(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2023년02월17일
(11) 등록번호 10-2500154
(24) 등록일자 2023년02월10일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04J 11/00 (2006.01) *H04L 25/02* (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01) *H04W 56/00* (2009.01)
(52) CPC특허분류
H04J 11/0076 (2013.01)
H04L 25/0222 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2022-0110179
(22) 출원일자 2022년08월31일
심사청구일자 2022년08월31일
(56) 선행기술조사문헌
YH You et al, "Complexity-Efficient Coherent Physical Cell Identity Detection Method of Celluar IoT Systems," Mathematics, 22 Aug.2022(2022.08.22.)*
KR1020170093647 A
KR1020180034550 A
KR1020200116484 A
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(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

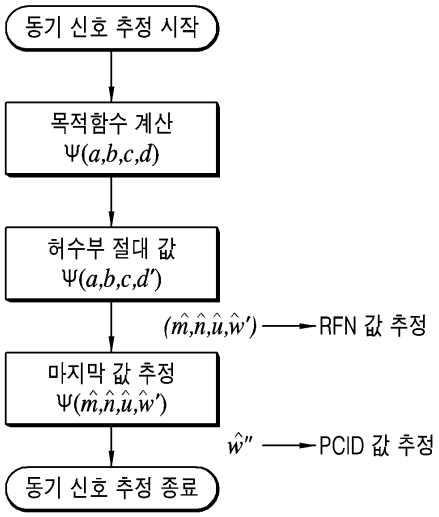
전체 청구항 수 : 총 5 항 심사관 : 이미현

(54) 발명의 명칭 **적은 복잡도의 코히어런트 PCID, RFN 검출 방법**

(57) 요 약

본 발명은 NB-IoT 시스템에서 NSSS를 이용하여 코히어런트 동기신호 검출에 관한 것이다. 발명은 동기화 신호의 대칭적인 켤레 복소수인 특성을 이용하여, 목적함수에 허수부분을 절대값을 취하여 먼저 다른 값을 구하고 마지막에 남은 값을 간단하게 구하여 복잡도를 낮추었다. 또한 본 발명은 코히어런트 방식을 사용하였기 때문에 채널 정보를 요구하는 조건에서 사용이 가능하다. 본 발명을 통해 복잡도를 비교한 결과 기존의 코히어런트 방식과 비교하여 반정도의 복잡도를 보이는 장점을 확인할 수 있다.

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류
H04L 27/2666 (2013.01)
H04L 27/2684 (2013.01)
H04W 56/00 (2013.01)

(72) 발명자
백정인
서울특별시 강남구 봉은사로11길 26, 201호
오지혜
서울특별시 광진구 광나루로 382, 아스하임4차 1308호
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 1415181734
과제번호 00154678
부처명 산업통상자원부
과제관리(전문)기관명 한국산업기술평가관리원
연구사업명 시장선도를 위한 한국 주도형 K-Sensor 기술개발(R&D)
연구과제명 네트워크 기반 센서를 위한 커넥티드 지능센서 플랫폼 기술 개발
기 여 율 33.3/100
과제수행기관명 세종대학교산학협력단
연구기간 2022.01.01 ~ 2022.12.31
공지예외적용 : 있음

명 세 서

청구범위

청구항 1

NSSS를 이용하여 채널의 PCID와 RFN추정을 하는 방법에 있어서,

동기화신호로부터 협대역 2차 동기화신호를 획득하는 NSSS 획득단계;[수학식 1, 2]

획득한 NSSS 신호로부터 채널을 추정하는 채널정보 추정단계;[수학식 3, 5]

상기 추정한 채널정보를 이용하여, 아래 수식 1로 표현되는 목적함수에 따른 추정값들의 교차 상관을 구하는 단계;

를 포함하는 채널의 PCID 및 RFN 추정방법.

(수식 1)

$$\Omega(a,b,c,d)=\sum_{k\in\mathcal{S}}\sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13}\tilde{Y}_{l,k}(a,b,c,d)E^{*}_{l,k}(b,c,d)$$

(여기서, $\tilde{Y}_{l,k}(a,b,c,d)=Y_{l,k}\hat{H}^{*}_{k}(a,b,c,d)$ 관계이다. 그리고 Y는 수신된 신호, E는 후보군인 신호이다. 또한, $a\in\{0,1\}$는 RFN을 결정 지을 수 있는 값으로서 m 값의 후보군이다. $b\in\{0,1,2,3\}$는 n값이 될 수 있는 값이고, $c\in\{0,1/4,2/4,3/4\}$은 u가 될 수 있는 후보군이다. 또한 $d\in\{3,4,\cdots,128\}$ 는 w가 될 수 있는 값이다. 이 때, m은 NSSS가 전송되는 RFN 값을 결정하는 인덱스값, n은 셀 특정 파라미터, u는 순환 쉬프트값, w는 루트 시퀀스 값이다. $\mathcal{S}=\{k\,|\,0\le k<12\}$는 NSSS 전체의 서브캐리어 집합이며, N_f는 radio frame 안에서 OFDM block number이다. l은 신호의 순서, k는 subcarrier의 순서를 나타내는 것으로서, $Y_{l,k}$ 는 수신된 신호이고, l번째 신호가 k번째 subcarrier에 있는 것은 $E_{l,k}(n,u,w)$로 표현할 수 있다)

청구항 2

제 1항에 있어서,

추정한 채널정보를 허수부와 실수부로 나누는 단계; 및

NSSS 신호의 대칭적인 켤레 복소수의 특성을 이용하여 상기 목적함수에 따른 교차 상관을 아래 수식 2와 같이 같이 허수부와 실수부를 분리하는 단계;

를 포함하는 채널의 PCID 및 RFN 추정방법.

(수식 2)

$$\Omega^{I}(a,b,c,d)=\sum_{k\in\mathcal{S}}\sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13}\tilde{Y}^{I}_{l,k}E^{I}_{l,k}(b,c,d')$$
$$+(-1)^{\lambda}\sum_{k\in\mathcal{S}}\sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13}\tilde{Y}^{Q}_{l,k}E^{Q}_{l,k}(b,c,d')$$

(여기서, $\lambda = \begin{cases} 0, \text{for } 3 \le d \le 65 \\ 1, \text{for } 66 \le d \le 128 \end{cases}$ 이며, $d' = d - \lambda(2d - 131) \in \{3,4,\cdots,65\}$ 이며, 며, 첨자 I는 해당 변수의 허수부, 첨자 Q는 해당 변수의 실수부를 의미한다, 나머지 변수들은 청구항 1의 수식1에서 정의한 것과 같다)

청구항 3

제 2항에 있어서,

상기 수식 2의 허수 부분에 절대값을 취하여 수식 3과 같이 복잡도를 감소시키는 복잡도 감소화 단계;

를 추가로 포함하는 채널의 PCID 및 RFN 추정방법.

(수식 3)

$$\Psi^I(a,b,c,d') = \sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}^I_{l,k} E^I_{l,k}(b,c,d') + \left| \sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}^Q_{l,k} E^Q_{l,k}(b,c,d') \right|$$

(여기서, $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 는 w' 의 가설 값이고, $(-1)^{\lambda}$ 는 절대값에 의하여 제거된다. w'는, 루트 시퀀스 값으로서, $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 는 w' 가 될 수 있는 값))

청구항 4

제 3항에 있어서,

아래 수식 4를 통하여 (*m,n,u,w'*)를 추정하는 단계; 및

상기 추정한 (*m,n,u,w'*)를 이용하여 RFN를 추정하는 단계;

를 추가로 포함하는 채널의 PCID 및 RFN 추정방법.

(수식 4)

$$(\hat{m},\hat{n},\hat{u},\hat{w}') = \arg\max_{(a,b,c,d')} \Psi^I(a,b,c,d')$$

(m은 NSSS가 전송되는 RFN 값을 결정하는 인덱스값, n은 셀 특정 파라미터, u는 순환 쉬프트값, w, w'는 루트 시퀀스 값, $d \in \{3,4,\cdots,128\}$ 는 w가 될 수 있는 값일때, $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 는 w'가 될 수 있는 값, $\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, \hat{w}'$ 는 각각 m,n,u, w'의 추정 값이다)

청구항 5

제 4항에 있어서,

아래 수식 5로부터 w'' 값을 추정하고 상기 추정한 m, n, u 값들과 같이 계산하여, $\hat{v} = 126\hat{n} + w'' - 3$ 로부터 PCID 값을 추정 하는 단계;

를 추가로 포함하는 채널의 PCID 및 RFN 추정방법.

(수식 5)

$$\sum_{k\in\mathcal{S}}\sum_{l=\hat{m}N_f+3}^{\hat{m}N_f+13}\tilde{Y}_{l,k}^{Q}E_{l,k}^{Q}(\hat{n},\hat{u},\hat{w}') \underset{131-\hat{w}'}{\overset{\hat{w}'}{\gtrless}} 0$$

($w''\in\{w',131-w'\}$ 는 가능한 후보군이다. $\hat{n}$, $\hat{u}$, $\hat{w}'$ 는 각각 n,u, w'의 추정 값이다. N_f 는 radio frame 안에서 OFDM block number를 가리킨다)

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 narrowband Internet of Things(NB-IoT)시스템에서 narrowband secondary synchronization signal(NSSS)신호의 특성을 이용하여 복잡도를 줄여 physical cell ID(PCID)와 radio frame number(RFN)을 추정할 수 있는 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] NB-IoT 시스템은 narrowband primary synchronization signal(NPSS)을 통하여 symbol timing offset(STO)와 carrier frequency offset(CFO)을 시간 축에서 추정하고, Fourier transform(FFT)을 거친 후 여러 개의 NSSS 신호를 가지고, PCID값과 RFN 정보를 추정한다. PCID 값과 RFN 값을 구하기 위해서는 4032 가지의 가능한 비교 값을 구해야 하므로, 이는 User equipment (UE)로 하여금 계산적으로 복잡하여 부담을 줄 수 있다.

[0003] NSSS신호는 Zadoff-Chu(ZC)와 Hadamard-Walsh 시퀀스로 구성되어져 있으며, 채널 정보의 사용 유무에 따라 코히어런트 또는 논코히어런트 디텍션으로 나눌 수 있다. 그중 코히어런트 디텍션을 사용할 경우, 주파수 비 선택적 채널인 경우는 복잡도가 많이 올라가지는 않지만, 주파수 선택적 채널의 경우에는 복잡도가 올라가는 경향이 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명은, NB-IoT 시스템에서 채널 정보가 필요한 경우에, NSSS신호의 특징을 이용하여, 채널의 특성을 구하고, PCID와 RFN을 추정하는 방법에 관한 것이다.

과제의 해결 수단

[0005] NSSS의 신호가 대칭적인 켤레 복소수인 특성을 가진다는 점을 이용하여 허수부를 절대 값 취한 후 상관 값을 구하여, 특정 정보를 획득할 때, 복잡도를 낮출 수 있는 방법을 제공한다.

발명의 효과

[0006] 본 발명에 따르면, NB-IoT 시스템에서 UE(User Equipment)가 NSSS신호를 이용하여 채널 정보 및 PCID값과 RFN 정보를 알 수 있다. 따라서 채널 정보가 필요한 경우에 사용할 수 있다. 또한 본 발명에 따르면, NSSS의 신호의 특성을 이용하여, 전체적인 복잡도를 줄이면서도 에러가 날 확률은 다른 방법들과 비교하면 비슷하도록 함으로써, UE의 부담을 덜어줄 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0007] [도 1] NB-IoT의 동기 신호에 관한 프레임 구조를 보여주는 도면이다.

[도 2] 본 발명의 전반적인 흐름을 나타내는 도면이다.

[도 3] AWGN, flat-fading 채널에서 NSSS 신호로 잘못 검출될 확률 (a) $N_v=1$, (b) $N_v=11$을 보여주는 도면이다.

[도 4] pedestrian 채널에서 기존의 방식들과 발명의 방법에 성능 비교 (a) 완벽한 채널 추정, (b)추정한 채널을 보여주는 도면이다.

[도 5] vehicle 채널에서 기존의 방식들과 발명의 방법에 성능 비교

(a) 완벽한 채널 추정, (b)추정한 채널을 보여주는 도면이다.

[도 7] N_v에 따른 기존의 방식들과 발명의 방법에 성능비교 (a) SNR=-5 dB, (b)SNR=0 dB를 보여주는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0008] 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0009] 본 발명은 NB-IoT 시스템에서 동기화 신호인 NSSS를 이용하여, 통신에 필요한 채널 정보 값, PCID 값, 그리고 RFN값을 추정하는 방법에 관한 것이다. 이를 이해하기 위해서는 NSSS의 신호의 구성을 알아야한다.

[0010] (1) 협대역 2차 동기화신호(NSSS) 획득단계

[0011] [도 1]을 보면 전체적인 동기화 신호의 구성을 알 수 있다. 동기화 신호는 크게 짝수 radio frame과 홀수 radio frame으로 나뉘며, 그 안에서 9번째 서브프레임에 NSSS신호가 있다는 사실을 알 수 있다. 이 NSSS 신호의 수학적 표현은 다음 수학식 1과 같다.

수학식 1

[0012] $$E_g = c_{n,g'} e^{-j2\pi ug} e^{-j\pi wg''(g''+1)/(N_s-1)},\ 0 \le g < N_s$$

[0013] N_s는 NSSS의 전체 길이로 132이고, $n = \lfloor v/126 \rfloor$이며 $v \in \{0,1,2,\ldots,503\}$으로 PCID 값이다. $g' = \mathrm{mod}(g,128)$, $g'' = \mathrm{mod}(g,131)$, $w = \mathrm{mod}(v,126)+3$이며 PCID를 결정할 수 있는 값이다. 또한 $u = \mathrm{mod}(n_r/8,4)$으로, RFN의 n_r값에 의하여 정해진다. $C_{n,g'}$는 128개의 Hadamard-Walsh 시퀀스를 나타낸다.

[0014] E_g는 11개의 연속적인 심볼 블록을 그룹화 한 값으로 정의한다. 이것을 바탕으로 l번째 신호가 k번째 subcarrier에 있는 것은 $E_{l,k}(n,u,w)$로 표현할 수 있다 ($3 \le l \le 13,\ 0 \le k < 12$). 그리고 $c_n(g')$, $e^{-j2\pi ug}$, $e^{-j2\pi wg''(g''+1)/131}$을 각각 $B_{l,k}(n)$, $C_{l,k}(u)$, $D_{l,k}(w)$으로 표현하면 다음과 같은 수식이 된다. 이는 NSSS 신호이다.

수학식 2

[0015] $$E_{l,k}(n,u,w) = B_{l,k}(n) C_{l,k}(u) D_{l,k}(w)$$

[0016] 여기서 $n \in \{0,1,2,3\}$, $u \in \{0,1/4,2/4,3/4\}$, $w \in \{3,4,\cdots,128\}$이다.

[0017] (2) 채널정보 추정단계

[0018] 위의 수식으로 표현되는 신호를 수신단에서 수신하고, 그 수신한 신호를 수학식 3 이용하면 채널을 추정할 수 있다.

수학식 3

[0019] $$\hat{H}_k(a,b,c,d) = \frac{1}{11E_X} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} Y_{l,k} E^*_{l,k}(b,c,d),\ k \in \mathcal{S}$$

[0020] 여기서 $E_X = |E_{l,k}(b,c,d)|^2$ 이고, $S = \{k \mid 0 \le k < 12\}$ 는 NSSS 전체의 서브캐리어 집합이며, $a \in \{0,1\}$ 는 RFN을 결정 지을 수 있는 값이다. $b \in \{0,1,2,3\}$ 는 수학식 2에서의 n값이 될 수 있는 값이고, $c \in \{0,1/4,2/4,3/4\}$ 은 u가 될 수 있는 후보군이다. 또한 $d \in \{3,4,\cdots,128\}$ 는 w가 될 수 있는 값이다. 마지막으로 N_f 는 radio frame 안에서 OFDM block number를 가리킨다. Y는 수신신호를 의미하며, 이들로부터 추정한 수학식 3의 H는 추정한 채널신호이다. l은 신호의 순서, k는 subcarrier의 순서를 나타내는 것으로서, $Y_{l,k}$ 는 수신된 신호이고, l번째 신호가 k번째 subcarrier에 있는 것은 $E_{l,k}(n,u,w)$ 로 표현할 수 있다.

[0021] 그리고 수학식 3을 바탕으로 추정 후보군과 수신신호의 교차상관 값들 중 최대값을 구하는 목적함수를 구하면 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 4

[0022] $$\Omega(a,b,c,d) = \sum_{k \in S} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}_{l,k}(a,b,c,d) E^*_{l,k}(b,c,d)$$

[0023] 여기서 $\tilde{Y}_{l,k}(a,b,c,d) = Y_{l,k}\hat{H}^*_k(a,b,c,d)$ 이다. 수학식 4로부터 각각의 후보군 (m,n,u,w)과 수신 된 신호의 상관값을 구하게 된다. 앞서 수학식 3에서 설명한 것과 같이, $a \in \{0,1\}$ 는 RFN을 결정 지을 수 있는 값이다. $b \in \{0,1,2,3\}$ 는 수학식 2에서의 n값이 될 수 있는 값이고, $c \in \{0,1/4,2/4,3/4\}$ 은 u가 될 수 있는 후보군이다. 또한 $d \in \{3,4,\cdots,128\}$ 는 w가 될 수 있는 값이다. $S = \{k \mid 0 \le k < 12\}$ 는 NSSS 전체의 서브캐리어 집합이며, N_f 는 radio frame 안에서 OFDM block number이다. 이 때, m은 NSSS가 전송되는 RFN 값을 결정하는 인덱스값, n은 셀 특정 파라미터, u는 순환 쉬프트값, w는 루트 시퀀스 값이다.

l은 신호의 순서, k는 subcarrier의 순서를 나타내는 것으로서, $Y_{l,k}$ 는 수신된 신호이고, l번째 신호가 k번째 subcarrier에 있는 것은 $E_{l,k}(n,u,w)$ 로 표현할 수 있다.

수학식 4에서, 만약 $(a,b,c,d)=(m,n,u,w)$라면, 각 채널은 수학식 5와 같이 표현 할 수 있다.

수학식 5

[0024] $$\hat{H}_k = \frac{H_{l,k}}{11} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} e^{j2\pi(\varepsilon(l\rho_1+\rho_2)-k\vartheta/N)} + \frac{1}{11E_X} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} Z_{l,k}E^*_{l,k}(b,c,d)$$

[0025] 여기서 $S(\varepsilon) = \sin(22\pi\varepsilon\rho_1)/\sin(2\pi\varepsilon\rho_1) \approx 11$ 이고, ε 는 잔여 carrier frequency offset(CFO)값을 나타내고, ϑ 는 잔여 Symbol timing offset(STO) 값을 나타낸다.

[0026] 삭제

[0027] (3) 채널정보 간략화단계

[0028] $D^*_{u,k}(d) = D_{u,k}(131-d)$가 되도록 ZC 시퀀스가 켤레 쌍인 복소수가 형성되므로, 수학식 4는 다음과 같이 허수부와 실수부를 분리하여 정리할 수 있다.

수학식 6

[0029]
$$\Omega^I(a,b,c,d) = \sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}^I_{l,k} E^I_{l,k}(b,c,d') + (-1)^{\lambda} \sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}^Q_{l,k} E^Q_{l,k}(b,c,d')$$

[0030] 여기서 첨자 I, Q 값은 각각 해당 변수의 실수부, 허수부를 뜻하며, λ 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

수학식 7

[0031]
$$\lambda = \begin{cases} 0, \text{for } 3 \le d \le 65 \\ 1, \text{for } 66 \le d \le 128 \end{cases}$$

[0032] 그리고 $d' = d - \lambda(2d-131) \in \{3,4,\cdots,65\}$ 이다. 이는 오른쪽 항의 부호만 다르다는 것 알 수 있고, 이러한 특성을 이용하여 다음과 같이 목적 함수를 표현하면 검색 공간을 줄일 수 있다. 즉, 아래 수학식 8은, 수학식 6의 허수 부분에 절대값을 취하여 계산의 복잡도를 감소시킨 것이다.

수학식 8

[0033]
$$\Psi^I(a,b,c,d') = \sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}^I_{l,k} E^I_{l,k}(b,c,d') + \left| \sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=aN_f+3}^{aN_f+13} \tilde{Y}^Q_{l,k} E^Q_{l,k}(b,c,d') \right|$$

[0034] 여기서 $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 는 w' 의 가설 값이고, $(-1)^{\lambda}$ 는 절대값에 의하여 제거된다. 수학식 3, 4에서 $d \in \{3,4,\cdots,128\}$ 는 w 의 후보군이었던 것을, 여기에서는 $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 이므로, w' 로 표현한 것이다.

[0035] 위의 수식을 바탕으로 본 발명의 RFN, PCID 검출 방법은 두단계로 나뉘며 첫 번째 단계로 다음과 같이 수학식 9에서 m,n,u,w'의 추정 값 $\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, \hat{w}'$ 을 구할 수 있다.

수학식 9

[0036]
$$(\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, \hat{w}') = \arg\max_{(a,b,c,d')} \Psi^I(a,b,c,d')$$

(m은 NSSS가 전송되는 RFN 값을 결정하는 인덱스값, n은 셀 특정 파라미터, u는 순환 쉬프트값, 루트 시퀀스 값 w가 될 수 있는 값이 $d \in \{3,4,\cdots,128\}$ 일때, w' 는 그 후보값으로 $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 를 가지는 루트 시퀀스 값, $\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, \hat{w}'$ 은 각각 m,n,u,w' 의 추정 값이다)

[0037] 여기서 $d' \in \{3,4,\cdots,65\}$ 이기 때문에, 이는 계산을 줄일 수 있다. 이 단계에서 RFN은 $\hat{m}$ 과 $\hat{u}$ 그리고 ZC root index인 w' 또는 $131-w'$ 에 의해서 구한다. 이는 수학식 1에서, $u = \mathrm{mod}(n_r/8,4)$ 으로, RFN의 n_r 값에 의하여 정해지며, 수학식 1의 인덱스 추정을 통하여 구해질 수 있다.

[0038] 다음으로, 실질적으로 전송되어진 NSSS를 구하기 위하여 다음과 같은 수식을 사용할 수 있다.

수학식 10

[0039] $$\hat{w}'' = \arg\max_{w''} \Omega^I(\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, w'')$$

[0040] 여기서, $w'' \in \{w', 131-w'\}$ 는 가능한 후보군이다. 여기서는 단지 2가지의 가설 값이 있으므로 다음의 수식으로 표현이 가능하다.

수학식 11

[0041] $$\Omega^I(\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, \hat{w}') \underset{131-\hat{w}'}{\overset{\hat{w}'}{\gtrless}} \Omega^I(\hat{m}, \hat{n}, \hat{u}, 131-\hat{w}')$$

[0042] 또한 위의 식은 아래와 같이 표현할 수 있다.

수학식 12

[0043] $$\sum_{k\in\mathcal{S}} \sum_{l=\hat{m}N_f+3}^{\hat{m}N_f+13} \tilde{Y}_{l,k}^{Q} E_{l,k}^{Q}(\hat{n}, \hat{u}, \hat{w}') \underset{131-\hat{w}'}{\overset{\hat{w}'}{\gtrless}} 0$$

[0044] 위의 수식에 따라서 $w'' = w' \text{ or } 131-w'$ 값이 될 것이고, 최종적으로 v는 $\hat{v} = 126\hat{n} + w'' - 3$ 으로 추정할 수 있다. 이렇게 추정한 v 값은 PCID의 추정값이 된다. 이 때, $w'' \in \{w', 131-w'\}$ 는 가능한 후보군이다. $\hat{n}, \hat{u}, \hat{w}'$ 는 각각 n,u, w'의 추정 값이다. N_f 는 radio frame 안에서 OFDM block number를 가리킨다.

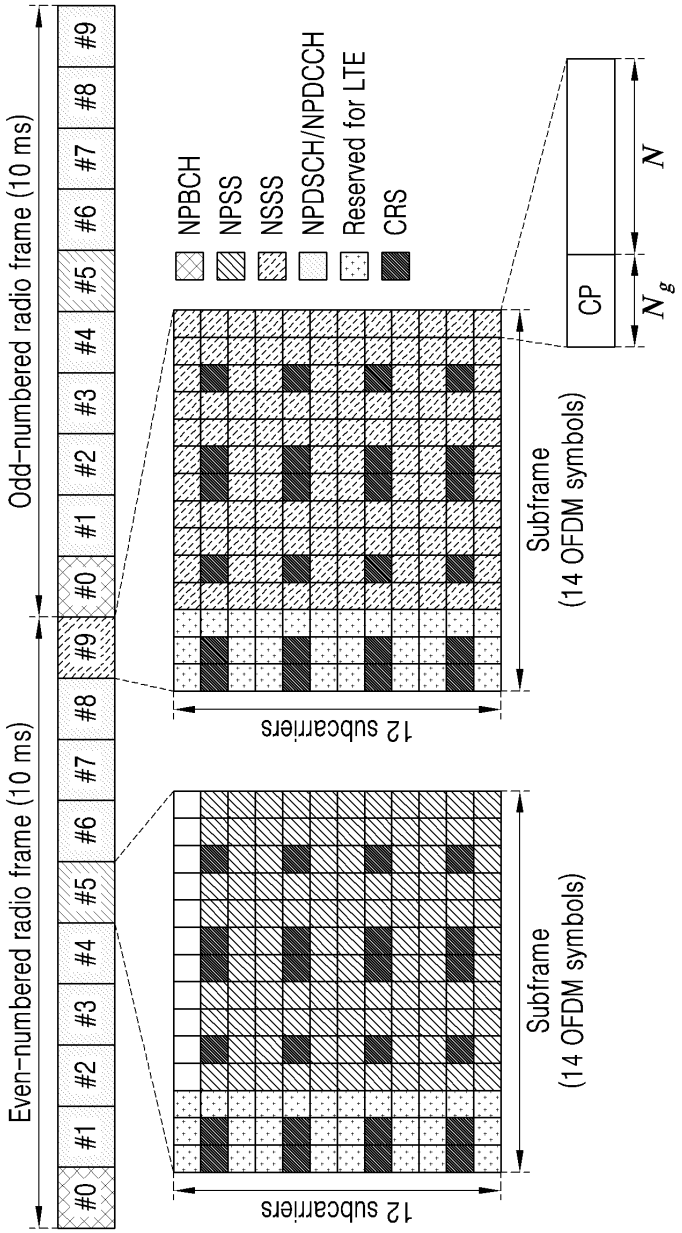
<실시 예>

[0045] 삭제

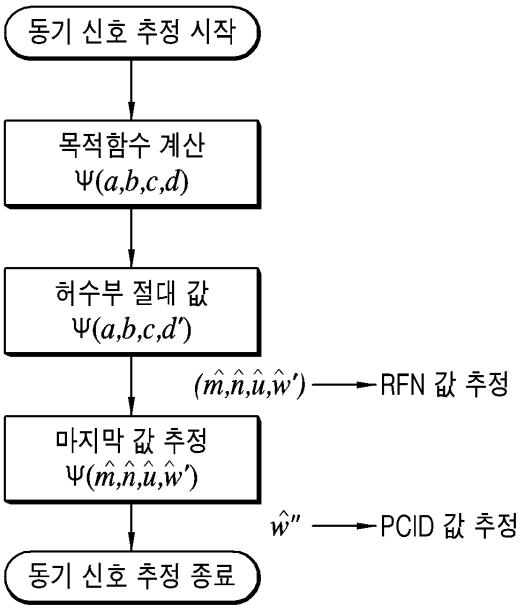
[0046] 도 3, 도 4, 도 5, 도 6은 본 발명을 이용한 시뮬레이션 결과이다. 여기서 비교한 방법들은 DFT-based PCID and RFN detection(DPRD) LPRD(low-complexity PCID and RFN detection), sequential PCID and RFN detection(SPRD)와 같다. 도 3은 AWGN과 Flat-fading 채널로 기대와 같이 여러 NSSS를 사용하면 노이즈 감쇄 효과를 보이는 것을 알 수 있고, 잘못 추정될 확률을 보여주는 그래프로 DPRD와 성능이 비슷하고, LPRD 보다는 성능이 훨씬 우월하다는 것을 확인할 수 있다. 도 4는 PedA와 PedB인 채널에서의 성능을 보여주는 것이다. 채널 정보를 알고 있을 경우 채널에 상관없이 코히어런트가 논코히어런트 방식보다 성능이 좋다. 특히 PedB인 경우에 논코히어런트 방식으로 추정할 경우는 SNR가 증가함에 따라서, 오류마루(error floor)가 발생하는 것을 알 수 있다. 도 5는 VehA와 VehB에서의 성능 비교로 LPRD보다는 성능이 훨씬 좋고, DPRD와는 거의 성능이 비슷한 것을 확인할 수 있다. 이는 다양한 채널에서 본 발명이 더 적합하다는 것을 보여준다. 도 6은 SNR이 -5 그리고 SNR이 0일 때 잘못 추정할 확률로 논코히어런트 방식이 PeDA 방식에서는 더 좋은 성능을 보이지만, PedA 채널에서는 플랫 페이딩 조건으로 인해 검출 방법에 관계없이 평균 효과가 미미하지만 VehA 채널과 같은 주파수 선택 채널에서는 평균 효과가 더 커진다는 것을 알 수 있다. 그리고 이 VehA의 경우 제안한 발명은 DPRD보다 57.7%의 복잡도가 감소 하지만 성능은 비슷한 것을 볼 수 있다.

도면

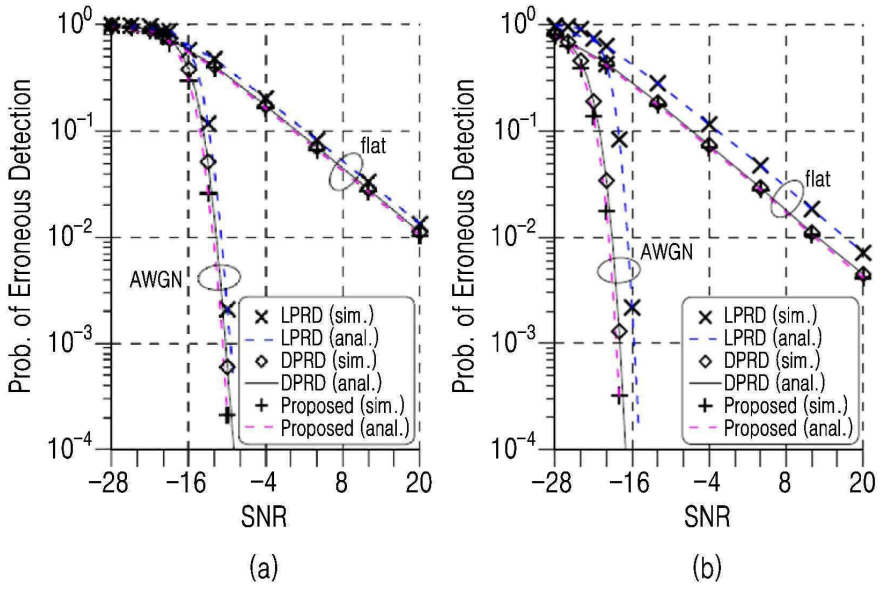
도면1


Odd-numbered radio frame (10 ms)
Even-numbered radio frame (10 ms)
#0
#1
#2
#3
#4
#5
#6
#7
#8
#9
NPBCH
NPSS
NSSS
NPDSCH/NPDCCH
Reserved for LTE
CRS
CP
N
N_g
12 subcarriers
Subframe
(14 OFDM symbols)

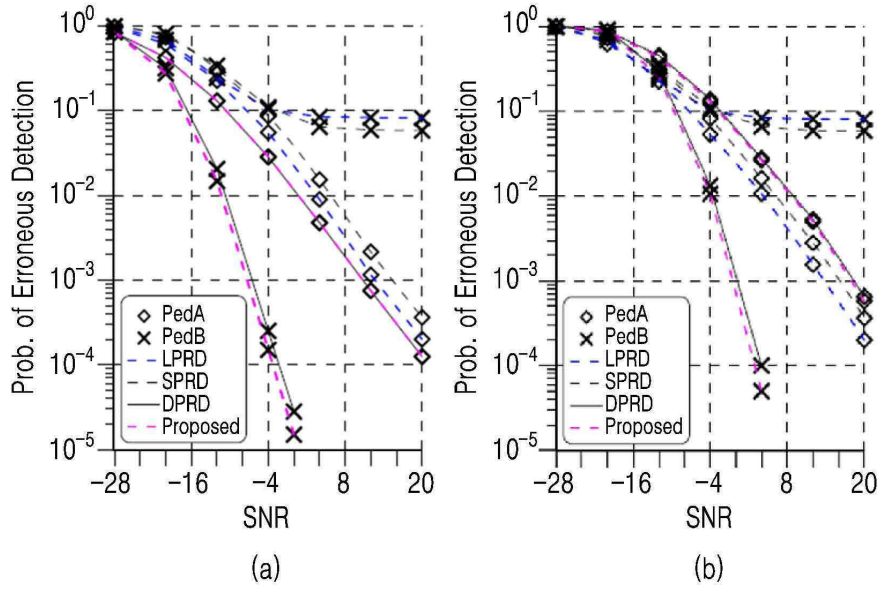
도면2


동기 신호 추정 시작
목적함수 계산
Ψ(a,b,c,d)
허수부 절대 값
Ψ(a,b,c,d′)
(m̂,n̂,û,ŵ′) → RFN 값 추정
마지막 값 추정
Ψ(m̂,n̂,û,ŵ′)
ŵ″ → PCID 값 추정
동기 신호 추정 종료

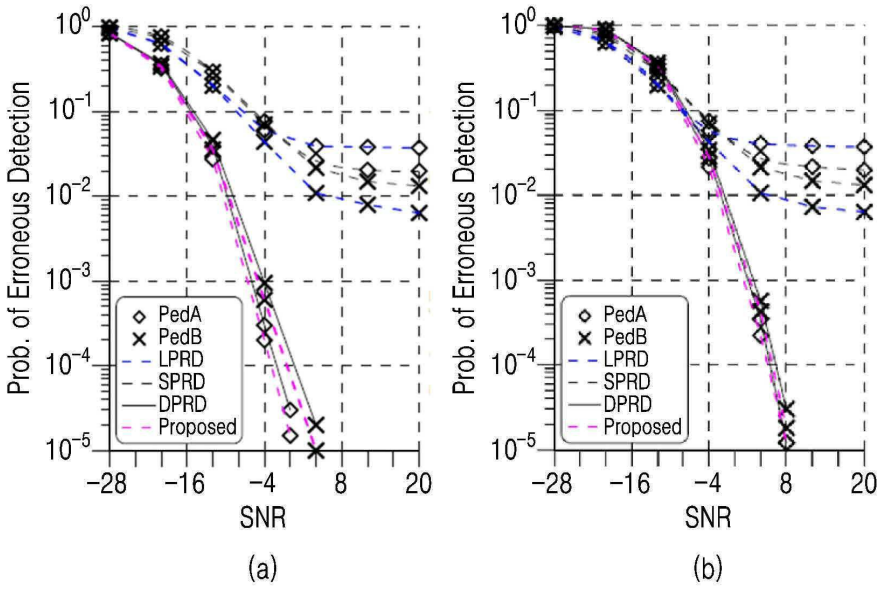
도면3


Prob. of Erroneous Detection
SNR
AWGN
flat
LPRD (sim.)
LPRD (anal.)
DPRD (sim.)
DPRD (anal.)
Proposed (sim.)
Proposed (anal.)
(a)
(b)

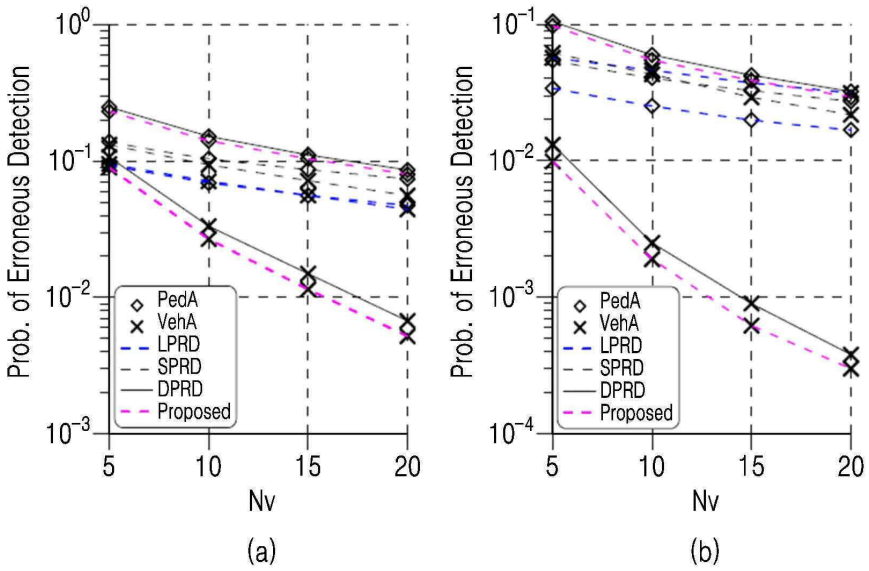
도면4


Prob. of Erroneous Detection
SNR
PedA
PedB
LPRD
SPRD
DPRD
Proposed
(a)
(b)

도면5


Prob. of Erroneous Detection
SNR
PedA
PedB
LPRD
SPRD
DPRD
Proposed
(a)
(b)

도면6


Prob. of Erroneous Detection
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
PedA
VehA
LPRD
SPRD
DPRD
Proposed
5
10
15
20
Nv
(a)
Prob. of Erroneous Detection
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
PedA
VehA
LPRD
SPRD
DPRD
Proposed
5
10
15
20
Nv
(b)