

Partial Response Signaling을 이용한 Alamouti 시공간 부호

*송경영⁰, *양재동, *김향란, *노종선, **정하봉

*서울대학교 전기컴퓨터공학부, 뉴미디어통신공동연구소

**홍익대학교 전자전기공학부

{sky6174, yjdong, xianglan.jin}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr, habchung@hongik.ac.kr

Alamouti Space-Time Block Code with Partial Response Signaling

*Kyoung-Young Song⁰, *Jae-Dong Yang, *Xianglan Jin, *Jong-Seon No, and **Habong Chung

*Department of EECS, INMC, Seoul National University

**School of Electronics and Electrical Engineering, Hongik University

{sky6174, yjdong, xianglan.jin}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr, habchung@hongik.ac.kr

요약

이 논문에서는 partial response signaling (PRS)을 이용한 Alamouti 부호를 제안하고 성능을 분석한다. PRS 기법은 심볼간 간섭을 제거하기 위해 사용되는 기법 중 하나이다. 주파수 대역이 제한된 통신 시스템에서는 효율적인 주파수 스펙트럼의 활용을 위해 chopping 기법을 사용한다. 이러한 상황에서 quadrature PRS (QPRS)를 적용한 경우와 그렇지 않은 경우에 대해 quadrature amplitude modulation (QAM) 변조 사용하는 Alamouti 부호의 성능을 비교한다. 모의실험 결과로부터, QPRS를 적용한 Alamouti 부호가 (QPRS Alamouti 부호) 일반적인 Alamouti 부호보다 chopping에 따른 성능 열화가 훨씬 적음을 확인할 수 있다.

1. 개요

차세대 이동통신 시스템에서는 고속으로 데이터를 전송하는 기술이 필수적이다. 이를 위해 다중 안테나 시스템이 일반적으로 고려되고 있다. 특히, Tarokh, Seshadri, 그리고 Calderbank가 제안한 시공간 부호 (space-time code)는 기존의 수신단에서의 다이버시티 뿐만 아니라 송신단에서의 다이버시티를 얻을 수 있어 차세대 이동통신 시스템의 표준으로 고려되고 있다 [1]. [2]에서 Alamouti는 두 개의 송신 안테나를 갖는 간단한 형태의 시공간 블록 부호 (space-time block code: STBC)를 제안하였다. 이 부호는 직교성을 갖으므로 매우 간단한 복호가 가능하다. 또한 두 개의 송신안테나를 사용하는 STBC에서 최적의 성능을 갖는다.

통신 시스템의 사용 증가로 인해 주파수 효율은 시스템의 중요한 요소이다. 높은 주파수 효율을 얻기 위해 흔히 사용되는 방법은 quadrature amplitude modulation (QAM)이다. 그러나 일반적으로 이 기법은 채널의 비선형적인 주파수 응답이나 다중 경로 페이딩 등에 의해 심볼 간 간섭 (intersymbol interference: ISI)이나 인접 채널 간섭을 야기할 수 있다. 이는 수신단에서 신호를 복조할 때 왜곡을 야기함으로써 비트 오류 (bit error rate: BER)을 증가시킨다.

이러한 ISI 문제를 해결하기 위해 널리 사용되는 두 가지 방법이 있다. 하나는 ISI가 없는 대역폭이 제한된 신호를 설계하기 위한 raised-cosine (RC) 필터를 이용

하는 것이고, 다른 하나는 고의적인 ISI를 삽입시키는 대역폭이 제한된 신호를 설계하는 것이다. 이러한 방법을 partial response signaling (PRS)이라 한다. 이 방법은 대역폭의 두 배에 해당하는 데이터 전송율을 얻을 수 있는 필터의 실용적 구현을 가능케 한다.

Lender에 의해 제안된 PRS 시스템은 고속의 데이터 전송이 가능하고 ISI를 제거하기 위한 필터 구현이 용이하다. 또한 오류 전이 (error propagation)를 막기 위한 precoding 방식을 제안하였다 [3]. [4]에서, 저자는 PRS를 특성에 따라 분류하고, 가산성 백색 잡음 (additive white Gaussian noise) 환경에서, 송수신단에 PRS 필터를 동등하게 배치함으로써 성능 향상을 이룰 수 있음을 보였다. [5]–[10]에서 다양한 형태의 PRS에 대해 여러 채널 환경에 대한 특성 및 성능 분석이 이루어졌다. 이러한 PRS 시스템은 고속의 데이터 전송이 가능하고, sampling시 시간 오류에 대해 덜 민감한 장점을 갖는다. 그러나, 입력 알파벳에 대한 출력 알파벳의 증가로 인해 상대적으로 BER의 증가를 야기한다.

Wu와 Feher는 quadrature PRS (QPRS)의 구현에 관해 소개하고, 주파수 효율 측면에서 QPRS의 효율성을 설명하였고, PRS 시스템에 chopping 기법을 적용하면, BER은 희생되지만 Nyquist 데이터율 보다 빠르게 신호의 전송이 가능함을 보였다 [11]. [12]에서, Wu, Sasase, 그리고 Feher는 직류 주파수에서 주파수 응답이 없는 class IV PRS 시스템에 대해 chopping에 따른 성능을 비교하였다. [13]에서, 저자들은 페이딩 환경에서 PRS

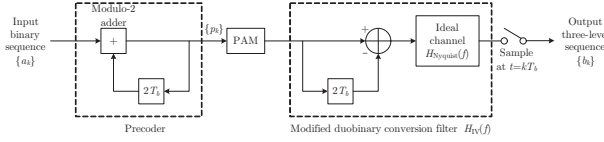


그림 1. Class IV PRS 시스템과 주파수 응답.

와 M -QAM을 격자 부호 변조 (trellis-coded modulation: TCM) 기법을 제안하였다. 또한 페이딩을 극복하기 위해 인터리빙을 사용할 때, Rician 페이딩 환경에서 2개와 4개의 상태를 갖는 6-QPRS-TCM과 9-QPRS-TCM 시스템이 4-QAM-TCM 시스템보다 우수함을 보였다.

이 논문에서는 QPRS 기법을 QAM 변조를 사용하는 Alamouti STBC에 적용하고, chopping 기법을 적용하였을 때, Rayleigh 페이딩 환경에서의 성능을 QPRS를 사용하지 않은 시스템과 비교한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 배경지식과 시스템을 기술하고, 3장에서는 성능 분석 및 모의 실험 결과를 제시한다. 마지막 4장에서 결론 및 향후 과제에 대해 설명한다.

2. QPRS ALAMOUTI 부호

A. Quadrature PRS

그림 1은 class IV PRS (또는 modified duobinary signaling) 시스템의 블록도이다. Class IV PRS는 두 심볼의 차이를 이용하여 부호화한다. 또한 오류 전이를 막기 위해 부호화 전에 precoder를 이용한다.

Class IV PRS의 특징은 직류 성분 주파수 응답이 존재하지 않는 점이다. Class IV QPRS는 QAM과 PRS를 결합한 형태로서 동상 채널과 직교 채널에서 각각 다음과 같은 PRS를 취하는 방식이다.

$$x\left(\frac{n}{2W}\right) \triangleq x_n = \begin{cases} 1, & n = -1 \\ -1, & n = 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

이상적인 sinc 펄스를 사용한 경우, $x(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(t) = \text{sinc}(t + T_s)/T_s - \text{sinc}(t - T_s)/T_s$$

또한, 이에 대응되는 주파수 응답은 다음과 같다.

$$X(f) = \begin{cases} \frac{j}{W} \sin \frac{\pi f}{W}, & |f| \leq W \\ 0, & |f| > W \end{cases}$$

여기서 T_s 는 심볼의 주기를 의미하고, W 는 PRS의 저 대역폭을 나타내며 $1/2T_s$ 와 같다.

다음으로 이진 수열 (a_n)과 class IV PRS (b_n) 간의 전력 밀도함수 관계에 대해 알아본다. $\phi_i(m)$ 을 수열의 자기 상관값이라 할 때, 펄스 성형 필터 (pulse shaping filter: PSF)를 통과한 신호의 전력 밀도함수는 다음과 같다.

$$\Phi(f) = \frac{1}{T_s} |G(f)|^2 \Phi_i(f) \quad (1)$$

여기서 $G(f)$ 와 $\Phi_i(f)$ 는 각각 PSF $g(t)$ 의 푸리에 변환과 다음과 같이 정의되는 수열의 전력 밀도함수를 의미한다.

$$\Phi_i(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi_i(m) e^{-j2\pi f m T_s}$$

$x(t)$ 와 $y(t)$ 를 각각 이진 수열과 이로부터 생성된 class IV PRS의 PSF $g(t)$ 로 필터링된 파형이라 하자.

$$x(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

$$y(t) = \sum_n b_n g(t - nT_s)$$

따라서 (1)을 이용하면, $x(t)$ 와 $y(t)$ 의 전력 밀도함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Phi_x(f) = \frac{1}{T_s} |G(f)|^2 \quad (2)$$

$$\Phi_y(f) = \frac{1}{T_s} |G(f)|^2 \cdot 4 \sin^2 2\pi f T_s$$

Rectangular PSF를 통과한 M -QAM에 대한 전력 밀도함수는 다음과 같다.

$$\Phi_x(f) = \frac{2E_0}{3} (M - 1) \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2$$

여기서 E_0 는 신호의 가장 작은 에너지 크기를 나타낸다.

Roll-off 지수가 α 인 RC 필터의 임펄스 응답과 주파수 응답은 다음과 같다.

$$g(t) = \frac{\sin \pi t / T_s \cos \pi \alpha t / T_s}{\pi t / T_s \left[1 - (2\alpha t / T_s)^2 \right]}$$

$$G(f) = \begin{cases} T_s, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ T_s \cdot \cos^2 \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right), & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0, & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases} \quad (3)$$

RC 필터를 통과한 M -QAM과 QPRS M -QAM의 전력 밀도함수는 식 (2)와 (3)을 이용하면 다음과 같이 얻을 수 있다.

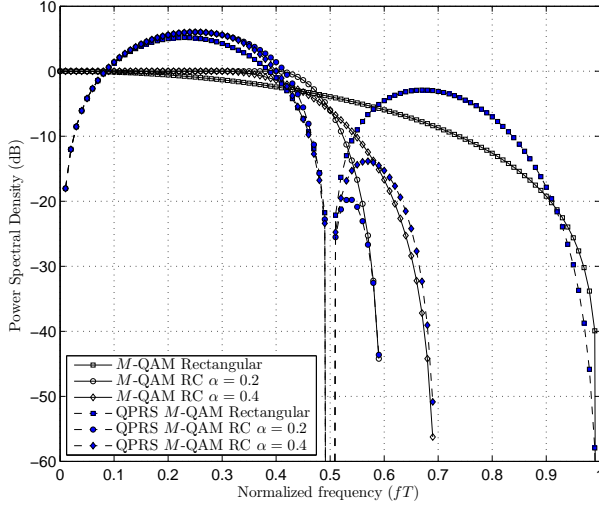
$$\Phi_x(f) = \begin{cases} T_s, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ T_s \cdot \cos^4 \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right), & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0, & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases}$$

$$\Phi_y(f) = \begin{cases} 4T_s \cdot \sin^2 2\pi f T_s, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ 4T_s \cdot \cos^4 \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \cdot \sin^2 2\pi f T_s, & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0, & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases}$$

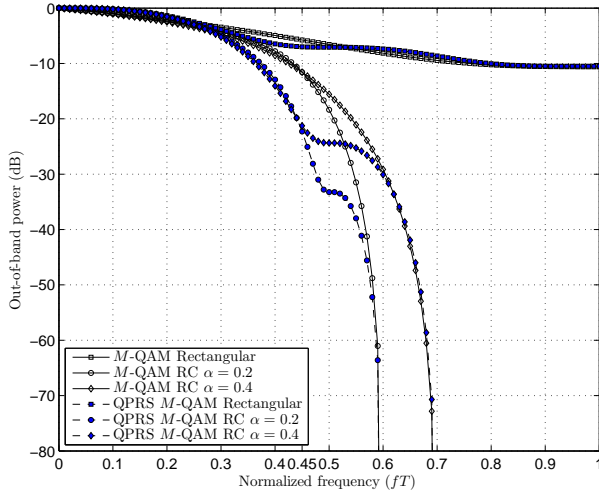
대역의 전력은 다음과 같이 정의된다.

$$P_{\text{out}}(f_0) = \frac{P_{\text{all}} - P_{\text{in}}(f_0)}{P_{\text{all}}} \times 100(\%)$$

여기서 $P_{\text{in}}(f_0) = \int_0^{f_0} \Phi(f) df$ 이고 $P_{\text{all}} = \int_0^{\infty} \Phi(f) df$ 이다.



(a) 전력 밀도함수



(b) 대역외 전력

그림 2. M-QAM과 QPRS M-QAM의 전력 밀도함수와 대역외 전력의 비교.

그림 2는 이것의 결과이다. 그림 2(a)의 결과로부터 rectangular PSF를 사용하는 경우의 chopping에 의한 성능 열화는 매우 클 것으로 예측된다. 따라서 이 논문에서는, RC 필터를 이용하는 경우만 고려하고, 그 것의 roll-off 값은 실제 시스템에서 사용하는 0.2와 0.4를 이용한다. QPRS M-QAM이 M-QAM보다 chopping에 따른 성능 열화가 적을 것을 예측할 수 있다. 본 논문에서는, 이를 이용하여 QPRS를 M-QAM 변조를 사용하는 Alamouti STBC의 성능을 분석한다.

B. Alamouti 부호

Alamouti는 두 개의 송신안테나와 L_r 개의 수신안테나를 갖는 간단한 STBC를 제안하였다. 이 부호는 직교성을 가지므로 복호시 복잡도가 매우 낮다. 또한 $2L_r$ 의 다이버시티를 얻을 수 있다. 다음은 한 단위 시간당 두 개의 심볼을 전송하는 Alamouti 부호를 나타낸다.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

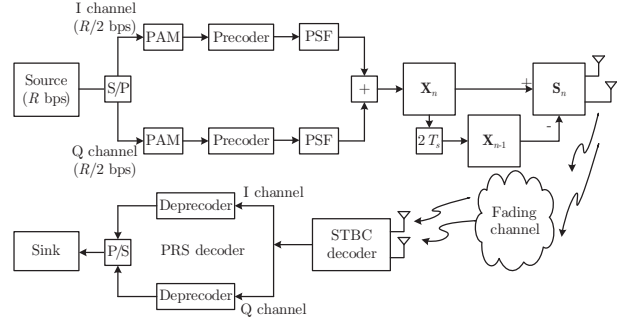


그림 3. QPRS를 적용한 Alamouti STBC의 블록도.

L_r 개의 수신안테나를 갖는 시스템에서의 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{S}\mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{1,1} & \cdots & r_{1,L_r} \\ r_{2,1} & \cdots & r_{2,L_r} \end{bmatrix}$ 는 수신 신호 행렬을, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,L_r} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,L_r} \end{bmatrix}$ 는 Rayleigh 페이딩 채널 행렬을, 그리고 $\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_{1,1} & \cdots & n_{1,L_r} \\ n_{2,1} & \cdots & n_{2,L_r} \end{bmatrix}$ 는 AWGN 행렬을 나타낸다. $r_{t,j}$ 는 j 번째 수신 안테나에서 시간 t 의 수신 신호를, $h_{i,j}$ 는 i 번째 송신단과 j 번째 수신단 사이의 채널 계수로서 $h_{i,j} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 을 나타낸다. 또한 $n_{t,j}$ 은 복소 가우시안 잡음으로 평균이 0이고, 분산이 각 차원당 $0.5/\text{SNR}$ 이다.

복호기는 다음을 만족하는 최대 우도 복호 (maximum likelihood: ML)를 시행한다.

$$\hat{\mathbf{S}} = \arg \min_{\mathbf{S}} \left\{ \sum_{l=1}^{L_r} [\mathbf{h}_l^H \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{h}_l - 2\Re(\mathbf{h}_l^H \mathbf{S}^H \mathbf{r}_l)] \right\}$$

여기서 \mathbf{h}_l 와 \mathbf{r}_l 는 각각 \mathbf{H} 와 \mathbf{R} 의 l 번째 열을 의미한다.

C. QPRS Alamouti 부호

그림 3은 본 논문에서 제안하는 시스템을 나타낸다. 비트들은 동상 채널과 직교 채널로 절반씩 S/P를 통해 들어간다. 각 채널에서 $k = \sqrt{M}/2$ 개의 비트를 이용하여 심볼을 만들고, 오류 전이를 피하기 위해 각각 precoding을 거친다. 이 precoded 심볼은 각 채널에서 \sqrt{M} 진 pulse amplitude modulation (\sqrt{M} -PAM)을 형성한다. RC 필터를 통하여 나온 펄스들은 더해져서 STBC의 입력이 된다. 이 때, STBC의 심볼의 성장점의 개수가 $(2\sqrt{M} - 1)^2$ 로 증가한다. 이를 QPRS M-QAM이라고 한다. STBC의 두 심볼 지연된 부호를 빼서 페이딩 채널을 통해 전송을 한다. 여기서는 주파수 효율을 증가시키기 위해 신호의 전송 전에 chopping 기법을 이용한다. 또한, QPRS의 신호의 복호는 일반적인 Alamouti 부호에서 사용되는 ML 복호기를 이용한다.

다음은 QPRS Alamouti 부호의 자세한 부호 및 복호 과정이다.

- 1) 비트 생성 (a_n), serial-to-parallel 변환 ($a_{I,n}$, $a_{Q,n} \in \{0, 1\}$), \sqrt{M} -PAM ($b_{I,n}$, $b_{Q,n} \in \{0, \dots, \sqrt{M}-1\}$)

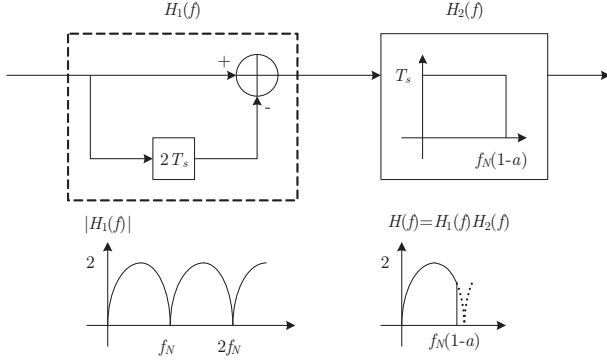


그림 4. 높은 주파수 효율을 얻기 위한 chopping 기법.

2) Precoding : Set $p_{I,0} = p_{I,1} = p_{Q,0} = p_{Q,1} = 0$

$$\begin{aligned} p_{I,n} &= b_{I,n} + p_{I,n-2} \pmod{\sqrt{M}} \\ p_{Q,n} &= b_{Q,n} + p_{Q,n-2} \pmod{\sqrt{M}} \\ p_{I,n} &\leftarrow 2p_{I,n} - (\sqrt{M} - 1) \\ p_{Q,n} &\leftarrow 2p_{Q,n} - (\sqrt{M} - 1) \end{aligned}$$

3) RC 필터링

$$\begin{aligned} x_{I,n}(t) &= p_{I,n}g(t - nT) \\ x_{Q,n}(t) &= p_{Q,n}g(t - nT) \end{aligned}$$

4) Multiplexing: $x_n(t) = x_{I,n}(t) + jx_{Q,n}(t)$

5) STBC 부호화 $\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} x_{2n-1} & x_{2n} \\ -x_{2n}^* & x_{2n-1}^* \end{bmatrix}$

6) Class IV PRS: $\mathbf{S}_n = \begin{cases} \mathbf{X}_n, & n = 1 \\ \mathbf{X}_n - \mathbf{X}_{n-1}, & n \geq 2 \end{cases}$

7) 송신단에서의 chopping, 페이딩 채널을 통한 전송 $\mathbf{R}_n = \mathbf{S}_n \mathbf{H}_n + \mathbf{N}_n$

8) ML 복호기를 이용한 STBC의 복호 $\hat{\mathbf{S}}_n: \hat{s}_{2n-1}, \hat{s}_{2n}$

9) PRS 복호 $\hat{x}_n = \hat{s}_n / 2 \pmod{\sqrt{M}}$

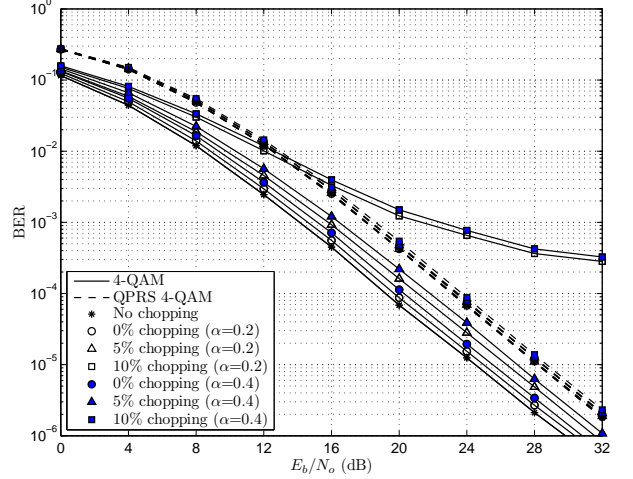
10) Parallel to serial 변환

3. 성능 분석 및 모의실험 결과

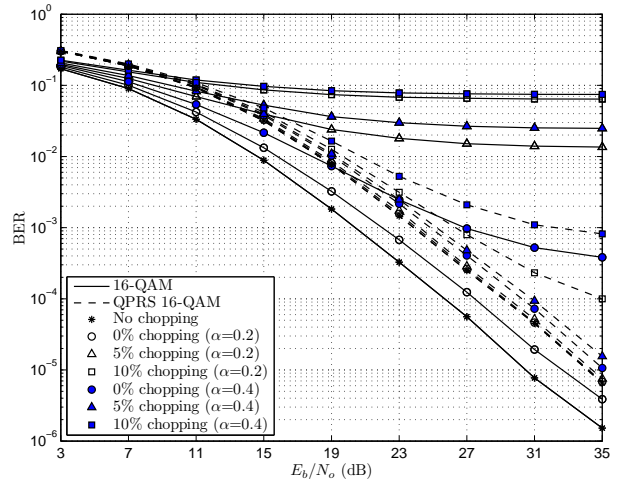
이 장에서는 chopping 정도에 따른 M -QAM과 QPRS M -QAM를 사용한 Alamouti 부호의 성능을 살펴본다. 여기서는 M 이 4와 16인 경우만 고려한다. 4-QAM과 QPRS 4-QAM은 한 심볼당 두 개의 비트를 전송하고, 16-QAM과 QPRS 16-QAM은 심볼당 4개의 비트를 전송한다. PRS 과정에서 4-QAM과 16-QAM은 정상점의 개수가 각각 9개와 49개로 확장된다. 따라서 QPRS M -QAM은 M -QAM에 대해 심볼당 두 배의 에너지를 갖는다. 이는 비트당 에너지 대 잡음 (E_b/N_o) 관점에서 3 dB의 손실을 가져온다. 뿐만 아니라, QPRS 4-QAM의 결정 경계의 개수는 4개로 4-QAM의 두 개 보다 많아진다. 이 역시 BER 관점에서 성능 열화를 야기한다.

통신 시스템의 중요한 성능 척도인 주파수 효율은 필요한 대역폭 (BW)에 대한 데이터 전송율 (R)로서 정의된다.

$$n_s = \frac{R}{BW} \text{ bits/s/Hz}$$



(a) 4-QAM과 QPRS 4-QAM의 성능 비교



(b) 16-QAM과 QPRS 16-QAM의 성능 비교

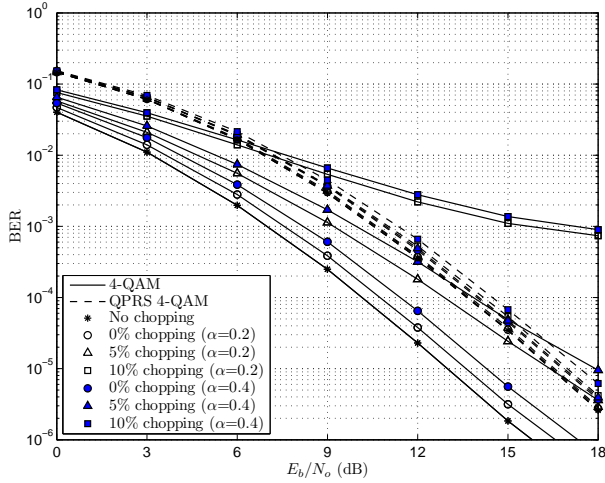
그림 5. 하나의 수신안테나를 갖는 QPRS Alamouti 부호와 일반적인 Alamouti 부호의 chopping 비율에 따른 성능 비교.

그림 4는 주파수 효율을 증가시킬 수 있는 chopping 기법에 대한 블록도이다. Chopping 기법은 f_{chop} 보다 큰 주파수 영역의 신호를 통과시키지 않는 방법이다. 이는 송신단에서 신호를 보내기전 신호의 대역폭 보다 작은 대역폭을 갖는 마스크를 통과시킴으로서 구현 가능하다. 여기서는 마스크의 대역폭 f_{chop} 을 chopping 비율 (a)의 함수로서 다음과 같이 표현된다.

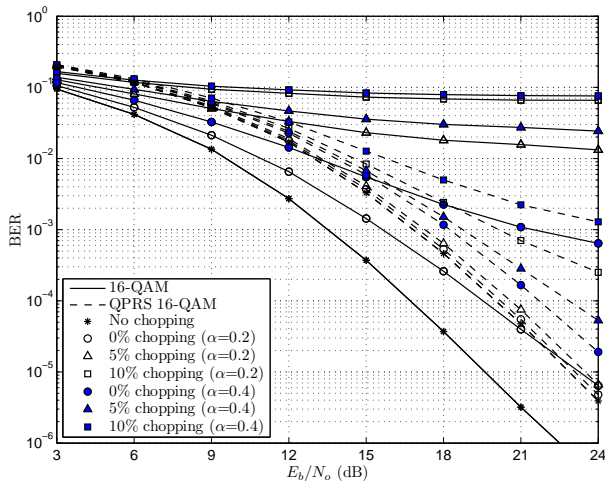
$$f_{\text{chop}} = f_N \cdot (1 - a), \quad 0\% \leq a < 100\%$$

여기서 $f_N (= 1/2T_s)$ 은 Nyquist rate을 의미한다. Chopping 비율이 a 일 때, 주파수 효율은 $1/(1 - a)$ 만큼 증가한다. 하지만, 변조에 따라 a 가 특정 값을 넘어서면 BER에 큰 영향을 끼친다.

그림 5와 6은 4-QAM과 16-QAM에 대해 QPRS를 적용할 때, chopping 비율에 따른 성능을 보여준다. 그림 5는 두 개의 송신안테나와 하나의 수신 안테나를 갖는 Alamouti 부호의 E_b/N_o 에 따른 BER에 대한 모의 실험 결과를 나타낸다. 4-QAM는 결정 경계의 개수가 작으나 chopping에 따른 왜곡이 QPRS 4-QAM에 비해 심하다. $a = 5\%$ 일 때, 4-QAM의 성능이 QPRS 4-QAM



(a) 4-QAM과 QPRS 4-QAM의 성능 비교



(b) 16-QAM과 QPRS 16-QAM의 성능 비교

그림 6. 두 개의 수신안테나를 갖는 QPRS Alamouti 부호와 일반적인 Alamouti 부호의 chopping 비율에 따른 성능 비교.

의 성능에 비해 여전히 좋다. 하지만, $a = 10\%$ 일 때, QPRS 4-QAM의 성능 열화는 미약한 반면, 4-QAM은 심각한 BER의 열화가 발생함을 알 수 있다. 16-QAM과 QPRS 16-QAM의 BER을 비교해 보면, 16-QAM의 BER이 0% chopping에서도 성능 열화가 심하게 발생한다. 그러나 QPRS 16-QAM의 경우는 5%의 chopping까지는 성능 열화가 거의 발생하지 않음을 알 수 있다.

그림 6은 두 개의 송신안테나와 두 개의 수신 안테나를 갖는 Alamouti 부호의 BER에 대한 모의실험 결과이다. 마찬가지로 QPRS M -QAM의 성능 열화가 M -QAM의 성능 열화에 비해 매우 작음을 확인할 수 있다. 이 경우, $a = 0\%$ 일 때에도 4-QAM과 QPRS 4-QAM의 성능이 역전되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 16-QAM은 작은 chopping에도 매우 큰 성능 열화를 야기한다.

또한, QPRS M -QAM의 경우에는 chopping 비율에 따라 다이버시티 차수가 거의 일정하게 유지되는 반면 M -QAM의 경우는 다이버시티 차수가 감소하는 경향을 보인다. 위의 모의 실험 결과들로부터, QPRS을 M -QAM에 적용하면 채널의 불완전성에 의한 BER 감소

를 상당 부분 줄일 수 있다.

4. 결론 및 향후 과제

본 논문에서는 심볼간 간섭 제거에 효과적인 PRS 기법을 Alamouti 부호에 적용하여 성능을 분석하였다. 특히, 송신단에서 대역폭이 Nyquist 데이터율 보다 작은 마스크를 사용할 때의 성능 열화를 QAM 변조를 사용한 Alamouti STBC의 성능과 비교하였다. 모의실험 결과로부터, 주파수 효율을 높이기 위해 사용되는 chopping에 의해 QPRS를 적용한 QAM 변조가 그렇지 않은 QAM 변조에 비해 매우 작은 성능 열화를 보임을 확인했다.

앞으로의 과제는 마스크의 영향을 오류 벡터 크기 (error-vector magnitude)로 분석하고, 이를 이용하여 페이딩 채널에서의 chopping에 의한 BER에 대한 수학적 분석을 실시하는 것이다.

5. 감사의 글

본 연구는 교육과학기술부, 지식경제부, 노동부의 출연금으로 수행한 최우수실험실지원사업의 연구결과입니다.

6. 참고문헌

- [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. Inf. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [3] A. Lender, "The duobinary technique for high-speed data transmission," *IEEE Trans. Commun. Elec.*, vol. 82, pp. 214–218, May 1963.
- [4] E. R. Kretzmer, "Generalization of a technique for binary data communication," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-14, no. 1, pp. 67–68, Feb. 1966.
- [5] A. Sekey, "An analysis of the duobinary technique," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-14, no. 2, pp. 126–130, Apr. 1966.
- [6] B. M. Smith, "Some results for the eye patterns of class 4 partial response data signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 696–698, May 1974.
- [7] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-response signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, no. 9, pp. 921–934, Sept. 1975.
- [8] S. Pasupathy, "Correlative coding," *IEEE Commun. Soc. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 4–11, July 1977.
- [9] C. W. Anderson and S. G. Barber, "Modulation considerations for a 91Mbits/s digital radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-26, no. 5, pp. 523–528, May 1978.
- [10] A. Grami and S. Pasupathy, "Pulse shape, excess bandwidth, and timing error sensitivity in PRS systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 4, pp. 475–480, Apr. 1987.
- [11] K.-T. Wu and K. Feher, "Multilevel PRS/QPRS above the Nyquist rate," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, no. 7, pp. 735–739, July 1985.
- [12] K.-T. Wu, I. Sasase, and K. Feher, "Class-IV PRS above the Nyquist rate", *IEE Proc.*, vol. 135, no. 2, pp. 183–191, Apr. 1988.
- [13] E. Panayirci, Ü. Aygözü, and O. N. Uçan, "Error performance analysis of quadrature partial response trellis coded modulation (QPR-TCM) in fading mobile satellite channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1653–1662, Feb./Mar./Apr. 1995.