

비선형 HPA 환경을 고려한 4D-8PSK-TCM 시스템의 설계 및 분석

Design and Analysis of 4D-8PSK-TCM System Considering the Nonlinear HPA Environment

안창영 · 유상범* · 이상규* · 유흥균

Changyoung An · Sang-Burm Ryu* · Sang-Gyu Lee* · Heung-Gyoon Ryu

요 약

본 논문에서는 X밴드 위성통신을 위해 권고되는 4D-8PSK-TCM(Four Dimensional 8-ary Phase Shift Keying Trellis Coded Modulation) 시스템을 비선형 HPA(High Power Amplifier)와 전치왜곡기를 고려하여 설계하고, 스펙트럼, BER(Bit Error Rate) 성능을 평가 및 분석한다. 위성통신에서는 한정적인 전력으로 인해 전력을 가장 많이 소모하는 HPA의 동작점을 결정하는 비선형 특성 분석이 매우 중요하다. 본 논문에서는 2, 2.25 bits/channel-symbol의 효율을 갖는 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계하였다. 시뮬레이션 결과로, 낮은 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 특성과, 스펙트럼의 점유 대역폭을 기준으로 SRRC(Square Root Raised Cosine) 필터의 Roll-off 값은 0.35가 효율적이며, 전치왜곡기를 사용하지 않을 경우 HPA에서 약 15~20 dB의 OBO(Output Back-Off)가 요구되며, 전치왜곡기를 사용할 경우 약 1 dB 내외의 OBO가 요구됨을 확인하였다.

Abstract

Considering a nonlinear high power amplifier(HPA) and a predistorter, we have designed a four-dimensional 8-ary phase shift keying trellis-coded modulation(4D-8PSK-TCM) system, which is recommended for X-band satellite communications. Subsequently, we have evaluated and analyzed the spectrum, constellation characteristics, and BER performance of the system. In satellite communications, owing to the limited power, nonlinear characteristics that determine the operating point of the HPA must be analyzed because the HPA consumes high power. We herein report the design of the 4D-8PSK-TCM system, with efficiencies of 2 and 2.25 bits/channel-symbol. The simulation results confirmed that a 0.35 roll-off value is effective, considering the low peak-to-average power ratio(PAPR) characteristic and the narrow occupation bandwidth of the spectrum. It also confirmed that approximately 15~20 dB of output backoff(OBO) value is required at the HPA when the predistorter is not used, and approximately 1 dB of the OBO value is required when the predistorter is used.

Key words: Satellite Communication, 4D-8PSK-TCM, Nonlinear HPA, Predistortion, Viterbi Algorithm

I. 서 론

CCSDS(Consultative Committee on Space Data Systems)
에서는 X 밴드를 사용하는 위성통신에 적합한 변조 기술

「이 논문은 2017년도 한국항공우주연구원의 지원을 받아 수행된 연구임. 그리고 이 논문은 2016년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2016R1D1A1B01008046).」

충북대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Chungbuk National University)

*한국항공우주연구원 탑재체전자팀(Payload Electronics Team, Korea Aerospace Research Institute)

· Manuscript received October 13, 2017 ; Revised November 16, 2017 ; Accepted March 8, 2018. (ID No. 20171013-107)

· Corresponding Author: Heung-Gyoon Ryu (e-mail: ecomm@cbu.ac.kr)

로 8PSK(Phase Shift Keying)-TCM(Trellis Coded Modulation) 변조를 4D(Four Dimension)으로 확장한 4D-8PSK-TCM 변조를 권고하고 있다^{[1],[2]}. 4D-8PSK-TCM 변조는 기존 TCM 기술과 같이 대역폭의 증가 없이 전송효율을 향상시킬 수 있는 변조기술이다^[3].

위성통신은 전력이 제한적인 시스템으로 전력효율이 매우 중요하다^{[4],[5]}. 위성통신에서 매우 큰 전력을 소비하는 부분 중 하나는 HPA(High Power Amplifier)이다. 위성통신은 위성과 지상국 간의 통신 거리가 매우 멀기 때문에 HPA에서 신호를 매우 크게 증폭해야 한다. 효율적으로 신호를 크게 증폭하기 위해서는 HPA의 동작점을 최대한 상승시켜야 한다. 그러나 실제 구현에 사용되는 HPA는 비선형 특성을 가지고 있다^{[6],[7]}. 이 비선형 특성은 신호를 왜곡시키며, 이로 인해 스펙트럼의 OOB(Out-Of-Band) 전력이 증가하고, 스펙트럼 마스크(mask)를 침범할 우려가 있다. 이와 같은 이유로 동작점을 선형 영역쪽으로 낮추는 OBO(Output Back-Off)를 수행해야 한다. OBO 수치가 클수록 선형성이 증가하나, HPA의 전력효율이 감소하고, OBO 수치가 낮을수록 전력 효율은 증가하나 비선형성이 증가되게 된다. 비선형 특성은 스펙트럼 OOB 전력 증가뿐 아니라, 신호를 왜곡시켜 전체적인 시스템의 성능까지 열화시킬 수 있다. 위성통신은 고속, 고효율 통신을 하면서도 전력효율이 매우 높아야 한다. 이와 같은 통신 성능을 확보하기 위하여 전치왜곡기를 사용할 수 있다. 전치왜곡기는 HPA 비선형 특성을 사전에 보상하여 HPA 출력 신호가 선형 증폭이 되게 한다. 즉, 전치왜곡기를 사용할 경우 신호 및 스펙트럼 특성을 유지하면서 OBO 수치를 낮출 수 있다. 위성통신은 HPA의 동작점 및 사전 왜곡기와 더불어 고효율의 변조기술도 매우 중요하다.

4D-8PSK-TCM 변조 신호는 최종적으로 HPA에서 증폭되어 전송된다. 여기에서 4D-8PSK-TCM 변조 신호 특성 및 스펙트럼 웨이핑(shaping)을 위한 SRRC(Square Root Raised Cosine) 필터의 특성에 따라 신호의 궤적이 달라질 수 있으며, 이는 신호의 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 특성을 변화시키고, 요구되는 OBO 수치를 변화시킬 수 있다. 즉, 위성통신에서는 변조 기술, 전치왜곡기, HPA의 특성을 모두 고려하여 고효율 통신을 위한 송수신 신호의 특성을 분석하는 것이 매우 중요하다.

본 논문에서는 우선, CCSDS에서 권고하는 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계한다. 세부적으로 시스템의 송수신 시스템의 구성과 신호처리 원리, 수신 신호의 복호를 위해 요구되는 격자 정보를 제시한다. 다음으로 이 시스템에 SRRC 필터, 비선형 HPA와 전치왜곡기를 적용한 조건에서 스펙트럼 특성, 요구 OBO 수치, BER(Bit Error Rate) 성능을 정량적으로 평가하고 분석한다.

II. 4D-8PSK-TCM 시스템

4D-8PSK-TCM 시스템은 한 번에 4개의 심볼을 생성하며 순차적으로 전송한다. 전송 모드별로 한 번에 처리하는 비트의 수는 각각 8, 9, 10, 11 비트이다. 본 논문에서는 2, 2.25 bits/channal-symbol 효율을 갖는 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계하였다.

2-1 Transmitter

4D-8PSK-TCM 송신기는 차동 부호기(differential encoder), 콘볼루션 부호기(convolutional coder), 성좌도 매퍼(constellation mapper), 8PSK 변조기(modulator)로 구성된다^{[2],[3]}.

차동 부호기는 입력 비트 중 3개의 비트를 선택하여 처리한다. 전송효율이 2인 송신기의 경우 x_1, x_5, x_8 , 전송효율이 2.25인 송신기의 경우 x_2, x_6, x_9 비트가 선택된다. 차동 부호기에서 입력받은 3개의 비트는 출력되는 3개의 비트와 모듈로-8 덧셈기(modulo-8 adder)를 통해 합쳐진다. 콘볼루션 부호기는 부호화율(code rate)이 3/4이며, 3개의 비트를 입력 받고, 새로운 1비트를 생성한다.

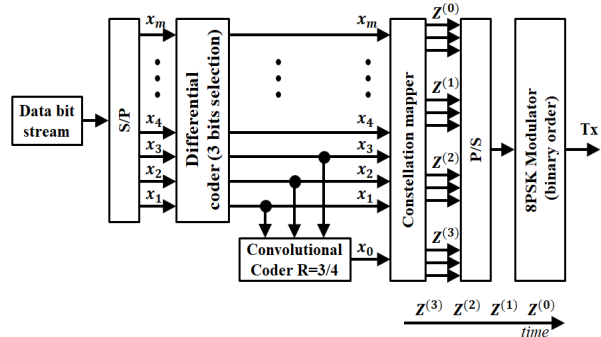


그림 1. 4D-8PSK-TCM 송신기의 블록도
Fig. 1. Block diagram of 4D-8PSK-TCM transmitter.

콘볼루션 부호기는 내부에 6개의 메모리 레지스터(memory register)를 가지며, 구속장 길이(constraint length)는 7이다. 따라서 콘볼루션 부호기는 총 64개의 상태를 갖는다. 4D-8PSK-TCM 송신기는 전송 모드와 관계없이 모두 동일한 차동 부호기와 콘볼루션 부호기를 사용한다. 차동 인코딩과 콘볼루션 코딩이 완료된 후, 생성된 비트들은 성좌도 맵퍼에 입력된다. 성좌도 맵퍼에서는 모듈로-8 덧셈기를 이용하여 입력 비트들을 4개의 8-PSK 심볼을 생성하기 위한 12개의 비트로 변환한다. 최종적으로 8-PSK 변조기에서는 3개의 비트씩 8-PSK 변조를 수행하여 4개의 8-PSK 심볼을 생성하고, 이를 순서대로 전송한다.

그림 1은 4D-8PSK-TCM 송신기의 블록도를 나타낸다. 송신기는 한 번에 송신하는 비트의 수가 각각 8, 9개이다. 따라서 성좌도 맵퍼의 내부 연산은 각 송신기마다 달라진다. 다음 식 (1)과 식 (2)는 각 전송 모드에 따른 4D-8PSK-TCM 송신기에 사용되는 성좌도 맵퍼의 연산식을 나타낸다. Mod 연산은 나머지 연산자를 나타낸다.

2 bits/channel-symbol의 전송 효율을 위한 4D-8PSK-TCM 송신기의 성좌도 맵퍼의 연산식은 식 (1)과 같다^[3].

$$\begin{aligned}
 Z^{(0)} &= [4x^{(8)} + 2x^{(5)} + x^{(1)}] \bmod 8 \\
 Z^{(1)} &= [(4x^{(8)} + 2x^{(5)} + x^{(1)}) \\
 &\quad + (4x^{(7)} + 2x^{(3)})] \bmod 8 \\
 Z^{(2)} &= [(4x^{(8)} + 2x^{(5)} + x^{(1)}) \\
 &\quad + (4x^{(6)} + 2x^{(2)})] \bmod 8 \\
 Z^{(3)} &= [(4x^{(8)} + 2x^{(5)} + x^{(1)}) \\
 &\quad + 4(x^{(7)} + x^{(6)} + x^{(4)}) \\
 &\quad + 2(x^{(3)} + x^{(2)} + x^{(0)})] \bmod 8 \quad (1)
 \end{aligned}$$

2.25 bits/channel-symbol의 전송 효율을 위한 4D-8PSK-TCM 송신기의 성좌도 맵퍼의 연산식은 식 (2)와 같다^[3].

$$\begin{aligned}
 Z^{(0)} &= [4x^{(9)} + 2x^{(6)} + x^{(2)}] \bmod 8 \\
 Z^{(1)} &= [(4x^{(9)} + 2x^{(6)} + x^{(2)}) \\
 &\quad + (4x^{(8)} + 2x^{(4)} + x^{(0)})] \bmod 8 \\
 Z^{(2)} &= [(4x^{(9)} + 2x^{(6)} + x^{(2)}) \\
 &\quad + (4x^{(7)} + 2x^{(3)})] \bmod 8 \\
 Z^{(3)} &= [(4x^{(9)} + 2x^{(6)} + x^{(2)}) \\
 &\quad + 4(x^{(8)} + x^{(7)} + x^{(5)}) \\
 &\quad + 2(x^{(4)} + x^{(3)} + x^{(1)} + x^{(0)})] \bmod 8 \quad (2)
 \end{aligned}$$

4D-8PSK-TCM 시스템은 8-PSK 심볼을 4개의 서브셋(Subset)으로 구분한다. 4D-8PSK-TCM 송신기에서 생성되는 심볼은 각 서브셋 중 하나로 맵핑된다. 2개의 8-PSK 심볼이 1개의 서브셋으로 구분되며, 0번과 4번 심볼은 서브셋 C_0 , 1번과 5번 심볼은 서브셋 C_1 , 2번과 6번 심볼은 서브셋 C_2 , 3번과 7번 심볼은 서브셋 C_3 로 구분된다. 심볼이 맵핑되는 규칙은 콘볼루션 부호기와 성좌도 맵퍼에 의해 결정된다. 예를 들어, 2 bits/channel-symbol 효율로 전송하는 송신기에서는 한 번에 생성되는 4개의 심볼은 $x^{(0)}, x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}$ 가 $[0, 0, 0, 0]$ 일 때, $[C_0, C_0, C_0, C_0]$ 또는 $[C_2, C_2, C_2, C_2]$ 로 맵핑된다. 이와 같은 서브셋 생성 규칙을 보조격자(auxiliary trellis) 정보라고 한다. 즉, 송신기에서 콘볼루션 부호기의 출력 비트 $x^{(0)}$ 를 포함한 $x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}$, 총 4 비트의 경우에 수에 따라 생성되는 모든 서브셋의 규칙이 보조격자 정보에 포함되어 있다.

2-2 Receiver

4D-8PSK-TCM 수신기는 한 번에 4개의 심볼을 수신 받아 처리한다. 수신기는 일반격자(general trellis)와 보조격자 정보를 이용한 Viterbi 알고리즘을 이용하여 수신 신호를 복호한다^{[3]-[5]}. 일반격자는 송신기의 콘볼루션 부호기에 의해 결정되며, 보조격자는 송신기의 성좌도 맵퍼 입력 비트 중 $x^{(0)}, x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}$ 4 비트와 성좌도 맵퍼의 연산에 의해 결정된다. 그림 2는 4D-8PSK-TCM 수신기의 블록도를 나타낸다. 4D-8PSK-TCM 수신기는 TMU(Transition Metric Unit), VD(Viterbi Decoder), SDU(Symbol Detection Unit), DMU(De-Mapper Unit), DFD(Differential Decoder)로 구성된다.

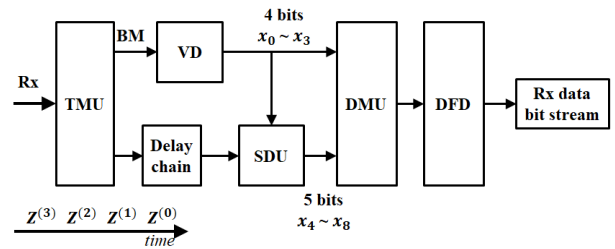


그림 2. 4D-8PSK-TCM 수신기의 블록도
Fig. 2. Block diagram of 4D-8PSK-TCM receiver.

TMU에서는 한 번에 수신 받은 4개의 심볼을 처리한다. TMU는 수신심볼과 기준심볼(reference symbol)과의 Euclidean 거리를 계산한다. 이 계산을 통해 4개의 수신심볼과 각 서브셋간 거리 값이 얻어진다. 2개의 기준심볼이 하나의 서브셋으로 구분되므로, 한 서브셋 안의 2개의 기준심볼 중 수신심볼과 가까운 기준심볼과의 거리 값이 최종적으로 선택된다. 즉, 최종적으로 하나의 심볼과 4개의 서브셋과의 거리 값이 출력된다.

VD는 TMU 처리 후 출력되는 C0, C1, C2, C3 값과 일반격자 및 보조격자 정보를 이용하여 Viterbi 복호를 수행한다. VD는 BM(Branch Metric)과 PM(Path Metric)을 계산한 후, 최소 PM을 역추적(trace back)하면서 수신신호를 복호한다.

표 1은 전송 효율이 2 bits/channel-symbol인 4D-8PSK-TCM 시스템의 보조격자 정보를 나타낸다. 표 1의 x0, x1, x2, x3 값은 송신기의 $x^{(0)}$, $x^{(1)}$, $x^{(2)}$, $x^{(3)}$ 값을 나타낸다. 보조격자의 상태 0에서는 송신기의 콘볼루션 인코딩

표 1. 채널심볼당 2비트 전송 효율을 갖는 4D-8PSK-TCM 시스템을 위한 보조 격자 정보
Table 1. Auxiliary trellis information for 4D-8PSK-TCM with 2 bits/channel-symbol.

State of auxiliary trellis		Parallel branches
State	x3,x2,x1,x0	Combinations for BM
0	0000	C0+C0+C0+C0, C2+C2+C2+C2
1	0001	C0+C0+C0+C2, C2+C2+C2+C0
2	0010	C1+C1+C1+C1, C3+C3+C3+C3
3	0011	C1+C1+C1+C3, C3+C3+C3+C1
4	0100	C0+C0+C2+C2, C2+C2+C0+C0
5	0101	C0+C0+C2+C0, C2+C2+C0+C2
6	0110	C1+C1+C3+C3, C3+C3+C1+C1
7	0111	C1+C1+C3+C1, C3+C3+C1+C3
8	1000	C0+C2+C0+C2, C2+C0+C2+C0
9	1001	C0+C2+C0+C0, C2+C0+C2+C2
10	1010	C1+C3+C1+C3, C3+C1+C3+C1
11	1011	C1+C3+C1+C1, C3+C1+C3+C3
12	1100	C0+C2+C2+C0, C2+C0+C0+C2
13	1101	C0+C2+C2+C2, C2+C0+C0+C0
14	1110	C1+C3+C3+C1, C3+C1+C1+C3
15	1111	C1+C3+C3+C3, C3+C1+C1+C1

규칙에 의해 x0 값은 0이어야 한다. x0가 0인 보조격자의 상태는 0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14로 총 8가지이다. 이 8가지 상태들은 일반격자의 각 가지를 의미한다. 각 가지가 갖는 BM 값은 보조격자의 상태를 나타내는 서브셋의 조합 2가지 중 낮은 값으로 결정된다. 이와 같은 방법으로 상태 0에서 천이되는 각 가지의 BM 값을 계산한다. 현재 상태의 PM 값은 이전 상태의 PM 값과 현재 상태로 이동하는 BM 값을 더하여 계산한다. VD에서는 4개의 심볼이 입력될 때마다 상태를 이동하면서 일반격자에 해당하는 가능한 모든 BM과 PM을 계산한다. VD에서 BM과 PM을 계산하다가 상태 천이 회수가 설정한 역추적 깊이(trace-back depth)의 값에 도달하면 역추적을 수행한다.

그림 3은 일반격자의 격자도에서의 역추적 과정을 보여준다. VD에서 역추적 방법은 설정된 역추적 깊이에 도달했을 경우, 역방향으로 최소의 PM을 찾아가면서 최적의 경로를 찾고 최종 복호 비트를 얻는 과정이다. 하나의 가지는 인코딩된 비트 x0와 x1, x2, x3의 정보를 가지고 있다. 따라서 최소의 PM을 역추적하면서 최소 PM을 이어주는 BM이 나타내는 비트 정보를 획득할 수 있다. VD가 완료된 후에는 복호된 비트 정보와 보조격자를 이용하여 수신 심볼을 최종 판정한다. 이 과정은 SDU에서 이루어진다.

SDU는 VD의 복호된 출력정보와 보조격자 정보를 이용하여 한 번에 처리하는 수신심볼 4개를 판정한다. SDU는 VD의 출력 4비트가 나타내는 보조격자의 상태를 확인하고, 이 상태를 위해 선택된 서브셋의 조합을 찾는다. 그리고 선택된 조합을 이루는 서브셋 안에서 각각의 심볼을 판정한다. 전송 효율이 2 bits/channel-symbol인 4D-8PSK-

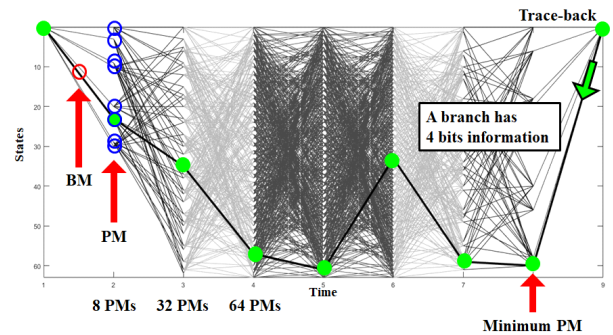


그림 3. 일반격자의 격자도에서 역추적 과정
Fig. 3. Trace-back process in trellis diagram of general trellis.

TCM 시스템에서는 보조격자의 각 상태를 위한 후보 서브셋 조합이 2개이며, 나머지 2.25, 2.5, 2.75 bits/channel-symbol 전송 모드에서는 이 각 상태를 위한 후보 서브셋 조합이 4개, 8개, 16개가 존재한다.

DMD은 VD의 출력 비트와 SDU의 출력 비트 정보를 이용하여 성좌도 맵퍼의 역 연산을 통해 성좌도 디맵핑 (Constellation Demapping)을 수행한다. 그 후, DFD에서는 송신기에서 차동 인코딩된 비트 3개를 차동 인코딩의 역 연산을 통해 차동 복호(Differential Decoding)한다. 수신기에서 TMU, VD, SDU, DMD, DFD의 과정이 모두 수행하면 최종 복호된 정보를 획득할 수 있다.

표 2는 2.25 효율의 전송 모드를 위한 보조격자 정보를 나타낸 표이다.

III. 비선형 HPA와 전치왜곡기

본 논문에서는 X 밴드 위성통신을 위한 4D-8PSK-TCM 시스템에 비선형 HPA 및 전치왜곡기가 고려되었을 경우 시스템의 특성 및 성능을 평가 분석한다. 그림 4는 본 논문에서 성능 평가 및 특성 분석을 위한 시스템 모델을 나타낸다.

3-1 Nonlinear HPA

실제 시스템에서 HPA는 비선형 특성을 갖게 된다. 변조된 신호가 비선형 HPA를 통과할 경우 진폭 및 위상에 왜곡이 발생하여 성좌도가 왜곡되고, 스펙트럼 특성이 열화된다. 본 논문에서는 비선형 HPA 모델로 Saleh 모델을 고려하였다. Saleh 모델은 AM/AM 및 AM/PM 특성으로 나타내어진다. 식 (3) 및 식 (4)은 Saleh 모델의 특성을 나타낸다⁶⁾.

$$AM/AM : A[r(t)] = \frac{\alpha_a r(t)}{1 + \beta_a r^2(t)} \quad (3)$$

$$AM/PM : \phi[r(t)] = \frac{\alpha_\phi r^2(t)}{1 + \beta_\phi r^2(t)} \quad (4)$$

식 (3)에서 α_a 와 β_a 는 진폭의 비선형 특성을 조절하는 계수를 나타내며, α_ϕ 와 β_ϕ 는 위상의 비선형 특성을 조절하는 계수를 나타낸다. $r(t)$ 는 입력신호의 크기를 나타낸다.

표 2. 채널심볼당 2.25비트 전송 효율을 갖는 4D-8PSK-TCM 시스템을 위한 보조 격자 정보

Table 2. Auxiliary trellis information for 4D-8PSK-TCM with 2.25 bits/channel-symbol.

State of auxiliary trellis		Parallel branches
State	x3,x2,x1,x0	Combinations for BM
0	0000	C0+C0+C0+C0, C2+C2+C2+C2, C0+C2+C0+C2, C2+C0+C2+C0
1	0001	C2+C1+C2+C1, C2+C3+C2+C3, C0+C3+C0+C3, C0+C1+C0+C1
2	0010	C0+C0+C0+C2, C0+C2+C0+C0, C2+C2+C2+C0, C2+C0+C2+C2
3	0011	C0+C1+C0+C3, C0+C3+C0+C1, C2+C1+C2+C3, C2+C3+C2+C1
4	0100	C3+C3+C3+C3, C1+C3+C1+C3, C3+C1+C3+C1, C1+C1+C1+C1
5	0101	C3+C0+C3+C0, C3+C2+C3+C2, C1+C0+C1+C0, C1+C2+C1+C2
6	0110	C1+C1+C1+C3, C3+C1+C3+C3, C3+C3+C3+C1, C1+C3+C1+C1
7	0111	C1+C0+C1+C2, C3+C0+C3+C2, C1+C2+C1+C0, C3+C2+C3+C0
8	1000	C0+C0+C2+C2, C2+C2+C0+C0, C0+C2+C2+C0, C2+C0+C0+C2
9	1001	C0+C3+C2+C1, C2+C3+C0+C1, C2+C1+C0+C3, C0+C1+C2+C3
10	1010	C2+C2+C0+C2, C0+C0+C2+C0, C2+C0+C0+C0, C0+C2+C2+C2
11	1011	C2+C3+C0+C3, C0+C3+C2+C3, C0+C1+C2+C1, C2+C1+C0+C1
12	1100	C1+C1+C3+C3, C1+C3+C3+C1, C3+C1+C1+C3, C3+C3+C1+C1
13	1101	C3+C2+C1+C0, C1+C0+C3+C2, C1+C2+C3+C0, C3+C0+C1+C2
14	1110	C3+C1+C1+C1, C3+C3+C1+C3, C1+C1+C3+C1, C1+C3+C3+C3
15	1111	C3+C2+C1+C2, C3+C0+C1+C0, C1+C0+C3+C0, C1+C2+C3+C2

3-2 Predistortor

전치왜곡기는 비선형 HPA 특성의 역으로 왜곡을 시켜 신호가 HPA를 통과했을 때, 동작 영역안에서는 선형 증

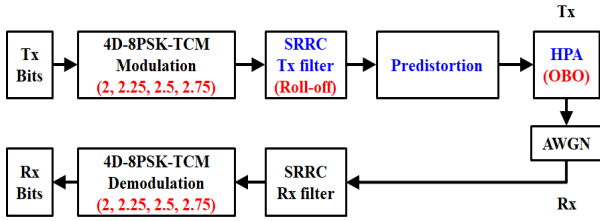


그림 4. SRRC 필터, 비선형 HPA, 전치왜곡기가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템의 블록도

Fig. 4. Block diagram of 4D-8PSK-TCM considering SRRC filter, nonlinear HPA, and predistorter.

폭을 하며, 전체적으로 소프트 리미터(soft limiter)와 같이 동작하도록 한다. 식 (5)과 식 (6)은 Saleh 모델을 전치왜곡하는 식을 나타낸다^[7].

$$r(t) = \begin{cases} \frac{\alpha_a - \sqrt{\alpha_a^2 - 4\beta_a \rho^2(t)}}{2\beta_a \rho(t)}, & 0 < \rho(t) < \sqrt{\frac{\alpha_a^2}{4\beta_a}} \\ \frac{1}{\sqrt{\beta_a}}, & \rho(t) \geq \sqrt{\frac{\alpha_a^2}{4\beta_a}} \end{cases} \quad (5)$$

$$\theta(t) = \phi(t) - \frac{\alpha_\phi r^2(t)}{1 + \beta_\phi r^2(t)} \quad (6)$$

식 (5)은 전치왜곡기의 출력 진폭을 나타내며, 식 (6)은 전치왜곡기의 출력 위상을 나타낸다. $\rho(t)$ 와 $\phi(t)$ 는 각각 전치왜곡기의 입력 진폭과 위상을 나타낸다. $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ 는 Saleh 모델의 계수를 나타낸다.

IV. 결과 및 분석

본 논문에서는 SRRC 필터, 비선형 HPA, 전치왜곡기가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계하며, 스펙트럼 특성, 성좌도 특성, BER 성능을 평가하고 분석한다. 표 3은 시뮬레이션 파라미터를 나타낸다. 본 논문에서는 CCSDS에서 제시하는 콘볼루션 부호기를 사용하였으며^[3], 전치왜곡기는 비선형 HPA 특성 계수를 알고 있는 이상적인 전치왜곡기를 고려하였다.

그림 5는 α 값에 따른 4D-8PSK-TCM 송신 신호의 PAPR 특성을 나타낸다. α 값이 0일 때, 매우 큰 PAPR 특성을

표 3. 시뮬레이션 파라미터

Table 3. Simulation parameters.

Parameters	Values
Modulation	4D-8PSK-TCM
Convolutional coder	Code rate=3/4 # of memory register=6
General trellis	64 states with 8 paths
Auxiliary trellis	16 states # of output bits=4
Transmission mode	2, 2.25 bits/channel symbol
Roll-off factor(α) of SRRC filter	0, 0.35, 0.5, 1
Nonlinear HPA model	Saleh model AM-AM=[2.1587 1.1517] AM-PM=[4.0033 9.1040]
Output back-off	0, 1, 3, 5, 7, 10, 15, 20 dB

보인다. α 값이 0.35, 0.5, 1일 때에는 약 3.5 dB 내외의 유사한 PAPR 특성을 보인다. 시스템의 α 값은 설계환경에 따라 목표로 하는 성능 수치를 기준으로 선택될 수 있다. 일반적으로 α 값이 0에 가까울수록 동일한 데이터를 전송하는데 사용되는 점유대역폭이 작아져서 보다 효율적

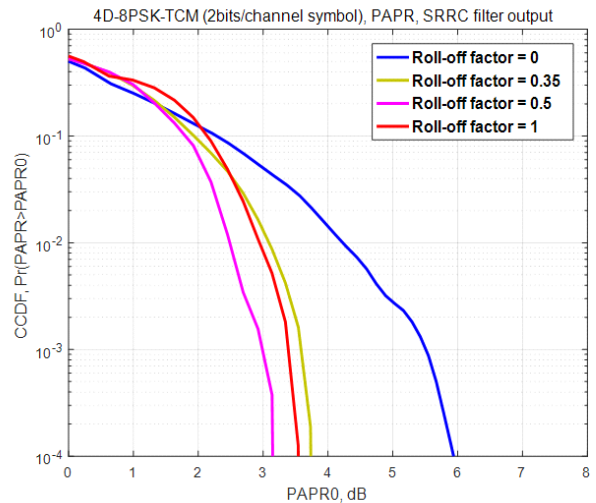


그림 5. Roll-off 값에 따른 4D-8PSK-TCM 송신 신호의 PAPR 특성 (2 bits/channel-symbol)

Fig. 5. PAPR characteristic of 4D-8PSK-TCM transmit signal (2 bits/channel-symbol).

인 전송을 할 수 있다. 본 논문에서는 우선 4D-8PSK-TCM 시스템의 보다 고효율 송수신을 위해 고려된 변조방식인 만큼, 더욱 스펙트럼 효율을 향상시킬 수 있도록 α 값을 0.35로 고려한다. 이는 α 값이 0.5일 때 가장 좋은 PAPR 성능인 3.1 dB 기준으로 약 0.4 dB 오차를 갖는다.

낮은 스펙트럼 대역폭, 낮은 PAPR 특성을 우수한 지표로 종합적인 평가를 하면, 4D-8PSK-TCM 시스템에서 SRRC 필터가 적용될 경우, α 값이 0.35일 때, 점유 대역폭이 적 으면서, PAPR 특성과 수신 신호의 성좌도 특성이 우수하 여 가장 효율적인 송수신이 가능함을 확인할 수 있다.

그림 6은 본 논문에서 고려한 비선형 HPA 모델인 Saleh 모델의 AM/AM 및 AM/PM 특성을 나타낸다. 입력 신호 가 증가할수록 진폭의 증폭률이 비선형적으로 감소하며, 위상의 회전은 비선형적으로 증가함을 확인할 수 있다. 그림 6(a)에서 입력신호가 0 dB인 지점을 포화점(saturation point)로 설정하고, 이 지점을 기준으로 OBO를 수행하였다. Saleh 모델의 AM/AM 특성 계수, α_a 와 β_a 가 각각 2.1587, 1.1517이며, AM/PM 특성 계수, α_ϕ 와 β_ϕ 가 각각 4.0033, 9.1040일 때, 입력 신호가 0 dB인 지점에서 이론 적 선형동작의 출력 전력 값과 비선형 동작으로 포화된 출력 전력 값 간의 차이는 6.68 dB이며, 이 수치는 OBO 값을 계산하는데 사용된다.

그림 7은 OBO 크기에 따른 2bits/channel-symbol의 전송 효율을 갖는 4D-8PSK-TCM 시스템의 송신 신호 스펙트럼을 나타낸다. 그림 7(a), 그림 7(b)는 전치왜곡기를 사용하지 않았을 경우의 스펙트럼이며, 그림 7(c), 그림 7(d)는 전치왜곡기를 사용하였을 경우의 스펙트럼을 나타낸

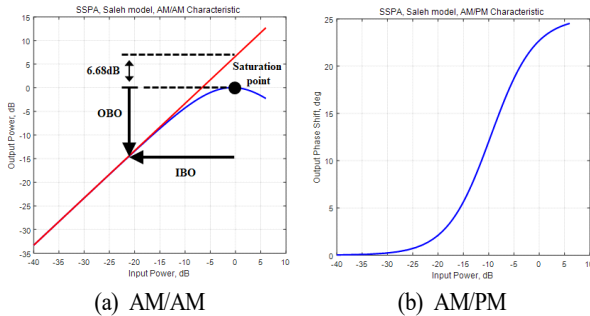


그림 6. Saleh 모델의 AM/AM 및 AM/PM 특성
Fig. 6. AM/AM and AM/PM characteristics of Saleh model.

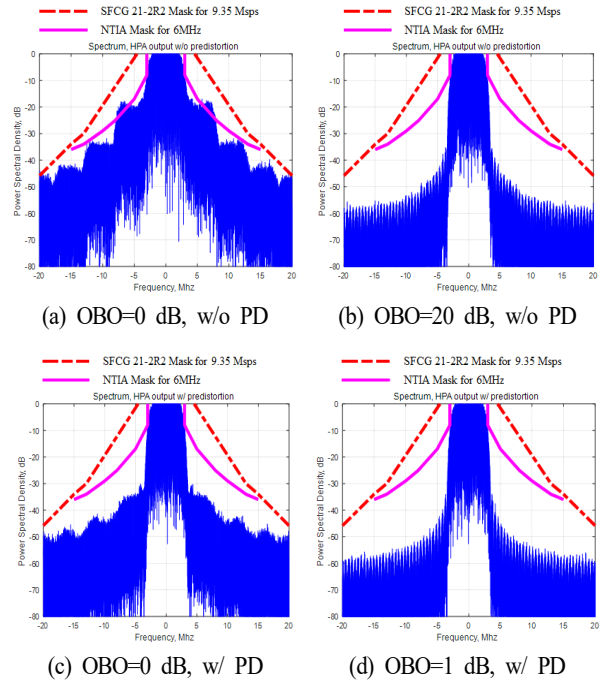


그림 7. OBO와 전치왜곡에 따른 4D-8PSK-TCM 송신 신호의 스펙트럼 특성(2 bits/channel-symbol, Roll-off factor=0.35)

Fig. 7. Spectrum characteristic of 4D-8PSK-TCM transmit signal according to OBO and PD (2 bits/channel-symbol, Roll-off factor=0.35).

다. 전치왜곡기를 사용하지 않을 경우, HPA의 비선형 왜곡으로 인해 6 MHz를 위한 NTIA 스펙트럼 마스크(spectrum mask)를 침범하는 것을 확인할 수 있다. 스펙트럼 특성이 선형 증폭일 경우와 유사해지기 위해서, 전치왜곡기를 사용하지 않을 경우 약 20 dB의 OBO 값이 요구되며, 전치왜곡기를 사용할 경우 1 dB 내외의 OBO 값이 요구된다. 즉, 전치왜곡기를 사용할 경우, HPA의 전력 효율을 크게 향상시킬 수 있다.

그림 8과 그림 9는 보조격자와 일반격자를 모두 사용하는 4D-8PSK-TCM 시스템에 비선형 HPA가 사용되었을 때, 전송 효율에 따른 BER 성능을 보여준다. 이 시스템에서 OBO 값이 증가할수록 비선형 HPA에 의해 열화된 성능이 점차적으로 복원되는 것을 확인할 수 있으며, OBO 값이 15~20 dB일 경우 선형 HPA를 사용한 4D-8PSK-TCM 시스템과 유사한 BER 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

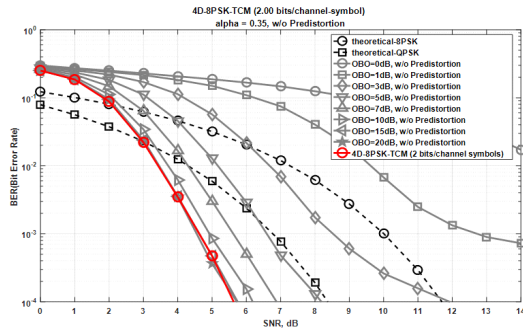


그림 8. 비선형 HPA가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템에서 OBO에 따른 BER 성능(2 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$)

Fig. 8. BER performance of 4D-8PSK-TCM system considering nonlinear HPA according to OBO(2 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$).

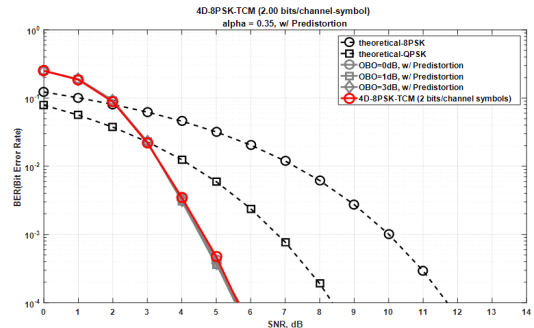


그림 10. 전치왜곡기와 비선형 HPA가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템에서 OBO에 따른 BER 성능(2 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$)

Fig. 10. BER performance of 4D-8PSK-TCM system considering nonlinear HPA and PD according to OBO (2 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$).

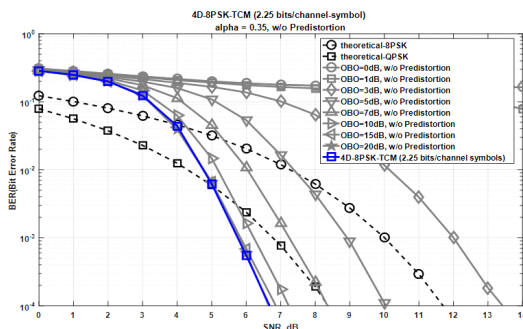


그림 9. 비선형 HPA가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템에서 OBO에 따른 BER 성능(2.25 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$)

Fig. 9. BER performance of 4D-8PSK-TCM system considering nonlinear HPA according to OBO(2.25 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$).

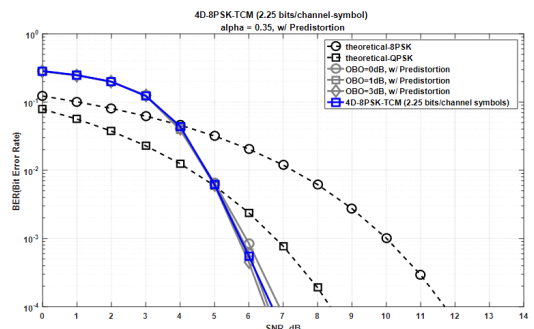


그림 11. 전치왜곡기와 비선형 HPA가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템에서 OBO에 따른 BER 성능(2.25 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$)

Fig. 11. BER performance of 4D-8PSK-TCM system considering nonlinear HPA and PD according to OBO (2.25 bits/channel-symbol, $\alpha=0.35$).

즉, HPA의 비선형성을 보상하기 위해 OBO만을 수행할 경우, 매우 높은 수준의 OBO가 요구됨을 확인할 수 있다. 높은 OBO는 전력 효율을 급격하게 감소시킨다.

그림 10과 그림 11은 일반격자와 보조격자 정보를 모두 이용하며, 비선형 HPA와 전치왜곡기가 고려된 4D-8PSK-TCM 시스템의 전송 효율에 따른 BER 성능을 나타낸다. 이 시스템에서 전치왜곡기를 사용할 경우, 선형 HPA를 사용한 시스템의 BER과 유사한 성능을 확보하기 위해 요구되는 OBO 값은 1 dB 내외인 것을 확인할 수 있

다. 즉, 전치왜곡기를 사용할 경우 요구되는 OBO 값이 매우 적어서 전력 효율을 최대도 향상시킬 수 있다. 실제 시스템의 구현에서는 변화하는 비선형 HPA 특성을 추정하는 고성능 적응형 전치왜곡기를 설계하는 것이 매우 중요하다.

V. 결론

본 논문에서는 X 밴드 위성통신을 위해 CCSDS에서 권고하는 4D-8PSK-TCM 시스템을 설계하고, 이 시스템에

SRRC 필터, 비선형 HPA와 전치왜곡기가 고려되었을 때의 스펙트럼 특성, BER 성능을 평가 및 분석하였다. 4D-8PSK-TCM 시스템에 비선형 HPA가 고려되었을 경우, 선형 HPA가 사용된 4D-8PSK-TCM 시스템과 유사한 성능을 내기 위해서, 전치왜곡기를 사용하지 않을 경우 15~20 dB의 OBO가 요구되며, 전치왜곡기를 사용하면 1 dB 내외의 OBO가 요구됨을 확인할 수 있다. 즉, 전치왜곡기를 통해 HPA의 동작점의 이동을 최소화하여, HPA의 전력 효율을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

References

[1] S. B. Ryu, E. S. Kang, S. G. Lee, D. K. Lee, J. T. Lee, and H. C. Lee, et al., "A study on the high speed data rate downlink systems of 4D-8PSK-TCM in low earth orbit," in *Proceedings of Symposium of the Korean Institute of Communications and Information Sciences*, Jun. 2016, pp. 5-6.

[2] Radio Frequency and Modulation Systems - Part 1: Earth Stations and Spacecraft, CCSDS 401.0-B: Blue Book,

Issue 2000-06, Apr. 2009.

[3] Band-Efficient Modulation, CCSDS 401(3.3.6) Green Book, Apr. 2003.

[4] A. Guérin, G. Lesthievant, and J. L. Issler, "Telemetry architectures for future earth observation missions: over 1 Gbit/s in X-band," *ITC2010*, San Diego, Oct. 2010.

[5] J. He, Z. Wang, and H. Liu, "An efficient 4-D 8PSK TCM decoder architecture," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration(VLSI) Systems*, vol. 18, no. 5, pp. 808-817, May 2010.

[6] P. Drotar, J. Gazda, D. Kocur, and P. Galajda, "MC-CDMA performance analysis for different spreading codes at HPA Saleh model," in *2008 18th International Conference Radioelektronika*, Prague, 2008, pp. 1-4.

[7] M. M. Shammasi, S. M. Safavi, "Performance of a pre-distorter based on Saleh model for OFDM systems in HPA nonlinearity," in *2012 14th International Conference on Advanced Communication Technology(ICACT)*, Pyeongchang, 2012, pp. 148-152.

안 창 영



2013년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 2015년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2015년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 무선통신 시스템, 신호처리, B5G 이동통신 시스템

이 상 규



1993년: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
 1995년: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 2011년: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)
 1995년~현재: 한국항공우주연구원 위성연구본부 탑재체전자팀 팀장, 책임연구원
 [주 관심분야] 영상코딩, 안테나 및 전자파전파, EESS 통신시스템, 위성통신

유 상 범



1996년 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2010년 충북대학교 전자공학과 (공학박사)
 2011년~현재: 한국항공우주연구원 선임연구원
 [주 관심분야] 지구관측위성, 마이크로파 원격탐사, 위성통신시스템, 원격측정 명령계

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 [주 관심분야] 무선통신시스템, 위성통신, B5G/6G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호처리