

OFDM 시스템에서 주파수편차 교정기의 설계와 각도 양자화에 의한 잡음의 분석

정회원 황진권*

Design of a Frequency Offset Corrector and Analysis of Noises due to Quantization Angle in OFDM LAN Systems

Jin Kwon Hwang* *Regular Member*

요약

본 논문에서는 IEEE 802.11a의 OFDM 통신시스템에 대한 송수신 주파수편차의 교정기법을 연구하고 편차주파수들의 교정오차에 의한 잡음을 분석한다. 반송주파수편차에 의한 심볼당 회전위상을 짧은 훈련신호(short preamble)의 자기상관에서 추정한다. 잡음의 영향을 줄이기 위하여 짧은 훈련신호(short preamble)를 과도표본화(over-sampling)한다. 파일럿(pilot) 신호를 도입하여 추정된 반송주파수편차의 오차와 표본화 주파수편차에 의한 OFDM 심볼당 회전위상을 추정한다. 이러한 회전위상의 추정과 교정에 CORDIC(COordinated Rotational DIgital Computer) 프로세서 또는 각도와 복소수의 환산표를 사용하고 이것들의 구현기법과 장단점을 비교한다. 복소수와 위상은 CORDIC 프로세서와 환산표에서 한정된 비트(bit) 개수로 계산되므로 각도양자화 오차가 있게 된다. 비트 개수에 따른 각도양자화 오차를 OFDM 신호의 SNR로 나타내고 IEEE 802.11a의 편차주파수 교정에서 요구되는 최소한의 비트 개수를 제시한다. 끝으로, 모의실험을 통하여 짧은 훈련신호로 반송주파수편차를 추정하고 CORDIC 프로세서와 환산표에서 사용된 비트 개수에 따른 양자화 잡음을 검증한다.

Key Words: OFDM, frequency offset, rotation phase, quantization angle, CORDIC, look-up table, IEEE 802.11a LAN

ABSTRACT

This paper deals with correction of frequency offset and analysis of quantization angle noise in the IEEE 802.11a OFDM system. The rotation phase per symbol due to the carrier frequency offset is estimated from auto-correlation of the short preambles, which are over-sampled for the reduction of noise in OFDM signals. The pilot signals are introduced to estimate the rotation phase per OFDM symbol due to estimation error of the carrier frequency offset and the sampling frequency offset. During the estimation and correction of the frequency offsets, a CORDIC processor and a look-up table are used for the conversion between a rotation phase and its complex number. Being calculated by a limited number of bits in the CORDIC processor and the look-up table, the rotation phase and its complex number have quantization angle errors. The quantization errors are analyzed as SNR (signal to noise ratio) due to the quantization bit numbers. The minimum bit number is suggested to meet the specification of IEEE 802.11a properly. Finally, the quantization errors are evaluated through simulations on number of quantization bits and SNR of received signals.

I. 서론

무선 LAN은 이동, 확장, 및 휴대의 용이성 때문

에 호텔, 레스토랑, 대학교, 공항 등의 지역에서 그 사용이 확대되고 있다. 현재 2.4GHz 대역에서 11Mbps까지 전송속도가 가능한 IEEE 802.11b의

* 우석대학교 전기전자공학부

논문번호: 040039-0202, 접수일자: 2004년 2월 2일

※본 연구는 2003년도 우석대학교 학술연구비에 의하여 수행되었습니다.

무선 LAN이 서비스가 되고 있다. 또한, 2.4GHz 대역과 5GHz 대역에서 각기 54Mbps까지 전송속도가 가능한 IEEE 802.11a와 IEEE 802.11g의 무선 LAN 규격이 제정되어 있다. 이 규격들에서는 고속의 무선통신에서 발생하는 ISI(Inter-Symbol Interference) 문제를 효과적으로 대처할 수 있는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식이 채택되어 있다. OFDM 방식은 전체의 전송대역폭을 다수의 직교 부채널(orthogonal sub-channel)로 분할하여 데이터를 전송한다. 무선채널의 다중경로(multi-path)에 의한 심볼 사이의 간섭을 방지하도록 각기 OFDM 심볼의 앞 부분에 보호시간(Guard Time)이 설정되어 있다. 이 보호시간의 심볼들을 cyclic prefix이라고 하며 OFDM 심볼의 후반부에 있는 심볼들과 동일하다.

송수신 반송주파수(carrier frequency)편차와 표본화 주파수편차는 송수신기 오실레이터(oscillator) 사이의 주파수편차(frequency offset)에 의하여 발생한다. 이 주파수편차들은 부채널의 직교성을 파괴하여서 OFDM 심볼에 왜곡을 개입시킨다. 이것은 수신 데이터에 BER(Bit Error Rate)의 증가로 나타나므로 OFDM 방식에서 송수신 주파수편차의 교정은 매우 중요하다. 반송주파수편차의 추정을 위하여 OFDM 방식의 무선 LAN에서는 OFDM 심볼들의 전송에 앞서서 주기성을 갖는 훈련신호(preamble)가 먼저 보내진다. 반송주파수편차는 훈련신호의 자기상관(auto-correlation)의 회전위상(rotation phase)에서 추정될 수 있다^[1-4]. 반송주파수편차의 추정오차는 무선채널의 다중경로(multi-path)에 큰 영향을 받지 않으나 수신신호의 잡음에 민감하다. 한편, 반송주파수편차의 추정에 미세한 오차가 있게 되면, 시간이 경과함에 따라 OFDM 심볼에 회전위상이 누적된다. 이 누적위상을 주파수 영역에서 추정하도록 파일럿(pilot) 신호가 OFDM 심볼에 삽입되어 있다. 이 파일럿 신호들은 송수신기의 표본화 주파수편차의 추정에도 사용될 수 있다.

송수신 주파수편차의 추정과 교정에 복소수와 위상 사이의 변환이 필요하다. 이러한 변환에 CORDIC(COordinated Rotational DIgital Computer) 프로세서^[5,6]나 환산표(look-up table)가 적용될 수 있다. 환산표의 구현에는 많은 메모리가 필요하다는 단점이 있지만 그 환산속도가 매우 빠르다는 장점이 있다. 반면에, CORDIC 프로세서는 메모리 없이 구현이 가능하나 반복적인(iterative) 계산에 의한 대기시간(latency)이 요구된다. 환산표와

CORDIC 프로세서에서 계산된 복소수와 위상은 제한된 비트(bit) 개수로 표현되기 때문에 주파수편차의 추정과 교정에 양자화 오차가 개입된다. 이 양자화 오차는 OFDM 신호에 잡음 역할을 하게 되므로 이것을 SNR(Signal to Noise Ratio)로 규명할 필요가 있다. 또한, 주파수편차 교정기의 구현이 간단하면서 적절한 성능을 갖도록 복소수와 위상의 양자화에 필요한 최소한의 비트 개수의 선정이 요구된다.

본 논문에서는 IEEE 802.11a OFDM 시스템의 규격에 따른 주파수편차 교정기를 설계한다. 회로구현이 용이하도록 반송주파수편차를 짧은 훈련신호(short preamble)만으로 추정하는 기법을 제시한다. 짧은 훈련신호에 과도표본화(over-sampling)를 도입하여 반송주파수편차의 추정에 잡음의 영향을 줄이도록 한다. 파일럿 신호를 사용하여 반송주파수편차의 추정오차에 의한 OFDM 심볼의 누적위상을 구하고 이것을 용이하게 계산할 수 있도록 등화기(equalizer)의 갱신기법을 도입한다. 또한, 파일럿 신호로 송수신 표본화 주파수편차에 의한 OFDM 심볼의 회전위상도 추정하고 이것의 계산이 용이할 수 있도록 FFT(Fast Fourier Transform)에 사용되는 OFDM 심볼의 표본들을 재구성한다. 복소수와 위상의 변환에 사용하기 위한 CORDIC 프로세서와 환산표의 구현기법을 고찰하고 이것들에 의하여 송수신 주파수편차 교정에 유입되는 양자화 각도오차를 SNR로 분석한다. IEEE 802.11a OFDM 시스템에서 요구하는 성능을 만족시킬 수 있는 최소한의 각도양자화 비트개수를 제시한다. 끝으로, 수신신호의 SNR에 대한 반송주파수편차를 교정하는 모의실험을 수행하고 양자화 각도오차에 의한 OFDM 신호의 SNR로 검증한다.

II. IEEE 802.11a 주파수편차 교정기의 설계

1. IEEE 802.11a OFDM 시스템

IEEE 802.11a 규격[7]에 5GHz 주파수 대역에서 20MHz 대역폭이 데이터 전송에 할당되어 있고 이 대역폭은 64개의 0.3125MHz 부채널로 분할되어 있다. 본 논문에서는 부채널의 중심 주파수 크기 순서대로 그것의 번호를 -32에서 31까지 부여하기로 한다. OFDM 심볼 전송에 부채널 1에서 26까지 사용되며 이것들 중에서 부채널 7와 21은 파일럿 신호의 전송에 사용된다. IEEE 802.11a의 OFDM 프레임은 그림 1과 같이 짧은 훈련신호(short

표 1. IEEE 802.11a의 데이터 전송규격

Data Rate(Mbps)	6	9	12	18	24	36	48	54
Modulation	BPSK	BPSK	QPSK	QPSK	16 QAM	16 QAM	64 QAM	64 QAM
Viterbi Coding Rate	1/2	3/4	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
Minimum Sensitivity (dBm)	-82	-81	-79	-77	-74	-70	-66	-65
SNR_m (dB)	14.8	15.8	17.8	19.8	22.8	26.8	30.8	31.8

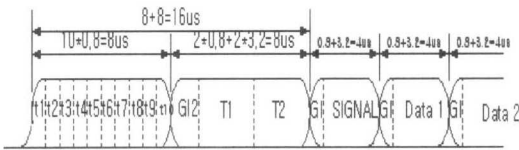


그림 1. IEEE 802.11a의 OFDM 프레임 구조

preamble), 긴 훈련신호(long preamble), 시그널(Signal) OFDM 심볼, 그리고 다수의 데이터 OFDM 심볼들로 구성된다. 짧은 훈련신호 구간에서는 0.8μs의 주기신호가 10 번 전송된다. 긴 훈련신호는 1.6μs의 cyclic prefix와 2 개의 3.2μs 주기신호로 구성된다. 시그널과 데이터 OFDM 심볼의 시간은 3.2μs이며 선두에 0.8μs의 보호시간이 있다.

IEEE 802.11a 시스템은 시그널 OFDM 심볼을 통하여 표 1의 8개 데이터 전송속도를 지정할 수 있고 전송속도에 의하여 변조방식과 Viterbi 코딩방식이 결정된다. 표 1의 변조방식에 의하여 OFDM 신호는 복소수 신호가 되고 I(in-phase)와 Q(quadrature) 성분신호들로 구성된다. 각 전송속도에 대한 최소감도(minimum sensitivity) S_m 이 IEEE 802.11a에 규정되어 있고 각 전송속도에서 요구되는 최소한의 SNR은 다음의 SNR_m 과 같다.

$$SNR_m = S_m - 10 \log(\kappa KB) + NF \quad (1)$$

여기서, K 는 Boltzmann 상수로서 1.38×10^{-23} 이고 B 는 부채널 0에서 26까지 53개 부채널들에 대한 전송대역폭으로 16.5625MHz이다. K 와 NF 는 각기 Kelvin 절대온도와 잡음지수(Noise

Figure)이며, $K = 290^\circ$ 와 $NF = 5dB$ 일 때의 SNR_m 들이 표 1에 계산되어 있다.

IEEE 802.11a 규격에 주파수 허용도(frequency tolerance)는 20ppm 이내로 규정되어 있다. 이것은 반송주파수가 5GHz일 경우에 송수신기의 주파수 차이가 최대 200KHz까지 발생할 수 있음을 나타낸다. 짧은 그리고 긴 훈련신호의 자기상관들은 각기 625KHz와 156.25KHz 범위까지 반송주파수 차이를 추정할 수 있다. 이것은 긴 훈련신호만의 사용으로 40ppm 범위의 반송주파수편차를 추정할 수 없음을 나타낸다. 따라서, 짧은 훈련신호의 자기상관으로 대략적인 반송주파수편차를 추정하고 긴 훈련신호의 자기상관으로 반송주파수편차를 세밀하게 추정할 필요가 있다. 그러나, 긴 훈련신호에 의한 반송주파수편차의 추정은 주파수편차 교정기의 회로를 복잡하게 할뿐만 아니라 수신기의 신호처리에 시간지연을 수반하게 된다. 시간지연은 등화기의 계수 추정에도 긴 훈련신호가 사용되기 때문에 발생한다. 짧은 훈련신호는 OFDM 프레임의 시작점을 찾는 심볼동기(symbol synchronization)[1-4]와 수신신호의 증폭률을 결정하는 AGC(Automatic Gain Control)에 사용되므로 짧은 훈련신호의 모든 구간이 반송주파수편차의 추정에 사용될 수 없다. 따라서, 짧은 훈련신호의 일부 표본 개수만이 사용되기 때문에 반송주파수편차의 추정오차는 수신신호의 잡음에 매우 민감할 수 있다.

송수신 반송주파수편차에 의하여 야기되는 잡음을 SNR로 환산할 수 있고 이 SNR의 범위는 다음의 SNR_e (effective SNR)로 주어진다^[2].

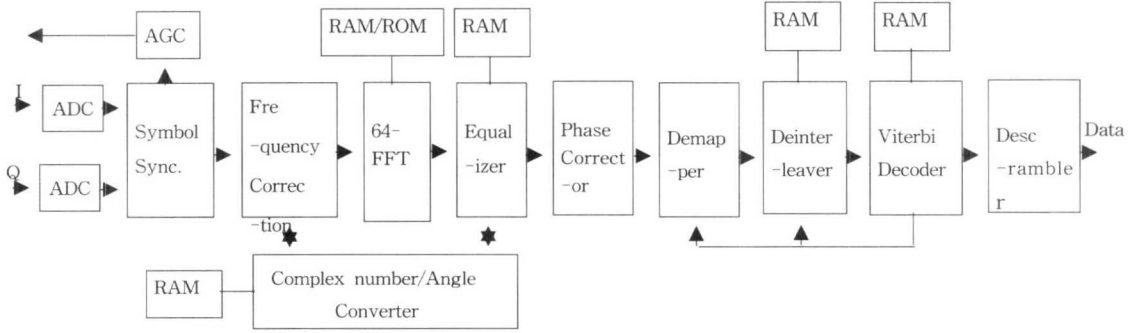


그림 2. IEEE 802.11a 기저대역 수신기 구조

$$SNR_e \geq \frac{SNR}{1 + 0.5947 SNR \sin^2(\pi\epsilon)} \left(\frac{\sin \pi\epsilon}{\pi\epsilon} \right)^2,$$

$$\epsilon = f_e / \Delta f \quad (2)$$

여기서 f_e 는 반송주파수편차이고 Δf 는 부채널의 대역폭이다. IEEE 802.11a OFDM 시스템은 표 1의 54Mbps 전송속도에서 SNR_m 이 30dB 이상이 요구되므로 주파수편차 교정기는 이것을 만족하여야 한다. SNR_e 30dB에 해당하는 반송주파수편차의 한계는 $|\epsilon| \leq 1.3 \times 10^{-2}$ 이 된다.

본 논문에서 설계하려는 IEEE 802.11a의 기저대역(base-band) 수신기의 블록도가 그림 2에 나타나 있다. 수신신호는 그림 2의 ADC를 통하여 표본화와 양자화가 수행된다. 표본화된 수신신호는 ADC 양자화 잡음을 갖게 된다. ADC 양자화 잡음은 유니폼(uniform) 확률변수가 되고, 이 양자화 잡음의 SNR은 12 비트 ADC의 경우에 66.2dB로 계산된다. ADC의 비트 개수가 1 비트씩 감소할 때마다 SNR은 6dB씩 감소하게 된다. 수신신호에서 심볼동기와 AGC가 선행된 후에 반송주파수편차가 교정되며, 그 다음으로 등화기에서 무선채널의 다중경로가 보상되고 파일럿 신호를 통하여 OFDM 심볼의 회전위상이 교정된다. 심볼동기, AGC 수행 그리고 반송주파수편차의 추정에는 짧은 훈련신호 구간에서 수행되며, 등화기^[8]는 긴 훈련신호를 통하여 추정된다. 위상교정기(phase corrector)는 파일럿 신호를 통하여 OFDM 심볼의 회전위상을 추정하며 CORDIC 프로세서 또는 환산표가 복소수와 각도 변환기(complex number/angle converter)에 사용될 수 있다.

2. 주파수편차 교정기법

짧은 훈련신호를 사용하여 반송주파수편차를 추정할 때 자기상관 R_N 에서 표본당 회전위상 $\hat{\theta}$ 를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$R_N = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] \cdot y^*[n + M],$$

$$\hat{\theta} = \frac{1}{M} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}[R_N]}{\text{Re}[R_N]} \right) \quad (3)$$

여기서, $y[n]$ 은 수신신호의 표본이며 $y^*[n]$ 는 $y[n]$ 의 공액복소수이다. N 은 자기상관에 사용되는 짧은 훈련신호의 표본 개수이고 M 은 짧은 훈련신호 1 주기의 표본 개수이다. 수신신호의 표본화 주기가 T 일 때에 반송주파수편차의 추정치 $\hat{\epsilon}$ 는 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{\hat{\theta}}{2\pi \cdot T \cdot \Delta f} \quad (4)$$

수신신호의 SNR이 클 때에 반송주파수편차 실제 값 ϵ 에 대한 추정오차 $\epsilon_e = \epsilon - \hat{\epsilon}$ 의 분산 $\text{Var}[\epsilon_e]$ 은 다음과 같이 근사화될 수 있다^[3].

$$\text{Var}[\epsilon_e] \approx \frac{1}{4\pi^2 N \cdot SNR} \quad (5)$$

따라서, 자기상관에 사용되는 표본의 개수 N 을 크게 할수록 잡음에 대한 반송주파수편차 추정오차의 분산을 줄일 수 있다.

표 2. 짧은 훈련신호에서 10개 주기구간의 사용용도

Action	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10
Symbol Sync.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
AGC			X	X	X	X				
Freq. Esti.							X	X	X	X

초기에 수신되는 짧은 훈련신호는 심볼동기와 AGC의 수행에 사용되기 때문에 반송주파수편차의 추정에 사용되는 표본개수 N 은 제약된다. 심볼 동기 과정에서 짧은 훈련신호의 최대 2 주기 정도를 수신하면 짧은 훈련신호의 수신여부를 판단할 수 있다. AGC의 증폭률 결정에 짧은 훈련신호의 4 주기 정도가 사용될 수 있다. 따라서, 표 2와 같이 반송주파수편차의 추정에 적어도 7에서 10 번째 주기구간의 짧은 훈련신호가 사용될 수 있다.

자기상관에 사용되는 표본화 개수 N 을 크게 하도록 본 논문은 Nyquist 샘플링 속도의 2 배인 40MHz 주파수로 수신신호를 표본화한다. 긴 훈련신호부터는 40MHz의 표본화된 신호에서 주기적으로 한 표본씩 버림으로써 20MHz의 표본신호를 얻을 수 있다. 짧은 훈련신호의 4 주기 구간에 대한 표본화 개수 N 은 96이 되고 M 은 32가 된다. 이 경우에 SNR이 15dB에서 \mathcal{E}_e 의 표준편차는 2.8×10^{-3} 이 되며 이 표준편차는 식 (2)의 30dB SNR_e 에 해당하는 반송주파수편차보다 5 배 이상 작게 된다. 수신신호 $y[n]$ 에서 반송주파수편차가 교정된 수신신호 $\hat{y}[n]$ 은 다음과 같다.

$$\hat{y}[n] = y[n] \cdot \exp(jn\hat{\theta}) \quad (6)$$

여기서, j 는 $\sqrt{-1}$ 이다.

반송주파수편차의 추정오차 \mathcal{E}_e 는 OFDM 심볼에 회전위상을 야기한다. 파일럿 신호를 사용하여 주파수 영역에서 이 회전위상의 평균 $\hat{\alpha}$ 를 구할 수 있다.

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{4} \sum_{i=\pm 7, \pm 21} \phi_i, \quad \phi_i = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}[Y_i^* \cdot P_i]}{\text{Re}[Y_i^* \cdot P_i]} \right),$$

$$Y_i = \hat{Y}_i \cdot H_i \quad (7)$$

여기서, $\hat{Y}_i (i = \pm 1, \dots, \pm 26)$ 는 부채널 i 의 DFT (Discrete Fourier Transform) 신호이고 H_i 는 부채널 i 의 등화기 계수이고 P_i 는 파일럿 DFT 신호로 1 또는 1이다. 파일럿 신호에 의한 회전위상 보상은 OFDM 심볼의 평균적인 위상회전만을 교정하기 때문에 반송주파수편차가 교정되는 것은 아니다. $|\hat{\alpha}|$ 가 90° 를 초과할 경우에 등화기의 계수 H_i 를 다음의 \tilde{H}_i 로 대체한다.

$$\begin{aligned} \text{Re}[\tilde{H}_i] &= -\text{Im}[H_i], \text{Im}[\tilde{H}_i] = \text{Re}[H_i], \\ \hat{\alpha} &\geq 90^\circ \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{Re}[\tilde{H}_i] &= \text{Im}[H_i], \text{Im}[\tilde{H}_i] = -\text{Re}[H_i], \\ \hat{\alpha} &\leq -90^\circ \end{aligned} \quad (9)$$

이 갱신기법은 등화기에 복소수와 위상의 양자화 오차를 주지 않으면서 $|\hat{\alpha}|$ 의 최대값을 90° 부근으로 제한할 수 있어서 (7)의 계산을 용이하게 한다.

IEEE 802.11a의 가장 긴 OFDM 프레임은 6Mbps 전송속도에서 1366 개의 데이터 OFDM 심볼을 갖는다. 표본화 주기 T 가 50ns이고 송수신기의 표본화 주파수편차가 40ppm일 경우에 1366 번째의 OFDM 심볼에는 $4.37T$ 의 표본화 시점차이가 발생한다. 이 표본화 시점차이는 각 부채널의 DFT 신호에 회전위상으로 나타나고^[9], 이 회전위상도 파일럿 신호로 교정될 수 있다. 표본화 주파수편차에 의한 부채널 1에서 회전위상 $\hat{\beta}$ 는 다음의 LS(Least Square) 기법으로 추정될 수 있다.

$$\hat{\beta} = \frac{\sum_{i=\pm 7, \pm 21} i \phi_i}{\sum_{i=\pm 7, \pm 21} i^2} \quad (10)$$

표본화 시점차이가 T 이상이 발생하면 $|\hat{\beta}| \geq 5.63^\circ$ 이 된다. 이 경우에 FFT에 사용되는 64 개의 표본들을 전반적으로 ± 1 표본만큼 앞당긴다. 그러면, B_i 의 절대치는 항상 180° 보다 작게 할

수 있어서 식 (10)의 계산이 용이하게 된다. 회전위상 $\hat{\alpha}$ 와 $\hat{\beta}$ 가 보상된 부채널 i 의 DFT 신호 \tilde{Y}_i 는 다음과 같다.

$$\tilde{Y}_i = Y_i \cdot \exp\{j(\hat{\alpha} + i\hat{\beta})\} \quad (11)$$

$\hat{\alpha}$ 와 $\hat{\beta}$ 가 4개의 파일럿 심볼들에서 추정되기 때문에 이것들은 잡음의 영향에 민감할 수 있다.

III. 복소수와 위상의 환산 및 양자화 잡음

1. 복소수와 위상의 환산구현

복소수에서 위상의 변환은 식 (4), (7) 및 (10)에 필요하고 위상에서 복소수의 변환은 식 (6)과 (11)에 필요하며 이러한 변환은 환산표나 CORDIC 프로세서로 구현될 수 있다. 복소수와 위상의 환산표는 ROM(Read Only Memory)으로 구현될 수 있다. 복소수의 위상 환산표에서 ROM의 주소(address)는 복소수 값이 되고 ROM의 데이터는 각도가 되며, 주소의 MSB(Most Significance Bit) 부분은 복소수의 실수부이고 LSB(Least Significance Bit)는 복소수의 허수부이다. 위상의 복소수 환산표에서 ROM의 주소는 위상이 되고 ROM의 데이터는 복소수가 되며, 데이터의 MSB 부분은 복소수의 실수부이고 LSB는 복소수의 허수부이다.

복소수 $a + jb$ 에서 a 와 b 의 부호와 삼각함수의 특성을 이용하면, $a \geq 0$ 과 $b \geq 0$ 인 복소수의 위상 환산표와 $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ 인 위상의 복소수 환산표로 모든 위상과 복소수 사이를 변환할 수 있다. 또한, $a \geq 0$ 과 $b \geq 0$ 인 복소수에 대한 다음의 특성을 이용하면,

$$\varphi = \tan^{-1}(b/a) = 90^\circ - \tan^{-1}(a/b) \quad (12)$$

$a \geq b \geq 0$ 인 복소수와 $0^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$ 인 위상에 대한 환산표만 필요하다. 이 환산표는 $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ 위상에 대한 환산표에 대비하여 ROM의 소요량을 1/8 정도로 줄일 수 있다. $a \geq b \geq 0$ 인 복소수에서 위상의 환산표에서 주소 설정방법이 필요하다. 여기서, a 와 b 는 모두 0을 포함한 양의 정수로 가정한다. 먼저, 주소 0은 a 에

관계 없이 $b=0$ 일 때이고 주소 1은 $a=b$ 일 때이다. 이 외의 주소 $addr$ 를 다음과 같이 설정한다.

$$addr = \frac{(a-1) \cdot (a-2)}{2} + b + 1 \quad (13)$$

환산표에서 복소수 $a + jb$ 의 a 와 b 는 유한한 비트 개수로 양자화된다. $\tan^{-1}(b/a)$ 의 비선형성에 의하여 복소수의 양자화 각도간격은 a 와 b 의 범위에 따라 일정하지 않으며 b/a 값이 작을수록 양자화 각도간격은 커진다. 비트 개수가 m 일 때에 최대의 양자화 각도간격은 $\tan^{-1}(1/(2^m - 1))$ 이 된다. 복소수의 양자화 각도간격의 평균은 $45^\circ/(2^m - 1)$ 이 되고 이것은 $0^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$ 의 위상을 m 비트로 양자화한 각도에 해당한다. 따라서, 위상과 복소수가 동일한 양자화 각도간격을 가지려면, $0^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$ 인 위상의 양자화 비트 개수도 a 와 b 의 그것들과 같아야 한다. $a \geq b \geq 0$ 인 복소수와 $0^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$ 인 위상을 모두 m 비트로 양자화하면, 복소수의 위상 환산표에서 ROM의 소요량은 $m \cdot (2^{2m-1} - 2^{m-1} + 1)$ 비트가 되고 위상의 복소수 환산표에서 그것은 $m \cdot 2^{m+1}$ 비트가 된다. 비트 개수 m 이 크면, 복소수의 위상 환산표에서 ROM 소요량은 위상의 복소수 환산표에서 그것보다 대략적으로 2^{m-2} 배만큼 더 요구된다.

CORDIC 프로세서는 덧셈기와 시프트 레지스터(shift register)로 구현될 수 있다. CORDIC 프로세서에서 복소수 $a + jb$ 에서 각도 φ 를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} a_{i+1} &= a_i - b_i \cdot d_i \cdot 2^{-i}, \\ b_{i+1} &= b_i + a_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{i+1} &= \varphi_i - d_i \cdot \tan^{-1}(2^{-i}), \\ i &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} & \text{where } d_i = 1 \text{ if } b_i < 0, d_i = -1 \\ & \text{others} \end{aligned} \quad (16)$$

여기서, $a \geq 0$ 이면 $a_0 + jb_0 = a + jb$, $\phi_0 = 0$ 이고, $a < 0, b \geq 0$ 이면 $a_0 + jb_0 = b - ja$ 이고 $\phi_0 = 90^\circ$ 이며, $a < 0, b < 0$ 이면 $a_0 + jb_0 = -b + ja$, $\phi_0 = -90^\circ$ 이다. 식 (14)에서 (16)의 연산을 l 번 반복적으로 수행하여 $b_l \approx 0$ 이 되면 복소수의 각도는 $\varphi \approx \phi_l$ 이 된다. 조건식 (16)을 식 (17)로 변경하면 $a + jb$ 에서 φ 만큼 위상이 회전된 복소수를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{where } d_i = -1 \text{ if } \varphi_i < 0, \\ & d_i = 1 \text{ others} \end{aligned} \quad (17)$$

$$G_l = \prod_{i=0}^{l-1} \sqrt{1 + 2^{-2i}} \quad (18)$$

여기서, $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ 이면 $\varphi_0 = \varphi$ 와 $a_0 + jb_0 = a + jb$ 이고 $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ 이면 $\varphi_0 = \varphi - 90^\circ$ 와 $a_0 + jb_0 = -b + ja$ 이고 $-180^\circ \leq \varphi \leq -90^\circ$ 이면 $\varphi_0 = \varphi + 90^\circ$ 와 $a_0 + jb_0 = b - ja$ 이다. G_l 은 CORDIC 알고리즘에서 이득이고 $\tan^{-1}(2^{-i})$ 는 CORDIC 프로세서의 내부 ROM에 저장되어 있는 값이다. 연산을 l 번 반복적으로 수행하여 $\varphi_l \approx 0$ 이 되면, $a_l + jb_l = G_l \cdot (a + jb) \cdot \exp(j\varphi)$ 이 된다. CORDIC 프로세서는 구현회로가 복잡하지 않은 반면에 반복적 연산수행 회수만큼의 대기시간이 필요하다. CORDIC 프로세서에서 계산된 각도의 오차범위는 $\pm \tan^{-1}(2^{-l+1})$ 이 된다. 연산회수가 l 인 CORDIC 프로세서에서 $a \geq b \geq 0$ 인 복소수와 $0^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$ 인 각도는 l 비트 개수로 계산된다.

따라서, 연산회수가 l 인 CORDIC 프로세서는 비트 개수 l 인 환산표에 상응되며 이 경우에 CORDIC 프로세서의 양자화 각도는 환산표의 그것보다 약간 크다. CORDIC 프로세서와 환산표의 양자화 각도간격의 표현을 통일하기 위하여, 여기서부터는 연산회수가 m 인 CORDIC 프로세서는 비트 개수 m 을 갖는다고 한다.

반송주파수편차의 추정식 (3)은 OFDM 프레임당 1 번만 수행되므로 이것을 긴 훈련신호의 보호시간 동안에 CORDIC 프로세서로 충분히 계산할 수 있다. 그리고 식 (7)과 (10)의 회전위상은 $4\mu s$ 의 OFDM 심볼단위로 계산되므로 여기에도 CORDIC 프로세서를 적용할 수 있다. 특히, 복소수의 위상 환산표의 구현에 ROM의 소요량이 많기 때문에 CORDIC 프로세서의 사용은 주파수편차 교정기의 회로구현을 단순화시킬 수 있다. 회전위상의 교정식 (6)과 (11)은 각기 표본신호 단위와 부채널의 DFT 심플 단위마다 계산된다. 따라서, 빠른 시간 처리가 요구되므로 위상의 복소수 환산표를 적용할 수 있다. 이 환산표를 DPROM(Dual Port ROM)으로 구현되면, 식 (6)과 (11)의 계산에 동시에 사용될 수 있다.

2. 주파수편차 추정에서 각도 양자화 잡음

복소수에서 위상의 변환에 CORDIC 프로세서를 사용할 때에 각도 양자화 잡음을 분석한다. 환산표를 사용하는 경우에도 CORDIC 프로세서의 경우와 동일한 방법으로 잡음을 분석할 수 있다. CORDIC 프로세서에서 각도 양자화 오차를 φ_c 이라 가정한다. CORDIC 프로세서의 양자화 각도간격을 $\Delta\varphi$ 이라고 하면, φ_c 는 $\pm \Delta\varphi/2$ 의 구간에서 유니폼 확률분포를 갖고 평균과 분산은 각기 0과 $\Delta\varphi^2/12$ 이 된다.

CORDIC 프로세서의 각도 오차 φ_c 가 식 (3)의 $\hat{\theta}$ 추정에 개입된다. φ_c 에 의하여 식 (6)에서 교정되는 회전위상의 오차는 수신된 표본 개수에 비례하여 증가하게 된다. 따라서, φ_c 에 의한 반송주파수편차의 추정오차 ϵ_c 는 다음의 범위에 있게 된다.

표 3. 복소수와 각도의 비트 개수 m 에 따른 반송주파수편차의 오차

m	7	8	9	10	11
$\Delta\varphi_{\max}$	$2.24^\circ \times 10^{-1}$	$1.12^\circ \times 10^{-2}$	$5.60^\circ \times 10^{-2}$	$2.80^\circ \times 10^{-2}$	$1.40^\circ \times 10^{-2}$
ε_{\max}	3.98×10^{-2}	1.99×10^{-2}	9.99×10^{-3}	4.97×10^{-3}	2.49×10^{-3}
$Var[\varepsilon_c]$	5.28×10^{-4}	1.32×10^{-4}	3.30×10^{-5}	8.25×10^{-6}	2.06×10^{-7}

$$|\varepsilon_c| \leq \varepsilon_{\max}, \quad \varepsilon_{\max} = \frac{\Delta\varphi/2}{2\pi \cdot T \cdot \Delta f} \quad (19)$$

CORDIC 프로세서의 비트 개수 $m=7$ 에서 11에 대한 $\Delta\varphi_{\max} = \Delta\varphi/2$, ε_{\max} , 그리고 분산 $Var[\varepsilon_c]$ 가 표3에 계산되어 있다. 비트 개수 m 이 1씩 증가할 때마다 $Var[\varepsilon_c]$ 는 1/4 배씩 감소함을 알 수 있다. 표 3에서 m 이 8 이상이면 ε_{\max} 는 1.2×10^{-2} 보다 작게 되어 식 (2)의 30dB SNR_c 를 만족시킬 수 있다.

$\hat{\theta}$ 의 양자화 오차 φ_c 에 의하여 수신신호에 개입되는 잡음을 SNR로 나타낼 수 있다. SNR의 계산편리를 위하여 FFT에 사용되는 매 64 개의 신호를 $y_c[k]$ ($k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 32$)이라 하고 $y_c[k]$ 의 수신된 시간 순서는 k 가 증가하는 순서이다. $\bar{y}_c[k]$ 를 반송주파수편차가 없는신호로 가정하고 $\hat{y}_c[k]$ 를 추정된 반송주파수편차와 φ_c 에 의하여 회전된 OFDM 심볼의 평균위상이 교정된 신호로 가정한다. 그러면, $\hat{y}_c[k]$ 는 양자화 각도오차 φ_c 만이 있고 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{y}_c[k] = \bar{y}_c[k] \exp(jk\varphi_c) \quad (20)$$

비트 개수 m 이 클 때에 φ_c 는 매우 작으므로, $\hat{y}_c[k]$ 은 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\hat{y}_c[k] \approx \bar{y}_c[k](1 + jk\varphi_c) \quad (21)$$

반송주파수편차의 추정에서 각도 양자화에 의하여

유입되는 SNR은 다음의 SNR_r 로 근사화될 수 있다.

$$SNR_r = \frac{E[|\bar{y}_c[k]|^2]}{E[|\bar{y}_c[k] - \hat{y}_c[k]|^2]} \approx \frac{32}{\sum_{k=1}^{32} k^2} \cdot SNR_c, \quad (22)$$

$$SNR_c = \frac{1}{E[\varphi_c^2]}$$

비트 개수 m 의 CORDIC 프로세서에 대한 SNR_c 가 표 4에 계산되어 있으며 SNR_r 은 SNR_c 보다 25.5dB 더 작은 값이 된다. 비트 개수가 하나 증가할 때마다 SNR_c 는 6dB씩 개선됨을 알 수 있다. SNR_r 를 30dB보다 크게 하려면 m 은 8 이상이어야 하며, 이 때의 $m=8$ 은 $\varepsilon_{\max} < 1.2 \times 10^{-2}$ 가 되는 비트 개수임을 알 수 있다.

OFDM 심볼의 평균 회전위상을 추정하는 식 (7)에 CORDIC 프로세서의 양자화 각도오차 φ_c 가 유입될 수 있다. φ_c 는 주파수 영역에서 매 OFDM 심볼단위로 삽입되는 위상잡음으로 볼 수 있다. φ_c 에 의한 수신신호에 개입되는 SNR은 표 4의

표 4. 복소수와 각도의 비트 개수 m 에 따른 발생된 잡음의 SNR

m	5	6	7	8	9	10	11
SNR_c (dB)	40.9	46.9	52.9	59.0	65.0	71.0	77.0
SNR_l (dB)	41.1	47.2	52.8	58.9	65.1	71.2	78.0

SNR_c 로 계산된다. m 이 5 이상이면 SNR_c 는 41.2dB보다 크므로 이 때의 위상잡음 φ_c 는 무시될 수 있다.

표본화 주파수편차가 있을 경우에 회전위상 $\hat{\beta}$ 를 추정하는 식 (10)에서도 CORDIC 프로세서의 양자화 각도오차 φ_c 가 개입된다. 이것의 SNR의 계산편리를 위하여 $\bar{Y}_s[i]$ 를 표본화 주파수편차가 없는 DFT 신호로 가정하고 $\hat{Y}_s[i]$ 는 추정된 표본화 주파수편차가 교정된 DFT 신호이라고 가정한다. 그러면, φ_c 에 의한 $\hat{Y}_s[i]$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{Y}_s[i] = \bar{Y}_s[i] \exp(ji\varphi_s), \quad i = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 26 \quad (23)$$

비트 개수 m 이 클 때에 $\hat{Y}_s[i]$ 는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\hat{Y}_s[i] \approx \bar{Y}_s[i](1 + ji\varphi_s) \quad (24)$$

φ_c 에 의하여 유입되는 잡음의 SNR은 다음의 SNR_s 로 계산될 수 있다.

$$SNR_s = \frac{E[\bar{Y}_s[i]^2]}{E[\bar{Y}_s[i] - \hat{Y}_s[i]]^2]} \approx \frac{26 \cdot SNR_c}{\sum_{i=1}^{26} i^2} \quad (25)$$

비트 개수 m 에 대한 SNR_s 는 SNR_c 보다 23.8dB 더 작은 값이 되며 SNR_s 가 30dB 이상이 되려면 m 은 8 이상이 되어야 한다.

3. 주파수편차 교정에서 각도 양자화 잡음

위상에서 복소수의 변환은 환산표를 사용하여서 식 (6)과 (11)의 계산과정에 발생하는 각도 양자화 잡음을 분석한다. 기본적으로, 환산표의 양자화 비트 개수는 식 (22)의 SNR_r 과 식 (25)의 SNR_s 에 사용된 양자화 비트 개수보다 최소한 같거나 커야 된다. 만일 그렇지 않은 경우에는 SNR_r 과 SNR_s

의 계산에 사용되는 비트 개수는 환산표의 양자화 비트 개수가 적용되어야 한다. 환산표에서 각도 양자화 오차를 φ_l 이라 하면, φ_l 은 유니폼 확률변수가 된다.

식 (6)에서 $\exp(jn\hat{\theta})$ 의 복소수 변환에 φ_l 이 유입되며 φ_l 은 매 샘플마다 달라지므로 수신신호에 위상잡음이 된다. φ_l 의 잡음에 의한 식 (6)의 $\hat{y}[n]$ 을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\hat{y}[n] = \bar{y}[n] \exp(j\varphi_l) \quad (26)$$

여기서 $\bar{y}[n]$ 은 반송주파수편차가 없는 신호이다. 매우 작은 φ_l 에 대하여 $\hat{y}[n]$ 은 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\hat{y}[n] \approx \bar{y}[n](1 + j\varphi_l) \quad (27)$$

φ_l 에 의한 SNR은 $SNR_l = 1/E[\varphi_l^2]$ 로 계산된다. 환산표의 비트 개수 m 에 따른 SNR_l 이 표 4에 나타나 있으며 m 이 5 이상이 되면 SNR_l 의 무시는 가능하다. 환산표의 양자화 오차 φ_l 은 식 (11)에서 $\exp\{j(\hat{\alpha} + i\hat{\beta})\}$ 의 계산에도 유입된다.

φ_l 은 부채널의 DFT 신호마다 달라지므로 주파수 영역에서 위상잡음이 된다. 이 위상잡음에 대한 SNR도 식 (26)과 (27)의 과정을 통하여 유도하면 SNR_l 로 계산된다.

회전위상을 교정하는 식 (6)과 (11)에서 각도 양자화 오차뿐만 아니라 복소수의 크기 오차도 수반된다. 즉, 환산표를 통하여 유한한 비트 개수로 변환되는 $\exp(jn\hat{\theta})$ 와 $\exp\{j(\hat{\alpha} + i\hat{\beta})\}$ 가 정확히 1이 되지 못하기 때문이다. 한편, CORDIC 프로세서를 사용하는 경우에도 반복연산 과정과 유한한 비트 개수로 표현된 G_l 의 보상 과정에 복소수의 크기 오차가 개입된다. 절대값이 1인 복소수 $a + jb$ 를 제한된 비트 개수로 표현할 때에 복소수 크기 오차 δ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta = 1 - \sqrt{\hat{a}^2 + \hat{b}^2} \quad (28)$$

여기서 \hat{a} 와 \hat{b} 는 a 와 b 를 양자화한 값이다. δ 의 평균은 0이 되며 δ 는 식 (6)에서 매 심볼마다 부과되므로 이것은 수신신호에 잡음 역할을 하게 된다. 반송주파수편차가 없는 수신신호 $\bar{y}[n]$ 에 대하여 복소수의 크기 잡음만 부가된 신호를 $y_\delta[n]$ 이라고 하면, 이에 대한 SNR_δ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_\delta[n] = \bar{y}[n](1 + \delta) \quad (29)$$

$$SNR_\delta = \frac{E[\bar{y}[n]^2]}{E[|\bar{y}[n] - y_\delta[n]|^2]} \approx \frac{1}{E[(\delta^2)]} \quad (30)$$

환산표의 비트 개수가 $m=5$ 에서 11일 때에 SNR_δ 는 표 4의 SNR_I 과 동일한 값으로 구해진다. 비트 개수 m 이 5보다 크면 SNR_δ 는 41dB 이상이 되므로 복소수의 크기 오차는 무시될 수 있다. 식 (11)에 의하여 주파수 영역에서도 δ 는 매 부채널의 DFT 신호마다 인가된다. 이것에 의한 SNR도 식 (30)의 SNR_δ 와 동일하다.

식 (7)에서 OFDM 심볼의 평균 회전위상 $\hat{\alpha}$ 의 추정오차 그리고 식 (6)과 (11)에서 복소수의 크기 및 양자화 각도오차에 의한 잡음들은 서로 상관관계가 없으며 그 개수는 5개가 된다. 표 4에서 SNR_c 와 SNR_I 은 유사한 값이므로 이 5개의 위상잡음들에 의한 전체의 SNR은 $SNR_I - 7$ dB가 된다. 비트 개수 m 이 6이상이면 $SNR_I - 7$ dB는 40dB보다 커지므로 이 5개의 위상잡음들은 무시될 수 있다. 따라서, 주파수편차 교정에 개입되는 SNR은 SNR_r 과 SNR_s 에 의하여 결정된다. SNR_r 과 SNR_s 는 서로 유사하므로 주파수편차 교정에 개입되는 SNR은 SNR_r 보다 3dB 작은 값으로 근사화될 수 있으며 비트 개수 m 이 8이면 그 SNR은 31.7dB로 계산된다. 여기에 수신신호의 잡음과 여

유를 고려하면 비트개수는 $m \geq 9$ 이 될 필요가 있다. 비트 개수 m 이 결정되면 ADC의 비트 개수가 설정될 수 있다. ADC 자체의 양자화 잡음을 감안하면 ADC의 비트 개수는 $m+1$ 이상이 되어야 한다.

IV. 모의실험

수신신호의 SNR과 복소수와 위상의 비트 개수에 따른 반송주파수편차를 추정하고 교정하는 모의실험을 수행하였다. 반송주파수편차의 추정에 7에서 10 주기 구간의 짧은 훈련신호가 사용되었고 수신신호는 40MHz 주파수로 표본화되었다. 복소수에서 위상의 계산에 CORDIC 프로세서가 사용되었고 위상에서 복소수의 계산에 환산표가 사용되었다. CORDIC 프로세서와 환산표의 비트 개수는 동일하고 7에서 11까지의 비트 개수가 모의실험에 적용되었다. 수신신호의 양자화에 송신기 RF 모듈의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 고려되었다. ADC의 비트 개수가 12인 경우에, 긴 훈련신호에서 부채널의 DFT 신호 1은 1024로 사상되었다. 그리고, 수신신호에서 표본화된 I와 Q 성분신호의 절대치가 2047보다 크면 그 부호에 따라서 그 성분신호의 값은 -2047 또는 2047로 클리핑(clipping)되었다. 모의실험에 6 Mbps의 전송속도가 사용되었고 반송주파수편차는 5GHz 반송주파수를 기준으로 한 ppm 단위이다. 모의실험에 -40ppm에서 40ppm까지 0.1ppm 간격으로 801 개의 반송주파수편차들이 사용되었고 수신신호의 SNR은 10, 15, 20, 25, 30, 35, 그리고 40dB이었고 이 때의 잡음은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이었다.

복소수와 위상의 비트 개수가 9이고 수신신호에 AWGN이 없는 경우에 801 개의 반송주파수편차들의 추정오차를 모의실험으로 조사하였다. 이 오차의 분산은 5.28×10^{-5} 이었고 이것은 표 3에서 $m=9$ 의 $Var[\epsilon_c]$ 와 매우 유사함을 알 수 있다. 반송주파수편차의 일부구간에 대한 모의실험 결과가 그림 3에 도시되어 있다. 위상의 양자화 각도간격에 의하여 추정오차는 톱니파 형태로 나타나고 그 최대 값은 표 3에서 $m=9$ 의 ϵ_{max} 와 유사함을 알 수 있다.

수신신호의 SNR과 복소수와 위상의 비트 개수에 대하여 반송주파수편차의 추정오차를 조사하였다.

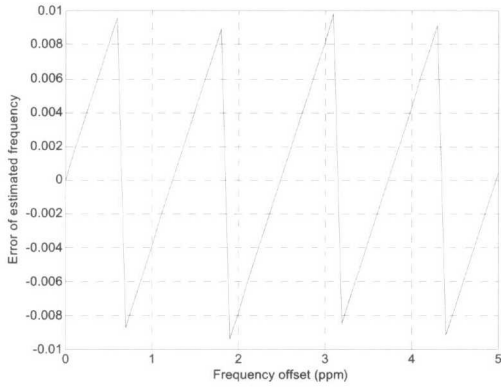


그림 3. 잡음이 없는 경우에 반송주파수편차의 추정오차

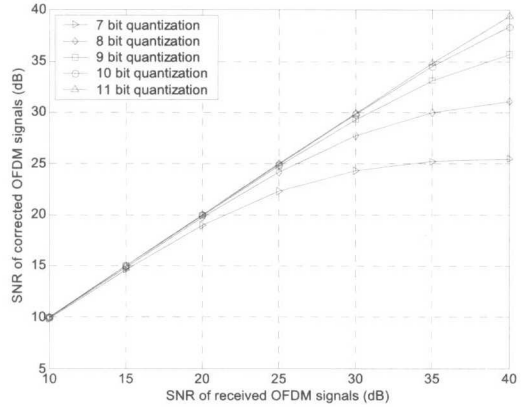


그림 5. 비트 개수에 따른 반송주파수편차가 교정된 OFDM 신호의 SNR

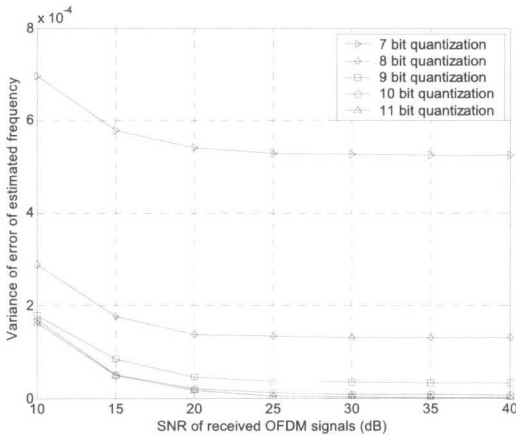


그림 4. 비트 개수에 따른 반송주파수편차의 추정오차의 분산

이 오차들의 분산이 그림 4에 나타나 있으며, SNR 30dB 이상의 수신신호에서 그 분산은 표 3의 $Var[\epsilon_c]$ 와 유사하고 9 이상일 때에 그 추정오차의 표준편차는 9.24×10^{-3} 이하가 되었다. 복소수와 위상의 비트 개수가 1씩 증가할 때마다 분산은 1/4 배씩 감소함을 알 수 있다. 수신신호의 SNR이 20dB 이상이 되면 수신신호의 SNR과 무관하게 추정오차는 비트 개수에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 자기상관 계산에 사용되는 표본 개수를 $N = 96$ 보다 크게 설정하면, 이렇게 하는 수신신호의 SNR을 20dB보다 더 작게 만들 수 있다. 수신신호의 SNR과 비트 개수에 대하여 반송주파수편차가 교정된 OFDM 신호의 SNR이 그림 5에 도시되어 있다. 수신신호의 SNR이 40dB일 때에 교정된 OFDM 신

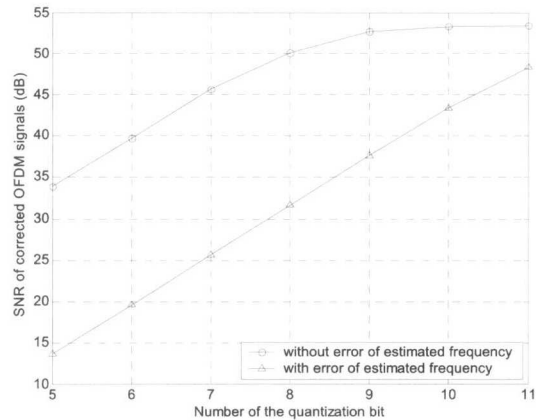


그림 6. 복소수 크기와 각도 오차에 의한 OFDM 신호의 SNR

호의 SNR은 표 4의 $SNR_s = SNR_c - 25.5$ dB보다 0에서 3dB 차이 정도가 있었다. 수신신호의 SNR이 30dB 이하인 경우에는 비트 개수가 9 이상이면 교정된 OFDM 신호의 SNR은 원래의 수신신호의 그것과 유사함을 알 수 있다. 이것은 비트 개수가 9 정도가 되면 30dB 정도에 해당하는 잡음이 발생함을 나타낸다. 따라서, 표 1의 54Mbps 전송속도에 요구되는 30dB 정도의 SNR을 만족하려면 비트 개수는 최소한 9가 되어야 함을 알 수 있다.

식 (7)에서 OFDM 심볼의 평균 회전위상 $\hat{\alpha}$ 의 추정오차 그리고 식 (6)과 (11)에서 복소수의 크기 및 양자화 각도오차에 의하여 발생하는 위상잡음을 검증하였다. 이 위상잡음은 반송주파수편차의 추정오차에 의한 잡음보다 매우 작기 때문에 반송주파

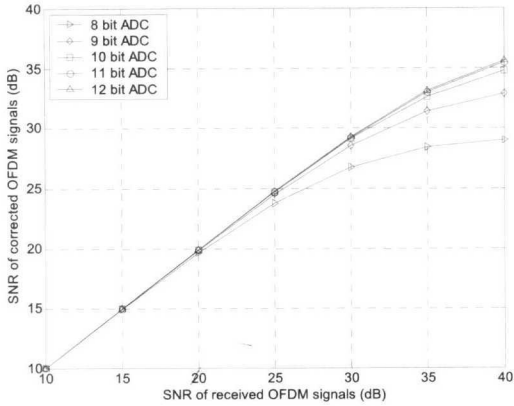


그림 7. ADC 비트 개수에 따른 반송주파수편차가 교정된 OFDM 신호의 SNR

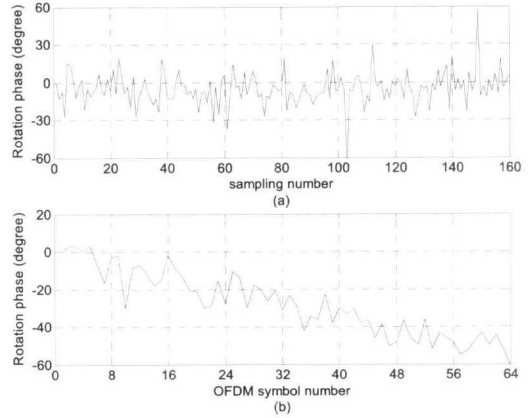


그림 9. SNR=15dB에서 반송주파수편차가 교정된 수신신호의 회전위상
(a) 긴 혼련신호의 회전위상, (b) OFDM 심볼의 평균 회전위상

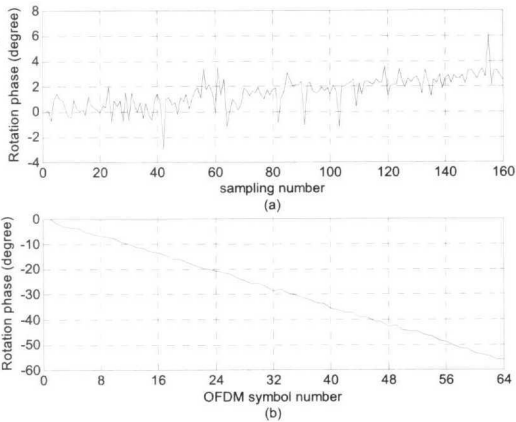


그림 8. SNR=40dB에서 반송주파수편차가 교정된 수신신호의 회전위상
(a) 긴 혼련신호의 회전위상, (b) OFDM 심볼의 평균 회전위상

수편차의 추정오차를 다시 정확하게 교정한 후에 측정할 수 있다. 이러한 이유로, 먼저 수신신호에 반송주파수편차와 OFDM 심볼의 평균회전위상을 추정하여 교정하고 그 다음에 이 교정된 OFDM 신호에서 반송주파수편차의 추정오차를 정확히 교정하였다. 수신신호에 AWGN이 없는 경우에 비트 개수에 따른 모의실험 결과가 그림 6에 나타나 있다. 반송주파수편차의 추정오차가 있는 경우에 교정된 OFDM 신호의 SNR은 표 4의 $SNR_c - 25.5$ dB와 유사하며 그 차이는 3dB 이내이었다. 반송주파수편차의 추정오차가 교정된 OFDM 신호의 SNR은 비트 개수 7 이하에서 표 4의 $SNR_l - 7$ dB와 유사함을 알 수 있다. 그러나, 비트 개수가 8 이상이

되면 그 교정된 OFDM 신호의 SNR은 표 4의 $SNR_l - 7$ dB보다 작아지기 시작한다. 이것은 수신신호에 ADC의 양자화 잡음이 개입되었기 때문이다.

반송주파수편차의 교정에 ADC의 비트 개수가 미치는 영향을 조사하였다. 복소수와 위상의 비트 개수가 9인 경우에 수신신호의 SNR과 ADC의 비트 개수에 대한 모의실험 결과가 그림 7에 도시되어 있다. 수신신호의 SNR이 30dB 이하이면, 10 비트 이상의 ADC에서 교정된 OFDM 신호의 SNR은 원래의 수신신호의 그것과 유사하다. 따라서, ADC의 양자화 잡음을 무시하려면, ADC의 비트 개수는 최소한 10 이상이 됨을 알 수 있다.

복소수와 위상의 비트 개수는 9이고 ADC의 비트 개수는 10일 때에 40ppm의 반송주파수편차가 교정된 OFDM 신호의 회전위상을 조사하였다. 40dB SNR의 수신신호에서 모의실험으로 추정된 반송주파수편차의 오차는 $\epsilon_c = 3.38 \times 10^{-3}$ 이었다. 반송주파수편차가 교정된 긴 혼련신호의 전구간 160개 표본들의 회전위상이 그림 8의 (a)에 도시되어 있다. 긴 혼련신호의 회전위상은 ϵ_c 에 의하여 전반적으로 증가하며, 복소수와 위상의 양자화 잡음에 의하여 그 회전위상이 불규칙하게 증가함을 알 수 있다. 파일럿 신호로 OFDM 심볼의 평균 회전위상을 추정하였고 시그널 심볼을 포함한 64개 OFDM 심볼에 대하여 교정되어야 할 회전위상이 그림 8의 (b)에 나타나 있다. 수신신호의 SNR이

15dB일 때에 긴 훈련신호의 회전위상과 OFDM 심볼들의 평균 회전위상이 그림 9에 나타나 있다. 이 모의실험에서 반송주파수편차의 추정오차도 $\epsilon_c = 3.38 \times 10^{-3}$ 이었다. 수신신호의 잡음 때문에 긴 훈련신호와 OFDM 심볼의 회전위상들의 변동폭이 그림 8의 그것들보다 큼을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 IEEE 802.11a OFDM 시스템에서 주파수편차 교정기의 구현기법과 복소수와 위상의 양자화에 의한 잡음을 연구하였다. 수신신호의 잡음을 줄이기 위하여 40MHz로 표본화된 짧은 훈련신호로 반송주파수편차를 추정하였다. 짧은 훈련신호에 의한 추정기법은 긴 훈련신호로 추정한 경우에 비하여 수신기의 구현이 비교적 간단할 뿐만 아니라 수신기의 지연시간이 작다는 장점이 있다. 파일럿 신호를 사용하여 반송주파수편차의 추정오차와 표본화 주파수편차를 교정하였고 등화기 갱신과 OFDM 심볼의 재구성을 통하여 파일럿 신호에 의한 회전위상의 계산이 용이하게 하였다. 복소수와 위상의 변환에 CORDIC 프로세서와 환산표가 도입되었고 그것들의 구현기법과 장단점을 고찰하였다. 환산표는 빠른 연산에 적용이 바람직하고 CORDIC 프로세서는 구현회로가 간단한 장점이 있다. 주파수편차를 추정하고 교정하는 데에 개입되는 회전위상의 양자화 잡음을 SNR로 분석하였고 이것을 모의 실험으로 검증하였다. 대부분의 양자화 잡음은 주파수편차의 추정과정에 개입되며 이러한 잡음영향을 매우 작게 하려면 복소수와 위상의 비트 개수는 최소한 9 이상이 되어야 함을 보였다. 또한, ADC에 의한 양자화 잡음을 무시하려면 이것의 비트 개수는 최소한 10 이상이 되어야 함을 보였다.

참고 문헌

[1] J. J. Van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July 1997.

[2] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol.

42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

[3] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[4] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini, and L. Hanzo, "Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 19, no. 16, pp. 999-1008, June 2001.

[5] J. Volder, "The CPRDIC trigonometric computing technique," *IRE Trans. On Electric Computers*, vol. EC-8, no.3, pp.330-334, Sept. 1959.

[6] Y. H. Hu, "The quantization effects of the CORDIC algorithm," *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol. 40, no. 4, pp. 766-769, Apr. 1992

[7] IEEE, *Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, P802.11a/D7.0, July 1999.

[8] O. Edfors, M. Sandell, J. J. Van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931-939, July 1998.

[9] T. N. Zogakis and J. M. Cioffi, "The effect of timing jitter on the performance of a discrete multitone system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 7, pp. 799-808, July 1996.

황진권(Jin Kwon Hwang)



1985년: 서울대학교
제어계측공학과 학사
1987년: 서울대학교
제어계측공학과 석사
1997년: 서울대학교
제어계측공학과 박사
1987년~1993년: 삼성전자
전송연구실 선임연구원

2003년~현재: 우석대학교 전기전자공학과 전임강사
<주관심분야> 통신시스템, 신호처리, 제어시스템