

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl. ⁶ H04N 7/015	(45) 공고일자 1999년 12월 15일	(11) 등록번호 10-0236039
(21) 출원번호 10-1997-0029802	(24) 등록일자 1999년 09월 29일	(65) 공개번호 특 1999-0005590
(22) 출원일자 1997년 06월 30일	(43) 공개일자 1999년 01월 25일	

(73) 특허권자	대우전자주식회사 전주범
(72) 발명자	서울특별시 중구 남대문로5가 541 드종, 올리비에
(74) 대리인	프랑스 메스 57 샹페 5가 진천웅

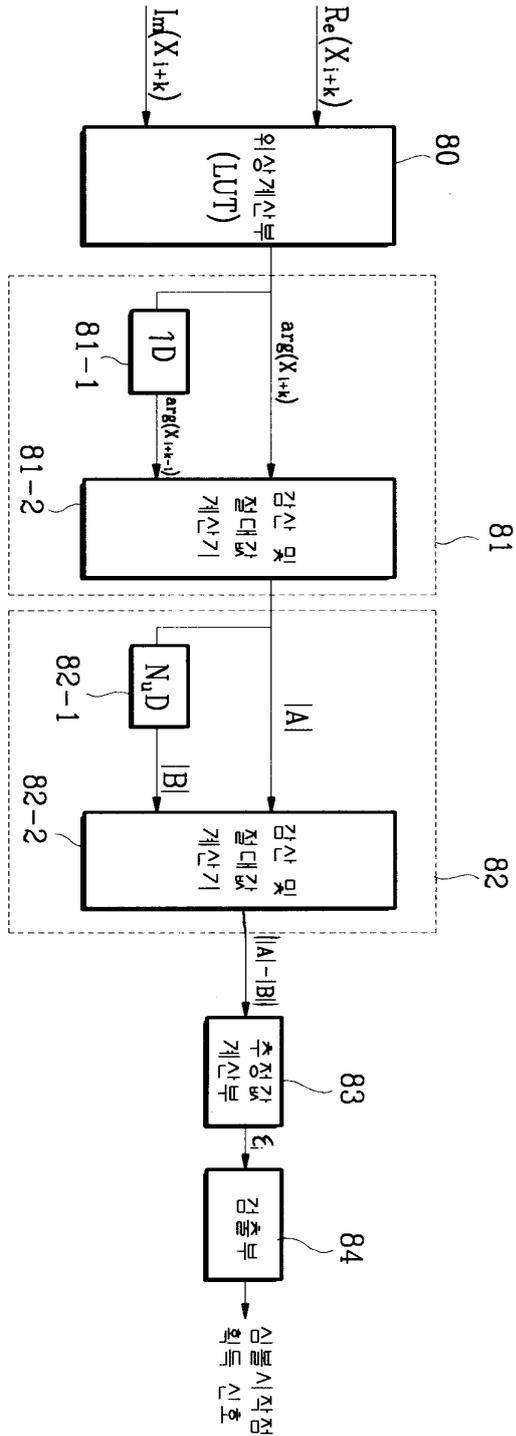
심사관 : 채종길

(54) 직교분할대역 시스템에서의 간략시간획득 추적회로

요약

본 발명은 직교분할대역 수신시스템의 시간영역에서 심볼 동기를 획득하기 위한 간략시간획득 추적회로에 관한 것이다. 본 발명은 보호구간의 특성 즉, 심볼간 간섭을 제거하기 위하여 OFDM 심볼중 일부 샘플들을 그대로 복사하여 OFDM심볼의 앞단에 삽입하는 보호구간을 이용하여, 상기 OFDM심볼인 유효구간과 보호구간사이의 상관성을 이용하여 심볼의 시작점을 추정해내는 것이다. 본 발명은 복소 샘플의 위상을 계산하는 위상 계산부(80)와; 1샘플 지연된 이전 샘플과 현재 샘플사이의 이동각을 계산하는 회전 위상각 계산부(81); 현재 회전 위상각 절대값과 N_u 샘플 지연된 이전 회전 위상각 절대값의 차이값을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 회전 위상차 계산부(82); 상기 회전 위상차 계산부(82)로부터 제공된 절대값을 입력받아 윈도우 사이즈만큼 누적시켜 추정값을 구하는 추정값 계산부(83) 및; 상기 추정값 계산부(83)로부터 제공된 추정값을 소정의 임계값과 비교하여 심볼시작점 획득신호를 출력하는 검출부(84)로 구성되어 있으며, 주파수 오프셋으로 인한 영향에 비교적 강한 특성을 갖으면서, 간단한 하드웨어로 구현할 수 있는 효과가 있다.

대표도



명세서

도면의 간단한 설명

도 1 은 직교분할대역 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 방식의 변조 원리를 설명하기 위한 블록도,

도 2 는 도 1의 OFDM이 적용된 신호의 시간 영역 변화를 나타낸 도면,

도 3 은 도 1의 OFDM이 적용된 신호의 주파수 영역 변화를 나타낸 도면,

도 4 는 전형적인 고속 푸리에 변환(Fast Fourier transform : FFT) 및 보호 구간을 삽입하여 전송하는 OFDM 시스템에 대한 구성도,

도 5 는 도 4의 OFDM 시스템에서 보호 구간을 삽입한 OFDM 신호의 시간-주파수 영역을 나타낸 도면,
 도 6 은 도 4의 OFDM 시스템에서 보호 구간을 사용한 전송 심볼에 대한 포맷도,
 도 7 은 본 발명에 따라 유효구간과 보호구간사이의 상관성을 이용한 간략시간획득 추적 알고리즘을 도시한 흐름도,
 도 8 은 본 발명에 따른 간략시간획득 추적회로에 대한 블록도이다.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

80 : 위상 계산부
 81 : 회전 위상각 계산부
 81-1 : 1샘플 지연 레지스터
 81-2 : 제 1 감산 및 절대치 계산부
 82 : 회전 위상차 계산부
 82-1 : N_u 샘플 지연 레지스터
 82-2 : 제 2 감산 및 절대치 계산부
 83 : 추정값 계산부
 84 : 검출부

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교분할대역(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 OFDM 이라 한다.) 수신시스템에 관한 것으로서, 특히 고속 푸리에 변환(FFT:Fast Fourier Transform)을 수행하기 전단계인 시간영역(time domain)상에서 수신된 OFDM 신호의 심볼(symbol) 동기(synchronization)를 획득하기 위한 간략시간획득(coarse time acquisition) 추적회로에 관한 것이다.

일반적으로 무선 통신 채널 및 디지털 고화질 텔레비전(이하 HDTV라함)의 전송 채널에서는 다중경로 페이딩(multipath fading)에 의하여 수신된 신호에서 심볼간의 간섭(InterSymbol Interference:ISI)이 발생된다. 특히 HDTV 시스템과 같은 고속 데이터가 전송되는 경우에는 심볼간 간섭은 더욱 심화되어 수신측의 데이터 복원과정의 심각한 오류를 초래하게 된다. 이를 해결할 방안으로서, 최근 유럽에서는 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting:DAB) 및 디지털 지상 텔레비전 방송(Digital Terrestrial Television Broadcasting:DTTB)의 전송 방식으로서 다중경로 페이딩에 강인하게 동작할 수 있는 OFDM 방식이 제안된 바 있다.

OFDM 방식은 직렬 형태로 입력되는 심볼열을 N 개 심볼씩 병렬 데이터로 변환시킨 후, 병렬화된 심볼을 각기 상이한 부반송파 주파수로 멀티플렉싱하고, 멀티플렉싱된 각 데이터를 모두 더해서 전송한다. 여기서, 병렬화된 N 개 심볼을 하나의 단위 블럭(block)으로 간주하고, 블럭의 각 부반송파는 상호 직교성을 가지도록 하여 부반송파 채널(부채널)간의 영향이 없도록 한다. 따라서, 기존의 단일 반송파 전송 방식과 비교하면, 동일한 심볼 전송율을 유지하면서도 심볼 주기를 부채널 수(N)만큼 증가시킬 수 있기 때문에 다중경로 페이딩에 의한 심볼간 간섭을 줄일 수 있다. 특히, 전송되는 심볼 사이에 보호구간(Guard Interval:GI)을 삽입할 경우에는 심볼간 간섭을 더욱 감소시킬 수 있으므로 채널 등화기의 구조가 매우 간단해 지는 장점도 있다. 또한, OFDM방식은 기존의 FDM(frequency division multiplexing) 방식과는 달리 각 부채널의 스펙트럼이 서로 중첩되는 특성이 있으므로 대역 효율이 높으며 스펙트럼 형태가 사각파 모양으로 전력이 각 주파수 대역에 균일하게 분포하여 동일 채널 간섭 신호에 강한 장점도 있다. 일반적으로 OFDM 에 자주 결합되는 변조 기법으로는 PAM(pulse amplitude modulation), FSK(frequency shift keying), PSK(phase shift keying), QAM(quadrature amplitude modulation)등이 있다.

도 1은 직교분할대역 (OFDM) 방식의 변조 원리를 설명하기 위한 블록도로서, QAM을 기본 변조 기법으로 적용한 OFDM 변조기의 블록도이다.

도 1 을 참조하면, QAM 변조시 직렬로 입력된 각 복소 심볼(complex symbol) a_i 가 N 단으로 병렬화 된 후

서로 수직인 부반송파 신호 $e^{j2\pi f_i k T_A}$ 에 의해 곱해진 다음 수학식 1과 같이 합산된다.

[수학식 1]

$$C(kT_A) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j2\pi f_i k T_A}$$

여기서, T_A 는 복소 반송파의 샘플링 주기(sampling period)이다. 각 부반송파 신호 $e^{j2\pi f_i k T_A}$ 들이 서로

수직이기 위해서는 $f_i = \frac{i}{T_s}$ (T_s 는 한 심볼 주기)의 조건을 만족해야 하고, 샘플링 주기 T_A 를

$T_A = \frac{T_s}{N}$ 으로 정하면, 상기 수학식 1은 다음 수학식 2 와 같다.

[수학식 2]

$$C(kT_A) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j2\pi \frac{ik}{N}}$$

상기 수학식 2 를 살펴보면, N 포인트 역이산 푸리에 변환(Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT)와 동일한 수식임을 알 수 있다. 즉, IDFT, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 구조로 OFDM 변조 신호를 얻을 수 있고, 수신측에서는 OFDM 변조 신호를 DFT, FFT 구조로 복조할 수 있다.

따라서, OFDM 방식은 병렬 부채널수가 증가 될수록 하드웨어 복잡도가 증가되는 문제점이 있으나, 시스템을 디지털화하면 FFT 구조 하나만으로 구현할 수 있으므로 하드웨어를 간단히 구현할 수 있는 잇점이 있다.

도 2 는 도 1의 OFDM 이 적용된 신호의 시간 영역 변화를 나타낸 도면으로서, QAM 직렬 복소 심볼 a_i 들과 OFDM이 적용된 후의 합산 신호 $C(t)$ 에 대한 시간 영역에서의 변화를 보였다. N 개 QAM 복소 심볼들이 각각 심볼 주기 T를 갖는다면, 직렬로 입력된 N개 복소 심볼이 병렬로 변환된 후 N 개의 수직 부반송파에 곱해진 후 합산되어 전송된다. 그러면, 합산 신호 $C(t)$ 의 전송 시간은 N개 복소 심볼이 직렬로 전송될 경우 걸리는 시간, 즉 전체 심볼 시간($NT=Ts$)과 동일하다. 따라서, 병렬화된 복소 심볼의 주기는 T_s 이며, 이는 각 심볼의 전송 시간이 병렬 채널 수인 N배로 증가됨을 의미한다.

도 3 은 도 1의 OFDM 이 적용된 신호의 주파수 영역 변화를 나타낸 도면으로서, QAM 직렬 복소 심볼 a_i 이 T 주기를 갖으므로 주파수 대역은 $1/T$ 로, OFDM 적용후 병렬화된 신호의 복소 심볼 a_i 은 NT 주기를 갖으므로 주파수 대역은 $1/NT$ 로 근사화 된다. 합산 신호 $C(t)$ 는 N개의 직교 신호로 곱해진 후 더해진 신호이므로 서로 다른 부채널간의 대역이 바로 $1/NT$ 가 되어 합산 신호 $C(t)$ 의 대역은 $1/T$ 이며, 이는 원래의 직렬 입력 신호와 동일한 대역폭을 갖는다. 즉, OFDM 을 적용하여도 전체 신호의 대역폭은 변화하지 않는다.

한편, OFDM 송신측에서 N개의 QAM 복소 심볼을 한 블럭상자 병렬처리하여 N-포인트 IFFT 변환시킨 후 다시 직렬 변환하여 채널을 통해 전송하였다고 하자. 여기서, N-포인트 IFFT 변환된 신호를 OFDM 심볼이라 한다. IFFT 변환기로부터 출력된 하나의 OFDM 심볼내에 서로 다른 N 개 수직 부반송파로 변조된 N개의 샘플들이 존재하고, 상기 OFDM 심볼이 직렬 변환되어 OFDM 샘플 단위로 전송된다. 이제, 수신측에서는 직렬 스트림으로 입력되는 OFDM 샘플들을 입력받아, 송신측에서 IFFT 처리된 동일한 블럭을 검출하여 FFT 변환시켜야만 원래 데이터로 복원시킬 수가 있다. 즉, 수신측에서는 OFDM 샘플 직렬 스트림들중에서 OFDM 심볼이 시작되는 기준 지점을 정확히 검출해야만 한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명은 상기와 같은 요구를 충족시키기 위해 안출된 것으로서, OFDM 심볼간의 간섭(intersymbol interference)을 제거하기 위해 심볼과 심볼사이에 삽입하였던 보호구간(Guard Interval)의 특성을 이용하여 OFDM 심볼의 시작 위치를 추정하고, 심볼 동기를 획득하도록 하는 OFDM 시스템의 간략시간획득 추적회로를 제공하는데 그 목적이 있다.

상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 OFDM 시스템의 각략시간획득 추적회로는 N_0 개의 OFDM 샘플로 구성된 OFDM 심볼인 유효구간 사이에 N_0 개의 샘플로 구성된 보호구간을 삽입하여 전송하는 OFDM 전송 시스템에 있어서, 시간영역상에서 수신된 복소 샘플을 입력받아, 복소 샘플의 위상(argument)을 계산하여 출력하는 위상 계산부; 상기 위상 계산부로부터 제공된 현재 복소 샘플의 위상과 1샘플 지연된 이전 위상의 차이값을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 회전 위상각 계산부; 상기 회전 위상각 계산부로부터 제공된 현재 회전 위상각 절대값과 N_0 샘플 지연된 이전 회전 위상각 절대값의 차이값을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 회전 위상차 계산부; 상기 회전 위상차 계산부로부터 제공된 절대값을 입력받아 윈도우 사이즈만큼 누적시켜 추정값을 구하는 추정값 계산부; 상기 추정값 계산부로부터 제공된 추정값을 소정의 임계값과 비교하여 심볼시작점 획득신호를 출력하는 검출부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

본 발명은 실제 유효구간의 OFDM 복소 샘플들중에서 일부를 복사하여 보호구간의 샘플로 사용하는 특성을 이용하여, 두 구간의 상관성(회전 위상각)을 조사하므로써 실제 유효한 OFDM 심볼의 시작 위치를 추정할 수 있으며, 간단한 하드웨어로 구현할 수 있다.

발명의 구성 및 작용

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 대하여 상세히 설명하기로 한다.

우선, 본 발명의 이해를 돕기 위하여 전형적인 FFT 및 보호 구간을 사용하는 OFDM 시스템을 도 4를 참조하여 설명하고자 한다.

도 4에서 보는 바와 같이, OFDM 시스템의 송신부는 직/병렬 변환기(40)와, 신호 매퍼(41), IFFT칩(42), 병/직렬 변환기(43), 보호구간 삽입기(44), D/A 변환기(45), 상향 변환기(Up Converter:46)으로 구성되어 있고, OFDM 시스템의 수신부는 하향 변환기(Down Converter:50)와, A/D변환기(51), 보호구간 제거기(52), 직/병렬 변환기(53), FFT칩(54), 등화기(55), 신호 매퍼(56), 병/직렬 변환기(57)로 구성되어 있다.

송신측의 상기 직/병렬 변환기(40)로 입력된 직렬 데이터는 병렬 데이터 형태로 변환되며, n 비트씩 그룹지어져서 상기 신호 매퍼(41)를 통해 복소 심볼 a_i 로 출력된다. 여기서, n 는 신호 성좌(signal constellation)에 따라 결정되는 비트수로서, 예를 들어 상기 신호 매퍼의 신호 성좌가 16QAM이라면 $n=4$ 비트, 32QAM이라면 $n=5$ 비트이다. 상기 신호 매퍼(41)로부터 병렬 출력된 N 개 복소 심볼은 상기 IFFT 칩

(42)을 통해 역푸리에 변환되고, 전송되기 위해 다시 직렬 형태로 변환되어 출력된다. 상기 보호구간 삽입기(44)에서는 다중경로 페이딩에 의한 심볼간 간섭(ISI)을 피하기 위해 보호구간(Guard interval)을 설정하여 삽입한다. 상기 보호구간 삽입기(44)로부터 출력된 이산 심볼은 아날로그 신호로 변환되고 상향 주파수로 변조되어 채널을 통해 전송된다. 수신측에서는 송신측과 반대로 진행되는 프로세싱을 수행한다. 여기서, 등화기(55)는 채널의 비이상적인 특성 즉, 각종 잡음, 인접 채널과의 간섭, 다중 경로 등에 의한 채널 왜곡을 보상해주는 역할을 수행한다.

도 5 는 도 4의 OFDM 시스템에서 보호구간을 삽입한 OFDM 신호의 시간-주파수 영역을 나타낸 도면이다. 신호가 FFT 변환에 의해 시간-주파수 영역으로 변환되는 것을 2차원적으로 표현하였다. 시간 영역에서 심볼이 전송되는 시간은 T_s 이고, 보호구간이 전송되는 시간은 T_g 이며, 주파수 영역에서 각 부채널대역은 $1/T_s$ 이다. 주파수 영역에서 심볼들은 서로 오버랩(overlapped)되어 있고, 시간 영역에서 심볼들은 보호구간(Guard Interval)에 의해 서로 분리되어 있음을 알 수 있다.

도 6 은 도 4의 OFDM 시스템에서 보호구간을 사용한 전송 심볼에 대한 포맷도이다. 송신측으로부터 전송된 샘플들은 유효구간(Useful Part)과 보호구간(GI:Guard Interval)으로 구성되어 있다. 유효구간내에는 유효한 OFDM 샘플들이 전송되는 구간이고, 이 유효구간의 앞단에 보호구간이 삽입되어 OFDM 심볼을 구분시켜주고 있다. 보호구간에는 유효구간내의 하위에 위치한 일부 샘플들을 복사하여 사용한다. 즉, 보호구간과 유효구간내에 동일한 샘플이 존재하므로 OFDM 심볼인 유효구간과 보호구간사이의 상관성(correlation)을 관련지을 수 있다. 이러한 상관성을 이용하여 심볼의 시작점을 추정해낼 수 있을 것이다.

그러나, 상관성을 구하는데 있어서, 샘플들이 송신측으로부터 수신측으로 전송되는 동안 여러가지 왜곡, 주파수 오프셋(frequency offset), 페이딩(fading), 백색가우시안 잡음(AWGN:additive white gaussian noise) 등의 영향을 받는다는 점을 고려해야 한다.

따라서, 본 명세서에서는 심볼의 시작점을 획득하기 위한 상관기를 보다 간단한 하드웨어로 구현할 수 있으면서, 심볼에 포함된 왜곡에 대해 무시할 정도로 강하게 반응하는 알고리즘을 제시한 후, 이 알고리즘을 적용한 간락시간획득 추적회로를 구현하기로 한다.

도 7은 본 발명에 따라 유효구간과 보호구간사이의 상관성을 이용한 간락시간획득 추적 알고리즘을 도시한 흐름도이다. 본 알고리즘은 수신측의 FFT 프로세스를 수행하기 전단계에서 시간 영역의 OFDM 복소 샘플들에 적용한다.

우선, 변수들을 정의하면, N_u 는 유효구간내의 유효한 샘플의 총갯수이며, N_g 는 보호구간내의 샘플의 총갯수이다. X_i 는 수신된 복소 샘플이며, X_i^d 는 N_u 샘플수 만큼 지연된 복소 샘플로서, $X_i^d = X_{i-N_u}$ 를 의미한다. k 는 N_g 개의 샘플 갯수(윈도우 크기)를 카운팅하기 위한 인덱스, i 는 설정된 윈도우의 첫번째 샘플 위치를 나타내는 인덱스, ε_i 는 i 번째 윈도우에서 계산된 추정값이다.

도 7의 S2~S7 단계는 i 번째 윈도우에 대한 추정값(ε_i)을 구하는 과정으로 이를 간단히 수식으로 나타내었다.

[수학식 3]

$$\begin{aligned} \varepsilon_i &= \sum_{k=0}^{k < N_g} \left| \left| \arg(X_{i+k}) - \arg(X_{i+k-1}) \right| - \left| \arg(X_{i+k}^d) - \arg(X_{i+k-1}^d) \right| \right| \\ &= \sum_{k=0}^{k < N_g} \left| \left| A_k \right| - \left| B_k \right| \right| \end{aligned}$$

상기 수학식 3에서 $\arg(X_{i+k})$ 는 시간 영역의 복소 샘플에 대한 위상각(argument)이다. 이제, 상기 수학식 3에 따라 계산된 추정값이 존재하는 범위를 고려해보면 다음 2가지 경우가 있다.

① (X_{i+k} , X_{i+k-1})이 보호 구간(GI)내에 존재하는 경우

(X_{i+k} , X_{i+k-1})이 보호구간(GI)내에 존재하면, (X_{i+k} , X_{i+k-1}) 샘플들은 N_u 샘플 만큼 지연된 샘플들 (X_{i+k}^d , X_{i+k-1}^d)과 동일한 샘플임을 알 수 있다. (유효구간내의 하위 샘플 N_g 개를 복사해서 보호구간으로 사용함) 즉, 동일한 수신 샘플(X_{i+k} , X_{i+k-1})과 (X_{i+k}^d , X_{i+k-1}^d)에는 동일한 채널 왜곡이 첨가된다. 특히, 주파수 오프셋(frequency offset)은 연속된 샘플간(1 샘플 지연)에 일정한 회전 이동(rotation)을 일으키므로, 현재 수신된 샘플들간의 회전 이동각에 대한 절댓값 ($|A| = |\arg(X_{i+k}) - \arg(X_{i+k-1})|$)과 N_u 지연된 샘플들간의 회전 이동각에 대한 절댓값 ($|B| = |\arg(X_{i+k}^d) - \arg(X_{i+k-1}^d)|$)은 동일함을 알 수 있다.

따라서, 두 구간에서 주파수 오프셋 등에 의한 회전 이동각은 감산에 의해 상쇄될 수 있음을 의미한다 ($|A| = |B|$). 결국, 별다른 손상이 없는 이상적인 환경에서는 $||A| - |B||$ 값은 '0'이 되므로 $k=0 \sim k=N_g-1$ 까지 윈도우내에 누적된 추정값 ε_i 는 '0'값으로 수렴한다.

② (X_{i+k} , X_{i+k-1})이 보호 구간(GI)내에 존재하지 않는 경우

(X_{i+k} , X_{i+k-1})이 보호구간 내에 존재하지 않으면, (X_{i+k} , X_{i+k-1}) 샘플들은 N_u 샘플 만큼 지연된 샘플

들 (X_{i+k}^d, X_{i+k-1}^d)과 완전히 독립적인 샘플임을 알 수 있다. 따라서, 각 샘플들의 위상각은 랜덤한 값이며, 이웃한 샘플들끼리의(1샘플 지연된 샘플) 회전 이동각에 대한 절대값 $|A|$ 과 $|B|$ 은 동일하지 않다. ($|A| \neq |B|$) 상기 절대값 $|A|$ 과 $|B|$ 은 '0'값이 아니라 보통 ' $\frac{\pi}{2}$ ' 값을 갖으며, $| |A| - |B| |$ 은 ' $\frac{\pi}{4}$ ' 값이다. 결국, $k=0 \sim k=N_0-1$ 까지 윈도우내에 누적된 추정값 ε_i 는 ' $\frac{N_0 \times \pi}{4}$ ' 평균값으로 수렴한다.

상기에서 살펴본 ① 과 ② 경우에서 보는 바와 같이, 윈도우가 OFDM 심볼의 유효구간내에 존재 했을 때 추정값 ε_i 은 ' $\frac{N_0 \times \pi}{4}$ ' 을 유지할 것이고, 슬라이딩(sliding)되면서 윈도우가 보호구간으로 접근할 수록 상기 추정값은 점차 작아지기 시작하고, 윈도우와 보호구간이 동일하게 설정됐을 때 추정값은 '0'으로 수렴할 것이다. 따라서, 시간 영역상에서 복소 심볼의 위치를 추정할 수 있는 기 설정된 임계값과 상기 S2~S7 단계를 통해 계산된 추정값 ε_i 을 비교하여(S8) 심볼의 시작위치를 결정한다. 만약, i 번째 윈도우 추정값이 임계값 보다 클 경우에는 슬라이딩하여 $i+1$ 번째 윈도우 추정값을 다시 계산한다.(S9) 만약, 추정값이 임계값 보다 작을 경우에는 OFDM 심볼의 시작점을 획득하게 된다.(S10) 이와 같은 알고리즘을 통해서 보호구간이 갖는 특성을 이용하면 OFDM 복소 심볼의 시작 위치를 획득할 수 있다.

도 8은 본 발명에 따른 간략시간획득 추적회로에 대한 블록도로서, 본 발명은 위상 계산부(80)와, 회전 위상각 계산부(81), 회전 위상차 계산부(82), 추정값 계산부(83) 및, 검출부(84)로 구성되어 있다. 그리고, 상기 회전 위상각 계산부(81)는 1샘플 지연 레지스터(81-1)와, 제 1 감산 및 절대값 계산기(81-2)로 구성되어 있고, 상기 회전 위상차 계산부(82)는 N_0 샘플 지연 레지스터(82-1)와, 제 2 감산 및 절대값 계산기(82-2)로 구성되어 있다.

상기 위상 계산부(80)는 복소 샘플을 입력받아 위상각($\arg(X_{i+k})$)을 계산하여 출력하며, 복소 샘플에 해당하는 위상각을 롬에 미리 저장해두고 복소 샘플을 주소로 입력받아 위상각을 출력하는 룩업 테이블(Look-Up Table) 형태로 구현된다.

상기 회전 위상각 계산부(81)에서는 상기 위상 계산부(80)로부터 제공된 현재 복소 샘플의 위상과 상기 1 샘플 지연 레지스터(81-1)로부터 출력된 1샘플 지연된 이전 위상의 차이값 ($\arg(X_{i+k}) - \arg(X_{i+k-1})$)을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치($|A|$)를 계산하여 출력한다.

상기 회전 위상차 계산부(82)는 상기 회전 위상각 계산부(81)로부터 제공된 현재 회전 위상각 절대값($|A|$)과 상기 N_0 샘플 지연 레지스터(82-2)로부터 출력된 N_0 샘플 지연된 이전 회전 위상각 절대값의 차이값($|B|$)을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치($| |A| - |B| |$)를 계산하여 출력한다. 여기서 N_0 는 유효구간의 총 샘플 갯수이다.

상기 추정값 계산부(83)는 상기 회전 위상차 계산부(82)로부터 제공된 절대값을 입력받아 윈도우 사이즈 만큼 누적시켜 추정값(ε_i)을 계산한다. 여기서, 상기 윈도우 사이즈는 N_0 개이며, N_0 는 보호구간의 총 샘플 갯수이다.

상기 검출부(84)는 상기 추정값 계산부(83)로부터 제공된 추정값을 소정의 임계값과 비교하여 심볼시작점 획득신호를 출력한다. 여기서, 심볼시작점 획득신호는 상기 추정값이 소정의 임계값보다 작은 경우에 발생된다.

유럽 디지털 지상 방송 시스템의 기본 스펙에 따르면, 상기 유효구간 크기(FFT 사이즈 2K 모드 또는 8K 모드)와 상기 보호구간의 크기(FFT 사이즈의 1/4, 1/8, 1/16 또는 1/32)는 선택사항에 해당하지만, 편의상 본 발명에서는 예시적으로 2K 모드(FFT 사이즈: 2048)를 기준으로 정하여 설명한다. 즉, 2K 모드를 기준으로 할 경우, 유효구간 샘플 갯수(N_0)는 2K(=2048) 이고, 보호구간 샘플 갯수(N_g)는 (2 K 의 1/4 경우) 512 가 된다. 그리고, 보호구간은 유효구간의 하단 부분인 1536 번째 샘플 ~ 2047 번째 샘플(총 512 개 샘플)를 복사한 것이며, 이러한 보호구간은 유효구간의 앞부분에 삽입되어 전송 된다.

복소 샘플 $X_{a,b}$ 은 a 번째 심볼의 b 번째 샘플이다. 2K 모드인 경우 0번째 심볼의 보호구간내 샘플은 $X_{0,0} \sim X_{0,511}$ 이고, 유효구간내 샘플은 $X_{0,512} \sim X_{0,2559}$ 이다.

수신측에서 채널을 통해 전송된 OFDM 변조 신호를 수신받아 하향 주파수로 변환 시킨후, 저역통과 및 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환시키면 복소 샘플 직렬 스트림을 얻을 수 있다. 여기서, 디지털 신호 복소 샘플 직렬 스트림에서 보호구간은 삭제되고, 유효구간만이 병렬 처리되어 FFT 칩으로 입력되어야 한다. 따라서, FFT 수행전에 유효구간이 시작되는 위치(즉, 첫번째 샘플 $X_{0,512}$)를 획득하기 위해 보호구간의 특성을 이용하였다. (보호구간 샘플들 $X_{0,0} \sim X_{0,511}$ 은 유효구간 샘플들 $X_{0,2048} \sim X_{0,2559}$ 과 동일하다.)

상기 회전 위상각 계산부(81)에서는 주파수 오프셋등의 영향으로 샘플이 이동한 회전 위상을 계산하기 위해서, 현재 샘플과 1샘플 지연된 샘플의 위상차에 대한 절대값을 계산한다. 상기 회전 위상차 계산부(82)에서는 현재 샘플의 회전 위상차 절대값($|A|$)과 2048 샘플만큼 지연된 회전 위상차 절대값($|B|$)을 감산하고 감산된 결과값의 절대치($| |A| - |B| |$)를 구한다. 상기 추정값 계산부(83)에서는 윈도우 크기

$$\varepsilon_0 = \sum_{k=0}^{511} (| |A_k| - |B_k| |)$$

512 동안 상기 절대치($| |A| - |B| |$)를 누적시켜 추정값(ε_0)을 구한다.

여기서, 주파수 오프셋의 영향으로 발생한 회전 이동각은, 동일한 샘플에서는 같은 값을 갖기 때문에 윈도우가 보호구간과 완전히 일치하게 설정되면 $|A| = |B|$ 이므로 두 회전 이동각을 감산해주면 서로 상쇄되어 추정값은 '0' 으로 수렴된다. 윈도우가 보호구간에서 멀어질수록 추정값은 증가되면서

윈도우가 보호구간에서 완전히 벗어났을 때 추정값은 ' $512 \times \frac{\pi}{4}$ ' 으로 수렴된다. (물론, 추정값은 채널 환경에 따라 달라질 수 있으며 상기 제시된 값은 이상적인 환경으로 설정했을 경우이다.)

상기 검출부(84)에서는 채널 환경에 따른 소정의 임계값을 정하고, 상기 추정값과 임계값을 비교한다. 추정값이 임계값보다 크거나 같을 때에는 슬라이싱하여 재설정된 윈도우내의 추정값을 다시 계산하고, 추정값이 임계값보다 작을 때에는 유효구간의 첫번째 샘플 위치를 알리는 심볼시작점 획득신호를 출력한다. 이렇게 윈도우 슬라이딩 방식으로 추정값을 계산하여 심볼 시작점 획득신호를 얻고, 이 획득 신호는 다음 연결된 블록단에서 보호구간을 삭제하고, 유효구간만을 FFT 처리하도록 이용된다.

발명의 효과

이상에서 살펴본 바와 같이 본 발명의 간략시간획득 추적회로는 시간 영역에서 보호구간과 유효구간에 동일한 샘플들간에 발생한 회전 이동각은 동일하다는 특성을 이용하여 심볼시작점을 획득할 수 있으며, 주파수 오프셋 영향에 비교적 강한 특성을 보이고, 간단한 하드웨어로 구현할 수 있는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

N_0 개의 OFDM 샘플로 구성된 OFDM 심볼인 유효구간 사이에, N_0 개의 샘플로 구성된 보호구간을 삽입하여 전송하는 OFDM 시스템에 있어서, 시간 영역상에서 수신된 복소 샘플을 입력받아, 상기 복소 샘플의 위상(argument)을 계산하여 출력하는 위상 계산부(80)와; 상기 위상 계산부(80)로부터 제공된 현재 복소 샘플의 위상과 1샘플 지연된 이전 위상의 차이값을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 회전 위상각 계산부(81); 상기 회전 위상각 계산부(81)로부터 제공된 현재 위상각 절대값과 N_0 샘플 지연된 이전 위상각 절대값의 차이값을 구하고, 그 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 회전 위상차 계산부(82); 상기 회전 위상차 계산부(82)로부터 제공된 절대값을 입력받아 윈도우 사이즈만큼 누적시켜 추정값을 구하는 추정값 계산부(83); 상기 추정값 계산부(83)로부터 제공된 추정값을 소정의 임계값과 비교하여 심볼시작점 획득신호를 출력하는 검출부(84)를 포함하여 구성되는 직교분할대역 시스템에서의 간략시간획득 추적회로.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 위상 계산부(80)는 복소 샘플에 해당하는 위상각을 미리 저장해두고 복소 샘플을 주소로 입력받아 위상각을 출력하는 룩업 테이블인 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템에서의 간략시간획득 추적회로.

청구항 3

제 1 항에 있어서, 상기 회전 위상각 계산부(81)는 상기 위상 계산부(80)로부터 제공된 복소 샘플의 위상값을 1 샘플 지연시켜 출력하는 1샘플 지연부(81-1)와; 상기 위상 계산부(80)로부터 제공된 위상값과 상기 1샘플 지연부(81-1)로부터 출력된 위상값을 입력받아 두 위상의 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 제 1 감산 절대치 계산부(81-2)를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템에서의 간략시간획득 추적회로.

청구항 4

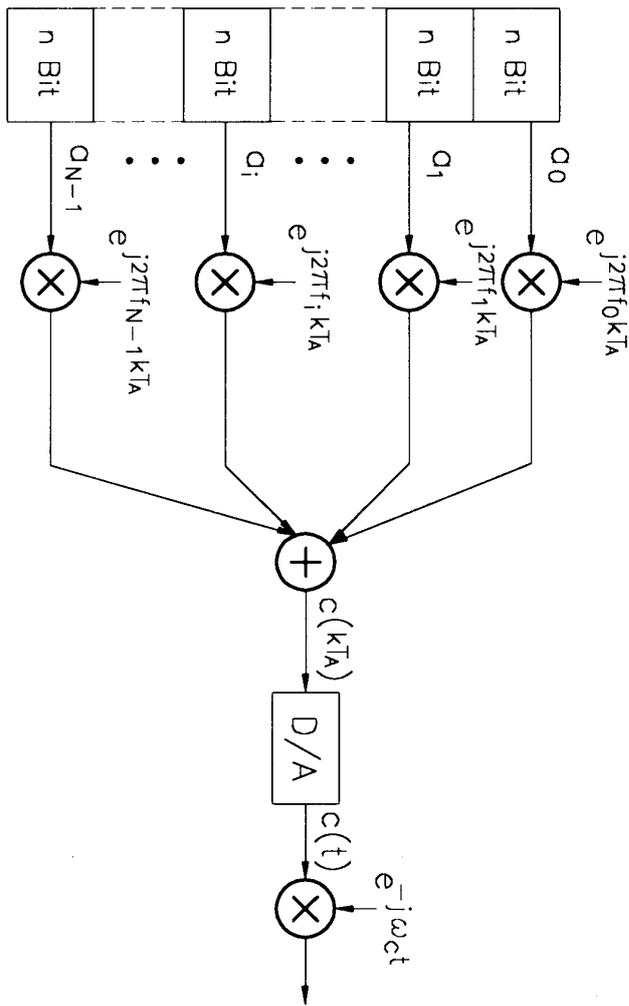
제 1 항에 있어서, 상기 회전 위상차 계산부(82)는 상기 회전 위상각 계산부(81)로부터 위상 절대값을 입력받아 N_0 샘플 지연시켜 출력하는 N_0 샘플 지연부(82-1)와; 상기 회전 위상각 계산부(81)로부터 위상 절대값과 상기 N_0 샘플 지연부(82-1)로부터 출력된 위상 절대값을 입력받아, 두 절대값의 차이값에 대한 절대치를 계산하여 출력하는 제 2 감산 절대치 계산부(82-2)를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템에서의 간략시간획득 추적회로.

청구항 5

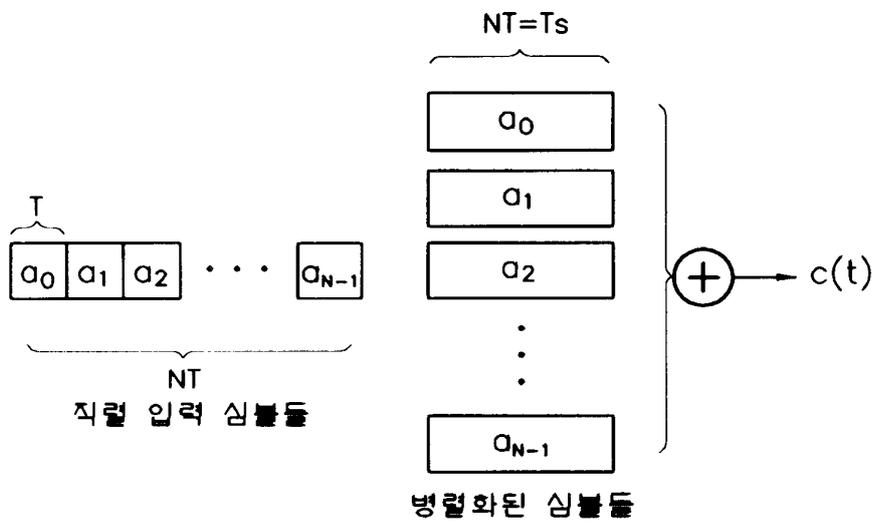
제 1 항에 있어서, 상기 추정값 계산부(83)는 윈도우 슬라이싱(slicing) 방식으로 윈도우를 설정하여 추정값을 구하는 데 있어서, 윈도우 사이즈는 보호구간의 샘플 갯수와 동일한 N_0 개인 것을 특징으로 하는 직교 분할대역 시스템에서의 간략시간획득 추적회로.

도면

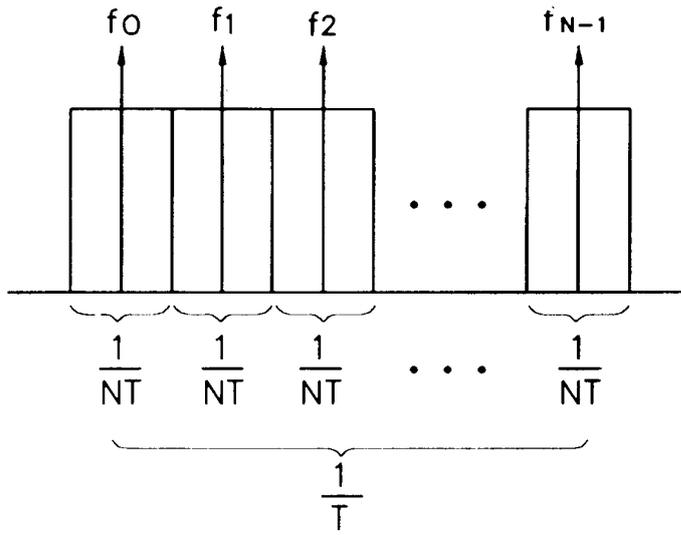
도면1



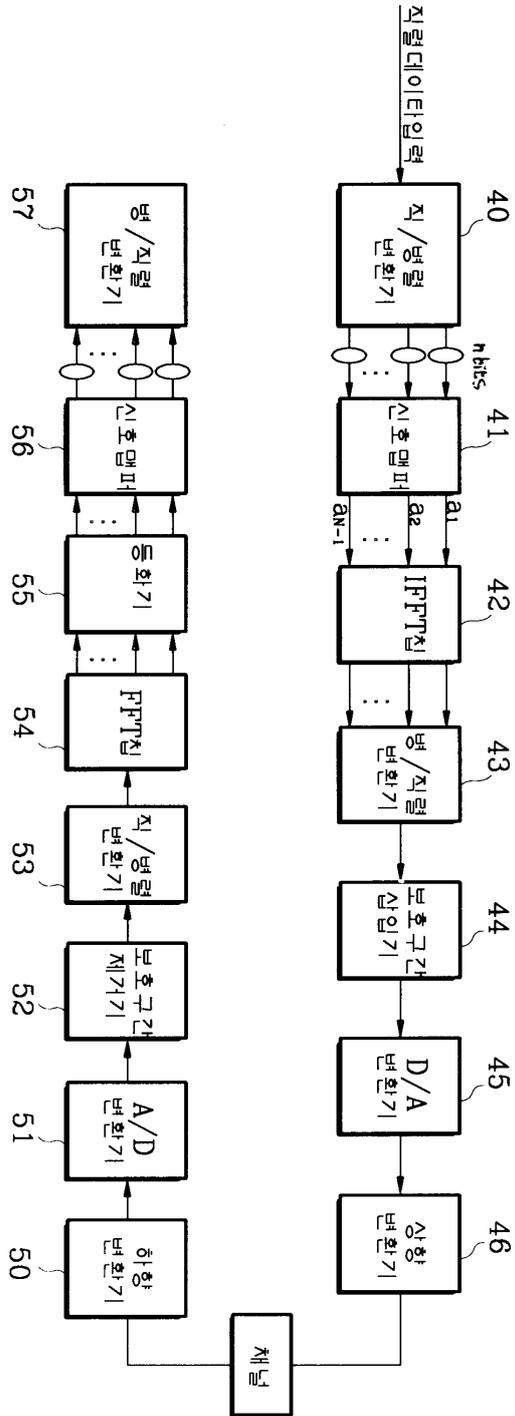
도면2



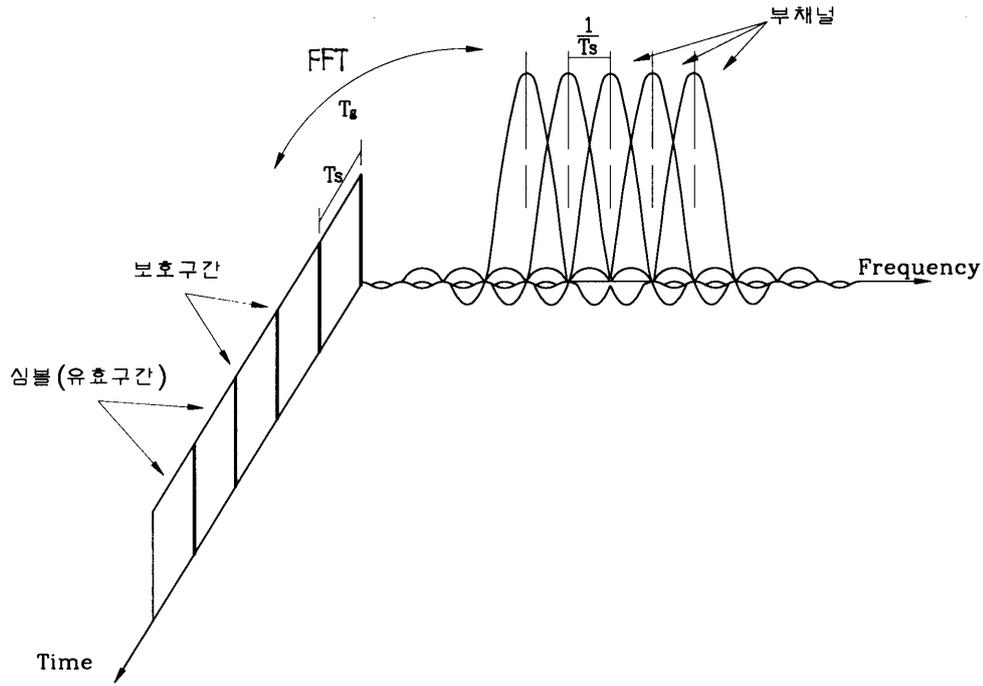
도면3



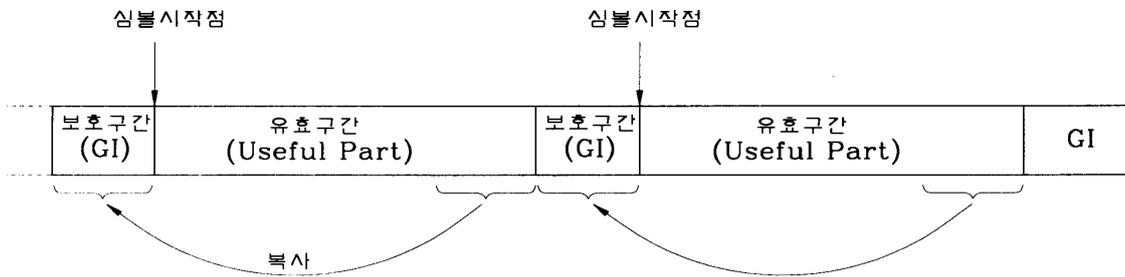
도면4



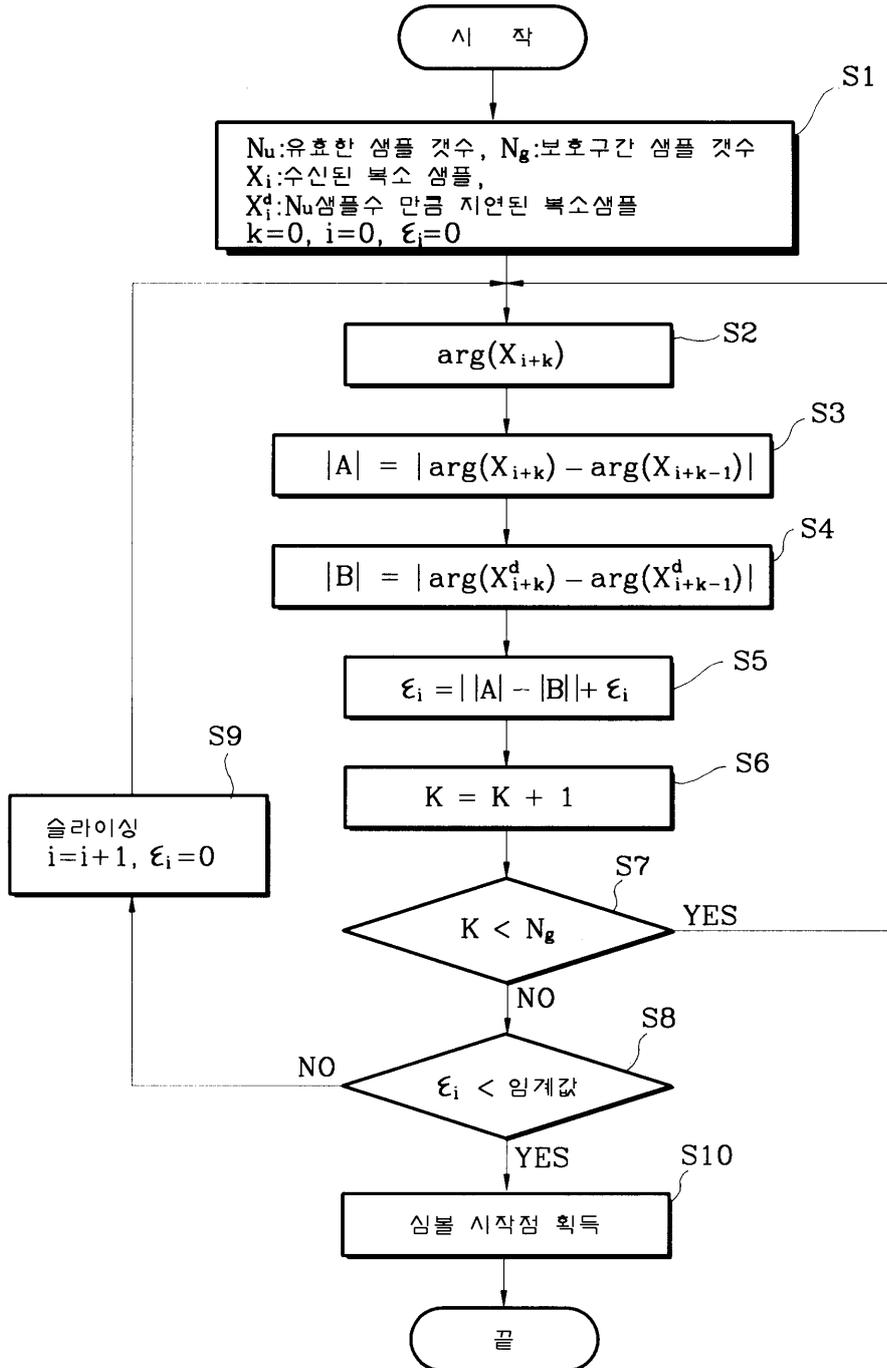
도면5



도면6



도면7



도면 8

