

논문 2008-45TC-5-3

IEEE802.11n 시스템에 적용가능한 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘

(A Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm for IEEE802.11n system)

정혁구*

(Hyeok-Koo Jung)

요약

본 논문은 IEEE802.11n 시스템의 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 제안한다. IEEE802.11n 시스템은 다중 송수신 안테나 시스템이므로 종래의 단일 송수신 안테나 시스템에 적용되는 알고리즘과는 다르게 다중 수신부에서 적용 가능한 결합 기법을 고려하여 적용하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 IEEE802.11n 과 같은 다중 수신 안테나 시스템에서 적용 가능한 수신기 결합 구조의 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 제안하고, 제안하는 선택적 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘이 종래의 알고리즘보다 SNR 10dB에서 채널 B 인 경우에 1/10, 채널 D 인 경우에 1/2 의 MSE 오류로 추정이 가능함을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes a carrier frequency offset estimation algorithm for IEEE802.11n system. As IEEE802.11n is a multiple input multiple output (MIMO) system, so there are several combining techniques which are used in multiple receive antenna system. In this paper, we propose hybrid carrier frequency offset estimation algorithms using combining techniques in multiple receive antenna systems, and show that the proposed selection combining carrier frequency offset (CFO) estimation algorithm can estimate carrier frequency offset within 1/10 MSE error at SNR 10 dB in channel B and within 1/2 MSE error at SNR 10 dB in channel D rather than the conventional MIMO CFO one.

Keywords : IEEE802.11n; Carrier Frequency Offset; MIMO; Selection Combining; Equal Gain Combining

I. 서 론

무선 광대역 신호를 다수의 송수신 안테나(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 환경에서 전송할 경우에 다중경로 채널의 페이딩 왜곡에 보다 강건한 특성을 지니고 있는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서의 데이터 전송량 및 수신

BER 성능 향상기법이 활발히 연구되고 있다^[1~2]. 실내 무선 환경은 다중 경로 채널로 알려져 있으며, 그에 따라 데이터 속도가 최대 54Mbps 인 IEEE802.11a^[3]의 경우에는 OFDM을 변조 방식으로 채택하고 있으며, IEEE802.11a 의 속도를 늘리고자 하는 IEEE802.11n^[4]의 경우에는 최대 송수신 안테나 갯수가 4개까지 최대 데이터 속도가 600Mbps가 가능한 규격을 발표하였다. IEEE802.11n 은 대부분의 규격이 IEEE802.11a 의 규격을 참조로 하여 20MHz 의 주파수 대역을 40MHz 로 늘리고, 데이터 심볼의 갯수를 52개에서 56개로 늘리고, 송신 안테나 갯수를 4개까지 늘릴 수 있도록 설계되었으며, 보호 구간 역시 11a 보호구간의 절반으로 가능하도록 하여 데이터 전송속도가 더 높아지도록 설계하였

* 정회원, 한밭대학교 정보통신·컴퓨터공학부
전파공학과

(Department of Radio-Wave Engineering, Hanbat
National University)

※ 이 논문은 2006년 정부(교육인적자원부)의 재원으로
한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임
(KRF-2006-331-D00222).

접수일자: 2008년2월5일, 수정완료일: 2008년5월18일

다. 한편 IEEE802.11n의 경우에는 종래의 IEEE802.11a와 호환성을 염두에 둔 HT MM(High Throughput Mixed Mode) 와 호환이 가능하도록 하기 위해 추가적인 프리앰블이 구조를 없앤 그린필드(GF : Greenfield) 모드가 있다. 한편 MIMO 구조의 시스템에서는 수신기의 입장에서 수신 다이버시티 구조가 가능하므로 선택적 결합 또는 동일이득 결합 반송파 주파수 옵셋 추정기를 설계하여 성능을 향상시키는 방법이 연구될 필요가 있다. 특히 수신기 다이버시티 구조 중에서 동일 이득의 경우에는 MIMO OFDM의 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘^[5]으로 사용 중이며, 이 경우 전체 수신 안테나마다 동일하게 전송된 데이터의 위상 변위를 측정하여 반송파 주파수 옵셋을 구하고 전체 수신 안테나 신호로부터 구한 반송파 주파수 옵셋의 평균화 효과를 이용하고 있다. 하지만 이 경우에 일부 왜곡된 수신 안테나의 위상 변위가 평균화 과정에 포함되면 전체적으로 반송파 주파수 옵셋 추정 성능을 열화시키는 결과를 가져오게 된다. 따라서 수신 안테나 신호 중에서 어떤 안테나 신호를 선택적으로 결합하여 반송파 주파수 옵셋 계산에 사용하느냐의 연구가 진행될 필요가 있다. 따라서 본 논문에서는 수신 안테나 다이버시티 구조에 따른 반송파 주파수 옵셋 성능을 분석하고 시험하여 특히 IEEE802.11n 시스템의 채널에 적합한 반송파 주파수 옵셋 알고리즘을 제안하고자 한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 II장에서는 단일 안테나 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘에 대해서 기술하고, III장에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 IEEE802.11n 시스템에 적용 가능한 다중 수신 안테나 결합 구조의 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 기술한다. 또한 IV장에서는 본 논문에서 제시하는 알고리즘의 모의실험 결과 및 성능을 비교하고, 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

II. 단일 안테나 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘

단일 안테나 시스템에서의 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘^[6]은 다음과 같다. 먼저 시간 영역에서 수신 신호를 사용하여 주파수 동기화를 수행하려면 두 개의 반복 심볼이 필요하며, IEEE802.11n 시스템은 모두 이를 위한 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호를 갖고 있다. 이 두 훈련 신호 모두 반송파 주파수 옵셋의 추정을 위해 사용되지만, 옵셋의 추정 범위는 다르게 된다. 먼저 전송

된 신호를 s_n 이라고 하면, 대역통과 신호 y_n 의 복소 기저대역 모드에서의 표현은 다음과 같다.

$$y_n = s_n e^{j2\pi f_{rx} n T_s} \quad (1)$$

여기서 f_{rx} 는 송신기에서의 반송파 주파수이다. 수신 기에서의 신호를 반송파 주파수 f_{rx} 로 복조한 후의 수신 복조 기저대역 신호 r_n 은, 잡음을 무시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_n &= s_n e^{j2\pi f_{rx} n T_s} e^{-j2\pi f_{rx} n T_s} \\ &= s_n e^{j2\pi(f_{tx} - f_{rx})n T_s} \\ &= s_n e^{j2\pi f_\Delta n T_s} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $f_\Delta = f_{tx} - f_{rx}$ 는 송신기와 수신기의 반송파 주파수의 차이이다. 두 반복 심볼의 샘플 사이의 지연을 D 라고 하자. 이 경우 주파수 옵셋 추정기는 매개 변수 z 를 사용하여 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{L-1} r_n r_{n+D}^* \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n e^{j2\pi f_\Delta n T_s} s_{n+D}^* e^{-j2\pi f_\Delta (n+D) T_s} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n s_{n+D}^* e^{-j2\pi f_\Delta D T_s} \\ &= e^{-j2\pi f_\Delta D T_s} \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2 \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)은 주파수 옵셋에 비례하는 위상을 갖는 복소 변수들의 합이다. 주파수 오차 추정기는 다음과 같은 형태를 갖는다.

$$\hat{f}_\Delta = -\frac{1}{2\pi D T_s} \angle z \quad (4)$$

여기서 $\angle z$ 는 이 독립변수의 위상을 의미한다.

반송파 주파수 옵셋의 경우에는 주파수의 단위가 아니라 부반송파 간격 Δf 의 배수로 다루는 것이 편하므로 \hat{f}_Δ 가 아니라 $\hat{f}_\Delta / \Delta f = \varepsilon$ 으로 단위를 바꾼다. 주파수 대역폭과 FFT 크기 그리고 부반송파 간격과 샘플링 주기와는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\frac{BW}{N} = \Delta f, \frac{1}{NT_s} = \Delta f \quad (5)$$

여기서, BW는 주파수 대역폭, N은 FFT 크기를 의

미한다. 식 (4)의 $1/T_s$ 대신에 $N\Delta f$ 을 대입하면

$$\hat{f}_\Delta = -\frac{N\Delta f}{2\pi D} \angle z \quad (6)$$

부반송파 간격의 배수로 표현된 주파수 옵셋 $\hat{\varepsilon}$ 은 $\hat{f}_\Delta / \Delta f$ 이므로,

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\hat{f}_\Delta}{\Delta f} = -\frac{N}{2\pi D} \angle z \quad (7)$$

식 (7)에서 z 의 위상은 $-2\pi D\varepsilon / N$ 의 형태를 갖고 단지 $[-\pi, \pi]$ 범위에서만 정의된다. 따라서 주파수 오차의 절대값이 한계보다 커지면 z 가 π 보다 큰 각으로 회전하게 되므로 오차 추정이 불가능하며, 따라서 부반송파 간격의 배수로 표현된 주파수 오차 추정 범위는 다음과 같이 주어진다.

$$|\hat{\varepsilon}|_{\max} = \frac{N}{2\pi D} \pi = \frac{N}{2D} \quad (8)$$

긴 훈련 심볼과 짧은 훈련 심볼에서의 한계 값을 계산해 보면, Greenfield 주파수 대역 40MHz 패킷의 경우 짧은 훈련 심볼이라면 샘플 시간은 25ns 이고 지연 $D = 32$ 이 되고, 긴 훈련신호라면 지연 $D = 128$ 이 된다.

따라서 추정이 가능한 부반송파 간격의 배수로 표현된 최대 주파수 오차는 다음과 같이 된다.

$$|\hat{\varepsilon}|_{\text{짧은 훈련신호}} \leq \frac{N}{2D} = \frac{128}{2 \times 32} = 2 \quad (9)$$

$$|\hat{\varepsilon}|_{\text{긴 훈련신호}} \leq \frac{N}{2D} = \frac{128}{2 \times 128} = 0.5 \quad (10)$$

식 (9)~(10)에서 볼 수 있듯이 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호는 주파수 옵셋의 추정 범위에 있어서 크고 작은 차이가 있다. 이것을 짧은 훈련신호를 사용한 대략적인 추정 ($-2 \sim +2$) 과 긴 훈련신호를 사용한 미세 추정 ($-0.5 \sim +0.5$) 으로 나눌 수 있으며, 짧은 훈련 신호가 먼저 송신됨으로 짧은 훈련신호로 먼저 대략적인 추정을 하고, 짧은 훈련신호 뒤에 전송되는 긴 훈련신호를 사용하여 미세 추정을 한다. 그런데 미세추정을 하는 경우에는 긴 훈련신호를 사용할 수도 있지만, 짧은 훈련신호도 긴 훈련신호의 길이만큼 반복됨으로 짧은 훈련신호의 짧은 구간으로는 대략적인 주파수 옵셋 추정

을 그리고 짧은 훈련신호의 긴 반복 주기에서 미세 주파수 옵셋 추정을 실시할 수도 있다.

시간 영역에서 반복되는 짧은 (혹은 긴) 훈련 신호를 이용하여 반송파 주파수 옵셋을 추정할 때 추정되는 주파수 옵셋을 부 반송파간의 간격의 배수를 단위로 규정된 주파수 옵셋을 사용하여 표기하면 다음과 같다.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N}{2\pi D} \angle \left(\sum_{k=0}^{D-1} r_{k+D} r_k^* \right) \quad (11)$$

식 (11)에서 $\hat{\varepsilon}$ 은 부반송파 간격의 배수로 표현된 반송파 주파수 옵셋의 추정값이고, D 는 연속되는 두 반복 심볼 사이의 거리를 나타낸다.

III. 다중 송수신 안테나 시스템 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘

IEEE802.11n 의 반송파 주파수 옵셋의 추정을 위해서는 동일 신호가 반복되어 전송되는 여러 개의 송신 안테나에서의 신호들로부터 자기상관을 이용하여 변화된 위상변이를 추정하고 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 수행하여 다중 수신 안테나 알고리즘에서 적용 가능한 결합 방법을 적용하여 반송파 주파수 옵셋을 추정한다.

종래의 MIMO OFDM 시스템의 반송파 주파수 옵셋 추정은 SISO(Single Input Single Output) 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 동일 이득 결합(EGC : Equal Gain Combining) 방법과 하이브리드하게 결합하여 사용하는 방법(EGC-CFO)^[5]이 있으며, 본 논문에서는 가장 SNR 이 높은 수신 안테나 신호 만을 사용하는 선택적 결합(SC : Selection Combining) 방법과 CFO 추정 방법을 하이브리드하게 결합하여 사용하는 방법(SC-CFO)을 제안하고자 한다. 다음은 종래의 EGC-CFO 알고리즘과 제안하는 SC-CFO 알고리즘을 다음에 기술한다.

1. 동일 이득 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘(EGC-CFO estimation)

그림 1에 동일 이득 다이버시티 결합 방법의 블록도를 보여준다. 이 방법은 다중 수신 안테나 신호들로부터 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘의 파라미터 즉, 각 수신 안테나마다 반송파 주파수 옵셋을 추정하고 전체 수신 안테나에 대해서 평균하여 반송파 주파수 옵

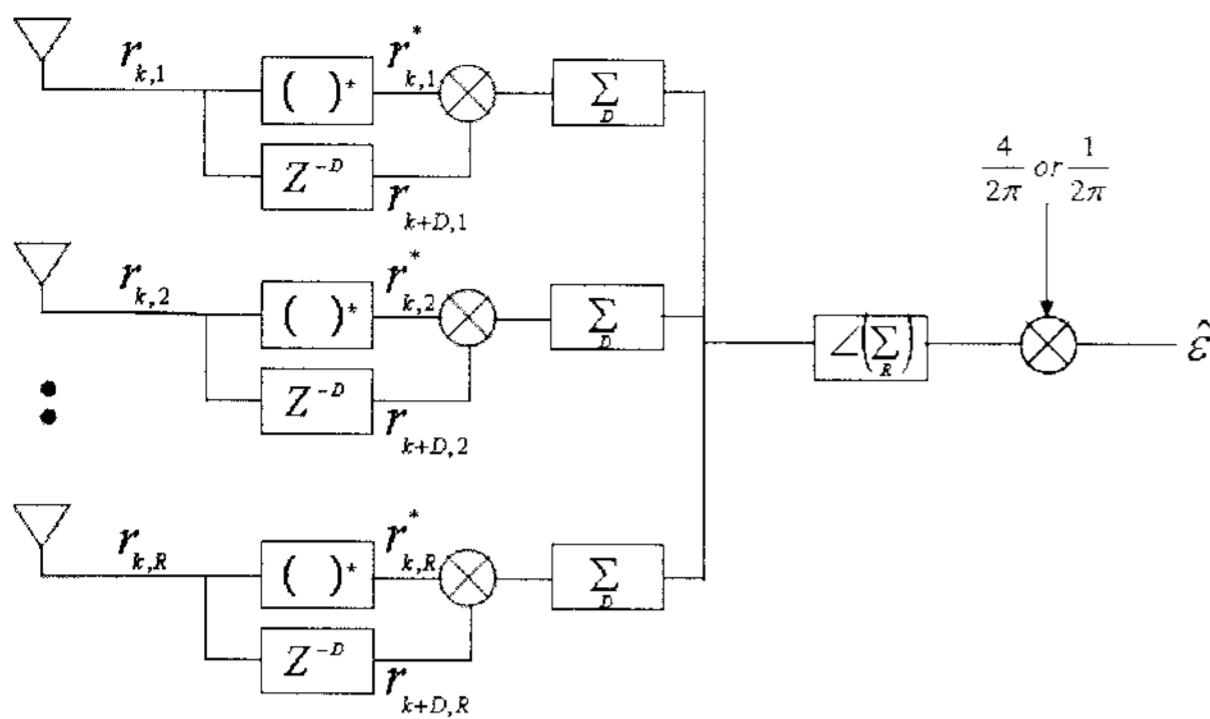


그림 1. 동일 이득 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘 블록도

Fig. 1. Block diagram of EGC-CFO estimation algorithm.

셋을 추정하는 알고리즘이다.

그림 1에서 수신 안테나 개수는 R이고, 각 수신 안테나마다 들어오는 수신 신호, 즉 짧은 훈련 신호 또는 긴 훈련신호의 반복성을 이용하여 반복 구간 D개 만큼 지연시킨 신호와 자기 상관 계수를 계산한다. 40MHz 대역폭을 사용할 때 짧은 훈련 신호의 경우에는 반복구간 D는 32, 긴 훈련 신호의 경우에는 반복구간 D는 128이 된다. EGC-CFO의 경우에는 반복 구간 동안의 자기상관 계수를 수신 안테나 별로 구하고, 그 값을 전체 수신 안테나에 대해서 모두 더하여 변화된 위상변이를 측정하게 되므로, 이 방법은 위상변이의 측정 변수가 되는 샘플 수를 수신 안테나 개수 배 만큼 커진 데이터를 사용하게 된다. 따라서 이 알고리즘은 CFO 추정시 수신 안테나 별로 추정되는 CFO 값을 평균하는 효과가 있게 된다. 따라서 이 방법은 수신 안테나 중에서 신호 전력이 강한 수신 안테나만을 사용한 CFO 추정 알고리즘 보다는 성능의 열화가 있게 된다.

EGC-CFO 알고리즘의 수학적 수식은 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}_{\text{짧은 훈련신호}} = \frac{4}{2\pi} \angle \left(\sum_{r=0}^{R-1} \sum_{k=0}^{31} r_{k+32,r} r_{k,r}^* \right) \quad (12)$$

$$\hat{\epsilon}_{\text{긴 훈련신호}} = \frac{1}{2\pi} \angle \left(\sum_{r=0}^{R-1} \sum_{k=0}^{127} r_{k+128,r} r_{k,r}^* \right) \quad (13)$$

SISO의 CFO 추정 방법과 같이 사용하는 알고리즘은 자기 상관 알고리즘이며, 송신기에서는 동일한 신호를 반복하여 보내고 수신기에서는 반복 주기만큼 지연시킨 신호와 현재 신호 즉 지연된 자기 신호와의 자기상관을 사용하여 변화된 위상 변이를 추정한다. 이 위

상 변이를 사용하여 부반송파 간격의 배수로 표현된 주파수 옵셋을 표현하면, 짧은 훈련신호의 경우에는 D=32, 긴 훈련신호의 경우에는 D=128가 된다. 식에서 첫 번째 더하기는 하나의 수신 안테나에서 반복 주기 동안의 데이터들의 위상변위를 측정하는 것이고 두 번째 더하기는 모든 수신 안테나에 대하여 변화된 위상변이를 모두 더하는 것이다. 최종적으로 곱해지는 두 상수 4/2π 또는 1/2π는 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호의 반복주기의 차이로 인하여 계산된 것이다.

2. 선택적 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘 (SC-CFO estimation)

선택적 결합 다이버시티^[7]는 여러 수신 안테나로부터 들어오는 수신 안테나 신호들의 SNR(Signal-to-Noise Ratio)을 계산하여 가장 SNR이 큰 경로의 신호를 사용하여 반송파 주파수 옵셋 추정에 사용하는 것이다. 이 알고리즘의 경우에는 수신 SNR이 가장 큰 수신 안테나 신호를 사용함으로써 다중 경로 채널에서 심각한 신호 손실을 초래하는 페이딩 손실이 영향을 미칠 가능성이 큰 경로의 수신 신호를 제거함으로써 반송파 옵셋 추정 알고리즘의 성능 열화에 미치는 영향을 줄일 수 있다는 장점이 있다. 한편 일반적으로는 각 경로의 SNR을 계산하는 것이 어려우므로 SNR 대신에 각 경로의 평균 전력을 계산하여 사용한다. 이 방법은 수신 안테나 신호들의 전력을 측정하여 가장 평균 전력이 강한 안테나 신호만을 선택하여 그 안테나 수신 신호에 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 적용하는 방법이다. 다중 수신 안테나 중에서 안테나 수신 전력이 가장 강한 안테나 신호를 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘에 적용함으로써 주파수 옵셋 추정 성능이 SISO 즉, IEEE802.11a의 경우보다 더 좋을 것으로 예상된다. 수신신호를 A 시간 인덱스와 B 안테나 인덱스를 구별하

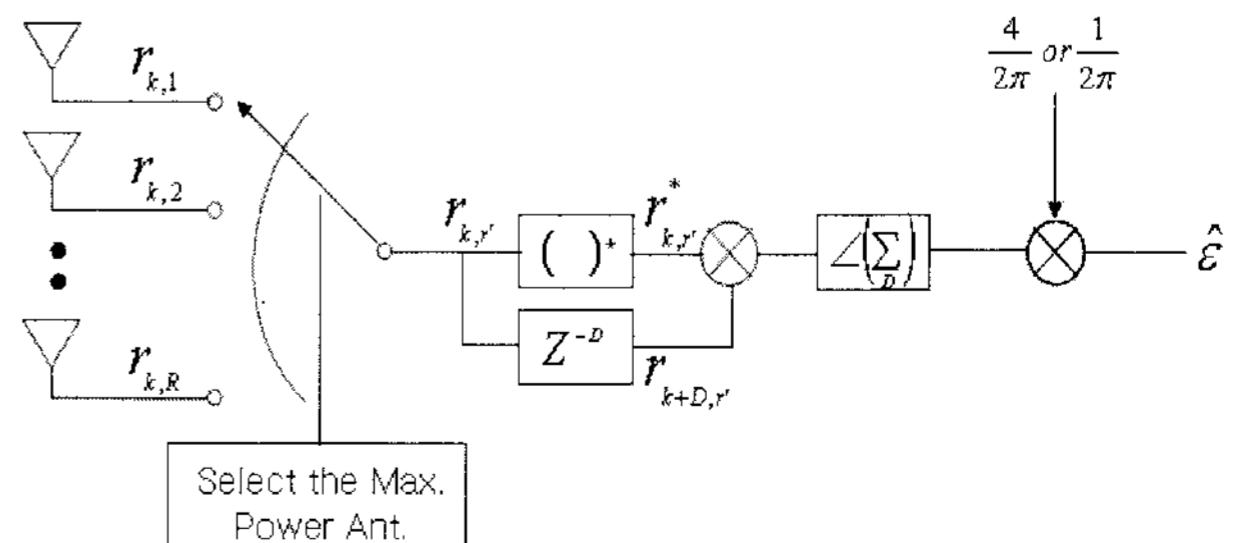


그림 2. 선택적 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘 블록도

Fig. 2. Block diagram of SC-CFO estimation algorithm.

여 $r_{A,B}$ 라 표기하여, 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호를 사용할 때의 부반송파 간격의 배수로 표현한 반송파 주파수 옵셋 추정 값을 각각 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}_{\text{짧은훈련신호}} = \frac{4}{2\pi} \left(\sum_{k=0}^{31} r_{k+32,r'} r_{k,r'}^* \right) \quad (14)$$

$$\hat{\epsilon}_{\text{긴훈련신호}} = \frac{1}{2\pi} \left(\sum_{k=0}^{127} r_{k+128,r'} r_{k,r'}^* \right) \quad (15)$$

여기서, r' 은 R 개의 전체 수신 안테나에서 가장 SNR 이 큰 것으로 측정된 안테나를 의미한다.

3. 미세 주파수 옵셋 추정 알고리즘

미세 주파수 추정 알고리즘의 경우에는 긴 훈련 신호를 사용하는 것이 일반적이다. 또한 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호가 순차적으로 송신됨으로 대략적인 주파수 옵셋 추정을 하고 그 후에 미세 주파수 옵셋 추정을 하는 것이 시간적인 흐름에도 맞게 된다. 하지만, 짧은 훈련 신호의 경우에는 이미 긴 훈련신호의 구간과 같이 반복되는 심볼이 있으므로 대략적인 주파수 옵셋 추정과 함께 미세 주파수 옵셋 추정도 가능하게 된다. 즉, 짧은 훈련신호의 10개의 반복되는 동일 신호중에서 3 번째부터 6 번째까지의 구간과 7 번째부터 10 번째까지의 구간은 긴 훈련신호의 반복되는 구간과 시간상으로 동일한 구간이 된다. 따라서 짧은 훈련 신호를 사용한 미세 주파수 옵셋 추정도 긴 훈련 신호가 시작되기 전에 미리 가능하게 된다. 이 정보는 주파수 변동이 심하지 않을 경우에 시스템에서 사용할 수 있는 정보가 될 수 있다. 따라서 이 알고리즘을 모의 실험하여 그 성능을 제시한다.

IV. 모의실험 및 결과 고찰

모의실험은 IEEE802.11n 시스템의 40MHz 주파수 대역을 사용하는 그린필드 패킷을 사용하였으며, 채널은 IEEE802.11n 채널 B, D, E, F^[8]를 사용하였다. 표 1에 IEEE802.11n 채널 모델의 종류와 특성에 대해서 표시하였다. 채널 D 인 경우가 일반적인 사무실 환경을 가정한 것으로서 3개의 cluster가 있고, r.m.s. delay spread 가 50ns, 첫 번째 텁에서 3-dB Ricean K-factor 를 사용한다. 한편 채널 B 는 실내 주거 환경으로 채널 D보다 짧은 15ns r.m.s. delay spread, 2개의 cluster가

있고, r.m.s. delay spread 가 15ns, NLOS 조건이 된다. 또한 채널 E와 F는 cluster 수가 각각 4, 6 그리고 r.m.s. delay spread 가 각각 100, 150 ns 그리고 두 모델 모두 첫 번째 텁에서 6-dB Ricean K-factor를 사용한다.

전송신호로 사용할 송신 신호를 구성하기 위한 시스템 규격은 송신 안테나는 2개 수신 안테나는 3개를 사용하였고, 송신 안테나의 안테나간 간격은 λ , 수신 안테나의 안테나간 간격은 $\lambda/2$, 송신 안테나 반송파 주파수는 5.25GHz, 송수신 안테나 간 거리는 3m, SNR 5, 10, 15, 20 dB를 사용하였다. 알고리즘의 종류로는 종래의 알고리즘인 MISO(Multiple Input Single Output), EGC-CFO 그리고 성능 비교 분석을 위해 제공하는 선택적 결합 방법으로 신호를 구성하되 가장 SNR 이 낮은 수신 안테나 신호를 사용하여 실험한 SC(weak)-CFO를 실험하여 성능을 제시하였고, 본 논문에서 제안하는 선택적 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘의 성능은 SC-CFO 로 표현하였다. 예상했던대로 SISO 알고리즘을 MIMO환경에서 고려하지 않고 쓴 MISO 와 EGC-CFO 의 성능은 SC-CFO 와 SC(weak)-CFO 의 가운데 위치하고 있으며, 종래의 평균적인 CFO 추정 알고리즘과는 달리 제안하는 SC-CFO 알고리즘은 가장 뛰어난 성능을 보였고, 특히 종래의 방법에 비하여 채널 B의 경우에는 SNR 10 dB에서 MSE 로 1/10, 채널 D의 경우에는 SNR 10 dB에서 MSE 로 1/2 반송파 주파수 옵셋을 찾을 수 있음을 확인하였다. 모의 실험결과는 그림 3에서 그림 6에 표시하였다. 한편 미세 주파수 옵셋 추정의 경우에는 짧은 훈련신호를 사용하는 경우의 성능은 [STF]를 뒤에 기술하여 표시하였고, 미세 주파수 옵셋 추정의 경우에는 짧은 훈련신호를 사용하는 경우와 긴 훈련신호를 사용하는 경우가 성능에 큰 차이가 없음을 알 수 있다. 따라서 짧은 훈련신호를 사용하는 경우에 대략적인 주파수 옵셋과 미세 주파수

표 1. IEEE802.11n 채널 모델

Table 1. IEEE802.11n channel models.

Model	Environment	Break Point(m)	K(dB) LOS/NLOS	RMS delay spread(ns)	Clusters
A	Flat fading	5	0/-∞	0	1
B	Residential	5	0/-∞	15	2
C	Residential /Small Office	5	0/-∞	30	2
D	Typical Office	10	3/-∞	50	3
E	Large Office	20	6/-∞	100	4
F	Large space/ (Indoor and outdoor)	30	6/-∞	150	6

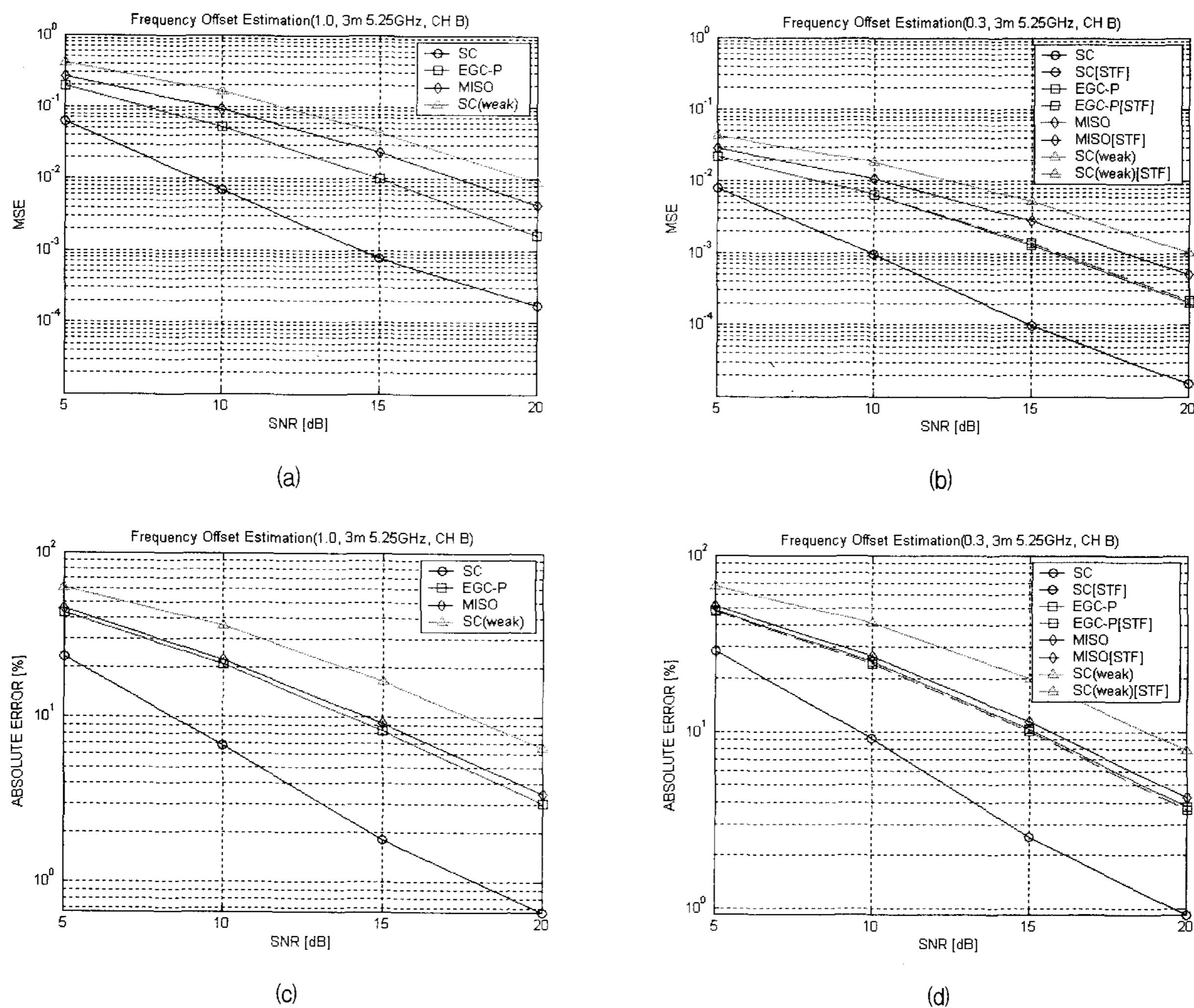
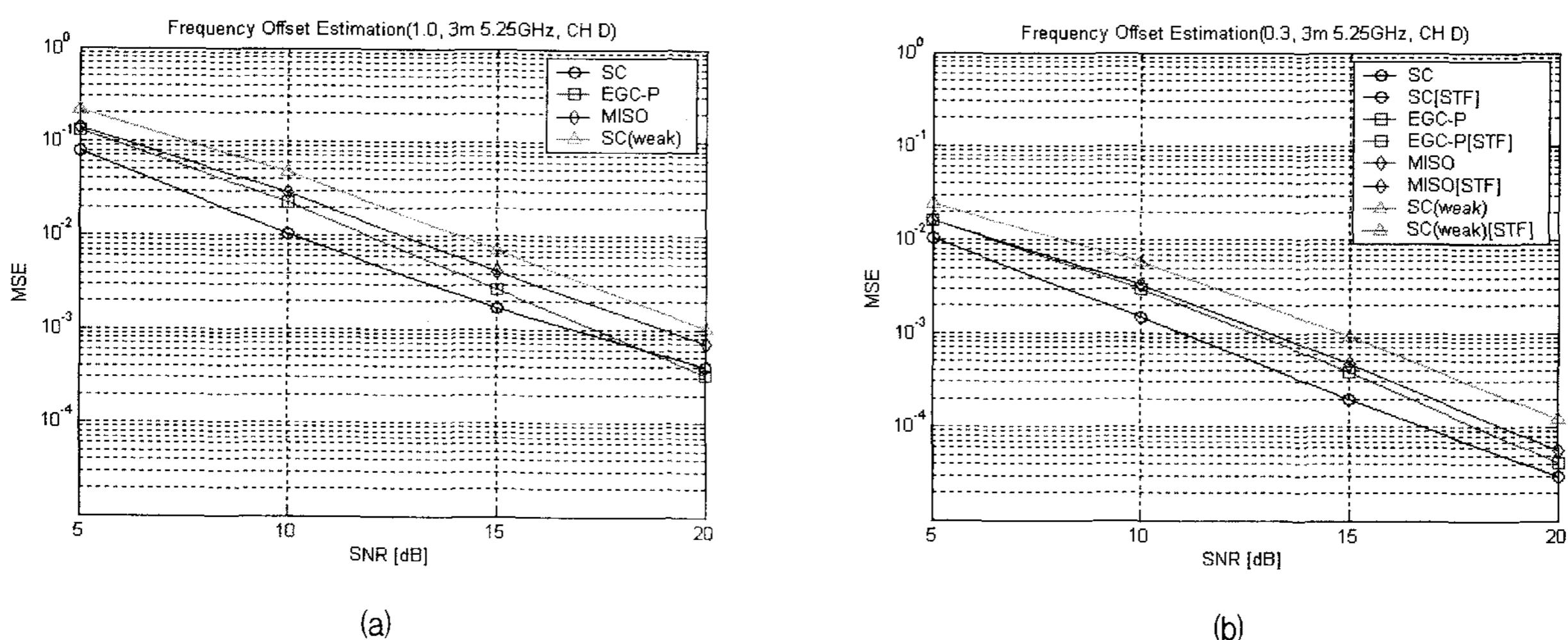


그림 3. 반송파 주파수 옵셋 추정 성능(채널 B)

- (a) MSE 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋
- (b) MSE 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋
- (c) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋
- (d) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋

Fig. 3. Performance of carrier frequency offset estimation(Channel B).

- (a) MSE, 1.0 subcarrier interval case
- (b) MSE, 0.3 subcarrier interval case
- (c) Absolute error, 1.0 subcarrier interval case
- (d) Absolute error, 0.3 subcarrier interval case



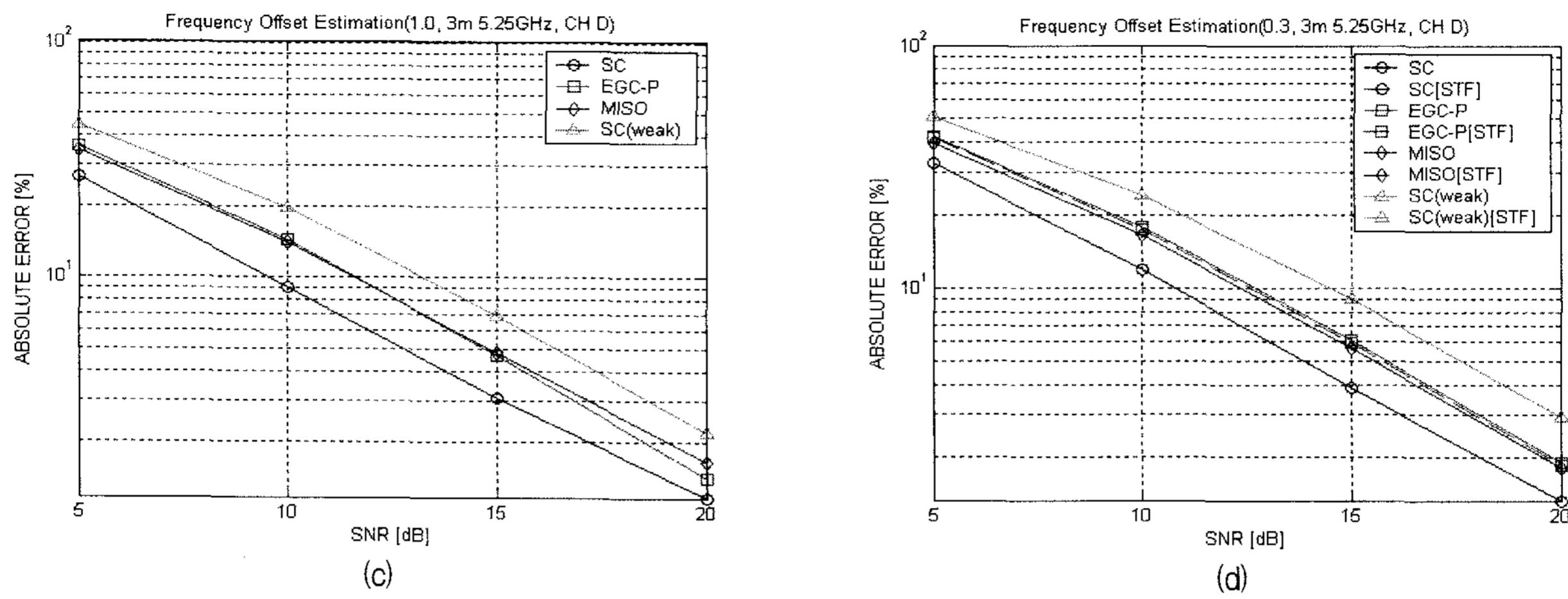


그림 4. 반송파 주파수 옵셋 추정 성능(채널 D)

- (a) MSE 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋
- (b) MSE 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋
- (c) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋
- (d) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋

Fig. 4. Performance of carrier frequency offset estimation(Channel D).

- (a) MSE, 1.0 subcarrier interval case
- (b) MSE, 0.3 subcarrier interval case
- (c) Absolute error, 1.0 subcarrier interval case
- (d) Absolute error, 0.3 subcarrier interval case

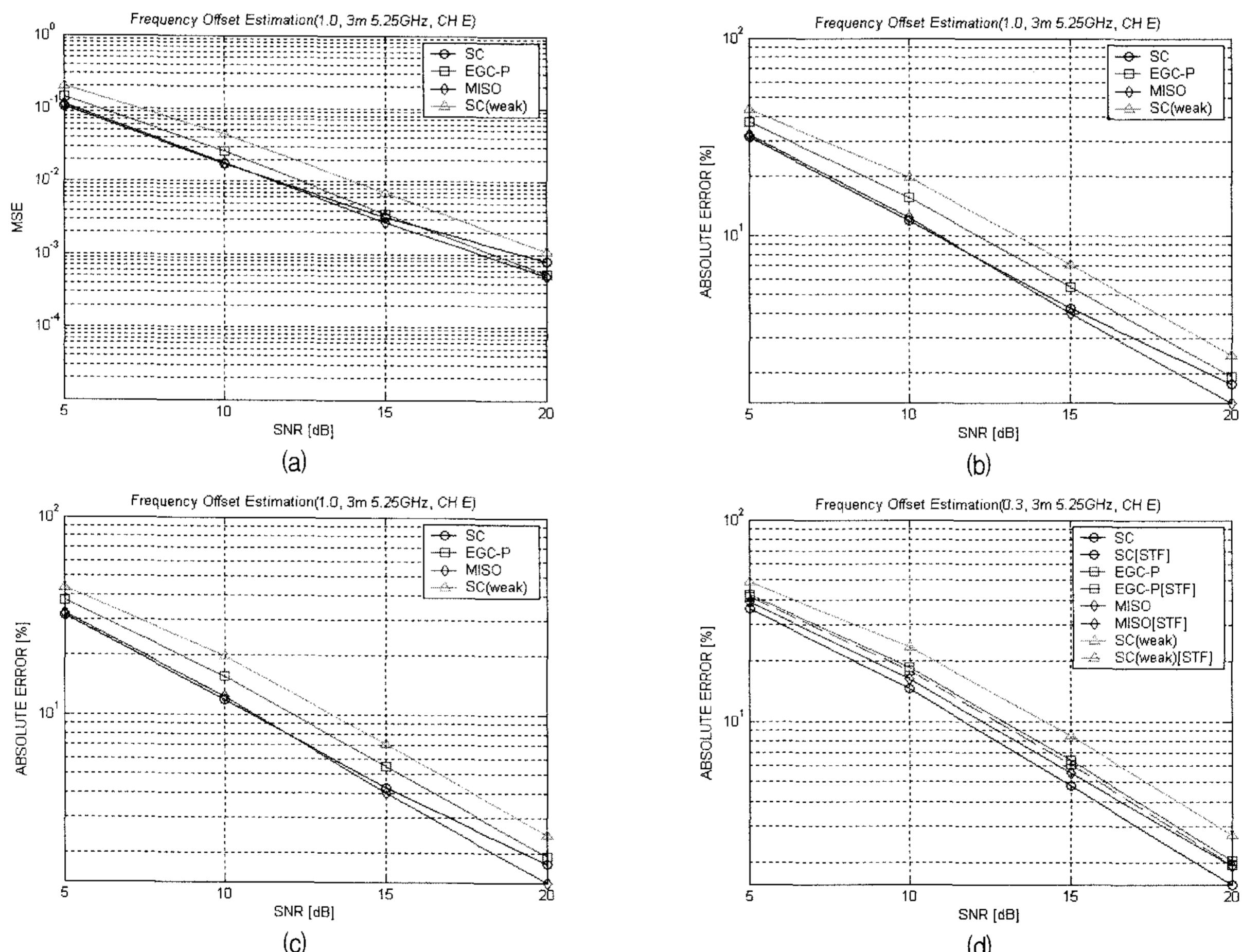


그림 5. 반송파 주파수 옵셋 추정 성능(채널 E)

- (a) MSE 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋
- (b) MSE 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋
- (c) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋
- (d) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋

Fig. 5. Performance of carrier frequency offset estimation(Channel E).

- (a) MSE, 1.0 subcarrier interval case
- (b) MSE, 0.3 subcarrier interval case
- (c) Absolute error, 1.0 subcarrier interval case
- (d) Absolute error, 0.3 subcarrier interval case

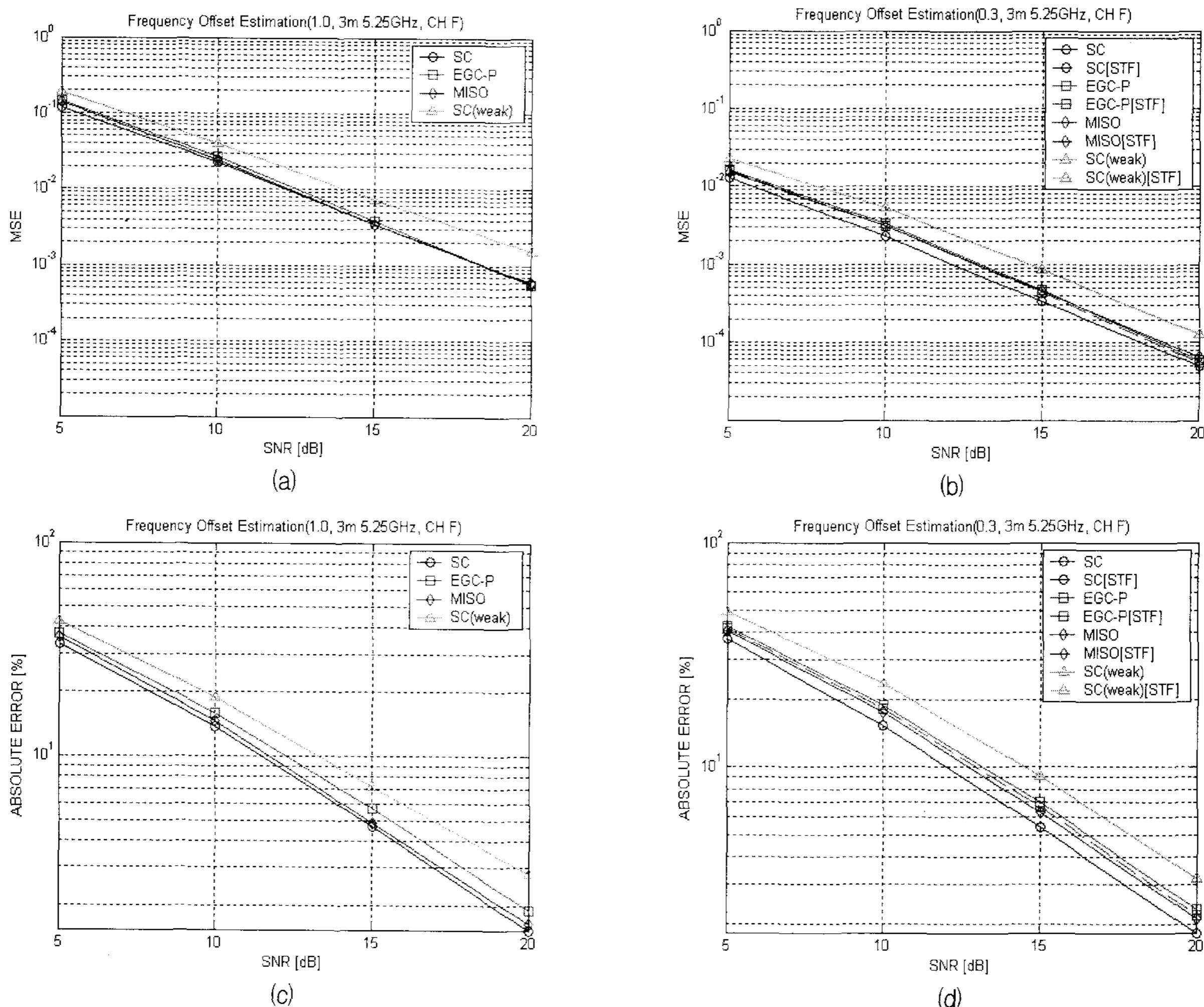


그림 6. 반송파 주파수 옵셋 추정 성능(채널 F)

- (a) MSE 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋 (b) MSE 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋
 (c) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 1.0배 옵셋 (d) 절대오차 성능, 부반송파 간격의 0.3배 옵셋

Fig. 6. Performance of carrier frequency offset estimation(Channel F).

- (a) MSE, 1.0 subcarrier interval case (b) MSE, 0.3 subcarrier interval case
 (c) Absolute error, 1.0 subcarrier interval case (d) Absolute error, 0.3 subcarrier interval case

옵셋을 동시에 추정하여 보정하는 방법을 사용할 수 있다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 IEEE802.11n 시스템의 반송파 주파수 옵셋 추정에 필요한 알고리즘을 제안한 것으로서, 다중 수신 안테나 결합 알고리즘과 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 하이브리드하게 결합하여 사용하였다. 모의 실험은 IEEE802.11n 채널 B, D, E, F를 사용하여 SNR 5, 10, 15, 20dB에 대하여 실험하였으며, 제안하는 선택적 결합 반송파 주파수 옵셋 추정 방법(SC-CFO)이 종래의 방법에 비하여 채널 B의 경우에는 SNR 10 dB에

서 MSE로 1/10, 채널 D의 경우에는 SNR 10 dB에서 MSE로 1/2 반송파 주파수 옵셋을 찾을 수 있음을 확인하였다. 또한 짧은 훈련신호를 사용하는 경우에는 대략적 주파수 옵셋과 미세 주파수 옵셋 추정이 모두 가능하고 그 결과를 시스템의 필요에 따라 사용하는 것도 가능하다는 것을 모의실험을 통하여 증명하였다.

감사의 글

이 논문에서 사용된 채널은 IEEE802.11n 규격에서 제시한 채널 모델로서, AAU-CSys', FUNDP- INFO's 와 IST project IST-2000-30148 I-METRA에서 개발한 채널 시뮬레이터^[8]를 사용하였습니다.

참 고 문 헌

- [1] Y. Li, J. C. Chuang, and N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 7, pp. 1233-1243, July 1999.
- [2] R. A. Stirling-Gallacher and Z. Wang, "Improving performance of coherent coded OFDM systems using space time transmit diversity," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 7, pp. 457-458, Mar. 2001.
- [3] *Supplement to IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band*
- [4] *IEEE P802.11nTM/D2.00 Draft standard for Information Technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications:*
- [5] T. Onizawa, T. Fujita, Y. Asai, D. Uchida, A. Ohta and S. Aikawa, "A Synchronization Scheme for packet Mode MIMO-OFDM Signals in Wireless LAN," *IEICE trans. on commun.*, vol.E90-B, no. 1, pp. 92-104, Jan. 2007.
- [6] Juha Heiskala, John Terry, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams Publishing, 2003.
- [7] William C. Jakes, Jr, *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, 1974.
- [8] http://www.info.fundp.ac.be/~lsc/Research/IEEE_80211-HTSG_CMSC/distribution_terms.html

저 자 소 개



정 혁 구(정회원)

1985년 연세대학교 전기공학과
학사 졸업.

1987년 연세대학교 전기공학과
석사 졸업.

2004년 중앙대학교 전자공학과
박사 졸업.

1987년 ~ 1992년 (주)LG전자 정보기기연구소
선임연구원

1993년 ~ 2004년 전자부품연구원 수석연구원
<주관심분야 : 무선통신 모뎀, MIMO OFDM·시스템>