

복합 전파 간섭과 주파수 선택성 레일리 페이딩이 공존하는 실내 무선 채널에서 OFDM/16QAM 시스템의 성능 분석

정회원 박기식*, 조성언**, 팍재민***, 정재필****, 정해원*****, 조성준***

Performance Analysis of OFDM/16QAM Systems under Frequency Selective Rayleigh Fading with Complex Radio Frequency Interference in Indoor Wireless Channel

Ki Sik Park*, Sung Eon Cho**, Jae Min Kwak***, Jae Pil Chung****, Hae Won Chung*****,
and Sung Joon Cho*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 레일리 페이딩이 공존하는 통신로에서 복합 전파 간섭의 성분 비 변화에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성을 분석하였고, 또한 복합 전파 간섭 모델링을 수행하여 이를 통한 OFDM/16QAM 시스템의 성능 열화를 정량적으로 분석하였다. 그리고 신뢰성 있는 무선 ATM LAN QoS (Quality of Service)를 제공하기 위한 방안으로 강력한 Concatenated FEC 부호화 기법을 적용하여 성능 개선을 도모하였다.

검토 결과, 가우스 또는 임펄스 잡음이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서는 보호 구간 길이보다 채널 지연 시간이 짧은 경우 (0.03 이하)에 좋은 오류 성능을 유지하지만, 보호 구간 길이를 벗어나면 오류 성능이 현격히 떨어짐을 알 수 있었다. 또한 복합 전파 간섭 모델 중에서 임펄스와 간섭 모델이 구형파와 사인파 간섭 모델보다 OFDM/16QAM 시스템의 성능에 지배적인 영향을 끼침을 알 수 있었다. 한편, 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 레일리 페이딩이 공존하는 통신로의 경우, Concatenated FEC 부호를 OFDM/16QAM 시스템에 적용함에 의해 전별부선 부호만을 적용한 경우보다 CNR 면에서 약 3 dB 정도의 성능 이득이 얻어짐을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, the symbol error probability of a OFDM/16QAM system is analyzed according to the composition ratio of complex radio frequency interference in a frequency selective Rayleigh fading channel with complex radio frequency interference, and the performance degradation of the OFDM/16QAM system is also analyzed numerically through complex radio frequency interference models. Moreover, a robust concatenated FEC channel coding technique is adopted in order to achieve the reliable QoS in wireless ATM LAN.

As a result of analysis, in the channel, if channel delay time is shorter than guard time, the error performance keeps good; otherwise the error performance becomes bad drastically. Moreover, among complex radio frequency

* 인하공업전문대학 정보통신과

** 순천대학교 공과대학 정보통신공학부

*** 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과

**** 가천길대학 전자통신과

***** 한국전자통신연구원 교환·전송기술연구소

논문번호: 00207-0615, 접수일자: 2000년 6월 15일

interference models, impulse noise affects the performance of the OFDM/16QAM system more dominantly than a rectangular wave and sine wave interference model. On the other hand, in a frequency selective Rayleigh fading channel with complex radio frequency interference, the OFDM/16QAM system adopting the concatenated FEC coding has more 3 dB performance gain than the system adopting the convolutional coding in terms of CNR.

I. 서론

최근 멀티미디어 서비스의 급속한 성장으로 인하여 기존 이더넷이 유선 ATM LAN (Asynchronous Transfer Mode Local Area Network)으로 급속히 대체되어 가고 있으며, 보다 폭넓은 용용을 위하여 라우터 기술, ATM 스위치의 용량 확대 등에 대한 기술 개발이 진전되고 있다. 이와 같이 LAN 보급이 일반화되면서 사무실의 업무 공간, 공장 내의 생산 시설 등의 재배치 시에 케이블을 다시 설치할 필요가 없는 무선 ATM LAN에 대한 관심이 고조되고 있다^[1].

실내 무선 ATM LAN의 채널 환경은 주변 전기 기기의 전자파, 전화선에서의 잡음, ISM (Industrial Scientific and Medical devices) 전자파 등에 의해 매우 복잡한 양상을 띠고 있다. 또한 운용 기기나 시스템으로부터 의도하지 않은 불필요한 전파 간섭이 많이 발생하여 시스템의 신뢰성뿐만 아니라 부차적인 장애 현상이 발생하여 많은 혼란을 야기할 것으로 예상된다. 특히, '97년 초에 FCC (Federal Communication Commission)가 설정한 U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure) 주파수대 (5.15~5.25 GHz, 5.25~5.35 GHz, 5.725~5.875 GHz)에는 이미 무선 ATM LAN 시스템, 의료 기기, 항공기의 이착륙 제어 시스템 및 여러 가지 서비스가 운용되고 있고 운용될 예정이어서 주변에 구축되어 있는 시스템간 또는 시스템과 각종 장비간에 전파 간섭이 발생되어 상호 상당한 영향을 줄 것으로 예상되므로 5 GHz 주파수대에 대한 전파 특성의 분석과 간섭에 관한 해석이 반드시 필요하다. 더욱이, FCC는 최근 5 GHz U-NII 주파수대의 출력을 높이고 있는 실정이어서 이로 인하여 관련 주파수대의 간섭 및 혼신이 매우 심해질 것으로 판단된다. 그러나 기기의 오동작, 시스템의 성능 열화 등을 일으킬 수 있는 이러한 전파 간섭에 관한 연구는 종합적으로 이루어지지 않고 있어 이에 대한 체계적인 연구가 반드시 필요하다.

실내 무선 ATM LAN 서비스를 높은 대역폭 효율을 가지고 고속으로 실현하려면 동화상을 처리하

기 위해 최소한의 수 Mbps의 디지털 전송이 필요하며, 또한 여러 가지의 메시지를 처리하기 위한 다중 접속과 가변 용량 전송 능력이 요구되고 있다. 실내 무선 채널에서 높은 비트율로 동작하는 신호는 주파수 선택성 페이딩과 같은 다중 경로 전파에 의해 영향을 받으므로, 이러한 채널에서는 주파수 선택성 페이딩 때문에 심볼간 간섭 (ISI : Inter-Symbol Interference)이 발생하여 오율 성능에 치명적인 영향을 준다^[2]. 따라서 실내 무선 LAN 환경에서는 주파수 선택성 페이딩이 발생하지 않도록 멀티캐리어 변조 방식을 사용하여 1 채널 당의 전송 속도를 제한하고, 또한 복수의 채널을 사용하여 전송함으로써 고속의 디지털 전송을 실현할 수 있어야 한다^{[3],[4]}. 특히 직교하는 서브캐리어를 사용하는 OFDM 변조 방식에서는 변복조시에 고속 푸리에 변환 (FFT: Fast Fourier Transform) 알고리즘을 사용하므로 회로의 규모를 작게 할 수 있고, 또한 전송시에 이용되는 서브캐리어의 수를 변화시킴으로써 전송 용량을 가변시킬 수 있다는 장점이 있다^[5]. 그리고 보호 구간을 이용함으로써 다중 경로 전파 지연이 보호 구간 안에 존재할 경우 ISI의 완전한 제거가 가능하다. 그러나 다중 경로 전파 지연이 보호 구간을 벗어나면 ISI가 발생하여 오율 성능이 심각하게 열화됨으로써 성능을 개선시킬 수 있는 기법이 반드시 필요하다.

한편, 실제 실내 전파 환경은 송신 신호에 시스템 잡음을 포함한 여러 가지 간섭파가 혼합된 형태, 즉 복합 전파 간섭 환경으로 나타나기 때문에 이에 의한 OFDM 시스템의 성능 열화를 반드시 고려하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 복합 전파 간섭 모델링을 수행하여 이를 통한 OFDM/16QAM 시스템의 성능 열화를 정량적으로 분석하고, 또한 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 레일리 페이딩이 공존하는 통신로에서 복합 전파 간섭의 성분비 변화에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오율 특성을 분석하고자 한다. 그리고 신뢰성 있는 무선 ATM LAN QoS (Quality of Service)를 제공하기 위한 방안으로 강력한 Concatenated FEC (Forward Error Correction) 부호화 기법을 적용하여 성능 개선율도 도모하고자 한다.

II. 실내 복합 전파 간섭 모델

실제 실내 전파 환경을 고려할 때 OFDM/16QAM 수신 시스템의 최종 신호 검출단에 나타나는 신호는 송신 신호에 시스템 잡음을 포함한 여러 가지 간섭파가 혼합된 형태로 나타나게 된다.

1. 임펄스 형태의 전파 간섭

임펄스 전파 간섭이란 평균 전력에 비해 높은 전압치를 가지는 펄스가 진폭이나 위상 혹은 발생 시간면에서 불규칙하게 발생하는 것을 말하며 디지털 통신에 미치는 영향이 크다. 가우스 전파 간섭을 포함하는 임펄스 전파 간섭의 포락선에 대한 확률 밀도 함수는 Middleton에 의해 이론과 실험적으로 정리되었으며, A급 임펄스 전파 간섭의 순시 포락선에 대한 확률 밀도 함수는 다음과 같다^{[6]-[8]}.

$$p_{I_{imp}}(N) = \frac{e^{-A}}{W} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j^2} \exp\left(-\frac{N^2}{2W\sigma_j^2}\right), \quad (1)$$

$$N \geq 0$$

단, $W (= \sigma_{i_0}^2 + \Omega_1)$; 전체 전파 간섭 전력 [가우스 전파 간섭 전력 ($\sigma_{i_0}^2$)과 임펄스 전파 간섭 전력 (Ω_1)의 합],

A; 임펄스 지수 (단위 시간당 임펄스가 차지하는 비율),

N; 임펄스 전파 간섭의 순시 포락선,

$$\sigma_j^2 = (j/A + \Gamma')/(1 + \Gamma'),$$

$\Gamma' (= \sigma_{i_0}^2 / \Omega_1)$; 가우스 전파 간섭 대 임펄스 전파 간섭 전력 비.

식 (1)에서 A와 Γ' 의 값이 커지면 (즉, A=1이고 $\Gamma'=100$) 가우스 전파 간섭에 가까워지며, A와 Γ' 의 값이 작아지면 임펄스성이 강한 전파 간섭이 된다.

식 (1)을 직교 전개하여 동상 성분 (in-phase component)과 직교 성분 (quadrature-phase component)으로 나누어 표현하면 다음과 같다^[8].

$$p_{I_{imp}}(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W\sigma_j^2}} \cdot \exp(-x^2/2W\sigma_j^2) \quad (2)$$

$$p_{I_{imp}}(y) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W\sigma_j^2}} \cdot \exp(-y^2/2W\sigma_j^2) \quad (3)$$

2. 정현파 형태의 전파 간섭

정현파 형태의 전파 간섭의 발생 예로써, 무선 수신기의 국부 발진기로부터의 누설, TV 수신용 부스터의 발진, 통신·계측 시스템, 고주파 이용 설비 등 주로 발진원을 내장하고 있는 인공 시스템 등이 있다.

정현파 형태의 전파 간섭의 진폭에 대한 확률 밀도 함수 $p_{I_s}(x)$ 는 다음과 같다^[9].

$$p_{I_s}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{a^2-x^2}} & ; |x| \leq a, \\ 0 & ; |x| > a. \end{cases} \quad (4)$$

단, a; 정현파 전파 간섭의 최대 진폭.

3. 구형파 형태의 전파 간섭

구형파 형태의 전파 간섭의 발생 예로써, 컴퓨터의 클럭 신호, 스위칭 전원을 사용하는 디지털 전자 기기, 내연기관의 점화 플러그나 점점 기기 (릴레이, thermostat 등), 뇌방전, 정전기 방전 등이 있다.

구형파 형태의 전파 간섭의 진폭에 대한 확률 밀도 함수 $p_{I_k}(x)$ 는 다음과 같다^[9].

$$p_{I_k}(x) = \frac{1}{2} \delta(x+b) + \frac{1}{2} \delta(x-b) \quad (5)$$

단, b; 구형파 전파 간섭의 최대 진폭.

4. 가우스 잡음

대역 필터를 통과한 협대역 잡음 $n(t)$ 는 주파수가 f_c 인 반송파를 베이스밴드 (baseband) 잡음으로 진폭 변조한 파형이 되고 그 포락치 $r(t)$ 의 확률 분포는 레일리 (Rayleigh) 분포를 따르고, 위상은 랜덤하다^{[6],[7]}.

$$p_N(r) = \frac{r}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma_N^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (6)$$

$$p_N(\psi) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \psi < 2\pi \quad (7)$$

식 (6)을 동상 성분 (in-phase component)과 직교 성분 (quadrature-phase component)으로 나누어 표현하면 다음과 같다.

$$p_N(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_N} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_N^2}\right) \quad (8)$$

$$p_N(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_N^2}\right) \quad (9)$$

단, σ_N^2 ; 가우스 잡음 전력.

5. 실내 복합 간섭파의 확률 밀도 함수

간섭파와 시스템 열잡음은 확률적으로 독립이므로 이들 합성파에 대한 확률 밀도 함수는 각각의 확률 밀도 함수의 컨벌루션(convolution)에 의해 구해진다. 즉, 임펄스 형태의 간섭파와 시스템 열잡음의 확률 밀도 함수는 식 (2)와 식 (8)이므로 합성파의 진폭에 대한 확률 밀도 함수는 다음과 같이 구해진다.

$$p_{IMN}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{Imp}(y)p_N(x-y)dy$$

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}} \cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}\right\} \quad (10)$$

구형파형, 임펄스형의 두 가지 형태의 간섭파가 중첩된 경우의 합성파 확률 밀도 함수는 식 (10)과 식 (5)와의 컨벌루션에 의해 구해지며 다음과 같다.

$$p_{IMNR}(y) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{IMN}(\lambda)p_R(y-\lambda)d\lambda$$

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\sqrt{2\pi(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}} \cdot \left[\exp\left\{-\frac{(x+b)^2}{2(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x-b)^2}{2(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}\right\} \right] \quad (11)$$

다음으로 임펄스형, 구형파형, 정현파형의 세 가지 형태의 간섭파가 중첩된 경우의 합성파 확률 밀도 함수는 식 (11)과 식 (4)와의 컨벌루션에 의해 구해지며 다음과 같다.

$$p_{IMNRS}(z) = \int_{-\infty}^{\infty} p_S(y)p_{IMNR}(z-y)dy$$

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\sqrt{2\pi(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}} \cdot \int_0^{\pi} \exp\left\{-\frac{(z+b-\text{acos}\theta)^2}{2(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}\right\} + \exp\left\{-\frac{(z-b-\text{acos}\theta)^2}{2(W\sigma_j^2 + \sigma_N^2)}\right\} d\theta \quad (12)$$

그림 1~그림 3은 식 (12)를 이용하여 각 간섭파 성분의 변화에 따른 영향을 보기 위한 그림으로서 시스템 열잡음의 영향을 거의 배제하고 순수 간섭파의 확률 밀도 함수만을 보기 위해 INR (Interference to Noise Power Ratio)을 30 dB로 고정한 경우이다. 그림에서 x축은 확률 변수 z, y축은 정현파 간섭의 성분비, z축은 확률 밀도 함수 $p_c(z)$ 를 각각 나타낸다. 그림들로부터 임펄스 영향이 작아질수록, 즉 $A=0.001$, $\Gamma=0.001$ 에서 $A=1$, $\Gamma=100$ 으로 변화할수록 가우스 형태의 확률 밀도 함수에 가까워짐을 알 수 있다. 그리고 임펄스파 간섭 성분이 10% (약할 때)일 때는 정현파 및 구형파 간섭 성분의 비율에 따라 확률 밀도 함수의 형태가 변하지만, 임펄스파 간섭 성분이 50% (강할 때)일 때는 다른 간섭 성분들의 영향이 작아 임펄스파 형태의 확률 밀도 함수가 얻어짐을 알 수 있다.

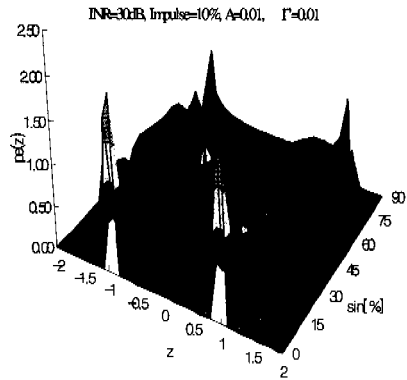


그림 1. 복합 전파 간섭 중 임펄스파 간섭 성분이 10%인 경우의 확률 밀도 함수 (INR=30 dB, A=0.01, $\Gamma=0.01$)

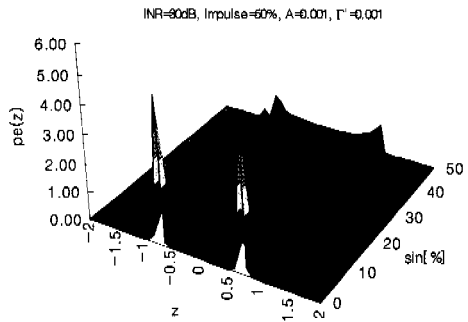


그림 2. 복합 전파 간섭 중 임펄스파 간섭 성분이 50%인 경우의 확률 밀도 함수 (INR=30 dB, A=0.001, $\Gamma=0.001$)

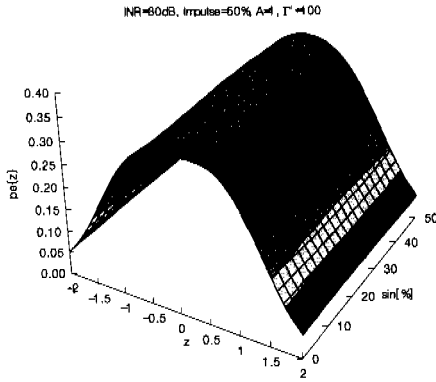


그림 3. 복합 전파 간섭 중 임펄스와 간섭 성분이 50%인 경우의 확률 밀도 함수 (INR=30 dB, A=1, Γ=100)

III. 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 페이딩이 공존하는 실내 무선 채널에서 OFDM/16QAM 시스템의 성능 분석

1. 복합 전파 간섭 환경에서 16QAM 신호의 오울 성능

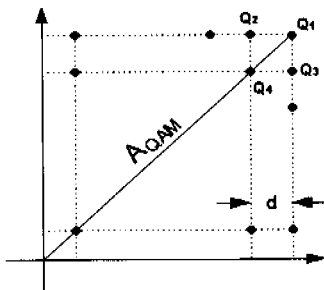
M-ary QAM 신호는 그림 4 (a)와 같이 신호 공간상에 정사각형의 격자상 심벌 배치를 갖게 된다. 이때 수신 신호의 최대 진폭을 A_{QAM} 이라 하면 심벌간의 최소 거리 d 와 평균 전력 P_{av} 는 다음과 같이 된다^[10].

$$d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M-1}} A_{QAM} \quad (13)$$

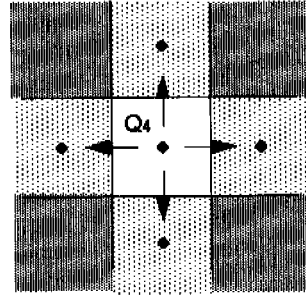
$$P_{av} = \frac{(M-1)}{6(\sqrt{M-1})^2} A_{QAM}^2 \quad (14)$$

단, M ; 심벌 수.

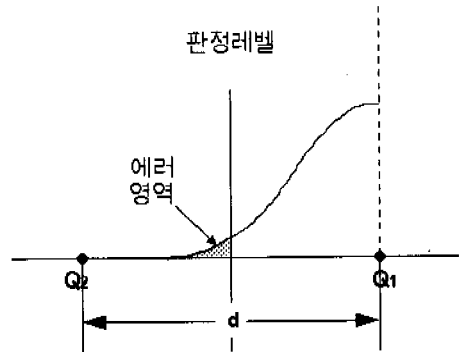
M-ary QAM 신호의 심벌 배치와 에러 판정을 그림 4 (b),(c)에 나타낸다.



(a) M-ary QAM 신호



(b) 4 방향으로 에러가 발생하는 심벌 배치(1상한) 경우



(c) 한쪽 방향으로 에러가 발생할 확률을 구하기 위한 설명도

그림 4. M-ary QAM 신호의 심벌 배치와 에러 판정

임펄스형, 정현파형, 구형과 형태의 간섭파가 혼재하며 시스템 열잡음이 함께 존재하는 환경에서 M-ary QAM 신호의 심볼이 한쪽의 판정 레벨을 넘을 확률 P_e 는 다음과 같이 구해진다.

$$P_e = e^{-A} \sum_{j=1}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\sqrt{2\pi(W\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}} \cdot \int_{\frac{d}{2}}^{\infty} \int_0^{\pi} \left[\exp\left\{-\frac{(x+b-\text{acos}\theta)^2}{2(W\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x-b-\text{acos}\theta)^2}{2(W\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}\right\} \right] d\theta dx \quad (15)$$

$$\text{식 (15)에서 } t_+ = \frac{x+b-\text{acos}\theta}{\sqrt{2(W\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}},$$

$$t_- = \frac{x-b-\text{acos}\theta}{\sqrt{2(W\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}} \text{ 로치환하면, } dt_+, dt_- =$$

$$\frac{dx}{\sqrt{2(W\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}} \text{ 이므로 식 (15)는 다음과 같이 정}$$

리된다.

$$Pe = \frac{1}{4\pi} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \int_0^{\pi} \left[\operatorname{erfc} \left\{ \frac{\frac{d}{2} + b - a \cos \theta}{\sqrt{2(W\sigma_j^2 + \sigma_n^2)}} \right\} + \operatorname{erfc} \left\{ \frac{\frac{d}{2} - b - a \cos \theta}{\sqrt{2(W\sigma_j^2 + \sigma_n^2)}} \right\} \right] d\theta \quad (16)$$

또한 식 (16)의 erfc안에 있는 항을 정리하면 다음과 같다.

$$Pe = \frac{1}{4\pi} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \int_0^{\pi} [\operatorname{erfc}\{K+L-N \cos \theta\} + \operatorname{erfc}\{K-L-N \cos \theta\}] d\theta \quad (17)$$

위의 식에서 K, L, N 항을 정리하면 다음과 같다.

$$K = \sqrt{\frac{1}{\frac{10I_{im}R}{CIR} \sigma_j^2 + \frac{10}{CNR}}} \quad (18)$$

$$L = \sqrt{\frac{1}{\frac{2I_{im}R}{I_{sR}} \sigma_j^2 + \frac{2CIR}{CNR \cdot I_{sR}}}} \quad (19)$$

$$N = \sqrt{\frac{1}{\frac{I_{im}R}{I_{sR}} \sigma_j^2 + \frac{CIR}{CNR \cdot I_{sR}}}} \quad (20)$$

$$\text{단, } CNR = \frac{(M-1) A^2_{QAM}}{6(\sqrt{M}-1)^2 \sigma_n^2}$$

; 신호 전력 대 가우스 잡음 전력비,

$$CIR = \frac{(M-1) A^2_{QAM}}{6(\sqrt{M}-1)^2 I_T}$$

; 신호 전력 대 전체 간섭 전력비,

$$I_{im}R = \frac{W}{I_T}$$

; 임펄스 간섭 전력 대 전체 간섭 전력비,

$$I_{sR} = \frac{b^2}{I_T}$$

; 구형 간섭 전력 대 전체 간섭 전력비,

$$I_{sR} = \frac{a^2}{2I_T}$$

; 정현 간섭 전력 대 전체 간섭 전력비.

최종적으로 복합 전파 간섭 환경에서 16 QAM 신호의 평균 심벌 오류 식은 식 (17)을 이용하여

다음과 같이 하여 구할 수 있다^[10].

$$Pe_{QAM} = 3Pe - \frac{9}{4} Pe^2 \quad (21)$$

2. 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 페이딩이 공존하는 실내 무선 채널에서 OFDM/16QAM 신호의 오율 성능

주파수 선택성 페이딩 채널에서 OFDM 신호의 희망 신호 대 지연된 비희망 신호의 전력 분산치 (DUR ; Desired to Undesired signal power Ratio) 는 다음 식과 같이 구해진다^[11].

$$\sigma^2 = \left\{ \left(\frac{b_0}{\sigma_n^2} \right)^{-1} + \left(\frac{b_0}{\sigma_l^2} \right)^{-1} \right\}^{-1} \quad (22)$$

여기서 b_0 는 희망 신호 전력, σ_n^2 은 심벌간 간섭 전력, σ_l^2 은 잡음 전력을 나타내는데 희망 신호 전력은 다음 식과 같이 구해지며, p_l 은 l 번째 수신 경로를 통해 들어온 신호 전력을 나타낸다^[11].

$$b_0 = \sum_{l=1}^{M_1} p_l + \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \left(\frac{t_s - \tau_l + t_g}{t_s} \right)^2 p_l \quad (23)$$

여기서 M_1 은 보호 대역내에 들어온 최대 다중 경로 수, M_2 는 보호 대역과 심볼 주기내에 들어온 최대 다중 경로 수, t_g 는 보호 구간, t_s 는 유효 심볼 구간, τ_l 은 l 번째 경로의 전파 지연을 나타낸다.

마찬가지로 심벌간 간섭 전력도 다음 식과 같이 구해진다^[11].

$$\sigma_l^2 = \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \left(\frac{\tau_l - t_g}{t_s} \right)^2 p_l \quad (24)$$

$$\left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \sin^2 \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_l - t_g)}{t_s} \right) - \frac{1}{2} \right\}$$

최종적으로 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 페이딩이 공존하는 실내 무선 채널에서 OFDM/16QAM 신호의 평균 심벌 오류 식은 식 (22)의 b_0/σ_n^2 을 식 (18), (19), (20)의 CNR 값으로 치환하여 식 (21)에 대입하면 구해지는데, K, L, N 항은 다음과 같이 유도된다.

$$K = \sqrt{\frac{1}{\frac{10I_{im}R}{CIR} \sigma_j^2 + \frac{10(b_0 - \sigma_l^2 \sigma^2)}{b_0 \sigma^2}}} \quad (25)$$

$$L = \sqrt{\frac{1}{\frac{2I_{im}R}{I_{rR}} \sigma_i^2 + \frac{2CIR(b_o - \sigma_1^2 \sigma^2)}{b_o \sigma^2 I_{rR}}} \quad (26)$$

$$N = \sqrt{\frac{1}{\frac{I_{im}R}{I_{sR}} \sigma_i^2 + \frac{CIR(b_o - \sigma_1^2 \sigma^2)}{b_o \sigma^2 I_{sR}}} \quad (27)$$

IV. 성능 개선 기법

무선 채널을 통해 신뢰성 있는 ATM LAN 서비스를 행하려면 에러가 난 셀 (cell)을 올바르게 정정할 수 있는 강력한 FEC 기법이 보장되어야 하는데, 이를 위해 본 논문에서는 Concatenated FEC 부호를 적용한다^{[12],[13]}. Concatenated FEC 부호 구조는 그림 5와 같다.

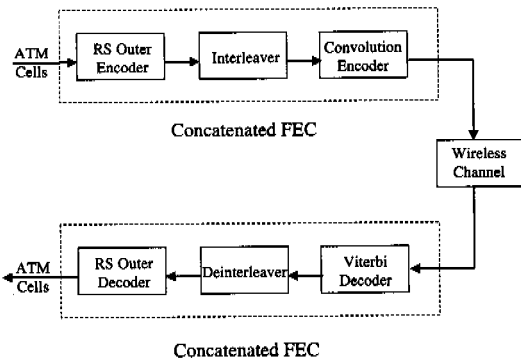


그림 5. Concatenated FEC 부호 구조

1. 컨벌루션 부호화 기법

Concatenated FEC 부호의 내부호로 사용되는 컨벌루션 부호의 개략적인 특징은 다음과 같다. 비터비 복호 (Viterbi decoding)를 갖춘 컨벌루션 부호의 성능은 유니온 바운드(union bound) 기법의 상한 (upper bound)에 의해 결정되는데, 정확한 부호어와 비교되는 모든 부정확한 부호어 에러 확률의 합에 의해 에러 확률 상한이 결정된다.

(n, k) 컨벌루션 부호기는 에러 정정 능력이 특히 우수하고 버스트 에러가 발생하는 채널에서도 인터리브/디인터리브를 이용하여 쉽게 버스트 에러를 정정할 수 있다. 부호율이 $r=1/2$, 생성다항식이 $g_1=133_8$ 과 $g_2=171_8$, 그리고 구속장이 $k=7$ 인 컨벌루션 부호를 적용하였을 때 비터비 복호시의 비트 오류 상한식은 다음과 같이 나타내진다^[14].

$$P_{CON} \leq (36D^{10} + 211D^{12} + 1404D^{14} + 11633D^{16} + 76628D^{18} + \dots) \quad (28)$$

$$\text{단, } D = 2\sqrt{\frac{P_e(1-P_e)}{M-1}} + \left[\frac{M-2}{M-1} \right] P_e.$$

여기서 M은 심볼 수이고, P_e 는 무선 채널을 통과한 OFDM/16QAM 신호의 비트 오류율로 부호율을 고려한 것이다.

2. RS 부호화 기법

비터비 복호를 갖춘 컨벌루션 부호만으로는 무선 ATM LAN에서 요구하는 성능 이득을 충분히 제공하지 못하기 때문에 요구되는 E_b/N_0 를 더욱 더 감소시키기 위해 Concatenated FEC 부호에서는 외부호로 RS 부호를 사용한다. RS 부호는 정보 심볼 k 개와 검사 심볼 n-k 개의 비이진 n 심볼로 구성된다. 2t 개의 검사 심볼을 갖춘 RS 부호는 t 개의 심볼 에러를 정정할 수 있다.

RS 블록 부호기의 출력에서의 심볼 오류율은 다음과 같다^[15].

$$P_{sym-RS} = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^{n-i} \binom{n}{i,j} \cdot P^i \cdot (1-P)^{n-i-j} \quad (29)$$

단, P ; RS 부호 통신로 심볼 오류,

$$\binom{n}{i,j} = \frac{n!}{i! \cdot j! \cdot (n-i-j)!}$$

한편, RS 블록 부호기의 출력에서의 비트 오류율은 심볼 오류율식으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$P_{b-RS} = \frac{P_{sym-RS}}{2} \quad (30)$$

Concatenated FEC 부호에서는 비터비 복호기 출력의 데이터 계열이 RS 복호기의 입력으로 전송된다. 즉, 비터비 복호기에서 정정된 데이터가 RS 복호기에서 다시 정정된다.

V. 수치 계산 및 검토

본 논문에서는 표 1과 같은 시스템 모델을 사용하여 성능을 수치적으로 계산하였다.

그리고 본 연구를 수행하는 과정에서 구형파와 정현파의 간섭보다는 임펄스와 간섭이 시스템 성능에 큰 영향을 끼침을 알 수 있었기 때문에, 본 논문

표 1. 시스템 모델

사용 주파수대	5 GHz
점유 주파수 대역	약 100 MHz
전송 속도	25 Mbps
서브 캐리어 수	32
변조 방식	16QAM
1 심볼당 길이	$\frac{1}{128 \times 10^3}$
보호 구간 길이	237 ns
채널 지연 퍼짐	200 ns

에서는 성능에 큰 영향을 끼치는 임펄스파의 간섭 비율에 초점을 맞추어 작은 임펄스 간섭 (10%)과 큰 임펄스 간섭 (50%)으로 나눈 다음, 나머지 비율을 구형파와 정현파의 간섭 비율로 설정하고자 한다.

그림 6은 임펄스 잡음이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 OFDM/16QAM 시스템의 정규화된 채널 지연 시간 변화에 따른 심볼 오류 특성을 나타낸 그림이다. 그림에서 보호 구간 길이보다 채널 지연 시간이 짧은 경우 (0.03 이하)에는 좋은 오율 성능을 유지하지만, 보호 구간 길이를 벗어나면 오율 성능이 현저히 떨어짐을 알 수 있다. 그리고 전력선에서 방출되는 임펄스 잡음 ($A=0.01, \Gamma=0.01$)의 영향을 받으면 가우스 잡음 ($A \geq 1, \Gamma \geq 1$)의 영향을 받은 경우보다 오율이 약 10^{-2} 정도 떨어짐을 알 수 있다.

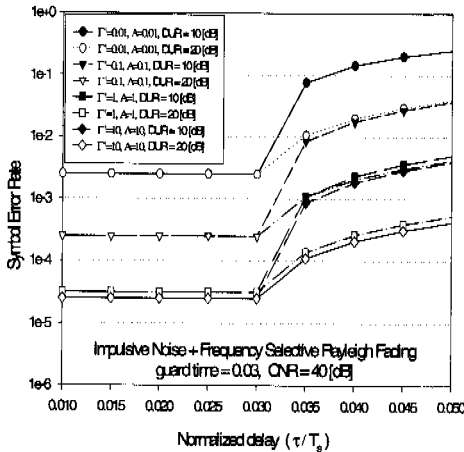


그림 6. 임펄스 잡음이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 정규화된 채널 지연 시간 변화에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성

그림 7~그림 10은 임펄스 잡음 ($A=0.01, \Gamma=0.01$)이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파 간섭이 각각 10%와 50%로 고정되어 있는 경우 사인파와 구형파 간섭비를 변화시켰을 때 OFDM/16QAM 시스템의 CNR 값에 따른 심볼 오류 특성을 나타낸 그림이다. 그림들로부터 임펄스파 간섭비가 각각 10%와 50%로 고정되어 있는 경우에는 사인파와 구형파 간섭비가 변화할지라

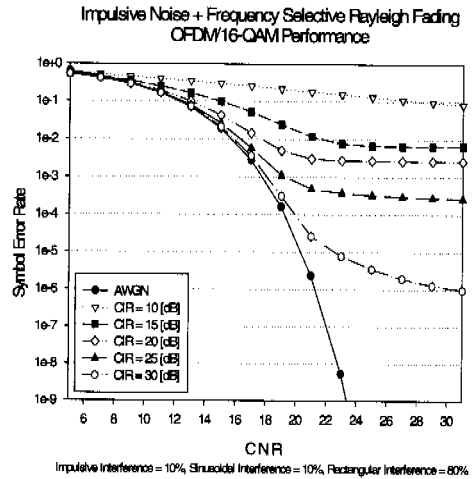


그림 7. 임펄스 잡음 ($A=0.01, \Gamma=0.01$)이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 10%, 10%, 80%일 때 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성

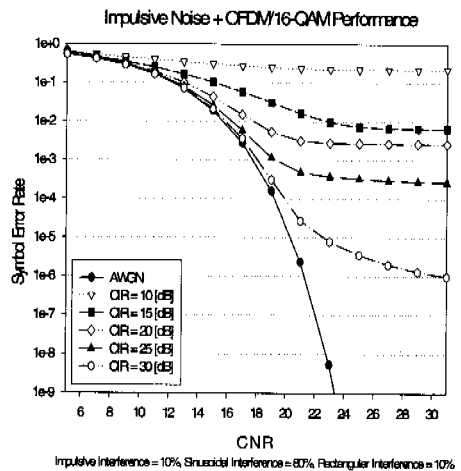


그림 8. 임펄스 잡음 ($A=0.01, \Gamma=0.01$)이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 10%, 80%, 10%일 때 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성

도 OFDM /16QAM 시스템의 심볼 오류 특성에 별로 차이가 나타나지 않음을 알 수 있다. 반면에 임펄스파 간섭비가 10%에서 50%로 증가하면 오류 특성이 현저히 열화됨을 알 수 있다. 예를 들어 임펄스파 간섭비가 10%인 경우에는 25 dB 이상의 CIR 값과 19 dB 이상의 CNR 값으로 음성 서비스를 충분히 지원할 수 있는 반면에, 임펄스파 간섭비가 50%인 경우에는 CNR 값을 아무리 높일지라도 음

성 서비스를 지원하기가 어려움을 알 수 있다. 따라서 임펄스파 간섭비가 50%인 경우에는 매우 강력한 성능 개선 기법이 요구됨을 알 수 있다.

그림 11은 가우스 또는 임펄스 잡음이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 50%, 10%, 40%일 때, 부호율이 1/2이고 구속장이 7인 컨벌루션 부호화 기법을 적용한 경우 CNR 값에 따른 OFDM/ 16QAM 시스템의 비트 오류 특성을 나타낸 그림이다. 결과적으로 상기 통신로 조건에서 컨벌루션 부호화 기법을 적용하여 음성 서비스를 지원하기 위해서는 최소한 25 dB 정도가 요구되며, 데이터 서비스를 지원하기 위해서는 최소한 30 dB 정도의 CNR 값이 요구됨을 알 수 있다.

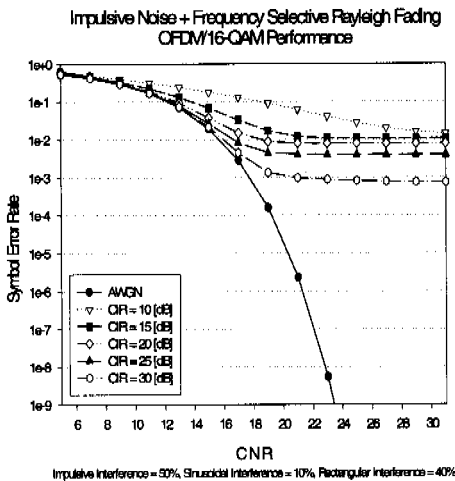


그림 9. 임펄스 잡음 ($A=0.01, J^2=0.01$)이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 50%, 10%, 40%일 때 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성

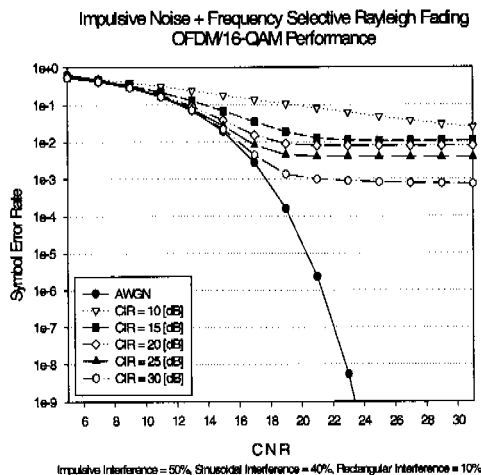


그림 10. 임펄스 잡음 ($A=0.01, J^2=0.01$)이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 50%, 40%, 10%일 때 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성

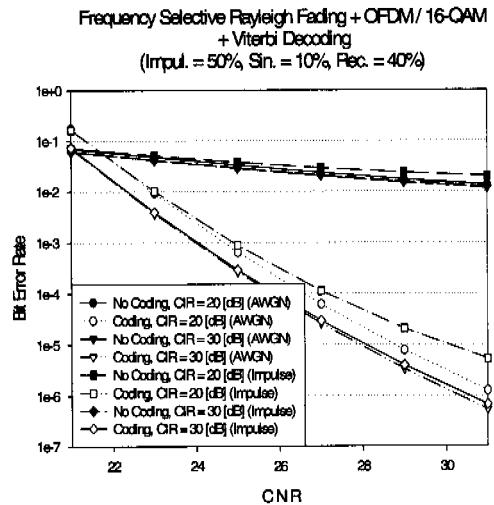


그림 11. 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 50%, 10%, 40%일 때 컨벌루션 부호화 기법 적용시 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 비트 오류 특성

그림 12는 가우스 또는 임펄스 잡음이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 50%, 10%, 40%일 때, 연접 부호 (내부 부호 : 부호율이 1/2이고 구속장이 7인 컨벌루션 부호, 외부 부호 : 에러 정정 능력이 8인 R-S 부호)를 적용한 경우 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 비트 오류 특성을 나타낸 그림이다. 결과적으로 상기 통신로 조건에서 컨벌루션 부호만을 적용하여 데이터 서비스를 지원하기 위해서는 최소한 30 dB 정도의 CNR 값이 요구되는 반면에, 연접 부호를 적용한 경우에는 약 27 dB 정도의 CNR 값으로 충분히 데

이더 서비스를 지원할 수 있음을 알 수 있다. 즉, 연접 부호를 적용함에 의해 컨벌루션 부호만을 적용한 경우보다 CNR 면에서 약 3 dB 정도의 성능 이득이 얻어짐을 알 수 있다.

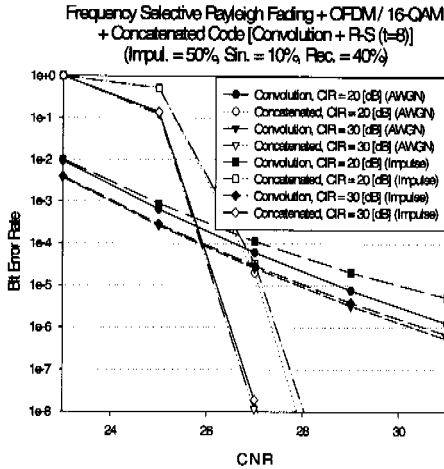


그림 12. 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서 임펄스파, 정현파, 그리고 구형파 간섭 성분비가 각각 50%, 10%, 40%일 때 연접 부호화 기법 적용시 CNR 값에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 비트 오류 특성

VI. 결론

본 논문에서는 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 레일리 페이딩이 공존하는 통신로에서 복합 전파 간섭의 성분비 변화에 따른 OFDM/16QAM 시스템의 심볼 오류 특성을 분석하였고, 또한 복합 전파 간섭 모델링을 수행하여 이를 통한 OFDM/16QAM 시스템의 성능 열화를 정량적으로 분석하였다. 그리고 신뢰성 있는 무선 ATM LAN QoS (Quality of Service)를 제공하기 위한 방안으로 강력한 Concatenated FEC 부호화 기법을 적용하여 성능 개선을 도모하였다.

결과적으로 가우스 또는 임펄스 잡음이 존재하는 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로에서는 보호 구간 길이보다 채널 지연 시간이 짧은 경우 (0.03 이하)에 좋은 오류 성능을 유지하지만, 보호 구간 길이를 벗어나면 오류 성능이 현저히 떨어짐을 알 수 있었다. 또한 복합 전파 간섭 모델 중에서 임펄스파 간섭 모델이 구형파와 사인파 간섭 모델보다 OFDM/16QAM 시스템의 성능에 지배적인 영향을 끼침을 알 수 있었다.

한편, 복합 전파 간섭과 주파수 선택성 레일리 페

이딩이 공존하는 통신로의 경우, Concatenated FEC 부호를 OFDM/16QAM 시스템에 적용함에 의해 컨벌루션 부호만을 적용한 경우보다 CNR 면에서 약 3 dB 정도의 성능 이득이 얻어짐을 알 수 있었다.

참고 문헌

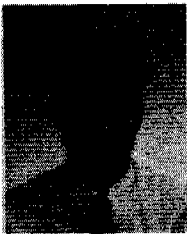
- [1] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*, Artech House Pub., 1998.
- [2] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error rate performance of orthogonal multi-carrier modulation radio transmission systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
- [3] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [4] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Trans. on Comm., Tech.*, vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [5] M. Ohkawa, R. Kohno, and H. Imai, "Orthogonal multi-carrier FH-CDMA schemes for frequency selective fading," *電子情報通信學會論文誌 B-II*, vol. J77-B-II, no. 11, pp. 691-702, Nov. 1994.
- [6] K. Feher, *Digital Modulation Techniques and Interference Environment*, Gaineville, VA : Don White Consultant, 1977.
- [7] K. Yamauchi, N. Takahashi, and M. Maeda, "Performance measurement of class-A interference on power line," *IEICE Trans.* vol. E72, no. 1, pp. 7-9, Jan. 1989.
- [8] D. Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," *IEEE Trans. Electromag. Comapt.* vol. EMC-19, no. 3, pp. 6-126, Aug. 1977.
- [9] 조성준 譯, *디지털 마이크로파통신*, 日本電信電話公社, 大光文化社, 1989.
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1989.
- [11] 정재필, 박기식, 한성운, 조성준, "주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 부호화 기법과 다이버

시티 수신기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 성능 개선”, 한국통신학회논문지, 제23권, 제11호, pp. 2956-2964, 1998년 11월.

- [12] J. B. Cain and D. N. McGregor, "A recommended error control architecture for ATM networks with wireless links," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 15, no. 1, pp. 16-28, January 1997.
- [13] Jim Durkin et al., "Error control for wireless links," *ATM Forum/98-0203*, April 1998.
- [14] P. Sweeney, *Error Control Coding an Introduction*, Prentice-Hall, ch. 5, 1991.
- [15] B. Sklar, *Digital Communications*, Prentice-Hall, ch. 5, 1988.

박 기 식(Ki-Sik Park)

정회원

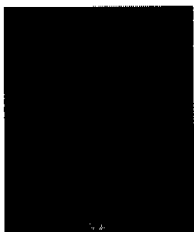


1991년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
(공학사)
1996년 8월 : 한국항공대학교
대학원 항공통신정보공학과
(공학석사)

2000년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학박사)
2001년 3월~현재 : 인하공업전문대학 정보통신과 전임강사
<주관심 분야> 무선통신, WATM, 무선 광통신

조 성 언(Sung-Eun Cho)

정회원



1989년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
(공학사)
1991년 2월 : 한국항공대학교
대학원 항공통신정보공학과
(공학석사)

1997년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)
1997년 3월~현재 : 순천대학교 정보통신공학부 조교수
<주관심 분야> 무선통신, 이동통신, 환경전자공학

곽 재 민(Jae-Min Kwak)

정회원

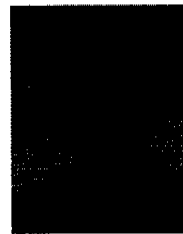


1998년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
(공학사)
1999년 8월 : 한국항공대학교
대학원 항공통신정보
공학과 (공학석사)

1999년 9월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신
정보공학과 박사과정
<주관심 분야> IMT-2000, 이동통신, 무선통신

정 재 필(Jae-Pil Chung)

정회원



1985년 2월 : 단국대학교
전자공학과 (공학사)
1989년 8월 : 단국대학교 대학원
전자공학과 (공학석사)
2000년 8월 : 한국항공대학교
대학원 항공통신정보
공학과 (공학박사)

1989년 8월~1991년 12월 : (주) 동양전자통신 중앙
연구소 연구원
1994년 2월~현재 : 가천길대학 전자통신과 조교수
<주관심 분야> 이동통신, 무선통신, 신호처리

정 해 원(Hae-Won Chung)

정회원



1980년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
(공학사)
1982년 2월 : 한국항공대학교
대학원 항공전자공학과
(공학석사)

1999년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보
공학과 (공학박사)
1982년 3월~현재 : ETRI 교관·전송연구소 (책임연
구원)
<주관심 분야> 유·무선 통합시스템, 무선 LAN,
대내 무선 액세스

조 성 준(Sung-Joon Cho)

중신회원



1969년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
(공학사)

1975년 2월 : 한양대학교 대학원
(공학석사)

1981년 3월 : 일본 오사카대학교
대학원 통신공학과
(공학박사)

1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 전자·정보통신
·컴퓨터공학부 교수

<주관심 분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경
전자공학