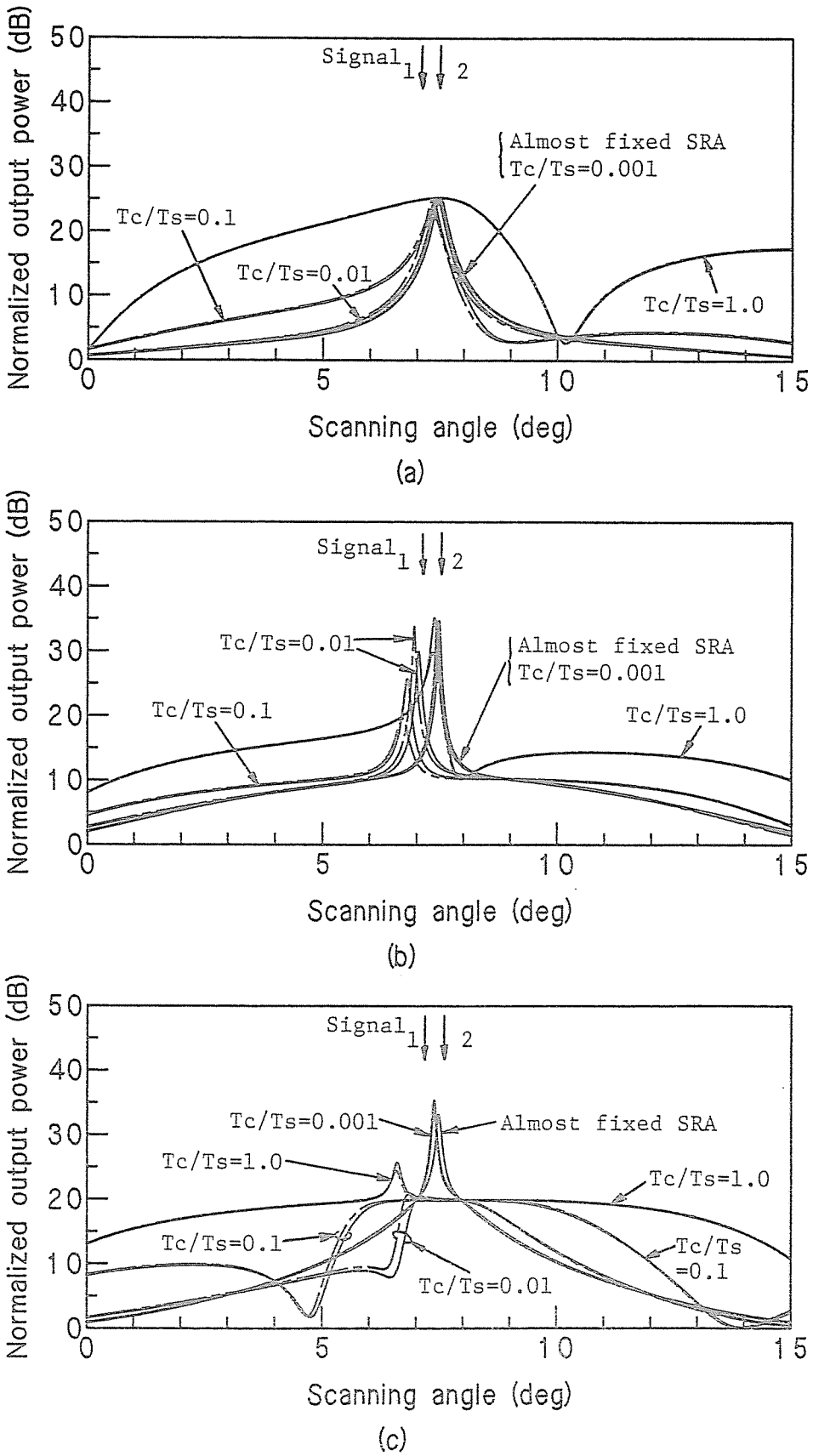
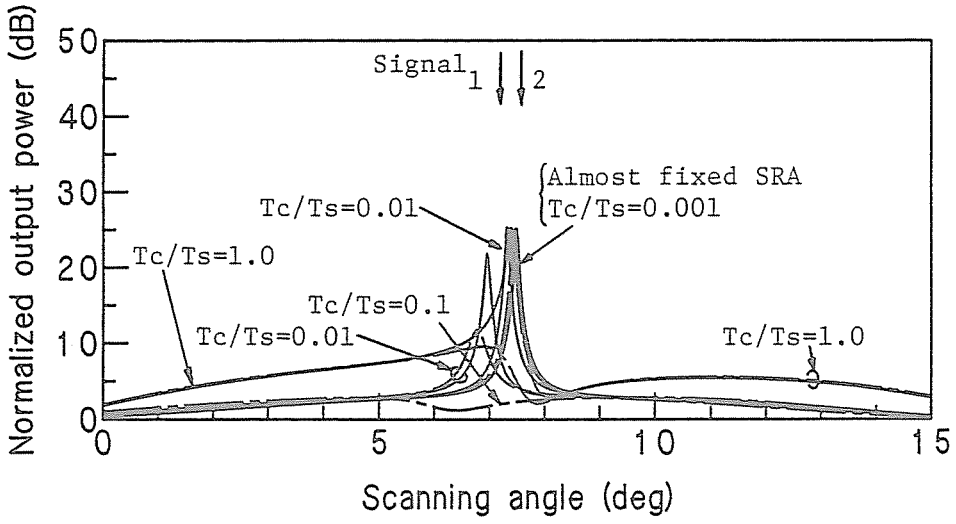
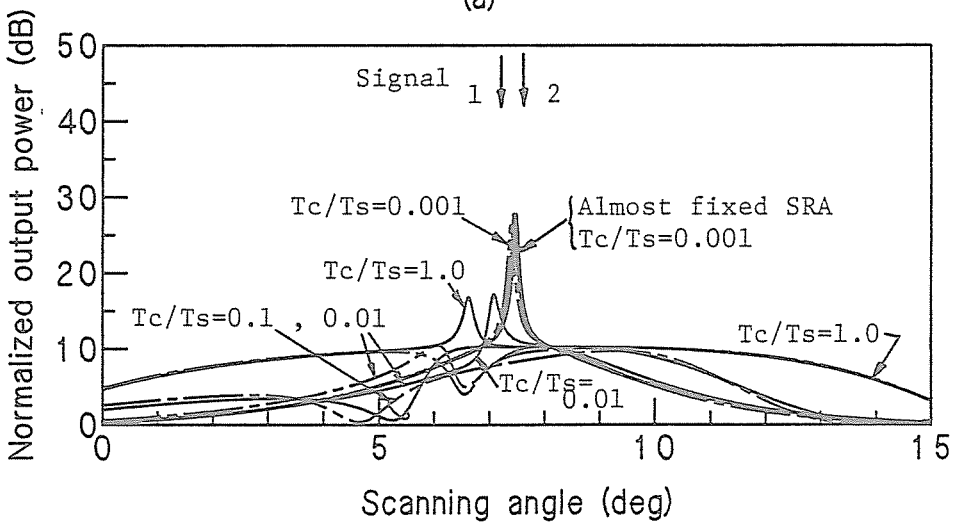


図9.15　信号が２波の場合の走査特性　(7)．

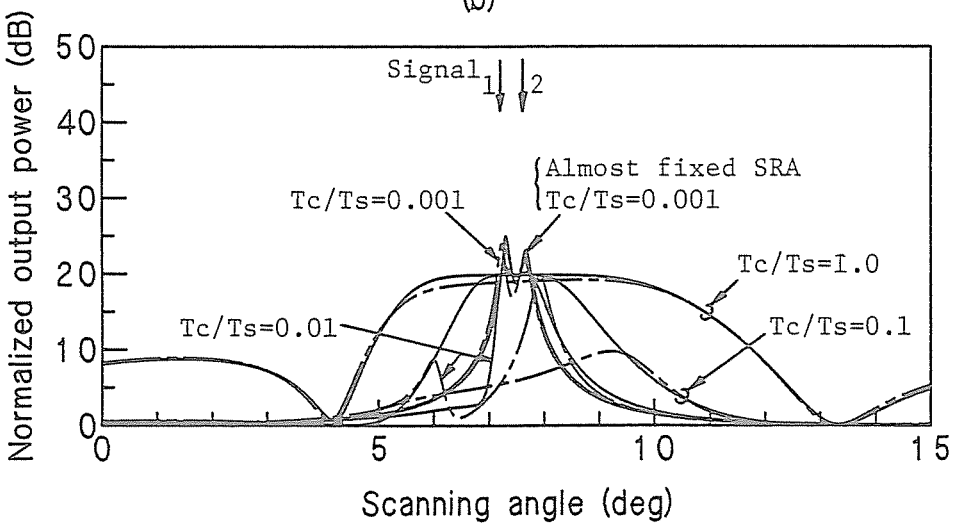
A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=0.1, signal directions of arrival : 7.3°, 7.7°, Input $SNR_1=SNR_2=$ (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———— Q(t), ———·——— S(t).



(a)



(b)



(c)

図9.16　信号が2波の場合の走査特性　(8)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=1.0, Signal directions of arrival : 7.3°, 7.7°, Input $SNR_1=SNR_2=$ (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———— Q(t), ——·—— S(t).

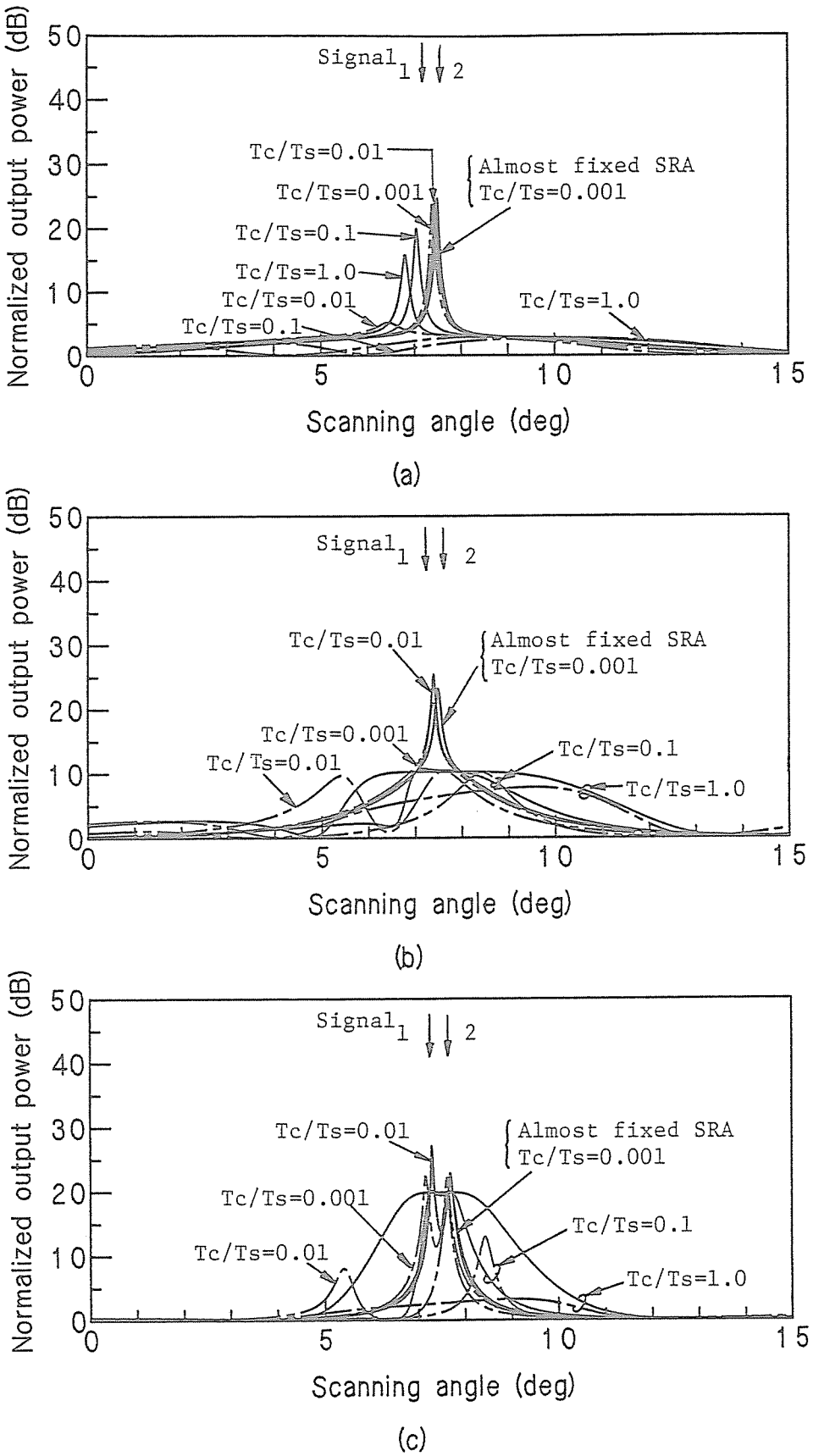


図9.17　信号が2波の場合の走査特性　(9)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=10, signal directions of arrival : 7.3°, 7.7°, Input $SNR_1=SNR_2=$ (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB, ———— Q(t), ———·——S(t).

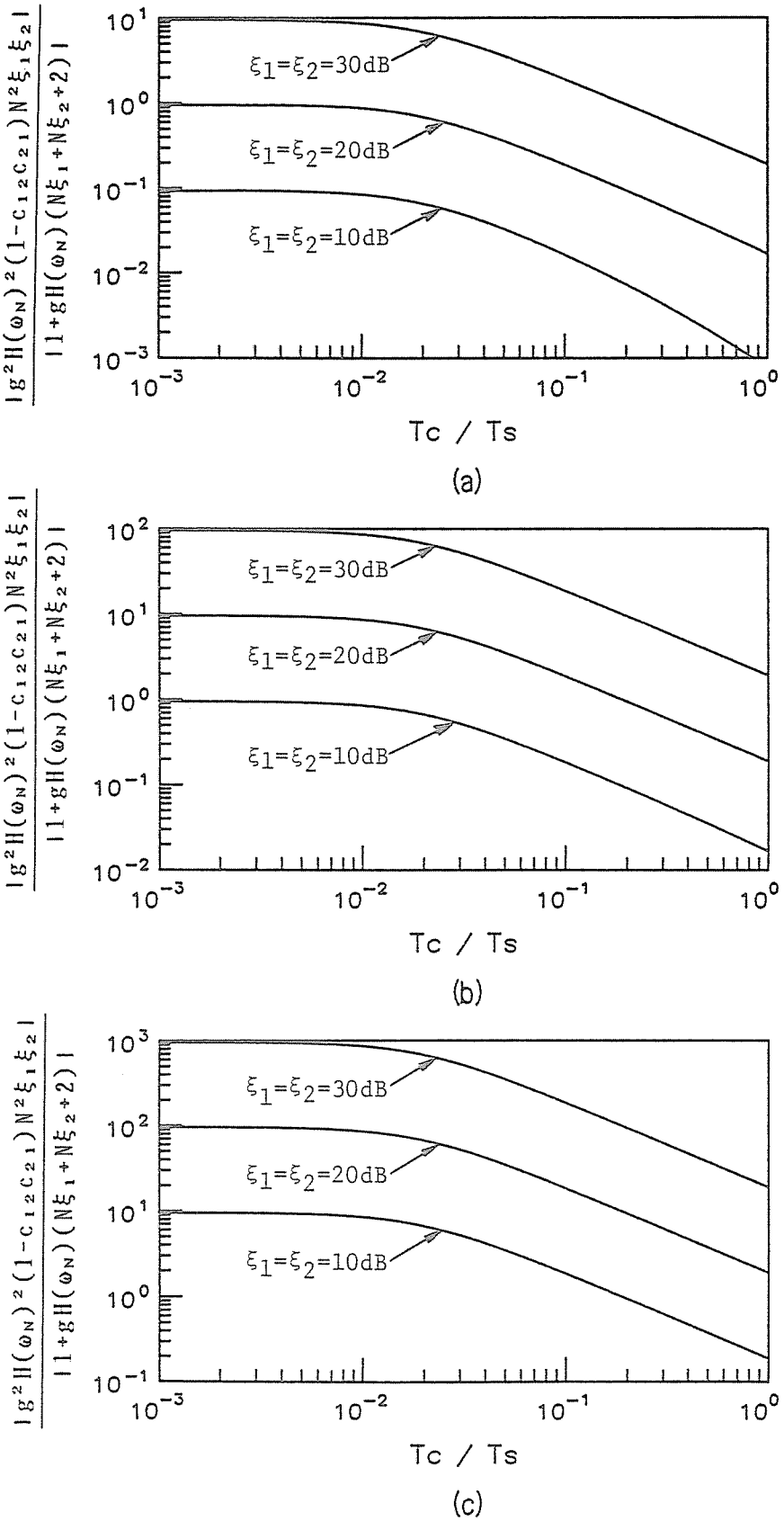


図9.18　各種パラメータと式(9.19)の関係　(3)．

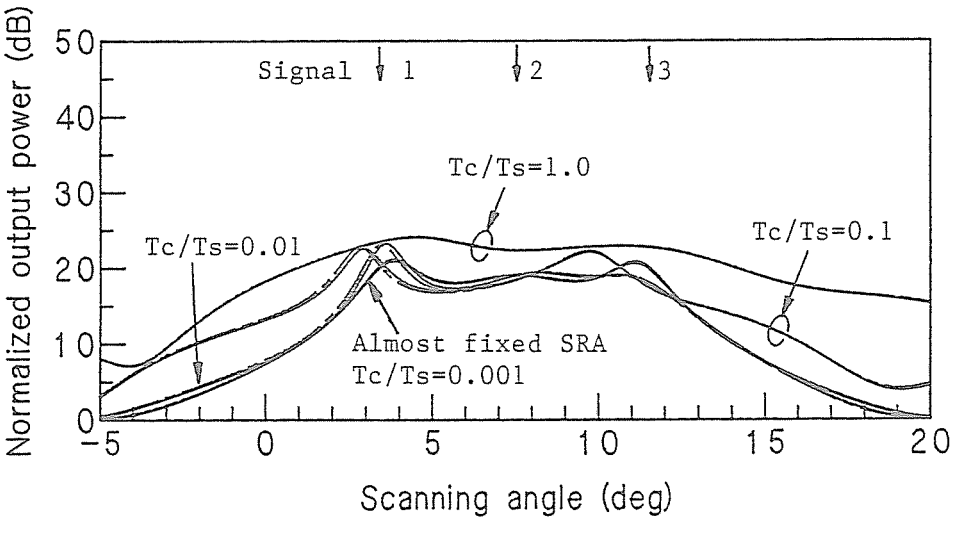
A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, signal directions of arrival: 7.3°, 7.7°, $c_{12}=c_{21}=0.9943$, (a) g=0.1, (b) g=1.0 (c) g=10.

レベル、ピーク位置とも非走査型H-A SRA のそれとほぼ同等であり、高速走査を行っても充分な波源分解能を得ることができる。したがって、従来型H-A SRA に比べ改良型H-A SRA では 100倍以上高速走査可能といえる。図9.12(b) は式(9.19)の最大走査角周波数に対する左辺の値が右辺の値に比べて $T_c/T_s \leqq 0.01$では50程度、$T_c/T_s=0.1$ のときには11、および$T_c/T_s=1.0$ のときには1.15である。 $T_c/T_s \leqq 0.01$の場合、改良型H-A SRA の走査特性はピーク値の増減を除けば波源方向でピークとなっており、正確な波源方向の推定を行うことができ、従来型H-A SRA より高速走査が可能であることが分かる。ただし、$T_c/T_s=0.1$ および1.0 のときは、いずれの系でも２つの波源を分離できない。

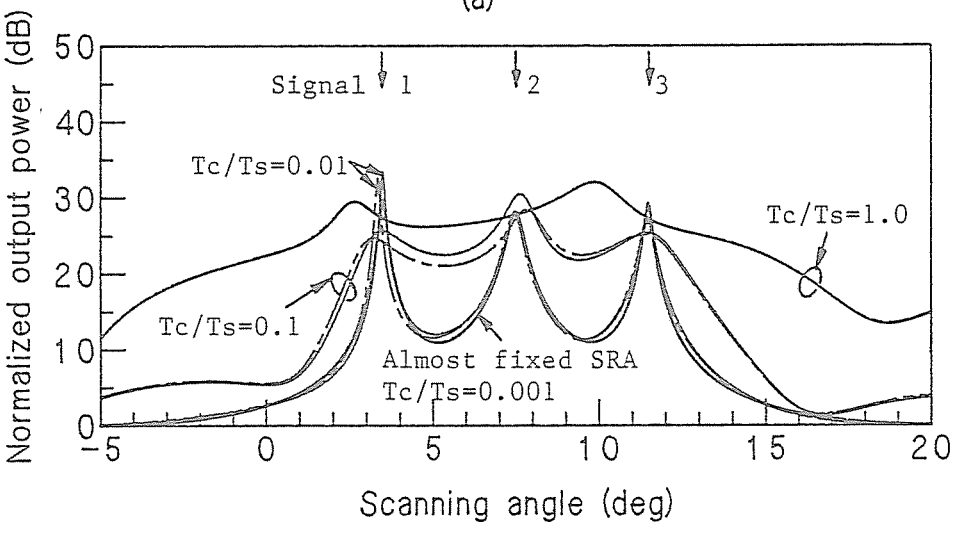
図9.16(b) は計算を行ったT_c/T_s の範囲において式(9.19)の左辺の値が右辺の値に比べ 9.6～0.188 倍程度の大きさであり、式(9.19)の仮定が満足されるとは考えられない場合の走査特性である。この場合は、非走査型H-A SRA の特性においてすでに２個の波源を分解不可能であり、改良型H-A SRA においてもそれ以上の特性を得ることはできない。さらに、T_c/T_s を0.01、 0.1とするにしたがって、改良型H-A SRA 、従来型H-A SRA の特性とも、非走査型H-A SRA の特性と大きく異なる。ただし、改良型H-A SRA は従来型H-A SRA に比べ特性劣化の程度は小さいと考えられる。

図9.19~9.21 は波源が３個のときであり、解析的な検討が困難な場合である。この場合については、図9.7~9.9 と同様な結論が導かれる。例えば、図9.20(b) において改良型H-A SRA ではT_c/T_s が0.1 までは、波源方向以外の角度においても出力電力が徐々に増加するが、それでも充分３個の波源を分解可能である。また、$T_c/T_s=1.0$ では出力電力が信号到来方向以外でもかなり上昇するが、信号到来方向付近にピークが得られ、３波の入射信号が存在しているのが分かる。ただし、従来型H-A SRA では$T_c/T_s=1.0$ において３波の入射信号を分離することができなくなっている。以上のことから、入射信号が３波存在する場合でも、改良型H-A SRA では従来型H-A SRA に比べて約 100倍程度の高速走査が可能であるということが分かった。このように解析的検討が困難である場合においても、改良型H-A SRA は従来型H-A SRA より高速走査が可能であることが数値計算により示された。

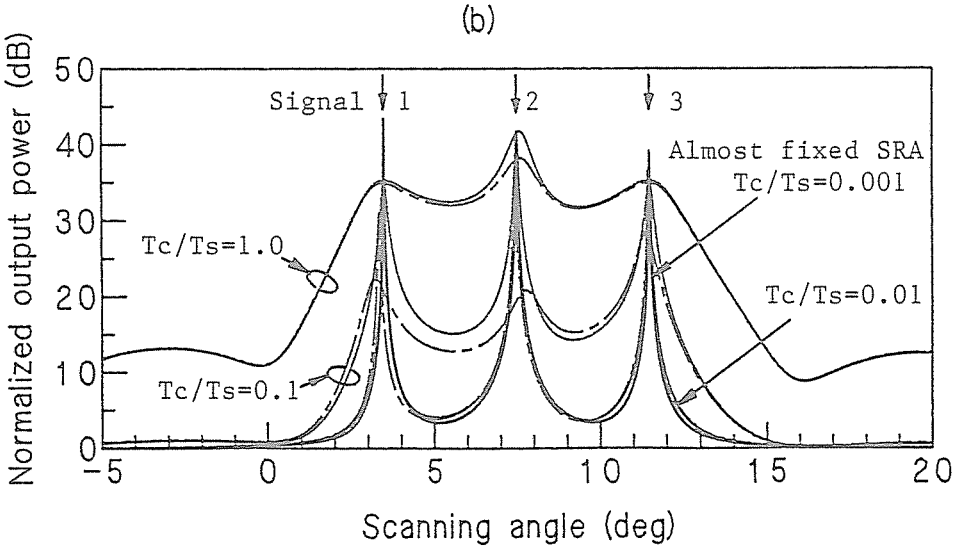
以上、ここでは数値計算を行うことによって、改良型H-A SRA の走査特性について



(a)



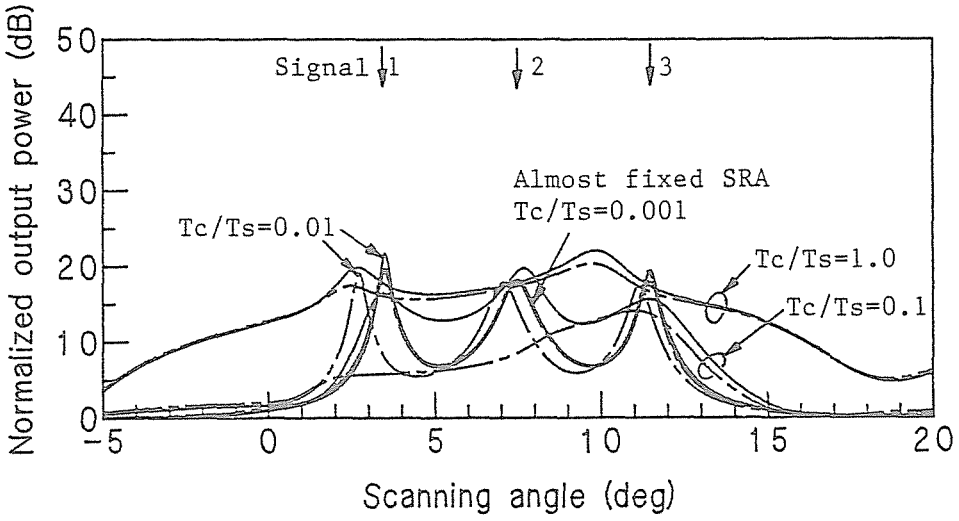
(b)



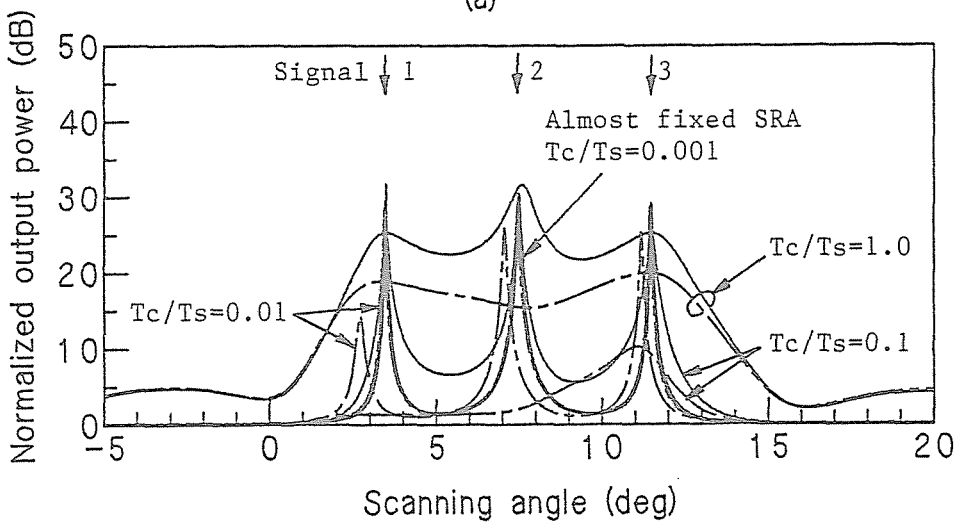
(c)

図9.19　信号が３波の場合の走査特性　(1)．

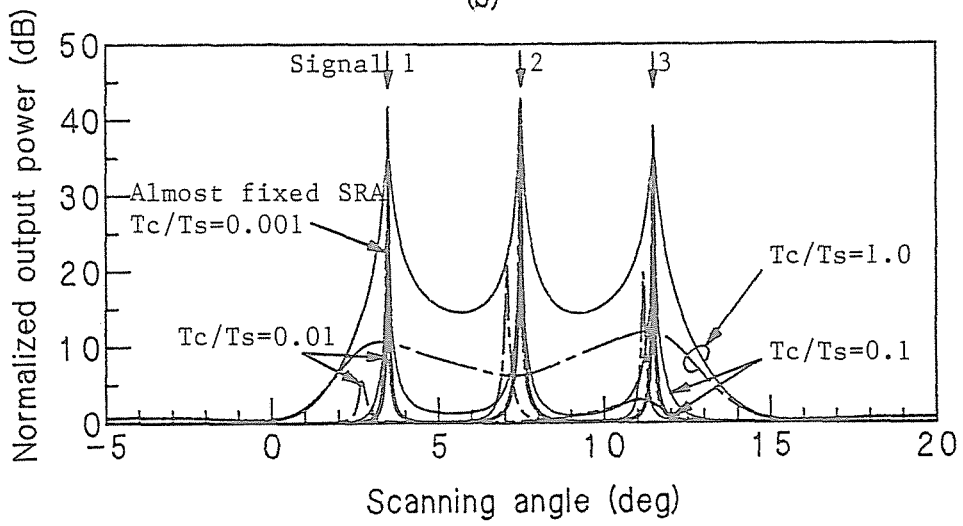
A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=0.1, signal directions of arrival : 3.5°, 7.5°, 11.5°, Input $SNR_1=SNR_2=SNR_3=$ (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB.
———— $Q^*(t)$,　— - - — $S^*(t)$.



(a)



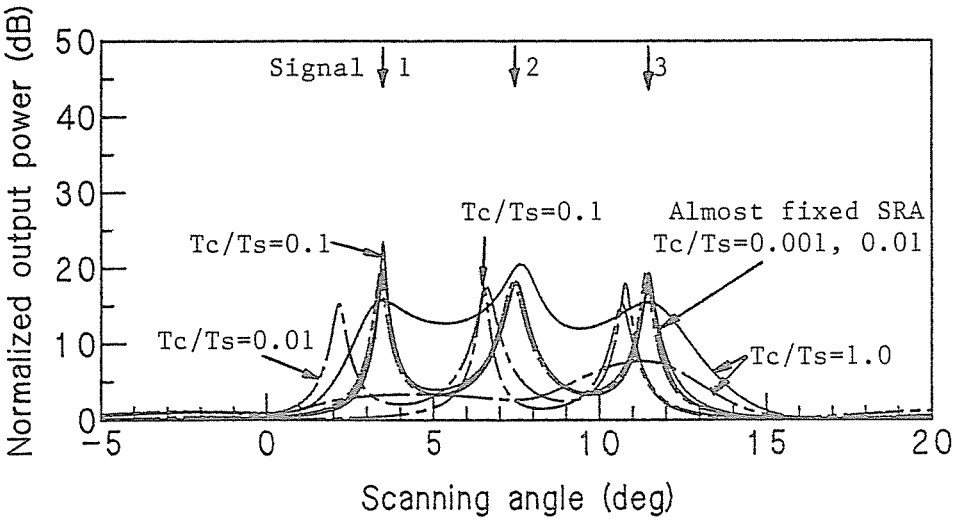
(b)



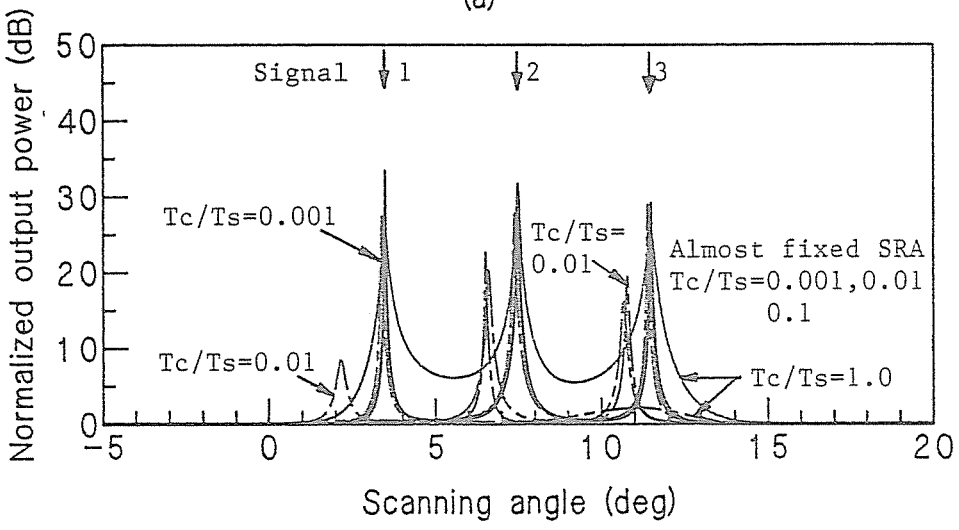
(c)

図9.20　信号が３波の場合の走査特性　(2)．

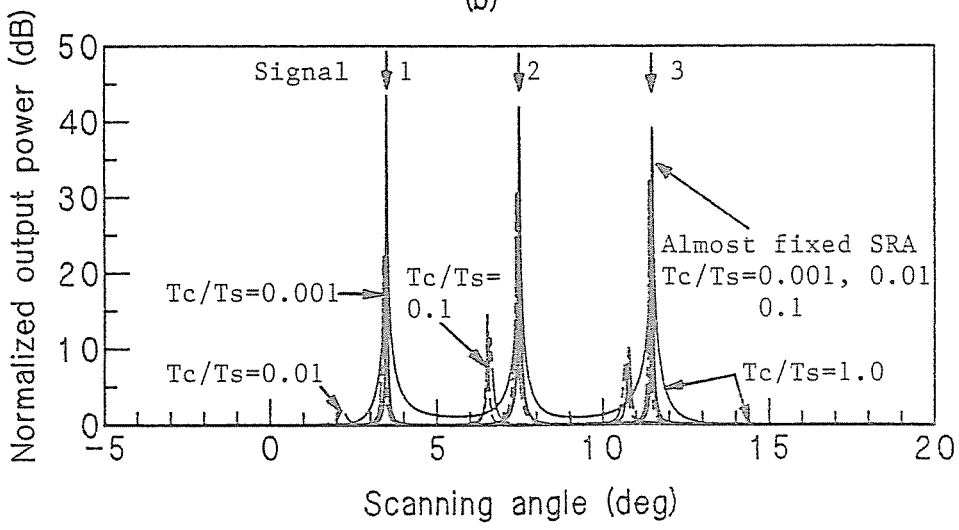
A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=1.0, signal directions of arrival : 3.5°, 7.5°, 11.5°, Input $SNR_1=SNR_2=SNR_3=$ (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB.
———— $Q^*(t)$,　　—— - —— $S^*(t)$.



(a)



(b)



(c)

図9.21　信号が３波の場合の走査特性　(3)．

A linear array of 17 elements having an equal spacing of half a wavelength, g=10.0, signal directions of arrival : 3.5°, 7.5°, 11.5°, Input $SNR_1=SNR_2=SNR_3=$ (a) 10dB, (b) 20dB, (c) 30dB.
———————— $Q^*(t)$, ———-——— $S^*(t)$.

求め、非走査型H-A SRA 、従来型H-A SRA の特性と比較検討した。その結果、特に従来型H-A SRA において高速走査によって走査特性が顕著に劣化する信号環境およびアンテナパラメータに関して、改良型H-A SRA では非走査型H-A SRA とほぼ同等な走査特性を与え、従来型H-A SRA に比べて 100倍以上高速走査可能であるということが分かった。また、その他の信号環境およびアンテナパラメータの場合には、非走査型H-A SRA においてすでに充分な走査特性が得られなくなっており、改良型H-A SRA でもそれ以上の特性を得ることはできないが、従来型H-A SRA に比べて常に良い走査特性を得ることができる。また、波源が３個の場合については１個あるいは２個の波源が存在している場合と同様な結論を得た。

先に述べたように、図9.3~9.5、9.7~9.9、9.11~9.13、9.15~9.17および9.19~9.21の数値例における電力はアンサンブル平均により求めたものである。実際の電力はフィルタを用いた時間平均により求められる。すなわち、図9.1 または9.2 のアレー出力は電力測定のための回路に入力され、その中にはフィルタが含まれていることになる。したがって、実際に実現できる走査速度はこのフィルタの帯域幅（すなわち、時定数）にも依存する。しかし、本論文ではこのフィルタによる走査速度の限界については論じていない。ここで取り扱っているのは、H-A ループ内のウエイトと走査速度の関係である。

９．５　高速走査を実現するステアリング信号に関する考察

9.3、9.4において、改良型H-A SRA が従来型H-A SRA に比べて特性を劣化させることなく高速走査を実現することが可能であることを明らかにした。本節においては、高速走査を実現するステアリング信号について検討する。

従来型H-A SRA の周波数領域における定常ウエイト解、すなわち式(9.1) に行列公式を適用して、式の変形を行うことによって次式を得る。

$$W(\omega)=R_{xx}^{-1}\left\{\frac{R_{xx}^{-1}}{G}+H(\omega)I\right\}^{-1}S(\omega) \qquad (9.28)$$

式(9.28)から、もしステアリングベクトルS(ω)の代りに次式で定義されるようなス

テアリングベクトル Q'(ω)を用いるならば、得られるウエイト解はLPF の周波数特性H(ω)に全く依存しないということが分かる。

$$Q'(\omega) = \{\frac{R_{xx}^{-1}}{G} + H(\omega)I\}S(\omega) \qquad (9.29)$$

すなわち、式(9.28)のS(ω)の部分に式(29)で与えられる Q'(ω)を代入した結果は、

$$W(\omega) = R_{xx}^{-1}S(\omega) \quad \leftrightarrow \quad W(t) = R_{xx}^{-1}S(t) \qquad (9.30)$$

となり、得られるウエイト解は最適Wiener解[11]に一致する。

ところで、式(9.29)で与えられるステアリングベクトル Q'(ω)を得るためには、入力信号の共分散行列R_{xx} が受信側において予め分かっている必要がある。すなわち、波源の方向、電力、個数さらにアンテナ入力の前置増幅段において発生する熱雑音電力が受信側において既知でなければならない。この中で波源に関する情報は、H-A SRA を用いて空間走査を行うことによって得ようとしている情報であり、受信側においてそれらの情報が既知であると仮定することはH-A SRA を用いることと矛盾する。すなわち、H-A SRA を用いて走査を行う以前に、R_{xx} の正確な値を知ることは困難であり、結局式(9.29)で与えられる Q'(ω)は利用できない。そこで、式(9.29)におけるR_{xx} をアンテナ入力の前置増幅段において発生する熱雑音成分のみから成る共分散行列で近似することを考える。

さて、熱雑音はアンテナ素子ごとに独立で、同じ電力σ^2を有しているものと仮定する。このとき、式(9.29)から式(9.9) を得る。

以上示したように、9.2 において導出された高速走査を可能とするステアリング信号は熱雑音成分を既知パラメータとしてフィードバックループに組み込んで実現されるステアリング信号に等価である。さらに、本節の考察から走査によって得られる信号環境の情報をステアリング信号にうまく取り入れることによって、ウエイト解として最終的には走査によって特性劣化を生じない最適Wiener解が得られると期待される。

しかしながら、信号環境に関する情報をステアリング信号に組み入れる技術はここで示された方法に比べ容易ではなく、ディジタル信号処理技術の利用を必要とする。そのような系では処理速度等の制限により実際に高速走査が可能となるかどうか疑問

である。また、ディジタル信号処理系を用いる波源探査アルゴリズムとして MUSIC法[6] 等がすでに開発されており、それらの方法と比べても必ずしも優れた方法であると言えない。

したがって、今回提案した改良型H-A SRA は系をアナログループとして容易に構成でき、さらに9.3、9.4で明らかにしたように従来型H-A SRA と比較して高速走査を行っても波源を検出できるほどの充分な走査特性を得ることが可能であることから、非常に有用な手法である。

９．６　むすび

本章においては、従来型H-A SRA のウエイト解の理論的解析から高速走査による特性劣化の原因を明らかにし、この特性劣化を軽減するステアリング信号の決定法を提案し、その系の構成を示し改良型H-A SRA と名付けた。改良型H-A SRA は文献[8] で提案された方法とは全く異なるユニークな方法であり、ステアリング信号のウエイト制御ループにおける印加機構を変更することで容易に実現される。

改良型H-A SRA において、波源が１個または２個以上で波源間の空間相関係数が０の場合および２個以上で波源間の空間相関係数が無視できない場合について理論的解析を行い、信号環境およびアンテナパラメータに関する仮定が満足される場合には求められるウエイト解が近似的に最適Wiener解に一致するということを導出し、このとき走査特性が劣化しないことを示した。

また、走査特性について数値計算を行い、波源の電力が大きいときなど高速走査による従来型H-A SRA の走査特性の劣化が顕著な場合には従来型H-A SRA に比べて改良型H-A SRA では 100倍以上高速走査可能で、かつ非走査型H-A SRA とほぼ同等な波源分解能特性を得ることが可能であった。このことは、入射信号が３波のときについても同様に成り立つ。また、上記以外の場合においても改良型H-A SRA の走査特性は従来型H-A SRA の特性に比べて常に優れている。ただし、２個の波源が極めて近接している場合（空間相関係数が１に近い場合）等では、非走査型H-A SRA ですでに２個の波源を分解することができなくなっており、改良型H-A SRA でそれ以上の特性を得る

ことは不可能である。このような場合は、用いているシステムそのものの特性の限界であり[3]、アンテナ素子数の増加等で解決することができる。したがって、走査による特性の劣化とは考えるべきではない。

さらに、今回提案した高速化法は信号環境の情報として熱雑音のみを用いて得られるステアリング信号決定法と等価であることを明らかにし、改良型H-A SRAの有効性を確認した。

参考文献

[1] "Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-34, 3 (Mar. 1986).

[2] W.F.Gabriel : "Spectral Analysis and Adaptive Superresolution Techniques", Proc. IEEE, 68, 6, pp.654-666 (June 1980).

[3] G.W.Borgiotti and L.J.Kaplan : "Superresolution of Uncorrelated Interference Sources by Using Adaptive Array Techniques", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-27, 6, pp.842-845 (Nov. 1979).

[4] J.Capon : "High Resolution Frequency Wavenumber Spectrum Analysis", Proc. IEE, 57, 8, pp.1408-1418 (Aug. 1969).

[5] J.P.Berg : "Maximum Entropy Spectral Analysis", in Proc. 37th Meeting Soc. Exploration Geophysicists, 1967.

[6] R.O.Schmidt : "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-34, 3, pp.276-280 (Mar. 1986).

[7] M.Ueno, K.Kawabata, and T.Morooka : "Scanning Limitation in Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-32, 3, pp.213-218 (Mar. 1984).

[8] M.Ohimya, Y.Ogawa, and K.Itoh : "Considerations on a Scanned Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation (Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems), AP-34, 3, pp.447-453 (Mar. 1986).

[9] S.P.Applebaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp.585-598 (Sept. 1976).

[10] R.A.Monzingo and T.W.Millar : Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley and Sons, New York, 1980.

[11] H.C.Lin : "Spatial Correlations in Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-30, 2, pp.212-223 (Mar. 1982).

第 10 章

結　　論

情報の多様化と通信規模の急激な増大が引き起こす信号環境の悪化という状況においては、自ら受信しようとする電波と不要波を識別し、不要波を抑圧する一方で所望信号受信特性を向上することが重要である。それを実現する一つの有力な手段がアダプティブアンテナシステムを用いることである。本論文においては、受信側で所望信号到来方向が既知である信号環境に利用可能で、受信特性の向上を実現するH-A アダプティブアレーアンテナを取り扱い、その諸特性と応用に関して考察を行った。

まず初めに、H-A アダプティブアレーアンテナが所望信号が常に存在するような通信系においても充分使用可能であることを明らかにした。さらに、通信系に使用する場合の問題点について検討し、その解決方法の提案およびアンテナパラメータ設計に関する基礎的資料を提示した。また、H-A アダプティブアレーアンテナを波源探査に使用したH-A SRA について検討を行い、高速走査時における特性の劣化原因を明確化し、高速走査に適した系の構成について提案を行った。以下、各章における主要な成果を要約し、その意義を明らかにする。

第１章においては、アダプティブアレーアンテナが考案されるに至った動機、発展の歴史的背景およびアダプティブアレーアンテナの主要システム要素、特徴および取り扱う問題について概観し、最後に本論文の目的と構成を明らかにした。

第２章においては、H-A アダプティブアレーアンテナの概説を行った。

第３章においては、所望信号の周波数と方向が分かっていれば、H-A アダプティブアレーアンテナは通信系においても充分使用可能であるということを明確にした。

第４章においては、広帯域妨害信号の抑圧を目的としてタップ付遅延線路と実ウエイトを用いたH-A アダプティブアレーアンテナを提案し、広帯域信号環境における特

性に関して解析を行った。その結果、所望信号が広帯域の場合、所望信号の周波数特性と到来方向を用いて決定されたステアリング信号の方が出力における所望信号波形の歪およびSN比の点から、中心周波数と所望信号到来方向を用いて決定されたステアリング信号より優れていることを明らかにした。また、２素子アレーについて数値計算を行った結果、タップ数Ｊが３以上で熱雑音電力で規格化された増幅器利得ｇが0.5 あるいは１以上であれば広帯域妨害を充分抑圧することができるということを明らかにした。さらに、角度誤差特性からｇの選択は、入力SNR のダイナミックレンジ、所望の出力SNR 、予想される角度誤差および出力における波形歪を考慮して行われるべきであることを示した。しかし、妨害抑圧特性と角度誤差特性の間にはｇについての交換関係が存在するので、ｇの決定については許容される角度誤差特性が得られる範囲内で最大の妨害抑圧特性が得られる値を選択すべきである。また、過渡特性からタップ付遅延線路を用いたアレーの定常解に収束するために要する時間は、電波環境によらず低域ろ波器の時定数以内であるということを明らかにした。

第５章においては、第４章において提案された広帯域H-A アダプティブアレーアンテナがスポラディックＥ層伝搬混信波抑圧対策として利用可能であることを示した。さまざまな信号環境を仮定して行った特性の計算から、アレーパラメータおよび信号パラメータの特性に及ぼす影響について明らかにし、アレーパラメータ設計に役立つ基礎的資料を示した。この章においては特に、テレビ放送の１チャンネル分の中継放送を行う場合の混信波の抑圧特性について考察したが、中継を行うチャンネル数が多くなっても全く同様にして混信波抑圧特性の計算、アレーパラメータの設計が行える。

第６章においては、H-A アダプティブアレーアンテナの角度誤差特性について解析的考察を行った。すなわち、所望信号のみが存在する場合と、妨害１波と所望信号が存在する場合について、所望信号の到来方向に角度誤差が存在するときの出力SNR 対入力SNR 、出力SINR対入力SNR の関係を示す式を解析的に導出した。さらに、所望信号のみが存在する場合、所要の出力SNR を得ることができる増幅器利得の上限、および許容される最大の角度誤差を直接得ることができる式を導いた。そして、入力SNR のダイナミックレンジが与えられたとき、その上限あるいは下限のいずれかによって

上記パラメータが決定されることを示した。導出したこれらの式は、角度誤差が予想される信号環境にH-A アダプティブアレーアンテナを使用する際の設計資料として利用できる。妨害と所望信号が存在する場合については、４素子リニアアレーについて数値計算による検討を行い、所望信号のみが存在するときの角度誤差特性から導かれたパラメータの上限を与える式の有効性を確認した。

第７章においては、角度誤差対策として入力信号から求められる共分散行列の対角項を等価的に増加する方法と、複方向CLMSアダプティブアレーアンテナを用いる方法について、角度誤差特性を比較検討した。所望信号のみが存在するとき、H-A アダプティブアレーアンテナおよびCLMSアダプティブアレーアンテナの出力SNR 対入力SNR は共に単峰性になること、また複方向CLMSアダプティブアレーアンテナの角度誤差特性から、拘束数を増加するほど特性を改善することができることが示された。そして、そのことはアレーの自由度に依存しない。所望信号のみが存在する場合の角度誤差特性をもとに、妨害信号が存在する場合の角度誤差特性あるいは妨害抑圧特性に関して２つの角度誤差対策の比較検討を行った。その結果、共分散行列の対角項を等価的に増加する方法が多くの点で複方向CLMSアダプティブアレーアンテナを使用する方法より優れているという結論を得た。

第８章においては、走査型H-A SRA の特性劣化原因について解析的考察を行った。考察から、H-A ループ内において用いられているLPF の周波数特性がSRA 特性の劣化原因であることを明らかにした。さらに、いくつかの数値例を示し、走査型H-A SRA 特性の劣化原因と劣化の程度を明らかにした。次に、解析的な考察から、優れたSRA 特性を得るためにLPF の周波数特性が満足しなければならない条件を示した。この条件は既成の一次遅れ系でも満足することはできるが、広い通過帯域を有することになる。それゆえ、多くの雑音成分を含むウエイトが得られるものと考えられる。このことを解決するために、トランスバーサルフィルタと一次遅れ系を組み合わせた新しいフィルタの構成法を提案した。走査型H-A SRA に対して新しく提案されたLPF の構成法を用いることによって非走査型H-A SRA と同じ優れた走査特性を得ることができ、かつ狭い雑音帯域幅を実現することができることを明確化した。

第９章においては、従来型H-A SRA のウエイト解の理論的解析から高速走査による

特性劣化の原因を明らかにするとともに、この特性劣化を軽減するステアリング信号の決定法を提案し改良型H-A SRA と名付けた。改良型H-A SRA は第８章で提案された高速化方法とは全く異なるユニークな方法であり、ステアリング信号のウエイト制御ループにおける印加機構を変更することで容易に実現される。改良型H-A SRA において、波源が１個または２個以上で波源間の空間相関係数が０の場合および２個以上で波源間の空間相関係数が無視できない場合について理論的解析を行い、信号環境およびアンテナパラメータに関する仮定が満足される場合には求められるウエイト解が近似的に最適Wiener解に一致するということを導出し、走査特性が劣化しないことを示した。また、走査特性について数値計算を行い、波源の電力が大きいときなど高速走査による従来型H-A SRA の走査特性の劣化が顕著な場合には従来型H-A SRA に比べて改良型H-A SRA では 100倍以上高速走査可能で、かつ非走査型H-A SRA とほぼ同等な波源分解能特性を得ることが可能であった。このことは、入射信号が３波のときについても同様に成り立つ。また、上記以外の場合においても改良型H-A SRA の走査特性は従来型H-A SRA の特性に比べて常に優れている。さらに、今回提案した高速化法は信号環境の情報として熱雑音のみを用いて得られるステアリング信号決定法と等価であることを明らかにし、改良型H-A SRA の有効性を確認した。

以上、本研究ではH-A アダプティブアレーアンテナの諸特性とその応用に関して首尾一貫した工学的研究が行われた。また、本研究で得られた成果はアダプティブアレーアンテナに関する研究実用化に反映されるとともに、今後の高度情報化に向け通信系の受信向上に少なからず貢献・寄与するものと期待される。

謝　辞

本論文をまとめるにあたり、終始変わらぬ暖かい励ましと御指導を賜った北海道大学工学部電子工学科教授　伊藤精彦先生に心から感謝の意を表します。

また、細部にわたって御検討いただくとともに、種々の貴重な御助言を下さいました北海道大学工学部電子工学科教授　小川吉彦先生、北海道大学工学部電子工学科教授　小柴正則先生、北海道大学応用電気研究所教授　永井信夫先生、ならびに北海道大学工学部電子工学科助教授　小川恭孝先生に謹んで感謝の意を表します。

また、常日頃御助言、御討論を頂いた北海道大学工学部電子工学科電波伝送工学講座諸氏に感謝申し上げます。

付録A — 1

所望信号が狭帯域信号であるとき、$W' = R_{XX}^{-1}S^*$ が $W_{MSN} = R_{NN}^{-1}S^*$ に比例することを証明する。

（証明）

アレーに所望信号と妨害が入射し、各アンテナ素子ごとに独立に熱雑音が発生しているものとする。さらに、所望信号、妨害および熱雑音は互いに相関がないものと仮定する。このとき、所望信号のみから成る相関行列をR_{DD} とすると、

$$R_{XX} = R_{DD} + R_{NN} \tag{A1.1}$$

となる。さらに、所望信号が狭帯域信号であるとするならば、R_{DD} はステアリングベクトルS^*を用いて、次式のように表せる。

$$R_{DD} = c\, S^*S^T \tag{A1.2}$$

ただし、式(A1.2)において c は比例定数であり、* は複素共役、^{T} は転置を表す。

式(A1.1)および(A1.2)を用いて$W'=R_{XX}^{-1}S^*$は次のように変形することができる。

$$\begin{aligned} 0 &= S^* - R_{XX}W' \\ &= S^* - (cS^*S^T + R_{NN})\,W' \\ &= (1-cS^TW')S^* - R_{NN}W' \end{aligned}$$

ゆえに、

$$W' = (1-cS^TW')R_{NN}^{-1}S^* \tag{A1.3}$$

である。式(A1.3)において、$(1-cS^TW')$ は定数であるから、結局、

$$W' \propto R_{NN}^{-1}S^* = W_{MSN} \tag{A1.4}$$

となる。

したがって、$W' = R_{XX}^{-1}S^*$ が $W_{MSN} = R_{NN}^{-1}S^*$ に比例するということが証明された。

付録Ａ－２

ここでは、式(6.15)から導出される式(6.18)についての諸条件について導出する。

(1) gの値によらず出力SNR ＜A が満足されるξdの範囲、すなわち、g=0 （あるいは、ε=0 ）のときに出力SNR ＜A を満足するξdの範囲。

$$\frac{\xi_d|\rho_{ds}|^2}{N+\varepsilon\xi_d(N^2-|\rho_{ds}|^2)(2+\varepsilon N\xi_d)} \leqq \frac{\xi_d|\rho_{ds}|^2}{N} \leqq A \qquad (A2.1)$$

したがって、

$$\xi_d < \frac{N\,A}{|\rho_{ds}|^2} \quad (=\xi_{d1}) \qquad (A2.2)$$

(2) gの範囲によらず出力SNR ≧ Aが満足されるξdの範囲、すなわち、g=∞（あるいは、ε=1 ）のとき出力SNR ≧ Aが満足されるξdの範囲。

$$\frac{\xi_d|\rho_{ds}|^2}{N+\varepsilon\xi_d(N^2-|\rho_{ds}|^2)(2+\varepsilon N\xi_d)} \geqq \frac{\xi_d|\rho_{ds}|^2}{N+\xi_d(N^2-|\rho_{ds}|^2)(2+N\xi_d)} \geqq A \qquad (A2.3)$$

$N^2>|\rho_{ds}|^2$であるから、式(A2.3)において真中の項の分母が常に正値である。したがって、式(A2.3)を展開して、次式を得る。

$$(N^2-|\rho_{ds}|^2)N\xi_d^2 + (2N^2-2|\rho_{ds}|^2-\frac{|\rho_{ds}|^2}{A})\xi_d + N < 0 \qquad (A2.4)$$

となる。

式(A2.4)をξdについて解くことによって、次式を得る。

$$\frac{\{N^2-|\rho_{ds}|^2(1+\frac{1}{A})\}-\sqrt{|\rho_{ds}|^2\{|\rho_{ds}|^2(1+\frac{1}{2A})^2-N^2(1+\frac{1}{A})\}}}{(N^2-|\rho_{ds}|^2)N} \quad (=\xi_{d2})$$

$$\leqq \xi_d \leqq$$

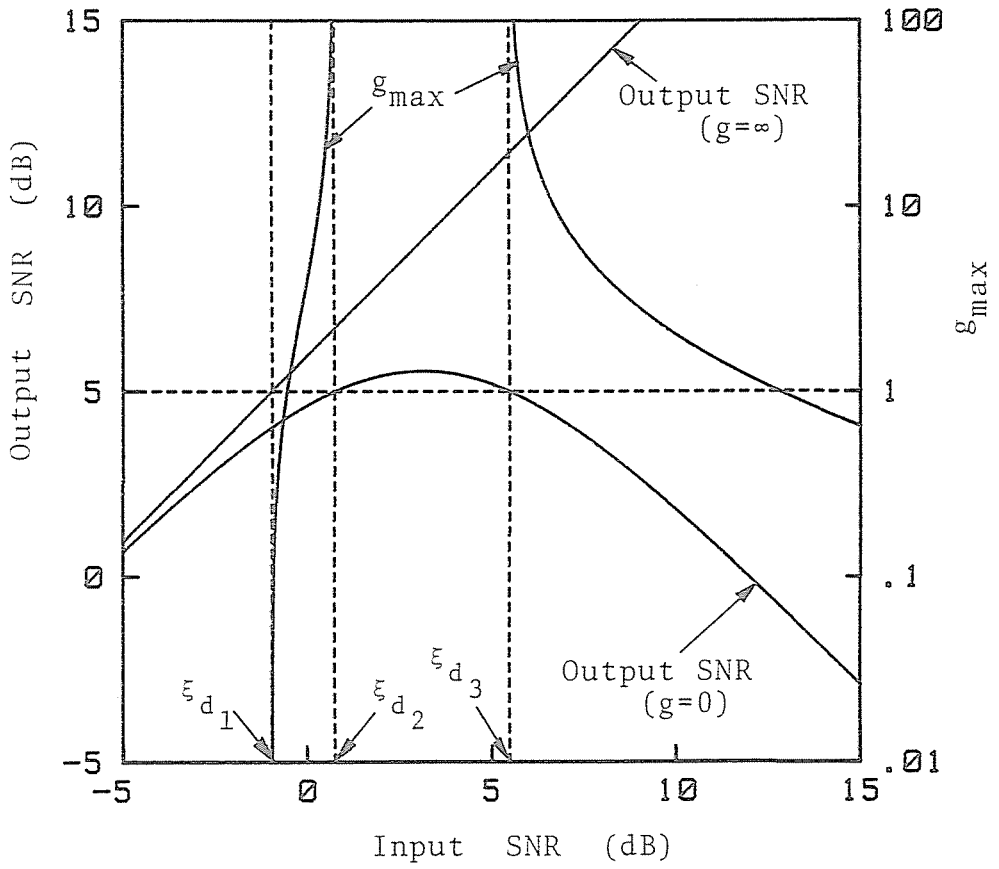
$$\frac{\{N^2-|\rho_{ds}|^2(1+\frac{1}{A})\}+\sqrt{|\rho_{ds}|^2\{|\rho_{ds}|^2(1+\frac{1}{2A})^2-N^2(1+\frac{1}{A})\}}}{(N^2-|\rho_{ds}|^2)N} \quad (=\xi_{d3})$$

ただし、

$$|\rho_{ds}|^2\{|\rho_{ds}|^2(1+\frac{1}{2A})^2-N^2(1+\frac{1}{A})\}\geqq 0 \qquad (A2.6)$$

である。

式(A2.6)が成立する場合について、角度誤差特性とg_{max}の関係を図A2.1に示す。ただし、N=4、$\ell=\lambda_o/2$、A=5dB、$\delta=2^\circ$、妨害が存在しない場合である。



N=4, $\ell=\lambda_o/2$, A=5dB, $\delta=2^\circ$, No interference.

図A2.1　角度誤差特性とg_{max}の関係.

付録Ａ － ３

ε_{max}の変化に関する考察。

式(6.18)で与えられる関数ε_{max}の変化について検討する。式(6.18)から、

$$\varepsilon_{max}=\frac{1}{N\xi_d}\left\{-1+\sqrt{\frac{(N\xi_d-A)\eta}{(N^2-\eta)A}}\right\}=\varepsilon(\xi_d) \qquad (A3.1)$$

とおく。式(A3.1)の両辺をξ_dに関して微分する。

$$\varepsilon'(\xi_d)=\frac{d}{d\xi_d}\varepsilon(\xi_d)=$$

$$\frac{1}{2N\xi_d^2\sqrt{(N^2-\eta)(N\xi_d-A)A\eta}}\left\{(2A-N\xi_d)\eta+2\sqrt{(N^2-\eta)(N\xi_d-A)A\eta}\right\} \qquad (A3.2)$$

ここで、

$$f(\xi_d)=(2A-N\xi_d)\eta+2\sqrt{(N^2-\eta)(N\xi_d-A)A\eta} \qquad (A3.3a)$$

とする。

(1) $2A\geqq N\xi_d$のとき、$f(\xi_d)>0$、すなわち、$\varepsilon'(\xi_d)>0$である。

(2) $2A< N\xi_d$のとき、

$$f(\xi_d)=-(N\xi_d-2A)\eta+2\sqrt{(N^2-\eta)(N\xi_d-A)A\eta} \qquad (A3.3b)$$

式(A3.3b) において、$f(\xi_d)=0$ ならば、

$$(N\xi_d-2A)\eta=2\sqrt{(N^2-\eta)(N\xi_d-A)A\eta} \qquad (A3.4)$$

である。式(A3.4)の両辺の平方を取り、展開して式を簡単化すると、

$$(N^2\eta)\xi_d^2-(4AN^3)\xi_d+4AN^2=0 \qquad (A3.5)$$

となる。

式(A3.5)のξ_dについて２次方程式を解くと、

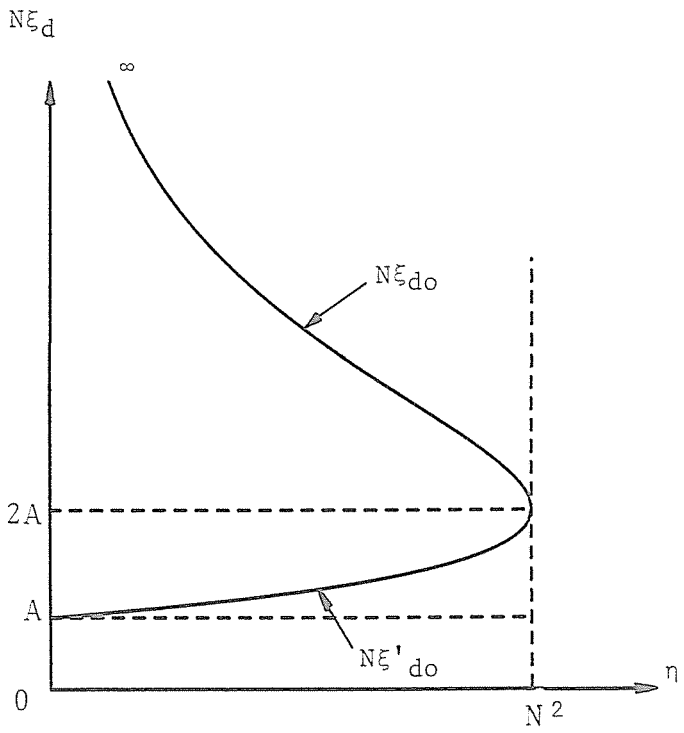
$$\left.\begin{aligned} \xi_{do} &= \frac{2A(N+\sqrt{N^2-\eta}\ )}{\eta} \\ \xi'_{do} &= \frac{2A(N-\sqrt{N^2-\eta}\ )}{\eta} \end{aligned}\right\} \qquad (A3.6)$$

式(A3.6)をηについて示したのが図A3.1である。同図から分かるように(1) に示した条件を満足する解はξ_{do} であり、ξ'_{do}は解として不適当である。

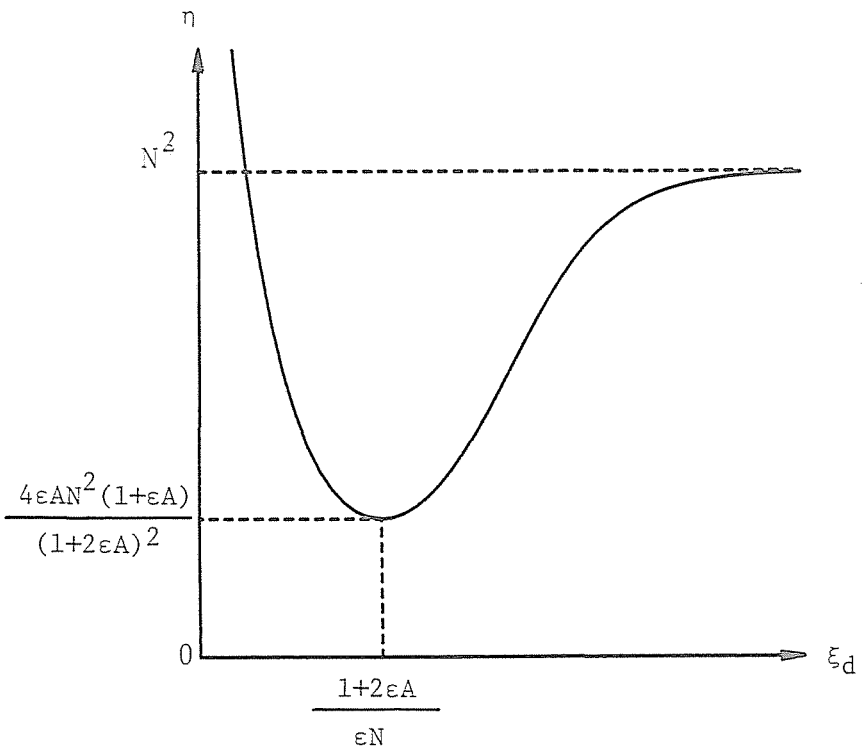
さてここで、$\varepsilon(\xi_d)$ の増減表を表A3.1に示す。同表から、$\varepsilon(\xi_d)$ は$NA/\eta(=\xi_{d1})<\xi_d<\xi_{do}$ において単調に増加し、$\xi_d=\xi_{do}$ において唯一の極大値（この場合、最大値）を持つ。さらに、$\xi_d>\xi_{do}$ においては単調に減少する。

表A3.1　増減表.

ξ_d	NA/η		ξ_{do}	
$\varepsilon'(\xi_d)$		+	0	−
$\varepsilon(\xi_d)$	0	↗	極　大 最　大	↘



図A3.1　ξ_{do}, ξ'_{do} とηの関係.
（式(A3.6)を参照のこと）.



図A4.1　ηとξ_d（入力ＳＮＲ）の関係.

付録A — 4

ηの変化に関する考察。

式(6.22)の関数ηの変化について解析する。式(6.22)から、

$$\eta = \frac{N(1+\varepsilon N\xi_d)^2 A}{\varepsilon^2 NA\xi_d^2 + (1+2\varepsilon A)\xi_d} = \eta(\xi_d) \qquad (A4.1)$$

とおく。

式(A4.1)の両辺をξ_dについて微分する。

$$\eta'(\xi_d) = \frac{d}{d\xi_d}\eta(\xi_d) = \frac{NA(1+\varepsilon N\xi_d)(\varepsilon N\xi_d - 2\varepsilon A - 1)}{\varepsilon^2 NA\xi_d^2 + (1+2\varepsilon A)\xi_d} \qquad (A4.2)$$

式(A4.2)から、 $\eta'(\xi_d)$ は$\xi_d=\xi_{d1}=(1+2\varepsilon A)/\varepsilon N$ で0となる。

式(A4.2)から求められる $\eta'(\xi_d)$ の増減表を表A4.1に示す。この表から、$\xi_d<\xi_{d1}$の範囲においてηは単調に減少し、$\xi_d=\xi_{d1}$において唯一の極小値（最小値）

$$\eta(\xi_{d1}) = \frac{4\varepsilon AN^2(1+\varepsilon A)}{(1+2\varepsilon A)^2} \qquad (A4.3)$$

をとる。また、$\xi_d>\xi_{d1}$ の範囲においてηは単調に増加する。

したがって、ηはξ_dに対して単峰性の曲線を与える。ηとξ_dの関係を求めて示したのが図A4.1である。

表A4.1　増減表.

ξ_d	A/N		ξ_{d1}	
$\eta'(\xi_d)$		−	0	+
$\eta(\xi_d)$	N^2	↘	極　小 最　小	↗

付録A — 5

妨害が1波存在するときの角度誤差特性の導出。

式(6.1) から、定常ウエイトベクトルは次式で与えられる。

$$W = (R_{xx} + \frac{I}{G})^{-1} S^* \qquad (A5.1)$$

ここで、所望信号、妨害が1波および熱雑音がアンテナ素子ごとに独立に発生しているとするならば、

$$R_{xx} = P_d V_d^* V_d^T + P_i V_i^* V_i^T + P_n I \qquad (A5.2)$$

である。W は式(A5.1)に式(A5.2)を代入して、

$$W = \{P_d V_d^* V_d^T + P_i V_i^* V_i^T + (P_n + \frac{1}{G}) I\}^{-1} S^* \qquad (A5.3)$$

となる。ここで、

$$R = P_i V_i^* V_i^T + (P_n + \frac{1}{G}) I \qquad (A5.4)$$

とおき、式(A5.3)に式(6.6) を適用することによって、W は次式で与えられる。

$$W = (P_d V_d^* V_d^T + R)^{-1} S^*$$

$$= (R^{-1} - \frac{P_d R^{-1} V_d^* V_d^T R^{-1}}{1 + P_d V_d^T R^{-1} V_d^*}) S^* \qquad (A5.5)$$

$$= \frac{(1 + P_d V_d^T R^{-1} V_d^*) R^{-1} S^* - P_d (V_d^T R^{-1} S^*) R^{-1} V_d^*}{1 + P_d V_d^T R^{-1} V_d^*} \qquad (A5.6)$$

$$= \frac{1}{c_1} (c_1 R^{-1} S^* - c_2 R^{-1} V_d^*) \qquad (A5.7)$$

ただし、

$$c_1 = 1 + P_d V_d^T R^{-1} V_d^* \quad (実数) \qquad (A5.8)$$

$$c_2 = P_d V_d^T R^{-1} S^* \quad (複素数) \qquad (A5.9)$$

である。

次に出力における所望信号電力、妨害電力および熱雑音電力をそれぞれD_e、I_n、N_oとする。このとき、式(A5.7)を用いてそれらの電力は次のように求めることができる。

(1) 所望信号電力

$$D_e = P_d W^{\dagger} V_d^* V_d^T W$$

$$= \frac{P_d}{c_1^2}(c_1 S^T R^{-1} - c_2^* V_d^T R^{-1}) V_d^* V_d^T (c_1 R^{-1} S^* - c_2 R^{-1} V_d^*)$$

$$= \frac{P_d}{c_1^2}\{c_1^2 |S^T R^{-1} V_d^*|^2 - c_1 c_2 (S^T R^{-1} V_d^*)(V_d^T R^{-1} V_d^*)$$

$$- c_1 c_2^* (V_d^T R^{-1} V_d^*)(V_d^T R^{-1} S^*) + |c_2|^2 |V_d^T R^{-1} V_d^*|^2\}$$

$$= \frac{P_d}{c_1^2}\{\frac{c_1^2 |c_2|^2}{P_d^2} - \frac{c_1 |c_2|^2 (c_1 - 1)}{P_d^2} - \frac{c_1 |c_2|^2 (c_1 - 1)}{P_d^2}$$

$$+ \frac{|c_2|^2 (c_1 - 1)}{P_d^2}\}$$

$$= \frac{|c_2|^2}{P_d c_1^2} \qquad (A5.10)$$

(2) 妨害電力

ここでは、式(A5.7)の導出過程において、P_d, V_dをそれぞれP_i、V_iに交換することによって同様に、

$$W = \frac{1}{c'_1}(c'_1 R'^{-1} S^* - c'_2 R'^{-1} V_d^*) \qquad (A5.11)$$

となる。

ただし、

$$R' = P_d V_d^* V_d^T + (P_n + \frac{1}{G}) I \qquad (A5.12)$$

$$c'_1 = 1 + P_i V_i^T R'^{-1} V_i^* \quad (実数) \qquad (A5.13)$$

$$c'_2 = P_i V_i^T R'^{-1} S^* \quad (複素数) \qquad (A5.14)$$

である。

式(A5.11) を用いて妨害電力は、次式のようになる。

$$I_n = P_i W^{+} V_i^{*} V_i^{T} W$$

$$= \frac{P_i}{c'^{2}_1}(c'_1 S^T R'^{-1} - c'_2{}^{*} V_i^T R'^{-1}) V_i^{*} V_i^T (c'_1 R'^{-1} S^{*} - c'_2 R'^{-1} V_i^{*}) \tag{A5.15}$$

式(A5.15) は式(A5.10) の２段目の式において添字d とi を入れ換えることによって得られるので、同様な方法によりI_nは次式で与えられる。

$$I_n = \frac{|c'_2|^2}{P_i\, c'^{2}_1} \tag{A5.16}$$

(3) 熱雑音電力

式(A5.7)のウエイトベクトルを用いて、

$$N_o = P_n W^{+} W$$

$$= \frac{P_n}{c_1^2}(c_1 S^T R^{-1} - c_2^{*} V_d^T R^{-1})(c_1 R^{-1} S^{*} - c_2 R^{-1} V_d^{*})$$

$$= \frac{P_n}{c_1^2}\{c_1^2 S^T R^{-1} R^{-1} S^{*} - c_1 c_2 S^T R^{-1} R^{-1} V_d^{*}$$

$$- c_1 c_2^{*} V_d^T R^{-1} R^{-1} S^{*} + |c_2|^2 V_d^T R^{-1} R^{-1} V_d^{*}\} \tag{A5.17}$$

さて、ここで、

$$R^{-1} = \{(P_n + \frac{1}{G}) I + P_i V_i^{*} V_i^T\}^{-1}$$

$$= \frac{\varepsilon}{P_n}(I - \gamma_i V_i^{*} V_i^T) \tag{A5.18}$$

$$R^{-1} R^{-1} = (\frac{\varepsilon}{P_n})^2 \{I + \gamma_i (N\gamma_i - 2) V_i^{*} V_i^T\} \tag{A5.19}$$

$$c_1 = 1 + P_d V_d^T R^{-1} V_d^{*} = 1 + \varepsilon\xi_d (N - \gamma_i |\rho_{di}|^2) \tag{A5.20}$$

$$c_2 = P_d V_d^T R^{-1} S^{*} = \varepsilon\xi_d (\rho_{ds} - \gamma_i \rho_{di} \rho_{is}) \tag{A5.21}$$

同様に、

$$c'_1 = 1 + \varepsilon\xi_i (N - \gamma_d |\rho_{di}|^2) \tag{A5.22}$$

$$c'_2 = \varepsilon\xi_i (\rho_{is} - \gamma_d \rho_{di}^{*} \rho_{ds}) \tag{A5.23}$$

以上の式(A5.18)~(A5.23) を、式(A5.7)、(A5.10)、(A5.16)および(A5.17) に代入して、以下の値が解析的に計算される。

定常ウエイトベクトル

$$W = \frac{\varepsilon}{P_n} \cdot \frac{1}{1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2} \{(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)S^* + \gamma_d(\gamma_i\rho_{di}\rho_{is}-\rho_{ds})V_d^* + \gamma_i(\gamma_d\rho_{di}^*\rho_{is}-\rho_{is})V_i^*\} \quad (A5.24)$$

所望信号電力

$$D_e = \frac{\gamma_d^2}{P_d(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)^2} (|\rho_{ds}|^2 - \gamma_i\alpha + \gamma_i^2|\rho_{di}|^2|\rho_{is}|^2) \quad (A5.25)$$

妨害電力

$$I_n = \frac{\gamma_i^2}{P_i(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)^2} (|\rho_{is}|^2 - \gamma_d\alpha + \gamma_d^2|\rho_{di}|^2|\rho_{ds}|^2) \quad (A5.26)$$

熱雑音電力

$$N_o = \frac{\varepsilon^2}{P_n(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)^2} \{N+\gamma_d(N\gamma_d-2)|\rho_{ds}|^2+\gamma_i(N\gamma_i-2)|\rho_{is}|^2 - 2\gamma_d\gamma_i N|\rho_{di}|^2+\gamma_d^2\gamma_i^2 N|\rho_{di}|^2(|\rho_{di}|^2+|\rho_{is}|^2+|\rho_{ds}|^2) - \gamma_d\gamma_i(N\gamma_d+N\gamma_i-3)\alpha - \gamma_d^2\gamma_i^2|\rho_{di}|^2\alpha\} \quad (A5.27)$$

式(A5.25)~(A5.27) を$\varepsilon^2/P_n(1-\gamma_d\gamma_i|\rho_{di}|^2)^2$ で規格化すると、式(6.32)~(6.34)を得る。

付録A — 6

ここでは、付録A-5 で導出した式を用いて、特に所望信号に誤差がなく、妨害が1波のみ存在するときのアレー特性を解析的に導出する。

角度誤差がないとき、$S=V_d$であるから、次のような関係が得られる。

$$\begin{aligned} \rho_{ds} &= N \\ |\rho|^2 &= |\rho_{ds}|^2 = |\rho_{is}|^2 \\ \alpha &= 2N|\rho|^2 \end{aligned} \tag{A6.1}$$

式(A6.1)で与えられる関係を式(A5.25)~(A5.27) に代入して、

$$D_e=\frac{\gamma_d^2}{P_d(1-\gamma_d\gamma_i|\rho|^2)^2}(N-\gamma_i|\rho|)^2 \tag{A6.2}$$

$$I_n=\frac{\gamma_i^2}{P_i(1-\gamma_d\gamma_i|\rho|^2)^2}(1-N\gamma_d)^2 \tag{A6.3}$$

$$N_o=\frac{\varepsilon^2}{P_n(1-\gamma_d\gamma_i|\rho|^2)^2}(1-N\gamma_d)^2(N-2|\rho|^2\gamma_i+N|\rho|^2\gamma_i^2) \tag{A6.4}$$

を得る。

式(A6.2)~(A6.4) から出力SINRは次式となる。

$$\text{出力SINR}=\frac{\xi_d\{N+(N^2-|\rho|^2)\varepsilon\xi_i\}^2}{N+\{2\varepsilon(N^2-|\rho|^2)+|\rho|^2\}\xi_i+N(N^2-|\rho|^2)\varepsilon^2\xi_i^2} \tag{A6.5}$$

式(A6.5)の両辺をξ_iで微分して、得られた関数の分子を$f(\xi_i)$ とすると、$f(\xi_i)$ は次式で与えられる。

$$f(\xi_i) = \xi_d|\rho|^2\{N+\varepsilon(N^2-|\rho|^2)\xi_i\}\{\varepsilon(1-2\varepsilon)(N^2-|\rho|^2)\xi_i-N\} \tag{A6.6}$$

式(A6.6)の $f(\xi_i)=0$とする条件について考察する。

(1) $|\rho|^2=0$のとき

出力SINRはξ_iにかかわらず一定の値$N\xi_d$ をとる。この条件はS^*とV_iが直行しているときにも満足されるものであり、妨害が存在しないときに得られる指向性パタンのヌル点の方向に、妨害が発生しているときに相当する。

(2) $\varepsilon(N^2-|\rho|^2)=0$のとき

常に $f(\xi_i)<0$ となるから、出力SINRはξ_iに対して単調に減少する。例えば、

$\varepsilon=0$ のとき、　　出力SINR$=\dfrac{N^2\xi_d}{N+|\rho|^2\xi_i}$

$|\rho|^2=N^2$ のとき、出力SINR$=\dfrac{\xi_d N}{1+N\xi_i}$

となる。$\varepsilon=0$ のときは、適応前の状態と同じある。したがって、アレーは妨害抑圧能力を有しないので出力SINRはξ_iとともに減少してゆく。また、$|\rho|^2=N^2$ のときは所望信号到来方向と妨害波到来方向が完全に一致しているか、あるいは、S^*とV_iの相関量が最大になる方向、すなわち所望信号と妨害信号が同一の方向から入射するか、あるいは、グレーティングローブの方向から妨害信号が入射してくるときである。

(3) $|\rho|^2\neq0$ 、$\varepsilon(N^2-|\rho|^2)\neq0$ でかつ $\varepsilon\geqq0.5$ （または、 $g\geqq1$ ）のとき

$f(\xi_i)$ は常に負となり、ξ_iに関して単調減少関数となる。

(4) $|\rho|^2\neq0$ 、$\varepsilon(N^2-|\rho|^2)\neq0$ でかつ $\varepsilon<0.5$ （または、 $g<1$ ）のとき

$f(\xi_i)$ は、

$$\xi_i=\xi_{io}=\frac{N}{\varepsilon(1-2\varepsilon)(N^2-|\rho|^2)} \qquad \text{(A6.7)}$$

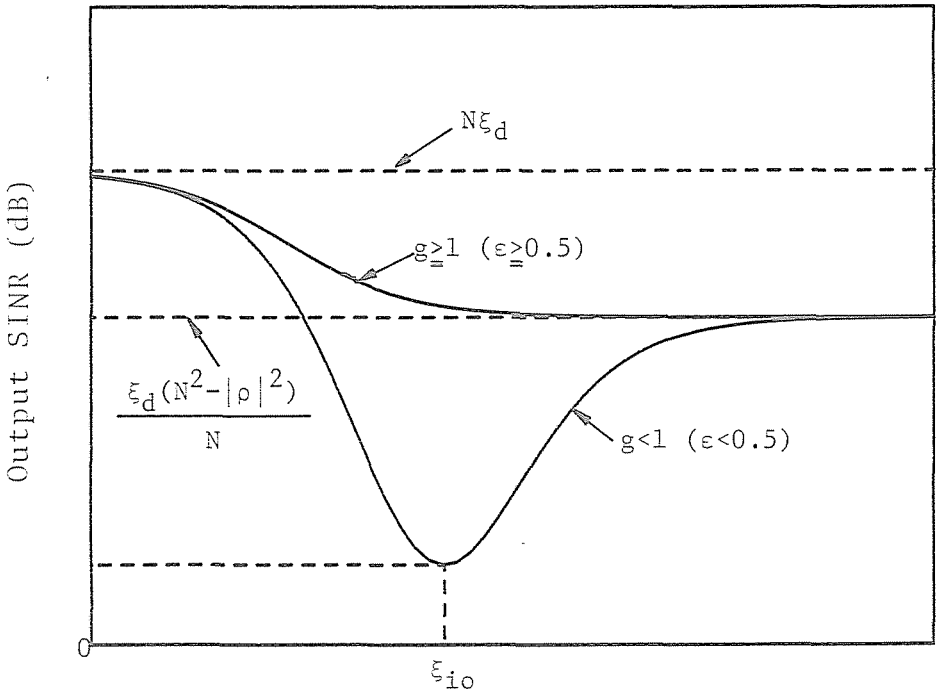
において０となる。表A6.1に$f(\xi_i)$ 、出力SINRの変化の様子を示した。同表から、ξ_{io} において出力SINRは最小値をとる。

上記(3)、(4)から得られる出力SINRのξ_iに対する変化の様子を図A6.1に示す。同図から、妨害電力が熱雑音電力に比べて充分小さいとき（$\xi_i\rightarrow0$）、出力SINRは最大値$N\xi_d$ をとる。そして、 $\varepsilon\geqq0.5$ （または、$g\geqq1$ ）のときはξ_iの増加とともに、出力SINRは単調に減少し、$\xi_d(N^2-|\rho|^2)/N$ に漸近的に近づく。また、 $\varepsilon<0.5$ （または、$g<1$ ）のときには、ξ_iの増加にともなって、出力SINRは上で述べたように変化する。そして、妨害電力が熱雑音電力に比べて充分大きくなると（$\xi_i\rightarrow\infty$）、出力SINRは$\xi_d(N^2-|\rho|^2)/N$ に近づく。

以上の特性から、H-A アダプティブアレーアンテナにおける増幅器利得gの与え方の１つの基準として、gが１以上でなければならない[1] ことが解析的に示された。

表A6.1　増減表.

ξ_i	0		ξ_{io}		∞
$f(\xi_i)$		−	0	+	
出力 SINR	$N\xi_d$	↘	極　小 最　小	↗	$\frac{\xi_d(N^2-\|\rho\|^2)}{N}$



図A6.1　出力ＳＩＮＲ　対　入力ＩＮＲ.

参 考 文 献

[1] R.T.Compton, Jr. : "The Effect of Integrator Pole Position on the Performance of an Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-17, 4, pp.598-602 (July 1981).

付録A — 7

式(9.1) および(9.2) から式(9.3) が導出されることを証明する。

（証明）

式(9.2) から、

$$\{\frac{I_N}{G}+R_{xx}H(\omega)\}=\sigma^2\frac{1+gH(\omega)}{g}\{I_N+\frac{g\ H(\omega)}{1+gH(\omega)}\sum_{m=1}^{L}\xi_m V_m^* V_m^T\} \quad (A7.1)$$

となる。一方、式(A7.1)の逆行列が次式のように書けると仮定する。

$$\{\frac{I_N}{G}+R_{xx}H(\omega)\}^{-1}=b(\omega)\{I_N+\sum_{m=1}^{L}\sum_{n=1}^{L}a_{mn}(\omega)V_m^* V_n^T\} \quad (A7.2)$$

ただし、式(A7.2)においてb(ω)、$a_{mn}(\omega)$はωに関する複素関数である。いま、信号ベクトルV_mを列とする行列を

$$U=[\ V_1\ V_2\ \cdots\ V_L\ ] \quad (A7.3)$$

で定義する。式(A7.3)を用いて式(A7.1)および(A7.2)は、

$$\{\frac{I_N}{G}+R_{xx}H(\omega)\}=\sigma^2\frac{1+gH(\omega)}{g}\{I_N+\frac{g\ H(\omega)}{1+gH(\omega)}U^*DU^T\} \quad (A7.4)$$

$$\{\frac{I_N}{G}+R_{xx}H(\omega)\}^{-1}=b(\omega)\{I_N+U^*A(\omega)U^T\} \quad (A7.5)$$

となる。ただし、D は式(9.6) で与えられる。また、A(ω)は$a_{mn}(\omega)$を要素とするL次元の正方行列である。

式(A7.4)と(A7.5)の積はI_Nに一致することから、

$$\sigma^2\frac{1+gH(\omega)}{g}\{I_N+\frac{g\ H(\omega)}{1+gH(\omega)}U^*DU^T\}b(\omega)\{I_N+U^*A(\omega)U^T\}$$

$$=\sigma^2\frac{1+gH(\omega)}{g}b(\omega)\{I_N+\frac{g\ H(\omega)}{1+gH(\omega)}U^*DU^T+I_N+U^*A(\omega)U^T$$

$$+\frac{g\ H(\omega)}{1+gH(\omega)}U^*DU^TU^*A(\omega)U^T\}$$

$$= \sigma^2 \frac{1+gH(\omega)}{g}\, b(\omega) \left[I_N + \frac{1}{1+gH(\omega)}\, U^* [gH(\omega)D + \{I_N + gH(\omega)(I_N + NDC)\}A(\omega)]U^T \right]$$

$$= I_N \qquad \text{(A7.6)}$$

式(A7.6)が恒等的に成り立つためには、

$$b(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \cdot \frac{1+gH(\omega)}{g} \qquad \text{(A7.7)}$$

$$A(\omega) = -gH(\omega)\{I_N + gH(\omega)(I_N + NDC)\}^{-1} D \qquad \text{(A7.8)}$$

が満足されなければならない。

式(A7.7)および(A7.2)から式(9.3) を得る。また、式(9.4) の導出が示された。

研 究 業 績 目 録

1．本論文に関連した論文ならびに講演発表等

1.1　論　文

(1) 大宮，小川，伊藤：”タップ付遅延線路を用いた広帯域ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，9，pp.1117-1124 (1982-9)．

(2) 大宮，小川，伊藤：”ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響”，電子通信学会論文誌(B)，J66-B，4，pp.477-484 (1983-4)．

(3) 大宮，小川，伊藤：”アダプティブアンテナにおける所望信号到来方向誤差特性に関する比較検討”，電子通信学会論文誌(B)，J67-B，12，pp.1438-1445 (1984-12)．

(4) M.Ohmiya, Y.Ogawa, and K.Itoh :"Considerations on a Scanned Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-34, 3, pp.447-453 (Mar. 1986).

(5) M.Ohmiya, Y.Ogawa, and K.Itoh :"Howells-Applebaum Adaptive Superresolution Array for Accelerated Scanning", IEEE Trans. Antennas and and Propagation, AP-36, 12 (Dec. 1988 掲載予定)．

1.2　レター

(1) 大宮，小川，伊藤：”通信系におけるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー”，電子通信学会論文誌(B)，J65-B，4，pp.499-500 （技術談話室）(1982-4).

1.3　国際会議発表

(1) M.Ohmiya, Y.Ogawa, and K.Itoh :"A Proposal of a High-Speed Scanning Adaptive Superresolution Array", Proceedings of the 1985 International Symposium on Antennas and Propagation, Vol. Ⅲ, 214-4 (Aug. 1985).

1.4　研究会発表

(1) 大宮，小川，伊藤：”タップ付遅延線路を用いた広帯域ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレー”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A･P81-138 (1982-1).

(2) 大宮，小川，伊藤：”ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーに関する考察”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A･P84-33 (1984-6).

(3) 大宮，小川，伊藤：”改良型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーに関する考察”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A･P86-94 (1986-10).

1.5　講演発表

(1) 大宮，小川，伊藤：”タップ付遅延線路によるハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの構成”，昭和56年度電気四学会北海道支部連合大会，91 (1981-10).

(2) 大宮，小川，伊藤：”ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアレーの角度誤差に関する解析的考察”，昭和57年度電子通信学会光・電波部門全国大会，79 (1982-8).

(3) 大宮，小川，伊藤：”Ｈ・Ａ，複方向ＣＬＭＳアダプティブアレーの定常特性に関する比較検討”，昭和57年度電気四学会北海道支部連合大会，138 (1982-10).

(4) 大宮，小川，伊藤：”Ｈ・Ａアダプティブアレーアンテナを利用したスポラディックＥ層伝搬外国電波の混信対策”，昭和57年度電気四学会北海道支部連合大会，139 (1982-10).

(5) 大宮，小川，伊藤：”アダプティブアレーアンテナを利用したスポラディックＥ層伝搬外国電波の混信対策”，昭和58年度電子通信学会総合全国大会，S6-5 (1983-4).

(6) 大宮，小川，伊藤：”アダプティブアンテナにおける所望信号到来方向誤差特性に関する比較検討”，昭和59年度電子通信学会総合全国大会，788 (1984-3).

(7) 大宮，小川，伊藤：”アダプティブアンテナのアルゴリズム別特性比較研究”，昭和59年度電気関係学会北海道支部連合大会，21 (1984-7).

(8) 大宮，小川，伊藤：”走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアンテナに関する考察”，昭和59年度電子通信学会光・電波部門全国大会，70 (1984-10).

(9) 大宮，小川，伊藤：”高速走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブアンテナの提案”，昭和60年度電子通信学会総合全国大会，706 (1985-3).

(10) 大宮，小川，伊藤：”高速走査型Ｈ・Ａアダプティブスーパーレゾリューションアレーの安定性に関する考察”，昭和60年度電気関係学会北海道支部連合大会，29 (1985-9).

(11) 大宮，小川，伊藤：”走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーの高速化”，昭和61年度電子通信学会総合全国大会，633 (1986-3).

(12) 大宮，小川，伊藤：”改良型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレーの走査特性と分解能”，昭和61年度電子通信学会光・電波部門全国大会，74 (1986-9).

(13) 大宮，小川，伊藤：”スーパーレゾリューションアレーアンテナの信号源分解能特性に関する考察”，昭和61年度電気関係学会北海道支部連合大会，50 (1986-10).

2．その他の論文ならびに講演発表等

2.1　論　文

(1) 本田，大宮，小川，伊藤：”アダプティブアレーアンテナを用いたテレビジョン信号の混信波抑圧”，テレビジョン学会誌，36，12，pp.1082-1086 (1982-12)．

(2) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"An Analog Open-Loop Adaptive Array Antenna System", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-19, 1, pp.89-102 (Jan. 1983).

(3) 小川，徳田，佐々木，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレイアンテナを用いたテレビジョン信号の混信波抑圧”，テレビジョン学会誌，39，6，pp.503-508 (1985-6).

(4) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"An LMS Adaptive Array Using a Pilot Signal", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-21, 6, pp.777-782 (Nov. 1985).

(5) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"An LMS Adaptive Array for Multipath Fading Reduction", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-23, 1, pp.777-782 (Jan. 1987).

2.2　レター

(1) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"Upper Bound of a Loop Gain in a Power Inversion Adaptive Array", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-19, 5, pp.778-780 (Sept. 1983).

(2) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"A Shipborne Fading Reduction Antenna System for Maritime Satellite Communication", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-32, 7, pp.724-725 (July 1984).

(3) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"Behaviors of an LMS Adaptive Array for Multipath Fading Reduction", Transactions of the Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan, E67, 7, pp.395-396 (July 1984).

2.3　国際会議発表

(1) K.Itoh, Y.Ogawa, M.Sasaki, and M.Ohmiya :"Adaptability Experiments of Satellite Broadcasting Antenna Systems in Snowy Districts", Proceedings of the 1985 International Symposium on Antennas and Propagation, Vol.I, 034-6 (Aug. 1985).

(2) Y.Ogawa, M.Ohmiya, and K.Itoh :"Reference Signal Generation in an LMS Adaptive Array for Multipath Fading Reduction", Proceedings of the 1985 International Symposium on Antennas and Propagation, Vol.Ⅲ, 213-1 (Aug. 1985) .

2.4　研究会発表

(1) 小川，大宮，本田，伊藤：”非帰還型アダプティブアレーの構成法とその特性”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P80-115 (1981-1).

(2) 大宮，小川，伊藤：”多段型非帰還アダプティブアレー”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P81-44 (1981-6) .

(3) 小川，大宮，伊藤：”パイロット信号を含む通信系におけるＬＭＳアダプティブアレー”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P81-114 (1981-12).

(4) 小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアンテナを用いた相関性妨害波の抑圧－アダプティブアンテナのフェージング軽減への応用－”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P83-54 (1983-8) .

(5) 小川，徳田，佐々木，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーを用いたテレビジョン信号の混信波抑圧”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P84-34 (1984-6) .

(6) 小川，中，大宮，伊藤：”アダプティブアンテナによるスペクトル拡散ランダムアクセス通信系における遠近問題の軽減”，電子通信学会技術研究報告情報理論研究会，IT84-19 (1984-7).

(7) 佐々木，伊藤，小川，大宮：”衛星放送受信強度測定法に関する実験的考察”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P85-27 (1985-7).

(8) 小川，佐々木，大宮，伊藤：”アダプティブアレイを用いたテレビジョン信号の混信波抑圧に関する研究”，テレビジョン学会技術報告，方式回路研究会，放送現業技術研究会，TEBS105-5，PPOE62-5 (1985-10) .

(9) 青柳，小川，大宮，伊藤：”送信時におけるＬＭＳアダプティブアレーの特性”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P86-95 (1986-10) .

(10) 小林，佐々木，大宮，小川，伊藤：”積雪寒冷地における衛星放送の受信特性”，電子通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P86-104 (1986-10).

(11) 伊藤，小林，佐々木，大宮，小川：”衛星放送受信用平面型およびパラボラアンテナの積雪寒冷地における特性比較”，テレビジョン学会技術報告無線技術研究会，RE'87-6 (1987-1).

(12) 伊藤，小川，佐々木，大宮，小林：”衛星放送受信アンテナの積雪寒冷地における特性”，電子情報通信学会技術研究報告，衛星通信研究会，通信方式研究会，SAT87-25，CS87-65 (1987-9).

(13) 小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーによるマルチパスフェージングの軽減”，電子情報通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P87-81 (1987-10).

(14) 小川，中添，大宮，伊藤：”偏波多重陸上移動無線通信に関する基礎研究”，電子情報通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P88-15 (1988-6).

(15) 伊藤，大宮，小川，辻，佐々木：”衛星放送受信アンテナシステムのＧ／Ｔ測定法の開発”，電子情報通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P88-18 (1988-6).

(16) 近藤，伊藤，大宮，小川：”モノポールアンテナの時間応答”，電子情報通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A・P88-25 (1988-6).

(17) 山田，大宮，小川，伊藤：”スーパーレゾリューションを用いた電磁波回路の時間応答解析”，電子情報通信学会技術研究報告アンテナ・伝播研究会，A･P88-30 (1988-6).

(18) 小川，大宮，伊藤：”直交偏波共用陸上移動通信に関する検討”，電子情報通信学会技術研究報告，通信方式研究会，光通信システム研究会，CS88-59，OSC 88-36 (1988-9).

2.5 講演発表

(1) 小川，大宮，伊藤：”リング状遅延素子と方向性結合器を用いたアダプティブアレーの広帯域化”，昭和56年度電子通信学会総合全国大会，706 (1981-4).

(2) 小川，大宮，伊藤：”パイロット信号を含む通信系におけるＬＭＳアダプティブアレーの特性”，昭和56年度電気四学会北海道支部連合大会，92 (1981-10).

(3) 小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーにおける参照信号の許容抽出時間”，昭和56年度電気四学会北海道支部連合大会，93 (1981-10).

(4) 小川，大宮，伊藤：”周波数拡散通信系における広帯域パワーインバージョンアダプティブアレー”，昭和57年度電子通信学会総合全国大会，673 (1982-3).

(5) 小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーアンテナの衛星移動通信への応用”，昭和57年度電子通信学会光・電波部門全国大会，S1-11 (1982-8).

(6) 中，大宮，小川，伊藤：”パワーインバージョンアダプティブアレーの定常特性に関する一考察”，昭和57年度電子通信学会光・電波部門全国大会，78 (1982-8).

(7) 中，大宮，小川，伊藤：”ＳＳＲＡ通信における遠近問題に対するパワーインバージョンアダプティブアレーの適用”，昭和57年度電気四学会北海道支部連合大会，137 (1982-10).

(8) 小川，大宮，伊藤：”海事衛星通信におけるフェージング軽減用アダプティブアンテナ”，昭和58年度電子通信学会総合全国大会，S6-7 (1983-4).

(9) 常本，大宮，伊藤：”半導体レーザを用いたアナログ伝送方式に関する基礎実験”，昭和58年度電気四学会北海道支部連合大会，23 (1983-10).

(10) 徳田，小林，大宮，小川，伊藤：”パワーインバージョンアダプティブアレーの妨害波抑圧特性に関する基礎的研究”，昭和58年度電気四学会北海道支部連合大会，32 (1983-10).

(11) 中，大宮，小川，伊藤：”ＳＳＲＡ通信における遠近問題に対するＬＭＳアダプティブアレーの適用”，昭和58年度電気四学会北海道支部連合大会，33 (1983-10).

(12) 大宮，小川，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーを利用したスポラディックＥ層伝搬混信波の抑圧”，昭和58年度電気四学会北海道支部連合大会，34 (1983-10).

(13) 小川，大宮，伊藤：”海事衛星通信における船舶地球局用フェージング軽減法”，昭和58年度電気四学会北海道支部連合大会，38 (1983-10).

(14) 小川，大宮，伊藤：”海事衛星通信における船舶搭載用フェージング軽減アンテナシステム”，昭和59年度電子通信学会総合全国大会，S7-13 (1984-3).

(15) 伊藤，小川，大宮，佐々木：”積雪寒冷地用衛星放送受信アンテナの開発と冬期における受信適応試験計画”，昭和59年度電気関係学会北海道支部連合大会，22 (1984-9).

(16) 小川，伊藤，大宮，佐々木：”衛星放送受信アンテナシステムの積雪寒冷地受信適応試験計画”，昭和59年度電気関係学会北海道支部連合大会，23 (1984-9).

(17) 佐々木，羽石，大宮，小川，伊藤：”印刷配線平面型空中線設計用ＣＡＤシステム”，昭和59年度電気関係学会北海道支部連合大会，24 (1984-9).

(18) 小川，大宮，伊藤：”マルチパスフェージング軽減におけるＬＭＳアダプティブアンテナの参照信号”，昭和59年度電子通信学会光・電波部門全国大会，71 (1984-10).

(19) 小川，大宮，伊藤：”マルチパスフェージング軽減用ＬＭＳアダプティブアンテナにおける参照信号抽出”，昭和60年度電子通信学会総合全国大会，707 (1985-3).

(20) 伊藤，小川，大宮，佐々木：”衛星放送受信アンテナシステムの積雪寒冷地受信適応試験”，昭和60年度電子通信学会総合全国大会，S6-8 (1985-3) .

(21) 小林，佐々木，大宮，小川，伊藤：”オフセットパラボラの一次ホーンへの積雪による受信電力レベル低下についての一考察”，昭和60年度電気関係学会北海道支部連合大会，16 (1985-9).

(22) 梅田，佐々木，大宮，小川，伊藤：”積雪寒冷地衛星放送受信適応試験システムにおけるソフトウエアの概要”，昭和60年度電気関係学会北海道支部連合大会，18 (1985-9).

(23) 山本，宮崎，大宮，伊藤：”光ファイバによるＢＳ－ＩＦ信号のアナログ伝送実験”，昭和60年度電気関係学会北海道支部連合大会，234 (1985-9).

(24) 小川，梅田，大宮，伊藤：”送信時におけるアダプティブアレーの特性”，昭和61年度電子通信学会総合全国大会，634 (1986-3).

(25) 小川，青柳，大宮，伊藤：”アダプティブアレーアンテナを用いた妨害波の抑圧”，昭和61年度電子通信学会光・電波部門全国大会，S7-4 (1986-9).

(26) 小林，佐々木，大宮，小川，伊藤：”ＢＳ受信アンテナの着雪による受信電力レベル低下の検討”，昭和61年度電気関係学会北海道支部連合大会，40 (1986-10).

(27) 青柳，小川，大宮，伊藤：”送信時におけるＬＭＳアダプティブアレーアンテナ特性”，昭和61年度電気関係学会北海道支部連合大会，49 (1986-10).

(28) 山本，大宮，伊藤：”光方向性結合器を利用したＴＶ信号のアナログ多重伝送実験”，昭和61年度電気関係学会北海道支部連合大会，199 (1986-10).

(29) 大宮，小川，伊藤：”波源探査アダプティブアレーアンテナの分解能特性に関する考察”，電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会（昭和62年），625 (1987-3).

(30) 小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーを用いたマルチパスフェージング軽減についての検討”，電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会（昭和62年），630 (1987-3).

(31) 伊藤，小川，大宮：”インテグレーテッド・アンテナに関する基礎的研究－目的と超電導技術との関係－”，昭和62年度電気関係学会北海道支部連合大会，71 (1987-10).

(32) 永島，小川，大宮，伊藤：”独立した信号源を用いた参照信号を含むＬＭＳアダプティブアレー”，昭和62年度電気関係学会北海道支部連合大会，75 (1987-10).

(33) 青柳，小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーの定常特性に及ぼすウエイトジッタの影響”，昭和62年度電気関係学会北海道支部連合大会，76 (1987-10).

(34) 大宮，小川，伊藤：”素子間相互結合を考慮した波源探査アダプテブアレーの分解能”，昭和62年度電気関係学会北海道支部連合大会，77 (1987-10).

(35) 小川，大宮，伊藤：”ＬＭＳアダプティブアレーにおけるウエイトジッタ”，昭和63年電子情報通信学会春季全国大会，B-129 (1988-3).

(36) 大宮，小川，伊藤：”素子間相互結合による波源探査アダプティブアレーアンテナの特性劣化とその対策”，昭和63年電子情報通信学会春季全国大会，B-130 (1988-3).

(37) 大宮，山田，小川，伊藤：”アダプティブアレーによる波源推定アルゴリズムを用いた電磁波回路の時間応答解析”，昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会，B-55 (1988-9).

(38) 小川，大宮，伊藤：”アダプティブ信号処理アレーによる多重波抑圧”，昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会，SB-6-3 (1988-9).

(39) 永島，小川，大宮，伊藤：”計算機シミュレーションによるＬＭＳアダプティブアレーの特性評価”，昭和63年度電気関係学会北海道支部連合大会，80 (1988-10).

(40) 山田，大宮，小川，伊藤：”改良型空間スムーズィング法を用いた電磁波回路の不連続点検出”，昭和63年度電気関係学会北海道支部連合大会，81 (1988-10).

(41) 大宮，山田，小川，伊藤：”多次元ＭＵＳＩＣアルゴリズムを用いた電磁波回路の時間応答解析”，昭和63年度電気関係学会北海道支部連合大会，82 (1988- 10).