

초광대역 임펄스 무선 전송 시스템을 위한 의사 잡음 부호 기반의 시간 도약 시퀀스

정희원 박 광 회*, 신 요 안**

Time Hopping Sequences Based on Pseudo Random Codes for Ultra Wideband Impulse Radio Systems

Kwonghee Park*, Yoan Shin** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 초광대역 시간 도약 임펄스 무선 전송 (ultra wideband time hopping impulse radio) 다원 접속 시스템을 위한 의사 잡음 부호 기반의 새로운 시간 도약 시퀀스를 제안한다. 임펄스 무선 전송 시스템에 대한 지금까지의 연구에서는 대부분 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스를 사용하여 여러 사용자가 다원 접속한다고 가정하였다. 본 논문에서는 동일 차수의 다수 m -시퀀스와 십진화기를 이용하여 구현 가능한 시간 도약 시퀀스를 제안하고, 여러 사용자의 동기식 및 비동기식 접속 상황에 대한 모의 실험을 통해 이상적인 랜덤 시퀀스와 유사한 우수한 비트오율 성능을 얻을 수 있음을 확인한다. 또한 제안된 시간 도약 시퀀스를 사용하는 경우 좀 더 일반적인 상황인 비동기식 다원 접속이 동기식 다원 접속에 비해 우수한 성능을 얻을 수 있음을 분석한다.

ABSTRACT

In this paper, a new type of time hopping sequences is proposed for ultra wideband time hopping impulse radio multiple access systems. Most previous studies on the impulse radio systems have assumed ideal random time hopping sequences for multiple access of users. The proposed time hopping sequences are constructed from multiple m -sequences of the same order, followed by decimators. Simulation results on synchronous and asynchronous multiple access situations reveal that the proposed time hopping sequences achieve comparable bit error rate performance as compared to the ideal random hopping sequences. Moreover, a qualitative argument is provided to verify superior performance of the asynchronous access to the synchronous counterpart.

I. 서 론

초광대역 시간 도약 임펄스 무선 전송 (ultra wideband time hopping impulse radio; 이하 IR) 시스템은 연속적인 RF 반송파를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과는 달리, 1 nsec 이하의 매우 좁은 펄스폭을 갖는 기저대역 가우시안 모노사이클 펄스 (Gaussian monocycle pulse) 혹은 임펄스 펄스 위치 변조 (pulse position modulation; PPM)

하여 상향 변조 없이 그대로 전송하고 수신단에서 상관기를 통해 신호를 복조한다. 또한 다원 접속을 위해서 각 사용자는 고유한 시간 도약 시퀀스를 이용한다^[1-3]. 이러한 특징들로 인해, 이 시스템은 0 Hz - 수 GHz 주파수 대역에 걸쳐 배경 잡음보다 훨씬 작은 레벨의 전력 스펙트럼 밀도를 갖는 초광대역 특성을 나타내어, 기존의 무선 통신 시스템들과 스펙트럼을 overlay하여 사용 가능하다. IR 시스템은 높은 비화성, 매우 적은 간섭의 발생, 간단한

* 삼성전자 (주)

** 숭실대학교 정보통신전자공학부

논문번호: K01059-0206, 접수일자: 2001년 2월 6일

※ 본 논문은 한국과학재단 특정기초연구과제(#98-0101-12-01-4)의 지원 결과임

구성 등의 장점으로 인해 최근 들어 고속 군사용 혹은 상용 무선 LAN 등에 다양하게 응용되고 있는 추세이다⁴⁾.

IR 시스템에서 여러 사용자의 다원 접속을 위한 시간 도약 시퀀스로서 지금까지는 대부분 이상적인 랜덤 시퀀스를 사용한다고 가정하였다¹⁻³⁾. 이러한 연구와는 약간 다른 관점에서, 우리는 참고문헌 [5-7]에서 하나의 의사 잡음 부호 (m -시퀀스) 발생기와 십진화기(decimator)를 이용한 시간 도약 시퀀스를 고려하였다. 여기서 하나의 시간 도약 시퀀스는 의사 잡음 부호 발생기인 n -stage 선형 궤환 시프트 레지스터(linear feedback shift register; LFSR)^{8,9)}의 기억 소자값들을 십진화하여 얻어지며, 여러 사용자의 도약 시퀀스는 서로 다른 오프셋을 이용하여 얻을 수 있다. 이렇게 얻어진 도약 시퀀스들은 만약 여러 사용자의 프레임 동기가 일치하고 전송 지연이 동일한 동기식 다원 접속에서는 서로의 간섭을 완벽히 배제할 수 있다. 하지만 IR 시스템에서는 하나의 프레임 내에서 다수의 사용자가 서로 다른 시간 슬롯을 점유하는 방식으로 다원 접속을 수행하므로, 좀 더 일반적인 상황이라 할 수 있는 비동기식 접속에서는 임의로 발생하는 약간의 전송 지연에 의해서도 최악의 경우 여러 사용자의 도약 시퀀스가 일치하게 되므로써 큰 성능 열화가 발생할 수 있다. 결국 이 시퀀스는 비동기식 다원 접속 상황에는 적합하지 않으며, 실제 참고 문헌 [5-7]에서는 동기식 접속 상황을 가정하여 IR 시스템의 성능을 분석하였다.

본 논문에서는 이진(binary) IR 시스템을 위해 동일 차수의 다수 m -시퀀스와 십진화기를 이용하여 구현 가능한 시간 도약 시퀀스를 제안하고, 여러 사용자의 동기식 및 비동기식 접속 상황에 대한 모의 실험을 통해 이의 비트오율 성능을 평가하고자 한다. 성능 비교를 위해 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스 및 주파수 도약 확산 대역 시스템에서 사용되는 도약 시퀀스를 시간 도약 시퀀스로 변형한 방법을 고려하며, 또한 제안된 시간 도약 시퀀스를 사용하는 경우 비동기식 다원 접속과 동기식 다원 접속의 성능 차이를 분석한다. 이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 다음 절에서는 본 논문에서 고려하는 이진 IR 시스템의 구성과 성능에 대해 설명하고, 3 절에서는 제안한 시간 도약 시퀀스의 생성 방법과 이의 특성에 대해 설명한다. 이 절에서는 비

교를 위해 고려된 다중 길이 주파수 도약(multiple length frequency hopping) 시퀀스¹⁰⁾와 이를 시간 도약 시퀀스로 이용하는 방법에 대해 역시 설명한다. 4 절에서는 동기식 및 비동기식 다원 접속 상황에서의 비트오율 성능에 대한 모의 실험 결과 및 토의를 제시하고, 마지막으로 5 절에서 결론을 맺는다.

II. 이진 임펄스 무선 전송 시스템

이진 IR 시스템의 송신기에서는 식 (1)로 표현되는 가우시안 모노사이클 펄스 $p(t)$ 를 전송한다.

$$p(t) = 2A\sqrt{\pi}e^{-\frac{t}{\tau_b}} e^{-2\pi(t/\tau_b)^2} \quad (1)$$

여기서, A 은 펄스의 크기이고 τ_b 는 펄스의 폭을 결정하는 파라미터이다. 일반적으로 τ_b 는 1 nsec 이하의 매우 작은 값을 사용하게 되어 IR 시스템은 0 Hz - 수 GHz에 이르는 초광대역 스펙트럼 특성을 갖게 된다. 식 (1)의 가우시안 모노사이클 펄스가 수신단 안테나의 특성에 의해 수신단의 상관기에는 이의 미분된 형태의 펄스가 입력된다³⁾. 따라서 수신기 내 상관기의 입력 파형 $w(t)$ 은 식 (2)와 같이 표현될 수 있다.

$$w(t) = A' \left(1 - \frac{4\pi t^2}{\tau_b^2} \right) e^{-2\pi(t/\tau_b)^2} \quad (2)$$

여기서 A' 는 적절한 크기 상수이다. 이러한 수신 펄스를 이용하여 수신단의 상관기에 입력된 k 번째 사용자의 전송 신호는 다음과 같이 등가적으로 표현된다¹⁻³⁾.

$$s^{(k)}(t) = \sum_j w(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_{1j/N_c}^{(k)}) \quad (3)$$

그림 1은 식 (3)을 도식적으로 나타낸다. 여기서 T_f 는 펄스 반복 시간 혹은 프레임이며, 일반적으로 모노사이클 펄스 폭의 수백 혹은 수천 배의 값을 이용하여 IR 시스템은 매우 작은 duty cycle을 갖게 된다.

IR을 이용한 다원 접속 시스템에서, 여러 사용자들은 하나의 프레임 T_f 내에 일정 주기의 서로 다른 시간 도약 시퀀스를 이용하여 다원 접속하게 된다. 식 (3)에서 $c_j^{(k)}$ 는 k 번째 사용자의 j 번째 도약 부호를 나타내며, T_c 는 상관 복조 시의 적분 간격이 되며, 또한 다원 접속을 위해 하나의 프레임을

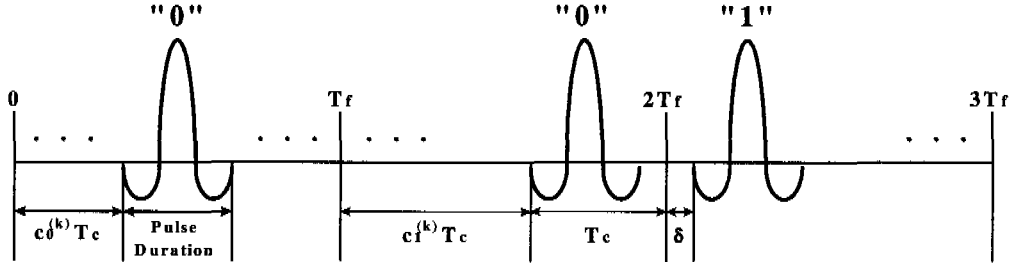


그림 1. 이진 IR 시스템에서 k번째 사용자 신호 전송의 예시.

나누는 슬롯 시간이다. N_h 를 도약 부호가 가질 수 있는 최대값이라 할 때 $0 \leq c_j^{(k)} \leq N_h$ 를 만족하며, 다음 펄스와의 충돌을 피하기 위해서는 아래 조건을 만족하여야 한다.

$$N_h T_c \leq T_f \quad (4)$$

식 (4)에서 $N_h T_c \ll T_f$ 이면, 도약을 위한 부호의 수가 적어 여러 사용자의 펄스 간에 충돌이 발생할 가능성이 커지게 되므로, $N_h T_c \approx T_f$ 를 만족하도록 N_h 와 T_c 를 결정한다. 위에서 언급한 조건들을 만족할 경우, k번째 사용자의 j번째 펄스는 $jT_f + c_j^{(k)}T_c$ 에 존재하고, 다음 펄스는 $(j+1)T_f + c_{j+1}^{(k)}T_c$ 에 존재한다.

한편, 식 (3)에서 $\delta d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}$ 는 이진 데이터 “0”과 “1”에 대한 PPM 과정을 나타낸다. 여기서 δ 는 PPM에서 비트 “0”과 비트 “1”을 구분하는 펄스 시간 간격을 의미하고, $d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)} \in \{0, 1\}$ 는 k번째 사용자의 $\lfloor j/N_s \rfloor$ 번째 데이터 비트를 나타내며, N_s 는 하나의 데이터 비트에 대한 반복 전송 횟수이다. 따라서, 데이터 비트가 “0”인 경우 $\delta d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}$ 가 0이 되고 “1”인 경우는 δ 만큼 시간 지연을 가진 동일 펄스 파형이 전송된다. IR 시스템에서는 하나의 데이터 비트를 N_s 개 반복해 보냄으로써, 실제 전송률은

$$R_s = 1/N_s T_f \text{ (bps)} \quad (5)$$

가 된다.

부가성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise; AWGN) 채널 하에서 N_u 사용자가 다원 접속할 경우 수신 신호 $r(t)$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (6)$$

여기서 A_k 와 τ_k 는 k번째 사용자 신호 $s^{(k)}(t)$ 의 전송 감쇄 및 지연을 각각 나타내고, $n(t)$ 는 평균이 0, 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ Watt/Hz인 AWGN이다. 첫번째 사용자 ($k=1$)를 기준 사용자라 하여 식 (6)을 다시 정리하면 식 (7)과 같다.

$$r(t) = A_1 s^{(1)}(t - \tau_1) + n_{tot}(t) \quad (7)$$

여기서 $n_{tot}(t)$ 는 다른 사용자의 간섭과 잡음의 합으로서

$$n_{tot}(t) = \sum_{k=2}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (8)$$

이다. 이진 IR 시스템에서 복조는 상관기를 이용하여 수행되며, 이 때 수신 신호와 곱하게 되는 기준 사용자의 i번째 데이터 비트를 위한 참조 신호 $v_{bit}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다^[1-3].

$$v_{bit}(t) = w_{bit}(t) - w_{bit}(t - \delta) \quad (9)$$

$$= \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} v(t - jT_f - c_j^{(1)} - \tau_1)$$

$$w_{bit}(t) = \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} w(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \quad (10)$$

$$v(t) = w(t) - w(t - \delta) \quad (11)$$

이러한 참조 신호를 사용할 경우, 결정 회로에서는 다음과 같은 이진 결정을 통해 복조를 수행한다^[1-3].

$$\int_{t=T_f} r(t) v_{bit}(t) dt > 0 \Leftrightarrow "0"$$

$$\int_{t=T_f} r(t) v_{bit}(t) dt < 0 \Leftrightarrow "1"$$

위 식에서 T_i 는 식 (9)에서 표시된 바와 같이 하나의 비트 $d_i^{(1)}$ 를 나타내는 (전송 지연이 고려된) N_s 개 모노사이클 펄스의 지속 시간 범위이다. 이러한 복조기를 이용할 때 N_u 명의 사용자 각각이 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스를 이용하고 데이터 비트의 발생 역시 랜덤하다면, 식 (8)에서 다른 사용자에게 의한 간섭은 N_u 가 큰 경우 가우시안 분포를 갖는 랜덤변수로 근사되며 $n_{tot}(t)$ 역시 가우시안 분포를 따르게 된다. 따라서 위와 같은 조건에서 이진 IR 시스템의 비트오율 P_b 는 아래와 같이 구해진다^[1].

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{S_{out}(N_u)}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx = Q(\sqrt{S_{out}(N_u)}) \quad (13)$$

$$S_{out}(N_u) = \frac{m^2}{\sigma_{tot}^2(N_u)} \quad (14)$$

위 식에서

$$m = \int_{t \in T_i} A_1 w_{bit}(t) v_{bit}(t) dt = A_1 N_s m_p \quad (15)$$

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) [w(t) - w(t - \delta)] dt \quad (16)$$

$$\sigma_{tot}^2(N_u) = E\left\{\left[\int_{t \in T_i} n_{tot}(t) v_{bit}(t) dt\right]^2\right\} \quad (17)$$

이며, $Q(u) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^{\infty} e^{-x^2/2} dx$ 이고 $E(\cdot)$ 는 기대값 연산이다.

III. 의사 잡음 부호 기반의 새로운 시간 도약 시퀀스

IR 시스템에서는 하나의 프레임 내에서 다수의 사용자가 서로 다른 시간 슬롯을 점유하는 방식으로 다원 접속을 수행한다. 이러한 이진 IR 시스템에서 여러 사용자의 다원 접속을 위한 시간 도약 시퀀스로서 지금까지는 대부분 이상적인 랜덤 시퀀스를 사용한다고 가정하였다^[1-3]. 이 시퀀스는 시스템 성능에 대한 이론적인 분석을 위해서는 고려할 수 있지만 실제 구현은 불가능하다. 이와는 달리 우리는 시간 도약 시퀀스로서 하나의 의사 잡음 부호(m -시퀀스) 발생기와 십진화기(decimator)를 이용한 방법을 고려하였다^[5-7]. 여기서 하나의 시간 도약 시퀀스는 n -stage LFSR의 n 개 기억 소자값들을 십진화하여 얻어지며, 다른 사용자의 도약 시퀀스는

서로 다른 오프셋 혹은 초기 조건을 이용하여 얻어진다. 이렇게 얻어진 도약 시퀀스들은 여러 사용자의 프레임 동기화 일치하고 전송 지연이 동일한 동기식 다원 접속에서는 서로의 간섭을 완벽히 배제할 수 있다. 즉 이진 IR 시스템을 이용한 기저구단 말기 형태의 무선 접속 시스템을 고려할 경우 순방향 링크에서는 이러한 시간 도약 시퀀스를 사용 가능하다. 하지만 역방향 링크에서는 각 사용자의 전송 지연이 임의의 값을 갖게되는 비동기식 다원 접속 상황이며, 실제 이러한 비동기식 접속이 좀 더 일반적인 상황이라 할 수 있다. 따라서 이러한 시간 도약 시퀀스를 사용하는 비동기식 다원 접속에서는 임의로 발생하는 약간의 전송 지연에 의해서도 최악의 경우 여러 사용자의 도약 시퀀스가 일치하게 되므로써 큰 성능 열화가 발생하게 된다. 따라서 본 절에서는 여러 사용자의 동기식 및 비동기식 접속 상황을 위하여 동일 차수의 다수 m -시퀀스와 십진화기를 이용하여 구현되는 새로운 시간 도약 시퀀스를 제안하고자 한다.

제안된 시간 도약 시퀀스는 일반적인 대역 확산 시스템에서 이용되는 n -stage LFSR로부터 생성된다. LFSR은 n 개의 메모리 소자와 이들 값들을 더하는 $(n-1)$ 개 입력 mod 2 가산기로 구성된다. 이러한 LFSR의 구조는 n 차 생성 다항식(generator polynomial) 형태로 아래와 같이 표현 가능하며, 여기서 이 다항식이 원시 다항식(primitive polynomial)^[8,9]이 되는 경우 출력되는 시퀀스는 $L=2^n-1$ 비트의 최대 주기를 갖는 m -시퀀스가 된다.

$$g(x) = x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \dots + g_1x + 1 \quad (18)$$

$(g_i \in \{0, 1\}, i = 1, \dots, n-1)$

한편 n 차 원시 다항식의 개수 즉 서로 다른 m -시퀀스의 개수 M_n 은

$$M_n = \frac{L}{n} \prod_{p|L} \left(1 - \frac{1}{p}\right) \equiv \frac{1}{n} \phi(L) \quad (19)$$

으로 주어지며^[8,9], 여기서 십진 "p|L"은 L 을 나누어 떨어지게 하는 모든 서로 다른 소수(prime number)를 의미한다. 식 (19)의 $\phi(L)$ 을 Euler totient 함수라 하며 L 보다 작은 양의 정수 가운데 L 과 서로소(relative prime)인 것들의 개수를 나타낸다. 예를 들어 $n=10$ 인 경우 $L=1023$ 이 되며,

10차 원시 다항식의 개수 M_n 은 60이다.

이제 하나의 프레임이 N_k 개의 슬롯으로 구성되고 $T_f = N_k T_c$ 인 이진 IR 시스템에서 총 N_u 명이 다원 접속하는 경우를 고려한다. 여기서 $N_k \leq N_u$ 라 가정하며 일반성을 잃지 않고 $N_k = 2^\ell$ (단 ℓ 은 양의 정수)이라 가정한다. 이러한 경우 하나의 시간 도약 시퀀스는 0부터 $N_k - 1$ 까지의 값으로 구성된다. 이 때

주기가 $L = 2^n - 1$ 인 하나의 m -시퀀스를 $\ell = \log_2 N_k$ 비트를 하나의 그룹으로 하여 십진화한다. 특히 m -시퀀스의 run length 성질^[9]에 의해 $1 \leq \ell \leq n - 2$ 을 만족할 경우 비트 "0"의 ℓ 개 연속 그리고 비트 "1"의 ℓ 개 연속적인 run이 가능하여 십진화된 값들이 0부터 $N_k - 1$ 까지 발생될 수 있다. 따라서 이러한 조건을 만족하는 ℓ 을 사용할 때 십진화된 m -시퀀스는 0부터 $N_k - 1$ 까지의 십진수가 $\lfloor \frac{L}{\ell} \rfloor$ 를 주기로 반복되며, m -시퀀스 한 주기의 L 개 비트 가운데 마지막 $L - \ell \lfloor \frac{L}{\ell} \rfloor$ 비트는 결국 사용되지 않는다. 이렇게 십진화된 m -시퀀스 하나가 본 논문에서 고려하는 하나의 시간 도약 시퀀스로 이용된다. 다른 사용자들 위한 시간 도약 시퀀스는 m -시퀀스의 천이 성질 (shifting property)^[8,9]에 기반하여 십진화된 m -시퀀스에서 서로 다른 오프셋을 주어 생성한다. 오프셋의 값을 f 라 할 때 이 값은 사용자들 사이의 최대 전송 지연 차이보다 큰 값으로 결정되어야 하며 프레임 등의 값에 의해서도 영향을 받는다. 결국 이러한 방법에 의하여 하나의 원시 다항식에 대해서 총 $\lfloor \frac{L}{f\ell} \rfloor$ 개의 서로 다른 시간 도약 시퀀스를 얻을 수 있으며, 식 (19)의 총 M_n 개의 n 차 원시 다항식 모두를 이용하여 생성 가능한 시간 도약 시퀀스의 개수는 $M_n \lfloor \frac{L}{f\ell} \rfloor$ 가 된다. 따라서 사용되는 원시 다항식의 차수 (혹은 LFSR의 stage 수) n 은

$$N_u \leq \frac{1}{n} \phi(2^n - 1) \left\lfloor \frac{2^n - 1}{f\ell} \right\rfloor \quad (20)$$

가 되도록 선택되어야 한다.

표 1. $n = 10$ 인 경우 가능한 원시 다항식.

10000001001	10000110111	10000100111	10000101101	10001100101
10001101111	10010000001	10010001011	10011000101	10011010111
10011100111	10011110011	10011111111	10100001101	10100011001
10100100011	10100110001	10100111101	10101000011	10101010111
10101101011	10110000101	10110000111	10110010111	10110100001
10111000111	10111100101	10111110111	10111111011	11000010011
11000010101	11000100101	11000110111	11001000011	11001001111
11001011011	11001111001	11001111111	11010001001	11010110101
11011000001	11011010011	11011011111	11011111011	11100010111
11100011101	11100100001	11100111001	11101000111	11101001101
11101010101	11101011001	11101100011	11101111011	11110001101
11110010011	11110110001	11111011011	11111110011	11111111001

본 논문에서 우리는 $n = 10$ 인 LFSR를 사용하였으며, 이 경우 아래 표 1과 같이 총 60개의 원시 다항식이 존재한다. 이러한 각 원시 다항식을 이용하여 생성된 m -시퀀스는 $L = 2^n - 1 = 1023$ 비트 주기로 반복된다. 이 표에서 예를 들어 "10000001001"은

$$g(x) = x^{10} + x^3 + 1 \quad (21)$$

이라는 원시 다항식에 대한 표현이 되며, 다른 경우도 동일한 방법에 의해 원시 다항식을 생성할 수 있다.

앞서 설명된 방법에 의해 표 1로부터 시간 도약 시퀀스를 생성하는 예를 보도록 한다. 그림 2는 원시 다항식 $g(x) = x^{10} + x^3 + 1$ 과 LFSR의 초기 상태 0000000001을 이용하여 생성된 주기 $L = 1023$ 비트의 m -시퀀스를 도시하며, 이를 $\ell = 7$ 비트 단위로 십진화한 예를 보여준다. 십진화된 m -시퀀스는 0부터 $N_k - 1 = 2^\ell - 1 = 127$ 까지의 값을 갖게 되고, $\lfloor \frac{L}{\ell} \rfloor = 146$ 을 주기로 반복된다. 이 때 m -시퀀스의 한 주기 1023 비트 가운데 마지막 $L - \ell \lfloor \frac{L}{\ell} \rfloor = 1$ 비트를 제외한 1022 비트만이 7 비트 단위의 십진화에 이용된다. 이러한 방법에 의해 일단 표 1의 60개 원시 다항식 각각에 대해 하나의 도약 시퀀스가 생성된다. 다음으로 이렇게 생성된 각각의 도약 시퀀스로부터 또 다른 다수의 도약 시퀀스를 생성한다. 본 논문에서는 그림 3에서와 같이 주어진 십진화된 m -시퀀스를 오른쪽으로 $f = 7$ 오프셋 (즉 $f\ell = 49$ 비트 오프셋) 만큼 천이하여 새로운 시퀀스를 생성하였다. 따라서 하나의 m -시퀀스 (혹은 원시 다항식)로부터 총 $\lfloor \frac{L}{f\ell} \rfloor = 20$

Binary	1000000	0001001	0010011	0100110	1011111	0011000	1111100	...
Decimal	64	9	19	38	95	24	124	...

그림 2. 원시 다항식 $g(x) = x^{10} + x^3 + 1$ 과 초기 상태 000000001을 이용하여 생성된 주기 $L = 1023$ 비트의 m -시퀀스와 $l = 7$ 비트 단위의 십진수 변환의 예.

Original	1000000	0001001	0010011	0100110	1011111	0011000	1111100	1000111	0111111	...
Offset with 7 Decimals	1000111	0111111	0000111	0000000	1111111	1110001	1100010	0111011	0010101	...

그림 3. 십진화된 m -시퀀스와 이의 $f = 7$ 오프셋 만큼의 천이에 의한 새로운 시퀀스의 생성.

개의 서로 다른 시퀀스를 생성할 수 있고, 결국 표 1의 $n = 10$ 인 모든 원시 다항식으로부터 $M_n \lfloor \frac{L}{fL} \rfloor = 1200$ 개의 서로 다른 시퀀스를 얻을 수 있어, 최대 $N_n = 1200$ 명까지의 다원 접속이 가능하게 된다.

위 방법으로 생성된 서로 다른 시퀀스들은 시간 도약 시 최초의 충돌을 일으키는 것이 바람직하며, 이러한 특성을 확인하기 위해 k 번째와 m 번째 시간 도약 시퀀스 사이의 정규화된 충돌 횟수(normalized occurrence of coincidences; NOC) $C(k, m)$ 을 식 (22)와 같이 정의하였다.

$$C(k, m) \equiv \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \delta(c_j^{(k)} - c_j^{(m)}) \quad (22)$$

여기서 $N \equiv 146$ 은 시간 도약 시퀀스의 주기, $c_j^{(k)}$ 는 j 번째 프레임 $[(j-1)T_f, jT_f)$ 내에서의 k 번째 시퀀스의 펄스 위치 값이다. 본 논문에서는 참고 문헌 [5-7]과 같이 하나의 프레임 내에서 총 $N_h = 128$ 개의 서로 다른 슬롯을 가정하였고 시간 도약 시퀀스의 각 십진화된 값은 이들 가운데 하나의 슬롯을 표현한다. 또한 이 식에서

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & x \neq 0 \end{cases} \quad (23)$$

이다. 결국 NOC $C(k, m)$ 는 k 번째와 m 번째 시퀀스가 한 주기 내에서 동일한 슬롯을 점유하는 횟수를 정규화한 값이다. 그림 4에서는 각 시퀀스와 나머지 $N_n - 1 = 1199$ 개의 시퀀스들간의 NOC를 계

산하여 최대값이 가장 큰 시퀀스에 대한 worst case 결과를 보여준다. 다시 이야기하여

$$k' = \arg \max_k \{ \max_{m \neq k} C(k, m) \} \quad (24)$$

$$(k, m = 1, \dots, N_n)$$

라 할 때 $C(k', m)$ 을 모든 m ($m \in \{1, \dots, N_n\}$)에 대하여 도시하고 있다. 여기서 가장 왼쪽의 값은 $C(k', k') = 1$ 을 나타내고 있고 나머지 값들은 다른 시퀀스와 계산된 NOC이며 이들 가운데 최대값은 0.0411으로서 제안된 방법의 시간 도약 시퀀스로서의 우수한 특성을 보임을 알 수 있다.

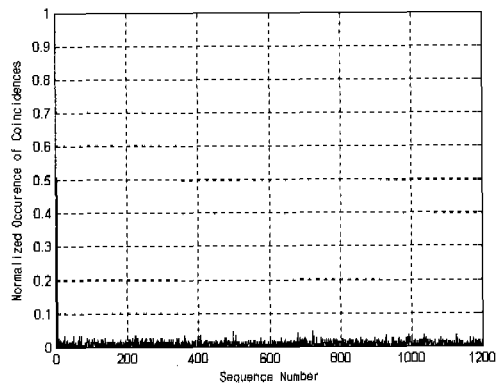


그림 4. 제안된 시간 도약 시퀀스를 사용할 때 worst case에서의 정규화된 충돌 횟수의 도시.

참고 문헌 [5-7]에서 우리가 고려한 기존의 시간 도약 시퀀스는 본 논문에서 제안된 시간 도약 시퀀스와 m -시퀀스에 기반한다는 점에서는 유사하나

다음과 같은 큰 차이점들이 있다. 첫째, 기존의 시퀀스는 n -stage LFSR의 기억소자 값들을 십진화하여 사용하나 제안된 시퀀스는 m -시퀀스 자체를 십진화한다. 다음, 하나의 프레임을 $N_h = 2^\ell$ 개 슬롯으로 나누는 경우 기존의 시퀀스는 $n = \ell$ 의 조건을 만족하여야 하나 제안된 시퀀스는 $n \geq \ell + 2$ 인 임의의 값을 이용 가능하다. 마지막으로 기존의 시퀀스는 다른 사용자들을 위한 시퀀스의 생성을 위해 1 비트 단위의 오프셋을 적용하나, 제안된 시퀀스는 $f\ell$ 비트 단위의 오프셋을 적용하므로써 랜덤한 시간 지연에 의한 영향에 훨씬 강한 특성을 갖게 된다.

제안된 시간 도약 시퀀스와의 성능 비교를 위해 주파수 도약 확산 대역 시스템에서 사용되는 시퀀스를 이진 IR 시스템의 시간 도약 시퀀스로 변형하여 이용하였다. 고려된 방법은 참고 문헌 [10]에서 제안된 다중 길이 주파수 도약 (multiple length frequency hopping; MLFH) 시퀀스이다. 이 시퀀스는

$$t_1 \leq t_2 \leq \dots \leq t_{r-1} \leq p_r, \quad c \leq p_1 \leq p_2 \leq \dots \leq p_r \quad (25)$$

의 조건을 만족하는 양의 정수 $c, t_1, t_2, \dots, t_{r-1}$ 과 소수 (prime number) p_1, p_2, \dots, p_r 을 이용하여 아래와 같은 방법에 의하여 생성된다.

- 시퀀스 패턴 X_{i_1}

$$[(0, 0), (1, i_1), (2, 2 \odot_{p_1} i_1), \dots, (c-1, (c-1) \odot_{p_1} i_1)],$$

$$(i_1 = 0, 1, 2, \dots, t_1 - 1) \quad (26)$$

- 시퀀스 패턴 $X_{i_1 i_2}$

$$[(0, 0), (1, i_1 + i_2 p_2), (2, 2 \odot_{p_1} i_1 + (2 \odot_{p_2} i_2) p_1),$$

$$\dots, (c-1, (c-1) \odot_{p_1} i_1 + ((c-1) \odot_{p_2} i_2) p_1)], \quad (27)$$

$$(i_1 = t_1, t_1 + 1, \dots, t_2 - 1, i_2 = 0, 1, 2, \dots, p_2 - 1)$$

- 시퀀스 패턴 $X_{i_1 i_2 \dots i_r}$

$$[(0, 0), (1, i_1 + i_2 p_1 + \dots + i_r p_1 p_2 \dots p_{r-1}),$$

$$(2, 2 \odot_{p_1} i_1 + (2 \odot_{p_2} i_2) p_1 + \dots + (2 \odot_{p_r} i_r) p_1 \dots p_{r-1})$$

$$, \dots, (c-1, (c-1) \odot_{p_1} i_1 + ((c-1) \odot_{p_2} i_2) p_1 + \dots +$$

$$((c-1) \odot_{p_r} i_r) p_1 \dots p_{r-1})],$$

$$(i_1 = t_{r-1}, t_{r-1} + 1, \dots, p_1 - 1, i_2 = 0, 1,$$

$$\dots, p_2 - 1, \dots, i_r = 0, 1, \dots, p_r - 1) \quad (28)$$

위 식들에서 (f_v, t_h) 형태로 시퀀스를 표현하는데 이는 주파수 도약 시스템에서 도약 주파수 f_v 를 t_h 시간 슬롯에 사용한다는 의미이며, 따라서 본 논문에서처럼 시간 도약 시스템에 적용할 경우는 t_h 만을 고려하면 시간 도약 시퀀스를 생성하는 셈이 된다. 또한 $A \odot_p$ 연산 기호는 $A \bmod p$ 를 의미한다. 식 (26)과 같은 패턴 X_{i_1} 형태로 생성되는 도약 시퀀스는 총 t_1 개이며, 패턴 $X_{i_1 i_2}$ 의 도약 시퀀스는 총 $p_2(t_1 - t_2)$ 개, 그리고 패턴 $X_{i_1 i_2 \dots i_r}$ 의 도약 시퀀스는 총 $p_2 p_3 \dots p_r (p_1 - t_{r-1})$ 개가 된다. 본 논문에서는 $r = 3, p_1 = c = 11, p_2 = p_3 = 13, t_1 = 2, t_2 = 3$ 을 사용하여 MLFH 시퀀스를 생성하였다. 특히, 우리가 제안한 m -시퀀스 기반의 시퀀스와 비슷한 수의 시퀀스를 생성하기 위해서 식 (28)을 이용하여 시퀀스를 생성 시 i_2 와 $i_3 = i_r$ 가 0인 경우를 제외하였다. 따라서 이러한 방법으로 생성된 MLFH 부호의 개수는 패턴 X_{i_1} 의 시퀀스 $t_1 = 2$ 개, 패턴 $X_{i_1 i_2}$ 의 도약 시퀀스 $p_2(t_1 - t_2) = 13$ 개, 그리고 패턴 $X_{i_1 i_2 \dots i_r}$ 의 시퀀스 $(p_2 - 1)(p_3 - 1)(p_1 - t_2) = 1152$ 개가 되어, 총 1167개가 된다. 우리가 고려하는 이진 IR 시스템에서 한 프레임 내에 127개 슬롯을 고려하므로 생성된 MLFH 시퀀스 값들을 mod 127을 취하여 사용하였고, 이들 각 MLFH 시퀀스의 주기는 11이다.

위 방법으로 생성된 MLFH 시퀀스의 NOC를 앞서 우리가 제안한 시퀀스와 마찬가지로 방법에 의하

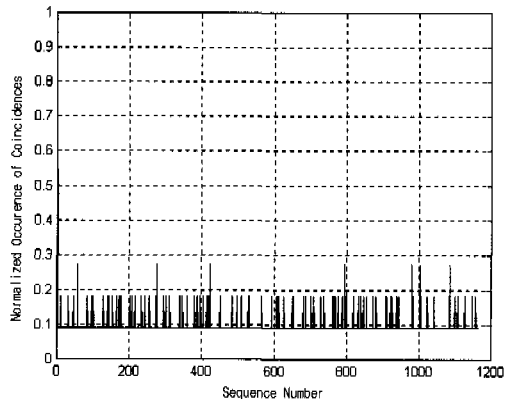


그림 5. MLFH 시퀀스를 사용할 때 worst case에서의 정규화된 충돌 횟수의 도식.

여 구하였으며, 그림 5는 이를 도시한다. 이 경우도 역시 각 시퀀스와 나머지 1166개의 시퀀스들간의 NOC를 계산하여 최대값이 가장 큰 시퀀스에 대한 worst case 결과를 보여준다. 여기서도 그림 4에서와 마찬가지로 가장 왼쪽의 값은 자기 자신 시퀀스와의 값인 1을 나타내고 있고 나머지 값들은 다른 시퀀스와 계산된 NOC이며 이들 가운데 최대값은 0.2727으로서 제안된 시퀀스에 비해 매우 나쁜 특성을 갖게 됨을 알 수 있다.

IV. 성능 평가

4.1 모의 실험 환경

다양한 다원 접속 상황에서 제안된 시간 도약 시퀀스를 사용하는 이진 IR 시스템의 비트오율 (bit error rate; BER) 성능을 평가하기 위해 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험을 위해 AWGN 채널을 가정하였다. 사용된 가우시안 모노사이클 펄스는 수신단 안테나를 통과한 경우를 설정하여 식 (2)의 $w(t)$ 를 이용하고 펄스 크기 A' 은 $2\sqrt{\pi e}/3$, τ_p 는 0.3 nsec로 정하였으며, 이 때 $w(t)$ 의 펄스 폭은 약 $2\tau_p = 0.6$ nsec이다. PPM을 위한 펄스 간 간격은 BER을 최소화하는 최적 값인 $\delta^* = 0.1626$ nsec를 사용하였으며^[5], 따라서 슬롯 시간 혹은 상관기의 적분 시간 T_c 는 $(0.6 + 0.1626) = 0.7626$ nsec이다. 각 사용자의 신호대잡음비는 9.8 dB로 설정하고 펄스 반복 횟수는 $N_s = 20$ 으로 고정하였다. 한편 하나의 프레임 내에 총 $N_k = 128$ 개의 슬롯을 고려하므로써 $T_f = N_k T_c = 97.62$ nsec가 되고, 결국 실제 데이터 전송율은 식 (5)로부터 약 512 kbps가 된다.

제안된 시간 도약 시퀀스는 앞서 3 절에서 설명된 방법에 의해 생성되었으며, 여기서 파라미터로서 $n = 10$, $\ell = 7$, $f = 7$ 이 이용되었다. 다원 접속 상황에서 첫 번째 ($k = 1$) 사용자를 기준 사용자라고 하고, 수신기에서 이 기준 사용자 신호의 전송 지연 τ_1 은 완벽히 추정하였다고 가정하여 편의상 $\tau_1 = 0$ 으로 하였다. 본 논문에서 고려한 다원 접속 상황은 다음과 같다. 먼저, N_u 명 사용자의 시간 지연 τ_k ($k = 1, \dots, N_u$)가 모두 0이고, 각 사용자 고유의 시간 도약 시퀀스의 시작 오프셋이 0인 경우를 동기식 다원 접속 시스템 ("동기 시스템")이라 하였다. 그리고 비동기식 다원 접속 시스템으로서 두 가지

경우를 고려하였는데, 첫 번째 경우 ("비동기 시스템 #1")에서는 사용자의 시간 지연 τ_k 가 0으로 동일하나 각 사용자 고유의 시간 도약 시퀀스의 시작 오프셋이 한 주기 내에서 랜덤한 경우이다. 이 시스템과 동기식 시스템은 시간 지연이 모두 0이라는 점은 동일하나, 동기식 시스템의 경우 각 사용자 고유의 시간 도약 시퀀스의 오프셋 역시 모두 0이라는 점이 다르다. 두 번째 고려한 비동기 시스템 ("비동기 시스템 #2")은 각 사용자 고유의 시간 도약 시퀀스의 시작 오프셋이 랜덤하고 또한 사용자마다 서로 다른 랜덤한 시간 지연을 갖는 좀 더 일반적인 경우이다. 서로 다른 사용자의 시간 지연의 결정은, 계산의 편의를 위해 먼저 그림 4에서 보는 바와 같이 하나의 가우시안 모노사이클 펄스 $w(t)$ 를 T_c 동안 127개의 등간격 시간으로 샘플링을 하고 기준 사용자의 경우는 $\tau_1 = 0$, 다른 사용자의 경우는 0, 25, 50, 75, 100 표본화 샘플 가운데 하나의 값을 랜덤하게 선택하여 사용하였다.

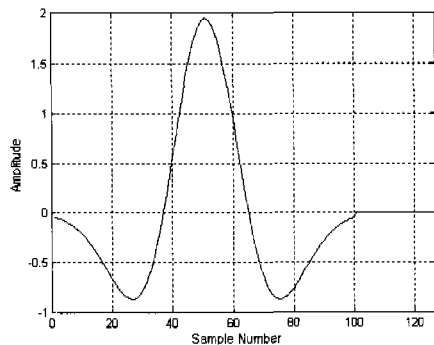


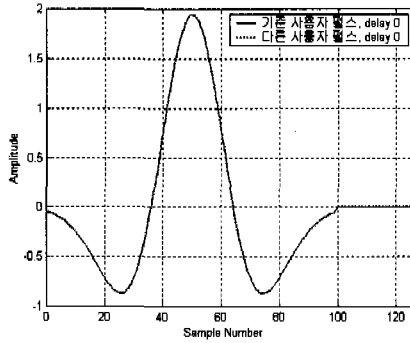
그림 6. 하나의 슬롯 시간 T_c 동안 수신 가우시안 모노사이클 펄스 $w(t)$ 의 도시.

4.2 결과

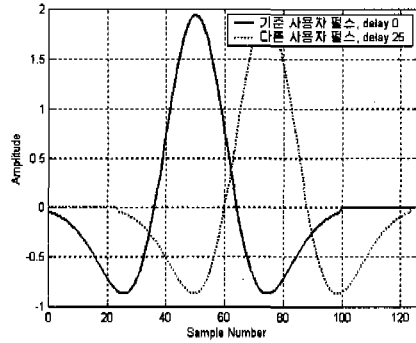
그림 7과 8은 $N_u = 2$ 명의 사용자가 접속하고 이들 사용자의 신호가 동일 슬롯 내에서 전송되어 충돌이 일어나는 경우, 서로 다른 시간 지연에 따라 기준 사용자 상관기에 수신되는 신호들의 예를 보여주고 있다. 여기서는 논의의 편의를 위해 잡음의 영향을 무시하였다. 그림 7은 기준 사용자와 다른 사용자의 데이터 비트가 모두 "0"인 상황만을 고려하였으며, 그림 8은 기준 사용자의 데이터 비트가 "0"이고 다른 사용자의 데이터 비트가 "1"인 상황을 고려하였다. 그 외의 상황은 위 두 경우와 유사하게 이해될 수 있다. 그림 7과 8 (a)는 시간 지연 $\tau_1 = \tau_2 = 0$ 인 경우, 그리고 그림 7과 8 (b)는

$\tau_1 = 0, \tau_2 = 25$ 인 경우이다. 그림 7, 8의 다른 그림들도 $\tau_1 = 0$ 이고 τ_2 가 각각 50, 75, 100인 경우를 도시하고 있으나, 그림 8에서는 $\tau_2 = 100$ 인 경우가 도시되어 있지 않다. 이는 다른 사용자의 데이터 비트가 "1"인 경우 고려하는 슬롯의 범위를 넘게되어

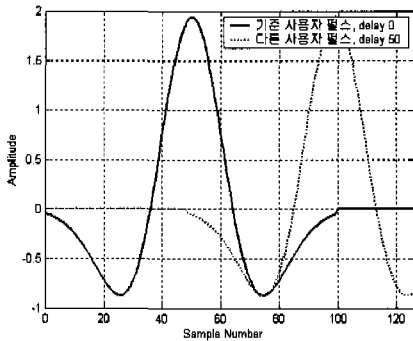
기존 사용자의 데이터에 영향을 미치지 않기 때문이다. 이들 그림으로부터, 이진 IR 시스템에서 이용되는 PPM 방식, 사용자들의 데이터 비트 조합, 시간 지연에 따라 기존 사용자의 상관기에 미치는 영향이 다양한 형태로 발생할 수 있음을 알 수 있다.



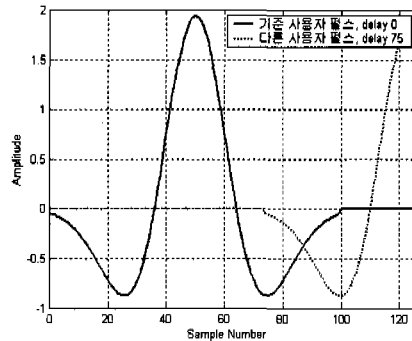
(a) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 0$



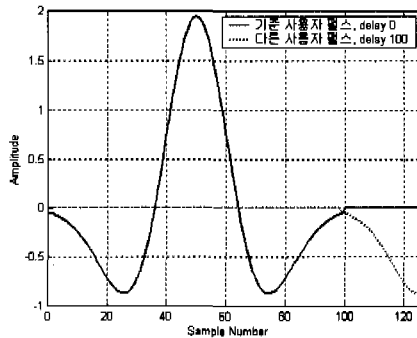
(b) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 25$



(c) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 50$

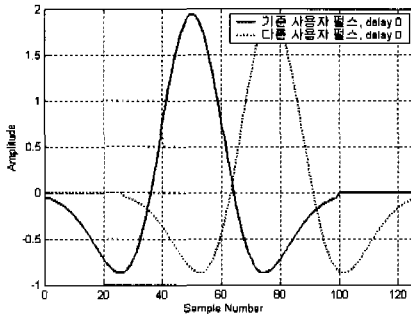


(d) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 75$

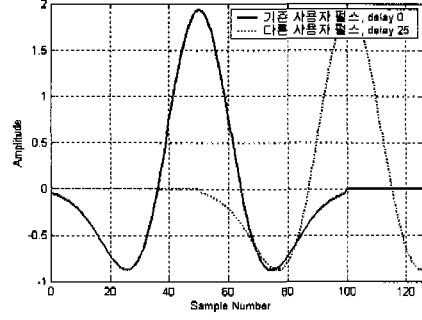


(e) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 100$

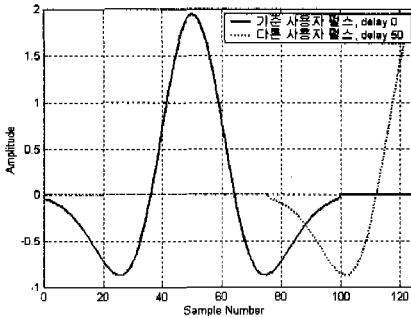
그림 7. 2명 사용자 신호가 동일 슬롯 내에 전송될 때, 기존 사용자와 다른 사용자의 데이터 비트가 모두 "0"인 상황에서 기존 사용자 상관기에 수신되는 신호들의 예.



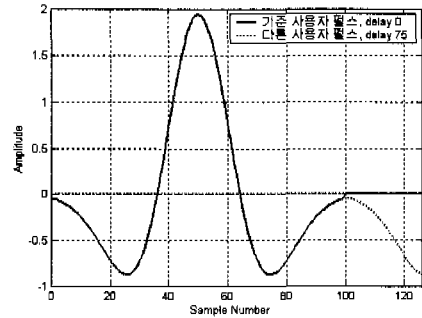
(a) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 0$



(b) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 25$



(c) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 50$



(d) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 75$

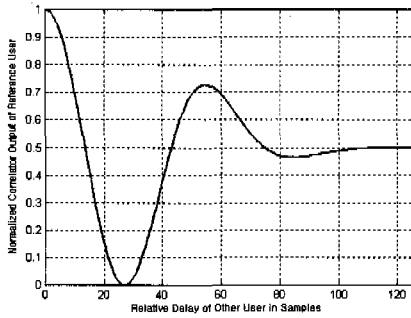
그림 8. 2명 사용자 신호가 동일 슬롯 내에 전송될 때, 기준 사용자의 데이터 비트는 “0”, 다른 사용자의 데이터 비트가 “1”인 상황에서 기준 사용자 상관기에 수신되는 신호들의 예.

표 2. 2명 사용자 신호가 동일 슬롯 내에 전송될 때, 다른 사용자 신호의 시간 지연에 따른 기준 사용자 상관기의 정규화된 출력값.

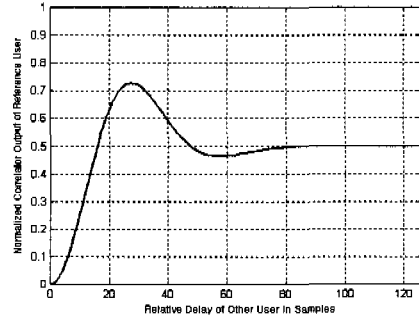
τ_2	기준 사용자 비트 = “0”		기준 사용자 비트 = “1”	
	다른 사용자 비트 = “0”	다른 사용자 비트 = “1”	다른 사용자 비트 = “0”	다른 사용자 비트 = “1”
정규화된 상관기 출력값 (AWGN은 없다고 가정)				
0	1.0	0.0	0.0	-1.0
25	0.013	0.696	-0.987	-0.283
50	0.697	0.483	-0.304	-0.517
75	0.499	0.491	-0.504	-0.509
100	0.490	0.5	-0.513	-0.5

표 2는 앞서와 같이 $N_u = 2$ 명의 사용자가 접속하고 이들 사용자의 신호가 동일 슬롯 내에서 전송되어 충돌이 일어나는 경우, 기준 사용자의 신호에 대한 다른 사용자 ($k=2$)의 신호가 다른 시간 지연을 가지고 수신됐을 때 상관기의 정규화된 출력

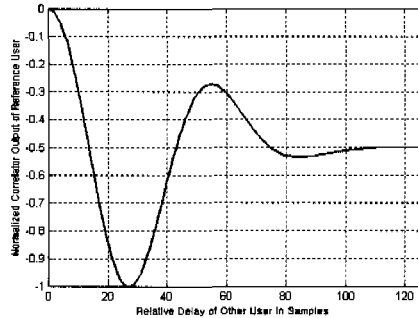
값을 보여준다. 여기서도 논의의 편의를 위해 잡음의 영향은 무시하였다. 그림 9는 2명 사용자의 다양한 비트 조합에 대해 상관기의 정규화된 출력값을 다른 사용자의 시간 지연의 변화에 따라 자세히 보여준다.



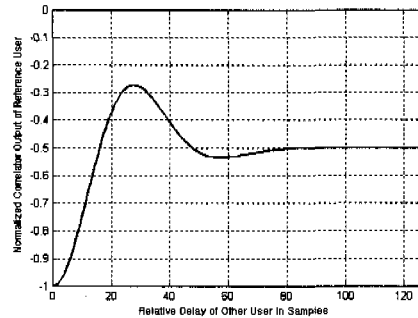
(a) 기준 사용자 = "0", 다른 사용자 = "0"



(b) 기준 사용자 = "0", 다른 사용자 = "1"



(c) 기준 사용자 = "1", 다른 사용자 = "0"



(d) 기준 사용자 = "1", 다른 사용자 = "1"

그림 9. 2명 사용자의 다양한 비트 조합에 대해, 다른 사용자 신호의 시간 지연 변화에 따른 기준 사용자 상관기의 정규화된 출력값 도시.

여기서 $\tau_1 = \tau_2 = 0$ 이라 가정하는 동기 시스템 혹은 비동기 시스템 #1의 경우, 예를 들어 기준 사용자의 데이터 비트가 "0"이고 다른 사용자의 데이터 비트는 "1"일 때 상관기의 출력값은 0이 되어 비트 오류의 여부는 전적으로 AWGN에 의해서만 결정된다. 하지만 비동기 시스템 #2에서는 사용자들의 시간 지연이 서로 다르며 상관기의 출력값이 0보다 큰 값을 갖게 되어, 비트 판단 시 오류가 발생할 확률이 월등히 감소한다. 이와는 반대의 상황으로, 기준 사용자의 데이터 비트와 다른 사용자의 데이터 비트가 모두 "0" (혹은 "1")인 경우, 동기 시스템 혹은 비동기 시스템 #1에서는 기준 사용자의 상관기 출력값은 1.0 (혹은 -1.0)이지만, 비동기 시스템 #2의 경우는 다른 사용자의 시간 지연에 따라 1.0보다 작은 값 (혹은 -1.0보다 큰 값)을 갖는 경우도 발생 가능하다. 이러한 경우에는 비동기 시스템 #2가 다른 경우보다 AWGN에 의한 비트 오류가 발생할 확률이 증가할 수 있다. 하지만 두 사용

자의 데이터 비트 조합이 서로 다른 앞서의 경우에서 동기 시스템 혹은 비동기 시스템 #1의 상관기 출력값이 실제 비트 판단이 불가능한 0.0의 값을 갖는 것과는 달리, 두 사용자의 데이터 비트 조합이 동일한 이 경우에 비동기 시스템 #2의 상관기 출력은 크기만 약간 감소된 결과를 보인다. 따라서 이들 두 사용자의 가능한 모든 비트 조합을 고려하고 이들 비트 조합이 동일한 확률로 발생하며 시간 지연이 랜덤하다고 가정할 때, 비동기 시스템 #2의 경우가 다른 경우에 비해 비트 오류 발생 확률이 작아지게 됨을 예측할 수 있다.

그림 10은 동기식 다원 접속 상황에서 사용자 수의 증가에 따라, 이상적인 랜덤 시퀀스, 제한된 시퀀스 그리고 MLFH 시퀀스를 사용한 경우의 BER 성능을 도시하고 있으며, MLFH 시퀀스가 다른 두 경우에 비해 매우 열악한 특성을 갖게 됨을 알 수 있다. 이러한 특성은 이미 앞서 언급한 이 시

퀵스의 열악한 NOC 특성으로부터 미리 예측된 결과이다. 제안된 시퀀스와 랜덤 시퀀스 사이의 성능을 좀 더 자세히 비교하기 위해서 그림 11은 이 둘 두 시퀀스를 사용하는 경우를 자세히 비교 도시하고 있으며, 제안된 시퀀스가 이상적인 랜덤 시퀀스의 BER 성능과 유사한 매우 우수한 특성을 갖고 있음을 알 수 있다. 그림 12는 제안된 시퀀스를 사용할 때 본 논문에서 고려한 동기 시스템, 비동기 시스템 #1, 그리고 비동기 시스템 #2의 사용자 수의 증가에 따른 비트오율 성능을 비교 도시하고 있으며, 표 2에서 예상했던 대로 일반적인 비동기 시스템 #2의 경우가 다른 두 경우에 비해 우수한 비트오율 특성을 갖게 됨을 알 수 있다. 또한 동기 시스템인 경우와 비동기 시스템 #1의 성능은 역시 예상대로 거의 유사함을 알 수 있다.

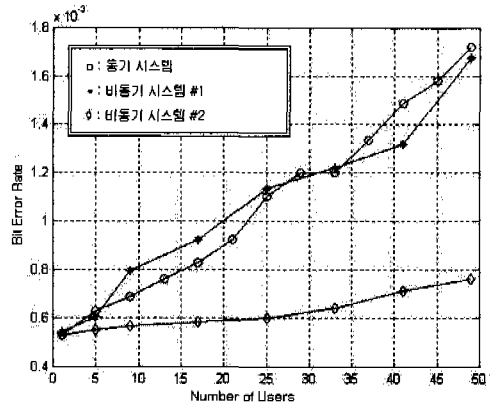


그림 12. 제안된 시퀀스를 사용할 때 본 논문에서 고려한 동기 시스템, 비동기 시스템 #1 그리고 비동기 시스템 #2의 사용자 수의 증가에 따른 비트오율 성능 비교

V. 결론

본 논문에서는 이진 IR 시스템에서 여러 사용자의 다원 접속을 위한 시간 도약 시퀀스로서 지금까지 고려된 이상적인 랜덤 시퀀스와는 달리 동일 차수의 다수 m -시퀀스와 십진화기를 이용하여 구현 가능한 시간 도약 시퀀스를 제안하였다. 제안된 시퀀스의 우수한 상관 특성은 정규화된 총돌 횟수를 통해 확인되었으며, 동기식 및 비동기식 다원 접속 시스템에 대한 모의 실험을 통해 비트오율 측면에서 이상적인 랜덤 시퀀스와 유사한 우수한 성능을 보임을 역시 확인하였다. 한편 제안된 시퀀스를 사용할 경우, 동기식에 비해 비동기식으로 다원 접속하는 경우 비트오율 성능이 더 우수함을 보이고 이에 대한 정성적인 분석 결과를 제시하였다. 결국 이러한 결과들을 통해 제안된 시간 도약 시퀀스를 이용하는 이진 IR 시스템이 실제 다수 사용자의 비동기식 다원 접속 상황에서 매우 효과적으로 이용될 수 있음을 확인하였다. 본 논문의 결과는 AWGN 채널에서의 성능 평가에 초점을 맞추었으나, 향후 실내 환경과 같은 다중 경로 채널하에서 제안된 시간 도약 시퀀스를 이용하는 비동기식 다원 접속 이진 IR 시스템의 성능을 평가하고 좀 더 많은 도약 시퀀스와 비교 분석하는 연구가 필요하리라 판단된다.

참고 문헌

[1] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Proc. Int'l Conf.*

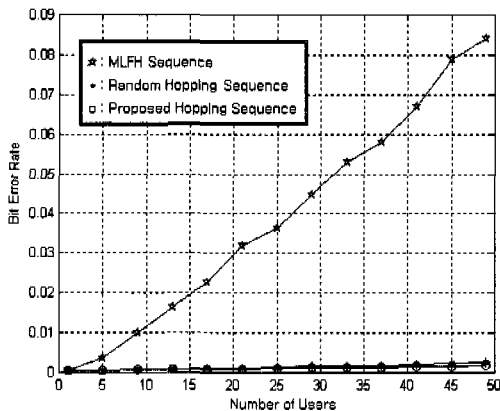


그림 10. 동기식 다원 접속 상황에서, 랜덤 시퀀스, 제안된 시퀀스 및 MLFH 시퀀스를 사용한 경우의 사용자 수 변화에 따른 비트오율 성능 비교

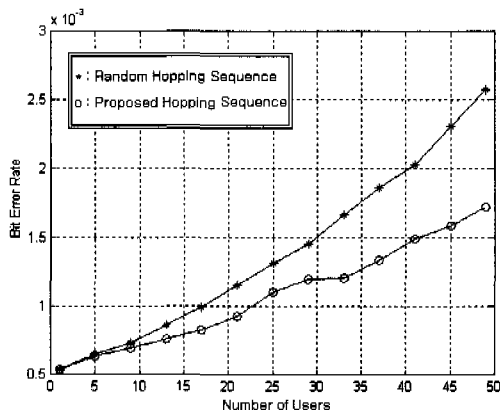


그림 11. 그림 10의 결과에서 랜덤 시퀀스 및 제안된 시퀀스를 사용한 경우의 비트오율 성능에 대한 자세한 비교

Military Commun. (MILCOM '93), pp. 447-450, Boston, USA, October 1993.

[2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio : How it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, February 1998.

[3] R. A. Scholtz and M. Z. Win, "Impulse radio," in *Wireless Communications* (S. G. Glisic and P. A. Leppanen Eds.), Kluwer Academic Publishers, 1997.

[4] P. Withington, "Impulse radio overview," Technical Report available at <http://www.time-domain.com>.

[5] Y. Shin, J. Ahn and S. Im, "A performance analysis of ultra wideband time hopping impulse radio communication systems," *Proc. Int'l Tech. Conf. on Circuits/Syst., Comp. & Commun. (ITC-CSCC '99)*, vol. 2, pp. 1346-1349, Niigata, Japan, July 1999.

[6] Y. Shin and J. Ahn, "Effect of timing jitters in an ultra wideband impulse radio system," *Proc. Int'l Symp. Intelligent Signal Proc. & Commun. Syst. (ISPACS 2000)*, vol. 2, pp. 502-505, Honolulu, USA, November 2000.

[7] 안진철, 신요안, "초광대역 시간 도약 이진 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 평가," *한국통신학회논문지*, 제25권, 제11A호, pp. 1672-1681, 2000년 11월.

[8] M. K. Simon et al., *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw-Hill, 1994.

[9] A. W. Lam and S. Tantaratana, *Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems*, IEEE Press, 1994.

[10] W. C. Kwong and G.-C. Yang, "New frequency-hopping codes for multimedia mobile communication Systems," *Proc. Pacific Rim Conf. Commun., Comp. & Signal Proc.*, Victoria, Canada, pp. 329-332, August 1999.

박 광 회(Kwonghee Park) 정회원
2001년 2월 : 숭실대학교 전자공학과 졸업 (석사)
현재 : 삼성전자(주) 연구원
한국통신학회논문지 제25권 제11A호 참조

신 요 안(Yoan Shin) 정회원
현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수
한국통신학회논문지 제25권 제7호 참조