



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0119962
(43) 공개일자 2009년11월23일

- (51) Int. Cl.
H04B 7/04 (2006.01) *H04L 27/26* (2006.01)
- (21) 출원번호 10-2009-7016954
- (22) 출원일자 2008년01월25일
심사청구일자 없음
- (85) 번역문제출일자 2009년08월13일
- (86) 국제출원번호 PCT/EP2008/000578
- (87) 국제공개번호 WO 2008/098672
국제공개일자 2008년08월21일
- (30) 우선권주장
07003191.9 2007년02월15일
유럽특허청(EPO)(EP)
07006681.6 2007년03월30일
유럽특허청(EPO)(EP)

- (71) 출원인
미쓰비시덴키 가부시카가이사
일본국 도쿄도 지요다쿠 마루노우치 2초메 7반 3고
미쯔비시 일렉트릭 알앤디 센터 유럽 비.브이.
네덜란드 엔엘-1119 엔에스 스키폴-라익, 카프로
닐라안 46
- (72) 발명자
카스트랭, 다미앙
프랑스, 에프-35708 렌느 시 7, 씨에스 10806, 알
레 드 보리우, 1, 미쯔비시 일렉트릭 인포메이션
테크놀로지 센터 유럽 비. 브이
브뤼넬, 루악
프랑스, 에프-35708 렌느 시 7, 씨에스 10806, 알
레 드 보리우, 1, 미쯔비시 일렉트릭 인포메이션
테크놀로지 센터 유럽 비. 브이
(뒷면에 계속)
- (74) 대리인
조영현, 나승택

전체 청구항 수 : 총 15 항

(54) 무선 데이터 방사 방법 및 무선데이터 방사기 및 무선 데이터 수신기

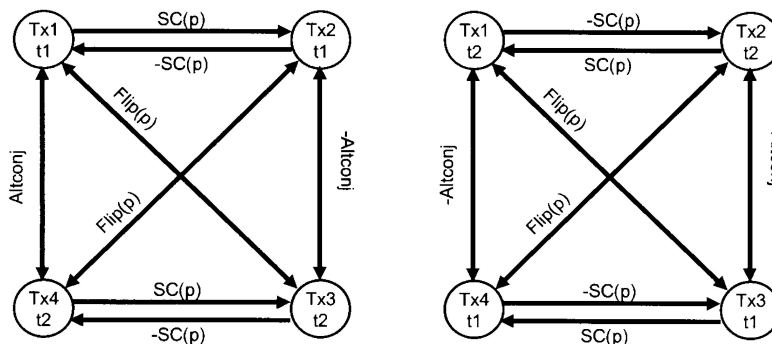
(57) 요약

본 발명은 무선 통신 영역에서 4개의 전송 안테나들에 대한 SC-QOSTFBC(Single Carrier-Quasi Orthogonal Space Time Frequency Block Code), 더욱 상세하게는, OFDM 같은 전송 스킴(scheme)과 결합되어 특별하게 사용되는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 또는 MISO(Multiple Input Single Output)의 환경에서 유용한 코딩(coding)과 디코딩(decoding) 기술에 관한 것이다.

상기 코드들은 단일의 안테나 스킴에서 보내진 것과 대응하는 배열(constellation)을 특정의 안테나 상에 보내고, 나머지 다른 안테나들 상에 등가의 배열(constellation)을 보내는 것에 기반을 둔다.

상기 코드들은 DFT 확산 OFDM과 결합될 때, 각 전송 안테나에 낮은 PAPR(low-PAPR) 특성을 유지하도록 설계된다.

대표도 - 도10



(72) 발명자

모띠에르, 다비드

프랑스, 에프-35708 렌느 시 7, 씨에스 10806, 알
레 드 보리우, 1, 미쯔비시 일렉트릭 인포메이션
테크놀로지 센터 유럽 비. 브이

시오쉬나, 크리스티나

프랑스, 에프-35708 렌느 시 7, 씨에스 10806, 알
레 드 보리우, 1, 미쯔비시 일렉트릭 인포메이션
테크놀로지 센터 유럽 비. 브이

특허청구의 범위

청구항 1

M개의 각 서브 캐리어들 상에 심볼의 방사를 이끄는 크기 M의 DFT로부터 발생하는 주파수 영역에서 고려될 첫번째 안테나 상에 전송되는 신호(S)로부터 두번째 안테나(Ts) 상에 방사되는 신호를 제공하는 관계식 SC(p)가 $S_k^{Ts} = (-1)^{k+1} S_{(p-1-k) \bmod M}^*$ 으로 규정되고(여기서, k는 k=0...M-1을 만족하고, p는 0과 M-1 사이의 파라미터이며, k는 주파수 영역에서 각 부분송파에 대한 인덱스임), 4개의 안테나들로 구성되는 각 그룹은 두 쌍의 안테나들로 규정되는 것을 만족하는, 적어도 4개의 전송 안테나들을 포함하는 에미터에 의한 무선 데이터 방사 방법에 있어서,

4개의 안테나들로 구성되는 각 그룹에 대하여, 1 개에서 3개의 안테나들을 포함하는 어느 불완전한 그룹은 몇 개의 안테나들이 억제된 후에 완전한 그룹으로 취급되고,

각 쌍의 안테나들 상에 방사되는 신호들은 상기 SC(p)의 관계식에 의하여 관련되고;

제1 쌍의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호와 제2 쌍의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호는 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 제2 관계식에 의하여 관련되며;

4개의 안테나들로 구성되는 특정 그룹의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호와 다른 그룹의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호는 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 제3 관계식에 의하여 관련되며,

상기 관계식들에 의하여 각 안테나 상에 방사되는 신호들을 발생하여 각 안테나 상에 방사하는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 제2 관계식은 $S_k^{Tr} = S_{(k-p) \bmod M}$ (여기서 k = 0...M-1)에 의하여 규정되는 Shift(p)인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 3

청구항 2에 있어서,

상기 p는 M/2인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 제2 관계식은 $S_k^{Tr} = S_{(M-1-k+p) \bmod M}$ (여기서 k = 0...M-1)에 의하여 규정되는 Flip(p)인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 5

청구항 1에 있어서,

상기 제2 관계식은 $S_k^{Tr} = (-1)^k S_k^*$ (여기서 k = 0...M-1)에 의하여 규정되는 Altconj인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 6

청구항 1에 있어서,

상기 제2 관계식은 켄쥬게이트(conjugate)인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 7

청구항 1에 있어서,
 상기 제2 관계식은 항등(identity)인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 8

청구항 1 내지 청구항 7 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 제3 관계식은 쉬프트(shift) 관계식인 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 9

청구항 1 내지 청구항 8항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 제2 관계식은 동일한 타임 슬롯(time slot)의 심볼들에 적용하는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 10

청구항 1 내지 청구항 8항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 제2 관계식은 다른 타임 슬롯들(time slots)의 심볼들에 적용되는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 11

청구항 10에 있어서,
 상기 제2 관계식은 연속적인(consecutive) 타임 슬롯들(time slots)의 심볼들에 적용되는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 12

청구항 1 내지 청구항 11 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 각 전송 안테나 상에서 타임 쉬프트 연산이 수행되고, 각 안테나에 적용되는 쉬프팅 값 L_i 는 코딩 시퀀스의 크기 N 보다 더 낮고, 상기 안테나들에 적용되는 쉬프팅 값들 L_i 는 모두 동일하지 않으며, 각 안테나에 적용되는 쉬프팅 값 L_i 는 modulo N 이 적용되는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 13

청구항 1 내지 청구항 11 중 어느 한 항에 있어서,
 타임 딜레이 연산이 각 전송 안테나 상에서 수행되고, 상기 안테나들에 적용되는 딜레이 값들 L_i 는 모두 동일하지 않는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사 방법.

청구항 14

적어도 4개의 전송 안테나들을 포함하는 무선 데이터 방사기에 있어서,
 상기 청구항 1 내지 청구항 13 중 하나에 따라 신호들을 전송하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 방사기

청구항 15

무선 데이터 수신기에 있어서,
 상기 청구항 1 내지 청구항 13 중 하나에 따라 전송된 신호들을 디코딩하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 데이터 수신기.

명세서

기술분야

<1> 본 발명은 무선통신 영역에 관한 것으로, 더욱 상세하게는, OFDM 같은 전송기술과 관련되어 사용되는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 또는 MISO(Multiple Input Single Output)의 환경에서 유용한 코딩(coding)과 디코딩(decoding) 기술에 관한 것이다.

배경기술

<2> 본 발명은 무선통신 영역에 관한 것으로, 더욱 상세하게는, OFDM 같은 전송스킴과 결합되어 특별하게 사용되는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 또는 MISO(Multiple Input Single Output)의 환경에서 유용한 코딩(coding)과 디코딩(decoding) 기술에 관한 것이다.

<3> COFDM(Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)과 같은 OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)은 주파수 분할 다중화(FDM, Frequency Division Multiplexing) 방식에 기반을 두지만, 디지털 변조 방식으로 구현된다.

<4> 전송되는 비트-스트림(bit stream)은 일반적으로, 수신에서 수신개의 다수 개의 병렬 스트림으로 분리된다. 이 용가능한 주파수 스펙트럼은 다수 개의 서브 채널로 분리되고, 각각 저속(low-rate)의 비트-스트림이 PSK, QAM 등과 같은 표준 변조 기술을 사용한 부반송파(sub-carrier)를 변조함으로써 각 서브 채널을 통해 전송된다.

<5> 상기 부반송파 주파수는 서브 채널 사이의 크로스 토크(cross talk)를 제거하기 위해 변조된 데이터 스트림이 서로 직교하도록 선택되어 진다. 이런 직교성(orthogonality)은 부반송파의 심볼 레이트(symbol rate)에 의해 서브-캐리어들이 동일한 간격에 있을 때 발생한다.

<6> OFDM의 근본적인 이점은 멀티패스 및 협대역 간섭(narrowband interference)과 같은 혹독한 채널 조건에 복잡한 등화 필터(equalization filter)없이 대처할 수 있는 능력이다. 채널 등화(equalization)는 하나의 빠르게 변조된 광역밴드 신호 대신에 많은 느리게 변조된 협대역 밴드 신호를 사용함으로써 단순화된다.

<7> 소위 DFT 확산방식의 OFDM 변형기술(이하 "DFT spread OFDM"라 함)이 발전되어 왔다. 이 시스템에서 전송되는 각 심볼은 DFT(Discrete Fourier Transform)에 의하여 복수의 송신 주파수들에 걸쳐 확산된다. 결과적으로 신호는 일반적인 OFDM 전송 시스템을 통해 전송된다.

<8> 도 1은 송신기에 대하여 주파수 영역에서 코딩 구현을 도시한 것이다. 특히 다른 주파수 밴드들에서 방사하는 에미터들(방사기들, emitters) 사이에 주파수 분리성을 개선시키기 위해 주파수 영역에서 코딩 구현이 단순화를 위해 바람직하지만, 실제 코딩 처리는 주파수 영역 또는 시간 영역에서 행해질 수 있다.

<9> 전송되는 데이터는 심볼 군(xn)을 제공하는 코딩 및 변조모듈(1.1)에 의해 심볼들 상에 코드화되어 매핑된다. 그런 다음, 신호는 FFT(Fast Fourier Transform)모듈(1.2)에 의해 주파수 영역에서 확산된다. 그 후, 시간 영역에서의 오버 샘플링(oversampling)과 같은 제로 삽입(zero insertion), 주파수 셰이핑(frequency shaping), 주파수 전위(frequency transposition) 및 가능한 필터링 기능을 포함할 수 있는 주파수 맵핑(1.3) 단계가 수행 된다.

<10> 제로 삽입을 포함할 경우, $N' = N$ 이 간단성을 취하지 않거나 보편적인 손실이 없는 것이 아니라면, 상기 주파수 맵핑 모듈(1.3)의 출력은 N 보다 더 큰 N' 사이즈의 벡터로 출력된다.

<11> 신호는 전송을 위해 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)(1.4)에 의해 시간 영역으로 다시 변환된다. 그러면 동일하지는 않지만 상기 심볼(X_n)과 매우 비슷한 심볼군($X_{n'}$)이 반환된다. 전송전에 선택적으로 사이클릭 프리픽스(CP, Cyclic Prefix) 삽입(1.5)이 적용될 수 있다.

<12> 도 2는 수신기에 대한 주파수 영역에서 디코딩 구현을 도시한 것이다. 수신된 데이터는 먼저 2.1 단계에서 동기화된다. 상기 코더(coder)가 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix)들을 삽입했다면, 이 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix)들은 단계 2.2에서 제거된다. 그런 다음, FFT(Fast Fourier Transform) (2.3)가 주파수 영역으로 신호를 변환하기 위해 적용된다. 그런 다음, 채널추정(channel estimation) 단계 2.7에 의해 얻어진 채널 상태에 관련되어 있는 데이터를 사용하는 등화 단계(2.4)가 수행된다. 그런 다음, 복조 및 채널 디코딩 단계 2.6 전에 IFFT(2.5)에 의해 데이터가 역확산된다.

- <13> 상기 시스템은 좋은 특성들을 가진다. 특히 전송된 신호들은 단일 반송파 시스템과 비슷한 정도의 낮은(low) PAPR(Peak to Power Ratio)를 가지는 포락선(envelope) 특징을 유지한다. 상기 DFT 확산방식의 OFDM(DFT spread OFDM)은 또한 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access)로 불린다.
- <14> 사이클릭 프리픽스들이 신호에 삽입된 경우에, 수신기는 특히 주파수 영역에서 MMSE(Minimum Mean Square Error) 선형 등화기(equalizer)를 가지고 구현하는 것이 간단하다.
- <15> 전송의 강건함(robustness)을 향상시킬 수 있도록, MISO 시스템에서 방사기(에미터, emitter)에 복수개의 안테나를 사용하고, MIMO 시스템에서 방사기와 수신기에 양쪽 모두에 복수개의 안테나를 사용하는 것이 알려져 있다. 상기 향상된 강건함(robustness)은 종래의 범위(range) 대 대역폭의 트레이드 오프(tradeoff)를 조정함으로써, 범위 또는 대역폭을 증가시키기 위하여 사용될 수 있다. 복수개의 다양한 스킴들이 방사기에 구비되는 다중 안테나의 이점을 위하여 사용된다.
- <16> 알라무티(Alamouti)는 전송되는 정보는 다른 타임 슬롯들을 사용하여 다른 안테나들에 의하여 박자를 맞추어 공간에 퍼지기 때문에, STBC(Space Time Block Code)라는 코드를 개발했다. 알라무티 코드에 관한 참조 논문은 “A Simple transmit diversity technique for wireless communications”, IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, October 1998.
- <17> 두개의 전송 안테나에 대하여, 알라무티는 단일의 전송 안테나에 의하여 달성되는 레이트(rate)와 동일한 레이트(rate)를 제공한다는 것을 의미하고, 두개의 안테나 시스템에서 최대 달성할 수 있는 데이터 레이트의 1/2을 의미하는, 완전한 다이버시티(diversity)와 레이트(rate) 1을 가지는 간단한 직교성의 시공간 블록 코드(OSTBC, Orthogonal Space Time Block Code)를 제공하였다.
- <18> 상기 코드는 다음 수식 (1)과 같이 표현된다.

$$\begin{array}{ccc}
 \mathbf{A}_{12} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ -a_2^* & a_1^* \end{pmatrix} & \begin{array}{l} \leftarrow \text{Time } t_1 \\ \leftarrow \text{Time } t_2 \end{array} & \\
 \begin{array}{cc} \uparrow & \uparrow \\ \text{Antenna Tx1} & \text{Tx2} \end{array} & & (1)
 \end{array}$$

- <19>
- <20> 등가 버전(version)들은 수식 (2)와 같이 주어진다.

$$\mathbf{A}_{12}^* = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ a_2^* & -a_1^* \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_{12}^{(I)} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_{12}^{(II)} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* \\ a_2 & -a_1^* \end{pmatrix}. \quad (2)$$

- <21>
- <22> 다른 코드 매트릭스들은 상기 주어진 코드들에 적용되는 이항(transposition), 부호 변경 또는 복소 켤레(conjugate)의 연산자에 의하여 얻어질 수 있다. 최적 디코딩(ML(maximum likelihood))은 채널이 t1과 t2 사이에서 변하지 않는 한 매우 간단하다(매트릭스 인버전(inversion)이 없이 디코딩 함). 그리고 채널이 단순 곱셈에 의하여 특징될 수 있는 한 최적 디코딩(ML(maximum likelihood))은 매우 간단하다.
- <23> 완전한 다이버시티(diversity)와 전송 레이트(rate) 1을 가지는 복잡한 직교성의 설계는 2개 보다 더 많은 전송 안테나에 대해서는 불가능하다는 것으로 알려졌다. 퀴시 직교성(QO)의 설계로 귀결되는 2개보다 더 많은 안테나에 대한 확장된 알라무티 스킴(scheme)들이 자파르크하니(Jafarkhani) 및 다른 사람들에 의하여 이미 소개되어 왔다. 참고 사항들은 <<H. Jafarkhani, “A Quasi-Orthogonal Space-Time block Code”, IEEE Transaction on Communication, January 2001>>, <<C. Papadias, G. Foschini, “A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas”, IEEE ICASSP 2001>> and <<M. Rupp, C. F. Mecklenbrauker, “On extended Alamouti Schemes for Space-Time Coding”, WPMC'2 Honolulu, Hawaii, October 2002>>.

<24> 이러한 코드들은 다음 수식 (3)으로 표현될 수 있다.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'_{12} & \mathbf{A}'_{34} \\ \mathbf{A}'_{34} & \mathbf{A}'_{12} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}' = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'_{12} & \mathbf{A}'_{34} \\ -\mathbf{A}'_{34} & \mathbf{A}'_{12} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}'' = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'_{12} & \mathbf{A}'_{34} \\ \mathbf{A}'_{34} & -\mathbf{A}'_{12} \end{pmatrix} \quad (3)$$

<25>

<26> “쿼시 직교성(Quasi-orthogonality)”은 A의 열 대부분은 서로 직교한다는 것을 의미한다. 쿼시 직교성은 단순화된 ML 디코딩을 가능하게 한다. MMSE 및 ZF인 종래의 디코더들 또한 좋은 결과를 준다. 약간의 다이버시티(diversity) 손실을 희생할 때, 자파르크하니 코드들은 4개의 안테나에 대하여 최대 전송 레이트의 1/4에 해당하는 데이터 전송 레이트를 유지한다. 상술한 스킴들(식 (1)~(3)) 모두는 자연스럽게 OFDM 또는 OFDM과 유사한 변조 스킴들과 잘 결합된다.

<27> 문제는 DFT 확산방식의 OFDM(DFT spread OFDM)과 결합될 때, 각 전송 안테나에서 낮은 PAPR 특성을 유지하는 네 개의 전송 안테나에 대한 공간-시간 또는 공간-주파수 코드를 설계하는 것이다. 쉬운 디코딩은 수신기에서 주파수 영역 구현에 의존한다. 이러한 이유 때문에, 시간 영역에서도 등가의 구현이 수행될 수 있을지라도, 우리는 송신기에서 주파수 영역에서 간단한 특징을 갖는 스킴을 제안한다.

<28> 자파르크하니는 시간 차원에서 QOSTBC 스킴들을 구현하는 것을 제안했다. 구체적으로 이 스킴은 동일한 주파수(반송파)로 전송되는 심볼들을 프리코딩하지만 4개의 다른 타임 슬롯들을 이용한다(즉, 4개의 연속적인 OFDM형 심볼들을 전송).

<29> 그러나, 4개의 타임 슬롯들을 사용하는 것은 끌끄럽다. 특히 3GPP/LTE 환경에서는 더욱 그렇다. 구체적으로, TDD 모드에서 프레임의 길이는 가변적이고, 다중의 4개의 슬롯들을 포함해야하는 것은 가혹한 제약을 추가하는 것이다. 더욱이, 모든 시스템들에 대하여 4개의 슬롯들을 항상 결합해야 한다면, 4를 곱한 파립 모양이 생긴다.

<30> 다른 가능성은 주파수 영역에서 스킴(이 경우 QOSFBC(Quasi Orthogonal Space Frequency Block Code)로 불림)을 SC-FDMA와 함께 결합하는 것이다. 이것은 동일한 OFDM형 심볼에 대하여 4개의 인접한 서브 반송파로 구현된다. 그러나 이 경우에, 안테나 2, 3 및 4로 전송되는 신호는 주파수 조정이 수행되기 때문에, 더 이상 단일 반송파(SC) 신호의 포락선(envelope) 특징을 유지하지 못한다.,

발명의 상세한 설명

<31> 상기 문제를 해결하기 위하여, 본 발명은 다른 안테나들에 등가 배열(constellation)을 전송하는 것을 기초로 한 4개의 전송 안테나용 SC-QOSFBC(Single Carrier - Quasi Orthogonal Space Frequency Block Code)을 제안한다. 이것은 세계의 다른 안테나들에 전송되는 신호를 제공하기 위하여 제1 안테나의 신호에 적용된 파라미터화된 변환을 사용하여 공식화될 수 있다.

<32> 상기와 같은 과제를 해결하기 위하여 제안된 본 발명인 적어도 4개의 전송 안테나들을 포함하는 방식기에 의한 무선 데이터 방사 방법을 이루는 구성수단은, M개의 각 서브 캐리어들 상에 심볼의 방사를 이끄는 크기 M의 DFT로부터 발생하는 주파수 영역에서 고려될 첫번째 안테나 상에 전송되는 신호(S)로부터 두번째 안테나(Ts) 상에 방사되는 신호를 제공하는 관계식 SC(p)가 $S_k^{Ts} = (-1)^{k+1} S_{(p-1-k) \bmod M}^*$ 으로 규정되고(여기서, k는 k=0...M-1을 만족하고, p는 0과 M-1 사이의 파라미터이며, k는 주파수 영역에서 각 반송파에 대한 인덱스임), 4개의 안테나들로 구성되는 각 그룹은 두 쌍의 안테나들로 규정되는 것을 만족하는, 적어도 4개의 전송 안테나들을 포함하는 에미터에 의한 무선 데이터 방사 방법에 있어서,

<33> 4개의 안테나들로 구성되는 각 그룹에 대하여, 1 개에서 3개의 안테나들을 포함하는 어느 불완전한 그룹은 몇 개의 안테나들이 억제된 후에 완전한 그룹으로 취급되고,

<34> 각 쌍의 안테나들 상에 방사되는 신호들은 상기 SC(p)의 관계식에 의하여 관련되고;

<35> 제1 쌍의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호와 제2 쌍의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호는 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 제2 관계식에 의하여 관련되며;

<36> 4개의 안테나들로 구성되는 특정 그룹의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호와 다른 그룹의 안테나들 중 하나 상에 방사되는 신호는 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 제3 관계식에 의하여 관련되며,

- <37> 상기 관계식들에 의하여 각 안테나 상에 방사되는 신호들을 발생하여 각 안테나 상에 방사하는 것을 특징으로 한다.
- <38> 또한, 상기 제2 관계식은 $S_k^{Tr} = S_{(k-p) \bmod M}$ (여기서 $k = 0 \dots M-1$)에 의하여 규정되는 Shift(p)인 것을 특징으로 한다.
- <39> 또한, 상기 p는 M/2인 것을 특징으로 한다.
- <40> 또한, 상기 제2 관계식은 $S_k^{Tr} = S_{(M-1-k+p) \bmod M}$ (여기서 $k = 0 \dots M-1$)에 의하여 규정되는 Flip(p)인 것을 특징으로 한다.
- <41> 또한, 상기 제2 관계식은 $S_k^{Tr} = (-1)^k S_k^*$ (여기서 $k = 0 \dots M-1$)에 의하여 규정되는 Altconj인 것을 특징으로 한다.
- <42> 또한, 상기 제2 관계식은 켄쥬게이트(conjugate)인 것을 특징으로 한다.
- <43> 또한, 상기 제2 관계식은 항등(identity)인 것을 특징으로 한다.
- <44> 또한, 상기 제3 관계식은 쉬프트(shift) 관계식인 것을 특징으로 한다.
- <45> 또한, 상기 제2 관계식은 동일한 타임 슬롯(time slot)의 심볼들에 적용하는 것을 특징으로 한다.
- <46> 또한, 상기 제2 관계식은 다른 타임 슬롯들(time slots)의 심볼들에 적용되는 것을 특징으로 한다.
- <47> 또한, 상기 제2 관계식은 연속적인(consecutive) 타임 슬롯들(time slots)의 심볼들에 적용되는 것을 특징으로 한다.
- <48> 또한, 상기 각 전송 안테나 상에서 타임 쉬프트 연산이 수행되고, 각 안테나에 적용되는 쉬프팅 값 L_i 는 코딩 시퀀스의 크기 N보다 더 낮고, 상기 안테나들에 적용되는 쉬프팅 값들 L_i 는 모두 동일하지 않으며, 각 안테나에 적용되는 쉬프팅 값 L_i 는 modulo N이 적용되는 것을 특징으로 한다.
- <49> 또한, 타임 딜레이 연산이 각 전송 안테나 상에서 수행되고, 상기 안테나들에 적용되는 딜레이 값들 L_i 는 모두 동일하지 않는 것을 특징으로 한다.
- <50> 한편, 본 발명은 적어도 4개의 전송 안테나들을 포함하는 무선 데이터 방사기에 있어서, 상술한 방법들 중 하나에 따라 신호들을 전송하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <51> 또한, 본 발명은 무선 데이터 수신기에 있어서, 상술한 방법들 중 하나에 따라 전송된 신호들을 디코딩하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <52> 본 발명의 구성에 의하면, SC-QOSFBC(Single Carrier - Quasi Orthogonal Space Frequency Block Code)를 가지고 낮은 PAPR 특성을 유지하는 장점을 얻을 수 있다.

실시예

- <73> 본 발명의 특징은 이하에서 설명되는 구체적인 실시예를 통하여 좀 더 명확하게 드러날 것이고, 상기 설명은 첨부된 도면을 참조하여 제시된다.
- <74> 두개의 전송 안테나를 가지는 SC-FDMA(이하 “SC-OSFBC(Single Carrier Orthogonal Space Frequency Block Code)”라 함)와 호환할 수 있는 SFBC는 <<C. Ciochina, D. Castelain, D. Mottier and H. Sari, “A Novel Space-Frequency Coding Scheme for Single-Carrier Modulation,” 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications(PIMRC'07), Athens, Greece, September 2007>>와 <<C. Ciochina, D. Castelain, D. Mottier and H. Sari, “Single-Carrier Space-Frequency Block Coding: Performance Evaluation,” IEEE 66th Vehicular Technologies Conference (VTC 2007 Fall), Baltimore, USA, September 29-October 3 2007>>에 소개되어 왔다.
- <75> 이러한 코드들은 또한 동일 출원인에 의하여 출원되고, 우선권의 기초 출원인 유럽 특허 출원 07 003191에 기술되었다.

<76> 주파수 영역에서의 구현을 위하여 SC-OSFBC는 다음과 같은 단계들로 구성된다.

<77> $k_1, k_2 \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 이고, $k_2 = (p-1-k_1) \bmod M$ 인 것을 만족하는 쌍(pairs) (k_1, k_2) 를 형성하는 단계(여기서 p 는 짝의 정수이고 M 은 DFT의 사이즈를 의미함);

<78> $a_1 = S_{k_1}$, $a_2 = S_{k_2}$ 를 선택하고(여기서 S_0, \dots, S_{M-1} 은 제1 전송 안테나에 매핑되는 DFT의 M 번째 출력값임), 코딩 매트릭스 $A_{12}^{(I)}$ 와 $A_{12}^{(II)}$ 를 선택적으로 고려하여 OSFBC 코딩을 수행하는 단계;를 포함하여 구성된다.

<79> 결과적으로 다음 식 (4)가 발생한다.

$$S_k^{Tx2} = (-1)^{k+1} S_{(p-1-k) \bmod M}^*, \quad (k = 0 \dots M-1) \tag{4}$$

<80>

<81> 이런 형태의 매핑 예는 도 3에서 보여준다. 이 도 3에서는 안테나 Tx1의 부반송파들 상에 방사되는 $M=8$ 일 때의 심볼들을 보여준다. 상기 도 3은 안테나 Tx1의 부반송파들 상에 방사되는 심볼들이 $M=8$ 인 경우에 대한 실례이다.

<82> 상기 부반송파들은 예시된 것처럼 쌍을 이루고 있다. 어떤 쌍(Pairs)은(도 3에 도시된 어레이(array)의 왼쪽 편에서 링크에 의하여 표시된 쌍- type 1로 표시된 쌍) 첫번째 형태의 코딩(즉, 코딩 매트릭스 $A_{12}^{(I)}$)이 적용되고, 어떤 다른 쌍은 (도 3에 도시된 어레이의 오른쪽 편에서 링크에 의하여 표시된 쌍 - type 2로 표시된 쌍) 두번째 형태의 코딩(즉, 코딩 매트릭스 $A_{12}^{(II)}$)이 적용된다. 코딩 매트릭스의 선택은 k_1 의 패리티(parity)에 의존하고, 코딩 결과 도 3에 도시된 바와 같이 안테나 Tx2에 대한 심볼들이 발생한다.

<83> 선택적인 등가 스킴들(Schemes)이 또한 존재한다. 코딩에 관련되는 부반송파들 사이의 거리는 파라미터 p 에 의하여 고정된다. (k_1, k_2) 사이의 최대 간격을 최소화하기 위하여 상기와 같이 두개의 안테나들에 대해서는 $p=M/2$ 이 되도록 선택한다. p (짝수)의 다른 선택들 역시 SC-OSFBC 매핑을 가능하게 한다.

<84> 시간 영역 구현도 역시 가능하다. SC-FDMA/OFDMA와 같은 변조보다 앞서서 변조 심볼들 $X_n(n=0, \dots, M-1)$ 이 표시된다면, 시간 영역(타임 도메인) 구현은 아래 수식 (5)를 통하여 등가 배열(constellation)을 두번째 안테나 상에 보낼 수 있다.

$$X_n^{equiv, Tx2} \Big|_{SC-SFBC} = e^{j2\pi \frac{(p-1)n}{M}} X_{(n+M/2) \bmod M}^* \quad (n = 0 \dots M-1) \tag{5}$$

<85>

<86> 이런 형태의 매핑(이하 "SC(P)"라 함)의 장점은 양쪽 전송 안테나 상에서 신호의 SC 특성을 유지하는 것이다. 그리고, 단지 하나의 OFDM 타임 슬롯이 코딩 스킴에 관련됨을 의미하는 SFBC의 유연성(다루기 쉬움)으로부터 이득을 얻을 수 있다는 것이다. 본 명세서에서 상술한 관계는 도 4에서 보여준 것과 같다.

<87> 도 4는 안테나 Tx2 상에 방사되는 심볼들은 안테나 Tx1 상에 방사되는 심볼들에 적용된 함수 SC(P)의 출력임을 보여준다. 역(inverse) 관계(relation)는 -SC(P)로 표현된다.

<88> 문제는 코딩하는 것과 디코딩하는 것이 쉽고, 각 전송 안테나에서 low-PAPR 특성을 유지할 수 있도록 네개의 전송 안테나들용 공간-시간 또는 공간-주파수 코드를 설계하는 것이다. 쉬운 디코딩은 수신기에서 주파수 영역 구현에 의존한다.

<89> 이 문제를 다루기 위하여, QO 자파르크하니(Jafarkhani) 코드의 두개의 다른 버전들을 아래에 주어진 것처럼 형성한다.

$$\mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{43}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{21}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_4 & -a_3^* \\ a_2 & a_1^* & a_3 & a_4^* \\ a_3 & a_4^* & a_2 & a_1^* \\ a_4 & -a_3^* & a_1 & -a_2^* \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{43}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{21}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_4 & a_3^* \\ a_2 & -a_1^* & a_3 & -a_4^* \\ a_3 & -a_4^* & a_2 & -a_1^* \\ a_4 & a_3^* & a_1 & a_2^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

<90>

<91> 그런 후, 다음 수식 (8)을 가지는 $k_1, k_2, k_3, k_4 \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 을 만족하는 그룹(k_1, k_2, k_3, k_4)을 형성한다.

$$\begin{cases} k_2 = (p-1-k_1) \bmod M \\ k_3 = (p-M/2-1-k_1) \bmod M \\ k_4 = (k_1 - M/2) \bmod M \end{cases} \quad (8)$$

<92>

<93> 여기서 M은 DFT 프리코더(Precoder)의 크기(size)를 나타내고, p는 짝수 정수이다.

<94> 그리고, 다음 수식 (9)를 선택하고, 짝수 k_1 에 대해서는 코딩 매트릭스 $A^{(I)}$, 홀수 k_1 에 대해서는 코딩 매트릭스 $A^{(II)}$ 를 고려한 QOSFBC를 수행한다.

$$a_i = s_{k_i}, i = 1 \dots 4; \quad (9)$$

<95>

<96> 여기서 S_0, \dots, S_{M-1} 은 고려되는 타임 인스턴트(time instant)에서 DFT의 M번째 출력 값이다.

<97> 이 결과, 네개의 안테나들 상에 주파수 샘플들 사이에 다음 수식 (10)과 같은 관계식이 발생한다.

$$\begin{cases} S_k^{Tx1} = s_k \\ S_k^{Tx2} = (-1)^{k+1} s_{(p-1-k) \bmod M}^* \\ S_k^{Tx3} = s_{(k-M/2) \bmod M} \\ S_k^{Tx4} = (-1)^{k+1} s_{(p-M/2-1-k) \bmod M}^* \end{cases}, (k = 0 \dots M-1), \quad (10)$$

<98>

<99> 상기 관계식들은 도 5 및 도 6에서 도시된 표현을 낳는다. 도 5는 $M=12, P=4, (k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(0, 3, 9, 6), (1, 2, 8, 7), (4, 11, 5, 10)\}$ 에 대한 SC-QOSFBC 매핑의 예를 보여준다.

<100>

도 6은 상기 SC-QOSFBC 코딩의 관계적 표현을 보여준다. 여기서 SC는 상기에서 규정한 관계이고, -SC는 SC의 역 관계(inverse relation)이고, 쉬프트(shift) 관계는 소정의 파라미터 값으로 쉬프트된 경우 동일한 심볼들을 갖는 관계이다. 상기 쉬프트(shift)는 인덱스 modulo M을 통해 형성된다. 도 7은 $M=8, P=2, (k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(0, 1, 5, 4), (2, 7, 3, 6)\}$ 에 대한 SC-QOSFBC 매핑의 다른 예를 보여준다.

<101>

어떤 M 및 P의 값(예를 들어, 도 7에서 보여준 바와 같이, $M=8, P=2$ 값)에 대해서 k_1 이 항상 짝수이고 단지 $A^{(I)}$ 를 사용한다.

<102>

시간 영역 구현 역시 가능하다. SC-FDMA/OFDMA와 같은 변조보다 앞서서 변조 심볼들 $X_n(n=0, \dots, M-1)$ 이 표시된다면, 시간 영역(타임 도메인) 구현은 주파수 표현인 수식 (10)에 대응하는 아래 수식 (11)을 통하여 등가 배

열(constellation)들을 Tx2, Tx3 그리고 Tx4 상에 보낼 수 있다.

$$\begin{cases} x_n^{equiv, Tx2} \Big|_{SC-QOSFBC} = e^{j2\pi \frac{(p-1)n}{M}} x_{(n+M/2) \bmod M}^* \\ x_n^{equiv, Tx3} \Big|_{SC-QOSFBC} = (-1)^n x_n \\ x_n^{equiv, Tx4} \Big|_{SC-QOSFBC} = e^{j2\pi \frac{(p-M/2-1)n}{M}} x_{(n+M/2) \bmod M}^* \end{cases}, n = 0 \dots M-1 \quad (11)$$

<103>

<104> 이런 형태의 매핑은 모든 전송 안테나들 상에서 신호의 SC 특성을 유지하고, 또한 QOSFBC의 유연성으로부터 이득을 갖는다.

<105> 해(솔루션, solution)는 M의 4배수 모두에 대해서 적용할 수 있다. 코딩에 관련되는 부반송파들 사이의 간격은 파라미터 P에 의하여 고정된다. (k₁, k₂, k₃, k₄) 사이의 최대 간격(Maximum distance)을 최소화하기 위하여, P를 가장 가까운 짝수 정수 M/4으로 선택한다(3M/4의 최대 간격에 대응하여). 짝수인 P의 다른 선택 역시 SC-QOSFBC 매핑을 가능하게 한다.

<106> 연관되는 심볼들은 주파수 상에서 주로 분리될 수 있기 때문에, 주파수들은 다른 채널 응답에 대응할 것이다. 이것은 성능(performance)에 있어서 약간의 저하를 발생시킨다. 디코더에서 복잡성의 대응되는 증가는 대수롭지 않다. 더욱이 앞서 살핀 3GPP/LTE를 적용할 때에, 수신기는 기지국(base station)에서 수행될 것이다.

<107> 등가 코딩 스킴들이 표현될 수 있다. 상기 등가 코딩 스킴들은 모두 동일한 특성(특히 낮은(low) PAPR)을 가진다. 예를 들어, 코딩 매트릭스 쌍인 수식 (6) 및 (7)을 다음의 수식 (12) 및 수식 (13)으로 대체한다.

$$\mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{43}^{(I)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{21}^{(II)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_4^* & -a_3 \\ a_2 & a_1^* & a_3^* & a_4 \\ a_3 & a_4^* & a_2^* & a_1 \\ a_4 & -a_3^* & a_1^* & -a_2 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$\mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{43}^{(II)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{21}^{(I)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_4^* & a_3 \\ a_2 & -a_1^* & a_3^* & -a_4 \\ a_3 & -a_4^* & a_2^* & -a_1 \\ a_4 & a_3^* & a_1^* & a_2 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

<108>

<109> 수식 (8)과 함께 적용하여, 그 결과로서 다음의 수식 (14)의 코딩 스킴이 발생한다.

$$\begin{cases} s_k^{Tx2} = (-1)^{k+1} s_{(p-1-k) \bmod M}^* \\ s_k^{Tx3} = s_{(k-M/2) \bmod M}^* \\ s_k^{Tx4} = (-1)^{k+1} s_{(p-M/2-1-k) \bmod M} \end{cases}, (k = 0 \dots M-1). \quad (14)$$

<110>

<111> 다른 등가의 간단한 스킴들이 존재한다. 예를 들어, 안테나 신호들 사이의 교환, 어떤 안테나 신호들의 역변환(inverting), 모든 신호 또는 어떤 신호들에 대하여 켄주게이트(conjugate) 및/또는 마이너스를 취함, 신호들에 대한 쉬프트된 버전을 취함 등에 의하여 발생하는 등가의 간단한 스킴들이 존재한다. 또한 다른 표현(방정식)을 가지는 것도 가능하다. 그 결과는 실제 정확하게 동일한 매핑이 이루어진다.

<112> 아래 코딩 매트릭스들에 해당하는 수식 (15)와 수식 (16)이 적용되는 것을 고려하여 예를 들어보자.

$$\mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{34}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{12}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_3 & -a_4^* \\ a_2 & a_1^* & a_4 & a_3^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1 & -a_2^* \\ a_4 & a_3^* & a_2 & a_1^* \end{pmatrix}, \quad (15)$$

<113>

$$\mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{34}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{12}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_3 & a_4^* \\ a_2 & -a_1^* & a_4 & -a_3^* \\ a_3 & a_4^* & a_1 & a_2^* \\ a_4 & -a_3^* & a_2 & -a_1^* \end{pmatrix}, \quad (16)$$

<114>

<115> 그룹 (k_1, k_2, k_3, k_4) 를 고려하지만, 여기서 k_3 와 k_4 의 순서가 아래 수식 (17)과 같이 교환되었다.

$$\begin{cases} k_2 = (p-1-k_1) \bmod M \\ k_3 = (k_1 - M/2) \bmod M \\ k_4 = (p - M/2 - 1 - k_1) \bmod M \end{cases} \quad (17)$$

<116>

<117> 이것은 정확하게 수식 (10)처럼 동일한 매핑이 발생할 것이다.

<118> 다른 등가 표현들은 아래와 같은 방법에 의하여 표현될 수 있다.

<119> - k_1 이 짝수일 때 k_3, k_4 사이에서 교환을 수행하고, 그렇지 않은 때(k_1 이 짝수가 아닐 때) k_1, k_2 사이에서 교환을 수행하고, 항상 $A^{(I)}$ 을 사용하여 매핑하는 방법(예를 들어, 도 5에서 $(k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(0, 3, 6, 9), (2, 1, 8, 7), (4, 11, 10, 5)\}$ 로 변경하는 방법)

<120> - k_1 이 홀수일 때 k_3, k_4 사이에서 교환을 수행하고, 그렇지 않은 때(k_1 이 홀수가 아닐 때) k_1, k_2 사이에서 교환을 수행하고, 항상 $A^{(II)}$ 을 사용하여 매핑하는 방법(예를 들어, 도 5에서 $(k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(3, 0, 9, 6), (1, 2, 7, 8), 11, 4, 5, 10\}$ 로 변경하는 방법)

<121> 상술한 등가의 표현들은 수식 (14)에 의하여 표현된 매핑을 위하여 표현될 수 있다.

<122> 스킴은 더 높은 차원으로 일반화될 수 있다. 예를 들어, 8개의 안테나 시스템에 대해서, 상술한 4개의 안테나 스킴(상술한 4개의 안테나들에 적용되는 스킴)을 안테나 1부터 안테나 4에 적용하고, 동일한 스킴을 안테나 5에서 안테나 8에 적용하는 것이 가능하다.

<123> 상기와 같은 방법에서, 다섯번째 안테나(또는 제2 그룹에 속하는 어떤 다른 안테나)에 의하여 전송되는 신호는 주파수 영역에서 첫번째 안테나(또는 제1 그룹에 속하는 어떤 다른 안테나)에 의하여 전송되는 신호의 쉬프트된 버전이다. 쉬프트는 $M/4$ 과 동일하게 이루어진다. 이와 같은 방법은 도 8에 도시되어 있다.

<124> 네개의 안테나로 이루어진 각 그룹(group)에 대하여, 상술한 바와 같이, 특정 코딩 스킴을 등가의 코딩 스킴으로 대체할 수 있다는 것은 명확하다. 도 8로부터, 8개의 안테나들 중 어떤(몇개) 안테나를 억제(suppressing)함으로써, 차원 5에서 차원 7의 코딩 스킴을 규정하는 것도 역시 쉽다.

<125> 8보다 더 큰 차원에서의 일반화도 직접 표현될 수 있다. 예를 들어, 16차원(16-dimension) 스킴은 8개의 안테나들로 이루어진 두개의 그룹(한 그룹이 8개의 안테나들로 이루어짐)에 대한 두 개의 8차원(8-dimension) 코드들을 사용함으로써 규정될 수 있다. 이때, 제2 그룹의 안테나들 중에서의 하나의 안테나 신호는 제1 그룹의 안테나들 중에서의 하나의 안테나 신호의 쉬프트된 버전(이 경우에는 $M/8$ 로 쉬프트)으로 규정된다. 역시 9에서 15차원의 코드는 16차원 스킴의 안테나들 중에 어떤 것(몇개)을 억제함으로써 규정될 것이다.

<126> 도 8에서 도시된 바와 같이, 8차원(8-dimension) 스킴에 관하여, 몇개의 안테나 신호들 사이에서의 직교성은 도 9에 도시된 테이블에서 증명된다. $SC(x)$ 관계함수에 의하여 관계되는 신호들은 직교한다. 상기 8차원 스킴은 SC

포락(envelope) 특징들을 가지는 퀴시 직교성(quasi-orthogonal)(즉, 몇개의 차원에 대해 직교성)에 있을 뿐 아니라, 주파수 영역에서 8개의 반송파들의 그룹에 의하여 디코딩하는 것을 가능하게 한다.

<127> 상기 그룹에 대응하는 8개의 반송파들은 다음 수식 (18)과 같다.

$$\begin{cases} k_1 \\ k_2 = (p-1-k_1) \bmod M \\ k_3 = (k_1 - M/2) \bmod M \\ k_4 = (p-1-k_1 + M/2) \bmod M \\ k_5 = (k_1 + M/4) \bmod M \\ k_6 = (p-1-k_1 + M/4) \bmod M \\ k_7 = (k_1 - M/4) \bmod M \\ k_8 = (p-1-k_1 - M/4) \bmod M \end{cases} \quad (18)$$

<128>

<129> 2의 거듭제곱(2의 배수)과 다른 다수의 안테나 스킴을 얻는 방법이 4개의 안테나들을 가지는 본래의 스킴에 적용될 수 있다는 것은 언급할 가치가 있다. 이것은 3개의 안테나들을 가지고 본래의 시스템을 얻는 것을 가능하게 한다.

<130> 한편, 상기 방법이 두개의 안테나 스킴을 얻기 위하여 적용한다면, 이미 유럽 특허출원 07 003191호로 특허받은 SC(P)로 귀착된다.

<131> 상술한 바와 같이, 첫 번째로 제안된 스킴은 한번에 하나의 OFDM 심볼을 사용한 순수한 주파수 영역 코딩이다. 결과적으로 상기 스킴을 동일한 타임 슬롯의 심볼들에 적용하게 되는 것이 된다. 반면에 전통적인 STBC 스킴은 한번에 네개의 OFDM 심볼들을 사용한다.

<132> 상기 스킴들 이외에, 이하에서 QOSTFBC(Quasi Orthogonal Space Time and Frequency Block Coding)로 규정되는 시간 및 주파수 스킴이 규정될 수 있다. 이 스킴은 한번에 두개의 인접한 주파수들과 두개의 타임 슬롯(즉, 두개의 OFDM 심볼들)들을 사용할 것이다.

<133> 그러나, 유럽 특허 출원 07 003191 및 07 006681에서 설명된 것처럼 두개의 안테나에 대한 경우처럼, 두개의 인접한 주파수들을 사용하는 것은 신호들의 SC 특성을 만족하지 않을 것이다.

<134> 제안된 SC-QOSTFBC 코드는 다음과 같이 표현될 수 있다.

<135> 아래 수식 (19) 및 수식 (20)으로 표현된 QOSTFBC 코드에 대응하기 위하여, 상술한 수식 (6) 및 수식 (7)의 표현을 변경한다.

$$\mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{43}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{21}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_4 & -a_3^* \\ a_2 & a_1^* & a_3 & a_4^* \\ a_3 & a_4^* & a_2 & a_1^* \\ a_4 & -a_3^* & a_1 & -a_2^* \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \\ \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{matrix}} \right\} t_1 \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{matrix}} \right\} t_2 \end{matrix}, \quad (19)$$

$$\mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{43}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{21}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_4 & a_3^* \\ a_2 & -a_1^* & a_3 & -a_4^* \\ a_3 & -a_4^* & a_2 & -a_1^* \\ a_4 & a_3^* & a_1 & a_2^* \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \\ \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{matrix}} \right\} t_1 \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{matrix}} \right\} t_2 \end{matrix}. \quad (20)$$

<136>

<137> $k_1, k_2 \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 이고, $k_2 = (p-1-k_1) \bmod M$ 인 것을 만족하는 쌍(pairs) (k_1, k_2) 를 형성한다. 여기서 p 는 짝의 정수이고 M 은 DFT의 크기(size)를 의미한다.

<138> 그런 다음, 아래 수식 (21)에 해당하는 a_1, a_2, a_3 및 a_4 를 선택한다.

$$a_1 = s_{k_1}^{t_1}, a_2 = s_{k_2}^{t_1}, a_3 = s_{k_1}^{t_2} \text{ and } a_4 = s_{k_2}^{t_2}, \quad (21)$$

<139>

<140> 여기서, S^{t_1}, S^{t_2} 는 타임 인스턴트(time instants) t_1, t_2 에서 DFT의 출력으로 M 크기를 가지는(M -sized) 벡터들이다.

<141> 그런 다음, k_1 이 짝수일 때 코딩 매트릭스 $A^{(1)}$ 를 고려한 QOSTFBC 코딩을 수행하고, k_1 이 홀수일 때 코딩 매트릭스 $A^{(11)}$ 를 고려한 QOSTFBC 코딩을 수행한다. 일반적으로 필수적이지는 않지만, 두개의 타임 인스턴트 t_1, t_2 는 연속적이다.

<142> M 크기를 가지는 벡터 S 가 M 크기를 가지는 벡터 $S' = \text{Flip}_p(S)$ 로 변환하도록 적용하는 연산자 Flip_p 가 아래 수식 (22)와 같이 규정된다.

$$s'_k = s_{(M-1-k+p) \bmod M}, \quad (22)$$

<143>

<144> 이 수식은 샘플들의 순서를 인버팅(inverting)하고, 스텝(step) p 의 순환 쉬프트(circular shift)를 적용하는 것에 일치한다.

<145> 또한, M 크기를 가지는 벡터 S 에 적용하여 M 크기를 가지는 벡터 $S' = \text{Altconj}(S)$ 를 발생하는 복소 켄쥬게이션(complex conjugation) 및 부호 교차 연산자로서의 Altconj 를 다음 수식 (23)과 같이 규정한다.

$$s'_k = (-1)^k s_k^*. \quad (23)$$

<146>

<147> 여기서 아래에서 보여주는 수식 (24)를 인지한다.

$$\begin{aligned} \text{Flip}_p \circ \text{Altconj} &= \text{SC}(p) \\ \text{Altconj} \circ \text{Flip}_p &= -\text{SC}(p) \end{aligned} \quad (24)$$

<148>

<149> 상기와 같은 수식들은 도 10에서 보여주는 안테나들 사이에서의 관계를 발생한다.

<150> 해(솔루션, solution)는 모든 짝수 M 에 대하여 적용될 수 있고, 짝수의 OFDMA와 같은 심볼들을 포함하는 코딩된 블록들에 대하여 적용될 수 있다. 코딩에 관련된 부반송파들 사이의 간격은 파라미터 P 에 의하여 고정된다. k_1 과 k_2 사이의 최대 간격을 최소화하기 위하여 $P = M/2$ 가 되도록 선택한다. 짝수의 P 의 다른 선택 역시 SC-QOSTFBC 매핑들을 유효하게 한다. $M=8, P=4$ 에 대한 상기 매핑의 예가 도 11에서 보여준다.

<151> 연관된 심볼들은 주로 주파수에서 분리될 수 있기 때문에, 주파수들은 다른 채널 응답에 대응할 것이다. 이것은 성능에서의 약간의 하락(degradation)을 발생시킨다. 상기 해결(soluion)책은 사용 채널 당 하나의 심볼로 전송 레이트를 유지한다. 매트릭스 $A(I, II)$ 상에 수행되는 행/열 치환(permutaion), 복소 켄쥬게이트(complex conjugate) 또는 부호 전환, 더 나아가 안테나들의 순서를 인버팅(inverting)하거나 스위칭(switching)하는 것은 등가의 코드들을 발생시킬 것이다.

<152> 시간 영역 구현 역시, 대응하는 벡터 S 의 역 DFT(inverse DFT)를 계산함으로써 얻어진 등가의 배열(constellation) 포인트들을 네 개의 전송 안테나들에 전송함으로써, 가능하다.

<153> 상술한 QO-SFBC 스킴에 대하여 수행되었던 동일한 방법으로, 차원 8과 다른 차원들로 상기 스킴을 확장하는 것

역시 가능하다.

<154> 동일한 Q0 특징들을 가지는 다른 등가의 매핑들이 가능하다.

<155> 두번째 가능성은 아래 수식 (25) 및 수식 (26)으로 표현된 매트릭스에 대응한다.

$$\mathbf{A}^{n(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{34}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{12}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_3 & -a_4^* \\ a_2 & a_1^* & a_4 & a_3^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1 & -a_2^* \\ a_4 & a_3^* & a_2 & a_1^* \end{pmatrix} \quad (25)$$

<156>

$$\mathbf{A}^{n(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{34}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{12}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_3 & a_4^* \\ a_2 & -a_1^* & a_4 & -a_3^* \\ a_3 & a_4^* & a_1 & a_2^* \\ a_4 & -a_3^* & a_2 & -a_1^* \end{pmatrix} \quad (26)$$

<157>

<158> k1, k2, t1, t2에 대한 규정은 상술한 규정과 동일한 규정을 따른다. 상기 두번째 가능성은 도 12에 주어진 표현에 대응한다. 여기서 Id는 항등 함수(identity function)을 의미한다.

<159> 세번째 가능성은 아래 수식 (27) 및 수식 (28)에서 보여주는 매트릭스에 대응한다.

$$\mathbf{A}^{m(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & -\mathbf{A}_{34}^{(I)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{12}^{(I)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{A}^{m(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & -\mathbf{A}_{34}^{(II)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{12}^{(II)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & -a_3^* & -a_4 \\ a_2 & -a_1^* & -a_4^* & a_3 \\ a_3 & a_4^* & a_1^* & a_2 \\ a_4 & -a_3^* & a_2^* & -a_1 \end{pmatrix} \quad (28)$$

<160>

<161> 상기 세번째 가능성은 도 13에 주어진 표현에 대응한다. 비록 도 13으로부터 명확하지는 않을지라도, 수식 (27) 및 수식 (28)에서 분명해지는 것처럼, 첫번째 안테나와 세번째 안테나들 사이에는 직교성이 있다. 실제 TX1(t₁ 및 t₂) 및 TX3(t₁ 및 t₂) 사이에는 직교성이 있다.

<162> 모든 등가의 코딩 스킴들은 안테나들의 숫자가 무엇이든지, SC(P) 스킴 또는 다른 등가의 스킴이 네개의 안테나들로 구성되는 그룹에서 두쌍의 안테나에 관련하는 것과 같다. SC 스킴에 기반을 둔 관계에 의하여 네개의 안테나들로 구성되는 그룹에 포함되는 각 쌍의 두개의 안테나들이 관계하는 것과, 다른 쌍들의 각각에서의 두개의 안테나들이 관계하는 것은 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 관계에 의하여 낮은 PAPR(low PAPR)을 가지는 코딩 스킴을 규정하는 결과임을 보증 할 것이다. 더욱이 좋은 성능(performance)을 가지는 쿼시 직교성의 스킴이라는 것을 보증 한다.

<163> 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 관계들은 많고 잘 알려져 있다. 이 관계는 항등(identity), 전송되는 심볼들에 대하여 색인(indices) modulo M으로 쉬프팅을 구성하는 쉬프팅 관계, 수식 (22)에 의하여 규정된 바와 같은 플립(Flip) 관계, 수식 (23)에 의하여 규정된 바와 같은 Altconj 관계 및 당연하게 SC 함수 그 자체가 언급될 수 있다. 상기 언급된 관계들은 단지 예들이고, 단일 반송파(SC) 특성을 유지하는 다른 관계들이 사용될 수 있다.

<164> 다른 접근으로, 단지 두개의 전송 안테나들을 사용하지만, 두개의 시간 간격들(time intervals) t_1 및 t_2 에 걸쳐 동작하는 것을 제안한다. 수식 (10) 및 도 6을 여전히 유지하지만 아래의 수식 (29)에서 보여준 바와 같이 대체(replacing)된다.

$$\begin{aligned}
 Tx1 &\rightarrow Tx1(t_1) \\
 Tx2 &\rightarrow Tx2(t_1) \\
 Tx3 &\rightarrow Tx1(t_2) \\
 Tx4 &\rightarrow Tx2(t_2)
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

<165>

<166> 매트릭스 $A^{(1,11)}$ 상에서 수행되는 행/열 치환(permutation), 복소 켄쥬게이트(complex conjugate) 또는 부호 전환(inversion)뿐만 아니라, 안테나들의 순서를 인버팅(inverting)/교환(switching)은 등가 코드들을 낳는다. 이 코드는 앞에서 설명한 레이트의 1/2 레이트(rate)를 가진다(사용 채널 당 1/2 심볼들).

<167> 상기 개념은 앞에서 수행되었던 것과 동일한 방법으로 일반화될 수 있다. 그러나 상기 절차를 도 12에서 표현된 QO-STFBC 스킴(앞선 문단들에서 설명한 QO-SFBC 스킴이 아님)에 적용한다면, 레이트(rate) 1/2 스킴을 얻기 위하여 박자를 맞추어(같은 시각에, in time) 반복되는 알라무티와 유사한(Alamouti-like) 스킴(SC-OSFBC)을 얻는 것을 주목할 필요가 있다. 이것은 반드시 가장 효율적이지는 않지만, 레이트 1/2(rate-1/2) 스킴을 얻기 위한 좀 더 자연스러운 방법인 듯하다.

<168> 상술한 모든 스킴들에 대한 인코더(encoder)의 첫번째 다른 주파수 구현은 도 14에서 제공되고, 두번째 다른 주파수 구현은 도 15에서 제공한다.

<169> 상기 두개의 구현 사이의 차이들은 사소하다. 즉, 상기 차이는 주파수 매핑 함수에 관련된 SFBC 코딩 함수의 위치에 있다. 상기 주파수 매핑 함수는 또한 제로 삽입(zero insertion), 펄스 웨이핑(pulse shaping) 모듈 및 그 밖의 필요한 모듈을 포함한다. 상기 구현들은 매우 일반적이고, 본 명세서에서 소개되지 않는 일반적인 것들을 포함하는 어떤 SF/ST/STF 코딩에 적용할 수 있다는 것을 주목할 필요가 있다.

<170> 본 발명의 특징은 각 방법을 위하여 제공되는 공식들(formulas)에 일치하는 "SF/STF 코딩" 블록에 포함되어 있다.

<171> 인코더의 시간 영역에서의 구현은 도 16에서 표현되고 있다. 다시 한번, 이 구현은 매우 일반적이다. 본 발명의 특징은 STFBC 형 코드들을 위한 수식 (11)에서 제안된 공식들(formulas) 또는 그들의 등가 공식들에 일치하는 "4X4 ST 코딩(coding)" 블록에 의존한다.

<172> 한개의 수신 안테나가 적용된 경우에 대한 디코더의 구현은 도 17에서 표현되고, 복수개의 수신 안테나들이 적용된 경우에 대한 디코더의 구현은 도 18에서 표현된다. 본 발명의 특징들로부터 이득을 얻기 위하여, 디코딩은 바람직하게 주파수 차원에서 수행된다. 이 구현 역시 매우 일반적이다.

<173> 본 발명은 SF/STF 디코딩(decoding) 블록 그 자체에 부분적으로 의존하지만, 또한 적어도 상술한 스킴들의 대부분에 대하여, 동시에 네개의 반송파들로 구성되는 하나의 반송파들 집합 및 서로 독립적으로 디코딩되는 다른 반송파들의 집합들을 처리하는 SF/STF 디코딩 블록을 가지는 이런 종류의 간단한 디코딩을 수행하기 위한 가능성에 의존한다.

<174> 이와 같은 특성은 한개의 블록 내에서 시간 차원에서 규정되었던 대부분의 스킴들에 의하여 완수되지 못한다. 반면, 인접한 반송파들 상에서 수행되는 일반적인 QO-SFBC 스킴은 상기 특성을 가질 것이다. 그러나 정 포락선(constant envelope) 특징을 갖지 못한다.

<175> 다중 안테나(multi-antenna)인 경우에(도 18에 도시된 바와 같이, N_r 수신 안테나), SF/STF-BC 디코딩의 복잡도(complexity)에 관련하여, MMSE 디코더(가능한 디코더의 예에서 설명한 바와 같이)는 적어도 4×4 복소(complex) 선형 시스템 또는 8×8 실(real) 선형 시스템에 따르는 매칭된 필터에 존재할 것이다($4 \times 4 N_r$ 크기의 복소(complex) 매트릭스 또는 $8 \times 8 N_r$ 크기의 실(real) 매트릭스에 의하여 곱해지는 매칭 필터). 어쨌든 대응하는 복잡도는 여유가 있다.

<176> MMSE MIMO 디코딩과 QOSFBC에 적용에 관련하여, 수식 (6)(수식 (8) 및 수식 (9)에 표시된 약속을 가지는 수식 (6))에 의하여 표현된 코드 $A^{(1)}$ 가 $N_T=4$ 인 전송 안테나들과 N_R 인 수신 안테나들을 가지는 시스템에 사용된다고

간주하자.

<177> 디코딩은 인덱스 (k_1, k_2, k_3, k_4)를 가지는 네개의 부반송파들로 구성되는 그룹들 상에서 독립적으로 수행될 것이다. 여기서 인덱스들 사이의 관계는 수식 (8)에서 주어진 것과 같다.

<178> 수식 (9)에서 명시한 네개의 심볼들에 의하여 형성된 벡터를 S라 할 때, 이 벡터 S는 다음 수식 (30)에서 보여준 바와 같다.

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} S_{k_1} \\ S_{k_2} \\ S_{k_3} \\ S_{k_4} \end{bmatrix} \quad (30)$$

<179>

<180> Y를 $4NR_x$ 크기를 가진 수신된 열(column) 벡터라 할 때, 이 벡터 Y는 다음 수식 (31)에서 보여준 바와 같다.

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{f_{k_1}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_2}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_3}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_4}} \end{bmatrix}, \text{ with } \mathbf{y}_{f_{k_l}} = \begin{bmatrix} y_{f_{k_l},1} \\ y_{f_{k_l},2} \\ \vdots \\ y_{f_{k_l},NR_x} \end{bmatrix}, l=1\dots4 \quad (31)$$

<181>

<182> 여기서 $Y_{fk_l,i}$ 는 수신 안테나 i 상에서 k_l 번째 사용된 부반송파 (f_{k_l}) 상에 수신된 샘플이다.

<183> k 번째 사용된 부반송파 f_k 상에서 j 번째 전송 안테나($j=1\dots4$)로부터 i 번째 수신 안테나($i=1\dots NR_x$)로 전송에 대응하는 채널 계수(coefficient)를 $H_{i,j,fk}$ 로 정의하자. 그리고, 다음 수식 (32)에 표현된 바와 같은 매트릭스를 규정하자.

$$\mathbf{H}_{f_{k_l}}^{j_1 j_2} = \begin{bmatrix} H_{1,j_1,f_{k_l}} & H_{1,j_2,f_{k_l}} \\ H_{2,j_1,f_{k_l}} & H_{2,j_2,f_{k_l}} \\ \vdots & \vdots \\ H_{NR_x,j_1,f_{k_l}} & H_{NR_x,j_2,f_{k_l}} \end{bmatrix}, l=1\dots4, j_{1,2} = 1\dots4. \quad (32)$$

<184>

<185> 상기 규정들을 가지고, 다음 수식 (33)에서 표현된 선형 형태(form) 하에서 전송을 모델링할 수 있다.

$$\mathbf{y}' = \mathbf{H}\mathbf{s}' + \boldsymbol{\eta}, \quad (33)$$

<186>

<187> 여기서, S'는 아래 수식 (34)에서 표현된 바와 같다.

$$\mathbf{s}' = \begin{bmatrix} S_{k_1} \\ -S_{k_2}^* \\ S_{k_3}^* \\ S_{k_4} \end{bmatrix}, \mathbf{y}' = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{f_{k_1}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_2}}^* \\ \mathbf{y}_{f_{k_3}}^* \\ \mathbf{y}_{f_{k_4}} \end{bmatrix} \quad (34)$$

<188>

<189> 그리고, H는 아래 수식 (35)에서 표현된 바와 같다.

$$H = \begin{bmatrix} H_{f_{k_1}}^{12} & H_{f_{k_1}}^{34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \\ H_{f_{k_2}}^{*12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} & H_{f_{k_2}}^{*34} \\ H_{f_{k_3}}^{*34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} & H_{f_{k_3}}^{*12} \\ H_{f_{k_4}}^{34} & H_{f_{k_4}}^{12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix}, \quad (35)$$

<190>

<191> 그리고, η 는 배리언스(variance) σ^2 의 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)이다.

<192> 만약 수식 (7)(상술한 것과 동일한 약속(수식 (8) 및 수식 (9))을 가지는 수식 (7)에 의하여 표현된 코드 $A^{(1)}$ 를 디코딩하기를 원한다면, 수식 (33)은 여전히 유지되지만, S' 및 H는 다음의 수식 (36) 및 수식 (37)에서 보여준 바와 같이 규정된다.

$$s' = \begin{bmatrix} S_{k_1} \\ S_{k_2}^* \\ S_{k_3}^* \\ -S_{k_4} \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$H = \begin{bmatrix} H_{f_{k_1}}^{12} & H_{f_{k_1}}^{34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \\ H_{f_{k_2}}^{*12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} & H_{f_{k_2}}^{*34} \\ H_{f_{k_3}}^{*34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} & H_{f_{k_3}}^{*12} \\ H_{f_{k_4}}^{34} & H_{f_{k_4}}^{12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (37)$$

<193>

<194> 등가 매트릭스들이 SC-STFBC 코드에 대하여 규정될 수 있다. 상기 모든 수식들은 다음과 같이 대체함으로써, 유효하게 유지한다.

$$S_{k_1} \rightarrow S_{k_1}^{t_1}, \quad S_{k_2} \rightarrow S_{k_2}^{t_1}, \quad S_{k_3} \rightarrow S_{k_1}^{t_2}, \quad S_{k_4} \rightarrow S_{k_2}^{t_2}$$

$$H_{f_{kl}}^{j_1 j_2} \Big|_{l=1,2} \rightarrow H_{f_{kl}, t_1}^{j_1 j_2}, \quad H_{f_{kl}}^{j_1 j_2} \Big|_{l=3,4} \rightarrow H_{f_{kl}, t_2}^{j_1 j_2}$$

<195>

<196> 더 일반적으로, 상기와 같은 변환은 본 명세서에서 파악된 모든 QO 스킴들에 대하여 존재한다. 그리고 선형 표현이 전송을 모델링하기 위하여 존재한다.

<197> 일단 선형화 관계식 수식 (33)이 수립되었기 때문에, 코드는 쉽게 디코딩될 수 있다. 일반적인 MMSE(Minimum Mean Square Error) 디코더를 사용하는 것으로 예를 들면, 아래 수식 (38)에 의하여 디코딩된다.

$$\hat{S}'_{MMSE} = \underbrace{(H^H H + \sigma^2 I_4)^{-1} H^H}_{H_{MMSE}} \cdot y' \tag{38}$$

<198>

<199> 전치(transpose) 및 복소 켄주게이트(complex conjugate) 연산자인 $(\cdot)^H$ 를 규정한다. I_4 는 차수 4인 아이덴티티 매트릭스(identity matrix)를 나타낸다.

<200> ZF(zero forcing) 디코더를 사용하여 것으로 예를 들면, 아래 수식 (39)에 의하여 디코딩된다.

$$\hat{S}'_{ZF} = \underbrace{(H^H H)^{-1} H^H}_{H_{ZF}} \cdot y' \tag{39}$$

<201>

<202> 더 복잡하고 매우 일반적인 방법에서, 선형 채널 모델과 관련된 수식 (33)이 유효하자마자, ML 디코더가 적용될 수 있다.

<203> 앞서 상술한 QO 스킴들은 다른 전송 안테나들 사이에서 매우 높은 공간 코릴레이션(spatial correlation)이 있는 경우에 성능(performance)의 저하(degradation)를 나타낸다. 특히 QO 스킴들에 대해 사용되는 것으로 제안된 개개의 인코딩 매트릭스들에 대하여, MMSE 수신기에서 사용되는 매트릭스 $H^H H$ 에 대하여 몇 개의 고유값(eigenvalue)들이 공간 코릴레이션이 "1"일 때 "0(zero)"에 도달하는 것이 수학적으로 증명될 수 있다.

<204> 그래서, 결과적으로 MMSE 수신기에 대하여 성능(performance) 하락(degradation)이 발생한다. 이 수행결과(performance) 하락(degradation)은 높은 공간 코릴레이션에 대한 시뮬레이션들에 의하여 증명된다. 더욱이, ZF(zero forcing) 또는 ML과 같이 일반인이 생각할 수 있는 대부분의 수신기 알고리즘들에 대한 성능(performance)이 감소하는 특징들이 보여질 수 있다.

<205> 이 문제를 대충 극복하기 위한 매우 간단한 방법은 시간 영역에서 지연(딜레이, delay)들 또는 바람직하게는 사이클릭(cyclic) 쉬프트(shift)들에 적용함에 의하여 다른 전송 안테나들과 공간적으로 코릴레이션이 발생하지 않도록 하는 것이다(decorrelation이 되도록 하는 것이다).

<206> 도 19는 각 전송 안테나 상에서 모두 동일하지 않는 쉬프팅 값(shifting value)들을 채용하는 쉬프트 연산자들을 포함하고, 상술한 MIMO 스킴들 중 어느 하나를 따르는 인코더를 보여준다.

<207> 쉬프트는 코딩 시퀀스(sequence)의 크기 N보다 더 낮은 지정된 값 L_i 로 쉬프트되는 타임 쉬프트이다. 쉬프트는 modulo N에 의하여 행해진다.

<208> 도 20은 쉬프트 대신에 사용되는 값 L_i 를 가지는 지연(딜레이) 연산자들을 포함하는 인코더의 또 다른 구성을 보여준다.

<209> 쉬프팅 또는 지연 연산자들 모두, 높은 공간 코릴레이션이 있는 경우에, 현저하게 성능을 개선하도록, 다른 안테나들과 코릴레이션이 발생하지 않도록 한다.

<210> 본 발명은 복수의 전송기를 사용하는 어느 전송 시스템에 적용될 수 있다. 상기 전송 시스템은 무선 시스템에만 매우 관련될 것만 같다. 그러나 교차 간섭(cross-over interference)이 발생하는 선(line) 전송 시스템들 또는 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 문제될 수 있는 어느 다른 시스템에서 사용될 수 있다.

<211> 더욱이, SC-FDMA/DFT-spread OFDM 환경에 적용될 수 있다는 것은 이미 설명했다. 그러나, 비록 변조에 대하여 낮은 포락선(envelope) 변화들이 발생하는 실제 이익이 있을지라도, 어느 변조 스킴은 본 발명에서 제안된 스킴을 사용한다.

<212> 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix)에 관련하여, 주파수 영역에서 수신기 구현을 간단하게 한다. 그러나, 비록 더 복잡해질지라도, 다른 주파수 영역 구현이 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix) 없이 가능하다. 이와 같은 구현(사이클릭 프리픽스 없이 구현)의 예들은 오버랩(overlap) 방법들이다(예를 들어, 중첩-에드 기법(overlap-add) 또는 중첩 보류 기법(overlap-save)).

<213> 중첩 보류 기법에서, N 개의 수신된 샘플들은 주파수 영역에서 취급될 것이고, 단지 K개만이 시간 영역에서 유지될 것이다. 대응하는 취급 윈도우들(windows)은 모든 수신된 샘플들이 취급되는 것을 보증하기 위하여 중첩한다.

산업상 이용 가능성

<214> 본 발명은 복수의 전송기를 사용하는 어느 전송 시스템에 적용될 수 있다. 상기 전송 시스템은 무선 시스템에만 매우 관련될 것만 같다. 그러나 교차 간섭(cross-over interference)이 발생하는 선(line) 전송 시스템들 또는 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 문제될 수 있는 어느 다른 시스템에서 사용될 수 있다.

<215> 더욱이, SC-FDMA/DFT-spread OFDM 환경에 적용될 수 있다는 것은 이미 설명했다. 그러나, 비록 변조에 대하여 낮은 포락선(envelope) 변화들이 발생하는 실제 이익이 있을지라도, 어느 변조 스킴은 본 발명에서 제안된 스킴을 사용한다.

도면의 간단한 설명

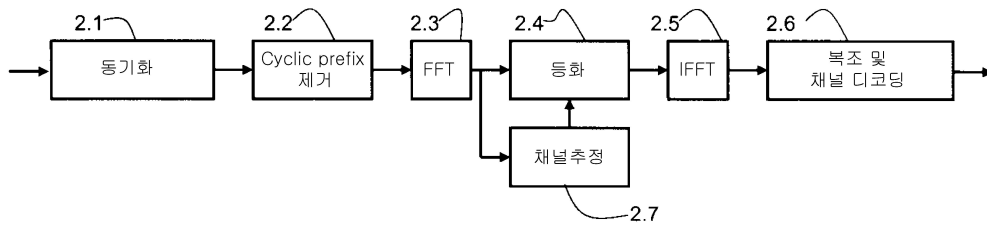
- <53> 도 1은 SC-FDMA 시스템에서 송신기의 주파수 구현을 표현한다.
- <54> 도 2는 SC-FDMA 시스템에서 수신기의 주파수 구현을 표현한다.
- <55> 도 3은 M=8, P=4에 대한 SC-OSFBC 매핑의 예를 보여준다.
- <56> 도 4는 SC-OSFBC 매핑의 실례를 보여준다.
- <57> 도 5는 M=12, P=4에 대한 SC-QOSFBC의 예를 보여준다.
- <58> 도 6은 SC-QOSFBC 코딩 표현의 실례를 보여준다.
- <59> 도 7은 M=8, P=2에 대한 SC-QOSFBC의 예를 보여준다.
- <60> 도 8은 8개의 안테나들에 대한 SC-QOSFBC 코딩 표현의 실례를 보여준다.
- <61> 도 9는 SC-QOSFBC 스킴의 8개의 안테나들 사이의 관계 테이블을 보여준다.
- <62> 도 10은 SC-QOSTFBC 코딩 표현의 실례를 보여준다.
- <63> 도 11은 M=8, P=4에 대한 SC-QOSTFBC 매핑의 예를 보여준다.
- <64> 도 12는 SC-QOSTFBC 코딩 표현의 두 번째 실례를 보여준다.
- <65> 도 13은 SC-QOSTFBC 코딩 표현의 세 번째 실례를 보여준다.
- <66> 도 14는 인코더의 주파수 구현의 예를 보여준다.
- <67> 도 15는 인코더의 주파수 구현의 두 번째 예를 보여준다.
- <68> 도 16은 인코더의 시간 구현의 예를 보여준다.
- <69> 도 17은 한 개의 안테나를 가지는 수신기에서의 주파수 구현의 예를 보여준다.
- <70> 도 18은 Nr 개의 안테나를 가지는 수신기에서의 주파수 구현의 예를 보여준다.
- <71> 도 19는 타임 쉬프팅 모듈들을 가지는 인코더를 보여준다.
- <72> 도 20은 딜레이 모듈들을 가지는 인코더를 보여준다.

도면

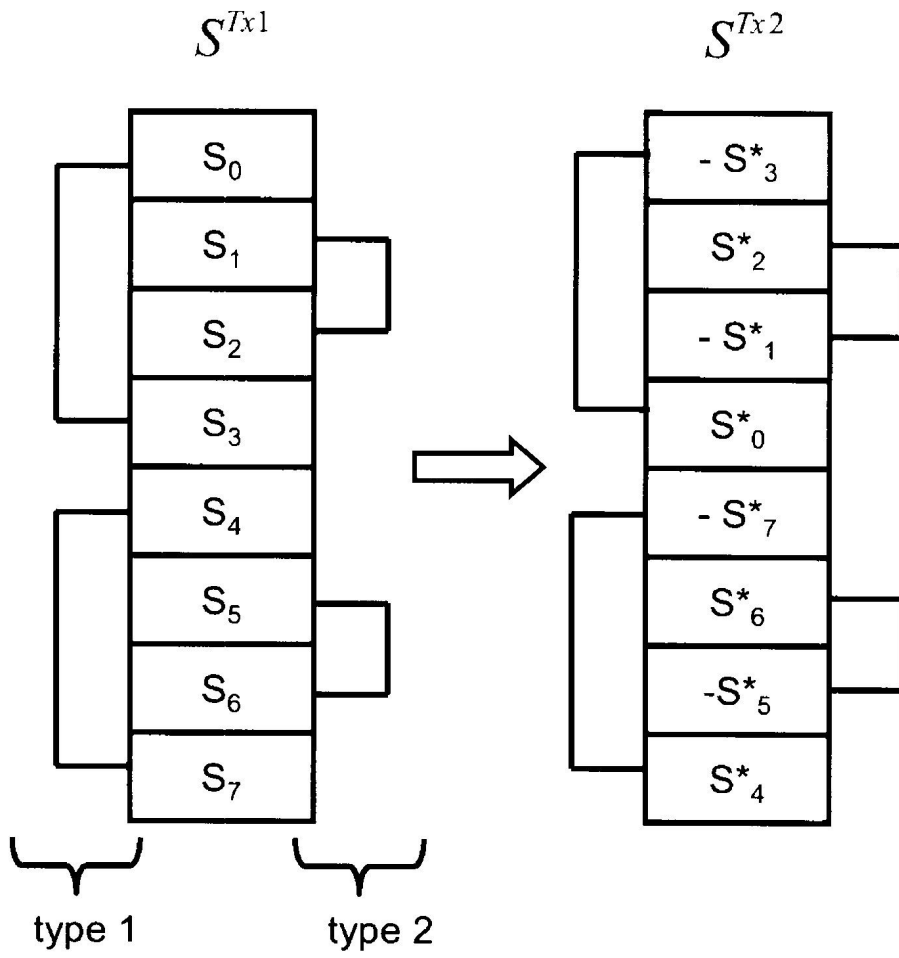
도면1



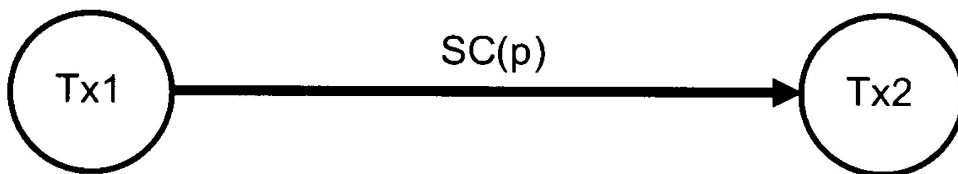
도면2



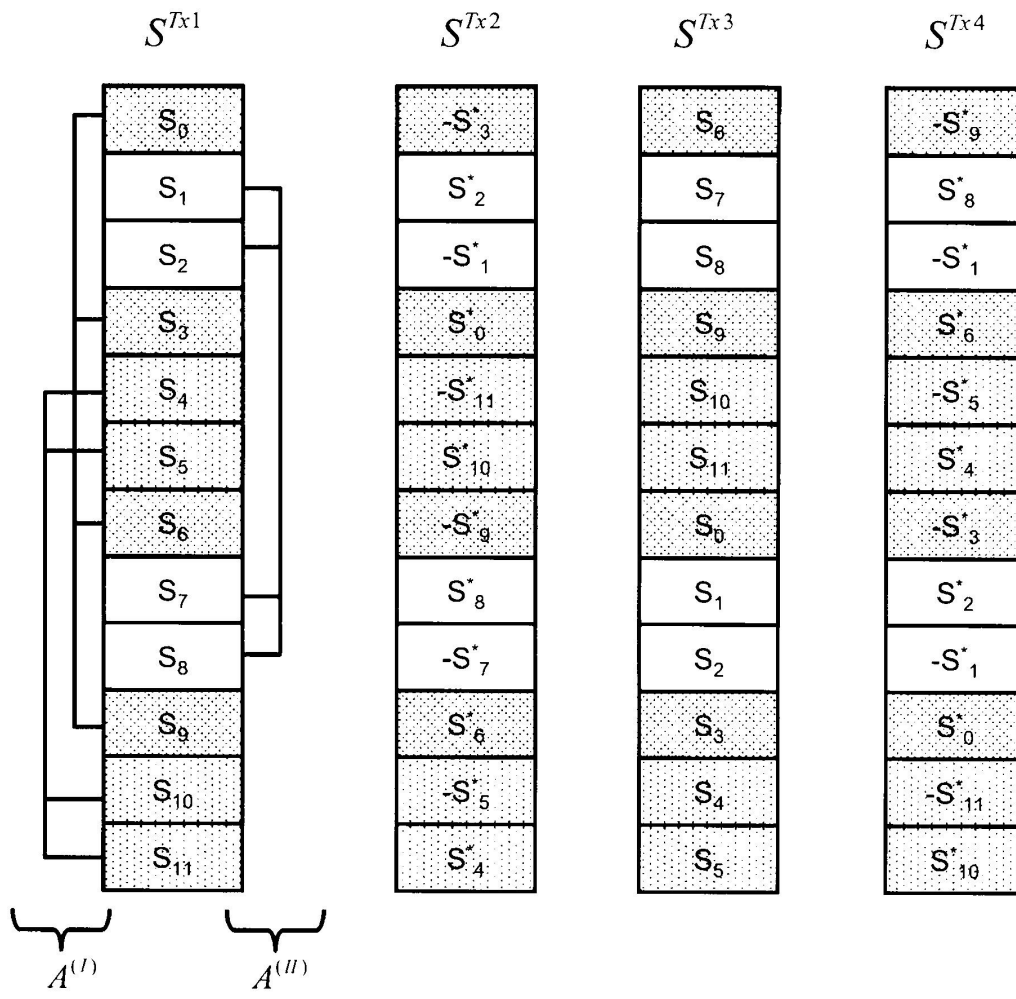
도면3



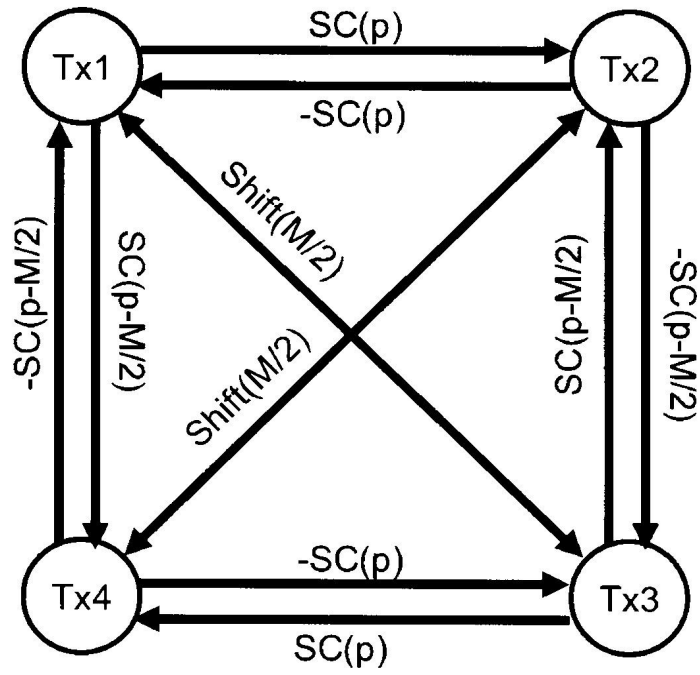
도면4



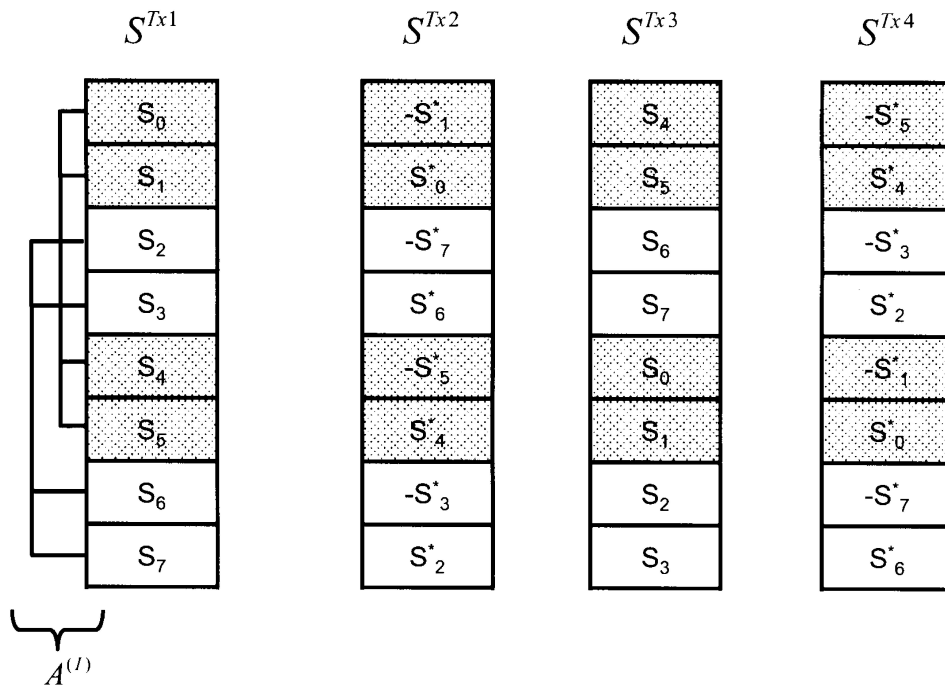
도면5



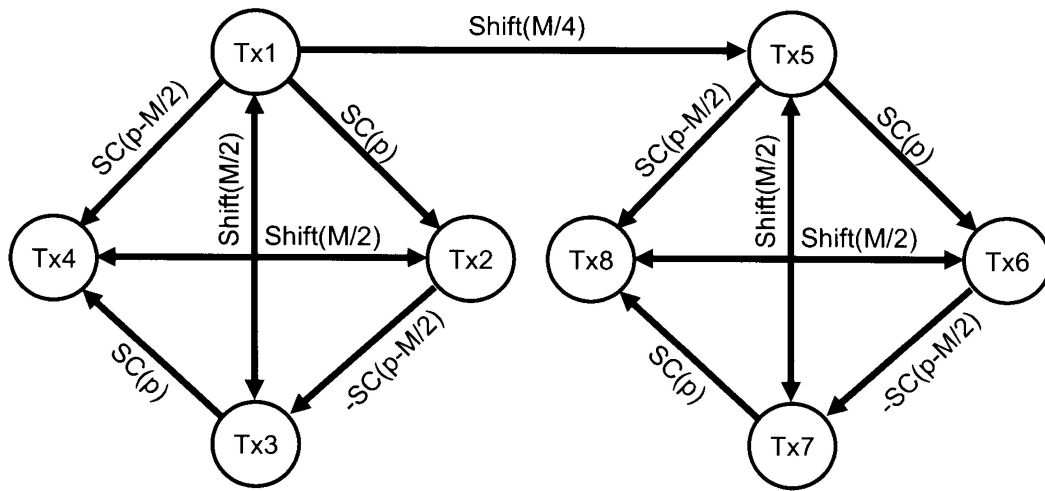
도면6



도면7



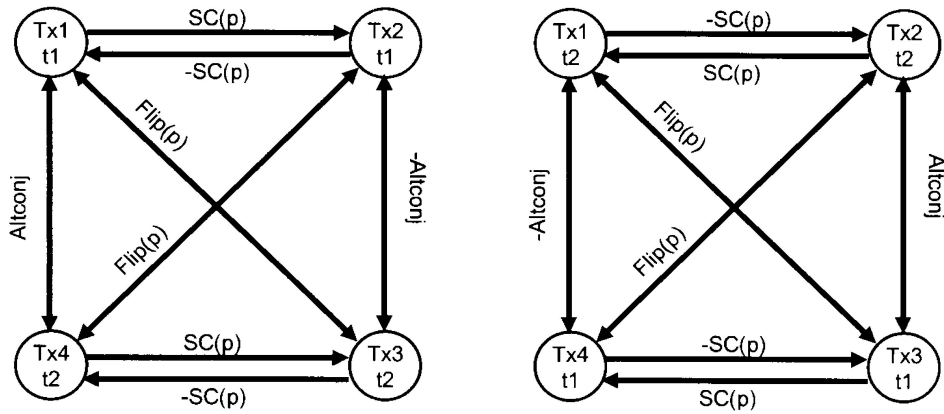
도면8



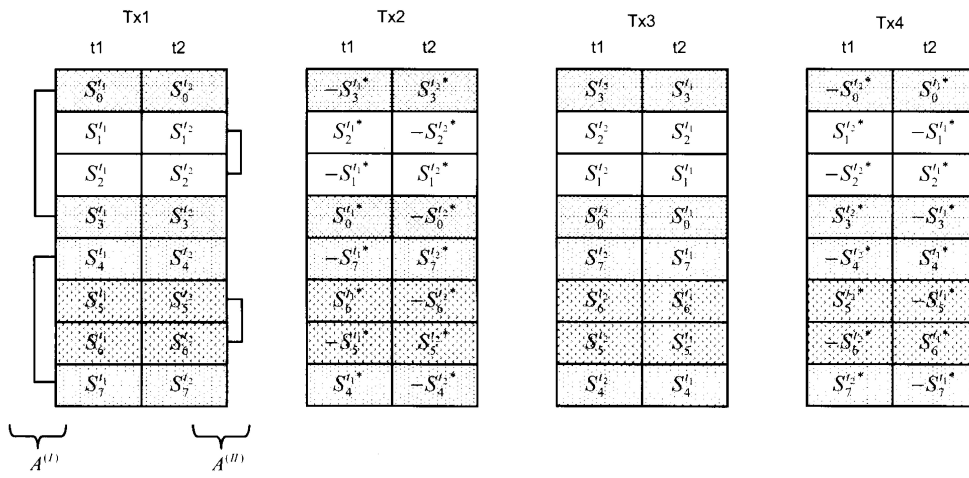
도면9

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5	Tx6	Tx7	Tx8
Tx1	*	$SC(p)$	$Shift(M/2)$	$SC(p-M/2)$	$Shift(M/4)$	$SC(p-M/4)$	$Shift(-M/4)$	$SC(p+M/4)$
Tx2		*	$-SC(p+M/2)$	$Shift(M/2)$	$-SC(p+M/4)$	$Shift(-M/4)$	$-SC(p-M/4)$	$Shift(M/4)$
Tx3			*	$SC(p)$	$Shift(-M/4)$	$SC(p+M/4)$	$Shift(M/4)$	$SC(p-M/4)$
Tx4				*	$-SC(p-M/4)$	$Shift(M/4)$	$-SC(p+M/4)$	$Shift(-M/4)$
Tx5					*	$SC(p)$	$Shift(M/2)$	$SC(p-M/2)$
Tx6						*	$-SC(p-M/2)$	$Shift(M/2)$
Tx7							*	$SC(p)$
Tx8								*

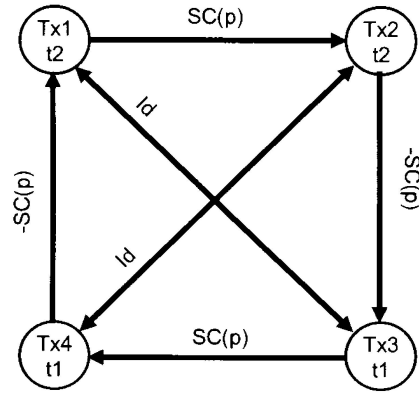
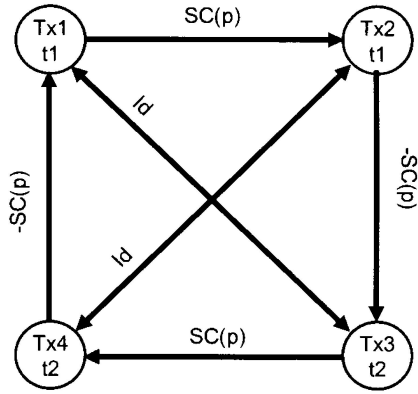
도면10



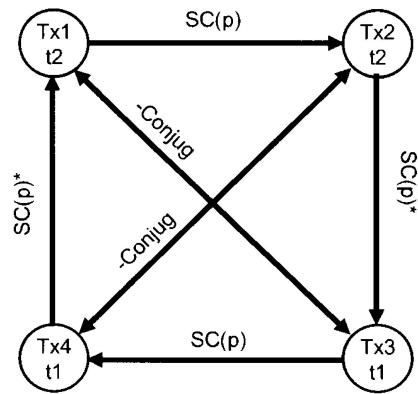
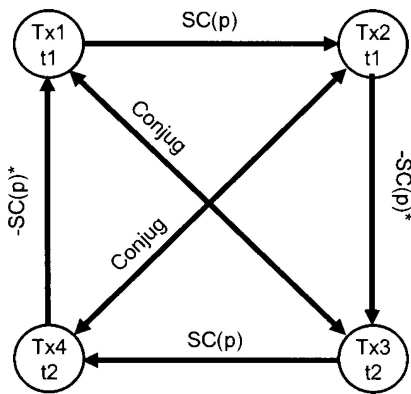
도면11



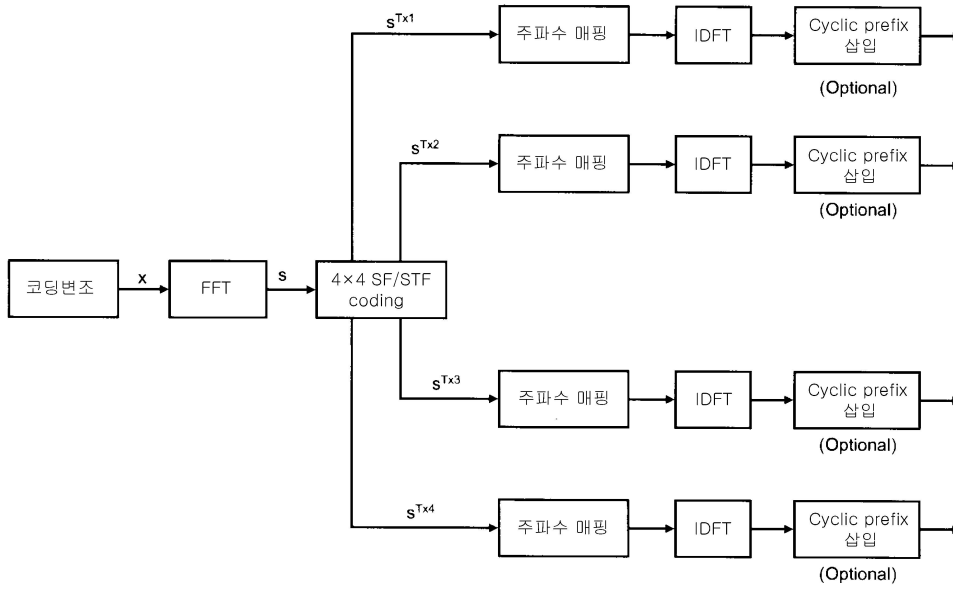
도면12



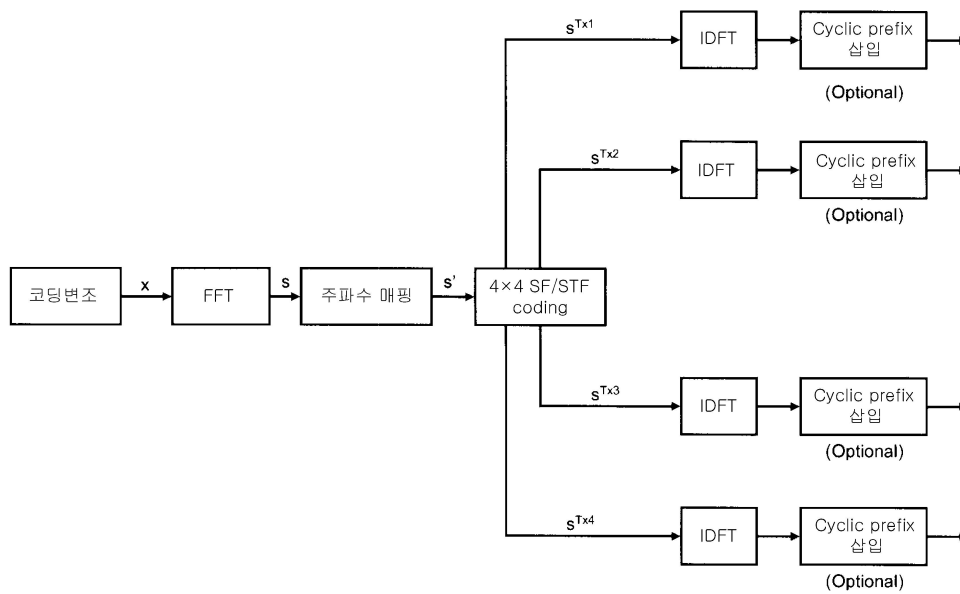
도면13



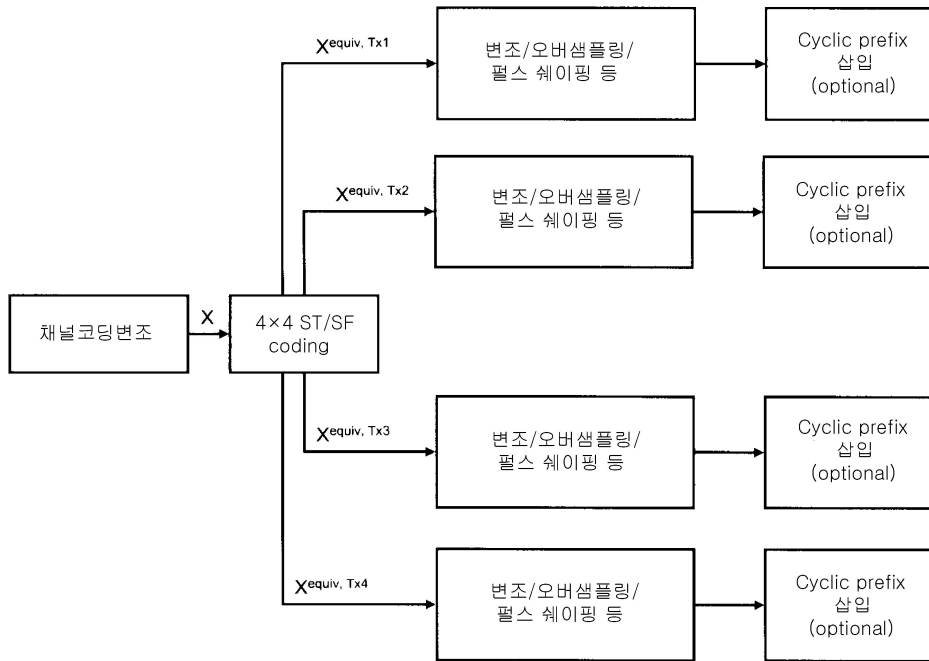
도면14



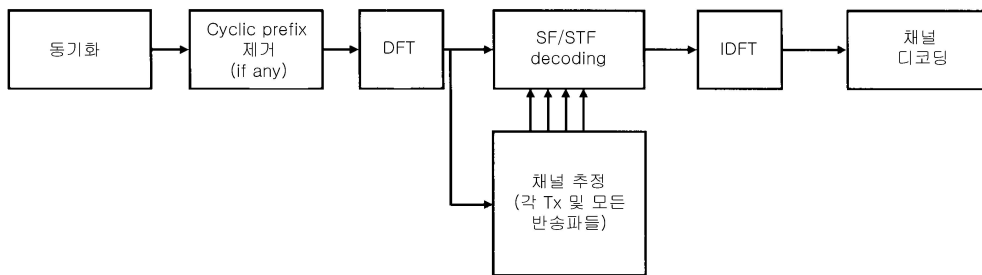
도면15



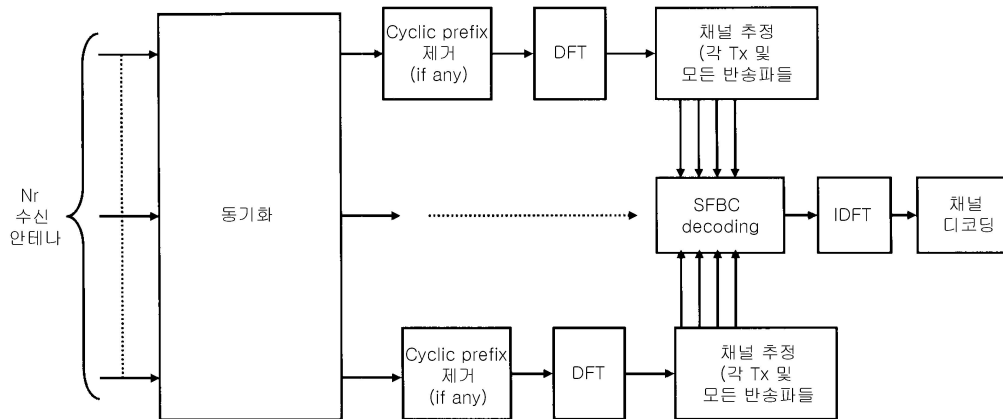
도면16



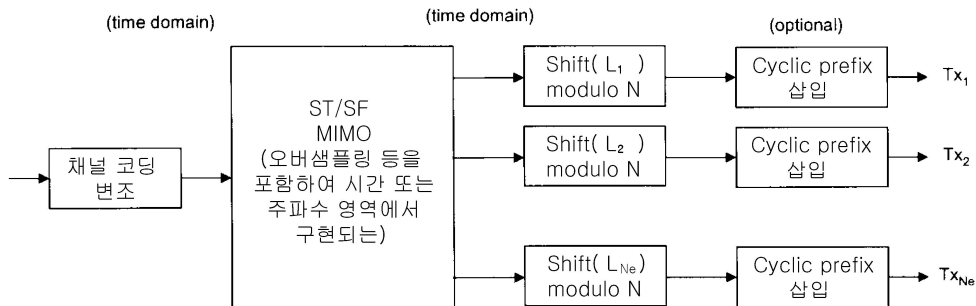
도면17



도면18



도면19



도면20

