

論 文

채널간 간섭없는 동기식 SSMA 시스템의 구성에 관한 연구

正會員 邊 健 植*, 正會員 鄭 基 鎬**

A Study on the Construction of Synchronous SSMA System without Interchannel Interference

Kun Sik BYON*, Ki Ho CHUNG** *Regular Members*

要 約 종래의 스펙트럼 확산 통신방식은 비동기의 다중접속이 가능하다는 특징을 가지지만, 채널간 간섭이 존재하기 때문에 동시 통신 가능한 채널 수가 TDM에 비해 작아, 주파수 이용 효율이 나쁘다. 이것을 개선하기 위해 본 논문에서는 새로운 변형 M계열을 확산 부호로 하는 동기식 스펙트럼 확산 다중 통신 방식을 제안한다. 시스템 구성후 실험 결과 M계열 사용시 보다 변형 M계열 사용시 채널간 간섭이 적음을 확인하였고 전송 대역폭이 클수록 수신 파형이 양호함도 확인하였다.

ABSTRACT It is known that conventional spread spectrum communication systems have a characteristics of non-synchronous multiple access. However, because the system has a interchannel interference, the number of channels that can communicate at the same time is small as compared with TDM. This paper presents a new synchronous spread spectrum multiple access communication system using a modified M sequence as a spread sequence. The system was constructed and through experiment we confirmed that a modified M sequence is superior to a M sequence in the area of interchannel interference. And we also confirmed that received waveforms are better with a increase of transmission bandwidth.

1. 서 론

* 東亞大學校 電子工學科

Dept. of Electronics Engineering, Dong A University, Pusan, 608 Korea.

** 嶺南大學校 電子工學科

Dept. of Electronics Engineering, Yeung Nam University, Kyung San 632 Korea.

論文番號 : 87-12(接受 1987. 1. 12)

전자계산기 시스템, 제어 시스템, 구내통신 시스템의 대규모화에 따라 시스템내를 전송하는 신호나, 그것을 전송하는 선로의 양은 증대하게 되어 있고, 이와같은 시스템을 효율 좋게 구성하는 데는 단순화된 전송로에 의해서, 대량 및 신뢰성이 높은 신호 전송을 가능하게 하는 다중 전송 방식이 필요하다. 스펙트럼 확산 통신 방식은 간섭이나 방해에 강하고 비화성을 가진다는 장점이 있고, 또 비동기의 다중접속이 가능한 방식으로

알려져 있다⁽¹⁾⁽²⁾. 그러나 이 방식을 비동기 시스템에 적용하는 경우 확산 부호간에 상호상관이 있기 때문에 동시통신을 행하는 각국 사이에 채널간 간섭이 존재하여 시분할 다중 통신방식(TDM)에 비해서 회선의 품질을 같이한 경우 동시 통신의 채널수가 적어 주파수 이용 효율이 떨어진다. 채널간 간섭을 적게 하는 데는 두가지 방법이 있다. 첫번째 방법은 발생한 간섭을 수신부에서 제거하는 방법이며, 두번째 방법은 확산부호의 상호상관을 적게 또는 0으로 하는 방법이다. 첫번째 방법에 관해서는 모든 국에 할당된 확산 부호간의 상호상관을 미리 알아 놓고 그것을 이용해서 수신부에서 채널간 간섭을 재생해서 제거하는 방식⁽³⁾⁽⁴⁾이 제안되고 있지만 구성이 매우 복잡하며, 두번째방법에 관해서는 상호상관이 적은 계열을 연구하는 것으로⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾ 본 논문은 두번째 방법을 이용한 것이다.

일반적으로 비동기식 SSMA 방식에서는 수신에서의 역확산시에 희망신호의 확산부호와 동기를 취할 필요가 있지만, 본 방식에서는 송신측의 모든 채널의 확산부호가 동기관계에 있고 또 변형 M계열 확산부호를 이용함으로써 상호상관을 0으로 할 수 있는 것(3절 가항에서 설명)을 나타내고 이것을 이용한 동기식 스펙트럼 확산 다중통신 방식을 제안한다. 본 방식에서는 비동기의 다중접속이 가능하다고는 스펙트럼 확산방식의 특징의 하나는 상실하지만 채널간 간섭이 없기 때문에 다중 채널수를 TDM과 같은 정도로까지 증가할 수 있으며, 스펙트럼 확산 통신의 최대 문제인 주파수 이용 효율을 현저히 개선할 수가 있다.

또 동기식 스펙트럼 확산 방식으로는 bit shift M계열을 확산부호로⁽⁸⁾ 하는 방식등이 제안되고 있지만 이들의 방식에서는 확산부호의 상호상관이 0이 아니기 때문에 채널간 간섭이 존재한다.

본 논문에서는 이와같은 동기식 스펙트럼 확산 다중통신 방식에 관해 채널간 간섭제거의 이론적 검토 및 동기 신호에 관한 사항을 설명하고자 하며 회로 구성을 실험적으로 제작하여 실험을 통해 채널간 간섭 능력을 확인하고자 한다.

2. 동기식 SSMA의 기본 구성

동기식 스펙트럼 확산 다중접속(SSMA) 방식이란 송신측의 각 확산 부호간에 어떤 동기 관계가 성립하고 있는 것을 말한다. 이와같은 방식의 기본 구성으로써 n개의 신호를 다중전송하는 그림 1과 같은 베이스밴드 전송 모델을 생각하기로 한다.

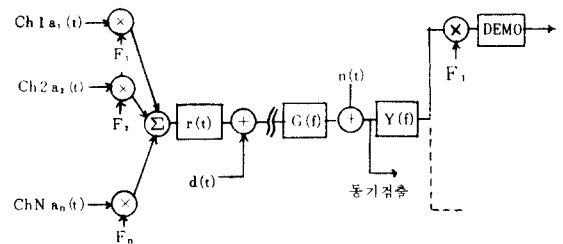


그림 1 동기식 SSMA 방식의 기본 구성
BASIC construction of synchronous SSMA.

$a_i(t)$ 는 i 채널의 송신신호이며 아나로그 전송의 경우 그 최고주파수가 $1/2T$ 인 임의의 파형, 데이터 전송의 경우는 bit rate가 $1/T$ 로 진폭이 ± 1 의 NRZ 펄스로서 각 신호 펄스는 동기하고 있다고 한다. F_i 는 i 번째 채널에 할당된 확산 부호이며 부호장 N , 주기 T , 부호 1 주기의 진폭 스펙트럼은 $F(f)$ 로 한다. 확산 부호의 1bit 시간폭은 T/N 이기 때문에 $F_i(t) = F(t - (i-1)T/N)$ ($i=1, 2, \dots, N$)의 관계가 있다. 본 논문에서는 이 방식에 적합한 F_i 로서 변형 M계열을 사용한다. $\gamma(f)$ 는 송신 필터의 전달함수, $Y(f)$ 는 수신 필터의 전달함수, $G(f)$ 는 전송로의 전달함수라 한다. 또한 종합 전달특성을 $X(f) = \gamma(f) Y(f) G(f)$ 로 하고 $X(f)$ 의 지연시간은 0으로 한다. $n(t)$ 는 전송로 잡음이며 복조기는 아나로그 전송의 경우 이상적 저역 필터이며 데이터 전송의 경우에는 Integrate & dump 필터를 사용한다.

또한 종래의 확산방식에서는 수신측에서 역확산시에 희망신호의 확산부호와의 동기를 취할 필요가 있지만 본 방식에서의 동기는 송신측의 전 채널의 확산 부호가 동기 관계에 있음은 물론 확산 부호의 스펙트럼이 0으로 되는 부분에 배치

하는 협대역의 동기신호 $d(t)$ 를 사용하기 때문에 결국 송수신의 확산 부호는 동기관계에 있으므로 수신측에서는 동기 신호 검출만 하면 된다.

3. 본 방식의 구성 및 이론해석

본 방식의 기본 특성을 해석하기 위해 본 절에서는 2절에서 논한 시스템에 관해서 각 구성부 및 특성량의 이론 해석을 행한다.

가. 변형 확산 부호

확산 부호는 SSMA방식의 성능을 결정하는 가장 중요한 파라메타이다. 동기식 다중 전송 시스템에 있어서는 확산 부호를 처리이득, 스펙트럼의 확산성, 부호간 간섭, 실험 장치의 간단함등의 점에서 평가할 수 있다. 지금까지 알려진 부호중 이들의 조건에 가까운 것으로서 M계열 확산 부호, 직교부호를 들 수 있지만 M계열에서는 채널간 간섭을 완전히 0으로 할 수 없으며, 직교 부호에서는 일반적으로 스펙트럼의 확산성이 떨어지고 장치가 복잡하다는 등의 문제점이 있다. 순회형 직교 부호를 이용하면 스펙트럼의 확산성은 거의 만족되지만 장치의 복잡함에서 역시 M계열에 뒤진다.⁽⁹⁾ 또한 M계열은 완전한 순회부호이기 때문에 직교 부호보다도 해석이 쉬워진다. 그래서 본 논문은 M계열을 변형하는 것에 의해서 위의 조건을 만족하는 확산 부호를 생각한다.

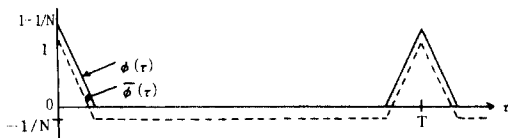


그림 2 확산부호의 상관함수
Correlation function of spread sequence.

그림 2에 표시하듯이 M계열의 자기 상관함수 $\bar{\phi}(\tau)$ 의 side-lobe의 크기는 $-1/N$ 이기 때문에 이 직류분이 그 다음 채널과 상관을 일으켜 상호 상관값이 0이 되지 못한다. 즉 각 채널에 확산 부호로서 M계열을 상대적으로 위상 Shift한 것을 할당시키는 경우 상호 상관값이 0이 아니기 때문에 채널간 간섭이 발생한다.

그러나 송수신의 M계열에 적당한 직류분을 첨가하면 상관함수 $\bar{\phi}(\tau)$ 의 side lobe를 완전히 0으로 할 수 있으므로 채널간 상호 상관이 0이 되어 채널간 간섭을 없앨 수 있다. 이와같이 M계열에 직류분을 첨가시킨 계열을 변형 M계열이라 한다. $F_M(t)$ 를 M계열로 하고 송수신의 변형 M계열을 각각 $F_A(t) = F_M(t) + \alpha$, $F_B(t) = F_M(t) + \beta$ 로 한다. 이 때 $\bar{\phi}(\tau)$ 및 $\phi(\tau)$ 는 식(1), 식(2)와 같다.

$$\bar{\phi}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T F_M(t) F_M(t-\tau) dt \quad (1)$$

$$\phi(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T |F_M(t) + \beta| |F_M(t-\tau) + \alpha| dt \quad (2)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T F_M(t) dt = \frac{1}{N} \text{을 이용하면 식(1), (2)에 의해 } \phi(\tau) = \bar{\phi}(\tau) + (\alpha + \beta) \frac{1}{N} + \alpha\beta \quad (3)$$

이 된다. $\phi(\tau)$ 의 side lobe를 0으로 하기 위해 α, β 사이에는 식(4)의 관계가 성립해야 한다.

$$(\alpha + \beta) \frac{1}{N} + \alpha\beta = \frac{1}{N} \quad (4)$$

처리이득면에서 $\alpha = \beta$ 일 때 최고이므로 $F(t) = F_A(t) = F_B(t)$ 가 요망된다. 이 경우에 첨가되는 직류분 $\alpha (= \beta)$ 는 식(5)와 같다.

$$\alpha = \frac{-1 \pm \sqrt{1+N}}{N} \quad (5)$$

표 1에 α 와 N의 관계를 간단히 표시한다. 일 예로 부호장을 31(5단)로 하면 첨가되는 직류분은 $\alpha = 0.15$ 또는 $\alpha = -0.219$ 중의 하나이다. 변형 M계열 $F(t)$ 의 상관함수 $\phi(\tau)$ 는

$$\phi(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) F(t-\tau) dt = \bar{\phi}(\tau) + \frac{1}{N} \text{로 되며 그}$$

림 2 중의 실선과 같다.

표 1 α 와 N의 관계
Relation of α and N.

| N | 7 (= 3 단) | 31 (= 5 단) | 127 (= 7 단) |
|----------|---------------|---------------|-----------------|
| α | 0.26 -0.55 | 0.15 -0.21 | 0.081 -0.097 |

직류분 첨가의 의미를 스펙트럼상으로 검토하면 다음과 같다. 일반적으로 전력 스펙트럼과 자

기 상관함수는 Wiener-Kichien 정리에 의해 푸리에 변환 관계가 있기 때문에, 자기 상관 함수의 side lobe의 값이 0으로 되기 위해서는 부호의 전력 스펙트럼의 포락선이 시간영역에서 $2T/N$ 내로 제한된 단일 펄스의 진폭 스펙트럼과 동일한 형을 가질 필요가 있다. 그러나 그림 3에서 알 수 있듯이 M계열의 전력스펙트럼의 포락선은 폭 $2T/N$ 의 삼각펄스의 진폭 스펙트럼과 거의 동일하지만 직류 성분만이 다르다^[10].

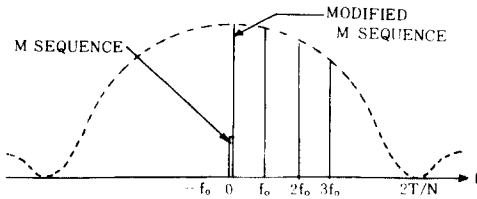


그림 3 확산부호의 전력스펙트럼밀도
Power spectrum density of spread sequence.

그래서 M계열의 직류분 α 를 부가함에 의해 그 전력 스펙트럼의 포락선을 삼각펄스의 진폭 스펙트럼과 일치시키면 그 계열의 자기 상관함수의 side lobe를 0으로 할 수가 있다. 변형 M계열을 1bit씩 shift해서 얻은 N개의 계열을 각 채널의 확산 부호로 하면 동기가 완전하고 주파수 대역이 충분히 넓은 경우에는 채널간 간섭이 0으로 된다.

그러나 실제로는 대역에 제한이 있으며 또한 전송로 잡음도 존재하기 때문에 이를 반드시 고려해야 한다.

나. 채널간 간섭에 미치는 대역 제한의 영향

앞 절에서 제안한 변형 M계열을 이용하면 전송 대역에 제한이 없는 경우에는 채널간 간섭을 완전히 0으로 할 수가 있다. 그러나 실제의 통신 시스템에 있어서는 대역에 제한이 있기 때문에 변형 M계열을 그대로 사용해도 그림 4에 표시하듯이 수신측 부호와 송신측 부호의 상관함수 $\hat{\phi}(\tau)$ 의 side lobe 값이 0이 되지 않고 이것에 의해 채널간 간섭이 생긴다. 본 절에서는 대역제한과 채널간 간섭의 관계를 구하고 그 개선 방법

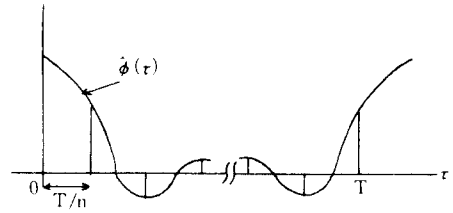


그림 4 대역제한시의 상관함수
Correlation function with band-limited.

에 관해 검토한다. 대역에 제한이 없고 지연시간이 없는 경우의 상관함수 $\phi(\tau)$ 는 식(6)과 같다^[7].

$$\phi(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_0^2 |F(nf_0)|^2 e^{j2\pi n f_0 \tau} \quad (f_0 = 1/T) \quad (6)$$

대역 제한이 있을 때는 $X(f) = \gamma(f)G(f)Y(f) = |X(f)|e^{j\phi_x(f)}$ 로 놓으면 $\phi_x(f)$ 는 종합 전달 특성 X(f)의 위상각 상관함수 $\hat{\phi}(\tau)$ 는 송신측 부호에 대한 수신측 부호의 지연시간을 T_d 로 하면 식(7)과 같다.

$$\hat{\phi}(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_0^2 |F(nf_0)|^2 |X(nf_0)| e^{j(2\pi n f_0 \tau + \phi(nf_0))} \quad (7)$$

여기서 $\phi(f) = \phi_x(f) + 2\pi T_d f$

스펙트럼 확산 통신 시스템에 있어서는 전송대역은 항상 원신호 $a_i(t)$ 의 대역에 비해서 충분히 넓다. 그 때문에 복조후의 신호의 왜곡이나 전송 데이터 신호로부터의 간섭을 무시할 수 있기 때문에 신호전력(D)과 타 채널로부터의 간섭전력(U)의 비는 식(8)과 같아진다.

$$D/U = \frac{\hat{\phi}(0)^2 \overline{a_1(t)^2}}{\sum_{m=2}^n \hat{\phi}(m \frac{T}{n})^2 \overline{a_m(t)^2}} \quad (8)$$

다음에 제한된 대역하에서는 타 채널로부터의 간섭을 0 또는 실용상 무시할 수 있을 정도로 억누르는 방법을 생각하자. 나이키스트의 제1기준을 만족하는 주파수 특성을 R(f)로 할 때 E_s 를 정수로 하고

$$|F(f)|^2 X(f) = E_s R(f) \quad (9)$$

$$\text{Re}[R(f_c + f)] + \text{Re}[R(f_c - f)] = 1$$

$$\text{Im}[R(f_c + f)] - \text{Im}[R(f_c - f)] = 0$$

의 관계가 있으면 식(7)은 식(10)이 된다.

$$\hat{\phi}(\tau) = f_c^2 E_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} R(nf_c) e^{j2\pi n f_c \tau} \quad (10)$$

$\hat{\phi}(\tau)$ 의 영점은 τ 축상에서 그림 5 (b)와 같이 등간격으로 된다. 즉 $R(f)$ 의 특성이 차단주파수

$f_1 = \frac{Nf_c}{2}$ 에 관해 나이퀴스트 제 1 기준을 만족하는 대칭성을 가지면 τ 축상에서 $1/2f_1 = T/N$ 마다 영점이 나타나며 $\hat{\phi}(n\frac{T}{N}) = 0$ ($n=1, 2, \dots, N-1$) 이 된다. 따라서 이와같은 $R(f)$ 에 대해서 식(9)를 만족하듯이 $X(f)$ 특성을 정하면 대역제한이 있는 경우에도 채널간 간섭을 0으로 할 수가 있다. 그림 5는 나이퀴스트 제 1 기준을 만족하는 주파수 특성 $R(f)$ 와 대역제한된 상관함수 $\hat{\phi}(\tau)$ 의 관계를 나타낸다.

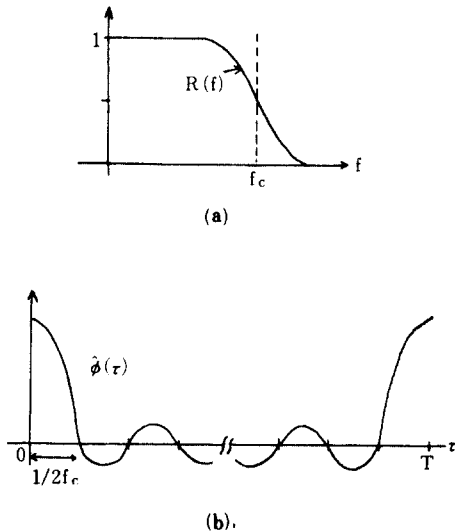


그림 5 $R(f)$ 와 $\hat{\phi}(\tau)$
 $R(f)$ and $\hat{\phi}(\tau)$.

다. 동기 신호

스펙트럼 확산 통신 방식에 이용되는 확산 부호의 자기 상관함수는 급준한 peak를 갖는다. 이 때문에 확산 통신 시스템에서는 이 확산 부호의 상관을 이용해서 동기가 취해져 왔다. 그러나 이 방법에서는 채널의 사용자가 증가하면, 동기시와 비동기시의 상관 출력의 비가 감소한다. 그러므로 양호한 동기 포착을 행하기 위하여는 동기용의 확산 부호의 전력을 크게 하든가 또는 어떤 구

간 신호의 전송을 중지해서 동기 신호만을 전송할 필요가 있다. 그러므로 종래의 확산 부호의 상관을 이용하는 방법으로는 안되고 협대역의 동기 신호를 이용하는 방법이 적당하다고 생각된다.

협대역의 동기 신호는 확산 신호의 스펙트럼이 0으로 되는 부분을 이용해서 전송한다. 이러한 방식으로 clock 주파수와 똑같은 주파수의 정현파를 진폭변조한 것을 동기 신호로 사용한다.

4. 실험 및 고찰

본 절에서는 2 채널의 동기식 스펙트럼 확산 송수신기를 실험용으로 제작하여 앞절에서 검토한 사항들을 실험하였다. 그림 6 및 그림 7은 제작한 송수신기의 구성도이다. 채널 1의 부호발생기(PNG)는 SN7495 shift Register를 이용하여 제작하였으며 부호발생기의 clock신호는 1MHz X-tal을 분주시켜 125Kb/s clock 신호를 발생하였고 스위치를 이용하여 DC ADDER를 on, off 함으로서 M계열, 변형M계열을 선택하였다.

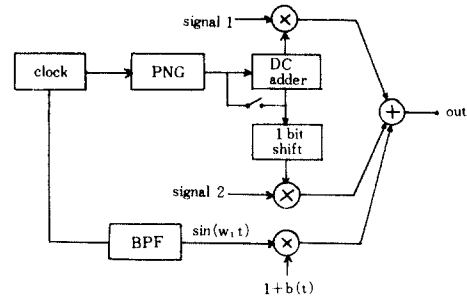


그림 6 2 채널 송신기의 구성도
Block diagram of 2 channel transmitter.

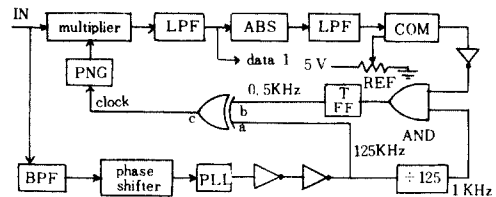


그림 7 수신기의 구성도
Block diagram of receiver.

신호 1 및 신호 2 는 HP3310A Function GEN를 이용하여 0.5KHz, 0.466KHz를 발생시켰다. 또한 승산기는 MC1494를 이용하여 제작하였으며 동기신호에 관해서는 clock주파수와 같은 주파수의 정현파를 진폭변조 시킨 $d(t) = a(1 + b(t)) \sin W_1 t$ 를 사용하였다. 여기서 a는 정수로 1을 선택하였고 $b(t) = \pm \frac{1}{2}$, 4Kb/s의 방형파, W_1 은 clock주파수와 같은 125KHz를 BPF를 통과시켜 사용하였다. 채널 2의 부호발생기는 채널 1의 부호발생기인 Shift Register의 단수에 따른 $-1/N$ 값을 DC ADDER한 후 1bit Shift하여 사용하였다.

수신부에서의 동기회로 구성은 다음과 같다. 먼저 수신된 신호는 수신기 내부에서 발생된 기준 신호(PNG)와 함께 곱하여서 저주파 여파기를 거쳐 고주파 성분을 제거한 후 다시 그 값을 절대치회로(ABS)를 거쳐 envelope를 구한다음 다시 저역통과 여파기를 통과하면 일정값의 직류 성분으로 변화한다. 이 값과 비교기에서 기준값(REF)과 비교하여 그 값이 기준값보다 크면 동기 신호와 수신 신호와의 시간차가 1칩 이내로 된 것으로 판단하여 동기 과정을 끝마친다. 이때 그 값이 기준값보다 적으면 동기 과정이 끝나지 않은 것으로 판단하여 AND Gate의 출력이 1이 되며 그림 8의 b신호는 원값이 무엇이던 반전된다. 125KHz clock이 high이던 low이던 EOR 출력은 반칩 지연된 다음 PNG의 clock으로 인가 되며 다시 앞의 과정을 반복한다. EOR입출력의 time chart는 그림 8과 같으며 b신호가 반전될 때 마다 반칩 지연된다.

1 KHz의 clock신호는 대역통과필터, phase shifter, PLL을 통해 나오는 125KHz clock신

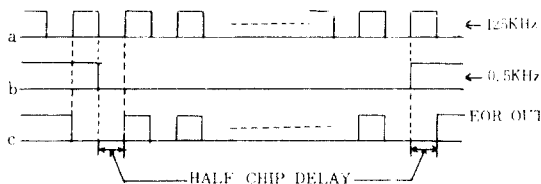


그림 8 EOR gate의 입출력 파형
Input-output waveform of EOR gate.

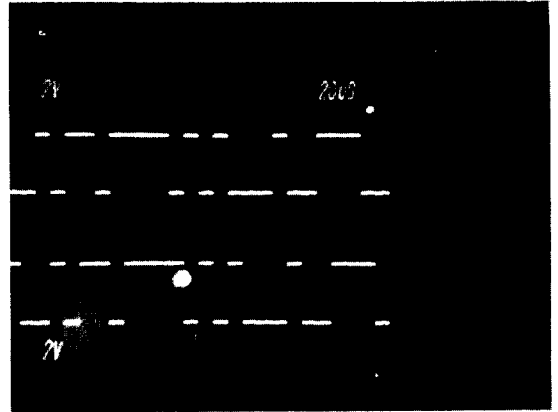


사진 1 채널 1과 2의 확산부호
Spread sequence of CH1 and CH2.

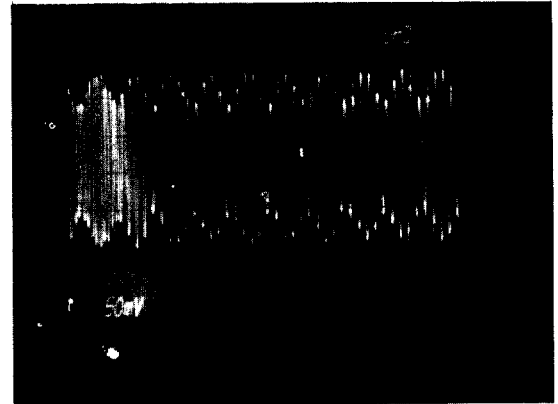


사진 2 M계열사용시 수신파형
Received waveform using M sequence.

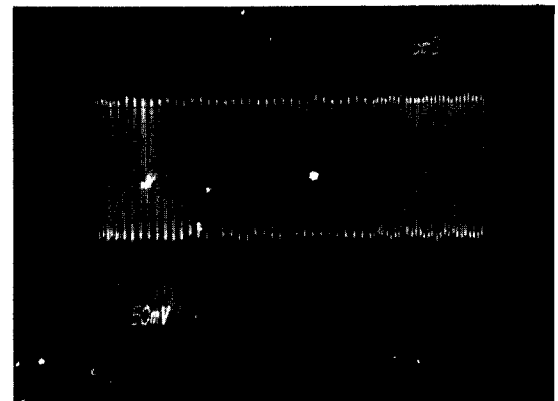


사진 3 변형 M계열 사용시 수신파형
Received waveform using modified M sequence.

호를 분주기에서 125분주하여 얻을 수 있다. 분주를 시키는 이유는 PN code와 수신 입력이 곱해져 승산기 출력이 나오지만 비교기의 출력이 나오기까지는 시간 지연이 있기 때문에 이 시간 지연을 보상하기 위해서이다. phase shifter는 대역통과 여파기의 위상지연을 보상하기 위한 것이다.

실험 결과로서 사진 1은 채널 1과 채널 2의 PNG출력을 나타낸다. 사진 1에서 알 수 있듯이 채널 2의 PNG는 채널 1의 PNG의 정확한 1bit shift 파형임을 알 수 있다. 사진 2는 대역제한이 없을 때 M계열 사용시 채널 1과 채널 2의 이득의 비가 1:6dB로 한 경우의 수신 파형이다. 사진 3은 변형 M계열 사용시 채널 1과 채널 2의 이득의 비가 1:6dB인 경우의 수신 파형이다. 사진 2와 사진 3에서 알 수 있듯이 변형 M계열 사용시 M계열 사용시보다 채널간 간섭이 적음을 확인할 수 있다. 그러나 이론에 따르면 변형 M계열 사용시인 그림 3은 매끄러운 정현파가 나와야 하는데 그렇지 못한 것은 사용한 소자의 부정확성에서 기인된 것이라 생각된다. 사진 4는 bit rate의 2배에 해당되는 250KHz로 대역제한을 행하고 변형 M계열 사용시의 수신 파형이다. 파형에서 알 수 있듯이 채널간 간섭이 존재하여 수신 파형에 왜곡이 존재함을 알 수 있다.

사진 5는 사진 2의 스펙트럼 파형이고 사진 6은 사진 3의 스펙트럼 파형이다. 사진 5와 사진 6에서 알 수 있듯이 사진 5가 사진 6보다 고조파가 포함되어 있어 채널간 간섭이 좀 더 많음을 알 수 있다. 이상의 실험에서 전송로 필타의 대역폭을 고려해서 대역폭을 제한하면(실험에서는 bit rate의 2배인 250KHz) 대역폭을 제한하지 않았을 때와 비교해서 사진 3과 사진 4에서 알 수 있듯이 수신 파형의 질이 떨어짐을 확인할 수 있었으며 또한 M계열 사용시보다 변형 M계열 사용시가 채널간 간섭이 감소함을 알 수 있다. 그러나 이론에 의하면 변형 M계열 사용시 채널간 간섭이 완전히 0으로 되어야 하나 사용한 소자의 부정확성 등에 의해 실험상의 수신 파형은 약간의 간섭을 갖게 된다.

그러나 좋은 소자를 사용하고 정밀 계측기를

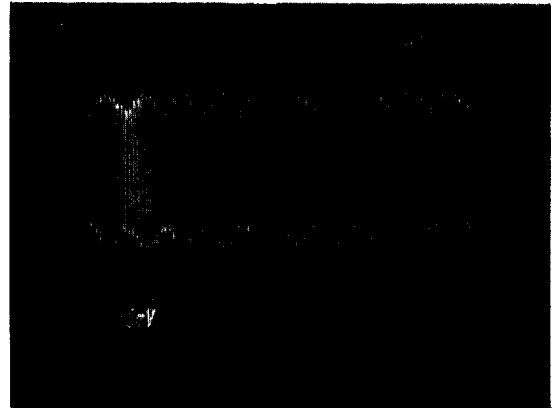


사진 4 250KHz로 대역제한시 수신 파형
Received waveform limited to 250KHz.

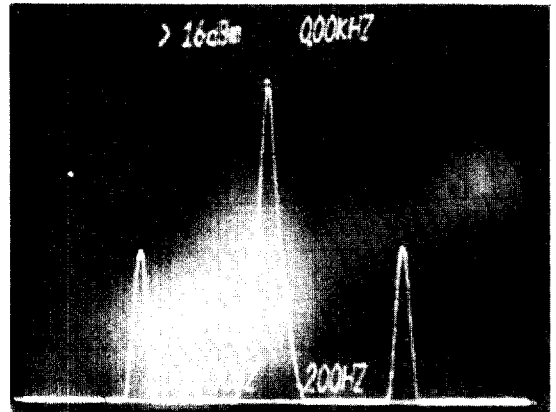


사진 5 사진 2의 스펙트럼
Spectrum of Photo 2.

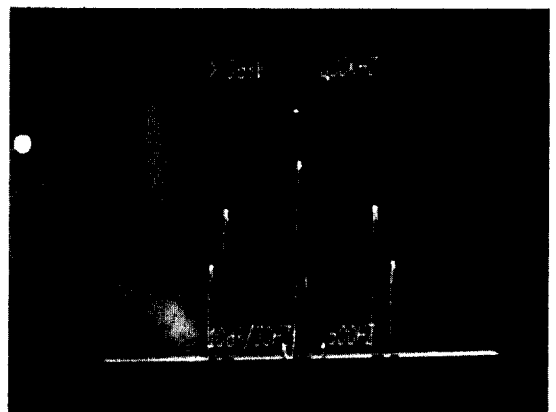


사진 6 사진 3의 스펙트럼
Spectrum of Photo 3.

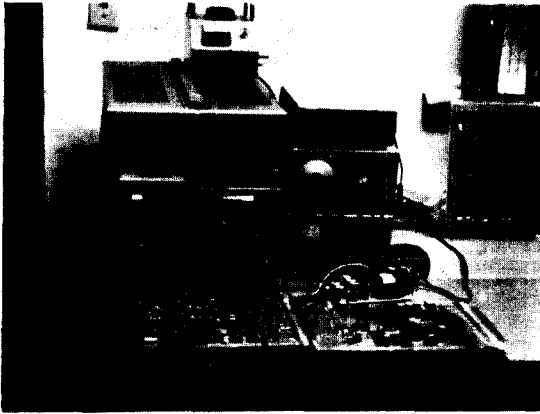


사진 7 전체 실험 시스템
Total experiment system.

이용한다면 좀 더 나은 수신 파형이 얻어질 것이라 기대된다.

사진 7은 전체실험 시스템을 보이며 실험중의 모든 파형은 TEKTRONIX사의 MODEL 7704A 스펙트럼 아나라이저로 관측하였다.

5. 결 론

스펙트럼 확산 통신에서 사용되는 확산 부호의 상호간 간섭때문에 TDM보다 적은 주파수 이용 효율을 개선하는 것을 목적으로하여 변형M계열을 사용한 동기식 스펙트럼 확산 다중통신 방식을 제안하였다. 변형M계열은 M계열 발생에 사용하는 shift Register의 단수에 따른 적당한 직류분을 첨가함에 의해 얻어지기 때문에 발생이 쉽고 또 M계열에는 없는 자기상관함수의 Side lobe가 0이 되는 성질을 갖는다. 본 방식에서는 변형M계열을 1bit씩 Shift시킨 계열을 각 채널의 확산 부호로 사용하고 그 모두에 동기를 취했다. 변형M계열을 사용하면 기존의 M계열 사용시보다 채널간 간섭을 훨씬 적게 할 수 있으며 특히 변형M계열 사용시 자기상관함수의 Side lobe가 0이되어 채널간 상호상관을 없앨 수 있으므로 채널간 간섭없이 다중전송이 행해질 수 있기 때문에 주파수 이용 효율을 개선시킬 수 있다.

그러나 이론적으로는 채널간 간섭을 없앨 수 있으나 실제로는 사용한 소자들의 부정확으로 인

해 약간의 간섭이 존재함을 실험을 통해서 확인할 수 있었고 이는 좋은 소자와 양호한 계측기를 사용하면 좀 더 개선시킬 수 있으리라 생각된다. 본 방식의 특성을 가장 유효하게 이용하는 방법 으로서는 구내통신 시스템, 동기식 다중전송 위성시스템등을 생각할 수 있겠다. 실험에 사용한 소자들이 낮은 주파수에서만 사용할 수 있는 소자들이기 때문에 앞으로는 CCD나 SAW등의 소자를 사용하여 실제적이고 구체적인 시스템의 적용을 검토해 보고 싶다. 또한 전송로 잡음에 대해 본 논문에서는 고려하지 못하였지만 전송로에 잡음을 인가하고 수신 초단에서 이를 제거한 후⁽¹⁾ 희망 신호를 수신하는 경우에 대해 앞으로 더 연구하고자 한다.

참 고 문 헌

- (1) M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple access communication-part 1: system analysis," IEEE, COM-25, no. 8, pp 795-799, AUG, 1977.
- (2) M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple access communication-part 2: code sequence analysis" IEEE, COM-25, no-8, AUG, 1977.
- (3) 正村, 久保田, "チャンネル間 干渉 除去形 SSMA 受信 방식 9 検討," 信學技報, CS 80-168(1980-12)
- (4) 河野, 今井, 羽鳥, "非同期SSMA における 他局間 干渉 9 除去方式 について" 信學論(A), J66-A, 5, pp 416-423(昭 58-05)
- (5) 末広 直樹 "倍數差 直交系列 と 完全相補系列系," 信學論 (A), J65-A, 12, pp 1247-1253(昭 57-12)
- (6) 末広 直樹 "單位 行列의 3 乘根 より 導かれる 完全 相補 系列系" 信學論(A), J66-A, 6, pp 486-491(昭 58-06)
- (7) 住吉, 谷本, 馬匂井, "同期式 스펙트럼 확산 多重 通信 방식의 理論的 検討" 信學技報, CS 81-11(1981-04)
- (8) Weather, G, Holliday, E. M, and Buie H. B, "Offset as a means of m-sequence periodic-correlation side lobe cancellation," Proc IEEE, 70, 7, pp 772-774 (July 1982)
- (9) A. J. Viterbi, Jim. K. omura, "Principle of digital communication and coding," McGraw-Hill, Inc, 1979.
- (10) D. J. Torrieri, "Principle of military communication systems," ARTECH HOUSE INC, 1976, chapter 2
- (11) 변건식, 정기호, "광대역 통신에서의 연속성 간섭파제거에 관한 실험," 한국통신학회지, 제11권 제 3 호, 1986, 6
- (12) 谷本 正幸, 住吉 昭次, 駒井, "變形M系列を用いた同期式 스펙트럼 확산 多重通信 방식" 信學論 '84/3 vol. J67-B no. 3



邊 健 植(Kun Sik BYON) 正會員
1950年 1月 7日生
1968年 3月~1972年 2月：韓國航空大學
電子工學科 卒業(工學士)
1978年 3月~1980年 2月：東亞大學校大
學院 卒業(工學碩士)
1980年 3月~現在：東亞大學校 電子工
學科 助教授
1987年 2月：嶺南大學校 大學院 博士過
程 修了



鄭 基 鎬(Ki Ho CHUNG) 正會員
1924年 2月 22日生
1945年 9月：경성세대 理工學部 卒業
1960年 5月：慶北大學校 教學處長
1968年 1月：嶺南大學校 工大學長(1,2,
6代)
1982年 9月：嶺南大學校 名譽 工學博士
1967~現在：嶺南大學校 電子工學科 教
授