

# IEEE 802.11a PHY의 반송파 주파수 오프셋 보정을 위한 $\tan^{-1}$ 회로 설계

준희원 김수영<sup>\*</sup>, 정희원 임춘식<sup>\*\*</sup>, 조경록<sup>\*</sup>

## Design of an $\tan^{-1}$ circuit for the carrier frequency offset compensation of IEEE 802.11a PHY

Su-Young Kim<sup>\*</sup>, Choon-Sik Lim<sup>\*\*</sup>, Kyoung-Rok Cho<sup>\*</sup> *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 IEEE 802.11a 무선 OFDM 시스템의 반송파 주파수 오프셋 추정에 필요한  $\tan^{-1}$  회로를 구현하였다. 제안된 회로는 위상의 간격이 0.0491 rad 이내로 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있으며, 나눗셈기,  $\tan^{-1}$  ROM, 위상 결정기로 구성되어있다. FPGA를 이용하여 구현한 회로는 AWGN 5dB에서  $\pm 625\text{kHz}$ 의 범위를 추정할 수 있으며 IEEE 802.11a 무선 랜 규격에 적합하다.

키워드: 주파수 동기

### ABSTRACT

In this paper, an  $\tan^{-1}$  circuit for the frequency synchronization of OFDM based IEEE 802.11a is presented. The proposed circuit consists of a divider, an  $\tan^{-1}$  ROM and a phase detector, which can detect frequency offset within 0.0491 rad. The circuit implemented with FPGA shows a pull-in range of under  $\pm 625\text{kHz}$  at 5 dB AWGN. It may be useful for IEEE 802.11a WLAN standard.

### I. 서 론

최근 음성, 문자, 이미지, 영상 데이터 등의 정보를 포함하는 멀티미디어 정보를 무선 환경에서 고속 데이터 전송을 하기 위한 기술에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다. 무선 환경에서의 고속 멀티미디어 서비스 요구의 증가로 5GHz 대역에서 6~54 Mbps의 전송 속도를 가지는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 물리계층의 전송 방식으로 채택한 IEEE 802.11a의 적용이 활발하게 이루어지고 있다.

OFDM 전송 방식은 전체 전송 대역을 다수의 직교 부채널(orthogonal subchannel)로 분할하여 각 부채널(subchannel)로 데이터를 동시에 전송하는 다중

반송파(multi-carrier) 전송 방식으로 전송 심볼의 주기가 원래 데이터의 주기보다 길다. 따라서 고속 데이터 전송시에 발생하는 ISI(Inter-Symbol Interference)에 효과적으로 대처 할 수 있다<sup>[1]</sup>. OFDM 시스템은 부반송파의 직교성을 이용하므로 무선 채널로 전송된 신호를 정확히 복조하기 위해서는 신호의 시간 동기 및 반송파 주파수 동기가 매우 중요하게 다루어진다<sup>[2]</sup>. 송신단과 수신단 사이의 오실레이터의 차이와 도플러 주파수 천이 등에 의해 발생하는 반송파 주파수 오프셋은 전체 부 반송파간의 직교성에 영향을 주게 되어 부 채널 간의 ICI(Inter-Channel Interference), 위상 회전, 크기 감소등의 왜곡이 발생하여 시스템 전체 성능을 저하시킨다<sup>[3]</sup>.

OFDM 시스템에서 요구하는 반송파 주파수 동기의

\* 충북대학교 정보통신공학과 통신회로및시스템설계연구실(sykim@hbt.chungbuk.ac.kr) 충북대학교컴퓨터정보통신연구원,

\*\* 한국 전자 통신 연구원

논문번호 : 020468-1025, 접수 일자 : 2002년 10월 25일

허용 오차는 부반송파(subcarrier) 간격의 1%이내 이  
어야 한다<sup>[4]</sup>. 따라서 IEEE 802.11a 무선랜의 부반송  
파 사이의 간격은 312.5kHz 이므로, 허용되는 오차는  
3.125kHz 이내 이어야 한다.

반송파 주파수 옵셋 추정 연산시  $\tan^{-1}$  연산이  
필요하며, 일반적으로  $\tan^{-1}$  연산은 CORDIC (Coordi  
nated Rotation Digital Computer) 알고리즘을 이용  
한다. CORDIC 알고리즘을 이용한 회로의 특징은  
회로의 크기가 적고, 연산의 정확도가 높으나 연산  
시간이 길다는 단점이 있다. 또한 많은 데이터를 연  
속으로 처리할 경우에는 배열형의 파이프라인 단계  
로 구현하여 연산 시간을 줄일 수 있지만, 연속 되지  
않은 데이터의 경우에는 파이프라인 단계만큼의 지  
연이 발생한다. 반송파 주파수 옵셋의 추정에서  $\tan^{-1}$   
연산은 IEEE 802.11a 데이터 포맷의 보호구간의  
시간인 0.8 $\mu$ s 이내에 이루어져야 하므로 CORDIC 알  
고리즘의 사용은 본 시스템에서는 적합하지 않다.

본 논문에서는 반송파 주파수 옵셋 추정 연산이  
데이터 포맷의 보호구간 보다 짧은 시간에 이루어지  
고, 반송파 주파수 동기의 허용 오차인 부반송파(sub  
carrier) 간격의 1% 이내로 추정 가능한 메모리 구  
조를 갖는 새로운  $\tan^{-1}$  회로를 제안하고 반송파 주  
파수 옵셋 추정기에 적용하였다. 제안한  $\tan^{-1}$  회로  
는 tan 함수의 대칭성을 이용하여 회로의 크기를 줄  
였으며, 초기 및 미세 반송파 주파수 옵셋 추정에 공  
유하여 사용 가능하도록 하였다.

논문의 구성은 II장에서는 반송파 주파수 동기화  
알고리즘과 제안한  $\tan^{-1}$  회로를 적용한 반송파 주  
파수 옵셋 추정기의 구조를 제시하였다. III장에서는  
나뉠셈기의 구조와 위상 추출을 위한  $\tan^{-1}$  회로에  
대한 설계방법을 제시하였다. IV 장에서는 구현된  
 $\tan^{-1}$  회로의 컴퓨터 시뮬레이션 및 FPGA로 구현한  
시스템의 성능 분석 결과를 나타내고, V장에서 결론  
을 맺는다.

**II. 반송파 주파수 동기 알고리즘**

**2.1 IEEE 802.11a 프리엠블 신호**

고속 WLAN을 위한 IEEE 802.11a은 물리계층의  
구조와 PPDU(Physical Protocol Data Unit)를 규정  
하고 있다. 그림 1은 IEEE 802.11a WLAN 프리엠  
블 신호의 시간영역의 구조이다. 프리엠블 신호는 동  
기화를 위해 사용되며 새로운 프레임이 시작할 때마

다 데이터 신호의 앞에 전송하고, 변조 방식과 데이  
터의 속도에 상관없이 항상 동일한 신호를 전송 한  
다 <sup>[1]</sup>. 프리엠블 신호는 시간 영역에서 그림 1과 같  
이 t1~t10의 반복되는 10개의 짧은 훈련 심볼(short  
training symbol)과 T1~T2의 반복되는 2개의 긴 훈  
련 심볼(long training symbol)로 구성되어 있으며  
전체 주기는 16 $\mu$ s이다. 짧은 훈련 심볼 t1~t5는  
signal detect, AGC(Auto Gain Control), Diversity를  
위하여 사용하고, t6~t10은 초기 반송파 주파수 동  
기화와 심볼 시간 동기에 사용되고 식 (1)과 같이 12  
개의 위상 변조된 부반송파로 구성된다.

$$S_{26,26} = \sqrt{(13/6)} \times \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, \\ 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, \\ -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\ 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, \\ 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, \\ 0, 0\} \quad (1)$$

여기에서  $\sqrt{(13/6)}$ 은 52개의 부반송파 중에 12개  
의 부반송파만을 사용하는 OFDM 심볼의 평균전력  
을 정규화 하기 위해 곱한다. 짧은 훈련 신호는 4배  
수에 해당하는 부 반송파에만 0이 아닌 신호가 실려  
있기 때문에 FFT 주기의 1/4에 해당하는 0.8 $\mu$ s의 주  
기를 가지며, 10번 반복되는 짧은 훈련 심볼의 총 주  
기는 8 $\mu$ s이다. 긴 훈련 심볼인 T1, T2는 채널 추  
정과 미세 반송파 주파수 동기화에 사용되며 식(2)  
와 같이 53개의 위상 변조된 부반송파로 구성된다.

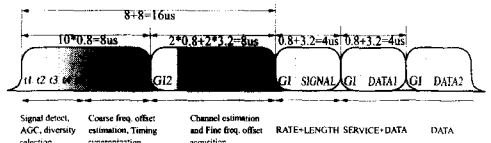


그림 1. IEEE 802.11a WLAN 프리엠블 구조

$$L_{26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, \\ 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, \\ 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, \\ -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, \\ -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\} \quad (2)$$

긴 훈련 신호의 주기는 FFT 주기와 같은 3.2 $\mu$ s이

며, 2번 반복되고 1.6 $\mu$ s의 보호 구간이 더해져 총 8  $\mu$ s가 된다. 긴 훈련 심볼의 보호구간은 데이터 심볼의 보호구간의 두 배이며, IFFT( Inverse Fast Fourier Transform) 출력의 마지막 32샘플을 순환 확장하여 사용 한다<sup>[1]</sup>.

2.2 반송파 주파수 옵셋 추정 알고리즘

단일 반송파 시스템과 마찬가지로 OFDM 시스템도 반송파 주파수 동기가 필요하다. OFDM 시스템에서 반송파 주파수 옵셋의 영향은 부반송파간의 직교성을 파괴시켜 채널 사이에 ICI가 발생하는 원인이 된다. IEEE 802.11a WLAN 방식의 OFDM 복조 시스템에서는 부 반송파간 간격이 작으므로 그 영향은 더욱 심각해진다. OFDM 방식에서 주파수 옵셋의 영향을 받은 수신된 신호는 식 (3) 과 같다.

$$y(k) = x(k) \times e^{\frac{j2\pi\epsilon k}{N}} + u(k) \tag{3}$$

여기에서,  $y(k)$ 는 반송파 주파수 옵셋의 영향을 받은 수신된 신호,  $x(k)$ 는 송신단에서 송신된 이상적인 신호,  $\epsilon$ 은 부반송파의 주파수 간격으로 정규화시킨 반송파 주파수 옵셋을 의미한다. 실제 발생한 반송파 주파수 옵셋을  $f_{offset}$  이라 할 때,  $\epsilon$ 는 식(4)와 같이 표현된다. 또한 N은 부반송파의 총 개수를 나타내고,  $k$ 는  $k$  번째 부반송파 그리고  $u(k)$ 는 AWGN 채널이다.

$$\epsilon = \frac{f_{offset}}{312.5\text{kHz}} \tag{4}$$

반송파 주파수 옵셋 추정은 수신된 훈련신호의 상호 상관 함수 결과값을 argument 연산하여 추정한다. 초기 반송파 주파수 동기 추정시에는 수신된 짧은 훈련신호를 이용하고, 미세 반송파 주파수 동기 추정시에는 수신된 긴 훈련 신호의 상호 상관 함수의 결과값을 이용하여 추정한다. 식(5)은 상호 상관 연산식이고, 식(6)은 식(5)의 결과인 상호 상관값을 이용한 추정식이다<sup>[6]</sup>.

$$R(\nu) = \sum_{n=0}^{\nu-1} y_n^* \cdot y_{n+\nu} = e^{\frac{j2\pi\epsilon\nu}{N}} \cdot \sum_{n=0}^{\nu-1} |y_n|^2 \tag{5}$$

$$= \text{Re}\{R(\nu)\} + j\text{Im}\{R(\nu)\}$$

$$\hat{\epsilon} = \frac{N\angle[R(\nu)]}{2\pi\nu} = \frac{N}{2\pi\nu} \cdot \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}\{R(\nu)\}}{\text{Re}\{R(\nu)\}}\right) \tag{6}$$

여기에서, N은 부반송파의 수인 64이고,  $y(k)$ 는 수신된 훈련신호,  $\nu$ 는 상호상관함수에 사용된 샘플 수를 의미한다. 즉  $\nu$  값은 초기 반송파 주파수 옵셋 추정에는 16, 미세 반송파 주파수 옵셋 추정에는 64가 된다.  $\angle(\cdot)$ 는 argument 연산을 의미한다. 따라서 반송파 주파수 옵셋을 추정하기 위해 나눗셈 연산과  $\tan^{-1}$  연산이 필요하다.

2.3 반송파 주파수 옵셋 추정기

반송파 주파수 옵셋 추정 회로는 자기 상관 함수기와  $\tan^{-1}$  회로로 할 수 있다. 자기 상관 함수기는 지연회로, 공액 복소수 곱셈기 및 가산기로 구성 되어 있다. 그림 2는 반송파 주파수 옵셋 추정기의 전체 구조이다. 자기 상관 함수기는 수신된 데이터를 지연 회로를 이용하여  $\nu$  만큼 지연 시키고, 지연 되지 않은 데이터는 직접 공액 복소 곱셈기에 입력하여 공액 복소 곱셈을 취한다. 이 결과를 이용하여  $\nu$  만큼 이전의 데이터들의 합과 덧셈 연산하여 출력한다. 이 출력은  $\tan^{-1}$  회로의 입력으로 사용되어 반송파 주파수 옵셋의 양을 추정한다.

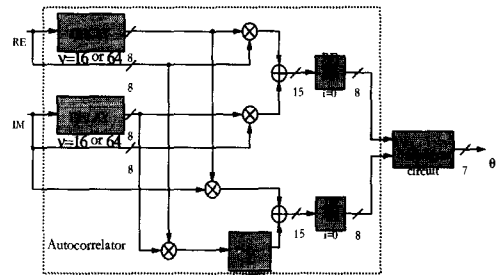


그림 2 반송파 주파수 옵셋 추정기의 블록도

III.  $\tan^{-1}$  회로 설계

$\tan^{-1}$  회로는 자기 상관 함수의 결과를 argument 연산하여 수신된 신호의 반송파 주파수 옵셋의 양을 추정한다. 그림 3은 제안된  $\tan^{-1}$  회로의 전체 구조이다. 제안된 회로는 나눗셈 연산기,  $\tan^{-1}$  ROM, 위상 결정기로 구성되어 있다. 나눗셈 연산기는 상관 함수기로 구한 실수부와 허수부의 나눗셈 연산을 처리하고,  $\tan^{-1}$  ROM은 나눗셈기의 몫을 이용하여 0 ~  $\pi/2$ 까지의 위상을 얻어낸다. 이 결과를 이용하여 위상 결정기에서  $\tan^{-1}$  회로 입력의 실수부와 허수부의 부호를 이용하여 각 사분면을 결정하고  $-\pi \sim \pi$

의 위상을 출력한다.

3.1 나눗셈 연산기 설계

$\tan^{-1}$  연산의 입력은 상관함수 출력  $R(v)$ 의 허수부를 실수부로 나누어진 값을 사용한다. 따라서  $\tan^{-1}$  연산을 하기 전에 나눗셈 연산을 해야 한다. 나눗셈 연산기는 고정 소수점방식으로 입력 받아 부동 소수점 연산 방식으로 변환하여 연산 하였다. 나눗셈 연산기의 출력은  $\tan^{-1}$  ROM의 크기를 줄이기 위해 나눗셈의 결과를 재연산하여 지수부와 가수부를 출력한다. 나눗셈 연산기는 그림 4과 같이 전위 처리부, 나눗셈 처리부, 후위처리부로 구성 된다. 방식으로 입력 받아 부동 소수점 연산 방식으로 변환하여 연산 하였다. 나눗셈 연산기의 출력은  $\tan^{-1}$  ROM의 크기를 줄이기 위해 나눗셈의 결과를 재연산하여 지수부와 가수부를 출력한다. 나눗셈 연산기는 그림 4과 같이 전위처리부, 나눗셈 처리부, 후위 처리부로 구성 된다.

전위 처리부(Preprocessor)는 나눗셈 연산을 하기 전에 수의 체계를 고정소수점을 부동소수점으로 변환한다. 나눗셈 처리부의 입력은 상호상관 연산의 결과인  $R(v)$ 값을 사용하기 때문에 나눗셈 연산기의 입력의 수 체계는  $-1\sim 1$  범위의 2의 보수 고정소수점 방식이다. 그러나  $\tan^{-1}$  ROM을 접근하기 위한 나눗셈 연산기의 출력  $Q$ 는  $0\sim\infty$ 의 값이므로 나눗셈 연산기의 출력은 부동 소수점 방식으로 변환하여 출력해야 한다. 전위 처리기는 나눗셈 연산기 입력의 부

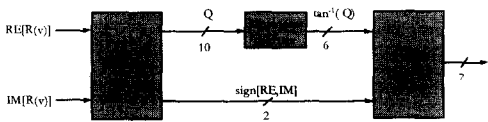


그림 3  $\tan^{-1}$  회로의 블록도

호 추출과, 지수와 가수를 분리하고  $\tan^{-1}$  ROM이 1사분면의 값만을 저장하고 있으므로 입력 값이 음수인 경우 2의 보수를 취한다. 가수부의 비트수는 최대 7bit가 되지만, MSB는 항상 '1'이므로 1bit를 줄여 6bit만을 취하였다<sup>[7]</sup>. 그림 4의 나눗셈 처리기(Division Processor)는 부호없는 비복원 나눗셈 알고리즘을 사용하여 전위처리기로부터 구한 가수부를 입력으로 받아 나눗셈 연산을 한다<sup>[8][9]</sup>. 후위처리부(Postprocessor)에서는 나눗셈 연산기의 출력이 접근할  $\tan^{-1}$  ROM의 중복되는 값을 제거하여 최적화시키기 위해 식(7)에 따라 지수부와 가수부를 재 연산한다.

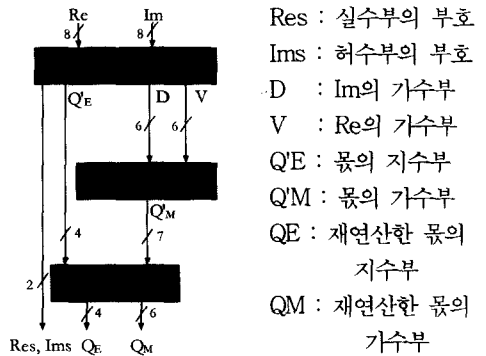
$$Q_E = \begin{cases} Q'_E, & Q'_M(7) = 1 \\ Q'_E - 1, & Q'_M(7) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$Q_M = \begin{cases} Q'_M, & Q'_E(7) = 1 \\ 2Q'_M, & Q'_E(7) = 0 \end{cases}$$

즉, 나눗셈한 몫의 가수부인  $Q'_M$ 의 최상위 비트를 항상 1로 만들어 주기 위하여 지수항과 가수항에 대해 재 연산한다. 후위처리부의 출력  $Q'_E, Q'_M$ 을 이용하여  $\tan^{-1}$  ROM에 접근한다. 이때 재연산한 지수항  $Q'_E$ 이 선행 조건이 되고, 재 연산한 가수항  $Q'_M$ 은 후행 조건이 된다.

3.2  $\tan^{-1}$  연산기 설계

OFDM 변조 방식의 주파수 허용 오차는 부반송파 간격의 1% 이내여야 한다<sup>[4]</sup>. 따라서 IEEE 802.11a 무선 랜의 부반송파 사이의 간격은 312.5kHz 이므로 3.125kHz 이내의 해상도를 가져야 한다. 이것은 미세 반송파 주파수 동기 이후의 허용오차이다. 따라서



- Res : 실수부의 부호
- Ims : 허수부의 부호
- D : Im의 가수부
- V : Re의 가수부
- Q'E : 몫의 지수부
- Q'M : 몫의 가수부
- Q'E : 재연산한 몫의 지수부
- Q'M : 재연산한 몫의 가수부

그림 4. 나눗셈 연산기의 구조

미세 반송파 주파수 동기에 사용될  $\tan^{-1}$  연산기는 3.125kHz 보다 높은 해상도를 가져야 한다.

본 논문에서는 ROM을 이용하여 허용 오차 보다 높은 해상도를 가지는  $\tan^{-1}$  연산기를 구현하였다. 구현한  $\tan^{-1}$  연산기는 회로의 크기를 줄이기 위해  $\tan$  함수의 주기성을 이용하여 좌표 평면상의 1사분면의 값만을 ROM에 저장하였고, ROM에 저장하는  $\tan^{-1}$  함수의 값은 허용 오차보다 해상도가 높아야 하기 때문에  $0 \sim \pi/2$  사이의 위상 간격을 주파수의 해상도를 고려하여 결정하였다. 해상도를 결정하기 위해 반송파 주파수 오셋의 추정 범위와 허용 오차

를 고려하면  $\tan^{-1}$  ROM의 크기를 결정할 수 있다. 반송파 주파수 옵셋 추정은 초기 반송파 주파수 옵셋 추정과 미세 반송파 주파수 옵셋 추정으로 이루어진다. 따라서 본 논문에서는 초기 반송파 주파수 동기와 미세 반송파 주파수 동기 과정에서  $\tan^{-1}$  회로를 공유하기 위해 두 가지 추정 과정의 해상도를 모두 만족시키는  $\tan^{-1}$  ROM을 구현하였다.

해상도가 허용 오차보다 높고 최소한의 크기를 가지는  $\tan^{-1}$  ROM의 크기를 고려해 보면 다음과 같다. 초기 반송파 주파수 옵셋 추정 가능 범위는  $-2 \leq \hat{\epsilon} \leq 2$  이므로 식 (8)과 같이 초기 반송파 주파수 동기에 의해 추정 가능한 반송파 주파수 오차 범위를 구할 수 있다.

$$-2 \times 3.125 \text{kHz} \leq \Delta f_{\epsilon, \text{COARSE}} \leq 2 \times 3.125 \text{kHz} \quad (8)$$

따라서 초기 반송파 주파수 동기화에서 추정 가능한 반송파 주파수 옵셋의 범위는 다음 식과 같다.

$$-625 \text{kHz} \leq \Delta f_{\epsilon, \text{COARSE}} \leq 625 \text{kHz}$$

초기 반송파 주파수 동기 이후에 남아있는 주파수 옵셋의 양은 미세 반송파 주파수 옵셋의 추정범위 안에 있어야 한다. 따라서 미세 반송파 주파수 옵셋의 추정범위는  $-0.5 \leq \hat{\epsilon} \leq 0.5$  이므로 ROM에 저장된 위상의 간격은  $\frac{1250 \text{ kHz}}{156.25 \text{ kHz}} = 8$  이상의 값으로  $2\pi$ 를 나눈 값이 된다.

미세 반송파 주파수 동기의 경우도 같은 방법으로 구할 수 있다. 미세 반송파 주파수 동기의 추정범위는  $-0.5 \leq \hat{\epsilon} \leq 0.5$ 이므로 식 (9)와 같이 미세 반송파 주파수 동기에 의해 추정 가능한 반송파 주파수 오차 범위를 구할 수 있다.

$$-0.5 \times 3.125 \text{kHz} \leq \Delta f_{\epsilon, \text{FINE}} \leq 0.5 \times 3.125 \text{kHz} \quad (9)$$

따라서 미세 반송파 주파수 동기화에서 추정 가능한 반송파 주파수 옵셋의 범위는 다음과 같다.

$$-156.25 \text{kHz} \leq \Delta f_{\epsilon, \text{FINE}} \leq 156.25 \text{kHz}$$

미세 반송파 주파수 옵셋 추정 이후에 남아있는

반송파 주파수 옵셋의 양은  $-0.01 \leq \hat{\epsilon} \leq 0.01$  이어야 한다. 따라서 ROM에 저장된 위상의 간격은  $\frac{312.5 \text{kHz}}{3.125 \text{kHz}} = 100$  이상의 값으로  $2\pi$ 를 나눈 값이 된다.

본 논문에서는 초기 반송파 주파수 동기와 미세 반송파 주파수 동기시  $\tan^{-1}$  연산기를 공유하기 위하여 두 조건을 모두 만족시키는 크기인 128로 구현하고, 위상의 해상도는  $\frac{2\pi}{128} \cong 2.8125^\circ$  로 하였다.

또한  $\tan^{-1}$  ROM의 크기를 감소시키기 위해  $\tan$  함수의 대칭적 특성을 이용하여, 그림 5와 같이 1사분면에서의 값 33개 값만을  $\tan^{-1}$  ROM에 저장하였다. 따라서  $\tan^{-1}$  ROM에 저장된 위상 값은  $\frac{\epsilon}{\pi} = 0.015625$ 의 간격으로 33단계의 값이 저장되어 있다. 본 논문에서 제안한  $\tan^{-1}$  회로를 이용하여 반송파 주파수 옵셋을 추정 시 최소 추정 범위는 초기 반송파 주파수 옵셋의 경우는 식(10)과 같고, 미세 반송파 주파수 옵셋의 경우는 식(11)과 같다.  $\tan^{-1}$  ROM에 저장되어 있는 값은 나눗셈 연산을 따로 하지 않고  $\tan^{-1}$  연산 결과를  $\pi$ 로 나눈 값이 저장되어 있다. 또한  $\tan^{-1}$  ROM의 출력은 아날로그신호로 변환(DAC)하여 VCO(Voltage Control Oscillator)를 제어하기 때문에 추정한 위상의 값을 출력하지 않고, 추정한 옵셋 양의 단계를 출력한다. 즉 추정한 주파수 옵셋의 양이 0일때 000000<sub>2</sub>을 출력하고, 0.015625일때 000001<sub>2</sub>을 출력한다. 따라서  $\tan^{-1}$  ROM의 출력은 6 bit로 하였고, 000000<sub>2</sub> ~ 100000<sub>2</sub>의 33개의 값을 출력하게 된다.

$$\hat{\epsilon}_{\text{Coarse}_{\text{min}}} = \frac{N}{2\nu} \cdot \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}[R(\nu)]}{\text{Re}[R(\nu)]}\right)}{\pi} \quad (10)$$

$$= \frac{64}{2 \cdot 16} \times 0.015625 = 0.03125$$

$$\hat{\epsilon}_{\text{Fine}_{\text{min}}} = \frac{N}{2\nu} \cdot \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}[R(\nu)]}{\text{Re}[R(\nu)]}\right)}{\pi} \quad (11)$$

$$= \frac{64}{2 \cdot 64} \times 0.015625 = 0.0078125$$

즉, 반송파 주파수 옵셋 추정의 해상도는 초기 반송파 주파수 옵셋 추정은 약 9.77kHz, 미세 반송파 주파수 옵셋 추정은 약 2.44kHz의 해상도를 가진다. 따라서 미세 반송파 주파수 옵셋 보정 이후에는 반송

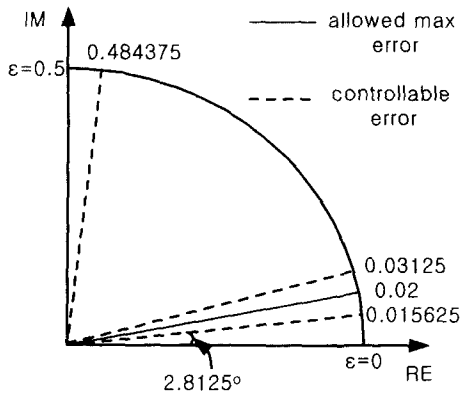


그림 5.  $\tan^{-1}$  ROM에 저장된 위상의 간격

파 주파수 옵셋의 허용 범위 이내의 옵셋만이 남아 있다.

### 3.3 위상 결정기 설계

$\tan^{-1}$  ROM에는  $0 \sim \pi/2$  사이의 각도를 32단계 33개의 값으로 분할하여 각 값에 대하여  $\tan^{-1}$  값이 저장되어 있다. 그러나  $\tan^{-1}$  회로의 출력은  $-\pi \sim \pi$  사이의 전체 위상에 대한 값을 출력해야 한다. 따라서  $\tan^{-1}$  회로의 입력인  $\text{Re}\{R(v)\}$ 와  $\text{Im}\{R(v)\}$ 의 부호비트를 이용하여  $\tan$  함수의 주기성을 이용하여  $-\pi \sim \pi$  사이의 전체 128단계의 값을 출력하는 재연산이 필요하다. 식 (12)은 위상 결정을 위한 재연산식이다.

$$\theta = \begin{cases} \arctan Q, & \text{Res}=0 \text{ and } \text{Im}s=0 \\ \pi - \arctan Q, & \text{Res}=1 \text{ and } \text{Im}s=0 \\ \arctan Q - \pi, & \text{Res}=1 \text{ and } \text{Im}s=1 \\ -\arctan Q, & \text{Res}=0 \text{ and } \text{Im}s=1 \end{cases} \quad (12)$$

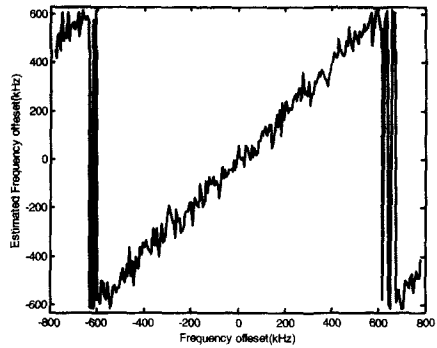
여기에서 Res는 실수부의 부호 비트, Im s 은 허수부의 부호 비트이다.

## IV. 모의실험 및 검증

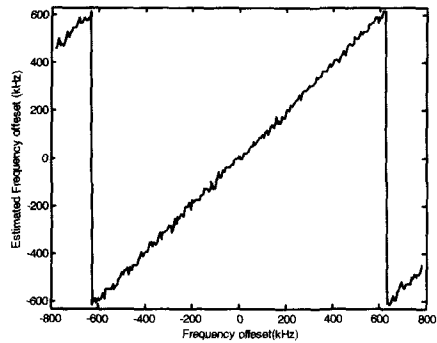
본 논문에서는 제안한  $\tan^{-1}$  회로를 검증하기 위해 Matlab을 이용한 모의실험 결과와 VHDL을 이용하여 FPGA로 구현하여 실험한 결과를 비교 검증 하였다. 검증에 사용한 모의 실험 환경은 표 1과 같다.

그림 6은 SNR에 따른 초기 반송파 주파수 옵셋 추정 성능이다. 반송파 주파수 옵셋의 양은 정규화된 주파수 옵셋을 -2.5에서 0.02씩 2.5까지 증가 시

켰다. 이는 주파수로  $-800\text{kHz} \sim +800\text{kHz}$ 의 범위이다.



(a)



(b)

그림 6. 초기 반송파 주파수 옵셋의 추정범위

a) AWGN = 5dB (b)AWGN = 15dB

표 1. 주요 모의실험 파라미터

Channel model	Indoor channel
Multipath	2
symbol timing	Ideal symbol timing

그림 6을 보면 미세 반송파 주파수 옵셋 추정 범위가  $|\hat{\epsilon}| \leq 2$ 이므로 그 범위를 넘어 서면 반송파 주파수 옵셋을 추정하지 못하는 것을 알 수 있다. 그림 6에서 (a)는 (b)보다 잡음에 의해 반송파 주파수 옵셋 추정 성능이 떨어지고 추정 범위가 작아지는 것을 보여준다.

그림 7은 정규화된 반송파 주파수 옵셋의 양이 0.8일때의 SNR에 따른 초기 반송파 주파수 동기화 이후 잔존하는 주파수 옵셋에 대한 RMSE(Root Mean Square Error)를 Matlab 모의 실험 결과와 FPGA로 구현하여 실험한 결과를 비교한 것이다. 그림7에서  $E_{\text{max}}$ 는 초기 반송파 주파수 동기 과정

이후의 허용된 주파수 옵셋의 최대 양인 156.25kHz를 의미한다. 따라서 초기 반송파 주파수 동기화 이후의 허용 오차 이내로 추정하였음을 확인 할 수 있다.

그림 8은 SNR에 따른 미세 반송파 주파수 옵셋 추정 성능이다. 반송파 주파수 옵셋의 양은 정규화된 주파수 옵셋을 -1.0부터 0.01씩 1.0까지 증가 시켰다. 그림 8(a)을 보면 초기 반송파 주파수 옵셋의 경우 보다 잡음에 의한 영향이 작은 것을 확인할 수 있다. 이는 초기 반송파 주파수 옵셋 추정은 16개의 훈련신호에 대한 상호 상관 함수의 결과를 사용하며, 미세 반송파 주파수 옵셋 추정은 64개의 훈련 신호에 대한 상호 상관 함수의 결과를 사용하였기 때문이다.

그림 9는 정규화된 반송파 주파수 옵셋의 양이 0.25일때의 SNR에 따른 미세 반송파 주파수 동기화 이후 잔존하는 반송파 주파수 옵셋에 대한 RMSE를 Matlab 모의 실험 결과와 FPGA로 구현하여 실험한

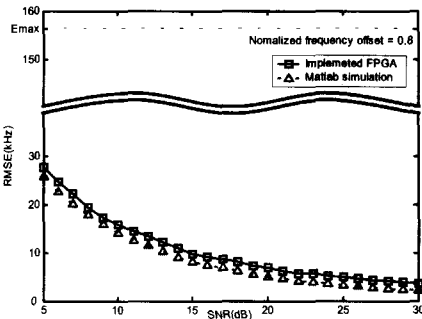
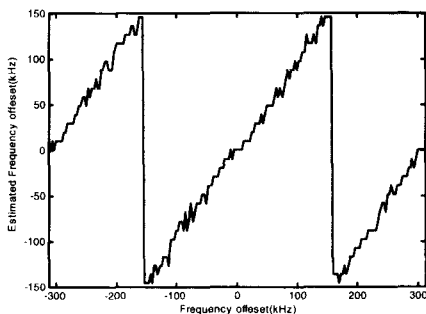
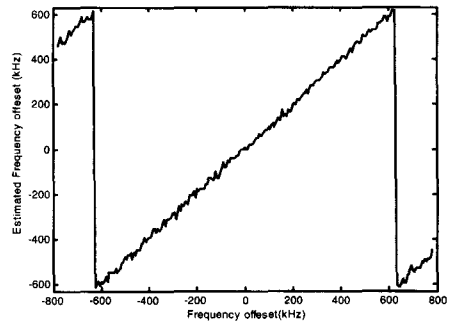


그림 7. 초기 반송파 주파수 옵셋 추정에 대한 시뮬레이션 결과와 FPGA 구현 결과의 RMSE 성능 비교

한 결과를 비교한 것이다. 그림9에서  $E_{max}$ 는 미세 반송파 주파수 동기 과정 이후의 허용된 주파수 옵셋



(a)



(b)  
그림 6. 초기 반송파 주파수 옵셋의 추정범위

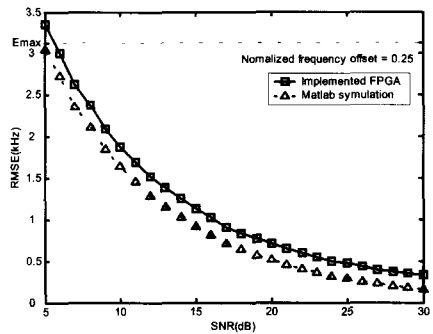


그림 9. 미세 반송파 주파수 옵셋 추정에 대한 시뮬레이션 결과와 FPGA 구현 결과의 RMSE 성능 비교

의 최대 양인 3.125MHz를 의미한다. 따라서 AWGN 5dB 이상의 채널 환경에서 미세 반송파 주파수 동기화 이후의 허용 오차 이내로 추정하였음을 확인할 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 IEEE 802.11a WLAN 훈련신호의 상호상관 값을 이용하여 반송파 주파수 허용 오차 이내의 옵셋 양을 추정하는 간단한 구조를 가지는  $\tan^{-1}$  회로를 구현하였다. OFDM 신호의 데이터 포맷의 보호구간 이전에 반송파 주파수 옵셋 추정을 할 수 있도록 처리 속도를 높이기 위하여  $\tan^{-1}$  연산을 CORDIC 알고리즘 대신 메모리 구조를 이용하여 연산하는 회로를 설계하였고, 회로의 크기를 감소하기 위해  $\tan^{-1}$  함수의 1 사분면만의 값을 ROM에 저장한 후  $\tan$  함수의 주기성을 이용하여 전체 사분면의 값으로 확장하였다. 또한 초기 주파수 옵

셋 추정과 미세 주파수 옵셋 추정시 별도의  $\tan^{-1}$  회로를 사용하지 않고 하나의 회로를 공유하는 구조로 설계 하였다. 제안된 회로는 나눗셈 연산부에서 부동 소수점 방식으로 변환하여 나눗셈 연산을 한다. 따라서 작은 입력이 들어와도 그 값을 무시하지 않고 연산함으로써 CORDIC 알고리즘을 이용한 연산보다 정확한 연산을 할 수 있다.

구현한 회로는 크게 나눗셈 연산부와  $\tan^{-1}$  연산기, 위상 결정기로 구성되며 회로의 크기는 7만 게이트 이다. 동작 속도는 0.35 $\mu$ s CMOS 공정에서 0.475 $\mu$ s이며,  $\tan^{-1}$  전단의 상판 연산기의 지연이 0.2 $\mu$ s이므로 반송파 주파수 옵셋 추정기는 0.675 $\mu$ s에서 동작을 한다. 이는 IEEE 802.11a 데이터 포맷의 보호구간의 시간인 0.8 $\mu$ s보다 짧으므로 FFT 연산이 이루어지기 전에 데이터의 손실이 없이 반송파 주파수 옵셋 보정이 가능하다.

FPGA로 구현된 회로는 AWGN 5dB 이상의 채널 환경에서 반송파 주파수 옵셋의 추정 범위는 초기 반송파 주파수 옵셋 추정시에는 -625kHz~625kHz, 미세 반송파 주파수 옵셋 시에는 -156.25kHz~156.25kHz의 추정 범위를 보였으며, AWGN 5dB 이상의 채널 환경에서 미세 반송파 주파수 옵셋 추정 이후의 잔존하는 옵셋의 양이 3.125kHz 이내로 추정하였음을 확인 할 수 있다. 이는 IEEE 802.11a WLAN 규격을 충분히 만족하고 있다.

### 참 고 문 헌

[1] IEEE, "Part II: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer specification: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band," IEEE standard 802.11a, Dec. 1999

[2] T. Pollet and M. Moeneclaey, "Synchronizability of OFDM signal," in *Proc. Globecom'95*, VOL.3, pp.2054-5058, Nov.1995

[3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. On Commun.*, VOL.42, No.10, pp.2908-2914, Oct. 1994

[4] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. On Commun.*, VOL.43, No.2/3/4, pp.191-193, Feb/Mar/Apr. 1995

[5] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston, London : Artech House, July 2000

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

[7] IEEE, Binary Floating-point Arithmetic, IEEE standard 854, August. 1985

[8] John P. Hayes, *Computer Architecture and Organization*, McGRAW-HILL, 1988

[9] Waser, S., and M. J. Flynn, *Introduction to Arithmetic for Digital System Designers*, Holt, Rinehart, & Winston, 1982.

김 수 영(Su-Young Kim)

정회원



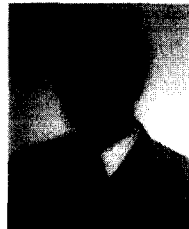
2001년 : 충북대학교 전기전자공학부 학사

2002년 3월 ~ 현재 : 충북대학교 정보통신공학과 석사과정

<주관심분야> 디지털 통신 시스템, 무선 통신 시스템, ITS

임 춘 식(Choon-Sik Lim)

정회원



1975년 : 한국항공대학교 통신공학과 학사

1986년 : 한국항공대학교 전자공학과 석사

1992년 : 요코하마 국립대학교 전자정보공학과 박사

1980년 8월~현재: 한국전자통신연구원 ITS 시스템 연구개발 팀장

<주관심분야> 무선패킷통신, 디지털 이동통신, ITS, 위성통신, 모바일 Telematics



조 경 록(Kyoung-Rok Cho)

정회원

1977년 : 경북대학교 전자공 학  
과 학사

1989년 : 일본 동경대학교 전  
자 공학과 석사

1992년 : 일본 동경대학교 전  
자 공학과 박사

1979년~1986년 : (주)금성사 T

V연구소 선임연구원

1999년~2000년 : 오레곤 주립대학 객원교수

1992년~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 교수

<주관심분야> VLSI 시스템 설계, 통신 시스템용 L  
SI개발, 고속 마이크로프로세서 설계