

論文 95-32A-10-1

페이딩 채널의 임펄스 응답 측정을 위한 이진 시퀀스와 수신기

(A Binary Sequence and Receiver for measurement of Fading Channel Impulse Response)

金 東 錫 *, 韓 榮 烈 **

(Dong Seok Kim and Young Yearl Han)

요 약

본 논문에서는 페이딩 채널의 임펄스 응답측정에 적합한 이진시퀀스를 이진시퀀스의 일반적인 자기상관함수의 특성으로부터 찾아보았다. 이러한 이진시퀀스는 지연이 0일 때와 중간에서만 자기상관함수값을 갖고 그 외 지연에서는 0이 되는 시퀀스로 페이딩 채널의 임펄스 응답측정용으로 적합한 시퀀스이다. 이러한 이진시퀀스로 수신측에서 자기상관함수의 값이 모든 지연에 대하여 0이 되도록 수신장치를 고안하여 페이딩 채널의 임펄스 응답 측정에 도움을 주고자한다.

Abstract

In this paper, the properties of autocorrelation function of binary sequences are investigated. From these properties, the binary sequences which can be used for measurement of impulse response on fading channel are found by computer search. A receiver which can measure impulse response by use of these binary sequences is devised. This devised measurement system produces zero values of autocorrelation function for the all delays except zero sight.

I. 서 론

육상 이동 무선 통신의 기지국에서 송신된 전파는 가옥, 빌딩 등 인공 건축물과 이동국 주위에 있는 산림 같은 자연 장애물에 의하여 반사, 회절, 산란되므로 이동국에 도달할 때에는 다중파를 이루게 된다. 따라서 수신점에서는 여러 개의 파가 모여서 수신 전계 강도가 변화하는 페이딩 현상이 발생한다. 이러한 페이딩

현상때문에 채널의 임펄스 응답 특성이 시간에 따라 변하므로 페이딩 채널을 보상해 주기 위하여 각 순간의 채널 임펄스 응답의 특성 값을 얻는 것이 이동 통신 시스템의 설계에 필요하다.

페이딩 채널 임펄스 응답, $h(t)$ 의 $|h(t)|^2$ 을 지연 프로파일(delay profile)이라고도 하는데, 지연 프로파일은 각 지역, 즉 도심지역, 교외지역, 개활지 등의 페이딩 현상의 수준을 알려주고 있으며 도심 지역에서는 신호 지연이 대략 $10\mu s$ 이고 개활지의 경우에는 신호 지연이 적다. 이를 구하는 방법에는 RF 펄스 사용법과 PN시퀀스 사용법이 있다.

RF 펄스 사용법은 사용 주파수에 수 nano second의 펄스를 전송하여 시간 지연에 대하여 수신 신호의 크기를 측정하는 것이다. 이것은 임펄스를 보내 시스템

* 正會員, 三星電氣 綜合研究所

(Samsung Electric Technical Institutions)

** 正會員, 漢陽大學教 電子通信工學科

(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang University)

接受日字: 1995年1月6日, 수정완료일: 1995年10月13日

을 통해 나온 임펄스 응답을 얻는 것과 마찬가지로 임펄스대신 넓이가 수 nano second되는 RF 펄스를 전송하여 임펄스 응답을 얻을 수 있다. PN시퀀스 사용법은 주기적인 PN시퀀스의 상관 특성을 이용하는 방법으로 PN시퀀스의 주기를 N이라 할 때, 자기 상관 함수 값이 지연이 없을 때 1이고, 다른 지연에서는 모두 $-1/N$ 이 되는 특성을 이용하여 송신된 PN시퀀스와 수신단에서 기준 PN시퀀스와의 상호 상관 함수 값을 구함으로써 임펄스 응답 특성을 얻어낸다.^{[2] [3]}

그러나 위의 두 가지 방법에 있어서 RF펄스에 의한 직접적인 임펄스 응답 측정 방법은 높은 에너지를 포함하는 충분히 짧은 간격의 임펄스를 발생시키기 힘들고 시스템 설계상 어려움이 있다. PN시퀀스 사용법은 시퀀스의 주기가 작을 때, 지연이 없을 때를 제외하고 전 주기에 대한 모든 이전에서 자기상관함수 값이 정확히 0이 되지 않기 때문에 이에 따르는 오차를 감수해야 한다.

현재 유럽에서 사용중인 시분할 다원접속의 GSM (Group Special Mobile) 방식에서는 페이딩 채널 임펄스 응답을 측정하기 위하여 시간 분할 다중 접속 프레임에 정보신호와 함께 한 프레임당 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정할 수 있는 26비트 길이의 프리앰블을 사용하고 있다. 26개의 비트중 16비트가 페이딩의 임펄스 응답을 측정하는 시퀀스이고 앞뒤로 5비트씩 10비트를 주기계열(Periodic Sequence)에서 취하여 5비트의 길이에 해당하는 지연확산(Delay Spread)을 측정토록 하고 있다. GSM에서 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정하는데 사용되는 시퀀스는 최대 7비트까지 지연시 자기상관함수의 값이 0인 주기 16비트의 시퀀스로 구성되고 있다.

본 논문에서는 주기가 짧으면서도 페이딩 채널의 임펄스 응답 측정에 적합한 시퀀스를 찾아내고, 이 시퀀스를 사용하여 수신측에서 이 시퀀스의 자기상관함수 값이 지연이 0이 아닐 때 모두 0이 되도록 회로를 구성하는 방안을 제시하여 측정하려는 지연확산의 범위를 넓히도록 하였다.

II. 페이딩 채널의 임펄스 응답

페이딩 채널의 임펄스 응답이 $h(t)$ 로 표현될 때 송신자가 $c(t)$ 를 전송하면 수신신호는 $c(t)$ 와 $h(t)$ 의 컨

벌루션이 되고, 수학적으로 표현하면

$$r(t) = c(t) * h(t) \tag{1}$$

가 되고, 이 신호를 수신측에서 다시 $c(t)$ 로 상관시키면

$$c(t) * h(t) * c(t) = R(t) * h(t) \approx \delta(t) * h(t) = h(t) \tag{2}$$

이 된다. \otimes 는 수신 신호와 $c(t)$ 의 상관을 의미하며 $R(t)$ 가 지연이 0일 때 임펄스이면 상관시켜 나온 출력이 바로 $h(t)$ 가 된다.^[4]

유럽의 GSM의 시분할 다원접속방식에서는 데이터 전송을 270.8 Kbit/s로 각 슬롯(slot)당 116비트(2비트는 헤더(header)비트)의 정보비트와 두 정보비트 가운데 채널 임펄스 응답 측정용 26비트의 길이를 갖는 미드앰블(midamble)과 좌우 양쪽 3비트 길이의 테일(tail)비트를 포함하여 총 148비트가 하나의 데이터 형식(format)을 구성한다. 각 슬롯은 앞에 8.25비트에 해당하는 보호시간(guard time)을 두고 있다. 그림1은 GSM의 각 슬롯의 데이터 형태이다.

보호시간	테일비트	메시지비트	프리앰블	메시지비트	테일비트
8.25	3	58	26	58	3

그림 1. GSM의 슬롯데이터 형식
Fig. 1. GSM Format of Slot Data.

26비트로 구성된 채널 임펄스 응답 측정용 시퀀스는 16비트를 주기로 하고 있으며 8개중 하나를 선택하여 사용토록 하였다. 16비트의 채널 임펄스 응답측정 시퀀스이다 좌우 각 5비트를 주기16비트 시퀀스에서 첨가하여 5비트 길이에 해당하는 지연확산을 측정토록 하고 있다.

유럽의 GSM시스템에서 사용하는 8개의 채널 임펄스 응답 측정용 시퀀스는 표1과 같다.

8개의 시퀀스의 자기상관함수값은 3가지 형태로 분류되며 표2는 16비트로 구성된 미드앰블의 3가지 형태의 자기상관함수값이다.

즉 한가지 형태는 $R(0)=16, R(7)=4, R(8)=-8, R(9)=4$ 그 외 자기상관함수값은 0으로 6비트까지 지연확산측정이 가능하고 다른 형태는 $R(0)=16, R(8)=-12$ 로 7비트까지 지연확산측정이 가능하다. 다음 장에서는 지연이 없을 때나 중간일 때를 제외하고

모두 자기상관함수값이 0을 갖는 시퀀스를 탐색하는 방법을 제시한다.

표 1. GSM에서 사용하는 미드앰블
Table 1. Midamble using GSM.

계열번호	계 열
1	1011100001000100
2	1011101111000101
3	0111011101001000
4	1111011010001000
5	0101110010000011
6	1101011000001001
7	1111101100010100
8	1110001001011101

표 2. GSM프리앰블의 자기상관함수특성
Table 2. Autocorrelation Properties of GSM Preamble.

(1)

τ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$R(\tau)$	16	0	0	0	0	0	0	0	4	8	4	0	0	0	0	0

(2)

τ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$R(\tau)$	16	0	0	0	0	0	0	-4	8	-4	0	0	0	0	0	0

(3)

τ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$R(\tau)$	16	0	0	0	0	0	0	0	-12	0	0	0	0	0	0	0

III. 이진시퀀스의 자기상관함수

이진 시퀀스의 자기상관함수를 구하는 방법은 이진 배열에서 '0'을 모두 '-1'로 대체시키고, 이것을 이전 시켜 원래의 시퀀스와 서로 같은 위치에 있는 것끼리 곱한다. 즉 원래 시퀀스와 이전 시퀀스를 비교해서 시퀀스가 같으면 '1'이고, 서로 다르면 '-1'이 된다. 그리고 그 값들을 모두 더하면 자기상관함수 값이 된다. 여기서 0번 이전일 때는 자기상관함수 값이 항상 시퀀스 비트 수가 된다. 자기상관함수는 이진 시퀀스의 길이가 N일 때 다음 식으로 정의한다.

$$R(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i a_{i+\tau} \quad , \quad a_i = \pm 1 \quad , \quad 0 \leq \tau \leq N \quad (3)$$

여기서 a_i 는 이진 시퀀스를 구성하는 비트를 나타내고, τ 는 이진 시퀀스가 몇 번 이전됐는가를 나타낸다.

본 논문에서는 페이딩 채널의 임펄스 응답 측정용 이진 시퀀스를 구하기 위하여 이진 시퀀스 자기상관함수의 일반적인 특성에 대하여 알아보았다. [1] [8]

【특성1】

이진 시퀀스의 배열을 거꾸로 해서 구한 자기상관함수 값의 특성은 원래 배열의 그것과 같다.

【특성2】

길이가 N비트인 이진 시퀀스의 배열을 i 회, $0 \leq i \leq N$, 이전했을 때의 자기상관함수 값은 본래 시퀀스의 자기상관함수특성을 갖는다.

【특성3】

-1과 1로 구성된 이진 시퀀스의 성분(element)에 보수를 취해서 얻은 시퀀스는 본래 시퀀스와 같은 값의 자기 상관 함수를 가진다.

앞으로 나오는 정리에는 '1'의 갯수가 '-1'의 갯수보다 같거나 적은 이진 시퀀스를 주로 이용한다. '1'의 갯수가 '-1'의 그것보다 많을 때에는 이 (특성3)에 의해서 1의 보수를 취해주면 된다.

【정리1】

N비트의 이진 배열이 가질 수 있는 자기상관함수 값들은 모든 τ 에 대해서 다음과 같은 자기상관함수 값을 가질 수 있다.

$$R(\tau) = N - 4(k-m) \quad (4)$$

- N : bit 수
- k : N비트 이진 시퀀스 중에서 1의 갯수
- m : 이전된 배열과 원래 배열을 비교했을 때 '1'이 서로 만나는 것의 갯수

(증명)

(k-m)은 원래 배열에서 '1'이 있는 곳만 비교했을 때 '0'과 만나는 것의 갯수가 된다. 또한 원래 배열의 '0'과 이전된 배열의 '1'이 만나는 횟수도 (k-m)가 된다. 따라서

- $N-2(k-m)$: 같은 시퀀스의 갯수
- $2(k-m)$: 다른 시퀀스의 갯수

로 표시된다. 이 때의 자기상관함수의 값은

$$R(\tau) = N - 2(k-m) + \{-2(k-m)\} \\ = N - 4(k-m)$$

【정리2】

이진 배열을 0에서 (N-1)번까지 이전시켰을 때의 자기 상관 함수 값들을 모두 합한 것은 다음과 같다.

$$R(\tau) = \sum_{\tau} (N - 2k)^2 \quad (5)$$

이다. k는 N비트중 '1'의 갯수이다.

(증명)

이진 배열 (a_1, a_2, \dots, a_N) 이 있을 때 자기상관함수의 값은

$$R_0 = a_1 a_1 + a_2 a_2 + a_3 a_3 + \dots + a_N a_N \\ R_1 = a_1 a_2 + a_2 a_3 + a_3 a_4 + \dots + a_N a_1 \\ R_2 = a_1 a_3 + a_2 a_4 + a_3 a_5 + \dots + a_N a_2 \\ \vdots \\ R_{N-1} = a_1 a_N + a_2 a_1 + a_3 a_2 + \dots + a_N a_{N-1}$$

이다.

이를 모두 합하면

$$\sum_{\tau} R(\tau) = a_1(a_1 + \dots + a_N) + a_2(a_1 + \dots + a_N) + \dots + a_N(a_1 + \dots + a_N) \\ = (a_1 + \dots + a_N)(a_1 + \dots + a_N) \\ = (a_1 + \dots + a_N)^2$$

이다.

이진 배열에서 k가 "1"의 갯수이고, N-k는 "-1"의 갯수이므로

$$(a_1 + a_2 + \dots + a_N) = k - (N - k) \\ = -(N - 2k)$$

이다. 그러므로 $\sum_{\tau} R(\tau) = \{- (N - 2k)\}^2$ 이다.

IV. 특정자기상관함수를 갖는 이진 시퀀스

(특성3)에 의해 k의 수를 $k \leq N/2$ 으로 제한하면 (정리1)과 (정리2)를 사용하여 이진시퀀스의 자기상관 함수 값이 지연이 0일 때와 N/2일 때만 0이 아닌 값을 가질 수 있는 가능성의 k값을 추정할 수 있다.

【조건1】

(정리1)에 의해 자기상관함수의 값이 0번 이전할 때를 제외하고 모든 이전에 대하여 0이 될 수 있는 비트 길이는 4의 배수이다. 즉 4, 8, 12, 16, 20, ...비트가 된다.

【조건2】

(정리2)에서 이전이 0일 때는 N의 값을 가질 것이고, 중간에서만 자기상관함수 값을 갖는다고 가정하면 이때 상관값을 N보다 작을 것이다. 만일 중간에서의 자기상관 값이 (-)의 값을 갖는다면 N=8, 12, 16, 20, ... 일 때 가능한 k의 수는 N=8일 때 k=3, N=12일 때 k=5이고, N=16일 때 k=7로 시퀀스의 길이가 4 배수이면서 시퀀스 내 1의 갯수가 0의 갯수와 2개 차이가 나는 이진시퀀스이다. 이것은 컴퓨터 탐색을 통해 확인되었다.

페이딩 채널의 임펄스 응답 측정에 적합한 이진 시퀀스, 즉 지연이 0일 때와 중간에서를 제외한 모든 지연에 대하여 자기상관함수 값이 0이 되는 시퀀스를 **【조건1】**, **【조건2】**에 의해 8비트에서 28비트까지 컴퓨터를 사용하여 찾아보았다. 시퀀스의 길이를 N이라 할 때, 0번 이전과 N/2번 이전을 제외하고 자기상관함수 값이 0이 되는 경우는 다음 2종류가 있었다.

$$R(\tau) = \begin{cases} N & : \tau = 0 \dots \\ -(N-4) & : \tau = \pm N/2 \dots \\ 0 & : \text{그 외의 모든 이전} \end{cases} \quad (6)$$

0번 이전에서부터 N-1번 이전 때까지의 자기상관함수 값의 합이 4인 경우이다. 이러한 자기상관함수특성을 나타낼 수 있는 이진 시퀀스는 시퀀스길이가 4의 배수이면서 시퀀스내의 1의 갯수와 0의 갯수가 2개 차이가 나는 이진 시퀀스이다. 이러한 관계를 표3.에 나타내었다.

【특성1】, **【특성2】**, **【특성3】**에 의해 표3.에 있는 이진 시퀀스를 이용해서 찾을 수 있는 이진 시퀀스들은 생략하였다. 즉 생략된 이진 시퀀스들은 표3.에 있는 이진 시퀀스들을 역순을 취하거나, 혹은 보수를 취하거나, 혹은 역순을 취해서 보수를 취하거나, 혹은 이전을 해서 구할 수 있는 시퀀스들이다.

자기상관함수값이 시퀀스의 길이가 8비트일 때 표 3에서와 같은 자기상관함수값을 갖는 시퀀스는 표 3의 8비트 길이의 시퀀스를 이전시켜 만든 8개 시퀀스와

이 8개 시퀀스에 보수를 취하여 만든 시퀀스 8개, 합하여 16개 시퀀스를 역순을 취하여 만든 16개 시퀀스로 총 32개 시퀀스가 존재함을 확인하였다. 마찬가지로 시퀀스의 길이가 12, 16, 20, 24, 28비트일 때 각각 48, 128, 80, 96, 112개의 시퀀스가 존재하였다.

표 4. 0번과 N/2번 이전을 제외하고 자기상관함수 값이 0인 이진 시퀀스

Table 4. Binary Sequences with Auto-correlation value 0 except 0 and N/2 shifts.

8비트							
합수값	8	0	0	0	-4	0	0
이진배열	0	0	0	0	1	0	1
총부호수	32						

12비트										
합수값	12	0	0	0	0	0	-8	0	0	0
이진배열	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1
총부호수	48									

16비트												
합수값	16	0	0	0	0	0	0	-12	0	0	0	0
이진배열	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1
총부호수	128											

20비트													
합수값	20	0	0	0	0	0	0	0	-16	0	0	0	0
이진배열	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1
총부호수	80												

24비트														
합수값	24	0	0	0	0	0	0	0	0	-20	0	0	0	0
이진배열	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0
총부호수	96													

28비트															
합수값	28	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-24	0	0	0	0
이진배열	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0
총부호수	112														

또 하나의 특정자기상관함수 특성은 다음과 같다.

$$R(\tau) = \begin{cases} N & : \tau = 0 \dots \\ N-8 & : \tau = \pm N/2 \dots \\ 0 & : \text{그 외의 모든 이전} \end{cases} \quad (7)$$

그러나 이러한 특성을 갖는 이진 시퀀스는 길이가 4의 배수인 시퀀스 중에서 12비트, 36비트, ...일 경우만 존재할 수 있다. 왜냐하면 식(5)에 의해 길이 12비트, 36비트인 이진 시퀀스에 대해서는 1의 갯수가 각각 4개, 14개인 경우에 자기상관함수 값의 합이 각각 16, 64가 될 수 있지만 그 외의 길이의 이진 시퀀스, 예를 들어 길이 16비트, 20비트, 24비트의 이진 시퀀스에 대해서는 자기상관함수 값의 합이 각각 24, 32, 40이 될 수 없기 때문이다. 이런 특성을 가진 시퀀스는 많지 않으므로 논문에서는 앞의 경우만 다루었다.

V. 임펄스 응답 측정 시스템

GSM에서는 이진 시퀀스의 길이가 N일 때, 0번의 이전과 N/2번 이전에서의 자기상관함수 값이 0이 아닌 이진 시퀀스를 이용하여 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정하고 있으나 측정범위를 확장시키기 위하여 N/2번 이전의 자기상관함수 값이 0이 되는 측정시스템을 수신측에서 구성하였다.

먼저, 식(6)과 같은 이진 시퀀스를 적절한 지연과 보수를 취한 후 상관시켜서 자기상관함수 특성을 임펄스 형태로 나타나게 하는 수신기를 그림 2에 보였다. 여기서 C(t)는 자기상관함수 특성이 식(6)과 같은 이진 시퀀스이고, CN/2(t)는 반 주기 지연시킨 것을 나타내며, CN/2(t)는 반 주기 지연시킨 시퀀스에 보수를 취한 것을 나타낸다. 수신기 내부의 A, B, C에서의 각각의 경로에 대한 자기상관함수 특성을 그림3, 그림 4, 그림5에 각각 나타내었다.

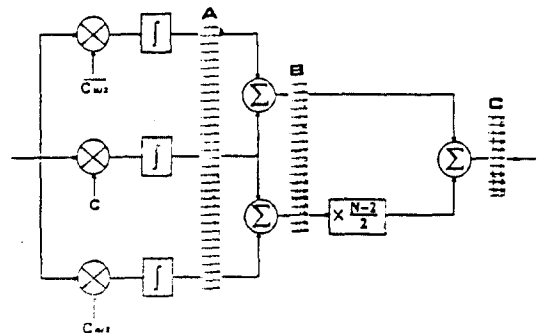


그림 2. 임펄스 응답 측정용 수신기
Fig. 2. A Receiver for measurement of impulse response.

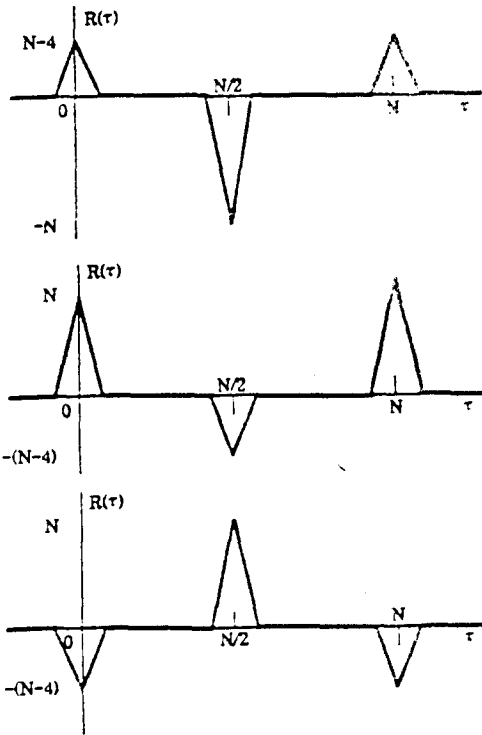


그림 3. 수신기 A에서의 자기상관특성
Fig. 3. Autocorrelation Property at Reciver A.

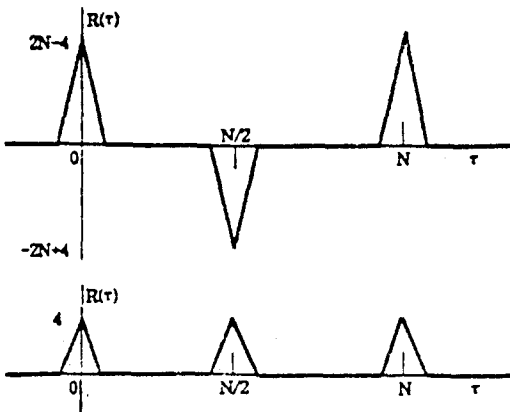


그림 4. 수신기 B에서의 자기상관특성
Fig. 4. Autocorrelation Property at Reciver B.

예를 들어 그림2에서와 같은 수신기를 이용하여 임펄스 응답을 측정할 경우, 만약 무선 전송로의 임펄스 응답이 (2, 1)이라 하고 자기상관특성이 식(6)과 같은 길이 12비트의 이진 시퀀스 [-1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,

1,1,-1,1]를 전송할 때, 식(1)에 의해 수신기에서 수신되는 신호는 이진 시퀀스와 임펄스 응답의 컨벌루션이 된다. 즉,

$$\begin{matrix} -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 2 & \Rightarrow \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} -2 & -3 & -3 & -3 & 1 & -1 & -3 & 1 & 3 & 3 & -1 & 1 & 1 \end{matrix}$$

이 되며, 이것을 그림2의 수신기 A부분의 윗 경로에서 상관시키면

$$\begin{matrix} -2 & -3 & -3 & -3 & 1 & -1 & -3 & 1 & 3 & 3 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 \end{matrix} \Rightarrow$$

$$16 \ 8 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -24 \ -12 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

이 된다. 또한 수신된 신호를 가운데 경로에서 상관시키면

$$\begin{matrix} -2 & -3 & -3 & -3 & 1 & -1 & -3 & 1 & 3 & 3 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 \end{matrix} \Rightarrow$$

$$24 \ 12 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -16 \ -8 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

이 되고, 밑의 경로에서 상관시키면

$$\begin{matrix} -2 & -3 & -3 & -3 & 1 & -1 & -3 & 1 & 3 & 3 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{matrix} \Rightarrow$$

$$-16 \ -8 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 24 \ 12 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

이 된다. B에서의 윗 경로와 아래 경로의 값들은 각각 A에서의 윗 경로와 가운데 경로, 가운데 경로와 밑 경로에서의 값들을 합한 것이므로

$$40 \ 20 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -40 \ -20 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

$$8 \ 4 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 8 \ 4 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \text{ 이 된다.}$$

C에서는 B에서의 밑 경로의 값들에 (N-2)/2 = 5를 곱한 값들과 윗 경로의 값들이 합해지므로 80 40 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 이 된다.

이것을, 그림4.5를 보면 알 수 있듯이, 정규화하기 위해 4N-8 = 40으로 나누면 임펄스 응답 2 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 을 얻는다.



그림 5. 수신기 C에서의 자기상관특성
Fig. 5. Autocorrelation Property at Reciver C.

VI. 결론

본 논문에서는 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정하는데 적합한 이진 시퀀스를 이진 시퀀스의 일반적인 성질들로부터 찾아보았다. 자기상관함수의 특성이 임펄스가 되는 이진 시퀀스는 4비트를 제외하고는 존재하지 않았다. 이진 시퀀스의 길이가 N 이라면, $N/2$ 번 이전에서 한번 더 자기상관함수 값이 0이 아닌 이진 시퀀스를 찾을 수 있었다. 이러한 이진 시퀀스의 자기 상관 특성을 모든 이전에 대해 0이 되게 하는 수신기를 고안하였다.

유럽의 GSM에서와 같이 정보 신호와 함께 한 프레임당 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정할 수 있는 프리앰블을 사용한다면 본 논문에서 연구한 특정자기상관함수를 갖는 이진 시퀀스와 임펄스 응답 측정 시스템을 활용할 수 있을 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] S. W. Golomb, *Shift Register Sequences*, Holden-Day Inc., London, 1967.
- [2] D.C.Cox, "Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistics for 910MHz Urban Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-23, pp1271~1280, Nov, 1975.
- [3] D.C.Cox and R.P.Leck, "Distribution of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910MHz Urban Mobile Radio Path," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.AP-23, pp.206~213, Mar, 1975.
- [4] D.C.Cox, "910MHz Urban Mobile Radio Propagation : Multipath Characteristics in New York City," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-21, pp1188~1194, Nov, 1973.
- [5] George L. Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio," *PROC. of IEEE*, Vol.68, No.3, March, 1980.
- [6] Lee, W.C.Y, *Mobile Communications Design Fundamentals*, Howard W.Sams & Co., 1986.
- [7] Lee, W.C.Y, *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill Book Co., 1982.
- [8] Zimer, R.E. & Peterson, R.L., *Digital Communications and Spread Spectrum*, Macmillan Publishing Co. 1985.

저 자 소 개

金 東 錫(正會員)

1988년 3월 한양대학교 전자통신공학과 입학. 1992년 3월 한양대학교 전자통신공학과 공학사. 1994년 8월 한양대학교 전자통신공학과 공학석사. 1994년 8월 - 현재 삼성전기 종합연구소 근무

韓 榮 烈(正會員)

1938년 6월 10일생. 1960년 서울대학교 전자공학과 학사. 1976년 미주리 대학교 대학원 공학석사. 1979년 미주리 대학교 대학원 공학박사. 1980년 - 현재 한양대학교 전자통신공학과 교수. 1980년 - 1994년 통신공학회 이사. 1995년 - 현재 통신공학회 수석부회장