

TR-O-0099

29

広帯域信号に対応した
ビームスペース形CMAアダプティブアレー

関口 高志

1996. 2. 1

ATR光電波通信研究所

広帯域信号に対応した
ビームスペース形CMAアダプティブアレー

(株) エイ・ティ・アール光電波通信研究所

無線通信第1研究室

関口 高志

あらまし

広帯域信号に対応した2種類のビームスペース形構成のCMAアダプティブアレーを提案する。その1つは、従来の狭帯域信号を対象とするマルチビームフォーマの後に、周波数特性を補正するように荷重係数を適応的に制御する tapped delay line 構成の“FIR形フィルタ”をおいたものである。もう1つは、マルチビームフォーマそのものが広帯域信号を通過できるようにし、その後に適応的に制御する荷重をおいたものである。後者の構成では、広帯域信号を対象としたエレメントスペース構成のアダプティブアレーに比べて制御すべき荷重の数は著しく少ない。計算機シミュレーションにより、エレメントスペース構成に比べて干渉波抑圧能力も遜色なく、特に後者の構成は収束が非常に速いことを示す。

目次

| | |
|---|----|
| 1. まえがき | 1 |
| 2. 狭帯域信号を対象としたビームスペース形アダプティブアレー | 1 |
| 3. 広帯域信号を対象としたビームスペース形アダプティブアレー | 2 |
| 4. 性能評価 | 5 |
| 4.1 シミュレーション条件 | 5 |
| 4.2 干渉波抑圧性能 | 8 |
| 4.3 所望波入射方向におけるビームの平均ゲインからの相対誤差 | 9 |
| 4.4 収束特性 | 10 |
| 4.5 指向特性・周波数特性 | 14 |
| 4.6 各構成の比較 | 19 |
| 5. むすび | 19 |
| 参考文献 | 20 |
| 付録1 広帯域デジタルビームフォーミング (DBF) 回路の荷重係数計算方法その1 | 21 |
| 付録2 付録1の荷重計算法のプログラムリスト | 27 |
| 付録3 広帯域デジタルビームフォーミング (DBF) 回路の荷重係数計算方法その2 | 31 |
| 付録4 付録3の荷重計算法のプログラムリスト | 35 |

1. まえがき

帯域幅が搬送波周波数に比べて無視できない比帯域幅の広い伝搬波信号や、音響信号・地震波信号のように元々ベースバンドの伝搬波信号（これらを広帯域信号と呼ぶことにする）に対する（デジタル）ビームフォーミング回路やアダプティブアレーには、tapped delay line 回路が用いられる[1]-[5]。これらの多くは、センサ素子からの信号を制御対象とするエレメントスペース構成であり、センサ素子数やタップ数の増大につれて適応的に制御すべき荷重係数の数が増大する。

一方、マルチビームフォーミング回路の出力信号を制御対象とするビームスペース構成のアダプティブアレーは、少ない自由度で効率よく所望波の捕捉や干渉波の除去が行え、適応動作において内部雑音の影響を受けにくい等の利点があり、いくつか提案されている[6]-[9]。しかしこれらは比帯域幅の狭い狭帯域信号を対象としており、上述の広帯域信号に対しては限られた状況でしか適用できない。

本研究では、広帯域信号に対応した2種類のビームスペース構成のCMA(Constant Modulus Algorithm)を用いたアダプティブアレーを提案する。少ない自由度で所望波の捕捉や干渉波の除去が行えるビームスペース形アダプティブアレーの利点は、広帯域信号を扱う場合には大きな利点になる。エレメントスペース構成に比べて適応的に制御すべき荷重係数の数がかなり少なくなるからである。干渉信号抑圧性能や収束特性をtapped delay line 回路を用いたエレメントスペース構成のアダプティブアレーとの比較を行い、干渉信号抑圧性能はエレメントスペース構成と遜色ないこと、特に第2の構成は非常に収束が速いことを計算機シミュレーションにより示す。

2. 狭帯域信号を対象としたビームスペース形アダプティブアレー

ここでは文献[8]のビームスペース形CMAアダプティブアレーについて簡単に説明する。

図1はそのビームスペース形CMAアダプティブアレーの構成である。フロントエンド部は簡略化して描いてある。アンテナ素子数 N の等間隔リニアアレーを仮定する。各素子で受信したRF信号をダウンコンバートおよびA/D変換し、デジタルI・Q信号 $x_n(m)$ ($n=0,1,\dots,N-1$)に変換する。これらのデジタルI・Q信号はマルチビームフォーマであるFFTに入力される。FFTの出力信号をいくつか選択し（選択されたビーム数を b 、選択されたビームの番号を $\{i_1, i_2, \dots, i_b\}$ とする）、それぞれの信号に対して適切な荷重係数を乗じて加

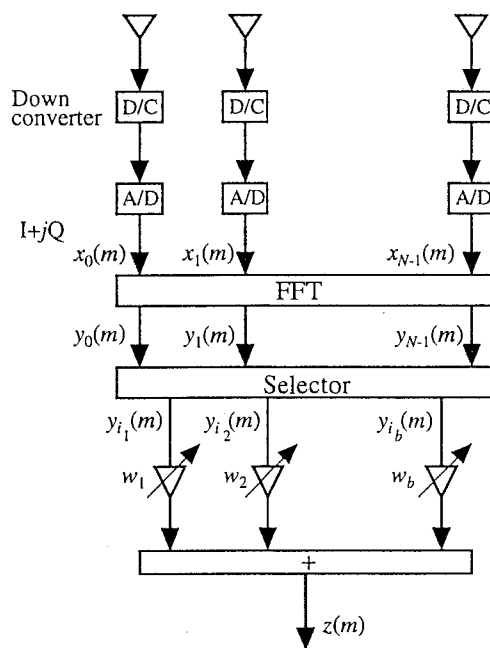


図1 狭帯域信号に対するビームスペースアダプティブアレー

算することによって干渉信号の抑圧された出力信号を得る。これらの荷重係数は、アダプティブアレー出力信号の包絡線が一定に保たれるようにCMA適応処理で制御する。

この構成で比帯域幅の広い信号を扱うのは周波数特性の上で不利になる。一般に、所望信号に対しては、入射方向がブロードサイドから離れるほど、信号の周波数が搬送波周波数から離れるにつれてゲインが減衰する。また、ヌルについても、干渉信号の周波数が搬送波周波数から離れるにつれてゲインが上昇し、抑圧しきれない周波数成分が出てくる。

3. 広帯域信号を対象としたビームスペース形アダプティブアレー

広帯域信号を対象としたビームスペース形アダプティブアレーとして、2種類の構成を提案する。

【構成1】

図2に提案する第1の構成を示す。図1の狭帯域信号を対象とした構成との違いは、ビーム選択器の後に単なる荷重係数ではなく、tapped delay line 構成の回路が入っていることである。FFTによるマルチビームの周波数特性は、入射方向がブロードサイドから離れたビームほど、信号の周波数が搬送波周波数から離れるにつれてゲインが減衰する。また、ヌルについても、入射方向がブロードサイドから離れたビームほど、

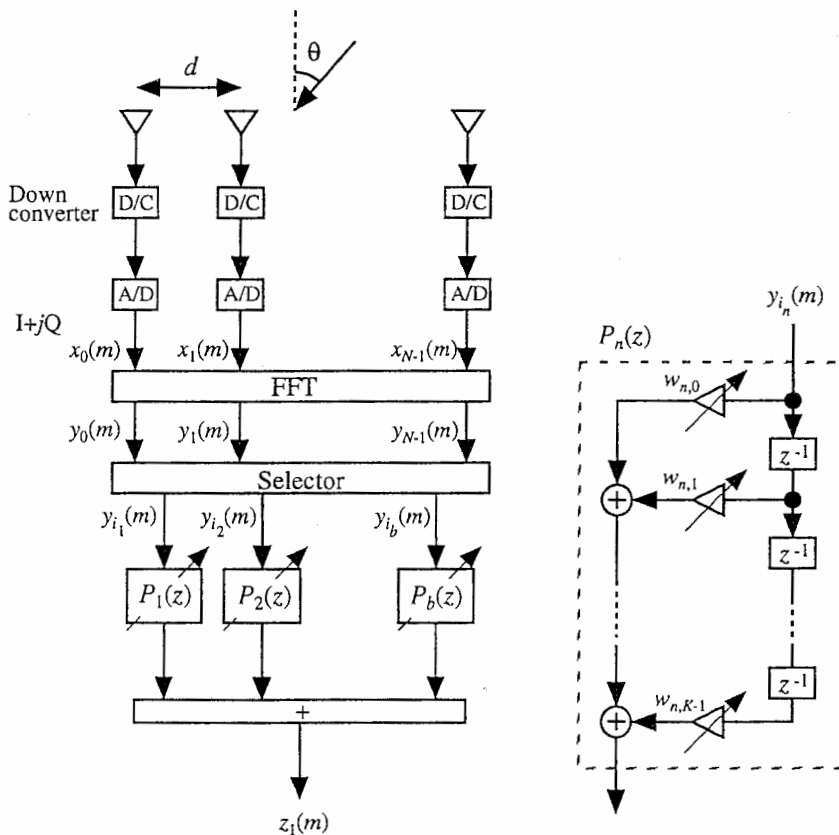


図2 広帯域信号に対応するビームスペースアダプティブアレー (構成1)

信号の周波数が搬送波周波数から離れるにつれてゲインが上昇し、抑圧しきれない周波数成分が出てくる。そこで、tapped delay line 回路をビーム選択器の後に置くことによって、ビームとヌルの周波数特性の補正を行い、広帯域ビームと広帯域ヌルを形成するものである。これらの tapped delay line 回路の荷重係数 $w_{n,k}$ は、CMAなどの適応アルゴリズムによって制御する。

CMAによる荷重係数の更新は以下のようにになる。ビーム選択器で選択されたビーム数を b 、ビームの番号を $\{i_1, i_2, \dots, i_b\}$ とする。

$$z_1(m) = \sum_{n=1}^b \sum_{k=0}^{K-1} w_{n,k} y_{i_n}(m-k) = \mathbf{W}_1^T \mathbf{Y}_1(m) \quad (1)$$

$$\mathbf{W}_1 = [w_{1,0}, w_{1,1}, \dots, w_{1,K-1}; w_{2,0}, \dots, w_{2,K-1}; \dots; w_{b,0}, \dots, w_{b,K-1}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{Y}_1(m) = [y_{i_1}(m), y_{i_1}(m-1), \dots, y_{i_1}(m-K+1); y_{i_2}(m), \dots, y_{i_2}(m-K+1); \dots; y_{i_b}(m), \dots, y_{i_b}(m-K+1)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{W}_1^{(k+1)} = \mathbf{W}_1^{(k)} - \mu_1 z_1(m) \{ |z_1(m)|^2 - \sigma^2 \} \mathbf{Y}_1^*(m) \quad (4)$$

μ_1 : ステップサイズ
 σ : 包絡線所望振幅値

式(4)で、*は各要素の複素共役をとることを意味する。

ビームスペース構成であるから、tapped delay line 回路を用いてもエレメントスペース構成に比べて制御すべき荷重の数は少なくすむ。

【構成2】

図3に提案する第2の構成を示す。この構成は、マルチビーム形成にFFTを用いるのではなく、マルチビームフォーマそのものが広帯域信号を通過させるようにするために、tapped delay line 構成の回路をマルチビームフォーマに用いるものである。ここでの tapped delay line 回路の荷重係数 $a_{i,n,l}$ はある固定した値である。このマルチビームフォーマは広帯域信号を通過させるので、ビーム選択器の後には、構成1のような tapped delay line 回路を用いる必要がなく、適応アルゴリズムで制御する単なる荷重係数 w_n でよい。マルチビームフォーマの回路規模は大きくなり、その部分での信号処理演算量も増えるが、適応アルゴリズムで制御する荷重係数の数は tapped delay line 構成のエレメントスペース構成より極めて少ない点に特徴がある。図1の狭帯域信号を対象とするビームスペース形アダプティブアレーと同程度である。図3のマルチビームフォーマでは素子数とビーム数が同じだが、異なってもよい。

ビーム選択器の後において、単なる荷重係数でビームを制御するためには、マルチビームフォーマを構成する各広帯域ビームフォーマの位相特性は同一である必要がある。さらに、信号の無ひずみ伝送の観点から、線形位相特性であることが望ましい。そのような各広帯域ビームフォーマの荷重係数 $a_{i,n,l}$ を決める方法として、筆者らが提案した付録1と3に示す2通りの方法がある。これらの方法は最適化を行わずに、上記条件

を満足させる広帯域シングルビームフォーマの荷重係数 $a_{i,n,l}$ を決めることができる。ただ多少制約があり、等間隔リニアアレーの場合に限られる。また、直交マルチビームを形成できるわけではない。図3の構成2に適用する場合は、干渉波抑圧性能の観点から、付録1冒頭に記すとおり、付録3の方法が望ましい。

CMAによる荷重係数の更新は以下のようになる。

$$y_i(m) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} a_{i,n,l} x_n(m-l) \quad (i = 0, 1, \dots, N-1) \quad (5)$$

$$z_2(m) = \sum_{n=1}^b w_n y_{i_n}(m) = W_2^T Y_2(m) \quad (6)$$

$$W_2 = [w_1, w_2, \dots, w_b]^T \quad (7)$$

$$Y_2(m) = [y_{i_1}(m), y_{i_2}(m), \dots, y_{i_b}(m)]^T \quad (8)$$

$$W_2^{(k+1)} = W_2^{(k)} - \mu_2 z_2(m) \{ |z_2(m)|^2 - \sigma^2 \} Y_2^*(m) \quad (9)$$

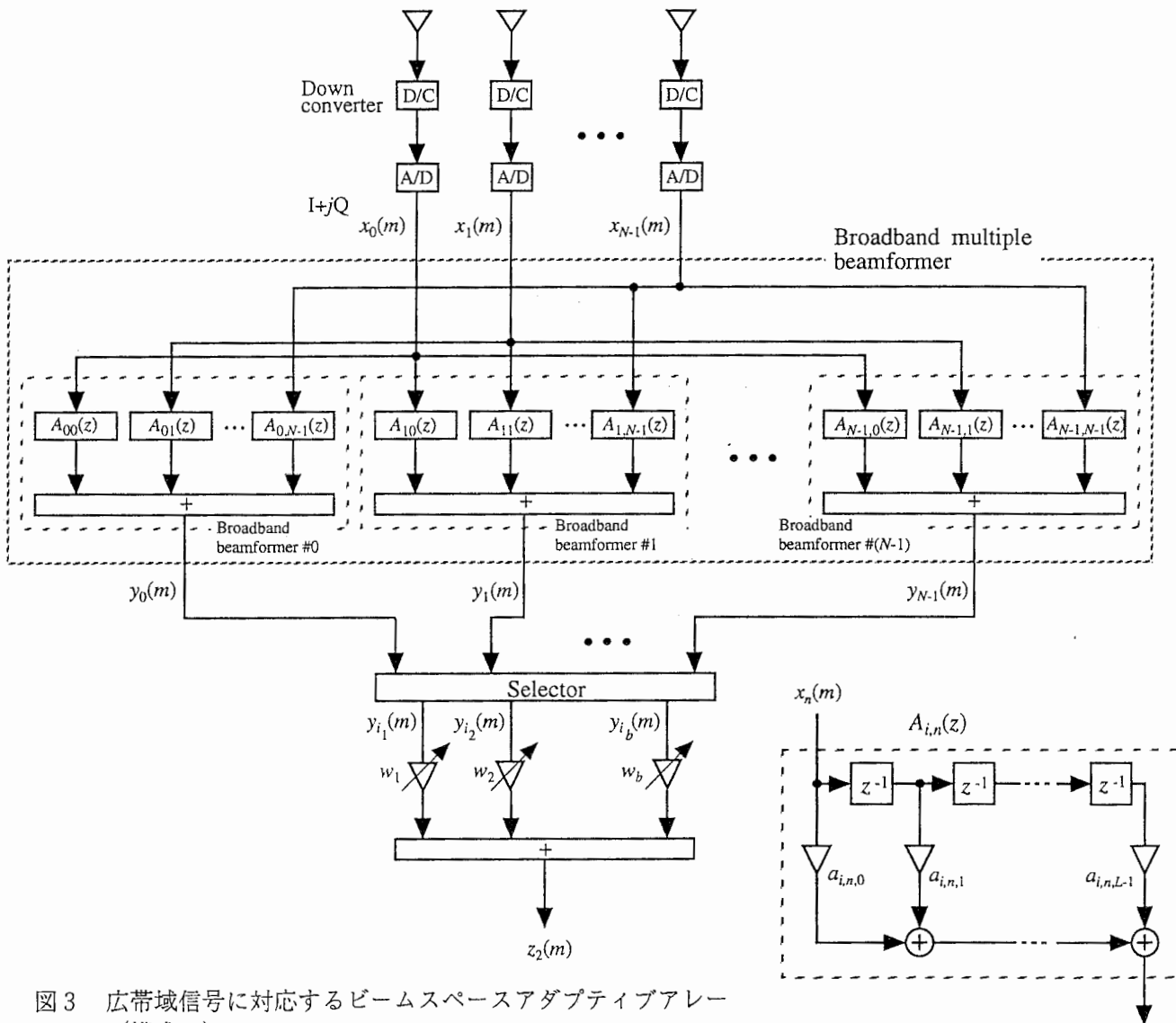


図3 広帯域信号に対応するビームスペースアダプティブアレー (構成2)

4. 性能評価

CMAによって広帯域ビームやヌルが形成できるか計算機シミュレーションで確かめた。また、そのときの所望信号対干渉信号電力比の改善度（インクルーメントファクタ、IMFと略記）、所望波入射方向におけるビームの平均ゲインからの相対誤差、収束特性を調べた。

4.1 シミュレーション条件

電波環境は2種類設定し、それぞれについて評価を行った。

電波環境は表1と表2の通りである。電波環境1は所望波と干渉波が近接しているあまり良くない条件である。表1・表2の信号電力は1素子当たりのアダプティブアレー入力I・Q信号に対して定義している。

表1 電波環境1

| | 入射方向 | 雑音に対する電力 | 信号の種類 |
|------|------|----------|-------|
| 所望波 | 50° | 20dB | FM |
| 干渉波1 | 40° | 17dB | FM |
| 干渉波2 | 60° | 16dB | FM |
| 雑音 | — | 0dB | 白色ガウス |

ビームスペース構成における信号選択数 5

表2 電波環境2

| | 入射方向 | 雑音に対する電力 | 信号の種類 |
|------|------|----------|-------|
| 所望波 | 25° | 20dB | FM |
| 干渉波1 | 35° | 17dB | FM |
| 干渉波2 | -50° | 16dB | FM |
| 雑音 | — | 0dB | 白色ガウス |

ビームスペース構成における信号選択数 6

素子は無指向性とし、理想的にI・Q信号が得られるものとした。従って、帯域制限するための低域通過デジタルフィルタは考慮していないが、信号そのものは帯域制限がかかったFM信号である。瞬時周波数は不規則である。そのスペクトルを図4に示す。

帯域幅は表3に示す3通りについて調べた。帯域幅は99%の信号電力を含む帯域幅として定義している。

A/D変換による信号量子化はないものとした。所望信号と干渉信号は完全相関ではない信号である。

アンテナ素子数 N は16（構成2に対しては17、これについては後述）で、等間隔リニアアレーとした。素子間隔はグレーティングローブが生じないように設定した。すなわち、RF信号の最大周波数に対する波長の $1/2$ より若干小さい（表3）。

表3 所望信号帯域幅、干渉信号帯域幅、サンプリング周波数、素子間隔の対応関係

| | Case 1 | Case 2 | Case 3 |
|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| 所望信号帯域幅 BW_d | $0.08f_c$ | $0.16f_c$ | $0.24f_c$ |
| 干渉信号帯域幅 BW_i | $0.08f_c$ | $0.16f_c$ | $0.24f_c$ |
| サンプリング周波数 f_s | $0.1f_c$ | $0.2f_c$ | $0.3f_c$ |
| 素子間隔 d | $0.47\lambda_c$ | $0.45\lambda_c$ | $0.43\lambda_c$ |

(注) f_c は搬送波周波数、 λ_c は搬送波波長。干渉波1と2は別の信号だが、帯域幅はほぼ同じ。電波環境1と2共通。

図3の広帯域ビームスペース構成2において、広帯域マルチビームの数は15、ビーム方向は $0^\circ, \pm 7^\circ, \pm 15^\circ, \pm 24^\circ, \pm 34^\circ, \pm 45^\circ, \pm 56^\circ, \pm 70^\circ$ とした。最適なビーム数や方向は存在すると思われるが、この点に関しては未検

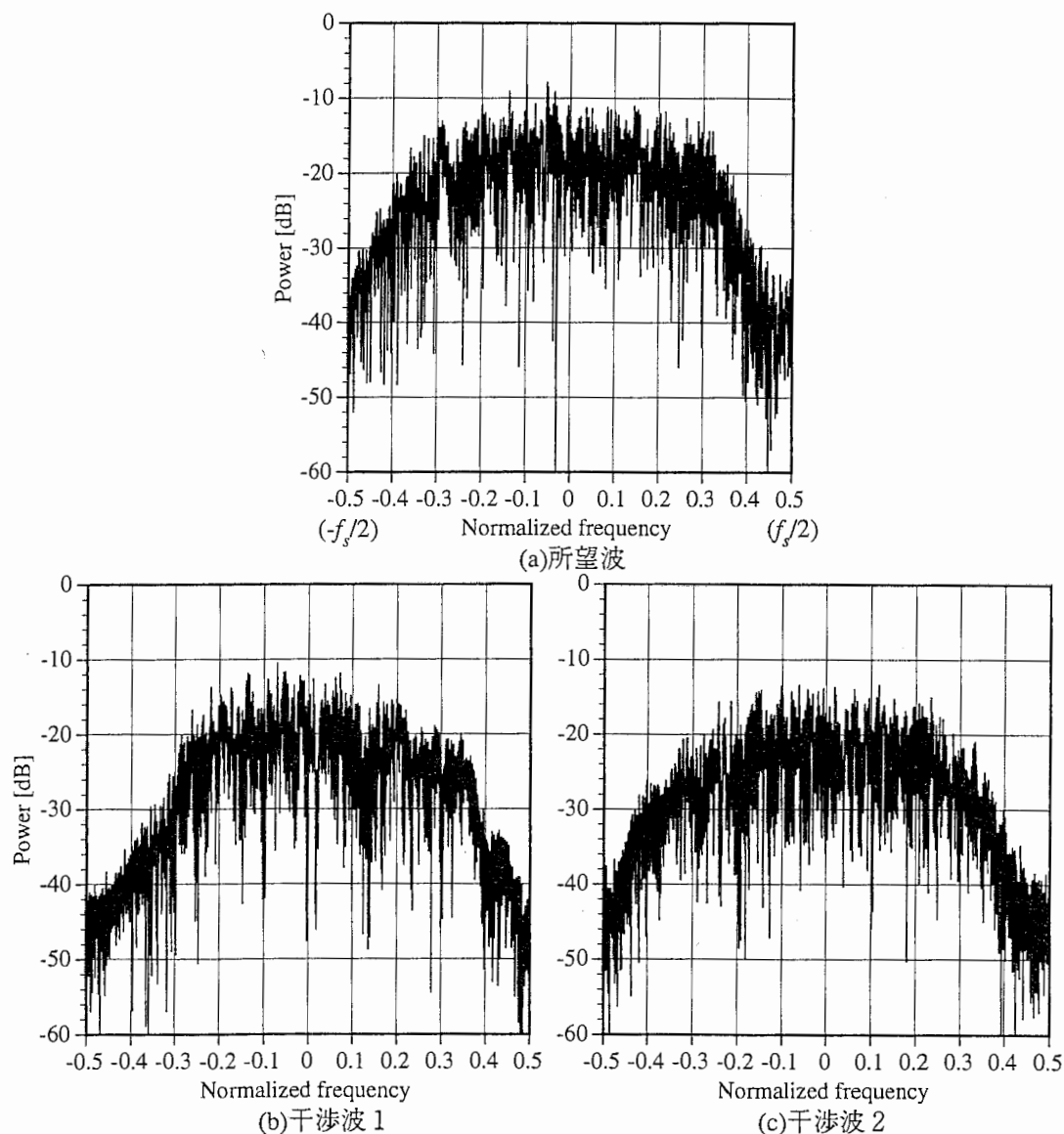


図4 所望信号と干渉信号のワースペクトル (ベースバンド)

討であるので、FFTで形成されるマルチビームのように、エンドファイア方向にいくほどビーム間隔が粗になるように設定した。各広帯域ビームフォーマにおけるタップ数は17である。付録1と3に示す2通りの広帯域ビームフォーマの荷重計算方法を用いた。これらの方法は、ビームフォーマをデジタルフィルタとみなしているが、その際インパルス応答の打ち切りを行っている。タップ数17は、その打ち切りの影響が少ない比較的小さな値である。また、構成1と異なり、アンテナ素子数を奇数の17としたのは、付録1の荷重計算方法が、素子数が奇数の方が効率的だからである（付録1の方法では素子数が偶数でも適用できる）。付録3の方法は素子数が奇数の場合にしか適用できない。

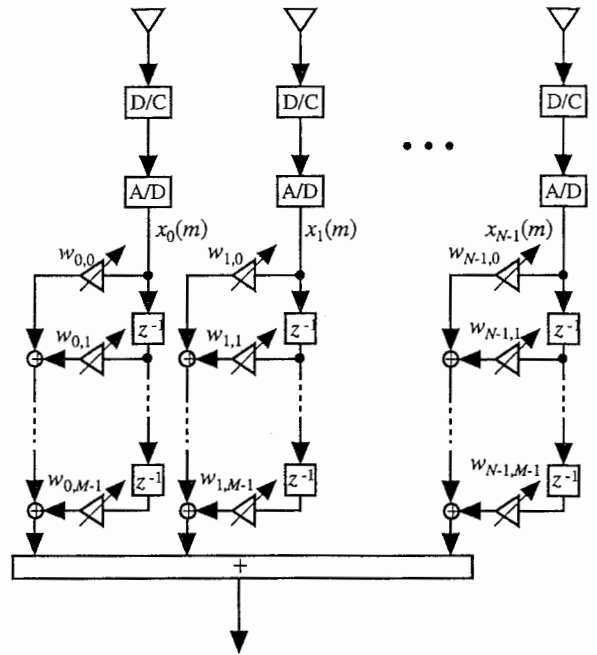


図5 広帯域信号に対するエレメントスペース形アダプティブアレー

所望包絡線値 σ は $\sigma=10$ とした。CMAのステップサイズは、収束後の所望信号の瞬時電力の変動の標準偏差が0.5dB前後になるようにした。荷重係数の更新回数は最大4096回である。ただ、4096回の更新の間に、収束後の所望信号の瞬時電力の変動が0.5dB前後に収まらないことがあったので、その場合に対しては、4096回の更新の間に収束し、かつ、なるべく所望信号の瞬時電力の変動が小さくなるように設定した。

荷重の初期値は、図1の狭帯域ビームスペース構成と図3の広帯域ビームスペース構成2に対しては、マルチビームフォーマ出力信号の瞬時電力が最大のものに対して0.1とし、その他を0とした。図2の広帯域ビームスペース構成1では、マルチビームフォーマ出力信号の瞬時電力が最大のビームの番号を n とするととき、 $w_{n,0}=0.1$ とし、その他を0とした。

ビーム選択は、過去最大100サンプルまでの平均電力の大きい順に5つ（電波環境1）または2つ（電波環境2）選択した。選択したビームの組が変わったときには荷重係数を初期値にリセットした。ただし、荷重更新回数が100を越えたところで選択するビームを固定している。

比較のため、図1の狭帯域ビームスペース構成と tapped delay line 構成のエレメントスペース形構成のアダプティブアレー（図5）に対しても、インプルーブメントファクタ等を調べた。タップ数は図2の広帯域ビームスペース構成1と同一の7、荷重係数初期値は、 $w_{0,0}=0.1$ 、その他の荷重値を0とした。 $w_{0,0}=1$ とするよりも、収束後はサイドローブレベルの低い特性となったため、この初期値とした。

以下に本シミュレーションにおける荷重係数の自由度（適応的に制御する係数の数）を示す。

- ・電波環境1に対して

| | |
|----------------|----------|
| 広帯域ビームスペース構成 1 | 7×5=35 |
| 広帯域ビームスペース構成 2 | 5 |
| 広帯域エレメントスペース構成 | 7×16=112 |

・電波環境 2 に対して

| | |
|----------------|----------|
| 広帯域ビームスペース構成 1 | 7×6=42 |
| 広帯域ビームスペース構成 2 | 6 |
| 広帯域エレメントスペース構成 | 7×16=112 |

4. 2 干渉波抑圧性能

IMF の定義は式(10)の通りである。これは、2つの干渉信号それぞれに対して求めた。

$$IMF = (S/I)_{out} / (S/I)_{in} \quad (10)$$

$(S/I)_{in}$ はアダプティブアレー入力における 1 素子当たりの所望信号対干渉信号電力比、 $(S/I)_{out}$ はアダプティブアレー出力における所望信号対干渉信号電力比である。

図 6・図 7 に荷重係数を 4000 回更新した後の IMF を示す。図中、凡例の略語は以下の通りである。

| | |
|-----------|--|
| “Narrow” | 図 1 の狭帯域信号を対象としたビームスペース構成 |
| “Wide1” | 図 2 の広帯域ビームスペース構成 1 |
| “Wide2a” | 図 3 の広帯域ビームスペース構成 2 で、各広帯域 DBF 回路設計に付録 1 の方法を用いたもの |
| “Wide2b” | 図 3 の広帯域ビームスペース構成 2 で、各広帯域 DBF 回路設計に付録 3 の方法を用いたもの |
| “Element” | 図 5 のエレメントスペース構成 |

これらは 1 回の試行によるものである。また、図 6 は電波環境 1 に対して、図 7 は電波環境 2 に対するものである。

概して、信号帯域幅が広がるほど IMF が低くなる傾向がある。これは所望波方向や干渉波方向を変えてもそのような傾向が見られた。タップ数などを変えていないからかもしれない。

“Narrow” は、所望波と干渉波の入射方向が近い電波環境 1 では IMF が非常に低い。電波環境 2 に対しては、信号帯域幅がある程度狭く、かつ、所望波と干渉波が離れていれば干渉波を抑圧する。

”Wide2” は図 6 では 60° 方向の IMF が低くなる傾向があるように見られるが、荷重の更新の途中で IMF は数 dB 変動しているため、必ずしもそうとはいえない。但し、干渉波抑圧性能は、マルチビームフォーマを構成する干渉波入射方向近傍にビームを向けた広帯域 DBF 回路の帯域幅に依存する。その帯域幅が狭くなると抑圧性能は低下する（文献[11]の図 5 で、広帯域ビームスペース構成 2 の 60° 方向の IMF が低いのは

そのためである)。自由度がエレメントスペース構成に比べて極めて低いにもかかわらず、かなり干渉信号抑圧性能が高い。“Wide1”でも、自由度はエレメントスペース構成の5/16~6/16だが、干渉信号抑圧性能は同等に近い。

自由度が非常に高い広帯域エレメントスペース構成ではIMFは信号帯域幅によらず比較的安定している。しかし自由度が高くなれば回路はそれだけ複雑になる。

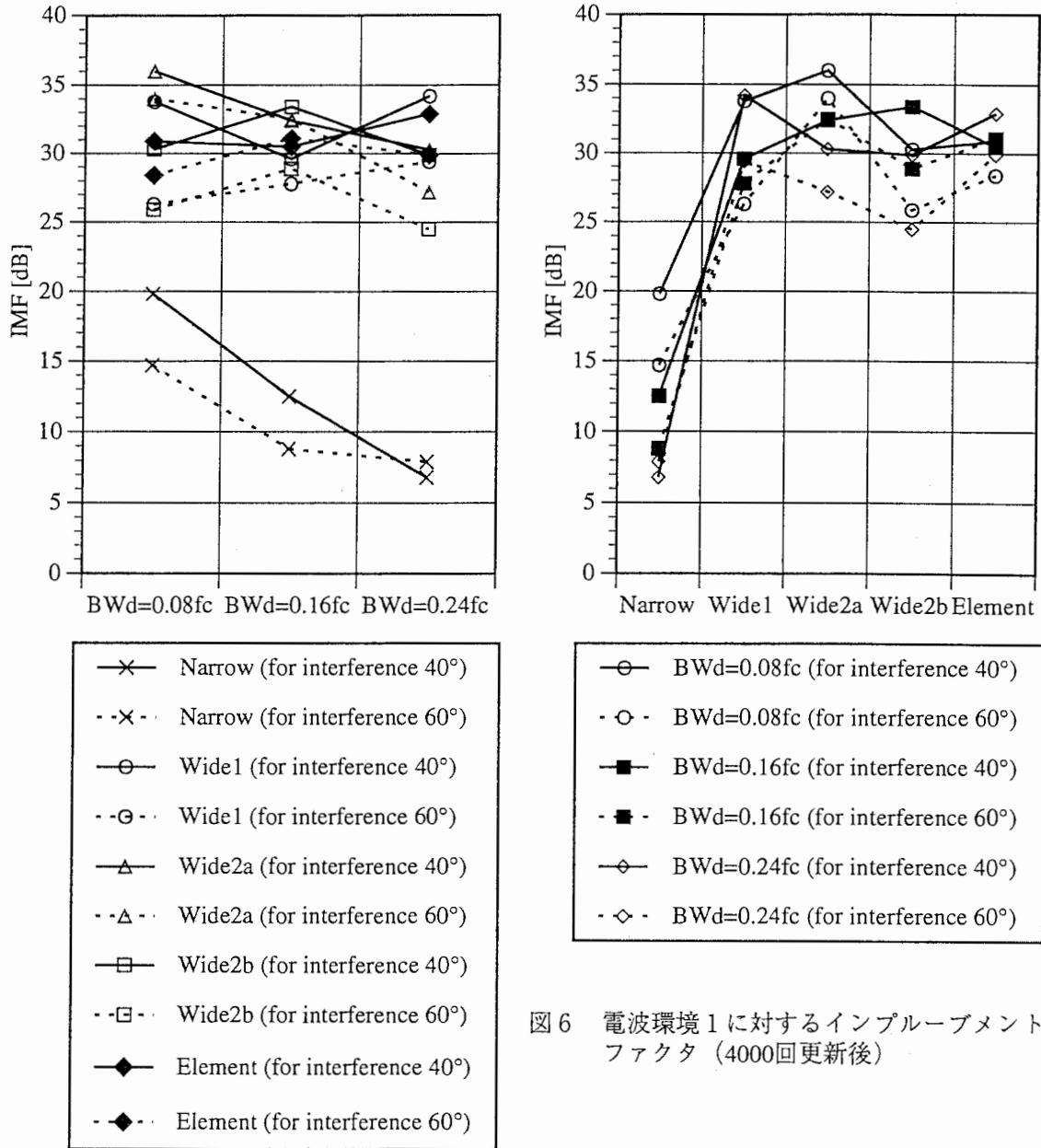


図6 電波環境1に対するインプルーブメントファクタ (4000回更新後)

4. 3 所望波入射方向におけるビームの平均ゲインからの相対誤差

図8・図9に所望波入射方向におけるビームの平均ゲインからの相対誤差を示す。図8は電波環境1に対して、図9は電波環境2に対するものである。これらは、信号電力が集中する、周波数が $f_c \pm 0.3f_s$ の間の平均ゲインからのゲインの相対誤差(絶対値)の平均値である。

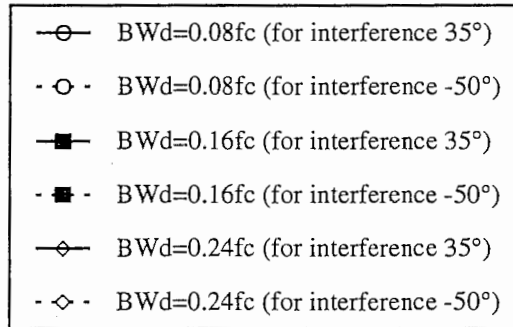
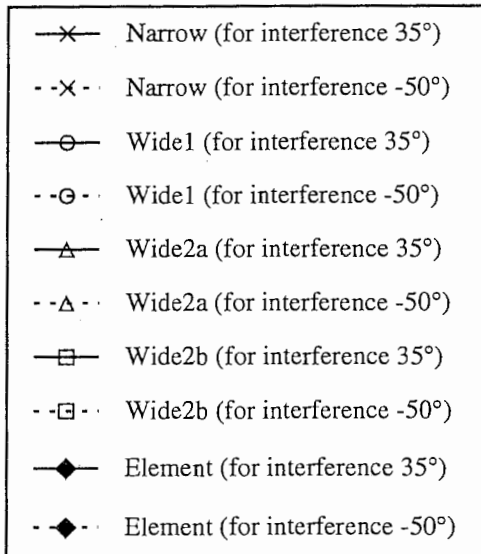
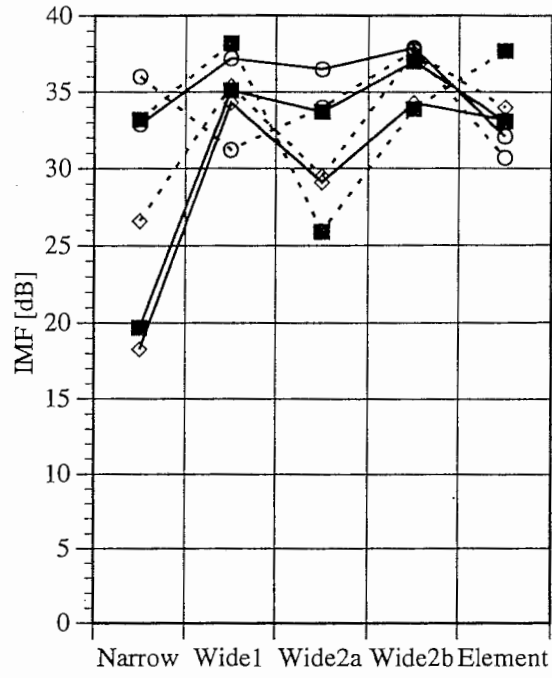
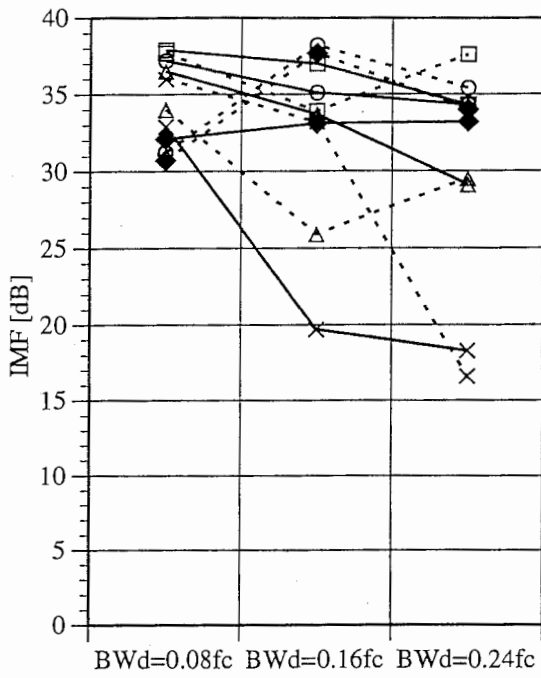


図7 電波環境2に対するインプルーブメントファクタ (4000回更新後)

Narrow” (狭帯域ビームスペース構成) では、電波環境1に対しては、信号帯域幅が比較的狭い場合を除いて、他の広帯域信号に対応した構成に比べて誤差が大きくなっている。それは所望波方向がブロードサイドから離れている電波環境1の場合に顕著である。搬送波周波数から離れるほどゲインが低くなるため、I・Q信号はカットオフ特性のゆるい低域通過フィルタを通ったような状態になる。電波環境2では所望波方向が比較的ブロードサイドに近いので、誤差は電波環境1ほどではない。

4. 4 収束特性

図10と図11に $BW_d=0.08f_c$ (Case 1) の場合の収束特性を示す。これは荷重係数の各更新時におけるアダプティブアレー出力の瞬時電力を示したものである。図を見やすくするため、所望波と干渉波2に対する曲線のみ示した。

干渉信号の抑圧度の観点から見ると、広帯域ビームスペース構成2が一番収束が速く、広帯域ビームスペース構成1と広帯域エレメントスペース構成はそれより遅い。広帯域ビームスペース構成1と広帯域エレメントスペース構成は収束速度に大きな違いはない。またこの2つの構成は所望出力信号の瞬時電力(=包絡線)の変動が広帯域ビームスペース構成2より大きい(ステップサイズ μ を調整しても限界がある)。

広帯域ビームスペース構成2の収束の速い理由は、方向は若干異なるが元々広帯域ビーム・ヌルが形成されていることと、制御すべき荷重の数が少ないためと考えられる。

一方、広帯域ビームスペース構成1は、振幅特性のフラットでないビームをフラットに補正しようとし、また、狭帯域ヌルを広帯域化補正するため、収束が遅いと考えられる。ただ、ビームもヌルもできていない状態から出発している広帯域エレメントスペース構成と収束速度があまり変わらない理由は不明である。

【参考】

文献[12]では、CMAの収束特性について解析している。

それによれば、アダプティブアレー出力信号の包絡線値が所

望包絡線値より十分小さい場合、荷重係数の収束速度を時定数で表すと、その時定数は、CMAループ入力信号(式(3)(8))から作られる相関行列の(最小)固有値とステップサイズとの積に反比例する。この時定数が小さいほど収束が速い。その最小固有値とステップサイズとの積について調べてみたが、広帯域ビームスペース構成1と広帯域エレメントスペース構成では、前者が後者の1.5~2倍程度の値である。一方、広帯域ビームスペース構成2では広帯域ビームスペース構成1の2~6倍程度である。これから見ると、広帯域ビームスペース構成1は広帯域エレメントスペース構成より収束が速くてもよさそうだが、実際には大きな違いはない。それは、文献[12]の解析が、アダプティブアレー出力信号の包絡線値が所望包絡線値より十分小さいという限られた条件下のものであるが、図10・11からわかるように、更新回数が200回以上ではアダプティブアレー出力信号の包絡線値が所望包絡線値に近い値のため、上記条件が満足されず、最小固有値とステップサイズの積が干渉信号瞬時電力の減少とかみ合わなかったからと考えられる。文献[12]によれば、アダプティブアレー出力信号の包絡線値が所望包絡線値に近い値での解析は困難としている。

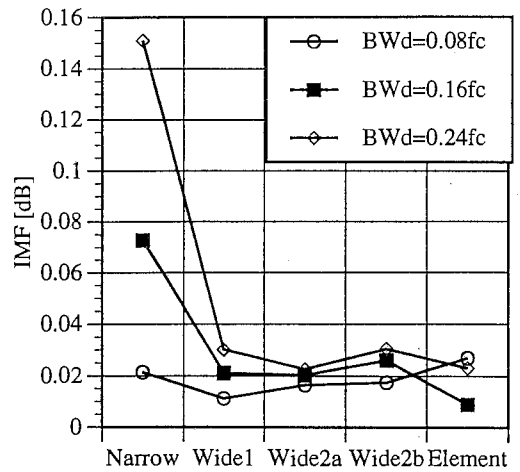


図8 所望波方向ビームの平均ゲインからの相対誤差(電波環境1)

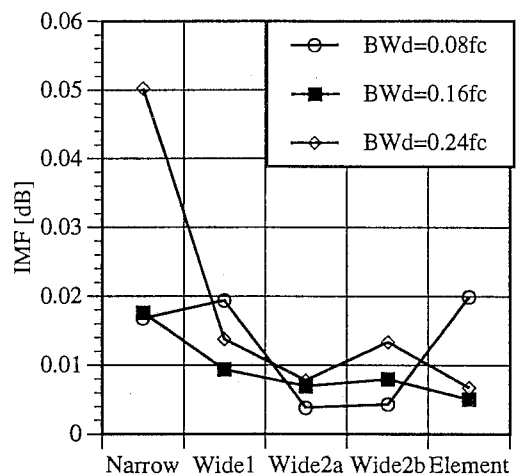


図9 所望波方向ビームの平均ゲインからの相対誤差(電波環境2)

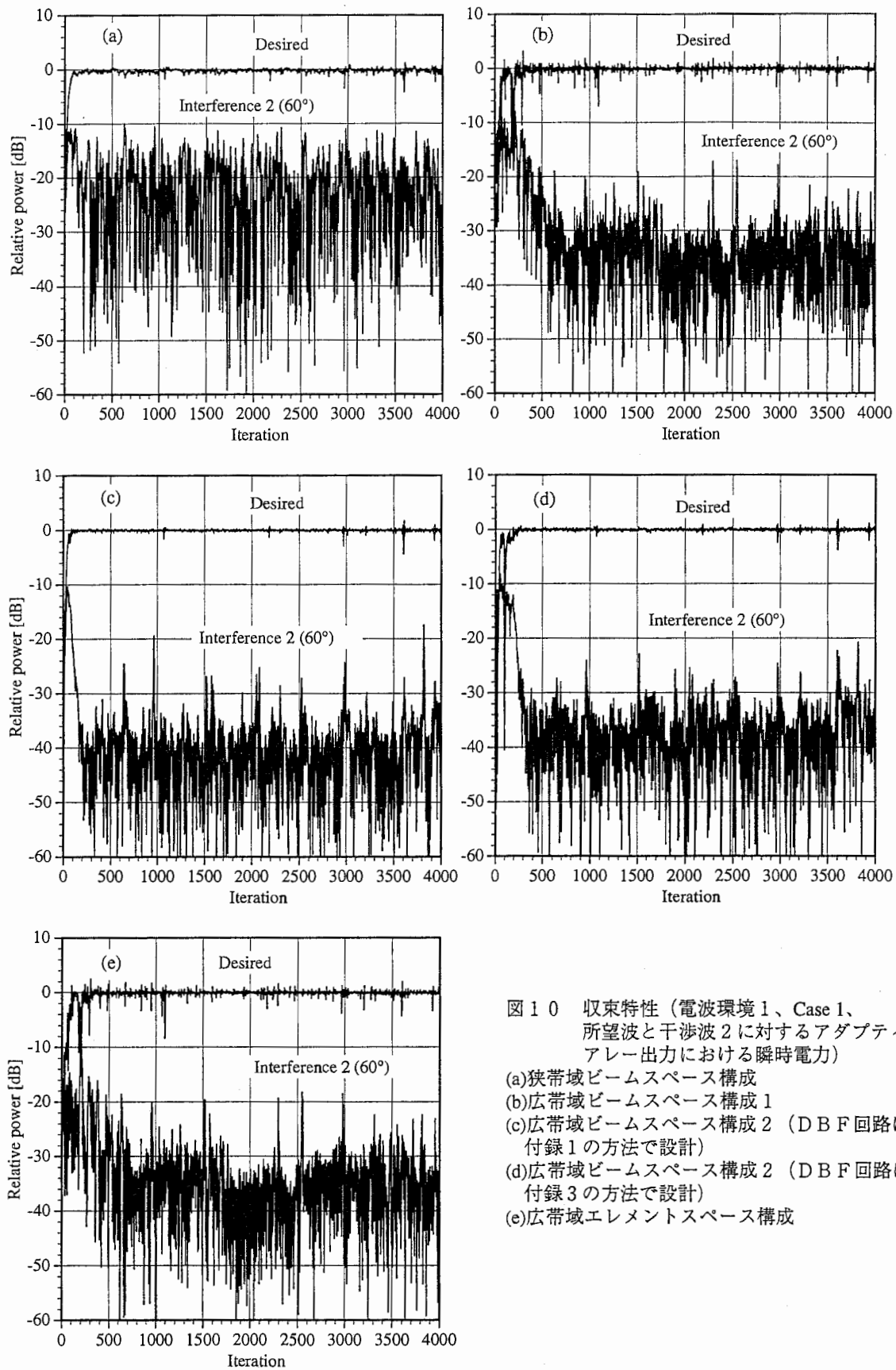


図 10 収束特性 (電波環境 1、Case 1、
 所望波と干渉波 2 に対するアダプティブ
 アレイ出力における瞬時電力)

- (a) 狭帯域ビームスペース構成
- (b) 広帯域ビームスペース構成 1
- (c) 広帯域ビームスペース構成 2 (DBF回路は
 付録 1 の方法で設計)
- (d) 広帯域ビームスペース構成 2 (DBF回路は
 付録 3 の方法で設計)
- (e) 広帯域エレメントスペース構成

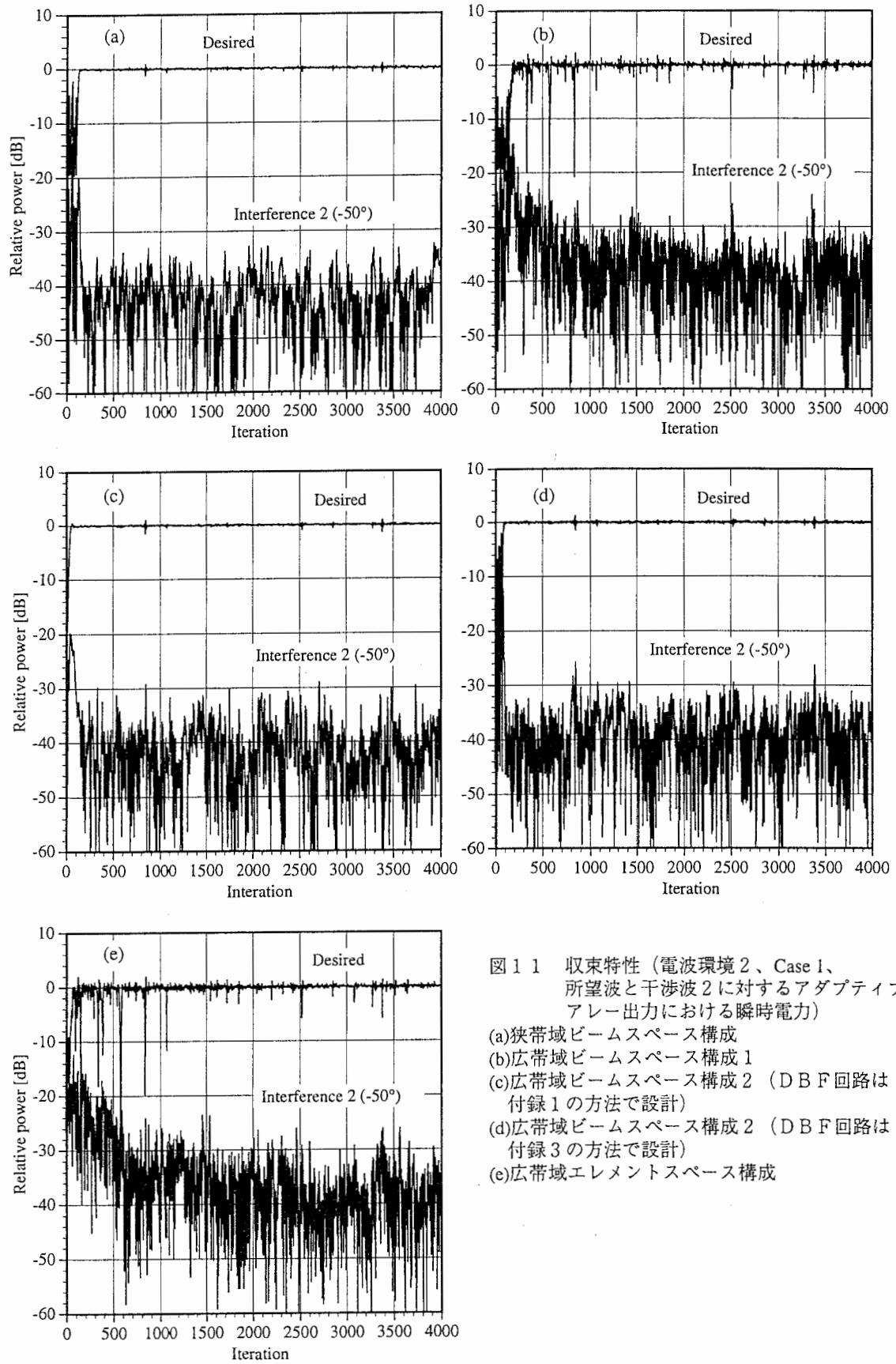


図 1 1 収束特性 (電波環境 2、Case 1、
 所望波と干渉波 2 に対するアダプティブ
 アレー出力における瞬時電力)

- (a) 狭帯域ビームスペース構成
- (b) 広帯域ビームスペース構成 1
- (c) 広帯域ビームスペース構成 2 (DBF回路は
 付録 1 の方法で設計)
- (d) 広帯域ビームスペース構成 2 (DBF回路は
 付録 3 の方法で設計)
- (e) 広帯域エレメントスペース構成

4.5 指向特性・周波数特性

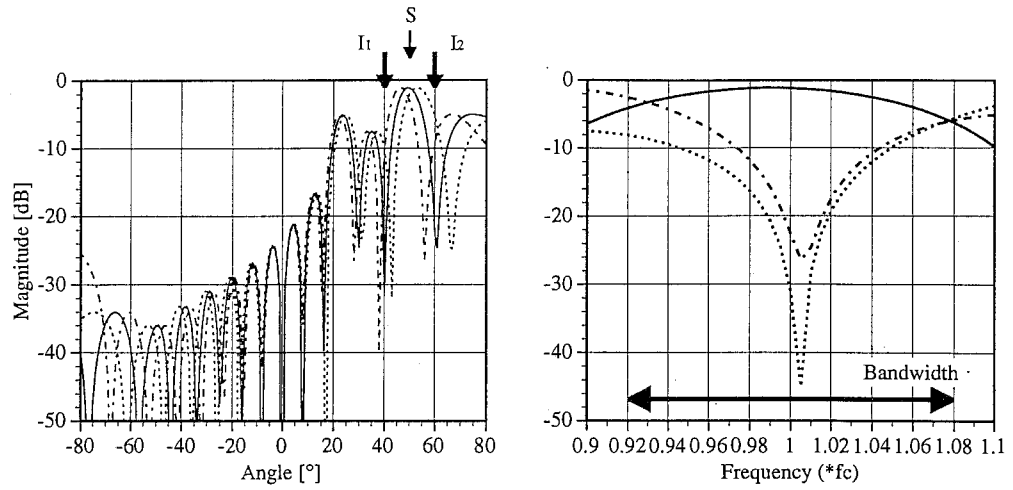
図12（電波環境1）と図13（電波環境2）に $BW_p=0.16f_c$ （Case 2）の場合の指向特性と周波数特性を示す。これは荷重係数を4000回更新した後の特性である。

図12（電波環境1）では、狭帯域信号を対象としたビームスペース構成ではビームの方向が周波数により異なっている。振幅特性でいえば、搬送波周波数から離れた周波数ほどゲインが低下するということである。ヌルも周波数によってずれている。周波数特性を見るとヌルの帯域幅が狭い。これではIMFは低くて当然である。一方、2つの広帯域ビームスペース構成ではそれがない。ヌルも約30dB以上の深さのものが得られている。メインビームの周波数によるスプリットもない。

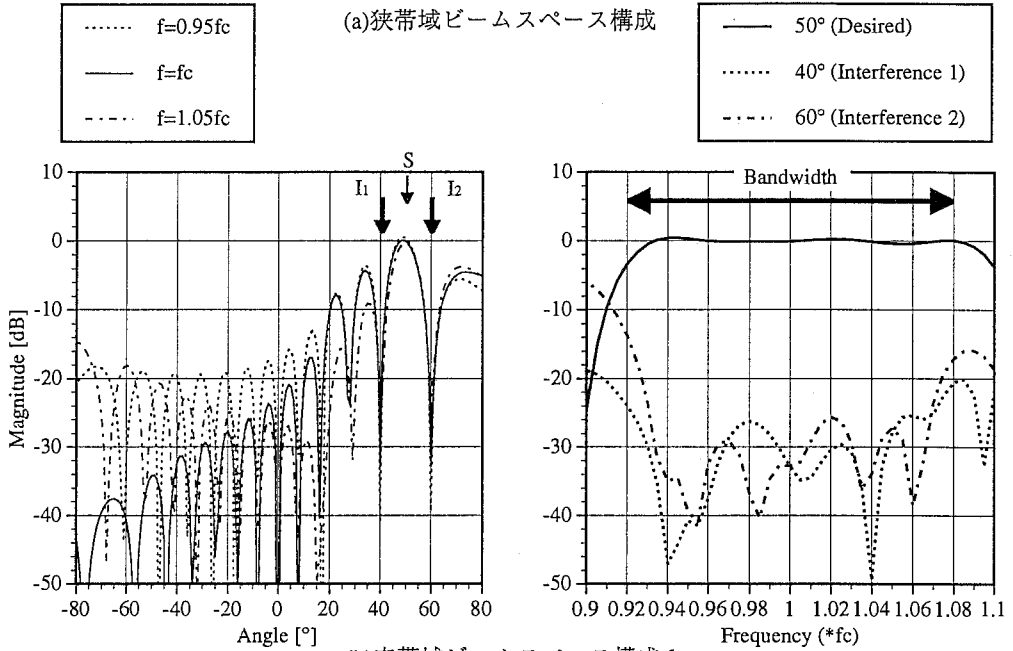
図13（電波環境2）においては、狭帯域信号を対象としたビームスペース構成では、所望波入射方向がブロードサイドに近いこともあって、周波数によるビーム形成方向の相違が小さい。しかし、 35° 方向の干渉波に対しては、ヌルも周波数によってずれており、IMFが低くなる。一方、 -50° 方向の干渉波に対しては、2つのヌルが近づくことによって何とか広帯域ヌルを形成している。つまり、所望波と近接した干渉波を抑圧することはできないが、離れていれば抑圧可能である。ただし限界があり、信号帯域幅がもっと広くなると対応できなくなる。

図13(b)(d)の広帯域ビームスペース構成1・2では、所望波と干渉波が近くても離れていても広帯域ヌルを形成している。しかし、図13(c)の広帯域ビームスペース構成2（付録1の方法でDBF回路を設計）では、メインビームから離れた -50° 方向には広帯域ヌルを形成していない。その理由について説明する。

付録1の方法で得られた広帯域DBF回路のメインビーム以外の特性（サイドローブやヌル）は、付録図A5に示すように、メインビーム方向から離れると、周波数-角度平面上での振幅等高線が周波数軸に関して平行にならない。そのため、図3の広帯域ビームスペース構成2のマルチビームフォーミング回路としてこの回路を使うと、干渉波入射方向における周波数特性が一定振幅値でないために、サイドローブ受信した信号のスペクトルが乱され、干渉波抑圧のためのretrodirective patternが形成されず、干渉波が所望波に近い場合を除いて広帯域ヌルを形成しない（ある程度サイドローブレベルが低くなろうとはする）。



(a) 狭帯域ビームスペース構成



(b) 広帯域ビームスペース構成 1

図 1 2 指向 (左) ・周波数特性 (右) (電波環境 1、Case 2)

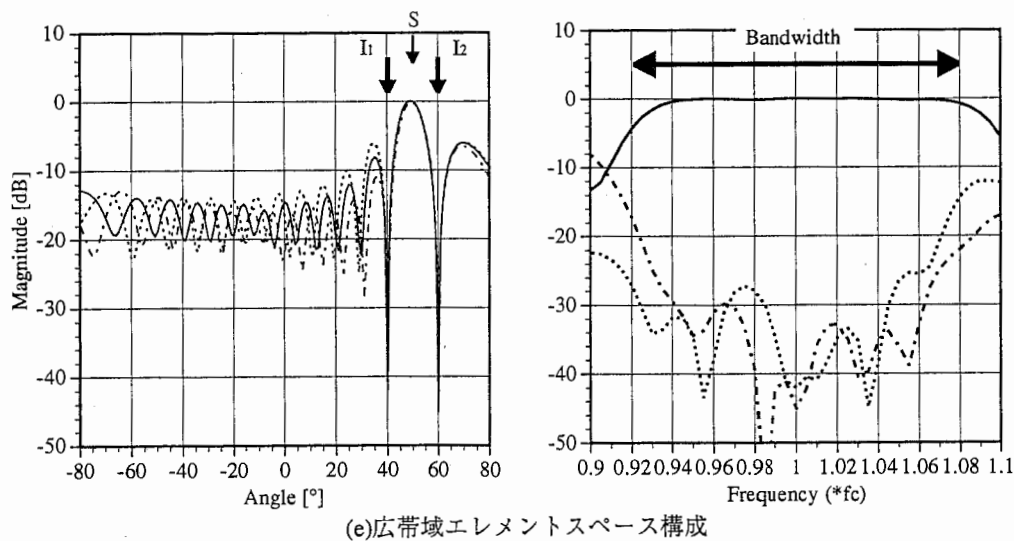
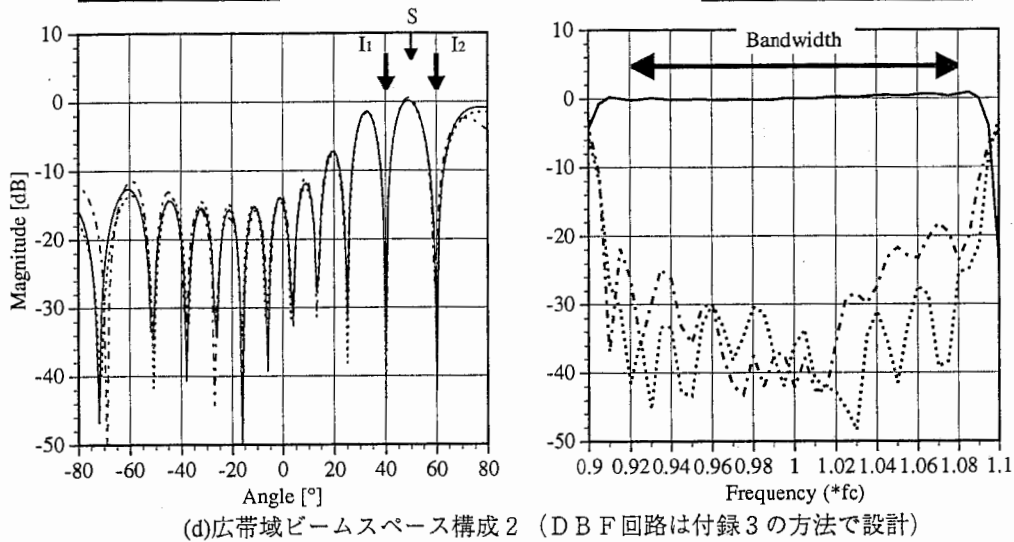
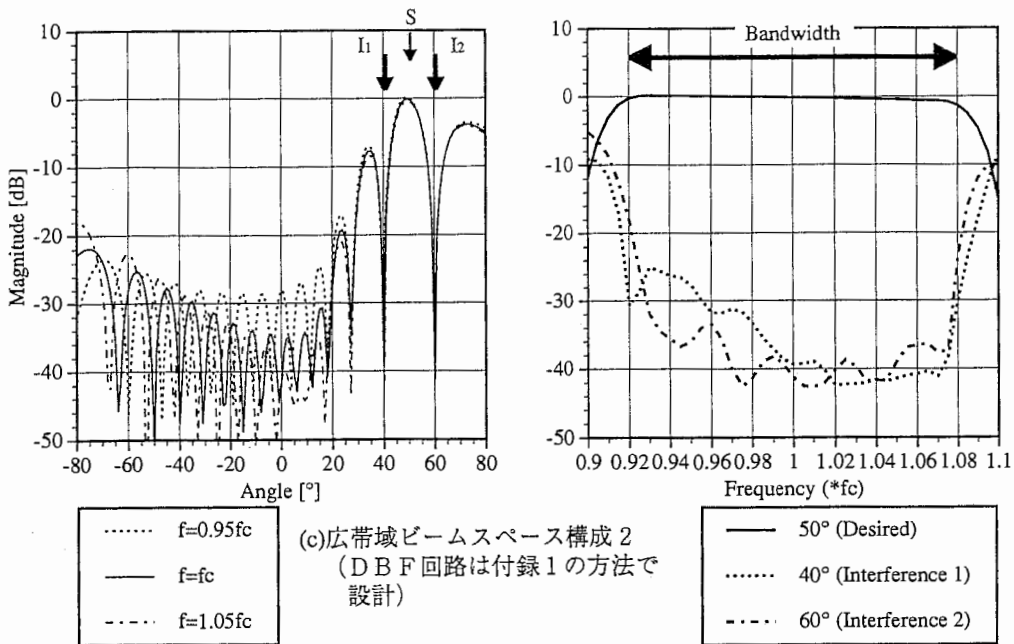
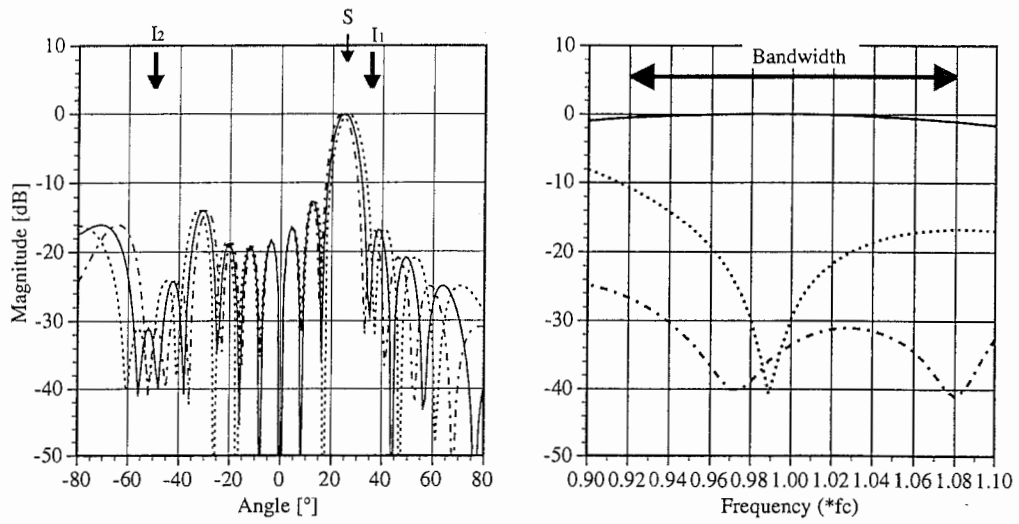
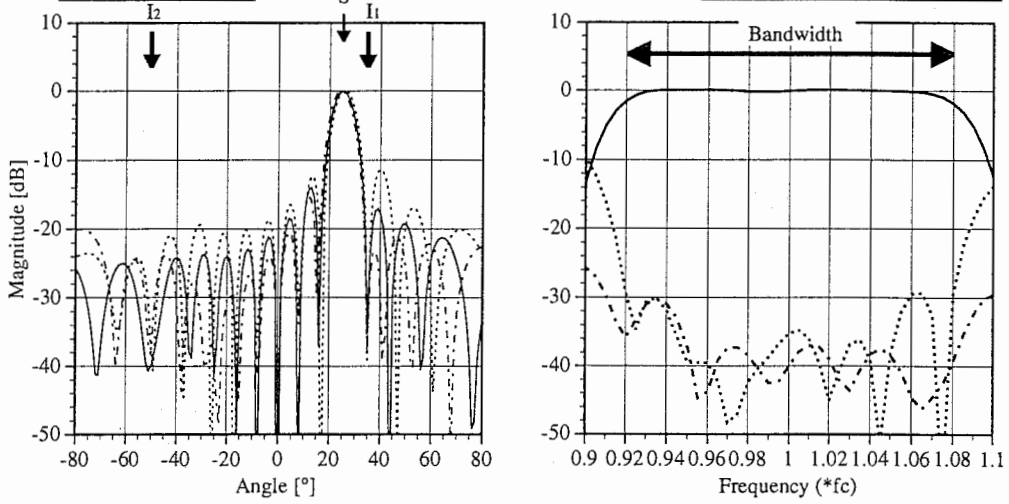


図12 (続き) 指向(左)・周波数特性(右) (電波環境1、Case2)

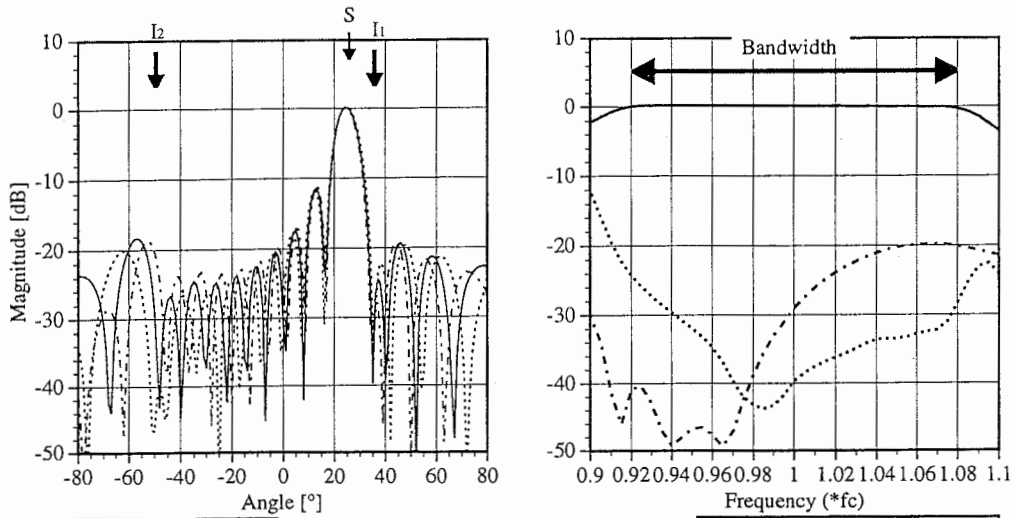


(a) 狭帯域ビームスペース構成



(b) 広帯域ビームスペース構成 1

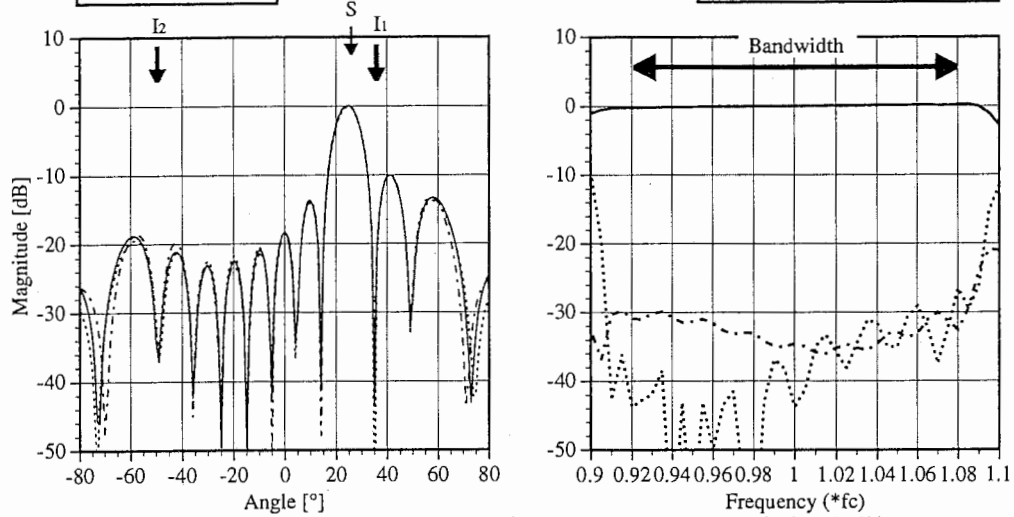
図 13 指向 (左) ・周波数特性 (右) (電波環境 2、Case 2)



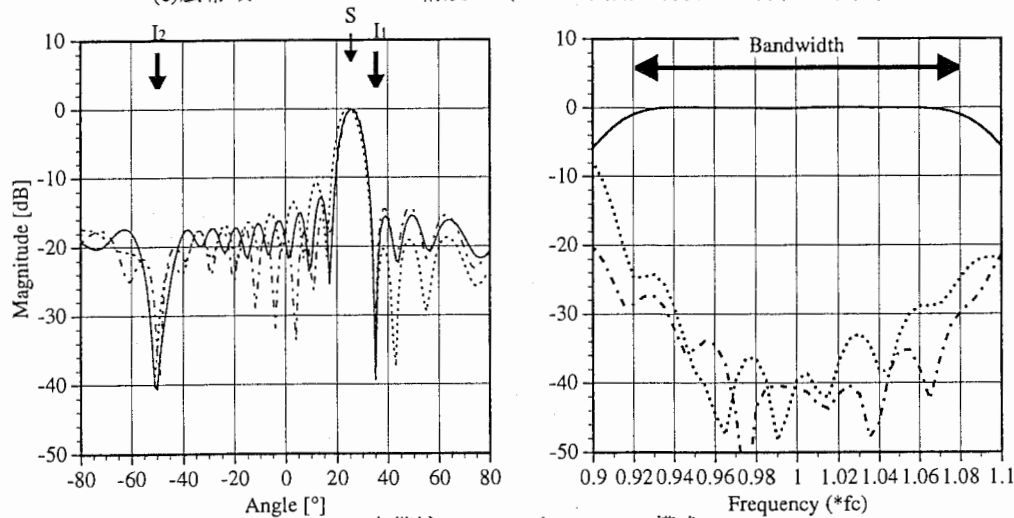
..... $f=0.95f_c$
 — $f=f_c$
 - - - $f=1.05f_c$

(c) 広帯域ビームスペース構成 2 (DBF回路は付録1の方法で設計)

— 25° (Desired)
 35° (Interference 1)
 - - - -50° (Interference 2)



(c) 広帯域ビームスペース構成 2 (DBF回路は付録3の方法で設計)



(e) 広帯域エレメントスペース構成

図13 (続き) 指向(左)・周波数特性(右) (電波環境2、Case2)

4. 6 各構成の比較

・狭帯域ビームスペース構成

信号帯域幅があまり広くなく（約 $0.1f_c$ 以下）、所望波と干渉波がある程度離れている（素子数16で約 20° 以上）条件下であれば、同じ回路構成で広帯域信号に対応できそうである。但し、そのためには素子数はある程度必要である。というのは、この構成では、前節で述べたように、2つ程度のヌルが近づくことにより広帯域ヌルを形成するからである。

・広帯域ビームスペース構成1

所望波と干渉波が近い場合でも十分対応可能な万能型である。制御すべき荷重係数の数はエレメントスペース構成より少ない（半分以下）。収束速度はエレメントスペース構成と同程度である。マルチビームフォーミングにFFTを使えるので、マルチビームフォーミングのための信号処理は効率的に行える。

・広帯域ビームスペース構成2

制御すべき荷重係数の数が極めて少なく、収束も非常に速い。干渉波抑圧性能は、広帯域マルチビームフォーミング回路を構成する各広帯域DBF回路の特性に左右される。広帯域DBF回路の帯域幅が狭いと干渉波抑圧性能は劣化する。また、各広帯域DBF回路はそのメインビーム以外の特性も重要である。その振幅特性を周波数-角度平面上の振幅等高線で示したとき、等高線は角度に関係なく周波数軸に平行であることが望ましい。広帯域マルチビームフォーミング回路におけるビームフォーミング処理に要する信号処理演算量はFFTよりかなり多くなる。ただし、演算は単純な積和演算である。

この構成は、広帯域DBF回路の特性を工夫すれば、音響系などの伝搬波が元々ベースバンドの場合にも適用できる。

5. むすび

広帯域信号に対応した2種類のビームスペース形構成のCMAを用いたアダプティブアレーを提案した。その1つは、従来の狭帯域信号を対象とするマルチビームフォーマの後に、周波数特性を補正するように荷重係数を適応的に制御するtapped delay line構成の“FIR形フィルタ”を置いたものである。もう1つは、マルチビームフォーマそのものが広帯域信号を通過できるようにし、その後に適応的に制御する荷重を置いたものである。制御すべき荷重の数が非常に少ないのが特徴である。

計算機シミュレーションにより、自由度が低くなるにもかかわらず、エレメントスペース構成に比べて干渉波抑圧能力は遜色なく、特にビームスペース構成2は収束が速いことを示した。制御すべき荷重の数が少ないのはハードウェアの点でも有利である。

謝辞

本研究を進めるにあたり御指導・御助言頂いた(株)エイ・ティ・アール光電波通信研究所猪股英行社長、無線通信第1研究室唐沢好男室長、無線通信第1研究室内の諸氏に感謝いたします。

参考文献

- [1] O. L. Frost, III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proc. IEEE, vol. 60, No. 8, pp.926-935, Aug. 1972.
- [2] 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baumアダプティブアレー”，信学論(B), vol. J65-B, No. 9, pp. 1117-1124, 1982.
- [3] 鷹尾、石崎：“出力電力最小化方式アダプティブアレーの広帯域所望信号に対する拘束法”，信学論(B), vol. J68-B, No. 3, pp. 411-418, 1985.
- [4] 河野：“アダプティブアレーアンテナを用いた空間・時間領域の信号処理の情報理論的考察”，情報処理, vol. 35, No. 7, pp.609-617, 1994.
- [5] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," IEEE ASSP Magazine, pp. 4-24, Apr. 1988.
- [6] K. Takao and K. Uchida, "Beamspace partially adaptive antenna," IEE Proc. vol. 136, Pt. H, No. 6, pp. 439-444, Dec. 1989.
- [7] 富岡、鷹尾：“DBFアンテナのアダプティブアレーへの応用”，信学技報A・P90-96.
- [8] 千葉、中條、藤瀬：“ビームスペースCMAアダプティブアレーアンテナ”，信学論(B-II), vol. J77-B-II, No. 3, pp. 130-138, 1994.
- [9] 西森、入山、菊間、稲垣：“固有ビームスペース方式を用いた差動型CMAアダプティブアレー”，1995信学総大, B-108.
- [10] 関口、A. Klouche-Djedid, 三浦、唐沢：“デジタルビームフォーミングの2次元領域表現に関する考察”，信学技法DSP95-110 (ICD95-159).
- [11] 関口、三浦、唐沢：“広帯域信号に対応したビームスペース形アダプティブアレー”，信学技法A・P95-92.
- [12] M. G. Larimore and J. R. Treichler, "Convergence behavior of the constant modulus algorithm," Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, & Signal. Process., pp. 13-16, 1983.
- [13] 長谷川、関口、高橋：“スペクトル変換に基づく通過域可変2DFIRファンフィルタ”，信学技法CAS89-158 (CS89-118, DSP89-57).

付録1 広帯域デジタルビームフォーミング (DBF) 回路の荷重係数計算方法その1

文献[10]では荷重係数計算の原理しか示していないので、ここで詳しく説明する。続く付録2にはFortranのプログラムリストを添付する。

本方法で得られた広帯域DBF回路のメインビーム以外の特性 (サイドローブやヌル) は、図A5に示すように、メインビーム方向から離れるほど、周波数-角度平面上での振幅等高線は周波数軸に関して平行にならない。そのため、本文中で述べた広帯域ビームスペース構成2のマルチビームフォーミング回路としてこの回路を使うと、干渉波入射方向の周波数特性が一定振幅値でないために、サイドローブ受信した信号のスペクトルが乱され、干渉波抑圧のためのretrodirective patternが形成されず、干渉波が所望波に近い場合を除いて広帯域ヌルを形成しない (ある程度サイドローブレベルが低くなろうとはする)。従って干渉波抑圧性能は高いとはいえない。よって、広帯域ビームスペース構成2のマルチビームフォーミング回路を構成する広帯域DBF回路には、付録3で説明する方法の方がよい。

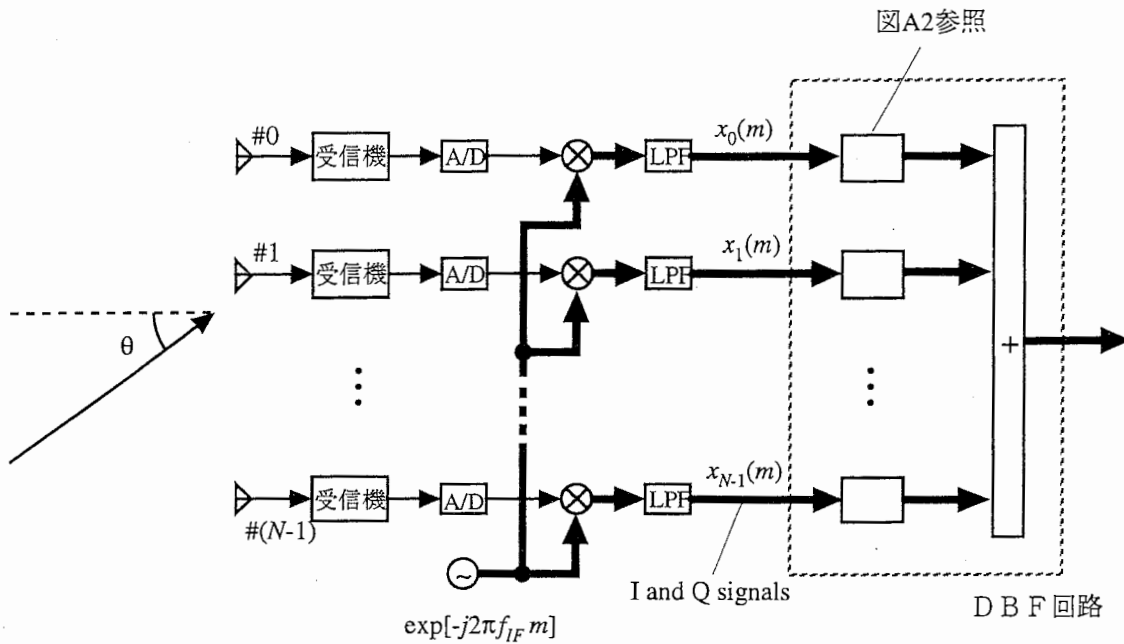
この方法はマルチビームではなく、単一狭角広帯域ビームを作るのに適する。

記号の定義

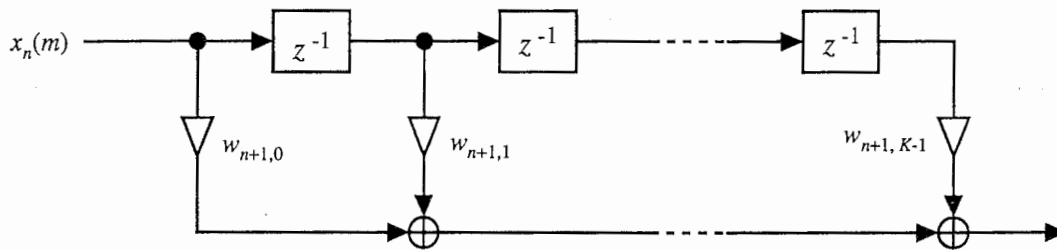
- d 素子間隔 (一定、リニアアレー)
- θ 信号入射角 (図A1参照) あるいはビーム形成方向
- N 素子数
- K DBF回路内tapped delay line回路タップ数 (原則奇数)
- f (非正規化時間) 周波数
- c 光速
- f_c 搬送波周波数
- f_s DBF回路内サンプリング周波数
- T_s DBF回路内サンプリング間隔 ($=1/f_s$)
- F_1 サンプリング周波数 f_s で正規化した時間周波数 (単に正規化時間周波数)
- F_2 空間サンプリング周波数 $1/d$ で正規化した空間周波数 (単に正規化空間周波数)
- $w_{n,k}$ DBF回路荷重係数 ($n=1,2, \dots, N; k=0, 1, \dots, K-1$. 図A2参照。図5とは定義が異なるので注意。)

信号入射角を図A1のように定義したとき、図A1のDBF回路の特性は以下ようになる。

・周波数と入射角に関して



図A1 広帯域デジタルビームフォーマの構成



図A2 Tapped delay line (直接形) 構成のFIR形デジタルフィルタ

$$H(f, \theta) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{K-1} w_{n,k} e^{-j2\pi(f-f_c)kT_s} e^{j2\pi f \frac{d \sin \theta}{c} (n-1)} \quad (A1)$$

・正規化時間周波数と正規化空間周波数に関して

$$G(F_1, F_2) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{K-1} w_{n,k} e^{-j2\pi F_1 k} e^{j2\pi F_2 (n-1)} \quad (A2)$$

(図3の $a_{i00}, a_{i01}, a_{i02}, \dots, a_{i10}, a_{i11}, a_{i12}, \dots$ が、式(A1)(A2)の $w_{10}, w_{11}, w_{12}, \dots, w_{20}, w_{21}, w_{22}, \dots$ に対応する。)

式(A2)は2次元(2D)デジタルフィルタの周波数応答である。

等間隔のリニアアレーを仮定する。この方法は、素子間隔が一定のリニアアレーにしか適用できないという制約がある。ただし、素子が平面に格子状に縦横それぞれ等間隔に配置されている場合には、本方法の拡張で対応できる(デジタルフィルタは3次元(時間-空間2次元)となる)。

本方法は、周波数-角度平面上での所望特性(広帯域ビームをどの方向に形成するか)を、図A3に示すように正規化時間周波数-正規化空間周波数平面(以下、2D正規化周波数平面)上での所望特性に変換し

て、2Dデジタルフィルタの特性近似問題に帰着させている。

広帯域マルチビームを形成して、そのあとビームを選択してアダプティブな広帯域ビームや広帯域ヌルを形成するには、各シングルビームを形成する回路の位相特性が周波数に関して線形であり、かつその傾きがすべてそろっていないなければならないが、本方法はその要求を満足させることができる。

図A3(a)の特性は広帯域DBF回路の所望特性である。これを2D正規化周波数平面上での特性に変換すると、図A3(b)のようになる。この特性は式で表現すると、以下のようになる。

$$D(F_1, F_2) = \begin{cases} 1, & F_2 \leq (d \sin \theta / c)(f_s F_1 + f_c) + \varepsilon \text{ and} \\ & F_2 \geq (d \sin \theta / c)(f_s F_1 + f_c) - \varepsilon \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (A3)$$

($F_1 = \pm 0.5$ 近傍も0とする)

ε は適当な小さな数である。これは、角度 θ から入射する信号の、DBF回路入力における時間と空間に関する2Dスペクトルが、2D正規化周波数平面上で直線

$$F_2 = (d \sin \theta / c)(f_s F_1 + f_c) \quad (A4)$$

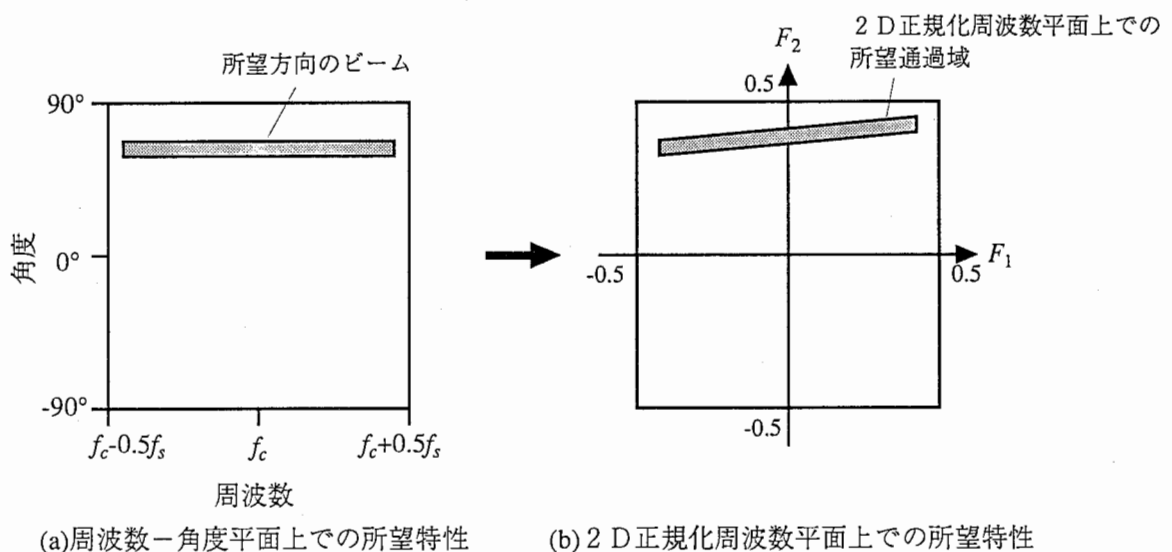
上に現れることに基づく。式(A3)のような特性を近似する2D FIRデジタルフィルタ G を得ることができれば、 θ 方向に広帯域ビームを形成するDBF回路を構成できる。

この特性を得る方法の原理を図A4に示す。以下、図A4に従って荷重係数計算方法を説明する。素子数 N は既に決められているものとする。

(1) 荷重係数計算法

Step 1 N' を以下のように定義する。

$$N' = \begin{cases} N & N \text{ is odd} \\ N-1 & N \text{ is even} \end{cases} \quad (A5)$$



図A3 周波数-角度平面から2D正規化周波数平面への所望特性の変換

インパルス応答長が N' の1次元線形位相FIR形狭帯域低域通過デジタルフィルタを設計する。ここでいう「設計」とは、インパルス応答 $p(m)$ を求めることである。帯域幅はなるべく狭い方が良い。

$p(m)$ の計算方法は窓関数法やRemez法などが知られているが、一番簡単なのは、 $p(m)=1/N'$ とすることである。この場合、サイドローブの最大値はメインビームより約13 dB低くなる。

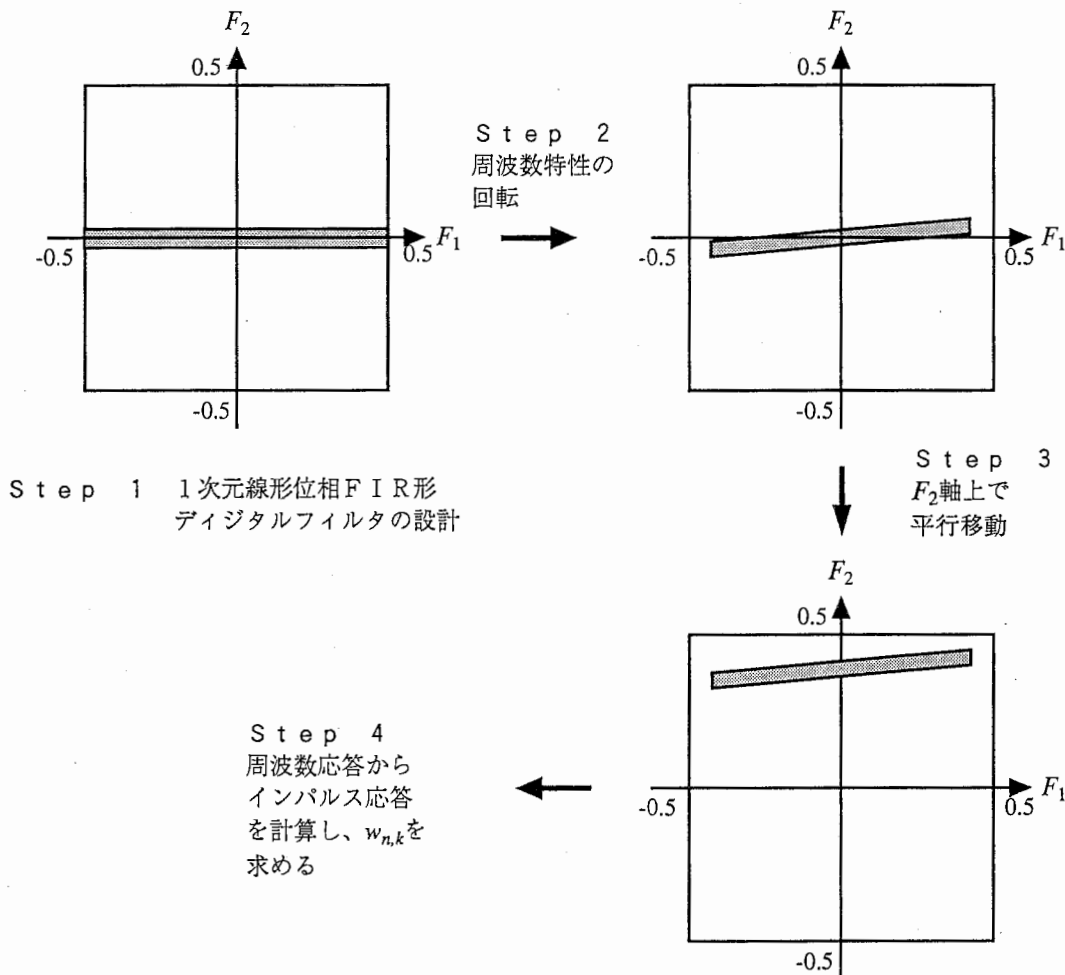
ここでは簡単のため、振幅特性には影響を与えない、線形位相成分は除いた零位相部分のみを考える。従って、ここで設計した1次元デジタルフィルタの周波数応答は式(A6)のようになる。零位相なので、 $p(m)=p(-m)$ の関係がある。

$$P(F_2) = \sum_{m=-(N'-1)/2}^{(N'-1)/2} p(m) e^{-j2\pi F_2 m} = p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(N'-1)/2} p(m) \cos(2\pi F_2 m) = p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(N'-1)/2} p(m) T_m(\cos(2\pi F_2)) \quad (A6)$$

ここで、 $T_m(x)$ は m 次の第1種チェビシェフ多項式で、

$$T_0(x) = 1, \quad T_1(x) = x, \quad T_m(x) = 2xT_{m-1}(x) - T_{m-2}(x), \quad T_m(\cos x) = \cos mx \quad (A7)$$

の関係がある。



図A4 広帯域DBF回路の荷重係数計算法の原理

Step 2 Step 1で得た特性を回転させる。回転は以下のように行う。

式(A6)において、 $\cos(2\pi F_2)$ を、以下の $R(F_1, F_2)$ に置き換えると、周波数特性を近似的に回転できる[13]。

$$\cos(2\pi F_2) \rightarrow R(F_1, F_2) = R_c(F_1) \cos(2\pi F_2) - R_s(F_1) \sin(2\pi F_2) \quad (\text{A8})$$

$$R_c(F_1) = \sum_{m=0}^L a_m \cos(2\pi F_1 m) \quad (\text{A9a})$$

$$a_0 = \frac{\sin(q\pi)}{q\pi}, \quad a_m = \frac{2 \cdot (-1)^m q \sin(q\pi)}{\pi(q^2 - m^2)} \quad (\text{A9b})$$

$$R_s(F_1) = \sum_{m=1}^L b_m c_m \sin(2\pi F_1 m) \quad (\text{A10a})$$

$$b_m = \frac{2 \cdot (-1)^m m \sin(q\pi)}{\pi(q^2 - m^2)} \quad (\text{A10b})$$

$$q = -(df_s / c) \sin \theta \quad (\text{A11})$$

c_m は $m=0$ を中心とする、長さ $2L+1$ の方形窓ではない適当な窓関数である (Hamming窓など)。 L は適当な整数で、最低3程度とする。 L が小さすぎると、回転後の振幅特性が、 F_1 に関して帯域幅が狭くなる。従って、 L は5程度の値がよい。性能評価シミュレーションでは $L=6$ とした。回転角は、 $\tan^{-1}(-q)$ である。

Step 3 回転した特性を F_2 軸に沿って平行移動する。平行移動量 F_{2shift} は、

$$F_{2shift} = (df_c / c) \sin \theta \quad (\text{A12})$$

である。

ここまでで得られた特性の周波数応答は以下ようになる。

$$G(F_1, F_2) = p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(N'-1)/2} p(m) T_m \left(R(F_1, F_2 - F_{2shift}) \right) \quad (\text{A13})$$

素子数 N が偶数の場合は、式(A13)にさらに $\cos\pi(F_2 - F_{2shift})$ を掛ける。

$$G(F_1, F_2) = \left[p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(N'-1)/2} p(m) T_m \left(R(F_1, F_2 - F_{2shift}) \right) \right] \cos\left(\pi(F_2 - F_{2shift})\right) \quad (N \text{ is even}) \quad (\text{A14})$$

Step 4 式(A13) (N が奇数) または(A14) (N が偶数) の周波数応答からインパルス応答を求め、 $w_{n,k}$ を計算する。

それにはまず、適当な2のべき乗の点数 (128点程度、ここでは I 点とする) で、 F_1 と F_2 について-0.5から0.5の間を等間隔に分割し、それらの点上で式(A13)または(A14)の周波数応答の値を求める。これらの値を逆離散フーリエ変換するとインパルス応答 $g(m_1, m_2)$ が得られる。

m_1, m_2 の範囲を $-I/2 \sim I/2$ とすると、 $w_{n,k}$ は、

$$w_{n,k} = g\left(k - \frac{K-1}{2}, -n + \frac{N-1}{2} + 1\right) \quad (n = 1, 2, \dots, N; k = 0, 1, \dots, K-1) \quad (\text{A15})$$

となる。 N が偶数の場合は、上式の $(N-1)/2$ は $N/2$ とする。時間方向 (m_1) に関しては、 $g(m_1, m_2)$ を K の値に応

じて途中で打ち切ることになる。そのため、 K は小さすぎない方がよい。だいたい、 N と同程度の値にする。

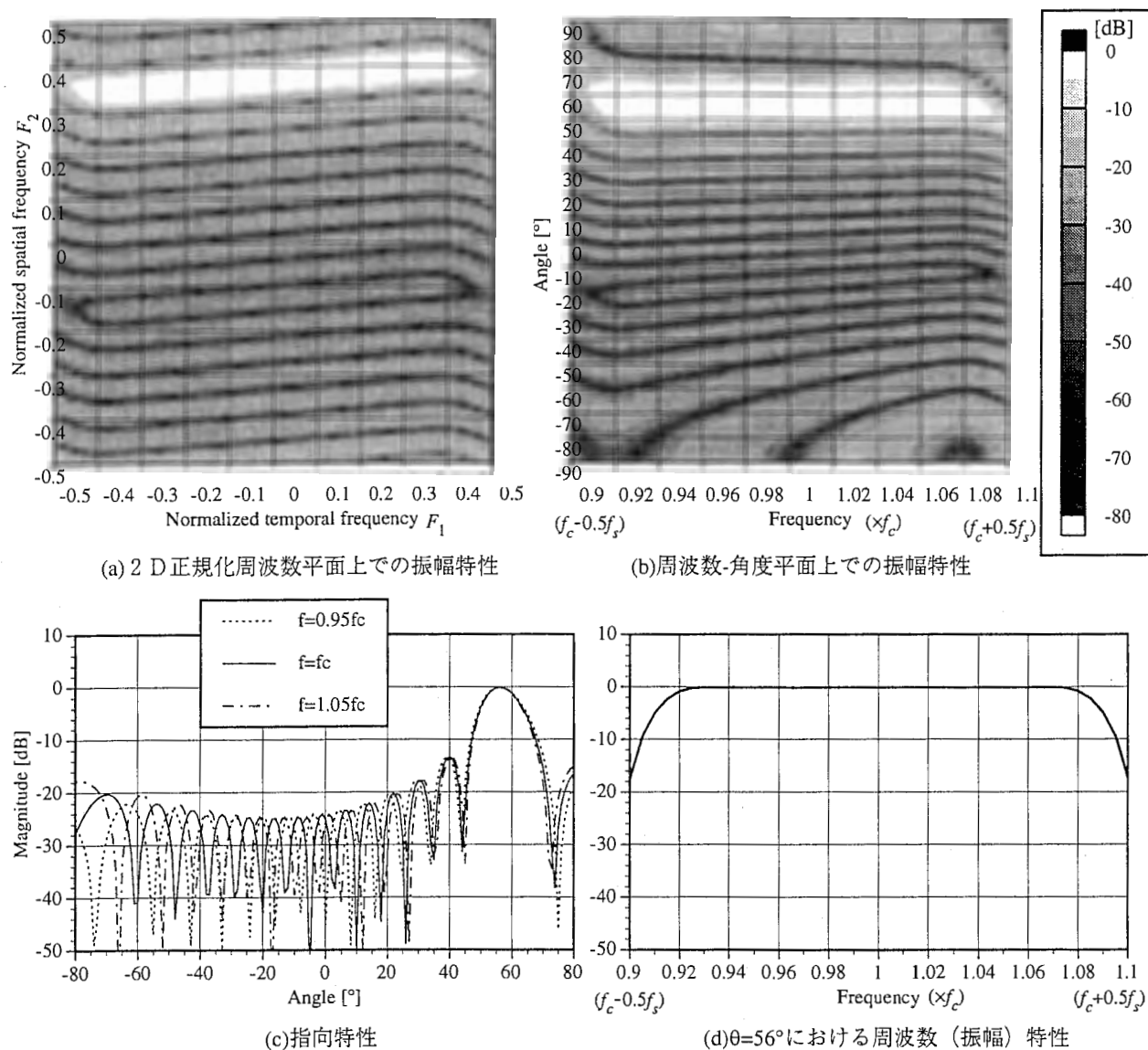
式(A15)右辺で n の符号が負なのは、式(A2)の2つめの指数関数 $\exp[j2\pi F_2(n-1)]$ のかっこ内の符号が正のためである。

(2) 本方法の特徴

- ・最適化手法を用いていないし、また、連立方程式を解く必要もないので、高速に荷重係数を計算できる。(本方法では、周波数応答の計算とその逆FFTが一番時間がかかる。)
- ・DBF回路の位相特性が線形である。その傾きは K の値で決まる。従って、広帯域マルチビームを形成するために本方法を用いる場合は、各シングルビームDBF回路で K の値をそろえればよい。

(3) 計算例

本文の性能評価で用いた、Case 2 (サンプリング周波数 $f_s=0.2f_c$ 、素子間隔 $d=0.45\lambda_c$) に対する 56° 方向にビームを形成する広帯域DBF回路の特性を示す。



図A5 付録1の方法によるDBF回路の特性

素子数 $N=17$ 、タップ数 $K=17$ である。Step 1の1次元線形位相FIR形低域通過デジタルフィルタのインパルス応答は、 m に関係なく $p(m)=0.058$ ($m=-8, -7, \dots, 0, \dots, 7, 8$)とした。式(A9)の L は $L=6$ とした。得られた特性を図A 5に示す。図A 5 (a)(b)は色の白いところほど振幅値が大きい。図A 5 (b)でわかるように、メインビームから離れた振幅等高線は周波数軸に平行になっていない。

付録2 付録1の荷重計算法のプログラムリスト

実際に使用するには、2次元逆FFTのサブルーチンライブラリを必要とする。これはIMSL等に用意されている。ここでは適当な名前を付けているので、実際に使用するライブラリに応じて名前や引数を変更する。荷重係数計算結果は論理番号85のファイルに出力される (Sunワークステーションならfort.85)。

(リスト中、大文字を含む変数名があるが、これは単に区別しやすくするだけのものである。Fortranなので当然大文字と小文字の区別はない。)

```

c          1          2          3          4          5          6          7
c234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
c
c   Design of element-space wideband DBF network
c
c   by rotation of 1D FIR DF on 2D frequency domain
c
c
c   (C)ATR Opt. and Radio Commun. Res. Lab., 1995.
c
c-----
c
c   Output logical unit no.=85
c
c   parameter (narymax=64, nfiltmax=200, nfftpoint=128)
c
c   complex*8 weight(narymax, 0:nfiltmax), z(256, 256),
*       h2d(-128:128, -128:128)
c   dimension hz(0:nfiltmax)
c
c   common /rot/a(0:10), b(10), win(20), nrot
c
c-----
c   Input parameters
c-----
c
c   write(*,*) 'Carrier frequency [Hz]='
c   read(*,*) fc
c   write(*,*) ' Sampling frequency[Hz]='
c   read(*,*) fs
c   write(*,*) ' Element spacing (*wavelength of carrier)='
c   read(*,*)
c   write(*,*) ' Main beam direction (deg)='
c   read(*,*) th
c   write(*,*) ' Number of array='
c   read(*,*) n2      ! #array
c
c                               (1D filter length(for odd) or +1(for even)

```

```

write(*,*) ` Order of cos/sin rotational transform='
read(*,*) nrot ! Order of cos/sin rot. transform
write(*,*) ` Number of taps='
read(*,*) n1 ! No. of taps (Time FIR length,odd)
C
C
write(*, *) ` 1D prototype filter length
read(ndv, '(47x, i3)') nfilt
C
C-----
C 1D prototype filter coefficients -- moving averaging filter
C-----
C
do i=0, (nfilt-1)/2
    hz(i)=1.0/float(nfilt)
enddo
C
C-----
C Converting (f, th) -> (f1, f2) domain
C of passband region
C-----
C
pi=3.1415927
rad =pi/180
ap =d*fs/fc*sin(th*rad)
bp =d*sin(th*rad)
F2shift=bp
C
C-----
C Coefficients for rotational transform
C-----
C
q=-ap
a(0)=sin(q*pi)/(q*pi)
do m=1, nrot
    a(m)=2*(-1)**m*q*sin(q*pi)/(pi*(q*q-m*m))
    b(m)=2*(-1)**m*m*sin(q*pi)/(pi*(q*q-m*m))
enddo
C
C Hamming window
C
nx=2*nrot+1
do i=1, nx
    win(i)=0.54+0.46*cos(pi*(2*i-nx-1)/float(nx-1))
enddo
C
C-----
C Frequency response of rot. transformed & shifted 2D filter
C-----
C
do 30 j=0, nfftpoint-1
do 30 i=0, nfftpoint-1
    i1=i+1
    j1=j+1
    F1=float(i)/nfftpoint
    F2=float(j)/nfftpoint
    rot_T=ROT_TRANS(F1, F2-F2shift)
C
    cs=hz(0)+2*hz(1)*rot_T
    T0=1
    T1=rot_T
    do 35 m=2, (nfilt-1)/2
        T2=2*rot_T*T1-T0
        cs=cs+2*hz(m)*T2
    enddo
enddo
enddo

```



```

        T0=T1
        T1=T2
35    continue
        if (mod(n2, 2) .eq. 0) cs=cs*cos(pi*(F2-F2shift))
        z(i1, j1)=cs
30    continue
c
c-----
c    Impulse response from IFFT of 2D frequency response data
c-----
c
c    You have to prepare two-dimensional IFFT subroutine "ifft2d"
c    by yourself. (nfftpoint*nfftpoint)
c
c    call ifft2d(z, nfftpoint, nfftpoint) ! 2D IFFT
c
c-----
c    Conversion: impulse response -> weight coefficients
c-----
c
c    (Change of variable: zero-phase filter impulse response)
c
c    do 40 j=0, nfftpoint/2
c    do 40 i=0, nfftpoint/2
c        h2d(i, j)=z(i+1, j+1)
40    continue
c
c    do 45 j=0, nfftpoint/2
c    do 45 i=-nfftpoint/2, -1
c        h2d(i, j)=z(i+nfftpoint+1, j+1)
45    continue
c
c    do 50 j=-nfftpoint/2, -1
c    do 50 i=0, nfftpoint/2
c        h2d(i, j)=z(i+1, j+nfftpoint+1)
50    continue
c
c    do 55 j=-nfftpoint/2, -1
c    do 55 i=-nfftpoint/2, -1
c        h2d(i, j)=z(i+nfftpoint+1, j+nfftpoint+1)
55    continue
c
c    do 60 k=0, n1-1
c    do 60 n=1, n2
c        weight(n, k)=h2d(k-(n1-1)/2, -n+(n2-1)/2+1) ! Resulting weights
60    continue
c
c-----
c    Output
c-----
c
c    ndv=85
c    write(ndv, 1200)
c    write(ndv, 1210) n2, n1, nrot
c    do i=1, n2
c        write(ndv, '(i5,2e20.7)') i, weight(i, 0)
c        write(ndv, '(5x,2e20.7)') (weight(i, j), j=1, n1-1)
c    enddo
c    write(ndv, 1220) fc, fs, d
c
1200 format('Element-space_TDL_wide-band DBFN (2D_freq_domain',
*         '_by_rotation)')
1210 format('#arrays =', i5, ' filter length=', i5,
*         ' rot. order(cos/sin)=', i5)

```

```

1220 format(/'fc=', e10.3, 5x, 'fs=', e10.3, 5x, 'd=', f4.2)
c
  end
c
c#####
c
c  Function : Rotational transform
c
c#####
c
  function ROT_TRANS(F1, F2)
c
  common /rot/a(0:10), b(10), win(20), nrot
c
  pi2=6.2831853
  Tc=a(0)
  Ts=0
  do 10 m=1, nrot
    Tc=Tc+a(m)*cos(pi2*m*F1)
    Ts=Ts+b(m)*win(nrot+m+1)*sin(pi2*m*F1)
10  continue
c
  ROT_TRANS=Tc*cos(pi2*F2)-Ts*sin(pi2*F2)
c
  return
  end

```

付録3 広帯域デジタルビームフォーミング (DBF) 回路の荷重係数計算方法その2

広帯域ビームスペース構成2のマルチビームフォーミング回路を構成するのに適する広帯域DBF回路の荷重係数計算法を説明する。付録4には計算プログラムを添付する。

2Dデジタルフィルタの特性近似問題に帰着させていること、適当な1Dデジタルフィルタに変数変換を施すことによって特性近似を行っているという点では、付録1の方法と似ている。しかし、その変数変換が付録1の方法と異なっている。2D正規化周波数平面上での回転ではない。変数変換を工夫することによって、マルチビームフォーミング回路を構成するのに適する広帯域DBF回路を得ているのである。

素子数 N とタップ数 K は奇数に限定される。また、付録1の方法よりビーム幅が広くなりがちである。

まず、1D零位相FIR形低域通過デジタルフィルタに施す変数変換について説明した後、DBF回路の荷重計算法について説明する。

(1) 変数変換

変数変換は、1D零位相FIR形低域通過デジタルフィルタ (1D原形フィルタと呼ぶことにする) の周波数応答の式に現れる $\cos(2\pi F)$ を、適当な $\cos(2\pi F_1)$, $\sin(2\pi F_1)$, $\cos(2\pi F_2)$, $\sin(2\pi F_2)$ の関数 $S(F_1, F_2)$ に置き替えることによって行う。 $S(F_1, F_2)$ は以下に示す $D_T(F_1, F_2)$ を近似する関数である。

$$D_T(F_1, F_2) = \cos\left\{2\pi \frac{F_2}{(f_s/f_c)F_1+1} - 2\pi F_{2shift}\right\} \quad (A16)$$

F_{2shift} は式(A12)と同一である。式(A16)は、1D原形フィルタの任意の周波数 F を2D正規化周波数平面上の直線 $F = \frac{F_2}{(f_s/f_c)F_1+1} - F_{2shift}$ に写像するものである。理想的に写像が行われれば、このような変数変換によって得られる2Dデジタルフィルタの振幅特性の各等振幅線は式(A4)の直線に沿う。このとき、周波数-角度平面上 (図A3(a)や図A5(b)) では、等振幅線は周波数軸に平行に現れる。これは、周波数-角度平面の角度 $= \theta$ という直線が、2D正規化周波数平面上では式(A4)で表される直線に変換されるためである。

次に、式(A16)の近似法について説明する。

近似は、式(A16)で表される周波数特性に対するインパルス応答を2D窓関数で打ち切るという方法 (窓関数法、フーリエ級数法と呼ぶ人もいる) をとる。具体的手順は、

- 1) $-0.5 \leq F_1 < 0.5, -0.5 \leq F_2 < 0.5$ を適当な間隔でサンプルし、式(A16)の各周波数に対する周波数応答値を計算する。FFTを後で使うなら、サンプル点数は2のべき乗 (128点程度) が望ましい。サンプル点数を J (偶数) とする。
- 2) $F_1 < 0$ の領域は $F_1 \geq 0.5$ の領域へ移動させる。 F_2 についても同様。つまり、 $-0.5 \leq F_1 < 0.5, -0.5 \leq F_2 < 0.5$ の領域で求めた周波数応答値を $0 \leq F_1 < 1, 0 \leq F_2 < 1$ の領域へ持ってくるのである (図A6)。並べ替えの結果、直線 $F_1 = 0.5$

と直線 $F_2=0.5$ で周波数特性が不連続になるが、それでよい。

3) 2) の周波数応答値を 2 次元逆離散 (高速) フーリエ変換する。これで理想インパルス応答が求められる。複素数である。

4) 3) で得られた理想インパルス応答数列 (2 次元数列) を並べ替える。並べ替えは 2) の逆操作のようになる。理想インパルス応答列の範囲は、 $0 \leq n_1 \leq J-1, 0 \leq n_2 \leq J-1$ となるが、 $J/2 \leq n_1 \leq J-1$ の領域を $-J/2 \leq n_1 \leq -1$ に、 $J/2 \leq n_2 \leq J-1$ の領域を $-J/2 \leq n_2 \leq -1$ に並べ替える (図 A 7)。並べ替えで得られた 2 次元数列を $h_T(n_1, n_2)$ ($n_1, n_2 = -J/2, -J/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, J/2-1$) とする。

5) $h_T(n_1, n_2)$ を 2 D 窓関数 $w_{2D}(n_1, n_2)$ で打ち切る。つまり、 $h_T(n_1, n_2)$ と $w_{2D}(n_1, n_2)$ の積をとる。ここで、 $w_{2D}(n_1, n_2)$ は、

$$w_{2D}(n_1, n_2) = w_{1D}(n_1)w_{1D}(n_2) \quad (A17)$$

で、

$$w_{1D}(n_i) = \begin{cases} \text{Appropriate window function centered at } n_i = 0 & \text{for } -(L-1)/2 \leq n_i \leq (L-1)/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (A18)$$

($i=1,2$)

である。"Appropriate window function" とは、方形窓以外の適当な窓関数 (Hamming 窓など) である。その中心は $n_i=0$ ($i=1,2$) である。また、 L は打ち切り項数で奇数である。この L は付録 1 の L とは異なる。 L の値は小さすぎると近似精度が良くない。特に、 $F_2=\pm 0.5$ かつ $F_1=0.5$ 近傍の近似精度が悪くなりがちである。最低でも 21 は必要なようである。

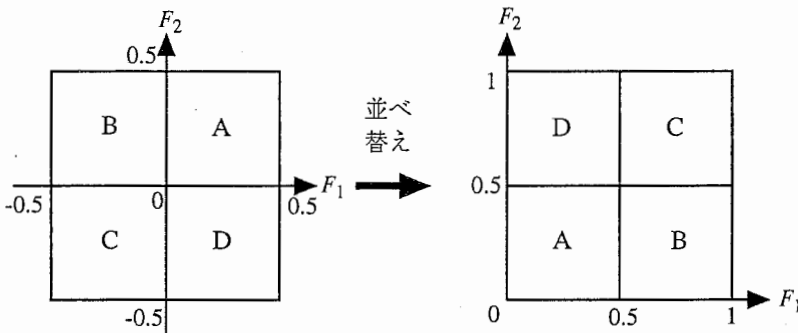


図 A 6 周波数応答データの並べ替え

打ち切りで得られたインパルス応答

$h_T(n_1, n_2)$ は、

$$h'_T(n_1, n_2) = h_T(n_1, n_2)w_{2D}(n_1, n_2) \quad (-(L-1)/2 \leq n_i \leq (L-1)/2 \quad (i=1,2)) \quad (A19)$$

となる。

6) スケーリングを行う。これは、5) で求めたインパルス応答の周波数応答値の最大値・最小値をそれぞれ $1 \cdot -1$ にする操作で、必須である。これを行わないと、DBF 回路の特性は劣化する。そのため、5) で求めたインパルス応答 $h_T(n_1, n_2)$ の周波数応答値を計算し、その最大値 $h_{T_{max}}$ と最小値

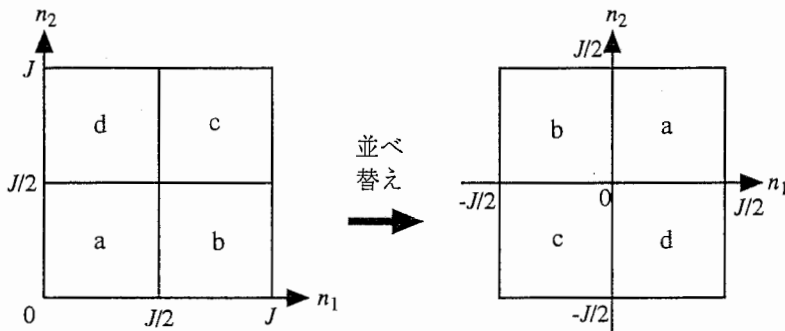


図 A 7 インパルス応答データの並べ替え

h_{Tmin} を求める。そして式(A20)のスケーリング定数 c_1, c_2 を計算する。これらのスケーリング定数を用いて、式(A21)によりスケーリング後のインパルス応答 $h_T(n_1, n_2)$ が求められる。なお、周波数応答は理論的には実数となるが、数値計算上、微小な虚部が現れるので、この際それを打ち切ってしまう。

$$c_1 = 2/(h'_{Tmax} - h'_{Tmin}), \quad c_2 = c_1 h'_{Tmax} - 1 \quad (A20)$$

$$h_T(n_1, n_2) = \begin{cases} c_1 h'_T(n_1, n_2) & \text{for } (n_1, n_2) \neq (0, 0) \\ c_1 h'_T(0, 0) - c_2 & \text{for } (n_1, n_2) = (0, 0) \end{cases} \quad (A21)$$

以上の手順で求めた 2D インパルス応答 $h_T(n_1, n_2)$ を DBF 回路の荷重計算に用いる。 $h_T(n_1, n_2)$ の周波数応答が $S(F_1, F_2)$ となる。

この操作により $h_T(n_1, n_2)$ を計算する MATLAB のプログラムを付録 4 に示す。

(2) DBF 回路荷重係数計算

Step 1 インパルス応答長が M (奇数) の 1D 線形位相 FIR 形低域通過デジタルフィルタを設計する。これは付録 1 と同様で、周波数応答は式(A6)で $N=M$ としたものである。 M の値は素子数 N より小さくする必要があるのである。そうしないと良い特性が得られない。本レポートの性能評価シミュレーションでは、 $N=17$ に対して、 $M=13$ とした。

Step 2 式(A6) (ただし $N=M$) の $\cos(2\pi F_2)$ を $S(F_1, F_2)$ で置き替える変数変換を行う。置き替え後の周波数応答は次式のようにになる。

$$G(F_1, F_2) = p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M-1)/2} p(m) T_m(S(F_1, F_2)) \quad (A21)$$

$$S(F_1, F_2) = \sum_{n_1=-(L-1)/2}^{(L-1)/2} \sum_{n_2=-(L-1)/2}^{(L-1)/2} h_T(n_1, n_2) e^{-j2\pi n_1 F_1} e^{-j2\pi n_2 F_2} \quad (A22)$$

Step 3 式(A21)の周波数応答からインパルス応答を求め、 $w_{n,k}$ を計算する。その方法は付録 1 と同じである。

$$w_{n,k} = g\left(k - \frac{K-1}{2}, -n + \frac{N-1}{2} + 1\right) \quad (n=1, 2, \dots, N; k=0, 1, \dots, K-1) \quad (A23)$$

タップ数 K は最初は素子数と同程度とし、あとは適当に調整する。あまり増やしても特性の差はほとんど出ない。むしろ、近似度は変数変換の項数 L の依存度の方が高いようである。

(3) 本方法の特徴

冒頭でも述べたように、広帯域ビームスペース構成 2 のためのマルチビームフォーミング回路を構成する広帯域 DBF 回路に適する。

最適化手法を用いてないのは付録 1 と同様だが、それより計算時間がかかる。計算時間は主に周波数応答を計算する部分 (FFT ではない) が支配的である。

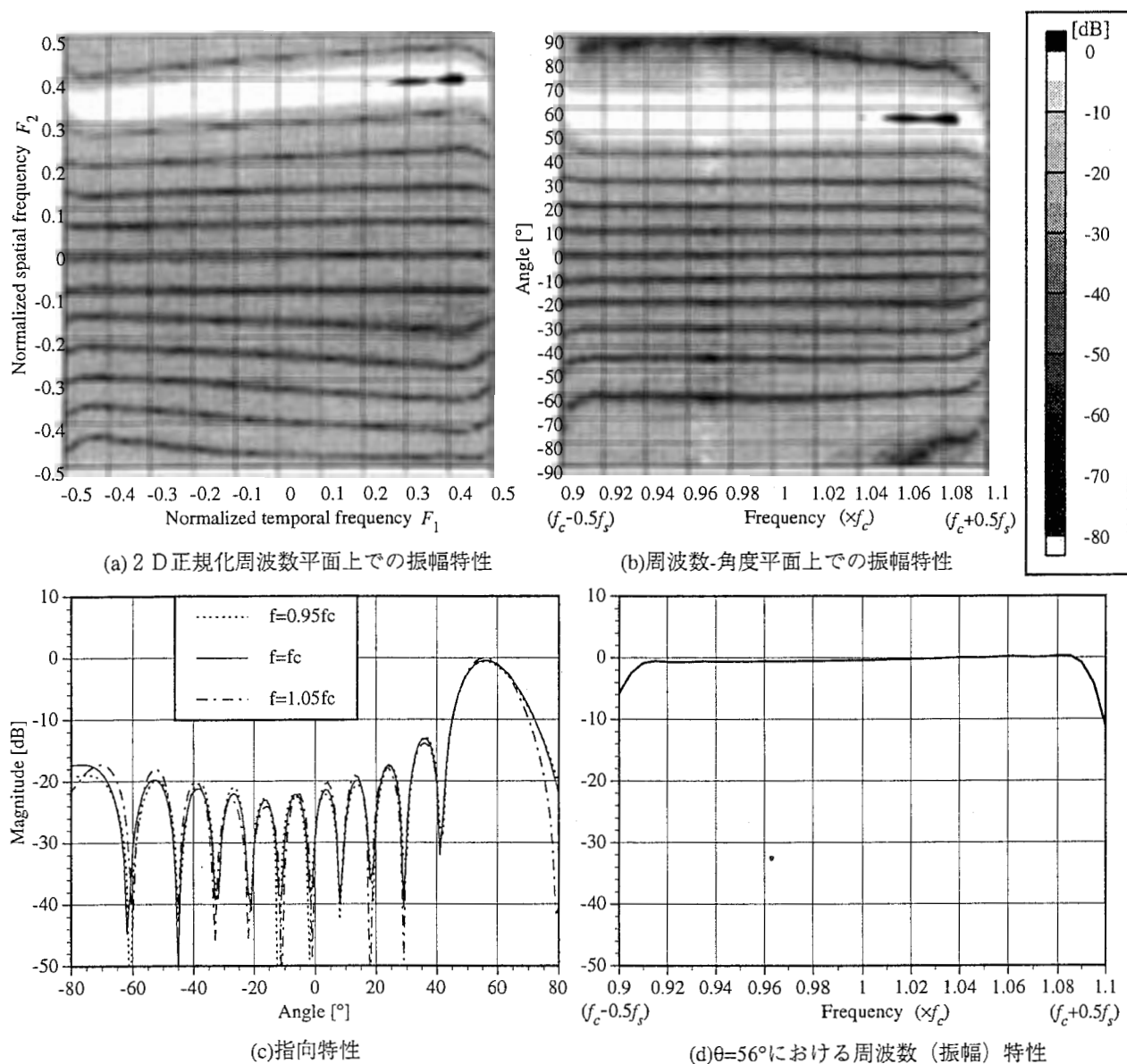
1D原形フィルタの次数を素子数より小さくしなければならないので、ビーム幅は広くなりがちである(あるいは、サイドローブレベルは高くなりがちである)。

マルチビームフォーミング回路ではなく、単独の広帯域DBF回路としては、広角ビーム形成も可能である。また、サイドローブレベルの特に低い領域を設定することも可能である。それには1D原形フィルタの特性を狭帯域ではなく、ビーム幅に応じた帯域幅にしたり、対応する特定の周波数範囲の阻止域減衰量を大きくする(サイドローブレベルを低くする)ように設計する。

もちろん、DBF回路の位相特性は線形である。その傾きは K の値で決まる。従って、広帯域マルチビームを形成するために本方法を用いる場合は、各シングルビームDBF回路で K の値をそろえればよい。

(4) 計算例

付録1と同じ条件(素子数・タップ数、信号の帯域幅)でDBF回路荷重係数を計算した。ただし、 $M=13$



図A8 付録3の方法によるDBF回路の特性

であり、ここが付録1と異なる。Step 1の1D原形フィルタのインパルス応答は、 m に関係なく $p(m)=0.076$ ($m=-6, -5, \dots, 0, \dots, 5, 6$) とした。変数変換の項数はいくつか試して $L=27$ とした。図A 8に得られた特性を示す。図A 8(a)(b)は色の白いところほど振幅値が大きい。その色の白いところにある黒い部分は、振幅値が 0 dBを超えた部分である。

図A 5と比べると、メインビームの幅が広いことがわかる。しかし、メインビーム以外の特性に着目すると、図A 8(b)でわかるように、振幅等高線が周波数軸にほぼ平行になっており、サイドローブ受信した信号もそのスペクトルを乱されることがない。それは図A 8(c)に示すように、周波数によらず、3本の曲線がほぼ一致していることからそれがわかる。付録1の方法では、それがメインビーム近傍の角度(図A 5ではメインビーム方向 $\pm 30^\circ$ 程度)でしか実現できない。

付録4 付録3の荷重計算法のプログラムリスト

(1) 変数変換

MATLABで実行するためのプログラムリストである。パラメータはこのリストの中で設定する。実行にはMATLAB4.2以上が必要である(おそらくver.4.0でも動くだろうが、保証できない)。

入力パラメータはプログラム内で直接与える。結果は、インパルス応答 h_r の実部が変数名 htr、虚部が変数名 hti に格納され、ファイルに出力される。MATLABでは配列の添字は常に1から始まること、大文字と小文字は区別されることに注意。

```
% MATLAB program
%   Coefficients for spectral transformation for broadband beamformer
%   Window method
%
% (C) ATR Opt. & Radio Comm. Res. Lab., 1996.
%
%-----
%
% Constants
%
clear all;
%
d=0.45; % Distance of elements (*wavelength of carrier)
th=56 ; % DOA [deg]
fc=2e1; % Carrier [Hz]
fs=2;   % Sampling freq. [Hz]
P=10;  % Order of cos/sin for COS/SIN transform
%
ns=128 ; % #samples of FFT
c=3e8 ; % Light speed
%
%
pi2=2*pi;
wshift=pi2*d*sin(th*pi/180);
d=d*c/fc ;
%
```

```

%
% Freq. resp. of desired transform
%
freq_resp=zeros(ns, ns);
for j=1 : ns ; for i=1 : ns
    F1=(i-1)/ns-0.5 ; F2=(j-1)/ns-0.5;
    freq_resp(i,j)=cos(pi2*(F2/(fs*F1/fc+1))-wshift);
end; end
%
%
% Impulse resp. of desired transform & windowing
%
h=ifft2(fftshift(freq_resp));
h2=fftshift(h);
win2D=zeros(ns, ns);
win1D=hamming(2*P+1);
for j=ns/2+1-P : ns/2+1+P ; for i=ns/2+1-P : ns/2+1+P
    win2D(i,j)=win1D(i-(ns/2-P))*win1D(j-(ns/2-P));
end; end
%
P2=2*P+1;
h3=h2 .* win2D;
ht=zeros(P2, P2);
for j=1 : P2 ; for i=1 : P2
    ht(i,j)=h3(i+ns/2-P, j+ns/2-P);
end; end
%
%
% Scaling
%
ms=100;
freq_resp3=zeros(ms+1, ms+1);
for j=1 : ms+1 ; for i=1 : ms+1
    F1=(i-1)/ms-0.5 ; F2=0.5-(j-1)/ms;
    freq_resp3(j,i)=TwoD_freq_resp_nc(F1, F2, ht, P2, P2);
end; end
%
freq_resp2=real(freq_resp3);
Tmax=max(max(freq_resp2)); Tmin=min(min(freq_resp2));
c1=2/(Tmax-Tmin) ; c2=c1*Tmax-1;
[Tmax, Tmin, c1, c2]
%
freq_resp_scaled=c1*freq_resp2-c2;
%
ht_scaled=c1*ht;
ht_scaled(P+1,P+1)=ht_scaled(P+1,P+1)-c2;
htr=real(ht_scaled); hti=imag(ht_scaled);
save impls_win_r.dat P2 th htr -ascii;
save impls_win_i.dat P2 th hti -ascii;

```

(2) 変数変換実行後の荷重計算

これは Fortran のプログラムである。上の MATLAB のプログラムを実行した後に用いる。

```

c      1      2      3      4      5      6      7
c23456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012
c
c      Design of element-space wideband DBFN
c      by spectral transform of 1D FIR DF to 2D
c      (Transformation function is designed by window method)

```



```

c
c (C)ATR Opt. and Radio Commun. Res. Lab., 1996.
c
c -----
c
c NOTE:
c We have to specify DOA in MATLAB transform-design program.
c It is impossible to specify DOA in this program.
c
c
c Output logical unit no.=83
c
c program design_wide_es_2d_transwin
c parameter (narymax=64, nfiltmax=200, nfftpoint=128)
c
c complex*8 weight(narymax, 0:nfiltmax), z(256, 256),
* h2d(-128:128, -128:128)
c dimension hz(0:nfiltmax), h2(-128:128)
c
c character*50 flname
c
c common /trans/htr(-40:40, -40:40), hti(-40:40, -40:40), np
c
c pi=3.1415927
c rad=pi/180
c
c -----
c Input parameters
c -----
c
c write(*,*) ' Carrier frequency[Hz] ='
c read(*,*) fc
c write(*,*) ' Sampling frequency[Hz]='
c read(*,*) fs
c write(*,*) ' Element spacing (*wavelength of carrier)='
c read(*,*) d
c
c write(*,*) ' Number of arrays='
c read(*,*) n2
c write(*,*) ' Number of tapps(odd)='
c read(*,*) nlc
c
c Impulse response of 1D prototype filter
c
c write(*, *) ' 1D prototype filter length (odd)='
c read(*,*) nfilt
c
c do i=0, (nfilt-1)/2
c hz(i)=1.0/float(nfilt)
c enddo
c
c
c (Read the transformation impulse response data file)
c
c open(ndv, file='impls_win_r.dat',status='old', form='formatted')
c read(ndv, '(e16.7)') dum
c read(ndv, '(e16.7)') th
c np=int(dum+0.0001)
c write(*, *) ' Transform impulse length=', np
c np2=(np-1)/2
c do i=-np2, np2
c read(ndv, '(41e16.7)') (htr(i,j), j=-np2, np2)
c enddo

```

```

close(ndv)
c
open(ndv, file='impls_win_i.dat',status='old', form='formatted')
read(ndv, '(1h)')
read(ndv, '(1h)')
do i=-np2, np2
  read(ndv, '(41e16.7)') (hti(i,j), j=-np2, np2)
enddo
close(ndv)
c
write(*, *) ' DOA=', th
c
c-----
c   Frequency response of 2D filter by transformation
c-----
c
do 30 j=0, nfftpoint-1
do 30 i=0, nfftpoint-1
  i1=i+1
  j1=j+1
  F1=float(i)/nfftpoint
  F2=float(j)/nfftpoint
  TR=Trns(F1, F2)
c
  s=h2(0)+2*h2(1)*TR
  T0=1
  T1=TR
  do 35 m=2, (nfilt-1)/2
    T2=2*TR*T1-T0
    s=s+2*h2(m)*T2
    T0=T1
    T1=T2
35  continue
  z(i1, j1)=s
30  continue
c
c-----
c   Impulse response from IFFT of 2D frequency response data
c-----
c
c   You have to prepare 2D IFFT subroutine by yourself.
c   "ifft2d" is temporary name.
c
call ifft2d(z, nfftpoint, nfftpoint)
c
c-----
c   Conversion: impulse response -> weight coefficients
c-----
c
c   (Change of variable: zero-phase filter impulse response)
c
do 40 j=0, nfftpoint/2
do 40 i=0, nfftpoint/2
  h2d(i, j)=z(i+1, j+1)
40  continue
c
do 45 j=0, nfftpoint/2
do 45 i=-nfftpoint/2, -1
  h2d(i, j)=z(i+nfftpoint+1, j+1)
45  continue
c
do 50 j=-nfftpoint/2, -1
do 50 i=0, nfftpoint/2
  h2d(i, j)=z(i+1, j+nfftpoint+1)

```

```

50  continue
c
do 55 j=-nfftpoint/2, -1
do 55 i=-nfftpoint/2, -1
    h2d(i, j)=z(i+nfftpoint+1, j+nfftpoint+1)
55  continue
c
do 60 k=0, n1-1
do 60 n=1, n2
    weight(n, k)=h2d(k-(n1-1)/2, -n+(n2-1)/2+1)
60  continue
c
c-----
c   Output
c-----
c
    ndv=83
    write(ndv, 1200)
    write(ndv, 1210) n2, n1, np
    do i=1, n2
        write(ndv, '(i5,2e20.7)') i, weight(i, 0)
        write(ndv, '(5x,2e20.7)') (weight(i, j), j=1, n1-1)
    enddo
    write(ndv, 1220) fc, fs, d, th
c
1200 format('Element-space_TDL_wide-band-DBFN (2D_freq_domain',
*         '_by_transformation)')
1210 format('#arrays =', i5, ' filter length=', i5,
*         ' trans. imp. length=', i5)
1220 format('/fc=', e10.3, ' fs=', e10.3, ' d=', f4.2,
@         ' th=', f5.1)
c
    end
c
c#####
c
c   Function : Transform
c#####
c
    function Trns(F1, F2)
c
    complex cs
    common /trans/htr(-40:40, -40:40), hti(-40:40, -40:40), np
c
    pi2=6.2831853
    cs=(0,0)
    np2=(np-1)/2
    do j=-np2, np2
    do i=-np2, np2
        cs=cs+cmplx(htr(i, j), hti(i, j))*cexp((0,-1)*pi2*i*F1)
@         *cexp((0,-1)*pi2*j*F2)
    enddo
    enddo
    Trns=real(cs)
c
    return
    end

```