

의사잡음 부호와 왈쉬 부호를 이용하는 초광대역 안티포달

임펄스 통신에서 전력 스펙트럼 특성 비교

정철^{*} · 김영철^{***} · 이정석^{**} · 조성준^{*}

^{*}한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 · ^{***}인하공업전문대학 정보통신과 · ^{**}정진전자

The Comparison of Power Spectrum Characteristics in Ultra Wideband Antipodal Impulse Communication using PN Code or Walsh Code

Cheol Jeong^{*} · Young-Chul Kim^{***} · Jeong-Seok Lee^{**} · Sung-Joon Cho^{*}

^{*}Dept. of Telecomm. & Inform. Eng. Graduate School of Hankuk Aviation University

^{***}Dept. of Telecomm. & Inform. Eng. Inha Technical Colleg · ^{**}Dept. of Jeong Jin Electronics

E.mail : devilkin@hotmail.com

요약

본 논문에서는 초광대역 무선 통신에 안티포달 펄스 신호를 이용하고, 기존의 초광대역 시간도약 모노펄스 통신에서 규칙적인 펄스를 전송할 때 발생하는 전력 스펙트럼에서의 에너지 스파크 현상을 완화시키기 위하여 의사잡음 부호와 왈쉬 부호를 사용하였을 때의 전력 스펙트럼 특성을 비교, 분석하였다. 그 결과, 초광대역 안티포달 임펄스 통신에서의 두 가지 부호 방식의 이용으로 에너지 스파크 현상이 완화되고 고속의 시간도약 부호를 이용하지 않더라도 완만한 전력스펙트럼 특성을 얻을 수 있었다.

1. 서론

초광대역 무선 기술은 RF(Radio Frequency) 반송파를 이용하는 기존의 무선 기술과는 달리 1 ns 이하의 폭이 매우 좁은 펄스를 이용하므로 펄스 신호의 전력 스펙트럼은 마치 기저 대역 잡음과 같은 형태가 된다. 만약, 초광대역 무선 시스템이 여타의 무선통신 시스템과 동일한 오류확률을 갖는다고 가정하고 방사 전력이 감소한다면 정보 신호의 전송 거리가 짧아져 근거리(Local) 통신 시스템 구성에 커다란 제한 요소가 될 것이다. 반대로, 초광대역 무선 시스템의 방사 전력이 동일할 경우 적용하는 신호 구성에 따른 오류확률은 달라지게 된다.

지금까지의 초광대역 임펄스 통신에 관하여 연구된 결과에 의하면 2진 위상 천이 키잉 또는 안티포달(Antipodal)이 다른 신호 구성 방식보다 전력 효율성과 오류확률이 뛰어난 것으로 알려져 있다^[1]. 그러나, 2진 위상 천이 키잉 또는 안티포달을 이용한 초광대역 무선 기술 모두 정보 신호를 규칙적인 간격의 펄스 열로 구성한 다음 에너지 스파크(Comb Line)을 억압하기 위하여 시간도약(Time Hopping) 부호를 이용하여 랜덤하게 변화시키고 있다. 즉, 기존의 초광대역 무선 기술

은 필연적으로 에너지 스파크 현상이 발생하게 되어 있고, 이를 억압하기 위한 방안으로 시간도약 부호를 사용한다. 그리고 시간도약 부호의 길이가 증가할수록 에너지 스파크 현상이 보다 억압되어 완만한 전력 스펙트럼 밀도(Power Spectrum Density : p.s.d)의 특성을 유지하게 된다. 따라서 완만한 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 유지하기 위해서는 고속의 시간도약 부호를 발생시켜야 하는데, 이는 시스템 구성의 제한 요인으로 작용하게 된다^{[1][2]}.

본 논문에서는 고속의 시간도약 부호를 이용하지 않으면서 에너지 스파크 현상을 완화시키고 완만한 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 갖도록 초광대역 안티포달 신호에 의사잡음 부호와 왈쉬 부호를 이용했을 때의 전력 스펙트럼 밀도 특성을 비교, 분석한다.

II. 초광대역 무선 기술의 시스템 모델

본 논문에서 이용하는 초광대역 안티포달 시스템

템의 송신기는 그림 1과 같다. 정보신호는 주기가 T 이고 그림 1의 (a)에서 부호 길이가 N_f 인 제 1 의사잡음 부호(또는, 왈쉬 부호)에 의하여 간격 T_f 인 펄스열로 바뀐다. 여기서, 간격 T_f 은 프레임 타임(Frame Time)이고, N_f 는 프레임 수이다. 그림 1의 (a)에서 정보신호는 의사잡음 부호(또는, 왈쉬 부호)의 패턴에 따라 일정한 패턴을 갖는 데이터 신호로 분할되며, 분할된 데이터의 비트 수는 정보 신호가 몇 개의 펄스로 전송되는지를 결정하는 파라미터이다. 그림 1의 (b)에서는 간격이 T_f 인 각각의 펄스를 부호 길이가 N_s 인 제 2 의사잡음 부호(또는, 왈쉬 부호)에 의해 분할되고 암호화 및 랜덤화된 다음 매핑(Mapping) 장치에 입력된다. 매핑 장치는 제 2 의사잡음 부호(또는, 왈쉬 부호)에 의해 분할되고, 랜덤화된 펄스 신호를 정해진 패턴(Look-up Table Data)에 따라 위치 시켜 발생시킨다. 즉, 제 1 의사잡음 부호(또는, 왈쉬 부호)에 의하여 프레임 내 정해지는 시간에 펄스를 위치시키고, 제 2 의사잡음 부호(또는, 왈쉬 부호)의 패턴에 의하여 정해지는 시간 간격에 따라 입력된 신호를 (+) 펄스 신호와 (-) 펄스 신호로 발생시킨다. 펄스 발생기는 (+) 펄스를 발생하는 제 1 펄스 발생기와 (-) 펄스를 발생하는 제 2 펄스 발생기로 구성되는데, 이는 매핑 장치에서 출력되는 신호를 받아 실제로 펄스를 발생시키는 송신부의 가장 핵심적인 부분인 동시에 초광대역 통신을 하기 위한 필수적인 부분이다. 그 다음, 펄스 발생기로부터 출력되는 펄스 신호는 안테나를 통해 전송된다.

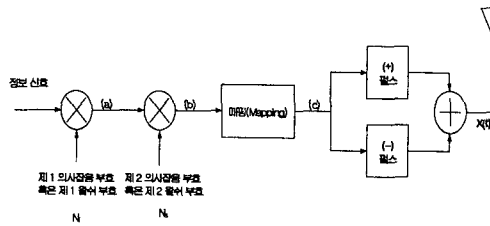


그림 1. 초광대역 송신기

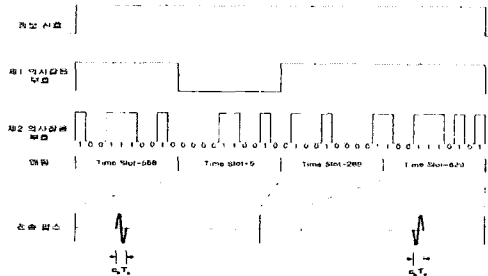


그림 2. 신호 구성

초광대역 무선 기술을 이용하는 시스템에서 전력 효율성은 대단히 중요하다. 초광대역 송신 신호 $x(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_f-1} a_k w(t - nT - kT_f - c_k T_c) \quad (1)$$

여기서, $w(t)$ 는 전송되는 펄스의 형태이고, $\{a_k\}$ 와 $\{c_k\}$ 은 IID (Independent Identically Distributed) 랜덤 변수이며, 각각은 정상 상태(stationary state)이고, 배타적인 독립 관계에 있다고 가정한다. T_c 는 제어가능한 시간이다.

초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 구하기 위해 평균 '0'인 랜덤 프로세스 $X(t)$ 를 다음과 같이 가정한다.

$$X(t) = x(t) - \bar{x}(t) \quad (2)$$

여기서, $\bar{x}(t)$ 는 $x(t)$ 의 평균값이다.

$X(t)$ 의 상관 함수 $R_X(t, \tau)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$R_X(t, \tau) = E\{X(t)X^*(t + \tau)\} \quad (3)$$

그리고, $w(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다^{[6]-[8]}.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) e^{j2\pi ft} df \quad (4)$$

여기서, $W(f)$ 는 $w(t)$ 푸리에 변환이다. 따라서, 상관함수 $R_X(t, \tau)$ 는

$$R_X(t, \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_f} \sum_{k'=0}^{N_f} \int_y \int_z K_\beta(k, k', -y, -z) \times W(y) W^*(z) e^{-j2\pi y n T} e^{j2\pi z m T} e^{-j2\pi y k T} e^{j2\pi z k' T} \times e^{j2\pi(y-z)t} e^{-j2\pi z \tau} dy dz \quad (5)$$

이다. 여기서, $K_\beta(\cdot)$ 는 다음과 같다.

$$K_\beta(k, k', -y, -z) = [E\{a_k a_{k'}^*\} E\{e^{-j2\pi y c_k T} e^{j2\pi z c_{k'} T}\} - E\{a_k\} E\{a_{k'}^*\} E\{e^{-j2\pi y c_k T} e^{j2\pi z c_{k'} T}\}] \quad (6)$$

III. 초광대역 신호의 전력 스펙트럼 밀도

I항 절에서 초광대역 신호 $x(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도를 구하기 위해 상관 함수 $R_X(t, \tau)$ 을 유도하였다. $R_X(t, \tau)$ 는 시간 t 에 대한 주기 함수이므로 광의의 Cyclostationary이다^[3]. 그러므로, 초광대역 신호 $x(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 $X_s(f)$ 는 연속 스펙트럼 $X_s^c(f)$ 와 불연속 스펙트럼 $X_s^d(f)$ 로 구성된다. 불연속 스펙트럼과 연속 스펙트럼은 다음과 같다^[1].

$$X_i^d(f) = \frac{(2b-1)^2}{T^2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \left| W\left(\frac{i}{NT}\right) \right|^2 \times \left| \sum_{k=0}^{N_h-1} p_a e^{j2\pi k \frac{i}{NT} T} \right|^2 \sum_{k=0}^{N_h-1} e^{-j2\pi k \frac{i}{NT} kT} \times \delta\left(f - \frac{i}{NT}\right) \quad (7)$$

$$X_i^c(f) = \frac{N_h}{T} |W(f)|^2 \left[1 - (2b-1)^2 \left| \sum_{k=0}^{N_h-1} p_a e^{j2\pi k f T} \right|^2 \right] \quad (8)$$

여기서, N_h 는 TH (Time Hopping) 부호 길이이고, $\delta(\cdot)$ 는 단위 임펄스 함수이다.

만약, $\{a_k\} \in \{-1, 1\}$ 인 경우, 신호의 평균값이 '0'이 되어 천이 확률 p 는 0.5이므로, 식 (8)은 다음과 같이 된다.

$$X_i^c(f) = \frac{N_h}{T} |W(f)|^2 \quad (9)$$

윗 식으로부터, 식 (7)에서의 불연속 스펙트럼은 제거되어진다는 것을 알 수 있다^{[1][2]}.

IV. 모의 실험 및 결과

본 논문에서 전력 스펙트럼 밀도의 특성을 조사하기 위하여 다음과 같은 레일리 (Rayleigh) 모노펄스를 가정한다^[1].

$$w(t, \tau_n) = 2\sqrt{e} A \frac{t}{\tau_n} e^{-2\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \quad (10)$$

여기서, A 는 펄스의 진폭이며, 시뮬레이션을 위하여 $A=1$ 로 가정한다. 또한, τ_n 은 펄스의 폭을 결정하는 변수이며, 감쇠 시정수 (Decay Constant)로서 τ_n 은 0.2ns로 가정한다. 또한, 시뮬레이션에서 이용한 시간도약 부호는 모두 동일하다고 가정한다.

정보신호 두 비트에 대해서 전력 스펙트럼 밀도를 시뮬레이션 하였다. 그림 3은 식 (10)의 레모노펄스를 보여준다. 또한, 그림 4는 주파수 영역에서 모노펄스의 정규화된 주파수 스펙트럼이다. 이것은 식 (10)으로부터 전력 스펙트럼 결과를 검증하기 위하여 시뮬레이션을 한 것이다. 의사잡음 부호는 최장 부호 계열로서 길이 N_f 를 64라고 가정하여 시뮬레이션 하였으며, 원시 다항식은 다음과 같다^{[4][8][7]}.

$$g(x) = 1 + x + x^2 + x^5 + x^6 \quad (11)$$

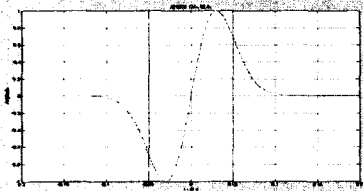


그림 3. 초광대역 레일리 모노펄스 파형

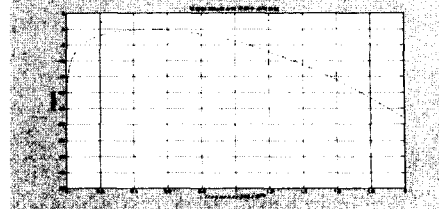


그림 4. 연속 전력 스펙트럼 밀도(p.s.d)

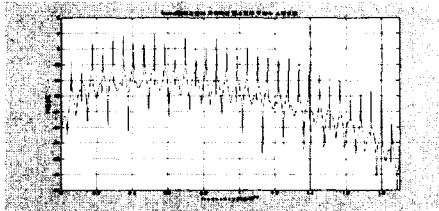


그림 5. 정규화 된 안티포달 p.s.d

그림 5는 정규화된 안티포달의 전력 스펙트럼 밀도를 나타내며, 그림 6은 정규화된 의사잡음 부호의 전력 스펙트럼 밀도이다. 모노펄스의 전력 스펙트럼 밀도는 식 (9)에 의한 것인데 그림 6에 나타난 것처럼 의사잡음 부호를 이용하고, 신호의 대칭성을 갖는 안티포달 신호 구성에 의한 초광대역 무선 기술은 의사잡음 부호를 이용함으로써 에너지 스파크 현상이 많이 완화된다는 것을 알 수 있다. 따라서 완전한 전력 스펙트럼 특성을 형성하기 위하여 고속의 시간도약 부호를 적용하지 않아도 됨을 알 수 있다. 그림 6은 의사잡음 부호에 의한 전력 스펙트럼 특성으로 그림 4의 특성과 완벽하게 일치하지 않는다. 이는 의사잡음 부호가 완벽하게 랜덤한 형태가 아닌 어느 정도 주기성을 유지하기 때문이다.

그림 7은 왈쉬 부호를 적용하였으며, Hadamard matrix를 이용하여 생성하였고, 왈쉬 부호 W29, W59를 사용하였다^[7]. 그림 7에서 왈쉬 부호는 직교 (Orthogonal) 특성이 우수하지만 랜덤한 특성이 약하므로 그림 6의 특성처럼 에너지 스파크 현상이 크게 억압하지 못함을 알 수 있다.

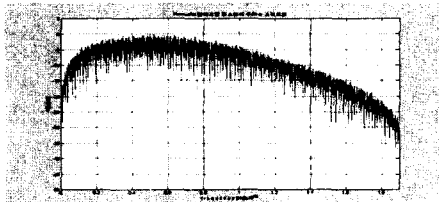


그림 6. 정규화 된 의사잡음 부호 p.s.d

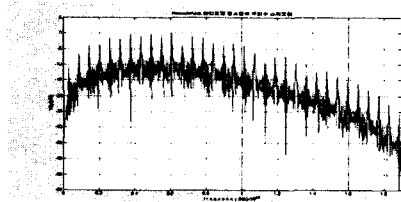


그림 7. 정규화 된 왈쉬 부호 p.s.d

ication, Prentice Hall, 1995.

- [9] 안진철, 신요안, "초광대역 시간 도약 이진 임펄스 무선 전송 시스템의 성능평가", 한국통신학회논문지, 제25권, 제11A호, pp.1672-1681, 2000년 11월.

V. 결론

기존의 초광대역 무선 기술은 시간도약 부호를 사용함으로써 전력 스펙트럼에 발생하는 에너지 스파크 현상을 억압하였다. 또한, 시간도약 부호가 고속이라면 에너지 스파크현상을 더욱 억제하여 완전한 전력 스펙트럼 특성을 형성할 수 있다. 그러나, 고속의 시간도약 부호의 구성은 시스템의 제한 요인으로 작용 할 것이다.

본 논문에서는 시간도약 부호를 사용하지 않고, 의사잡음 부호와 왈쉬 부호를 이용하여 신호의 대칭성을 갖는 안티포달 신호를 구성하였다. 초광대역 안티포달 신호는 의사 잡음 부호에 의해 에너지 스파크 현상이 많이 완화되었다. 또한, 왈쉬 부호를 이용할 경우는 특정한 간격에 반복되는 스파크 현상을 볼 수 있었으나, 전력 스펙트럼은 기존 시스템보다 완전한 것을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] 이정석, Antipodal 초광대역 통신 시스템에 관한 연구, 한국항공대학교 항공전자공학과 박사학위논문, 2002년 8월.
- [2] 이정석, 김유창, 윤경호, 가민호, 박민용, "초광대역 통신 시스템의 전력 스펙트럼 밀도 분석", 대한전자공학회, 38권, 10호, pp. 34-40, 2001년 10월.
- [3] 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. Comm. vol. 46, pp. 1135 - 1145, Sept. 1998.
- [4] J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw Hill, 2001.
- [5] S. G. Wilson, Digital Modulation and Coding, Prentice Hall, 1996.
- [6] L. W. Couch, Digital and Analog Communication Systems, Macmillan, 1993.
- [7] Samuel C. Yang, CDMA RF System Engineering Artech House, 1998.
- [8] R. L. Peterson, R. E. Ziener, D. E. Borth, Introduction to Spread Spectrum Commun-