

OFDM 전송기술을 이용하는 무선 LAN용 동기 알고리즘

정회원 김 장 욱*, 유 기 희**, 오 창 헌***, 조 성 준****

Synchronization Algorithm for Wireless LAN Using OFDM Transmission Technique

Jang-wook Kim*, Ki-Hee Ryu**, Chang-hoen Oh***, Sung-jun Cho**** *Regular Members*

요 약

IEEE 802.11a WLAN(Wireless Local Area Network)의 동기 알고리즘은 짧은 훈련심볼, 긴 훈련 심볼 그리고 파일럿을 이용하는 세가지 단계를 거쳐야 되는데 실제구현상에서는 두 가지의 문제점을 가지고 있다. 첫째는 긴 훈련 심볼 및 파일럿을 이용하는 동기 과정이 복잡하다. 둘째로 긴 훈련 심볼 영역에서는 짧은 훈련 심볼에서 구해진 오프셋 정정 계수만을 이용한 보상이 이루어지기 때문에 긴 훈련 심볼 영역에서 구한 등화기 계수를 완전히 신뢰 할 수가 없고 이러한 불안정한 영역에서 등화기 계수를 구하게 된다면 성능에 악영향을 미치게 된다. 특히, 시스템의 데이터 영역이 54 Mbps 전송이 가능한 구조로 이루어져 있고 데이터 길이가 최대인 경우에 시스템의 성능열화가 가장 심하게 나타난다. 본 논문에서는 이러한 동기단에서의 구현상의 복잡성과 구조적인 오류의 문제점을 해결할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이를 확인 한다.

key Words : OFDM; WLAN; Synchronization; Transmission system.

ABSTRACT

The synchronization algorithm of IEEE 802.11a WLAN(Wireless Local Area Network) has three consecutive processes, which use a short code training symbol, a long code training symbol and a pilot symbol respectively. But in using this synchronization processes, the actual embodiment has two problems. First, the synchronization process has the complex structure using a long code training symbol and a pilot symbol. Second, since the long training symbol is only compensated with the offset correction coefficient, it can not be trusted perfectly. If the equalizer coefficient is obtained in this unstable period, the system performance is degraded. In particular, the system performance becomes worst in case of the 54 Mbps transmission system using the maximum length of data. In this paper, the new algorithm is proposed which can resolve the embodiment complexity of synchronization processes and structural defect, and also it is confirmed by simulation.

1. 서 론

급증하는 정보 통신의 수요와 다양한 정보 매체의 이용이 늘어남에 따라서 통신의 서비스는 디지

털 및 대용량 고속 서비스를 필요로 하게 되었다. 이러한 정보 통신의 요구 조건을 만족하기 위하여 병렬 채널과 다중 반송파를 이용한 대용량 통신 방식을 고안 하게 되었는데, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 방식이 가

* 동양공업전문대학 전자과 (jwkim@dongyang.ac.kr),

** 텔슨전자 중앙연구소 (khryu@telson.co.kr)

*** 한국기술교육대학교 정보기술공학부 (choh@kut.ac.kr)

**** 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 (sjcho@mail.hankong.ac.kr)

논문번호 : 030452-1014, 접수일자 : 2003년 10월 15일

장 널리 알려진 다중 반송파 시스템의 하나이다[1].

OFDM 무선 통신 방식은 5 GHz에서 6~54 Mbps의 전송 속도를 갖는 IEEE 802.11a WLAN(Wireless Local Area Network) 표준안에 채택되어 상용화 과정을 거치고 있다[2],[3]. OFDM은 스펙트럼 효율이 좋은 다중 반송파 전송 방식으로서 광대역 신호를 상호 직교성을 갖는 협대역의 부채널로 나누어 이를 중첩시켜 동시에 전송하므로 동일한 대역폭을 사용하는 단일 반송파 전송 방식에 비하여 상대적으로 큰 전송 속도를 갖는다. 또한, 전송되는 심볼 간격이 길어져 채널의 지연시간에 대한 영향이 감소하므로 인접한 OFDM 심볼 사이에 채널의 임펄스 응답 길이보다 긴 보호구간을 두어 인접 심볼간 간섭과 인접 채널간 간섭을 쉽게 제거할 수 있다[4]~[8].

그러나 OFDM 시스템에서는 다수의 부 반송파를 사용하게 되므로, 송수신단에서 변조 및 복조에 사용되는 반송파의 주파수가 정확하게 일치되지 않는 경우 단일 반송파 방식에 비하여 에러의 증가율이 높아지게 된다. 이러한 반송파 주파수의 오차 그리고 데이터의 시작 위치를 찾지 못하여 발생하는 시간 동기 오차 등은 OFDM의 특성과 관련하여 심각한 성능 저하의 요인이 되고 있다[9],[10].

본 논문에서는 동기 오차에 따른 OFDM 시스템에서 발생하는 문제점을 검토하고, IEEE 802.11a WLAN 시스템 내에서 적용되고 있는 동기 알고리즘의 문제점을 확인하고, 새로운 동기 알고리즘을 제안하고 시뮬레이션을 통해 확인한다.

II. WLAN 시스템에서 주파수와 위상 오차

수신단에서의 기저대역 신호에는 반송파와 관련된 왜곡이 포함될 수 있는데 왜곡은 크게 두 가지 형태로 구분된다. 첫째는 송신기와 수신기에서 사용하는 발진기의 특성이 안정적이지 못하여 발생하는 위상잡음으로, 주파수가 정상적인 주파수 근처에서 시간에 따라 변동하는 것이다. 둘째는 송신기의 반송파 주파수와 수신기의 반송파 주파수의 차이에 의한 반송파 주파수 오프셋으로서 수신된 기저대역 신호는 $r_n e^{j2\pi n \epsilon / N}$ 의 오프셋을 포함하게 된다. 반송파 주파수 오프셋에 의해 복조신호는 위상 회전과 크기 감소와 채널간 간섭의 왜곡 등을 받게 되는데 반송파 주파수 동기를 위해서는 오프셋을 정확히 추정하는 것이 중요하다.

송신기와 수신기의 반송파 사이에 주파수 오프셋이 존재하고 위상잡음이 없는 경우 샘플링 된 기저

대역 시간영역 수신신호는 다음과 같이 나타내진다.

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

$$n = -N_G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

여기서 $r_n = X_k H_k$ 은 수신된 시간 영역의 OFDM 심볼, N_G 는 보호구간의 캐리어 인덱스, N 은 IFFT/FFT 크기, ϵ 은 부반송파 사이의 최소간격 ($1/T_{mb}$)으로 정규화된 반송파 주파수 오프셋은 $\Delta f \cdot T_{mb}$ 로 주어진다.

IEEE 802.11a WLAN 표준안에서 규정된 프레임 구조는 2개의 훈련 심볼 (short code training symbol, long code training symbol), 1개의 신호 심볼, 여러 개의 데이터 심볼로 구성되어 있다.

훈련 심볼은 송수신기간의 통신을 유지할 수 있도록 해주는 각종 데이터가 포함되어 있으며 이 심볼은 송수신기간에 서로 정해진 신호이다. 또한 훈련 심볼에 의해 동기 알고리즘 및 등화기 계수를 구할 수 있다. 2개의 훈련 심볼은 짧은 훈련 심볼과 긴 훈련 심볼이다. 짧은 훈련 심볼은 10개의 반복되는 열(S1 S10)이 하나의 OFDM 심볼을 구성하며, 긴 훈련 심볼은 2개의 반복되는 열(L1 L2)과 보호구간으로 하나의 OFDM 심볼을 구성한다. 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.

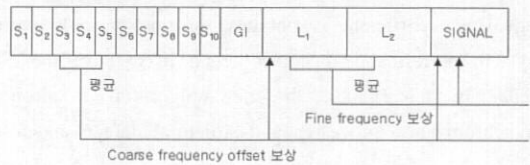


그림 1. 주파수 오프셋 동기 알고리즘. Figure 1. The algorithm of Frequency offset synchronization.

그림 1은 IEEE 802.11a WLAN 규격안에서 제시되고 있는 간략화된 동기 알고리즘을 나타내고 있다. 식 (1)에서 나타난 정규화된 주파수 오프셋

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 오프

셋 추정)이 이루어진다. 그림 1은 이 과정을 도식화하여 표현하고 있다. 좀 더 자세한 동기 알고리즘 및 문제점을 III장에서 설명 한다.

III. 주파수 오프셋 추정

1. coarse 주파수 오프셋 추정

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 나타내면 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 [11].

$$s_1 \times s_2^* = \exp(j\theta_1 t) \times \exp(-j\theta_2 t) = \exp(j(\theta_1 - \theta_2)t) = \exp(j\theta t) \\ = (a+jb) \times (c-jd) = x + jy. \quad (2)$$

여기서 x 는 주파수 오프셋을 표현하고 있다.

식 (2)의 x, y 값은 실제 구현상에서는 처리 과정이 모두 이진수로만 이루어 지므로 주파수 오프셋 보상값 또한 이진수로 구성된다. LUT (Look Up Table)와 NCO (Numerically Controlled Oscillator) 는 이진수 주파수 오프셋을 구하는데 사용된다.

LUT 출력의 어떤 신호는 $\arctan(y/x)$ 의 결과값을 표현하며 NCO는 이진수로 변환시켜 주는 테이블에 해당된다.

표 1은 LUT의 하나의 예시인데 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 1B를 기준으로 식 (3)에서 나타낸 것을 각 부반송파마다 보상신호로 곱해 주어야만 한다.

$$e^{jn'x} = \cos\left(\frac{n'}{N} \times 1B\right) + j \cdot \sin\left(\frac{n'}{N} \times 1B\right) \quad n' = l \cdot 64 + n$$

(3)

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

표1. LUT (Look Up Table) - HEX.
Table 1. LUT (Look Up Table) - HEX.

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
13	F3	E7	DB	CF	C4	BA	B0	A6	9D	95	8E	87	80	7A	74
12	F2	E5	D8	CC	C0	B4	AA	A0	97	8F	87	80	79	73	6E
11	F1	E3	D5	C7	BA	AF	A4	9A	90	88	80	79	72	6D	67
10	F0	E0	D0	C2	B4	A8	9C	92	89	80	78	71	6B	65	60
9	EE	DC	CC	BC	AD	A0	94	8A	80	77	70	69	63	5D	58
8	EC	D8	C6	B4	A5	97	8B	80	76	6E	66	60	5A	55	50
7	E9	D3	BE	AB	9B	8D	80	75	6C	64	5C	56	50	4C	47
6	E5	CC	B4	A0	8F	80	73	69	60	58	51	4C	46	42	3E
5	E0	C2	A8	92	80	71	65	5B	53	4C	46	40	3C	38	34
4	D8	B4	97	80	6E	60	55	4C	44	3E	39	34	31	2D	2A
3	CC	A0	80	69	58	4C	42	3A	34	30	2B	28	25	22	20
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

주파수 오프셋 θ 를 LUT를 통해 구했다면, 식 (2)의 보상값 x, y 의 이진수는 NCO 테이블을 통해 찾을 수 있다. 예제에서 처럼 x, y 의 비가 1:6인 경우, LUT 출력 1B에 해당하는 NCO 테이블 인덱스는 7번 인덱스에서 $x = '11110'$ $y = '00101'$ 의 이진 신호를 구할 수 있다. 표 2는 분해능력이 64인 경우의 NCO 테이블의 일부를 나타낸다.

만약 분해능력이 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 근사화된 값을 이용하게 되므로 추정치의 오차와 근사화 과정의 오차로 인해서 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.

표2. 짧은 훈련 심볼 NCO 값 테이블.
Table 2. The NCO values of the short training symbol.

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
2	02	08	2.8	1E	01	11110	00001
3	03	0C	4.2	1E	02	11110	00010
4	04	10	5.6	1E	03	11110	00011
5	05	14	7	1E	03	11110	00011
6	06	18	8.4	1E	04	11110	00100
7	07	1C	9.8	1E	05	11110	00101
:							
31	1F	7C	43.6	16	15	10110	10101
32	20	80	45	15	15	10101	10101
33	21	84	46.4	15	16	10101	10110
34	22	88	47.8	14	16	10100	10110
35	23	8C	49.2	14	17	10100	10111
36	24	90	50.6	13	17	10011	10111
37	25	94	52	13	18	10011	11000
38	26	98	53.4	12	18	10010	11000
39	27	9C	54.8	11	19	10001	11001
:							
63	3F	FC	88.6	00	1E	00000	11110
64	40	100	90	00	1E	00000	11110

2. fine 주파수 오프셋 추정

짧은 훈련 심볼에서 coarse 주파수 오프셋 추정 에 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.

fine 주파수 오프셋 추정은 긴 훈련 심볼 시퀀스를 통해 보상이 이루어 지는데 1차 보상으로 주파수 오프셋 θ 는 매우 작아지므로 $\arctan(y/x) = y/x$ ($x \gg y$) 와 동일하게 취급하여 fine 주파수를 획득할 수 있다.

그러나 실제로 x와 y의 각각의 값은 매우 작은 값이므로 많은 비트 수가 있어야 하며, 또한 구현상 매우 복잡한 구조를 갖는다. 그리고 IEEE 802.11a WLAN 규격에서는 짧은 훈련 심볼을 이용하여 coarse 주파수 오프셋 보상을 하며 긴 훈련 심볼을 이용하여 fine 주파수 오프셋 보상 및 등화기 추정 계수를 찾는 알고리즘도 제시하고 있다. 그러나 긴 훈련 심볼은 짧은 훈련 심볼의 coarse 주파수 오프셋 보상만 이루어지기 때문에 5도 정도의 위상 오프셋을 여전히 갖고 있는 긴 훈련 심볼에서 등화기

채널 추정 계수를 구하게 된다면 등화기 채널 추정 계수 또한 주파수 오프셋의 오차 성분을 갖게 되어 등화기의 정확한 동작을 수행할 수 없다는 문제점이 있다.

그래서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해서 긴 훈련 심볼에서 수행하던 fine 주파수 오프셋 추정을, 짧은 훈련 심볼에서 수행하도록 하는 알고리즘을 제안한다. 그림 2에 본 논문에서 제안하는 주파수 동기 알고리즘을 도식화하여 나타낸다.

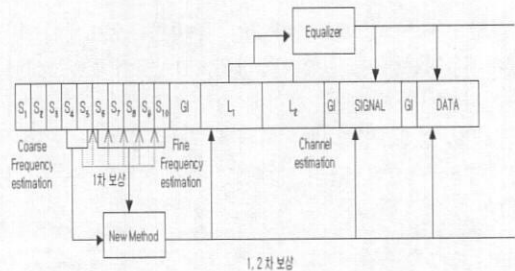


그림 2. 제안하는 주파수 오프셋 동기 알고리즘.
Figure 2. The proposed algorithm of frequency offset synchronization.

그림 2에서는 긴 훈련 심볼에서 수행하는 fine 주파수 오프셋 추정과 동일한 성능을 구하기 위해서 16 샘플 차이가 나는 인접한 심볼과 conjugation 곱을 하는 대신 4 심볼(64 샘플) 떨어진 인접 심볼과 conjugation 곱을 하여 긴 훈련 심볼과 동일한 fine 주파수 오프셋 추정을 수행한다. s4 와 s5로 coarse 주파수 오프셋을 추정하며 s6 와 s10으로 fine 주파수 오프셋을 추정한다. 이러한 과정으로 긴 훈련 심볼은 coarse 주파수 오프셋 보상 및 fine 주파수 오프셋 보상을 받으면서 주파수 오프셋의 오차를 완전히 제거할 수 있어 정확한 등화기의 채널 추정 계수를 구할 수 있다.

그림 2에서 제안하는 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()이 0.35인 경우, 62.0156° 만큼의 위상 쉬프트 현상이 발생한다면 정확한 주파수 오프셋 정정을 하기 위해서는 표 2의 NCO 테이블에서 인덱스 44번째 또는 LUT 에서 B0 값을 선택해야만 이상적인 형태에 근접한 주파수 오프셋 정정을 수행할 수 있다. 그러나 s4 와 s5 의 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 s7 과 s10은 fine 주파수 오프셋 추정을 다음 식과 같이 수행하게 된다.

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

출력된 신호 $x + jy$ 에서 x 의 변수는 매우 작음으로 무시해 버리며, 또한 coarse 주파수 오프셋 추정에서 구한 x, y 의 비 값과 동일한 비의 값을 구하기 위해 $y \cdot a$ 의 값으로 fine 주파수 오프셋 추정을 수행하게 된다. $y \cdot a$ 값은 +3으로 NCO의 가장 정확한 인덱스인 44번을 선택하게 된다. a 는 표2의 NCO 테이블의 분해 능력에 따라 각각 다른 값을 갖는 상수이다.

3. 주파수 오프셋 추적

주파수 오프셋 추적이란 오프셋 보상 후에도 여전히 남아 있는 미세한 잔류 주파수 오프셋의 영향과 송수신기의 이동성 등에 의하여 반송파 주파수 오프셋이 시간적으로 변하는 경우의 주파수 오프셋까지도 제거하기 위한 방법이다. 주파수 오프셋 추적을 위해서 하나의 OFDM 심볼 마다 4개의 파일럿을 첨가한다.

주파수 오프셋 추적 방법은 식 (5)와 같이 4개의 파일럿 신호들에 대한 위상 변화량의 평균값을 구하여 위상 변화량을 보상하여 준다.

$$\hat{\phi}_i = \arg\left(\sum_{j \in P} y_{ij} \cdot a_j^*\right), \quad P(\text{파일럿의 인덱스 셋}) = \{7 \ 21 \ 43 \ 57\} \quad (5)$$

여기서 y_{ij} 는 채널을 통과한 신호를 FFT(Fast Fourier Transform)한 주파수 영역의 신호로서 i 번째 OFDM 심볼의 j 번째 원소이다. a_j 는 미리 알고 있는 파일럿 신호로서 1 또는 1의 값을 갖는다. 이러한 위상 변화량은 채널의 회전으로 나타나므로 $i-1$ 번째 OFDM 심볼로부터 추정된 채널이 주파수 오프셋 추적을 수행한다. 주파수 오프셋 추적을 통해 i 번째 입력 신호가 보상된다.

식 (5)에서 구한 위상을 실제로 구현할 때에는

$\sum_{j \in P} y_{ij} \cdot a_j^*$ 의 값을 계산하여 fine 주파수 오프셋 보정 방법과 동일하게 NCO 테이블을 이용한 계수의 업데이팅 방법으로 주파수 오프셋 추정치를 구한다.

IV. 시뮬레이션 환경과 결과 분석

본 논문에서는 주파수 오프셋 환경만을 고려한 채널과, 주파수 오프셋과 다중경로 페이딩 환경을 동시에 고려한 두 가지 경우로 나누어 시뮬레이션 하였다.

그림 3은 III장에서 설명한 주파수 오프셋 보상 방법을 데이터 패킷 내에서의 표현 방법과 신호의 흐름에 따른 표현 방법으로 각각 나타낸 것이다. 그림 3의 구조는 본 논문에서 제안하는 동기 알고리즘을 나타내고 있다.

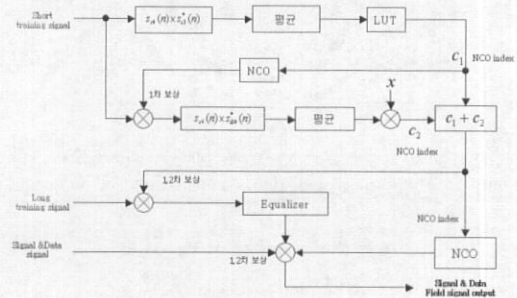


그림 3. 제안하는 동기 알고리즘 (신호흐름에 따른 표현)

Figure 3. The proposed synchronization algorithm (the presentation according to signal flows)

첫 번째 시뮬레이션은 제안된 동기 알고리즘을 사용하여 정규화된 주파수 오프셋이 1.7인 경우의 성좌도를 확인하는 것이다. 이때 E_b/N_0 는 30 dB로 거의 잡음의 영향을 고려하지 않은 경우이며, 시뮬레이션 결과는 coarse 주파수 오프셋 보정 과정만 거친 성좌도와 coarse 및 fine 주파수 오프셋 보정만 거친 성좌도를, 그리고 coarse 및 fine 주파수 오프셋, pilot 보정까지 거친 3가지 경우의 성좌도를 각각 그림 4, 그림 5, 그림 6에 나타내었다. 단, 시뮬레이션 과정에서 동기 알고리즘을 제외한 나머지 통신 시스템은 IEEE 802.11a WLAN용 OFDM 모듈의 데이터 구조와 동일하다.

그림 4는 coarse 주파수 오프셋 보상만 수행한 결과이다. fine 주파수 오프셋 보상을 하지 않았기 때문에 5도 정도의 잔여 주파수 오프셋에 의해 성좌도 내의 신호가 돌아 간것을 볼 수 있다.

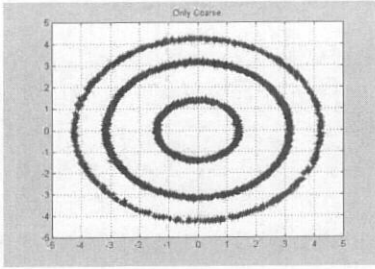


그림 4. coarse 주파수 오프셋 보상
Figure 4. The coarse compensation of frequency offset

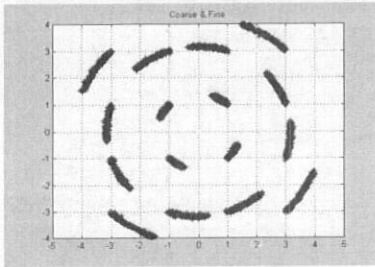


그림 5. coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상
Figure 5. The coarse and fine compensation of frequency offset

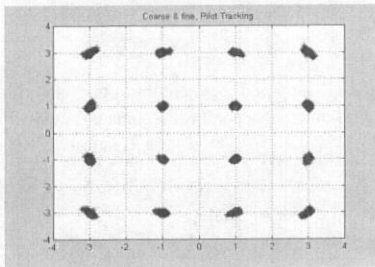


그림 6. coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상 그리고 파일럿 추적.
Figure 6. The coarse and fine compensation of frequency offset and pilot tracking.

그림 5는 coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상을 동시에 수행한 결과를 나타낸 것이다. 하나의 패킷 내의 신호를 성좌도로 보았을 경우, 미세한 주파수 오프셋으로 fine 주파수 오프셋 보상까지 수행하여도 조금은 돌아가 있음을 확인할 수 있다.

그림 6은 coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상 그리고 파일럿 추적을 동시에 수행한 결과를 나타낸 것이다. fine 주파수 오프셋 보상에서도 놓친 미세한 성분까지도 파일럿 추적을 이

용해 정정해 준다는 것을 확인할 수 있다.

전체 패킷의 길이를 결정하는 PSDU(PLCP Service Data Unit) 영역 내의 OFDM 심볼은 약 160 여개의 심볼이 있는 경우에 coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상을 수행하여도 잔류 주파수 오프셋의 성분으로 인하여 성좌도의 위상이 시간의 흐름에 따라 틀어지는 것을 확인할 수 있다. 그러나 그림 6에서와 같이 coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상에 파일럿 추적을 추가함으로써 오류 없이 정확한 형태의 성좌도를 구할 수 있다.

두 번째 분석은 다중경로 페이딩 환경에서 정규화된 주파수 오프셋이 1.7인 경우에 성좌도를 확인하는 것이다. 이때 Eb/No 는 30 dB로 잡음의 영향을 무시할 수 있는 경우로서 페이딩 채널 환경을 위해 5-path를 고려한 multi-path 페이딩인 Jakes 모델을 이용하여 시뮬레이터를 구성하여 적용하였다 [12]. 또한, 등화기는 모든 OFDM 시스템에서 주로 사용되는 1단 등화기를 이용하였다. 그림 7과 그림 8의 성좌도는 III장에서 제안된 동기 알고리즘을 이용하여 얻은 것이며, 시뮬레이션에 있어서 동기 알고리즘 과정을 제외한 모든 데이터 구조는 IEEE 802.11a에서 제안된 데이터 구조와 동일하게 하였다.

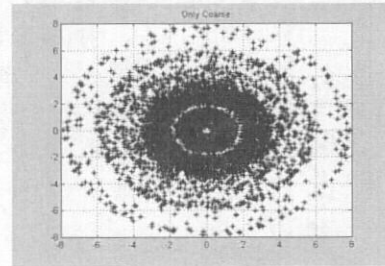


그림 7. 등화를 하지 않은 경우의 성좌도
Figure 7. The signal constellation without equalization.

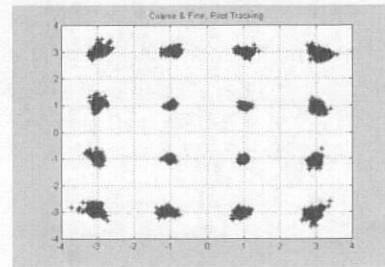


그림 8. 등화를 수행한 경우의 성좌도
Figure 8. The signal constellation with equalization.

그림 7에서는 coarse 주파수 오프셋 보상을 수행하였기 때문에 성좌도가 돌아가고, 페이딩 때문에 성좌도가 흔들리는 결과를 확인할 수 있다. 또한, 등화기를 사용하지 않았으므로 다중 경로 페이딩 채널을 정정할 수 없어 치명적인 오류가 발생한다.

그림 8은 coarse 주파수 오프셋 보상과 fine 주파수 오프셋 보상 그리고 파일럿 추적에 긴 훈련 심볼의 채널 추정을 통한 등화를 수행한 경우로서 다중경로 페이딩 채널을 정정할 수 있어서 양호한 성좌도를 얻을 수 있다.

그림 9는 IEEE 802.11a 규격에서 제안된 방법과 본 논문에서 제안된 방법간의 BER 성능 그래프를 나타내고 있다. 채널은 Jakes 모델[12],[13]을 이용한 5-Path 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 정규화된 주파수 오프셋이 0.1, 0.5, 1로 가정하였으며 전송 패킷의 길이는 최대이며, 24Mbps 전송률인 QPSK 변조와 1/2 콘블루션 부호화가 이루어진 경우만을 성능 그래프에서 확인 하였다.

IEEE 802.11a 규격에서 제안된 방법을 이용한 경우에는 그림 1과 동일한 알고리즘을 사용하였으며 본 논문에서 제안된 방법의 알고리즘은 그림 2와 그림 3에 나타내고 있습니다.

IEEE802.11a에서 제안된 방법은 등화기 계수를 구하는 긴 훈련 심볼이 완전한 주파수 동기 보정이 이루어지지 않기 때문에 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 주파수 오프셋이 커질수록 등화기 계수의 오차 성분은 커지게 되지만 제안된 알고리즘은 긴 훈련 심볼이 완전한 주파수 동기 보정이 이루어지기 때문에 주파수 오프셋이 커지더라도 완전한 등화기 계수를 구하게 된다.

그림 9는 위와 같은 내용을 증명할 수 있는 성능 그래프이다. 제시된 채널환경에서 0.1 주파수 오프셋이 가장 안정적인 채널 환경을 갖으며 1 주파수 오프셋이 가장 열악한 경우이다. 채널 환경이 열악하면 할수록 IEEE802.11a에서 제안된 방법은 Equalizer 계수의 오류가 많이 포함되기 때문에 Equalizer 계수 오류가 없는 제안된 구조와 성능 비교에서 차이는 더욱 벌어지게 된다. 그러므로 주파수 오프셋이 1인 경우에서 BER이 6dB로 가장 차이가 많이 나며, 주파수 오프셋이 0.5, 0.1로 낮아질수록 채널 환경이 안전적이게 되어 BER 성능 차는 4dB 2.5dB로 차츰 낮아지게 된다.

V. 결 론

현재 IEEE 802.11a에서 규정된 내용을 기반으로 동기단을 설계한다면 긴 훈련 심볼을 이용하는 동기단의 구조는 추정 되어야 할 주파수 오차 성분의 x축 y축의 값의 차이로 매우 많은 양의 비트로 구성되어야 하며 또한 사칙연산까지 수행되어야 하므로 동기단 구조는 매우 복잡해진다. 또한, 등화기 계수를 구하는 긴 훈련 심볼이 완전한 주파수 동기 보정이 이루어지지 않기 때문에 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 주파수 오프셋이 커질수록 등화기 계수의 오차 성분은 커지게 되며 프레임 구조 내에서 데이터 영역이 길어지게 된다면 긴 훈련 심볼에서 구해 놓은 오차 성분을 갖는 등화기 계수의 값은 시스템에 심각한 성능 열화가 발생되게 된다.

본 논문에서는 IEEE 802.11a에 규정된 내용을 만족시키고 동시에 구조의 복잡성과 시스템의 성능 열화를 일으킬 수 있는 오류를 동시에 극복할 수 있는 동기 알고리즘을 제안하였다. 짧은 훈련 심볼과 긴 훈련 심볼을 동시에 업데이트 하는 방법의 새로운 알고리즘은 보다 간단하면서도 주파수 오프셋을 거의 제거할 수 있다는 것을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다. 또한 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 주파수 오프셋이 높은 경우에는 본 논문에서 제안된 알고리즘을 이용한 시스템이 오히려 IEEE 802.11a에 규정된 알고리즘을 이용하여 시스템 보다 높은 성능 향상이 이루어지게 된다.

본 논문에서 제안하는 동기 알고리즘은 향후 WLAN 규격에 적합한 시스템 설계에 적용이 가능하다.

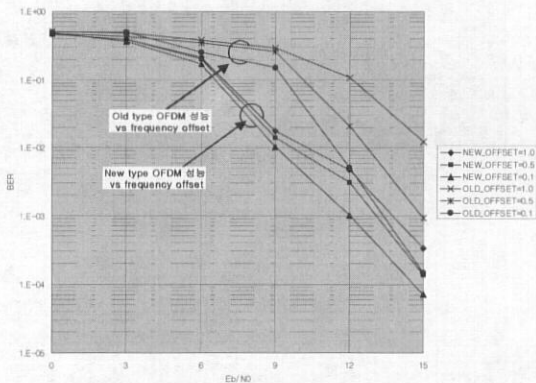


그림 9. 제안된 시스템과 기존 시스템의 성능그래프
Figure 9. The performance graph of the proposed and conventional system

참 고 문 헌

[1] 김재석, 조용수, 조중휘 공저, 이동통신용 모델의 VLSI 설계 CDMA/OFDM/MC-CDMA 모델, 대영사, 2000.

[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] 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.

[5] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Trans. on Comm., vol. 19, no. 5, pp. 628-634, Oct., 1971.

[6] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal division multiplexing," IEEE Trans. on Comm., vol. 33, no. 7, pp. 665-675, July, 1985.

[7] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," IEEE Comm. Mag., vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May, 1990.

[8] H. Sari, G. Karam and I. J. Claude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Comm. Mag., vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.

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

[10] 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.

[11] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Low-overhead, low-complexity burst synchronization for OFDM," in Proc. IEEE

ICC, pp. 1301-1306, June 1996.

[12] W. C. Jakes, Ed., "Microwave Mobile Communication", Piscataway, NJ: IEEE Press, 1974.

김 장 욱(Jang-Wook Kim)

정회원



1990년 2월 : 한국과학기술원
전기및전자공학과 졸업(공학사)
1997년 8월 : 고려대학교 정보
통신공학과 졸업(공학석사)
1990년 1월~1996년 12월 :
삼성전자통신연구소 전임연
구원

1997년 1월~2001년 10월 : KTF 네트워크 연구소
차장
2000년 3월~2002년 2월 : 한국항공대학교 항공통신
정보공학과 박사 수료
2001년 10월~현재 : 동양공업전문대학 전자과 조
교수

<관심분야> OFDM, 이동통신, MIMO

유 기 희(Ki-Hee Ryu)

정회원



2000년 2월 : 동신대학교 전기
전자공학과 졸업 (공학사)
2002년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과 (공학석
사)
2002년 9월~현재 : 텔스전자
중앙연구소 GSM센터연구원

<관심분야> 마이크로프로세서, 멀티미디어, 디지털
이동통신

오 창 현(Chang-Heon Oh)

중신회원



1988년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과 (공학사)
1990년 2월 : 한국항공대학교
대학원 항공통신정보공학과
(공학석사)
1996년 2월 : 한국항공대학교
대학원 항공전자공학과 (공
학박사)

1990년 2월~1993년 9월 : 한진전자 (주) 기술연구
소 근무

1993년10월~1999년 2월 : 삼성전자(주) CDMA 개
발팀 근무

1993년 3월~현재 : 한국기술교육대학교 정보기술
공학부 조교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, SDR

조 성 준(Sung-Joon Cho)

중신회원



1969년 2월 : 한국항공대학교
항공통신공학과 (공학사)
1975년 2월 : 한양대학교 대
학원 (공학석사)
1981년 3월 : 일본 오사카대
학교 대학원 통신공학과 (공
학박사)

1972년 8월 : 한국항공대학교

전자, 정보통신 컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전
자공학