



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년10월04일
 (11) 등록번호 10-1893683
 (24) 등록일자 2018년08월24일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 H04L 27/01 (2006.01) H03H 21/00 (2006.01)
 H04L 25/03 (2006.01)
- (52) CPC특허분류
 H04L 27/01 (2013.01)
 H03H 21/0012 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2017-0023635
- (22) 출원일자 2017년02월22일
 심사청구일자 2017년02월22일
- (56) 선행기술조사문헌
 Katsumi Konishi 외 1인, A Nuclear Norm
 Heuristic Approach to Fractionally Spaced
 Blind Channel Equalization, IEEE SIGNAL
 PROCESSING LETTERS, VOL. 18, NO. 1, 2011.01*
 Roberto López-Valcarce 외 1인, Blind
 Equalization of Nonlinear Channels From
 Second-Order Statistics, IEEE TRANSACTIONS ON
 SIGNAL PROCESSING, VOL. 49, NO. 12, 2001.12*
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

- (73) 특허권자
 국방과학연구소
 대전광역시 유성구 북유성대로488번길 160 (수남동)
- (72) 발명자
 박대영
 인천광역시 연수구 신송로118번길 6
 남해운
 서울특별시 동작구 사당로16마길 9
 (뒷면에 계속)
- (74) 대리인
 한양특허법인

전체 청구항 수 : 총 8 항

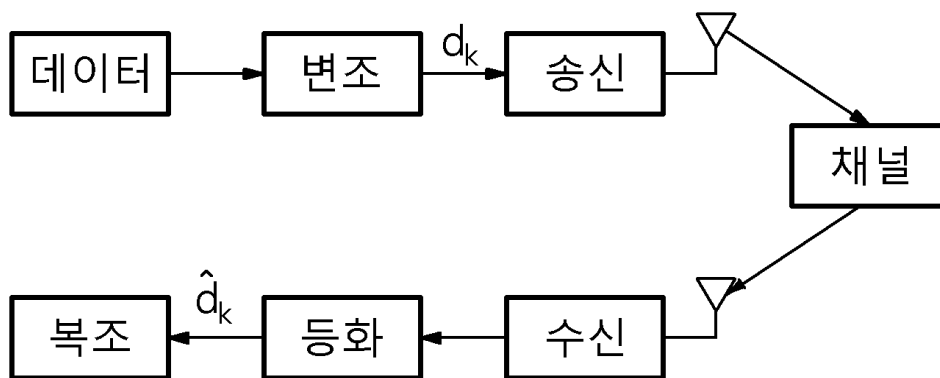
심사관 : 이은규

(54) 발명의 명칭 **등화 필터 생성기 및 이의 동작 방법**

(57) 요약

본 발명은 등화 필터 생성기 및 이의 동작 방법에 관한 것이다. 이를 위한 본 발명의 블라인드 통신 시스템에서 탭들을 심볼 시간의 부분으로 간격을 두는 부분 간격 등화기에 적용되고, 신호의 블라인드 등화에 이용되는 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성기는 블라인드 통신 시스템에서 하나 이상의 채널을 통해 송신된 신호를 수신하고, 신호에 대한 신호 행렬을 생성하는 행렬 생성부; 신호 행렬을 특이값 분해하는 특이값 분해부; 및 특이값 분해 결과를 근거로, 신호에 대한 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성부를 포함하고, 신호 행렬을 구성하는 채널 행렬(H)은 크기가 L(N+1)x(N+K+1)인 full rank tall matrix인 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류
H04L 25/03 (2013.01)
(72) 발명자
김금비
경기도 광명시 철산로 57

이정원
대전광역시 유성구 지족로 343

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

블라인드 통신 시스템에서 탭들을 심볼 시간의 부분으로 간격을 두는 부분 간격 등화기에 적용되고, 신호의 블라인드 등화에 이용되는 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성기로서,

상기 블라인드 통신 시스템에서 하나 이상의 채널을 통해 송신된 신호를 수신하고, 상기 신호에 대한 신호 행렬을 생성하는 행렬 생성부;

상기 신호 행렬을 특이값 분해하는 특이값 분해부; 및

특이값 분해 결과를 근거로, 상기 신호에 대한 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성부를 포함하고,

상기 신호 행렬을 구성하는 채널 행렬(**H**)은 크기가 $L(N+1) \times (N+K+1)$ 인 full rank tall matrix이며,

상기 특이값 분해부는 특이값 분해 결과를 근거로 특이값이 상대적으로 큰(dominant) 특이값들을 Σ_1 로 구분함으로써 상대적으로 큰 특이값들의 개수($N+K+1$)를 도출하고, 도출 결과에서 임의로 설정된 개수 N 을 감산함으로써 채널 길이($K+1$)를 구하는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기.

($K+1$ 은 채널 길이를 나타내고, $N+1$ 은 등화 필터의 길이를 나타내며, L 은 과표본화 비율을 나타내고, Σ_1 는 $(N+K+1) \times (N+K+1)$ 인 대각행렬을 나타냄)

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 특이값 분해부는 상기 신호 행렬을 특이값 분해함으로써

(수학식)

$$\mathbf{X} = [\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \Sigma_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2]^H = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H + \sigma^2 \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_2^H$$

을 도출하고, 상기 수학식에서 \mathbf{U}_1 으로 스패(span)되는 첫번째 항은 신호 성분을 나타내고, \mathbf{U}_2 로 스패되는 두번째 항은 잡음 성분을 나타내는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기.

(수학식에서 \mathbf{X} 는 수신 신호를 나타내고, Σ_1 는 $(N+K+1) \times (N+K+1)$ 인 대각행렬을 나타내고, \mathbf{U} 와 \mathbf{V} 는 유니테리 행렬이고, $\mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H$ 은 $L(N+1) \times P$ 인 행렬이고, \mathbf{V}_1^H 는 $(N+K+1) \times P$ 인 행렬이고, 첨자 H 는 허미션(Hermitian)을 나타내며, P 는 심볼의 개수임)

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 등화 필터 생성부는 상기 \mathbf{U}_1 으로 스패되는 첫번째 항을 이용하여 등화 필터를 생성하는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 등화 필터 생성부는 상기 신호가 QAM 심볼인 경우, 상기 신호에 대한 특이값 분해 결과에서 신호 성분에 대해 선형 계획법을 적용함으로써 최적화를 수행하는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기.

청구항 6

블라인드 통신 시스템에서 탭들을 심볼 시간의 부분으로 간격을 두는 부분 간격 등화기에 적용되고, 신호의 블라인드 등화에 이용되는 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성기의 동작 방법으로서,

행렬 생성부에 의해, 상기 블라인드 통신 시스템에서 하나 이상의 채널을 통해 송신된 신호를 수신하고, 상기 신호에 대한 신호 행렬을 생성하는 단계;

특이값 분해부에 의해, 상기 신호 행렬을 특이값 분해하는 단계; 및

등화 필터 생성부에 의해, 특이값 분해 결과를 근거로, 상기 신호에 대한 등화 필터를 생성하는 단계를 포함하고,

상기 신호 행렬을 구성하는 채널 행렬(**H**)은 크기가 L(N+1)x(N+K+1)인 full rank tall matrix이며,

상기 특이값 분해부는 특이값 분해 결과를 근거로 특이값이 상대적으로 큰(dominant) 특이값들을 Σ_1 로 구분함으로써 상대적으로 큰 특이값들의 개수(N+K+1)를 도출하고, 도출 결과에서 임의로 설정된 개수 N을 감산함으로써 채널 길이(K+1)를 구하는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기의 동작 방법.

(K+1은 채널 길이를 나타내고, N+1은 등화 필터의 길이를 나타내며, L은 과표본화 비율을 나타내고, Σ_1 는 (N+K+1)x(N+K+1)인 대각행렬을 나타냄)

청구항 7

삭제

청구항 8

제6항에 있어서,

상기 신호 행렬을 특이값 분해하는 단계는 상기 신호 행렬을 특이값 분해함으로써 (수학식)

$$\mathbf{X} = [\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \Sigma_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2]^H = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H + \sigma^2 \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_2^H$$

을 도출하는 단계를 포함하고, 상기 수학식에서 \mathbf{U}_1 으로 스패되는 첫번째 항은 신호 성분을 나타내고, \mathbf{U}_2 로 스패되는 두번째 항은 잡음 성분을 나타내는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기의 동작 방법.

(수학식에서 \mathbf{X} 는 수신 신호를 나타내고, Σ_1 는 (N+K+1)x(N+K+1)인 대각행렬을 나타내고, \mathbf{U} 와 \mathbf{V} 는 유니테리 행렬이고, $\mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H$ 은 L(N+1)xP인 행렬이고, \mathbf{V}_1^H 는 (N+K+1)xP인 행렬이며, 첨자 H는 허미션을 나타내며, P는 심볼의 개수임)

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 등화 필터를 생성하는 단계는 상기 \mathbf{U}_1 으로 스패되는 첫번째 항을 이용하여 등화 필터를 생성하는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기의 동작 방법.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 등화 필터를 생성하는 단계는 상기 신호가 QAM 심볼인 경우, 상기 신호에 대한 특이값 분해 결과에서 신호

성분에 대해 선형 계획법을 적용함으로써 최적화를 수행하는 것을 특징으로 하는 등화 필터 생성기의 동작 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 등화 필터 생성기 및 이의 동작 방법에 관한 것이고, 보다 상세하게 블라인드 등화기에서 블라인드 등화 과정에 이용되는 등화 필터 생성기와 이의 동작 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 학습 시퀀스를 사용하지 않는 적응 블라인드 등화 기법은 특별한 비선형 추정기(nonlinear estimator)를 사용하여 송신된 신호를 추정한다. 일반적으로, 이러한 블라인드 등화 기법을 이용하는 블라인드 통신 시스템은 도 1 과 같은 구조를 가질 수 있다. 여기서, 블라인드 등화 기법은 수신된 신호로부터 송신 신호를 추측(infer) 또는 등화(equalize)하는 디지털 신호 처리 기법으로서, 수신 신호를 참고하지 않고, 송신된 신호 통계치만을 사용하는 기법을 나타낸다. 즉, 블라인드 등화 기법은 일반적인 등화기들이 미리 정의된 훈련 신호(training signal)를 송수신함으로써 채널을 추정하는 것과는 달리, 정의된 훈련 신호 없이도 채널을 추정하는 방식을 나타낸다.

[0003] 블라인드 등화기 방식에는 두 가지가 있다. 하나는 탭들을 심볼 시간 T로 간격을 두는 T-간격 등화기이고, 다른 하나는 탭들을 심볼 시간의 부분으로 간격을 두는 부분 간격 등화기(도 2 참조)이다. 도 2에 도시된 바와 같이, 송신 신호(d_k)는 채널(H)을 통과하고, 잡음(n_k)이 더해지게 되고, 수신기에서는 신호 즉, 수신 신호(x_k)를 수신하게 된다.

[0004] 일반적으로, 블라인드 등화를 이용하는 통신 시스템의 경우, 한 심볼 구간 동안 과표본화(oversampling)하면 더 좋은 성능을 얻을 수 있으므로, 과표본화한 샘플을 고려한다. 한 심볼 구간 내에 과표본화하는 동안, 잡음은 동일독립분포(identical and independent distribution) 특성을 갖는 반면, 채널을 겪은 전송된 신호는 서로 상관관계에 있다. 또한, 과표본화된 채널 출력은 등화를 위한 충분한 다이버시티를 제공하기 때문에, 부분 간격 등화기가 T-간격 등화기보다 더 효과적이다.

[0005] 여기서, 수신 신호는 아래의 수학적 식 1과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 1

$$x(t) = \sum_{m=1}^P d_m h(t - mT) + n(t)$$

[0006]

[0007] 수학적 식 1에서 P는 송신 심볼 수, T는 주기, d_m 는 m번째 송신 심볼, h(t)는 채널 임펄스 응답, n(t)은 가우시안 분포 $CN(0, \sigma^2)$ 를 갖는 잡음을 나타낸다. 부분 간격 등화기에서는 T/L 주기로 L배 과표본화한다. 이 때 수신 신호는 아래의 수학적 식 2와 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 2

$$x\left(kT - (l-1)\frac{T}{L}\right) = \sum_{m=1}^P d_m h\left((k-m)T - (l-1)\frac{T}{L}\right) + n\left(kT - (l-1)\frac{T}{L}\right)$$

[0008]

[0009] 여기서, $L > 1$ 이면, 채널 임펄스 응답과 잡음은 각각 L개의 부채널 임펄스 응답, L개의 부잡음으로 나누어질 수 있다. 마찬가지로, 1개의 시퀀스로 나뉜 수신 신호는 아래의 수학적 식 3과 같이 표현될 수 있다.

수학식 3

$$x_k^{(l)} = \sum_{m=0}^K d_{k-m} h_m^{(l)} + n_k^{(l)} \quad l = 1, 2, \dots, L$$

[0010]

수학식 3에서, K+1은 채널 길이를 나타내고, 길이가 N+1인 등화 필터를 $\theta_k^{(l)}$ 라고 하면, 등화 후의 신호는 아래의 수학식 4와 같이 표현된다.

수학식 4

$$y_k = \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^N (\theta_m^{(l)})^H x_{k-m}^{(l)}$$

[0012]

상기 수학식 4로 표현된 신호를 행렬의 연산으로 나타내기 위해, 아래의 수학식 5 및 6과 같이 정리될 수 있다.

수학식 5

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_k &= [d_k \ d_{k-1} \ \dots \ d_{k-N-K}]^T \in \mathcal{C}^{N+K+1}, \\ \mathbf{n}_k &= [n_k^{(1)} \ \dots \ n_{k-N}^{(1)} \ \dots \ n_k^{(L)} \ \dots \ n_{k-N}^{(L)}]^T \in \mathcal{C}^{L(N+1)}, \\ \mathbf{x}_k &= [x_k^{(1)} \ \dots \ x_{k-N}^{(1)} \ \dots \ x_k^{(L)} \ \dots \ x_{k-N}^{(L)}]^T \in \mathcal{C}^{L(N+1)}, \\ \boldsymbol{\theta} &= [\theta_0^{(1)} \ \dots \ \theta_N^{(1)} \ \dots \ \theta_0^{(L)} \ \dots \ \theta_N^{(L)}]^H \in \mathcal{C}^{L(N+1)}, \end{aligned}$$

[0014]

수학식 6

$$H_l = \begin{bmatrix} h_0^{(l)} & \dots & h_K^{(l)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0^{(l)} & \dots & h_K^{(l)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_0^{(l)} & \dots & h_K^{(l)} \end{bmatrix} \in \mathcal{C}^{(N+1) \times (N+K+1)},$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_L \end{bmatrix} \in \mathcal{C}^{L(N+1) \times (N+K+1)}$$

[0015]

[0016] 상기 수학식 5 및 6에 따라 수신 신호와 등화 후의 신호는 각각 수학식 7 및 8과 같이 표현된다.

수학식 7

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{H}d_k + \mathbf{n}_k$$

[0017]

수학식 8

$$y_k = \theta^H \mathbf{x}_k = \theta^H (\mathbf{H}d_k + \mathbf{n}_k)$$

[0018]

[0019] 조건 $L(N+1) \geq N+K+1$ 을 만족하면, 채널 행렬(\mathbf{H})은 tall matrix이면서 동시에 full column 랭크를 갖는다. 등화 필터를 통과한 최종 채널 응답은 아래의 수학식 9가 되도록 한다.

수학식 9

$$\theta^H \mathbf{H} = \exp(jn\pi/2) [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0]$$

[0020]

[0021] 여기서, 수학식 9는 위상을 $n \pi/2$ 만큼 변화시킨 $N+K+1$ 차원의 벡터이다.

[0022] 기존의 선형 계획법 등화기에서는 θ 의 원소의 자유도를 줄이기 위한 제한 조건으로 θ 의 $N+K+2$ 번째 원소부터 마지막 원소까지 모두 0으로 처리했다. 이 방법은 과표본화를 통해 표본을 많이 얻었지만, 그것의 일부를 버리기 때문에 효율적이지 못하다. 또한, 채널 길이 $K+1$ 을 알지 못하기 때문에 채널이 충분히 길다고 가정하고 θ 를 추정해야 하므로 등화기의 성능이 저하된다.

선행기술문헌

특허문헌

[0023] (특허문헌 0001) 한국등록특허 제1262287호(명칭: 가우시안 2-군집 모델을 사용한 적응 블라인드 등화기)

비특허문헌

[0024] (비특허문헌 0001) Z.-Q. Luo, M. Meng, K. M. Wong, and J.-K. Zhang, "A fractionally spaced blind equalizer based on linear programming," IEEE. Trans. Signal Process., vol. 50, no. 7, pp. 1650-1660, July 2002.

(비특허문헌 0002) K. Konishi and T. Furukawa, K. M. Wong, and J.-K. Zhang, "A nuclear norm heuristic approach to fractionally spaced blind channel equalization," IEEE. Signal Process. Lett., vol. 18 no. 1, pp. 59-62, Jan. 2011.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0025] 본 발명은 등화기의 등화 성능을 개선시킬 수 있는 등화 필터 생성기 및 이의 동작 방법을 제공하는데 그 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0026] 기와 같은 과제를 해결하기 위한 본 발명의 블라인드 통신 시스템에서 탭들을 심볼 시간의 부분으로 간격을 두는 과표분화를 이용한 부분 간격 등화기에 적용되고, 신호의 블라인드 등화에 이용되는 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성기는 블라인드 통신 시스템에서 하나 이상의 채널을 통해 송신된 신호를 수신하고, 신호에 대한 신호 행렬을 생성하는 행렬 생성부; 신호 행렬을 특이값 분해하는 특이값 분해부; 및 특이값 분해 결과를 근거로, 신호에 대한 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성부를 포함하고, 신호 행렬을 구성하는 채널 행렬(\mathbf{H})은 크기가 $L(N+1) \times (N+K+1)$ 인 full rank tall matrix인 것을 특징으로 한다($K+1$ 은 채널 길이를 나타내고, $N+1$ 은 등화 필터의 길이를 나타내며, L 은 과표분화 비율을 나타냄).

[0027] 또한, 특이값 분해부는 특이값 분해 결과를 근거로 특이값이 상대적으로 큰(dominant) 특이값들을 Σ_1 로 구분함으로써 상대적으로 큰 특이값들의 개수($N+K+1$)를 도출하고, 도출 결과에서 임의로 설정된 개수 N 을 감산함으로써 채널 길이($K+1$)를 구할 수 있다.

[0028] 또한, 특이값 분해부는 신호 행렬을 특이값 분해함으로써

[0029] (수학식)

$$\mathbf{X} = [\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \Sigma_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2]^H = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H + \sigma^2 \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_2^H$$

[0030]

[0031] 을 도출하고, 상기 수학식에서 \mathbf{U}_1 으로 스패(span)되는 첫번째 항은 신호 성분을 나타내고, \mathbf{U}_2 로 스패되는 두번째 항은 잡음 성분을 나타낼 수 있다(수학식에서 \mathbf{X} 는 수신 신호를 나타내고, Σ_1 는 $(N+K+1) \times (N+K+1)$ 인 대각행렬을 나타내고, \mathbf{U} 와 \mathbf{V} 는 유니테리 행렬이고, $\mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H$ 은 $L(N+1) \times P$ 인 행렬이고, 첨자 H 는 허미션을 나타내고, \mathbf{V}_1^H 는 $(N+K+1) \times P$ 인 행렬이며, P 는 심볼의 개수임).

[0032] 또한, 등화 필터 생성부는 \mathbf{U}_1 으로 스패되는 첫번째 항을 이용하여 등화 필터를 생성할 수 있다.

[0033] 또한, 등화 필터 생성부는 상기 신호가 QAM 심볼인 경우, 신호에 대한 특이값 분해 결과에서 신호 성분에 대해 선형 계획법을 적용함으로써 최적화를 수행할 수 있다.

[0034] 상기와 같은 과제를 해결하기 위한 본 발명의 블라인드 통신 시스템에서 탭들을 심볼 시간의 부분으로 간격을 두는 과표분화를 이용한 부분 간격 등화기에 적용되고, 신호의 블라인드 등화에 이용되는 등화 필터를 생성하는 등화 필터 생성기의 동작 방법은 행렬 생성부에 의해, 블라인드 통신 시스템에서 하나 이상의 채널을 통해 송신된 신호를 수신하고, 신호에 대한 신호 행렬을 생성하는 단계; 특이값 분해부에 의해, 신호 행렬을 특이값 분해하는 단계; 및 등화 필터 생성부에 의해, 특이값 분해 결과를 근거로, 상기 신호에 대한 등화 필터를 생성하는 단계를 포함하고, 신호 행렬을 구성하는 채널 행렬(\mathbf{H})은 크기가 $L(N+1) \times (N+K+1)$ 인 full rank tall matrix인 것을 특징으로 한다($K+1$ 은 채널 길이를 나타내고, $N+1$ 은 등화 필터의 길이를 나타내며, L 은 과표분화 비율을 나타냄).

[0035] 또한, 신호 행렬을 특이값 분해하는 단계는 특이값 분해 결과를 근거로 특이값이 상대적으로 큰(dominant) 특이값들을 Σ_1 로 구분함으로써 상대적으로 큰 특이값들의 개수($N+K+1$)를 도출하고, 도출 결과에서 임의로 설정된 개수 N 을 감산함으로써 채널 길이($K+1$)를 구하는 단계를 포함할 수 있다.

[0036] 또한, 신호 행렬을 특이값 분해하는 단계는 상기 신호 행렬을 특이값 분해함으로써

[0037] (수학식)

$$\mathbf{X} = [\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \Sigma_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2]^H = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H + \sigma^2 \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_2^H$$

[0038]

[0039] 을 도출하는 단계를 포함하고, 상기 수학식에서 \mathbf{U}_1 으로 스패되는 첫번째 항은 신호 성분을 나타내고, \mathbf{U}_2 로 스패

되는 두번째 항은 잡음 성분을 나타낼 수 있다(수학식에서 \mathbf{X} 는 수신 신호를 나타내고, Σ_1 는 $(N+K+1) \times (N+K+1)$ 인 대각행렬을 나타내고, \mathbf{U} 와 \mathbf{V} 는 유니테리 행렬이고, $\mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^H$ 은 $L(N+1) \times P$ 인 행렬이고, 첨자 H 는 허미션을 나타내고, \mathbf{V}_1^H 는 $(N+K+1) \times P$ 인 행렬이며, P 는 심볼의 개수임).

[0040] 또한, 등화 필터를 생성하는 단계는 \mathbf{U}_1 으로 스캔되는 첫번째 항을 이용하여 등화 필터를 생성할 수 있다.

[0041] 또한, 등화 필터를 생성하는 단계는 신호가 QAM 심볼인 경우, 신호에 대한 특이값 분해 결과에서 신호 성분에 대해 선형 계획법을 적용함으로써 최적화를 수행할 수 있다.

발명의 효과

[0042] 본 발명의 블라인드 등화 필터 생성기 및 이의 동작 방법에 따르면 종래 기술 대비 등화 성능을 개선시킬 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0043] 도 1은 일반적인 블라인드 통신 시스템에 대한 개념도이다.

도 2는 일반적인 부분 간격 등화기의 구성도이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기에 대한 블록도이다.

도 4는 등화기를 통과하기 전 신호와, 선형 계획법(LP), 핵 노름 최소화(NU), 그리고 본 발명의 일 실시예에 따라 등화시킨 신호에 대한 성장도이다.

도 5는 도 4와 동일한 실험 조건에서, K 가 5와 8일 때, 각각 부등화기의 order N 에 따른 LP, NU, 그리고 본 발명의 일 실시예를 이용한 등화기의 실행 시간을 나타낸다.

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기의 동작 방법에 대한 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0044] 본 발명을 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다. 여기서, 반복되는 설명, 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있는 공지 기능, 및 구성에 대한 상세한 설명은 생략한다. 본 발명의 실시형태는 당 업계에서 평균적인 지식을 가진 자에게 본 발명을 보다 완전하게 설명하기 위해서 제공되는 것이다. 따라서, 도면에서의 요소들의 형상 및 크기 등은 보다 명확한 설명을 위해 과장될 수 있다.

[0045] 이하, 본 발명의 실시예에 따른 등화 필터 생성기 및 이의 동작 방법에 대하여 설명하도록 한다.

[0046] 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기(100)는 블라인드 등화를 이용한 등화 과정 즉, 표본화, 등화 필터 생성 및 결정 과정 중 등화 필터를 생성하는 기능을 한다. 여기서, 블라인드 등화란 위에서 언급한 것처럼, 훈련 신호 없이, 수신 신호만을 이용하여 채널을 등화시키는 등화 필터(Θ)를 찾는 것으로서, P 개 심볼을 모아서 등화 필터(Θ)를 찾는 것을 의미한다. 단, P 개의 심볼이 전송되는 동안 채널의 변화는 없다.

[0047] 상술한 바와 같이, 종래 기술에 따른 블라인드 등화기의 경우 채널 길이를 알지 못하기에, 채널이 충분히 긴 것으로 가정하고 등화 필터(Θ)를 추정하였다. 즉, 종래 기술의 경우 채널 길이 $K+1$ 을 임의로 설정하거나 아니면 핵 노름(nuclear norm)등을 통해 이를 정하였다. 블라인드 등화에서는 채널에 대한 정보가 없기 때문에 $K+1$ 을 아무런 근거 없이 설정을 하는 것이다. 그래서 K 값을 잘못 설정한다면 성능의 저하가 크게 일어난다. 핵 노름을 이용한 블라인드 등화에서는 수신신호행렬의 핵 노름을 최소화하는 방향으로 $K+1$ 을 찾는 것을 시도했다. 이는 이전의 방법보다는 근거가 있는 방법이지만 핵 노름의 계산에는 시간이 많이 들어가기 때문에 복잡도 측면에서 효율이 떨어진다.

[0048] 이에 따라, 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기(100)는 채널 길이를 고려함으로써 등화 성능을 개선시키고, 핵 노름 기법에 비해 계산 효율이 개선된 등화 필터를 생성하는 것을 그 목적으로 한다.

[0049] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기(100)에 대한 블록도이다. 상기와 같은 목적을 달성하기 위해, 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기(100)는 행렬 생성부(110), 특이값 분해부(120), 신호 추출부(130) 및 등화 필터 생성부(140)를 포함하여 구성될 수 있다.

[0050] 행렬 생성부(110)는 블라인드 통신 시스템에서 하나 이상의 채널을 통해 송신된 신호를 수신하고, 신호에 대한 신호 행렬을 생성하는 기능을 한다. 여기서, 신호는 과표본화된 샘플들을 나타낼 수 있고, 행렬 생성부(110)를 통해 생성된 신호 행렬은 아래의 수학적 식 10과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 10

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{N+1}^{(1)} & x_{N+2}^{(1)} & \cdots & x_{N+1+P}^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_1^{(1)} & x_2^{(1)} & \cdots & x_P^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{N+1}^{(L)} & x_{N+2}^{(L)} & \cdots & x_{N+1+P}^{(L)} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_1^{(L)} & x_2^{(L)} & \cdots & x_P^{(L)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{L(N+1) \times P}$$

[0051]

[0052] 수학적 식 10에 도시된 것처럼, 신호 행렬을 구성하는 채널(\mathbf{H})은 크기가 $L(N+1) \times (N+K+1)$ 인 full rank tall matrix 일 수 있다. 여기서, $K+1$ 은 채널 길이를 나타내고, $N+1$ 은 등화 필터의 길이를 나타내며, L 은 과표본화 비율을 나타내며, P 는 심볼의 개수를 나타낸다. 또한, 등화 필터는 길이가 $N+1$ 로 채널의 영향을 제거하는 것을 목적으로 하기에, 등화 필터의 길이($N+1$)는 채널 길이($K+1$) 이상의 값으로 설정되어야 한다. 또한, 과표본화는 블라인드 등화를 위해서 심볼단위로 표본화하는 것이 아니라 심볼 시간보다 L 배 더 빠르게 표본화를 하는 것이다. 다시 말하면, 심볼이 T 초마다 하나씩 들어온다고 하면 기존 표본화는 T 초마다 한번씩 표본화를 하는 것이다. 하지만 이를 T/L 초마다 표본화를 하여 L 배 더 많은 표본을 얻는 것이다. 이를 과표본화라 칭하고, 이의 비율은 과표본화 비율로 언급된다.

[0053] 수학적 식 10에 도시된 것처럼, 신호 행렬은 크기가 $L(N+1) \times (N+K+1)$ 이다 하지만, 조건($\text{rank}(\mathbf{C}) \leq \min(\text{rank}(\mathbf{A}), \text{rank}(\mathbf{B}))$), 여기서, $\mathbf{C}=\mathbf{A}\mathbf{B}$ 과 수학적 식 7로 인해, 실제의 신호 성분(즉, $\mathbf{H}[\mathbf{d}_1 \mathbf{d}_2 \dots \mathbf{d}_k]$)의 랭크는 $N+K+1$ 이 되고 이의 특이값은 큰 반면, 잡음 성분($\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_2 \dots \mathbf{n}_k$)의 랭크는 $L(N+1)$ 이고 잡음이기 때문에 이의 특이값은 매우 작은 특성을 갖는다.

[0054] 특이값 분해부(120)는 신호 행렬(\mathbf{X})를 특이값 분해하는 기능을 한다. 즉, 특이값 분해부(120)는 채널을 통과하고 잡음이 더해진 신호 행렬(\mathbf{X})을 특이값 분해함으로써 3개의 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다(즉, $\mathbf{X}\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$). 여기서, \mathbf{U} , \mathbf{V} 는 유니테리 행렬이고, $\mathbf{U}\mathbf{U}^H=\mathbf{I}$ 이며, $\mathbf{\Sigma}$ 는 $L(N+1) \times P$ 인 행렬을 나타낸다. 여기서, 상기 식을 보다 구체화하면 아래의 수학적 식 11과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 11

$$\mathbf{X} = [\mathbf{U}_1 \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2]^H = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Sigma}_1 \mathbf{V}_1^H + \sigma^2 \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_2^H$$

[0055]

[0056] 수학적 식 11에서, \mathbf{X} 는 수신 신호를 나타내고, $\mathbf{\Sigma}_1$ 는 $(N+K+1) \times (N+K+1)$ 인 대각행렬을 나타내고, $\mathbf{U}_1 \mathbf{\Sigma}_1 \mathbf{V}_1^H$ 은 $L(N+1) \times P$ 인 행렬이고, 첨자 H 는 허미션(Hermitian)을 나타내고, \mathbf{V}_1^H 는 $(N+K+1) \times P$ 인 행렬이며, P 는 심볼의 개수를 나타낸다.

[0057] 여기서, 채널(\mathbf{H})의 랭크는 $N+K+1$ 이므로, $\mathbf{\Sigma}_1$ 에 $N+K+1$ 개의 상대적으로 큰(dominant) 특이값들이 존재한다. 수신 신호(\mathbf{X})의 크기가 큰 특이값의 개수를 확인하면, 채널 길이($K+1$)를 도출할 수 있다. 즉, 특이값 분해부(120)는

특이값 분해 결과를 근거로 특이값이 상대적으로 큰(dominant) 특이값들을 Σ_1 로 구분함으로써 N+K+1개의 특이값들을 도출하고, 도출 결과에서 임의로 설정된 N을 감산함으로써 채널 길이(K+1)를 구할 수 있다.

[0058] 또한, 수학식 11에서 U_1 으로 스패(span)되는 첫번째 항은 신호 성분을 나타내고, U_2 로 스패되는 두번째 항은 잡음 성분을 나타낸다. 즉, 특이값 분해부(120)를 통해 수신 신호는 신호 성분과 잡음 성분으로 분해될 수 있다. 따라서, 등화 필터(θ)는 U_1 으로 스패되는 벡터면 충분하다.

[0059] 신호 추출부(130)는 위에서 설명한 특이값 분해부(120)를 통한 분해 결과를 근거로 신호 성분과 잡음 성분을 구분하는 기능을 한다.

수학식 12

$$\tilde{X} = U_1^H X \in C^{(N+K+1) \times P}$$

[0060]

수학식 13

$$\tilde{\theta} = U_1^H \theta \in C^{N+K+1}$$

[0061]

[0062] 라고 하면, $\tilde{\theta}^H \tilde{X} = \theta^H U_1 \Sigma_1 V_1^H$ 이 되어, 신호 성분만 통과하고 잡음은 제거되므로, 등화 성능이 향상될 수 있다.

[0063] 등화 필터 생성부(140)는 특이값 분해 결과를 근거로, 수신 신호에 대한 등화 필터를 생성하는 기능을 한다. 즉, 등화 필터 생성부(140)는 상기 U_1 으로 스패되는 첫번째 항을 이용하여 등화 필터를 생성하는 기능을 한다.

[0064] 또한, 송신한 신호가 QAM 심볼일 경우, 수신 신호의 정상도에서 실수부 혹은 허수부의 차이가 가장 큰 점의 거리를 최소화하면 성공적으로 등화할 수 있다. 따라서 아래의 수학식 14와 같이 신호 성분에 대해 선형 계획법 최적화를 한다.

수학식 14

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \max_k \left| \text{Re} \left\{ \tilde{\theta}^H \tilde{x}_k \right\} \right| \\ & \text{subject to} \quad \text{Re} \left\{ \tilde{\theta}_0 \right\} + \text{Im} \left\{ \tilde{\theta}_0 \right\} = 1 \end{aligned}$$

[0065]

[0066] 수학식 14에서, $\text{Re}\{\}$ 는 실수부를 의미하고, $\text{Im}\{\}$ 은 허수부를 의미한다. 또한, 수학식 14에서 $\tilde{x}_k = U_1^H x_k$

이고, 제한 조건은 사소한 해인 $\tilde{\theta} = \mathbf{0}$ 을 얻는 것을 방지하기 위해 추가한다. 특이값 분해를 이용해 채널 길이(K+1)를 알 수 있고, θ 를 신호 공간에 제한시킨 최적의 등화 필터(θ)를 찾을 수 있다.

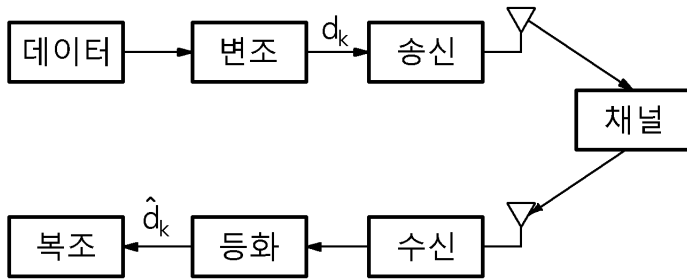
[0067] 또한, 상술한 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기(100)는 L개의 수신 안테나로 수신한 경우에도 적용될 수 있다. 따라서, 제안하는 등화기는 수신 안테나의 수신 신호들을 결합하여 QAM 성상이 얻어지도록 수신 다이버시티를 효과적으로 이용하는 등화기가 된다.

[0068] 이제, 도 4 및 도 5를 참조로 본 발명의 일 실시예에 따른 등화 필터 생성기를 통한 등화 실험 결과에 대해 설

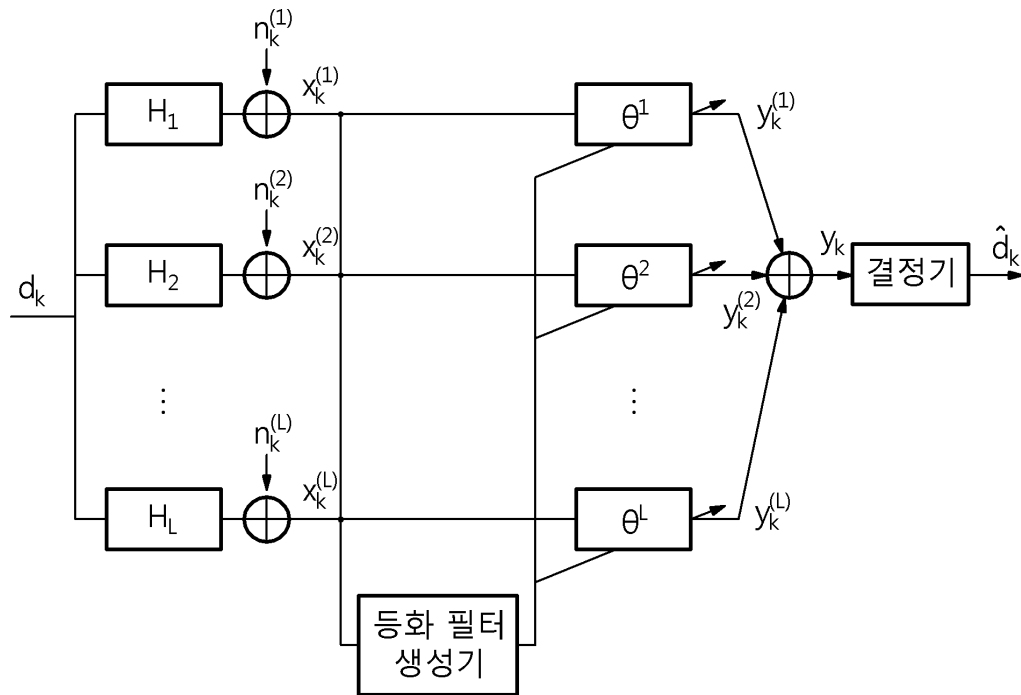
140 : 등화 필터 생성부

도면

도면1

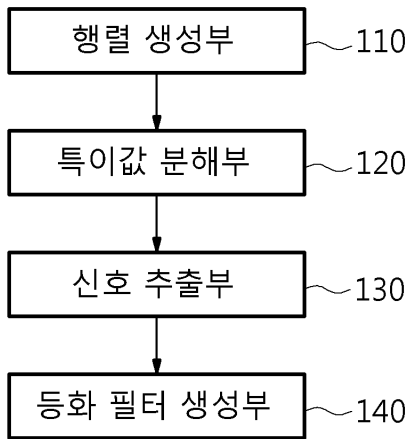


도면2

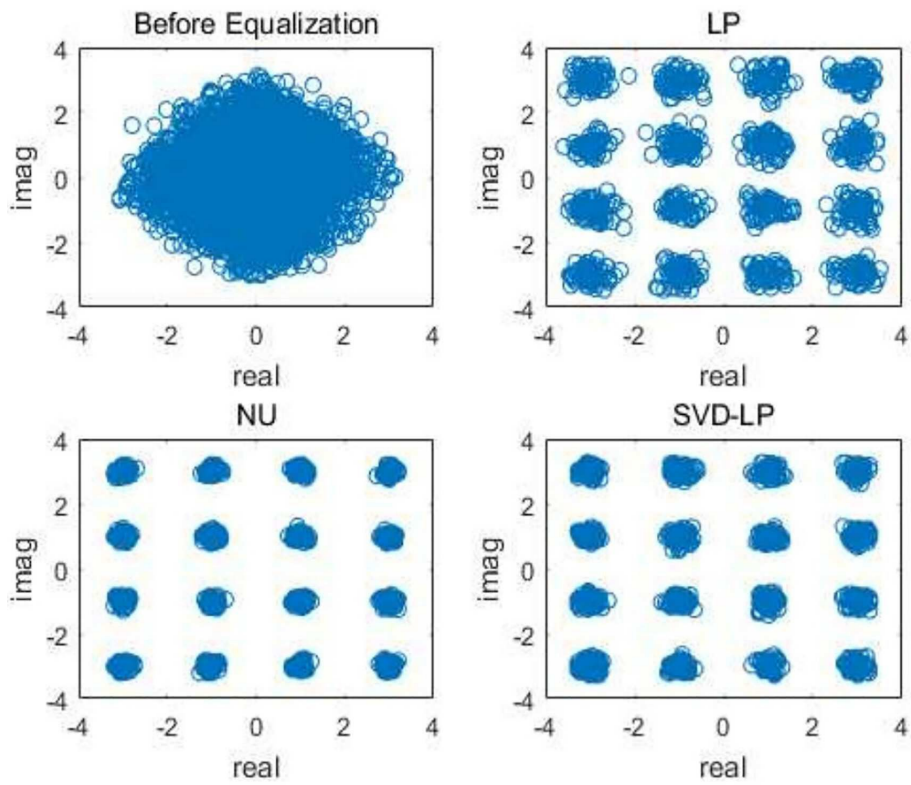


도면3

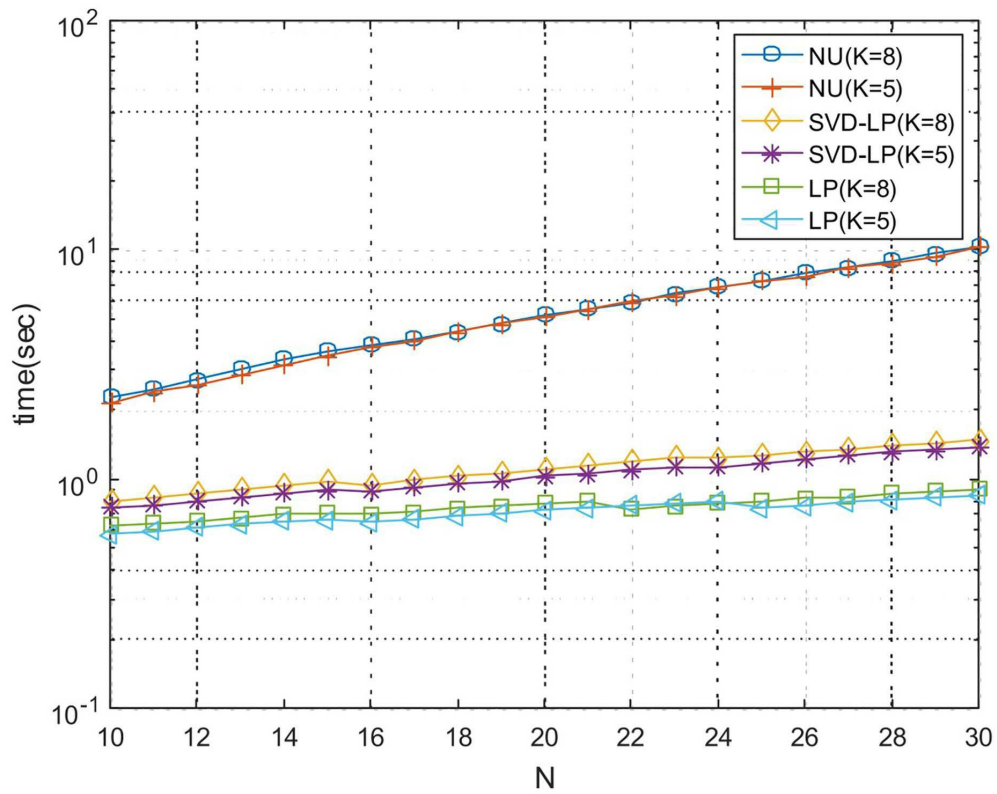
100



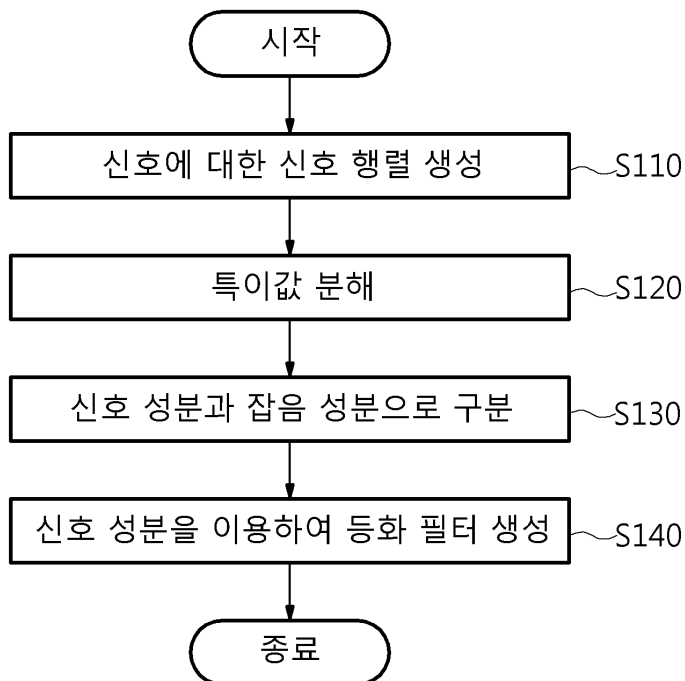
도면4



도면5



도면6



【심사관 직권보정사항】

【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 제1항 및 제6항

【변경전】

(K+1은 채널 길이를 나타내고, N+1은 등화 필터의 길이를 나타내며, L은 과표본화 비율을 나타냄)

【변경후】

(K+1은 채널 길이를 나타내고, N+1은 등화 필터의 길이를 나타내며, L은 과표본화 비율을 나타내고, $\Sigma 1$ 는 $(N+K+1) \times (N+K+1)$ 인 대각행렬을 나타냄)