

	(19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)	(11) 공개번호 10-2014-0139896 (43) 공개일자 2014년12월08일
(51) 국제특허분류(Int. Cl.) H04B 7/02 (2006.01) (21) 출원번호 10-2013-0060585 (22) 출원일자 2013년05월28일 심사청구일자 2013년05월28일		(71) 출원인 서강대학교산학협력단 서울특별시 마포구 백범로 35 (신수동, 서강대학교) (72) 발명자 김영록 서울 마포구 월드컵북로47길 37, 102동 602호 (상암동, 상암카이저팰리스클래식) 이진용 서울 영등포구 63로 45, 16동 53호 (여의도동, 여의도시범아파트) (74) 대리인 장원수

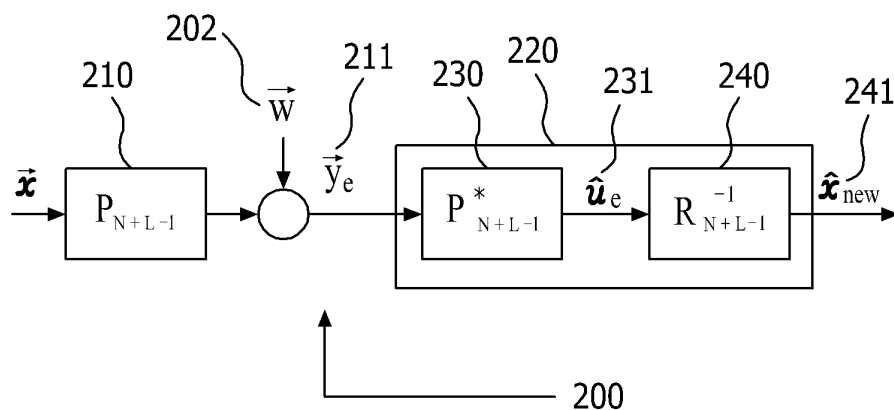
전체 청구항 수 : 총 26 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 수신된 데이터를 검출하는 방법은, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계, 상기 수신 신호 시퀀스로부터 채널 상관 행렬을 구하는 단계 및 상기 수신 신호 시퀀스 및 상기 채널 상관 행렬로부터 상기 송신 채널을 통해 전달되기 이전의 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계를 포함하며, 상기 채널 상관 행렬은 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)되며, 상기 채널 상관 행렬은 최소 자승 근사를 위한 고정 계수 필터링 방법을 제공하여, 하드웨어 오버헤드의 감소를 가능하게 한다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 NIPA-2013-H0401-13-1007

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 정보통신산업진흥원

연구사업명 IT융합 고급인력과정 지원사업

연구과제명 현장진료를 위한 IT융합 휴대용 초음파 영상 시스템 개발

기 여 율 1/1

주관기관 서강대학교 산학협력단

연구기간 2012.06.01 ~ 2015.12.31

특허청구의 범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법에 있어서,

송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계;

상기 수신 신호 시퀀스로부터 채널 상관 행렬을 구하는 단계; 및

상기 수신 신호 시퀀스 및 상기 채널 상관 행렬로부터 상기 송신 채널을 통해 전달되기 이전의 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계를 포함하고,

상기 채널 상관 행렬은 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계는,

L-1개의 제로로 구성된 제1 수신 신호 시퀀스를 인가(force)하는 단계; 및

N개의 제2 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 4

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치로서,

송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 수신 필터; 및

상기 수신 필터로부터 수신된 상기 수신 신호 시퀀스로부터 채널 상관 행렬을 구하고, 상기 수신 신호 시퀀스 및 상기 채널 상관 행렬로부터 상기 송신 채널을 통해 전달되기 이전의 송신 신호 시퀀스를 추정하는 신호 추정기를 포함하고,

상기 채널 상관 행렬은 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 5

제 4항에 있어서,

상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 6

제 4항에 있어서,

상기 수신 필터는, L-1개의 제로로 구성된 제1 수신 신호 시퀀스를 인가(force)하고, N개의 제2 수신 신호 시퀀스를 수신하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 신호 추정기는, 상기 수신 신호 시퀀스 중 이전의 $L-1$ 개의 수신 신호 각각에 필터 계수(filter coefficient)를 곱하여 더하는 등화기(equalizer)인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 채널 상관 행렬은 제1 행렬 내지 제4 행렬로 구성된 2×2 서브 행렬이고, 상기 제1 행렬은 $(L-1) \times (L-1)$ 인 테플리츠 하 삼각 행렬이고, 상기 제2 행렬은 $N \times (L-1)$ 인 테플리츠 상 삼각 행렬인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 제1 및 제2 행렬의 각 엘리먼트의 값은 상기 필터 계수인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 10

제 4항에 있어서,

상기 채널 상관 행렬은 상기 수신 신호 시퀀스의 상관관계 행렬 및 자기 상관 시퀀스로부터 결정되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 11

제 4항에 있어서,

상기 수신 필터는 상기 수신 신호 시퀀스의 파형과 정합되는 임펄스 응답을 가지는 정합 필터(matched filter)인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 12

제 4항에 있어서,

상기 신호 추정기는 무한 임펄스 응답(IIR: Infinite Impulse Response) 필터에 의해 상기 송신 신호 시퀀스를 추정하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 13

제 7항에 있어서,

상기 필터 계수는 상기 수신 신호 시퀀스를 수신하는 동안에 고정 값(fixed value)을 가지는, 무선 통신 시스템에서 수신된 데이터를 검출하는 장치.

청구항 14

송신 채널을 통해 전달되어 정합 필터링된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법에 있어서,

상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 한 비트씩 천이하여 $(L-1)$ 개의 제1 수신 신호 시퀀스를 저장하는 단계; 및

상기 저장된 제1 수신 신호 시퀀스의 각각에 필터 계수를 각각 곱한 후 더함으로써, 상기 송신 신호를 추정하는 단계를 포함하고,

상기 필터 계수는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신되는 동안에, 고정 값(fixed value)을 가지는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 15

제 14항에 있어서,

상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신된 이후에 상기 필터 계수는 업데이트되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 16

제 14항에 있어서,

상기 복수의 수신 신호 시퀀스는, 상기 송신 채널을 통해 상기 송신 신호가 전달되기 이전에 L-1개의 제로가 인가(force)된, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 17

송신 채널을 통해 전달되어 정합 필터에 의해 출력된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치에 있어서,

상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 한 비트씩 천이하여 (L-1)개의 제1 수신 신호 시퀀스를 저장하기 위한 메모리; 및

상기 저장된 제1 수신 신호 시퀀스의 각각에 필터 계수를 각각 곱한 후 더하여, 상기 송신 신호를 추정하기 위한 프로세서를 포함하고,

상기 필터 계수는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신되는 동안에, 고정 값(fixed value)를 가지는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 18

제 17항에 있어서,

상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신된 이후에, 상기 프로세서는 상기 필터 계수를 업데이트하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 19

제 17항에 있어서,

상기 복수의 수신 신호 시퀀스는, 상기 송신 채널을 통해 상기 송신 신호가 전달되기 이전에 L-1개의 제로가 인가(force)된, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 20

제 17항에 있어서,

상기 프로세서는 채널 상관 행렬의 역변환에 상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 곱하여 상기 송신 신호를 추정하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 21

제 17항에 있어서,

상기 채널 상관 행렬은, 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 22

제 21항에 있어서,

상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 23

제 20항에 있어서,

상기 채널 상관 행렬은 제1 행렬 내지 제4 행렬로 구성된 2×2 서브 행렬이고, 상기 제1 행렬은 $(L-1) \times (L-1)$ 인 테플리츠 하 삼각 행렬이고, 상기 제2 행렬은 $N \times (L-1)$ 인 테플리츠 상 삼각 행렬인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 24

제 23항에 있어서,

상기 제1 및 제2 행렬의 각 엘리먼트의 값은 상기 필터 계수인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 25

제 20항에 있어서,

상기 채널 상관 행렬은 상기 수신 신호 시퀀스의 상관 행렬 및 자기 상관 시퀀스로부터 결정되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 26

제 21항에 있어서,

상기 채널 상관 행렬의 전달함수는 상기 제1 채널 상관 행렬의 전달함수($A(z)$) 및 상기 제2 채널 상관 행렬의 전달함수($B(z)$)의 곱으로 표현되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법 및 장치에 관한 것으로, 구체적으로는 선형 시스템을 해석함에 있어서 콜레스키 근사(Cholesky approximation)를 사용하여 블록 테플리츠(block Toeplitz) 행렬의 역변환(matrix inversion)을 수행하여, 송신 신호를 추정하는 방법이다.

배경기술

[0002] 무선 통신 시스템에서, 다중 경로 채널에 기인하는 심볼 간 간섭(ISI: inter symbol interference)는 데이터 검출 성능을 열화시킨다. MMSE(Minimum Mean Square Error)는 무선 통신 시스템에 대하여 잘 알려진 방법이며 많은 무선 통신 시스템들은 이를 등화 방법으로 채택하고 있다. 그러나, MMSE는 $O(N^3)$ 의 큰 계산 복잡도를 갖는 복잡한 역행렬 연산 절차를 요구한다. 삼각 행렬(triangular matrix)에 대한 주어진 정방 행렬 변환과 관련된 삼각 해(triangular solution)는 어떠한 성능 열화 없이 간단한 필터링 절차에 의해 $O(N^2)$ 로 복잡도를 감소시킬 수 있고, 그리고 이는 일반적으로 선형 시스템 해로 불리운다.

[0003] 밴디드 테플리츠 선형 시스템을 해결하는 방법들은 삼각 행렬의 행렬 분해에 의해 획득될 수 있다. LU 분해 및 QR 방법 및 Schur 알고리즘은 작은 계산 복잡도 및 높은 성능 정확도를 갖는 것으로 알려져 있다. 그러나, 삼각 행렬은 각각의 심볼 주기에 대해 시변 계수를 가지고, 이로 인하여 기존의 선형 시스템 해들은 가변 디지털 필터링 절차를 포함한다. 이는 계수 업데이트 알고리즘, 하드웨어 구현을 위한 추가적인 메모리 및 액세스 시간을 요구하고, 이로 인하여 고속 필터 처리를 방해한다.

[0004] 도 1은 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 종래 기술에 따른 통신 시스템 모델을 도시한다. 상기 통신 시스템 모델(100)은 송신 채널(110) 및 수신 장치(120)를 포함한다. 상기 수신 장치(120)는 수신 필터(130) 및 신호 추정기(140)를 포함한다. 상기 통신 시스템(100)의 수신 신호 시퀀스(111)는 송신 신호 시퀀스(101), 부가 잡음 시퀀스(102) 및 송신 채널 행렬 HN 에 의하여 아래의 식(1)과 같이 선형 모델에 의해 표현될 수 있다.

$$\vec{y} = H_N \cdot \vec{x} + \vec{w}, \quad (1)$$

여기서, $\vec{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$, $\vec{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N+L-2}]^T$ 및 $\vec{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N+L-2}]^T$ 는 각각 상기 송신 신호 시퀀스(101), 상기 수신 신호 시퀀스(111) 및 상기 부가 잡음 시퀀스(102)이다. 상기 송신 채널(110)이 시불변(time-invariant) 이고, 상기 송신 시퀀스(101)의 길이 N 이 상기 송신 채널(110)의 채널 특성에 해당하는 임펄스 응답의 길이 L보다 크다는 가정하에, 길이(N+L-1)×N의 상기 송신 채널 행렬 H_N 은 아래의 식 (2)와 같이 실베스터(Sylvester) 구조의 테플리츠(Toeplitz) 행렬에 의해 표현된다.

$$H_N = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ h_1 & h_0 & & \vdots \\ \vdots & h_1 & \ddots & 0 \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & h_0 \\ 0 & h_{L-1} & & h_1 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

최소 자승 (LS:Least Square) 추정에 의한 추정 신호 시퀀스(141)는 $\hat{x} = (H_N^* H_N)^{-1} H_N^* \vec{y}$ 에 의해 나타내어 지고, 여기서 $(\cdot)^*$ 는 복소 공액 행렬 전치를 나타낸다. LS 해는 정합 필터 출력(131) $\hat{u} = H_N^* \vec{y}$ 를 계산한 이후에, 아래의 식 (3)에 의해 획득될 수 있다.

$$\hat{x} = R_N^{-1} \hat{u}, \quad (3)$$

여기서, $R_N = H_N^* H_N$ 는 Gram 행렬이라 불리우며, 상기 Gram 행렬은 아래의 식(4)와 같이 표현된다.

$$R_N = H_N^* H_N = \begin{bmatrix} r_0 & r_1^* & \dots & r_{L-1}^* & 0 & \dots & 0 \\ r_1 & r_0 & r_1^* & \dots & r_{L-1}^* & & \vdots \\ \vdots & r_1 & \ddots & & & & 0 \\ r_{L-1} & \vdots & r_1 & & & \vdots & r_{L-1}^* \\ 0 & r_{L-1} & & & \ddots & r_1^* & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots & & r_0 & r_1^* \\ 0 & \dots & 0 & r_{L-1} & \dots & r_1 & r_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Gram 행렬은 밴디트 및 테플리츠이고, 그 크기는 N×N 이다. 채널 상관 계수에 해당하는 상기 Gram 행렬의 엘리트먼트는 아래의 식(5)에 의해 계산된다.

$$r_n = \sum_{k=0}^{L-n-1} h_{k+n} h_k^*, \quad (5)$$

콜레스키-분해(Cholesky factor) 방법에 의해, 아래의 식(6)과 같이 하 삼각 행렬(lower triangular matrix)이 생성되며, $R_N = Q_N Q_N^*$ 을 만족한다.

$$Q_N = \begin{bmatrix} q_{0,0} & 0 & \dots & & & & 0 \\ q_{1,0} & q_{1,1} & 0 & \dots & & & \\ \vdots & q_{2,1} & \ddots & & & & \\ q_{L-1,0} & \vdots & & q_{N-L,N-L} & & \vdots & \\ 0 & q_{L,1} & & q_{N-L+1,N-L} & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots & & q_{N-2,N-2} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & q_{N-1,N-L} & \dots & q_{N-1,N-2} & q_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0016] 두 개의 밴디드 삼각 시스템의 해는 아래의 식(7)에 의해 표현된다.

[0017]
$$\vec{v} = \mathbf{Q}_N^{-1} \hat{u} \quad \text{and} \quad \hat{x} = (\mathbf{Q}_N^*)^{-1} \vec{v} \quad (7)$$

[0018] 식(7)의 해는 아래의 식(8) 및 (9)의 전진 대입법 (forward substitute) 및 후진 대입법 (backward substitute)에 의해 획득될 수 있다.

[0019]
$$v(i) = \frac{1}{q_{i,i}} \left[u(i) - \sum_{k=1}^{L-1} q_{i,i-k} \cdot v(i-k) \right], \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

[0020]
$$x(i) = \frac{1}{q_{i,i}} \left[v(i) - \sum_{k=1}^{L-1} q_{i+k,i}^* \cdot x(i+k) \right], \quad i = N-1, N-2, \dots, 0. \quad (9)$$

[0021] $i > N-1$ 또는 $j < 0$ 에 대하여, 초기값은 $q_{i,j} = 0$, $x(i) = 0$, 및 $v(j) = 0$ 에 의해 정의된다. 이러한 대입법에 의해, 계수 $q_{i,j}$ 는 각 반복마다 변화되어야 하고, 이는 더욱 복잡한 하드웨어 구조를 초래한다. 따라서, 선형 필터들에 의해 구현될 수 있는, 고정 계수를 갖는 대입법이 요구된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0022] 테플리츠 매트릭스의 비상관기(decorrelator)는 상관 행렬의 콜레스키 분해를 획득한 이후에 전진 대입법 및 후진 대입법에 의해 수행될 수 있으며, 상기 전진 대입법 및 후진 대입법은 가변 계수 필터링 방법에 의해 수행될 수 있다. 그러나, 가변 계수 필터링 방법에서 필터 계수들은 매 심볼 주기 동안에 변화되어야 하므로 하드웨어 오버헤드가 증가한다. 따라서, 본 발명에서는 필터 계수의 변화에 기인하는 하드웨어 오버헤드를 감소시키기 위하여 고정 계수 필터링 방법이 요구된다.

과제의 해결 수단

[0023] 상기와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법은, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계, 상기 수신 신호 시퀀스로부터 채널 상관 행렬을 구하는 단계 및 상기 수신 신호 시퀀스 및 상기 채널 상관 행렬로부터 상기 송신 채널을 통해 전달되기 이전의 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계를 포함한다. 여기서, 상기 채널 상관 행렬은 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)된다.

[0024] 상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)이다

[0025] 상기 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계는, L-1개의 제로로 구성된 제1 수신 신호 시퀀스를 인가(force)하는 단계; 및 N개의 제2 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계를 포함한다.

[0026] 상기 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계는, 상기 수신 신호 시퀀스 중 이전의 L-1개의 수신 신호 각각에 필터 계수(filter coefficient)를 곱하여 더하는 단계이다.

[0027] 상기 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계는, 상기 수신 신호 시퀀스 중 이전의 L-1개의 수신 신호 각각에 필터 계수(filter coefficient)를 곱하여 더하는 단계이다.

[0028] 상기 채널 상관 행렬은 제1 행렬 내지 제4 행렬로 구성된 2×2 서브 행렬이고, 상기 제1 행렬은 $(L-1) \times (L-1)$ 인 테플리츠 하 삼각 행렬이고, 상기 제2 행렬은 $N \times (L-1)$ 인 테플리츠 상 삼각 행렬이다.

[0029] 상기 제1 및 제2 행렬의 각 엘리먼트의 값은 상기 필터 계수이다.

[0030] 상기 채널 상관 행렬은 상기 수신 신호 시퀀스의 상관 행렬 및 자기 상관 시퀀스로부터 결정된다.

[0031] 상기 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계는, 상기 수신 신호 시퀀스가 상기 수신 신호 시퀀스의 파형과 정합되는 임펄스 응답을 가지는 정합 필터(matched filter)에 입력되는 단계를 더 포함한다.

[0032] 상기 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계는, 무한 임펄스 응답(IIR: Infinite Impulse Response) 필터에 의해 상

기 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계이다.

- [0033] 상기 필터 계수는 상기 수신 신호 시퀀스를 수신하는 동안에 고정 값(fixed value)을 가진다.
- [0034] 상기와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 수신 필터 및 상기 수신 필터로부터 수신된 상기 수신 신호 시퀀스로부터 채널 상관 행렬을 구하고, 상기 수신 신호 시퀀스 및 상기 채널 상관 행렬로부터 상기 송신 채널을 통해 전달되기 이전의 송신 신호 시퀀스를 추정하는 신호 추정기를 포함한다. 여기서, 상기 채널 상관 행렬은 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)이다.
- [0035] 상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)이다.
- [0036] 상기 수신 필터는, L-1개의 제로로 구성된 제1 수신 신호 시퀀스를 인가(force)하고, N개의 제2 수신 신호 시퀀스를 수신한다.
- [0037] 상기 신호 추정기는, 상기 수신 신호 시퀀스 중 이전의 L-1개의 수신 신호 각각에 필터 계수(filter coefficient)를 곱하여 더하는 등화기(equalizer)이다.
- [0038] 상기 채널 상관 행렬은 제1 행렬 내지 제4 행렬로 구성된 2×2 서브 행렬이고, 상기 제1 행렬은 $(L-1) \times (L-1)$ 인 테플리츠 하 삼각 행렬이고, 상기 제2 행렬은 $N \times (L-1)$ 인 테플리츠 상 삼각 행렬이다.
- [0039] 상기 제1 및 제2 행렬의 각 엘리먼트의 값은 상기 필터 계수이다.
- [0040] 상기 채널 상관 행렬은 상기 수신 신호 시퀀스의 상관관계 행렬 및 자기 상관 시퀀스로부터 결정된다.
- [0041] 상기 수신 필터는 상기 수신 신호 시퀀스의 파형과 정합되는 임펄스 응답을 가지는 정합 필터(matched filter)이다.
- [0042] 상기 신호 추정기는 무한 임펄스 응답(IIR: Infinite Impulse Response) 필터에 의해 상기 송신 신호 시퀀스를 추정한다.
- [0043] 상기 필터 계수는 상기 수신 신호 시퀀스를 수신하는 동안에 고정 값(fixed value)을 갖는다.
- [0044] 상기와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 사용자 장치(UE: User Equipment)이다.
- [0045] 상기와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 기지국(BS: Base Station)이다.
- [0046] 상기와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 송신 채널을 통해 전달되어 정합 필터링된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법은, 상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 한 비트씩 천이하여 (L-1)개의 제1 수신 신호 시퀀스를 저장하는 단계 및 상기 저장된 제1 수신 신호 시퀀스에 필터 계수를 곱하여 더하여, 상기 송신 신호를 추정하는 단계를 포함한다. 여기서, 상기 필터 계수는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신되는 동안에, 고정 값(fixed value)을 가진다.
- [0047] 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신된 이후에 상기 필터 계수는 업데이트된다.
- [0048] 상기 복수의 수신 신호 시퀀스는, 상기 송신 채널을 통해 상기 송신 신호가 전달되기 이전에 L-1개의 제로가 인가(force)된다.
- [0049] 상기 추정된 송신 신호는 채널 상관 행렬의 역변환에 상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 곱하여 연산된다.
- [0050] 상기 채널 상관 행렬은, 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)된다.
- [0051] 상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)이다.
- [0052] 상기 채널 상관 행렬은 제1 행렬 내지 제4 행렬로 구성된 2×2 서브 행렬이고, 상기 제1 행렬은 $(L-1) \times (L-1)$ 인 테플리츠 하 삼각 행렬이고, 상기 제2 행렬은 $N \times (L-1)$ 인 테플리츠 상 삼각 행렬이다.
- [0053] 상기 제1 및 제2 행렬의 각 엘리먼트의 값은 상기 필터 계수이다.

- [0054] 상기 채널 상관 행렬은 상기 수신 신호 시퀀스의 상관 행렬 및 자기 상관 시퀀스로부터 결정된다.
- [0055] 상기 채널 상관 행렬의 전달함수는 상기 제1 채널 상관 행렬의 전달함수($A(z)$) 및 상기 제2 채널 상관 행렬의 전달함수($B(z)$)의 곱으로 표현된다.
- [0056] 상기과 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 사용자 장치(UE: User Equipment)이다.
- [0057] 상기과 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 기지국(BS: Base Station)이다.
- [0058] 상기과 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 송신 채널을 통해 전달되어 정합 필터링된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 한 비트씩 천이하여 $(L-1)$ 개의 제1 수신 신호 시퀀스를 저장하기 위한 메모리 및 상기 저장된 제1 수신 신호 시퀀스의 각각에 필터 계수를 각각 곱한 후 더하여, 상기 송신 신호를 추정하기 위한 프로세서를 포함한다. 상기 필터 계수는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신되는 동안에, 고정 값(fixed value)을 가진다.
- [0059] 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신된 이후에, 상기 프로세서는 상기 필터 계수를 업데이트한다.
- [0060] 상기 복수의 수신 신호 시퀀스는, 상기 송신 채널을 통해 상기 송신 신호가 전달되기 이전에 $L-1$ 개의 제로가 인가(force)된다.
- [0061] 상기 프로세서는 채널 상관 행렬의 역변환에 상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 곱하여 상기 송신 신호를 추정한다.
- [0062] 상기 채널 상관 행렬은, 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)된다.
- [0063] 상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하 삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상 삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)이다.
- [0064] 상기 채널 상관 행렬은 제1 행렬 내지 제4 행렬로 구성된 2×2 서브 행렬이고, 상기 제1 행렬은 $(L-1) \times (L-1)$ 인 테플리츠 하 삼각 행렬이고, 상기 제2 행렬은 $N \times (L-1)$ 인 테플리츠 상 삼각 행렬이다.
- [0065] 상기 제1 및 제2 행렬의 각 엘리먼트의 값은 상기 필터 계수이다.
- [0066] 상기 채널 상관 행렬은 상기 수신 신호 시퀀스의 상관 행렬 및 자기 상관 시퀀스로부터 결정된다.
- [0067] 상기 채널 상관 행렬의 전달함수는 상기 제1 채널 상관 행렬의 전달함수($A(z)$) 및 상기 제2 채널 상관 행렬의 전달함수($B(z)$)의 곱으로 표현된다.
- [0068] 상기과 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 사용자 장치(UE: User Equipment)이다.
- [0069] 상기과 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 기지국(BS: Base Station)이다.

발명의 효과

- [0070] 패킷 사이즈(N)가 채널 길이(L)보다 충분히 큰 경우($N \gg L$)에, 본 발명에 따른 고정 계수 필터링 방법은, 매우 작은 복잡도 증가 및 무시될 수 있는 성능 열화만을 갖으며, 하드웨어 오버헤드의 감소를 제공하며 작은 메모리 사이즈에 의해 구현될 수 있는 데이터 추정 방법 및 데이터 추정 장치를 제공한다.

도면의 간단한 설명

- [0071] 도 1은 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 종래 기술에 따른 통신 시스템 모델을 도시한다.
- 도 2는 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 본 발명에 따른 통신 시스템 모델을 도시한다.
- 도 3은 도 2의 신호 추정기에 대응하는 신호 추정 장치의 세부 구성도이다.

도 4는 본 발명에 따른 채널 길이(L)에 따른 출력 신호 대 잡음 비(SNR: Signal-Noise Ration) 열화를 복수의 패킷 사이즈(N=32, 64, 128)에 대하여 도시한 그래프이다.

도 5는 본 발명에 따른 채널 길이(L)에 따른 복잡도를 복수의 패킷 사이즈(N=64, 128)에 대하여 도시한 그래프이다.

도 6은 제로를 인가한 경우 및 인가하지 않은 경우에 대하여, 채널 길이(L)에 따른 복잡도를 복수의 패킷 사이즈(N=64, 128)에 대하여 도시한 그래프이다.

도 7은 제로를 인가한 경우 및 인가하지 않은 경우에 대하여, 비트 에너지 대 잡음 전력 밀도율(Eb/N0)에 따른 GSM 시스템의 비트 에러율(BER: Bit Error Ratio)을 직교 위상 천이 키잉(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) 및 16-직교 진폭 변조 (16-QAM: 16-Quadrature Amplitude Modulation)에 대해 도시한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

도 2는 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 본 발명에 따른 통신 시스템 모델을 도시한다. 상기 통신 시스템 모델(200)은 송신 채널(210) 및 수신 장치(220)를 포함한다. 상기 수신 장치(220)는 수신 필터(230) 및 신호 추정기(240)를 포함한다. 여기서, 식 (8)의 전진 대입법 및 후진 대입법을 위한 근사 해들을 획득하기 위해 고정 계수 필터링 방법이 제안된다. 상기 수신 신호 시퀀스(211)는 도 1에서의 수신 신호 시퀀스(111)의 앞에 (L-1)개의 제로들을 삽입한 확장된 신호이며, 아래와 같이 식 (10)에 의해 표현된다. 상기 통신 시스템 모델(200)의 상기 수신 신호 시퀀스(211)는 상기 송신 신호 시퀀스(201), 상기 부가 잡음 시퀀스(202) 및 송신 채널(210) H_{N+L-1} 에 의하여

$$\vec{y}_e = \begin{bmatrix} \vec{0}_{L-1} \\ \vec{y} \end{bmatrix} = H_{N+L-1} \begin{bmatrix} \vec{0}_{L-1} \\ \vec{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{0}_{L-1} \\ \vec{w} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

여기서, $\vec{0}_{L-1}$ 은 길이 (L-1)의 제로 열 길이를 나타낸다. 이제, 확장된 채널 행렬의 크기는 $(N+2L-2) \times (N+L-1)$ 이 되고, 이는 아래의 2×2 블록 행렬 표현에 의해 표현될 수 있다.

$$H_{N+L-1} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ D & H_N \end{bmatrix}, \quad (11)$$

여기서,

$$C = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ h_{L-2} & h_{L-3} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad D = \begin{bmatrix} h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_1 \\ 0 & h_{L-1} & & h_2 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ & \vdots & & h_{L-1} \\ 0 & \cdots & & 0 \\ & & & \vdots \\ & & & 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

서브 행렬 C 및 D의 크기는 각각 $(L-1) \times (L-1)$ 및 $(N+L-1) \times (L-1)$ 이고, 확장된 수신 필터 출력은 아래의 식 (13)에 의해 표시된다.

$$\hat{u}_e = H_{N+L-1}^* \cdot \vec{y}_e = \begin{bmatrix} D^* \vec{y} \\ H_N^* \vec{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{e}_u \\ \hat{u} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

여기서, $\vec{e}_u = D^* \vec{y}$ 은 확장에 따른 추가 출력이고, $\hat{u} = H_N^* \vec{y}$ 은 도 1에서 제시된 수신 필터(130)의 출력 값(131)이다. 여기서, 도 1 및 도 2의 수신 필터(130, 230)는 정합 필터(matched filter)로 구현될 수 있다. 상기 정합 필터는 상기 송신 신호 시퀀스(101, 201) 및 상기 수신 신호 시퀀스(111, 211)의 신호 파형(s(t))과 정합되는 임펄스 응답($h^*(t)$)을 가진다. 즉, 상기 정합 필터의 임펄스 응답 $h^*(t) = k S(T-t)$ 로 표현되며, 여기서 T는 상기 송신 시퀀스(101, 201) 및 수신 신호 시퀀스(111, 211)의 각 신호의 주기를 나타낸다.

[0081] 도 3은 도 2의 상기 신호 추정기(240)에 대응하는 신호 추정 장치(300)의 세부 구성도이다. 상기 신호 추정 장치(300)는 도 2의 상기 송신 채널(210)을 통해 전달되어 상기 정합 필터(230)에 의해 출력된 복수의 수신 신호 시퀀스(231)로부터 무선 통신 시스템에서 송신 신호(241)를 추정한다. 상기 신호 추정 장치(300)는 메모리(310) 및 프로세서(320)를 포함한다. 상기 메모리(310)는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스를 한 비트씩 천이하여 (L-1)개의 제1 수신 신호 시퀀스를 저장한다. 상기 프로세서(320)는 연산부(321) 및 제어부(322)를 포함한다. 상기 연산부(321)는 각각 곱한 후 상기 (L-1)개의 곱을 더한다. 상기 필터 계수는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스가 수신되는 동안에, 고정 값(fixed value)을 가진다. 상기 제어부(322)는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스(231)가 수신된 이후에, 상기 필터 계수를 업데이트한다. 상기 복수의 수신 신호 시퀀스는, 상기 송신 채널을 통해 N개의 송신 신호가 전달되기 이전에 L-1개의 제로가 인가(force)된 후, 상기 정합 필터(230)를 통과하여 출력된다.

[0082] 상기 연산부(321)는 채널 상관 행렬의 역변환에 상기 복수의 수신 신호 시퀀스(231)를 곱하여 상기 송신 신호(241)를 추정한다. 상기 채널 상관 행렬은, 제1 채널 상관 행렬 및 제2 채널 상관 행렬로 최소 자승 분해(Least square decomposition)된다. 상기 제1 채널 상관 행렬 및 상기 제2 채널 상관 행렬은, 각각 테플리츠 하삼각 행렬 (Toeplitz lower triangular matrix) 및 테플리츠 상삼각 행렬 (Toeplitz upper triangular matrix)이다.

[0083] 제안된 새로운 방법에 의해, 확장된 수신 필터 출력에 해당하는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스(231)는 전진 대입법 (forward substitution) 및 후진 대입법(backward substitution)에 의해 아래의 식 (14)와 같이 표시될 수 있다.

$$P_{N+L-1} P_{N+L-1}^* \begin{bmatrix} \vec{d} \\ \hat{x}_{new} \end{bmatrix} = \hat{u}_e \quad (14)$$

[0084]

[0085] 여기서, P_{N+L-1} 은, 아래의 식(15)와 같이 테플리츠 및 결합된(banded) 하 삼각 행렬이다.

$$P_{N+L-1} = \begin{bmatrix} p_0 & 0 & \dots & \square & \square & \square & 0 \\ p_1 & p_0 & 0 & \dots & \square & \square & \square \\ \vdots & p_1 & \ddots & \square & \square & \square & \square \\ p_{L-1} & \vdots & \square & p_0 & \square & \vdots & \square \\ 0 & p_{L-1} & \square & p_1 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & \square & \ddots & \vdots & \square & p_0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & p_{L-1} & \dots & p_1 & p_0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

[0086]

[0087] P_{N+L-1} 의 크기는 $(N+L-1) \times (N+L-1)$ 이고, 행렬 엘리먼트들 p_n 은 식(16)을 만족한다.

$$r_n = \sum_{k=0}^{L-n-1} p_{n+k} p_k^* \quad (16)$$

[0088]

[0089] 식(14)에 대한 안정 해(stable solution)를 구하기 위하여, 전진 대입법 및 후진 대입법을 수행하는 AR(Auto Regressive) 필터들에 대하여 $\{p_0, p_1, \dots, p_{L-1}\}$ 및 $\{p_{L-1}^*, p_{L-2}^*, \dots, p_0^*\}$ 가 사용되기 때문에, 식(16)을 만족하는 계수들 p_n 은 최소 위상(minimum phase)이 되어야 한다.

[0090] 식(16)을 만족하는 계수들 p_n 은 전진 대입법 및 후진 대입법을 수행하는 상기 신호 추정기(240)와 관련된다. 상기 신호 추정기(240)는 다중 경로 채널에 의한 심볼 간 간섭(ISI)에 의한 신호 왜곡을 보상하기 때문에 등화기(equalizer)의 기능을 수행한다. 상기 계수들 p_n 은 등화기의 각 단(stage)의 계수들에 대응한다. 상기 등화기는 IIR 필터들의 분자 계수들로서 고려될 수 있기 때문에 최소 위상(minimum phase)이 되어야 한다. 상기 IIR 필터는 이전의 모든 입력들에 의한 영향을 모두 고려하기 위한 것으로, 이의 실제적인 구현을 위하여 이전의 유한 개의 출력을 귀환하는 구조로 구현된다. $n=0, 1, \dots, L+1$ 에 대하여 $p_n = \lim_{k \rightarrow \infty} q_{k,k-n}$ 이며, 계수 p_n 은 자기 상관 시퀀스 r_n 으로부터 구할 수 있다.

[0091] 식(13)의 정합 필터 출력은 아래의 식(17)의 유한 임펄스 응답 (FIR: finite impulse response) 필터링에 의해 획득될 수 있다.

$$u_s(i) = \sum_{j=0}^{L-1} h_{L-1+j}^* \cdot y(i-j), \quad i = 0, 1, \dots, N+L-2 \quad (17)$$

[0092]

[0093] 여기서, $i < 0$ 에 대하여 $y(i)=0$ 이다.

[0094] 이 때, 콜레스키 분해 대신 LDL^H 분해를 적용할 수도 있으며, 이 경우, P_i 대신 $\hat{d} = p_0^2$, $\hat{p}_i = p_i/p_0$ 를 이용하면 식 (14)의 전진 및 후진 대입법은 아래의 차분 방정식에 의해 수행될 수 있다.

$$v(i) = u_s(i) - \sum_{k=1}^{L-1} \hat{p}_k \cdot v(i-k), \quad i = 0, 1, \dots, N+L-2 \quad (18)$$

[0095]

$$x_{new}(i) = \frac{1}{\hat{d}} v(i+L-1) - \sum_{k=1}^{L-1} \hat{p}_k^* \cdot x_{new}(i+k), \quad i = N-1, N-2, \dots, 0 \quad (19)$$

[0096]

[0097] 초기값은 $i < 0$ 에 대하여 $v(i) = 0$ 및 $i > N-1$ 에 대하여 $x_{new}(i) = 0$ 에 의해 정의된다. 식 (8) 및 (9)와는 달리, 식 (18) 및 (19)의 필터 계수는 가변되지 않으므로, 선형 필터에 의해 구현될 수 있다.

[0098] 식(13)에서 정합 필터 출력 및 식(16)에서 최소 위상 필터 계수들 p_n 을 얻은 이후에, 식(14)에서 전진 대입법 및 후진 대입법은 고정 필터 계수들을 갖는 IIR 필터링에 의해 수행될 수 있고, 이를 콜레스키 기반 LS 해법에 대한 고정 계수 필터링 방법이라 한다. 즉, 식(13)에 의해 정합 필터 출력은 결정되고, 자기 상관 시퀀스 r_n 으로부터 식 (14)에 의해 상기 계수 p_n 을 구할 수 있다. 상기 수신 신호 시퀀스(211)로부터 수신 신호 상관 행렬을 구함으로써, 상기 자기 상관 시퀀스 r_n 이 결정된다. 상기 수신 신호 상관 행렬은 수신 신호 상관 부행렬 및 자기 상관 행렬을 포함하며, 상기 수신 신호 상관 부행렬 및 상기 자기 상관 행렬은 각각 $E\{y_e(n)y_e(n-m)^H\}$ 및 $E\{y_e(n)y_e(n)^H\}$ 으로 정의될 수 있다. 따라서, 수신 신호 $y_e(n)$ 의 통계 특성을 이용하여 상기 계수 p_n 을 구할 수 있다.

[0099] 식(17) 및 (18)은 아래의 식(20)의 z -변환에 의해 표현되는 IIR 필터에 의해 구현될 수 있다.

$$A(z) = \frac{h_{L-1}^* + h_{L-2}^* z^{-1} + \dots + h_0^* z^{-(L-1)}}{1 + \hat{p}_1^* z^{-1} + \dots + \hat{p}_{L-1}^* z^{-(L-1)}} \quad (20)$$

[0100]

[0101] 여기서, 입력 및 출력 시퀀스는 각각 $\{u_e(0), u_e(1), \dots, u_e(N+L-2)\}$ 및 $\{v(0), v(1), \dots, v(N+L-2)\}$ 이다.

[0102] 한편, 식(19)는 아래의 식(21)로 표현되는 IIR 필터에 의해 구현될 수 있다.

$$B(z) = \frac{1/\hat{d}}{1 + \hat{p}_1^* z^{-1} + \dots + \hat{p}_{L-1}^* z^{-(L-1)}} \quad (21)$$

[0103]

[0104] 여기서, 입력 및 출력은 각각 $\{v(N+L-2), v(N+L-3), \dots, v(0)\}$ 및 $\{x_{new}(N-1), x_{new}(N-2), \dots, x_{new}(0)\}$ 이다.

[0105] 이하에서는, 테플리츠 및 하 삼각 행렬을 이용한 제안된 방법이 계산 시 소요되는 메모리의 크기를 감소시킬 뿐 아니라, 기존 방법에 비하여 성능의 열화가 거의 없음을 살펴보고자 한다.

[0106] 근사 에러를 계산하기 위하여 출력 잡음 신호를 분석하기로 하자. 식 (15)에서 테플리츠 및 밴디드 하 삼각 행렬 P_{N+L-1} 은 아래와 같이 블록 행렬 형태에 의해 표현될 수 있다.

$$\mathbf{P}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{E} & \mathbf{0} \\ \mathbf{F} & \mathbf{P}_N \end{bmatrix}. \quad (22)$$

여기서,

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} p_0 & 0 & \cdots & 0 \\ p_1 & p_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ p_{L-2} & p_{L-3} & \cdots & p_0 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} p_{L-1} & p_{L-2} & \cdots & p_1 \\ 0 & p_{L-1} & & p_2 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ & \vdots & & p_{L-1} \\ & & & 0 \\ & & & \vdots \\ 0 & \cdots & & 0 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

서브-행렬 E 및 F의 크기는 각각 $(L-1) \times (L-1)$ 및 $N \times (L-1)$ 이고, 그 구조는 식(12)의 C 및 D와 동일하다. 블록 전진 및 블록 후진 대입법으로 풀리우는 아래의 식(24) 및 (25)에 의해 식(14)는 해결된다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E} & \mathbf{0} \\ \mathbf{F} & \mathbf{P}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{e}_v \\ \hat{v}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{e}_u \\ \hat{u} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

및

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}^* & \mathbf{F}^* \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_N^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{d} \\ \hat{x}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{e}_v \\ \hat{v}_p \end{bmatrix} \quad (25)$$

여기서, 식(24) 및 (25)는 $\vec{e}_v = \mathbf{E}^{-1} \vec{e}_u$ 및 $\hat{v}_p = \mathbf{P}_N^{-1} (\hat{u} - \mathbf{F} \vec{e}_v)$ 로 표현될 수 있으므로, 제안된 방법의 출력 신호는 아래의 식 (26)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_{new} &= (\mathbf{P}_N^*)^{-1} \hat{v}_p = (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\hat{u} - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \vec{e}_u) \\ &= (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{R}_N - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^* \mathbf{H}_N) \vec{x} \\ &\quad + (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) \vec{w}. \end{aligned} \quad (26)$$

여기서,

$$\mathbf{P}_{N+L-1} \mathbf{P}_{N+L-1}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{E} \mathbf{E}^* & \mathbf{E} \mathbf{F}^* \\ \mathbf{F} \mathbf{E}^* & \mathbf{F} \mathbf{F}^* + \mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E} \mathbf{E}^* & \mathbf{D}^* \mathbf{H}_N \\ \mathbf{H}_N^* \mathbf{D} & \mathbf{R}_N \end{bmatrix}. \quad (27)$$

및

$$\mathbf{R}_{N+L-1} = \mathbf{H}_{N+L-1}^* \mathbf{H}_{N+L-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}^* \mathbf{C} + \mathbf{D}^* \mathbf{D} & \mathbf{D}^* \mathbf{H}_N \\ \mathbf{H}_N^* \mathbf{D} & \mathbf{H}_N^* \mathbf{H}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{L-1} & \mathbf{D}^* \mathbf{H}_N \\ \mathbf{H}_N^* \mathbf{D} & \mathbf{R}_N \end{bmatrix}, \quad (28)$$

이 성립한다.

$\mathbf{F} \mathbf{F}^* + \mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^* = \mathbf{R}_N$ 및 $\mathbf{F} \mathbf{E}^* = \mathbf{H}_N^* \mathbf{D}$ 이 성립함은 분명하고, $\mathbf{C}^* \mathbf{C} + \mathbf{D}^* \mathbf{D} = \mathbf{R}_{L-1}$ 및 $\mathbf{R}_{L-1} \neq \mathbf{E} \mathbf{E}^*$ 이다. 따라서, 추정된 송신 신호 시퀀스(241)는 아래의 식(29)와 같이 표현된다.

$$\hat{x}_{new} = \vec{x} + (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) \vec{w}. \quad (29)$$

여기서, 상기 추정된 송신 신호 시퀀스(241)는 심볼간 간섭(ISI)을 포함하지 않기 때문에, 이는 또한 제로-인가(zero-forcing) 해로 고려될 수 있다.

$(N+L-1) \times N$ 행렬의 고유치 분리(SVD: singular value decomposition) $\mathbf{H}_N$ 은 아래의 식 (30)과 같은 형태로 분해(factorization)이다.

$$\mathbf{H}_N = [\mathbf{U}_N \quad \mathbf{U}_{L-1}] \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ & & \ddots & \lambda_N \\ & & & 0 \\ & & & \vdots \\ 0 & \cdots & & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}_N^* \quad (30)$$

크기 $(N+L-1) \times N$ 의 채널 단위 (channel unitary) 행렬, 크기 $(N+L-1) \times (L-1)$ 의 잡음 공간 단위 행렬 및 크기 $N \times N$ 의 단위 행렬은 각각 $\mathbf{U}_N = [\vec{u}_1 \quad \vec{u}_2 \quad \cdots \quad \vec{u}_N]$, $\mathbf{U}_{L-1} = [\vec{u}_{N+1} \quad \vec{u}_{N+2} \quad \cdots \quad \vec{u}_{N+L-1}]$ 및 $\mathbf{V}_N = [\vec{v}_1 \quad \vec{v}_2 \quad \cdots \quad \vec{v}_N]$ 에 의해 표현된다.

여기서, $\mathbf{H}_N \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{H}_N^* = \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^* = \mathbf{I}_{N+L-1} - \mathbf{U}_{L-1} \mathbf{U}_{L-1}^*$ 이기 때문에, 식(29)는 아래의 식(30)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) &= (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) (\mathbf{H}_N \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{H}_N^* + \mathbf{U}_{L-1} \mathbf{U}_{L-1}^*) \\ &= (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) \mathbf{H}_N \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{H}_N^* + (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) \mathbf{U}_{L-1} \mathbf{U}_{L-1}^* \\ &= \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{H}_N^* + (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) (\mathbf{U}_{L-1} \mathbf{U}_{L-1}^*) \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, $\mathbf{B} = (\mathbf{P}_N \mathbf{P}_N^*)^{-1} (\mathbf{H}_N^* - \mathbf{F} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{D}^*) (\mathbf{U}_{L-1} \mathbf{U}_{L-1}^*)$ 라고 하면, 제안된 등화기의 출력은 아래의 식 (31)에 의해 표현된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_{new} = \vec{\mathbf{x}} + \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{H}_N^* \vec{\mathbf{w}} + \mathbf{B} \vec{\mathbf{w}} = \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \vec{\mathbf{w}}, \quad (31)$$

여기서, $\hat{\mathbf{x}} = \vec{\mathbf{x}} + \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{H}_N^* \vec{\mathbf{w}}$ 은 원래의 LS 등화기의 출력이다. 새로운 방법은 또한 제로-추가이지만 식 (3)의 초기 LS 해법과 비교하여 약간 큰 출력 잡음 전력을 가진다. BH_0 이라는 사실을 이용함으로써, 출력 잡음 전력은 아래의 식(32)에 의해 계산될 수 있다.

$$\mathbf{P}_{new} = \frac{\sigma_w^2}{N} \text{Trace}(\mathbf{R}_N^{-1}) + \frac{\sigma_w^2}{N} \text{Trace}(\mathbf{B} \mathbf{B}^*), \quad (32)$$

여기서, σ_w^2 은 잡음 분산이고, 우측의 첫번째 및 두번째 term은 각각 초기LS 해 및 제안된 방법의 출력 전력이다.

이하에서는 새로운 방법에 따른 성능 평가 결과를 제시한다.

A. 복잡도 분석

식 (6) 및 (15)를 획득하기 위한 계산 복잡도는 동일하다. 그러나, 식 (6) 및 (15)에 대한 메모리 크기는 각각 N 및 NL 이다. 여기서, NL 은 L 에 비해 상대적으로 매우 큰 값이다. 식(9) 및 (19)의 복잡도는 항상 동일하다. 제안된 방법에 대하여, 정합 필터의 크기 및 전진 대입법의 크기는 N 에서 $(N+L-1)$ 로 증가되지만, $N \gg L$ 인 시스템에 대하여 이는 무시될 수 있다. 정합 필터 및 전진 대입법은 식 (20)의 IIR 필터 $A(z)$ 에 의해 결합되어 계산될 수 있고, 제안된 방법은 기존 방법보다 낮은 복잡도를 갖는다.

B. 출력 SNR 열화

식 (32)로부터, 초기 대입법에 대한 출력 SNR 열화는 아래의 식(33)에 의해 정의될 수 있으며, 이는 새로운 방법의 성능을 평가하기 위한 적합한 메트릭에 해당된다.

$$Deg = \frac{SNR_{new}}{SNR_o} = 1 + \frac{Trace(BB^*)}{Trace(R_N^{-1})}, \quad (33)$$

[0141]

[0142] 주어진 데이터 사이즈 N에 대하여, SNR 열화는 다양한 채널 길이들 L에 대하여 계산된다. 채널 계수들은 랜덤 생성된 복소수이고, 이는 최악의 경우로서 고려될 수 있다. 도 4는 본 발명에 따른 채널 길이(L)에 따른 출력 신호 대 잡음 비(SNR: Signal-Noise Ration) 열화를 복수의 패킷 사이즈(N=32, 64, 128)에 대하여 도시한 그래프이다. N=32 및 64인 경우에 대하여, SNR 열화는 각각 0.35dB 및 0.2dB이다. 약 100 보다 큰 N을 갖는 시스템에 대하여, 성능 열화는 최악의 채널 환경에 대해서도 약 0.1dB보다 작기 때문에, 수용가능한 것으로 판단된다.

[0143] 도 5는 본 발명에 따른 채널 길이(L)에 따른 복잡도(Complexity)를 복수의 패킷 사이즈(N=64, 128)에 대하여 도시한 그래프이다. 예를 들어 L=0.2N을 가정하면, N =128 및 256에 대하여, 복잡도는 각각 2% 및 8% 증가함을 알 수 있다.

[0144] 한편, 도 6은 제로를 인가한 경우 및 인가하지 않은 경우에 대하여, 채널 길이(L)에 따른 복잡도를 복수의 패킷 사이즈(N=64, 128)에 대하여 도시한 그래프이다. 즉, 제로를 인가하지 않은 경우에 비하여 제로를 인가한 경우가, 예를 들어 L=0.2N을 가정하면, N =128 및 256에 대하여, 복잡도는 각각 2% 및 8% 증가함을 알 수 있다. 또한 일 실시예에 따르면 새로운 방식(제로를 인가한 경우)은 3,099 COPS 로 기존 방식(제로를 인가하지 않은 경우)의 3,066 COPS 와 비교하여 1.07%의 연산 복잡도 증가량을 나타낸다.

[0145] 다음은 GSM 시스템 파라미터들에 대한 BER성능을 비교하기로 한다.

[0146] C. GSM 시스템에서 BER 성능

[0147] 이전 섹션에서의 SNR 분석과 부합하기 위하여 제안된 방법의 데이터 검출 성능이 기존 방법과 비교된다. GSM 시스템에 기반한 시스템 파라미터들이 표 1에 요약된다.

표 1

[0148]

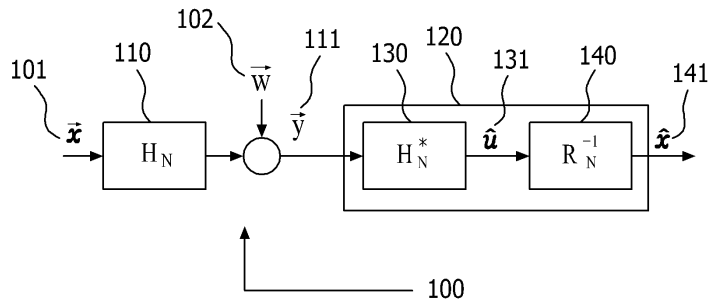
파라미터	값
반송 주파수 (f_c)	1 GHz
샘플링 주파수 (f_s)	1.73 kHz
채널 모델	GSM Hilly terrain
변조 방법	QPSK, 16-QAM

[0149] 신호 대 잡음비(SNR)에 대응하는 BER 성능들이 도 6에 도시되며, 채널 임펄스 응답은 알려진 것으로 가정된다. 성능을 시뮬레이션하기 위하여, GSM 시스템에 대한 ITU 표준의 테이퍼된 지연 라인(TDL: tapped delay line) 채널 모델이 전파 전달 채널에 대해 적용되었고, 이는 Jake 채널 모델에 의해 생성된다.

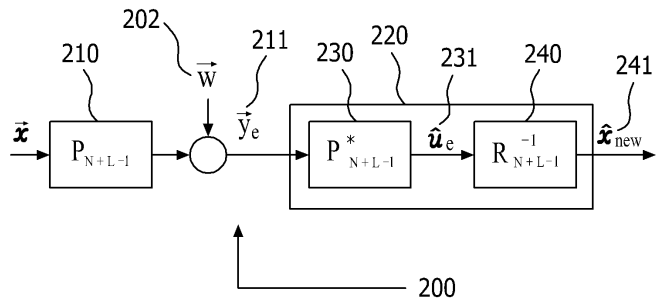
[0150] 도 7은 제로를 인가한 경우 및 인가하지 않은 경우에 대하여, 비트 에너지 대 잡음 전력 밀도(E_b/N_0)에 따른 GSM 시스템의 비트 에러율(BER: Bit Error Ratio)을 직교 위상 천이 키잉(QPSK:Quadrature Phase Shift Keying) 및 16-직교 진폭 변조 (16-QAM: 16-Quadrature Amplitude Modulation)에 대해 도시한 그래프이다. 도 7은 QPSK 및 16-QAM 각각에 대해, 새로운 필터링 방법이 가변 계수들을 갖는 최초 대입법과 거의 같은 동일한 성능을 가짐을 보여준다. 식(33) 및 (34)에 의해 계산된 SNR 열화는 단지 0.05dB이고, 이는 수용 가능한 범위이다. 따라서, 제안된 방법은 성능 열화 없이 기존 방법보다 간단한 하드웨어 구조를 가능하게 한다.

도면

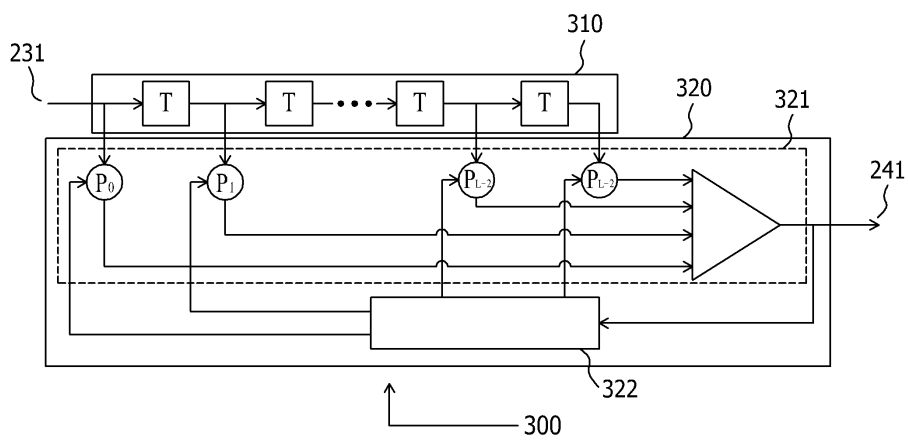
도면1



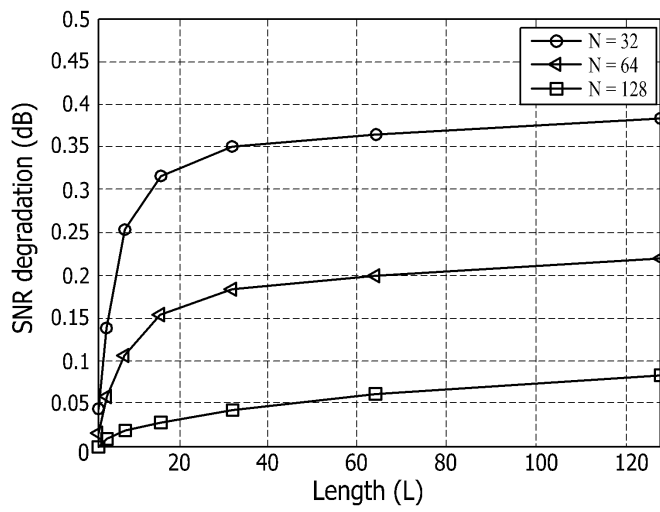
도면2



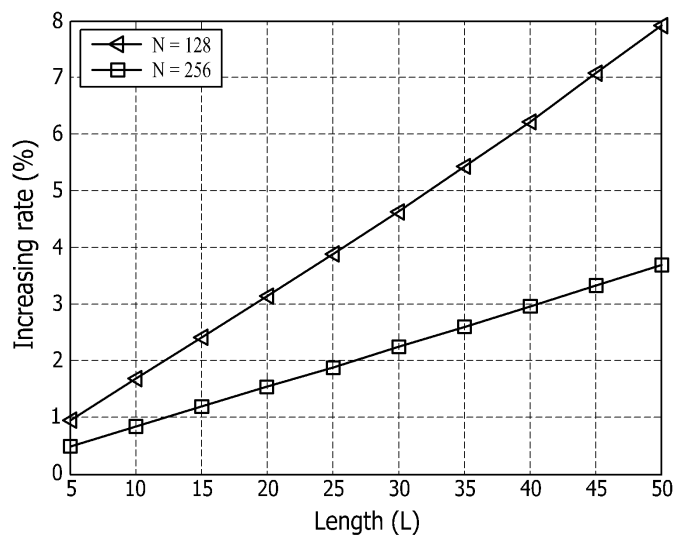
도면3



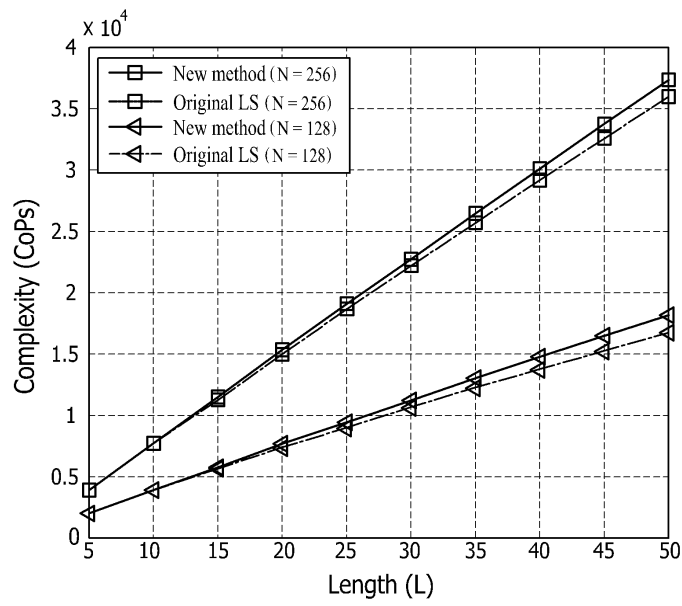
도면4



도면5



도면6



도면7

