



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0099715
(43) 공개일자 2009년09월23일

(51) Int. Cl.

H04L 29/02 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0024866

(22) 출원일자 2008년03월18일

심사청구일자 2008년03월18일

(71) 출원인

인하대학교 산학협력단

인천 남구 용현동 253 인하대학교

(72) 발명자

곽경섭

인천 남구 용현 3동 인하대학교 6호관 141호

장유화

인천시 남구 용현3동 인하대학교 하이테크관 428호

성태경

인천시 남구 용현3동 인하대학교 6호관 142호

(74) 대리인

이원희

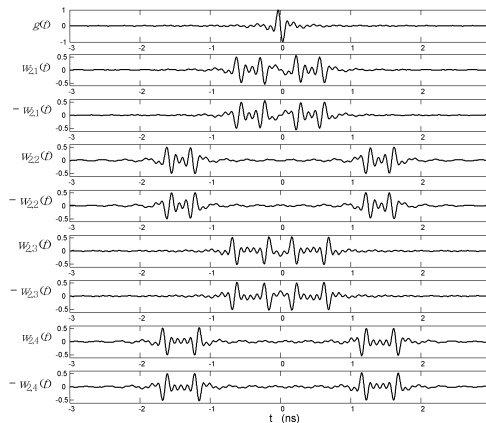
전체 청구항 수 : 총 5 항

(54) 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역통신 방법

(57) 요약

본 발명은 초광대역 통신 방법에 관한 것으로서, 특히 M진 2 직교 펄스 시리즈를 이용하여 협대역 간섭을 제거할 수 있는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법에 관한 것으로, 본 발명에 따른 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법은 N 개의 서로 다른 영점의 전력 스펙트럼 밀도를 가지는 2^N 개의 직교 펄스 시리즈 세트를 생성하는 제 1 단계 및 상기 직교 펄스 시리즈 세트를 이용하여 전송신호를 생성하는 제 2 단계를 포함하여 이루어져, 다중톤 협대역 간섭이 존재하는 경우 협대역 간섭을 억제하는 효과가 크며, 상관기의 수가 적어 시스템의 구성이 간단하며, 펄스 진폭 변조나 펄스 위상 변조 방식에 비해 성능이 우수한 효과가 있다.

대표도 - 도2a



특허청구의 범위

청구항 1

$g(t)$ 는 기본파형, $w_n(t)$ 는 n 번째 직교 펄스 시리즈, f_{cn} 은 협대역 간섭 주파수인 경우, N 개의 서로 다른 영점의 전력 스펙트럼 밀도를 가지는 2^N 개의 직교 펄스 시리즈 세트를 하기의 수학식에 의해 생성하는 제 1 단계

$$\begin{aligned} w_0(t) &= g(t) \\ &\vdots \\ w_n(t) &= \begin{cases} w_n^{(+)}(t) = w_{n-1}(t + \delta_n^{(+)}) + w_{n-1}(t - \delta_n^{(+)}) \\ w_n^{(-)}(t) = w_{n-1}(t + \delta_n^{(-)}) - w_{n-1}(t - \delta_n^{(-)}) \end{cases} \\ &\vdots \end{aligned}$$

$$\delta_n^{(+)} = \frac{k_n^{(+)} + 0.5}{2f_{c_n}} \quad \text{or} \quad \delta_n^{(-)} = \frac{k_n^{(-)}}{2f_{c_n}} \quad \text{for } n \in \{1, 2, \dots, N\}$$

; 및

상기 직교 펄스 시리즈 세트를 이용하여 전송신호를 생성하는 제 2 단계를 포함하는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 제 2 단계의 전송 신호($s(t)$)는 하기의 수학식으로 표현되는 것을 특징으로 하는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법.

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{d_i}(t - iN_sT_f - jT_f)$$

(여기서, i 는 심볼 일련번호, E_s 는 심볼 에너지이다. N_s 는 프레임 반복횟수로서 하나의 심볼이 N_s 동일 프레임으로 표현되는 것을 의미하고, $d_i \in \{0, \dots, M-1\}$ 는 i 번째 심볼이며, $w_{d_i}(t)$ 는 M -ary 신호 세트에 있는 d_i 번째 심볼 파형이고, T_f 는 프레임 길이이다.)

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 기본 파형 $g(t)$ 는 지속시간 T_p 를 갖는 기본 펄스이며, 초광대역 전송에 대한 미국 연방 통신 위원회(Federal Communications Commission, FCC)의 스펙트럼 마스크 기준을 만족하는 파형인 것을 특징으로 하는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법.

청구항 4

청구항 3에 있어서,

상기 기본 파형 $g(t)$ 는 하기의 수학식으로 표현되는 것을 특징으로 하는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법.

$$g(t) = [\cos(2\pi f_h t) - \cos(2\pi f_l t)] / \pi t$$

(여기서, $f_h = 10.6\text{GHz}$, $f_l = 3.1\text{GHz}$)

청구항 5

청구항 1에 있어서,

상기 M 은 2^{N+1} 인 것을 특징으로 하는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 초광대역 통신 방법에 관한 것으로서, 특히 M진 2 직교 펄스 시리즈를 이용하여 협대역 간섭을 제거할 수 있는 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 차세대 무선 개인통신망(wireless personal area network, WPAN)의 후보로서 UWB 시스템이 제안되었다. 임펄스 기반 UWB 시스템은 초단기 임펄스형 파형에 의하여 정보를 변조하여 신호 에너지를 초광대역으로 확산시킨다. 낮은 방사 스펙트럼 밀도로 인하여 높은 수준의 협대역 간섭(Narrow Band Interference, NBI)은 여전히 UWB 시스템 성능에 나쁜 영향을 미칠 수 있으며 간섭이 제대로 억제되지 않으면 UWB 수신기가 고장 날 수도 있는 문제점이 있다.
- <3> UWB의 다중 M-ary 변조방식을 논의하였으며 여기에는 M-ary 펄스 진폭변조(M-PAM), M-ary 펄스 위치변조(M-PPM) 등이 포함된다. M-BOM 신호 세트는 M/2 직교 파형과 그 음수값을 포함한다. M-ary PPM에 비하여, M-BOM은 절반의 상관기가 도입되기 때문에 더욱 간단한 수신기 구조를 갖는다.
- <4> 이 논문에서는 NBI 억제 기능을 가진 UWB 시스템에 대한 M-BOM 방식을 제안하고 모의실험에 의해 이 시스템을 평가한다. 평가는 제안된 방식이 NBI를 효과적으로 억제할 수 있음을 보여준다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <5> 본 발명은 상기한 종래 기술의 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, 협대역 간섭을 인식한 다음 2직교 펄스 시리즈를 이용하여 협대역 간섭을 억제할 수 있는 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법을 제공하는 데 그 목적이 있다.

과제 해결수단

- <6> 상기한 과제를 해결하기 위한 본 발명에 따른 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M 진 직교 변조 초광대역 통신 방법은 $g(t)$ 는 기본파형, $w_n(t)$ 는 n 번째 직교 펄스 시리즈, f_{cn} 은 협대역 간섭 주파수인 경우, N 개의 서로 다른 영점의 전력 스펙트럼 밀도를 가지는 2^N 개의 직교 펄스 시리즈 세트를 하기의 수학식에 의해 생성하는 제 1 단계

$$\begin{aligned} w_0(t) &= g(t) \\ &\vdots \\ w_n(t) &= \begin{cases} w_n^{(+)}(t) = w_{n-1}(t + \delta_n^{(+)}) + w_{n-1}(t - \delta_n^{(+)}) \\ w_n^{(-)}(t) = w_{n-1}(t + \delta_n^{(-)}) - w_{n-1}(t - \delta_n^{(-)}) \end{cases} \\ &\vdots \end{aligned}$$

- <7>
- $$\delta_n^{(+)} = \frac{k_n^{(+)} + 0.5}{2f_{c_n}} \quad \text{or} \quad \delta_n^{(-)} = \frac{k_n^{(-)}}{2f_{c_n}} \quad \text{for } n \in \{1, 2, \dots, N\}$$
- <8> 및

<9> 상기 직교 펄스 시리즈 세트를 이용하여 전송신호를 생성하는 제 2 단계를 포함한다.

<10> 여기서, 상기 제 2 단계의 전송 신호(s(t))는 하기의 수학식으로 표현되는 것을 특징으로 한다.

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{d_i}(t - iN_sT_f - jT_f)$$

<11>

<12> 여기서, i는 심볼 일련번호, E_s는 심볼 에너지이다. N_s는 프레임 반복횟수로서 하나의 심볼이 N_s 동일 프레임으로 표현되는 것을 의미하고, d_i ∈ {0, ..., M-1}는 i 번째 심볼이며, w_{d_i}(t)는 M-ary 신호 세트에 있는 d_i 번째 심볼 파형이고, T_f는 프레임 길이이다.

<13> 상기 기본 파형 g(t)는 지속시간 T_p를 갖는 기본 펄스이며, 초광대역 전송에 대한 미국 연방 통신 위원회(Federal Communications Commission, FCC)의 스펙트럼 마스크 기준을 만족하는 파형이다.

<14> 상기 기본 파형 g(t)는 하기의 수학식으로 표현되는 것을 특징으로 한다.

$$g(t) = [\cos(2\pi f_h t) - \cos(2\pi f_l t)] / \pi t$$

<15>

<16> 여기서, f_h=10.6GHz, f_l=3.1GHz으로, FCC의 스펙트럼 마스크 기준에 따른 주파수이다.

<17> 상기 M은 2^{N+1}의 관계에 있다.

효 과

<18> 상기와 같이 구성되는 본 발명에 따른 협대역 간섭 억제 기능을 구비한 M진 직교 변조 초광대역 통신 방법은 다중톤 협대역 간섭이 존재하는 경우 협대역 간섭을 억제하는 효과가 크며, 상관기의 수가 적어 시스템의 구성이 간단하며, 펄스진폭변조(Pulse Amplitude Modulation, PAM)나 펄스위상변조(Pulse Phase Modulation, PPM) 방식에 비해 성능이 우수한 효과가 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<19> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 구체적인 내용 및 실시예를 설명하면 다음과 같다.

<20> M진 2직교 변조(M-ary bi-orthogonal modulation, 이하 M-BOM) 시스템에서, M 신호파형은 다음과 같이 주어진다.

수학식 1

$$w(t) \in \{w_0(t), w_1(t), \dots, w_{M/2-1}(t), -w_0(t), -w_1(t), \dots, -w_{M/2-1}(t)\}$$

<21>

<22> 여기서, 전자의 M/2 파형은 직교 세트를 형성하며, 후자의 M/2 파형은 전자의 M/2 파형의 음수값들이다.

<23> 이 값들에 의해 다음과 같은 관계가 성립한다.

수학식 2

$$\int_{-\infty}^{\infty} w_i(t) w_j(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{if } i \neq j \\ 1 & \text{if } i = j \end{cases}$$

<24>

<25> 여기서, i, j ∈ {0, 1, ..., (M/2)-1} 이다. 전송신호 s(t)는 다음 식으로 주어진다.

수학식 3

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{d_i}(t - iN_s T_f - jT_f)$$

<26>

<27>

여기서, i 는 심볼 일련번호, E_s 는 심볼 에너지이다. N_s 는 프레임 반복횟수로서 하나의 심볼이 N_s 동일 프레임으로 표현된다는 것을 의미한다. $d_i \in \{0, \dots, M-1\}$ 는 i 번째 심볼이다.

<28>

$w_{d_i}(t)$ 는 M-ary 신호 세트에 있는 d_i 번째 심볼 파형이다. T_f 는 프레임 길이이다.

<29>

IR-UWB(Impulse Radio-Ultra Wideband) 시스템에 대한 펄스 파형 $g(t)$ 를 기준으로, 다음 식에 의해 일련의 펄스를 정의한다.

수학식 4

$$\begin{aligned} w_0(t) &= g(t) \\ &\vdots \\ w_n(t) &= \begin{cases} w_n^{(+)}(t) = w_{n-1}(t + \delta_n^{(+)}) + w_{n-1}(t - \delta_n^{(+)}) \\ w_n^{(-)}(t) = w_{n-1}(t + \delta_n^{(-)}) - w_{n-1}(t - \delta_n^{(-)}) \end{cases} \\ &\vdots \end{aligned}$$

<30>

<31>

이것은 회귀식이다. $g(t)$ 는 지속시간 T_p 를 갖는 기본 파형이며 UWB 전송에 대한 FCC의 스펙트럼 마스크를 만족시켜야 한다(3.1 GHz ~ 10.6 GHz).

<32>

n -번째 펄스 시리즈 $w_n(t)$ 는 $(n-1)$ 번째 펄스 시리즈 $w_{n-1}(t)$ 의 빠른 시간 천이와 늦은 시간 천이의 양극성 결합이다. 각 펄스 시리즈의 두 표현식에 의해 n -번째 펄스시리즈는 2^n 임펄스의 결합이 된다.

<33>

n -번째 펄스 시리즈는 다음과 같은 응답 임펄스를 가진 선형 시간불변 시스템을 통과시키는 $(n-1)$ -번째의 펄스시리즈로 표현될 수 있다.

수학식 5

$$\begin{aligned} H_n(j2\pi f) &= \begin{cases} H_n^{(+)}(j2\pi f) = \exp(j2\pi f \delta_n^{(+)}) + \exp(-j2\pi f \delta_n^{(+)}) = 2\cos(2\pi f \delta_n^{(+)}) \\ H_n^{(-)}(j2\pi f) = \exp(j2\pi f \delta_n^{(-)}) - \exp(-j2\pi f \delta_n^{(-)}) = 2j\sin(2\pi f \delta_n^{(-)}) \end{cases} \end{aligned}$$

<34>

<35>

$g(t)$ 의 전력스펙트럼 밀도(Power Spectrum Density, 이하 PSD)를 $G(f)$ 라고 하면, 펄스 시리즈의 PSD는 다음과 같이 주어진다.

수학식 6

$$\begin{aligned} W_0(f) &= G(f) \\ &\vdots \\ W_n(f) &= |H_n(j2\pi f)|^2 W_{n-1}(f) \\ &= \begin{cases} |H_n^{(+)}(j2\pi f)|^2 W_{n-1}(f) = 4W_{n-1}(f) \cos^2(2\pi f \delta_n^{(+)}) \\ |H_n^{(-)}(j2\pi f)|^2 W_{n-1}(f) = 4W_{n-1}(f) \sin^2(2\pi f \delta_n^{(-)}) \end{cases} \\ &\vdots \end{aligned}$$

<36>

<37>

$K_n^{(+)}$ 의 일부 정수로 $f = (K_n^{(+)} + 0.5) / (2\delta_n^{(+)})$ 인 경우에 $\cos^2(2\pi f \delta_n^{(+)})$ 는 0이 되고, $K_n^{(-)}$ 의 일부 정수로 $f = (K_n^{(-)} + 0.5) / (2\delta_n^{(-)})$ 인 경우에 $\sin^2(2\pi f \delta_n^{(-)})$ 는 0이 된다.

$\delta_n^{(-)})/(2\delta_n^{(-)})$ 인 경우에 $\sin^2(2\pi f \delta_n^{(-)})$ 이 0이 된다.

<38> 즉, K_n 의 특정한 값에 의해 상기 사인 또는 코사인 값이 0이 되기 때문에, $W_n(f)$ 에는 최소한 n 개의 상이한 영점이 있다. z_n 이 n -번째 펄스 시리즈의 영점 세트인 경우에는 다음과 같이 표현된다.

수학식 7

$$z_0 = \{\emptyset\}$$

$$\vdots$$

$$z_n = \begin{cases} \{z_{n-1} \cup [(k_n^{(+)} + 0.5)/(2\delta_n^{(+)})]\} \\ \{z_{n-1} \cup [k_n^{(-)}/(2\delta_n^{(-)})]\} \end{cases}$$

$$\vdots$$

<39>

<40> 위의 분석에 따라서 N 개의 상이한 협대역 간섭 주파수 $\{f_{c1}, f_{c2}, \dots, f_{cN}\}$ 를 가정하면 다음식에 따라, 주어진 주파수에서 N 개의 영점을 가진 펄스 시리즈를 얻을 수 있다.

수학식 8

$$\delta_n^{(+)} = \frac{k_n^{(+)} + 0.5}{2f_{c_n}} \text{ or } \delta_n^{(-)} = \frac{k_n^{(-)}}{2f_{c_n}} \text{ for } n \in \{1, 2, \dots, N\}$$

<41>

<42> 수학식 8에 따라서, N 개의 상이한 영점의 PSD를 갖는 펄스 시리즈에 대해, 총 2^N 파라미터 δ 의 조합이 있다. 기본 파형 $w_0(t)=g(t)$ 가 시간제한적이고 이에 따라 펄스 지속시간 T_p 가 펄스 시리즈의 지연시간 δ 보다 훨씬 작다고 가정함으로써 2^N 파라미터 δ 의 조합을 가진 직교 펄스 시리즈 세트를 구성할 수 있다.

<43> 2^N 개의 직교 임펄스 시리즈 파형을 사용하여 수학식 1에 따라서 N 개의 상이한 협대역 간섭들을 억제하는 기능을 가진 $M(=2^{N+1})$ -진 2직교 변조 시스템을 구성할 수 있다.

<44> 상기와 같이 구성되는 본 발명에 따른 협대역 간섭 억제를 위한 M 진 2직교변조 초광대역 통신 방법을 실시예에 의하여 시스템 성능을 평가하면 다음과 같다.

<45> 전송 신호는 수학식 3과 동일하다. 프레임 지속시간 T_f 는 20ns이고 $N_s=10$ 인 펄스 파형을 사용하여 하나의 심볼을 표현한다. 채널모델로는 AWGN(S-V CM1) 잡음 채널로 가정하고, 레이크 수신기가 적용된다. 4.4GHz 및 5.3GHz의 상이한 주파수와 20MHz의 동일한 대역폭 및 동일한 출력을 가진 2개의 NBI 채널을 예측한다. 이것은 실시예에 $SIR_1=SIR_2$ 이 도입되었음을 의미한다.

<46> FCC의 규정에 따라서 UWB의 주요 방사 스펙트럼은 3.1GHz에서 10.6GHz까지이다. 기본 펄스로서 $g(t)=[\cos(2\pi f_h t)-\cos(2\pi f_l t)]/\pi t$ 를 사용하는데, 여기서 $f_h=10.6\text{GHz}$ 이고 $f_l=3.1\text{GHz}$ 이다. $g(t)$ 의 정규화된 PSD는 다음과 같이 도출된다.

수학식 9

$$G(f) = \begin{cases} 1 & \text{if } 3.1\text{GHz} \leq f \leq 10.6\text{GHz} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

<47>

<48> 도 1은 본 발명에 따른 초광대역 통신 방법에 사용되는 기본 펄스와 직교 펄스 시리즈의 일례가 도시된 도로써,

$w_0(t)=g(t)$ 의 파형과 그의 펄스 시리즈 $w_2^{(+)}(t)$ 를 구성하는 방법이 도시되어 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned} w_{2,1}(t) &= w_{1,1}(t+\delta_2^{(+)}) + w_{1,1}(t-\delta_2^{(+)}) \\ &= w_0(t+\delta_1^{(+)}+\delta_2^{(+)}) + w_0(t-\delta_1^{(+)}+\delta_2^{(+)}) \\ &\quad + w_0(t+\delta_1^{(+)}-\delta_2^{(+)}) + w_0(t-\delta_1^{(+)}-\delta_2^{(+)}) \end{aligned}$$

<49>

<50>

수학식 10은 직교 펄스 시리즈 중 하나를 구하는 방법이 도시된 수식이다.

<51>

수학식 4에 주어진 방법에 따라서 먼저 $w_1^{(+)}(t)$ 를 구성한 다음 $w_1^{(+)}(t)$ 를 기반으로 하여 $w_2(t)$ 를 구성할 수 있다. $w_2^{(-)}(t)$ 는 비슷한 방법으로 구성할 수 있다.

<52>

본 발명의 일 실시예에서는 8-진 2직교 펄스 시리즈 변조 시스템을 사용한다. 도 2a는 본 발명의 일 실시예에 따른 8-진 펄스 시리즈의 시간기준 파형을 보여준다. 시간이동 매개변수 δ 는 수학식 8에 따라 구분된다. 여기에서 $\{k_1^{(+)}, k_1^{(-)}, k_2^{(+)}, k_2^{(-)}\} = \{1, 2, 4, 15\}$ 를 선택하여 직교신호 세트를 구성한다.

<53>

도 2b는 기본 펄스와 8개의 펄스 시리즈의 PSD를 보여준다. 8개의 펄스 시리즈가 4.4GHz 및 5.3GHz에서 동일한 영점들을 갖고 있음을 관찰할 수 있다.

<54>

상기 실시예는 심볼오율(symbol error rate, SER)을 기반으로 평가될 수 있다. 제안된 8-진 2 직교 방식과 기존의 8-진 PAM 및 8-진 PPM 방식을 비교한다.

<55>

도 3은 협대역 간섭이 존재하는 경우 본 발명에 따른 8진 펄스 시리즈, 8진 PAM 및 직교 PPM 시스템의 심볼오율(SER) 대비 신호대잡음비(E_b/N_0) 성능이 비교 도시된 그래프이며, 도 4는 협대역 간섭이 존재하는 경우 본 발명에 따른 8진 펄스 시리즈, 8진 PAM 및 직교 PPM 시스템의 심볼오율(SER) 대비 신호대간섭비(SIR) 성능이 비교 도시된 그래프이다.

<56>

본 발명에서 제안된 방식이 E_b/N_0 또는 SIR 시나리오의 관점에서 기존의 PAM 및 직교 PPM 방식보다 상당히 낮은 SER를 갖고 있다는 결론을 얻는다.

<57>

도 3으로부터 우리는 직교 PPM 방식에 비하여 SIR이 -5 dB인 경우에 제안된 방식은 10^{-3} 의 SER에서 약 4dB의 E_b/N_0 이득을 갖고 있음을 알 수 있다.

<58>

본 발명에 따른 시스템을 PAM 시스템과 비교하면, 더욱 많은 이득이 있음을 알 수 있다. 도 4로부터 E_b/N_0 이 8dB인 경우에 제안된 방식은 직교 PPM 방식에 비하여 10^{-4} 의 SER에서 15dB의 SIR 이득을 갖고 있음을 알 수 있다.

도면의 간단한 설명

<59>

도 1은 본 발명에 따른 초광대역 통신 방법에 사용되는 기본 펄스와 직교 펄스 시리즈의 일례가 도시된 도,

<60>

도 2a는 본 발명에 따른 초광대역 통신 방법에 사용되는 기본 펄스 및 8진 2직교 펄스 시리즈의 시간기준 파형이 도시된 도,

<61>

도 2b는 본 발명에 따른 초광대역 통신 방법의 일 실시예인 8진 2직교 펄스 시리즈의 전력 스펙트럼 밀도가 도시된 그래프,

<62>

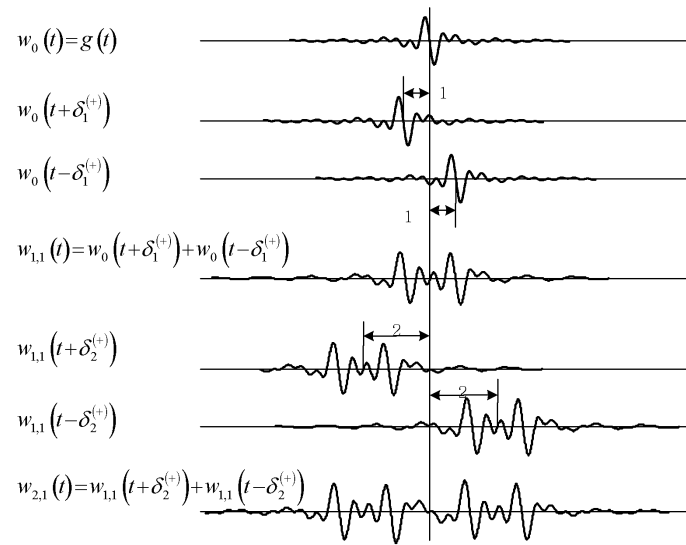
도 3은 협대역 간섭이 존재하는 경우 본 발명에 따른 8진 펄스 시리즈, 8진 PAM 및 직교 PPM 시스템의 심볼오율 대비 신호대잡음비 성능이 비교 도시된 그래프,

<63>

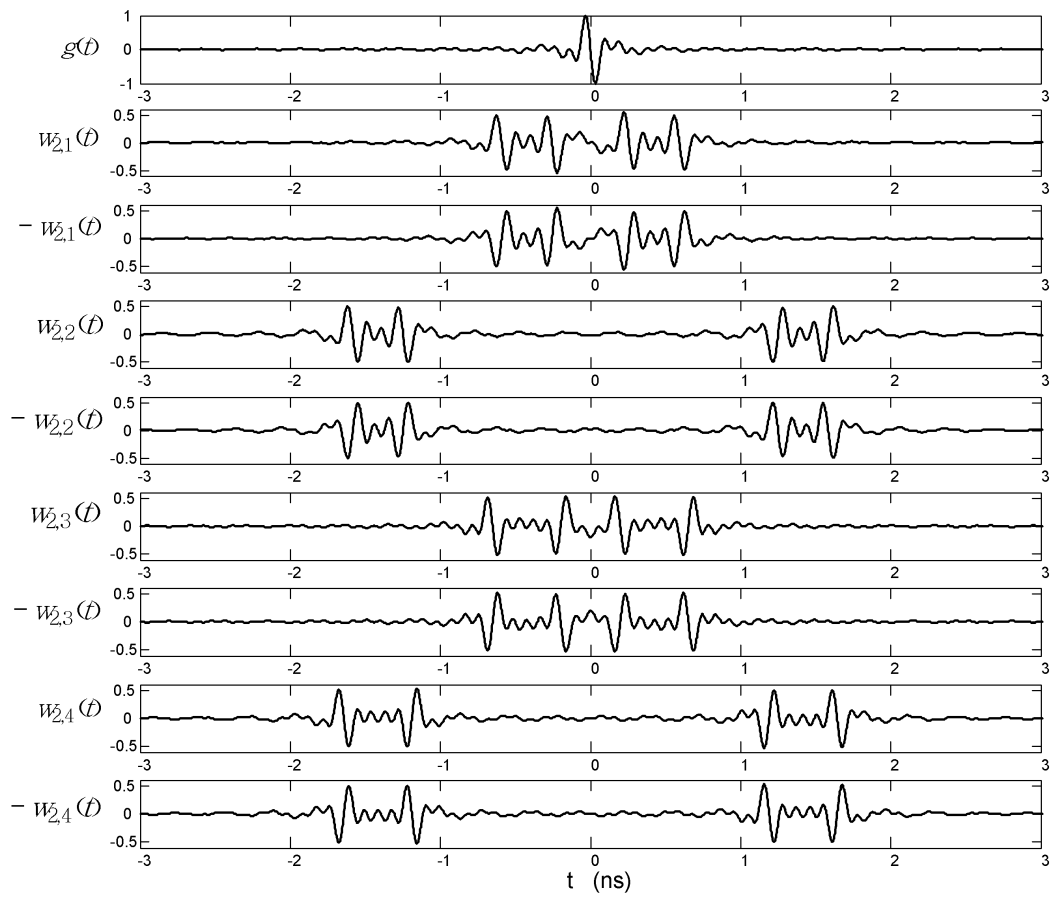
도 4는 협대역 간섭이 존재하는 경우 본 발명에 따른 8진 펄스 시리즈, 8진 PAM 및 직교 PPM 시스템의 심볼오율 대비 신호대간섭비 성능이 비교 도시된 그래프이다.

도면

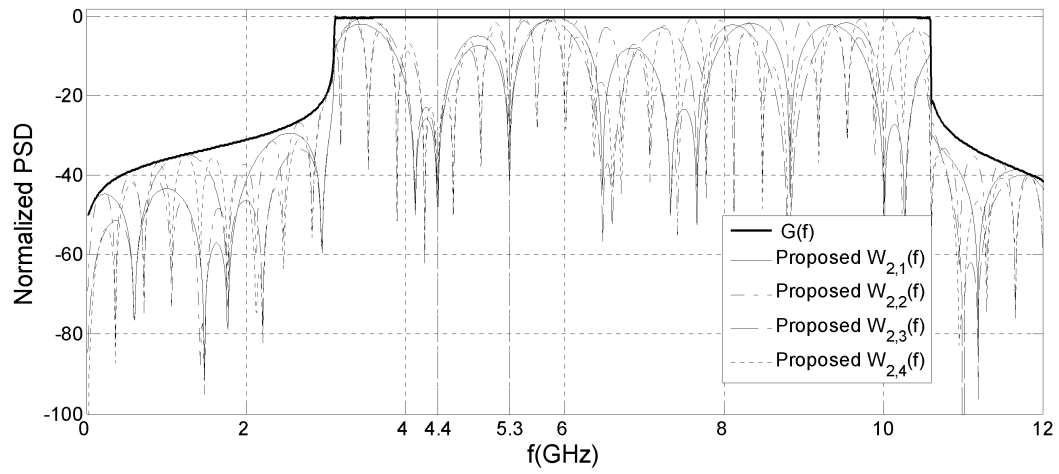
도면1



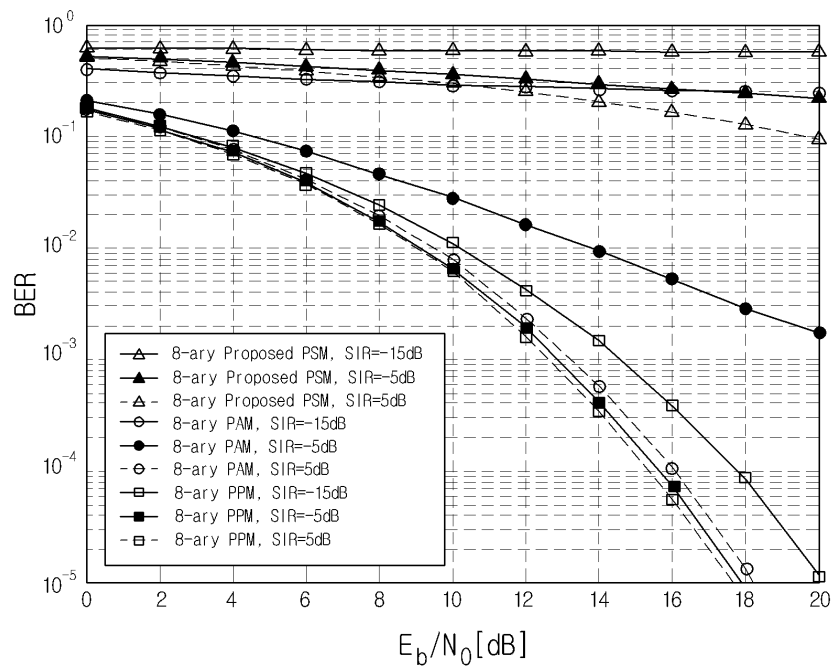
도면2a



도면2b



도면3



도면4

