

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교분할대역(Orthogonal Frequency Division Multiplexing 이하, OFDM 이라함.) 시스템에 관

한 것으로, 특히 부반송파간 대역의 $\pm \frac{1}{2}$ 범위내에서 대략적인 주파수 옵셋을 보정하기 위한 간략 주파수 획득 장치 및 그 방법에 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 복원과정에서 심각한 오류를 초래하게 된다. 이를 해결할 방안으로, 유럽에서는 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting:DAB) 및 디지털 지상파 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 N개 심볼씩 병렬 데이터로 변환시킨 후, 병렬화된 심볼을 각기 상이한 부반송파 주파수로 멀티플렉싱하고, 멀티플렉싱된 각 데이터를 모두 더해 전송한다. 여기서, 병렬화된 N개 심볼을 하나의 단위 블록(block)으로 간주한다면, 블록내의 N개의 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 간단해지는 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 $e^{j2\pi f_k T_A}$ 에 의해 곱해진 다음 수학적 식 1과 같이 합산된다.

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

여기서, T_A 는 복소 반송파의 샘플링 주기(sampling period)이다. 각 부반송파 신호 $e^{j2\pi f_k T_A}$ 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 수학적 식 1은 다음 수학적 식 2 와 같다.

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

상기 수학적 식 2 를 살펴보면, N 포인트 역이산 푸리에 변환(Inverse Discrete Fourier Transform:IDFT)과 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 될 수록 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 N 배로 증가됨을 의미한다.

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

도 4는 전형적인 고속 푸리에 변환(Fast Fourier transform : FFT) 및 보호 구간을 삽입하여 전송하는 OFDM 시스템에 대한 구성도로서, 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)로 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 상향주파수로 변조되어 채널을 통해 전송된다. 수신측에서는 송신측과 반대로 진행되는 프로세스를 수행한다. 여기서, 등화기(55)는 채널의 비이상적인 특성 즉, 각종 잡음, 인접 채널과의 간섭, 다중 경로 등에 의한 채널 왜곡을 보상해주는 역할을 수행한다.

특히, OFDM 방식과 같이 다중반송파를 이용하는 시스템에서 심볼을 복원하기 위해서는 주파수 오프셋 보정 기법이 중요하다. 주파수 오프셋(frequency offset)이란, 송신기와 수신기의 반송파 주파수의 차이를 말한다. 시간에 따라 채널 특성 변화가 심하게 일어나면 전송 신호의 주파수 대역이 이동하는 도플러 현상이 발생한다. 이러한 도플러 현상에 의해 전송 신호의 반송파 주파수 값이 변하거나 수신기의 동기기가 불안정할 경우 송신 주파수와 수신 주파수의 동기화가 이루어지지 않는 현상이 일어난다. 즉, 주파수 오프셋이 발생한다. 이렇게 발생된 주파수 오프셋은 수신 신호의 위상을 변화시켜 동기식 통신 시스템의 복호 성능을 저하시킨다.

다중반송파를 사용하는 OFDM 방식에서는 심볼의 검출이 각 부채널별로 이루어지는 데 주파수 오프셋이 발생할 경우 각 부반송파의 주파수 간의 직교성이 유지되지 않게 된다. 따라서, 인접 부채널 간의 간섭현상이 일어나 직교성을 잃게되는 것이다. 특히 OFDM의 부채널 수가 증가할수록 각 부반송파들이 정해진 대역 안에 조밀하게 분포하여 작은 주파수 오프셋에도 인접 부채널간의 간섭이 심하게 발생하게 된다. 따라서, OFDM 수신시스템에서 주파수 오프셋 보정은 가장 중요한 부분중의 하나이다.

OFDM 수신측에서는 FFT를 수행하기 때문에 단일 반송파변조 시스템의 고전적인 주파수 동기화 방식은 적용할 수 없다. OFDM 수신측에서 FFT를 수행하기 전 시간영역에서는 하나의 부반송파의 주파수 오프셋은 FFT를 수행한 후 주파수영역에서 한 심볼 만큼 이동하는 결과를 가져온다. 이와 같은 특성을 적용하여 주파수 오프셋을 보정하는 기법들은 크게 두 단계의 과정을 거치게 된다. 첫번째 단계는 임의의 주파수 오프셋을 보정하기에 용이한 범위내로 감소시키는 주파수 오프셋 획득 과정(acquisition mode)와, 두번째 단계는 일정 범위내로 감소시킨 주파수 오프셋값을 정확히 산출하는 주파수 오프셋 추적 과정(tracking mode)이다. 주파수 오프셋 획득과정에서는 로테이터를 이용하여 몇개의 연속적인 오프셋값을 미리정해진 범위내에서 스케닝하여 획득하고, 주파수 오프셋 추적 과정에서는 기준 반송파들이 정확한 위치에 있다는 가정하에 보상하고자 하는 주파수 오프셋값을 계산하는 것이다.

도 5는 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(over lapped)되어 있고, 시간 영역에서 심볼들은 보호 구간(Guard Interval)에 의해 서로 분리되어 있음을 알 수 있다.

도 6은 종래의 간략 주파수 동기 추적 과정을 설명하기 위한 구성도이다. 주파수 동기 추적 시스템은 일반적인 디지털 위상동기 루프(DPLL:Digital Phase Locked Loop)로 구현할 수 있으며, 로테이터(60)와 FFT 칩(61), 주파수 동기 추정부(62, estimator), 전압제어발전부(63, VCO), 및 복소함수 변환부(64)로 구성되어 있다.

종래의 간략 주파수 동기 추적은 시간 영역에서 $-S$ 에서 $+S$ 범위내의 주파수 오프셋을 정한 후에 차례대로 $-S, -S+1, \dots, S-1, S$ 의 주파수 오프셋값에 해당하는 정형파가 발생되도록 한다. 이런 다음에 FFT 후의 주파수 영역 데이터를 이용해서 기준 신호와 발생된 정형파들을 비교하여 가장 잘 부합되는 것을 주파수 오프셋값으로 선택하는 것이다. 여기서 기준 신호는 주파수 동기등을 검출하기 위해 OFDM 프레임내에 삽입된 일종의 파일럿 신호이다.

도 6을 참조하면, 로테이터(60)에서는 반송파간 간격(intercarrier)의 정수배에 해당하는 주파수 오프셋값을 $\{-S, -S+1, \dots, S-1, S\}$ 제공받아 채널로부터 입력된 신호에 적용하여, 각각의 주파수 오프셋값 만큼 로테이팅하여 FFT 칩(61)으로 출력한다. 여기서, S 는 기설정된 최대 주파수 오프셋값이다.

FFT칩(61)을 통과한 신호는 주파수 동기 추정부(62)로 입력되어 반송파간 간격의 정수배 주파수 오프셋값(1)을 구하고, 구해진 정수배 오프셋의 $\pm 1/2$ 주파수 오프셋값들($1+1/2, 1-1/2$)을 구한 후, 상기 세개

오프셋값들(1, 1+1/2, 1-1/2)중에서 가장 최대 추정치가 되는 값을 보정을 위해 주파수 오프셋값으로 출력한다.

전압제어발전부(63)에서는 상기 주파수 동기 추적부(62)로부터 제공된 주파수 오프셋값에 해당하는 전압제어 신호를 발생하여 상기 복소삼각함수 발생부(64)로 제공한다.

복소삼각함수 발생부(64)는 주파수 오프셋값에 해당하는 복소삼각함수값을 발생하여 상기 로테이터(60)에게 제공하고, 로테이터(60)에서는 채널을 통해 입력된 OFDM 신호와 복소삼각함수값을 곱셈하므로써 주파수 오프셋을 보정하는 것이다.

도 6과 같이 로테이터를 이용한 종래의 주파수 동기 추적 알고리즘은 FFT이전에 시간영역에서 주어진 범위내의 주파수 오프셋을 획득과정으로 인해 처리 시간이 길게 소요된다는 단점이 있다.

종래 방식에 의해 소요된 처리시간을 계산해보면 다음과 같다. 현재 OFDM 심볼과 이전 OFDM 심볼간의 미분 디코딩 기법을 사용하여 주파수 오프셋값을 획득하게되는 데, 미분 디코딩을 수행하기 때문에 적어도 2개의 OFDM 심볼동안은 로테이터에서 적용되는 연속적인 오프셋값들{-S,S}이 모두 유지되고 있어야한다. 로테이터에서 반송파간격의 정수배로 정해진 주파수 오프셋값 범위 {-S,+S}의 반송파들을 모두 스케닝하는 데 걸리는 기간은, 2S+1개의 추정치들{ $\epsilon_{-S}, \epsilon_{-S+1}, \dots, \epsilon_{S-1}, \epsilon_S$ }을 계산하는 데 걸리는 시간이므로 2×(2S+1)개 OFDM 심볼들이 처리되어야 한다.

전형적으로, DVB 규격이 적용되는 지상파 TV에서 전송 신호는 프레임(frame)들로 형성되어 있는데, 각 프레임은 68 개의 OFDM 심볼들로 이루어져 있다. 그리고, 각 심볼들은 8K 모드인 경우에 K= 6817 반송파(K: 전송 반송파들의 수) 또는 2K 모드인 경우에 K= 1705 반송파들로 구성되어 있다. DVB 규격이 적용되는 지상파 TV에서 주파수 오프셋 획득을 위해 소요되는 지연은 OFDM 2K 모드에서는 70개의 OFDM 심볼 정도이고, 8K 모드에서는 274개의 OFDM 심볼정도이다. 획득 과정의 지연은 한개의 OFDM 프레임(68심볼) 이상 걸리며, 이는 동기화 과정에서 상당한 처리 지연을 초래하는 문제점이 있다.

게다가, 각 반송파 영역에서 스케닝할 때 $\pm \frac{1}{2}$ 반송파 범위 내에서 잔여 오프셋이 발생할 수 있으므로 간략 주파수 동기를 잡은 이후에 좀더 세밀한 주파수 동기과정을 거치게 되는 데, 간략 주파수 동기 획득 과정에서 주파수 오프셋값이 기준 신호로부터 $\frac{1}{2}$ 반송파 혹은 $-\frac{1}{2}$ 반송파에 근접하게 되면 다음에 세밀 주파수 동기가 빗나갈 수도 있다. 그러므로 정확한 획득을 위해서 두번째 스케닝은 간략 주파수 오프셋값 주변을 좀더 작은 스텝 사이즈로 스케닝 해야하고, 이로 인해 처리 지연시간이 한층 더 증가되는 문제점이 있다.

발명이 이루고자하는 기술적 과제

이에, 본 발명은 상기와 같은 종래의 제 문제점을 해결하기 위해서 안출된 것으로, OFDM 프레임내에 삽입된 기준 반송파 신호를 이용하여 FFT 처리 이후에 주파수 영역에서 추적가능한 범위내 오프셋값을 직접 획득한 후 $\pm 1/2$ 반송파에 접근하지 않는 주파수 오프셋값을 추정해내므로써, 빠르고 정확한 간략 주파수 동기 획득 방법 및 간단한 구조를 갖는 장치를 제공하는 데 그 목적이 있다.

상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 방법은 OFDM 프레임내의 데이터외에 고정된 L개의 반송파 위치에 기준 신호가 삽입되어 있으면서(상기 기준 신호는 일정한 위상 및 진폭을 갖는 신호임), $\pm 1/2$ 범위내로 간략 주파수 오프셋값을 획득하는 데 있어서,

수신된 OFDM 변조 신호를 FFT 처리하여 얻은 주파수 영역상의 연속적인 OFDM 심볼을 미분 디코딩 처리하는 단계와; 미분 디코딩된 심볼내의 샘플값을 이용하여 정수배의 오프셋값 범위{-S ; S}에 존재하는 2S+1개의 모든 후보 오프셋값{ $\epsilon_{-S}; \epsilon_S$ }을 구하는 단계; 및 상기 2S+1개의 후보 오프셋값중에서 첫번째 최대값 및 두번째 최대값을 조사하고 나서, 첫번째 최대값과 두번째 최대값이 존재하는 위치를 고려하며 최종적으로 보정해야할 간략 주파수 오프셋값을 결정하는 단계를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

상기와 같은 또 다른 목적을 달성하기 위한 본 발명의 장치는 OFDM 프레임내의 데이터외에 고정된 L개의 반송파 위치에 기준 신호가 삽입되어 있으면서(상기 기준 신호는 일정한 위상 및 진폭을 갖는 신호임), $\pm 1/2$ 범위내로 간략 주파수 오프셋값을 획득하는 데 있어서,

수신된 OFDM 변조 신호를 FFT 처리하여 얻은 주파수 영역상의 연속적인 OFDM 심볼을 샘플 클럭단위로 입력받아 한 심볼길이 지연후 출력하는 입력버퍼와; 상기 입력버퍼로부터 출력된 이전 OFDM 샘플과 FFT 처리후 입력된 현재 OFDM 샘플을 미분 디코딩 처리하는 복소수 곱셈부; 상기 복소수 곱셈부로부터 출력된 미분 디코딩 샘플값을 직렬 입력받아 저장한 후 랜덤 출력하는 미분 디코딩값 저장부; 상기 미분 디코딩값 저장부의 출력을 제어하기 위한 어드레스 및 제어신호를 발생하는 어드레스 제어부; 상기 미분 디코딩값 저장부로부터 매 샘플클럭마다 랜덤 출력된 L 개의 미분 디코딩 샘플값들을 합산하고 나서 그 절대치를 계산하여 후보 오프셋값 ϵ_i ($-S \leq i \leq S$ 인 정수, S는 기설정된 최대 주파수 오프셋)을 출력하는 주파수 오프셋 획득부; 및 상기 주파수 오프셋 획득부에서 얻은 2S+1개의 후보 오프셋값들{ $\epsilon_{-S}; \epsilon_S$ }을 조사하여 첫번째 최대값 및 두번째 최대값이 존재하는 위치 관계에 따라 최종적으로 보정해야할 간략 주파수 오프셋값을 결정하는 주파수 오프셋 추정부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

종전의 주파수 동기 추적 방법은 FFT 처리이전에 로테이터를 이용하여 주어진 범위내의 오프셋값을 획득한 후 FFT처리 이후에 보정하고자하는 오프셋값을 추정하므로 인해 과정이 복잡하고 상당한 지연이 초래되었으나, 본 발명은 FFT 처리이후 주파수 영역에서 추적가능한 일정범위내의 후보 오프셋값들을 획득한 후 최적의 오프셋값을 추정해내므로써, 종전에 비해 고속 처리 및 신뢰성있는 간략 주파수 동기를 추적할 수 있

다.

발명의 구성 및 작용

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 설명하고자 한다.

도 7은 본 발명의 주파수 동기 획득에 이용될 기준 신호를 삽입한 OFDM 프레임 구조를 보여주는 도면이다.

OFDM 프레임은 다수개의 심볼들로 이루어져 있고, 변수 C_i 는 심볼의 인덱스(Symbol index)이다. 각 심볼은 $N(=k_{max}+1)$ 개의 샘플들로 구성되어 있고, 각 샘플은 직교성을 갖는 부반송파들로 변조되며, 변수 k 는 부반송파의 인덱스(Carrier index)이다. 각 OFDM 심볼내에는 고정된 반송파 위치에 L 개의 기준 반송파 신호(Reference carrier#0~Reference carrier#L-1, 이하 기준 신호라 하고 R#0~R#L-1로 표기한다.)가 삽입되어 있으며, 이 기준 신호들은 BPSK 변조되어 일정한 위상과 진폭크기를 갖는다. 그외 나머지 반송파들에는 정보 데이터(Data)가 실리며 이 데이터 신호는 QAM 변조된다.

본 발명은 도 7과 같이 각 심볼의 고정된 위치에 삽입된 기준 신호(R#0~R#L-1)를 이용하여 틀어진 주파수를 보정할 간략 주파수 동기를 추적하는 것이다.

이하, 본 발명의 핵심이 되는 2가지 기술을 설명하고자 한다.

첫번째 기술은 주파수 영역상의 연속적인 샘플들로부터 동일한 반송파 위치에서 옴셋값을 추정하는 것이다. 이것은 종전의 방식대로 로테이터를 통해 시간 영역의 샘플들에서 몇개의 옴셋값들을 발생시키고, 주파수 영역의 샘플에서 기준 반송파 위치를 이용하여 옴셋값을 추정하는 것과는 확실히 대비되는 것이다. 즉, 본 발명은 FFT 처리후 얻어진 주파수 영역상에서 연속된 2개의 OFDM 심볼을 미분 디코딩처리하여 기준 신호를 중심으로 동일한 거리만큼 떨어진 위치의 디코딩값들을 이용하여 각 반송파 위치에서의 추정값을 획득하는 것이다. 따라서, 종전의 방식에 비해 처리시간을 획기적으로 단축시킬 수 있다.

첫번째 기술을 적용하여 처리 시간을 계산해보자. 우선 미분 디코딩을 위해서는 단지 2개의 OFDM 심볼이 필요하다. 그리고 반송파의 정수배 조사범위 $\{-S, S\}$ 내에서 소요되는 획득 시간은 모든 연속적인 반송파 위치에 대해서 $2S+1$ 개의 옴셋추정값을 계산하는 데 걸리는 시간과 일치한다. 여기서, S 는 정해진 최대 주파수 옴셋값이다.

이때 기준 반송파 신호는 BPSK 변조되어 있기 때문에 주파수 영역상에서 인접한 2 심볼을 동일한 반송파 위치의 샘플끼리 미분 디코딩하게 되면 발생된 에러값을 정정할 수 있다. 따라서, 미분 디코딩된 값들을 적절히 처리하여 후보 옴셋값들을 획득할 수 있는 것이다.

도 8은 도 7의 기준 반송파 신호를 기준으로 하여 일정범위내의 옴셋값 획득을 위한 미분 디코딩 처리 방법을 보여주는 개념도이다.

이웃한 두개의 OFDM 심볼 C_0, C_1 은 N 개의 샘플들로 구성되어 있고, 일정한 간격으로 L 개(R#0~R#L-1)의 기준 신호가 삽입되어져 있다. 이 두 OFDM 심볼을 미분 디코딩 처리해서 심볼 D 를 얻을 수 있으며, 그 계산식은 하기 수학적 식 3과 같다.

$$D_j = C_{1,j} \times C_{0,j}^* \quad (\text{for } j=0 \sim N)$$

위 식에서 $C_{0,j}$ 는 수신된 0번째 심볼의 j 번째 부반송파에 실린 샘플이고, $C_{1,j}$ 는 수신된 1번째 심볼의 j 번째 부반송파에 실린 샘플이다. N 은 하나의 OFDM 심볼의 샘플갯수이다. $*$ 는 공액 복소수를 나타낸다.

여기서, 주파수 옴셋의 절대값이 1/2보다 작은 경우는 복호된 심볼간의 회전 이동은 발생하지 않고 인접 채널간의 간섭인 혼선(cross-talk) 현상만이 일어난다. 혼선 현상은 심볼에 대한 신호대 잡음비(SNR)를 감소시키는 데, 주파수 옴셋에 의한 혼선 현상의 정도를 정량적으로 표현하기 위해 인접한 두 심볼을 미분 디코딩한 것이며, 이 D_j 값은 두 심볼의 상관성을 나타낸다.

상기 수학적 식 3과 동일한 계산은 인접한 두 심볼의 상관관계를 알 수 있으므로 종래의 기술에서도 사용된 바 있으나, 종래에는 정해진 옴셋범위 $\{-S, S\}$ 에 대한 모든 경우를 계산해야 했기 때문에 $2S+1$ 번을 반복해야만 했다. 그러나, 본 발명에서는 단 한번의 계산이면 족하다. 결국 두 심볼의 상관성을 조사하는 계산 처리에서 소요되는 지연은 2 OFDM 심볼길이 즉, $2N$ 개의 샘플길이이다. 따라서, 처리속도는 상당히 빨라지며, 메모리측면에서는 미분 디코딩하기 위한 2개의 심볼을 위한 메모리와 디코딩된 1개 심볼을 저장하기 위한 메모리만 충족되면 된다.

상기 수학적 식 3과 같이 얻은 두심볼의 미분 디코딩값은 하기 수학적 식 4와 같이 기준 신호 위치를 중심으로 일정한 간격만큼 떨어진 값들끼리 합산하여 후보 옴셋을 추정한다.

$$\varepsilon_q = \text{Mag} \left(\sum_{j=0}^{L-1} D_{p(j)+q} \right), q \in (\{-S, S\})$$

위 수학적 식 4에서 Mag 는 복소 신호값의 크기를 나타내고, $D_{p(j)+q}$ 는 $p(j)+q$ 번째 부반송파의 미분 디코딩된 값이다. $P(j)$ 는 L 개의 기준 반송파 신호중에서 j 번째 기준 반송파의 위치를 지정한다.

수학적 식 4에 의해 $\{-S, S\}$ 범위내에서 얻은 $2S+1$ 개의 후보 옴셋값들은 $q=-S$ 일때 기준 반송파로부터 $-S$ 만큼 떨어진 위치의 미분디코딩 값들의 합산절대값 $\varepsilon_{-S}, \dots, q=0$ 일때 기준 반송파 위치의 미분디코딩값들의 합산절대값 $\varepsilon_0, \dots, q=S$ 일때 기준 반송파로부터 S 만큼 떨어진 위치의 미분디코딩값들의 합산절대값 ε_S 에 해당한다.

수학적 4의 후보 옵셋값들 $\{\varepsilon_{-s}; \varepsilon_s\}$ 이 계산되는 입출력 관계를 이해하기 쉽도록 도 8에서와 같이 몇개의 합산기들(1-1~1-4)과 절대값 계산기들(M-1~M-4)로 표시하였으나, 실제 하드웨어로는 단 하나의 합산기와 절대값 계산기만으로 구현할 수 있다. 즉, 메모리에 저장된 미분 디코딩값들을 일정한 클럭에 따라 추출하여 단위 클럭마다 후보 옵셋값을 하나씩 순차적으로 계산하므로써, 하드웨어를 시분할적으로 공유하는 것이다.

후보 옵셋값을 계산하는 기간은 해당되는 디코딩값을 합산하는 데 걸리는 기간이며, 1개의 후보 옵셋값을 얻기 위해서는 L개의 샘플이 필요하다. 즉, 2S+1개의 추정값을 계산하는 데 소요되는 지연시간은 $L \times (2S+1)$ 샘플이다. 그러므로 전체적인 간략 주파수 획득 시간은 $2N+L \times (2S+1)$ 이다.

동일한 채널 상황을 설정 했을 때 종래 기술 및 본 발명에 의한 처리 지연 시간을 비교해보자. 이미 종래기술에서 언급한 바 있는 DVB 지상파 TV에서 주파수 옵셋 획득 지연은 OFDM 2K 모드에서는 70개의 OFDM 심볼, 8K 모드에서는 274개의 OFDM 심볼이 소요되었다. 본 발명에서 지상파 TV의 프레임내 기준 반송파수는 전체 반송파 수의 약 2%를 차지한다. 본 발명의 전체 간략 주파수 획득 시간은 2K 모드에서는 3개의 OFDM심볼보다 적었고, 8K 모드에서는 5개의 OFDM 심볼보다 적었다. 결국, 본 발명이 종래의 지연시간에 비해 획기적으로 감소되었음을 보여준다.

이제, 두번째 기술을 설명하기 전에 주파수 옵셋값과 수신측의 성능 관계를 설명하면 다음과 같다.

주파수 옵셋 $|\varepsilon| > 1/2$ 인 경우는 수신측의 성능 열화정도가 더욱 심해지해 지는 데, 이는 주파수 옵셋이 각 부반송파의 주파수를 인접 부채널 대역으로 편향 이동시켜 복호된 OFDM심볼간의 회전 이동(circular shift)을 초래하기 때문이다. 즉, 주파수 옵셋을 포함한 신호는 푸리에 변환 성질에 의해 FFT 변환 후에는 복호 심볼간의 회전 이동을 일으키므로 주파수 옵셋값이 정수이면 회전 이동만 일어나고, 정수가 아니면 회전 이동과 함께 혼선 현상도 일어난다. 이와 같은 회전 이동이 일어나면 보정기법을 사용하여 복구하더라도 올바르게 복원할 수가 없다. 반면, 주파수 옵셋이 $|\varepsilon| < 1/2$ 로 작은 경우에는 회전 이동없이 혼선 현상만 일어난다. 따라서, 주파수 옵셋 보정기법에서는 주파수 옵셋 값을 회전 이동이 발생하지 않는 범위 $(|\varepsilon| < 1/2)$ 내로 감소시키는 과정이 필수적이다.

두번째 기술은 획득한 주파수 옵셋값이 기준 반송파로부터 1/2 혹은 -1/2 부반송파로 가까워지지 않도록 하는 알고리즘을 사용하는 것이다. 종래에는 추정된 2S+1개의 옵셋값들을 모두 조사한 뒤에 그 중에서 최대값만을 추출하여 최종적인 옵셋값으로 결정하였으나, 본 발명에서는 첫번째 기술에 의해 얻는 2S+1개의 옵셋값에서 첫번째로 큰 최대값(이 값의 위치를 인덱스 I_{M1} 으로 표기)과 그 다음 두번째로 큰 최대값(이 값의 위치를 인덱스 I_{M2} 로 표기)을 찾아내서 이 두값이 존재하는 위치(인덱스)를 고려하여 최종적인 옵셋값으로 결정한다.

모든 주파수 범위를 스케닝한 뒤에 만일 두개의 최대값 인덱스(I_{M1}, I_{M2})가 연속해서 위치하지 않으면 첫번째 최대값 인덱스(I_{M1})가 주파수 옵셋을 보정하기 위한 기준으로 사용된다. 그리고 만일 두개의 최대값 인덱스(I_{M1}, I_{M2})가 연속적으로 존재하면($I_{M2}=I_{M1} \pm 1$), 두 최대 인덱스에 가중치를 주어 얻은 인덱스를

$$\frac{3}{4} I_{M1} + \frac{1}{4} I_{M2}$$

주파수 옵셋을 보정하기 위한 기준으로 사용한다. 일례로 $\frac{3}{4} I_{M1} + \frac{1}{4} I_{M2}$ 와 같이 첫번째 최대 인덱스에다가 두번째 최대 인덱스의 3배 정도의 가중치를 주어 나온 인덱스 위치에서 추정된 값을 주파수 옵셋값으로 최종 결정하는 것이다.

도 9a, 9b는 본 발명의 간략 주파수 옵셋값 추정 방법을 설명하기 위한 반송파 위치에 따른 주파수 옵셋값에 대한 시뮬레이션 도면이다. 도 9a, 9b에서 추적 범위는 $\{-17, +17\}$ 의 부반송파로 설정하여 상기에 제한한 방식에 따라 해당 범위에서 추정된 옵셋값들을 연속적으로 보여주었다. 도 9a는 두개의 최대값이 연속해서 존재하지 않을 경우이고, 도 9b는 두개의 최대값이 연속해서 존재하는 경우이다.

도 9a를 참조하면, 인덱스 4 ($=I_{M1}$)에서 얻은 최대 옵셋값은 거의 부반송파 영역의 배수에 가까운 값으로 다른 추정값들과는 구별되는 매우 뚜렷한 피크치를 보이고 있다. 인덱스 4에서 얻은 최대 옵셋값이 바로 보정하고자 하는 간략 주파수 옵셋값으로 사용되는 것이다. 이는 첫번째 최대값과 두번째 최대값이 서로 인접해 있지 않았기 때문이며, 따라서 인덱스 9($=I_{M2}$)에서 얻은 두번째 최대 옵셋값은 고려되지 않는다.

도 9b를 참조하면, 두 개의 최대값들은 인덱스 3($=I_{M2}$)과 인덱스 4($=I_{M1}$)에서 연속해서 얻어지므로, 두 인덱스 간에 가중치를 주어 옵셋값의 위치를 지정해야한다. 이때 가중치는 정확한 수치일 필요는 없는 데, 가중치를 두는 이유는 옵셋값 위치가 반송파간의 영역(intercarrier spacing)에 존재하는 것을 피하기 위함이다. 또한, 두개의 최대값이 불안정하게 인접되어 있을 경우가 발생할 수 있기 때문에 가중치 계수로 $\{1/2, 1/2\}$ 을 사용하지 않도록 주의한다. 두 최대값이 불안정하게 인접되어 있으면 단일 최대값을 사용하는 것보다 획득을 한층 더 불리하게 만들수 있기 때문이다. 실제 하드웨어 구현을 간단히 하기위해 가중치계수는 $\{3/4, 1/4\}$ 를 사용하는 것이 적당하다. 물론, 두 최대값 각각의 진폭값에 따라 좀더 정확한 가중치를 얻어낼 수는 있겠지만, 이에 따라 하드웨어 복잡도가 증가하는 것에 비해 얻는 성능이득이 낮으므로 실효성이 없다고 본다.

이제, 도 10을 참고하여 본 발명의 하드웨어 구성 및 작용을 설명하기로 한다.

도 10은 본 발명의 방법을 적용하여 구현된 간략 주파수 옵셋 획득 장치에 대한 블록도이다.

OFDM 프레임내의 데이터외에 고정된 L개의 반송파 위치에 기준 신호가 삽입되어 있으면서, 기준 신호를

$$\pm \frac{1}{2}$$

이용하여 범위내의 간략 주파수 옵셋값을 획득한다. 상기 기준 신호는 일정한 위상 및 진폭을 갖는 신호이다. 본 발명의 간략 주파수 옵셋 획득 장치는 수신된 OFDM 변조 신호를 FFT 처리한 후 얻은

주파수 영역상의 OFDM 심볼을 적당히 처리하여 몇개의 후보 옵션값을 획득한 후 그 중에서 보정코자하는 옵션값을 최종적으로 결정한다.

도 10에서 간략 주파수 옵션 획득 장치는 입력버퍼(100)와, 복소수 곱셈부(110), 미분 디코딩값 저장부(120), 어드레스 제어부(130), 주파수 옵션 획득부(140), 및 주파수 옵션 추정부(150)로 구성되어 있다.

입력버퍼(100)는 FFT 처리된 후 얻은 주파수 영역상의 연속적인 OFDM 심볼(C_t)을 샘플 단위($C_{t,j}$)로 입력받아 한 심볼길이(N샘플) 지연후 샘플 단위로 출력하며, 선입선출 버퍼(FIFO)로 구현된다.

복소수 곱셈부(110)는 상기 입력버퍼(100)로부터 출력된 이전 OFDM 샘플($C_{t-1,j}$)과 FFT 처리후 입력된 현재 OFDM 샘플($C_{t,j}$)을 복소수 곱셈하여 미분 디코딩 처리한다. 즉, 이전 샘플의 공역복소수와 현재 샘플의 복소수를 곱셈하여 미분 디코딩값을 출력한다. 미분 디코딩 계산식은 $D_j = C_{t,j} \times C_{t-1,j}^*$ ($j=0 \sim N$)과 같으며, 여기서 $C_{t,j}$ 는 t번째 수신된 심볼의 j번째 부반송파에 실린 샘플, $C_{t-1,j}$ 는 t-1번째 수신된 심볼의 j번째 부반송파에 실린 샘플, N은 하나의 OFDM 심볼의 샘플갯수, *는 공역 복소수이다.

미분 디코딩값 저장부(120)는 상기 복소수 곱셈부(110)로부터 출력된 미분 디코딩값(D_j)을 직렬 입력받아 저장한 후 랜덤 출력한다. 미분 디코딩값 저장부(120)는 입출력을 분리하여 제어하는 듀얼 포트 메모리(DPRAM: Dual Port Random Access Memory)로 구현된다.

어드레스 제어부(130)는 상기 미분 디코딩값 저장부(120)의 출력을 제어하기 위한 어드레스 및 제어신호를 발생한다. 어드레스 및 제어신호 발생 규칙은 상기 미분 디코딩값 저장부(120)에 저장된 기준 신호(도 6참조, $R\#0 \sim R\#L-1$)를 중심으로 동일한 위치에 존재하는 L 개의 미분 디코딩값을 한 그룹으로하여 매 샘플 클럭마다 병렬 출력한다.

주파수 옵션 획득부(140)는 매 샘플클럭마다 상기 미분 디코딩값 저장부(120)로부터 랜덤 출력된 L 개의 미분 디코딩값들을 합산한 후 그 절대치를 계산하여 후보 옵션값 ϵ_i ($-S \leq i \leq S$ 인 정수, S는 기설정된 최대 주파수 옵션)을 출력한다. 주파수 옵션 획득부(140)는 매 심볼 클럭마다 리셋되어 L개의 미분 디코딩값들을 적분하는 합산기와, 합산기의 출력을 입력받아 복소수 크기($|Re| + |Im|$)를 계산하는 절대치 계산기로 구성된다.

주파수 옵션 추정부(150)는 상기 주파수 옵션 획득부(140)에서 얻은 $2S+1$ 개의 후보 옵션값들($\epsilon_{-S}; \epsilon_S$)을 조사하여 첫번째 최대값 및 두번째 최대값이 존재하는 위치에 의해 최종적으로 보정해야할 간략 주파수 옵션값을 출력한다. 주파수 옵션 추정부(150)는 최대값을 검출하고, 두개의 최대값에 대한 가중치 알고리즘을 구현한 간단한 논리 회로와 DSP(digital signal processing)기술로 구현된다.

즉, 후보 옵션값들을 스케닝하여 최대값을 찾아내서 제일 큰값을 갖는 위치(인덱스 I_{M1})와 그 다음 두번째로 큰 값을 갖는 위치(인덱스 I_{M2})를 조사한다. 만일 첫번째 최대값 인덱스와 두번째 최대값 인덱스가 연속해서 위치하지 않았다면($I_{M1} \neq I_{M2} \pm 1$) 보정해야할 간략 주파수 옵션값은 첫번째 최대값으로 결정한다. 만일 첫번째 최대값 인덱스와 두번째 최대값 인덱스가 인접해 있다면($I_{M1} = I_{M2} \pm 1$), 두 최대값 인덱스에 대한 가중치를 주어 두 최대값 사이에 존재하는 값을 보정해야할 간략 주파수 옵션값으로 결정한다.

종래의 기술에서는 $2S+1$ 개의 추정값을 얻기 위해 $2S+1$ 번의 연산이 수행되어야 했으나, 본 발명은 단지 1번의 연산으로 $2S+1$ 개의 추정값들이 병렬적으로 계산되기 때문에 처리시간을 단축할 수 있으며, 이 때 미분 디코딩 연산으로 인해 2개의 OFDM 심볼(즉 2N 개의 샘플들)을 저장할 메모리와 그 만큼의 지연이 소요된다.

도 10과 같이 구현된 간략 주파수 옵션 획득 장치의 구성요소들 예를 들어 복소수 곱셈기(110)와 입력버퍼(100)등은 본 발명의 목적외의 다른 목적으로도 활용가능하다. 간략 주파수 옵션 획득 과정은 한번만 수행되고, 간략 주파수 옵션 획득 후 다시 세밀한 정밀 주파수 동조가 이루어진다. 전형적으로 정밀 주파수 동조 역시 연속된 OFDM 심볼을 미분 디코딩 처리하여 상관성을 찾기 때문에, 미분 디코딩에 필수적인 복소수 곱셈기와 입력버퍼를 재사용할 수 있을 것이다.

또한, 미분 디코딩된 OFDM 심볼을 저장했던 미분 디코딩 저장부(120)는 듀얼 포트 메모리로 구현되어서 동기화 이후에 수행되는 등화과정에서 재사용이 가능하다. 채널 환경에 적응적인 등화기인 경우 갱신되는 필터뱅크 계수들을 저장하는데 이용될 수 있고, 비적응적인 등화기인 경우 채널 응답 보간값들을 저장하는데 이용될 수도 있다.

본 명세서에서는 본 발명을 특정한 실시예들과 관련하여서만 설명하였으나, 당업자들은 청구항 및 실시예의 기술사상의 한도내에서 다양하게 실시할 수 있다.

발명의 효과

종래의 주파수 옵션 획득 방식은 시간영역상에서 로테이터에 의해 미리 정해진 옵션값들을 발생시키므로 상당한 지연이 초래되었으나, 본 발명의 획득 방식은 주파수 영역에서 OFDM심볼을 미분 디코딩 하고 기존 반송파를 이용하여 일정범위내의 후보 옵션값들을 직접 획득하므로써 고속 처리가 가능한 효과가 있다. 또한 본 발명의 장치중 일부는 다른 동기화 장치 혹은 등화 처리장치와 공유해서 사용할 수 있으므로 전체 수신기내의 하드웨어 복잡도를 줄일 수 있다.

그리고, 후보 옵션값들로부터 간략 주파수 옵션값을 추정하는 방식은 두개 최대값 알고리즘을 적용하여 반송파간 간격에서 동기가 잡히지 않도록 하므로써 매우 안정되고 신뢰성 있는 옵션값을 얻을 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

다수개의 반송파중 고정된 L개의 반송파 위치에 기준 신호가 삽입되고 그외 반송파 위치에 데이터 신호가 삽입된 OFDM 프레임으로부터 간략 주파수 오프셋값을 획득하는 데 있어서,

- (a) 수신된 OFDM 변조 신호를 FFT 처리하여 얻은 주파수 영역상의 연속적인 OFDM 심볼을 미분 디코딩 처리하는 단계;
- (b) 미분 디코딩된 심볼내의 샘플값을 이용하여 정수배의 오프셋값 범위 $\{-S; S\}$ 에 존재하는 2S+1개의 후보 오프셋값 $\{\varepsilon_{-S}; \varepsilon_S\}$ 을 구하는 단계; 및
- (c) 상기 (b) 단계에서 얻은 후보 오프셋값중에서 첫번째 최대값과 두번째 최대값의 위치에 따라서 간략 주파수 오프셋값을 결정하는 단계를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 (a)단계에서 미분 디코딩 처리는 아래 미분 디코딩값(D_j) 계산식에 의하여 구하는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 방법.

$$D_j = C_{t,j} \times C^{*t-1,j} (j=0 \sim N)$$

여기서, C_{t,j}는 t번째 수신된 심볼의 j번째 부반송파에 실린 샘플, C_{t-1,j}는 t-1번째 수신된 심볼의 j번째 부반송파에 실린 샘플, N은 하나의 OFDM 심볼의 샘플갯수, *는 공액 복소수이다.

청구항 3

제 1항에 있어서, 상기 (b)후보 오프셋값을 구하는 단계는 다음식(ε_q)을 이용하여 계산하는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 방법.

$$\varepsilon_q = \text{Mag} \left(\prod_{j=0}^{L-1} D_{p(j)+q} \right), (q \in \{-S, S\})$$

여기서, Mag는 복소수의 크기를 나타내고, D_{p(j)+q}는 부반송파 p(j)+q에서의 샘플에 대한 미분 디코딩된 값이며, P(j)는 L개의 기준 반송파중에서 j번째 기준 반송파의 위치이다.

청구항 4

제 1 항에 있어서, 상기 (c)단계는

- (c1) 상기 2S+1개의 후보 오프셋값중 첫번째 최대값과 두번째 최대값을 검출하는 단계와;
- (c2) 상기 (c1)단계에서 검출된 첫번째 최대값과 두번째 최대값이 연속해서 위치하지 않는 경우, 첫번째 최대값을 주파수 오프셋 보정을 위한 기준값으로 발생시키는 단계;
- (c3) 상기 (c1)단계에서 검출된 첫번째 최대값과 두번째 최대값이 연속해서 위치한 경우, 두 최대값의 위치를 나타내는 인덱스에 소정의 가중치를 주어 새로운 인덱스를 얻고, 이 새로운 인덱스로부터 주파수 오프셋 보정을 위한 기준값을 발생시키는 단계를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템에서 간략 주파수 획득 방법.

청구항 5

다수개의 반송파중 고정된 L개의 반송파 위치에 기준 신호가 삽입되고 그외 반송파 위치에 데이터 신호가 삽입된 OFDM 프레임으로부터 간략 주파수 오프셋값을 획득하는 데 있어서,

수신된 OFDM 변조 신호를 FFT 처리한 후 얻은 주파수 영역상의 연속적인 OFDM 심볼을 샘플 클럭단위로 입력받아 소정 심볼길이 지연후 샘플 단위로 출력하는 입력버퍼(100);

상기 입력버퍼(100)로부터 출력된 이전 OFDM 샘플과 FFT 처리후 입력된 현재 OFDM 샘플을 미분 디코딩 처리하는 복소수 곱셈부(110);

상기 복소수 곱셈부(110)로부터 출력된 미분 디코딩 샘플값을 직렬 입력받아 저장한 후 랜덤 출력하는 미분 디코딩값 저장부(120);

상기 미분 디코딩값 저장부(120)의 출력을 제어하기 위한 어드레스 및 제어신호를 발생하는 어드레스 제어부(130);

상기 미분 디코딩값 저장부(120)로부터 매 샘플클럭마다 랜덤 출력된 L 개의 미분 디코딩 샘플값들을 합산하여 그 절대치를 계산하여 후보 오프셋값 ε_i (-S ≤ i ≤ S 인 정수, S는 설정된 최대 주파수 오프셋)을 출력하는 주파수 오프셋 획득부(140); 및

상기 주파수 오프셋 획득부(140)에서 얻은 2S+1개의 후보 오프셋값{ε_{-S}; ε_S}을 조사하여 첫번째 최대값 및 두번째 최대값의 위치에 따라서 간략 주파수 오프셋값을 결정하는 주파수 오프셋 추정부(150)를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 장치.

청구항 6

제 5 항에 있어서, 상기 복소수 곱셈부(110)는 다음식을 이용하여 미분 디코딩값(D_j)을 구하는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 장치.

$$D_j = C_{t,j} \times C^{* \ t-1,j} (j=0 \sim N)$$

여기서, $C_{t,j}$ 는 t번째 수신된 심볼의 j번째 부반송파에 실린 샘플, $C_{t-1,j}$ 는 t-1번째 수신된 심볼의 j번째 부반송파에 실린 샘플, N은 하나의 OFDM 심볼의 샘플갯수, *는 공액 복소수이다.

청구항 7

제 5 항에 있어서, 상기 어드레스 제어부(130)는 상기 미분 디코딩값 저장부(120)의 기준 신호 위치를 중심으로 동일한 위치에 존재하는 L 개의 미분 디코딩값을 한 그룹으로하여 매 샘플 클럭마다 어드레스 및 제어신호 출력하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 장치.

청구항 8

제 5항에 있어서, 상기 주파수 옵셋 획득부(140)는 매 심볼 클럭마다 리셋신호에 의해 초기화 되면서 입력된 L개의 미분 디코딩값을 적분하고 그 결과값을 복소수 크기 계산하고, 다음식(ε_q)을 이용하여 후보 옵셋값을 계산하는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 장치.

$$\varepsilon_q = \text{Mag} \left(\prod_{j=0}^{L-1} D_{p(j)+q} \right), (q \in \{-S, S\})$$

여기서, Mag는 복소수의 크기를 나타내고, $D_{p(j)+q}$ 는 부반송파 $p(j)+q$ 에서의 샘플에 대한 미분 디코딩된 값이며, P(j)는 L개의 기준 반송파중에서 j번째 기준 반송파의 위치이다.

청구항 9

제 5 항에 있어서, 상기 주파수 옵셋 추정부(150)에서

첫번째 최대값과 두번째 최대값이 연속해서 위치하지 않은 경우, 간략 주파수 옵셋값은 첫번째 최대값으로 출력하며;

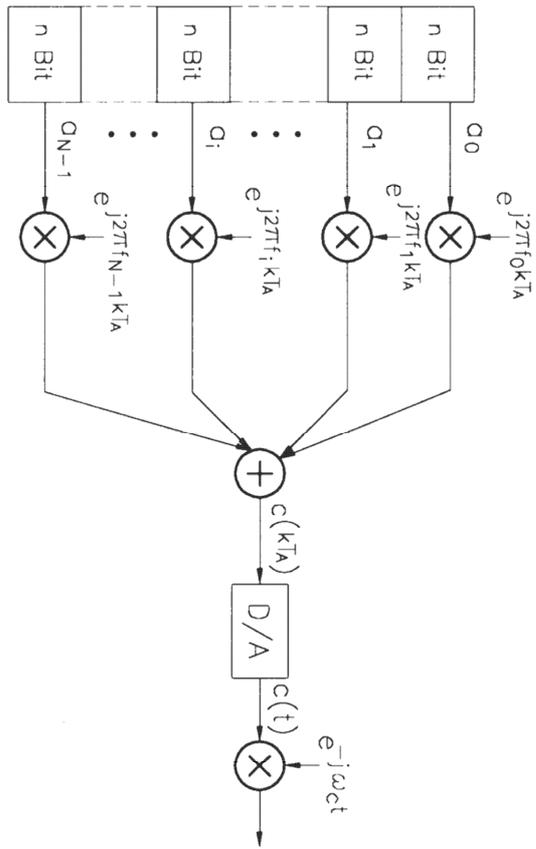
첫번째 최대값과 두번째 최대값이 연속해서 위치한 경우, 두 최대값의 위치를 나타내는 인덱스에 소정의 가중치를 주어 새로운 인덱스로부터 간략 주파수 옵셋값을 추출하는 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 장치.

청구항 10

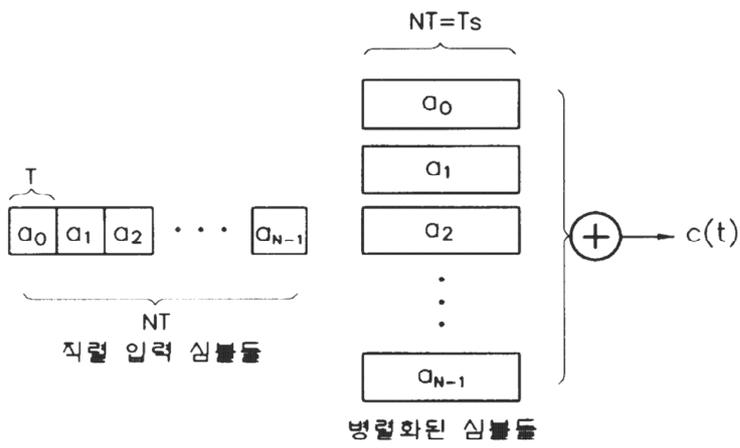
제 9 항에 있어서, 첫번째 최대값 인덱스와 두번째 최대값 인덱스에 대한 소정의 가중치 계수는 {1/2, 1/2}를 제외한 두 합이 1 인 임의의 소수인 것을 특징으로 하는 직교분할대역 시스템의 간략 주파수 획득 장치.

도면

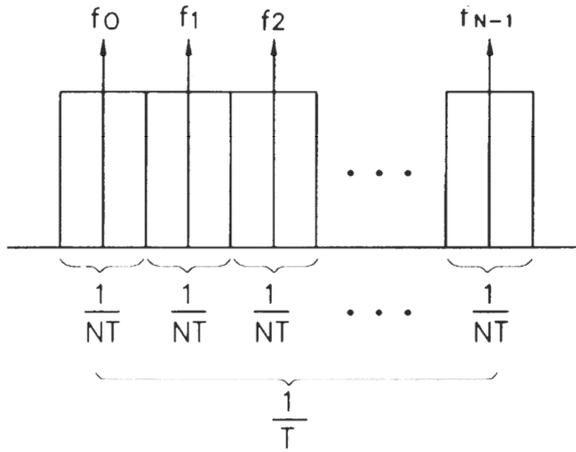
도면1



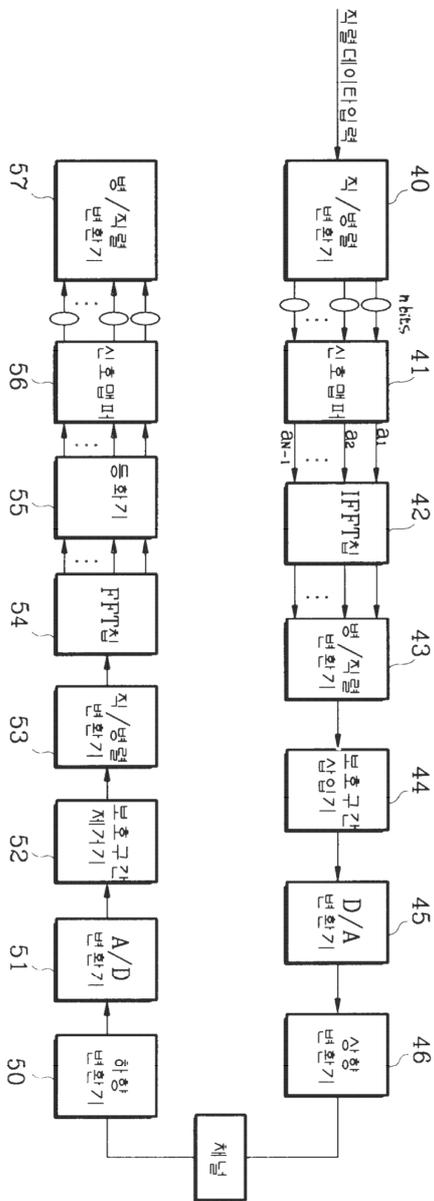
도면2



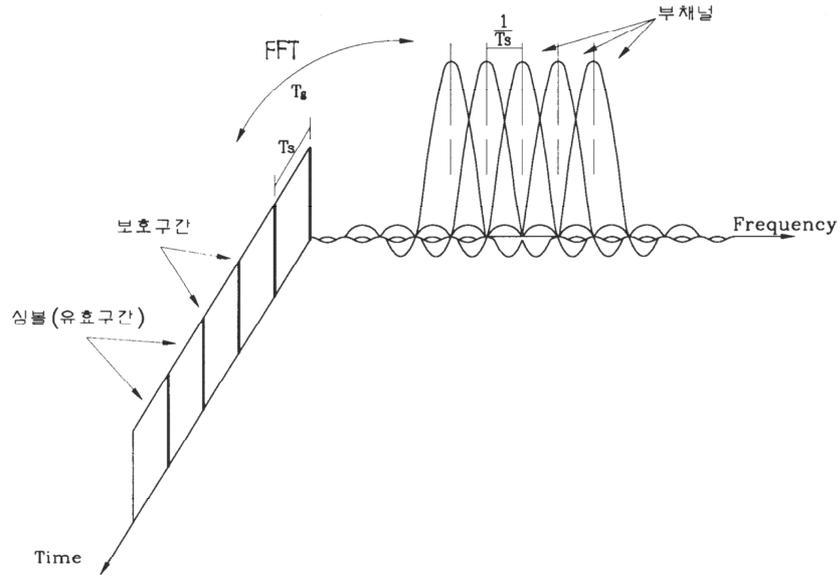
도면3

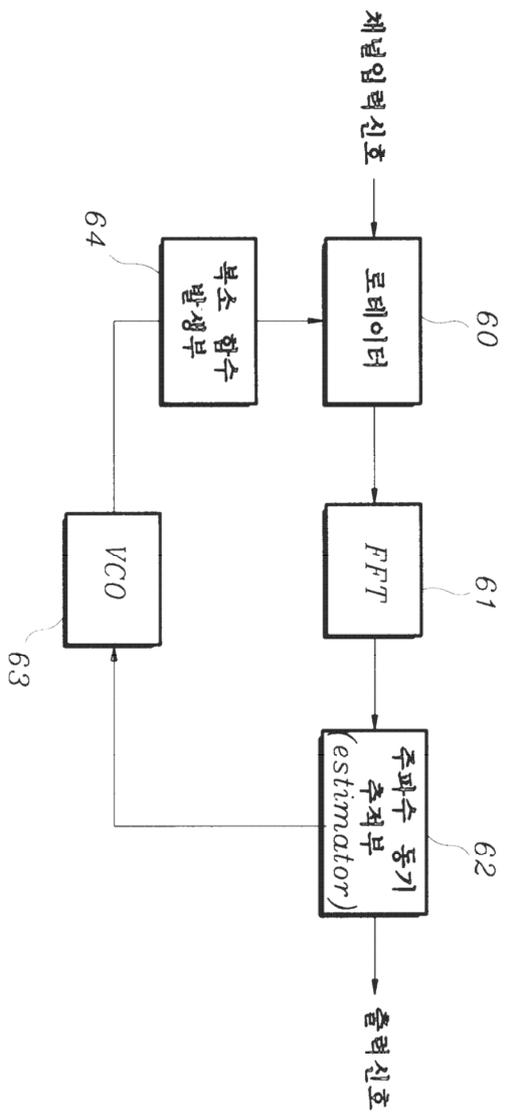


도면4



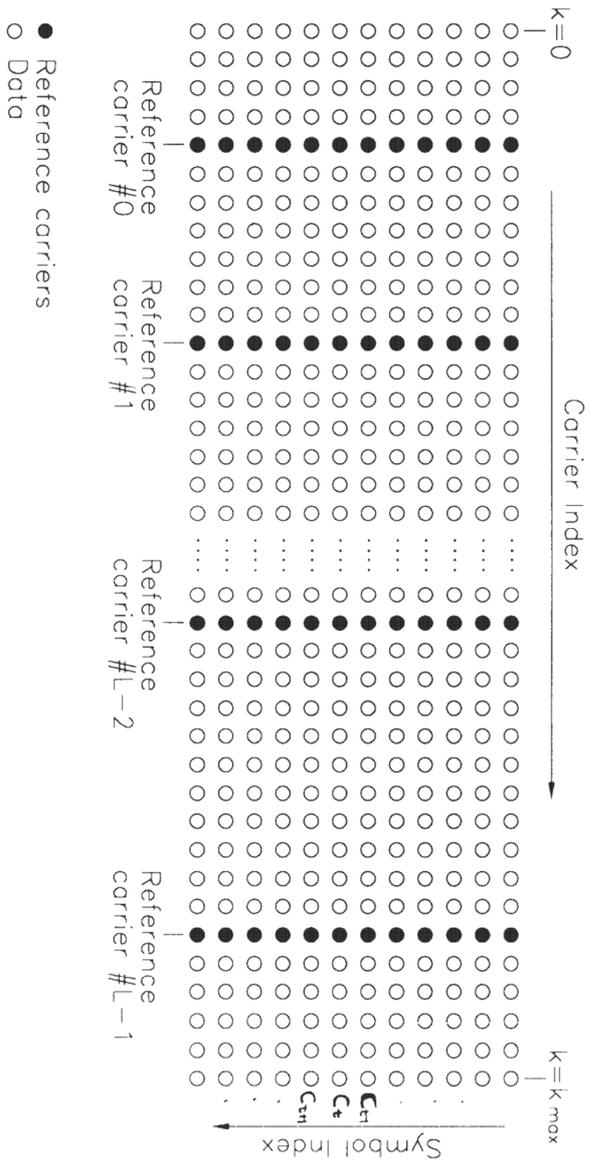
도면5



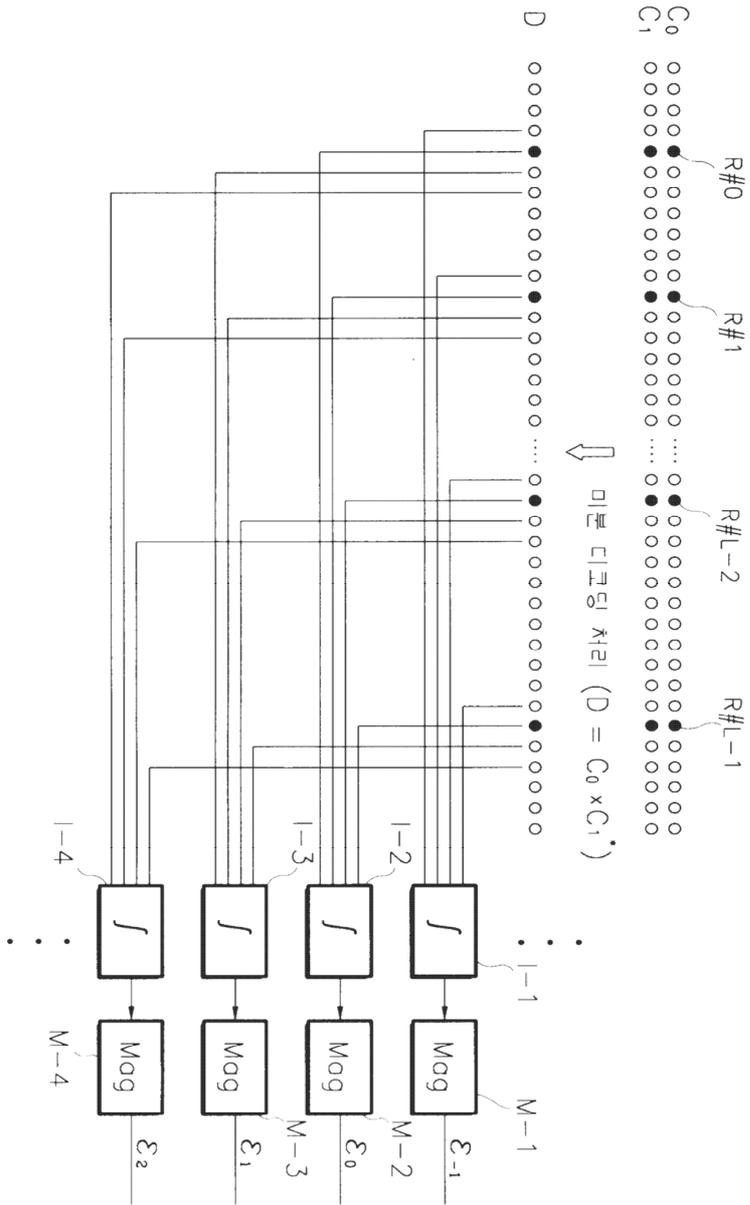


도면6

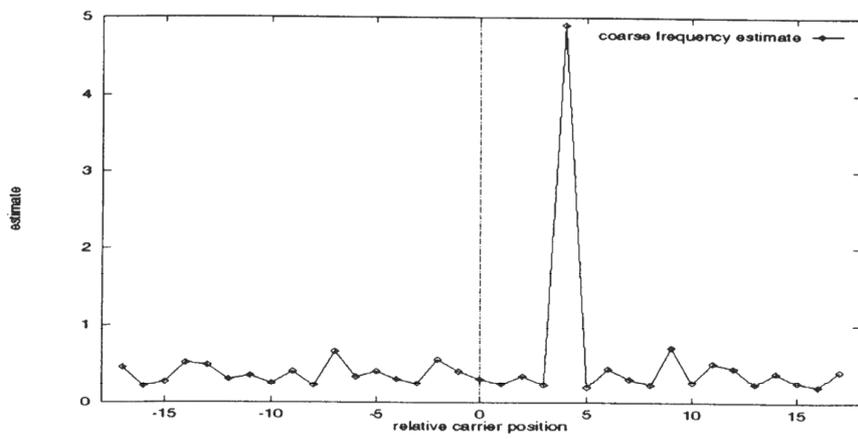
도면7



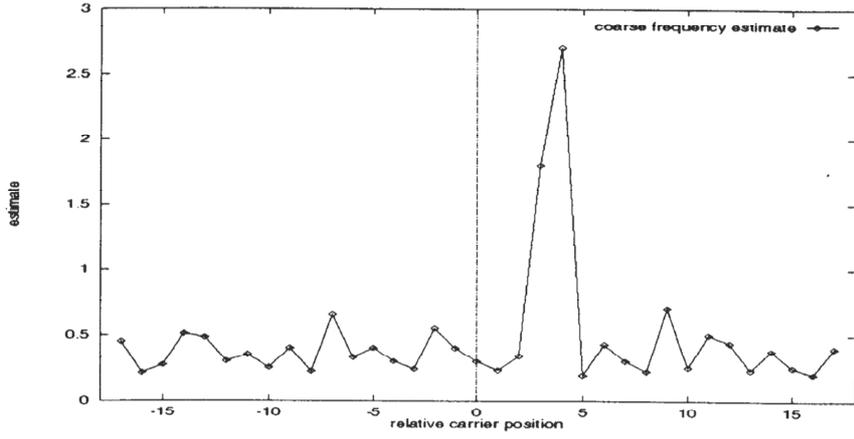
도면8



도면9a



도면9b



도면10

