

디지털 이동통신용 $\frac{\pi}{4}$ 위상천이형 QPSK 변조방식의 주파수 선택성 웨이딩 환경하에서의 오류특성 연구

正會員 趙 柄 珍* 正會員 金 大 榮**

Error-Rate Performance of the $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK Modulation Under Frequency Selective Fading Environment in Digital Mobile / Portable Radio Communications.

Byong Jin CHO*, Dae Young KIM** *Regular Members*

要 約 무선으로 고속통신을 하고자 하는 디지털 이동통신 서비스가 있어서, 시스템 성능은 주파수 선택성 웨이딩 환경에 의해 크게 제한 받는다. 따라서 줄일수 없는 오류로 대표되는 비트오류 감쇄율의 정체현상(Error floor)에 대한 원인 규명과 대처기술의 개발은 필수적이다.

본 논문에서는 오류의 정체현상에 대한 원인을 규명하는 첫 단계로서, 최근 미국과 일본에서 디지털 자동차전화 시스템의 변복조 방식으로 채택된 $\frac{\pi}{4}$ 위상천이형 QPSK 변조 방식에 대하여 주파수 선택성 웨이딩 환경하에서의 비트오류(Bit Error Rate) 변동 특성에 대해 시뮬레이션한 결과를 보고한다.

이론 위해 전송로 모형은 2파 모형을 가정하여 이론적 검토를 하였으며, 시뮬레이션 소프트웨어 개발을 향후, 전파관리 시스템 개발 등에 응용이 가능한 고속의 A/D변환기(Analog to Digital Converter)를 갖는 신호처리 컴퓨터(DSP based signal processing system)를 사용하는 것을 염두에 두고 개발하였다. 또한 복조 방식으로는 웨이딩에 강한 중간주파수방식의 지연결과 방식과 기존의 아날로그 자동차 전화방식과 이중방식(Dual Mode)으로 응용이 가능한 주파수 검파방식을 채택하였다. 비트오류 개선을 위하여는 지연결과에서는 진폭제한(Hard limiter)방식을 채택하였으며, 주파수 검파방식에서는 MOD[2] 알고리즘을 채택하여, Rayleigh 웨이딩 환경하에서 지연시간, 지연분산 및 도플러 주파수 변동에 따라 시뮬레이션 하였다.

ABSTRACT It is well known that system performance in the high speed digital radio communication system is severely degraded due to the frequency selective fading distortion, so called error floor.

Hence, it is necessary to examine causes of error and develop counter measured techniques for improving system performance.

In this paper, we report BER characteristics for the $\pi/4$ shift QPSK under the frequency selective fading environment. In order to simply examine causes of error and reduce calculation time, we modeled multi-path channel into 2-ray model. Further more, as demodulation methods, we adapted both IF, differential detector as anti multipath demodulation method and frequency discriminating detector, which is used in current analog mobile telephone system. In order to improve BER characteristics, we adapted hard limiter in differential detection and also modulo[2] algorithm in frequency discriminator detection. Computer simulation is conducted under Rayleigh fading environment with parameters of delay time, delay spread and doppler frequency.

*韓國電子通信研究所 電波技術部 電波信號處理研究室
Electronics & Telecommunications Research Institute
Radio Signal Processing Lab.

**忠南大學校 工科學 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Chungnam Nat'l Univ.
論文番號 : 91-131 (接受1991. 9. 7)

I. 서 론

앞으로의 통신서비스의 기술개발 추세는, 고정통신망에서의 종합 정보통신망(ISDN) 기술 개발의 순조로운 추진에 힘입어, 서비스 개발 측면에서는 영상정보 중심의 다기능 단말기(Multi-media terminal) 기술개발, 통신망측면에서는 지능화 추진(Intelligence), 그리고 전체적으로는 개인화(Personalization)의 개념으로 특징 지워져 추진되고 있다.¹⁾ 이 중에서도 특히 개인화를 실현하기 위해서는 가입자 터미널의 무선화는 필수적이며, 다기능 단말기 등 각종 서비스를 실현시키려면 디지털정보로 고속 전송은 필수적인 것이 된다.

그러나 한정된 주파수 자원하에서 위와 같은 서비스를 다수의 가입자에게 실현시키기 위하여서는 다원접속(Multiple Access)로 대표되는 시간적 유효이용기술과 서비스지역설계(Cell planning) 등과 같은 공간적 유효 이용기술, 그리고 고능률디지털 변복조 기술을 통한 스펙트럼 유효이용기술 등의 주파수유효 이용기술의 개발과 전송특성 개선기술(페이딩 극복기술, 다이버시티 기술, 및 오류정정 부호화 기술 등), 그리고 특히 고속무선통신을 실현시키는데 필수적으로 해결해야 할 주파수 선택성 페이딩 대책기술(적응등화 기술 등) 등의 연구가 필수적이다.

본 논문에서는 위에서 언급한 분야중에서 특히 고능률 디지털 변복조 기술분야에 초점을 맞추어, 향후 각종 무선통신 서비스를 위한 변복조 방식을 개발하는데 활용할 수 있으며, 또한 전파 자원 관리 측면에서 수신되는 각종 디지털 변조 방식을 분류하고 복조하는 응용예에 있어서 최근 발전되고 있는 디지털 신호처리 시스템(수신기 + A/D보드 + 고속 신호처리보드 + CPU보드)과 하드웨어정합성이 있는 "각종 디지털 변복조 방식용 시뮬레이션 소프트웨어"를 개발하는 것을 최종목표로 해서, 우선 그 1차적인 연구결과로써 최근 미국과 일본에서 디지털 육상이동 자동차 전화서비스의 변복조방식으로 채택한 $\frac{\pi}{4}$ 위상

천형 QPSK($\frac{\pi}{4}$ shift Quadrature Phase Shift

Keying : 이하 $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK로 약함)에 대해 컴퓨터 시뮬레이션한 결과를 보고한다.

시뮬레이션은 $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 변조방식이 다음에 설명하는 여러가지 이점때문에 향후 각종 디지털 이동통신 서비스분야(예, 무선데이터 통신, 개인휴대통신 등)에서 변복조방식으로 채택될 전망이 크고, 또한 이들은 모두 고속전송경향을 띠고 있으므로, 본 논문에서는 고속전송시에 특히 문제가 되고있는 주파수 선택성 페이딩 환경하에서의 비트오율 변동 특성에 대하여 연구한다. 이런 관점에서 기존에 보고된 연구들로는 Y.Yamao²⁾, S.H.Goode³⁾, K.Feher⁴⁾ 및 S. Chennakenhu⁵⁾ 등의 연구결과가 있으나, 이들은 지연시간이 고려되지 않은 Rayleigh 페이딩(Frequency flat fading) 환경하에서만 시뮬레이션하였거나, 지연시간 변동에 따른 비트오율 변동경향만을 보고하고 있으므로 본 연구에서는 이러한 연구결과를 더 진행시켜, 지연시간변동, 진폭비변동, Doppler 주파수 변동에 따른 오율변동 경향을 더 조사하여보고 다중파축정 변수인 지연분산(Delay spread)이 비트오율 변동과 밀접한 관계가 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하여 본다.

미국과 일본에서 아날로그, 디지털 공용방식의 육상이동 자동차 전화시스템의 표준규격으로 채택한 미국의 통신공업회(TIA)의 규격 IS-54⁶⁾에 의하면, 데이터원으로서 음성 8 kbps와 오류정정 code로써 5 kbps 정보등의 총 13 kbps의 정보를 30 kHz RF채널내에 3채널 TDMA(Time Division Multiple Access) 방식으로 48.6kbps의 전송속도로 송신할 것을 규정하고 있고, 인접 채널 간섭(ACI: adjacent channel interference, 이하 ACI로 약함)이 -26dB가 초과하지 않도록 하기 위하여 감쇄율(Roll off factor) $\alpha=0.35$ 의 raised cos filter사용을 권고하고 있다. 또한 변복조 방식으로는 $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK를 정하고 있다. 이 변조방식은 1962년에 P.A.Baker가 기존

의 공중전화망(PSTN)을 이용해서 2400bps 속도로 통신할 수 있는 Modem용 변복조 방식으로 제안한 것으로서, 1.62bit/Hz의 전송효율을 실현할 수 있다는 점에서 유럽방식의 GMSK (Gaussian Minimun Shift Keying)보다 주파수 유효이용 측면에서 유리하며, 또한 이 정도의 전송효율을 얻을 수 있는 기존의 4차 변복조 방식중에서 QPSK나 OQPSK(Offset QPSK) 방식보다는 다음과 같은 3가지의 이점을 갖고 있다.¹⁾

첫번째로, 복조시에 동기검파와 지연검파는 물론, 현재 아날로그 자동차 전화망에서 채택되고 있는 주파수 검파 방식이 가능하다.

두번째로, 입력되는 신호에 대하여 진폭변동분을 줄이기 위해 사용하는 진폭제한기와 주파수 판별기[Frequency Discriminator with Integrate and Dump Filter(: 이하 IAD로 약함)]을 이용하는 주파수 검파 방식은 기존의 analog FM 신호를 복조하는데 사용되는 방법과 호환성이 있으므로, 당분간 공존할 아날로그 디지털 이중 방식의 자동차 전화시어비스에 적합하며, 또한 이미 실현되어 있는 기술이므로 기술적으로도 실현이 용이하다.

세번째로 $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 변조방식은 GMSK와 같이 정진폭 변조방식이 아니라 선형변조방식이므로, 전송효율이 좋은 C급 증폭기를 사용할 수 없기 때문에 출력단에 선형증폭기를 필요로 하는 점에서는 GMSK방식보다는 떨어진다. 그러나, 선형증폭기를 사용할 때 효율적인 출력 스펙트럼과 전력 효율을 얻기 위해서는 진폭의 변동이 적을 것이 요구되는데 이런 점에서 $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK는 진폭변화량이 신호전이도에 있어서 원점을 통과하지 않기 때문에 정진폭 방식보다는 불리하지만 기존의 QPSK나 OQPSK 방식보다는 유리하다. 이러한 선형 증폭기개발에 대해서는 부채널 회로 방식으로 AB급 증폭기를 사용하여 35% 출력 효율로 ACI를 -60dB까지 실현시키 거의 C급 증폭기를 사용했을 때와 비슷한 성능을 내는 방식이 제안되어 실현화 가능성을 업

증하고 있다.²⁾

$\frac{\pi}{4}$ shift 복조방식에 있어서 동기 검파 방식은 Rayleigh fading 환경 하에서는 지연검파 방식보다 잡음에 대한 비트당 에너지(이하 E_b/N_0 로 약함)에 있어 대략 2dB 정도의 이득이 있어 유리하지만, 지연파의 지연시간이 전송 bit 간격에 비해 무시할 수 없게 들어오는 주파수 선택성 fading 환경 하에서는 E_b/N_0 를 아무리 높혀도 비트오율(bit error rate)특성이 개선되지 않는 소위 "오류감쇄율 정체현상(이하 error floor로 약함; 줄일 수 없는 유헌상)" 때문에 지연검파방식이나 주파수 검파방식에 비해서 동기검파 방식의 오류정체현상의 오율이 높게 나타난다.³⁾

따라서 본 논문에서는 복조방식으로서는 현존하는 아날로그 시스템과 2중방식의 사용이 가능한 주파수 검파방식과 다중파 지연특성면에서 우수한 지연검파 방식에 대해 시뮬레이션 한다.

여기서 지연검파방식은 주파수 편차에 의한 오류(Frequency offset error)가 없고 반송주파수 재생회로가 필요없어서 안정된 하드웨어 실현이 가능한 중간주파수단 지연검파 방식을 택하여 진폭 제한기가 있는 방식과 없는 방식에 대하여 비교 시뮬레이션 하였다. 주파수 검파방식은 진폭제한기, 미분기 및 IAD 여파기로 구성하고, BER을 개선하기 위하여 $\text{MOD}[2\pi]$ 알고리즘을 채용하여 시뮬레이션 한다. 그리고 송신 속도는 48.6Kbps로 가정하며, 송신 데이터원으로는 M계열의 9단 pseudo noise(PN) code를 발생시켜 사용하였다.

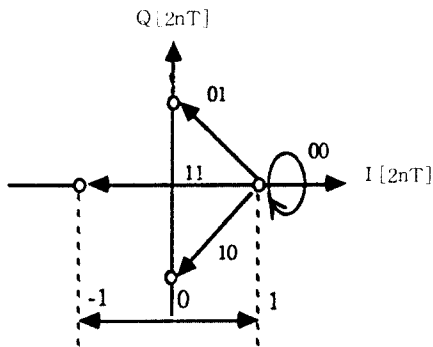
실제 도실지 전파모델에 있어서 차량의 진행 방향에 대하여 입사되는 전파의 입사각이 도로각보다 작은 경우에는 2~3파 다중파 모델(2ray multipath model)이 Random model보다 오히려, 각종 선파전파 특성을 규명하는데도 편리하고 또한 실제 상황에도 적합하다고 알려져 있다.⁴⁾ 따라서 본 논문에서는 전파전파 모델로서 2파 모델(2 ray model)을 가정하였다.

따라서 주파수 선택성 fading 상태를 시뮬레이션 하기 위하여 반사파에 의한 지연시간을 변수로 갖는 Rayleigh fading 2파모델을 가정하여,

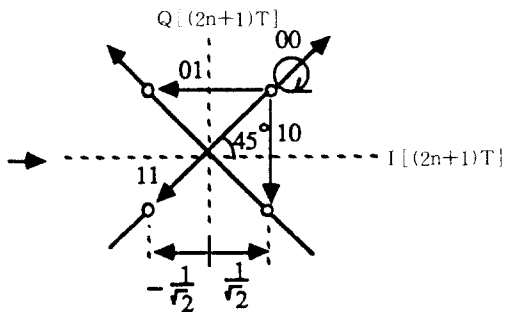
지연시간이 없는 주파수축상에서 일정한 특성을 갖는 헤이딩환경(Frequency flat fading)은 물론 차량속도에 따른 도플러편이(Doppler shift) 및 지연분산(Delay Spread)에 의한 영향을 시뮬레이션 하였다. 그리고 잡음 환경으로서는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)을 가정하였다.

II. $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 변조방식

$\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 변조방식의 신호 천이도는 그림 1의(a)에서 볼수 있듯이, 임의의 첫번째 심볼 구간($2nT$)에서는 비트쌍(dibit)이 표1의 gray 코드에 의해, QPSK 변조되어 신호 천이가 이루어진후,



(a) $2nT$ 구간에서의 동상채널에의 투영치



(b) $(2n+1)T$ 구간에서의 동상채널에의 투영치

그림 1. $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK의 신호 천이 구성도.

Fig 1. Signal constellation of $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK

다음 심볼구간인($2n+1)T$ 에서 신호천이를 위하여, 반시계 방향으로 45° 더 천이한다. 따라서 다음 심볼 구간에서는 45° 천이된 축(그림 1의 (b))을 새로운 축으로 하여 다시 표 1에 의한 QPSK 변조를 한 후, 다음 심볼 구간을 위해 45° 더 천이하면 다시 첫번째 심볼구간에서의 신호 천이도(그림 1의(a))가 되어, 이들 두 신호축이 반복된다. 따라서 전체 신호 천이도(Signal constellation)는 그림 2와 같이 외견상 8-PSK처럼 보이며, 그림 3과 같이 x축을 현재의 위상축으로 하면 차동 부호화(differential encoding)할 경우 연속된 심볼의 상대적인 위상차는

$\pm \frac{\pi}{4}$ 와 $\pm \frac{3\pi}{4}$ 가 된다.

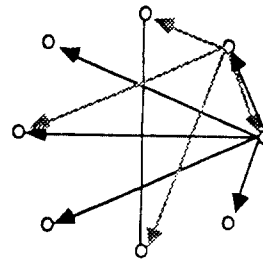


그림 2. $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 신호 천이도.

Fig 2. $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK signal constellation

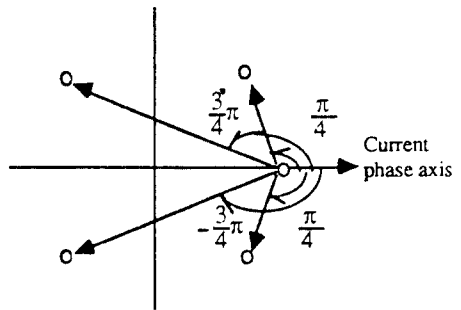


그림 3. 두심볼간 위상차

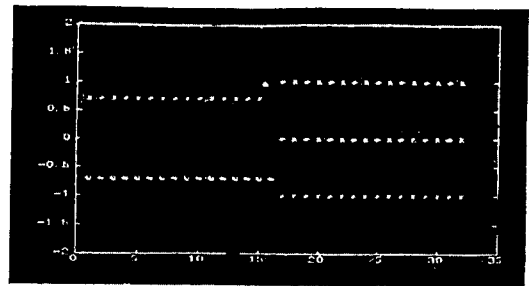
Fig 3. Phase difference between 2 symbols

표 1. 정보 심볼의 함수로써의 위상 전이량
Fig 1. The phase shift as a function of information symbol

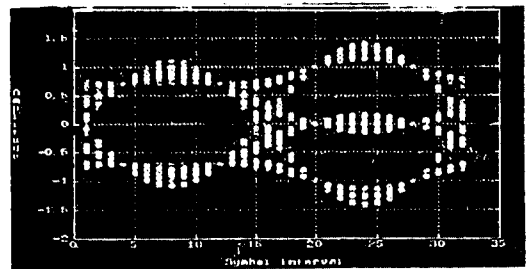
비트쌍	QPSK	$\frac{\pi}{4}$ shift QPSK
b _{1k} b _{2k}	$\Delta\phi_k$	$\Delta\phi_k + \frac{\pi}{4}$
0 0	0	$0 + \frac{\pi}{4} = \frac{\pi}{4}$
0 1	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} = \frac{3\pi}{4}$
1 1	π	$\pi + \frac{\pi}{4} = \frac{5\pi}{4}$
1 0	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} = -\frac{\pi}{4}$

따라서 진폭의 변화량은 QPSK 경우처럼 원점을 지나지 않게 되어 심볼간 진폭변화량은 QPSK 보다는 적게 되며 동상채널(In-phase channel : 이하 I-ch로 약함)에로의 투영치를 보면 그림 1의 (a)인 경우에는 (1.0, -1) 중의 한값이 되고 그림 1의 (b)의 경우에는 $+\frac{1}{\sqrt{2}}$ 혹은 $-\frac{1}{\sqrt{2}}$ 중 한값을 취하게 되어 2심볼마다 이들 값이 반복하게 된다. 시뮬레이션한 I-ch과 Q-ch의 눈모양도(Eye pattern)을 보면 그림 4와 같다.

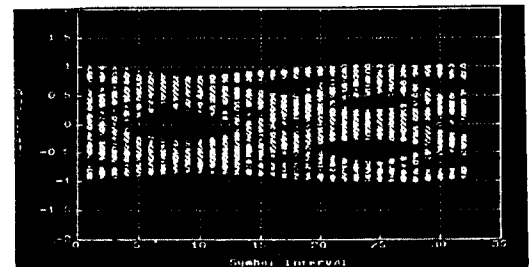
시뮬레이션에서는 α 값에 따른 대역폭 변동과 지연시간변동을 시뮬레이션하기 위하여 심볼당 표본화 갯수를 16개로 하였으며(16배 over sampling), \sqrt{x} 의 평방근형 raised cosine여파기(Square root raised cosine filter)의 실현은 시계열 데이터를 FFT에 의해 주파수 영역으로 바꾼 후, 여파기 값과 승산을 하고, 다시 역 FFT에 의해 시간영역 데이터로 바꿈으로서 실현하였다. 물론 이는 실제 저가격의 하드웨어 구성시에는 송신 데이터에 따른 여파기 후의 값을 ROM(Read Only Memory)에다 저장해 두고, 입력 데이터에 따른 ROM 번지를 참조하여 해당되는 값을 얻도록 설계하겠지만, DSP(Digital Signal Processor)를 이용한다는 것을 전제로 하였기 때문에 위와 같이 실현하였다.



(a) before filtering



(b) $\alpha = 1$



(c) $\alpha = 0.35$

그림 4. 변조후 동상채널에서의 눈모양도
Fig 4. Eye pattern of the In phase channel

III. 송신기 모델

그림 5는 시뮬레이션을 위한 송신 모델의 구성도이다. 우선 9단 PN 계열에 의해 생성된 송신 데이터원은 비트쌍(dibit)을 형성을 하기 위하여 직/빙렬 변화를 한 뒤, 표 1에 따라, 각 Symbol 간 Hamming 거리가 1인 경우에는 위상 전이량이 $\frac{\pi}{4}$ 가 되도록 Gray 코드를 이용해서 인접 심볼간 전이량 $\Delta\phi_k$ 를 결정한다. 따라서 $I_k(t)$ 와 Q_k

(t)를 k번째 심볼에 대한 동상채널과 직교채널 (Quadrature Channel : 이하 Q-ch로 약함)에서의 대역 제한되지 않은 직교 펄스값이라 하고, I_k 와 Q_k 를 $KT \leq t < (K+1)T$ 구간에서의 $I_k(t)$ 와 $Q_k(t)$ 의 진폭이라고 하면, I_k 와 Q_k 는 이전 심볼값, I_{k-1} 과 Q_{k-1} 의 진폭값과 상대위상차 $\Delta\Phi_k$ 에 의해서 식(1)과 같이 결정된다.

$$I_k + jQ_k = (I_{k-1} + jQ_{k-1}) e^{j\Delta\Phi_k} \quad (1)$$

$$I_k = I_{k-1} \cos(\Delta\Phi_k) - Q_{k-1} \sin(\Delta\Phi_k) \quad (2)$$

$$Q_k = I_{k-1} \sin(\Delta\Phi_k) + Q_{k-1} \cos(\Delta\Phi_k) \quad (3)$$

또한 ϕ_k 를 K번째 심볼에 대한 절대 위상값이라 하면 식(2), (3)은 식(4)와 식(5)로 표현이 가능하다.

$$I_k = \cos[\phi_k] = \cos[\phi_{k-1} + \Delta\Phi_k] \quad (4)$$

$$Q_k = \sin[\phi_k] = \sin[\phi_{k-1} + \Delta\Phi_k] \quad (5)$$

따라서 이 값들은 그림 4의 눈모양도와 같이 $(\pm 1, 0)$ 나 $(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}})$ 중의 한값을 취하게 되어, 송신 펄스가 완전히 대역 제한이 된다면 변조 신호는 위상변조 신호라기 보다는 진폭 변조된 신호에 가깝게 된다. 그러나 인접 채널간 간섭을 줄이고 대역 제한을 하기 위하여, 식(6)의 주파수 응답을 갖는 square root raised cos filter로 파형 정형을 하면, 표본화 구간에서 위상은 보존되고,

$$|P(f)| = \begin{cases} T & \dots \\ T \sqrt{\frac{1}{2} (1 - \sin[\pi \frac{T}{2} (|f| - \frac{1}{2T})])} & \dots \\ 0 & \dots \end{cases}$$

$$\left. \begin{aligned} \dots \dots \dots 0 \leq |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \dots \dots \dots \frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ \dots \dots \dots |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(여기서 α 는 감쇄율이고 T는 심볼 구간임)

대역 제한된 동상 성분과 직교 성분의 기저대역 신호(baseband signal)는 식(7)과 식(8)로 표시된다.

$$A_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k P(t - kT) \quad (7)$$

$$B_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_k P(t - kT) \quad (8)$$

이를 선형 증폭기로 증폭한 후 W_c 의 반송파와 각 주파수에 실어서 전송하면 송신 신호는 식(9)와 (10)으로 표현된다.

$$S(t) = A(t) \cos \omega_c t - B(t) \sin \omega_c t \quad (9)$$

$$= \sum_k P(t - kT) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (10)$$

그림 6의(a)는 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 의 신호 천이도이며 pulse shaping filter의 출력 $A(t)$ 와 $B(t)$ 에 대한 그림 6의 (b), (c)는 감쇄율 α 가 각각 0.35 및 1인 경우의 신호도이다.

III. 전송로 모델

전파수요가 집중하는 도심지에서는 전파가 건물등에 의해 회절 및 반사 등을 받아 복수의 경로를 경유해서 수신점에 도달하기때문에, 전송로는 다중파 전송로가 된다. 더욱이 이동통신에 있어서는 수신점이 도로상을 이동해 나가면서 전파를 수신하기 때문에 Rayleigh 페이딩이라고 불리는 깊고 빠른 수신 진폭의 변동뿐만아니라, Doppler 편이에 의한 주파수 편이가 생겨 통신

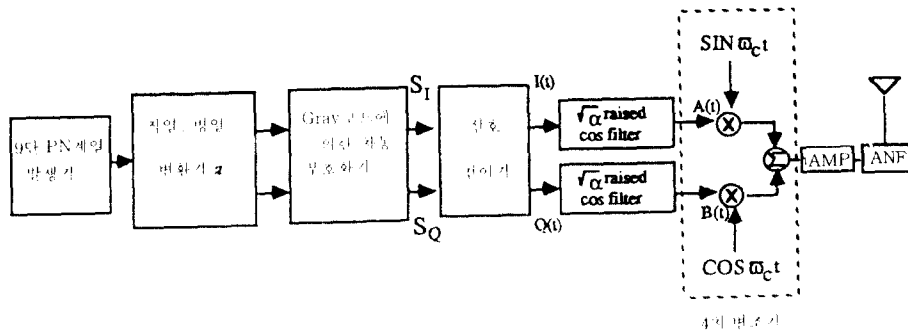


그림 5. $\frac{\pi}{4}$ Shift QPSK 변조부 시뮬레이션 구성도(Quadrature Modulator)

Fig 5. Simulation Block Diagram of the $\frac{\pi}{4}$ Shift QPSK modulation Part

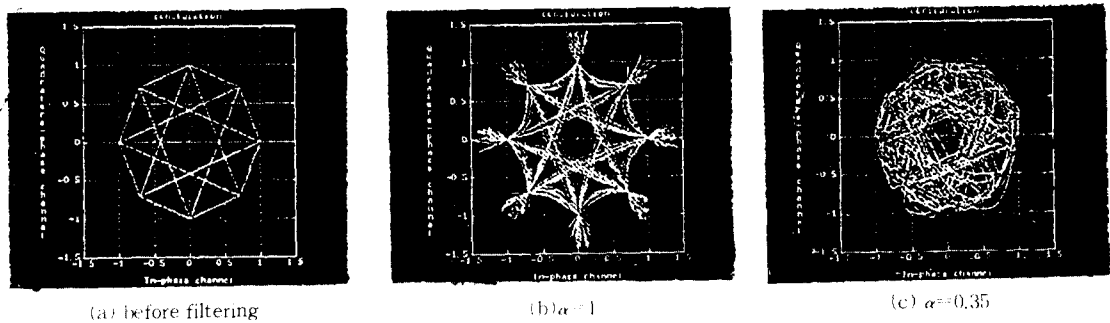


그림 6. 신호 천이도의 시뮬레이션 결과
Fig 6. Simulated signal constellation

품질은 현저히 저하된다.

특히 고속 디지털 신호 전송에 있어서 다중파들을 구성하는 전파의 전송 지연시간 차가 전송 신호의 time slot 폭에 비해서 무시할 수 없게 들어오는 경우에는 주파수 선택성 왜딩에 의해 열화가 크게 되어 고속 디지털 신호 전송에 큰 장애가 된다. 일반적으로 서울 및 경기 일원 지역의 전파 환경과 비슷한 일본 동경에서 최근 측정 보고된 도심지에 있어서의 다중파 전파의 지연특성을 보면 ①,

- a) 주택 밀집 지역에서의 평균 지연 분산(delay spread)은 약 $1\mu s$ 이고, 지연이력(delay profile)은 기지국으로부터 직접적으로 도달하는 직접파군으로 구성되며,
- b) 고층 건물에 있는 장소에서의 평균 지연 분

산은 약 $1\mu s$ 이하로 평균 도래파수는 5과 정도이고, 지연이력은 직접파군과 반사파군로부터의 반사파군으로 크게 대별된다.

- c) 또한 산악 인접 시가지에서는 평균 지연 분산이 약 $2\mu s$ 이하로 평균 도래파수는 4과 정도이고, 지연이력은 직접파군과 반사파군으로 구분되며, 반사파군의 신호 크기는 건물에 의한 반사의 경우는 지연시간에 대해서 지수적으로 감쇄하지만 산악에 의한 반사의 경우는 지연 시간이 어느정도 범위내에서는 거의 직접파와 동일 크기가 된다. 이런 점에서 F.Ikegami 등은 입사되는 전파를 2개의 군으로 나누어, 전파의 전송로를 2과 1로 모델로 모형화하여, 특히 도로 입사파와의 각이 적을, 혹은 거의 평행인 도로상에서

의 전파의 전파 특성을 규명하고 있고^{[8][11]}, 또한 TIA의 IS-54에서도 2파 모델을 근거로 설명하고 있다.^[2]

따라서 본 논문에서는 다중파 채널의 해석을 간단히 하고, 효율적으로 주파수 선택성 왜이딩 특성을 조사하기 위하여 다중파 전송로를 그림 7과 같이 2파 모형으로 모델링한다. 2파 모델은 시간축을 기준으로 하여 선행하는 파를 회망파(D파 : desired wave, 이하 D파로 약함)로 하고 지연군의 파를 비회망파(U파 : undesired wave, 이하 U파로 약함)로 정의하면 우선 수신단의 입력되는 신호 X(t)는 식(11)과 같이 표현이 가능하다.

$$X(t) = \sqrt{X_1^2 + Y_1^2} r(t) \cos[\omega_c t + \phi_s(t) + \theta_1] \quad (11)$$

여기서 X_1, Y_1 은 Gauss 분포를 하는 신호의 진폭이며 $r(t)$ 는 정진폭 변조의 경우는 1, ω_c 는 반송파 주파수, 그리고 $\phi_s(t)$ 변조 위상각이며,

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{Y_1}{X_1} \text{ 이다.}$$

여기서 이신호가 2파의 다중파 전송채널(2-Ray multipath Channel)을 통과하면,

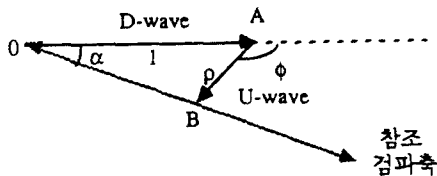


그림 7. 다중파 전송로의 2-ray model
Fig 7. 2-ray model of the multipath channel.

합성되어 수신되는 신호 Y(t)는 식(12)

$$Y(t) = X(t) + \rho \cdot X(t - \tau) \quad (12)$$

로 표시된다. 여기서 X(t)는 U파이고 ρ 는 송신

신호에 대해서 지연되어 들어오는 신호의 진폭이며, $\rho X(t - \tau)$ 는 U파의 진폭이다. 이때 수신시의 참조 검파축은 원 검파축으로부터 α 만큼 이동되며 회망파와 비회망파의 비(D/U)는 $-20 \log \rho$ [dB]로 정의한다. 따라서 참조 검파축의 각도는 식(13)과 같이 표현된다.

$$\alpha = -\tan^{-1} \frac{\rho \cdot \sin \phi}{1 + \rho \cos \phi} \quad (13)$$

$$(\phi = \omega_c \tau : \text{Mod } 2\pi)$$

따라서 다중파전송로(Multipath channel)는 $H(\omega) = 1 + \rho e^{-j\omega\tau}$ 로 모형화 되며 이를 통해 수신되는 합성파 신호 Y(t)는 식(14)와 같다.

$$Y(t) = \sqrt{X_1^2 + Y_1^2} \cdot A(t) \cos[\omega_c t + \phi_s(t) + \theta_1 + \psi(\tau)] \quad (14)$$

$$A(t) = \frac{\sqrt{r^2(t) + r^2(t - \tau) \rho^2 + 2r(t)r(t - \tau)\rho \cos[\phi_s(t) - \phi_s(t - \tau) - \phi]}}{\dots}$$

$$\psi(\tau) = -\tan^{-1} \frac{r(t - \tau)\rho \sin[\phi_s(t) - \phi_s(t - \tau) - \phi]}{r(t) + r(t - \tau)\rho \cos[\phi_s(t) - \phi_s(t - \tau) - \phi]}$$

$$\rho = \frac{\sqrt{X_2^2 + Y_2^2}}{\sqrt{X_1^2 + Y_1^2}} ; \text{ D파에 대한 U파의 진폭}$$

$$\phi = \theta_2 - \theta_1 - \omega_c \tau ; \text{ D파에 대한 U파의 진행 위상}$$

따라서 수신되는 D파와 U파와의 진폭비 ρ , 지연시간에 따른 위상차 θ , 그리고 전송되는 송신 정보 내용 ($[\phi_s(t) - \phi_s(t - \tau)]$ 및 $r(t), r(t - \tau)$) 등에 영향을 받는다.

IV. 복 조 부

$\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 변조 방식에 있어서 송신정보

는 두개의 심볼 사이에서 반송파의 위상차에 완전히 포함되어 있으므로, 수신측에서는 두 표본화 구간사이의 위상차만 알고 있으면 송신 정보의 복원이 가능하다. 따라서 지연검파(differential detection)가 가능한데 일반적으로 지연검파 방식으로는 그림 8의 (a)와 같이 최적 지연검파 방식(optimal differential detector)이라고 불리우는 기저대역 지연검파 방식⁹⁾과 그림 8의 (b)와 같이 중간주파수 대역에서 지연소자와 혼합기(mixer)를 이용하여 지연검파하는 중간주파수단 지연검파 방식¹⁰⁾과 그리고 그림 8의(c)와 같이 주파수 판별기(Fr. discriminator)와 적분기를 이용하여 위상변화를 검출함으로써 정보를 복원하는 주파수 검파방식¹¹⁾등이 알려져 있다.

본 논문에서는 이들 3가지방식 중에서 지연검파 방식으로는 반송파 재생회로가 필요없어 송·수신단의 각 주파수 편차에 의한 오류가 없고, 비교적 실현이 용이하다는 점에서 기저 대역 지연 검파 방식보다 이점이 있는 중간주파수단 지연 검파 방식과 기존의 아날로그 방식용 자동화전화 방식에서 사용되고 있어 향후 이중운용 방식의 사용이 가능한 주파수 검파방식에 대해서 이론적 고찰을 해보고 수신기의 BER 특성을 잡음 환경, 및 주파수 선택성 웨이딩 환경하에서 시뮬레이션을 통해 확인해본다.

5.1 중간 주파수 대역 지연 검파 방식

(IF Baseband Differential Detection)

지연 검파 방식에서 송신단과 수신단 국부발전기의 주파수 편차를 θ 라 하면, Nyquist 채널하에서 표본화 순간에서의 수신 신호는 식(15), (16)과 같이 표시된다.

$$X_k = \text{COS}(\phi_k - \theta) \quad (15)$$

$$Y_k = \text{SIN}(\phi_k - \theta) \quad (16)$$

여기서 ϕ_k 는 $t=nt$ 인 표본화시점에서 반송파의 절대위상값이다.

따라서 지연검파후의 I-ch과 Q-ch에서의 검파

출력은 식(17), (18)과 같이 송·수신단간의 반송파의 위상차에 의한 오류제거가 가능하기 때문에 BER 개선이 가능하고, 또한 동기검파에 비해 비교적 간단한 H/W로 실현이 가능한 이점을 갖고 있다.

$$W_k = X_k X_{k-1} + Y_k Y_{k-1} = \text{COS}(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (17)$$

$$Z_k = Y_k X_{k-1} - X_k Y_{k-1} = \text{SIN}(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (18)$$

따라서 복조시에는 $\phi_k - \phi_{k-1}$ 은 $\pm \frac{\pi}{4}$, $\pm \frac{3}{4}\pi$ 이므로, W_k 와 Z_k 는 $\pm \frac{1}{\sqrt{2}}$ 이다. 여기서 검파 기준을 식(19)와 (20)과 같이 취하면 송신신호의 복원이 가능하다.

$$W_k > 0 \text{ 이면 } S_I = 1, \quad W_k < 0 \text{ 이면 } S_I = 0 \quad (19)$$

$$Z_k > 0 \text{ 이면 } S_Q = 1, \quad Z_k < 0 \text{ 이면 } S_Q = 0 \quad (20)$$

그림 8 a은 16배 초과 표본화(Over-sampling)로 E_b/N_0 가 ∞ 인 조건하에서 시뮬레이션 하있을때의 I-ch에서의 눈 모양도으로써 심볼 중앙($t = \frac{16}{2} = 8$; mid-sample)에서의 눈 높이가 최대임을 알 수 있고 그림 8 b는 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 인 경우 눈 모양도이다.

일반적으로 FM검파시에 진폭제한기를 사용하는 것은 수신회로를 단순화시키고, 진폭변화를 억압하여 웨이딩에 따른 진폭의 격렬한 변화의 억제가 가능해서 수신기 구조를 간단히 할수 있다는 이점 때문에 많이 사용된다. 이러한 관점에서 디지털 변복조 방식에서도 S. Ariyavisitakul, et al¹²⁾과 M. Kawai¹³⁾등이 각각 PSK와 MSK 변조방식에 진폭제한기를 적용한 바 있다.

본 논문에서는 진폭제한기를 사용한 방법과 사용하지 않은 방법, 두가지 방식에 대하여 시뮬레이션하여 성능을 비교한다. 주파수 선택성 웨이딩 환경하에서의 지연 검파출력을 수식적으로 구

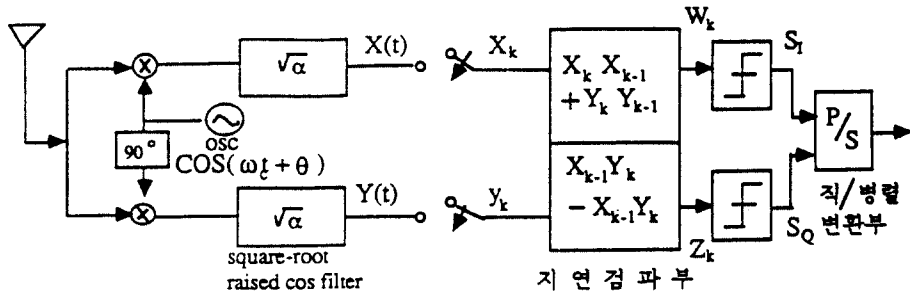


그림 8-(a) 기저대역 지연검파 방식 Block도

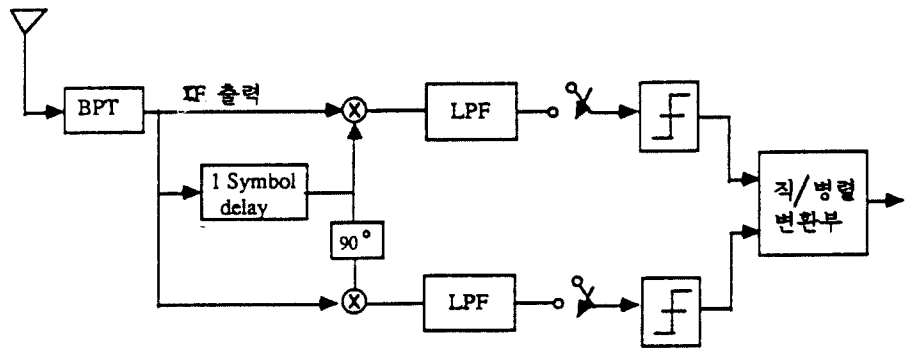


그림 8-(b) 중간 주파수대 지연 검파 방식 Block도

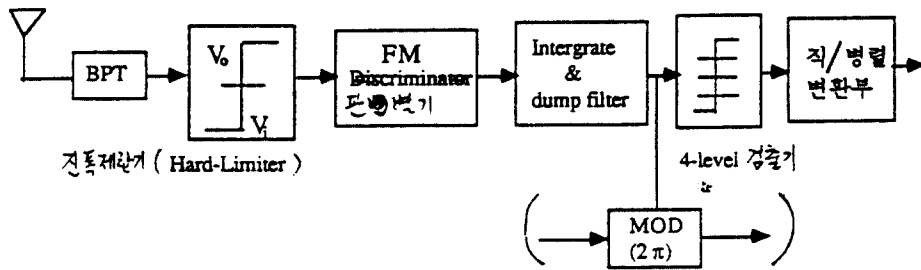


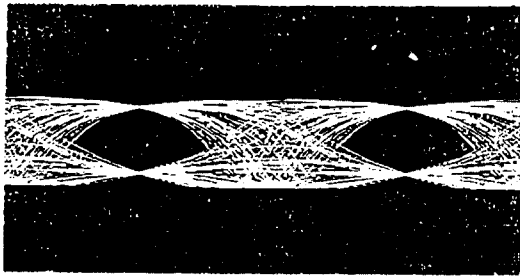
그림 8-(c) 주파수 검파 방식 Block도

하면 다음과 같다.

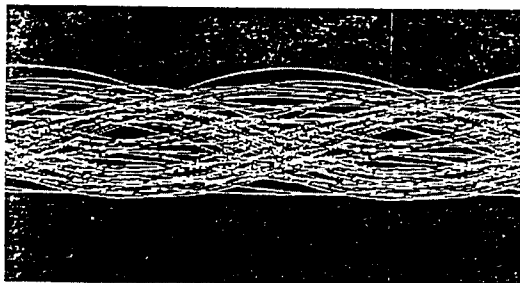
디지털형의 지연 검파 회로는 그림(9)와 같다. [7] 지연 검파를 위해, 지연선에 의해 τ_D만큼 지연 시킨 신호 S'는 웨이딩의 주기가 τ_D에 비해서 충분히 길기 때문에 X_i 및 Y_i (i=1,2)를 일정하다고 보면, 지연된 신호 S'는 식(21)과 같이 표현

된다.

$$S' = \sqrt{X_1^2 + Y_1^2} A(t - \tau_D) \cos[\omega_c(t - \tau_D) + \phi_s(t - \tau_D) + \theta_1 + \theta_D + \psi(t - \tau_D)] \quad (21)$$



(a) $\alpha = 1 \text{ Eb}/\text{No} = 100\text{dB}$



(b) $\alpha = 0.35 \text{ Eb}/\text{No} = 10\text{dB}$

그림 8. 지연 검파 방식의 검파 출력의 눈 모양도.
Fig. 8. Eye pattern of the differential detector

따라서 지연 검파 출력은 S와 S'의 곱을 취하고, 그후에 LPF로 2차 고주파를 제거하면 식(22)와 같은 검파출력 e(t)를 얻는다.

$$e(t) = \frac{X_1^2 + Y_1^2}{2} \cdot A(t) \cdot A(t - \tau_D) \cos \delta \quad (22)$$

여기서 δ 는 S와 S'의 위상차로써

$$\delta = \phi_s(t) - \phi_s(t - \tau_D) - \Psi(t) - \Psi(t - \tau_D) - \theta_D \text{이다.}$$

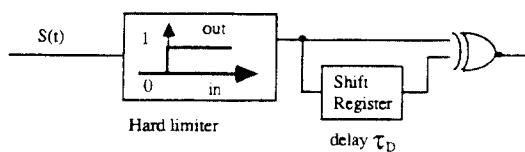


그림 9. 진폭제한기를 갖는 디지털 지연검파기
Fig. 9. Digital type differential detector with hard limiter

여기서 진폭 제한기를 사용하면 검파출력은 수신신호 S(t)와 τ_D 만큼 지연되어 수신되는 신호 S'진폭과는 무관하게 되고, 위상차에만 관계하게 되므로, 식(22)를 $\frac{1}{2}(X_1^2 + Y_1^2)A(t)A(t - \tau_D)$ 로 나누고 이를 다시 Arccos을 취하여 δ 를 구한 후 식(23)과 (24)에 대입하면 지연검파 출력을 얻는 것이 가능하다.

그림 7의 (b)와 같이 구성되는 지연검파 회로에서 적분기로 동작하는 LPF후의 출력 e(t)와 위상차 δ 와의 관계는 그림(10)과 식(23),(24)와 같이 나타내진다.

i) $0 < \delta \leq \pi$ 인 경우에는 검파 출력 e(t)는

$$e(t) = (1 - \frac{2}{\pi}\delta) \quad (23)$$

ii) $\pi \leq \delta \leq 2\pi$ 인 경우에는

$$e(t) = \frac{2}{\pi}\delta - 3 \quad (24)$$

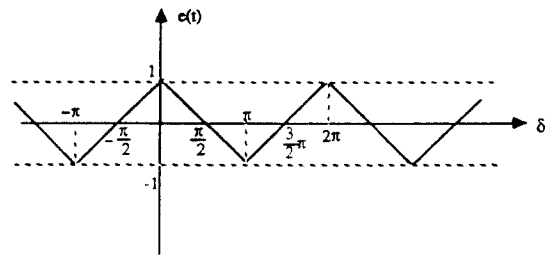


그림 10. 디지털 지연 검파기의 검파특성
Fig. 10. Detection characteristic of digital differential detector

그림 (11)은 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ hard-limiter를 사용한 경우와 사용하지 않을 경우에 시뮬레이션한 비트오율 특성을 보여준다. 지연 시간이 적은 경우($\tau = 0.4T$)에는 비트오율상에 큰 차이는 없으나 지연 시간이 큰 경우에는 E_b/N_0 가 28dB 이상에서 3~4dB의 개선이 있는 것을 알 수 있다.

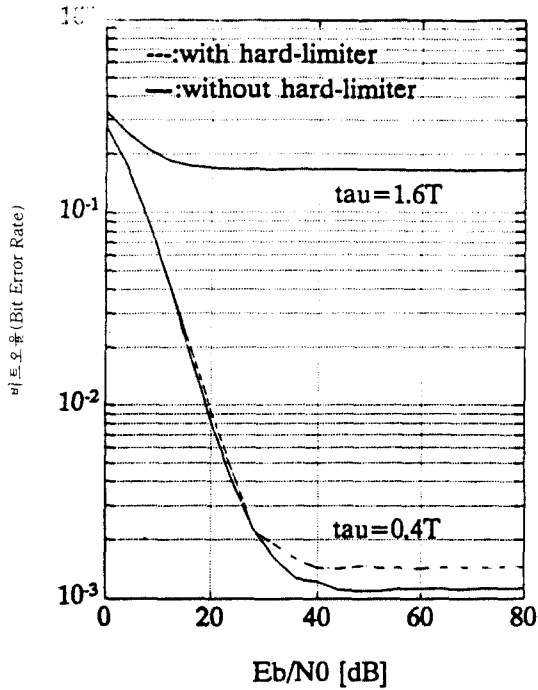


그림 11. 진폭제한기의 사용시 비트오율 특성
Fig 11. BER characteristic with and without Hard limiter

V. 3 주파수 판별기에 의한 검파기

일반적으로 FM신호는 식(25)와 같이

$$\phi_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int_0^t f(\tau) d\tau] \quad (25)$$

표시된다. 따라서 검파시에 주파수 변화량을 진폭 변화량으로 바꾸는 주파수 판별기를 통하여 식(26)와 같이 된다. 여기서

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = -A[\omega_c + K_f f(t)] \sin[\omega_c t + K_f \int_0^t f(\tau) d\tau] \quad (26)$$

$\omega_c \gg K_f f(\tau)$ 이면 진폭은 $A \cdot \omega_c [1 + \frac{K_f}{\omega_c} f(t)]$ 로 되어 포락선 검파기에 의해 AM복조가 가능하

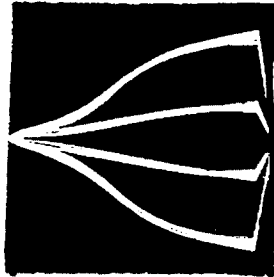
다. 이런점에서 $\frac{\pi}{4}$ shift QPSK 변조 방식은 송신 정보 내용이 진폭에 있는 것이 아니라 두 심볼간의 위상차에 포함되어 있으므로 진폭제한기-주파수 판별기 및 IAD 여파기로 검파가 가능하다. 검파기의 Block도는 그림 8의(c)와 같이 Akaiwa등이 제안한 방식^[6]을 따랐다.

검파방식은 우선 수신 신호의 동상 성분은 $X(t)$, 직교 성분은 $Y(t)$ 라 하면,
 $\theta(t) = \tan^{-1} \frac{Y(t)}{X(t)} = \tan^{-1} u(t)$ 이므로, 주파수 판별기는 식(27)과 같이 표시된다.

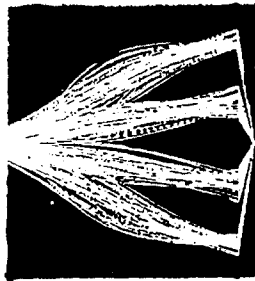
$$\begin{aligned} \frac{d}{dx} \tan^{-1} u(t) &= \frac{1}{1+u^2} \frac{du(t)}{dt} \\ &= \frac{X(t) \dot{Y}(t) - Y(t) \dot{X}(t)}{X(t)^2 + Y(t)^2} \quad (27) \end{aligned}$$

따라서 분모 항은 $\sqrt{X_1^2 + Y_1^2}$ 로서 강제로 진폭을 제한한 것을 의미하게 되며 $X(t) \frac{dY(t)}{dt} - Y(t) \frac{dX(t)}{dt}$ 는 판별기의 출력을 나타낸다 따라서 진폭제한기-주파수판별기를 통해서 순간 위상 천이량을 얻는 것이 가능하며, IAD filter를 통하여 얻는 적분 출력은 심볼 구간에서의 차동 위상천이량 $\pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3}{4}\pi$ 를 나타낸다. 그림 12-a와 12-b는 주파수 판별기 이후의 시뮬레이션한 출력 모양도를 보여 준다.

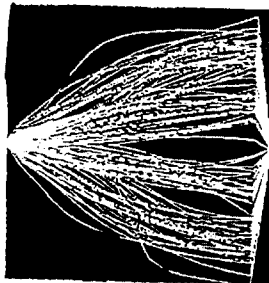
또한 그림 13-a는 감쇄율 α 가 1인 경우에 IAD filter 후의 컴퓨터 시뮬레이션한 4 level 검출기의 출력 모양도이고 그림 13-b는 $\alpha=0.35$ 인 경우의 출력 모양도이며 그림 13-c는 $E_b/N_0=15\text{dB}$ 이고 $\alpha=0.35$ 인 경우이다. 따라서 4-level 검출기로 표 1에 따라 차동적으로 코딩된 송신 신호의 복원이 가능하다.



(a) filter 전 출력



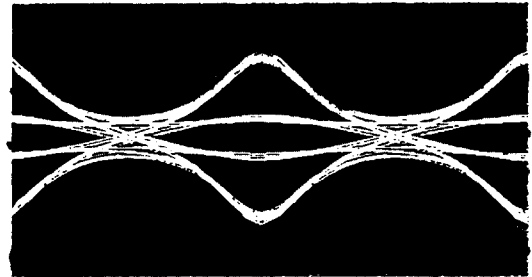
(b) $\alpha=0.35$



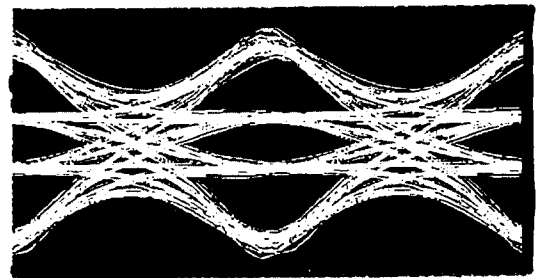
(c) $E_b/N_0=10\text{dB}$,
 $\alpha=0.35$

그림 12. 주파수 판별기 통과후의 출력 모양도
Fig 12. Output pattern after frequency discriminator

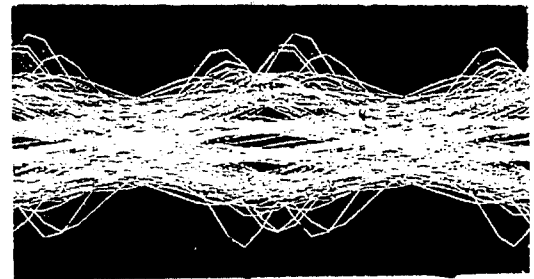
그러나 그림 13-c와 같이 잡음 및 웨이딩 환경 하에서는 4-level 구분이 어렵다. 따라서 비트오율 특성을 개선하기 위하여 위상차의 2π 알고리즘을 채택하였다. 즉 이는 그림 4와 같이 잡음이나 웨이딩이 없는 환경하에서는 B곡선과 같이 위상차가 그리는 궤적이 원점을 둘러 싸고 있지 않으나, 낮은 E_b/N_0 의 환경하에서는 신호 궤적이 A곡선과 같이 원점을 둘러싸면서 전이하



(a) filter 전 출력



(b) $\alpha=0.35$



(c) $E_b/N_0=10\text{dB}$,
 $\alpha=0.35$

그림 13. IAD filter 후의 출력 모양도

계 되므로 신호 궤적은 원점을 중심으로 반대쪽에 축적을 그린다. 이는 특히 신호의 위상차가 $\pm \frac{3}{4}\pi$ 인 경우에 주로 나타나는데 이를 위해 그림 15와 같이, $\text{Mod}[2\pi]$ 알고리즘을 적용하여 위상차의 양 $\Delta\theta$ 가 $\Delta\theta > 0$ 인 경우에는 $\Delta\theta - 2\pi$ 로, $\Delta\theta < 0$ 인 경우에는 $\Delta\theta + 2\pi$ 로 하여, 검파 기준량을 각각 $+\pi$ $-\pi$ 로 하여 검파한다.

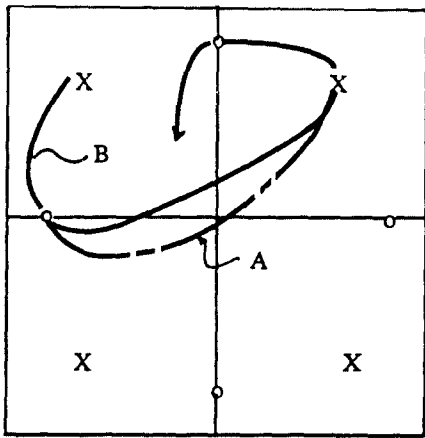


그림 14. 신호 궤적의 잡음의 영향
Fig 14. Thermal noise influence on signal trajectory

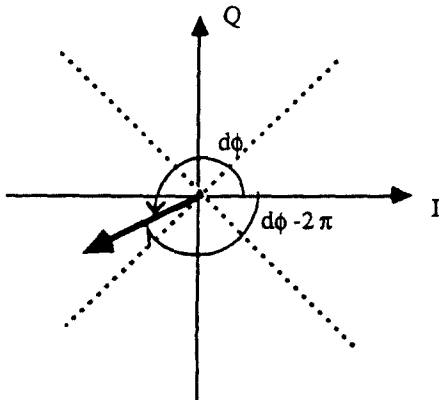


그림 15. [Mod 2π] 알고리즘도
Fig 15. MOD[2π] algorithm

그림(16)은 이론치인 식(28)^[13]과 지연 검파방식의 E_b/N_0 대 비트오율 특성을 시뮬레이션한 결과이다.

$$P(e) = e^{-2E_b/N_0} \sum_{k=0}^{\infty} (\sqrt{2} \cdot 1)^k \cdot I_k(\sqrt{2} \cdot E_b/N_0) - \frac{1}{2} I_0(\sqrt{2} \cdot E_b/N_0) \cdot e^{-2E_b/N_0} \quad (28)$$

Rayleigh 페이딩(Flat fading) 환경하에서는

지연 검파 방식이 주파수 검파 방식에 비하여 약 3~4dB의 이득이 있는 것을 알 수 있다.

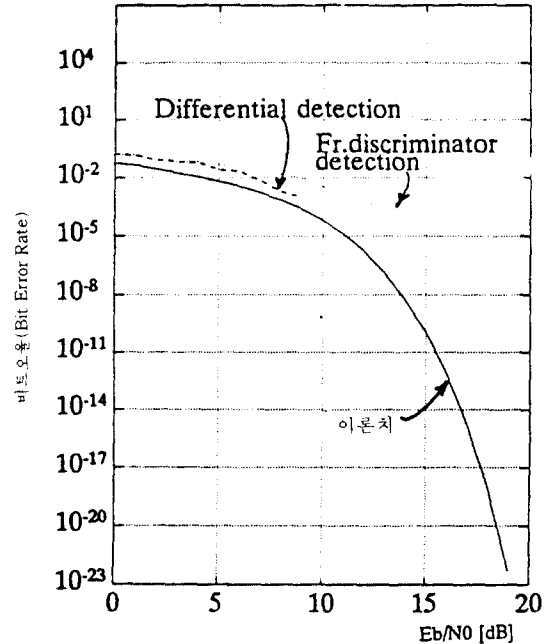


그림 16. Static 페이딩시의 E_b/N_0 대 비트오율 특성
Fig 16. E_b/N_0 VS BER under the static fading environment

VI. Rayleigh 페이딩(Flat fading)과 주파수 선택성 페이딩 환경하에서의 컴퓨터 시뮬레이션

6.1 컴퓨터 시뮬레이션

시뮬레이션을 위한 개요도는 그림(17)과 같다.

시뮬레이션 컴퓨터는 sun workstation(SUN 4/470 server : 33Mhz sparc chip, OS는 unix bsd.402, 22MIPS 성능)을 사용하였으며 과학 계산용 소프트웨어로서는 IMSL 그리고 그래픽 소프트웨어로는 MATLAB 및 Pizza를 사용하였다.

컴퓨터 시뮬레이션은 계산량 감축을 위해 기저대역(base band)에서 수행하였으며, 1개의 입력 변수(지연시간, DU비, Doppler 주파수등)에 대

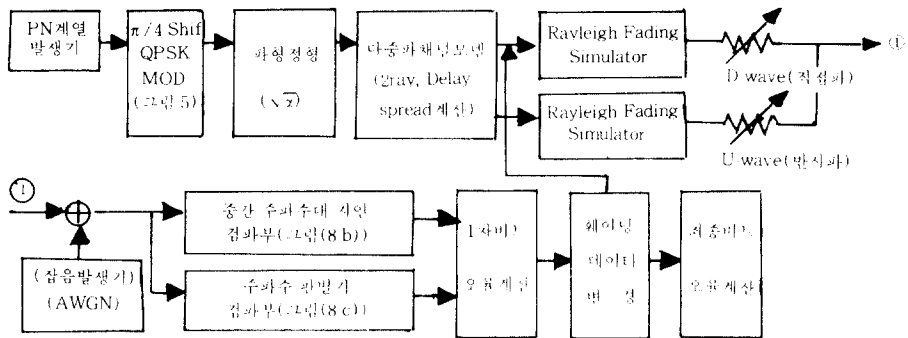


그림 17. 컴퓨터 시뮬레이션 구성도.
Fig 17. Simulation Block Diagram

해서 100개 이상의 오류가 발생하면 시뮬레이션을 중지시켰다. 기저대역에서의 등가 시뮬레이션 모델은 다음과 같다.

- 1) 그림 5에서 동상 성분 $u(t)$ 와 직교 성분 $v(t)$ 는 시간함수의 복소함수 $u(t)+j v(t)$ 로 표시한다.
- 2) 대역 통과(band pass) 신호도 $A(t)+j B(t)$ 로 복소 진폭으로 표시한다.
- 3) 송신 data 생성

송신 신호와 향후, 동일 채널 간섭을 시뮬레이션하기 위한 송신 데이터 생성을 위해, 서로 독립한 9단의 M계열로부터 512비트를 생성하여 전후 128비트는 지연 검파와 검파 후 여파기를 위한 여유 비트로 두고 가운데 256비트로 지연 검파 관정을 사용하였다.

사용한 M계열의 생성 다항식은 식(29), (30)과 같다.

$$X^9 + X^5 + 1 \quad (\text{D파, U파용}) \dots\dots\dots (29)$$

$$X^9 + X^4 + 1 \quad (\text{동일 채널 간섭 사용용}). (30)$$

- 4) 변조 위상 및 진폭의 생성

생성된 M계열에 대해서 대응하는 변조 위상 및 여파기 종류에 따른 진폭의 변화, 그리고 지연시간의 변동을 위해 1비트의 분할 수를 16으로 하였다.(16 times over-sa-

mples) 송수신측에서 대역 제한은 DSP를 사용하는 것만으로 해서, FFT를 사용하여 주파수 영역에서 처리하였다. 이 생성 데이터는 비트오류계산시 웨이팅을 적용한 데이터의 변경에 따른 비트오류 변동을 보상하기 위해, 웨이팅 데이터 반복 횟수를 240회로 할 경우에 계산량 감축을 위해 1회만 생성하여 두고 반복하여 사용하였다.

- 5) 잡음데이터 생성

AWGN(additive white Gaussian)는 식 31과 같이 전력 스펙트럼은 일정하고 위상 스펙트럼이 불규칙(random)한 신호이므로

$$N(t) = \text{Re} \left\{ \sum_c \exp \{ j(\omega_c t + \chi_c) \} \right\} \quad (31)$$

[$\chi_c : 0 \sim 2\pi$ 의 값의 일정분포(uniform distribution)]

주파수 영역에서 진폭을 일정하게 두고, 위상을 일정분포의 난수로 발생시켜 생성하였다.

- 6) 웨이팅 데이터 생성

웨이팅 시뮬레이션에서는 $f_b T = 1/320$ ($f_b = \text{doppler}$ 주파수, T : 비트 전송시간)로 취했기 때문에 웨이팅 변화시간은 비트 전송 속도에 비해 충분히 길다. 따라서 동상 성분 $I(t)$ 와 직교성분 $Q(t)$ 는 1 심볼 구간에서는

일정치를 취했다. 페이딩 파형 생성 데이터는 문헌(14)를 따랐다.

생성된 페이딩 데이터는 약 528,000 비트에 상당하며, 차량 속도 변동에 따른 doppler 주파수는 900MHz대에서 차량 속도가 각각 36km/h, 48km/h, 58.5km/h 및 96km/h시에 상당하는 $f_D=20\text{Hz}$, 40Hz, 48.75Hz 및 80Hz로 시뮬레이션 하였다. 그러나 시뮬레이션을 할 경우에는 어느 부분의 페이딩 데이터를 사용하느냐에 따라 비트오율 변동율이 다르므로, 비트오율 계산시에는 각기 다른 페이딩 데이터에 의해 비트오율을 계산한 후, 최종 비트오율은 반복 횟수에 따른 평균을 냄으로서 산출하는 방법을 취했다. 따라서 반복 계산 횟수는 총 240회로 할 경우 전체 데이터 길이 528,000비트는 256심볼 $\times 240=61,440$ 에 비해 충분히 길기 때문에 240회 반복하는 것으로 하였다.

7) 진폭제한기는 수신신호의 복소 신호를 절댓값으로 나눔으로서 실현하였고

8) $\frac{dy}{dt}X - \frac{dx}{dt}Y$ 로 표시되는 주파수 판별기는 X와 Y는 진폭 1의 복소신호의 실수부와 허수부의 시계열 데이터이므로, 미분은 비트 상호간의 데이터를 뺄셈을 함으로써 실현하였다. 그러나 주파수 판별기의 성능은 한 심볼을 표본화한 수에 크게 영향을 받으므로 표본화 주파수는 전술한 바와 같이 16배 초과표본화로 실현하였다.

9) 또한 IAD filter의 적분은 표본 구간 각각을 더함으로서 실현하였다.

10) 지연분산은 문헌(16) 및 (17)에 따라, 지연시간 τ_k 에 대하여 $p = \frac{\rho}{1+\rho} \cdot \frac{1}{T}$ 로 하였다.

여기서 ρ 는 D/U [dB]이며 τ 는 지연시간이다.

6.2 결과 고찰

그림 (18)은 지연 검파시에 doppler 주파수(이하 f_D 로 약함)를 20Hz, 40Hz, 48.75Hz 및 80Hz로 변동시켜 가면서 송신 전력 변동에 따른 비트오율 특성을 시뮬레이션한 결과를 보여주고 있

다. 차량 속도가 비교적 낮은 36km/h인 $f_D=20\text{Hz}$ 에서는 E_b/N_0 가 55dB 정도에서 error floor가 생기며 10^{-3} 의 비트오율도 약 20dB 미만에서 생기는 것을 알 수 있다.

또한 차량 속도에 따라 반송파의 주파수 편이가 커질수록 error floor 현상은 점점 적은 E_b/N_0 에서 시작되는 것을 알 수 있는데, $f_D=40\text{Hz}$ 인 경우에는 약 45dB 부근에서 75Hz인 경우에는 약 40dB 부근에서 생기고, 차량 속도가 96km/h에 해당하는 $f_D=80\text{Hz}$ 에서는 약 35dB 부근에서 일찍 시작되므로 음성 코딩 및 채널 코딩시에 이 결과가 고려되어야 할 것으로 보인다.

이 시뮬레이션 결과는 Akawia 등이 실용화 보고 하고 있는 참고 문헌(16)과 거의 같은 결과를 보여주고 있다. 참고적으로 페이딩이 없는 환경 (static fading) 하에서는 이미 상용화 운용되고 있는 디지털 FM인 경우 10^{-3} 비트오율이 11.2dB 정도이면 상용화가 가능 하다(16)고 보고 되고 있다.

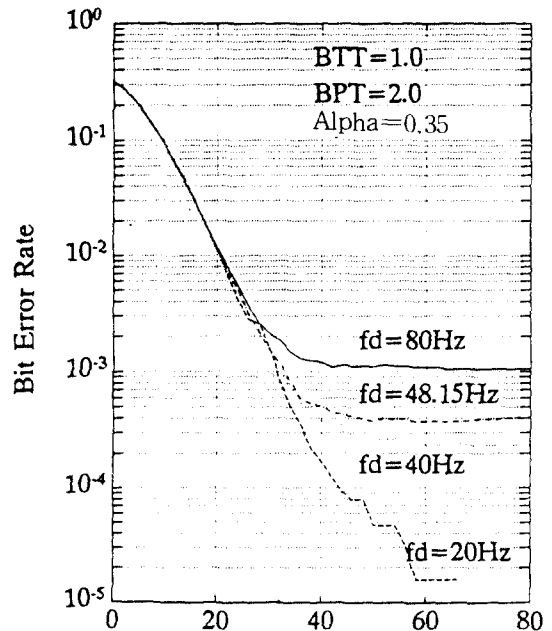


그림 18. Doppler 주파수 변경에 따른 비트오율 특성.
Fig 18. BER vs. E_b/N_0 with doppler shift fr. as a parameter

그림 19는 D/U가 3dB인 경우 지연 시간에 따른 비트오율 변동 경향을 시뮬레이션한 결과로서, 지연 시간이 심볼 구간에 비해($T_s=2T:T$ 는 비트 전송 시간) 각각 0.2T, 0.4T, 0.8T, 1.2T, 1.6T 만큼 지연 되어 입사될때 비트오율 변동 경향을 보여 주고 있다. 지연 시간이 클수록 부호간 간섭 영역이 커져서 error floor가 생기는 E_b/N_0 가 점점 작아지는 것을 알수 있다. 따라서 응용목적에 따라, 사용되는 전파대역의 지연 분산을 측정하고, 위 측정결과를 감안하여 적절한 송신속도가 선정되어야 할 것이다. 그림(20)은 회망파에 대한 지연과의 진폭비가 0dB와 3dB인 경우의 비트오율 변동 특성을 보여준다. 지연 시간이 $\tau=0.4T$ 인 경우, D/U=0dB인 경우가 3dB인 경우보다 약 3dB 정도 열화가 됨을 알수 있다. 따라서 이 결과도 시스템 설계시에 사용되는 서어비스 지역의 전파환경에서 반사파 신호의 진폭 변화량을 감안할 필요가 있음을 보여주고 있다.

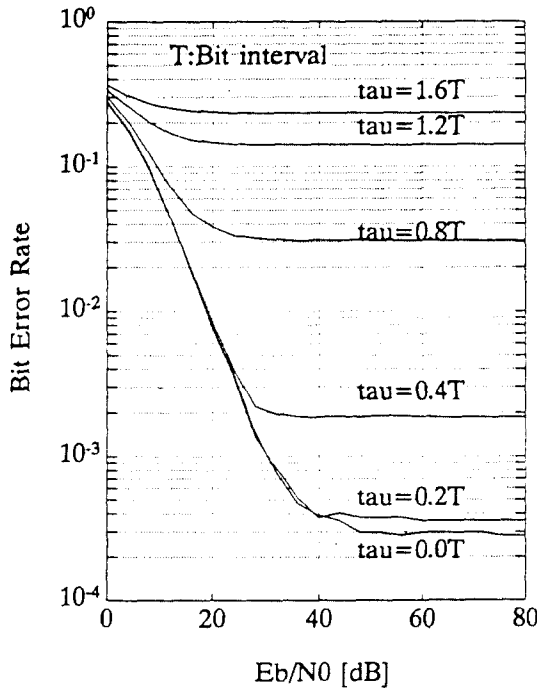


그림 19. 지연시간 변동에 따른 비트오율 특성
Fig 19. BER vs. E_b/N_0 with delay time as a parameter

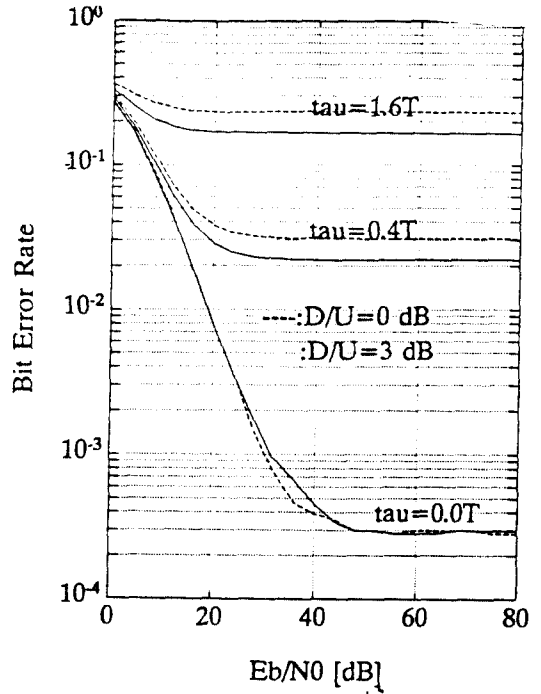


그림 20. 지연시간과 진폭비 변동에 따른 비트오율 특성
Fig 20. E_b/N_0 vs. BER characteristics with Delay Time & D/U as a parameter

그림(21), 그림(22)는 지연분산에 따른 비트오율 변동 경향을 보여주고 있다. 전체적으로는 지연분산이 클수록 비트오율이 크게 나타나는 것을 알수 있으며, 같은 송신 전력으로도 입사되는 지연파의 신호크기가 직접파와 거의 같은 경우($D/U=0dB$)에는 전파의 지연성분의 진폭 크기에 따라 비트오율도 다르게 변동 된다는 것을 알수 있다. 따라서 직접파의 진폭이 지연파보다 우세할 경우에는 송신전력 증가에 따라 비트오율의 개선이 가능한 것을 알수 있으나 반사파의 진폭이 직접파와 거의 같은 크기의 경우에는 지연 분산이 0.3 이상에서는 거의 비슷한 비트오율 특성을 얻을 수 있음을 알수 있다.

I. 결 론

최근 미국과 일본에서 디지털 자동차 전화용

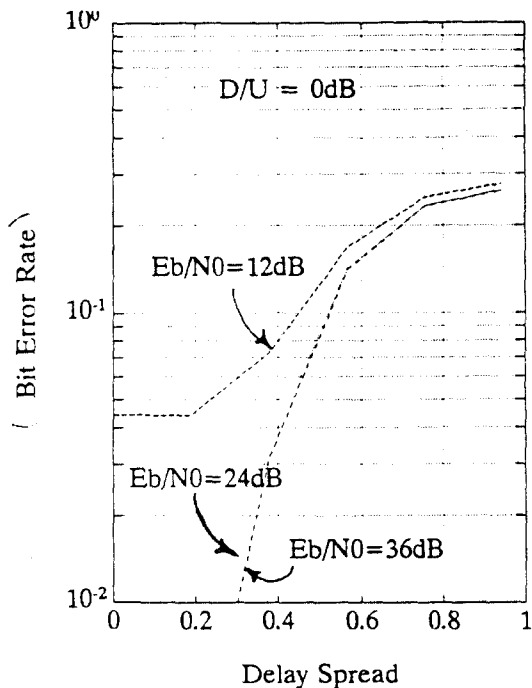


그림 21. 지연분산대 비트오율 특성(D/U=0dB)
Fig 21. Delay Spread vs. BER with parameter of Eb/No [D/U=0dB]

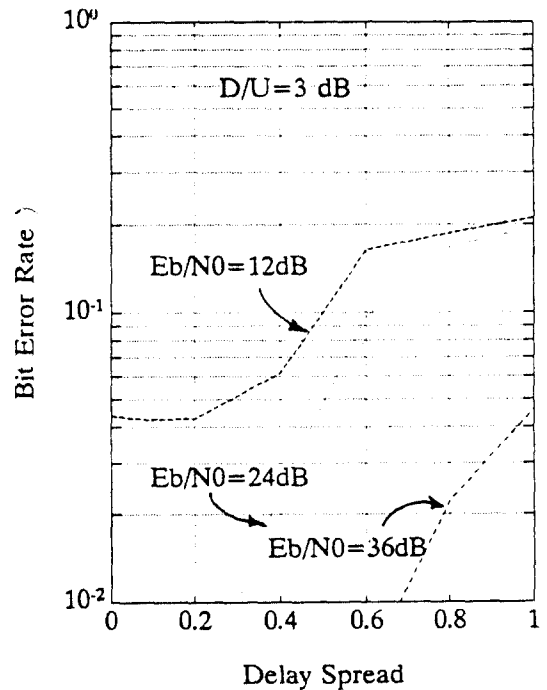


그림 22. 지연분산대 비트오율 특성(D/U=3dB)
Fig 21. Delay Spread vs. BER with parameter of Eb/No [D/U=3dB]

변복조 방식으로 채택된 $\pi/4$ shift QPSK 변조방식에 대하여 주파수 선택성 환경하에서의 오율특성을 조사해 보았다. 검파 방식으로는 페이딩에 강한 변조 방식으로서 중간 주파수대 지연검파 방식과 현재 아날로그 자동차 전화에서 사용되고 있는 주파수 판별기와 IAD 여파기에 의한 주파수 검파방식을 채택하였다. BER 개선을위하여 지연검파에서는 진폭제한기와 주파수 검파에서 Mod[2π] 알고리즘을 채택하였다. 주파수 선택성 환경하에서의 오율 변동 경향을 효율적으로 분석하기 위하여, 다중파전송로는 2파 모델로 가정하였으며, Rayleigh 페이딩 환경하에서 Eb/No, D/U비 및 지연 분산을 변수로하여 주파수 선택성 페이딩환경하에서의 비트오율 변동경향을 알 수 있었다.

이 결과는 특히 향후 PCN(Personal Communication Network) 관련 연구개발이나 수 Mbps급 이상의 실내 고속 무선 전송시에 참조될

수 있다. 또한 주파수 선택성 페이딩 왜곡의 극복 기술로써 적응형 등화기(Equalizer) 개발이나 다이버시티 연구시 활용할 수 있을 것으로 보여지며, 국내의 도심지나 농어촌 지역에서 지연 분산과 지연 이력(Delay Profile)이 실제로 현장에서 측정되면, 해당지역에서 대상으로 할 서비스의 최적 전송속도를 정하는 경우도 응용이 가능할 것으로 보인다.

참고문헌

1. ETRI, "전자통신연구소 Rainbow 계획", draft, June, 1991.
2. EIA/TIA/IS-54-A, "Cellular System Dual-mode Mobile Station Base Station Compatibility Standard", March, 1991.
3. P.A. Baker, "Phase-modulation Data Sets for Serial Transmission at 2000 and 2400 bit per second, part I" AIEE Transactions on Communications Elect-

- ronics, pp.166-171, July, 1962.
4. Y.Yamao, S.Saito, et al, "Performance of $\pi/4$ QPSK Transmission for Digital Mobile Radio Applications", IEEE 39th VTC, pp.443-447, 1989.
 5. S.H.Goode, H.L.Kazecki, and D.W.Dennis, "A Comparison of Limiter-Discriminator, Delay and Coherent Detection for $\pi/4$ QPSK", IEEE 40th VTC, 1991, pp.687-694, 1990.
 6. Y.Akaiwa and Y.Nagata, "Highly Efficient Digital Mobile Communications with Linear Modulation Method", IEEE Transactions on Selected Areas in Communication, Vol.SAC 5, No.5, pp.443-447, June, 1987.
 7. S.Ariyavitakul, S.Yoshida, F.Ikegami and T. Takeuchi, "An Improvement Effect By a Hard limiter on Differential Detection Performance of PSK in Frequency Selective Fading", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.VT 36, No.4, pp.193-200, November, 1987.
 8. S.Yoshida and F.Ikegami, "A Comparison of Multipath Distortion Characteristics Among Digital Modulation Techniques", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.VT 34, No.3, pp.128-135, 1985.
 9. J.H.Park, Jr., "On Binary DBPSK Detection", IEEE Transactions on Communications Vol.Com 26, No 4, pp.484-486, April, 1978.
 10. T.Tanaka, A.Aheyama and S.Kozone, "Urban Multipath Propagation Delay Characteristics in Mobile Communications", IECE Japan B II, Vol J73 B-II, No.11, pp.772-778, Nov.1990.
 11. S.Yoshida, F.Ikegami, and T.Takeuchi, "Cause of Burst Errors in Multipath Fading Channel", IEEE Transactions on Communications, Vol. 36, No. 1, pp.107-113, Jan. 1988.
 12. M.Kawai, M.Mata, and K.Kinoshida, "Consideration on Digital-type MSK Differential Detection Circuit", Paper of Technical Group on Commun. System, IECE Japan, CS 80 55, June, 1980.
 13. Lin, and K.Feber, "Non coherent Detection of $\pi/4$ QPSK Systems in a CI AWGN combined Interference Environment", IEEE, 39th VTC, pp. 83-94, 1989.
 14. K.Hirade, F.Adachi, et al, "Fading simulator for Land Mobile Radio communication", IECE Japan, J58 B, No.9, pp.449-459, Sept.1975.
 15. K.Hirade, F.Adachi, and M.Ishizuka, "Error-Rate Performance of Co channel Interference Under-Fast Rayleigh Fading Environment", IECE Japan, vol E-61, No.9, pp.704-709, Sept.1978.
 16. D.C.Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol.AP 20, pp.625-635, Sept.1972.
 17. Y.Kanaoka, T.Takeuchi, F.Ikegami and S. Yoshida, "A Consideration On Delay Profile and Transfer Function in Mobile Radio Channel", IEICE Japan, A, pp.88-65, Oct. 1988.
 18. S.Chennakeshu, and G.J.Saulnier, "Differential Detection of $\pi/4$ shift DQPSK for Digital Cellular Radio", IEEE, 41th VTC, pp.186-191, May, 1991.



趙柄珍(Byong Jin CHO) 正會員
 1953年 12月 13日生
 1972年 2月~1979年 2月: 延世大學校
 電子工學科 卒業(工學士)
 1979年 3月~1981年 2月: 延世大學校
 大學院 電子工學科(碩士)
 1987年 3月~現在: 忠南大學校 大學院
 博士課程

1989年 12月~1990年 12月: 日本京都大學 工學部 Yosida 研究室 招聘外國大學者
 1979年 1月~現在: 韓國電子通信研究所 電波技術部 電波信號處理研究室 室長



金大榮(Dae Young KIM) 正會員
 1952年 5月 28日生
 1975年: 서울工大 電子工學科(學士)
 1977年: KAIST 電氣 및 電子工學科
 (碩士)
 1983年: KAIST電氣 및 電子工學科(博士)
 1978年~1981年: 西獨 RWTH Aachen,
 UNI Hannover,

1987年1~1988年: 美國 University of California Davis 分校.
 1983年~1987年: 忠南大學校 電子工學科 助教授.
 1987年~現在: 忠南大學校 電子工學科 副教授.