

OFDM 기반 WAVE 시스템 동기알고리즘 제안

The Propose of WAVE System Synchronization Algorithm Based on OFDM

오세갑*, 유기희**, 강희조*

Se-Kab Oh*, Ki-Hee Ryu** and Heau-Jo Kang*

요약

본 논문에서는 고속의 무선 채널환경에 있는 WAVE시스템에 적합한 계수추적 동기알고리즘을 제안한다. WAVE 시스템에 대한 표준화 작업이 진행 중인 IEEE802.11p의 물리계층인 OFDM 시스템에 대하여 페이딩과 주파수 오프셋이 존재하는 환경을 고려하여 시스템의 성능을 구해내고, 제안하는 계수추적동기 알고리즘을 적용하여 기존 방식과 성능 비교한다. 시뮬레이션을 통해 제안하는 시스템이 기존방식에 비해 우수한 성능을 나타냄을 보인다.

Abstract

In this paper the Coefficient Tracking Synchronization Algorithm is proposed for the compensation and the suitability of the fast channel fluctuation OFDM in the WAVE(Wireless Access in Vehicular Environments) system. The in progress of standardization WAVE process, IEEE802.11p's physical layer is considered on the coexistence of fading and Frequency offset of OFDM channel to find the system performance ability and the comparing examination which is taken on the proposed method of Coefficient Tracking Synchronization Algorithm and the performance efficiency. Through the simulation result we also can see that the proposed system improves the channel estimation ability and offers an extra efficiency if compared to the existing method.

Keyword : WAVE, IEEE802.11p, CTSA : Coefficient Tracking Synchronization Algorithm

I. 서론

선진 각국에서는 2010년을 목표로 텔레매틱스 서비스를 위한 무선 인프라 준비를 실현하려 하고 있다. 그 일차적인 목적은 교통사고 및 교통사고 사망자 수를 획기적으로 줄이기 위한 것이다. 국가 차원의 프로젝트로 텔레매틱스 무선 인프라가 정비되면

이를 활용한 민간 차원에서의 다양한 서비스가 제공될 전망이다. 현재 IEEE에서는 미국에서 추진하고 있는 ITS 사양을 WAVE라 칭하고 이것은 802.11p와 IEEE1609로 구성되어 있으며 차량과 노변, 차량간 통신 등 무선 인프라의 표준 규격으로 정하려 하고 있다. 또한 유럽에서도 기본적으로 이 규격을 따르려는 방침이어서 WAVE가 세계 표준 규격으로 확립될

* 목원대학교 대학원 IT공학과 (Dept. of IT Engineering Graduate School, Mokwon University)

** (주)엘지전자(LG Electronics. co. Ltd.)

· 교신저자 (Corresponding Author) : 강희조

· 투고일자 : 2008년 7월 25일

· 심사(수정)일자 : 2008년 7월 28일 (수정일자 : 2008년 8월 22일)

· 게재일자 : 2008년 8월 30일

가능성이 높아지고 있다. 기존의 통신 방식으로는 차량에서의 무선 인터넷을 포함하는 ITS에서 요구하는 다양한 서비스를 수용하는데 한계가 있다. 이러한 다양한 서비스에 대한 요구를 수용하기 위해 표준화 작업반 IEEE802.11p에서는 고속무선채널 환경에서의 고속 전송이 가능한 OFDM기반의 5.9GHz 대역 DSRC규격을 개발하고 있으며, 이미 FCC에서는 채널당 10MHz로 5.850GHz ~ 5.915Ghz 대역을 차세대 OFDM 기반 차세대 DSRC를 위한 주파수 대역을 할당해 주었다[1-3].

기존의 OFDM 방식을 채택하는 IEEE802.11a같은 무선 패킷 전송시스템에서는 송수신단간의 무선 채널에서 페이딩이 발생하여 수신단에서는 채널 등화를 위한 채널 예측과정이 필요하게 된다. 그러나 수신기의 이동속도를 고려 할 때 패킷 길이에 대응되는 시간 동안 채널 상태가 거의 일정하다고 가정할 수 있으므로 채널예측에 대한 문제를 상당히 간단하게 해결할 수 있다. 그러나 OFDM 기반의 WAVE시스템은 차량에 탑재되어 고속 이동 중에 무선 통신을 수행해야 하므로 채널의 상태가 상대적으로 급격히 변동하므로 정지 및 저속 이동 환경에서 적용되었던 기존의 무선랜에 적용되던 OFDM시스템과는 다르게 한 프레임 내에서도 채널의 변동이 발생한다고 가정하여야 한다[4].

그래서 본 논문에서는 이러한 시변 채널 환경에 대한 대처기법으로 고속으로 주행하는 차량환경 통신시스템에 적합한 계수 추적 동기 알고리즘(CTSA : Coefficient Tracking Synchronization Algorithm)을 제안한다. 이 계수 추적 동기 알고리즘은 10개의 짧은 훈련 심볼에서 예측되어진 채널 보상 값, 2개의 긴 훈련 심볼에서 예측된 채널 보상 값, 파일럿에서 얻어진 채널 보상 값을 각각 구하는 방식이 아닌 첫 부분에서 얻어진 채널 보상 계수에 추적치 계수 값으로 급격하게 변동하는 채널의 상태를 모두 보상해줄 수 있는 방법이다. 이 방법은 또한 시스템의 구성을 간단하게 하여 부하를 줄일 수도 있을 것으로 예측되어진다. 시뮬레이션을 통해 제안한 시스템이 기존 동기 알고리즘(Normal Synchronization Algorithm) 보다 성능이 우수함을 보인다.

본 논문 구성은 I장 서론에 이어 II장에서 OFDM

기반 WAVE 시스템 특징 및 해석 모델을 설명하고 III장에서는 제안한 계수추적동기 알고리즘에 대해 설명한다. 그리고 IV장에서는 시뮬레이션 환경과 결과분석을 하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

2-1 WAVE(IEEE802.11P) 특징 및 시스템 해석 모델

WAVE는 차량간 통신 및 차량 노변간 통신을 최대 27Mbps로 제공하는 차세대 ITS무선통신이다. IEEE 802.11a 무선랜과 병행하여 사용가능하며 기본적으로 10MHz 대역폭의 고속 패킷서비스와 핸드오버를 지원한다. 또한 기존 DSRC에 없었던 차량간 Ad-hoc 네트워크를 지원하게 된다. 표 1은 WAVE의 주요 특징을 보이고 있다.

표 1. WAVE 주요특징

Table 1. WAVE main Feature

항목	특성
주파수대역	5.85GHz ~ 5.925GHz
채널	10MHz, 7개
전송속도	3Mbps ~ 27Mbps
최대전송거리	1Km
최대차량속도	200Km
변조방식	QPSK, QAM

IEEE802.11p에서 정의하는 OFDM기반 WAVE시스템은 5.805GHz~5.925GHz대역을 사용하여3~27Mbps의 전송률을 지원하는 고속 무선통신방식의 MAC과 물리계층에 대한 규격으로서 IEEE802.11a기술을 기반으로 고속이동환경에서 응용되도록 정의되어있다, 따라서 시스템 구조와 프레임 구조는 IEEE802.11a의 물리계층과 거의 동일하지만 기본적으로 주파수대역폭을 10MHz 단위로 사용하게 되어 있으며, 이에 따라 전송률 및 타이밍 그리고 시스템 파라미터가 수정되어 사용된다. 또한 WAVE에서 사용되고 있는 채널은 위와 같이 7개이며, ITS 서비스 중 가장 신뢰성이 요구되는 긴급구조 및 차량안전을 위한 전용채널을 별도로 할당하고 있다. 그림 1은

WAVE의 채널 할당을 보이고 있다.

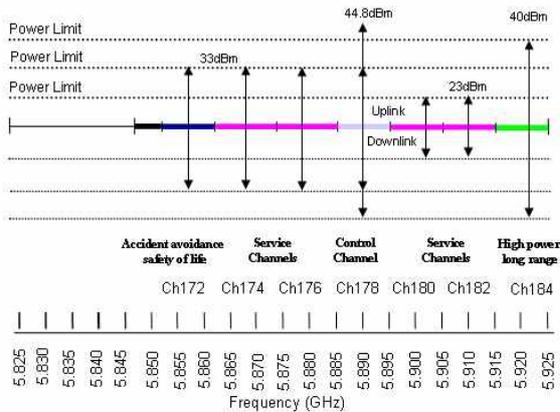


그림 1. WAVE 채널할당 및 전송전력제한
Fig 1.WAVE Channel Allotment and Transmit Power Limit

그림 2는 IEEE802.11p 기반 OFDM WAVE 시스템의 시스템 모델이다, 이 시스템에서 지원하는 통신

속도는 3,4,5,6,9,12,18,24, 27Mbps이고, 3,6,12Mbps는 필수 전송률이다. 본 논문에서의 시뮬레이션에서는 6Mbps QPSK와 12Mbps 16QAM 전송모드를 각각 적용하였다. 송신단에서 입력 데이터는 스크램블링되고 길쌈부호기와 인터리버를 거쳐서 부반송파로 변조되는데, 이때 전송률에 따라서 각각 다른 부호율, 인터리빙크기 및 변조 방식을 갖게 된다. 그 후 4개의 파일럿 톤이 데이터 부반송파에 더해져서 총 52개의 부반송파가 IFFT를 통과하여 하나의 OFDM 심볼을 형성하며, 여기에 보호구간을 삽입한 뒤 윈도우를 취하여 전송하게 된다. 수신부에서는 전송부의 역의 과정으로 원천 신호 (Fundamental signal)를 갖게 된다.

2-2 프리앰블 구조

그림 3은 에 IEEE802.11p 프리앰블 훈련심볼 구조

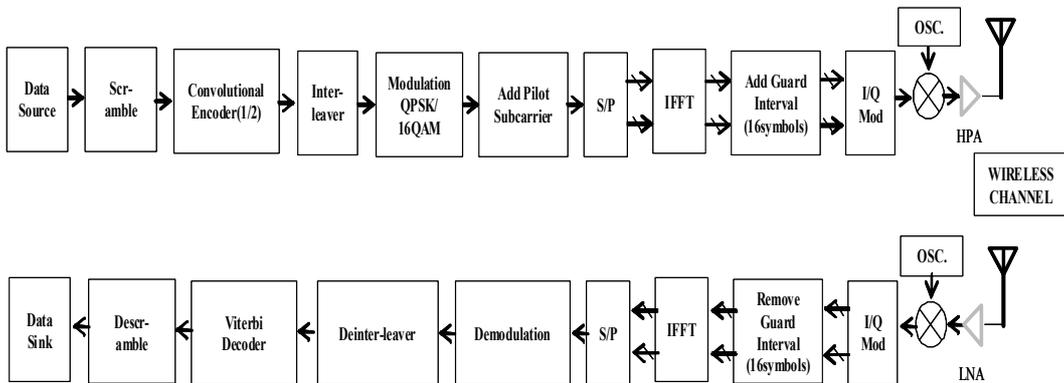


그림 2. IEEE 802.11p 시스템 모델
Fig 2. IEEE 802.11p System Model

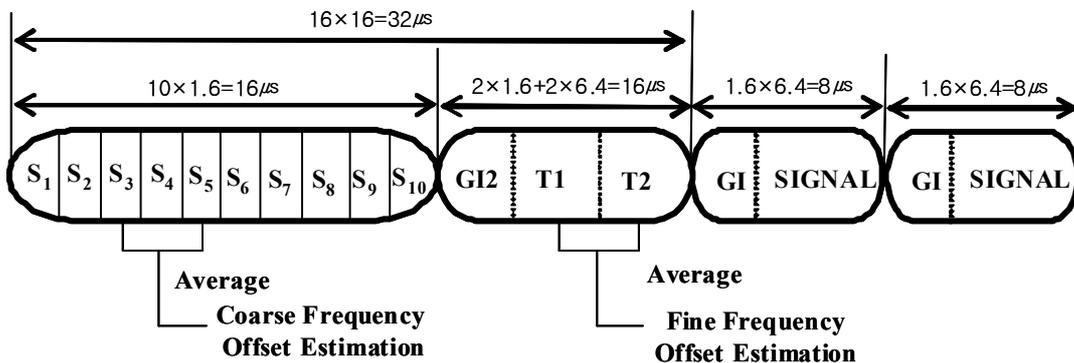


그림 3. IEEE 802.11p 프리앰블 훈련 심볼 구조
Fig 3. IEEE 802.11p Preamble train symbol structure

이다. PLCP 프리앰블 필드의 구조에서 알 수 있듯이 총 프리앰블 구간은 $32\mu s$ 이고 구조는 2개의 훈련 심볼 (short code training symbol, long code training symbol)과 1개의 신호 심볼 (Signal symbol) 그리고 여러 개의 데이터 심볼 (Data symbol)로 구성되어 있다. 훈련 심볼은 송수신기 간에 서로 정해진 신호로 동기 알고리즘 및 등화기 계수를 구하는데 사용된다. 2개의 훈련 심볼은 짧은 훈련 심볼과 긴 훈련 심볼이다. 짧은 훈련 심볼은 10개의 반복되는 열(S1 ... -S10)이 하나의 OFDM 심볼을 구성하며, 개략적인 주파수 오프셋 예측들 위해 사용되어지고, 긴 훈련 심볼은 2개의 반복되는 열(L1 L2)과 보호구간으로 하나의 OFDM 심볼로 정밀 주파수 오프셋 예측을 위해 사용되어진다. 신호 심볼은 데이터 심볼들의 수량, 변조 방식 그리고 부호율 등의 정보를 가지고 있으며, 데이터 심볼은 정보 데이터와 4개의 파일럿이 함께 OFDM 변조 과정을 거쳐 구성된다.

2-3. IEEE802.11P 시스템의 위상/주파수 오차

송신기와 수신기의 반송파 사이에 주파수 오프셋이 존재하고 위상잡음이 없는 경우 샘플링 된 기저대역 시간영역 수신신호는 다음과 같이 나타내진다 [5-6].

$$y_n = r_n e^{j2\pi n\epsilon/N} + w_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} + w_n \quad (1)$$

여기서, $n = -N_G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$, N 는 유효 데이터 서브 캐리어 인덱스, H_G 는 가드 구간 서브 캐리어 인덱스, ϵ 은 부반송파 사이의 최소간격 ($1/T_{sub}$)으로 정규화 된 반송파 주파수 오프셋은 $\Delta f \cdot T_{sub}$ 로 주어진다.

식 (1)에서 나타낸 정규화 된 주파수 오프셋 ϵ 는 짧은 훈련 심볼을 통해 1차 동기 오차 보상(coarse 주파수 오프셋 추정)이 이루어지며, 긴 훈련 심볼을 통해 2차 동기 오차 보상(fine 주파수 오프셋 추정)이 이루어진다[7].

수신된 짧은 훈련 심볼 신호 s_1 과 s_2 는 16 샘플 간격의 신호로서 $s_1(t) = a + jb$, $s_2(t) = c + jd$ 로 나타내며 주파수 오프셋이 발생하지 않는다면, 동일한 값이 될 것이다. 그러나 수신단에서 16 샘플 간격에 일정량의 주파수 차이가 생길 경우, 일정량의 차이를 갖는 주파수 오프셋은 다음과 같이 곱의 형태로 추정해 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} s_1 \times s_2^* &= \exp(j\theta_1 t) \times \exp(-j\theta_2 t) = \exp(j(\theta_1 - \theta_2)t) \\ &= \exp(j\theta t) = (a + jb) \times (c - jd) \\ &= x + jy \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 θ 는 주파수 오프셋을 표현하고 있다.

식(2)의 x, y 값은 실제 구현상에서는 처리 과정이 모두 이진수로만 이루어지므로 주파수 오프셋 보상 값 또한 이진수로 구성된다. 이 이진수 주파수 오프셋을 구하는데 LUT (Look Up Table)와 NCO (Numerically Controlled Oscillator)가 사용된다. LUT 출력의 어떤 신호는 $\arctan(y/x)$ 의 결과값 θ 를 표현하며 NCO는 이진수로 변환시켜 주는 테이블에 해당된다.

표 2. LUT(Look Up Table)
Table 2. LUT(Look Up Table)

15	F5	EA	E0	D6	CC	C2	B9	B0	A8	A0	99	92	8C	86	80
14	F4	E9	DE	D3	C8	BE	B4	AB	A3	9B	93	8D	86	80	7A

2	B4	80	60	4C	3E	34	2D	28	24	20	1D	1B	19	17	16
1	80	4C	34	28	20	1B	17	14	12	10	0F	0E	0D	0C	0B
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15

표 2은 LUT의 하나의 예이며, 만약 식 (2)의 x, y 의 값이 1:6의 비를 갖는다면 LUT 출력 신호가 음영 부분과 같이 1B에 해당된다. 주파수 오프셋을 보정하기 위해서는 LUT 출력 신호 1B를 이용하여 해당되는 $\cos(1B)$ 와 $\sin(1B)$ 의 값을 수신된 신호에 곱해주면 된다. 그러나 주파수 오프셋은 한 패킷 동안 시간에 따른 누적 성분으로 영향을 미치기 때문에

NCO 신호 $1B$ 를 기준으로 식(3)에서 나타낸 것을 각 부반송파 마다 보상신호로 곱해 주어야만 한다.

$$e^{jn'X} = \cos\left(\frac{n'}{N} \times 1B\right) + j \cdot \sin\left(\frac{n'}{N} \times 1B\right) \quad (3)$$

$$n' = l \cdot 64 + n$$

여기서 l 은 $0, 1, \dots$ (전체 OFDM 심볼수-1), n 은 $0, \dots, N-1$ 이고, N 은 64 이다.

주파수 오프셋 을 LUT를 통해 구했다면, 식(2)의 보상값 x, y 의 이진수는 NCO 테이블을 통해 찾을 수 있다. 예제에서처럼 x, y 의 비가 1:6인 경우, LUT 출력 $1B$ 에 해당하는 NCO 테이블 인덱스는 7번 인덱스에서 $x = '11110', y = '00101'$ 의 이진 신호를 구할 수 있다. 표 3은 분해 능력이 64인 경우의 NCO 테이블의 일부를 나타낸다. 만약 분해 능력이 64 이상인 경우에는 보다 정확한 주파수 오프셋 보상이 되는 장점이 있는 반면, 많은 메모리 공간을 차지하게 되는 단점이 있으며, 분해 능력이 적은 경우에는 적은 메모리 공간을 차지하는 장점이 있는 반면, 정확한 주파수 오프셋 보상이 되지 않는 단점이 있다. coarse 주파수 오프셋 추정 과정에서는 LUT와 NCO 테이블에서 근사화 된 값을 이용하게 되므로 추정치의 오차와 근사화 과정의 오차로 인해 남아 있는 주파수 성분이 존재하게 된다. 일반적으로 coarse 주파수 오프셋 추정 과정에서는 넓은 주파수 추정 범위를 갖는 장점이 있는 반면 5도 이내에서의 위상 오프셋 성분이 남아 있게 된다.

표 3. 짧은 훈련심볼 NCO값 테이블
Table 3. The NCO value of the short training system

Num	Hex	hex*4	Deg	x_Hex	y_Hex	x_Bin	y_Bin
0	00	00	0	1F	00	11111	00000
1	01	04	1.4	1E	00	11110	00000

6	06	18	8.4	1E	04	11110	00100
7	07	1C	9.8	1E	05	11110	00101

63	3F	FC	88.6	63	3F	FC	88.6
64	40	100	90	64	40	100	90

짧은 훈련 심볼에서 coarse 주파수 오프셋 추정에 의해서 주파수 오프셋이 잡혔을 때 한 심볼 동안의

오차는 실제 구현상에서는 5도 이내로 발생되게 된다. 이러한 오차에는 샘플링에 의한 양자화 오차, 주파수 오프셋 추정 오차, NCO 정정 오차 등의 값이 포함된다.

III. 제안된 계수추적동기 알고리즘

기존방식은 긴 훈련 심볼 $L1$ 과 $L2$ 간의 64 샘플 떨어진 인접 심볼과 conjugation 곱을 하여 fine 주파수 오프셋 추정을 수행한다. 이러한 과정으로 긴 훈련 심볼은 coarse 주파수 오프셋 보상 및 fine 주파수 오프셋 보상을 받으면서 주파수 오프셋의 오차를 제거 한 후 등화기의 채널 추정 계수를 구하는 방식이다.

긴 훈련 심볼을 이용한 fine 주파수 오프셋 추정은 긴 훈련 심볼 시퀀스를 통해 보상이 이루어 지는데 1차 보상으로 주파수 오프셋 는 매우 작아지므로 $\arctan(y/x) = y/x (x \gg y)$ 와 동일하게 취급하여 fine 주파수를 획득할 수 있다. 그러나 실제로 x 와 y 의 각각의 값은 매우 작은 값이므로 많은 비트 수가 있어야 하며, 또한 구현상 매우 복잡한 구조를 갖는다.

그래서 본 논문에서 복잡한 연산 과정을 거치지 않고 보다 간단한 동기 알고리즘을 이용하여 최적의 값을 찾는 방법을 제안하게 된다. 이것이 적응형 계수 추적 알고리즘 (CTSA) 이다. CTSA 방법은 짧은 훈련 심볼에서 찾은 계수에 별도의 값을 구하여 동기화 과정을 거치는 방법이 아닌 짧은 훈련심볼에서 구한 계수를 그대로 이용하면서 잔여 성분으로 남은 오차의 양을 트래킹하는 방법이다. 이 방법은 시스템의 복잡도를 효과적으로 줄 일수 있을 뿐만이 아니라, 급변하는 채널 환경에서도 매우 정확하며 속도 또한 매우 빠르게 트래킹 할 수 있는 장점을 갖는다.

그림4는 본 논문에서 제안한 계수추적 동기 알고리즘의 흐름도를 나타낸 그림이다. 그림에서 알 수 있듯이 계수 추적 동기 알고리즘은 coarse 주파수 오프셋 추정 및 fine 주파수 오프셋 추정을 각각 독립적으로 수행하지 않고, 동시에 수행하는 계수 업데이트 방법을 이용한다. 만약 정규화 주파수 오프셋(ϵ)이

0.35인 경우, 62.01560 만큼의 위상 쉬프트 현상이 발생한다면 정확한 주파수 오프셋 정정을 하기 위해서는 표 3의 NCO 테이블에서 인덱스 44번째 또는 LUT에서 B_0 값을 선택해야만 이상적인 형태에 근접한 주파수 오프셋 보상을 수행할 수 있다. 그러나 coarse 주파수 오프셋 추정 인덱스 값은 44번에 근접한 41번 또는 46번과 같은 근접한 인덱스를 선택하게 된다. 만약, 41번의 인덱스를 coarse 주파수 오프셋 추정으로 선택하게 되면, 1차 보상이 된 신호 L_1 과 L_2 은 fine 주파수 오프셋 추정을 다음 식과 같이 수행하게 된다.

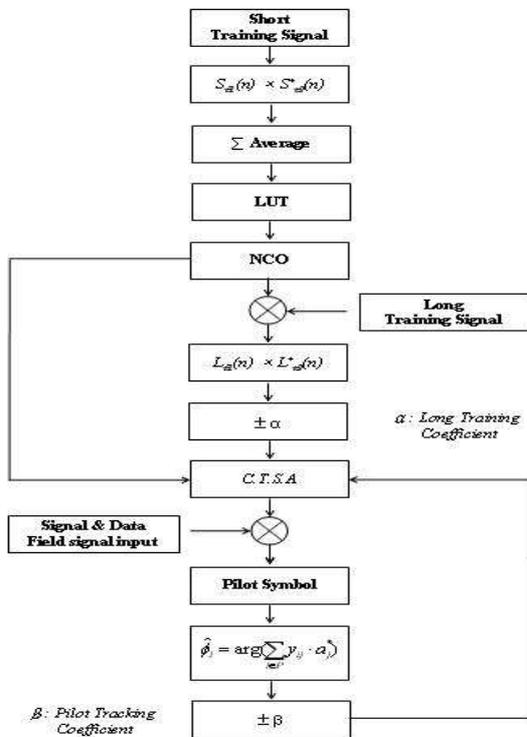


그림 4. 제안하는 계수추적 동기 알고리즘
Fig 4. The proposed Algorithm of Coefficient Tracking Synchronization Algorithm

$$L_{F1} \cdot L_{F2}^* = (a + bj) \cdot (a - bj) = x + jy \quad (4)$$

출력된 신호 $x + jy$ 에서 x 의 변수는 매우 작은 값으로 무시해 버리며, 또한 coarse 주파수 오프셋 추정에서 구한 x, y 의 비 값과 동일한 비의 값을 구하기 위해 y^*a 의 값으로 fine 주파수 오프셋 추정을 수행하게 된다. y^*a 값은 +3으로 NCO의 가장 정확한 인덱스인 44번을 선택하게 된다. a 는 표3의 NCO 테이블

의 분해 능력에 따라 각각 다른 값을 갖는 상수이다. 즉 이러한 방식은 별도의 채널 보상을 위한 방법이 아닌 coarse 주파수 오프셋 추정에서 사용된 테이블에서 계수를 추적하여 업데이트하는 방식의 알고리즘을 사용하는 것이다.

IV. 시뮬레이션 환경과 결과 분석

시뮬레이션을 통해 기존의 동기 알고리즘과 제안한 계수추적동기 알고리즘을 적용한 경우의 성능을 비교한다. 또한 주파수 오프셋과 다중경로 페이딩 환경을 동시에 고려하였으며, WAVE 시스템에서 가장 열악한 환경을 만들기 위하여 정규화 주파수 오프셋의 변화에 따라 시스템의 성능을 분석하였다. 또한, 등화기는 모든 OFDM 시스템에서 주로 사용되는 1단 등화기를 이용하였다.

표 4. 시뮬레이션 파라미터
Table 4. Simulation parameters

시뮬레이션 파라미터	설정치 및 모드	
	기본시스템	기존IEEE802.11b 동기알고리즘 (Normal Synchronization Algorithm)
데이터 변조방식	QPSK, 16QAM	
전송속도	6Mbps, 12Mbps	
채널부호화	컨벌루션부호 (구속장7, 코딩율 1/2)	
패킷 데이터 길이	4095	
중심주파수	5.9GHz	
부반송파수	52	
OFDM 데이터폭	8.0 μ s	
보호구간	1.6 μ s	
대역폭	10MHz	

시뮬레이션에 사용한 파라미터를 표4에 나타내었다. OFDM기반의 WAVE시스템의 대역폭이 10MHz 이고, 부반송파간의 간격은 표준에 정의된 것과 같이 156.25KHz로 설정하였다. 그리고 시뮬레이션에 있어서 동기 알고리즘 과정을 제외한 모든 데이터 구조는 IEEE 802.11p에서 제안된 데이터 구조와 동일하게 하였다.

그림5에서는 기존방식과 제안된 동기 알고리즘의

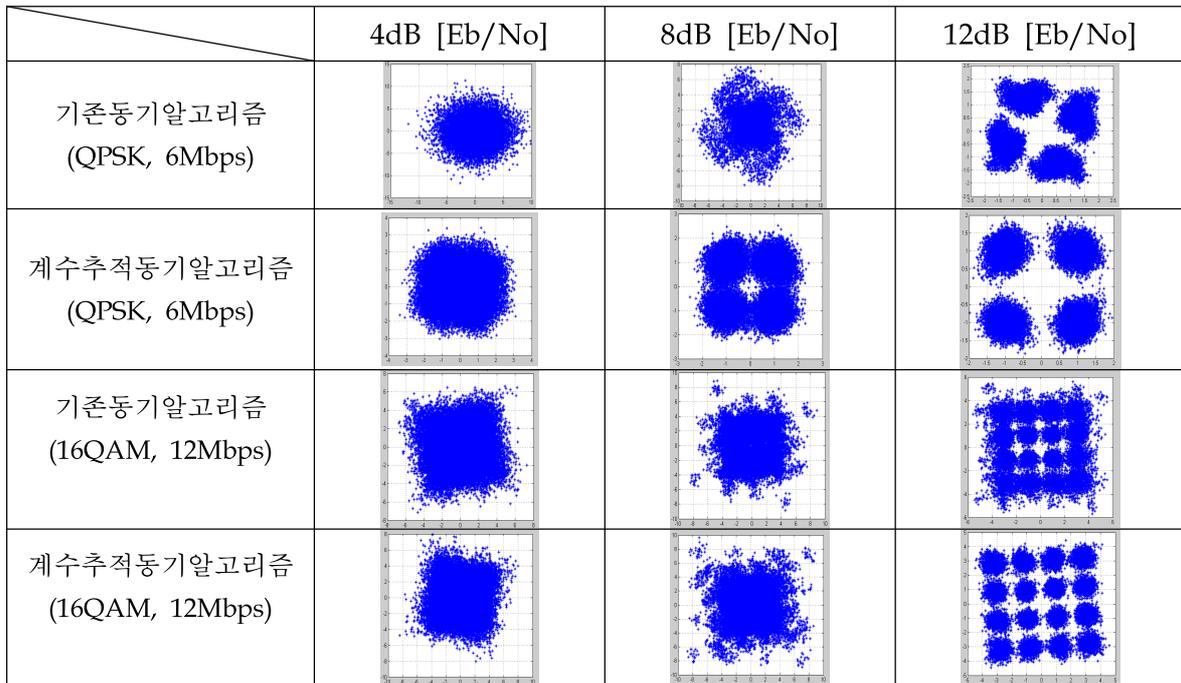


그림 5. 기존동기알고리즘 및 계수추적동기알고리즘 적용 OFDM 심볼 성좌도
Fig 5. The OFDM Symbol Constellation with N.S.A and C.T.S.A

시뮬레이션 결과로 얻은 것으로 변조방식은 QPSK [전송률 : 6Mbps], 16QAM [전송률 : 12Mbps], 전송 데이터 길이는 최대값인 경우 성좌도를 신호대 잡음비 [Eb/No] 변화에 따라 나타낸 것이다. 전송 데이터 길이를 최대값으로 설정한 이유는 한 개의 패킷내에서 동일한 채널 상태가 아닌 채널이 동일 패킷내에서도 급격하게 변동하는 WAVE 시스템의 채널 환경 Effect 를 크게 하기 위한 것으로, 그림을 보면 알 수 있듯이 낮은 신호대 잡음비에서는 성좌도의 차이가 거의 없지만 신호대 잡음비가 커짐에 따라 계수추적동기 알고리즘이 주파수오프셋을 더 정확히 보상하는 것을 알 수 있다. 이 결과는 계수추적동기알고리즘을 적용한 시스템에서는 보다 빠르고 보다 정확하게 급격하게 변동하는 채널의 환경에 대응하여 시스템의 성능을 업그레이드 시킬수 있음을 나타내고 있다.

그림6는 기존 동기알고리즘과 본 논문에서 제안된 계수추적동기알고리즘 방법간의 BER 성능 그래프를 나타내고 있다. 정규화된 주파수 오프셋은 0.1, 0.5, 1로 가정하였으며, 전송 패킷의 길이는 최대이며, 6Mbps 전송률인 QPSK 변조와 1/2 컨볼루션 부호화가 이루어진 경우를 성능 그래프에서 확인 하였다.

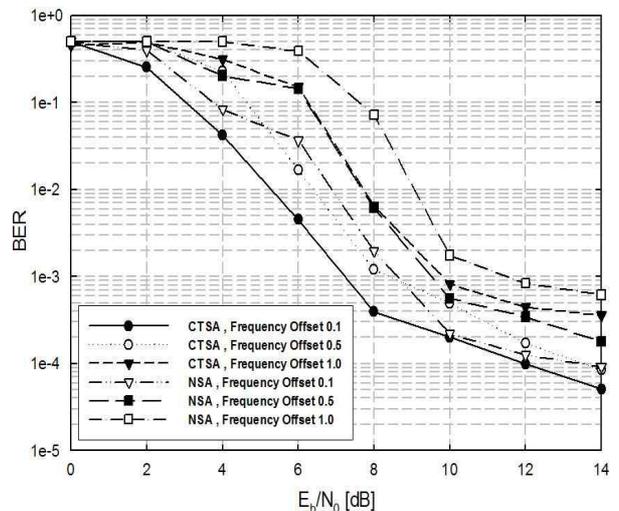


그림 6. 기존동기알고리즘과 제안된 계수추적동기알고리즘 적용 BER 성능비교(QPSK, 6Mbps, 컨볼루션 부호, 1/2)

Fig 6. BER performance comparison between conventional N.S.A and Proposed C.T.S.A (QPSK, 6Mbps, Convolutional coding, 1/2)

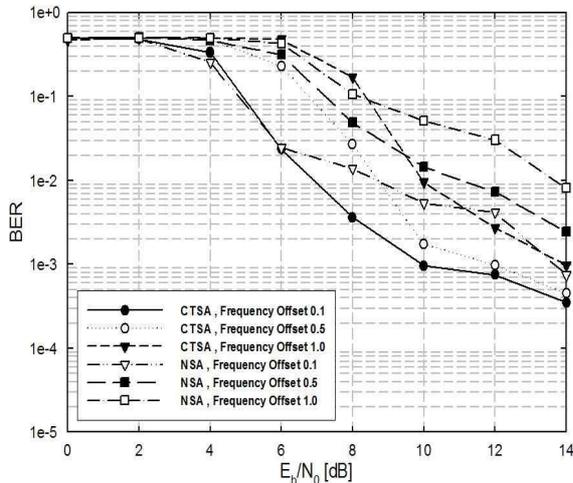


그림 7. 기존동기알고리즘과 제안된 계수추적알고리즘 적용 성능분석(16QAM, 12Mbps, 컨벌루션 부호 1/2)

Fig 7. BER performance comparison between conventional N.S.A and Proposed C.T.S.A (16QAM, 12Mbps, Convolutional coding, 1/2)

기존동기 알고리즘을 사용하는 경우에는 동일 패킷내에서 변동하는 주파수 오프셋과 채널 변동을 따라가지 못하기 때문에 다중 경로 페이딩 채널 환경 세 주파수 오프셋이 커질수록 동기 계수의 오차 성분은 커지게 되지만 제안된 알고리즘은 급격하게 변동하는 채널 환경에서 계수를 추적하기 때문에 주파수 오프셋과 페이딩이 변동하는 열악한 환경에서 높은 성능을 발휘함을 알 수 있다.

그림에서 알 수 있듯이 동일조건인 정규화 주파수 오프셋이 1.0인 경우에 10^{-3} 에서 BER이 2dB 정도 향상이 이루어지며 정규화 주파수 오프셋이 0.5, 0.1로 낮아짐에 따라서도 성능 향상 폭이 각각 2dB정도 향상됨을 확인할 수 있다.

그림7도 마찬가지로 기존 동기알고리즘과 본 논문에서 제안된 계수추적알고리즘 방법 간의 BER 성능 그래프를 낸 그림이다, 단 12Mbps 전송률인 16QAM 변조와 1/2 컨벌루션 부호화를 적용하여 성능비교 하였다. 그림에서 알 수 있듯이 동일조건인 정규화 주파수 오프셋이 1.0인 경우에 10^{-2} 에서 BER이 4dB 정도 향상이 이루어지며 정규화 주파수 오프셋이 0.5, 0.1로 낮아짐에 따라서 성능 향상 폭이 각각 약 2.5dB, 1.5dB 향상됨을 볼 수 있다.

그림7의 결과는 그림 6과는 달리 정규화 주파수 오프셋이 낮아짐에 따라 성능 향상의 폭이 떨어짐을

확인 할 수 있으며, 이 결과의 차이는 QPSK 에 비해 낮은 성능을 갖는 16QAM 변조 방식에서 급변하는 채널 환경에 대해서 제안된 계수 추적 알고리즘이 보다 더 높은 성능을 발휘함을 확인 할 수 있는 것이다. 즉, 그림 5의 성좌도에서 보듯이 보다 높은 E_b/N_0 에서 더 좋은 성능을 나타내고, 또한 그림 6에서 보듯이 정규화 주파수 오프셋이 높아짐에 따라 계수 추적 알고리즘은 보다 더 좋은 성능을 보임을 쉽게 예측할 수 있다.

V. 결 론

현재 IEEE 802.11p 에서 규정된 내용을 기반으로 동기단을 설계한다면 긴 훈련 심볼을 이용하는 동기단의 구조는 추정 되어야 할 주파수 오차 성분의 x축, y축 값의 차이로 매우 많은 양의 비트로 구성되어야 하며 또한 사칙연산까지 수행되어야 하므로 동기단 구조는 매우 복잡해진다. 또한, 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 주파수 오프셋이 커질수록 동일 패킷내에서 변동하는 채널 변동을 따라가지 못하게 되어 시스템에 심각한 성능 열화가 발생되게 된다. 특히 패킷이 길어지면 길어질수록 오프셋에 오차가 누적되어 시스템은 열화의 정도는 더더욱 커지게 된다. 이러한 문제점은 한 패킷내에서 채널의 변동이 매우 크게 나타날 수 있는 WAVE 시스템에서는 매우 열악한 구조를 갖게 된다.

그래서 본 논문에서는 IEEE 802.11p에 규정된 내용을 만족시킴과 동시에 구조의 복잡성과 시스템의 성능열화를 일으킬 수 있는 에러율을 동시에 극복할 수 있는 동기 알고리즘을 제안하였다. 짧은 훈련 심볼에서 구해진 동기 계수를 긴 훈련 심볼에서 업데이트 하는 방법으로 변동되는 채널 변화를 추적할 수 있으며 패킷 내에서 급작스런 변동까지도 파일럿 채널의 이용한 계수 추적 동기 알고리즘을 이용하여 보상할 수 있다. 또한 기존과 달리 계수를 업데이트하는 방법을 선택함으로써 인해 보다 간단하게 시스템을 설계할 수 있어 부하를 줄일 수 있는 효과가 있다.

성능 측면에서도 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 주파수 오프셋이 높은 경우에는 본 논문에서 제안된

계수추적알고리즘을 이용한 시스템이 기존동기알고리즘 보다 더 우수한 성능을 발휘함을 확인 할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] 광재민, "IEEE802.11p 기반의 OFDM-DSRC통신을 위한 임베디드 시스템 구현", *한국해양정보통신학회 논문지*, 제10권 제11호, 2006.

[2] S. V. Saliga, "An introduction to IEEE 802.11 wireless LANs," *RFIC Symposium 2000*, pp.11-14, June, 2000.

[3] IEEE 802.11a, Part11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specification: High speed physical layer in the 5 GHz band, 1999.

[4] J. Li, G. Liu, and G.B Giannakis, "Carrier frequency offset estimation for OFDM-based WLANs," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 8, pp. 80-82, Mar. 2001.

[5] R. Van Nee, "A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band," in *Proc. IEEE VTC'99*, vol. 1, pp. 258-262, Sept., 1999.

[6] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House, 2000.

[7] W. Hwang and K. Kim, "Performance Analysis of OFDM on the Shadowed Multipath Channels," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 44 , no. 4, pp. 1323 - 1328 , Nov. 1998.

오 세 갑 (吳世甲)



1999년 8월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학석사)
 1999년 8월 ~ 2001년 3월 : (주)세영통신 전파기술연구소 연구원
 2001년 3월 ~ 2006년 5월 : (주)벨웨이브 통신연구소 책임연구원
 2006년 5월 ~ 현재 : 대전테크노파크 고주파센터 대리
 2007년 3월 ~ 현재 : 목원대학교 IT공학과 박사과정
 관심분야 : 무선멀티미디어통신, 무선통신, 이동통신, 텔레매틱스, IT기반 융합기술 등

유 기 희 (柳起熙)



2002년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학석사)
 2004년 9월 ~ 2001년 3월 : (주)텔슨전자 중앙연구소 대리
 2004년 11월 ~ 현재 : (주)LG전자 단말연구소 선임연구원
 관심분야 : 무선멀티미디어통신, 무선통신, 이동통신

강 희 조 (姜熙照)



1996. 8.~1997. 8. 오사카대학교 공학부 통신공학과 객원교수
 1990. 3.~2003. 2. 동신대학교 전자정보통신공학부 교수
 2003. 3.~현재 목원대학교 컴퓨터공학부 교수
 2008. 7. ~ 2018. 6 방재정보통신지역혁신센터(RIC) 센터장
 관심분야 : 멀티미디어통신, 유비쿼터스, 텔레매틱스, 무선통신, 가시광통신, 이동통신 및 위성통신, 무선광통신, 디지털콘텐츠, RFID, 기술정책 등