

# 차동 시공간 선 부호와 성상에 따른 성능 비교

정진곤\*

## Differential Space-Time Line Codes and Its Performance Comparison According to Constellations

Jingon Joung\*

요약

본 연구에서는 시변 채널 환경에서 무선통신을 위한 차동 시공간 선 부호(DSTLC: differential space-time line code)를 제안한다. 시불변 채널 환경에서 제안된 기존 시공간 선 부호(STLC: space-time line code) 기법은 송신 단에서 모든 시변 채널 정보가 있어야 하며, 이는 시변 채널 환경에서 동작하는 이동체 통신에 STLC 기술을 적용하는데 큰 제약이 된다. 반면, 제안한 DSTLC 기법은 시변 채널 정보를 쓰지 않고 변복조가 가능하다. 하지만, 설계한 DSTLC 기법은 변조 신호 진폭에 불확실성이 있어, 비상수 모듈러스 성상(NCMC: non-constant modulus constellation)에 동일한 위상이 존재한다면, 복조할 수 없으므로, 위상변조(PSK: phase-shift keying)와 같은 상수 모듈러스 성상(CMC: constant modulus constellation)을 갖는 변조 기법을 써야 한다. 이를 해결하기 위해 동일한 위상을 갖지 않는 다양한 크기-위상 편이 변조(APSK: amplitude and phase-shift keying)인 NCMC 성상을 제시하고, 이를 쓴 DSTLC 시스템의 성능을 검증한다. 그 결과 제안한 DSTLC 기법은 표준화 도플러 주파수(normalized Doppler frequency)가 0.01 이내인 시변 채널 환경에서, 모든 시변 채널 정보를 쓴 기존 STLC 시스템 대비 성능 저하가 무시할 수 있는 정도임을 확인함으로써 제안한 DSTLC 기법이 이동체 통신에 적용할 수 있음을 보였다.

**키워드** : 차동 시공간 선 부호, 시변 채널, 비상수 모듈러스 성상

**Key Words** : Differential space-time line code, time-varying channels, non-constant modulus constellation

### ABSTRACT

This study proposes a differential space-time line code (DSTLC) for wireless communications in a time-varying channel environment. The existing space-time line code (STLC) technique proposed in a time-invariant channel environment requires full channel state information (CSI) at the transmitter, which is unsuitable for mobile communications operating in a time-varying channel environment. On the other hand, the proposed DSTLC system does not require CSI for the encoding and decoding. However, since the DSTLC techniques suffer ambiguity on the amplitude of the modulated signals, a non-constant modulus constellation (NCMC) like a quadrature amplitude modulation (QAM) probably having symbols with the identical phases cannot be used, and thus, a constant modulus constellation (CMC), such as phase-shift keying, must be used for the designed DSTLC systems. To resolve this issue, various amplitude and phase-shift keying methods with NCMC are designed, and using them, the feasibility of DSTLC is verified for mobile communications.

\* 본 연구는 과학기술정보통신부의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원(No.2021-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발, 40%; 2022-0-00635, 28GHz대역/특화망대역/NR-U 대역을 지원하는 5G 산업용 단말 기술 개발, 10%)과 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단의 지원(2022R1A2C1003750)을 받아 수행된 연구임.

\* First and Corresponding Author : Chung-Ang University, School of Electrical and Electronics Engineering, jgjoung@cau.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 202311-155-B-RE, Received November 26, 2023; Revised December 19, 2023; Accepted December 20, 2023

## I. 서 론

최근 시공간 블록 부호화 (STBC: space-time block code) 기술<sup>1-4)</sup>의 대칭 기술로써, 시공간 선 부호화 (STLC: space-time line code) 기술이 제안되었다<sup>5-9)</sup>. 두 송신 안테나와 한 수신 안테나를 갖는 2×1 STBC 시스템의 송수신 프로세스는 한 송신 안테나와 두 수신 안테나를 갖는 1×2 STLC 시스템 송수신 프로세스와 상호 대칭성을 갖고, 두 시스템의 공간 다이버시티, 비트 오류율 (BER: bit-error-rate) 성능 또한 같다. 이러한 안테나 구성 및 성능의 대칭성과 더불어, 채널 정보 (CSI: channel state information)를 필요로 하는 곳 또한 대칭을 이룬다. 즉, STBC 시스템은 수신기에서, STLC 시스템은 송신기에서 CSI가 필요하며, STBC 송신기와 STLC 수신기에서는 CSI가 필요하지 않다. 이러한 대칭성에 기반한, 낮은 복잡도를 갖는 송수신기 구조와 송수신기 안테나 수에 높은 확장성 등은 단일 사용자, 다중 사용자, 협력 통신, 보안 통신 등 다양한 통신 시스템에 STLC 기술을 적용하는 동기가 되어왔다.

최대 공간 다이버시티 이득을 얻기 위해 2×1 STBC 및 1×2 STLC 시스템은 적어도 두 심볼 전송 시간 동안 채널이 변하지 않는다는 가정을 기반으로 설계되었다. 하지만, 이 가정은 고속으로 이동하는 이동체와의 통신 채널 환경에서는 유효하지 않으며, 이러한 가정이 유효하다 할지라도, 시간에 따라 변화하는 CSI 획득을 위한 부담은 피할 수 없는 문제이다. 이에 시변 채널 환경에 적용할 수 있는 STBC 기술로써, 차동 (differential) STBC (DSTBC) 방식이 연구되었다<sup>10-14)</sup>. DSTBC 방식은 시변 CSI 전체가 아닌 초기 CSI 값만을 써 복호가 가능하며, 시변 채널 환경에서 통신하는 이동체 통신 시스템에 적용할 수 있는 기술이다. 한편, STLC 기술을 시변 채널에 적용하기 위해, 프레임 구조나 대역폭 등을 설계한 연구들이 있었다<sup>15,16)</sup>. 하지만, 이들은 시변성 증가에 따른 파일럿 또는 대역폭 확대가 불가피하여, 매우 빠르게 변하는 시변 채널 환경에서는 비효율적일 수 있다.

본 연구에서는 지금까지 연구된 바가 없는 빠르게 변하는 시변 채널에서 동작하는 차동 STLC (DSTLC: differential STLC) 방식을 제안한다. 제안한 DSTLC 송신기는 시변 CSI 채널 정보를 쓰지 않고, 차동 인코딩을 수행한다. 또한, DSTLC 수신기는 어떠한 CSI도 필요로 하지 않아, 빠르게 변하는 시변 채널 환경에 적합한 통신 방법으로써 본 연구 목적에 부합한다.

하지만, DSTLC가 전송하는 변조 심볼에 진폭에 불확실성이 있어, 진폭은 다르나 위상이 같은 변조 심볼

쌍이 존재하는 비상수 모듈러스 성상(NCMC: non-constant modulus constellation)을 사용할 수 없다는 제약이 따르게 된다. 또한, 심볼 별 최대우도 (ML: maximum likelihood) 검파를 수행하는 기존 STLC 시스템과는 달리, DSTLC 수신기는 두 심볼씩 joint ML 검파를 수행해야 하며, 이에 따라 수신기 복잡도가 증가한다. 이러한 제약과 비용을 차치하고, 제안한 DSTLC 시스템은 정규화된 도플러 주파수(normalized Doppler frequency)가 0.01 정도까지 매우 빠르게 변하는 시변 채널 환경에서도 시변 채널 환경에서의 BER 성능을 유지할 수 있다는 큰 장점이 있다.

또한, 본 연구에서는 다양한 상수 모듈러스 성상 (CMC: constant modulus constellation) 변조 기법의 하나인 위상 변조 (PSK: phase-shift keying) 기법과 더불어 위상이 같은 심볼이 존재하지 않는 다양한 NCMC 변조 기법인 크기-위상 편이 변조 (APSK: amplitude and phase-shift keying) NCMC 성상을 제시하고, 이를 써, 제안한 DSTLC 시스템 성능을 검증한다.

## II. 차동 시공간 선 부호 시스템

그림 1에 보인 차동 시공간 선 부호 시스템을 설계한다. 그림 1에서와 같이  $n$ 째 전송된 심볼이 송신 안테나와 두 수신 안테나 사이에서 겪는 채널을 각각  $h_1[n]$ 과  $h_2[n]$ 으로 쓰고, 이를 다음과 같이 Gauss-Markov 채널로 모델링 한다<sup>12)</sup>:

$$h_i[n] = \gamma h_i[n-1] + w_i[n], \quad n = 1, \dots, 2N. \quad (1)$$

이때, 시변 채널 상관 지수  $\gamma$ 는 정규화된 도플러 주파수  $f_d T_s$ 를 써 다음과 같이 정의된다<sup>12)</sup>:

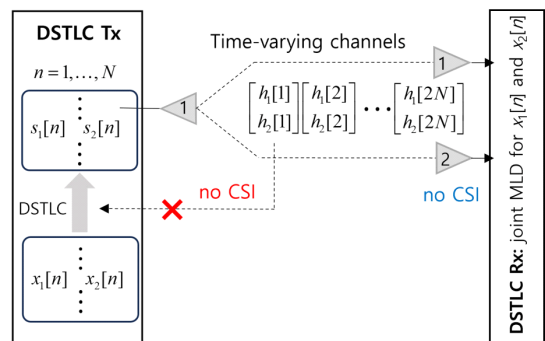


그림 1. 차동 시공간 선 부호 시스템  
Fig. 1. Differential STLC (DSTLC) system.

$$\gamma = J_0(2\pi f_d T_s). \quad (2)$$

여기서,  $J_0(\cdot)$ 은 0차 Bessel 함수이며, 도플러 주파수  $f_d = v/\lambda$ ,  $v$ 는 수신기(또는 송신기) 속도 (m/s),  $\lambda$ 는 반송파 파장의 길이 (m),  $T_s$ 는 심볼 길이 (sec)를 나타낸다. 변조된 정보 심볼  $x_1[n]$ 과  $x_2[n]$ 은 CSI 초기값 (initial CSI)  $h_1[0]$ 과  $h_2[0]$ 을 써, DSTLC 심볼  $s_1[n]$ 과  $s_2[n]$ 으로 인코딩되고, 송신 전력 제약을 충족하기 위해,  $s_j[n]/\beta[n]$ 처럼  $\beta[n]$ 으로 표준화되어  $j=1$ 과  $j=2$ 일 때, 각각 순차적으로 전송된다. 이때, 매 심볼 전송 시 송신 전력을 1이라 하면,  $\beta[n]$ 을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\beta[n] = \begin{cases} \sqrt{|h_1[0]| + |h_2[0]|}, & n = 0, \\ \sqrt{|x_1[n]| + |x_2[n]|}, & n \geq 1. \end{cases} \quad (3)$$

이제, 송신기와 수신기에 DSTLC 인코딩, 디코딩 과정을 소개한다.

DSTLC 송신 심볼  $s_j[n]$ 는 직전에 송신한 두 DSTLC 심볼  $s_1[n-1]$ 과  $s_2[n-1]$ 과 전송할 정보 심볼  $\mathbf{x}[n] = [x_1[n] \ x_2[n]]^T$ 을 써 다음과 같이 차동 변조된다.

$$\begin{bmatrix} s_1^*[n] \\ s_2^*[n] \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta[n-1]} \begin{bmatrix} s_1[n-1] & s_2[n-1] \\ s_2^*[n-1] & -s_1^*[n-1] \end{bmatrix} \mathbf{x}[n]. \quad (4)$$

최초  $n=1$ 일 때,  $s_1[0]$ 과  $s_2[0]$ 는 임의 값으로 설정하며,  $x_1[0]$ 과  $x_2[0]$ 은 임의의 0이 아닌 기준 신호이다. 이러한 DSTLC 기준 심볼 및 (4)에 DSTLC 심볼 생성 과정은 나중에 보일 DSTLC 디코딩 과정에서 차동 디코딩을 가능하게 한다.

한편,  $n$ 째 DSTLC 신호  $s_j[n]/\beta[n]$ 을  $j=1$ 과  $j=2$ 일 때 순차적으로 전송 후,  $i$ 째 수신 안테나로 받은 신호를  $r_{ij}[n]$ 으로 정의하고, 이를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_{ij}[n] = h_i[n]s_j[n] + z_{ij}[n], \quad i, j \in \{1, 2\}. \quad (5)$$

여기서,  $z_{ij}[n]$ 은 수신 신호  $r_{ij}[n]$ 에 더해진 덧샘플백색 잡음(AWGN: additive white Gaussian noise)으로  $CN(0, \sigma^2)$ 의 분포를 따른다. 이제, (5)에 수신 DSTLC 신호를 행렬 형태로 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{R}[n] = \begin{bmatrix} r_{11}[n] & r_{12}[n] \\ r_{21}[n] & r_{22}[n] \end{bmatrix}. \quad (6)$$

이제 (3)~(6) 식에 채널이 최소  $4T_s$  이상 유사하다는 (즉,  $h_i[2n] \approx \dots \approx h_i[2n-3]$ ) 가정을 써, 다음과 같이 차동 디코딩이 가능하도록,  $n$ 째 DSTLC 수신 신호 행렬  $\mathbf{R}[n]$ 을  $(n-1)$ 째 DSTLC 수신 신호 행렬  $\mathbf{R}[n-1]$ 을 써 근사화할 수 있다:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}[n] &= [\mathbf{h}[2n-1]\beta^{-1}[n]s_1[n] \ \mathbf{h}[2n]\beta^{-1}[n]s_2[n] \\ &\quad + \mathbf{Z}[n]] \\ &\approx \mathbf{h}[2n-1]\beta^{-1}[n][s_1[n] \ s_2[n]] + \mathbf{Z}[n] \\ &= \mathbf{h}[2n-1]\beta^{-1}[n][s_1[n-1] \ s_2[n-1]] \\ &\quad \times [\mathbf{x}^*[n] \ \mathbf{P}\mathbf{x}[n]] + \mathbf{Z}[n] \\ &\approx \mathbf{R}[n-1][\mathbf{t}^*[n] \ \mathbf{P}\mathbf{t}[n]] + \hat{\mathbf{Z}}[n]. \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, 표준화된 정보 심볼 벡터  $\mathbf{t}[n]$ 과 행렬  $\mathbf{P}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{t}[n] = \frac{\mathbf{x}[n]}{\|\mathbf{x}[n]\|}, \quad (8)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

(8)에  $\|\cdot\|$ 는 벡터 2-norm이며, (7)에 유효 잡음 행렬  $\hat{\mathbf{Z}}[n]$ 은  $n$ 째 수신 신호에 더해진 AWGN 행렬을 써 다음과 같이 정리된다.

$$\hat{\mathbf{Z}}[n] = \mathbf{Z}[n] - \mathbf{Z}[n-1][\mathbf{t}^*[n] \ \mathbf{P}\mathbf{t}[n]]. \quad (10)$$

DSTLC 수신기는 (10)에 보인, 유효 잡음이 정보 심볼에 무관하며 각 잡음 행렬 요소들이 서로 독립이라고 가정한다. 이러한 가정은 차동 STBC ML 검파기 설계에서도 쓰인 것으로써, 이 가정으로 인한 최적 검파 기법 대비 성능 저하는 미비하다고 알려져 있다<sup>[8]</sup>. 이러한 가정을 바탕으로 DSTLC 수신기는 (7)로부터 (11)과 같이 joint ML 검파를 통해 정보 심볼  $\mathbf{x}[n]$ 을 복원한다.

$$\hat{\mathbf{x}}[n] = \arg \min_{\mathbf{x} \in X^2} \|\mathbf{R}[n] - \mathbf{R}[n-1][\mathbf{t}^*[n] \ \mathbf{P}\mathbf{t}[n]]\|_F. \quad (11)$$

여기서  $\|\cdot\|_F$ 는 행렬의 Frobenius norm이며,  $X^2$ 는 두 심볼로 구성된 벡터 성상 집합을 뜻한다.

각각에 심볼 ML 검사가 가능한 기준 STLC 수신기는 변조 크기(modulation size)가  $M$ 인 성상의 경우  $O(M)$  복잡도를 요구하나, (11)의 joint ML 검사는  $O(M^2)$ 으로 복잡도가 증가한다.

Joint ML 검과 (11)에서 볼 수 있듯, 변조된 정보 심볼  $\mathbf{x}[n]$ 을 탐색하기 위해, (8)에  $\mathbf{t}[n]$ 과 같이 진폭이 표준화된 심볼을 사용하기 때문에, 진폭이 다르더라도 위상이 같은 두 정보 벡터  $\mathbf{x}[n]$ 과  $\mathbf{x}'[n]$ 을 구분할 수 없다. 예를 들어 다음과 같이 NCMC를 갖는 16-quadrature amplitude modulation (16-QAM) 신호를 생각해 보자.

$$\mathbf{x}[n] \in \begin{Bmatrix} -3+3i & -1+3i & 1+3i & 3+3i \\ -3+i & -1+i & 1+i & 3+i \\ -3-i & -1-i & 1-i & 3-i \\ -3-3i & -1-3i & 1-3i & 3-3i \end{Bmatrix}, \quad (12)$$

이때, 정보 벡터  $\mathbf{x}_a = [1+i \ 1-i]^T$ 는 표준화 이후  $\mathbf{t}_a = \mathbf{x}_a / \|\mathbf{x}_a\| = \mathbf{x}_a/2 = [0.5+0.5i \ 0.5-0.5i]^T$ 이며,  $\mathbf{t}_a$ 와 동일한 위상을 갖는 심볼로 구성된 정보 벡터  $\mathbf{x}_b = [3+3i \ 3-3i]^T$ 는  $\mathbf{t}_b = \mathbf{x}_b / \|\mathbf{x}_b\| = \mathbf{x}_b/6 = \mathbf{t}_a$ 로 서로 같은 벡터로 표현되고, 이 두 벡터를 joint ML 검과 (11)로 구분할 수 없다. 따라서, DSTLC 시스템의 정보는 CMC를 갖는 위상 변조 (PSK: phase-shift keying) 방식과 같이 위상을 통해 전달되어야 한다. 즉, DSTLC 시스템을 위한 변조 방식은 다음의 성질을 따른다.

**성질 1:** DSTLC 시스템에 사용할 변조된 정보 심볼 성상점 모두는 서로 다른 위상값을 갖는다.

이제, 제안한 DSTLC 시스템에 적용하기 위한 위 성질 1을 따르는 다양한 NCMC를 제시하고, BER 성능을 평가하여, DSTLC를 위한 NCMC에 대한 특징을 알아 본다.

### III. 비균일 모듈러스 성상 (NCMC)

CMC를 포함한 일반적인 NCMC에 최대 세 개 진폭을 갖는 APSK 변조 신호를 고려하여, 파라미터  $NCMC = (P_1, P_2, P_3)$ 을 다음과 같이 정의한다.  $P_m$ 은  $m$ 째 진폭을 갖는 성상 수이며, 성상의 대칭성을 위해 이를 짝수라고 가정한다. 세 진폭의 비는 1:3:5로 고정한다. 이때, 변조 크기  $M = P_1 + P_2 + P_3$ 이며, 한 심볼

은  $\log_2 M$  비트를 전송한다.

본 연구에서는 비트수/심볼(전송률)에 따른 성질 1을 만족하는 다양한 NCMC를 고려한다. 성상 내 심볼들의 평균 전력은 1로 정규화되어 있으며, 큰 진폭을 갖는 성상은 작은 진폭을 갖는 성상 대비 더 많은 수의 성상을 갖도록, 즉,  $P_2 \neq 0, P_3 = 0$ 이면,  $P_1 \leq P_2$ 로,  $P_2 \neq 0, P_3 \neq 0$  이면,  $P_1 \leq P_2 \leq P_3$ 로 설정하고, 좌우 및 상하 대칭인 성상만을 다룬다. 이로써 1 bit/symbol에서 최대 4 bits/symbol까지 다양한 전송률에 따라 표 1에 정리한 파라미터  $NCMC = (P_1, P_2, P_3)$ 을 갖는 성상을 살펴본다.

표 1에  $P_2 = P_3 = 0$ 인  $(P_1, 0, 0)$  변조는 CMC를 갖는 위상 편이 변조 (PSK: phase-shift keying)이며, 이외 변조는 NCMC를 갖는 APSK 변조이고, 이들의 성상도를 순서대로 그림 3, 4, 5에 나타내었다.

표 1. 데이터 전송률에 따른 DSTLC를 위한 CMC/NCMC 변조 방식  
Table 1. CMC/NCMC modulation schemes according to the data rate for DSTLC.

전송률	CMC/NCMC $(P_1, P_2, P_3)$
1 bit/symbol	(2,0,0)
2 bits/symbol	(4,0,0), (2,2,0)
3 bits/symbol	(8,0,0), (4,4,0), (2,6,0), (2,2,4)
4 bits/symbol	(16,0,0), (8,8,0), (4,12,0), (4,4,8)

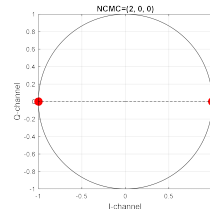


그림 2. 전송률 1 비트/심볼에 이진 위상 편이 변조 (2,0,0)  
Fig. 2. Binary phase-shift keying (BPSK) for 1 bit/symbol (2,0,0).

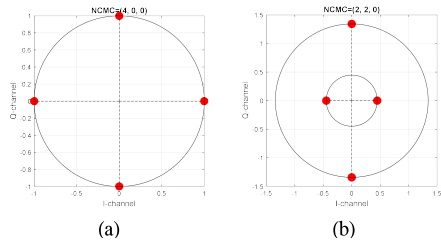


그림 3. 전송률 2 비트/심볼. (a) 직교 위상 편이 변조 (4,0,0). (b) 4-진폭-위상 편이 변조 (2,2,0)  
Fig. 3. For 2 bit/symbol. (a) QPSK (4,0,0), (b) 4-APSK (2,2,0).

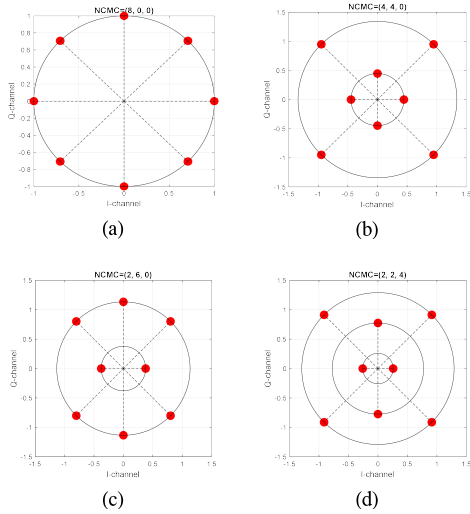


그림 4. 전송률 3 비트/심볼. (a) 8-PSK (8,0,0). (b) 8-APSK (4,4,0). (c) 8-APSK (2,6,0). (d) 8-APSK (2,2,4)  
 Fig. 4. For 3 bit/symbol. (a) 8-PSK, (b) 8-APSK (4,4,0). (c) 8-APSK (2,6,0). (d) 8-APSK (2,2,4).

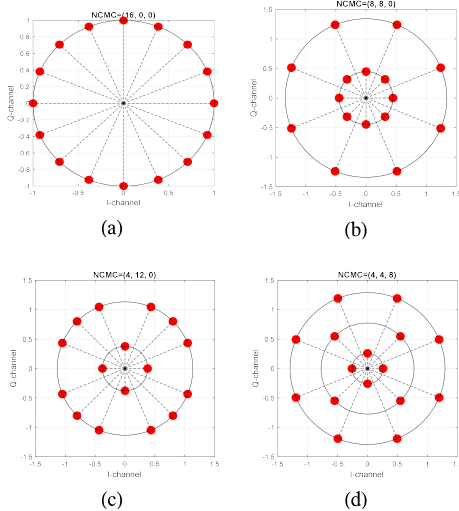


그림 5. 전송률 4 비트/심볼. (a) 16-PSK (16,0,0). (b) 16-APSK (8,8,0). (c) 16-APSK (4,12,0). (d) 16-APSK (4,4,8)  
 Fig. 5. For 4 bit/symbol. (a) 16-PSK (16,0,0). (b) 16-APSK (8,8,0). (c) 16-APSK (4,12,0). (d) 16-APSK (4,4,8).

그림 2에 보인 성상 (2,0,0)은 전송률 1 비트/심볼에 이진 위상 편이 변조 (BPSK: binary PSK)이다.

그림 3에는 전송률 2 비트/심볼의 성상을 보였다. 3(a)에 성상 (4,0,0)은 직교 위상 편이 변조 (QPSK: quadrature PSK), 그림 3(b)에 성상 (2,2,0)은 4-APSK 변조를 나타낸다.

그림 4에는 전송률이 3 비트/심볼의 성상을 보였다.

그림 4(a)에 보인 성상 (8,0,0)은 8-PSK 변조이며, 그림 4(b), 4(c), 4(d)는 각각 성상 (4,4,0), (2,6,0), (2,2,4)의 파라미터를 갖는 8-APSK 변조이다.

끝으로 전송률 4 비트/심볼의 성상을 그림 5에 나타내었다. 그림 5(a)에 보인 성상 (16,0,0)은 16-PSK 변조이며, 그림 5(b), 5(c), 5(d)에 성상 (8,8,0), (4,12,0), (4,4,8)은 모두 16-APSK 변조를 나타낸다.

이제 다음 장에서 제안한 DSTLC와 기존 STLC의 성능을 비교하고, 표 1과 그림 2~5에 제시한 CMC를 포함한 다양한 NCMC 변조 신호들을 제안한 DSTLC 시스템에 적용하여, BER 성능을 평가한다.

#### IV. 모의실험 결과

모의실험에서는 설계한 DSTLC 시스템의 BER 성능을 기존 STLC 시스템 성능과 비교하고, 앞장에서 제시한 다양한 변조 신호를 사용하여, DSTLC 시스템 성능을 평가한다. 송신 전력은 1로 표준화하여 신호대잡음비(SNR: signal-to-noise ratio)를  $1/\sigma^2$ 으로 정의한다. 이러한 환경에서 채널의 변화 정도, 즉 정규화된 도플러 주파수  $f_d T_s$ 에 따라 BER 성능을 평가한다.

먼저, 제안한 DSTLC 시스템과 기존 STLC 시스템의 성능을 비교한다. 이를 위해 두 시스템 모두 QPSK 변조 방식( $M=4$ )을 채택하였다. 공정한 비교를 위해, 기존 STLC 송신기와 제안한 DSTLC 송신기 모두 초기 채널 정보, 즉  $h_1[0]$ 과  $h_2[0]$ 만을 사용하여 인코딩을 수행한다. 실험은 시스템 SNR  $1/\sigma^2=10$  dB, 15 dB, 20 dB 환경에서 수행하였으며,  $f_d T_s$ 는  $10^{-4}$ 에서  $10^{-1}$ 까지 범위를 고려하였다.

실험 결과, 그림 6에서와 같이 채널 변화가 크지 않은 대략  $f_d T_s < 0.01$ 인 경우, 기존 STLC 시스템이 제

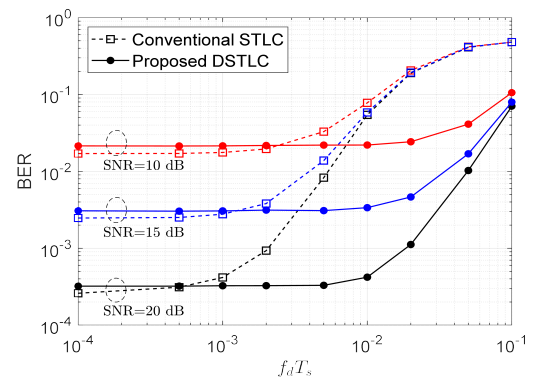


그림 6. PSK 변조 STLC/DSTLC BER 성능  
 Fig. 6. STLC/DSTLC QPSK BER performance.

안한 DSTLC 시스템 대비 약간 우수한 성능을 보인다. 하지만, 채널 변화가 증가할수록 전송한 신호가 겪는 채널이 인코딩에 사용한 초기 채널 정보와 크게 다르게 된다. 이러한 차이는 초기 채널 정보만으로 인코딩한 STLC 심볼의 디코딩 시 심볼 사이 간섭을 유발한다. 이 때문에  $f_d T_s$  값이 약  $10^{-3}$  이상일 때 BER 성능 저하가 매우 심하게 발생한다. 반면, 제안한 DSTLC 시스템의 경우  $f_d T_s$  값이 상당히 큰, 약  $10^{-2}$  이상에서 성능 저하가 발생하기 시작한다. 이는 제안한 DSTLC 시스템이 기존 STLC 시스템이 성능을 유지할 수 있는 단말의 이동 속도보다 열 배 빠른 이동 속도까지도 성능을 유지할 수 있다는 것을 뜻한다.

그림 7에서는 전송률 4 비트/심볼( $M=16$ )인 경우, BER 성능을 비교하였다. 기존 STLC 시스템의 경우, 16-PSK 변조와 16-QAM 변조 기법을 도입하였으며, 제안한 DSTLC 시스템은 16-PSK와 그림 5(d)에 보인 (4,4,8) 성상을 갖는 16-APSK를 도입하였다. 실험 결과, 그림 6의 QPSK 실험 결과와 유사한 경향을 확인할 수 있었다. 단, 채널 변화가  $f_d T_s < 0.02$ 로 작은 경우, 제안한 DSTLC 대비 16-QAM을 사용한 기존 STLC 시스템의 BER 성능 우위가 증가한 것을 확인하였다. 이는 STLC와 DSTLC 기법의 성능 차이가 아닌, QAM 계열 변조 기법이 PSK 계열 변조 기법 대비 우수한 BER 성능을 낸다는 것에서 그 원인을 찾을 수 있다. 하지만, 채널 변화가 큰 경우에서는 역시 제안한 DSTLC 시스템의 성능이 가장 우수하였다. 특히, 16-PSK 변조를 사용한 기존 STLC 시스템과 16-APSK 변조를 사용한 DSTLC 시스템을 비교하였을 때, 채널 변화 정도에 상관없이 제안한 DSTLC 시스템 성능이

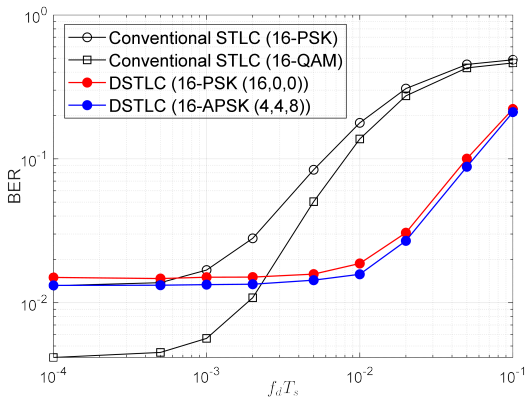


그림 7. 전송률 4 비트/심볼 변조를 사용하였을 때, STLC 및 DSTLC BER 성능 비교  
Fig. 7. STLC and DSTLC BER performance with 4 bit/symbol rates.

가장 우수한 것을 확인하였다.

다음으로 제안한 DSTLC 기법에 적합한 변조 방식을 찾기 위하여, 표 1에 제시한 다양한 CMC/ NCMC 변조 방식에 따른 BER 성능을 비교한다. 이때, 시스템 SNR  $1/\sigma^2=20$  dB 환경에서,  $f_d T_s$ 는  $10^{-4}$ 에서  $10^{-1}$  까지 범위를 고려하였다.

그림 8에서는 전송률 1 비트/심볼인 (2,0,0), 즉 BPSK 변조와 전송률 2 비트/심볼인 (4,0,0) QPSK 와 (2,2,0) 4-APSK 변조 방식의 BER 성능을 평가하였다. 그 결과, 전송률이 2 비트/심볼인 경우 성상 (4,0,0)에 QPSK 변조가 성상 (2,2,0)에 4-APSK 대비 매우 우수한 BER 성능을 낸다는 것을 확인하였다. 이는 그림 3(b)에 (2,2,0) 4-APSK 변조의 경우 차동 변조 후, (8)에 보인 표준화된 정보 심볼 벡터들 사이의 유클리드 거리 (Euclidean distance)가 QPSK의 경우보다 가까워, joint ML 검파 성능이 떨어지기 때문이다.

반면, 전송률을 3 비트/심볼로 높인 경우, 그림 9에 결과와 같이 (4,4,0), (2,2,4), (2,6,0)과 같은 8-APSK 변조 방식이 (8,0,0) 8-PSK 변조 방식보다 우수한 성능을 냄을 확인하였다. 특히, (2,6,0) 8-APSK 방식이 다른 8-APSK 변조 방식들보다 다소 우수한 성능을 냄을 확인하였다.

그림 10에서는 전송률을 4 비트/심볼로 더욱 높은 (16,0,0) 16-PSK 변조 방식과 (4,12,0), (8,8,0), (4,4,8) 16-APSK 변조 방식의 BER 성능을 비교하였다. 그 결과 앞선 3 비트/심볼의 전송률 실험 결과와 마찬가지로, 16-APSK 변조 방식이 16-PSK 방식보다 우수하다는 것을 확인하였다. 또한, (4,4,8) 16-APSK 변조 방식이 다른 성상의 APSK 방식보다 다소 우수한 BER 성능을

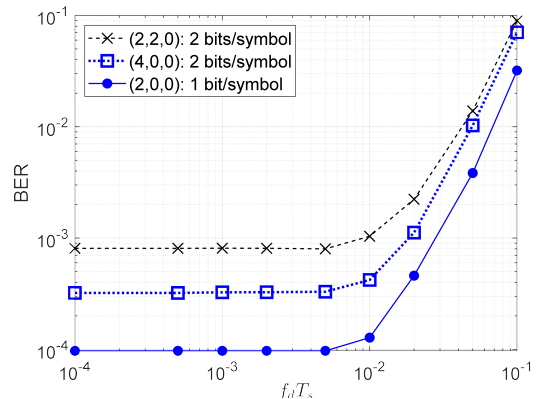


그림 8. 전송률 1 비트/심볼 또는 2 비트/심볼 변조에 DSTLC BER 성능: (2,2,0), (4,0,0), (2,0,0)  
Fig. 8. DSTLC BER performance with 1 bit/symbol or 2 bits/symbol rates: (2,2,0), (4,0,0), (2,0,0).



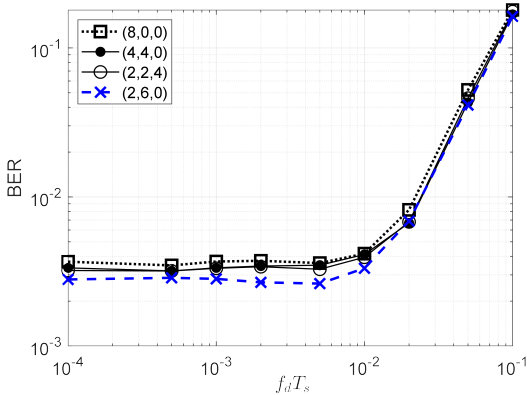


그림 9. 전송률 3 비트/심볼 변조에 DSTLC BER 성능: (2,6,0), (8,0,0), (4,4,0), (2,2,4)  
 Fig. 9. DSTLC BER performance with 3 bits/symbol rate: (2,6,0), (8,0,0), (4,4,0), (2,2,4).

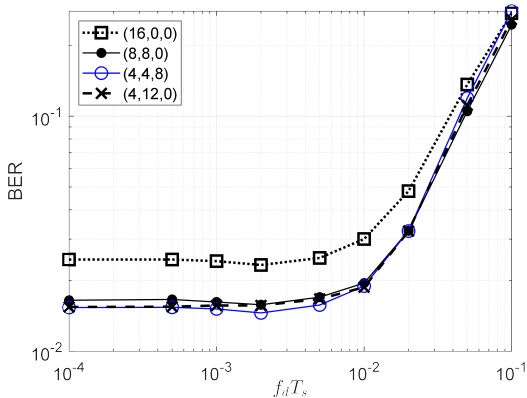


그림 10. 전송률 4 비트/심볼 변조에 DSTLC BER 성능: (4,12,0), (16,0,0), (8,8,0), (4,4,8)  
 Fig. 10. DSTLC BER performance with 4 bits/symbol rate: (4,12,0), (16,0,0), (8,8,0), (4,4,8).

냄을 확인하였다.

채널 변화가 심해짐에 따라서 그림 6~10에 보인 결과들과 같이 BER 성능이 크게 저하되지만, 제안한 DSTLC 시스템은 변조 방식에 상관없이 대략  $f_d T_s = 0.01$  정도까지 BER 성능을 유지할 수 있어,  $f_d T_s = 0.001$  정도까지 BER 성능을 유지하는 기존 STLC 방식 대비  $f_d T_s$  증가에 따른 성능 저하가 크지 않다는 것을 확인하였다. 또한, 1 비트/심볼 또는 2 비트/심볼과 같은 낮은 전송률을 지원하는 경우 CMC를 사용하는 PSK 변조 방식이 적합하며, 3 비트/심볼 및 4 비트/심볼과 같은 다소 높은 전송률의 경우 NCMC를 사용하는 APSK 변조 방식이 더 나은 BER 성능을 냄을 확인하였다. 이를 표 2에 정리하였다.

표 2. 데이터 전송률에 따른 DSTLC를 위한 변조 방식 제안  
 Table 2. Proposed modulation schemes for DSTLC according to the data rate.

전송률	CMC/NCMC	변조방식
1 bit/symbol	(2,0,0)	BPSK
2 bits/symbol	(4,0,0)	QPSK
3 bits/symbol	(2,6,0)	8-APSK
4 bits/symbol	(4,4,8)	16-APSK

단, 표 2에 제시한 APSK 변조 방식은 진폭의 비를 1:3:5로 고정할 것이다. APSK 변조 방식은 진폭 설계에 따라 다른 성능을 냄으로<sup>[17]</sup>, DSTLC 시스템을 위한 APSK 변조 진폭에 관한 최적화 연구가 추가로 필요하다. 최적화한 APSK 변조 방식을 쓴 DSTLC 기법은 향후 높은 전력효율을 요구하는 위성 시스템<sup>[18]</sup> 등에 적용될 수 있을 것으로 기대한다.

또한, (11)과 같이 DSTLC 두 심볼을 동시에 검파하는 joint ML 검파로 인한 DSTLC 수신기 복잡도 증가를 완화할 수 있는 연구가 추가로 진행되어야 한다.

## V. 결론

본 연구에서는 시분변 채널 환경에서 동작하는 기존 STLC 시스템을 이동체 통신 환경인 시변 채널 환경에서 동작할 수 있도록 하는 채널 정보를 쓰지 않는 DSTLC 시스템을 설계하였다. 다양한 변조 기법들의 BER 성능 검증을 통해 DSTLC에 적합한 변조 기법을 제시하였다. BER 모의실험 결과 제안한 DSTLC 방식은 기존 STLC 방식 대비 채널 변화에 강인하여, 이동체 통신을 위해 쓰일 수 있는 기술임을 확인하였다.

## References

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998. (<https://doi.org/10.1109/49.730453>)
- [2] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding*, Cambridge, N.Y.: Cambridge University Press, 2005.
- [3] E. G. Larsson, P. Stoica, and G. Ganesan, *Space-Time Block Coding for Wireless Commun.*, Cambridge, N.Y.: Cambridge University Press, 2003.
- [4] C. Yuen, Y. L. Guan, and T. T. Tjhung,

- Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code*, London, U.K.: Imperial College Press, 2007.
- [5] J. Joung, "Space-time line code," in *Proc. KICS Winter Conf.*, Jeongseon, Korea, Jan. 2018.
- [6] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, Feb. 2018. (<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2777528>)
- [7] J. Joung, "Space-time line code for massive MIMO and multiuser systems with antenna allocation," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 962-979, Feb. 2018. (<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2777102>)
- [8] S. B. Kim, H.-G.- Lee, S. M. Lee, J. Kim, J. Kim, and J. Joung, "CFO·STO·SCO estimation and compensation for channel reciprocity of software defined modem-based space-time line code systems," *J. KICS*, vol. 47, no. 9, pp. 1381-1397, Sep. 2022. (<https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.9.1381>)
- [9] J. Kim and J. Joung, "Grid-based IRS phase mapping method for space-time line coded systems," *J. KICS*, vol. 47, no. 10, pp. 1457-1467, Oct. 2022. (<https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.10.1457>)
- [10] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, no. 7, pp. 1169-1174, Jul. 2000. (<https://doi.org/10.1109/49.857917>)
- [11] M. Tao and R. Cheng, "Differential space-time block codes," in *Proc. IEEE Globecom*, vol. 2, TX, USA, pp. 1098-1102, 2001. (<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2001.965648>)
- [12] C.-S. Hwang, S. H. Nam, J. Chung, and V. Tarokh, "Differential space time block codes using nonconstant modulus constellations," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 51, no. 11, pp. 2955-2964, Nov. 2003. (<https://doi.org/10.1109/TSP.2003.818157>)
- [13] K. S. Woo, J. H. Paik, K. W. Park, W. Y. Yang, and Y. S. Cho, "An efficient DSTBC decoding method for non-constant modulus constellations," in *Proc. 2006 IEEE ICC*, vol. 12, pp. 5666-5669, Istanbul, Turkey, 2006. (<https://doi.org/10.1109/ICC.2006.255566>)
- [14] K. S. Woo, K. I. Lee, J. H. Paik, K. W. Park, W. Y. Yang, and Y. S. Cho, "A DSFBC-OFDM for a next generation broadcasting system with multiple antennas," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 53, no. 2, pp. 539-546, Jun. 2007. (<https://doi.org/10.1109/TBC.2007.893383>)
- [15] H. Yu and J. Joung, "Frame structure design for vehicular-to-roadside unit communications using space-time line code under time-varying channels," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3150-3153, Jun. 2021. (<https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.3011027>)
- [16] J. Joung, H. Yu, and J. Zhao, "Bandwidth design for energy efficient unmanned aerial vehicle using space-time line code," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3154-3157, Jun. 2021. (<https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.3012281>)
- [17] S. Kang, S. Kim, and W. Sung, "Performance and operating characteristics analysis of the 16-APSK modulation over nonlinear channels," *J. KICS*, vol. 32, no. 4, pp. 362-369, Apr. 2007. (<https://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE00827724>)
- [18] C. An, S.-B. Ryu, S.-G. Lee, and H.-G. Ryu, "Design and performance evaluation of DAPSK system using efficient constellation assignment," *J. KIEES*, vol. 29, no. 9, pp. 668-676, Sep. 2018. (<http://dx.doi.org/10.5515/KJKIEES.2018.29.9.668>)



정진곤 (Jingon Joung)



2001년 : 연세대학교 전파공학과  
학사

2003년 : KAIST 전자전산학과  
석사

2007년 : KAIST 전자전산학과  
박사

2007년 : 8월~2008년 8월 : (주)루  
미콤, 위촉연구원

2008년 9월~2009년 9월 : UCLA, 박사후연구원

2009년 10월~2016년 2월 : I2R, Singapore, 연구원

2016년 3월~2019년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부  
조교수

2019년 3월~2022년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부  
부교수

2022년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습

[ORCID:0000-0002-9551-1123]