



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년10월13일
(11) 등록번호 10-1449865
(24) 등록일자 2014년10월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04W 56/00 (2009.01) H04J 11/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2013-0089696
(22) 출원일자 2013년07월29일
심사청구일자 2013년07월29일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020130060489 A

(73) 특허권자
세종대학교산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
유영환
서울 송파구 동남로 225, 105동 302호 (가락동, 래미안파크팰리스)
신원재
인천 계양구 경명대로1029번길 5-9, (계산동)
김병규
서울 성동구 독서당로 156, 8동 202호 (옥수동, 한남하이츠아파트)
(74) 대리인
특허법인태백

전체 청구항 수 : 총 12 항

심사관 : 황운철

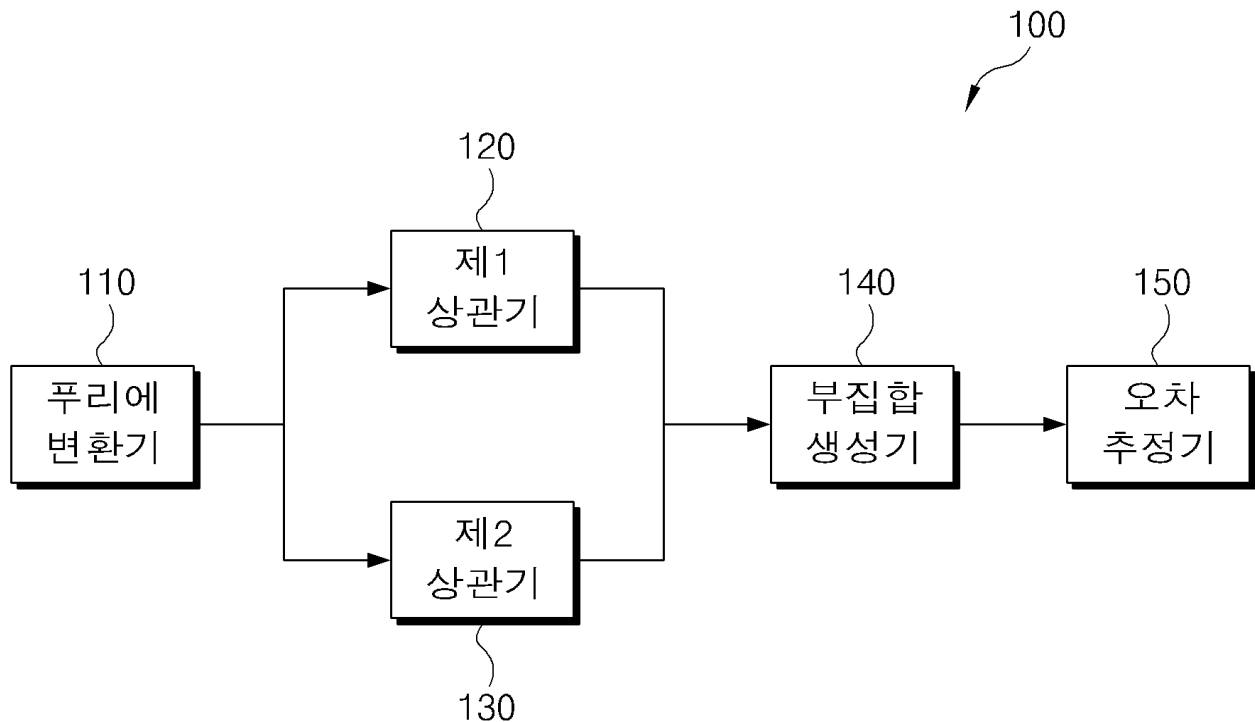
(54) 발명의 명칭 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치

(57) 요약

본 발명은 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, 복수의 셀로부터 셀 인덱스를 포함하여 수신한 PS(Primary Signal) 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 단계와, 상기 PS 신호를 DC 부반송파를 기준으로 좌우의 제1 및 제2 부반송파 그룹으로 구분하고, 상기 제1 및 제2 부반송파

(뒷면에 계속)

대표도 - 도2



그룹 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산하는 단계와, 상기 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값과 기 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값 간의 2차 상호 상관 값을 연산하고 이를 임계값과 비교하여 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계, 및 상기 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합에 대응하는 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산한 결과로부터, 초기 동기화를 위한 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법을 제공한다.

상기 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 따르면, OFDMA 기반의 LTE 하향 링크 시스템의 성능을 좌우하는 요소 중 하나인 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 효율적으로 동시에 추정할 수 있는 이점이 있다.

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	SS100009
부처명	서울특별시
연구관리전문기관	서울산업통상진흥원
연구사업명	서울전략산업 지원 사업
연구과제명	그린 네트워크를 이용한 도시환경에 적합한 식물재배 및 생장시스템 개발
기 여 율	1/2
주관기관	솔트웨어(주)
연구기간	2012.12.01 ~ 2013.11.30

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	10043826
부처명	산업통상자원부
연구관리전문기관	한국산업기술평가관리원
연구사업명	SW융합형부품 기술개발사업
연구과제명	스마트환경에서 질환맞춤형 서비스를 위한 2uV급 두발잡음극복형 BMI Soc 및 SW 플랫폼 개발
기 여 율	1/2
주관기관	클래어픽셀(주)
연구기간	2012.11.01 ~ 2013.10.31

특허청구의 범위

청구항 1

복수의 셀로부터 셀 인덱스를 포함하여 수신한 PS(Primary Signal) 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 단계;

상기 PS 신호를 DC 부반송파를 기준으로 좌우의 제1 및 제2 부반송파 그룹으로 구분하고, 상기 제1 및 제2 부반송파 그룹 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산하는 단계;

상기 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값과 기 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값 간의 2차 상호 상관 값을 연산하고 이를 임계값과 비교하여 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계; 및

상기 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합에 대응하는 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산한 결과로부터, 초기 동기화를 위한 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계는,

상기 1차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 1차 상호 상관 값과, 상기 복수의 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값 간의 상기 2차 상호 상관 값을 각각 연산하는 단계;

상기 2차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 중에서, 상기 임계값보다 큰 상기 2차 상호 상관 값을 도출하는 부반송파들을 상기 가장 인덱스가 작은 부반송파와 함께 제1 부집합으로 분류하는 단계; 및

상기 제1 부집합을 제외한 나머지 복수의 부반송파를 대상으로 상기 2차 상호 상관 값의 연산 내지 상기 임계값의 비교 과정을 반복하여 상기 복수의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법.

청구항 3

청구항 2에 있어서,

상기 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계는,

상기 2차 상호 상관 값의 실수부를 상기 임계값과 비교하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법.

청구항 4

청구항 2에 있어서,

상기 초기 동기화를 위한 정수배 오차 및 셀 인덱스를 선택하는 단계는,

N개의 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산하여 $L(N \times M)$ 개의 결과 값을 도출하는 단계; 및

상기 L개의 결과 값 중에서 가장 최대 값을 도출하는 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법.

청구항 5

청구항 4에 있어서,

상기 부집합 내의 부반송파에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호는,

상기 부반송파에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호에 대해 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값을 곱한 값을 사용하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법.

청구항 6

청구항 5에 있어서,

상기 초기 동기화를 위한 정수배 오차 및 셀 인덱스를 선택하는 단계는 아래의 수학적식을 이용하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법:

$$(\hat{\epsilon}_i, \hat{u}) = \arg \max_{\substack{|d| \leq D \\ u \in \{25, 29, 34\}}} \left| \sum_{j=1}^{N_{s,i}} \left(\sum_{k \in S_{i,j}} \overline{C}(k+d) B_i(k) \right) \overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}}) \right|$$

여기서, $\hat{\epsilon}_i$ 및 $\hat{u}$ 는 상기 선택한 정수배 오차 및 셀 인덱스, u는 상기 복수의 셀에 대응하는 셀 인덱스, D는 상기 정수배 오차 후보의 시행 값, d는 상기 D 값에 의해 결정되는 상기 M개의 정수배 오차 후보 값, $N_{s,i}$ 는 상기 부집합의 개수, k는 부반송파 인덱스, $S_{i,j}$ 는 i번째 셀로부터 얻어진 j번째 부집합에 속한 부반송파 인덱스,

$\overline{C}(k+d)$ 는 상기 부반송파 $\overline{C}(k)$ 에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값 d를 반영한 신호, $B_i(k)$ 는 상기 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값으로 +1 또는 -1의 값을 갖는 위상 변환

변수, $\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$ 는 상기 j번째 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 나타낸다.

청구항 7

복수의 셀로부터 셀 인덱스를 포함하여 수신한 PS(Primary Signal) 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 푸리에 변환기;

상기 PS 신호를 DC 부반송파를 기준으로 좌우의 제1 및 제2 부반송파 그룹으로 구분하고, 상기 제1 및 제2 부반송파 그룹 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산하는 제1 및 제2 상관기;

상기 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값과 기 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값 간의 2차 상호 상관 값을 연산하고 이를 임계값과 비교하여 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 부집합 생성기; 및

상기 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합에 대응하는 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산한 결과로부터, 초기 동기화를 위한 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 오차 추정기를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치.

청구항 8

청구항 7에 있어서,

상기 부집합 생성기는,

상기 1차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 1차 상호 상관 값과, 상기 복수의 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값 간의 상기 2차 상호 상관 값을 각각 연산한 후,

상기 2차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 중에서, 상기 임계값보다 큰 상기 2차 상호 상관 값을 도출하는 부반송파들을 상기 가장 인덱스가 작은 부반송파와 함께 제1 부집합으로 분류한 다음,

상기 제1 부집합을 제외한 나머지 복수의 부반송파를 대상으로 상기 2차 상호 상관 값의 연산 내지 상기 임계값의 비교 과정을 반복하여 상기 복수의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치.

청구항 9

청구항 8에 있어서,

상기 부집합 생성기는,

상기 2차 상호 상관 값의 실수부를 상기 임계값과 비교하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치.

청구항 10

청구항 8에 있어서,

상기 오차 추정기는,

N개의 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산하여 $L(=N \times M)$ 개의 결과 값을 도출한 다음,

상기 L개의 결과 값 중에서 가장 최대 값을 도출하는 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치.

청구항 11

청구항 10에 있어서,

상기 부집합 내의 부반송파에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호는,

상기 부반송파에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호에 대해 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값을 곱한 값을 사용하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치.

청구항 12

청구항 11에 있어서,

상기 오차 추정기는,

상기 초기 동기화를 위한 정수배 오차 및 셀 인덱스의 선택 시에 아래의 수학적식을 이용하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치:

$$(\hat{\epsilon}_i, \hat{u}) = \arg \max_{\substack{|d| \leq D \\ u \in \{25, 29, 34\}}} \left| \sum_{j=1}^{N_{s,i}} \left(\sum_{k \in S_{i,j}} \overline{C}(k+d) B_i(k) \right) \overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}}) \right|$$

여기서, $\hat{\epsilon}_i$ 및 $\hat{u}$ 는 상기 선택한 정수배 오차 및 셀 인덱스, u는 상기 복수의 셀에 대응하는 셀 인덱스, D는 상기 정수배 오차 후보의 시행 값, d는 상기 D 값에 의해 결정되는 상기 M개의 정수배 오차 후보 값, $N_{s,i}$ 는 상기 부집합의 개수, k는 부반송파 인덱스, $S_{i,j}$ 는 i번째 셀로부터 얻어진 j번째 부집합에 속한 부반송파 인덱스,

$\overline{C}(k+d)$ 는 상기 부반송파 $\overline{C}(k)$ 에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값 d를 반영한 신호, $B_i(k)$ 는 상기 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값으로 +1 또는 -1의 값을 갖는 위상 변환

변수, $\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$ 는 상기 j번째 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 나타낸다.

명세서

기술분야

- [0001] 본 발명은 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 OFDM 기반의 LTE 하향 링크 시스템의 성능을 좌우하는 요소 중 하나인 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 효율적으로 동시에 추정할 수 있는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

배경기술

- [0002] 차세대 무선 통신에서는 초고속 데이터 전송을 위해 전체의 채널을 여러 개의 직교하는 부 채널로 나누어 병렬적으로 전송하는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방법이 주로 사용된다. 3GPP (3rd Generation Partnership Project)에서 표준화된 LTE 시스템의 하향링크에서는 OFDMA 전송 방식을 채택했고, 상향링크에서는 OFDMA의 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)로 인한 문제점을 보완하고자 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 전송방식을 채택했다.
- [0003] OFDMA를 기반으로 하는 LTE 하향링크 시스템은 주파수 오차에 매우 민감한 특징을 가진다. 주파수 오차는 도플러 효과나 송수신단 발진기의 불안정성으로 인하여 발생하게 된다. 발생한 주파수 오차는 정수배 주파수 오차와 소수배 주파수 오차로 구분된다. 특히 정수배 주파수 오차는 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT) 이후 주파수 영역에서 신호를 순환 이동시키므로 복원된 데이터의 위치가 어긋나서 원래 전송한 신호와는 전혀 다른 데이터로 복조된다. 또한 상기 시스템은 다른 통신 시스템과는 달리 프리앰블 심벌이 존재하지 않아, 초기 셀 탐색 및 동기화를 위하여 한정된 PS(Primary Signal) 신호를 사용하며, 초기 셀 탐색 시 셀 인덱스 검출 및 검출 시간에 매우 민감하다.
- [0004] 정수배 주파수 오차를 추정하고 빠른 초기 셀 탐색을 위한 방법으로 정수배 주파수 오차 추정 및 섹터 셀 인덱스 검출이 동시에 이뤄지는 방법이 종래에 제시된 바 있다. 그러나, 종래의 방법은 수신된 PS신호와 수신단에서 미리 알고 있는 PS 신호 간의 상호 상관값을 구하여 추정하는 방식이다. 이때 많은 양의 복소수 곱셈과 덧셈연산이 시행되므로 높은 계산 복잡도가 요구되어, 실제 구현 시 많은 비용 및 하드웨어의 높은 복잡성이 수반된다.
- [0005] 본 발명의 배경이 되는 기술은 국내공개특허 제2005-0066562호(2005.06.30 공개)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0006] 본 발명은, OFDMA 기반의 LTE 하향 링크 시스템의 성능을 좌우하는 요소 중 하나인 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 효율적으로 동시에 추정할 수 있는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치를 제공하는데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

- [0007] 본 발명은, 복수의 셀로부터 셀 인덱스를 포함하여 수신한 PS(Primary Signal) 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 단계와, 상기 PS 신호를 DC 부반송파를 기준으로 좌우의 제1 및 제2 부반송파 그룹으로 구분하고, 상기 제1 및 제2 부반송파 그룹 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산하는 단계와, 상기 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값과 기 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값 간의 2차 상호 상관 값을 연산하고 이를 임계값과 비교하여 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계, 및 상기 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합에 대응하는 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산한 결과로부터, 초기 동기화를 위한 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법을 제공한다.
- [0008] 여기서, 상기 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계는, 상기 1차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 1차 상호 상관 값과, 상기 복수의 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값 간의 상기 2차 상호 상관 값을 각각 연산하는 단계와, 상기 2차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 중에서, 상기 임계값보다 큰 상기 2차 상호 상관 값을 도출하는 부반송파들을 상기 가

장 인덱스가 작은 부반송파와 함께 제1 부집합으로 분류하는 단계, 및 상기 제1 부집합을 제외한 나머지 복수의 부반송파를 대상으로 상기 2차 상호 상관 값의 연산 내지 상기 임계값의 비교 과정을 반복하여 상기 복수의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계를 포함할 수 있다.

[0009] 또한, 상기 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 단계는, 상기 2차 상호 상관 값의 실수부를 상기 임계값과 비교할 수 있다.

[0010] 또한, 상기 초기 동기화를 위한 정수배 오차 및 셀 인덱스를 선택하는 단계는, N개의 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산하여 $L(=N \times M)$ 개의 결과 값을 도출하는 단계, 및 상기 L개의 결과 값 중에서 가장 최대 값을 도출하는 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 단계를 포함할 수 있다.

[0011] 여기서, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호는, 상기 부반송파에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호에 대해 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값을 곱한 값을 사용할 수 있다.

[0012] 또한, 상기 초기 동기화를 위한 정수배 오차 및 셀 인덱스를 선택하는 단계는 아래의 수학적식을 이용할 수 있다.

$$(\hat{\epsilon}_i, \hat{u}) = \arg \max_{u \in \{25, 29, 34\}} \left| \sum_{j=1}^{N_{s,i}} \left(\sum_{k \in S_{i,j}} \overline{C}(k+d) B_i(k) \right) \overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}}) \right|$$

[0014] 여기서, $\hat{\epsilon}_i$ 및 $\hat{u}$ 는 상기 선택한 정수배 오차 및 셀 인덱스, u는 상기 복수의 셀에 대응하는 셀 인덱스, D는 상기 정수배 주파수 오차 후보의 시행 값, d는 상기 D 값에 의해 결정되는 상기 M개의 정수배 주파수 오차 후보 값, $N_{s,i}$ 는 상기 부집합의 개수, k는 부반송파 인덱스, $S_{i,j}$ 는 i번째 셀로부터 얻어진 j번째 부집합에 속한 부반

송파 인덱스, $\overline{C}(k+d)$ 는 상기 부반송파 $\overline{C}(k)$ 에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값 d를 반영한 신호, $B_i(k)$ 는 상기 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값으로 +1 또는 -1의 값을 갖는

위상 변환 변수, $\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$ 는 상기 j번째 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 나타낸다.

[0015] 그리고, 본 발명은 복수의 셀로부터 셀 인덱스를 포함하여 수신한 PS(Primary Signal) 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 푸리에 변환기와, 상기 PS 신호를 DC 부반송파를 기준으로 좌우의 제1 및 제2 부반송파 그룹으로 구분하고, 상기 제1 및 제2 부반송파 그룹 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산하는 제1 및 제2 상관기와, 상기 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값과 기 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값 간의 2차 상호 상관 값을 연산하고 이를 임계값과 비교하여 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류하는 부집합 생성기, 및 상기 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파에 각각 정수배 오차 후보 값을 반영한 신호의 합산 값과 상기 부집합에 대응하는 기준 상호 상관 값을 서로 곱하여 상기 부집합 별로 합산한 결과로부터, 초기 동기화를 위한 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택하는 오차 추정기를 포함하는 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치를 제공한다.

발명의 효과

[0016] 본 발명에 따른 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 따르면, OFDMA 기반의 LTE 하향 링크 시스템의 성능을 좌우하는 요소 중 하나인 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 효율적으로 동시에 추정할 수 있는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0017] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 OFDMA 기반의 하향링크 시스템에서 PS 신호와 SS 신호의 프레임 구조를 나타내

는 개념도이다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치의 구성도이다.

도 3은 도 2의 장치를 이용한 초기 동기화 방법의 흐름도이다.

도 4는 본 발명의 S330 단계에서 임계값 $T=0.99$ 로 설정한 경우 각 셀에 대한 부집합 구성 결과이다.

도 5는 종래의 기법에서 초기 동기화를 위한 정수배 주파수 오차 및 섹터 셀 인덱스를 추정하는 계산 예를 나타낸다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 방법과 기존 방법에 대한 계산 복잡도를 비교한 결과이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0018] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.
- [0019] 일반적으로 OFDMA 기반의 LTE 하향링크 시스템에서 초기의 셀 탐색은 단말기가 셀에 접속하기 위한 초기 프레임 동기, 주파수 동기 및 섹터 셀 인덱스 검출, CP 길이 검출 등의 과정을 필요로 한다.
- [0020] 본 발명은 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 관한 것으로서 단말기에서 가장 최초로 수행되는 초기 셀 탐색 과정에 해당된다. 초기 셀 탐색 과정은 주변의 여러 셀(기지국) 중에 통신을 위한 최적의 셀을 탐색하는 과정으로서, 크게 PS(Primary Signal) 신호 검출 및 SS(Secondary Signal) 신호 검출의 단계로 나눌 수 있다.
- [0021] 여기서 본 발명의 실시예의 경우 정수배 주파수 오차 및 섹터 셀 인덱스를 동시에 추정하는 기법을 제안하므로 PS 신호 검출 단계만을 고려한다. 본 발명의 실시예에 따르면 수신받은 PS 신호와 미리 알고 있는 기준 신호를 비교하여 초기 동기화를 수행한다.
- [0022] 이하의 본 발명의 실시예는 실제 구현을 위하여 3GPP LTE 하향링크 FDD 모드의 표준 규격을 따르는 $N=512$, $N_g=128$, $f_c(\text{Carrier frequency})=800\text{MHz}$, $D_f(\text{Subcarrier spacing})=15\text{kHz}$ 인 OFDMA 시스템을 고려하였으며, ITU-R에 정의된 M.1225 채널 모델을 고려하였다.
- [0023] 본 발명의 상세한 설명에 앞서, OFDMA 기반의 하향링크 시스템에서 PS 신호와 SS 신호의 프레임 구조를 설명하면 다음과 같다.
- [0024] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 OFDMA 기반의 하향링크 시스템에서 PS 신호와 SS 신호의 프레임 구조를 나타내는 개념도이다. 이러한 도 1은 OFDMA 기반의 하향링크 시스템에서의 신호 프레임 구조에 해당된다.
- [0025] 이때 송신단에서는 N개의 부반송파를 가지는 OFDM 신호(송신 신호)를 전송한 것으로 가정한다. 송신단은 송신 신호를 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform; IFFT)에 의해 발생시켜 전송한다. 상기 송신 신호는 5ms의 1/2 무선 프레임 단위로 전송되며, 이 송신 신호는 수신기에서 프레임 동기화 및 섹터 셀 인덱스 정보를 구분하는데 이용된다. 상호 상관 기반의 정수배 주파수 동기 오차 및 섹터 셀 인덱스 검출을 위하여 송신단에서 전송되는 OFDM 신호인 PS 신호는 ZC(Zadoff Chu) 시퀀스가 할당되어 있는 신호이다.
- [0026] OFDMA 기반의 하향링크 시스템의 FDD(Frequency Division Duplex) 모드에서 10ms 길이의 한 개 프레임은 20개의 슬롯(0.5ms)으로 구성된다. 그리고 Extended CP(Cyclic Prefix) 모드일 경우 한 개의 슬롯은 6개의 OFDM 심볼로 구성된다. 20개의 슬롯 중에서 1번째 및 11번째 슬롯 내의 마지막 심볼들은 각각 PS 신호의 위치에 해당한다(도 1에서 확대 부분 참조).
- [0027] PS 신호에는 세 종류의 섹터 셀 인덱스 정보를 구분하기 위해 루트 인덱스(Root Index; 이하 셀 인덱스) u 를 달리하는 ZC 시퀀스가 할당되어 있다. ZC 시퀀스는 DC 부반송파를 중심으로 63개의 부반송파에 할당되며, DC 부반송파에는 0의 값이 할당된다.
- [0028] 본 발명의 실시예에서 셀 인덱스 u 는 25, 29, 34로 결정되어 있다. 여기서, 상기 결정된 셀 인덱스의 종류는 예시를 위해 사용된 것으로서, 본 발명이 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.
- [0029] 여기서, u 번째 셀에서 전송한 PS 신호 $D_u(k)$ 는 수학식 1로 정의된다.

수학식 1

$$D_u(k) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi uk(k+31)(k+32)}{63}} & k \in [-31, -1] \cup [1, 31] \\ 0 & k \in \{-36, -35, \dots, -32, 0, 32, \dots, 35, 36\} \end{cases}$$

여기서, $D_u(k)$ 는 주파수 영역에서의 PS 신호이며, k 는 부반송파 인덱스를 나타낸다. DC 부반송파를 중심으로 $D_u(k)$ 의 부반송파 인덱스가 좌우 대칭을 이루고 있다. 이는 본 발명의 실시예에서 중요한 특징 중 하나이다. 이에 따라 PS 신호는 DC 부반송파를 기준으로 좌우의 제1 및 제2 부반송파 그룹으로 구분된다.

본 발명의 실시예에서는 수학식 1로부터 정의되는 총 72개(부반송파 인덱스 k 의 개수에 대응)의 부반송파 신호 중에서, 가장 처음과 마지막의 각 5개 신호($k \in [-36, -32] \cup [32, 36]$)를 제외한 나머지 62개의 신호($k \in [-31, -1] \cup [1, 31]$)를 초기 동기화를 위해 사용한다. 여기서, $k \in [-31, -1]$ 에 해당되는 신호를 제1 부반송파 그룹, $k \in [1, 31]$ 에 해당되는 신호를 제2 부반송파 그룹으로 구분한다.

수학식 1로부터 $D_u(k)$ 의 위상 증가는 PS 신호의 반송파 인덱스의 제곱에 비례함을 알 수 있다. 인접한 부반송파 간의 위상 차이는 수학식 2로 정의할 수 있다.

수학식 2

$$\begin{aligned} D_u^*(k+1) \cdot D_u(k) &= e^{j\pi u(k+1)(k+2)/63} e^{-j\pi uk(k+1)/63} \\ &= e^{j2\pi u(k+1)/63} \end{aligned}$$

이하에서는 상기의 내용을 바탕으로 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 관하여 상세히 설명한다. 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치의 구성도이다.

도 3은 도 2의 장치를 이용한 초기 동기화 방법의 흐름도이다. 도 1 및 도 2를 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치(100)는 푸리에 변환기(110), 제1 상관기(120), 제2 상관기(130), 부집합 생성기(140), 오차 추정기(150)를 포함한다.

먼저, 푸리에 변환기(110)는 복수의 셀로부터 셀 인덱스를 포함하여 수신한 PS(Primary Signal) 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환한다(S310). 이러한 S310 단계를 상세히 설명하면 다음과 같다.

수신단에서는 셀 인덱스 25, 29, 34에 대응하는 각각의 PS 신호를 각각의 셀로부터 수신한다. 예를 들어, 셀 인덱스 25에 대한 PS 신호, 셀 인덱스 29에 대한 PS 신호, 셀 인덱스 35에 대한 PS 신호를 수신한다. 추후 본 발명의 실시예에서는 상기 수신된 PS 신호의 분석 결과를 이용하여 하나의 셀 인덱스를 상기 초기 동기화를 위한 셀 탐색 결과로 결정할 수 있다.

셀에서 송신한 PS 신호는 수학식 1에 정의한 바 있다. 수신단은 수신한 각각의 PS 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)한다. 각각의 셀 인덱스에 대한 분석 과정이 동일하므로 이하에서는 설명의 편의를 위해 한 개의 셀 인덱스에 대한 PS 신호의 분석 과정을 예시로 설명한다.

OFDMA 기반의 LTE 하향링크 시스템에서 수신된 신호의 시간 및 소수배 주파수 오차가 완전히 보상되었다고 가정할 때, 주파수 영역으로 변환된 PS 신호, 즉 $Y(k)$ 는 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$Y(k) = H(K-\epsilon)D_u(K-\epsilon) + W(k), \quad u \in \{25, 29, 34\}$$

[0042] 더 상세하게는, $Y(k)$ 는 수신된 주파수 영역의 PS 신호에 대한 k 번째 부반송파 신호, ϵ 는 부반송파 간격으로 정규화된 정수배 주파수 오차, $H(k)$ 는 주파수 영역의 채널 응답, 그리고 $W(k)$ 는 평균이 0인 복소 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 나타낸다. u 는 앞서 3가지의 셀 인덱스에 해당됨을 설명한 바 있다.

[0043] 상기와 같이 수신된 PS 신호를 주파수 영역으로 변환한 이후, 제1 상관기(120)는 $k \in [-31, -1]$ 에 해당되는 신호들로 구성된 제1 부반송파 그룹(좌측 부반송파들) 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산한다. 동일한 방법으로, 제2 상관기(130)는 $k \in [1, 31]$ 에 해당되는 신호들로 구성된 제2 부반송파 그룹(우측 부반송파들) 내에서 각각 인접 부반송파들 간의 1차 상호 상관 값을 연산한다(S320).

[0044] 상기 제1 상관기(120) 및 제2 상관기(130)를 이용한 각각의 1차 상호 상관 값($\overline{C}(k)$)의 연산은 수학식 4와 같이 정의할 수 있다.

수학식 4

$$\overline{C}(k) = \begin{cases} Y(k) Y^*(k-1), & k \in [-30, -1] \\ Y(k)^* Y(k-1), & k \in [2, 31] \end{cases}$$

[0045] $\overline{C}(k)$ 는 상기 수신된 PS 신호에서 서로 인접한 부반송파 신호인 $Y(k)$ 와 $Y(k-1)$ 간의 1차 상호 상관 값이다.

이러한 수학식 4는 PS 신호의 대칭적인 특징을 이용한 것으로, $\overline{C}(k)$ 는 부반송파 인덱스 k 가 $[-30, -1]$ 일 경우에 $Y(k)Y^*(k-1)$ 의 상호 상관이고, 부반송파 인덱스 k 가 $[2, 31]$ 일 경우에는 $Y(k)^*Y(k-1)$ 의 상호 상관이다. 여기서, *는 쾨주게이션에 해당된다.

[0047] 수학식 4의 연산에 따라, 상기 수신된 PS 신호에 대한 인접 부반송파 간의 1차 상호 상관 값은 제1 부반송파 그룹 및 제2 부반송파 그룹 각각에 대해 30개씩 도출된다.

[0048] 본 발명의 실시예의 경우, 상기 수신된 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값($\overline{C}(k)$)은, 미리 수신단에서 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 상호 상관 값인 기준 상호 상관 값($\overline{Q}_{u_i}(k)$)과 다시 상호 상관 연산되어 비교된다. 여기서, 상기 기준 PS 신호 또한 상기 수신된 PS 신호와 동일한 형태(DC 부반송파를 기준으로 좌우 대칭 구조)를 가짐은 물론이다.

[0049] 수신단에서 미리 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값($\overline{Q}_{u_i}(k)$)은 수학식 5와 같이 정의할 수 있다.

수학식 5

$$\overline{Q}_{u_i}(k) = \begin{cases} D_{u_i}(k) D_{u_i}^*(k-1), & k \in [-30, -1] \\ D_{u_i}^*(k) D_{u_i}(k-1), & k \in [2, 31] \end{cases}$$

[0051] $\overline{Q}_{u_i}(k)$ 는 기 알고 있는 기준 PS 신호에서 서로 인접한 부반송파 신호인 $D_{u_i}(k)$ 와 $D_{u_i}(k-1)$ 간의 상호 상관 값인 기준 상호 상관 값이다. 두 반송파 그룹에 대한 연산 방식은 수학식 4의 경우와 동일하다. 또한, 상기

$\overline{Q_{u_i}}(k)$ 는 두 반송파 그룹에 대하여 각각 30개씩 도출된다.

[0052] 이러한 수학식 4 및 5의 내용을 바탕으로, 부집합 생성기(140)는 상기 PS 신호에 대한 1차 상호 상관 값 $\overline{C}(k)$ 과 기 알고 있는 기준 PS 신호에 대한 기준 상호 상관 값 $\overline{Q_{u_i}}(k)$ 간의 2차 상호 상관 값을 연산하고 이를 임계값과 비교하여 각각의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류한다(S330).

[0053] PS 신호를 구성하는 부반송파들에 대하여 복수의 부집합을 생성하는 S330 단계는 아래와 같은 수학식 6(스텝 1 내지 스텝 5)에 따를 수 있다.

수학식 6

$$1. i = 1, j = 1$$

$$2. k_{g_{i,j}} = \min\{\overline{S}\}, g_{i,j} \in \{1, 2, \dots, 60\}, \overline{S} = [-30, -1] \cup [2, 31]$$

$$3. S_{i,j} = \{k \mid |\Omega_{u_i}(k_{g_{i,j}}, k)| > T, \forall k \in \overline{S}\}$$

$$4. \overline{S} = \overline{S} \setminus S_{i,j}$$

$$5. \text{IF } \overline{S} = \emptyset \text{ then } N_{s,i} = j, \text{ and quit, Else } j = j + 1, \text{ and go step 3}$$

[0054]

먼저, Step 1에서는 i와 j를 1로 초기화하는 과정이다.

[0055]

[0056] 여기서 i는 셀 아이디로서 i번째 셀을 의미하며, i={1,2,3}이다. 즉, i=1이란 $u \in [25, 29, 34]$ 에 해당하는 3개의 셀 중에서 첫 번째 셀($u = 25$)로부터 수신한 PS 신호에 대하여 부집합 생성 과정(S330)을 수행한다는 의미이다. i=1이면 $u=25$ 이고, i=2이면 $u=29$ 이고, i=3이면 $u=34$ 이다. i=1에 대해 부집합 생성을 완성하면 i를 순차로 늘려서 나머지 두 개의 셀로부터 수신한 신호에 대해서도 각각 동일한 과정을 반복 수행한다.

[0057] 그리고, j는 j번째 부집합을 의미하는 것으로서, 초기에는 아직 부집합이 없는 상태이므로, 생성하고자 하는 첫 번째 부집합 즉, j=1로 초기화된다. 이하에서는 설명의 편의를 위해 i=1($u=25$)인 경우의 부집합 생성 과정을 설명한다.

[0058] 이후, Step 2의 과정은 다음과 같다.

[0059] Step 2에서는 우선, 상기 1차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 인덱스들 $\overline{S} = [-30, 1] \cup [2, 31]$ 중 에서 가장 작은 부반송파 인덱스를 $k_{g_{i,j}} = \min\{\overline{S}\}$ 식에 따라 선택한다. 이에 따라, $k_{g_{1,1}} = -30$ 로 선택된다. 참고로, $\overline{S}$ 는 $[-30, 1] \cup [2, 31]$ 로 이루어진 60개의 정수이고, $g_{i,j}$ 는 $[1, 60]$ 인 60개의 집합을 의미한다.

[0060] 다음, Step 3에서는 상기 1차 상호 상관 값의 연산에 사용된 복수의 부반송파 인덱스 중 가장 인덱스가 작은 $k=-30$ 에 해당하는 부반송파에서의 1차 상호 상관 값 $\overline{C}(-30)$ 과, 상기 복수의 부반송파에서의 기준 상호 상관 값 $\overline{Q_{u_i}}(k)$ 을 서로 상호 상관 연산한, 2차 상호 상관 값을 각각 획득한다. 이후, 상기 2차 상호 상관 값에서 실수부($\Omega_{u_i}(k_{g_{i,j}}, k)$)를 취하고 이를 임계값 T와 비교하여 j=1에 해당하는 제1 부집합을 생성한다.

[0061] 더 상세하게는, 2차 상호 상관 값 연산에 사용된 부반송파들 중에서, 임계값(T)보다 큰 2차 상호 상관 값을 도출하는 부반송파들을 선택하여 이를 상기 가장 인덱스가 작은 부반송파($k=-31$)와 함께 제1 부집합($S_{i,j}=S_{1,1}$)으로

분류한다.

[0062] 더 상세하게는 $\overline{C}(-30)$ 과 $\overline{Q_{u_i}}(-30)$ 간의 상호 상관 값, $\overline{C}(-30)$ 과 $\overline{Q_{u_i}}(-29)$ 간의 상호 상관 값, ..., $\overline{C}(-30)$ 과 $\overline{Q_{u_i}}(31)$ 간의 상호 상관 값을 연산한다. 이후 연산된 상호 상관 값에서 실수부를 취한다.

[0063] 이러한 Step 3에서 취한 실수부 값인 $\Omega_{u_i}(k_{g_{i,j}}, k)$ 을 구하는 과정은 수학식 7과 같이 정의할 수 있다. 이러한 수학식 7은 수학식 4와 5를 이용하여 연산하면 된다.

수학식 7

$$\Omega_{u_i}(m, n) = \text{Re}\{\overline{C}(m) \overline{Q_{u_i}^*}(n)\} \quad , m, n \in [-30, -1] \cup [2, 31]$$

[0065] 수학식 7에서 $\text{Re}\{\}$ 는 $\{\}$ 성분에 대해 실수부를 취하는 연산에 해당된다.

[0066] 이후 Step 4를 설명하면 다음과 같다. 상기와 같이 제1 셀에 대하여 제1 부집합($S_{1,1}$)을 분류한 다음에는,

$\overline{S} = \overline{S} \setminus S_{i,j}$ 로 갱신하여 상기 제1 부집합을 제외한 나머지 복수의 부반송파를 대상으로, 상술한 2차 상호 상관 값의 연산 내지 상기 임계값의 비교 과정을 반복한다(Step 2 내지 Step 4). 이를 통해 상기 복수의 부반송파를 복수의 부집합으로 분류한다.

[0067] 이 과정에서 Step 5와 같이, $\overline{S}$ 가 모두 비워질 경우 즉, 공집합이 될 경우 부집합의 생성을 멈추고 해당 시점의 j 값은 최종적으로 총 부집합의 개수($N_{s,i}$)로 정의한다. 물론 $\overline{S}$ 에 원소가 남아 있는 경우에는 원소가 소진될 때까지 계속 j를 1씩 늘려가면서 앞서의 과정을 반복 실행하며 부집합을 생성한다. 부집합 생성 과정에 관한 보다 구체적인 계산 예는 후술할 것이다.

[0068] 이상과 같이, 부집합 생성기(140)는 제1 셀로부터 수신한 PS 신호를 대상으로 해당 PS 신호를 구성하는 부반송파들을 제1 부집합 내의 부반송파들($S_{1,1}$), 제2 부집합의 부반송파들($S_{1,2}$), 제3 부집합의 부반송파들($S_{1,3}$) 등으로 구분한다. 이는 제2 셀, 제3 셀에 대해서도 수행한다.

[0069] 이상과 같이, 본 발명의 실시예에서는 계산 복잡도를 줄이기 위하여 모든 PS신호의 상관값을 이용하는 종래의 방법과는 달리 PS 신호의 상관값이 일정한 임계값들을 넘는 임의의 부집합을 사용하여 오차를 추정하는 방식을 사용한다.

[0070] 이와 같이, 부집합을 생성한 이후, 오차 추정기(150)는 상기 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여,

상기 부집합 내의 부반송파 $\overline{C}(k)$ 에 각각 정수배 오차 후보 값(d)을 반영한 신호($\overline{C}(k+d)$)의 합산 값 $\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$ 과 상기 부집합에 대응하는 기준 상호 상관 값($\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$)을 서로 곱하여 이를 상기 부집합 별로 합산한 결과로부터, 초기 동기화를 위한 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택한다(S340).

[0071] 이하에서는 상기 S340 단계에 관하여 아래의 수학식 8을 참조로 하여 상세히 설명한다.

수학식 8

$$(\hat{\epsilon}_i, \hat{u}) = \arg \max_{\substack{|d| \leq D \\ u \in \{25, 29, 34\}}} \left| \sum_{j=1}^{N_{s,i}} \left(\sum_{k \in S_{i,j}} \overline{C}(k+d) B_i(k) \right) \overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}}) \right|$$

여기서, $\hat{\epsilon}_i$ 및 $\hat{u}$ 는 상기 선택한 정수배 오차 및 셀 인덱스, u는 상기 복수의 셀에 대응하는 셀 인덱스이다.

D는 상기 정수배 주파수 오차 후보의 시행 값, d는 상기 D 값에 의해 결정되는 상기 M개의 정수배 주파수 오차 후보 값이다. 본 실시예에서 D=2이므로, 정수배 주파수 오차 후보 값 총 5개로서 d={-2,-1,0,1,2}로 결정된다. 그리고, $N_{s,i}$ 는 상기 부집합의 개수, k는 부반송파 인덱스, $S_{i,j}$ 는 $S_{i,j}$ 는 i번째 셀로부터 얻어진 j번째 부집합에 속한 부반송파 인덱스를 의미한다.

또한, $\overline{C}(k+d)$ 는 상기 부반송파 $\overline{C}(k)$ 에 각각 상기 M개의 정수배 오차 후보 값 d을 반영한 신호, $B_i(k)$ 는 상기 해당 부반송파에서의 2차 상호 상관 값의 실수부의 반올림 값으로 +1 또는 -1의 값을 갖는 위상

변환 변수, $\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$ 는 상기 j번째 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 상기 기준 상호 상관 값을 나타낸다.

상술한 수학식 8을 참조하면, 상기 S340 단계는 우선 N개의 셀 인덱스에 대응하는 각각의 PS 신호에 대하여, 상기 부집합 내의 부반송파($\overline{C}(k)$)에 각각 M개의 정수배 오차 후보 값(d)을 반영한 신호($\overline{C}(k+d)$)의 합산 값과 상기 부집합 내의 부반송파 중 가장 인덱스가 작은 부반송파에서의 기준 상호 상관 값($\overline{Q_{u_i}^*}(k_{g_{j,i}})$)을 서로 곱한 다음, 이 결과를 상기 부집합 별로 합산하여 L(=N×M)개의 결과 값을 도출한다.

참고로, $\overline{C}(k+d)$ 의 합산 값이란, 수학식 8과 같이 $\overline{C}(k+d)$ 신호에 $B_i(k)$ 를 곱한 값에 대한 합산 값을 의미한다. $B_i(k)$ 는 $\Omega_{u_i}(m,n)$ 의 값이 음수가 나오는 경우가 존재하기 때문에 사용한다.

본 실시예의 경우 사용된 셀 인덱스는 3개, 정수배 오차 후보 값은 5개이므로, 수학식 8에 대하여 총 15개의 결과 값이 나온다. 이후에는, 이러한 15개의 결과 값 중에서 가장 최대 값을 도출하는 정수배 오차 값 및 셀 인덱스를 선택한다. 이 선택된 정보는 곧 추정된 정보에 해당된다. 예를 들어, 이러한 S340 단계를 통해 최종적으로 추정된 정수배 오차 $\hat{\epsilon}_i$ 는 -2, -1, 0, 1, 2 중에서 0이고, 추정된 셀 인덱스 $\hat{u}$ 는 25, 29, 34 중 25일 수 있다.

이하에서는 상기 S330 단계 내지 S340 단계에 대한 계산 예를 설명한다. 이때 u=25(i=1)인 경우를 예시로 한다.

먼저, 상기 S330 단계에 관한 계산 예는 다음과 같다. 수신단에 수신된 PS 신호의 상호 상관 값(1차 상호 상관 값)과, 수신단에서 기 알고 있는 상호 상관 값(기준 상호 상관 값)을 비교하기 위한 수식은 앞서 수학식 7로 설명한 바 있다.

수학식 7에서 $\Omega_{u_i}(m,n)$ 는 $\overline{C}(m)$ 과 $\overline{Q_{u_i}^*}(n)$ 을 상호 상관한 값(2차 상호 상관 값)의 실수부

만 취한 값이다. n과 m은 앞서 상술한 바와 같이 $[-30, -1] \cup [2, 31]$ 로 이루어져 있다. 부집합의 구성은 이들을 상호 상관한 값의 실수부를 이용하는 수학적 6을 이용한다.

[0081]

최초 부집합(j=1)을 구성함에 있어, $\overline{C}(m)$ 의 $m=-30$, $\overline{Q}_{u_i}^*(n)$ 의 $n=[-30, 1] \cup [2, 31]$ 을 사용하여, 총 60개의 $\Omega_{u_i}(m, n)$ 값을 각각 연산한다. $\Omega_{u_i}(m, n)$ 의 계산 예는 아래의 수학적 9와 같다. 이는 총 60개 중에서 일부의 계산 예에 해당된다.

수학적 9

$$\begin{aligned}\Omega_{u_i}(-30, -30) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(-30)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(-0.7971 - 0.6038i)\} \\ &= 1 \\ \Omega_{u_i}(-30, -29) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(-29)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(0.2708 + 0.9626i)\} \\ &= Re(-0.7971 - 0.6038i) = -0.7971 \\ \Omega_{u_i}(-30, -28) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(-28)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(0.3653 - 0.9309i)\} \\ &= Re\{0.2708 + 0.9626i\} = 0.2708 \\ &\dots \\ \Omega_{u_i}(-30, -1) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(-1)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(0.8262 - 0.5633i)\} \\ &= Re(-0.9988 - 0.0498i) = -0.9988 \\ \Omega_{u_i}(-30, 2) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(2)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(0.8262 - 0.5633i)\} \\ &= Re(-0.9988 - 0.0498i) = -0.9988 \\ &\dots \\ \Omega_{u_i}(-30, 30) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(30)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(0.2708 + 0.9626i)\} \\ &= Re(-0.7971 - 0.6038i) = -0.7971 \\ \Omega_{u_i}(-30, 31) &= Re\{\overline{C}(-30)\overline{Q}_{u_i}^*(31)\} = Re\{(-0.7971 + 0.6038i)^*(-0.7971 - 0.6038i)\} \\ &= 1\end{aligned}$$

[0082]

본 실시예의 경우 임계 값은 $T=0.99$ 를 사용하였다. 수학적 9의 값이 0.99보다 큰 값을 유도하는 부반송파 인덱스들을 선택하여 그에 대응하는 부반송파를 제1 부집합의 그룹에 소속시킨다. 이와 같은 계산 결과, j=1에 해당하는 제1 부집합에는 부반송파 인덱스 -30, -25, -1, 2, 26, 31에 해당하는 부반송파가 소속된다.

[0084]

그 이후에는 $\overline{S} = [-30, 1] \cup [2, 31]$ 중에서 상기 제1 부집합의 원소를 뺀 나머지 원소를 대상으로 상술한 방법을 사용하여 j=2에 해당하는 제2 부집합을 생성한다. 여기서, j=2인 경우의 $k_{g_{i,j}=-29}$ 가 된다. 즉, j=2인 제2 부집합을 구성함에 있어, $\overline{C}(m)$ 의 $m=-29$, $\overline{Q}_{u_i}^*(n)$ 의 n은 $[-30, 1] \cup [2, 31]$ 에서 $\{-30, -25, -1, 2, 26, 31\}$ 을 제외한 54개가 사용된다. 이에 따라, 총 54개의 $\Omega_{u_i}(m, n)$ 값을 각각 연산한다. 사용된 임계값(T)은 0.99로 동일하다.

[0085]

그 결과, j=2에 해당하는 제2 부집합에는 부반송파 인덱스 -29, -24, 25, 30에 해당하는 부반송파가 소속된다. 이러한 과정을 반복하여 총 15개의 부집합이 생성될 수 있다. 그리고, 이와 같은 방식으로 u=29, 34일 때의 부집합을 구하면 된다.

[0086]

도 4는 본 발명의 S330 단계에서 임계값 $T=0.99$ 로 설정한 경우 각 셀에 대한 부집합 구성 결과이다. u=25인 경

우는 총 15개의 부집합이 구성되었고, $u=29, 34$ 인 경우는 총 13개의 부집합이 구성되었다. 본 실시예에서 $u=29, 34$ 인 경우는 부집합의 구성 결과가 동일하여 그 결과를 동일한 영역에 표시하였다. 물론, 이러한 부집합 구성 예는 단지 실시예에 불과한 것으로서 본 발명이 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0087]

다음은 S340 단계의 계산 예를 설명한다. 앞서 $u=25$ 인 경우는 15개의 부집합($j=1\sim 15$)이 존재함을 확인할 수 있었다. 수학식 8의 연산은 아래의 수학식 10에서 도출되는 15가지 결과의 합을 이용하면 된다. 이러한 수학식 10은 수학식 8에서 $d=0$ 인 경우의 예이다.

수학식 10

1. $j=1, \{\overline{C}(-30)*1 + \overline{C}(-25)*1 + \overline{C}(-1)*-1 + \overline{C}(2)*-1 + \overline{C}(26)*1 + \overline{C}(31)*1\}\overline{Q}_u(-30)$
2. $j=2, \{\overline{C}(-29)*1 + \overline{C}(-24)*1 + \overline{C}(25)*1 + \overline{C}(30)*1\}\overline{Q}_u(-29)$
3. $j=3, \{\overline{C}(-28)*1 + \overline{C}(-23)*1 + \overline{C}(24)*1 + \overline{C}(29)*1\}\overline{Q}_u(-28)$
4. $j=4, \{\{\overline{C}(-27)*1 + \overline{C}(-22)*1 + \overline{C}(23)*1 + \overline{C}(28)*1\}\overline{Q}_u(-27)\}$
5. $j=5, \{\{\overline{C}(-26)*1 + \overline{C}(-21)*1 + \overline{C}(22)*1 + \overline{C}(27)*1\}\overline{Q}_u(-26)\}$
6. $j=6, \{\{\overline{C}(-20)*1 + \overline{C}(-15)*1 + \overline{C}(16)*1 + \overline{C}(21)*1\}\overline{Q}_u(-20)\}$
7. $j=7, \{\{\overline{C}(-19)*1 + \overline{C}(-14)*1 + \overline{C}(15)*1 + \overline{C}(20)*1\}\overline{Q}_u(-19)\}$
8. $j=8, \{\{\overline{C}(-18)*1 + \overline{C}(-13)*1 + \overline{C}(14)*1 + \overline{C}(19)*1\}\overline{Q}_u(-18)\}$
9. $j=9, \{\{\overline{C}(-17)*1 + \overline{C}(-12)*1 + \overline{C}(13)*1 + \overline{C}(18)*1\}\overline{Q}_u(-17)\}$
10. $j=10, \{\{\overline{C}(-16)*1 + \overline{C}(-11)*1 + \overline{C}(12)*1 + \overline{C}(17)*1\}\overline{Q}_u(-16)\}$
11. $j=11, \{\{\overline{C}(-10)*1 + \overline{C}(-5)*1 + \overline{C}(6)*1 + \overline{C}(11)*1\}\overline{Q}_u(-10)\}$
12. $j=12, \{\{\overline{C}(-9)*1 + \overline{C}(-4)*1 + \overline{C}(5)*1 + \overline{C}(10)*1\}\overline{Q}_u(-9)\}$
13. $j=13, \{\{\overline{C}(-8)*1 + \overline{C}(-3)*1 + \overline{C}(4)*1 + \overline{C}(9)*1\}\overline{Q}_u(-8)\}$
14. $j=14, \{\{\overline{C}(-7)*1 + \overline{C}(-2)*1 + \overline{C}(3)*1 + \overline{C}(8)*1\}\overline{Q}_u(-7)\}$
15. $j=15, \{\{\overline{C}(-6)*1 + \overline{C}(7)*1\}\overline{Q}_u(-6)\}$

[0088]

이와 같은 방식으로, 모든 u (총 3개) 및 d (총 5개) 값에 대한 결과를 구하면, 수학식 8은 총 $15(=3 \times 5)$ 가지의 결과로 도출될 수 있으며, 그 중 최대값을 찾아 그에 대응하는 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 찾으면 된다.

[0089]

이상과 같은 본 발명의 실시예의 경우 기존의 기법에 비하여 성능이 유사하면서 계산의 복잡도는 줄일 수 있다. 그 근거에 관하여 종래의 기법과 비교하여 설명하면 다음과 같다.

[0090]

종래의 기법은 아래의 수학식 11을 이용하여 정수배 주파수 오차를 추정한다.

[0091]

수학식 11

$$(\hat{\epsilon}_i, \hat{u}) = \arg \max_{\substack{|d| \leq D \\ u \in \{25, 29, 34\}}} \left| \sum_{\substack{k=-30 \\ k \neq 0, 1}}^{31} C(k+d) Q_u^*(k) \right|$$

[0092]

[0093]

수학식 11에서 수학식 8과 동일한 인수는 동일한 요소를 의미한다. 종래의 기법은 수신받은 $Y(k)$ 와 $Y(k-1)$ 을 상호 상관하여 얻은 $C(k)$ 와, 수신단에서 미리 알고 있는 $D_u(k)$ 와 $D_u(k+1)$ 을 상호 상관하여 얻은 $Q_u(k)$ 를 서로 상호 상관한 이후, 그 값이 최대가 되는 지점을 추정하여 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 동시에 검출한다. 그리고 섹터 셀 인덱스를 찾기 위한 인덱스 u 와 정수배 주파수 오차 d 의 모든 경우 중에서 최대값이 나오는 u 와 d 를 선택한다.

[0094]

도 5는 종래의 기법에서 초기 동기화를 위한 정수배 주파수 오차 및 섹터 셀 인덱스를 추정하는 계산 예를 나타낸다. 종래 기법의 경우, $C(k)$ 에 d 를 반영한 $C(k+d)$ 를 $Q_u(k)$ 와 상호 상관하되, 모든 k 값에 대하여 수행한다. 또한, 이 과정을 모든 d 값에 대하여 수행한다. 도 5는 $d=-1, 0$ 을 적용한 경우의 계산 예이다. 즉, 각각의 d 값에 대하여 60개 썩의 상호 상관 연산이 요구된다. 그러나, 본 발명의 경우 부집합을 생성하는 과정을 포함함에 따라, 각각의 d 값에 대하여 부집합의 갯수 만큼만 연산을 수행한다는 점에서 종래와 차이점이 있다.

[0095]

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 방법과 기존 방법에 대한 계산 복잡도를 비교한 결과이다.

[0096]

본 발명의 실시예에 따른 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 동시에 추정하는 방법의 복소수 곱셈 계산 복

잡도는 $(2D+1) \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_{s,i}} (N_{i,j} + 1)$ 이며, 이는 부집합의 개수 $N_{s,i}$ 와, 부집합에 속한 부분송파의 개수 $N_{i,j}$ 의 영향을 받는다.

[0097]

이에 반해, 종래의 방법에 따른 복소수 곱셈 계산 복잡도는 $120 \cdot (2D+1) \cdot 3$ 로 표현된다. 이로부터 본 발명의 실시예는 기존의 방식보다 약 38.6%의 계산 복잡도가 감소함을 알 수 있다.

[0098]

또한, 종래의 방법에 따른 복소수 덧셈 계산 복잡도는 $(2D+1) \sum_{i=1}^3 \left\{ \left(\sum_{j=1}^{N_{s,i}} N_{i,j} \right) - 1 \right\}$ 이며, 이 또한, $N_{s,i}$ 및 $N_{i,j}$ 의 영향을 받는다. 반면, 종래의 방법에 따른 복소수 덧셈 계산 복잡도는 $59 \cdot (2D+1) \cdot 3$ 로 표현된다. 이로부터 본 발명의 실시예에 따른 방법은 기존의 방법에 비해 덧셈 및 곱셈 연산에 있어서 모두 계산의 복잡도가 감소하므로 시스템 전체의 복잡도가 낮아지는 것을 확인할 수 있다.

[0099]

이상과 같이 본 발명에 따른 OFDM 시스템에서의 초기 동기화 방법 및 그 장치에 따르면, OFDMA 기반의 LTE 하향 링크 시스템의 성능을 좌우하는 요소 중 하나인 정수배 주파수 오차와 섹터 셀 인덱스를 효율적으로 동시에 추정할 수 있는 이점이 있다.

[0100]

본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 다른 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

[0101]

100: OFDM 시스템에서의 초기 동기화 장치

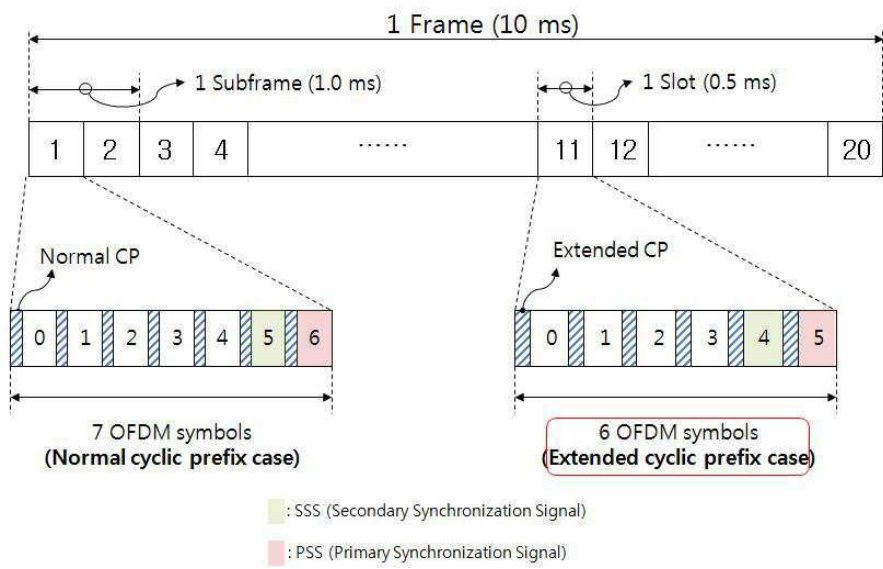
110: 푸리에 변환기

120: 제1 상관기

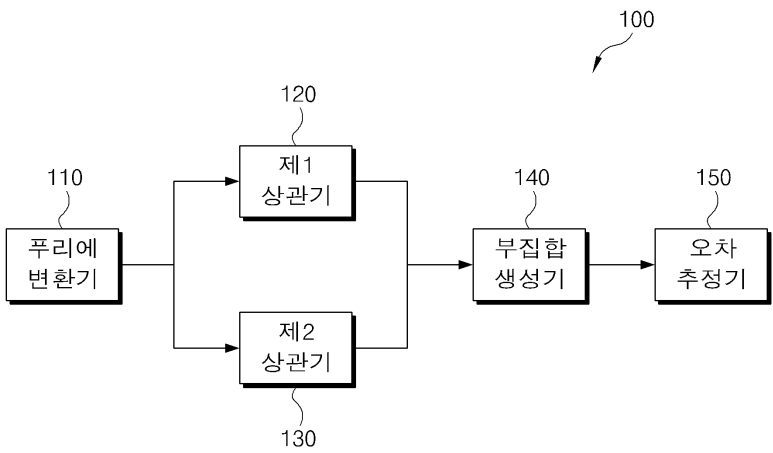
130: 제2 상관기 140: 부집합 생성기
150: 오차 추정기

도면

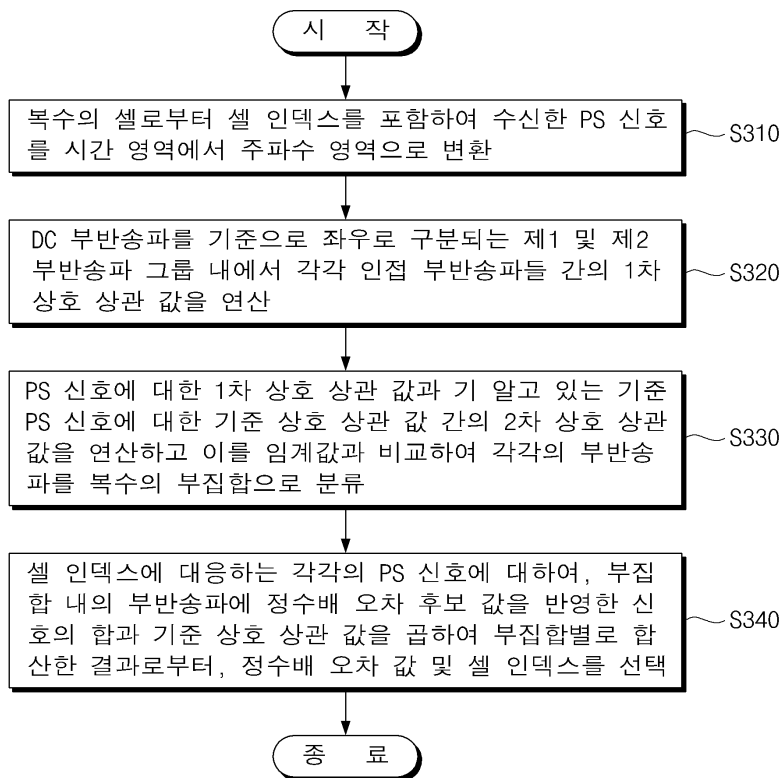
도면1



도면2



도면3



도면4

$S_{i,j}$	Subcarrier Index	
	$u_1=25$	$u_2=29, u_3=34$
1	-30, -25, -1, 2, 26, 31	-30, -17, -5, 6, 18, 31
2	-29, -24, , 25, 30	-29, -16, -4, 5, 17, 30
3	-28, -23, , 24, 29	-28, -15, -3, 4, 16, 29
4	-27, -22, , 23, 28	-27, -14, -2, 3, 15, 28
5	-26, -21, , 22, 27	-26, -13, -1, 2, 14, 27
6	-20, -15, , 16, 21	-25, -12, , 13, 26
7	-19, -14, , 15, 20	-24, -11, , 12, 25
8	-18, -13, , 14, 19	-23, -10, , 11, 24
9	-17, -12, , 13, 18	-22, -9, , 10, 23
10	-16, -11, , 12, 17	-21, -8, , 9, 22
11	-10, -5, , 6, 11	-20, -7, , 8, 21
12	-9, -4, , 5, 10	-19, -6, , 7, 20
13	-8, -3, , 4, 9	-18, , , 19
14	-7, -2, , 3, 8	
15	-6, , , 7	

도면5

d=0	C(k+d) Q*u(k)		d = 1	C(k+d) Q*u(k)	
k	C(k+d)	Q*u(k)	k	C(k+d)	Q*u(k)
-30	C(-30)	Q*u(-30)	-30	C(-29)	Q*u(-30)
-29	C(-29)	Q*u(-29)	-29	C(-28)	Q*u(-29)
-28	C(-28)	Q*u(-28)	-28	C(-27)	Q*u(-28)
...			...		
-3	C(-3)	Q*u(-3)	-3	C(-2)	Q*u(-3)
-2	C(-2)	Q*u(-2)	-2	C(-1)	Q*u(-2)
-1	C(-1)	Q*u(-1)	-1	C(0)	Q*u(-1)
2	C(2)	Q*u(2)	2	C(3)	Q*u(2)
3	C(3)	Q*u(3)	3	C(4)	Q*u(3)
4	C(4)	Q*u(4)	4	C(5)	Q*u(4)
...			...		
29	C(29)	Q*u(29)	29	C(30)	Q*u(29)
30	C(30)	Q*u(30)	30	C(31)	Q*u(30)
31	C(31)	Q*u(31)	31	C(32)	Q*u(31)

도면6

	기존의 기법	제안하는 기법
복소수 곱셈	$(2D+1) \cdot 120 \cdot 3$	$(2D+1) \cdot \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_{i,j}} (N_{i,j} + 1)$
복소수 덧셈	$(2D+1) \cdot 59 \cdot 3$	$(2D+1) \cdot \sum_{i=1}^3 \{(\sum_{j=1}^{N_{i,j}} N_{i,j}) - 1\}$