



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0126484  
(43) 공개일자 2010년12월01일

(51) Int. Cl.

H04B 1/14 (2006.01) H04B 1/16 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-7022508

(22) 출원일자(국제출원일자) 2009년03월10일

심사청구일자 없음

(85) 번역문제출일자 2010년10월08일

(86) 국제출원번호 PCT/US2009/001512

(87) 국제공개번호 WO 2009/114123

국제공개일자 2009년09월17일

(30) 우선권주장

61/068,720 2008년03월10일 미국(US)

61/068,802 2008년03월10일 미국(US)

(71) 출원인

뉴랜스, 인코포레이티드.

미국 메사추세츠 01720 액톤 스위트 200 나고그  
파크 43

(72) 발명자

굽타, 데브, 브이.

미국 메사추세츠 01742 콩코드 마티슨 드라이브  
356

굽타, 디비

미국 메사추세츠 01748 홉킨톤 스프링 스트리트  
26

(74) 대리인

특허법인이상

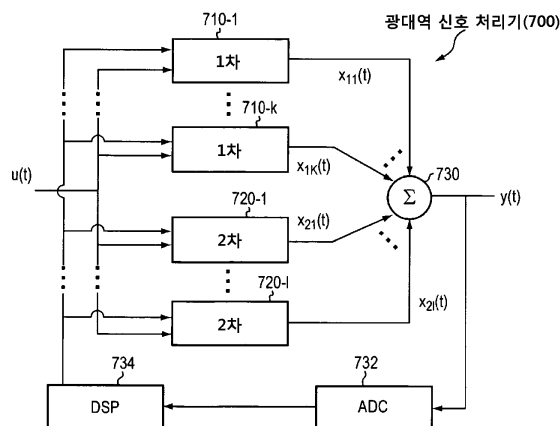
전체 청구항 수 : 총 38 항

(54) 광대역 신호처리 방법, 시스템 및 장치

(57) 요약

실시예는 광대역 신호에 대하여 동적이고 적응성 있게 동작할 수 있는 방법, 시스템 및 장치를 포함한다. 예시들은 중심주파수가 필터 적분기의 출력에 연결된 변수이득블록을 사용하여 튜닝될 수 있는 상태변수필터를 포함한다. 1차 및 2차 상태변수 필터는 신호에 대하여 병렬로 동작하고 그 출력을 결합하여 필터링된 출력을 생성하도록 동작할 것이다. 필터들은 어플리케이션에 따라 신호를 통과시키거나 소거하도록 튜닝될 수 있으며, 예시되는 어플리케이션들은 가변필터링(variable filtering), 스펙트럼 분석, 간섭탐지 및 소거, 신호등화, 중간주파수 직접 전송, 및 단일 측대역 변조 및 복조를 포함할 수 있지만 이에 한정되는 것은 아니다.

대표도 - 도7



## 특허청구의 범위

### 청구항 1

광대역 신호 처리장치로서,

광대역 입력에서 병렬로 동작하도록 구성된  $m$ 차 상태변수 필터와  $n$ 차 상태변수 필터; 및

상기  $m$ 차와  $n$ 차 상태변수 필터들로부터의 출력들을 가산하여 처리된 출력을 생성하도록 구성된 덧셈계수기를 포함하는 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 2

제 1항에 있어서,

상기  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들은 탭 가중치들을 포함하고, 상기 탭 가중치들은 상기 광대역 신호처리 장치의 전달함수를 생성하도록 조정될 수 있는 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 처리된 출력의 디지털 표현을 생성하도록 구성된 아날로그디지털 변환기; 및

상기 처리된 출력의 디지털 표현에 기초하여 상기  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들을 제어하도록 구성된 디지털 신호 프로세서를 더 포함하는 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 4

제 3항에 있어서,

상기 디지털 신호 프로세서는 상기  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들의 탭 가중치들 또는 DC 전압을 변화시킴으로써 상기  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들의 중심주파수들과 전달함수들을 제어하도록 구성된 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 5

제 3항에 있어서,

상기 디지털 신호 프로세서는 상기  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들을 조정하여, 상기  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들의 비 이상성(non-idealities)을 보상하도록 구성된 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 6

제 1항에 있어서,

상기  $m$ 차 상태변수 필터는 1차 상태변수필터이며, 상기 1차 상태변수 필터는

상기 광대역 입력의 나머지를 제공하도록 구성된 나머지블록;

필터링된 출력의 극점과 상기 광대역 입력의 나머지를 결합시키도록 구성된 덧셈계수기;

상기 덧셈계수기의 출력을 적분하도록 구성된 적분기;

상기 적분기의 출력을 증폭하여 필터링된 출력을 제공하도록 구성된 변수이득블록; 및

상기 필터링된 출력의 극점을 제공하도록 구성된 극점블록을 포함하는 광대역 신호 처리장치.

#### 청구항 7

제 6항에 있어서

상기 1차 상태변수필터의 중심주파수는 변수이득블록의 이득에 변화를 줌으로써 제어되는 광대역 신호 처리장치.

#### 청구항 8

제 1항에 있어서,

상기 n차 상태변수 필터는 2차 상태변수 필터이고, 상기 2차 상태변수 필터는,

적어도 하나의 분수이득을 상기 광대역 입력과 결합시키도록 구성된 덧셈계수기;

상기 덧셈계수기의 출력을 적분하도록 구성된 제 1 적분기;

상기 제 1 적분기의 출력을 증폭하여 제1 처리된 출력을 제공하도록 구성된 제1 변수이득블록;

상기 제 1 증폭된 신호에 대응하는 신호를 적분하도록 구성된 제 2 적분기;

상기 제 2 적분기의 출력을 증폭하여 제 2 처리된 출력을 제공하도록 구성된 제 2 변수이득블록;

상기 제 2 처리된 출력에 기초한 적어도 하나의 분수이득 인자를 제공하도록 구성된 적어도 하나의 분수이득블록을 포함하는 광대역 신호 처리장치.

#### 청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 제 2차 상태변수 필터의 중심주파수는 상기 제 1 및 제 2 변수이득블록들의 이득들에 변화를 줌으로써 제어되도록 구성된 광대역 신호 처리장치.

#### 청구항 10

제 8항에 있어서,

상기 제 1 변수이득블록은 필터링된 출력을 제공하는 광대역 신호 처리장치.

#### 청구항 11

제 8항에 있어서,

상기 덧셈계수기로부터의 출력과 상기 제 2 처리된 출력을 결합시키도록 구성된 또 다른 덧셈계수기를 더 포함하는 광대역 신호 처리장치.

#### 청구항 12

제 1항에 있어서,

$m = n$ 인 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 13

제 1항에 있어서,

$m = 1$ 이고  $n = 2$ 인 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 14

제 1항에 있어서,

상기 광대역 입력에서 동작하도록 구성되고 상기 덧셈계수기의 입력에 실시가능하도록 연결된 제 2  $n$ 차 상태변수 필터를 더 포함하는 광대역 신호 처리장치.

### 청구항 15

상태변수 필터로서,

광대역 입력의 나머지를 제공하도록 구성된 나머지블록;

필터링된 출력의 극점과 상기 광대역 입력의 나머지를 결합시키도록 구성된 덧셈계수기;

상기 덧셈계수기의 출력을 적분하도록 구성된 적분기;

상기 적분기의 출력을 증폭하여 상기 필터링된 출력을 제공하도록 구성된 변수 이득블록; 및

상기 필터링된 출력의 극점을 제공하도록 구성된 극점블록을 포함하는 상태변수 필터.

### 청구항 16

제 15항에 있어서,

상기 상태변수 필터의 중심주파수는 상기 변수이득블록의 이득에 의해 제어되도록 구성된 상태변수필터.

### 청구항 17

제 15항에 있어서,

상기 나머지블록, 변수이득블록 및 극점블록은 상기 적분기의 비 이상성(non-idealities)의 보상을 위해 제어되도록 구성된 상태변수필터.

### 청구항 18

제 15항에 있어서,

상기 적분기에 인가된 전압을 조정하면 상기 상태변수 필터의 대역폭이 변경되는 상태변수필터.

### 청구항 19

상태변수 필터로서,

적어도 하나의 분수이득을 광대역 입력과 결합시키도록 구성된 덧셈계수기;

상기 덧셈계수기의 출력을 적분하도록 구성된 제 1 적분기;

상기 제 1 적분기의 출력을 증폭하여 제1 처리된 출력을 제공하도록 구성된 제 1 변수이득블록;

상기 제 1 처리된 출력에 대응하는 신호를 적분하도록 구성된 제 2 적분기;

상기 제 2 적분기의 출력을 증폭하여 제 2 처리된 출력을 제공하도록 구성된 제 2 변수이득블록;

상기 제 2 처리된 출력에 기초한 적어도 하나의 분수이득 인자를 제공하도록 구성된 적어도 하나의 분수이득블록을 포함하는 상태변수필터.

#### 청구항 20

제 19항에 있어서,

상기 상태변수 필터는 제어표준형(control canonical form)인 상태변수필터.

#### 청구항 21

제 19항에 있어서,

상기 상태변수 필터는 관측표준형(observer canonical form)인 상태변수필터.

#### 청구항 22

제 19항에 있어서,

상기 상태변수필터의 중심주파수는 상기 변수이득블록들의 이득들에 의해 제어되도록 구성된 상태변수필터.

#### 청구항 23

제 19항에 있어서,

상기 분수이득블록, 제 1 변수이득 블록, 및 제 2 변수이득 블록은 상기 적분기의 비 이상성(non-idealities)의 보상을 위해 제어되도록 구성된 상태변수필터.

#### 청구항 24

제 19항에 있어서,

상기 제1 적분기 또는 제2 적분기에 인가된 전압을 조정하면 상기 상태변수 필터의 대역폭이 변경되는 상태변수 필터.

#### 청구항 25

제 19항에 있어서,

상기 제1 변수 이득블록은 필터링된 출력을 제공하는 광대역 신호 처리 장치.

#### 청구항 26

제 19항에 있어서,

상기 덧셈계수기의 출력과 상기 제2 처리된 출력을 결합하도록 구성된 또 다른 덧셈 계수기를 더 포함하는 광대역 신호 처리 장치.

#### 청구항 27

광대역 신호를 필터링하는 방법으로,

결합된 신호를 제공하도록 필터링된 신호의 극점을 광대역 입력과 결합하는 단계;

적분된 신호를 제공하도록 상기 결합된 신호를 적분하는 단계; 및

이득 G로 스케일된 중심주파수인, 상기 필터링된 신호를 제공하도록 상기 적분된 신호를 이득 G로 증폭하는 단계를 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 28

제 27항에 있어서,

상기 광대역 입력을 제공하도록 광대역 신호의 나머지를 결정하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 29

제 27항에 있어서,

또 다른 적분된 신호를 제공하도록 상기 필터링된 신호를 적분하는 단계;

또 다른 필터링된 신호를 제공하도록 상기 또 다른 적분된 신호를 증폭하는 단계;

상기 결합된 신호를 적분하기 전에 상기 또 다른 적분된 신호를 상기 결합된 신호와 결합하는 단계; 및

출력을 제공하도록 상기 또 다른 필터링된 신호를 상기 차이신호(difference signal)에 더하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 30

제 27항에 있어서,

상기 차이 신호(difference signal)를 적분할 때 비 이상성을 보상하도록 상기 극점을 조정하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 31

제 27항에 있어서,

상기 적분된 신호의 이득을 변화시킴으로써 상기 필터링된 신호의 중심주파수를 변경시키는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 32

제 31항에 있어서,

상기 필터링된 신호를 상기 이득의 함수로서 측정하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 33

제 27항에 있어서,

협대역(narrowband) 간섭자를 탐지하는 단계; 및

상기 협대역 간섭자를 소거하도록 상기 적분된 신호의 이득을 조정하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 34

제 27항에 있어서,

중간 주파수 신호를 생성하도록 상기 필터링된 신호를 로컬 발진기와 믹싱하는 단계; 및

상기 중간 주파수 신호를 튜닝하도록 상기 적분된 신호의 이득을 조정하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 35

제 27항에 있어서,

광대역 입력이 혼련신호일 때 등화인자들(equalization factors)을 생성하도록 필터링된 신호를 측정하는 단계;

상기 등화인자들에 기초하여, 상기 필터링된 신호를 등화하도록 상기 적분된 신호의 이득을 조정하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 36

제 27항에 있어서,

제 1 스케일된 신호를 제공하도록 상기 필터링된 신호를 제1 탭 가중치로 스케일하는 단계;

또 다른 필터링된 신호를 제공하도록 상기 필터링된 신호의 스케일되지 않은 버전을 또 다른 필터의 입력으로 연결하는 단계;

제 2 스케일된 신호를 제공하도록 상기 또 다른 필터링된 신호를 제 2 탭 가중치로 스케일하는 단계; 및

상기 제 1 및 제 2 스케일된 신호를 결합하는 단계를 더 포함하는 광대역 신호를 필터링하는 방법.

#### 청구항 37

송수신기로서,

광대역 신호를 수신하도록 구성된 안테나;

상기 광대역 신호의 특징을 제공하도록 구성된 스펙트럼 분석기; 및

상기 광대역 신호의 특징에 기초하여 간섭자를 무효화하도록 재구성가능한 대역소거필터를 포함하고, 상기 대역소거필터의 이득은 상기 대역소거필터의 중심주파수를 조정할 수 있도록 구성된 송수신기.

#### 청구항 38

탭화된 지연라인으로서,

탭화된 지연라인 구성내에 배열된 상태변수 필터 지연구성요소들을 포함하고, 각 구성요소는,

광대역 입력에 대해 병렬로 동작하도록 구성된 n차 및 m차 상태변수 필터 그리고 상기 n차 및 m차 상태변수 필

터들의 출력들을 합산하도록 구성된 덧셈계수기를 포함하는 탭화된 지연라인.

## 명세서

### 기술 분야

- [0001] 본 출원은 2008년 3월 10일에 출원된 미국 가출원 번호 61/068,720 및 61/068,802의 수혜를 주장한다. 상기 출원의 모든 교의는 여기에 참조에 의해서 통합된다.
- [0002] 본 발명은 광대역 신호를 처리하는 방법, 시스템 및 장치에 대한 것이다. 좀 더 상세하게는 다양한 종류의 어플리케이션에 적용가능한 광대역 신호를 처리하는 방법, 시스템 및 장치에 대한 것이다.

### 배경 기술

- [0003] 신호대역폭과 데이터율의 증가는 광대역 신호와 관련된 문제들을 풀기 위한 새로운 신호처리 기술의 개발을 촉발시켰다. 증가된 신호대역폭은 또한 이중환경에서의 초광대역(UWB:ultrawideband)기술기반의 활성 라디오주파수(RF:radio-frequency) 식별자(ID:identification)를 포함하는 새로운 어플리케이션을 가능케 만들었다. 또한, 증가된 신호대역폭은 거리측정 정확도를 개선시켜서, 광대역기술을 특히 레이더, 이미징 및 다른 어플리케이션에 대해 매력적으로 만들었다.
- [0004] 불행히도, 클럭속도에 대한 근본적인 스케일링 한계, 스위칭, 열 방출 및 장애회복의 어려움은 디지털 로직을 광대역 신호처리에 부적합하게 한다. 예를 들면, 오늘날의 DSP 기술은 고화질 TV, 소프트웨어 정의 라디오(SDR), 인지라디오(Cognitive radio), 4-G 핸드헬드 서비스, 화이트 스페이스, 초광대역(UWB) 기반의 서비스 및 실시간 GHz/THz 메디칼 이미징과 같은 첨단 어플리케이션에 요구되는 광대역신호를 처리할 수 없다. 좀 더 우수한 속도 및 대역폭처리 능력에 대한 요구 외에, 전력소비를 감소시키는 방법 역시 많은 신호처리 어플리케이션에의 큰 관심사이다. 예를 들면, 엄청난 프리미엄이 모바일기기에서의 전력소비에 몰려있다; 고속의 DSP는 셀방식의 휴대폰(Cell-phone)이나 PDA폰의 배터리수명을 빠르게 단축시킨다.
- [0005] 광대역 어플리케이션에 대해, 나이퀴스트 율(Nyquist rate)은 다중 GSP 범위 내에 있으며, 따라서, 상대적으로 간단한 신호처리만이 구현될 수 있고, 때때로 고도로 파이프라인닝된 병렬처리 아키텍처를 요구한다. 앞으로도 DSP기술은 상기의 어플리케이션들이 요구하는 성능을 발휘하지는 못할 것 같다. 왜냐하면, CMOS기반의 디지털신호처리구조의 한계가 더 이상 무어의 법칙(Moore's Law)에 따라 확장되지 않을 것이기 때문이다. 사실, 아주 초미세한 CMOS 게이트는 트랜지스터 크기(또한 스위칭 속도)가 그들의 최저한도(fundamental limit)에 가깝다는 걸 보여주는 분자(molecule)로 측정되는 되는 넓이를 갖는다. 즉, DSP 기술의 대역폭 처리능력을 증가시킬 여지가 거의 없는데, 이는 트랜지스터 크기와 반비례하는 트랜지스터 스위칭 속도가 훨씬 더 빨라질 수 없기 때문이다.
- [0006] 다음으로, 아날로그 로직은 자신의 한계를 갖는다. 아날로그 회로는 완전히 독립적인 블록으로 형성되지 않았기 때문에, 아날로그 로직의 한 블록을 변경시키면 회로 내의 모든 다른 블록을 변경시키게 된다. 또한, 처리기술의 발달이 너무 빨라서 어플리케이션 특화 디자인은 종종 제조되기도 전에 구식이 된다. 결국, 아날로그 회로는 완전히 재구성가능한 것도 아니고 완전히 프로그래밍할 수 있는 것도 아니다.

### 발명의 내용

#### 해결하려는 과제

- [0007] 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 목적은 디지털 신호 처리를 증대시키고 그러한 시스템의 대역폭 처리능력을 상당히 개선한 광대역 신호처리 시스템을 제공한다.
- [0008] 또한 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 다른 목적은 디지털 신호 처리를 증대시키고 그러한 시스템의 대역폭 처리능력을 상당히 개선한 광대역 신호처리 방법을 제공한다.
- [0009] 또한, 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 또 다른 목적은 디지털 신호 처리를 증대시키고 그러한 시스템의 대역폭 처리능력을 상당히 개선한 광대역 신호처리 장치를 제공한다.

## 과제의 해결 수단

- [0010] 본 발명의 실시예들은 광대역 입력에 대해 병렬로 동작하도록 구성된  $m$ 차 상태변수 필터와  $n$ 차 상태변수 필터를 사용하는 광대역 신호 처리방법 및 장치를 포함하며, 상기  $m$ 차 상태변수 필터와  $n$ 차 상태변수 필터는  $m$ 과  $n$ 은 양의 정수이고, 덧셈계수기가  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터의 출력들을 결합하여 처리된 출력을 생성하도록 구성되어 있다. 어떤 실시예들에서는,  $m$ 과  $n$ 은 서로 동일할 수 있다. 다른 실시예들에서는,  $m$ 은 1이고  $n$ 은 2일 수 있다. 실시예들은 복수개의  $m$ 차 상태변수 필터들,  $n$ 차 상태변수 필터들 또는  $m$ 차 및  $n$ 차 상태변수 필터들의 조합을 포함할 수 있다.
- [0011] 또 다른 실시예는 상기 처리된 출력을 디지털 변환하도록 구성된 아날로그디지털 변환기(ADC)와 상기 디지털 변환된 처리된 출력에 기초하여  $m$ 차 및  $n$ 차 상태 변수 필터를 제어하도록 구성된 디지털신호프로세서(DSP)를 포함할 수 있다. 상기 DSP는 탭 가중치, 분수이득, 극점, 나머지 및 변수이득을 포함하는 필터파라미터를 변경함으로써, 중심주파수, 통과대역 형태 및 상기 필터들의 통과대역폭을 변화시킬 것이다. 예를 들면, 상기 디지털 신호 프로세서는 상기 상태변수 필터를 조정하여, 적분기 및 다른 필터 구성요소들의 비 이상성(non-idealities)을 보상할 것이다.
- [0012] 또 다른 실시예들은 나머지블록, 덧셈계수기, 적분기, 변수이득블록 및 극점 블록을 갖는 1차 상태변수 필터를 포함한다. 상기 나머지블록은 덧셈계수기에 광대역 입력의 나머지를 제공하고, 상기 덧셈계수기는 상기 나머지를 극점블록의 극점과 결합시키도록 구성될 수 있다. 적분기는 상기 덧셈계수기로부터 온 결합된 신호를 적분하고 적분된 신호를 변수이득 블록에 제공하고, 상기 변수이득 블록은 상기 적분된 신호를 증폭하여 필터링된 출력을 제공한다. 상기 극점블록은 상기 필터링된 출력을 덧셈계수기에 제공하여, 피드백루프를 종결한다. 상기 필터의 중심주파수는 변수이득블록의 이득을 변화시킴으로써 제어될 수 있다.
- [0013] 또 다른 실시예들은, 두 번의 적분/이득 스테이지를 포함하는 2차 상태변수필터를 포함하며, 각 스테이지는 하나의 변수이득블록에 실시가능하게 연결된 하나의 적분기를 포함한다. 제 1 덧셈계수기가 광대역 입력에 기초한 결합된 신호를 제1 적분/이득 스테이지에 제공하면, 제1 적분/이득 스테이지는 입력을 제2 적분/이득 스테이지에 제공하여 출력 신호를 제공하도록 한다. 예시된 2차 상태변수 필터들 역시 분수이득 블록과 추가적인 덧셈계수기들을 포함할 수도 있다. 제1 및 제 2 변수이득블록의 이득에 변화를 주면 상기 실시예의 2차 상태변수 필터들의 중심주파수가 변경된다.
- [0014] 또 다른 실시예들은 광대역 신호를 필터링하는 방법을 포함하는데, 이는 결합된 신호를 제공하기 위하여 필터링된 신호의 극점을 광대역 입력과 결합시키는 단계; 적분된 신호를 제공하기 위하여 상기 결합된 신호를 적분하는 단계; 및 필터링된 신호를 제공하기 위하여 상기 적분된 신호를 이득  $G$ 로 증폭하는 단계 포함하고, 상기 필터의 중심주파수는 이득  $G$ 에 의해 스케일된다.
- [0015] 방법들은 또한 입력의 나머지와 극점, 출력, 그리고 중간신호(intermediate signal)를 결정하는 단계를 포함할 수 있다. 또한, 방법들은, 또 다른 적분된 신호를 제공하기 위하여 필터링된 신호를 적분하는 단계; 또 다른 필터링된 신호를 제공하기 위하여 상기 또 다른 적분된 신호를 증폭하는 단계; 상기 결합된 신호를 적분하기 전에 상기 또 다른 적분된 신호를 상기 결합된 신호와 결합하는 단계; 및 출력을 제공하기 위하여 상기 또 다른 필터링된 신호를 상기 차이신호(difference signal)에 더하는 단계를 포함할 수 있다. 어떤 방법들은 또한 상기 차이신호(difference signal)를 적분할 때, 극점, 나머지, 또는 이득을 조정하여, 한정된 적분 대역폭이나 한정된 적분이득과 같은 비 이상성을 보상하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0016] 이득  $G$ 를 변화시키면 필터링된 신호의 중심주파수의 대응하는 변화가 일어난다. 이득  $G$ 를 변경시킴으로 인해서 상기 필터 중심주파수가 주파수대역 전역에 걸쳐서 스위프될 것이고, 전송된 신호는 이득/필터 중심주파수의 함수로서 측정될 것이다. 이러한 방법은 간섭하는 신호를 탐지하기 위하여 사용될 수 있는데, 상기 간섭하는 신호가 탐지된 이후에는, 상기 이득과 다른 필터 파라미터를 조정하는 방법에 의하여 소거될 것이다.
- [0017] 또 다른 방법은 필터링된 신호와 로컬 발진기를 믹싱하여 중간주파수(IF: intermediate frequency) 신호를 생성할 수 있는데, 상기 중간주파수 신호는 이득  $G$ 를 조정하여 튜닝될 수 있다. 어떤 실시예는 혼련신호를 처리하는 단계와 처리된 혼련신호의 측정에 기초한 신호 등화인자(equalization factor)를 결정하는 단계를 포함한다. 이득  $G$ 를 포함하는 필터 파라미터는 필터링된 신호를 등화하는 상기 신호 등화인자에 기초하여 조정될 수 있다.
- [0018] 다르게는, 신호는 탭화된 지연라인내에 배열되어 직렬로 연결된 필터를 통해서 종속연결될 수 있으며, 상기 탭

화된 지연라인에서는 필터 이득, 극점, 및 나머지가 바람직한 지연성능을 수행할 수 있도록 조정된다. 각 필터들의 출력은 조정가능한 탭 가중치에 의해서 스케일 될 수 있다. 각 필터의 스케일된 출력들을 결합하면, 적절한하게 선택되어 주어진 탭 가중치와 입력들인, 입력 신호에 대한 상관 또는 등화가 제공된다.

[0019] 실시예는 또한 안테나를 경유하는 초광대역(UWB:Ultrawideband)신호를 수신하도록 구성된 송수신기(transceiver)를 포함한다. 스펙트럼 분석기는 UWB 신호의 특징을 제공하여, 탐지된 간섭자를 무효화할 수 있도록 재구성가능한 대역소거필터를 설정하기 위하여 사용될 수 있다. 대역소거필터의 이득을 변화시키면 상기 대역소거필터의 중심주파수가 조정된다.

[0020] 다른 실시예는 직렬로 연결된 복수개의 상태변수 필터 지연구성요소를 포함하는 탭화된 지연라인을 포함한다. 각 구성요소는 광대역 입력에 대하여 병렬로 동작하도록 구성된  $n$ 차 상태변수필터 및  $m$ 차 상태 변수필터 그리고 상기  $n$ 차 및  $m$ 차 상태 변수 필터의 출력들을 합산하도록 구성된 덧셈계수기를 포함한다.

### 발명의 효과

[0021] 상술한 바와 같은 본 발명에 따른 광대역 신호처리 시스템을 이용하면, 아날로그 도메인에 디지털 기능을 구현하고 확장시킴으로써 광대역신호에 대한 다목적신호처리를 제공하는 시스템을 구현할 수 있다. 특히 재구성가능한 필터를 채용함으로써 다양한 네트워크 환경에 적용가능한 시스템을 구현하는 효과가 있다.

### 도면의 간단한 설명

[0022] 앞서 기술한 것들은 보다 상세하게 설명될 본 발명의 실시예들에 의해 명백해 질 것이며, 이는 첨부되는 도면에 도시되어 있고, 상기 도면에서 동일한 참조부호들은 다른 측면들 전체적으로 동일한 부분을 참조한다. 상기 도면들은 스케일될 필요가 없으며, 본 발명의 실시예를 보여주도록 도시되었음을 강조한다.

도 1은 1차 상태변수 필터의 블록도이다.

도 2는 2차 상태변수 필터의 제어표준형의 블록도이다.

도 3은 2차 상태변수 필터의 관측표준형의 블록도이다.

도 4는 본 발명의 원리에 따른 신호 필터링을 보여주는 흐름도이다.

도 5a는 도 1-3의 상태변수 필터내에서의 사용에 적합한 적분기의 회로도이다.

도 5b는 이상적 및 비 이상적 적분기의 주파수 응답을 보여주는 그래프이다.

도 5c는 비 이상적 적분기의 필터극점에 대한 효과를 보여주는 그래프이다.

도 6은 병렬의 상태변수 필터를 채용한 광대역 신호 처리기의 블록도이다.

도 7은 병렬의 1차 및 2차 상태변수 필터를 채용한 광대역 신호 처리기의 블록도이다.

도 8은 스트로보스코프(Stroboscopic) 신호처리 능력이 있는 광대역 신호 처리기의 블록도이다.

도 9a는 간섭탐지필터의 블록도이다.

도 9b는 도 9a에 표시된 간섭탐지필터를 사용한 스펙트럼분석을 보여주는 그래프이다.

도 10a는 간섭소거필터의 블록도이다.

도 10b는 도 10a에 표시된 간섭소거필터를 사용한 노치(notch) 필터링을 보여주는 그래프이다.

도 11은 본 발명의 원리에 따른 간섭탐지 및 소거를 보여주는 흐름도이다.

도 12는 대역소거필터와 스펙트럼 분석기를 채용한 송수신기의 블록도이다.

도 13은 가변필터(agile filter)의 뱅크를 채용한 소프트웨어 정의 라디오의 블록도이다.

도 14는 2차 상태변수 필터를 채용한 탭화된 탭화된 지연라인의 블록도이다.

도 15는 도 14에 표시된 탭화된 탭화된 지연라인에 기초한 상관기를 채용한 무선수신기의 블록도이다.

도 16은 본 발명의 원리에 따른 채널등화를 보여주는 흐름도이다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0023] 본 발명의 실시예들에 대한 상세한 설명이 이어질 것이다.
- [0024] 거대한 주파수 대역(예를 들면, 3.7 ~10.0 GHz) 전역에 신호 에너지를 정교하게 펼쳐놓는, 광대역과 초광대역(UWB)통신 시스템은, 많은 무선 어플리케이션에 대하여 전도가 유망하다. 광대역 통신의 많은 속성들-정확한 거리측정, 재료관통(penetration), 오버레이, 극한 환경에서 동작하는 저전력 시스템내의 다중경로페이딩에 대한 강건성-은 라디오주파수 식별자(RFID)와 같은 도전적인 군용 및 상업용 어플리케이션에 직면한 목표들과 직접적으로 관련된다. 또한, 기저대역에서 동작하는 광대역 시스템은 수신기에서 하향변환을 필요로 하지 않기 때문에, 수신기를 단순화시킨다.
- [0025] 광대역시스템을 거대한 주파수 대역에 고르게 퍼져있는 에너지를 갖도록 설계하여 오버레이 요구사항을 만족시켜야 한다는 목표가 통신시스템 설계자들에게 명백해졌다. 특히, 사람들은 일반적으로 디지털 수신기, 일부 또는 풀 레이크 수신기를 위한 아날로그 상관기, 및 송신된 참조수신기(transmitted reference receivers)로부터의 극한의 대역폭(현재 7GHz, 잠재적으로 미래에는 더 큰)에 확장성이 있는 수신기 디자인을 선택한다.
- [0026] 아날로그디지털(A/D) 변환기는 디지털 수신기의 대역폭과 동적 거리(해상도)를 제한한다. 현재, 기저대역 UWB 신호를 적절하게 샘플링할 수 있는 하이파이(high-fidelity) A/D 변환기는 특히 RFID 어플리케이션에 대해 지나치게 복잡하고 많은 전력을 소모한다. 다른 디지털 시스템은 낮은 해상도의 A/D 변환기에 의존하지만, 잘 동작하는 것은 아니다. 아날로그 상관기에 있어서, 대역폭이 커짐에 따라, 효율적인 에너지 포획을 위하여 레이크 핑거의 수가 증가하는데, 이에 따라, 회로 복잡도와 채널추정의 어려움이 증가한다. 비록 송신된 참조수신기는 중하정도의 데이터율의 동작에 매력적이지만, 이들은 UWB 어플리케이션을 위해 수신기에 거대한 대역폭 지연라인(delay line)을 요구한다.
- [0027] 이제 디지털 신호 처리를 증대시키고 그러한 시스템의 대역폭 처리능력을 상당히 개선한 광대역 신호처리(WiSP)를 개시한다. 상기 WiSP시스템과 기술은 아날로그 도메인에 디지털 기능을 구현하고 확장시켜서 광대역신호에 대한 다목적 신호처리를 제공한다. 본 발명의 실시예는 상태변수기반의 아키텍처를 채용하여 명시가능한 정확도로 원하는 임펄스응답이나 전달함수(transfer function)를 구현한다. 중심주파수를 포함하는 모든 필터 파라미터는 낮은 데이터율로 실행되는 알고리즘, 광대역 디지털 신호프로세서(DSP) 또는 제어경로 내에서 실행되는 다른 적합한 제어요소들을 통해 제어되고 최적화될 수 있다. 광대역 신호처리기는 초미세 상보성 금속산화막 반도체(CMOS:complementary metal-oxide-semiconductor)구조상에 구현되어, 10Ghz를 초과하는 대역폭을 갖는 신호를 포함하는, 광대역신호의 처리를 허용한다.
- [0028] 상기 WiSP 시스템과 장치의 실시예들은 동적으로 재구성가능한 필터를 포함하는데, 상기 필터는 광대역필터, 가변(agile) 필터, 적응형 필터, 이퀄라이저, 직접 중간주파수(IF) 송신기, 단일-측대역 변조기와 복조기로서 사용될 수 있다. 본 발명의 원리에 따라 만들어진 필터, 처리기, 이퀄라이저 및 탭화된 지연라인라인(tapped delay lines)은 액티브 RFID, 레이더, 이미징, 소프트웨어 정의 라디오, 인지라디오, 광대역처리기, 기기장치, 무선 고화질 멀티미디어 인터페이스를 포함하지만 이들에 한정되지 않는 다양한 종류의 어플리케이션에 사용될 수 있다. 상기의 컴포넌트와 어플리케이션들이 모든 것을 망라하는 것은 아니며, 본 발명의 원리에 따라 생산되고 사용되기에 적합한 대표적인 컴포넌트와 어플리케이션이다.
- [0029] 아날로그 신호 처리를 위한 필터들(Filters for Analog Signal Processing)
- [0030] 전형적인 신호처리시스템은 두 평면에서 작동한다. 상기 신호평면(S-평면)에서, 신호는 필터와 또 다른 처리연산을 사용하여 조작된다. 제어평면(C-평면)에서, 신호처리연산이 준비되고 조작된다. 예를 들면, 적응형 신호등화 시스템에서, 신호는 횡단선 필터를 통과하지만, 필터계수는 C-평면에 의해 제어된다. 오늘날 상기의 두 가지 기능은 모두 DSP에 의해 처리된다. 디지털 신호처리를 위한 근원적인 수학적 원리는 샘플링원리에 따르는 나이퀴스트 샘플링을 이상의 동기샘플링인 S-평면 이론에 근거한다. 말할 것도 없이, 이러한 기능성을 구현하는 시스템은 DSP, A/D 및 디지털아날로그(D/A)기술에 의존한다.
- [0031] 여기에 제시된 실시예에서, S-평면은 10+GHz의 대역폭을 유지하면서 복잡한 아날로그 신호처리(신호경로는 항상

아날로그임)를 수행한다. 그러나, C-평면은 전통적인 A/D,D/A 및 DSP 아키텍처내에 구현된다. 실시에는 오늘날의 표준에 비하면 극도로 낮은 전력소모를 보여주는데, 이는 이들 하이브리드 시스템의 낮은 게이트 수와 블록 아키텍처 때문이다.

[0032] 필터들은 아날로그 신호 처리기들을 위한 빌딩-블록 컴포넌트들로서, 상기 신호 처리기들은 주파수와 관련하여 신호의 진폭 및/또는 위상 특성을 변경하여 S-평면내의 신호처리를 가능하게 한다. 필터들은 특정 주파수 범위 내의 신호들을 통과시키고, 다른 범위의 주파수는 저지하도록 사용된다. 대역통과필터는 주어진 대역 내에서 발생한 주파수들만 전송한다. 한편 노치(notch) 또는 대역소거필터는 지정된 주파수들은 제거하고 다른 주파수들은 방해받지 않고 통과하도록 한다. 저역통과필터와 고역통과필터는 각각 컷오프 주파수보다 더 높은 대역주파수와 더 낮은 대역주파수를 저지한다. 전역통과필터는 신호를 약하게 하지 않으면서 입력 신호상의 위상변위를 전달한다.

[0033] 필터의 주파수응답은 출력과 입력신호의 라플라스변환(Laplace transform)비율인 전달함수에 의하여 수학적으로 표현될 수 있다. 이상필터(ideal filters)는 직사각 전달함수를 갖는데, 상기 전달함수는 통과대역과 저지대역 간의 무한히 가파른 경계와 통과대역 내의 상수이득을 갖는다. 또한, 이상필터는 신호에 위상왜곡이 도입되는 것을 피하기 위하여 선형위상응답을 갖는다. 실제 필터들은 이상적인 응답을 근사(approximate)만 할 수 있다.

[0034] 필터의 차수는 필터의 전달함수의 다항식 확장의 차수와 동일하다. 종래의 RF시스템에서, 높은 차수필터는 낮은 차수필터를 종속연결(따라서, 직렬연결)하여 구성된다. 예를 들면, 3차 필터는 1차 필터의 출력을 2차 필터의 입력에 연결함으로써 구성된다. 높은 차수필터들은 전형적으로 향상된 통과 대역성능을 갖고 낮은 차수필터보다 더 빠른 롤오프(저지대역내에서의 감쇠)를 갖는다.

[0035] *필터 설계, 구현 및 동작(Filter Design, Impementation, and Operation)*

[0036] 통상적으로, 필터를 설계할 때의 목표는 특정한 전달함수 또는 임펄스응답을 구현하는 것이다. 유리함수(rational function)에 부합하는 전달함수는 다음의 식을 갖는다

$$T_{mn}(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \quad (1)$$

[0037]

[0038] 상기 식에서  $s = j\omega$ 이고 단위는 rad\*Hz 이다. 상기 분자에 대한 해는 필터들의 0 들이다; 상기 분모의 해는 필터들의 극점들이다. 상기 식에 대하여 부분 분수전개(partial fraction expansion)가 수행되고 역 라플라스변환이 수행됨으로써 어떤 임시함수라도 복소수 사인곡선(complex sinusoids)의 합으로서 표현될 수 있다.

$$T_{mn}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{s - p_i} \Leftrightarrow y_{mn}(t) = \sum_{i=1}^n R_i e^{p_i t} \quad (2)$$

[0039]

[0040] 상기 근사함수(approximation)는 상기 덧셈에 항들을 추가시킴으로써 임의의 정확도까지 정확하게 만들어질 수 있다.

[0041] 방정식(2)에서처럼 복소수 사인곡선의 덧셈(summation)의 형태로 임펄스 응답에 대한 식을 전개하기 위하여, 파데 근사함수, Prony의 방법 또는 다른 적합한 방법이  $R_i$ 의 값과  $y_{mn}(t)$ 의  $P_i$  값을 결정하도록 채용될 수 있다. 일단  $y_{mn}(t)$ 를 알면, 상태변수기법을 사용하는 것이 가능하다. 방정식(3)에 의해 묘사되는 시스템은 해  $y(t)$ 를 갖는데 이는 방정식(2)의  $y_{mn}(t)$ 와 같은 형태이다.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -p_1 & & & \\ & -p_2 & & \\ & & \mathbf{0} & \\ & & & -p_3 \\ & \mathbf{0} & & \ddots \\ & & & & -p_n \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ \vdots \\ R_n \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ y = [1 \quad 1 \quad 1 \quad \dots \quad 1] \mathbf{x} \end{cases} \quad (3)$$

[0042]

[0043] Prony의 방법이나 파데 근사함수를 적용하면  $R_i$  와  $P_i$  값의 목록이 산출되는데, 이중 몇 개는 실수이고, 몇 개는 복소수이다. 복소수 극점/나머지(complex pole/residue)쌍이 복소수 켄레(conjugate)쌍으로 발생하고, 다음과 같이 결합 될 수 있다.

$$\begin{aligned} T_p(s) &= \frac{R_i}{s - p_i} + \frac{R_i^*}{s - p_i^*} \\ &= \frac{2\text{Re}[R_i]s - 2\text{Re}[p_i R_i^*]}{s^2 - 2\text{Re}[p_i]s + |p_i|^2} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \end{aligned} \quad (4)$$

[0044]

[0045] 상기 모든 필터 계수(a's와 b's)는 실수이다. 이러한 켄레쌍은 아래 자세하게 묘사된 이차 제어 및 관측표준형을 사용하여 실현될 수 있다.

[0046]

도 1은 방정식(2)와 (3)의 실수 해(real solutions)를 구현하기 위해 사용되는 1차 상태변수필터(100)를 보여준다. 상기 1차 상태변수필터(100)는 광대역 입력  $u(t)$ 에 대하여 작용을 하여 필터링된 출력  $x_1(t)$ 을 생성한다. 나머지블록(140)은 입력의 나머지  $R_i$  를 결정하고, 상기  $R_i$  는 덧셈계수기(110)로 전달되어 필터링된 출력의 극점  $p_i$  와 결합 된다. 상기 덧셈계수기(110)는 나머지와 극점의 합계를 적분기(120)로 전달한다. 종래의 1차 상태변수필터와 달리, 본 발명의 1차 상태변수 필터(100)는 상기 적분기(120)의 출력에 대하여 동작하는 변수이득블록(130)을 포함한다. 상기 변수이득블록(130)은 상기 적분된 신호를 이득세팅  $G$ 에 따라서 증폭하거나 감쇠하여 필터링된 출력을 생성한다. 상기 변수이득블록(130)에 연결된 극점블록(150)은 필터링된 출력인 극점  $P_i$  생성하고, 상기 필터링된 극점  $P_i$  는 덧셈계수기(110)로 되돌려 보낸다. 상기 극점 블록(150)과 상기 나머지 블록(140)의 파라미터의 변경(즉 필터 탭 가중치를 변경시키면)은 필터중심 주파수와 통과 대역폭을 포함하는 상기 필터 전송특성을 변화시킨다.

[0047]

도 1에 도시된 상기 1차 상태변수 필터(100)를 재 조사하면 변수이득블록(130)의 효과가 매우 흥미롭다는 것을 알 수 있다. 상기 적분기(120)(라플라스 도메인내의  $1/s$ 에 동등한)에 의해서 선도되었을 때, 변수이득블록(130)은 신호를 증폭하기보다는 주파수 스케일로서 동작한다. 상기 변수이득블록(130)은 필터전달함수  $T(s)$ 를  $T(s)/G$ 로 변환하는데, 여기서  $G$ 는 상기 변수이득블록 (130)의 이득이다.  $s = j\omega = j2\pi f$  일때,  $s$ 를  $1/G$ 로 스케일링하면  $T(s)$ 의 주파수가 동일한  $G$ 의 인자에 의해 효과적으로 스케일링된다.  $G$ 를 변화시키면 필터 통과대역의 중심주파수가 UWB대역에 전역으로 튜닝된다.

[0048]

도 2와 도 3은 제어 및 관측 표준형 내의 2차 상태변수 필터들(200, 300)을 보여주는데, 이들은 각각 방정식(2)와 방정식(3)에 대한 2차(second-order) 해를 구현한다. 상기 두 공식은 수학적으로 동등하지만, 상기 관측형(300)은 추가적인 덧셈계수기(summer)를 필요로 하고, 다르게 구성된 입력과 출력을 갖는다. 도 1의 상기 1차 상태변수 필터(100)처럼, 상기 2차 필터들(200, 300)은 필터 통과대역의 중심주파수를 변화시키는 변수이득 블록들을 포함한다. 이들은 또한 방정식(4)의 전달함수의 계수(즉,  $a_0, a_1, a_2, b_0, b_1$ , 그리고  $b_2$ )를 나타내는 탭 가중치, 또는 분수이득블록을 포함한다. 상기 변수이득 블록처럼, 상기 분수이득 블록은 대응하는 계수에 따라서 신호를 증폭하거나 감쇠한다. 전형적으로 상기 변수 및 분수이득 블록은 신호를 -1 이상 1 이하의 정규화된 범위

내의 값으로 스케일 한다..

- [0049] 도 2의 상기 제어 2차 상태변수 필터(200)는 광대역 입력  $u(t)$ 에 작용하여 필터링된 출력  $x_2(t)$ 을 생성한다. 덧셈계수기(210)는 상기 광대역 입력을 분수이득블록들(240, 241)의 출력과 결합시킨다. 상기 덧셈계수기(210)는 상기 광대역 입력과 상기 분수이득블록 출력의 차이를 제3 분수이득 블록(242)으로 전달하고, 상기 제3 분수이득블록(242)은 상기 덧셈계수기 출력을  $1/a_2$ 로 스케일링한다. 상기 분수이득 블록(242)은 상기 스케일된 덧셈계수기 출력을 적분기(220)와 분수이득블록(252)으로 전달하며, 상기 분수이득 블록(252)은 상기 스케일된 덧셈계수기 출력을  $b_2$ 로 스케일한다.
- [0050] 상기 적분기(220)가 상기 스케일된 신호를 적분한 후, 상기 적분된 결과신호를 변수이득블록(230)으로 전달하면, 상기 변수이득블록은 전달된 신호주파수를 이득 세팅  $G_1$ 에 따라 튜닝한다. 상기 변수이득블록(230)의 출력은 제 2 적분기(221) 및 분수이득블록들(241, 251)로 전달되고, 상기 분수이득 블록들(241, 251)은 그 출력을 각각  $a_1$ 과  $b_1$ 으로 스케일 한다. 상기 제 2 적분기(221)는 상기 신호를 다시 적분하고, 그 결과인 제2 적분된 신호를 변수이득블록(231)으로 전달한다. 상기 변수이득블록(231)의 출력은 분수이득블록(240, 250)으로 전달되어, 각각  $a_0$ 와  $b_0$ 로 스케일링 된다. 덧셈계수기(211)는 상기 분수이득블록들(250-252)의 출력을 결합하여 필터링된 출력을 제공한다.
- [0051] 도 3의 상기 관측 2차 상태변수 필터(300)는 광대역 입력  $u(t)$ 에 작용하여 필터링된 출력  $x_2(t)$ 을 생성하는데, 이는 도 2의 필터(200)와 상당히 같은 방법으로 수행된다. 그러나, 다만, 분수이득 블록(350, 351, 352)은 상기 광대역 입력을 각각 수량  $b_0, b_1$ , 및  $b_2$ 로 스케일하여 그 결과인 상기 스케일된 출력을 각각 덧셈계수기(310, 311 및 312)로 전달한다. 상기 덧셈계수기(310)는 분수이득블록(340)의 스케일된 출력을 상기 분수이득블록(350)의 출력과 결합하거나 또는 상기 분수이득블록(350)의 출력으로부터 감산하여 결합된 신호를 제공한다.
- [0052] 적분기(320)는 상기 결과신호를 적분하여, 적분된 신호를 변수이득블록(330)으로 전달하며, 상기 변수이득블록(330)은 통과된 신호주파수를 이득세팅에 따라 튜닝한다. 제2 덧셈계수기(311)는 변수이득블록(330)의 출력을 분수이득블록(341, 351)의 출력과 결합하여 제2 결합된 출력을 제공한다.
- [0053] 제2 적분기(321)은 상기 제2 결합된 출력을 적분하여, 결과인 제2 적분된 신호를 제2 변수이득블록(331)로 전달한다. 제3 덧셈계수기(312)는 상기 제2 변수이득블록의 출력을 분수이득블록(352)의 출력과 결합하여 제3 결합된 신호를 제공한다. 분수이득블록(342)는 상기 제3 결합된 신호를  $1/a_2$ 로 스케일링하여 필터링된 출력을 제공한다. 상기 필터링된 출력은 분수이득 블록(340, 341)으로 전달되어, 상기 필터링된 출력은 각각  $a_0$ 와  $a_1$ 으로 스케일링된다.
- [0054] 도1 내지 3의 1차 및 2차 상태 변수필터는 추가적인 적분기와 변수이득블록을 적절하게 편입하거나 제거함으로써 어떤 차수로도 일반화할 수 있다.  $n$ 차상태 변수필터는 변수이득 블록을  $n$ 개 적분기들 각각의 출력과 연결되도록 구성될 수 있다. 더 높은 차수 상태변수 필터는 필터 전역의 다양한 포인트에서 신호를 스케일링하고 결합할 수 있도록 구성된 추가적인 함수이득 블록과 덧셈계수기를 포함할 수도 있다. 함수 이득블록의 스케일링 계수를 0 또는 1로 설정하면(상기 필터 구성에 따라), 상기 함수이득블록의 필터의 동작에 미치는 효과를 효과적으로 진압할 수 있다.
- [0055] 도 4는 본 발명의 원리에 따른 기본신호 필터링(400)을 보여준다. 우선, 광대역 입력(402)은 극점(418)과 결합(404)하여, 결합된 신호(406)를 생성하는데, 이때, 극점(418)은 신호필터링(400)을 통과해 나온 필터링된 신호(416)로부터 결정된다. 더 높은차수 필터링에서, 상기 극점(418)은 필터링된 신호(416)가 분수이득계수로 스케일링 됨으로써 파생될 수 있다. 상기 결합된 신호(406)는 적분되어(408) 적분신호(410)을 생성하고, 상기 적분신호(410)는 변수이득(414)에 의해 증폭되어(412) 상기 필터링된 신호(416)를 생성한다. 상기 변수이득(414)을 변화시키면 필터링된 신호(416)의 중심주파수가 전위된다.
- [0056]
- [0057] 상태 변수필터를 위한 적분기(Integrators for State Variable Filters)
- [0058] 도 5a는 도 1-3의 상태변수 필터내의 사용에 적합한 트랜스컨덕터 기반의 적분기(500)를 보여준다.(물론, 도 1-3의 상태변수 필터들은 도 5a의 적분기(500)외에 다른 적합한 적분기를 사용할 수 있다.) 상기 적분기는 제2와 제3 전력공급터미널(520, 522) 사이에 직렬로 연결된 4개의 금속산화막 반도체 전계 효과 트랜지스터(모스

펫(MOSFETs)(510-513)를 포함한다. 특정 실시예에서 상기 MOS펫(510-513)은 65nm 상보성금속산화막반도체(CMOS) 처리기를 이용하여 처리된다. 상기 P-채널인 증가형모드(Enhancement-mode) MOS펫(510)의 소스와 드레인인은 제1 전력공급단자와 상기 P-채널인 증가형모드 MOS펫(511)의 소스에 각각 연결된다. 도 5a에서 보여지듯이, 상기 MOS펫들(510,511)의 게이트는 각각 1.35V와 0.9V에서 바이어스되어 있다.

[0059] 상기 MOS펫(511)의 드레인은 출력노드(541)에 연결되는데, 상기 출력노드는 그라운드에 연결된 축전기(531)를 사용하여 필터링될 수도 있다. 상기 MOS펫(511)의 드레인은 또한 N-채널인 증가형모드 MOS펫(512)의 소스에 연결되고, 상기 증가형모드 MOS펫(512)은 상기 N-채널인 증가형모드 MOS펫(513)의 소스에 전기적으로 연결된다. 상기 MOS펫(512)의 게이트는 0.9V에서 바이어스되는 반면, 상기 MOS펫(513)의 게이트는 축전기(530)로 구성된 고역 통과필터를 경유하여 입력노드(540)에 연결되며 또한 0.45V 전위에 연결된 레지스터(550)에 연결된다. 상기 MOS펫(513)의 드레인은 그라운드에 연결된다.

[0060] 도 5b는 실제(즉, 비 이상적) 적분기에 대한 주파수응답 그래프를 보여준다. 이상적인 적분기는 도 5B에 도시된 20 dB/decade 응답처럼 모퉁이(corner)가 없는 선형주파수 응답을 갖는다. 그러나 실제 적분기는 완벽한 선형이 아닌 주파수응답을 갖는다. 도 5B에 도시된 것처럼, 주파수 응답은 상기 제1극점  $\omega_a$ 미만의 주파수에서 일정하다. 제2극점  $\omega_b$ 위쪽의 주파수에서 응답은 -20 dB/decade에서 -40 dB/decade로 떨어진다. 이러한 유한대역폭과 유한 이득효과는 필터성능을 저하시킨다.

[0061] 도 5c는 실제(즉, 비이상적) 적분기의 유한이득과 유한대역폭이 9차 필터의 성능에 미치는 효과를 보여준다. 비 이상적인 조건에서, 상기 필터의 극점은 선  $\text{Re}(s) = -(\omega_a + \omega_b)/2$  ( $\omega_a$  와  $\omega_b$  는 필터 전달함수의 해이다)에 대해 실축을 따라 대칭적으로 분포한다. 유한대역폭효과는 의도된 응답을 오염시키는 스푸리어스 시간신호를 생성하는 스푸리어스(spurious) 극점(502)의 출현을 유발한다. 하지만 만일 스푸리어스 극점이 의도된 극점에서 멀리 떨어져 있다면, 스푸리어스 시간신호는 무시해도 될 만큼 충분히 작다.

[0062] 유한이득효과는 의도된 극점들(504)을 다른 위치(506)로 주파수 이동하도록 만든다. 이들 유한이득효과는 필터 분자이득계수를 조정하여 의도된 극점의 위치(504)를 그대로  $\text{Re}(s)$ 축을 따라 이동시켜서, 상기 실제극점(504)이 최초에 의도된 극점의 위치(506)에 맞추어지도록 함으로써 완화될 수 있다. 즉, 만일 실제극점(504)이  $s = -1.5$ 에 있고 의도된 극점(506)이  $s = -1$ 에 있다면, 의도된 극점을  $s = -0.5$ 로 이동시키면 실제극점의 위치는 -1로 이동되어 비 이상성이 보상된다.

[0063] *상태변수필터를 갖는 광대역 프로세싱(Wideband Processing with State Variable Filters)*

[0064] 상기 상태변수필터는 종속접속되고 이들의 출력들이 합산되어 방정식(2)의 전달함수  $T_m(s)$ , 또는, 대응하는,  $y_m(t)$ 를 실현할 수 있다. 예제 아키텍처에서, 필터는 덧셈계수기, 적분기, 변수이득블록 및 함수이득블록을 포함하는 유닛블록으로 분할될 수 있다. 반복적인 아키텍처는 몇 개의 유닛블록을 가진 CMOS 칩을 효율적으로 생성할 수 있게 하는데, 상기유닛블록의 계수는 유리함수를 실현하거나 임펄스 응답을 모방하도록 프로그램될 수 있다.

[0065] 예를 들면, 도 6은 광대역 입력  $u(t)$ 에서 병렬로 동작하는  $m$ 차 상태변수 필터(610)와  $n$ 차 상태변수 필터(620)를 포함하는 광대역신호 처리기(600)를 보여준다. 덧셈계수기(630)는 필터들(610, 620)의 각 출력 $x_m(t)$ 와  $x_n(t)$ 를 결합하여, 처리된 출력  $y_m(t)$ 을 생성한다. 상기 집합필터(aggregate filter)  $n+m$ 차는 상기 개별필터(610, 620)의 차수의 합이며, 이때  $n$ 과  $m$ 은 양의 정수이다. 상기 개별필터 610과 620은 실시예에 따라 같은 차수일 수도 있고 다른 차수일 수도 있다. 또한, 상기 처리기(600)의 전달함수는 탭 가중치 또는 상기 개별필터(610, 620)의 분수이득을 조정함으로써 조정될 수 있다.

[0066] 다른 광대역신호 처리기는 같은 입력에 대해서 병렬적으로 동작하는 더 많은 필터를 포함할 수 있을 것이다. 이러한 추가적인 필터들은 또한 처리된 출력을 제공하기 위하여 일반적인 덧셈계수기(예를 들면, 덧셈계수기 630)에 연결된다. 둘 이상의 상태변수필터를 갖는 실시예에서, 상기 집합필터 차수는 상기 개별필터 차수들의 합이다.

[0067] 도 7은 다른 광대역 신호 처리기(700)를 보여주는데, 상기 처리기(700)는 1차 상태변수 필터들(710-1 부터 710-k)과 2차 상태변수 필터들(720-1 ~ 720-l)을 포함하는데, 이들은 도 1 ~ 3에 적절하게 도시되어 있다. 상기 필

터들(710,720)은 광대역 입력  $u(t)$ 에 대해 병렬로 동작하여, 각각 출력  $x_{11-1k}(t)$ 와  $x_{21-2l}(t)$ 를 산출하며, 상기 출력들은 덧셈계수기(730)에 결합되어 처리된 출력  $y(t)$ 를 제공한다. ADC(732)는 상기 처리된 출력을 디지털 신호로 변환하고, 그 결과인 디지털신호를 DSP(734)로 전달하면, 상기 DSP(734)는 상기 필터들(710, 720)의 변수 이득블록과 분수이득블록의 이득계수를 상기 구현될 프로세스 함수에 따라서 조정한다.

[0068] 예를 들면, 스펙트럼 분석을 수행하도록 구성된 프로세스(700)는 상기 DSP(734)를 사용하여 상기 변수이득블록의 스케일된 이득계수를 -1 에서 1로 상승시킴으로써, 필터의 중심주파수를 스위핑할 수 있다. 상기 변수 및 분수블록의 이득 계수를 재프로그래밍하면 상기 필터극점과 나머지가 변경되어, 각 필터들(710a-k, 720a-l)의 통과대역폭, 형태 및 중심주파수가 변경된다. 상기 DSP (734)는 이러한 조정이 동적이고 적응성 있게 수행될 수 있도록 하여, 가변 필터링, 적응형 필터링 그리고 또 다른 유사한 신호 프로세싱 태스크의 수행을 가능하게 한다. 또한, 개별필터는 상기 변수 및 분수이득블록의 계수를 변화시킴으로써 효과적으로 전환(turn off)될 수 있다.

[0069] 도 8은 또 다른 광대역 신호 프로세스(800)를 보여주는데, 이 프로세스는 스트로보스코프(Stroboscopic) 측정과 제어가 가능하다. 상기 프로세스(800)는 10x 필터블록(801)과 1x 필터블록(802)를 포함하는데, 상기 필터블록(801, 802)은 광대역 신호  $u(t)$ 에서 병렬로 동작한다. 각 블록(801, 802)은 처리된 출력을 제공하는 덧셈계수기에 병렬로 연결된 1차와 2차 필터를 포함한다. 10x 필터블록(801) 내에, 1차와 2차 필터(810, 820)는 -1 ~ 1 범위의 이득계수를 갖는 변수 및 분수이득블록을 가지며, 처리된 출력  $y(t)$ (871)을 제공하도록 동작한다.

[0070] 그러나 1x 필터 블록(802)에서, 1차와 2차 필터(811, 821)의 이득계수는 오직 -0.1 ~ 0.1의 범위 내에 있다. 결과적으로, 1x 필터 블록(802)의 출력은 처리된 출력  $y(t)$ (871)의 저역통과 버전(872)이다 (이 경우, 상기 처리된 출력 주파수의 10분의 1정도에서의 저역통과된). ADC(832)는 DSP(834)에 연결된 저역통과신호(872)를 디지털화한다. 도 8에 나타난 것처럼, 저역통과 필터링과 디지털변환은 전대역(fullband)출력(871)을 이득 범위율(ratio of gain spans)과 동일한 스트로보 주파수에서 스트로보스코피하게 샘플링하는 것과 동등하다. 필터링은 ADC(832)에 대한 샘플을 요건을 완화시켜서, 상대적으로 큰 비트강도(bit depth)(즉 큰 동적범위)를 갖는 상대적으로 느린 ADC(832)를 사용할 수 있게 한다. 상기 DSP(834)는 또한 더 낮은 샘플율에서 동작하여, 규모, 복잡도 및 전력소모를 줄여준다.

[0071] 상기에 기술된 것처럼, 상기 DSP(834)는 동적 또는 적응성 있게 상기 1x 필터블록(802)의 필터(811,812) 내의 상기 이득블록 계수를 변경시킬 것이다. 두 필터블록(801, 802)은 연결되어있기 때문에, 10x 필터블록(801)의 이득계수는 1x 필터블록(802) 계수의 변경을 추적하여 10:1의 비율로 변경될 것이다. 따라서, 상기 DSP(834)가 상기 저역통과된 신호(871)를 변경 조정함에 따라, 상기 처리된 출력 (870)도 동일하게 변경되어 주파수 증강(Frequency-magnified) 버전이 생성된다.

[0072] *재구성가능한 상태변수필터를 사용한 간섭탐지와 소거(Interference Detection and Rejection Using Reconfigurable State Variable Filters)*

[0073] 초창기, UWB시스템과 관련된 우려는 타 시스템상에 그들 신호가 미칠 영향이었다. 그 이후로는, UWB 시스템 구현에 있어서 명백해진 주요한 문제점은, 거대한 대역폭 수신기 프런트엔드가 많은 간섭자를 통과시키며 수신기의 작동을 어렵게 하는 것이었다. 샘플 간섭자는 레이더, 데이터링크, 공항 착륙시스템 및 IEEE 802.16e 모바일 시스템과 같은 그 밖의 RF시스템을 포함한다. 간섭자는 특히 군용 어플리케이션에서 문제가 되는데, 여기서 고 출력 레이더가 대역내로 떨어질 수 있다.

[0074] 비록 극도의 광대역 시스템이 간섭자를 소거할 수 있도록 하는 신호처리기술이 있지만, 그러한 간섭자는 수신기 RF 회로소자를 비선형으로 조종하고 신호처리가 발생하기 전에 정보수령을 파괴한다. 이에 따라 전체적인 수신기 사슬을 고려하는 종합적인 접근방법이 필요하다. 개시된 발명의 실시예는 스펙트럼분석기와 소거필터로서 동작하도록 구성된 동적으로 재구성가능한 상태변수필터를 사용하여 간섭자를 탐지하고 소거할 수 있다. 이는 아래에 좀 더 구체적으로 설명된다.

[0075] 예시된 간섭탐지 기법(Schemes)은 주파수-가변(frequency-agaille)과 상기에 기술된 상태변수기법을 사용하는 하이큐(high-Q) 대역통과 필터를 만들어 내는 것을 포함한다. 필터 중심주파수는 대역을 가로지르는 간섭파워를 특징을 규정하기 위하여 UWB 대역을 가로질러 스캐닝 될 수 있다.

[0076] 일반적으로, 2차 필터의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$T_{ID}(s) = \frac{s}{s^2 + (\omega_r/Q)s + \omega_r^2} \quad (5)$$

[0077]

[0078] 상기  $\omega_r$ 은 의도된 중심 주파수이고, Q는 품질인자이다. 각주파수(angular frequency)를  $1/2\pi$  Hz, 즉,  $\omega_r = 1\text{rad/s}$ , 로 정규화하면, 전달함수의 형태가 다음과 같이 변경된다.

$$\hat{T}_{ID}(s) = \frac{s}{s^2 + s/Q + 1} \quad (6)$$

[0079]

[0080] 상기 함수는 도 2와 도 3에 각각 나타나듯이 제어 및 관측표준 상태변수 아키텍처를 사용하여 구현될 수 있다. 상기 대역통과필터의 중심주파수는 이득블록 G의 값을 조정함으로써 UWB대역을 가로질러 스위핑될 수 있다. 이러한 스위핑이 진행됨에 따라 UWB 채널을 가로지르는 간섭파위의 특징이 규정될 수 있다.

[0081] 도 9a는 도 2의 제어 2차 상태변수 필터(200)의 분수이득블록(240-242)과 또 다른 분수이득 블록(250-252)의 값을 조정하여 형성되는 간섭탐지필터(900)를 보여준다. 구체적으로, 블록들(250, 252)의 분수이득은 0으로 설정되고( $b_0=b_2=0$ ); 블록(240, 242 및 251)의 분수이득은 1로 설정되고( $a_0=a_2=b_1=1$ ); 블록(941)의 분수이득은 품질인자의 역수로 설정된다( $a_1=1/Q$ ). 품질인자 Q는 필터 통과대역의 파형과 폭을 제어한다. 위에서 언급되었듯이, 필터이득 G는 중심주파수를 제어한다.

[0082] 도 9b는 도 9a의 간섭탐지필터(900)에 의해 수행되는 UWB 주파수 스위핑을 보여주는 그래프이다. 상기 스위핑은 k의 이득을 적분단계에 도입하고, 2차 이득 G를 0.1로 설정하면서 1GHz에서 시작한다. 시스템은 G를 0.1에서 최종값 1.0까지 점진적으로 증가시키면서 UWB 대역 전역에 걸쳐 스위핑한다. 주파수 스위프 필터에 의하여 전송된 신호의 측정은 대역내(in-band) 간섭자들과 잡음소스들의 스펙트럼 맵을 만들어낸다.

[0083] 일단 UWB 대역의 잡음 프로파일 특징이 규정되면, 상기에 묘사된 상태변수테크닉은 제어가능한 대역폭과 중심주파수를 갖는 대역저지 노치(Notch)필터를 구성하도록 적용될 수 있다. 이러한 소거필터들을 간섭자와 잡음소스 주파수에 놓는 것은 간섭파위를 제거하고 신호대잡음비율(SNR)을 최대화한다. 예를 들어, 다음 식의 전달함수를 갖는 2차 대역저지 노치필터를 고려해 보자.

$$T_{IR}(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + (\omega_r/Q)s + \omega_r^2} \quad (7)$$

[0084] 상기  $\omega_r$ 은 의도된 중심 주파수이고, Q는 품질인자이다.

[0085] 전달함수/상태변수필터의 계수와 이득을 조정함으로써, Q와 노치(Notch)의 중심주파수는 수정될 수 있다.

[0086] 도 10a는 도 2의 제어 2차 상태변수 필터(200)의 분수이득블록(240-242)과 또 다른 분수이득블록(250-252)의 값을 조정하여 형성되는 간섭소거(대역저지)필터(1000)을 보여준다. 구체적으로, 상기 블록(250, 251)의 분수이득은 0으로 설정되고( $b_0=b_1=0$ ); 블록(240, 242 및 252)의 분수이득은 1로 설정되고( $a_0=a_2=b_2=1$ ); 블록(941)의 분수이득은 품질인자의 역수로 설정된다( $a_1=1/Q$ ). 품질인자 Q는 필터소거 대역의 파형과 폭을 제어하며, 필터이득 G는 중심주파수를 제어한다.

[0087] 도 10b는 중심이 3.6 GHz, 5.8 GHz, 9.2 GHz 에 있고, 각각 0.36, 0.58, 0.92의 상대이득을 갖는 대역저지필터(1000)의 주파수응답을 보여준다. 상기 필터의 통과대역은 Q의 값을 변화시킴으로써 변경될 수 있다. 만일 간섭이 다소 더 크게 펼쳐져 있지만, 여전히 상대적으로 협 대역폭이라면, 다중오프셋 대역저지 노치필터(Multiple offset band stop notch filters)가 간섭을 저지하기 위하여 종속연결될 수 있다.

[0088] 도 11은 본 발명의 원리에 따른 간섭탐지와 소거를 보여주는 흐름도이다. 먼저, 필터링된 신호(1106)를 만들기 위하여 광대역 입력(1102)에 대해 동작하는 상태변수 필터의 분수이득을 증강시킴으로써(ramp) 관심대역(예를 들면, UWB 대역)이 탐색된다(1104). 상기 필터중심주파수가 대역 전역을 탐색하기 때문에, 필터링된 신호(1106)는 상기 대역의 특징을 규정(1108)하는데 사용될 수 있다. 특성의 규정(1108), 또는 측정은 대역 내(in-

band) 간섭자의 주파수위치 (1110)를 밝혀낸다. 다음으로, 대역저지, 또는 소거 필터들은 동적으로 조정가능한 변수와 분수이득계수(1114)를 사용하여 상태변수필터를 재구성(1112)함으로써 간섭자 주파수(1110)에 배치될 수 있다. 상기 재구성가능한 대역저지필터는 탐지된 간섭자를 소거(1116)하여 소거된 신호(1118)를 생성한다.

[0089] FSR-UWB 송수신기를 사용한 RFID(RFID Using FSR-UWB Transceivers)

[0090] RFID 태그는 일반적으로 매우 작고, 극도의 저전력 패키지내에서 강건한 통신과 정확한 위치 모두를 제공해야 한다. 많은 다양한 환경에서, RFID 통신은 또한 적군의 통신방해와 친숙한 레이더로부터의 간섭에 면역성이 있어야 한다. 초광대역(UWB) 라디오는 그러한 어플리케이션을 위한 유망한 해법을 제시하지만, UWB 시스템은 항상 거대한 대역폭의 신호를 위한 수신기의 구현이 어려울 것이라는 우려가 걸림돌이었다. 게다가, UWB 시스템의 고유의 넓은 수신기 대역폭 때문에 상기 UWB시스템은 특히 대역내(in-band) 간섭과 전파방해에 민감하다.

[0091] 주파수 편이참조 초광대역(FSR-UWB:Frequency shifted reference-Ultra Wideband)아키텍처는 RFID를 포함하여 극도의 저전력의 적당한 데이터를 어플리케이션들내의 많은 구현이슈들에 역점을 둔다. 본 발명의 실시에는 극도의 광대역 시스템내의 간섭완화를 위한 새로운 접근방법을 우리의 FSR-UWB 솔루션의 저전력 송수신기 구현과 조화시킴으로써 상기의 우려들에 역점을 둔다. 결과는 RFID 어플리케이션을 위한 저전력의 간섭소거시스템이다.

[0092] 상기 RFID기술의 실시에는 저전력 아키텍처, 적응형 간섭억제 회로, 및 수정된 펄스 성형능력(modified pulse shaping capability)을 지닌 실시간 위치탐지(real-time location)를 위한 FSR-UWB시스템이다. 예를 들면, 상기 FSR-UWB 기술은 의사가 병원 안의 구명장비를 신속하게 찾을 수 있도록 한다. 디트로이트에 있는 공장은 FSR-UWB 기술을 사용하여 싱가포르의 공급자가 보낸 상품을 추적할 수 있을 것이다. 해운회사 또는 물류회사 직원은 상자를 열지 않고도 화물의 내용물과 만료일을 확인할 수 있다. 화학공장의 안전담당자는 위험한 지역에 있는 작업자들의 움직임을 추적하여, 사고발생시 그들의 위치를 정확하게 탐지할 수 있다. 상기 어플리케이션은 거의 무한하다.

[0093] 경쟁 RFID 기술들은 상기의 FSR-UWB기술과 같은 위치탐지의 정확성을 성취할 수도 없고, 동일한 환경범위에서 잘 수행될 수도 없다. 433 MHz와 2.4 GHz 에서 동작하는 RFID 태그는 금속이나 물을 함유한 표면에 실렸을 때 잘 작동하지 않는다. 이들은 또한 환경에 따라서 3m 내지 10m의 최소 식별거리(resolution)를 갖는데, 이는 많은 새로운 어플리케이션에 부적합하다. 반대로, 상기 FSR-UWB 시스템은 금속이나 물에 의한 영향을 받지 않으며, 다중경로환경에서 잘 수행된다. 상기 FSR-UWB 시스템은 전력소모가 작고, 30cm 보다도 좋은 최소식별거리를 갖는 자산의 위치를 탐지할 수 있다.

[0094] 도 12는 RFID 태그나 판독기(reader)로서의 사용에 적합한 송수신기(1200)의 블록다이어그램을 보여준다. 안테나(1202)는 저전력컨트롤러(1220)에 의해 제어되면서 UWB 신호를 전송하고 수신한다. 상기 안테나(1202)는 6 dBi의 이득을 갖는 테이퍼형 슬롯 안테나일 수 있다. 이는 편광각 설정을 위해 접혀지고, 기계적 지지를 위해 거꾸집 블록안에 놓이는 얇은 굴절성의 절연체에 인쇄될 수 있다.

[0095] 상기 안테나(1202) 상기 수신신호를 증폭하는 저잡음 증폭기(LNA)(1204)로 수신신호를 연결한다. 상기 LNA(1204)는 처리된 출력을 대역소거필터(1206)와 상기의 상태변수필터를 사용하여 구성된 스펙트럼 분석기(1216)로 전달한다. 도 9a, 9b, 10a 및 10b에서 참조할 수 있듯이, 대역소거필터(1206)와 스펙트럼 분석기(1216)는 간섭자를 탐지하고 억제하도록 사용될 수 있다. 필터(1206)로부터의 출력은 스케어링블록(1208)에서 스케어되고, 믹서(1210)와 합성기(1222)로부터 온 주파수편이 참조(FSR:frequency-shifted reference)를 사용하여 하향변환되고, 적분기(1212)에 의해 적분되고 또한 경계값 분석 증폭기(1214)에 의해서 경계값이 탐지되어 저전력 컨트롤러(1220)로 데이터 신호를 제공한다.

[0096] 동시에 스펙트럼 분석기(1216)은 컨트롤러(1220)로부터 온 컨트롤신호(SA CTRL)에 기반하여 간섭자와 잡음소스를 탐지하기 위하여 UWB대역을 가로질러 스위핑한다. 상기 컨트롤러(1220)는 수신한 방해전파, 간섭자 및 다른 잡음소스들을 무력화시키기 위하여 대역소거필터(1206)의 중심주파수와 품질인자를 컨트롤 신호(FLTR CTRL)를 사용하여 조절한다. 상기 컨트롤러(1220)는 또한 전송경로에서 LNA(1204)와 전력증폭기(PA:Power amplifier)(1234)의 이득을 제어할 수도 있다.

[0097] 전송된 데이터는 믹서(1226)와 합성기(1222)로부터 온 FSR 을 사용하여 상향변환된 후, 덧셈계수기(1224)를 사용하여 DC 오프셋과 결합한다. 상기 덧셈계수기(1224)는 결과인 왜곡된 상향변환된 신호를 다른 믹서(1230)에 연결시키고, 상기 믹서(1230)는 파형생성기(1232)로부터 온 변조 파형(a modulating waveform)으로 상기 신호를 변조한다. 상기 변조 파형은 게이트로서 역할을 하는데, 파형 펄스가 고점(1)에 있을 때 믹서(1230)는 출력

을 PA(1234)로 보내고, 상기 PA(1234)는 상기신호가 안테나(1202)를 사용하여 전송되기 전에 상기 신호를 증폭한다. 파형펄스가 저점(0)에 있을 때에는, 아무것도 전송되지 않는다. 다중채널 송수신기는 이진변조 대신 완전 진폭변조(full-amplitude modulation)를 사용한다.

[0098] 다른 실시예에서, 단일 2차 상태변수필터블록(예를들면 도 2의 필터 200)은 대역소거필터와 스펙트럼 분석기로 작동할 것이다. 컨트롤러는 도 9a에 도시된 간섭탐지필터(900)와 관련하여 기술된 값에 따라 상기 필터 분수이득계수를 설정하고, 간섭자를 탐지하기 위하여 상기 필터 중심주파수를 송수신기 대역에 걸쳐서 스위핑한다. 일단 컨트롤러가 스위핑을 완료하면, 컨트롤러는 도 10a에 도시된 간섭소거필터(1000)와 관련하여 기술된 값에 따라 상기 분수이득계수를 재설정한다. 이후, 상기 컨트롤러는 탐지된 간섭자를 무효화하기 위하여 변수이득 G를 설정한다.

[0099] 재구성가능한 상태변수 필터를 사용하는 소프트웨어 정의 및 인지 라디오

[0100] 도 13은 상기의 상태변수테크닉에 따라 작동하는 가변 RC 필터세트(1310)를 사용하는 소프트웨어 정의 라디오(1300)를 보여준다. 상기 필터들(1310)은 각각의 믹서들(1320)에 연결되고, 각 믹서는 필터링된 RF입력을 전압 제어 발진기 세트(1330)의 로컬 발진기(Local oscillators)에 대해서 진동을 줌으로써 기저대역신호를 제공한다. ADC(1340)은 기저대역 신호를 디지털신호로 바꾸고, 상기 디지털신호는 DSP(1350)에 의해서 처리된다. DSP(1350)는 RF입력, 외부컨트롤, 또는 내부 프로그래밍의 변화에 응답하여 필터 중심주파수와 통과대역을 변화시킬 것이다. 적절한 프로그래밍에 의해, DSP(1350)는 외부컨트롤 없이 작동할 수 있게 되고, 이는 소프트웨어 정의 라디오(1300)가 인지라디오로서 기능 하도록 한다.

[0101] 재구성가능한 상태 변수필터를 사용하는 지연라인, 상관기, 이퀄라이저.

[0102] 도 14는 상관기 또는 이퀄라이저로서 작동하도록 구성될 수 있는 베셀 필터기반의 지연라인에 유사한 탭화된 지연라인(1400)을 보여준다. 상기 탭화된 지연라인(1400)은 직렬연결된 N개 지연소자(1410-1 ~ 1410-N) 1세트를 포함한다. 각각의 지연소자는 도 1의 처리기(100)와 유사한 처리기인데, 도 1에서 처리기 차수는 의도된 필터 코너주파수와 통과 대역 리플(ripple)에 의해 결정된다. 지연라인(1400)에서, 각각의 지연소자(1410)는 입력에서 병렬로 동작하기 위하여 m차 상태 변수 필터와 n차 상태 변수필터(예를 들면, 필터 1411과 1412)를 배열함으로써 구축되는 m+n 차수 필터이다. 덧셈계수기(예를 들면 덧셈계수기 1413)는 필터출력을 결합하여 점차적으로 지연된 입력버전을 생성한다. 각 지연소자의 출력은 탭가중치(1420-1 ~ 1420-N)의 세트에 의하여 스케일링된다.

[0103] 전형적으로 지연소자 차수는 의도된 지연특징에 따라 선정된다. 예를 들면,  $n = m = 2$  를 고르면 지연소자 차수가 4에 고정된다. 즉, 지연소자 코너 주파수가 대략  $1\text{rad/ns}$ 에 고정된다. 상태변수필터를 추가하거나 상태변수필터 차수를 변화시키면서 지연소자 차수를 증가시키면, 통과대역리플이 감소되고, 코너가 뾰족해지고, 코너 주파수가 증가한다.

[0104] 탭화된 지연라인(1400)은 무선네트워크를 사용하여 전송된 신호를 위한 상관기 또는 이퀄라이저내에 사용될 수도 있다. 1961년 D.Slepian에 의해 도입된 장축타원형파함수(Prolate spheroidal wave functions)는 특히 무선 네트워크에 매력적인 기저함수인데, 왜냐하면 주기적인 자기상관은 근본적으로 사이드로브(Sidelobes)가 없기 때문이다. 다음의 방정식은 장축타원형 좌표상에 헬름홀츠 방정식으로부터 발생한 미분연산자(differential operator)의 고유함수(eigenfunctions)이다.

[0105] 
$$(\tau^2 - t^2) \frac{d^2 \varphi_{n,\sigma,\tau}(t)}{dt^2} - 2t \frac{d\varphi_{n,\sigma,\tau}(t)}{dt} - \sigma^2 t^2 \varphi_{n,\sigma,\tau}(t) = \mu_{n,\sigma,\tau} \varphi_{n,\sigma,\tau}(t).$$

[0106] 상기 식에서,  $\varphi_{0,\sigma,\tau}(t)$  는 총 에너지의 함수이고, 여기에서  $\int |f(t)|^2 dt$  는 최대화되고,  $\varphi_{1,\sigma,\tau}(t)$  는,  $\varphi_{0,\sigma,\tau}(t)$  에 직교하는 것 중에 최대한의 에너지농도(energy concentration)를 갖는 함수이다. 장축타원형파함수는 Q-대역-한정 함수의 공간 직교기저를 구성하고 인터벌  $[-\tau, \tau]$  에 최대한으로 집중된다.

[0107] 도 15는 장축타원형(PS:prolate spheroidal) 파동함수를 재구성가능한 필터 및 UWB 네트워크내의 채널등화를 위한 탭화된 지연라인과 함께 사용하는 무선수신기(1500)를 보여준다. 여기서, 무선송신기(도시되지 않음)는 혼련

신호(training signal)를 보내는데, 이를테면, 골드시퀀스 또는 적합한 상호상관(cross correlation) 특성을 갖는 다른 변조기법(modulation scheme)으로 인코딩된 장축타원형 파동함수와 같은 훈련신호를 보낸다. 스위치(1510)는 상기 수신된 훈련신호를 송신기(Tx) 필터(1520)로 돌리는데, 상기 송신필터는 상기 신호를 필터링한후, 이를 다중경로 채널 선택기(1530)로 전송한다. 덧셈계수기(1540)는 상기 선택기(1530)의 출력을 평균 백색가우시안노이즈(AWGN:average white Gaussian noise)와 결합시키고, 수신기(Rx)필터(1570)는 덧셈계수기 출력에 동작하여 상기 필터링된 덧셈계수기 출력을 제로포싱 이퀄라이저(ZFE:zero-forcing equalizer)(1550)와 상관기(1570)로 전송한다.

[0108] 상기 상관기(1570)는, 도 14에 보여지는 탭화된 지연라인(1400)에 기초한 것일 수 있으며, 수신된 신호의 자기상관을 수행한 후, 상기 자기상관을 마이크로프로세서(1590)로 전달한다. 상기 마이크로프로세서(1590)는 상기 자기상관을, 출력 데이터 또는 상기 훈련시퀀스 중 어느 하나(스위치(1512)의 세팅에 의해 결정됨)와 비교함으로써 채널(즉 환경적인)특성을 결정한다. 마이크로 프로세서(1590) 내부의 스위치(1511)는 상기 자기상관을, 아마도 채널추정기(1591)를 경유하여, 최소평균제곱(LMS:least mean square) 프로세서(1592)로 돌린다.

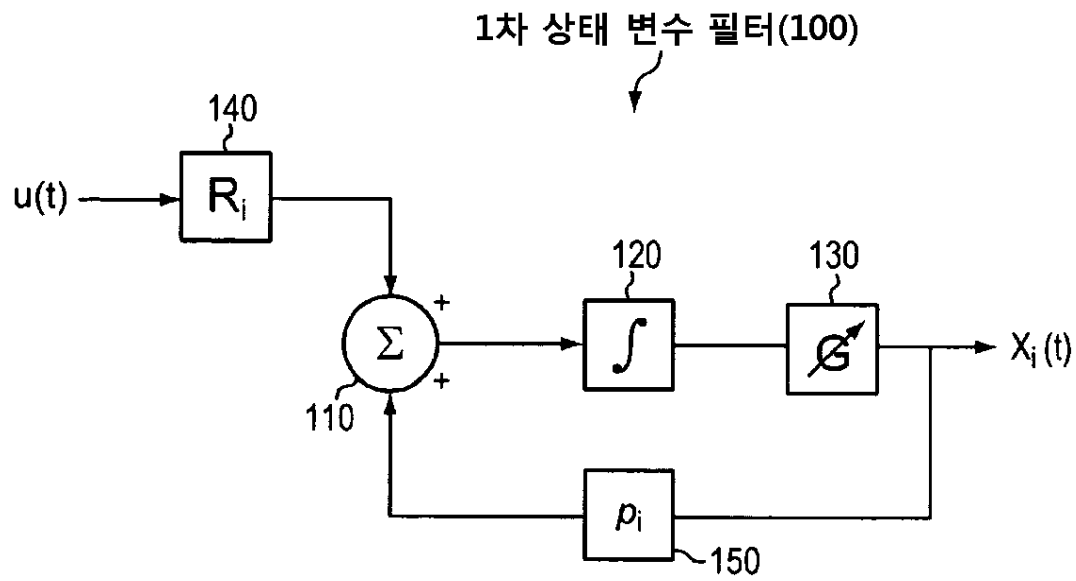
[0109] 상기 LMS 프로세서(1592)는 에코소거기(echo canceller)(1580)를 제어하는데, 상기 에코소거기는 덧셈계수기(1541)와 탐지기(1560) 사이에서 순환동작하면서 ZFE(1550)로부터의 출력내의 다중경로 에코를 감소시킨다. ZFE(1550)는 또한 적절하게 선택된 탭 가중치를 갖는 도 14의 탭화된 지연라인(1400)의 실시예를 사용하여 구성될 수 있다. 일단 상기 LMS 프로세서(1592)가 ZFE 세팅을 설정하는 솔루션에 집중하여 다중경로 에코를 억제하면, 훈련은 끝나고, 스위치들(1510-1512)은 수신기(1500)가 훈련시퀀스 대신 데이터에 대해서 동작하도록 설정될 수 있다. 훈련시퀀스는 주기적으로 또는 환경적인 변화 등에 따라 필요시마다 재전송될 수 있다.

[0110] 도 16은 본 발명의 원리에 따른 채널등화(1600)를 보여주는 흐름도이다. 우선, 골드코드시퀀스로 인코딩된 장축타원체 파형과 같은 훈련신호가 수신되고(1602), 아마도 아날로그 프런트엔드(front-end)에서 필터링될 것이다. 수신된 훈련신호에 대한 자기상관(1604)을 수행하면 수신된 에코신호에 대한 정보가 산출된다. 상기 자기상관에서 인코딩된 지연정보는, 다중경로 효과를 묘사하는 파라미터를 포함하는 채널 파라미터를 추정(1606)하도록 사용될 수 있다. 이때, 추정된 채널 파라미터는 변수 및 분수이득 계수(1610)를 변경함으로써 필터파라미터를 설정(1608)하도록 사용된다. 몇 가지 실시예에서, 추정(1608)과 필터링 설정(1610)은 반복적으로 수행될 수도 있을 것이다(즉, 피드백 루프방식으로). 일단 필터계수가 채널경로를 등화시키도록 설정되면, 훈련이 끝나고, 데이터 신호가 수신되고 등화된다(1612). 채널등화(1600)는 주기적으로 또는 신호환경의 변화로 인한 보상이 필요한 경우에 따라 반복될 수 있다.

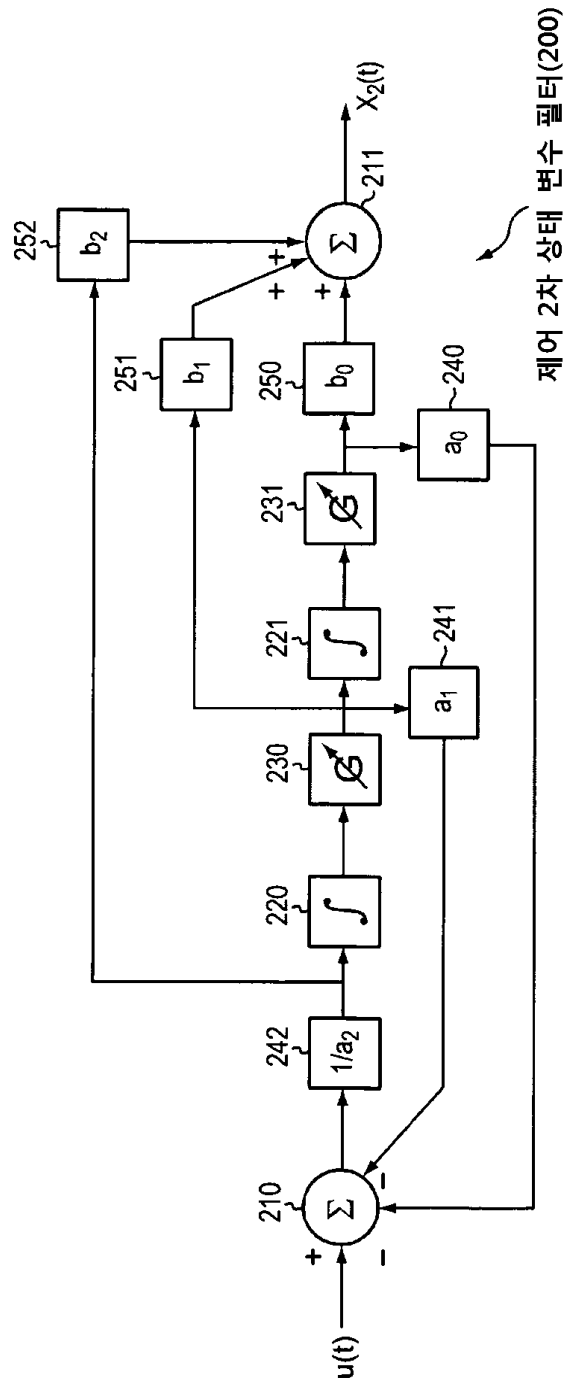
[0111] 이상 본 발명은 특히 실시예를 참조하여 제시되고 설명되었지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 하기의 특허 청구의 범위에 기재된 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않고 방식과 세부사항을 다양하게 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

도면

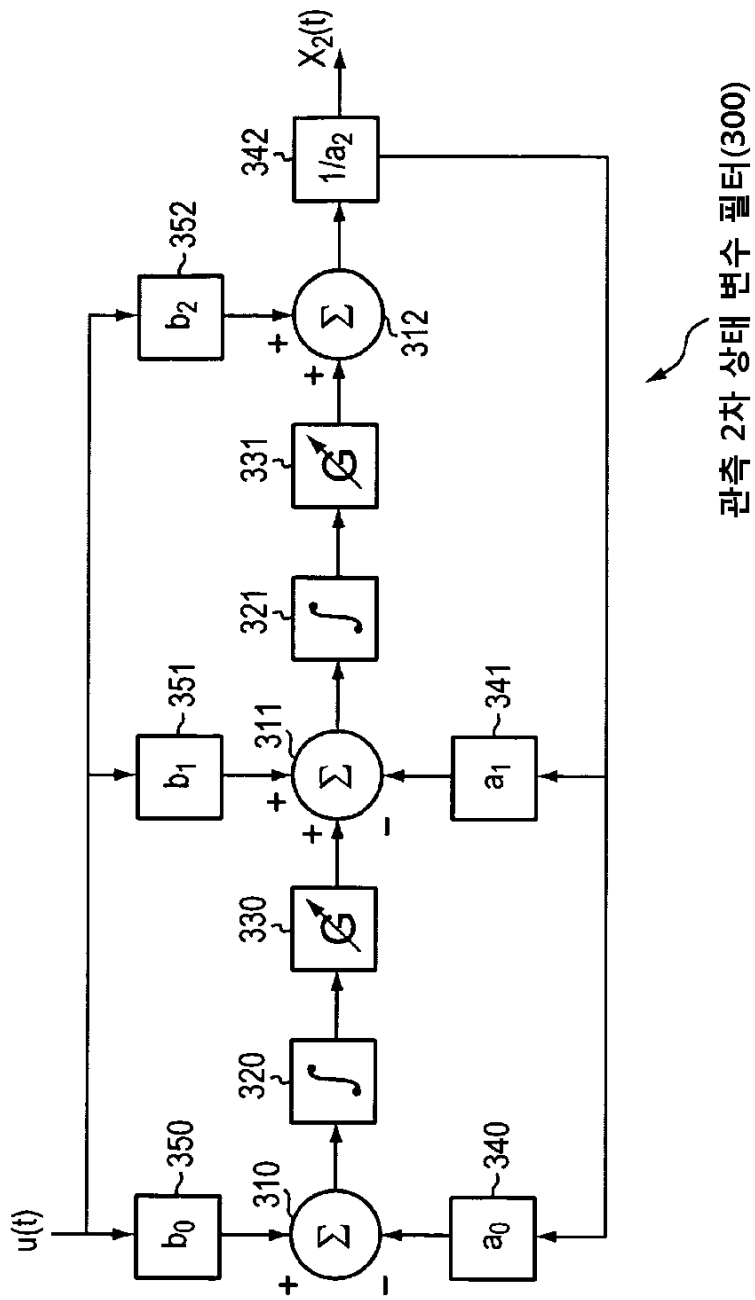
도면1



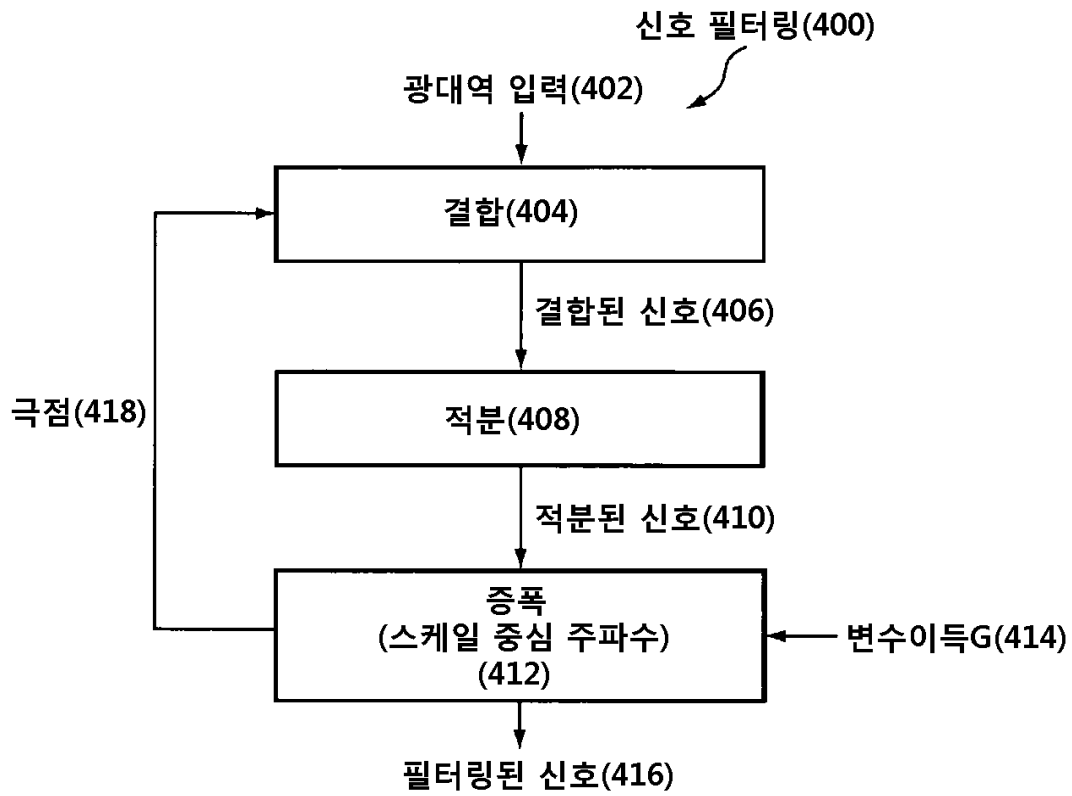
도면2



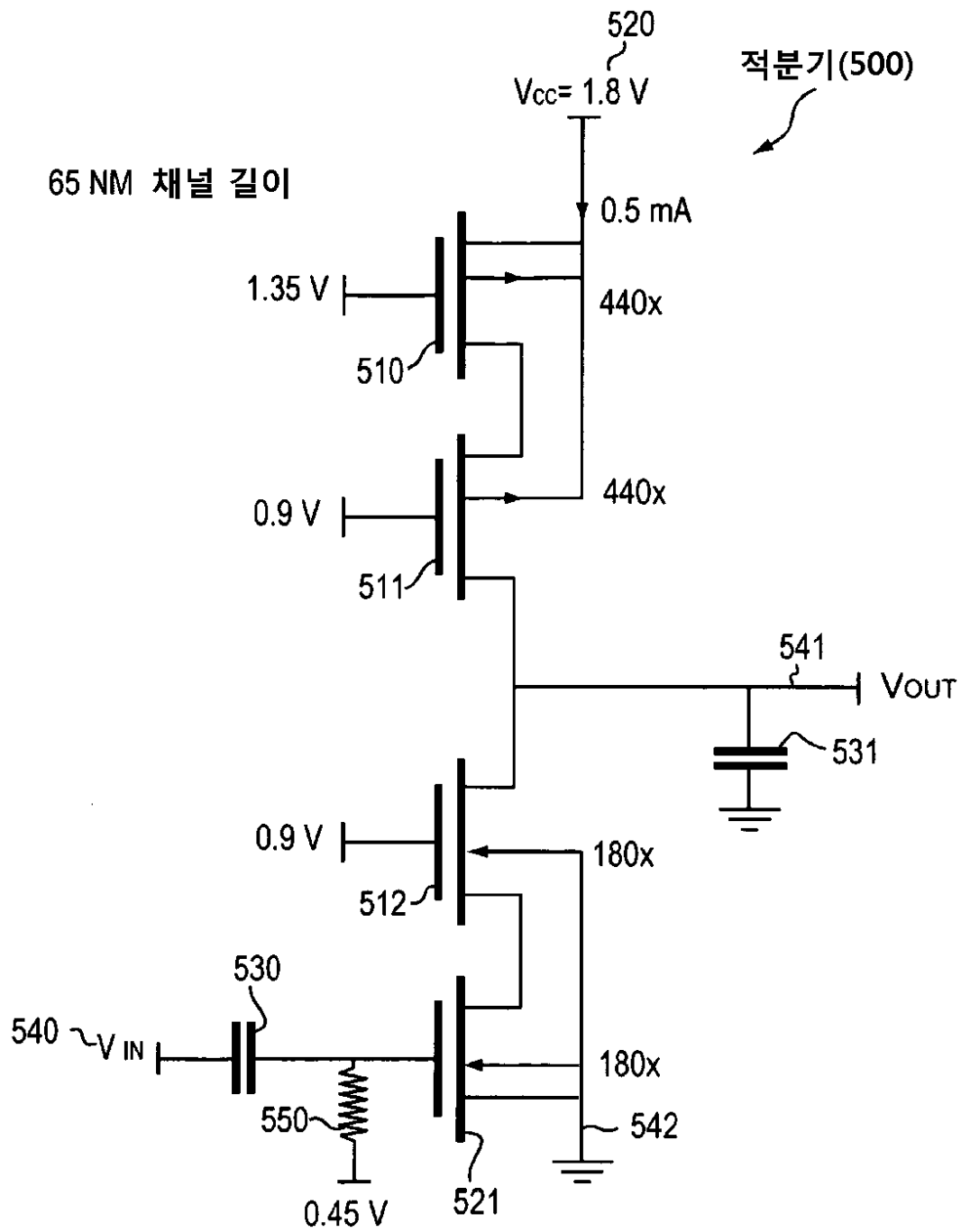
도면3



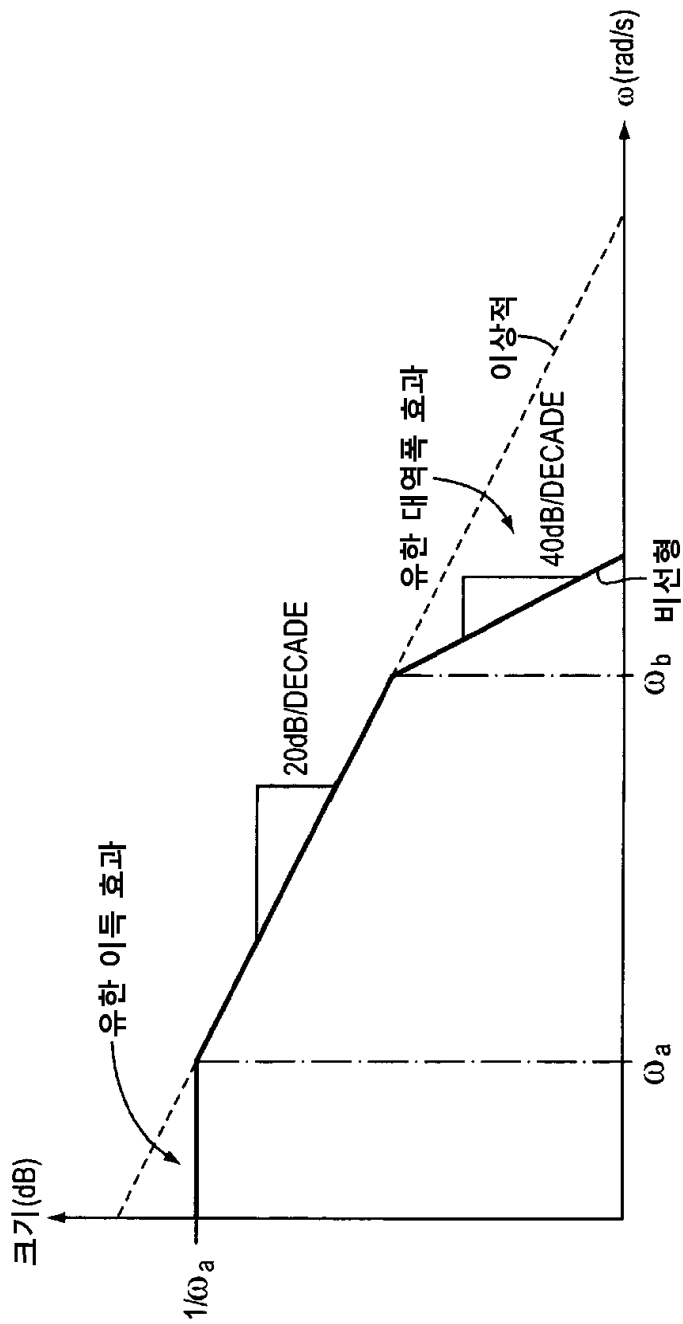
도면4



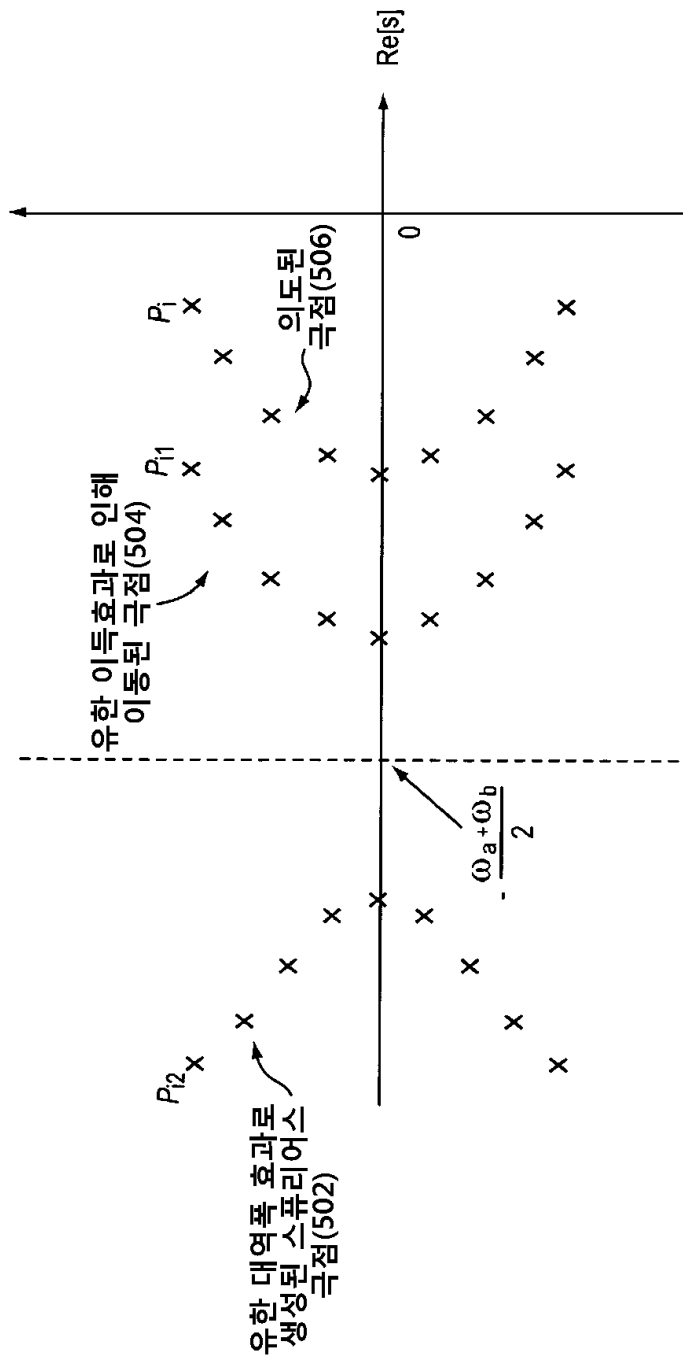
도면5a



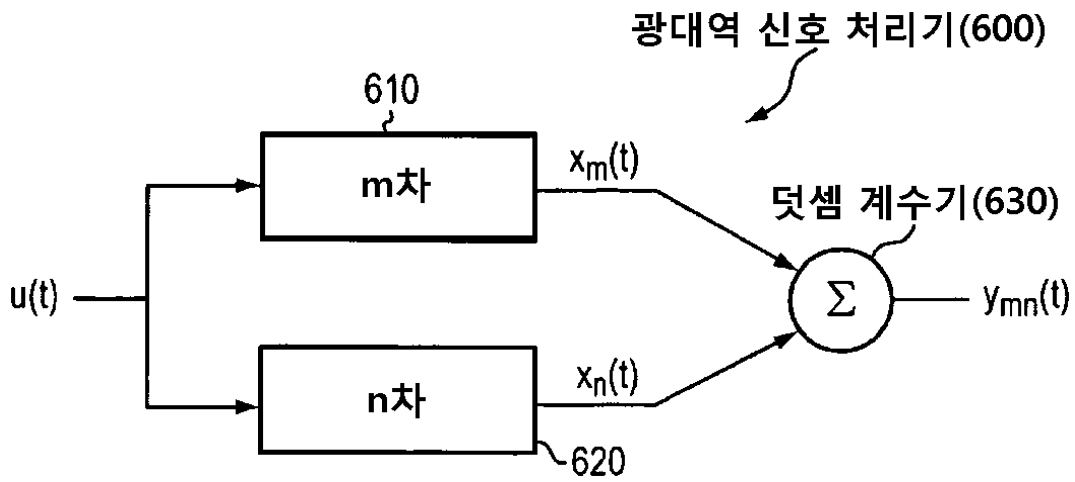
도면5b



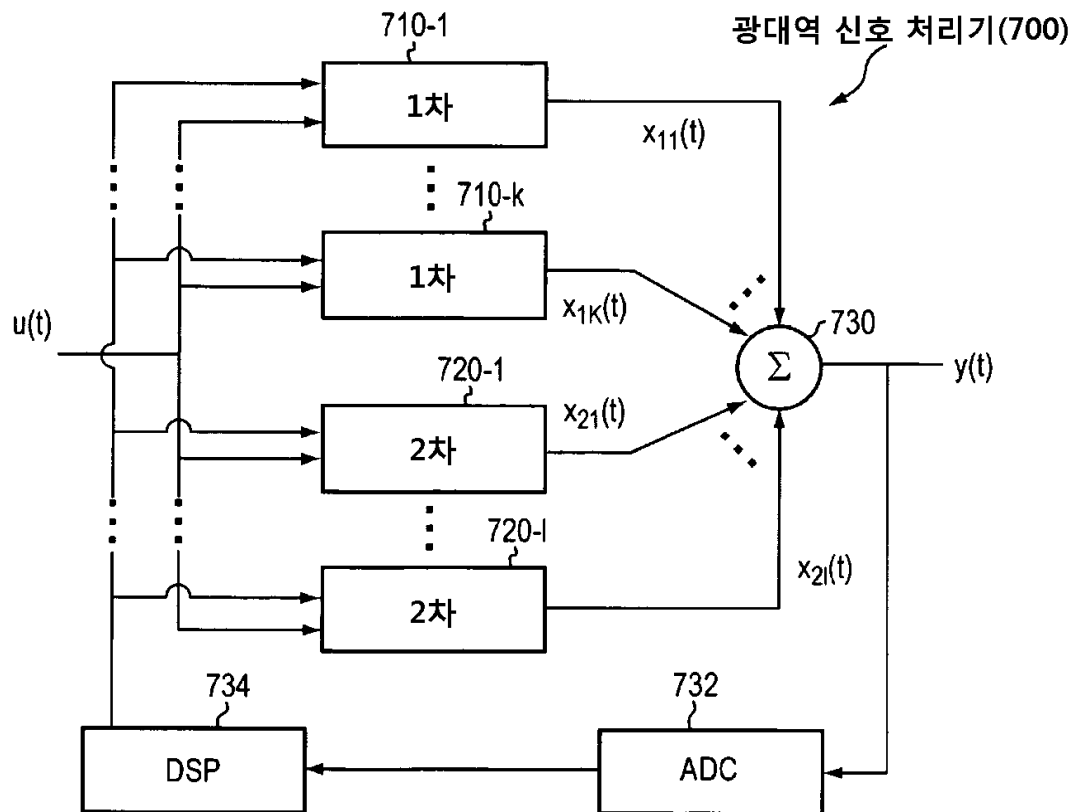
도면5c



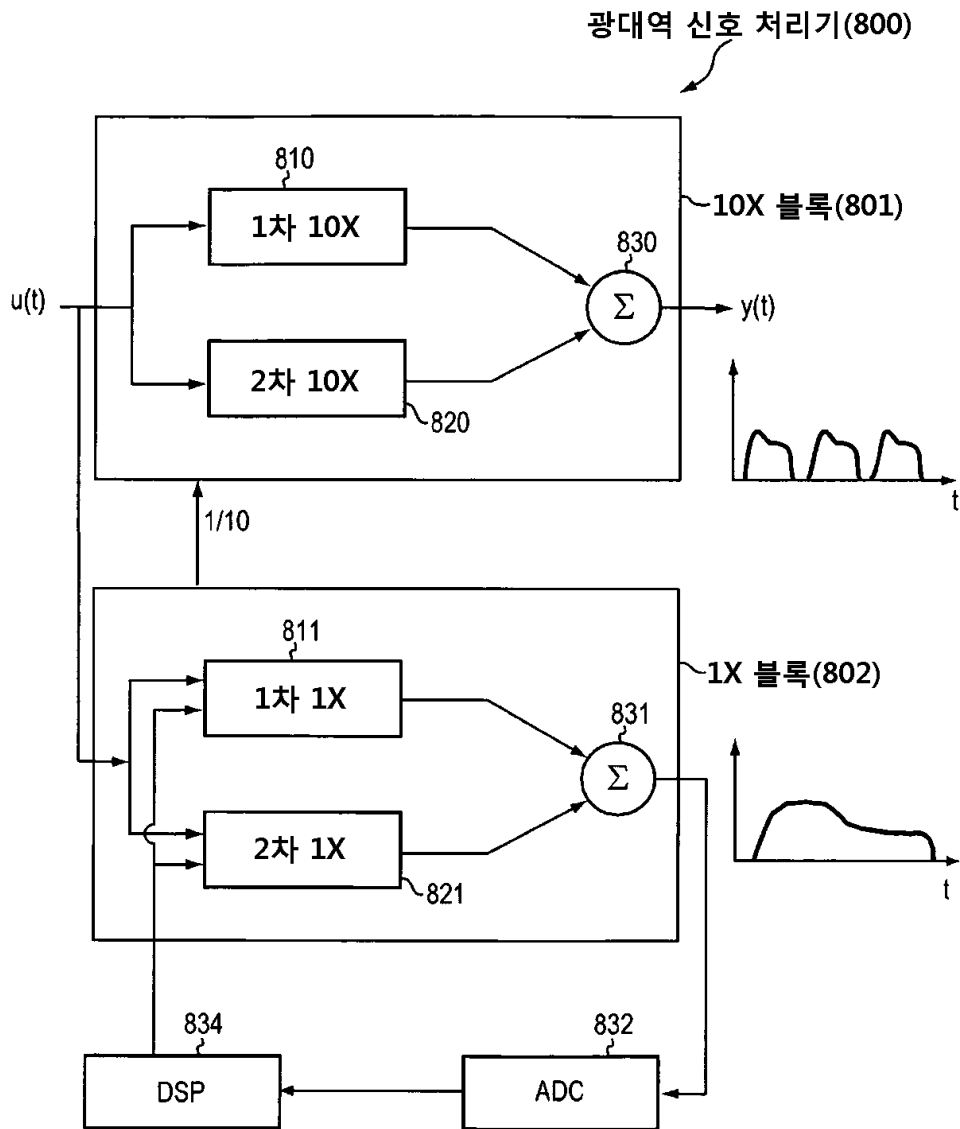
도면6



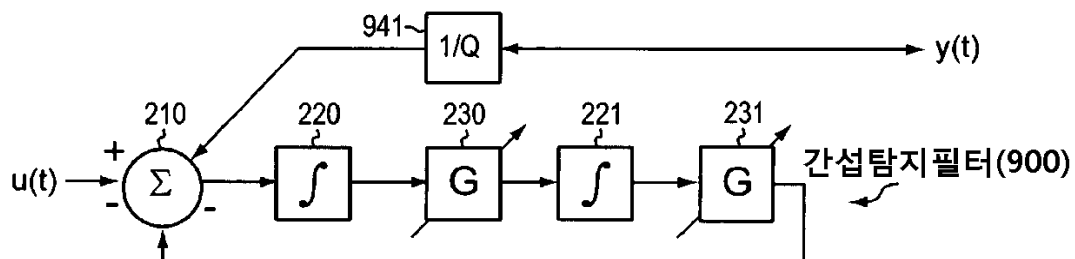
도면7



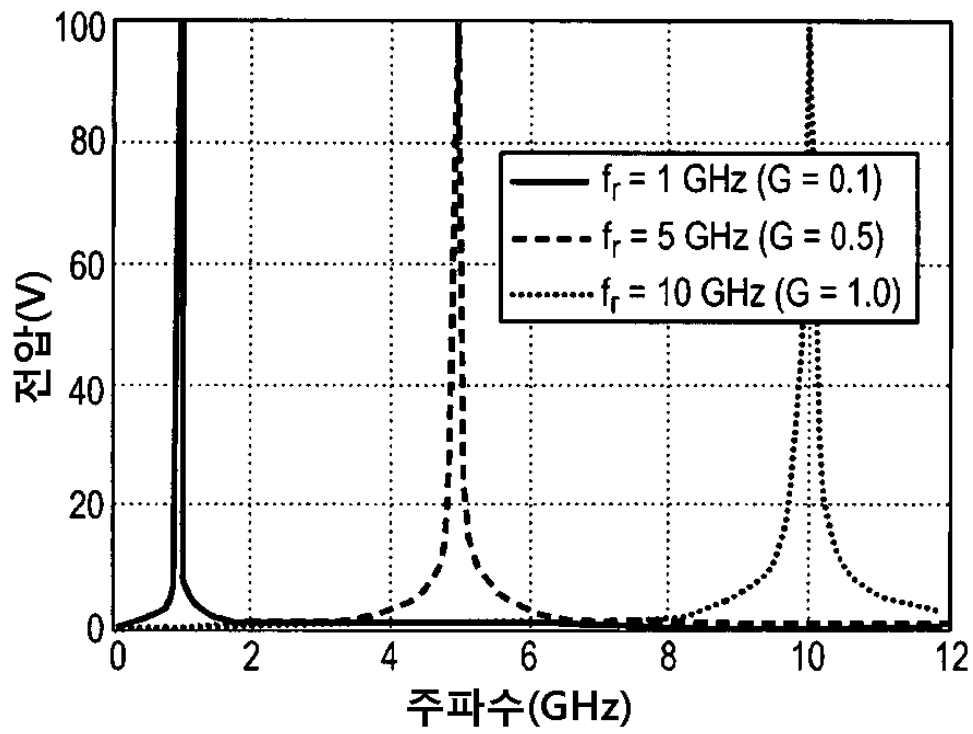
도면8



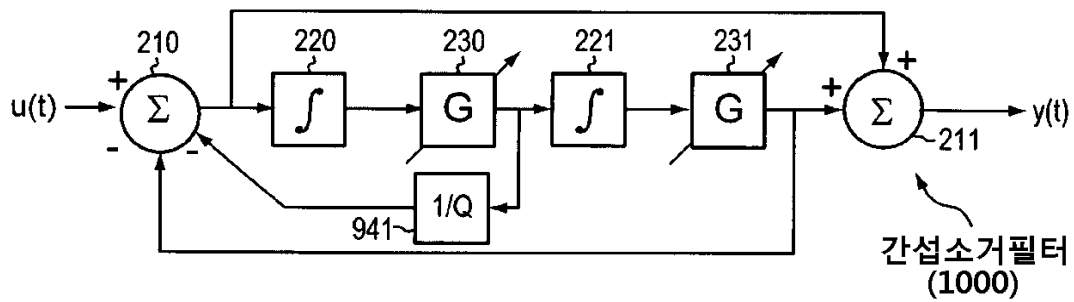
도면9a



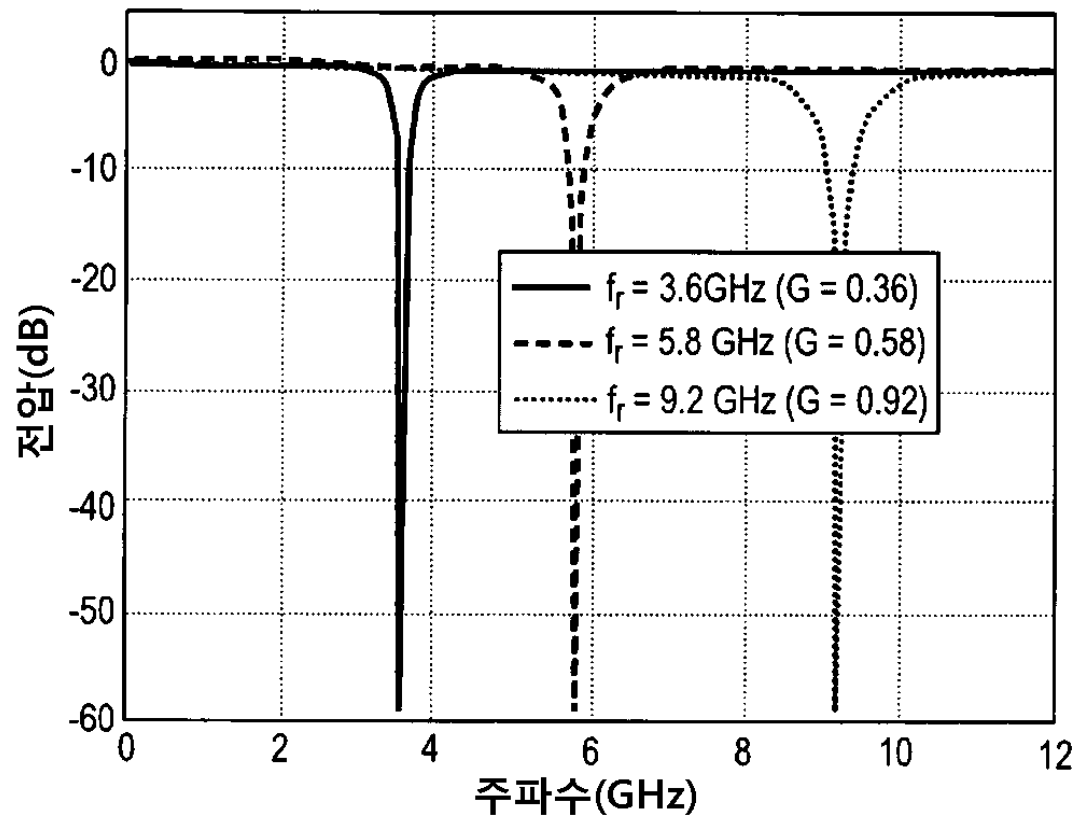
도면9b



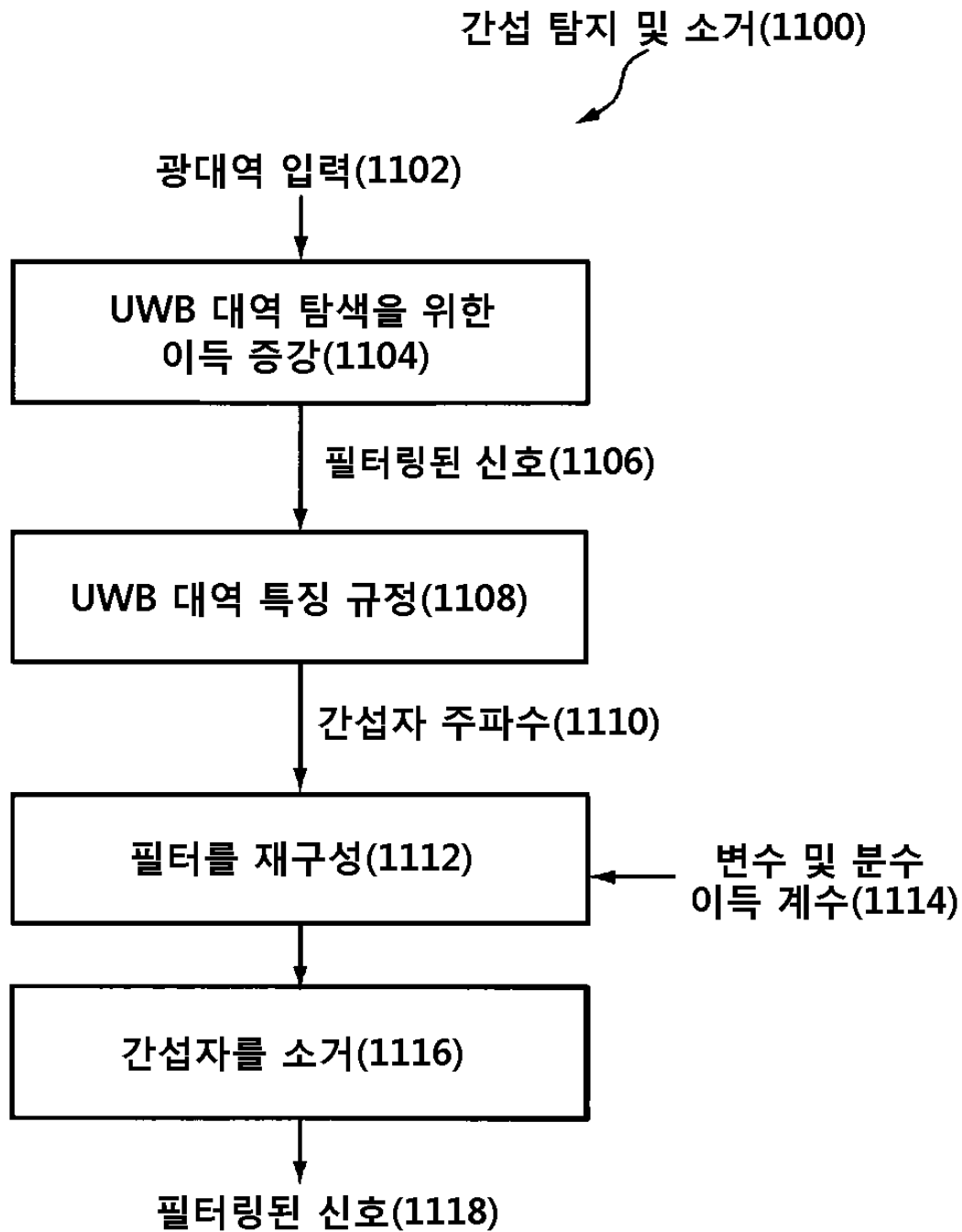
도면10a



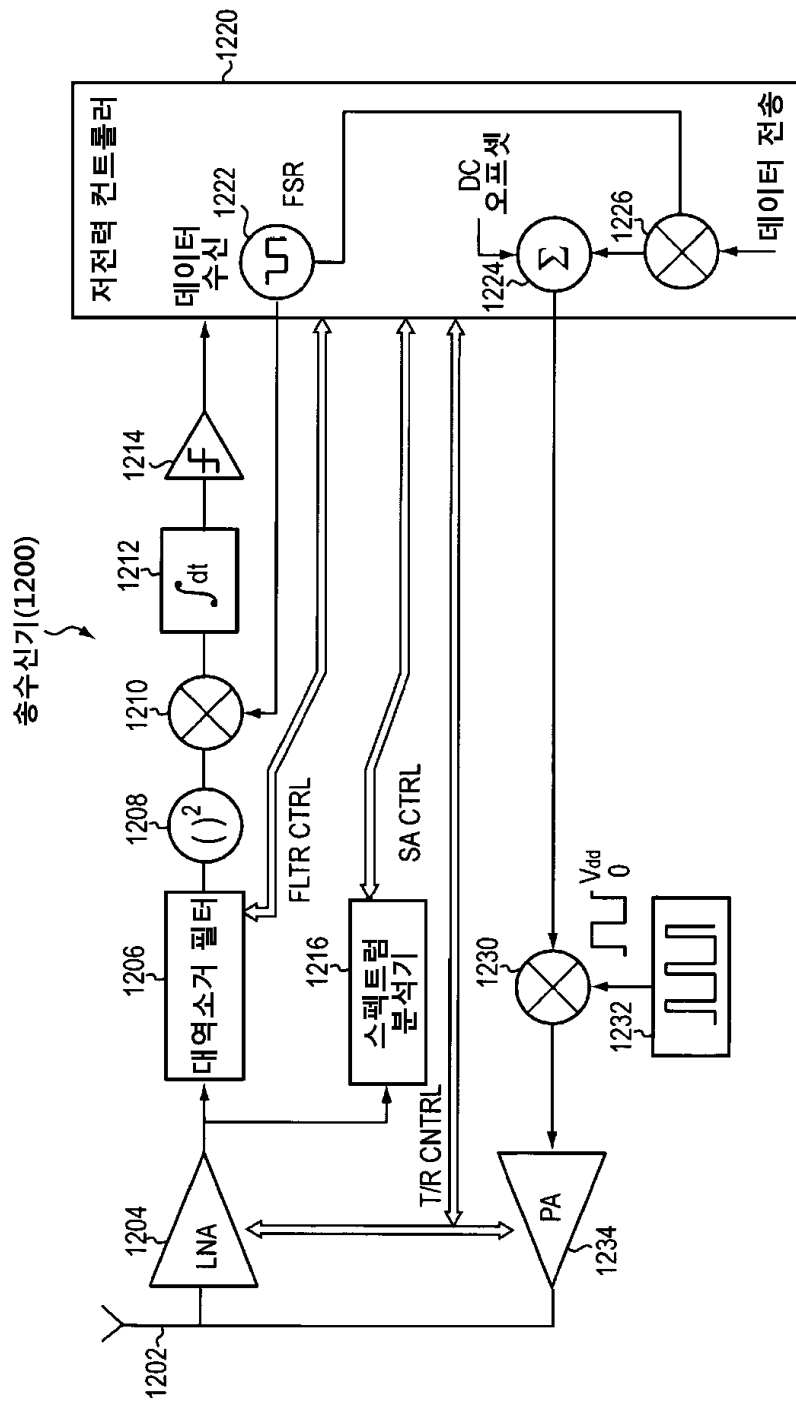
도면10b



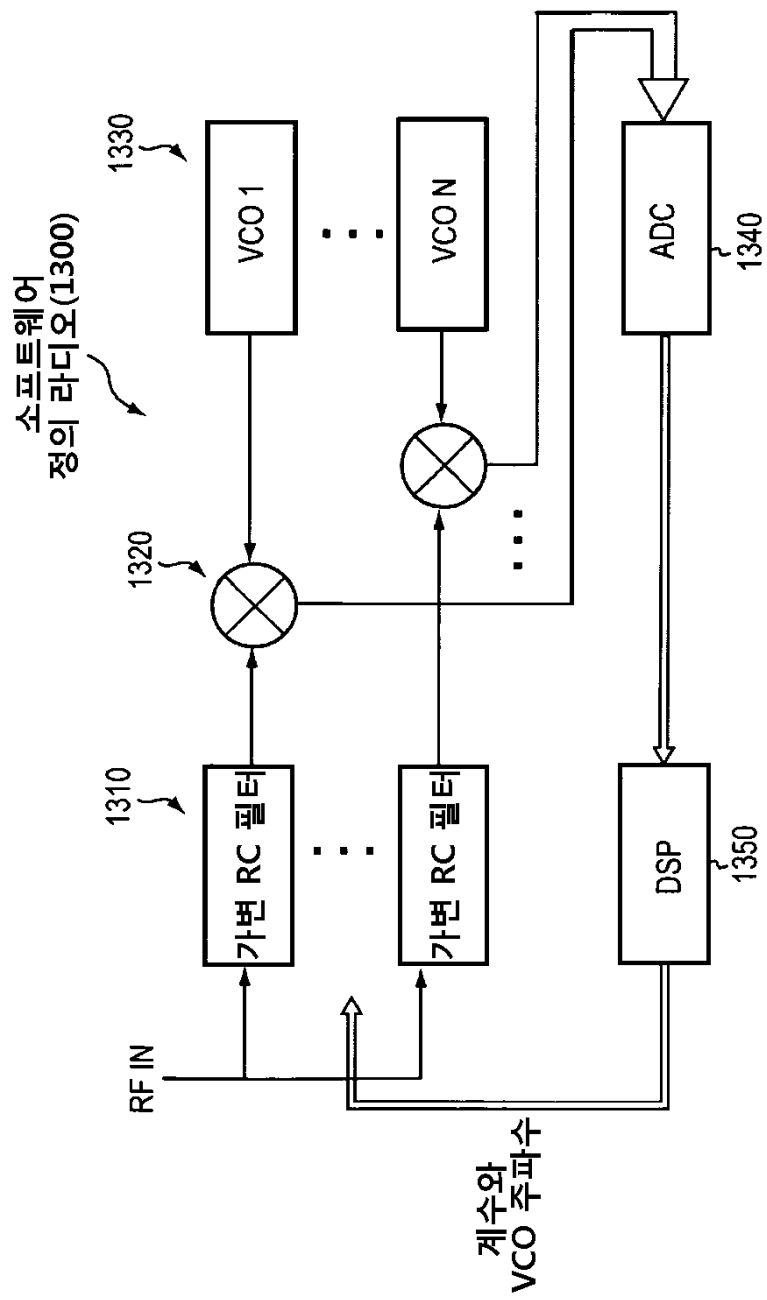
도면11



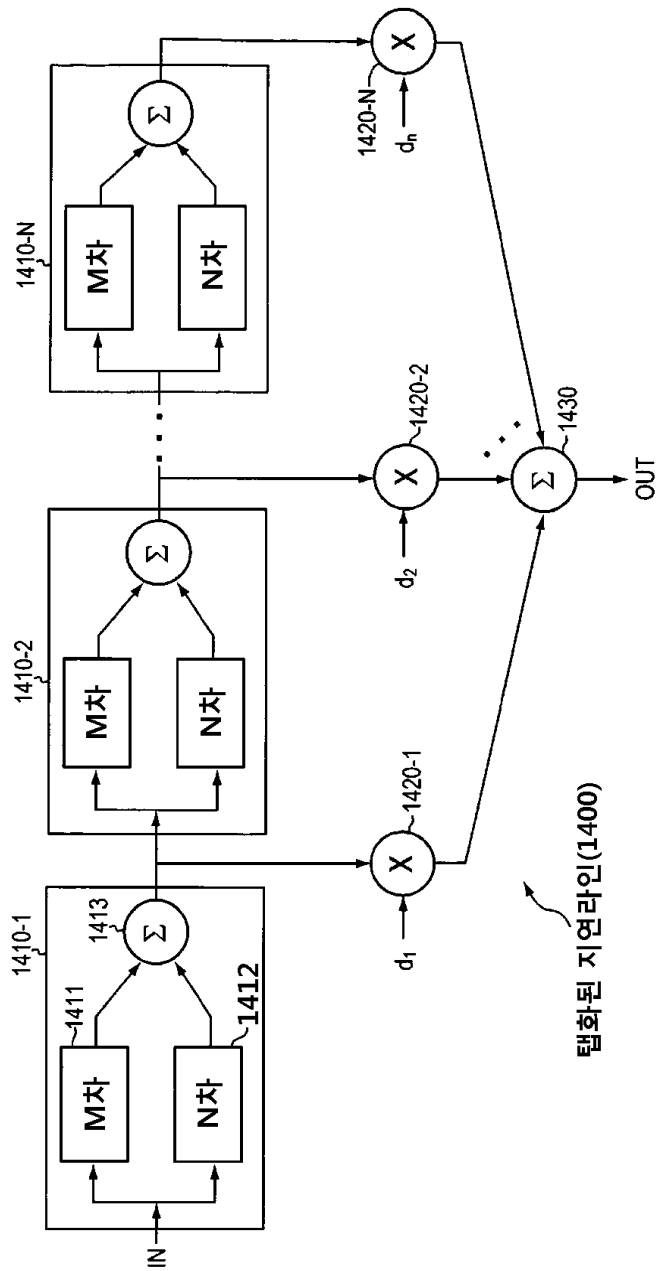
도면12



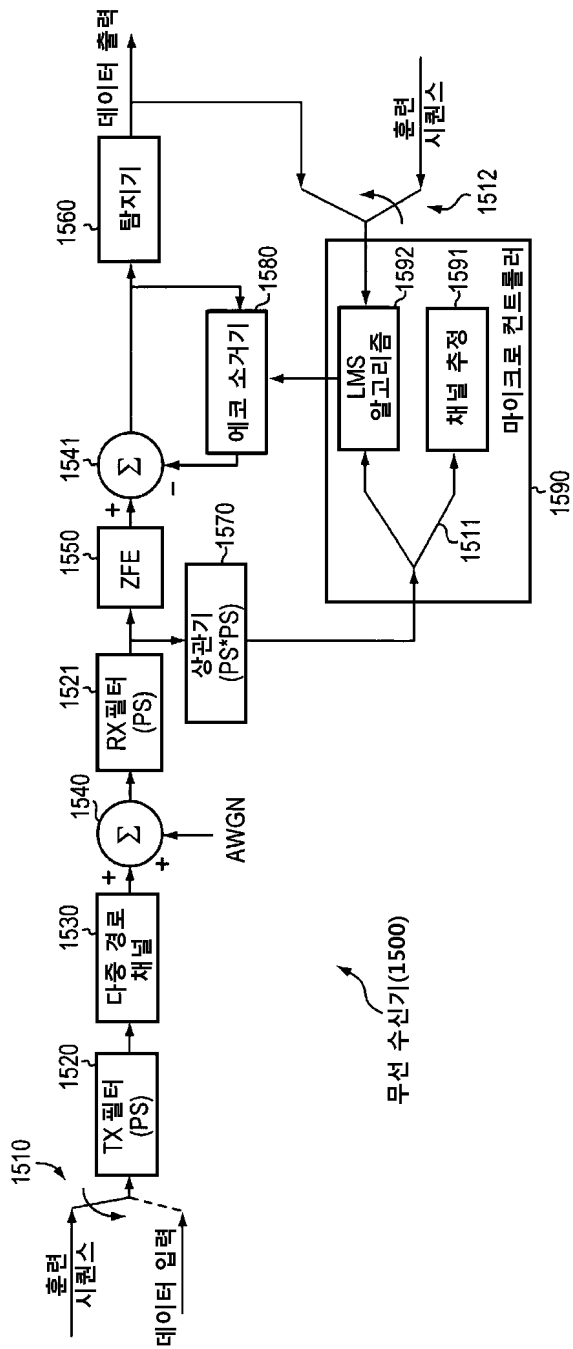
도면13



도면14



도면15



도면16

