



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0080265
(43) 공개일자 2009년07월24일

(51) Int. Cl.

H04B 1/02 (2006.01) H04B 1/10 (2006.01)

H04B 1/69 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0006137

(22) 출원일자 2008년01월21일

심사청구일자 2008년01월21일

(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

인천 남구 용현3동 인하대학교 6호관 142호

(74) 대리인

이원희

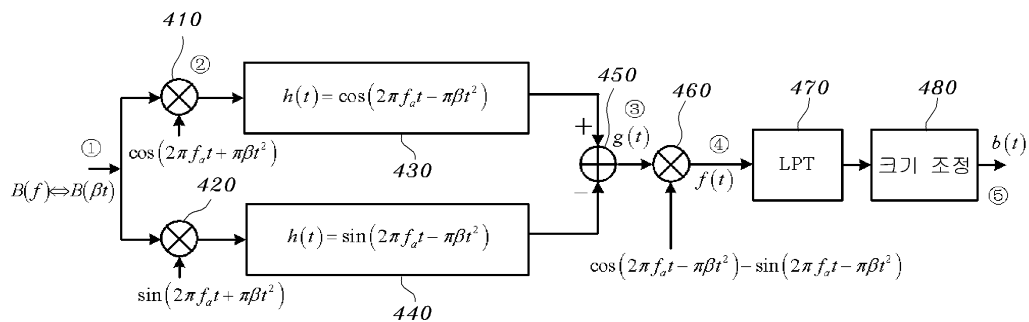
전체 청구항 수 : 총 14 항

(54) 적응형 인지 UWB 파형 정형화 방법

(57) 요약

본 발명은 인지형 초광대역(UWB) 통신에서 변조에 사용될 파형을 정형화하는 방법에 관한 것으로서, 방법은 무간섭 환경에서 사용 가능한 신호의 주파수 스펙트럼을 추정하고, 상기 추정된 스펙트럼 내에서 간섭이 발생하는 주파수 대역을 검출하고, 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외하며, 및 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을, 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써, 인지형 UWB 통신에서 타 응용장치에 의한 간섭 없이 송신 기초 변조 파형을 실시간으로 정형화한다.

대표도 - 도4



특허청구의 범위

청구항 1

무간섭 환경에서 사용 가능한 주파수 스펙트럼을 추정하는 단계;

상기 추정된 스펙트럼 내에서 간섭이 발생하는 주파수 대역을 검출하는 단계;

상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외하는 단계; 및

상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써 송신 변조 파형을 정형화하는 단계를 포함하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써 송신 변조 파형을 정형화하는 단계는:

상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 제 1 단계;

상기 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 단계;

상기 제 2 단계의 수행 결과와 칩 필터 함수와의 컨볼루션 적분을 수행하는 제 3 단계; 및

상기 제 3 단계의 수행결과와 제 2 칩 파형 신호를 곱하는 제 4 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 제 1 단계는, 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼의 최대 주파수 및 대응하는 시간기준 신호의 지속시간에 기초하여 수행되는 것을 특징으로 하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 제 2 단계는 상기 맵핑된 시간기준 신호와 코사인(cosine) 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 단계의 제 1 분기, 및 상기 맵핑된 시간기준 신호와 사인(sine) 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 단계의 제 2 분기로 나뉘는 것을 특징으로 하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 제 3 단계는 상기 제 2 단계의 제 1 분기의 수행 결과와 코사인 칩 필터 함수를 곱하는 제 3 단계의 제 1 분기, 및 상기 제 2 단계의 제 2 분기의 수행 결과와 사인 칩 필터 함수를 곱하는 제 3 단계의 제 2 분기로 나뉘는 것을 특징으로 하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 제 4 단계를 수행하기 이전에 상기 제 3 단계의 제 1 분기와 제 2 분기에서 수행된 곱셈 결과들을 합산하는 것을 특징으로 하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 7

제 2 항 또는 제 6 항에 있어서,

상기 제 4 단계에서 곱해지는 제 2 칩 파형 신호는 코사인 칩 파형 신호와 사인 칩 파형 신호를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법.

청구항 8

무간섭 환경에서 사용 가능한 주파수 스펙트럼을 추정하는 스펙트럼 추정기;

상기 추정된 스펙트럼 내에서 간섭이 발생하는 주파수 대역을 검출하는 간섭신호 검출기;

상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외함과 아울러, 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써 송신 변조 파형을 정형화하는 프로세서; 및

상기 정형화된 송신 파형으로 전송 데이터를 변조하는 변조기를 포함하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 프로세서는 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외함과 아울러 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 수단, 상기 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 곱셈기, 상기 제 1 곱셈기의 수행 결과와 칩 필터 함수와의 컨볼루션 적분을 수행하는 수단, 상기 컨볼루션 적분 수단의 수행 결과와 제 2 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 제 1 곱셈기는 상기 맵핑된 시간기준 신호와 코사인 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 유닛과 상기 맵핑된 시간기준 신호와 사인 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 유닛으로 나뉘는 것을 특징으로 하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 컨볼루션 적분 수단은 상기 제 1 유닛의 수행 결과와 코사인 칩 필터 함수를 컨볼루션 적분하는 제 1 컨볼루션 적분 수단, 및 상기 제 2 유닛의 수행 결과와 사인 칩 필터 함수를 컨볼루션 적분하는 제 2 컨볼루션 적분 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 컨볼루션 적분 수단과 상기 제 2 곱셈기 사이에, 상기 제 1 컨볼루션 적분 수단과 상기 제 2 컨볼루션 적분 수단에서 수행된 결과를 합산하는 합산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

청구항 13

제 12 항에 있어서,

상기 제 2 곱셈기에서 곱해지는 제 2 칩 파형 신호는 코사인 칩 파형 신호와 사인 칩 파형 신호를 포함하는 것을 특징으로 하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

청구항 14

제 9 항에 있어서,

상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 수단은 상기 사용 가능

한 주파수 스펙트럼의 최대 주파수 및 대응하는 시간기준 신호의 지속시간에 기초하여 맵핑하는 것을 특징으로 하는 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 초광대역(UWB) 통신에 관한 것으로서, 특히 인지형 UWB 무선에서 신호 간섭이 존재하는 경우에 간섭이 발생하는 스펙트럼에 에너지를 인가하는 것을 회피함으로써 송신기에서의 간섭을 방지하는 방법 및 이러한 방법이 구현된 송신기 모듈에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 새로운 통신 응용분야의 도입으로 인하여 스펙트럼은 점점 혼잡해지고 있다. 스펙트럼 고유기술은 최근에 더욱 많은 관심을 끌고 있는데, 최근에는 초광대역(UWB) 및 무선인지(CR)의 두 가지 스펙트럼 공유기술이 연구되고 있다.
- <3> 초광대역은 스펙트럼을 공유하는 보수적인 접근방법이다. 송신기 출력을 충분히 낮은 수준으로 고정시킴으로써, 초광대역 무선은 기존의 무선 응용장치와 공존하는 방법을 활용한다. 그러나 낮은 전력스펙트럼 밀도 때문에 UWB 시스템은 응용장치의 높은 출력이 제대로 억제되지 않으면 그 성능이 떨어지게 된다.
- <4> 무선인지는 전자기적 환경에서 공존하는 다른 응용장치를 검출한 다음 자신의 출력, 시스템에 대한 간섭을 방지하는 통신 시스템으로 정의된다.
- <5> 초광대역 무선은 인근에 공존하는 사용허가방식 응용장치들로부터의 심각한 간섭에 직면하고 있으며, 또한 인근의 사용허가방식 응용장치들에 대한 심각한 간섭을 일으키고 있다. 따라서, 무선인지 기술을 활용하는 것이 유익할 것이며, 이로 인해 무선인지 기술과 UWB 기술을 통합함으로써 인지형 UWB 무선 시스템이 제안되었다.
- <6> TDCS(Transform Domain Communications System)는 무선인지 시스템의 잠재적인 후보이다. TDCS 기술은 실시간 변형 도메인 여파 기법을 활용하여 간섭 억제를 제공한다. 기본적인 TDCS 송신기는 "TDCS, OFDM and MC-CDMA: a brief tutorial: IEEE Radio Commun. Magazine, vol 43, iss. 9, pp. S11-S16 Sept. 2005에 소개되어 있다. 무선인지에 대한 파형은 "Cognitive radio - an adaptive waveform with spectrum sharing capability" IEEE WCNC, 2005에 제안되어 있다. 이들 2 가지 논문에서 송신기는 역 이산적 푸리에 변환(inverse discrete Fourier transform, IDFT)을 사용하여 FMW를 생성한다.
- <7> TDCS 송신기 구성을 살펴보면 하기와 같다. 도 1은 단순화시킨 TDCS 송신기 구성도를 보여준다. 종래기술의 TDCS 송신기는 스펙트럼 추정기(110), 임계치 검출기(120), 신호 크기 조정기(130), IDFT 프로세서(140), 버퍼(150), 및 변조기(160)를 포함하여 구성된다. 분석의 편의를 위하여 우리는 몇 가지 중요하지 않은 모듈을 줄였다.
- <8> 송신기 신호 처리는 스펙트럼의 정확한 산정으로부터 시작한다. 스펙트럼 추정기(110)는 환경을 포착한 스펙트럼 내용을 평가하고, 임계치 검출기(120)는 엄격한 제한 임계값과 비교한다. 임계값을 초과하는 주파수 성분의 진폭은 0으로 설정되며 나머지 스펙트럼 요소에는 1이 할당된다. 도 1의 무간섭 스펙트럼 $A(f)$ 는 이 방법에 의해 산정된다. 무선인지 송신기는 사용허가를 받은 일차 응용장치로의 간섭 또는 일차 응용장치로부터의 간섭이 없이 이 무간섭 스펙트럼을 점유할 수 있다.
- <9> 신호 크기 조정기(130)는 무간섭 스펙트럼 $A(f)$ 를 적절하게 조정하여 신호 스펙트럼 $B(f)$ 에 원하는 에너지를 제공한다. IDFT 프로세서(140)는 무간섭 신호 $B(f)$ 에 대해 역 이산적 푸리에 변환을 수행한다. IDFT 처리 이후에, 시간기준 기초 변조파형(FMW; Fundamental Modulation Waveform) $b(t)$ 가 생성된다. 이 기초 변조파형 $b(t)$ 는 무간섭 영역에만 에너지를 포함하고 있다. 기초 변조파형 $b(t)$ 는 버퍼(150)를 통해 저장되며, 이어지는 데이터 변조를 위해 변조기(160)에 의하여 사용된다.
- <10> 현재까지의 인지형 UWB 시스템은 사용허가방식 응용장치와 동일한 주파수 대역을 활용한다. 간섭을 피하기 위하여, UWB 송신기는 극도로 낮은 전력스펙트럼 밀도를 방출한다. FCC(Federal Communications Commission)는 초광대역 통신시스템에 관련된 규정의 Part 15에서 3.1 GHz에서 10.6GHz까지의 주파수대역을 할당하고 기존의

무선시스템에 영향을 주지 않도록 최대 송신 출력이 -41.3dBm/MHz 이하가 되도록 할당하였다.

- <11> UWB의 펄스 에너지가 낮기 때문에 시스템 설계에는 간섭억제를 필요로 한다. 일반적으로 간섭은 몇몇 필터나 스펙트럼 확산기술을 사용하는 수신기에서 완화된다. 그러나, 인지형 UWB 무선은 수신기와 송신기가 동일한 무선 환경을 관찰하고 있고 유사한 스펙트럼 추정값을 갖는다는 가정에 기반하고 있다. 인지형 UWB 무선의 기본적인 생각은 훼손된 스펙트럼 위치에 파형 에너지를 인가하지 않음으로써 송신기에서의 간섭을 회피하는 것이다. 이것은 수신기에서 필터와 스펙트럼 확산기술로 인한 에너지 손실을 줄일 수 있는데, 그것은 훼손된 스펙트럼에는 에너지가 전혀 없기 때문이다.
- <12> 인지형 UWB 무선의 FMW는 초단기 임펄스와 같은 파형이다. 인지형 UWB 무선은 정확한 파형 정형화 설계를 통하여 스펙트럼 가변 파형을 구현할 수 있다. FMW의 설계는 무간섭 스펙트럼에 에너지를 갖는 적응형 펄스 파형을 설계하고 훼손된 스펙트럼에 에너지를 인가하는 것을 회피하는 것이다. 또한, 인지형 UWB 무선의 FMW는 UWB 응용을 위한 FCC의 스펙트럼 마스크를 준수해야 한다.
- <13> 하지만, 종래기술의 인지형 UWB 송신기에서의 파형 정형화 방법은 역 이산적 푸리에 변환(IDFT)을 사용하여 기초 변조파형을 생성하기 때문에 협대역 간섭을 실시간으로 회피할 수 없다는 한계가 있다. 따라서, 간섭 신호가 존재하는 경우에 실시간으로 훼손된 스펙트럼에 에너지를 방사하지 않는 적응형 기초 변조파형을 생성할 수 있는 파형 정형화 방법이 요구된다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <14> 상기와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위하여, 본원 발명은 송신기의 협대역간섭을 실시간으로 회피할 수 있는 필터링 방법을 제공하는데 목적이 있다.
- <15> 본원 발명은 간섭이 존재하는 주파수 대역에서 파형 에너지를 전혀 인가하지 않음으로써 간섭을 최소화할 수 있는 송신기 모듈을 제공하는데 목적이 있다.

과제 해결수단

- <16> 본원 발명의 기술적 과제를 수행하기 위한 무선인지 기능을 이용한 UWB 파형의 실시간 정형화 방법은 무간섭 환경에서 사용 가능한 주파수 스펙트럼을 추정하는 단계, 상기 추정된 스펙트럼 내에서 간섭이 발생하는 주파수 대역을 검출하는 단계, 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외하는 단계, 및 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을, 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써 송신 변조 파형을 정형화하는 단계를 포함한다.
- <17> 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써 송신 변조 파형을 정형화하는 단계는, 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 제 1 단계, 상기 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 단계, 상기 제 2 단계의 수행 결과와 칩 필터 함수와의 컨볼루션 적분을 수행하는 제 3 단계, 및 상기 제 3 단계의 수행결과와 제 2 칩 파형 신호를 곱하는 제 4 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <18> 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 제 1 단계는, 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼의 최대 주파수 및 대응하는 시간기준 신호의 지속시간에 기초하여 수행된다. 상기 제 2 단계는 상기 맵핑된 시간기준 신호와 코사인(cosine) 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 분기, 및 상기 맵핑된 시간기준 신호와 사인(sine) 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 분기로 나뉜다. 상기 제 3 단계는 상기 제 2 단계의 제 1 분기의 수행 결과와 코사인 칩 필터 함수를 곱하는 제 1 분기, 및 상기 제 2 단계의 제 2 분기의 수행 결과와 사인 칩 필터 함수를 곱하는 제 2 분기로 나뉜다. 상기 제 4 단계를 수행하기 이전에 상기 제 3 단계의 제 1 분기와 제 2 분기에서 수행된 곱셈 결과들을 합산한다. 상기 제 4 단계에서 곱해지는 제 2 칩 파형 신호는 코사인 칩 파형 신호와 사인 칩 파형 신호를 포함한다.
- <19> 본원 발명의 적응형 무선인지 UWB 파형을 전송하는 송신기 모듈은 무간섭 환경에서 사용 가능한 주파수 스펙트럼을 추정하는 스펙트럼 추정기, 상기 추정된 스펙트럼 내에서 간섭이 발생하는 주파수 대역을 검출하는 간섭신호 검출기, 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외함과 아울러, 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼을 칩 신호를 사용하여 역 푸리에 변환(IFT)함으로써 송신 변조 파형을 정형화하는 프로세서, 및 상기 정형화된 송신 파형으로 전송 데이터를 변조하는 변조기를

포함한다.

- <20> 상기 프로세서는 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외함과 아울러 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 수단, 상기 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 곱셈기, 상기 제 1 곱셈기의 수행 결과와 칩 필터 함수와의 컨볼루션 적분을 수행하는 수단, 상기 컨볼루션 적분 수단의 수행 결과와 제 2 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <21> 상기 제 1 곱셈기는 상기 맵핑된 시간기준 신호와 코사인 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 유닛과 상기 맵핑된 시간기준 신호와 사인 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 유닛으로 나뉜다. 상기 컨볼루션 적분 수단은 상기 제 1 유닛의 수행 결과와 코사인 칩 필터 함수를 컨볼루션 적분하는 제 1 컨볼루션 적분 수단, 및 상기 제 2 유닛의 수행 결과와 사인 칩 필터 함수를 컨볼루션 적분하는 제 2 컨볼루션 적분 수단을 포함한다. 상기 컨볼루션 적분 수단과 상기 제 2 곱셈기 사이에, 상기 제 1 컨볼루션 적분 수단과 상기 제 2 컨볼루션 적분 수단에서 수행된 결과를 합산하는 합산기를 포함한다. 상기 제 2 곱셈기에서 곱해지는 제 2 칩 파형 신호는 코사인 칩 파형 신호와 사인 칩 파형 신호를 포함한다.
- <22> 상기 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 수단은 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼의 최대 주파수 및 대응하는 시간기준 신호의 지속시간에 기초하여 맵핑한다.
- <23> 본 발명의 인지형 UWB 시스템은 IDFT 대신에 실시간 변형기준 여파 기법을 기반으로 한 적응형 FMW 정형화 방법을 제안한다. 제안된 방법은 훼손된 스펙트럼에 전혀 에너지를 방사하지 않고 실시간으로 적응형 FMW를 생성할 수 있다.
- <24> 본 발명에서는 적응형 파형 정형화를 위하여 칩 파형(chirp waveform)과 칩 필터는 복소수 기호로 표시하고, 정형화 방법을 실현하기 위하여 코사인(cosine) 칩 파형과 칩 필터를 도입하였다. 이 방법은 인지형 UWB 시스템에 매우 적합하며 어떤 무선인지 기반 시스템에도 적용된다.

효 과

- <25> 본 명세서에서는 인지형 UWB 무선 시스템을 위한 적응형 FMW 정형화 방법을 제안하였다. 제안된 파형 정형화 방법은 무간섭 스펙트럼을 인식하고 나서 훼손된 스펙트럼에 에너지를 전혀 방사하지 않고 실시간으로 적응형 FMW를 생성할 수 있다.
- <26> 제안된 FMW는 일차 응용장치로의 간섭 또는 일차 응용장치로부터의 간섭을 효과적으로 회피할 수 있다. 본 발명의 적응형 파형 정형화 방법을 통해 무선 주파수 자원을 공유할 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <27> 이하, 본원 발명의 구성을 구체적인 실시예를 통해 설명한다.
- <28> 인지형 UWB에서의 핵심 기법으로서 요구되는 사항 중 하나는 실시간 적응형 FMW의 설계방법이다. 실시간 변환기준 처리는 표면탄성파(surface acoustic wave, SAW) 장치에 처음으로 제안된 유용한 신호처리 기법이다. 푸리에 변환은 선형 칩 파형에 의한 바람직한 신호의 곱셈 및 컨볼루션(Convolution)을 기반으로 구현될 수 있다. 한편 역 푸리에 변환(IFT) 역시 유사한 방법으로 구현이 가능하다.
- <29> 인지형 UWB의 인지 속성 때문에 우리는 적응형 무간섭 및 크기조정 스펙트럼 $B(f)$ 를 이미 알고 있는 것으로 가정한다. 본원 발명에서 역 푸리에 변환을 수행하기 이전에, $f \leftrightarrow \beta t$ 의 선형 맵핑 관계를 설정하여 주파수 스펙트럼 $B(f)$ 를 시간기준 신호 $B(\beta t)$ 에 맵핑하게 되는데, 여기서 β 는 맵핑 계수이다. $B(f)$ 의 사용가능한 대역폭이 $f_L \leq f \leq f_H$ 이고 상응하는 $B(\beta t)$ 의 지속시간이 $T_L \leq t \leq T_H$ 인 경우에 β 는 다음에 의해 도출될 수 있다.

수학식 1

$$\beta = f_H / T_H$$

- <30>
- <31> 여기서, 사용가능한 주파수 스펙트럼은 허용된 UWB 스펙트럼 대역을 포함해야 한다는 점을 유의한다.
- <32> 실시간 적응형 파형 정형화 방법은 도 2에 나타나 있다. 맵핑 신호 $B(\beta t)$ 는 제 1 곱셈기(210)에서 칩 신호

$\exp[j(2\pi f_a t + \pi \beta t^2)]$ 와 곱해진다. 여기서, f_a 는 칩 파형의 최초 주파수이며, 이는 f_H 보다 상당히 높다. 제 1 곱셈기(210)에서의 처리 결과는 칩 변조(chirp modulation)라고도 한다. 이후, 곱셈기의 출력은 시불변 선형 필터(h(t); 220)를 통과한다. 이 시불변 선형필터는 칩 필터(chirp filter)라고도 한다. 선형필터 h(t)는 다음과 같이 주어진다.

<33>

수학식 2

$$h(t) = \begin{cases} \exp[j(2\pi f_a t - \pi \beta t^2)] & 0 \leq t \leq T_f \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

<34>

<35>

여기서, T_f 는 필터의 시간지연 라인의 길이이며, 이때에 필터 출력은 다음과 같이 주어진다.

수학식 3

$$\begin{aligned} g(t) &= \int B(\beta \tau) \exp[j(2\pi f_a \tau + \pi \beta \tau^2)] \\ &\quad \cdot \exp[j(2\pi f_a (t - \tau) - \pi \beta (t - \tau)^2)] d\tau \\ &= \exp[j(2\pi f_a t - \pi \beta t^2)] \int B(\beta \tau) \exp(j2\pi \beta \tau t) d\tau \\ &= \frac{1}{\beta} \exp[j(2\pi f_a t - \pi \beta t^2)] F^{-1}(B(f)) \end{aligned}$$

<36>

<37>

여기서, $f \Leftrightarrow \beta t$ 로 하면, $F^{-1}(B(f)) = \int B(f) \exp(j2\pi f t) df$ 는 $B(f)$ 의 역 푸리에 변환이 된다. 이후에, $g(t)$ 는 제 2 곱셈기(230)에서 칩 파형 $\exp[-j(2\pi f_a t - \pi \beta t^2)]$ 와 곱해지며 그 출력은 다음과 같이 주어진다.

수학식 4

$$b(t) = g(t) \exp[-j(2\pi f_a t - \pi \beta t^2)] = \frac{1}{\beta} F^{-1}(B(f))$$

<38>

<39>

$b(t)$ 는 $B(f)$ 를 역 푸리에 변환한 결과가 된다.

<40>

도 2는 본원 발명의 적응형 파형 정형화 방법의 원리를 보여준다. 칩 파형과 칩 필터는 복소수 기호로 표시된다. 따라서, 파형 정형화 방법을 실현하기 위해서는 코사인(cosine) 칩 파형과 코사인 칩 필터가 도입된다. 코사인 칩 파형과 코사인 칩 필터를 사용한 파형 정형화 방법은 도 3에서 도시된다.

<41>

먼저, 제 1 곱셈기(310)에서 맵핑 신호($B(\beta t)$)는 칩 파형($\cos(2\pi f_a t + \pi \beta t^2)$)과 곱해지며, 이후에 코사인 칩 필터(h(t); 320)를 통과한다. 여기서, $h(t) = \cos(2\pi f_a t - \pi \beta t^2)$ 이다. 도 3의 코사인 칩 필터(320)의 출력은 다음과 같이 주어진다.

수학식 5

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \int B(\beta\tau) \cos(2\pi f_a \tau + \pi\beta\tau^2) \\
 &\quad \cdot \cos(2\pi f_a(t-\tau) - \pi\beta(t-\tau)^2) d\tau \\
 &= \frac{1}{2} \cos(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) \int B(\beta\tau) \cos(-2\pi\beta\tau t) d\tau \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sin(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) \int B(\beta\tau) \sin(-2\pi\beta\tau t) d\tau \\
 &\quad + \frac{1}{2} \int B(\beta\tau) \cos(4\pi f_a \tau + 2\pi\beta\tau^2 - 2\pi\beta\tau t - 2\pi f_a t + \pi\beta t^2) d\tau \\
 &= \frac{1}{2\beta} \cos(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) F_R^{-1}(B(f)) - \frac{1}{2\beta} \sin(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) F_I^{-1}(B(f)) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \int B(\beta\tau) \cos(4\pi f_a \tau + 2\pi\beta\tau^2 - 2\pi\beta\tau t - 2\pi f_a t + \pi\beta t^2) d\tau
 \end{aligned}$$

<42>

<43> 여기서, $F_R^{-1}(B(f)) = \int B(f) \cos(2\pi ft) df$ 와 $F_I^{-1}(B(f)) = \int B(f) \sin(2\pi ft) df$ 는 각각 역 푸리에 변환 파형의 실수부와 허수부이다.

<44> 그 다음에, 제 2 곱셈기(330)에서 $g(t)$ 와 코사인 칩 파형 $\cos(\omega_a t - \pi\beta t^2)$ 을 곱하며 출력은 다음에 의해 주어진다.

수학식 6

$$\begin{aligned}
 f(t) &= g(t) \cos(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) \\
 &= \frac{1}{4\beta} \left(\cos(4\pi f_a t - 2\pi\beta t^2) + 1 \right) F_R^{-1}(B(f)) - \frac{1}{4\beta} \sin(4\pi f_a t - 2\pi\beta t^2) F_I^{-1}(B(f)) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \int B(\beta\tau) \cos(4\pi f_a \tau + 2\pi\beta\tau^2 - 4\pi\beta\tau t - 2\pi f_a t + \pi\beta t^2) \cos(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) d\tau
 \end{aligned}$$

<45>

<46> 이후, $f(t)$ 를 저역통과 필터(320)를 통해 고주파 성분을 제거하고, 신호 크기 조정기(330)에 의해 신호크기를 적절하게 조정한 이후의 출력 $b(t)$ 는 다음 식에 의해 주어진다.

수학식 7

$$b(t) = F_R^{-1}(B(f))$$

<47>

<48> 수학식 6에서, $f(t)$ 가 역 푸리에 변환 파형에 추가로 2배 주파수 요소를 포함하고 있음을 알 수 있다. 이 2배 주파수 요소는 역 푸리에 변환의 정확성을 저하시킨다. 파형 정형화 방법에서 또 다른 분기를 추가한다면 2배 주파수 요소를 상쇄시킬 수 있다. 2배 주파수 요소 상쇄기능을 사용한 정형화 방법은 도 4에 나타나 있다. 즉, 도 4의 파형 정형화 방법은 $b(t)$ 의 다른 분기에서 사인(sine) 칩 파형과 사인 칩 필터(440)를 통과한 신호를 사용하고, 합산기(450)에서 코사인 필터(430)를 사용한 파형과 합산함으로써 2배 주파수 요소를 상쇄시키는 방법을 구현한 것이다.

<49> 여기서, $g(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

수학식 8

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \int B(\beta\tau) \cos(2\pi f_a \tau + \pi\beta\tau^2) \cos(2\pi f_a(t-\tau) - \pi\beta(t-\tau)^2) d\tau \\
 &\quad - \int B(\beta\tau) \sin(2\pi f_a \tau + \pi\beta\tau^2) \sin(2\pi f_a(t-\tau) - \pi\beta(t-\tau)^2) d\tau \\
 &= \frac{1}{\beta} \cos(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) F_R^{-1}(B(f)) - \frac{1}{\beta} \sin(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) F_I^{-1}(B(f))
 \end{aligned}$$

<50>

<51> 그 다음에, 곱셈기(460)에서 $g(t)$ 를 칩 파형 $\cos(2\pi f_a t - \pi\beta t^2) - \sin(2\pi f_a t - \pi\beta t^2)$ 와 곱하면 출력은 다음 식에

의해 주어진다.

수학식 9

$$\begin{aligned} f(t) &= g(t) \left[\cos(2\pi f_a t - \pi \beta t^2) - \sin(2\pi f_a t - \pi \beta t^2) \right] \\ &= \frac{1}{2\beta} \left(\cos(4\pi f_a t - 2\pi \beta t^2) - \sin(4\pi f_a t - 2\pi \beta t^2) + 1 \right) F_R^{-1}(B(f)) \\ &\quad + \frac{1}{2\beta} \left(-\cos(4\pi f_a t - 2\pi \beta t^2) - \sin(4\pi f_a t - 2\pi \beta t^2) + 1 \right) F_I^{-1}(B(f)) \end{aligned}$$

<52>

<53>

이후, $f(t)$ 를 저역통과 필터(470)를 통해 고주파 성분을 제거하고, 신호 크기 조정기(480)에 의해 신호크기를 적절하게 조정한 이후의 출력 $b(t)$ 는 다음 식에 의해 주어진다.

수학식 10

$$b(t) = F_R^{-1}(B(f)) + F_I^{-1}(B(f))$$

<54>

<55>

따라서, 무간섭 스펙트럼 $B(f)$ 의 실시간 역 푸리에 변환이 구해진다. $b(t)$ 는 인지형 UWB 무선 시스템에서 FMW로 활용될 수 있다. 훼손된 스펙트럼 위치에는 에너지가 전혀 없는 덕분에 기존 응용장치로의 간섭 또는 기존 응용장치로부터의 간섭이 방지된다.

<56>

이하, FCC의 UWB 시스템 스펙트럼 마스크에 따라서 무간섭 환경의 관점에서 FMW를 설계한다. 스펙트럼 $B(\beta t)$ 는 다음 식에 의해 주어진다.

수학식 11

$$B(\beta t) = \begin{cases} 0 & T_L \leq t < 3.1\text{GHz}/\beta \\ 1 & 3.1\text{GHz}/\beta \leq t < 10.6\text{GHz}/\beta \\ 0 & 10.6\text{GHz}/\beta \leq t < T_H \end{cases}$$

<57>

<58>

도 4의 지점 ①~⑤에 대한 신호들은 도 5에 나타나 있으며, 여기에서 T_L 은 0이고 T_H 은 0.1ns이다. 필터길이 T_f 는 10ns이다. 도 5a는 최대 주파수 $f_H = 12\text{GHz}$ 를 가진 무간섭 $B(f)$ 를 보여준다. 도면에서 사용되는 주파수 대역은 임계치 검출기의 임계값을 초과하였기에 0으로 표시되고, 사용되지 않는 주파수 대역은 1로 표시된다. $B(f)$ 를 $B(\beta t)$ 에 선형적으로 맵핑하면, 다음을 얻는다.

수학식 12

$$\beta = \frac{f_H}{T_H} = \frac{12 \cdot 10^9}{0.1 \cdot 10^{-9}} = 1.2 \cdot 10^{20}$$

<59>

<60>

시간기준 표현식 $B(\beta t)$ 은 도 5b에 나타나 있으며, 이것은 또한 도 4의 지점 ①의 파형이기도 하다. 도 5c 내지 5f는 지점 ②~⑤에 해당하는 파형들을 보여주며, 여기서 도 5f는 원하는 파형 $b(t)$ 를 보여준다. $b(t)$ 의 푸리에 변환은 도 5g에 나타나 있으며, 이것은 도 5a에 표시된 원하는 스펙트럼 $B(f)$ 와 동일하다.

<61>

이 파형 정형화 방법은 임의의 스펙트럼에 적응적으로 수행될 수 있다. 이를 입증하기 위하여 인지형 UWB 시스템에 5.3GHz의 중심주파수와 200MHz의 대역폭을 가진 간섭을 가정하였다. 스펙트럼 $B(\beta t)$ 는 다음 식에 의해 설계될 수 있다.

수학식 13

$$B(\beta t) = \begin{cases} 0 & T_L \leq t < 3.1\text{GHz}/\beta \\ 1 & 3.1\text{GHz}/\beta \leq t < 5.2\text{GHz}/\beta \\ 0 & 5.2\text{GHz}/\beta \leq t < 5.4\text{GHz}/\beta \\ 1 & 5.4\text{GHz}/\beta \leq t < 10.6\text{GHz}/\beta \\ 0 & 10.6\text{GHz}/\beta \leq t < T_H \end{cases}$$

<62>

- <63> 상기에서 설명된 것과 동일한 설계 방법에 따라 FMW $b(t)$ 를 구할 수 있다. 스펙트럼 $B(f)$, 해당 파형 $b(t)$ 및 $b(t)$ 의 FFT는 도 6에 나타나 있다. 도 6에서 간섭이 발생하는 대역 5.2 GHz에서 5.4 GHz는 0으로 표시된다.
- <64> 상기 분석으로부터 임의의 스펙트럼에 대해 간섭이 제거된 FMW를 생성할 수 있으며, 간섭을 유발하는 다수의 일차 응용장치를 개수에 상관없이 상쇄시킬 수 있다는 결론을 얻었다. 제안된 FMW를 갖는 인지형 UWB 시스템은 공존하는 일차 응용장치로의 간섭 또는 일차 응용장치로부터의 간섭을 회피할 수 있다.
- <65> 본원 발명의 적응형 인지 UWB 파형 정형화 방법은 도 7의 흐름도와 같은 방법으로 구현된다. 하지만, 이 방법은 예시적인 것으로서 본원 발명의 사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 다른 방법으로 설계될 수 있다.
- <66> 방법은 무간섭 환경에서 사용 가능한 주파수 스펙트럼을 추정하는 단계(710)로부터 시작된다. 스펙트럼의 추정 은 사용 가능한 주파수 스펙트럼의 대역폭 및 중심주파수 등을 검출한다. 전술한 바와 같이, 도 5a와 도 5b 그리고 식 1에서 사용가능한 주파수 스펙트럼을 검출한 예시가 도시된다. 이후, 단계(720)에서 다른 소스로부터의 간섭 주파수 대역을 검출한다. 이는 도 6에서 도시된 바와 같이, 간섭 신호의 중심주파수와 대역폭을 검출함으로써 수행된다. 단계(730)에서, 이러한 사용할 수 있는 주파수 스펙트럼에서 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외한 스펙트럼을 획득한다.
- <67> 단계(740)에서, 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑한다. 여기서, 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호와의 맵핑 계수는 사용할 수 있는 스펙트럼의 대역폭, 즉 최대주파수와 대응하는 시간기준 신호의 지속시간에 기초하여 도출된다.
- <68> 단계(750)에서, 맵핑된 시간기준 신호($b(t)$)와 제 1 칩 파형 신호를 곱한다. 이 처리는 칩 변조라고도 한다. 단계(760)에서, 상기 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱한 결과와 칩 필터 함수의 컨볼루션 적분을 수행한다. 단계(770)에서, 단계(760)에서의 컨볼루션 적분 수행 결과에 제 2 칩 파형 신호를 곱한다. 칩 파형 신호와 칩 필터 함수가 코사인 함수인 경우의 실시예에서, 단계(750 내지 770)는 2배 주파수 요소를 상쇄하기 위해 사인 칩 파형 신호와 사인 칩 필터 함수를 위한 분기를 갖는다.
- <69> 단계(770) 이후에, 상기 제 2 칩 파형 신호를 곱한 결과물을 저역통과 필터링한다(단계 780). 이후, 저역통과 필터를 통과한 이후에 신호 크기를 적절하게 조정함으로써 파형 간섭을 회피할 수 있는 송신 변조 파형이 획득된다.
- <70> 도 8은 인지형 UWB 파형을 적응적으로 정형화하는 프로세서가 포함된 송신기 모듈을 도시한다. 송신기 모듈은 스펙트럼 추정기(810), 임계치 검출기(820), 신호 크기 조정기(830), 간섭신호 검출기(미도시), 프로세서(840), 버퍼(850), 및 변조기(860)를 포함하여 구성된다. 송신기 모듈의 스펙트럼 추정기(810), 임계치 검출기(820), 신호 크기 조정기(830), 간섭신호 검출기(미도시), 버퍼(850), 및 변조기(860)는 종래기술의 모듈과 유사한 구성이므로 상세한 설명은 생략한다.
- <71> 본원 발명의 프로세서(840)는 간섭을 고려하여 사용가능한 주파수 대역을 검출하며, 검출된 주파수 대역에 대한 맵핑된 시간기준 신호를 칩 변조와 칩 필터를 사용하여 역 푸리에 변환한다. 프로세서(840)의 기능을 수행하는 수단들은 도 3에서 도시된다. 우선, 간섭신호 검출기가 간섭이 발생한 주파수 대역을 검출한다. 프로세서(840)는 스펙트럼 추정기(810)에 의해 검출된 상기 사용 가능한 주파수 스펙트럼에서 상기 간섭이 발생한 주파수 대역을 제외함과 아울러 간섭이 발생한 주파수 대역이 제외된 사용할 수 있는 주파수 스펙트럼과 시간기준 신호를 맵핑하는 수단(미도시), 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 곱셈기(310), 맵핑된 시간기준 신호와 제 1 칩 파형 신호를 곱한 결과와 칩 필터 함수와의 컨볼루션 적분을 수행하는 수단(320), 컨볼루션 적분 결과와 제 2 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 곱셈기(330), 제 2 칩 파형 신호를 곱한 결과물을 저역통과 필터링하는 수단(330)을 포함한다. 이와 같은 프로세서(840)에 의한 처리 결과, 송신 파형 신호($B(f)$)의 역 푸리에 변환된 신호($b(t)$)가 획득된다.
- <72> 본 발명의 일 실시예에서, 맵핑된 시간기준 신호에 제 1 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 곱셈기는 상기 맵핑된 시간기준 신호와 코사인 칩 파형 신호를 곱하는 제 1 유닛(410)과 상기 맵핑된 시간기준 신호와 사인 칩 파형 신호를 곱하는 제 2 유닛(420)으로 나뉜다. 또한, 컨볼루션 적분을 수행하는 수단은 제 1 유닛의 수행 결과와 코사인 칩 필터 함수를 컨볼루션 적분하는 수단(430) 및 상기 제 2 유닛의 수행 결과와 사인 칩 필터 함수를 컨볼루션 적분하는 수단(440)으로 구성된다. 컨볼루션 적분 수단과 상기 제 2 곱셈기(460) 사이에, 컨볼루션 적분을 수행하는 수단의 각 유닛에서 수행된 결과를 합산하는 합산기(450)가 제공된다. 제 2 곱셈기(460)에서 곱해지는 제 2 칩 파형 신호는 코사인 칩 파형 신호와 사인 칩 파형 신호를 포함한다. 본 실시예에서, 역 푸리에 변환은 코사인 칩 신호를 사용한 분기와 사인 칩 신호를 사용한 분기를 통해 수행됨으로써 역 푸리에 변환의 정확성이

증가된다. 이후, 저역통과 필터링 및 크기 조절을 수행함으로써 송신 파형이 실시간으로 정형화된다.

<73> 전술한 바와 같은 방법 및 프로세서 수단은 임의의 컴퓨터 프로그램, 데이터 구조 등을 통해 구현될 수 있으며, 이러한 방법은 임의의 컴퓨터 판독가능 매체에 수록될 수 있다.

<74> 이상으로 본 발명의 기술적 사상을 예시하기 위한 바람직한 실시예와 관련하여 설명하고 도시하였지만, 본 발명은 이와 같이 도시되고 설명된 그대로의 구성 및 작용에만 국한되는 것이 아니며, 기술적 사상의 범주를 일탈함이 없이 본 발명에 대해 다수의 변경 및 수정이 이루어질 수 있음을 기술분야의 당업자들은 잘 이해할 수 있을 것이다. 따라서, 그러한 모든 적절한 변경 및 수정과 균등물들도 본 발명의 범위에 속하는 것으로 간주되어야 할 것이다.

도면의 간단한 설명

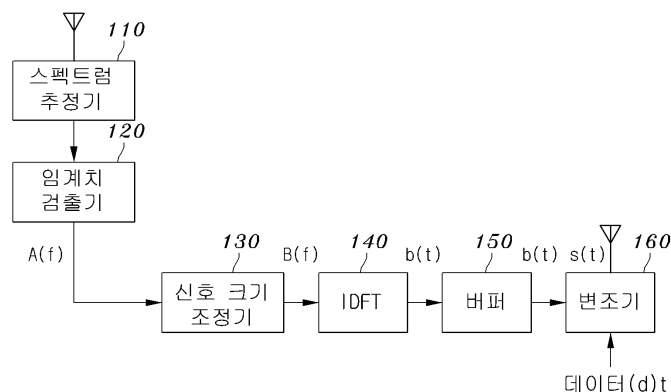
- <75> 도 1은 TDCS 송신기의 구성을 도시한 블록도
- <76> 도 2는 본 발명의 실시간 적응형 파형 정형화 방법을 도시한 도면
- <77> 도 3은 코사인 칩 파형 및 칩 필터에 의한 실시간 적응형 파형 정형화 방법을 도시한 도면
- <78> 도 4는 2배 주파수 상쇄 기능에 의한 실시간 적응형 파형 정형화 방법을 도시한 도면
- <79> 도 5a는 스펙트럼 $B(f)$ 를 도시한 도면이며, 도 5b 내지 5f는 도 4의 지점 ①~⑤에서의 파형을 도시한 도면이고, 도 5g는 $b(t)$ 의 FFT의 수행 결과를 도시한 도면
- <80> 도 6은 간섭원의 존재시 본 발명의 적응형 칩 파형을 도시한 도면
- <81> 도 7은 본 발명의 파형 적응형 정형화를 사용하여 칩 파형을 송신하는 흐름도
- <82> 도 8은 본 발명의 TDCS 송신기의 구성을 도시한 블록도

<도면의 주요부호에 대한 설명>

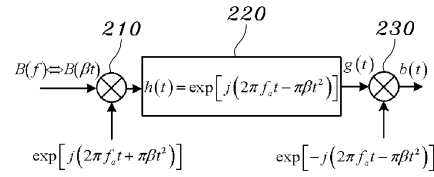
- | | |
|---------------------|---------------|
| <84> 310: 코사인 칩 필터 | 320: 저역통과 필터 |
| <85> 330: 신호 크기 조정기 | 410: 코사인 칩 필터 |
| <86> 420: 사인 칩 필터 | 430: 저역통과 필터 |
| <87> 810: 스펙트럼 추정기 | 840: 프로세서 |
| <88> 850: 버퍼 | 860: 변조기 |

도면

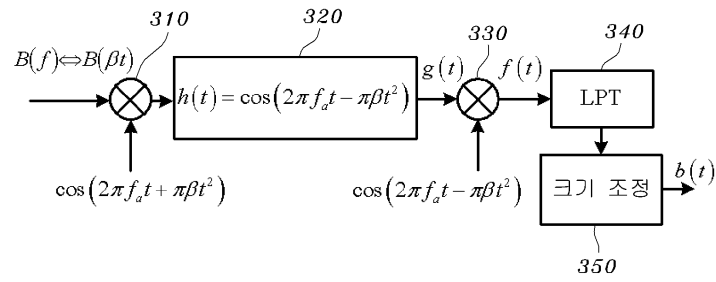
도면1



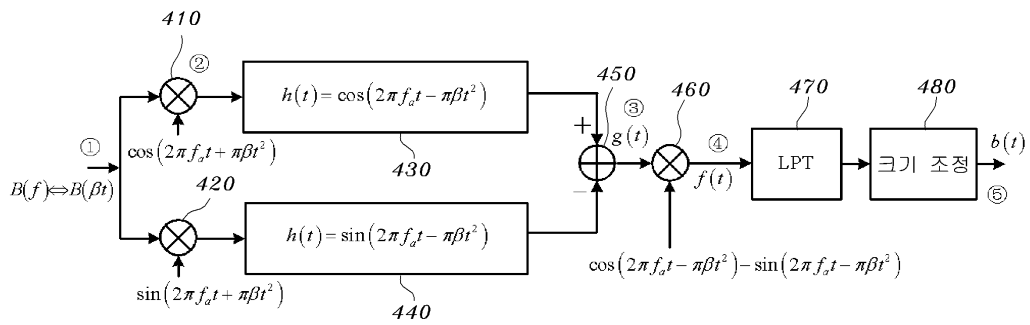
도면2



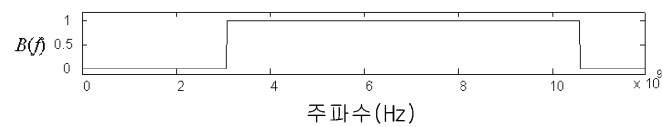
도면3



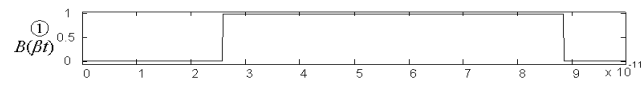
도면4



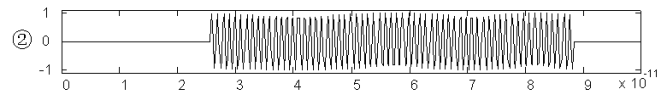
도면5a



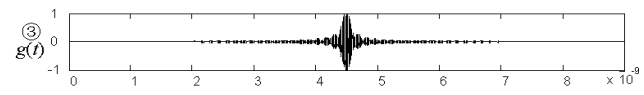
도면5b



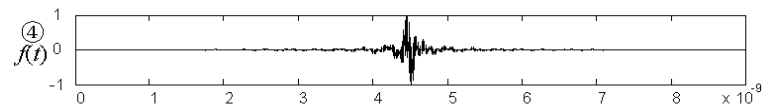
도면5c



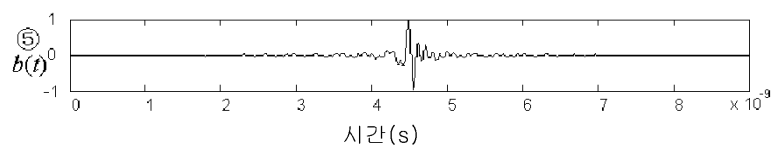
도면5d



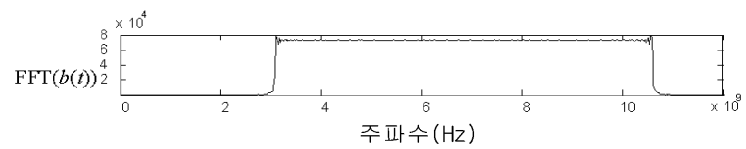
도면5e



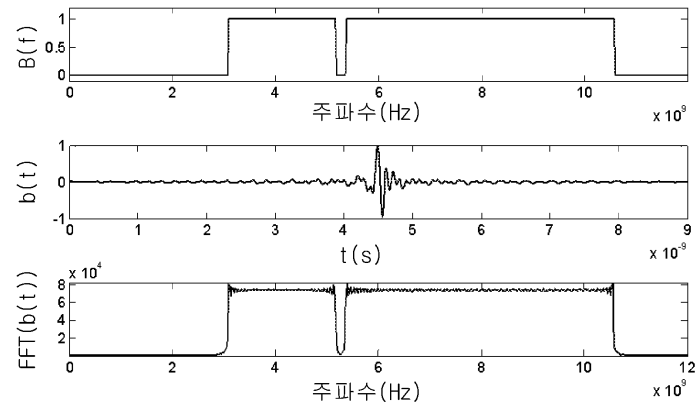
도면5f



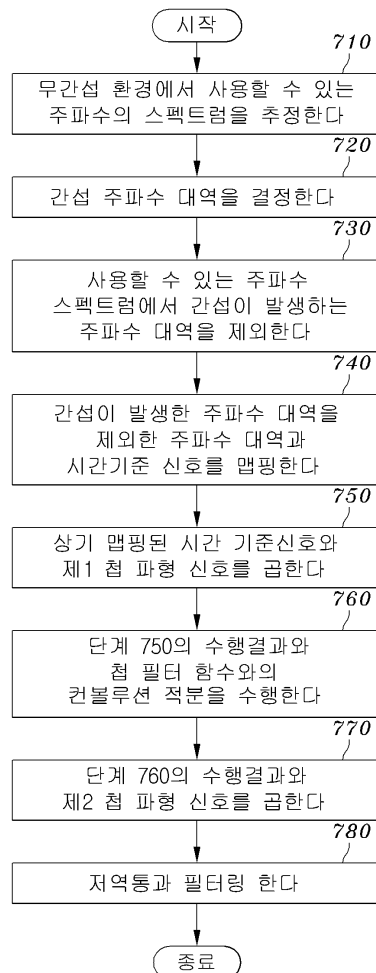
도면5g



도면6



도면7



도면8

