

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 C1090-0801-0019

부처명 정보통신부

연구사업명 대학IT연구센터 육성지원사업

연구과제명 초광대역(UWB) 무선전송 및 시스템 응용기술

주관기관 인하대학교 산학협력단

연구기간 2008년 01월 01일 ~ 2008년 12월 31일

특허청구의 범위

청구항 1

UWB 시스템의 상관 수신기에 있어서,

지터분포 함수의 평가를 위한 타이밍 지터 분포 평가기; 및

상기 지터 분포 함수 및 수신된 제1 템플릿 파형을 기초로 제2 템플릿 파형을 산출하는 적분기
를 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 지터 분포 함수($f_e(\sigma, \tau)$)는 아래 수학적 식 3에 의해 산출되는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기.

[수학적 식 3]

$$f_s(\sigma, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

단,

σ 는 분포의 표준편차

를 의미함.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 적분기는,

아래 수학적 식 6에 의해 상기 제2 템플릿 파형($\hat{w}_x(t)$)을 산출하는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기.

[수학적 식 6]

$$\hat{w}_{rx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_s(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) d\tau$$

단,

$f_e(\sigma, \tau)$ 는 지터분포 함수,

$w_{rx}(t)$ 는 수신된 제1 템플릿 파형

을 각각 의미함.

청구항 4

제2항에 있어서,

상기 적분기는,

아래 수학적 식 13에 의해 상기 제2 템플릿 파형($\hat{w}_x(t)$)을 산출하는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기.

[수학식 13]

$$\begin{aligned}\hat{w}_{rx}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_s(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) d\tau \\ &= A \left(\tau_m^2 + 4\pi\sigma^2 - 4\pi t^2 \right) \exp \left(\frac{-2\pi t^2}{\tau_m^2 + 4\pi\sigma^2} \right)\end{aligned}$$

단,

$f_s(\sigma, \tau)$ 는 지터분포 함수,

$$w_{rx}(t) \text{는 } w_{rx}(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2} \text{을 만족하는 수신된 제1 템플릿 파형,}$$

A는 템플릿 파형의 조정에 사용하는 진폭 매개변수

를 각각 의미함.

청구항 5

제3항 또는 제4항에 있어서,

UWB BPSK(Binary Phase Shift Keying) 시스템의 경우,

제2 템플릿 파형($\hat{v}_{BPSK}(t)$)은 $\hat{v}_{BPSK}(t) = \hat{w}_{rx}(t)$ 으로 설정하고,

UWB PPM(Pulse Position Modulation) 시스템의 경우,

제2 템플릿 파형($\hat{v}_{PPM}(t)$)은 $\hat{v}_{PPM}(t) = \hat{w}_{rx}(t) - \hat{w}_{rx}(t - \delta)$ 로 설정하는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기.

명세서

발명의 상세한 설명

기술분야

- <1> 지터에 강한 수신기 템플릿을 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기에 관한 것으로 특히, 타이밍 지터의 영향에 견딜 수 있는 지터에 강한 템플릿을 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기에 관한 것이다.

배경기술

- <2> 임펄스 무선(IR) 초광대역(UWB) 시스템은 최근 무선통신 시스템으로서 나노초의 기저대역 펄스로 높은 데이터 속도를 발휘할 수 있는 단거리 응용분야용으로 상당한 주목을 받고 있다.
- <3> 여기서, 타이밍 지터는 수신된 파형과 수신기에서 생성된 기준 템플릿 UWB 단일주기 파형 사이의 타이밍 오차이다. 기저대역 UWB 전송 파형의 극히 짧은 지속시간에서는 작은 양의 타이밍 지터일지라도 시스템 성능저하를 가져올 수 있다. 즉, 타이밍 지터는 수신된 파형과 수신기에서 생성된 템플릿 파형의 상관성을 감소시키기 때문에 시스템 성능을 저하시킨다.
- <4> 따라서, 수신기에서 템플릿의 개선을 기반으로 지터를 억제하고자 지터에 강한 새로운 수신기 템플릿 파형을 제안한다.

발명의 내용

해결하고자하는 과제

- <5> 본 발명은 지터에 강한 템플릿을 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 구현함으로써, 시스템 클럭 안정성을 향

상시키는 UWB 시스템의 상관 수신기를 제공한다.

- <6> 본 발명은 지터에 강한 템플릿을 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 구현함으로써, 데이터 전송을 원활하게 하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 제공한다.

과제 해결수단

- <7> 본 발명의 일실시예에 따른 UWB 시스템의 상관 수신기는, UWB 시스템의 상관 수신기에 있어서, 지터분포 함수의 평가를 위한 타이밍 지터 분포 평가기 및 상기 지터 분포 함수 및 수신된 제1 템플릿 파형을 기초로 제2 템플릿 파형을 산출하는 적분기를 포함한다.

- <8> 본 발명의 일측면에 따르면, 상기 지터 분포 함수($f_e(\sigma, \tau)$)는 아래 수학식 3에 의해 산출되는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 포함할 수 있다.

- <9> [수학식 3]

$$f_e(\sigma, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

<10>

- <11> 단, σ 는 분포의 표준편차를 의미함.

- <12> 본 발명의 일측면에 따르면, 상기 적분기는, 아래 수학식 6에 의해 상기 제2 템플릿 파형($\hat{w}_{rx}(t)$)을 산출하는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 포함할 수 있다.

- <13> [수학식 6]

$$\hat{w}_{rx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_e(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) d\tau$$

<14>

- <15> 단, $f_e(\sigma, \tau)$ 는 지터분포 함수, $w_{rx}(t)$ 는 수신된 제1 템플릿 파형을 각각 의미함.

- <16> 본 발명의 일측면에 따르면, 상기 적분기는, 아래 수학식 13에 의해 상기 제2 템플릿 파형($\hat{w}_{rx}(t)$)을 산출하는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 포함할 수 있다.

- <17> [수학식 13]

$$\begin{aligned} \hat{w}_{rx}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_e(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) d\tau \\ &= A \left(\tau_m^2 + 4\pi\sigma^2 - 4\pi t^2 \right) \exp\left(\frac{-2\pi t^2}{\tau_m^2 + 4\pi\sigma^2} \right) \end{aligned}$$

<18>

- <19> 단, $f_e(\sigma, \tau)$ 는 지터분포 함수, $w_{rx}(t)$ 는 $w_{rx}(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2}$ 을 만족하는 수신된 제1 템플릿 파형, A는 템플릿 파형의 조정에 사용하는 진폭 매개변수를 각각 의미함.

- <20> 본 발명의 일측면에 따르면, UWB BPSK(Binary Phase Shift Keying) 시스템의 경우, 제2 템플릿 파형($\hat{v}_{BPSK}(t)$)은 $\hat{v}_{BPSK}(t) = \hat{w}_{rx}(t)$ 으로 설정하고, UWB PPM(Pulse Position Modulation) 시스템의 경우, 제2 템플릿 파형($\hat{v}_{PPM}(t)$)은 $\hat{v}_{PPM}(t) = \hat{w}_{rx}(t) - \hat{w}_{rx}(t - \delta)$ 로 설정하는 것을 특징으로 하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 포함할 수 있다.

효과

- <21> 본 발명은 지터에 강한 템플릿을 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 구현함으로써, 시스템 클럭 안정성을 향

상시키는 UWB 시스템의 상관 수신기를 제공한다.

<22> 본 발명은 지터에 강한 템플릿을 포함하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 구현함으로써, 데이터 전송을 원활하게 하는 UWB 시스템의 상관 수신기를 제공한다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<23> 이하, 첨부된 도면들에 기재된 내용들을 참조하여 본 발명에 따른 실시예를 상세하게 설명한다. 다만, 본 발명이 실시예들에 의해 제한되거나 한정되는 것은 아니다. 각 도면에 제시된 동일한 참조부호는 동일한 부재를 나타낸다.

<24> UWB 시스템에서 일반적으로 사용되는 2가지 변조방식으로서 펄스 진폭변조(PAM)와 펄스 위치변조(PPM) 방식을 고려할 수 있다. 이때, PAM 변조는 UWB 시스템의 분석과 구현에 있어서 종종 2진 위상 편이변조방식(BPSK : Binary Phase Shift Keying)이라고 한다.

<25> 상기 2가지 변조방식에서 일반적인 전송신호 $s(t)$ 는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{BPSK: } s(t) &= \sqrt{E_b} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} b_n w_{s,j}(t - nT_f - jT_h) \\ \text{PPM: } s(t) &= \sqrt{E_b} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{s,j}\left(t - nT_f - jT_h - \frac{\delta}{2}(1 - b_n)\right) \end{aligned}$$

<27> 데이터 전송과 거리측정을 비롯한 실제 UWB 적용에서는 송신기와 수신기 사이에 상대속도가 존재하기 때문에, 신호경로 채널 환경에서 상응하는 수신기 신호 $r(t)$ 를 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{BPSK:} \\ r(t) &= A\sqrt{E_b} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} b_n w_{r,j}\left[t - nT_f - jT_h - \xi_j(n)\right] + n(t) \\ \text{PPM:} \\ r(t) &= A\sqrt{E_b} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{r,j}\left[t - nT_f - jT_h - \frac{\delta}{2}(1 - b_n) - \xi_j(n)\right] + n(t) \end{aligned}$$

<29> 여기서 n 과 j 는 각각 비트 순서와 프레임순서의 번호이다. $b_n \in \{-1, +1\}$ 는 n 번째 전송된 2진 데이터 비트이다. E_b 는 비트신호 1개의 에너지이다. $w_{tr}(t)$ 와 $w_{rx}(t)$ 는 전송된 파형과 이에 해당하는 단위 에너지를 가진 수신신호이다. A 는 전송경로에서의 감쇄 진폭이다. N_s 는 심볼당 펄스의 개수이다. T_f 는 비트 1개의 지속시간이다. T_h 는 2개의 펄스 사이의 공칭 간격이다. δ 는 변조방식이 PPM인 경우의 변조지수이다.

<30> 여기서는 송신기와 수신기 사이의 상대속도를 고려하기 때문에, UWB 채널은 시간이 변화하는 모델로 모형화된다. $\xi_j(n)$ 은 전송경로에 의해 도입되는 n 번째 비트의 j 번째 비트에 대한 시간지연이다. $n(t)$ 는 $N_0/2$ 의 양측파 스펙트럼을 갖는 부가적 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다.

<31> 도 1은 UWB 시스템에 있어서, 종래의 상관 수신기(100)를 도시한 흐름도이다.

<32> AWGN 채널용 최적 수신기는 상관기(즉, 정합된 필터) 수신기인데, 여기서 수신기가 국지적으로 생성하는 소위 템플릿이라는 신호 $v(t)$ 가 수신 펄스열과 동기화되고 수신된 펄스 $r(t)$ 와 상관된다. 수신기에서 발생된 템플릿 신호는 아래 수학적 식 1과 같다.

<33> [수학적 식 1]

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{rx}\left[t - nT_f - jT_h - \hat{\xi}_j(n)\right] + n(t)$$

<35> 단, $\hat{\xi}_j(n)$ 은 $\xi_j(n)$ 의 추정값이다.

<36> 또한, 수신된 파형과 수신기에서 생성된 템플릿 사이의 타이밍 편이($\varepsilon_j(n)$)는 아래 수학적 식 2와 같다.

<37> [수학적 식 2]

<38>
$$\varepsilon_j(n) = \hat{\xi}_j(n) - \xi_j(n)$$

<39> 또한, 지터의 분포 함수 $f_\varepsilon(\sigma, \tau)$ 는 아래 수학적 식 3과 같다.

<40> [수학적 식 3]

<41>
$$f_\varepsilon(\sigma, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

<42> 여기서 σ 는 분포의 표준편차이며 제곱평균제곱근 지터(RMSJ : Root Mean square jitter)라고도 한다. RMSJ는 이상적인 템플릿 타이밍 위치로부터의 평균 타이밍 오차이기도 하며, 지터의 분포방향을 정의하는 유일한 매개 변수이다.

<43> 도 2는 본 발명의 일실시예에 있어서, 새로운 수신기 템플릿이 포함된 UWB 시스템의 상관 수신기를 도시한 도면이다.

<44> 즉, 본 발명에 있어서, 새로운 수신기 템플릿이 포함된 UWB 시스템의 상관 수신기(200)는 도 1의 종래 상관 수신기(100)와 비교하여 타이밍 지터 분포 평가기(211) 및 적분기(212)를 더 포함한다.

<45> 여기서, 타이밍 지터 분포 평가기(211)는 지터분포 함수 $f_\varepsilon(\sigma, \tau)$ 를 평가할 수 있다.

<46> 타이밍 지터는 실제 지연과 추정 지연 사이의 상대적인 타이밍 차이이기 때문에, 우리는 템플릿이 지터가 없고 모든 지터는 수신된 파형에만 가정하면, 타이밍이 편이되어 수신된 파형과 지터가 없는 템플릿 파형 사이의 상관성은 아래 수학적 식 4에 의해 주어진다.

<47> [수학적 식 4]

<48>
$$R_{w_j}(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t-\tau) w_{rx}(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t-\tau) dt} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t-\tau) w_{rx}(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt}$$

<49> 지터가 없는 템플릿 파형과 지터를 포함하여 수신된 파형 사이의 적분 상관계수는 아래 수학적 식 5와 같이 주어진다.

<50> [수학적 식 5]

<51>
$$\begin{aligned} \rho &= \int_{-\infty}^{\infty} f_\varepsilon(\sigma, \tau) R_{w_j}(\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_\varepsilon(\sigma, \tau) \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t-\tau) w_{rx}(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} d\tau \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_\varepsilon(\sigma, \tau) w_{rx}(t-\tau) w_{rx}(t) dt d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \end{aligned}$$

<52> 즉, 시스템 성능을 향상시키려면 높은 상관계수가 요구되므로 아래 수학적 식 6과 같이 새로운 템플릿을 제공하여 기존의 템플릿 파형 $w_{rx}(t)$ 를 교체할 수 있다.

<53> [수학적 식 6]

$$\hat{w}_{rx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{\varepsilon}(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) d\tau$$

<54>

이때, 타이밍이 편이되어 수신된 파형과 제안된 템플릿 사이의 상관성 및 상관계수는 아래 수학식 7에 의해 주어진다.

<56> [수학식 7]

$$\begin{aligned} \hat{R}_{w_j}(\tau) &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t - \tau) \hat{w}_{rx}(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t - \tau) dt} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}} \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t - \tau) \hat{w}_{rx}(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}} \end{aligned}$$

<57>

지터가 없는 제안된 템플릿 파형과 지터를 포함하여 수신된 파형 사이의 적분 상관계수는 아래 수학식 8으로 주어진다.

<59> [수학식 8]

$$\begin{aligned} \hat{\rho} &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{\varepsilon}(\sigma, \tau) \hat{R}_{w_j}(\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{\varepsilon}(\sigma, \tau) \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t - \tau) \hat{w}_{rx}(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}} d\tau \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\varepsilon}(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) \hat{w}_{rx}(t) dt d\tau}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt}} \end{aligned}$$

<60>

제안된 파형이 기존의 파형을 능가한다는 것을 입증하기 위해 우리는 다음에 의해 본래의 상관계수 ρ 와 제안된 템플릿의 상관계수 $\hat{\rho}$ 를 비교하면 아래 수학식 9와 같다.

<62> [수학식 9]

$$\begin{aligned}
 & \left(\frac{\rho}{\hat{\rho}} \right)^2 \\
 &= \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\varepsilon}(\sigma, \tau) w_{rx}(t-\tau) w_{rx}(t) dt d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \right)^2 \bigg/ \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \right) \\
 &= \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}(t) w_{rx}(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \right)^2 \bigg/ \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt} \right) \\
 &= \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}(t) w_{rx}(t) dt \right)^2}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}^2(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \hat{w}_{rx}^2(t) dt}
 \end{aligned}$$

<63>

<64> 이때, Schwartz 부등식을 적용하면 아래 수학적 10과 같다.

<65> [수학적 10]

$$\left(\int \hat{w}_{rx}(t) w_{rx}(t) dt \right)^2 \leq \int \hat{w}_{rx}^2(t) dt \cdot \int w_{rx}^2(t) dt$$

<66>

<67> 따라서, 제안된 파형이 기존의 파형보다 양호하다는 것이 증명될 수 있다.

<68> 즉, 적분기(212)는 상기 지터 분포 함수 및 본래의 수신된 제1 템플릿 파형을 기초로 본 발명의 제안된 제2 템플릿 파형을 산출할 수 있다.

<69> 이때, 제안된 제2 템플릿 파형 $\hat{w}_{rx}(t)$ 을 기반으로 BPSK 방식에 사용된 상관기 템플릿 파형은 $\hat{w}_{BPSK}(t) = \hat{w}_{rx}(t)$ 으로 수정되며, PPM에 사용된 템플릿은 아래 수학적 11과 같이 수정될 수 있다.

<70> [수학적 11]

$$\hat{w}_{PPM}(t) = \hat{w}_{rx}(t) - \hat{w}_{rx}(t - \delta)$$

<71>

<72> 여기서, δ 는 '-1'과 '+1'의 송신 펄스 사이의 타이밍 편이이다.

<73> 또한, 비용으로 인하여 효율적인 고효율 안테나는 종종 미분기처럼 작동하는 저항-콘덴서 소자로 이루어질 수 있다. 이러한 소자들은 송신된 파형과 수신된 파형을 본래 생성된 직교 펄스의 조정된 1차 및 2차 도함수로 수정할 수 있다. 수신된 파형은 종종 Ramirez-Mireles가 제안한 UWB 펄스로 간주되는데 이것은 아래 수학적 12로 나타낼 수 있다.

<74> [수학적 12]

$$w_{rx}(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2}$$

<75>

<76> 여기서 τ_m 는 시간기준으로 펄스의 폭을 조정하고 동시에 주파수 기준으로 펄스의 주파수 스펙트럼을 조정하는 매개변수이다. 이에 따라, 아래 수학적 13과 같은 색다른 템플릿 파형을 도출할 수 있다.

<77> [수학적 13]

$$\begin{aligned}\hat{w}_{rx}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_x(\sigma, \tau) w_{rx}(t - \tau) d\tau \\ &= A(\tau_m^2 + 4\pi\sigma^2 - 4\pi t^2) \exp\left(\frac{-2\pi t^2}{\tau_m^2 + 4\pi\sigma^2}\right)\end{aligned}$$

<78>

<79> 여기서 A는 템플릿 파형을 조정하는데 사용할 수 있는 진폭 매개변수이다.

<80> 도 3은 본 발명의 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 BPSK 시스템의 BER(Bit Error Rate)대비 신호대잡음비(E_b/N_0)를 비교 설명하기 위한 도면이다.

<81> 도 3을 참고하면, 기존 시스템과 본 발명 시스템의 이론적 BER(370) 및 모의실험 BER 대비 E_b/N_0 성능을 비교한다. 즉, 기존의 템플릿(310, 330, 350)을 사용하는 시스템과 비교하여 본 발명의 템플릿을 사용한 시스템(320, 340, 360)이 많은 이득을 달성할 수 있다.

<82> 도 4는 본 발명의 다른 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 BPSK 시스템의 BER대비 RMSJ를 비교 설명하기 위한 도면이다. E_b/N_0 이 각각 -5dB, 0dB, 5dB에서 기존의 시스템(410, 430, 440)과 본 발명의 제안된 시스템(420, 450, 460)의 BER 대비 RMSJ의 특성을 비교한다.

<83> 도 4를 참고하면, 지터분포 계수 성능 값이 증가할수록 모든 방식의 BER이 한계(50%)에 도달하지만, 본 발명의 제안한 파형이 종래의 파형보다 양호한 성능을 달성할 수 있다.

<84> 도 5는 본 발명의 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 직교 PPM 시스템의 이론적 BER(570) 및 모의실험 BER대비 신호대잡음비(E_b/N_0)를 비교 설명하기 위한 도면이다.

<85> 도 5의 경우도, 기존의 템플릿(510, 530, 550)을 사용하는 시스템과 비교하여 본 발명의 템플릿을 사용한 시스템(520, 540, 560)이 많은 이득을 달성할 수 있다.

<86> 도 6은 본 발명의 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 직교 PPM 시스템의 BER대비 RMSJ를 비교 설명하기 위한 도면이다.

<87> 도 6을 참고하면, 도 4와 마찬가지로 E_b/N_0 이 각각 -5dB, 0dB, 5dB에서 기존의 시스템(610, 630, 650)과 본 발명의 제안된 시스템(620, 640, 660)의 BER 대비 RMSJ의 특성을 비교한다. 이때, 직교 PPM 시스템에서도 본 발명의 제안한 파형이 종래의 파형보다 양호한 성능을 달성할 수 있음을 알 수 있다.

<88> 이처럼, 도 3 내지 도 6에 나타난 바와 같이, 본 발명에서 제안한 지터에 강한 템플릿 파형이 본래의 파형을 능가한다는 것을 보여주며, 제안된 템플릿을 갖는 시스템이 종래의 시스템보다 양호한 성능을 달성할 수 있다.

<89> 또한, 본 발명의 제안된 수신기 템플릿은 BPSK 및 PPM 시스템 모두에 사용될 수 있으며, 펄스 파형변조(pulse shape modulation, PSM)와 같은 다른 변조방식에도 사용이 가능할 수 있다.

<90> 이상과 같이 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 이는 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 따라서, 본 발명 사상은 아래에 기재된 특허청구범위에 의해서만 파악되어야 하고, 이의 균등 또는 등가적 변형 모두는 본 발명 사상의 범주에 속한다고 할 것이다.

도면의 간단한 설명

<91> 도 1은 UWB 시스템에 있어서, 종래의 상관 수신기를 도시한 흐름도이다.

<92> 도 2는 본 발명의 일실시예에 있어서, 새로운 수신기 템플릿이 포함된 UWB 시스템의 상관 수신기를 도시한 도면이다.

<93> 도 3은 본 발명의 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 BPSK 시스템의 BER대비 신호대잡음비(E_b/N_0)를 비교 설명하기 위한 도면이다.

<94> 도 4는 본 발명의 다른 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 BPSK 시스템의 BER대비 지터분포 계수 성능을 비교 설명하기 위한 도면이다.

<95> 도 5는 본 발명의 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 직교 PPM

시스템의 BER대비 신호대잡음비(E_b/N_0)를 비교 설명하기 위한 도면이다.

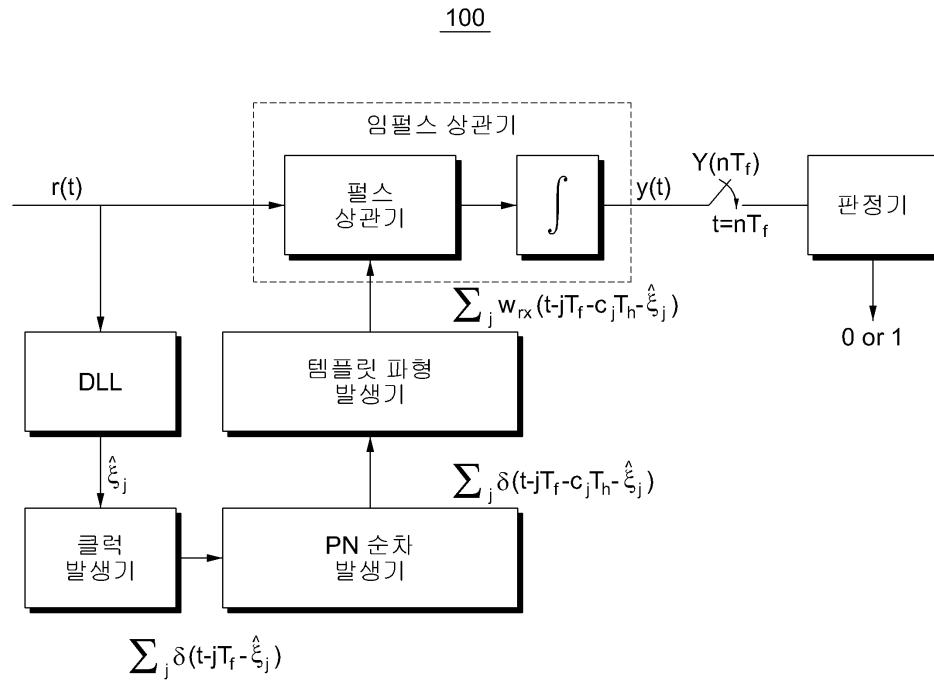
<96> 도 6은 본 발명의 일실시예에 있어서, 종래의 템플릿을 사용한 시스템과 본 발명의 템플릿을 사용한 직교 PPM 시스템의 BER대비 지터분포 계수 성능을 비교 설명하기 위한 도면이다.

<97> <도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>

<98> 211 : 타이밍 지터 분포 평가기 212 : 적분기

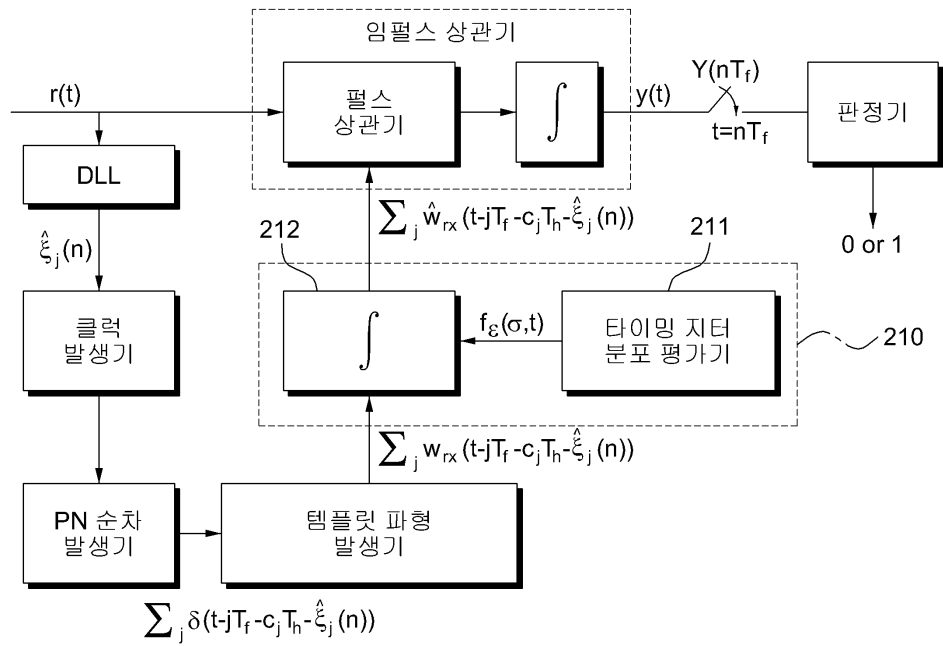
도면

도면1



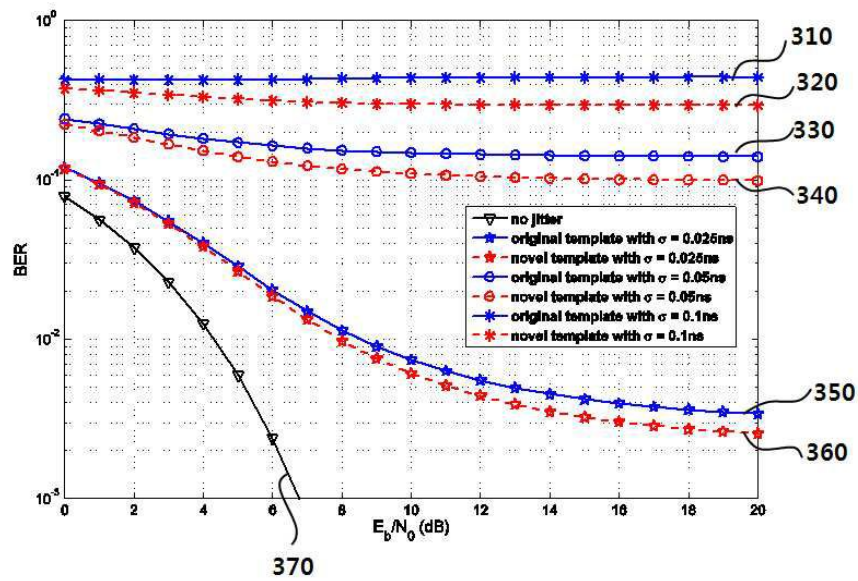
도면2

200

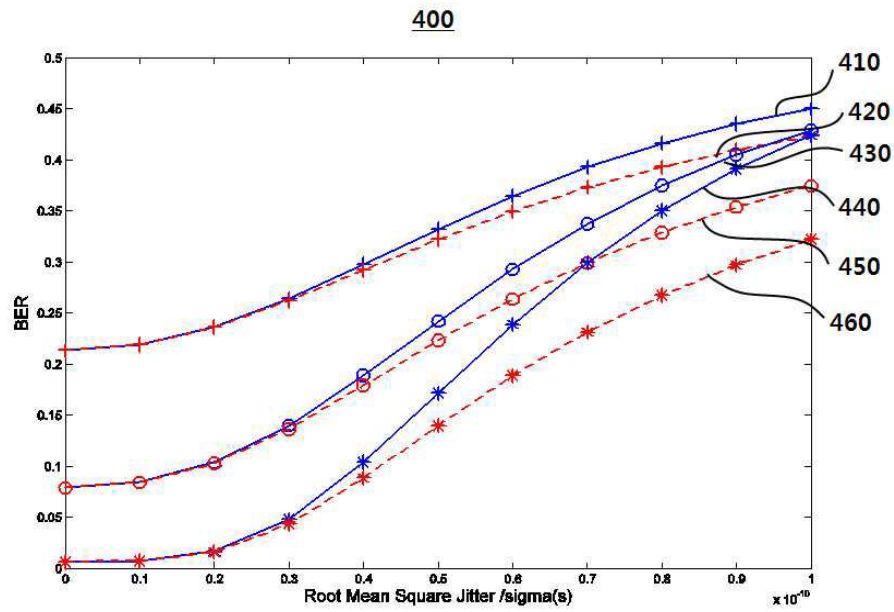


도면3

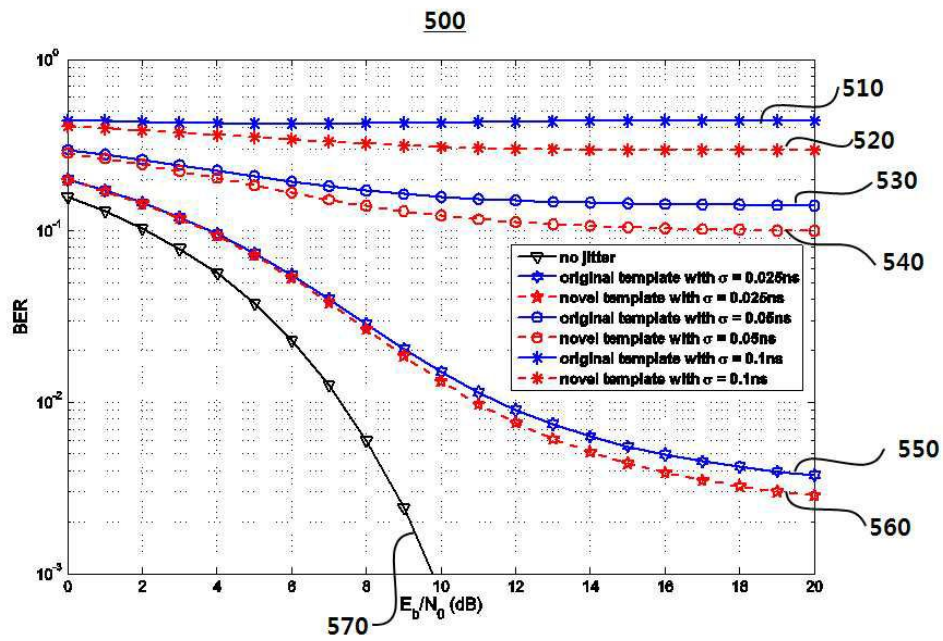
300



도면4



도면5



도면6

