



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0055338
(43) 공개일자 2009년06월02일

(51) Int. Cl.

H04L 1/06 (2006.01) H04B 7/02 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-0122209

(22) 출원일자 2007년11월28일

심사청구일자 2007년11월28일

(71) 출원인

울산대학교 산학협력단

울산 남구 무거2동 산29

(72) 발명자

공형윤

울산광역시 중구 약사동 707-48 래미안 2차
203-1105

(74) 대리인

장한특허법인

전체 청구항 수 : 총 4 항

(54) STBC를 적용한 협력통신 시스템

(57) 요약

본 발명에 따르면, 한 프레임시간 내의 4개의 슬롯시간마다 4개 신호의 순차적 전송이 가능한 4×4 행렬을 갖는 STBC의 제1행성분에 해당되는 x_1 신호 내지 x_4 신호로 이루어진 전송신호인 제1전송신호를, 제1프레임시간에 목적지, 제1릴레이 및 제2릴레이 측으로 각각 전송하고, 제1전송신호를 STBC에 관한 제2행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제2전송신호를 제1프레임시간 이후의 제2프레임시간에 목적지 측으로 전송하는 소스; 소스로부터 전송받은 제1전송신호를 STBC에 관한 제3행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제3전송신호를 제2프레임시간에 목적지 측으로 전송하는 제1릴레이; 소스로부터 전송받은 제1전송신호를 STBC에 관한 제4행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제4전송신호를 제2프레임시간에 목적지 측으로 전송하는 제2릴레이; 및 제1프레임시간에 전송받은 제1전송신호, 제2프레임시간에 전송받은 제2전송신호 내지 제4전송신호를 각각 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구하는 목적지를 포함하는 STBC를 적용한 협력통신 시스템이 제공된다.

대표도 - 도1

Phase 1	Phase 2	Phase 3	...	Phases N+1
S Tx + R _i Rx	R1 Relay	R2 Relay	...	RN Relay

특허청구의 범위

청구항 1

한 프레임시간 내의 4개의 슬롯시간마다 4개의 신호의 순차적 전송이 가능한 4×4 행렬을 갖는 STBC의 제1행성분에 해당되는 x_1 신호 내지 x_4 신호로 이루어진 전송신호인 제1전송신호를, 제1프레임시간에 목적지, 제1릴레이 및 제2릴레이 측으로 각각 전송하고, 상기 제1전송신호를 상기 STBC에 관한 제2행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제2전송신호를 제1프레임시간 이후의 제2프레임시간에 상기 목적지 측으로 전송하는 소스;

상기 소스로부터 전송받은 제1전송신호를 상기 STBC에 관한 제3행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제3전송신호를 상기 제2프레임시간에 상기 목적지 측으로 전송하는 제1릴레이;

상기 소스로부터 전송받은 제1전송신호를 상기 STBC에 관한 제4행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제4전송신호를 상기 제2프레임시간에 상기 목적지 측으로 전송하는 제2릴레이; 및

상기 제1프레임시간에 전송받은 상기 제1전송신호, 상기 제2프레임시간에 전송받은 상기 제2전송신호 내지 제4전송신호를 각각 상기 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구하는 목적지를 포함하는 STBC를 적용한 협력통신 시스템.

청구항 2

제 1항에 있어서, 상기 목적지는,

상기 제1전송신호를 한 프레임시간만큼 딜레이(Delay)시키고, 딜레이된 제1전송신호와, 상기 제2프레임시간에 전송받은 제2전송신호, 제3전송신호, 제4전송신호를 각각 상기 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구하는 것을 특징으로 하는 STBC를 적용한 협력통신 시스템.

청구항 3

제 2항에 있어서, 상기 목적지는,

상기 합산시, 실수부(real)만을 취하는 것을 특징으로 하는 STBC를 적용한 협력통신 시스템.

청구항 4

제 2항에 있어서, 상기 목적지는,

상기 제1전송신호 내지 제4전송신호상에서 제1슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_1), 제2슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_2), 제3슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_3), 제4슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_4)에 관한 각각의 채널계수(h)를 4×4 의 직교행렬(H)로 배열하고, 상기 채널계수(h), 각 슬롯시간 별로 발생된 노이즈성분(n) 및 상기 직교행렬(H)을 이용하여, 수신된 신호를 추정하여 원신호로 복구하는 것을 특징으로 하는 STBC를 적용한 협력통신 시스템.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

<1> 본 발명은 STBC를 적용한 협력통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 STBC(Space Time Block Coding)를 적용하여 다이버시티 효과 및 대역폭 효율을 증가시킬 수 있는 STBC를 적용한 협력통신 시스템에 관한 것이다.

배경 기술

<2> 일반적인 협력 통신(Cooperation Communication)을 위한 협력 다이버시티 프로토콜은 전송채널 상에서 대개 타임 슬롯, 주파수 밴드 등의 분리된 직교 채널을 사용하는데 이러한 경우 높은 다이버시티 차수를 필요로 하므로 대역폭 효율은 매우 낮게 된다.

<3> 예를 들어, N-어레이의 협력 프로토콜을 갖는 도 1과 같은 TDM의 경우, N+1의 프레임시간이 필요하다. 제1프레

임시간에서는 소스(S)가 N개의 릴레이(R)로 정보를 전송하고 N개의 릴레이(R)는 그 정보를 각각 수신한다.

- <4> 다음으로, 제2프레임시간에 상기 릴레이(R)는, 소스(S)로부터 전송받은 신호(전송채널 상에서 노이즈가 추가된 신호)를 각각의 릴레이(R)에서 증폭하여 목적지(D) 측으로 전송한다.
- <5> 이러한 도 1과 같은 프로토콜에서 밴드폭 효율은 $1/(N+1)$ 인데, 이는 하나의 정보신호를 전송하기 위해 $N+1$ 개의 프레임시간을 필요로 하기 때문이다. 즉, 이러한 도 1의 경우 밴드폭의 낭비가 큰 단점이 있으며 밴드폭 효율을 향상시킬 수 있는 또 다른 구성의 개발 필요성이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <6> 본 발명은 상술한 문제점을 해결하기 위하여 창출된 것으로서, 협력 통신의 방식에 STBC(Space Time Block Coding)를 적용하여 대역폭 효율을 증가시키는 물론이며 우수한 다이버시티 특성을 갖는 STBC를 적용한 협력통신 시스템을 제공하는 데 그 목적이 있다.

과제 해결수단

- <7> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 STBC를 적용한 협력통신 시스템은, 한 프레임시간 내의 4개의 슬롯시간마다 4개의 신호의 순차적 전송이 가능한 4×4 행렬을 갖는 STBC의 제1행성분에 해당되는 x_1 신호 내지 x_4 신호로 이루어진 전송신호인 제1전송신호를, 제1프레임시간에 목적지, 제1릴레이 및 제2릴레이 측으로 각각 전송하고, 상기 제1전송신호를 상기 STBC에 관한 제2행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제2전송신호를 제1프레임시간 이후의 제2프레임시간에 상기 목적지 측으로 전송하는 소스; 상기 소스로부터 전송받은 제1전송신호를 상기 STBC에 관한 제3행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제3전송신호를 상기 제2프레임시간에 상기 목적지 측으로 전송하는 제1릴레이; 상기 소스로부터 전송받은 제1전송신호를 상기 STBC에 관한 제4행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고 보정된 전송신호인 제4전송신호를 상기 제2프레임시간에 상기 목적지 측으로 전송하는 제2릴레이; 및 상기 제1프레임시간에 전송받은 상기 제1전송신호, 상기 제2프레임시간에 전송받은 상기 제2전송신호 내지 제4전송신호를 각각 상기 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구하는 목적지를 포함한다.
- <8> 여기서, 상기 목적지는, 상기 제1전송신호를 한 프레임시간만큼 딜레이(Delay)시키고, 딜레이된 제1전송신호와, 상기 제2프레임시간에 전송받은 제2전송신호, 제3전송신호, 제4전송신호를 각각 상기 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구할 수 있다.
- <9> 또한, 상기 목적지는, 상기 합산시, 실수부(real)만을 취할 수 있다.
- <10> 그리고, 상기 목적지는, 상기 제1전송신호 내지 제4전송신호상에서 제1슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_1), 제2슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_2), 제3슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_3), 제4슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_4)에 관한 각각의 채널계수(h)를 4×4 의 직교행렬(H)로 배열하고, 상기 채널계수(h), 각 슬롯시간 별로 발생된 노이즈성분(n) 및 상기 직교행렬(H)을 이용하여, 수신된 신호를 추정하여 원신호로 복구할 수 있다.

효과

- <11> 즉, 본 발명에 따르면, STBC를 이용하여 제1프레임시간(Phase1) 동안 소스가 목적지와 두 릴레이 측으로 데이터를 전송하고, 제2프레임시간 동안 소스 및 두 릴레이가 목적지로 동시에 데이터를 전송하므로, 대역폭 효율은 $1/2$ 이며, 4차 다이버시티를 획득하여 기존의 직접전송(DT) 방식에 비해 더 나은 성능을 보이며 전력 절약적인 면에서도 미래 무선 네트워크를 위한 유망한 기술이 될 것으로 보인다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <12> 이하 첨부된 도면을 참조하면서 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 상세히 설명하기로 한다. 이에 앞서, 본 명세서 및 청구범위에 사용된 용어나 단어는 통상적이거나 사전적인 의미로 한정해서 해석되어서는 아니 되며, 발명자는 그 자신의 발명을 가장 최선의 방법으로 설명하기 위해 용어의 개념을 적절하게 정의할 수 있다는 원칙에 입각하여, 본 발명의 기술적 사상에 부합하는 의미와 개념으로 해석되어야만 한다.

<13> 따라서, 본 명세서에 기재된 실시예와 도면에 도시된 구성은 본 발명의 가장 바람직한 일 실시예에 불과할 뿐이고 본 발명의 기술적 사상을 모두 대변하는 것은 아니므로, 본 출원시점에 있어서 이들을 대체할 수 있는 다양한 균등물과 변형예들이 있을 수 있음을 이해하여야 한다.

<14> 도 1은 종래의 TDM 방식을 나타내는 구성도, 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 STBC를 적용한 협력통신 시스템의 구성도, 도 3 내지 도 5는 도 2의 시스템의 효과를 검증하기 위한 시뮬레이션 결과 그래프이다.

<15> 먼저 본 발명의 설명에 앞서, STBC에 관하여 수학식 1을 참고로 하여 설명하면 다음과 같다.

<16> [수학식 1]

<17>
$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_2 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (x_i, i=1,2,3,4)$$

<18> STBC(Space Time Block Coding) 방식은 시공간 부호화된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 안테나 기술 중 하나이다. 본 발명은 협력 통신에 STBC를 적용한 것으로 기존의 협력 통신보다 뛰어난 대역폭 효율과 다이버시티를 가진다.

<19> 본 발명은 4×4행렬의 수학식 1과 같은 STBC가 이용된다. 이는 4개의 전송 안테나를 위한 full rate 코드로서 4차 공간 다이버시티 효과를 얻을 수 있다.

<20>
$$\sum_{k=1}^4 c_{ki} c_{kj} = 0$$
 상기 행렬의 행과 열 성분은 모두 $\sum_{k=1}^4 c_{ki} c_{kj} = 0$ 에 의해 상호 직교성을 갖는다. 여기서 물론 C_{ij} 에서 i 는 수학식 1의 행성분, j 는 열성분을 나타낸다.

<21> 본 발명은 협력통신의 구성에 이러한 STBC의 전송 방식을 적용하여 4차 다이버시티 효과를 얻을 수 있도록 한다.

<22> 본 발명에서는, 한 프레임시간(Phase) 내에 수학식 1의 각 행성분 내에 포함된 각각의 열성분을 각 슬롯시간마다 순차적으로 전송한다.

<23> 예를 들어, 제1프레임시간(Phase1)에는 수학식 1의 제1행성분에 포함된 각각의 열성분인 x_1, x_2, x_3, x_4 를 각 슬롯시간마다 순차적으로 전송하게 된다. 즉, 한 프레임시간 내의 4개의 슬롯시간 동안 x_1, x_2, x_3, x_4 를 각각 순차적으로 전송한다.

<24> 이러한 STBC가 적용된 본 발명의 시스템에 관하여 표 1 및 도 2를 참고로 하여 보다 상세히 설명하고자 한다.

<25> [표 1]

<26>

	Phase 1				Phase 2			
Source	x_1	x_2	x_3	x_4	$-u_{3,2}$	$u_{3,1}$	$-u_{3,4}$	$u_{3,3}$
Relay 1					$-u_{1,3}$	$u_{1,4}$	$u_{1,1}$	$-u_{1,2}$
Relay 2					$-u_{2,4}$	$-u_{2,3}$	$u_{2,2}$	$u_{2,1}$

<27> 도 1에 도시된 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 STBC를 적용한 협력통신 시스템(100)은 소스(S;110), 제1릴레이(R1;120), 제2릴레이(R2;130) 및 목적지(D;140)로 구성된다.

<28> 이러한 본 발명은, 플랫 페이딩 채널(Flat Fading Channel) 환경하에서 소스(S;110)가 목적지(D;140) 측으로 정보 전송시 2개의 릴레이(120,130)의 도움을 받는, 릴레이를 이용한 협력통신에 해당된다.

<29> 노드 i 와 노드 j ($i \in S, R_1, R_2, j = R_1, R_2, D$)는 실수요소와 허수요소가 $\lambda_{ij}/2$ 의 분산을 갖는 i.i.d 복소 가우시안 랜덤 변수인 채널계수 h_{ij} 에 의해 모델링될 수 있다.

- <30> 여기서, λ_{ij} 는 $[\lambda_{ij}=(d_{SD}/d_{ij})^n]$ 에 의해 정의된다. d_{ij} 는 송신측(i)와 수신측(j) 간의 거리이고, $i \in \{S, R_1, R_2\}$, $j \in \{R_1, R_2, D\}$ 이며, n 는 경로손실 지수에 해당되는 것으로서 보통 1 ~ 7의 범위 내에서 선택될 수 있다. 예를 들어, λ_{SR1} 은 송신측인 소스(S)와 수신측인 릴레이(R1) 간의 분산 정도로서 $\lambda_{SR1}=(d_{SD}/d_{SR1})^n$ 로 정의될 수 있으며, 선택되는 n 값에 따라 그 값이 변경될 수 있다.
- <31> 한편, 모든 노이즈 샘플은, 실수요소와 허수요소가 0.5의 분산을 갖는 i.i.d zero-mean complex gaussian random variable에 의해 모델링될 수 있다.
- <32> 본 발명은 표 1과 같이 정보의 전송시 두 개의 프레임시간(Phase1, Phase2)이 이용되므로 대역폭 효율을 1/2를 가질 수 있다.
- <33> 먼저, 소스(S;110)는 수학식 1의 STBC의 제1행성분에 해당되는 x_1 신호 내지 x_4 신호로 이루어진 전송신호인 제1전송신호($x_1 \sim x_4$)를, 제1프레임시간(Phase1)에 목적지(D;140), 제1릴레이(R1;120) 및 제2릴레이(R2;130) 측으로 동시에 전송한다. 물론, 소스(S;110)가 전송하는 제1전송신호($x_1 \sim x_4$)는 4BPSK(QPSK) 변조된 신호일 수 있다.
- <34> 여기서, 제1프레임시간(Phase1)에, 제1릴레이(R1;120) 및 제2릴레이가 소스(S;110)로부터 전송받은 신호는 수학식 2로 표현되고, 목적지(D;140)가 소스(S;110)로부터 전송받은 신호는 수학식 3에 의해 표현 가능하다.
- <35> [수학식 2]:
- <36>
$$y_{Si,j} = a_0 h_{Si,j} x_i + n_{Si,j}$$
- <37> 여기서, i : 1,2(제1릴레이와 제2릴레이, 제 i 릴레이), l : 1,2,3,4(슬롯시간 인덱스), $h_{Si,j}$: 소스(S;110)와 제 i 릴레이 간의 채널계수, x_i : 초기의 제1프레임시간(Phase1)시의 각 슬롯시간(1) 별로 송신된 BPSK 심볼, $n_{Si,l}$: 초기의 제1프레임시간(Phase1)시의 1번째 슬롯시간에 소스(S;110)와 제 i 릴레이 사이에 발생된 노이즈이다.
- <38> 즉, 수학식 2는 제1프레임시간(Phase1)시 소스(S;110)에서 전송되어 제 i 릴레이에 수신된 신호를 의미한다.
- <39> [수학식 3]
- <40>
$$y_{SD1,l} = a_0 h_{SD1,l} x_l + n_{SD1,l}$$
- <41> 여기서, D_l : 제1프레임시간(Phase1)시의 목적지(D;140), $h_{SD1,l}$: 초기의 제1프레임시간(Phase1)시 소스(S;110)와 목적지(D;140) 간의 채널계수, $n_{SD1,l}$: 초기의 제1프레임시간(Phase1)시의 1번째 슬롯시간에 소스(S;110)와 목적지(D;140) 사이에 발생된 노이즈이다.
- <42> 즉, 수학식 3은 제1프레임시간(Phase1)시 소스(S;110)에서 전송되어 목적지(D;140)에 수신된 신호를 의미한다.
- <43> 수학식 2,3에서 a_0 는 소스(S;110)의 전송전력을 의미하는 것으로서 $a_0 = \sqrt{P_{S1}}$ 로 표현가능하다. 여기서 P_{S1} 은 제1프레임시간(Phase1)시 소스(S;110)에 할당된 전력을 의미한다.
- <44> 한편, 이상과 같은 제1프레임시간(Phase1) 이후의 제2프레임시간(Phase2)에는 소스(S;110)가 수학식 1의 제2행성분에 관한 제2전송신호를 목적지(D;140)로 전송하고, 제1릴레이(R1;120)는 제3행성분에 관한 제3전송신호를 목적지(D;140)로 전송하고, 제2릴레이(R2;130)는 제4행성분에 관한 제4전송신호를 목적지(D;140)로 전송한다.
- <45> 즉, 제2프레임시간(Phase2)시의 소스(S;110)는 아래의 수학식 4와 같이, 제1전송신호($x_1 \sim x_4$)를 수학식 1의 STBC에 관한 제2행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하여, 보정된 전송신호인 표 1의 제2전송신호($-u_{3,2}, u_{3,1}, -u_{3,4}, u_{3,3}$)를 목적지(D;140) 측으로 각 슬롯시간 별로 순차적으로 전송한다.

<46> [수학식 4]

$$H_{3,i} = a_3 \frac{h_{SD2}^*}{|h_{SD2}|} x_i$$

<47>

<48> 즉, 수학식 1의 제2행성분에 맞도록 각각의 신호($x_1 \sim x_4$)를 변형하고 제1프레임시간 이후의 제2프레임시간에 따른 위상 왜곡을 보정하게 되고, 이러한 제2전송신호($-u_{3,2}, u_{3,1}, -u_{3,4}, u_{3,3}$)는 상기 수학식 4에 의해 표현 가능하다.

<49> 여기서, $u_{3,1}$ 의 3은 편의상 제2프레임시간(Phase2)시의 소스(S;110)를 의미한다.

<50> 즉, 제2전송신호의 네 성분($-u_{3,2}, u_{3,1}, -u_{3,4}, u_{3,3}$)은 수학식 1의 제2행성분과 수학식 4로부터 가능하다. 여기서, a_3 에 따르면, 제2프레임시간(Phase2)시 소스(S;110)의 송신전력으로서 부족한 전력의 증폭이 가능하고, 이는

$$a_3 = \sqrt{P_{S2}} \text{로 표현 가능한데 } P_{S2} \text{는 제2프레임시간시 소스(S;110)에 할당된 전력이다.}$$

<51> 수학식 4의 h_{SD2} 는 제2프레임시간(Phase2)시 소스(S;110)와 목적지(D;140) 간의 채널계수로서, $h_{SD2}^*/|h_{SD2}|$ 는 제2프레임시간시 소스(S;110)와 목적지(D;140) 사이의 채널 환경에 의해 발생된 위상 왜곡을 보정하기 위한 것이다.

<52> $(\cdot)^*$ 는 물론 ' $\cdot$ '의 켄쥬게이션(conjugation)값을 의미한다.

<53> 한편, 이러한 제2프레임시간(Phase2)시 제1릴레이(R1;120)는 아래의 수학식 5와 같이, 소스(S;110)로부터 전송 받은 제1전송신호(수학식 2의 $y_{S1,1}$)를 상기 STBC에 관한 제3행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하고, 보정된 전송신호인 표 1의 제3전송신호($-u_{1,3}, u_{1,4}, u_{1,1}, -u_{1,2}$)를 목적지(D;140) 측으로 각 슬롯시간 별로 순차적으로 전송한다.

<54> 또한, 이와 동일한 방법으로 제2프레임시간(Phase2)시 제2릴레이(R2;130)는 아래의 수학식 5와 같이 소스(S;110)로부터 전송받은 제1전송신호(수학식 2의 $y_{S2,1}$)를 상기 STBC에 관한 제4행성분에 반영하여 부호 및 위상 왜곡을 보정하여 보정된 전송신호인 표 1의 제4전송신호($-u_{2,4}, -u_{2,3}, u_{2,2}, u_{2,1}$)를 목적지(D;140) 측으로 각 슬롯시간 별로 순차적으로 전송한다.

<55> 즉, 제1릴레이(R1;120)와 제2릴레이(R2;130)는 수학식 1의 제3행성분과 제4행성분에 각각 맞도록 각각의 신호(수학식 2의 $y_{Si,1}$)를 변형하고 제1프레임시간 이후의 제2프레임시간에 따른 위상 왜곡을 보정하게 된다.

<56> 즉, 제2프레임시간시 상기과 같이 보정되어 제1릴레이(R1;120)와 제2릴레이(R2;130)에서 전송되는 제3전송신호 및 제4전송신호는 아래의 수학식 5에 의해 표현 가능하다.

<57> [수학식 5]

$$H_{i,i} = a_i \frac{h_{Si}^*}{|h_{Si}|} \frac{h_{iD}^*}{|h_{iD}|} y_{Si,i}$$

$$= a_0 a_i \left| h_{Si} \right| \frac{h_{iD}^*}{|h_{iD}|} x_i - a_i n'_{Si,i} \quad i = 1, 2$$

<58>

<59> 여기서, $u_{i,1}$ 이란 제i릴레이에서 전송된 제3전송신호 또는 제4전송신호를 의미하고 $y_{Si,1}$ 는 제i릴레이가 소스(S;110)로부터 전송받은 신호로서 수학식 2와 같다.

<60> 즉, 제3전송신호의 네 성분($-u_{1,3}, u_{1,4}, u_{1,1}, -u_{1,2}$)은 수학식 1의 제3행성분과 수학식 5로부터 가능하고, 제4전송신호의 네 성분($-u_{2,4}, -u_{2,3}, u_{2,2}, u_{2,1}$)은 수학식 1의 제4행성분과 수학식 5로부터 가능하다.

<61> 여기서, a_i 는 제2프레임시간(Phase2)시 제i릴레이의 송신전력으로서, 부족한 전력의 증폭이 가능하다. 이는

$$a_i = \sqrt{\frac{P_i}{E(y_{si,i}^2)}} = \sqrt{\frac{P_i}{P_{s1}\lambda_{si}} - 1}$$

로 표현 가능하고 이때 P_i 는 제2프레임시간시 제i릴레이에 할당된 전력이다. 여기서, $E(\cdot)$ 는 기대치 작동자(expectation Operator)이다.

<62> 한편, 수학식 5의 h_{si} 는 제2프레임시간(Phase2)시 소스(S;110)와 목적지(D;140) 간의 채널계수로서, 이러한 수학식 5의 제i릴레이에서는 $h_{si}^*/|h_{si}|$ 를 이용하여 소스(S;110)와 제i릴레이 간의 위상 왜곡을 보정하고, 이에 더하여 $h_{id}^*/|h_{id}|$ 를 이용하여 제i릴레이와 목적지(D;140) 간의 위상 왜곡이 함께 보정되도록 한다.

$$n'_{si,l} = \frac{h_{si}^*}{|h_{si}|} \frac{h_{id}^*}{|h_{id}|} n_{si,l}$$

<63> 그리고, $n'_{si,l}$ 은 circular symmetric complex gaussian random variable인 수학식 2의 $n_{si,l}$ 에 관한 위상 보정값인데, 이러한 $n'_{si,l}$ 은 $n_{si,l}$ 과 같은 특성의 랜덤 변수에 해당된다.

<64> 한편, 목적지(D;140)는 제1프레임시간(Phase1)에 전송받은 제1전송신호, 제2프레임시간(Phase2)에 전송받은 제2전송신호 내지 제4전송신호를 각각 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구하게 된다.

<65> 여기서, 소스(S;110)와 릴레이(120,130)에서 전송한 신호가 목적지(D;140)에서 완벽히 동기화되는 것이 필요하므로, 제1프레임시간(Phase1)에 전송받은 제1전송신호를 한 프레임시간만큼 딜레이(Delay)시킨 후, 딜레이된 제1전송신호와, 제2프레임시간(Phase2)에 전송받은 제2전송신호, 제3전송신호, 제4전송신호를 각각 슬롯시간 별로 합산하여 원신호를 복구하며 이는 수학식 6 내지 9와 같다.

<66> [수학식 6]

$$r_1 = \text{Re} \left\{ \begin{array}{l} \frac{h_{SD1}}{|h_{SD1}|} x_{SD1,1} \\ \text{from phase 1} \\ - \frac{h_{SD2}u_{S,2} - h_{1D}u_{1,3} - h_{2D}u_{2,4} + n_{D,1}}{\text{from phase 2}} \end{array} \right\}$$

$$= a_0 h_{SD1} x_1 - a_3 h_{SD2} x_2$$

$$- a_3 a_1 h_{S1} |h_{1D}| x_3 - a_0 a_2 h_{S2} |h_{2D}| x_4$$

$$- \text{Re}(n'_{SD1,1} - a_1 h_{1D} n'_{S1,3} - a_2 h_{2D} n'_{S2,4} + n_{D,1})$$

<67> 즉, 간단하게 말하자면 수학식 6의 경우는, 표 1에서 각 페이즈(Phase)의 첫째 슬롯시간에 전송되는 신호(x_1 , $-u_{3,2}$, $-u_{1,3}$, $-u_{2,4}$)에 관한 합산(r_1)으로서, h_{ij} 는 물론 i측에서 j측으로의 전송시 발생하는 채널계수를 의미한다.

<69> 이하 수학식 7 내지 9의 설명은 상기한 바와 원리가 동일하므로 생략하기로 한다.

<70> [수학식 7]

$$\begin{aligned}
 r_2 &= \text{Re} \left\{ \frac{h_{SD1}^*}{h_{SD1}} \left[y_{SD1,2} + h_{SD2} u_{3,1} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + h_{1D} u_{1,4} - h_{2D} u_{2,3} - n_{D,2} \right] \right\} \\
 &= a_0 |h_{SD1}| x_2 + a_3 |h_{SD2}| x_1 \\
 &\quad - a_0 a_1 |h_{SD1}| |h_{1D}| x_4 - a_0 a_2 |h_{SD2}| |h_{2D}| x_3 \\
 &\quad - \text{Re}(n'_{SD1,2} - a_1 h_{1D} n'_{S1,4} - a_2 h_{2D} n'_{S2,3} - n_{D,2})
 \end{aligned}$$

<71>

<72> [수학식 8]

$$\begin{aligned}
 r_3 &= \text{Re} \left\{ \frac{h_{SD1}^*}{h_{SD1}} \left[y_{SD1,3} - h_{SD2} u_{3,4} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + h_{1D} u_{1,1} - h_{2D} u_{2,2} + n_{D,3} \right] \right\} \\
 &= a_0 |h_{SD1}| x_3 - a_3 |h_{SD2}| x_4 \\
 &\quad - a_0 a_1 |h_{SD1}| |h_{1D}| x_1 + a_0 a_2 |h_{SD2}| |h_{2D}| x_2 \\
 &\quad - \text{Re}(n'_{SD1,3} - a_1 h_{1D} n'_{S1,1} + a_2 h_{2D} n'_{S2,2} + n_{D,3})
 \end{aligned}$$

<73>

<74> [수학식 9]

$$\begin{aligned}
 r_4 &= \text{Re} \left\{ \frac{h_{SD1}^*}{h_{SD1}} \left[y_{SD1,4} + h_{SD2} u_{3,3} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - h_{1D} u_{1,2} - h_{2D} u_{2,1} - n_{D,4} \right] \right\} \\
 &= a_0 |h_{SD1}| x_4 - a_3 |h_{SD2}| x_3 \\
 &\quad - a_0 a_1 |h_{SD1}| |h_{1D}| x_2 - a_0 a_2 |h_{SD2}| |h_{2D}| x_1 \\
 &\quad + \text{Re}(n'_{SD1,4} - a_1 h_{1D} n'_{S1,2} + a_2 h_{2D} n'_{S2,1} + n_{D,4})
 \end{aligned}$$

<75>

<76> 여기서, 수학식 6 내지 수학식 9를 살펴보면, 합산시, 실수부(real)만을 취함을 알 수 있는데, 실수부만을 취하는 STBC를 사용함에 따라 더 높은 다이버시티 성능의 획득이 가능하다.

$$n'_{SD1,j} = \frac{h_{SD1}^{**}}{|h_{SD1}|} n_{SD1,j}$$

<77> 여기서, $n'_{SD1,1}$ 은 $n_{SD1,1}$ 의 위상 보정에 해당된다.

<78> 한편, $n_{D,1}$ 은 제2프레임시간 중의 1번째 슬롯시간에서의 노이즈 샘플에 해당된다.

<79> 이러한 r_1 의 합은 수학식 10과 같다.

<80> [수학식 10]

$$\begin{aligned}r_1 &= h_1x_1 - h_2x_2 - h_3x_3 - h_4x_4 - n_1 \\r_2 &= h_1x_2 + h_2x_1 + h_3x_4 - h_4x_3 - n_2 \\r_3 &= h_1x_3 - h_2x_4 + h_3x_1 - h_4x_2 - n_3 \\r_4 &= h_1x_4 - h_2x_3 - h_3x_2 - h_4x_1 + n_4\end{aligned}$$

<81>

<82> 여기서, 각각의 채널계수(h) 및 노이즈(n)는 수학식 11과 12에 의한다.

<83> [수학식 11]

$$\begin{aligned}h_1 &= a_0 |h_{SD1}| \\h_2 &= a_3 |h_{SD2}| \\h_3 &= a_0 a_1 |h_{S1}| h_{1D} \\h_4 &= a_0 a_2 |h_{S2}| h_{2D}\end{aligned}$$

<84>

<85> [수학식 12]

$$\begin{aligned}n_1 &= \text{Re}(n'_{SD1.1} - a_1 h_{1D} n'_{S1.3} - a_2 h_{2D} n'_{S2.4} + n_{D.1}) \\n_2 &= \text{Re}(n'_{SD1.2} + a_1 h_{1D} n'_{S1.4} - a_2 h_{2D} n'_{S2.3} + n_{D.2}) \\n_3 &= \text{Re}(n'_{SD1.3} - a_1 h_{1D} n'_{S1.1} + a_2 h_{2D} n'_{S2.2} + n_{D.3}) \\n_4 &= \text{Re}(n'_{SD1.4} - a_1 h_{1D} n'_{S1.2} + a_2 h_{2D} n'_{S2.1} + n_{D.4})\end{aligned}$$

<86>

<87> 각각의 노이즈 샘플 $n_{0,i}$ 이 상호 독립적이므로, n_i 또한 평균이 0이고 동일 분산의 독립 복소 가우시안 랜덤 변수를 가지며, 분산은 수학식 13과 같다.

<88> [수학식 13]

$$\sigma_{n_i}^2 = 2 - a_1^2 |h_{1D}|^2 - a_2^2 |h_{2D}|^2$$

<89>

<90> 이상과 같이, 목적지(D;140)는, 상기 제1전송신호 내지 제4전송신호상에서 제1슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_1), 제2슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_2), 제3슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_3), 제4슬롯시간에 전송된 신호에 관한 합산신호(r_4)에 관한 수학식 12의 각 채널계수(h)를 수학식 14와 같이 4×4 의 직교행렬(H)로 배열한다.

<91> [수학식 14]

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & -h_2 & -h_3 & -h_4 \\ h_2 & h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_1 & h_2 & h_4 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & h_1 \end{pmatrix}$$

<92>

<93> 이러한 수학식 14는 수학식 15과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

<94> [수학식 15]

$$r = Hx + n$$

<95>

<96> 여기서, $r = [r_1 \quad r_2 \quad r_3 \quad r_4]^T$, $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T$,

<97> $n = [n_1 \quad n_2 \quad n_3 \quad n_4]^T$ 이다.

<98> 이러한 수학적식 14는 수학적식 1에 관한 변형된 형태로서, 이 또한 직교 행렬의 특성을 가진다.

<99> 즉, 목적지(D;140)는 상기 채널계수(h), 각 슬롯시간 별로 발생된 노이즈 성분(n) 및 상기 직교행렬(H)을 이용하여, 수신된 신호를 수학적식 16과 같이 추정한 후 별도로 수학적식 17와 같은 시그넘 함수를 통해 원신호로 복구하게 된다.

<100> [수학적식 16]

<101>
$$\hat{x} = H^T r = H^T Hx + H^T n = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 x + H^T n$$

<102> [수학적식 17]

<103>
$$\bar{x}_i = \text{sign}(\hat{x}_i) \quad i=1, 2, 3, 4$$

<104> 수학적식 16에서 모든 신호들이 합산되어 4차 다이버시티 성능을 보인다. 물론, 수학적식 16, 17에서

$$\hat{x} = [\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2 \quad \hat{x}_3 \quad \hat{x}_4]^T, \quad \bar{x} = [\bar{x}_1 \quad \bar{x}_2 \quad \bar{x}_3 \quad \bar{x}_4]^T$$
 이다.

<105> 또한, $\text{sign}(\cdot)$ 는 시그넘 함수(Signum Function)로서, 괄호 안의 값이 0보다 큰 양수인 경우는 1로 결정, 0보다 작은 음수인 경우는 -1로 결정하는 함수이다.

<106> 보통은 다이버시티 차수를 증가시키려면 밴드폭 효율은 더욱 감소되나(4차 다이버시티 획득을 위해 보통의 경우 밴드폭 효율은 1/4로 떨어지나) 본 발명과 같이 STBC를 적절히 이용한 경우, 밴드폭 효율은 1/2로 바뀌게 된다.

<107> 즉, 본 발명에 따르면, STBC를 이용하여 제1프레임시간(Phase1) 동안 소스(S;110)가 목적지(D;140)와 두 릴레이(120,130) 측으로 데이터를 전송하고, 제2프레임시간(Phase2) 동안 소스(S;110) 및 두 릴레이(120,130)가 목적지(D;140)로 동시에 데이터를 전송하므로, 대역폭 효율은 1/2이며, 4차 다이버시티를 획득하여 기존의 직접전송(DT;Direct Trnasmission) 방식에 비해 더 나은 성능을 보이며 전력 절약적인 면에서도 미래 무선 네트워크를 위한 유망한 기술이 될 것으로 보인다.

<108> 도 3 내지 도 5는 이러한 도 2와 같은 본 발명의 시스템에 관한 효과 검증을 위한 시뮬레이션 결과 그래프이다.

<109> 상기 DT의 전송전력을 P_T 로 본 경우 동일 기준의 비교를 위해, 본 발명에서는 각 전송전력의 합이 P_T 가 되도록

$$P_{S1} + P_{S2} + P_1 + P_2 = P_T$$
를 기반으로 한다.

<110> 한편, 도 3을 먼저 보면, $\lambda_{SD} = \lambda_{SR1} = \lambda_{SR2} = \lambda_{RD} = \lambda_{RD} = 1$ 의 식을 통해 채널 조건이 모두 동일하다고 가정한다.

<111> 도 3의 경우는, 제1프레임시간(Phase1)에 소스(S;110)에 할당된 전력인 P_{S1} 이 전체전력 P_T 의 1/2, 1/3, 1/4이고, 제2프레임시간(Phase2)에 두 릴레이(120,130)와 소스(S;110)는 $P_1 = P_2 = P_{S2} = (P_T - P_{S1})/3$ 에 의해 그 나머지 전력을 각각 동등히 나눠 가진다.

<112> 도 3을 보면, $P_{S1} = P_T/2$ 와 $P_{S1} = P_T/4$ 경우 SNR 특성에 1dB 정도의 차이가 있다.

<113> $P_{S1} = P_T/2$ 인 경우 SNR의 전범위에 대해 DT에 비해 우월한 특성을 보이며, $BER=10^{-3}$ 을 기준으로 하여 볼 때 기존의 DT에 비해 11dB의 전력 이득 효과가 있다.

<114> 또한, 파워 이득은 SNR 값에 따라 증가됨을 알 수 있는데, 이는 4차 다이버시티의 특성에 기인한다. 이상과 같이 본 발명을 이용하는 경우 기존의 DT의 경우에 비하여 전력 절감의 효과가 크다는 것을 알 수 있다.

<115> 도 4는 $\lambda_{SD} = \lambda_{R_1D} = \lambda_{R_2D} = 1$, $\lambda_{SR_1} = \lambda_{SR_2} = 0.5, 1, 2$ 과 같이 채널 효과를 달리 준 경우이다.

<116> 이러한 경우 릴레이에서의 노이즈 증폭은 증가되나 성능에는 크게 영향을 미치지 않으므로 사용자 간의 채널 조건에도 강인함을 알 수 있다.

<117> 이러한 경우도 물론 본 발명의 협력 프로토콜의 성능은 기존의 DT의 경우에 비하여 항상 우월함이 증명된다.

<118> 도 5는 $\lambda_{SR_1} = \lambda_{SR_2} = \lambda_{R_1D} = \lambda_{R_2D} = 1$ 이고, $\lambda_{SD} = 0.5, 1, 2$ 인 경우이다.

<119> 기존의 DT의 경우, 서로 다른 S-D간 채널 환경에 대하여 동일한 성능을 얻기 위해서 요구되는 전력의 차이가 크게 발생한다. 그 예로서, BER= 10^{-3} 의 조건에서 $\lambda_{SD} = 0.5, 1, 2$ 각각에 대하여 요구되는 SNR이 각각 27dB, 24dB, 21dB이다.

<120> 그러나, 본 발명의 협력 통신의 경우, 위와 동일 조건에 관하여 요구되는 SNR이 각각 17.2dB, 15.8dB, 13.5dB로서, 상기 DT 방식에 비해 전력 절감의 효과가 크다는 것을 알 수 있다.

<121> 이상과 같이, 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 이것에 의해 한정되지 않으며 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 본 발명의 기술 사상과 아래에 기재될 청구 범위의 균등 범위 내에서 다양한 수정 및 변형이 가능함은 물론이다.

도면의 간단한 설명

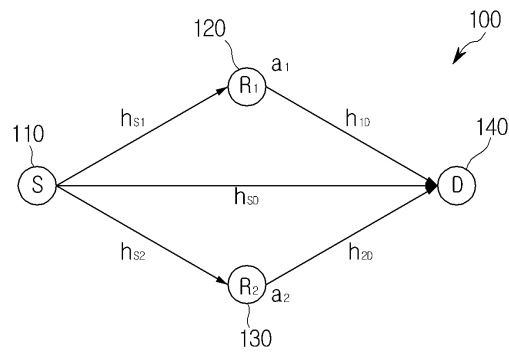
- <122> 도 1은 종래의 TDM 방식을 나타내는 구성도,
 <123> 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 STBC를 적용한 협력통신 시스템의 구성도,
 <124> 도 3 내지 도 5는 도 2의 시스템의 효과를 검증하기 위한 시뮬레이션 결과 그래프이다.
 <125> <도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>
 <126> 100...STBC를 적용한 협력통신 시스템
 <127> 110...소스 120...제1릴레이
 <128> 130...제2릴레이 140...목적지

도면

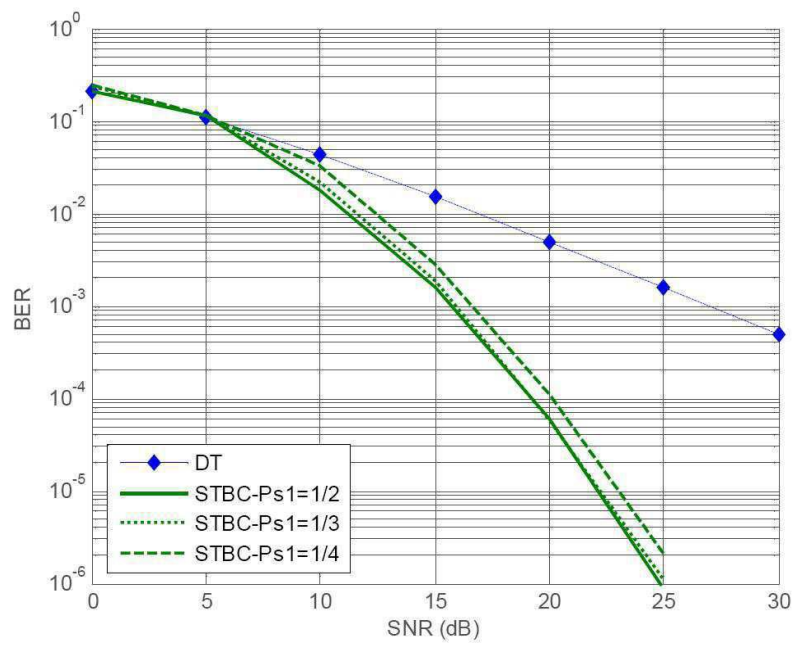
도면1

<i>Phase 1</i>	<i>Phase 2</i>	<i>Phase 3</i>	<i>...</i>	<i>Phases N+1</i>
S Tx +R _i Rx	R1 Relay	R2 Relay	...	RN Relay

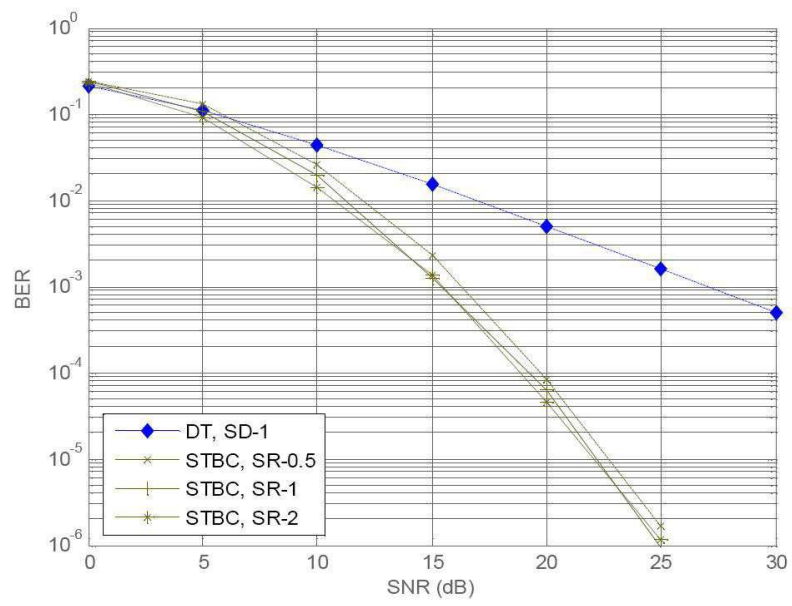
도면2



도면3



도면4



도면5

