DBpia

論文 94-19-7-16

시간도약부호를 사용하는 M진직교 부호분할 다원접속

正會員 金 一 奎* 正會員 金 東 仁* 正會員 盧 宗 善**

M-ary orthogonal CDMA Using Time Hopping Codes

Il-Gyu Kim*, Dong-In Kim*, Jong-Seon No** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 개인휴대 통신 시스템을 위해 시간도약부호와 2진직교시퀀스를 사용하는 새로운 M진직교 부호분할 다원접속방식을 제안한다. 제안된 방식의 변조기 출력신호는 넓은 대역폭 점유와 낮은 스펙트럼밀도의 특성을 갖고 있어, 현재의 무선 주파수채널을 점유하고 있는 협대역 전송방식과의 주파수 중첩사용에 매우 유용하다. 본 논문은 변조기 출력신호의 전력스펙트럼에 대한 분석을 통하여 시스템의 특성을 조사하고 스펙트럼 중첩에의 응용 가능성을 입증한다.

Abstract

In this paper, a novel M-ary orthogonal CDMA scheme which utilizes time hopping codes and binary orthogonal sequences is proposed for personal communication systems. Its modulated output signal has the characteristics of greater bandwidth occupancy and lower spectral density level as well. So this scheme is useful for spectrum overlay with existing narrowband communication systems which occupy current radio frequency channels. This paper investigates system characteristics through the analysis of modulated output signal power spectrum, and demonstrates the possibility of spectrum overlay.

I. 서 론

최근 이동 무선채널에서 제한된 주파수자원의 효과적인 이용을 위해 기존의 협대역 전송방식들과 스펙트럼 공유를 위한 광대역 직접시퀀스 부호분할 다원접속(Broadband DS/CDMA)에 대한 관심이 높아지고 있다[1, 2, 3]. 광대역 방식이 협대역 방식들과 주파수 호환이 가능한 이유는 대역폭이 커질수록 협대역방식의 수신단에 도달하는 광대역 변조신호가 갖는 스펙트럼 밀도의 최대치의 높이가 가우시안 잡음의 스펙트럼 밀도 $N_0/2$ 보다 훨씬 낮아질 수 있기 때문에 협대역 신호들에 주는 영향을 작게 유지할 수 있기 때문이다. 이러한 광대역 변조기 출력신호가 고정 협대역 변조기 출력신호에 미치는 왜곡을 최소한

*서울시립대학교 전자공학과
Dept. of Electronics Engineering Seoul City Univ.
**건국대학교 전자공학과
Dept. of Electronics Eng., Kon-kuk Univ.
論文番號 : 94122
接受日字 : 1994年 5月 3日

www.dbpia.co.kr

으로 하기 위해서는 수백 *MHz* 이상의 대역폭을 필요로 한다. 그러나 현재의 기술수준으로서 이러한 정도의 대역폭을 갖는 DS/CDMA방식을 설계한다는 것은 거의 불가능하고, 가능하더라도 굉장한 복잡도를 요할 것이다. 이러한 문제점을 해결방안으로서 R.A Scholz는 2진 펄스위치변조(PPM)방식을 제안하였다[4]. 이 방식의 특징은 반송파의 위상이나 진폭, 주파수등을 변조함으로써 정보를 전송하는 기존의 무선 통신시스템과는 달리 반송파를 전혀 사용하지 않으며 오히려 폭이 매우 짧고(약 0.7 nsec), 자체로서 대역통과 특성을 갖는 단주기 펄스를 사용하여 시간축에서의 펄스위치에 의해 정보전송과 다원접속(multiple access)을 동시에 만족시키는 형태를 취한다. Scholtz는 랜덤 부호를 가정한 후 비트오율의 관점에서 시스템 성능을 이론적으로 분석한 후 시스템 복잡도나, 원근문제(near far problem)등 여러 가지 관점에 있어서 DS/CDMA방식에 비해 많은 잠재력을 가지고 있음을 결정 내렸다.

본 논문에서 제안하는 변조방식은 펄스위치변조와 *M*진 직교신호방식을 결합한 것으로서 다원접속은 시간도약부호를 이용한 펄스위치변조에 의해서 이루어지며 데이타의 전송은 2진 직교시퀀스를 이용한 *M*진 직교변조에 의해 이루어진다.

가우시안 채널에서 제안되는 시스템의 비트오율 관점에서의 컴퓨터 시뮬레이션 결과, 똑같은 동시 사용자 수와 전송속도 및 대역폭을 갖으며 동기복조(coherent demodulation)를 하는 기존의 DS/CDMA 방식에 비해 우수하다는 것을 알 수 있고, 두 시스템의 복잡도를 비교해본다면 더욱 주목할 만하다. 이 방면에 대해서는 계속 이론적인 분석이 이루어지고 있다.

본 논문에서는 비트오율 관점에서의 시스템 성능의 이론적 평가 및 분석에 앞서, 기존의 협대역 신호들과의 스펙트럼 중첩(overlay)을 위해서 반드시 필요한 변조기 출력신호의 전력 스펙트럼에 대한 이론적 유도 및 분석을 한다. 분석결과, 변조기 출력 신호의 전력 스펙트럼은 단주기 펄스의 폭과 형태, *M*진 데이타에 따른 2진 직교시퀀스 집합, 그리고 각 사용자들에게 주어지는 부호의 함수가 된다는 것을 알 수 있었다.

본 논문의 구성은 II장에서 제안하는 변·복조기의 기본적인 동작에 관해 기술하고, III장에서 변조기 출력신호의 전력 스펙트럼의 수식적 유도를 위한 시스템특성에 관련된 기본적인 가정을 하고, 이 가정과 랜덤 프로세스 모델을 이용하여 변조기 출력 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 이론적으로 유도하고, 간단한 경우에 대한 시뮬레이션을 통해 유도한 수식의 타당성을 검증한다. IV장은 실제로의 응용에 근접한 몇가지 경우에 대해 수치적 결과를 제시하고 이를 분석한다. V장에서 결론으로 논문을 끝맺는다.

Ⅱ. 시스템 모델

1. *M*진 직교시퀀스 집합

임의의 사용자 k에게 할당되는 M진 직교시퀀스 집합은

$$U^{(k)}=\{U_1^{(k)}, U_2^{(k)}, \cdots, U_M^{(k)}\} \tag{1}$$

$$U_\mu^{(k)}=(U_{\mu,0}^{(k)}, U_{\mu,1}^{(k)}, \cdots, U_{\mu,N_s-1}^{(k)}) \tag{2}$$

$$U_{\mu,r}^{(k)}=w_r^{(\mu)}v_r^{(k)} \tag{3}$$

시퀀스 집합 $U^{(k)}$은 시간축 상에 대응되었을 때 직교성을 만족하며, 심볼의 폭 T_s마다 등확률의 *M*진 데이타 심볼을 전송하는데 사용되며 그림 1에 간단한 예를 나타내었다.

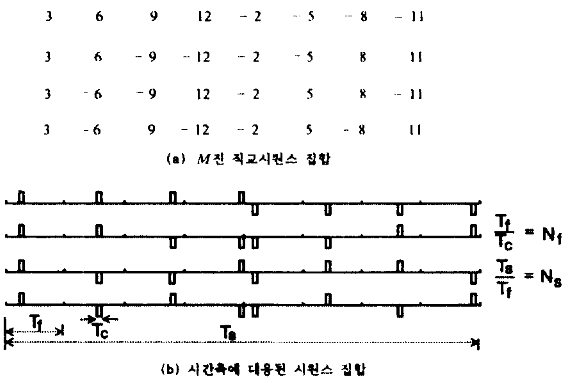


그림 1. 부호번호 3번을 할당받는 사용자의 직교시퀀스 집합 U^3 ($M=4$, $N_f=13$, $N_s=8$)

N_s은 시퀀스의 길이로서 심볼당 프레임의 수(펄스의 수)를 나타내며 *M*개의 직교 집합을 만들어 주는데 사용되는 2진 직교시퀀스 길이에 맞추기 위해 항상 *M*의 정수배가 되어야 한다.

www.dbpia.co.kr

$w_r^{(\mu)}$은 모든 PCS 사용자들에게 동일하게 적용되는 것으로서 M진 데이타에 일치하는 2진 직교 시퀀스 집합 $W=\{W^{(1)},\cdots,W^{(M)}\}$의 μ번째 요소이다. (여기서 $W^{(\mu)}=(w_0^{(\mu)}, w_1^{(\mu)},\cdots,w_{N_s-1}^{(\mu)})$, $w_r^{(\mu)}\in\{1, -1\}$)

2진 직교시퀀스 집합W는 order M을 갖는 walsh함수를 $\frac{N_s}{M}$ 번 부호를 바꿔서 만든다. 만약 부호를 바꾸지 않고 그대로 사용하면 다원접속시 비트오율 분석에 있어서의 어려움과 시스템의 성능저하 및 변조기 출력신호의 선스펙트럼의 증대를 가져올 수 있기 때문이다. 그림 2에 $M=4$, $N_s=8$의 간단한 경우를 예를 들어 나타내었다.

$$\begin{matrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{matrix} \longrightarrow \begin{matrix} 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{matrix}$$

(a) 불연속 Walsh 함수　　(b) 2진 직교시퀀스 집합

그림 2. 2진 직교시퀀스의 구성($M=4$, $N_s=8$)

(3)식에서 $v_r^{(k)}$는 k번째 사용자에게 할당되는 시간도약부호 $V^{(k)}=(v_0^{(k)}, v_1^{(k)},\cdots,v_{N_s-1}^{(k)})$의 r번째 요소이다. 여기서 시간도약부호는 PCS 사용자들간의 다원접속을 위해 쓰이며 부호의 각 요소들은 프레임당 펄스의 위치를 나타낸다. 임의의 부호를 사용해도 무방하나, 여기서는 하나의 예로서 상호상관특성이 좋은 소수부호를 사용한다[5]. 소수부호의 길이는 N_f(N_f는 소수로서 프레임당 가능한 펄스 위치수를 나타내기도 한다.) 이지만 M진 직교변조를 하기 위해 사용되는 2진 직교 시퀀스의 길이 N_s는 M의 정수배이므로 원래의 소수부호를 변형해야 한다. 그림 3에 $N_f=13$, $N_s=8$일 때를 예를 들어 나타내었다. 여기서 주의해야 할 것은 원 소수부호의 상관 특성이 변화한다는 것이다. 소수부호는 부호길이 N_f에 관계없이 모든 τ에 대하여 (4)식을 만족한다.

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	2	4	6	8	10	12	1	3	5	7	9	11
0	3	6	9	12	2	5	8	11	1	4	7	10
0	4	8	12	3	7	11	2	6	10	1	5	9
0	5	10	2	7	12	4	9	1	6	11	3	8
0	6	12	5	11	4	10	3	9	2	8	1	7
0	7	1	8	2	9	3	10	4	11	5	12	6
0	8	3	11	6	1	9	4	12	7	2	10	5
0	9	5	1	10	6	2	11	7	3	12	8	4
0	10	7	4	1	11	8	5	2	12	9	6	3
0	11	9	7	5	3	1	12	10	8	6	4	2
0	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1

(a) 소수부호($N_f=13$)

1	2	3	4	5	6	7	8	
0	0	0	0	0	0	0	0	→ code number 0
1	2	3	4	5	6	7	8	→ code number 1
2	4	6	8	10	12	1	3	
3	6	9	12	2	5	8	11	
4	8	12	3	7	11	2	6	•
5	10	2	7	12	4	9	1	•
6	12	5	11	4	10	3	9	•
7	1	8	2	9	3	10	4	
8	3	11	6	1	9	4	12	
9	5	1	10	6	2	11	7	
10	7	4	1	11	8	5	2	
11	9	7	5	3	1	12	10	→ code number 11
12	11	10	9	8	7	6	5	→ code number 12

(b) 변형된 소수부호($N_s=8$)

그림 3. 소수부호의 변형

$$C_{\alpha,\beta}(\tau)=\int_0^{T_s} S_\alpha(t)\,S_\beta(t-\tau)dt \le 2 \qquad (4)$$

여기서 α, β는 부호번호를 나타내며 $S_\alpha(t)$, $S_\beta(t)$는 소수부호의 시간축에 대응된 시퀀스로서 대응되는 펄스는 폭과 높이가 각각 1인 Rectangular이고, $C_{\alpha,\beta}(\tau)$는 두 시퀀스에 대한 상호상관함수이다.(윗 식은 참고문헌 [5]의 불연속 상관함수 $\theta_{\alpha,\beta}(i)\le 2$인 것으로 부터 유추해 낼 수 있다.) 그림 4의 변형된 소수부호의 시간대응 시퀀스 $S'_\alpha(t)$와 $S'_\beta(t-\tau)$에 대한 상호상관함수를 $\hat{C}_{\alpha,\beta}(\tau)$라 정의했을때 이것은 더 이상 (4)식을 만족하지 못한다. 그림 5에 변형하기 전과 변형한 후 상호상관함수의 변화를 나타내었다(그림에서 τ축의 분해도는 $\frac{T_c}{8}$ 이다). 그림에서 변형하기 전에는 상호상관의 최대치가 2였던 것이 변형후에는 4로 증가한 것을 알 수 있는데 이것은 다원접속시 시스템의 성능저하를 일으킬 요인이 될 수 있다. 다행인 것은 소수부호가 N_f에 관계없이 (4)식으로 정의되는 상호상관의 최대값이 2인 것처럼 변형된 소수부호의 상호상관의 최대값은 그림 5에서 알 수 있듯이 N_f와 N_s에 간계없이 4이라는 것이다. 최대값이 4보다 작은 이유는 그림 4에서의 A와 B부분의 상호상관을 나타내는 부분 상호상관함수(partial cross-correlation function) $A_{\alpha,\beta}(\tau)$, $B_{\alpha,\beta}(\tau)$가 2보다 작기 때문이다. (이것은 (4)식으로 부터 쉽게 유추할 수 있다.)

$$A_{\alpha,\beta}(\tau),\ B_{\alpha,\beta}(\tau)\le 2 \qquad (5)$$

여기서 $A_{\alpha,\beta}(\tau)\triangleq\int_0^{\tau} S'_\alpha(t)\,S'_\beta(t-\tau)dt$,

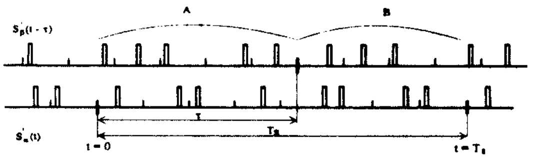
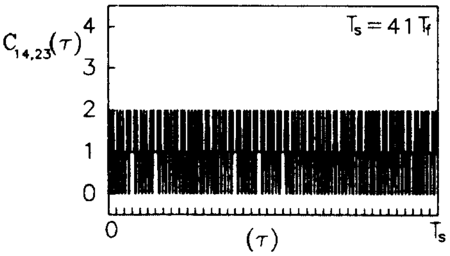
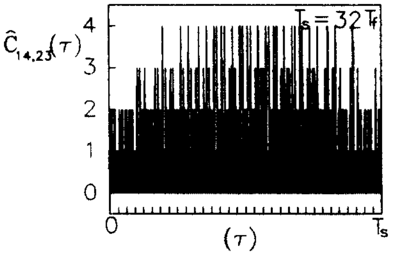


그림 4. 시간축에 대응된 변형된 소수부호($N_f=13$, $N_s=8$, $\alpha=5$, $\beta=9$)

www.dbpia.co.kr



(a) $N_f = 41$인 소수부호의 상호상관함수(부호번호 14, 23)



(b) $N_f = 41$, $N_s = 32$인 변형된 소수부호의 상호상관함수(부호번호 14, 23)

그림 5. 소수부호의 변형에 기인한 상호상관함수의 변하

$$B_{\alpha,\beta}(\tau) \triangleq \int_{\tau}^{T_s} S'_{\alpha}(t)\, S'_{\beta}(t-\tau)dt$$

따라서 N_f와 N_s가 충분히 클 경우에는(예를 들면 $N_f = 101$, $N_s = 96$) 이러한 소수부호의 변형이 시스템의 성능에 큰 영향을 주지는 않으리라 본다.

소수부호를 사용할 경우 부호의 총 갯수가 N_f이므로 가능한 최대 동시사용자 수가 N_f로 제한되는 단점이 있다. 그러나 본 시스템이 적용될 분야는 주로 개인휴대통신을 위한 소형셀(microcell)이고 IV장에서 다시 언급하겠지만, 비트 전송속도가 10~32 *kbps*일 때 10 *n* sec 이하의 폭을 갖는 펄스를 사용할 경우 소수부호를 사용하더라도 수백 명이 동시에 사용할 수 있다.

2. 변조기 출력 신호

시간구간 $[0, T_s)$에서 μ번째 심볼을 보내기 위해 k번째 사용자가 전송하는 신호는

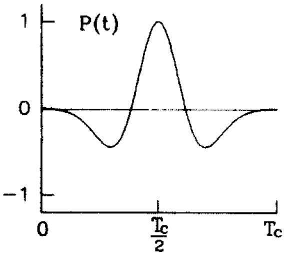
$$s(U_{\mu}^{(k)}, t) = \sqrt{\frac{\alpha E_s}{N_s T_c}} \sum_{r=0}^{N_s-1} w_r^{(\mu)}\, p(t - rT_f - v_r^{(k)} T_c)$$

$$(0 \le t < T_s) \qquad (6)$$

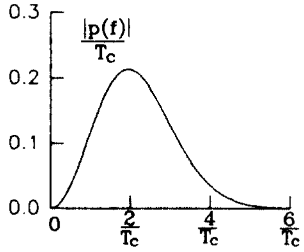
여기서 E_s는 출력신호의 심볼당 에너지이고 ($E_s = E_b \log_2 M$, E_b : 비트당 에너지), T_c와 T_f는 각각 단주기 펄스폭과 프레임폭을 나타내며 본 논문에서는 비트 전송속도가 주어졌을 때 M진 변조에 관계없이 일정한 값을 갖는다.

$\alpha \triangleq T_c \left[\int_0^{T_c} p(t)^2\, dt \right]^{-1}$이고, $p(t)$는 단주기 펄스로서 자기상관 특성이 좋고 자체로서 대역통과 특성을 갖는 가우시안 펄스를 두번 미분한 파형을 사용한다.

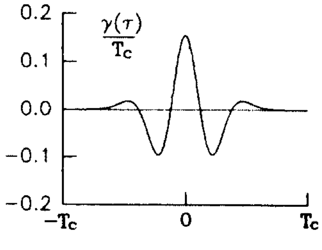
$$p(t) = \left\{1 - 4\pi\left(\frac{t - t_c/2}{\tau_m}\right)^2\right\} \exp\left\{-2\pi\left(\frac{t - t_c/2}{\tau_m}\right)^2\right\} \qquad (7)$$



(a) 단주기 펄스



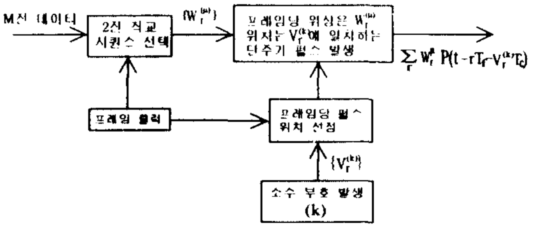
(b) 진폭스펙트럼



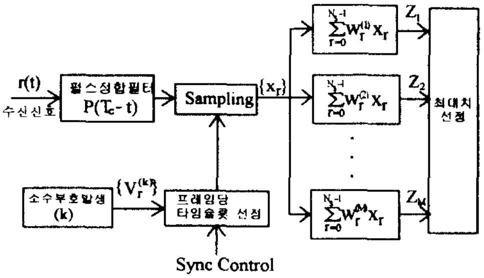
(c) 펄스 자기상관함수

그림 6. 단주기펄스와 진폭스펙트럼및 펄스 자기상관함수 ($\tau_m = 0.411T_c$)

www.dbpia.co.kr



(a) 송신기



(b) 수신기

그림 7. 부호번호 K를 할당받는 사용자의 송수신기 모델 (시스템 1)

$$|P(f)| = \sqrt{2}\,\tau_m \frac{\pi}{2}(f\tau_m)^2 \exp\left\{-\frac{\pi}{2}(f\tau_m)^2\right\} \tag{8}$$

$$\gamma(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t+\tau)p(t)\,dt \tag{9}$$

τ_m값에 따라서 펄스의 형태와 진폭 스펙트럼의 대역폭및 대역폭의 위치가 바뀐다. τ_m값은 채널 할당에 관련된 시스템 설계시 변경할 수 있는 파라메터로서 여기서는 한 예로 $0.411T_c$를 사용한다. 이때 $\alpha = 6.488$이다. 그림 6에 단주기 펄스와 T_c로 정규화한 진폭 스펙트럼및 펄스 자기상관 함수를 나타내었다.

그림 7-a에 제안되는 변조기의 블록도를 나타내었고 가우시안 채널에서 식 (6)에 의해 주어지는 변조신호에 대응되는 최적수신기의 가능한 블록도를 그림 7-b에 나타내었다.

Ⅲ. 스펙트럼 분석

관측자의 관점(observer's view point)에서 본 임의의 사용자 k의 변조기 출력신호는 다음과 같은 랜덤 프로세스의 표본함수(sample function)으로 간주될 수 있다[7].

$$S^{(k)}(t) = A\sum_{r=-\infty}^{\infty} w_r\, p(t - rT_f - v_r^{(k)}T_c - t_s)$$

(t : 관측자의 시간) (10)

윗식의 파라미터들은 두가지로 분류할 수 있다.

① 주어진 파라미터

$$A = \sqrt{\frac{\alpha E_s}{N_s T_c}},\ M\text{-}ary,\ T_c,\ T_f,\ N_s,\ \{v_0^{(k)}, v_1^{(k)}, \cdots, v_{N_s-1}^{(k)}\}$$

임의의 기준점(t＝0)으로부터 맨 처음 위치하는 심볼의 첫번째 프레임에서의 $r=0$로 정의한다. 그림 8에 예를 나타내었다.

② 랜덤변수

w_r : $\lfloor r/N_s \rfloor$번째 랜덤 데이타심볼에 대응되는 2진 직교시퀀스의 $[r]_{\text{mod}\,N_s}$번째 요소를 나타내며 취할 수 있는 모든 값이 $w^{(1)}_{[r]\text{mod}\,N_s}$, $w^{(2)}_{[r]\text{mod}\,N_s}$, $\cdots$, $w^{(M)}_{[r]\text{mod}\,N_s}$ 인 랜덤변수이다.

(여기서 $\lfloor x \rfloor$는 x 이하의 최대정수)

t_s : 임의의 기준점(t＝0)으로부터 첫번째 심볼의 시작점까지의 거리

확률 밀도함수는 $f(t_s) = \begin{cases} 1/T_s & 0 \le t_s \le T_s \\ 0 & elsewhere \end{cases}$.

입력으로서 M진 데이타의 확률은 동일하고 서로 다른 심볼에 대해서는 독립임을 가정한다. 이 경우 임의의 i, j에 대하여 (11)-(14)식이 만족됨을 알 수 있다.

$$E[w_i] = \begin{cases} 1 \text{ or } -1,\ i = cM \text{ 일때} \\ 0,\ i \ne cM \end{cases} \tag{11}$$

$$E[w_i] = E[w_{i+cN_s}] \tag{12}$$

$$E[w_i w_j] = E[w_{i+cN_s}\, w_{j+cN_s}] \tag{13}$$

여기서 c는 정수를 나타내고, $E[\cdot]$는 $\cdot$에대한 기대치(expectation)를 의미한다.

$\lfloor i/N_s \rfloor \ne \lfloor j/N_s \rfloor$ 일 때 그림 8로부터 i와 j는 서로 다른 심볼상의 프레임 위치를 나타냄을 알 수 있다. 이 경우 가정에 의해 랜덤변수 w_i가 $w^{(1)}_{[i]\text{mod}\,N_s}$, $w^{(2)}_{[i]\text{mod}\,N_s}$,

www.dbpia.co.kr

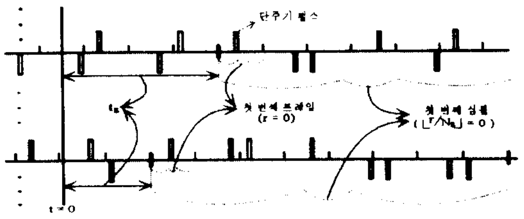


그림 8. 랜덤 프로세스 모델링($M=4$, $N_f=13$, $N_s=8$ 부호번호 5)

$, \cdots, w^{(M)}_{[i]\bmod N_s}$ 중에 어떤 값을 취할 사건과 w_j가 $w^{(1)}_{[j]\bmod N_s}$, $w^{(2)}_{[j]\bmod N_s}, \cdots, w^{(M)}_{[j]\bmod N_s}$ 중에 어떤 값을 취할 사건은 서로 독립사건이다. 즉 w_i와 w_j는 서로 독립인 랜덤변수이다.

$$E[w_i w_j] = E[w_i]\, E[w_j] \quad (\lceil i/N_s \rfloor \neq \lceil j/N_s \rfloor \text{일 때}) \tag{14}$$

도입된 랜덤프로세스의 자기상관함수(ensemble autocorrelation function)는 다음과 같다.
(편의상 첨자 K는 생략한다.)

$$E[S(t)S(t+\tau)]$$

$$= A^2 E\left[\sum_{r=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty} w_r w_j\, p(t-rT_f-v_rT_c-t_s)\, p(t+\tau-jT_f-v_jT_c-t_s)\right] \tag{15}$$

$w_r w_j$와 t_s는 서로 독립변수이므로

$$= A^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty} E[w_r w_j]$$

$$E[p(t-rT_f-v_rT_c-t_s)\, p(t+\tau-jT_f-v_jT_c-t_s)] \tag{16}$$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty} E[w_r w_j]$$

$$\int_0^{T_s} p(t-rT_f-v_rT_c-t_s)\, p(t+\tau-jT_f-v_jT_c-t_s)\, dt_s \tag{17}$$

$(j-r \triangleq m)$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=-\infty}^{\infty}\sum_{r+m=-\infty}^{\infty} E[w_r w_{r+m}]$$

$$\int_0^{T_s} p(t-rT_f-v_rT_c-t_s)\, p(t+\tau-(r+m)T_f-v_{r+m}T_c-t_s)\, dt_s \tag{18}$$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=-\infty}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty} E[w_r w_{r+m}]$$

$$\int_0^{T_s} p(t-rT_f-v_rT_c-t_s)\, p(t+\tau-(r+m)T_f-v_{r+m}T_c-t_s)\, dt_s \tag{19}$$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty} E[w_r w_{r+m}]$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(\mu)\, p(\mu+\tau-mT_f-(v_{r+m}-v_r)T_c)\, d\mu \tag{20}$$

(20)식의 유도는 부록 A에 있다.

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty} E[w_r w_{r+m}]\, \gamma(\tau-mT_f-[v_{r+m}-v_r]T_c) \tag{21}$$

$\triangleq R_s(\tau)$ 여기서 $\gamma(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t+\tau)p(t)\, dt$
(펄스 자기상관함수)

도입된 프로세스는 안정성향(wide sense stationary) 프로세스이다[7]. Wiener-Khinchin 이론으로 부터 도입된 프로세스의 전력스펙트럼은

$$S_S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_s(\tau)\exp(-j2\pi f\tau)\, d\tau \tag{22}$$

전력 스펙트럼을 구하기 앞서 (21)식으로부터 다음을 주목하자.

① $R_s(\tau) = R_s(-\tau)$ (23)

② $0 \le \tau < T_s$ 일 때

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=0}^{N_s-r-1} E[w_r w_{r+m}]\, \gamma(\tau-mT_f-[v_{r+m}-v_r]T_c)$$

$$+ \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=N_s-r}^{N_s} E[w_r]E[w_{r+m}]\, \gamma(\tau-mT_f-[v_{r+m}-v_r]T_c) \tag{24}$$

③ $T_s \le \tau$일 때

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=0}^{N_s} E[w_r]E[w_{r+m}]\, \gamma(\chi-mT_f-[v_{r+m}-v_r]T_c) \tag{25}$$

www.dbpia.co.kr

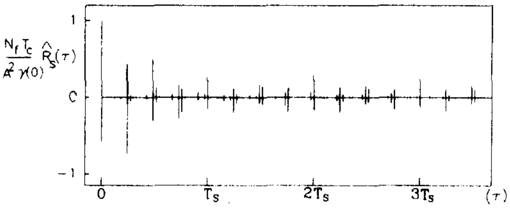
여기서 $\chi \triangleq [\tau]_{\mathrm{mod}\,T_s}$

(23), (24), (25)식의 유도는 부록 A와 같은 방법으로 쉽게 유도할 수 있다. 이것으로부터 τ가 T_s 보다 클 때 $R_s(\tau)$는 주기 T_s를 갖는 주기함수임을 알 수 있다. 이러한 주기성분은 서로 다른 심볼의 변조에 대응되는 2진 직교시퀀스 요소들간에 약간의 상관(correlation)이 존재하기 때문에 생기며, 불연속 스펙트럼을 발생시킨다.

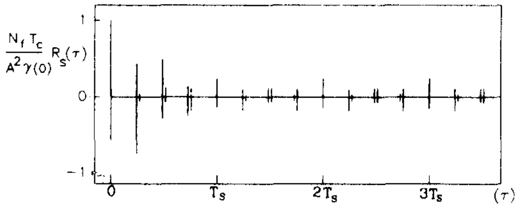
위에서 구한 수식의 타당성을 확인하기 위해 $N=4$, $N_s=8$, $N_f=17$의 간단한 경우에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 이용해 임의의 표본함수에 대한 자기상관함수의 추정치(time autocorrelation)를 $\dfrac{T_s}{A^2 N_s \gamma(0)}$로 정규화한 값을 그림 9에 나타내었다. 또한 랜덤프로세스 모델링으로부터 유도해낸 윗 수식의 결과도 나타내었다.

사용된 펄스는 II장에서 정의된 가우시안 펄스를 두번 미분한 파형이며 τ축의 분해도(sampling 간격)는 $\dfrac{T_c}{12}$ 이다. 추정치를 구하는 프로그램에 사용된 식은

$$\hat{R}_s(\tau) = \frac{1}{H-\tau} \sum_{n=1}^{H-\tau} s\left(\frac{nT_c}{12}\right) s\left(\frac{nT_c}{12} + \tau\right).$$



(a) 실험치



(b) 이론치

그림 9. 자기상관함수의 이론치와 실험치의 비교(시스템 1) ($M=4$, $N_s=16$, $N_f=17$, 부호번호 8)

$s(t)$: 표본함수(sample function) (26)

여기서 H는 임의의 표본함수의 샘플링 슬롯들의 수로서 사용된 랜덤 데이타의 갯수을 X라고 했을 때 $H = X \times N_s \times N_f \times 12$이다. 그림 9은 (21)식의 타당성 즉, ergodic 프로세스로의 가정에 대한 타당성을 검증하는 결과이다.

본론으로 돌아와서 (21)식을 (22)식에 대입하면 푸리에 변형이론으로부터

$$S_s(f) = \frac{A^2}{T_s} |P(f)|^2 \sum_{r=0}^{N_s-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[w_r w_{r+m}]$$

$$\exp\{-j2\pi f(mT_f + [v_{r+m} - v_r]T_c)\} \quad (27)$$

여기서 $P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t) \exp(-j2\pi f t)\, dt$

$\sum_{r=0}^{N_s-1} E[w_r w_{r+m}] \exp\{-j2\pi f(mT_f + [v_{r+m} - v_r]T_c)\}$를

$G_m(f)$라 정의하면

$$G_{-m}(f) = G_m^*(f) \quad (28)$$

(28)식은 부록 A에서와 비슷한 방법으로 쉽게 유도할 수 있다. 이것을 이용하면

$$(27)\text{식} = \frac{A^2}{T_s} |P(f)|^2$$

$$\left\{ N_s + 2 \sum_{r=0}^{N_s-1} \sum_{m=1}^{\infty} E[w_r w_{r+m}] \cos\{2\pi f(mT_f + [v_{r+m} - v_r]T_c)\} \right\} \quad (29)$$

윗 식은 다음과 같이 연속성분(continuous part)과 불연속성분(discrete part)로 나눌 수 있다.(부록 B 참조)

$$= S_c(f) + S_d(f) \quad (30)$$

$$S_c(f) = \frac{A^2}{T_s} |P(f)|^2$$

$$\left\{ N_s + 2 \sum_{r=0}^{N_s-1} \sum_{m=1}^{N_s-r-1} E[w_r w_{r+m}] \cos\{2\pi f(mT_f + [v_{r+m} - v_r]T_c)\} \right.$$

$$+ \sum_{r=0}^{\frac{N_s}{M}-1} \sum_{i=0}^{\frac{N_s}{M}-1} E[w_{rM}] E[w_{iM}]$$

www.dbpia.co.kr

$$\cos\{2\pi f([N_s+(i-r)M]T_f+[v_{iM}-v_{rM}]T_c)\}\Big\}$$

$$S_d(f)=\frac{A^2}{T_s^2}\;|P(f)|^2$$

$$\Big\{\sum_{r=0}^{\frac{N_s}{M}-1}\;\sum_{i=0}^{\frac{N_s}{M}-1}E[w_{rM}]E[w_{iM}]\cos\{2\pi f([N_s+(i-r)M]$$

$$T_f+[v_{iM}-v_{rM}]T_c)\}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(f-\frac{k}{T_s})$$

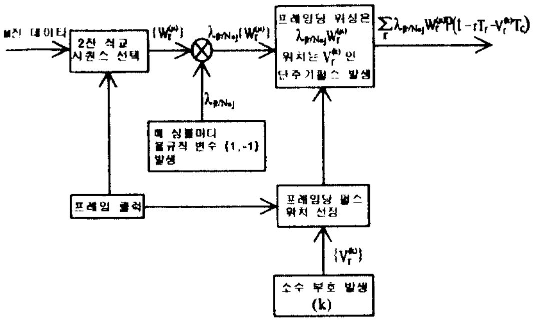
$$-\frac{1}{\pi}\sum_{r=0}^{\frac{N_s}{M}-1}\;\sum_{i=0}^{\frac{N_s}{M}-1}E[w_{rM}]E[w_{iM}]\sin\{2\pi f([N_s+(i-r)M]$$

$$T_f+[v_{iM}-v_{rM}]T_c)\}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{1}{f-\frac{k}{T_s}}\Big\}$$

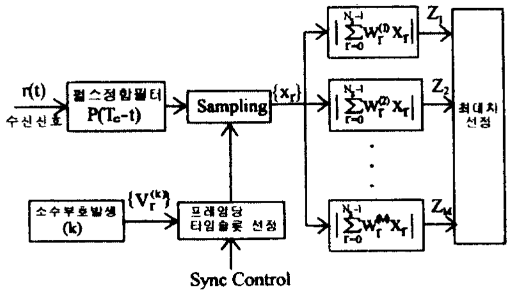
Ergodic 프로세스의 가정에 의해 (30)식은 단주기 펄스 $P(t)$, M진, 심볼당 프레임의 수 N_s, 그리고 주기가 심볼의 폭 T_s와 같은, 소수부호를 포함한 모든 종류의 시간도약 부호가 주어졌을 때의 변조기 출력 신호의 전력스펙트럼을 나타낸다.

(30)식에서 주요성분은 $1/T_s$마다 하나씩 발생하는 선스펙트럼이고 아래 부분도 $1/T_s$마다 하나씩 발생하는 선스펙트럼과 비슷한 부분으로서 스펙트럼 중첩 사용시, 협대역 신호들에 미치는 영향은 무시할 수 있으리라 본다. 중요한 것은 연속성분 $S_c(f)$의 분포이다. 만약 이러한 불연속성분에 의한 어떠한 영향을 고려해야할 경우 그림 10의 시스템 2를 사용한다면 불연속성분을 제거할 수 있다. 시스템 2의 송신단에서는 그림에서와 같이 매 심볼마다 1 또는 -1을 똑같은 확률로 발생시키는 랜덤변수 발생기를 추가하여 출력신호에 대한 자기상관함수의 주기성을 제거함으로써 불연속 스펙트럼성분을 없앨 수 있다. 이 경우 여전히 M진 신호집합은 직교성을 만족하지만 ±부호의 모호성(ambiguity)을 없애기 위해 수신단에서는 포락선 검출(envelope detection)을 필요로 한다.

매 심볼마다 발생되는 랜덤변수를 $\lambda_{\lceil i/N_s \rfloor}$라 할 때 변조기 출력신호의 자기상관함수및 전력스펙트럼은 (21)식과 (30)식에 $E[\lambda_{\lceil i/N_s \rfloor}\lambda_{\lceil j/N_s \rfloor}]$를 추가 하므로써 얻을 수 있다. i, j가 같은 심볼 상의 위치를 나타낼 경우 이 값은 1이고, 다른 심볼 상의 위치를 나타내는 경우는 $E[\lambda_{\lceil i/N_s \rfloor}]E[\lambda_{\lceil j/N_s \rfloor}]$가 되어 0이 된다. 따라서



(a) 송신기



(b) 수신기

그림 10. 부호번호 k를 할당받는 사용자의 송수신기 모델 (시스템 2)

시스템 2의 변조기 출력신호의 자기상관함수및 전력스펙트럼은 각각 다음식으로 주어진다.

$$R_2(\tau)=\frac{A^2}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\;\sum_{m=0}^{N_s-r-1}E[w_r w_{r+m}]\,\gamma(\tau-mT_f-[v_{r+m}-v_r]T_c) \tag{31}$$

$$S_2(f)=\frac{A^2}{T_s}\;|P(f)|^2\Big\{N_s+2\sum_{r=0}^{N_s-1}\;\sum_{m=0}^{N_s-r-1}E[w_r w_{r+m}]$$

$$\cos\{2\pi f(mT_f+[v_{r+m}-v_r]T_c)\}\Big\} \tag{32}$$

시스템 2를 사용하는 경우 포락선 검출(envelope detection)이기 때문에 비트 에러 관점에서의 시스템 성능에 있어서 시스템 1에 비해 약간의 저하를 가져올 수 있는 점을 고려해야한다.

(30)식 즉, 시스템 1의 전력스펙트럼을 직접 시뮬레이션으로 구하는 것은 앞에서의 예와 같이 간단한 경우에서 조차 거의 불가능하다. 왜냐하면 FFT프로그램에 들어갈 N점의 갯수가 거의 무한개가 필요하기 때문이다. 그러나 시간영역과 주파수영역 사이에

www.dbpia.co.kr

대한 푸리에 변형의 일대일 대응관계(isomorphism)에 의해 그림 9에서의 자기상관함수의 이론치(ensemble autocorrelation $R_s(\tau)$)와 추정치(time autocorrelation $\hat{R}_s(\tau)$)의 비교는 (30)식의 타당성을 간접적으로 확인시켜 주는 결과이다. 반면 시스템 2의 경우는 자기상관함수의 주기성분이 사라지게 되므로 앞에서와 같이 간단한 경우 즉, $M=4$, $N_f=17$, $N_s=8$일 때 전력스펙트럼을 시뮬레이션으로 구하는 것이 가능하다. 위의 경우에 대해 시스템 2의 자기상관함수의 이론치(31식)와 추정치에 대해 $\frac{T_s}{A^2 N_s \gamma(0)}$로 정규화한 결과를 그림 11에 나타내었고 또한 $\frac{T_s}{A^2 N_s \gamma(0) T_c}$로 정규화한 전력스펙럼의 이론치(32식)와 추정치도 그림 12에 나타내었다. 그림 11와 12는 시스템 2에 대한 (31)와 (32)식의 타당성을 확인시켜 주는 결과이다.

다음장에서는 위에서 구한 수식 (30)과 (32)를 이용하여 보다 실제로의 응용에 가까운 경우에 대해 시스템 1의 전력스펙트럼의 연속성분 $S_c(f)$와 시스템 2의 전력스펙트럼 $S_2(f)$에 대한 수치적 결과를 제시하고 이를 분석한다.

Ⅳ. 결과 및 분석

본 논문에서는 비트전송속도 $R_b=10$ **k** *bps*($T_s=\frac{\log_2 M}{R_b}$)에 대하여 펄스의 폭 T_c는 41.254 **n** sec이고 소수(prime number) N_f로서 101을 사용한다. 이 경우 M진 변조에 따른 심볼당 프레임의 갯수(부호의 길이) N_s는 $24\log_2 M$이다. 이러한 파라메터 정의는 시스템 구현시 변경될 수 있고 여기서는 단지 하나의 예이다.

그림 13과 14에 (30)식과 (32)식을 이용해서 101개의 소수부호중에서 임의로 2개를 선택했을 때 M이 4와 16인 변조기 출력신호에 대해 $\frac{N_s N_f}{\alpha(\tau_m/T_c)^2 E_b \log_2 M}$로 정규화된 시스템 1의 연속스펙트럼 성분 $S_c(f)$과 시스템 2의 전력스펙트럼 $S_2(f)$의 분포를 나타내었

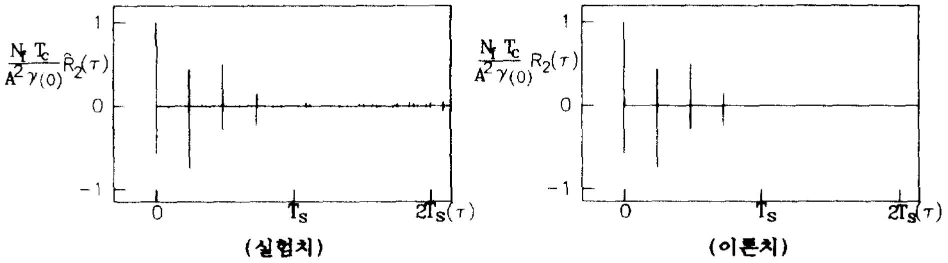


그림 11. 자기상관함수의 이론치와 실험치의 비교(시스템 2)
($M=4$, $N_s=16$, $N_f=17$, 부호번호 8)

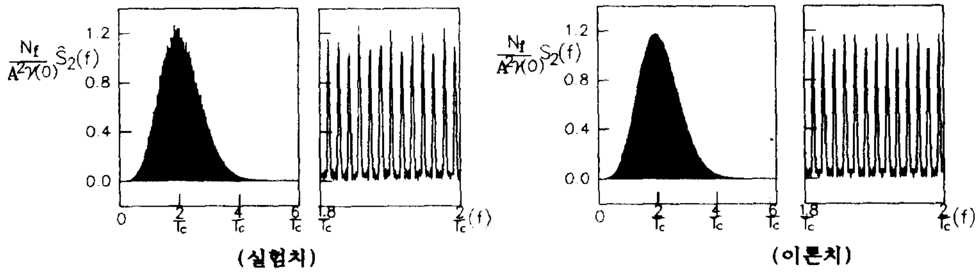


그림 12. 전력스펙트럼의 실험치와 이론치의 비교(시스템 2)
($M=4$, $N_s=16$, $N_f=17$, 부호번호 8)

www.dbpia.co.kr

다. 그림에서 검은 부분은 수많은 스펙트럼 기둥의 집합체이다.

여기서 $\frac{N_s N_f}{\alpha(\tau_m/T_c)^2 E_b \log_2 M}$ 는 M에 관계없이 약 $\frac{2222}{E_b}$ 이다. 그림 13, 14로부터 알 수 있는 것은

첫째, 대역폭은 M진 변조와는 무관하고 오로지 펄스폭과 형태에 의해서 주어진다.

둘째, 주어진 M진 변조기에 대해서 서로 다른 부호를 사용했을 경우 스펙트럼의 폭(약 100 MHz)과 높이가 일정한 것을 알 수 있다.

세째, 비트당 에너지 (E_b)가 같을 때 M이 클수록 스펙트럼의 밀도의 높이가 낮아지는 것을 알 수 있다.

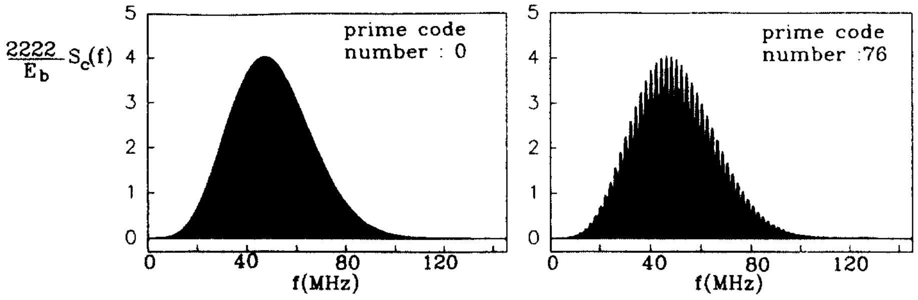
네째, 반송파를 사용하는 기존의 통신 시스템과의 달리 sidelobe가 없다.

다섯째, M이 4일 때 보다 16일 때 $S_C(f)$와 $S_2(f)$의 높이가 서로 비슷해지는 것을 알 수 있는데, 이것은 M이 클수록 시스템 1의 스펙트럼의 불연속 성분 (30)식의 $S_d(f)$이 적어진다는 것을 의미한다.

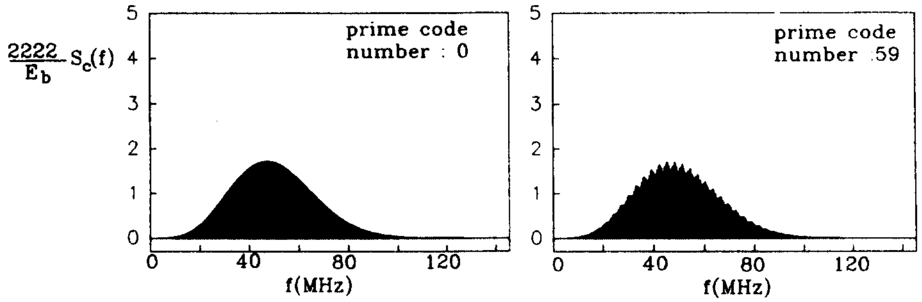
변조기 출력신호에 대해 요구되는 E_b/N_0가 $10dB$일 때 그림 13-b와 14-b에서 알 수 있듯이 16진 변조에 대한 출력신호의 스펙트럼성분 $S_c(f)$의 최대 높이는 약 $\frac{N_0}{200}$ 이다.

스펙트럼을 보다 면밀히 분석하기 위하여 그림 15에 여러 주파수 대역에 대한 시스템2의 전력 스펙트럼 $S_2(f)$의 분포를 나타내었다. 서로 다른 부호를 갖는 신호에 대해 주파수 f가 $\frac{n}{T_c}$ (여기서 $n=1, 2, 3$) 부근 이외에서는 스펙트럼 기둥의 위치가 다른 것을 알 수 있지만 $\frac{n}{T_c}$ 근처에서는 일치하는 것을 알 수 있다. 이것은 서로 다른 부호를 갖는 신호라 할지라도 신호를 구성하는 단 주기 펄스들 사이의 기본 간격이 T_c의 정수배라는 공통적인 특성을 갖고 있어서 T_c의 역의 정수 배에 해당하는 주파수 영역에서 각 신호들은 유사성을 갖는 것으로 해석될 수 있다.

그림 16에 시스템 2를 사용하며 서로 다른 부호를



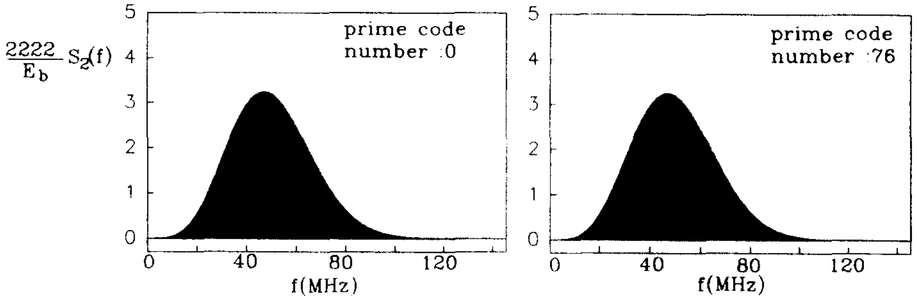
(a) M = 4, N_s =48, N_f = 101 (부호번호 0, 76)



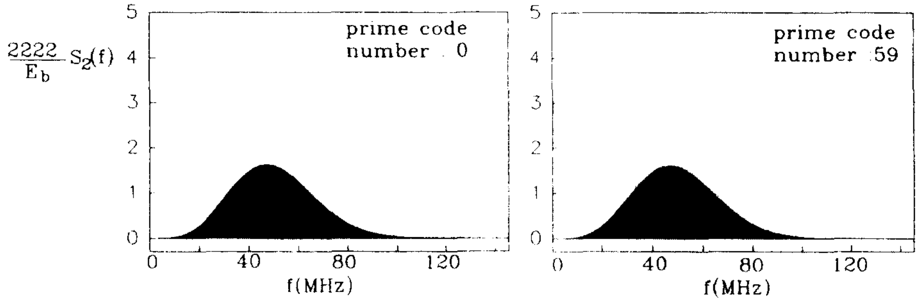
(b) M = 16, N_s =96, N_f = 101 (부호번호 0, 59)

그림 13. 시스템 1의 변조기 출력신호의 연속스펙트럼성분 (R_b=10$kbps$, T_c=41.254 n sec)

www.dbpia.co.kr



(a) $M=4,\ N_s=48,\ N_f=101$ (부호번호 0, 76)



(b)($M=16,\ N_s=96,\ N_f=101$(부호번호 0, 59)

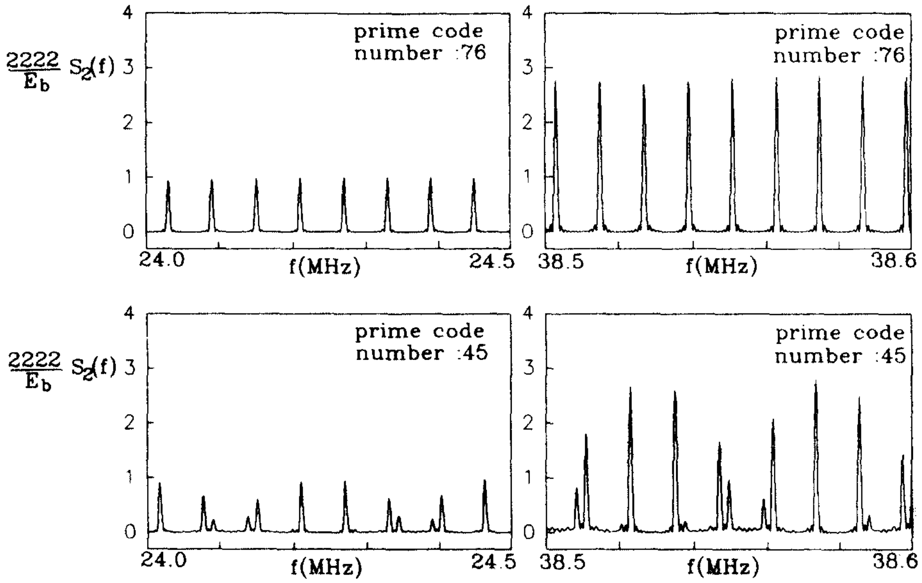
그림 14. 시스템2의 전력스펙트럼($R_b=10kbps,\ T_c=41.254\ n$ sec)

갖는 동시사용자 101명의 16진 변조기 출력 신호들이 이상(ideal)가우시안 채널상의 한 위치에 동일전력으로 도달하는 경우 $\frac{2222}{E_b}$ 로 정규화된 총 전력 스펙트럼밀도를 (32)식을 이용하여 나타내었다.

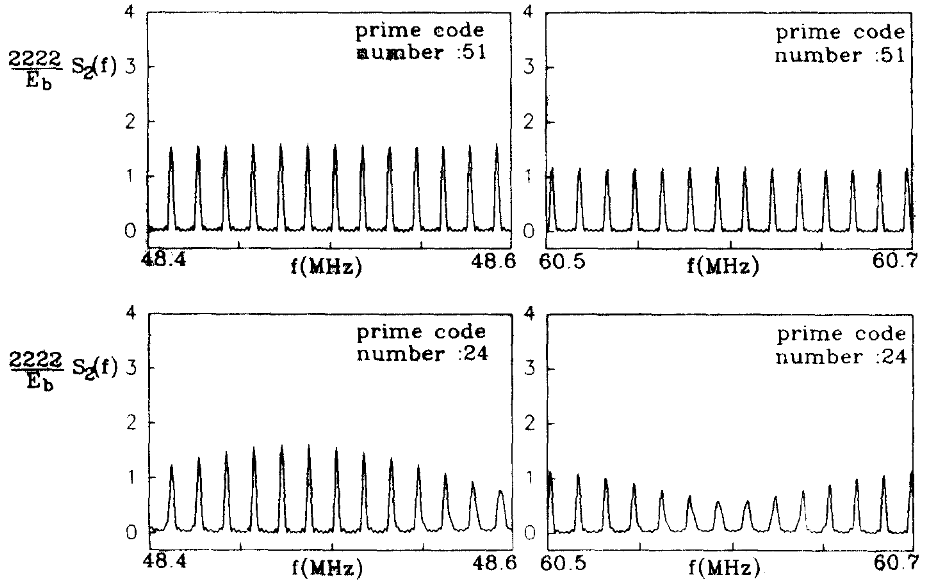
$\frac{n}{T_c}$ 근처를 제외한 거의 모든 주파수 영역에서의 전력 스펙트럼은 완만한 형태를 이루는 것을 알 수 있는데 이것은 앞에서 언급했듯이 서로 다른 부호를 갖는 신호의 스펙트럼 기둥의 위치가 이 부분을 제외한 영역에서는 고르게 분포하기 때문이다. 반면 $\frac{n}{T_c}$ 근처에서는 스펙트럼이 여전히 불연속성을 보이며 다른부분보다 높다. 협대역 방식과 주파수 중첩 기술로 사용됐을 경우 이 부분이 어떤 문제를 일으킬 소지가 있다면 notch 필터를 고려해야한다.

그림 16으로부터 각 신호들이 갖는 $\frac{E_b}{N_0}$ 가 $10dB$일 때 $\frac{n}{T_c}$ 근처를 제외한 거의 모든 주파수 영역에서 전력스펙트럼 밀도의 높이는 $\frac{N_0}{10}$ 이하인 것을 알 수 있고 $\frac{2}{T_c}$ 부근에서도 N_0보다 작은 것을 알 수 있다. 현재의 기술이 허락하는 한 단주기 펄스폭을 줄이면 줄일수록 대역폭은 커지는 반면($T_c=1\ n$ sec일 때 약 $4GHz$), 스펙트럼밀도의 높이는 더욱 더 작게 유지할 수 있다. 이러한 결과는 제안되는 변조기가 협대역 신호들과의 주파수 중첩을 위해서 유효하다는 것을 암시한다.

www.dbpia.co.kr



(a) $M=4$, $N_s=48$, $N_f=101$(부호번호 76, 45)
($1/T_c \approx 24.24MHz$)



(b) $M=16$, $N_s=96$, $N_f=101$(부호번호 51, 24)
($2/T_c \approx 48.48MHz$)

그림 15. 서로 다른 부호를 갖는 변조신호의 스펙트럼기둥의 분포(시스템 2)

www.dbpia.co.kr

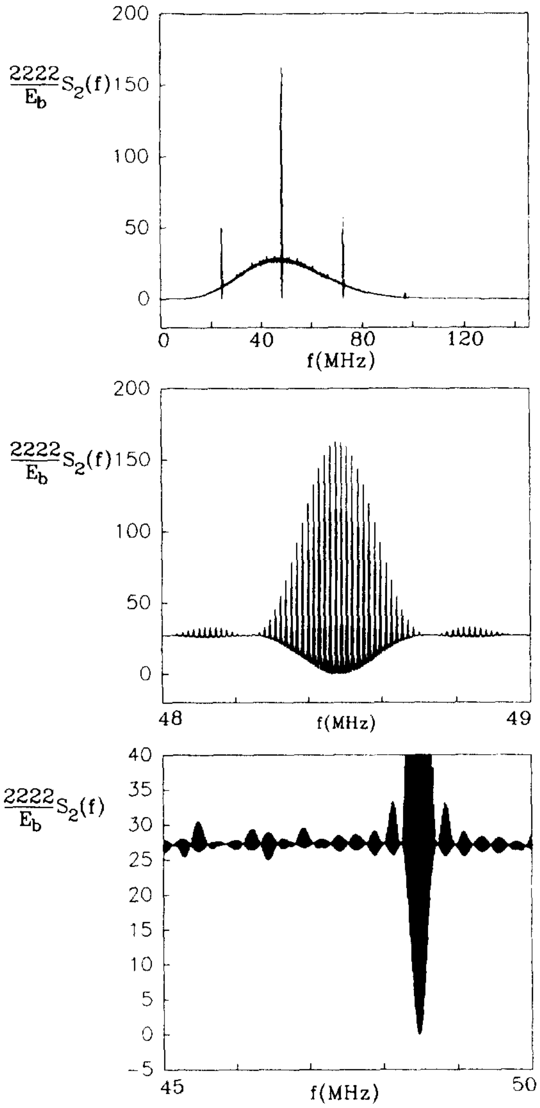


그림 16. 이상 가우시안 무선채널상의 한 지점에 서로다른 부호를 갖는 101명의 동시사용자의 신호들이 같은 전력으로 도달했을 경우 전체 전력스펙트럼 (시스템 2, $M=16$, $N_f=101$, $N_s=96$, $R_b=10$ $kbps$, $T_c=41.254n$ sce)

V. 결 론

DS/CDMA방식이 기존의 협대역 신호들과의 스펙트럼 중첩기술로 사용되는 경우 여기서 제안되는 시간도약 부호와 2진 직교 시퀀스를 사용하는 M진 직교 신호방식의 대역폭을 감당하려면 수천내지 수만 이상의 처리이득(processing gain)을 요하는 부호 발생기(code generator)를 필요로 한다. 그러나 현실적으로 이러한 부호 발생기와 여기에 부합되는 정현파 발진기의 설계는 굉장히 어렵다. 반면, 여기서 제안된 방식은 이러한 발진기가 필요 없고 또한 심볼당 프레임의 수(펄스의 수)가 같은 대역폭을 갖는 DS/CDMA방식에서의 처리이득보다 훨씬 적기 때문에 프레임당 펄스의 위치를 소프트웨어로 선정하는 일은 그리 어렵지 않을 것이다. 또한 펄스의 폭이 DS/CDMA 발진기의 반송파 주기보다 상대적으로 큰 단주기 펄스를 발생하는 것도 역시 수월하며 수신기의 입력단에서 상관검출기에 의해서 그 존재와 위치가 비교적 간단히 파악될 수 있으므로 저가격의 수신기가 구현 가능하리라 본다.

제안되는 시스템의 다른 장점은 소수부호와 같은 상호상관 특성이 좋은 시간도약부호를 사용했을 경우 기지국과 사용자들간의 거리차에 의해 생기는 원근 문제에 덜 민감해지므로 DS/CDMA 방식에서처럼 정교한 전력 제어장치가 필요 없다. 또한 펄스폭이 n sec단위이기 때문에 delay spread가 1μ sec 내외의 소형셀에서도 다이버시티 기술을 도입할 수 있다.

시스템이 갖는 이러한 여러 가지 장점을 고려했을 때 협대역 신호들과의 스펙트럼 중첩사용을 하는 차세대 개인휴대통신을 위한 변조기술로서 본 논문에서 제안되는 방식이 DS/CDMA 방식보다 우수하리라 생각한다.

www.dbpia.co.kr

부록 A (20)식의 유도

$$(19) = \frac{A^2}{T_s}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}E[w_r w_{r+m}]\int_0^{T_s}p(t-rT_f-\nu_r T_c-t_s)p(t+\tau-(r+m)T_f-\nu_{r+m}T_c-t_s)\,dt_s$$

$(t-rT_f-t_s \triangleq \mu)$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}E[w_r w_{r+m}]\int_{t-rT_f-T_s}^{t-rT_f}p(\mu-\nu_r T_c)p(\mu+\tau-mT_f-\nu_{r+m}T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-1)}$$

일반성을 잃지 않고 임의의 관측점 $t>0$, 또한 $k \triangleq \lfloor \frac{t}{T_f} \rfloor$, $\phi \triangleq [t]_{\mathrm{mod}\,T_f}$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}E[w_r w_{r+m}]\int_{(k-r)T_f+\phi-T_s}^{(k-r)T_f+\phi}p(\mu-\nu_r T_c)p(\mu+\tau-mT_f-\nu_{r+m}T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-2)}$$

윗식에서 적분구간은 주어진 m에 대해서 r이 $-\infty$에서 $+\infty$로 갈 때 window T_s로 $+\infty$로부터 $-\infty$로 T_f씩 shift 한다. 실제로 $0 \le \mu \le T_f$ 인 구간을 포함하는 r은 $k-N_s$부터 k까지이다.

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{r=k-N_s}^{k}E[w_r w_{r+m}]\int_{(k-r)T_f+\phi-T_s}^{(k-r)T_f+\phi}p(\mu-\nu_r T_c)p(\mu+\tau-mT_f-\nu_{r+m}T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-3)}$$

3장의 가정식2와 부호의 주기는 T_s임을 상기하면 윗식은 ϕ와 무관한 다음식으로 표현할 수 있다.

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{r=k-N_s}^{k-1}E[w_r w_{r+m}]\int_{(k-r)T_f-T_s}^{(k-r)T_f}p(\mu-\nu_r T_c)p(\mu+\tau-mT_f-\nu_{r+m}T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-4)}$$

윗 식의 적분구간은 항상 $0 \le \mu \le T_f$ 인 구간을 포함하므로

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{r=k-N_s}^{k-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty}E[w_r w_{r+m}]\int_{-\infty}^{\infty}p(\mu-\nu_r T_c)p(\mu+\tau-mT_f-\nu_{r+m}T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-5)}$$

$j \triangleq r-cN_s$, 여기서 $c = \lfloor \frac{k}{N_s} \rfloor$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{j=k-(c+1)N_s}^{k-cN_s-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty}E[w_{j+cN_s}w_{j+cN_s+m}]\int_{-\infty}^{\infty}p(\mu)p(\mu+\tau-mT_f-[\nu_{j+cN_s+m}-\nu_{j+cN_s}]T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-7)}$$

$$= \frac{A^2}{T_s}\sum_{j=k-(c+1)N_s}^{-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty}E[w_j w_{j+m}]\int_{-\infty}^{\infty}p(\mu)p(\mu+\tau-mT_f-[\nu_{j+m}-\nu_j]T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-8a)}$$

$$+ \frac{A^2}{T_s}\sum_{0}^{k-cN_s-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty}E[w_j w_{j+m}]\int_{-\infty}^{\infty}p(\mu)p(\mu+\tau-mT_f-[\nu_{j+m}-\nu_j]T_c)\,d\mu \qquad \text{(A-8b)}$$

$$\text{(A-8a)} = \frac{A^2}{T_s}\sum_{j=k-cN_s}^{N_s-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty}E[w_j w_{j+m}]\int_{-\infty}^{\infty}p(\mu)p(\mu+\tau-mT_f-[\nu_{j+m}-\nu_j]T_c)\,d\mu$$

$$\therefore \text{(A-8a)+(A-8b)} = \frac{A^2}{T_s}\sum_{j=0}^{N_s-1}\sum_{m=-\infty}^{\infty}E[w_j w_{j+m}]\int_{-\infty}^{\infty}p(\mu)p(\mu+\tau-mT_f-[\nu_{j+m}-\nu_j]T_c)\,d\mu$$

www.dbpia.co.kr

부록 B (30)식의 유도

(29)식으로부터

$$P'(f) \triangleq 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=1}^{\infty} E[w_r w_{r+m}] \cos\{2\pi f(mT_f+[v_{r+m}-v_r]T_c)\} \quad \text{(B-1)}$$

$$= 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=1}^{N_s-r-1} E[w_r w_{r+m}] \cos\{2\pi f(mT_f+[v_{r+m}-v_r]T_c)\} \quad \text{(B-2a)}$$

$$+ 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=N_s-r}^{\infty} E[w_r w_{r+m}] \cos\{2\pi f(mT_f+[v_{r+m}-v_r]T_c)\} \quad \text{(B-2b)}$$

$$\text{(B-2b)} = 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r w_{r+kN_s+i}] \cos\{2\pi f([kN_s+i]T_f+[v_{r+kN_s+i}-v_r]T_c)\} \quad \text{(B-3)}$$

(14)식과 $v_r = v_{r+kN_s}$에 의해

$$= 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r]E[w_{r+i}] \sum_{k=0}^{\infty} \cos\{2\pi f([kN_s+i]T_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\} \quad \text{(B-4)}$$

$$= 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r]E[w_{r+i}] Re\left\{\exp\{j2\pi f(iT_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\}\sum_{k=0}^{\infty}\exp\{j2\pi kN_sT_f f\}\right\} \quad \text{(B-5)}$$

$$= \sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r]E[w_{r+i}]\left\{\cos\{2\pi f(iT_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\}\left(1+\sum_{k=-\infty}^{\infty}\exp\{-j2\pi kT_s f\}\right)\right. \quad \text{(B-6)}$$

$$\left. - \sin\{2\pi f(iT_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\}\left(j\sum_{k=-\infty}^{\infty} sgn(kT_s)\exp\{-j2\pi kT_s f\}\right)\right\}$$

여기서 $sgn(x)$ 는 signum function 이다.

$$= \sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r]E[w_{r+i}] \cos\{2\pi f(iT_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\} \quad \text{(B-7)}$$

$$+ \frac{1}{T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r]E[w_{r+i}] \cos\{2\pi f(iT_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-\frac{k}{T_s}\right)$$

$$- \frac{1}{\pi T_s}\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{i=N_s-r}^{2N_s-r-1} E[w_r]E[w_{r+i}] \sin\{2\pi f(iT_f+[v_{r+i}-v_r]T_c)\}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{1}{f-\frac{k}{T_s}}$$

위의 수식과 (11)식 으로부터

$$P'(f) = 2\sum_{r=0}^{N_s-1}\sum_{m=1}^{N_s-r-1} E[w_r w_{r+m}] \cos\{2\pi f(mT_f+[v_{r+m}-v_r]T_c)\}$$

$$+ \sum_{r=0}^{\frac{N_s}{M}-1}\sum_{i=0}^{\frac{N_s}{M}-1} E[w_{rM}]E[w_{iM}] \cos\{2\pi f([N_s+(i-r)M]T_f+[v_{iM}-v_{rM}]T_c)\}$$

$$+ \frac{1}{T_s}\sum_{r=0}^{\frac{N_s}{M}-1}\sum_{i=0}^{\frac{N_s}{M}-1} E[w_{rM}]E[w_{iM}] \cos\{2\pi f([N_s+(i-r)M]T_f+[v_{iM}-v_{rM}]T_c)\}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-\frac{k}{T_s}\right)$$

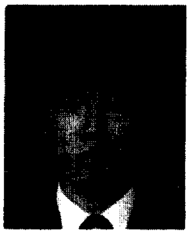
$$- \frac{1}{\pi T_s}\sum_{r=0}^{\frac{N_s}{M}-1}\sum_{i=0}^{\frac{N_s}{M}-1} E[w_{rM}]E[w_{iM}] \sin\{2\pi f([N_s+(i-r)M]T_f+[v_{iM}-v_{rM}]T_c)\}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{1}{f-\frac{k}{T_s}}$$

www.dbpia.co.kr

"이 논문은 1993년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 자유공모과제 학술연구조성비에 의하여 연구되었음"

참 고 문 헌

1. L.B. Milstein et al., "On the feasibility of a CDMA overlay for personal communications networks," IEEE J. Select. Areas commun. vol. 10, pp. 655-667 May 1992.
2. K. G. Filis and S.C. Gupta, "Coexistence of Cellular and FSM : Interference Suppression using Filtered PN Sequence," IEEE GLOBECOM'93, pp.898-901, Houston, TX, Nov. 1993.
3. K.G. Filis and S.C. Gupta, "Coexistence of DS CDMA PCN and Analog FM : Performance Degradation of the SSSC-FM Channels due to Spread Spectrum Overlay," The Third International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, Boston, Oct. 1992.
4. R.A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," IEEE MILCOM'93 pp. 447-450, Boston, MA, October. 1993.
5. A.A. Shaar and P.A. Davies, "Prime sequences : quasi-optimal sequences for channel code division multiplexing," ELECTRONICS LETTERS 13th, vol. 19, No. 21, pp.888-889 October 1983.
6. P.K. Enge and D.V. Sarwate, "Spread-spectrum multiple-access performance of orthogonal codes : linear receivers," IEEE Trans. Commun. vol. COM-35, No. 12, pp. 1039-1319, December 1987.
7. Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Process," Third Edition, McGRAW-HILL, 1991.



金 一 奎(Il-Gyou Kim) 正會員
1967년 : 8월 4일생
1993년 2월 : 서울시립대학교 전자공학과 졸업
1993년 3월~현재 : 서울시립대학교 대학원 전자공학과 석사과정
※주관심분야 : 디지탈통신, 코딩이론, 셀룰라 CDMA Optical Fiber CDMA.

金 東 仁(Dong-In Kim) 正會員
서울시립대학교 전자공학과 조교수
제19권 4호 참조

盧 宗 善(Jong-Seon No) 正會員
건국대학교 전자공학과 조교수
제18권 11호 참조

www.dbpia.co.kr