

OFDM 통신 시스템에서 STFBC 기법을 이용한 위상잡음 보상

Phase Noise Compensation in OFDM Communication System by STFBC Method

이 영 선 · 유 흥 균 · 정 영 호*

Yingshan Li · Heung-Gyoon Ryu · YoungHo Jeong*

요 약

대용량 고속 광대역 전송에 적합한 OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 통신 시스템에서 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI(Inter-Sub-Carrier-Interference)는 부반송파 사이의 직교성을 깨뜨려 시스템 성능을 현저히 저하시킨다. 본 논문에서는 ICI 제거 기법과 안테나, 시간, 주파수 다이버시티를 혼합한 새로운 STFBC(Space Time Frequency Block Coding) 방법을 이용하여 ICI를 효과적으로 제거한다. 먼저 위상잡음 선형 근사화 기법을 이용하여 제안한 STFBC OFDM 시스템에서 발생하는 CPE(Common Phase Error) 성분과 ICI 성분을 분석하고 PLL(Phase Locked Loop) 위상잡음에 의해 발생하는 시스템 성능 저하를 비교 분석하기 위하여 CIR(Carrier to Interference Ratio), PICR(Peak Interference to Carrier power Ratio) 그리고 BER(Bit Error Rate)을 토론한다. 분석 결과 제안한 STFBC 방법에서는 ICI를 뚜렷이 제거할 뿐만 아니라 기존의 STBC(Space Time Block Coding), SFBC(Space Frequency Block Coding) 등 다이버시티 코딩 기법에서 나타나는 SCI(Self Channel Interference)를 효과적으로 피면할 수 있다.

Abstract

In OFDM system suitable for high capacity high speed broadband transmission, ICI caused by phase noise degrades system performance seriously by destroying the orthogonality among subcarriers. In this paper, a new STFBC method combining ICI self cancellation scheme and antenna, time, frequency diversity is studied to reduce ICI effectively. CPE and ICI are analyzed by the phase noise linear approximation method in the proposed STFBC OFDM system. CIR, PICR and BER are discussed to compare the system performance degraded by phase noise of PLL. As results, STFBC method significantly reduces ICI. Furthermore, the SCI that usually happens in the traditional STBC, SFBC diversity coding method can be easily avoided.

Key words : Phase Noise, OFDM, STFBC, ICI, CIR, PICR

I. 서 론

OFDM 시스템은 대용량 고속 전송과 높은 대역 효율 그리고 다중 경로 간섭에 강한 특성으로 현재 광대역 무선 이동통신 시스템에서 가장 적합한 전송

기술로 사용되고 있다. 또한, OFDM 기술은 DAB/DVB(Digital Audio and Video Broadcasting), 고속 전송의 무선 랜 즉 IEEE802.11x, HIPERLAN/2, MMAC (Multimedia Mobile Access Communications)의 표준으로 채택되고 있으며 현재 한국 지상파 DMB 시스템

충북대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

*한국전자통신연구원 디지털방송연구소 이동멀티미디어 방송연구팀(Mobile Multimedia Broadcasting System Team, Digital Broadcasting Research Division, ETRI)

· 논문 번호 : 20050906-100

· 수정완료일자 : 2005년 10월 21일

에도 응용되고 있다. 그러나 다중 반송파 시스템의 단점인 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio), ICI 등 결점도 가진다. 특히 위상 잡음 원인으로 나타나는 ICI 현상은 부반송파 간의 직교성을 깨뜨려 시스템 성능에 커다란 악영향을 끼친다.

현재까지 위상 잡음 및 ICI 감소 방법에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다. 위상 잡음에 의해 발생하는 간섭 성분인 CPE와 ICI 성분에 대한 자세한 연구가 진행되어 왔다^[1]. 또한 주파수 옵셋, 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI 성분을 data conversion 형식과 data conjugate 형식의 ICI 제거기법으로 보상하는 방법도 연구되어 왔다^{[2]-[5]}. 현재 또한 STBC, SFBC 등 MIMO 다이버시티 코딩 기법도 많이 연구되고 있다^{[6],[7]}. 위의 다이버시티 코딩 기법에서는 SCI라는 새로운 간섭성분이 추가적으로 발생하여 통신 성능을 저하시킨다.

본 논문에서는 낮은 복잡도를 가지는 STFBC 방법으로 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI 성분의 영향을 최소화 하는 새로운 방법을 제안한다. 동시에 제안한 기법과 기존의 기법을 CPE, ICI, CIR에 대한 분석 하에 CIR과 PICR 측면에서 비교하며 아울러 수신 단의 BER 특성도 비교한다.

II. 다이버시티 특성을 가지는 STFBC 전송 코딩 방법

그림 1은 STFBC 방법의 송수신기를 표현한다. 복소 기저 대역 OFDM 전송 신호는 아래와 같다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \text{ for } 0 \leq n < N-1 \quad (1)$$

여기서 $j = \sqrt{-1}$, N 는 전체 부반송파수, X_k 는 STFBC

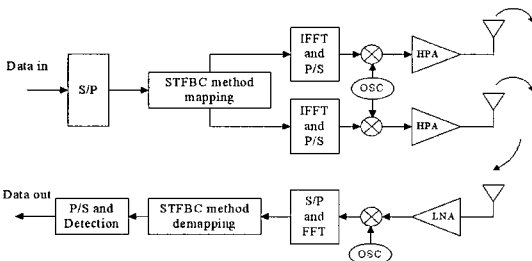


그림 1. 제안하는 STFBC 기법 블록도
Fig. 1. Block diagram of STFBC method.

코딩을 거친 후의 k 번째 부반송파의 데이터 심볼이다.

$x(n)$ 는 송수신 과정에서 발생하는 위상 잡음의 영향을 받는다. 수신 단에서 수신 신호는 아래와 같다.

$$r(n) = \{x(n) \otimes h(n) + v(n)\} \cdot e^{j\theta(n)} \quad (2)$$

여기에서 $x(n)$, $h(n)$, $v(n)$, $r(n)$ 는 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음 그리고 수신 신호이며 $\theta(n)$ 는 송수신 과정에 발생하는 시간에 따라 변화하는 위상 잡음 프로세스이다. 이런 위상 잡음은 OFDM 통신 시스템에서 자기 부반송파 신호에서 발생하는 CPE와 인접한 부반송파 신호들에 의해 발생하는 ICI를 야기시킨다. CPE는 신호의 정상 점을 회전시키며 ICI는 OFDM 시스템의 부반송파 사이의 직교성을 깨뜨린다.

STFBC 방법에서 직렬 변환된 부반송파 신호는 두 개의 안테나에 표 1의 형식으로 매핑된다. 시간 슬롯 1 과정에 $X_k^1 = X_k$, $X_{k+1}^1 = -X_{k+1}^*$ 는 안테나 1을 통해 송신되고 시간 슬롯 2에 $X_k^2 = X_{k+1}$, $X_{k+1}^2 = X_k^*$ 는 안테나 2를 통해 송신된다.

수신단에서 FFT 처리를 거친 후의 k 번째와 $k+1$ 번째 부반송파 신호는 아래와 같다.

1) 시간 슬롯 1:

$$Y_k^1 = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km} = X_k H_k^1 Q_0 - X_{k+1}^* H_{k+1}^1 Q_1 + \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} X_l^1 H_l^1 Q_{l-k} + N_k \quad (3)$$

$$Y_{k+1}^1 = X_k H_k^1 Q_{-1} - X_{k+1}^* H_{k+1}^1 Q_0 + \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} X_l^1 H_l^1 Q_{l-k-1} + N_{k+1} \quad (4)$$

표 1. 제안한 STFBC 방법의 코딩기법
Table 1. Proposed coding in STFBC method.

Frequency	Tx1	
f_{k+1}	$-X_{k+1}^*$	0
f_k	X_k	0
Time slot		
Frequency	Tx2	
f_{k+1}	0	X_k^*
f_k	0	X_{k+1}
Time slot		

2) 시간 슬롯 2:

$$Y_k^2 = X_{k+1}H_k^2Q_0 + X_k^*H_{k+1}^2Q_1 + \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} X_l^2H_l^2Q_{l-k} + N_k. \quad (5)$$

$$Y_{k+1}^2 = X_{k+1}H_k^2Q_{-1} + X_k^*H_{k+1}^2Q_0 + \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} X_l^2H_l^2Q_{l-k-1} + N_{k+1}. \quad (6)$$

여기서, Y_k^1 , Y_{k+1}^1 는 첫 번째 송신 안테나에서 보낸 k 번째와 $k+1$ 번째 부반송파 신호이며 Y_k^2 , Y_{k+1}^2 는 두 번째 송신 안테나에서 보낸 k 번째와 $k+1$ 번째 부반송파 신호이다. 또한 N_k 와 N_{k+1} 는 AWGN과 위상 잡음이 곱해진 후의 샘플링 된 FFT 버전이다.

아울러

$$Q_L = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \left[\frac{2\pi}{N} Lm + \phi(m) \right]}. \quad (7)$$

위상잡음 영향만 주로 분석하기 위하여 두 경로에서 채널이 서로 동일하고 flat한 주파수 특성을 갖는다고 가정한다.

$$H^1(k) = H^2(k) = 1. \quad (8)$$

k 번째와 $k+1$ 번째 심볼의 결정 변수 Z_k^1 , Z_{k+1}^1 는 ICI의 영향을 받은 두 인접한 부반송파 신호로부터 얻을 수 있다. 즉 2개의 시간 슬롯 동안에 대응하는 송신 심볼은 검출될 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_k^1 &= (Y_k^1 + Y_{k+1}^{1*})/2 \\ &= \frac{1}{2} \{ X_k (H_k^1 Q_0 + (H_{k+1}^1)^* Q_1^*) + X_{k+1}^* ((H_k^1)^* Q_{-1}^* - H_{k+1}^1 Q_1) \} \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^1 H_l^1 Q_{l-k} + (X_l^1)^* (H_l^1)^* Q_{l-k-1}^*] + N_k^1 \\ &= \frac{1}{2} \{ X_k (Q_0 + Q_0^*) + X_{k+1}^* (Q_{-1}^* - Q_1) \} \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^1 Q_{l-k} + (X_l^1)^* Q_{l-k-1}^*] + N_k^1 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} Z_{k+1}^1 &= (Y_{k+1}^1 - Y_k^{1*})/2 \\ &= \frac{1}{2} \{ X_{k+1}^* (H_{k+1}^1 Q_1 - (H_k^1)^* Q_{-1}^*) + X_{k+1} (H_k^2 Q_0 + (H_{k+1}^1)^* Q_0^*) \} \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^2 H_l^2 Q_{l-k} - (X_l^1)^* (H_l^1)^* Q_{l-k-1}^*] + N_{k+1}^1 \\ &= \frac{1}{2} \{ X_k^* (Q_{-1} - Q_{-1}^*) + X_{k+1} (Q_0 + Q_0^*) \} \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^2 Q_{l-k} - (X_l^1)^* Q_{l-k-1}^*] + N_{k+1}^1 \quad (10)$$

여기에서 $N_k^1 = \frac{1}{2} (N_k + N_{k+1}^*)$, $N_{k+1}^1 = \frac{1}{2} (N_k - N_{k+1}^*)$ 는 k 번째 부반송파와 $k+1$ 번째 부반송파 신호에 대응하는 추가 백색 가우시안 잡음에 해당한다.

위상 잡음 선형 근사화 기법에 근거하여 $\phi[m]$ 이 매우 작다고 가정하면 $e^{j\phi[m]}$ 는 $1+j\phi[m]$ 으로 근사화 된다.

$$\text{그러므로, } Q_L = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} Lm} \cdot (1 + j\phi[m]), \quad (11)$$

$$Z_k^1 = X_k - X_{k+1}^* Q_1 + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^1 Q_{l-k} + (X_l^1)^* Q_{l-k-1}^*] + N_k^1 \quad (12)$$

$$Z_{k+1}^1 = X_{k+1} + X_k^* Q_1 + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^2 Q_{l-k} - (X_l^1)^* Q_{l-k-1}^*] + N_{k+1}^1. \quad (13)$$

위 두 식은 각각 원 신호와 ICI 성분의 합으로 구성된다. ICI 성분은 부반송파 사이의 직교성을 깨뜨리며 k 번째 또는 $k+1$ 번째 부반송파 신호에 가우시안 잡음 형태로 추가되며 최종적으로 수신 성능 감쇄를 초래한다. 한편 위 식에서 보다시피 종전의 STBC, SFBC 등 다이버시티 코딩 기법에서 발생하는 자기 채널 간섭(SCI)이 위의 STFBC 기법에서 발생하지 않는다는 것을 알 수 있다.

III. CPE, ICI, CIR 비교 분석

성능 비교를 위하여 여러 가지 기법에서의 CPE, ICI 그리고 CIR 등을 분석한다.

3-1 기존의 OFDM

기존의 OFDM 시스템일 경우 수신 단에서 FFT 변환을 거친 후의 k 번째 부반송파 신호는 아래와 같다.

$$Y_k = X_k + X_k(Q_0 - 1) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + N_k. \quad (14)$$

CPE, ICI 그리고 CIR는 아래와 같다.

$$CPE = X_k(Q_0 - 1). \quad (15)$$

$$ICI = \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k}. \quad (16)$$

$$CIR = \frac{E[|C_k|^2]}{E[|I_k|^2]} = \frac{|Q_0|^2}{\sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} |Q_{l-k}|^2} = \frac{|Q_0|^2}{\sum_{l=1}^{N-1} |Q_l|^2}. \quad (17)$$

3-2 종전의 Data Conversion 형식의 ICI 제거 기법

Data conversion 기법에서는 직병렬 변환된 병렬 신호가 $X'_{2k} = X_k$, $X'_{2k+1} = -X_k$ 형식으로 재배열된다. 그러므로

$$Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1})/2 = X_k + \frac{1}{2} X_k [-Q_{-1} + 2(Q_0 - 1) - Q_1] + \frac{1}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] + N'_k \quad (18)$$

$$CPE = \frac{1}{2} X_k [-Q_{-1} + 2(Q_0 - 1) - Q_1] \quad (19)$$

$$ICI = \frac{1}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] \quad (20)$$

$$CIR = \frac{|-Q_{-1} + 2Q_0 - Q_1|^2}{\sum_{l=1}^{N/2-1} |-Q_{2l-1} + 2Q_{2l} - Q_{2l+1}|^2} \quad (21)$$

3-3 종전의 Data Conjugate 형식의 ICI 제거 기법

Data conjugate 기법에서는 직병렬 변환된 병렬 신호가 $X'_{2k} = X_k$, $X'_{2k+1} = -X_k^*$ 형식으로 재배열된다. 그러므로

$$Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1}^*)/2 = X_k + N'_k + \frac{1}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} \{X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}^*] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}^*]\} \quad (22)$$

$$CPE = 0 \quad (23)$$

$$ICI = \frac{1}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} \{X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}^*] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}^*]\} \quad (24)$$

$$CIR = \frac{4}{\sum_{l=1}^{N/2-1} [|Q_{2l} + Q_{2l}^*|^2 + |Q_{2l+1} + Q_{2l-1}^*|^2]} \quad (25)$$

3-4 제안하는 다이버시티 특성을 가진 STFBC 코딩을 이용한 ICI 제거 기법

제 2부분에서 보다시피 STFBC 방법은 data conjugate 방법과 같이 CPE 성분값이 0이다.

$$CPE_{Z'_k} = CPE_{Z'_{k+1}} = 0. \quad (26)$$

또한 $l \neq k$ 과 $l \neq k+1$ 에 해당하는 ICI 성분은 아래와 같다.

$$ICI_{Z'_k} = -X_{k+1}^* Q_1 + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^* Q_{l-k} + (X_l^*)^* Q_{l-k-1}^*] \quad (27)$$

$$ICI_{Z'_{k+1}} = X_k^* Q_1 + \frac{1}{2} \sum_{l=0, l \neq k, k+1}^{N-1} [X_l^* Q_{l-k} - (X_l^*)^* Q_{l-k-1}^*] \quad (28)$$

식 (27)과 식 (28)의 ICI 성분은 k 번째와 $k+1$ 번째 부반송파를 제외한 나머지 부반송파 신호들이 스펙트럼천이를 갖는 위상 잡음의 평균으로 조성된 일정한 복소 값과 곱해진 후의 합으로 조성된다. 위의 성분은 k 번째와 $k+1$ 번째 부반송파 신호에 더해지며 부반송파 지간의 직교성을 깨뜨리게 된다. 위 식에서 보다시피 종전의 STBC, SFBC 등 다이버시티 코딩 기법에서 SCI가 나타나는 현상을 위의 STFBC 기법으로 피면할 수 있다.

다음 CIRs은 아래와 같다.

$$CIR_{Z'_k} = \frac{E[|X_k|^2]}{E[|ICI_{Z'_k}|^2]} = \frac{1}{|Q_1|^2 + \frac{1}{4} \sum_{l=2}^{N-1} [|Q_l|^2 + |Q_{l-1}|^2]} \quad (29)$$

$$CIR_{Z'_{k+1}} = \frac{1}{|Q_1|^2 + \frac{1}{4} \sum_{l=2}^{N-1} [|Q_l|^2 + |Q_{l-1}|^2]} \quad (30)$$

그러므로,

$$CIR_{STFBC} = CIR_{Z'_{k+1}} = CIR_{Z'_k} \quad (31)$$

IV. 시뮬레이션 결과와 성능 분석

종전의 OFDM, data conversion 기법, data conjugate 기법, 2/3 rate data conjugate 기법 그리고 STFBC 기법에서 위상 잡음의 영향을 받은 시스템 성능을 비교하기 위하여 CIR, PICR, BERs 등을 분석한다. 여기서 말하는 2/3 rate data conjugate 기법은 직병렬 변환된 신호를 $X'_{3k} = X_k$, $X'_{3k+1} = X_{k+1}$, $X'_{3k+2} = -X_{k+1}^*$ 형식으로 각각의 부반송파에 매핑시키는 것이다. 수신

단에서 FFT 처리를 거친 후 N 개 부반송파 신호는 $Z_k, Z_{k+1} = (Y_{3k+1} - Y_{3k+2}^*)/2$ 의 역매핑 과정을 거쳐 $2N/3$ 개 병렬 브랜치 신호로 검출된다. 즉 원래의 송신 신호의 검출치 Z_k 와 Z_{k+1} 는 인접한 3개의 부반송파신호로부터 복원된다. QPSK와 BPSK 변조 방식을 사용하고 OFDM 부반송파수는 96, 64 혹은 48로 정하고 채널은 레일레이 페이딩 채널(Rayleigh fading channel)로 가정한다. PLL 주파수 합성기의 위상 잡음 모델은 참고문헌 [8]을 이용한다. 일정한 오프셋 주파수범위($\pm b$) 내에서 위상 잡음 분산은 아래와 같다.

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-b}^{+b} \left(\frac{N_{op}}{C} \right) df = \int_0^b \left(\frac{2N_{op}}{C} \right) df \text{ rads}^2 \quad (32)$$

여기서 σ_ϕ^2 (그림에서 pn.var로 표현하였음)은 송신단 주파수 합성기의 위상 잡음 $\phi(n)$ 의 분산이며, $(N_{op}/C)_f$ [dBc]는 일정 오프셋 주파수 f 에서 PLL 위상 잡음의 전력 스펙트럼 밀도와 부반송파의 비이며 주파수 합성기의 수학적 위상 등가 모델^[8] 혹은 스펙트럼 분석기를 이용하는 방법으로 얻을 수 있다.

PICR은 아래와 같이 정의한다.

$$PICR = \max_{0 \leq n \leq N-1} \left\{ \frac{|ICI_k|^2}{|C_k|^2} \right\} \quad (33)$$

여기서 C_k 는 k 번째 부반송파 요구 성분이고 ICI_k 는 k 번째 부반송파의 ICI 성분이다.

그림 2부터 그림 4까지의 시뮬레이션은 부반송파수를 변화시켜 동일한 전송량을 유지하는 방법으로 진행하였다. 그림 2에서 보듯이 STFBC 기법의 CIR은 data conjugate 기법과 거의 동일하며 data conversion 기법 및 기존의 OFDM보다 크다. 그림 3은 여러 가지 기법에서의 PICR의 CCDF를 그린 것이다. 보듯이 기존의 OFDM, 2/3 rate data conjugate 기법, data conversion 기법의 순서로 점점 더 좋은 CCDF 성능을 얻는다. STFBC 기법과 data conjugate 기법은 거의 비슷한 성능을 얻을 수 있다. 그림 4는 레일레이 페이딩 채널에서 위상잡음 분산이 0.06일 경우의 BER을 그린 것이다. 그림에서 보듯이 BER = 10^{-3} 에서 위상잡음이 없는 이론치(theory (AWGN))으로 표기되었음)보다 BPSK 변조의 STFBC 기법은 약 0.44 dB SNR 이득이 있으며 QPSK 변조의 ST-

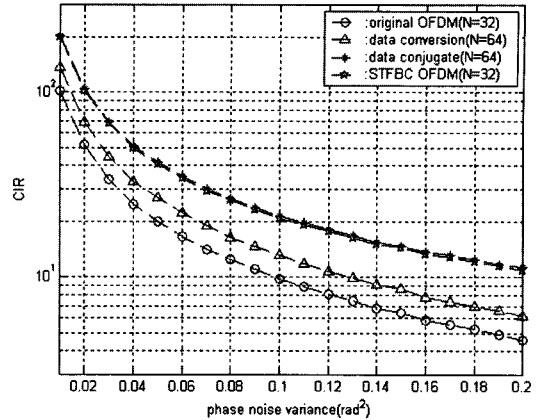


그림 2. CIR 비교(semi-analytical 방법, BPSK 변조 방식)
Fig. 2. CIR comparison(semi-analytical method, BPSK).

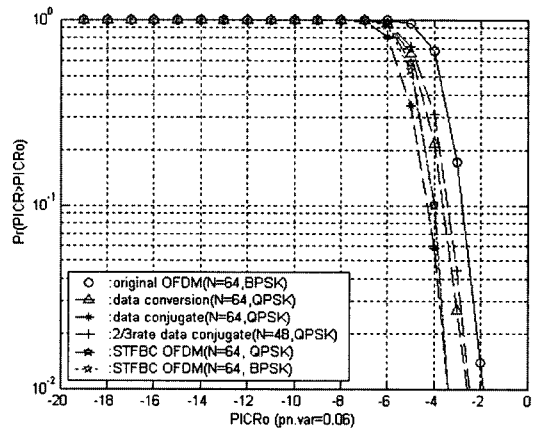


그림 3. PICR 비교
Fig. 3. PICR comparison of six systems.

FBC 기법, data conjugate 기법, data conversion 기법, 2/3 rate data conjugate 기법 그리고 기존의 OFDM은 약 0.88 dB, 1.12 dB, 2.82 dB, 6.5 dB 그리고 3.94 dB SNR 손실이 발생한다.

그림 5는 레일레이 페이딩 채널에서 위상 잡음 분산이 0.06이고 QPSK 변조 방식을 사용하고 부반송파수를 96으로 고정하였을 경우 요구 송신 신호 전력 대 노이즈 전력비 $E_b/C_r N_o$ (C_r 는 코딩 효율-coding efficiency)에 대한 BER를 그린 것이다. 그림 5에서 보듯이 기존의 OFDM 기법, 2/3rate data conjugate 기법, data conversion 기법, data conjugate 기법, 그리고 STFBC 기법 순서로 통신 성능이 점점 좋아지는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI의 영향을 효과적으로 줄일 수 있는 새로운 STFBC 기법을 제안하였다. 위상 잡음에 의해 발생하는 성능 저하를 분석하고 본 기법과 기존의 기법의 ICI 제거 효율을 비교 분석하였다. 1) 새로운 ICI 제거 기법으로 STFBC 방법을 제안하였다. 2) 여러 가지 ICI 제거 기법들에서 CPE, ICI, CIR 등을 분석하였다. 분석 결과 STFBC 기법에서의 CPE 성분값은 0이다. 3) 기존의 OFDM, data conversion 방법, data conjugate 방법, 2/3 rate data conjugate 방법 그리고 STFBC 방법에서 CIR, PICR, BERs에 대해 비교하였다. 분석 결과, 성능은 2/3 rate data conjugate 방법, data conversion 방법, data conjugate 방법 그리고 STFBC 방법의 순서로 점점 좋아진다. 4) 비록 제안하는 STFBC 방법은 데이터 전송 속도 문제가 존재하지만 다른 기법에 비해 매우 훌륭한 ICI 제거 성능을 얻을 수 있다. 또한 종전의 STBC, SFBC 등 다이버시티 코딩 기법에 비해 SCI 발생도 피면하면서 안테나 이득도 얻을 수 있다. 그러므로 STFBC 기법은 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI 아울러 SCI를 감소시키는 적절한 방법이다. 총체적으로 제안한 STFBC 방법은 높은 송신 QoS(Quality of Service)를 요구하는 무선 이동 통신 시스템에서 적절한 방법 중의 하나이다.

참 고 문 헌

- [1] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [2] J. Armstrong, "Analysis of new and existing methods of reducing inter-carrier interference due to carrier frequency offset in OFDM", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 3, pp. 365-369, Mar. 1999.
- [3] Yuping Zhao, S. G. Haggman, "Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.

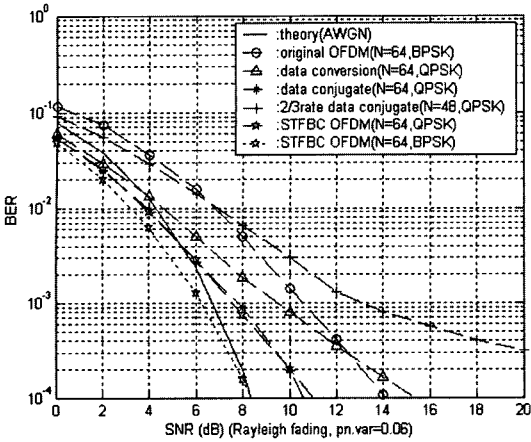


그림 4. 레일레이 채널에서의 BER 비교(variable N)
Fig. 4. BER comparison in Rayleigh fading channel (variable N).

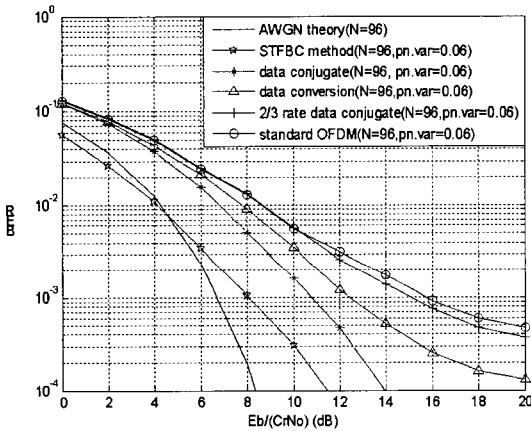
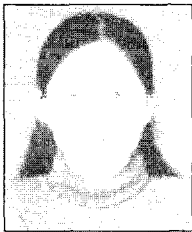


그림 5. 레일레이 채널에서의 BER 비교(N=96).
Fig. 5. BER comparison in Rayleigh fading channel (N=96).

제안한 STFBC 기법은 time slot 별로 전송 안테나를 선택하여 일정하게 코딩된 데이터를 전송하므로 전송 속도가 늦어지는 단점이 존재한다. 반면에 SCI에 의한 통신 성능 감쇄를 막고 기존의 data conversion이나 data conjugate 방식에서 1/2의 대역 효율 감쇄를 감수해야 하던 문제를 보상할 수 있다. 또한 전송속도 저하의 문제는 송신 채널 상태가 허용하는 조건 하에서 기존의 송신 데이터 주기를 1/2로 줄임으로써 기존의 송신 데이터 주기에 해당하는 동안에 주기가 1/2로 줄어든 2개의 코딩된 데이터를 전송하는 방식 등으로 해결할 수도 있다.

- [4] Yu Fu, Seog Geun Kang, and Chi Chung Ko, "A new scheme for PAPR reduction in OFDM systems with ICI self-cancellation", *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, vol. 3, pp. 1418-1421, Sep. 2002.
- [5] J. Shentu, K. Panta, and J. Armstrong, "Effects of phase noise on performance of OFDM systems using an ICI cancellation scheme", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 221-224, Jun. 2003.
- [6] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [7] Li Lihua, Tao Xiaofeng, Zhang Ping, and H. Haas, "A practical space-frequency block coded OFDM scheme for fast fading broadband channels", *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 212-216, Sep. 2002.
- [8] H. G. Ryu, H. S. Lee, "Analysis and minimization of phase noise of the digital hybrid PLL frequency synthesizer", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 2, May 2002.

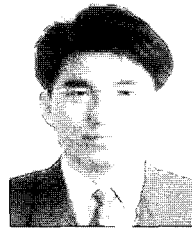
이 영 선



1997년 7월: 중국 북경 칭화대학교 자동화계 (공학사)
 1997년 8월~2002년 8월: 연변대학교 전자공학과 교원
 2004년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, 통신회로 설계, OFDM 통신시스템 등

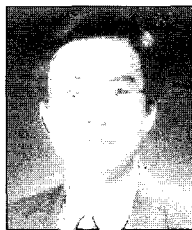
정 영 호



1992년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
 1994년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2001년 9월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정
 1994년 3월~현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 방송시스템연구그룹 이동멀티미디어 방송연구팀 선임연구원

[주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동멀티미디어 시스템, 디지털 신호 처리

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
 1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
 2002년: 한국전자과학회 학술상 수상
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계