

안티포달(Antipodal) 초광대역 통신 시스템

이정석 · 김유창* ·
가민호**

한국항공대학교
유니모테크놀로지*
한국산업기술대학교**

요 약

초광대역 통신 시스템은 광대역에 걸쳐 주파수 스펙트럼이 기저 대역 잡음과 같이 존재하여 기존의 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 고속의 통신이 가능하며, 반송파를 사용하지 않기 때문에 송·수신기의 소비 전력을 감소시키고 그의 구조를 간략화시킬 수 있다. 본 논문은 신호의 대칭성에 의해 평균값이 0인 안티포달 초광대역 신호를 구성하고 시간 도약 부호를 이용하여 다중접속, 주파수 영역에서 에너지의 평활화 및 재밍 저항(간섭 제거)을 위한 초광대역 통신 시스템을 제안하였다. AWGN 및 다중접속 환경에서 안티포달 초광대역 통신 시스템의 오류확률, 다중접속시 전송속도에 대해 수치해석을 통해 시스템의 성능을 분석하였다.

I. 서 론

초광대역(Ultra Wideband : UWB) 통신 시스템은 RF 반송파 대신에 Insec 이하의 폭이 좁은 펄스를 이용하여 정보를 전송하는 기술이다. 펄스의 성질에 의해 광대역(0 Hz~수 GHz)에 걸쳐 기저대역 잡음과 같이 낮은 전력 스펙트럼이 존재한다. 그러므로 현재 사용하고 있는 타 무선 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신이 가능하고 대역폭 또한 광대역으로 취할 수 있기 때문에 전송속도에 있어서도 기존

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 신호를 상향 변조 없이 직접 안테나를 통해 송신하고 이 신호를 직접 복조하기 때문에 송·수신기를 간략화시킬 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 펄스를 규칙적인 간격으로 전송한다. 펄스의 규칙적인 간격에 의해 주파수 대역에서 에너지 스파크 현상이 나타나게 되어 정보 신호를 효율적으로 전송하지 못하며, 기존의 무선 통신 시스템에 간섭의 원인이 될 수 있다. 따라서 에너지 스파크 현상을 줄이고 전력 스펙트럼을 평활화하며, 채널화 및 다중접속이 가능하도록 시간 도약 부호를 이용한다. 이 부호에 의해 높은 비화성, 광대역 사용으로 인한 적은 간섭의 발생, 다중경로 페이딩에 대한 강인성을 얻을 수 있다^[3].

이런 특징에도 불구하고 초광대역 통신 시스템은 매우 넓은 주파수 대역을 이용한다는 점에서 항공 전자시스템 및 GPS(Global Positioning System)에 영향을 끼칠 수 있으므로 2002년 2월 14일 미 연방통신위원회는 주파수 대역을 3.1 GHz~10.6 GHz에서 방사 전력을 -41.3 dBm/MHz으로 제한하였다

¹⁴⁾ 따라서 초광대역 통신 시스템은 넓은 주파수 대역에 대해 제한된 전력 조건하에서 사용 가능하므로 신호의 구성에 따른 전력 스펙트럼의 특성이 매우 중요하며, 이는 통신에 필요한 평균 전력 레벨과 관련된다.

지금까지 초광대역 통신 시스템에 대한 연구는 펄스의 시간 위치를 변화시켜 정보 신호를 변조하는 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation) 방식이 대부분이었다. 이는 기준 펄스의 시간 위치보다 빠르거나 느리게 펄스의 시간 위치를 정하여 정보 신호를 변조하는 방식이다. 이 방식에 의한 초광대역 신호의 전력 스펙트럼은 연속 성분 이외에 불연속 성분이 존재하게 된다. 이 때 불연속 성분을 억압시키지 않는다면, 전체 송신 전력을 감소시켜 시스템의 효율이 저하된다.

이러한 불연속 성분을 완벽하게 제거하여 시스템의 성능을 향상시키기 위해 정보 신호에 따라 (+), (-) 신호를 갖는 안티포달 초광대역 통신 시스템을 제안하였다. 안티포달은 (+), (-) 신호를 이용하여 정보 신호를 변조하기 때문에 펄스 위치 변조에 비해 정보 신호 사이의 유클리드 거리가 멀고 정보 신호의 평균값은 0, 정규 상관값은 -1 또는 0이 된다. 또한 안티포달은 펄스 위치 변조보다 2배의 정보 신호를 위치시킬 수 있어 오류확률, 전송속도 면에서 유리하며 펄스 위치 변조에서 필연적으로 발생한 불연속 성분이 제거되기 때문에 스펙트럼 억압도가 향상된다¹⁶⁾. 이러한 특징을 갖는 안티포달 방식을 이용하여 초광대역 신호를 구성하고 시간 도약 부호를 적용한 다중접속 시스템을 제안하였으며, AWGN 및 다중접속 환경에서 최적의 수신 성능을 나타내는 상관 수신기(Correlation Receiver), 즉 상관기(Correlator)를 채택하여 안티포달 초광대역 통신 시스템의 오류확률, 사용자의 수, 전송속도에 대한 수치해석을 하였다¹⁹⁾. 또한 고주파 전용 시뮬레이터인 ADS(Advanced Design System)을 이용하여 본 논문에서 제

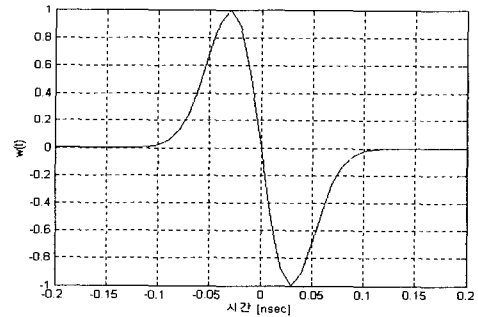
안한 안티포달 방식에서 사용할 수 있는 펄스의 발생 및 이의 전력 스펙트럼을 확인하였다¹⁵⁾.

II. 안티포달 초광대역 통신 시스템

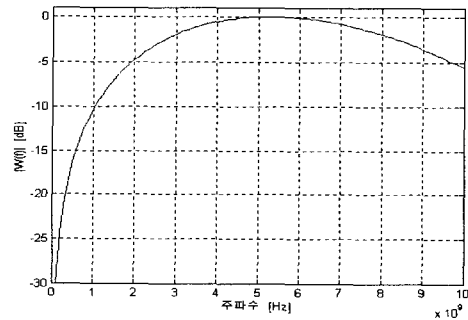
2-1 초광대역 신호

펄스의 기본적인 특성은 신호를 효율적으로 송신하기 위해서는 직류 성분이 0이 되어야 한다. 이러한 특징을 갖는 펄스는 펄스 성형 필터에 의해 펄스 발생기에서 출력된 펄스를 1차 미분한 것과 같은 형태를 갖게 된다. 그러므로 이에 대한 펄스를 $w(t)$ 으로 모델링하고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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



(a) 시간 영역



(b) 주파수 영역

[그림 1] 펄스의 파형 및 전력 스펙트럼

여기서 A는 펄스의 최대 진폭이며, 일반적으로 A=1이라고 가정한다. t는 시간, τ_n 은 펄스의 폭을 결정하는 파라미터로서 감쇠 시정수이다. 일반적으로 τ_n 은 1 nsec 이하의 매우 작은 값을 사용한다. 또한 이에 대한 전력 스펙트럼 $W(f, \tau_n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

[그림 1]은 각각 시간 영역 및 주파수 영역에서 펄스의 파형 및 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이다^[6]. [그림 1]에서 펄스의 폭은 0.2 nsec이고 중심주파수는 펄스의 폭을 역수를 취한 대략 5 GHz가 된다.

2-2 초광대역 신호의 송신

시간 도약된 M진 초광대역 통신 시스템의 송신 신호는 심벌 신호에 대해 N_s 개의 펄스를 기본 클럭 주기 T_c 의 정수 배로 전송한다. 그러므로 ν 번째 사용자에 의한 초광대역 송신 신호 $s^{(\nu)}(t)$ 는 다음과 같이 정의한다^[9].

$$s^{(\nu)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^{(\nu)} \sum_{k=0}^{N_s-1} w(t - nT - kT_f - c_k^{(\nu)} T_c - \delta_n^{(k)}) \quad (3)$$

여기서 $w(t)$ 는 전송된 기본 펄스, 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 $T = NT_f$ 이다. 여기서 N는 한 심벌에 대해 전송된 펄스의 수이다. $\{c_k^{(\nu)}\}$ 는 ν 번째 사용자의 k 번째 시간도약 부호로 $c_{k+2N_s}^{(\nu)} = c_k^{(\nu)}$ 을 만족하는 주기 N_p 을 가지는 주기적인 의사 잡음 부호(Pseudonoise Code)이다. 시간 도약 부호는 $0 \leq c_k^{(\nu)} < N_k$ 의 범위의 정수 값을 갖는다. 다중접속에서 펄스의 충돌을 피하기

위해서는 $N_k T_c \leq T_f$ 을 만족해야 한다.

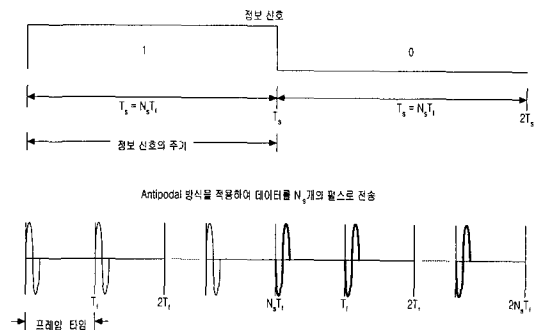
식 (4)에서 심벌의 에너지를 $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} [s_n^{(\nu)}(t)]^2 dt$ 라 하면, 신호 $\{s_n^{(\nu)}(t)\}$ 의 정규 상관값은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \alpha_{nm} &= \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} s_n^{(\nu)}(t) s_m^{(\nu)}(t) dt \\ &= \frac{1}{E_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} a_n a_m \gamma_w(\delta_n^{(k)} - \delta_m^{(k)}) \end{aligned} \quad (4)$$

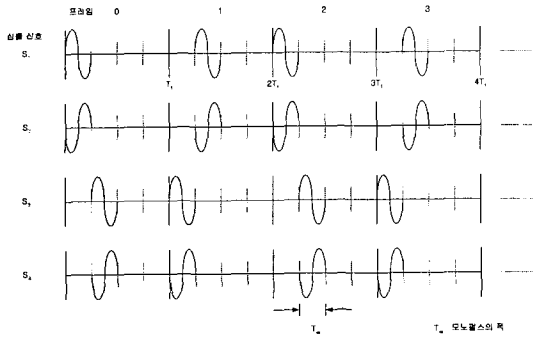
그리고 정규 상관값은 아래와 같이 행렬로 구성할 수 있다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1M} \\ \alpha_{21} & 1 & \cdots & \alpha_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{M1} & \alpha_{M2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (5)$$

본 논문에서 제안한 안티포달 방식에 대한 정보 신호의 변조는 정보 신호의 진폭 $a_n^{(\nu)}$ 에 의해 결정된다. 정보 신호에 대해 $a_n^{(\nu)}$ 는 $a_n^{(\nu)} \in \{-1, 1\}$ 이다. 또한 $\delta_n^{(k)}$ 는 정보 신호의 위치와 관련된 시간 천이항이며, $\delta_n^{(k)} = [(\lfloor (i+1)/2 \rfloor + k - 1) \bmod (M/2)] T_w$ 이라 가정한다. 여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 의 정수 배이고 T_w 는 펄스의 폭이며, $2MT_w \ll T_f$ 의 관계를 갖는다. [그림 2]와 [그림 3]은 각각 정보 신호에 대한 펄스의 구성과 $M=4$ 인 경우, 안티포달 초광대역 신호의



[그림 2] 정보 신호에 대한 펄스 시퀀스



[그림 3] M진 신호에 대한 신호 구성

구성을 나타낸 것이다. 식 (4)에서 α_{nm} 는 안티포달 신호의 구성에 의해 안티포달 신호인 경우의 상관 값은 -1 이 되고 서로 직교 신호인 경우의 상관 값은 0 이 된다. 따라서 정규 상관 값은 다음과 같다^[9].

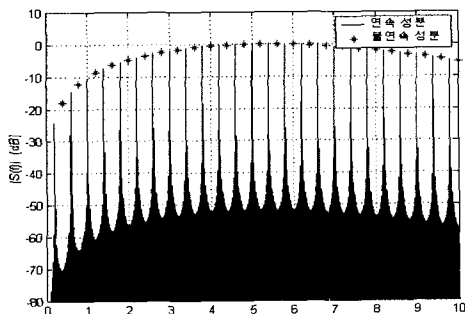
$$\alpha_{nm} = \begin{cases} 1, & n=m \\ -1, & \lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor = \lfloor \frac{m+1}{2} \rfloor \\ 0, & \lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor \neq \lfloor \frac{m+1}{2} \rfloor \end{cases} \quad (6)$$

그러므로 상관 행렬은 다음과 같이 정의할 수 있다.

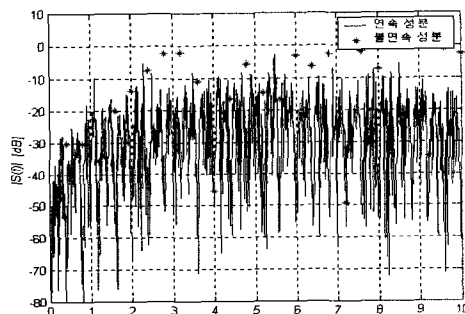
$$F = \begin{bmatrix} \Lambda_{anti} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \Lambda_{anti} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \Lambda_{anti} \end{bmatrix}_{M/2 \times M/2} \quad (7)$$

$$\Lambda_{anti} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (8)$$

[그림 4]와 [그림 5]는 식 (3)에서 사용자의 수 $\nu=1$ 이고 $M=2$ 일 때, 펄스 위치 변조 방식과 안티포달 방식에 대한 전력 스펙트럼 밀도를 비교한 것

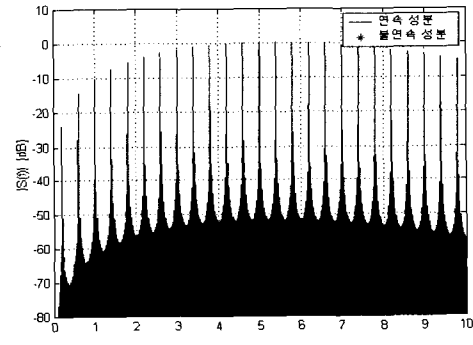


(a)

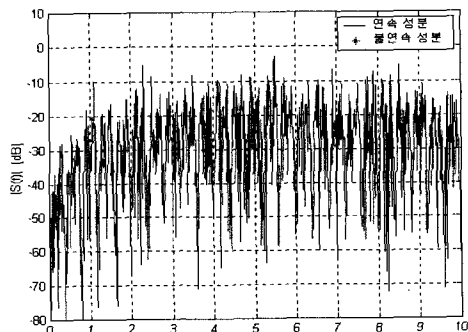


(b)

[그림 4] 펄스 위치 변조 방식의 전력 스펙트럼 밀도



(a)



(b)

[그림 5] 안티포달 방식의 전력 스펙트럼 밀도

이다^[6]. 시간 도약 부호를 이용하지 않았을 때(그림 4의 (a)), [그림 4]의 펄스 위치 변조 방식에서 연속 성분은 규칙적인 프레임 시간과 관련된 에너지 스파크와 불연속 성분이 존재하게 된다. 그러나 [그림 4]의 (b)에서 시간 도약 부호를 이용하면, 에너지 스파크가 억압되어 연속 성분은 평활화되고, 불연속 성분도 억압되지만 여전히 일부 주파수 대역에 존재하게 된다. 따라서 불행하게도 불연속 성분이 존재하는 주파수 대역에 협대역 통신 시스템이 위치한다면, 이는 간섭을 일으키는 원인이 된다.

[그림 5]의 안티포달 방식은 살펴보면, 연속 성분

의 에너지 스파크가 발생하지만 불연속 성분은 발생되지 않는다(그림 5의 (a)). [그림 5]의 (b)에서 펄스 위치 변조 방식과 마찬가지로 시간 도약 부호를 이용하면, 에너지 스파크가 억압되어 연속 성분은 평활화된다. 결론적으로 말하면, 시간 도약 부호를 사용하면 전력 제한 효과를 향상시킬 수 있어 제한된 전력 조건하에서 펄스 위치 변조 방식보다 안티포달 방식이 유리할 것으로 판단된다. [그림 6]은 고주파 전용 시뮬레이터 Advanced Design System을 이용한 펄스의 발생과 이의 전력 스펙트럼을 나타낸 것이다. 펄스 발생기에서 생성된 펄스를 펄스 성형 필터(Pulse Shaping Filter)에 의해 [그림 6]의 (a)와 같이 변형시켜, [그림 6]의 (b)와 같이 대략 5 GHz에 위치시킬 수 있음을 보이고 있다. 이는 미국 연방통신위원회에서 규정한 3.1 GHz 이상 10.6 GHz 이내의 주파수 대역 조건에 만족시킬 수 있다^[15].

2-3 다중접속 간섭 모델

본 논문은 다중접속 간섭에 의한 성능 평가를 위해 아래와 같이 가정한다^{[10],[11]}.

(1) $\nu=1, 2, \dots, N_u$ 에 대해 신호 $s_\nu^{(u)}(t-\tau_\nu)$ 와 잡음 $n(t)$ 는 모두 독립적으로 발생한다.

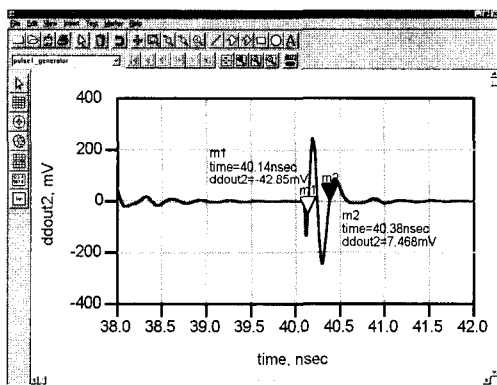
(2) $\{c_k^{(u)}\}$ 는 I.I.D. 랜덤변수이고 $[0, N_b]$ 에서 균일하게 분포한다. 또한 한 심벌시간 안에 시간 도약 부호가 한번 이상 발생하지 않도록 $N_s \leq N_b$ 이라고 가정한다.

(3) 전송시간차 $\tau_\nu - \tau_1$ ($\nu=2, 3, \dots, N_u$)도 $[0, T_f]$ 에서 균일하게 분포하는 I.I.D 랜덤변수라 한다.

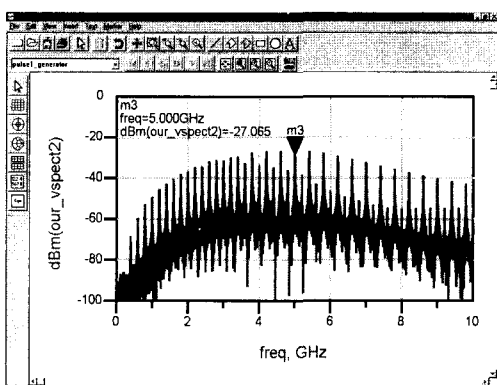
(4) 수신된 펄스 $w(t)$ 는 $\int_{-\infty}^{\infty} w(t)dt=0$ 을 만족한다.

2-4 초광대역 신호의 수신

다중접속 시스템에서 N_u 개의 송신기와 수신기



(a) 시간 영역



(b) 주파수 영역

[그림 6] ADS에 의한 펄스의 파형 및 전력 스펙트럼 밀도

가 동작하고 있다면, 사용자 $\nu=1$ 의 n 번째에 대한 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{\nu=1}^{N_s} A_\nu s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) + n(t) \quad (9)$$

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

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

$$n_{tot}(t) = \sum_{\nu=2}^{N_s} A_\nu s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) + n(t) \quad (10)$$

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

식 (9)의 수신 신호는 상관기(Correlator)에 입력되어 수신기에서 발생된 기준 신호와 상관시켜 신호의 수신 여부를 검출한다. 상관기는 수신 신호인 펄스를 검출하기 위한 검출 회로, 적분기, 샘플/홀드로 구성된다.

III. 안티포달 초광대역 통신 시스템의 성능

3-1 신호 대 잡음비(SNR)와 오류 확률

AWGN 및 다중접속 환경에서 안티포달 초광대역 통신 시스템의 성능을 해석하였다. 사용자 $\nu=1$ 의 n 번째 신호가 수신된다면, 식 (9)는 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

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

$$= A_1 \sum_{k=0}^{N_s-1} a_n^{(\nu)} w(t-kT_f - c_k^{(\nu)} T_c - \delta_n^{(\nu)} - \tau_1) + n_{tot}(t) \quad (11)$$

수신 신호를 판정하기 위해 상관기로 입력되는 기준 신호는 다음과 같이 정의한다^{[9],[10]}.

$$s_{n,m}^{(\nu)}(t-\tau_\nu) = [s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) - s_m^{(\nu)}(t-\tau_\nu)] \quad (12)$$

식 (11)과 식 (12)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 사용자에 의한 다중접속 간섭 및 열 잡음의 합인 $n_{tot}(t)$ 가 상관기를 통해 출력되는 잡음 전력을 $\sigma_{tot}^2(N_u)$ 이라 하면, 신호 전력 m_a^2 와 잡음 전력 $\sigma_{tot}^2(N_u)$ 는 각각 다음과 같이 정의한다^[10].

$$m_a = \int_{t \in T_m} A_1 s_n^{(1)}(t-\tau_1) s_{n,m}^{(1)}(t-\tau_1) dt$$

$$= \int_{t \in T_m} A_1 \{s_n^{(1)}(t-\tau_1)\}^2 dt \quad (13)$$

$$+ \int_{t \in T_m} A_1 s_n^{(1)}(t-\tau_1) s_m^{(\nu)}(t-\tau_1) dt$$

$$= A_1 N_s E_w (1 - \alpha_{nm})$$

$$\sigma_{tot}^2(N_u) = E\left\{ \left[\int_{t \in T_m} n_{tot}(t) s_{n,m}^{(1)}(t-\tau_1) dt \right]^2 \right\} \quad (14)$$

$$= \sum_{\nu=2}^{N_s} A_\nu^2 E\{|n^{(\nu)}|^2\} + \sigma_{rec}^2$$

여기서 $t \in T_m = [\tau_1, \tau_1 + (N_s - 1)T]$, E_s 는 정보 신호의 에너지($E_s = N_s E_w$)이며, E_w 는 펄스의 에너지이다.

식 (14)에서 $n^{(\nu)}$ 는 사용자 ν 에 대한 다중접속 잡음 성분으로

$$n^{(\nu)} = \int_{t \in T_m} s_n^{(\nu)}(t-\tau_\nu) s_{n,m}^{(1)}(t-\tau_1) dt \quad (15)$$

이며, 식 (15)에서 평균 $E\{n^{(\nu)}\}$ 은 0이 되고 $E\{|n^{(\nu)}|^2\}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

$$= N_s \sigma_a^2 \quad (16)$$

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

$$\begin{aligned} \sigma_{rec}^2 &= \sigma_{tot}^2(1) \\ &= E\left\{\left[\int_{t \in T_m} n(t) s_{n,m}^{(1)}(t - \tau_1) dt\right]^2\right\} \\ &= N_0 E_s (1 - \alpha_{nm}) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $E\{n^2(t)\} = N_0/2$ 이라고 가정한다.

그러므로 식 (16)과 식 (17)에 의해 식 (14)를 다시 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{tot}^2(N_u) &= \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu^2 E\{|n^{(\nu)}|^2\} + \sigma_{rec}^2 \\ &= N_s \sigma_a^2 \sum_{\nu=2}^{N_u} A_\nu^2 + \sigma_{rec}^2 \end{aligned} \quad (18)$$

비트에 대한 신호 대 잡음비를 $SNR_b(N_u)$ 라 정의하고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_b(N_u) = \frac{1}{\log_2 M} \frac{m_a^2}{\sigma_{tot}^2(N_u)} \quad (19)$$

만약 사용자 $\nu=1$ 일 때 비트에 대한 신호 대 잡음비 $SNR_b(1)$ 라고 하면, 식 (13)과 식 (17)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} SNR_b(1) &= \frac{1}{\log_2(M)} \frac{m_a^2}{\sigma_{tot}^2(1)} \\ &= \frac{1}{\log_2(M)} \frac{A_1^2 E_s (1 - \alpha_{nm})}{N_0} \end{aligned} \quad (20)$$

또한 사용자 N_u 일 때 비트에 대한 신호 대 잡음비 $SNR_b(N_u)$ 라 하면, 식 (13), 식 (14) 및 식 (16)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} SNR_b(N_u) &= \frac{1}{\log_2(M)} \frac{m_a^2}{\sigma_{rec}^2 + N\sigma_a^2 \sum_{\nu=2}^N A_\nu^2} \\ &= \left[SNR_b^{-1}(1) + \frac{\log_2(M) N \sigma_a^2}{[E_s(1 - \alpha_{nm})]^2} \sum_{\nu=2}^N \left(\frac{A_\nu}{A_1}\right)^2 \right]^{-1} \end{aligned} \quad (21)$$

식 (20) 및 식 (21)에서 $N = \log_2(M) N_s$, $E_b = N_s E_w$ 이라면 심벌 에너지 E_s 는 $E_s = \log_2(M) E_b$ 가 된다. 여기서 E_b 는 비트 에너지이며, N_s 는 2진 통신에서 사용된 펄스의 수이다.

안티포달 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 안티포달 방식에 대한 비트 오류확률은 다음과 같다.^[9]

$$P_b(N_u) = \frac{(M-2)}{2} Q(\sqrt{SNR_{b\text{상호직교}}(N_u)}) + Q(\sqrt{SNR_{b\text{반대극성}}(N_u)}) \quad (22)$$

신호가 상호 직교하면 $\alpha_{nm}=0$ 이 되고, 신호가 서로 반대 극성을 갖게 되면 $\alpha_{nm}=-1$ 이 되므로 식 (25)의 상호 직교에 대한 비트의 신호 대 잡음비 $SNR_{b\text{상호직교}}(N_u)$ 는 식 (20)과 식 (21)을 이용할 수 있다. 여기서 수신 신호와 기준 신호가 완벽하게 동기된 이상적인 전력 제어 조건, 즉 $\nu=2,3,\dots,N_u$ 일 때 $A_\nu=A_1$ 이라고 가정한다.

$$\begin{aligned} SNR_{b\text{상호직교}}(1) &= \frac{A_1^2 E_b (1 - \alpha_{nm})}{N_0} \\ &= \frac{A_1^2 E_b}{N_0} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} SNR_{b\text{상호직교}}(N_u) &= \frac{SNR_{b\text{상호직교}}(1)}{1 + SNR_{b\text{상호직교}}(1) R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \end{aligned} \quad (24)$$

또한 반대 극성에 대한 비트의 신호 대 잡음비 $SNR_{b\text{반대극성}}(N_u)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR_{b\text{반대극성}}(1) &= \frac{A_1^2 E_b (1 - \alpha_{nm})}{N_0} \\ &= \frac{2A_1^2 E_b}{N_0} \end{aligned} \quad (25)$$

$$SNR_{b\text{반대극성}}(N_u) = \frac{SNR_{b\text{반대극성}}(1)}{1 + SNR_{b\text{반대극성}}(1)R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (26)$$

여기서 $\gamma_w(\tau)$ 는 정규 상관함수이다.

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. 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 (22)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 $SNR_b(1)$ 이다⁹⁾.

따라서 식 (21)에 의해 SNR_{spec} 을 정의하면 다음과 같다.

$$SNR_{spec} = \frac{SNR_{rec}(N_u)}{1 + \frac{SNR_{rec}(N_u)R_b T \rho \sigma_a^2}{E_w^2 (1 - \alpha_{nm})^2} \sum_{\nu=2}^{N_u} \left(\frac{A_\nu}{A_1}\right)^2} \quad (27)$$

$SNR_{rec}(N_u)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_{rec}(N_u) = \frac{SNR_{spec}}{1 - \frac{SNR_{spec} R_b T \rho \sigma_a^2}{E_w^2 (1 - \alpha_{nm})^2} \sum_{\nu=2}^{N_u} \left(\frac{A_\nu}{A_1}\right)^2} \quad (28)$$

사용자 N_u-1 에 의해 발생하는 다중접속 간섭

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

$$\mu(N_u) = \frac{SNR_{rec}(N_u)}{SNR_{spec}} \quad (29)$$

식 (29)는 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 (29)는 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\mu(N_u) = \frac{1}{1 - SNR_{spec} R_b(N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (30)$$

식 (30)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.

$$\begin{aligned} N_u(\mu) &= \frac{1}{SNR_{spec} R_b \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \left[1 - \frac{1}{\mu(N_u)} \right] + 1 \quad (31) \\ R_b(\mu) &= \frac{1}{SNR_{spec} (N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \left[1 - \frac{1}{\mu(N_u)} \right] \quad (32) \end{aligned}$$

식 (31)과 식 (32)에서 $\mu(N_u)$ 을 무한히 증가시켰을 때, 최대 사용자의 수와 최대 전송속도는 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} N_{\max} &\doteq \lim_{\mu \rightarrow \infty} N_u(\mu) \\ &= \frac{1}{SNR_{spec} R_b \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} + 1 \quad (33) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{\max} &\doteq \lim_{\mu \rightarrow \infty} R_b(\mu) \\ &= \frac{1}{SNR_{spec} R_b (N_u - 1) \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau} \quad (34) \end{aligned}$$

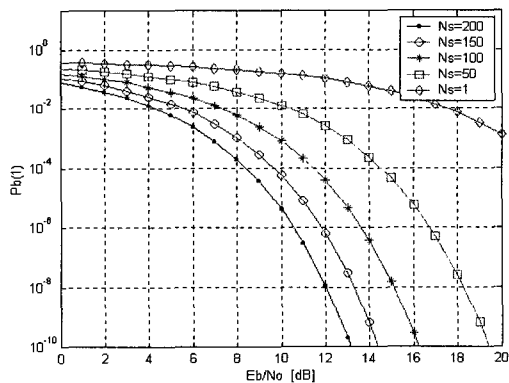
IV. 수치 해석

본 논문은 AWGN 및 다중접속 환경에서 안티포달 방식을 적용한 초광대역 통신 시스템의 성능을 분석하였다. 먼저, 펄스의 수를 변화시켰을 때, 오류 확률과 전송속도의 관계를 살펴보았다. 다음은 다중 접속 환경에서 사용자의 증가에 따른 다중접속 간섭의 영향을 이겨내고, 시스템의 성능을 유지시키기 위해 부가적으로 요구되는 신호 대 잡음비와 이에 따른 최대 전송속도를 조사하였다. 이를 위해 수신 신호와 기준 신호가 완벽하게 동기되고 이상적인 전력 제어 조건이라고 가정한다. 수치 해석을 위한 펄스의 정규 상관함수 $\gamma_w(\tau)$ 는 다음과 같다.

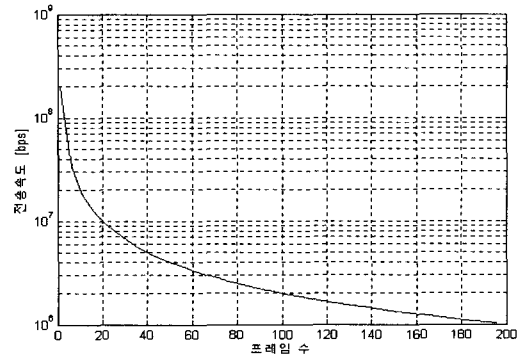
$$\gamma_w(\tau) = \left[1 - 2 \left(\frac{\tau}{\tau_n} \right)^2 \right] e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_n} \right)^2} \quad (35)$$

여기서 τ_n 은 펄스의 폭을 결정하는 파라미터로서 $\tau_n = 0.06$ nsec이며, $\int_{-\infty}^{\infty} [\gamma_w(\tau)]^2 d\tau$ 는 5.640×10^{-11} 이다.

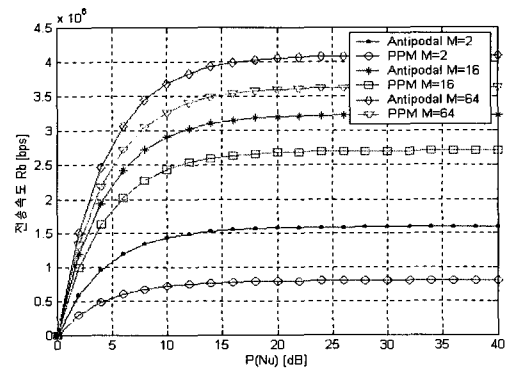
[그림 7]과 [그림 8]은 사용자 $\nu = 1$, $M=2$ 이고 펄스의 수를 변화시켰을 때, E_b/N_0 에 따른 안티포달 방식의 오류확률 및 전송속도를 나타낸 것이다.



[그림 7] 비트 오류확률



[그림 8] 비트 전송속도



[그림 9] 부가 SNR에 의한 전송속도

전송속도 R_b 는 $R_b = \log_2(M)/N_s T_f$ 이다. 그림에서 펄스의 수를 증가시키면 오류확률은 감소하여 시스템의 성능이 향상되는 반면에, 전송속도는 오히려 감소하게 된다. 따라서 초광대역 통신 시스템에서 정보 신호에 대한 펄스의 수는 시스템의 성능과 밀접한 상관관계를 갖는다.

[그림 9]는 사용자 1,000명이 동시에 통신 링크에 접속하였을 때, 시스템의 비트 오류 확률 $P_b(1) = 10^{-6}$ 을 만족하기 위해 부가적으로 필요한 SNR과 최대 전송속도의 관계를 비교한 것이다. 그림에서 2진 신호인 경우, 부가 SNR 15 dB에서 사용자 1,000명이 동시에 통신로에 접속하기 때문에 최대

전송속도는 약 1.5 Gbps가 된다. 그러나 2진 신호를 제외하고 신호를 증가하여도 그 효과가 크게 개선되지 않는다. 따라서 다중접속 시스템을 설계할 때, 부가 SNR는 15 dB 이내로 제한해야 함을 알 수 있다.

V. 결 론

한정된 주파수 문제를 해결하기 위해 제안된 초광대역 통신 시스템은 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 고속의 통신이 가능하며, 송·수신기의 소비 전력을 현격하게 줄일 수 있고, 시스템의 구성은 기존의 통신 시스템에 비해 간단하다.

그러나 초광대역 통신 시스템은 매우 넓은 주파수 대역을 이용한다는 점에서 항공전자시스템 및 GPS에 영향을 끼칠 수 있으므로 미국 연방통신위원회는 주파수 대역을 3.1 GHz~10.6 GHz에서 방사 전력을 -41.3 dBm/MHz으로 제한하였다. 따라서 넓은 주파수 대역에 대해 제한된 전력 조건하에서 사용 가능해야 하므로 신호의 구성에 따른 전력 스펙트럼 밀도의 특성이 매우 중요하며, 이는 통신에 필요한 평균 전력 레벨과 관련된다.

지금까지 가장 많이 연구되어온 펄스 위치 변조에 의한 초광대역 통신 시스템은 주파수 스펙트럼 상에 불연속 성분이 존재하여 시스템의 전력 효율을 저하시킬 뿐 아니라 기존의 무선 통신 시스템에 간섭을 줄 수 있다. 따라서 간섭을 일으키지 않기 위해서는 전체 송신 전력을 감소시켜야 하는데, 이는 시스템의 효율을 저하시키게 된다.

이러한 단점을 보완하기 위해 본 논문은 안티포달 신호를 이용한 초광대역 통신 시스템을 제안하였다. 안티포달은 신호의 대칭성을 이용하여 정보 신호를 변조하기 때문에 주파수 스펙트럼 상에 불연속 성분이 발생하지 않으며, 동일한 프레임 내에 펄스 위치 변조보다 2배의 신호를 위치시킬 수 있어

시스템의 전력 효율 및 성능을 향상시킬 수 있다.

또한 [그림 6]의 펄스는 광대역 트랜지스터를 이용하여 발생시켰다. 이러한 특징은 반도체 기술의 발달에 의해 안테나를 제외한 초광대역 통신 시스템의 주요 회로를 단일 칩으로 구성 가능할 것이다.

참 고 문 헌

- [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. Witthington, "Impulse Radio Overview", Time Domain Inc., 1998.
- [3] M. L. Welborn, "System Considerations for Ultra-Wideband Wireless Networks", *IEEE Radio and Wireless Conference, 2001.*, pp. 5-8, 2001.
- [4] UWB 1st Report & Order, Federal Communication Commission, Feb. 2002.
- [5] J. T. Conroy, J. L. LoCierro and D. R. Ucci, "Communication Techniques Using Monopulse Waveforms", *MILCOM*, vol. 2, pp. 1181-1185, 1999.
- [6] 이정석, 김종한, 김유창, 김정선, 김원후, "초광대역 통신 시스템의 전력 스펙트럼 밀도 분석", *대한전자공학회*, 38(10), pp. 34-40, 2001. 10.
- [7] M. Z. Win, "Spectral Density of Random Time-Hopping Spread-Spectrum UWB Signals with Uniform Timing Jitter", *MILCOM*, vol. 2, pp. 1196-1200, 1999.
- [8] M. Z. Win, "On the Power Spectral Density of Digital Pulse Streams Generated by M-ary Cyclostationary Sequences in the Presence of

Stationary Timing Jitter", *IEEE Trans. on Communication*, vol. 46, no. 9, pp. 1135-1145, Sept. 1998.

- [9] 이정석, 김종한, 김유창, 김정선, 김원후, "AWGN에서 다중접속을 위한 M진 Antipodal 초광대역 통신 시스템의 성능 분석", *한국통신학회 논문지*, 27(1A), 2002. 1.
- [10] F. Ramirez-Mireles and 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.
- [11] F. Ramirez-Mireles and 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.
- [12] F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time Hopping and Block Waveform PPM Modulation", *Proc. IEEE ICC Conference*, pp. 775-779, June 1998.
- [13] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time Hopping Impulse Modulation", *Proc. IEEE MILCOM*, pp. 447-450, Oct. 1993.
- [14] M. Z. Win and 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.
- [15] 이정석, 김유창, 김원후, "Antipodal 초광대역 통신 시스템의 변·복조기 설계", *한국항공학회 논문지*, 5(2), 2001. 12.
- [16] 진년강, *아날로그와 디지털 통신*, 청문각, 1994.
- [17] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, 2001.

≡ 필자소개 ≡

이 정 석



1987년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)

1989년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학석사)

1994년 9월~1995년 5월: (주)신세기통신

2002년 6월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학박사)

[주 관심분야] 통신 이론 및 통신시스템, ITS, GPS

김 유 창



1997년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)

1999년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학석사)

1999년 3월~현재: 유니모테크놀로지 중앙연구소 연구원

[주 관심분야] 항공전자, 통신시스템

가 민 호



1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1991년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1997년 2월: 모스크바 에너지공과대학교 전자통신공학과 (공학박사)

1997년 5월~2000년 6월: 국방과학연구소 선임연구원

소 선임연구원

1997년 9월~1999년 2월: 영국 Matra Marconi Space 선임연구원

2000년 7월~2002년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 BK21 연구교수

2002년 3월~현재: 한국산업기술대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 전파시스템, 무선기기, 초광대역 신호 등