



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2023년09월01일
(11) 등록번호 10-2573185
(24) 등록일자 2023년08월28일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/26 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
H04W 4/40 (2018.01) H04W 56/00 (2009.01)
(52) CPC특허분류
H04L 27/2657 (2013.01)
H04J 11/0073 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2022-0110178
(22) 출원일자 2022년08월31일
심사청구일자 2022년08월31일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020110123591 A*
(뒷면에 계속)

(73) 특허권자
세종대학교산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
송형규
경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320-303(서현동, 한양아파트)
유영환
서울특별시 강남구 선릉로72길 26-16, 401호
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
이강민, 안준형, 남승희

전체 청구항 수 : 총 3 항

심사관 : 김성태

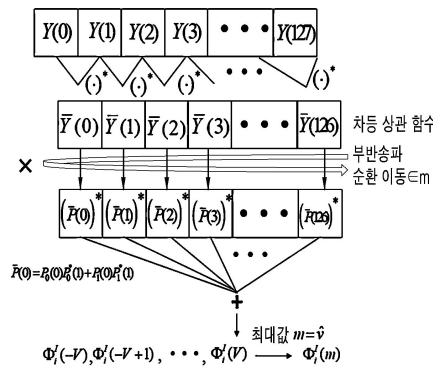
(54) 발명의 명칭 이동통신 시스템에서 동기화 신호와 주파수 오프셋 검출 방법

(57) 요약

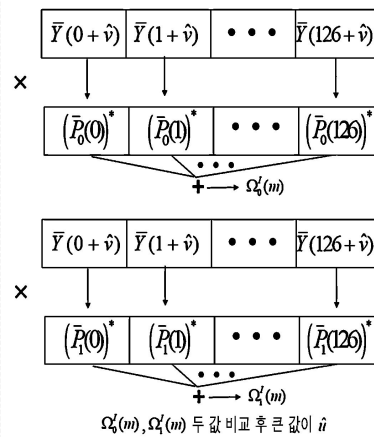
본 발명은 5G NR-V2X 시스템에서 S-PSS 신호를 이용하여 ICFO를 추정하고 SI 정보를 그 후에 얻을 수 있는 그 방법에 관한 것으로서, 보다 상세 하계는 차등 상관 함수를 적용한 S-PSS 수신신호와 각 S-PSS 심볼의 차등 상관 함수를 구한 후 더한 신호를 이용한다. 이 두 신호중 수신된 S-PSS를 ICFO 후보군에 있는 부 반송파를 순환이동 하면서 앞서 말한 S-PSS와 상관 함수를 구한다. 그리고 그 중 가장 큰 값을 ICFO값으로 추정한다. 이 추정된 신호를 바탕으로 다시 한번 각각의 S-PSS 신호들을 상관 함수로 값을 확인하여 어떠한 모드로 전송하고 있는지 알 수 있다. 이 정보를 바탕으로 SI 정보를 구할 수 있다.

본 발명으로 2차원으로 구해야 하는 디택션을 1차원을 두 번 거치는 효과를 통해 복잡도를 줄일 수 있다. 이는 각 사용자들의 단말에서 연산에 따른 시간 지연을 늦춤으로써 5G NR-V2X 시스템에 적합하다.

대표도



첫 번째 단계 : ICFO 값 추정



두 번째 단계 : SI 값 추정

- | | |
|--|---|
| (52) CPC특허분류
HO4L 27/2663 (2013.01)
HO4L 27/2666 (2013.01)
HO4L 27/2684 (2013.01)
HO4W 4/40 (2020.05)
HO4W 56/001 (2013.01) | (56) 선행기술조사문헌
US20200396708 A1*
KR1020130003950 A
KR1020110112052 A
KR1020030063688 A
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌 |
|--|---|

(72) 발명자
백정인
 서울특별시 강남구 봉은사로11길 26, 201호

신범식
 서울특별시 도봉구 도봉로169가길 30, B-401(도봉동, 도봉하이츠)

김민아
 서울특별시 은평구 서오릉로11길 9-4, 201호

모하메드 아브랄 샤킬 세잔
 서울특별시 광진구 능동로25길54-9

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711152732
과제번호	2021-0-01816-002
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원
연구사업명	정보통신방송혁신인재양성(R&D)
연구과제명	메타버스 자율트윈 핵심기술 연구
기 여 율	33.4/100
과제수행기관명	세종대학교산학협력단
연구기간	2022.01.01 ~ 2022.12.31

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1345347042
과제번호	2020R1A6A1A03038540
부처명	교육부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	이공학학술연구기반구축
연구과제명	자율지능무인비행체연구소
기 여 율	33.3/100
과제수행기관명	세종대학교
연구기간	2022.03.01 ~ 2023.02.28

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711155364
과제번호	2021R1A2C2005777
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	개인기초연구
연구과제명	무인비행체를 위한 양상블 머신러닝 기반 원거리 무선정보와 전력 동시전송 및 네트
워크 기술 연구	
기 여 율	33.3/100
과제수행기관명	세종대학교
연구기간	2022.03.01 ~ 2023.02.28

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

V2X 시스템에서 S-PSS를 이용하여 SI값을 추정하는 방법에 있어서,

전송하는 S-SSB(sidelink synchronization signal block)를 수신하는 S-SSB 신호 수신단계;

수신된 S-SSB 신호를 S-PSS 심볼과 S-SSS 심볼로 구분하고, S-PSS 신호를 선택하는 S-PSS 신호 획득단계;

상기 획득한 S-PSS 심볼에 차등 상관 함수를 적용시켜 S-PSS 심볼의 상관신호를 획득하는 상관신호 획득 단계; 및

상기 획득한 상관신호로부터 ICFO(Inter Carrier Frequency Offset)를 추정하는 ICFO 추정단계;

상기 추정한 ICFO를 이용하여 주파수 오프셋을 보상하고, SI를 획득하는 SI 추정단계;를 포함하고,

상기 ICFO 추정단계는,

미리 알고 있는 S-PSS의 두 심볼에 차등상관 함수를 적용하고 더하여, 아래 수식 1의 신호를 획득하는 절차;

(수식 1)

$$\bar{P}(k) = \sum_{w=0}^1 \bar{P}_w(k)$$

($\bar{P}_w(k)$ 는 차등 상관 함수를 적용한 S-PSS 신호, $w \in \{0,1\}$ 이고, 이는 u 값의 후보군이다.)

수신된 S-PSS 심볼 부분에 차등 상관 함수를 적용한 신호와 수식 1에서의 값과의 상호 상관 값을 구하기 위하여 수식 2의 목적함수에 적용하는 절차;

(수식 2)

$$\Phi_i(m) = \sum_{k \in P} \bar{Y}_{l+iN_s}(k+m) \bar{P}^*(k)$$

($m \in \{-V, -V+1, \dots, V\}$ 은 ICFO가 될 수 있는 후보군)

SSB의 개수에 따른 ICFO를 아래 수식 3으로 추정하는 절차;를 포함하며,

(수식 3)

$$\hat{v} = \arg \max_m \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_i^I(m)$$

(N_a 는 추정을 하기위해 사용되는 평균 SSB의 숫자, $(\cdot)^I$ 는 실수부)

상기 수신된 신호에 ICFO 값을 보상해 주고 각각의 S-PSS 심볼의 상호 상관 계수를 수식 4 처럼 구하여 SI값을 추정하는 것을 특징으로 하는 S-PSS신호를 이용한 ICFO 및 SI 값 추정 방법.

(수식 4)

$$\hat{u} = \arg \max_w \sum_{i=1}^{N_a} \Omega_i^I(w)$$

($\Omega_i = \sum_{k \in \mathcal{P}} \bar{Y}_{l+iN_s}(k+\hat{\nu}) \bar{P}_w^*(k)$) 이고, N_a 는 추정을 하기 위해 사용되는 평균 SSB의 숫자, $(\cdot)^l$ 는 실수부)

청구항 2

삭제

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

제 1항에 있어서,

SI 값을 상관 함수 값에 따른 수식 5의 계산값에 의하여 결정하는 것;

을 특징으로 하는 S-PSS신호를 이용한 ICFO 및 SI 값 추정 방법.

(수식 5)

$$\sum_{i=1}^{N_a} \{\Omega_i^l(1) - \Omega_i^l(0)\} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{k \in \mathcal{P}} \bar{Y}_{l+iN_s}^l(k+\hat{\nu}) \bar{D}^*(k) \stackrel{1}{\geq} 0$$

$$(\bar{D}(k) = \bar{P}_1(k) - \bar{P}_0(k) \in \{-2, 0, 2\})$$

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 (수식 5)의 결과가 0보다 크면 SI 값을 1로, 0보다 작으면 0으로 추정하는 것; 을 특징으로 하는 S-PSS신호를 이용한 ICFO 및 SI 값 추정 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 NR-V2X(New radio- Vehicle to everything)의 시스템에서 S-PSS(Sidelink primary synchronization signal)을 이용하여 ICFO(Integer carrier frequency offset)를 추정하고, 추정된 신호를 활용하여 SI(Set information)값을 얻을 수 있는 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] V2X 시스템에서 partial-coverage 와 out-of-coverage 시나리오에 동기화를 맞추는 것은 특히 중요하다. 왜냐 하면 동기화가 각 사용자들 기기간에 되지 않을 경우에는 제대로 된 통신이 불가능하기 때문이다. 따라서 V2X를 사용하는 기기들은 통신 연결을 유지시켜 주는 정보가 필요하다. 이를 위해서 사용자들의 기기는 주기적으로 S-PSS와 S-SSS(Sidelink secondary synchronization signal)을 전송한다. 그리고 이 두신호를 바탕으로 symbol timing offset(STO), integer carrier frequency offset(ICFO)를 추정하고, 그 안에 있는 정보를 바탕으로 해당 기기가 네트워크가 커버하는 영역내에 있는 in-network 상태인지, out-of-network 상태인지 구분하거나 어떤 기기인지 식별할 수 있다.

[0003] 그런데, 이러한 동기화는 두가지 문제가 있다. 첫 째는 V2X를 이용하는 기기들은 시스템 타이밍에 대한 정보가 없다. 두 번째는 기기 별 국부 발진기는 서로 완벽하게 동기화 되지 않는다. 이러한 이유 때문에 ICFO를 각 기기별로 추정하는 것이 중요하고, 통신을 서로 하는 사용자들에게 복잡도가 적은 기법을 사용하는 것도 중요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명은, 5G NR-V2X 시스템에서 복잡도가 적으면서도 S-PSS 신호의 SI 정보 없이도 ICFO(integer carrier frequency offset)을 추정하고, 이를 이용하여 OFDM 심볼의 주파수 오차를 동기화 한 동기화 된 신호를 이용하여 S-PSS의 SI 정보를 얻을 수 있는 방법을 제공하는 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0005] 본 발명은, NR-V2X 시스템에서 S-PSS 신호를 이용하여 ICFO를 추정하고, SI를 구하는 방식을 개발하는 것이다. 이를 위하여 수신신호에 차등상관 함수를 적용하는 단계; 수신단에서 차등 상관 함수를 각각 적용한 S-PSS 신호들을 더하는 단계; 이 더한 신호와 수신 신호의 상관 함수에 ICFO 예상 값들을 대입하여 그 결과값들을 모으는 단계; 상기 결과값들을 비교하여 최대치를 보고 ICFO를 추정하는 추정 단계로 이루어진다.

[0006] 추정 단계가 마무리되었다면 다음은 SI 정보를 찾는 단계이고, 다음과 같다. 추정된 ICFO값을 보상하는 단계; 이 신호를 각 S-PSS 신호별로 상관 함수를 통하여 상관계수 값을 구하고, 상관계수 값들의 차를 구하여 SI 값을 추정하는 SI 추정단계를 가진다. SI 값은 0 또는 1인데, 상기 상관계수의 차이 값이 - 이면 0으로, +이면 1로 추정한다.

발명의 효과

[0007] 본 발명에 따르면, V2X 사용자가 복잡도를 낮추어서 ICFO값을 추정할 수 있다. 또한 별도의 S-PSS의 SI정보 없이도 추정이 가능하며, SI 값은 ICFO 추정 뒤에 구할 수 있다. 따라서 V2X중 특히 partial-network coverage 모드나 out-of-network coverage 모드에서 유리할 수 있다.

[0008] 그 뿐만 아니라 복잡도를 낮춤으로서 각 사용자들의 추정하기 위한 계산을 줄이고, 이는 배터리 사용량을 줄여 배터리 수명을 늘릴 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0009] [도 1]은 전체적인 추정 방법을 이해하기 쉽게 하기 위한 도면이다.

[도 2]는 SSB의 구조를 도면으로 표현한 것이다.

[도 3]은 N_s 개수에 따른 다른 방식들과 복잡도 비교하는 도면이다.

[도 4]는 SNR(signal-to-noise ratio)에 따라서 다른 방식들과 correct detection probability을 비교하는 그래프로 UMi(urban micro) 채널 모델을 사용하였으며, (a)는 Sds(short delay speed)경우, (b)는 Lds(long delay spread)를 보여주는 도면이다.

[도 5] SNR(signal-to-noise ratio)에 따라서 다른 방식들과 correct detection probability을 비교하는 그래프로 Uma(urban macro) 채널 모델을 사용하였으며, (a)는 주파수 가 6GHz일 경우, (b)는 주파수가 15GHz 대역 일때를 보여주는 도면이다.

[도 6] 다른 방법과 복잡도와 지연을 비교하는 그래프로 (a)는 복잡도를 (b)는 지연을 보여주는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0010] 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0011] 본 발명은 5G NR-V2X시스템을 기반으로 하는 발명으로 특히 sidelink 통신시스템을 기반으로 한다. 도 1은 각 단계 및 방법을 전체적으로 설명하는 도면으로 상세한 설명은 아래와 같다.

[0012] 도 2는 sidelink에서의 SSB (Synchronization Signal Block)의 구조를 보여 준다. 다음과 같이 S-SSB(Sidelink Synchronization Signal Block)는 S-PSS(Sidelink Primary Synchronization Signal)와 S-SSS(Sidelink Secondary Synchronization Signal)의 두 가지의 심볼로 구성되어 있다. 이 두 가지의 심볼을 이용하여 수신신호의 주파수 오프셋 오차(CFO)를 추정할 수 있다.

[0013] 좀 더 자세하게 S-PSS의 신호의 구조를 보면 다음과 같다. 아래 수학적 식 1은 127개의 심볼로 이루어진 S-PSS 신호의 각 심볼을 표현한다. 본 발명은 수학적 식 1의 S-PSS 신호를 이용한다.

수학적 식 1

[0014]
$$p_u(k') = 1 - 2c([k' + 22 + 43u] \bmod M), 0 \leq k' < M$$

[0015] 여기서, k' 는 심볼번호, M 은 127로 전체 S-PSS의 심볼의 갯수, $u \in \{0,1\}$ (0, 1은 in-network나 out-of-network을 구분하는 값이며, SI 값이다)이다.

[0016] 여기서 $c(i)$ 는 수학적 식 2와 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 2

[0017]
$$c(i + 7) = (c(i + 4) + c(i)) \bmod 2$$

[0018] 여기서 i 가 0부터 6까지는 $[c(6), c(5), c(4), c(3), c(2), c(1), c(0)] = [1110110]$ 으로 정한다.

[0019] 일단 수신 단에서 전송 신호를 받으면 S-PSS신호에 대하여 수학적 식 3과 같이 차등 상관 함수를 구한다.

수학적 식 3

[0020]
$$\begin{aligned} \bar{Y}_l(k) &= \sum_{q=l}^{l+1} Y_q(k) Y_q^*(k-1) \\ &\approx 2|H_l(k-v)|^2 \bar{P}_u(k-v) + \sum_{q=l}^{l+1} \bar{I}_q(k) \\ &\quad + \sum_{q=l}^{l+1} \bar{Z}_q(k), k \in \mathcal{P} \end{aligned}$$

[0021] 여기서 $\mathcal{P} = \{k | 2 \leq k \leq 127\}$ 는 S-PSS의 차등 상관 함수를 거친 부반송파의 인덱스이고, 이 때, $\bar{P}_u(k) = P_u(k) P_u^*(k-1)$ 이다.

[0022] 전체 ICI(Inter-carrier interference)는
$$\bar{I}_l(k) = H_l(k-v) X_l(k-v) I_l^*(k-1) e^{j2\pi v (IN_u + N_g)/N} + H_l^*(k-v-1) X_l^*(k-v-1) I_l(k) e^{j2\pi v (IN_u + N_g)/N} + I_l(k) Z_l^*(k-1) + I_l^*(k-1) Z_l(k) + I_l(k) I_l^*(k-1)$$
로 표현되고, $\bar{Z}_l(k) = H_l^*(k-v-1) X_l^*(k-v-1) I_l(k) e^{j2\pi v (IN_u + N_g)/N} + H_l^*(k-v-1) X_l^*(k-v-1) I_l(k) e^{j2\pi v (IN_u + N_g)/N} + Z_l(k) Z_l^*(k-1)$ 은 전체 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 값을 의미한다.

[0023] 또한 미리 알고 있는 S-PSS의 두 심볼에 차등 상관함수를 각각 적용한 후 더하여 아래 수학적 식 4와 같이 표현할 수 있다.

수학식 4

$$\bar{P}(k) = \sum_{w=0}^1 \bar{P}_w(k)$$

[0024]

$\bar{P}_0(k)$ 와 $\bar{P}_1(k)$ 는 원래와 같이 서로 순환이동 된 심볼의 특성을 갖는다. $\omega \in \{0,1\}$ 이고, 이는 u 값의 후보군이다(u 는 SI 값이다). 또한 $\bar{P}(k) \in \{-2,0,2\}$ 의 특성을 띤다. 위의 수식에서 정의한 $\bar{P}(k)$ 와 앞서 수신된 신호의 차등 상관 함수를 적용한 신호의 ICFO를 찾기 위해 수학식 5와 같은 목적 함수를 사용할 수 있다.

[0025]

수학식 5

$$\Phi_i(m) = \sum_{k \in \mathcal{P}} \bar{Y}_{l+iN_s}(k+m) \bar{P}^*(k)$$

[0026]

$\bar{P}^*(k)$ 는 $\bar{P}(k)$ 의 conjugate 값이며, $m \in \{-V, -V+1, \dots, V\}$ 은 ICFO값이 될 수 있는 후보군이다. 그리고 N_s 는 두개의 SS버스트 사이의 OFDM심볼 개수이다. 여기서 ICFO를 찾는 것이 가능한 이유는 차등 상관 함수를 거친 각 S-PSS심볼이 서로 상관 계수가 적기 때문이다. 따라서 위의 식을 좀 더 상세히 보면 수학식 6과 같이 표현된다.

[0027]

수학식 6

$$\begin{aligned} \Phi_i(m) = & 2 \sum_{k \in \mathcal{P}} |H_{l+iN_s}(k+m-v)|^2 \bar{P}_u(k+m-v) \bar{P}^*(k) \\ & + \sum_{k \in \mathcal{P}} \sum_{q=l+iN_s}^{l+iN_s+1} \bar{I}_q(k) \bar{P}^*(k) + \sum_{k \in \mathcal{P}} \sum_{q=l+iN_s}^{l+iN_s+1} \bar{Z}_q(k) \bar{P}^*(k) \end{aligned}$$

[0028]

앞서 말한 특성 때문에 위의 식은 다음의 식과 같이 표현 될 수 있다.

[0029]

수학식 7

$$\begin{aligned} \Phi_i(m) = & 2 \sum_{k \in \mathcal{P}} |H_{l+iN_s}(k)|^2 E_X^2 \\ & + 2 \sum_{k \in \mathcal{P}} |H_{l+iN_s}(k)|^2 \bar{P}_u(k) \sum_{\substack{w=0 \\ w \neq u}}^1 \bar{P}_w^*(k) \\ & + \sum_{k \in \mathcal{P}} \sum_{q=l+iN_s}^{l+iN_s+1} \bar{I}_q(k) \bar{P}^*(k) + \sum_{k \in \mathcal{P}} \sum_{q=l+iN_s}^{l+iN_s+1} \bar{Z}_q(k) \bar{P}^*(k) \end{aligned}$$

[0030]

$E_X = E\{|P_w(k)|^2\}$ 이고, 수식의 첫번째 줄부분은 S-PSS의 자기상관함수 값이고 이는 $w = u$ 인 경우이다. 수식의 두번째 줄부분은 $w \neq u$ 인 경우로 M 값이 1보다 많이 크다면 거의 0에 가까운 수가 된다. 따라서 ICFO는 다음과 같은 수식으로 추정할 수 있다.

[0031]

수학식 8

$$\hat{v} = \arg \max_m \sum_{i=1}^{N_a} \Phi_i^I(m)$$

[0032]

[0033] 여기서 N_a 는 추정을 하기위해 사용되는 평균 SSB의 갯수이다. 그리고 $(\cdot)^I$ 는 실수부를 나타낸다. 즉, 수학식 8 은 SSB의 개수에 따른 ICFO를 추정하기 위한 수식이다.

[0034] ICFO를 추정했으면 수신 된 신호에 ICFO값을 순환이동 하여 보정해 주고, 다음과 같은 수식으로 각 S-PSS의 신호의 상관관계수 값을 알 수 있다.

수학식 9

$$\Omega = \sum_{k \in P} \bar{Y}_{l+iN_s}(k+\hat{v}) \bar{P}_w^*(k)$$

[0035]

[0036] 상기 수학식 9는 ICFO값을 보정한후 상관값을 구한것이다. \hat{v} 값은 추정된 ICFO값이며, \bar{Y} 값은 수신된 신호를 차등상관함수를 구한 것이고 \bar{P} 값은 수학식4 에서 구한 것이다. 여기서 $\omega \in \{0,1\}$ 이고 $\bar{P}_w(k)$ 값은 실수이다.

[0037] 시스템의 SI 값은, 수학식 9의 결과를 이용하여, 수학식 10으로부터 추정된다. 아래 수학식 10으로 구해지는 후보군들의 상관 값들 중에 제일 큰 값을 추정 값으로 선택한다.

수학식 10

$$\hat{u} = \arg \max_w \sum_{i=1}^{N_a} \Omega_i^I(w)$$

[0038]

[0039] I는 실수부를 의미하며, 수학식 10은 다시 수학식 11로 표현될 수 있다.

수학식 11

$$\sum_{i=1}^{N_a} \{\Omega_i^I(1) - \Omega_i^I(0)\} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{k \in P} \bar{Y}_{l+iN_s}^I(k+\hat{v}) \bar{D}^*(k) \geq \frac{1}{0}$$

[0040]

[0041] 여기서 $\bar{D}(k) = \bar{P}_1(k) - \bar{P}_0(k) \in \{-2, 0, 2\}$, $\bar{D}^*(k)$ 는 $\bar{D}(k)$ 의 conjugate이다.

[0042] 수학식 11이 0보다 크면 u 값이 1이고, 적으면 u 값이 0이 된다. 즉, 수학식 11의 결과값이 0보다 크면 SI 값을 1로, 0보다 작으면 0으로 추정한다.

[0043] <실시 예>

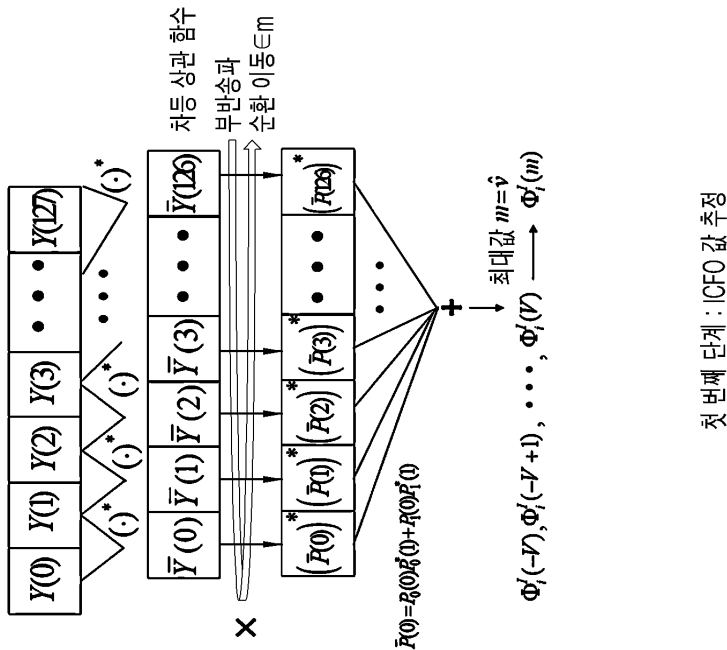
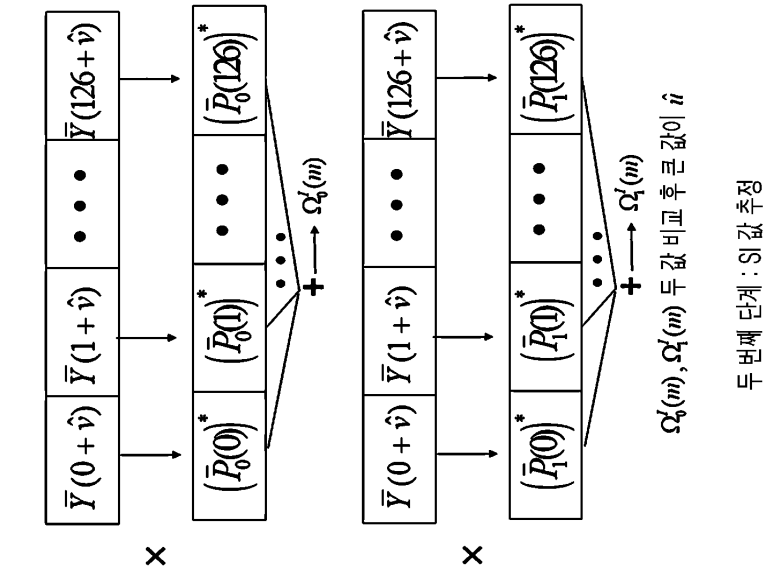
[0044] 도 3, 도 4, 도 5, 도 6은 본 발명을 이용하여 시뮬레이션 한 결과이다. 도3은 joint detection ICFO and S-PSS(JDISP)와 본 발명 sequential detection ICFM and S-PSS(SDISP) 그리고 approximate MMSE(AMMSE)의 flop 의 개수를 N_s 의 개수에 따라서 보여주는 도면으로 본 발명의 복잡도가 가장 낮은 것을 확인할 수 있다. 그리고 또한 N_s 개수가 늘어남에 따라 다른 방식들에 비하여 복잡도의 증가율이 낮아 더 효율적인 방식이라는 것을 알

수 있다. 도 4는 Umi 채널 모델에 따라 본 발명과 JDISP를 비교한 그래프로 성능에서는 조금 낮거나 유사하나 도 3의 복잡도와 비교해 봤을 때 더 효율적이라는 것을 알 수 있다. 또한 도 5는 Uma 채널 모델에서 시뮬레이션 한 결과로 도 4와 비슷한 결론을 낼 수 있다. 마지막으로 도 6은 복잡도와 지연에 대한 그래프로 본 발명이 같은 환경에서는 JDISP보다 필요한 심볼 수가 많아 불리하게 보일 수 있으나 계산 량을 2/3만큼 줄여 전체적으로 봤을 때 더 효율적이라는 것을 알 수 있다.

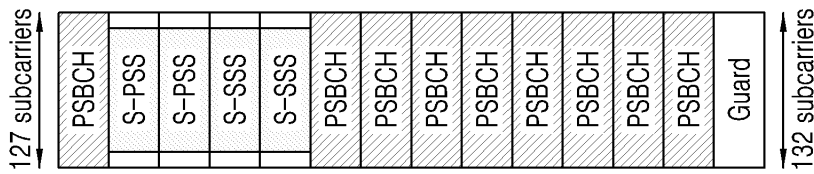
[0046]

도면

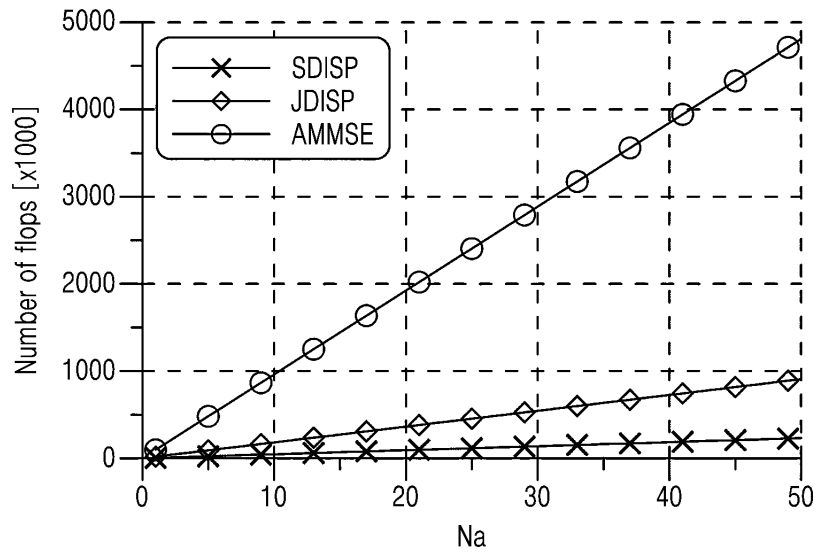
도면1



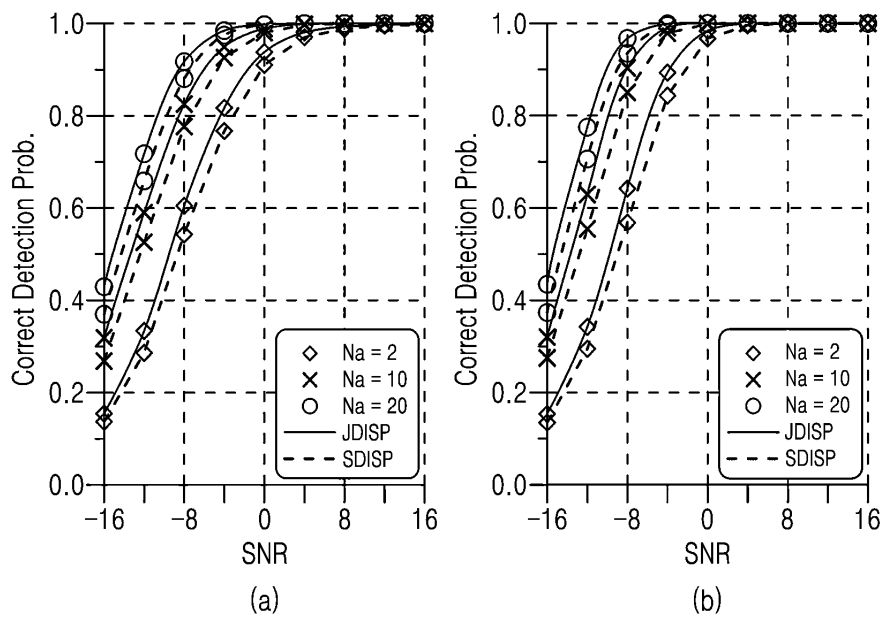
도면2



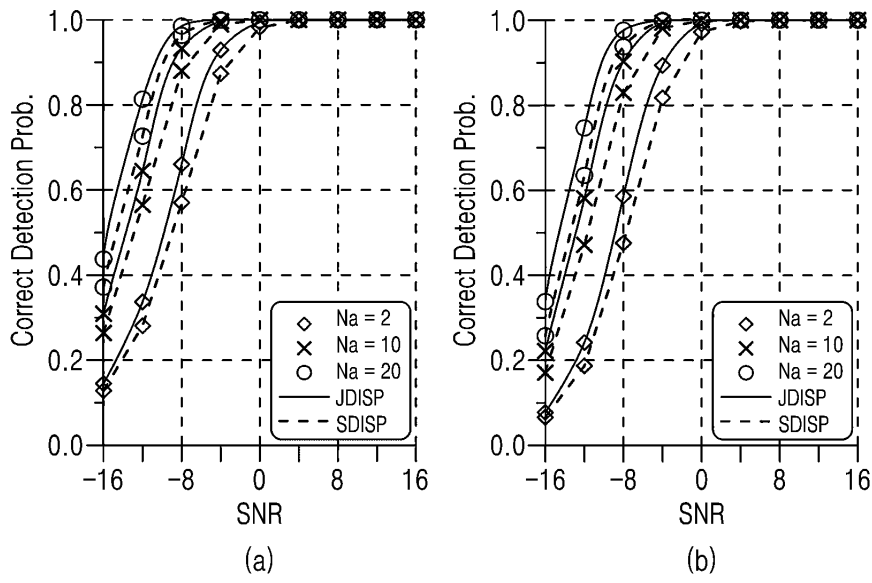
도면3



도면4



도면5



도면6

