

論文95-32A-5-3

길쌘부호를 이용한 무직류 오류정정부호

(DC-free Error Correcting Codes Based on Convolutional Codes)

李壽寅*, 金貞九**, 朱彦鬯**

(Soo In Lee, Jeong Goo Kim, and Eon Kyeong Joo)

요약

본 논문에서는 길쌘부호를 이용한 새로운 형태의 무직류 오류정정부호가 제안되며 또한 그 성능이 조사된다. 제안된 부호는 일반적인 길쌘부·복호기에 약간의 수정만 가함으로서 쉽게 부·복호화 될 수 있다. 또한 이 부호는 직류성분을 가지지 않는 동시에 오류정정능력을 가진다. 무직류 오류정정부호는 특히 잡음이 있는 고속 채널의 응용에 매우 적합하다.

Abstract

A new class of DC-free error correcting codes based on convolutional codes is proposed with its performance analysis. The proposed codes can be encoded and decoded using the conventional convolutional encoders and decoders with slight modifications. And the codes have null point at DC and capable of correcting errors. The DC-free error correcting codes are especially well suited for applications in high-speed channels.

1. 서론

오류제어부호(error control code)^[1-2]와 선로부호(line code)^[3]는 정보비트에 여분의 비트를 추가하여 전송상에서 나타나는 여러가지 문제를 해결하여 효율적인 통신이 가능하도록 하는 채널부호로서 각각 독립적으로 발전하여 왔다. 두 개의 부호화 방식이 동시에 필요한 시스템에 대해서 일반적인 접근 방식은 두 개의 부호화기를 직렬 연결하여 사용하는 방식을 취해 왔다. 그러나 이러한 접근 방식에는 두가지의 결점이 있다.

그 첫번째는 오류제어부호와 선로부호 각각의 부가적인 비트로 인하여 전체적인 부호율이 대체로 낮아진다. 두번째로 수신측에서 선로부호에 대한 복호가 오류제어부호의 복호보다 선행되어 처리되기 때문에 채널에서 생긴 오류가 선로 복호기로 정정되지 않은 채 입력된다. 그러므로 이것은 오류 확산을 야기하고 오류제어부호의 오류정정 능력을 감소시킨다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 오류제어부호와 선로부호를 결합한 단일 부호 형태의 오류제어 선로부호(error control line code : ECLC)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[4-7]. 일반적으로 이 결합된 부호는 직렬 연결 구조보다 높은 부호율을 가지며 또한 수신측에서 오류정정이 선로복호 이전에 수행되므로 오류 확산의 문제를 해결하여 향상된 오류정정 능력을 가질 수 있다.

그러나 지금까지의 오류제어 선로부호에 대한 대부분의 연구는 Hamming 부호나 BCH 부호와 같은 기존의 블록부호의 이용에 국한되었으며, 최근에서야 길

*正會員, 韓國電子通信研究所
(Elec. and Telec. Reserch Institute)

**正會員, 慶北大學校 電子工學科
(Dept. of Elec., Kyungpook National Univ.)

接受日字: 1994年11月5日, 수정완료일: 1995년4월27일

쌘부호를 이용한 새로운 형태의 오류제어 선로부호에 대한 시도가 있었다^[8-9]. 이들 부호는 직류성분을 억압하는 무직류(DC-free) 부호로서 좋은 저주파 억압 특성을 갖고 있으나 부호 구성상의 결점으로 인하여 오류정정 능력을 갖고 있지 않아 오류정정부호로는 볼 수 없다^[10-11].

본 논문에서는 오류정정부호의 하나인 길쌘부호를 이용하여 직류성분을 억압한 새로운 형태의 무직류 오류정정부호를 제안하고, 제안된 부호의 오류정정 능력과 스펙트럼 특성을 분석한다. 또한 동일 부호율에서 최상의 오류정정 능력을 갖는 무직류 길쌘부호의 몇가지 예를 제시한다. 제안된 부호는 기존의 길쌘부호에 약간의 수정만을 가함으로써 쉽게 부·복호화가 가능하여 광섬유 채널이나 광기록 장치와 같은 고속의 채널에 매우 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

II. 부호의 구성

광섬유나 광기록 장치와 같은 통신 채널에서는 직류성분을 억압한 선로부호가 요구된다. 만약 부호어 내의 1과 0의 개수의 차이인 부호어 디스페리티(disparity)가 0 이라면 이 부호는 명백히 무직류 부호이다. 그러나 축적 디지털 합계(running digital sum : RDS)가 어떤 유한한 값으로 제한되지만 하여도 무직류 특성을 갖는다^[12]. 즉, 이진 비트열 $b_1, b_2, \dots, b_i, \dots$ 를 가질 때 비트 b_i 까지의 비트열의 RDS를 R_i 라 두면 R_i 는 비트열 b_1, b_2, \dots, b_i 에서 1과 0의 개수 차이로 정의된다. 만약 모든 가능한 정보열이 주어진 양의 정수 D 에 대해 $|R_i| \leq D$ 인 비트열로 부호화 된다면 이 부호는 RDS가 제한된 부호이며 무직류 부호이다. 본 논문에서는 이러한 성질을 이용하여 제한된 RDS를 갖는 무직류 길쌘부호를 제안한다.

레지스트의 차수가 m 인 하나의 (n, k, m) 길쌘부호에서 임의의 정보열을 $u = (u_0, u_1, u_2, \dots)$ 라 하고, 여기서 $u_\lambda = (u_\lambda(1), u_\lambda(2), \dots, u_\lambda(k))$, $\lambda = 0, 1, 2, \dots$ 이면, 이 정보 벡터가 부호기로 들어갈 때 부호기의 출력, 즉 부호어 벡터 $v_\lambda = (v_\lambda(1), v_\lambda(2), \dots, v_\lambda(n))$, $\lambda = 0, 1, 2, \dots$ 는 아래의 식(1)로 주어진다^[1].

$$v = u \cdot G \quad (1)$$

이때, 생성 행렬(generator matrix)은

$$G = \begin{bmatrix} G_0 & G_1 & G_2 & \dots & G_m & 0 & 0 & \dots \\ 0 & G_0 & G_1 & \dots & G_{m-1} & G_m & 0 & \dots \\ 0 & 0 & G_0 & \dots & G_{m-2} & G_{m-1} & G_m & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (2)$$

이며, 여기서 각 G_e 은 $k \times n$ 부행렬(submatrix)이다.

$$G_l = \begin{bmatrix} g_{1,l}^{(1)} & g_{1,l}^{(2)} & \dots & \dots & g_{1,l}^{(n)} \\ g_{2,l}^{(1)} & g_{2,l}^{(2)} & \dots & \dots & g_{2,l}^{(n)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ g_{k,l}^{(1)} & g_{k,l}^{(2)} & \dots & \dots & g_{k,l}^{(n)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

길쌘부호는 전 0 열(all zero sequence)이 모든 길쌘부호의 유효한 부호어 열이기 때문에 무직류 부호어 아니다. (n, k, m) 길쌘부호를 C_e 라 두면 $(n, k-1, m)$ 무직류 길쌘부호 C_d 는 C_e 를 기초로 구성된다. 부호기 출력 n -tuple v_λ 의 디스페리티를 d_λ 라 하고 부호기의 출력 부호어열 $v_0, v_1, \dots, v_\lambda, \dots$ 에서 v_λ 부호어 마지막 비트에서의 RDS를 R_λ 라 하면, C_e 부호기에서 입력되는 k -tuple 비트 중에서 하나의 비트를 출력 부호어열의 RDS를 제한하기 위하여 d_λ 의 극성을 조절하는데 이용하면 C_d 는 무직류 부호가 될 수 있다.

만약 하나의 길쌘부호가 생성 부행렬 G_0 의 하나의 행(즉, j 번째 행)이 모두 1을 가지며, 그외의 생성 부행렬 G_1, G_2, \dots, G_m 각각의 j 번째 행이 모두 0이라면, 즉,

$$\begin{aligned} & (g_{j,0}^{(1)} \ g_{j,0}^{(2)} \ \dots \ g_{j,0}^{(n)}) \\ & = (1 \ 1 \ \dots \ 1) \\ & = 1_n \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} & (g_{j,1}^{(1)} \ g_{j,1}^{(2)} \ \dots \ g_{j,1}^{(n)}) \\ & = (g_{j,2}^{(1)} \ g_{j,2}^{(2)} \ \dots \ g_{j,2}^{(n)}) \\ & = \dots \dots \dots \\ & = (g_{j,m}^{(1)} \ g_{j,m}^{(2)} \ \dots \ g_{j,m}^{(n)}) \\ & = (0 \ 0 \ \dots \ 0) \\ & = 0_n \end{aligned} \quad (5)$$

이면, 길쌘부호기 입력이 $u_\lambda = (u_\lambda(1), u_\lambda(2), \dots, u_\lambda(j-1), u_\lambda(j), u_\lambda(j+1), \dots, u_\lambda(k))$ 일때, 이의 부호어 v_λ 의 디스페리티 극성은 입력 비트 $u_\lambda(j)$ 의 값에 따라 변한다. 달리 표현하면 입력 비트 $u_\lambda(j)$ 는 v_λ 의 디스페리티 극성을 조절하는데 이용된다. 즉, $u_\lambda(j)$ 비트를 이용하여 연속되는 n -tuple의 디스페리티의 극성을 바꿈으로서 부호어열의 RDS를 제한시킬 수 있다.

III. 부호화와 복호화

부호어열에서 R_λ 를 v_λ 의 끝에서의 RDS라 하고 d_λ 를 부호어 v_λ 의 디스페리티라 두면 부호화 과정은 아래와 같다.

- (i) 입력 정보비트 열 중에서 $(k-1)$ 개의 정보비트 $(u_\lambda(1), u_\lambda(2), \dots, u_\lambda(j-1), u_\lambda(j+1), \dots, u_\lambda(k))$ 를 선택한다.
- (ii) $u_\lambda(j)$ 위치에 0을 삽입하여 k -tuple $u_\lambda = (u_\lambda(1), u_\lambda(2), \dots, u_\lambda(j-1), 0, u_\lambda(j+1), \dots, u_\lambda(k))$ 을 만든다.
- (iii) (n, k, m) 길쌈부호기를 이용하여 u_λ 를 부호화하여 $v_\lambda = (v_\lambda(1), v_\lambda(2), \dots, v_\lambda(n))$ 를 구하고, RDS $R_{\lambda-1}$ 와 디스페리티 d_λ 를 계산한다.
- (iv) 만약 $R_{\lambda-1} \cdot d_\lambda < 0$ 이면 $R_\lambda = R_{\lambda-1} + d_\lambda$ 와 v_λ 를 출력하고 (i)로 간다.
- (v) 만약 $R_{\lambda-1} \cdot d_\lambda \geq 0$ 이면 $R_\lambda = R_{\lambda-1} - d_\lambda$ 와 $v_\lambda + 1_n$ 을 출력하고 (i)로 간다.

복호화 과정은 다음과 같다.

- (i) 일반적인 길쌈부호의 복호화 알고리즘을 이용하여 부호 C_e 의 복호화하여 $u'_\lambda = (u_\lambda(1), u_\lambda(2), \dots, u_\lambda(j-1), u_\lambda(j), u_\lambda(j+1), \dots, u_\lambda(k))$ 를 구한다.
- (ii) u'_λ 에서 $u_\lambda(j)$ 비트는 디스페리티의 극성을 조절하는데 사용했으므로 $u_\lambda(j)$ 를 제거한 후 $(u_\lambda(1), u_\lambda(2), \dots, u_\lambda(j-1), u_\lambda(j+1), \dots, u_\lambda(k))$ 를 출력한다.

IV. 부호의 특성

1. 오류정정 능력

비트오율 ϵ 을 cross-over 확률로 갖는 이진 대칭 채널(BSC)에서 길쌈부호에 대한 Viterbi 복호법의 평균비트오율의 상한(upper bound)은 알려진 바와 같이 식(6)과 같다^[13].

$$P_m \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_i}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} j A(d, j) P_d \quad (6)$$

여기서 P_d 는

$$P_d = \begin{cases} \sum_{k=\frac{d+1}{2}}^d \binom{d}{k} \epsilon^k (1-\epsilon)^{d-k} & , d: \text{ odd} \\ \sum_{k=1+\frac{d}{2}}^d \binom{d}{k} \epsilon^k (1-\epsilon)^{d-k} + \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} \epsilon^{d/2} (1-\epsilon)^{d/2} & , d: \text{ even} \end{cases} \quad (7)$$

이며, $A(d, j)$ 는 길쌈부호의 trellis diagram에서 전영 경로(all zero path)를 기준경로로 삼을 때 Viterbi 복호과정에서 생기는 오류 경로의 Hamming weight가 d 이고 입력열의 1의 개수가 j 개인 오류경로수를 나타낸다. 일반적으로 임의의 오류경로에서 이 오류경로를 발생시키기 위해서 입력될 정보벡터 $(u(1), u(2), \dots, u(k))$ 에서 i 번째 위치의 정보벡터 $u(i)$ 가 1이되는 개수는 i 에 따라서 다르다^[14]. Hamming weight가 d 인 경로의 해당 입력정보 비트열에서 정보벡터 $(u(1), u(2), \dots, u(k))$ 의 $u(i)$ 에 대응하는 비트가 1인 개수를 t 라 두고 이러한 오류경로수를 $A(d, t, i)$ 로 표시하기로 한다. 식(6)의 평균 비트오율 P_m 은 오류가 발생된 정보비트의 수 j 를 랜덤변수로 간주하여 이 랜덤변수의 확률평균을 취한 것이다. 같은 방법으로 $u(i)$ 정보비트에 오류가 나타나는 수 t 를 랜덤변수로 간주하여 이 랜덤변수의 확률평균을 취하여 정보벡터의 $u(i)$ 번째 위치에 해당되는 정보비트의 오율을 구할 수 있다. 즉

$$P_b(i) < \sum_{d=d_i}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} t A(d, t, i) P_d \quad , \quad i=1, 2, \dots, k \quad (8)$$

이다. 그리고 식 (6)에 정의된 P_m 과 식 (8)의 $P_b(i)$ 는

$$P_m = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k P_b(i) \quad (9)$$

$$< \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \sum_{d=d_i}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} t A(d, t, i) P_d$$

의 관계에 있다. 디스페리티의 극성을 조절하기 위해 사용된 여분의 j 번째 비트는 복호 후 버려야 하므로 제안된 부호의 성능을 평가하는데는 아무런 영향을 주지 않는다. 그러므로 무직류 길쌈부호 C_d 의 비트오율은 P_b 는

$$P_b = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1, i \neq j}^k P_b(i) \quad (10)$$

이다.

2. 축적 디지털 합계(RDS)

Deng과 Herro^[4]는 주어진 블럭부호로부터 무직류 Coset 부호를 구성하는 방법을 제시했으며, 이 부호의 최대 R_{max} 는

$$R_{max} \leq w + \lfloor w/2 \rfloor \quad (11)$$

로 주어진다. 여기서 w 는 부호어의 최대 Hamming

weight를 나타내며, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지않는 최대 정수를 나타낸다. 그러므로 무지류 길쌈부호 C_d 의 부호어의 최대 Hamming weight는 n 이므로 최대 RDS는 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{\max} \leq n + \lfloor n/2 \rfloor \quad (12)$$

V. 제안된 부호의 예

직류성분 억압을 위해 식 (4)와 식 (5)를 만족하면서 최상의 오류정정 능력을 갖는 길쌈부호를 찾기 위해서 여기서는 일반적으로 사용하는 자유거리(free distance)를 평가의 기준으로 하지않고 비트오율 P_b 를 이용한다. 식 (10)을 이용하여 채널 오류율이 10^{-3} 일 때 최상의 오류정정 능력을 갖는 무지류 길쌈부호 C_d 를 컴퓨터를 통하여 찾았으며, 아래에 몇가지 예를 제시하였다. 길쌈부호는 그 특성상 생성부행렬의 행들간의 위치 변환은 에러정정 능력에 영향을 주지 않는다. 그러므로 아래에 제시된 부호들은 부호화시 마지막 비트에 0을 삽입하여 k -tuple u_k 를 구성하는 부호, 즉 $j=k$ 인 부호들을 나타내었다.

부호 1) $n=3, k=2, m=1$

$$G_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad G_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad R_{\max} \leq 4$$

부호 2) $n=3, k=2, m=2$

$$G_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad G_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad R_{\max} \leq 4$$

부호 3) $n=4, k=3, m=1$

$$G_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad G_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_{\max} \leq 6$$

다음은 위에서 제시된 부호의 오류정정 능력을 구하여 그림 1에 나타내었다. 그림 1은 식(10)에서 나타낸 비트오율의 상한을 나타낸다. 그림 2 - 그림 4는 위의 부호의 전력 스펙트럼 밀도를 나타내며 그림 5는 저주파수 부근에서의 스펙트럼을 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 제안된 무지류 길쌈부호는 동일 부호율에서

에러정정능력 만을 강조한 기존의 길쌈부호보다는 오류정정 능력에 있어서 다소 열세하지만 그림 5에서 알 수 있듯이 직류에서 null-point를 가지며 우수한 저주파 특성을 나타낸다.

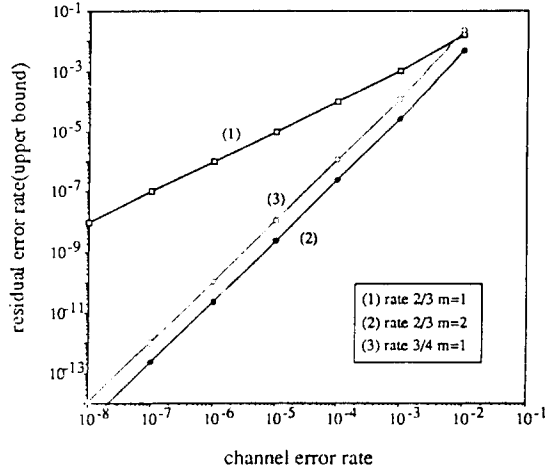


그림 1. 무지류 길쌈부호의 비트오율
Fig. 1. Bit error probability of DC-free convolutional codes.

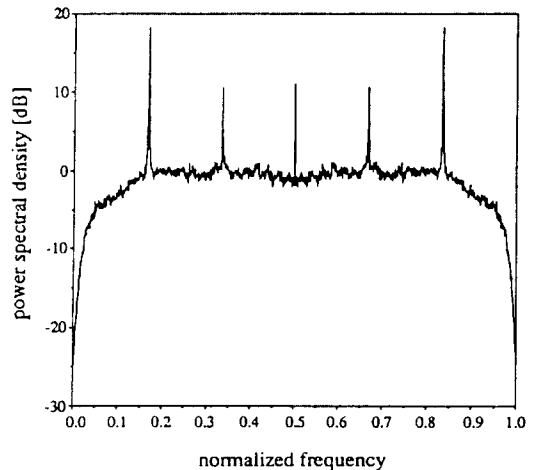


그림 2. 무지류 길쌈부호의 전력밀도(부호 1)
Fig. 2. Power spectral density of DC-free convolutional codes(code 1).

VI. 결론

본 논문에서는 새로운 형태의 무지류 오류정정부호가 제안된다. 제안된 부호는 길쌈부호를 이용하기 때문

에 오류정정 능력을 갖으며 동시에 RDS가 제한되어 있으므로 직류 억압 특성을 갖는다. 또한 비트율과 스펙트럼 특성을 분석하고 몇가지의 가능한 부호에 대하여 오류정정 능력을 확인했으며 또한 전력밀도를 통하여 직류 성분이 제거됨을 확인했다. 이 부호는 기존의 길쌈부호에 약간의 수정만을 가함으로서 쉽게 부복호가 가능한 장점을 갖고 있으며 광 섬유나 광 기록 시스템과 같은 고속 채널의 응용에 매우 유용할 것이다.

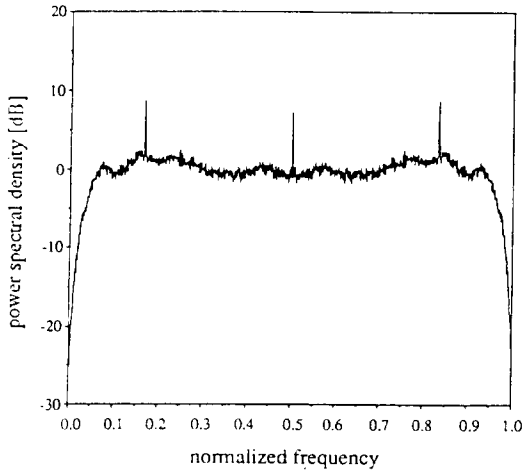


그림 3. 무직류 길쌈부호의 전력밀도(부호 2)
Fig. 3. Power spectral density of DC-free convolutional codes(code 2).

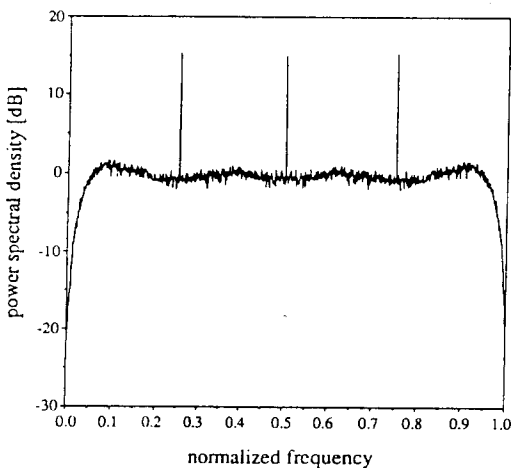


그림 4. 무직류 길쌈부호의 전력밀도(부호 3)
Fig. 4. Power spectral density of DC-free convolutional codes(code 3).

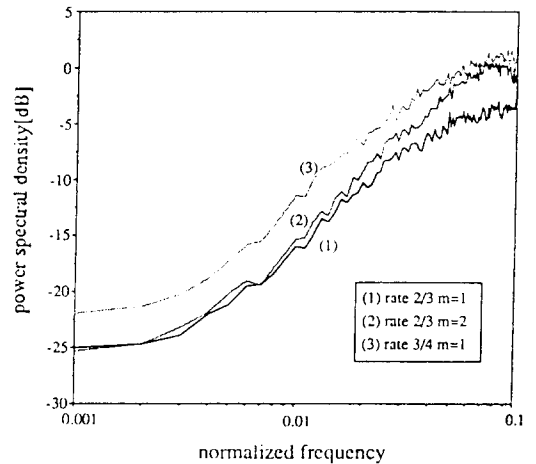


그림 5. 무직류 길쌈부호의 저주파수에서의 전력밀도
Fig. 5. Power spectral density of DC-free convolutional codes in low frequency region.

참 고 문 헌

- [1] S. Lin and D. J. Costello, Jr., *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.
- [2] R. G. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication*, John Wiley and Sons, New York, 1968.
- [3] D. E. Knuth, "Efficient balanced codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-32, no. 1, pp. 51-53, Jan. 1986.
- [4] R. H. Deng and M. A. Herro, "DC-free coset codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-34, no. 4, pp. 786-792, Jul. 1988.
- [5] J. J. O'Reilly and A. Popplewell, "A further note on DC-free coset codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-36, no. 3, May 1990.
- [6] J. J. O'Reilly and A. Popplewell, "Class of disparity reducing transmission codes with embedded error protection," *IEE Proc.*, vol. 137, Pt. I, no. 2, pp.

- 73-77, Apr. 1990.
- [7] J. G. Kim, C. K. Jeong, S. I. Lee and E. K. Joo, "An Error Control Line Code Based on an Extended Hamming Code", *The Journal of The Korean Institute of Communication Sciences*, vol. 19, no. 5, pp. 912-919, May 1994.
- [8] M. Nasiri-Kenari and C. K. Rushforth, "A class of DC-free subcodes of convolutional codes," *IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 240, Jan. 1993.
- [9] R. H. Deng, Y. X. Li and M. A. Herro, "DC-free error-correcting convolutional codes," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 22, pp. 1910-1911, 28th Oct. 1993.
- [10] S. I. Lee, J. G. Kim and E. K. Joo, "Comment : DC-free error-correcting convolutional codes," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 21, p. 1736, Oct. 1994.
- [11] S. I. Lee, J. G. Kim and E. K. Joo, "Class of DC-free error correcting codes based on convolutional codes," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 19, pp. 1588-1590, Sep. 1994.
- [12] G. L. Pierobon, "Code for zero spectral density at zero frequency," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-30, no. 2, pp. 435-439, Mar. 1984.
- [13] A. J. Viterbi, "Convolutional codes and their performance in communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp. 751-772, Oct. 1971.
- [14] S. I. Lee, S. G. Lee and S. J. Moon, "Unequal error control properties of convolutional codes", *J.KITE* vol. 27, no. 2, pp. 164-171, Feb. 1990.

— 저 자 소 개 —



李壽寅 (正會員)

1962年 2月 16日生. 1985年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1989年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1989年 3月 - 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 1985年 2月 - 1986年 3月 삼성반도체통신(주) 근무. 1989年 3月 - 1989年 12月 한국전력공사 근무. 1990年 2月 - 현재 한국전자통신연구소 선임연구원. 주관심분야는 Digital Communication Systems, Coding Theory, Satellite Communications 등임



金貞九 (正會員)

1964年 11月 3日生. 1988年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1991年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1991年 3月 - 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 1995年 3月 - 현재 밀양산업대학교 정보통신공학과 전임강사. 주관심분야는 Coding Theory, Digital Signal Transmission, Mobile Communications 등임



朱彦翼 (正會員)

1954年 1月 19日生. 1976年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1984年 6月 Ohio State University 졸업 (M. S.). 1987年 3月 Ohio State University 졸업 (Ph.D.). 1976年 3月 - 1979年 7月 해군통신전자 기술장교. 1979年 8月 - 1982年 2月 한국과학기술원 연구원. 1987年 4月 - 현재 경북대학교 공과대학 전자공학과 부교수. 주관심분야는 Digital Communication Systems, Coding and Decoding, Modulation and Demodulation, Digital Signal Transmission 등임