

PTS기법을 이용하여 PAPR 감소에 의한 MMoF-OFDM 시스템 성능분석

*최경호, 김창중, 이호경
홍익대학교 전파통신공학과
e-mail : guadian202@freechal.com

Performance Analysis of MMoF-OFDM System by PAPR Reduction using PTS Technique

*Kyoung-Ho Choi, Chang-Joong Kim, Ho-Kyong Lee
Department of Radio Communication Science and Engineering
Hongik University

Abstract

본 논문은 MMoF 시스템의 광학채널을 비선형 채널로 가정하고, 단일 반송파 전송 기법을 사용한 경우와 다중 반송파 전송 기법을 사용한 경우의 성능을 모의 실험을 통하여 비교하였다. 이때 다중 반송파를 사용하는 MMoF-OFDM 시스템의 성능이 단일반송파를 이용하는 MMoF 시스템에 비해 우수함을 확인할 수 있었다. 또한, 다중 반송파를 사용하는 경우 PAPR을 개선하기 위하여 PTS 기법을 사용하면 PAPR을 낮출 수는 있었지만 시스템의 성능엔 큰 차이가 없었다.

전체의 오류 성능에 영향을 미치거나, 소자의 수명에 영향을 미치기도 한다. 특히 광학 연결 채널에서 레이저의 직접 변조 방식[1, 2]에 의해 발생하는 비선형성[3]은 신호에 비선형 왜곡을 발생시켜 시스템의 성능을 열화 시킨다. 비선형 왜곡은 비선형 증폭기에 입력되는 신호 포락선의 변동과 밀접한 관계가 있다. 즉 신호 포락선이 비선형 증폭기의 선형 동작 영역을 벗어나면 비선형 왜곡이 발생된다. 따라서 본 논문에서는 광학 연결 채널의 비선형성이 MMoF 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하고 이에 대한 대책을 고려한다.

I. 서론

최근 다양한 멀티미디어 서비스를 전송할 수 있는 광대역 통신 라인으로서의 광학 접근 방식과, 무선 랜 또는 개인 휴대 전화와 같이 이동성과 유동성에 대한 관심이 증가하고 있다. 따라서 이러한 두 가지 요구를 충족시키기 위해 MMoF 시스템의 광학 연결(Optical link)과 무선 연결(Wireless link)의 복합적인 분석이 필요하게 되었다.

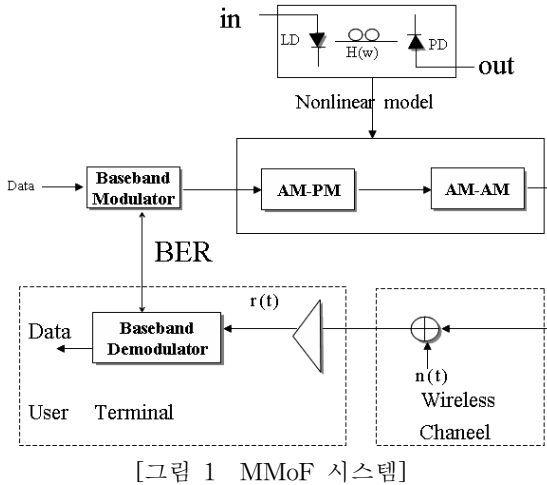
일반적으로 MMoF 시스템에서 광학 채널은 무선 채널에 비해 물리적인 특성이 매우 양호하기 때문에 이상적인 채널로 가정하고 무선 연결 채널에 집중하여 성능을 분석한다. 그러나 실제 상황에서는 광학 연결 채널에서도 여러 가지 신호의 왜곡이 발생하여 시스템

II. MMoF 시스템의 광학채널 모델

광학연결의 넓은 대역폭은 높은 데이터 율을 갖는 전송이 필요함에 따라 큰 관심을 받고 있다. 그러나 광학연결의 비선형성은 광섬유를 통한 양질의 데이터 전송의 큰 걸림돌이 될 수 있다.

그림 1은 본 논문에서 분석하는 시스템 구조를 나타낸다. 각각 단일 및 다중 반송파로 변조된 기저대역의 신호가 비선형 채널을 통과했을 때 비선형성이 오류성능에 미치는 영향을 비교한다.

시스템 동작모델(AM-AM/PM)은 광학연결을 특성화 시키는데 사용된다. 이 모델은 Way와 Afrashteh가 레이저의 대 신호 직접 변조방식에서 비선형 특성을 연구하기 위해 처음으로 측정하였다[3].



[그림 1 MMoF 시스템]

디지털 무선 신호는 [5]에서와 같이 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$s(t) = \text{Re}\{x(t)e^{jw_0t}\} = \frac{1}{2}[x(t)e^{jw_0t} + x^*(t)e^{-jw_0t}] \quad (1)$$

그리고 이때의 스펙트럼은 식(1)을 푸리에 변환하여 얻을 수 있다.

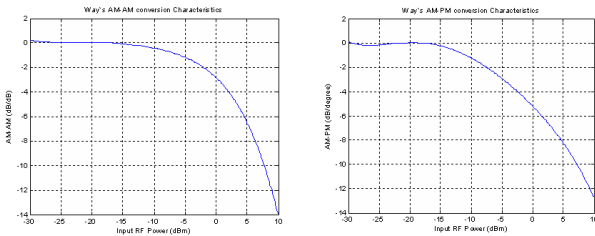
$$S(w) = \frac{1}{2}[X(w-w_0) + X^*(-w-w_0)] \quad (2)$$

전송하고자 하는 두개의 신호의 크기가 A로 같고, 주파수가 $w_0 + \Delta w$ 와 $w_0 + 2\Delta w$ 라고 한다면, 입력신호는

$$x(t) = A\cos((w_0 + \Delta w) \cdot t) + A\cos((w_0 + 2\Delta w) \cdot t) = X(t)\cos(w_0t + \phi(t)) \quad (3)$$

그리고 이때의 수신된 AC 광전류는

$$i(t) = I(X)\cos(w_0t + \phi(t) + \theta(X)) = G_p(X) \cdot X(t)\cos(w_0t + \phi(t)) - G_q(X) \cdot X(t)\sin(w_0t + \phi(t)) \quad (4)$$



[그림 2 AM-AM/PM 특성]

식(4)에서 $I(X)$ 는 AM-AM과 $\theta(X)$ 는 AM-PM과 관계가 있다는 것을 쉽게 알 수 있다. [3]에서 측정된 $I(X)$ 와 $\theta(X)$ 를 각각 최소자승법에 의해 AM-AM/PM 특성을 모델링한 것을 그림 2에 나타내었다.

III. 비선형성 채널에서 MMoF 시스템의 성능

3.1 단일 및 다중 반송파를 이용한 MMoF 시스템

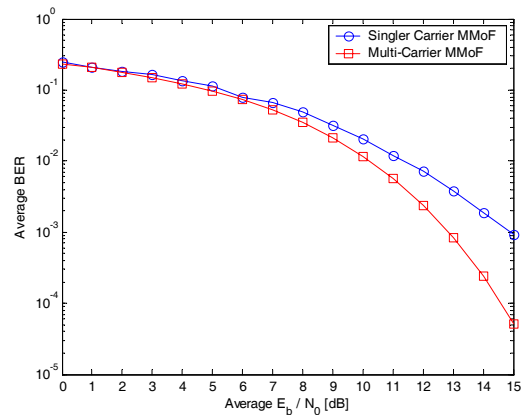
본 절에서는 단일 반송파 전송 신호와 다중 반송파 전송 신호를 2.1의 비선형성 광학 채널로 전송했을 때의 오류 성능을 비교한다. 단일 반송파를 이용한 MMoF 시스템은 제곱근 올림 코사인(Root-Raised Cosine, RRC) 전송 및 수신 필터를 QPSK 변조기와 복조기에 적용시켰다. 이때 모의실험 설정은 심볼은 1024개, 심볼 한 개당 10개씩 샘플링을 하고, RRC 계수는 0.3으로 하였다[7].

다중 반송파를 이용한 MMoF 시스템은 무선채널에서 전송방식으로 OFDM 시스템을 이용하였다. OFDM 방식은 서로 직교성을 갖는 부반송파를 이용하므로 대역폭 효율이 높고 송신단과 수신단에서는 IFFT와 FFT를 사용하여 복수의 반송파의 변조 및 복조 과정이 고속으로 구현될 수 있어 효율적인 시스템을 간단히 구현할 수 있다[4]. 기저대역 OFDM 신호는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$a_{\mu,k} = \text{IFFT}\{A_{\mu,k}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_{\mu,k} e^{2\pi jkn/N}, \quad 0 \leq k < N \quad (5)$$

여기서 $a_{\mu,k} = \{a_{\mu,0}, a_{\mu,1}, \dots, a_{\mu,N-1}\}$ 는 μ 번째 OFDM 심볼 $A_{\mu,k} = \{A_{\mu,0}, A_{\mu,1}, \dots, A_{\mu,N-1}\}$ 의 시간영역에서의 벡터 표현이다.

MMoF 시스템의 무선채널에서 단일 반송파로 보낼 때와 OFDM의 다중반송파를 보낼 때의 광학채널의 비선형성의 영향에 의한 오류성능은 다음과 같다.



[그림 3 단일반송파와 다중반송파에 따른 BER]

그림 3에서 보는 것과 같이 다중반송파를 사용하는 MMoF-OFDM시스템은 단일 반송파를 사용하는

MMoF시스템보다 성능이 우수함을 알 수 있다.

3.2 PTS기법을 적용한 MMoF-OFDM 시스템

OFDM은 많은 수의 직교 부반송파에 신호를 실어서 보내는데 IFFT를 통과한 출력신호의 크기가 동일 위상일 경우 순간적으로 매우 큰 전력을 갖게 되어 높은 PAPR이 발생하게 된다. 따라서 OFDM 신호는 큰 포락선 편이로 인해 비선형 왜곡에 매우 민감하다. 이러한 큰 PAPR은 OFDM 시스템의 가장 큰 단점 중의 하나로서 이는 송신기 증폭기의 비선형적인 특성에 의한 신호의 왜곡을 초래하여 OFDM 시스템의 성능을 감소시킨다.

OFDM 심볼의 PAPR은 식 (6)처럼 최대 전력 대 평균 전력비로 나타낸다.

$$PAPR = \frac{\max_{\forall \mu, k \in \{0, N-1\}} |a_{\mu, k}|^2}{E\{|a_{\mu, k}|^2\}} \quad (6)$$

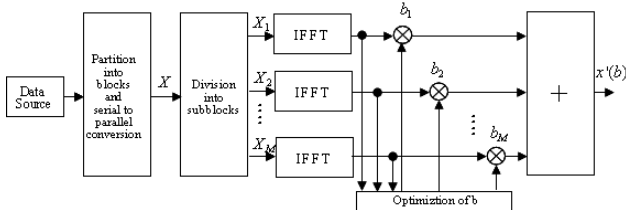
Rayleigh 분포인 크기 신호를 제공하여 구한 신호의 전력은 평균이 0이고, 자유도가 2인 Chi-square 분포를 형성하고 누적분포함수(cumulative distribution function : CDF) $F_y(y)$ 는 식 (7)과 같이 표현된다[2].

$$F_y(y) = \int_0^y f_y(u) du = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-u/2\sigma^2} du \quad (7)$$

중첩된 부반송파에서 최대 전력값을 찾기 위해 샘플링된 값들이 서로 무상관이라 가정하면, PAPR이 특정 임계값 z 를 초과할 확률은 식 (8)의 부 누적분포함수(Complementary CDF, CCDF)로 표현할 수 있다.

$$P(PAPR > z) = 1 - (1 - e^{-z})^N \quad (8)$$

본 논문에서는 PAPR 문제를 해결하기 제안된 많은 기법들 중에서 특히 부분 전송 시퀀스(Partial Transmit Sequence, PTS)기법에 대해 살펴본다. 그림 4는 PTS 기법을 나타내는 것으로 OFDM 심볼 중 정보를 가진 부반송파 집합 $A_\mu^{(v)}$ 를 V 개의 부분블록 $A_\mu^v (v=1..V)$ 으로 분할하는 것이다. 다시 말해 OFDM 심볼 $A_\mu^{(v)}$ 내에서 사용된 모든 부반송파는

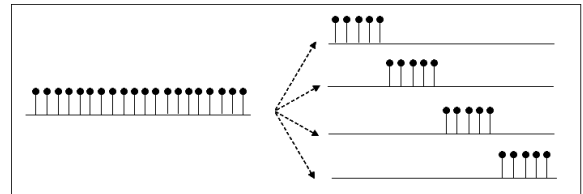


[그림 4 PTS 기법의 블록 다이어그램]

V 개의 부분블록 $A_\mu^{(v)}$ 중 하나로 정확히 나타낼 수 있다. 그것에 의하여 이러한 부분블록 $A_\mu^{(v)}$ 중 임의의 하나에 포함된 부반송파 반송파의 총 수는 임의이다. 다른 부분블록에서 나타나는 $A_\mu^{(v)}$ 의 모든 반송파 위치는 0으로 설정한다. 그림 5는 부분블록의 한 예를 보여준다. 수학적으로 $A_\mu^{(v)}$ 는

$$A_\mu = \sum_{v=1}^V A_\mu^{(v)} \quad (9)$$

으로 표현된다.



[그림 5 인접 부분블록 분할 V=4]

이제 복소값인 회전 인자 $b_\mu^{(v)}$, ($|b_\mu^{(v)}| = 1$, 즉 $b_\mu^{(v)} = e^{j\phi_\mu^{(v)}}$)를 도입한다. 그러면 부반송파 진폭을 가진 수정된 벡터가 얻어진다.

$$\tilde{A}_\mu = \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} A_\mu^{(v)} \quad (10)$$

$\hat{a}_\mu = IFFT \tilde{A}_\mu$ 를 계산하기 위해서 IFFT의 선형성이 사용된다. 따라서 부분블록은 V 개이며 병렬인 IFFT에 의해 변환 될 수 있다.

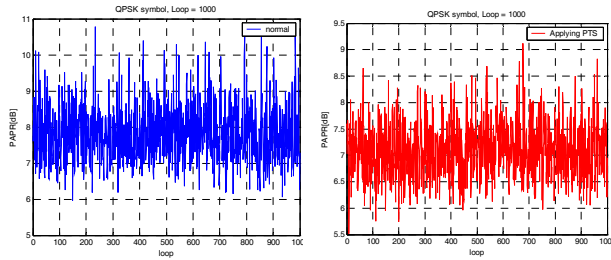
$$\begin{aligned} \hat{a}_\mu &= IDFT \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} A_\mu^{(v)} \\ &= \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} \cdot IFFT\{A_\mu^{(v)}\} = \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} \cdot a_\mu^{(v)} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 V 개의 부분전송시퀀스(Partial Transmit Sequence, PTS)는 $a_\mu^{(v)} = IDFT A_\mu^{(v)}$ 이다. PTS는 실제 전송된 계열 $\hat{a}_\mu^{(v)}$ 를 계산할 때의 중간 값이다. PTS는 $b_\mu^{(v)}$ 을 적절하게 선택함으로써 최대전력을 최적화시킬 수 있다. 이상적으로 최적화된 가중치는 다음 값을 받아

$$[\bar{b}_\mu^{(1)}, \dots, \bar{b}_\mu^{(V)}] = \arg \min_{[b_\mu^{(1)}, \dots, b_\mu^{(V)}]} \left(\max_{0 \leq k < N} \left| \sum_{v=1}^V b_\mu^{(v)} a_{\mu, k}^{(v)} \right| \right) \quad (12)$$

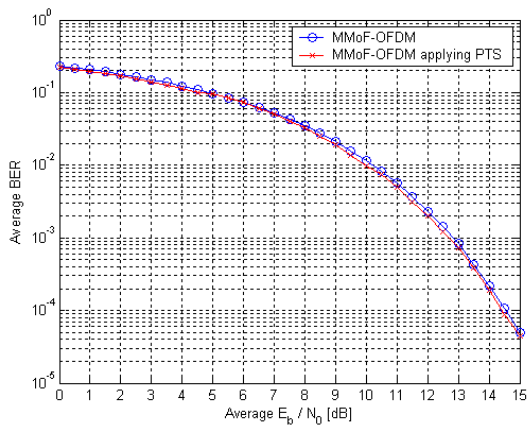
송신시퀀스를 최적화하며 결과는 다음과 같다[7].

$$\tilde{a}_\mu = \sum_{v=0}^V \tilde{b}_\mu^{(v)} a_\mu^{(v)} \quad (13)$$



(a) 랜덤데이터 (b) PTS 기법 적용
[그림 6 랜덤 데이터 및 PTS기법의 PAPR]

그림 6.a는 부반송파가 256개일 때 랜덤하게 발생된 1000개의 심볼의 시간영역에서의 스펙트럼을 보여준다. 1000개의 심볼의 최대 PAPR은 10.78dB이다. 그림 6.b는 PTS기법이 적용된 심볼의 시간영역에서의 스펙트럼을 보여준다.



[그림 7 PTS기법이 적용된 신호와 일반적인 MMoF-OFDM 신호의 BER비교]

일반적으로 PAPR 감소기법이 적용되지 않은 심볼의 이론적인 최대값은 $10\log 256 = 24\text{dB}$ 이다. 그러나 이론적인 최대값이 나올 확률은 지극히 낮고, 모의실험에서 최대값은 10.78dB이다. 이 최대값은 PTS기법에 의해 9.12dB로 감소했다.

그림 7은 일반적인 MMoF-OFDM신호(어떤 PAPR감소방법도 적용되지 않은)와 PTS기법이 적용된 MMoF-OFDM신호의 오류성능을 나타낸다. 이때 PTS기법이 적용된 MMoF-OFDM 시스템은 일반적인 MMoF-OFDM시스템과 성능차이가 크지 않은 것을 알 수 있다. 이것은 심볼의 시간영역에서의 스펙트럼이 최대 심볼의 전력값은 낮춰주지만 분산은 같기 때문이다.

따라서 PTS 기법은 PAPR을 낮추어 회로 소자의 파괴를 막는 데에는 기여할 수 있지만, 비선형 왜곡에 대한 대책이 될 수는 없다는 것을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 MMoF 시스템의 광학 채널의 비선형 왜곡을 AM-AM/PM 모델을 기반하는 하는 동작모델에 대하여, 두 가지의 경우를 모의실험을 통하여 비교하였다. 첫 번째는, 무선채널에서 단일반송파와 다중반송파를 보내는 경우에 대하여 모의실험을 통하여 비교하였다. 이때 다중반송파를 보내는 OFDM방식을 적용한 경우가 단일 반송파를 보내는 경우보다 광학 채널의 비선형성이 주는 영향이 더 적음을 확인할 수 있었다. 두 번째, 일반적인 MMoF-OFDM 시스템과 PTS 기법을 적용시킨 MMoF-OFDM시스템을 비교하였다. 이 때, PTS가 PAPR을 감소시킬 수는 있으나 비선형 왜곡에 의한 성능 열화를 막아낼 수는 없음을 알 수 있었다.

참고문헌

[1] W.I. Way, "Subcarrier multiplexed lightwave system design consideration for subscriber loop application," IEEE Journal of Lightwave
 [2] T.E. Darcie, R.S. Tucker, and G.J. Sullivan, "Erratum:Intermodulation and harmonic distortion in InGaAsP laser," Electronics Letters, vol.22, pp. 619, 1986
 [3] W. I .Way and A. Afrashteh, "Linearity characterization of connectorized laser diodes under microwave intensity modulation by AM/AM and AM/PM measurements," IEEE Microwave Symposium Digest (MTT-S '86), pp.659-662, 1986
 [4] Richard Van Nee and Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications*, Artech House Publishers, 2000
 [5] J.G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed: McGraw-Hill, 1995
 [6] S. H. Müller and J. B. Huber, "OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences," *Elec. Lett.*, vol. 33, No.5, Feb. 1997, pp.368-69.
 [7] 최경호, 이호경, "레이저의 직접변조방식과 외부변조방식을 각각 적용한 MMoF System 성능분석", JCCI 2005, Apr. 2005, [FM24-2.1~5]p258