

적응된 전력 할당 기법을 이용한 준직교코드의 성능 분석

준회원 김 영 환*, 종신회원 김 재 명*

Performance Analysis of Quasi-orthogonal STC Using Adaptive Power Allocation Scheme

Young-Hwan Kim* Associate Member, Jae-Moung Kim* Lifelong Member

요 약

송신 안테나의 개수가 2개보다 많아질 경우, 복소 직교 코드를 이용해 최대 다이버시티와 최대 전송률을 동시에 제공할 수 없다. 이들을 동시에 제공하기 위해 간단한 간섭 제거 기법과 송신 전력 할당 기법이 제안되었다. 하지만 전자의 경우 잡음을 증가시키는 단점을 가지고 있고, 후자의 경우 잡음 없이 최대 다이버시티와 최대 전송률을 제공하지만, 채널 간 페이딩 레벨의 차이가 심한 환경에서 인접 채널에 의한 간섭이 증가하는 단점을 가진다. 본 논문에서는 각 채널 간 페이딩 레벨의 차이가 심한 채널 환경에서 채널의 상태정보를 이용하여, 높은 전력으로 전송해 준 신호들의 신뢰도를 높이고, 이들을 이용하여 낮은 전력으로 전송된 신호들을 복호해냄으로써 신호 복호과정에서 발생하는 추정오차를 줄이는 기법을 제안하고, 송신 다이버시티 시스템의 성능 향상을 꾀한다.

Key Words : space time code, quasi-orthogonal, adaptive transmit power allocation

ABSTRACT

It is impossible to provide full diversity and full rate simultaneously using more than two transmit antennas in transmit diversity system. To do this, simple interference cancellation scheme and transmit power allocation scheme have been proposed, recently. But the former has increased noise power and the latter has increased interference which is induced by other channel in fading channel. In this paper, we propose an adaptive transmit power allocation algorithm to minimize the estimation error in the channel environments which have different fading levels each other and to improve the system performance.

1. 서 론

최근 사용자의 멀티미디어 서비스에 대한 욕구가 증가함에 따라서 대용량의 데이터를 고속으로 전송하게 하는 많은 방식들이 연구 되어지고 있다. 송신 다이버시티 기법은 그 중 하나로 데이터의 신뢰도를 높이고 구현상 간단하다는 점에서 많은 연구가 진행되어지고 있는 실정이다. 시공간 블록 부호는 최대 다이버시티를 지원하는 송신 다이버시티 기법의 하나로 두 개의 송신 안테나를 사용하는 Alamouti

기법이 대표적이며, 두 개보다 많은 안테나를 사용할 경우 Tarokh의 직교 설계 방식에 의해 그 개수를 확장시키는 것이 가능하다^{1,2,5}. 이 경우, 최대 다이버시티를 얻는 것은 가능하지만, 최대 전송률을 보장 받을 수 없다. 그 후 최대 전송률을 제공하기 위한 연구가 진행되었고, 2001년 Jafarkhani에 의해 준직교부호화 방식이 제안되었다. 하지만 이 방식을 사용할 경우 최대 전송률을 보장 받는다는 장점을 가지나, 수신단에서 간섭이 발생, 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 없게 된다⁶. 이러한 간섭을 제거하

※ 본 연구는 대학 IT연구센터(이하 UWB-ITRC) 육성 지원사업의 연구 결과로 수행되었습니다.

* 인하대학교 정보통신 대학원 무선전송 연구실 (yhsnail@naver.com)

논문번호 : KICS2005-11-454, 접수일자 : 2005년 11월 9일

기 위해서 단순한 상관 제거 기법과 송신 전력 할당 기법이 제안되었다. 하지만 전자의 경우, 최대 전송률과 최대 다이버시티 이득을 보장하지만, 수신단에서 잡음을 증가시킨다는 단점이 있고, 후자의 경우 잡음없이 최대 전송률과 최대 다이버시티 이득을 보장하나, 페이딩이 심한 환경에서 추정 오차가 발생하여, 올바른 추정을 해낼 수 없게 된다^{9, 10}.

본 논문에서는 송신 전력 할당 기법의 문제점을 개선하기 위한 방식을 제안한다. 기존의 방식은 높은 전력으로 송신된 신호를 간섭 제거 과정없이 검출한 후 이를 이용하여, 낮은 전력으로 송신된 신호를 검출하는 과정으로 되어있다. 하지만, 높은 전력으로 송신된 신호들이 페이딩이 심한 채널을 통과하고, 수신단에서 심하게 왜곡된 신호들을 이용하여, 낮은 전력으로 송신된 신호를 검출하는 과정에 사용된다면, 낮은 비트 오류율 보장 받을 수 없다 따라서 본 논문에 제안된 방식은 기존 방식의 검출신호의 신뢰성을 높이기 위해, 제한 루프를 이용, 각 채널의 상태 정보를 송신단에 전송하고, 이를 이용하여 왜곡이 비교적 심하지 않은 채널에 높은 전력을 할당해 준다. 이런 방식으로 왜곡이 비교적 덜 심한 채널을 선택해 높은 전력을 할당하고 수신단에서 이를 이용하여 낮은 전력으로 송신된 신호를 검출할 때 좀 더 나은 성능을 보장 받을 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 Jafarkhani에 의해 제안된 준직교부호화 방식에 대하여 알아보고, III장에서는 기존에 제안된 단순 상관 제거 알고리즘과 송신 전력 할당 기법에 대하여 알아본다. IV장에서는 송신 전력 할당 기법의 신뢰성을 높여주는 새로운 방식을 소개하고, V장에서는 II장과 III장, IV장에서 소개된 방식들을 시뮬레이션을 통하여 비교 분석한 후 VI장에서 결론을 맺는다.

II. Quasi-orthogonal code

본 장에서는 Jafarkhani에 의해 제안된 준직교부호화 기법을 소개한다. Jafarkhani 기법은 최대 전송률을 제공하는 반면, 준직교성으로 인한 간섭으로 최대 다이버시티 이득을 제공 받을 수 없다.

최대 전송률과 최대 다이버시티 이득을 동시에 제공하는 복소 사공간블록 코드의 예로 Alamouti 기법이 있으며, 다음의 전송 행렬식으로 정의된다.

$$C_{12} = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix} \quad (1)$$

<그림 1>와 같이, 송신 안테나의 개수가 4개로 늘어날 경우, 최대 전송률을 제공하기 위한 전송 행렬식은 다음과 같이 표현된다.

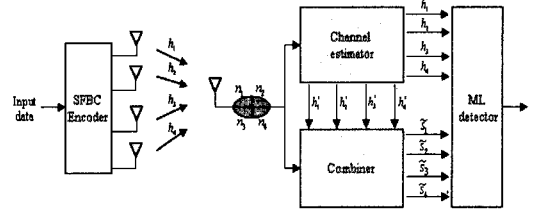


그림 1. Jafarkhani 기법을 이용한 전송 다이버시티 시스템

$$C = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* & -x_3^* & x_4 \\ x_2 & x_1^* & -x_4^* & -x_3 \\ x_3 & -x_4^* & x_1^* & -x_2 \\ x_4 & x_3^* & x_2^* & x_1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

이러한 부호화 행렬을 사용하면, 주어진 심벌 주기동안 4개의 서로 다른 신호가 4개의 송신 안테나를 통해 전송된다. 페이딩 채널의 4개의 연속된 심벌 주기동안 일정하고, 각각의 채널이 서로 독립적이라고 가정하면, 각각의 채널 응답 $h_1(t), h_2(t), h_3(t), h_4(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_n(t) = h_n(t + kT) = h_m = \alpha_n e^{j\theta_n} \quad n = 1, \dots, 4, k = 0, \dots, 3 \quad (3)$$

이 때, 채널 응답을 H로 표현하고, 전송되는 심벌로 이루어진 벡터를 S라고 했을 때, 4개의 심벌 주기동안 각 신호들이 전송되는 과정은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$HS = \begin{pmatrix} h_1 & -h_2^* & -h_3^* & h_4 \\ h_2 & h_1^* & -h_4^* & -h_3 \\ h_3 & -h_4^* & h_1^* & -h_2 \\ h_4 & h_3^* & h_2^* & h_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} \quad (4)$$

수신단에서 수신된 4개의 신호들은 가우시안 잡음이 포함되어지며, 이 벡터를 R이라고 표현할 때, 다음과 같이 나타내어질 수 있다.

$$R = HS + N \quad (5)$$

채널추정이 완벽하다고 가정했을 때, 수신단에서의 신호검출은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\tilde{S} = H^H R = H^H H S + H^H N \quad (6)$$

이 식에서 H^H 는 H의 Hermitian transform이며, $H^H H$ 는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$H^H H = \begin{pmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & -b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ b & 0 & 0 & a \end{pmatrix} \quad (7)$$

위의 식에서 a는 채널의 이득 값을 나타내며, b는 준직교화로 인한 간섭을 나타낸다. 따라서 간섭이 발생함으로 인해 최대 다이버시티 이득을 얻지 못하게 되는 것을 증명하였다. a, b는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$a = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 = h_1^2 + h_2^2 + h_3^2 + h_4^2$$

$$b = h_1 h_4^* + h_4 h_1^* - h_2 h_3^* - h_3 h_2^* \quad (8)$$

III. 기존에 제안된 간섭 제거 기법

3.1 Simple correlations cancelling algorithm

본 절에서는 준직교 코드로 인한 간섭을 제거하는 방법에 대하여 알아본다. II 장에서 알아본 바와 같이 준직교코드기법은 b라는 간섭인자를 가진다. 선형 처리 복호에 기반할 때, 수신단에서 추정된 신호는 다음 식으로 표시될 수 있다.

$$H^H Y = H^H H X + noise \quad (9)$$

위 식에서 $H^H H$ 항은 다음과 같이 표현된다.

$$H^H H = (\sum_i |h_i|^2) I + c \quad (10)$$

c를 식(8)의 b 값으로부터 도출해 낸 상관값으로 보고, 간섭을 제거하기 위해 양변에 똑같이 역상관행렬 D를 곱해주게 되면 준직교코드의 간섭인자를 제거해 줄 수 있다. 이 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$DH^H H = D((\sum_i |h_i|^2) I + c) = (\sum_i |h_i|^2) I \quad (11)$$

역상관행렬 D는 다음 식 (12)와 같이 표현된다.

$$D = \frac{1}{A} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & B \\ 0 & 1 & -B & 0 \\ 0 & -B & 1 & 0 \\ B & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

따라서 $DH^H H$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$DH^H H = \frac{1}{A} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & B \\ 0 & 1 & -B & 0 \\ 0 & -B & 1 & 0 \\ B & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & -b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ b & 0 & 0 & a \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서 $A = 1 - \frac{b^2}{a^2}$, $B = -\frac{b}{a}$ 를 나타낸다.

위 식에서 볼 수 있듯이 단순상관제거 알고리즘에서는 간단한 상관연산을 통해서 준직교성에 의한 간섭 성분을 제거함으로써 최대 전송률과 최대 다이버시티이득을 동시에 얻을 수 있다. 하지만 이 방식은 간섭을 제거하고 복호화가 이루어지는 과정에서 단순상관제거 알고리즘으로 인한 잡음 전력 증가 현상이 있다는 단점을 가진다. 이것은 단순상관제거 알고리즘을 사용했을 때의 복호화 행렬과 기존의 복호화 행렬의 트레이스 값을 비교함으로써 확인할 수 있다.

$$Tr(H^H) = \{h_1^* + h_3^* + h_4 - h_2\} \quad (14)$$

$$Tr(DH^H) = \frac{1}{A} \{h_1^* + h_3^* + h_4 - h_2 + B(h_2^* + h_4^* + h_1 - h_3)\} \quad (15)$$

위 식에서 $\frac{1}{A} = \frac{a^2}{a^2 - b^2} \geq 1$, ($\because a \geq b$) 이므로

$Tr(DH^H) \geq Tr(H^H)$ 임을 증명하였다.

3.2 전력할당을 이용한 간섭제거 기법

준직교화 부호로 인해 발생하는 간섭을 제거하는 또다른 방식으로 전력 할당을 이용한 간섭제거기법이 있다. 단순상관제거 알고리즘으로 준직교부호의 간섭을 제거할 경우, 간단한 연산으로 최대전송률과 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 잡음을 제거하는 과정에서 잡음전력이 증가하는 현상이 발생한다. 이러한 현상을 극복하기 위한 방법으로 제안된 것이 전력할당을 이용한 간섭제거 기법이다. 이 방식은 전력할당 단계와 간섭제거 단계의 2단계로 이루어져 있다.

1단계 : 첫 번째 단계에서는 앞에서 언급한 바와 같이 전력할당이 이루어진다. 먼저 4개의 심벌 주기 동안 전송되는 서로 다른 4개의 심벌 s_1, \dots, s_4 를

s_1, s_2 와 s_3, s_4 의 두 그룹으로 나누고 그룹별로 송신 전력을 다르게 할당한다. 한 심벌 주기동안 각 심벌에 할당되는 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|s_1|^2 = |s_2|^2 = 2 \left| \frac{\rho\sqrt{\beta}}{2\sqrt{\beta+1}} \right|^2 \quad (14)$$

$$|s_3|^2 = |s_4|^2 = 2 \left| \frac{\rho}{2\sqrt{\beta+1}} \right|^2 \quad (15)$$

2 단계 : 두 번째 단계에서는 간섭 제거가 이루어진다. 첫 번째 단계에서 4개의 심벌을 2개의 그룹으로 나누고, 송신전력을 달리하여 각 심벌들을 전송해 주었다. s_1, s_2 그룹에 s_3, s_4 그룹보다 상대적으로 높은 전력을 할당해 주었다고 했을 때, 높은 전력을 할당받은 그룹은 낮은 전력을 할당받은 그룹에 비해 상대적으로 낮은 잡음전력에 의한 영향을 받게 된다. 이를 이용해, 높은 전력을 할당해준 심벌들을 복호한 뒤, 이를 이용하여 두 번째 그룹의 낮은 전력으로 전송된 심벌들을 복호한다. 이를 식을 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= as_1 + bs_4 + H_1^H N \\ \tilde{s}_2 &= as_2 - bs_3 + H_2^H N \\ \tilde{s}_3 &= as_3 - bs_2 + H_3^H N \\ \tilde{s}_4 &= as_4 + bs_1 + H_4^H N \end{aligned} \quad (16)$$

IV. 제안하는 새로운 전력할당기법

본 장에서는 앞서 설명한 바와 같이 준직교부호의 간섭제거 기법 중 하나인 전력할당 방식의 성능을 개선하는 알고리즘을 제안한다. 전력할당 방식은 송신단에서 각 안테나의 전력을 달리 할당해주고 수신단에서 간단한 빼기 연산으로 신호를 복호해냄으로써 최대 전송률과 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만 높은 전력으로 전송해 준 신호들을 아무런 신호처리 과정없이 추정된 심벌로 가정하고, 부정확한 심벌정보를 이용하여 낮은 전력으로 전송된 심벌들을 복호하기 때문에 높은 전력으로 전송되는 심벌들이 페이딩이 비교적 심한 환경을 겪게 된다면 비트 오류가 증가하게 된다는 단점을 가진다. 이러한 현상을 최소화 하고 높은 전력으로 송신되는 심벌들에 높은 신뢰를 주는 방법이 적용된 송신전력 할당 기법이다. <그림 2>는 제안된 알고리즘의 블록다이어그램이다.

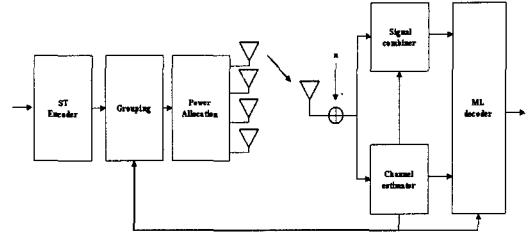


그림 2. 제안한 알고리즘의 블록도

제안된 알고리즘은 아래의 3단계로 구성되어 있다.

1 단계 : 최초 4개의 심벌 주기 동안 4개의 훈련 심벌을 전송하고, 수신단에서 이들을 이용, 각 채널의 채널 상태 정보를 송신단에 귀환시켜준다. 전송되는 서로 다른 4개의 심벌들은 전력할당 방식과 동일하게 나누어 전력을 할당한다. 이 때, 사용되는 β 값은 [10]에서 도출된 $\beta=3$ 을 이용한다. 훈련 심벌의 전송 빈도는 채널에 따라 달리 설정해 준다.

2 단계 : 송신단에서 채널의 상태 정보를 이용하여, 전송되는 서로 다른 4개의 심벌들을 다음과 같이 4가지 경우로 나누어 그룹화가 진행된다.

표 1. 채널의 상태정보에 따른 전력할당방법

	High power	Low power
Case 1	(s_1, s_2)	(s_3, s_4)
Case 2	(s_1, s_3)	(s_2, s_4)
Case 3	(s_2, s_4)	(s_1, s_3)
Case 4	(s_3, s_4)	(s_1, s_2)

채널 상태 정보를 이용하여, 그룹화가 이루어지고 나면, 기존의 전력 할당 방식에서와 같이 전력을 분배해 준다.

3 단계 : 수신단에서 서로 다르게 전력 할당된 신호가 수신되면 높은 전력으로 전송된 심벌들을 이용하여 낮은 전력으로 전송된 심벌들을 복호하는 과정에 사용한다. 이 과정에서 우리는 채널의 상관계수 대 채널의 다이버시티 이득 값 ($\frac{b}{a}$)을 이용한다.

s_1, s_2 를 높은 전력으로 송신된 심벌이라고 할 때, 낮은 전력으로 송신된 심벌 s_3, s_4 는 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_3 &= \tilde{s}_3 + \frac{b}{a} \tilde{s}_2 \\ &= as_3 - bs_2 + H_3^H N + \frac{b}{a} (as_2 - bs_3 + H_2^H N) \\ &= as_3 (1 - (\frac{b}{a})^2) + H_3^H N + \frac{b}{a} H_2^H N \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_4 &= \tilde{s}_4 - \frac{b}{a} \tilde{s}_1 \\ &= as_4 + bs_1 + H_4^H N - \frac{b}{a} (as_1 + bs_4 + H_1^H N) \\ &= as_4 (1 - (\frac{b}{a})^2) + H_4^H N - \frac{b}{a} H_1^H N \end{aligned} \tag{18}$$

식 (17), (18)에서 볼 수 있듯이, 전력할당을 이용한 알고리즘을 사용할 경우, $\frac{b}{a}$ 값이 1보다 작으면 작을수록 얻을 수 있는 이득이 증가하게 되고 동시에 인접 채널 잡음의 영향도 최소화 시킬 수 있다. 또한, $\frac{b}{a}$ 값은 각 채널의 상태에 따라 결정되며, 각각의 채널 간 페이딩 레벨의 차이가 심할수록 얻을 수 있는 $\frac{b}{a}$ 값의 절대값과 편차가 커지게 된다. 이 때, 본 논문에서 제안하는 것처럼 채널의 상태정보를 이용하여 신호들을 적절하게 그룹화하고, 이를 이용하여 높은 전력으로 전송되어진 신호들의 신뢰도를 높여주어야만, 낮은 전력으로 전송되어진 신호들이 지니고 있는 간섭을 바르게 제거해 줄 수 있으며, 결과적으로 이러한 과정은 송신 다이버시티 시스템의 성능을 향상시켜준다.

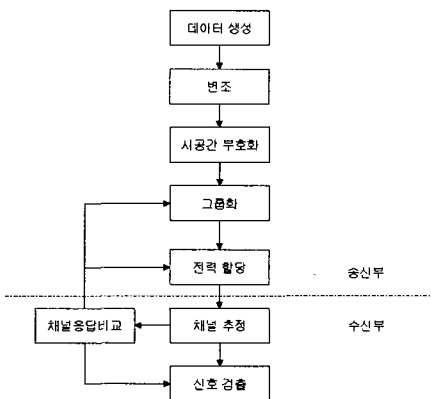


그림 3. 제안한 알고리즘의 데이터 흐름도

V. 시뮬레이션 결과 및 분석

본 절에서는 II장과 III장, IV장을 통해 소개한 준직교부호화 방식과 간섭제거를 위한 기법들, 그리고 제안하는 새로운 전력할당 방식을 시뮬레이션을 통해 비교분석한다. 시뮬레이션은 복수 개의 송신안테나와 한 개의 수신 안테나를 갖는 시스템을 고려하였으며, QPSK 변조방식을 사용하였다. 채널은 feedback 정보를 이용하기 위해 2개의 인접 frame 구간동안 변하지 않는 flat fading channel을 가정하였고, 채널 추정을 위해 perfect estimation 기법을 사용한다.

그림 4는 송신 안테나 수 증가와 간섭제거에 따른 송신 다이버시티 시스템의 성능을 분석한 곡선이다. 그림에서 보는 바와 같이 제안된 알고리즘이 2개의 송신안테나를 가지는 Alamouti 기법과 4개의 송신 안테나를 가지는 Jafarkhani 기법에 비해 성능 향상이 뚜렷한 것을 볼 수가 있다. 이것은 Jafarkhani 기법이 지니는 간섭을 제거하여 최대 다이버시티 이득과 최대 전송률을 제공한 것에 기인한다.

그림 5는 Jafarkhani 알고리즘과 Jafarkhani 알고리즘에 단순상관 제거 알고리즘을 적용한 경우와 전력할당 기법을 적용한 경우, 그리고 새로운 적용된 전력할당 기법을 적용시킨 알고리즘간의 성능을 분석한 그래프이다. 그림에서 보는 바와 같이 10^{-4} BER에서 제안된 기법이 기존의 전력할당 기법에 비해 1dB정도, 성능향상을 보이는 것을 알 수 있다.

그림 6은 각 채널간 페이딩에 의한 영향이 비슷한 다중 채널환경에서 기존 전력할당 기법과 제안한 기법을 비교한 그래프이다. 각 채널의 페이딩 레벨이 비슷할 경우, $\frac{b}{a}$ 값이 가질 수 있는 절대값과

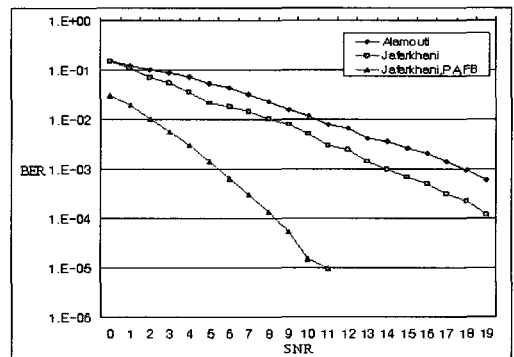


그림 4. 제안한 알고리즘과 안테나 수 증가에 따른 시스템들의 성능비교곡선

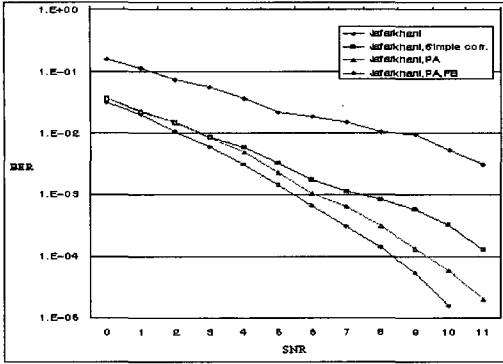


그림 5. 준직교부호화 방식의 간섭제거 기법들 간의 성능비교 곡선

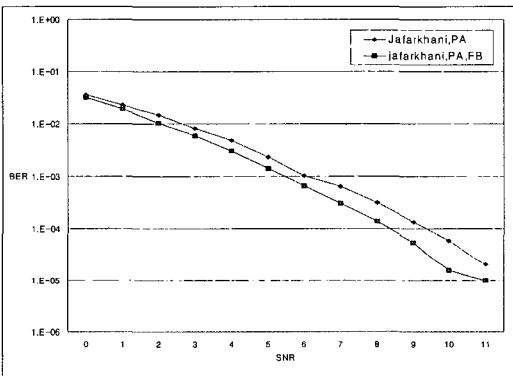


그림 6. 준직교부호화 방식의 간섭제거 기법들 간의 성능비교 곡선

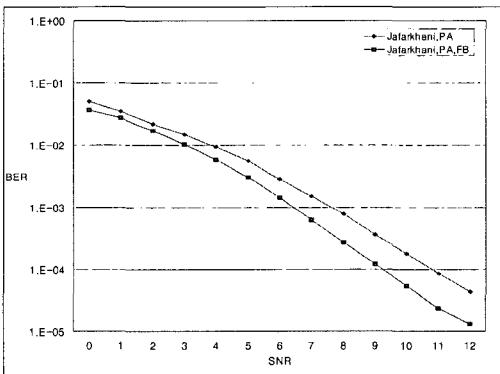


그림 7. 준직교부호화 방식의 간섭제거 기법들 간의 성능비교 곡선

편차는 작아지게 된다. 10^{-4} BER에서 제안한 기법이 기존 기법에 비해 1dB정도 성능 향상을 보인다.

그림 7은 각 채널간 페이딩에 의한 영향의 차이가 심한 다중 채널 환경에서 기존 전력할당 기법과 제안한 기법을 비교한 그래프이다 각각의 채널간 페이딩 레벨이 다르기 때문에 이들을 적절히 그룹

화 하지 않을 경우, $\frac{b}{a}$ 값이 커지게 되고 이로 인해 시스템의 비트 오류가 증가할 것이다. 이 경우, 제안한 기법이 기존 전력할당 기법에 비해 10^{-4} BER에서 1.5dB정도 성능 향상을 보인다.

VI. 결론

본 논문에서는 준직교부호의 간섭제거 기법 중 하나인 전력할당 기법의 복호화 성능을 개선하기 위한 새로운 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 기존의 전력할당 알고리즘에서 비교적 채널 페이딩의 영향이 덜 심한 채널을 찾아 높은 전력으로 신호를 보내줌으로써 복호화된 신호의 신뢰도를 높여 성능을 개선할 수 있었다. 모의실험을 통해 알아본 바와 같이 제안한 기법이 기존의 전력할당 기법과 단순상관 제거 기법에 비해 10^{-4} BER 상에서 각각 1dB, 2.5dB정도 성능이 개선되는 것을 알 수 있다.

또한, 각 채널간 페이딩 레벨의 차이가 심한 환경일수록 제안한 기법이 기존의 전력할당 기법에 비해서 나은 성능을 보이는 것을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 744-765. Mar. 1998.
- [2] S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE J. on Selected Areas in Communications, vol.16, No.8, Oct.1998, pp.1451-1458.
- [3] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM high data-rate wireless communication over wide-band channels," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., 1998, pp. 2232-2236.
- [4] G. G. Rayleigh and J. M. Ciof, "Spatio-temporal coding for wireless communication," IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 3, pp. 357-366, 1998.

[5] V.Tarokh, H.Jafarkhani and A.R. Calderbank, "Space Time Block Codes From Orthogonal Designs," IEEE Trans. Information Theory, vol.45, July 1999, pp.1456-1467.

[6] H.Jafarkhani, "A Quasi-orthogonal space time block code," IEEE Trans. Comm., vol.49, No.1, 2001, pp.1-4.

[7] E. N. Onggosanusi, A. Gatherer, A. G. Dabak, and S. Hosur, "Performance analysis of closed-loop transmit diversity in the presence of feedback delay," IEEE Trans. Com., vol. 49, pp. 1618-1630, Sep. 2001.

[8] E. G. Larsson, G. Ganesan, and P. Stoica, "On the Performance of Orthogonal Space-Time Block Coding With Quantized Feedback," IEEE Com. Letters, Vol. 6, No. 11, pp. 487-489, Nov. 2002.

[9] Jia Hou, Moon Ho Lee, Juww Yong Park, "Simple correlation canceling algorithm for space time block codes" VTC. pp.838-841, April, 2003.

[10] 최광돈, 김봉준, 조영하, 박상규, "최적 송신전력 할당을 이용한 준직교성 시공간 블록부호의 복호화 성능," 한국통신학회 논문지 제 30권, 6C호, pp.282-287, 2005년 5월.

김 영 환 (Young-Hwan Kim)

준회원



2004년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 2004년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 재학(공학석사)
 <관심분야> 이동통신, MIMO, OFDM

김 재 명 (Jae-Moung Kim)

종신회원



1974년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1981년 8월 미국 남기주대학교 (USC) 전기공학과 졸업(공학석사)
 1987년 8월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
 1974년 3월~1979년 6월 한국과학기술연구소, 한국통신기술연구소 근무
 1982년 9월~2003년 3월 한국전자통신연구원 위성통신연구단 단장/무선방송연구소 소장 역임
 2003년 4월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수
 현재 한국통신학회 상임이사, 한국방송공학회 부회장, 통신위성우주산업연구회 부회장 외 정부 및 다수 기업에 기술자문 등으로 활동 중
 <관심분야> 광대역 무선전송, 이동통신 및 위성통신, 디지털방송 분야