(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0072474
(43) 공개일자 2010년07월01일

(51) Int. Cl.
H04B 1/10 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2008-0130893
(22) 출원일자 2008년12월22일
심사청구일자 2008년12월22일

(71) 출원인
한국전자통신연구원
대전 유성구 가정동 161번지
창원대학교 산학협력단
경남 창원시 사림동 9 창원대학교내
(72) 발명자
김형중
대전시 유성구 지족동 열매마을아파트 707동 602호
김재형
경남 창원시 사림동 9 창원대학교
(74) 대리인
특허법인무한

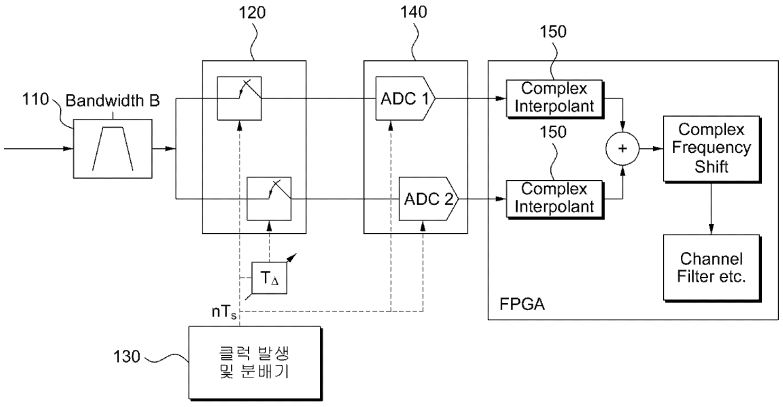
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 디지털 직접 변환 수신 장치 및 방법

(57) 요 약

본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환하되, 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 위상 변환부; 및 상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 가변 복소 게인부를 포함한다.

대 표 도



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	2008-F-001-01
부처명	지식경제부 및 정보통신연구진흥
연구사업명	IT원천기술개발
연구과제명	이동통신 무선접속방식의 환경 적응형 자율제어 기술 연구
주관기관	한국전자통신연구원
연구기간	2008년 03월 01일 ~ 2011년 02월 28일

특허청구의 범위

청구항 1

RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환하되, 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 위상 변환부; 및

상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 가변 복소 게인부

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시키는 클럭 발생부

을 더 포함하고,

상기 위상 변환부는,

상기 발생된 클럭 신호들을 이용하여 상기 위상차를 발생시키는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 발생된 위상차를 가지는 샘플 신호들를 디지털 변환하여, 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 양자화 변환부

를 더 포함하고,

상기 가변 복소 게인부는,

상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 위상 변환부는,

상기 RF 신호가 위치한 나이퀴스트 존에 무관하게, 상기 하향 변환된 샘플 신호들 간에 상기 위상차를 발생시키는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 위상 변환부는,

상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환하여 상기 샘플 신호들을 생성하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 위상 변환부는,

미리 설정된 샘플링 주파수를 이용하여, 상기 RF 신호를 상기 샘플 신호들로 하향 변환하는 것을 특징으로 하는

디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 샘플링 주파수는,

적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배로 설정되는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 8

제1항에 있어서,

안테나를 통해 수신되는 신호 중에서 상기 RF 신호를 선택하고, 적어도 상기 선택된 RF 신호의 대역폭을 가지는 필터

를 더 포함하고,

상기 필터는,

튜너블 필터 또는 고정 필터를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 9

제1항에 있어서,

상기 가변 복소 게인부는,

1-탭 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 10

RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환 시, 상기 샘플 신호들에 서로 상이한 위상 정보를 삽입하는 위상 변환부; 및

상기 위상 정보를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 앨리어싱 성분을 제거하는 콤플렉스 인터폴란트부

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 11

제10항에 있어서,

서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시키는 클럭 발생부

을 더 포함하고,

상기 위상 변환부는,

상기 발생된 클럭 신호들을 이용하여, 상기 RF 신호를 상기 위상 정보를 가지는 샘플 신호들로 하향 변환하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 12

제10항에 있어서,

상기 위상 정보를 가지는 샘플 신호들을 디지털 변환하여, 일정한 위상차를 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 양자화 변환부

를 더 포함하고,

상기 콤플렉스 인터폴란트부는,

상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 양자화 변환부는,

적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배를 가지는 샘플률로 상기 디지털 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 14

제10항에 있어서,

상기 위상 변환부는,

상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환하여 상기 샘플 신호들을 생성하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 15

제10항에 있어서,

상기 콤플렉스 인터폴란트부는,

상기 앨리어싱 성분이 제거된 기저대역 신호를 복소 신호로서 처리하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 장치.

청구항 16

RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환하되, 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 단계; 및

상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 방법.

청구항 17

제16항에 있어서,

서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시키는 단계

를 더 포함하고,

상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 단계는,

상기 발생된 클럭 신호들을 이용하여 상기 위상차를 발생시키는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 방법.

청구항 18

제16항에 있어서,

상기 발생된 위상차를 가지는 샘플 신호들를 디지털 변환하여, 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 단계

를 더 포함하고,

상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 단계는,

상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 방법.

청구항 19

제18항에 있어서,

상기 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 단계는,

적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배를 가지는 샘플률로 상기 디지털 변환을 수행하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 방법.

청구항 20

제16항에 있어서,

상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 단계는,

상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환하여 상기 샘플 신호들을 생성하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 직접 변환 수신 방법.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명의 실시예들은 디지털 직접 변환 수신 장치 및 방법에 관련한 것이다.

[0002] 본 발명은 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT원천기술개발사업의 일환으로 수행한 연구로부터 도출된 것이다[과제관리번호: 2008-F-001-01, 과제명: 이동통신 무선접속방식의 환경 적응형 자율제어 기술 연구].

배 경 기 술

[0003] 아날로그 신호인 RF 신호를 수신할 때, 기존의 샘플링 이론을 적용하기 위해서는 최소한 반송파 주파수(carrier frequency)의 두 배 이상의 샘플링 주파수가 필요하게 된다. 하지만, 일반적으로 신호가 존재하는 대역폭은 반송파 주파수의 0.003~0.2%에 불과하므로, 반송파 주파수에 의존하는 샘플링 기법은 매우 비효율적 일뿐만 아니라, 엄청난 데이터량으로 인해 디지털 영역에 큰 부담을 주게 된다.

[0004] 이를 개선하고자 BPS(Band-Pass Sampling) 기법이 제안된 바 있다. 상기 BPS 기법은 반송파 주파수에 의존하지 않고 신호의 대역폭에 의해 샘플링 주파수가 결정되므로, 효율적인 시스템의 설계를 가능하게 한다. 이처럼 입력 신호를 디지털로 처리하기 위한 기술로 적은 대역폭을 사용하는 BPS 방식을, 디지털 직접 변환 방식 혹은 RF 직접 변환 방식이라 한다. 또한, 이러한 BPS 방식을 알고리즘적으로는 대역통과 샘플링(Band-pass Sampling) 혹은 고조파 샘플링(Harmonic sampling) 또는 서브샘플링(Sub-sampling)이라고 부른다.

[0005] 이러한 디지털 직접 변환 방식은 더 낮은 샘플링주파수를 적용하여 고의적으로 앨리어싱(aliasing)을 발생하는 방식으로, 기본적으로 정보의 대역폭에 의존한 샘플링 비율을 갖는다. 디지털 직접 변환 방식은 아날로그 하향 변환 기능이 샘플링에 의하여 대치될 수 있다는 이론에 근거한 수신 장치의 구조이며, 안테나 수신신호를 LNA(Low Noise Amplifier)를 거친 후 바로 샘플링을 하기 때문에 저가, 소형의 무선 수신 장치를 실현할 수 있다.

[0006] 그런데, 1^{st}-order BPS(디지털 직접 변환) 수신 장치는 반송파 주파수와 신호 대역폭의 관계가 정수비(integer-position)인 신호를 대역폭(B)의 2배인 최소 샘플률($fs=2B$)로 하향 변환할 수 있지만, 비정수비(Non-integer position)인 신호를 대역폭의 2배보다 큰 최소 샘플률($fs>2B$)로 하향 변환할 수 있다. 그러나, 샘플링 주파수(fs)는 신호 대역의 위치에 따라 달라지므로, 1^{st}-order BPS 수신 장치는 유니버설 접속(universal access)를 위해서는 신호의 대역폭과 대역의 위치에 따라 샘플률을 변경해야 하며, 이로 인해 RF 필터의 대역폭도 가변을 시켜야 하는 어려움이 있다.

[0007] 이러한 종래의 문제점을 해결하기 위하여, 2^{nd}-order BPS(디지털 직접 변환) 수신 장치는 상대적으로 시간 지연을 가지는 신호를 2개 경로를 이용하여 샘플링한 후, 신호 처리를 통해 앨리어싱(aliasing)을 제거시키는 방식

을 이용하고 있다. 따라서, 2nd-order BPS 수신 장치는 앨리어싱을 고려하지 않고 샘플률을 선택할 수 있으며, 최소 샘플링 주파수를 신호의 대역폭과 동일하게 선택할 수 있다.

[0008] 그러나, 입력 스트림의 샘플률이 *B* (대역폭)인 경우, 2nd-order BPS 수신 장치의 인터폴란트(interpolant)는 샘플률을 *B*로 하여 샘플을 구현하기 때문에 앨리어싱이 발생한다. 따라서, 2nd-order BPS 수신 장치는 정수비(integer position)의 조건에서만 동작이 가능하고, 신호 대역의 위치에 따라 인터폴란트부(interpolant)를 항상 재구성해야 한다는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0009] 본 발명은 상기와 같은 종래 기술을 개선하기 위해 안출된 것으로서, 본 발명은 RF 대역의 임의의 신호를 하향 변환하는 경우, 디지털 직접 변환 수신 장치의 하드웨어 변경 없이 최소한의 신호 처리 알고리즘의 재구성을 통해 유니버설 접속(universal access)을 할 수 있도록 하는 것을 목적으로 한다.

[0010] 본 발명은 정수비(integer position) 신호뿐만 아니라 비정수비(Non-integer position) 신호에 대해서도 RF 직접 변환을 할 수 있도록 하는 것을 목적으로 한다.

[0011] 본 발명은 시간차를 가지는 클럭 신호들을 생성하여, 샘플 스트림들 간에 일정한 위상차를 발생시킴으로써, 샘플 스트림들로부터 이미지 성분을 제거할 수 있도록 하는 것을 목적으로 한다.

[0012] 본 발명은 적어도 RF 신호 대역폭(B)의 두 배에 상당하는 샘플률로써 양자화 변환부를 동작시킴으로써, 샘플링에 의하여 생성된 스펙트럼 복제 성분들이 기저 대역에서 n(자연수)번째 복사 성분만 나타나게 할 수 있으며, 이를 통해 동일한 인터폴란트(interpolant)를 사용할 수 있도록 하는 것을 목적으로 한다.

[0013] 본 발명은 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환함으로써, 직류 옵셋(DC offset) 등의 영향을 피할 수 있도록 하는 것을 목적으로 한다.

[0014] 본 발명의 목적은 이상에서 언급한 목적들로 제한되지 않으며, 언급되지 않은 또 다른 목적들은 아래의 기재로부터 당업자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제 해결수단

[0015] 상기의 목적을 이루고 종래기술의 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환하되, 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 위상 변환부; 및 상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 가변 복소 게인부를 포함한다.

[0016] 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시키는 클럭 발생부을 더 포함하고, 상기 위상 변환부는 상기 발생된 클럭 신호들을 이용하여 상기 위상차를 발생시킬 수 있다.

[0017] 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 발생된 위상차를 가지는 샘플 신호들를 디지털 변환하여, 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 양자화 변환부를 더 포함하고, 상기 가변 복소 게인부는 상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거할 수 있다.

[0018] 상기 위상 변환부는 상기 RF 신호가 위치한 나이퀴스트 존에 무관하게, 상기 하향 변환된 샘플 신호들 간에 상기 위상차를 발생시킬 수 있다.

[0019] 상기 위상 변환부는 상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환하여 상기 샘플 신호들을 생성할 수 있다.

[0020] 상기 위상 변환부는 미리 설정된 샘플링 주파수를 이용하여, 상기 RF 신호를 상기 샘플 신호들로 하향 변환할 수 있다.

[0021] 상기 샘플링 주파수는 적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배로 설정될 수 있다.

[0022] 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 안테나를 통해 수신되는 신호 중에서 상기 RF 신호를 선택하고, 적어도 상기 선택된 RF 신호의 대역폭을 가지는 필터를 더 포함하고, 상기 필터는 튜너블 필터 또는 고정 필터를 포함할 수 있다.

[0023] 상기 가변 복소 게인부는 1-탭 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 포함할 수 있다.

[0024] 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환 시, 상기 샘플 신호들에 서로 상이한 위상 정보를 삽입하는 위상 변환부; 및 상기 위상 정보를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 앨리어싱 성분을 제거하는 콤플렉스 인터폴란트부를 포함한다.

[0025] 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시키는 클럭 발생부을 더 포함하고, 상기 위상 변환부는 상기 발생된 클럭 신호들을 이용하여, 상기 RF 신호를 상기 위상 정보를 가지는 샘플 신호들로 하향 변환할 수 있다.

[0026] 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 위상 정보를 가지는 샘플 신호들을 디지털 변환하여, 일정한 위상차를 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 양자화 변환부를 더 포함하고, 상기 콤플렉스 인터폴란트부는 상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거할 수 있다.

[0027] 상기 양자화 변환부는 적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배를 가지는 샘플률로 상기 디지털 변환을 수행할 수 있다.

[0028] 상기 위상 변환부는 상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환하여 상기 샘플 신호들을 생성할 수 있다.

[0029] 상기 콤플렉스 인터폴란트부는 상기 앨리어싱 성분이 제거된 기저대역 신호를 복소 신호로서 처리할 수 있다.

[0030] 본 발명의 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 방법은 RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환하되, 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 단계; 및 상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 단계를 포함한다.

[0031] 본 발명의 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 방법은 서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시키는 단계를 더 포함하고, 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 단계는, 상기 발생된 클럭 신호들을 이용하여 상기 위상차를 발생시키는 단계를 포함할 수 있다.

[0032] 본 발명의 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 방법은 상기 발생된 위상차를 가지는 샘플 신호들를 디지털 변환하여, 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 단계를 더 포함하고, 상기 샘플 신호들로부터 이미지 성분을 제거하는 단계는, 상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거하는 단계를 포함할 수 있다.

[0033] 상기 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성하는 단계는, 적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배를 가지는 샘플률로 상기 디지털 변환을 수행하는 단계를 포함할 수 있다.

[0034] 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시키는 단계는, 상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환하여 상기 샘플 신호들을 생성하는 단계를 포함할 수 있다.

[0035] 기타 실시예들의 구체적인 사항들은 상세한 설명 및 첨부 도면들에 포함되어 있다.

[0036] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나, 본 발명은 이하에서 개시되는 실시예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 것이며, 단지 본 실시예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하며, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다. 명세서 전체에 걸쳐 동일 참조 부호는 동일 구성요소를 지칭한다.

효 과

[0037] 본 발명의 실시예에 따르면, RF 대역의 임의의 신호를 하향 변환하는 경우, 디지털 직접 변환 수신 장치의 하드웨어 변경 없이 최소한의 신호 처리 알고리즘의 재구성을 통해 유니버설 접속(universal access)을 할 수 있다.

[0038] 본 발명의 실시예에 따르면, 정수비(integer position) 신호뿐만 아니라 비정수비(Non-integer position) 신호

에 대해서도 RF 직접 변환을 할 수 있다.

[0039] 본 발명의 실시예에 따르면, 시간차를 가지는 클럭 신호들을 생성하여, 샘플 스트림들 간에 일정한 위상차를 발생시킴으로써, 샘플 스트림들로부터 이미지 성분을 제거할 수 있다.

[0040] 본 발명의 실시예에 따르면, 적어도 RF 신호 대역폭(B)의 두 배에 상당하는 샘플률로써 양자화 변환부를 동작시킴으로써, 샘플링에 의하여 생성된 스펙트럼 복제 성분들이 기저 대역에서 n(자연수)번째 복사 성분만 나타나게 할 수 있으며, 이를 통해 동일한 인터폴란트(interpolant)를 사용할 수 있다.

[0041] 본 발명의 실시예에 따르면, RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수 대역으로 하향 변환함으로써, 직류 옵셋(DC offset) 등의 영향을 피할 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0042] 이하에서는 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 상세히 설명한다.

[0043] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치를 설명하기 위해 도시한 블록도이다.

[0044] 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 튜너블 RF 필터(110), 위상 변환부(120), 클럭 발생부(130), 양자화 변환부(140), 및 콤플렉스 인터폴란트부(150)를 포함할 수 있다.

[0045] 튜너블 RF 필터(Tunable RF Filter)(110)는 안테나를 통해 수신되는 RF신호 중, 하향 변환할 RF 신호만을 선택하여, 선택된 RF 신호의 잡음과 앨리어싱(aliasing)을 제거한다. 즉, 튜너블 RF 필터(110)는 광대역 저잡음 증폭기(LNA: Low Noise Amplifier) 및 대역 통과필터(BPF: Band-Pass Filter)의 역할을 수행할 수 있다.

[0046] 튜너블 RF 필터(110)는 적어도 상기 선택된 RF 신호의 대역폭을 가질 수 있다. 본 실시예에서는, 전압 제어를 통해 가변적으로 주파수 대역을 선택하는 튜너블 RF 필터(110)를 이용하여 원하는 특정 RF 신호를 선택할 수 있지만, 또 달리 고정 필터를 이용할 수도 있다.

[0047] 위상 변환부(120)는 미리 설정된 샘플링 주파수를 이용하여, 상기 RF 신호를 상기 샘플 신호들로 하향 변환할 수 있다. 여기서, 상기 샘플링 주파수는 적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배(2B)로 설정되는 것이 바람직하다.

[0048] 이때, 위상 변환부(120)는 상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수(IF: Intermediate Frequency) 대역으로 하향 변환하여, 상기 샘플 신호들을 생성할 수 있다. 이로써, 위상 변환부(120)는 직류 옵셋(DC offset) 등의 영향을 피할 수 있으며, 또한 대역폭과 반송파 주파수가 정수비(integer position) 관계가 되어야 한다는 제약 없이, 임의의 대역에 위치한 RF 신호를 하향 변환한 후 이미지 성분을 제거할 수 있는 환경을 마련할 수 있다.

[0049] 위상 변환부(120)는 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시킬 수 있다. 이를 위해, 위상 변환부(120)는 클럭 발생부(130)로부터 발생되는 클럭 신호들을 이용하여, 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시킬 수 있다. 여기서, 상기 클럭 신호들은 서로 상이한 위상차를 가질 수 있다.

[0050] 이때, 위상 변환부(120)는 상기 RF 신호가 위치한 나이퀴스트 존(Nyquist zone)에 무관하게, 상기 하향 변환된 샘플 신호들 간에 상기 위상차를 발생시킬 수 있다.

[0051] 본 실시예에서, 위상 변환부(120)는 두 개의 트랜 앤 홀더(Track & Holder)로써 구현될 수 있다. 상기 2개의 트랙 앤 홀더는 상대적으로 T_Δ 의 시간차를 가지는 클럭 신호를, 클럭 발생부(130)로부터 입력 받아, T_Δ 의 시간차를 가지는 두 샘플 신호를 생성할 수 있으며, 이를 통해 두 샘플 신호 간에 위상차를 발생시킬 수 있다.

[0052] 클럭 발생부(130)는 서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 발생시킬 수 있다. 클럭 발생부(130)는 상기 발생된 클럭 신호들을 위상 변환부(120) 및 양자화 변환부(140)에 분배할 수 있다. 본 실시예에서, 클럭 발생부(130)는 수정 발진기(Crystal Oscillator), 전압 제어 오실레이터(VCO) 등으로써 구현되거나 DDS로써 구현될 수 있다.

[0053] 양자화 변환부(140)는 상기 발생된 위상차를 가지는 샘플 신호들을 디지털 변환하여, 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성할 수 있다. 즉, 양자화 변환부(140)는 상기 하향 변환된 샘플링 신호에서 위상차의 정보를 가지는 샘플 스트림을 생성하여 콤플렉스 인터폴란트(150)로 전달할 수 있다.

[0054] 양자화 변환부(140)는 양자화기(Quantizer)의 역할을 수행할 수 있으며, 상기 RF 신호의 대역폭의 2배(2B)의 샘

플률로 동작할 수 있다. 이는, 샘플링에 의하여 생성된 스펙트럼 복제 성분들이 기저대역 $-B < f < B$에서 n번째 복사 성분만 나타나게 함으로써, $(n-1/2)f_s < f < (n+1/2)f_s$ 대역 내의 신호들은 동일한 인터폴란트(interpolant)를 반복적으로 사용할 수 있도록 하기 위한 것이다.

[0055] 콤플렉스 인터폴란트부(150)는 상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 스트림들로부터 이미지 성분을 제거할 수 있다. 이때, 콤플렉스 인터폴란트부(150)는 상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거할 수 있다.

[0056] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따라 동일한 위상 지연을 가지도록 변환된 RF 신호의 일례를 도시한 도면이다.

[0057] 도 2에 도시된 바와 같이, 튜너블 RF 필터가 $(n-1/2)f_s < f < (n+1/2)f_s$의 대역에 위치한 신호들을 선택한 예를 확인할 수 있다. 상기 대역에 위치한 신호들을 fs=2B로 샘플링 한 경우, 양의 주파수 성분 즉, $R_{A+}^{\delta 2}(f), R_{B+}^{\delta 2}(f)$의 $p=n$번째 스펙트럼이 기저대역($-B < f < B$)에 나타나고, 음의 주파수 성분 즉, $R_{A-}^{\delta 2}(f), R_{B-}^{\delta 2}(f)$의 $p=-n$번째 스펙트럼이 기저대역($-B < f < B$)에 나타날 수 있다. 이때 스트림 B에서의 $\phi_n = -2\pi n T_\Delta f_s = -2\pi n T_\Delta (2B)$ 위상천이가 발생하며, 동일 n 값을 가지는 RF 신호들은 역시 동일한 위상천이를 가지게 된다. 따라서 $(n-1/2)f_s < f < (n+1/2)f_s$ 대역 내의 신호들은 같은 인터폴란트(interpolant)를 사용하여 이미지를 제거할 수 있다.

[0058] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따라 위상차가 발생하는 샘플 스트림의 일례를 도시한 도면이다.

[0059] 도 3은 도 3의 (a), (b)와 같이 RF 스펙트럼이 위치한 경우에, $f_s=2B$로 샘플링한 2개의 AD 변환기 출력 스펙트럼을 도식화 한 것이다. 샘플 스트림 B는 샘플 스트림 A에 대하여 상대적인 위상지연을 가지게 되며, 그 값은 RF 신호가 위치한 나이퀴스트 존(Nyquist zone)에 따라 다르다. 대역 $(n-1/2)f_s < f < (n+1/2)f_s$ 내의 신호가 대역폭이 B로 제한이 되면, 샘플 스트림 B의 기저대역 ($-B < f < B$)에서는 항상 $\phi_n = -2\pi n T_\Delta (2B)$ 의 위상천이가 발생함을 알 수 있다. 콤플렉스 인터폴란트는 샘플 스트림 B, $R_B^{\delta 2}(f)$ 의 위상을 $-\beta^{-n}$만큼 천이시킨 후 샘플 스트림 A와 더함으로써, 음의 주파수 대역으로부터의 앨리어싱(Aliasing) 성분인 이미지 성분을 제거시킬 수 있다. 여기서, 상기 샘플 스트림 A, B는 도 1의 양자화 변환부(140)에 의해 생성된 것일 수 있다.

[0060] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따라 콤플렉스 인터폴란트를 이용하여 샘플 스트림의 이미지 성분을 제거하는 일례를 도시한 도면이다.

[0061] 도 4는 도 2의 (e)와 같이 위치한 RF 신호를 $fs=2B$의 샘플링 주파수로 샘플링할 경우에 나타나는 스펙트럼을 도시한 것이다. 음의 주파수의 대역으로부터의 앨리어싱 성분인 이미지 성분을 제거하기 위하여 콤플렉스 인터폴란트(350)에 $S_A(f)$ 및 $S_B(f)$를 적용하면 다음 같은 출력을 얻게 된다.

수학식 1

[0062] $$R^{\delta 2}(f) = S_A(f) \cdot R_A^{\sigma 2}(f) + S_B(f) \cdot R_B^{\sigma 2}(f)$$

[0063] 여기서, $R^{\delta 2}(f)$는 본 발명의 일 실시예에 따른 2nd-order BPS(디지털 직접 변환) 수신 장치로 대역통과 샘플링된 RF 신호의 주파수 스펙트럼을 가리킨다. $R_A^{\delta 2}(f)$는 샘플 스트림 A의 주파수 스펙트럼이며, $R_B^{\delta 2}(f)$는 샘플 스트림 B의 주파수 스펙트럼이다.

[0064] 상기 수학식 1은 음의 주파수 성분인 이미지 성분을 제거하기 위하여 다시 수학식 2로 주어질 수 있다.

수학식 2

[0065] $$B \cdot \left[S_A(f) \cdot R_{A+}^{\delta 2}(f) + S_B(f) \cdot R_{B+}^{\delta 2}(f) \right] = C \cdot R_{A+}(f - 2nB)$$

$$B \cdot \left[S_A(f) \cdot R_{A-}^{\delta 2}(f) + S_B(f) \cdot R_{B-}^{\delta 2}(f) \right] = 0$$

[0066] 여기서, 상기 B는 RF 신호의 신호대역폭이고, C는 임의의 복소 상수이며, $R_{A+}^{\delta 2}(f-2nB)$ 는 기저대역으로 천이된 RF 신호의 양의 주파수 스펙트럼을 가리킨다.

[0067] 상기 수학식 2의 방정식을 풀기 위하여 하기 수학식 3과 같다고 가정한다. 이러한 경우, 이미지 제거를 위해서는 |f| < B 인 조건에서 하기 수학식 4를 만족하는 것이 바람직하다. 따라서, $S_B(f)$는 하기 수학식 5와 같은 값을 가지게 된다.

수학식 3

$$S_A(f)=\begin{cases}1 & B \quad |f| \quad B\\ 0 & otherwise\end{cases}$$

[0068]

수학식 4

$$R_{A+}^{\delta 2}(f)+B\cdot S_B(f)\cdot R_{B+}^{\delta 2}(f)=C\cdot R_{A+}(f-2nB)$$
$$R_{A-}^{\delta 2}(f)+B\cdot S_B(f)\cdot R_{B-}^{\delta 2}(f)=0$$

[0069]

수학식 5

$$S_B(f)=\begin{cases}\dfrac{-\beta^{-n}}{\beta} & |f| \quad B\\ 0 & otherwise\end{cases}$$

[0070]

[0071] 여기서 $\beta=e^{-j2\pi T_{\Delta}f_s}=e^{-j2\pi T_{\Delta}(2B)}$ 인 샘플 스트림 A와 샘플 스트림 B의 위상차를 가리킨다.

[0072] 이와 같이, $S_B(f)$는 대역폭이 최대 B(RF 신호의 대역폭)이므로 임펄스 응답을 $fs=2B$로 샘플링하여 디지털 인터폴란트(interpolant)를 구현하는데 문제가 없다. 하지만, 상기 디지털 인터폴란트는 도 1의 콤플랙스 인터폴란트부(150)로 구현되는 것이 바람직하기 때문에, 이미지가 제거된 기저대역 신호 역시 복소 신호로 다루어 지는 것이 바람직하다.

[0073] 한편, 상기 디지털 인터폴란트의 대역폭을 |f| < B로 고정할 경우, 도 5에 도시된 바와 같이 $Ts=1/2B$로 샘플한 필터는 1-탭(tap)을 제외한 나머지 계수들은 모두 0의 값을 가진다. 따라서, 도 1의 콤플렉스 인터폴란트부(150)는 도 6에 도시된 바와 같이 가변 복소 이득부(650) 또는 1-탭(tap) FIR(Finite Impulse Response) 필터로 대치될 수 있다. 참고로, 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따라 인터폴란트 필터의 대역이 |f| < B인 경우 디지털 인터폴란트 구현을 위한 필터 계수의 일례를 도시한 도면이고, 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치의 구조를 도시한 블록도이다. 도 6의 튜너블 RF 필터(610), 위상 변환부(620), 클럭 발생부(630), 및 양자화 변환부(640)는 도 1의 튜너블 RF 필터(110), 위상 변환부(120), 클럭 발생부(130), 및 양자화변환부(140)와 각각 동일 또는 유사하므로, 이에 대한 설명은 생략하기로 한다.

[0074] 이와 같이, 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 광범위한 대역으로부터의 하향 변환시, 스트림 B의 시간지연 $T_{\triangle}$는 그룹 딜레이(group delay) 를 무시할 수 있는 작은 값으로 고정시키고, 도 1의 콤플렉스 인터폴란트(Complex interpolant)부(150), 즉 가변 인터폴란트 필터는 단순한 가변 복소 게인(variable complex gain)부(650)으로 구현할 수 있다. 이로써, 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치는 고정 딜레이와 가변 복소 게인 방식을 이용하여, 광대역의 RF 신호들 중 원하는 대역을 선택하여 자유롭게 하향 변환할 수 있다.

[0075] 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 방법을 설명하기 위해 도시한 흐름도이다. 상기 디지털 직접 변환 수신 방법은 도 1 또는 도 6의 디지털 직접 변환 수신 장치에 의해 구현될 수 있다.

[0076] 도 7을 참조하면, 디지털 직접 변환 수신 장치는 먼저 안테나를 통해 수신되는 RF신호 중, 하향 변환할 RF 신호만을 선택한다.

[0077] 다음으로, 단계(S710)에서 디지털 직접 변환 수신 장치는 미리 설정된 샘플링 주파수를 이용하여, 상기 RF 신호를 상기 샘플 신호들로 하향 변환하되, 상기 하향 변환 시 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시킬 수 있다. 이를 위해, 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 RF 신호에 서로 상이한 시간차를 가지는 클럭 신호들을 삽입하여, 상기 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생시킬 수 있다. 여기서, 상기 샘플링 주파수는 적어도 상기 RF 신호의 대역폭의 2배(2B)로 설정되는 것이 바람직하다.

[0078] 이때, 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 RF 신호를 주파수 0에 근접하는 중간 주파수(IF: Intermediate Frequency) 대역으로 하향 변환하여, 상기 샘플 신호들을 생성할 수 있다. 이로써, 디지털 직접 변환 수신 장치는 직류 옵셋(DC offset) 등의 영향을 피할 수 있으며, 또한 대역폭과 반송파 주파수가 정수비(integer position) 관계가 되어야 한다는 제약 없이, 임의의 대역에 위치한 RF 신호를 하향 변환한 후 이미지 성분을 제거할 수 있는 환경을 마련할 수 있다.

[0079] 다음으로, 단계(S720)에서 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 발생된 위상차를 가지는 샘플 신호들을 디지털 변환하여, 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성할 수 있다. 즉, 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 하향 변환된 샘플링 신호에서 위상차의 정보를 가지는 샘플 스트림을 생성할 수 있다. 이때, 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 RF 신호의 대역폭의 2배(2B)의 샘플률로 동작할 수 있다. 이는, 샘플링에 의하여 생성된 스펙트럼 복제 성분들이 기저대역 ($-B < f < B$)에서 n번째 복사 성분만 나타나게 함으로써, $(n-1/2)f_s < f < (n+1/2)f_s$ 의 대역에서 동일한 인터폴란트(interpolant)를 반복적으로 사용할 수 있도록 하기 위한 것이다.

[0080] 다음으로, 단계(S730)에서 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 발생된 위상차를 이용하여, 상기 샘플 스트림들로부터 이미지 성분을 제거할 수 있다. 이때, 디지털 직접 변환 수신 장치는 상기 생성된 샘플 스트림들을 결합하여, 상기 샘플 스트림들로부터 음의 주파수 대역을 가지는 이미지 성분을 제거할 수 있다.

[0081] 본 발명의 실시예들은 다양한 컴퓨터로 구현되는 동작을 수행하기 위한 프로그램 명령을 포함하는 컴퓨터 판독 가능 매체를 포함한다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 로컬 데이터 파일, 로컬 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체는 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체, CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체, 플롭티컬 디스크와 같은 자기-광 매체, 및 롬, 램, 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다.

[0082] 지금까지 본 발명에 따른 구체적인 실시예에 관하여 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서는 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로, 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안 되며, 후술하는 특허 청구의 범위뿐 아니라 이 특허 청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

[0083] 이상과 같이 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 이는 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 따라서, 본 발명 사상은 아래에 기재된 특허청구범위에 의해서만 파악되어야 하고, 이의 균등 또는 등가적 변형 모두는 본 발명 사상의 범주에 속한다고 할 것이다.

도면의 간단한 설명

[0084] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치를 설명하기 위해 도시한 블록도이다.

[0085] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따라 동일한 위상 지연을 가지도록 변환된 RF 신호의 일례를 도시한 도면이다.

[0086] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따라 위상차가 발생하는 샘플 스트림의 일례를 도시한 도면이다.

[0087] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따라 콤플렉스 인터폴란트를 이용하여 샘플 스트림의 이미지 성분을 제거하는 일례를 도시한 도면이다.

[0088] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따라 인터폴란트 필터의 대역이 |f|<B인 경우 디지털 인터폴란트 구현을 위한 필터 계수의 일례를 도시한 도면이다.

[0089] 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 장치의 구조를 도시한 블록도이다.

[0090] 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 디지털 직접 변환 수신 방법을 설명하기 위해 도시한 흐름도이다.

[0091] <도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>

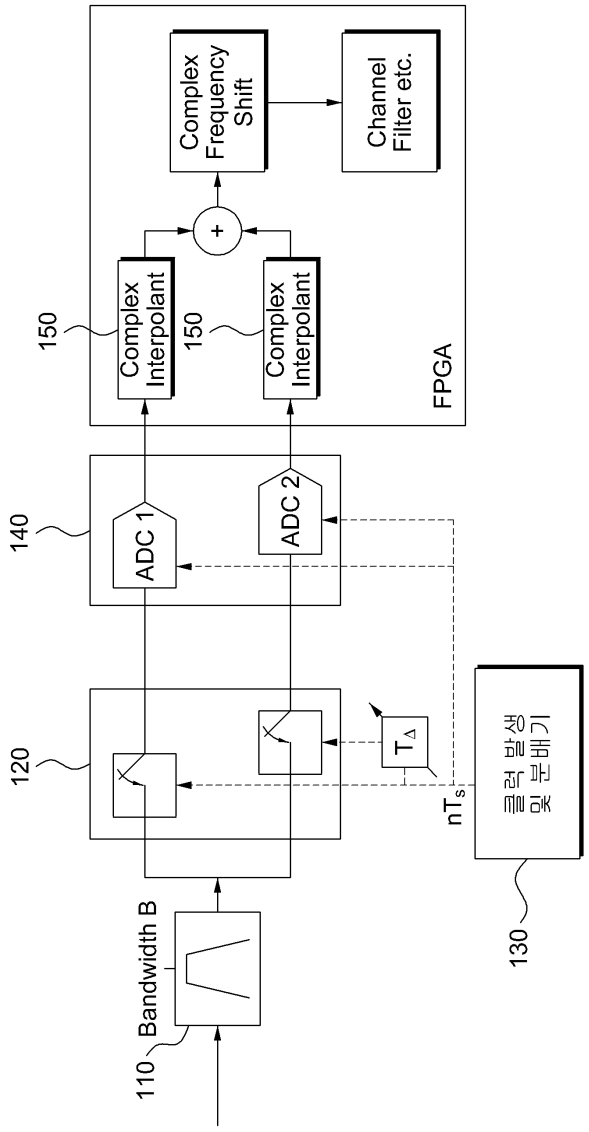
[0092] 110, 610: 튜너블 RF 필터 120, 620: 위상 변환부

[0093] 130, 630: 클럭 발생부 140, 640: 양자화 변환부

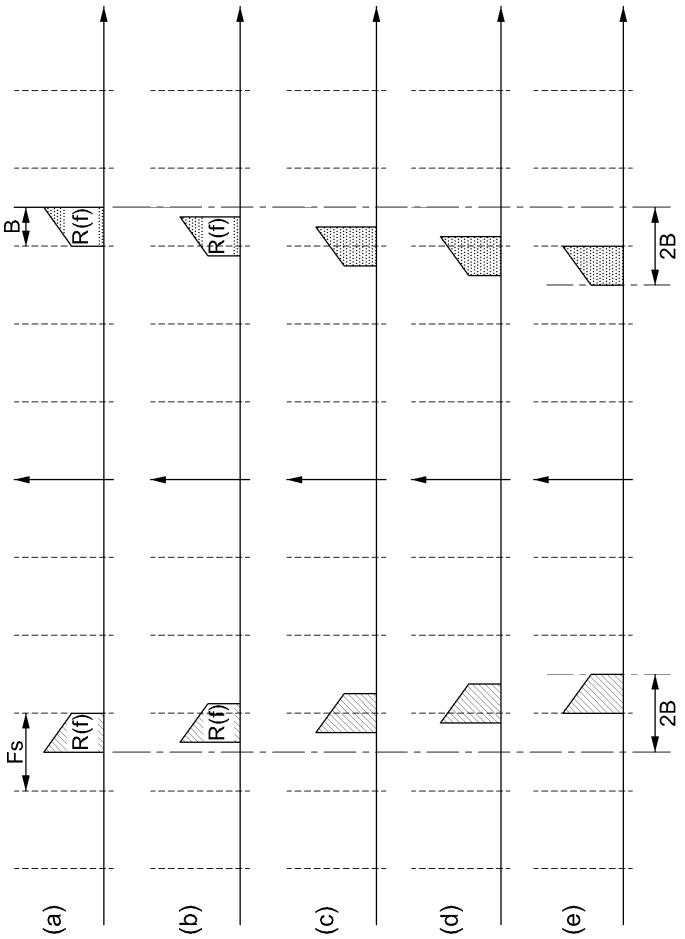
[0094] 150: 콤플렉스 인터폴란트부 650: 가변 복소 게인부

도면

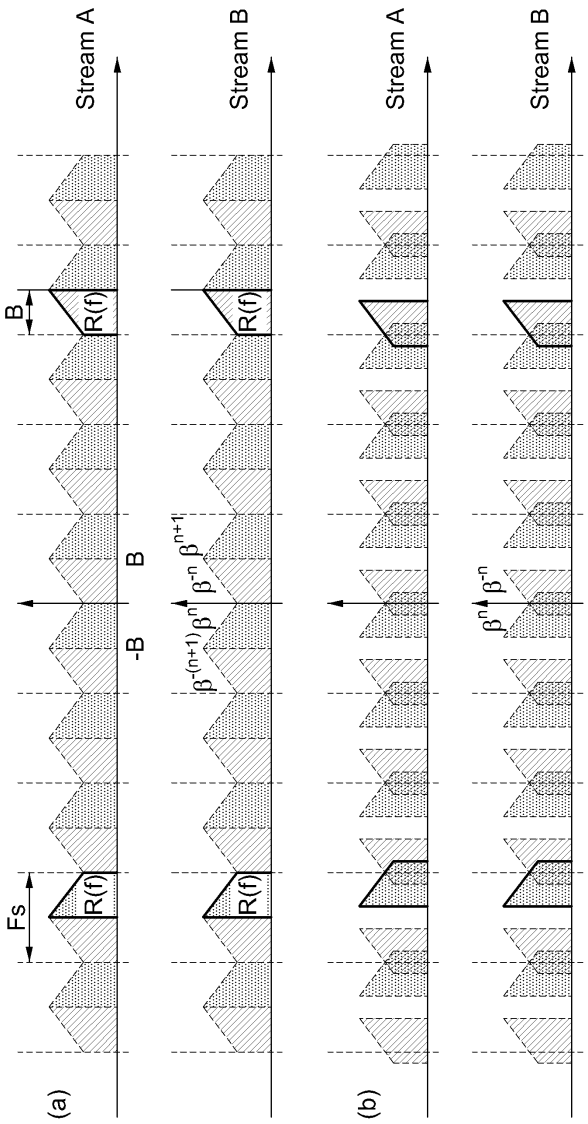
도면1



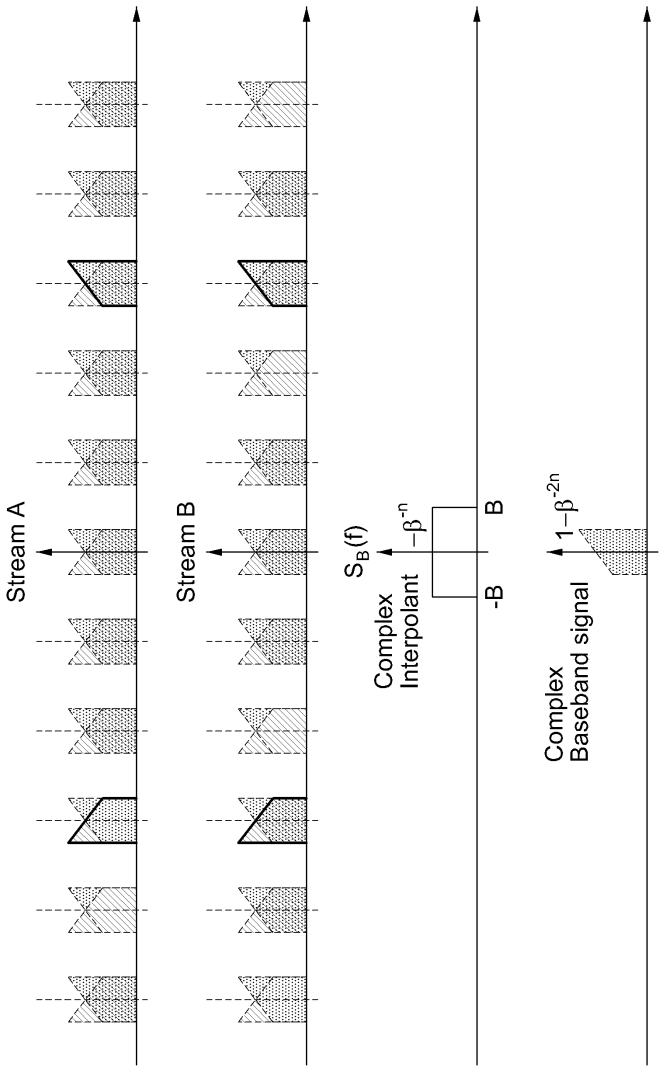
도면2



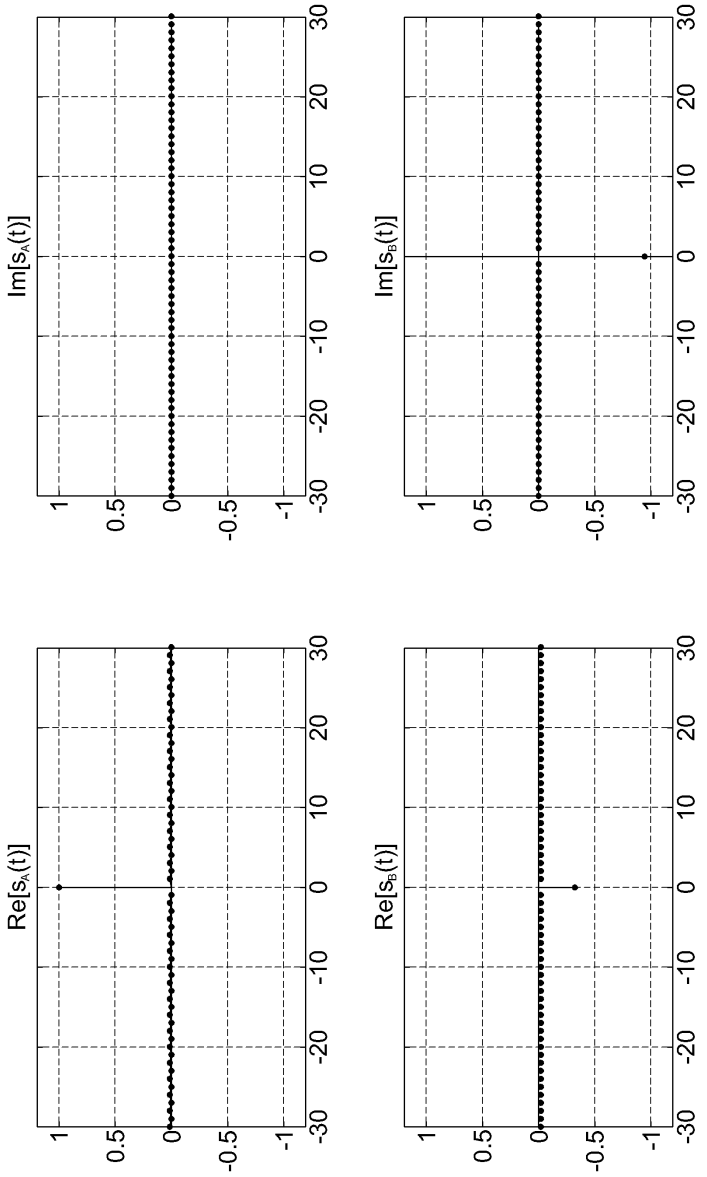
도면3



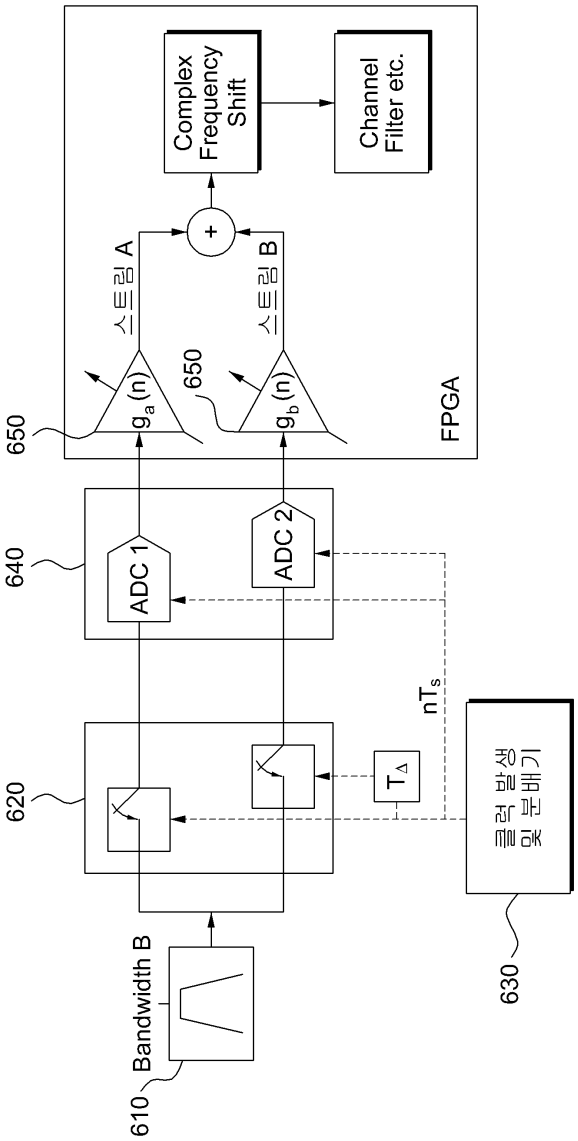
도면4


Stream A
Stream B
$S_B(f)$
$-\beta^{-n}$
B
-B
Complex
Interpolant
$1-\beta^{-2n}$
Complex
Baseband signal

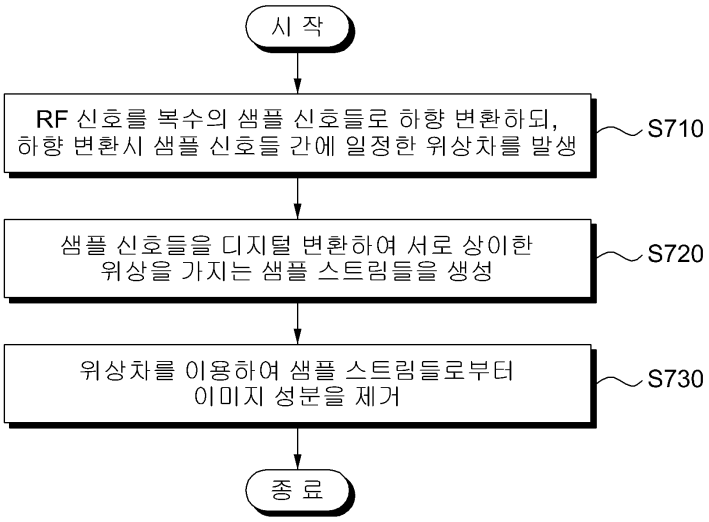
도면5



도면6


Complex Frequency Shift
Channel Filter etc.
+
스트림 A
스트림 B
650
$g_a(n)$
$g_b(n)$
FPGA
650
640
ADC 1
ADC 2
620
T_Δ
nT_s
클럭 발생 및 분배기
630
Bandwidth B
610

도면7


시 작
RF 신호를 복수의 샘플 신호들로 하향 변환하되, 하향 변환시 샘플 신호들 간에 일정한 위상차를 발생
S710
샘플 신호들을 디지털 변환하여 서로 상이한 위상을 가지는 샘플 스트림들을 생성
S720
위상차를 이용하여 샘플 스트림들로부터 이미지 성분을 제거
S730
종 료