

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(21) 출원번호	10-2000-7014908	(65) 공개번호	10-2001-0053243
(22) 출원일자	2000년12월28일	(43) 공개일자	2001년06월25일
번역문 제출일자	2000년12월28일		
(86) 국제출원번호	PCT/SE1999/001129	(87) 국제공개번호	WO 2000/01095
국제출원일자	1999년06월22일	국제공개일자	2000년01월06일

AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 가나, 감비아, 짐바브웨, 시에라리온,

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르키즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크맨,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,

OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디브와르, 카메룬, 가봉, 기니, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기니 비사우.

(30) 우선권주장 09/106,227 1998년06월29일 미국(US)

(73) 특허권자 텔레호나티에블라게트 엘엠 에릭슨(피유비엘)
스웨덴 스톨홀름 83 에스-164

(74) 대리인 장수길
위혜숙

심사관 : 양정록

(54) 주파수 동기 신호의 위치 결정 방법, 장치 및 시스템

요약

적어도 하나의 송신기와 적어도 하나의 수신기를 포함하는 통신 시스템에서, 송신기에 의해 송신되고 수신기에 의해 수신된 데이터의 프레임에서 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 방법, 시스템 및 시스템이 개시된다. 송신기에서 수신기로 송신된 검출된 주파수 동기화 신호를 나타내는 피크값이 계산된다. 추정된 주파수 오프셋을 위한 품질 계수와 함께, 송신기의 캐리어 주파수와 수신기의 주파수 기준 간의 주파수 오프셋이 추정된다. 피크값이 피크 임계치 이상인지의 여부 그리고 품질 계수가 품질 임계치 이하인지의 여부가 판정된다. 선정된 임계 조건 모두가 충족되면, 피크 값, 주파수 오프셋, 및 품질 계수가 저장된다. 임계 조건중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 최대 피크 값 및 저장된 최소 품질 계수의 위치에 대응한다.

내용

도 6A

색인어

송신기, 수신기, 통신 시스템, 주파수 동기화 신호, 피크값, 주파수 오프셋, 품질 계수, 캐리어 주파수, 주파수 기준, 피크 임계치, 품질 임계치

명세서

기술분야

본 발명은 전반적으로 주파수 동기 신호의 위치를 결정하는 방법, 장치 및 시스템에 관한 것이다. 보다 상세하게, 본 발명은 통신 시스템에서의 송신기로부터 송신되고 수신기에 의해 수신된 데이터 중에서 주파수 동기 신호의 위치를 결정하는 방법, 장치 및 시스템에 관한 것이다.

배경기술

임의의 통신 시스템에서, 메시지들이 송신기와 수신기 간에 성공적으로 교환될 수 있도록 수신기가 송신기와 동기되는 것은 중요하다. 특히, 무선 통신 시스템에서는, 최적의 수신을 위해 수신기가 송신기의 주파수에 동조되는 것이 중요하다.

전형적인 무선 통신 시스템에서, 원격지국들은 무선 인터페이스(radio air interface)를 거쳐 하나 이상의 기지국과 통신한다. 다수의 기지국과 원격지국들 간의 송신이 상호 간섭하는 것을 방지하기 위해 다양한 방법이 이용되고 있다.

일부 무선 통신 시스템에서, 인접하는 기지국에는, 하나의 기지국이 인접하는 기지국으로부터의 송신과 간섭하지 않도록 원격지국과 통신하는 서로 다른 캐리어 주파수가 각각 할당되어 있다. 이와 같은 주파수 분할 다중 액세스(FDMA) 기법 이외에, 시분할 다중접속(TDMA)가 이용되고 있다. TDMA를 이용한 시스템에서, 기지국은 캐리어 상의 프레임 내의 특정 타임 슬롯 또는 슬롯들을 각각의 원격지국에 할당할 수 있다. 일부 원격지국은 동일한 캐리어 주파수이지만 서로 다른 타임 슬롯을 사용하여 기지국과 통신할 수 있다.

다른 무선 통신 시스템에서, 코드분할 다중접속(CDMA)방법이 사용되고 있다. CDMA 방법에 따르면, 각각의 원격지국에는 다른 국들에 할당된 코드 워드에 직교인 특정 디지털 코드 워드(들)가 할당된다. 인접하는 기지국들은 동일한 주파수이지만, 메시지가 향하고 있는 원격지국을 가리키는 서로 다른 디지털 직교 코드를 사용하여 원격지국과 메시지를 교환할 수 있다.

무선 통신 시스템이 FDMA, TDMA, CDMA, 이들 방법의 결합, 또는 일부 다른 방법이든지, 원격지국이 통신하기를 원하는 지역을 서비스하는 기지국에 시간 및 주파수 동기화되는 것이 중요하다. 다른 말로 표현하면, 원격지국의 주파수 기준은 기지국의 캐리어 주파수에 동조되어야 하고, 원격지국의 시간 기준은 기지국의 시간 기준에 동기화되어야 한다. 이와 같은 목적을 위해, 전형적으로 주기적인 동기 신호가 기지국에서 원격지국으로 송신된다.

유럽 GSM (Global System for Mobile Communication) 표준에 부합하는 시스템에서, 정보는 기지국의 캐리어를 예를 들어 데이터의 노멀 버스트(NB)로 변조함으로써 기지국에서 원격지국으로 전달된다. 이동국을 기지국에 동기화시키기 위해, 기지국의 캐리어는 또한 주파수 교정 버스트(FCB) 및 동기화 버스트(SB)로 때때로 변조되어, 주파수 동기화 신호를 형성한다.

기지국의 캐리어는 전형적으로 가우시안 최소 쉬프트 키잉(GMSK)를 사용하여 FCB로 변조된다. GSM 시스템에서, FCB는 148 심볼의 시퀀스이고, 각각의 심볼은 변조후에 순수한 사인파 신호로 변환하는 제로이다. 따라서 결과로 나타나는 주파수 동기화 신호의 주파수는 $1/4T \text{ Hz}$ 이고, 여기서 T는 심볼 주기를 나타낸다. T는 전형적으로 $48/13\mu\text{s}$, 주파수 동기화 신호는 약 67.7kHz 의 주파수를 갖는다. FCB는 첫번째 네번 동안 매 10번째 프레임마다 반복되고, 다음 5번째 동안 FCB는 11번째 프레임에서 반복된다. 이 프레임 시퀀스는 무한정 반복되어 원격지국과 기지국 간의 동기화를 유지한다.

FCB 내의 정보로부터, 원격지국은 자체가 할당된 타임 슬롯과 개략적으로 동기화할 수 있다. 이와 같은 개략적인 시간 동기화는 FCB 후에 전형적으로 8개의 버스트가 놓인 SB를 찾고 이것이 운반하는 정보를 디코드하는데 충분하다. 다음에 SB를 디코드하여 얻어진 정보는 원격지국의 주파수 기준을 기지국의 캐리어 주파수에 미세하게 동조시키고, 원격지국의 시간 기준을 기지국에 의해 할당된 타임 슬롯(들)으로 조정하는데 사용된다.

CDMA를 이용한 시스템에서, 각각의 기지국은 예를 들어, 특정 기지국에 할당되지 않은 가능하게 일부 또는 모든 주파수는 물론, 특정 기지국에 할당된 각각의 주파수에서 파일럿 시퀀스 형태로 주파수 동기화 신호를 송신한다. 만일 이 주파수가 기지국에 할당되어 있다면, 대응하는 파일럿 시퀀스는 기지국에 의해 사용되는 다른 주파수보다 약간 큰 전력으로 송신될 수 있다. 파일럿 시퀀스에 의해 변조된 캐리어를 수신하는 각각의 원격지국은 이 신호를 복조한다. 결국, 각각의 원격지국은 그것으로 향하는 신호를 수신할 수 있고, 동시에 서로 다른 파일럿 또는 캐리어를 사용하여 인접하는 기지국의 신호 강도를 측정한다. 이 정보는 원격지국에 의해, 수신된 어떤 파일럿 시퀀스가 가장 센 신호 강도를 가지고 있으며, 원격지국의 주파수 기준이 이에 따라 적당한 캐리어 주파수로 조정되어 있는지를 결정하는데 사용된다.

원격지국의 주파수 기준과 기지국의 캐리어 주파수 간의 임의의 주파수 차이는 복조된 주파수 동기화 신호에서 용이하게 검출된다. 예를 들어, GSM 표준에 부합하는 시스템에서, 67.7kHz 로 알려진 변조된 주파수 동기화 신호의 주파수와, 기저대역으로 복조된 수신된 주파수 동기화 신호의 주파수 간의 차이는, 원격지국의 주파수 기준에서의 에러의 직접적인 측정이다. CDMA를 이용한 시스템에서, 송신된 가장 센 파일럿 시퀀스의 공지된 주파수와, 복조된 파일럿 시퀀스의 주파수 간의 차이는 원격지국에 의해 원격지국의 주파수 기준에서의 에러의 측정으로서 사용된다.

따라서, 원격지국을 기지국에 동기화 시키기 위해서는, 기지국으로부터 송신된 주파수 동기화 신호를 정확하게 검출하고, 원격지국의 주파수 기준과 기지국의 캐리어 주파수 간의 주파수 차이를 추정하는 것이 중요하다.

주파수 동기화 신호를 검출하기 위한 많은 기술이 제안되고 있다. 이와 같은 한가지 기술은 본 발명에 참조되어 있고, Rozzbeh Atarius 등에 의해 1998년 2월 20일 출원된 미국특허출원 "Method and Apparatus for Detecting a Frequency Synchronization Signal"에 개시되어 있다. 이 검출 방법은 수신된 신호의 동상 및 직교 위상 성분 간의 유사성을 이용하여, 주파수 동기화 신호를 검출한다.

또한 원격 기지국의 주파수 기준과, 기지국의 캐리어 주파수 간의 주파수 차이를 추정하기 위한 많은 기술이 제안되고 있다. 이와 같은 한가지 기술은 본 발명에 참조되어 있고, 1997년 11월 10일 출원된 미국특허출원 제08/971,666호에 개시되어 있다. 이 추정 방법은 검출된 주파수 동기화 신호의 연속하는 샘플 간의 위상차를 이용하여 주파수 오프셋을 추정한다.

주파수 오프셋을 정확하게 추정하여 원격지국을 기지국의 캐리어 주파수에 동조시키기 위해서는, 원격지국에 의해 수신된 데이터 중에서 주파수 동기화 신호의 실제 위치, 즉 FCB가 프레임에서 발생하는 위치를 아는 것이 중요하다. 그렇지 않으면, 주파수 오프셋 추정에 사용된 신호는 주파수 동기화 신호에 전적으로 대응하지 않을 수 있고, 이는 최적의 동조가 되지 못할 것이다. 따라서, 수신기에 의해 수신된 데이터중에서 검출된 주파수 동기화 신호의 위치를 판정할 필요가 존재한다.

발명의 상세한 설명

따라서 본 발명의 목적은, 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하는 것이다. 본 발명의 예시적인 실시예에 따르면, 상기 및 다른 목적은 송신기로부터 송신되고 수신기에 의해 수신된 데이터중에서 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 방법, 시스템 및 시스템에 의해 충족된다. 수신기에 의해 검출된 신호를 나타내는 피크 값이 계산되고, 수신기의 주파수 기준 및 송신기의 캐리어 주파수 간의 주파수 오프셋이 추정되고, 추정된 주파수 오프셋의 정확도를 가리키는 품질 계수(quality factor)가 추정된다.

주파수 동기화 신호의 위치는 계산된 피크 값과 추정된 품질 계수를 선정된 피크 및 품질 임계치와 비교, 즉 피크 값이 피크 임계치 이상인지 및 품질 계수가 품질 임계치 이하인지의 여부를 판정함으로써 결정된다. 선정된 임계치 모두가 충족되면, 피크값, 주파수 오프셋 및 품질 계수가 저장된다. 임계 조건중의 하나가 충족되지 않으면, 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 최대 피크값 및 저장된 최소 품질 계수의 위치에 대응한다.

도면의 간단한 설명

본 발명의 특징, 목적 및 장점은 유사한 참조번호가 유사한 구성요소를 가리키는 첨부하는 도면을 참조한 다음의 상세한 설명을 읽음으로써 명확할 것이다.

도 1은 본 발명이 실시되는 통신 시스템도.

도 2는 주파수 동기화 신호를 검출하기 위한 예시적인 장치를 도시하는 도면.

도 3은 주파수 동기화 신호를 검출하기 위한 예시적인 방법을 도시하는 도면.

도 4는 주파수 오프셋 및 품질 계수를 추정하기 위한 예시적인 장치를 도시하는 도면.

도 5A는 주파수 오프셋을 추정하기 위한 예시적인 방법을 도시하는 도면.

도 5B는 품질 계수를 추정하기 위한 예시적인 방법을 도시하는 도면.

도 6A는 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 예시적인 장치를 도시하는 도면.

도 6B는 피크 값, 품질 계수 값 및 주파수 오프셋의 시간에 따른 그래픽 표현도.

도 7은 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 예시적인 방법을 도시하는 도면.

실시예

예시적인 목적으로, 다음은 GSM 표준에 부합하는 무선 통신 시스템을 설명한다. 본 발명은 이것에 한정되어 있지 않고 서로 다른 표준을 이용하는 다른 종류의 통신 시스템에도 적용가능하다는 것을 알 것이다.

도 1은 본 발명이 실시되는 예시적인 통신 시스템을 도시한다. 이 시스템은 적어도 하나의 송신기(100) 및 적어도 하나의 수신기(150)를 포함한다. 비록 송신기(100) 및 수신기(150)가 각각 도 1에서 기지국과 이동국으로서 도시되어 있으나, 송신기는 다양한 방법, 즉 지상 또는 인공 중계기로서 구현될 수 있고, 수신기는 다양한 방법, 즉 고정 셀룰러 단말기(무선 로컬 루프)로서 구현될 수 있다는 것을 알 것이다. 기지국과 이동국이 도 1에 도시되어 있고, 예시적인 목적으로만 다음에 설명된다.

기지국(100) 및 이동국(150)은 무선 인터페이스(125)를 통해 통신한다. 각각의 인접하는 기지국(100)에는 특정한 캐리어 주파수가 할당되어 있고, 각각의 기지국(100)은 각각의 이동국(150)에 특정 타임 슬롯을 할당한다.

기지국(100)과 통신하기 위해, 이동국(150)은 기지국(100)에 시간 및 주파수 동기화되어야 한다. 다시 말해서, 이동국(150)의 주파수 기준 및 시간 기준은 기지국(100)에 할당된 캐리어 주파수, 및 기지국에 의해 할당된 타임 슬롯(들)과 각각 동기되어야 한다. CDMA 시스템에서, 이동국(150)은 기지국의 캐리어 주파수 및 송신된 코드 워드와 동기화되어야 한다.

이동국(150)을 동기화시키기 위해, 기지국(100)은 이동국에 주파수 동기화 신호를 송신한다. 예를 들어, GSM 표준을 이용하는 시스템에서, 기지국(100)은 그 캐리어 주파수를 FCB로 변조하여 주파수 동기화 신호를 형성한다.

이동국(150)은 주파수 동기화 신호를 포함한, 기지국(100)으로부터 송신된 신호를 수신하고 복조한다. 예시적인 실시예에 따르면, 주파수 동기화 신호는, 그 일부가 상기 설명한 미국특허출원 "Method and Apparatus for Detecting a Frequency Synchronization Signal"에 개시된 다양한 방법중의 임의의 방법에 의해 검출될 수 있다. 예시적인 목적으로, 본 특허출원에 개시된 방법중의 하나가 설명될 것이다.

수신된 주파수 동기화 신호의 동상 및 직교 성분의 유사성은 주파수 동기화 신호, 즉 FCB를 검출하는데 사용될 수 있다.

수신된 동기화 신호 $y(n)$ 의 동상 및 직교 성분은 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 1

$$y_I(n) = \sqrt{P} \cos \left(2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) \right) + v_I(n)$$

수학식 2

$$y_Q(n) = \sqrt{P} \sin \left(2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) \right) + v_Q(n)$$

여기서, \sqrt{P} , ΔF , $V_I(n)$ 및 $V_Q(n)$ 는 캐리어 진폭, 주파수 기준과 캐리어 주파수 F_s 간의 주파수 오프셋, 동상 노이즈 성분, 및 직교 노이즈 성분을 각각 지칭한다.

만일 이동국이 기지국에 동기화되면, 즉 $\Delta F = 0$ 이면, FCB의 사인곡선의 모든 주기는 4개 샘플을 포함한다. 더욱이, FCB의 $y_I(n)$ 및 $y_Q(n)$ 성분은 $\pi/2$ 만큼 위상 쉬프트되어, 한 샘플만큼 서로 다르다. 따라서, FCB에 대응하는 수신된 신호의 경우, 한 타임 인덱스만큼 $y_I(n)$ 를 지연시킴으로써 $y_Q(n)$ 가 얻어질 수 있다.

만일 이동국이 기지국에 동기화되지 않는다면, 즉, $\Delta F \neq 0$ 이면,

수학식 3

$$y_I(n-1) = \sqrt{P} \sin \left(2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) - 2\pi \frac{\Delta F}{F_s} \right)$$

이기 때문에 $y_Q(n)$ 는 $y_I(n-1)$ 과 같지 않다.

FCB에 대응하는 신호의 경우, 교차 상관 $y_I(n-1)$ 및 $y_Q(n)$ 는 다음과 같은 교차 상관 값 $r_{IQ}(1)$ 을 생성한다:

수학식 4

$$r_{IQ}(1) = \frac{P}{2} \cos \left(2\pi \frac{\Delta F}{F_s} \right) \quad \forall n \in \Psi$$

식 4로부터 알 수 있는 바와 같이, 교차 상관 $y_I(n-1)$ 및 $y_Q(n)$ 는 수신된 신호가 FCB에 대응할 때마다 피크를 결과로서 생성한다. 피크의 크기는 주파수 오프셋 ΔF 및 캐리어 진폭에 의존한다. ΔF 가 증가함에 따라, 피크의 진폭은 감소한다. 만일 예를 들어 NB 또는 노이즈에 대응하는 신호가 수신되면, $y_I(n-1)$ 및 $y_Q(n)$ 간에 상관은 존재하지 않는다. 따라서, 교차 상관 값이 적어도 선정된 검출 임계치와 같은 크기의 피크를 갖는지를 판정함으로써, 기지국으로부터 송신된 신호가 FCB에 대응하는지의 여부를 판정할 수 있다.

FCB를 검출하기 위해 교차 상관을 구현할 때 고려할 몇가지 잠재적인 문제점이 존재한다. 한가지 문제는 페이딩과 전파 손실 모두로 인한 캐리어 진폭의 편차이다. 캐리어 진폭의 편차는 식 4의 피크 값에 영향을 미치고, 검출 임계치를 선택하는 것을 어렵게 한다.

캐리어 진폭 편차의 영향을 줄이기 위해, 입력 데이터 $y(n)$ 는 수신된 신호 $y(n)$ 를 데카르트 도메인(Cartesian domain)에서 폴라 도메인(Polar domain)으로 변환한 다음, 신호를 다시 데카르트 도메인으로 재변환함으로써 정규화될 수 있다. 이는 데카르트 도메인에서 폴라 도메인으로의 변환을 위한 테이블과, 폴라 도메인에서 데카르트 도메인으로의 변환을 위한 테이블의 두가지 테이블로서 실시될 수 있다. 이 정규화는 제1 테이블을 사용하여 수신된 신호의 동상 및 직교 성분에 대응하는 신호 위상을 얻고, 제2 테이블을 사용하여 신호 위상 및 단일 진폭으로부터 정규화된 동상 및 직교 성분을 얻음으로써 수행된다.

상기 설명한 교차 상관 기술을 사용하여 FCB를 검출하기 위해서는, 식 4의 우측 상의 양이 먼저 결정되어야 한다. 이 값을 결정하는 한가지 방법은 다음과 같이 교차 상관 값 $r_{IQ}(l)$ 을 추정하는 것이다:

수학식 5

$$e\{r_{IQ}(l)\} = \frac{1}{length(\Psi)} \sum_{n \in \Psi} y_I(n-l)y_Q(n)$$

여기서, $e\{r_{IQ}(l)\}$ 는 추정된 교차 상관 값을 지칭하고, $length(\Psi)$ 는 FCB의 길이, 즉 FCB 내의 심볼의 수에 대응한다. 따라서, FCB의 길이에 대응하는 수신된 신호의 다수의 샘플의 각각에 대해 $y_I(n-1)$ 에 $y_Q(n)$ 을 곱하고 이를 곱을 평균화함으로써, 식 4의 교차 상관값이 추정될 수 있다.

이 평균화에 필요한 메모리의 양을 줄이기 위해, 식 5에서의 추정 방법은 전달 함수에 의해 이동 평균(MA; Moving Average) 프로세스로서 모델화될 수 있다.

수학식 6

$$B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{147} z^{-147}$$

여기서, 모든 계수 $\{b_k\}$ 는 $1/148$ 과 같다. 이 MA 프로세스는 148 샘플 길이인 메모리를 갖는 필터로서 구현될 수 있다.

MA 프로세스는 전달함수를 갖는 자동 리그레시브(AR) 프로세스로서 재작성될 수 있다.

수학식 7

$$\frac{1}{A(z)} = B(z) + R(z)$$

여기서, $A(z)$ 는 $B(z)$ 미만의 차수를 갖는 다항식이고, $R(z)$ 는 나머지 항이다. 또한 바이어스라고 하는 나머지 항 $R(z)$ 의 양은 $1/A(z)$ 가 $B(z)$ 에 얼마나 긴밀히 가까이 있는가에 따른다. 이상적으로, $1/A(z)$ 는 $B(z)$ 로부터 크게 이탈하여서는 안되고, 바이어스 $R(z)$ 는 작아야 한다. 식 7은 다음과 같이 근사화될 수 있다:

수학식 8

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{C}{1 - az^{-1}}$$

여기서, $0 < a < 1$ 이고, 상수 C 는 $z=0$ 에서의 이득을 1로 조정하는데 사용된다. a 에 대한 간단한 선택은, C 가 $1/128$ 과 같게 하는 $1-1/128$ 이다. 제곱에 관련된 a 를 갖는 이점은, 128에 의한 나눗셈이 7비트에 의해 간단한 우쉬프트로 구현될 수 있다는 점이다. 식 8에서의 근사화는 약 $(1-a)^{-1} = 128$ 샘플의 길이인 메모리를 갖는 필터로서 구현될 수 있는 지수 평균이다.

도 2는 주파수 동기화 신호를 검출하기 위한 예시적인 장치를 도시한다. 이 장치는 기지국으로부터 수신된 신호 $y(n)$ 의 동상 및 직교성분 $y_I(n)$ 및 $y_Q(n)$ 이 소정의 시간 n 에 입력되는 정규화기(210)를 포함한다. 이들 구성요소는 Critchlow에 의한 미국특허 제5,276,706호에 개시된 바와 같은 임의의 적당한 기술에 의해 얻어질 수 있다.

정규화기(210)는 $y_I(n)$ 및 $y_Q(n)$ 을 정규화하여, 페이딩과 같은 영향을 감소시킨다. 도 2에 도시한 바와 같이, 정규화기(210)는 변환 테이블을 사용하여 구현될 수 있다. 정규화된 동상 성분은 지연소자(220)를 통하여 한 샘플 지연된다. 지연된 동상 성분 및 정규화된 직교 성분은 디로테이트(derotated), 즉 디로테이터(derotator)(222)에서 기저대역으로 쉬프트되고, LP 필터(225)에서 저역필터되어 주변 노이즈를 제거하고, 로테이트, 즉 로테이터(227)에서 중심 주파수로 다시 쉬프트된다. 다음에, 이 성분은 곱셈기(230)에 의해 함께 곱해지고, 평균화기(245)에 의해 평균화되어, 추정된 교차 상관값 $e\{r_{IQ}(l)\}$ 을 생성한다. 평균화기(245)는, 예를 들어 전달 함수를 갖는 이동 평균기로서 구현될 수 있다.

수학식 9

$$H(z) = \frac{\frac{1}{128}}{1 - \frac{127}{128} z^{-1}}$$

이는 식 8에서 $C=1/128$ 및 $\alpha=1-1/128$ 의 대체에 대응한다. 이동 평균기는 LP 필터로서 구현될 수 있는데, 이는 이 방법이 FIR 필터에 의한 평균화보다 덜 복잡하게 한다. 만일 추정된 교차 상관값이 적어도 선정된 검출 임계치와 같은 크기의 퍼크를 갖는다면, 이때 기지국으로부터 송신된 신호는 FCB에 대응한다.

비록 도 2에 도시된 주파수 선택 필터가 지연기(220)와 곱셈기(230) 사이에 배열되어 있지만, 주파수 선택 필터는 임의의 적당한 다른 위치, 즉 정규화기(210) 앞에 정렬될 수 있다는 것을 알아야 한다.

추정된 교차 상관값 $e\{r_{IQ}(l)\}$ 는 기지국의 캐리어 주파수와 이동국의 주파수 기준 간의 주파수 오프셋을 결정하기 위해 실제의 교차 상관값 $r_{IQ}(l)$ 대신에 사용될 수 있다.

도 3은 주파수 동기화 신호를 검출하기 위한 예시적인 방법을 도시한다. 이 방법은 수신된 신호의 동상(I) 및 직교(Q) 성분을 정규화하는 단계(320)에서 시작한다. 단계(320)에서, 정규화된 I 및 Q 성분은 주변 노이즈를 제거하기 위해 필터링된다. 다음에 단계(330)에서 필터링되어 정규화된 I 성분이 지연된다. 단계(320 및 330)의 순서는 역전, 즉 I 성분이 지연된 후에 정규화된 I 및 Q 성분이 필터링될 수 있다. 단계(340)에서, 정규화되어 필터링된 Q 성분에는 지연되고 필터링되고 정규화된 I 성분이 곱해진다. 단계(350)에서, 이들 성분이 수신된 신호의 선정된 샘플수, 즉 FCB의 길이에 대응하는 샘플수에 대해 곱해졌는지가 판정된다. 그렇지 않다면, 프로세스는 단계(310)로 진행한다. 성분들이 선정된 샘플 수 동안 곱해졌다면, 곱셈 결과는 평활화, 즉 단계(360)에서 평균화되어 추정된 교차 상관값을 생성한다. 단계(370)에서는, 이 결과가 선정된 임계치 이상인지의 여부로 판정된다. 그렇지 않다면, 검출된 신호는 주파수 동기화 신호에 대응하지 않고, 방법은 단계(310)로 복귀한다. 만일 추정된 교차 상관값이 선정된 임계치보다 크면, 검출된 신호는 주파수 동기화 신호에 대응하고, 검출 프로세스는 단계(380)에서 종료한다. 검출된 주파수 동기화 신호는 수신된 주파수 동기화 신호 내의 주파수 오프셋을 추정하는데 사용될 수 있고, 이동국은 추정된 주파수 오프셋에 기초하여 기지국에 동기화될 수 있다. 일단 이동국이 기지국에 동기화되면, 도 3에 도시된 방법은 동기화를 유지하기 위해 반복될 수 있다.

예시적인 실시예에 따르면, 이동국의 주파수 기준과 기지국의 캐리어 주파수 간의 주파수 오프셋은 상술한 미국특허출원 제08/971,666호에 개시된 방법들을 포함한, 다양한 방법중의 임의의 방법에 의해 추정될 수 있다. 예시적인 목적으로, 본 출원에 개시된 방법중의 하나가 설명될 것이다.

신호 대 잡음비(SNR)가 $P/\sigma^2_v \gg 1$ 이면, 초기 위상 θ 가 제로로 세트된 채 실제의 수신된 동기화 신호 $y(n)$ 의 위상은 다음과 같이 표현될 수 있다:

수학식 10

$$\phi_y(n) = \phi_x(n) + \nu_\phi(n),$$

여기서, $v_\phi(n)$ 는 제로 평균 화이트 가우시안 위상 노이즈(zero-mean white Gaussian phase noise)를 지칭한다.

실제의 수신된 신호 $y(n)$ 내에 주파수 오프셋 ΔF 가 존재한다고 가정하면, 식 10은 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다:

수학식 11

$$\phi_y(n) = 2\pi n \left(\frac{\Delta F}{F_s} + \frac{1}{4} \right) + v_\phi(n),$$

이는 화이트 노이즈를 갖는 $2\pi(\Delta F/F_s + 1/4)$ 의 슬로프를 갖는 직선에 대응한다. 따라서, 주파수 오프셋 ΔF 의 추정은 식 11에서의 슬로프의 추정에 관련되어 있다. $2\pi/4$ 의 공지된 계수를 감하면, 이 슬로프는 다음과 같은 제곱 에러 합계를 최소화 함으로써 선형 회귀(linear regression)법을 사용하여 추정될 수 있다.

수학식 12

$$\Lambda = \sum_{n \in \Psi} \left[\phi(n) - 2\pi n \frac{e\{\Delta F\}}{F_s} \right]^2$$

여기서, $e\{\Delta F\}$ 는 추정된 주파수 오프셋, 및 $\phi(n) = \phi_y(n) - 2\pi n/4$ 를 지칭한다. 이 추정은 노이즈 $v_\phi(n)$ 이 가우시안이면 최대 가능성(ML; Maximum Likelihood)이다.

타임 인덱스 Ψ 의 세트는 초기 시간 n_0 의 선택에 의존한다. 인덱스 Ψ 의 세트가 비대칭이도록, 즉 $\Psi = \{-(N_0-1)/2, \dots, 0, \dots, (N_0-1)/2\}$ 이도록 n_0 를 선택하는 것이 편리하며, 여기서, 샘플 N_0 의 수는 홀수이다. 이와 같은 첫번째 세트의 타임 인덱스를 이용함으로써, 주파수 오프셋이 다음과 같이 추정될 수 있다:

수학식 13

$$e\{\Delta F_0\} = \left(\frac{12}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \sum_{k=0}^{N_0-1} \left(k - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(k) \right) \frac{F_s}{2\pi}$$

주파수 오프셋을 추정하는데 필요한 메모리의 양을 줄이기 위해, FCB의 N_0 의 샘플은 각각 M 위상차의 N 그룹으로 그룹화될 수 있고, 다음에 각 그룹의 합계가 계산될 수 있다. 다시 말하면, 검출된 주파수 동기화 신호의 연속해서 수집된 샘플 간의 위상차의 블럭 합계는 연속해서 수집된 샘플 간의 개별적인 위상차보다는 주파수 오프셋을 추정하는데 사용될 수 있다. 이는 주파수 오프셋 추정에 필요한 계산 수를 줄인다.

FCB의 위상 샘플을 서로 다른 블럭으로 세그먼트하면, 식 13의 합은 다음과 같이 표현될 수 있다:

수학식 14

$$\sum_{k=0}^{N_0-1} \left(k - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(k) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} \left(Mi + j - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(Mi + j)$$

여기서 N 및 M은 블럭의 수, 및 각 블럭 내의 샘플의 수이다. 전체 샘플 수는 $N_0 = NM$ 이다.

식 14의 우측은 $Mi + j - \frac{N_0-1}{2}$ 에 $j = \frac{(M-1)}{2}$ 를 세트함으로서 근사화될 수 있다. 블럭 위상 합계 함으로써, 식 14는 다음과 같이 근사화될 수 있다:

$$\phi_M(i) = \sum_{j=0}^{M-1} \phi(Mi + j),$$

를 도입

수학식 15

$$\sum_{k=0}^{N_0-1} \left(k - \frac{N_0-1}{2} \right) \phi(k) \approx M \sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \phi_M(k),$$

식 13에 이 식을 대체하면, ΔF_M 의 주파수 오프셋은 다음과 같이 추정될 수 있다:

수학식 16

$$e\{\Delta F_M\} = \left(\frac{12M}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \phi_M(k) \right) \frac{F_s}{2\pi},$$

필요한 메모리 양을 더욱 줄이기 위해서는, 선형 회귀법은 각각의 샘플을 쉬프트하고 메모리 내의 위상 쉬프트를 추적할 필요없이 위상 편차를 보상하도록 소정될 수 있다. FCB의 연속해서 수집된 샘플 간의 위상차가 이 목적을 위해 사용될 수 있다.

연속하는 위상 합계 $\phi_M(k)$ 는 다음과 같이 상호 관련되어 있다:

수학식 17

$$\phi_M(k) = \phi_M(k-1) + \sum_{j=1}^M (\phi(kM+j) - \phi(kM+j-1))$$

위상 샘플이 등거리이기 때문에, $\phi_M(k)$ 는 다음과 같이 그 초기 값 $\phi_M(k_0)$, 및 FCB의 연속해서 수집된 샘플 간의 위상차의 합계 $\Delta\phi_M(j)$ 에 관련되어 있다:

수학식 18

$$\phi_M(k) = \phi_M(k_0) + \sum_{j=k_0+1}^{k_0+k} \Delta\phi_M(j)$$

식 16에서 $\phi_M(k)$ 대신에 식 19의 결과를 대체함으로써, 주파수 오프셋 $e\{\Delta F_M\}$ 는 다음과 같이 추정될 수 있다:

수학식 19

$$e\{\Delta F_M\} = \left(\frac{12M}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \left[\phi_M(k_0) + \sum_{j=k_0+1}^{k_0+k} \Delta\phi_M(j) \right] \right) \frac{F_s}{2\pi}$$

위상 초기 값 $\phi_M(k_0)$ 은 $\sum_{k=0}^{N-1} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) = 0$ 이기 때문에 식 19에서 어떠한 영향도 없다.

주파수 오프셋 추정, 즉 노이즈, 페이딩 등에 영향을 미치는 서로 다른 교란이 존재한다. 만일 추정된 주파수 오프셋이 정확하지 않으면, 이동국의 주파수 기준은 기지국의 캐리어 주파수에 적절히 동기화되지 않을 것이다. 따라서, 필요에 따라 조정될 수 있도록 추정된 주파수 오프셋의 정확도를 판정할 수 있는 것이 중요하다.

미국특허출원 제08/971,666호는 추정된 주파수 오프셋의 정확도를 가리키는 품질 계수 δ 를 추정하기 위한 기술을 개시한다. 추정된 품질 계수 $e\{\delta\}$ 는 다음과 같이, 예를 들어, M 위상차의 N 합계 각각과 추정된 주파수 오프셋 $e\{\Delta F_M\}$ 간의 차이의 절대값을 더함으로써 계산될 수 있다.

수학식 20

$$e\{\delta\} = \left| \Delta\phi_M(j) - M e\{\Delta F_M\} \right| + \left| \Delta\phi_M(j-1) - M e\{\Delta F_M\} \right| \dots + \\ \left| \Delta\phi_M(j-N+2) - M e\{\Delta F_M\} \right| + \left| \Delta\phi_M(j-N+1) - M e\{\Delta F_M\} \right|$$

이상적으로, 이들 차이 및 결과로 나타나는 추정된 품질 계수 $e\{\delta\}$ 는 제로이어야 한다. 임의의 편차는 노이즈 및/또는 추정 에러의 존재를 가리킨다. 따라서, 추정된 품질 계수 $e\{\delta\}$ 가 낮을 수록 추정된 주파수 오프셋은 보다 정확해진다.

도 4는 주파수 오프셋과 품질 계수를 추정하기 위한 예시적인 장치를 도시한다. 도 4에 도시된 바와 같이, 검출된 주파수 동기화 신호 $y(n)$ 는 검출된 신호의 동적 범위를 제한하는 정규화기(40)에서 정규화된다. 정규화기(400)는 도 2에 도시된 정규화기(210)와 동일하게 테이블로서 구현될 수 있다. 최적의 주파수 오프셋 추정을 얻기 위해, 이상적으로 FCB의 샘플만이 사용되어야 한다. 따라서, 수신된 신호가 주파수 선택 필터에서 미리 필터링되어 FCB에 대응하는 주파수 대역을 선택함으로써, 노이즈로부터 FCB를 판별하고 따라서 신호 대 노이즈 비를 증가시킨다.

수신된 신호는 67.7kHz의 중심 주파수에서 기저대역으로 쉬프터(410)에 의해 쉬프트되고, 다음에 쉬프트된 신호는 LP 필터(420)에서 저역필터된다. 쉬프터(410)는 도 2에 도시된 바와 같이 디로테이터(222)로서 구현될 수 있다. 다음에 필터링된 신호 $y_{LP}(n)$ 의 위상 $\Phi_{yLP}(n)$ 가 위상 측정 회로(430)에서 측정된다. 수신되어 복조된 주파수 동기화 신호의 연속해서 수집된 샘플 간의 위상차 $\Delta\phi_y(n)$ 가 미분기(440)에서 공지된 방법으로 계산될 수 있다. 미분기(440)는 예를 들어, 고역 필터에 의해 용이하게 구현될 수 있다. 각각의 위상차는 합 & 덤프(Sum & Dump) 회로(450)에 의해 누적된 이전의 위상차에 더해진다. 합 & 덤프 회로(450)는 M 계수가 1로 세트되어 있는 가산기 및 FIR 필터와 같은 필터에 의해 구현될 수 있다. 선택적으로, 위상차는 다른 시스템, 즉, 집적 및 덤프 회로, 리세팅 가능한 집적기 또는 저역 필터에 의해 부가될 수 있다. M 위상차가 더해지면, 합계는 "덤프(dumped)", 즉 합 & 덤프 회로(450)에 의해 주파수 오프셋 추정 회로(460)로 출력된다.

주파수 오프셋 추정 회로(460)는 검출된 주파수 동기화 신호의 연속해서 수집된 샘플 간의 위상차의 그룹의 가중합계를 계산하여, 주파수 오프셋을 추정함으로써, 주파수 동기화 신호의 연속해서 수집된 샘플 간의 위상 편차를 보상, 즉 위상 쉬프트를 추적하는 메모리를 필요로 하지 않고, 위상 언랩핑(phase unwrapping)을 수행한다. 주파수 오프셋 추정 회로(460)는 자연 소자, 누산기, 및 계수 c_k 를 갖는 FIR 필터로서 구현될 수 있다:

수학식 21

$$c_k = \sum_{j=k}^{N-1} b_j, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

그리고,

수학식 22

$$b_k = \left(\frac{12M}{T_s N_0 (N_0^2 - 1)} \left(k - \frac{N - 1}{2} \right) \right) \frac{F_s}{2\pi}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1.$$

도 4에 도시된 바와 같이, 품질 계수 추정 회로(470)는 상기 식 22에 의해 품질 계수 추정 $e\{\delta\}$ 를 계산한다. 단일 추정된 품질 계수 $e\{\delta\}$ 가, 추정된 주파수 오프셋이 충분히 정확하지 않으면, 즉 추정된 품질 계수가 선정된 임계치이상이라는 것을 가리키면, 추정된 주파수 오프셋은 조정, 즉 다시 계산될 수 있다.

품질 계수 추정 회로(470)는 M 위상차의 N 그룹의 각각과 추정된 주파수 오프셋 간의 N 차를 계산하기 위한 N 감산기, N 차의 절대값을 계산하기 위한 N 절대값 회로, 및 N 절대값을 더하여 추정된 품질 계수 $e\{\delta\}$ 를 만들기 위한 가산기로서 구현될 수 있다. 비록 도시 및 설명 각각을 위해 주파수 오프셋 추정 회로(460)와는 분리되어 도시되어 있지만, 품질 계수 추정 회로(470)와 주파수 오프셋 추정 회로(460)가 단일 장치에 결합될 수 있다는 것을 알아야 한다.

도 5A는 주파수 오프셋을 추정하기 위한 예시적인 방법을 도시한다. 이 방법은 수신 신호를 미리 필터링하여 주파수 동기화 신호의 검출을 개선시키는 단계(500)에서 시작한다. 다음에, 단계(510)에서, 검출된 주파수 동기화 신호의 샘플이 수집된다. 단계(520)에서, 연속하는 샘플이 수집된다. 단계(530)에서 연속해서 수집된 샘플 간의 위상차가 계산된다. 다음에

단계(540)에서, 위상차가 다른 누적 위상차에 더해진다. 단계(550)에서, M 위상차가 부가되었는지의 여부가 판정된다. 만일 그렇지 않다면, 프로세스는 단계(520)로 복귀한다. 만일 M 위상차가 더해졌다면, M 위상차의 합계가 단계(560)에서 덤프된다. 다음에 단계(570)에서, M 위상차의 N 합계가 덤프되었는지에 대해 판정된다. 만일 그렇지 않다면, 프로세스는 단계(510)로 복귀하고, 새로운 샘플이 수집된다. 만일 그렇다면, N 합계가 단계(580)에서 더해진다. 예시적인 실시예에 따르면, 이 단계는 예를 들어 선형 회귀법을 사용하여 N 합계의 가중 평균을 계산함으로서 수행될 수 있고, 그 결과는 추정된 주파수 오프셋이다.

도 5B는 품질 계수를 추정하기 위한 예시적인 방법을 도시한다. 프로세스는 주파수 오프셋이 추정된 후에 시작한다. 단계(590)에서, M에 의해 가중된 추정된 주파수 오프셋이 M 위상차의 N 합계 각각으로부터 감산되어 N 차를 생성한다. 다음에, 단계(600)에서, N 차의 절대값이 계산된다. 마지막으로, 단계(610)에서, N 절대값이 더해져 추정된 품질 계수를 생성한다.

상기 설명한 것과 같은 기술은 검출된 주파수 동기화 신호를 사용하여 기지국의 캐리어 주파수와 이동국의 주파수 기준 간의 주파수 오프셋을 추정한다. 이 추정이 다른 데이터가 아닌 실제의 주파수 동기화 신호를 사용하여 수행되도록, 이동국에서 수신된 데이터중에서 주파수 동기화 신호의 위치를 아는 것이 중요하다.

예시적인 실시예에 따르면, 주파수 동기화 신호의 위치는 추정된 주파수 오프셋 및 품질 계수와 동기화된, 검출된 주파수 동기화 신호에 기초하여 결정될 수 있다. 이 프로세스는 수신기에, 즉 이동국에 포함될 수 있는 도 6A에 도시된 것과 같은 시스템에서 수행될 수 있다.

지금부터 도 6A를 참조하면, 시스템은 상태 메모리(620 및 630)를 포함한다. 상태 메모리(620)는 검출된 주파수 동기화 신호를 나타내는 신호, 즉 이동 평균기(245)(도 2에 도시됨)에 의해 출력된 교차 상관 피크 값, 및 주파수 오프셋 추정회로(460) 및 품질 계수 추정 회로(470)(도 4에 도시) 각각에 의한 추정된 주파수 오프셋 및 품질 계수 값 출력을 수신한다. 이를 값이 상태 메모리(630)에 기록된다.

미국특허출원 제08/971,666호에 개시된 것과 같은 주파수 오프셋 추정 방법은 추정을 위한 소정의 파라미터의 수를 감소시키기 위해 M에 의해 샘플 레이트의 10분의 1로 하고 있다(decimate). 따라서, 추정된 주파수 오프셋 및 품질 계수의 레이트는 계산된 교차 상관 피크값의 M분의 1이 된다. 이를 설명하기 위해, 예시적인 실시예에 따른 시스템은 추정된 주파수 오프셋 및 품질 계수의 레이트를 M에 의해 전개(expanding)하기 위한 필터(610)를 포함한다. 또한, 상기 설명된 것과 같은 주파수 동기화 신호 검출 기술이 동상 성분을 지연시켜, 계산된 교차 상관 피크값이 지연되는 결과가 된다. 이를 설명하기 위해, 추정된 주파수 오프셋 및 품질 계수는, 교차 상관 피크값에 동기화되도록, 전개 이전에 지연 유닛(600)에서 시간 n_0 만큼 지연된다. 지연 유닛(600)은 예를 들면, 버퍼로서 구현될 수 있다.

추정된 주파수 오프셋 및 품질 계수값이 전개되고 계산된 피크값과 동기화되면, 교차 상관 피크값 및 품질 계수에서 최대 및 최소를 검색함으로써 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하는 프로시저가 사용된다. 이와 같은 최대 및 최소가 발생하는 점은 주파수 동기화 신호의 위치에 대응한다. 이것이 도 6B에 도시되어 있다.

도 6B는 피크 값, 품질 계수 값 및 주파수 오프셋의 시간에 따른 그래픽 표현도이다. 도 6B에서, 피크값은 피크 임계치 이상의 최대이고 품질 계수는 시간 n_l 에서 품질 임계치이하의 최소이다. 시간 n_l 은 주파수 동기화 신호의 위치에 대응한다. 대응하는 주파수 오프셋이 시간 n_l 에 도시되어 있다. 이 시점 직후에, 피크 및 품질 임계 조건이 충족되지 않을 것이다. 즉, 피크 값은 피크 임계치 미만일 것이고, 품질 계수는 품질 임계치 이상일 것이다. 이때 시간 n_l 에서의 최대 피크값 및 최소 품질 계수는 주파수 동기화 신호의 위치를 나타내는데 사용될 수 있다.

다시 도 6A를 참조하면, 로컬 피크, 주파수 및 품질 값을 포함한 로컬 극값(local extrema)이 상태 메모리(620)에 저장된다. 로컬 피크, 주파수 및 품질 값을 계산된 교차 상관 피크 값, 추정된 주파수 오프셋 및 추정된 품질 계수에 대응한다.

상태 메모리(620)에 저장된 로컬 피크, 주파수 및 품질 값을 상태 메모리(630)에, 즉 지연 유닛(635)에 기록된 다음에, 상태 메모리(630)로부터 판독된다. 교차 상관 피크 값 및 품질 계수값은 비교 회로(625)에서, 선정된 피크 및 품질 임계치와 각각 비교된다. 임계 조건 모두가 충족되면, 즉 교차 상관 피크값이 피크 임계치 이상이고 품질 계수 값이 품질 임계치 이하이면, 비교 회로(625)에서, 지연 유닛(635)으로부터 판독된 교차 상관 피크값이 상태 메모리(620)에 기억된 연속하는 계산된 피크 값 미만인지가 판정된다. 만일 교차 상관 피크값이 연속하는 피크값 미만이면, 로컬 피크, 주파수 및 품질 값을 대응하는 연속하는 극값으로 갱신된다.

피크값의 위치는 또한 상태 메모리(620) 내의 카운터(627)를 사용하여 상호에 대해 추정된다. 카운터(627)는 이동 평균기(245)(도 2에 도시)로부터 그리고 주파수 오프셋 추정 회로(460) 및 품질 계수 추정 회로(470)(도 4에 도시)로부터 인입값의 수를 카운트하고, 주파수 동기화 신호가 검출될 때 리셋된다. 카운트 값은 상태 메모리(630), 즉 지연 유닛(635)에 저장된다.

선정된 임계 조건중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 즉, 교차 상관 피크 값이 피크 임계치 미만이거나 또는 품질 계수 값이 품질 임계치 이상이면, 예를 들어 비교 회로(625)에서, 로컬 피크 값이 제로와 같지 않는지의 여부가 판정된다. 만일 로컬 피크값이 제로가 아니면, 이는 주파수 동기화 신호가 검출되었다는 것을 가리킨다. 따라서, 로컬 극값이 글로벌 극값(global extreme values)으로서 예를 들면 레지스터에 기록되고, 글로벌 피크 및 품질을 갖는 주파수 동기화 신호가 검출된 것으로 가정된다. 다음에 로컬 극값이 제로로 세트된다. 이와 같은 대응하는 추정된 주파수 오프셋은 또한 이동국의 주파수 기준과 기지국의 캐리어 주파수 간의 주파수 오프셋인 것으로 간주된다. 이 주파수 오프셋은 이동국의 주파수를 기지국의 캐리어 주파수에 동조시키는데 사용된다.

도 7은 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 예시적인 방법을 도시한다. 이 방법은, 피크, 주파수 오프셋 및 품질 값이 상태 메모리(620)로부터 판독되는 단계(700)에서 시작한다. 단계(705)에서, 로컬 피크, 주파수 오프셋 및 품질 값이 상태 메모리(630), 즉 지연 유닛(635)으로부터 판독된다. 단계(710)에서, 카운터 값은 상태 메모리(630), 즉 지연 유닛(635)으로부터 판독된다. 단계(715)에서 카운터 값은 카운터 회로(627) 내의 카운터 값에 1을 더함으로써 갱신된다. 단계(720)에서, 글로벌 피크, 주파수 오프셋 및 품질 값이 제로와 같게 세트된다.

단계(730)에서, 교차 상관 피크값이 선정된 피크 임계치이상인지 그리고 추정된 품질 계수값이 선정된 품질 임계치 이하인지의 여부가 판정된다. 만일 이들 조건중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 로컬 피크값이 제로와 같지 않는지가 단계(735)에서 판정된다. 만일 단계(735)에서, 로컬 피크값이 제로와 같지 않으면, 이는 로컬 피크값이 최대 값이라는 것을 가리킨다. 따라서, 단계(745)에서 글로벌 극값은 로컬 값과 같도록 세트되고, 단계(750)에서 로컬 피크, 주파수 및 품질 계수값은 제로와 같게 세트되고, 단계(755)에서 글로벌 값이 레지스터에 기록된다. 글로벌 값은 이동국의 주파수 기준을 기지국의 캐리어 주파수에 동조시키는데 사용된다.

만일 단계(730)에서 교차 상관 피크값이 피크 임계치 이상이고, 추정된 품질 계수 값이 품질 임계치 이하이면, 단계(760)에서 메모리(620)로부터 판독된 연속하는 피크 값이 상태 메모리(630)로부터 판독된 로컬 피크 값이상인지의 여부가 판정된다. 만일 그렇다면, 단계(765)에서 로컬 피크, 품질 계수 및 주파수 오프셋 값이 갱신되고 단계(775)에서 카운터가 제로로 세트된다.

단계(735, 755 및 775)로부터, 프로세스는 카운터 값이 상태 메모리(630)에 기록되는 단계(780)로 진행한다. 단계(785)에서, 로컬 피크, 지연, 주파수 오프셋 및 품질 계수값이 상태 메모리(630)에 기록되고, 프로세스는 단계(700)로 복귀한다.

본 발명에 따르면, 송신기에 의해 송신되고 수신기에 의해 수신된 데이터중에서 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 방법, 장치 및 시스템이 제공된다. 이는 송신기의 캐리어 주파수에 수신기를 최적으로 동조시키는 것을 가능하게 한다.

비록 GSM 및 CTS 시스템에의 적용이 설명되었지만, 기술분야의 숙련자는 본 발명이 본 발명의 범위와 사상을 벗어나지 않고서 다른 특정 형태로 구현될 수 있다는 것을 알 것이다. 예를 들어, 본 발명은 다른 이동 통신 시스템, 즉 디지털 셀룰러 시스템(DCS) 표준 또는 퍼스널 통신 서비스(PCS) 표준을 이용하는 시스템 또는 주파수 동기화 신호의 검출을 필요로하는 임의의 시스템에 적용가능하다. 상기 설명된 실시예는 예시적인 것으로 간주되어야 하며 제한하려는 것이 아니다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

적어도 하나의 송신기 및 적어도 하나의 수신기를 포함하는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신되고 상기 수신기에 의해 수신된 데이터 중에서 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하는 방법으로서,

- 상기 송신기로부터 송신되고 상기 수신기에 의해 검출된 신호를 나타내는 피크 값을 계산하는 단계;

- b) 상기 송신기의 캐리어 주파수 및 상기 수신기의 주파수 기준 간의 주파수 오프셋을 추정하는 단계;
 - c) 상기 추정된 주파수 오프셋을 사용하여 품질 계수(quality factor)를 추정하는 단계;
 - d) 상기 피크 값 및 상기 품질 계수가 선정된 피크 및 품질 임계 조건들을 충족하는지의 여부를 판정하는 단계;
 - e) 상기 선정된 임계 조건들 모두가 충족되면, 상기 피크 값, 주파수 오프셋, 및 품질 계수를 저장하고, 단계 a) 내지 d)를 반복하는 단계; 및
 - f) 상기 임계 조건들 중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 상기 주파수 동기화 신호의 위치를 저장된 품질 계수 및 저장된 피크 값의 위치로서 판정하는 단계
- 를 포함하는 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 판정 단계는 상기 피크 값이 피크 임계치 이상인지의 여부 및 상기 품질 계수가 품질 임계치 이하인지의 여부를 판정하는 것을 포함하는 방법.

청구항 3.

제1항에 있어서, 상기 선정된 임계 조건들 중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 상기 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 최소 품질 계수 및 저장된 최대 피크 값의 위치에 대응하는 방법.

청구항 4.

제1항에 있어서, 상기 임계 조건들 모두가 충족되면, 연속하는 계산된 피크 값이 상기 저장된 피크 값을 초과하는지의 여부를 판정하고, 상기 연속하는 피크 값이 상기 저장된 피크 값을 초과하면 상기 저장된 피크 값, 주파수 오프셋, 및 품질 계수를 상기 연속하는 피크 값들로 갱신하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 5.

제1항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 및 상기 품질 계수를 상기 피크 값과 동기화시키는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 6.

제1항에 있어서, 상기 피크 값의 계산 단계는,

수신 신호의 동상(in-phase) 성분을 지연시키는 단계;

상기 수신 신호의 선정된 수의 샘플에 대해 상기 동상 성분 및 직교 성분의 곱을 계산하는 단계; 및
추정된 교차 상관 피크 값을 생성하기 위해 상기 지연된 동상 성분 및 상기 직교 성분의 곱을 평활화하는(smoothing) 단계
를 포함하는 방법.

청구항 7.

제1항에 있어서, 상기 주파수 오프셋을 추정하는 단계는,

- g) 상기 송신기로부터 송신되고 상기 수신기에 의해 검출된 신호의 연속해서 수집된 샘플들 간의 위상차를 판정하는 단계;
 - h) 상기 위상차를 누적 위상차에 더하는 단계;
 - i) M 누적 위상차가 더해질 때까지 단계 g)-h)를 반복하는 단계;
 - j) M 누적 위상차의 합계를 덤프(dumping)하여, 제로 누적 위상차가 되게 하는 단계;
 - k) M 누적 위상차의 N 합계가 덤프될 때까지 단계 g)-j)를 반복하는 단계; 및
 - l) M 누적 위상차의 N 합계를 더하여 추정된 주파수 오프셋을 생성하는 단계
- 를 포함하는 방법.

청구항 8.

제7항에 있어서, 상기 품질 계수를 추정하는 단계는,

각각이 M 누적 위상차의 상기 N 합계 중의 하나와 상기 추정된 주파수 오프셋 간의 차이인, N 차(N differences)를 계산하는 단계;

상기 N 차의 절대값들을 계산하는 단계; 및

상기 절대값들을 더해서 추정된 품질 계수를 생성하는 단계

를 포함하는 방법.

청구항 9.

제8항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 및 품질 계수를 계수 M에 의해 전개하는(expanding) 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 10.

적어도 하나의 송신기 및 적어도 하나의 수신기를 포함하는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신되고 상기 수신기에서 수신된 데이터 중에서 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 장치로서,

계산된 피크 값 및 추정된 품질 계수가 선정된 피크 및 품질 임계 조건들을 충족하는 지의 여부를 판정하기 위한 비교 회로; 및

메모리

를 포함하며,

상기 선정된 임계 조건들 모두가 충족되면, 상기 피크 값 및 상기 품질 계수가 상기 메모리에 저장되고, 상기 임계 조건들 중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 상기 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 품질 계수 및 저장된 피크 값의 위치에 대응하는 장치.

청구항 11.

제10항에 있어서, 상기 비교 회로는 상기 피크 값이 피크 임계치 이상인지를 여부 및 상기 품질 계수가 품질 임계치 이하인지의 여부를 판정하는 장치.

청구항 12.

제10항에 있어서, 상기 선정된 임계 조건들 중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 상기 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 최소 품질 계수 및 저장된 최대 피크 값의 위치에 대응하는 장치.

청구항 13.

제10항에 있어서, 상기 임계 조건들 모두가 충족되면, 상기 비교 회로는 연속하는 계산된 피크 값이 상기 저장된 피크 값을 초과하는지의 여부를 판정하고, 상기 연속하는 피크 값이 상기 저장된 피크 값을 초과하면 상기 메모리에 저장된 상기 저장된 피크 값, 주파수 오프셋, 및 품질 계수를 상기 연속하는 피크 값들로 갱신하는 장치.

청구항 14.

제10항에 있어서, 주파수 오프셋 및 품질 계수를 상기 피크 값과 동기화시키기 위한 수단을 더 포함하는 장치.

청구항 15.

제10항에 있어서, 상기 계산된 피크 값은,

수신 신호의 동상 성분을 지연시키기 위한 지연 수단;

상기 수신 신호의 선정된 수의 샘플에 대해 상기 지연된 동상 성분 및 직교 성분의 곱을 형성하기 위한 곱셈기; 및

상기 곱을 평활화하여 추정된 교차 상관 피크 값을 생성하기 위한 회로

를 포함하는 시스템으로부터 유도되는 장치.

청구항 16.

제10항에 있어서, 추정 주파수 오프셋은,

상기 송신기에 의해 송신되고 상기 수신기에 의해 검출된 주파수 동기화 신호의 연속해서 수집된 샘플들 간의 위상차를 계산하기 위한 미분기;

상기 위상차를 누적 위상차에 더하기 위한 가산기 - 연속해서 수집된 샘플들의 위상차가 계산되고, M 누적 위상차가 더해질 때까지 누적 위상차에 더하며, M 누적 위상차가 더해진 때 상기 가산기는 M 위상차의 합계를 덤프하여 제로 누적 위상차가 되게 함 -; 및

M 위상차의 상기 덤프된 합계를 수신하기 위한 주파수 오프셋 추정 회로

를 포함하는 시스템으로부터 유도되고,

상기 미분기는 연속해서 수집된 샘플들의 상기 위상차를 계속해서 계산하며, 상기 가산기는 위상차를 계속 누적 및 가산하고, M 위상차의 N 합계가 덤프될 때까지 M 위상차의 합계를 계속 덤프하며, N 합계가 덤프된 때 상기 주파수 오프셋 추정 회로는 M 위상차의 상기 N 합계를 더하여 추정된 주파수 오프셋을 생성하는 장치.

청구항 17.

제16항에 있어서, 상기 품질 계수는,

각각이 M 누적 위상차의 상기 N 합계 중의 하나와 상기 추정된 주파수 오프셋 간의 차이인, N 차를 계산하기 위한 N 감산기;

상기 N 차의 절대값들을 계산하기 위한 N 회로; 및

상기 N 절대값을 더해서 추정된 품질 계수를 생성하기 위한 가산기

를 포함하는 시스템으로부터 유도되는 장치.

청구항 18.

제17항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 및 상기 품질 계수를 계수 M에 의해 전개하기 위한 수단을 더 포함하는 장치.

청구항 19.

송신기로부터 송신되고 수신기에 의해 수신된 데이터 중에서 주파수 동기화 신호의 위치를 판정하기 위한 시스템으로서, 피크 값 계산 시스템;

주파수 오프셋 추정 시스템;

품질 계수 추정 시스템;

피크 값 및 품질 계수가 선정된 피크 및 품질 임계 조건들을 충족하는 지의 여부를 판정하기 위한 수단; 및

상기 선정된 임계 조건들 모두가 충족되면, 상기 피크 값 및 상기 품질 계수를 저장하기 위한 수단

을 포함하며,

상기 선정된 임계 조건들 중의 어느 하나가 충족되지 않으면, 상기 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 품질 계수 및 저장된 피크 값의 위치에 대응하는 시스템.

청구항 20.

제19항에 있어서, 상기 판정 수단은 상기 피크 값이 피크 임계치 이상인지의 여부 및 상기 품질 계수가 품질 임계치 이하인지의 여부를 판정하는 시스템.

청구항 21.

제19항에 있어서, 상기 주파수 동기화 신호의 위치는 저장된 최소 품질 계수 및 저장된 최대 피크 값의 위치에 대응하는 시스템.

청구항 22.

제19항에 있어서, 상기 임계 조건들 모두가 충족되면, 비교 회로는 연속하는 피크 값이 상기 저장된 피크 값을 초과하는지 여부를 판정하고, 상기 연속하는 피크 값이 상기 저장된 피크 값을 초과하면 상기 저장된 피크 값, 주파수 오프셋, 및 품질 계수를 상기 연속하는 피크 값들로 갱신하는 시스템.

청구항 23.

제19항에 있어서, 주파수 오프셋 및 품질 계수를 상기 피크 값과 동기화시키기 위한 수단을 더 포함하는 시스템.

청구항 24.

제19항에 있어서, 상기 피크 값 계산 시스템은,

수신 신호의 동상 성분을 지연시키기 위한 지연 소자;

상기 수신 신호의 선정된 수의 샘플에 대해 상기 지연된 동상 성분 및 직교 성분의 곱을 형성하기 위한 곱셈기; 및

상기 곱을 평활화하여 추정된 교차 상관 피크 값을 생성하기 위한 회로

를 포함하는 시스템.

청구항 25.

제19항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 추정 시스템은,

상기 송신기에 의해 송신되고 상기 수신기에 의해 검출된 주파수 동기화 신호의 연속해서 수집된 샘플들 간의 위상차를 계산하기 위한 미분기;

상기 위상차를 누적 위상차에 더하기 위한 가산기 – 연속해서 수집된 샘플들의 위상차가 계산되고, M 누적 위상차가 더해질 때까지 누적 위상차에 더해지며, M 누적 위상차가 더해진 때 상기 가산기는 M 위상차의 합계를 덤프하여 제로 누적 위상차가 되게 함 –; 및

M 위상차의 상기 덤프된 합계를 수신하기 위한 주파수 오프셋 추정 회로

를 포함하며,

상기 미분기는 연속해서 수집된 샘플들의 상기 위상차를 계속해서 계산하며, 상기 가산기는 위상차를 계속 누적 및 가산하고, M 위상차의 N 합계가 덤프될 때까지 M 위상차의 합계를 계속 덤프하며, N 합계가 덤프된 때 상기 주파수 오프셋 추정 회로는 M 위상차의 상기 N 합계를 더하여 추정된 주파수 오프셋을 생성하는 시스템.

청구항 26.

제25항에 있어서, 상기 품질 계수 추정 시스템은,

각각이 M 누적 위상차의 상기 N 합계 중의 하나와 상기 추정된 주파수 오프셋 간의 차이인, N 차를 계산하기 위한 N 감산기;

상기 N 차의 절대값들을 계산하기 위한 N 회로; 및

상기 N 절대값을 더해서 추정된 품질 계수를 생성하기 위한 가산기

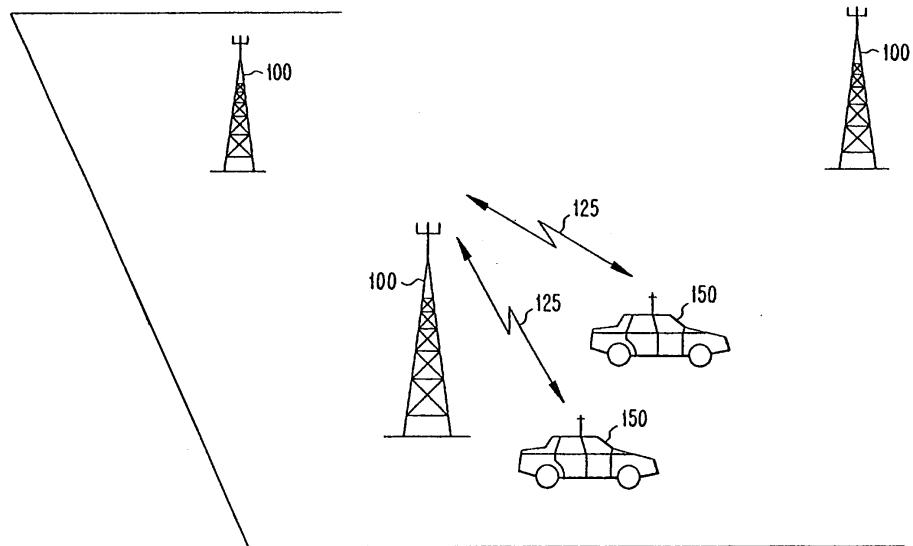
를 포함하는 시스템.

청구항 27.

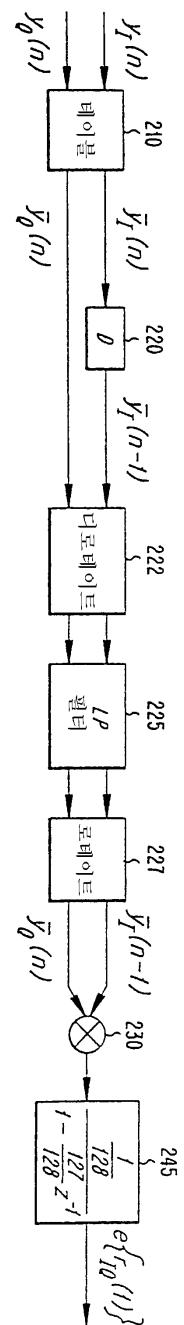
제26항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 및 상기 품질 계수를 계수 M에 의해 전개하기 위한 수단을 더 포함하는 시스템.

도면

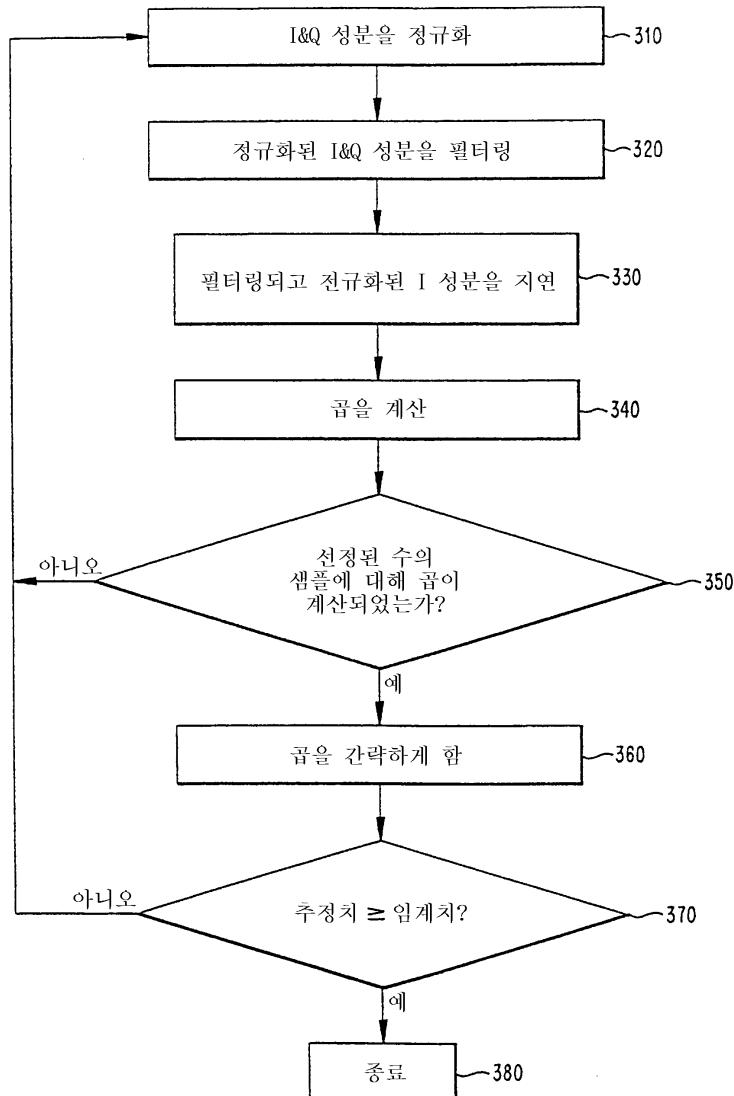
도면1



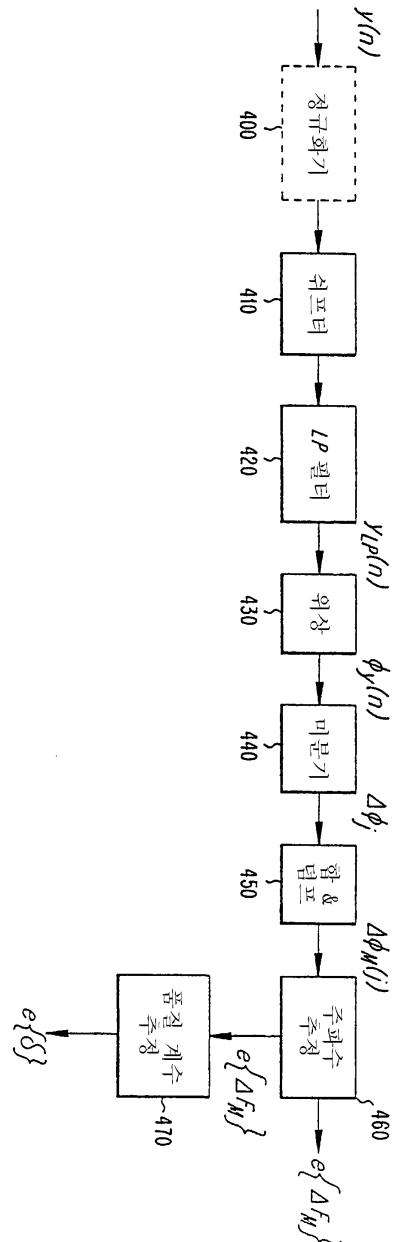
도면2



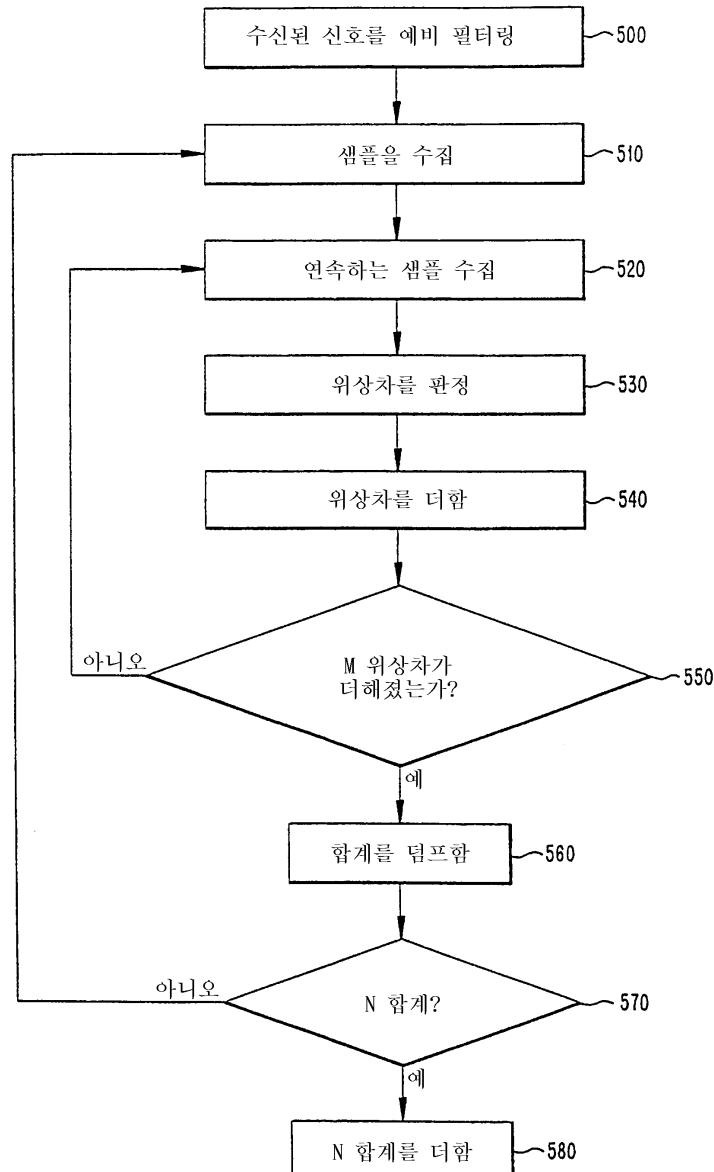
도면3



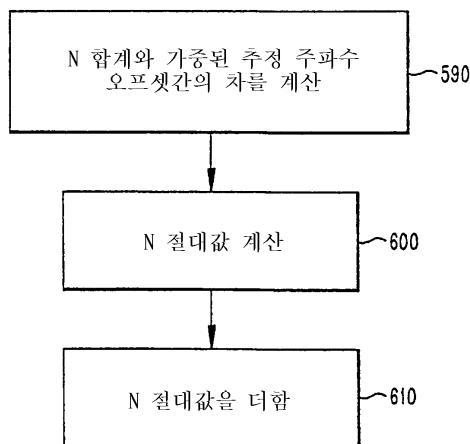
도면4



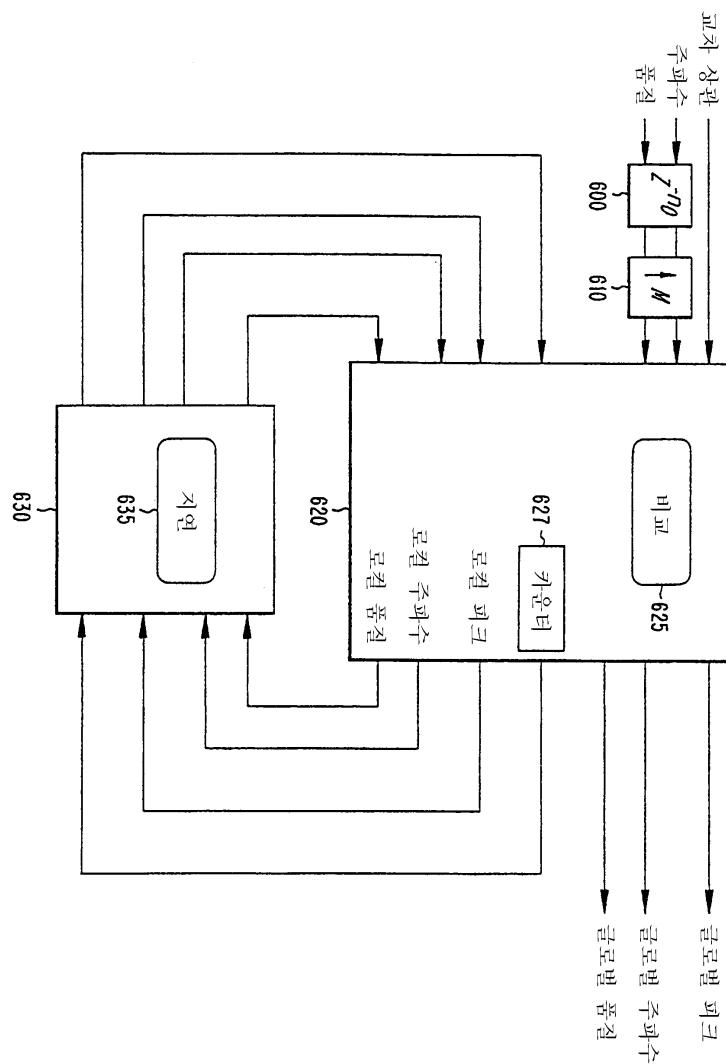
도면5A



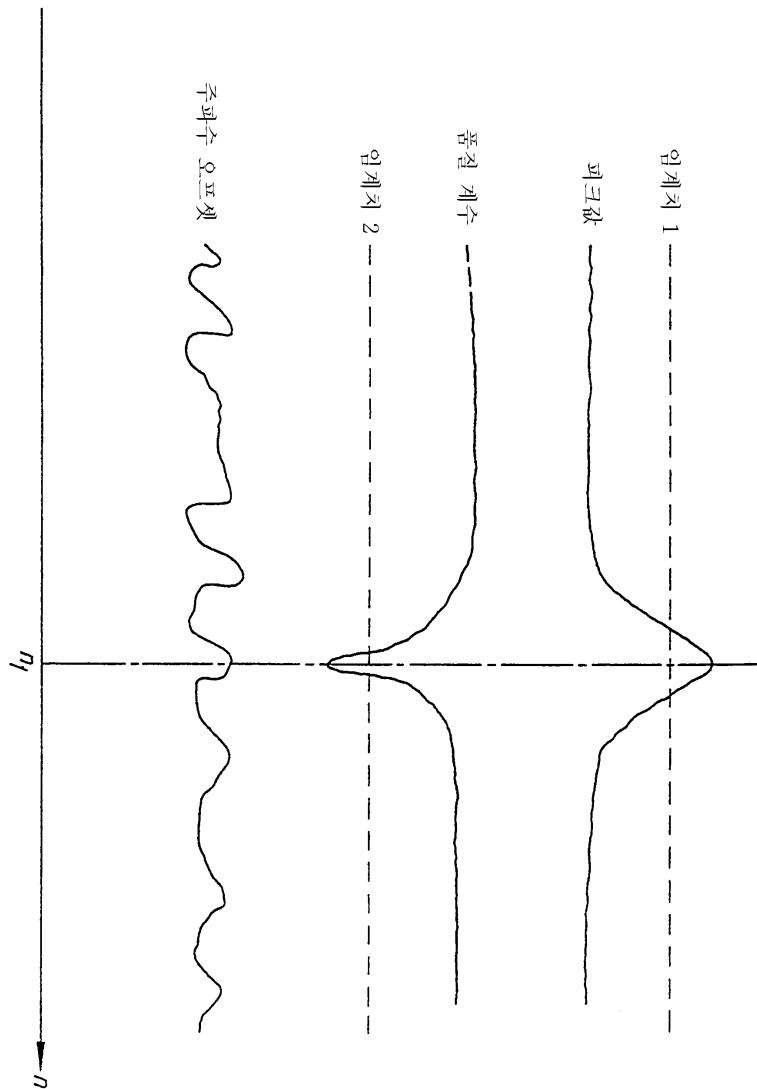
도면5B



도면6A



도면6B



도면7

