



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년10월01일
(11) 등록번호 10-1903293
(24) 등록일자 2018년09월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/08 (2017.01) H04B 7/0413 (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0837 (2013.01)
H04B 7/0413 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-0160092
(22) 출원일자 2017년11월28일
심사청구일자 2017년11월28일
(56) 선행기술조사문헌
Souto, N.S et al., "MIMO Detection and Equalization for Single Carrier Systems using the Alternating Direction Method of Multipliers", IEEE Signal Processing Letters(2016.12.31.)*
Anis Elgabli et al., "Two-stage LASSO ADMM signal detection algorithm for large scale MIMO", Signals, Systems, and Computers, 2017 51st Asilomar Conference on(2017.10.29.)*
Shahriar Shahabuddin et al., "ADMM-based Infinity Norm Detection for Large MU-MIMO: Algorithm and VLSI Architecture", IEEE Circuits and Systems(2017.05.28.)*
KR100790366 B1
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
인하대학교 산학협력단
인천광역시 남구 인하로 100, 인하대학교 (용현동)
(72) 발명자
박대영
인천광역시 연수구 신송로118번길 6, 113동 603호(송도동, 송도풍림아이원1단지아파트)
이정원
인천광역시 남구 한나루로463번길 79, 302호(용현동, 광원A주택)
(74) 대리인
양성보

전체 청구항 수 : 총 4 항

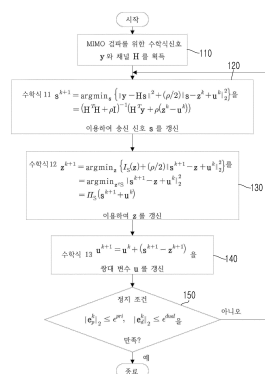
심사관 : 노상민

(54) 발명의 명칭 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치

(57) 요약

MIMO 검파를 위한 방법 및 장치가 제시된다. 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 방법은, MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득하는 단계; 획득한 상기 수신 신호와 상기 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 상기 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하는 단계; 상기 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 상기 변수를 최소화시키도록 갱신하는 단계; 상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대(dual) 변수를 갱신하는 단계; 및 기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정하는 단계를 포함할 수 있다.

대표도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1711055260

부처명 과학기술정보통신부

연구관리전문기관 정보통신기술진흥센터

연구사업명 대학ICT연구센터육성지원사업

연구과제명 스마트한 주파수 이용을 위한 스펙트럼 및 전파기술

기 여 율 1/1

주관기관 인하대학교 산학협력단

연구기간 2014.06.01 ~ 2017.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득하는 단계;

획득한 상기 수신 신호와 상기 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 상기 변수와 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 송신 신호에 대해 증강 라그랑주를 최소화함에 따라 상기 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하는 단계;

상기 송신 신호와 상기 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 변수에 대한 사영 함수를 최소화하여 상기 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 상기 변수를 최소화시키도록 갱신하는 단계;

상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대(dual) 변수를 갱신하는 단계; 및

기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정하는 단계

를 포함하고,

상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대 변수를 갱신하는 단계는,

상기 송신 신호와 상기 변수가 같을 경우에 해당하는 쌍대 변수에 양수인 페널티(penalty) 파라미터의 역수를 곱한 스케일 쌍대 변수를 갱신하며, 상기 ADMM 형식의 해의 수렴성은 상기 페널티 파라미터의 값에 강하게 종속되고,

안테나 개수가 증가하는 경우, 연산 복잡도는 높아지지만 보다 적은 횟수로 알고리즘이 수렴함에 따라 낮은 복잡도를 가지며, 수신 측에서 상기 수신 신호와 상기 채널의 행렬을 이용하여 상기 송신 신호를 복원하는 것

을 특징으로 하는 MIMO 검파를 위한 방법.

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대 변수를 갱신하는 단계는,

상기 MIMO 검파 문제의 증강 라그랑주를 형성하고 선형항 및 2차항을 결합시켜, 스케일 쌍대 변수를 사용하여 상기 ADMM 형식을 유용한 형식으로 변형하며, 상기 두 변수인 상기 송신 신호 및 상기 변수에 대해 최소화를 수렴할 때까지 교대로 반복하는 것

을 특징으로 하는 MIMO 검파를 위한 방법.

청구항 4

삭제

청구항 5

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득하는 획득부;

획득한 상기 수신 신호와 상기 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 상기 변수와 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 송신 신호에 대해 증강 라그랑주를 최소화함에 따라

상기 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하며, 상기 송신 신호와 상기 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 변수에 대한 사영 함수를 최소화하여 상기 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 상기 변수를 최소화시키도록 갱신하는 최소화부;

상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대(dual) 변수를 갱신하는 쌍대 변수부; 및

기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정하는 판단부

를 포함하고,

상기 쌍대 변수부는,

상기 송신 신호와 상기 변수가 같을 경우에 해당하는 쌍대 변수에 양수인 페널티(penalty) 파라미터의 역수를 곱한 스케일 쌍대 변수를 갱신하며, 상기 ADMM 형식의 해의 수렴성은 상기 페널티 파라미터의 값에 강하게 종속되고,

안테나 개수가 증가하는 경우, 연산 복잡도는 높아지지만 보다 적은 횟수로 알고리즘이 수렴함에 따라 낮은 복잡도를 가지며, 수신 측에서 상기 수신 신호와 상기 채널의 행렬을 이용하여 상기 송신 신호를 복원하는 것

을 특징으로 하는 MIMO 검파를 위한 장치.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 쌍대 변수부는,

상기 MIMO 검파 문제의 증강 라그랑주를 형성하고 선형항 및 2차항을 결합시켜, 스케일 쌍대 변수를 사용하여 상기 ADMM 형식을 유용한 형식으로 변형하며, 상기 두 변수인 상기 송신 신호 및 상기 변수에 대해 최소화를 수렴할 때까지 교대로 반복하는 것

을 특징으로 하는 MIMO 검파를 위한 장치.

청구항 7

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 아래의 실시예들은 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치에 관한 것으로, 더욱 상세하게는, 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 ADMM 기반의 MIMO 검파 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002]무선 통신 시스템에서 높은 전송률에 대한 수요가 계속해서 증가하고 있다. 따라서 추가적인 주파수 대역이나 전송 전력 없이 채널 용량을 증가시킬 수 있는 다중 입력 다중 출력(Multiple-Input Multiple-Output; MIMO) 시스템에 대한 관심이 높아지고 있다. MIMO 시스템은 IEEE 802.11n, LTE, WiMAX와 같은 이동 통신 시스템에 적용되고 있다. 단일 사용자 MIMO와 다중 사용자 MIMO에서 더 나아가 최근에는 수십 또는 수백 개의 안테나를 사용하는 대용량 MIMO 시스템이 제안되었다(비특허문헌 1).

[0003]MIMO 시스템은 단일 입력 단일 출력(Single-Input Single-Output; SISO) 시스템과 달리 송신 측에서 여러 개의 심볼을 동시에 전송하기 때문에 수신 측에서는 랜덤 잡음이나 간섭의 영향을 받은 심볼을 수신하게 된다(비특허문헌 2). 따라서 MIMO 시스템을 설계할 때 수신 측에서는 왜곡된 심볼을 검파하는 기술을 필요로 하며 다양한 검파 기술이 연구되었다.

[0004]최대 가능도(Maximum Likelihood; ML) 검파 방법은 최적의 BER(Bit Error Ratio) 성능을 내는 것으로 잘 알려져 있다. ML 검파 방법은 성상도 집합으로 구성할 수 있는 모든 벡터를 탐색하는 것으로 주어진 채널에 대한 수신 신호 벡터의 가능성을 최대화한다. 모든 경우의 수를 확인하기 때문에 ML 검파 문제는 NP-hard(Non-

deterministic Polynomial-time hard)이다(비특허문헌 3). ML 검파 방법은 송신 안테나의 개수와 변조 성상도의 크기에 따른 지수(exponential) 복잡도를 갖는다. 따라서 이러한 복잡도에 대한 높은 비용을 감소시키면서 성능은 조금 나빠지는 다른 검파 방법들이 제안되었다.

[0005] 영 강압(Zero Forcing; ZF) 검파 방법은 수신 측에서 채널 행렬을 알고 있을 때 MIMO 채널 행렬의 역행렬을 이용해 수신 신호로부터 다중 스트림을 분리한다. ZF 검파 방법은 연산 복잡도가 매우 낮으면서도 간섭을 상쇄시킬 수 있는 것이 장점이다. 하지만 잡음을 증대시키기 때문에 ML 검파 방법에 비해 BER 성능이 매우 좋지 않다(비특허문헌 2).

[0006] SD(Sphere Decoding) 검파 방법은 ML 검파 방법의 계산 복잡도를 낮추기 위해 제안되었다. 모든 경우의 수를 확인하는 ML 검파 방법과는 달리, 수신 신호로부터 어떠한 R의 반지름을 갖는 초구(hypersphere) 내에 있는 격자 점들만 탐색한다(비특허문헌 4). SD 검파 방법은 다항식(polynomial) 복잡도를 가지며 종종 최악의 경우 지수 복잡도를 갖는다(비특허문헌 5).

[0007] SDR(Semidefinite Relaxation) 검파 방법은 semidefinite 프로그램을 기반으로 한 ML 접근법을 이용한 것이다(비특허문헌 6). 대부분의 SDR 검파 방법은 내부점법(Interior Point Method; IPM)을 이용하며 최악의 경우 다항식 복잡도를 갖는다. 대부분의 SDR 검파 방법은 특정 변조 성상도에서만 제한적으로 동작한다. 행 단위(row-by-row) 기법을 SDR에 적용하여 만든 SDR-RBR은 매 반복에서의 낮은 복잡도 기술을 기반으로 하며 실행 시간이 상당히 빠르다(비특허문헌 7).

[0008] 한국등록특허 10-0790366호는 이러한 MIMO 시스템에서의 검파 장치 및 그 방법에 관한 것으로, 다중 안테나(MIMO)를 사용하여 여러 개의 심볼을 동시에 송수신 하는 통신 시스템에서 원하는 시스템 성능을 유지하면서 수신단의 수신 신호를 복호하는데 필요한 연산량을 줄일 수 있는 것에 관한 기술을 기재하고 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0009] (특허문헌 0001) 한국등록특허 10-0790366호

비특허문헌

[0010] (비특허문헌 0001) J. Hoydis, S. T. Brink, and M. Debbah, "Massive MIMO: how many antennas do we need?," in Proc. Allerton Conf. Commun. Control Comput., pp. 545-550, Monticello, U.S.A., Sep. 2011.

(비특허문헌 0002) S. Yang and L. Hanzo, "Fifty years of MIMO detection: The road to large-scale MIMOs," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 17, no. 4, pp. 1941-1988, 4th Quart. 2015.

(비특허문헌 0003) S. Verdu

, Computational complexity of multiuser detection. Algorithmica, vol. 4, no. 1-4, pp. 303-312, 1989.

(비특허문헌 0004) M. O. Damen, H. El Gamal, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2389-2402, Oct. 2003.

(비특허문헌 0005) B. Hassibi and H. Vikalo, "On the sphere-decoding algorithm I. expected complexity," IEEE Trans. Signal Process., vol. 53, no. 8, pp. 2806-2818, Aug. 2005.

(비특허문헌 0006) P. H. Tan and L. K. Rasmussen, "The application of semidefinite programming for detection in CDMA," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 19, no. 8, pp. 1442-1449, Aug. 2001.

(비특허문헌 0007) H.-T. Wai, W.-K. Ma, and A.M.-C. So, "Cheap semidefinite relaxation MIMO detection using row-by-row block coordinate descent," in Proc. 2011 IEEE ICASSP, pp.3256-3259, May 2011.

(비특허문헌 0008) P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in Proc.

URSI ISSSE, Pisa, Italy, pp. 295-300, Sep. 1998.

(비특허문헌 0009) S. Boyd, N. Parikh, E. Chu, B. Peleato, and J. Eckstein, "Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers," Foundations and Trends in Machine Learning, vol. 3, no. 1, pp. 1-122, 2010.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0011] 실시예들은 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치에 관하여 기술하며, 보다 구체적으로 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 ADMM 기반의 MIMO 검파 기술을 제공한다.
- [0012] 실시예들은 MIMO 검파 문제를 지시 함수를 이용하여 두 변수를 사용하는 ADMM 형식으로 바꾸며, 이 문제의 증강 라그랑주를 만들고 선형 항과 2차 항을 결합하고 스케일 쌍대 변수를 이용하여 유용한 형식으로 변형하여 두 변수에 대한 교대 최소화를 수행할 때까지 반복함으로써, 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

- [0013] 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 방법은, MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득하는 단계; 획득한 상기 수신 신호와 상기 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 상기 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하는 단계; 상기 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 상기 변수를 최소화시키도록 갱신하는 단계; 상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대(dual) 변수를 갱신하는 단계; 및 기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0014] 안테나 개수가 증가하는 경우, 연산 복잡도는 높아지지만 보다 적은 횟수로 알고리즘이 수렴함에 따라 낮은 복잡도를 가지며, 수신 측에서 상기 수신 신호와 상기 채널의 행렬을 이용하여 상기 송신 신호를 복원할 수 있다.
- [0015] 상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대 변수를 갱신하는 단계는, 상기 MIMO 검파 문제의 증강 라그랑주를 형성하고 선형항 및 2차항을 결합시켜, 스케일 쌍대 변수를 사용하여 상기 ADMM 형식을 유용한 형식으로 변형하며, 상기 두 변수인 상기 송신 신호 및 상기 변수에 대해 최소화를 수행할 때까지 교대로 반복할 수 있다.
- [0016] 상기 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하는 단계는, 상기 변수와 상기 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 송신 신호에 대해 증강 라그랑주를 최소화하며, 상기 변수를 최소화시키도록 갱신하는 단계는, 상기 송신 신호와 상기 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 변수에 대한 사영 함수를 최소화하고, 상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대 변수를 갱신하는 단계는, 상기 송신 신호와 상기 변수가 같을 경우에 해당하는 쌍대 변수에 양수인 페널티(penalty) 파라미터의 역수를 곱한 스케일 쌍대 변수를 갱신하며, 상기 ADMM 형식의 해의 수렴성은 상기 페널티 파라미터의 값에 강하게 종속될 수 있다.
- [0017] 다른 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 장치는, MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득하는 획득부; 획득한 상기 수신 신호와 상기 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 상기 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하며, 상기 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 상기 변수를 최소화시키도록 갱신하는 최소화부; 상기 송신 신호 및 상기 변수가 갱신됨에 따라 쌍대(dual) 변수를 갱신하는 쌍대 변수부; 및 기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정하는 판단부를 포함할 수 있다.
- [0018] 상기 쌍대 변수부는, 상기 MIMO 검파 문제의 증강 라그랑주를 형성하고 선형항 및 2차항을 결합시켜, 스케일 쌍대 변수를 사용하여 상기 ADMM 형식을 유용한 형식으로 변형하며, 상기 두 변수인 상기 송신 신호 및 상기 변수에 대해 최소화를 수행할 때까지 교대로 반복할 수 있다.
- [0019] 상기 최소화부는, 상기 변수와 상기 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 송신 신호에 대해 증강 라그랑주를 최

소화하며, 상기 송신 신호와 상기 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 상기 변수에 대한 사영 함수를 최소화하고, 상기 쌍대 변수부는, 상기 송신 신호와 상기 변수가 같을 경우에 해당하는 쌍대 변수에 양수인 페널티(penalty) 파라미터의 역수를 곱한 스케일 쌍대 변수를 갱신하며, 상기 ADMM 형식의 해의 수렴성은 상기 페널티 파라미터의 값에 강하게 종속될 수 있다.

발명의 효과

[0020] 실시예들에 따르면 MIMO 검파 문제를 지시 함수를 이용하여 두 변수를 사용하는 ADMM 형식으로 바꾸며, 이 문제의 증강 라그랑주를 만들고 선형 항과 2차 항을 결합하고 스케일 쌍대 변수를 이용하여 유용한 형식으로 변형하여 두 변수에 대한 교대 최소화를 수렴할 때까지 반복함으로써, 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치를 제공할 수 있다.

[0021] 실시예들에 따르면 안테나 개수가 증가함에 따라 연산 복잡도는 높아지나, 보다 적은 횟수로 알고리즘이 수렴함으로써 안테나 개수가 증가하여도 실행 시간이 거의 증가하지 않아 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치를 제공할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0022] 도 1은 일 실시예에 따른 ADMM 기반의 MIMO 검파 알고리즘을 나타내는 흐름도이다.

도 2는 일 실시예에 따른 송수신 안테나가 각각 10개인 10x10 MIMO 시스템에서의 SNR에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.

도 3은 일 실시예에 따른 송수신 안테나가 각각 40개인 40x40 시스템에서의 SNR에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.

도 4는 일 실시예에 따른 송수신 안테나가 각각 70개인 70x70 시스템에서의 SNR에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.

도 5는 일 실시예에 따른 SNR=10dB 일 때의 송수신 안테나 개수에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.

도 6은 일 실시예에 따른 SNR=10dB 일 때의 송수신 안테나 개수에 따른 실행 시간을 나타낸 그래프이다.

도 7은 일 실시예에 따른 SNR=20dB 일 때의 송수신 안테나 개수에 따른 실행 시간을 나타낸 그래프이다.

도 8은 일 실시예에 따른 송수신 안테나 개수가 80개일 때의 ADMM 알고리즘 반복 횟수에 따른 NMSE를 나타낸 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0023] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 실시예들을 설명한다. 그러나, 기술되는 실시예들은 여러 가지 다른 형태로 변형될 수 있으며, 본 발명의 범위가 이하 설명되는 실시예들에 의하여 한정되는 것은 아니다. 또한, 여러 실시예들은 당해 기술분야에서 평균적인 지식을 가진 자에게 본 발명을 더욱 완전하게 설명하기 위해서 제공되는 것이다. 도면에서 요소들의 형상 및 크기 등은 보다 명확한 설명을 위해 과장될 수 있다.

[0024] 다중 입력 다중 출력(Multiple-Input Multiple-Output; MIMO) 시스템은 추가적인 주파수 대역이나 전송 전력을 이용하지 않고도 채널 용량을 증가시킬 수 있다. 송신 측에서 동시에 다수의 심볼을 전송하고 랜덤 잡음과 간섭의 영향이 크기 때문에, 수신 측에서는 MIMO 검파 기술을 필요로 한다. MIMO 검파 방법에는 앞에서 설명한 바와 같이 ML, ZF, SD, SDR-RBR 등이 있다. 이 중 ML 검파 방법은 최적의 성능을 내지만 송신 안테나 개수가 증가할수록 연산 복잡도가 지수적으로 증가하여 대용량 MIMO 시스템에서 사용하기 어렵다.

[0025] 아래의 실시예에서는 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 기반의 MIMO 검파 방법을 제공할 수 있다. 모의 실험 결과 SNR(Signal to Noise Ratio)이 10dB일 때, 송수신 안테나 개수가 50개일 때부터 BER과 실행 시간에서 SDR-RBR 검파 방법에 비해 더 좋은 성능을 내며, 안테나 개수가 더 많을수록 성능의 격차는 더욱 벌어지는 것을 확인할 수 있다.

- [0026] 도 1은 일 실시예에 따른 ADMM 기반의 MIMO 검파 알고리즘을 나타내는 흐름도이다.
- [0027] 도 1은 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 동작하여 최종적으로 송신 신호 s 를 추정하는 알고리즘을 나타낸다. 도 1을 참조하면, 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 방법은, MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득하는 단계(110), 획득한 수신 신호와 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM(Alternating Direction Method of Multipliers) 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 송신 신호를 최소화시키도록 갱신하는 단계(120), 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 변수를 최소화시키도록 갱신하는 단계(130), 송신 신호 및 변수가 갱신됨에 따라 쌍대(dual) 변수를 갱신하는 단계(140) 및 기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정하는 단계(150)를 포함하여 이루어질 수 있다.
- [0028] 여기서 안테나 개수가 증가하는 경우, 연산 복잡도는 높아지지만 보다 적은 횟수로 알고리즘이 수렴함에 따라 낮은 복잡도를 가지며, 수신 측에서 수신 신호와 채널의 행렬을 이용하여 송신 신호를 복원할 수 있다.
- [0029] 한편, 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 방법은 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 장치를 이용하여 하나의 예를 들어 보다 구체적으로 설명할 수 있다. 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 장치는 획득부, 최소화부, 쌍대 변수부 및 판단부를 포함하여 이루어질 수 있다. 여기서 일 실시예에 따른 MIMO 검파를 위한 장치는 하나의 시스템 또는 복수의 시스템일 수 있으며, 또한 하나의 알고리즘 또는 복수의 알고리즘으로 이루어질 수 있다.
- [0030] 단계(110)에서, 획득부는 MIMO 검파를 위한 수신 신호와 채널을 획득할 수 있다.
- [0031] 단계(120)에서, 최소화부는 획득한 수신 신호와 채널을 이용하여 MIMO 검파 문제를 두 변수를 사용하는 ADMM 형식으로 바꾸고, 목적 함수를 송신 신호 및 변수로 분리한 후 알고리즘을 이용하여 송신 신호를 최소화시키도록 갱신할 수 있다. 여기에서, 최소화부는 변수와 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 송신 신호에 대해 증강 라그랑주를 최소화할 수 있으며, 이는 아래에서 수학식 11을 이용하여 보다 구체적으로 설명하기로 한다.
- [0032] 단계(130)에서, 최소화부는 송신 신호가 갱신됨에 따라 알고리즘을 이용하여 변수를 최소화시키도록 갱신할 수 있다. 여기에서, 송신 신호와 스케일 쌍대 변수를 고정시키고 변수에 대한 사영 함수를 최소화할 수 있으며, 이는 아래에서 수학식 12를 이용하여 보다 구체적으로 설명하기로 한다.
- [0033] 단계(140)에서, 쌍대 변수부는 송신 신호 및 변수가 갱신됨에 따라 쌍대 변수를 갱신할 수 있다. 보다 구체적으로, 쌍대 변수부는 MIMO 검파 문제의 증강 라그랑주를 형성하고 선형항 및 2차항을 결합시켜, 스케일 쌍대 변수를 사용하여 ADMM 형식을 유용한 형식으로 변형하며, 두 변수인 송신 신호 및 변수에 대해 최소화를 수렴할 때까지 교대로 반복할 수 있다.
- [0034] 여기에서, 쌍대 변수부는 송신 신호와 변수가 같을 경우에 해당하는 쌍대 변수에 양수인 페널티(penalty) 파라미터의 역수를 곱한 스케일 쌍대 변수를 갱신할 수 있으며, 이는 아래에서 수학식 13을 이용하여 보다 구체적으로 설명하기로 한다. 이 때, ADMM 형식의 해의 수렴성은 페널티 파라미터의 값에 강하게 종속될 수 있다.
- [0035] 단계(150)에서, 판단부는 기설정된 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 최소화시키도록 동작하여 최종적으로 송신 신호를 추정할 수 있다.
- [0036] 실시예들에 따르면 안테나 개수가 증가함에 따라 연산 복잡도는 높아지나, 보다 적은 횟수로 알고리즘이 수렴함으로써 안테나 개수가 증가하여도 실행 시간이 거의 증가하지 않아 낮은 복잡도로 좋은 성능을 내는 MIMO 검파를 위한 방법 및 장치를 제공할 수 있다.
- [0037] 아래에서 일 실시예에 따른 ADMM 기반의 MIMO 검파 알고리즘을 보다 구체적으로 설명한다.
- [0038] MIMO 시스템 모델은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.
- [0039] [수학식 1]
- [0040]
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w}$$
- [0041] 이 때, 송신 안테나 N_t 개와 수신 안테나 N_r 개를 사용한다면, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r}$ 는 수신 신호 벡터,

$\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 는 MIMO 채널 행렬, $\mathbf{s} \in \mathcal{S}^{N_t}$ 는 송신된 신호 벡터, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_r}$ 는 추가적인 가우시안 랜덤 잡음 벡터를 나타낸다. $\mathcal{S}$ 는 성상도에서 표현되는 점들의 집합이다. 본 실시예에서는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식을 다루며, 이 때의 $\mathcal{S} = \{1+1i, 1-1i, -1+1i, -1-1i\}$ 이다. 그리고 $\mathbb{C}$ 는 복소수 집합을 의미한다. MIMO 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 수신 측에서 알고 있으며 $\mathbf{H}$ 의 원소들은 가우시안 분포를 이룬다.

[0042] 선형 비기억(memoryless) 채널의 표준 예는 플랫(flat) 페이딩 채널의 V-BLAST(Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time) 시스템이다(비특허문헌 8). 현재 시간 간격에서의 출력과 이전 시간 간격에서의 입력이 서로 독립적이기 때문에 수학적 1을 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

[0043] [수학적 2]

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_{N_r} \end{bmatrix}$$

[0044]

[0045] 여기서, $h_{j,i}$ 는 N_t 개의 송신 안테나 중 i 번째 송신 안테나와 N_r 개의 수신 안테나 중 j 번째 수신 안테나 사이의 임펄스 응답에 해당한다. 수신 측에서 검파기는 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}$ 와 MIMO 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 를 이용하여 송신된 신호 벡터 $\mathbf{s}$ 를 복원할 수 있다.

[0046] 수학적 1의 시스템 모델의 MIMO 검파 문제는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

[0047] [수학적 3]

$$\begin{aligned} \min \quad & \| \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s} \|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{s} \in \mathcal{S}^{N_t} \end{aligned}$$

[0048]

[0049] 그리고 ADMM 형식으로 상기 문제를 나타내면 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

[0050] [수학적 4]

$$\begin{aligned} \min \quad & \| \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s} \|^2 + I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z}) \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{s} = \mathbf{z} \end{aligned}$$

[0051]

[0052] 여기서, $I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z})$ 는 $\mathcal{S}$ 의 지시(indicator) 함수이다. 즉, $\mathbf{z} \in \mathcal{S}$ 을 만족하면 $I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z}) = 0$ 이고 $\mathbf{z} \notin \mathcal{S}$ 을 만족하면 $I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z}) = \infty$ 이다. 수학적 4는 제약 조건이 있는 컨벡스 최적화 방식으로 해결될 수 있다. 목적 함수는 $\mathbf{s}$ 와 $\mathbf{z}$ 로 분리할 수 있다. 수학적 4의 증강 라그랑주(Lagrange)는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

[0053] [수학적 5]

$$L_{\rho}(\mathbf{s}, \mathbf{z}, \mathbf{v}) = \| \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s} \|^2 + I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z}) + \mathbf{v}^T(\mathbf{s} - \mathbf{z}) + (\rho/2) \| \mathbf{s} - \mathbf{z} \|^2$$

[0054]

[0055] 여기서, $\mathbf{v}$ 는 $\mathbf{s} = \mathbf{z}$ 에 해당하는 쌍대(dual) 변수이고, $\rho > 0$ 는 페널티(penalty) 파라미터이다.

[0056] ADMM은 $\mathbf{s}$ 와 $\mathbf{z}$ 의 최소화를 교대로 반복할 수 있다. k 번째 반복에서는 다음 식들과 같은 단계로 수행될 수 있다(비특허문헌 9).

[0057] [수학식 6]

$$\mathbf{s}^{k+1} = \operatorname{argmin}_{\mathbf{s}} L_{\rho}(\mathbf{s}, \mathbf{z}^k, \mathbf{v}^k)$$

[0058]

[0059] [수학식 7]

$$\mathbf{z}^{k+1} = \operatorname{argmin}_{\mathbf{z}} L_{\rho}(\mathbf{s}^{k+1}, \mathbf{z}, \mathbf{v}^k)$$

[0060]

[0061] [수학식 8]

$$\mathbf{v}^{k+1} = \mathbf{v}^k + \rho(\mathbf{s}^{k+1} - \mathbf{z}^{k+1})$$

[0062]

[0063] 앞의 증강 라그랑주를 나타낸 수학식 5에서 선형항 $\mathbf{v}^T(\mathbf{s} - \mathbf{z})$ 와 2차항 $(\rho/2) \|\mathbf{s} - \mathbf{z}\|_2^2$ 을 결합시키고, 스케일(scaled) 쌍대 변수를 사용하여 ADMM 형식을 더 유용하게 바꿀 수 있다(비특허문헌 9). $\mathbf{q} = \mathbf{s} - \mathbf{z}$ 로 정의하면, 두 항을 결합하여 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

[0064] [수학식 9]

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^T \mathbf{q} + (\rho/2) \|\mathbf{q}\|_2^2 &= (\rho/2) \|\mathbf{q} + (1/\rho)\mathbf{v}\|_2^2 - (1/2\rho) \|\mathbf{v}\|_2^2 \\ &= (\rho/2) \|\mathbf{q} + \mathbf{u}\|_2^2 - (\rho/2) \|\mathbf{u}\|_2^2 \end{aligned}$$

[0065]

[0066] 여기서, $\mathbf{u} = (1/\rho)\mathbf{v}$ 는 스케일 쌍대 변수이다.

[0067] 따라서 증강 라그랑주의 수학식 5를 결합된 형식으로 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

[0068] [수학식 10]

$$L_{\rho}(\mathbf{s}, \mathbf{z}, \mathbf{v}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 + I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z}) + (\rho/2) \|\mathbf{s} - \mathbf{z} + \mathbf{u}\|_2^2$$

[0069]

[0070] 여기서, k 번째 반복에서의 단계인 수학식 6, 7 및 8을 다시 다음 식들과 같이 나타낼 수 있다.

[0071] [수학식 11]

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^{k+1} &= \operatorname{argmin}_{\mathbf{s}} \left\{ \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2 + (\rho/2) \|\mathbf{s} - \mathbf{z}^k + \mathbf{u}^k\|_2^2 \right\} \\ &= (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \rho \mathbf{I})^{-1} (\mathbf{H}^T \mathbf{y} + \rho(\mathbf{z}^k - \mathbf{u}^k)) \end{aligned}$$

[0072]

[0073] [수학식 12]

$$\begin{aligned} \mathbf{z}^{k+1} &= \operatorname{argmin}_{\mathbf{z}} \left\{ I_{\mathcal{S}}(\mathbf{z}) + (\rho/2) \|\mathbf{s}^{k+1} - \mathbf{z} + \mathbf{u}^k\|_2^2 \right\} \\ &= \operatorname{argmin}_{\mathbf{z} \in \mathcal{S}} \|\mathbf{s}^{k+1} - \mathbf{z} + \mathbf{u}^k\|_2^2 \\ &= \Pi_{\mathcal{S}}(\mathbf{s}^{k+1} + \mathbf{u}^k) \end{aligned}$$

[0074]

[0075] [수학식 13]

$$\mathbf{u}^{k+1} = \mathbf{u}^k + (\mathbf{s}^{k+1} - \mathbf{z}^{k+1})$$

[0076]

[0077] 여기서, $\Pi_{\mathcal{S}} = \operatorname{argmin}_{\mathbf{y} \in \mathcal{S}} \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\|_2^2$ 는 $\mathcal{S}$ 에서 가장 가까운 성상도 점으로의 사영(projection)하

는 것을 의미한다. $\rho > 0$ 이기 때문에 $\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \rho \mathbf{I}$ 는 가역 행렬이 될 수 있다. 첫째로, $\mathbf{z}$ 와 $\mathbf{u}$ 를 고정시키고 $\mathbf{s}$ 에 대해서 증강 라그랑주를 최소화할 수 있다(수학식 11). 둘째로, $\mathbf{s}$ 와 $\mathbf{u}$ 를 고정시키고 $\mathbf{z}$ 에 대한 사영 합수를 최소화할 수 있다(수학식 12). 마지막으로, 쌍대 변수 $\mathbf{u}$ 를 갱신할 수 있다(수학식 13).

[0078] ADMM의 해의 수렴성은 페널티 파라미터 ρ 의 값에 강하게 종속될 수 있다(비특허문헌 9). 적합한 ρ 의 값을 선택하면, ADMM 검파 방법은 몇 십 번 정도의 반복만으로 매우 정확한 해에 수렴할 수 있다. 하지만, ρ 의 값을 부적합하게 선택하면, 수렴을 위해 큰 횟수의 반복을 필요로 할 수 있다.

[0079] k 번째 원시 잔차(primal residual)와 쌍대 잔차는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

[0080] [수학식 14]

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_p^k &= \mathbf{s}^k - \mathbf{z}^k \\ \mathbf{e}_d^k &= -\rho(\mathbf{z}^k - \mathbf{z}^{k-1}) \end{aligned}$$

[0081]

[0082] 원시 잔차와 쌍대 잔차를 이용한 정지 기준(stopping criterion)에 의해 반복 절차를 끝낼 수 있다.

[0083] [수학식 15]

$$\|\mathbf{e}_p^k\|_2 \leq \epsilon^{pri}, \quad \|\mathbf{e}_d^k\|_2 \leq \epsilon^{dual}$$

[0084]

[0085] 여기서, $\epsilon^{pri} > 0$ 와 $\epsilon^{dual} > 0$ 는 실행 가능성 허용치(feasibility tolerance)이며, 다음 식과 같이 정의될 수 있다.

[0086] [수학식 16]

$$\begin{aligned} \epsilon^{pri} &= \sqrt{N_t} \epsilon^{abs} + \epsilon^{rel} \max\{\|\mathbf{s}^k\|_2, \|\mathbf{z}^k\|_2\} \\ \epsilon^{dual} &= \sqrt{N_t} \epsilon^{abs} + \epsilon^{rel} \rho \|\mathbf{u}^k\|_2 \end{aligned}$$

[0087]

[0088] 여기서, $\epsilon^{abs} > 0$ 와 $\epsilon^{rel} > 0$ 는 각각 절대(absolute) 허용치와 상대(relative) 허용치이다(비특허문헌 9). 이와 같이, 정지 조건을 만족할 때까지 반복적으로 동작하여 최종적으로 송신 신호 $\mathbf{s}$ 를 추정할 수 있다.

[0089] 아래에서는 MIMO 시스템에서 앞에서 설명한 기존의 검파 방법인 ZF, SD, SDR-RBR과 일 실시예에 따른 ADMM 검파 방법의 BER 성능과 복잡도 성능을 비교한다. 여기에서는, 앞에서 설명한 일 실시예에 따른 ADMM 기반의 MIMO 검파를 위한 방법을 간단히 'ADMM 검파 방법'이라 하기로 한다.

[0090] 이 때, QPSK 변조 방식을 사용하고 전송 안테나의 개수와 수신 안테나의 개수는 동일하게 한다. 수신 측에서는 평균이 0이고 단위 분산인 독립 항등 분포(i.i.d.)의 복소 가우시안 분포를 갖는 MIMO 채널 행렬을 알고 있다고 가정한다. 모의 실험은 i7-6700 쿼드코어 3.40GHz의 CPU와 8GB RAM이 장착된 컴퓨터에서 MATLAB R2016a를 수행한다.

[0091] 도 2는 일 실시예에 따른 송수신 안테나의 개수가 각각 10개일 때의 SNR에 따른 BER 성능을 보여주는 그래프이다.

[0092] 도 2에 도시된 바와 같이, 일 실시예에 따른 송수신 안테나가 각각 10개인 10x10 MIMO 시스템에서의 SNR에 따른 BER을 확인한 결과, BER 성능이 가장 좋은 것은 SD 검파 방법이고, 그 다음으로는 SDR-RBR, ADMM 순으로 BER이 낮으며 ZF 검파 방법은 다른 세 가지 방법에 비해 BER이 매우 높은 것을 확인할 수 있다.

[0093] 도 3은 일 실시예에 따른 송수신 안테나가 각각 40개인 40x40 시스템에서의 SNR에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.

- [0094] 도 3에 도시된 바와 같이, 일 실시예에 따른 송수신 안테나의 개수가 각각 40개일 때의 SNR에 따른 BER 성능을 확인할 수 있으며, 이 때 SD 검파 방법은 복잡도가 높아 안테나 개수가 많을 때는 동작하지 않기 때문에 실험에서 제외한다.
- [0095] BER 성능은 SDR-RBR, ADMM, ZF 순서로 좋다. 하지만, SNR이 12dB일 때 ADMM 검파 방법이 SDR-RBR 검파 방법보다 BER이 낮은 것을 확인할 수 있다.
- [0096] 도 4는 일 실시예에 따른 송수신 안테나가 각각 70개인 70x70 시스템에서의 SNR에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.
- [0097] 도 4에 도시된 바와 같이, 일 실시예에 따른 송수신 안테나의 개수가 각각 70개일 때의 SNR에 따른 BER 성능을 확인할 수 있으며, SNR 0dB에서 6dB까지의 BER 성능은 전과 마찬가지로 SDR-RBR, ADMM, ZF 순서로 좋은 것을 확인할 수 있다.
- [0098] 안테나 개수가 40개일 때는 SNR이 12dB일 때 성능 순서가 뒤바뀌었지만, 70개일 때는 9dB에서부터 ADMM 검파 방법이 SDR-RBR 검파 방법보다 BER이 낮은 것을 확인할 수 있다.
- [0099] 도 5는 일 실시예에 따른 SNR=10dB 일 때의 송수신 안테나 개수에 따른 BER을 나타낸 그래프이다.
- [0100] 도 5에 도시된 바와 같이, SNR이 10dB일 때, 송수신 안테나의 개수에 따른 BER 성능을 확인할 수 있다. 안테나 개수가 40개 이하인 경우, SDR-RBR, ADMM, ZF 순서로 BER 성능이 좋으며, 안테나 개수가 50개 이상인 경우, BER 성능은 ADMM, SDR-RBR, ZF 순서로 바뀌게 된다.
- [0101] ZF 검파 방법은 안테나 개수가 증가함에 따라 BER이 증가한다. 또한, SDR-RBR 검파 방법은 40개까지는 BER이 감소하지만 그보다 많아질 경우 BER이 증가한다. 일 실시예에 따른 ADMM 검파 방법은 안테나 개수가 증가함에 따라 BER이 계속해서 감소하는 것을 확인할 수 있다.
- [0102] 도 6은 일 실시예에 따른 SNR=10dB 일 때의 송수신 안테나 개수에 따른 실행 시간을 나타낸 그래프이다.
- [0103] 도 6에 도시된 바와 같이, SNR이 10dB일 때, 송수신 안테나의 개수에 따른 실행 시간을 확인할 수 있다. ZF 검파 방법은 BER 성능이 좋지 않은 반면에 실행 시간은 짧은 것으로 보아 복잡도가 매우 낮은 것을 알 수 있다. ZF 검파 방법과 SDR-RBR 검파 방법은 안테나 개수가 증가함에 따라 실행 시간이 증가하는 것을 볼 수 있다.
- [0104] 반면, 일 실시예에 따른 ADMM 검파 방법은 안테나 개수가 증가함에 따라 실행 시간이 아주 미세하게 증가하는 것을 확인할 수 있다. 도 5에서 SNR이 10dB일 때, 안테나 개수가 50개 이상인 경우 ADMM 검파 방법이 SDR-RBR 검파 방법보다 BER 성능이 높은 것과 마찬가지로 도 6에서 실행 시간 또한 안테나 개수 50개를 기준으로 더 많은 경우 ADMM 검파 방법이 SDR-RBR 검파 방법보다 적게 걸리는 것을 확인할 수 있다.
- [0105] 따라서 SNR이 10dB인 경우 안테나 개수 50개일 때부터 ADMM 검파 방법이 SDR-RBR 검파 방법에 비해 BER과 복잡도 성능 모두에서 앞서며, 안테나 개수가 더 증가할수록 그 격차 또한 계속해서 벌어지는 것을 알 수 있다.
- [0106] 도 7은 일 실시예에 따른 SNR=20dB 일 때의 송수신 안테나 개수에 따른 실행 시간을 나타낸 그래프이다.
- [0107] 도 7에 도시된 바와 같이, SNR이 20dB일 때, 송수신 안테나의 개수에 따른 실행 시간을 확인할 수 있다. SNR이 10dB인 경우의 도 6과의 차이점을 살펴보면, 다른 검파 방법의 실행 시간은 거의 비슷한 반면, SDR-RBR의 실행 시간은 SNR이 20dB일 때가 10dB일 때보다 약 1.58배 정도로 증가하는 것을 확인할 수 있다.
- [0108] 또한, 실행 시간 측면에서 ADMM 검파 방법과 SDR-RBR 검파 방법의 성능 역전이 10dB일 때는 안테나 개수 50개부터 일어난 반면, 10dB일 때는 40개부터 성능이 역전하는 것을 확인할 수 있다.
- [0109] 도 8은 일 실시예에 따른 송수신 안테나 개수가 80개일 때의 ADMM 알고리즘 반복 횟수에 따른 NMSE를 나타낸 그래프이다.
- [0110] 도 8에 도시된 바와 같이, 송수신 안테나의 개수가 80개일 때의 ADMM 알고리즘의 반복 횟수에 따른 NMSE를 확인할 수 있다. SNR이 10dB인 경우 10회 정도 반복을 하면 수렴하는 것을 확인할 수 있다. SNR이 20dB인 경우 4번의 반복만으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 즉, SNR이 높을수록 수렴하는 데 필요한 알고리즘 반복 횟수가 줄어든다.
- [0111] 이상에서, 도 6 및 도 7에서 안테나 개수가 증가해도 ADMM 검파 방법의 실행 시간은 매우 조금 증가하는 것을 확인할 수 있다. 이는, 안테나 개수가 증가함에 따라 연산 복잡도는 높아지지만 보다 적은 횟수로 알고리즘이

수렴하기 때문이다.

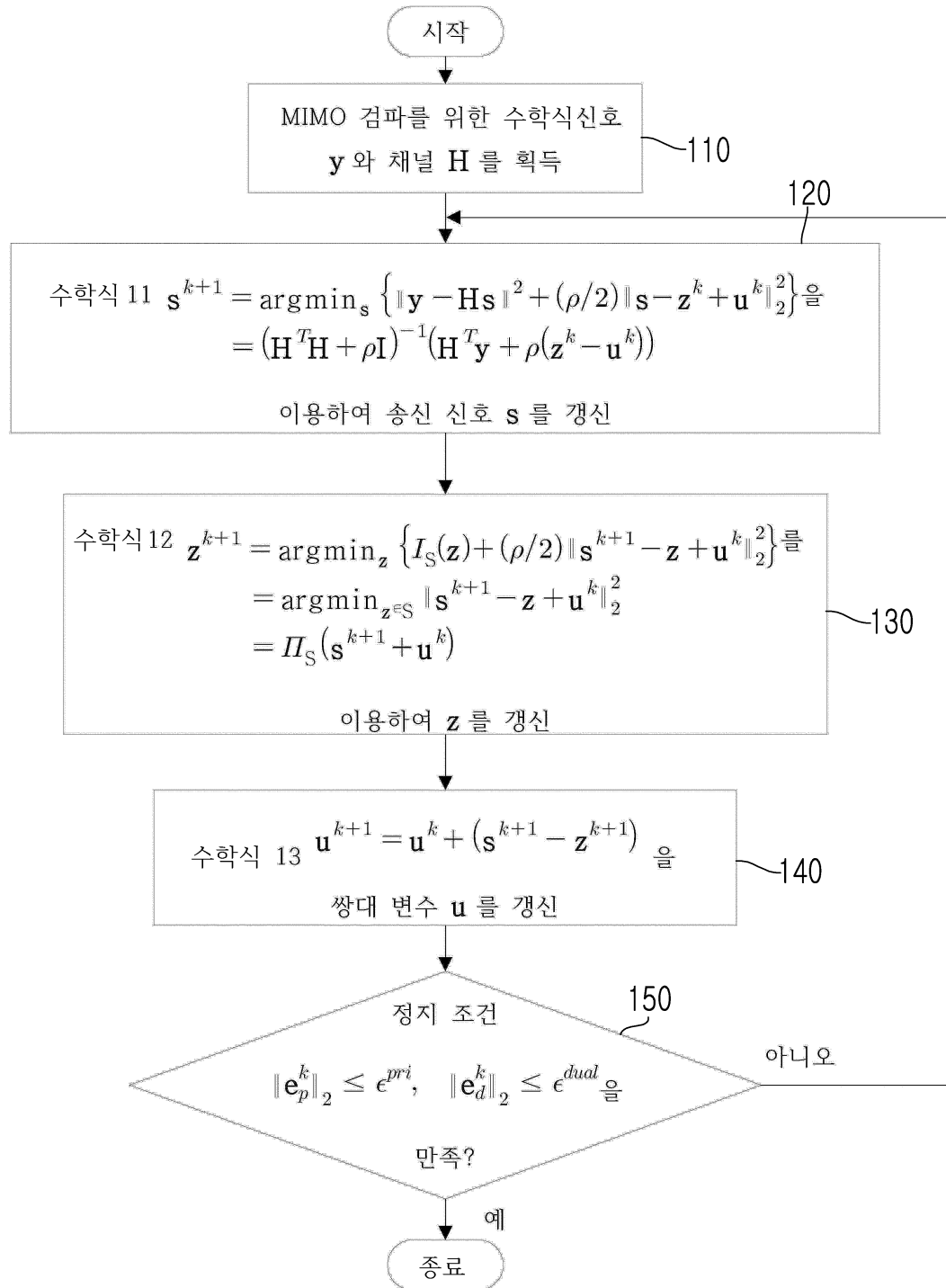
- [0112] 이와 같이 실시예들에 따르면 ADMM을 이용한 MIMO 검파 방법을 제공할 수 있다. 먼저, MIMO 검파 문제를 지시 함수를 이용하여 두 변수를 사용하는 ADMM 형식으로 바꿀 수 있다. 그리고 상기 문제의 증강 라그랑주를 만들고 선형항과 2차항을 결합하고 스케일 쌍대 변수를 이용하여 유용한 형식으로 변형할 수 있다. 이후, 두 변수에 대한 교대 최소화를 수렴할 때까지 반복할 수 있다.
- [0113] 모의 실험 결과에서는 QPSK 변조 방식을 사용하는 MIMO 시스템에서 기존의 ZF, SD, SDR-RBR을 이용한 검파 방법과 일 실시예에 따른 ADMM을 이용한 검파 방법(ADMM 검파 방법)의 BER 성능과 실행 시간 성능을 비교하였다. SNR이 10dB일 때, 안테나 개수가 50개보다 많을 때 ADMM 검파 방법이 BER 성능과 실행 시간 성능에서 SDR-RBR 검파 방법보다 앞서는 것을 확인하였다. 또한, 안테나 개수가 많을수록 이 두 검파 방법의 성능 차이는 계속해서 커지는 것을 확인하였다.
- [0114] 이는, 안테나 개수가 많아질수록 ADMM 알고리즘의 수렴에 필요한 반복 횟수가 감소하기 때문에 ADMM 검파 방법은 안테나 개수가 증가하여도 실행 시간이 매우 조금밖에 증가하지 않는 것을 확인할 수 있다.
- [0115] 이상에서 설명된 장치는 하드웨어 구성요소, 소프트웨어 구성요소, 및/또는 하드웨어 구성요소 및 소프트웨어 구성요소의 조합으로 구현될 수 있다. 예를 들어, 실시예들에서 설명된 장치 및 구성요소는, 예를 들어, 프로세서, 컨트롤러, ALU(arithmetic logic unit), 디지털 신호 프로세서(digital signal processor), 마이크로컴퓨터, FPA(field programmable array), PLU(programmable logic unit), 마이크로프로세서, 또는 명령(instruction)을 실행하고 응답할 수 있는 다른 어떠한 장치와 같이, 하나 이상의 범용 컴퓨터 또는 특수 목적 컴퓨터를 이용하여 구현될 수 있다. 처리 장치는 운영 체제(OS) 및 상기 운영 체제 상에서 수행되는 하나 이상의 소프트웨어 애플리케이션을 수행할 수 있다. 또한, 처리 장치는 소프트웨어의 실행에 응답하여, 데이터를 접근, 저장, 조작, 처리 및 생성할 수도 있다. 이해의 편의를 위하여, 처리 장치는 하나가 사용되는 것으로 설명된 경우도 있지만, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는, 처리 장치가 복수 개의 처리 요소(processing element) 및/또는 복수 유형의 처리 요소를 포함할 수 있음을 알 수 있다. 예를 들어, 처리 장치는 복수 개의 프로세서 또는 하나의 프로세서 및 하나의 컨트롤러를 포함할 수 있다. 또한, 병렬 프로세서(parallel processor)와 같은, 다른 처리 구성(processing configuration)도 가능하다.
- [0116] 소프트웨어는 컴퓨터 프로그램(computer program), 코드(code), 명령(instruction), 또는 이들 중 하나 이상의 조합을 포함할 수 있으며, 원하는 대로 동작하도록 처리 장치를 구성하거나 독립적으로 또는 결합적으로(collectively) 처리 장치를 명령할 수 있다. 소프트웨어 및/또는 데이터는, 처리 장치에 의하여 해석되거나 처리 장치에 명령 또는 데이터를 제공하기 위하여, 어떤 유형의 기계, 구성요소(component), 물리적 장치, 가상 장치(virtual equipment), 컴퓨터 저장 매체 또는 장치에 구체화(embodiment)될 수 있다. 소프트웨어는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템 상에 분산되어서, 분산된 방법으로 저장되거나 실행될 수도 있다. 소프트웨어 및 데이터는 하나 이상의 컴퓨터 판독 가능 기록 매체에 저장될 수 있다.
- [0117] 실시예에 따른 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 실시예를 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다.
- [0118] 이상과 같이 실시예들이 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 상기의 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 예를 들어, 설명된 기술들이 설명된 방법과 다른 순서로 수행되거나, 및/또는 설명된 시스템, 구조, 장치, 회로 등의 구성요소들이 설명된 방법과 다른 형태로 결합 또는 조합되거나, 다른 구성요소 또는 균등물에 의하여 대치되거나 치환되더라도 적절한 결과가 달성될

수 있다.

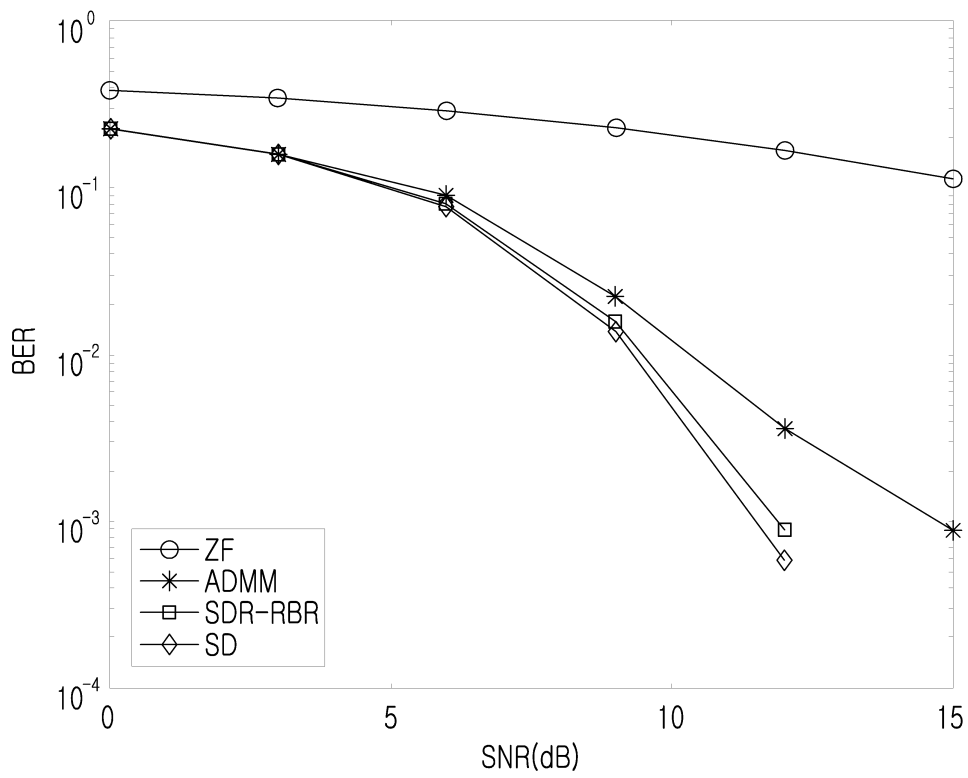
[0119] 그러므로, 다른 구현들, 다른 실시예들 및 특허청구범위와 균등한 것들도 후술하는 특허청구범위의 범위에 속한다.

도면

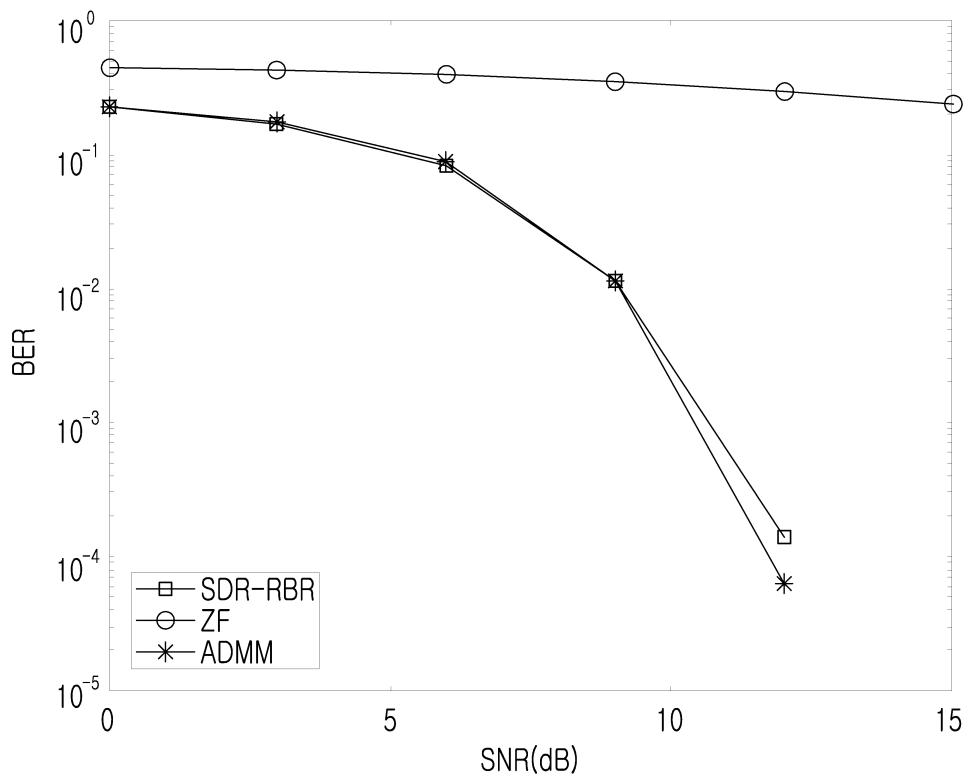
도면1



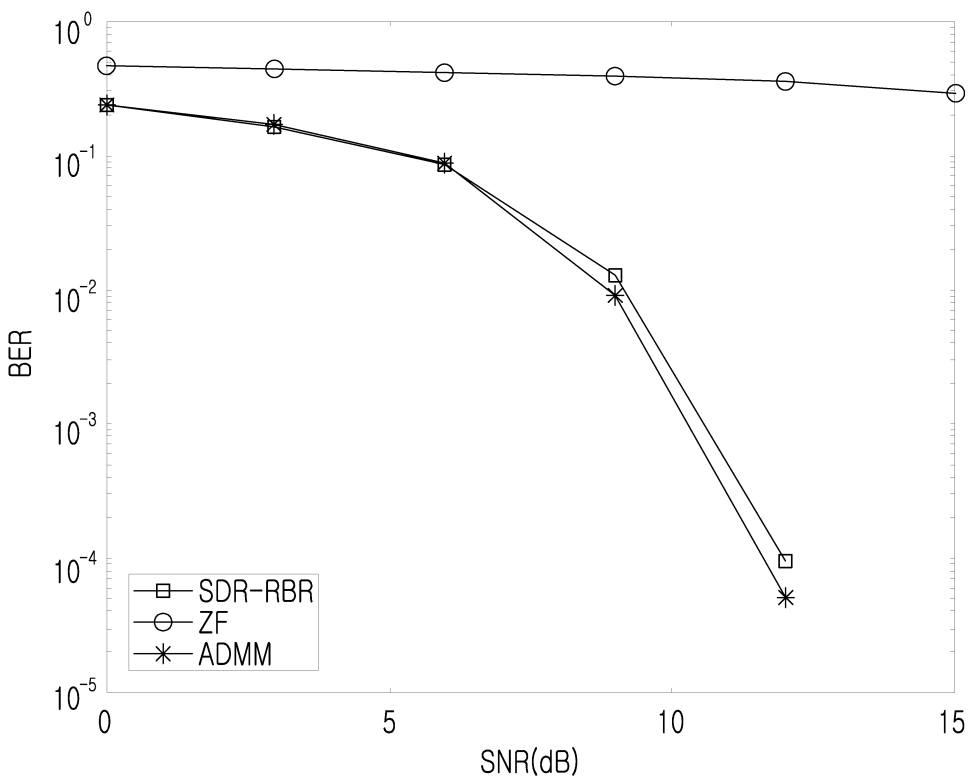
도면2



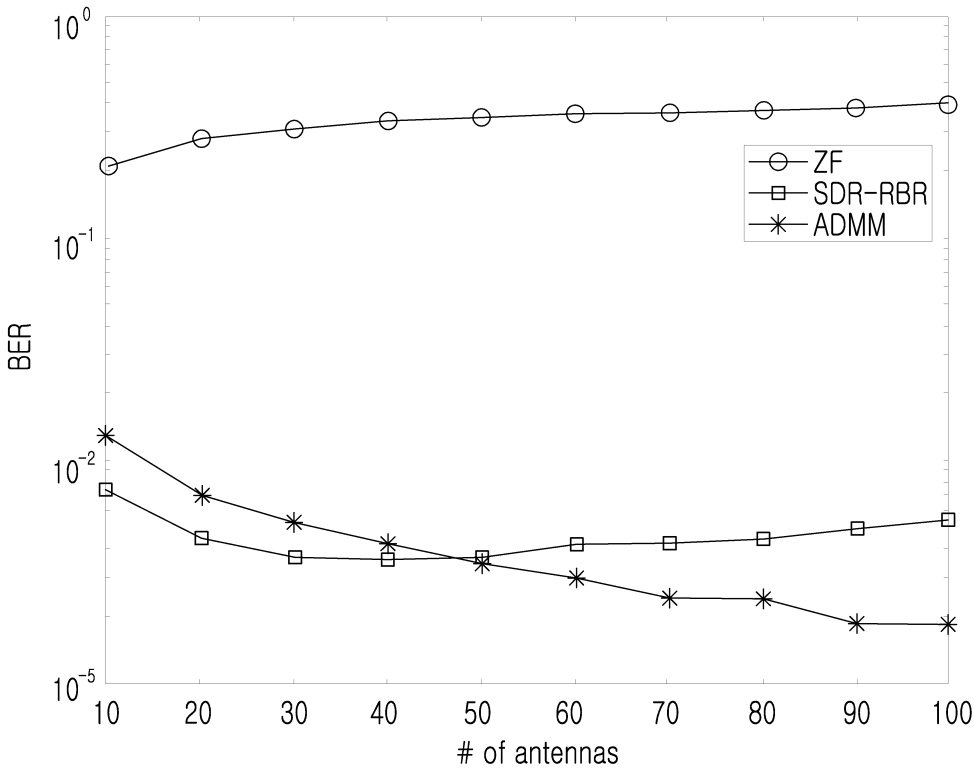
도면3



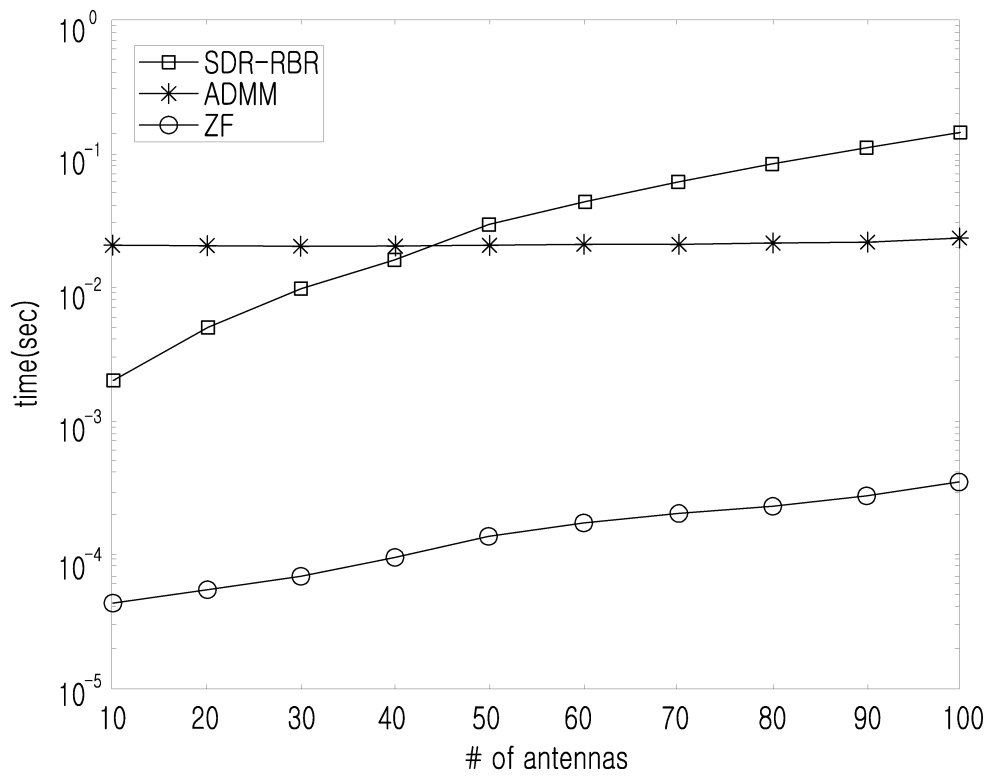
도면4



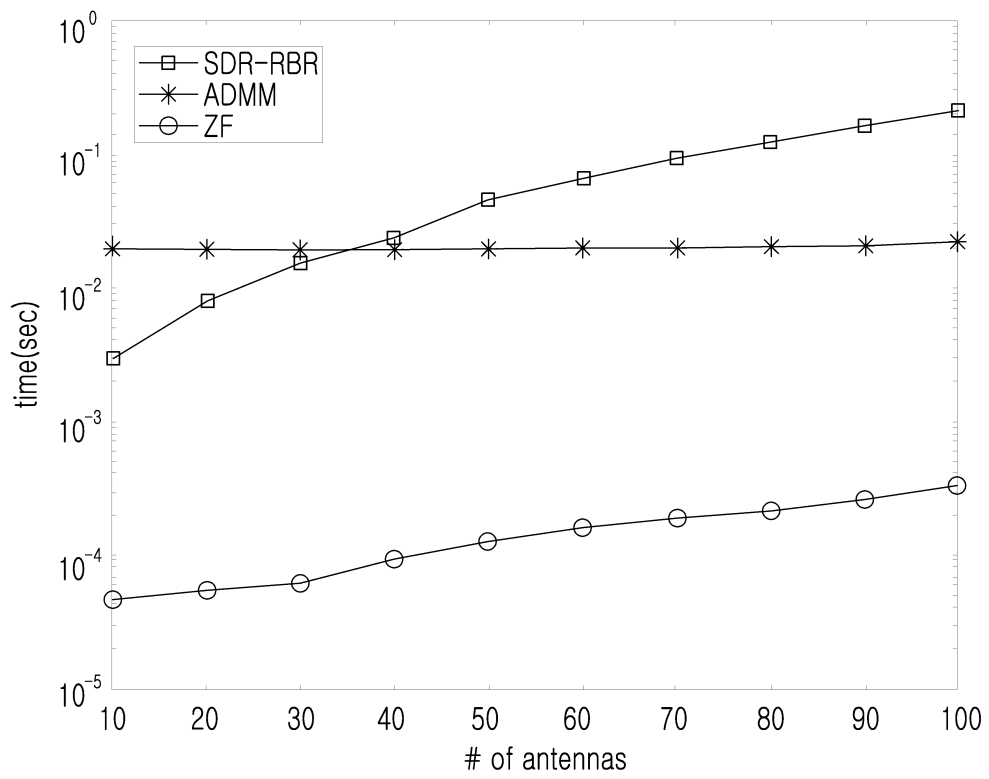
도면5



도면6



도면7



도면8

