

TR-AC-0019

012

周波数選択性フェージング環境における
帯域分割・合成型アダプティブアレー

張 毅民

1998. 3.25

ATR環境適応通信研究所

周波数選択性フェージング環境における

帯域分割・合成型アダプティブアレー

(株) エイ・ティ・アール環境適応通信研究所

第三研究室

張 毅民

あらまし

移動通信環境では、多重波が存在し、伝送レートが高い場合や、遅延量の長い到来波が存在する場合には、周波数選択性フェージングとなる。また、同時に、同一チャネル干渉(妨害信号)が存在し、多重波として到来することも考えられる。

このような場合において、時間・空間信号処理を行うことにより希望信号を等化し、また、妨害信号を抑圧して受信信号を改善するが、従来の方法では、収束が遅く、また、遅延の長い多重波を持つ妨害信号に対して、複数のアレー自由度を必要とする。

本報告では、このような環境において、帯域分割・合成型アダプティブアレーを用いることを提案する。帯域分割することにより、希望信号や妨害信号に関係なく、遅延量の長い多重波間でも高い相関を得ることができる。このため、希望信号に対してはさらに等化を行う必要がなくなり、また、長い遅延時間をもった妨害信号の多重波に対してもそれぞれ一つのアレー自由度で除去することができる。

目 次

1. まえがき	1
2. 帯域分割と信号の相関特性	1
2-1 帯域分割信号処理の基本概念	1
2-2 信号の相関特性	2
2-3 帯域分割の実現手法	6
3. 帯域分割・合成型アダプティブアレー	9
3-1 基本構成	9
3-2 特性解析	10
4. むすび	11
謝 辞	11
参考文献	12

1. まえがき

近年、移動通信に対する研究・開発は、数Mbps程度の通信速度を目標としている。都市部の屋外電波伝搬環境を考えると、多重波の遅延プロファイルがシンボル長を超え、符号間干渉 (Inter-symbol interference: ISI)が発生する。ISIの対策として、適応等化器に関する研究が行われている[1-3]。

一方、セルラーシステムでは、周波数資源の効率的に活用するため、周波数の再利用を行っている。このため、同一チャネル干渉 (Co-channel Interference: CCI)が存在する。近年の研究により、アダプティブアレーはCCIの抑圧の手段として期待され、同一チャネルを使用するセルの距離を縮めたり、また、同一セル内における同一チャネルの使用も提案されている[4-5]。

このように、ISIとCCIを同時に抑圧する手段としては、等化能力を持ったアダプティブアレーが提案されている[6-7]。これは、ある程度の遅延時間以内の希望信号を等化して受信し、妨害信号とそれより長い遅延時間の希望信号を除去する手法である。このようなシステムは、希望信号の伝送路特性推定が必要であり、系が複雑になるほか、長い遅延を持った妨害信号は複数の妨害信号として除去する必要があるため、より多くのアレー自由度が必要となる。

本報告では、このような環境において、帯域分割・合成型アダプティブアレーを用いることを提案する。帯域分割することにより、希望信号や妨害信号に関係なく、遅延量の長い多重波間でも高い相関を得ることができる。このため、希望信号に対してはさらに等化を行う必要がなくなり、また、長い遅延時間をもった妨害信号の多重波に対してもそれぞれ一つのアレー自由度で除去することができる。また、帯域分割・合成型アダプティブアレーは、各分割した帯域において狭帯域信号処理を行うため、通常のアレー処理に比較して処理速度が速くなる[8]。

2. 帯域分割と信号の相関特性

2-1 帯域分割信号処理の基本概念

帯域分割は、信号をフィルタによりいくつかの帯域に分割する手法である。元々は、音声信号の圧縮のために考案されたが、現在は、画像信号の圧縮、マルチレート信号処理など多くの分野で注目を集められてきた。その後、比帯域幅の広い信号に対する処理や、収束速度の利点から、適応フィルタ[9-10]やアレー信号処理への適応も研究されるようになった[8,11-12]。

帯域分割は、図1に示すように、帯域分割フィルタバンクと、帯域合成フィルタバンクから構成される[13]。また、帯域分割した各サブバンドでは、低いレートで信号を処理できるため、通常、さらにダウン・サンプリングとアップ・サンプリングが使用される。情報を失わないためには、デシメーション比 $P \leq$ 帯域分割数 M を満足させる必要があるが、 $P = M$ の時に最大間引きフィルタバンクという。本報告では、最大間引きフィルタバンクについて検討する。

信号に対する帯域分割により、入力されたデータ系列 $x(n)$ が M 組の系列 $x^{(1)}(n'), \dots, x^{(M)}(n')$ に帯域分割される。ここで、上付き文字⁽ⁱ⁾は i 番目のサブバンドにおける信号成分を表す。 $x(n)$ に比べて、 $x^{(i)}(n'), i=1,2,\dots,M$ は、信号帯域が $1/M$ となり、また、信号レートは $1/M$ となる。

また、適当な帯域分割を行うことにより、多重波間の信号相関を高くすることができる。このことにより、周波数選択性フェージングの影響を軽減することができる。次節では、帯域分割により信号相関特性の変化を検討する。

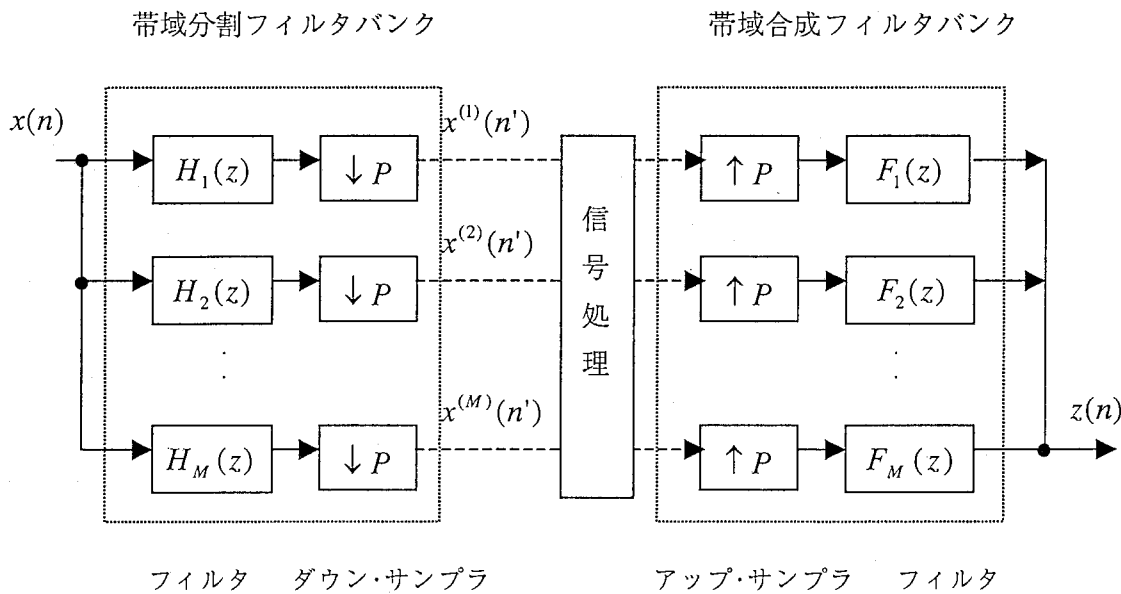


図1 フィルタバンクによる信号の帯域分割・合成

2-2 信号の相関特性

解析の便宜上、信号 $s(t)$ の電力スペクトラム密度関数 $p(f)$ が式(1)のように、制限された帯域 $[-B_0/2, B_0/2]$ のなかで一様な場合について考える。

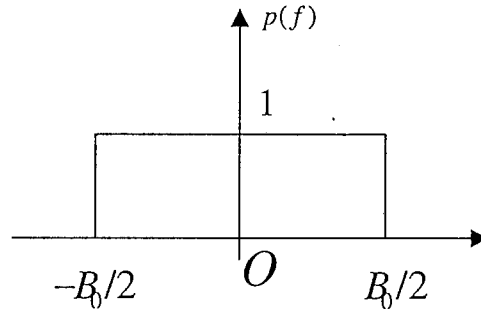
$$p(f) = \begin{cases} 1, & -\frac{B_0}{2} \leq f \leq \frac{B_0}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1)$$

信号 $s(t)$ の自己相関関数 $r(\tau)$ は、 $p(f)$ のフーリエ変換により、

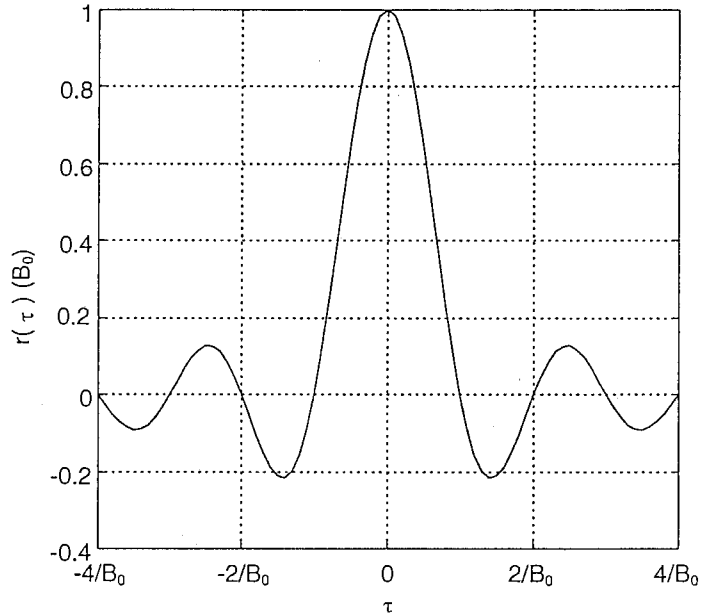
$$\begin{aligned} r(\tau) &= E\{s(t)s^*(t-\tau)\} \\ &= \frac{\sin(\pi B_0 \tau)}{\pi \tau} \end{aligned} \quad (2)$$

で与えられる。ここで、上付き文字*は複素数の共役を表す。

図2に、電力スペクトラム密度関数 $p(f)$ と、自己相関関数 $r(\tau)$ を示す。



(a) 電力スペクトラム密度関数



(b) 自己相関関数

図2 電力スペクトラム密度関数 $p(f)$ と自己相関関数 $r(\tau)$

ここで、 $p(f)$ を以下のように M 分割するようにして、信号 $s(t)$ をサブバンド信号 $s^{(i)}(t)$ ($i=1,2,\dots,M$)に分割する。

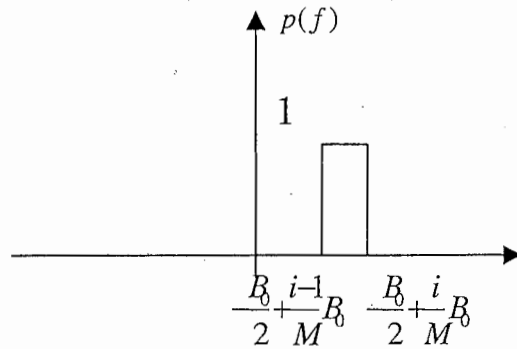
$$p(f) = \sum_{i=1}^M p^{(i)}(f) \quad (3)$$

$$p^{(i)}(f) = \begin{cases} 1, & \frac{B_0}{2} + \frac{i-1}{M} B_0 \leq f \leq \frac{B_0}{2} + \frac{i}{M} B_0 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$

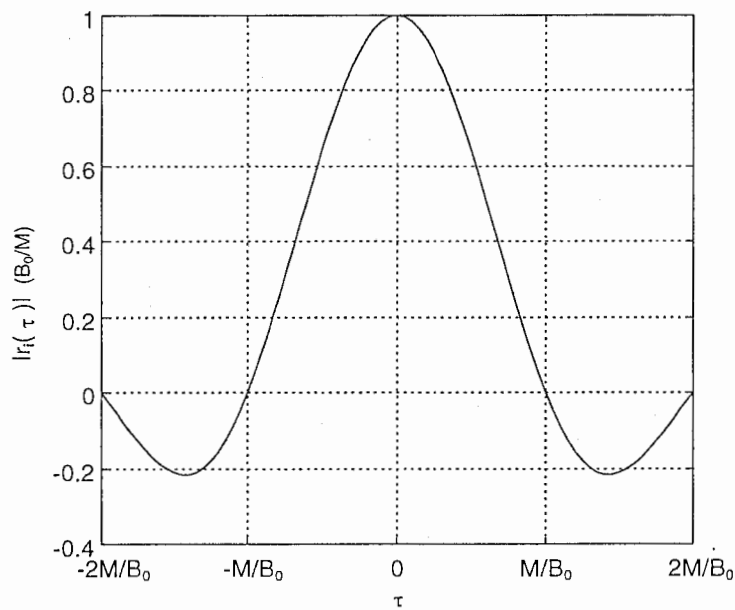
すると、 $s^{(i)}(t)$ の自己相関関数 $r^{(i)}(\tau)$ は $p^{(i)}(f)$ のフーリエ変換となり、

$$r^{(i)}(\tau) = E\{s^{(i)}(t)s^{(i)*}(t-\tau)\} = \frac{\sin(\frac{\pi B_0 \tau}{M})}{\pi \tau} e^{j\frac{\pi B_0 \tau}{M}(2i-M-1)} \quad (5)$$

と表される。図3に、 $p^{(i)}(f)$ と $|r^{(i)}(\tau)|$ を示す。



(a) 電力スペクトラム密度関数



(b) 自己相関関数

図3 サブバンド信号の電力スペクトラム密度関数 $p^{(i)}(f)$ と自己相関関数 $r^{(i)}(\tau)$

図2と図3を比較して、信号の帯域分割により、信号 $s(t)$ の自己相関関数は時間軸において、 M 倍だけ広がったことが分かる。

信号 $s(t)$ と、その遅延信号 $s(t-\tau)$ との間の相関係数は、

$$\rho(\tau) = \frac{E\{s(t)s^*(t-\tau)\}}{\{E\{|s(t)|^2\}E\{|s(t-\tau)|^2\}\}^{1/2}} = \frac{r(\tau)}{r(0)} \quad (6)$$

で定義される。ここで、 $r(0) = E\{|s(t)|^2\} = E\{|s(t-\tau)|^2\}$ 。

$\tau = 1/B_0$ のとき、

$$\rho(\tau) = \frac{r(\tau)}{r(0)} = 0 \quad (7)$$

となり、 $s(t)$ と $s(t-\tau)$ が互いに相関がないことになる。

帯域分割した信号に対して、 i 番目のサブバンドにおける信号 $s^{(i)}(t)$ と、その遅延信号 $s^{(i)}(t-\tau)$ との間の相関係数は、同様に、

$$\begin{aligned} \rho^{(i)}(\tau) &= \frac{E\{s^{(i)}(t)s^{(i)*}(t-\tau)\}}{\{E\{|s^{(i)}(t)|^2\}E\{|s^{(i)}(t-\tau)|^2\}\}^{1/2}} \\ &= \frac{r^{(i)}(\tau)}{r^{(i)}(0)} = \frac{\sin(\pi B_0 \tau / M)}{\pi B_0 \tau / M} e^{j(2i-M-1)\pi B_0 \tau / M} \end{aligned} \quad (8)$$

となる。特に、 $\tau B_0 = 1$ の場合において、

$$\rho^{(i)} = \frac{\sin(\pi / M)}{\pi / M} e^{j(2i-M-1)\pi / M} \quad (9)$$

となる。ここで、 $|\rho^{(i)}|$ が i に対して変化しないことに注目されたい。即ち、相関係数は、帯域分割することにより、各サブバンドにおいて等しく大きくなったことを意味する。

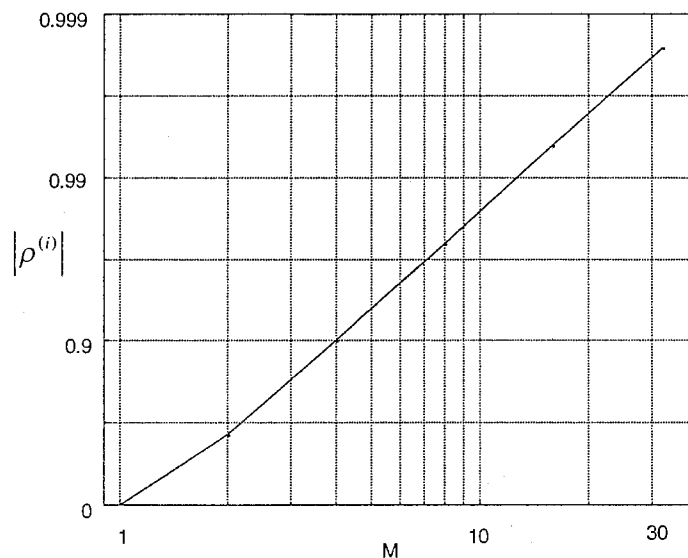


図4 M に対する信号相関係数の変化 ($B_0 \tau = 1$)

図4に $|\rho^{(i)}|$ が M にして示す。 M が4の時には、 $|\rho^{(i)}|$ が約0.9となり、また、 M が16の時には、 $|\rho^{(i)}|$ が0.9936となる。

2-3 帯域分割の実現手法

前節では、帯域分割による多重信号間の相関係数について検討してきた。各サブバンド間に重ならないような理想フィルタを用いたが、このようなフィルタを実現するには、無限のタップが必要となる。このため、実際の応用では、ある程度重なるようなフィルタ設計も可能であり、この場合、完全な再構成を実現するために帯域分割フィルタバンクと帯域合成フィルタバンクとの間に一定の条件を満たす必要がある[13]。

本節では、フィルタバンクとしてよく使われているDFTフィルタバンク[13-14]と、QMFフィルタバンク[13,17]を用いた実現手法について紹介する。

DFTフィルタバンクを用いた信号の帯域分割・合成を図5に示す。入力される信号は、遅延素子(z^{-1})とダウンサンプリング($\downarrow M$)によりシリアル/パラレル変換(S/P)され、DFTを行うことにより帯域分割される。

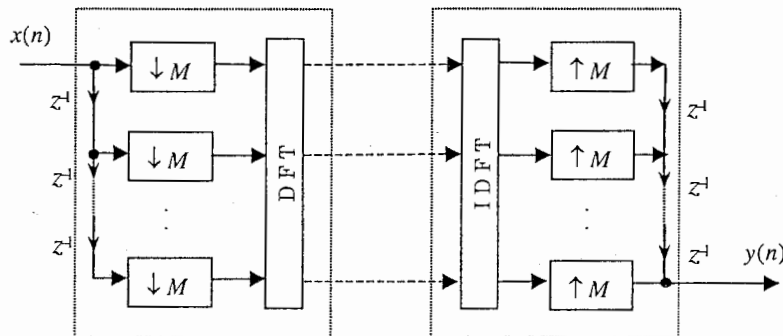


図5 DFTフィルタバンクを用いた帯域分割・合成

DFTフィルタバンクは、そのまま本文提案目的に使用できるが、帯域分割した後の信号において、直流成分を含むサブバンドにおいて信号相関係数は次式で近似される[14]。(8)式に比較して、帯域分割による信号相関の増加が顕著でないことが分かる。

$$|\rho| \approx 1 - \frac{|\tau|}{M} \quad \text{for } |\tau| \leq M \quad (10)$$

一方、フィルタバンクとしてQMF (Quadrature Mirror Filter)が多く用いられているが、QMFに基づいたフィルタバンクでは、 $|\rho^{(i)}|$ が i に依存するため、一部のサブバンドで相関係数があまり増加しない。このため、相関係数の増加を目的とした帯域分割には、QMFフィルタバンクそのままでは適しない。

ここでは、QMFフィルタバンクに対して、本文提案目的に適した形を変更を加える。実用的

なフィルタバンクとして、準完全再構成 疑似QMFフィルタバンク (Near-perfect reconstruction (NPR) psedu-QMF filter banks) に関して多くの提案が行われてきている[16,17]。ここでは、準完全再構成 疑似QMFフィルタバンクを対象に考える。

QMFフィルタバンクにおいて、分析インパルス応答と合成フィルタのインパルス応答 $h_k(n)$ と $f_k(n)$ は、それぞれ基本フィルタ $h(n)$ の余弦変調として、以下のように表される。

$$\begin{cases} h_k(n) = 2h(n) \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \\ f_k(n) = 2h(n) \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) - (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 \leq k \leq M-1 \end{cases} \quad (11)$$

ここで、 $h(n)$ の z 変換を $H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$ とすると、 $h_k(n)$ と $f_k(n)$ の z 変換はそれぞれ

$$\begin{cases} H_k(z) = a_k c_k H(zW^{(k+\frac{1}{2})}) + a_k^* c_k^* H(zW^{-(k+\frac{1}{2})}) \\ F_k(z) = z^{-(N-1)} H_k(z^{-1}) \end{cases} \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (12)$$

となる。但し、 $W = e^{j\frac{2\pi}{M}}$, $a_k = e^{j\theta_k}$, $c_k = W^{(k+\frac{1}{2})(\frac{N-1}{2})}$, $\theta_k = (-1)^k \frac{\pi}{4}$.

次に、(12)式の $H_k(z)$ を以下のように更に2分する。

$$\begin{cases} H_k^{(1)}(z) = a_k c_k H(zW^{(k+\frac{1}{2})}) \\ H_k^{(2)}(z) = a_k^* c_k^* H(zW^{-(k+\frac{1}{2})}) \end{cases} \quad (13)$$

$$H_k(z) = H_k^{(1)}(z) + H_k^{(2)}(z) \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (14)$$

この時、 $H_k^{(1)}(z)$ と $H_k^{(2)}(z)$ を用い、帯域分割をすることにより、周波数に依存しないで多重波信号間の信号相関が増大するようになる。

(13)式に対応した分析フィルタのインパルス応答は、次式で表される。

$$\begin{cases} h_k^{(1)}(n) = h(n) \exp\left[j\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right)\right] \\ h_k^{(2)}(n) = h(n) \exp\left[-j\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right)\right] \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 \leq k \leq M-1 \end{cases} \quad (15)$$

QMFフィルタバンクを用いた時の多重波信号間の信号相関係数に関する解析は、ここでは省略するが、図6に、信号相関係数の一例を(2Mに対して)示す。図4に示す理想的なフィルタを使用した結果と比較して、かなり近い結果になっており、QMFフィルタバンクの優れた特性が現れている。計算に用いた各FIRのタップ数を表1に示す。

注意すべき点として、MチャンネルQMFフィルタバンクについて、帯域分割を行うための分析フィルタは2M個使用されていることである。アダプティブアレーに適用した場合、ウェイトの制御回路も各アレー素子に対して2M個必要となる。しかし、分析フィルタ $H_k^{(1)}(z)$ と $H_k^{(2)}(z)$ に対し、合成フィルタ $F_k(z)$ は共通であることから、M個で済む。なお、ダウンサンプラの最大間引き率はMであり、2Mではない。

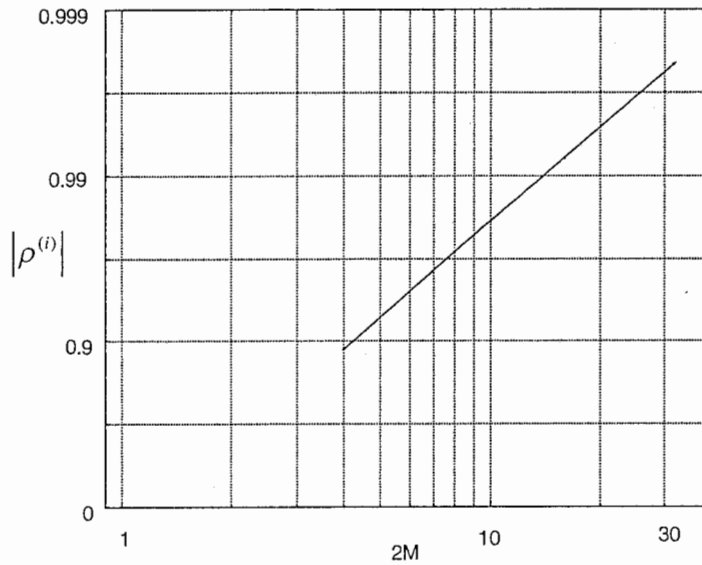


図6 QMFフィルタバンクにおける信号相関係数 ($B_0\tau = 1$)

表1 QMFフィルタのタップ数

2M	4	8	16	32
タップ数	48	64	128	256

3. 帯域分割・合成型アダプティブアレー

3-1 基本構成

前節の解析では、帯域を分割することにより、遅延を持った多重波信号間で信号相関の増加を図ることができることを示した。その結果として、二つの多重波信号が一つの到来波としての特性が強くなる。このことをアダプティブアレーに応用すると、一つの信号から由来する複数の多重波に対して、一つのアレー自由度で対処できるようになる。

図7には、帯域分割・合成型アダプティブアレーの構成例を示す。アルゴリズムとしてLMS (Least Mean Square)を用いる[15]。参照信号は、希望信号の完全なレプリカとする。

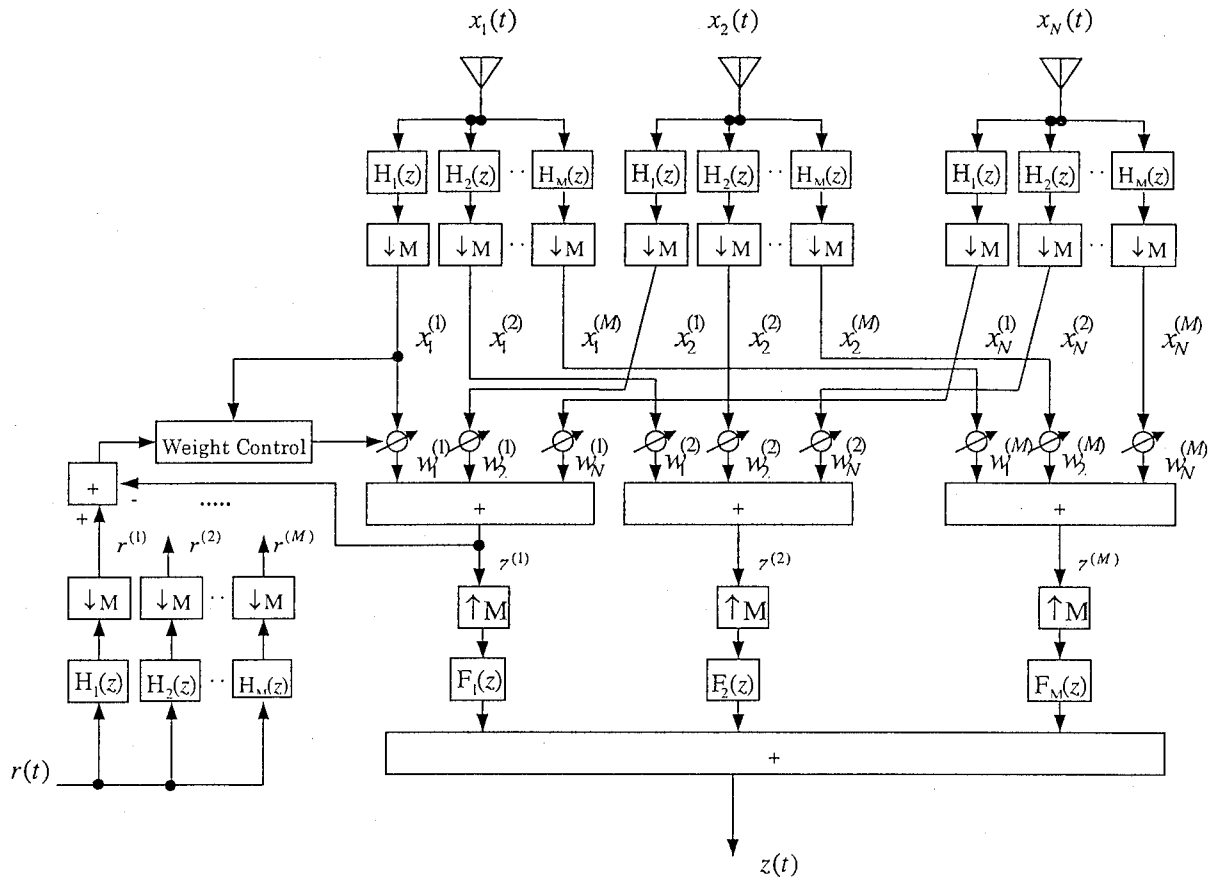


図7 帯域分割・合成型アダプティブアレー

i 番目アレー素子の入力信号と、参照信号を、それぞれ以下のように M のサブバンドに分割する。

$$x_i(t) \rightarrow \{x_i^{(1)}(t), x_i^{(2)}(t), \dots, x_i^{(M)}(t)\} \quad (20-1)$$

$$r(t) \rightarrow \{r^{(1)}(t), r^{(2)}(t), \dots, r^{(M)}(t)\} \quad (20-2)$$

ここで $(\cdot)^{(j)}$ は j 番目のサブバンド成分を表し、 \rightarrow は帯域分割の作業を表す。

j 番目のサブバンドにおけるアレーの最適ウェイトベクトルは、

$$\mathbf{w}^{(j)} = \mathbf{R}_{XX}^{(j)-1} \mathbf{R}_{Xr}^{(j)} \quad (21-1)$$

で与えられる。ここで、

$$\mathbf{R}_{XX}^{(j)} = E[\mathbf{x}^{(j)}(t)\mathbf{x}^{(j)H}(t)] \quad (21-2)$$

$$\mathbf{R}_{Xr}^{(j)} = E[\mathbf{x}^{(j)}(t)\mathbf{x}^{(j)*}(t)] \quad (21-3)$$

j 番目のサブバンドにおけるアレーの出力は、

$$z^{(j)}(t) = \mathbf{w}^{(j)H} \mathbf{x}^{(j)}(t) \quad (22-1)$$

$$z(t) \leftarrow \{z^{(1)}(t), z^{(2)}(t), \dots, z^{(M)}(t)\} \quad (22-2)$$

となる。ここで \leftarrow は帯域合成の作業を表す。

3-2 特性解析

表2に到来信号のパラメータを示す。変調方式として、希望信号及び妨害信号ともQPSK変調方式を用いるとし、ロールオフ率は0.5とする。希望信号として直接波1波と、1シンボル遅れた遅延波1波が到来し、妨害信号としてはそれぞれ1シンボルずつ遅れる計3波が到来するとする。

アレーとして、3素子の等間隔線形アレーを考える。アレー自由度は2である。

帯域分割をしない場合、希望信号の2波の間や、妨害信号の3波の間にそれぞれ相関がない形で到来する。それぞれの方向に独立したビームまたはヌルを向けるのに、5のアレー自由度が必要になるが、アレー自由度が不足のため、遅延信号及び妨害信号に対して十分に抑圧することができず、処理誤差が大きくなり、信号の誤り率(BER)が大きくなる。

一方、帯域分割をすることにより、各サブバンドにおいて希望信号が1波、妨害信号が1波としての特性を持つようになる。このため、2のアレー自由度で十分に処理ができるようになり、処理誤差が小さくなり、信号の誤り率が小さくなる。

図8に、信号の誤り率を帯域分割数 M に対して示す。帯域分割・合成フィルタとしては理想矩形周波数特性を有するものとする。帯域分割をしない場合($M=1$)、誤り率が約 5×10^{-2} とやや高いが、 M が増加することにより、誤り率が急速に減少する。この例では、 M が8になると、信号の誤り率が 10^{-4} 程度となり、実用には問題ないと思われる。

表2 信号パラメータ

	到来波数	雑音に対する 入力電力(dB)	遅延時間(T_s)	到来角度 (deg)
希望信号	2	10, 10	0, 1	0, 60
妨害信号	3	10, 10, 10	0, 1, 2	-30, 30, -60

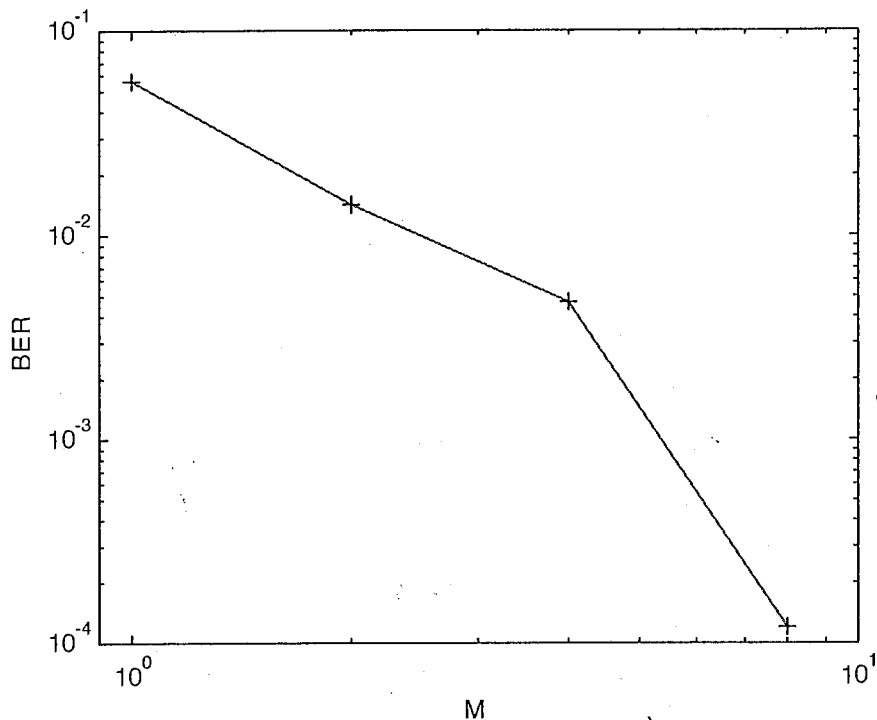


図8 帯域分割数 M に対する信号の誤り率に変化

4. むすび

周波数選択性フェージング環境における帯域分割・合成型アダプティブアレーの動作を解析した。帯域分割することにより、遅延により低下した到来信号間の信号相関を増加することができ、アダプティブアレーにとって、アレー自由度を有効に利用することができるようになる。このような相関増加は、信号や伝搬路に関する情報を一切必要としなく、ブラインド(blind)に行うことができる。

また、希望信号の直接波と遅延波のレベルが同じような場合において、時間領域での等化では安定性や収束速度等の面で処理しにくいとされるが、帯域分割・合成手法ではこういう問題を意識することなく簡単に処理することができる。

謝 辞

日頃ご鞭撻、ご指導いただきましたATR環境適応通信研究所小宮山牧兎社長、唐沢好男元第三研究室室長(現KDD)、水口芳彦第三研究室室長に深く感謝いたします。また、本研究を進めるにあたり、ご検討、ご助言いただきました中国西安電子科技大学楊克虎副教授、米Villanova大学 Prof. M. G. Amin、筑波大学平沢一紘教授、ATR環境適応通信研究所元研究員 Dr. Abdesselam Klouche-Djedid、京セラDDI未来通信研究所袁浩博士に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] 本間、上杉、椿,"TDMAデジタル移動通信における適応等化",信学論, vol.J72-B-II, no.11, pp.587-594, (1989.11).
- [2] 吉野、府川、鈴木,"RLS-MLSEによる適応干渉キャンセラ",信学論,vol.J77-B-II, no.2, pp.74-84, (1994.2).
- [3] 岡田、三瓶,"内挿型伝搬路推定法を用いたDDFSE等化器の周波数選択性フェージング補償特性",信学論, vol.J73-B-II, no.11, pp.727-735, (1990).
- [4] T. Ohgane, "Spectral efficiency improvement by base station antenna pattern control for land mobile cellular systems", IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, no.5, pp.598-605, May 1994.
- [5] 鈴木、平出,"パス分割多重接続(PDMA)移動通信方式",信学技報,RCS93-84, pp.37-44, (1994.1).
- [6] 土井、大鐘、小川,"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適応キャンセラ特性",信学技報, RCS95-46, pp.19-24, (1995.7).
- [7] 藤井,"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, RCS95-97, pp.1-6, (1995.11).
- [8] J. M. Khalab and M. K. Ibrahim, "Novel multirate adaptive beamforming technique", Electron. Lett., vol.30. no.15, pp.1194-1195, 1994.
- [9] Y. G. Yang, N. I. Cho, and S. U. Lee, "On the performance analysis and application of the subband adaptive digital filter", Signal Processing, vol.41, pp.295-307, 1995.
- [10] L. Qin and M. G. Bellanger, "Adaptive sub-channel equalization in multicarrier transmission", Proc. ICASSP'97, pp.2321-2324, 1997.
- [11] F. Lorenzelli *et al.*, "Broadband array processing using subband techniques", Proc. IEEE Int'l Conf. Acoust., Speech, Signal Process., pp.2876-2879, 1976.
- [12] 関口、唐沢,"帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーとその応用", 第12回デジタル信号処理シンポジウム (1997.11).
- [13] N. J. Fliege, "Multirate Digital Signal Processing", John Wiley, 1994.
- [14] Y. Zhang, K. Yang, and M. G. Amin, "Adaptive subband arrays for multipath fading mitigation", IEEE Antennas Propagat. Society Int. Symp., Atlanta, June 1998 (accepted).
- [15] B. Widrow *et al.*, "Adaptive antenna systems", Proc. IEEE, vol.55, no.12, pp.2143-2159, Dec. 1967.
- [16] R. D. Koipillai and P. P. Vaidyanathan, "New results of cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction", in Proc. IEEE Int. Conf. ASSP, Toronto, pp.1789-1792, May 1991.
- [17] T. Q. Nguyen, "Near-perfect-reconstruction pseudo-QMF banks", IEEE Trans. Signal Proc., vol.SP-42, pp.65-76, 1994.