



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0025691  
(43) 공개일자 2008년03월21일

(51) Int. Cl.  
H04B 1/707 (2006.01) H04B 1/10 (2006.01)  
H04B 1/16 (2006.01)  
(21) 출원번호 10-2007-7029936  
(22) 출원일자 2007년12월21일  
심사청구일자 없음  
번역문제출일자 2007년12월21일  
(86) 국제출원번호 PCT/US2006/020074  
국제출원일자 2006년05월23일  
(87) 국제공개번호 WO 2006/127805  
국제공개일자 2006년11월30일  
(30) 우선권주장  
11/137,196 2005년05월24일 미국(US)

(71) 출원인  
스카이워크스 솔루션즈, 인코포레이티드  
미국, 캘리포니아 92617, 어바인, 캘리포니아 애버뉴 5221  
(72) 발명자  
비미쉬 노먼 제이  
미국 캘리포니아주 92626 코스타 메사 메사 베르디 드라이브리스트 2775 #알207  
도미노 윌리엄 제이  
미국 캘리포니아주 92887 요르바 린다 바이어 코로나 4740  
댐가드 몰텐  
미국 캘리포니아주 92653 라구나 힐즈 소살리토 스트리트 24911  
(74) 대리인  
김태홍, 신정건

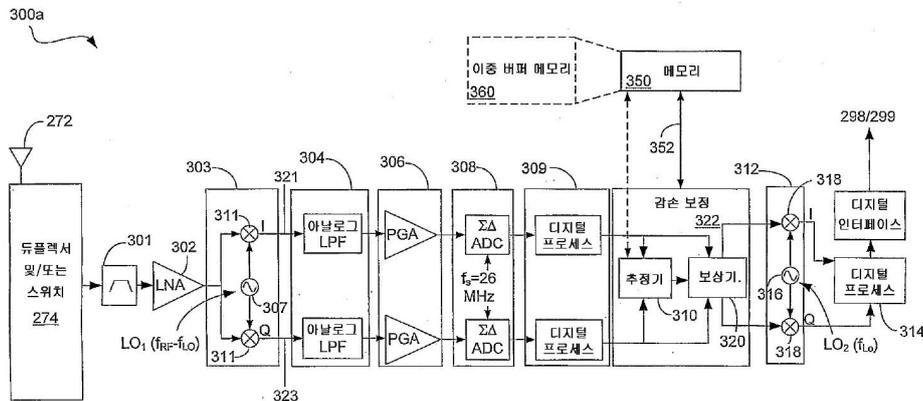
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 수신기 감손 추정 및 보정을 위한 방법 및 시스템

(57) 요약

저 중간 주파수 시스템 및 방법의 실시예들을 설명한다. 여러 다른 실시예들 중에서 일 실시예에서는, 무선 주파수 신호를 수신하는 단계; 상기 무선 주파수 신호를 동상(in-phase) 성분과 직교위상(quadrature-phase) 성분을 포함하는 하향변환된 신호로 하향변환하는 단계; 메모리에 상기 하향변환된 신호를 버퍼링하는 단계; 규정된 시간 기간 동안의 상기 동상 성분 및 상기 직교위상 성분과 연관된 수신기 감손(impairment)을 추정하는 단계; 및 각 규정된 시간 기간 동안의 수신기 감손을 보상하는 단계를 포함하는 수신기 동작 방법을 개시한다.

대표도



**특허청구의 범위**

**청구항 1**

수신기를 동작하기 위한 방법으로서,

무선 주파수 신호를 수신하는 단계;

상기 무선 주파수 신호를 동상(in-phase) 성분과 직교위상(quadrature-phase) 성분을 포함하는 하향변환된 신호로 하향변환하는 단계;

메모리에 상기 하향변환된 신호를 버퍼링하는 단계;

규정된 시간 기간 동안의 상기 동상 성분 및 상기 직교위상 성분과 연관된 수신기 감손(impairment)을 추정하는 단계; 및

각 규정된 시간 기간 동안의 수신기 감손을 보상하는 단계

를 포함하는 수신기 동작 방법.

**청구항 2**

제1항에 있어서, 상기 추정 단계는 상기 동상 성분과 상기 직교위상 성분의 샘플링에 대응하는 제1 시간 간격 동안 수행되는 것인 수신기 동작 방법.

**청구항 3**

제2항에 있어서, 상기 제1 시간 간격 동안에 수행된 이득 및 위상 불균형의 추정에 기초하여 상기 제1 시간 간격 동안 발생한 샘플링 동작에 대응하여, 동상 성분과 직교위상 성분에 대한 이득 및 위상 불균형을 감소시키는 단계를 더 포함하는 수신기 동작 방법.

**청구항 4**

제3항에 있어서, 상기 제1 시간 간격은 통신 버스트에 대응하는 것인 수신기 동작 방법.

**청구항 5**

제1항에 있어서, 상기 이득 및 위상 불균형의 추정에 기초하여 상기 동상 성분 및 상기 직교위상 성분에 대한 이득 및 위상 불균형을 감소시키는 단계를 더 포함하는 수신기 동작 방법.

**청구항 6**

제1항에 있어서, 상기 추정 단계는 상기 동상 성분의 에너지, 상기 직교 위상 성분의 에너지, 상기 동상 성분의 에너지와 상기 직교위상 성분의 에너지의 외적(cross product) 중 적어도 하나를 추정하는 단계를 포함하는 것인 수신기 동작 방법.

**청구항 7**

제1항에 있어서, 상기 추정 단계 및 상기 보상 단계는 각각 이중 버퍼 메모리 배열을 이용하여 디지털 도메인에서 추정 및 보상하는 단계를 포함하는 것인 수신기 동작 방법.

**청구항 8**

제1항에 있어서, 상기 하향변환된 신호는, 상기 하향변환된 신호의 샘플링 주파수의 정수 약수(divisor)인 주파수에서 중심을 갖는 저 중간 주파수(low intermediate frequency)를 포함하는 것인 수신기 동작 방법.

**청구항 9**

무선 주파수 수신기 장치로서,

무선 주파수 신호를 수신하고 상기 무선 주파수 신호를 동상 성분과 직교위상 성분을 포함하는 하향변환된 신호

로 하향변환하는 저 중간 주파수 수신기 시스템을

을 포함하고,

상기 저 중간 주파수 수신기 시스템은,

상기 하향변환된 신호를 버퍼링하도록 구성되는 메모리; 및

규정된 시간 기간 동안 상기 동상 성분과 상기 직교위상 성분과 연관된 수신기 감손을 추정하고, 각 규정된 시간 기간 동안의 수신기 감손을 보상하도록 구성되는 감손 보정 모듈

을 포함하는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 10

제9항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈은 제1 시간 간격 동안의 이득 및 위상 불균형을 추정하도록 구성되는 추정기 모듈을 포함하는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 11

제10항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈은, 상기 제1 시간 간격 동안 수행된 상기 이득 및 위상 불균형의 추정에 기초하여 상기 제1 시간 간격 동안 샘플링된 동상 성분과 직교위상 성분에 대한 이득 및 위상 불균형을 감소시키도록 구성되는 보상기 모듈을 포함하는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 12

제10항에 있어서, 상기 추정기 모듈은, 상기 동상 성분의 에너지, 상기 직교위상 성분의 에너지, 및 상기 동상 성분의 에너지와 상기 직교위상 성분의 에너지의 외적 중 적어도 하나를 추정하도록 구성되는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 13

제10항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈에 연결되고, 상기 감손 보정 모듈로부터 수신된 신호를 국부 발진기 신호와 곱하여 하향변환된 신호를 제공하도록 구성되는 하향변환기; 및

상기 하향변환된 신호를 수신하고, 상기 하향변환된 신호의 인접 채널 간섭자(interferer)의 에너지를 측정하며, 상기 인접 채널 간섭자의 에너지가 미리 설정된 임계값을 초과하는 경우 상기 인접 채널 간섭자를 주파수 면에서 재위치시키도록 구성되는 스위칭 모듈

을 더 포함하는 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 14

제9항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈은, 상기 이득 및 위상 불균형의 추정치에 기초하여 상기 동상 성분과 상기 직교위상 성분에 대한 이득 및 위상 불균형을 감소시키도록 구성되는 보상기 모듈을 포함하는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 15

제14항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈에 연결되고, 상기 감손 보정 모듈로부터 수신된 신호를 국부 발진기 신호와 곱하여 하향변환된 신호를 제공하도록 구성되는 하향변환기; 및

상기 하향변환된 신호를 수신하고, 상기 하향변환된 신호의 인접 채널 간섭자의 에너지를 측정하며, 상기 인접 채널 간섭자의 에너지가 미리 설정된 임계값을 초과하는 경우 상기 인접 채널 간섭자를 주파수 면에서 재위치시키도록 구성되는 스위칭 모듈

을 더 포함하는 무선 주파수 수신기 장치.

#### 청구항 16

제9항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈은 소프트웨어와 하드웨어 중 적어도 하나로 구성되는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

**청구항 17**

제9항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈은 디지털 도메인에서 동작하는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

**청구항 18**

제9항에 있어서, 상기 감손 보정 모듈은 컴퓨터 판독가능 매체로 구성되는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

**청구항 19**

제9항에 있어서, 상기 하향변환된 신호는, 상기 하향변환된 신호의 샘플링 주파수의 정수 약수인 주파수에서 중심을 갖는 저 중간 주파수를 포함하는 것인 무선 주파수 수신기 장치.

**청구항 20**

무선 주파수 수신기 장치를 갖는 휴대가능 트랜시버로서,

무선 주파수 신호를 수신하기 위한 수단;

상기 무선 주파수 신호를 동상 성분과 직교위상 성분을 포함하는 하향변환된 신호로 하향변환하기 위한 수단;

메모리에서 상기 하향변환된 신호를 버퍼링하기 위한 수단;

규정된 시간 기간 동안 상기 동상 성분과 상기 직교위상 성분과 연관된 수신기 감손을 추정하기 위한 수단; 및

각 규정된 시간 기간 동안의 수신기 감손을 보상하기 위한 수단

을 포함하는 휴대용 트랜시버.

**명세서**

**기술분야**

<1> 본 발명은 일반적으로 무선 수신기에 관한 것이다. 더 구체적으로, 본 발명은 트랜시버 감손(impairment) 추정 및 보정에 관한 것이다.

**배경기술**

<2> 무선 수신기의 간단한 교과서적인 모델은 전형적으로 호모다인(homodyne) 검출을 사용한다. 호모다인 검출은 단일 동작으로 무선 주파수(RF) 신호를 기저대역으로 직접 복조하는 것을 포함한다. 호모다인 검출을 수행하는 수신기는 일반적으로 직접 변환 수신기(direct conversion receiver; DCR)로 지칭된다. 이동 통신용 글로벌 시스템(GSM)/GSM 진보를 위한 강화된 데이터 레이트(EDGE)를 위한 현재 기술 상태의 무선 수신기는, 헤테로다인 시스템에 비해 비용을 절감하기 위해 DCR 시스템을 사용하고 있다. DCR 시스템은 전통적으로 최근까지 실제 애플리케이션에 채택되지 않았다. 이는 직류(DC) 오프셋에 관련된 문제에 기인하는 바가 크다. DC 오프셋은 일반적으로, 시스템 입력에서의 신호와 관련이 없는 시스템 출력에서의 DC 전압을 지칭한다. 반송 주파수에서의 간섭 신호(또는 신호들)는, 변조 후에, DC 오프셋이 원하는 기저대역 신호에 부가되도록 만든다. 이 간섭 신호는, 다른 여러가지 원인들 중에서도, LO 자기 믹싱(self mixing)에 의해 야기되는, 스스로 생성된 간섭 성분(국부 발진기(또는 LO)로부터의 자기-간섭(self-interference))을 포함할 수도 있다. DCR 시스템에서, 이러한 간섭 성분은 종종 복잡한 DC 오프셋으로서 나타나지기도 한다. 예를 들어, EDGE 변조에서, 신호에 부가된 임의의 DC 오프셋은 휴대용 트랜시버의 성능을 열화시킬 수 있다.

<3> 더 구체적으로, DC 오프셋은 -특히 낮은 신호 레벨의- 수신된 신호를 감손시킬 수 있고, 이는 종종 특정적으로는 EDGE 시스템에, 일반적으로는 디지털 통신에 기본적인 제한을 가져온다. 부가된 DC 오프셋을 감소시키는 해결책은, 종종 저 신호레벨(low signal level)에서의 비선형성을 도입하고, 추가적인 이산 성분을 부가하며(이에 따라 더 많은 공간과 전력을 소비하며), 시스템의 복잡도(및 비용)를 증가시킬 수도 있다. 예를 들어, DC 오프셋은 종종 버스트 별로 평균화 및 감산 프로세스를 실행함으로써 DCR 시스템에서 제거되기도 한다. 버스트는, 사용자에게 의해 사용되는 모드에 의존 및/또는 사용자에게 의해 구성되는 모드에 따라 변화하는, 규정된 시간 간격이다. 예를 들어, GSM 시스템에서, 신호는 지속시간이 대략 577 마이크로초인 버스트로 도달한다. 이러한 평균화/감산 프로세스가 GSM에 대해서는 효과가 있을 수도 있지만, EDGE는 여러 상이한 난제들을 나타낸다. EDGE

에서, 원하는 채널 비트 레이트를 지원하기 위해 필요한 신호 대 잡음 비(SNR)는 GSM에서보다 훨씬 더 높고, 전형적으로 DC 오프셋을 제거하기 위해 더 복잡한 기술을 필요로 한다. GSM/EDGE와 같은 시분할 다중 액세스(TDMA)시스템에서, 부가된 DC 오프셋의 위상은 버스트 별로 다소 랜덤하게 변화할 수 있으며, 이는 DC 오프셋의 장기간 평균화를 어렵게 할 수 있다.

- <4> DCR 시스템에서 발생할 수 있는 또 다른 문제점은 제조 프로세스에 존재한다. 고체 상태의 소자에서, 1/f 잡음으로 알려진 현상에 의해, 원하는 신호에 저주파수 잡음 성분이 부가된다. 반도체 제조자들은 DCR 칩 제작에서 양호한 1/f 잡음 특성을 갖는 프로세스를 이용하여 이 문제를 해결하고자 시도한다. 그러나, 이 양호한 1/f 잡음 특성을 갖는 반도체 제작 프로세스는 상대적으로 많은 비용이 든다.
- <5> DCR 시스템과 연관된 상술한 문제점들을 피하기 위해, 슈퍼헤테로다인(superheterodyne) 수신기를 이용하는 것이 가능하다. 슈퍼헤테로다인 수신기에서, RF 신호는, 종종 DC오프셋이 손쉽게 제거될 수 있는 중간 주파수(intermediate frequency; IF)로 변환된다. 이 IF 신호는 기저대역으로 변환되어, 실질적으로 DC 오프셋이 없는 기저대역의 원하는 신호를 제공한다. 종래의 IF-기반 트랜시버는, 이미지 주파수의 제거가 충분히 높을 수 있도록, 원하는 신호 대역폭의 다수의 배수인, IF 주파수들을 사용한다. 이러한 접근법은, 일반적으로 두번째 믹서 하드웨어 세트뿐 아니라 값비싼 필터링 부품들을 필요로 하기 때문에, 트랜시버에 상당한 비용을 증가시킨다.
- <6> 일부 무선 구조(architecture)는 저IF 수신기를 사용한다. 이 경우, 중간 주파수는 원하는 신호의 대역폭과 동일하거나 유사한 값으로 선택된다. 이 접근법은 수신된 신호가, (DC에서와 마찬가지로) 하나의 동작으로, 디지털화 가능한 저 중간 주파수로 복조되도록 하고, 이에 따라 최종적인 저 IF 변환(이 변환은 원하는 신호를 기저대역으로 변환함)이 디지털 도메인에서 수행될 수 있다. 예를 들어, GSM 시스템에서, 수신된 RF 신호를 디지털화하기 전에 저 중간 주파수로 복조하고, 그 후에 디지털 도메인에서 최종 복조를 하는 것이 가능하다. 저 IF 구조는, DC 오프셋과 1/f 잡음의 작용이 더 이상 원하는 신호 대역폭의 중심부에 존재하지 않기 때문에 이들의 작용을 최소화하면서도, 소수의 RF 하드웨어를 포함하는 DCR 시스템과 유사한 효과를 달성한다. 실제로, 이것은 때때로 DCR 시스템에 비해 저 IF 시스템에 대해 반도체 공정상에서 더 적은 비용이 들도록 하는 결과를 가져온다.
- <7> DCR 시스템의 일반적인 몇 가지 문제점들은 저 IF 수신기 시스템에서도 여전히 존재할 수 있다. 예를 들어, 저 중간 주파수에서 간섭자로서 나타나는, 큰 자기-발생 간섭 성분(a large self-generated interferer component) (예를 들어, LO 자기 믹싱에 의해 발생하는 자기-발생 간섭 성분)이 여전히 존재할 수도 있다. 도 1은 예시적인 주파수 환경을 도시하며, 이 환경에서 간섭자가 나타날 수 있으며 이 환경은 저 IF 수신기 시스템에서 발생할 수 있는 문제들 중의 일부의 성질에 대한 이해를 도울 수 있다. GSM 시스템에서 기저국과 통신하는 이동 전화용 채널 슬롯을 예시적으로 설명할 수 있는 주파수 도메인 플롯(100)이 도시되어 있다. 주파수 도메인 플롯(100)은 킬로헤르쯔(kHz)의 단위의 x-축(102)를 가지고 있다. 예를 들어, 원하는 신호의 오른편 쪽으로의 주파수는 음의 주파수 값을 가지고, 원하는 신호의 왼편 쪽에의 주파수는 양의 주파수 값을 가진다. 주파수 축과 관련된 부호(양 또는 음)는, 저 IF 수신기 시스템의 직각위상(quadrature) 믹서에서 발생하는 신호의 90도 분리의 기능을 한다. 공지된 바와 같이, 기저대역으로 신호를 변환하는 것은 복소 순환(complex rotation)에 의한 곱셈(예를 들어, 코사인파 사인 곱)을 포함한다. 두 신호(코사인 및 사인)이 완벽한 직교위상(즉, 정확히 90도 분리)의 관계에 있다면, 복조 동작은 별개의 채널 슬롯(104)에서의 양의 값으로 인접하고 음의 값으로 인접한 신호를 발생시킨다(즉, 양의 주파수의 음의 주파수 상으로의 겹쳐짐이나 그 반대가 발생하지 않음). 만약 두 신호(코사인 및 사인)이 완벽한 직교위상의 관계에 있지 않다면(즉, 90도 분리가 아닌 경우), 상보적인(부호가 반대인) 주파수의 겹침이 발생하기 시작한다. 이상적인 값(즉 90도)으로부터의 편차가 클수록, 다른 채널로부터의 누설이나 겹침이 커진다. x-축(102)를 따라 각각 200kHz의 대역폭을 갖는 채널들을 위한 복수의 채널 슬롯(104)이 존재한다. 예를 들어, 제1 인접 채널, 제2 인접 채널 등이, 100kHz에 중심을 갖는 원하는 신호의 각 편에 도시된다. GSM과 같은 간섭 제한 환경에서 동작하는 저 IF 수신기에는, 수신기 감손(예를 들어, 이득 불균형, 위상 불균형, 등)이 인접 채널 간섭자의 에너지(특히, RF 감손에 기인한 겹침은 약 0 헤르쯔(Hz)로 대칭하므로, 제2 인접 채널의 반대쪽 대역의 에너지)의 일정 부분으로 하여금 수신된 신호의 대역폭에 직접 겹치도록 야기시키며, 이에 의해 수신기 성능을 열화시킨다. 또 다른 문제는 전형적인 GSM용 저 IF 시스템은 100kHz의 저 중간 주파수를 사용하는데, 이는 무선 출력에서 원하는 신호에 100kHz의 간섭 톤(tone)이 부가되는 것을 초래한다. 노치 필터는 시스템 성능에 큰 영향을 끼치지 않으면서 이러한 톤의 에너지를 약화시키는데 이용될 수 있다. 그러나, EDGE 변조에서는, 100kHz 톤을 제거하기 위해 노치 필터를 사용하는 경우 시스템 성능을 열화시킬 수 있다.

<8> 따라서, 수신기의 비용, 크기, 및 전력 소모를 최소화하면서도 저 IF 시스템에서 간섭자 및/또는 DC 오프셋을 효과적으로 완화 또는 제거시키고, 또한 이러한 프로세싱을 데이터의 각 버스트마다 실시간으로 실행하는, 수신기 구조 또는 시스템을 갖는 것이 바람직할 것이다.

**발명의 상세한 설명**

<9> 저 중간 주파수(IF) 수신기 시스템에서 구현될 수 있는, 수신기 감손 추정 및 보정 시스템과 방법의 바람직한 실시예들이 개시된다. 여러 실시예들 중에서, 일 실시예에서는, 무선 주파수 신호를 수신하는 단계; 상기 무선 주파수 신호를 동상(in-phase) 성분과 직교위상(quadrature-phase) 성분을 포함하는 하향변환된 신호로 하향변환하는 단계; 메모리에 상기 하향변환된 신호를 버퍼링하는 단계; 규정된 시간 기간 동안의 상기 동상 성분 및 상기 직교위상 성분과 연관된 수신기 감손(impairment)을 추정하는 단계; 및 각 규정된 시간 기간 동안의 수신기 감손을 보상하는 단계를 포함하는, 수신기 동작 방법이 개시된다.

<10> 또한, 관련된 동작 시스템과 방법이 제공된다. 본 발명의 다른 시스템, 방법, 특징, 및 장점이 이하의 도면 및 상세한 설명의 설명에 의해 통상의 기술자에게 명확하거나 더욱 명확해질 것이다. 그러한 모든 추가적인 시스템, 방법, 특징, 및 장점들은 본원의 상세한 설명 내에 포함되며, 본 발명의 범위 내인 것으로 의도된다.

**실시예**

<19> 저 중간 주파수(IF) 수신기 시스템에서 구현되는 수신기 감손 추정 및 보정 시스템과 방법에 대한 실시예들이 설명된다. 일 실시예에서, 수신기 감손 추정 및 보정 시스템은, 이득 및/또는 위상의 불균형과 직류(DC) 오프셋에 기인하는 무선 주파수(RF) 감손 레벨을 감소시킴으로써, 인접 채널로부터의 간섭 에너지를 완화시킨다. RF 감손에 의해 야기되는 대역내(in-band) 간섭 에너지는 하나 이상의 인접 채널 간섭자와 연관된 RF 감손과 에너지의 곱에 비례한다. 인접 채널 간섭자의 에너지가 증가함에 따라, 동일한 레벨의 대역내 간섭을 유지하기 위해서는 감손이 감소될 필요가 있다. 각 송신 측정 기간에 대해 실시간으로 디지털 도메인에서 감손을 디지털로 추정하고 이러한 감손을 보정 또는 보상하는, 저 IF 수신기 시스템의 수신기 감손 추정 및 보정 시스템이 개시된다.

<20> RF 감손을 추정하고 이에 대해 보상하는 저 IF 수신기 시스템이 RF 감손의 유효 레벨을 감소시킬 수 있지만, 인접 채널 간섭자의 일부는 원하는 신호의 대역폭 내에 여전히 걸릴 수 있고, 이는, 인접 채널 간섭자 에너지가 증가하는 경우, 저 IF 수신기 시스템의 성능에 영향을 줄 수 있다. RF 감손 때문에 겹쳐지게 되는 인접 채널 간섭자 부분이, 이제 원하는 신호 대역폭 밖으로 벗어나게 되도록, 인접 채널 간섭자를 주파수 면에서 재위치시키는, 또 다른 저 IF 수신기 시스템의 실시예가 개시된다. 일 실시예에서, 인접 채널 간섭자의 재위치, 국부 발진기(LO) 신호에 부가된 저 IF 오프셋의 주파수의 부호를 반전시킴으로써 발생한다. 이러한 부호 반전 동작은, 새로운 간섭자의 에너지가 이전의 간섭자의 에너지보다 더 작은 때 실현되는 성능상의 이점을 가지고, 이전의 인접 채널 간섭자를 새로운 간섭자로 효과적으로 대체한다.

<21> 특히 휴대용 트랜시버를 참조하여 설명되지만, 수신기 감손 추정 및 보정 시스템은 실제적으로, 간섭 신호가 수신 정보의 무결성(integrity)을 떨어뜨릴 수 있는 경우라면, 반송 신호 상으로 변조된 정보를 수신하는 어떠한 시스템에서도 구현될 수 있다. 또한, 수신기 감손 추정 및 보정 시스템의 실시예는, 버스트 별로 실시간으로 그리고 디지털 도메인에서 이러한 감손들의 동적인 보상을 가능하게 함으로써, 열악한 RF 성능 특성의 효과를 감소시키는 무선 디자인을, 적은 비용으로 실현할 수 있게 한다. 또한, RF 감손이 (예를 들어, 원하는 신호를 왜곡(distorting)함으로써) 성능상에 제한을 가할 수 있기 때문에, 수신기 감손 추정 및 보정 시스템의 실시예들은, RF 감손 레벨을 감소시킴으로써 인접 채널 간섭자가 존재하지 않는, 시스템 또는 구현 상의 이점을 제공할 수 있다.

<22> 수신기 감손 추정 및 보정 시스템의 실시예들의 예시적인 구현을 설명하는데 이하의 설명과 도면이 이용될 것이다. 그 후, 수신기 감손 추정 및 보정 시스템의 실시예들은 관련된 방법들과 함께 설명된다. 여기에서 사용되는 이득 불균형은 일반적으로 동상(I) 채널의 합성 이득이 직교위상(Q) 채널의 합성 이득과 동일하지 않은 경우에 존재한다. 여기에서 사용되는 위상 불균형은 일반적으로 I 와 Q 채널이 정확히 90도의 위상으로 분리되어 있지 않은 경우에 존재한다. 이하에서 이득 불균형과 위상 불균형은 저 IF 수신기 시스템의 측면(context)에서 설명될 것이다.

<23> 도 2는 예시적인 휴대용 트랜시버(200)를 도시하는 블럭도이고, 이 블럭도에서는 저 IF 수신기 시스템(300)에서 구현되는 수신기 감손 추정 및 보정의 다양한 실시예들이 구현될 수 있다. 휴대용 트랜시버(200)는 스피커

(202), 디스플레이(204), 키보드(206), 및 마이크(208)를 포함하며, 이들 모두는 기저대역 서브시스템(230)에 접속된다. 특정 실시예에서, 휴대용 트랜시버(200)는, 예를 들어, 이동/셀룰러형 전화기와 같은 휴대용 원격통신 장치일 수 있다. 스피커(202) 및 디스플레이(204)는 각각 접속(210) 및 접속(212)를 통해 기저대역 서브시스템(230)으로부터 신호를 수신한다. 유사하게, 키보드(206) 및 마이크(208)는 각각 접속(214) 및 접속(216)를 통해 기저대역 서브시스템(230)에 신호를 공급한다.

<24> 기저대역 서브시스템(230)은, 버스(228)를 통해 통신하는, 마이크로프로세서( $\mu$ P)(218), 메모리(220), 아날로그 회로(222), 및 디지털 신호 프로세서(DSP)(224)를 포함한다. 또한, 일 실시예에서, 기저대역 서브시스템(230)은 전압 소스(226)를 포함한다. 버스(228)는, 도면에서는 단일 버스로 도시되어 있으나, 기저대역 서브시스템(230) 내의 서브시스템들 간에 필요에 따라 접속되는 다중 버스를 이용하여 구현될 수도 있다. 마이크로프로세서(218) 및 메모리(220)는 휴대용 트랜시버(200)에 대해 신호 타이밍, 프로세싱, 및 저장 기능을 제공한다. 아날로그 회로(222)는 기저대역 시스템(230) 내의 신호에 대한 아날로그 프로세싱 기능을 제공한다. 기저대역 서브시스템(230)은 접속(234)을 통해, 그리고/또는 RF 서브시스템(244) 내에 포함된 시리얼 버스 인터페이스(미도시)를 경유하는 접속(299)을 통해, RF 서브시스템(244)에 제어 신호를 제공한다. 접속(234) 및 접속(299) 각각은 단일 접속으로 도시되지만, 제어 신호는 DSP(224) 및/또는 마이크로프로세서(218)로부터 기원할 수 있고, RF 서브시스템(244) 내의 다양한 지점에 공급된다. 간략화를 위해, 도면에는 휴대용 트랜시버(200)의 기본적인 구성요소들만이 도시되어 있다.

<25> 또한, 기저대역 서브시스템(230)은, 일 실시예에서, 디지털-아날로그 변환기(DAC)(236)를 포함한다. 또한, DAC(236)는 버스(228)를 통해 마이크로프로세서(218), 메모리(220), 아날로그 회로(222), 및/또는 DSP(224)와 통신한다. DAC(236)는, 접속(242)를 통한 RF 서브시스템(244)으로의 통신을 위해, 기저대역 서브시스템(230) 내의 디지털 통신 정보를 아날로그 신호로 변환한다.

<26> 접속(242) 상의 아날로그 신호는 변조기(248)에 의해, 저 IF 수신기 시스템(300)의 하나 이상의 구성요소들과(접속(266)을 통해) 협력하여, 변조 및 상향변환된다. 일부 실시예에서, 기저대역으로부터 RF 서브시스템(244)으로의 신호가 디지털인 경우, 디지털 변조기가 RF 서브시스템(244) 내에 위치될 수 있다. 변조기(248)로부터의 변조 신호가 접속(254)를 통해 제공된다. 전원 증폭 시스템(power amplifier system; PAS)(280)은 접속(254)상의 변조된 신호를, 접속(262)을 통한 듀플렉서(duplexer) 및/또는 스위치 모듈(274)로의 송신을 위해 적당한 전력 레벨로 증폭한다. 송신 신호 에너지는 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)로부터 안테나(272)로 제공된다.

<27> 신호는 안테나(272)에서 수신되고, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)로 제공되며, 접속(273)을 통해 저 IF 수신기 시스템(300)의 몇가지 신호처리 경로 중의 하나로 라우팅된다. 일 실시예에서, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)이 듀플렉서를 포함하는 경우, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)의 사용을 통해 전-양방향(full-duplex) 송수신이 달성됨은, 통상의 기술자에게 이해될 것이다. 다른 방법으로는, 또 다른 구현예에서, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)이 스위치를 포함하는 경우, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)의 사용을 통해 반-양방향(half-duplex) 송수신이 달성된다. 또한, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)은, 일 실시예에서, -전형적으로 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)이 한 세트의 수신 대역을 제1 수신부(미도시)로 라우팅하고 제2 세트의 수신 대역을 제2 수신부(미도시)에 라우팅하는- 대역 분리(band separation)를 제공할 수 있다. 마찬가지로, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)은 한 세트의 송신 대역을 제1 송신부(미도시)에, 제2 세트의 송신 대역을 제2 송신부(미도시)에 라우팅한다. 일 실시예에서, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)의 동작은 (예를 들어 접속(234)을 통한) 기저대역 서브시스템(230)으로부터의 제어 신호에 의해 제어된다. 일부 실시예에서, (예를 들어, 접속(234)를 통해 기저대역 서브시스템(230)으로부터 제어되는) 스위치는, 수신 신호를 저 IF 수신기 시스템(300)으로 라우팅하는데, 또는 송신 신호를 접속(262)으로부터 안테나(272)로 라우팅하는데 사용될 수 있다.

<28> 안테나(272)에 의해 수신된 신호는, 기저대역 서브시스템(230)에 의해 결정되는 적당한 시간에서, 듀플렉서 및/또는 스위치 모듈(274)과 접속(273)을 통해 저 IF 수신기 시스템(300)으로 유도될 수 있다. 일 실시예에서, 저 IF 수신기 시스템(300)은, 송신 간격 별로 실시간으로 RF 감손을 추정하고 이에 대해 보상하기 위한 기능을 포함한다. 저 IF 수신기 시스템(300)의 또 다른 실시예는, 추정 및 보상 기능에 더해져 또는 이에 대신하여, 수신 및 처리된 신호의 에너지를 모니터링하고, 검출된 간섭자 에너지에 기초하여 저 중간 주파수의 위치를 스위칭하기 위한 기능을 포함한다. 또한, 본원의 개시 내용에 비추어 통상의 기술자가 이해할 수 있는 바와 같이, 저 IF 수신기 시스템(300)은 다양한 모드 및 시스템에 대해 신호를 수신 및 처리하는데 사용되는 기타 구성요소들을 포함할 수 있다. 일부 실시예들에서, 저 IF 수신기 시스템(300)의 개시된 기능들 중 하나 이상은, 마이크

로프로세서(218)에서 또는 DSP(224)나 메모리(220)를 포함하는 휴대용 트랜시버(200)의 기타 구성요소들에서 구현될 수 있다. 또한, 저 IF 수신기 시스템(300)의 하나 이상의 구성요소는 하드웨어, 소프트웨어, 및/또는 이들의 조합을 이용하여 구현될 수 있다. 저 IF 수신기 시스템(300)은 디지털 도메인에서의 추가적인 처리를 위하여 접속(298)을 통해 버스(228)로 출력 신호를 제공한다.

- <29> 도 3은 도 2에 도시된 휴대용 트랜시버(200)에서 구현되는 저 IF 수신기 시스템(300a)의 일 실시예의 블록도이다. 저 IF 수신기 시스템(300a)은 RF 아날로그와 디지털 구성요소를 모두 포함하고, "혼합 신호 장치(mixed signal device)" 또는 MSD로 지칭되기도 한다. 일 실시예에서, 안테나(272)에 의해 수신된 신호는 수신 필터(301)로 유도될 것이고, 이 수신 필터(301)는 수신된 신호를 필터링 하고 그 필터링된 신호를 저 잡음 증폭기(low noise amplifier; LNA)(302)에 공급한다. 수신 필터(301)는, 휴대용 트랜시버(200)가 동작하는 특정 셀룰러 시스템의 모든 채널을 통과시키는, 대역 통과 필터이다. 예로서, 900 메가헤르쯔(MHz) GSM(이동 통신용 글로벌 시스템) 시스템에 있어서, 수신 필터(301)는 대략 925 MHz 에서 960 MHz의 모든 주파수를 통과시켜, 각 200 킬로헤르쯔(kHz)의 175개의 채널들을 커버한다. 이 필터(301)의 한가지 목적은 원하는 영역 바깥의 모든 주파수를 차단하는 것이다. LNA(302)는 수신 필터(301)로부터 수신된 신호를, 하향변환기(303)가 그 신호를 수신 주파수로부터 중간 주파수로 변환(translate)할 수 있는 레벨로 증폭한다.
- <30> 하향변환기(303)는, 믹서(311)와, 원하는 RF 수신 신호의 주파수와 저 IF의 주파수의 함수인 주파수를 갖는 국부 발진기 신호( $LO_1$  신호)를 생성하는 국부 발진기(또는 LO)(307)를 포함한다. RF 감손에 기인한 곱침은 믹서(311)에서 주로 발생한다.  $LO_1$  신호는 LNA(302)로부터 수신된 신호를 하향변환하는데 이용된다. 하향변환된 신호는, 종래의 시스템에서 이용되는 100kHz에 대비해서, 135.417kHz의 중간 주파수에서 중심을 갖는 주파수를 갖는다. (예를 들어, EDGE 시스템에서) 135.417 kHz에서 중간 주파수를 갖는 것의 한가지 이점은, 100 kHz가 중간 주파수일 때 대역내가 되는 것과 반대로, 135.417kHz의 중간 주파수가 구현되는 때 DC 오프셋이 대역외(out-of band)가 되기 때문에, DC 오프셋을 제거하려고 시도할 때 발생하는 신호 열화가 완화되거나 모두 회피된다는 것이다. 135.417kHz의 중간 주파수에서 동작하는 것의 추가적인 이점은 아래에서 설명된다.
- <31> 하향변환기(303)로부터 출력된 IF 신호는 접속(321) 상에 동상(I) 신호를, 접속(323) 상에 직교위상(Q) 신호를 포함한다. 이러한 신호는, 인접 채널 차단(rejection) 및 반 에일리어싱(anti-aliasing) 기능을 제공하는, 저역통과 필터(304)에 제공된다. 반 에일리어싱 기능은 기본 나이퀴스트 대역 바깥에 놓인 신호를 약화시킨다. I 채널(즉, 접속(321) 상의 I 신호)의 합성 이득(예를 들어, 하향변환기(303)의 믹서(311)로부터 기저대역으로의 이득)이 Q채널(즉, 접속(323) 상의 Q 신호)의 합성 이득과 동일하지 않을 때, 이득 불균형이 존재한다. I 채널과 Q 채널 간에 정확히 90도의 위상 분리가 존재하지 않을 때, 위상 불균형이 존재한다. 인접 채널 차단 및 반 에일리어싱 기능은, 다운스트림 시그마-델타 아날로그-디지털 변환기(ADC)(308)가 큰 간섭자가 존재할 때 포화되거나(saturate) 오버로딩되지 않는 것을 보장한다. 저역통과 필터(304)로부터 출력되는 결과적인 필터링된 신호는 프로그래밍 가능한 이득 증폭기(programmable gain amplifier; PGA)(306)에 의해 증폭된다. PGA(306)는 필터링된 신호를 증폭하고 이 증폭된 신호를 시그마-델타 ADC(308)에 공급한다.
- <32> 시그마-델타 ADC(308)는 충분히 넓은 대역폭을 제공하여(즉, 충분히 높은 샘플 레이트를 이용하여 동작하여), 이에 의해 인접 채널 간섭자들의 에일리어스된(alias) 이미지가, 신호가 다운샘플링될 때 원하는 대역 내로 다시 겹치기 전에, 충분히 약화되는 것이 바람직하다. 일부 실시예에서, 시그마-델타 ADC(308)는 자동 포화 검출 기능을 포함할 수도 있다. 일 실시예에서, 시그마-델타 ADC(308)는 신호를 26MHz에서 샘플링하여, 아날로그 LPF(304)의 성능 요건을 최소화하면서도 인접 채널 간섭자들이 원하는 신호 대역안으로 에일리어싱하지 않는 것을 보장한다. 결과로서 발생하는 디지털 신호는 디지털 프로세싱 블록(309)에 제공된다.
- <33> 디지털 프로세싱 블록(309)은 인접 채널 간섭자의 추가적인 약화를 제공하기 위해 적분 기능을 포함할 수 있다. 예를 들어, 높은 차수의 적분기(예를 들어, 4차)의 사용이 더 큰 간섭자 차단을 위해 이용될 수도 있다. 또한 디지털 프로세싱 블록(309)은, 본원의 개시내용의 문맥에서 통상의 기술자에 의해 이해되는 여러가지 프로세싱 구성요소들 중에서, 미분, 다운샘플링, 반 드롭(anti-droop; 예를 들어, 원하는 신호 대역폭에 걸쳐 진폭 응답의 비대칭성을 줄이기 위한 등화(equalization) 및 보상), DC 제거(예를 들어, 노치 필터를 이용하여 구현됨)을 위한 기능을 포함할 수도 있다. 일 실시예에서, 다운샘플링된 신호의 샘플링 레이트는 대략 1.08MHz나 ADC 샘플링 주파수의 1/24이다.
- <34> 이 신호는 디지털 프로세싱 블록(309)으로부터 감손 보정 모듈(322)로 제공된다. 감손 보정 모듈(322)은 소프트웨어, 하드웨어, 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다. 일 실시예에서, 감손 보정 모듈(322)의 일부의 기능은, 예를 들어 하나 이상의 고속 내부 버스를 통해 감손 보정 모듈(322)로 액세스 가능한, 하나 이상의 메모리

엘리먼트와 결합하여 실행된다. 감손 보정 모듈(322)은 추정기 모듈(310)과 보상기 모듈(320)을 포함한다. 감손 보정 모듈(322) 내에 위치되는 것으로 도시되었으나, 추정기 모듈(310) 및 보상기 모듈(320)에 의해 제공되는 기능은 휴대용 트랜시버(200)의 다른 구성요소들과 결합하여 실행될 수도 있다. 추정기 모듈(310)은, 수신된 신호의 I 및 Q 통계 간의 관계의 결정을 시도하기 때문에, I 신호와 Q 신호 모두에 대해 동작한다. 보상기 모듈(320)은 추정기 모듈(310)에 의해 생성된 데이터를 수신하고, 수신기 감손을 보상하기 위해 이 추정 데이터를 I 신호 및 Q 신호에 적용한다. I 신호 및 Q 신호는 복소(complex) 신호이기 때문에, 보상은 복소 신호에 대해 적용되는 복소 동작으로서 구현된다.

<35> 일 실시예에서, 추정기 모듈(310)은, 하나의 버스트에서의 신호를 모니터링하고 그 후 보상기 모듈(320)에서 동일한 버스트에 대해 보정 또는 보상을 구현함으로써, 감손을 추정한다. 이러한 방식으로, 수신된 데이터에 실시간 수신기 감손 추정 및 보정이 적용될 수 있다. 이러한 실시간 수신기 감손 보정은 송신 간격들 간에 빠르게 변화하는 송신 시스템에서 특히 유용하다. 예를 들어, 이러한 추정 및 보정 시스템은 채널 파라미터들이 버스트 간에 변화할 가능성이 있는 주파수 호핑(hopping) 통신 시스템에서 유용하다. 예로서, 하나의 버스트가 GSM 주파수 계획의 윗 부분에 위치하고 데이터의 다음 버스트가 GSM 주파수 계획의 더 낮은 주파수 부분에서 발생하는, 주파수 호핑 통신 방식이 있다. 각 버스트에 대해 수신기 감손을 추정하고 이에 대해 보상하는 능력은, 주파수 호핑을 이용하고 본 명세서에서 중요하게 설명된 방법론을 채용하는 시스템을, 하나의 버스트에 대해 수신기 감손을 추정하고 후속하는 버스트에 대해 그 보정을 적용하는 추정 및 보상 방법론을 이용하는 통신 방식들보다, 더 견고하게(robust) 만든다.

<36> 실제로, 추정기 모듈(310)은, 특정 송신 시간 간격 또는 버스트에 대한 수신 데이터를 데이터가 처리되는 속도와 동일한 속도 또는 더 빠른 속도로 버퍼링하기 위하여, 고속 내부 데이터 버스(352)를 통해 메모리 엘리먼트(350)와 통신한다. 데이터 버스(352)는, 최소한 데이터가 저 IF 수신기 시스템(300a)을 통해 이동하는 속도로, 바람직하게는 이 실시예에서 적어도 1.08MHz로, 동작한다. 추정기 모듈(310)은 -DC 오프셋, 이득 불균형, 및 위상 불균형과 같은- 감손을 모니터링하기 위한 신호 파라미터를 추정한다. 이 작업의 복잡도는 주파수 및 시간에 대한 DC 오프셋과 이득 및 위상 불균형의 안정성에, 적어도 부분적으로, 의존한다. DC 오프셋과 이득 및 위상 불균형이 채널 간에 상당히 변화한다면, DC 오프셋과 이득 및 위상 불균형을 각 채널에 대해 개별적으로 추적하는 것이 바람직할 수도 있다. 이득 및 위상 불균형이 짧은 시간 기간(예를 들어, 5~10 초 미만) 동안 상당히 변화한다면, 복수 버스트의 평균화가 더 짧은 주기로 제한되어야만 할 수도 있다. 또한, 시간의 경과에 따라 발생하는 다른 변화들뿐 아니라, 온도의 변화 또한 추정 및 보상에 있어서 고려될 수도 있다. 일부 실시예에서, 비휘발성 랜덤 액세스 메모리(NVRAM)(미도시)가 트랜시버의 DC 오프셋과 이득 및 위상 불균형 특성에 대한 정보를 저장하는데 사용될 수도 있다.

<37> 이 실시예에 따라, 추정기 모듈(310)이 그 버스트와 연관된 데이터에 대한 수신기 감손을 계산하는 동안, 각 송신 간격 동안의 수신 데이터는 메모리(350)에 버퍼링된다. 또한, 수신기 감손 추정 동안 이들 엘리먼트 간의 상호 접속을 표시하기 위하여, 추정기 모듈(310)과 메모리(350) 간의 접속이 점선을 이용하여 도시된다. 내부 데이터 버스(352)의 속도는 데이터가 버퍼링되는 것을 가능케 하고, 거의 실시간 기반으로 계산된 수신기 감손 및 수신기 감손 추정치가 보상 모듈(320)에 전달되는 것을 가능케 하여, 보상 인자가, 감손 추정을 계산하는데 이용되었던, 동일한 송신 간격에서의 동일한 데이터에 적용될 수 있다

<38> 다른 실시예에서, 메모리(350)는, "버스트" 타입 통신 방법론을 채택하지 않을 수도 있는 통신 시스템에서도 수신된 데이터의 근 실시간 추정 및 보정을 가능케 하기 위해, "이중 버퍼" 구성이라 지칭되는 것으로 구성될 수 있다. 이러한 이중 버퍼 메모리(360) 배열의 이용은, 감손 보정 모듈(322)이 데이터의 연속 스트림에 대해 수신기 감손을 추정하고 이에 대해 보상하는 것을 가능하게 한다.

<39> 일단 감손의 성질이 판정되면, 추정기 모듈(310)은 DC 오프셋과 이득 및 위상 불균형의 측정치를 보상기 모듈(320)의 아날로그 보상기 및/또는 디지털 보상기(미도시)에 전달한다. 아날로그 보상기 및 디지털 보상기는 당 업계에 공지되어 있으며, 따라서 보상기에 대한 설명은 생략한다. 보상기 모듈(320)은 수신기 감손을 판정하는데 사용되었던 동일한 버스트에 대해 감손을 보상한다. 일부 애플리케이션에서, 감손은, 그것이 연관 수신기 시스템의 특징에 직접 관련되기 때문에, 버스트들 간에 상당히 일정하게 유지된다. 그러나, 다른 통신 시스템들에서는, 감손은 버스트 간에 상당히 변화할 수 있으며, 이로 인해 수신기 감손을 추정하고 추정치를 생성하는데 이용되었던 것과 동일한 데이터에 대해 그 감손을 보상하는 능력이 요망된다.

<40> 도 4는 감손 보정 모듈(322)에 의해 사용되는 추정 및 보상 방법(322a)의 일 실시예의 흐름도이다. 블럭(402)은 규정된 시간 간격 동안 수신된 에너지를 측정하는 것을 포함한다. 예를 들어, 규정된 시간 간격은 N 개의

샘플 간격을 포함하는 하나의 버스트 동안일 수 있고, 에너지는 다음과 같이 결정될 수 있다.

**수학식 1**

<41>  $E_{I0} = \sum((I_n)(Q_n))$

**수학식 2**

<42>  $E_I = \sum((I_n)(I_n))$

**수학식 3**

<43>  $E_Q = \sum((Q_n)(Q_n))$

<44> (n은 1 부터 N까지의 정수값)

<45>  $I_n$ 과  $Q_n$ 은 각각 I 신호 경로와 Q 신호 경로의 데이터 샘플을 나타낸다. 블럭(404)은 신호 파라미터를 계산하는 것을 포함한다. 예시적인 신호 파라미터로는, I 신호와 Q 신호 간의 신호 에너지 비율( $\alpha$ ), Q신호에 대한 IQ 신호의 외적의 비율( $\theta$ ), 위상 불균형의 추정치( $\Phi$ ), 이득 불균형의 추정치( $\gamma$ )가 있다. 이러한 파라미터들은 다음의 식들을 사용함으로써 결정될 수 있다.

**수학식 4**

<46>  $\alpha = E_I/E_Q$

**수학식 5**

<47>  $\theta = E_{IQ}/E_Q$

**수학식 6**

<48>  $\Phi = \arctan(-\theta)$

**수학식 7**

<49>  $\gamma = \text{SQRT} [(1+\theta^2)/(1-\theta^2)]$  (SQRT는 제곱근 함수)

<50> 또한 보상기 모듈(320)(도 3)은, 수신된 버스트의 평균값을 추정하고 수신된 신호에서 그것을 감산하여 DC 오프셋 보정을 제공할 수 있는, DC 오프셋 보정 회로를 포함할 수도 있다. 블럭(406)은 보상기 모듈(320)의 이득 불균형 보상기 및 위상 불균형 보상기(둘 모두 미도시)에 대응하는 값을 업데이트하는 것을 포함한다. 예를 들어, 이득 불균형 보상기 값은 현재의 보상 값에서  $\gamma$ 를 감산함으로써 업데이트될 수 있다. 유사하게, 위상 불균형 보상기 값은 현재의 보상 값에서  $\Phi$ 를 감산함으로써 업데이트될 수 있다. 블럭(408)은 감산 추정을 전개 하는데 이용되었던 것과 동일한 버스트에 대해 새로운 보상 값을 제공하는 것을 포함한다.

<51> 신호가 다운샘플링된 후, 디지털 도메인에서 이득 및 위상 불균형의 공동 추정이 수행될 수 있다. 이러한 계산 중 일부는 저 정확도 ADC 출력(low precision ADC output)에 대해 직접 수행될 수 있다. 일 실시예에서, 이러한 추정은 대략 10개 이하의 버스트 내에서 0.1 데시벨(dB) 미만의 나머지 이득 불균형과 0.5도 미만의 위상 불균형을 커버할 수 있다.

<52> 감손 보정 모듈(322)의 추정기 모듈(310) 및 보상기 모듈(320) 각각은 아날로그 부품의 사용을 줄일 수 있고, 이는 주로 디지털 도메인 처리에 기인하는 성능상의 반복 가능성(repeatability)을 향상시킬 뿐 아니라, 저 IF 수신기 시스템(300a)이 상보형 금속 산화막 반도체(CMOS)와 같은 간단한 프로세스를 사용하는 칩 상에서 구현될 수 있도록 한다.

<53> 일부 실시예에서, 감손 보정 모듈(322)에 대한 상술한 함수들 중 몇 가지는 근사를 이용하여 구현될 수 있다. 예를 들어, 아크탄젠트(arctan) 함수 및 SQRT 함수는 더 간단한 함수(예를 들어,  $\arctan(x) \sim x$ )를 사용함으로써 근사될 수 있다. 다른 예와 같이,  $E_I$  및/또는  $E_Q$ 를 계산하는데 이용되는 제곱 함수는 읽기 전용 메모리(ROM) 표를 이용하여 구현될 수도 있을 것이다. 다른 예로는, 여러가지 간략화 중에서, 이득 불균형 계산시  $\theta$ 항을

제거하는 것이 있다.

<54> 또한, 상술한 방법(322a)에 대해 변형을 가할 수도 있다. 예를 들어, 저 IF 수신기 시스템(300a)의 이득 및/또는 위상 불균형은 서로 다른 RF 동작 주파수에서 캘리브레이션될 수도 있다. 캘리브레이션 정보는 메모리(미도시) 내에 저장될 수 있으며, 이는, 저 IF 수신기 시스템(300a)이 스위칭이 발생할 때마다 스크래치(scratch)로부터 시작하기 보다는, 저 IF 수신기 시스템(300a)이 이러한 동작 주파수로 스위칭하는 때, 보상기 모듈(320)의 보상 알고리즘을 개시하기 위한 디폴트 값을 가능케한다. 동작의 주파수 범위에 걸쳐서 RF 불균형의 변화가 심한 경우에 이러한 구현이 바람직할 수 있다.

<55> 도 3을 다시 참조하면, 감손 보정 모듈(322)로부터의 신호가 디지털 복조기(312)로 제공된다. 디지털 복조기(312)는 디지털 도메인 복조를 구현한다. 디지털 복조기(312)는 국부 발진기(316)와 믹서(318)를 포함한다. 믹서(318)는 IF 신호를 국부 발진기(316)에 의해 생성된 LO<sub>2</sub> 신호와 믹싱하여, IF 신호의 중심 주파수를 135.417kHz에서 0Hz로 변환하며, 이에 따라 추가 처리를 위해 신호가 기저대역(230)으로 전달될 수 있도록 한다.

<56> (예를 들어, 종래의 시스템에서 일반적인 100kHz와는 반대로) 135.417kHz를 중간 주파수를 사용하는 것의 한 가지 이점은, 디지털 프로세서 블럭(309)에서 다운샘플링된 신호의 주파수의 정확히 1/8(즉, (26MHz/24)/8 = 135.417kHz)이라는 것이다. 다시 말해서, 수학적 식 8에 나타난 바와 같이, 135.417kHz의 저 중간 주파수는 믹서(318)에 대한 입력 신호의 샘플링 레이트의 정수 약수이다.

**수학적 식 8**

<57>  $f_s = 1.083333 \text{ MHz}$ , 저 IF =  $f_s/8$  (135.417kHz)

<58> 또한, GSM/EDGE 시스템에 있어서, 135.417kHz는 GSM/EDGE 심볼 레이트의 1/2이다. 따라서, 135.417kHz를 중간 주파수로서 이용하는 것은 디지털 복조 하드웨어를 간소화시킨다.

<59> 135.417kHz로부터 기저대역으로의 변환은, -심볼 레이트와 저 중간 주파수간의 관계에 기인하여- 매 2 개의 입력 샘플마다 하나의 스케일링 승수(multiplier)와 두 개의 덧셈(addition)이 수반되는 복소 신호의 재배열(reordering)이다. 따라서, LO<sub>2</sub> 신호가 취하는 값은, (감손 보정 모듈(322)로부터) 들어오는 신호와 곱해진, 반복되는 복소 수열(repeating complex sequence)이다. 표 1은 LO<sub>2</sub> 신호가 취하는 예시적인 값과 입력 신호(I, Q)를 가지고 생성되는 출력을 보여준다.

**표 1**

샘플 번호 (모듈로 8)	저 IF	출력	스케일링
0	1	$I + j \cdot Q$	1
1	$1 + j$	$(I - Q) + j \cdot (I + Q)$	$1/\sqrt{2}$
2	$j$	$-Q + j \cdot I$	1
3	$-1 + j$	$-(I + Q) + j \cdot (I - Q)$	$1/\sqrt{2}$
4	-1	$-I - j \cdot Q$	1
5	$-1 - j$	$(Q - I) - j \cdot (I + Q)$	$1/\sqrt{2}$
6	$-j$	$Q - j \cdot I$	1
7	$1 - j$	$(I + Q) + j \cdot (Q - I)$	$1/\sqrt{2}$

<60>

<61> 135.417kHz를 저 중간 주파수로서 사용하는 것의 다른 이점은, 저 IF 수신기 시스템 ADC 대역폭(예를 들어, 시그마-델타 ADC(308)의 대역폭)이, 비견될만한 직접 변환 수신기(DCR) 시스템보다, 더 넓을 수 있도록 한다는 점이다. 더 넓은 대역폭은, DCR 모드 또는 저 IF 모드에 있는 무선장치를 운영할 가능성 대비한다.

<62> 135.417kHz의 중간 주파수는 저 IF 믹서로의 입력에서의 신호를 샘플링하는데 이용되는 샘플링 주파수의 1/8이며, 이는 저 IF 믹서를 구현하기 위해 8개의 원소의 복소수 표(표 1)의 사용을 가능하게 한다. 일부 실시예에서, 샘플링 주파수의 1/8인 저 IF의 사용은 4개의 원소의 실수 표(표는 미도시 되었지만, 후술하는 수학적 식 10 및 11에 기초함)의 사용을 가능케 한다. 따라서, 저 IF 믹서로의 입력에서의 신호를 샘플링하는데 이용되는 샘플링 주파수의 1/8인 저 IF의 사용은 4개의 원소의 실수 표(표는 미도시 되었지만, 후술하는 수학적 식 10 및 11에 기초함)의 사용을 가능케 한다.

플링 주파수의 1/8에 기초한, 135.417kHz의 저 중간 주파수를 사용할 수 있거나, 다운샘플링 신호의 샘플링 주파수의 정수 약수인 몇가지 다른 주파수를 사용할 수도 있다.

<63> 디지털 복조기(312)의 I 및 Q 출력 신호는 디지털 프로세싱 모듈(314)에 제공된다. 디지털 프로세싱 모듈(314)은, 대역의 에너지를 제거하는 기능과, 수신 신호를 감소된 샘플링 레이트로 다운샘플링하고 이에 따라 프로세싱 동작이 수행되는 레이트를 감소시킴으로써 복잡도를 감소시키는 추가적인 샘플링 기능을 포함한다. 예를 들어, 디지털 프로세싱 모듈(314)은, 기본 나이퀴스트 대역폭 내에 있는 잔류 인접 채널 간섭자(예를 들어, 2차 인접 간섭자)를 약화시키기 위하여, 4차 무한 임펄스 응답(infinite impulse response; IIR) 저역 통과 필터(미도시)를 포함할 수 있다. 디지털 프로세싱 모듈(314)은 또한 상술한 대로 다운샘플러(미도시)를 포함할 수도 있다. 다운샘플러는 샘플링 주파수를 낮추어(예를 들어, 541.7kHz로), 계산 복잡도를 감소시킨다. 또한, 디지털 프로세싱 모듈(314)은, 드롭(droop)에 대해 보상할 뿐 아니라 임의의 저 주파수 간섭 톤을 제거하고 폐 채널내 필터링(close in-channel filtering)을 제공하기 위해, 유한 임펄스 응답(finite impulse response; FIR) 저역 통과 필터(미도시)를 포함할 수 있다. FIR 저역 통과 필터는 필요한 채널 필터링을 구현하는 동시에 135.417kHz에서의 저 IF 톤을 약화시킬 수 있다. FIR 저역 통과 필터는, DC 오프셋에 기인하는 임의의 잔류 에너지의 제거를 돕기 위해, FIR 저역 통과 필터의 진폭 응답의 적당한 자리에 0(null)을 갖도록 설계될 수도 있다. 일부 실시예에서는 FIR 저역 통과 필터가 프로그래밍가능할 수도 있다.

<64> 도 5a는 도 2에 도시된 휴대용 트랜시버(200)의 저 중간 주파수(IF) 수신기 시스템(300b)의 다른 실시예의 블록도이다. 아래에 설명되고 도 5b 및 5c에 도시된 바와 같이, 저 IF 수신기 시스템(300b)은, 현재 반대 측대역(sideband)을 차지하고 있는 간섭자의 에너지가 미리 설정된 임계값 이상의 신호 에너지를 갖는지 여부를 판정하기 위한 기능을 포함한 후, 그에 따라 저 중간 주파수를 스위칭한다. 도 5b는 -도 1에 도시된 플롯과 유사하지만, 인접 간섭자(신호 A 및 신호 B)와 함께 135.417kHz에서 중심을 갖는 IF 주파수를 도시하도록 변경된- 통신 시스템에서의 인접 채널의 주파수 도메인 플롯을 도시한다. 반대 측대역 신호는 원하는 신호 대역 안으로 겹쳐지는 제2 인접 간섭자이다. 예를 들어, 도 5b를 참조하면, 원하는 신호 대역이 저 중간 주파수(또는  $f_{low}$ )에서 중심을 갖는다고 가정한다. 제2 인접 간섭자는 주파수상에서 원하는 신호 대역보다 낮은 곳(예를 들어, 도시된 신호 A)과 주파수상에서 원하는 신호 대역보다 높은 곳에서(예를 들어, 도시된 신호 B) 발생한다. RF 감손에 기인한 결침은 약 0Hz로 대칭적으로 발생한다. 저 IF 수신기 시스템(300b)은, 반대 측대역을 차지하는 제2 인접 간섭자(예를 들어 신호 A)를 모니터링한다. 신호 A의 에너지가 미리 설정된 임계값(프로그램될 수 있음)보다 큰 경우, 일 실시예에서, 저 IF 수신기 시스템(300b)은 저 IF 신호의 주파수의 부호를 변경한다. 이러한 부호 변경의 효과는, 도 5b에 도시된 바와 같이, 원하는 신호에 관련된 신호 A와 신호 B의 스와핑에 해당하는, 제2 인접 간섭자의 "스와핑(swapping)"이다. 따라서, 반대 측대역은 이제 나머지 제2 인접 간섭자(즉, 신호 B)가 차지한다. 신호 A는 원하는 신호 대역 안으로 겹쳐지지 않고, 따라서 아날로그 필터에 의해 제거된다. 신호 B가 신호 A보다 에너지 면에서 더 작다면, 성능의 향상이 실현된다. 처리가 계속 진행되고, 이에 의해 신호 B의 에너지가 미리 설정된 임계값과 비교된다. 신호 B의 에너지가 미리 설정된 임계값 이상이라면, 저 IF 수신기 시스템(300b)은 저 IF 신호의 주파수의 부호를 변경하고, 유사한 방식으로 처리가 계속 진행된다. 일부 실시예에서, 두개의 강력한 인접 간섭자가 저 IF 스위칭을 통해 "핑-퐁(ping-pong)" 효과를 야기시키는 경우에는, 고정된 또는 조정가능한 시간 간격만큼 스위칭이 지연될 수도 있다.

<65> 도 5a를 참조하면, 저 IF 수신기 시스템(300b)은 도 3 및 도 4와 관련하여 도시되고 설명된 저 IF 수신기 시스템(300a)의 구성요소들을 포함하고, 따라서 동일한 설명은 생략한다. 저 IF 수신기 시스템(300b) 또한 믹서(517)와 국부 발진기(518)를 포함하는 하향변환기(516)를 포함한다. 믹서(517)는 감손 보정 모듈(322)로부터 접속(513)과 접속(515)을 통해 각각 I 신호와 Q 신호를 수신한다. 국부 발진기(518)는, 입력 신호의 샘플링 레이트의 정수 약수인, 국부 발진기 신호(LQ)를 생성한다. 다시 말하면, 다음의 수학적 식 9와 같다.

**수학적 식 9**

<66>  $f_s = 1.083333 \text{ MHz}$ , 모니터 IF =  $-f_s/4$  (-270.833kHz)

<67> 수학적 식 10 및 11에서 나타내는 바와 같이,  $LO_3$  신호가 취하는 값은 믹서(517)에서 (감손 보정 모듈(322)로부터) 들어오는 신호와 승산된, 반복되는 복소 수열이다.

**수학적 식 10**

<68>  $\cos(2 \times \pi \times n \times \text{모니터 IF} / f_s)$  (n=0..3) => (1, 0, -1, 0)

**수학식 11**

<69>  $\sin(2 \times \pi \times n \times \text{모니터 IF} / f_s)$  (n=0..3) => (0, -1, 0, 1)

<70> 반대 측대역의 신호 에너지를 격리시키기 위해 스위칭 모듈(540)의 모니터 저역 통과 필터(LPF)(542)를 적용하는 것을 가능하게 하기 위하여, 대략 -270.833kHz부터 0Hz까지의 반대 측대역을 변환하는데 LO<sub>3</sub> 신호를 이용한다. 하향변환기(516)는 I 신호와 Q 신호를 스위칭 모듈(540)에 제공한다. 스위칭 모듈(540)은 소프트웨어, 하드웨어, 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다. 스위칭 모듈(540)의 모니터 LPF(542)는 I 신호와 Q 신호의 반대 측대역 신호 에너지를 격리시킨다. 스위칭 모듈(540)은, 모니터 LPF(542)에 추가하여, 판정 모듈(544)을 포함한다. 도 5a를 계속 참조하여, 스위칭 모듈 방법(540a)의 일 실시예를 설명하는데 도 6의 흐름도를 이용한다. 블럭(602)에서, 판정 모듈(544)은 모니터 LPF(542)의 출력에서의 반대 측대역 에너지를 측정한다. 블럭(604)에서, 판정 모듈(544)은 반대 측대역 신호 에너지가 미리 설정된 임계값을 초과하였는지 여부를 판정한다. 미리 설정된 임계값을 초과하지 않았다면, 스위칭 동작이 수행되지 않고(블럭 606) 스위칭 모듈(540)은 다음 버스트를 기다린다(블럭 608). 다음 버스트가 발생하는 때, 프로세스는 블럭(602)에서 반복된다. 미리 설정된 임계값이 초과되었다면, 블럭(610)은 저 중간 주파수( $f_{low}$ )의 부호를 변경하는 것을 포함한다.

<71> 판정 모듈(544)은 저 중간 주파수 신호의 주파수의 부호를 스위칭하고, 결과적으로  $2 \times f_{low}$ 의 주파수 변환이 발생한다. 이러한 동작의 한가지 효과는, 높은 쪽 간섭자에 의해 관찰된 저 IF 수신기 시스템 응답이 낮은 쪽 간섭자에 의해 이전에 관찰된 것과 동일할 것이라는 점이다. 유사하게, 이제 낮은 쪽 간섭자에 의해 관찰된 저 IF 수신기 시스템 응답은 높은 쪽 간섭자에 의해 이전에 관찰된 것과 동일할 것이다.

<72> 일부 실시예에서, 모니터 LPF(542)의 동작은 I 신호나 Q 신호 어느쪽에서도 구현될 수 있으며, 판정은 I 신호와 Q 신호 중 한쪽으로부터 유도된 신호에 기초하여 행해질 수 있다.

<73> 실제로, 저 중간 주파수의 스위칭은 스위칭 모듈(540, 도 5a)에 의해 달성될 수 있으며, 이는 (하향변환기(303; 도 5a)의) 대략 270.833kHz ( $2 \times f_{low}$ )의 믹서(311)에 오프셋을 제공하고, 하향변환기(312) 및 하향변환기(516)의 신호 LO<sub>2</sub> 및 LO<sub>3</sub>의 복소 입력 중 Q부분의 진폭의 부호를 각각 반전시킨다.

<74> 본 발명의 기술 분야의 합리적인 기술자들에게 이해되는 바와 같이, 흐름도의 임의의 프로세스 설명 또는 블럭은, -프로세스 내의 특정한 논리 기능이나 단계를 구현하기 위한 하나 이상의 실행가능한 명령어를 포함하는- 코드를 나타내는 모듈, 세그먼트, 또는 부분으로서 이해되어야 하고, 본원 발명의 바람직한 실시예들의 범위 내에서 또 다른 구현예들(포함된 기능에 따라 본원에 도시되거나 설명된 순서로부터 벗어나서 -실질적으로 동시에 또는 반대의 순서로- 기능들이 실행될 수도 있음)이 포함된다.

<75> 본원 발명의 다양한 실시예들이 설명되었지만, 본원 발명의 범위 내에서 훨씬 더 많은 실시예와 구현예들이 가능함은, 통상의 기술자에게 명백할 것이다. 따라서, 본원 발명은 이하의 청구항과 그들의 균등물의 관점을 제외하고는 제한되어서는 안된다.

**도면의 간단한 설명**

<11> 저 중간 주파수(IF) 수신기 시스템 및 방법의 많은 양태들이 이하의 도면을 참조하여 더욱 잘 이해될 수 있다. 도면 내의 구성요소들은 반드시 비례에 맞는 것은 아니며, 대신 이 명세서에서 설명되는 원리를 명확히 설명하도록 강조되어 있다. 또한, 도면들에서 유사한 참조 번호는 여러 시점에 걸쳐 대응하는 부분을 지정한다.

<12> 도 1은 통신 시스템에서의 인접 채널의 예시적인 주파수 도메인 플롯을 도시하는 개략도이다.

<13> 도 2는 수신기 감손 추정 및 보정 시스템의 실시예들이 구현될 수 있는 예시적인 휴대용 트랜시버의 블럭도이다.

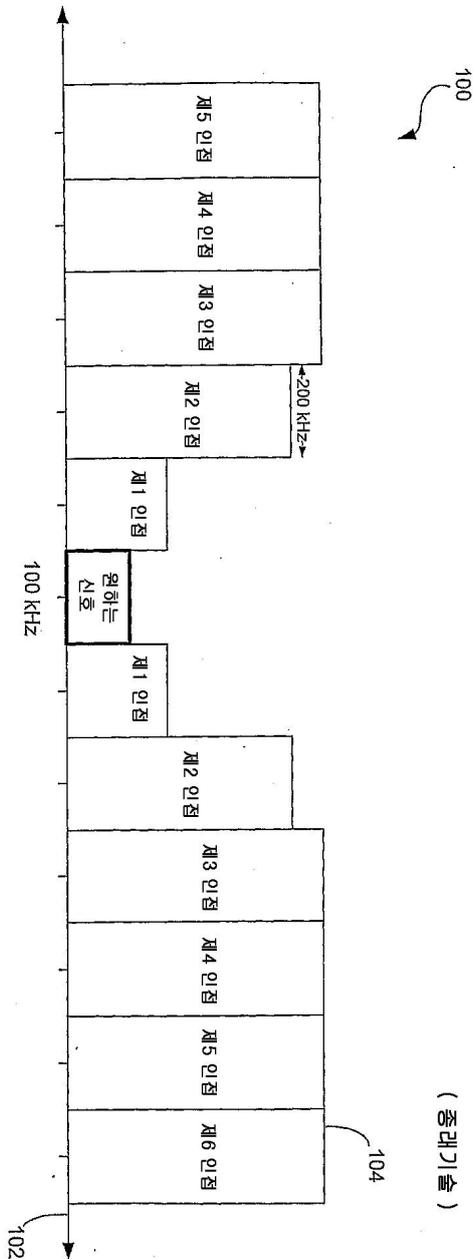
<14> 도 3은 도 2에 도시된 휴대용 트랜시버의 저 IF 수신기 시스템에서 구현되는 수신기 감손 및 보정의 일 실시예를 도시하는 블럭도이다.

<15> 도 4는 도 3에 도시된 저 IF 수신기 시스템의 구성요소들에 의해 사용되는 감손 보정 방법의 일 실시예를 도시하는 흐름도이다.

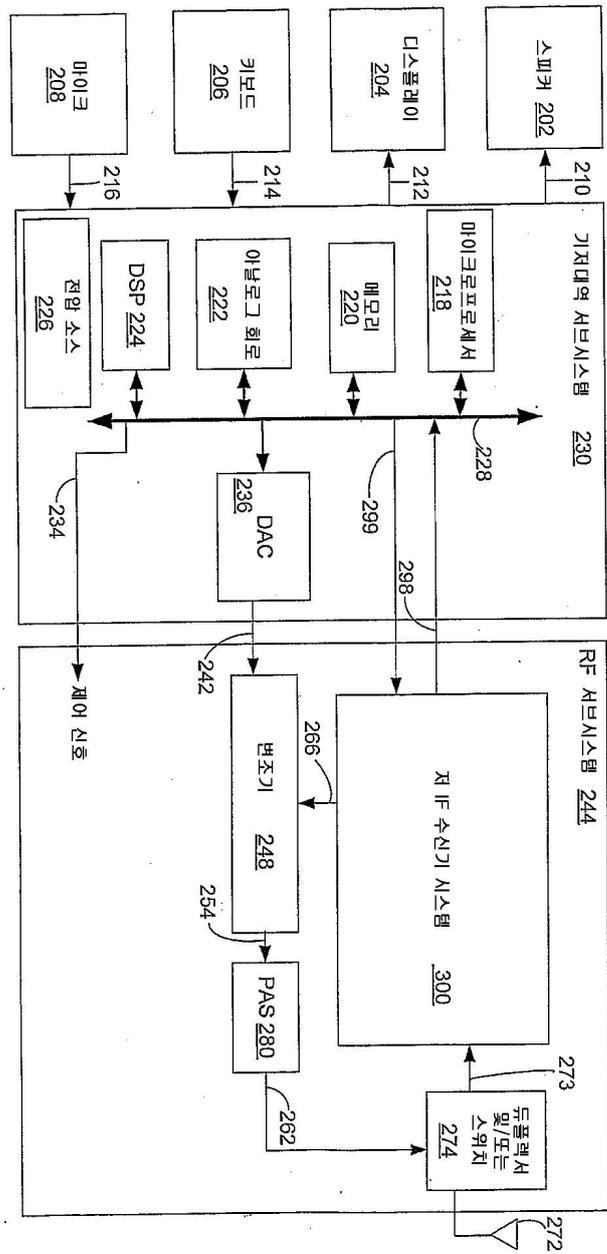
- <16> 도 5a는 도 2에 도시된 휴대용 트랜시버의 저 IF 수신기 시스템에서 구현되는 수신기 감손 추정 및 보정 시스템의 또 다른 실시예를 도시하는 블록도이다.
- <17> 도 5b 및 도 5c는, 인접한 간섭자(신호 A 및 신호 B)와 함께 135.417 kHz에 중심을 갖는 저 IF를 설명하고, 도 5a에 도시된 저 IF 수신기 시스템의 구성요소들에 의해 구현되는 스위칭을 설명하는데 이용되는, 통신 시스템의 인접 채널들의 주파수 도메인 플롯이다.
- <18> 도 6은 도 5a에 도시된 저 IF 수신기 시스템의 구성요소들에 의해 사용되는 주파수 스위칭 방법의 일 실시예의 흐름도이다.

도면

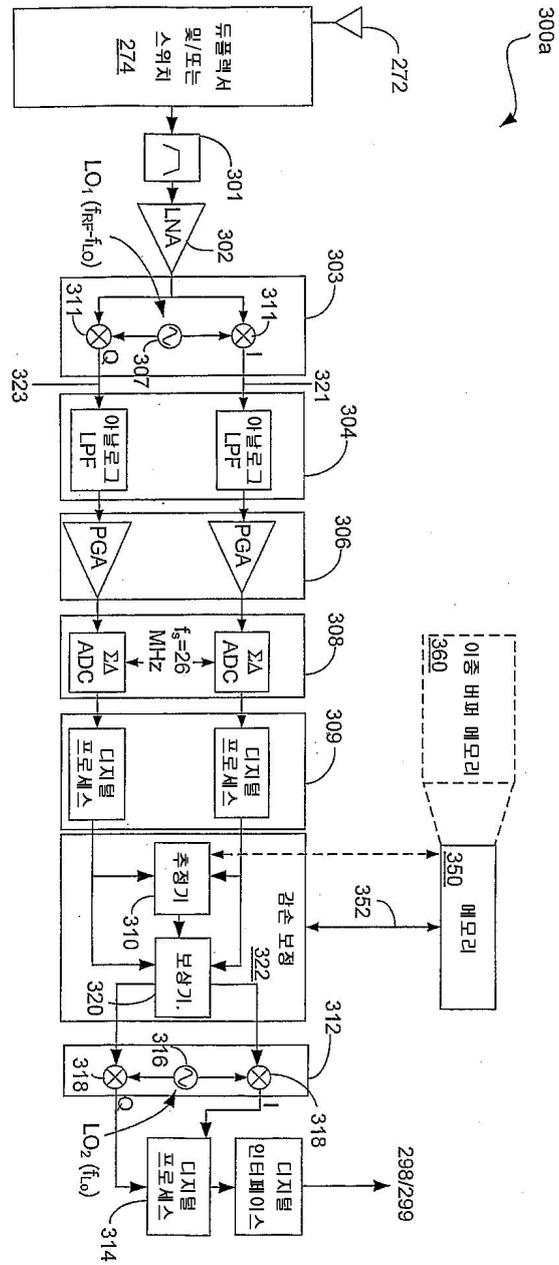
도면1



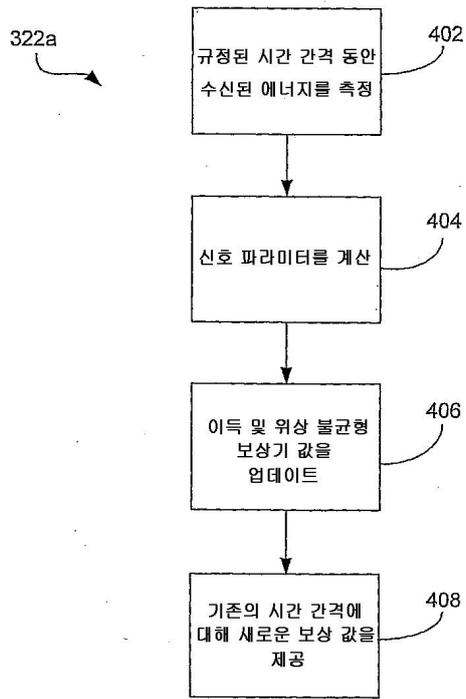
도면2



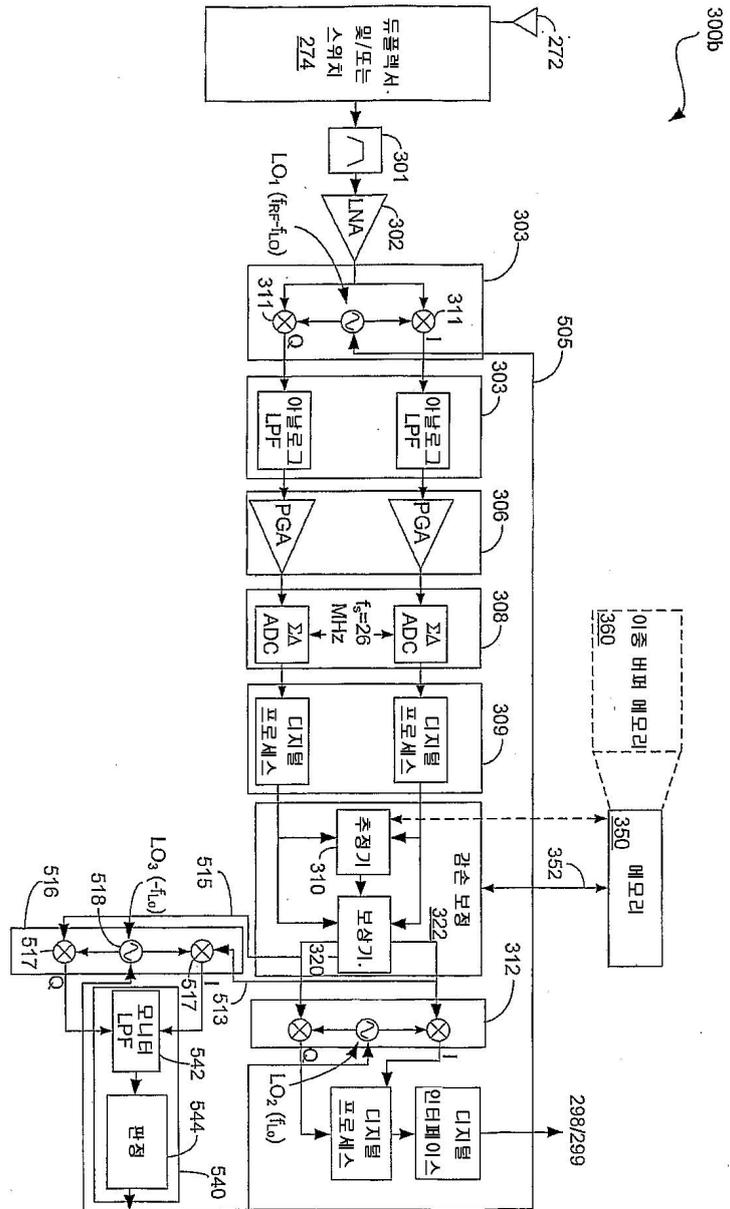
도면3



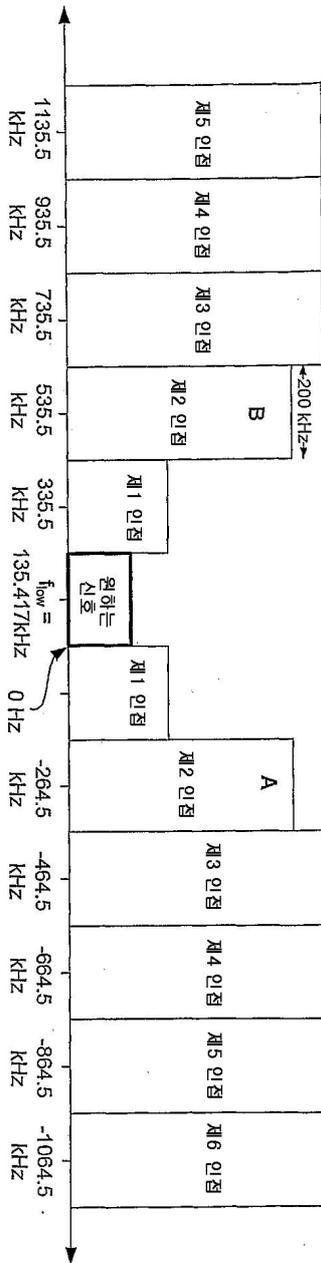
도면4



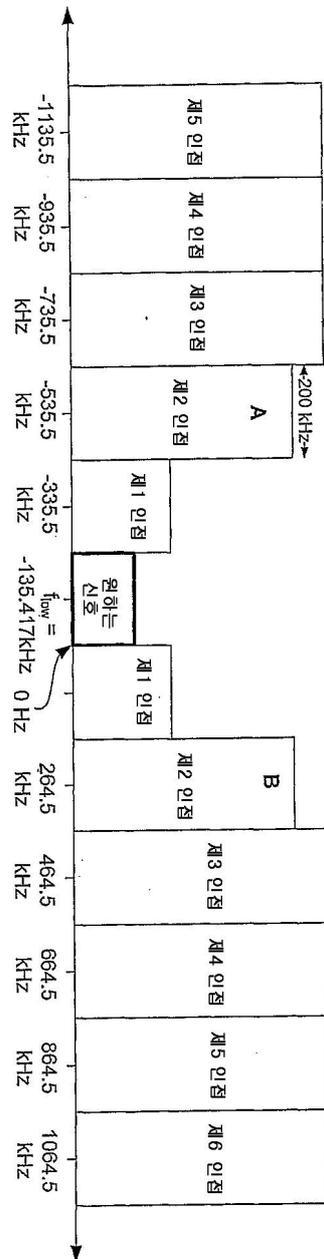
도면5a



도면5b



도면5c



도면6

