(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.
H04B 7/02 (2006.01)

(45) 공고일자 2006년03월03일
(11) 등록번호 10-0556006
(24) 등록일자 2006년02월21일

(21) 출원번호 10-2000-0020576
(22) 출원일자 2000년04월19일

(65) 공개번호 10-2000-0077044
(43) 공개일자 2000년12월26일

(30) 우선권주장 09/294,661 1999년04월19일 미국(US)

(73) 특허권자 루센트 테크놀러지스 인크
미합중국 뉴저지 머레이 힐 마운틴 애비뉴 600 (우편번호 : 07974-0636)

(72) 발명자 뷰러알마이클
미국뉴저지주07960모리스타운롱뷰테라스1

소니로버트아트마람
미국뉴저지주07950모리스플레인즈펀클리프30

챠이지안앤
미국뉴저지주07005분톤코넬리아스트리트712

(74) 대리인 김창세
장성구

심사관 : 박상현

(54) 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법 및 장치

요약

K 개의 모바일을 다루는 공통 기지국에서 M 개의 전송 안테나들과 함께 왈쉬 코드들을 사용함으로써 CDMA 시스템에 다운링크 다이버시티를 제공하는데, 여기서 M은 K와 같을 수도 있고 다를 수 있다. 본 발명은 CDMA 시스템에서 다운링크 다이버시티를 개선시키는 방법과 장치를 제공한다. 각 전송 안테나는 특정 모바일에 관계하는 데이터가 존재한다고 가정한 경우, K개의 모바일 각각을 위한 데이터 신호에 의한 왈쉬 코드들의 변조 결과를 나타내는 신호를 전송한다. 왈쉬 코드들에 대한 할당은 전송 매트릭스(T)에 따라 수행된다. 전송 매트릭스는 각 안테나에 대해 유저 데이터 심볼들을 왈쉬 코드들에 매핑하고, 바람직하게는 그 열들이 전송 안테나들을 나타내고 직교하도록 설계된다. 따라서, 주어진 모바일에서, 수신된 각 전송 신호가 이 특정 모바일과 연관있는 데이터 신호에 의해 변조된 M 개의 상이한 왈쉬 코드들의 결과인 성분을 포함하기 때문에, 이 모바일은 단지 M 개의 상이한 왈쉬 코드들과 상관하기만 하면 된다. $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 왈쉬 코드들을 포함하는 집합으로 부터 왈쉬 코드들을 선택한다. 그러나, 임의의 주어진 모바일에 관해서는, 특정 모바일을 다루는 전송 안테나들만큼의 상이한 왈쉬 코드들만 있으면 된다. M개의 각각의 상관 결과가 결합되고, 획득된 채널 추정치들를 이용하여, 수신기는 유저에 제공될 수 있도록 이 특정 모바일에 관계된 특정 데이터를 평가한다. 또한, 본 발명은 M 개의 전송 안테나들과 모바일 간의 각각의 채널들을 평가하기 위해 여러가지 방법들을 제공한다. 본 발명의 다운링크 다이버시티 기술은 IS95-C 물리층 드래프트 권고안에 제안된 물리층에 적용될 수 있다.

대표도

도 2

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명에 따른 다운링크 다이버시티를 구현하기 위한 CDMA 시스템을 도시한 블록도,

도 2는 본 발명에 따른 다운링크 다이버시티를 제공하는 방법이 도시된 흐름도,

도 3은 IS-95C CDMA 송신기의 왈쉬 확산 부분을 도시한 블록도,

도 4는 본 발명의 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 송신기의 왈쉬 확산 부분을 도시한 블록도,

도 5는 본 발명의 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 수신기를 도시한 블록도,

도 6은 본 발명에 따른 다운링크 다이버시티를 포함하는 다양한 형태의 다이버시티에 대한 BER 성능을 비교한 것을 도시한 도면,

도 7은 IS-95C 다중 캐리어 구현에 있어서 전송 주파수들을 도시한 도면,

도 8은 본 발명의 예시적인 실시 예에 따른 다중 캐리어를 사용한 단일 유저에 대한 전송 특성을 도시한 표,

도 9a, 9b 및 도 9c는 본 발명의 IS-95C 직접 확산에 대한 제 1 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 송신기의 부분들을 나타낸 블록도,

도 10a, 10b 및 10c는 본 발명의 IS-95C 직접 확산에 대한 제 2 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 송신기의 부분들을 나타낸 블록도,

도 11a, 11b 및 도 11c는 본 발명의 IS-95C 다중-캐리어에 대한 제 1 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 송신기의 부분들을 나타낸 블록도,

도 12a, 12b 및 12c는 본 발명의 IS-95C 다중-캐리어에 대한 제 2 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 송신기의 부분들을 나타낸 블록도,

도 13은 본 발명의 IS-95C 다중-캐리어에 대한 제 1 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 수신기의 부분들을 나타낸 블록도,

도 14는 본 발명의 IS-95C 다중-캐리어에 대한 제 2 예시적인 실시 예에 따른 CDMA 수신기의 부분들을 나타낸 블록도.

도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

102 : 기지국

106-1 ~ 106-k : 모바일

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 CDMA(Code Division Multiple Access) 통신 시스템에 관한 것으로, 특히 왈쉬 코드(Walsh codes)를 채용한 이러한 통신 시스템에 있어서 다운링크 다이버시티(downlink diversity)를 제공하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

직교 왈쉬 함수를 이용하여, 기지국 특정 커버링(covering) 코드와 함께 다운링크상에서 유저를 구별하는 CDMA를 고려하자. 공지된 바와 같이, "다운링크"는 기지국에서 이동 단말 또는 이동국(이하에서는 "모바일"이라 함)으로의 통신 경로 또는 경로들을 말한 것이고, 이에 비해 "업링크(uplink)"는 모바일에서 기지국으로의 통신 경로 또는 경로들을 말한 것이다. 공통 기지국으로부터 신호를 수신하는 K개의 모바일을 갖는 시스템에 있어서, 단일 안테나 상의 전송 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$x(t)=\left(\sum_{i=1}^{K}\sqrt{P_i}\,s_i(t)\,w_i(t)+\sqrt{P_p}\,w_0(t)\right)p(t)$$

여기에서, P_i는 제 i 모바일에 전송되는 전력을 나타내며, $s_i(t)$ 및 $w_i(t)$는 및 제 i 모바일 용도의 데이터 신호 및 고유 왈쉬 함수를 나타내고, P_p는 왈쉬 함수 0을 사용하는 파일롯 신호의 전력을 나타내며, p(t)는 관심 기지국에 대한 커버링 코드를 나타낸다. 또한, 왈쉬 함수는 직교하며, 매 심볼 시간 T_s마다 반복한다. 즉, 수학식 2와 같다.

수학식 2

$$\int_0^{T_s} w_i(t)\,w_j(t)\,dt=\begin{cases}1 & i=j\\ 0 & i\neq j\end{cases}$$

모바일에서, 다음 신호가 단일 안테나상에 수신된다.

수학식 3

$$y(t)=h(t)\,x(t)+n(t)$$

여기에서, h(t)는 무선 채널로 인한 복소 승산 왜곡(complex multiplicative distortion)이고, n(t)는 열잡음이다. 모바일 i는 언커버링 후의 제 k 심볼 간격 동안에 수신 신호와 제 i 왈쉬 함수를 상관시켜, 결정 통계 $z_1[k]$를 얻는다.

수학식 4

$$z_i[k]=\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} y(t)\,p^*(t)\,w_i(t)\,dt$$
$$=\sqrt{P_i}\,h[k]\,s_i[k]+n[k]$$

여기에서, h[k]는 제 k 심볼 간격 동안의 채널 h(t)의 누적 효과를 나타내고, $s_i[k]$는 제 i 모바일에 대한 제 k 전송 심볼을 나타낸다.

전송 심볼은, 파일롯 채널로부터 얻을 수 있는 채널 추정치 $\hat{h}[k]$를 이용하여 복구될 수 있다.

수학식 5

$$\hat{s}_i[k]=f(z_i[k]\hat{h}^*[k])$$

여기에서, f(•)는 적당한 결정 함수이다. 빠르고 정확한 전력 제어가 없는 평탄한 레일리 페이딩된(Rayleigh faded) 채널일 경우, 링크 성능은 다이버시티의 결핍으로 인해 더욱 나빠진다. 결과적으로, 다이버시티 수신이 가능하도록 수신기에 제 2 안테나를 설치함이 바람직하며, 그에 따라 성능을 상당히 개선할 수 있다. 그러나, 모바일 핸드셋(handset)에서는 제 2 안테나의 부가적인 설치가 쉽지 않다. 따라서, 송신기로부터의 다이버시티 성능을 이루기 위한 방법이 제안되었다.

다이버시티 성능을 이루는 한가지 방법은 다중 캐리어상에 동일 신호들을 전송하는 것이다. 그러나, 이 방법은 모바일 통신에서 낭비되어서는 안되는 하나의 자원, 즉 대역폭을 낭비하는 것이다. 제 2의 보다 합리적인 대안은 지연 다이버시티이다. 이 방법은, 기지국으로부터 신호를 2번 전송하되, 제 2 전송이 각 안테나상에서 발생하고 여러개의 칩에 의해 시간적으로 지연되도록 하여, 다중 경로를 고의로 유발하는 것이다. 두개의 전송을 통한 전력 분할에 의해 전달 전력이 증가되지는

않지만, 변경할 필요가 없는 모바일 레이크(Rake) 수신기에 의해 쉽게 이용될 수 있는 시간 다이버시티가 제공된다. 그러나, 그 기법은 의도적인 다중 경로에 의해 발생되는 자기 간섭에 의해 극도로 한정된다. 모든 유저 신호가 동기적으로 전송되기 때문에, 이 다중 경로 간섭은 아주 크게 될 수 있으며, 과부하 시스템에 대한 완화에 있어서는 더욱 그러하다.

공간-시간 코딩 영역에서 다이버시티를 개선하기 위해 다른 기술이 제안되었다. 예를들어, 간단한 2 브랜치 전송 다이버시티 기술이 본 명세서에 참조로서 포함되어 있는 Siavash M, Alamouti의 "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE Journal On Select Area In Communication, Vol.16, No.8, October 1998에 개시되어 있다. 또한, 다중 전송 안테나를 이용하여 페이딩 채널을 통한 통신의 신뢰성 및 전송 속도를 개선하는 채널 코드의 이용에 대해서는, 본 명세서에 참조로서 포함되는, Vahid Tarokh 등의, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," IEEE Transactions On Information Theory, Vol.44, No.2, March 1998에 개시되어 있다. 또한, 페이딩 환경에서 개선된 수신을 위한 다중 전송 안테나를 사용하기 위해 다운링크상의 전송 메시지를 코딩하는 기술은, "Space-Time Spreading Method of CDMA Wireless Communication"의 제목으로, 1999년 1월 4일자로 미국 출원된 것으로, 동일한 제목으로 1999년 4월 2일자에 미국 출원된 U.S. 진 출원(non-provisional application)의 기초가 되는, U.S. 가출원(provisional application) 번호 제 60/114,621호에 설명되어 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은, CDMA 시스템에 있어서 다운링크 다이버시티를 개선한 방법 및 장치를 제공한다. 바람직하게, 본 발명은 K개의 모바일을 서비스하는 공통 기지국에서 M개의 전송 안테나와 함께 왈쉬 코드(또는 왈쉬 함수라고도 함)를 채용함으로써 이루어지며, 여기에서, M은 K와 같을 수도 있고 다를 수 있다. 본 명세서에서, 그러한 형태의 다운링크 다이버시티는 왈쉬 다이버시티 또는 공간-시간 코드 다이버시티라고 함을 알게 될 것이다.

임의의 경우에 있어서, 특정의 모바일에 연관되는 코드가 있다고 가정하면, 각 전송 안테나는 각 K개의 모바일에 대한 데이터 신호에 의한 왈쉬 코드의 변조 결과를 나타내는 신호를 전송한다. 예를 들어, 제 1 전송 안테나는 제 1 모바일에 연관된 데이터 신호에 의해 변조된 제 1 왈쉬 코드 결과 성분과, 제 2 모바일에 연관된 데이터 신호에 의해 변조된 제 2 왈쉬 코드 결과 성분과, …, 및 제 K 모바일에 연관된 데이터 신호에 의해 변조된 제 K 왈쉬 코드 결과 성분을 포함하는 신호를 전송한다. 그 다음, 제 2 전송 안테나는 제 1 모바일에 연관된 데이터 신호에 의해 변조된 제 K 왈쉬 코드의 결과 성분과, 제 2 모바일에 연관된 데이터 신호에 의해 변조된 제 K-1 왈쉬 코드의 결과 성분과, …, 제 K 모바일에 연관된 데이터 신호에 의해 변조된 제 1 왈쉬 코드의 결과 성분을 포함하는 신호를 전송한다. 이 예에서, 명백한 바와 같이, 제 1 안테나에서 이용된 것과 동일한 수의 왈쉬 코드가 제 2 안테나에서 이용되나, 그들을 각각 변조하는 데이터 신호에 대해 간단히 재 분배된다. 유저의 순서 할당은 임의로 할 수 있다. 즉, 임의의 유저가 유저 K로 특정화 될 수 있다. 그러나, 왈쉬 코드의 상대적인 할당은 전송 매트릭스 T에 따라 이루어진다. 전송 매트릭스는 유저 데이터 심볼을 각 안테나에 대한 왈쉬 코드로 매핑(mapping)하여, 그의 열(column)이 전송 안테나를 나타내고 직교하도록 고안됨이 바람직하다. 매트릭스의 행은 왈쉬 코드 및 주파수 대역과 같은 직교 채널을 나타낸다. 유사한 재 분배가 M개의 전송 안테나마다 발생하며, 그에 따라 주어진 모바일 데이터 신호와 연관된 M개의 전송 신호 각각의 각 성분은 고유 왈쉬 코드를 변조한다. 따라서, 임의의 주어진 모바일에서, 모바일은 M개의 상이한 왈쉬 코드와 상관될 필요가 있는데, 이는 수신된 각 전송 신호가 특정의 모바일과 연관된 데이터 신호에 의해 변조되었던 M개의 상이한 왈쉬 코드의 결과 성분을 포함할 것이기 때문이다. 그러나, 특정의 실시 예에 있어서, M개 미만의 상이한 왈쉬 코드가 이용됨을 알아야 한다. 또한, 기지국의 M개의 안테나는 독립적이거나, 또는 서로간에 상관되지 않는 것이 바람직하다.

후술하는 바와 같이, 선택을 위한 왈쉬 코드 세트는 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$ 개의 왈쉬 코드를 포함한다. 그러나, 임의의 주어진 모바일에 대하여, 특정의 모바일을 서비스하는 전송 안테나만큼의 상이한 왈쉬 코드만이 필요하다. M개의 상관 결과 각각은 결합되며, 획득된 채널 추정치를 이용하여, 수신기가 그 특정의 모바일에 연관되는 특정의 데이터를 추정함으로서, 그것이 유저에게 제공될 수 있게 된다. 기지국이 통신을 설정할 수 있는 모바일의 전체수보다 K가 작을 수 있음을 알게 될 것이다. 또한, 본 발명은, M개의 전송 안테나와 모바일 사이의 각 채널을 추정하는 다양한 방식을 제공한다. 따라서, 본 발명은, (ⅰ) 모바일에 추가적인 수신 안테나가 필요하지 않고, (ii) 대역폭을 낭비하지 않으며, (iii) 자기 간섭을 일으키지 않는 그러한 방식으로 왈쉬 코드를 사용한 개선된 다운링크 다이버시티를 제공한다.

본 발명의 다운링크 다이버시티 기술은 IS-95C 물리층 드래프트(draft) 권고에서 제안된 물리층에 적용될 수 있음을 알수 있을 것이다. 이러한 다이버시티 형성은 최소한의 코딩 이득만을 얻고 실질 다이버시티 이득을 제공하는 드래프트 권고의

직교 전송 다이버시티(OTD) 선택을 확장하는 장점이 있다. 본 발명은 다양한 IS-95C 직접 확산 및 다중 캐리어 구현을 제공한다. 그러나, 본 발명의 기술이 CDMA 통신 시스템 및 그와 유사한 시스템에 보다 널리 적용될 수 있음을 알수 있을 것이다.

발명의 구성 및 작용

상세하게 설명하겠지만, 본 발명은 CDMA 시스템에 있어서 기지국과 모바일간의 다운링크 경로의 개선된 다이버시티를 이루기 위한 방법 및 장치를 제공한다. 이것은, 설명하겠지만, 전송 매트릭스 T에 따라 하나의 공통 기지국에 다수개의 전송 안테나와 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 왈쉬 코드 세트를 채용하여 이루어지며, 이때, 기지국은 K개의 모바일과 연관되어 있다. 이러한 방식으로, 다운링크 다이버시티는 임의의 모바일에 수신 안테나를 추가할 필요가 없고, 대역폭을 낭비하지 않으며, 자기 간섭이 없도록 이루어짐이 바람직하다.

수학식 1내지 5에 대해 상술한 시스템을 고려하되, 지금부터는 간략화를 위해서, 2 전송 안테나와 2 유저에 대해 고려한다. 잠시, 파일롯을 무시한다. 제 1 안테나 상에, 수학식 6을 전송하고, 제 2 안테나 상에 수학식 7을 전송한다.

수학식 6

$$x_1(t)=\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}s_1(t)w_1(t)-\sqrt{\frac{P_2}{2}}s_2{}^*(t)w_2(t)\right)p(t)$$

수학식 7

$$x_2(t)=\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}s_1{}^*(t)w_2(t)+\sqrt{\frac{P_2}{2}}s_2(t)w_1(t)\right)p(t)$$

$s_1(t)$는 제 1 유저에 연관된 데이터 신호를 나타내고, $s_2(t)$는 제 2 유저에 연관된 데이터 신호를 나타냄을 알 수 있을 것이다. 또한, $s_1(t)^*$는 제 1 유저에 연관된 데이터 신호의 복소 공액을 나타내고, $s_2(t)^*$는 제 2 유저에 연관된 데이터 신호의 복소 공액을 나타낸다. 변수 또는 함수에 대한 별표(*)의 사용은 변수 또는 함수의 복소 공액을 나타내기 위한 것임을 알 수 있을 것이다.

수신기에서, 언커버링(uncovering)하고 두 개의 왈쉬 코드들을 상관시킨다. 두 개의 왈쉬 상관의 출력에서, 결정 통계에서 간섭 조건을 제공하는 수학식 8과 수학식 9를 얻는다(심볼 간격에 대한 종속성이 줄어든다)

수학식 8

$$z_1=\sqrt{\frac{P_1}{2}}h_1s_1+\sqrt{\frac{P_2}{2}}h_2s_2+n_1$$

수학식 9

$$z_2=\sqrt{\frac{P_1}{2}}h_2s_1{}^*-\sqrt{\frac{P_2}{2}}h_1s_2{}^*+n_2$$

그러나, 채널 왜곡 $\hat{h}_1$과 $\hat{h}_2$의 추정치를 가지고 있다고 가정하면, 다음과 같은 제 1 모바일에 대한 신호 추정을 얻을 수 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= f\{\hat{h}_1{}^*z_1+\hat{h}_2z_2{}^*\}\\ &= f\left\{\hat{h}_1{}^*\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}h_1{}^*s_1+\sqrt{\frac{P_2}{2}}h_2s_2+n_1\right)+\hat{h}_2\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}h_2s_1{}^*-\sqrt{\frac{P_2}{2}}h_1s_2{}^*+n_2\right)^*\right\}\\ &= f\left\{\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}|h_1|^2+\sqrt{\frac{P_1}{2}}|h_2|^2\right)s_1+h_1{}^*n_1+h_2n_2{}^*\right\}\end{aligned}$$

여기에서, 채널 추정은 정확하다고 가정, 즉 $\hat{h}_1=h_1$이고, $\hat{h}_2=h_2$이라고 가정하였다. 유사하게, 다음과 같은 제 2 모바일에 대한 데이터를 추정할 수 있다.

수학식 11

$$\hat{s}_2 = f\{\hat{h}_2^* z_1 - \hat{h}_1 z_2^*\}$$
$$= f\left\{\left(\sqrt{\frac{P_2}{2}}|h_1|^2 + \sqrt{\frac{P_2}{2}}|h_2|^2\right)s_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^*\right\}$$

이것은 (3 dB 틈새 이득(aperture gain)없이) 두개의 안테나 다이버시티에 대한 결정 통계와 동일함을 알 수 있을 것이다. 따라서, 수신기에 안테나를 추가하지 않고, 추가적인 대역폭이 필요치 않으며, 자기 간섭을 일으키지 않는 다이버시티 이득을 이루는 장점이 있다. "다이버시티 이득"은 모바일에서 신호 대 잡음비의 통계적 분포를 개선함에 따른 개선된 수신을 말함을 알 수 있을 것이다.

본 발명의 기술은, 임의 수의 안테나로 확대될 수 있다. 본 발명의 기술중 몇몇 중요한 측면이 전송 매트릭스 T에 나타난다. 행이 왈쉬 코드를 나타내고, 열이 기지국의 전송 안테나를 나타낸다고 할 경우, 2 안테나 및 2 유저 기술은 수학식 12에 의해 나타낼 수 있다.

수학식 12

$$T = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

간섭없이 수신기에서 원하는 신호를 수신하기 위하여, T의 열이 직교될 필요가 있다. 예를 들어 상기 수학식에서,

수학식 13

$$t_2^t t_1 = -s_2 s_1 + s_1 s_2$$
$$= 0$$

이다. 여기에서, t_i는 T의 제 i 열이고, $()^t$는 전치 공액을 나타낸다.

유저 수를 증가시키기 위해, 열이 직교하는 매트릭스를 간단히 증가시킨다. 또 다른 조건은 매트릭스가 임의의 정수 n에 대해 2^n개의 행을 갖는 것이다. 다시 말해, K 유저에 대해, $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$ 코드가 필요하며, 이때 [•]는 최대 연산자이다. 즉, n=[$\log_2$(k)]이다. 그러나, 안테나 수M은 M≤n으로 임의 규정된다. M〈K, 예를들어 M=2 또는 4일 것이다. 다른 예로서, 4 유저 및 2 안테나를 갖는 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 변조일 경우에, 다음의 전송 매트릭스를 이용할 수 있다.

수학식 14

$$T = \begin{bmatrix} s_1 & -s_4 \\ s_2 & -s_3 \\ s_3 & s_2 \\ s_4 & s_1 \end{bmatrix}$$

또한, 이 전송 매트릭스는 수신 신호를 디코딩하기 위한 해결책이다. 왈쉬 출력z의 벡터를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 15

$$z = \dot{T} h + n$$

여기에서, h는 채널 계수 벡터이다. 상술한 바와 같이, 전송 매트릭스가 직교하도록, 즉 $T^tT=nI$가 되도록 고안하며, 여기에서, n은 왈쉬 코드 수이다. 그러나, z를 다시 쓰면 다음과 같다.

수학식 16

$$z = H s + n$$

여기에서, H는 전송 심볼을 왈쉬 코드에 매핑하는 채널 매트릭스이며, 그들은 적당한 채널 계수가 가중된 것을 이용한다. 다시 말해, Th=Hs이다. T가 직교되도록 고안되기 때문에 H가 직교함을 알 수 있을 것이다. 따라서, 디코딩을 위해, T와 h의 추정치를 알면 H를 간단히 추정한다. 따라서, 수신기에서의 디코딩은 다음과 같다.

수학식 17

$$\hat{s} = H^{\dagger} z = \alpha s + H^{\dagger} n$$

여기에서, $\alpha = |h_0|^2 + |h_1|^2 + \cdots |h_M|^2$이며, 모든 채널이 독립적일 경우 M-폴드(fold) 다이버시티를 제공한다.

본 명세서에서 설명된 바와 같이, 왈쉬 다이버시티는 채널 계수의 추정치에 의존하여, 다이버시티 성능을 얻고, 다른 유저로 인한 간섭 항들을 제거한다. 다음은, 왈쉬 다이버시티를 이용한 CDMA 시스템에 있어서 채널 추정 프로세스를 실행하는 바람직한 방법에 대한 설명이다.

일 실시예에 있어서, 원하는 채널 계수를 획득하는 채널 추정 프로세스는 각 안테나상에 파일롯 채널로서 단일 왈쉬 코드를 할당하는 것이다. 그 왈쉬 코드는 그 안테나에 대해서만 이용되며, 따라서, 채널 추정을 위해 M개의 왈쉬 코드를 이용할 필요가 있으며, 이때, M은 전송 안테나 수이다.

예로서, 안테나 0 및 안테나 1로 명시된 2개의 전송 안테나와 2명의 유저(모바일)를 갖는 시스템을 고려하자. 안테나 0에 연관된 파일롯에 대해 왈쉬 코드0를 배정하고, 안테나 1에 연관된 파일롯에 대해 왈쉬 코드1을 배정한다. 따라서, 수신기에서, RF 필터링, 다운 변환 및 언커버링후에 (즉 커버링 코드의 제거후) 수학식 18을 얻는다.

수학식 18

$$r(t) = \sqrt{P_p}\, w_0(t) h_0 + \sqrt{P_p}\, w_1(t) h_1 + \sqrt{\frac{P_1}{2}}\, s_1 w_2(t) h_0 + \sqrt{\frac{P_1}{2}}\, s_1^* w_3(t) h_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}}\, s_2 w_2(t) h_1 - \sqrt{\frac{P_2}{2}}\, s_2^* w_3(t) h_0 + n(t)$$

여기에서, P_p는 어느 한쪽의 파일롯에 연관된 전력이고, P_i 및 s_i는 모바일 i에 연관된 전력 및 데이터 신호이며, h_i은 안테나 i로부터 모바일에 실재하는 채널이다. 이제, (왈쉬 코드 2 및 3을 이용한) 모바일 1 및 2에 대한 수신기의 왈쉬 상관기의 출력에서, 수학식 19와 수학식 20을 갖는다.

수학식 19

$$z_2 = \sqrt{\frac{P_1}{2}}\, h_0 s_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}}\, h_1 s_2 + n_1$$

수학식 20

$$z_3 = \sqrt{\frac{P_1}{2}}\, h_1 s_1^* - \sqrt{\frac{P_2}{2}}\, h_0 s_2^* + n_2$$

s_1과 s_2의 추정치를 얻기 위해, 우선적으로 h_0와 h_1을 추정할 필요가 있다. 이것은, 왈쉬 코드0과 1을 간단히 상관시킴에 의해, 직접 방식으로 이룰 수 있다. 따라서, 수학식 21로 h_0을 추정한다.

수학식 21

$$\hat{h}_0 = \int_0^T r(t) w_0(t)\, dt = \sqrt{P_p}\, h_0 + n_0$$

유사하게, 수학식 22로 h_1을 추정한다.

수학식 22

$$\hat{h}_1 = \int_0^T r(t) w_1(t)\, dt = \sqrt{P_p}\, h_1 + n_1$$

M개의 전송 안테나에 대해, M개의 파일롯 채널의 각각마다 하나씩 M개의 왈쉬 코드를 간단히 배정함이 명백하다.

파일롯 채널을 채용하지 않고, 파일롯 심볼을 이용하는 시스템에 있어서, 직접 방식으로 채널 추정치를 얻을 수 있다. 각 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$ 왈쉬 코드상에 N개의 알려진 데이터 심볼을 동기적으로 간단히 전송한다. 이것은 다음의 예에 의해 설명된다. 2개의 전송 안테나와 4 유저를 갖는 시스템을 고려하다. 다운 컨버팅후의 수신된 신호는 수학식 23과 같다.

수학식 23

$$r(t) = \sqrt{\frac{P_1}{2}} s_1 w_1(t) h_0 + \sqrt{\frac{P_2}{2}} s_2 w_2(t) h_0 + \sqrt{\frac{P_3}{2}} s_3 w_3(t) h_0 + \sqrt{\frac{P_4}{2}} s_4 w_4(t) h_0 \cdots$$
$$- \sqrt{\frac{P_4}{2}} s_4 w_1(t) h_1 - \sqrt{\frac{P_3}{2}} s_3 w_2(t) h_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}} s_2 w_3(t) h_1 + \sqrt{\frac{P_1}{2}} s_1 w_4(t) h_1 + n(t)$$

여기에서, 심볼을 실수인 것으로 하였다. 수신기의 4개의 왈쉬 상관기의 출력은, 수학식 24를 갖는다.

수학식 24

$$z_1 = s_1 h_0 - s_4 h_1 + n_1$$
$$z_2 = s_2 h_0 - s_3 h_1 + n_2$$
$$z_3 = s_3 h_0 + s_2 h_1 + n_3$$
$$z_4 = s_4 h_0 + s_1 h_1 + n_4$$

여기에서, n_l은 상관기 출력 i의 AWGN(추가적인 백색 가우시안 잡음) 성분이다. 모든 트레이닝 심볼이 1이라 할 경우, 즉 s_l=1일 경우, 수학식 25를 간단히 얻는다.

수학식 25

$$\hat{h}_0 = \frac{z_1 + z_2 + z_3 + z_4}{4}$$
$$= \alpha h_0 + \frac{\beta}{4}(n_1 + n_2 + n_3 + n_4)$$

여기에서, $\alpha = \sqrt{\frac{P_1}{2}} + \sqrt{\frac{P_2}{2}} + \sqrt{\frac{P_3}{2}} + \sqrt{\frac{P_4}{2}}$ 이고, $\beta = \sqrt{\frac{P_1}{2}} + \sqrt{\frac{P_2}{2}} - \sqrt{\frac{P_3}{2}} - \sqrt{\frac{P_4}{2}}$ 이며,

수학식 26

$$\hat{h}_1 = \frac{-z_1 - z_2 + z_3 + z_4}{4}$$
$$= \alpha h_1 - \frac{\beta}{4}(-n_1 - n_2 + n_3 + n_4)$$

이다.

모든 트레이닝 신호가 1이 아니지만 알고 있는 값이라면, 채널 계수를 얻을 수 있다. 일반적으로, 왈쉬 상관기 z의 출력은 수학식 27로 나타낼 수 있다.

수학식 27

$$z = H s + n$$

여기에서, H는 왈쉬 상관기로의 전송 심볼의 매핑을 나타낸 채널 매트릭스이고, N은 잡음 샘플 벡터이다. 상술한 바와 같이, 본 발명의 시스템은, $H^tH=\alpha I$가 되도록 고안되며, 여기에서 $()^t$는 공액 전치를 나타내고, $\alpha = |h_0|^2 + |h_1|^2 + \cdots |h_M|^2$이다. 따라서, 디코딩은 벡터z와 추정되어야만 하는 채널 매트릭스의 공액 전치를 사전 승산함에 의해 이루어진다. 그러나, 수학식 27은 수학식 28과 같이 나타낼수 있음을 알 수 있을 것이다.

수학식 28

$$z = H s + n$$
$$= T h + n$$

여기에서, T는 전송 매트릭스이고, h는 채널 벡터이다. 또한, T는 직교, 즉 $T^tT=mI$임을 알 수 있을 것이며, 여기에서, m은 왈쉬 코드 수이다. 따라서, 채널 계수를 얻기 위해서, 모든 유저에 대한 트레이닝 시퀀스를 동시에 전송함으로서, T를 알 수 있게 된다. 각 트레이닝 심볼 간격에서, 수학식 29와 같은 채널을 추정할 수 있다.

수학식 29

$$\hat{h} = \frac{1}{m} T^t z$$
$$= h + \frac{1}{m} T^t n$$

트레이닝 심볼의 수 및 주파수는 채널 추정에 필요한 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 및 채널 속도에 의해 결정된다. 트레이닝 심볼은 변환 채널을 추적하기에 충분하되 데이터 용량이 낭비되지 않을 정도의 빈도로 삽입되어야 한다. 또한, 트레이닝 시퀀스의 길이 N을 증가시키면 각각의 샘플에 대한 잡음의 영향을 평균할 수 있기 때문에 채널 추정의 SNR이 개선되지만, 데이터 용량이 낭비된다. 따라서, 트레이닝 시퀀스의 크기 및 주파수는 설계 파라미터이다.

도 1 및 도 2를 참조하면, 본 발명에 따른 CDMA 시스템(100)을 도시하는 일반화된 블럭도와 다운링크 다이버시티 방법(200)을 구현하는 플로우챠트가 도시되어 있다. CDMA 시스템(100)의 기지국(102)은 M개의 전송 안테나(104-1 내지 104-M)을 구비하고 있다. 본 발명에 따르면, M개의 전송 안테나는 각각 M개의 데이터 신호를 K개의 모바일 (106-1 내지 106-K)(도 2의 단계 202)에 전송한다. 전술한 수학식 6과 수학식 7과 마찬가지로 M개의 데이터 신호의 각각은 K개의 모바일의 각각과 연관되는 데이터 신호 부분을 포함하고 있다. K개의 모바일이 주어지면, 각각의 전송 신호는 본 발명에 따라 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 왈쉬 코드를 필요로 한다. 연관된 왈쉬 코드의 배정은 전술한 바와 같은 전송 매트릭스 T에 따라서 이루어진다. 그러나, 각각의 모바일은 단지 M개의 왈쉬 코드만을 필요로 한다.

각각의 모바일은 M개의 기지국 안테나에 의해 전송된 각각의 데이터 신호를 수신하는 단일 안테나를 포함하고 있다. 도 1에 도시된 바와 같이, 기지국 전송 안테나와 모바일 간의 각각의 데이터 채널은 그와 연관한 몇몇 고유 채널 특성(가령, 신호 왜곡 등)을 가지고 있다. 전술한 바와 같이, 적절한 채널의 추정은 수신기에서의 데이터 신호의 추정에 중요한 역할을 한다. 따라서, 전송 안테나(104-1)와 모바일(106-1)간에 형성된 채널의 추정은 $h_1{}^1$으로서 나타내고, 전송 안테나(104-M)와 모바일(106-1) 간에 형성된 채널의 추정은 $h_M{}^1$으로 나타낸다. 이러한 표기는 M개의 전송 안테나와 모바일(106-M) 간의 데이터 채널에까지 확장된다.

다음에, 모바일의 각각에서 다음의 단계가 발생하는데, 이러한 단계들은 제 k 모바일과 연관하여 설명된다. 단계 204에서, 모바일은 전술한 방식 중의 하나의 방식으로 채널 추정치 $h_1{}^K$ 내지 $h_M{}^K$를 획득한다. 다음에, 단계 206에서, 모바일은 M개의 왈쉬 코드를 사용하여 수신된 데이터 신호를 노출시켜 상관시킨다. 이러한 단계는 2 안테나/2 유저 시나리오와 연관하여 전술한 수학식 8과 수학식 9의 계산과 등가로 이루어진다. 최종적으로, 단계 208에서 제 k 모바일용의 데이터 추정치 $s_K(t)$가 발견된다. 다시, 이것은 수학식 10 또는 수학식 17에 대응한다.

(IS-95C 직접 확산 구현예)

현재, IS-95C에 대한 물리층의 드래프트 권고안은 직교 전송 다이버시티(OTD)로 알려져 있는 전송 다이버시티 형태를 선택 사양으로서 지원하고 있다. 이러한 것은 1999년 2월 16일의 IS95C 드래프트 권고안(개정 7)에서 J. Losh에 의해 " 이중 모드 광대역 확산 스펙트럼 시스템용 TR45 모바일-기지국 호환성 표준안(물리층)"으로 기술되고 있는데, 이러한 것은 본 명세서에서 참조로 인용되고 있다.

선택사양적인 OTD 모드에서, 유저들에게는 두개의 왈쉬 코드가 배정된다. 이 데이터는 우수 및 기수 스트림으로 분할되며 독립적으로 코딩된다. 두개의 코드들은 밀접하게 연관되어 있다. 가령, 유저 j에 표준 모드의 길이 N의 왈쉬 코드 $W_J{}^N(T)$가 배정된다면, 유저 j에게는 선택사양적인 OTD 모드에서 $W_J{}^N(T)$로부터 형성되는 두개의 코드가 배정될 것이다. 이러한 두개의 코드들은 다음과 같은 수학식으로 형성된다.

수학식 30

$$w_j^{2N}(t) = \left[w_j^N(t) \quad w_j^N(t) \right]$$

$$w_{j+N}^{2N}(t) = \left[w_j^N(t) \quad -w_j^N(t) \right]$$

여기서, 코드 길이는 2N(지수에 반영됨)으로 증가하며, 이제 2N의 이용가능한 코드들이 존재하게 된다. 또한, 제 2 코드 $W_{J+M}{}^{2N}(T)$는 종종 $W_J{}^{2N}(T)$의 상보형 코드, 즉 $w_{j+N}^{2N}(t) = \overline{w}_j^{2N}(t)$으로서 지칭된다.

또한, 별도의 파일럿 채널은 각각에 채널용으로 이용가능하다. 현재, OTD 모드는 단지 두개의 안테나를 지원하지만, 네개의 안테나에까지 쉽게 확장될 수 있다. 두개의 안테나용 OTD를 지원하기 위한 물리층은 전술한 참조 문헌의 IS-95C 물리층 드래프트 권고안(J. Losh의 3-27 페이지)에 기술되어 있다. 연관한 물리층의 왈쉬 확산부는 도 3에 도시되고 있다.

도 3에 도시된 바와 같이, 네개의 입력 Y_{I1}, Y_{Q1}, Y_{I2}, Y_{Q2}들 간에 입력 시퀀스가 다중화된다. 입력 시퀀스 s(n)로부터 개시하면, 입력은 Y_{I1}={s(0), s(4), s(8), …}, Y_{Q1}={s(2), s(6), s(10), …}, Y_{I2}={s(1), s(5), s(9), …}, Y_{Q2}={s(3), s(7), s(11), …}로서 표현될 수도 있다. 이러한 입력들은 다음에 두개의 심볼 간격에 대해 각각 심볼 반복 유닛(302 내지 308)에 유지되고 유닛(302 내지 308)을 도시하는 박스내에 도시된 부호에 의해 승산된다. 승산기(310, 312)에서, 사전배정된 왈쉬 함수는 준 직교 함수(IS-95C 표준안에 기술된 QOF)에 의해 승산된다. 승산기(310)의 출력은 다음에 각각 승산기(314, 316)의 심볼 반복 유닛(302, 304)의 출력과 승산되며, 승산기(312)의 출력은 각각 승산기(318, 320)의 심볼 반복 유닛(306, 308)의 출력과 승산된다. 이것이 확산 동작이다. 신호의 동위상 부분(in-phase)과 직교 위상 부분은 각각 I_{in} 및 Q_{in}로 표시된다. 이러한 출력들은 다음에 각각의 안테나(안테나 1, 안테나 2)에 대한 캐리어 요소와 혼합되어 전송된다.

IS-95C 제안서의 OTD 선택사양의 분할된 데이터 스트림 프레임워크를 사용하게 되면, 본 발명에 따른 공간-시간 코드의 형태 혹은 왈쉬 다이버시티는 상기 제안서를 약간만 변형하면 쉽게 구현될 수도 있다. 각각의 유저에게는 두개의 왈쉬 코드가 배정되고 데이터가 두개의 스트림으로 분할되기 때문에 여기서 개발된 다이버시티 방안은 2개의 상이한 유저인 것처럼 두개의 스트림에 적용될 수도 있다. 제 1 안테나를 통해 다음 수학식의 신호를 전송할 수 있다.

수학식 31

$$x_1(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} \left[s_e(t) w(t) - s_o(t) * \overline{w}(t) \right] p(t)$$

여기서, P는 전체 전송 전력을 나타내며, $s_e(t)$는 우수 심볼 스트림이며, $s_o(t)$는 기수 심볼 스트림이다. 왈쉬 코드 w(t)와 그의 상보형 $\overline{W(t)}$는 상기 신호를 확산시키는데 사용된다. 제 2 안테나를 통해, 우리는 다음의 수학식의 신호를 전송할 수 있다.

수학식 32

$$x_2(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} \left[s_e{}^*(t) \overline{w}(t) + s_o(t) w(t) \right] p(t)$$

본 발명에 따라 왈쉬 다이버시티를 지원하기 위해 도 3에서 필요한 변화가 도 4에 도시되고 있다. 도시된 바와 같이, 신호 스트림당 추가의 확산기(우수 또는 기수)가 추가된다. 또한, 간략화를 위해, 송신기의 연관 왈쉬 확산부만이 도시된다. 입력 시퀀스 s(n)은 전술한 Y_{I1}={s(0), s(4), s(8), …}, Y_{Q1}={s(2), s(6), s(10), …}, Y_{I2}={s(1), s(5), s(9), …}, Y_{Q2}={s(3), s(7), s(11), …}와 같은 네개의 입력 Y_{I1}, Y_{Q1}, Y_{I2} 및 Y_{Q2} 사이에서 다중화된다. 이 입력들은 각각 두개의 심볼 간격에 대한 심볼 반복 유닛(402 내지 416) 내에 유지되고, 표시된 부호에 의해 승산된다. 도시된 바와 같이, 입력을 수신하는 심볼 반복 유닛의 부호들은 안테나 1과 안테나 2와 연관하여 상이하다. 가령, 입력 심볼 Y_{I1}는 안테나 1에 대해 (+ +) 부호가 승산되고, 안테나 2에 대해서는 (+ -) 부호가 승산된다. 부호들은 왈쉬 다이버시티에 필요한 공액과 부호 연산의 변화량을 포함하고 있다. 마찬가지로, 입력 시퀀스의 다른 심볼들을 승산하는데 사용되는 부호들은 두개의 안테나간에 상이하다.

승산기(418 내지 424)에 있어서 사전배정된 왈쉬 함수는 준 직교 함수(IS-95C 표준안에 개시된 QOF)에 의해 승산된다. 승산기(418)의 출력은 각각 승산기(426, 428)의 심볼 반복 유닛(402, 404)의 출력과 승산되는 반면, 승산기(420)의 출력은 승산기(430, 432)의 심볼 반복 유닛(406, 408)의 출력과 승산된다. 또한, 승산기(422)의 출력은 승산기(434, 436)의

심볼 반복 유닛(410, 412)이 출력과 승산되며, 한편 승산기(424)의 출력은 승산기(438, 440)의 심볼 반복 유닛(414, 416)의 출력과 승산된다. 이것 역시 확산 동작이다. 신호의 동위상 부분과 직교 부분은 각각 I_{in} 및 Q_{in}로 표시된다. 안테나 1과 연관된 동위상 부분 $I_{in(00)}$은 합산기(442)에서 안테나 1과 연관된 동위상 부분 $I_{in(10)}$과 합산되며, 반면 안테나 1과 연관된 직교 부분 $Q_{in(01)}$은 합산기(444)에서 안테나 1과 연관된 직교 부분 $Q_{in(11)}$와 합산된다. 합산기(442, 444)의 출력은 안테나 1에 대한 캐리어 요소와 혼합되어 전송된다. 마찬가지로, 안테나 2와 연관된 동위상 부분 $I_{in(00)}$은 합산기(446)에서 안테나 2와 연관된 동위상 부분 $I_{in(10)}$과 합산되며, 반면 안테나 2와 연관된 직교 부분 $Q_{in(01)}$은 합산기(448)에서 안테나 2와 연관된 직교 부분 $Q_{in(11)}$와 합산된다. 합산기(446, 448)의 출력은 안테나 2에 대한 캐리어 요소와 혼합되어 전송된다.

이러한 데이터를 디코딩하기 위해, 수신기에 대한 공간-시간 코드 프레임워크는 다중 유저 검출 문제를 우수/기수 데이터 스트림 검출 문제로 번역함으로써 이용될 수도 있다. IS-95C 표준안은 OTD 모드로 코딩된 신호의 최적 검출 방법에 관해서는 어떠한 제안도 하지 않고 있다. 본 명세서에서 기술되고 있는 본 발명의 공간-시간 방법을 사용하면, MRC 등의 레이크 조합기(Rake combiner)는 본 발명에 따라 신호를 디코딩하는데 사용된다. 그러한 레이크 수신기의 일예는 도 5에 도시되는데, 이 도면에서는 하나의 레이크 수신기의 하나의 핑거만이 도시되고 있음을 이해할 수 있다. 다른 핑거들은 유사하며, 따라서 간략화를 위해 도시되지는 않는다. 도시된 바와 같이, 복조된 수신 신호는 왈쉬 함수 w(t)와 QOF의 조합에 의해 역확산된다. 이러한 것은 승산기(502)에서 w(t)와 QOF를 먼저 승산하고 그후 복조된 수신 신호와 승산기(502)의 출력을 상관기(504)에서 상관시킴으로써 달성된다. 상관기(504)의 출력은 z1으로서 표시된다. 노출된 이후의 수신 신호는 $\overline{W(t)}$로 표시되는 왈쉬 함수 w(t)의 상보형 함수와 QOF에 의해 역확산된다. 이러한 것은 승산기(506)에서 $\overline{W(t)}$와 QOF를 먼저 승산하고 그후 복조된 수신 신호와 승산기(506)의 출력을 상관기(508)에서 상관시킴으로써 달성된다. 상관기(508)의 출력은 공액 연산이 행해져 z_2*를 생성한다. 다음에, 승산기(510, 512)와 합산기(518)는 전술한 수학식 10에서 계산된 연산을 구현하며, 반면 승산기(514, 516)와 합산기(520)는 전술한 수학식 11에서 계산된 연산을 구현한다. 즉, 역확산기의 출력은 전술한 수학식 10과 수학식 11에서 기술한 바와 같이 조합되어 데이터의 우수 및 기수 스트림의 추정치를 형성시킨다. 역 다중화기(522)는 다음에 수신기에 대한 우수 및 기수 데이터의 추정치로부터 단일의 데이터 스트림을 생성시킨다.

상기 레이크 수신기를 사용하면, 우수 스트림에 대한 다음의 수학식의 결정 통계치를 얻을 수 있다(채널 h_1과 h_2에 대해 완전한 이해를 한다고 가정함).

수학식 33

$$\hat{s}_e(t) = f\left\{\sqrt{\frac{P}{2}}\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) s_e(t) + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*\right\}$$

또한 기수 데이터 스트림에 대해 다음의 수학식를 얻을 수 있다.

수학식 34

$$\hat{s}_o(t) = f\left\{\sqrt{\frac{P}{2}}\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) s_o(t) + h_2^* n_1 + h_1 n_2^*\right\}$$

여기서, n_1은 w(t)를 사용한 왈쉬 상관기의 출력에서의 써말 노이즈(thermal noise)를 나타내며, n_2는 $\overline{W(t)}$에 대한 상관기와 연관된 노이즈 프로세스이다.

본 발명의 공간-시간 코드의 성능과 2 브랜치 다이버시티의 다른 형태를 비교하기 위해 몇몇 시뮬레이션이 수행되었다. 이러한 다른 형태들은 다이버시티의 지연 형태와, 유저가 핸드오프로 진입할 때 도입되는 본래의 다이버시티와, 두개의 독립 노이즈 과정과 조합되는 두개의 독립적으로 페이딩된 레일리 과정(two independently faded Rayleigh process)을 사용하여 획득되는 이론적 최상의 성능으로 방송하는 두개의 안테나를 포함하고 있다. 다이버시티의 지연 형태와 다이버시티의 공간-시간 코드 형태를 통해, 안테나 소자들간의 간격이 10λ이고 180도의 각도 이탈 확산을 가정한 채널 모델을 사용하였다.

153.6kbps에서 수신하는 단일 고 데이터 레이트의 유저 BER(비트 에러율) 성능은 다이버시티의 경우에 대해 설명되며, 다이버시티 형태를 갖지 않는 유저 성능은 도 6에서 참조적으로 표시되고 있다. 채널은 60Hz의 도플러를 갖는 평탄한 레일리 페이딩을 보이고 있다. 간단한 선형 최소 제곱 회귀 방안이 채널을 추정하는데 사용된다.

1%의 에러율에서 2 브랜치 다이버시티의 이론적 개선량은 대략 5 내지 7 dB이다. 지연 다이버시티와 핸드오프 다이버시티 방안은 이론적으로는 최적의 다이버시티에 근접하지만, 대략 1dB만큼 차이가 난다. 지연 다이버시티에서의 자기 간섭과 핸드오프 지원의 경우에서의 상호 간섭의 영향은 2 브랜치 다이버시티에 대한 최적 성능으로부터 1dB만큼 이격된다는 것이다. 그러나, 본 발명의 공간-시간 코드는 자기 간섭이나 상호 간섭의 영향으로부터 방해를 받지 않으며, 수신기에 대한 관심 영역에서의 최적의 성능에 근접하게 된다. 이러한 1dB 차이는, 지연 다이버시티와 연관한 자체 간섭이 부하에 따라 증가하기 때문에 부하 상태가 클수록 증가하지만, 본 명세서에서 기술되는 본 발명의 왈쉬 다이버시티 방안이 자체 간섭을 발생시키지 않는다(완전한 채널 추정에 있어서).

(IS-95C 다중 캐리어 구현예)

다중 캐리어 전송은, 3X 대역폭(~5MHz)을 제공하지만 전술한 참조 문헌의 IS-95C 물리층 드래프트 권고안에 기술된 바와 같이 현재의 1X 시스템과 호환가능하게 유지되도록 하기 위한 IS-95C 표준안의 선택사양이다. 필수적으로는, 3의 계수만큼 칩 레이트를 증가시키는 대신에, 데이터는 단순히 3개의 스트림으로 분할되어 3개의 별도의 캐리어 상에 변조된다. 또한, 3개의 캐리어는 두개의 안테나 상으로 전달되며, 두개의 비 인접 대역은 제 1 안테나(안테나 1)로 전달되고 제 3 대역(중간 대역)은 도 7에 도시된 바와 같이 제 2 안테나(안테나 2) 상으로 전달된다. 따라서, 변조 및 노출 후 주파수 f_1상의 수신기에서 다음 수학식의 신호를 수신한다.

수학식 35

$$r_1(t)=\sum_{i=0}^{K}\sqrt{P_{i,1}}\,h_{1,1}\,s_{i,1}\,w_i+n_1(t)$$

여기서, $P_{I,1}$은 신호 $i(s_{I,1})$의 데이터 스트림 1과 연관된 전력이며, $h_{n,m}$은 수신기에서 주파수 대역 m에 걸쳐 안테나 n으로부터 보여지는 채널이다. 마찬가지로, 주파수 f_2 및 f_3을 통해 다음의 수학식의 신호를 수신한다.

수학식 36

$$r_2(t)=\sum_{i=0}^{K}\sqrt{P_{i,2}}\,h_{2,2}\,s_{i,2}\,w_i+n_2(t)$$

수학식 37

$$r_3(t)=\sum_{i=0}^{K}\sqrt{P_{i,3}}\,h_{1,3}\,s_{i,2}\,w_i+n_3(t)$$

따라서, 다중 캐리어 및 안테나를 사용함에도 불구하고, 코딩되지 않은 심볼 레벨에서 다이버시티는 달성되지 않는다. 그러나, 데이터가 3개의 모든 캐리어를 통해 인터리빙되기 때문에 다이버시티 이득은 디코딩 과정, 특히 하나의 캐리어를 통한 인터리빙이 충분하지 않은 낮은 속도로 달성된다.

인접한 주파수 대역에서 나타나는 페이딩 포락선들 간의 상관도가 낮다(가령, 0.7미만)고 가정하면(이러한 가정은 높은 지연 확산에 적합한 채널에 유효함), 신호를 전달할 수 있는 가능한 6개의 독립 채널을 갖는다. 전달될 3개의 데이터 스트림이 존재하기 때문에, 적어도 2폴드 다이버시티 수신이 가능하다. 또한, 만약 추가적인 왈쉬 코드를 사용할려고 한다면, 4폴드 다이버시티가 달성될 수 있다. 이러한 것을 나타내기 위해, 신호들이 소정의 유저에 대해 3개의 모든 안테나상의 3개의 모든 주파수 대역을 통해 전달된다고 가정한다. 다른 모든 유저는 전과 같이 전송된다. 신호들을 주파수 대역 및 안테나에 지능적으로 배정함으로써 다음 수학식의 신호를 주파수 f_1을 통해 수신한다.

수학식 38

$$r_1(t)=\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}\,h_{1,1}\,s_{1,1}\,w_1-\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}\,h_{2,1}\,s_{1,2}{}^{*}\,w_1+\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}\,h_{1,1}\,s_{1,2}\,w_2+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}\,h_{2,1}\,s_{1,1}{}^{*}\,w_2$$
$$+\sum_{i=3}^{K}\sqrt{P_{i,1}}\,h_{1,1}\,s_{i,1}\,w_i+n_1(t)$$

반면에 주파수 f_2 및 f_3를 통해 다음 수학식의 신호를 수신한다.

수학식 39

$$r_2(t)=\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,2}\,s_{1,2}\,w_1-\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,2}\,s_{1,3}{}^{*}w_1+\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,2}\,s_{1,3}\,w_2+\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,2}\,s_{1,2}{}^{*}w_2+\sum_{i=3}^{K}\sqrt{P_{i,2}}\,h_{2,2}\,s_{i,2}\,w_i+n_2(t)$$

수학식 40

$$r_3(t)=\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,3}\,s_{1,3}\,w_1+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,3}\,s_{1,1}{}^{*}w_1+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,3}\,s_{1,1}\,w_2-\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{2,3}\,s_{1,3}{}^{*}w_2+\sum_{i=3}^{K}\sqrt{P_{i,3}}\,h_{1,3}\,s_{i,2}\,w_i+n_3(t)$$

이제, 주파수 대역 j를 통한 왈쉬 상관기 A 및 B의 출력에서, 다음의 통계치 $W_A{}^j$와 $W_B{}^j$를 얻는다.

수학식 41

$$W_A^1=\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,1}\,s_{1,1}-\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,1}\,s_{1,2}{}^{*}+n_{1,1}$$

$$W_B^1=\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,1}\,s_{1,2}+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,1}\,s_{1,1}{}^{*}+n_{2,1}$$

$$W_A^2=\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,2}\,s_{1,2}-\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{2,2}\,s_{1,3}{}^{*}+n_{1,2}$$

$$W_B^2=\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,2}\,s_{1,3}+\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,2}\,s_{1,2}{}^{*}+n_{2,2}$$

$$W_A^3=\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,3}\,s_{1,3}+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,3}\,s_{1,1}{}^{*}+n_{1,3}$$

$$W_B^3=\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,3}\,s_{1,1}-\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{2,3}\,s_{1,3}{}^{*}+n_{2,3}$$

다음 수학식과 같이 제 1 모바일과 연관한 데이터 스트림에 대한 결정 통계치를 형성한다.

수학식 42

$$\begin{aligned}Z_{1,1}&=W_A^1\hat{h}_{1,1}{}^{*}+(W_B^1)^{*}\hat{h}_{2,1}+W_B^3\hat{h}_{1,3}{}^{*}+(W_A^3)^{*}\hat{h}_{2,3}\\&=|h_{1,1}|^2\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}s_{1,1}-h_{1,1}{}^{*}h_{2,1}\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}s_{1,2}{}^{*}+h_{1,1}{}^{*}h_{2,1}\,s_{1,2}{}^{*}\\&+|h_{2,1}|^2\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}s_{1,1}+|h_{1,3}|^2\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}s_{1,1}-h_{2,3}{}^{*}h_{1,3}\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}s_{1,3}{}^{*}+h_{1,3}{}^{*}h_{2,3}\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}s_{1,3}{}^{*}\\&+|h_{2,3}|^2\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}s_{1,1}+h_{1,1}{}^{*}n_{1,1}+h_{2,1}n_{1,2}{}^{*}+h_{1,3}{}^{*}n_{2,3}+h_{2,3}n_{1,3}{}^{*}\\&=\left\{\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}|h_{1,1}|^2+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}|h_{2,1}|^2+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}|h_{1,3}|^2+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}|h_{2,3}|^2\right\}s_{1,1}\\&+h_{1,1}{}^{*}n_{1,1}+h_{2,1}n_{1,2}{}^{*}+h_{1,3}{}^{*}n_{2,3}+h_{2,3}n_{1,3}{}^{*}\end{aligned}$$

상기 통계치는 채널 통계치가 이상적일 때, 즉 $\hat{h}_{i,j}=h_{i,j}$일 때 4 폴드 다이버시티를 가지며, 모든 주파수 대역은 독립적이다. $s_{I,2}$ 와 $s_{I,3}$에 대한 결정 통계치는 유사하게 형성된다. 따라서, 채널 추정 정밀도에 무관하게 다른 유저와의 상호 간섭을 일으키지 않을 여분의 왈쉬 코드를 배정함으로써 특정 유저(모바일)의 성능을 크게 개선시킬 수 있다. 이러한 것은 소프트 핸드오프내에 있지 않지만 기지국에도 가까이 있지 않은 유저에게는 적절한 선택 사항일 수 있다.

추가의 왈쉬 코드를 희생시키는 것이 불가능하다면, 여전히 다중 캐리어 시스템에서 다이버시티를 얻을 수 있다. 전술한 것으로부터, 각각의 심볼이 4번 전송(4 폴드 다이버시티) 된다는 것을 알 수 있다. 만약 추가의 왈쉬 코드를 희생시키기를

원치 않는다면, 수학식 30에서 기술된 바와 같이 원래의 절반이 되는 반복율로 두개의 왈쉬 코드를 생성시킬 수 있다. 각각의 데이터 스트림 s_i는 두개의 데이터 스트림 S_i^e와 S_i^o(우수 및 기수)로 분할될 것이다. 각각의 신호를 4번 전송하는 대신에, 각각의 신호를 두번 전송한다. 따라서, 도 8에 도시된 테이블에 따라 전송한다.

전술한 멀리 캐리어 구현예와 유사한 방식으로 조합하면(예외적으로 두개의 왈쉬 코드만 판정 통계치에 의거 사용됨), 채널 추정치가 이상적일 때 2 폴드 다이버시티를 얻을 수 있다.

다중 캐리어 포맷에 대해 본 발명의 왈쉬 다이버시티를 지원하기 위한 IS-95C 송신기의 물리층에 필요한 변화는 도 9a 내지 도 9c와 도 10a 내지 도 10c에 도시된다. 구성 A로 지칭하는 실시예는 왈쉬 코드 A 및 B로 지칭되는, 유저를 위한 두개의 왈쉬 코드를 필요로 한다. 도 9a 내지 도 9c는 안테나 1에 대한 왈쉬 코드 A 및 B를 위한 확산 및 변조 동작을 도시하고 있다. 도 10a 내지 도 10c는 안테나 2에 대한 왈쉬 코드 A 및 B를 위한 확산 및 변조 동작을 도시하고 있다. 각각의 안테나에 대해, 입력 시퀀스는 3개의 데이터 스트림 s_1, s_2, s_3으로 분할되며, 이 스트림은 다시 도 9a 내지 도 9c와 도 10a 내지 도 10c에 도시된 바와 같은 각각의 I(동위상) 및 Q(직교 위상)로 매핑된다. 각각의 입력 스트림은 다음에 분할되어 각각의 I 및 Q 채널의 우수 및 기수 샘플로 매핑된다. 따라서, 안테나 1에 대해, 도 9a는 Y_{I1}, Y_{Q1}, Y_{I2} 및 Y_{Q2}를 포함하는 매핑된 제 1 스트림을 나타내며, 도 9b는 Y_{I3}, Y_{Q3}, Y_{I4} 및 Y_{Q4}를 포함하는 매핑된 제 2 스트림을 나타내며, 도 9c는 Y_{I5}, Y_{Q5}, Y_{I6} 및 Y_{Q6}을 포함하는 매핑된 제 3 스트림을 나타낸다. 안테나 2와 연관한 입력 시퀀스에 대해 동일한 매핑이 행해짐을 이해할 수 있다.

다음의 기재는 매핑된 스트림들 중의 하나의 스트림의 처리, 특히 안테나 1(도 9a)과 연관한 매핑된 제 1 스트림의 처리에 관한 것이다. 안테나 1과 연관한 다른 매핑된 스트림에 대해서는 유사한 처리가 행해짐을 이해해야 한다. 전술한 바와 마찬가지로, 도 9a 내지 도 9c의 개개의 요소들은 각각 유사하며, 따라서 동일한 참조 부호가 사용되지만 참조 부호가 붙은 대시(dash) 번호(-1, -2, -3)는 매핑된 스트림을 표시한다. 전술한 것은 도 10a 내지 도 10c에 각각 도시된 안테나 2와 연관한 매핑된 스트림에 대해서도 마찬가지지만, 안테나 1과 안테나 2를 구별하기 위해 도면에서의 참조 부호들은 100만큼 증가되었다.

따라서, 일예로서 도 9a를 참조하면 매핑 후 우수 및 기수 스트림이 확산된다. 우수 스트림에 대해, 왈쉬 코드 A는 승산기(900-1)에서 QOF만큼 승산되며, 그 결과는 각각 승산기(902-1, 904-1)에서 우수 스트림의 I 및 Q 부분만큼 승산된다. 왈쉬 코드 B과 승산기(906-1, 908-1, 910-1)를 사용함으로써 기수 스트림에 대해 동일한 것이 행해진다. 다음에, I 부분(승산기(902-1, 908-1)의 출력)은 합산기(192-1)에서 조합되지만, Q 부분(승산기(904-1, 910-1)의 출력)은 합산기(194-1)에서 조합된다. 합산기들의 출력들은 IS-95C 권고에 의해 규정된 바와 같이, 회전기(916-1)에서 90도 선택적으로 회전될 수도 있다. 회전된 신호는 다음에 각각 복소 승산기(918-1 내지 924-1)에서 기지국 식별기 시퀀스 PN_I 및 PN_Q에 의해 복소 확산된다. 복소 승산기(918-1, 922-1)의 출력은 합산기(926-1)에서 감산되고, 복소 승산기(920-1, 924-1)의 출력은 합산기(928-1)에서 가산된다. 합산기(926-1)에 의해 출력되는 동위상 신호는 필터(930-1)에서 기저대역 필터링되며, 다음에 믹서(934-1)에서 3개의 캐리어 신호들 중의 제 1 캐리어 신호의 코사인 성분 $\cos(2\Pi f_{c1}t)$를 변조시킨다. 마찬가지로, 합산기(928-1)에 의해 출력되는 직교 신호는 필터(932-1)에서 기저대역 필터링되며 다음에 믹서(936-1)에서 동일한 캐리어 신호의 사인 성분 $\sin(2\Pi f_{c1}t)$를 변조시킨다. 두개의 변조된 신호는 다음에 합산기(938-1)에서 조합되어 안테나 1에 의해 $s_1(t)$로서 전송된다. 전술한 바와 같이, 안테나 1에 대해 $s_2(t)$ 및 $s_3(t)$와, 안테나 2에 대해 $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$가 유사한 방식으로 형성된다.

도 11a 내지 도 11c와 도 12a 내지 도 12c를 참조하면, 다중 캐리어 포맷에 대해 본 발명에 따른 왈쉬 다이버시티를 지원하기 위한 IS-95C의 물리층에서의 변화가 도시된다. 구성 B로 칭하는 이 실시예는 추가적인 왈쉬 코드를 필요로 하지 않지만, OTD 모드와 마찬가지로 단일의 왈쉬 코드를 확장시키고 있다. 도 11a 내지 도 11c는 안테나 1에 대한 확산 및 변조 동작을 도시하지만, 도 12a 내지 도 12c는 안테나 2에 대한 확산 및 변조 동작을 도시하고 있다. 또한, 각각의 안테나에 대해, 입력 시퀀스는 3개의 데이터 스트림 s_1, s_2, s_3으로 분할된다. 이러한 데이터 스트림은 우수 및 기수 스트림 S_i^e와 S_i^o로 분할된다. 데이터 스트림 s_1, s_2, s_3은 도 8에 도시된 테이블에 따라 각각 I 및 Q 채널로 매핑된다. 각각의 입력 스트림은 다음에 구성 A에서와 마찬가지로 각각의 I 및 Q 채널내로 우수 및 기수 샘플로 분할 및 매핑된다.

다음의 기재는 매핑된 스트림들 중의 하나의 스트림의 처리, 특히 안테나 1(도 11a)과 연관한 매핑된 제 1 스트림의 처리에 관한 것이다. 안테나 1과 연관한 다른 매핑된 스트림에 대해서는 유사한 처리가 행해짐을 이해해야 한다. 전술한 바와

마찬가지로, 도 11a 내지 도 11c의 개개의 요소들은 각각 유사하며, 따라서 동일한 참조 부호가 사용되지만 매핑된 스트림을 표시하는 특정 숫자가 후속된다. 전술한 것은 도 12a 내지 도 12c에 도시된 안테나 2와 연관한 매핑된 스트림에 대해서도 마찬가지지만, 안테나 1과 안테나 2를 구별하기 위해 참조 부호들은 100만큼 증가되었다.

따라서, 일예로서 도 11a를 참조하면, 매핑후에, 우수 스트림의 I 및 Q 부분이 각각 두개의 심볼 간격에 대해 심볼 반복 유닛(1102-1, 1104-1)에서 유지되며, 박스에서 표시된 부호만큼 승산된다. 이러한 연산은 복소 공액 연산을 수행하여, 필요한 각각의 부호를 승산한다. 그 데이터는 다음에 왈쉬 함수 및 QOF에 의해 확산된다. 이러한 것은, 승산기(1106-1)에서 왈쉬 함수 및 QOF를 승산하고 다음에 승산기(1108-1, 1110-1)에서 각각의 심볼 반복 유닛(1102, 1104)의 출력과 상기 결과를 승산함으로써 달성된다. 심볼 반복 유닛(1112-1, 1114-1)과 승산기(1116-1, 1118-1, 1120-1)를 사용하게 되면 기수 스트림의 I 및 Q 부분에 대해서도 동일한 과정이 행해진다. 다음에, I 부분(승산기(1108-1, 1110-1)의 출력)은 합산기(1122-1)에서 조합되고, Q 부분(승산기(1118-1, 1120-1)의 출력)은 합산기(1124-1)에서 조합된다. 합산기들의 출력들은 IS-95C 권고(J. Losh 규정)에 의해 규정된 바와 같이, 회전기(1126-1)에서 90도만큼 선택적으로 회전될 수도 있다. 회전된 신호는 다음에 각각 복소 승산기(1128-1 내지 1134-1)에서 기지국 식별기 시퀀스 PN_I 및 PN_Q에 의해 복소 확산된다. 복소 승산기(1128-1, 1132-1)의 출력은 합산기(1136-1)에서 감산되고, 복소 승산기(1130-1, 1134-1)의 출력은 합산기(1138-1)에서 가산된다. 합산기(1136-1)에 의해 출력되는 동위상 신호는 필터(1140-1)에서 기저대역 필터링되며, 다음에 믹서(1144-1)에서 3개의 캐리어 신호들 중의 제 1 캐리어 신호의 코사인 성분 $\cos(2\Pi f_{c1}t)$를 변조시킨다. 마찬가지로, 합산기(1138-1)에 의해 출력되는 직교 신호는 필터(1142-1)에서 기저대역 필터링되며 다음에 믹서(1146-1)에서 동일한 캐리어 신호의 사인 성분 $\sin(2\Pi f_{c1}t)$를 변조시킨다. 두개의 변조된 신호는 다음에 합산기(1148-1)에서 조합되어 안테나 1에 의해 $s_1(t)$로서 전송된다. 전술한 바와 같이, 안테나 1에 대한 $s_2(t)$ 및 $s_3(t)$와, 안테나 2에 대한 $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$는 유사한 방식으로 형성된다.

도 13에 구성(A)의 다중 캐리어 실시예에 대한 수신기 구조가 도시된다. 전술된 것처럼, 이 실시예는 유저당 2개의 왈쉬 코드를 이용하므로 4폴드 다이버시티가 가능하다. 언커버링 후에 캐리어(1,2,3)로부터의 다운-컨버팅된 신호들은 각각 $r_1(t)$, $r_2(t)$, $r_3(t)$로 표시된다. 각 수신된 신호는 관심있는 유저 신호와 연관있는 확산 코드들($w_A(t)$,$w_B(t)$)과 상관된다. 이것은 상관기들(1302 내지 1312)에서 수행된다. 각 상관기 출력은 6개의 채널 추정치들 $\hat{h}_{nm}$ 중 하나가 승산되며, 여기서 n은 전송 안테나를 의미하며 m은 주파수 대역을 의미한다. 이것은 승산기들(1314 내지 1336)에서 수행된다. 2개의 전송 안테나와 3개의 주파수 대역들이 존재하기 때문에, 요구되는 채널 추정치들은 총 6개가 존재한다. 몇몇 상관기들이 이 승산에 앞서 켤레화된다. 이 연산은 $(\bullet)^*$ 으로 표시된다. 유사하게, 몇몇 채널 추정치들은 승산하기 전에 켤레화되어야 한다. 결과적인 12개의 결과 곱들은 3개의 심볼 통계치를 생성하도록 결합되며, 이 각각의 곱은 단지 한번만 이용된다. 이것은 가산기들(1340 내지 1344)을 이용하여 수행된다. 3개의 결과 심볼 통계치는 비터비 디코더용 비트 매트릭스(metrics)를 생성하게 하는 결정 유니트들(1346 내지 1350)로 각각 전송된다. 이들 비트 매트릭스는 역 다중화기(1352)에서 역 다중화된 후 (도시되지 않은) 소프트(soft) 결정 비터비 디코더로 전송된다. 각 심볼 통계치가 이상적인 4개의 독립 페이딩 채널 출력들로부터 생성되기 때문에, 결과적인 심볼 결정은 4 폴드 다이버시티를 이룰것이다.

도 14에 구성(B)의 다중캐리어 실시예에 대한 수신기 구조가 도시된다. 전술된 것처럼, 이 실시예는 유저 당 한개의 왈쉬 코드를 이용하지만, 이 코드를 OTD 모드에서 처럼 확장하고 2 폴드 다이버시티를 이룬다. 수신기 동작은 2개의 확산 코드들이 확장된 최초의 왈쉬 코드(w(t))이며 그것의 보수 코드 $\overline{W(t)}$라는 것을 제외하면 구성(A)에 개시된 것과 동일하다. 따라서, 상관기들(1402 내지 1412)은 다운-컨버팅되며 언커버링된 수신된 신호들을 이 왈쉬 코드들과 상관하는데 이용된다. 또한, 6개의 심볼 매트릭스들은 구성(A)에서 처럼 4개 외에 2개의 채널 보상된 상관기 출력들을 부가함으로써 형성된다. 이것은 승산기들(1414 내지 1436) 및 가산기들(1438 내지 1448)에 의해 수행된다. 6개의 통계치들은 복소 심볼 통계치들을 비트 매트릭스로 매핑하는 결정 유니트들(1450에서 1460까지)로 각각 전송된다. 비트 매트릭스는 역 다중화기(1462)에 의해 역 다중화된 후 (도시되지 않은) 비터비 디코더로 전송된다.

구성(A,B) 및 M 개의 안테나들 및 F 개의 주파수 대역들에 대해 전술된 다중캐리어 접근법을 일반화하기 위해서, 다음과 같은 변수들이 정의되는데, F는 주파수 대역을 나타내고, M은 기지국 전송 안테나들을 나타내며, W는 유저 당 왈쉬 코드들을 나타내고, W_{tot} 는 총 이용 가능한 왈쉬 코드들을 나타내며, D는 유저당 데이터 스트림을 나타내고, B는 안테나 당 이용되는 주파수 대역을 나타낸다. 따라서, 이 명칭에 따라 $F \bullet M$은 독립적인 물리 채널이며, $F \bullet W$는 직교 채널이며, $F \bullet W \bullet M$은 전송 채널이며, D는 데이터 스트림이며, 이들 각각은 주파수 대역 당 하나의 왈쉬 코드를 점유한다. 따라서, 이 접근법에 따라 $F \bullet M$ 폴드 다이버시티가 이루어질 수 있다. $1 \le K \bullet x \le F \bullet W_{tot} \bullet M \bullet B$ 가 되도록 기지국이 $K \bullet D$ 데이터 스트림들을 전송하는 채널들의 수를 x라 하자. $x=F \bullet W \bullet M \bullet B$ 다. 따라서, $1 \le x/D \le F \bullet M$ 에 대해, x/D폴드 다이버시티

가 이루어질 수 있다. x/D≥F • M에 대해, F • M 폴드 다이버시티가 이루어질 수 있다. 또한, 채널 효율(η)은 D/(F • M)으로 정의된다. 따라서, x/D가 증가함에 따라, 스트림들이 독립 채널들에 할당되는 경우, 채널 효율(η)은 감소하며, 다이버시티는 증가한다. 독립 채널들은 상이한 주파수 대역들 및/또는 안테나들 상의 채널들로서 정의된다.

또한, 왈쉬 코드들의 수가 적절한 디코딩 동안 어떤 정수 n에 대해 2^n 일 것이 요구된다. 즉, v가 바라는 다이버시티와 같은 경우, $(D \bullet K \bullet v)/F = 2^n$ 이다. 따라서, 전송 매트릭스(matrix)(T)는 $F \bullet 2^n$ 행들을 가져야 한다. 결과적으로, 채널 이용을 증가시킴에도 불구하고, 존재하는 채널들의 성능을 향상시키는 증가된 다이버시티를 성취할 수 있다. 최대 다이버시티의 경우, 데이터 스트림 당 M개의 왈쉬 코드들을 할당한다(F • M폴드 다이버시티). 어떤 정수 n에 대해, $(D \bullet v)/F=2^n$ 인 경우, 왈쉬 코드들의 어떤 몫(sharing)도 필요하지 않다. 또한, 채널 효율성은 1/(F • M) 와 같은 D/(F • M) 이다. 따라서, 전송 매트릭스(T)는 F • W 행들 및 M 열들을 갖는다. 열들은 직교하도록 설계된다.

다음은 현 IS-95 접근법 및 구성(A,B)에서 구현된 본 발명의 접근법과 연관된 채널 효율성 및 다이버시티 결과를 예시하는 예이다.

예 1(현 IS-95C 접근법)

W=1, M=2, F=3, D=3, B=1/2 로 주어진 경우,

$\frac{x}{D} = \frac{3 \bullet 1 \bullet 2 \bullet \frac{1}{2}}{3} = 1$ 또는 1 폴드 다이버시티, 이는 다이버시티가 없는 것과 등가이며, $\eta = \frac{3}{3} = 1$ 이다.

예 2(본 발명의 구성(A))

W=2, M=2, F=3, D=3, B=1 로 주어진 경우,

$$T = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & -s_3^* \\ s_3 & s_1^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_2^* \\ s_1 & -s_3^* \end{bmatrix}$$

$\frac{x}{D} = \frac{3 \bullet 2 \bullet 2 \bullet 1}{3} = 4$ 또는 4 폴드 다이버시티 $\eta = \frac{3}{3 \bullet 2} = \frac{1}{2}$ 이다.

예 3(본 발명의 구성(B))

W=1, M=2, F=3, D=3, B=1 로 주어진 경우,

$$T = \begin{bmatrix} s_1^e & -s_2^{e*} \\ s_2^o & -s_3^{e*} \\ s_3^o & s_1^{o*} \\ s_2^e & s_1^{e*} \\ s_3^e & s_2^{o*} \\ s_1^o & -s_3^{o*} \end{bmatrix}$$

$\frac{x}{D} = \frac{3 \bullet 1 \bullet 2 \bullet 1}{3} = 2$ 또는 2 폴드 다이버시티 $\eta = \frac{3}{3 \bullet 1} = 1$ 이다.

따라서, 전술된 것처럼, 현행 IS-95C 전근법은 전혀 다이버시티를 제공하지 않는 반면, 본 발명의 구성(A,B)은 4 및 2 폴드 다이버시티를 제공한다. 또한, 구성(B)은 채널 효율성에서 어떤 손실도 보여주지 않는다.

여기에 개시된 것처럼, 본 발명의 방법은 기능 회로 (예컨대, 승산기, 필터, 가산기 등) 등의 개별적인 하드웨어 부품들에 의해 및/또는 그것과 연관있는 하나 이상의 프로세서들에 의해 모바일 및 기지국에서 실행될 수 있다. 용어 "프로세서"는 CPU(중앙 처리 장치) 또는 마이크로프로세서, 및 연관 메모리를 포함하는 임의의 프로세싱 장치를 포함하는 것이다. 여기에 개시되는 것처럼, 용어 "메모리"는 RAM, ROM, 고정된 대량 저장 메모리 장치, 또는 소거 가능한 메모리 장치 등의 프로세서 또는 CPU 와 연관있는 메모리를 포함하는 것이다. 따라서, 본 발명의 방법을 실행하는 것과 연관있는 소프트웨어 인스트럭션 또는 코드는 연관 메모리에 저장될 수 있으며, 이용될 준비가 되었을 시, 적절한 CPU에 의해 검색 및 실행된다. 또한, 용어 "모바일"은 일반적으로 기지국과 통신할 수 있는 임의의 장치를 말한다. 즉, 용어 모바일이 여기에서 이용되는 동안, 고정된 유저 터미널들 또는 스테이션들과, 실제로 이동할 수 있는 유저 터미널들 또는 스테이션들을 포함할 수 있다.

본 발명의 예시적인 실시예들이 수반하는 도면들을 참조하여 여기에 개시되지만, 본 발명은 이들 실시예들로 제한되는 것이 아니라, 본 발명의 범주 또는 정신으로부터 벗어나지 않고도 당업자들이 여러가지 수정 및 변형을 할 수 있다.

발명의 효과

본 발명에 따르면, (ⅰ)모바일에 추가적인 수신 안테나가 필요치 않고, (ii) 대역폭을 낭비하지 않으며, (iii) 자기 간섭을 일으키지 않는 그러한 방식에 왈쉬 코드를 사용하여 개선된 다운링크 다이버시티를 제공할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

기지국과 연관된 K 개의 모바일을 포함하는 CDMA 시스템의 기지국용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 K 개의 모바일들 중 적어도 일부의 모바일과 각각 연관된 데이터 신호들로 왈쉬 코드들을 변조시켜 상기 기지국과 연관된 M 개의 전송 안테나들 상에서 각각의 전송용 전송 신호들을 발생시키는 단계 - 여기서 M은 2 이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 상기 데이터 신호는 각 전송 신호를 발생시킬 시 상이한 왈쉬 코드를 변조시키며, 상기 왈쉬 코드들은 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드들을 포함하는 집합으로부터 선택되며, 상기 데이터 신호들을 각 안테나용 왈쉬 코드상으로 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라 결정됨 - 와,

상기 K 개의 모바일 중 적어도 일부의 모바일에 의한 수신을 위해 상기 각각의 전송 신호들을 상기 M 개의 안테나들에 전송하는 단계 - 상기 전송 신호들이 M개의 왈쉬 코드들을 이용하여 상관되며, 상기 전송 매트릭스의 지식을 이용하여 선형적으로 조합됨으로써 데이터 추정치를 얻음 - 를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 전송 매트릭스는 왈쉬 코드들을 나타내는 행들과 전송 안테나들을 나타내는 열들을 포함하며, 상기 열들이 직교하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 전송 안테나들의 수가 상기 집합의 상이한 왈쉬 코드들의 수보다 적거나 같은 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 4.

제 1 항에 있어서,

상기 전송 안테나들의 수가 모바일들의 수보다 적은 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 5.

제 1 항에 있어서,

상기 기지국과 상기 모바일 간의 전송 채널들과 연관된 채널 추정치를 획득할 때, 임의의 주어진 모바일이 이용하기 위해 M 개의 상이한 왈쉬 코드들을 상기 M개의 전송 안테나들 각각에 파일롯 채널로서 할당하는 단계를 더 포함하며, 상기 할당된 왈쉬 코드들이 상기 변조 단계에서의 상기 왈쉬 코드들과 서로 다른 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 6.

제 1 항에 있어서,

상기 기지국과 상기 모바일 간의 전송 채널들과 연관된 채널 추정치를 획득할 때, 임의의 주어진 모바일에 의해 이용되기 위해 각 전송 안테나에 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 왈쉬 코드들 각각에 대한 데이터 심볼들의 트레이닝 시퀀스를 동시에 전송하는 단계를 더 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 7.

K 개의 모바일들 및 그것과 연관된 기지국을 포함하는 CDMA 시스템의 모바일용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 K 개의 모바일들 중 적어도 일부분과 각각 연관된 데이터 신호로 왈쉬 코드들을 변조함으로써, 상기 기지국과 연관되며 상기 기지국에서 생성되는 M 개의 전송 안테나들 상에서 각각 전송되는 M 개의 전송 신호들을 수신하는 단계 - 여기서 M은 2이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 상기 데이터 신호는 각 전송 신호를 생성할 때 상이한 왈쉬 코드를 변조하며, 상기 왈쉬 코드들은 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드들을 포함하는 집합으로부터 선택되며, 상기 데이터 신호들을 각 안테나용 상기 왈쉬 코드들 상에 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라 결정됨 -와,

M개의 왈쉬 코드를 이용하여 상기 M개의 전송 신호를 상관시키고, 상기 전송 매트릭스 지식을 이용하여 선형적으로 조합됨으로써 데이터 추정치를 획득하는 단계를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 8.

제 7 항에 있어서,

상기 전송 매트릭스는 왈쉬 코드들을 나타내는 행들 및 전송 안테나들을 나타내는 열들을 포함하며, 상기 열들이 직교하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 9.

제 7 항에 있어서,

전송 안테나들의 수가 상기 집합에서 상이한 왈쉬 코드들의 수보다 적거나 같은 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 10.

제 7 항에 있어서,

전송 안테나들의 수가 상기 모바일들의 수보다 적은 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 11.

제 7 항에 있어서,

상기 M 개의 상이한 왈쉬 코드들을 상기 M 개의 전송 안테나들 각각에 파일럿 채널로서 할당하는 것에 기초하여 상기 기지국과 상기 모바일 간의 전송 채널들과 연관된 채널 추정치들을 획득하는 단계를 더 포함하며, 상기 할당된 왈쉬 코드들이 변조동안 사용되는 상기 왈쉬 코드들과 서로 다른 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 12.

제 7 항에 있어서,

각 전송 안테나 상에서 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 왈쉬 코드들 각각에 대해 동시에 전송된 데이터 심볼들의 트레이닝 시퀀스를 수신하는 것에 응답하여, 상기 기지국과 상기 모바일 간의 전송 채널들과 연관된 채널 추정치들을 획득하는 단계를 더 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 13.

CDMA 시스템용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

M 개의 전송 안테나들을 포함하고, K 개의 모바일과 연관되어 있으며, 상기 M 개의 전송 안테나들 상에서 각각의 전송용 전송 신호들을 생성하기 위해서 상기 CDMA 시스템의 상기 K 개의 모바일들 중 적어도 일부분의 모바일과 각각 연관된 데이터 신호로 왈쉬 코드들을 변조하도록 구성되는 기지국 - 여기에서 M은 2 이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 상기 데이터 신호는 각 전송 신호 생성 시 상이한 왈쉬 코드를 변조하고, 상기 왈쉬 코드들은 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드들을 포함하는 집합으로부터 선택되며, 각 안테나에 대해 상기 데이터 신호들을 상기 왈쉬 코드들상으로 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라 결정되고, 상기 기지국은 상기 K 개의 모바일들 중 적어도 일부의 모바일의 수신을 위해 M 개의 안테나들 상에서 상기 각각의 전송 신호들을 전송하도록 구성되며, 상기 전송 신호들이 M 개의 왈쉬 코드들을 이용하여 상관되고 상기 전송 매트릭스 지식을 이용하여 선형적으로 조합되어 데이터 추정치를 얻는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 14.

CDMA 시스템의 모바일용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

그와 연관된 K 개의 모바일들을 갖는 기지국과 연관되어 있으며, 상기 K개의 모바일들 중 적어도 일부의 모바일과 각각 연관된 데이터 신호들로 왈쉬 코드를 변조함으로써 상기 기지국과 연관된 M개의 전송 안테나상에 각각 전송되고, 상기 기지국에서 생성되는 M개의 전송 신호를 수신하도록 구성되어 있는 모바일 - 여기에서 M은 2 이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 상기 데이터 신호는 각 전송 신호 생성 시 상이한 왈쉬 코드를 변조하고, 상기 왈쉬 코드들은 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이

한 왈쉬 코드들을 포함하는 집합으로부터 선택되며, 각 안테나에 대해 상기 데이터 신호들을 상기 왈쉬 코드들상으로 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라 결정되고, 상기 모바일은 M 개의 왈쉬 코드들을 이용하여 상기 M개의 전송 신호들을 상관시키고, 상기 전송 매트릭스의 지식을 이용하여 선형적으로 조합함으로써 데이터 추정치를 얻음 - 을 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 15.

CDMA 시스템의 기지국용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 기지국의 제 1 및 제 2 전송 안테나들과 연관된 각각의 입력 데이터 시퀀스들을 각각의 기수 및 우수 데이터 스트림들(even and odd data streams) - 상기 스트림들은 동위상 부분과 직교 부분(In-phase and quadrature portions)을 포함함 - 로 분할하는 단계와,

상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 왈쉬 코드를 이용하여 확산하고 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수를 이용하여 확산하는 단계와,

상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수를 이용하여 확산하고 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드를 이용하여 확산하는 단계와,

상기 제 1 전송 안테나에 의한 모바일로의 전송을 위해 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 동위상 부분들을 결합하고, 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분들을 결합하는 단계와,

상기 제 2 전송 안테나에 의한 모바일로의 전송을 위해 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 동위상 부분들을 결합하고, 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분들을 결합하는 단계

를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 16.

제 15 항에 있어서,

모바일은 상기 기지국으로부터 상기 전송된 신호들 중 적어도 하나를 수신하고, 상기 수신된 신호를 왈쉬 코드 및 그것의 보수와 각각 상관시키며, 상기 왈쉬 코드가 상기 기지국에서의 모바일로 할당되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 17.

상기 기지국과 연관된 K 개의 모바일을 포함하는 CDMA 시스템의 기지국용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 K 개의 모바일 중 적어도 일부의 모바일과 연관된 D 개의 데이터 스트림들 이용하여 W_{tot}개의 왈쉬 코드들을 변조하여 최대 F 개의 주파수 대역들에서 상기 기지국과 연관된 각각의 M 개의 전송 안테나들상에 전송 신호들을 생성하는 단계 - 각 모바일은 W개의 왈쉬 코드들과 연관있으며, 왈쉬 코드 할당 M은 각 유저의 데이터 스트림들을 하나의 왈쉬 코드 주파수 대역/안테나 쌍으로 매핑하는 전송 매트릭스(T)에 따름 - 와,

상기 전송 신호들 중 적어도 일부분의 전송 신호를 전송하는 단계

를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 18.

제 17 항에 있어서,

모바일에서의 디코딩은 상기 전송 매트릭스 T와 각 전송 안테나와 상기 특정 모바일 간의 채널 계수들이 주어졌을 때, W개의 왈쉬 상관기들과 연관된 출력을 선형으로 결합하는 단계를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 19.

제 17 항에 있어서,

상기 전송 매트릭스는 F • W개의 행들 및 M개의 열들을 포함하며, 상기 열들이 직교하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 20.

제 17 항에 있어서,

주파수 대역 당 이용된 왈쉬 코드들의 수가 2의 멱(a power of two)과 같은 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 21.

제 18 항에 있어서,

상기 채널 계수들은 각 주파수 대역에서 각 안테나상에 지정된 왈쉬 코드에 대한 파일롯 신호를 전송하는 기지국에 의해 상기 모바일에서 결정되며, 상기 지정된 코드는 상기 특정 주파수 대역에서 또 다른 안테나에 의해 또는 데이터 스트림에 의해 이용되지 않는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 22.

제 18 항에 있어서,

상기 채널 계수들은 각 왈쉬 코드에 대한 동기 파일롯 심볼들을 전송하는 상기 기지국에 의해 상기 모바일에서 결정되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 23.

CDMA 시스템용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

기지국의 제 1 및 제 2 전송 안테나들과 연관된 각각의 입력 데이터 시퀀스들을 각각의 기수 및 우수 데이터 스트림들 - 상기 스트림들은 동위상 부분과 직교 부분들을 포함함 - 로 분할하며, 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 왈쉬 코드를 이용하여 확산하고 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수를 이용하여 확산하고, 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이

터 스트림들 중 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수를 이용하여 확산하고 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드를 이용하여 확산하고, 상기 제 1 전송 안테나에 의한 모바일로의 전송을 위해 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 동위상 부분을 결합하고 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분을 결합하며, 상기 제 2 전송 안테나에 의한 모바일로의 전송을 위해 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 동위상 부분들을 결합하고 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 변조된 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분들을 결합하도록 구성되는 기지국을 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 24.

K개의 모바일들을 포함하는 CDMA 시스템용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

최대 F 개의 주파수 대역들에서 상기 기지국과 연관된 M개의 전송 안테나들 각각에서 전송 신호들을 생성하기 위해서 상기 K 개의 모바일들 - 각 모바일은 W개의 왈쉬 코드들과 연관있으며, 왈쉬 코드 할당 M은 각 유저의 데이터 스트림들을 하나의 왈쉬 코드 주파수 대역/안테나 쌍에 매핑하는 전송 매트릭스 T를 따름 - 중 적어도 일부분의 모바일과 연관된 D개의 데이터 스트림들을 이용하여 W_{tot}개의 왈쉬 코드들을 변조하며, 상기 전송 신호들 중 적어도 일부분의 전송 신호를 전송하도록 구성된 기지국을 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 25.

기지국과 연관된 K개의 모바일을 포함하는 CDMA 시스템의 기지국용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 기지국과 연관된 M 개의 전송 안테나들 상에서 각각의 전송용 전송 신호들을 발생시키기 위해 상기 K 개의 모바일들 중 적어도 일부의 모바일과 각각 연관된 데이터 신호들로 왈쉬 코드들을 변조하는 단계 - 여기서 M은 2 이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 상기 데이터 신호는 각 전송 신호를 발생시킬 시 상이한 왈쉬 코드를 변조함 - 와,

상기 K 개의 모바일 중 적어도 일부의 모바일에 의한 수신을 위해 상기 각각의 전송 신호들을 상기 M 개의 안테나 상에 전송하는 단계 - 상기 전송 신호들은 M개의 왈쉬 코드들을 이용하여 상관됨 -

를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 26.

제 25 항에 있어서,

상기 왈쉬 코드는 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드를 포함하는 집합으로부터 선택되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 27.

제 25 항에 있어서,

각각의 안테나에 대해 상기 데이터 신호를 상기 왈쉬 코드 상에 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라 결정되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 28.

K개의 모바일 및 그와 연관된 하나의 기지국을 포함하는 CDMA 시스템의 모바일용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 K개의 모바일 중 적어도 한 부분과 각각 연관된 데이터 신호로 왈쉬 코드를 변조함으로써 상기 기지국과 연관된 M개의 전송 안테나 상에 각각 전송되고, 상기 기지국에서 발생되는 M개의 전송 신호를 수신하는 단계 - 상기 M은 2이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 데이터 신호는 각각의 전송 신호를 발생시킬 때 상이한 왈쉬 코드를 변조함 - 와,

M개의 왈쉬 코드를 이용하여 상기 M개의 전송 신호를 상관시키는 단계

를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 29.

제 28 항에 있어서,

상기 왈쉬 코드는 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드를 포함하는 집합으로부터 선택되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 30.

제 28 항에 있어서,

상기 데이터 신호를 각각의 안테나용의 상기 왈쉬 코드상에 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라서 결정되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 31.

CDMA 시스템용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

M개의 전송 안테나를 포함하며, K개의 모바일과 연관되어 있고, 상기 M개의 전송 안테나상의 각각의 전송용의 전송 신호를 발생시키기 위해 상기 CDMA 시스템의 상기 K개의 모바일의 적어도 일부와 각각 연관되어 있는 데이터 신호로 왈쉬 코드를 변조하고 상기 K개의 모바일의 적어도 한 부분에 의한 수신을 위해 상기 M개의 안테나상에 각각의 전송 신호를 전송하는 기지국 - M은 2이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 데이터 신호는 각각의 전송 신호를 발생시킬 때 상이한 왈쉬 코드를 변조하며, 상기 전송 신호는 M개의 왈쉬 코드를 이용하여 상관됨 - 을 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 32.

제 31 항에 있어서,

상기 왈쉬 코드는 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드를 포함하는 집합으로부터 선택되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 33.

제 31 항에 있어서,

각각의 안테나에 대해 상기 데이터 신호를 왈쉬 코드 상에 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라서 결정되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 34.

CDMA 시스템의 모바일용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

그와 연관된 K개의 모바일을 가진 기지국과 연관되어 있으며, 상기 K개의 모바일의 적어도 일부와 각각 연관되어 있는 데이터 신호로 왈쉬 코드를 변조함으로써 상기 기지국과 연관된 M개의 전송 안테나상에 각각 전송되고 상기 기지국에서 생성된 M개의 전송 신호를 수신하고, M개의 왈쉬 코드를 이용하여 상기 M개의 전송 신호를 상관시키는 모바일 - M은 2이상이며, 임의의 주어진 모바일과 연관된 데이터 신호는 각각의 전송 신호를 발생시킬 때 상이한 왈쉬 코드를 변조함 - 을 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 35.

제 34 항에 있어서,

상기 왈쉬 코드는 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$개의 상이한 왈쉬 코드를 포함한 집합으로부터 선택되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 36.

제 34 항에 있어서,

각각의 안테나에 대해 상기 데이터 신호를 상기 왈쉬 코드 상에 매핑하는 것은 전송 매트릭스에 따라서 결정되는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 37.

CDMA 시스템의 기지국용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

상기 기지국의 제 1 및 제 2 전송 안테나들과 연관된 각각의 입력 데이터 시퀀스들을 각각의 기수 및 우수 데이터 스트림들 - 상기 스트림들은 동위상 부분과 직교 부분을 포함함 - 로 분할하는 단계와,

상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 왈쉬 코드를 이용하여 확산하고 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수를 이용하여 확산하는 단계와,

상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수를 이용하여 확산하고 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드를 이용하여 확산하는 단계와,

상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 동위상 부분들을 결합하고, 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분들을 결합하는 단계와,

상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 동위상 부분들을 결합하고, 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분들을 결합하는 단계

를 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 38.

CDMA 시스템용 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

기지국의 제 1 및 제 2 전송 안테나들과 연관된 각각의 입력 데이터 시퀀스들을 각각의 기수 및 우수 데이터 스트림들 - 상기 스트림들은 동위상 부분과 직교 부분들을 포함함 - 로 분할하며, 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 왈쉬 코드를 이용하여 확산하고 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 하나를 상기 왈쉬 코드를 이용하여 확산하며, 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 하나를 상기 왈쉬 코드의 보수와 상기 왈쉬 코드를 갖는 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들 중 다른 것으로 확산하며, 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 동위상 부분을 결합하고 상기 제 1 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분을 결합하고, 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 동위상 부분들을 결합하여 상기 제 2 전송 안테나와 연관된 상기 기수 및 우수 데이터 스트림들의 직교 부분들을 결합하도록 구성되는 기지국을 포함하는 개선된 다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 39.

CDMA 시스템의 기지국용 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

동위상 성분 및 직교 위상 성분 중 하나인 제 1 데이터 스트림 성분과 제 2 데이터 스트림 성분을 획득하는 단계와,

안테나로 전송하기 위하여 하나 이상의 왈쉬 코드와 상기 획득한 성분을 바탕으로 제 1 신호를 생성하는 단계를 포함하되, 생성된 상기 제 1 신호는 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분을 포함하고, 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분은 상기 하나 이상의 왈쉬 코드를 바탕으로 분리될 수 있는

다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 40.

제 39 항에 있어서,

상기 제 1 데이터 스트림과 상기 제 2 데이터 스트림의 동위상 성분들과 직교 위상 성분들 중 또 다른 하나를 획득하는 단계와,

안테나로 전송하기 위하여 하나 이상의 왈쉬 코드와 상기 획득한 성분을 바탕으로 제 2 신호를 생성하는 단계를 더 포함하되, 생성된 상기 제 2 신호는 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분을 포함하고, 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분은 상기 하나 이상의 왈쉬 코드를 바탕으로 분리될 수 있는

다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 41.

제 40 항에 있어서,

안테나로 전송하기 전에 상기 생성된 제 1 신호와 상기 생성된 제 2 신호를 처리하는 단계를 더 포함하는

다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 42.

제 39 항에 있어서,

상기 제 1 데이터 스트림은 기수 데이터와 우수 데이터 중 하나를 포함하며, 상기 제 2 데이터 스트림은 기수 데이터와 우수 데이터 중 다른 하나를 포함하는

다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 43.

CDMA 시스템의 기지국용 다운링크 다이버시티 제공 방법에 있어서,

데이터 스트림을 포함하는 제 1 신호와 또 다른 데이터 스트림을 포함하는 제 2 신호를 획득하는 단계와,

상기 제 1 신호와 상기 제 2 신호를 처리하여 제 1 안테나로 전송되는 제 3 신호와 제 2 안테나로 전송되는 제 4 신호를 생성하는 단계를 포함하되, 상기 제 3 신호는 각각 상기 제 1 신호와 상기 제 2 신호가 변조된 2 개의 왈쉬 코드의 조합으로 표현되며, 상기 제 4 신호는 상기 제 1 신호와 상기 제 2 신호가 변조된 2 개의 왈쉬 코드의 조합으로 표현되는

다운링크 다이버시티 제공 방법.

청구항 44.

CDMA 시스템용 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

기지국은 동위상 성분 및 직교 위상 성분 중 하나인 제 1 데이터 스트림과 제 2 데이터 스트림 성분을 획득하고, 안테나로 전송하는 하나 이상의 왈쉬 코드와 상기 획득한 성분을 바탕으로 제 1 신호를 생성하되, 생성된 상기 제 1 신호는 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분을 포함하고, 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분은 상기 하나 직교 위상의 왈쉬 코드를 바탕으로 분리될 수 있는

다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 45.

제 44 항에 있어서,

상기 기지국은 상기 제 1 데이터 스트림과 상기 제 2 데이터 스트림의 동위상 성분들과 직교 위상 성분들 중 또 다른 하나를 더 획득하고, 안테나로 전송하는 하나 이상의 왈쉬 코드와 상기 획득한 성분을 바탕으로 제 2 신호를 더 생성하되, 생성된 상기 제 2 신호는 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분을 포함하고, 상기 제 1 데이터 스트림 성분과 상기 제 2 데이터 스트림 성분은 상기 하나 이상의 왈쉬 코드를 바탕으로 분리될 수 있는

다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 46.

제 45 항에 있어서,

상기 기지국은 상기 안테나로 전송하기 전에 생성된 상기 제 1 신호와 생성된 상기 제 2 신호를 처리하는

다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 47.

제 44 항에 있어서,

상기 제 1 데이터 스트림은 기수 데이터와 우수 데이터 중 하나를 포함하고, 상기 제 2 데이터 스트림은 기수 데이터와 우수 데이터 중 다른 하나를 포함하는

다운링크 다이버시티 제공 장치.

청구항 48.

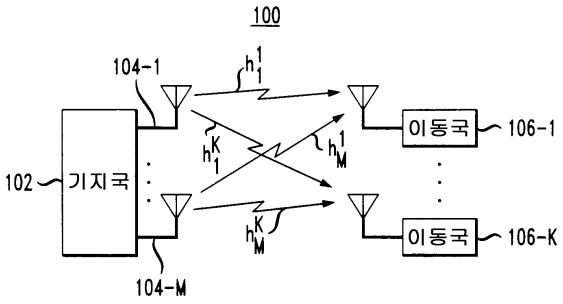
CDMA 시스템용 다운링크 다이버시티 제공 장치에 있어서,

기지국은 데이터 스트림을 포함하는 제 1 신호와 또 다른 데이터 스트림을 포함하는 제 2 신호를 획득하고, 상기 제 1 신호와 상기 제 2 신호를 처리하여 제 1 안테나로 전송되는 제 3 신호와 제 2 안테나로 전송되는 제 4 신호를 생성하되, 상기 제 3 신호는 각각 상기 제 1 신호와 상기 제 2 신호가 변조된 2 개의 왈쉬 코드의 조합으로 표현되며, 상기 제 4 신호는 상기 제 1 신호와 상기 제 2 신호가 변조된 2 개의 왈쉬 코드의 조합으로 표현되는

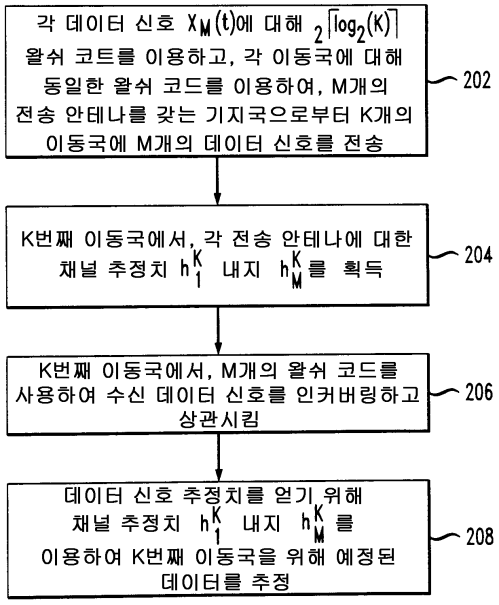
다운링크 다이버시티 제공 장치.

도면

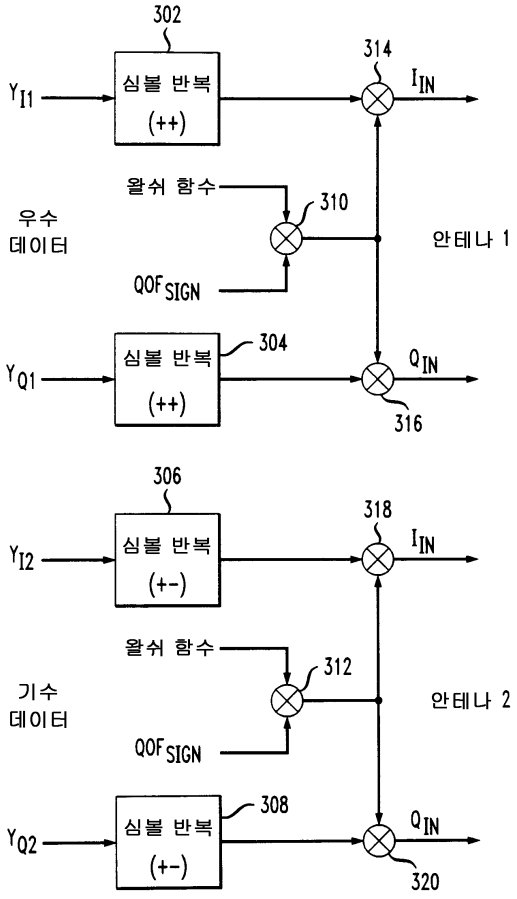
도면1



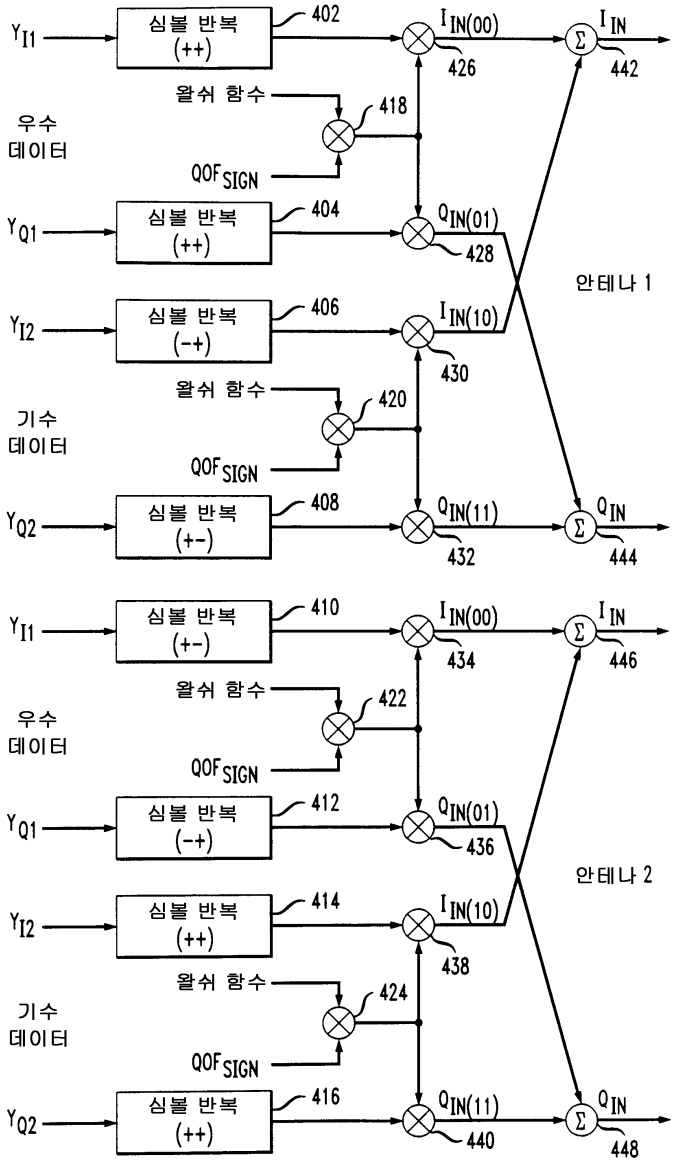
도면2


각 데이터 신호 $X_M(t)$에 대해 $2^{\lceil \log_2(K) \rceil}$ 왈쉬 코트를 이용하고, 각 이동국에 대해 동일한 왈쉬 코드를 이용하여, M개의 전송 안테나를 갖는 기지국으로부터 K개의 이동국에 M개의 데이터 신호를 전송
202
K번째 이동국에서, 각 전송 안테나에 대한 채널 추정치 h_1^K 내지 h_M^K를 획득
204
K번째 이동국에서, M개의 왈쉬 코드를 사용하여 수신 데이터 신호를 인커버링하고 상관시킴
206
데이터 신호 추정치를 얻기 위해 채널 추정치 h_1^K 내지 h_M^K를 이용하여 K번째 이동국을 위해 예정된 데이터를 추정
208

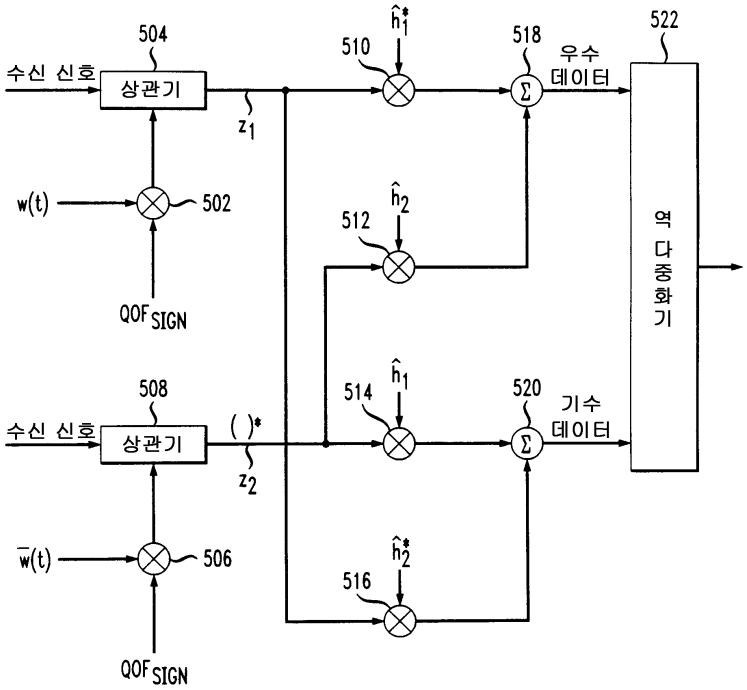
도면3


302
Y_{I1}
심볼 반복
(++)
314
I_{IN}
왈쉬 함수
310
우수
데이터
안테나 1
QOF_{SIGN}
304
Y_{Q1}
심볼 반복
(++)
Q_{IN}
316
306
Y_{I2}
심볼 반복
(+-)
318
I_{IN}
왈쉬 함수
312
기수
데이터
안테나 2
QOF_{SIGN}
308
Y_{Q2}
심볼 반복
(+-)
Q_{IN}
320

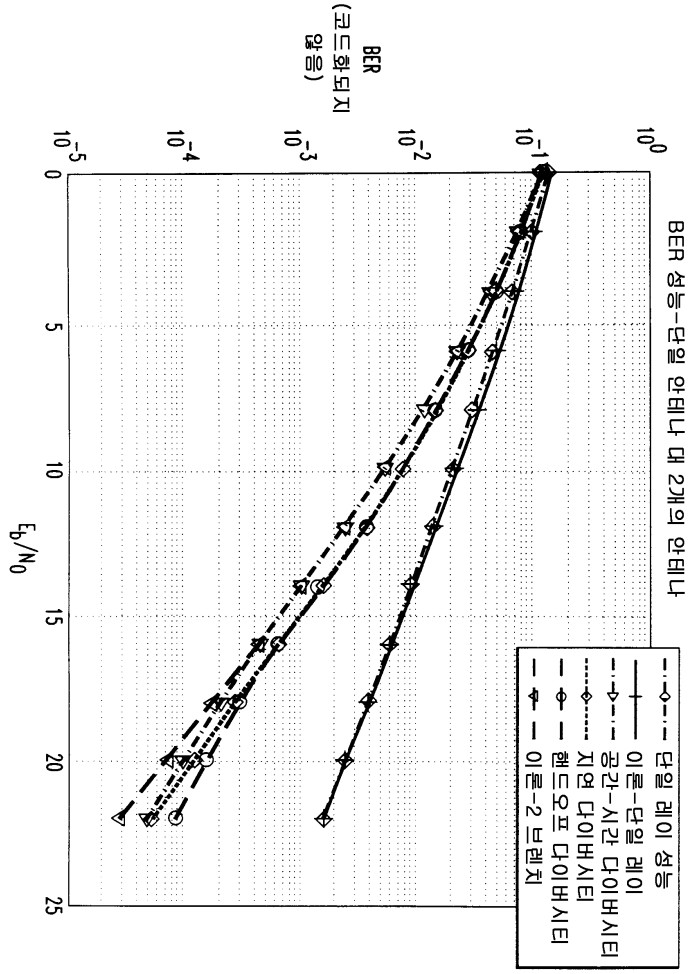
도면4


Y_{I1}
심볼 반복 (++)
402
$I_{IN(00)}$
426
I_{IN}
442
왈쉬 함수
418
우수 데이터
QOF_{SIGN}
Y_{Q1}
심볼 반복 (++)
404
$Q_{IN(01)}$
428
안테나 1
Y_{I2}
심볼 반복 (-+)
406
$I_{IN(10)}$
430
왈쉬 함수
420
기수 데이터
QOF_{SIGN}
Y_{Q2}
심볼 반복 (+-)
408
$Q_{IN(11)}$
432
Q_{IN}
444
Y_{I1}
심볼 반복 (+-)
410
$I_{IN(00)}$
434
I_{IN}
446
왈쉬 함수
422
우수 데이터
QOF_{SIGN}
Y_{Q1}
심볼 반복 (-+)
412
$Q_{IN(01)}$
436
안테나 2
Y_{I2}
심볼 반복 (++)
414
$I_{IN(10)}$
438
왈쉬 함수
424
기수 데이터
QOF_{SIGN}
Y_{Q2}
심볼 반복 (++)
416
$Q_{IN(11)}$
440
Q_{IN}
448

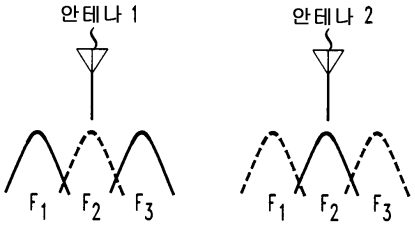
도면5


504
수신 신호
상관기
z_1
w(t)
502
QOF_{SIGN}
508
수신 신호
상관기
$(\ )^*$
z_2
$\bar{w}(t)$
506
QOF_{SIGN}
$\hat{h}_1^*$
510
$\hat{h}_2$
512
$\hat{h}_1$
514
$\hat{h}_2^*$
516
518
우수 데이터
520
기수 데이터
522
최대 비율 합성기

도면6


BER 성능-단일 안테나 대 2개의 안테나
BER (코드화되지 않음)
10^{-5}
10^{-4}
10^{-3}
10^{-2}
10^{-1}
10^{0}
0
5
10
15
20
25
E_b/N_0
단일 레이 성능
이론-단일 레이
공간-시간 다이버시티
지연 다이버시티
헤드오프 다이버시티
이론-2 브렌치

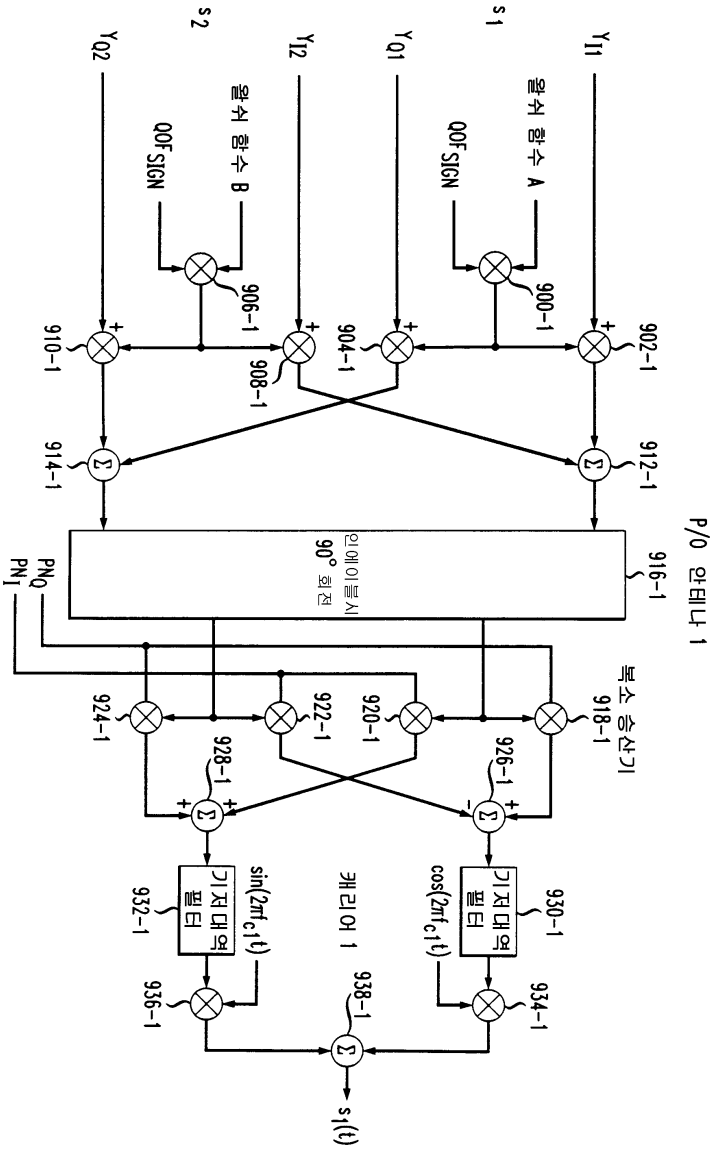
도면7



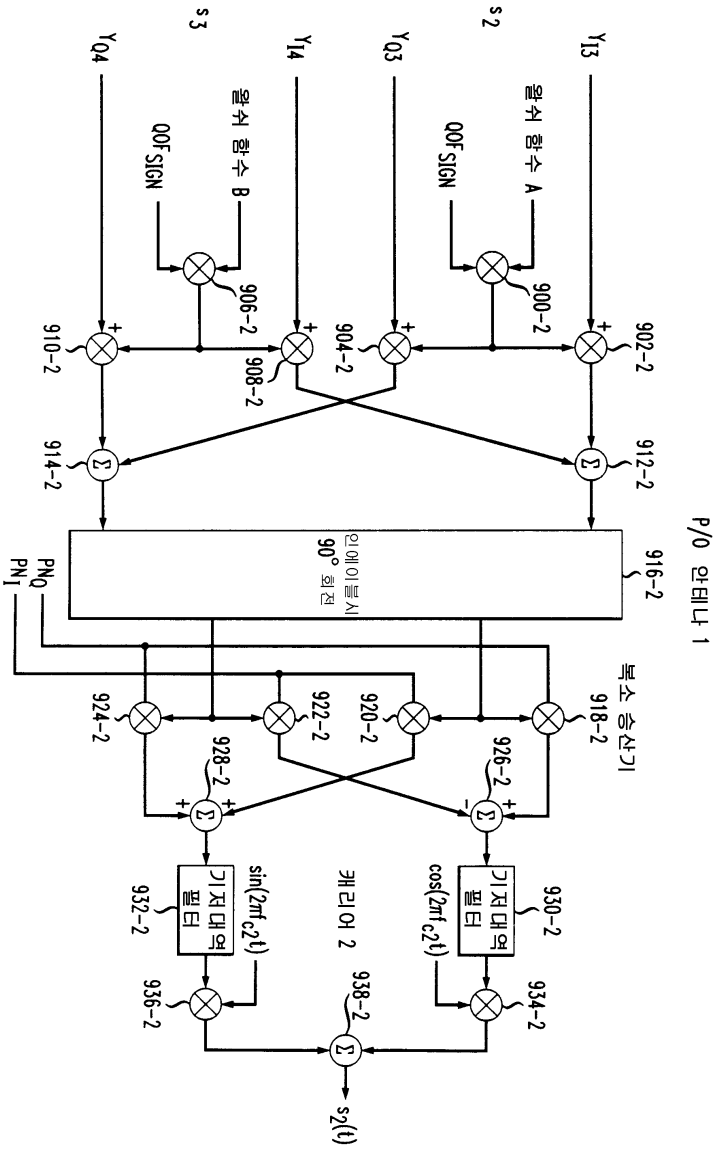
도면8

안테나	주파수 대역	w_1'	$\bar{w}_1'$
1	f_1	s_1^e	s_2^e
1	f_2	s_2^o	s_3^e
1	f_3	s_3^o	s_1^o
2	f_1	$(-s_2^e)^*$	$(s_1^e)^*$
2	f_2	$(-s_3^e)^*$	$(s_2^o)^*$
2	f_3	$(s_1^o)^*$	$(-s_3^o)^*$

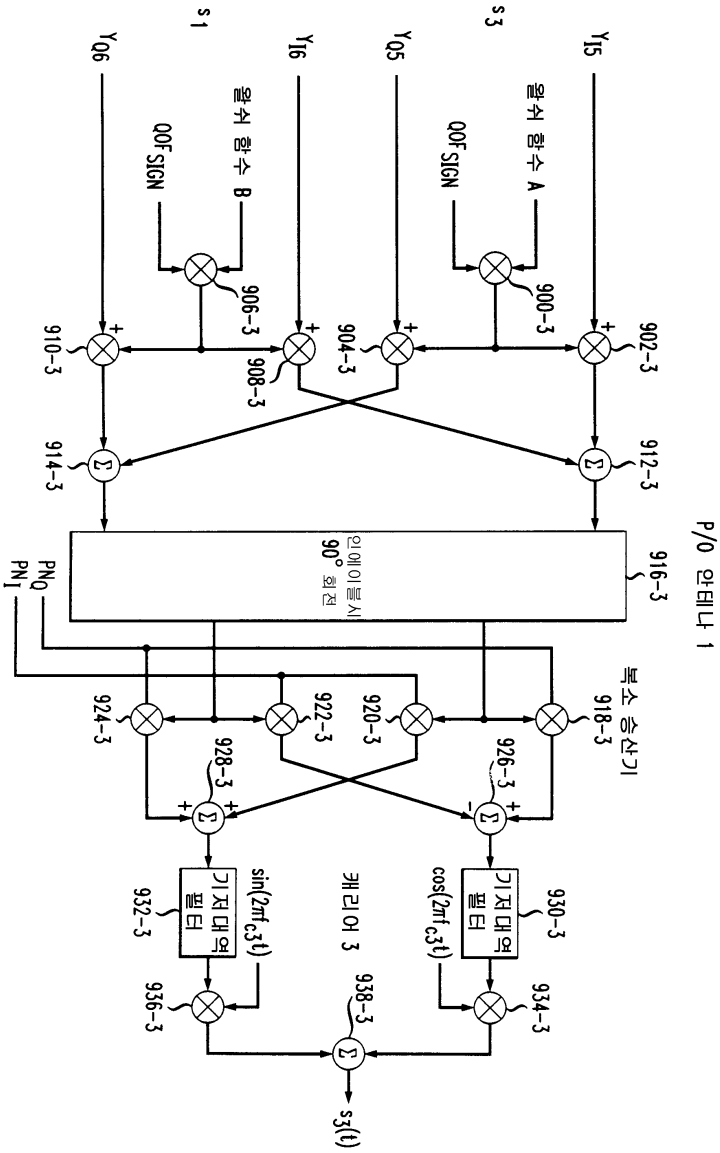
도면9a


Y_{I1}
Y_{Q1}
Y_{I2}
Y_{Q2}
s_1
s_2
왈쉬 함수 A
왈쉬 함수 B
QOF_{SIGN}
902-1
904-1
906-1
908-1
910-1
912-1
914-1
916-1
900-1
인에이블시 90° 회전
P/O 안테나 1
PN_Q
PN_I
복소 승산기
918-1
920-1
922-1
924-1
926-1
928-1
930-1
932-1
934-1
936-1
938-1
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
캐리어 1
$s_1(t)$

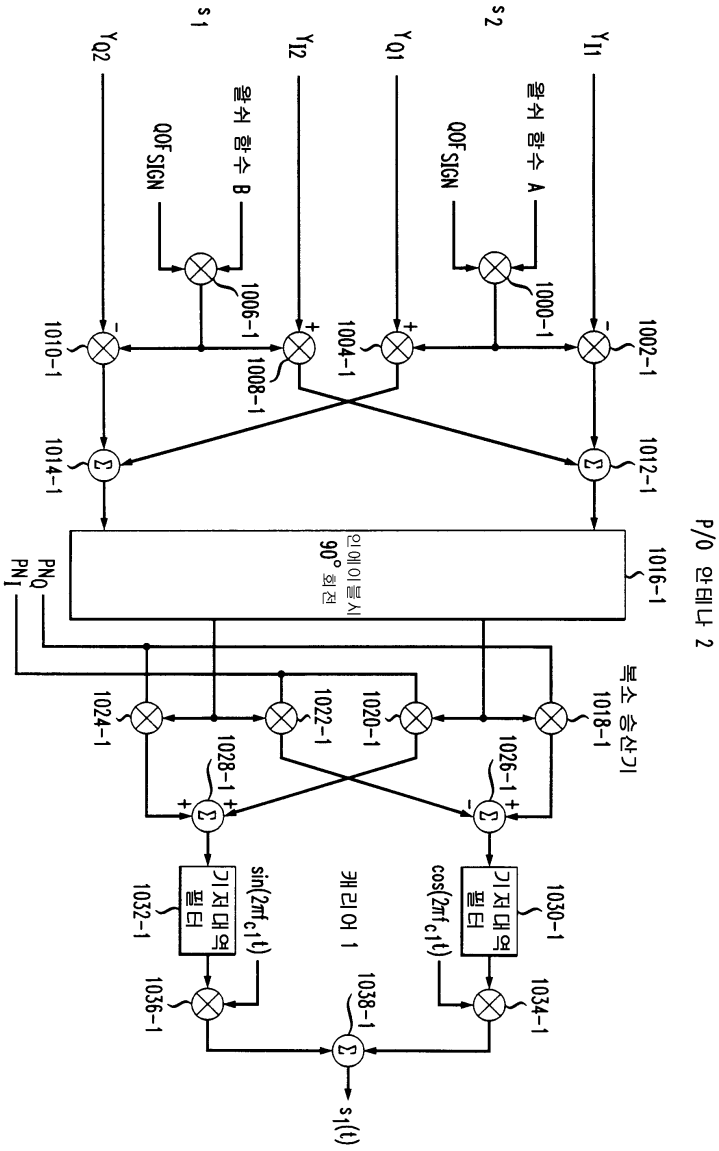
도면9b


Y_{I3}
Y_{Q3}
Y_{I4}
Y_{Q4}
s_2
s_3
월쉬 함수 A
QOF_{SIGN}
월쉬 함수 B
QOF_{SIGN}
900-2
902-2
904-2
906-2
908-2
910-2
912-2
914-2
916-2
P/O 안테나 1
인에이블시 90° 회전
PN_Q
PN_I
복소 승산기
918-2
920-2
922-2
924-2
926-2
928-2
930-2
기저 대역 필터
$\cos(2\pi f_{c2}t)$
934-2
캐리어 2
938-2
$s_2(t)$
932-2
기저 대역 필터
$\sin(2\pi f_{c2}t)$
936-2

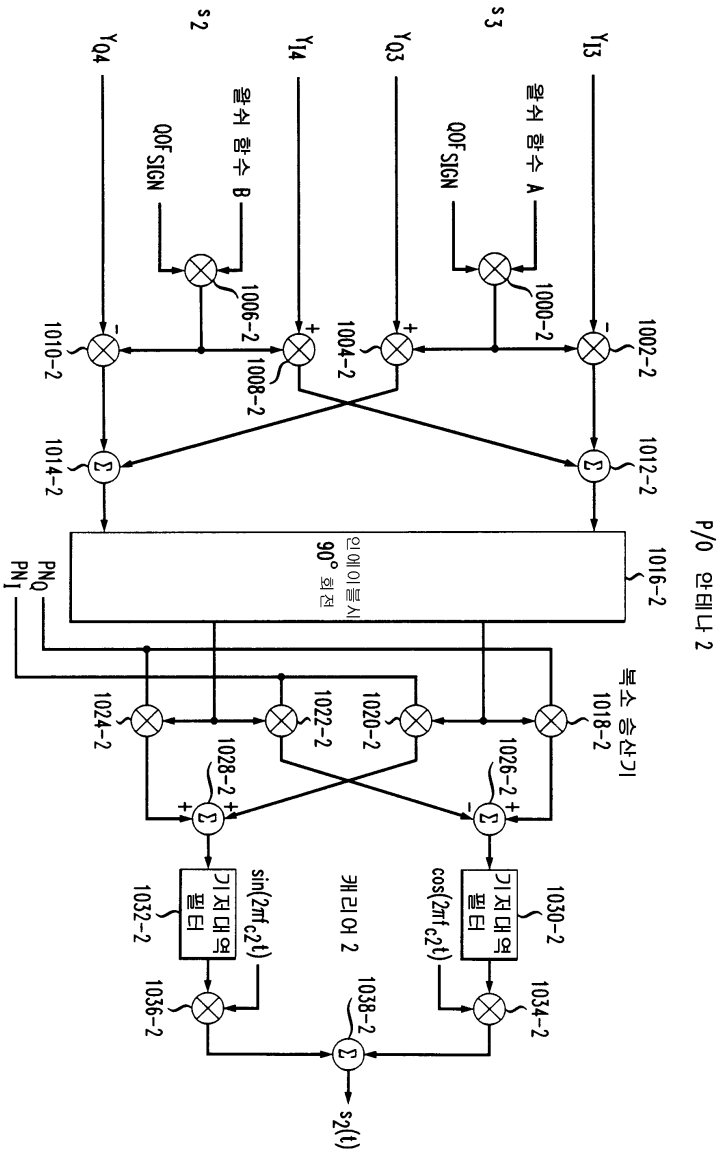
도면9c


P/O 안테나 1
Y_{I5}
Y_{Q5}
Y_{I6}
Y_{Q6}
s3
s1
왈쉬 함수 A
왈쉬 함수 B
OOF SIGN
902-3
904-3
906-3
908-3
910-3
912-3
914-3
916-3
인에이블시 90° 회전
PN_Q
PN_I
복소 승산기
918-3
920-3
922-3
924-3
926-3
928-3
캐리어 3
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
930-3
932-3
934-3
936-3
938-3
$s_3(t)$

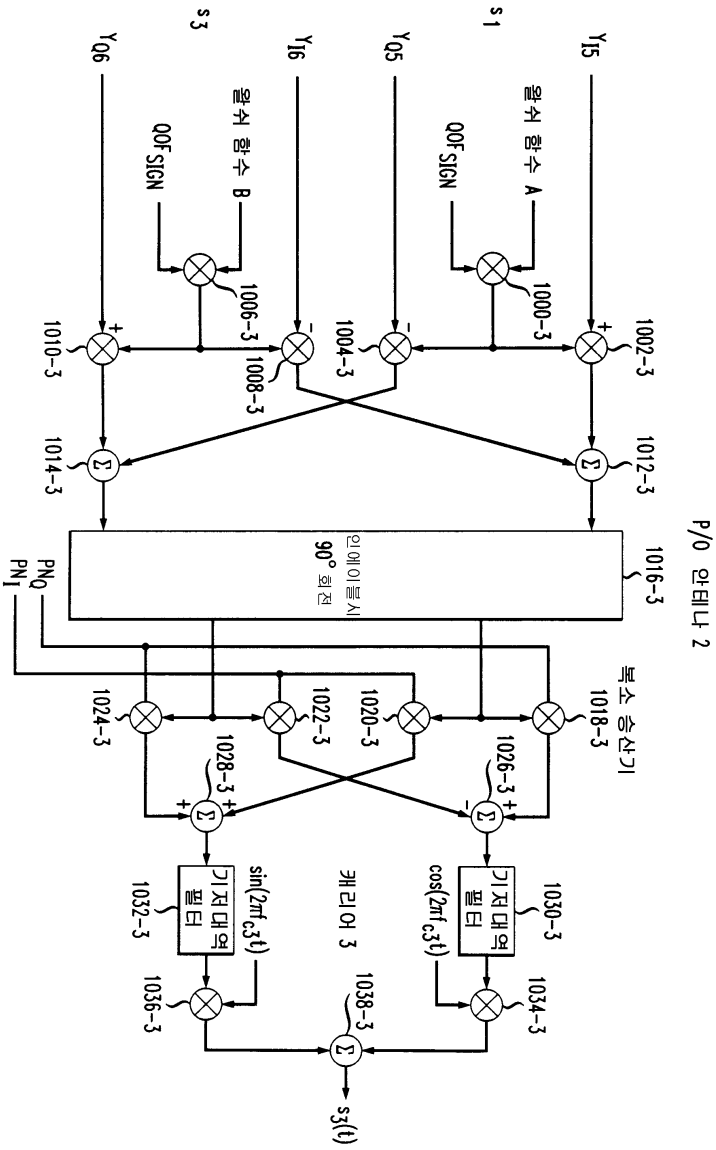
도면10a


Y_{I1}
Y_{Q1}
Y_{I2}
Y_{Q2}
월쉬 함수 A
월쉬 함수 B
OOF_{SIGN}
S_2
S_1
1000-1
1002-1
1004-1
1006-1
1008-1
1010-1
1012-1
1014-1
1016-1
인에이블시 90° 회전
P/O 안테나 2
PN_Q
PN_I
복소 승산기
1018-1
1020-1
1022-1
1024-1
1026-1
1028-1
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
1030-1
1032-1
1034-1
1036-1
1038-1
캐리어 1
$s_1(t)$

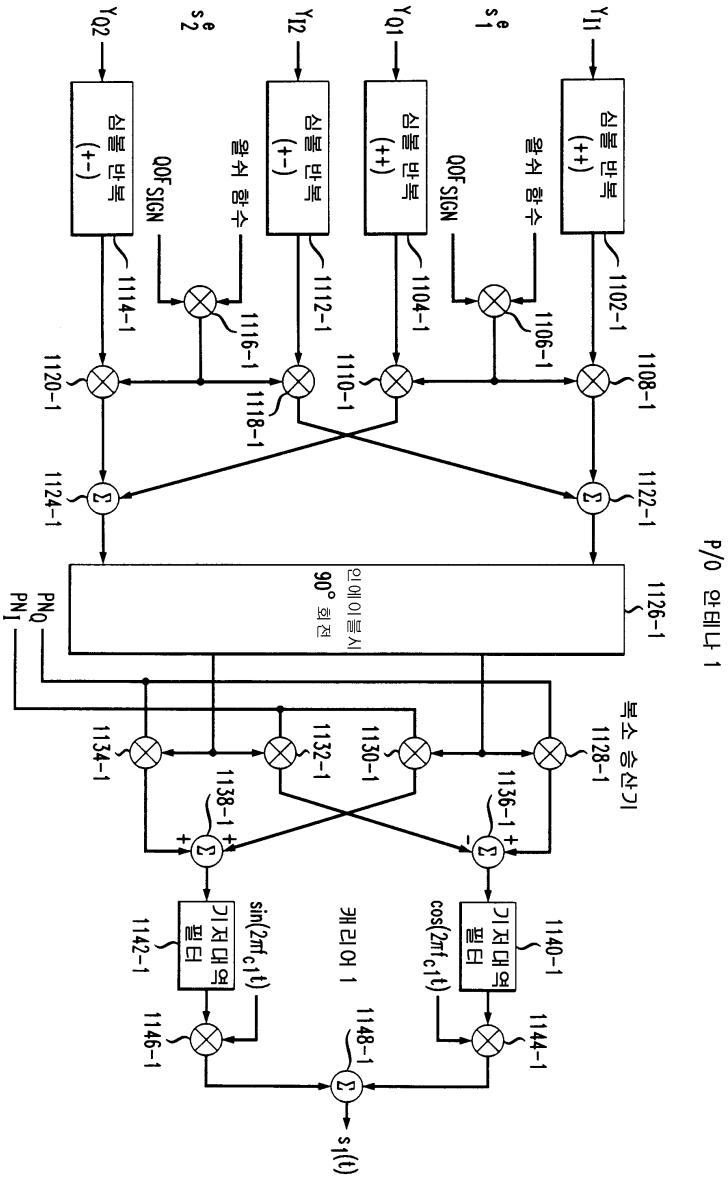
도면10b


P/O 안테나 2
Y_{I3}
Y_{Q3}
Y_{I4}
Y_{Q4}
s3
s2
왈쉬 함수 A
왈쉬 함수 B
QOF SIGN
QOF SIGN
1000-2
1002-2
1004-2
1006-2
1008-2
1010-2
1012-2
1014-2
1016-2
인에이블시 90° 회전
PN_Q
PN_I
복소 승산기
1018-2
1020-2
1022-2
1024-2
1026-2
1028-2
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c2}t)$
$\sin(2\pi f_{c2}t)$
1030-2
1032-2
1034-2
1036-2
1038-2
캐리어 2
$s_2(t)$

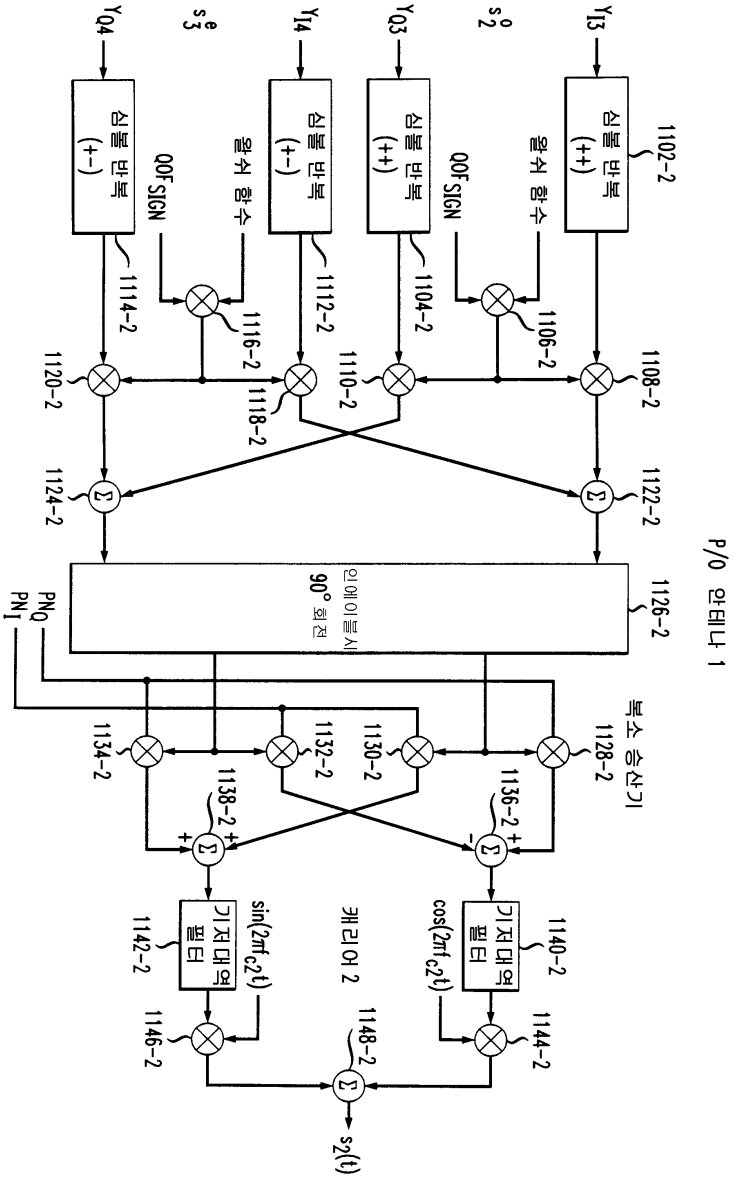
도면10c


P/O 안테나 2
Y_{I5}
Y_{Q5}
Y_{I6}
Y_{Q6}
s_1
s_3
월쉬 함수 A
월쉬 함수 B
QOF_{SIGN}
QOF_{SIGN}
1000-3
1002-3
1004-3
1006-3
1008-3
1010-3
1012-3
1014-3
1016-3
인에이블시 90° 회전
PN_Q
PN_I
복소 승산기
1018-3
1020-3
1022-3
1024-3
1026-3
1028-3
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
캐리어 3
1030-3
1032-3
1034-3
1036-3
1038-3
$s_3(t)$

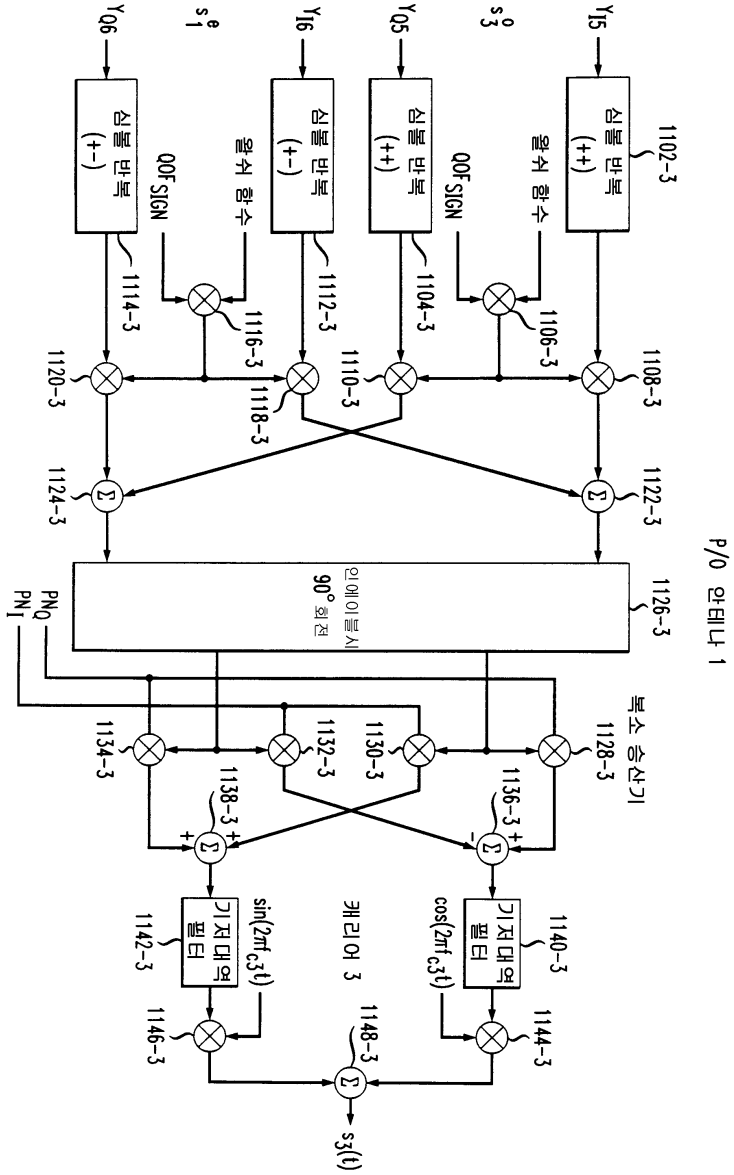
도면11a


P/O 안테나 1
Y_{I1}
s_1^e
Y_{Q1}
Y_{I2}
s_2^e
Y_{Q2}
심볼 반복 (++)
왈쉬 함수
QOF SIGN
심볼 반복 (++)
심볼 반복 (+-)
왈쉬 함수
QOF SIGN
심볼 반복 (+-)
1102-1
1104-1
1106-1
1108-1
1110-1
1112-1
1114-1
1116-1
1118-1
1120-1
1122-1
1124-1
1126-1
인에이블시 90° 회전
PN_Q
PN_I
복소 승산기
1128-1
1130-1
1132-1
1134-1
1136-1
1138-1
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c1} t)$
기저대역 필터
$\sin(2\pi f_{c1} t)$
1140-1
1142-1
1144-1
1146-1
캐리어 1
1148-1
$s_1(t)$

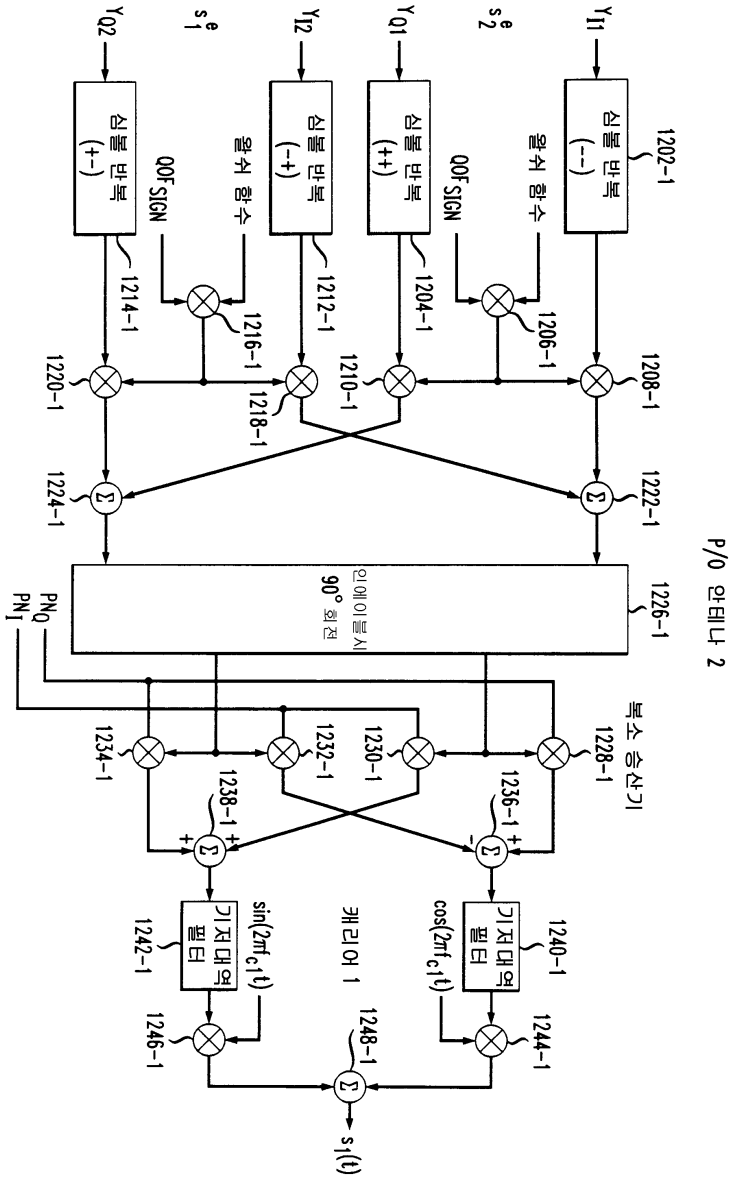
도면11b


P/O 안테나 1
복소 승산기
인에이블시 90° 회전
캐리어 2
심볼 반복 (++)
심볼 반복 (+-)
왈쉬 함수
QOF SIGN
기저대역 필터
Y_{I3}
Y_{Q3}
Y_{I4}
Y_{Q4}
s_2^o
s_3^e
PN_Q
PN_I
$\cos(2\pi f_{c2} t)$
$\sin(2\pi f_{c2} t)$
$s_2(t)$
1102-2
1104-2
1106-2
1108-2
1110-2
1112-2
1114-2
1116-2
1118-2
1120-2
1122-2
1124-2
1126-2
1128-2
1130-2
1132-2
1134-2
1136-2
1138-2
1140-2
1142-2
1144-2
1146-2
1148-2

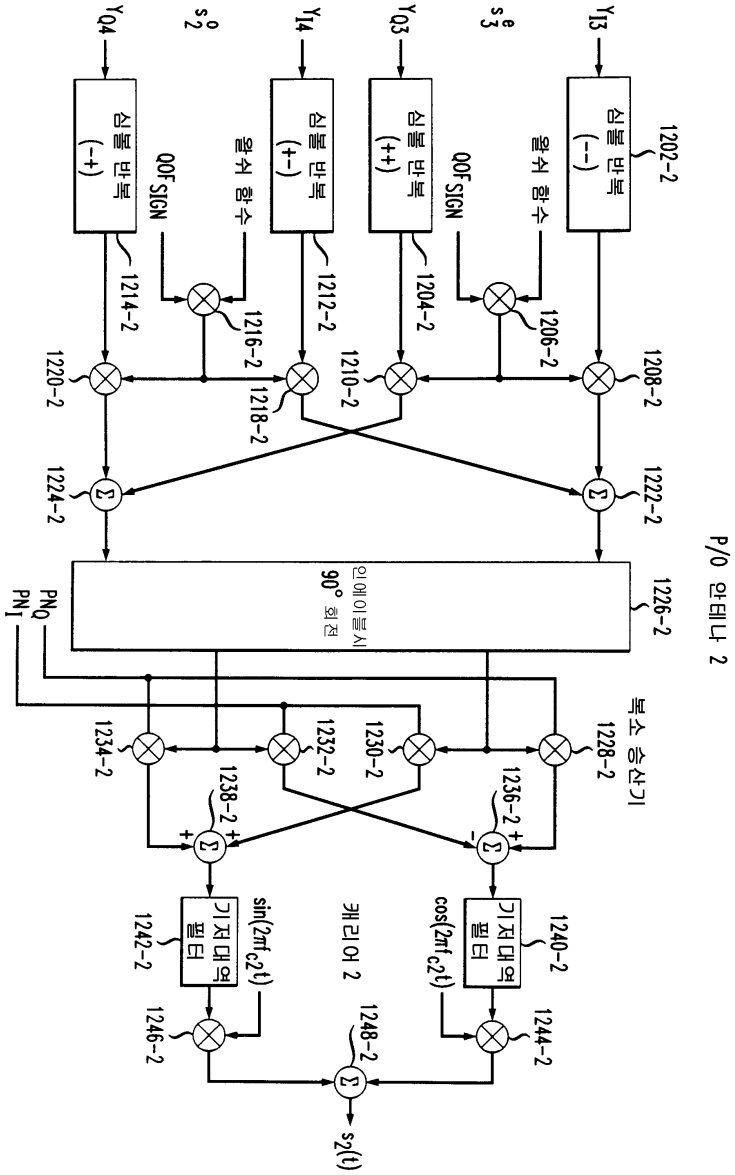
도면11c


P/O 안테나 1
Y_{I5}
s_3^o
Y_{Q5}
Y_{I6}
s_1^e
Y_{Q6}
1102-3
심볼 반복 (++)
왈쉬 함수
1106-3
QOF SIGN
1104-3
심볼 반복 (++)
1108-3
1110-3
심볼 반복 (+-)
왈쉬 함수
1116-3
QOF SIGN
1112-3
심볼 반복 (+-)
1114-3
1120-3
1118-3
1124-3
1122-3
1126-3
인에이블시 90° 회전
복소 승산기
PN_Q
PN_I
1134-3
1132-3
1130-3
1128-3
1138-3
1136-3
기저대역 필터
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
1142-3
1140-3
캐리어 3
1146-3
1144-3
1148-3
$s_3(t)$

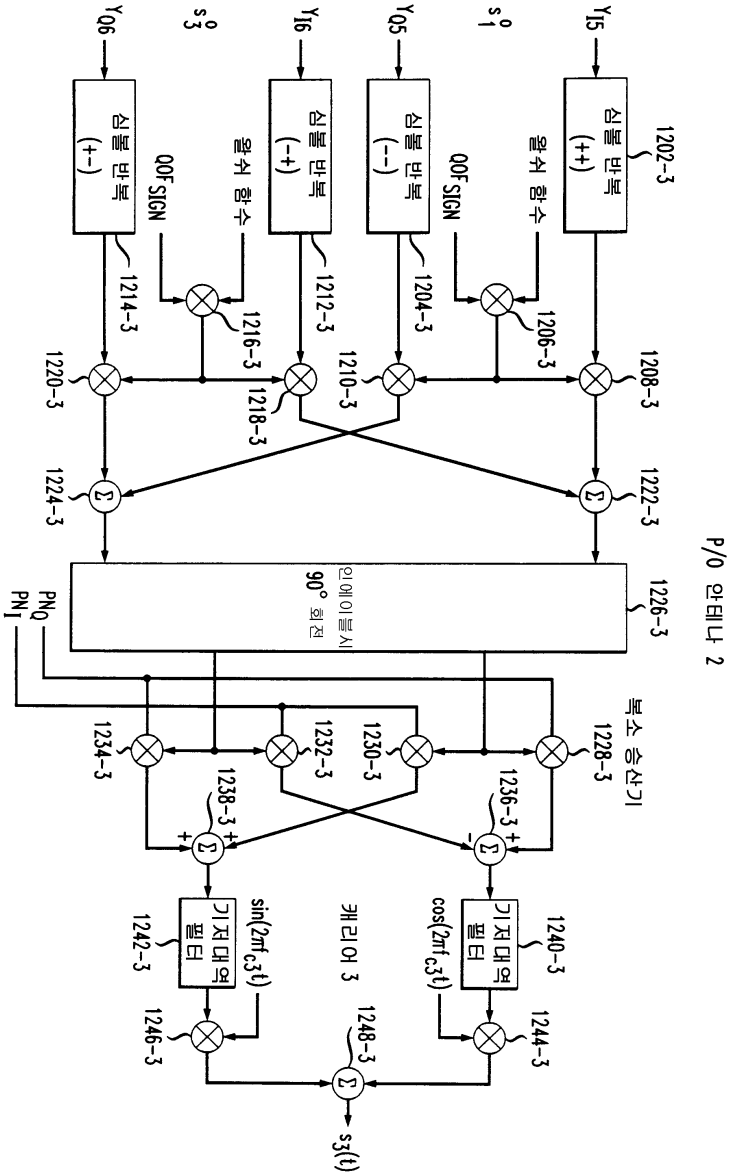
도면12a


Y_{I1}
Y_{Q1}
Y_{I2}
Y_{Q2}
s_2^e
s_1^e
1202-1
심볼 반복 (--)
왈쉬 함수
QOF SIGN
1204-1
심볼 반복 (++)
1206-1
1208-1
1210-1
1212-1
심볼 반복 (-+)
왈쉬 함수
QOF SIGN
1214-1
심볼 반복 (+-)
1216-1
1218-1
1220-1
1222-1
1224-1
1226-1
인에이블시 90° 회전
P/O 안테나 2
PN_Q
PN_I
복소 승산기
1228-1
1230-1
1232-1
1234-1
1236-1
1238-1
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
1240-1
1242-1
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
1244-1
1246-1
1248-1
캐리어 1
$s_1(t)$

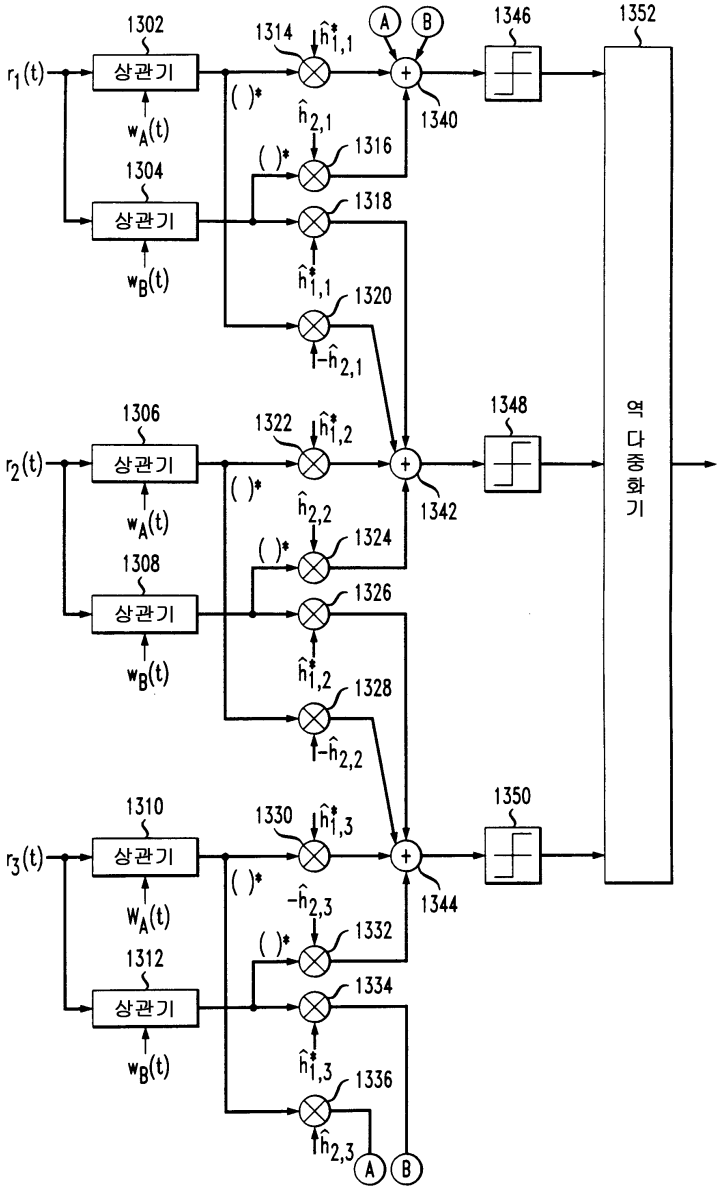
도면12b


Y_{I3}
s_3^e
Y_{Q3}
Y_{I4}
s_2^o
Y_{Q4}
심볼 반복 (--)
심볼 반복 (++)
심볼 반복 (+-)
심볼 반복 (-+)
왈쉬 함수
QOF SIGN
왈쉬 함수
QOF SIGN
1202-2
1204-2
1206-2
1208-2
1210-2
1212-2
1214-2
1216-2
1218-2
1220-2
1222-2
1224-2
인에이블시 90° 회전
1226-2
P/O 안테나 2
복소 승산기
PN_Q
PN_I
1228-2
1230-2
1232-2
1234-2
1236-2
1238-2
기저대역 필터
$\cos(2\pi f_{c2}t)$
$\sin(2\pi f_{c2}t)$
1240-2
1242-2
1244-2
1246-2
1248-2
캐리어 2
$s_2(t)$

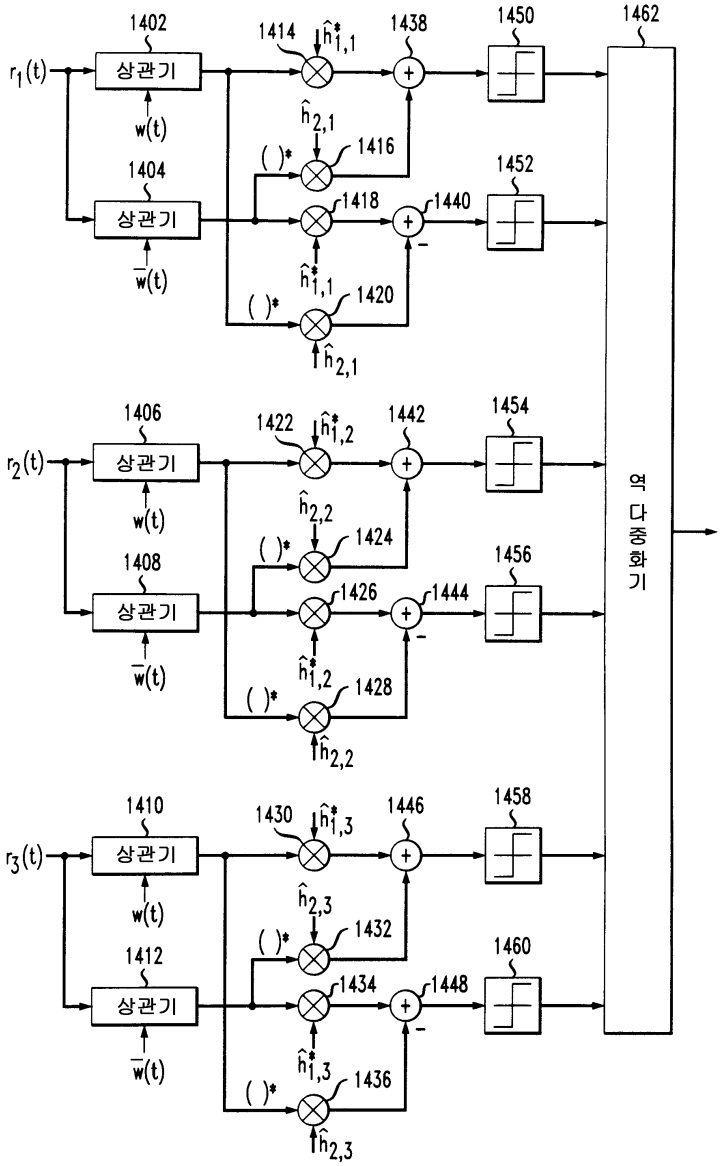
도면12c


P/O 안테나 2
심볼 반복 (++)
심볼 반복 (--)
심볼 반복 (-+)
심볼 반복 (+-)
1202-3
1204-3
1206-3
1208-3
1210-3
1212-3
1214-3
1216-3
1218-3
1220-3
1222-3
1224-3
1226-3
인에이블시 90° 회전
복소 승산기
1228-3
1230-3
1232-3
1234-3
1236-3
1238-3
기저대역 필터
1240-3
1242-3
1244-3
1246-3
1248-3
캐리어 3
$s_3(t)$

도면13


1302
상관기
1304
상관기
1306
상관기
1308
상관기
1310
상관기
1312
상관기
1314
1316
1318
1320
1322
1324
1326
1328
1330
1332
1334
1336
1340
1342
1344
1346
1348
1350
1352
역 다중화기
A
B

도면14


1402
상관기
1414
1438
1450
1462
$r_1(t)$
w(t)
1404
상관기
$\bar{w}(t)$
$\hat{h}^*_{1,1}$
$\hat{h}_{2,1}$
( )*
1416
1418
1440
1452
1420
$\hat{h}^*_{1,1}$
$\hat{h}_{2,1}$
1406
상관기
1422
1442
1454
$r_2(t)$
w(t)
1408
상관기
$\bar{w}(t)$
$\hat{h}^*_{1,2}$
$\hat{h}_{2,2}$
1424
1426
1444
1456
1428
$\hat{h}^*_{1,2}$
$\hat{h}_{2,2}$
1410
상관기
1430
1446
1458
$r_3(t)$
w(t)
1412
상관기
$\bar{w}(t)$
$\hat{h}^*_{1,3}$
$\hat{h}_{2,3}$
1432
1434
1448
1460
1436
$\hat{h}^*_{1,3}$
$\hat{h}_{2,3}$
역 다중화기