

AWGN에서 다중접속을 위한 M진 Antipodal 초광대역 통신 시스템의 성능 분석

정희원 이 정 석*, 김 중 한*, 김 유 창**, 김 정 선*, 김 원 후*

Analysis of M-ary Antipodal Communication System for Multiple Access in Additive White Gaussian Noise

Jung Suk Lee*, Jong Han Kim*, Yoo Chang Kim**, Jung Sun Kim*, and Won Hoo Kim*

Regular Members

요 약

초광대역 통신은 전 주파수 대역에 걸쳐 스펙트럼이 마치 기저 대역 잡음과 유사한 형태로 존재하여 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 고속의 통신이 가능하며, 반송파를 사용하지 않기 때문에 송·수신기의 소비 전력과 그 구조를 간략화 시킬 수 있다. 본 논문에서는 평균값이 0이고 대칭성을 갖는 레일리 모노펄스 Antipodal 방식을 처음으로 적용하여 초광대역 신호를 구성하고 시간 도약 부호를 적용하여 다중접속 시스템을 제안하였다. AWGN에서 레일리 모노펄스에 대한 오류확률, 다중접속시 사용자의 수, 전송속도에 대해 수치해석을 통해 시스템의 성능을 비교, 분석하였다. 그 결과 제안한 Antipodal 방식은 기존의 펄스 위치 변조 방식보다 오류확률, 사용자의 수 및 전송속도 면에서도 유리함을 보였다.

ABSTRACT

Ultra Wideband (UWB) system uses wide band signal, which power spectral density likes as a noise floor, so UWB system can be used high speed communication without interfering with other communication system. As this system doesn't use radio frequency carrier. Its structure would be very simple and consume very low power. For the first time, we adopted Rayleigh monopulse antipodal signal which had symmetric characteristic and zero mean. With this signal using time hopped code, we propose multiple access system. And under the AWGN, we analysis and compare error probability, the number of user and data rate of the two methods that pulse position modulation and antipodal. In the result, We concluded that the antipodal method had much better probability of error, the number of user and data rate than PPM.

I. 서론

현재 무선 통신 분야에서 한정된 주파수 자원에 비해 주파수에 대한 수요는 급증하고 있다. 이러한 문제를 해결하는 한 방법으로 최근에 기존의 통신 시스템과 주파수 스펙트럼을 공유함으로써 주파수 자원을 좀 더 효율적으로 사용할 수 있는 초광대역(Ultra Wideband : UWB) 통신 방식이 관심을 모

고 있다. 초광대역 통신 방식은 RF 반송파(Sinusoidal Wave)를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과 달리 거의 전 주파수 대역(0 Hz ~ 수 GHz)에 걸쳐 전력 스펙트럼이 존재하는, 폭이 매우 좁은 모노펄스(Monopulse) 신호를 이용한다.

이런 신호를 이용하면, 이의 전력 스펙트럼은 마치 기저 대역 잡음과 같이 존재하여 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신이 가능하고 대역폭 또

* 한국항공대학교 항공전자공학과 (createlee@lycos.co.kr)
논문번호 : K01169-0608, 접수일자 : 2001년 6월 8일

** 유니모테크놀로지 중앙연구소 (together4@lycos.co.kr)

한 광대역으로 취할 수 있기 때문에 전송속도에 있어서도 기존 통신 시스템에 비해 유리하다. 그리고 기존 시스템에서 필수적으로 사용되었던 반송파를 사용하지 않으므로 송·수신기의 소비 전력을 현격하게 줄일 수 있으며, 기본적으로 헤테로다인 방식을 사용하지 않고 기저대역(Baseband) 신호를 상향 변조 없이 직접 안테나를 통해 송신하고 이 신호를 직접 복조하기 때문에 송·수신기를 간략화 시킬 수 있다^{[1],[2]}.

그러나 초광대역 통신 시스템은 신호의 광대역 특성상 주파수에 따른 신호 대 잡음비(SNR)가 감소하게 되므로 SNR을 향상시키기 위해 정보 신호에 대해 여러 개의 모노펄스를 규칙적인 간격으로 전송하여 통신에 필요한 평균 전력 레벨을 유지해야 한다. 여러 개의 모노펄스를 규칙적인 간격으로 전송하므로 주파수 대역에서 에너지 스파크(Comb Line) 현상이 나타나게 되어 정보 신호를 효율적으로 전송하지 못하며, 기존의 무선 통신 시스템에 간섭의 원인이 될 수 있다. 따라서 에너지 스파크 현상을 줄이고 주파수 스펙트럼을 완만하게 하며, 채널화(Channelization) 및 다중접속(Multiple Access)이 가능하도록 시간 도약 부호(Time Hopping)를 이용한다. 이러한 시간 도약 부호를 사용함으로써 높은 비화성, 광대역 사용으로 인한 적은 간섭의 발생, 다중경로(Multipath) 페이딩(Fading)에 대한 강인성을 얻을 수 있다^{[3],[4]}.

지금까지 초광대역 통신 시스템에 대한 연구는 펄스의 시간 위치를 변화시켜 정보 신호를 변조하는 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation : PPM)방식이 대부분이었다. 이는 기존 모노펄스의 시간 위치보다 빠르거나 느리게 펄스의 시간 위치를 정하고 정보 신호를 변조하는 방식이다. 이 방식에 의한 초광대역 신호의 전력 스펙트럼은 연속 성분의 에너지 스파크 이외에 불연속 성분의 에너지 스파크도 존재하게 된다. 이 때 불연속 성분을 억압시키지 않는다면, 전체 송신 전력을 감소시켜 시스템의 효율이 저하된다^[4].

본 논문은 시스템의 성능을 향상시키기 위해 정보 신호에 따라 (+), (-) 신호를 갖는 Antipodal 방식의 초광대역 통신 시스템을 제안하였다. Antipodal 방식은 (+), (-) 신호를 이용하여 정보 신호를 변조하기 때문에 PPM 방식에 비해 정보 신호 사이의 유클리드 거리가 멀고 정보 신호의 평균값은 0, 정규(Normalized) 상관값은 -1 또는 0이 된다. 또한 Antipodal 방식은 프레임 내에 2배의 정보

신호를 위치시킬 수 있어 PPM 방식보다 오류확률, 전송 속도 면에서 유리하며, PPM 방식에서 필연적으로 발생한 불연속 에너지 스파크가 제거되기 때문에 스펙트럼 억압도가 향상된다. 이러한 특성을 갖는 Antipodal 방식을 이용하여 초광대역 신호를 구성하고 시간 도약 부호를 적용하여 다중접속 시스템을 제안하였다. Antipodal 초광대역 통신 시스템에 이용되는 모노펄스는 레일리 모노펄스라 가정하고, AWGN에서 레일리 모노펄스에 대한 오류확률, 다중접속시 사용자의 수, 전송속도에 대해 수치 해석을 통해 시스템의 성능을 비교 분석하였다.

II. M진 초광대역 통신 시스템

2.1 초광대역 신호

모노펄스의 기본적인 특성은 신호를 효율적으로 송신하기 위해서는 직류 성분이 0이 되어야 한다. 본 논문에서 이용한 모노펄스는 레일리 모노펄스 $w_R(t, \tau_n)$ 으로 모델링하고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w_R(t, \tau_n) = 2\sqrt{e}A \frac{t}{\tau_n} e^{-2\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \quad (1)$$

여기서 A는 펄스의 최대 진폭, t는 시간, τ_n 은 펄스의 폭을 결정하는 파라미터로서 감쇠 시정수이다. 일반적으로 τ_n 은 Insec 이하의 매우 작은 값을 사용한다. 본 논문에서는 τ_n 을 0.159nsec, 펄스의 폭을 대략 0.5 nsec라고 가정한다. 또한 이에 대한 주파수 스펙트럼 $W_R(f, \tau_n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W_R(f, \tau_n) = -jA\sqrt{\frac{e\pi^3}{2}} f\tau_n^2 e^{-\frac{(\pi f\tau_n)^2}{2}} \quad (2)$$

그림 1과 그림 2는 각각 시간 영역 및 주파수 영역에서 레일리 모노펄스의 파형 및 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이다^{[3],[5]}.

초광대역 통신 시스템에서 레일리 모노펄스 $w_R(t)$ 의 에너지를 $E_w = \int_{-\infty}^{\infty} [w_R(t)]^2 dt$ 라 할 때 모노펄스의 정규 상관함수는 다음과 같이 나타낸다^{[6],[7]}. 여기서 레일리 모노펄스의 폭을 T_w 이라 한다.

$$\gamma_w(\tau) = \frac{1}{E_w} \int_{-\infty}^{\infty} w_R(t)w_R(t-\tau)dt \quad (3)$$

상관함수 $\gamma_w(\tau)$ 의 최소 값을 γ_{\min} 이라 하고 τ_{\min} 은 $\tau \in (0, T_w]$ 에서 $\gamma_{\min} = \gamma_w(\tau_{\min})$ 을 만족하는 최소 값으로 정의한다.

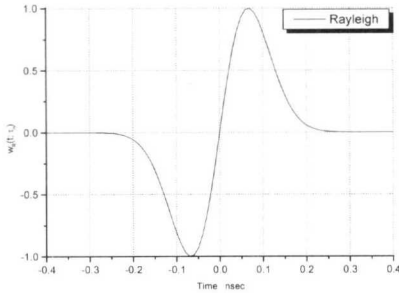


그림 1. 이상적인 레일리 모노펄스의 파형

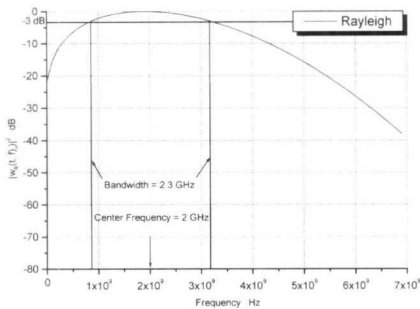


그림 2. 레일리 모노펄스의 스펙트럼

2.2 초광대역 신호의 송신

시간 도약된 M진 초광대역 통신 시스템은 한 심벌에 대해 N_s 개의 모노펄스를 기본 클록 주기 T_c 의 정수 배로 전송한다. 그러므로 ν 번째 사용자에게 의한 초광대역 송신 신호 $s^{(\nu)}(t)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$s^{(\nu)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^{(\nu)} \sum_{k=0}^{N_s-1} w(t - nT - kT_f - c_k^{(\nu)} T_c - \delta_n^{(k)}) \quad (4)$$

여기서 $w(t)$ 는 전송된 기본 모노펄스, ν 는 사용자의 수, n 는 M개의 심벌 중 n 번째 심벌을 나타낸다. T_f 는 프레임 시간(Frame Time) 또는 펄스 반복 시간(Pulse Repetition Time)이다. 한 심벌의 주기는 $T = N_s T_f$ 이다. 여기서 N_s 는 한 심벌에 대해 전송된 펄스의 수이다. $\{c_k^{(\nu)}\}$ 는 ν 번째 사용자의 k 번째 시간도약 부호로 $c_{k+iN_s}^{(\nu)} = c_k^{(\nu)}$ 을 만족하는 주기 N_s 를 가지는 주기적인 의사 랜덤 코드(Pseudorandom Code)이다. 시간 도약 부호는

$0 \leq c_k^{(\nu)} < N_s$ 의 범위의 정수 값을 갖는다. 다중접속에서 펄스의 충돌을 피하기 위해서는 $N_s T_c \leq T_f$ 을 만족해야 한다. 식(4)에서 한 심벌의 에너지를 $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} [s_n^{(\nu)}(t)]^2 dt$ 라 하면, 신호 $\{s_n^{(\nu)}(t)\}$ 의 정규 상관값은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} a_{nm} &= \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} s_n^{(\nu)}(t) s_m^{(\nu)}(t) dt \\ &= \frac{1}{E_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} a_n a_m \gamma_w(\delta_n^{(k)} - \delta_m^{(k)}) \end{aligned} \quad (5)$$

그리고 정규 상관값은 아래와 같이 행렬로 구성할 수 있다^{[6],[7]}.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & a_{12} & \cdots & a_{1M} \\ a_{21} & 1 & \cdots & a_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1} & a_{M2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (6)$$

2.2.1 PPM 방식

일반적으로 PPM 방식은 정보 신호를 전송하기 위해 기본 모노펄스의 시간 위치를 정하여 $\delta_n^{(k)}$ 의 시간 위치를 “1” 비트일 때, 기준 모노펄스의 시간 위치보다 빠르게 위치시키고 “0” 비트일 때, 기준 모노펄스의 시간 위치와 동일하게 위치시킨다. 이에 대한 펄스 위치 변조는 그림 3에 나타났다. 또한 SNR를 향상시키기 위해 정보 신호를 N_s 개의 규칙적인 간격으로 펄스를 구성하여 전송하며, 이에 대해 그림 4에 나타났다. 그러나 본 논문은 프레임 내에서 신호가 서로 중첩되지 않도록, 즉 펄스가 상호 직교되게 $\delta_n^{(k)}$ 을 $\delta_n^{(k)} = [(i+k-1) \bmod M] T_w$ ($i=1, 2, \dots, M$)이라 가정하여 정보 신호를 변조시킨다. T_w 는 모노펄스의 폭이며, $MT_w \ll T_f$ 의 관계를 갖는다. 그림 5는 $M=4$ 인 경우, 펄스 위치 변조 신호의 구성을 나타낸 것이다. 식(4)에서 심벌의 진폭은 $a_n^{(\nu)}=1$ 이므로 식(5)의 정규 상관값은

$$a_{nm} = \begin{cases} 1, & n=m \\ 0, & n \neq m \end{cases} \quad (7)$$

이 된다. 식(7)에 의해 식(6)의 상관 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (8)$$

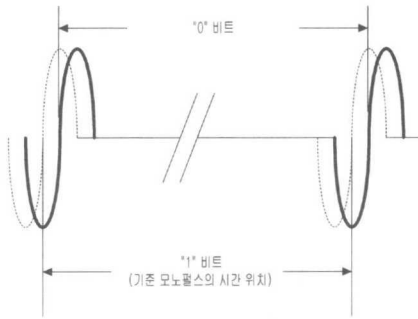


그림 3. 펄스 위치 변조

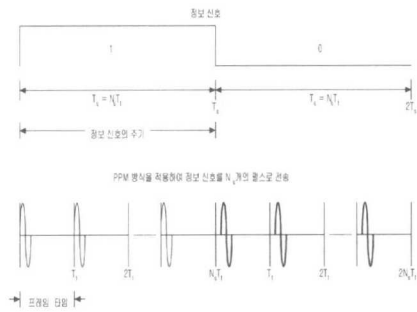


그림 4. 정보 신호에 대한 모노펄스 시퀀스

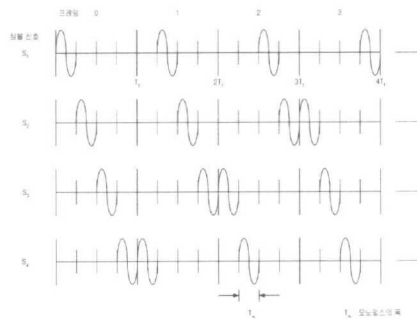


그림 5. M진 신호에 대한 PPM 방식의 신호 구성

2.2.2 Antipodal 방식

기존의 PPM 방식과 달리 Antipodal 방식에서 정보 신호의 변조는 정보 신호의 진폭 $a_n^{(v)}$ 에 의해 결정된다. 정보 신호에 대해 $a_n^{(v)}$ 는 $a_n^{(v)} \in \{-1, 1\}$ 이다. 또한 $\delta_n^{(k)}$ 는 정보 신호의 위치와 관련된 시간 천이 항이며, $\delta_n^{(k)} = [(\lfloor (i+1)/2 \rfloor + k - 1) \bmod (M/2)] T_w$ 이라 가정한다. 여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 의 정수 배이고 T_w 는 모노펄스의 폭이며, $2MT_w \ll T_b$ 의 관계를 갖는다. 그림 6과 그림 7은 각각 정보 신호에 대한 모노펄스의 구성과 M=4인 경우, Antipodal 초광대역 신호의 구성을 나타낸 것이다. 식(6)에서 α_{nm} 는

Antipodal 신호의 구성에 의해 Antipodal 신호인 경우의 상관값은 -1이 되고 서로 직교 신호인 경우의 상관값은 0이 된다. 따라서 정규 상관값은 다음과 같다.

$$\alpha_{nm} = \begin{cases} 1, & n=m \\ -1, & \lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor = \lfloor \frac{m+1}{2} \rfloor \\ 0, & \lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor \neq \lfloor \frac{m+1}{2} \rfloor \end{cases} \quad (9)$$

그러므로 상관 행렬은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Lambda_{anti} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Lambda_{anti} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \Lambda_{anti} \end{bmatrix}_{M/2 \times M/2} \quad (10)$$

$$\Lambda_{anti} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (11)$$

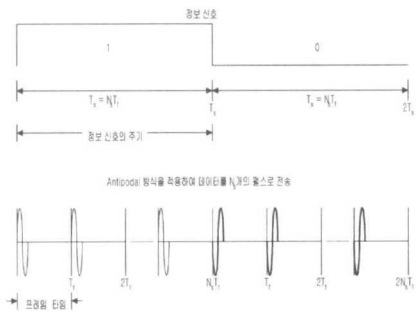


그림 6. 정보 신호에 대한 모노펄스 시퀀스

그림 5와 그림 7에 나타난 두 방식의 신호 구성에서 T 와 T_b 가 고정되어 있다면, PPM방식은 한 프레임 내에 M개의 신호를 배열할 수 있는 반면에 Antipodal방식은 2M개의 신호를 배열시킬 수 있어 동일한 오류확률에서 전송속도를 증가시킬 수 있다.

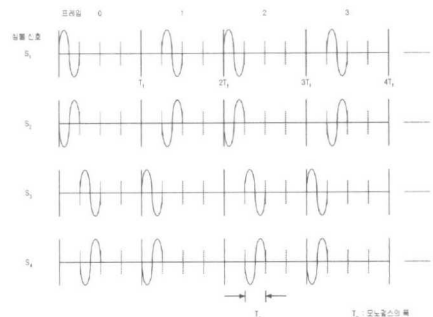


그림 7. M진 신호에 대한 Antipodal 방식의 신호 구성

2.3 다중접속 간섭 모델

본 논문은 다중접속 간섭에 의한 성능 평가를 위해 아래와 같이 가정하였다^{[8],[9]}.

- (1) $\nu=1, 2, \dots, N_u$ 에 대해 신호 $s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu)$ 와 잡음 $n(t)$ 는 모두 독립적으로 발생한다.
- (2) $\{c_k^{(\nu)}\}$ 는 I.I.D. 랜덤변수이고 $[0, N_k]$ 에서 균일하게 분포한다. 또한 한 심벌시간 안에 시간 도약 부호가 한번 이상 발생하지 않도록 $N_s \leq N_p$ 이라고 가정한다.
- (3) 전송시간차 $\tau_\nu - \tau_1$ ($\nu=2, 3, \dots, N_u$)도 $[0, T_f]$ 에서 균일하게 분포하는 I.I.D. 랜덤변수라 한다.
- (4) 수신된 모노펄스 $w(t)$ 는 $\int_{-\infty}^{\infty} w(t)dt=0$ 을 만족한다.

2.4 초광대역 신호의 수신

다중접속 시스템에서 N_u 개의 송신기와 수신기가 동작하고 있다면, 사용자 $\nu=1$ 의 n 번째에 대한 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{\nu=1}^{N_u} A_\nu s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) + n(t) \tag{12}$$

$$= A_1 s_n^{(1)}(t-\tau_1) + n_{tot}(t)$$

여기서 $n_{tot}(t)$ 는 다중접속 간섭과 열 잡음의 합으로 표현되며, 평균 0인 가우시안 랜덤 과정이라고 가정한다. 즉, $n_{tot}(t)$ 는

$$n_{tot}(t) = \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) + n(t) \tag{13}$$

가 된다. A_ν 와 τ_ν 는 각각 사용자 ν 의 신호와 관련된 감쇠 및 지연 시간이다.

M개의 신호를 검출하기 위해서는 수신 단에 입력되는 수신 신호와 M개의 기준 신호를 상관시켜야 한다. M이 증가하게 되면, 수신 단의 회로설계가 복잡하게 된다. 본 논문은 상호 직교하는 PPM 방식은 한 개의 상관기와 M개의 저장 및 가산(store and sum)회로로 구성되며, 신호가 상호 직교하고 서로 반대의 극성을 갖는 Antipodal 방식은 서로 반대 극성의 신호를 판정하기 위해 두 개의 상관기와 M개의 저장 및 가산회로가 필요하다. 이렇게 구성된 수신기에서 신호의 판정은 M개의 저장 및 가산회로 중에서 가장 큰 출력을 수신된 신호로 판정한다^[8].

2.4.1 PPM 방식

n 번째 저장 및 가산회로의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_n = \int_{nN_s T_f + \tau_c}^{((n+1)N_s - 1)T_f + \tau_c} r(t) s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) dt \tag{14}$$

$$= \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M/2-1} \delta_{m, [(i+k-1) \bmod M] T_w} y_m(k)$$

여기서

$$y_m(k) = \int_{kT_f + mT_w + \tau_c}^{kT_f + (m+1)T_w + \tau_c} r(t) \times w(t - kT_f - c_k^{(\nu)} T_c - mT_w - \tau_\nu) dt \tag{15}$$

2.4.2. Antipodal 방식

Antipodal 방식도 PPM 방식과 마찬가지로 n 번째 저장 및 가산회로의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_n = \int_{nN_s T_f + \tau_c}^{((n+1)N_s - 1)T_f + \tau_c} r(t) s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) dt \tag{16}$$

$$= \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M/2-1} \delta_{m, \left[\left\lfloor \frac{(i+1)}{2} \right\rfloor + k - 1 \right] \bmod \left(\frac{M}{2} \right)} y_m(k)$$

여기서

$$y_m(k) = \int_{kT_f + mT_w + \tau_c}^{kT_f + (m+1)T_w + \tau_c} r(t) \times w(t - kT_f - c_k^{(\nu)} T_c - mT_w - \tau_\nu) dt \tag{17}$$

III. M진 초광대역 통신 시스템의 성능

3.1 신호 대 잡음비(SNR)와 오류 확률

초광대역 통신 시스템에서 M진 신호를 송·수신하여 다중접속 시 수신기 성능을 해석하기 위해 식(12)에서 판정법칙에 따라 PPM 방식과 Antipodal 방식에 대한 비트 오류확률을 구한다. 비트 오류확률을 구하기 위해 사용자 $\nu=1$ 의 n 번째 신호가 수신되었다면, 식(12)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = A_1 s_n^{(1)}(t-\tau_1) + n_{tot}(t) = A_1 \sum_{k=0}^{N_s-1} a_n^{(\nu)} w(t - kT_f - c_k^{(\nu)} T_c - \delta_n^{(\nu)} - \tau_1) + n_{tot}(t) \tag{18}$$

상관기에 입력된 수신 신호를 판정하기 위해 상

관기에서 사용된 기준 신호는 다음과 같이 정의한다^{[9],[10]}.

$$s_{n,m}^{(\nu)}(t - \tau_\nu) = [s_n^{(\nu)}(t - \tau_\nu) - s_m^{(\nu)}(t - \tau_\nu)] \quad (19)$$

식(18)과 식(19)를 이용하여 판정법칙에 따라 통신로에서 감쇠되고 지연된 사용자 $\nu=1$ 의 송신 신호 $s_n^{(1)}(t - \tau_1)$ 가 상관기를 거쳐 나온 신호 전력을 m_a^2 이라 하고 다른 사용자에게 의한 다중접속 간섭 및 열 잡음의 합인 $n_{tot}(t)$ 가 상관기를 통해 출력되는 잡음 전력을 $\sigma_{tot}^2(N_u)$ 이라 한다. 신호 전력 m_a^2 을 구하기 위해 식(5)에서 $\int_{-\infty}^{\infty} s_n^{(\nu)}(t)s_m^{(\nu)}(t)dt = E_s \alpha_{nm}$ 가 되어 상관기의 출력 신호 m_a 는 다음과 같이 정의한다^[10].

$$\begin{aligned} m_a &= \int_{t \in T_m} A_1 s_n^{(1)}(t - \tau_1) s_{n,m}^{(1)}(t - \tau_1) dt \\ &= \int_{t \in T_m} A_1 \{s_n^{(1)}(t - \tau_1)\}^2 dt \\ &\quad + \int_{t \in T_m} A_1 s_n^{(1)}(t - \tau_1) s_m^{(\nu)}(t - \tau_1) dt \\ &= A_1 N_s E_w (1 - \alpha_{nm}) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 $t \in T_m = [\tau_1, \tau_1 + (N_s - 1)T_f]$, E_s 는 정보 신호의 에너지($E_s = N_s E_w$)이며, E_w 는 모노펄스의 에너지이다. 잡음 전력 $\sigma_{tot}^2(N_u)$ 은 다음과 같이 정의한다^[10].

$$\begin{aligned} \sigma_{tot}^2(N_u) &= E\left\{\left[\int_{t \in T_m} n_{tot}(t) s_{n,m}^{(1)}(t - \tau_1) dt\right]^2\right\} \\ &= \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu^2 E\{|n^{(\nu)}|^2\} + \sigma_{rec}^2 \end{aligned} \quad (21)$$

식(21)에서 $n^{(\nu)}$ 는 사용자 ν 에 대한 다중접속 잡음 성분으로

$$n^{(\nu)} = \int_{t \in T_m} s_n^{(\nu)}(t - \tau_\nu) s_{n,m}^{(1)}(t - \tau_1) dt \quad (22)$$

이며, 식(22)에서 평균 $E\{n^{(\nu)}\}$ 은 0이 되고 $E\{|n^{(\nu)}|^2\}$ 는 식(3)과 식(5), 식(18)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} &E\{|n^{(\nu)}|^2\} \\ &= \sum_{k=nN_s}^{(n+1)N_s-1} \sum_{k=mN_s}^{(m+1)N_s-1} \\ &\quad \times \frac{1}{T_f} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} a_n w(t - \tau) \{a_n w(t) - a_m w(t)\} dt \right]^2 dt \\ &= N_s \sigma_a^2 \end{aligned} \quad (23)$$

여기서 $\sigma_a^2 = \frac{1}{T_f} E_w^2 (1 - \alpha_{nm})^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau$ 이다.

또한 식(21)에서 σ_{rec}^2 는 사용자 $\nu=1$ 일 때, 잡음 전력을 나타낸 것으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{rec}^2 &= \sigma_{tot}^2(1) \\ &= E\left\{\left[\int_{t \in T_m} n(t) s_{n,m}^{(1)}(t - \tau_1) dt\right]^2\right\} \\ &= N_0 E_s (1 - \alpha_{nm}) \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 $E\{n^2(t)\} = N_0/2$ 이라고 가정한다.

그러므로 식(23)과 식(24)에 의해 식(21)을 다시 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{tot}^2(N_u) &= \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu^2 E\{|n^{(\nu)}|^2\} + \sigma_{rec}^2 \\ &= N_s \sigma_a^2 \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu^2 + \sigma_{rec}^2 \end{aligned} \quad (25)$$

식(20)과 식(25)를 이용하여 비트에 대한 신호 대 잡음비를 $SNR_b(N_u)$ 라 정의하고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_b(N_u) = \frac{1}{\log_2 M} \frac{m_a^2}{\sigma_{tot}^2(N_u)} \quad (26)$$

만약 사용자 $\nu=1$ 일 때 비트에 대한 신호 대 잡음비 $SNR_b(1)$ 라고 하면, 식(20)과 식(24)를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} SNR_b(1) &= \frac{1}{\log_2(M)} \frac{m_a^2}{\sigma_{tot}^2(1)} \\ &= \frac{1}{\log_2(M)} \frac{A_1^2 E_s (1 - \alpha_{nm})}{N_0} \end{aligned} \quad (27)$$

또한 사용자 N_u 일 때 비트에 대한 신호 대 잡음비 $SNR_b(N_u)$ 라 하면, 식(20), 식(21) 및 식(23)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} SNR_b(N_u) &= \frac{1}{\log_2(M)} \frac{m_a^2}{\sigma_{rec}^2 + N_s \sigma_a^2 \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu^2} \\ &= \left[SNR_b^{-1}(1) + \frac{\log_2(M) N_s \sigma_a^2}{[E_s (1 - \alpha_{nm})]^2} \sum_{\nu=2}^{N_u} \left(\frac{A_\nu}{A_1}\right)^2 \right]^{-1} \end{aligned} \quad (28)$$

식(27) 및 식(28)에서 심벌 에너지 E_s 는 $E_s = N_s E_w$ 임으로 $N_s = \log_2(M) N_s^{(2)}$, $E_b = N_s^{(2)} E_w$ 이라면 $E_s = \log_2(M) E_b$ 가 된다. 여기서 E_b 는 비트 에너지이며, $N_s^{(2)}$ 는 2진 통신에서 사용된 펄스의 수이다.

3.1.1 PPM 방식

식(20)과 식(21)을 이용하여 M진 신호가 상호 직교하는 PPM 방식의 심벌 오류확률을 구하면 다음과 같다^{[11],[12]}.

$$P_M = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{y}{\sqrt{2}} \right) \right]^{M-1} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(y - \frac{m_i}{\sigma_w(N_u)} \right)^2} dy \quad (29)$$

여기서 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$ 이다.

식(29)는 정확하게 풀 수는 없지만 이에 대한 상한(Union Bound)을 이용하여 구할 수 있다. 심벌 오류확률의 상한은 다음과 같다.

$$P_M = \frac{M}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\operatorname{SNR}_b(N_u)}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = MQ(\sqrt{\operatorname{SNR}_b(N_u)}) \quad (30)$$

여기서 $\operatorname{SNR}_b(N_u)$ 은 심벌에 대한 신호 대 잡음 비이다. 식(30)의 심벌 오류확률을 비트 오류확률로 나타내기 위해 비트 오류확률을 $P_b(N_u)$ 라 정하고 비트 오류확률은 심벌 오류확률과 심벌 전체 비트에서 오류 비트가 차지하는 비율로 정의된다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$P_b(N_u) = \frac{M}{2} Q(\sqrt{\operatorname{SNR}_b(N_u)}) \quad (31)$$

식(28)에서 PPM 방식은 신호가 상호 직교하므로 $\alpha_{nm} = 0$ 이 되어 식(27)과 식(28)에 대입하면 비트에 대한 신호 대 잡음비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\operatorname{SNR}_b(1) = \frac{A_1^2 E_b (1 - \alpha_{nm})}{N_0} = \frac{A_1^2 E_b}{N_0} \quad (32)$$

$$\operatorname{SNR}_b(N_u) = \left[\operatorname{SNR}_b^{-1}(1) + \frac{R_b T_f \sigma_a^2}{E_w^2} \sum_{\nu=2}^N \left(\frac{A_\nu}{A_1} \right)^2 \right]^{-1} \quad (33)$$

여기서 R_b 는 비트 전송속도이며, $R_b = \frac{1}{N_s^{(2)} T_f}$ 이다.

$\sigma_a^2 = \frac{1}{T_f} E_w^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau$ 을 식(33)에 대입하고 수신 신호와 기준 신호가 완벽하게 동기된 이상적인

전력 제어 조건, 즉 $\nu = 2, 3, \dots, N_u$ 일 때 $A_\nu = A_1$ 이라고 가정하면 식(33)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\operatorname{SNR}_b(N_u) = \left[\operatorname{SNR}_b^{-1}(1) + \frac{R_b T_f E_w^2 (N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau}{T_f E_w^2} \right]^{-1} = \frac{\operatorname{SNR}_b(1)}{1 + \operatorname{SNR}_b(1) R_b (N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (34)$$

식(34)를 식(31)에 대입하면 사용자 N_u 에 대한 비트 오류확률은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$P_b(N_u) = \frac{M}{2} Q \left(\sqrt{\frac{\operatorname{SNR}_b(1)}{1 + \operatorname{SNR}_b(1) R_b (N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau}} \right) \quad (35)$$

3.1.2 Antipodal 방식

Antipodal 방식에서 M진 신호는 M/2개의 직교 신호와 이와 반대 극성을 갖는 M/2개의 직교 신호를 이용하여 M진 신호를 구성하지만 필요로 하는 공간의 차원은 M/2에 지나지 않는다. 따라서 Antipodal 방식도 PPM 방식처럼 식(20)과 식(21)을 이용하여 심벌 오류확률을 구한다^{[11],[12]}.

$$P_M = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \operatorname{erfc} \left(\frac{y}{\sqrt{2}} \right) \right]^{M/2-1} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(y - \frac{m_i}{\sigma_w(N_u)} \right)^2} dy \quad (36)$$

식(36)을 정확하게 구할 수 없으므로 이에 대한 상한을 이용하여 심벌 오류확률을 구한다. Antipodal 방식에서 심벌 오류확률은 신호에 대해 상호 직교하는 항과 서로 반대 극성을 갖는 항으로 나누어진다.

$$P_M = (M-2)Q(\sqrt{\operatorname{SNR}_{M\text{상호직교}}(N_u)}) + Q(\sqrt{\operatorname{SNR}_{M\text{반대극성}}(N_u)}) \quad (37)$$

식(37)을 비트 오류확률로 나타내면 다음과 같다.

$$P_b(N_u) = \frac{(M-2)}{2} Q(\sqrt{\operatorname{SNR}_{b\text{상호직교}}(N_u)}) + Q(\sqrt{\operatorname{SNR}_{b\text{반대극성}}(N_u)}) \quad (38)$$

신호가 상호 직교하면 $\alpha_{nm} = 0$ 이 되고, 신호가 서

로 반대 극성을 갖게 되면 $\alpha_{nm} = -1$ 이 되므로 식(38)의 상호 직교에 대한 비트의 신호 대 잡음비 $SNR_{b\text{상호직교}}(N_u)$ 는 식(27)과 식(28)을 이용할 수 있다.

$$SNR_{b\text{상호직교}}(1) = \frac{A_1^2 E_b (1 - \alpha_{nm})}{N_0} \quad (39)$$

$$= \frac{A_1^2 E_b}{N_0}$$

$$SNR_{b\text{상호직교}}(N_u) = \frac{SNR_{b\text{상호직교}}(1)}{1 + SNR_{b\text{상호직교}}(1) R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (40)$$

또한 반대 극성에 대한 비트의 신호 대 잡음비 $SNR_{b\text{반대극성}}(N_u)$ 은 PPM 방식과 마찬가지로 이상적인 전력 제어 조건을 갖는다면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_{b\text{반대극성}}(1) = \frac{A_1^2 E_b (1 - \alpha_{nm})}{N_0} \quad (41)$$

$$= \frac{2A_1^2 E_b}{N_0}$$

$$SNR_{b\text{반대극성}}(N_u) = \frac{SNR_{b\text{반대극성}}(1)}{1 + SNR_{b\text{반대극성}}(1) R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (42)$$

그러므로 식(41)과 식(42)를 식(40)에 대입하면 사용자 N_u 에 대한 비트 오류확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b(N_u) = \frac{(M-2)}{2} \times Q \left(\sqrt{\frac{SNR_{b\text{상호직교}}(1)}{1 + SNR_{b\text{상호직교}}(1) R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau}} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{SNR_{b\text{반대극성}}(1)}{1 + SNR_{b\text{반대극성}}(1) R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau}} \right) \quad (43)$$

3.2 다중 접속 시스템의 성능 평가

일반적으로 다중접속 시스템의 성능 평가는 사용자 $\nu=1$ 가 사용자 N_u-1 에 의해 발생하는 다중접속 간섭의 영향을 이겨내고 시스템의 성능을 유지시키기 위해 부가적으로 요구되는 SNR와 이에 따른 최대 사용자의 수 및 최대 전송속도 측면에서 고려해야 한다^[10]. 사용자 $\nu=1$ 일 때 비트에 대한

신호 대 잡음비는 $SNR_b(1)$ 이고 사용자 N_u-1 일 때 비트에 대한 신호 대 잡음비는 $SNR_b(N_u) < SNR_b(1)$ 이 성립한다. 원하는 오류확률을 만족시키기 위한 비트에 대한 신호 대 잡음비를 SNR_{spec} 이라 정의하고, 식(28)에서 $SNR_b(N_u) = SNR_{spec}$ 을 만족시키는 비트에 대한 신호 대 잡음비 $SNR_{rec}(N_u)$ 는 $SNR_{rec}(N_u) > SNR_{spec}$ 이고 사용자 $\nu=1$ 이 여러 사용자가 사용하고 있을 때 원하는 비트 오류확률을 유지시키는데 필요한 $SNR_b(1)$ 이다. 따라서 식(28)은

$$SNR_{spec} = \frac{SNR_{rec}(N_u)}{1 + \frac{SNR_{rec}(N_u) R_b T \sigma_a^2}{E_w^2 (1 - \alpha_{nm})^2} \sum_{\nu=2}^{N_u} \left(\frac{A_\nu}{A_1} \right)^2} \quad (44)$$

식(44)에서 $SNR_{rec}(N_u)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_{rec}(N_u) = \frac{SNR_{spec}}{1 - \frac{SNR_{spec} R_b T \sigma_a^2}{E_w^2 (1 - \alpha_{nm})^2} \sum_{\nu=2}^{N_u} \left(\frac{A_\nu}{A_1} \right)^2} \quad (45)$$

사용자 N_u-1 에 의해 발생하는 다중접속 간섭의 영향을 이겨내기 위해 사용자 $\nu=1$ 에 부가적으로 필요한 SNR을 $\mu(N_u)$ 이라 하면, $\mu(N_u)$ 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\mu(N_u) = \frac{SNR_{rec}(N_u)}{SNR_{spec}} \quad (46)$$

식(46)은 사용자의 수 N_u 가 점점 증가할 때 원하는 오류확률을 유지하기 위해 $SNR_{rec}(N_u)$ 이 증가하게 되어 $\mu(N_u)$ 도 증가하게 된다. 이상적인 전력 제어 조건이라 가정한다면 식(46)은 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\mu(N_u) = \frac{1}{1 - SNR_{spec} R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (47)$$

식(47)에서 $\mu(N_u)$ 에 대한 최대 사용자의 수와 최대 전송속도를 구할 수 있다. $\mu(N_u)$ 에 의한 사용자의 수와 전송속도 다음과 같이 나타낸다.

$$N_u(\mu) = \frac{1}{SNR_{spec} R_b \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \left[1 - \frac{1}{\mu(N_u)} \right] + 1 \quad (48)$$

$$R_b(\mu) = \frac{1}{\text{SNR}_{\text{spec}}(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \left[1 - \frac{1}{\mu(N_u)} \right] \quad (49)$$

식(48)과 식(49)에서 $\mu(N_u)$ 을 무한히 증가시켰을 때, 최대 사용자의 수와 최대 전송속도는 다음과 같이 나타난다.

$$N_{\text{max}} \doteq \lim_{\mu \rightarrow \infty} N_u(\mu) = \frac{1}{\text{SNR}_{\text{spec}} R_b \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} + 1 \quad (50)$$

$$R_{\text{max}} \doteq \lim_{\mu \rightarrow \infty} R_b(\mu) = \frac{1}{\text{SNR}_{\text{spec}} R_b (N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (51)$$

IV. 수치 해석

본 논문은 PPM 방식과 Antipodal 방식을 적용한 M진 초광대역 통신 시스템의 비트 오류확률과 다중접속 환경에서 사용자의 증가에 따른 비트 오류확률 및 다중접속 간섭의 영향을 이겨내고, 시스템의 성능을 유지시키기 위해 부가적으로 요구되는 신호 대 잡음비와 이에 따른 최대 사용자의 수 및 최대 전송속도를 조사하여 다중접속 성능을 평가하고자 한다. 이를 위해 수신 신호와 기준 신호가 완벽하게 동기 되고 이상적인 전력 제어 조건, 즉 $\nu=2,3,\dots,N_u$ 일 때 $A_\nu=A_1$ 이라고 가정한다. 수치 해석을 위한 레일리 모노펄스의 정규 상관함수는 식(3)에 의해 구할 수 있다.

$$\gamma_w(\tau) = \left[1 - 2 \left(\frac{\tau}{\tau_n} \right)^2 \right] e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_n} \right)^2} \quad (52)$$

여기서 τ_n 은 모노펄스의 폭을 결정하는 파라미터로서 $\tau_n=0.159$ nsec이며, 식(23)에서 레일리 모노펄스의 $\int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau$ 는 1.2596×10^{-10} 이다. M진 신호에 대해 비트 전송속도 R_b 는 모두 동일하다고 가정한다. 신호의 주기 $T=N_s T_f = \log_2(M)/R_b$ 이고 심벌 에너지는 $E_s=N_s E_w = \log_2(M) E_b$ 이다. 프레임 시간 T_f 는 5nsec로 가정하고 프레임 시간이 고정되었을 때, N_s 는 비트 전송속도 R_b 에 의해 결정된다. 여기서 $N_s = \log_2(M) N_s^{(2)}$ 이며, $N_s^{(2)}$ 는 M=2일

때 사용된 펄스의 수이다. 그러므로 $N_s^{(2)}=200$ 이라면 비트 전송속도 $R_b=1$ Mbps가 된다.

II절에서 언급한 것처럼 T 와 T_f 가 일정한 값으로 고정되어 있다면, Antipodal 방식은 PPM 방식과 동일한 전력에서 프레임 내에 PPM 방식보다 2M개의 신호를 배열시킬 수 있다. 이러한 관점에서 그림 8 ~ 그림 11은 M=4의 PPM 방식과 M=4, M=8의 Antipodal 방식에 대한 시스템 성능을 비교 분석한 것이다.

그림 8은 사용자 $\nu=1$ 인 경우, E_b/N_0 에 따른 PPM 방식과 Antipodal 방식의 오류확률을 나타낸 것이다. $P_b(1)=10^{-6}$ 에서 M=4일 때, Antipodal 방식이 PPM 방식보다 0.3dB정도로 향상되며, 만약 Antipodal 방식이 4진 통신 시스템으로 설계된다면 동일한 프레임 내에 또 다른 정보 신호를 배열시킬 수 있을 것이다. 그러나 프레임 내에 동일한 정보 신호를 전송하기 위해 신호를 배열시키면 PPM 방식보다 2배의 신호를 배열시킬 수 있으므로 그림에 나타낸 것처럼 Antipodal 방식은 2.4dB 향상된다.

그림 9는 M=4의 PPM 방식이 $R_b=1$ Mbps, $P_b(1)=10^{-6}$ 을 유지하기 위해 E_b/N_0 가 12.82dB가 필요로 하며, 이러한 조건하에서 PPM 방식과 Antipodal 방식에 대한 사용자의 수의 증가에 따른 오류확률을 각각 비교한 것이다. 그림 9에 나타낸 것처럼 사용자의 수가 증가하게 되면 M진 신호의 구성 효과는 점점 줄어들게 된다.

그림 10은 $R_b=1$ Mbps일 때 사용자의 수가 증가함에 따라 다중접속 간섭의 영향이 발생하므로 이러한 간섭의 영향을 극복하고 시스템의 비트 오류확률 $P_b(1)=10^{-6}$ 을 만족하기 위해 부가적으로 필요한 전력과 최대 사용자의 수의 관계를 살펴보기 위해 식(48)을 이용하여 두 방식을 비교한 것이다. 부가 SNR $\mu(N_u)$ 가 10dB일 때, M=4인 경우 Antipodal 방식과 PPM 방식은 각각 416명, 377명이고 M=8인 경우 650명이 사용 가능하다. 동일한 M진 통신 시스템에서 Antipodal 방식이 23% 정도 향상됨을 알 수 있다.

그림 11은 사용자 1000명이 동시에 통신 링크에 접속하였을 때, 시스템의 비트 오류 확률 $P_b(1)=10^{-6}$ 을 만족하기 위해 부가적으로 필요한 전력과 최대 전송속도의 관계를 비교한 것이다. 부가 SNR $\mu(N_u)$ 가 10dB일 때, M=4인 경우 1명당 전송속도는 Antipodal 방식과 PPM 방식은 각각

414kbps, 371kbps이고 M=8인 경우 644kbps로 최대 사용 가능한 전송속도는 PPM 방식인 경우 371Mbps(M=4), Antipodal 방식인 경우 각각 414Mbps(M=4), 644Mbps(M=8)가 된다.

그러나 그림 10과 그림 11의 부가 SNR $\mu(N_u)$ 와 사용자의 수 및 전송속도의 관계를 살펴보면, $\mu(N_u)$ 가 10dB를 넘어서면 $\mu(N_u)$ 의 증가에 따른 사용자의 수와 전송속도의 증가가 급격히 둔화됨을 알 수 있다. 따라서 다중접속 시스템을 설계할 때 $\mu(N_u)$ 는 10dB 이내로 제한해야 함을 알 수 있다.

V. 결론

주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있는 초광대역 통신 방식은 반송파를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과 달리 전력 스펙트럼이 마치 기저 대역 잡음과 같이 존재하여 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신이 가능하고 대역폭을 광대역으로 취할 수 있어 전송속도에 있어서도 유리하다. 반송파를 사용하지 않기 때문에 송·수신기의 소비 전력과 그 구조를 간략화시킬 수 있으나, 이러한 초광대역 통신 방식은 필연적으로 에너지 스파크 현상이 발생하는데, 이를 줄이기 위해서는 시간 도약 부호를 이용한다. 현재의 초광대역 통신 방식에 대한 연구는 PPM 방식이 대부분이었으나 이는 연속 성분의 에너지 스파크 이외에 불연속 성분의 에너지 스파크도 존재하게 되어 그 시스템 효율이 저하될 수 있다.

본 논문은 초광대역 통신 시스템의 성능을 향상시키기 위해 정보 신호에 따라 (+), (-) 신호를 갖는 Antipodal 방식의 초광대역 통신 시스템을 제안하였다. 이 방식은 PPM 방식에 비해 정보 신호 사이의 유클리드 거리가 멀고 무엇보다도 PPM 방식에서 필연적으로 발생한 불연속 에너지 스파크가 제거되기 때문에 스펙트럼 억압도 및 시스템 효율이 향상된다.

또한 본 논문은 레일리 모노펄스를 이용하여 PPM 방식과 Antipodal 방식의 오류확률, 다중접속 시의 사용자의 수 및 전송속도를 비교하였다. Antipodal 방식은 프레임 내에 2배의 정보 신호를 위치시킬 수 있어 PPM 방식보다 오류 확률, 전송 속도 면에서 유리하다. 수치 해석 결과, 그림 8에서 $P_b(1) = 10^{-6}$ 일 때 Antipodal 방식(M=8)이 PPM 방식(M=4)보다 2배의 신호를 배열시킬 수 있으므로

2.4dB 향상된다. 그림 10과 그림 11에서 부가 SNR $\mu(N_u)$ 에 따른 최대 사용자의 수와 최대 전송속도를 비교하였을 때, $\mu(N_u)$ 이 10dB인 경우 PPM 방식(M=4)은 사용자의 수 377명, 최대 전송속도 371Mbps, Antipodal 방식(M=8)은 사용자의 수 650명, 최대 전송속도 644Mbps로 증가하였다. 그러나 $\mu(N_u)$ 가 10dB 이상에서 사용자의 수 및 최대 전송속도의 증가는 둔화되므로 시스템 설계 시 $\mu(N_u)$ 는 10dB 이내로 설정해야 최적의 효과를 얻을 수 있을 것이다.

이러한 초광대역 기술은 군사분야에서 전술적인 무선 통신장비, 레이더, 태그(Tag), 고 정밀 위치 추적 시스템 등에서 다양하게 적용될 수 있으며, 상업적인 분야에서 초고속 무선 데이터 통신을 위한 LAN/WAN, 상업적 용도의 충돌 방지용 레이더, RF 태그, 산업용 RF 감시 시스템 등에 초광대역 기술의 도입이 가능하다. 아직까지는 미국의 연방 통신 위원회의 허가가 이루어지지 않아 상업적 용도의 기술 적용은 미약한 상태이나 가까운 시일에 초광대역 기술의 사용에 대한 허가가 이루어질 것으로 보여 초광대역 기술의 산업 전반에 걸쳐 적용될 것으로 전망된다.

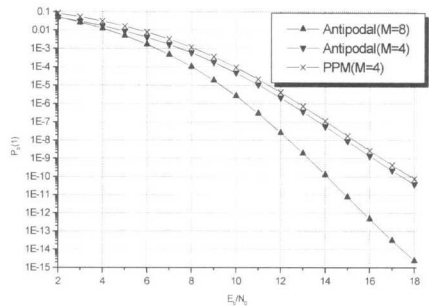


그림 8. E_b/N_0 에 따른 오류확률 비교

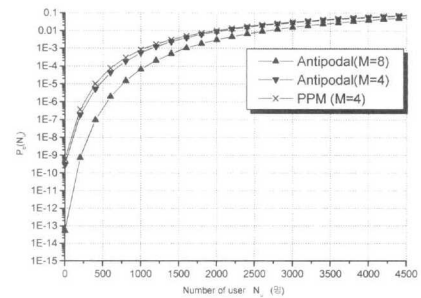


그림 9. 사용자의 수에 따른 오류확률 비교 ($E_b/N_0 = 12.82\text{dB}$, $R_b = 1\text{Mbps}$)

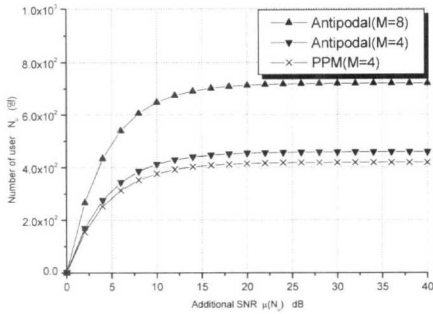


그림 10. 부가 SNR $\mu(N_u)$ 에 따른 동시 사용자수 비교 ($P_b(1) = 10^{-6}$)

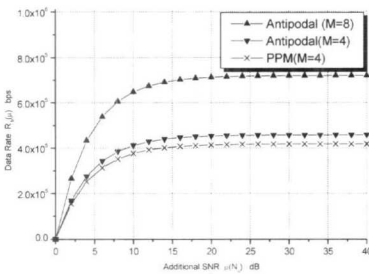


그림 11. 부가 SNR $\mu(N_u)$ 에 따른 전송속도 비교 ($P_b(1) = 10^{-6}$)

참고 문헌

[1] L. W. Fullerton, "Reopening the electromagnetic spectrum with ultrawideband radio for aerospace", *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 2000, vol. 1, pp. 201-210, 2000.

[2] P. Witthinton, "Impulse Radio Overview", *Time Domain Inc.*, 1998.

[3] 이정석, 김중환, 김유창, 김정신, 김원후, "초광대역 통신 시스템의 전력 스펙트럼 밀도 분석", *대한전자공학회*, 제38권, 제10호, pp. 34-40, 2001. 10.

[4] M. L. Welborn, "System Considerations for Ultra-Wideband Wireless Networks", *IEEE Radio and Wireless Conference*, 2001., pp. 5-8, 2001.

[5] J. T. Conroy, J. L. LoCierro, D. R. Ucci, "Communication Techniques Using Monopulse Waveforms", *MILCOM*, vol.2, pp. 1181-1185, 1999.

[6] F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, "Wireless

Multiple-Access Using SS Time-Hopping and Block Waveform Pulse Positioning Modulation, Part I : Signal Design", *Proc. IEEE ISITA Conference*, Oct. 1998.

[7] F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, "Wireless Multiple-Access Using SS Time-Hopping and Block Waveform Pulse Positioning Modulation, Part II : System Performance", *Proc. IEEE ISITA Conference*, Oct. 1998.

[8] F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, "Multiple-Access with Time Hopping and Block Waveform PPM Modulation", *Proc. IEEE ICC Conference*. pp. 775-779, June 1998

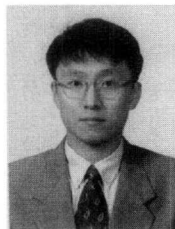
[9] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time Hopping Impulse Modulation", *Proc. IEEE MILCOM*, pp. 447-450, Oct. 1993.

[10] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communication", *IEEE Trans. on Comm.* vol. 48, No. 4, pp. 679-691, Apr. 2000.

[11] 진년강, *아날로그와 디지털 통신*, 청문각, 1994.

[12] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, 2001.

이 정 석(Jung suk Lee)



1987년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)
1989년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과(공학석사)
1995년 3월~현재 : 한국항공대학교
항공전자공학과 박사 수료
1989년~1992년 : 공군 장교

1993년~1995년 : 신세기 통신

<주관심 분야> 통신 이론 및 통신시스템, ITS, GPS

김 종 한(Jong Han Kim)



1980년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)
1982년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과(공학석사)
1994년 8월~현재 : 한국항공
대학교 항공전자공학과
박사 수료

1983년 12월~2001년 3월: 삼성전자 근무
<주관심 분야> 이동 통신 및 광전송 시스템

김 유 창(Yoo Chang Kim)



1997년 2월: 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)
1999년 2월: 한국항공대학교
항공전자공학과(공학석사)
1999년 3월~현재: 유니모테크
놀로지 중앙연구소

<주관심 분야> 통신시스템, 디지털 신호처리

김 정 선(Jung Sun Kim)



1965년 2월: 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)
1972년 2월: 한양대학교
전자공학과(공학석사)
1983년 2월: 경희대학교
전자공학과(공학박사)

1984년 4월~현재: 한국항공대학교 항공전자공학과
교수

<주관심 분야> 컴퓨터 구조학

김 원 후(Won Hoo Kim)



1959년 2월: 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)
1975년 2월: 한양대학교
전자공학과(공학석사)
1989년 8월: 경희대학교
전자공학과(공학박사)

1964년 4월~2000년 2월: 한국항공대학교 항공전자
공학과 교수

2000년 2월~현재: 한국항공대학교 항공전자공학과
명예교수

<주관심 분야> 스펙트럼 확산 통신, 무선통신, 항법
전자