

논문 2007-44TC-2-7

중첩의 차분화방식에 의한 OFDM 심벌 타이밍검출 성능

(Performance Characteristics of a Symbol Timing Detection by Superposed Difference Method for OFDM)

주 창 복*, 박 동 호**

(Chang-Bok Joo and Dong-Ho Park)

요 약

본 논문에서는 중첩의 차분상관방식에 의한 향상된 OFDM 신호의 심벌 동기타이밍검출 성능을 보여준다. 또한, 곱의 상관과 차분상관의 동기타이밍 검출방식에 있어서 멀티패스 채널 지연프로필의 각 수신지연파에서 심벌 동기타이밍으로 검출될 최대 검출확률을 보여준다. $70nsec \sim 217nsec$ 의 지연확산 채널모델들에서 상관의 동기타이밍 검출방식에서는 진폭이 가장 큰 n번째 수신지연파의 선두에서 동기타이밍을 취할 확률이 높게 나타나는데 대하여 차분방식에서는 언제나 첫 번째 수신지연파의 선두에서 동기타이밍을 취할 확률이 높게 나타나는 특성을 보여준다. 이러한 시뮬레이션의 결과는 정확한 동기타이밍의 검출이 가능함을 나타내는 것이며 중첩의 차분방식에서 eb/n_0 에 대해 향상된 S/N와 OFDM 신호의 동기타이밍검출성능의 결과와도 잘 부합하고 있다.

Abstract

In this paper, we introduce the performance of improved symbol timing detection by the superposed difference type symbol timing detection method in the OFDM system. Also, we represent the maximum detection probability of symbol synchronization timing at each received delay signal in multipath channel delay profile in the correlation and difference type symbol timing detection methods.

The computer simulation results show that the correlation symbol timing detection method have maximum detection probability at the lead of the nth received delay signal of highest amplitude, but the difference type symbol timing detection method always have maximum detection probability at the lead of the first received delay signal in the channel delay spread of $70nsec \sim 217nsec$. The simulation results indicate the possibility of the perfect detection of OFDM symbol synchronization timing and it fit well with the results of improved S/N to the eb/n_0 and the performance of symbol timing detection of the proposed method.

Keywords : OFDM, symbol timing detection methods, maximum detection probability, multipath delay profile.

I. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식에서는 종래의 단일 캐리어전송방식에 비해서 주파수 이용효율이 높고 또, 보호구간(GI; Guard Interval)이라 부르는 용장신호를 송신측에서 부가하는 것에 의해 멀티패스페이딩 환경하에서도 우수한

오율성능을 얻을 수 있다는 것이 알려져 있다^[1]. OFDM 통신방식에서는 송신측에서 멀티패스지연파의 최대지연시간을 고려해서 결정되는 GI을 부가하고 수신측에서는 심벌 동기가 확립된 시점으로부터 같은 길이의 GI을 제거하여 얻어지는 유효심벌길이의 시간축 신호를 FFT(Fast Fourier Transformation)하는 것에 의해 복조시키게 된다. 여기서 채널의 지연확산이 짧은 가시거리 통신에서와 같은 수신되는 경우에는 통상 가장 먼저 수신되는 직접파에 심벌 동기가 이루어지게 되고 직접파에 대해서 상대적으로 지연되어 수신되는 지연신호도 보호구간내에 위치하게 되므로 심벌간 간섭이나 채널간 간섭은 발생하지 않는다./ 그러나 채널의 지연프로필

* 정회원, ** 정회원, 경남대학교 전자공학과

(Dept. of Electronic Engineering, Kyungnam Univ)

※ 본 연구는 2005년도 경남대학교 학술진흥연구비 지원에 의해 수행되었음.

접수일자: 2006년11월7일, 수정완료일: 2007년2월14일

특성에 의해 선두신호파인 직접파가 제2, 제3의 지연파의 세기보다 작아지게 될 수 있는 가시거리외 통신 환경과 같은 특정의 통신채널의 경우에는 신호의 세기가 큰 수신신호파의 위치에서 통상 심벌 동기가 이루어지게 되고 송신측에서 지연파의 최대 지연시간을 고려해서 보호구간을 설정하였다 해도 ISI(Inter Symbol Interference)와 ICI(Inter Channel Interference)가 발생하고 그로인해 오울특성이 떨어지게 된다.

GI에 대한 상기의 문제점은 이미 알려져 있고 그 대책방법으로서 채널에 부가된 잡음의 임계레벨에 따라 FFT윈도우를 본래의 타이밍보다 빠르게 취하는 방법이 제시되어 있다^[1,2,3].

본 논문에서는 OFDM 신호에서 심벌의 동기타이밍 검출방법으로 자기상관방식에 비하여 검출타이밍의 정확도가 향상되어 나타나는 차분상관방식의 검출특성^[7]을 고려하여 그 정확도를 높이기 위한 변형된 차분화방식의 OFDM 심벌 동기타이밍 검출성능을 나타내보였다. 이 변형된 차분화방식은 차분방식의 기본구성도와 이것을 수정한 진폭차분방식의 구성도를 중첩시킨 이른바 중첩 차분화의 동기검출방식이다.

또한 본 논문에서는 멀티패스 채널의 지연프로필에서 각 지연파의 진폭이 독립된 레일리분포를 하는 것으로 가정하고 곱의 상관방식과 차분상관방식의 동기타이밍 검출의 구성도에서 각 지연파의 선두 진폭치를 최정상관으로 검출할 확률식을 나타내고 레일리페이딩 환경하에서 모델화 채널의 각 지연파의 선두에서 동기 타이밍으로 검출될 확률^[10]의 계산결과를 나타내 보였다.

컴퓨터 시뮬레이션에서는 IEEE802.11a 표준의 OFDM 프레임을 사용하고 쇼트와 롱 트레이닝의 4심벌을 심벌 동기타이밍 검출에 사용하였으며 11파의 모델화 채널과 실측된 21파의 멀티패스 지연프로필의 전력선채널에 적용하여 개선되어 나타나는 동기 검출점에서의 S/N비율 특성과 동기점 검출성능을 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 심벌 동기타이밍이 확립된 경우의 FFT윈도우와 심벌간 간섭의 문제에 대해 살펴보고 III장에서는 곱의 상관과 차분의 심벌타이밍 검출방식에 대해 간단히 기술한다. IV장에서는 레일리페이딩 환경하에서 각 지연파의 선두에서 동기타이밍점으로 검출될 확률에 대해 기술하고 V장에서 지연확산이 70nsec ~ 217nsec로 나타나는 채널 지연프로필에서의 심벌 동기타이밍의 검출성능을 비교분석하고 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 심벌 동기타이밍 검출시점의 문제

1. OFDM신호의 심벌 동기

OFDM신호의 복조에서는 송신측에서 부가한 GI를 제거한 유효심벌 길이 분을 취하기 위한 FFT 윈도우용 타이밍이 필요하게 된다. 즉, 수신신호의 선두를 정확히 검출하기 위한 심벌 동기가 필요하다.

OFDM신호의 심벌 동기타이밍방식으로는 지금까지 여러 방식이 제안되어 있으나 프리엠블이라 부르는 동기용 심벌을 사용한 자기상관방식이 일반적으로 이용되고 있다^[4,5,6]. 곱의 상관검출방식에서는 최대의 상관피크치가 얻어지는 멀티패스 지연수신파의 선두에서 심벌 동기타이밍이 검출된다. 따라서 심벌 동기타이밍이 검출되는 위치에 따라 ISI가 발생하고 오울성능의 열화를 초래할 수 있다.

2. 레이스안페이딩하에서의 보호구간

레이시안페이딩의 채널에서는 첫 번째로 도달하는 직접파의 진폭이 가장 크고, 따라서 심벌 동기타이밍은 통상적으로 첫 번째 지연수신파의 선두에서 검출되어진다. 그림 1은 최대의 진폭을 갖는 제 1지연파의 선두에서 심벌 동기타이밍이 검출되는 레이스안페이딩 채널에서의 지연파의 수신상태를 보인 것이다.

그림 1에서 N_g 는 GI길이, N_c 는 유효심벌길이, τ 는 지연파의 최대지연시간을 나타낸다. 이 경우에는 심벌 동기타이밍이 검출된 시점으로부터 GI길이를 제거하면 그림 1에서와 같이 n번째 마지막 지연파의 선두는 제 1수신파의 GI내에 있고 FFT윈도우에 포함되는 수신 합성파에는 ISI가 발생하지 않게 된다. 이와 같은 채널에

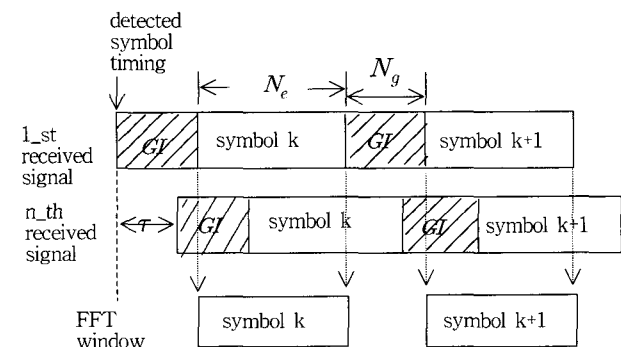


그림 1. 첫 번째 수신신호의 선두에 동기타이밍이 수립된 경우의 FFT윈도우
Fig. 1. FFT windows in case of symbol timing is taken the lead at 1st arrived delay signal.

서는 GI길이를 최대지연시간보다 길게 설정함으로써 ISI의 발생문제를 해결할 수 있게 된다.

3. 레일리페이딩하에서의 보호구간

레일리페이딩의 채널에서는 가장 먼저 도달하는 직접파보다 제2, 제3의 지연파의 세기가 더 커질 수가 있게 되고, 상관의 동기타이밍방식에서는 그림 2에서와 같이 첫 번째 지연파의 선두가 아닌 n번째 지연파의 선두에서 동기가 수립되는 경우가 일반적으로 된다.

이와 같이 n번째 지연파의 선두에서 심벌 동기가 수립되는 경우에는 유효 FFT윈도우내에 (n-1)번째까지의 지연파가 포함될 수 있게 되고 ISI가 발생하여 복조데이터의 오율성능이 떨어지게 된다. 이러한 경우에는 송신측에서 부가하는 GI길이를 충분히 길게 설정할 수도 있었으나 전송효율의 문제가 있고, 따라서 심벌 동기가 수립된 시점으로부터 GI길이인 N_g 보다 짧은 구간을 제거하는 것에 의해 ISI 발생을 방지할 수 있게 된다. 이것은 동기타이밍 검출시점을 앞당겨 실행하는 결과로 된다^[2].

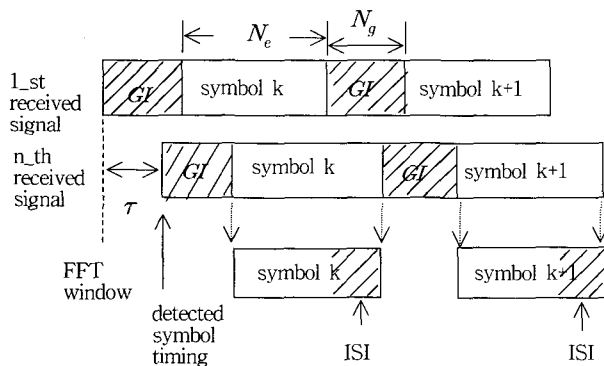


그림 2. n번째 수신신호의 선두에 동기타이밍이 수립된 경우의 FFT윈도우

Fig. 2. FFT windows in case of symbol timing is taken the lead at n-th arrived delay signal.

III. GI 검출방식

1. 상관방식

상관검출에 의한 심벌 타이밍 검출방식은 그림 3과 같은 블록도로 나타내진다. 이 방식은 상관연산을 이용해서 상관피크의 위치를 검출하는 것에 의해 수신되는 OFDM신호에 포함되어 있는 GI를 검출하는 방식이다^[9].

즉, 수신되어오는 n 샘플번째의 OFDM 신호 $X(n)$

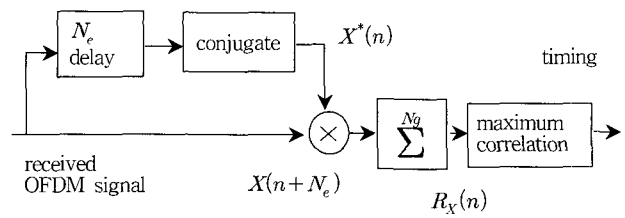


그림 3. 상관방식의 심벌 타이밍 검출방법
Fig. 3. Symbol timing detection by correlation method.

와 FFT의 유효 심벌길이분을 지연시켜 복소공역시킨 신호 $X^*(n - N_e)$ 와의 곱을 취하고 GI길이 N_g 에 걸쳐 합을 구하는 방식으로 나타내진다.

지금 n 샘플번째의 OFDM신호의 값을 $X(n)$ 으로 하면 n 샘플번째의 GI 길이에 대한 상관값 $R_X(n)$ 은 다음의 식과 같이 표현된다.

$$R_X(n) = \sum_{n=1}^{N_g} \{X^*(n) \cdot X(n + N_e)\} \quad (1)$$

여기서 N_e 는 FFT(Fast Fourier Transformation)의 주기로 유효 심벌길이분의 샘플수, N_g 는 GI길이분의 샘플수, $X^*(n)$ 은 $X(n)$ 의 복소공역을 나타낸다.

식 (1)의 연산을 OFDM 신호의 모든 샘플에 대해서 행하면 GI위치의 샘플에서 상관피크가 관측되어진다. 이 상관 피크의 위치점을 기준으로 심벌의 시작점을 결정한다. 상관방식에 있어서 상관연산의 결과는 수신된 신호 $X(n)$ 의 신호전력이나 잡음전력 즉, 전송로특성에 크게 의존하여 얻어진 상관피크의 레벨이 크게 변동한다. 이 상관피크의 레벨변동이 GI검출의 오차원인으로 된다. 특히 페이딩의 영향이 큰 환경하에서는 이 오차가 크게 된다.

2. 차분방식

그림 4는 차분에 기초한 심벌 타이밍 검출방식을 보인

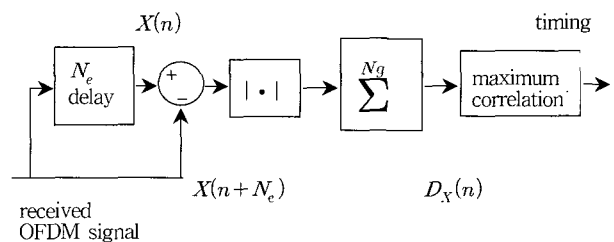


그림 4. 차분방식의 심벌 타이밍 검출방법
Fig. 4. Symbol timing detection by difference method.

블록도로, 채널을 통하여 수신되어진 OFDM 신호를 유효 심벌길이 N_e 만큼 지연시킨 신호와의 차분을 구한다. 음 크기만을 취하여 GI길이 N_g 에 걸쳐 가산할 때 최소가 되는 위치로 GI를 검출하는 심벌 타이밍으로 결정하는 방식이다.

그림 4에서와 같이 수신 OFDM 신호와 FFT의 유효 심벌길이분을 지연시킨 신호와의 차를 구한 다음 절대치를 취하여 GI길이에 걸쳐 가산 합을 산출한다. n 샘플 번째의 OFDM 신호를 $X(n)$ 이라하면 차분신호의 특성함수인 가산함수 $D_X(n)$ 은 다음과 같이 나타내진다.

$$D_X(n) = \sum_{n=1}^{N_g} |X(n) - X(n + N_e)| \quad (2)$$

3. 진폭 차분방식

그림 5는 그림 4의 차분방식을 진폭 차분화 방식에 의한 심벌타이밍 검출을 행하는 블록도를 나타내보인 것이다. 그림 5에서와 같이 I/Q의 분리에 의해 OFDM 신호의 I성분과 Q성분을 분리하고 분리된 I성분과 Q성분의 절대치의 합을 차분 가산의 연산을 행하는 방식을 취하였다.

진폭 차분화방식은 그림 5에서와 같이 OFDM신호의 n 번째 샘플의 $I(n)$, $Q(n)$ 성분 크기의 합을 취하는

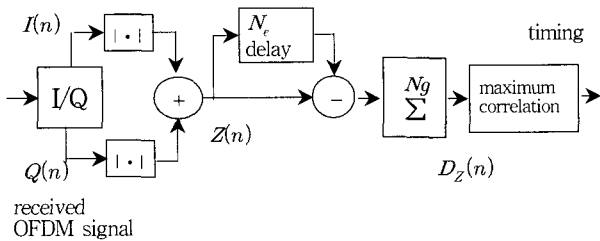


그림 5. 진폭 차분화 타이밍 검출방법
Fig. 5. Symbol timing detection by amplitude difference method.

$Z(n) = |I(n)| + |Q(n)|$ 를 구한다음, 이 $Z(n)$ 에 대한 차분을 이용하는 방법이다^[7]. 이 진폭 차분방에서는 크기 $Z(n)$ 와 유효심벌길이 N_e 샘플분의 시간앞선 OFDM 신호의 크기 $Z(n - N_e)$ 와의 차분에 대해 GI길이인 N_g 샘플분의 합을 구하는 특성함수로 가산함수 $D_m(n)$ 을 다음과 같이 연산하도록 한다.

$$D_m(n) = \sum_{n=1}^{N_g} |Z(n) - Z(n + N_e)| \quad (3)$$

4. 차분화 중첩의 방식

본 논문에서는 보다 더 복잡한 양상의 레일리페이딩 채널모델에서의 동기타이밍 성능을 관찰해본 결과 식 (3)의 방식에서도 타이밍오차가 크게 나타나는 경우를 발견하게 되었다. 그래서 그림 4와 그림 5를 중첩시켜 나타낸 그림 6과 같은 중첩 차분화방식에서 더 정확한 타이밍 검출성능을 얻어낼 수가 있게 되었다.

이 중첩 차분방식에서의 GI길이인 N_g 샘플분의 합을 구하는 특성함수 $D_{XZ}(n)$ 의 연산식은 다음과 같이 나타내진다.

$$D_{XZ}(n) = \sum_{n=1}^{N_g} | (X(n) + Z(n)) - X(n + N_e) + Z(n + N_e) | \quad (4)$$

IV. 각 지연수신파에서의 동기점 검출확률

레일리페이딩 환경의 채널지연프로필에서 각 지연파의 선두에서 동기 타이밍점으로 검출될 확률에 대해 생각해

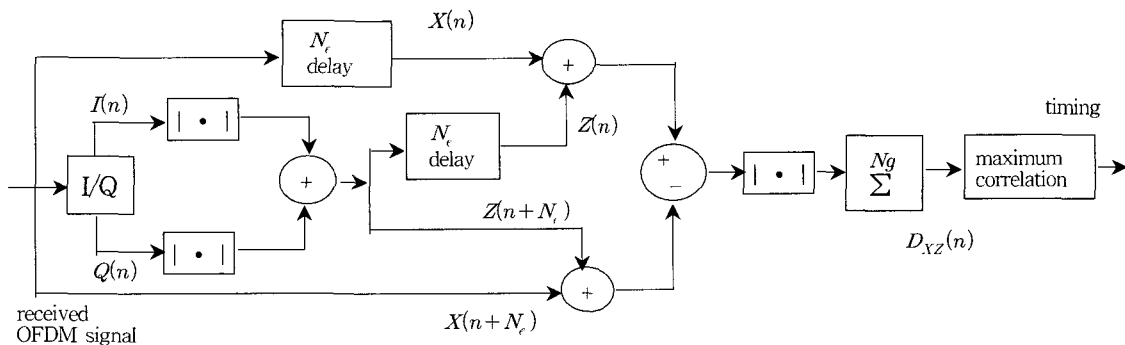


그림 6. 중첩 차분화방식의 심벌타이밍 검출방법
Fig. 6. Symbol timing detection by superposition difference method.

본다^[10]. 채널 지연프로필 $h(n) = \sum_{m=0}^{N-1} a_m \delta(n-m)$ 에서 각 지연파의 진폭이 독립된 레일리분포를 하는 것으로 가정하면, n 번째 지연파의 진폭확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^[11].

$$p_n(r) = \frac{r}{\sigma_n^2} \cdot e^{-r^2/2\sigma_n^2} \quad (5)$$

여기서 σ_n 은 레일리 분포의 표준편차이고 평균전력 a_n^2 에 대해 $\sigma_n = \sqrt{a_n^2}$ 이다. 그리고 m 번째 지연파의 선두 진폭치를 최상관으로 검출될 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

상관검출시 ;

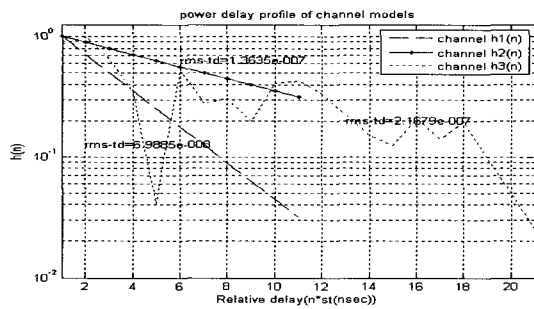
$$P_{\max}(m) = \int_0^\infty p_m(r) [P_1 P_2 \cdots P_{m-1} P_{m+1} \cdots P_N] dr$$

$$= \int_0^\infty p_m(r) \cdot \left[\prod_{k=1, k \neq m}^N \int_0^{a_m} p_k(x) dx \right] dr \quad (6)$$

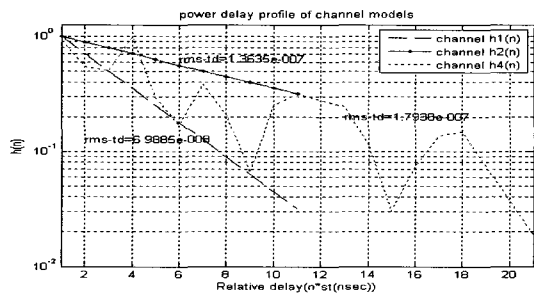
차분검출시;

$$P_{\max}(m) = \left| \int_0^\infty [p_m(r) - \prod_{k=1, k \neq m}^N \int_0^{a_m} p_k(x) dx] dr \right|$$

$$\cdot \prod_{k=1, k \neq m}^N \int_0^{a_m} p_k(x) dx \quad (7)$$



(a) Channel model h1(n), h2(n), h3(n)

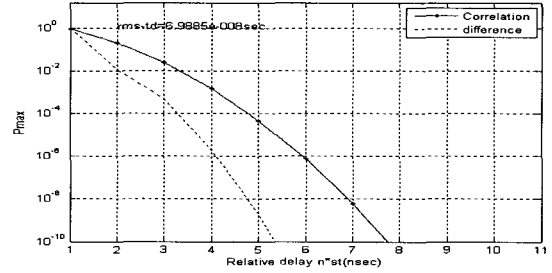


(b) Channel model h1(n), h2(n), h4(n)

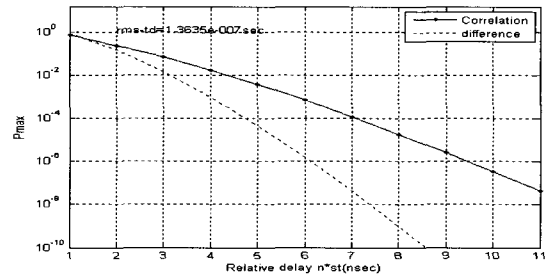
그림 7. 모델화 채널과 지연확산
Fig. 7. Channel models and its delay spread.

여기서 P_1, P_2, \dots, P_N 는 각각 첫 번째, 두 번째..., N 번째 지연파의 진폭이 m 번째 지연파의 진폭치로 될 확률을 나타낸다.

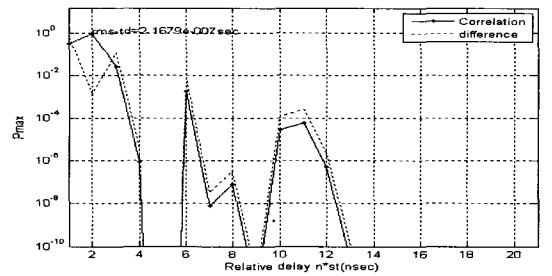
그림 7은 본 연구에서 설정한 4종류의 채널모델을 보여준다. h1(n)은 지연확산이 $\sigma_\tau = 69.885nsec$ 의 -3dB 간격의 11과 전력지연프로필의 채널이고, h2(n)은 지연



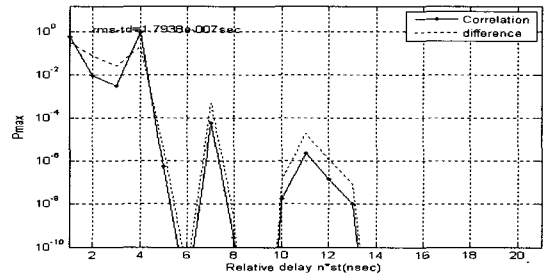
(a) Channel model h1(n)



(b) Channel model h2(n)



(c) Channel model h3(n)



(d) Channel model h4(n)

그림 8. 각 지연파에서의 심벌동기타이밍으로의 검출확률
Fig. 8. Detection probability as a symbol synchronization timing at each received delay signal.

표 1. 각 지연파의 선두 진폭치를 최대상관으로 검출될 확률

Table 1. Detection probability as maximum correlation at each received delay signal.

Channel models	Symbol synchronization methods	Detection probability			
		1st wave	2nd wave	3rd wave	4th wave
h1(n)	correlation	0.9546	0.2115	0.0250	0.0015
	difference	0.9991	0.0115	0.0005	0.0
h2(n)	correlation	0.7312	0.2474	0.0711	0.0175
	difference	0.8869	0.1580	0.0150	0.0009
h3(n)	correlation	0.3077	0.9075	0.0281	0.0
	difference	0.5970	0.0014	0.1149	0.0
h4(n)	correlation	0.5911	0.0096	0.0033	0.9207
	difference	0.3256	0.0799	0.0279	0.2038

확산이 $\sigma_r = 136.35nsec$ 의 -1dB간격의 11파 전력지연 프로파일의 채널모델이다.

또한, h3(n)은 지연확산이 $\sigma_r = 216.79nsec$ 이고 제2지연파의 세기가 가장 큰 경우의 21파 채널모델이며, h4(n)은 지연확산이 $\sigma_r = 179.38nsec$ 이고 제4지연파의 세기가 가장 큰 경우의 21파 채널모델이다.

그림 8은 상관과 차분검출방식에서 모델채널에 따라 각 지연파의 선두에서 최대의 상관값으로 검출될 확률의 계산결과를 보여준다. 그림 8에서와 같이 제 1지연파의 선두에서 동기타이밍점이 검출될 확률은 차분방식에서 모델화 채널의 종류에 관계없이 가장 높게 나타나고 있는 것과 비교하여 상관검출의 방식에서는 채널의 종류에 따라 지연파의 세기가 큰 위치에서 검출될 확률이 높게 나타나고 있음을 알 수 있다.

각각의 채널모델들에 대해서 구한 동기 타이밍점으로 검출될 확률의 계산결과를 비교 분석해 보인 것이 표 1이다.

표 1에서 보는바와 같이 상관방식에서는 진폭세기가 가장 큰 지연파의 선두에서 동기타이밍점을 취할 확률이 가장 높으면서 그 절대치도 크게 나타나고 있는 것과 비교하여, 차분방식은 채널의 지연프로파일의 특성에 구애받지 않고 첫 번째 지연수신파의 선두에서 동기타이밍점을 취할 확률은 높게 나타나고 있으나 페이딩성이 강한 채널일수록 검출확률의 절대치는 크게 떨어지고 있음을 알 수 있다.

V. OFDM 심벌 동기타이밍 검출성능

컴퓨터시뮬레이션에서는 표 2와 같은 IEEE802.11a의

표 2. 시뮬레이션 조건(IEEE802.11a)

Table 2. Simulation condition(IEEE802.11a).

symbol interval	4 μ sec(N=80)
No. of subcarriers	48
freq. spacing	0.3125MHz(=20MHz/64)
IFFT/FFT period	$T_{FFT} : 3.2\mu$ sec($N_e=64$)
GI duration	$T_{GI} : 0.8\mu$ sec($N_g=16$)
data rate	9-54Mbps
subcarrier mod.	BPSK/QPSK/16QAM/64QAM (mod. index : M=1,2/3,4/5,6/7,8)
training symbol GI duration	$T_{GR} : 1.6\mu$ sec($T_{FFT}/2$)
short traing sequence duration	8μ sec($10 \times T_{FFT}/4$)
long traing sequence duration	8μ sec ($T_{GR} + 2 \times T_{FFT}$)

OFDM 무선랜 규격의 신호를 사용하였다. 샘플수 64의 IFFT/FFT주기, OFDM 심벌 보호구간은 유효 심벌길이의 1/4, 변조방식은 부호화율 r=1/2, 구속장 K=9의 콘볼루션 부호화에 BPSK/QPSK/16QAM/64QAM, 데이터는 IEEE802.11a의 무선랜 규격에서와 같이 선두에 쇼트, 롱 트레이닝(short, long training) 심벌과 시그널심벌을 프리엠블 심벌로 부가된 프레임으로 구성하여 몇 가지 모델화 채널과 전력선 실측 채널에 대하여 심벌 타이밍을 검출해 보았다.

심벌 동기는 변조/복조가 각각 IFFT/FFT에 의해 이루어지기 때문에 필요한 것으로 수신단에서는 N_e 개의 샘플신호를 FFT하여 복조가 이루어지기 때문에 샘플의 시작위치를 정확히 일치시켜야 정확한 복조가 이루어진다.

멀티패스 지연프로파일의 채널에서 심벌간의 간섭을 받지 않으면서 서브캐리어사이의 직교성도 유지되는 임의의 위치에서 심벌동기를 이루면 왜곡이 발생하지 않는다. 따라서 심벌 샘플의 복조성능에 영향을 주지 않는 심벌 오프셋의 범위는 최대 지연스프레드를 τ_{max} 라 하면 다음과 같이 주어진다^[2,3].

$$\frac{\tau_{max}}{T_s} - N_g < \delta \leq 0 \tag{8}$$

1. 동기 타이밍점에서의 S/N비 특성

사각 펄스파형에 대한 상관함수는 삼각파형으로 나타내어지며 미분에 의해 삼각파형은 양극의 사각펄스모양으로 된다. 잡음이 부가된 레일리 페이딩채널을 통하여

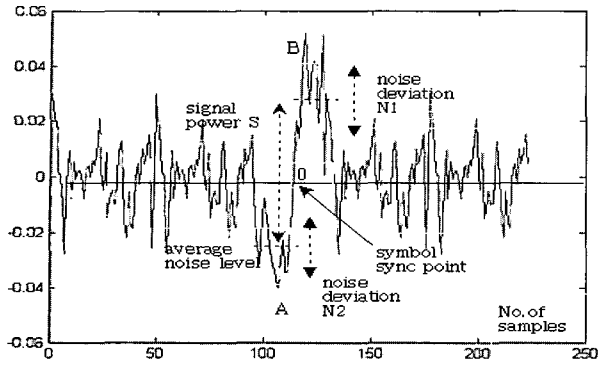


그림 9. 상관함수의 미분파형의 예
Fig. 9. Example of difference waveform of correlated function.

수신된 프레임 심벌의 쇼트, 롱 트레이닝의 4개 심벌기간에 대한 상관함수의 평균파형(상관평균)은 상관값이 최대 또는 최소점에서의 미분값이 0으로 되므로 이에 대한 미분파형은 그림 9와 같이 양극펄스의 모양을 하게 된다.

그림 9에서와 같이 상관 피크점 또는 최소점에서 정의하는 신호에너지 S와 잡음전력 N은 검출 동기점(0점)을 전후한 양극의 사각펄스와 형태에서 구간 A, B의 평균 진폭의 합이 S로 되며 사각펄스파형의 구간 A, B의 펄스 진폭에 부가되어 나타나는 파형은 잡음으로써 그 전력을 각각 N1과 N2로 나타내면 전체 잡음전력은 $N=N1+N2$ 로 된다.

상관평균 파형의 피크점 또는 최소점에서의 첨예성은 이 S/N의 비가 클수록 날카로운 모양을 하게 되며 동기점으로써의 검출신뢰가 높아지게 된다^[7].

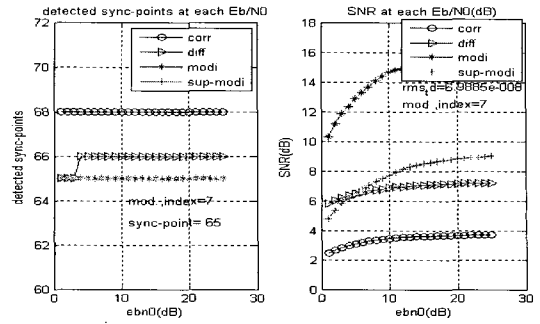
2. 멀티패스 모델화 채널에서의 검출성능 비교

그림 10은 모델화 채널의 그림 7에 대해서 행한 48Mbps 데이터 전송율의 64QAM(M=7, 1/4평취링)에서 eb/n0에 따른 동기 타이밍점의 검출결과를 비교해 보인 것이다.

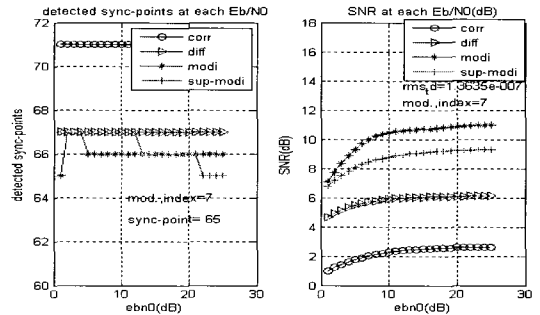
본 논문에서의 정확한 심벌 타이밍 점은 심벌의 샘플 수 80에서 FFT의 구간 64샘플수만큼 지연시키고 보호구간으로 복사하여 사용하는 후방 16샘플 구간에 대한 상관에 의하여 정확한 심벌 동기 타이밍점은 m=65가 된다.

그림 10(a)는 지연확산 $\sigma_\tau = 69.885nsec$ 의 -3dB간격의 11파 전력지연프로필의 채널모델 h1(n)에서의 심벌 동기 타이밍점 검출결과로써 중첩차분방식은 진폭차분방식에 비하여 eb/n0에 따른 S/N는 낮아졌지만 동일한 성능을 보여준다.

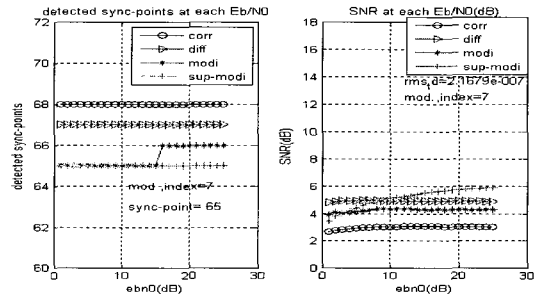
그림 10(b)는 지연확산 $\sigma_\tau = 136.35nsec$ 의 -1dB간격



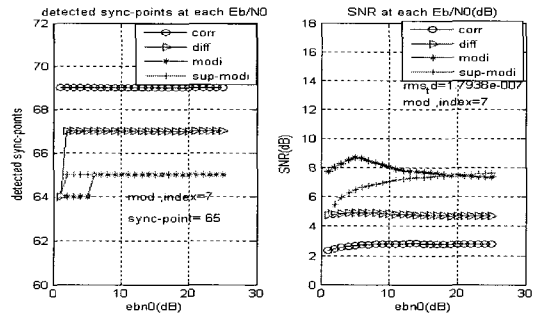
(a) h1(n)



(b) h2(n)



(c) h3(n)



(d) h4(n)

그림 10. 채널모델에서 eb/n0에 따른 동기점 검출성능 (64QAM, 48Mbps)

Fig. 10. Detected symbol sync., points with eb/n0 in channel models(64QAM, 48Mbps).

의 11파의 채널모델 h2(n)에서의 심벌 동기 타이밍 검출 결과이고 중첩차분방식은 진폭차분방식에 비하여 eb/n0에 따른 S/N는 다소 낮아졌지만 eb/n0가 높아짐에 따라 점차 향상된 검출 성능을 보여주고 있다.

그림 10(c)는 지연확산이 $\sigma_\tau = 216.79nsec$ 이고 제2지연파의 세기가 가장 큰 경우의 21파 채널모델의 $h3(n)$ 로서 중첩의 차분방식은 진폭차분방식에 비하여 $eb/n0$ 에 따른 S/N가 향상되면서 정확한 검출성능을 나타낸다. 또한 채널모델 $h4(n)$ 의 지연확산이 $\sigma_\tau = 179.38nsec$ 이고 제4지연파의 세기가 가장 큰 경우에서도 중첩의 차분방식은 진폭차분의 방식에 비하여 $eb/n0$ 에 따른 S/N가 향상되면서 정확한 검출성능을 나타낸다. 실험결과를 통하여 채널에 따라 동기점에서의 S/N의 비율이 일정레벨 이상으로 될 때 정확한 동기타이밍이 검출되어질 수 있음을 알 수 있다.

동기타이밍의 검출성능을 구하면서, 그림 10(b)에서와 같이 -1dB간격의 전력지연프로필의 멀티패스 채널모델이 가장 어려운 전송채널모델로 평가되어지며 이러한 채널에서도 중첩의 차분화방식에 의해 정확한 심벌 동기타이밍을 검출해 낼 수 있음을 보여주었다.

그림 10에서와 같이 상관방식과 차분방식은 지연파들의 영향에 의해 높은 $eb/n0$ 에서도 수 샘플만큼 검출의 동기점이 어긋나기도 하나 중첩의 차분화 방식에서는 지연확산이 길 채널에서도 $eb/n0$ 에 따른 S/N의 비율이 향상되면서 정확한 동기 위치점을 검출해 내고 있다.

이상에서와 같이 컴퓨터 시뮬레이션의 결과를 통하여 각 방식에서의 동기타이밍 검출성능의 비교에서, 중첩의 차분화방식은 하드웨어적 구조가 진폭차분방식에 비하여 다소간 복잡해졌으나 정확한 동기타이밍을 검출해 내는 방식이 될 수 있음을 나타내 보였다.

이러한 결과는 모델화 채널에 대해 구해본 각 지연파의 선두에서 동기타이밍점으로 검출될 확률의 계산결과와도 잘 부합하고 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 OFDM 신호에서 심벌의 동기타이밍 검출방법으로 차분상관방식의 검출특성을 고려하여 그 정확도를 높이기 위한 변형된 차분화방식의 OFDM 심벌 동기타이밍 검출성능을 나타내보였다. 이 변형된 차분화방식은 차분방식의 기본구성도와 이것을 수정한 진폭차분방식의 구성도를 중첩시킨 이른바 중첩 차분화의 동기 검출방식이다.

또한 본 논문에서는 멀티패스 채널의 지연프로필에서 각 지연파의 진폭이 독립된 레일리분포를 하는 것으로 가정하고 자기상관방식과 차분상관방식의 동기타이밍

검출의 구성도에서 각 지연파의 선두 진폭치가 최대상관으로 검출될 확률식을 나타내고 레일리페이딩 환경하에서 상관방식과 차분방식에서 모델화 채널의 각 지연파의 선두에서 동기 타이밍으로 검출될 확률의 계산결과를 나타내 보였다.

여러 가지 지연확산의 채널들에 대해 행해본 컴퓨터시뮬레이션의 결과 상관의 동기타이밍 검출방식에서는 진폭이 가장 큰 지연파의 선두에서 동기타이밍을 취할 확률이 높게 나타나는데 대하여 차분방식에서는 첫 번째 수신지연파의 진폭크기가 다른 지연파에 비하여 낮게 되는 채널에서도 언제나 첫 번째 수신지연파의 선두에서 동기타이밍을 취할 확률이 높게 나타나 정확한 동기타이밍의 검출이 가능함을 보여주고 있다.

이러한 결과는 기존의 대표적인 자기상관방식과의 동기타이밍 검출성능의 비교에서 잘 나타내 보였다. 자기상관방식과 차분방식은 지연파들의 영향에 의해 높은 $eb/n0$ 에서도 수 샘플만큼 검출의 동기점이 어긋나기도 하나 중첩의 차분화 방식에서는 지연확산이 길 채널에서도 $eb/n0$ 에 따른 S/N의 비율이 향상되면서 정확한 동기타이밍점을 검출해 내고 있다.

참 고 문 헌

- [1] M. Engels, "Wireless OFDM systems." Kluwer Academic Pub. 2002.
- [2] 김재석, 조용수, 조중휘 공저, "이동통신용 모델의 VLSI설계." 2장, 대영사, 2001.
- [3] 조용수, "무선멀티미디어 통신을 위한 OFDM기초." 대영사(2000)
- [4] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency acquisition and timing synchronization for OFDM." IEEE Trans. Commun., vol.45, No.12, pp1613-1621, Dec.1997.
- [5] T. Onizawa, M. Mizoguchi, M. Morikura and T. Tanaka, "A fast synchronization scheme of OFDM signals for high-rate wireless LAN." IEICE Trans. Commun., vol.E-82-B, No.2, pp455-463, Feb.1999.
- [6] H. Kobayashi, K. Mori and T. Nagaosa, "Proposal of symbol timing and carrier frequency synchronization methods for burst mode OFDM signal." IEICE Trans. Commun., vol.E-86-B, No.1, pp238-246, Jan.2003.
- [7] 주창복, 박남천 "차분방법에 의한 OFDM 심벌 동기검출방식." 대한전자공학회 논문지 vol 43TC. No2, pp56-65, 2006.
- [8] K. Takahashi and T. Saba, "A novel symbol

synchronization algorithm with reduced influence of ISI for OFDM systems," in *Proc. IEEE Globecom*, vol.1, pp524-528, 2001.

- [9] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM for wireless multi-media communications", Artech House, 2000.
- [10] 주창복, 박동호 "멀티패스 지연프로필의 각 수신지연과의 선두에서 OFDM신호의 심벌 동기타이밍으로의 검출확률." 대한전자공학회 논문지 Vol.44 No.2 this issue.
- [11] T. S. Rappaport, "Wireless Communications-Principles and Practice", 2nd edition, Prentice Hall PTR, 2002.

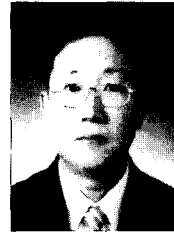
저 자 소 개



주 창 복(정회원)
 1975년 한국항공대학교
 전자공학과 학사.
 1977년 고려대학교 전자공학과
 석사
 1987년 고려대학교 전자공학과
 박사

1981년 3월~현재 경남대학교 공과대학
 전자공학과 교수

<주관심분야 : 디지털/RF통신시스템설계 및 통신신호처리>



박 동 호(정회원)
 1996년 부경대학교 전자공학과
 학사
 1998년 동아대학교 전자통신
 공학과 석사
 2006년 3월~현재 경남대학교
 전자공학과 박사과정

<주관심분야 : >디지털통신/RF회로설계 및 통신신호처리>