

4개의 송신 안테나 MIMO 시스템을 위한 DAC-ZF 수신 기법과 결합된 Full Rate 준직교 QOSTF-OFDM 관한 연구

정희원 김기우*, 류관웅*, 종신회원 박용완*

Performance Evaluation of Full Rate Quasi-orthogonal STF-OFDM with DAC-ZF Decoder for Four Transmit Antennas MIMO System

Jiyu Jin*, Kwan-Woong Ryu* *Regular Members*, Yongwan Park* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 4개의 송신 안테나에서 full rate를 달성할 수 있는 준직교 QOSTF-OFDM(quasi-orthogonal space-time-frequency block coded orthogonal frequency division multiplexing)기법을 제안한다. 제안된 방식은 full rate를 달성할 수 있지만 full diversity를 달성할 수 없기 때문에 수신기에서 diversity손실을 보상하기 위해 DAC-ZF (diversity advantage collection with zero forcing)수신 기법을 사용한다. 동일한 주파수 효율을 가진다는 가정하에서 제안된 방식은 full rate을 달성할 수 없는 다른 선형 직교 시공간 기법과 비교할때 full rate를 달성할 수 있기 때문에 저 레벨(low level) 변조 기법을 적용함으로써 변조 이득(modulation advantage)을 얻을 수 있다. 모의 실험 결과 제안된 방식은 변조 이득과 collected 다이버시티 이득으로 인해 다른 직교 방식과 비교하여 더 높은 BER성능을 얻을 수 있다.

Key Words : MIMO, MIMO-OFDM, STBC, STFBC, QOSTF-OFDM

ABSTRACT

In this paper, we propose a full rate quasi-orthogonal space-time-frequency block coded orthogonal frequency division multiplexing (QOSTF-OFDM) that can achieve full symbol rate with four transmit antennas. Since the proposed QOSTF-OFDM can not achieve full diversity, we use diversity advantage collection with zero forcing (DAC-ZF) decoder to compensate the diversity loss at receive side. At the same frequency efficiency, compared with linear orthogonal space-time codes which can not achieve full rate with four transmit antennas over complex constellations, low level modulation can be employed by proposed scheme due to its full rate, i.e., modulation advantage can be achieved. Due to modulation advantage and collected diversity advantage, the proposed scheme exhibits better BER performance than other orthogonal schemes.

* This research was supported by University IT Research Center Project.

* 영남대학교 정보통신공학과 이동통신연구실 (ywpark@yu.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-06-286, 접수일자 : 2006년 10월 19일, 최종논문접수일자 : 2006년 10월 19일

I. 서론

최근에 차세대 무선통신 시스템을 위한 데이터 전송율을 증가시키고 다중경로 채널의 페이딩의 영향을 제거할 수 있는 송신 다이버시티(transmit diversity)기법과 직교 주파수 분할다중화(OFDM: orthogonal frequency division multiplexing)방식에 관한 많은 연구가 진행되고 있다. 송신 다이버시티 기법은 기지국에 다수의 송신안테나를 사용하여 전송 품질을 향상시킬수 있는 광대역 무선 전송방식이다. 송신 다이버시티 기법으로는 시공간 부호의 일종인 시공간 블록부호(STBC: space-time block codes)방식이 대표적이며 Alamouti에 의해 처음으로 제안되었다^[1]. STBC방식은 수신기에서 간단한 최대 우도 검출 알고리즘(ML: maximum-likelihood decoding algorithm)을 사용하여 full diversity를 달성함으로써 전송 품질을 향상시킬수 있다^{[1][4]}. STBC기법은 두개의 전송 안테나의 경우 두 심볼을 두개의 타임슬롯을 이용하여 full rate, full diversity를 얻을 수 있다. 그러나 2개 이상의 전송 안테나를 사용했을 경우 직교성(orthogonality)을 보장하기 위해서는 전송율의 손실을 가져오게 된다. 반면 2개 이상의 안테나에서 full rate은 보장하기 위해서는 코드가 가지고 있는 직교성이 유지되지 못함으로써 다이버시티 이득이 줄어들게 된다.

이러한 두 개 이상의 송신 차원을 가진 시스템을 위한 시공간 코드에 대한 연구가 진행되어져 왔고 논문^[2]에서 Tarokh는 설계 기준(construction criteria)을 제시했다. 논문^[2]에서 2개 이상의 안테나의 경우 직교 코드들은 real constellations에 대해서는 full rate을 가진다. 그러나, complex constellations에서는 full diversity을 얻을 수 있었지만, 코딩 레이트가 1/2, 3/4로 전송율의 손실을 가져온다.

한편, OFDM은 N_s 개의 심볼을 병렬인 N_s 개의 부채널(sub-channel)을 사용하여 동시에 데이터를 전송하는 방식으로 고속 데이터 전송을 실현할 수 있고, 보호구간(guard interval) 혹은 C/P(cyclic prefix)을 통해 다중경로 채널환경에서 발생하는 지연파(delay wave)의 영향과 심볼간 간섭(ISI: intersymbol interference)를 막을 수 있다. 또한, OFDM은 C/P에 의한 삽입에 의해 각 부 반송파에서 페이딩 채널이 플랫(flat)화 할 수 있기 때문에 STBC는 OFDM에 적용하는 것이 적합하다. 그러나 OFDM의 심볼 길이는 동일 대역폭을 가진 단일 반송파(single carrier)시스템의 심볼 길이와 비교할 때 상

당히 증가된다. 그러므로 STBC방식과 OFDM 시스템이 결합된 ST-OFDM 방식의 송신 심볼간의 채널 계수를 일정하게 유지하기 어렵다. 특히, 높은 도플러 주파수를 가진 환경에서는 ST-OFDM (space-time coded OFDM)시스템에서는 성능이 열화된다^[5]. 반면에 SF-OFDM (space-frequency coded OFDM)시스템은 채널의 시간적인 변화인 도플러 주파수에 강하지만 주파수영역의 채널 변화에는 성능이 열화된다^[6].

공간-시간-주파수영역에서 코드화된 OFDM(STF-OFDM)이 제안되었다^{[7][8]}. ST-OFDM과 SF-OFDM, STF-OFDM의 세가지 방식을 비교해 보면 도플러 확산의 영향이 지연확산의 영향보다 클 때 SF-OFDM은 가장 우수한 성능을 보이고 STF-OFDM와 ST-OFDM순서로 성능이 우수하다. 지연확산 효과가 도플러 확산의 영향보다 더 클 때 ST-OFDM의 성능이 가장 우수하고 STF-OFDM와 SF-OFDM순서로 성능이 우수하다.

본 논문에서는 full rate을 가진 QOSTF-OFDM을 제안하고 기존의 ST-OFDM, SF-OFDM, STF-OFDM시스템과 성능을 비교한다. 또한 제안된 시스템의 준직교 특성과 채널 변화에 의한 다이버시티 손실을 보상하기 위하여 수신기에서 DAC-ZF (Diversity Advantage Collection with Zero Forcing) 기법을 사용한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 2장에서는 기존 시스템인 ST-OFDM, SF-OFDM and STF-OFDM에 대해 설명하고, 3장에서는 수신기에 DAC-ZF 기법을 사용한 QOSTF-OFDM을 제안한다. 4장에서는 모의 실험을 및 결과를 설명하고, 5장에서는 결론을 맺는다.

II. ST-OFDM, SF-OFDM와 STF-OFDM시스템

2.1 ST-OFDM

ST-OFDM방식은 STBC방식과 OFDM방식을 결합한 방식이다. OFDM 심볼은 C/P의 삽입으로 인해 각 부반송파의 신호를 플랫 페이딩화 할수 있기 때문에 STBC와의 결합에 적합하다. 그림 1에서 송신안테나 두개($N_T = 2$)와 부반송파 수 2개($N_s = 2$)를 가진 ST-OFDM방식을 보여주고 있다. 수신기에서는 각 안테나별로 FFT를 수행하고 C/P 제거한 후에 병렬 변환후는 시공간 결합이 적용된다. 시공간 블록 코드의 송신 동안 채널의 변화는 없는

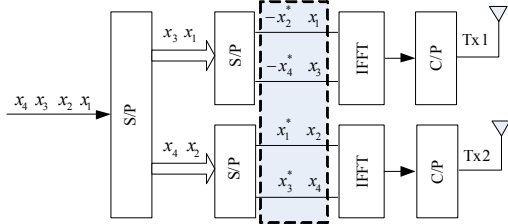


그림 1. 2개의 안테나를 가진 ST-OFDM 송신기의 블록 다이어그램
Fig. 1. Block diagram of two-branch ST-OFDM transmitter

것으로 가정한다. 이것은 단일반송파 시스템보다 OFDM에서 더욱 중요한 가정이다. 왜냐하면 OFDM의 심볼주기가 단일 반송파 시스템의 N_s 배이기 때문에 ST-OFDM의 성능은 빠른 페이딩 환경에서 더 많은 영향을 받게된다.

2.2 SF-OFDM

시간 영역에서 빠른 채널 변화의 영향을 감소시키기 위해서 같은 부반송파에서 심볼 간의 시공간 코딩보다는 같은 OFDM심볼상의 이웃 부반송파 간의 코딩을 통해 전송되는 SF-OFDM방식이 제안되었다⁶⁾. SF-OFDM방식은 시간영역의 채널의 빠른 변화에는 강하지만 주파수 영역의 채널이 주파수 영역 심볼들사이에 플랫폼화되어져야한다. 주파수 영역 신호들을 플랫폼화하기 위해서는 많은 수의 부반송파를 사용하여 부반송파의 대역폭을 협대역화해야 한다.

그림 2에서는 2개의 송신 안테나($N_T=2$)와 두 개의 부반송파($N_s=2$)를 가진 경우를 보여주고 있다. SF-OFDM 방식은 채널의 빠른 시간 변화의 문제를 해결할수 있지만 주파수 선택적 페이딩 채널에서 성능이 감쇠되는 문제점이 있다.

2.3 STF-OFDM

STF-OFDM은 STBC가 시간 영역의 빠른 페이딩에서의 영향에 약한 문제점을 줄이고 SFBC의 주파수 선택성에 영향에 약한 문제점을 줄이기 위해서 제안되었다^{7][8]}. 논문^{7][8]}에서는 시간과 주파수 영역에 직교성의 성분을 분배시킴으로써 채널 계수의 일정성(constant)를 완화시키는 방식이 제안되었다. 이러한 가정은 2개 이상의 송신 안테나를 사용할때 채널이 4개의 심볼들에 대해서 일정해야 직교성을 유지할 수 있기 때문이다. 4개의 송신 안테나에서의 STF-OFDM방식은 3/4 혹은 1/2 전송율의 STBC

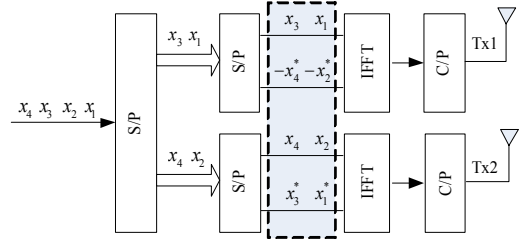


그림 2. 2개의 안테나를 가진 SF-OFDM 송신기의 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of two-branch SF-OFDM transmitter

$$C_{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & x_3 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_1}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_1^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_1^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & \frac{-(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C_{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

방식을 사용하여 만들 수 있다²⁾.

논문⁷⁾에서는 OFDM을 결합한 3/4전송율의 STBC($C_{3/4}$)방식을 보여준다. STF-OFDM 을 만들기 위해서 송신 심볼들은 그림 3에서 보여진 것처럼 시간과 주파수 영역에 분배한다. 또한 그림 4에서 보여주는 것처럼 1/2 전송율의 STF-OFDM을 만들기 위해서 1/2 전송율을 가진 직교 STBC($C_{1/2}$) 방식을 사용한다. 여기서 4개의 시간 슬롯과 2개의 부반송파(T4F2)를 사용한 8개의 심볼을 사용한다. 그림 5는 또 다른 방식으로 2개의 시간 슬롯과 4개의 부반송파(T2F4)을 사용한 1/2전송 율의 STF-OFDM을 만드는 방법을 보여주고있다. 그러나 논문²⁾에서 언급한 것처럼 4개의 송신 안테나를 사용한 그림 3, 4와 그림 5의 두가지 방식 모두 복소 정상도에서 full rate을 달성할 수 없다. 본 논문에서는 full rate을 달성할수 있는 QOSTF-OFDM을 제안한다.

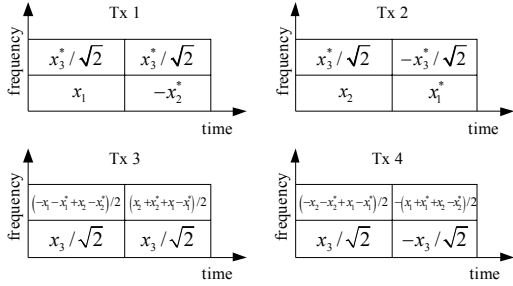


그림 3 $C_{3/4}$ 가진 STF-OFDM의 코딩방식
Fig. 3. Coding scheme of STF-OFDM with $C_{3/4}$

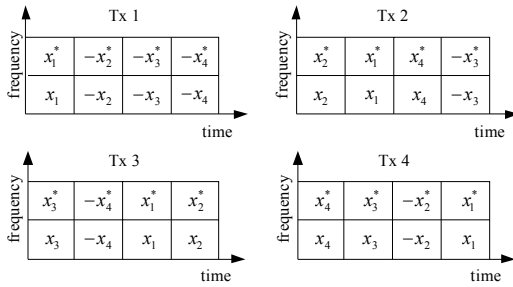


그림 4. 1/2전송율($C_{1/2}$)을 가진 STF-OFDM의 코딩방식(T4F2)
Fig. 4. Coding scheme of STF-OFDM with $C_{1/2}$ (T4F2)

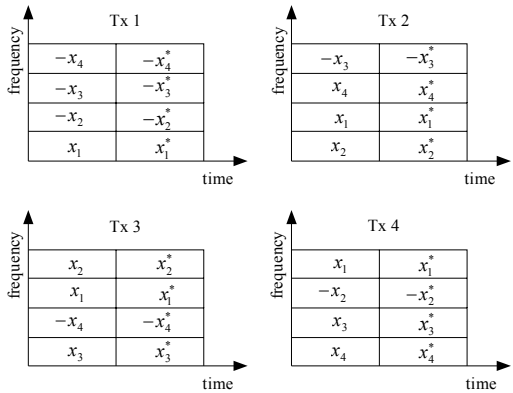


그림 5. 1/2전송율($C_{1/2}$)을 가진 STF-OFDM의 코딩방식(T2F4)
Fig. 5. Coding scheme of STF-OFDM with $C_{1/2}$ (T2F4)

III. DAC-ZF Decoder 가진 Full Rate QOSTF-OFDM 디코더의 설계

본 장에서는 4개의 송신안테나를 가진 full rate QOSTF-OFDM을 제안한다. 여기서 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 가정한다. 그림 6 은 4개의 송신안테나($N_T=4$)와 2개의 부반송파

($N_s = 2$)을 가진 제안된 QOSTF-OFDM방식을 보여주고있다.

송신기에서 입력 데이터 심볼들이 변조되고 S/P(serial-to-parallel) 변환된다. 변환된 심볼들은 두 개의 시공간 인코더를 사용하여 인코딩되고 각 시공간 인코더의 출력은 상호 교차되고 두개의 공간-주파수 인코더를 사용하여 인코딩되어진다. 결론적으로 공간-시간-주파수 매트릭스는 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$X = \begin{bmatrix} x_1(t_k, f_k) & x_4(t_k, f_k) & x_3(t_k, f_k) & x_2(t_k, f_k) \\ -x_3^*(t_{k+1}, f_k) & x_2^*(t_{k+1}, f_k) & x_1^*(t_{k+1}, f_k) & -x_4^*(t_{k+1}, f_k) \\ -x_4^*(t_k, f_{k+1}) & x_1^*(t_k, f_{k+1}) & -x_2^*(t_k, f_{k+1}) & x_3^*(t_k, f_{k+1}) \\ -x_2(t_{k+1}, f_{k+1}) & -x_3(t_{k+1}, f_{k+1}) & x_4(t_{k+1}, f_{k+1}) & x_1(t_{k+1}, f_{k+1}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 $x_i(t_k, f_k)$ 은 시간 t_k 에서 f_k 번째 주파수 톤이 송신하는 심볼 $x_i(1, 2, \dots, N_T)$ 을 나타낸다. 식(3)에서 1, 3번째 행(row)은 다른 톤과 함께 동시에 송신된다. 그리고 2, 4번째 행(row)은 다른 톤들과 함께 동시에 송신된다. 4개의 정보 심볼들은 2개의 연속된 시간 슬롯과 2개의 연속된 주파수 톤으로 구성되고 동시에 송신되므로 심볼 율은 1이다. 1번째 열(column)은 2,3번째 열과 직교성을 유지하고 4번째 열도 2,3번째 열과 직교성을 유지한다. 그러나 2번째 열과 3번째 열이 비직교성(non-orthogonality)이고 1번째와 4번째 열도 비직교성인 특성을 가진다. 즉 제안된 공간-시간-주파수 블록 코드는 준직교 코드이다. 공간/시간/주파수 코드화된 OFDM심볼들은 IFFT에 의해 변환된후 C/P을 첨가된 후에 전송된다. 수신기에서는 C/P을 제거하고 FFT한 후에 수신심볼 시간 t_k 과 t_{k+1} 에서 f_k 번째 와 f_{k+1} 번째 주파수 톤 상의 벡터 r 은 다음 식과 같이 주어진다.

$$r = Hx + n, \quad (4)$$

여기서 equivalent channel matrix H 는 식(5)와 같이 나타낼수 있다.

$$H = \begin{bmatrix} h_1(t_k, f_k) & h_4(t_k, f_k) & h_3(t_k, f_k) & h_2(t_k, f_k) \\ h_3^*(t_{k+1}, f_k) & -h_2^*(t_{k+1}, f_k) & -h_1^*(t_{k+1}, f_k) & h_4^*(t_{k+1}, f_k) \\ h_4^*(t_k, f_{k+1}) & -h_1^*(t_k, f_{k+1}) & h_2^*(t_k, f_{k+1}) & -h_3^*(t_k, f_{k+1}) \\ -h_2(t_{k+1}, f_{k+1}) & -h_3(t_{k+1}, f_{k+1}) & h_4(t_{k+1}, f_{k+1}) & h_1(t_{k+1}, f_{k+1}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

그리고 $h_i(t_k, f_k)$ ($i = 1, 2, \dots, N_T$)는 시간 t_k 에서

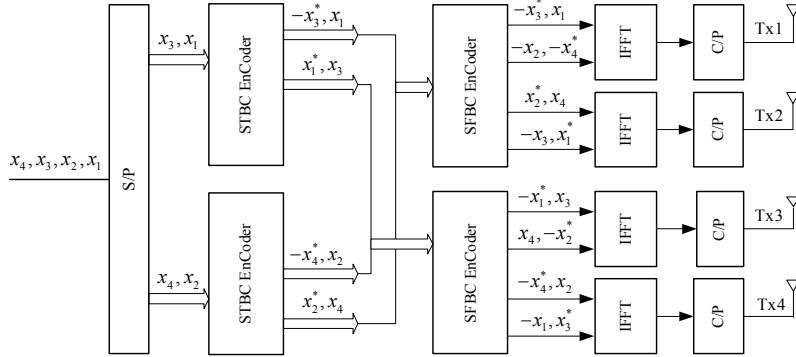


그림 6. 4개의 안테나를 가진 제안된 STF-OFDM 송신기의 블록 다이어그램
Fig.6 Block diagram of the four-branch proposed STF-OFDM transmitter

f_k 번째 주파수 톤을 위한 채널 주파수 응답을 나타낸다. 식(5)를 간단화시키기 위해서 수신기의 수는 하나 ($N_R = 1$)로 가정했다. x 는 코드 벡터 $[x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ 이고 $[.]^T$ 은 매트릭스 $[.]$ 의 트랜스포즈(transpose)를 나타낸다. 또한 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white Gaussian noise)벡터 n 은 $[n(t_k, f_k), n(t_{k+1}, f_k), n(t_k, f_{k+1}), n(t_{k+1}, f_{k+1})]^T$

로 표현한다. 채널이 시간 선택적 혹은 주파수 선택적일 때 채널 계수는 주파수 영역 혹은 시간 영역에서 변화하면 식(6)과 같은 과정을 사용한다.

$$R \triangleq H^H H = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \\ g_3 & g_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} \\ b_{21} & a_{22} & b_{23} & b_{24} \\ b_{31} & b_{32} & a_{33} & b_{34} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 $g_1 = \begin{bmatrix} a_{11} & b_{12} \\ b_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$, $g_2 = \begin{bmatrix} b_{13} & b_{14} \\ b_{23} & b_{24} \end{bmatrix}$, $g_3 = \begin{bmatrix} b_{31} & b_{32} \\ b_{41} & b_{42} \end{bmatrix}$, $g_4 = \begin{bmatrix} a_{33} & b_{34} \\ b_{43} & a_{44} \end{bmatrix}$ 이고 H^H 은 채널 매트릭스 H 의 Hermitian을 나타내고, 평균이 0인 $b_{i,j}$ ($i=1,2,\dots,4, j=1,2,\dots,4$)은 간섭 성분을 나타낸다. 만약 채널 계수가 시간과 주파수 영역에서 static하다면 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_i(t_1, f_1) = h_i(t_1, f_2) = h_i(t_2, f_1) = h_i(t_2, f_2) \quad (7)$$

$(i = 1, 2, \dots, N_T)$,

식(7)은 채널 계수의 준직교를 의미하고 식 (6)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R \triangleq H^H H = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ -b & 0 & 0 & a \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $a = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2$ 이고 $b = 2\text{Im}(h_1^* h_2 + h_3 h_4^*)$,

$\text{Im}(\cdot)$ 은 (\cdot) 의 imaginary part를 나타낸다. 제안된 QOSTF-OFDM은 준직교 코드가기 때문에 full diversity가 달성될 수 없다. 따라서 제안된 QOSTF-OFDM의 수신기는 DAC-ZF^[9] 방식을 사용하여 다이버시티 이득을 증가시키고 간섭을 제거하기 위해 사용한다. DAC-ZF방식은 심볼과 심볼사이의 채널이 변할 때 채널 상태 정보에 기초를 두고 간섭을 제거하고 다이버시티 이득을 증가시킴으로써 수신 신호를 결정한다.

첫 번째로 모든 수신 안테나들을 경유한 신호들의 결합이 ZF에 의한 간섭제거전에 수행된다. 결합이 H^H 에 의한 수신신호 벡터의 선행곱(premultiplying)에 의해서 수행된다. 반면에 간섭제거가 대각 매트릭스 Φ 에 의해 결과를 선행곱(premultiplying)에 의해 이루어진다. 식(6)에 보여진 것처럼 $a_{i,j}$ ($i = 1, 2, \dots, N_T, j = 1, 2, \dots, N_T$)은 다이버시티 이득을 결합하고 결합된 다이버시티 이득은 N_R 에 따라 증가하게된다. 동시에 결합된 간섭, $b_{i,j}$ 에 의해 산출된 합은 $N_R \rightarrow \infty$ 합에 따라서 0으로 가는 경향이 있는 평균에 대해 비례한다. 바꾸어말하면 간섭대 신호비(ISRs; the interference-to-signal ratios)는 $N_R \rightarrow \infty$ 갈수록 0으로 근접한다. 결론적으로 decision statistic 벡터 Y 는 다음 식과 같이 계산될

수 있다.

$$Y = \Phi H^H r = Ds + v \tag{9}$$

여기서 대각 매트릭스 $D = \Phi H^H H = \text{diag}(d_1, d_2, d_3, d_4)$ 이고 $v = \Phi H^H n$ 이다. 매트릭스 R 을 대각화하는 매트릭스 Φ 은 다음 식과 같이 계산될 수 있다^[10].

$$\Phi = \begin{bmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ \theta_3 & \theta_4 \end{bmatrix} \tag{10}$$

여기서

$$\theta_1 = -\theta_2 g_4 g_2^{-1} \tag{11}$$

$$\theta_4 = -\theta_3 g_1 g_3^{-1} \tag{12}$$

$$\theta_2 = DT(x_1) \tag{13}$$

$$\theta_3 = DT(x_2) \tag{14}$$

$$x_1 = g_3 - g_4 g_2^{-1} g_1 \tag{15}$$

$$x_2 = g_2 - g_1 g_3^{-1} g_4 \tag{16}$$

이고 $DT(z) = \begin{bmatrix} -z_{22} & z_{12} \\ z_{21} & -z_{11} \end{bmatrix}$, 임의의 2×2 매트릭스 $z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$ 이다. 여기에서 $d_1 = d_2 = -\det(x_1)$

이고 $d_3 = d_4 = -\det(x_2)$ 보여준다. 그리고 $\det(z)$ 은 z 의 determinant이고 검출된 신호는 식(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s}_k = \arg \left\{ \min_{x \in \mathbb{N}} \left| [Y]_k - d_k x_k \right|^2 \right\} \tag{17}$$

여기서 은 심볼 알파벳이고 $[Y]_k$ 는 Y 은 k 번째 행 (row)을 나타낸다.

매트릭스 Φ 은 매트릭스 R 을 대각화하고 간섭을 완벽히 제거할 수 있다. 본 논문에서는 제안된 QOSTF-OFDM에 이러한 DAC-ZF 디코더를 적용함으로써

다이버시티 손실을 보상할 수 있다. 또한 DAC-ZF 방식의 수신기는 코드 구조식(8)에 의해 발생하는 간섭을 제거함으로써 채널의 분산에 의해 발생하는 비직교성 효과를 제거할 수 있다.

IV. 모의 실험을 통한 성능 평가

표 1은 모의실험 파라미터를 보여주고 있다. 완벽한 채널 상태 정보(channel state information)를 수신기에서 이용할 수 있다고 가정하고 제안된 방식과의 성능 비교를 위해서 16-QAM 와 C1/2가진 ST/SF/STF-OFDM이 사용되었다. 제안된 QOSTF-OFDM의 심볼 율이 1이기 때문에 ST/SF/STF-OFDM와 동일 주파수 효율(2bits/s/Hz)을 달성하기 위하여 16-QAM에 비해 저레벨 변조인 4QAM이 사용하였다. 따라서, 제안된방식은 저레벨 변조로 인한 변조 이득이 얻을 수 있다. 또한 제안된 방식의 수신기에서는 DAC-ZF 방식을 사용하여 다이버시티 이득을 증가시키고 간섭 효과를 효과적으로 제거할 수 있다.

그림 7은 동일 주파수 효율(2bits/s/Hz)에서 quasi-static fading channels (single path)에서 ST-OFDM, SF-OFDM, STF-OFDM 그리고 제안된 QOSTF-OFDM의 BER 대 SNR을 보여주고 있다. quasi-static fading channels 에서는 ST-OFDM 의 페이딩 일정하므로 심볼간의 직교성이 유지된다. 또한 단일 경로를 가짐으로 주파수 영역의 SF-OFDM의 심볼들간의 직교성이 유지된다. 또한 STF-OFDM방식은 채널 계수가 시간과 주파수영역에서 일정함으로 직교성이 유지될 수 있다. 그러므로 ST-OFDM, SF-OFDM 와 STF-OFDM은 비슷한 성능을 보인다. Quasi-static fading channels에서 ST/SF/STF-OFDM방식의 직교성됨으로써 기존의 수신기 비교하여 DAC-ZF방식

표 1. 모의 실험 파라미터

Item	Value	
Number of transmit antennas	4	
Number of receive antennas	4	
Bandwidth	101.5MHz	
Number of subcarriers	768	
Subcarrier spacing	131.836kHz	
Number of IFFT point	1024	
Guard interval	1.674 usec	
Modulation	QPSK, 16QAM	
Channel model	Quasi-static fading channel	
	Single path	Time selective fading channel
	Multi-path	Frequency selective fading channel

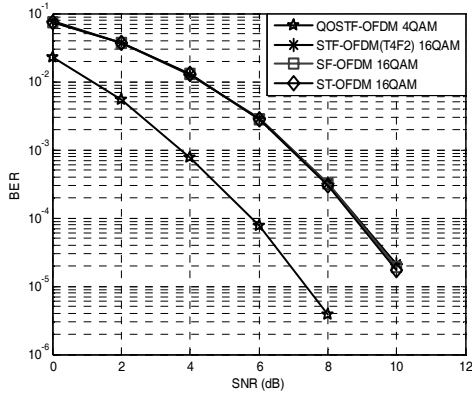


그림 7. Quasi-static Rayleigh fading channels상의 2bits/s/Hz 를 가진 BER성능 비교
 Fig. 7. BER performance comparison with 2bits/s/Hz on quasi-static Rayleigh fading channels

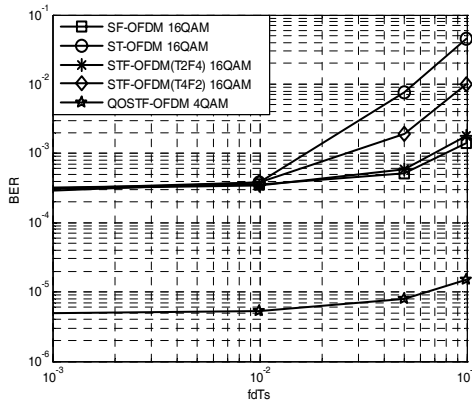


그림 8. 정규화된 도플러 주파수와 BER성능(SNR=8dB, 단 일경로)
 Fig. 8. BER vs normalized Doppler frequency (SNR=8dB, single path)

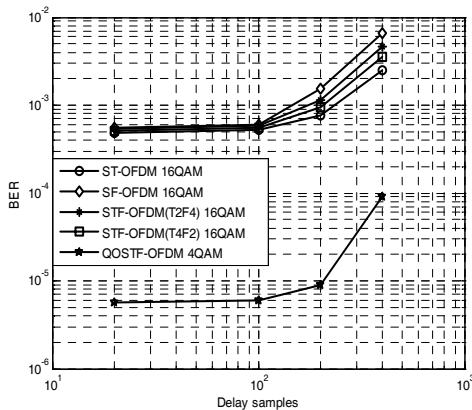


그림 9. BER 성능과 지연시간 (SNR=8dB, 6 paths)
 Fig. 9. BER vs delay time (SNR=8dB, 6 paths)

을 가진 수신기의 영향은 거의 없다. 그러나 DAC-ZF방식을 가진 수신기는 제안된 방식의 코드 구조에 의해 발생하는 비직교성 특징을 제거할 수 있고 저레벨 변조에 의한 변조 이득에 의해 ST/SF/STF-OFDM 보다 10^{-3} 의 BER에서 약 3dB의 우수한 성능을 나타낸다.

그림 8은 신호대 잡음비(SNR)이 8dB 이고 주파수 효율이 2bits/s/Hz일때 시간 선택적 레일레이 페이딩 채널하에서 ST-OFDM, SF-OFDM, STF-OFDM 그리고 제안된 QOSTF-OFDM 의 BER성능 대 정규화된 도플러 주파수 $f_d T_s$ 의 성능비를 보여주고있다. 여기서 f_d 와 T_s 는 각각 도플러 주파수와 OFDM 심볼주기를 의미한다. 제안된 방식은 다른 방식들에 비해 2bits/s/Hz에서 다른 방식(16-QAM)보다 더 나은 변조 이득(4QAM)을 얻을 수 있기 때문에 우수한 성능을 나타냄을 알수 있다. 비록 제안된 방식이 코드 구조와 높은 도플러 주파수에서 발생하는 다이버시티 손실을 가지지만 DAC-ZF 디코더는 다이버시티 손실을 제거하고 보상할 수 있다. 직교성을 유지하기 위하여 SF-OFDM, STF-OFDM(T2F4), STF-OFDM(T4F2)와 ST-OFDM의 채널 계수들은 1,2,4 와 8시간 슬롯 동안에 일정하다. 그러므로 그림 8에서 보여준 것처럼 성능은 이러한 4가지 방식에서 시간 슬롯의 수가 증가함에 따라 감소한다.

그림 9는 신호대 잡음비(SNR)이 8dB 이고 주파수 효율이 2bits/s/Hz일때 ST-OFDM, SF-OFDM, STF-OFDM 그리고 제안된 QOSTF-OFDM 의 BER성능 대 지연확산의 관계를 보여주고있다. 또한, 채널 모델은 지수함수적 감쇠를 가진 6 경로 레일레이 페이딩과 시간 비선택적 페이딩 채널이 고려되었다. 제안된 방식은 변조 이득과 결합된 다이버시티 이득 때문에 다른 방식들보다 우수한 성능을 나타냄을 알수 있다. 왜냐하면 낮은 지연 확산에서는 연속된 부반송파상에서 채널 이득은 거의 일정하고 모든 방식의 직교성을 거의 만족한다. 그러나 높은 지연 확산에서는 연속된 부반송파간의 채널 계수가 변화가 커짐으로써 SF-OFDM 와 STF-OFDM의 채널 직교성을 파괴된다. 따라서 기존의 STF-OFDM 와 SF-OFDM의 BER성능은 ST-OFDM의 성능에 비해 열화됨을 알수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 4개의 안테나를 가진 QOSTF-OFDM을 제안했다. 동일 주파수 효율을 가정하고

4개의 안테나에서 복소 정상도에서 full rate를 달성할 수 없는 선형직교 시공간코드와 비교할 때 full rate 덕택에 제안된 방식은 저 레벨 변조가 사용함으로써 변조 이득을 얻을수 있었다. ST/SF/STF 블록 코드를 송신할때 시간과 주파수 영역의 채널이 일정하지 않으면 다이버시티 손실이 발생하여 성능이 열화된다. 제안된 방식에서는 채널 변화에 의해서 발생하는 다이버시티 손실을 보상하기 위해서 수신기에서 DAC-ZF방식이 사용될 수 있다.

또한 DAC-ZF방식의 특성은 제안된 방식의 구조에 의한 다이버시티 손실을 보상하기 위하여 사용될 수 있다. 제안된 방식은 변조 이득과 다이버시티 이득 증가 때문에 다른 직교 방식보다 우수한 성능을 가짐을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] S.M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkarni, and A.R. Calderband, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp.1456-1467, July 1999.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkarni, and A.R. Calderband, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.* vol.17, pp. 451-460, Mar.1999.
- [4] V.Tarokh, N.Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: performance analysis and code construction," *IEEE Tran. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [5] K.F. Lee and D.B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels," in *IEEE sensor array and Multichannel signal Processing Workshop*, pp. 149-152, Cambridge MA, March 2000.
- [6] K.F. Lee and D.B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," in *IEEE GOLBECOM 2000*, vol.3, pp.1473-1477, San Francisco, USA, Nov. 2000.
- [7] K. Suto, T. Ohtsuki, "Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels," *Vehicular Technology Conference*, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th vol.3, pp.1466 - 1470
- [8] Luo Wei, Wu Siqi, "Space-time-frequency block coding over Rayleigh fading channels for OFDM systems," *Communication Technology Proceedings*, ICCT 2003. International Conference on vol. 2, April 2003, pp. 1008 - 1012
- [9] Tran, T.A.; Sesay, A.B.; "A generalized linear quasi-ML decoder of OSTBCs for wireless communications over time-selective fading channels," *Wireless Communications, IEEE Transactions on* vol. 3, May 2004, pp. 855 - 864
- [10] Zheng, F.-C.; Burr, A.G.; "Space-time block coding for four transmit antennas over time-selective fading channels: orthogonal or non-orthogonal design?" *Vehicular Technology Conference*, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th Vol.1, pp.513-517

김 기 우 (Jiyu Jin)

정회원



2001년 9월~2003년 8월 영남대학교 정보통신공학과 석사
2003년 9월~현재 영남대학교 정보통신공학과 박사과정
<관심분야> MIMO, OFDM, MC-CDMA, MC CS-CDMA

류 관 응 (Kwan-Woong Ryu)

정회원



1999년 2월 영남대학교 정보통신공학과 석사
2006년 2월 영남대학교 정보통신공학과 박사
2006년 7월~현재 (주)카로넷 선임연구원
<관심분야> Multicarrier CDMA,

MIMO-OFCDM, Binary CDMA, Wibro

박 용 완 (Yongwan Park)

중신회원



1982년 경북대학교 전자공학과
학사 졸업

1984년 경북대학교 전자공학과
석사 졸업

1989년 뉴욕 주립대 전기공학과
석사 졸업

1992년 뉴욕 주립대 전기공학과

박사 졸업

1992년~1993년 California Institute of Technology 전
자공학 Research Fellow

1994년~1996년 SK Telecom PCS 기술연구 팀장

1994년~현재 영남대학교 공과대학 전자정보공학부 정
보통신공학과 전공 교수

2001년 NTT Mobile Communication Network
Inc.(NTT DoCoMo) 초빙교수

2003년 1월~2004년 1월 UC Irvine 방문교수

<관심분야> 이동통신, 무선멀티미디어 설계기술, 차세
대 위치기반 기술 (LBS)