

주파수 선택성 페이딩 채널에서 동기식 OFDM 수신기를 위한 주파수 오프셋 보정 기법

正會員 오 지 성*, 정 영 모**, 이 상 욱*

A Frequency Offset Correction Technique for Coherent OFDM Receiver on the Frequency-Selective Fading Channel

Ji Sung Oh*, Young Mo Chung**, Sang Uk Lee* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 주파수 선택성 페이딩 채널에서 OFDM 수신기를 위한 주파수 오프셋 보정 기법을 제안한다. 주파수 오프셋은 OFDM 신호의 반송파사이에서 각 부채널간의 간섭 현상을 일으킨다. 이러한 간섭 현상을 보상하기 위해서 본 논문은 2 단계로 주파수 오프셋을 보정하는 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 각 단계에서 OFDM 신호를 과표본화하여 두 쌍의 복호 심볼 집합을 획득한다. 획득 단계에서는 각 복호 심볼 집합의 원소간의 부호패턴을 비교하여 주파수 오프셋 값을 반송파간의 간격의 0.5 이하로 감소시킨다. 다음, 추적 단계에서는 위 두 집합의 상관값에 의해 구동되는 주파수 검출기를 이용하여 주파수 오프셋을 보정한다. 제안하는 알고리즘은 초기 주파수 오프셋 값이 반송파 간격의 0.5 이상인 경우에도 보정이 가능하다. 그리고 제안하는 알고리즘은 과표본화로부터 얻은 복호 심볼 집합을 이용하므로 전송되는 심볼이나 채널 환경에 관계 없이 적용할 수 있다.

ABSTRACT

This paper proposes a new technique for frequency offset correction for OFDM systems on a frequency selective fading channel. Frequency offset in OFDM introduces interchannel interference among the multiple subcarriers of OFDM signal. To compensate the interference, this paper describes an algorithm with two stages: acquisition and

*서울대학교 공과대학 제어계측공학과
Dept. of Control and Instrumentation Eng., College of Engineering, Seoul National University.

**한성대학교 정보전산학부
School of information and Computer Eng., Hansung University.

論文番號: 95268-0808

接受日字: 1995年 8月 8日

tracking. At both stages, the proposed algorithm oversamples the received OFDM signal to obtain a couple of demodulated symbol sets. At acquisition stage the frequency offset is reduced to half or less of the intercarrier spacings by matching the sign pattern of each element of the sets. Next, at tracking stage the frequency offset is corrected with a frequency detector which is controlled by the correlation of the two sets. It is shown that the proposed algorithm can correct the frequency offset in the event of uncertainty in the initial offset that exceeds one half of the intercarrier spacing. In addition, the proposed algorithm is robust to transmitted symbols and channel characteristics by using oversampled symbol sets.

I. 서 론

이동 통신 및 디지털 HDTV의 전송 채널에서는 다 경로 전송에 의하여 수신되는 심볼 간의 간섭이 발생한다. HDTV 시스템과 같이 고속의 데이터가 전송되는 경우 이와 같은 심볼 간의 간섭이 더욱 심하게 발생하며, 이러한 심볼 간의 간섭은 수신측의 데이터 검출 과정에서 심각한 오류를 야기한다. 최근 유럽에서는 DAB(digital audio broadcasting) 및 지상 방송 HDTV의 전송 방식으로서 이러한 다경로 전송 채널에서 강인하게 동작할 수 있는 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식이 제안되었다[1, 2]. OFDM 방식은 입력되는 심볼열을 병렬화한 후, 이들을 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파(subcarrier)로 변조시켜 전송한다. 따라서 기존의 단일 반송파 전송 방식과 비교하면, 동일한 심볼 전송율을 유지하면서도 심볼 주기를 병렬화한 부채널 수만큼 증가시킬 수 있어 다경로 전송에 의한 심볼간의 간섭을 줄일 수 있다. 특히 전송되는 심볼 사이에 보호 구간(guard interval)을 삽입할 경우 심볼간의 간섭을 더욱 감소시킬 수 있으므로 채널 등화기의 구조가 매우 간단해지는 장점이 있다. 또한 OFDM 방식은 기존의 FDM(frequency division multiplexing) 방식과는 달리 각 부채널의 스펙트럼이 서로 중첩되는 특성이 있으므로, 대역 효율이 높으며 스펙트럼의 형태가 사각파 모양으로 전력이 각 주파수 대역에 균일하게 분포하여 동일 채널 간섭 신호에 강한 잇점도 있다[1].

한편, 채널 특성에 의하여 도플러 현상이 발생하거나 수신기의 동조기가 불안정할 경우 송신 주파수와 수신 주파수의 동기화가 이루어지지 않는 현상이 일어난다[9]. 이 때 송수신 주파수의 차이를 주파수 오프셋(frequency offset)이라 한다. 이러한 주파수 오프셋은

수신 신호의 위상(phase)을 변화시켜 시스템의 복호 성능을 저하시킨다. 다중 반송파를 사용하는 OFDM 방식에서는 심볼의 검출이 각 부채널 별로 이루어지는데, 주파수 오프셋이 발생할 경우 각 부반송파 주파수 사이의 직교성이 유지되지 않아 인접 부채널 간의 간섭 현상이 일어난다. 특히 OFDM의 부채널 수가 증가할수록 각 부반송파들이 정해진 대역 안에 조밀하게 분포하여 작은 주파수 오프셋 값에도 인접 부채널 간의 간섭이 심하게 발생하게 된다. 따라서 주파수 오프셋 보정은 실제 시스템 구현시 고려하여야 할 가장 중요한 문제 중의 하나이다. 실제로 CCETT(Centre Commun. d'Etudes de Telediffusion et Telecommunication)에서 개발한 DAB 수신 시스템에서도 주파수 오프셋의 보정을 위하여 AFC(automatic frequency control) 루프를 사용하고 있다[3].

이러한 주파수 오프셋 보정 문제에 대해 최근 Daffara [5]는 OFDM 신호 중에 포함된 guard interval을 이용한 주파수 오프셋 보정 회로를 제안하였다. Daffara는 OFDM 신호 내의 guard interval은 전송 신호의 circular prefix인 성질로부터 주파수 오프셋에 따른 특성 곡선(characteristic curve)을 유도한 후, 이를 바탕으로 하여 PLL(phase locked loop)을 이용한 주파수 오프셋 보정 회로를 구성하였다. Daffara가 제안한 회로는 구조가 간단한 장점이 있는 반면, 주파수 오프셋 값이 클수록 성능이 저하되고, 특히 주파수 오프셋 값이 부반송파간의 주파수 간격보다 크면 적용할 수 없는 단점이 있다. 한편, Moose[6]와 Classen[7]은 PLL을 이용하지 않고 특정 심볼열을 전송하여 주파수 오프셋 값을 추정해 내는 기법을 제안하였다. Moose의 알고리즘은 주파수 선택성 페이딩 채널에서 심볼열을 반복적으로 전송하여 주파수 오프셋 값을 추정므로 채널 환경에 강인하게 적용될 수 있는 장점을 가진다. 그

러나, 심볼열이 반복 전송됨에 따라 유효 심볼의 전송 속도를 저하시키는 단점이 있다. 그리고 주파수 옴셋의 크기가 인접 부반송파간의 주파수 간격보다 커질 경우, 이 기법은 적용되기 어렵다. 이에 반하여 Classen은 주파수 옴셋 값을 추정하기 전에 초기 주파수 옴셋을 일정 범위내로 감소시키는 획득 과정을 적용하여 주파수 옴셋의 추정 범위를 확장시켰다. Classen의 방법은 주파수 옴셋 보정을 획득 과정 및 추정 과정의 두 단계로 분리하여, 보다 향상된 성능을 나타낸다. 그러나 이 방법에서는 획득 과정의 계산량이 많고, 채널 특성에 따라 획득 과정에 의한 주파수 옴셋의 감소가 보장되지 않는 단점을 가진다.

이상과 같이 현재 제시되고 있는 OFDM 시스템의 주파수 옴셋의 보정 기법은 채널 특성이나 주파수 옴셋 값의 크기에 따라 그 적용 범위가 제한된다. 따라서 본 논문에서는 채널 환경과 전송되는 심볼열에 무관하게 적용할 수 있는 새로운 주파수 옴셋 보정 기법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 주파수 옴셋 보정 기법은 OFDM 신호의 표본화 주파수(sampling frequency)를 2배로 과표본화하여 얻은 표본값을 이용하며, 주파수 옴셋의 보정 과정을 두단계로 나누어 수행하게 한다. 즉, 첫번째 단계는 임의의 주파수 옴셋을 보정하기 용이한 범위내로 감소시키는 주파수 옴셋 획득 과정(acquisition mode)이고, 두번째 단계는 일정 범위내로 감소된 주파수 옴셋 값을 정확히 산출하는 추적 과정(tracking mode)이다. 이와 같이 주파수 옴셋 보정을 두단계로 나누어 수행함으로써 채널 환경이나 옴셋 값에 보다 정확하게 보정할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2 절에서는 저 대역에서의 OFDM 신호 전송 모델을 제시하고 주파수 옴셋에 따른 성능 열화에 대해 고찰한다. 다음 3 절에서는 주파수 선택성 페이딩 채널에서 주파수 옴셋을 보정하는 주파수 옴셋 획득 및 주파수 옴셋 추적 기법을 제안한다. 4 절에서는 제안한 보정 기법의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해 평가하고 기존의 방법과 비교한다. 마지막으로 5 절에서는 제시된 보정 기법에 대한 결론을 제시한다.

II. 주파수 옴셋에 의한 OFDM의 성능 열화

OFDM 송신 신호의 복소 저역 등가 모델을 다음과 같이 나타낼 수 있다[7].

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_{n,k} e^{j2\pi f_k t} g(t - nT_{sym}) \quad (1)$$

여기서 N 은 OFDM의 부채널 수이고, $a_{n,k}$ 는 주기가 T_{sym} 인 n 번째 time-slot에서 k 번째 부채널로 전송되는 심볼을 의미한다. 그리고, 펄스 성형 함수 $g(\cdot)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$g(t) = \begin{cases} 1, & -T_G < t < T_{sub} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

여기서 T_G 는 보호 구간이고, T_{sub} 는 유효 심볼 시간으로서 $T_{sym} - T_G$ 의 관계를 가진다. 이 경우 각 부채널의 부반송파 f_k 간의 주파수 간격은 $\frac{1}{T_{sub}}$ 이 된다.

이러한 OFDM 신호 $s(t)$ 가 페이딩 채널 $h(t)$ 를 통해 전송된 후 수신측에서 심볼간의 간섭을 배제하기 위해 보호 구간을 제거할 경우, 주파수 옴셋 f_e 를 포함한 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다. 이 때 전송 채널은 한 time-slot 동안에는 특성이 변하지 않는 slow 페이딩 채널이라고 가정한다[6].

$$r(t) = e^{j2\pi f_e t} \sum_{k=0}^{N-1} a_{n,k} H_k e^{j2\pi f_k t} + n(t), \quad t \in [nT_{sym}, nT_{sym} + T_{sub}] \quad (3)$$

윗 식에서 $n(t)$ 는 백색 가우시안 잡음이고, H_k 는 전송 채널의 임펄스 응답 $h(t)$ 의 k 번째 후리에 계수로서 k 번째 부채널에 대한 채널의 주파수 응답이다.

이제, 식(3)의 신호를 표본화한 후 DFT(discrete Fourier transform) 변환하여 복호하면 l 번째 부채널에서 얻어지는 심볼 $z_{n,l}$ 은 아래 식으로 나타낼 수 있다.

$$z_{n,l} = e^{j2\pi f_e nT_{sym}} \sum_{k=0}^{N-1} a_{n,k} H_k O_{k-l} + n_{n,l} \quad (4)$$

여기서 $n_{n,l}$ 은 복호된 후의 가우시안 잡음이고, O_{k-l} 은 주파수 옴셋에 의한 인접 채널간의 간섭을 나타내는 값으로 정규화된 옴셋 $\epsilon = f_e \frac{T_{sub}}{N}$ 에 대한 다음의 식으로 표현할 수 있다.

$$O_{k-l} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{\epsilon}{N} i} e^{j2\pi \frac{k-l}{N} i} \quad (5)$$

본 논문에서는 식 전개의 편의를 위해 주파수 옵셋을 정규화된 옵셋 ϵ 값으로 나타내기로 한다.

이제, 부채널간의 간섭 정도를 규명하기 위해 0번째 time-slot에 대해 식(4)를 본 채널과 간섭 채널로 나누어 나타내면 아래와 같다.

$$z_{0,l} \equiv z_l = a_l H_l O_0 \sum_{k \neq l} a_k H_k O_{k-l} + n_l \quad (6)$$

여기서 첫번째 항은 본 채널로 전송되는 부분이고 두번째 항은 인접 채널에 의한 간섭 정도를 나타낸다. 식(6)과 같이 주파수 옵셋에 의한 인접 채널 간의 간섭인 cross-talk 현상은 결과적으로 검출시 어려움을 증가시킨다. 즉, 보호 구간을 삽입하여 다경로 전송에 의한 인접 심볼 간의 간섭을 감소시키더라도 주파수 옵셋이 존재는 경우, 인접 채널 간의 간섭이 발생하게 된다. 주파수 옵셋에 따른 성능 열화는 아래와 같이 주파수 옵셋 값이 ϵ 인 경우 본 채널 신호에 대한 간섭채널 신호의 에너지 비로 나타낼 수 있다[6].

$$D(\epsilon) = \frac{E[|a_l H_l O_0|^2]}{E[|\sum_{k \neq l} a_k H_k O_{k-l}|^2]} \quad (7)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 평균을 나타낸다. 그림 1에 AWGN 채널에서 심볼 에너지와 가우시안 잡음 에너지 비가 각각 20 dB, 30 dB인 경우, 주파수 옵셋 $|\epsilon| < 0.5$ 에 대한 성능 열화 값 $D(\epsilon)$ 을 제시하였다. 그림에서 $|\epsilon| > 0.2$ 인 경우, 신호대 잡음비에 무관하게 본 채널과 간섭 채널의 에너지 비가 10 dB 이하로 감소하는 것을 알 수 있다. 따라서 이 범위에서는 신호대 잡음비를 높여도 간섭 채널 에너지의 증가로 인하여 심각한 수신 신호의 왜곡이 발생됨을 알 수 있다.

특히, 주파수 옵셋 $|\epsilon| > 0.5$ 인 경우는 수신측의 성능 열화 정도가 더욱 심하게 나타나는데 이는 주파수 옵셋이 각 부반송파의 주파수를 인접 부채널 대역으로 이동시켜복호된 OFDM 심볼간의 회전 이동(circular shift)을 초래하기 때문이다. 이러한 현상을 0번째 time-slot의 경우에 대하여 고찰하면 다음과 같다. 잡음 관련항을 제외한 0번째 time-slot의 수신 신호를 이산 신호(discrete time signal)로 표현하면 식(3)에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_n = e^{j2\pi \frac{\epsilon}{N} n} \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (8)$$

이 식에서 알 수 있듯이 주파수 옵셋을 포함한 수신 신호는 후리에 변환 성질에 의해 DFT 변환 후에는 복호 심볼간의 회전 이동(circular shift)을 일으킨다. 그런데 DFT 연산은 이산 신호에 대해 정의되므로 주파수 옵셋 값이 정수이면 회전 이동만이 일어나고, 정수가 아니면 회전이동과 함께 cross-talk 현상이 일어난다. 그리고 주파수 옵셋 $|\epsilon| < \frac{1}{2}$ 으로 작은 경우에는 회전 이동 없이 cross-talk 현상만이 일어난다. 만일 주파수 옵셋 $\epsilon = m$ (m 은 정수)라 하면 식(5)에서 $O_{k-l} = \delta_{((k-l+m))_N}$ 이 되어 식(6)에 의해 복호된 심볼 $z_l = a_{((l-m))_N} H_{((l-m))_N}$ 로 구해진다. 여기서 δ_{k-l+m} 은 Kronecker delta 함수이고, $((l-m))_N$ 은 modulo N 연산을 의미한다. 따라서 이 경우 본 채널과 인접 채널 간의 간섭현상은 나타나지 않으나 l 번째 심볼이 $l-m$ 번째 부채널로 전송되므로 보정 기법을 적용하더라도 복구할 수 없게 된다. 결국 주파수 옵셋 $|\epsilon| > \frac{1}{2}$ 인 경우는 심볼들의 회전 이동으로 심볼들이 올바른 부채널로 전송되지 않고 cross-talk 현상에 의해 인접 채널간의 간섭이 일어남을 알 수 있다. 따라서 주파수 옵셋 보정 기법에서는 먼저 주파수 옵셋 값을 회전 이동이 발생하지 않는 범위($|\epsilon| < \frac{1}{2}$)내로 감소시키는 과정이 선행되어야 한다. 다음 절에서는 $|\epsilon| < \frac{1}{2}$ 의 범위로 감소시키는 주파수 옵셋 획득 과정을 먼저 제안하고 다음으로 주파수 옵셋값을 정확히 산출하는 주파수 옵셋 추적 과정을 제안한다.

Ⅲ. 주파수 선택성 페이딩 채널에서 주파수 옵셋 보정 기법

3.1 주파수 옵셋 획득 과정(acquisition mode)

주파수 옵셋 $|\epsilon| > \frac{1}{2}$ 인 경우 복호된 심볼 간에 회전 이동이 발생하더라도 수신측에서는 그 회전 이동 정도를 알 수가 없다. 특히 cross-talk 현상이 함께 발생하는 일반적인 주파수 옵셋에 대해서는 더욱 그러하다. 따라서 주파수 옵셋을 보정하기 위해서는 먼저 회전 이동 정도를 파악하여 옵셋 값을 회전 이동이 없는 $|\epsilon| < \frac{1}{2}$ 내로 줄이는 획득 과정이 선행되어야 한다. Daffara[5]와 Moose[6]의 방법에서는 이와

같은 획득 과정을 거치지 않아 주파수 오프셋 값이 큰 경우에는 제안한 알고리즘이 효과적으로 동작하지 않았다. 본 절에서는 주파수 오프셋 값이 0.5 보다 큰 경우, 오프셋 값을 0.5 보다 작은 범위내로 줄이기 위한 획득 과정을 제안하다. 먼저 표본화 주파수를 2배로 증가시켜 얻은 OFDM 수신 신호를 각각 짝수번째와 홀수번째의 표본 집합으로 분리한다. 그리고 이 두 집합을 각각 복호한 후, 복호된 두 심볼 집합의 대응되는 원소간의 부호를 비교하여 현재 주파수 오프셋 값과 가장 가까운 정수 오프셋 값을 찾는다. 이 과정을 0번째 time-slot의 OFDM 수신 신호에 대해 적용하면 다음과 같다. 먼저 식(3)에서 0번째 time-slot에 대해 $2N$ 개의 표본을 취하여 짝수 번째 표본 $\{r_n^e\}$ 과 홀수 번째 표본 $\{r_n^o\}$ 으로 분리하면 다음과 같다.

$$r_n^e = \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j2\pi \frac{k+\epsilon}{N} n} \quad (9)$$

$$r_n^o = \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j2\pi \frac{k+\epsilon}{2N} n} e^{j2\pi \frac{k+\epsilon}{N} n} \quad (10)$$

일반적인 지상 방송 방식의 디지털 통신에서 수신 신호의 SNR(signal to noise ratio) 값은 상당히 크므로[9], 잡음에 관한 항은 식 전개 of 편의를 위해 고려하지 않는다. 실질적인 잡음의 영향은 모의 실험을 통해 확인하기로 한다. 이제 위의 두 표본 $\{r_n^e\}$ 과 $\{r_n^o\}$ 를 각각 복호하면 다음의 두 심볼 표본 $\{z_i^e\}$ 과 $\{z_i^o\}$ 을 얻는다.

$$z_i^e = \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k O_{k-i} \quad (11)$$

$$z_i^o = \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j2\pi \frac{k+\epsilon}{2N} i} O_{k-i} \quad (12)$$

만일 $\epsilon=m$ (m 은 정수) 라 하면 식(5)에서 $O_{k-i}=\delta_{((k-i+m))_N}$ 이므로 식(11)은 아래와 같이 간략화된다.

$$z_i^e = a_{((i-m))_N} H_{((i-m))_N} \quad (13)$$

그리고 임의의 자연수 η 에 대해 식(12)를 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\epsilon = \eta \text{ 인 경우}$$

$$z_i^o = \begin{cases} a_{((i-\eta))_N} H_{((i-\eta))_N} e^{j2\pi \frac{i}{2N}}, & \eta \leq i \leq N-1 \\ -a_{((i-\eta))_N} H_{((i-\eta))_N} e^{j2\pi \frac{i}{2N}}, & 0 \leq i \leq \eta \end{cases} \quad (14)$$

$$\epsilon = -\eta \text{ 인 경우}$$

$$z_i^o = \begin{cases} a_{((i+\eta))_N} H_{((i+\eta))_N} e^{j2\pi \frac{i}{2N}}, & 0 \leq i \leq N-\eta \\ -a_{((i+\eta))_N} H_{((i+\eta))_N} e^{j2\pi \frac{i}{2N}}, & N-\eta \leq i \leq N-1 \end{cases} \quad (15)$$

식 (13), (14), (15)에 의해 오프셋 ϵ 에 따라 $\{z_i^e\}$ 는 회전 이동이 일어나고, $\{z_i^o e^{-j2\pi \frac{i}{2N}}\}$ 는 회전 이동과 함께 부호 변화가 수반되는 반회전이동(skew circular shift)이 일어난다. 여기서 단일 반송파 방식에서 Simon[8]의 접근 방법과 동일하게 $\{z_i^e\}$ 와 $\{z_i^o e^{-j2\pi \frac{i}{2N}}\}$ 의 상관값(correlation value) $\{c_i\}$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$c_i = z_i^e \cdot (z_i^o e^{-j2\pi \frac{i}{2N}})^* \quad (16)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 은 복소 conjugate임을 나타낸다. 이제 식 (13), (14), (15)를 식 (16)에 대입하면 오프셋 ϵ 에 따라 다음과 같다.

$$\epsilon = \eta \text{ 인 경우}$$

$$c_i = \begin{cases} |a_{((i-\eta))_N} H_{((i-\eta))_N}|^2, & \eta \leq i \leq N-1 \\ -|a_{((i-\eta))_N} H_{((i-\eta))_N}|^2, & 0 \leq i \leq \eta \end{cases} \quad (17)$$

$$\epsilon = -\eta \text{ 인 경우}$$

$$c_i = \begin{cases} |a_{((i+\eta))_N} H_{((i+\eta))_N}|^2, & 0 \leq i \leq N-\eta \\ -|a_{((i+\eta))_N} H_{((i+\eta))_N}|^2, & N-\eta \leq i \leq N-1 \end{cases} \quad (18)$$

따라서 상관값 $\{c_i\}$ 의 부호는 식 (17), (18)에 의하여 채널 환경에 의한 심볼 왜곡 $\{H_k\}$ 에 무관하고 오프셋 값에 의하여 결정된다. 즉, $\{c_i\}$ 의 부호 패턴은 오프셋의 절대값과 같은 수의 ‘-’ 부호가 순차적으로 나타나고 ‘-’ 부호가 나타나는 위치는 오프셋 값의 부호에

따라 오프셋 값이 양수이면 $\{c_i\}$ 의 앞 부분이 되고 오프셋 값이 음수이면 $\{c_i\}$ 의 뒷 부분이 된다. 표 1에 여러 가지 오프셋에 대한 상관값 $\{c_i\}$ 의 부호 패턴을 제시하였다.

표 1. 주파수 오프셋에 따른 상관값 부호 패턴

ϵ	c_0	c_1	c_2	...	c_{N-2}	c_{N-1}
2	-	-	+	+	+	+
1	-	+	+	+	+	+
0	+	+	+	+	+	+
-1	+	+	+	+	+	-
-2	+	+	+	+	-	-

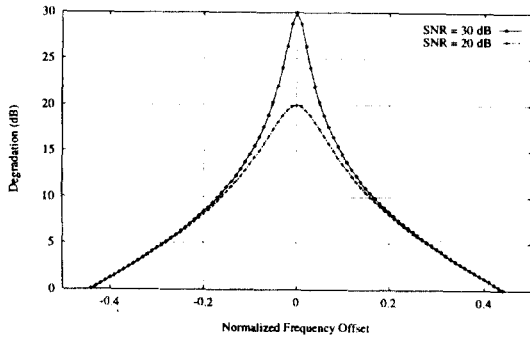


그림 1. 주파수 오프셋에 의한 성능 열화
Fig. 1 Performance degradation due to the frequency offset.

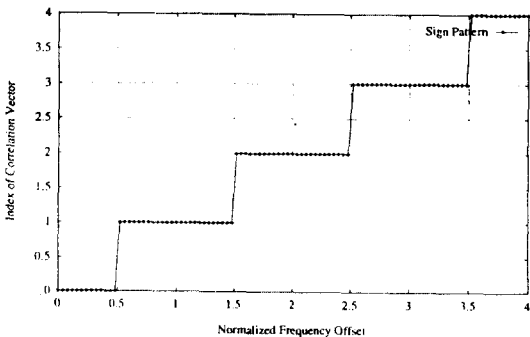


그림 2. 주파수 오프셋과 상관값의 부호 패턴 간의 관계
Fig. 2 Relations between the sign pattern of correlation value and frequency offset.

오프셋 값이 정수가 아닌 일반적인 경우에는 $\{c_i\}$ 의 값이 복소수가 되므로, 실수부만 취하면 그 부호 패턴도 표 1과 같이 오프셋의 절대값 및 그 부호에 의하여 결정된다. 오프셋에 따른 부호 패턴을 모의 실험을 통해 관찰한 결과를 그림 2에 제시하였다. 모의 실험에서는 16QAM-OFDM 방식에 대해 부채널 수를 512개로 하였고 OFDM 전송 채널로는 그림 3의 임펄스 응답을 갖는 채널을 사용하였다. 그림 2에서 실선 윗 부분은 상관값 $\{c_i\}$ 가 양수가 되는 i 값을 나타낸다. 그림에서 관찰할 수 있듯이, 임의의 오프셋 ϵ 에 대한 상관값의 부호 패턴은 ϵ 에 가장 가까운 정수에 대한 상관값 부호 패턴과 동일하다. 그러므로 상관값 부호 패턴으로부터 현재의 오프셋 값에 가장 가까운 정수 오프셋 값을 구할 수 있고, 이 값만큼 각 부반송파의 주파수를 보정해주면 보정 후의 주파수 오프셋 값은 항상 $|\epsilon| < \frac{1}{2}$ 범위내로 유지된다. 즉, 현재 오프셋과 가장 가까운 정수 오프셋 값을 $\bar{\eta}$ 라 하면 보정 후의 수신 신호는 식(8)에 의해 아래와 같이 표현된다.

$$\bar{r}_n = e^{j2\pi \frac{\epsilon - \bar{\eta}}{N} n} a_k H_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (19)$$

이 식은 식 (8)에 $\{e^{-j2\pi \frac{\bar{\eta}}{N} n}\}$ 을 곱하여 구해지며 새로운 주파수 오프셋 값은 $\epsilon - \bar{\eta}$ 이 된다. 그런데 $\bar{\eta}$ 는 ϵ 와 가장 가까운 정수이므로 $\epsilon - \bar{\eta}$ 의 절대값은 $\frac{1}{2}$ 보다 작다. 따라서 수신 신호가 획득 과정을 거치면 주파수 오프셋의 절대값은 $\frac{1}{2}$ 내로 감소한다. 이상과 같이 OFDM 수신 신호의 한 time-slot에 대해 과표본화를 하여 얻은 두 심볼 집합은 동일한 전송 심볼로 이루어진 것이므로 상관값의 부호 패턴은 채널 환경에 관계없이 오프셋 값에 따라 결정된다. 따라서 위의 획득 과정은 채널 환경에 관계없이 적용될 수 있다.

3.2 주파수 오프셋 추적 과정(tracking mode)

주파수 오프셋의 절대값이 $\frac{1}{2}$ 보다 작은 경우는 복호된 심볼간의 회전 이동은 발생하지 않고 인접 채널간의 간섭인 cross-talk 현상만이 일어난다. 2절에서 고찰한 바와 같이 cross-talk 현상은 심볼에 대한 신호대 잡음비를 감소시킨다. 주파수 오프셋에 의한 cross-talk 현상의 정도를 정량적으로 표현하기 위해 3.1절에서 이용한 상관값 c_i 로 상관 함수 $R(\epsilon)$ 을 정의한다. 먼저 식 전개 편의를 위해 두 표본 집합 $\{p_i\}$ 와 $\{q_i\}$ 의

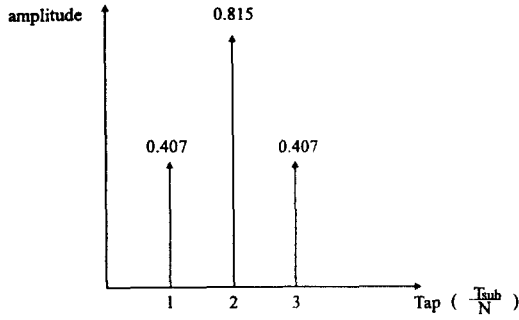


그림 3. 다경로 전송 채널 A
Fig. 3 Multipath transmission channel A.

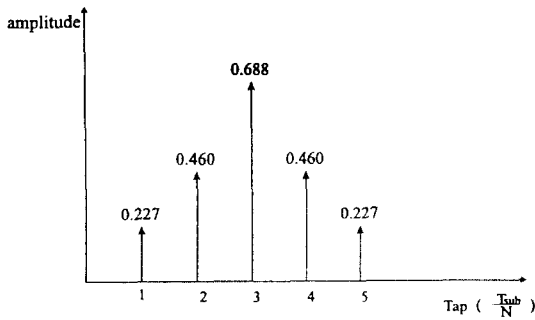


그림 4. 다경로 전송 채널 B
Fig. 4 Multipath transmission channel B.

상관성을 나타내는 연산 "*"을 다음과 같이 정의한다.

$$\{p_i\} * \{q_i\} = \sum_{k=0}^{N-1} p_k q_{i-k}^* \quad (20)$$

그러면 주파수 오프셋에 따른 상관 함수 $R(\epsilon)$ 는 다음과 같다.

$$R(\epsilon) = \{z_i^o\} * \{z_i^o e^{j2\pi \frac{i}{2N}}\} = \sum_{i=0}^{N-1} c_i \quad (21)$$

즉 상관 함수 $R(\epsilon)$ 은 짝수 번째 표본으로부터 복호된 심볼 값 $\{z_i^o\}$ 과 홀수 번째 표본으로부터 복호된 심볼 값에 상수배를 한 $\{z_i^o e^{-j2\pi \frac{i}{2N}}\}$ 의 상관 정도를 나타낸다. 주파수 오프셋 ϵ 에 의한 상관 함수 $R(\epsilon)$ 의 변화를 살펴보기 위하여 식 (21)에 평균을 취한다. 그러면 식 (11)과 식 (12)에 의하여 다음과 같이 나타난다.

$$E[R(\epsilon)] = \sum_i \sum_k E_s |H_k|^2 |O_{k-i}|^2 e^{j2\pi \frac{k-i+\epsilon}{2N}} \quad (22)$$

여기서 $E_s = E[|a_k|^2]$ 으로 심볼의 평균 전력이다. 16QAM-OFDM 방식의 경우, 그림 3의 채널에 대해 이 값의 실수부 $Re(E[R(\epsilon)])$ 을 도시하면 그림 5와 같다. 상관 함수 $R(\epsilon)$ 는 그림 5에서와 같이 오프셋 값이 0에 가까울수록 큰 값을 가지고 오프셋 값이 정수 일 경우에는 극대값(local maximum)을 갖는 형태로 나타난다. 즉, 상관 함수 $R(\epsilon)$ 은 부분 볼록 (local convexity) 특성을 가진다. 상관 함수 $R(\epsilon)$ 은 Daffara[5]가 유도한 maximum

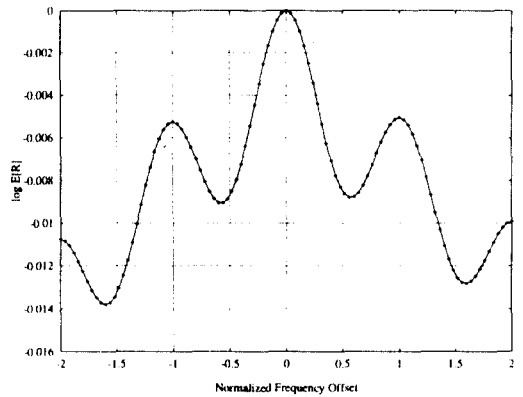


그림 5. 주파수 오프셋과 상관 함수의 관계
Fig. 5 Relations between the correlation function and frequency offset.

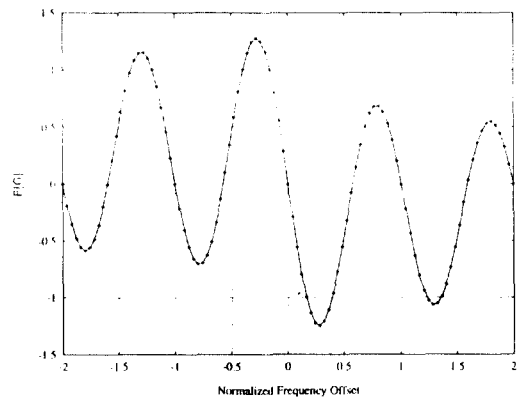


그림 6. 주파수 오프셋과 상관 미분 함수의 관계
Fig. 6 Relations between the derivative of correlation function and frequency offset.

likelihood function과 그 형태가 유사하며, 이로 인하여 $R(\epsilon)$ 은 주파수 오프셋의 변화를 추정하는 척도가 될 수 있다. 따라서 상관 함수 값이 최대가 되도록 각 부반송파의 주파수를 조정하면 주파수 오프셋 값은 0이 된다. 그런데 상관함수 $R(\epsilon)$ 의 local convexity 특성에 의해, 단순히 상관 함수의 최대값을 찾는 알고리즘은 경우에 따라 최대값과는 다른 극대값 중의 하나를 찾게 될 수 있다. 그러나 앞서 서술한 주파수 오프셋 획득 과정을 거칠 경우 주파수 오프셋의 절대값은 항상 $\frac{1}{2}$ 보다 작아지므로 이 범위에서 찾은 최대값은 항상 주파수 오프셋이 0일 때의 상관 함수 값이 된다. 따라서 주파수 오프셋 획득 과정을 통해 상관 함수의 local convexity를 극복할 수 있으므로 결과적으로 보정 기법의 적용이 가능한 오프셋 값의 범위가 확장된다.

이제 상관 함수를 최대로 하는 부반송파의 주파수를 찾기 위해 상관 함수의 gradient를 이용하자. 상관 함수의 그림에서 보는 바와 같이 주파수 오프셋 값이 0이 되는 경우 상관 함수는 최대가 되므로 이 때의 gradient 값은 0이 된다. 그러므로 이 gradient 값이 0이 되도록 각 부반송파의 주파수를 보정하면 주파수 오프셋 값은 0이 된다. 식 (21)을 ϵ 에 대해 미분하면, 일련의 계산 과정을 통해 상관 미분 함수 $G(\epsilon)$ 은 다음의 형태로 구할 수 있다. 먼저 식(9)와 식(10)의 각 표본값에 $j2\pi \frac{n}{N}$ 을 곱한 새로운 표본으로부터 복호한 표본을 $\{u_i^e\}$, $\{u_i^o\}$ 라 하면 $G(\epsilon)$ 은 이들 $\{u_i^e\}$, $\{u_i^o\}$ 과 식 (11), (12)의 표본 $\{z_i^e\}$, $\{z_i^o e^{-j2\pi \frac{i}{2N}}\}$ 간의 상관성의 함으로 나타낼 수 있다. 즉,

$$u_i^e = \sum_{n=0}^{N-1} j2\pi \frac{n}{N} r_n^e e^{-j2\pi \frac{i}{N} n} \quad (23)$$

$$u_i^o = \sum_{n=0}^{N-1} j2\pi \frac{n}{N} r_n^o e^{-j2\pi \frac{i}{N} n} \quad (24)$$

라 할때, 미분 함수 $G(\epsilon)$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$G(\epsilon) = \frac{\partial R}{\partial \epsilon} = -j2\pi \frac{1}{2N} \cdot R(\epsilon) + \{u_i^e\} * \{z_i^e e^{-j2\pi \frac{i}{2N}}\} + \{z_i^o\} * \{u_i^o e^{-j2\pi \frac{i}{2N}}\} \quad (25)$$

여기서 * 연산은 식(20)에서 정의된 바와 같이 두 표

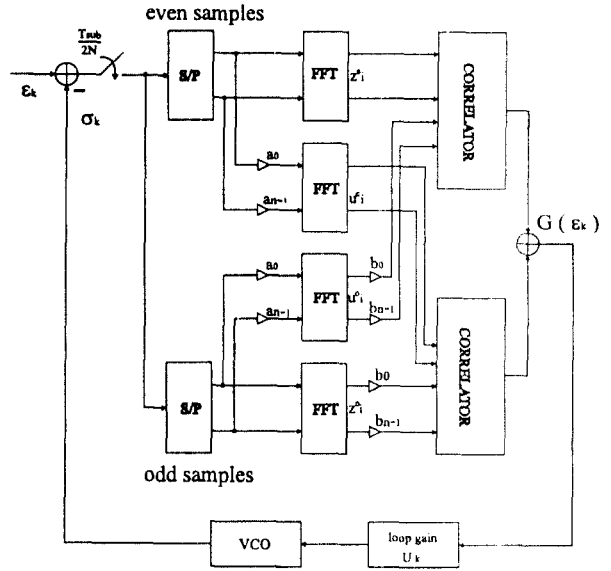


그림 7. 상관 미분 함수를 이용한 AFC 루프

Fig. 7 AFC loop employing the derivative of correlation function.

본 집합의 상관성을 나타낸다. 이때 $R(\epsilon)$ 의 경우와 마찬가지로 $G(\epsilon)$ 의 오프셋에 따른 변화를 살펴보기 위해 식(25)의 평균을 취하면, 식(9), (10), (11), (12)와 $\{u_i^e\}$, $\{u_i^o\}$ 의 정의에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[G(\epsilon)] = -j2\pi \frac{1}{2N} \sum_i \sum_k E_s |H_k|^2 |O_{k-i}|^2 e^{-j2\pi \frac{k-i+\epsilon}{2N}} + \sum_i \sum_k E_s |H_k|^2 e^{-j2\pi \frac{k-i+\epsilon}{2N}} \cdot 2Re\{O_{k-i} dO_{k-i}^*\} \quad (26)$$

여기서 E_s 는 전송 심볼의 평균 전력을 의미하고 dO_{k-i} 는 O_{k-i} 의 ϵ 대한 미분이다. 그리고 $Re[\cdot]$ 는 실수부를 나타낸다. 그림 3과 같은 전송 채널에 대해 식(26)의 실수부를 도식한 것이 그림 6이다. 이 그림은 $\epsilon = \frac{1}{2}$ 일 때의 $Re[G(\epsilon)]$ 값을 $-\frac{1}{2}$ 로 하였을 때 각 오프셋 값에 대한 $Re[G(\epsilon)]$ 의 상대적 값을 나타낸다. 이와 같이 구한 $G(\epsilon)$ 을 이용하면 주파수 오프셋 추적 과정을 위한 다음의 반복 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$\sigma_{k+1} = U_k \cdot Re[G(\epsilon_k)] \quad (27)$$

$$\epsilon_{k+1} = \epsilon_k - \sigma_{k+1} \quad (28)$$

여기서 σ_k 는 k 번째 추적 과정에서의 0번째 부반송파의 주파수 증가분이고 ϵ_k 는 그 때의 주파수 오프셋 값이며, U_k 는 k 번째 추적 과정을 위한 양의 상수이다. 이때 ϵ_k 는 추적하고자 하는 오프셋값이므로 그 값은 알 수 없고, 단지 $G(\epsilon_k)$ 값만을 알 수 있다. 식(28)과 같은 반복적 알고리즘은 AFC(automatic frequency control) 루프를 통해 쉽게 구현될 수 있다[5]. 그런데, 실제로 AFC 루프를 구동시키는 입력은 $Re[G(\epsilon)]$ 이다. 식(25)의 첫 번째 항의 실수부 $Re[-j2\pi \frac{i}{N} \cdot R(\epsilon)]$ 은 상관함수 $R(\epsilon)$ 의 허수부로 계산에 의하면 이 값은 매우 작다. 따라서 $Re[G(\epsilon)]$ 에 실질적으로 영향을 미치는 항은 나머지 두 항이다. 이들 두 항을 각각 DFT 칩으로 구현할 경우, AFC 루프를 포함한 주파수 추적 회로를 그림 7에 제시하였다. 이 그림에서 계수 $a_n = j2\pi \frac{n}{N}$ 이고 $b_i = -j2\pi \frac{i}{2N}$ 이다. 그런데 그림 6의 $Re[G(\epsilon_k)]$ 그래프에서 보는 바와 같이 AFC 루프의 추적 대역폭 (tracking bandwidth)은 주파수 오프셋의 절대값이 $\frac{1}{2}$ 이내인 부분이다. 따라서 주파수 오프셋 추적 과정 중에 오프셋 값이 이 범위를 벗어나게 되면 상관 함수 $R(\epsilon)$ 가 local convexity 성질에 의해 추적 과정 중에 극대값을 찾게 되는 오류가 생길 수 있다. 그러므로 추적 과정 중에 오프셋의 절대값이 $\frac{1}{2}$ 이내를 유지할 수 있도록 상수 U_k 를 조정하여야 한다. 일단 획득 과정을 거친 주파수 오프셋의 절대값은 $\frac{1}{2}$ 이내의 값이므로 오프셋 값이 이 범위를 벗어나지 않도록 하기 위해서는 식(28)이 오프셋의 절대값을 줄여가는 축소 대응(contraction mapping)이 되어야 한다. 즉, 아래 조건을 만족시켜야 한다.

$$|\epsilon_{k+1}| = |\epsilon_k - U_k \cdot Re[G(\epsilon_k)]| < |\epsilon_k| \quad (29)$$

식(29)의 부등식을 계산하면 AFC 루프 내의 상수 U_k 는 다음의 관계를 만족시켜야 한다.

$$U_k < 2 \left| \frac{\epsilon_k}{Re[G(\epsilon_k)]} \right| \quad (30)$$

이러한 조건을 만족시키도록 상수 U_k 의 값을 정하면 AFC 루프는 주파수 오프셋 추적 과정 중에 오프셋의 절대값을 $\frac{1}{2}$ 이내로 유지시킬 수 있다.

IV. 모의 실험 및 검토

3절에서 제시된 OFDM 신호의 주파수 오프셋 보정 알고리즘은 획득 과정과 추적 과정의 두 단계로 이루어진다. 이제 모의 실험을 통해 각 단계별로 적용되는 기법에 대한 성능 평가를 한다. 모의 실험에서는 부채널 수가 512 개인 16 QAM-OFDM 신호를 대상으로 하며 전송 채널로는 그림 3(채널 A)과 그림 4(채널 B)에 제시한 다경로 채널을 이용한다[4]. 이때 채널의 주파수 특성은 time-slot 마다 각 경로의 phase를

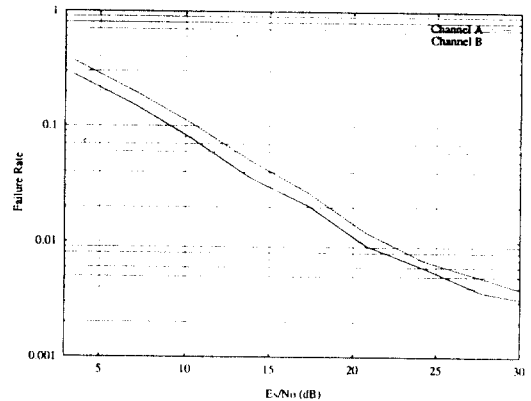


그림 8. Es/No에 따른 획득 과정의 failure rate
Fig. 8 Failure rate of acquisition mode versus Es/No.

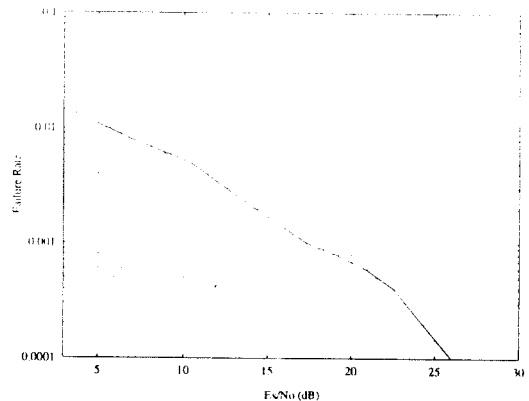


그림 9. 20개의 time-slot에 대해 획득 과정을 적용할 경우의 failure rate
Fig. 9 Failure rate when acquisition mode is applied for 20 time-slots.

임의로 변화시켜 주파수 선택성 채널이 되도록 한다. 그리고 채널의 시간적 변화 특성은 한 time-slot 동안에는 임펄스 응답이 일정하도록 하여 slow fading 채널이 되도록 한다[6]. 이 경우 채널 A는 경로수가 3 개로서 페이딩 현상이 작게 발생하는 채널이 되고, 채널 B는 경로수가 5 개로서 채널 A 보다 페이딩 강도가 심한 채널이 된다.

4.1 획득 과정의 성능 평가

3.1 절에서 고찰한 바와 같이 주파수 오프셋의 획득 과정에서는 수신신호를 과표본화하여 얻은 두 복호 심볼 집합의 원소간의 부호 패턴을 비교함으로써 현재 오프셋 값과 가장 가까운 정수 오프셋 값을 찾는다. 따라서, 이러한 획득 과정의 성능은 획득 과정을 거친 후 주파수 오프셋의 절대값이 0.5보다 크게 되는 실패 확률(failure rate)로서 평가될 수 있다. 모의 실험에서는 임의의 초기 주파수 오프셋 값에 대해, OFDM 신호를 구성하는 QAM 심볼과 백색 가우시안 잡음의 전력비(E_s/N_0)를 변화시키면서, 획득 과정 후 주파수 오프셋의 절대값이 0.5 보다 크게 되는 확률을 몬테카를로 방법에 의해 구하였다. 채널 A와 채널 B에서 각각 10,000 개의 OFDM 신호에 대한 모의 실험 결과를 그림 8에 나타내었다. 모의 실험 결과로부터 실패 확률은 E_s/N_0 값이 증가할수록 감소하는 특성을 가짐을 알 수 있다. 그리고 E_s/N_0 값이 동일한 환경에서 채널 B보다 채널 A의 실패 확률이 더 작게 나타나므로, 페이딩 강도가 심해질수록 실패 확률은 증가함을 알 수 있다. 따라서 획득 과정의 실패 확률을 더욱 감소시키기 위해서는 연속된 여러 time-slot에 대해 부호 패턴을 조사한 후, 이들로부터 현재 주파수 오프셋에 대한 최종 부호 패턴을 취득해야 한다. 최종 취득 부호 패턴로부터 비교 과정을 수행하므로써, 가우시안 잡음 및 페이딩의 영향을 배제할 수 있다. 그림 9는 채널 A에서 연속된 20 개의 time-slot의 부호 패턴을 조사하여 최종 부호 패턴을 취득하였을 경우의 실패 확률을 나타내고 있다. 그림 8과 그림 9의 결과를 비교하면 실패 확률은 $\frac{1}{10}$ 이하로 감소함을 확인할 수 있다.

4.2 추적 과정의 성능 평가

3.2 절에서 고찰한 바와 같이 추적 과정에서는 오프

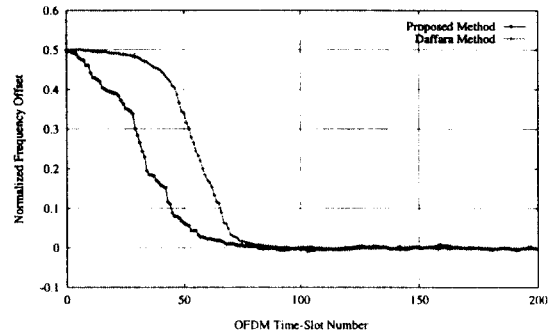


그림 10. 채널 A에서의 주파수 오프셋 추적 과정
Fig. 10 Frequency offset tracking process in channel A.

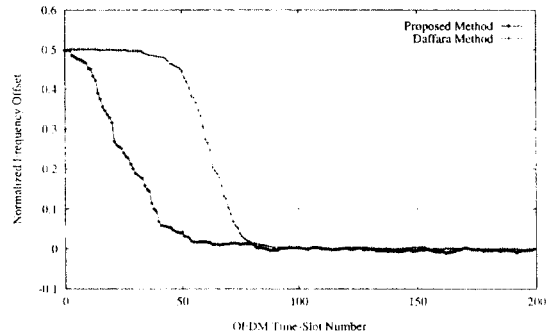


그림 11. 채널 B에서의 주파수 오프셋 추적 과정
Fig. 11 Frequency offset tracking process in channel B.

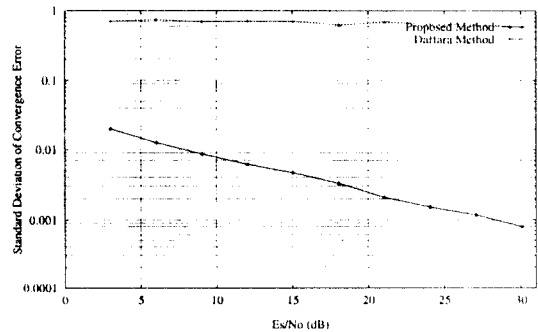


그림 12. 채널 B에서의 수렴값의 표준편차 비교
Fig. 12 Comparison for standard deviation of convergence values in channel B.

셋의 절대값이 0.5 이하인 경우 AFC 루프를 통해 반복적으로 정확한 윗셋값을 찾는다. 이러한 추적 과정의 성능은 초기 윗셋값을 0으로 보정하기 위해 필요한 AFC 루프의 반복 횟수, 즉 수렴속도와 수렴값의 에러의 표준편차(standard deviation)로 평가될 수 있다. 모의 실험에서는 먼저 AFC 루프의 구동을 위해 루프 이득 U_k 를 식 (30)의 조건을 만족시키도록 조정해야 한다. 루프 이득 U_k 는 추적 과정의 수렴 속도를 결정하는 인자로서 수렴 속도가 최대가 되도록 조정해야 한다. 그런데, AFC 루프를 구동시키는 상관 미분 함수의 그래프는 OFDM 신호의 구성 심볼열에 따라 다르게 나타나므로 수렴속도를 최대로 하는 루프 이득 U_k 를 구하기는 매우 어렵다. 따라서 몇번의 시험 과정을 통해 실험 환경에 맞는 준최적 루프 이득 U_k 를 결정한다. 이러한 방법으로 루프 이득 U_k 를 결정 후 $Es/No = 14$ dB에서 AFC 루프를 구동시켜 주파수 윗셋을 0으로 보정하는 추적 과정을 수행하였다. 초기 주파수 윗셋 값을 0.5로 하였을 때 채널 A와 채널 B에서 각각 AFC 루프의 추적 과정을 Daffara[5]의 방법과 비교하여 나타나고 있는 것이 그림 10과 그림 11이다. 실험 결과로부터, 채널 특성에 관계없이 AFC 루프를 50번 정도 반복하면 주파수 윗셋의 절대값은 주파수 윗셋에 따른 성능 열화가 미미한 0.05 이내로 감소함을 확인할 수 있다. 또한 반복 횟수를 증가시킬수록 윗셋 값은 0으로 수렴한다. 그리고 그림에서 보는 바와 같이 제안하는 방법이 기존 방법에 비해 과도 시간(transient time)이 짧음을 확인할 수 있다. 이는 기존 방법을 적용할 수 있는 임계 주파수 윗셋 값이 0.5이기 때문에 이 값에서 추적 과정의 성능이 급격히 감소하기 때문이다.

한편, 기존 방법의 임계 주파수 윗셋 값에서의 성능을 보다 정량적으로 고찰하기 위해 수렴값의 표준편차를 비교한다. 초기 주파수 윗셋 값을 0.5로 선택한 후, AFC 루프를 200회 반복하였을 때 보정된 주파수 윗셋 값을 수렴값으로 간주한다. 이때 채널 B에서 기존 방법과 제안 방법을 적용하여 주파수 윗셋을 보정한 후, 각각의 수렴값의 표준 편차를 나타나고 있는 것이 그림 12이다. 그림에서와 같이 주파수 윗셋 값이 0.5인 경우 기존 방법의 수렴성은 보장되지 않아 수렴값의 표준편차는 가산 가우시안 잡음에 관계없이 10^{-1} 이상이 됨을 관찰할 수 있다. 반면 제안하

는 기법은 Es/No 값이 20 dB 이상이면 수렴값의 표준 편차는 10^{-3} 이하가 됨을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 주파수 선택성 페이딩 채널에서 OFDM 신호에 발생한 주파수 윗셋을 보정하는 새로운 기법을 제안하였다. 제안한 기법에서는 주파수 윗셋 값의 크기 및 채널의 주파수 선택성 강도에 강인하기 위해 획득 과정과 추적 과정의 두 단계로 나누어 주파수 윗셋을 보정하였다. 획득 과정에서는 먼저 수신한 OFDM 신호를 과표분화하여 두 표본 집합을 얻은 후 이들을 각각 복호한다. 복호된 두 심볼 집합의 각 대응 원소는 윗셋 값에 따라 그 상관값의 부호 패턴이 다르게 나타난다. 따라서 이러한 부호 패턴으로부터 역으로 주파수 윗셋 값과 가장 가까운 정수 값을 찾아 주파수 윗셋의 절대값을 $\frac{1}{2}$ 이내로 감소시킬 수 있다. 이 알고리즘은 과표분화 상관값의 부호 패턴을 조사하여 보정시키므로 채널 환경이나 전송되는 심볼에 관계없이 적용할 수 있다. 다음 추적 과정에서는 과표분화 상관 함수의 미분값에 의해 구동되는 AFC 루프를 이용하여 반복적으로 주파수 윗셋 값을 추적할 수 있는 알고리즘과 이를 위한 추적 회로를 제시하였다. 이 회로의 추적 대역폭(tracking bandwidth)은 주파수 윗셋의 절대값이 $\frac{1}{2}$ 이내의 범위이므로 추적 과정 중에 주파수 윗셋을 이 범위대로 유지시키는 것이 필요하다. 이를 위해 획득 과정을 통해 보정한 윗셋의 절대값을 이 범위대로 유지시키기 위한 AFC 루프 이득의 조건을 제시하였다. 이 조건하에서 AFC 루프 회로는 별도의 지이 통과 필터를 사용하지 않은 경우에도, 채널 환경 및 가우시안 잡음하에서 그 보정 성능이 우수함을 알 수 있었다. 이상과 같이 제시된 기법은 OFDM 신호의 주파수 윗셋 보정을 두 단계로 나누어 수행함으로써 초기 주파수 윗셋 값과 채널 환경에 보다 안정적으로 적용될 수 있다. 또한 보정 기법에서 사용하는 여러 매개 변수(parameter)들이 과표분화에 의해 얻은 두 표본 집합의 함수로 나타내어 지므로 전송되는 심볼에 관계없이 주파수 윗셋을 보정할 수 있다. 따라서 이러한 보정 기법을 OFDM 수신기에 적용할 경우 주파수 윗셋에 따른 인접 채널간의 간섭 현상을 제거할 수 있으므로 궁극적으로 OFDM

신호의 수신기의 성능을 증가시킬 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

1. Y. Wu and B. Caron, "Digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 32, pp. 46-52, May 1994.
2. H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
3. B. Lefloch, R. Halbert-Lassalle, and D. Castelain, "Digital sound broadcasting to mobile receivers," *IEEE Trans. Consum. Elec.*, vol. 35, pp. 493-503, Aug. 1989.
4. J. G. Proakis, *Digital Communication*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1989.
5. F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques," *Proc. of VTC'95*, pp. 804-809, 1995.
6. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
7. F. Classen and H. Myer, "Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," *Proc. of VTC'94*, pp. 1655-1659, 1994.
8. M. K. Simon and D. Divsalar, "Doppler-corrected differential detection of MPSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-37, pp. 99-109, Feb. 1989.
9. A. N. D'Andrea and M. Luise, "Design and analysis of a jitter-free recovery scheme for QAM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-41, pp. 1296-1299, Sep. 1993.



吳 智 成(Ji Sung Oh) 정회원

1971년 7월 14일생

1994년 2월: 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1996년 2월: 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

1996년 2월~현재: 삼성 전자 종합연구소 연구원

※주관심분야: 디지털 통신, 디지털 신호처리



鄭 榮 謨(Young Mo Chung) 정회원

1964년 2월 15일생

1986년 2월: 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1988년 2월: 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

1993년 2월: 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박사)

1992년 4월~1994년 1월: 서울대학교 제어계측공학과 조교

1994년 1월~1995년 2월: 서울대학교 제어계측신기술 연구센터 연구원

1995년 3월~현재: 한성대학교 정보전산학부 조교수

이 상 욱(Sang Uk Lee)

정회원

한국통신학회 논문지 제19권 10호 참조