

마이크로 셀룰러 시스템에서 MRC 다이버시티와 Reed-Solomon 부호를 적용한 Trellis Coded QPSK 신호의 오율 해석

Error Performance Analysis of Trellis Coded QPSK Signal with Reed-Solomon Coding and MRC Diversity Reception in Micro-Cellular System

노재성* · 김영철* · 박기식* · 조성언** · 조성준*

Jae-Sung Roh* · Young-Chul Kim* · Gi-Sik Park* · Sung-Eon Cho** · Sung-Joon Cho*

요 약

본 논문에서는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 Trellis Coded QPSK 시스템의 BER 성능을 분석하였다. 고려되는 Trellis Coded QPSK 시스템은 시스템의 성능을 향상시키기 위하여 최대비 합성(MRC) 다이버시티 수신법과 Reed-Solomon 부호를 사용하였다. 유도한 오율식을 이용하여 Trellis 부호화된 QPSK 시스템의 성능을 구하여, 신호 전력 대 잡음 전력비 (SNR), 신호 전력 대 간섭파의 전력비 (SIR), 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R), MRC 다이버시티의 가지수 (M), Reed-Solomon 부호의 전체 블록 길이 (n), Reed-Solomon 부호의 정정 가능한 심볼의 수 (t), Trellis 부호기의 상태수를 합수로 하여 그래프로 나타내고 분석하였다.

분석결과, 제안하는 시스템의 성능은 마이크로셀 환경에서 동일채널간섭과 페이딩에 의하여 영향을 받음을 알 수 있었다. 또한 희망하는 신호의 전력이나 신호 전력 대 간섭파의 전력비를 증가시켜 Trellis 부호화된 QPSK 시스템의 BER 성능을 개선할 수 있음을 알 수 있었다. 그리고 마이크로 셀룰러 시스템의 BER floor 현상은 동일채널간섭에 의하여 발생하고, 이 현상은 신호 전력 대 간섭파의 전력비가 낮은 경우에는 높은 BER에서 발생함을 알 수 있었다. 그리고 동일채널간섭과 라이시안 페이딩의 영향을 억압하기 위해서는 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신된 Trellis Coded QPSK 시스템보다는 $t=2$, $n=15$ 인 Reed-Solomon 부호를 적용한 Trellis Coded QPSK 시스템이 효율적임을 알 수 있었다.

Abstract

The bit error rate (BER) performance of Trellis Coded QPSK signal in the presence of cochannel interference (CCI) and Rician fading is investigated. The trellis coded QPSK system adopts Maximum Ratio Combining (MRC) diversity reception and Reed-Solomon code to enhance system performance. Using the derived error probability equation, the error performance of trellis coded QPSK system has been evaluated and shown in figures to discuss as a function of signal power to noise power ratio (SNR), signal power to interference power ratio(SIR), direct to indirect signal power ratio (K_R), the number of diversity branch (M), the frame length of Reed-Solomon code (n), the number of error correction symbol (t), and the number of state of trellis encoder.

* 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (Dept. of Telecommunication and Information Engineering, Hankuk Aviation Univ.)

** 순천대학교 정보통신공학과 (Dept. of Computer & Communication Engineering, Suncheon National Univ.)

· 논문번호 : 971216-087

· 수정완료일자 : 1998년 6월 30일

From the results, we know that proposed system is affected by cochannel interference and fading in microcell environment. Also, BER performance of Trellis Coded QPSK system can be improved as increasing either the power of desired signal or the value of SIR. And the BER floor in microcellular system is caused by the cochannel interference and it occurs at high BER when SIR is low. And Reed-Solomon code ($n=15, t=2$) is more effective to restrain the affection of CCI and fading than MRC diversity reception ($M=2$).

I. 서 론

최근 무선통신 기술이 급속도로 발전하여 점점 고속화, 다양화 되어가고 있으며 음성, 데이터, 정지화상 및 동화상 등 사용자의 요구에 따라 다양한 망을 통하여 여러 종류의 서비스가 제공되고 있다. 또한 무선통신 기술의 경향은 PCS(Personal Communication Service) 시스템에서 무선 멀티미디어 통신 시스템에 이르기까지 다양한 형태의 정보를 교환할 수 있는 통신시스템의 구축을 요구하고 있다. 이러한 측면에서 디지털 통신 시스템에 음성 통신 뿐만 아니라 데이터 통신의 중요성이 날로 증가하고 있으며, 신뢰성있는 데이터 통신은 음성 통신보다 더 낮은 에러 확률을 요구하고 있다^[1].

한편, 기존의 셀룰러 이동통신 시스템은 하나의 기지국에 연결가능한 사용지역의 반경이 1~20 km 인데, 이러한 크기의 셀을 매크로셀(Macrocell)이라고 한다. 이와는 달리 더 낮은 송신출력으로 더 작은 사용 반경안에서 송·수신할 수 있도록 설계된 셀을 마이크로셀(Microcell)이라고 한다. 마이크로셀로 무선 통신 시스템을 구성할 경우, 증가하는 이동 단말기 사용자에게 보다 좋은 통화품질과 저렴한 가격으로 서비스를 제공할 수 있게 된다^{[2]~[4]}. 무선통신을 위한 셀 구조가 매크로셀에서 마이크로셀로 셀반경이 작아짐에 따라 가시 영역이 많아지고 이에 따라 채널의 다중경로 페이딩 모델링은 레일리 페이딩보다는 라이시안 페이딩 모델로 가정하고 있다^{[5],[6]}. PCS, 무선 ATM, 무선 LAN에서 적용되는 라이시안 페이딩 모델링은 가시거리를 통하여 도달하는 직접파 성분과 반사파 성분이 혼재되어 수신되게 된다. 이동통신 시스템 설계시 고려되어야 할 사항은 시스템의 채널 대역폭내에서 무선 주파수를 사용자간에 겹쳐 사용하거나 재사용

하기 때문에 발생하는 동일채널간섭의 문제이다. 그리고 디지털 이동통신 시스템에서는 단말기의 이동 및 복잡한 전파환경으로 인하여 신호의 왜곡현상이 발생하며 이로 인하여 시스템의 성능이 열화된다. 그래서 이동통신 시스템에서는 채널상에서 발생하는 에러를 제어할 수 있는 채널부호화 방식을 적용하여 시스템의 성능을 개선하고 있다. 신뢰성있는 통신을 위해 에러 정정 부호를 사용하는 방법은 동일한 정보 전송율을 유지하기 위하여 보다 넓은 대역폭을 요구하게 된다. 반면에 통신 시스템의 대역 효율을 높이기 위해서는 M-ary 변조를 사용한다. 그러나 동일한 에러 확률을 유지하기 위해서는 큰 신호 전력이 필요하게 되므로 에러 정정 부호와 M-ary 변조 기법 사이에는 trade-off의 관계가 성립된다. 그래서 무선통신 시스템에서 주파수 대역 및 신호전력의 측면에서 좀더 효율적인 변조 기법이 필요로 하게 되었다^{[7]~[11]}. 최근에는 부호화와 변조를 함께 수행하는 TCM 기법에 관한 연구가 페이딩이나 동일채널간섭 환경에서 발표되었다^{[12],[13]}. 이 연구에서는 Nakagami 페이딩 채널에서 Dual MRC 다이버시티 수신시의 MPSK 신호의 성능을 페이딩의 심도에 따라서 구하였으나, 마이크로셀의 채널 특성인 동일채널간섭이나 연접 에러를 정정하기 위한 Reed-Solomon 부호의 영향은 고려하지 못하였다. 또한 [14],[15] 연구에서는 라이시안 페이딩과 다수의 간섭 환경에서 8PSK 신호의 성능을 구하였으나, 성능 개선 기법(다이버시티 수신 기법이나 Reed-Solomon 부호)에 관한 내용은 고려하지 못하였다.

본 논문에서는 이동통신 시스템을 위한 변조기법으로 주파수 대역측면에서 효율적이고 H/W의 구성이 용이한 Trellis Coded QPSK 신호를 선택하여 동일채널간섭과 라이시안 페이딩으로 모델링되는 마이크로셀 환경에서 Trellis Coded QPSK 시

시스템의 성능을 분석하였고, 부호화되지 않은 BP-SK 시스템과 비교를 통하여 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 부호 이득에 대하여 분석한다. 그리고 MRC 다이버시티 수신 기법과 Reed-Solomon 부호를 적용한 시스템의 성능을 각각 구하고 비교하며, 이의 수치계산 결과를 신호 전력 대 잡음 전력비, 신호 전력 대 간섭과 전력비, 라이시안 페이딩의 파라미터인 직 접과 전력 대 반사파 전력비, MRC 다이버시티의 가지(branch)수, Reed-Solomon 부호의 전체 블럭 길이, Reed-Solomon 부호의 에러 정정 가능한 심볼의 수, Trellis 부호기의 상태를 함수로 하여 분석한다.

II. Trellis Coded QPSK 시스템 모델

본 논문의 해석 모델을 그림 1과 그림 2에 나타내었다. 시스템의 해석 모델은 Trellis 인코더/비터비 디코더, 인터리버/디인터리버, 변조기/복조기, Reed-Solomon 부호기/복호기, MRC 다이버시티 수신기 그리고 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 통신 채널로 구성한다. 본 논문에서는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 부호기의 상태수가 2, 4, 8이고 부호화율이 1/2인 Trellis Coded QPSK 신호의 성능을 MRC 다이버시티 수신기법과 Reed-Solomon 부호기법을 각각 적용하여 비교, 분석한다.

통신채널은 동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하며 인터리버와 디인터리버는 이상적이라고 가정하여 통신채널을 메모리 효과가 없는 채널로 만들어 수신된 신호열 사이는 서로 독립이라고 가정한다.

송신되는 코드열은 다음과 같다.

$$\bar{z} = \{\bar{z}_0, \bar{z}_1, \bar{z}_2, \dots, \bar{z}_{L-1}\} \quad (1)$$

여기서 $\bar{z}_n, n=0, 1, \dots, L-1$ 은 송신된 신호의 벡터 표현을 나타낸다. 채널을 통과한 신호의 데이터열은 다음과 같다.

$$\bar{r} = \{\bar{r}_0, \bar{r}_1, \bar{r}_2, \dots, \bar{r}_{L-1}\} \quad (2)$$

수신된 신호의 벡터 표현은 다음과 같다.

$$\bar{r}_k = \bar{a}_k \bar{z}_k + \bar{n}_k \quad (3)$$

여기서 벡터 \bar{n}_k 은 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 가우시안 랜덤 변수이고, \bar{a}_k 는 일반화된 랜덤 페이딩 진폭이다. 페이딩 진폭의 샘플은 통계적으로 독립적이라고 가정한다. 수신된 벡터는 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation) 디코더에 의하여 처리된다. 디코더는 수신된 데이터의 열이 $\bar{z}' \neq \bar{z}$ 이면 에러를 나타낸다. 페이딩 진폭의 열이 $\bar{a} = \{\bar{a}_0, \bar{a}_1, \dots, \bar{a}_{L-1}\}$ 이면 조건부 pairwise 에러 확률은 다음과 같다.

$$P(\bar{z} \rightarrow \bar{z}' | \bar{a}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [d(\bar{z}, \bar{z}' | \bar{a})] \quad (4)$$

여기서 \bar{z}' , 와 \bar{z} 사이의 유클리드 거리의 자승, $d^2(\bar{z}, \bar{z}' | \bar{a})$ 은 다음과 같다.

$$d^2(\bar{z}, \bar{z}' | \bar{a}) = \sum_{n=0}^{L-1} a_n^2 \cdot \delta_n^2 \quad (5)$$

그리고 $\delta_n^2 = \frac{E_s}{4N_0} |\bar{z}'_n - \bar{z}_n|^2$ 이다.

$|\bar{z}_n - \bar{z}'_n|^2$ 는 2개의 변조신호 \bar{z}_n 과 \bar{z}'_n 사이의 일반화된 유클리드 거리의 제곱을 나타낸다. L 은 에러 발생 경로의 길이를 나타낸다. $L \rightarrow \infty$ 이면 모든 에러 발생 경로의 경우를 고려한 수식이 된다.

그림 1은 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용한 Trellis Coded QPSK 시스템의 성능 분석을 위한 해석 모델이다. 송신되는 Trellis Coded QPSK 신호는 채널상에서 동일채널간섭과 라이시안 페이딩의 영향을 받아 MRC 다이버시티 수신기에 도달하게 된다. 이때 수신기에 도달한 Trellis Coded QPSK 신호

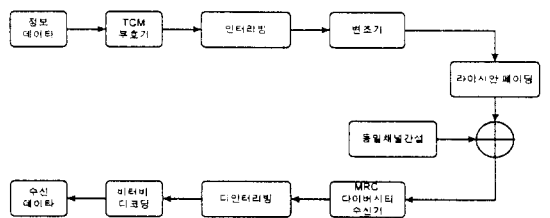


그림 1. 해석 모델(MRC 다이버시티 적용시)

Fig. 1. Analysis model (adopting MRC diversity).

는 다음과 같이 채널에 의하여 왜곡되어 수신된 정보 신호 $\hat{s}(t)$, 정보 신호와 동일한 주파수 성분을 가지며 원래의 정보 신호에 영향을 주는 동일채널 간섭 $i(t)$, 그리고 잡음 성분 $n(t)$ 로 구성된다.

$$\begin{aligned} s_r(t) &= \hat{s}(t) + i(t) + n(t) \\ &= \hat{S} \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \\ &\quad + I \cos(2\pi f_c t + \varphi) \\ &\quad + N \cos(2\pi f_c t + \xi) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, \hat{S} 는 수신된 신호의 진폭, I 는 간섭파의 진폭, N 은 잡음의 진폭, f_c 는 반송파의 주파수, θ_c 는 Trellis Coded QPSK 신호의 초기 위상, ξ 는 잡음 성분의 랜덤 위상, φ 는 동일채널간섭의 초기 위상이다.

그림 2는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 채널에서 Reed-Solomon 부호와 Trellis 부호를 QPSK 시스템에 적용한 연쇄 부호 시스템의 성능 분석을 위한 해석 모델이다. 연쇄 부호의 구성은 내부 부호로는 Trellis 부호를 사용하고, 외부 부호로는 Reed-Solomon 부호를 적용하였다.

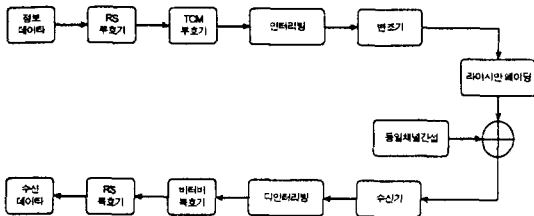


그림 2 해석 모델 (연쇄 부호 적용시)
Fig. 2. Analysis model (adopting concatenate code).

III. 동일채널간섭 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 성능 분석

페이딩이 없을 경우, 즉 진폭의 변동이 고정되었을 경우에 AWGN 채널에서 Trellis Coded QPSK 신호의 비트 오율식은 다음과 같다^[8].

$$P_e \leq \frac{1}{k} \sum_{i=0}^{\infty} a_{d_i} P_{d_i}$$

$$= \frac{1}{2k} \sum_{i=0}^{\infty} a_{d_i} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{k d_i^2}{4}} \gamma \right] \quad (7)$$

여기서 k 는 인코더에 들어가는 입력비트의 수를 나타내고, a_{d_i} 는 유클리드 거리가 d_i 인 경로의 수를 나타낸다. 신호 전력 대 잡음 전력비 (γ)가 큰 경우의 오율은 가장 큰 유클리드 거리를 갖는 예러의 경로에 의하여 지배를 받는다^[7]. TCM 기법의 성능 평가를 위한 비트 오율은 d_{free} 가 증가함에 따라서 감소하므로 최대 유클리드 거리 d_{free} 가 Trellis Coded QPSK 시스템의 성능을 좌우하는 파라미터가 된다. 본 논문에서는 무선통신의 채널 환경에 적절한 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에 식 (7)은 다음과 같이 근사된다.

$$P_e \approx \frac{a_{d_{free}}}{2k} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{k \frac{d_{free}^2}{4}} \gamma \right] \quad \gamma \gg 1 \quad (8)$$

여기서 $a_{d_{free}}$ 는 기준 경로로부터 최대 유클리드 거리가 d_{free} 인 경로의 수를 나타낸다. $a_{d_{free}}$ 의 값은 Trellis 부호기의 전달함수를 통하여 얻을 수 있다.

AWGN 채널에서 동일채널간섭의 영향을 나타내기 위해서는 식 (7)을 간섭파의 랜덤 위상을 함수로 하는 조건부 오율식으로 표현을 한다. 그리고 위상에 대하여 평균을 취하면 AWGN 채널과 동일채널 간섭 환경에서 최종적인 오율식을 얻을 수 있다.

$$P_e \approx E_{\theta} \{P_e(\theta)\} = \frac{1}{k} \sum_{i=0}^{\infty} a_{d_i} E_{\theta} \{P_{d_i}(\theta)\} \quad (9)$$

식 (9)에서 식 (8)과 같은 가정을 하면 잡음과 동일채널간섭이 존재하는 채널에서 최대 유클리드 거리 d_{free} 를 갖는 경로에 해당하는 오율은 다음과 같다.

$$P_b \approx \frac{a_{d_{free}}}{k} E_{\theta} \{P_{d_{free}}(\theta)\} \quad (10)$$

여기서 $P_{d_{free}}(\theta)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{d_{free}}(\theta) &= \operatorname{Prob.} \{N \cos \xi + I \cos \theta \\ &\quad < -\sqrt{E_s d_{free}^2} / 2\} \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma \cdot d_{free}^2}{4}} + \frac{I \cdot \cos \theta}{\sqrt{2\sigma_n}} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)을 정리하여 위상에 대하여 평균을 취하면 식 (12)와 같이 최대 유클리드 거리 d_{free} 와 신호 전력 대 잡음 전력비, 신호 전력 대 간섭과 전력비를 함수로 하는 오류식이 얻어진다.

$$P_{e(ccn)} = \frac{a_{d_{free}}}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 \cdot \gamma}{4}} \right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{d_{free}^2 \cdot \gamma}{4} \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 \cdot \gamma}{4}} \right) \cdot \frac{1}{(k!)^2} \cdot \left(\frac{\gamma}{4 \cdot \beta} \right)^k \right] \quad (12)$$

여기서, γ 는 신호 전력 대 잡음 전력비, β 는 신호 전력 대 간섭과 전력비, d_{free} 는 최대 유클리드 거리, $a_{d_{free}}$ 는 최대 유클리드 거리 d_{free} 을 갖는 경로의 수, $H_{2k-1}(\cdot)$ 는 헤르미트 (Hermite) 다항식을 나타낸다.

IV. 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오류 해석

본 논문에서는 마이크로셀 무선 통신 채널에서 적용이 가능한 라이시안 페이딩 분포를 채널 모델로 가정한다. 라이시안 페이딩은 직접파 성분과 반사파 성분이 σ^2 인 독립적인 가우시안 성분을 포함하는 반사파 성분으로 구성된다. 만약 가시 성분이 완전히 차단된 경우에는 산란 성분만이 존재하므로 수신 신호의 진폭 분포는 레일리 분포를 따르게 된다. 직접파 성분과 반사파 성분들이 복합 수신된 신호로 표현되는 라이시안 페이딩의 확률밀도함수는 다음과 같다^[9].

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{R^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{RA}{\sigma^2} \right), \quad R \geq 0 \quad (13)$$

여기서, R 은 라이시안 페이딩의 영향을 받은 수신 신호의 진폭, A 는 직접파 성분의 진폭, σ^2 은 반사파 신호의 분산 그리고 $I_0(\cdot)$ 는 0차의 변형 베셀 함수이다. 식 (13)에서 $A = \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}}$, $\sigma^2 = \frac{1}{2(K_R + 1)}$ 으로 변수 변환을 취하면 페이

딩을 받은 수신 신호의 진폭 R 을 변수로 하는 확률 밀도 함수 $p(R)$ 는 다음과 같다^[9].

$$p(R) = 2R(K_R + 1) \exp(-K_R - R^2(K_R + 1)) I_0(2R\sqrt{K_R(K_R + 1)}) \quad (14)$$

또한 식 (14)에서 $R^2 = \frac{\gamma}{\Gamma}$ 으로 변수 변환을 하면 라이시안 페이딩을 받은 수신 신호의 신호 전력 대 잡음 전력비, γ 를 파라미터로 하는 라이시안 페이딩의 확률밀도함수를 얻을 수 있다.

$$p(\gamma|\Gamma) = \frac{K_R + 1}{\Gamma} \exp \left[-\frac{(K_R + 1)\gamma}{\Gamma} - K_R \right] I_0 \left(2\sqrt{\frac{K_R(K_R + 1)\gamma}{\Gamma}} \right) \quad (15)$$

여기서, K_R 은 라이시안 페이딩의 직접파 대 반사파의 전력비, γ 는 신호 전력 대 잡음 전력비, Γ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비를 나타낸다.

그림 3은 식 (14)를 계산한 라이시안 페이딩의 영향을 받은 신호의 진폭 R 에 관한 확률밀도함수이고, K_R 의 범위 6 dB ~ 12 dB는 실내 무선 및 마이크로셀 환경을 나타내는데 적절한 파라미터의 범위이다^{[16],[17]}. 라이시안 페이딩의 확률밀도함수 그래프로부터 K_R 이 증가함에 따라서 가우스 분포의 확률밀도함수로 접근함을 보여준다.

동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재

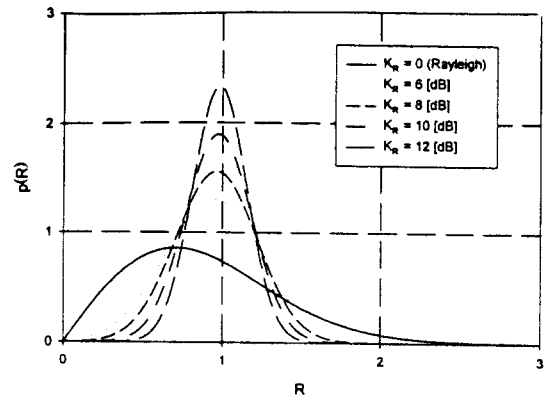


그림 3. 라이시안 페이딩의 영향을 받은 신호의 진폭에 관한 확률밀도함수

Fig. 3. p.d.f of envelope of signal affected by Rician fading.

하는 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오류 식은 동일채널간섭이 존재하는 오류식 (12)와 라이시안 페이딩의 확률밀도함수를 신호 전력 대 잡음 전력비에 대하여 적분을 취하면 동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오류식을 얻을 수 있다.

$$P_{e(RIC+CCN)} = \int_0^{\infty} P_{e(CCN)}(\gamma) \cdot p(\gamma|\Gamma) d\gamma \quad (16)$$

여기서, γ 는 신호 전력 대 잡음 전력비, Γ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비를 나타낸다.

4-1 MRC 다이버시티를 적용한 Trellis Coded QPSK 신호의 오류 해석

M 가지(branch) MRC 다이버시티에 있어서 출력 신호 전력 대 잡음 전력비는 다음과 같다.

$$\gamma = \sum_{k=1}^M \gamma_k \quad (17)$$

여기서, $\gamma_k(k=1,2,\dots,M)$ 는 k 번째 다이버시티 가지의 신호 전력 대 잡음 전력비이다. 각 가지의 페이딩이 독립적이라고 가정하면, 라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티 수신기에서 수신된 신호의 확률밀도함수는 다음과 같다^[18].

$$P_{MRC-RIC}(\gamma|\Gamma) = \frac{K_R+1}{\Gamma} \exp\left[-\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma} - K_R M\right] \cdot \left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R M \Gamma}\right)^{\frac{M-1}{2}} I_{M-1}\left(2\sqrt{\frac{MK_R(K_R+1)\gamma}{\Gamma}}\right) \quad (18)$$

여기서, K_R 은 라이시안 페이딩의 파라미터, M 은 다이버시티의 가지(branch) 수, γ 는 신호 전력 대 잡음 전력비, Γ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비, $I_{M-1}(\cdot)$ 는 $M-1$ 차의 변형 베셀 함수이다.

동일채널간섭과 라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티를 적용한 Trellis Coded QPSK 신호의 오류식은 다음과 같이 신호 전력 대 잡음 전력비의 변동을 MRC 다이버시티 수신기에서 수신된 신호의 확률밀도함수와 평균을 취하여 얻을 수 있다.

$$P_{e(MRC-RIC+CCN)} = \int_0^{\infty} P_{e(CCN)}(\gamma) \cdot p_{MRC-RIC}(\gamma|\Gamma) d\gamma \quad (19)$$

여기서, γ 는 신호 전력 대 잡음 전력비, Γ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비를 나타낸다.

4-2 Reed-Solomon 부호를 적용한 Trellis Coded QPSK 신호의 오류 해석

본 절에서는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 무선 통신 채널에서 외부 부호로는 Reed-Solomon 부호를 사용하고, 내부 부호로는 Trellis 부호를 적용하여 QPSK 신호의 성능을 신호 전력 대 잡음 전력비, 신호 전력 대 간섭과 전력비, 라이시안 페이딩 파라미터, Reed-Solomon 부호의 전체 블록길이, Reed-Solomon 부호의 에러정정 가능한 심볼의 수, Trellis 부호기의 상태수를 합수로 하여 분석한다. 고속 전송에서 발생하는 짧은 잡음은 다수의 비트에 영향을 미치어 집중적 형태의 에러를 발생시키고 있으며, 자연적으로 발생하는 번개나 회로망에서 열에 의하여 발생하는 잡음은 여러 개의 전송 비트에 발생하게 되는데 이러한 현상을 연집 에러(burst error)라고 한다. 그래서 통신 시스템에서는 불규칙(random) 단일에러 정정 부호를 사용하여 연집 에러를 정정하는 것은 적합하지 않기 때문에, 연집 에러를 정정하기 위한 특별한 에러 정정 부호가 필요하다. 이러한 이유에서 데이터 통신 서비스를 대상으로 연집 에러에 강한 Reed-Solomon 부호가 IMT-2000 시스템에서도 외부 부호로 사용이 고려중에 있다.

동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 채널에서 외부 부호로 Reed-Solomon 부호를 사용하고 내부 부호로 Trellis 부호를 적용한 연쇄 부호 QPSK 시스템의 블록 오류식은 다음과 같다^[9].

$$P_{e(RS-RIC+CCN)} = \sum_{k=t+1}^n \binom{n}{k} P_{e(RIC+CCN)}^k [1 - P_{e(RIC+CCN)}]^{(n-k)} \quad (20)$$

여기서, (n, k) Reed-Solomon 부호에서 n 은 Reed-Solomon 부호의 전체 블록길이, k 는 정보 심볼의 길이, $t=(n-k)/2$ 는 Reed-Solomon 부호를 적용하여 에러를 정정할 수 있는 심볼의 수, $P_{e(RIC+CCN)}$ 는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 Trellis Coded QPSK 시스템의 오류 성능을 나타

낸다.

V. 수치 해석 및 검토

동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 이동통신 채널에서 MRC 다이버시티를 적용한 경우와 Reed-Solomon 부호를 적용한 경우의 Trellis Coded QPSK 시스템의 성능을 정량적으로 비교, 분석하였다. 라이시안 페이딩 환경에서 동일채널간섭의 영향을 분석하기 위하여 직접파 전력 대 반사파 전력비를 나타내는 라이시안 페이딩 파라미터는 6 dB로 고정하고, 동일채널간섭의 양을 변경하며 오율을 구하였다. 그리고 부호화하지 않은 BPSK 신호와 부호화율이 1/2이고 상태수가 2, 4, 8인 Trellis Coded QPSK 변조 신호^[10]를 비교하였다. 그리고 본 논문에서 적용한 4 상태의 Trellis diagram은 그림 4와 같다.

그림 5는 동일채널간섭 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오율 특성을 나타낸 그래프이다. 적용된 Trellis 부호기는 부호화율이 1/2이고 상태수가 4인 Trellis Coded QPSK 변조 신호로 신호 전력 대 간섭과 전력비를 5 dB에서 20 dB로 증가시키기에 따라서 신호의 성능은 향상되어 동일채널간섭이 존재하지 않는 AWGN 만의 채널로 변해감을 알 수 있다. 이것은 마이크로셀과 같이 동일채널간섭의 영향이 중요한 파라미터로 작용하는 통신 시스템 설계시 어느 정도까지의 신호 전력 대 간섭과 전력비를 유지해야 하는지를 알려주는 중요한 기준자료가 된다. 그리고 동일채널간섭이 존재하여도 Trellis 부호를 적용하여 부호화되지 않은 BPSK 신호보다 오율 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림 6은 동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 환경에서 신호 전력 대 간섭과 전력비를 5 dB에서 20 dB까지 5 dB씩 증가시키며 상태수가 4인 Trellis Coded QPSK 신호의 오율 특성을 그래프로 나타낸 것이다. 오율 그래프에서 신호 전력 대 간섭과 전력비를 증가시키기에 따라서 Trellis Coded QPSK 신호의 성능은 개선되나 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에는 오율이 개선되지 않는 error floor 현상이 발생함을 알 수 있다.

신호 전력 대 간섭과 전력비가 10 dB이고, K_R 가

6 dB인 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 환경에서 음성통신의 기준 오율 10^{-3} 이하를 달성하기 위해서는 신호 전력 대 잡음 전력비를 14 dB 이상 유지해야 함을 알 수 있다.

그림 7은 동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 환경에서 Trellis 부호기의 상태수에 따른 Trellis Coded QPSK 신호의 오율 특성을 그래프로 나타낸 것이다. 신호 전력 대 간섭과 전력비 10 dB와 20 dB에서 상태수가 2, 4, 8로 증가함에 따라서 Trellis Coded QPSK 신호의 오율 성능은 개선되나, 그 차이가 점차 적어짐을 알 수 있다.

그림 8은 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 채널

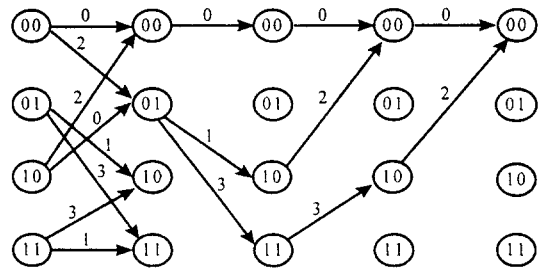


그림 4. 4-상태 Trellis diagram

Fig. 4. 4-state Trellis diagram.

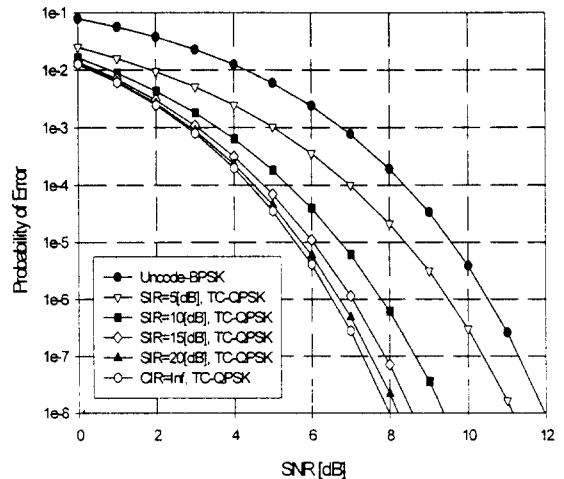


그림 5. 동일채널간섭 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오율

Fig. 5. Error probability of Trellis Coded QPSK signal in a cochannel interference environment.

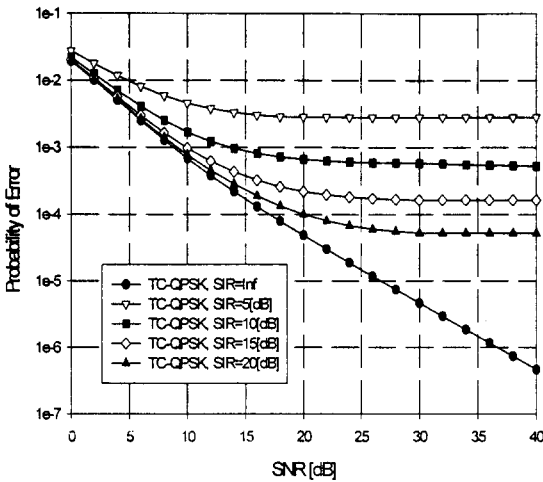


그림 6. 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오류

Fig. 6. Error probability of Trellis Coded QPSK signal in cochannel interference and Rician fading environment.

에서 MRC 다이버시티 수신된 상태수가 4인 Trellis Coded QPSK 신호의 오류를 나타낸 것이다. 신

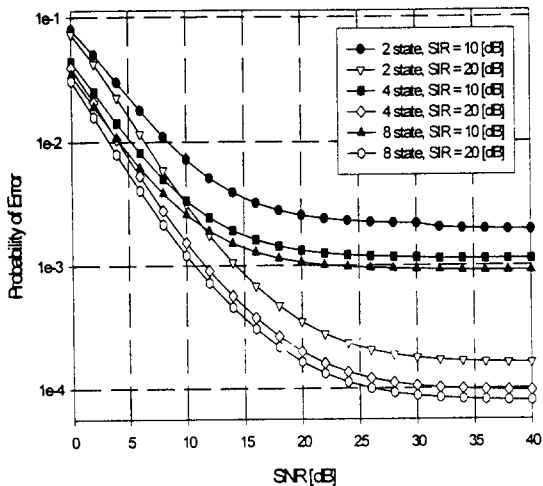


그림 7. 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 상태수에 따른 Trellis Coded QPSK 신호의 오류

Fig. 7. Error probability of Trellis Coded QPSK signal according to the number of state in cochannel interference and Rician fading environment.

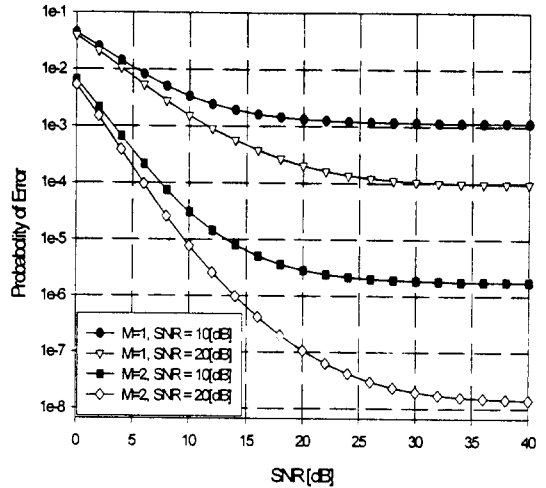


그림 8. 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 MRC 다이버시티 수신된 Trellis Coded QPSK 신호의 오류

Fig. 8. Error probability of Trellis Coded QPSK signal with MRC diversity reception in cochannel interference and Rician fading environment.

호 전력 대 간섭과 전력비를 10 dB에서 20 dB로, 다이버시티의 가지(branch)수는 1에서 2로 증가시켰을 때의 Trellis Coded QPSK 신호의 오류를 나타낸다. 다이버시티를 적용하지 않은 경우에는 신호 전력 대 간섭과 전력비를 10 dB에서 20 dB로 증가시키에 따라서 신호의 성능 차이는 크지 않았으나, 가지(branch) 수가 2인 MRC 다이버시티를 적용한 경우에는 신호 전력 대 간섭과 전력비를 10 dB에서 20 dB로 증가시키에 따라서 신호의 성능 차이가 커짐을 알 수 있다. 신호 전력 대 간섭과 전력비가 20 dB이고 가지(branch) 수가 2인 MRC 다이버시티를 적용하였을 경우에는 신호 전력 대 잡음 전력비 14 dB 이상에서 BER=10⁻⁶ 이하를 얻을 수 있다.

그림 9는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 채널에서 Reed-Solomon 부호를 적용한 상태수가 4인 Trellis Coded QPSK 신호의 오류를 나타낸 그림이다. 외부 부호로는 1 심볼이나 2 심볼을 정정할 수 있는 Reed-Solomon 부호를 사용하고, 내부 부

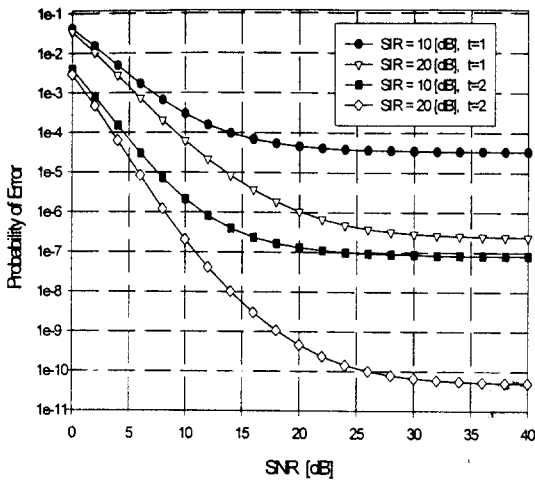


그림 9. 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 연쇄부호화된 QPSK 신호의 오율

Fig. 9. Error probability of concatenate coded QPSK signal in cochannel interference and Rician fading environment.

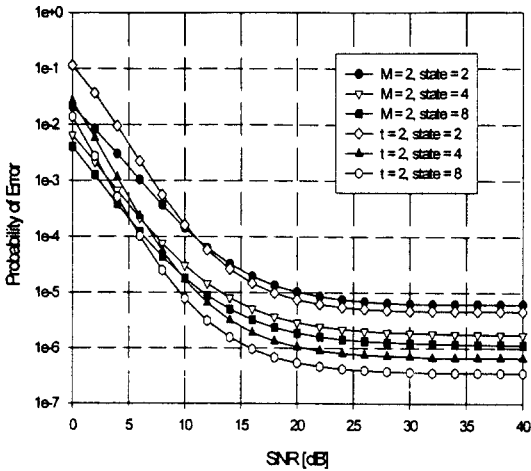


그림 10. 동일채널간섭과 라이시안 페이딩 환경에서 QPSK 신호의 오율 (SIR = 10 [dB])

Fig. 10. Error probability of QPSK signal in cochannel interference and Rician fading environment. (SIR = 10 [dB]).

호로는 Trellis 부호를 적용하였다. 신호 전력 대 간섭과 전력비를 10 dB에서 20 dB로, 정정 가능한 심볼수를 1에서 2로 증가시켰을 경우, 1 심볼 에러

정정 Reed-Solomon 부호 구조보다 2 심볼 에러 정정 Reed-Solomon 부호 구조의 경우가 동일채널간섭의 영향에 효과적임을 알 수 있다. 또한 2 심볼 에러 정정 Reed-Solomon 부호가 1 심볼 에러 정정 Reed-Solomon 부호의 경우보다 신호 전력 대 간섭과 전력비에 의한 오율의 차이가 큼을 알 수 있다. 그리고 신호 전력 대 간섭과 전력비가 20 dB이고 2 심볼 에러 정정 Reed-Solomon 부호를 적용하였을 경우에는 신호 전력 대 잡음 전력비 8 dB 이상에서 BER=10⁻⁶ 이하를 얻을 수 있었으나, 신호 전력 대 간섭과 전력비가 20 dB이고 1 심볼 에러 정정 Reed-Solomon 부호를 적용하였을 경우에는 신호 전력 대 잡음 전력비 20 dB 이상에서 BER = 10⁻⁶ 이하를 얻을 수 있었다.

그림 10은 신호 전력 대 간섭과 전력비가 10 dB인 동일채널간섭과 K_R이 6 dB인 라이시안 페이딩 채널에서 가지(branch) 수가 2인 MRC 다이버시티와 t=2인 Reed-Solomon 부호를 적용한 Trellis Coded QPSK 신호의 오율을 상태수의 변화에 따라서 비교하였다. 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에 상태수가 2, 4, 8로 증가함에 따라서 t=2인 Reed-Solomon 부호를 적용한 경우가 가지(branch) 수가 2인 MRC 다이버시티를 적용한 경우보다 좋은 성능을 보임을 알 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 동일채널간섭과 라이시안 페이딩이 동시에 존재하는 통신 채널에서 MRC 다이버시티 수신법과 Reed-Solomon 부호를 적용한 Trellis Coded QPSK 시스템의 성능을 신호 전력 대 잡음 전력비, 신호 전력 대 간섭과 전력비, 라이시안 페이딩 파라미터, MRC 다이버시티의 가지수, Reed-Solomon 부호의 전체 블럭길이, Reed-Solomon 부호의 정정 가능한 심볼의 수, Trellis 부호기의 상태수를 함수로 하여 동일채널간섭과 라이시안 페이딩의 영향을 알아보고, MRC 다이버시티와 Reed-Solomon 부호를 적용한 Trellis Coded QPSK 시스템의 성능 개선량을 정량적으로 비교, 분석하였다. 마이크로 셀룰러 시스템에서 동일채널간섭 및

페이딩의 영향은 시스템의 설계를 위한 중요한 파라미터로 작용하며, 동일채널간섭에 의하여 오율의 error floor 현상이 발생하였고, 이 현상은 신호 전력 대 간섭과 전력비가 적을 경우에는 오율이 나쁜 영역에서 발생함을 알 수 있었다. Trellis Coded QPSK 시스템의 성능 향상은 원하는 신호의 전력 증가, 신호 전력 대 간섭과 전력비의 증가, 다이버시티 가지(branch) 수의 증가, 외부 부호의 에러 정정 심볼수의 증가, Trellis 부호기의 상태수를 증가시킴으로써 얻을 수 있었다. 그리고 Trellis Coded QPSK 시스템의 성능 개선 정도는 가지(branch) 수가 2인 MRC 다이버시티를 사용하는 방식보다는 $n=15$, $t=2$ 인 Reed-Solomon 부호를 적용하는 연쇄 부호 방식이 효율적임을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] V. K. Garg and J. E. Wilkes, *Wireless and Personal Communications Systems*, Prentice-Hall, 1996.
- [2] J. M. Linnartz, A. J. Jong, and R. Prasad, "Effect of coding in digital microcellular personal communication systems with co-channel interference, fading, shadowing, and noise," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 1209-1218, Oct. 1992.
- [3] R. Prasad, A. Kegel, and A. Vos, "Performance of microcellular mobile radio in a cochannel interference, natural, and man-made noise environment," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 42, pp. 33-39, Feb. 1993.
- [4] Y. Yao and A. U. H. Sheikh, "Investigation into cochannel interference in microcellular mobile radio systems," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 41, pp. 114-123, May 1992.
- [5] J. V. Traveset, G. Caire, E. Biglieri, and G. Taricco, "Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation-Part I : Coherent detection," *IEEE Trans. on Comm.* vol. 45, pp. 563-572, May 1997.
- [6] J. V. Traveset, G. Caire, E. Biglieri, and G. Taricco, "Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation-Part III : Co-channel Interference," *IEEE Trans. on Commun.* vol. 45, pp. 809-818, July 1997.
- [7] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. Mclane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Application*, Macmillan Publishing Company, 1991.
- [8] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice Hall, 1995.
- [9] S. H. Jamali and T. Le-Ngoc, *Coded Modulation Techniques for Fading Channels*, Norwell, MA : Kluwer, 1994.
- [10] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel /phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [11] E. Biglieri and P. J. Mclane, "Uniform distance and error probability properties of TCM schemes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 41-54, Jan. 1991.
- [12] C. Tellambura, "The performance of trellis coded q-ary PSK in Rayleigh fading and Nakagami fading with dual diversity reception," PIMRC '97, pp. 204-206, Sept. 1997.
- [13] G. Femenias and I. Furio, "Dual MRC reception of TCM-MPSK signals over Nakagami fading channels," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 1752-1753, Sept. 1996.
- [14] G. Wibisono and I. Sasase, "Performance of TC-MPSK on co-channel interference and fading channel," PIMRC '97, pp. 204-206, Sept. 1997.
- [15] J. Wang and A. Yongacoglu, "Performance of trellis coded 8PSK with co-channel interference," PIMRC '97, pp. 204-206, Sept. 1997.

nel interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 6-10, Jan. 1994.

[16] T. S. Rappaport, "Indoor radio communications for factories of the Future," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 27, pp. 15-24, May 1989.

[17] R. Bultitude, "Measurement, characterization and modeling of indoor 800/900 MHz radio channels for digital communi-

cations," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, pp. 5-12, June 1987.

[18] V. Aalo, G. Efthymoglou, and H. Helmken, "Path diversity performance of a DS-CDMA based land-mobile satellite system in a shadowed Rician-fading channel," *Wireless Communication-96*, pp. 133-140, 1996.

노 재 성



1967년 11월 13일생
 1986년 3월~1990년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1990년 3월~1992년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학석사)
 1992년 1월~1997년 5월 : (주) 한화정보통신 무선가입자망 연구그룹

1997년 8월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정 재학중
 [주 관심분야] 무선통신, 이동전파전파, 환경전자공학

박 기 식



1967년 10월 5일생
 1991년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1996년 8월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학석사)
 1996년 9월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정 재학중

[주 관심분야] 무선통신, 광통신, 이동통신, Wireless ATM

김 영 철



1969년 12월 15일생
 1993년 2월 : 동신대학교 정보통신공학과(공학사)
 1995년 2월 : 동신대학교 공과대학 전자공학과(공학석사)
 1995년 3월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정

재학중
 [주 관심분야] 이동통신, 위성통신, EMI/EMC

조 성 언



1966년 7월 11일생
 1985년 3월~1989년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1989년 3월~1991년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학석사)

1991년 3월~1992년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 조교
 1992년 3월~1997년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학박사)
 1994년 9월~1997년 2월 : 전주공업전문대학 전자통신과 전임강사
 1997년 3월~현재 : 순천대학교 정보통신공학과 전임강사
 [주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학

조 성 준



1946년 1월 9일생

1965년 3월~1969년 2월 : 한국항공대
학교 항공통신정보공학과 (공학사)

1973년 3월~1975년 2월 : 한양대학교
대학원(공학석사)

1977년 4월~1981년 3월 : (일본) 오사
카대학교 통신공학과(공학박사)

1969년 4월~1972년 7월 : 해군기술장교

1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교
수

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학