

論文2001-38TC-5-1

광무선 시스템 OFDM 신호 전송을 위한 분석

(Analysis of OFDM Signal Transmitted over Fiber-Radio System)

吳世赫*, 楊勳其**

(Se-Hyuk Oh and Hoon-Gee Yang)

요약

본 논문은 광무선 (fiber-radio) 링크를 통한 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 신호 전송 시스템의 성능을 분석한다. 전체 시스템에 대한 기저대역 등가 모델을 유도했으며 광링크 상에서의 혼변조왜곡(IMD : intermodulation distortion) 전력과 OFDM 신호의 부반송파 개수 사이의 상관 관계를 증명하였다. 이를 이용해서 전체 시스템의 CNR을 유도하였으며 각 변복조 방식의 요구되는 CNR 관점에서 OFDM 신호의 최대 부반송파 개수를 시뮬레이션에 의해 추출하였고 여러 시스템 파라메타와 CNR과의 관계를 조사하였다.

Abstract

This paper presents the analysis of fiber-radio system transmitting OFDM signal. We propose a baseband equivalent system model and prove the relation between the IMD(intermodulation distortion) power and the number of subcarrier in the OFDM signal. Using this relation, we derive the CNR of the overall system. In terms of the required CNR for each digital modulation scheme, we extract the maximum number of the subcarrier in the OFDM signal using simulation and examine how the system parameters are related with the CNR.

I. 서론

이동 통신 사용자 수가 증가하면서 주파수 재사용 효율(frequency reuse efficiency)을 높이기 위하여 광무선(fiber-radio) 시스템이 사용되고 있다. Fiber-radio 시스템은 송신 출력을 낮추어 셀 반경이 작은 마이크로 셀을 구성한 후 마이크로셀 내에 소형기지국(micro

base station)과 CS(control station)을 광섬유(optical fiber)로 연결시킨 시스템이다^[1,2]. 그러므로 광무선 시스템은 마이크로 셀룰러 이동통신 시스템 및 무선 CATV 시스템 구현에 활용된다. CATV는 방송 채널수가 많으므로 주파수 효율을 높이는데 다중화 기법을 필요로 한다. 이를 위해 제안된 방식이 직교 주파수 분할 다중화(OFDM : orthogonal frequency division multiplexing)방식으로서 유럽과 일본의 디지털 방송 및 무선 LAN 시스템 구축에 응용되고 있다. OFDM 시스템이 성공적으로 동작하기 위해서는 시간 동기 및 주파수 동기가 잘 이루어 져야 하며 특히 부반송파 개수가 많을 경우는 채널의 비선형 특성에 의해 최대전력 대 평균전력의 비(PMEPR : peak-to-mean envelope power ratio)가 커지므로 부반송파 개수도 적당히 조절할 필요가 있다^[3].

OFDM 방식은 주파수 효율성을 높인 시스템이고 광

* 學生會員, 光云大學校 電子工學部

(School of Electronic Eng., Kwangwoon Univ.)

** 正會員, 光云大學校 電子工學部

(School of Electronic Eng., Kwangwoon Univ.)

※ 본 연구는 2000년 광운대학교 학술 연구비 지원하에 이루어진 연구임.

接受日字:2000年11月23日, 수정완료일:2001年4月12日

링크는 광대역 시스템이므로 광링크에서는 주파수 효율성을 높이는 것이 그다지 중요하지 않을 수 있으나 광무선 시스템은 유무선 통합 시스템이므로 OFDM 신호와 같이 주파수 효율성이 높은 신호가 광링크 상에서 어떻게 전송되는지를 분석할 필요가 있다. OFDM 신호와 광무선 시스템을 연관시켜 Komaki는 BER을 개선하기 위해 이 시스템에 다이버시티 기법을 적용시켰다^[4]. OFDM 신호는 multi carrier 신호이므로 광링크를 통해서 전송될 때 광링크의 비선형 특성에 의해 혼변조 왜곡 (IMD : intermodulation distortion)을 고려해야 한다. 광링크에서 혼변조 왜곡에 대한 분석은 주파수 분할 다중화 (FDM) 신호에 대해서 주로 행하여졌으며 OFDM 신호에 대한 분석은 아직까지 연구되지 못했다^[5].

본 논문에서는 OFDM 신호가 광무선 시스템을 통해서 전송될 때 시스템 모델을 제시하고 성능을 분석한다. 이를 위해 II절에서는 광무선 시스템의 기저대역 등가 모델을 제시하고 III절에서는 IMD 전력과 OFDM 부반송파 개수와와의 관계를 증명하고 IV절에서는 광무선 시스템의 CNR을 유도하고 V절에서는 시뮬레이션에 의해 수신단에서 요구되는 허용 가능한 OFDM 부반송파 개수를 추출하고 여러 시스템 파라메타와 CNR과의 관계를 조사한다.

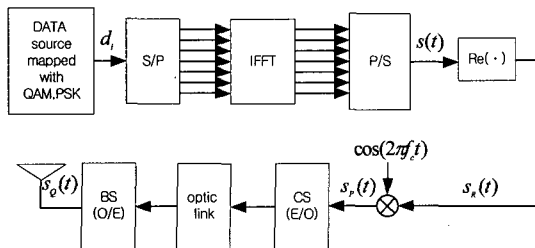


그림 1. 시스템 블록도
Fig. 1. System block.

II. 시스템 모델링

1. OFDM 신호 모델링

그림 1은 OFDM 신호를 광무선 시스템을 통해 전송하는 시스템 블록도이다. 데이터 d_i 는 QAM이나 PSK에 의해 매핑(mapping)/변조된 이산(discrete)샘플 데이터 시퀀스이다. d_i 는 복소수 값을 가지며 만약 QPSK 변조된 데이터라면 $|d_i|$ 은 일정하고, $\arg(d_i)$ 는 $\frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi, \frac{5}{4}\pi, \frac{7}{4}\pi$ 중의 한 값을 갖는다. d_i 는 N 개의

블록으로 그룹된 후 역푸리에 변환(IFFT)되며 다시 parallel-to-serial(P/S) 컨버터를 거치고 믹싱되어 RF 대역 신호로 변환된다. P/S 출력은 시간의 함수로 생각할 수 있으므로 앞으로 이를 $s(t)$ 로 나타내자. d_i 는 $s(t)$ 와 푸리에 변환관계에 있으므로 주파수의 함수이며 본 절에서는 d_i 를 편의상 $d(f)$ 로 나타내었다. 그러므로 $s(t)$ 와 $d(f)$ 는

$$\begin{aligned} s(t) &= \int d(f) \exp(j2\pi ft) df \\ &= \text{IFT}[d(f)] \\ &= s_R(t) + js_I(t) \end{aligned} \quad (1)$$

의 관계가 있다. 여기서 $s_R(t)$ 와 $s_I(t)$ 는 $s(t)$ 의 실수부와 허수부를 나타낸다. $s_R(t)$ 는

$$s_R(t) = \text{Re}[s(t)] = \frac{s(t) + s^*(t)}{2} \quad (2)$$

로 표현할 수 있고 $s_R(t)$ 를 푸리에 변환하면

$$\begin{aligned} S_R(f) &= \int \frac{s(t)}{2} \exp(-j2\pi ft) dt + \int \frac{s^*(t)}{2} \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \frac{d(f)}{2} + \frac{d^*(-f)}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

로 나타낼 수 있다. $s_R(t)$ 는 반송파주파수 f_c 인 믹서에 의해서 주파수 천이 된 후 광링크 피더(Optic link feeder)에 입력된다. 현재 OFDM 시스템에서는 $s(t)$ 의 실수부인 $s_R(t)$ 뿐만 아니라 $s_I(t)$ 모두를 상향천이(up-conversion)시켜 전송하나 본 논문은 OFDM을 이용한 광무선 시스템 모델 및 성능분석 방법을 제시하는 것이 목적이므로 간단히 $s_R(t)$ 만 상향 천이시켜 전송하는 것으로 가정한다^[6,7]. 상향 천이된 신호 $s_P(t)$ 는 광링크 피더에 입력되어 CS(control station)의 E/O(electrical-to-optical)변환기에서 광신호로 변환된 후 광섬유를 통해 BS(base station)으로 전송되고 BS에서 다시 O/E(optical-to-electrical)변환기를 거쳐 무선으로 수신부에 전달된다. O/E변환기 출력 $s_Q(t)$ 는 $s_P(t)$ 정보 외에도 광링크 잡음, IMD 성분을 포함한 형태를 가지며 자세한 수식은 다음절에서 다룬다. $s_Q(t)$ 가 무선으로 전송된 후 수신부에 도달하면 우선 하향천이된다. 광링크 잡음, IMD성분과 안테나 수신잡음이 없는 경우 하향 천이된 신호는 $s_R(t)$ 와 같아진다. 하향 천이된 신호에 대해서 수신부는 FFT를 취하며 하향

천이된 신호가 $s_R(t)$ 와 같은 경우 FFT결과는 $d(f) + d^*(-f)$ 가 된다. $d^*(-f)$ 는 $d(f)$ 를 y 축에 대칭 이동시킨 후 공액(conjugate)을 취한 함수이므로 $d(f) + d^*(-f)$ 로 부터 최종적으로 얻고자 하는 $d(f)$ 를 얻기 위해서는 최초에 IFFT되는 한 블록 데이터 d_i 를 다음과 같이 구성하면 된다. 즉, N 개의 샘플데이터는 오른쪽에 즉 $f > 0$ 에 위치시키고 왼쪽 N 개의 위치에는 즉 $f < 0$ 에는 0을 넣어서 $2N$ 개의 샘플 데이터로 $d(f)$ 를 구성한다. 이 경우 $s_R(t)$ 에 대해 FFT를 취한 후 $f > 0$ 에 위치한 N 개의 데이터를 취하면 $d(f)$ 즉 d_i 값을 찾을 수 있다.

2 광링크 모델링

광링크는 비선형 특성을 가지고 있으므로 광링크 출력신호 $s_Q(t)$ 는 $s_P(t)$ 외에 IMD 성분 및 피더잡음이 더해진다. $s_P(t)$ 와 같은 주파수 대역에 놓이는 IMD 전력의 대부분이 3차 IMD 성분에 의해 결정되므로 본 논문에서는 IMD 전력으로 3차 IMD 성분, IM3만 고려한다. E/O와 O/E변환을 위해 LD(laser diode) 및 PD(photo detector)을 사용하는 경우 $s_Q(t)$ 는

$$s_Q(t) = \eta I_0 [1 + s_{PM}(t) + a_2 s_{PM}^2(t) + a_3 s_{PM}^3(t) \dots] \quad (4)$$

로 표현된다. 여기서 η 는 LD의 quantum efficiency, γ 는 PD의 응답률(responsivity), $I_0 = I_b - I_{th}$ 이며 I_b 와 I_{th} 는 바이어스 전류 및 threshold 전류이다^[8].

$s_{PM}(t)$ 는 $s_{PM}(t) = \frac{s_P(t)}{I_0}$ 로 정의되며 O/E에 수신되는 광 DC전력 $P_{DC} = \eta I_0$ 이다. 이때 광링크 피더의 수신단, 즉 BS에서 전기신호로 변화된 신호의 CNR은

$$CNR = \frac{P_S}{B i_{th}^2 + 2e\gamma P_{DC} + RIN \gamma^2 P_{DC}^2 + P_{IMD}} \quad (5)$$

로 나타내어진다^[1]. 여기서 P_{IMD} 는 IMD전력, P_S 는 신호전력을 나타내고 B 는 대역폭, i_{th}^2 는 열 잡음(thermal noise) 전류밀도, e 는 전자전하(electron charge), RIN은 relative intensity noise 상수이다. P_S 는 (4)에 의해 $\eta s_P(t)$ 의 전력이다. $\eta s_P(t)$ 를 푸리에 변환하면 $s_P(t) = s_R(t) \cos(2\pi f_c t)$ 이므로 $\frac{\gamma}{2}(d(f) + d^*(-f)) * \delta(f - f_c)$ 이 된다. P_S 는 한 블록에 해당하는 OFDM 신호의 에너지를 한 블록의 심볼시간에 의해

나누면 되므로

$$P_S = \left(\frac{\gamma}{2}\right)^2 \Delta_f \int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |d_1(f)|^2 df \quad (6)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 $d_1(f)$ 는 $d_1(f) = d(f) + d^*(-f)$ 로 정의된 함수이며 Δ_f 는 $d(f)$ 의 샘플간격으로서 한 블록의 심볼시간과 역수 관계에 있다. 또한 $\delta(f - f_c)$ 는 단순히 주파수 천이 역할만 하므로 기저대역에서 등가적으로 P_S 를 계산 할 때 제외시킬 수 있다. P_{IMD} 은 (4)에서 신호성분 $\gamma \eta I_0 a_3 s_{PM}^3(t)$ 의 전력중 신호 대역에 놓이는 전력을 나타내는 것이다. $s_{PM}^3(t)$ 은

$$\begin{aligned} s_{PM}^3(t) &= \frac{1}{I_0^3} (s_P^3(t)) \\ &= \frac{1}{4I_0^3} s_R^3(t) \cos(6\pi f_c t) + \frac{3}{4I_0^3} s_R^3(t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (7)$$

이 되며 $s_R^3(t) \cos(6\pi f_c t)$ 성분은 중심 주파수가 $3f_c$ 이므로 신호 대역폭 밖에 있어서 IMD 성분이 될 수 없다. (7)의 우변의 두 번째 성분을 (2)을 이용해서 푸리에 변환하면 $\frac{3}{32I_0^3} d_3(f) * \delta(f - f_c)$ 이 된다. 여기서 $d_3(f) = d_1(f) * d_1(f) * d_1(f)$ 를 나타낸다. (6)를 얻었던 것과 같은 이유로 P_{IMD} 는

$$P_{IMD} = \left(\frac{3\gamma\eta^3 a_3}{32P_{DC}^2}\right)^2 \Delta_f \times \int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |d_3(f)|^2 df \quad (8)$$

로 나타낼 수 있다.

III. IMD 전력 분석

d_i 가 QPSK로 매핑된 신호라 하자. $d_1(f)$ 의 샘플값을 b_i 라 하면 $d_1(f)$ 는 f 축상 $[-N\Delta_f, (N-1)\Delta_f]$ 에서 대역제한(band limited)되어 있는 이산신호이다. 이때 b_i 는

$$b_i = \begin{cases} e^{j\phi_{0,i}} & -N \leq i \leq N-1 \\ 0 & e.w \end{cases} \quad (9)$$

로 나타낼 수 있으며 $\phi_{0,i}$ 는 $\frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi, \frac{5}{4}\pi, \frac{7}{4}\pi$ 중 한 값을 가지는 uniformly distributed된 랜덤변수이다. $d_1(f) * d_1(f)$ 는 컨볼루션 연산에서 $[-2N\Delta_f, (2N-1)\Delta_f]$ 에 대역 제한되어 있는 이산함수이다. $d_1(f) * d_1(f)$ 의 샘플

플값을 h_n 라 하면

$$h_n = b_n * b_n = \sum_{i=-N}^N b_i b_{n-i} \quad (10)$$

이 되며 (9)의 b_i 값을 넣고 (10)을 정리해 보면

$$h_n = \begin{cases} \sum_{i=-2N}^n e^{j\phi_{1,i}} & -2N \leq n \leq 0 \\ \sum_{i=0}^{2N-n} e^{j\phi_{1,i}} & 1 \leq n \leq 2N-1 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (11)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 $\phi_{1,i}$ 는 랜덤 변수 $\phi_{0,i}$ 의 두 샘플값의 합으로 정의되는 또 다른 랜덤변수로 $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3}{2}\pi$ 중 한 값을 갖는 랜덤 변수다. 예를 들어 n 이 $-2N \leq n \leq 0$ 에 있는 경우 h_n 의 분산을 구해보면

$$\begin{aligned} E[h_n h_n^*] &= E\left[\left(\sum_{i=-2N}^n e^{j\phi_{1,i}}\right)\left(\sum_{k=-2N}^n e^{j\phi_{1,k}}\right)^*\right] \\ &= E[1 + \dots + 1 + 2 \sum_{i \neq n} \cos(\phi_{1,i} - \phi_{1,n})] \\ &= n + 2N + E[2 \sum_{i \neq n} \cos(\phi_{1,i} - \phi_{1,n})] \\ &= n + 2N \end{aligned} \quad (12)$$

이 된다. 즉 n 이 커지면 분산값이 점점 커진다. 마찬가지로 n 값이 0을 넘어 $2N$ 이 될 때까지 커지면 분산은 점점 작아지고 $2N$ 이상에서는 0이 된다. (8)에 나타낸 P_{IMD} 을 구하기 위해 $d_3(f)$ 계산을 해보자. 이 함수는 $[-3N\Delta_f, (3N-1)\Delta_f]$ 에 대역 제한되어 있는 이산함수이다. 이 함수의 함수 값을 g_m 이라 하면

$$g_m = h_m * b_m = \sum_{i=-2N}^{2N-1} h_i b_{m-i} \quad (13)$$

로 나타낼 수 있다. g_m 을 수식적으로 나타내기는 힘들므로 g_m 의 f 축 상에서의 분산의 변화는 수식적으로 보다는 그림 2를 이용해서 예측하고 시뮬레이션 부분에서 검증한다.

그림 2는 h_m 와 b_m 가 컨볼루션되는 과정을 도식적으로 나타낸 것이다. (13)에 의해 g_m 을 얻는 과정은 h_m 는 고정시키고 b_m 을 j 축 $-\infty$ 부터 $+\infty$ 로 이동시키면서 두함수의 곱을 \sum 하여 얻는다. 그림 2의 $not[h_n]$ 은 h_n 값을 나타낸 것이 아니고 몇 개의 랜덤변수 $e^{j\phi_{1,i}}$ 가 더해졌는지를 나타내었다. 즉 $n=-2N$ 일 때는 $not[h_{2N}] = 1$ 이고 $n=-2N+1$ 일 때 $not[h_{-2N+1}] = 2$ 이다. $m < -3N$ 일 때 두함수의 곱은 0이므로 $g_m = 0$ 이

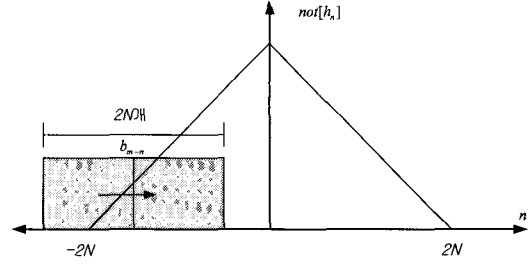


그림 2. 컨볼루션 과정

Fig. 2. Convolution procedure.

다. $m = -3N$ 일 때 g_m 은

$$\begin{aligned} g_{-3N} &= h_{-2N} \cdot b_{-N} \\ &= e^{j\phi_{1,-2N}} e^{j\phi_{0,-N}} \\ &= e^{j\phi_{2,-3N}} \end{aligned}$$

이 된다. 여기서 $\phi_{2,m}$ 는 두 랜덤변수 $\phi_{0,i}$ 와 $\phi_{1,n}$ 의 합이므로 $\phi_{0,i}$ 와 같은 pdf를 갖는 랜덤변수가 된다. 만약 $m = -3N+1$ 일 때

$$\begin{aligned} g_m &= h_{-2N} \cdot b_{-N+1} + h_{-2N+1} \cdot b_{-N} \\ &= \sum_{i=1}^2 e^{j\phi_{2,i}} \end{aligned}$$

이 된다. $-3N \leq m \leq -N$ 에서는 m 이 증가함에 따라 g_m 을 구성하는 더해지는 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수가 크게 늘어난다. $m \geq -N$ 이 되어도 더해지는 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수는 계속적으로 늘어나며 $m=0$ 일 때까지 늘어난다. m 이 0보다 커지면 반대로 더해지는 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수가 줄어들게 되며 m 이 N 보다 커지면서 더해지는 개수가 급격히 줄어들고 $m \geq 3N$ 이 되면 0이 된다. $0 \leq m \leq 3N$ 구간에서 m 이 증가함에 따라 더해지는 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수가 감소하는 비율은 $-3N \leq m < 0$ 에서 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수가 증가하는 비율과 같다. 예를 들어 $m=0$ 일 때 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수는 $N + \{(N+1) + (N+2) + \dots + (N+N-1)\} \times 2 + 2N = 3N^2$ 이 된다. m 이 0보다 크거나 작으면 더해지는 개수는 $3N^2$ 보다 작아진다. l 이 $l < N$ 인 정수라 할 때 $m=l$ 에서의 더해지는 개수는 $m=0$ 일 때 보다 $\sum_{k=1}^l (2k-1)$ 만큼 적어지게 되어 더해지는 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수는 $3N^2 - l^2$ 이 된다. g_m 의 분산은 $|d_3(f)|^2$ 의 평균값(mean value)에 해당하며 (12)에서 증명된 바와 같이 g_m 의 분산은 더해지는 $e^{j\phi_{2,i}}$ 의 개수에 비례한다. $d_3(f)$ 가 신호 대역

쪽에 있는 경우 즉, $|f| < N$ 인 경우 I 이 $\pm N$ 근처에 있으면, 즉 $f = \pm N \Delta_f$ 에서의 $|d_3(f)|^2$ 은 $2N^2$ 에 비례하고 I 이 0 근처이면 $|d_3(f)|^2$ 은 $3N^2$ 에 비례한다. 그러므로 $|f| < N$ 에서 $\int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |d_3(f)|^2 df$ 은 N^3 에 비례한다. 본 질에서 증명한 $\int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |d_3(f)|^2 df$ 가 N^3 에 비례하는 것은 $|d_1(f)| = 1$, 즉 매핑 방식이 QPSK 또는 M-ary PSK 변조 방법을 쓴 경우 적용가능한 것이다. $|d_1(f)|$ 이 상수가 아닌 M-ary QAM의 경우에 대한 자세한 증명은 상당히 복잡해 질 수 있으나 신호전력이 α 배 되면 IMD 전력은 α^3 배가 되므로 M-ary QAM 매핑의 경우도 N^3 에 비례한다고 할 수 있으며 이에 대해서는 시뮬레이션 결과 그림 4와 그림 5를 참조하기 바란다.

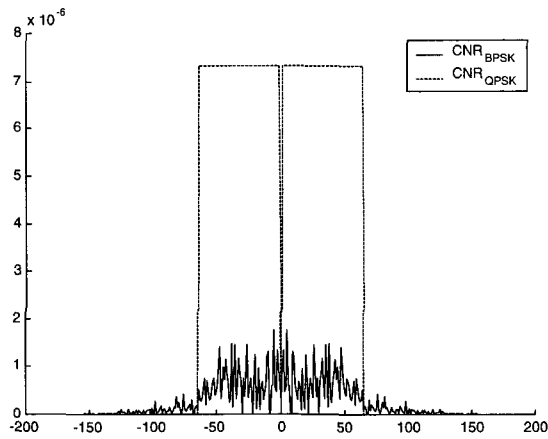


그림 3. IMD 신호 에너지의 변화 ($m=0.03$ $a_3 = 10^{-2}$)
Fig. 3. IMD signal energy.

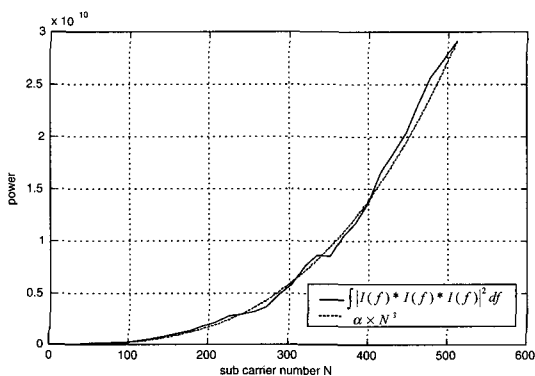


그림 4. $\int |I(f)*I(f)*I(f)|^2 df$ 과 N^3 (QPSK)
Fig. 4. $\int |I(f)*I(f)*I(f)|^2 df$ vs. N^3 (QPSK).

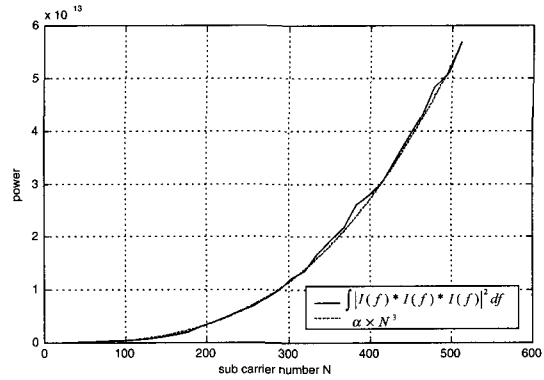


그림 5. $\int |I(f)*I(f)*I(f)|^2 df$ 과 N^3 (64QAM)
Fig. 5. $\int |I(f)*I(f)*I(f)|^2 df$ vs. N^3 (64QAM)

IV. CNR 분석

CNR을 구성하는 P_S 와 P_{IMD} 는 (6)과 (8)에 의해서 $d_1(f)$ 에 의해 서로 상관되어 있다. CNR을 최대화시키는 최적의 P_S 와 P_{IMD} 값을 찾기 위해 $d_1(f)$ 를 상수값 m 을 이용해서

$$d_1(f) \equiv mI(f) \tag{14}$$

로 정의하자. (14)을 이용해서 (6)와 (8)를 다시 정리하면

$$P_S = m^2 A_1 \tag{15}$$

$$P_{IMD} = m^6 A_2 \tag{16}$$

가 되며 여기서 A_1 과 A_2 는 각각

$$A_1 = \left(\frac{\gamma}{2}\right)^2 \Delta_f \int |I(f)|^2 df \tag{17}$$

$$A_2 = \left(\frac{3\gamma^3 a_3}{32F_{DC}^2}\right)^2 \Delta_f \int |I(f)*I(f)*I(f)|^2 df \tag{18}$$

이다. (15)와 (22)를 이용해서 (5)를 다시 쓰면

$$CNR = \frac{m^2 A_1}{BN_I + m^6 A_2} \tag{19}$$

가 되며 $N_I = i_{th}^2 + 2e\gamma P_{DC} + RIN\gamma^2 P_{DC}^2$ 를 나타낸다.

CNR을 최대화 시켜주는 m 값을 찾기 위해 $\frac{d}{dm} (CNR) = 0$ 을 하면

$$m = \left(\frac{BN_f}{2A_2} \right)^{\frac{1}{6}} \quad (20)$$

이 된다. $B=2N\Delta_f$ 및 (17),(18),(20)을 이용해서 (19)를 정리하면

$$\text{CNR} = \beta \frac{P_{DC}^{\frac{4}{3}} \int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |I(f)|^2 df}{N^{\frac{2}{3}} N_f^{\frac{2}{3}} \left(\int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |I(f) * I(f) * I(f)|^2 df \right)^{\frac{1}{3}}} \quad (21)$$

이며 $\beta = 2 \times 6^{\frac{1}{3}} \gamma^{\frac{4}{3}} / 9a_3^{\frac{2}{3}}$ 를 나타낸다. 만약 $|d_1|=1$ 이므로 $\int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |I(f)|^2 df$ 은 N 에 비례하며 $\int_{-N\Delta_f}^{N\Delta_f} |I(f) * I(f) * I(f)|^2 df$ 은 III절에서 증명한 바와 같이 N^3 에 비례한다. $|d_1(f)|$ 이 상수가 아니어도 랜덤성이 커지기는 하지만 각각 N 및 N^3 에 거의 비례한다. 이 경우 (21)은

$$\text{CNR} \approx \beta N^{-\frac{2}{3}} P_{DC}^{\frac{4}{3}} N_f^{-\frac{2}{3}} \quad (22)$$

즉,

$$\begin{aligned} \text{CNR}(dB) &= -\frac{20}{3} \log N + \frac{40}{3} \log P_{DC} - \frac{20}{3} \log N_f \quad (23) \\ &= \frac{20}{3} (-\log N + 2 \log P_{DC} - \log N_f) \end{aligned}$$

이 되어 N 이 2배 증가하면 P_{DC} 가 고정된 경우 CNR이 2.0069dB 감소하게 된다. (22)에 유도된 CNR은 광링크 수신단 전기신호의 CNR이며 전기신호가 무선으로 전송되어 수신부 변복조단에 도달했을 때 CNR은 무선전송 거리 및 전송경로상의 환경에 따라 크게 떨어질 수 있다. 복조를 위해 요구되는 최소 CNR은 변복조 방식에 따라 달라지며 M-ary QAM 변조의 경우 복조를 위해 요구되는 최소 CNR α_{QAM} 은

$$\alpha_{QAM} = \frac{1}{3} (2^{2n} - 1) \cdot \alpha_{QPSK} \quad (24)$$

을 이용해서 구할 수 있다. 여기서 $2n$ 은 단위 대역폭 당 비트율로 QPSK인 경우 $n=1$, 16QAM인 경우 $n=2$, 64QAM인 경우 $n=3$ 이다^[9]. QPSK 변조 방식은 BER이 10^{-6} 가 되기 위해 요구되는 α_{QPSK} 는 13dB이며 16QAM과 64QAM의 경우 각각 (24)에 의해 α_{QPSK} 보다 3.0103dB, 4.7712dB의 CNR이 더 요구된다.

V. 시뮬레이션

표 1은 광무선 시스템의 시뮬레이션을 위해 사용한 파라미터 값이다. OFDM 변조를 위해 QPSK로 매핑된 데이터 시퀀스 d_i 를 64개 발생시킨 후 0을 64개 zero-padding 시켜 $N=128$ 인 한 블록 데이터를 구성하였다. 이 신호를 IFFT시켜 OFDM 신호를 발생시킨 후 실수부를 택하여 $s_R(t)$ 를 얻었다. IMD 전력의 전력 스펙트럼을 얻기 위해서 $s_R(t)$ 를 FFT 취해서 $d_1(f)$ 를 얻은 후 $d_1(f)$ 를 세 번 컨볼루션 해서 $d_3(f)$ 를 얻었다. 그림 3은 (6) 및 (8)의 전력스펙트럼 $(\frac{\gamma}{2})^2 \Delta_f |d_1(f)|^2$ 및 $(\frac{3\gamma^3 a_3}{32P_{DC}^2})^2 \Delta_f |d_3(f)|^2 df$ 을 그린 것으로 $[-N\Delta_f, N\Delta_f]$ 구간을 적분하면 각각 P_S 와 P_{IMD} 가 된다. 각각의 전력 스펙트럼은 $d_1(f)$ 의 진폭 즉 (14)의 m 값에 의해 좌우되며 CNR을 최대화 시키는 최적의 m 값에서는 IMD 전력 스펙트럼이 너무 작아서 여기서는 편의상 $m=0.03$ 값을 택하였다.

표 1. 사용된 파라미터 값들.

η	0.4mW/mA
γ	0.45mA/mW
RIN	-152dB
I_{th}^2	1.65×10^{-22}
e	1.6×10^{-19}
B	8Mhz
a_3	10^{-6}
P_{DC}	13dBm

그림 4와 그림 5는 각각 QPSK 변조방식과 64QAM 변조방식을 사용했을 경우 N 을 바꿔가면서 한 블록의 IMD 전력의 변화를 나타낸다. 이 값이 N^3 에 비례하는 것을 보이기 위해 $y=kN^3$ 곡선을 그려 대비시켰다. 여기서 k 는 곡선 $y=kN^3$ 이 IMD 신호전력 곡선과 겹치도록 하기 위해 선택한 비례상수 값으로서 전력이 거의 N^3 에 비례함을 알 수 있다. 그림 6은 P_{DC} 의 변화에 따른 CNR을 나타내고 있다 그래프에서처럼 P_{DC} 값이 13dBm 이상이 될 경우 CNR의 값은 거의 변화가

없고 평탄한 값을 갖게 된다. 이는 P_{DC} 가 충분히 커지면 RIN 잡음이 커서 N_I 의 값이 P_{DC} 의 제곱에 비례하게 되는데 이 경우 (22)에서 N_I 와 P_{DC} 는 서로 상쇄되어 CNR이 P_{DC} 의 영향을 받지 않게 된다. 그림 7은 무선전송 구간에서 CNR 감쇄가 60dB일 때 (24)에서 제시한 복조부 앞단에서 요구되는 CNR을 만족시키는 최대 부반송파 개수를 나타내었다. $a_3 = 10^{-5}$ 일 때 QPSK 및 16 QAM, 64 QAM 은 부반송파 개수를 각각 320, 220, 125개 까지 할 수 있으며 a_3 이 작아지면 허용 가능한 부반송파 개수는 많아지고 a_3 가 커지면 개수가 작아진다. P_{DC} 가 충분히 큰 경우를 제외하고 CNR은 P_{DC} 가 증가함에 따라 커지므로 허용 가능한 부반송파 개수는 P_{DC} 가 커지면 늘어난다.

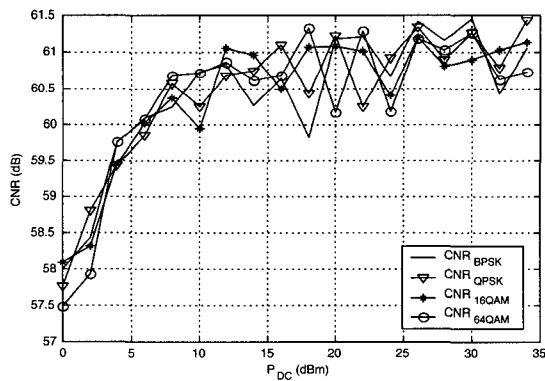


그림 6. P_{DC} 에 따른 CNR
Fig. 6. CNR with P_{DC} .

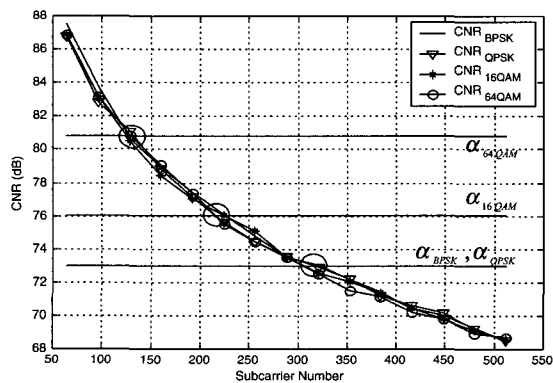


그림 7. 요구되는 CNR에 따른 그래프
Fig. 7. plotting with Required CNR $a_3 = 10^{-5}$
pathloss=60dB.

VI. 결 론

광 무선링크를 통한 OFDM신호 전송 시스템 분석 모델을 제시하였고 이를 위해 기저대역 등가 모델을 이용하여 분석하였다. IMD 전력이 OFDM 부반송파 개수의 3제곱에 비례함을 증명하였고 시뮬레이션에 의해 검증하였다. 또한 이를 이용해서 광무선 전체 시스템의 CNR을 유도하였고 변조지수를 최적화 했을 때의 전체 시스템의 CNR을 제시하였다. 시뮬레이션에 의한 CNR이 시스템 파라미터, 즉 광수신 DC전력, E/O변환기의 선형성 계수 등에 의해 변화됨을 조사하였다. 특히 부반송파 개수가 증가함에 따라 IMD 전력이 증가하여 CNR을 감소시키므로 각 변조방식에 따라 요구되는 CNR관점에서 OFDM신호의 최대 부반송파 개수를 추출하였다.

참 고 문 헌

- [1] Winston I. WAY, "Optical Fiber-Based Microcellular Systems: An Overview," IEICE Trans. Comm., Vol. E76-B, No.9, Sept. 1993, pp. 1091~1102.
- [2] M. Shibutani, T. Kanai, W. Domom, K. Emura and J. Namiki, "Optical Fiber Feeder for Micro-cellular Mobile Communication Systems(H-015)," IEEE J. Selected Areas on Comm., Vol. 11, No. 7, Sept. 1993, pp. 1118~1126.
- [3] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, D. Landstrom and F. Sjoberg, "An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing," Research Report TULEA 1996, Division of Signal Processing, Lulea Univ. Tech., 1996.
- [4] Tsuneo OKADA, Minoru OKADA, Shozo KOMAKI, "Control Free Intercell Diversity Using Multi-Carrier Modulation for Fiber-Optic Microcellular Radio Communication System", Proc. the 1995 4th IEEE International Conference on Universal personal Communications Record, Nov. 1995, pp. 486~490.

- [5] James C. Daly, "Fiber Optic Intermodulation Distortion," IEEE Trans. Comm., Vol. COM-30, No. 9, Aug. 1982, pp. 1954~1958.
- [6] M. Alard and R. Lassale, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EBU Review-Technical, Vol.224, Aug. 1987, pp. 168~190.
- [7] J.A.C.Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Comm. Magazine, Vol. 28. No.5, May 1990, pp. 5~15.
- [8] B. J. Koshy, P. M. Shankar, "Efficient Modeling and Evaluation of Fiber-Fed Microcellular Networks in a Land Mobile Channel Using a GMSK Modem Scheme," IEEE Journal on Selected Areas on Comm., Vol. 15, No. 4, May 1997, pp. 694~706.
- [9] Hiroshi Harada, Hee-Jin Lee, Shozo Komaki, Norihiko Morinaga, "Performance Analysis of Fiber-Optic Millimeter-Wave Band Radio Subscriber Loop", IEICE Trans. Comm., Vol. E76-B, No. 9, Sept. 1993, pp. 1128~1135.

 저 자 소 개

吳世赫(學生會員) 第38卷 SD編 第2號 參照

楊勳其(正會員) 第37卷 TC編 10號 參照