

비선형 채널 환경에서 CEFSK 시스템의 성능

이 기 훈*, 최 병 우*, 신 관 호**, 서 종 수°

Performance of CEFSK Systems in Nonlinear Channel Environments

Kee-Hoon Lee*, Byeong-Woo Choi*, Kwan-Ho Shin**, Jong-Soo Seo°

요 약

전력 및 대역폭 제한적 디지털통신 시스템을 위한 새로운 변조 기술인 상관부호화 FSK (CEFSK) 시스템의 성능을 단일 및 다중 반송파 비선형 채널 환경에서 분석하였다. CEFSK는 심볼간 간섭이 없으며 인접하는 두 심볼간의 진폭과 위상 사이에 상관관계를 유지함으로써 부드럽고 연속적인 위상천이와 함께 적은 포락선 변동을 갖는 출력신호를 생성한다. 따라서 CEFSK 시스템은 기존의 GFSK와 비교하여 비선형 왜곡에 대한 인접심볼간섭(ISI)과 혼변조(IM)에 의한 영향을 적게 받는다. 본 논문에서는 AWGN과 ISI 그리고 IM 성분을 갖는 비선형 증폭 채널 환경에서 CEFSK 시스템의 성능을 전산모의실험을 통해서 분석하였다. 단일채널에 대한 실험에서는 고출력증폭기의 입력 차단 (IBO)가 -1.0dB와 -3.0dB일 때, 단일 비트 차동검파 (1DD) CEFSK가 BER = 1 × 10⁻⁴을 유지하기 위해서 1DD-GFSK 보다 1.2dB와 0.8dB 우수하고 다중채널의 경우에는 IBO의 값과 무관하게 약 1.1dB 우수하였다.

Key Words : CEFSK, GFSK, Nonlinearly Amplified Channel

ABSTRACT

A new modulation technique - correlative encoded FSK (CEFSK) - for use in power and bandwidth limited digital communication system is proposed. CEFSK is free of ISI and generates output signals which have a smooth and continuous phase transition and a reduced envelope fluctuation by keeping correlation between amplitude and phases of two subsequent symbols. In comparison to conventional one-bit differential detected (1DD) GFSK, the performance of the 1DD-CEFSK in a non-linearly amplified (NLA) channel impaired by additive white Gaussian noise (AWGN), ISI and IM, is analyzed via computer simulation. The simulation result shows that, in an NLA single-channel, 1DD-CEFSK provides a signal-to-noise ratio (SNR) advantage of up to 1.2dB and 0.8dB at BER of 1 × 10⁻⁴ when input back-off (IBO) of HPA is -1.0dB and -3.0dB, respectively. For the same channel environment with multi-channel, 1DD-CEFSK outperforms 1DD-GFSK by 1.1dB in SNR, regardless of the value of IBO.

I. 서 론

ETRI는 2012년 기업지원프로그램 소개^[1]를 통해서, SCADA(supervisory control and data acquisition)

네트워크와 같은 저가 단말 위주의 consumer 위성 망 구축이 요구되고 있다고 분석했다. 특별히, 국가적 재난에 대처하기 위한 인터넷 기반의 재난 방재형 서비스를 제공할 수 있는 공공통신망 국가행정

• 주저자 : 공군사관학교 전자전산학과, powerlee@afa.ac.kr, 정회원

° 교신저자 : 연세대학교 전기전자공학부, jsseo@yonsei.ac.kr, 종신회원

* 삼성전자 무선사업부 한국개발팀, electrona@hanmail.net, 정회원

** 국방과학연구소, kuaris77@naver.com, 정회원

논문번호 : KICS2012-09-260, 접수일자 : 2012년 9월 26일, 최종논문접수일자 : 2012년 12월 18일

망 및 군용통신망에 대한 수요를 충족시킬 필요가 있다는 것이다. CPM 전송 특성은 비선형증폭기를 사용할 수 있어서 아날로그 부품의 가격을 낮출 수 있다는 장점을 가지므로, 위성단말의 저가화를 통해 공공성 위주의 위성통신을 민간영역까지 확대하여 위성통신시장을 활성화 할 수 있음을 의미한다.

전통적으로 GMSK 변조방식은 정포락선(constant envelope)과 협대역의 스펙트럼을 가지는 장점 때문에, HPA를 사용하는 위성통신 환경에서 GMSK 변조 방식이 다양한 형태로 적용되어 왔다²⁾. 그러나 GMSK 변조방식은 협대역 스펙트럼 특성을 가지게 하는 선변조(pre-modulation) 필터에 의해서 발생하는 심볼간간섭(ISI)으로 인하여 수신 BER 성능이 열화되는 단점을 가진다³⁾. Ka 대역과 같은 높은 주파수 대역은 느리게 변화하는 신호감쇠에서부터 빠르고 강한 페이딩에 이르기까지 대기에 의한 영향을 많이 받으며 특히 강우 감쇠에 의한 영향을 많이 받으므로 위성망 신뢰도에 심각한 영향을 미치게 된다. 따라서 Ka 대역과 같은 높은 주파수대역에서 페이딩에 의한 영향을 최소화시키기 위해서 지구국과 위성중계기의 고출력 증폭기(HPA)를 비선형 영역(saturation region)에서 동작시켜야 하며 다중반송파 전송방식에 더욱 적합한 변조기법이 요구되어지고 있다.

CPFSK의 위상 불연속성을 개선하여 더 부드러운 위상 천이를 갖도록 함으로써 대역폭 효율을 개선하고 최소 유클리드 거리를 증가시켜서 BER 성능을 개선한 것이 CPM이다. 새로운 방식의 CPM이 전력 및 대역폭 효율을 동시에 개선하기 위한 조건은 위상천이는 더 부드럽게 하면서 최소 유클리드 거리를 증가시켜야 한다는 것이다. 위 두가지 조건을 만족하는 전력 및 대역폭 효율적 변조방식으로 새롭게 제안된 CEFSK⁵⁾가 AWGN 환경에서 GMSK의 특별한 형태인 GFSK보다 성능이 우수함을 보였으나, 연속위상변조(CPM) 방식의 CEFSK 시스템 성능을 비선형 증폭기를 사용하는 환경에서 성능을 확인하고 우수성을 입증하는 것은 중요한 의미를 가진다.

Mathiopoulous 외 2인은 GMSK 신호에 다양한 차동검파 방식을 적용하고 인접채널간섭(ACI)과 HPA의 비선형영역에서의 성능을 전산모의실험을 통해서 분석하였다⁴⁾. 본 논문에서도 전산모의실험을 통하여 B_bT (GLPF의 3.0dB 대역폭 B_b 와 비트 주기 T 의 곱)은 0.5이고, 변조지수 h 는 0.28~0.35인 GMSK로서 Bluetooth⁶⁾에 적용된,

GFSK와 대역폭 효율 측면에서 대등하면서, 복잡도의 증가없이 약 0.7dB의 전력효율을 개선하는 1-비트 차동검파(1-bit differential detection, 1DD) 방식을 적용한 ‘상관부호화 주파수천이키잉(CEFSK, Correlative Encoded FSK)’ 변조방식의 수신 성능을 비선형 채널 환경에서 1DD-GFSK의 것과 비교하였다. 이를 위하여 제 2장에서는 CEFSK 기저대역신호의 생성 방법과 전력 스펙트럼 밀도를 유도하고, 수신신호의 복조 방법에 대하여 기술하며, 제 3장에서는 단일채널 및 다중채널 비선형 채널에서 고출력 증폭기 입력차단(BO, Input Back-Off) 값의 변화에 따른 수신 성능을 GFSK의 것과 비교하고, 제 4장에 결론을 내렸다.

II. CEFSK 시스템

2.1. CE 신호의 생성 원리 및 특성

심볼 주기보다 더 긴 주기를 갖는 중첩된 기저대역 펄스들은 중첩을 이용하지 않은 펄스들에 비해 주파수 사용 효율이 높다는 것이 증명되어 있다. 그리고 좋은 주파수 특성을 얻기 위해서는 심볼의 위상천이가 부드럽게 이뤄져야 하고 천이되기 전과 천이된 후의 신호간의 상관관계가 있어야 한다. 또한 좋은 전력 효율을 얻기 위해서는 변조된 신호의 포락선의 떨림이 적을수록 좋다. 상관부호화기(CE : correlative encoder)는 이러한 요건에 부합되는 펄스 성형 기술이다^{7,8)}.

CE의 임펄스 응답을 $h_{CE}(t)$ 라 한다면 $h_{CE}(t)$ 는 $2T_s$ 의 주기를 갖는 상승코사인펄스(raised cosine pulse)에 또 하나의 임의상수가 곱해진 상승코사인펄스를 중첩시킨 신호를 임펄스 응답으로 갖는다. CE를 사용하여 인접 심볼 간섭 및 지터가 없는 신호를 만든다. 이를 수식으로 나타내면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 h_{CE}(t) &= g(t) + d(t) & (1) \\
 g(t) &= \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{T_s} \right), \\
 d(t) &= -\frac{1-A}{2} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{T_s} \right)
 \end{aligned}$$

여기서, A 는 CE 신호의 진폭 파라미터(중첩 정도)이며 $0.5 \leq A \leq 1.0$ 이고 $-T_s \leq t \leq T_s$ 이다. ISI와 지터가 없는 신호를 만들기 위한 CE 신호의 임펄스 응답 $h_{CE}(t)$ 는 다음의 조건을 만족한다.

$$h_{CE}(t) = h_{CE}(-t), \quad -T_s \leq t \leq T_s \quad (2)$$

$$h_{CE}(T_s) = h_{CE}(-T_s) = 0 \quad (3)$$

식 (1)의 임펄스 응답이 심볼 간격 T_s 의 두 배를 차지하므로, CE 신호는 연속적으로 입력되는 두 개의 비트 a_n 과 a_{n+1} 의 함수이며, $2T_s$ 의 간격을 갖는 펄스 $x(t-nT_s)$ 와 $x(t-(n+1)T_s)$ 를 중첩시켜 얻은 기저 대역 신호의 합성된 파형은 식(4)와 같이 표현된다.

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ a_n h_{CE}[t-nT_s] + a_{n+1} h_{CE}[t-(n+1)T_s] \right\} \quad (4)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i(t-nT_s), \quad (i = 1, 2, 3, 4)$$

반면에, GMSK 변조기의 GLPF 임펄스 응답은 식 (5)와 같다. 여기서 B_b 는 GLPF의 3.0dB 대역 폭이며, GLPF의 B_bT 값은 GMSK의 스펙트럼 효율과 BER 성능간 trade-off를 결정하는 변수이다.

$$h_G(t) = B_b \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left[\frac{2\pi^2 B_b^2}{\ln 2} t^2\right] \quad (5)$$

그림 1은 GMSK 시스템의 GLPF와 CEFSK의 CE 신호의 임펄스 응답을 비교한 것이다. 그림에서 보듯이 CE의 필터의 임펄스 응답은 GLPF의 것보다 더 샤프하고 심볼주기 이내에서 필터의 임펄스 응답을 마치므로 ISI가 없지만, GLPF는 필터의 임펄스 응답은 단일 심볼주기를 벗어나 인접 심볼에 영향을 주게 되어 BER 열화의 원인이 됨을 예상할 수 있다.

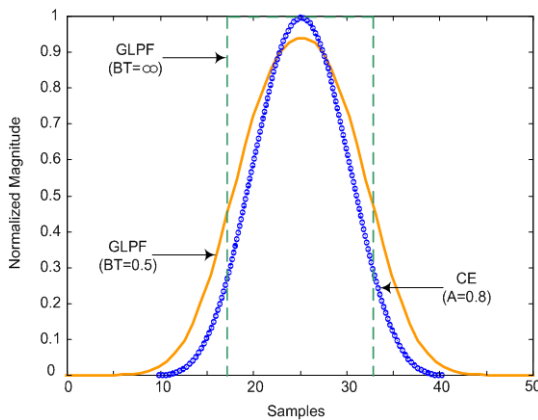


그림 1. CE와 GLPF의 임펄스 응답 비교
Fig. 1. Impulse Responses of CE and GLPF

표 1. CEFSK 기저대역 출력신호의 룩업 테이블
Table 1. Look-up table of CEFSK baseband output signal

NRZ Input		CE Output
a_{i+1}	a_i	$y(t)$
-1	-1	$y_1(t) = -A - (1-A)\cos(2\pi t/T_s)$
-1	+1	$y_2(t) = -\cos(\pi t/T_s)$
+1	-1	$y_3(t) = \cos(\pi t/T_s)$
+1	+1	$y_4(t) = A + (1-A)\cos(2\pi t/T_s)$

2.2. CEFSK 송신기 구조

입력 NRZ 데이터에 대한 CEFSK의 기저대역 출력 신호 $y(t)$ 는 표 1과 같다.

CEFSK의 송신기의 구조는 그림 2와 같이 기존의 GMSK 송신기의 구조에서 선변조 필터인 GLPF 대신 CE 필터를 사용하며, 변조된 CEFSK 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \exp\{j2\pi f_c t + \theta(t)\} \right\} \quad (6)$$

$$\theta(t) = \pi h \int_{-\infty}^t y(\tau) d\tau \quad (7)$$

여기서, E 는 단위 심볼당 에너지, T_s 는 심볼 주기, f_c 는 반송파 주파수, $y(t)$ 는 식 (4)에서 얻어진 입력된 NRZ 데이터가 CE를 통과한 출력 신호, h 는 변조 지수로서 GMSK와 동일하게 0.35로 설정하였다.

$$s(t) = \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (8)$$

$$= \cos 2\pi f_c t \cos \theta(t) - \sin 2\pi f_c t \sin \theta(t)$$

$$= \cos 2\pi f_c t \cos \left[\pi h \int_{-\infty}^t y(\tau) d\tau \right]$$

$$- \sin 2\pi f_c t \sin \left[\pi h \int_{-\infty}^t y(\tau) d\tau \right]$$

그림 2는 CEFSK의 송신단 블록도이다.

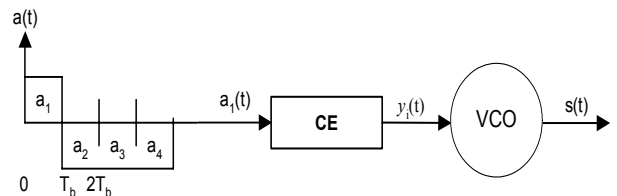


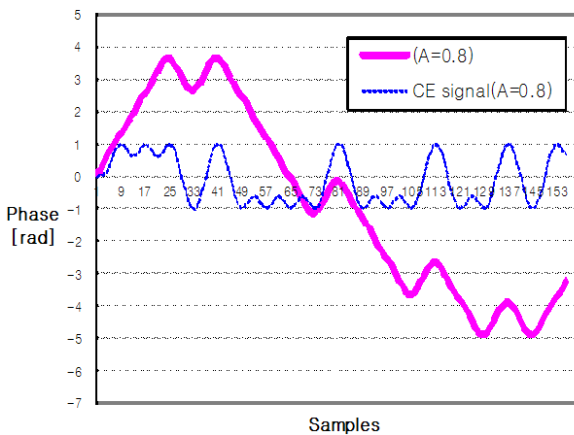
그림 2. CEFSK의 송신단 블록도
Fig. 2. Block Diagram of CEFSK Transmitter

2.3. CEFSK 신호의 위상 천이

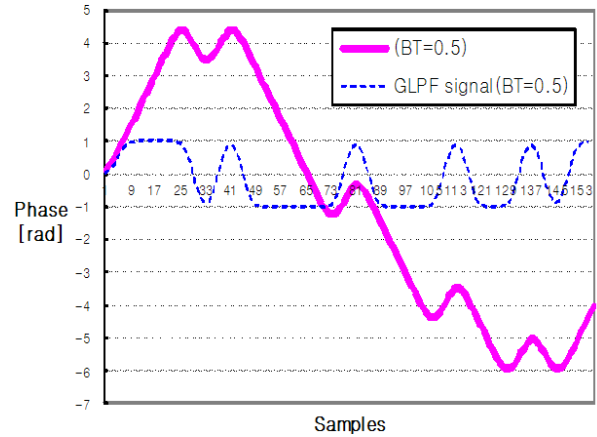
위상 변조 방식에서 변조된 반송파 신호의 위상 천이는 연속적이며 부드러울수록 더욱 협대역의 스펙트럼 특성을 얻는다. CEFSK 변조된 신호의 위상은 식 (9)와 같고 a_i 는 CE에 입력되는 NRZ 데이터 비트열이다.

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \pi h \int_{-\infty}^t y(\tau) d\tau \\ &= \sum_i a_i \pi h \int_{-\infty}^t h_{CE}(u) du \end{aligned} \quad (9)$$

그림 3에서 $a_i = [1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1]$ 로 20개의 NRZ 데이터 비트로 가정하며 각각의 비트는 8배 과표분화하였다. 신호의 위상천이는 필터의 출력을 심볼주기 동안 누적한 데이터이며, GFSK와 CEFSK의 경우 한 데이터마다 최대 πh [rad]의 위상이 변화한다. 비교 분석의 편의를 위하여 CEFSK와 GFSK의 필터 출력을 함께 보였다. 그림에서 보듯이 CEFSK(A=0.8)가 GFSK(BbT=0.5) 보다 위상천이 (phase transition)의 값이 작고 더 부드러우므로 CEFSK가 GFSK보다 협대역의 스펙트럼을 갖게 될 것임을 예상할 수 있다. 표 2와 그림 3에는 CEFSK와 GFSK 신호의 입력 NRZ에 따른 1비트-차동검파(1DD)된 위상각의 크기와 차동검파 위상각을 성상도로 각각 보였다. 1DD된 CEFSK의 최소 위상각이 39.8° 로서 GFSK의 34.2° 보다 5.6° 더 크기 때문에 BER 성능개선에 기여하게 될 것임을 예상할 수 있다.



(a) CEFSK

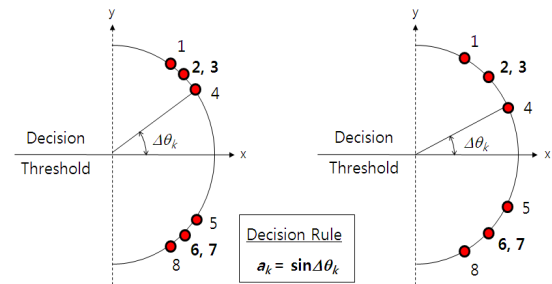


(b) GFSK

그림 3. CEFSK와 GFSK 신호의 위상천이
Fig. 3. Phase Transitions of CEFSK and GFSK

표 2. CEFSK와 GFSK 신호의 위상천이
Table 2. Phase Transitions of CEFSK and GFSK

NRZ input data			$\Delta\Phi$ (in degrees)	
a_{k-1}	a_k	a_{k+1}	CEFSK (A=0.8)	GFSK (BT=0.5)
+1	+1	+1	54.2	63.0
+1	+1	-1	47.0	48.6
-1	+1	+1	47.0	48.6
-1	+1	-1	39.8	34.2
+1	-1	+1	-39.8	-34.2
+1	-1	-1	-47.0	-48.6
-1	-1	+1	-47.0	-48.6
-1	-1	-1	-54.2	-63.0



(a) CEFSK

(b) GFSK

그림 4. (표 2)의 1DD 위상각 성상도
Fig. 4. Phase-state Diagram of Table 2

2.4. CEFSK의 전력스펙트럼밀도(PSD)

CE신호의 임펄스 응답은 식 (1)과 같으며, CEFSK의 CE 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다⁵⁾.

$$H_{CE}(f) = \left(\frac{T_s}{1-4f^2T_s^2} + \frac{(A-1)T_s}{1-f^2T_s^2} \right) \frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \quad (10)$$

반면에, GMSK의 GLPF 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다³⁾.

$$H_G(f) = \exp\left\{-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right\} \quad (11)$$

CEFSK는 MSK와 CE가 시간 도메인에서 콘볼루션 관계에 있기 때문에, CEFSK의 전력 스펙트럼 밀도 $C(f)$ 는 푸리에변환 성질에 의하여 MSK와 CE 두 스펙트럼의 곱으로 표현된다.

$$\begin{aligned} C(f) &= H_{CE}(f) \cdot H_M(f) \\ &= \left\{ \left(\frac{T_s}{1-4f^2 T_s^2} + \frac{(A-1)T_s}{1-f^2 T_s^2} \right) \frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right\} \cdot \\ &\quad \left\{ \frac{16}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi f T}{1-16f^2 T^2} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

마찬가지로, GMSK는 MSK와 GLPF가 시간 도메인에서 콘볼루션 관계에 있기 때문에, GMSK의 전력 스펙트럼 밀도 $G(f)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G(f) &= H_G(f) \cdot H_M(f) \\ &= \left\{ \exp\left\{-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right\} \right\} \cdot \left\{ \frac{16}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi f T}{1-16f^2 T^2} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

그림 5는 중첩도 A에 따른 CEFSK의 전력 스펙트럼 밀도를 나타내며, 그림 6은 CEFSK, GMSK와 MSK 변조 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸다. 각 그림의 전력 스펙트럼 밀도는 정규화 주파수 f/R_b 의 함수로 표현되어 있다. 같은 비트율 R_b 에 대하여 CEFSK 신호의 부엽 스펙트럼 밀도가 GMSK, MSK 보다 작으므로 다중채널 시스템 인접 채널간섭(ACI) 환경에서 BER 성능개선에 기여하게 될 것임을 예상할 수 있다.

그림 6과 표 3과 4에서 보듯이 일정 대역폭 내에서 획득된 총 전력 비율은 CEFSK가 GMSK보다 크다. 반송파 양측에서 전송 채널대역이 $W=0.4R_b$ 로 제한되는 경우 CEFSK는 총 전력의 93.12%, GMSK는 91.92%를 전송하므로, 주엽에 더 많은 전력을 포함하는 CEFSK가 부엽을 통해서 인접채널에 주는 간섭이 더 작다. 이는 CEFSK를 채택함으로써 채널간격(가드밴드)을 더 좁게 설정하

거나 ACI 환경에서 BER 성능 개선을 위해서 요구되는 추가 전력을 더 작게 필요로 함으로써 전력 또는 대역폭 효율을 개선할 수 있음을 의미한다.

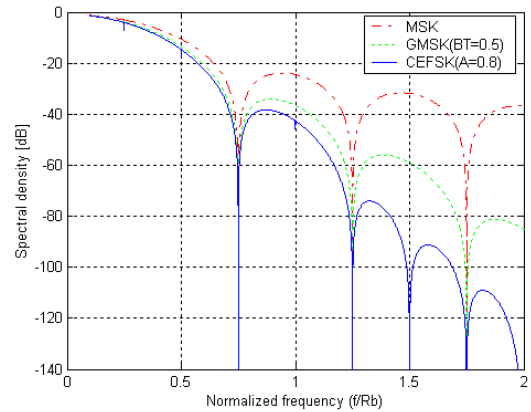


그림 5. 변조 신호의 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 5. Power Spectrum Density of Modulated Signal

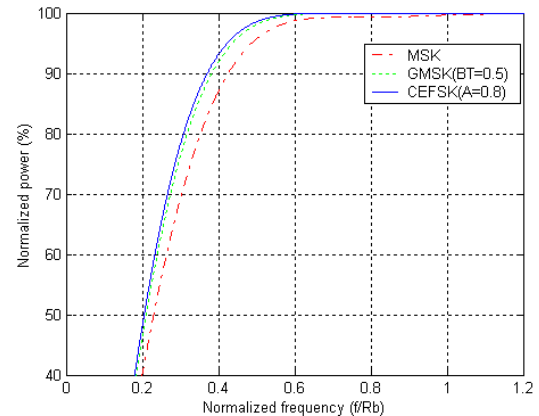


그림 6. 대역폭에 따른 포함 전력 비율
Fig. 6. Fractional Power Ratio of CEFSK and GMSK

표 3. 변조 신호의 전력 비율에 따른 대역폭
Table 3. Occupied Bandwidth Containing a Given Percentage Power

	90 %	99 %	99.9 %
CEFSK(A=0.8)	0.371 R_b	0.522 R_b	0.624 R_b
GMSK($B_b T=0.5$)	0.382 R_b	0.538 R_b	0.655 R_b
MSK	0.425 R_b	0.630 R_b	1.194 R_b

표 4. 변조 신호의 대역폭에 따른 포함 전력 비율
Table 4. Occupied Power Containing a Given Percentage Bandwidth

	0.3 R_b	0.4 R_b	0.5 R_b
CEFSK(A=0.8)	78.25%	93.11%	98.51%
GMSK($B_b T=0.5$)	76.27%	91.92%	98.06%
MSK	69.24%	87.03%	95.67%

2.5. CEFSK 수신기

성능비교를 위해서 수신기는 GFSK에 대해서도 동일하게 사용할 수 있으며 구조가 단순한 단일비트 차동검파 (IDD) 방식을 채택하였다. 이 검파방식에서 수신된 복소신호는 그 신호를 1 비트 시간만큼 지연한 복소공액 (complex conjugate)과 곱하여져서 식 (14)와 같은 신호를 출력한다. 여기서 $\phi(t) - \phi(t - T) = \Delta\phi$ 는 비트 시간동안 위상 변화의 크기로서, 임계값 검출기(threshold detector)에서 $\Delta\phi$ 값이 0보다 크거나 같으면 1로 작으면 -1로 판단한다^[8].

$$r(t) = \cos(\phi_i(t) - \phi(t - T)) + \sin(\phi_i(t) - \phi(t - T)) \quad (14)$$

표 2와 그림 3을 통해서 확인한 바와 같이, $\Delta\phi$ 의 값이 가장 작아 성능열화에 가장 큰 영향을 미치는 입력 데이터 패턴 (a_{k-1}, a_k, a_{k+1})이 (1, -1, 1) 또는 (-1, 1, -1)인 경우에 대해서, CEFSK와 GFSK의 $|\Delta\phi|$ 값은 각각 39.8°와 34.2°로서 위상 변화의 최소값이 CEFSK가 GFSK보다 5.6° 크기 때문에 BER 성능 개선요소로 작용하게 될 것을 예상할 수 있다.

III. 비선형 채널에서 CEFSK의 성능

3.1. 고출력증폭기(HPA)에 의한 비선형 채널 모델링

이동 단말기와 기지국은 반송파 신호의 전력을 일정 레벨로 유지하기 위하여 고체상태전력증폭기(SSPA) HPA를 사용하며 이들은 포화 영역(0.0dB 출력차단 또는 IBO)에서 가장 전력 효율적으로 동작하게 된다. 그러나, HPA를 포화 영역에서 동작할 때 진폭(AM/AM) 및 위상(AM/PM) 변환의 비선형특성으로 변조된 반송파 신호의 진폭과 위상을 왜곡하여 ISI와 함께 부엽 스펙트럼의 확산을 일으킴으로써 ACI를 초래하게 된다. HPA 출력값들을 rms(root mean square) 방법으로 curve-fitting 할 때, 이들에 대한 power series 형태를 Saleh가 제안한 형태로 나타내면 다음과 같다^[9].

$$z(r) = \alpha r^n / (1 + \beta r^2)^v \quad (15)$$

여기서, r 은 HPA 입력신호의 크기, n 과 v 는 맞춤(fitting) 차수이며, α 와 β 는 맞춤 상수로서 HPA의 특성 파라미터이다. HPA의 입력 신호 크기를 r_i , 출력신호 크기를 z_i 라 할 때, 입력 대 출력 신호의 크기 비 w_i 는 다음과 같다.

$$w_i = (z_i / r_i^n)^{-1/v}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (16)$$

식 (16)으로부터 HPA의 특성 파라미터 α 와 β 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\alpha = \left\{ \frac{(\sum r_i^2)^2 - m \sum r_i^4}{\sum r_i^2 \sum w_i r_i^2 - \sum r_i^4 \sum w_i} \right\}^v \quad (17)$$

$$\beta = \frac{\sum r_i^2 \sum w_i - m \sum w_i r_i^2}{\sum r_i^2 \sum w_i r_i^2 - \sum r_i^4 \sum w_i} \quad (18)$$

이상으로부터 HPA 출력신호의 진폭 $A(r)$ 과 위상 $\Phi(r)$ 은 다음과 같이 모델링 되어진다.

$$A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) \quad (19)$$

$$\Phi(r) = \alpha_\phi r^2 / (1 + \beta_\phi r^2) \quad (20)$$

본 논문에서 비선형 채널 모델링을 위한 HPA 특성을 그림 7의 진폭 및 위상 변환 특성을 가지는 Saleh 모델을 이용하기 위해서 Hughes사의 TWT 275H의 실제 측정값을 사용하며, 식 (19)와 (20)에 적용되어지는 파라미터 $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ 는 표 5와 같다.

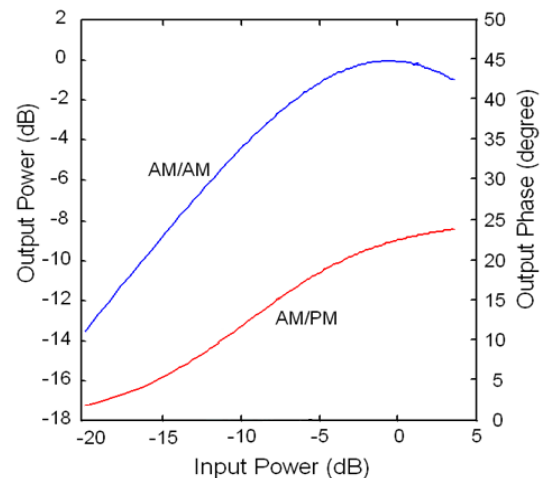


그림 7. HPA의 비선형 특성 곡선
Fig. 7. Nonlinear Characteristic Curve of HPA

표 5. TWTA 특성 파라미터
Table 5. Optimum Parameter of Operating Characteristic Curve of TWTA

함수	α	β
$A(r)$	$\alpha_a = 2.1587$	$\beta_a = 1.1517$
$\Phi(r)$	$\alpha_\phi = 4.0033$	$\beta_\phi = 9.1040$

3.2. 비선형 단일채널에서의 성능 분석

비선형 단일채널에서 수신 성능을 분석하기 위하여, HPA가 그림 7의 특성을 가지는 등가 기저대역 시스템을 그림 8과 같이 모델링하고 수신 신호의 BER 성능을 전산모의 실험하였다.

그림 9와 10에서 보듯이, 송신 HPA의 IBO가 -1.0dB와 -3.0dB인 경우에 대하여, 1DD-CEFSK가 1DD-GFSK 보다 SNR을 1.2dB와 0.8dB 각각 개선함을 확인하였다. 이와 같은 SNR 개선은 BbT값이 1이 아닌 경우의 GMSK와 달리 제로 ISI와 정포락선 특성을 갖는 CEFSK가 비선형왜곡에 의한 ISI에 더 강하다는 점과, 그림 3, 4와 표 2에서 보듯이 위상 트렐리스 측면에서 비트 시간동안의 위상변화 $|\Delta\phi|$ 의 최소값이 5.6° 만큼 CEFSK가 GFSK보다 더 크기 때문에 $P_e \approx Q(\sqrt{d_{min}^2 E_b/N_o})$ 로 표현되는 CPM 신호의 근사오류확률^[10]에서 최소 유클리드 거리 d^2_{min} 를 증가시킨다는 점에 기인한다. 이를 통해서 고풍력 증폭기의 포화영역에서 작동점을 설정함으로써 발생하는 비선형 왜곡에 더 강한 특성을 가지는 변조방식이 CEFSK임을 확인하였다.

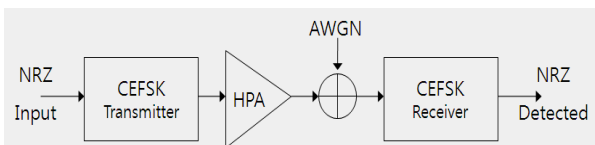


그림 8. CEFSK의 비선형 기저대역 모델
Fig. 8. Nonlinear Baseband Model of CEFSK

3.3. 비선형 다중채널에서의 성능

비선형 다중채널 시스템에서의 수신 성능은 AWGN, ISI, 그리고 ACI가 존재하는 환경에서의 BER 성능을 분석한다. 여기서, 두 인접 대역(즉, 하나의 상위인접대역과 다른 하나의 하위인접대역)으로부터 중심 대역이 대부분의 간섭을 받는다고 가정한다. ACI가 존재하는 다중채널에서의 성능을 전산모의 실험하기 위한 주파수 배치는 그림 11과

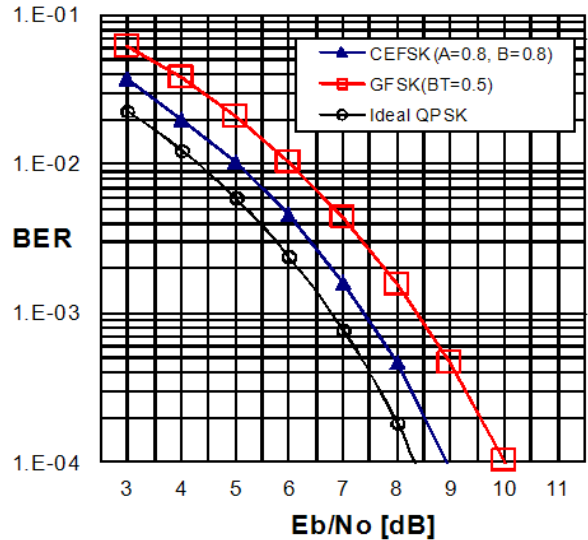


그림 9. 비선형(BO=-1.0dB) 단일채널에서의 BER 성능
Fig. 9. BER Performance of Nonlinear(BO=-1.0dB) Single-Channel

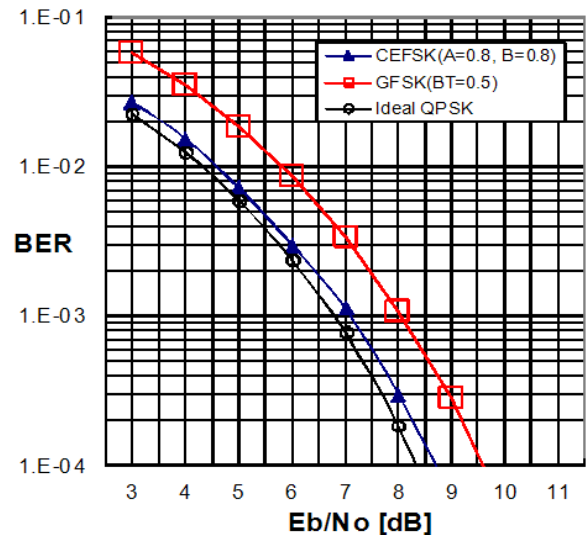


그림 10. 비선형(BO=-3.0dB) 단일채널에서의 BER 성능
Fig. 10. BER Performance of Nonlinear(BO=-3.0dB) Single-Channel

같다. 전산모의 실험에서 비트전송률은 GSM시스템에 적용된 GMSK의 270.833kbps로 가정하였으며, ΔF 는 중심대역의 중심주파수로부터 할당된 상·하위 대역 중심주파수까지의 주파수 차이로서, 채널간 간격은 약 $1.5\Delta F$ 인 400kHz로 설정하고 인접대역의 전송방식과 송신전력은 중심대역과 동일하다고 가정하였다.

그림 12와 13에서 보듯이, 다중채널 전송환경에 대한 실험에서 정진폭을 갖는 CPM의 특성상 IBO 변화(-1.0dB 또는 -3.0dB)에 영향을 받지 않으면서 부엽 스펙트럼이 더 작은 1DD-CEFSK가 인접 채널간섭이 작으므로 1DD-GFSK 보다 SNR을 약

1.1dB 개선함을 확인하였다. 그림 9과 10의 단일 반송파 결과와 비교할 때, CEFSK와 GFSK의 협대역 스펙트럼 특성으로 인하여, 다중채널 환경에서도 성능이 크게 열화되지 않음을 확인할 수 있다. 이는 다중채널 시스템의 스펙트럼 효율과 BER 성능간 trade-off를 통해서 다양한 시스템의 설계가 가능함을 보여주는 결과이다.

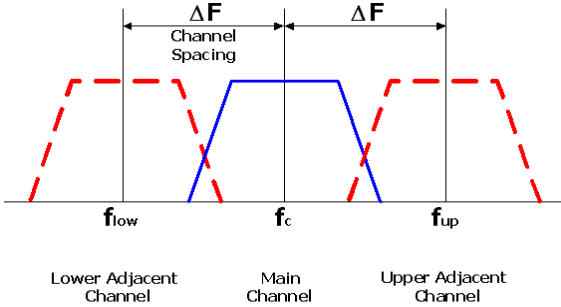


그림 11. 다중채널 주파수 배치와 ACI
Fig. 11. Multi-Channel Allocation

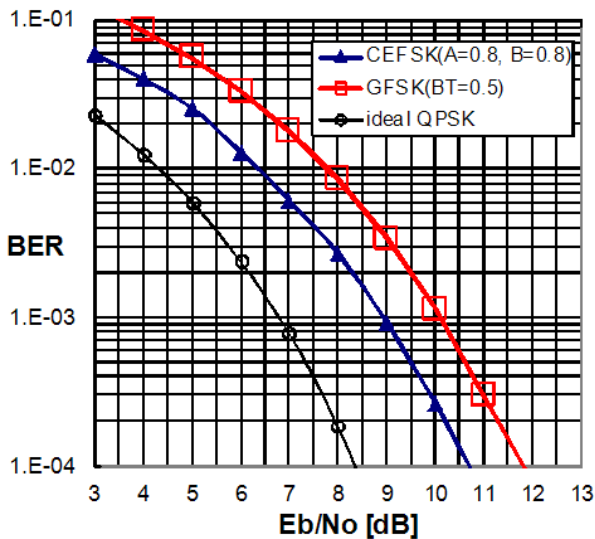


그림 12. 비선형(IBO = -1.0dB, $\Delta f = 1.5 R_b$) 다중채널에서의 BER 성능
Fig. 12. BER Performance of Nonlinear(IBO = -1.0dB, $\Delta f = 1.5 R_b$) Multi-Channel

IV. 결 론

본 논문은 전력 및 대역폭 효율적인 모뎀기술 CEFSK의 성능을 GFSK의 것과 비선형채널에서 비교하고 CEFSK의 스펙트럼을 GFSK의 것과 비교하여 CEFSK가 전력 및 주파수 효율이 GFSK 보다 우수함을 보였다. 단일채널에 대한 실험에서는 IBO가 -1.0dB와 -3.0dB일 때, 1DD-CEFSK가

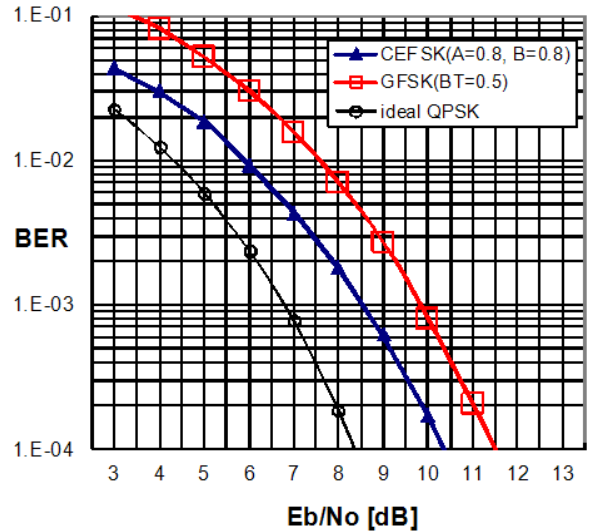


그림 13. 비선형(IBO = -3.0dB, $\Delta f = 1.5 R_b$) 다중채널에서의 BER 성능
Fig. 13. BER Performance of Nonlinear(IBO = -3.0dB, $\Delta f = 1.5 R_b$) Multi-Channel

$BER = 1 \times 10^{-4}$ 을 유지하기 위해서 1DD-GFSK 보다 1.2dB와 0.8dB 우수하며 다중채널의 경우에는 IBO의 크기와 무관하게 약 1.1dB 우수하다. 또한 CEFSK(A=0.8)의 전력 스펙트럼 부엽의 크기가 GFSK 보다 약 4.0dB 낮았으며, 점유 대역폭 $W = 0.4 R_b$ 에서 CEFSK와 GFSK는 각각 93.12%와 91.92%의 에너지를 가지므로 CEFSK가 GFSK 보다 대역폭 효율까지 다소 우수하다.

References

- [1] "ETRI Tech Review 2012," *Radio & Satellite Commun.*, ETRI, part 3, section 2, pp. 92-93, Aug. 2012.
- [2] M. Orta, "Study on the simulation and analysis of an FH/FDMA OBP satellite based mobile communication system under critical channel impairment," *Dissertation*, Univ. of Toledo, Aug. 2010.
- [3] K. Murota and K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-29, no. 7, pp. 1044-1050, Jul. 1981.
- [4] Mathiopoulos, P. T. and Toor, J. S., "Effects of ACI and nonlinearities on the performance of differential detected GMSK signals," *IEEE Proc.-Commun.*, vol. 151, no. 2, pp. 163-169,

Apr. 2004.

[5] K. H. Lee and J. S. Seo, "Correlative encoded FSK (CEFSK) modulation technique," *JCN*, vol. 6, no. 1, pp. 34-36, Mar. 2004.

[6] C. H. Park, J. H. Paik, Y-H You, M-C Ju, J-W Cho, "Channel estimation and DC-offset compensation schemes for frequency-hopped bluetooth networks," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 4-6, Jan. 2001.

[7] J. S. Seo and K. Feher, "SQAM : a new superposed QAM modem technique," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-33, no. 3, pp. 298-300, Mar. 1985.

[8] I. K. Park and J. S. Seo, "Compact-SQAM for bandwidth efficient digital radio system," *J. KICS*, vol. 18, no. 4, pp. 519-527, Apr. 1993.

[9] Adel and A. M. Saleh, "Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[10] T. Aulin and C. E. W. Sundberg, "Continuous phase modulation-part I : full response signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 3, pp. 196-209, Mar. 1981.

이 기 훈 (Kee-Hoon Lee)



1987년 3월 공군사관학교 항공 공학과 졸업 및 정보통신 장교 임관
 1996년 8월 Univ. of Dayton, USA 전기공학과 석사
 2004년 2월 연세대학교 전기전자공학과 박사

2011년 1월~현재 공군사관학교 전자전산학과 초빙교수
 <관심분야> 위성통신, 변복조기술, 위성항법보장 시스템(GBAS, SBAS), 공공경보시스템(PWS), 재난방송, 방송통신재난관리

최 병 우 (Byeong-Woo Choi)



2001년 2월 경희대학교 전과 공학과 졸업
 2003년 8월 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2003년 8월~현재 삼성전자 무선사업부 한국개발팀 책임연구원

<관심분야> 디지털통신

신 관 호 (Kwan-Ho Shin)



1981년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업
 1998년 2월 충북대학교 정보통신공학과 석사
 2003년 2월 충북대학교 정보통신공학과 박사수료
 1991년 1월~현재 국방과학연구소

<관심분야> 위성통신, 정보통신, 변복조기술

서 종 수 (Jong-Soo Seo)



1975년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업
 1983년 12월 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 석사
 1988년 6월 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 박사
 1975년 4월~1981년 12월

LG정밀 중앙연구소

1987년 7월~1989년 12월 IDC, Canada 책임연구원

1990년 1월~1992년 3월 삼성종합기술원 정보시스템 연구소 수석연구원

1992년 4월~1995년 2월 CAL, Canada 책임연구원

1995년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수

2001년 11월~2009년 차세대방송기술 연구센터 (ITRC) 센터장

2006년~현재 DMB서비스협회 회장

2007년~현재 IEEE Broadcast Technology Society Editor

2012년~현재 방송공학회 부회장

<관심분야> 차세대 디지털 방송시스템, 차세대 모바일 통신시스템, 협력 전송기법