

TR-AC-0010

017

周波数に依存しないビームパターンを持つ広帯域
デジタルマルチビームフォーミング回路を荷重
係数計算に利用した送受信ナルビームフォーミング

関口 高志

1997. 9.17

ATR環境適応通信研究所

周波数に依存しないビームパターンを持つ
広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路を
荷重係数計算に利用した送受信ナルビームフォーミング

(株) エイ・ティ・アール環境適応通信研究所

第三研究室

関口 高志

あらまし

移動通信用アンテナでは、受信時に他局からの干渉を除去するだけでなく、送信時に他の通信系に干渉を及ぼさないように放射パターンを形成することも重要である。送信時において適応的にパターンを形成するには受信時の荷重係数を必要とするが、FDD(Frequency Division Duplex)システムのように受信時と送信時で周波数が異なる場合は、受信時の荷重係数をそのまま送信時に使用すると、零点方向がずれてしまい、送信時特性は劣化してしまう。本稿では、送受信周波数が異なるが、送受信アンテナが共用で等間隔に直線状に配置されたアレーアンテナを用いる場合において、周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路を荷重係数計算に利用した送受信アダプティブナルビームフォーミングシステムについて提案する。計算機シミュレーションにより、送受信ともに所望波方向に主ビームを向け、干渉波方向に零点を向けていること、零点の深さも送受信で同等であることを確認した。

目次

1. まえがき	1
2. 提案する構成	2
2. 1 受信マルチビームフォーミング回路荷重係数の計算法	3
2. 2 送信荷重係数の計算法	4
3. シミュレーション結果	6
4. むすび	7
参考文献	8

1. まえがき

移動通信の爆発的普及に伴い、電波環境は厳しさを増している。アダプティブアレーアンテナは干渉波の到来方向に指向性の零点を向けるため、周波数選択性フェージングの軽減や同一チャネル干渉の除去に有効であり、移動通信システムへの適用に関する研究・開発が盛んに行われている。

移動通信では、受信時に他局からの干渉を除去するだけでなく、他の通信系に干渉を及ぼさないように送信を行うことも重要である。例えば、セルラ基地局で送受信双方で適応的に干渉波方向に零点を向けるようにアンテナパターンが形成できれば、ゾーン繰り返し数を低減できることが知られている[1]。送信時において適応的にパターンを形成するには受信時の荷重係数を必要とする。しかし、FDD(Frequency Division Duplex)システムのように受信時と送信時で周波数が異なる場合は、受信時の荷重係数をそのまま送信時に使用すると、零点方向がずれてしまい、送信時特性は劣化してしまう[2]。

そのような問題点を解決する一方法として文献[3]の方法がある。ここではビームスペース形アダプティブアレーアンテナの構成を活かした簡易な送信時荷重係数計算方法を提案している。ところが[3]の方法は、送信時の荷重を求めるときに用いる送信周波数におけるマルチビームパターンにおいて、主ビーム方向は受信時と同じだが、主ビーム以外は受信時と異なる指向特性（受信時指向特性を圧縮あるいは伸長した形）を持つため、干渉波方向に零点を形成しない場合がある。

ところで、筆者らは、比帯域幅が広い伝搬波信号に対応するビームスペース形アダプティブアレーを提案した[4]。マルチビーム形成部では、近似的に周波数に依存しないビームパターンを持つ方向固定の広帯域マルチビームを形成させ、後に続く適応処理部を簡略化している。収束が速いのが特長である。このビームパターンが周波数に依存しない特長を持つ広帯域マルチビームフォーミング回路を利用すると、受信時と送信時で周波数が異なる場合でも（信号は狭比帯域幅）、送受信時ではほぼ同一のビームパターンを形成することが可能となると考えられる。ただ、[4]では比帯域幅の広い信号を対象とした処理系であり、デジタルマルチビームフォーミング回路はタップ付遅延線回路構成で信号処理演算量が多く、また、サンプリング周波数が高く高速処理を要求されるのに対して、本稿で対象とする信号は送受で周波数は離れているものの、それぞれの信号自体は狭比帯域幅の信号である。従って、[4]の構成をそのまま使うのは無駄がある。

本稿では、送受で周波数が異なるが送受信アンテナが共用で、等間隔に直線状に配置されたアレーアンテナを用いる場合において、上述の周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路を荷重係数計算に利用した送受信アダプティブナルビームフォーミングについて提案する。狭帯域幅の信号に対しては、ビームフォーミング回路としてタップ付遅延線回路を使う必要がなく、送受信の周波数点だけを考えればよいことに着目する。受信側はビームスペース構成のアダプティブアレーで、そのマルチビームフォーミング回路の荷重係数は、周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の係数から計算する。その広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の係数は文献[5]の方法により計算できる。広帯域デジタルビームフォーミング回路におけるタップ付遅延線回路は、周波数に応じて変化する荷重係数とみなすことができる。素子間隔と送受信信号の周波数は既知であるから、その周波数におけるマルチビームフォーミング回路の荷重係数をあらかじめ求めておくことができる。送信側荷重係数は、受信側の適応荷重係数と、あらかじめ計算しておいた送信周波数におけるマルチビームフォーミング回路の荷重係数から、単純な行列の積を計算することにより求めることができる。送受信で同じマルチビームパターンを持つため、送受でほぼ同一の零点深度を持たせることができる。従って、送信時に干渉波方向に零点を形成しない場合があるという[3]の方法の問題点を解決するものとなっている。

計算機シミュレーションにより、送受信の周波数が異なる場合でも送受信ともに所望波方向に主ビームを向け、干渉波方向に零点を向けていること、零点の深さも送受信で同等であることを示す。

2. 提案する構成

図1に提案する送受信アダプティブナルビームフォーミングシステムの構成図を示す。素子数 N 、素子間隔 d の等間隔リニアアレーを仮定する。素子数 N は周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の特性近似法の制約から、奇数とする[5]。信号の入射方向 θ は図1のように定義する。受信周波数を f_{RX} とする。

受信側はビームスペース形構成である。受信側マルチビームフォーミング回路はFFT/DFTではなく、周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路(図2)の係数から計算する。マルチビームの数を M とする。マルチビ

ームフォーミング回路出力信号の中から，電力の大きい I 個 ($I \leq M$) の信号をとり，適応的に制御する荷重係数 $w_{RX1}, w_{RX2}, \dots, w_{RXI}$ との積和演算を行ってアダプティブアレー出力信号とする．荷重係数 $w_{RX1}, w_{RX2}, \dots, w_{RXI}$ を制御するアルゴリズムはここでは特定しない．

一方，送信側においては，周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の係数を用いて計算した送信周波数 f_{TX} に対するマルチビームフォーミング回路の荷重係数と，受信側で得られた荷重係数 $w_{RX1}, w_{RX2}, \dots, w_{RXI}$ から，送信荷重係数 $w_{TX1}, w_{TX2}, \dots, w_{TXN}$ を計算する．送信ベースバンド信号にこれらの送信荷重係数を掛け，D/A 変換・アップコンバート・増幅して送信する．

受信と送信のマルチビームパターンは $\theta = \pm 90^\circ$ 近傍を除いてほぼ一致する．そのため，送信でほぼ同一の零点深度を得ることができる．また，受信・送信双方のマルチビームフォーミング回路は狭帯域系である．すなわち，広帯域系のような畳み込み演算ではなく，単なる重み付け演算を行う．

文献[3]と構成が似ているが，受信側マルチビームフォーミング回路の荷重係数と送信荷重係数が，周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の係数に基づいて計算される点が異なる．

2. 1 受信マルチビームフォーミング回路荷重係数の計算法

図 2 (a) は広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の構成図である．図 2 (b) は図 2 (a) の各タップ付き遅延線回路 $A_{m,n}(z)$ ($n=1, 2, \dots, N; m=1, 2, \dots, M$) の内部構成図である．タップ数は K とし，タップ付き遅延線回路 $A_{m,n}(z)$ の係数を $a_{m,n,0}, a_{m,n,1}, \dots, a_{m,n,K-1}$ とする． z^{-1} は図 2 の広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路で信号を処理するときの 1 サンプル間隔分の遅延器である．注意しておきたいことは，図 2 を実際の信号処理に用いることはない．必要なのはその係数だけである．図 2 は，図 1 の受信・送信双方のマルチビームフォーミング回路の荷重係数の計算法の説明に用いるだけである．

まず，文献[5]に従って図 2 (b) の係数 $a_{m,n,0}, a_{m,n,1}, \dots, a_{m,n,K-1}$ を求める．その際必要なパラメータは，素子数 N と素子間隔 d ，ビーム形成方向，ビーム数 M ，広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路で信号を処理するときの搬送波周波数 f_c とサンプリング周波数 f_s ，タップ数 K である．ここで， f_c と f_s は図 2 (b) の係数を求めるのに使うだけで，図 1 の信号処理におけるサンプリング周波数とは無関係な仮想的なものである． f_c の設定は，例えば，

f_{c0} は f_{RX} と f_{TX} の中間とする．図2の広帯域マルチビームフォーミング回路の特性近似度の点から， f_{s0} は $|f_{RX}-f_{TX}|$ の少なくとも1.3倍以上，できれば2倍程度が望ましい．送受信ビームパターンの一致性は，広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の特性近似度に大きく依存する．さらに，素子間隔 d は周波数 $f_{c0}+0.5f_{s0}$ に対応する波長の半分程度が望ましい[5]．図2の広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路で実際に信号処理することはないので，タップ数 K は図1の信号処理演算量に関係ない．この値の目安は素子数と同程度である．

図1の受信側マルチビームフォーミング回路の入出力関係は，

$$\mathbf{Y}(k)=\mathbf{R} \mathbf{X}(k) \quad (1)$$

$$\mathbf{X}(k)=\left[x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)\right]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{Y}(k)=\left[y_1(k), y_2(k), \dots, y_M(k)\right]^T \quad (3)$$

である． $\mathbf{X}(k)$ は受信側マルチビームフォーミング回路入力信号ベクトル， $\mathbf{Y}(k)$ はマルチビームフォーミング回路出力信号ベクトル， \mathbf{R} は受信側マルチビームフォーミング回路の荷重係数行列である． \mathbf{R} は $f=f_{RX}$ における図2の広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の周波数応答値である．図2(a)を参照すると，

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} A_{11}(f_{RX}) & A_{12}(f_{RX}) & \dots & A_{1N}(f_{RX}) \\ A_{21}(f_{RX}) & A_{22}(f_{RX}) & \dots & A_{2N}(f_{RX}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{M1}(f_{RX}) & A_{M2}(f_{RX}) & \dots & A_{MN}(f_{RX}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

である．ここで， $A_{mn}(f)$ は，周波数 f に対する $A_{mn}(z)$ の周波数応答値を意味する．すなわち，

$$A_{mn}(f)=A_{mn}^d\left(e^{j2\pi(f-f_{c0})/f_{s0}}\right)=\sum_{k=0}^{K-1} a_{m,n,k} e^{-j2\pi k(f-f_{c0})/f_{s0}} \quad (5)$$

である．式(4)(5)に基づいて受信側マルチビームフォーミング回路の荷重係数が計算される．

2. 2 送信荷重係数の計算法

送信荷重係数 $w_{TX1}, w_{TX2}, \dots, w_{TXN}$ は受信側の荷重係数から計算する．その準備として，ま

ず、受信において各素子に等価的に与えられる荷重を求める。

受信側のビームスペースアダプティブアレーにおいて選択されたビーム番号を $\{r_1, r_2, \dots, r_l\}$ とする。このとき、マルチビームフォーミング回路出力信号 $\mathbf{Y}(k)$ とビーム選択器出力信号 $\mathbf{Y}_s(k)$ の関係は、

$$\mathbf{Y}_s(k) = \mathbf{S} \mathbf{Y}(k) \quad (6)$$

$$\mathbf{Y}_s(k) = [y_{r_1}(k), y_{r_2}(k), \dots, y_{r_l}(k)]^T \quad (7)$$

である。 \mathbf{S} はビーム選択行列で、サイズは $l \times M$ 、 (i, r_i) 要素が 1 ($i=1, 2, \dots, l$)、その他の要素が 0 である。

また、出力信号 $z(k)$ は次式のようになる。

$$z(k) = \mathbf{W}_{RX}^T \mathbf{Y}_s(k) \quad (8)$$

$$\mathbf{W}_{RX} = [w_{RX1}, w_{RX2}, \dots, w_{RXl}]^T \quad (9)$$

式(1)(6)(8)より、受信側マルチビームフォーミング回路入力信号 $\mathbf{X}(k)$ とアダプティブアレー出力信号 $z(k)$ の関係は、

$$z(k) = \mathbf{W}_{RX}^T \mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{X}(k) \quad (10)$$

である。よって、受信において各素子に等価的に与えられる荷重 \mathbf{W}_{RXeq} は、

$$\mathbf{W}_{RXeq} = \mathbf{W}_{RX}^T \mathbf{S} \mathbf{R} \quad (11)$$

である。

送信荷重係数は、式(11)の受信側マルチビームフォーミング回路荷重係数行列 \mathbf{R} を送信周波数におけるそれに置換えなければならない。送信周波数におけるマルチビームフォーミング回路荷重係数行列を \mathbf{T} とすると、送信荷重係数は、

$$\mathbf{W}_{TX} = \mathbf{W}_{RX}^T \mathbf{S} \mathbf{T} \quad (11)$$

$$\mathbf{W}_{TX} = [w_{TX1}, w_{TX2}, \dots, w_{TXN}]^T \quad (12)$$

となる。行列 \mathbf{T} は、

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} A_{11}(f_{TX}) & A_{12}(f_{TX}) & \dots & A_{1N}(f_{TX}) \\ A_{21}(f_{TX}) & A_{22}(f_{TX}) & \dots & A_{2N}(f_{TX}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{M1}(f_{TX}) & A_{M2}(f_{TX}) & \dots & A_{MN}(f_{TX}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

となる。 \mathbf{T} の各要素は式(5)を用いてあらかじめ求めておけるので、式(11)により受信荷重係数 \mathbf{W}_{RX} とビーム選択行列 \mathbf{S} から適応的に送信荷重係数 \mathbf{W}_{TX} を計算することができる。

\mathbf{T} は送信荷重係数 \mathbf{W}_{TX} を計算するのに用いるだけであり、送信マルチビームフォーミング回路は実際には信号処理回路の中に現れない。

3. シミュレーション結果

計算機シミュレーションにより受信時と送信時の指向特性を比べてみた。

素子数 17, $f_{RX}=1.9$ GHz, $f_{TX}=2.1$ GHz とした。所望波入射角は 15° ($SNR=20$ dB), 干渉波は 2 波で、入射角は -25° と 35° , とともに干渉信号電力対雑音電力比 $INR=17$ dB である。いずれも帯域制限していない, 互いに独立な QPSK 信号で, 帯域幅は受信周波数に比べて十分小さい。素子間隔 $d=0.9c/(f_{RX}+f_{TX})$ に設定した。各素子パターンは等方性で, 相互結合はないと仮定している。

周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路は[5]の方法で設計した。マルチビームの方向と数は, あるビームの主ビームの方向が近似的に他のビームの零点方向になるようにした。その結果, マルチビーム数 $M=11$, マルチビーム方向は $0^\circ, \pm 10^\circ, \pm 20^\circ, \pm 31^\circ, \pm 43^\circ, \pm 59^\circ$ となった。タップ数 $K=21$, 設計の際に必要な仮想的な搬送波周波数 $f_{c0}=(f_{RX}+f_{TX})/2=2$ GHz, 仮想的なサンプリング周波数 $f_{s0}=2|f_{RX}-f_{TX}|=0.2f_{c0}=0.4$ GHz と設定した。送受マルチビームのうち, 受信時に出力信号の電力が最大となった 20° 方向のビームの指向特性を図 3 に示す。 $\theta=\pm 90^\circ$ 近傍を除いてほぼ一致している。

適応アルゴリズムは CMA (Constant Modulus Algorithm) を用いた。マルチビームフォーミング回路の出力信号のうちで, 最大電力の 1/10 以上の電力となるビームを選択した。その結果, ビーム選択数 I は 8 となった。

収束後 (1000 回荷重更新後) の受信時の指向特性と, そのときの受信時荷重係数を利用して式(11)により送信荷重係数を求めたときの送信時の指向特性を図 4 に示す。送受信とも

に、所望波方向に主ビームを向け、干渉波方向に零点を向けていることがわかる（但し、 -25° 方向の零点はわずかにずれている）。零点の深さも送受信で同等となっている。これは他の条件下でのシミュレーションでも確認している。

文献[3]の方法でも試してみた。但し、受信側マルチビームを DFT による直交マルチビームとしたため、素子間隔は $d=0.5c/f_{RX}$ とした。マルチビーム数は 17 である。送受マルチビームのうち、受信時に出力信号の電力が最大となった 14° 方向ビームの指向特性を図 5 に示す。主ビーム方向は一致しているが、送信時指向特性は受信時指向特性を圧縮した形となり、主ビーム以外では一致していないことがわかる。素子間隔が広いため、主ビーム幅は図 4 より狭い。

ビームの選択法は提案法のシミュレーション時と同じである。マルチビーム数は素子数と同じ 17 で、そのうちから 4 ビームが選択された。図 6 に収束後（1000 回荷重更新後）の受信時指向特性とそのときの受信荷重係数を利用した送信時の指向特性を示す。送信時指向特性は、いずれの干渉波方向も受信時指向特性と零点がずれてしまっている。それは図 5 の送受指向特性が干渉波方向に対して一致していないからと思われる。ただ、文献[3]の方法でも送受ともに干渉波方向零点を形成することはある。所望波 25° 、干渉波 35° ・ -50° （2 波）として試してみると送信時にも干渉波方向に零点を形成した。送受マルチビームのうち受信時出力信号の電力が最大となった 28° 方向ビームの指向特性を見ると、干渉波方向の送受の指向特性は近いものとなっていた。

4. むすび

送受信周波数は異なるが送受信アンテナが共用で、等間隔に直線状に配置されたアレーアンテナを用いる場合において、筆者らが文献[4][5]で提案した周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路を荷重係数計算に利用した送受信アダプティブナルビームフォーミングシステムについて提案した。

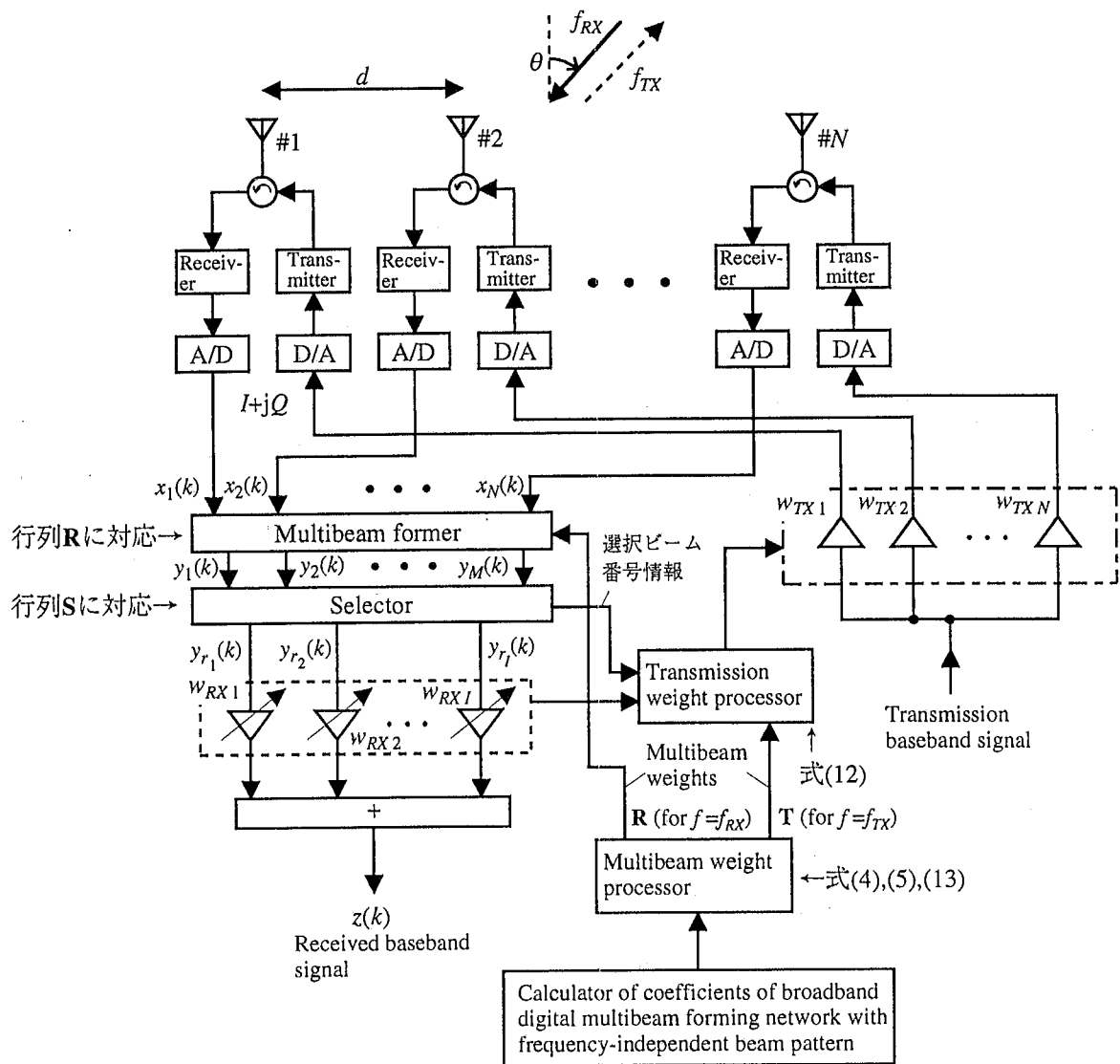
計算機シミュレーションにより、送受信ともに所望波方向に主ビームを向け、干渉波方向に零点を向けていること、零点の深さも送受信で同等であることを確認した。

謝辞

本研究のきっかけとなるアドバイスを頂いた北海道大学工学部大鐘武雄助教授に感謝する。本研究を進めるにあたり御指導・御助言いただいた(株)エイ・ティ・アール環境適応通信研究所小宮山牧兒社長，唐沢好男前第3研究室長，水口芳彦第3研究室長に感謝する。

参考文献

- [1] 大鐘武雄：“セルラ基地局のアンテナ指向性制御による周波数利用効率の改善” 信学’93 春大 B-397.
- [2] 青柳孝寿，小川恭孝，大宮学，伊藤精彦：“送信時における LMS アダプティブアレーアンテナの特性” 信学技法 A・P86-95, 1986.
- [3] I. Chiba, T Takahashi, and Y. Karasawa, “Transmitting null beam forming with beam space adaptive array antennas,” Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 1498-1502, June 1994 (Stockholm, Sweden).
- [4] 関口高志，三浦龍，唐沢好男：“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アンテナ” 信学論(B-II), vol. J80-B-II, No. 2, pp. 171-181, Feb. 1997.
- [5] 関口高志，三浦龍，A. Klouche-Djedid，唐沢好男：“スペクトル変換と窓関数法の組合せによる広帯域デジタルビームフォーミングアンテナのための2次元複素係数 FIR デジタルフィルタの設計法” 信学論(A), vol. J80-A, No. 1, pp. 61-73, Jan. 1997.



文献[5]の方法で周波数非依存性ビームパターンを持つ広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路の係数を計算

図1 送受信アダプティブナルビームフォーミングシステムの構成

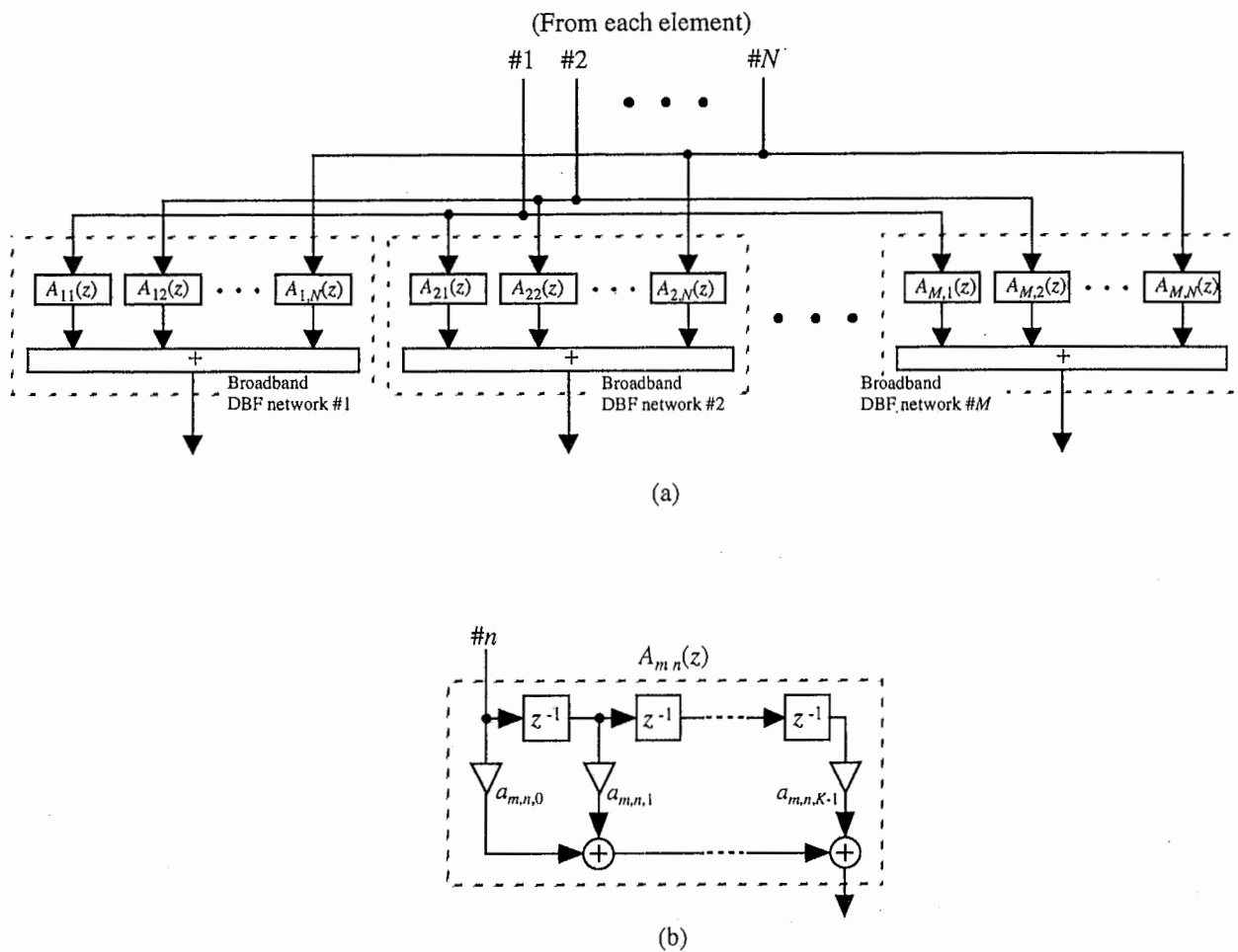


図 2 (a) 広帯域デジタルマルチビームフォーミング回路
 (b) $A_{mn}(z)$ の内部構成

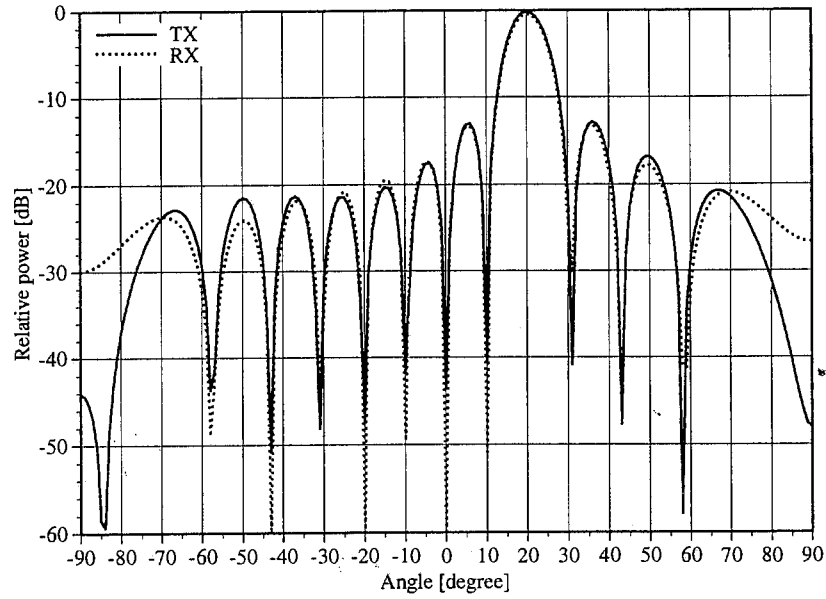


図3 提案法の送受マルチビームのうち、20°方向ビームの指向特性

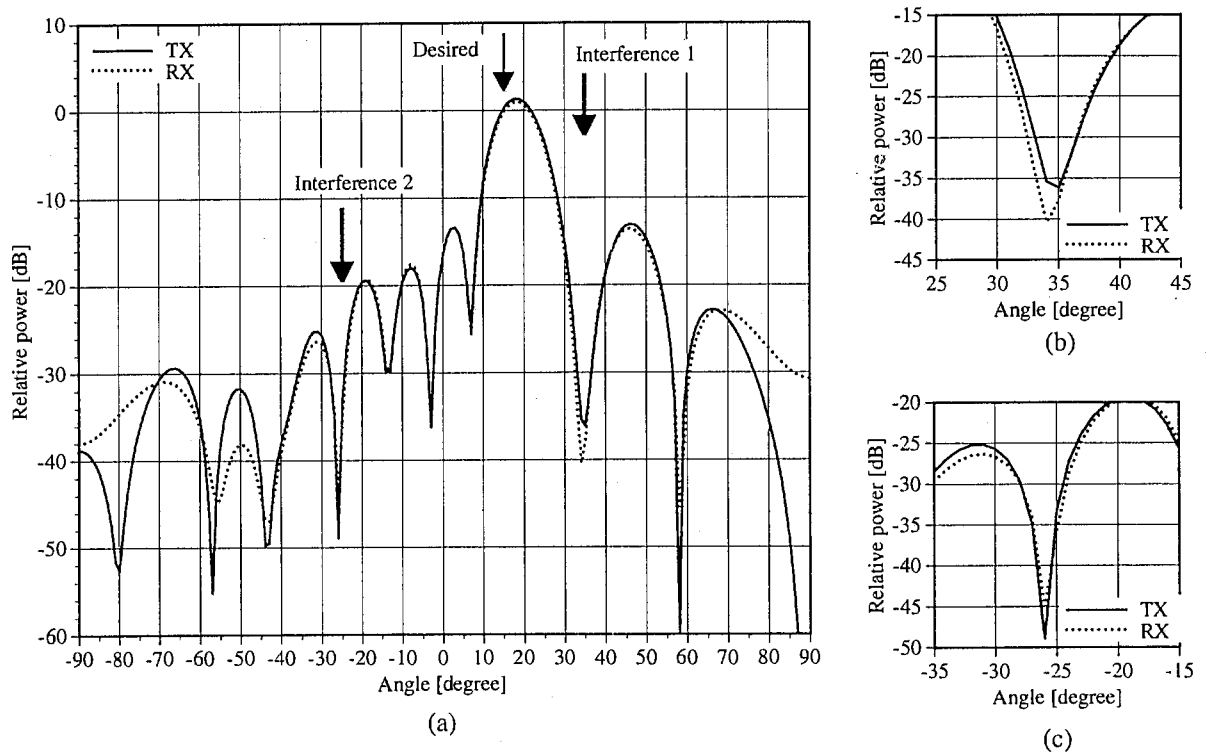


図4 提案法による送受信指向特性 ((b)(c)は干渉波方向近傍拡大図)

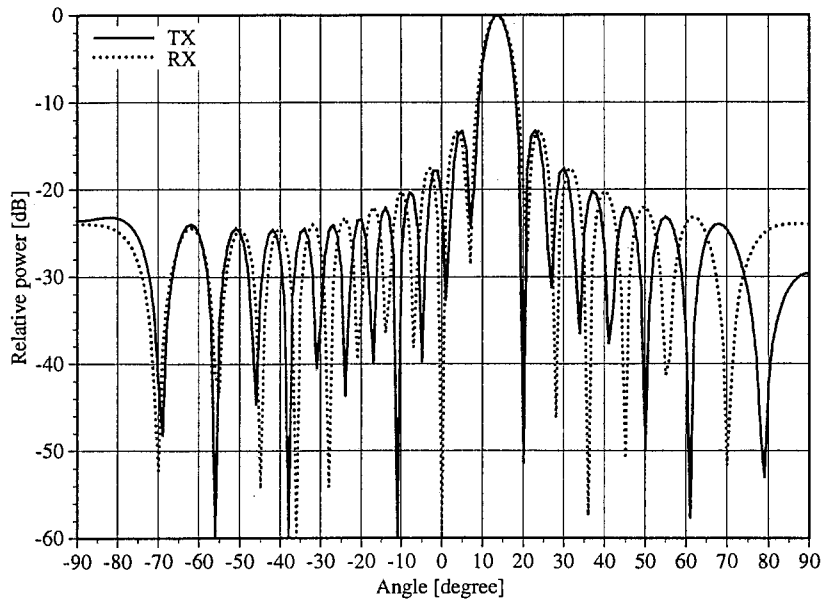


図5 文献[3]の方法の送受マルチビームのうち、14°方向ビームの指向特性

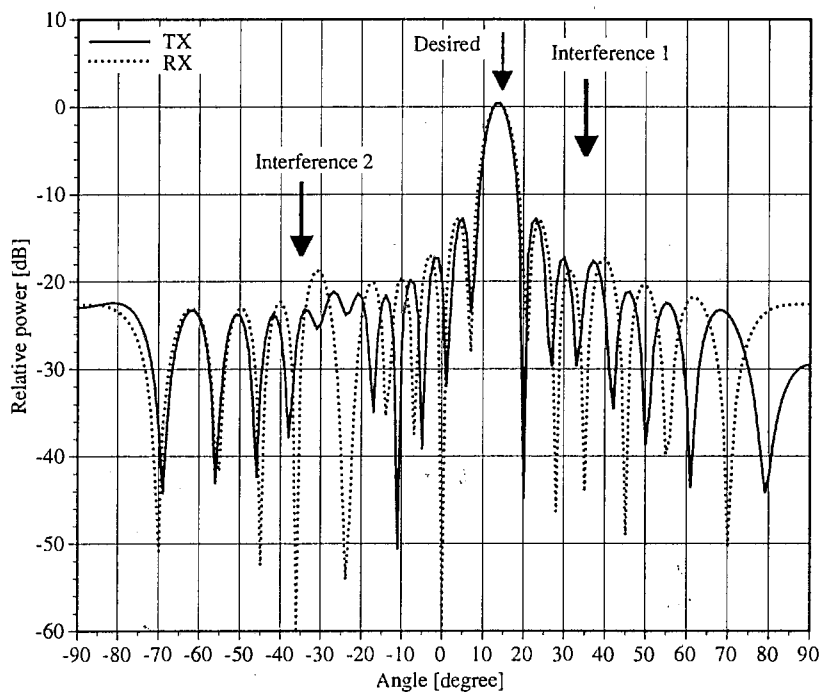


図6 文献[3]の方法による送受信指向特性