

FCC 방출 전력 마스크에 적합한 UWB 펄스 생성 방법

UWB Pulse Generation Method for the FCC Emission Mask

박장우*, 조성언*, 조경룡*

Jang-Woo Park*, Sung-Eon Cho*, and Kyung-Ryong Cho*

요 약

본 논문에서는 시간도약 UWB 신호의 주파수 특성을 해석하고 실제의 신호의 전력 스펙트럼은 주로 사용된 펄스의 전력 스펙트럼에 의하여 결정됨을 보였다. 또한, 코드 스펙트럼의 상세한 해석을 하였다. 그리고 FCC의 emission mask를 충분히 활용할 수 있는 펄스의 설계 방법을 제시하였다. 제시한 펄스 설계방법은 가우시안 미분 펄스의 시간 지연 파형을 선형으로 결합하였으며 결합된 새로운 파형은 FCC의 전력 밀도 마스크를 충분히 활용할 수 있다. 이때 선형 결합 계수는 LSE(Least Square Error)를 최소화 하도록 계산하였다. 다양한 계수의 수와 기본 펄스들에 대한 결과적인 펄스의 전력 스펙트럼 밀도 및 파형을 계산하였다.

Abstract

This paper analyzes the spectral power properties of various time hopping UWB signals and shows that the power spectral densities of the various signals could have to be determined by the PSD of the pulse used in the signal. The pulse design method by which the FCC emission mask can be utilized fully is proposed. The method combines the arbitrary derivative Gaussian pulse linearly. The coefficients of the linear combination are calculated by the LSE(Least Square Error) method. Various parameters such as the number of coefficients and the types of the basic pulses are considered when calculating the PSD and pulse shapes of the new pulses.

Key words : UWB, Spectral Power Spectrum, Pulse generation

I. 서 론

UWB(Ultra Wide Band) 통신 방식은 매우 다양한 응용분야 때문에 최근 학계 및 산업계로부터 가장 많은 관심을 받고 있는 분야이다. UWB 통신 방식중 가장 널리 알려진 방식이 IR(Impulse radio)라고 불리는 것으로 시간 영역에서 매우 폭이 좁은 펄스-즉 1ns 이내의 펄스(주파수 영역에서 수 GHz에 이르는 매우

넓은 대역폭을 갖는다)로써 일반적으로 모노 사이클 이라 불린다. 이를 시간도약 코드(time hopping code) 방식에 의하여 랜덤하게 송신함으로써 송 수신기간의 통신이 가능하다. IR은 여러 가지 변조 방식이 적용 되는데 대표적인 것이 PPM(Pulse Position modulation)[1],[2], PAM(Pulse Amplitude Modulation)[3] 등이며, 직접 확산(DS, Direct Sequence) 코드를 도입한 방법[4]등도 있다.

* 순천대학교 정보통신공학부(College of Information and Communication Eng. Suncheon National University)

· 제1저자 (First Author) : 박장우

· 접수일자 : 2006년 9월 12일

UWB 통신은 매우 넓은 대역폭을 갖는 방법이기 때문에 기존의 통신 시스템들과의 간섭이 중요한 문제이고 이를 해결하기 위해서 미국 FCC(Federal Communication Commission)에 의하여 UWB 방출 전력 스펙트럼 마스크(emission mask)가 발표되었다[5]. 그림 1은 FCC에서 발표한 실내 환경에서의 망출 전력 스펙트럼 마스크를 나타내었다. 따라서 FCC의 주파수 마스크를 위배하지 않으며 효과적으로 FCC 주파수 마스크를 활용할 수 있는 UWB 펄스 형태에 관한 여러 연구 결과들이 발표되었다[6]-[9].

본 논문에서는 IR 방식의 UWB 신호의 전력 주파수 스펙트럼을 분석하였고 그 결과를 제시하였다. 이를 통하여 UWB 펄스 자체의 전력 스펙트럼이 전체 신호의 전력 스펙트럼에서 가장 중요함을 설명하였다. 또한, FCC의 방출 전력 마스크를 효과적으로 이용할 수 있는 UWB 펄스 발생 방법을 설명하였다. 이때 기존의 가우시안 펄스의 미분된 형태의 펄스를 시간 지연 시키고 이를 선형 결합 함으로써 UWB 펄스를 발생 시켰으며, 이때 선형 결합 계수는 LSE(Least Square Error) 최적화 방법을 이용하였다. 또한, 선형 계수의 수를 증가시킴으로써 FCC의 전력 마스크를 거의 완전히 활용할 수 있는 펄스를 생성 시킬 수 있음을 보였다.

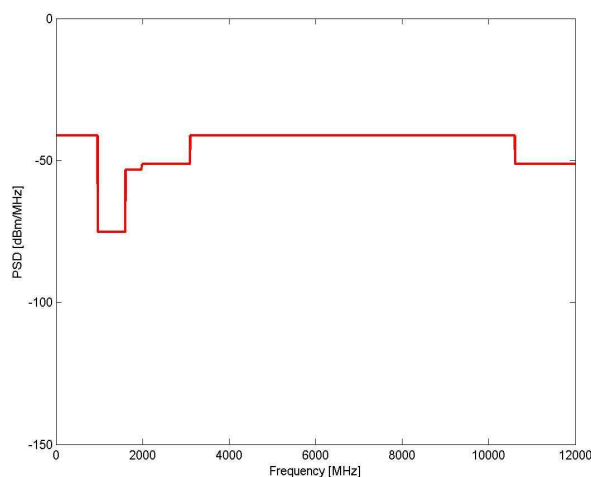


그림 1. FCC에서 발표한 실내 전력 스펙트럼 마스크
Fig. 1. FCC indoor emission mask.

본 논문의 구성은 2장에서 IR 방식의 신호의 주파수 스펙트럼을 분석하였고 이때, UWB 펄스의 전력 스펙트럼과 통신을 위해 필요한 코드 스펙트럼을

구분하여 코드 스펙트럼의 계산 결과를 제시하였다. 3장에서는 FCC의 전력 마스크를 만족 시킬 수 있는 UWB 펄스 생성 방법을 제시하였고 4장에서는 그 계산 결과를 제시함으로써 연구의 타당성을 설명하였다.

II. UWB 신호의 주파수 스펙트럼

일반적으로 UWB 통신 방식에서는 펄스 진폭 변조(PAM) 또는 펄스 위치 변조(PPM)의 변조 방식이 사용된다. 이를 이용한 IR(Impulse Radio)의 일반적인 전송된 신호의 모양은 다음과 같다.

$$s(t) = \sqrt{E_b} \sum_k b_k^{PAM} v_k(t - kT_b - \delta b_k^{PPM}) \quad (1)$$

식 (1)에서 $v_k(t)$ 는 k -번째 데이터 파형이다. 식 (1)의 신호는 PAM과 PPM을 모두 고려하기 위한 것으로 PAM 변조가 사용되면 b_k^{PPM} 또는 δ 의 값은 영으로 하고 b_k^{PAM} 을 데이터 비트{-1,1}로 한다. 즉, 데이터 비트 파형 $v_k(t)$ 의 진폭이 데이터에 의하여 변조 되는 것이다. 한편 PPM 변조가 사용되면 b_k^{PAM} 는 1이 되고 b_k^{PPM} 가 데이터 비트{1,0}가 된다. 이때 데이터 파형의 진폭은 일정하며 펄스의 위치만 데이터 비트의 값에 따라서 δ 만큼 이동하게 된다.

식 (1)에서 k -번째 데이터 파형, $v_k(t)$ 는

$$v_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} d_{k,n} w(t - nT_f - c_{k,n}T_c) \quad (2)$$

이다. 여기에서 시간 도약 방법에 의한 다중화 기법을 사용한다. 식 (2)에서 $w(t)$ 는 UWB 펄스이다. 그리고 $\mathbf{b}_k = \{d_{k,0}, \dots, d_{k,N_s-1}\}$ 는 DS 코드를 의미하며 $\mathbf{c}_k = \{c_{k,0}, \dots, c_{k,N_s-1}\}$ 는 TH 코드이다. 일반적으로 IR 방식에서 DS 코드는 1이며, 특히 DS 코드를 고려한 것을 DS-IR 방식이라

고 한다[4]. 이때 사용된 여러 값의 의미를 그림 2에 나타내었다. 이때, $N_h=5$, $N_s=3$ 이다. 그리고 $T_f=N_s T_c$ 이고 $T_f=N_h T_c$ 이다. 물론, $N_h \geq T_f/T_c$ 를 만족하면 된다. 그러나 여기에서 계산을 간단히 하기 위하여 $N_h = T_f/T_c$ 을 사용하였다.

식 (1)의 전송된 신호의 주파수 스펙트럼을 계산하면 다음과 같다.

$$P_s(f) = \frac{E_b}{T_f} |W(f)|^2 P_c(f)$$

(3)

$$P_c(f) = P_c^c(f) + P_c^d(f)$$

(4)

여기에서 E_b 는 비트 에너지이고 $W(f)$ 는 사용된 펄스의 주파수 스펙트럼이다. $P_c(f)$ 는 코드의 전력 스펙트럼이며, 식 (4)는 코드 스펙트럼의 연속적인 성분($P_c^c(f)$)과 이산적인 성분($P_c^d(f)$)으로 나누었다. 이다. 이때, 여러 가지 형태의 변조 방법이 사용된 경우 코드 스펙트럼 중 연속적인 성분은 식 (5)와 같다.

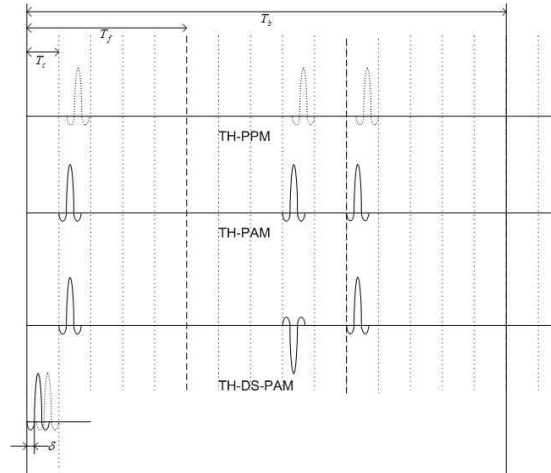


그림 2. 식(2)의 데이터 파형의 설명

$$N_s=3, N_h=5.$$

Fig. 2 The figure for the data waveform(eq.(2)),

$$N_s=3, N_h=5.$$

$$P_c^c(f) = 1 - C(f) \tag{5}$$

이산적인 성분은

$$P_c^d(f) = \frac{1}{N_s} C(f) \sum_{h,k=0}^{N_s-1} e^{-j\pi(h-k)T_c f}$$

(6)

이다. 이상의 결과는 Piazzo[4]와 Win[10]의 계산 결과를 종합하여 약간의 계산을 추가하여 변형하였다. 이들 논문의 결과와 여기서 제시한 결과는 표시 방법의 차이를 제외하면 같다. 이때, 각각의 변조 방식에 따른 $C(f)$ 의 값은 DS-IR의 경우

$$C_{DS-IR}(f) = 0 \tag{7}$$

이며, DS-IR의 경우 DS-코드의 통계적 특성 때문에 코드 스펙트럼에서 이산 성분이 모두 제거된다.

TH-PAM 경우

$$C_{TH-PAM}(f) = \frac{1}{N_h^2} \sum_{h,k=0}^{N_h-1} e^{-j2\pi(h-k)T_c f}$$

(8)

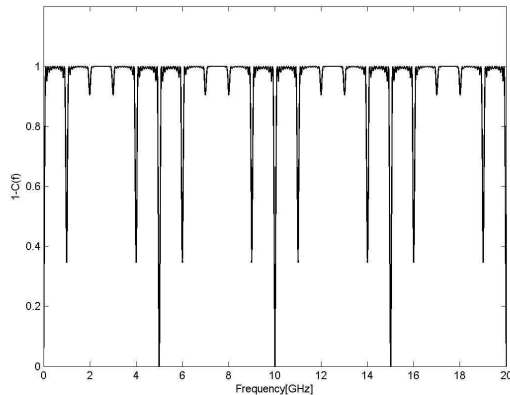
그리고 TH-PPM의 경우

$$C_{TH-PPM}(f) = C_{TH-PAM} \left| \frac{1}{2} (1 - e^{j2\pi\delta f}) \right| \quad (9)$$

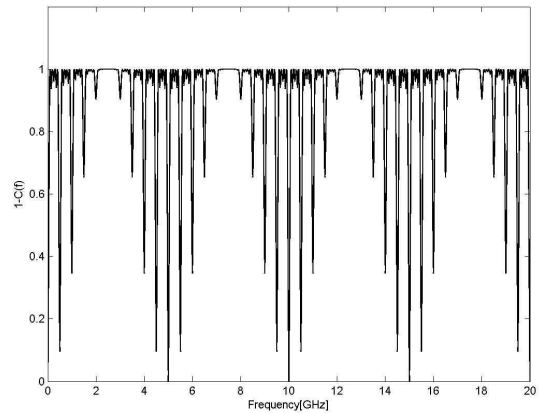
이다. Win[10]의 논문에서

$$C_{TH-PAM} = \left| \frac{1}{N_h} \sum_{h=0}^{N_h-1} e^{-j2\pi h T_c f} \right| \quad (10)$$

인데, 식 (8)과 식 (10)은 같은 결과임을 알 수 있다.



(a) $N_s=10, N_h=10, T_f=10ns,$
 $\delta=0.2ns, T_c=1ns$



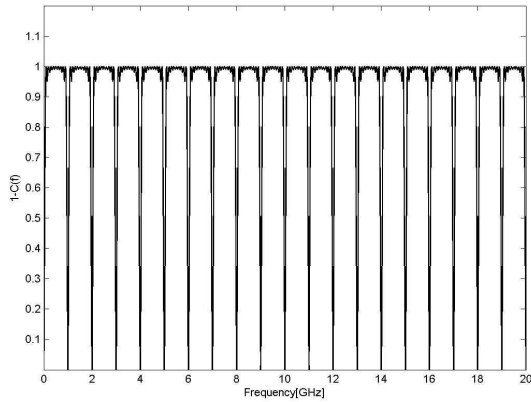
(b) $N_s=10, N_h=5, T_f=10ns,$
 $\delta=0.2ns, T_c=2ns$

그림 3. TH-PPM 신호의 연속적인 코드 스펙트럼

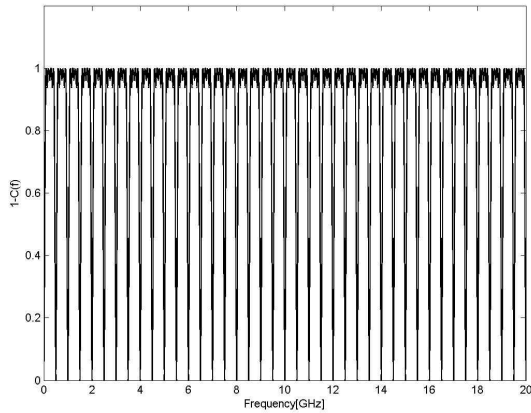
Fig. 3 The continuous code spectrum of the TH-PPM signal.

그림 3과 4는 TH-PPM과 TH-PAM의 경우 연속적인 코드 스펙트럼을 나타내었다. 그림에서 보듯이 두 경우 $P_c^c(f)$ 는 0과 1 사이의 값이다. 또한 신호 생성에 사용된 파라미터를 모두 같게 하였기 때문에 두 신호의 코드 스펙트럼 노치의 위치가 같다. 이 노치의 위치는 $f_c = 1/T_c$ 이다. 그러나 노치의 크기는 PAM의 경우 일정하지만, PPM의 경우는 변조 계수 δ 의 영향으로 주기적으로 변화한다. 그림 5는 자세한 관찰을 위하여 주파수의 일부분을 확대한 것이다. 연속적인 코드 스펙트럼의 노치의 위치 및 크기, 그리고 두 변조 방식의 차이를 명확히 알 수 있다.

위의 시뮬레이션 결과들로부터 실제 여러 가지 변조 방식을 사용하는 경우 신호의 코드 스펙트럼 거의 0과 1 사이에 있으며 주파수 전체로 보면 거의 일정하다. 특히 DS-IR의 경우는 완전히 일정하다. 이를 통하여 신호의 스펙트럼은 거의 사용되는 펄스의 전력 스펙트럼에 의하여 결정될 수 있음을 알 수 있다. 따라서 사용되는 펄스를 FCC 방출 전력 마스크의 규격에 맞도록 설계하는 것이 전체 주파수 스펙트럼을 효과적으로 이용하는 것임을 알 수 있다.



(a) $N_s = 10, N_h = 10, T_f = 10ns, T_c = 1ns$



(b) $N_s = 10, N_h = 5, T_f = 10ns, T_c = 2ns$
 그림 4. TH-PAM 신호의 연속적인 코드 스펙트럼
 Fig. 4 The continuous part of the code spectrum of the TH-PAM signal.

III. FCC 규격에 맞는 펄스의 생성

참고 문헌[6]에서 여러 개의 기본 펄스 파형을 결합해서 새로운 FCC의 규격에 맞는 파형을 생성하는 방법이 제안되었다. 이때 기본 펄스 파형은 가우시안 파형의 미분 파형들이고 처음의 15개의 미분 파형을 사용하였다.

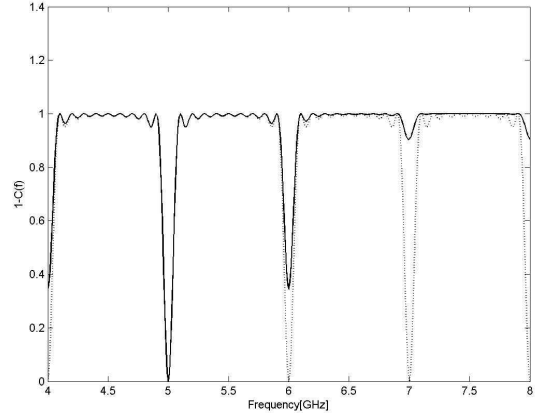


그림 5. PAM, PPM 신호의 연속적인 코드 스펙트럼의 비교 (실선 : PPM, 점선 : PAM)
 $N_s = 10, N_h = 10, T_f = 10ns, \delta = 0.2ns, T_c = 1ns$

Fig. 5. The comparison of the continuous code-spectrums of signals with PAM and PPM.

즉,

$$w(t) = \sum_{k=1}^N a_k f_k(t) \quad (11)$$

이다. 식 (11)에서 $N=15$ 이고 $f_k(t)$ 는 가우시안 펄스의 k -번째 미분이다. 즉,

$$f_0(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\left(\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)}$$

이다. 또한, 식 (11)의 a_k 는 $w(t)$ 가 FCC의 방출 전력 스펙트럼 마스크를 만족시킬 수 있도록 하는 계수이다. 이때 각각의 계수는 LSE(Least Square Error) 방법에 의하여 최적화 되었다. 그러나 이 방법은 너무 많은 형태의 기본 펄스를 생성해야 하기 때문에 펄스 발생기의 구조가 복잡해진다. 또한, 낮은 주파수에서 결과와 높은 주파수의 경우 FCC 규격을 맞추기 위하여 다른 σ 값을 사용한다. 또한, 제시된 결과는 FCC의 방출 마스크를 완전히 만족시키지 못함을 알 수 있다.

본 논문에서는 식 (11)과 같이 기본 펄스를 가중

계수를 곱하여 구하는 방법을 사용한다. 그러나 가우시안 미분 펄스 중 하나만을 사용한다. 즉,

$$f_k(t) = g_n(t - kT_0) \tag{12}$$

이때, $g_n(t)$ 는 가우시안 펄스의 n -번째 미분 펄스이다[11].

$$g_n(t) = -\frac{n-1}{0^2} g_{n-2}(t) - \frac{t}{0^2} g_{n-1}(t) \tag{13}$$

식 (12)을 식 (11)에 대입하면,

$$w(t) = \sum_{k=1}^N a_k g_n(t - kT_0) \tag{14}$$

이다. 이때 계수는 LSE 방법으로 간단히 계산 할 수 있다. 즉, (14)식을 주파수 변환을 하면

$$W(f) = G_n(f) \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-j2\pi kT_0 f} \tag{15}$$

이다. 이때, $G_n(f)$ 는 $g_n(t)$ 의 주파수 성분으로 다음과 같다[11].

$$G_n(f) = (j2\pi f)^n e^{-(2\pi f)^2/2}$$

식 (15)의 $W(f)$ 는 $f_0 = 1/T_0$ 의 주기를 갖는 주기 파형임을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서의 해석에서 실제 고려되는 주파수 범위는 $[-f_0/2, f_0/2]$ 로 제한한다.

FCC의 UWB 방출 전력 마스크를 $M(f)$ 라고 하면 식 (15)는 $M(f)$ 를 근사할 수 있도록 계수 a_k 를 결정해야 한다. 이때, UWB 방출 전력 마스크는 단지 크기를 나타내고 방출 전력의 크기를 표시하는 것이

기 때문에 계산의 자유도를 부여하기 위하여 다음과 같이 식(15)의 목표 파형을 정의할 수 있다[7].

$$W^d(f) = M(f)e^{-j2\pi f\tau} \tag{16}$$

여기서 $e^{-j2\pi f\tau}$ 는 위상 성분을 나타냄을 알 수 있다. τ 는 선형 결합 계수의 보다 정확한 계산에 도움이 된다. 또한, $0 \leq \tau \leq (N-1)T_0$ 의 범위에 있다. 또한 계산된 계수는 실수 값을 가져야 하기 때문에 $W^d(f)$ 는 Hermitian이어야 한다. 다시 말하면, $W^d(f) = W^{d*}(f)$ 이며, $M(f) = M(-f)$ 이다 [7].

주파수 영역에서 LSE를 적용하면,

$$E_s = \int_{-F_0/2}^{F_0/2} |W^d(f) - W(f)|^2 df \tag{17}$$

이며, E_s 를 최소화 할 수 있도록 선형 결합 계수 a_k 를 구한다.

한편, $w^d(t)$ 를 $W^d(f)$ 의 시간 영역의 파형이라고 하면, 시간 영역에서 다음과 같이 LSE를 적용할 수 있다.

이 경우에도 E_t 를 최소화 할 수 있는 선형 결합 계수를 구한다. 이와 같이 시간 영역에서 그리고 주

$$E_t = \int_{-\infty}^{\infty} \left| w^d(t) - \sum_{k=0}^{N-1} a_k g_n(t - kT_0) \right|^2 dt \tag{18}$$

파수 영역에서 얻어진 파형의 주파수 영역의 파형은 거의 비슷하지만 시간 영역의 파형에서는 약간의 차이를 보인다. 그러나 그 차이는 크지 않음을 알 수 있었다.

IV. 결과 검토

전력 스펙트럼을 나타내며 아래 줄에 있는 것은 시간 영역에서 파형의 모양이다. 또한, 전력 스펙트럼은

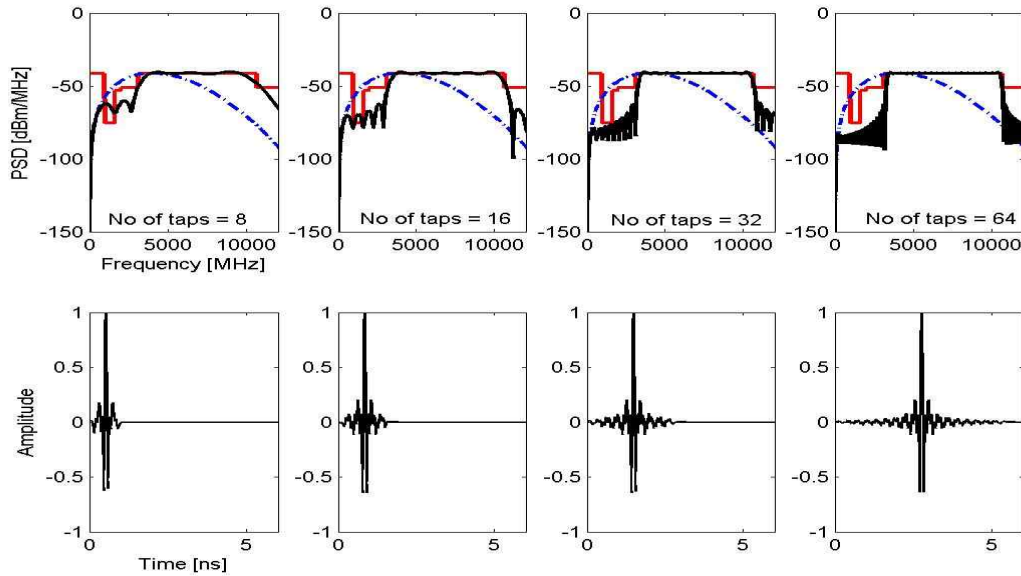


그림 7. 선형 결합 계수의 수에 따른 최적화된 펄스의 주파수 특성 및 시간 영역의 파형. 이때, 기본 파형은 2차 미분 가우시안 파형이 사용되었다.

Fig. 7. Power Spectral density of the optimized pulses with a number of linear combining coefficients(these pulses consist of the 2nd derivative Gaussian pulse).

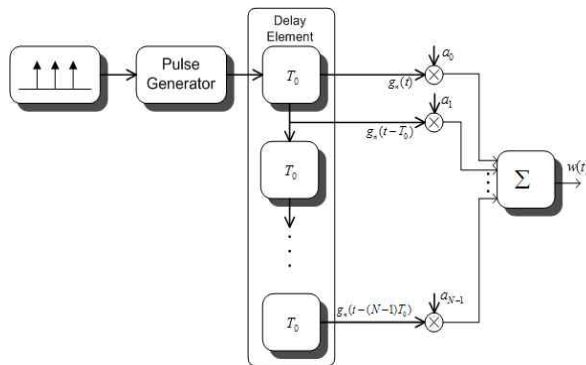


그림 6. 펄스 생성기의 구현 예
Fig 6. Implementation of the pulse generator.

위에서 소개한 기본파형의 선형 결합에 의한 펄스 발생기는 FIR 필터 설계 방법에 의하여 설계할 수 있다. 그 대표적인 방법을 그림 6에 나타내었다[7]. 그림 6은 하나의 펄스 발생기와 지연 소자(예를 들면 TDL-Tapped Delay Line)로 구성되었다. 각각의 지연 소자는 T_0 의 지연 시간을 갖는다.

그림 7은 본 논문에서 제시한 방법을 사용하여 계산한 펄스를 나타내었다. 그림에서 위에 있는 것은

FCC의 전력 마스크 및 사용된 기본 파형(일점 쇄선)이다. 그림 안에 나타낸 tap의 수는 선형 결합 계수의 수이다. 이때, 기초 파형은 2차 미분된 가우시안 파형을 이용한다. 즉,

$$G_2(t) = (j2\pi f)^2 e^{-(2\pi f t)^2/2}$$

또는

$$g_2(t) = \left(\frac{t^2}{\sqrt{2\pi}\sigma^5} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \right) e^{-t^2/2\sigma^2}$$

이다. 실제 FCC 마스크와 달리 여기에서는 가장 중심이 되는 3.1GHz에서 10.6GHz사이의 대역에 맞도록 설계하였다. 이때 계수는 8, 16, 32 그리고 64개인 경우에 대하여 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 계수의 수가 높아질수록 실제의 emission mask를 잘 묘사할 수 있다.

그림 8은 펄스 생성에 사용된 기본 파형을 바꾸어

가며 계산한 최적의 펄스를 나타내었다. 여기서 기본 펄스로 고려한 것은 1, 2, 4, 8번째 미분 가우시안 펄스이다. 일점쇄선은 사용된 가우시안 파형이다. 이때 선형 결합 계수의 수는 64개이며 모든 파형이 FCC의 방출 전력 마스크를 만족함을 알 수 있다. 즉, 본 논문에서 고려된 방법은 기본 펄스로 어떠한 형태이든 사용될 수 있음을 알 수 있다. 또한, 어떠한 기본 펄스를 사용하든지 결과적으로 얻어지는 최종 최적화된 파형의 형태는 같음을 알 수 있다.

그림 9는 실제의 FCC의 방출 전력 마스크에 일치시키기 위한 파형을 나타내었다. 이때, 선형 결합 계수는 64개를 사용하였다. 또한, 이차 미분 가우시안 펄스를 기본 펄스로 사용하였다. 그림에서 보듯이 대체로 FCC의 방출 전력 마스크를 만족시키고 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

UWB 통신 방식은 FCC의 방출 전력 마스크를 충분히 활용할 수 있는 전력 스펙트럼을 갖는 펄스 형태의 설계가 중요하다. 본 논문에서는 IR 방식의 신호의 주파수 해석을 통하여 신호를 구성하는 코드의 전력 스펙트럼 보다 펄스 자체의 전력 스펙트럼이 중요함을 설명하였다. 또한, 이들 코드 스펙트럼을 IR의 대표적인 변조방식인 PAM과 PPM 그리고 DS 코드를 추가한 경우에 대하여 시뮬레이션한 결과를 제시하였다.

이들 결과를 바탕으로 펄스 자체의 전력 스펙트럼의 중요함을 알 수 있었다. 따라서 FCC의 전력 스펙트럼 마스크를 만족시킬 수 있는 방법을 설명하였다. 이 방법은 기존의 가우시안 펄스발생기의 출력을 선형적으로 결합함으로써 얻었다. 이때 선형 계수는 LSE(Least Square Error)방법으로 구하였다. 이와 같이 하면 원하는 형태의 다양한 전력 스펙트럼을 갖는 다양한 출력 펄스 형태를 생성할 수 있다.

이때 사용되는 가우시안 미분 펄스들 중 어느 것을 사용하더라도 만족한 결과를 얻을 수 있다.

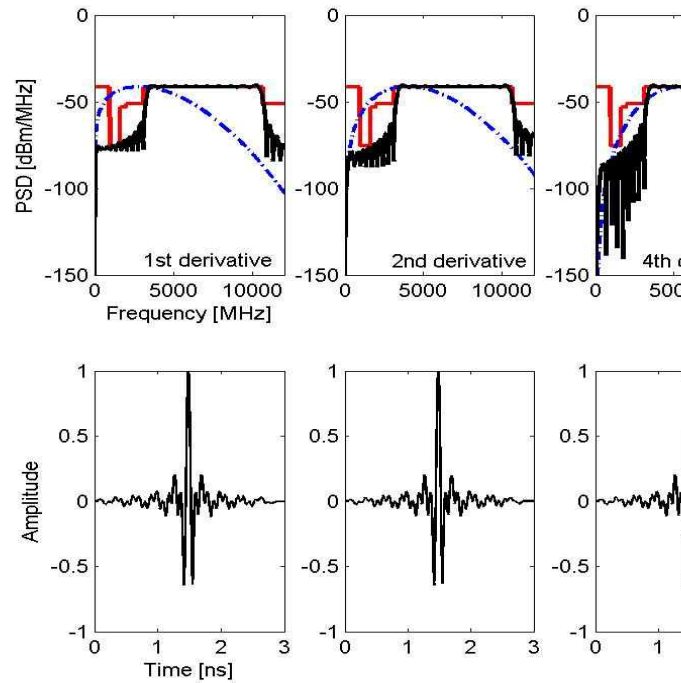


그림 8. 기본파형을 바꾸어가며 계산한 최적화된 펄스모양(선형 결합)의 결과. Fig. 8. The pulse shapes with the various basic pulses.

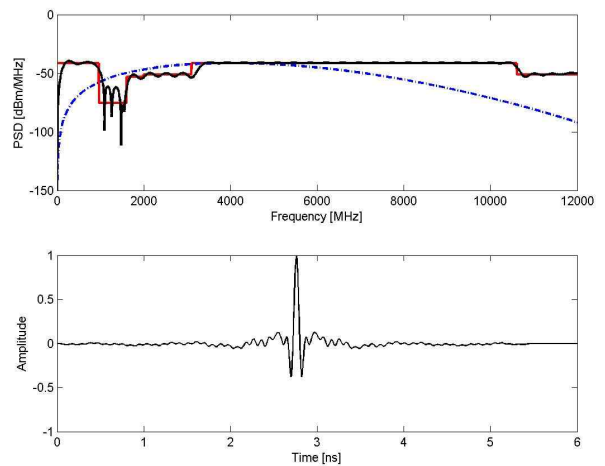


그림 9. FCC emission mask에 완전히 일치시킨 펄스의 파형. Fig. 9. the pulse shape adjusted to the FCC emission mask.

감사의 글

본 논문은 순천대학교 공과대학 학술재단의 해외 파견 연구비 지원을 받았음.

참 고 문 헌

2003.

[1] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *IEEE Military Commun. Conf.*, vo l. 2, pp. 447-450, 1993.

[2] W. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultrawide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wirel ess multiple-access communications," *IEEE Trans. C ommun.*, vol. 48, pp. 679-691, 2000.

[3] M. L. Welborn, "System considerations for ultra-wide band wireless networks," *IEEE Radio and Wireless Conf.*, pp. 5-8, 2001.

[4] L. Piazzo, "Performance Analysis and Optimization for Impulse Radio and Direct-Sequence Impulse radio in Multiuser Interference," *IEEE Trans. Commun.* vol. 52, no. 5, pp. 801-810, 2004.

[5] Federal Communications Commission, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wide band transmission systems: first report and order," *Tec hnical Report FCC 02-48*.

[6] M. Di Benedetto, G. Giancola, *Understanding ultra wide band, radio fundamental*, chapter7, Prentice Hal l PTR, 2004.

[7] F. Ameli, and L. Piazzo, "Ultra-wide band spectrum shaping by means of a composite monocycle," *Interna tional report for the Whyless.com report*, 2003.

[8] B. Parr, B. Cho, K. Wallace, and Z. Ding, "A novel ultra-wideband pulse design algorithm," *IEEE Comm un. Lett.*, vol. 7, pp. 219-221, 2003.

[9] X. Luo, L. Yang, and G. B. Giannakis, "Designing optimal pulse shapers for ultra-wideband radios," *J. Commun. and Netw.*, vol. 5, pp. 344-353, 2003.

[10] M. Win, "Spectrum density of random time-hopping spread spectrum UWB signals with uniform timing jitter," *IEEE Military Commun. Conf.*, pp. 1196-1200, 1999.

[11] H. P. Sheng, A. M. Orlik, L. J. Haimovich, L. J. Cimini Jr. and J. Zhang, "On the spectral and power requirements for ultra wideband transmission," *IEEE International Commun. Conf.*, vol.1, pp. 738-742,

박 장 우 (朴長雨)



1987년 : 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 : 한양대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 1993년 : 한양대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
 1995년 ~ 현재 : 순천대학교 정보통신공학부 교수

관심분야 : UWB 통신 시스템, 통신용 집적 회로 등

조 성 언 (趙誠彦)



1989년 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 졸업(공학사)
 1991년 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 졸업(공학석사)
 1997년 : 한국항공대학교 항공전자 공학과 졸업(공학박사)
 1997년 ~ 현재 : 순천대학교 정보통신공학부 부교수

관심분야 : Wireless USN, 디지털 변복조 방식

조 경 룡 (趙慶龍)



1987년 : 숭실대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 : 숭실대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 1995년 : 숭실대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
 1989년 ~ 1990년 : 한국증권전산(주) 통신시스템부 사원

1990년 ~ 1996년 : SK텔레콤 중앙연구원 선임연구원
 1996년 ~ 현재 : 순천대학교 정보통신공학부 부교수
 관심분야 : 채널코딩, 디지털변복조, 이동통신