

論文2001-38TC-10-5

## 초광대역 통신 시스템의 전력 스펙트럼 밀도 분석

## (Analysis on the Power Spectral Density of Ultra Wideband(UWB) Communication System)

李貞碩\*, 金宗漢\*, 金侑暢\*\*, 金正善\*, 金元厚\*

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

## 요약

초광대역 통신은 전 주파수 대역에 걸쳐 스펙트럼이 존재하는 광대역 신호를 이용하는 방식이다. 이 신호의 스펙트럼은 마치 기저 대역 잡음과 유사한 형태로 존재하고 그 전력 또한 매우 낮게 구성할 수 있으므로 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신을 가능하게 한다. 따라서 본 논문에서는 평균값이 0이고 대칭성을 갖는 레일리 모노펄스 Antipodal 방식을 처음으로 적용하였다. 확률 과정에 의한 전력 스펙트럼을 분석한 결과, 기존의 펄스 위치 변조에서 발생하는 불연속 스펙트럼을 완전히 제거하여 스펙트럼의 억압도를 높이고, 오류 확률 및 전송 속도 면에서도 유리함을 보였다.

## Abstract

Ultra Wide Band (UWB) system uses wide band signal, which power spectral density is over all band. It likes as a noise floor, so UWB system can be used without interfering with other communication system. For the first time, we adopted Rayleigh monopulse antipodal signal which had symmetric characteristic and zero mean. With the power spectral density using stochastic process, we knew that the antipodal signaling scheme removed discrete spectrum and concluded that this had much better spectral suppression, probability of error and data rate than PPM(Pulse Positioning Modulation).

## I. 서론

초광대역(Ultra Wideband : UWB) 통신 시스템은 기존의 무선 통신 시스템과 같이 RF 반송파(Sinusoidal Wave)를 사용하지 않고 초광대역 신호(Nonsinusoidal Wave)를 이용한다. 이러한 초광대역 신호는 펄스폭이 매우 좁은 모노펄스(Monopulse)이므로 거의 전 주파수

대역 (0 Hz ~ 수 GHz)에 걸쳐 전력 스펙트럼이 존재하고 이를 이용하여 정보를 송신할 수 있다. 이 신호의 전력 스펙트럼은 마치 기저 대역 잡음과 같이 존재하여 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신이 가능하다. 그러므로 초광대역 통신 시스템은 대역폭을 광대역으로 취할 수 있기 때문에 전송 속도에 있어서도 기존 통신 시스템에 비해 유리하다. 또한 기존 시스템에서 필수적으로 사용되었던 반송파를 사용하지 않으므로 송·수신기의 소비 전력을 현격하게 줄일 수 있고, 기본적으로 헤테로다인 방식을 사용하지 않기 때문에 송·수신기를 간략화 시킬 수 있다. 그러나 초광대역 통신 시스템의 송신기는 통신에 필요한 평균 전력 레벨을 유지해야 하고, 이러한 조건을 만족하기 위해서는 초광대역 신호의

\* 學生會員 韓國航空大學教 航空電子工學科  
(Dept. of Avionics Hankuk Aviation Univ)

\*\* 正會員, 유니모테크놀러지  
(UNIMO Technology)

接受日字:2001年8月5日, 수정완료일:2001年9月29日

구성과 시간 도약 패턴을 적용한 스펙트럼 특성이 매우 중요한 사항이다<sup>[1],[2]</sup>.

기존의 초광대역 통신 시스템은 다중 접속을 위해서 고유의 시간 도약 패턴과 정보 신호를 변조하기 위해 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation : PPM) 방식을 사용하였다. 이는 심볼 신호에 따라 일정한 프레임 내에서 펄스의 위치를 기준 시간보다 빠르거나 느리게 함으로써 정보 신호를 변조하는 방식이다. 그러나 펄스 위치 변조 방식은 한 프레임 내에 펄스의 시간 위치를 심볼 신호에 따라 위치시키기 때문에 주파수상에 불연속 스펙트럼이 필연적으로 나타난다. 이는 초광대역 통신 시스템의 효율을 저하시킬 뿐 아니라 다른 통신 시스템에 간섭을 줄 수 있다. 그러나 Antipodal 방식은 정보 신호를 변조하기 위해 심볼 신호에 따라 부호(±)를 변화시킨다. 이 방식은 펄스 위치 변조 방식에 비해 신호간의 유클리드 거리가 멀어지고 심볼의 평균값은 0, 상관값은 -1이 되므로 초광대역 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 또한 펄스 위치 변조 방식과 다르게 타 통신 시스템에 간섭을 줄 수 있는 불연속 스펙트럼이 발생되지 않는다.

이를 위해 본 논문에서는 초광대역 신호를 평균값이 0이고 대칭성을 갖는 레일리 모노펄스 Antipodal 방식을 처음으로 적용하였다. Antipodal 방식은 펄스 위치 변조 방식에서 필연적으로 발생하는 불연속 스펙트럼을 완전히 제거하여 스펙트럼의 억압도를 높이고, 동일한 프레임 시간 내에서 표현할 수 있는 심볼의 개수가 증가하므로 전송 속도 면에서도 유리함을 보였다.

### II. 레일리 모노펄스의 특성

일반적으로 모노펄스는 송신 안테나의 특성에 의해 1차 미분된 형태의 모노펄스가 전송된다. 본 논문에서 이용한 모노펄스를 레일리 모노펄스  $w_R(t, \tau_n)$ 로 모델링하고 그 주파수 스펙트럼  $W_R(f, \tau_n)$ 을 아래와 같이 각각 나타낼 수 있다<sup>[3]</sup>.

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

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

여기서, A : 펄스의 최대 진폭, t : 시간,  $\tau_n$  : 감쇠 시정수 시간 영역에서 이상적인 레일리 모노펄스의 파형은

그림 1에 나타냈다. 그림 1에서 레일리 모노펄스의 폭을 결정하는 파라미터  $\tau_n$ 는 0.159 nsec로 설정하였다. 그림 2는 레일리 모노펄스의 주파수 특성을 전력 스펙트럼 밀도로 나타냈다. 그림 2에서 레일리 모노펄스의 -3 dB 가 되는 대역폭을  $BW_R$ 이라 한다면, 레일리 모노펄스의 주파수 특성은  $BW_R = 2.33$  GHz으로 하한 차단 주파수가 0.86 GHz이고 상한 차단 주파수는 3.19 GHz가 된다. 또한 중심 주파수는 2 GHz가 된다.

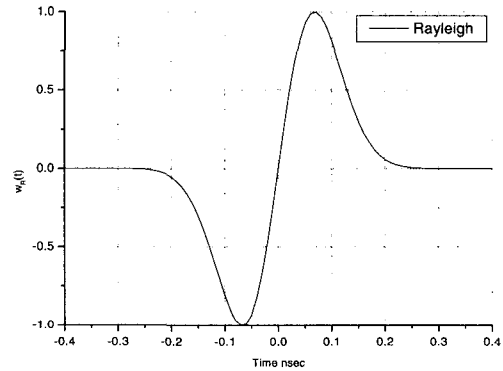


그림 1. 이상적인 레일리 모노펄스의 파형  
Fig. 1. Waveform of idealized Rayleigh Monopulse.

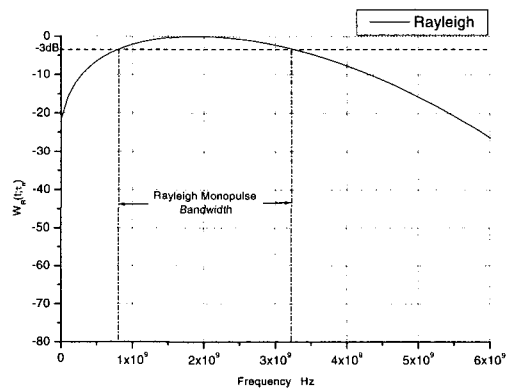


그림 2. 레일리 모노펄스의 주파수 스펙트럼  
Fig. 2. Frequency Spectrum of Rayleigh Monopulse.

### III. 초광대역 신호 모델

초광대역 통신 시스템에서 한 심볼을 송신하기 위해서 기본 클럭 주기  $T_c$ 의 정수 배인  $N_s$ 개의 모노펄스를 전송한다. 그러므로 초광대역 신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 정의한다<sup>[4]</sup>.

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

여기서  $\{a_n\}$ 은 IID(Independent Identically Distributed) 랜덤 변수인 디지털 시퀀스, 도약 부호(hopping code)  $\{c_k\}$ 는 IID (Independent Identically Distributed) 랜덤 변수이며, 도약 부호가 가질 수 있는 최대값이  $N_h$  이라면  $0 \leq c_k < N_h$ 와  $N_h T_c \leq T_f$ 를 만족하여야 한다.  $\{\delta_n\}$ 은 펄스의 위치와 관련된 동일한 가능성(equally likely)을 갖는 랜덤 변수라고 가정한다.  $T$ 는 한 심볼에 대한 주기이고,  $T = N_s T_f$ 라 한다.  $N_s$ 는 모노펄스의 수이며,  $T_f$ 는 모노펄스의 반복 시간 또는 프레임(Frame) 시간이다.  $\{a_n\}$ ,  $\{\delta_n\}$  및  $\{c_k\}$ 은 각각 정상(stationary)이며 배타적 독립 관계를 갖는다고 가정한다<sup>[4],[5],[6]</sup>.

식(3)을 이용하여 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 구하기 위해 평균 0인 프로세서  $S(t)$ 를 다음과 같이 가정한다<sup>[4],[5]</sup>.

$$S(t) = s(t) - \bar{s}(t) \quad (4)$$

여기서  $\bar{s}(t)$ 는  $s(t)$ 의 평균값.

$S(t)$ 의 상관 함수  $R_S(t, \tau)$ 는 다음과 같이 정의되므로

$$R_S(t, \tau) = E\{S(t)S^*(t + \tau)\} \quad (5)$$

식(6)을 이용하여 식(5)을 전개하면,

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) e^{j2\pi ft} df \quad (6)$$

$$\begin{aligned} R_S(t, \tau) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \\ &\int_y \int_z K_\beta(n; m-n, k, k', -y, -z) \\ &\times e^{-j2\pi ykT_f} \cdot e^{j2\pi zk'T_f} \cdot W(y)W^*(z) \cdot \\ &e^{-j2\pi ynT} \cdot e^{j2\pi zmT} \cdot e^{j2\pi(y-z)t} \cdot e^{-j2\pi z\tau} dydz \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,

$$\begin{aligned} K_\beta(n; m-n, k, k', -y, -z) &= [E\{a_n a_m^*\} \cdot E\{e^{-j2\pi y\tau_n} e^{j2\pi z\tau_m}\} \cdot E \\ &\{e^{-j2\pi y c_k T_c} e^{j2\pi z c_{k'} T_c}\} - E\{a_n\} \cdot E\{a_m^*\} \\ &\times E\{e^{-j2\pi y\tau_n}\} \cdot E\{e^{j2\pi z\tau_m}\} \cdot E\{e^{-j2\pi y c_k T_c}\} \cdot \\ &E\{e^{-j2\pi z c_{k'} T_c}\}] \end{aligned} \quad (8)$$

#### IV. 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도

III 절에서 초광대역 신호  $s(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도를 구하기 위해 상관 함수  $R_S(t, \tau)$ 를 유도하였다.  $R_S(t, \tau)$ 는 시간  $t$ 에 대한 주기 함수이므로 광의의 cyclostationary라 할 수 있다. 그러므로 초광대역 신호  $s(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도  $S_s(f)$ 는 연속 스펙트럼인  $S_s^c(f)$ , 불연속 스펙트럼인  $S_s^d(f)$ 으로 구성된다<sup>[4],[5]</sup>. 또한, 연속 스펙트럼  $S_s^c(f)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$S_s^c(f) = \mathcal{F}_\tau \{ \langle R_S(t, \tau) \rangle_t \} \quad (9)$$

여기서  $\langle \cdot \rangle_t$ 는 시간 평균이며,  $\mathcal{F}_\tau \{ \cdot \}$ 는  $\tau$ 에 대한 푸리에 변환 연산자이다.  $\{a_n\}$ ,  $\{\delta_n\}$  및  $\{c_k\}$ 이 정상 확률 시퀀스이라면,  $s(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도  $S_s(f)$ 의 연속 스펙트럼인  $S_s^c(f)$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} S_s^c(f) &= \mathcal{F}_\tau \{ \langle R_S(t, \tau) \rangle_t \} \\ &= \sum_n \sum_m \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \\ &\int_y K_\beta(n; m-n, k, k', -y, f) \\ &\times e^{-j2\pi ykT_f} \cdot e^{-j2\pi k'T_f} W(y)W^*(-f) \cdot \\ &e^{-j2\pi l(m-n)T} \cdot e^{-j2\pi(y+f)T} \cdot \langle e^{j2\pi(y+f)t} \rangle dy \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)에서  $l = m - n$ 이라 하고 Poisson sum 공식을 이용하여  $y$ 에 대해 적분하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_s^c(f) &= \frac{1}{T} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \cdot \right. \\ &\left. K_\beta(n; l, k, k', f, f) e^{j2\pi(k-k')T_f} \right] e^{-j2\pi flT} \end{aligned} \quad (11)$$

또한  $s(t)$ 의 불연속 스펙트럼  $S_s^d(f)$ 은 다음과 같이 정의되고 연속 스펙트럼과 같이 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_s^d(f) &= \mathcal{F}_\tau \{ \langle s(t)s^*(t + \tau) \rangle \} \\ &= \frac{1}{(NT)^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{l}{NT}\right) \right|^2 \cdot \\ &\left| \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{N-1} E\{a_n\} E\left\{ e^{j2\pi n \frac{l}{MNJ}} \right\} \right. \\ &\times \left. E\left\{ e^{j2\pi \frac{l}{NT} c_k T_c} \right\} e^{j2\pi \frac{l}{NT} k T_f} e^{j2\pi \frac{ln}{N}} \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{l}{NT}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

4.1 펄스 위치 변조 방식

이 절에서는 IV절에서 유도한 식을 이용하여 펄스 위치 변조 신호의 전력 스펙트럼을 분석하였다. 먼저, 식 (3)에서  $a_n$ 는 1,  $\{\delta_n\}$ 는 펄스의 위치를 변화시키는 동일한 확률을 갖는 랜덤 변수로  $\{\delta_n\} \ni \{nT/MN_s, n=1, 2, \dots, M-1\}$ 라 정한다<sup>[4],[5]</sup>. 그림 3은 M=4인 경우, 펄스 위치 변조 신호의 구성을 나타낸 것이다.

또한,  $\{c_k\}$ 의 확률분포는 다음과 같은 IID 랜덤 변수 이고,

$$\Pr\{c_k = m\} = \begin{cases} p_m & 0 \leq m < N_h \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (13)$$

$\{a_n\}$ ,  $\{c_k\}$  및  $\{\delta_n\}$ 의 평균 및 상관 함수를 구하여 식 (8)을 정리하면 다음과 같다.

$$K_\beta(n; l, k, k', f, f) = \begin{cases} G_\beta(f) \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T} \right|^2 & l=0 \\ 0 & l \neq 0 \end{cases} \quad (14)$$

여기서,

$$G_\beta(f) = \left[ 1 - \frac{1}{M^2} \frac{1 - \cos(2\pi f T / N_s)}{1 - \cos(2\pi f T / MN_s)} \right] \quad (15)$$

따라서 식(11)의 연속 스펙트럼을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$S_s^c(f) = \frac{1}{T} |V(f)|^2 \cdot \left[ 1 - \frac{1}{M^2} \frac{1 - \cos(2\pi f T / N_s)}{1 - \cos(2\pi f T / MN_s)} \right] \cdot \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T} \right|^2 \quad (16)$$

여기서,

$$|V(f)|^2 = |W(f)|^2 \begin{cases} \left| 2 \sum_{k=1}^{N_s/2} \cos[\pi(2k-1)fT] \right|^2 & N_s = \text{even} \\ \left| 2 \sum_{k=1}^{(N_s-1)/2} \cos(2\pi k f T) \right|^2 & N_s = \text{odd} \end{cases} \quad (17)$$

또한 식(12)에서  $l = lN(MN_s)$  이라면 불연속 스펙트럼은 다음과 같다.

$$S_s^d(f) = \frac{N_s^2}{T^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{lMN_s}{T}\right) \right|^2 \quad (18)$$

$$\left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi m \frac{lMN_s}{T} T} \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{lMN_s}{T}\right)$$

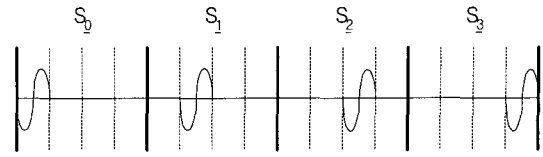


그림 3. 펄스 위치 변조 방식의 신호 구성(M=4)  
Fig. 3. Signal time diagram for PPM(M=4).

4.2 Antipodal 방식

Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 평가하기 위해 데이터 변조와 관련된  $\{a_n\}$ 의 확률 분포  $\Pr\{a_n\}$ 은,

$$\Pr\{a_n\} = \begin{cases} 1/2 & a_n = -1 \\ 1/2 & a_n = +1 \end{cases} \quad (19)$$

인 IID 랜덤 변수이며, 여기서  $\{\delta_n\}$ 는 펄스 위치 변조 방식과 달리 정보 신호와 관계없다. 대신, 한 프레임 내에 펄스의 위치를 결정하며 동일한 가능성을 갖는 랜덤 변수이고,  $\{\delta_n\} \ni \{nT/(MN_s/2), n=1, 2, \dots, M-1\}$ 이다. 그림 4는 M=8일 때, Antipodal 초광대역 신호의 구성을 나타낸 것이다. 만약 모노펄스의 폭이  $T_w$ 라고 하면, 한 프레임 내에서 신호의 구성은  $2MT_w \ll T$ 의 관계를 갖는다. 따라서 그림 3의 펄스 위치 변조 신호와 비교해 볼 때, 동일한 시간에, 펄스 위치 변조 방식에서 한 프레임에 위치할 심볼의 수를 M이라 하면 Antipodal 방식은 심볼의 수가 2M, 즉 펄스 위치 변조 방식 보다 2배의 심볼을 배열시킬 수 있다. 그리고  $\{a_n\}$ 의 평균  $E\{a_n\}$  및 상관 함수  $E\{a_n a_{n+l}^*\}$ 를 정리하여 Antipodal 신호의 전력 스펙트럼을 구하면 다음과 같다.

$$K_\beta(n; l, k, k', f, f) = \begin{cases} \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T} \right|^2 & l=0 \\ 0 & l \neq 0 \end{cases} \quad (20)$$

식(11)의 연속 스펙트럼은 식(16)을 이용하면 다음과 같다.

$$S_s^c(f) = |V(f)|^2 \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T} \right|^2 \quad (21)$$

그리고 Antipodal 방식은 신호의 대칭성을 이용한 것이

므로  $\{\delta_n\}$ 의 영향은 제거되므로 불연속 스펙트럼은 나타나지 않는다. 즉,  $\{a_n\}$ 의 평균  $E\{a_n\}$ 은 0이 되므로 불연속 스펙트럼  $S_d^2(f)$ 은 0이 된다. 그러므로 Antipodal 방식에서 불연속 스펙트럼 성분은 전력 스펙트럼 밀도의 특성에 아무런 영향을 주지 못한다.

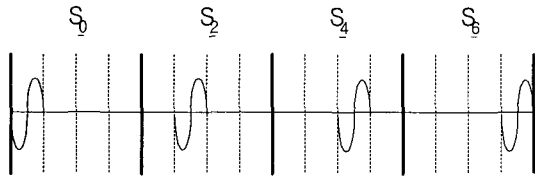
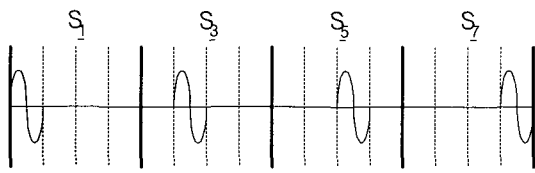


그림 4. Antipodal 방식의 신호 구성(M=8)  
Fig. 4. Signal time diagram for Antipodal(M=8).



V. 모의 실험

펄스 위치 변조 방식과 Antipodal 방식을 적용한 식 (3)의 시간 도약된 M진 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 평가하기 위해 식 (16), (18) 및 (21)을 이용한다. M=8일 때  $T=10^{-6}$ sec,  $N_s=200$ ,  $T_f=5$ nsec 이라 가정하고 레일리 모노펄스의 주파수 스펙트럼 밀도의 특성을 비교하였다.

그림 5는 펄스 위치 변조 방식에서  $T_f$  와  $\{\delta_n\}$ 에 의한 연속 스펙트럼 밀도 및 불연속 스펙트럼 밀도의 특성을 나타낸 것이다. 연속 스펙트럼의 피크값은  $N_s/T=200$  MHz 간격으로 나타나며, 불연속 스펙트럼은  $MN_s/T=1.6$  GHz 간격으로 나타난다. 불연속 스펙트럼은  $\blacklozenge$  로 표시하였다. 그림 5에서 규칙적인 펄스의 발생은 주파수 대역에서 comb line 현상을 발생시켜 기존의 무선 통신 시스템에 간섭을 일으키는 원인이 되므로 comb line 현상을 해결하여 주파수 스펙트럼을 억제하고 동시에 채널화를 위해 시간 도약 부호를 이용한다. 그림 6는 PPM 방식에서 시간 도약 패턴을 적용하였을 때, 스펙트럼 밀도의 특성을 나타낸 것이다.  $T_f$  에 의한 comb line이 감소하여 스펙트럼이 보다 완만하게 되었다.

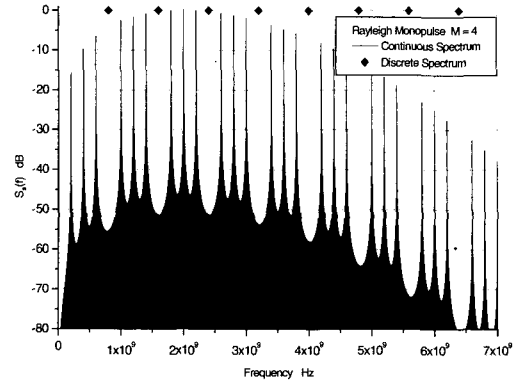


그림 5. M=4일 때 펄스 위치 변조의 PSD  
Fig. 5. PSD of PPM Method (M=4).

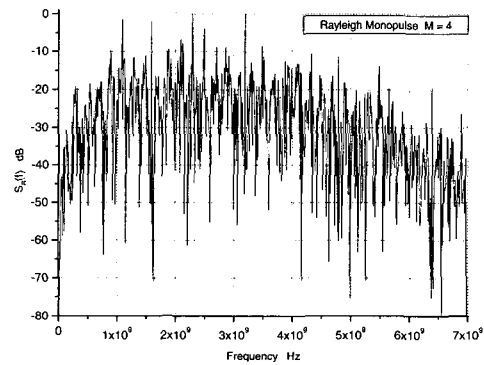


그림 6. M=4일 때 시간 도약된 펄스 위치 변조의 PSD  
Fig. 6. PSD of Time-Hopped PPM Method (M=4).

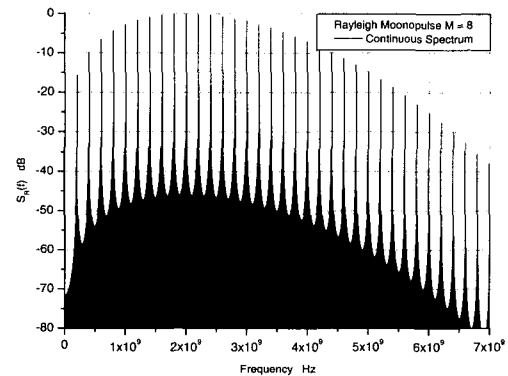


그림 7. M=8일 때 Antipodal 방법의 PSD  
Fig. 7. PSD of Antipodal Method (M=8).

그림 7는 Antipodal 방식에서  $T_f$  에 의한 연속 스펙트럼 밀도의 특성을 나타낸 것이다. 연속 스펙트럼의 피크값은 펄스 위치 변조 방식의 연속 스펙트럼과 동일하다. 펄스의 시간 위치에 대한 전력 스펙트럼 밀도의 영

향은 발생하지 않는다.

그림 8은 Antipodal 방식에서 시간 도약 패턴을 적용 하였을 때,  $T_f$  에 의한 comb line이 감소하여 스펙트럼 이 보다 완만하게 된다. 그러나 Antipodal 방식은 한 프레임 내에 위치 가능한 심볼의 수가 펄스 위치 변조 방식 보다 2배가 많으므로 동일한 전력에서 펄스 위치 변조 방식 보다 시스템의 성능, 즉 전송 속도 측면에서 향상되고, 신호간의 유클리드 거리가 멀어지므로 초광대역 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

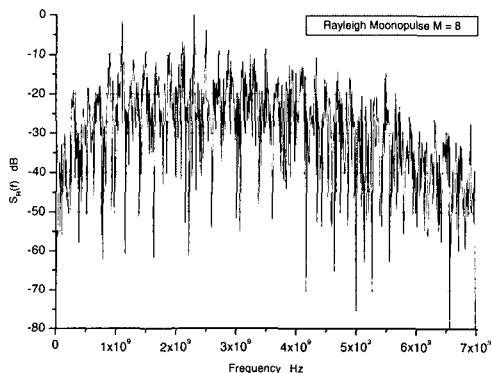


그림 8. M=8일 때 시간 도약된 Antipodal 방법의 PSD  
Fig. 8. PSD of Time-Hopped Antipodal Method (M=8).

### VI. 결 론

최근 민간용 및 군사용, 두 분야에서 많은 관심을 끌고 있는 초광대역 통신 시스템은 초광대역 신호(Nonsinusoidal Wave)를 사용한다는 측면에서 RF 반송파(Sinusoidal Wave)를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과 구별된다. 이러한 초광대역 신호는 모노펄스(Monopulse)이므로 이의 전력 스펙트럼은 마치 기저 대역 잡음과 같이 존재하여 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 전송 속도에 있어서도 기존의 시스템보다 유리하다. 또한 반송파를 사용하지 않으므로 송·수신기의 소비 전력을 줄이고, 간략화 시킬 수 있다.

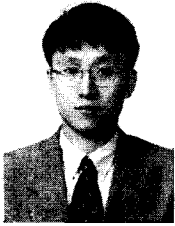
본 논문에서는 초광대역 시스템의 다중 접속을 위해서 고유의 시간 도약 패턴을 사용하고, 초광대역 신호는 레일리 모노펄스로 모델링하여 확률 과정(Stochastic Process)에 의한 시간 도약된 Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 유도하고 펄스 위치 변조 방

식과 비교하였다. 모의 실험에서 펄스 위치 변조 방식 및 Antipodal 방식 모두 시간 도약 패턴을 이용하여 규칙적인 comb line을 억압시키면서 채널화를 이룰 수 있다. 그러나 기존의 초광대역 시스템에서 사용되었던 펄스 위치 변조 방식은 주파수상에 불연속 스펙트럼이 필연적으로 나타나 초광대역 통신 시스템의 효율을 저하시킬 뿐 아니라 다른 통신 시스템에 간섭을 줄 수 있다. 그러나 Antipodal 방식은 불연속 스펙트럼을 완벽히 제거시켜 스펙트럼의 억압도를 높일 수 있을 뿐 아니라, 신호간의 유클리드 거리를 멀게 가져갈 수 있어 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 게다가 펄스 위치 변조 방식에 비해 동일한 펄스 폭과 펄스 간격을 사용한 경우, 한 프레임 내에 2배의 심볼을 위치시킬 수 있으므로 전송 속도 면에서 유리하다.

### 참 고 문 헌

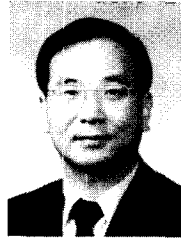
- [1] J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw Hill, 2001.
- [2] S. G. Wilson, Digital Modulation and Coding, Prentice Hall, 1996.
- [3] L. W. Couch, Digital and Analog Communication Systems, Macmillan, 1993.
- [4] J. T. Conroy, J. L. LoCierro, D. R. Ucci, "Communication Techniques Using Monopulse Waveforms", MILCOM, vol.2, pp. 1181~1185, 1999.
- [5] M. Z. Win, "Spectral Density of Random Time-Hopping Spread-Spectrum UWB Signals with Uniform Timing Jitter", MILCOM, vol.2, pp. 1196~1200, 1999.
- [6] 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. Communicatin. vol. 46, pp. 1135~1145, Sept. 1998.

## 저 자 소 개



李貞碩(正會員)

1987년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사). 1989년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사). 1989년~1992년 : 공군 장교. 1993년~1995년 : 신세기 통신. 1995년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정 재학중. <주관심분야> 통신 이론 및 통신시스템 등



金宗漢(正會員)

1980년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사). 1982년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사). 1994년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정 재학중. 1983년 12월~2001년 3월 : 삼성전자 근무. <주관심분야> 이동 통신 및 광전송 시스템 등



金楡暢(正會員)

1997년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사). 1999년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사). 1999년 3월~현재 : 유니모테크놀로지 중앙연구소 <관심분야> 항공전자, 통신시스템



金正善(正會員)

1965년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사). 1972년 2월 : 한양대학교 전자공학과(공학석사). 1983년 2월 : 경희대학교 전자공학과(공학박사). 1984년 4월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 교수. <주관심분야> 컴퓨터 구조학



金元厚(正會員)

1959년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사). 1975년 2월 : 한양대학교 전자공학과(공학석사). 1989년 8월 : 경희대학교 전자공학과(공학박사). 1964년 4월~2000년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 교수. 2000년 2월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 명예교수. <주관심분야> 스펙트럼 확산 통신, 무선통신, 항법전자 등