

저복잡도를 위한 합성곱 신경망 기반의 적응형 4D-8PSK-TCM

김 송*, 김 재 현^o

Design of Adaptive 4D-8PSK-TCM Based on CNN for Low-Complexity

Song Kim*, Jae-Hyun Kim^o

요 약

군집위성을 통해 서비스를 제공하기 위해서는 많은 주파수 자원과 고속 데이터 전송 기술이 요구된다. 우주 데이터 시스템 자문위원회는 저궤도 위성통신용 주파수 대역인 X-밴드에서의 고속 전송 기술로 four dimensional 8-ary phase shift keying trellis coded modulation (4D-8PSK-TCM)을 권고하고 있다. 저지연 복호를 위해 T-알고리즘으로 4D-8PSK-TCM의 계산 복잡도를 감소시킬 수 있으나, 비트 에너지 대 잡음비(E_b/N_0 , energy per bit to noise spectral density ratio)가 높은 구간에서 비트 오류율(BER, bit error rate) 성능 열화가 발생하는 문제점이 있다. 본 논문에서는 4D-8PSK-TCM 시스템의 구성 요소에 대해 설명하고 모든 E_b/N_0 구간에서 기존 4D-8PSK-TCM 시스템의 BER 성능을 유지하며 계산 복잡도를 최소화하기 위해 신호의 E_b/N_0 를 추정하여 T-알고리즘의 파라미터를 적용하는 CNN 기반 적응형 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계한다.

Key Words : satellite communications, 4D-8PSK-TCM, T-algorithm, CNN

ABSTRACT

To provide services through satellite constellation requires more frequency resources and high-speed data transmission technology. The consultative committee for space data systems (CCSDS) recommends four dimensional 8-ary phase shift keying trellis coded modulation (4D-8PSK-TCM) for a high-speed transmission technology in the X-band, which is a frequency band for low Earth orbit satellite communication. The 4D-8PSK-TCM can reduce computational complexity with T-algorithm, however there is a problem with degraded bit error rate (BER) performance in high energy-to-noise specific density ratio (E_b/N_0). In this paper, we explain the components of the 4D-8PSK-TCM system and design a CNN-based adaptive 4D-8PSK-TCM system that applies the parameters of T-Algorithm by estimation the E_b/N_0 of signal to maintaining BER performance and minimize computational complexity for every E_b/N_0 .

※ 본 연구는 과학기술정보통신부 및 정보통신기획평가원의 대학 ICT연구센터지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITP-2021-2018-0-01 424)

• First Author : Ajou University Department of Artificial Intelligence Convergence Network, ks5109@ajou.ac.kr, 학생회원
^o Corresponding Author : Ajou University Department of Electrical and Computer Engineering, jkim@ajou.ac.kr, 종신회원
 논문번호 : 202010-259-A-RE, Received October 16, 2020; Revised October 22, 2020; Accepted October 22, 2020

I. 서 론

고도 160~2000km 상공을 이동하는 저궤도 위성 은 전파 왕복 시간이 짧아 LTE 수준의 지연속도를 가 젤 안정적인 통신에 유리하지만 커버리지 면적이 작 다는 단점이 있다. 따라서 저궤도 위성을 통해 전 세 계에 서비스를 제공하기 위해서는 평균적으로 500개 이상의 위성이 필요하여 비용 부담이 크다는 단점이 있었다¹⁾. 그러나 통신장비의 소형화와 다수의 위성을 동시에 발사하거나 발사체를 재사용하는 등의 발사 기술이 발전함에 따라 저궤도 위성 운용비용이 대폭 줄어들어 Planet 사의 Dove, SpaceX 사의 Starlink 등 의 저궤도 군집위성을 통한 서비스가 증가하고 있다 ^{2,3)}. 다수의 위성을 통해 대용량 서비스를 제공하기 위해서는 많은 주파수 자원과 고속 데이터 전송 기술 이 요구된다. 우주 데이터 시스템 자문위원회 (CCSDS, consultative committee for space data systems)는 저궤도 위성통신용 주파수 대역인 X-밴드 에서의 고속 전송 기술로 four dimensional 8-ary phase shift keying trellis coded modulation (4D-8PSK-TCM)을 권고하고 있다⁴⁾. TCM은 사논 의 이론적인 한계에 근접하는 오류 정정 능력을 보이 는 터보 코드와 저밀도 패리티 검사 부호에 비해 낮은 오류 정정 능력을 가진다. 그러나 부호화 기술과 변조 기술을 결합하여 대역폭의 증가 없이 부호화 이득을 얻을 수 있으며 상대적으로 작은 계산 복잡도의 복호 기로 복호를 수행할 수 있다⁵⁾. TCM에 다차원 부호화 기술을 적용한 4D-8PSK-TCM은 고속 변복조가 가능 하며 통신환경에 따라 전송효율을 조절할 수 있다⁶⁾.

기존의 TCM은 작은 계산 복잡도의 복호기로 인해 저지연 복호가 가능하지만 4D-8PSK-TCM은 다차원 부호화 기술이 적용되어 더 큰 계산 복잡도의 복호기를 요구하기 때문에 저지연 복호를 위해 T알고리즘 을 통해 복호기의 계산 복잡도를 감소시키는 다양한 연구가 진행되었다⁷⁾⁻¹⁹⁾. 길쌈 복호기는 가지 매트릭 (BM, branch metric)과 경로 매트릭(PM, path metric) 을 계산하여 트렐리스도를 전개한다. T알고리즘은 길쌈 복호기의 BM 연산부와 PM 연산부에 T_{BM} , T_{PM} 을 설정하고 각 요소의 문턱값을 계산하여 트렐리스 도를 전개할 때 문턱값 이하의 BM과 PM을 제거하여 복호기의 계산 복잡도를 감소시킨다. 그러나 T알고리 즘이 적용된 복호기는 T_{BM} , T_{PM} 을 작게 설정할수록 비트 에너지 대 잡음비(E_b/N_0 , energy per bit to noise spectral density ratio)가 낮은 구간에서 더 작은

계산 복잡도를 가질 수 있지만 E_b/N_0 가 높은 구간에 서 비트 오류율(BER, bit error rate) 성능 열화가 발 생한다. 따라서 모든 E_b/N_0 구간에서 기존 시스템의 BER 성능을 유지하며 계산 복잡도를 최소화하기 위 해서는 신호의 E_b/N_0 를 추정하고 E_b/N_0 에 따라 T알 고리즘의 T_{BM} , T_{PM} 를 다르게 설정해주어야만 한다.

본 논문에서는 CCSDS가 권고하는 4D-8PSK-TCM 시스템의 구성 요소에 대해 설명한다. 다음으로 모든 E_b/N_0 구간에서 복호기의 BER 성능을 유지하 며 계산 복잡도를 최소화하기 위해 수신 심볼들의 성 좌도 이미지를 이용하여 신호의 E_b/N_0 를 추정하는 합 성곱 신경망(CNN, convolutional neural network) 기 반 적응형 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계하고 계산 복잡도와 BER 성능을 평가한다.

II. 4D-8PSK-TCM

CCSDS가 권고하고 있는 4D-8PSK-TCM 시스템 의 블록도는 그림 1과 같다. 4D-8PSK-TCM 시스템 은 한 번의 부호화 과정으로 4개의 심볼을 생성하기 때문에 고속 전송에 용이하다. 입력 비트의 길이는 8, 9, 10, 11 bits 중 하나가 선택되며 전송효율 단위로 bits/channel-symbol를 사용한다. 따라서 4D-8PSK-TCM 시스템은 통신환경을 고려하여 2.0, 2.25, 2.5, 2.75 bits/channel-symbol의 전송효율을 선 택할 수 있다.

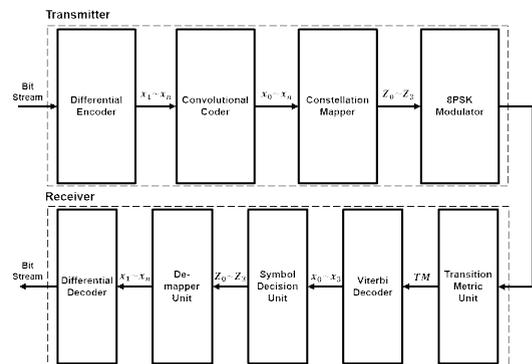


그림 1. 4D-8PSK-TCM 시스템의 블록도
 Fig. 1. Block diagram of 4D-8PSK-TCM system

2.1 송신단

4D-8PSK-TCM 시스템의 송신단은 차례대로 차동 부호기(differential encoder), 길쌈 부호기(convolutional coder), 성좌도 매퍼(constellation mapper), 8PSK 변

조기로 구성된다. PSK방식은 신호 복원과정에서 복원된 신호의 위상이 전체적으로 이동되는 위상 모호성이 발생될 수 있기 때문에 4D-8PSK-TCM 시스템은 differential phase shift keying (DPSK)방식과 같은 원리로 차동부호기를 사용한다. 전송효율이 n 일 때, 시스템의 차동부호기는 3 bits($x_{(4n)}, x_{(4n-3)}, x_{(4n-7)}$)를 입력으로 사용한다.

시스템은 그림 2와 같이 구속장의 길이가 7이고 부호화율이 3/4인 길쌈 부호기를 사용한다. 그에 따라 64개의 주 격자(general trellis)와 16개의 보조 격자(auxiliary trellis)를 가질 수 있다. 길쌈 부호기는 BER 성능 열화를 방지하기 위해 메시지 종단에 주 격자를 0으로 전이시키는 더미 블록을 삽입하여 부호화하는 zero-tail termination 방법을 사용할 수 있다^[10]. 피드백 루프가 없다면 주 격자가 0으로 전이되기 위해 메모리 차수만큼의 더미 블록이 필요하지만 피드백 루프가 존재하는 4D-8PSK-TCM 시스템의 길쌈 부호기는 3개의 더미 블록이 필요하다. 3개의 더미 블록은 수식 (1)~(3)을 통해 계산할 수 있다.

$$Encoder([MSG, '000', '000', '000']) = S, \quad (1)$$

$$Encoder([A, B, C]) = S, \quad (2)$$

$$Encoder([MSG, A, B, C]) = 0, \quad (3)$$

A, B, C는 zero-tail termination 방법에 필요한 3개의 더미 블록, MSG는 입력 메시지, S는 MSG와 3개의 '000' bits를 연속적으로 부호화하였을 때의 주 격자를 나타낸다.

4D-8PSK-TCM 시스템에서는 8PSK의 성좌점을 2개씩 나누어 4개의 서브셋(C0, C1, C2, C3)을 정의한다. 하나의 서브셋은 가장 먼 Euclidean 거리를 갖는 성좌점 2개로 이루어지며 시스템의 성좌도 매핑은 보조 격자(x_0, x_1, x_2, x_3)에 따라 4개의 심볼이 특정 서브셋 조합에 규칙적으로 매핑되도록 설계된다. 해당 규칙은 보조 격자 정보라고 정의되며, 복호 과정에서 심볼을 결정할 때 사용된다. 표 1은 보조 격자가

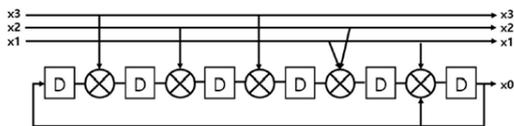


그림 2. 길쌈 부호기의 블록도
Fig. 2. Block diagram of convolutional coder

표 1. 보조 격자 '0000'에 대한 전송효율별 보조 격자 정보
Table 1. Auxiliary trellis information according to transmission efficiency with auxiliary trellis '0000'

Transmission efficiency	Combination for BM
2.0	C0-C0-C0-C0, C2-C2-C2-C2
2.25	C0-C0-C0-C0, C2-C2-C2-C2, C0-C2-C0-C2, C2-C0-C2-C0
2.5	C0-C0-C0-C0, C2-C2-C2-C2, C0-C2-C0-C2, C2-C0-C2-C0, C0-C0-C2-C2, C2-C2-C0-C0, C0-C2-C2-C0, C2-C0-C0-C2
2.75	C0-C0-C0-C0, C2-C2-C2-C2, C0-C2-C0-C2, C2-C0-C2-C0, C0-C0-C2-C2, C2-C2-C0-C0, C0-C2-C2-C0, C2-C0-C0-C2, C1-C1-C1-C1, C3-C3-C3-C3, C1-C3-C1-C3, C3-C1-C3-C1, C1-C1-C3-C3, C3-C3-C1-C1, C1-C3-C3-C1, C3-C1-C1-C3

'0000'일 때, 전송효율별 보조 격자 정보를 나타낸다. 전송효율이 증가할수록 보조 격자 정보의 가지 수는 32, 64, 128, 256개로 증가하며, 이에 따라 복호기의 계산 복잡도도 증가한다. 해당 규칙을 생성하는 성좌도 매핑은 수식 (4), (5)로 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (4x_{(4n)} + 2x_{(4n-3)} + x_{(4n-7)}) \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \\ + 4 \begin{pmatrix} 0 \\ x_{(4n-1)} \\ x_{(4n-2)} \\ x_{(4n-1)} + x_{(4n-2)} + x_{(4n-4)} \end{pmatrix} \\ + 2 \begin{pmatrix} 0 \\ x_{(4n-5)} \\ x_{(4n-6)} \\ x_{(4n-5)} + x_{(4n-6)} + x_{(4n-8)} \end{pmatrix} \\ + \begin{pmatrix} x_{(4n-9)} \\ x_{(4n-10)} \\ x_{(4n-9)} + x_{(4n-10)} + x_{(4n-11)} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \text{mod } 8, \quad (4)$$

$$x_i = \begin{cases} 0, & i < 0 \\ x_i, & \text{else} \end{cases}, \quad (5)$$

x_i 는 입력 비트, Z_i 는 생성 심볼을 나타낸다.

2.2 수신단

4D-8PSK-TCM 시스템의 수신단은 차레대로 전이 매트릭 유닛(transition metric unit), 비터비 복호기

(Viterbi decoder), 심볼 결정 유닛(symbol decision unit), 디매퍼 유닛(de-mapper unit), 차동 복호기(differential decoder)로 구성된다^[11]. 4개의 심볼을 수신하여 복호화하는 과정을 한 라운드로 정의하면, 전이 매트릭 유닛은 매 라운드마다 각 수신 심볼의 전이 매트릭(TM, transition metric)을 계산한다. TM은 수신 심볼과 서브셋 사이의 Euclidean 거리로 정의되며, 서브셋 내 2개의 성좌점과의 계산값 중 더 작은 값이 선택된다. 해당 Euclidean 거리는 수신 심볼과 성좌점과의 내적값으로 대체될 수 있고 심볼별로 4개의 서브셋에 대해 계산하여 총 16개의 TM을 출력한다.

비터비 복호기의 구조는 그림 3과 같이 가지 메트릭 연산 유닛(BMCU, branch metric calculation unit), 더하기-비교-선택 유닛(ACSU, add-compare-select unit), 경로 메트릭 기억 유닛(PMMU, path metric memory unit), 생존 경로 기억 유닛(SPMU, survivor path memory unit)으로 구성된다. 비터비 복호기는 매 라운드마다 주 격자의 전이 경로를 나타내는 트렐리스도를 사용하여 심볼을 부호어(codeword) 단위로 복호화 한다. 트렐리스도의 한 라운드는 시작 주 격자, 종료 주 격자, 전이 가지로 구성되며 라운드 별로 시작 주 격자에서 전이가 가능한 모든 종료 주 격자 사이를 전이 가지로 이어 경로로 나타낸다. 비터비 복호기는 해당 과정을 역추적 깊이(trace-back depth)만큼의 라운드 동안 전개한다. 길쌈 부호기의 부호화율은 3/4이기 때문에 매 라운드마다 하나의 시작 주 격자는 보조 격자 중 3 bits(x_1, x_2, x_3)에 따라 2^3 개의 종료 주 격자로 전이될 수 있으며, 마찬가지로 하나의 종료 주 격자로 전이 가능한 시작 주 격자도 2^3 개로 동일하다. 각 경로별로 전이 가지에는 BM, 주 격자에는 PM이 매핑된다. BM은 시작 주 격자에서 종료 주 격자로 전이를 일으키는 심볼들의 TM의 합으로 BMCU에서 계산된다. BMCU는 심볼들의 보조 격자를 통해 생성 가능한 서브셋 조합마다 TM의 합을 계산하고 그 중 최댓값을 BM으로 출력한다. PM은 시작 주 격자에서 종료 주 격자로 전이 가능한 경로들의 BM 값의 합 중 최솟값으로 ACSU에서 계산되어 PMMU에 저장되며 PM을 계산하는 과정에서

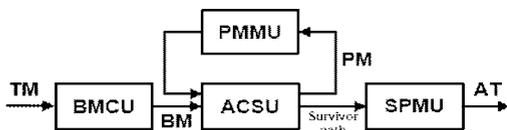


그림 3. 비터비 복호기의 블록도
Fig. 3. Block diagram of Viterbi decoder

최솟값이 아닌 경로들은 제거되어 계산 복잡도가 감소한다. 트렐리스도의 전개가 종료되면 역추적 기법을 통해 마지막 주 격자에서부터 현재 라운드의 주 격자로 전이 가능한 이전 라운드의 주 격자 중 PM 값이 가장 큰 주 격자를 역추적해가며 추적한 주 격자를 SPMU에 저장한다. 초기 주 격자까지 역추적이 종료되면 저장된 경로에 대응하는 보조 격자를 출력한다.

출력된 보조 격자를 통해 심볼 결정 유닛은 보조 격자 정보를 참고하여 가능한 서브셋 조합 내에서 경관정(hard decision)을 통해 심볼을 결정한다. 결정된 심볼은 성좌도 매퍼의 역연산을 수행하는 디매퍼 유닛에서 비트로 변환된다. 디매퍼 유닛은 수식 (6)으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} 4x_{(4n)} + 2x_{(4n-3)} + x_{(4n-7)} \\ 4x_{(4n-1)} + 2x_{(4n-5)} + x_{(4n-10)} \\ 4x_{(4n-2)} + 2x_{(4n-6)} + x_{(4n-11)} \\ 4x_{(4n-4)} + 2x_{(4n-8)} + x_{(4n-9)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_0^d \\ Z_1^d - Z_0^d \\ Z_2^d - Z_0^d \\ Z_0^d - Z_1^d - Z_2^d + Z_3^d \end{bmatrix}, \quad (6)$$

전환된 비트는 차동 복호기에서 최종적으로 오류가 정정된 비트가 된다.

가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN, additive white Gaussian noise) 채널에서 CCSDS의 권고사항에 따라 구현된 4D-8PSK-TCM 시스템의 역추적 깊이가 28일 때의 BER 성능은 그림 4와 같다. 전송효율이 증가할수록 같은 BER 성능 대비 요구되는 E_b/N_0 이 커지는 것을 볼 수 있다. 또한 요구되는 BER 성능이 10^{-5} 일

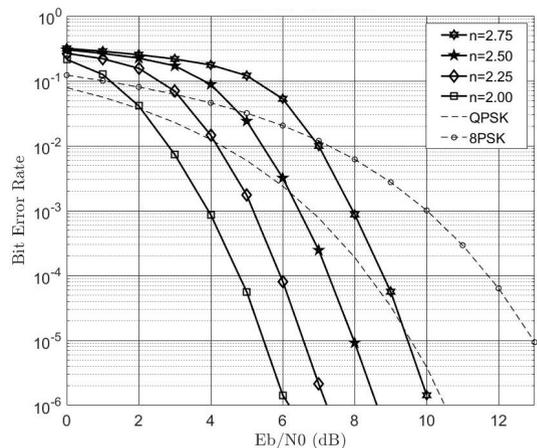


그림 4. 역추적 깊이가 28인 4D-8PSK-TCM 시스템의 BER 성능
Fig. 4. BER performance of 4D-8PSK-TCM system with trace-back depth '28'

때, 모든 전송효율에서 QPSK 대비 부호화 이득을 얻을 수 있으며, 특히 전송효율이 2.0일 때 최대 약 4 dB의 부호화 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

2.3 T-알고리즘

T-알고리즘은 특정 요소에 T 값을 설정하여 문턱값 이하의 요소를 제거함으로써 상대적인 이득을 얻는 알고리즘이다. 4D-8PSK-TCM 시스템에서는 그림 5와 같이 2가지 방식으로 T-알고리즘을 적용하여 ACSU의 계산 복잡도를 감소시킬 수 있다. 첫 번째 방법은 BM에 T_{BM} 을 설정하여 매 라운드마다 문턱값 L_{BM} 을 계산하고 L_{BM} 이하의 BM을 제거해서 현재 라운드의 계산 복잡도를 감소시키는 방법이다. 두 번째 방법은 PM에 T_{PM} 을 설정하여 라운드마다 문턱값 L_{PM} 을 계산하고 L_{PM} 이하의 PM을 제거해서 다음 라운드의 계산 복잡도를 감소시키는 방법이다. L_{BM} 과 L_{PM} 은 수식 (7), (8)을 통해 계산된다.

$$L_{BM} = BM_{MAX} - T_{BM}, \quad (7)$$

$$L_{PM} = PM_{MAX} - T_{PM}, \quad (8)$$

ACSU는 한 라운드동안 BMCU에서 계산된 16개의 BM을 입력으로 덧셈 연산을 통해 512개의 새로운 PM을 생성하고 비교 연산을 통해 64개의 PM를 선택하며, 비교 연산을 통해 1개의 PM을 역추적 한다. 따라서 BM_{MAX} 는 해당 라운드에 계산된 16개의 BM 중 가장 큰 BM을 뜻하고, PM_{MAX} 는 해당 라운드에 계산된 64개의 PM 중 가장 큰 PM을 뜻한다. 임의의 라운드에서 BM과 PM이 각각 k 개씩 T-알고리즘에 의해 제거되었다고 가정하면, 계산 복잡도는 해당 라운드에서 $32k$, 다음 라운드에서 $16k$ 만큼 감소된다. T-알고리즘이 적용된 ACSU의 전송효율에 따른 계산 복잡도는 그림 6과 같다. 모든 전송효율에 대해 낮은 T_{BM} , T_{PM} 이 설정될수록 낮은 E_b/N_0 구간에서 계산 복잡도의 감소량이 증가하며, 모든 E_b/N_0 구간에서 5

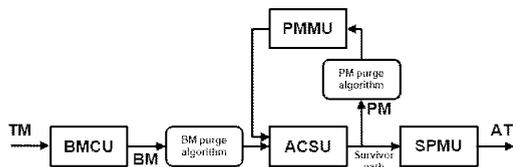


그림 5. T-algorithm이 적용된 비터비 복호기의 블록도
Fig. 5. Block diagram of Viterbi decoder with T-algorithm

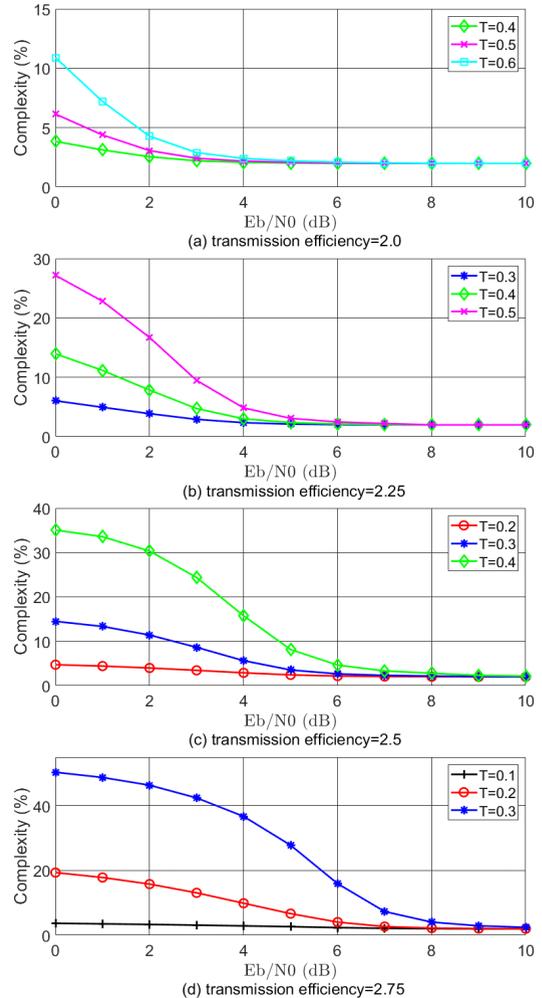


그림 6. 전송효율에 따른 T-알고리즘이 적용된 ACSU의 계산 복잡도
Fig. 6. Computational complexity of ACSU with T-algorithm according to transmission efficiency

% 이하로 계산 복잡도가 감소될 수 있는 것을 확인할 수 있다. 그러나 낮은 T_{BM} , T_{PM} 이 설정될 경우, 그림 7과 같이 E_b/N_0 가 증가함에 따라 BER 성능 열화가 발생하는 것을 볼 수 있다. 따라서 모든 E_b/N_0 구간에서 BER 성능을 유지하며 계산 복잡도를 최소화하기 위해서는 신호의 E_b/N_0 에 따라 T-알고리즘의 T_{BM} , T_{PM} 를 다르게 설정해주어야 한다.

III. CNN 기반 적응형 복호기

3.1 CNN

기본적인 인공신경망(ANN, artificial neural

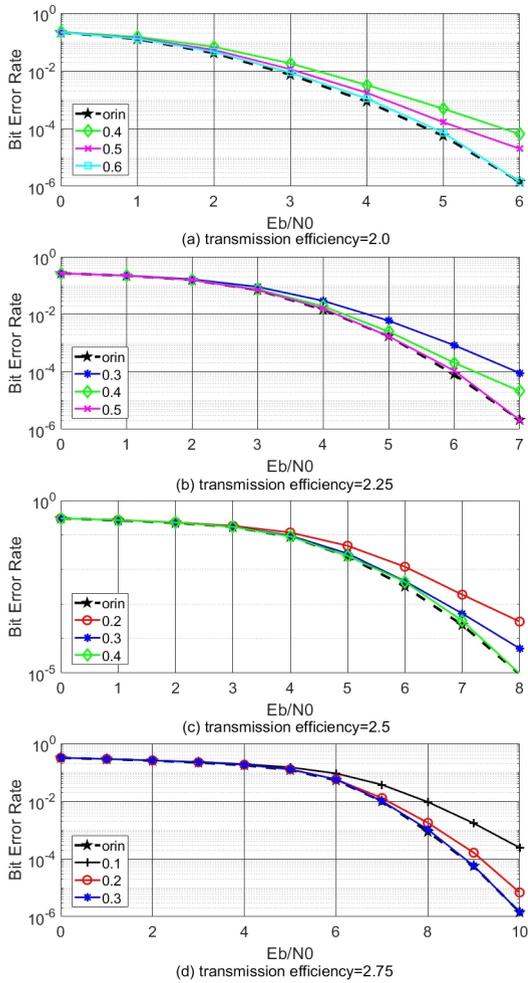


그림 7. 전송효율에 따른 T-알고리즘이 적용된 ACSU의 BER 성능
 Fig. 7. BER performance of ACSU with T-algorithm according to transmission efficiency

network)은 1차원 형태의 완전연결 계층(fully connected layer)이 쌓여있는 구조를 가지기 때문에 2차원 이상의 데이터를 사용하여 기계 학습을 진행할 경우에 데이터의 공간 정보가 손실된다. 그러나 2차원 형태의 합성곱 계층(convolutional layer)과 풀링 계층(pooling layer)을 포함하는 CNN 알고리즘은 데이터를 공간 정보의 손실 없이 분석할 수 있어 물체 인식, 이미지 분류 및 분석, 자연어 처리 등에 사용된다^[12]. CNN 모델은 데이터의 특징 맵(feature map)을 추출하는 합성곱 계층, 풀링 계층과 추출된 특징 맵을 통해 데이터를 분류하는 완전연결 계층으로 나뉜다. 합성곱 계층은 기존 ANN의 퍼셉트론(perceptron)과 동일한 연산을 수행하는 2차원 필터를 가진다. 필터는

가중치 행렬로 이루어져있으며 지정된 간격(stride)만큼 이동하며 입력 데이터와 합성곱 연산을 수행하여 특징 맵을 추출한다. 풀링 계층에서는 필터 영역에서 특정값을 취하는 풀링 필터를 사용하여 합성곱 계층의 특징 맵의 특징을 모으고 강화한다. 이미지가 하나의 합성곱 계층과 하나의 풀링 계층을 통과하였을 때, 특징 맵의 크기는 수식 (9), (10)과 같다.

$$F = \frac{I_w - A_w + s}{s} \times \frac{I_h - A_h + s}{s} \times A_c, \quad (9)$$

$$P = \frac{F_w}{B_w} \times \frac{F_h}{B_h} \times F_c, \quad (10)$$

F 는 합성곱 계층에서 출력되는 특징 맵, I 는 입력 이미지, A 는 합성곱 계층의 필터, s 는 stride 간격, P 는 풀링 계층에서 출력되는 특징 맵, B 는 풀링 계층의 필터를 나타내며, w, h, c 는 각각 넓이, 높이, 채널 수를 뜻한다. CNN 알고리즘은 합성곱 계층과 풀링 계층을 반복적으로 쌓아 특징 맵을 추출하며, 마지막 계층의 특징 맵을 평탄화 계층(flatten layer)에서 완전연결 계층의 데이터 형태인 1차원 데이터로 변환한다. CNN 모델의 완전연결 계층은 이미지 분류를 위해 마지막 계층에서 출력 값을 정규화하여 확률로 나타내는 softmax 함수를 사용한다.

3.2 E_b/N_0 추정모델

본 논문에서는 신호의 E_b/N_0 에 따라 복호기에 적용되는 T_{BM} , T_{PM} 를 다르게 설정하기 위해 수신 심볼로 성좌도 이미지를 생성하고, 생성된 성좌도 이미지를 사용하여 신호의 E_b/N_0 를 추정하는 CNN 기반 적응형 복호기를 그림 8과 같이 설계한다. E_b/N_0 추정 모델은 매핑 유닛(MU, mapping unit)과 축소 유닛(RU, reduction unit)으로 이루어진 이미지 생성 유닛(IGU, image generate unit)과 CNN 모델로 구성된다. 추정모델에 사용하는 성좌도 이미지는 성좌도의 [-2, 2, -2, 2]범위의 흑백 이미지이다. IGU의 MU는 모든 원소가 255인 401×401 행렬을 생성하고 정해진 수 만큼의 심볼에 대해서 심볼의 I-Q 값에 해당하는 위치의 픽셀을 0으로 변경한다. 즉, 심볼의 I-Q 값은 소수점 2자리까지만 고려하였다. MU에서 모든 심볼에 대해 연산이 완료되면 RU는 CNN 모델의 계산 복잡도를 감소시키기 위해 8×8 크기의 평균 필터를 사용하여 성좌도 이미지를 50×50 행렬로 축소시킨다. E_b/N_0 에

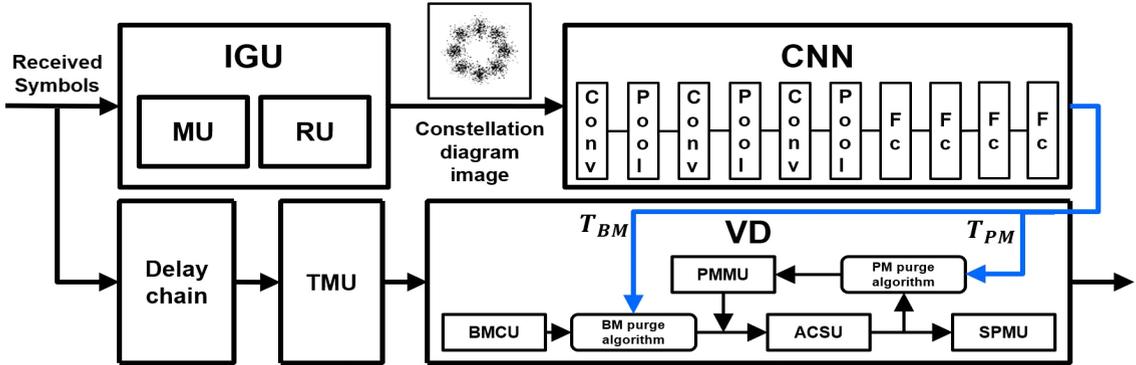


그림 8. 적응형 복호기의 블록도
Fig. 8. Block diagram of adaptive decoder

따라 20,000개의 심볼(60,000 bits)로 생성한 성좌도 이미지는 그림 9와 같다. 생성된 성좌도 이미지는 CNN 모델을 통해 신호의 E_b/N_0 클래스에 따라 분류되며 이에 대응하는 T_{BM} , T_{PM} 이 비터비 복호기에 적용된다. 분류 클래스는 모든 전송효율에서 최적의 T_{BM} , T_{PM} 를 설정하기 위해 0 ~ 7 dB 구간을 1 dB 단위로 나누어 8개의 클래스로 지정하였으며 이에 대응하는 T_{BM} , T_{PM} 는 표 2와 같다.

CNN 모델의 파라미터를 학습시키기 위한 학습 파라미터는 표 3과 같다. 학습에 사용된 데이터는 설계한 4D-8PSK-TCM 시스템으로 AWGN 채널에서 E_b/N_0 클래스마다 6,000개씩 생성하였다. 해당 데이터는 8:1:1의 비율로 훈련 데이터, 검증 데이터, 시험 데이터를 나누어 사용하였다. 완전연결 계층의 마지막 계층을 제외한 모든 계층에 정규화기 범 중 하나인 ReLU (rectified linear unit)를 적용하였다. 풀링 필터로는 필터 영역에서 최댓값을 취하는 최대 풀링 필터를 사용하였으며 파라미터의 학습 정도를 결정하는

옵티마이저(optimizer)로는 Adam을 사용하였다. 그 외의 학습 파라미터는 시뮬레이션을 통해 적절한 값을 선택하였다. 성좌도 이미지 생성에 사용되는 심볼의 개수와 모델의 복잡도를 최소화해가며 CNN 모델을 수정하고 학습시킨 결과, 심볼의 개수로 20,000개

표 2. E_b/N_0 에 따른 데이터 라벨링
Table 2. Data labeling according to E_b/N_0

E_b/N_0	Transmission efficiency			
	2.0	2.25	2.5	2.75
0	0.4	0.3	0.2	0.1
1	0.5	0.3	0.2	0.1
2	0.6	0.4	0.2	0.1
3	0.6	0.4	0.2	0.1
4	0.6	0.5	0.3	0.1
5	0.6	0.5	0.3	0.2
6	0.6	0.5	0.4	0.2
7	0.6	0.5	0.4	0.3

표 3. CNN 학습 파라미터
Table 3. Hyper parameters for CNN

Parameters		Values
# of input data		54,000
convolutional layer	activation	ReLU
	dropout	0.25
pooling layer	method	Max pooling
fully connected layer	activation	ReLU, softmax
	optimizer	Adam
loss function	categorical cross entropy	
epoch	50	
batch size	25	

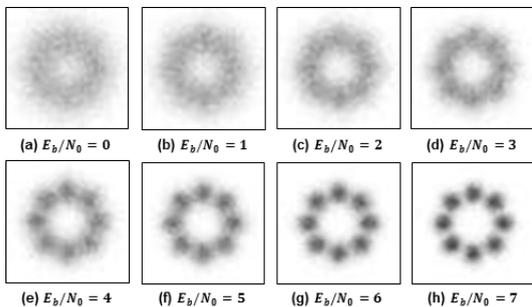


그림 9. 심볼의 E_b/N_0 에 따른 성좌도 이미지
Fig. 9. Constellation diagram image according to E_b/N_0 of symbols

표 4. CNN의 구조
Table 4. Architecture of CNN

Layer	Input size (w, h, c)	Filter size (w, h, c)	Output size (w, h, c)
conv-1	(50, 50, 1)	(3, 3, 12)	(48, 48, 12)
pool-1	(48, 48, 12)	(2, 2)	(24, 24, 12)
conv-2	(24, 24, 12)	(3, 3, 24)	(22, 22, 24)
pool-2	(22, 22, 24)	(2, 2)	(11, 11, 24)
conv-3	(11, 11, 24)	(3, 3, 48)	(9, 9, 48)
pool-3	(9, 9, 48)	(2, 2)	(4, 4, 48)
flatten	(4, 4, 48)	-	768
fc-1	768	-	512
fc-2	512	-	128
fc-3	128	-	32
fc-4	32	-	8

를 사용하고 표 4와 같은 CNN 모델의 구조를 사용하였을 때의 최종 정확도는 98.59 %로 나타났다. 설계된 적응형 복호기는 임의의 추정 주기마다 20,000개의 심볼로 이미지를 생성하고 해당 이미지로 T_{BM} , T_{PM} 을 업데이트한다.

IV. 시뮬레이션 및 성능 평가

통신 채널의 상태는 항상 변화하므로 E_b/N_0 추정 주기가 짧을수록 E_b/N_0 의 추정 정밀도가 증가한다. 그러나 ACSU와 E_b/N_0 추정모델의 계산 복잡도는 표 5와 같이 E_b/N_0 추정모델의 계산 복잡도가 ACSU에 비해 매우 크기 때문에 계산 복잡도에 대해 이득을 얻으려면 적절한 E_b/N_0 추정 주기를 설정해야한다. 유럽 우주 기구(ESA, European space agency)의 저궤도 위성 중 하나인 센티넬-1(Sentinel-1) 위성에는 4D-8PSK-TCM 시스템이 탑재되어 있으며, 채널당 640 Mbps의 속도로 데이터를 전송할 수 있다^[13]. 이에 따라 시뮬레이션에서 데이터는 640 Mbps의 속도로 전송된다고 가정하였고 전송 시간 동안에는 신호

표 5. CNN 기반 적응형 복호기의 계산 복잡도
Table 5. Computational complexity of adaptive decoder based on CNN

Unit	Transmission efficiency			
	2.0	2.25	2.5	2.75
ACSU	967			
IGU	460,801			
CNN	3,344,960			

의 E_b/N_0 가 변하지 않는다고 가정하였다. 또한 전이 매트릭 유닛과 BMCU의 계산 복잡도는 기존의 복호

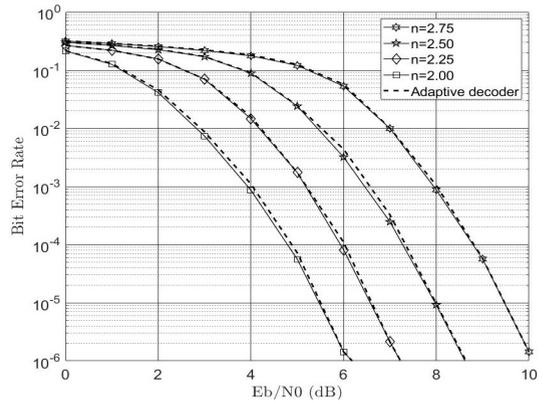


그림 10. CNN 기반 적응형 복호기의 BER 성능
Fig. 10. BER performance of adaptive decoder based on CNN

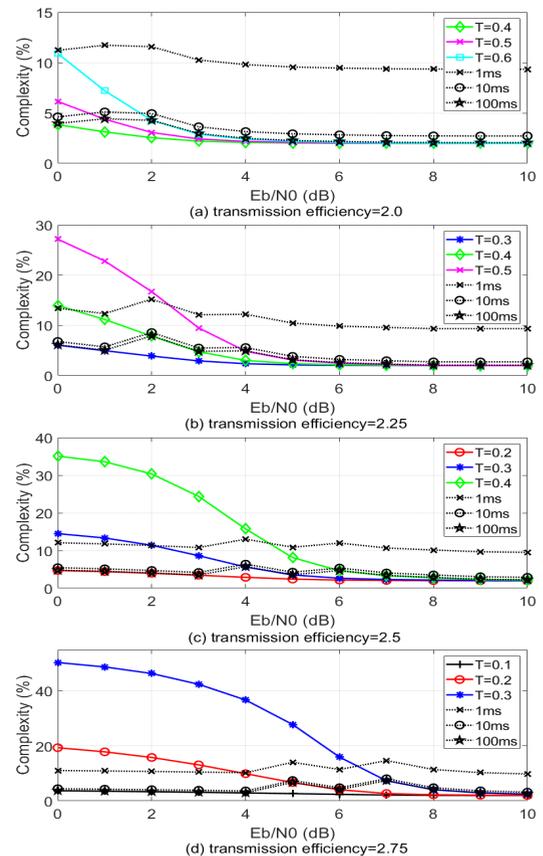


그림 11. 추정 주기에 따른 전송효율별 복호기의 계산 복잡도
Fig. 11. Computational complexity of decoder by transmission efficiency according to classification period of CNN

기와 동일하므로 고려하지 않았다. 적응형 복호기의 BER 성능은 그림 10과 같이 모든 E_b/N_0 구간에서 E_b/N_0 를 추정하여 T알고리즘의 T_{BMB} , T_{PM} 을 적절히 설정하였기 때문에 BER 성능 열화 없이 T알고리즘을 사용하지 않았을 때와 거의 동일한 것을 볼 수 있다. 적응형 복호기의 계산 복잡도는 그림 11과 같다. 모든 전송효율에서 추정 주기가 1 ms일 경우, 낮은 E_b/N_0 구간에서 계산 복잡도가 감소되었지만 높은 E_b/N_0 구간에서는 E_b/N_0 추정모델의 연산량으로 인해 계산 복잡도가 증가한 것을 볼 수 있다. 그러나 추정 주기가 10 ms일 경우, E_b/N_0 추정모델의 연산량이 ACSU의 연산량에 비해 상대적으로 작아지기 때문에 모든 구간에서 약 10 % 이하의 계산 복잡도를 가지며, 추정 주기가 100 ms일 때 시스템의 최소 계산 복잡도에 근사하는 것을 확인하였다.

V. 결론

본 논문에서는 저궤도 위성통신용 주파수 대역인 X-밴드에서의 고속 전송 기술로 권고되고 있는 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계하고 BER 성능을 평가하였다. 또한 저지연 복호를 위해 시스템에 T알고리즘을 적용하였을 때 높은 E_b/N_0 구간에서 BER 성능 열화가 발생하는 문제점을 해결하기 위해 CNN 기반 적응형 복호기를 설계하고 계산 복잡도와 BER 성능을 평가하였다. CNN 기반 적응형 복호기는 성과도 이미지를 생성하고 CNN 모델로 E_b/N_0 를 추정하여 T알고리즘의 T_{BMB} , T_{PM} 를 설정한다. 1 dB의 추정 정밀도를 가지는 CNN 모델의 E_b/N_0 추정 정확도는 98.59 %이며, 해당 모델을 적용한 적응형 복호기는 100 ms의 추정주기를 가질 때 기존 4D-8PSK-TCM 시스템의 BER 성능을 유지하며 계산 복잡도를 최대로 감소시키시는 것을 확인하였다.

References

[1] Y. S. Lee and D. W. Park, *LEO Satellite Communication*(2019), Retrieved Oct. 02, 2020, from http://file.mk.co.kr/imss/write/20190919105313__00.pdf.

[2] C. W. Kim, et al., "Development of reusable launch system in the U.S.," *CITTA*, vol. 17, no. 1, pp. 84-96, Jul. 2019.

[3] *Satellites to be Built and Launched by 2028*, 22nd Ed., Euroconsult Research Report, 2019.

[4] *Bandwidth-Efficient Modulations*, CCSDS 413.0-G-2 Green Book, Oct. 2009.

[5] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, no. 2, pp. 5-21, Feb. 1987.

[6] S. S. Pietrobon, et al., "Trellis-coded multidimensional phase modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 36, no. 1, pp. 63-89, Jan. 1990.

[7] J. J. He and Z. F. Wang, "An efficient 4-D 8PSK TCM decoder architecture," *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, vol. 18, no. 5, pp. 808-817, May 2010.

[8] Y. S. Kil, et al., "An efficient 4-D 8PSK TCM decoder with adaptive T-Algorithm," in *Proc. KICS Summer 2015*, pp. 299-300, Jeju, Korea, Jun. 2015.

[9] K. H. Park, et al., "Design of 4D 8PSK TCM decoder using T-Algorithm based on threshold margin," in *Proc. KICS Autumn 2015*, pp. 56-57, Seoul, Korea, Nov. 2015.

[10] M. Francis, *Viterbi Decoder Block Decoding - Trellis Termination and Tail Biting*(2010), Retrieved Jul. 3, 2020, from https://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp551.pdf.

[11] S. Kim and J. H. Kim, "BER performance evaluation of 4D-8PSK-TCM decoder," in *Proc. ICTC 2019*, Jeju, Korea, Oct. 2019.

[12] Y. LeCun, et al., "Gradient-based learning applied to document recognition," in *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 11, pp. 2278-2324, Nov. 1998.

[13] A. Panetti, et al., "Copernicus sentinel-1 satellite and C-SAR instrument," in *Proc. ESA Living Planet Symp. 2013*, Edinburgh, UK, Sep. 2013.

김 송 (Song Kim)



2019년 : 아주대학교 전자 공학
과 학사
2019년~현재 : 아주대학교 AI
융합네트워크학과 석사과정
<관심분야> 위성통신, 위성지
스텝, 통신신호처리, 디지털
변복조 등

[ORCID:0000-0003-4916-739X]

김 재 현 (Jae-Hyun Kim)



1987년~1996년 : 한양대학교 전
산과 학사 및 석/박사 졸업
1997년~1998년 : 미국 UCLA
전기전자과 박사 후 연수
1998년~2003년 : Bell Labs, NJ,
USA, 연구원
2003년~현재 : 아주대학교 전자
공학과 교수

<관심분야> QoS/QoS, 무선 MAC 프로토콜, IEEE
802.11/15, B5G 통신 시스템, 국방 기술네트워크,
위성시스템 등

[ORCID:0000-0003-4716-6916]