
이동무선 채널에서 DTMF 변조 방식에 대한 RS 복부호기의 설계 및 성능평가

송문규*, 이상설*, 김우현*

Design and Performance Evaluation of RS Codec for DTMF Modulation in Mobile Radio Channels

Moon-Kyou Song*, Sang-Seol Lee*, Woo-Hyun Kim*

이 논문은 96년도 원광대학교의 교비 지원에 의해서 연구됨

요 약

본 논문에서는 페이딩이 존재하는 이동통신 채널에서 DTMF 변조의 신뢰성을 보장하기 위해 RS 부호의 적용을 고려하고, (15, 9) RS 인코더와 디코더 회로를 제안 및 합성하였으며, 페이딩 채널에서 부호의 성능을 구하였다. 소요된 게이트는 2-Input NAND 게이트를 기준으로 약 14,000 게이트가 소요되었다. 이와 같이 구현된 (15,9) RS 부호를 DTMF 신호방식에 적용하였을 경우 IMT-2000 등 이동통신에서 데이터 전송의 기준인 10-6의 비트오율을 기준으로 페이딩 채널의 경우 20 dB 이상의 부호이득을 보인다. 따라서 페이딩이 존재하는 이동 통신에서 데이터 전송을 위한 DTMF 신호방식에 본 부호기를 적용하는 것은 매우 효과적이라 할 수 있다.

Abstract

In this paper, RS coded DTMF modulation for reliable data transmission over mobile fading channels is considered. The circuits of (15,9) RS codec are proposed and synthesized, and the performances are evaluated over fading channels. The codec circuits take about 14000 gates standardized by 2-input NAND gate. The (15,9) RS coded DTMF signalling provides theoretical coding gain more than 20 dB over fading channels for

* 원광대학교 전기공학부

접수일자 : 1998년 2월 17일

BER 10^{-6} , the criterion for data transmissions in mobile communications such as IMT-2000. Thus, It is very effective to apply RS codec to DTMF signalling for data transmission in mobile communications over fading channels.

1. 서 론

사회가 발달하고 통신의 기능이 확대됨에 따라 전화를 이용하여 제공받을 수 있는 정보가 다양해지고 가입자의 이용이 나날이 늘어가고 있다. 또한 가입자들의 요구에 의해 새로운 정보를 제공하는 서비스 시스템이 늘어가고 있는 추세에 있다. 서비스 시스템에서 제공하는 이러한 정보의 이용은 가입자 전화기에서 DTMF(Dual-Tone Multi-Frequency) 신호를 전송하여 제공받게 되는데 약 30년 전에 소개된 DTMF 변조 방식은 보다 편리하고 효율적이며 신호전송에서 높은 신뢰성을 제공하는 경제적인 전송 수단이다.

이 방식의 장점은 데이터를 임의의 DTMF 키패트를 통해 전송할 수 있으며, 모뎀이나 음향커플러 및 어떠한 특수 인터페이스 장비가 요구되지 않는다. 다만 모뎀 방식에 비해 제한된 전송속도와 한정된 문자집합을 가지고 있지만, 이러한 점이 시스템 성능에 영향을 주지 않는 많은 응용 분야들이 존재한다[1]. 예를 들면 가정의 난방제어, 유료 TV, 가정자동화 등에서 뿐 아니라 산업 분야의 데이터 로깅, 무선 송신기 등과 같이 원격지에 설치되어 있는 장치의 제어 등과 같은 원격 제어 분야 등에서 DTMF를 이용하여 정보를 전송할 수 있다. 이와 같이 DTMF 신호방식의 응용분야는 광범위하며, 혁신적인 기술진전에 따라 전통적인 PSTN 망[2], ISDN 망[3]과 같은 유선망에서만 사용되는 것이 아니고 무선 이동 통신망[4] 등에서도 각종 원격 제어 또는 데이터 전송을 위해 사용되어질 것으로 기대되고 있다.

다양한 데이터 전송 분야에서 그 응용이 더욱 확대될 것으로 기대되는 DTMF 변조방식을 보다 신뢰성 있는 통신 수단으로 보장하는 것은 매우 의미 있는 일이다. 특히 섀도우잉과 페이딩과 같은 채널의 영향을 받기 쉬운 이동통신 환경에서 DTMF 신호방식의 사용을 고려하고, 통신의 신뢰도 향상을

위해 RS (Reed-Solomon) 오류정정 부호를 적용하는 방안을 제안한다. 본 논문에서는 DTMF 신호방식에 적용할 목적으로 (15,9) RS 인코더와 디코더를 설계 및 합성하였으며, 이 부호를 저속 페이딩이 존재하는 이동무선 채널 환경에 적용하였을 경우 성능 개선 효과를 평가하도록 한다.

II. RS 인코더 및 디코더의 설계 및 합성

다음은 (15,9) RS 부호의 GF(2⁴)의 원소들을 생성하는데 사용된 원시 다항식(primitive polynomial)이다.

$$p(x) = x^4 + x + 1 \dots\dots\dots(1)$$

1. 인코더

(n,k) RS 인코더는 k개의 메시지 심볼에 (n-k)개의 redundancy를 덧붙여 n개의 심볼로 구성된 코드워드를 생성한다. 인코딩 과정은 다음과 같다[5].

- ① message 다항식 $m(x)$ 에 x^{n-k} 를 곱한다.
 $n = 15, k = 9$ 이다.
- ② $d(x) = x^6 \text{ mod } g(x)$ 를 구한다. 여기서, 생성자 다항식은 다음과 같이 설정하였다.

$$g(x) = (x + \alpha)(x + \alpha^2)(x + \alpha^3)(x + \alpha^4)(x + \alpha^5)(x + \alpha^6) \dots(2)$$

- ③ $c(x) = x^{n-k}m(x) - d(x)$ 를 구한다.

(15,9) RS 인코더에 대한 시뮬레이션 파형은 그림 1과 같다. blkstart는 enclk를 카운트하여 15클럭마다 외부에서 들어오는 신호로써 인코딩의 시작을 알린다. mess는 message 다항식의 계수로서 외부에서 enclk에 동기되어 최상위 차수의 계수부터 입력된다. d0 ~ d5는 $d(x)$ 의 결과치가 저장되는 레지스터이다. txword는 인코딩된 코드워드이며, 첫번째 mess 데이터가 들어간 후 15 클럭 동안에 출력되는

데이터가 한 코드 워드이고, $c(x)$ 의 최상위 차수부터 출력한다. 그림 2는 인코더의 합성된 회로를 보이고 있다.

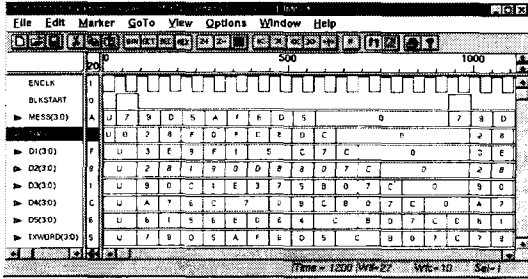


그림 1. 인코더의 시뮬레이션 결과
Fig. 1. Simulation result for encoder

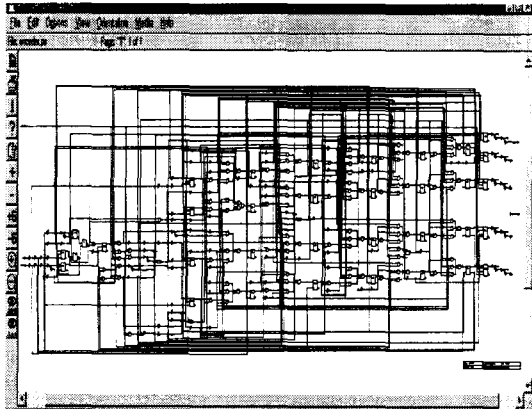


그림 2. 논리 회로로 설계된 인코더
Fig. 2. Logic circuit design for Encoder

2. 디코더

디코더에 대한 전체 블록도는 그림 3과 같다.

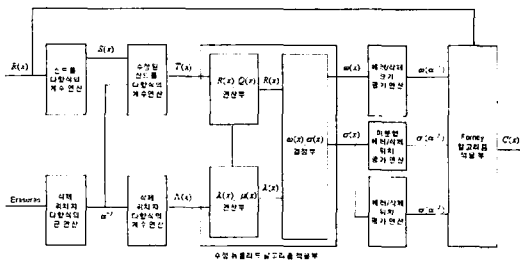


그림 3. 디코더의 전체 블록도
Fig. 3. Block diagram of decoder

① 수신된 워드 r 에 대한 신드롬과 신드롬 다항식을 계산한다.

생성자 다항식의 근이 $\alpha, \alpha^2, \alpha^3, \alpha^4, \alpha^5, \alpha^6$ 임으로 신드롬 다항식은 다음과 같다.

$$S(x) = \sum_{k=1}^6 S_k x^{k-1} \text{ 여기서,} \quad \dots \dots \dots (3)$$

$$S_k = r(\alpha^k) = \sum_{i=0}^{14} r_i \alpha^{ki}$$

② 삭제 위치자 다항식 $\Lambda(x)$ 의 근을 계산한다.

삭제 위치 정보가 수신된 워드와 동기된 2진 시퀀스의 형태로 입력된다고 가정하면, 삭제가 발생한 심볼 r_i 에 대한 삭제 위치자 다항식의 근 Λ_i 는 α^{-i} 이 된다. 근의 개수는 최대 6개이다.

③ 삭제 위치자 다항식 $\Lambda(x)$ 를 구한다.

삭제 위치자 다항식은 다음과 같이 계산한다.

$$\Lambda(x) = \prod_{\alpha^{-i} \in A} (x - \alpha^{-i}) \quad \dots \dots \dots (4)$$

시뮬레이션 결과는 그림 4과 같으며, blkstart는 앞단(삭제 위치자 근 연산부)에서 연산 결과가 끝나는 시점에서 발생한다. root는 삭제 위치자 다항식의 근들이다. dl6 ~ dl0는 삭제 위치자 다항식의 계수를 저장하는 내부 레지스터이며, 연산 결과가 저장된다. 16 ~ 10는 다항식의 계수를 출력하는 신호이다.

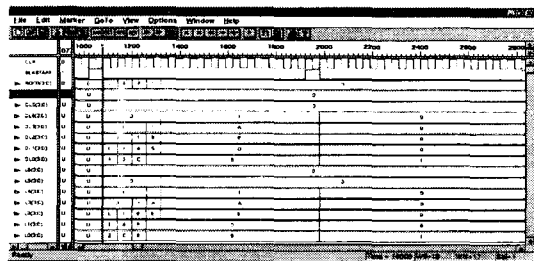


그림 4. 삭제 위치자 다항식 계산부의 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Simulation result of erase locator polynomial computation

④ 수정된 신드롬 다항식 $T(x)$ 를 계산한다.

$$T(x) = \Lambda(x)S(x) \text{ mod } x^{2^l} = \sum_{k=1}^6 T_k x^{k-1} \quad \dots (5)$$

시물레이션 결과는 그림 5에 나타냈다. blkstart는 앞단(신드롬 다항식 계수 연산부)에서 연산이 끝나는 시점에서 발생한다. 삭제자 다항식의 근 root와 신드롬의 계수 bsynd5~bsynd0를 입력받아서, s5~s0로 수정된 신드롬 다항식의 계수를 출력한다. 삭제 위치자 다항식 연산부와 마찬가지로 6클럭 내에 연산이 종료된다.

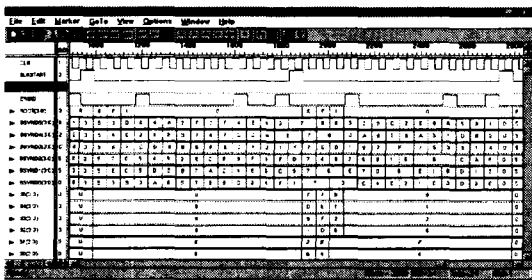


그림 5. 수정된 신드롬 다항식 계산부의 시물레이션 결과
Fig. 5. Simulation result of modified syndrome polynomial computation

- ⑤ 수정된 유클리드 알고리즘을 적용한다[6],[7]. 초기조건:

$$\begin{aligned}
 R_0(x) &= x^{2i} = x^6, \quad Q_0(x) = T(x), \quad \lambda_0(x) = 0, \quad \mu_0(x) = \Lambda(x) \\
 R_i(x) &= [\sigma_{i-1} b_{i-1} R_{i-1}(x) + \overline{\sigma_{i-1} a_{i-1}} Q_{i-1}(x)] \\
 &- x^{l_{i-1}} [\overline{\sigma_{i-1} b_{i-1}} R_{i-1}(x) + \sigma_{i-1} a_{i-1} Q_{i-1}(x)] \\
 Q_i(x) &= \sigma_{i-1} Q_{i-1}(x) + \overline{\sigma_{i-1} R_{i-1}(x)} \\
 \lambda_i(x) &= [\sigma_{i-1} b_{i-1} \lambda_{i-1}(x) + \overline{\sigma_{i-1} a_{i-1} \mu_{i-1}(x)}] \\
 &- x^{l_{i-1}} [\overline{\sigma_{i-1} b_{i-1}} \lambda_{i-1}(x) + \sigma_{i-1} a_{i-1} \mu_{i-1}(x)] \\
 \mu_i(x) &= \sigma_{i-1} \mu_{i-1}(x) + \overline{\sigma_{i-1} \lambda_{i-1}(x)} \\
 &\dots\dots\dots (6)
 \end{aligned}$$

여기서, a_{i-1} 과 b_{i-1} 는 $R_{i-1}(x)$ 와 $Q_{i-1}(x)$ 의 최상위 계수이고,

$$l_{i-1} = \deg[R_{i-1}(x)] - \deg[Q_{i-1}(x)] \text{이며,}$$

$$\sigma_{i-1} = \begin{cases} 0, & l_{i-1} \geq 0 \text{ 이다.} \\ 1, & l_{i-1} < 0 \end{cases}$$

종결 조건 : $\deg[\lambda_i(x)] > \deg[R_i(x)]$ 이며, 이 때 $\sigma(x) = \lambda_i(x)$, $\omega(x) = R_i(x)$ 이다.

- ⑥ 에러/삭제 평가자 다항식 대입값을 추출한다.

$$\begin{aligned}
 \omega(\alpha^{-j}) &= \omega_0 + \omega_1(\alpha^{-j}) + \omega_2(\alpha^{-j})^2 \\
 &+ \omega_3(\alpha^{-j})^3 + \omega_4(\alpha^{-j})^4 + \omega_5(\alpha^{-j})^5 \\
 &= \omega_0 + \omega_1(\alpha^{-1})^j + \omega_2(\alpha^{-2})^j + \omega_3(\alpha^{-3})^j \\
 &+ \omega_4(\alpha^{-4})^j + \omega_5(\alpha^{-5})^j \\
 &\dots\dots\dots (8)
 \end{aligned}$$

식 (7)의 계수는 수정된 유클리드 알고리즘을 수행한 결과에서 얻어지며, 식 (8)을 이용하여 대입값을 추출할 수 있다.

- ⑦ 에러/삭제 위치자 다항식 대입값을 추출한다.

$$\sigma(x) = \sigma_0 + \sigma_1 x + \sigma_2 x^2 + \sigma_3 x^3 + \sigma_4 x^4 + \sigma_5 x^5 + \sigma_6 x^6 \dots\dots\dots (9)$$

$$\begin{aligned}
 \sigma(\alpha^{-j}) &= \sigma_0 + \sigma_1(\alpha^{-j}) + \sigma_2(\alpha^{-j})^2 + \sigma_3(\alpha^{-j})^3 \\
 &+ \sigma_4(\alpha^{-j})^4 + \sigma_5(\alpha^{-j})^5 + \sigma_6(\alpha^{-j})^6 \\
 &= \sigma_0 + \sigma_1(\alpha^{-1})^j + \sigma_2(\alpha^{-2})^j + \sigma_3(\alpha^{-3})^j \\
 &+ \sigma_4(\alpha^{-4})^j + \sigma_5(\alpha^{-5})^j + \sigma_6(\alpha^{-6})^j \\
 &\dots\dots\dots (10)
 \end{aligned}$$

식 (9)의 계수 역시 수정된 유클리드 알고리즘을 수행한 결과로써 얻어지며, 식 (10)을 이용하여 대입값을 추출할 수 있다.

- ⑧ 미분형 에러 / 삭제 위치자 다항식 대입값을 추출한다.

$$\begin{aligned}
 \sigma'(x) &= \sigma_1 + 2\sigma_2 x + 3\sigma_3 x^2 + 4\sigma_4 x^3 + 5\sigma_5 x^4 + 6\sigma_6 x^5 \\
 &= \sigma_1 + \sigma_3 x^2 + \sigma_5 x^4 \\
 &\dots\dots\dots (11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \sigma'(\alpha^{-j}) &= \sigma_1 + \sigma_3(\alpha^{-j})^2 + \sigma_5(\alpha^{-j})^4 \\
 &= \sigma_1 + \sigma_3(\alpha^{-2})^j + \sigma_5(\alpha^{-4})^j \\
 &\dots\dots\dots (12)
 \end{aligned}$$

식 (11)은 식 (9)를 미분함으로써 얻어지며, 식 (12)로써 대입값을 추출할 수 있다.

- ⑨ Forney 알고리즘을 적용하여 에러를 정정한다.

$\sigma(\alpha^{-j}) = 0$ 인 j 위치의 심벌이 에러이고, 에러값은 $e_j = \frac{\omega(x)}{\sigma'(x)} \Big|_{x=\alpha^j}$ 이다. 따라서, $c_j = e_j + r_j$ 가 된다. 여기서, c_j 는 코드 워드의 j 번째 심벌이고, r_j 는 수신 워드의 j 번째 심벌이다. 시물레이션 결과는 그림 6에 나타내었다. start 신호는 앞단에서 연산이 종료되는 시점

에서 발생하는 신호이며, rxword는 수신워드이며, 앞단의 지연시간 만큼 내부에서 지연된다. div_rst는 $\frac{\omega(x)}{\sigma'(x)}$ 를 나타낸다. sav_ovf는 삭제 위치자 다항식 연산에서 삭제의 개수가 6개를 초과할 때 발생하는 오버플로우 신호를 지연시킨 것으로 ovrfw 신호로 출력된다. erloc는 $\sigma(x)$ 이다. data신호는 수정된 코드 워드이고, sync는 동기를 맞추기 위해 외부로 출력되는 신호이다.

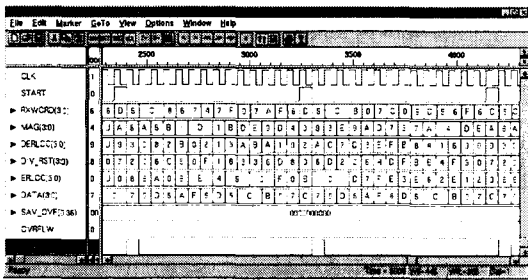


그림 6. Forney 알고리즘을 적용하여 에러를 정정하는 시뮬레이션 결과

Fig. 6. Simulation result of error correction by Forney algorithm

그림 7은 디코더 전체에 대한 시뮬레이션 결과이다. 첫 번째 수신 워드는 에러가 1개 (13번째 데이터) 삭제가 4개 인 경우이며, 두 번째 경우는 에러만 3개 (2, 3, 4 번째 데이터)가 있는 경우이다. blkstart신호가 들어간 후 38클럭 후에 복구된 결과가 출력되며, 두 가지의 경우 모두 완벽히 복구함을 보여주고 있다. 그림 8은 합성된 회로를 보이고 있다. 지연관계상 각 부분의 세부 합성회로는 생략하고 블록으로 대체하였다.

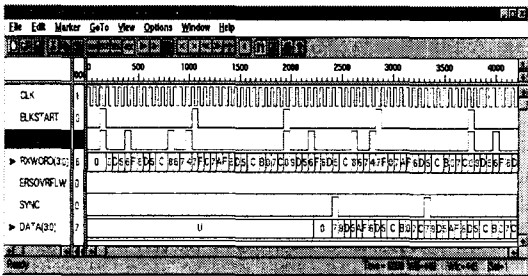


그림 7. 디코더 전체 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulation result of overall decoder

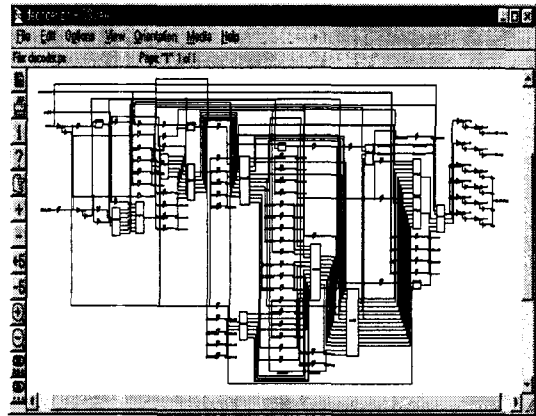


그림 8. 디코더 전체에 대한 합성회로
Fig. 8. Synthesized circuit diagram of overall decoder

III. (15,9) RS 부호화 DTMF 변조의 성능 평가

본 논문에서는 (15,9) Reed-Solomon 부호를 구현하였으며, 부호 워드의 심볼은 DTMF 변조심볼을 가정하였으므로 $GF(2^4)$ 에서 취해진다. 먼저 RS 부호에 대한 비트오율은 다음 식으로 주어진다[8].

$$P_b = \frac{8}{15} \left[\frac{1}{n} \sum_{i=7+1}^n i \binom{n}{i} P_s^i (1 - P_s)^{n-i} \right] \quad \dots (13)$$

여기서 $n=15$ 이며, P_s 는 페이딩 채널에서 DTMF에 대한 비부호화 심볼오율로서

$$P_s = 2P_e - P_e^2 \quad \dots (14)$$

와 같이 주어진다. 여기서 P_e 는 페이딩 채널에 대한 $M=4$ 진 FSK에 대한 심볼오율로서[9]

$$P_e = \int_0^{\infty} P_{el,r} p(r) dr = \frac{K_r + 1}{\gamma_s + K_r + 1} \int_0^{\infty} u I_0 \left(\frac{\sqrt{2\gamma_s K_r (K_r + 1)}}{\gamma_s + K_r + 1} u \right) \exp \left[-\frac{u^2 (K_r + 1) + 2\gamma_s K_r}{2(\gamma_s + K_r + 1)} \right] [1 - (1 - e^{-\frac{u^2}{2}})^{M-1}] du \quad \dots (15)$$

이며, 여기서 신호대잡음비(SNR) $\gamma_s = E_s/N_0$ 는 4FSK 심볼에너지대 (단축)잡음밀도비에서 부호화 DTMF 비트에너지를 구하기 위해 $(1/2)R=(1/2)k/n$ 로 스케일된다. K_r 은 수신기에서 산란 또는 다경로 신호성분의 전력에 대한 가시선 신호성분의 전력

의 비를 나타내며, $I_0(x)$ 는 0차 수정 베셀 함수이다. 리지안 채널 모델의 적용은 AWGN($K_r=\infty$)부터 레일리 페이딩($K_r=0$)까지의 채널 조건을 포함한 모델링이 가능하게 한다. 중간 값의 K_r 은 이동위성 통신에서의 전파조건을 모델링하는데 유용하다. DTMF에 RS 부호를 적용하였을 경우 각 채널에 대한 성능 개선효과를 그림 9, 10, 11, 12에 나타내었다.

IV. 결론

본 논문에서는 DTMF 신호방식을 특히 선택도우잉과 페이딩이 존재하는 이동통신 등에서도 통신의 신뢰성을 보장하기 위해 RS 부호의 적용을 고려하고, (15, 9) RS 인코더와 디코더 회로를 제안 및 합성하였으며, 저속 페이딩 채널에서 (15, 9) RS 부호의 성능을 구하였다.

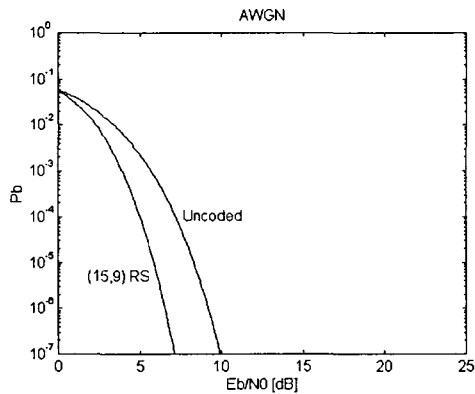


그림 9. AWGN 채널에서 (15,9) RS 부호화 DTMF 변조의 성능

Fig. 9. Performance of (15,9) RS coded DTMF over AWGN channels

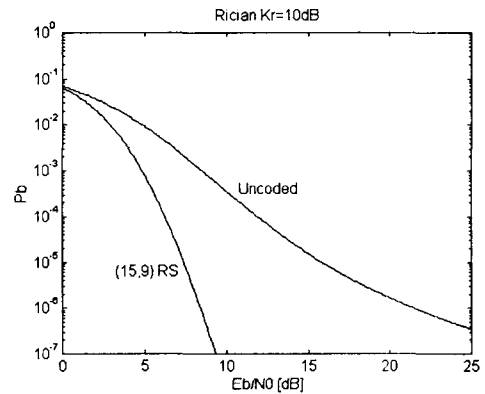


그림 10. $K_r=10\text{dB}$ 의 Rician 채널에서 (15,9) RS 부호화 DTMF 변조의 성능

Fig. 10. Performance of (15,9) RS coded DTMF over $K_r=10\text{dB}$ Rician channels

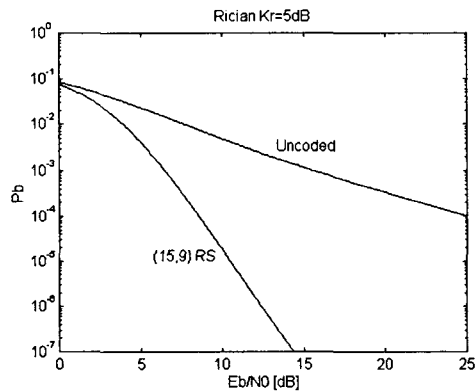


그림 11. $K_r=5\text{dB}$ 의 Rician 채널에서 (15,9) RS 부호화 DTMF 변조의 성능

Fig. 11. Performance of (15,9) RS coded DTMF over $K_r=5\text{dB}$ Rician channels

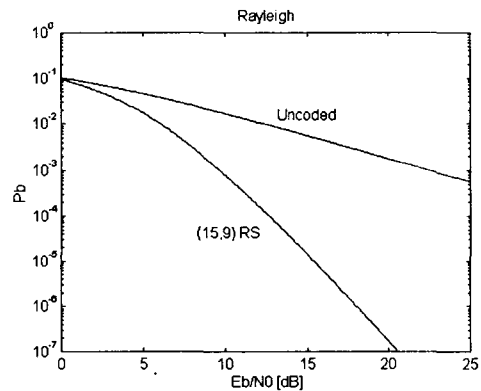


그림 12. Rayleigh 채널에서 (15,9) RS 부호화 DTMF 변조의 성능

Fig. 12. Performance of (15,9) RS coded DTMF over Rayleigh channels

이러한 RS 인코더 및 디코더의 회로 시뮬레이션과 회로 합성에 사용된 툴은 Synopsys 사의 VHDL Debugger와 Design Analyzer이다. 타겟 공정으로는 삼성 SOG 0.6 μm , triple metal layer이며, kg75 게이트 어레이 셀 라이브러리를 이용하여 합성하였다. 소요된 게이트는 2-Input NAND 게이트를 기준으로 약 14,000 게이트가 소요되었다.

이와 같이 구현된 (15,9) RS 부호를 DTMF 신호방식에 적용하였을 경우 IMT-2000 등 이동통신에서 데이터 전송의 기준인 10^6 의 비트오율을 기준으로 AWGN에서는 약 3 dB 이상의 개선효과가 있고, 페이딩 채널의 경우 가시선 경로의 신호 세기가 줄어들수록 부호화 이득은 더욱 증가하여 채널환경에 따라 20 dB 이상의 부호이득을 보이며, Rayleigh 채널의 경우 부호이득이 가장 증가함을 알 수 있다(그림 9-12). 따라서 페이딩이 존재하는 이동 통신에서 데이터 전송을 위한 DTMF 신호방식에 본 부호기를 적용하는 것은 매우 효과적이라 할 수 있다.

참고 문헌

[1] "Applications of the MT8870 Integrated DTMF Receiver," MITEL Application Note MSAN-108, 1993.
 [2] 김도영, "PSTN 정지화상 통신기술", 한국전자통신연구원 기술문서, TM90-KET13034, 1990. 3.
 [3] 김영국, "ISDN에서 PSTN의 DTMF를 이용한 통신서비스 수용방안", 한국전자통신연구원 기술문서, TM91-KET13825, 1991. 3.
 [4] 강숙양, 민혜경, "이동통신 교환기에서의 DTMF 서비스 제어", 한국전자통신연구원 기술문서, TM95-KET23315, 1995. 6.
 [5] S. B. Wicker, Error Control Systems for Digital Communication and Strage, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1995.
 [6] H. M. Shao, T. K. Truong, L. J. Deutsch, J. H. Yuen and I. S. Reed, "A VLSI Design of a

Pipeline Reed-Solomon Decoder," IEEE Trans. on Computers, Vol. C-34, pp. 393-403, May 1985.
 [7] "Design of Reed-Solomon Encoder and Decoder Using Modified Euclid's Algorithm", MDMC 96, July 1996.
 [8] Proakis, Digital Communications, 3rd ed., McGraw-Hill, Inc., 1995.
 [9] Ramon A. Khalona, "Optimum Reed-Solomon Codes for M-ary FSK Modulation with Hard Decision Decoding in Rician-Fading Channels," IEEE Trans. on Comm., Vol. 44, No.4, pp.409-412, April 1996.



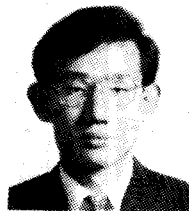
송 문 규(Moon Kyou Song)
 1988년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
 1990년 2월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1994년 2월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1994년 3월~현재: 원광대학교 공과대학 제어계측공학과 조교수

1997년 10월~현재: 한국전자통신연구원 초빙연구원
 주관심분야: 스펙트럼확산 통신, 무선이동통신, 채널코딩, 방송기술 등

이 상 설(Sang-Seol Lee)

1984년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
 1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)



1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1994년 3월~현재: 원광대학교 공과대학 전기공학과 조교수

주관심분야: 컴퓨터구조, 통신 및 응용 VLSI 설계, 테스트, 영상처리 등



김 우 현(Woo Hyon Kim)

1997년 2월: 원광대학교 전기
공학과(공학사)

1997년 3월~현재: 원광대학교
대학원 석사과정

1997년 4월~1997년 11월: 한국
전자통신연구원 위촉연구원

※주관심분야: VLSI 구현, 마이크로프로세서 응용
분야 등