

TR-AC-0011

014

時空間信号処理に基づく
高感度・高耐干渉受信システム
—シングルビーム形成型アダプティブアレーと
最ゆう系列推定の結合方式—

土居 義晴

1997. 9.30

ATR環境適応通信研究所

時空間信号処理に基づく高感度・高耐干渉受信システム
- シングルビーム形成型アダプティブアレーと最ゆう系列推定の結合方式 -

土居 義晴

目次

概要	3
1 まえがき	3
2 時空間信号処理干渉キャンセラ方式	5
2.1 概要	5
2.2 動作原理	5
3 時空間信号処理干渉キャンセラの受信特性	7
3.1 シミュレーションモデル	9
3.2 シミュレーション条件	9
3.3 E_b/N_0 特性	10
3.4 ウェイトベクトル収束特性	12
3.5 ISIの遅延時間に対する特性	13
3.6 到来時間オフセット特性	14
3.7 到来波数がアンテナ素子数を上回るときの特性	15
4 送信-時空間信号処理干渉キャンセラ、受信-等化器の下り回線特性	17
4.1 動作原理	17
4.2 シミュレーションモデル	18
4.3 シミュレーション条件	18
4.4 シミュレーション結果	19
5 まとめ	21
謝辞	21
参考文献	21

概要

次世代のデジタル移動通信システムでは、2Mbps程度の通信速度の実現を目指している。屋外の電波伝搬環境で、この程度の通信速度で電波を送信すると、送信される信号のシンボル長に対して、1シンボル以上の遅延波が発生する。1シンボル以上の遅延波は、符号間干渉(Inter Symbol Interference:ISI)として受信信号の波形歪みを起こし、伝送品質を著しく劣化させる。TDMAシステムにおける遅延波対策としては、ISIを等化する適応等化器[1]-[3]と、ISIを除去するアダプティブアレーアンテナ[4],[5]が提案されている。

一方、伝送速度の高速化以外の次世代のデジタル移動通信システムの重要な課題としては、通信システムの大容量化を挙げることが出来る。現在のTDMAセルラーシステムは、移動端末同士や基地局同士が互いに干渉しないようにするために、同じ周波数のチャンネルを使用するセルの距離を十分に離して配置している。この様なTDMAセルラーシステムの加入者容量を増やす方法としては、基地局にアダプティブアレーを設置するか、基地局と移動端末の両方に干渉キャンセラを搭載し、同一チャンネル干渉(Co-Channel Interference:CCI)を除去することにより、同一チャンネルを使用するセルの距離を縮め、同一チャンネルの場所的な利用効率を向上させる方法[6]と、同じセル内で2つの移動端末に同一チャンネルを使用させることにより、周波数利用効率を倍増するPDMA(Path Division Multiple Access)方式[7]-[9]が提案されている。

以上のような、デジタル移動通信の高速化と大容量化を同時に実現するために必要なCCI除去とISI等化あるいは除去の両方が出来る技術は、干渉除去能力を持った等化器[2],[3]と、アダプティブアレー[4],[5]がある。干渉除去能力を持った等化器は等化(時間信号処理)を行なうため、パスダイバーシチ利得が得られるが多数の干渉波が有る場合や遅延波の遅延時間の増加にともない信号処理量が膨大になる。アダプティブアレーはマルチステアリング(空間信号処理)を行なうので優れた干渉除去能力を持つ一方でパスダイバーシチ利得は得られない。そこで、本稿では、アダプティブアレーと等化器を組み合わせ、少ない信号処理量で、優れた干渉除去能力を持ち、パスダイバーシチ利得が得られる時空間信号処理干渉キャンセラを提案し、計算機シミュレーションでその特徴を明らかにする。そして、提案した時空間信号処理干渉キャンセラをTDMAシステムの基地局に適用し、下り回線の特性改善が行えることも示す。

1 まえがき

近年、携帯電話やPHSが急激に普及しており、これらのTDMAセルラーシステムの加入者容量を増加させる必要が高まりつつある。TDMAセルラーシステムにおいてチャンネル容量を増加させる方法として、同一チャンネル干渉(Co-Channel Interference:CCI)の影響を克服し、場所的な周波数の繰り返し利用を図ることにより周波数利用効率を高める手法[6]やパス多重接続(Path Division Multiple Access: PDMA)を行ない加入者容量を倍増させる方法[7]-[9]が提案されている。一方FPLMTSなどの次世代移動通信では、2Mbps程度のデジタル無線通信の実現を目指している。このため今後は、大容量で且つ高速なデジタル移動通信を実現するために、符号間干渉(Inter-Symbol Interference: ISI)とCCIが同時に存在する電波伝搬環境において、良好なデジタル無線通信を行なうための手法の確立が必要となると考えられる。

現在のところそのような手法としては、適応等化器の機能を拡張して、ISIとCCIを含む受信

信号のインパルス応答と干渉波を含む送信された全ての信号を同時に推定することによって、CCIの影響を取り除き、ISIを等化する手法[2], [3]と、アダプティブアレーアンテナを用いて、ISIとCCIを除去する方法[4]- [6], [10]-[16]が提案されている。前者はCCIの電力が大きい場合でも高い通信品質が得られるが、干渉局の数が2局以上になると特性が大きく劣化し、干渉局数の増加あるいは、ISIまたはCCIの最大遅延時間の増加にともない信号処理量が指数関数的に増加するという欠点がある。後者はISIもCCIも同時に除去する従来のアダプティブアレーアンテナ[4]-[6]と、アダプティブアレーアンテナ単独、あるいはアダプティブアレーアンテナと等化器を組み合わせることで、CCIを除去しISIを等化することによりパスダイバーシチ効果が得られるシステム[10]-[16]が提案されている。

文献[10]-[13]のシステムは、空間信号処理方法として、マルチビーム形成型のアダプティブアレーを用い、文献[14], [15]のシステムは、シングルビーム形成型のアダプティブアレーを用いている。マルチビーム形成型の特徴は、抽出する全ての信号に対応したアンテナ指向性を形成することにより、所望波とISIを抽出する。このため、所望波とISIの到来方向が接近している場合は、互いの到来方向にヌルを向け合うため抽出された信号の信号対雑音比(S/N)が劣化してしまい十分なパスダイバーシチ利得が得られない[13]。この傾向は、平均C/Iが劣化した場合に顕著に現れる[13]。シングルビーム形成型の特徴は、ウェイトベクトルを計算するとき用いるトレーニング信号と抽出する信号(所望波およびISI)との相関値が高くなるように、トレーニング信号を適応的に変化させるなどして、一つのアンテナ指向性で所望波とISIを一度に抽出する。よってシングルビーム形成型のアダプティブアレーは、所望波とISIの到来方向が接近している場合でも高いS/Nを保ったままこれらの信号を抽出でき、また抽出されるISIにヌルを向けないため、アンテナの自由度を他のCCI除去に割り振ることが出来、見かけ上の自由度が増えると言う特徴も持つ。しかしながら文献[14], [15]のシステムはトレーニング信号を変化させるなど、非常に複雑な信号処理を行なう必要があり、また所望波とISIの相関値が低い場合(到来方向が離れている場合など)は、逆に十分なパスダイバーシチ利得が出ない可能性がある。

本稿では、これらの欠点を有しないシングルビーム形成型のアダプティブアレーアンテナと最ゆう推定等化器を組み合わせた、新たな時空間信号処理干渉キャンセラを提案する。このキャンセラはトレーニング信号とトレーニング期間のデータサンプリングタイミングに工夫を加えることにより、所望波とISIの到来方向やフェージング条件に関わらず、所望波とISIの相関値を1にすることが出来る。このため従来のアダプティブアレーと同じ信号処理量で所望波とISIを同時に抽出する。そして、抽出した信号に最ゆう推定等化器を適用することによりパスダイバーシチ利得を取得する。

本稿では、TDMAの受信システムに本キャンセラを適用し、平均誤り率(Bit Error Rate:BER)特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。なお比較のため従来のアダプティブアレーアンテナ[3]と、文献[10]と[12]で提案されているマルチビーム形成型アダプティブアレーを用いたシステムの平均BER特性も合わせて計算した。その結果、1) 低C/Iにおいても優れたパスダイバーシチ利得が得られること、2) 見かけ上のアンテナ自由度が増えることなどが明らかになった。これらの結果から、信号処理量の面では、空間信号処理回路(アダプティブアレー)が時間信号処理回路(等化器)の負担を軽減し、アンテナ自由度の面では、時間信号処理回路が空間信号処理回路の負担を軽減していることが分かった。また、提案した時空間信号処理干渉キャンセラをTDMA/TDDのセルラーシステムの基地局に適用し、移動端末には回路規模の小さい

等化器を持たせ、時空間干渉キャンセラの送信および等化器の受信による下り回線の通信方式を提案し、計算機シミュレーションにより下り回線においても十分なパスダイバーシチ利得が得られることも明らかになった。

2 時空間信号処理干渉キャンセラ方式

2.1 概要

提案する適応キャンセラのブロック図を図1に示す。本キャンセラはTDMA方式で用いられるバースト信号に含まれるトレーニング信号系列に、図2に示すような信号系列を用いる。アダプティブアレーのウェイトベクトルは最小2乗法(Minimum Mean Square Error:MMSE)に基づき計算される。MMSE型のアダプティブアレーでは、トレーニング信号期間において、受信機内部に保持されているトレーニング信号と相関を持つ到来波成分のみを、受信信号から取り出すような動作をするが、本キャンセラでは、トレーニング信号期間において図3に示すデータサンプリング間隔を用いる。このため、所望波と一定遅延時間以内のISIが受信機内部のトレーニング信号と強い相関を持つので、受信信号から所望波と一定遅延時間以内のISIを同時に取り出すことが出来る。そして合成された信号に最ゆう推定を適用することにより、パスダイバーシチ利得を取得する。

2.2 動作原理

本稿では、すべての数式を等価低域系で記述する。前述の通り、本システムはバースト送信信号に含まれるトレーニング信号に図2に示すような信号系列を用いる。これはトレーニング信号期間において、2シンボル続けて同じ符号を用いただけの単純な符号系列である。

ここで、 N 素子のアンテナからなるアレーアンテナを考える。受信信号は所望波、ISI、CCI、そして熱雑音からなる。所望局と干渉局の合計の個数を M 、 j 番目の送信局から到来する到来波の個数を L_j とすると受信信号ベクトル $X(t)$ は次式で表される。ただし、1番目の送信局を所望局とする。

$$X(t) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^{L_j} H_{j,k} s_j(t - \tau_{j,k}) + N(t), \quad (1)$$

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T, \quad (2)$$

$$H_{j,k} = [h_{1,j,k}, h_{2,j,k}, \dots, h_{N,j,k}]^T, \quad (3)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (4)$$

ここで τ は転置、 $s_j(t)$ は $j=1$ の時は所望局から送信された信号系列、 $j \neq 1$ の時は干渉局から送信された信号系列である。これ以降、添え字の j は送信局の番号を示し、 $j=1$ は所望局、 $j \neq 1$ は干渉局を示すものとする。 $x_i(t)$ は i 番目のアンテナ素子の受信信号、 $H_{j,k}$ は各局から送信された k 番目の到来波のインパルス応答ベクトル、 $h_{i,j,k}$ は i 番目のアンテナ素子に受信された各局から送信された k 番目の到来波のインパルス応答、 $\tau_{j,k}$ は各局から送信された k 番目の到来波の遅延時間、 $n_i(t)$ は i 番目のアンテナ素子の白色ガウス型の熱雑音を表す。

本キャンセラではトレーニング信号期間の間にMMSEアルゴリズムに基づいて各アンテナ素子のウェイトを計算する。最適なウェイトベクトルを W すると、合成される信号 $y(t)$ は、次式で表さ

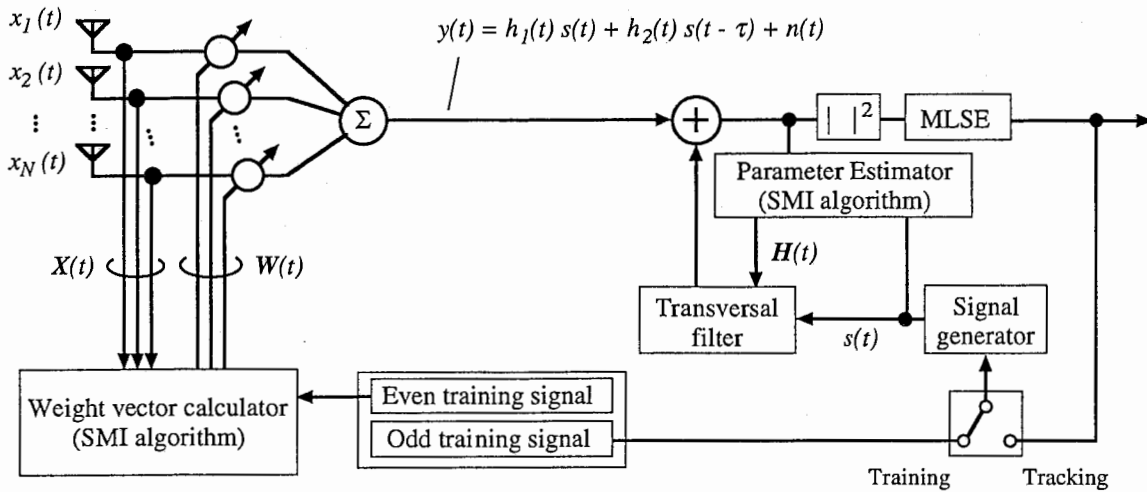


図1 シングルビーム形成型アダプティブアレーと等化器による時空間信号処理干渉キャンセラ

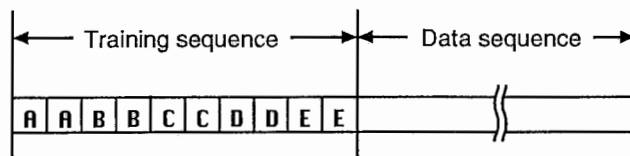
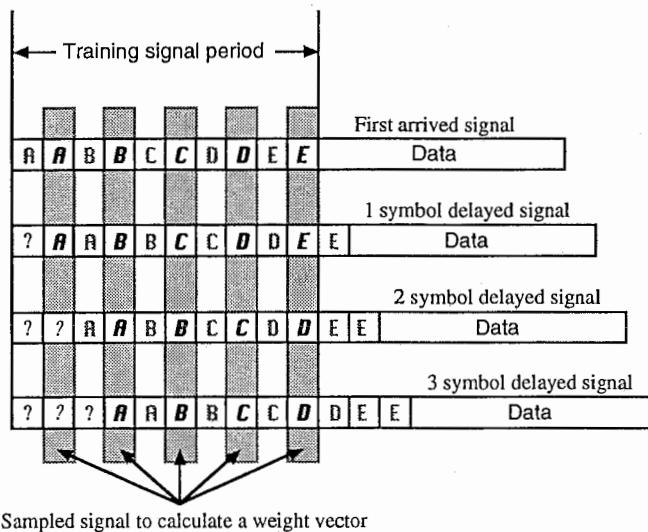


図2 提案システムで使用するトレーニング信号系列例



[A, B, C, D, E] Training signal kept in receiver

図3 トレーニング信号期間中のサンプリングタイミング例

れる。

$$y(t) = W^T X(t) \quad (5)$$

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \quad (6)$$

ここで、 w_i は i 番目のアンテナ素子のウェイトを表す。トレーニング信号期間において、図3で示すようなサンプリング間隔でサンプリングすると、所望波のサンプリングデータも遅延時間が1シンボル以内のISIのサンプリングデータも、受信機内部に保持されているトレーニング信号 $d(t)$ と一致する。このため本キャンセラを採用する受信機側から見ると、これらの到来波はすべて所望波とみなされるので、所望波と遅延時間が1シンボル以内のISIは合成信号 $y(t)$ に取り込まれ、遅延時間が1シンボル以上のISIとすべてのCCIは除去される。仮に遅延時間が1シンボル以内のISIは1波しか存在せず、理想的にウェイトベクトルが計算されたとすると、合成信号 $y(t)$ は、

$$y(t) = h_1 s_1(t) + h_2 s_1(t - t_{1,2}) + n(t) \quad (7)$$

と表される。ここで、 $t_{1,2}$ は遅延時間が1シンボル以内のISIの遅延時間を表し、

$$h_1 = H_{1,1}^T W, \quad (8)$$

$$h_2 = H_{1,2}^T W, \quad (9)$$

$$n(t) = N^T(t) W, \quad (10)$$

$H_{1,1}$ と $H_{1,2}$ はそれぞれ所望波と遅延時間が1シンボル以内のISIのインパルス応答ベクトルを表す。この信号 $y(t)$ に最尤推定アルゴリズム(Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE)を適用する。MLSEでは、所望波とISIのインパルス応答(h_1, h_2)を推定しなければならない。そこで提案方式では、アダプティブアレイでは使用しなかった奇数タイミングのトレーニング信号を用いて上記のインパルス応答を推定する。それ以外の等化器の動作は全く従来の等化器と同じである。

よって、アダプティブアレイ(空間信号処理回路)は、所望波と1シンボル遅延以内のISIを抽出し、遅延時間が1シンボル以上のISIとすべてのCCIを除去するため、等化器(時間信号処理回路)は1シンボルまでのISIを等化すればよいことが分かる^{注1)}。よって提案方式では、空間信号処理回路が時間信号処理回路の信号処理量を軽減していると言える。

3 時空間信号処理干渉キャンセラの受信特性

計算機シミュレーションにより本キャンセラの平均BER特性を計算した。比較のため従来のSMIアルゴリズムのアダプティブアレイアンテナ[4]と、マルチビーム形成型のアダプティブアレイを用いる時空間信号処理干渉キャンセラ[10], [12]に対しても計算機シミュレーションを行った。文献[10]の方式は、MMSE型のアダプティブアレイアンテナに、所望波とISIの遅延時間に応じた複数のトレーニング信号を用いて、各到来波に対応したアンテナパターンをそれぞれ作り、それぞれの信号を別の回路を用いて分離し時間補正した後最大比合成(maximal-ratio-combined:MRC)する方式で、文献[12]の方式はマルチビーム形成型アダプティブアレイで抽出信号を分離した後再合成し、最尤推定する方式である。これらの方式のブロック図をそれぞれ

注1 アダプティブアレイが抽出できるISIの遅延時間は、トレーニング信号の繰り返しシンボル数とサンプリングタイミングによって、1シンボル以上にすることも出来る。

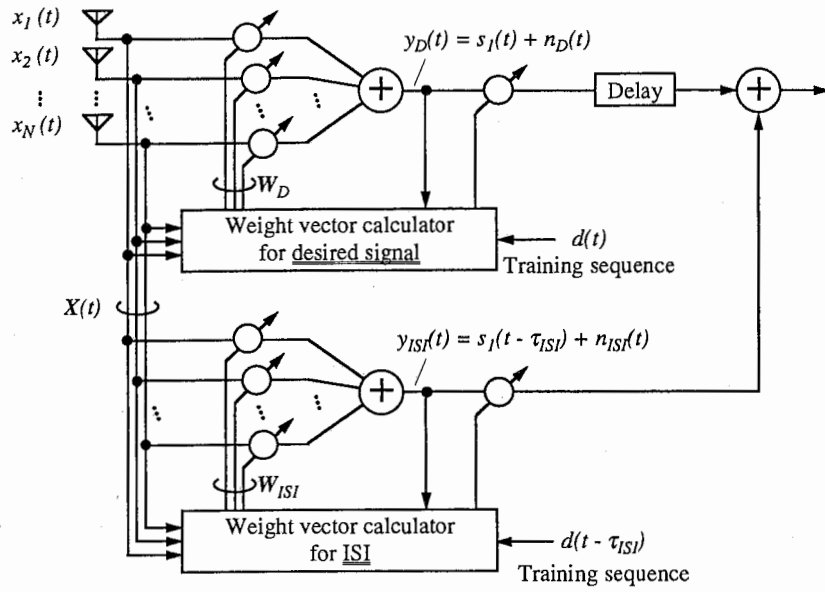


図4(a) 文献[10]の方式(マルチビーム形成型アダプティブアレイ+MRC)のブロック図

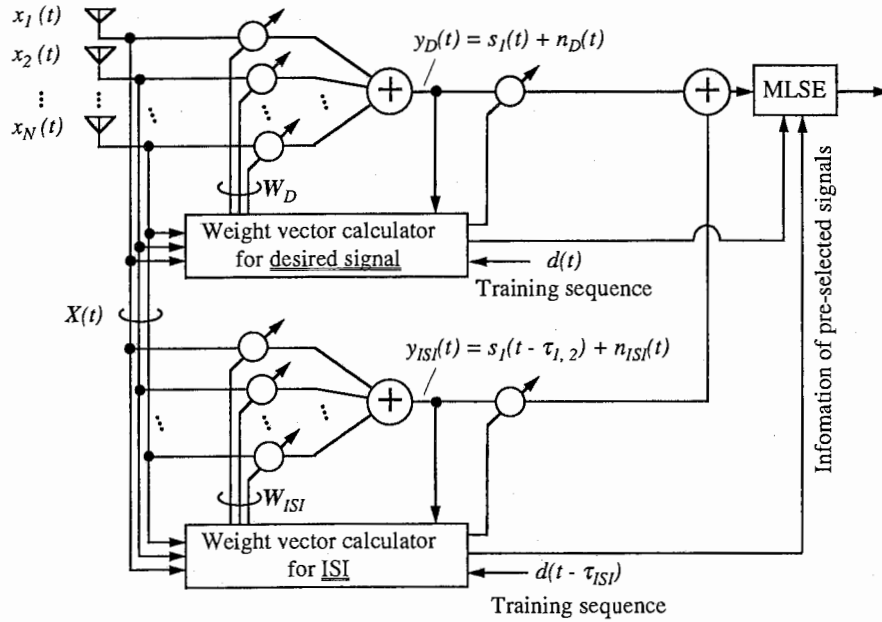


図4(b) 文献[12]の方式(マルチビーム形成型アダプティブアレイ+MLSE)のブロック図

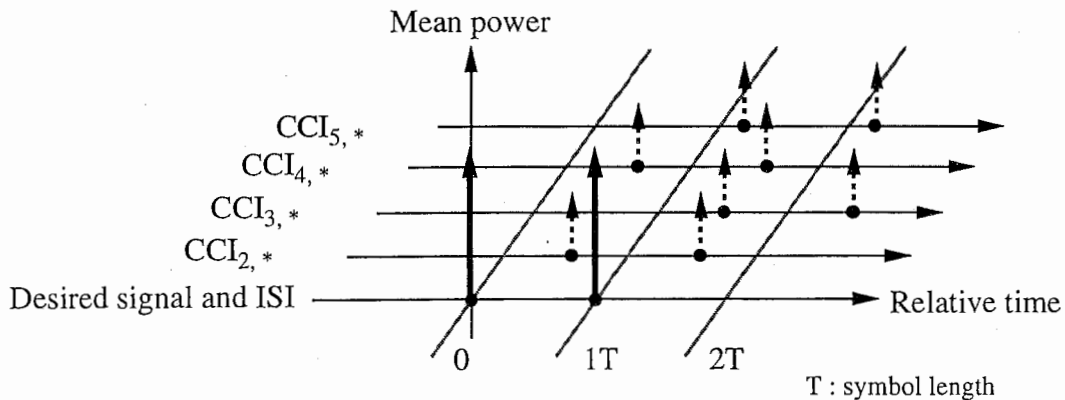


図5 伝搬路モデル

図4(a)と(b)に示す。尚本文中では文献[10]の方式を比較方式A、文献[12]の方式を比較方式Bと呼ぶ。

3.1 シミュレーションモデル

本稿では伝搬路モデルとして、図5に示すような離散的なパスモデルを採用した。図5の横軸は送信シンボルで規格化された相対的な時間を示し、縦軸は到来波の平均電力を示している。また、斜めの軸は、単に各到来波を送信された局により分類しているだけである。受信機は1つの所望局と $(M-1)$ 個の干渉局からのマルチパス遅延波を受信する。各到来波はそれぞれのパスごとに独立なレイリーフェージングを受けているとする。これは、アンテナの近くで各到来波が反射/散乱し全ての方角から偏り無く多数の素波が到来するようなモデルである。フェージングは、タイムスロットが伝送される間の変動が無視できるほど小さい準静的なフェージングを仮定した。また、アンテナ素子間隔は十分離れており、各アンテナ素子で受信される同一信号のフェージング係数間に相関はないと仮定する。これは、ダイバーシチなどでよく用いられるモデルである。このような仮定を行なうと受信信号のフェージング係数は、アレイアンテナの配置や信号の到来方向と無関係になるため、本稿ではアンテナの配置は特に考えない。素波がアレイに入射する場合、素波の係数はアレイの形状や素波の到来方向によって決まるが、本稿では各信号のフェージング係数に、レイリー分布に従う値をランダムに直接代入する。よって本稿で仮定したモデルでは、所望波の受信信号ベクトルとISIの受信信号ベクトルの相関値が高くなる場合が、素波モデルにおける所望波とISIの到来方向が接近する場合に相当する。なお、各干渉局から到来する最初の信号は所望波の到来時間よりも遅れるようなシステムを仮定する。この所望波とCCIの間の到来時間のオフセットについては3.4節で詳しく述べる。

3.2 シミュレーション条件

TDMA/QPSKシステムに本キャンセラを適用し、計算機シミュレーションを行った。計算機シミュレーションの諸条件を表1に示す。ウェイトベクトルはトレーニング期間における16個のサンプリングデータを用いて、SMI(Sampled Matrix Inverse)法に基づき計算した。最ゆう推定アルゴリズムにはビタビアルゴリズム(Viterbi Algorithm)を採用した。ビタビ等化器に入力される信

Access	TDMA
Modulation	QPSK
Filter	Square-root raised cosine roll-off filter
Roll-off factor	$\alpha = 0.5$
Time slot length	128 symbols
Training sequence	32 symbols
Data sequence	96 symbols
Algorithm	
Adaptive array	Sampled Matrix Inverse
Impulse response estimation	Sampled Matrix Inverse
MLSE	Viterbi equalizer (4 states)

表1 シミュレーション条件

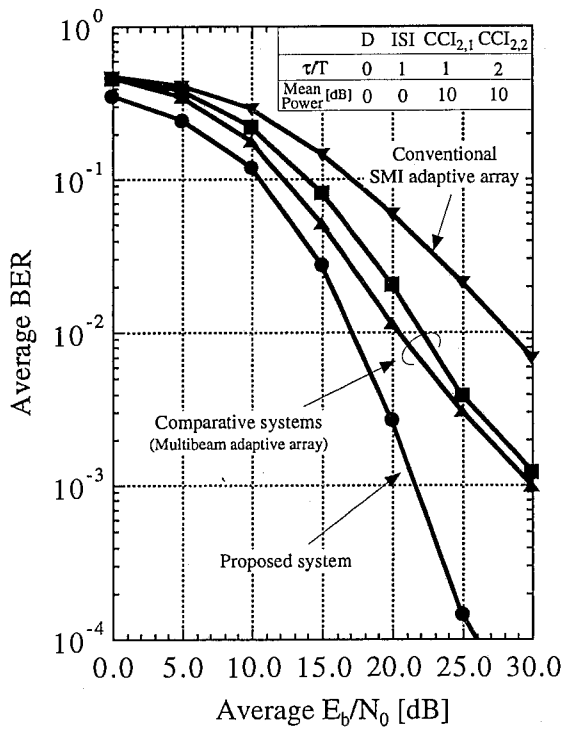
号は2波であるのでビタビの状態数は4とした。また到来波の数よりもアンテナ素子数の方が多い場合、アダプティブアレーが持つアンテナダイバーシチの効果とパスダイバーシチの効果が区別できなくなるため、アンテナ素子数は到来波数と同じに設定し、アダプティブアレーの自由度を0にした。なお本稿ではC/Iは所望局からの到来波の合計電力と干渉局からの到来波の合計電力の比としている。

3.3 E_b/N_0 特性

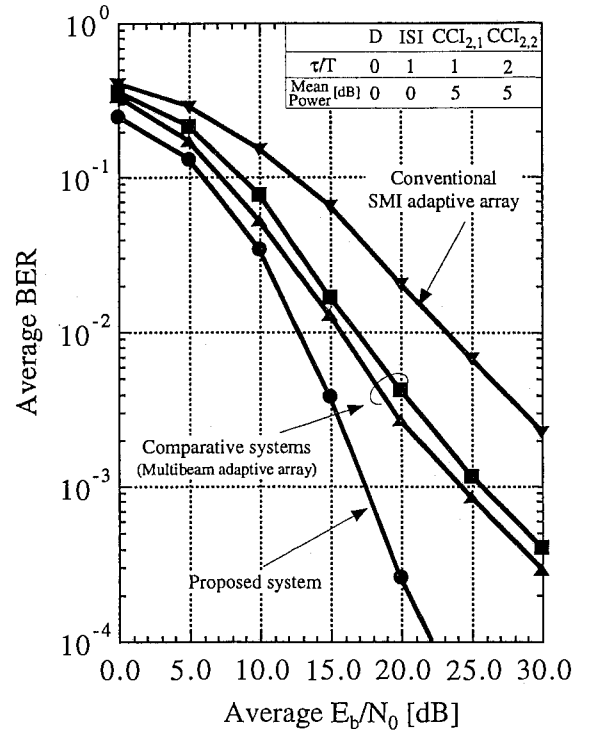
所望局と干渉局がそれぞれ1局存在し、それぞれの局からマルチパス伝搬した2波(最初の到来波+1シンボル遅延波)が到来する伝搬路において、所望波とCCIの間の到来時間オフセットを1シンボルとした時に、平均C/Iがそれぞれ-10dB, -5dB, 0dBおよび10dBの場合の平均 E_b/N_0 対平均BER特性を図6(a)-(d)に示す。図中の丸(●)が提案方式の特性、四角(■)と上向き三角(▲)がそれぞれ比較方式AとBの特性、そして下向き三角(▼)が従来のアダプティブアレーの特性を表す。

図6(a)-(d)の全ての場合において、提案方式は従来のアダプティブアレーアンテナおよび比較方式A,Bよりも優れた特性が得られている。また、どのグラフにおいても、平均 E_b/N_0 が10dB以上でグラフの傾き(平均BER/平均 E_b/N_0)から2ブランチのパスダイバーシチ利得が得られていることが分かる。特に図6(a)に示されているように平均C/Iが低いときに、特性の差が現れている。

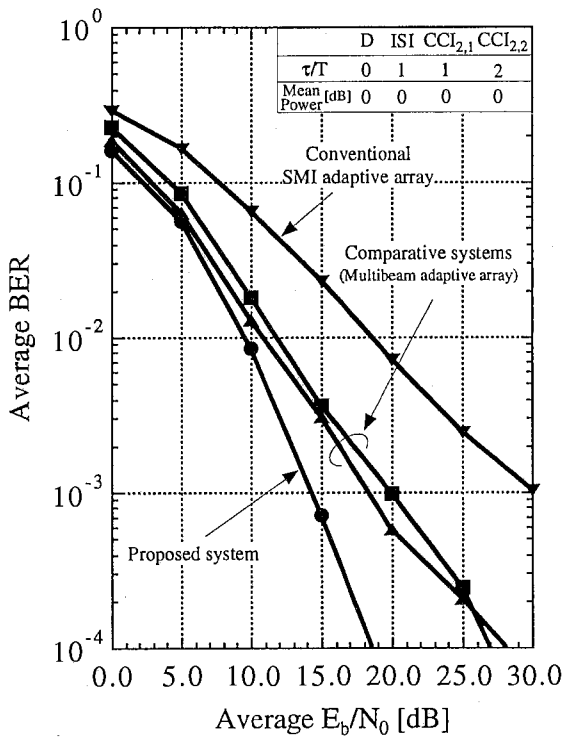
これは以下のように説明することができる。所望波のインパルス応答ベクトル $H_{1,1}$ と、1シンボル遅延のISIのインパルス応答ベクトル $H_{1,2}$ に偶然相関が生じた場合、一旦すべてのパスを分離するマルチビーム形成型アダプティブアレーを用いる比較方式は、どちらかのパスを選択するときに、相関の強いもう一方のパスに指向性のヌルを向けるため合成信号のS/Nが劣化してしまう。これに対して、シングルビーム形成型アダプティブアレーを用いる提案方式は、所望波と1シンボル遅延波を同時に取り込むため、このような場合においても、合成信号 $y(t)$ のS/Nが劣化することはない。よって、低C/Iにおいても本方式は良好な特性を得ることが出来ると考えられる。



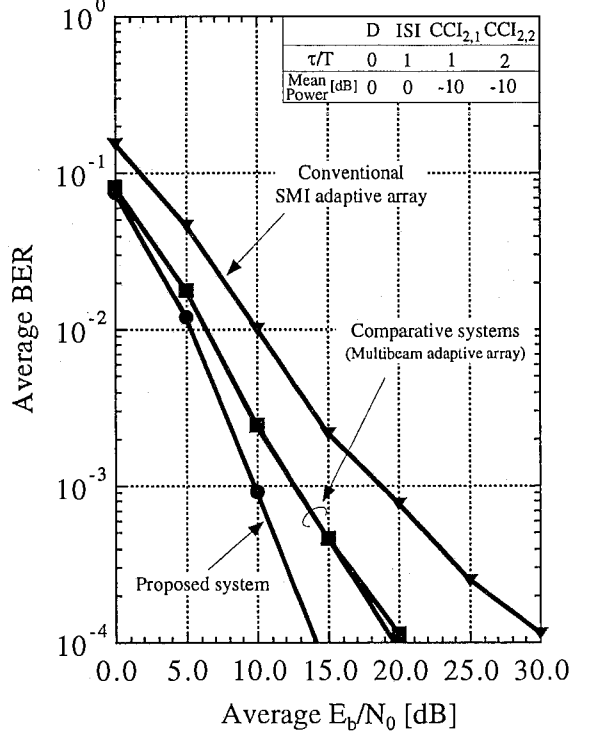
(a) Average C/I = -10 [dB]



(b) Average C/I = -5 [dB]



(a) Average C/I = 0 [dB]



(b) Average C/I = 10 [dB]

図6 平均 E_b/N_0 対平均BER特性

- 提案方式 (シングルビーム形成型アダプティブアレイ+MLSE)
- 比較方式A (マルチビーム形成型アダプティブアレイ+MRC)
- ▲ 比較方式B (マルチビーム形成型アダプティブアレイ+MLSE)
- ▼ 従来のアダプティブアレイ

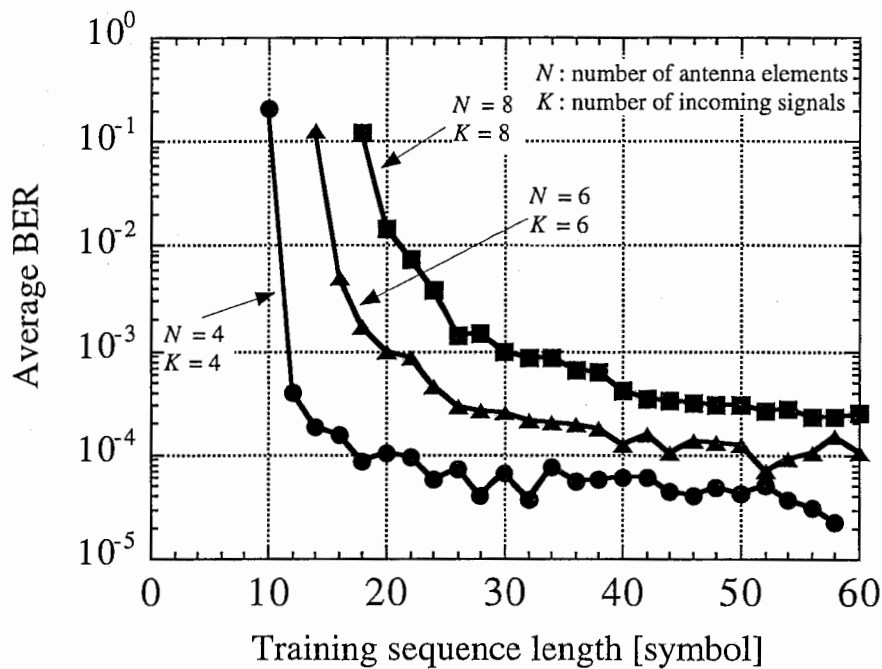


図7 ウェイトベクトル収束特性

- : Four antenna elements and four incoming signals
- ▲: Six antenna elements and six incoming signals
- : Eight antenna elements and eight incoming signals

3.4 ウェイトベクトル収束特性

図7にアンテナ素子数と同じ数の信号が入射した場合のトレーニングシンボル数に対する平均BER特性を示す。図中の丸(●), 三角(▲), 四角(■)は、それぞれアンテナ素子数が4本, 6本, 8本のときの特性を示している。このときデータシンボル数は常に100シンボルとなるようにタイムスロットの長さを変えている。全ての信号の平均受信電力は等しいと仮定した。また、各アンテナ素子における平均 E_b/N_0 は20 dBとした。

図7から全ての場合においてアンテナ素子数の4倍から5倍のトレーニングシンボル数で特性が収束していることが分かる。一般的にSMIアルゴリズムやRLS(recursive least squares)アルゴリズムは、ウェイトベクトルの収束にアンテナ素子数の2倍のトレーニング信号を要することが知られている[4]。一方本稿の提案方式ではSMIアルゴリズムを用いてウェイトベクトルを計算しているが、全トレーニング信号の半分をウェイトベクトルの計算に用いているため、アンテナ素子数の4倍程度のトレーニングシンボル数を必要することが予測される。図7の計算結果はこの予測と一致している。

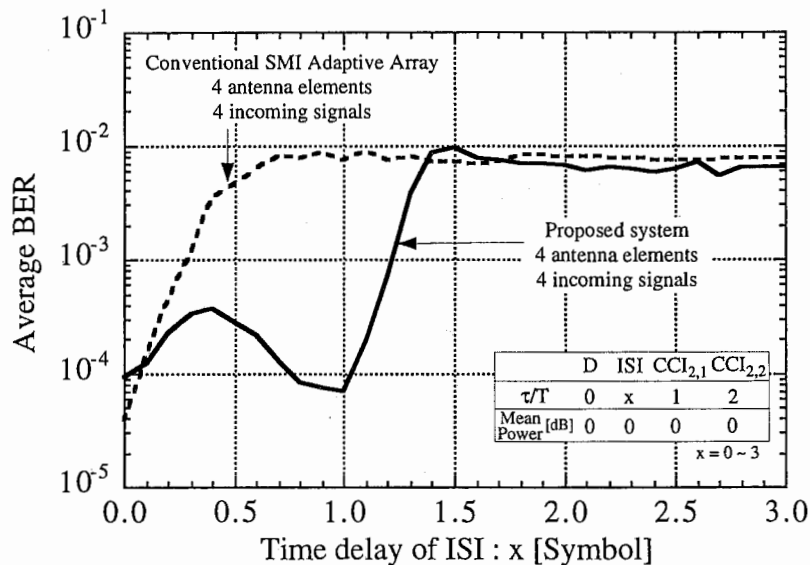


図8 ISIの遅延時間に対する特性

Solid line: Proposed system

Dotted line: Conventional SMI adaptive array

3.5 ISIの遅延時間に対する特性

図8にISIの遅延時間に対する平均BER特性を示す。ISIの遅延時間は0から3シンボルまで変化させた。全ての信号の平均受信電力は等しく、各アンテナ素子における平均 E_b/N_0 は20 dBとした。図中の実線は提案方式の特性を示し、破線は従来のアダプティブアレイの特性を示している。

従来のアダプティブアレイの特性は、ISIの遅延時間が大きくなるに従い劣化し、1シンボル以上になるとほぼ一定になっている。遅延時間が0のときは、所望波と遅延波の相関値が1となるため、平均受信電力が3dBの所望波と2つのCCIの計3波が到来することと等価になり、4素子のアダプティブアレイでは自由度が1つ余るため2ブランチの空間ダイバーシチ利得が得られている。そして遅延時間が大きくなるに従いと、受信機内部のトレーニング信号との相関が小さくなり、干渉となるため特性も徐々に劣化する。遅延時間が0.7シンボル以上になると、トレーニング信号と遅延波は完全に無相関となりアンテナの自由度と干渉波数が一致するため1波レイリーの特性に落ち着く。

これに対して提案方式は、0シンボルと1シンボルのときに特性が良くなり、1シンボルを越えると徐々に特性が劣化している。遅延時間が0のときは、従来のアダプティブアレイと同じ理由で2ブランチの空間ダイバーシチ利得が得られている。遅延時間が1のときは、今まで述べてきたように提案方式は、所望波とISIを取り込んで等化器で等化するため2ブランチのパスダイバーシチ利得が得られている。0シンボルと1シンボルの間では、ロールオフフィルタによりISIの信号成分は0シンボル或いは1シンボルの遅延時間の部分に分散されるので、完全ではないものの多少の空間ダイバーシチ或いはパスダイバーシチ利得が得られている。遅延時間が1シンボル以上になると徐々に遅延波はトレーニング信号との相関が小さくなり、1.4シンボル以上遅延するとトレーニング信号との相関のない“本当の干渉波”になり、1波レイリーの特性に落ち着く。

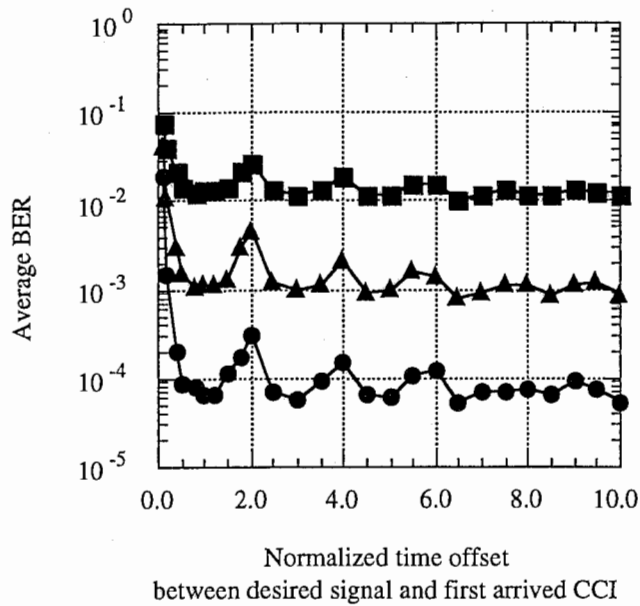


図9 平均BER対所望波と最初のCCIの到来時間差特性

- Average $E_b/N_0 = 10$ [dB]
- ▲ Average $E_b/N_0 = 15$ [dB]
- Average $E_b/N_0 = 20$ [dB]

これらの結果から、提案方式では遅延時間が1.3シンボル以下のISIであれば、パスダイバシティ利得が得られることが分かる。

3.6 到来時間オフセット特性

3.1節で述べた通り本方式は、所望波と干渉局からの最初の到来波の到来時間差(到来時間オフセット)によってその特性が変動する。仮に到来時間オフセットが0であった場合、トレーニング信号期間において、最初に到来するCCIと1シンボル遅延のCCIの相関値が1になってしまう。このときアダプティブアレーは、最初に到来するCCIと1シンボル遅延のCCIの合成成分を0にするように動作する場合があります、これらのCCIに指向性のヌルを向けなくなることがある。アダプティブアレーがこのように動作した場合提案方式では、データ信号期間のこれらのCCIの相互相関値はほぼ0になるので、共に干渉成分として残り、平均BER特性は劣化する。

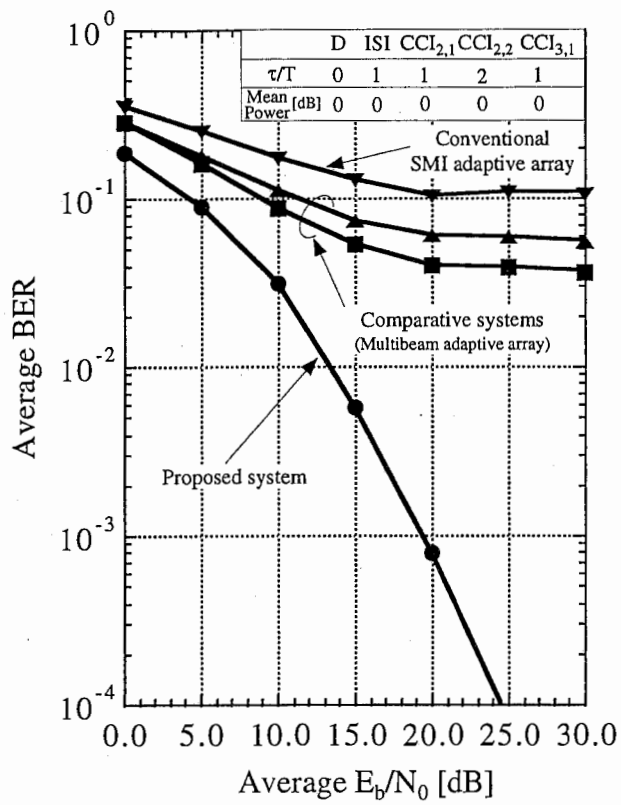
到来時間オフセットの影響を調べるため、平均 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$, 15dB , 20dB の場合において、タイミングオフセットに対する平均BER特性を図9に示す。横軸はシンボル長で規格化した時間を示している。丸(●)は平均 $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ 、三角(▲)は平均 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ 、四角(■)は平均 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ の時の特性である。図9から、偶数時刻ごとに特性が悪くなっていることが分かる。これは次のように説明できる。到来時間オフセットが0以外の偶数タイミングになると、到来時間オフセット以降のトレーニング期間において、“最初に到来したCCI”と“そのCCIから1シンボル遅延で到来するCCI”のトレーニング信号が一致する。このためこれらのCCIの相互相関値が高まり、完全なヌルステアリング動作(干渉除去動作)を行なわない場合が発生してしまう。このため、到来時間オフセットが偶数シンボルになる度に特性が劣化する。しかし、到来時間オフセットが大きくなるにつれ、一致するトレーニング信号は少なくなり、相関は小さくなって行くので、特性劣化の幅は小さくなっている。

図9から平均 $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ の時、到来時間オフセットが0.3シンボル以上であれば、平均BERは最悪値で約 3×10^{-3} 、平均的には 10^{-4} を下回っていることから、タイミングオフセットが0.3シンボル以上であれば十分な特性が得られると考えられる。

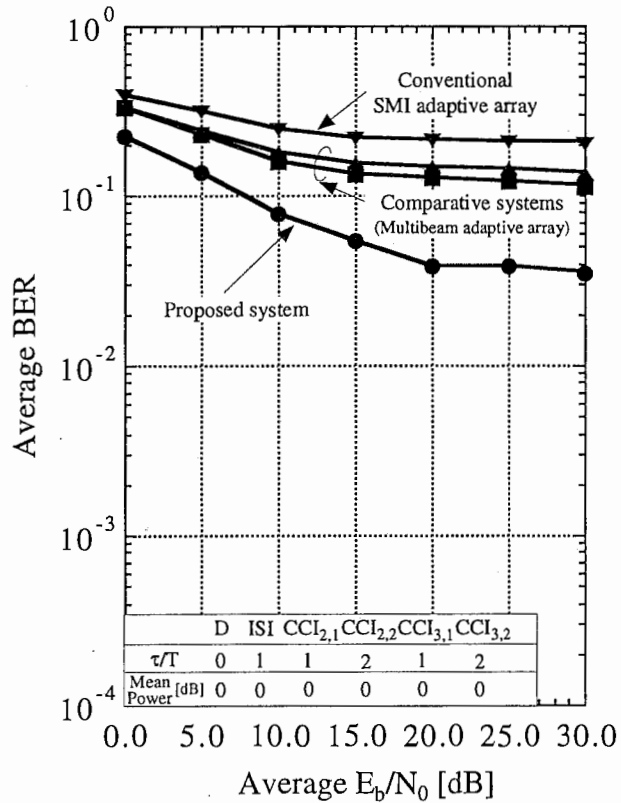
3.7 到来波数がアンテナ素子数を上回るときの特性

シングルビーム形成型アダプティブアレイを用いた時空間信号処理干渉キャンセラは、見かけの自由度が時間信号処理で等化する信号数分増えるという特徴を持つ。この特徴を検証するために、アンテナ素子数を上回る到来波が存在する場合の特性を図10(a)と(b)に示す。アンテナ素子数は4本とした。全ての到来波の平均受信電力は等しいとした。到来時間オフセットは1シンボルとした。所望局は1局、干渉局は2局とした。図10(a)ではCCIを3波、図10(b)ではCCIを4波とした。図中の丸(●)が提案方式、四角(■)が比較方式A、上向き三角(▲)が比較方式B、下向き三角(▼)が従来のSMIアダプティブアレイの特性を示している。

図10(a)より、到来波数がアンテナ素子数よりも1つ上回っている場合、従来のアダプティブアレイやマルチビーム形成型のアダプティブアレイを用いる時空間信号処理干渉キャンセラは特性にフロアを生じていることが分かる。マルチビーム形成型のアダプティブアレイは、個々の信号それぞれに対応したアンテナ指向性パターンを作る。このときある1つのアンテナ指向性パターンに着目してみると、抽出される信号以外の全ての到来波にヌルを向けなければ、必要な信号を抽出することは出来ない。このため、到来波数がアンテナ素子数を上回ると自由度が不足し、完全な干渉除去が行えなくなり、フロアを生じてしまう。一方シングルビーム形成型のアダプティブアレイを用いる提案方式は、所望波とISIの相関値を1にするため、ISIは干渉波とは見なされず、従ってアンテナの自由度は全てCCI除去に使用できる。よって提案方式の見かけの自由度が、等化する信号数分増えたと言え、時間信号処理回路が空間信号処理回路の負担を軽減していると言える。



(a) Four antenna elements and five incoming signals



(b) Four antenna elements and six incoming signals

図10 到来波数がアンテナ素子数を上回るときの特性

- : Proposed system
- : Comparative system A
- ▲: Comparative system B
- ▼: Conventional SMI adaptive array

4 送信-時空間信号処理干渉キャンセラ、受信-等化器の下り回線特性

4.1 動作原理

これまでは、時空間信号処理干渉キャンセラによる受信特性を計算機シミュレーションで明らかにしてきた。4章では、TDMA/TDDのセルラーシステムに提案方式を適用し、下り回線においても特性を向上できることを示す。

図11にこれまで述べてきた時空間信号処理干渉キャンセラによる、受信のコンセプトを示す。そして、図12に時空間信号処理干渉キャンセラを使った基地局送信と、移動局受信等化のコンセプトを示し、図13にその時の各パスの到来方向とアンテナ指向性パターンを模式図で示す。まず上り回線において基地局は、3章で詳細に述べたように図11に示したようなアンテナ指向性パターンを形成して、所望波と1シンボル遅延波を抽出等化してパスダイバーシチ利得を得る。このとき、基地局のアダプティブアレイは、所望波と1シンボル遅延のISIの抽出と、残り全

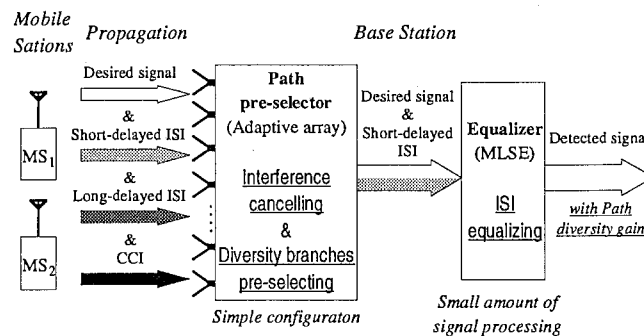


図11 上り回線の概念図
基地局受信機のコンセプト

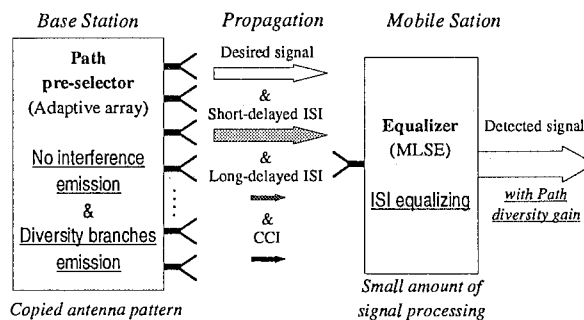


図12 下り回線の概念図
基地局時空間信号処理干渉キャンセラ、移動局等化器のコンセプト

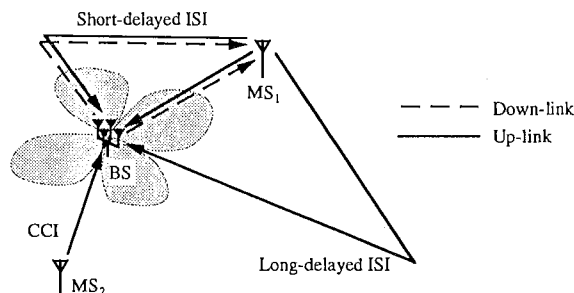


図13 基地局のアンテナ指向性パターンと到来波の到来角度の関係

ての干渉を除去する役割を担い、等化器は1シンボル遅延ISIを等化する役割を担っている。

一方下り回線では、受信時に形成したアンテナ指向性パターンを使用し送信を行なう。このため、図13の破線のように、所望波と1シンボル遅延以内のISIが到来した方向には信号を放射するものの、CCIや遅延時間が1シンボル以上のISIが到来した方向には、不要信号をいっさい放射しない。よって、送受のバースト間で、フェージング変動が無視できる場合は、移動局の受信信号は、所望波と1シンボル遅延のISIのみになる。移動局側で等化器を用いれば、この受信信号を等化できるので、下り回線においても上り回線と同様にダイバーシチ利得を得ることができ、通信品質の向上が見込まれる。この通信システムが理想的に動作した場合には、移動局に到来するISIの最大遅延時間は1シンボル以内に制限されるので、移動局に搭載する等化器は、1シンボル遅延までを等化できる小規模な等化器を用いればよい。

このとき、基地局のアダプティブアレイは、所望波と1シンボル遅延のISIを移動機の方に放射する役割と、残り全ての干渉波を移動機の方に放射しないという役目を担い、移動局の等化器は、上り回線で基地局受信機の等化器が担っていた等化の役目を担う。

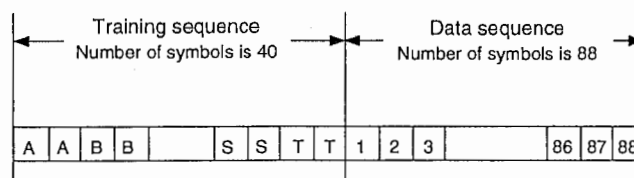
4.2 シミュレーションモデル

4章のシミュレーションで採用する伝搬路モデルは、3章で用いたシミュレーションモデルと同じである。ただし、フェージングは動的なフェージングを仮定した。所望局と干渉局はそれぞれ1局ずつ存在し、1つの局から2波が到来するとした。また、到来時間オフセットは1シンボルとした。全ての到来波の平均受信電力は等しいと仮定した。またシミュレーションの簡単化のため、干渉局が同一セル内に存在し、同一キャリア周波数を同一時刻に使用するPDMA/TDDシステム[7]-[9]を仮定した。

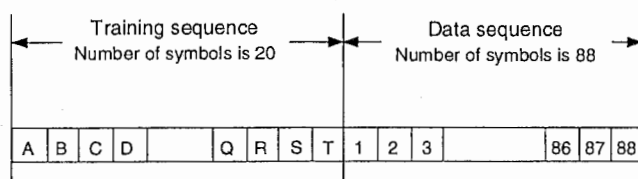
比較のため、従来のアダプティブアレイを基地局に適用し、移動局では同期検波を行った場合の特性に対しても計算機シミュレーションを行った。

4.3 シミュレーション条件

シミュレーションで使用した上り回線と下り回線のタイムスロットを、図14(a), (b)にそれぞれ示す。上り回線では、40シンボルの長さのトレーニング信号をバーストの先頭に挿入した。このトレーニング信号は、同一符号を2シンボル続けて配置した信号系列である。下り回線では、1シンボ



(a) 上り回線



(b) 下り回線

図14 タイムスロット構成

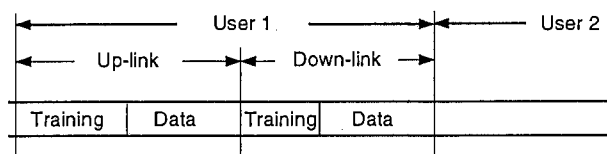


図15 上り下りのタイムスロットの位置関係

ル毎に符号の異なる20シンボルの長さのトレーニング信号系列を用いた。また上りのタイムスロットと下りのタイムスロットは図15に示すように隣り合っているとした。基地局アダプティブアレーのアンテナ素子数は、到来信号の数と同じ4本とし、移動局のアンテナ素子数は1本とした。

上り回線時の基地局アダプティブアレーのウェイトベクトルは、SMI(Sampled Matrix Inverse)法に基づいて計算した。また、基地局等化器の入力信号のインパルス応答も、SMI法により計算し、最ゆう推定アルゴリズムにはビタビアルゴリズム(Viterbi Algorithm)を採用した。ビタビ等化器に入力される信号の最大遅延時間は、1シンボルなので状態数は4とした。

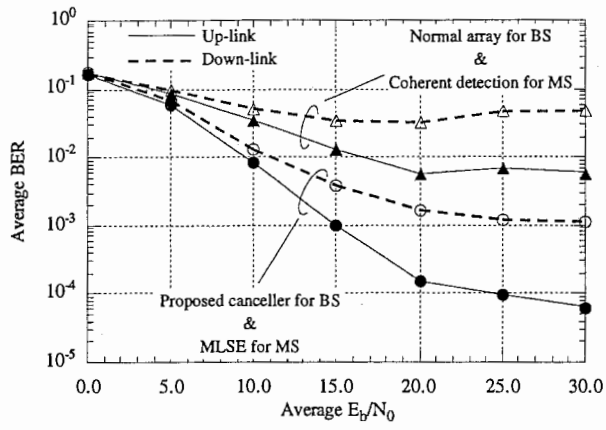
下り回線では、受信時のウェイトベクトルを規格化して、基地局送信時のアンテナ指向性パターンの形成に用いた。移動局の等化器には基地局と同様の理由で4状態のVAを用いた。

4.4 シミュレーション結果

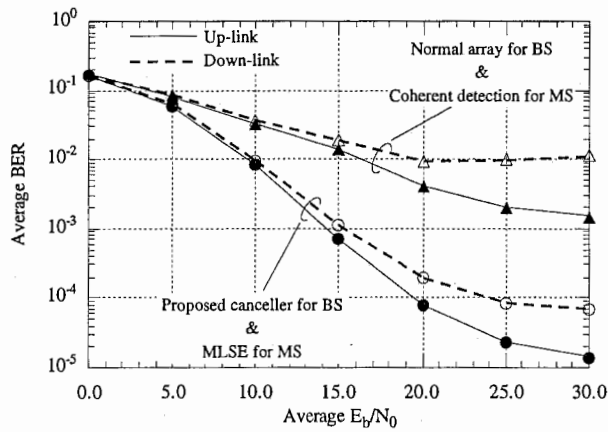
フェージング速度(f_D/T)が 2×10^{-4} , 10^{-4} , 10^{-5} の時のシミュレーション結果を、それぞれ図16(a)-(c)に示す。図中の黒丸(●)が{基地局-時空間信号処理干渉キャンセラ、移動局-等化器}システムの特性、三角(▲)が{基地局-従来のアダプティブアレー、移動局-同期検波}システムの特性を表し、実線が上り回線の特性、破線が下り回線の特性をそれぞれ表している。

図16(a)-(c)より全ての場合において、時空間信号処理干渉キャンセラを使用する通信システムの特性は、従来のアダプティブアレーを使う通信システムの特性を上回っている。これは、時空間信号処理干渉キャンセラを使用する通信システムでは、上り回線時は、基地局時空間信号処理干渉キャンセラがCCI除去と所望波とISI選択&等化を行ない、下り回線時は、基地局干渉キャンセラがCCI除去と所望波とISI選択を行ない、移動局等化器がISI等化を行なうためである。

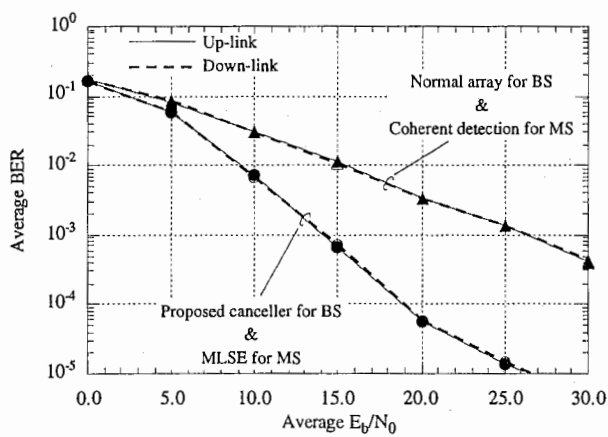
図16(a)の f_D/T が 2×10^{-4} の時は、下り回線の劣化が目立つ。これは、移動機の移動速度が大きいため、下り回線時には、上り回線時に形成したアンテナ指向性パターンが、真のパスの方向からずれるためである。ただし、平均 E_b/N_0 が20 [dB]の時の、干渉キャンセラの下り回線の平均BERの値は、 2×10^{-3} を若干下回る。図16(c)の f_D/T が 10^{-5} の時は、どちらのシステムの下り回線も、上り回線と同等の特性が得られており、フェージングによるアンテナ指向性パターンの追従誤差の影響はほぼ無くなっている。



(a) $f_D/T = 2 \times 10^{-4}$



(b) $f_D/T = 10^{-4}$



(c) $f_D/T = 10^{-5}$

図16 平均 E_b/N_0 対平均BER特性

- : 基地局時空間信号処理干渉キャンセラ、移動局等化器
- ▲ : 基地局従来のアダプティブアレー、移動局同期検波

5 まとめ

符号間干渉波(ISI)と同一チャネル干渉波(CCI)が存在する電波伝搬環境でデジタル無線通信を行うために、シングルビーム形成型のアダプティブアレイアンテナと最ゆう推定を組み合わせた時空間信号処理干渉キャンセラを提案した。提案方式は図2に示すようなトレーニング信号と、図3に示すようなトレーニング信号期間におけるデータサンプリング間隔でアダプティブアレイのウェイトベクトルを計算する。

計算機シミュレーションにより、ISIとCCIが存在する準静的なレイリーフェージング伝搬路における本キャンセラの平均BER特性を明らかにした。その結果、

- ・平均C/Iが低い場合でも十分なパスダイバーシチ利得が得られること、
 - ・ウェイトベクトルの収束には、アンテナ素子数の4から5倍程度のトレーニングシンボルが必要なこと、
 - ・1.3シンボル以下の遅延時間のISIは、パスダイバーシチのブランチとなること、
 - ・所望波と干渉波の間に0.3シンボル以上の到来時間オフセットが必要であること、
 - ・提案方式の見かけの自由度が、アンテナ素子数と等化する信号数の合計になること、
- などが明らかになった。

次に、TDMA/TDDのセルラーシステムの基地局に、シングルビーム形成型のアダプティブアレイとMLSEを従属接続した時空間信号処理干渉キャンセラを適用し、移動局受信時に1シンボル等化まで可能な適応等化器を用いた移動通信システムを想定し、そのシステムの下り回線の特性を検討・評価した。

シミュレーションの結果、従来のアダプティブアレイを使ったシステムよりも大幅に特性が向上し、 f_D/T が 2×10^{-4} 程度の場合までは、十分な特性が得られることが分かった。

謝辞

本研究を進めるにあたり、ご指導頂いたATR環境適応通信研究所小宮山社長、唐沢元第三研究室室長(現KDD)および北海道大学の大鐘助教授に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] 府川和彦, 鈴木博, "逐次最小2乗型適応最ゆう系列推定(RLS-MLSE) - 最ゆう推定理論の移動無線への応用 -, " 信学論 (B-II), vol. J76-B-II, no. 4, pp.202-214, Mar. 1993.
- [2] 吉野仁, 府川和彦, 鈴木博, "RLS-MLSEによる適応干渉キャンセラ," 信学論 (B-II), vol. J77-B-II, no. 2, pp.74-84, Feb. 1994.
- [3] 村田英一, 吉田進, 竹内勉, "周波数選択性フェージング下におけるトレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセル方式の特性," 信学技報, vol. RCS93-85, pp. 45-52, Jan., 1994.
- [4] R. A. Monzingo and T. W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays," New York, Wiley, 1980.
- [5] B. Widrow and S. D. Stearns, "Adaptive Signal Processing," New Jersey, Prentice-Hall, 1985.
- [6] T. Ohgane, "Spectral efficiency improvement by base station antenna pattern control for land mobile cellular systems," *IEICE Trans. Communication*, vol. E77-B, no. 5, pp.598-605, May 1994.
- [7] 鈴木博, 平出賢吉, "パス分割多重接続(PDMA)移動通信方式," 信学技報, RCS93-84, pp.37-44, Jan. 1994.

- [8] 鈴木博, 平出賢吉, "干渉キャンセル等化(ICE)によるTDMA移動通信システムの加入者収容能力の増大," 信学通信ソサイエティ大会, B-276, 1995.
- [9] 大鐘 他, "アダプティブアレーを用いたPDMA方式の呼損率 -指向性アンテナとの比較-, " 信学通信ソサイエティ大会, B-1-69, Sep. 1997.
- [10] Y. Ogawa, Y. Nagashima and K. Itoh, "An Adaptive Antenna System for High-Speed Digital Mobile Communications," *IEICE Trans. Communication*, vol. E75-B, no. 5, pp. 413-421, May 1992.
- [11] 小川恭孝, 横畑和典, 伊藤精彦, "アダプティブアレーによる空間領域パスダイバーシチの検討", 信学総合大会, B-397, 1995.
- [12] 土居義晴, 大鐘武雄, 小川英一, "準静的なレイリーフェージング伝搬路におけるアダプティブアレーアンテナと最ゆう推定等化器の組み合わせによるISI・CCI適応キャンセラの特性," 信学技報, vol. RCS95-46, pp. 19-224, Jul., 1995.
- [13] 土居義晴, 大鐘武雄, 小川英一, "アダプティブアレーアンテナと最ゆう推定等化器の組み合わせによるISI・CCIキャンセラ," 信学通信ソサイエティ大会, B-277, 1995.
- [14] 藤井正明, "アダプティブアレーアンテナとMLSEの結合処理によるマルチパス分離・結合に関する一検討," 信学技報, vol. RCS95-97, pp. 1-6, Nov., 1995.
- [15] 布川和彦, "高速デジタル移動通信における時空等化方式の検討," 信学通信ソサイエティ大, B-5-52, Sep. 1997.