

석 사 학 위 논 문
지도교수 정 영 모

OFDM 과 결합한 DAPSK의 성능 평가

Performance Evaluation of DAPSK Combined
with OFDM

2003년 12월

한 성 대 학 교 대 학 원

정보통신공학과

정보통신 전공

李 勝 龍

석 사 학 위 논 문
지도교수 정 영 모

OFDM 과 결합한 DAPSK의 성능 평가

Performance Evaluation of DAPSK Combined
with OFDM

위 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2003년 12월

한 성 대 학 교 대 학 원

정보통신공학과

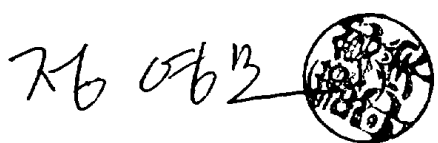
정보통신 전공

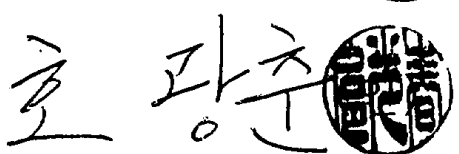
李 勝 龍

이승용의 공학석사 학위논문을 인정함

2003년 12월

심사위원장 

심사위원 

심사위원 

요 약

본 논문에서는 AWGN (additive white Gaussian noise) 채널에서 quasi-coherent 방식을 사용한 검출기를 사용하는 DAPSK (differential amplitude phase shift keying)의 최적 경계값을 해석적으로 구하였다. 해석결과, quasi-coherent 방식의 검출기를 사용한 수신기에서 결정변수는 라이시안 분포를 가짐을 알 수 있었다.

그리고 주파수 오프셋이 있는 경우, DAPSK를 OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing)에 적용하여 AWGN에서 성능을 조사하였다. DAPSK와 결합된 OFDM의 성능은 QAM과 결합된 OFDM의 성능과 비교되었다. 차동복조는 인접 채널과 인접 심볼에 대하여 수행하였으며, 이 둘의 성능도 비교되었다. 마지막으로 위상 오차가 있는 경우 대해서도 조사하였다.

DAPSK와 결합된 OFDM과 QAM과 결합된 OFDM의 성능을 비교한 결과, 주파수 오프셋이 있는 경우 두 가지 경우모두 급격한 성능의 저하를 가져왔다. 그러나 차동복조를 인접 심볼에 대하여 수행한 것과 인접 채널에 대하여 수행 것에 대한 결과는 두 가지 모두 동일한 형태로 나왔다. 마지막으로 위상 오차가 0.08 rad인 경우, noncoherent 검출기를 사용한 DAPSK와 결합된 OFDM이 quasi-coherent 검출기를 사용한 DAPSK와 결합된 OFDM 및 동기식 QAM과 결합된 OFDM보다 BER이 3×10^{-2} 에서 각각 4dB와 6dB 더 우수한 성능을 보였다.

목 차

요 약	i
목 차	ii
그림목차	iii
표 목 차	v

제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	3
1.3 연구 내용	4

제 2 장 신호 및 시스템 모델	5
2.1 OFDM	5
2.1.1 OFDM 신호	5
2.1.2 OFDM 시스템의 구성	8
2.2 DAPSK	18
2.2.1 DAPSK 의 소개	18
2.2.2 DAPSK 의 구성	19

제 3 장 DAPSK 진폭의 최적 경계값	23
3.1 AWGN 채널에서 DAPSK의 신호모델	23
3.1.1 AWGN 채널에서 수신 신호	23
3.1.2 matched filter 의 출력 신호	23
3.2 DASK 의 경계 검출 과정 및 결정 경계의 특성	24
3.2.1 검출 과정	24
3.2.2 결정 경계의 특성	25

3.3 실험 결과 및 검토	29
3.3.1 AWGN 에서의 진폭의 확률 밀도 함수	29
3.3.2 Quasi-coherent 방식의 결정 변수	31
3.4 성능 분석	34
 제 4 장 OFDM/DAPSK	 36
4.1 OFDM/DAPSK 시스템 모델	36
4.1.1 OFDM/DAPSK 신호 및 수신 신호	36
4.1.2 복조	37
4.2 성능 분석	39
4.2.1 OFDM/DAPSK 심볼간 차동 변조	39
4.2.2 OFDM/DAPSK 부채널간의 차동 변조	40
4.3 수치 결과 및 토의	42
 제 5 장 결론	 46
 참고 문헌	 47
 Abstract	 49

그림 목차

그림 2-1. OFDM 신호의 개념	7
그림 2-2. OFDM 신호의 스펙트럼	7
그림 2-3. OFDM 송신기의 블록선도	10
그림 2-4. OFDM 수신기의 블록선도	10
그림 2-5. 보호구간에 '0'신호를 전송한 경우	12
그림 2-6. Cyclic prefix를 삽입한 OFDM 심볼	13
그림 2-7. Cyclic prefix를 삽입한 OFDM 신호의 실제예	18
그림 2-8. Nocoherent 검출기의 블록선도	21
그림 2-9. Quasi-coherent 검출기의 블록선도	21
그림 3-1. $A_{n-1}=1$ 이 전송된 경우의 라이사안 확률 밀도함수	31
그림 3-2. $k=1, 2$ 인 경우 편미분식 값	33
그림 3-3. $k=0, -1$ 인 경우 편미분식의 값	33
그림 3-4. DAPSK 진폭의 경계값	34
그림 3-5. 검출 경계값에 따른 DAPSK 의 BER 비교	35
그림 4-1. 주파수 오프셋이 없는 경우 성능 비교	44
그림 4-2. 주파수 오프셋이 있는 경우 성능 비교	44
그림 4-3. Nocoherent DAPSK에서 복조 방식 비교	45
그림 4-4. 위상 오차가 있는 경우 성능 비교	45

표 목 차

표 3-1. 최적 경계값과 방정식	29
표 3-2. $M=4$ 인 경우 최적 경계값의 예	34

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

현대 사회는 정보 통신 분야의 눈부신 발전으로 인하여 고도의 정보 사회로 변모하고 있다. 정보화 사회에서 사용자들은 유선뿐만 아니라 무선 환경에서 초고속의 멀티미디어 서비스를 필요로 한다. 무선통신은 이동 환경에서 사용되는 경우가 많다. 이동 환경에서는 수신기의 이동으로 인한 도플러 편이, 그리고 다경로 전송으로 인한 페이딩 현상 등이 발생하여 신뢰성 있는 통신을 하기 쉽지 않다. 또한 이동 통신 목적으로 할당된 주파수 대역은 한정되어 있다. 제한된 대역폭으로 고속의 멀티미디어 데이터를 전송하기 위해서는 높은 대역 효율을 가진 전송 기술이 필요하다. 페이딩에 강하며 스펙트럼의 형태도 정방형에 가까운 OFDM(orthogonal frequency-division multiplexing) 시스템은 이러한 요구를 만족시키기 위해 매우 적합한 시스템으로 여겨지고 있다 [7].

OFDM 은 다수의 반송파를 사용하는 것으로 FDM(frequency division multiplexing) 과 유사하다. 그러나 OFDM 은 부반송파간의 상호 직교성을 유지하여 FDM에서 요구되는 주파수 영역에서의 보호 간격이 필요하지 않으므로 OFDM 은 FDM 보다 대역 효율이 우수하다. 또한 OFDM 은 페이딩 채널에서 발생하는 연접 에러를 산발적인 에러로 바꾼다. 그리고 보호구간을 사용하면 delay spread 에 대한 강인성을 더욱 높일 수 있다. 그러나 OFDM은 송수신기에서 사용되는 국부 발진기의 주파수 차이나 또는 Doppler 현상으로 발생하는 주파수 오프셋에 매우 민감한 단점을 가지고 있다.

OFDM 은 다양한 변조 방식과 결합이 가능하며, 현재 OFDM 과 함

게 널리 사용되는 변조 방식으로는 대역 효율이 높은 QAM(quadrature amplitude modulation) 과 DQPSK(differential quadrature phase shift keying) 방식 등이 있다. QAM 은 동기식 방식으로 전력 효율이 우수한 변조 기법이다. DQPSK 방식은 비동기 방식으로 동기식 방식과 같이 수신기에서 반송파 신호를 복원하는 회로를 필요로 하지 않으나 전력 효율이 상대적으로 낮다 [9].

OFDM 시스템은 DAB(digital audio broadcasting), DVB-T(digital video broadcasting-terrestrial) 의 전송기술로 선택되었다 [7,9]. DVB-T 시스템에서 OFDM 은 16QAM, 64QAM 과 수천 개의 부반송파를 결합하여 사용되고 있다 [9]. 또한 최근에는 무선 환경뿐만 아니라 ADSL(asynchronous digital subscriber line), HDSL(high-bit-rate DSL) 시스템과 같은 유선환경에도 OFDM 이 사용된다. 그리고 OFDM 은 주파수 선택성 채널 환경에서 미래의 멀티미디어 통신에 매우 유망한 기법으로 고려되고 있으며 IEEE802.11, HIPERLAN II 와 같은 새로운 고속 무선랜의 표준으로 채택된 바 있다 [7].

OFDM 에 대한 기존의 연구는 QAM 방식을 적용한 연구가 대부분이며 [7], 복조 기법으로는 동기식 방식을 선택하였다. 비동기식 복조기를 사용하는 기법으로는 DPSK 와 최근에 높은 변조율로 주목받고 있는 DAPSK(differential amplitude phase shift keying) [1] 가 있다. 이것은 DPSK 신호의 진폭을 차분 변조함으로써 DPSK 보다 높은 변조율을 가질 수 있다. 한편 OFDM 과 결합된 비동기식 방식에 대한 연구로는 DPSK 가 적용된 연구 결과가 발표된바 있으며 [10], [3] 에는 AWGN에서 DAPSK 를 대상으로 OFDM 에 적용한 경우의 BER(bit error rate) 성능을 분석하였다. 그러나 [3]에는 완벽한 채널 추정을 가정하여 주파수 오프셋은 고려하지 않았다.

1.2 연구 목적

QAM 과 결합된 OFDM 은 다른 동기식 방식과 같이 우수한 BER 성능을 보인다 그러나 주파수 오프셋이 존재하는 경우에는 시스템의 성능이 크게 저하된다. 또한 동기식 방식은 수신기에서 반송파의 복원을 위해 송신 신호에 추가적인 파일럿 신호를 포함하여야 하는 경우가 많다 [11]. 이는 대역효율을 저하시키며 송신기의 전력 소모를 증가시키고 수신기 구조의 복잡도를 높이는 단점이 있다. 주파수 오프셋은 송수신기의 이동으로 인한 Doppler 편이와 송수신기의 국부발진기간의 주파수의 차이에 기인한다.

한편 DPSK 와 DAPSK 같은 변조 방식을 사용하는 경우, 수신기에서 사용하는 noncoherent(비동기) 및 quasi-coherent(유사동기) [3] 방식의 복조기는 반송파 복원회로를 필요로 하지 않는다. 따라서 수신기의 구조는 단순화 될 수 있으며, 또한 파일럿 신호를 필요로 하지 않으므로 송신기의 전력 및 대역폭 낭비를 감소시킬 수 있다. Noncoherent 및 quasi-coherent 방식의 수신기는 국부발진기를 사용하지 않고, 이전 시간의 수신 신호를 복조의 기준 신호로 사용하므로 주파수 오프셋에 의한 영향을 다소 줄일 수 있을 것으로 기대된다. Noncoherent 복조기는 실제로 유럽의 DAB 시스템인 Eureka-147 [12] 에서 사용되고 있다. Eureka-147 에서는 noncoherent 방식인 DQPSK 방식과 OFDM 을 결합하였다. 그러나 DQPSK 는 신호점의 수가 작으므로 높은 대역 효율을 필요로 하는 시스템에는 적합하지 않다.

본 논문에서는 DQPSK 보다 많은 신호점을 가지는 noncoherent 방식 기술로 최근 제안된 DAPSK 방식 [1] 을 OFDM 과 결합하여 그 성능을 비교 분석한다. DAPSK 는 DPSK 방식에 진폭을 차동 변조하는 DASK 방식을 결합한 것이다. DAPSK 방식은 심볼당 많은 비트를 할당할 수 있으며 비교적 BER 성능도 우수하다고 알려져 있다 [1]. 그리고 이러한 성

능은 진폭의 결정 경계값을 최적화 함으로 그 성능을 더욱 향상시킬 수 있다.

1.3 연구 내용

본 논문에서는 DAPSK와 결합된 OFDM 시스템 (OFDM/DAPSK) 과 QAM과 결합된 OFDM 시스템 (OFDM/QAM) 을 비교 분석한다. DAPSK 의 복조 방식에는 비동기식 복조 방식과 quasi-coherent 복조 방식 두 가지 모두를 사용하였으며 각각에 대한 성능을 비교 평가한다. 또한 DAPSK 신호는 동일한 시간에 인접한 부반송파 사이의 심볼을 이용하여 발생시키는 방법과, 동일한 부반송파에서 시간축상에 인접한 심볼을 이용하여 발생시키는 두가지방법으로 얻는다. 그리고 이 두 가지 각각을 실험하여 그 결과를 비교한다. 한편, 채널 환경은 AWGN 채널을 선택하여 실험하며, 각 경우에 DAPSK 수신기가 가지는 최적 결정 경계값의 해석 과 정도 제시한다. DAPSK의 변조에 있어서 인접 채널간에 차동변조를 수행하는 방식과 인접 심볼간에 차동변조를 수행하는 방식을 비교하였으며, 끝으로 위상 오차가 있는 경우에 대한 성능도 알아보았다.

제 2 장 신호 및 시스템 모델

2.1 OFDM

2.1.1 OFDM 신호

데이터를 전송 할 때, 하나의 반송파를 이용하여 전송하는 방법과 다수의 반송파를 이용하여 전송하는 방법이 있다. 하나의 반송파만을 이용하는 경우 순차적으로 발생하는 데이터를 순서대로 반송파와 변조하며 전송한다. 그러나 다수의 반송파를 이용하는 경우에는, 순차적으로 발생하는 데이터를 사용하는 반송파의 수만큼 병렬로 배치한 다음 각각의 반송파와 변조하여 전송한다.

OFDM 은 직렬로 구성된 데이터를 여러 개의 부반송파에 병렬적으로 나누어 실는 multicarrier 전송 기법이다. 이로 인해 single carrier 변조기법 보다 훨씬 긴 심볼 전송 시간을 가진다. OFDM 은 변조 기술이지만 다중화 기술이라고 할 수 있다. 이는 다수의 부반송파를 이용하여 전송하는 것은 multicarrier 전송 기법이지만, 다수의 부반송파에 하나의 데이터열을 각각 부여하여 사용할 수도 있기 때문이다. 또한 OFDM 은 부반송파 각각은 다른 전송율을 가지게 하여 전송 할 수도 있다. OFDM 이 사용되어지는 또 다른 이유는 주파수 선택적 페이딩(frequency-selective fading) 과 협대역 간섭(interference) 에 강하기 때문이다. Single carrier 시스템에서 페이딩과 간섭으로 링크 전체가 파괴되지만, multicarrier 시스템에서는 단지 부반송파의 일부만이 영향을 받는다. 또 이러한 영향을 받은 부반송파 신호는 병렬 데이터 시스템의 에러 교정(error correction) 부호에 의해 복원될 수 있다.

기존의 데이터를 병렬화 하여 전송하는 기술은 신호의 주파수 대역 전체를 N 개의 겹치지 않는 부채널로 나누어 사용한다. 각 부채널은 독립된 심볼들에 의해 변조되고 그런 다음 N 개의 부채널은 주파수 분할 다중화 된다. 그리고 채널 상호간의 간섭을 피하기 위해 채널끼리 중첩되지 않도록 하였다. 그러나 이러한 방법은 스펙트럼을 효율적으로 이용하지는 못한다. 1960대 중반에 이러한 스펙트럼의 비효율성을 극복하기 위하여 병렬 데이터를 사용하고 부채널간 스펙트럼이 상호 중첩되는 주파수 분할 방식이 제안되었다. 이 방법은 채널에 의해 전송되는 신호의 전송률 (signaling rate) 이 b 일 경우, 고속의 등화기를 피하고, 임펄스 잡음과 다중 경로 왜곡을 극복하기 위해 각 채널 사이에 약 b 의 주파수 간격을 두었다 [5].

앞에서 언급한 부채널 상호간에 중첩되지 않는 multicarrier 변조 기법과 중첩되는 multicarrier 변조 기법을 그림 2-1 에 보였다. 그림에서 보는 것과 같이 부채널간에 중첩되는 multicarrier 변조 기법이 약 두배의 이상의 높은 대역 효율을 갖고 있음을 알 수 있다. 또한 위와 같은 중첩되는 multicarrier 변조 기법은 부채널에 사용되는 부반송파 상호간의 직교성 (orthogonality)이 유지되어야만 상호간의 간섭을 사라지게 할 수 있다. 일반적인 주파수 분할 다중화 시스템에서 다수의 반송파들은 수신기에서 필터와 복조기를 이용하여 분리되었다. 이런 수신기는 원하는 채널을 분리할 용이하게 하고 채널간의 간섭으로부터 보호하기 위하여 보호간격이 있어야 한다. 그러나 이것은 스펙트럼의 효율을 낮추게 한다.

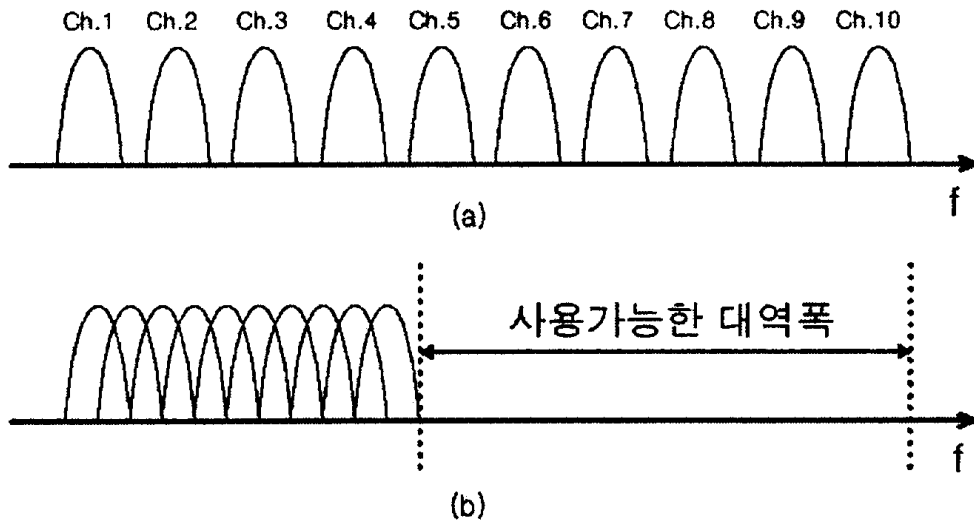


그림 2-1. OFDM 신호의 개념.

(a) 기존의 multicarrier기술. (b) Orthogonal multicarrier 변조 기술.

한편, 반송파의 sideband 를 중첩되게 배열하는 OFDM 신호도 반송파 상호간의 간섭을 제거할 수 있는데, 이는 반송파간의 직교성을 유지함으로써 가능하다. 이러한 변조 방식을 사용하는 통신 시스템의 수신기는 각각의 반송파의 주파수를 DC 까지 낮춘다. 다음 이 신호를 복원하기 위해 심볼 구간 T 동안 적분한다. 만약 반송파들이 $1/T$ 의 정수배인 주파수 간격을 갖는다면, 반송파들은 서로 직교하게 된다.

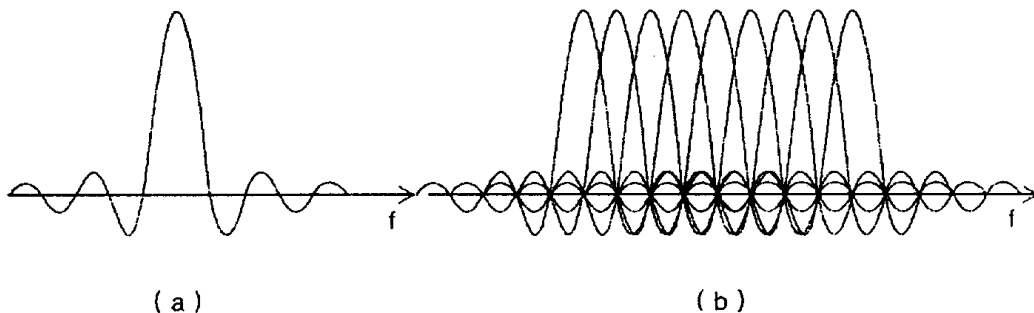


그림 2-2. OFDM 신호에 사용되는 부반송파의 스펙트럼.

(a) Single OFDM 부반송파. (b) OFDM 심볼.

OFDM 에서 병렬데이터 전송시스템의 변조와 복조 부분에는 DFT(discrete Fourier transform) 를 적용하여 사용된다. IDFT(inverse discrete Fourier transform) 를 사용하면 각 부반송파로 변조된 부채널의 스펙트럼은 $Sa(x) = \frac{\sin x}{x}$ 함수의 형태로 나타난다. 그림 2-2 는 부채널의 각 스펙트럼을 보여준다. 각 부 반송파의 전송 속도가 b 일 경우 $b/2$ 의 영역에서 다중화된 OFDM 신호의 스펙트럼은 그림 2-2 (b) 에 제시하였다. 그림 2-2 에서 보여지는 것과 같이 각각의 부반송파의 중심 주파수에서 다른 부반송파에 의한 간섭은 없다. 이뿐만 아니라 DFT 를 근간으로 하는 multicarrier 기법을 사용하면 주파수 분할 다중화는 대역제한 필터링이 아닌 기저 대역 프로세싱으로 얻어질 수 있으며, 이러한 방법은 FFT(fast Fourier transtform)로 효율적인 구현이 가능하다. 또한 VLSI 기술의 발전으로 많은 수의 입력을 가지는 FFT 칩도 이미 상용화되어 있다. 이를 이용하면 DFT 의 N^2 연산 횟수를 $N\log N$ 개로 줄여 연산 시간을 줄일 수 있다.

2.1.2 OFDM 시스템의 구성

2.1.2.1 OFDM 송수신기

OFDM 신호는 일반적으로 PSK(phase shift keying) 혹은 QAM(quadrature amplitude modulation) 에 의해 변조되어진 각각의 부반송파의 합으로 구성된다. 이제, d_i 가 QAM 심볼, N_s 는 부반송파의 수, T 는 심볼구간, 그리고 f_c 는 반송파 주파수라고 하면, $t=t_s$ 에서 시작하는 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi(f_c - \frac{i}{T})(t - t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-1)$$

이 신호를 복소 등가 기저 대역으로 표현하면

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)), \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-2)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 그림 2-3 과 그림 2-4 는 등가 저역 통과 신호를 표현한 OFDM 송수신기의 개략적인 블록선도이다.

그림 2-3 에서 제시된 것과 같이 송신기의 입력으로 이진 데이터가 들어오면, S/P(serial to parallel) 에 의해 부반송파의 수만큼 병렬데이터로 변환된다. 그리고 다음으로 각 가지(branch)의 데이터는 직교 성질을 가진 부반송파에 의하여 변조되고 이것이 모두 더하여 OFDM 전송 신호가 만들어진다. 다음 수신기에의 입력 신호는 downconverter 에 의해 기저 대역 신호로 변환된다. 이때 k 번째 가지에서 변조할 때 사용한 부반송파와 동일한 주파수를 가지는 부반송파를 곱하여 적분함으로써 수신기에서는 k 번째 부반송파에 의하여 전송되어진 신호만을 얻을 수 있다. 식 (2-3) 은 적분기의 출력값을 나타낸 식이다. 이 값은 검출기의 입력으로 사용되며, 검출기는 이 값을 이용하여 송신기에서 k 번째 가지로 전송한 데이터를 검출한다.

$$\begin{aligned} & \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{k}{T}) \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)) dt \\ &= \sum_{i=0}^{N_s-1} d_k \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{k-i}{T}(t - t_s)) dt \\ &= d_k T \end{aligned} \quad (2-3)$$

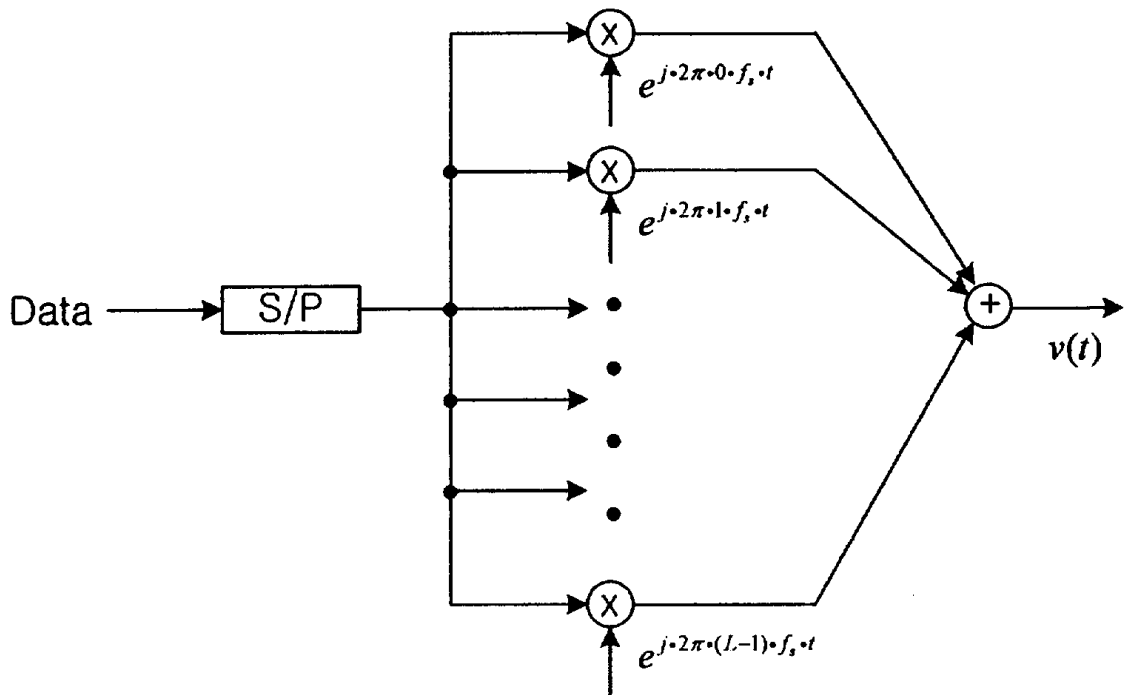


그림 2-3. OFDM 송신기의 블록선도.

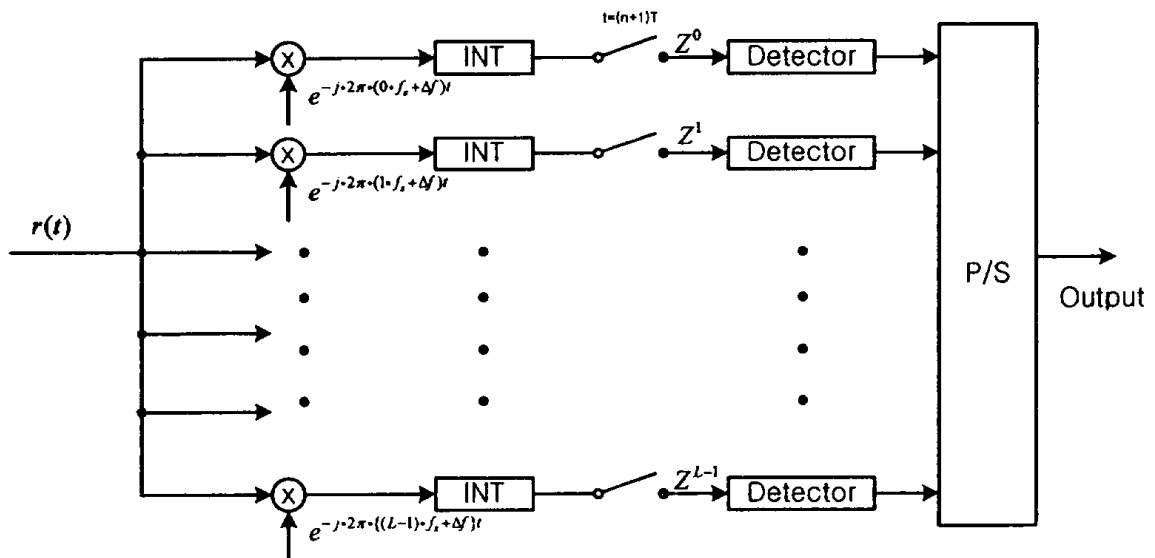


그림 2-4. OFDM 수신기의 블록선도.

마지막으로, 수신기의 각 변조가지에서 검출된 데이터는 P/S(parallel to serial) 변환기를 통하여 출력된다.

2.1.2.2. 보호구간(guard time) 과 cyclic prefix

무선 통신에서 송신기가 하나의 신호를 전송한 경우 송수신기의 주변의 환경의 영향으로 서로 다른 전파 경로가 만들어진다. 예를 들어 빌딩, 나무, 자동차 그리고 지형과 같은 주변 환경에 의해 송신기의 안테나를 통해 전파된 신호는 반사를 통해 서로 다른 전파 경로를 가지게 된다. 또한 여러 경로를 통하여 수신기에 수신된 신호는 각 경로에 따라 서로 다른 크기와 도달시간을 가지게 된다. 다른 경로를 통하여 신호가 수신되는 현상을 다중 경로 현상이라고 한다. 특히 다른 경로를 통하여 수신된 신호는 시간축에서 본 신호이외에 지연된 신호가 중첩되어 나타나는데 이것을 지연 확산이라 한다. 이상으로 볼 때 본 논문에서 고려 중인 이동 통신 환경은 주변 지형의 의하여 다중 경로와 지연 확산이 동시에 일어나는 다중 경로 지연 확산(multipath delay spread) 환경이다.

시간영역에서의 확산에 의한 영향을 보상하기 위하여 수신기는 등화기를 사용할 수 있다. 등화기를 이용하기 위해서는 일반적으로 채널 추정 이 필요한데, 채널 추정방법 중 하나는 training sequence 를 이용하는 것이다. 이러한 sequence 의 전송은 전송 대역폭의 증가를 필요로 한다.

반면 OFDM 은 이러한 다중 경로 지연 확산으로 인해 발생하는 ISI(intersymbol interference) 가 OFDM 심볼마다 삽입된 보호구간으로 제거될 수 있다. 보호구간은 다중 경로 지연 확산 보다 더 긴 시간을 선택하여 삽입되어야만 ISI 가 완전히 제거된다. 그러나 이 보호구간을 삽입한 후 아무런 신호도 전송하지 않으면 ICI(inter-carrier interference) 이 발생한다. ICI 는 다른 부반송파 사이의 간섭이다. 즉, ICI 가 초래되었다는

것은 부반송파간의 직교성이 사라졌음을 의미한다. 이러한 영향을 그림 2-5 에 제시하였다. 이 그림에 부반송파 #1 과 지연되어 전송된 부반송파 #2 가 있다. OFDM 수신기가 부반송파 #1 을 복조할 때, 적분구간에서 부반송파 #1과 #2 은 주기의 반복수가 정수가 되지 않는다. 이로 인해 부반송파 #2 로부터 간섭이 발생하게 된다 [5].

그러므로 보호구간 동안 부반송파 상호간의 직교성을 유지하기 위하여 cyclic prefix 기법을 사용한다. Cyclic prefix 기법은 심볼 뒤쪽의 일부분을 복사하여 보호구간에 삽입하는 방법이다. 그림 2-6 은 cyclic prefix 를 수행한 OFDM 심볼을 나타낸 것이다. Cyclic prefix 을 추가하므로 심볼의 일부가 반복된다. 수신기에서는 추가된 보호구간을 제거한 다음 심볼 구간에 대해 적분을 하게된다. 이때 적분구간 내의 신호는 정수배의 주기를 가지며 ICI 도 사라지게 된다.

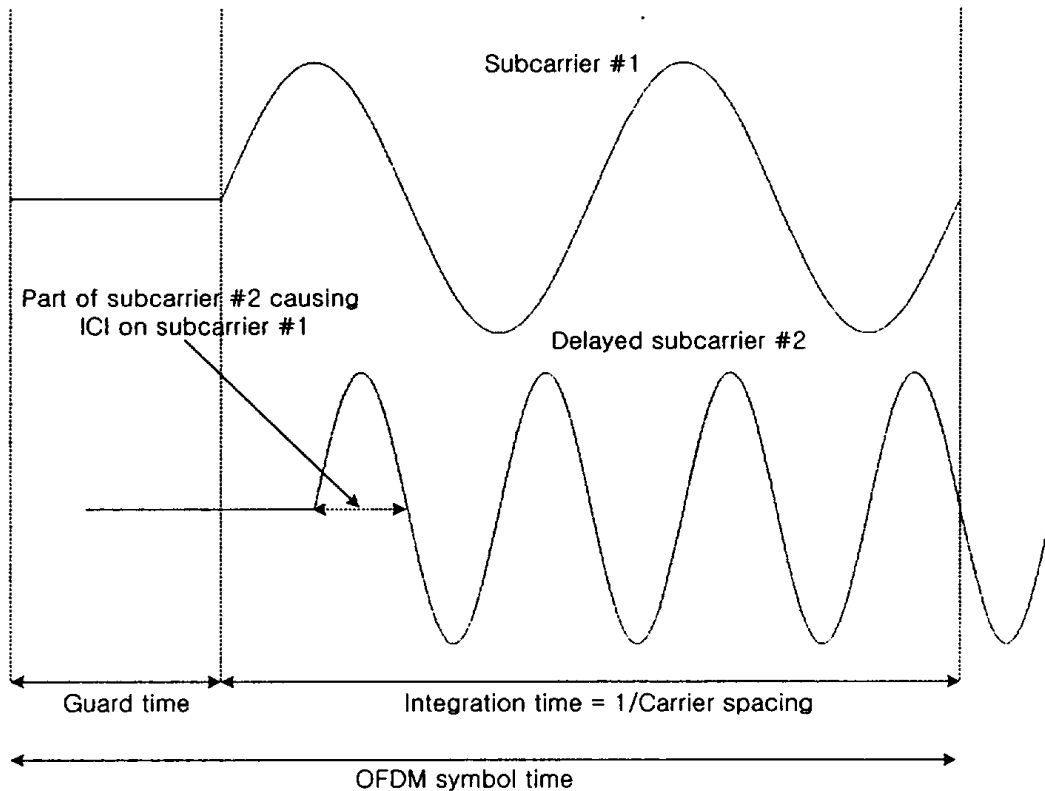


그림 2-5. 보호구간에 무신호를 삽입한 경우의 영향.

그러므로 OFDM 은 multipath delay spread 로 부터 발생하는 ISI 를 제거할 뿐만 아니라 cyclic prefix 기법을 사용한 보호구간의 삽입으로 발생할 수 있는 ICI 를 제거할 수 있게 되었다. 실제 신호에 cyclic prefix 를 삽입한 예를 그림 2-7 에 제시하였다.

이제, 동일 채널에 대한 보호구간의 영향에 대해 알아본다. Cyclic prefix 를 하지 않은 경우 지연되어 수신된 동일 채널간에 어떤 영향을 미치는지는 두 신호의 곱으로 정의할 수 있다. Cyclic prefix 를 하지 않은 경우 신호 구간 T 중 0부터 τ 사이에 지연되어 수신된 신호의 신호값은 0이므로 적분 구간을 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

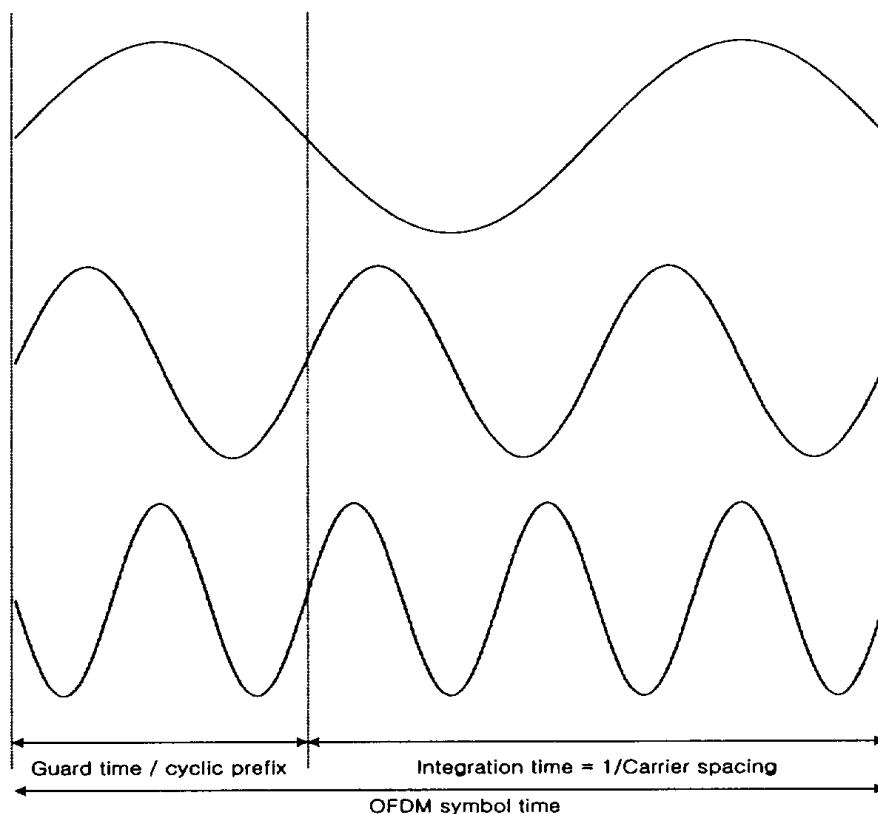


그림 2-6. Cyclic prefix를 삽입한 OFDM 심볼.

$$\begin{aligned}
& \int_{\tau}^T \cos(\omega_s t) \cos\{\omega_s(t-\tau)\} dt \\
&= \frac{1}{2} \int_{\tau}^T \cos(2\omega_s t - \omega_s \tau) dt + \frac{1}{2} \int_{\tau}^T \cos(\omega_s \tau) dt \quad (2-4) \\
&= \frac{1}{4\omega_s} \{ \sin(-\omega_s \tau) - \sin(2\omega_s \tau - \omega_s \tau) \} \\
&\quad + \frac{1}{2\omega_s} \sin(\omega_s \tau) (T - \tau)
\end{aligned}$$

여기서 $\omega_s = 2\pi/T$ 이고 τ 는 지연시간이다. 식 (2-4)에서 보는 바와 같이 지연 시간 τ 에 의한 영향이 남아 있음을 알 수 있다.

다음으로 cyclic prefix 를 삽입한 경우, OFDM 신호는 서로 직교하는 부반송파의 합으로 전송되므로 지연 수신된 부반송파 #2 가 전송된 경로를 통하여 수신기에 도달한 OFDM 신호에는 지연된 부반송파 #1 도 포함한다. 이때 지연되어 수신된 부반송파 #1이 지연되지 않고 수신된 부반송파 #1 에 미치는 영향은 식 (2-4) 와 유사하다. 그러나 cyclic prefix 로 인해 수신기에서는 보호구간을 제거한 심볼구간 T 의 모든 구간에 신호가 존재하므로 심볼구간 전체에 대해 적분해야 한다.

$$\begin{aligned}
& \int_0^T \cos(\omega_s t) \cos\{\omega_s(t-\tau)\} dt \\
&= \frac{1}{2} \int_0^T \cos(\omega_s \tau) dt + \frac{1}{2} \int_0^T \cos(2\omega_s t - \omega_s \tau) dt \\
&= \frac{1}{2} \sin(\omega_s \tau) T + \frac{1}{4\omega_s} \{ \sin(2\omega_s T - \omega_s \tau) - \sin(-\omega_s \tau) \} \quad (2-5) \\
&= \frac{1}{2} \sin(\omega_s \tau) T
\end{aligned}$$

결국, 식 (2-5) 의 $\frac{1}{2} \sin(\omega_s \tau) \cdot T$ 항만 남는다. 그러므로 cyclic prefix 를 삽입한 경우에는 다른 부반송파의 ICI 영향은 제거되고 지연되어 수신된 동일 채널로부터의 영향만 남는다. 이 값은 τ 에 따라 원하는 신호 성분에 도움이 될 수도 있고 방해할 수도 있다. 식 (2-5) 에서 $0 < \sin(\omega_s \tau) < 1$ 인 경우 이것은 검출할 신호와 동일한 부호값을 가지는 경우, 이때의 τ 값은 아래와 같이 계산된다.

$$\tau < \frac{1}{2f_s} \quad (2-6)$$

여기서 $\omega_s = 2\pi f_s$ 이고 $f_s = \frac{1}{T}$ 이다.

다음으로 인접한 부채널에 의한 간섭을 알아본다. Cyclic prefix 가 없는 경우 동일 채널에서와 마찬가지로 다음과 같은 간섭항이 남게된다.

$$\begin{aligned} & \int_{\tau}^T \cos(\omega_s t) \cos(2\omega_s(t-\tau)) dt \\ &= \frac{1}{2} \int_{\tau}^T \cos(3\omega_s t - 2\omega_s \tau) dt + \frac{1}{2} \int_{\tau}^T \cos(-\omega_s t + 2\omega_s \tau) dt \quad (2-7) \\ &= \frac{1}{6\omega_s} [\sin(-2\omega_s \tau) - \sin(3\omega_s \tau - 2\omega_s \tau)] \\ & \quad + \frac{1}{2\omega_s} [\sin(-2\omega_s \tau) - \sin(-\omega_s \tau + 2\omega_s \tau)] \end{aligned}$$

위의 결과와 같이 많은 잡음항이 존재함을 알 수 있다. 이 잡음항은 모두 지연시간 τ 를 가지고 있으므로 지연시간에 따라 그 크기와 모양이 다를 수 있다. 이제 cyclic prefix가 삽입된 OFDM 신호에 대한 인접 부채널

에 대한 영향을 수식으로 제시한다.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^T \cos(\omega_s t) \cos(2\omega_s(t-\tau)) dt \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^T \cos(3\omega_s t - 2\omega_s \tau) dt + \frac{1}{2} \int_0^T \cos(-\omega_s t + 2\omega_s \tau) dt \\
 &= \frac{1}{6\omega_s} [\sin(3\omega_s T - \omega_s \tau) - \sin(-\omega_s \tau)] \\
 &\quad - \frac{1}{2\omega_s} [\sin(-\omega_s T + 2\omega_s \tau) - \sin(2\omega_s \tau)] \\
 &= \frac{1}{6\omega_s} [\sin(-\omega_s \tau) - \sin(-\omega_s \tau)] - \frac{1}{2\omega_s} [\sin(2\omega_s \tau) - \sin(2\omega_s \tau)] \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{2-8}$$

Cyclic prefix를 삽입한 경우, 식 (2-8) 에서 나타나는 항들은 서로 상쇄되어 더 이상 존재하지 않음을 알 수 있다. 그러므로 cyclic prefix를 삽입한 동일 채널의 경우와 달리 부채널간의 간섭은 전혀 존재하지 않는다. 그 이유는 인접한 부채널과의 직교성이 유지되기 때문이다.

그림 2-7 은 한 심볼이 100개의 샘플수를 가지며 보호구간으로 20개의 샘플을 이용한 실제 OFDM 심볼을 나타낸 것이다. 여기서 부반송파의 수는 128이다. 그림에서 보여지는 것과 같이 OFDM 신호의 한 심볼이 전송되어지는 시간(T_{total}) 은 심볼구간(T) 과 보호구간(T_g)의 시간이 더해진 시간이 된다.

$$T_{total} = T + T_g \tag{2-9}$$

이렇게 보호구간을 사용하게 되면 ISI 와 ICI 로부터 영향을 받지 않는 장점이 있지만 보호구간의 삽입으로 OFDM 심볼의 전송 시간이 삽입

된 보호구간만큼 증가함을 알 수 있다. 그러므로 보호구간을 사용하는 경우 필요 대역폭이 보호구간이 없고 경우 보다 증가한다.

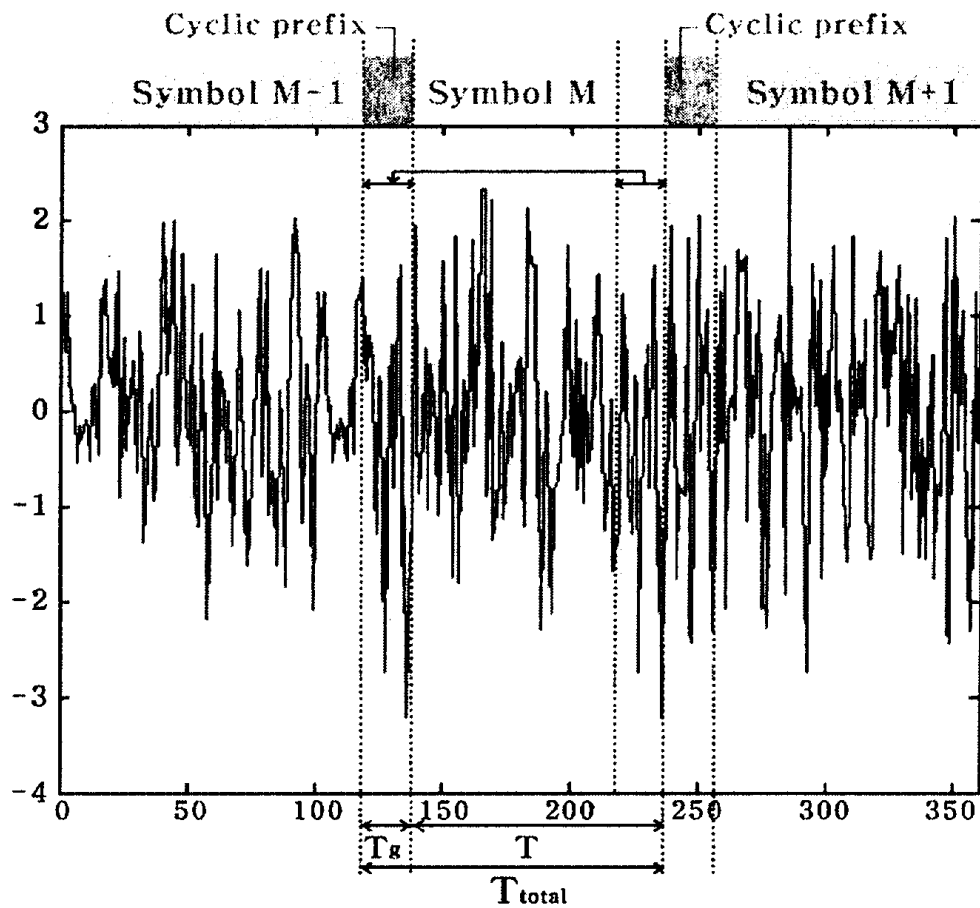


그림 2-7. Cyclic prefix 가 삽입된 OFDM 신호의 실제예.

2.2 DAPSK (differetial amplitude phase shift keying)

2.2.1 DAPSK 의 소개

차세대 이동 통신에는 고속의 멀티미디어 데이터를 다수의 가입자에게 동시에 서비스할 수 있어야 하므로 높은 전송효율의 변복조기법이 사용되어야 한다. 최근 DAPSK 기술은 높은 변조 효율로 인하여 많은 관심을 끌고 있다 [1]. DAPSK 는 차분 진폭 변조(DASK) 와 차분 위상 변조(DPSK) 가 결합된 것이다. 차분 변조로 인하여 DAPSK 는 수신기에서 반송파 복원에 필요한 파일럿 신호를 필요로 하지 않으므로, 파일럿 신호 전송을 위한 여분의 대역폭이 필요하지 않은 장점이 있다. DAPSK 기술은 처음에 Cahn [1] 에 의해 소개되어 계속 발전되어 왔다. DAPSK 의 수신기에서 비트 에러 발생 확률은 채널의 페이딩 인자 및 잡음에 의존할 뿐만 아니라 수신기의 결정 경계값에도 의존한다. 그러므로 수신기의 검출 성능은 결정 경계값을 최적화 함으로써 더욱 향상될 수 있다. DPSK 방식의 검출 경계는 지금까지 많이 연구된 바 있다 [4]. 한편 DAPSK에 관한 연구는 [1] 에서 M-ary DASK 신호의 검출에는 총 $2M$ 개의 결정 경계가 필요하지만, 이를 얻기 위해 $2M$ 보다 적은 수의 편미분 방정식으로부터 이들 $2M$ 개의 값이 모두 구해진다는 결과가 있었다. $2M$ 개의 결정 경계값 중 두 최외곽 경계는 항상 ∞ 와 0 이다. 그러므로 실제 구해야 하는 경계값은 $2M-2$ 개다. 그리고 [1]에는 최적 검출 경계는 $2M-2$ 개가 아닌 M 개의 편미분 방정식만을 풀면 충분하다는 것이 해석적으로 제시되었다. 특히 Rayleigh 페이딩 환경에서는 $0.5 M$ 개의 편미분 방정식으로부터 모든 $2M$ 개의 결정 경계값을 구할 수 있다는 것이 알려져 있다 [1].

2.2.2 DAPSK 의 구성

2.2.2.1 DAPSK 변조기

DAPSK 신호는 정보가 진폭 및 위상에 포함된다는 점에서는 APSK (amplitude phase shift keying) 과 동일하나, 동기식 복조가 아닌 차분 검출을 기반으로 한 비동기식 복조가 가능하다는 점에서 다르다. 진폭 및 위상의 가지수를 각각 N, M 이라 하면 (N,M) DAPSK 신호는 다음과 같이 생성된다. 먼저 입력되는 이진 수열이 심볼 셋 $\{(\Delta a_k, \Delta b_k), k=0,1,2,\dots\}$ 로 변환된다. 여기서 $\Delta a_k \in \{0,1,\dots,N-1\}$ 이고 $\Delta b_k \in \{0,1,2,\dots,M-1\}$ 이다. 심볼 Δa_k 와 Δb_k 는 현재와 한 심볼 시간 이전 신호간의 진폭비와 위상차이를 각각 나타낸다.

(N,M) DAPSK 신호를 복소 기저 대역 신호 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k g(t - kT) \quad (2-10)$$

여기서 T 는 심볼시간이며, S_k 는 한 심볼 시간동안 나타나는 반송파의 진폭 및 위상값으로 다음과 같다.

$$S_k = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \gamma \beta^{a_k} \exp\left(j2\pi \frac{b_k}{M}\right) \quad (2-11)$$

여기서 β 는 1보다 큰 상수이다. 그리고 식(2-5)의 $g(t)$ 는 길이가 T 인 unit pulse 이며, γ 는 신호의 에너지를 1로 하기 위한 상수로 각각 다음

과 같다.

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-12)$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{M(\beta^2 - 1)}{\beta^{2M} - 1}} \quad (2-13)$$

식 (2-11)에서 a_k 와 b_k 는 반송파의 진폭과 위상을 결정하는 값으로 각각 다음과 같다.

$$a_k = (a_{k-1} + \Delta a_k) \bmod N \quad (2-14)$$

$$b_k = (b_{k-1} + \Delta b_k) \bmod M \quad (2-15)$$

2.2.2.2 DAPSK 검출기

DAPSK 로 변조된 신호로부터 데이터를 얻기 위한 방법으로는 noncoherent 방식과 quasi-coherent 방식이 있다. Noncoherent 방식은 이전에 수신된 신호를 한 심볼시간만큼 지연시킨 후, 다음에 수신된 신호와 나누어 전송되어진 신호를 검출하는 방식이다. 한편 quasi-coherent 방식은 지연된 신호의 추정값이 차동복조에 이용된다.

그림 2-8 과 그림 2-9 에 두 가지 방식의 블록선도를 제시하였다.

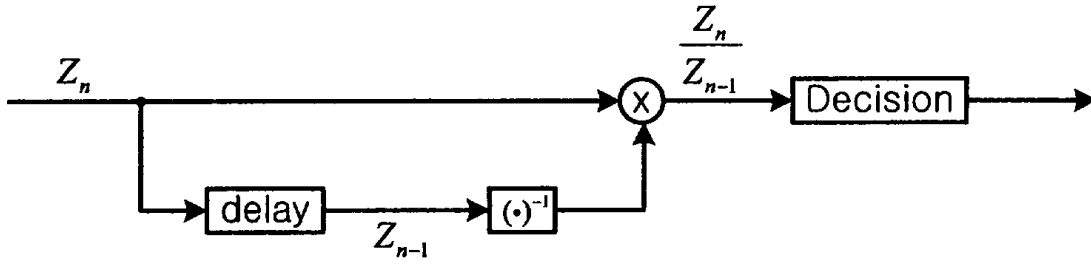


그림 2-8. Noncoherent 검출기의 블록선도.

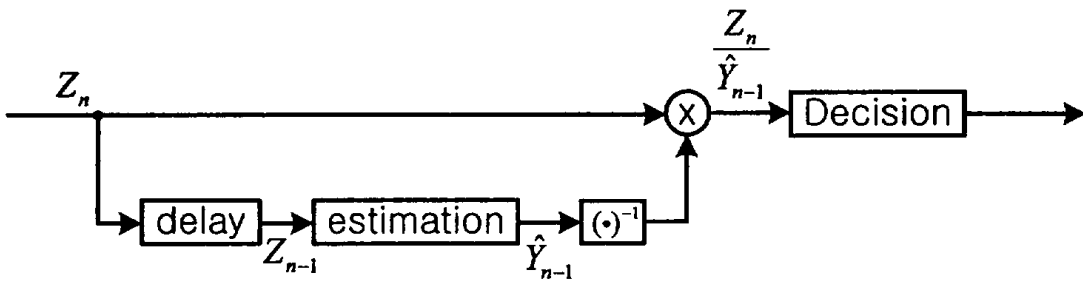


그림 2-9. Quasi-coherent 검출기의 블록선도.

Matched filter의 출력값을 Z_n 이라 할 때 noncoherent 검출 방식의 결정 변수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 D_n &= \frac{Z_n}{Z_{n-1}} \\
 &= \frac{|Z_n|}{|Z_{n-1}|} \exp\{j(\arg(Z_n) - \arg(Z_{n-1}))\}
 \end{aligned}
 \tag{2-16}$$

Noncoherent 방식은 식 (2-16)의 크기의 비 값으로부터 심볼 Δa_k 의 추정치를 구하고 각도의 차 값으로부터 심볼 Δb_k 의 추정값을 구한다.

다음으로 quasi-coherent 방식의 결정변수를 계산할 때에는 이전 시간의 샘플값으로 Y_{n-1} 의 추정치 $\widehat{Y}_{n-1}$ 을 사용한다. 이 값은 전송 가능한

심볼 집합 중 Z_{n-1} 로부터 가장 가까운 거리에 있는 신호 점에 대응값을 사용한다. quasi-coherent 방식의 결정변수는 다음과 같다.

$$\widehat{D}_n = \frac{Z_n}{\widehat{Y}_{n-1}} = \frac{Y_n + N_n}{Y_{n-1} + E_{n-1}} \quad (2-17)$$

여기서 E_{n-1} 은 실제값과 추정치와의 차이를 나타내는 항으로 샘플값이 올바른 신호점에 대응된 경우에는 0 이 된다. 올바르지 않은 대응이 이루어진 경우에는 차동 검출로 인하여 연속한 두 개의 심볼에 에러를 발생시킨다. 참고로 QAM 의 복조에 사용되는 것과 같은 동기식 복조의 경우에는 matched filter의 출력 Z_n 자체가 결정변수가 된다.

제 3 장 DAPSK진폭의 최적 경계값

3.1 AWGN채널에서 DAPSK 신호 모델

3.1.1 AWGN채널에서의 수신 신호

AWGN 환경에서 수신되는 DAPSK 신호를 등가 복소 저역 통과 신호로 표현하면 다음과 같다.

$$r(t) = \sqrt{2S}s(t) + n(t) \quad (3-1)$$

여기서 S 는 수신신호의 평균 전력이며, $n(t)$ 는 복소 저역 통과 백색 가우시안 잡음 항으로 평균은 0 이고 양면 전력밀도는 $N_0/2$ 이다.

3.1.2 Matched filter 의 출력신호

타이밍 동기에서 오차가 없다고 가정하면, $t=nT$ 에서 표본화된 matched 필터의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$z_n = \sqrt{2S}A_n e^{jb_n} + n_n \quad (3-2)$$

여기서 $A_n = \gamma\beta^{a_n}$ 이고 n_n 은 잡음항 이다.

이에 대한 noncoherent 방식과 quasi-coherent 방식의 진폭에 대한 결정변수는 식 (2-16)과 식 (2-17) 에 제시한 바 있다.

3.2 DASK의 경계 검출 과정 및 결정 경계의 특성

3.2.1 검출 과정

메시지 심볼 $\Delta a_n = m$ 이라고 가정한다. B_m 과 B_{m-1} 이 잡음이 없는 경우의 진폭비인 β^m 을 둘러싸는 경계라 하자. 그러면 $B_m > \chi \geq B_{m-1}$ 인 경우, 올바른 검출을 수행한다. 그러나 이 범위에 χ 가 있지 않더라도 다음과 같이 올바른 검출이 이루어질 수 있다. 즉, DASK 신호가 가질 수 있는 진폭값은 $\gamma\beta^{M-1}$ 이 최대이며, 다음 심볼 시간에서 진폭값은 modulo 연산에 의하여 감소한다. 그러므로 A_n/A_{n-1} 으로부터, $A_n > A_{n-1}$ 인 경우에는 검출값이 m 으로 되지만, 반대로 $A_n < A_{n-1}$ 인 경우에는 검출값이 $m-M$ 으로 계산된다. 따라서 m 이 전송된 경우, 검출값은 상황에 따라 m 이 될 수도 있고 $m-M$ 이 될 수도 있다. 또한, m 이 0 일 경우는 항상 $A_n = A_{n-1}$ 이므로 진폭비 값은 β^0 이다. 따라서 예외적으로 이 경우는 검출값으로 m 만 얻는다. 따라서 m 이 전송된 경우, 에러가 발생하는 경우는 검출된 값이 m 이 아니거나, 또는 $m-M$ 이 아닐 때이다. 또한, m 이 0 인 경우에 에러가 일어나는 경우는 앞서 이야기하였듯이 검출된 값이 m 이 아닌 경우이다.

이상으로부터 검출시 에러의 발생확률은 다음과 같이 계산된다.

$$P_e(A_{n-1}, A_n) = \begin{cases} 1 - F_n(B_{m-1}, B_m), & m=0 \\ 1 - F_n(B_{m-1}, B_m) \\ - F_n(B_{-M+m-1}, B_{-M+m}), & m \neq 0 \end{cases} \quad (3-3)$$

여기서 $F_n(U, V) = \int_U^V f(x | A_{n-1}, A_n) dx$ 이며, $f(x | A_{n-1}, A_n)$ 는 진폭이 주어진 경우 결정 변수의 조건부 확률 밀도 함수이다.

진폭값 A_{n-1} 과 A_n 은 다음과 같이 세 경우로 나누어 생각할 수 있다.

1) $A_n > A_{n-1}$ 인 경우

$$A_{n-1} = \gamma\beta^i, A_n = \gamma\beta^{i+m}, i=0, 1, 2, \dots, M-m-1$$

2) $A_n < A_{n-1}$ 인 경우

$$A_{n-1} = \gamma\beta^i, A_n = \gamma\beta^{i+m-M}, i=M-m, \dots, M-1$$

3) $A_n = A_{n-1}$ 인 경우

$$A_{n-1} = \gamma\beta^i, A_n = \gamma\beta^i, i=0, 1, 2, \dots, M-1$$

그러므로 모든 가능한 진폭의 경우에 대하여 검출에러의 평균과정을 취하면, 다음과 같은 평균 진폭 검출 에러 확률을 얻는다.

$$\begin{aligned} \overline{P_a} = \frac{1}{M^2} & \left[\sum_{i=0}^{M-1} P_a(\gamma\beta^i, \gamma\beta^i) + \sum_{m=1}^{M-1} \left\{ \sum_{i=0}^{M-m-1} \right. \right. \\ & \left. \left. P_a(\gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+m}) + \sum_{i=M-m}^{M-1} P_a(\gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+m-M}) \right\} \right] \end{aligned} \quad (3-4)$$

3.2.2 결정 경계의 특성

이제 $P_a = M^2 \cdot \overline{P_a}$ 으로 두고, 식 (3-4)에 식 (3-3)을 대입한 후, 마지막 summation 의 인덱스를 변환 하면 다음과 같은 식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
P_a = & \sum_{i=0}^{M-1} \left(1 - \int_{B_{-1}}^{B_0} f(\chi) \gamma \beta^i, \gamma \beta^i) d\chi \right) \\
& + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-m-1} \left(1 - \int_{B_{m-1}}^{B_m} f(\chi) \gamma \beta^i, \gamma \beta^{i+m}) d\chi \right. \\
& \quad \left. - \int_{B_{-M+m-1}}^{B_{M+m}} f(\chi) \gamma \beta^i, \gamma \beta^{i+m}) d\chi \right) \\
& + \sum_{m=-M+1}^{-1} \sum_{i=-m}^{M-1} \left(1 - \int_{B_{m-1}}^{B_m} f(\chi) \gamma \beta^i, \gamma \beta^{i+m}) d\chi \right. \\
& \quad \left. - \int_{B_{-M+m-1}}^{B_{M+m}} f(\chi) \gamma \beta^i, \gamma \beta^{i+m}) d\chi \right)
\end{aligned} \tag{3-5}$$

이 식을 $B_k, k=1, 2, \dots, M-2$ 에 대하여 편미분 한다. 첫째 summation은 B_0 와 B_{-1} 에만 의존하므로 편미분값은 0이다. 그리고 두 번째 summation의 두 번째 적분에서 $B_{-M+m}, B_{-M+m-1}, m=1, 2, \dots, M-1$ 이 적분 하한 및 상한 값으로 $B_k, k=1, 2, \dots, M-2$ (즉, 첨자가 양인 경계값)와는 무관하다. 그리고 세 번째 summation의 첫 번째 적분에서는 $B_m, B_{m-1}, m=-M+1, -M+2, \dots, -1$ 을 적분의 하한 및 상한으로 취하므로 역시 $B_k, k=1, 2, \dots, M-2$ 값과는 무관하다. 따라서 이들 항의 $B_k, k=1, 2, \dots, M-2$ 에 대한 편미분값은 0이다. 그러므로 식(3-5)를 $B_k, k=1, 2, \dots, M-2$ 에 대하여 편미분하였을 때, 0이 되지 않는 항은 두 번째 summation의 첫째 적분과, 세 번째 summation의 둘째 적분이다. 따라서 식(3-5)의 편미분 결과는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial B_k} \{M^2 P_a\} = & - \sum_{i=0}^{M-k-1} f(B_k | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+k}) \\
& + \sum_{i=0}^{M-(k+1)-1} f(B_k | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+(k+1)}) \\
& - \sum_{i=M-k}^{M-1} f(B_k | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i-M+k}) \\
& + \sum_{i=M-(k+1)}^{M-1} f(B_k | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i-M+(k+1)}), \\
& k=1, 2, \dots, M-2
\end{aligned} \tag{3-6}$$

동일한 방법으로 이제 B_{-M+k} $k=1, 2, \dots, M-2$ 의 최적 경계 식을 다음과 같이 구할 수 있다. $-M+k, k=1, 2, \dots, M-2$ 는 항상 음수이다. 그러므로 식 (3-5)에서 $B_{-M+k}, k=1, 2, \dots, M-2$ 값에 의존하는 항은 두 번째 summation 의 두 번째 적분과 세 번째 summation 의 첫 번째 적분이다. 식 (3-5) 를 $B_{-M+k}, k=1, 2, \dots, M-2$ 에 대하여 편미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial B_{-M+k}} \{M^2 P_a\} = & - \sum_{i=0}^{M-k-1} f(B_{-M+k} | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+k}) \\
& + \sum_{i=0}^{M-(k+1)-1} f(B_{-M+k} | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+(k+1)}) \\
& - \sum_{i=M-k}^{M-1} f(B_{-M+k} | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i-M+k}) \\
& + \sum_{i=M-(k+1)}^{M-1} f(B_{-M+k} | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i-M+(k+1)}), \\
& k=1, 2, \dots, M-2
\end{aligned} \tag{3-7}$$

그런데 식 (3-7)은 식 (3-6) 의 변수 이름인 B_k 가 B_{-M+k} 로 달라진 것 외에는 동일한 형태를 하고 있다. 즉, 이것은 식 (3-6) 을 0으로 하

는 근은 두개 이상이 발생하며, 그 중 하나의 근이 B_k 그리고 다른 하나는 B_{-M+k} 가 된다는 것을 의미한다.

이제 나머지 경계값들 B_0 와 B_{-1} 의 최적값을 구하기 위하여 식 (3-5) 을 이 두 경계변수에 대하여 각각 편미분하면 다음의 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial M^2 P_a}{\partial B_0} = & - \sum_{i=0}^{M-1} f(B_0 | \gamma\beta^i, \gamma\beta^i) \\ & + \sum_{i=0}^{M-2} f(B_0 | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i+1}) + f(B_0 | \gamma\beta^{M-1}, \gamma\beta^0) \end{aligned} \quad (3-8)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial M^2 P_a}{\partial B_{-1}} = & + \sum_{i=0}^{M-1} f(B_{-1} | \gamma\beta^i, \gamma\beta^i) \\ & - f(B_{-1} | \gamma\beta^0, \gamma\beta^{M-1}) - \sum_{i=1}^{M-1} f(B_{-1} | \gamma\beta^i, \gamma\beta^{i-1}) \end{aligned} \quad (3-9)$$

한편 두 개의 최외곽 경계값 $B_{-M}=0$, 그리고 $B_{M-1}=\infty$ 가 된다는 것은 자명하다.

이상으로부터 최적의 결정 경계값을 구하는 관계식을 표 3-1 에 요약하여 제시하였다. M-ary DASK 수신기에서 두 개의 최외곽 경계값을 제외하면 총 $2M-2$ 개의 결정 경계값을 계산할 필요가 있다. 그러므로 표 3-1 의 결과로부터, 최적 경계값을 계산하는데는 $2M-2$ 개의 약 1/2인 M 개의 방정식을 풀면 충분한 것을 알 수 있다.

표 3-1. 최적 경계값과 방정식.

경계 변수	최적값
B_{M-1}	∞
$B_{M-2}, B_{M-3}, \dots, B_1$	식(3-6)=0 (또는 식(3-7)=0 의 근)
B_0	식(3-8)=0
B_{-1}	식(3-9)=0
$B_{-2}, B_{-3}, \dots, B_{-M+1}$	식(3-6)=0 (또는 식(3-7)=0 의 근)
B_{-M}	0

3.3 실험 결과 및 검토

3.3.1 AWGN 에서의 진폭의 확률 밀도 함수

Noncoherent 방식과 quasi-coherent 방식에서 얻는 결정 변수는 식 (2-16) 과 식 (2-17) 에서 보였다. Noncoherent 방식의 결정변수의 경우는 분모와 분자 모두 복소 가우시안 분포를 가지므로, 그 결정변수를 해석적으로 구하기는 상당히 어렵다. 그러나 quasi-coherent 수신기에서 신호대 잡음비가 높은 경우, $e_{n-1} = 0$ 이라고 가정할 수 있다. 여기서 심볼 시간 $n-1$, n 번째 전송된 신호의 진폭을 각각 A_{n-1} , A_n 이라 할 때, D_n 의 진폭은 다음과 같다.

$$|D_n| = \frac{|Z_n|}{A_{n-1}} = \frac{\sqrt{x_{an}^2 + y_{an}^2}}{A_{n-1}} \quad (3-10)$$

여기서 x_{an}, y_{an} 은 inphase 와 quadrature 가지의 잡음이 가산된 matched filter 출력값이다. 평균은 $Re\{A_n\}, Im\{A_n\}$ 이고 분산이 σ^2 인

가우시안 분포를 가진다. 그러므로 $|Z_n|$ 은 확률밀도 함수는 다음과 같은 라이시안 분포를 가진다 [13].

$$f(z) = \frac{z}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{z^2 + A_n^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{z \cdot A_n}{\sigma^2}\right) \quad (3-11)$$

여기서 σ^2 은 가우시안 가산 잡음의 분산이며, 그 양면 전력밀도 값은 $N_0/2$ 이다. $I_0(\cdot)$ 는 제1종 0차의 modified Bessel 함수이다. 그러므로 결정변수의 분모는 상수, 그리고 분자는 라이시안 분포를 가진 랜덤 변수로 표현된다. 즉, quasi-coherent 검출방식의 진폭 결정변수 $|D_n|$ 의 확률 분포는 다음과 같은 라이시안 분포를 가진다.

$$\begin{aligned} f(x|A_{n-1}, A_n) &= \frac{f(z)}{A_{n-1}} \\ &= \left| \frac{1}{A_{n-1}} \right|^{-1} \cdot f_z(A_n \cdot x) \\ &= \frac{A_{n-1}^2 x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A_{n-1}^2 x^2 + A_n^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{A_{n-1} A_n x}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (3-12)$$

그림 3-1 은 A_{n-1} 로 1이 전송된 경우, 전송 가능한 모든 A_n 에 대한 AWGN채널에서 전송된 수신신호의 확률 밀도 함수를 그림으로 나타낸 것이다. 그림 3-1 에서 확률 밀도 함수가 평균값을 기준으로 대칭성을 가지고 있지 않다는 것을 관찰할 수 있다. 그러나 신호의 크기가 큰 경우 가우시안 확률 밀도 함수와 비슷하게 나타남을 볼 수 있다.

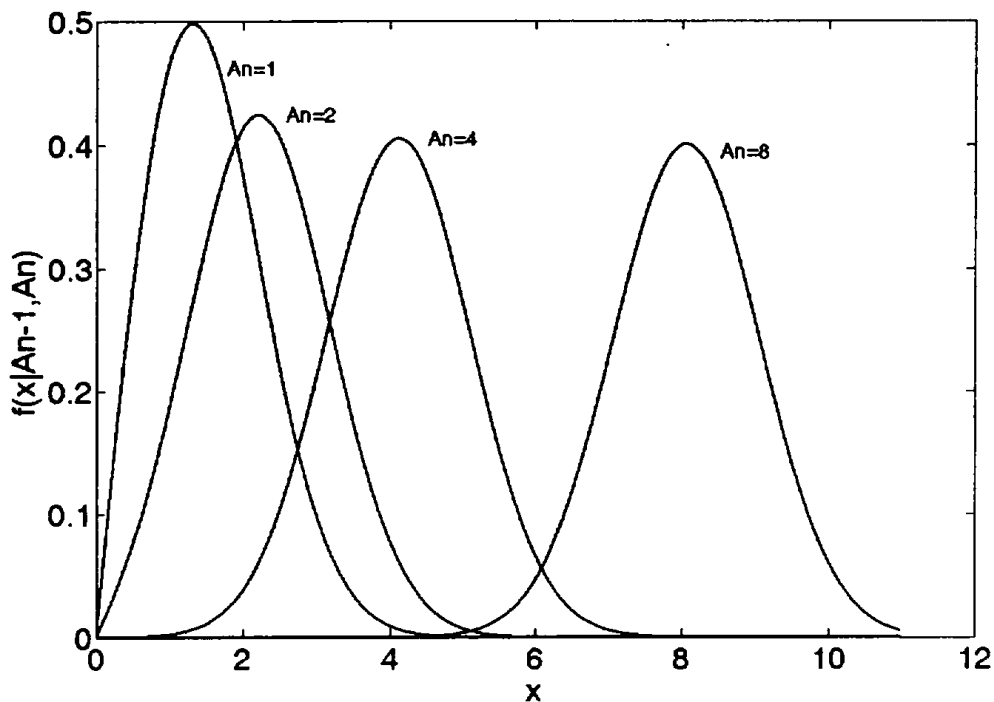


그림 3-1. $A_{n-1}=1$ 이 전송된 경우의 라이시안 확률 밀도함수.

3.3.2 Quasi-coherent 방식의 결정 변수

이제 식 (3-12)에서 주어진 분포를 이용하여 $M=4$, $\beta=1.38$ 일 경우의 신호를 대상으로 AWGN 채널에서의 quasi-coherent 방식의 결정 변수의 최적 경계값을 수치적으로 계산한다. 신호대 잡음비가 15dB 인 경우 식 (3-6) 을 계산한 결과를 그림 3-2 에 제시하였다. 그림에서 가로축과 곡선이 만나는 점이 식 (3-6) 을 0으로 하는 미분 방정식의 근이 되며, 이들 근 가운데서 원하는 최적 경계값을 얻는다. $k=1$ 인 경우의 근은 0.4248, 0.8526, 1.6443 이며, $k=2$ 일 때의 근은 0.6141, 1.2447, 2.3008 이다.

이들 중 B_1 의 최적 경계값은 1.6443 가 되고, B_2 의 최적 경계값은 2.3008 가 된다. 한편 B_{-2}, B_{-3} 의 경계값 역시 $k=1, 2$ 일 때의 나머지 근에서 구할 수 있으며 그 값은 B_0, B_{-1} 이 결정된 다음에 서로의 크기를 비교하여 얻을 수 있다.

그림 3-3 에는 $k=0$ 과 $k=-1$ 인 경우의 계산 결과를 제시하였다. B_0 를 미지수로 하는 방정식에서는 0.5859, 1.2071 가, B_{-1} 을 미지수로 하는 방정식에서는 0.8567, 2.0843 가 근이다. 이들 중 진폭의 최적 경계값을 선택하기 위한 경계값을 그림 3-4 에 나타내었다. 그림 3-4 에서 나타낸 바와 같이 $B_1 > B_0 > B_{-1}$ 이어야 하므로 최적의 B_0 는 1.2071 가, B_{-1} 은 0.8567 가 되어야 한다. 이제 그림 3-2 의 결과와 $B_{-1} > B_{-2} > B_{-3}$ 의 조건을 다시 이용하면 $k=1, 2$ 인 경우에 구한 세 근 중 최적의 B_{-2} 와 B_{-3} 값으로 각각 0.6141, 0.4248 가 되어야 함을 알 수 있다. 표 3-2 에는 제안한 방식으로 구한 최적의 경계값을 정리하여 제시하였다. 또한 비교의 목적으로 [3] 에서 제시한 결정 경계값도 함께 제시하였다.

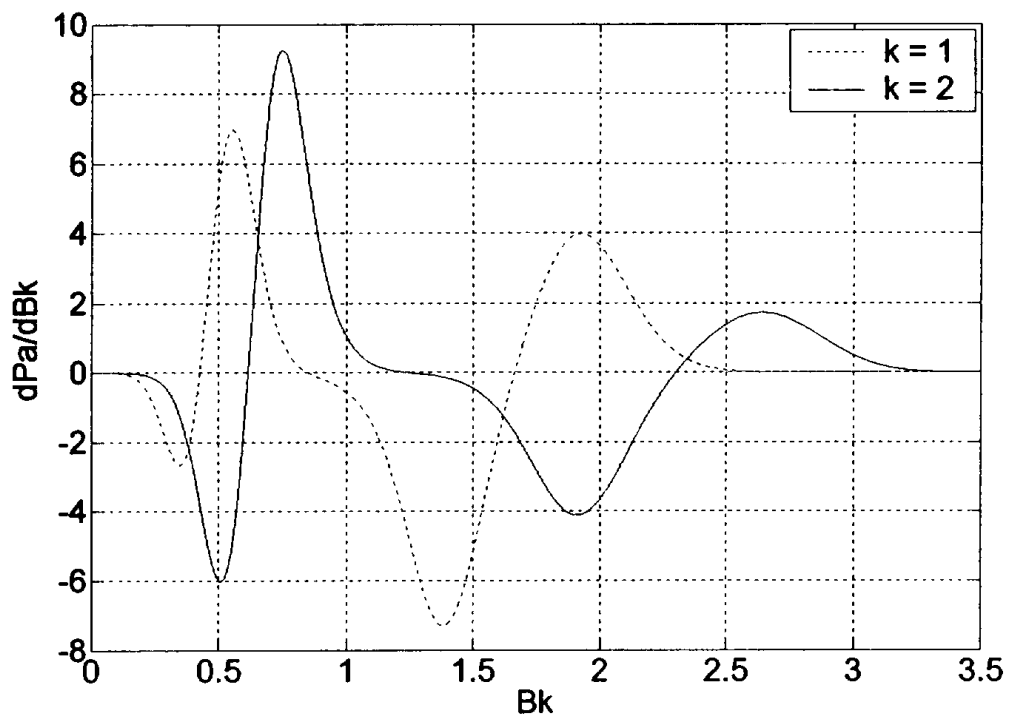


그림 3-2. $k=1, 2$ 인 경우 편미분식의 값.

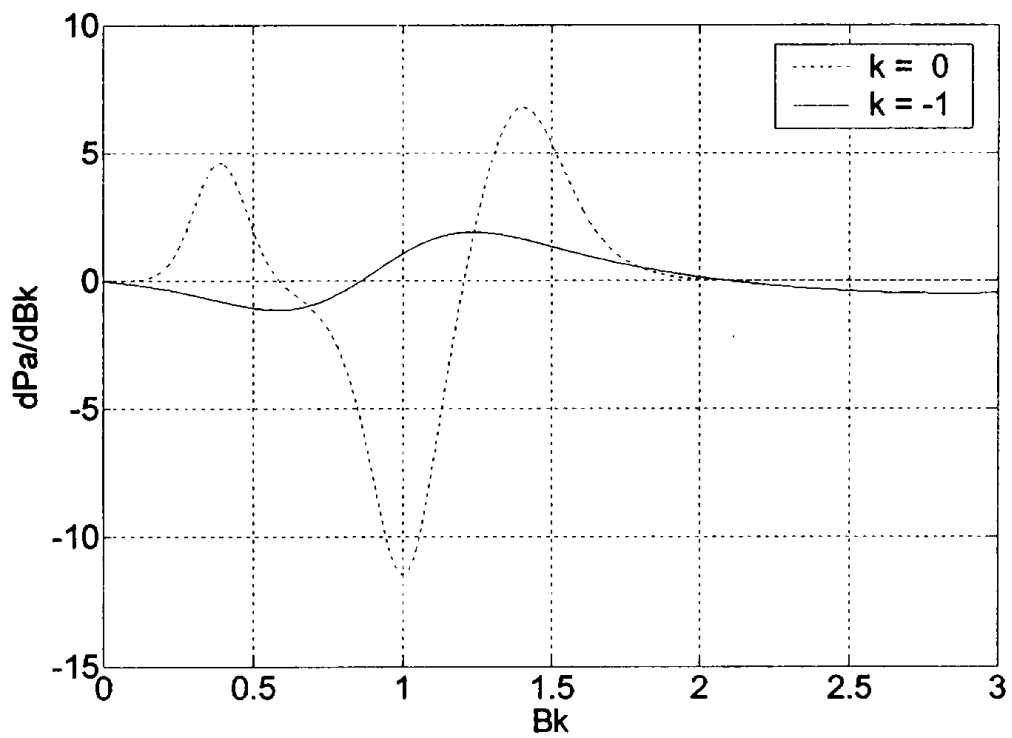


그림 3-3. $k=0, -1$ 인 경우 편미분식의 값.

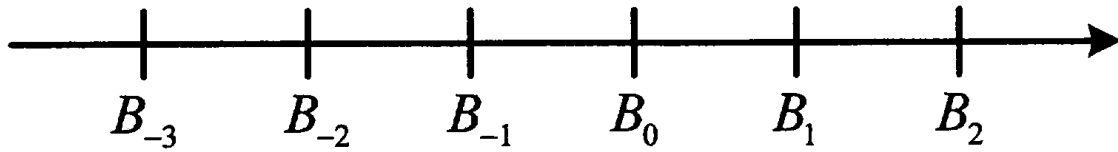


그림 3-4. DAPSK 진폭의 경계값.

표 3-2. M=4인 경우 최적 경계값의 예.

결정경계	B_{-3}	B_{-2}	B_{-1}	B_0	B_1	B_2
제안한 최적값	0.425	0.614	0.857	1.207	1.644	2.301
Rohling [3]의 값	0.453	0.625	0.862	1.190	1.642	2.266

3.4 성능 분석

그림 3-5 는 제안한 최적 경계값을 적용한 수신기와 [3]에서 제시된 결정 경계값을 적용한 수신기의 BER 성능 비교 결과를 제시하였다. 신호대 잡음비가 낮은 경우에는 두 수신기의 성능 차이가 거의 없으나, 신호대 잡음비가 큰 경우에는 성능의 차이가 있음을 확인할 수 있다. 이 것은 신호대 잡음비가 커질수록 quasi-coherent 수신기에서 추정값 $\widehat{Y}_{n-1}$ 이 Y_{n-1} 과 가까워질 가능성이 높아진다는 것을 의미하며, 진폭의 결정변수 χ 의 분포가 더욱 라이시안과 유사하게 된다. 그러므로 신호대 잡음비가 큰 경우에는 식 (3-10) 과 식 (3-6) 에 의하여 구한 검출 경계값이 더욱 더

참된 최적 경계값에 가깝게 된다. 그림 3-5 의 결과로부터 $BER = 10^{-2}$ 에서 제안한 경계값을 사용한 수신기는 [3] 에서 제시된 경계값을 사용한 수신기보다 약 0.2dB 의 이득이 있음을 관찰할 수 있다.

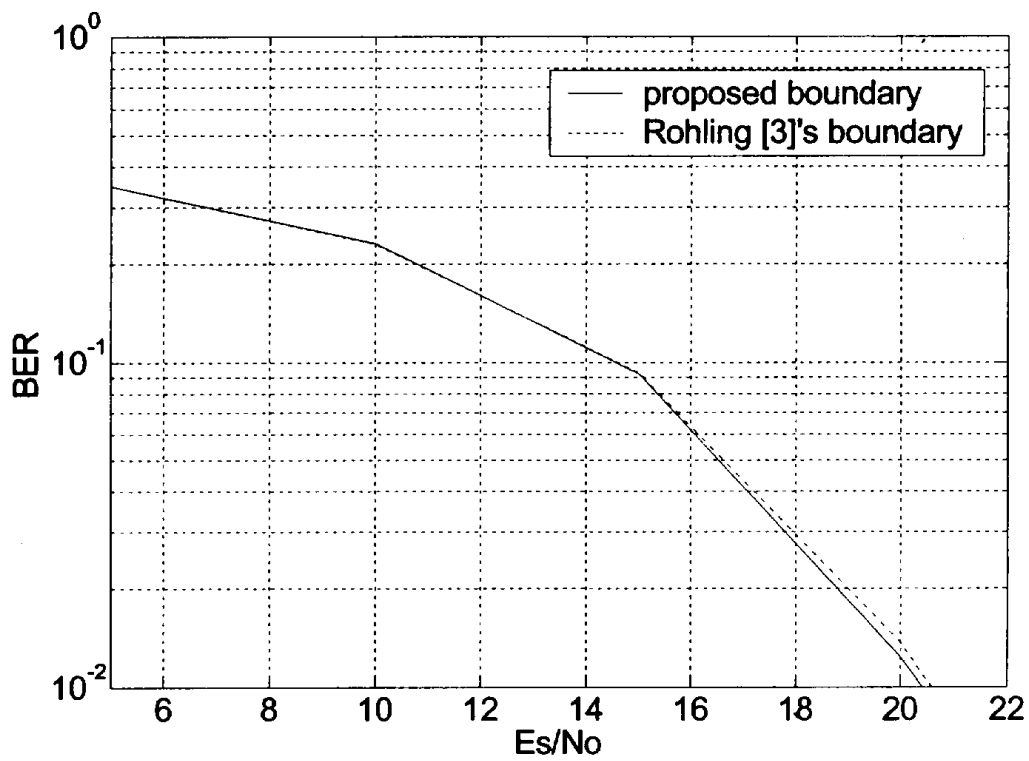


그림 3-5. 검출 경계값에 따른 DAPSK 의 BER 비교.

제 4 장 OFDM/DAPSK

4.1 OFDM/DAPSK 시스템 모델

4.1.1 OFDM/DAPSK 신호 및 수신 신호

OFDM 의 부반송파의 수를 L 이라 하고, 각 부반송파 사이의 간격을 f_s 라 한다. OFDM 에서 $f_s = 1/T$ 의 관계가 있다. DAPSK 신호와 결합된 OFDM 전송신호를 $v(t)$ 라 하면, $v(t)$ 의 복소 등가 기저대역에서의 표현은 다음과 같다.

$$v(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{2P} s_l(t) \exp(j2\pi l f_s t) \quad (4-1)$$

여기서 P 는 전송신호의 평균전력이다. 그리고 $s_l(t)$ 는 l 번째 부채널의 변조신호이다. OFDM 송신기의 블록선도는 그림 2-3 에 제시하였다.

이제 주파수 오프셋이 고려된 AWGN 환경에서 수신되는 수신신호를 $r(t)$ 라 하면 다음과 같다.

$$r(t) = v(t) + n(t) \quad (4-2)$$

여기서 $n(t)$ 는 복소 저역 통과 백색 가우시안 잡음으로 평균은 0 이고 양면 전력밀도는 $N_0/2$ 이다.

4.1.2 복조

OFDM 수신기의 블록선도는 그림 2-4 에 제시하였다. 수신된 신호는 부반송파와 곱해진 후 T 시간동안 적분된다. 적분 후 샘플링된 값은 검출기에 입력된다. 검출기는 입력된 값으로부터 전송된 신호를 검출한다. 주파수 오프셋이 있는 경우, k 번째 부채널에서 $t=(n+1)T$ 시간에 샘플링된 값을 Z_n^k 라 하면 다음과 같이 표현된다.

$$Z_n^k = \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) \cdot \exp\{-j2\pi(kf_s - \Delta f(t))t\} dt \quad (4-3)$$

여기서 $\Delta f(t)$ 는 시간에 따라 변화하는 주파수 오프셋 값으로, 한 심볼구간 내에서는 거의 변화가 없다고 가정한다. Z_n^k 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_n^k = V_n^k + N_n \quad (4-4)$$

여기서 N_n 은 잡음항이고, V_n^k 는 신호에 의한 항으로 l 번째 부채널의 신호를 $s_l(t)$ 라 하면 다음과 같이 표현된다.

$$V_n^k = \int_{nT}^{(n+1)T} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{2P} s_l(t) \cdot \exp[j2\pi\{(l-k)f_s + \Delta f(t)\}t] dt \quad (4-5)$$

그런데 $nT \leq t < (n+1)T$ 에서 $\Delta f(t) \approx \Delta f$ 이므로, 다음과 같이 간략화 된다.

$$V_n^* = \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} S_n^l \frac{\sin(\pi T \Delta f)}{\pi \{ (l-k)f_s + \Delta f \}} \cdot \exp \{ j\pi T \Delta f (2n+1) \}, \quad (4-6)$$

for $\Delta f \neq 0$

이제 식 (4-4) 의 샘플된 값은 그림 2-8 과 그림 2-9 에 제시된 것과 같이 검출 장치로 입력된다. 그림 2-4 의 검출장치는 noncoherent, quasi-coherent 와 같은 비동기식 DAPSK 의 복조방식과 QAM 신호의 복조에 이용되는 동기식으로 나뉜다.

DAPSK 의 noncoherent 방식 검출기는 그림 2-8 에 제시하였다. OFDM시스템의 각 가지는 단일 반송파를 사용한 DAPSK 와 동일한 방법으로 검출되어질 수 있다. 먼저 noncoherent 방식 검출기의 결정변수는 식 (4-7)과 같이 계산된다. k 번째 부채널의 결정변수에서, 편의상 부채널의 첨자는 생략한다.

$$D_n = \frac{Z_n}{Z_{n-1}} \quad (4-7)$$

$$= \frac{|Z_n|}{|Z_{n-1}|} \exp \{ j(\arg(Z_n) - \arg(Z_{n-1})) \}$$

식 (4-7) 의 크기의 비 값으로부터 심볼 Δa_k 의 추정치를 구하고 각도의 차 값으로부터 심볼 Δb_k 의 추정값을 구한다.

한편 quasi-coherent 검출방식은 결정변수를 계산할 때 사용하는 이전 시간의 샘플값으로 V_{n-1} 의 추정치 $\widehat{V_{n-1}}$ 을 이용한다. 이 추정값은 Z_{n-1} 으로부터 가장 가까운 거리에 위치한 신호점의 대응값을 사용한다. 즉, quasi-coherent 방식의 결정변수는 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{D}_n = \frac{Z_n}{\hat{V}_{n-1}} = \frac{V_n + N_n}{V_{n-1} + E_{n-1}} \quad (4-8)$$

여기에서 E_{n-1} 은 실제값과 추정치와의 차이를 나타내는 항으로 샘플값이 올바른 신호점에 대응된 경우에는 0 이 된다. 올바르지 않은 대응이 이루어진 경우에는 차동 검출로 인하여 연속한 두 개의 심볼에 심볼 에러를 발생시킨다. 그림 2-9 에 quasi-coherent 방식의 블록선도를 제시하였다. 참고로 QAM의 복조에 사용되는 것과 같은 동기식 복조의 경우에는, 샘플링된 값 Z_n 자체가 결정변수가 된다.

4.2 성능 분석

4.2.1 OFDM/DAPSK 심볼간 차동 변조

신호대 잡음비가 높은 환경에서 noncoherent 방식 검출기의 결정변수 D_n 은 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$D_n = \frac{V_n + N_n}{V_{n-1} + N_{n-1}} \approx \frac{V_n}{V_{n-1}} \quad (4-9)$$

샘플링 값 V_n 과 V_{n-1} 에는 검출에 도움을 주는 원하는 값 이외에도 주파수 오프셋으로 인한 검출을 방해하는 항도 포함되어 있다. 식 (4-9) 는 다음과 같이 간략화 된다.

$$\frac{V_n}{V_{n-1}} = \frac{S_n^k + I_n^k(f_o)}{S_{n-1}^k + I_{n-1}^k(f_o)} \exp(j2\pi f_o) \quad (4-10)$$

여기서 f_o 는 정규화된 주파수 오프셋값으로 $\Delta f/f_s$ 이다. 그리고 $I_n^k(f_o)$ 는 f_o 값에 의존하는 채널간 간섭항을 나타내며, S_n^k 는 k 번째 부채널로 전송되는 반송파의 위상 및 진폭값을 나타낸다. $f_o \neq 0$ 인 경우 채널간 간섭항은 다음과 같이 표현된다.

$$I_n^k(f_o) = \sum_{l=0, l \neq k}^{L-1} \frac{S_n^l}{(l-k)/f_o + 1} \quad (4-11)$$

식 (4-11) 로부터 f_o 값이 감소하면 $I_n^k(f_o)$ 값의 크기도 감소하게 된다는 것을 관찰할 수 있다.

4.2.2 OFDM/DAPSK 부채널간 차동 변조

그리고 차동 인코딩을 부채널간의 심볼들로 수행할 수 있다. 이것은 수신된 심볼값을 각 부채널의 샘플링 값을 인접 부채널의 샘플링 값과 차동 검출을 통하여 얻을 수 있다. 이 경우 결정변수는 다음과 같다.

$$\frac{V_n^k}{V_{n-1}^{k-1}} = \frac{S_n^k + I_n^k(f_o)}{S_{n-1}^{k-1} + I_{n-1}^{k-1}(f_o)} \quad (4-12)$$

식 (4-10) 의 결과와 비교하면 $\exp(j2\pi f_o)$ 가 곱해지지 않는다는 것을 알 수 있다.

한편 주파수 오프셋값 $\Delta f=0$ 이고 위상오차 $\phi \neq 0$ 인 경우에는 부반송파 간의 직교성은 유지된다. 그리고 위상 오차값은 차동 검출에 의하여 제거되므로 DAPSK 신호의 복조에서 위상 오차에 의한 성능 저하는 없다. 반면 QAM 에서는 신호점이 위상 오차에 의하여 회전하게 되므로 적절한 보상 기술이 적용되지 않으면 성능 저하가 초래된다. 위상오차가 있는 경우의 DAPSK 와 QAM 의 비교결과는 다음 절에서 제시한다.

이제 진폭 검출시의 검출 경계값을 $B_m, m=-M, \dots, -1, 0, 1, \dots, M-1$ 이라 한다. 송신측에서 심볼로 $\Delta a=i$ 를 전송한 경우, 수신측에서 간섭 및 잡음이 제거된 이상적인 진폭의 비 값은 β^i 이거나 β^{i-M} 이다. 이를 둘러싸는 경계값을 $B_{i-1} < \beta^i < B_i$ 와 $B_{i-M-1} < \beta^{i-M} < B_{i-M}$ 이라고 한다면 이 심볼이 전송된 경우 잘못 검출될 확률은 다음과 같다.

$$Pe(i) = 1 - \Pr\{B_{i-1} \leq D_n < B_i\} - \Pr\{B_{i-M-1} \leq D_n < B_{i-M}\} \quad (4-13)$$

진폭의 평균 에러 발생확률 P_a 는 모든 가능한 M 개의 심볼에 대하여 식 (4-13)을 평균함으로써 얻을 수 있다. 또한 위상부분의 차동 검출시 발생하는 에러의 평균발생확률 P_p 는 이전의 많은 문헌에서 찾을 수 있으며 [4], 진폭과 위상의 에러 발생확률로부터 DAPSK 의 검출 에러 발생확률을 구할 수 있다 [1].

4.3 수치 결과 및 토의

본 절에서는 먼저 주파수 오프셋이 존재하는 경우의 OFDM 과 결합된 DAPSK 와 QAM 의 성능을 BER (bit error rate) 값을 통하여 비교 평가한다. BER 의 수치값은 Monte Carlo 모의실험을 통하여 구하였으며 사용된 비트의 수는 약 1.5×10^6 개 이다. 실험에 사용한 DAPSK 에서 진폭과 위상의 가짓수는 각각 4, 16 이고, $\beta=2$ 이다. DAPSK 의 진폭검출 시 최적의 경계치는 모의 실험에서 가장 낮은 에러 발생확률을 얻게 하는 값을 선택하였다.

주파수 오프셋 및 위상 오차가 없는 경우 64QAM 과 (4,16)DAPSK 의 BER 결과를 그림 4-1 에 참고로 제시하였다. 여기서 부반송파의 수는 512로 설정하였다. 이 결과로부터 QAM, quasi-coherent DAPSK 그리고 noncoherent DAPSK 의 순으로 성능이 우수함을 알 수 있는데, quasi-coherent 방식은 noncoherent 방식과 비교하여, 신호대 잡음비가 증가할수록 성능차이가 커진다는 것을 알 수 있다. 이는 신호대 잡음비가 증가하면, 차동 복조에 사용되는 이전 심볼값의 추정치가 정확해지기 때문이라고 판단된다.

그림 4-2 에는 주파수 오프셋이 존재하는 경우 64QAM 과 (4,16)DAPSK 의 BER 결과를 제시하였다. 여기서 정규화된 주파수 오프셋값은 0.015 에서 0.045 로 변화시켰다. 주파수 오프셋이 존재하는 경우, DAPSK 과 QAM 모두 큰 폭으로 성능의 저하가 발생하였다. 그러나 성능저하의 폭은 QAM 보다 DAPSK 에서 더 크다. 주파수 오프셋이 없는 경우와 비교하면 $BER=1 \times 10^{-2}$ 에서 QAM 은 약 1dB 의 전력손실이 있는 반면, DAPSK 에서는 약 7dB 의 손실을 보인다. 그리고 DAPSK 에서 quasi-coherent 방식과 noncoherent 방식은 거의 성능의 차이가 없음을 알 수 있다 (곡선들이 동일한 주파수 오프셋에서 겹쳐진다).

한편 OFDM에서 APSK 의 차동복조는 식 (4-10) 에 의한 방법과 식 (4-12) 에 의한 방법 두 가지가 있다. 식 (4-10) 은 동일 부채널 내에서 인접

시간 샘플들 간 차동복호화 한 결정변수를 나타내는 것이다. 그리고 식 (4-12) 는 동일한 시간에 인접 부채널간 차동 복호화하는 것으로, 마지막 $L-1$ 번째의 부채널은 0 번째 부채널과 차동복호화하는 순환적 구조로 이루어진다. 그림 4-3 에 이 두 방법의 실험 결과를 비교 제시하였다. 그림에서 DAPSK(F) 와 DAPSK(T) 는 각각 부채널간, 인접심볼간의 차동 복호화를 나타낸다. 결과로부터 이 두 방법간의 차이는 거의 없음을 알 수 있다.

다음으로 그림 4-4 에는 주파수 오프셋이 없고 위상 오차만이 존재하는 경우 실험결과를 제시하였다. 이 결과로부터 위상오차가 증가함에 따라 QAM 의 성능은 저하되지만 noncoherent DAPSK 의 성능은 거의 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 즉, 위상 오차가 0.07rad 미만으로 작은 경우는 64QAM 의 성능이 (4,16)DAPSK 에 비하여 우수함을 관찰 할 수 있다. 그러나 위상오차가 0.07 rad 이상인 경우에는 noncoherent DAPSK 의 성능이 QAM 의 성능보다 더 우수하다. 이와 같은 현상은 noncoherent 방식과 quasi-coherent 방식의 비교 결과에서도 나타난다. 즉, 위상오차가 0.08rad 이상인 경우에는 noncoherent 방식이 quasi-coherent 방식과 OFDM/QAM 에 비하여 3×10^{-2} 에서 각각 4dB, 6dB 정도 우수한 성능을 보인다.

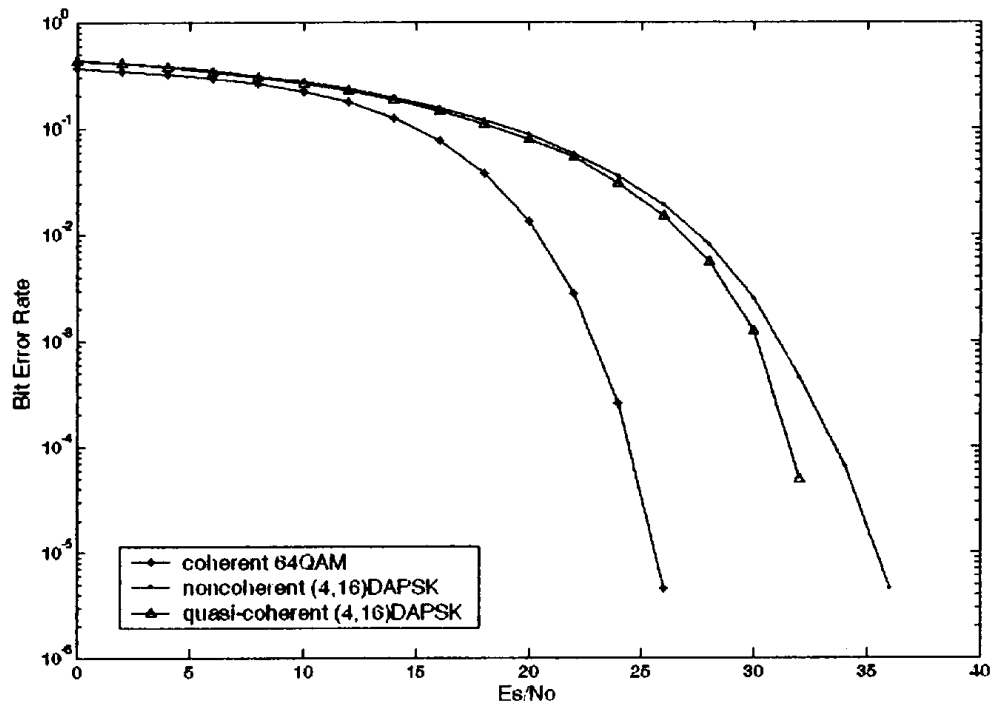


그림 4-1. 주파수 오프셋이 없는 경우 성능비교.

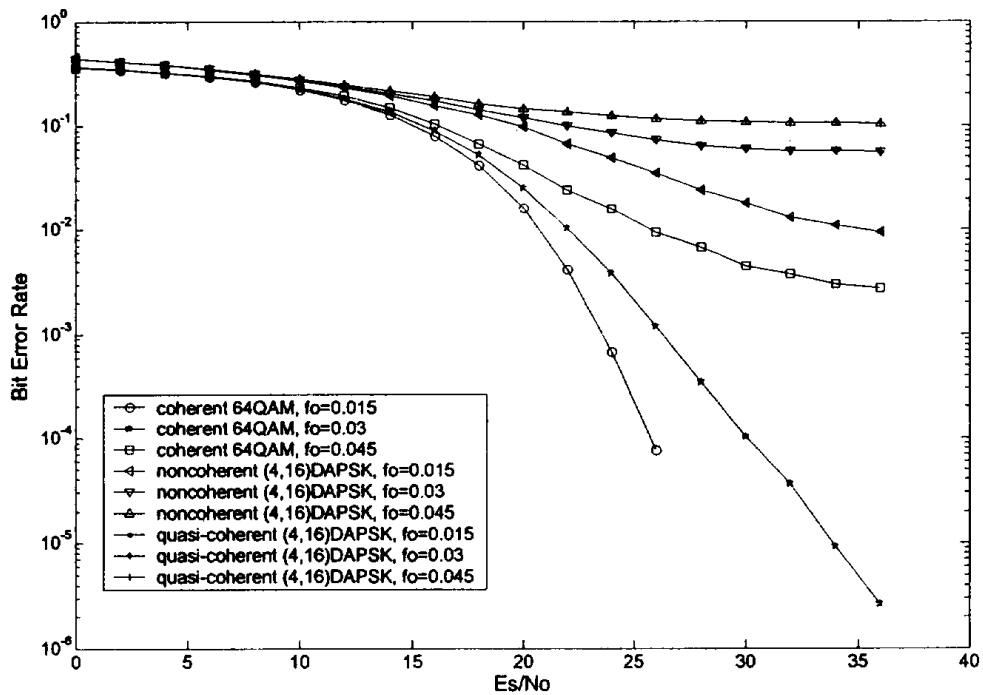


그림 4-2 .주파수 오프셋이 있는 경우 성능 비교.

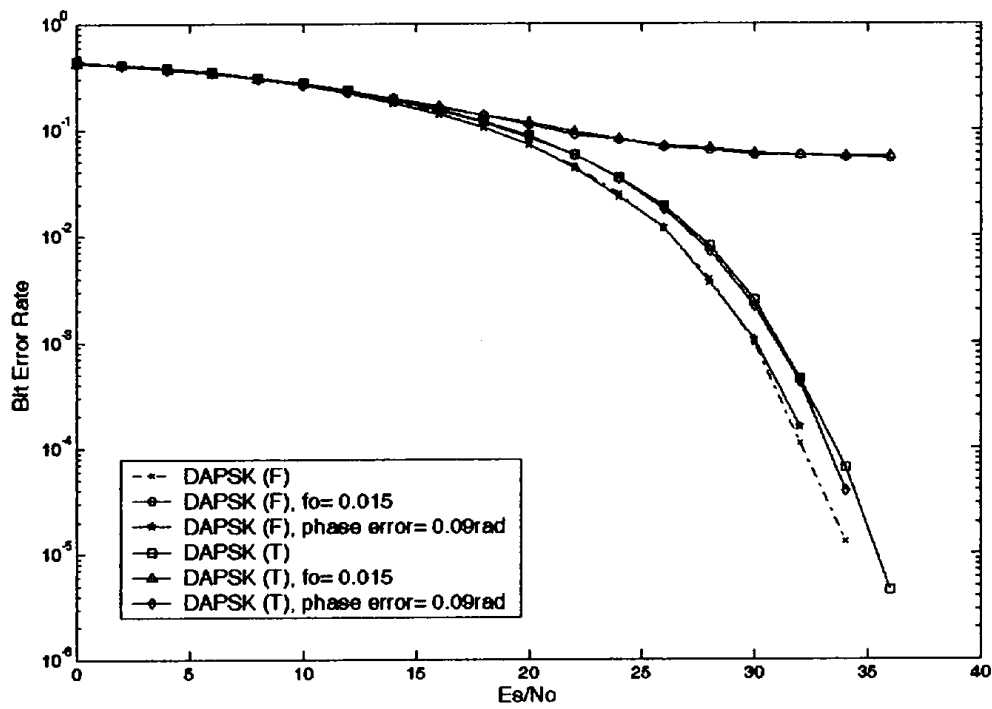


그림 4-3. Noncoherent DAPSK에서 복조 방식 비교.

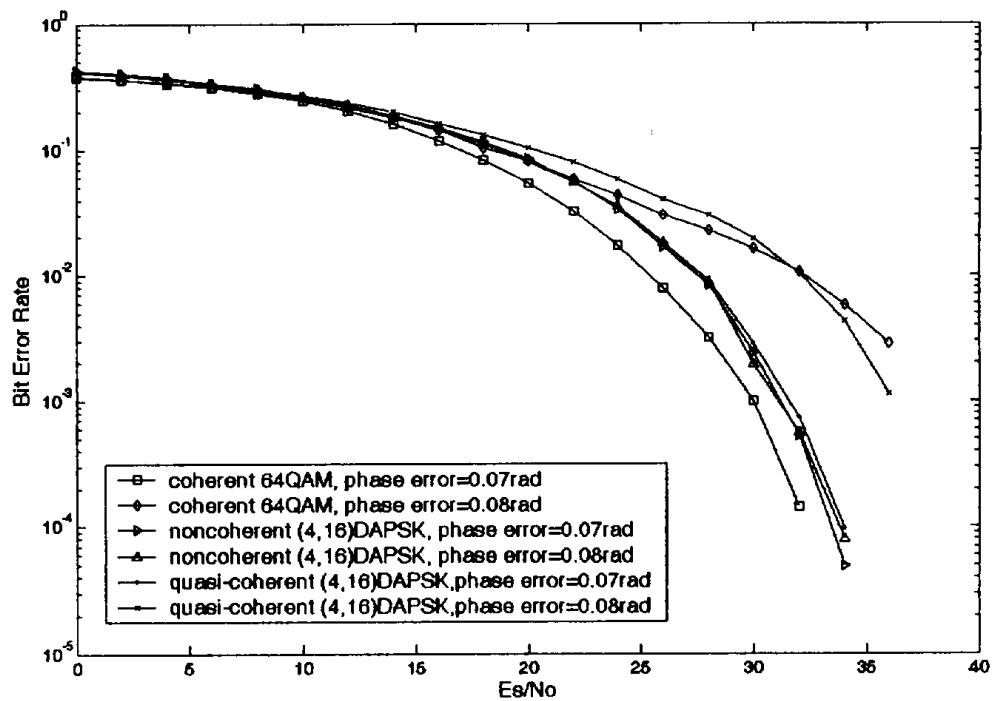


그림 4-4. 위상 오차가 있는 경우 성능 비교.

제 5 장 결 론

본 논문에서는 OFDM에 DAPSK 변조기법을 결합한 OFDM/DAPSK 에 대해 연구하였다. 그리고 AWGN 환경에서 DAPSK 의 최적 경계값을 분석하였다. DAPSK 의 최적 결정 경계값은 quasi-coherent 검출기를 적용한 경우 AWGN 환경에서 해석적으로 구하였다. 그리고 quasi-coherent 수신기에서 결정변수가 라이시안 분포를 가진다는 것을 밝혔다.

다음으로 OFDM/DAPSK 의 BER 성능을 분석하였으며, 이 결과는 주파수 오프셋이 있는 경우 동일한 심볼비트를 가지는 OFDM/(4,16)DAPSK 의 BER 성능을 OFDM/64QAM 과 비교 평가하였다. OFDM/DAPSK 의 검출은 noncoherent 방식과 quasi-coherent 방식 두 가지 모두를 고려하였다. 비교 결과, 주파수 오프셋이 있는 경우 두 방식 모두에서 심한 성능 저하가 있었다. OFDM/64QAM 은 주파수 오프셋이 있는 경우와 없는 경우 모두에 대하여 OFDM/(4,16)DAPSK 보다 우수한 성능을 보였다. 한편 위상 오차가 있는 경우에는 OFDM/64QAM 은 오차값에 따른 급격한 성능 저하가 있었지만 noncoherent 방식을 사용하는 OFDM/(4, 16)DAPSK 는 성능저하가 거의 없었다. 그 결과로 위상 오차가 0.08rad 이상인 경우에는 OFDM/DAPSK 의 성능이 OFDM/QAM 의 성능보다 약 7dB 정도 더 좋아짐을 확인할 수 있었다.

앞으로 주파수 오프셋이 있는 경우에도 성능 저하를 최소화 할 수 있는 방법에 대해 더 연구될 필요가 있다. 또한 DAPSK 의 라이시안 페이딩 환경에서 최적 결정 경계값에 대한 연구가 앞으로 수행될 필요가 있다.

참 고 문 헌

- [1] J. Y. Lee, Y. M. Chung, and S. U. Lee, "Postdetection diversity receiver for DAPSK signals on the Rayleigh- and Rician-fading channel," IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 50, pp. 1193-1202, Sep. 2001.
- [2] Y. C. Chow, A. R. Nix, and J. P. McGeehan, "Error performance of circular 16-DAPSK with postdetection diversity reception in Rayleigh fading channels," IEE Proc.-Commun., vol. 144, pp. 180-190, June 1997.
- [3] H. Rohling and K. Brueninghaus, "High rate OFDM-Modem with quasi-coherent DAPSK," Proc. IEEE VTC'97, pp. 2055- 2059, Phoenix, AZ, USA, 1997.
- [4] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [5] R. van Nee and Ramjee Prasad, OFDM of Wireless Multimedia Communications, Artech House, 1999.
- [6] Ahmd R. Bahai and Burton R. Saltzberg, Multi-carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM," Kluwer Academic/Plenum Publicshers, 1999.
- [7] E. Costa and S. Pupolin, "M-QAM-OFDM system performance in

the presence of a nonlinear amplifier and phase noise," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, pp. 462-472, March 2002.

[8] Leonard J. Chimini. "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. on Communicaitons*, vol. COM-33, No. 7, pp. 665-675, July 1985.

[9] F. Adachi, "Error rate analysis of differentially encoded and detected 16APSK under Rician fading," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 45, pp. 1-11, Feb. 1996.

[10] E. Haas and Stefan Kaiser, "Two-dimensional differential demodulation for OFDM," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 51, pp. 580-586, April 2003.

[11] R. Zhang, T. T. Tjhung, H. J. Hu, and P. He, "Window function and interpolation algorithm for OFDM frequency-offset correction," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 52, pp. 654-670, May 2003.

[12] COST 207, "Digital Land Mobile Radio Communications," *Office for Official Publications of the European Communities*, Luxembourg, Final Tech. Rep., 1989.

[13] Athanasios Papoulis, S. unnikrishna Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Process*, 4th ed, New York: McGraw-Hill, 2002.

Abstract

Performance Evaluation of DAPSK Combined with OFDM

Seung Yong Lee

Dept. of Information

& Communications

Engineering

Hansung University

In this paper, the optimum decision boundary for DAPSK (differential amplitude phase shift keying) quasi-coherent detector on the additive white Gaussian noise (AWGN) channel has been obtained analytically. From the analysis results, it is found that the decision variable possesses Rician distribution at the receiver using the quasi-coherent detector.

In addition, DAPSK is combined with OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing), and its performance is investigated on the additive white Gaussian noise (AWGN) channel. The performance for OFDM combined with DAPSK is compared with that for OFDM with QAM. The differential detection is performed by adjacent channels and adjacent symbols, and the performance for both methods is compared. Finally, the performance for the receiver with phase error present has been investigated.

From the comparison results for OFDM with DAPSK and OFDM with QAM, it is found that the performance of the both schemes degrades significantly in the presence of a frequency offset. However, the results for the differential detections of adjacent channels and adjacent symbols are quite similar. Finally, when the phase error is 0.08 rad, noncoherent detection of OFDM with DAPSK outperformed quasi-coherent detection of OFDM with DAPSK and coherent detection of OFDM with QAM by 4dB and 6dB, respectively, at a BER of 3×10^{-2} .

감사의 글

먼저 논문이 완성되게 하여주신 하나님께 감사를 드립니다.

부족한 저를 언제나 열정적인 가르침과 따뜻한 말씀으로 가르치고 이끌어 주신 정영모 지도교수님께 심심한 감사를 드립니다. 통신 공부에 첫발을 내딛는 때부터 지금까지 변함없는 교수님의 가르침 없이는 지금 저의 모습은 상상할 수도 없을 것입니다. 또한 한성대학교에서 저를 가르쳐주신 조혜경 교수님, 정성훈 교수님, 이종복 교수님, 오종택 교수님, 호광춘 교수님, 김승천 교수님께 이렇게나마 감사를 드립니다.

그리고 지금까지 철없는 저의 옆에서 당신들의 필요는 생각하지 않으시고 저의 필요를 채우시느라 밤낮으로 수고하고 애쓰신 부모님께 이 논문을 바침으로 부족한 저의 마음을 대신하고 싶습니다.

이외에도 대학원 생활동안 함께 했던 최정원, 배우진, 변동선 조교들과 논문 편집에 도움을 준 문흠, 세훈형과 홍수미, 이민정 자매에게도 감사의 말을 전합니다. 또한 다른 곳에서 저를 기억해 주는 선배 재환이형과 태현이 그리고 후배 근영이와 송훈이에게도 감사를 전하고 좋은 논문을 위해 늘 기도해 주신 정릉중앙교회 최경섭, 신자겸, 이창산 전도사님, 그리고 각각의 이름을 적고싶지만 지면상 그럴 수 없는 청년 1, 2부 지체들과 중·고등부 교사들에게 감사의 말을 전합니다.

다시 한번 정영모 지도교수님께 감사를 드리며 저의 주변에 계신 모든 분께 감사를 드립니다.

여호와를 경외하는 것이 지혜의 근본이요

거룩하신 자를 아는 것이 명철이니라

- 잠언 9장 10절 -