

Antipodal 초광대역(UWB) 신호의 전력 스펙트럼 밀도 분석

Power Spectral Density of Antipodal Ultra Wideband Signal

김종한*, 이정석*, 김유창**, 김원후*, 김정선*

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

요 약

기존의 초광대역 시스템에서는 정보 신호를 변조하기 위해 펄스 위치 변조 방식을 이용하였다. 그러나 본 논문에서는 대칭성을 갖고, 시간 도약된 Antipodal 신호를 이용하여 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 확률 과정을 이용하여 유도하였다. 초광대역 신호는 가우시안 모노펄스 및 레일리 모노펄스를 이용하였으며, 또한 두 종류의 모노펄스의 폭은 대략 0.5 nsec, 모노펄스의 간격은 5 nsec로 하였다. 그러나 Antipodal 신호의 규칙적인 펄스의 반복 시간에 의한 Comb Line은 시간 도약 부호에 의해 크게 감소되므로 초광대역 시스템에서 부호는 채널화 및 스펙트럼을 보다 완만하게 하여 타 통신 시스템에 영향을 최소화하는데 이용한다.

Abstract

In conventional Ultra Wide Band (UWB) system, it uses Pulse Positioning Modulation Method to modulate data signal. In this paper, however, we derive power spectral density characteristic of time hopped antipodal signal using stochastic process. UWB signal employes Gaussian monopulse and Rayleigh monopulse which pulse width is 0.5 nsec and interval is 5 nsec. But comb line which produces unintentionally could be evidently reduced by the time hopped code, so this code be used to channelize for multiple access and minimize to different communication system.

I. 서 론

최근 민간용 및 군사용, 두 분야에서 많은 관심을 끌고 있는 초광대역 통신 시스템은 기저대역, 임펄스 또는 반송파가 없는 통신 시스템이라고 하며, 스펙트럼 확산 다중 접속 방식과 유사하다. 일반적으로 초광대역 통신 시스템은 다중 접속을 위해서 고유의 시간 도약 패턴과 정보 신호를 변조하기 위해 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation : PPM)를 이용하여, 1 nsec 이하의 펄스 폭이 매우 좁은 기저대역 펄스 또는 기저대역 가우시안 모노펄스

(Gaussian Monopulse)를 전송하므로 0Hz~수 GHz 주파수 대역에 걸쳐 기저대역 잡음보다 훨씬 낮은 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 갖는다.

이를 민간용으로 사용하기 위해서는 다른 무선 통신 시스템에 간섭을 발생시키지 않아야 하므로 송신 전력은 매우 낮은 전력 스펙트럼 특성을 갖는 신호를 전송하고 통신이 가능하기 위해서는 필요한 평균 전력 레벨을 유지해야 한다. 이러한 조건을 만족하기 위해서는 초광대역 신호의 구성과 시간 도약 패턴을 적용한 스펙트럼 특성이 초광대역 통신 시스템의 설계에서 매우 중요한 사항이다[1],[2].

* 한국항공대학교 항공전자공학과(Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation Univ.)

**유니모테크놀로지 중앙연구소

· 논문번호 : 2001-1-7

· 접수일자 : 2001년 6월 11일

본 논문은 기존의 초광대역 통신 시스템에서 정보 신호를 변조하기 위해 펄스의 위치를 변화시키는 대신 대칭성을 갖는 Antipodal 신호를 적용하고 Gaussian 모노펄스 및 Rayleigh 모노펄스인 두 종류의 초광대역 신호를 구성하여, 확률 과정(Stochastic Process)에 의한 시간 도약된 Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 유도하였다. 또한 모의 실험을 통해서 두 종류의 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도 특성을 비교, 조사하였다.

II. 가우시안 모노펄스의 특성

가우시안 모노펄스의 기본적인 특성은 효율적으로 신호를 송신하기 위해서는 직류 성분이 0이 되어야 한다. 모노펄스를 $w(t; \tau_n)$ 이라 하고, 이 파형을 가우시안 모노펄스의 폭을 결정하는 변수 τ_n 에 대해 Fourier 변환한 주파수 스펙트럼을 $W(f; \tau_n)$ 이라 정의하면 다음과 같이 정의할 수 있다[3].

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(t; \tau_n) dt = W(f=0; \tau_n) = 0 \quad (1)$$

또한 시간 영역에서 가우시안 모노펄스 $w_G(t; \tau_n)$ 와 레일리 모노펄스 $w_R(t; \tau_n)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다[3].

$$w_G(t; \tau_n) = A \left[1 - 4 \left(\frac{t}{\tau_n} \right)^2 \right] e^{-2 \left(\frac{t}{\tau_n} \right)^2} \quad (2)$$

$$w_R(t; \tau_n) = 2\sqrt{e} A \frac{t}{\tau_n} e^{-2 \left(\frac{t}{\tau_n} \right)^2} \quad (3)$$

A : 펄스 진폭, τ_n : 감쇠 시정수

또한 이에 대한 주파수 스펙트럼 $W_G(f; \tau_n)$ 와 $W_R(f; \tau_n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W_G(f; \tau_n) = A \sqrt{\frac{\pi^5}{2}} f^2 \tau_n^3 e^{-\frac{(\pi f \tau_n)^2}{2}} \quad (4)$$

$$W_R(f; \tau_n) = -j A \sqrt{\frac{e \pi^3}{2}} f \tau_n^2 e^{-\frac{(\pi f \tau_n)^2}{2}} \quad (5)$$

이상적인 가우시안 모노펄스 및 레일리 모노펄스는 그림 1에 나타났다. 그림 1에서 모노펄스의 폭을 결정하는 파라미터 τ_n 는 0.159 nsec로 하였으며, 두 모노펄스의 전체 에너지의 99.99%를 포함하는 펄스 폭은 0.5 nsec가 된다. 그림 2는 두 모노펄스의 주파수 특성을 전력 스펙트럼 밀도(PSD)로 나타났다. 그림 2에서 가우시안 및 레일리 모노펄스의 -3dB가 되는 대역폭은 가우시안의 경우, $BW_G = 2.35$ GHz이고 레일리 모노펄스의 경우 $BW_R = 2.33$ GHz이고 중심 주파수는 가우시안 모노펄스는 대략 2.7 GHz이고 레일리 모노펄스는 2GHz가 된다.

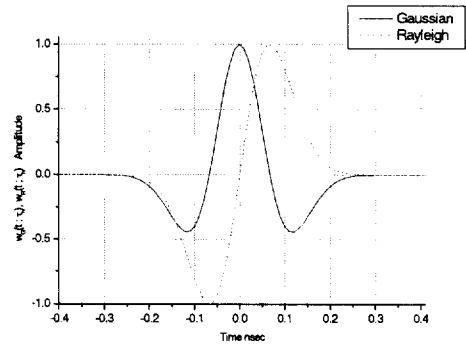


그림 1. 가우시안 및 레일리 모노펄스
Fig. 1. Gaussian and Rayleigh monopulse.

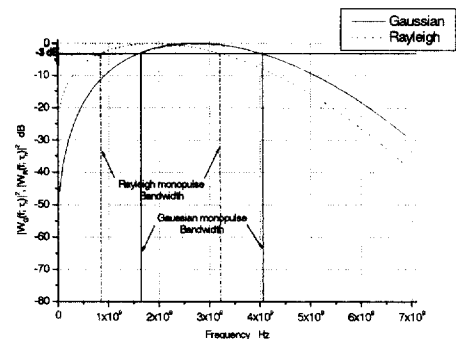


그림 2. 가우시안 및 레일리 모노펄스의 스펙트럼
Fig. 2. Frequency spectrum of Gaussian and Rayleigh monopulse.

III. 초광대역 신호 모델

시간 도약된 M진 Antipodal 신호는 한 심볼에 대해 N_s 개의 모노펄스를 기본 클럭 주기 T_c 의 정수 배로 전송한다. 그러므로 M 개의 전송 가능한 antipodal 초광대역 신호는 다음과 같이 정의한다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \sum_{k=0}^{N_s-1} w(t - nT - kT_f - c_k T_c - \tau_n) \quad (6)$$

여기서 $\{a_n\}$ 은 랜덤 시퀀스이며, $\{a_n\} \in \{-1, 1\}$ 이다. $\{\tau_n\}$ 은 신호와 관련된 동일한 가능성(equally likely)을 갖는 랜덤 변수라 하고, $\{\tau_n\} \in \{nT/MN_s, n = 1, 2, \dots, M-1\}$ 이다. T 는 한 심볼에 대한 주기이고, $T = N_s T_f$ 이다. 여기서 T_f 는 모노펄스의 반복 시간 또는 프레임 시간이고, 도약 부호 $\{c_k\}$ 는 I.I.D.(Independent Identically Distributed) 랜덤 변수이며, $\{c_k\}$ 의 최대값이 N_h 이라면 $0 \leq c_k < N_h$ 와 $N_h T_c \leq T_f$ 를 만족하여야 한다. $\{a_n\}$, $\{\tau_n\}$ 및 $\{c_k\}$ 은 각각 정상(stationary)이며 배타적 독립 관계를 갖는다[4]~[6].

식 (6)을 이용하여 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 구하기 위해 $S(t)$ 를 다음과 같이 가정한다[3]

$$S(t) = s(t) - \bar{s}(t), \quad \bar{s}(t) = E\{s(t)\} \quad (7)$$

여기서 $\bar{s}(t)$ 는 $s(t)$ 의 평균값.

$S(t)$ 의 상관 함수 $R_S(t; \tau)$ 는 다음과 같이 정의되므로[4],[5]

$$R_S(t; \tau) = E\{S(t)S^*(t+\tau)\} \quad (8)$$

식 (8) 및 식 (9)를 이용하여 전개하면

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) e^{j2\pi ft} df \quad (9)$$

$$R_S(t; \tau)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \int_y \int_z [E\{a_n a_m^*\} \times E\{e^{-j2\pi y \tau_n} e^{j2\pi z \tau_m}\} E\{e^{-j2\pi y c_k T_c} e^{j2\pi z c_{k'} T_c}\} - E\{a_n\} E\{a_m^*\} E\{e^{-j2\pi y \tau_n}\} E\{e^{j2\pi z \tau_m}\} \times E\{e^{-j2\pi y c_k T_c}\} E\{e^{-j2\pi z c_{k'} T_c}\}] e^{-j2\pi y k T_f} \times e^{j2\pi z k' T_f} W(y) W^*(z) e^{-j2\pi y n T} e^{j2\pi z m T} \times e^{j2\pi(y-z)t} e^{-j2\pi z \tau} dy dz \quad (10)$$

정리하면

$$R_S(t; \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \int_y \int_z K_\beta(n; m-n, k, k', -y, -z) \times e^{-j2\pi y k T_f} e^{j2\pi z k' T_f} W(y) W^*(z) \times e^{-j2\pi y n T} e^{j2\pi z m T} e^{j2\pi(y-z)t} e^{-j2\pi z \tau} dy dz \quad (11)$$

여기서

$$K_\beta(n; m-n, k, k', -y, -z) = E\{a_n a_m^*\} E\{e^{-j2\pi y \tau_n} e^{j2\pi z \tau_m}\} \times E\{e^{-j2\pi y c_k T_c} e^{j2\pi z c_{k'} T_c}\} - E\{a_n\} E\{a_m^*\} \times E\{e^{-j2\pi y \tau_n}\} E\{e^{j2\pi z \tau_m}\} E\{e^{-j2\pi y c_k T_c}\} \times E\{e^{-j2\pi z c_{k'} T_c}\} \quad (12)$$

IV. 시간 도약된 M진 antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도

시간 도약된 M진 antipodal 초광대역 신호 $s(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 $S_s(f)$ 는 연속 성분 $S_s^c(f)$ 과 불연속 성분 $S_s^d(f)$ 으로 구성된다. 또한 시간 도약된 M진 Antipodal 초광대역 신호 $s(t)$ 는 상관 함수 $R_S(t; \tau)$ 가 t 의 주기 함수이기 때문에 광의의

cyclo-stationary이다. 그러므로 $s(t)$ 의 연속 스펙트럼은 다음과 같이 정의한다[4],[5].

$$S_s^c(f) = \mathcal{F}_T \{ \langle R_s(t; \tau) \rangle \} \quad (13)$$

여기서 $\langle \cdot \rangle_t$ 는 시간 평균이며, $\mathcal{F}_T \{ \cdot \}$ 는 τ 에 대한 Fourier 변환 연산자이다. $\{a_n\}$, $\{\tau_n\}$ 및 $\{c_i\}$ 이 정상(stationary)의 확률 시퀀스이라면, $S_s^c(f)$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} S_s^c(f) &= \mathcal{F}_\tau \{ \langle R_s(t; \tau) \rangle \} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \\ &\quad \cdot \int_y K_\beta(n; m-n, k, k', -y, f) \\ &\quad \times e^{-j2\pi y k T} e^{-j2\pi k' T} W(y) W^*(-f) \\ &\quad \times e^{-j2\pi l(m-n)T} e^{-j2\pi(y+f)T} \langle e^{j2\pi(y+f)t} \rangle dy \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에서 $l = m - n$ 이라 하고 Poisson sum 공식을 이용하고 y 에 대해 적분하여 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_s^c(f) &= \frac{1}{T} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{k'=0}^{N_s-1} \right. \\ &\quad \cdot K_\beta(n; l, k, k', f, f) e^{j2\pi(k-k')lT} \left. \right] e^{-j2\pi flT} \end{aligned} \quad (15)$$

또한 $s(t)$ 의 불연속 스펙트럼 $S_s^d(f)$ 은 다음과 같이 정의한다[4],[5].

$$\begin{aligned} S_s^d(f) &= \int_y \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} E\{a_n\} E\{e^{-j2\pi y \tau_n}\} \\ &\quad \times E\{e^{-j2\pi y c_i T}\} e^{-j2\pi y k T} e^{-j2\pi y n T} \\ &\quad \times \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k'=0}^{N_s-1} E\{a_m^*\} E\{e^{-j2\pi f \tau_m}\} \\ &\quad \times E\{e^{-j2\pi f c_i' T}\} e^{-j2\pi f k' T} e^{-j2\pi f m T} \\ &\quad \times W(y) W^*(-f) \langle e^{j2\pi(y+f)t} \rangle dy \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)도 Poisson sum 공식을 이용하고 y 에 대해 적분하여, $l = lMN$ 를 이용하여 정리하면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} S_s^d(f) &= \frac{1}{(NT)^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{lMN}{T}\right) \right|^2 \\ &\quad \times \left| \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{N-1} E\{a_n\} E\{e^{j2\pi n l}\} \right. \\ &\quad \times E\{e^{j2\pi l MN c_i T}\} e^{j2\pi l MN k T} e^{j2\pi n l MN} \left. \right|^2 \\ &\quad \times \delta\left(f - \frac{lMN}{T}\right) \\ &= \frac{N^2}{T^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{lMN}{T}\right) \right|^2 \\ &\quad \times \delta\left(f - \frac{lMN}{T}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

본 논문에서 Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 평가하기 위해 $\{a_n\}$ 의 확률 분포는 다음과 같이 표현된다.

$$\Pr\{a_n\} = \begin{cases} 1/M & a_n = -1 \\ 1/M & a_n = +1 \end{cases} \quad (18)$$

확률분포 $\Pr\{a_n\}$ 은 I.I.D.(Independent Identically Distributed) 랜덤 변수이고, $\{\tau_n\}$ 은 신호와 관련된 동일한 가능성을 갖는 랜덤 변수이며, $\{c_k\}$ 의 확률분포 $\Pr\{c_k\}$ 는 $\Pr\{c_k = m\} = \begin{cases} p_m & 0 \leq m < N_h \\ 0 & \text{기타} \end{cases}$ 인 I.I.D. 랜덤 변수라고 가정한다면 $\{a_n\}$ 의 평균 $E\{a_n\}$ 및 상관 함수 $E\{a_n a_{n+l}^*\}$ 는 각각 다음과 같이 나타낸다.

$$E\{a_n\} = \bar{a}_n = 0 \quad (19)$$

$$E\{a_n a_{n+l}^*\} = R_a(n; l) = \begin{cases} 2/M & l=0 \\ 0 & l \neq 0 \end{cases} \quad (20)$$

또한 $\{\tau_n\}$ 의 평균 $E\{e^{j2\pi f \tau_n}\}$ 및 상관함수 $E\{e^{j2\pi f \tau_n} e^{-j2\pi f \tau_{n+l}}\}$ 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다[4],[5].

$$E\{e^{j2\pi f t_n}\} = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi f T / N_s)}{\sin(\pi f T / M N_s)} \times e^{j \frac{(M-1)\pi f T}{M N_s}} \quad (21)$$

$$E\{e^{j2\pi f t_n} e^{-j2\pi f t_{n+l}}\} = \begin{cases} 1 & l=0 \\ \left[\frac{1}{M} \frac{\sin(\pi f T / N_s)}{\sin(\pi f T / M N_s)} \right]^2 & l \neq 0 \end{cases} \quad (22)$$

마지막으로 $\{c_k\}$ 의 평균 $E\{e^{j2\pi f c_k T_c}\}$ 및 상관 함수 $E\{e^{j2\pi f c_k T_c} e^{-j2\pi f c_k' T_c}\}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다[4],[5].

$$E\{e^{j2\pi f c_k T_c}\} = \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T_c} \quad (23)$$

$$E\{e^{j2\pi f c_k T_c} e^{-j2\pi f c_k' T_c}\} = \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T_c} \right|^2 \quad (24)$$

그러므로 식 (19)~식 (24)를 이용하여 식 (12)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$K_p(n; l, k, k', f, f) = \begin{cases} \frac{2}{M} \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T_c} \right|^2 & l=0 \\ 0 & l \neq 0 \end{cases} \quad (25)$$

또한 식 (17)에서 $S_s^d(f)$ 는 식 (22)에 의해 0이 된다. 다시 말하면, $s(t)$ 의 불연속 스펙트럼 성분은 0이 되어 Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 특성은 연속 스펙트럼 성분만 존재한다.

이상과 같이 Antipodal 초광대역 신호의 연속 스펙트럼 성분 $S_s^c(f)$ 과 불연속 스펙트럼 성분 $S_s^d(f)$ 을 다시 나타내면 다음과 같다[11].

$$\begin{aligned} S_s(f) &= S_s^c(f) + S_s^d(f) \\ &= \frac{1}{T} \frac{2}{M} |W(f)|^2 \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T_c} \right|^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \left| \sum_{k=0}^{N_s-1} e^{j2\pi f k T_c} \right|^2 + 0 \\ &= \frac{1}{T} \frac{2}{M} |W(f)|^2 \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} p_m e^{j2\pi f m T_c} \right|^2 \\ &\times \left\{ \left| 2 \sum_{k=1}^{N_s/2} \cos[\pi(2k-1)fT_c] \right|^2 \right. \\ &\quad \left. N_s = \text{even} \right. \left. \left| 2 \sum_{k=1}^{(N_s-1)/2} \cos(2\pi k f T_c) \right|^2 \right. \\ &\quad \left. N_s = \text{odd} \right. \end{aligned} \quad (26)$$

식 (26)에서 Antipodal 초광대역 신호는 가우시안 및 레일리 모노펄스의 주파수 스펙트럼과 랜덤한 디지털 시퀀스 $\{a_n\}$, 시간 도약 부호 $\{c_k\}$ 및 모노펄스의 반복 시간 T_c 에 의해 결정된다. 특히 데이터 변조와 관련된 Antipodal에 의해 식(26)의 초광대역 신호의 주파수 스펙트럼 밀도는 연속 성분만 존재한다.

V. 모의 실험

본 절에서는 식 (26)을 모의 실험을 통해 시간 도약된 Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 평가하였다. 식(26)에서 $M=2$, $M=8$ 일 때 $T=10^{-6}$ sec, $N_s=200$, $T_c=5$ nsec이라 가정하여 가우시안 모노펄스와 레일리 모노펄스의 주파수 스펙트럼 밀도의 특성을 비교하였다.

그림 3과 그림 4는 $M=2$ 일 때 T_c 에 의한 가우시안 및 레일리 전력 스펙트럼 밀도를 나타냈다. T_c 의 규칙적인 간격에 의해 200 MHz 간격으로 comb line

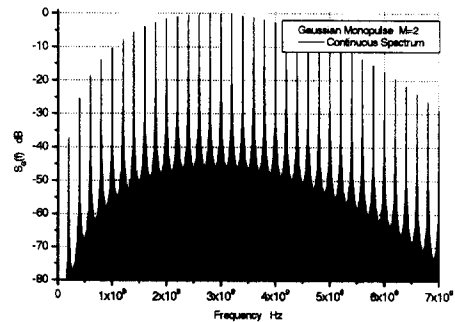


그림 3. 가우시안 모노펄스의 PSD ($M=2$)

Fig. 3. PSD of Gaussian Monopulse ($M=2$).

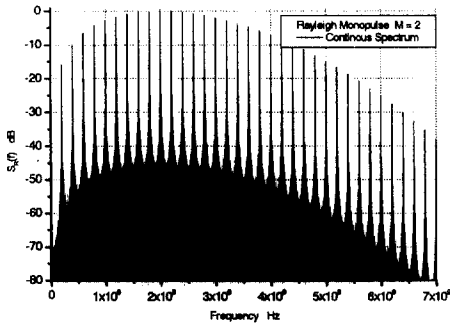


그림 4. 레일리 모노펄스의 PSD ($M=2$)
Fig. 4. PSD of Rayleigh Monopulse ($M=2$).

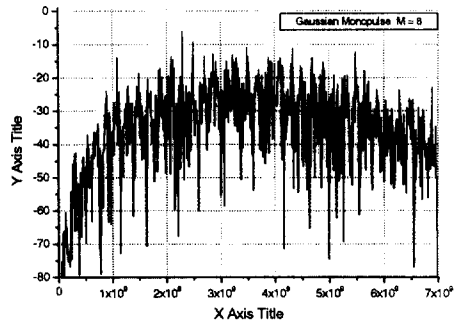


그림 7. 시간 도약된 가우시안 모노펄스의 PSD ($M=8$)
Fig. 7. PSD of Time Hopped Gaussian Monopulse ($M=8$).

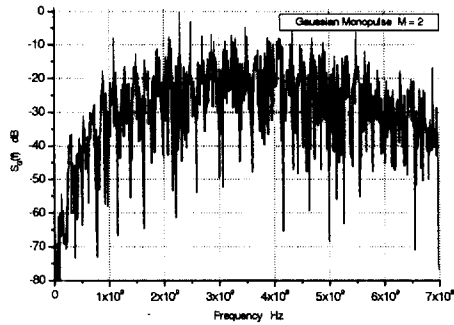


그림 5. 시간 도약된 가우시안 모노펄스의 PSD ($M=2$)
Fig. 5. PSD of Time Hopped Gaussian Monopulse ($M=2$).

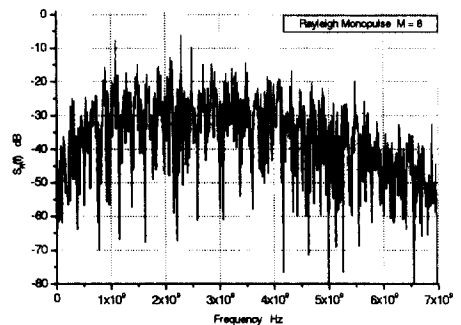


그림 8. 시간 도약된 레일리 모노펄스의 PSD ($M=8$)
Fig. 8. PSD of Time Hopped Rayleigh Monopulse ($M=8$).

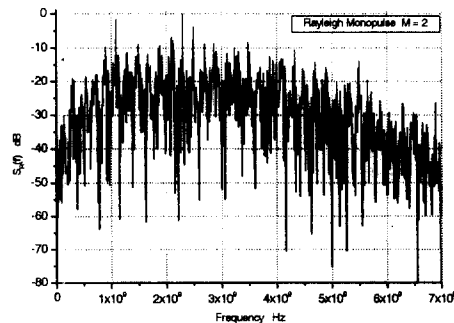


그림 6. 시간 도약된 레일리 모노펄스의 PSD ($M=2$)
Fig. 6. PSD of Time Hopped Rayleigh Monopulse ($M=2$).

이 발생하게 된다. 이러한 comb line는 기존의 통신 시스템에 간섭을 일으키는 원인을 제공하게 되므로 스펙트럼을 보다 억압시키면서 채널화를 위해 시간

도약 부호를 이용한다. 그림 5부터 그림 8까지는 각각 $M=2, M=8$ 일 때 시간 도약 부호를 이용한 가우시안 및 레일리 전력 스펙트럼 밀도를 비교한 것이다. 그림 5부터 그림 8까지에서 시간 도약 부호에 의해 규칙적으로 발생하는 comb line이 감소하여 스펙트럼이 보다 완만하게 되며, 또한 M 의 수가 증가할수록 전력 스펙트럼 밀도는 감소하게 된다.

VI. 결 론

최근 민간용 및 군사용, 두 분야에서 많은 관심을 끌고 있는 초광대역 통신 시스템은 다중 접속을 위해서 고유의 시간 도약 패턴과 정보 신호를 변조하기 위해 펄스의 위치를 변화시켜 사용하지만, 본 논문에서는 대칭성을 갖는 Antipodal 신호를 적용하고 Gaussian

모노펄스 및 Rayleigh 모노펄스인 두 종류의 초광대역 신호를 구성하여, 확률 과정(Stochastic Process)에 의한 시간 도약된 Antipodal 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 유도하고 비교, 조사하였다.

또한, Antipodal 신호의 대칭성에 의해 시퀀스 $\{a_n\}$ 의 평균은 0이 되므로 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도는 연속 성분만 존재하고, 규칙적인 펄스의 반복 시간에 의한 comb line은 시간 도약 부호에 의해 comb line을 크게 감소시켜 기존의 펄스 위치 변조 방법에 비해 동일한 펄스폭과 펄스간격을 사용한 경우, 스펙트럼의 억압도나 데이터 전송률 면에서 유리하다는 것을 알 수 있었다.

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] J. T. Conroy, J. L. LoCierro, D. R. Ucci, "Communication Techniques Using Monopulse Waveforms", *MILCOM*, vol. 2, pp. 1181 - 1185, 1999.
- [4] M. Z. Win, "Spectral Density of Random Time-Hopping Spread-Spectrum UWB Signals with Uniform Timing Jitter", *MILCOM*, vol. 2, pp. 1196 - 1200, 1999.
- [5] 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, Communication*, vol. 46, pp. 1135 - 1145, Sept., 1998.
- [6] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works", *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp. 36 -38, Feb., 1998.
- [7] R. J. Fontana, "A Note on Power Spectral Density Calculations for Jittered Pulse Trains", Multispectral Solutions Inc., 2000.
- [8] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, 2001.
- [9] S. G. Wilson, *Digital Modulation and Coding*, Prentice Hall, 1996.
- [10] L. W. Couch, *Digital and Analog Communication Systems*, Macmillan, 1993.
- [11] E. C. Ifeachor, B. W. Jerris, *Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, 1993.

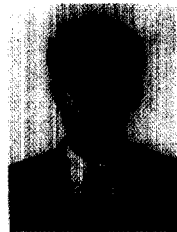
김 종 한 (金宗漢)



1980년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학사)
 1982년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학석사)
 1994년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정 재학중

1983년 12월~2001년 3월 : 삼성전자 근무
 관심분야 : 통신 및 광전송 시스템 등

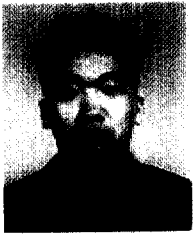
이 정 석 (李貞碩)



1987년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학사)
 1989년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학석사)
 1989년~1992년 : 공군 장교
 1993년~1995년 : 신세기 통신
 1995년 3월~현재 : 한국항공대학교

항공전자공학과 박사과정 재학중
 관심분야 : 통신 이론 및 통신시스템 등

김 유 창 (金 楡 暢)



1997년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
1997년 3월~1999년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학(공학석사)
1999년 1월~현재 : 유니모테크놀로지 중앙연구소 근무

관심분야 : 통신 시스템 및 통신 신호 처리 등

김 정 선 (金正善)



1965년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)
1972년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
1983년 2월 : 경희대학교 전자공학과 (공학박사)
1984년 4월~현재 : 한국항공대

학교 항공전자공학과 교수
관심분야 : 컴퓨터 구조학

김 원 후 (金元厚)



1959년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)
1975년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
1989년 8월 : 경희대학교 전자공학과 (공학박사)
1964년 4월~2000년 2월 : 한

국 항공대학교 항공전자공학과 교수
2000년 2월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 명예교수
관심분야 : 스펙트럼 확산 통신, 무선통신, 항법전자 등