

논문 2010-47TC-12-2

# 복잡도 감소를 위한 MIMO-STBC/SFBC OFDM 방식의 주파수 도메인 부호화 행렬

( Frequency Domain Encoding Matrices for Computationally Efficient  
STBC/SFBC OFDM Transmitters )

조 세 영\*\*, 상 평 평\*, 김 수 영\*\*\*, 임 광 재\*\*

( Seyoung Cho, Pingping Shang, Sooyoung Kim, and Kwangjae Lim )

## 요 약

본 논문에서는 STBC를 사용하는 MIMO-OFDM 전송기의 효율적인 구조를 제안한다. MIMO-OFDM 시스템에서는 일반적으로 송신 안테나의 개수에 따라 각각의 IFFT 처리 블록들이 요구된다. 제안된 방식에서는 전송될 신호들에 대한 IFFT를 먼저 취한 후, 주파수 도메인에서의 신호들에 대하여 부호화 과정을 수행함으로써, 단일 안테나로 전송되는 시스템과 동일한 복잡도를 가질 수 있도록 한다. 본 논문에서는 특히 그 구체적인 예로써, 4개의 송신 안테나를 가지는 QO-STBC-OFDM 및 QO-SFBC-OFDM 방식을 예제로 사용하여, 주파수 도메인에서의 부호화 행렬 값을 유도하는 과정을 상세히 전개하고 복잡도가 효과적으로 감소될 수 있음을 보인다.

## Abstract

In this paper, we present a structure of computationally efficient MIMO-OFDM transmitters, using STBC. Straightforward implementation of these systems requires separate IFFT processing blocks for each of the transmit antennas. In our proposed scheme, we use symmetry properties of Fourier transform, and thus use a frequency domain encoding strategy. This greatly reduces the computational burden. The proposed scheme uses just a single IFFT block at each OFDM symbol period, and thus resulting in the same complexity as a single antenna OFDM system. As specific examples of the proposed schemes, we present frequency domain encoding matrices for QO-STBC-OFDM and QO-SFBC-OFDM transmitters.

**Keywords:** QO-STBC, QO-SFBC, MIMO-OFDM, IFFT

## I. 서 론

\* 정희원, 한국전자통신연구원 광대역무선전송연구팀 (ETRI)

\*\* 학생회원, \*\*\* 평생회원(교신저자), 전북대학교 전자 공학부

(Chonbuk National University)

※ 본 연구의 결과는 2009년도 정부(교육과학기술부)의 지원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구사업(No. 2009-0088286) 및 지식경제부 및 한국 산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [K1002143, IMT-Advanced기반 개방형 WiBro 플랫폼 기술 개발]

접수일자: 2009년8월24일, 수정완료일: 2010년12월10일

무선 페이딩 채널 환경에서 다중 송수신 안테나 사용을 통해 다이버시티(diversity) 이득 및 획기적인 채널 용량 증대가 가능한 사실은 이미 잘 알려져 있다. 최근 들어 다양한 무선 통신 시스템의 페이딩 현상을 극복하고, 다이버시티 이득을 얻기 위하여 개발된 방식 중의 하나가 시공간 블록 부호(space time block coding; STBC) 방식이다.

이 시공간 블록 부호 방식은 송신 단에서 시공간 부

호화된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신 단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 안테나 기술 중 하나로써, 1998년 알라무티 (Alamouti)에 의해 송신 단에서 2개의 안테나를 사용하는 방식이 처음 제안되었다<sup>[1]</sup>. 이 알라무티 방식은 완전한 부호화율을 갖는 동시에 부호화 행렬이 직교성을 가짐으로써 간단한 선형 결합에 의한 복호가 가능하고 최적의 다이버시티 이득을 기대할 수 있는 방식으로 평가받고 있다. 이후 Tarokh는 세 개 또는 네 개의 송신 안테나에 적용한 STBC 방식을 제시하였다<sup>[2]</sup>.

일반적으로 시공간 블록 부호 방식에서는 송신 안테나의 수가 늘어남에 따라 기대할 수 있는 다이버시티 이득이 증가한다. 그러나 위에서 언급한 알라무티 방식과 Tarokh가 제안한 방식들은 모두 직교(orthogonal) 부호를 이용하여 간단한 선형 계산만으로 신호 복호가 가능하다는 강점이 있는 반면 안테나가 3개 이상인 경우 전송률이 감소한다는 단점이 존재한다. 이에 Jafarkhani 등은 송신 안테나가 4개 일 때 부호화 행렬이 준 직교성질을 갖는 준 직교 시공간 블록 부호 (quasi-orthogonal STBC; QO-STBC) 방식을 제안하였다<sup>[3~4]</sup>.

직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM) 방식은 상호 직교하는 다중 반송파를 이용하므로 주파수 이용 효율이 높고 비교적 간단한 동기화 회로를 이용하여 다중경로에 의한 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처 할 수 있다. 또한 송수신 단에서 복수의 반송파를 변복조하기 위하여 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform; FFT)을 사용할 수 있으므로 간단한 구조로 고속 구현이 가능하다. 이러한 OFDM 방식은 이미 무선 LAN 및 디지털 오디오 방송과 디지털 지상 텔레비전 방송의 표준 방식으로 채택되어 있다.

본 논문에서는 다중 안테나(multi-input multi-output ; MIMO) 시스템의 장점과 OFDM 방식의 장점을 결합한 MIMO-OFDM 방식의 복잡도를 감소시키는 방안에 대해서 제안한다. 본 논문에서 제안된 방식은 전송되는 데이터를 먼저 IFFT 취한 다음, 주파수 도메인에서 STBC 또는 SFBC와 동가가 되는 부호화 방식을 적용함으로써 복잡도를 크게 감소시킬 수 있음을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 서론에 이어 본론에서는 먼저, 4개의 전송 안테나를 사용하는 QO-STBC 방식을 OFDM 전송에 적용할 경우 시스템 구성도와 동

작원리에 대해 설명하고, 복잡도를 감소시킬 수 있는 원리와 그 결과를 제시한다. 다음, 동일한 QO-STBC 부호를 이용하여 QO-SFBC-OFDM으로 적용할 경우에 대한 동작원리와 더불어 복잡도 감소 결과를 제시한다. 또한, 제시된 방법을 적용함으로써 얻을 수 있는 복잡도 감소 결과를 비교하고, 실제 구현 시 고려할 점들을 기술한다. 마지막으로 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 본 론

### 1. STBC-OFDM 구현

다음 그림 1은  $N$ 개의 송신 안테나를 사용하는 MIMO-OFDM 전송에 대한 블록 다이어그램이다<sup>[5~6]</sup>. 그림 1에 제시된 바와 같이 송신 안테나 별로 각각의 IFFT 블록이 필요하다는 것을 알 수 있다.

본 논문에서는 이러한 전송 원리를 적용하여, 특히 4개의 전송안테나를 사용하는 QO-STBC 방식에 대하여 고려하기로 한다. 아래 그림 2는 참고문헌 [4]에서 제시한  $4 \times 1$  QO-STBC 방식에 대한 부호화 행렬을 이용한 QO-STBC-OFDM 전송기 구조도이다. 먼저 IFFT 처리를 통하여 한번에 전송될  $N$ 개의 변조 심볼로 구성된 데이터 블록  $D_{s,i}$ 가 구성되는데, 본 예제에서는  $4 \times 1$  QO-STBC 부호화를 위하여 총 4개의 데이터 블록, 즉  $D_s$ ,  $D_{s+1}$ ,  $D_{s+2}$ , 및  $D_{s+3}$ 가 구성된다. 그 다음으로는, 이 4개의 데이터 블록을 이용하여 다음 부호화 행렬  $T$ 를 이용하여 QO-STBC 처리된다.

$$T = \begin{bmatrix} D_s[k] & D_{s+1}[k] & D_{s+2}[k] & D_{s+3}[k] \\ -D_{s+1}^*[k] & D_s^*[k] & -D_{s+3}^*[k] & D_{s+2}^*[k] \\ -D_{s+2}^*[k] & -D_{s+3}^*[k] & D_s^*[k] & D_{s+1}^*[k] \\ D_{s+3}[k] & -D_{s+2}[k] & -D_{s+1}[k] & D_s[k] \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $D_s[k]$ 은  $s$ 번째 OFDM 심볼 주기에서 전송되는  $k$ 번째 변조 심볼이다.

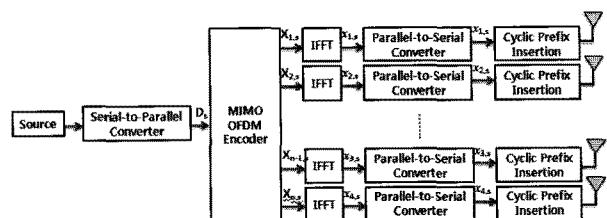


그림 1.  $N$ 개의 송신 안테나를 사용하는 MIMO-OFDM 전송의 블록 다이어그램

Fig. 1. Block diagram of MIMO-OFDM transmission using  $N$  transmit antennas.

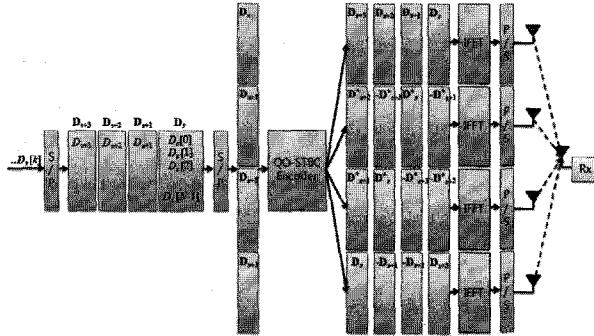


그림 2. 일반적인 STBC-OFDM 시스템 모델  
Fig. 2. System model of conventional STBC-OFDM.

위와 같이 부호화된 데이터 블록들은 각각 IFFT 처리를 통하여 OFDM 신호로 변환되는 과정을 거친 후 각 안테나로 전송된다. 이와 같이, 그림 2의  $4 \times 1$  QO-STBC-OFDM 시스템에서는 각 안테나 별로 네 OFDM 심볼 구간 동안 4 개의 IFFT 처리 블록들이 필요하다. 기존의 참고 문헌 [7]에서는 알라무티 부호를 사용하는 STBC-OFDM 전송에 있어서 STBC 전송 특성과, OFDM 전송을 위해 수행하는 푸리에 변환의 대칭성을 이용해서 시스템 구조의 복잡도를 감소시킬 수 있는 방안이 제시된 바 있다.

본 논문에서 제시하고자 하는 QO-STBC-OFDM 전송기 복잡도 감소 방안을 설명하기 위해서 QO-STBC 전송 행렬 식 (1)을 식 (2)와 같이 정의 하였다.

$$\mathbf{T} \triangleq \begin{bmatrix} X_{1,s}[k] & X_{1,s+1}[k] & X_{1,s+2}[k] & X_{1,s+3}[k] \\ X_{2,s}[k] & X_{2,s+1}[k] & X_{2,s+2}[k] & X_{2,s+3}[k] \\ X_{3,s}[k] & X_{3,s+1}[k] & X_{3,s+2}[k] & X_{3,s+3}[k] \\ X_{4,s}[k] & X_{4,s+1}[k] & X_{4,s+2}[k] & X_{4,s+3}[k] \end{bmatrix}, \quad (2)$$

여기서,  $X_{l,m}[k]$ 는 1번째 전송 안테나를 이용하여 m번째 OFDM 심볼 구간에서 전송되는 k 번째 부 반송파에 실리는 시공간 부호화된 신호이다<sup>[7]</sup>.

QO-STBC 부호화 행렬 (1) 과 (2)의 관계를 가지고 비교하여, 첫 번째 심볼 구간에 각각의 안테나로 전송되는 신호를 기준으로 다른 나머지 세 심볼 구간동안의 신호를 다음 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} X_{1,s}[k] &= X_{2,s+1}^*[k] = X_{3,s+2}^*[k] = X_{4,s+3}^*[k], \\ X_{2,s}[k] &= -X_{1,s+1}^*[k] = X_{4,s+2}^*[k] = -X_{3,s+3}^*[k], \\ X_{3,s}[k] &= X_{4,s+1}^*[k] = -X_{1,s+2}^*[k] = -X_{2,s+3}^*[k], \\ X_{4,s}[k] &= -X_{3,s+1}^*[k] = -X_{2,s+2}^*[k] = X_{1,s+3}^*[k]. \end{aligned} \quad (3)$$

또한 첫 번째 안테나에서 전송되는 네 심볼 구간의 신호를 기준으로, 나머지 세 개의 안테나로 전송되는 신호를 다음 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} X_{1,s}[k] &= X_{2,s+1}^*[k] = X_{3,s+2}^*[k] = X_{4,s+3}^*[k], \\ X_{1,s+1}[k] &= -X_{2,s}^*[k] = X_{3,s+3}^*[k] = -X_{4,s+2}^*[k], \\ X_{1,s+2}[k] &= X_{2,s+3}^*[k] = -X_{3,s}^*[k] = -X_{4,s+1}^*[k], \\ X_{1,s+3}[k] &= -X_{2,s+2}^*[k] = -X_{3,s+1}^*[k] = X_{4,s}^*[k]. \end{aligned} \quad (4)$$

위의 식 (3)에서 알 수 있듯이, STBC 부호화 방식의 기본 개념은 동일한 신호들을 다른 형태, 즉 부호를 변환시키거나 공액을 취하는 방법으로 부호화하여 다른 안테나로 송신하는 것이다. 바로 이 특징을 푸리에 변환의 대칭성에 이용하면, 시스템의 복잡도를 감소시킬 수 있다.

이러한 점을 보다 상세히 알아보기 위하여 아래 식 (5)와 같이 정의되는 푸리에 변환의 대칭성을 적용하여<sup>[8]</sup>,

$$x^*[((-n))_N] \xrightarrow{DFT} X^*[k], \quad (5) \\ n = 0, 1, \dots, N-1, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

식 (3),(4)에 대한 IFFT 변환된 신호를 표현하면, 식 (6),(7)과 같은 결과를 도출할 수 있다. 각 심볼 주기 동안에 하나의 안테나에 입력되는 서로 다른 네 신호를 기준으로 부호화 행렬을 정의하거나, 마찬가지 방법으로 한 심볼 주기 동안에 각 안테나에 입력되는 신호를 기준으로 부호화 행렬을 정의할 수 있다. 여기서,  $x^[((-n))_N]$ 은 modulo N 순환수프트 연산을 의미한다. 다음 식 (6)은 각 심볼 주기 동안에 하나의 안테나에 입력되는 서로 다른 네 신호를 기준으로 나머지 안테나에 전달되는 신호와의 관계식을 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} x_{1,s}[n] &= x_{2,s+1}^*[((-n))_N] = x_{3,s+2}^*[((-n))_N] = x_{4,s+3}^*[n], \\ x_{1,s+1}[n] &= -x_{2,s}^*[((-n))_N] = x_{3,s+3}^*[((-n))_N] = -x_{4,s+2}^*[n], \\ x_{1,s+2}[n] &= x_{2,s+3}^*[((-n))_N] = -x_{3,s}^*[((-n))_N] = -x_{4,s+1}^*[n], \\ x_{1,s+3}[n] &= -x_{2,s+2}^*[((-n))_N] = -x_{3,s+1}^*[((-n))_N] = x_{4,s}^*[n]. \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,  $x_{l,s}[n]$ 은 1번째 전송 안테나를 이용하여 s번째 OFDM 심볼 구간에서 n번째 샘플 값(IFFT 수행시 oversampling은 하지 않았다고 가정함)이다.

아래 식 (7)은 첫 번째 OFDM 심볼 주기 동안에 서로 다른 안테나에 전달되는 신호를 기준으로 나머지 심볼 주기 동안에 전달되는 신호와의 관계식을 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned}
 x_{1,s}[n] &= x_{2,s+1}^*[((-n))_N] = x_{3,s+2}^*[((-n))_N] = x_{4,s+3}[n], \\
 x_{2,s}[n] &= -x_{1,s+1}^*[((-n))_N] = x_{4,s+2}^*[((-n))_N] = -x_{3,s+3}[n], \\
 x_{3,s}[n] &= x_{4,s+1}^*[((-n))_N] = -x_{1,s+2}^*[((-n))_N] = -x_{2,s+3}[n], \\
 x_{4,s}[n] &= -x_{3,s+1}^*[((-n))_N] = -x_{2,s+2}^*[((-n))_N] = x_{1,s+3}[n].
 \end{aligned}$$

(7)

위 식 (6), (7)에서 알 수 있듯이, QO-STBC-OFDM 전송에서 IFFT 변환기를 통하여 전송되는 신호들이 서로 간에 공액 관계이거나 또는 부호를 제외하면 완전 동일한 신호로 표현이 가능하기 때문에, 하나의 신호만IFFT 변환하여 나머지 모든 신호들을 표현할 수 있다. 최종적으로 4개의 안테나를 통하여 4 심볼 구간 동안 전송되는 16개의 신호에 대하여, 처음에 전송되는 4개의 신호에 대한 IFFT 만 취하면, 나머지 값들에 대한 IFFT 값은 실제 변환 없이 구할 수 있다. 또는 동등하게, 하나의 안테나로 전송되는 신호에 대한 IFFT 값만 있으면 나머지 세 개의 안테나로 전송되는 신호에 대한 값은 이들을 변형, 즉 부호변환, 공액 연산, 시클릭 쉬프트 등을 통하여 용이하게 구할 수 있다. 즉, 총 4개의 안테나를 통하여 4 심볼 구간 동안 전송되는 신호에 대하여 총 16회의 IFFT 처리 연산 대신에 총 4회의 연산만이 요구된다.

결과적으로 식 (6)과 (7)을 이용하면 주파수 도메인에서의 등가 STBC 부호화 행렬을 정의할 수 있다. 즉, IFFT된 신호인  $x[n]$ 으로 표현된 부호화 행렬을 정의하는 것이다. 먼저, 첫 번째 안테나로 전송될 신호에 대하여 IFFT 된 신호들만을 이용하여 나머지 안테나로 송신되는 신호들은 아래 식 (8)의 부호화 행렬  $T'$ 을 이용하여 생성할 수 있다.

$$T' = [t'_1 \ t'_2 \ t'_3 \ t'_4],$$

$$\begin{aligned}
 t'_1 &= \begin{bmatrix} x_{1,s}[n] \\ -x_{2,s+1}^*[((-n))_N] \\ -x_{1,s+2}^*[((-n))_N] \\ x_{1,s+3}[n] \end{bmatrix}, \quad t'_2 = \begin{bmatrix} x_{1,s+1}[n] \\ x_{1,s}^*[((-n))_N] \\ -x_{1,s+3}^*[((-n))_N] \\ -x_{1,s+2}[n] \end{bmatrix}, \\
 t'_3 &= \begin{bmatrix} x_{1,s+2}[n] \\ -x_{1,s+3}^*[((-n))_N] \\ x_{1,s}^*[((-n))_N] \\ -x_{1,s+1}[n] \end{bmatrix}, \quad t'_4 = \begin{bmatrix} x_{1,s+3}[n] \\ x_{1,s+2}^*[((-n))_N] \\ x_{1,s+1}^*[((-n))_N] \\ x_{1,s}[n] \end{bmatrix}. \quad (8)
 \end{aligned}$$

다음 그림 3은 식 (8)에서 정의 된 주파수 도메인에서의 부호화 행렬을 사용하여 그림 2와 동일한 역할을 수행하는 등가 QO-STBC-OFDM 시스템 모델이다.

마찬가지 방법으로 첫 번째 심볼 주기 동안에 네 개

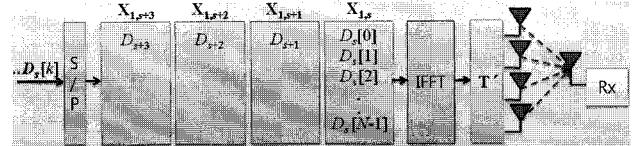


그림 3. 주파수 도메인 부호화 행렬을 이용한 QO-STBC-OFDM 시스템 모델 I

Fig. 3. System model I of QO-STBC-OFDM using frequency domain encoding matrix.

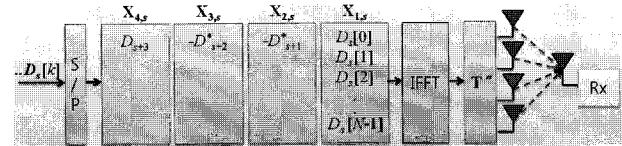


그림 4. 주파수 도메인 부호화 행렬을 이용한 QO-STBC OFDM 시스템 모델 II

Fig. 4. System model II of QO-STBC-OFDM using frequency domain encoding matrix.

의 안테나로 송신되는 신호에 대해서 IFFT를 적용하고, 나머지 심볼 주기 동안에 송신되는 신호들을 식 (9)의 부호화 행렬  $T''$ 을 이용하여 간단히 생성할 수 있다.

$$T'' = [t''_1 \ t''_2 \ t''_3 \ t''_4],$$

$$\begin{aligned}
 t''_1 &= \begin{bmatrix} x_{1,s}[n] \\ x_{2,s}[n] \\ x_{3,s}[n] \\ x_{4,s}[n] \end{bmatrix}, \quad t''_2 = \begin{bmatrix} -x_{2,s}^*[((-n))_N] \\ x_{1,s}^*[((-n))_N] \\ -x_{4,s}^*[((-n))_N] \\ x_{3,s}^*[((-n))_N] \end{bmatrix}, \\
 t''_3 &= \begin{bmatrix} -x_{3,s}^*[((-n))_N] \\ -x_{4,s}^*[((-n))_N] \\ x_{1,s}^*[((-n))_N] \\ x_{2,s}^*[((-n))_N] \end{bmatrix}, \quad t''_4 = \begin{bmatrix} x_{4,s}[n] \\ -x_{3,s}[n] \\ -x_{2,s}[n] \\ x_{1,s}[n] \end{bmatrix}. \quad (9)
 \end{aligned}$$

또한, 그림 4는 행렬  $T''$ 을 사용하여 그림 2와 동일한 역할을 수행하는 등가 QO-STBC OFDM 시스템 모델이다.

이처럼 서로 다른 4개의 신호에 대한 개별 IFFT 값을 이용한 식 (8) 또는 식 (9)의 주파수 도메인 부호화 행렬을 사용하면, 본래 QO-STBC-OFDM 과 동일한 전송을 가능하게 한다.

## 2. SFBC-OFDM 구현

그림 5는 참고문헌 [4]에서 제시된  $4 \times 1$  QO-STBC 부호화 행렬을 이용한 QO-SFBC-OFDM 전송기 구조도이다. 이는 전송하고자 하는 신호의 형태는 다르지만, STBC와 동일한 특성인, 전송 되는 신호간에 상관관계를 가지고 있다는 점과 신호를 전송하기 위해서 IFFT

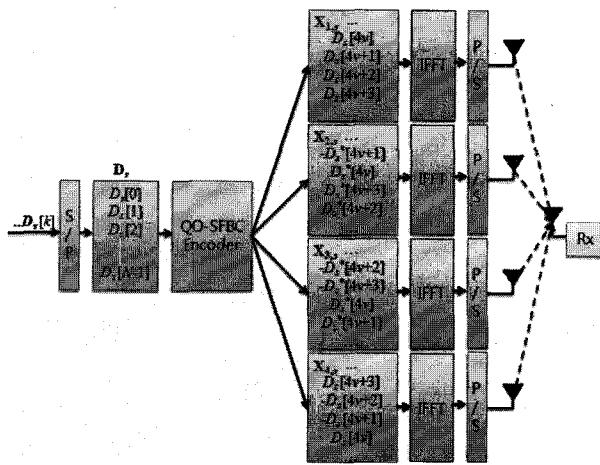


그림 5. 일반적인 QO-SFBC OFDM 시스템 모델

Fig. 5. Convnetional QO-SFBC-OFDM system model.

가 요구된다는 점, 그리고 각각의 안테나 별로 IFFT 처리 블록이 필요하다는 점은 동일하다. 때문에 SFBC 역시 복잡도 감소를 위해서 STBC 와 유사한 방법으로 접근할 수 있다.

SFBC 방식은 동일한 신호를 서로 다른 주파수 즉, 부반송파 영역에서 부호화하여 전송하게 된다. 먼저 IFFT 처리를 통하여 한번에 전송될  $N$ 개의 변조 심볼로 구성된 데이터 블록  $D_s$ 가 구성되고, 이 데이터 블록이 서로 다른 형태로 부호화되어 4 개의 송신 안테나에서 서로 다른 부반송파영역으로 전송되게 된다. 그림 5의 QO-SFBC 전송을 위하여, 4개의 안테나를 사용하는 QO-SFBC 행렬  $F$ 를 아래 식 (10)과 같이 표현한다 [7].

$$F = \begin{bmatrix} D_s[4v] & D_s[4v+1] & D_s[4v+2] & D_s[4v+3] \\ -D_s^*[4v+1] & D_s^*[4v] & -D_s^*[4v+3] & D_s^*[4v+2] \\ -D_s^*[4v+2] - D_s^*[4v+3] & D_s^*[4v] & D_s^*[4v+1] & \\ D_s[4v+3] & -D_s[4v+2] - D_s[4v+1] & D_s[4v] \end{bmatrix}. \quad (10)$$

STBC 방식에서의 전개와 마찬가지로 위 행렬  $F$ 를 본 논문에서 제안하기 위한 방식의 이해를 돋기 위해 다음 식 (11)로 정의한다.

$$F \triangleq \begin{bmatrix} X_{1,s}[4v] & X_{1,s}[4v+1] & X_{1,s}[4v+2] & X_{1,s}[4v+3] \\ X_{2,s}[4v] & X_{2,s}[4v+1] & X_{2,s}[4v+2] & X_{2,s}[4v+3] \\ X_{3,s}[4v] & X_{3,s}[4v+1] & X_{3,s}[4v+2] & X_{3,s}[4v+3] \\ X_{4,s}[4v] & X_{4,s}[4v+1] & X_{4,s}[4v+2] & X_{4,s}[4v+3] \end{bmatrix}. \quad (11)$$

QO-STBC-OFDM 방식에서 사용했던 방법과 마찬가지로 위 두 식 (10)과 (11)를 비교하여 다음 식 (12)을

도출해 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} X_{1,s}[4v] &= X_{2,s}^*[4v+1] = X_{3,s}^*[4v+2] = X_{4,s}^*[4v+3], \\ X_{2,s}[4v] &= -X_{1,s}^*[4v+1] = X_{4,s}^*[4v+2] = -X_{3,s}^*[4v+3], \\ X_{3,s}[4v] &= X_{4,s}^*[4v+1] = -X_{1,s}^*[4v+2] = -X_{2,s}^*[4v+3], \\ X_{4,s}[4v] &= -X_{3,s}^*[4v+1] = -X_{2,s}^*[4v+2] = X_{1,s}^*[4v+3]. \end{aligned} \quad (12)$$

그러나, 이러한 사실만으로는 복잡도를 감소시킬 수 있는 구조를 간단히 추출하기는 어렵다. 각각의 신호들은 STBC 와 마찬가지로 서로 공액관계 이거나 부호를 제외하면 완전 동일한 신호의 형태를 가지지만, 최종적으로 전송하고자 하는, 즉 IFFT 된 신호와는 완전히 다른 신호들이기 때문이다. 즉, 식 (12)의 신호들의 관계는 IFFT가 취해질 신호들의 전부가 아니라 일부를 구성하고 있는 신호들간의 관계들이기 때문이다. 때문에 여기서 푸리에 변환의 또 다른 하나의 특성에 대해서 살펴볼 필요가 있다.

이미 고속 푸리에 변환에 대한 이론을 통해서, 푸리에 변환의 분할 계산이 가능하다는 사실에 대해서 알려진 바 있다. 바로 이 부분을 이용하는 것이 STBC 와의 차이점이다. 즉, 푸리에 변환의 분할 계산 성질을 이용하는 것이다.

다음 식 (13)은 푸리에 변환의 4분할 계산에 대한 전개식이다. 이처럼 전체의 푸리에 변환은 부분의 푸리에 변환의 조합으로 표현이 가능하다는 것을 알 수 있다.

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[ \sum_{r=0}^{\frac{N}{4}-1} X[4r] W_N^{-nr} + W_N^{-n} \sum_{r=0}^{\frac{N}{4}-1} X[4r+2] W_N^{-nr} \right] \\ + \frac{1}{N} W_N^{-n} \left[ \sum_{r=0}^{\frac{N}{4}-1} X[4r+1] W_N^{-nr} + W_N^{-n} \sum_{r=0}^{\frac{N}{4}-1} X[4r+3] W_N^{-nr} \right] \quad (13)$$

$x_{l,s}^{(i)}[n]$  을 다음 식 (14)와 같이 정의하면,

$$x_{l,s}^{(0)}[n] = \frac{4}{N} \sum_{v=0}^{\frac{N}{4}-1} X_{l,s}[4v+0] W_N^{-nv}, \\ x_{l,s}^{(1)}[n] = \frac{4}{N} \sum_{v=0}^{\frac{N}{4}-1} X_{l,s}[4v+1] W_N^{-nv}, \\ x_{l,s}^{(2)}[n] = \frac{4}{N} \sum_{v=0}^{\frac{N}{4}-1} X_{l,s}[4v+2] W_N^{-nv}, \\ x_{l,s}^{(3)}[n] = \frac{4}{N} \sum_{v=0}^{\frac{N}{4}-1} X_{l,s}[4v+3] W_N^{-nv}, \quad (14)$$

복잡도 감소를 위한 일반화된 부호화 행렬식을 구하기 위해서 식 (13)에 식 (14)를 대입하면, 다음 식 (15)와 같이 나열할 수 있다.

$$\begin{aligned} & x_{l,s}[n] \\ &= \frac{1}{4} \left\{ \left( x_{l,s}^{(0)}[n] + W_N^{-n} x_{l,s}^{(2)}[n] \right) + W_N^{-n} \left( x_{l,s}^{(1)}[n] + W_N^{-n} x_{l,s}^{(3)}[n] \right) \right\} \\ &= \frac{1}{4} \left( x_{l,s}^{(0)}[n] + W_N^{-n} x_{l,s}^{(1)}[n] + W_N^{-2n} x_{l,s}^{(2)}[n] + W_N^{-3n} x_{l,s}^{(3)}[n] \right) \end{aligned} \quad (15)$$

참고문헌 [8]에서  $W_N^{-n}$ 에 대해 다음 식 (16)과 같이 정의하였다.

$$W_N^{-n} = W_N^{-\left(\left(\frac{n}{N}\right)\frac{N}{2} + \frac{N}{2}r\left(\frac{n}{N}\right)\right)} = W_N^{-\left(\frac{(n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \left( W_N^{-\frac{N}{2}} \right)^{r\left(\frac{n}{N}\right)} \quad (16)$$

여기서  $W_N^{-n} = e^{-j\frac{2\pi}{N}(-n)}$  지수함수 형태의 꼴로 표현되며,  $W_N^{-n}$ 의 성질을 이용하여 아래와 부호화 행렬의 일반화 된 관계식을 도출 할 수 있다.

$$\begin{aligned} W_N^{-n} &= (-1)^{1 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(n)}{N}\right)\frac{N}{2}}, \\ W_N^{-2n} &= (-1)^{2 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(2n)}{N}\right)\frac{N}{2}}, \\ W_N^{-3n} &= (-1)^{3 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(3n)}{N}\right)\frac{N}{2}}. \end{aligned} \quad (17)$$

식 (15)와 식(17)을 통하여,  $x_{l,s}[n]$ 을 식 (18)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} x_{l,s}[n] &= \frac{1}{4} \left( (-1)^{0 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(0n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \right) x_{l,s}^{(0)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ &\quad + \frac{1}{4} \left( (-1)^{1 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(1n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \right) x_{l,s}^{(1)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ &\quad + \frac{1}{4} \left( (-1)^{2 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(2n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \right) x_{l,s}^{(2)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ &\quad + \frac{1}{4} \left( (-1)^{3 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(3n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \right) x_{l,s}^{(3)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

이는 앞서 언급했던 푸리에 변환의 대칭성과 관련하여 하나의 안테나에서의 연산 결과만으로 각각의 신호들을 계산할 수 있다는 점은 결과적으로 동일하다. 추가적으로 푸리에 변환의 분할 계산법을 이용하면 다음 식 (19) F'와 같이 SFBC 부호를 정의할 수 있다.

$$F' = [f'_1 \ f'_2 \ f'_3 \ f'_4] \times W',$$

$$\begin{aligned} f'_1 &= \begin{bmatrix} x_{1,s}^{(0)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{(1)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{(2)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{(3)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \end{bmatrix}, \quad f'_2 = \begin{bmatrix} -x_{1,s}^{*(1)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{*(0)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ -x_{1,s}^{*(3)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{*(2)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \end{bmatrix}, \\ f'_3 &= \begin{bmatrix} -x_{1,s}^{*(2)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ -x_{1,s}^{*(3)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{*(0)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{*(1)} \left[ \left( -\frac{n}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \end{bmatrix}, \quad f'_4 = \begin{bmatrix} x_{1,s}^{(3)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ -x_{1,s}^{(2)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ -x_{1,s}^{(1)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \\ x_{1,s}^{(0)} \left[ \left( \frac{(n)}{N} \right) \frac{N}{4} \right] \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (19)$$

여기서  $W'$ 은 아래 식 (20)와 같은  $4 \times 1$  행렬이고,

$$W' = \begin{bmatrix} (-1)^{0 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(0n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \\ (-1)^{1 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(1n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \\ (-1)^{2 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(2n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \\ (-1)^{3 \cdot r\left(\frac{n}{N}\right)} W_N^{-\left(\frac{(3n)}{N}\right)\frac{N}{2}} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

$r(x)$ 는  $x$ 에 가장 가까운 정수를 나타낸다. 또한,  $x^{(i)}_{l,s}[n]$ 은 주기가  $N/4$ 이므로,  $x^{(i)}_{l,s}[(n)_{4/N}]$ 으로 표현할 수 있다.

즉, 위의 식 (19)를 살펴보면, 첫 번째 안테나로 전송될 신호들을 4분할 하여 IFFT 취한 뒤, 푸리에 분할 계산 방법을 이용한 적절한 선형 결합을 이용해, 최종 전송 될 신호와 동일한 신호를 전송할 수 있다. 나머지 안테나로 전송 될 신호는, 처음 안테나에서 계산 된 신호에 서로 다른 부호화 과정을 통해 인코딩 한 후, 마찬가지로 적절한 선형 결합을 통해 표현이 가능하다. 다음 그림 6은 SFBC 부호화 행렬의 특성과 푸리에 변환의 대칭성을 이용하는 동시에, 이를 푸리에 변환의 분할

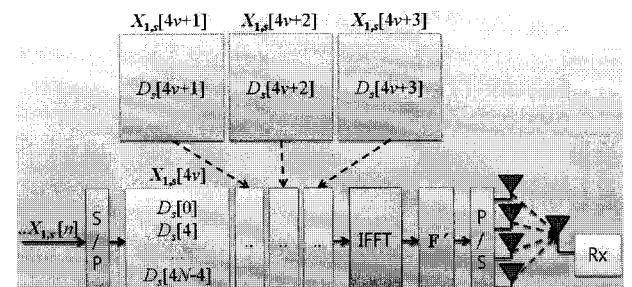


그림 6. 제안하는 QO-SFBC OFDM 시스템 모델

Fig. 6. System model of the proposed QO-SFBC-OFDM.

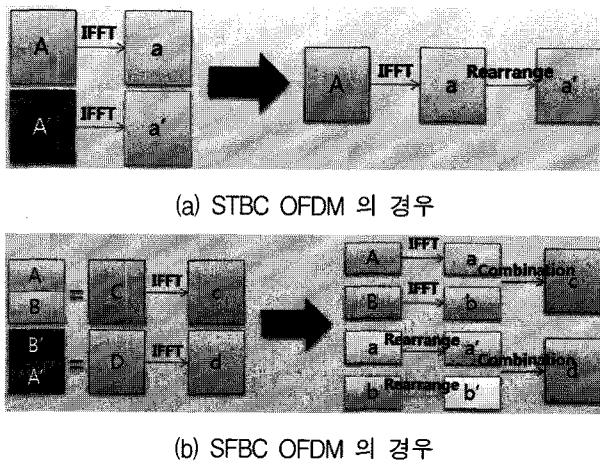


그림 7. STBC-OFDM 과 SFBC-OFDM 전송의 차이  
Fig. 7. Comparison of STBC-OFDM and SFBC-OFDM.

계산을 통해서 시스템의 복잡도를 감소시킨 경우의 QO-SFBC-OFDM 시스템 모델이다.

다시 말해서, 총 샘플 길이  $N$ 개에 대한 4회의 IFFT 대신에 샘플 길이를 4분할하여 4개의  $4/N$  길이에 해당하는 IFFT 된 값을 가지고 각 안테나로 전송될 값을 조합할 수 있다. 결과적으로 부분 IFFT 값들로 구성된 부호화 행렬을 통하여 전송하게 되면, 본래 QO-SFBC-OFDM 과 동일한 전송을 가능하게 한다.

그림 7에서는 STBC-OFDM 전송과 SFBC-OFDM 전송에 있어서 복잡도 감소 기법에 적용한 가장 큰 차이점에 대해서 설명하고 있다. STBC-OFDM 전송에서는 한 신호가 다른 신호로 대체가 가능하지만, SFBC-OFDM에서는 신호 전체가 아닌 신호의 일부분만 대체가 가능할 뿐이다. 하지만 이는 푸리에 변환의 분할 계산법을 이용하여 해결이 가능하다.

### 3. 복잡도 비교

마지막으로 기존 시스템과 제안된 방식과의 푸리에 변환 시 사용되는 덧셈과 곱셈의 총 연산량에 대해서 살펴보기로 하자.  $N$ 개의 샘플을 IFFT 변환하는 경우 곱셈의 연산량은  $(N/2)\log_2 N$ 이고, 덧셈의 연산량은  $N\log_2 N$ 이 된다. 마찬가지로  $N$ 개의 샘플을 4분할하여

표 1. 4×1 QO-STBC-OFDM 전송 시 사용되는 IFFT 곱셈과 덧셈의 총 연산량 비교  
Table 1. Comparison of number of multiplications and additions for IFFT in 4×1 QO-STBC-OFDM.

	곱셈의 연산량	덧셈의 연산량
기존 방식	$8N\log_2 N$	$16N\log_2 N$
제안 방식	$2N\log_2 N$	$8N\log_2 N$

표 2. 4×1 QO-SFBC-OFDM 전송 시 사용되는 IFFT 곱셈과 덧셈의 총 연산량 비교  
Table 2. Comparison of number of multiplications and additions for IFFT in 4×1 QO-SFBC-OFDM.

	곱셈의 연산량	덧셈의 연산량
기존 방식	$2N\log_2 N$	$4N\log_2 N$
제안 방식	$(N/2)(\log_2 N + 4)$	$N(\log_2 N + 1)$

푸리에 변환하는 경우 곱셈의 연산량은  $(N/4)(\log_2 N + 2)$ , 덧셈의 연산량은  $(N/2)(\log_2 N + 2)$ 이 된다.<sup>[8]</sup>

이를 이용하여 각각의 경우에 따른 덧셈과 곱셈의 연산량을 계산하면 다음 표 1과 표 2로 나타난다.

### 4. 구현상의 고려 사항

안테나의 수와 전송되는 심볼 주기가 달라지는 경우 SFBC-OFDM에 위와 같은 방법을 적용하려면, STBC-OFDM 방식과는 달리 한 가지 조건이 더 요구되는데, 바로 IFFT 계산의 분할 가능성이다.

SFBC-OFDM에서는 STBC-OFDM처럼 한 신호의 푸리에 변환된 값이 다른 신호로 완전히 대체가 되지 않는다. 신호의 부분들이 대체 가능할 뿐, 신호 전체가 대체 되는 것은 아니기 때문에, 이처럼 대체된 부분들이 전체 신호로의 표현이 가능한지 여부에 대한 확인 절차가 필요하다. 즉 다시 말해, 전체 신호가 부분 신호들의 조합으로 표현이 가능한지 여부가 중요하다.

푸리에 변환의 특성상 안테나의 개수가 2의 지수승인 경우에만 분할이 가능하기 때문에, 결과적으로 전송 시스템의 안테나 개수가 2의 지수승이 되어야만 지금까지와 동일한 방법으로 시스템 구조의 복잡도를 감소시킬 수 있다.

사용되는 시공간 부호화 행렬의 안테나의 수가  $N$ , 심볼 주기가  $P$ , 부호화율이  $R$  일 때, 일반적인 방법으로 그대로 구현할 경우  $P$  심볼 구간 동간 필요한 IFFT 연산량,  $U_{IFFT}$ 는 다음 식 (21)와 같다.

$$U_{IFFT} = N \times P \quad (21)$$

위 식에 표현된 바와 같이 부호화율에 상관없이 일반적인 방법에서는 매 심볼 주기 동안 전송되는 모든 신호들에 대하여 그 상관 관계를 고려하지 않고, 모두 IFFT 처리를 수행한다. 그러나, 본 논문에서 제안된 방법을 사용하게 되면 부호화되는 신호, 즉 서로 상관성이 있는 신호에 대해서는 IFFT 처리를 수행하지 않고 주파수 도메인에서의 간단한 부호화를 통하여 전송하게

되므로, 제안된 방식에서의 P 심볼 구간 동간 필요한 IFFT 연산량,  $U'_{IFFT}$ 는 다음 식 (22)과 같이 나타낼 수 있다.

$$U'_{IFFT} = \text{Max}(N, P) \times R \quad (22)$$

### III. 결 론

본 논문에서는 시공간 부호화 방식을 사용하는 MIMO-OFDM 시스템의 복잡도를 감소시킬 수 있는 방법으로 OFDM 전송에 요구되는 IFFT 블록을 최소화 하는 시스템을 제안하였다. 부호화 규칙과 푸리에 변환의 대칭성과의 관계를 이용한 결과 여러 개의 안테나 중 하나의 안테나에만 IFFT 블록을 통하여 계산이 가능하도록 하였으며, 이는 SFBC-OFDM에서도 마찬가지로 적용이 된다. 본 논문에서 제안된 방식은 시공간 부호화 작업 이전에 먼저 IFFT 수행 후 주파수 도메인에서의 부호화 과정을 수행함으로써 IFFT 연산을 최소화하는 방법으로써, 구체적인 유도 과정과 주파수 도메인에서의 구체적인 부호화 행렬 값을 제시함으로써 향후 시스템 구현에 유용하게 적용이 가능하도록 하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.16, Oct. 1998, pp. 1451-1458.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, no. 5, Jul. 1999, pp. 1456-1467.
- [3] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," IEEE Trans. Communications, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [4] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas," in 2000 IEEE Sixth Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications, vol. 2, Sept. 2000, pp. 429-432.
- [5] K. Lee and D. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels," in Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, 2000, pp.149-152.
- [6] K. Lee and D. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM system," in Proc. IEEE GLOBECOM, 2000, pp. 1473-1477.
- [7] K. Cheun and J. Yang, "Low complexity implementation of Alamouti space-time coded OFDM transmitters," IEEE Communication letters, VOL. 8, No. 4, April 2004.
- [8] A. Oppenheim and R. Schafer, Discrete-Time Signal Processing : Prentice-Hall, 1989.

## 저자 소개



**조 세 영(학생회원)**  
 2008년 전북대학교 전자정보  
 공학부 학사 졸업.  
 2010년 전북대학교 전자공학과  
 석사 졸업.  
 2010년 현재 ETRI 광대역무선  
 전송연구팀 연구원

<주관심분야 : 디지털 통신, MIMO-OFDM>



**김 수 영(평생회원)-교신저자**  
 1990년 한국과학기술원 전기 및  
 전자공학과 학사 졸업.  
 1990년~1991년 ETRI 연구원  
 1992년 Univ. of Surrey, U.K 공학  
 석사 졸업.  
 1995년 Univ. of Surrey, U.K 공학  
 박사 졸업.

1994년~1996년 Research Fellow,  
 Univ. of Surrey, U.K.  
 1996년~2004년 ETRI 광대역무선전송연구팀장.  
 2004년~현재 전북대학교 전자정보공학부  
 부교수.

<주관심분야 : 오류정정부호, 시공간블럭부호, 이동/위성통신>



**상 평 평(정회원)**  
 2008년 중국 중남민족대학교  
 컴퓨터공학과 학사 졸업  
 2010년 전북대학교 전자공학과  
 석사졸업  
 2010년 현재 전북대학교  
 전자공학과 박사과정

<주관심분야 : MIMO detection, STBC>



**임 광 재(정회원)**  
 1988년 인하대학교 전자공학과  
 학사졸업  
 1992년 인하대학교 전자통신공학  
 석사 졸업  
 1999년 인하대학교 전자통신공학  
 박사 졸업  
 1999년~2009년 ETRI 위성 및 이동통신 분야  
 선임연구원  
 2010년~현재 ETRI 광대역무선전송연구팀장  
 <주관심분야 : 이동/위성통신 물리계층 및 매체  
 접속 계층>