

초광대역 시간 도약 이진 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 평가

정회원 안진철*, 신요안**

Performance Evaluation of an Ultra Wideband Time Hopping Binary Impulse Radio System

Jinchul Ahn*, Yoan Shin** *Regular Members*

요약

최근 들어 실내 무선 LAN (local area network)이나 군용 무선 통신 시스템을 위한 새로운 대역 확산 전송 방식으로서 초광대역 시간 도약 임펄스 무선 전송 (ultra wideband time hopping impulse radio; 이하 IR) 기술이 큰 관심을 모으고 있다. 신호 전송을 위해 연속적인 정현파를 이용하는 기존의 무선 전송 시스템과는 달리, IR 시스템은 1 nsec 이하의 매우 짧은 펄스폭의 펄스 위치 변조 (pulse position modulation)된 가우시안 모노사이클 펄스열을 이용하므로써 매우 작은 크기의 수 GHz에 이르는 초광대역 스펙트럼을 가지며 기존의 통신 시스템에 거의 간섭을 미치지 않으면서 사용 가능하다. 본 논문에서는 동기식 이진 (synchronous binary) IR 시스템의 성능 분석 및 평가 결과를 제시하고자 한다. 이를 위해, 의사 잡음 부호 발생기와 decimator로 구성된 시간 도약 패턴을 사용하여 다윈 접속 간섭이 배제되는 동기식 이진 IR 시스템의 비트오율에 대한 closed form 결과를 유도하고, 유도된 이론적인 성능 결과를 부가성 백색 가우시안 잡음 채널에 대한 모의 실험을 통해 확인하였다. 또한, 모의 실험을 통해 상관 복조기에서 발생한 랜덤 타이밍 지터에 대해 IR 시스템의 강인한 특성을 확인하였다.

ABSTRACT

Recently, ultra wideband time hopping impulse radio (IR) systems have drawn much attention as a new type of spread spectrum multiple access communication systems in such applications as in-building wireless LAN and military communication systems. Unlike the conventional communication systems which utilize information-bearing continuous RF carriers, the IR systems transmit a train of pulse position modulated baseband Gaussian monocycle pulses with very short duration in the order of sub-nano seconds, yielding very low power spectrum of ultra wide bandwidth of several GHz so that the system causes a negligible interference to the existing radio systems. In this study, we provide performance analysis and evaluation results of a synchronous binary IR system. For these purposes, we derive a closed form bit error rate expression for the synchronous binary IR system with a time hopping sequence generator composed of a pseudo noise code generator and a decimator, and this analytic result is verified by computer simulation under additive white Gaussian noise channels. Moreover, quite robust nature of the IR system against random timing jitters in the correlator receiver is also investigated through computer simulation.

* 현대전자(주)

** 숭실대학교 정보통신전자공학부

논문번호: 00153-0505, 접수일자: 2000년 5월 5일

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

I. 서론

최근 무선 통신 시스템의 급격한 증가로 인해 한정된 주파수 자원의 효과적인 분배가 큰 문제로 대두되고 있다. 이러한 문제에 대한 해결책은 크게 신호의 협대역화와 새로운 주파수 대역의 이용으로 구분할 수 있다. 하지만, 고속 멀티미디어 데이터에 대한 수요가 갈수록 증가하고 있는 추세에 비추어 신호의 협대역화는 한계가 있으며, 수십 GHz 이상의 새로운 주파수 대역에 대한 개발과 이용은 여러 기술적인 제약이 있는 것이 현실이다. 이러한 문제에 대한 완전히 다른 접근 방법으로서 기존 시스템과 동일한 주파수 대역을 사용하면서 이들 시스템에 거의 간섭을 미치지 않는 새로운 방법을 이용하는 것을 들 수 있다. 이러한 방법 가운데 하나가 초광대역 시간도약 임펄스 무선 전송 (ultra wideband time hopping impulse radio; 이하 IR) 시스템이다^[1,2,3].

IR 시스템의 특징은 다음과 같다. 먼저, 신호의 전송 측면에서 이 시스템은 보통 1 nsec 이하의 매우 좁은 펄스폭의 기저대역 가우시안 모노사이클 펄스 (Gaussian monocycle pulse)를 펄스 위치 변조 (pulse position modulation; PPM)하여 상향 변조 없이 그대로 전송하고, 수신단에서는 간단한 기저대역 상관기 (correlator)를 통해 신호를 복조한다. 다음으로 다원 접속의 측면에서, 각 사용자는 고유 시간 도약 (time hopping) 패턴을 이용한다. 이러한 특징들로 인해 IR 시스템은 PPM 및 시간 도약에 의해 평탄화 되고 0 Hz - 수 GHz 이상의 주파수 대역을 점유하는 매우 작은 크기의 초광대역 스펙트럼을 갖게 된다. 이 시스템은 특정 시간 간격 내에서 다수의 사용자가 자신의 도약 패턴에 따라 도약을 함으로써 높은 비화성이 가능하며 다른 사용자의 신호에 간섭을 최소화하여 송수신이 가능하다. 또한 좁은 모노사이클 펄스 폭에 의해 처리 이득 및 시스템 용량이 크게 증가하며, 다중 경로 채널에서 각 경로에 대한 우수한 분해 성능 (resolvability)에 의해 다이버시티를 통한 페이딩 영향의 감소가 용이하다. 한편 좁은 펄스 폭에 비해 기저대역 신호 처리만을 수행하므로써 시스템의 구현이 비교적 간단하며, 근거리 무선 통신에서 높은 전송 속도와 비화성으로 군사용 무선 통신 시스템^[4]이나 실내 무선 LAN으로 사용이 용이하다^[5]. 실제 전세계적으로 여러 업체들 및 Lawrence Livermore 연구소 등이 이러한 IR 기술을 이용한 무선 통신

시스템을 개발하고 있다^[6].

IR 시스템의 초광대역성은 기존의 대부분 무선 통신 시스템이 사용하는 대역과의 중복이 불가피하나, 최근 IR 시스템 송신기에서 방사되는 신호의 전력 스펙트럼이 일반 전자기기에서 비의도적으로 방사 (unintentional radiation)되는 전자파의 전력 스펙트럼과 유사한 레벨의 미미한 수준이며, 많은 수의 IR 시스템 송신기가 동시에 동작하여도 여타 통신 시스템에 미치는 영향이 거의 없을 것이라는 연구 결과가 발표되기도 하였다^[7]. 이러한 IR 기술의 잠재성을 깨닫고 미국 FCC에서는 1998년 9월부터 동 기술의 초광대역성을 수용하는 새로운 주파수 규정을 마련하기 위하여 조사중에 있다^[8]. 한편 IR 시스템에 대한 이론적인 분석 연구는 주로 University of Southern California의 R. A. Scholtz 연구팀에 의하여 수행되어 왔다^[1,2,3,9,10,11]. 이들 연구는 부가성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise; AWGN) 채널에서 이상적인 랜덤 시간 도약 패턴을 사용하는 경우에 대한 비트오율 분석^[1,2,3]과, 실내외 환경에서 임펄스 신호의 전파 특성을 측정하는 연구^[9,10,11] 및 다중 경로 채널에서 이상적인 Rake 형태의 수신기를 사용하는 경우에 대한 성능 평가^[3] 등을 포함한다.

본 논문에서는 참고 문헌 [1,2,3]에서 제시된 이진 IR 시스템의 성능 분석 결과에서 의사 잡음 부호 (pseudo noise code) 발생기와 decimator로 구성된 시간도약 패턴 생성기를 사용하여 다원 접속 간섭이 배제되는 동기식 이진 IR 시스템에서 비트오율에 대한 closed form 결과를 유도하고, 유도된 이론적인 성능 결과를 부가성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise; AWGN) 채널에 대한 모의 실험을 통해 확인하고자 한다. 또한, 모의 실험을 통해 IR 시스템 수신기 내의 상관기 (correlator)에서 발생된 랜덤 타이밍 지터 (timing jitter)에 의한 시스템 성능 열화를 평가하고자 한다. 이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 다음 장에서는 참고 문헌 [1,2,3]을 바탕으로 이진 IR 시스템의 원리에 대해 정리하고, 3 장에서는 의사 잡음 부호 발생기와 decimator로 구성된 시간 도약 패턴 생성기를 이용하는 동기식 이진 IR 시스템의 AWGN 채널 하에서의 비트오율 성능을 closed form 형태로 유도한다. 4 장에서는 유도된 결과의 검증과 상관기 내에서의 랜덤 타이밍 지터에 의한 성능 변화를 평가하기 위한 모의 실험 결과를 기술하고, 5 장에서 결론을 맺는다.

II. 이진 임펄스 무선 전송 시스템

이진 IR 시스템의 송신기에서는 이진 신호의 전송을 위해 아래 식 (1)로 표현되는 가우시안 모노사이클 펄스 (혹은 “임펄스”) $p(t)$ 를 PPM 변조하고 시간 도약 패턴을 이용하여 각 사용자마다 랜덤화하여 추가적인 상향 변조 없이 그대로 전송한다.

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

여기서 A 는 펄스의 크기이고 τ_p 는 펄스의 폭을 결정하는 파라미터이다. 일반적으로 τ_p 는 1 nsec 이하의 매우 작은 값이 이용된다. 식 (1)과 같은 가우시안 모노사이클 펄스가 수신기에 입사되는 경우 수신단 안테나의 특성에 의해 수신단의 상관기에는 이의 미분된 형태의 펄스가 입력된다^[1,2,3]. 따라서, 수신기 내 상관기의 입력 파형 $w(t)$ 은 다음 식 (2)와 같이 표현될 수 있다.

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

이 식에서 A' 은 적절한 크기 상수이다. 그림 1은 $A=1$, $\tau=0.3$ nsec, $A'=2\sqrt{\pi}e/3$ 일 때 $p(t)$, $w(t)$, 그리고 다음에 설명될 상관기의 참조 신호 (reference signal)에 사용되는 펄스 $v(t)$ 를 도시하고 있다.

이진 IR 시스템에서는 위 식 (2)와 같은 펄스가 전송된다고 등가적으로 모델링하며^[1,2,3], 이러한 펄스를 이용할 경우 수신단의 상관기에 입력되는 k 번째 사용자의 전송 신호는 다음과 같이 표현된다.

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

그림 2는 식 (3)을 도식적으로 표현한다. 여기서 T_f 는 펄스 반복 시간이며, 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 T_f 내에 일정 주기의 서로 다른 시간 도약 패턴을 통해서 다원 접속하게 된다. 위 식 (3)에서 $c_j^{(k)}$ 는 k 번째 사용자의 j 번째 도약 부호를 나타내며, T_c 는 제어 가능한 단위 시간으로서 상관 복조 시의 적분 간격이 된다. N_s 를 도약 부호가

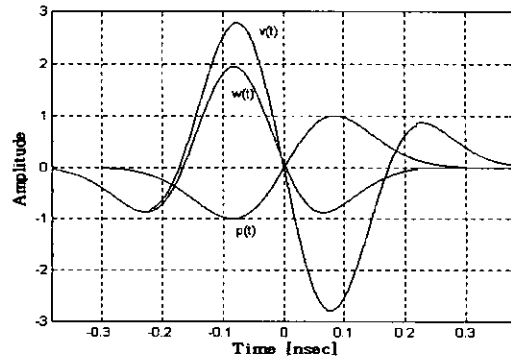


그림 1. 가우시안 모노사이클 송신 펄스 $p(t)$, 이 펄스가 수신단 안테나를 통과한 후의 펄스 $w(t)$, 그리고 상관 복조기의 참조 신호에 사용되는 펄스 $v(t)$ 의 예시 ($\tau_p = 0.3$ nsec).

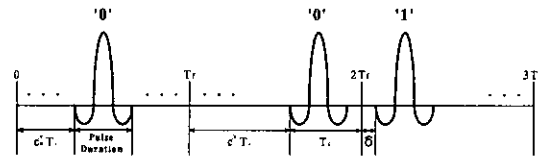


그림 2. k 번째 사용자 신호 전송의 예시.

가질 수 있는 최대값이라 할 때 $0 \leq c_j^{(k)} < N_s$ 를 만족하며, 다음 펄스와의 충돌을 피하기 위해서는 아래 조건을 만족하여야 한다.

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

식 (4)에서 $N_s T_c \ll T_f$ 이면, 도약을 위한 부호의 수가 적어 여러 사용자의 펄스 간에 충돌이 발생할 가능성이 커지게 되므로, $N_s T_c \approx T_f$ 를 만족하도록 N_s 와 T_c 를 결정한다. 위에서 언급한 조건들을 만족하는 경우, k 번째 사용자의 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 $\delta d_{(j/N_s)}^{(k)}$ 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, $d_{(j/N_s)}^{(k)} \in \{0, 1\}$ 는 k 번째 사용자의 $|j/N_s|$ 번째 데이터 비트를 나타내며, N_s 는 하나의 데이터 비트에 대한 반복 전송 횟수이다. 따라서, 데이터 비트가 “0”인 경우 $\delta d_{(j/N_s)}^{(k)}$ 가 0이 되고 “1”인 경우는 δ 만큼 시간 지연을 가진 동일 펄스 파형이 전송된다. IR 시스템에서는 하나의 데이

터 비트를 N_s 개 반복해 보냄으로써, 실제 전송률은

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

가 된다.

그림 3은 $\tau_p = 0.3$ nsec인 펄스를 사용할 때, 식 (3)으로 표현되는 k 번째 사용자의 송신 신호 $s^{(k)}(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도를 도시한다. 이로부터 매우 좁은 폭의 모노사이클 펄스를 이용하므로써 3 dB 대역폭이 약 $1.16/\sqrt{\pi}\tau_p$ (Hz) 가량인 초광대역 특성을 갖게됨을 알 수 있다.

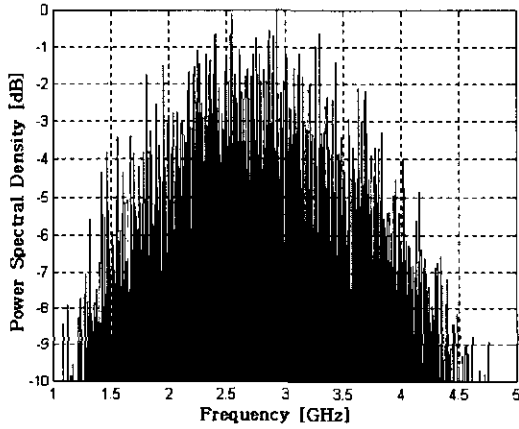


그림 3. k 번째 사용자 전송 신호 $s^{(k)}(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 예시 ($\tau_p = 0.3$ nsec).

AWGN 채널 하에서 N_u 사용자가 다원 접속할 경우 특정 IR 시스템 수신기의 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 k 번째 사용자 신호 $s^{(k)}(t)$ 의 전송 감쇄 및 지연을 각각 나타내고, $n(t)$ 는 평균이 0, 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ (Watt/Hz)인 AWGN이다. 첫번째 사용자의 i 번째 비트 $d_i^{(1)} \in \{0, 1\}$ 만을 고려할 경우, 식 (6)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$r(t) = A_1 w_{\text{bit}}(t - \delta d_i^{(1)}) + n(t) \quad (7)$$

$$w_{\text{bit}}(t) \equiv \sum_{j=1}^{(i+1)N_s-1} w(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \quad (8)$$

이진 IR 시스템에서 복조는 상관기를 이용하여 수행되며, 수신 신호와 곱하게 되는 참조 신호 $v_{\text{bit}}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다^[1,2,3].

$$\begin{aligned} v_{\text{bit}}(t) &\equiv w_{\text{bit}}(t) - w_{\text{bit}}(t - \delta) \\ &= \sum_{j=1}^{(i+1)N_s-1} v(t - jT_f - c_j^{(1)} - \tau_1) \end{aligned} \quad (9)$$

$$v(t) \equiv w(t) - w(t - \delta) \quad (10)$$

여기서 참조 신호 $v_{\text{bit}}(t)$ 에 사용되는 펄스 $v(t)$ 를 그림 1에서 이미 도시하였다. 이러한 참조 신호를 사용할 경우, 결정 회로에서는 다음과 같은 이진 결정을 통해 복조를 수행한다^[1].

$$\begin{aligned} \int_{t \in T_i} r(t) v_{\text{bit}}(t) dt > 0 &\Leftrightarrow "0" \\ \int_{t \in T_i} r(t) v_{\text{bit}}(t) dt < 0 &\Leftrightarrow "1" \end{aligned} \quad (11)$$

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.

AWGN 채널에서 N_u 명의 사용자가 다원 접속할 경우, 식 (6)의 수신 신호를 첫번째 사용자를 기준으로 다시 정리하면 식 (12)와 같다.

$$r(t) = A_1 s^{(1)}(t - \tau_1) + n_{\text{tot}}(t) \quad (12)$$

$$n_{\text{tot}}(t) \equiv \sum_{k=2}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (13)$$

여기서, $n_{\text{tot}}(t)$ 는 다른 사용자의 간섭과 잡음의 합이다. N_u 명의 사용자 각각이 이상적인 랜덤 시간 도약 패턴을 이용하고 데이터 비트의 발생 역시 랜덤하다면, 식 (13)에서 다른 사용자에 의한 간섭은 N_u 가 큰 경우 가우시안 분포를 갖는 랜덤변수로 근사되며, $n_{\text{tot}}(t)$ 역시 가우시안 분포를 따르게 된다. 따라서, 위와 같은 조건에서 이진 IR 시스템의 비트오율 P_b 는 아래와 같이 구해진다^[1].

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{S_{\text{out}}(N_u)}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx = Q(\sqrt{S_{\text{out}}(N_u)}) \quad (14)$$

$$S_{\text{out}}(N_u) = \frac{m^2}{\sigma_{\text{tot}}^2(N_u)} \quad (15)$$

위 식에서

$$m = \int_{t \in T_i} A_1 w_{\text{bit}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt = A_1 N_s m_p \quad (16)$$

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) [w(t) - w(t - \delta)] dt \quad (17)$$

$$\sigma_{\text{tot}}^2(N_u) = E \left\{ \left[\int_{t \in T_i} n_{\text{tot}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \quad (18)$$

이며, $E(\cdot)$ 는 기대값 연산이다.

Ⅲ. 동기식 이진 IR 시스템의 비트오율 성능 분석

본 절에서는 동기식 이진 IR 시스템에서 의사 잡음 부호 발생기와 decimator로 구성된 시간 도약 패턴 생성기를 이용하여 다원 접속 간섭이 배제되는 경우 비트오율의 closed form 결과를 유도하고자 한다^[12,13].

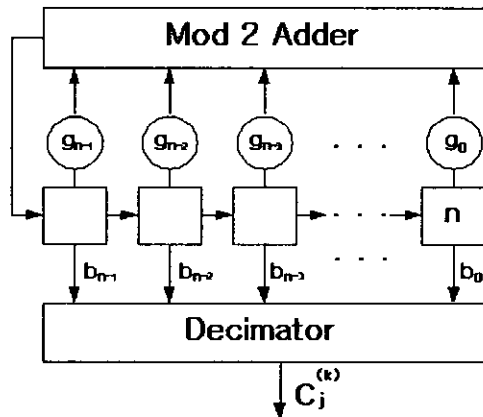


그림 4. 의사 잡음 부호 발생기와 decimator로 구성된 시간 도약 패턴 생성기.

그림 4는 본 논문에서 고려한 시간도약 패턴 생성기이다. 이 생성기는 주파수 도약 대역 확산 시스템에서 사용되는 것^[14]과 유사하며, m -시퀀스 발생을 위한 원시 다항식 (primitive polynomial) $g(x) = x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \dots + g_1x + g_0$ ($g_0 \equiv 1, g_i \in \{0,1\}, i = 1, \dots, n-1$)인 n 단 선형 궤환 시프트 레지스터의 구조를 갖는 의사 잡음 부호 발생기와 10진 변환기인 decimator로 구성된다. Decimator의 출력인 k 번째 사용자의 j 번째 도약 부호 $c_j^{(k)}$ 는 다음과 같이 결정된다.

$$c_j^{(k)} = \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i \quad (19)$$

여기서 n 은 최대 다원 접속 사용자 수 N_u 에 의해 결정되며, 식 (4)가 만족될 때 $N_u \leq N_k = 2^n - 1$ 가 되도록 결정된다. 여러 사용자는 서로 다른 레지스터 초기값을 사용하여 서로 다른 도약 패턴을 갖게 되며, 이 경우 동기식 시스템을 고려하면 기준 사용자의 수신기로 입사되는 수신 신호는

$$r(t) = A_1 s^{(1)}(t - \tau) + n_{\text{tot}}(t) \quad (20)$$

$$n_{\text{tot}}(t) \equiv \sum_{k=2}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau) + n(t) \quad (21)$$

이 되어 여러 사용자의 신호가 시간 영역에서 전혀 겹치지 않아 기준 사용자의 상관기에서 다원 접속 간섭을 배제할 수 있다. 단 여기서 $\tau \equiv \tau_1$ 이다. 따라서 이러한 상황에서 식 (21)의 간섭 및 잡음의 영향을 이용할 경우 식 (18)이 아래와 같이 다시 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{tot}}^2(N_u) &= E \left\{ \left[\int_{t \in T_i} n_{\text{tot}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left[\int_{t \in T_i} \left(\sum_{k=2}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau) \right) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \\ &\quad + E \left\{ \left[\int_{t \in T_i} n(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left[\int_{t \in T_i} n(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \\ &= \int_{t \in T_i} \int_{s \in T_i} \frac{N_0}{2} \delta(t-s) v_{\text{bit}}(t) v_{\text{bit}}(s) dt ds \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{t \in T_i} v_{\text{bit}}^2(t) dt \\ &= \frac{N_0 N_s}{2} \int_{-\infty}^{\infty} v^2(t) dt \\ &\equiv \sigma_{\text{rec}}^2 \end{aligned} \quad (22)$$

결국 이 경우 다원 접속 상황에서도 기준 사용자에 대하여 다른 사용자의 간섭이 전혀 없으므로 한 명의 사용자만이 접속한 것과 동일하며

$$\sigma_{\text{rec}}^2 = \sigma_{\text{tot}}^2(1) \quad (23)$$

이 된다. 따라서 신호대잡음비의 경우 역시

$$S_{\text{out}}(N_u) = S_{\text{out}}(1) = \frac{(A_1 N_s m_p)^2}{\sigma_{\text{rec}}^2} \quad (24)$$

이 되고, 여기서 앞서와 마찬가지로

$$m = \int_{t \in T_i} A_1 w_{\text{bit}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt = A_1 N_s m_p \quad (25)$$

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)[w(t) - w(t - \delta)]dt = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)v(t)dt \quad (26)$$

이다. 이 때 편의상 $A_1=1$ 이라 하면

$$S_{out}(1) = \frac{m_p^2}{\sigma_{rec}^2} = \frac{2N_s}{N_0} \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} w(t)v(t)dt \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} v^2(t)dt} \quad (27)$$

이며, 식 (27)의 분모는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} v^2(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} (w(t) - w(t - \delta))^2 dt \quad (28)$$

$$\equiv 2(E_p - I(\delta))$$

또한, 식 (27)의 분자 역시 비슷한 방법으로 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(t)v(t)dt = E_p - I(\delta) \quad (29)$$

식 (28)과 (29)에서 E_p 와 $I(\delta)$ 는 각각 다음과 같이 정의되며, E_p 의 경우 수신된 가우시안 모노사이클 펄스의 에너지이고 $I(\delta)$ 는 시간차 δ 에 대한 펄스의 자기 상관 (autocorrelation)이다.

$$E_p = \int_{-\infty}^{\infty} w^2(t)dt \quad (30)$$

$$I(\delta) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t - \delta)dt \quad (31)$$

결국 위의 식들을 이용하면 그림 4과 같은 시간 도약 패턴 생성기를 이용하고 완벽한 동기가 가정 되는 경우, 신호대잡음비와 비트오율이 아래와 같은 closed form으로 구해진다.

$$S_{out}(1) = \frac{N_s}{N_0} (E_p - I(\delta)) \quad (32)$$

$$P_b = Q(\sqrt{S_{out}(1)}) \quad (33)$$

식 (32)의 값은 $I(\delta)$ 에 따라 변화하며, PPM에서 사용되는 시간 간격 δ 의 선택에 따라 식 (32)를 최대 (즉, 비트오율 식 (33)을 최소로) 하는 최적의 값 δ^* 를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\delta^* = \arg \min_{\delta} I(\delta) \quad (34)$$

여기서 주의해야할 점은 참고 문헌 [1]에서도 역시 한 명의 사용자만이 접속한 경우 (즉, 본 논문에서와 같이 다중 사용자 간섭이 없거나 매우 적은 경우), 식 (34)가 최적의 값을 제시하고 있다는 것이다. 하지만, 참고 문헌 [1]에서는 δ^* 에 의해 PPM의 두 펄스 $w(t)$ 와 $w(t - \delta^*)$ 사이의 상관값이 가장 작아지며 (즉, 크기가 가장 큰 음수) 따라서 식 (26)의 m_p^2 가 최대가 된다는 점에서 최적이라 하였으나[1, p.450], 본 논문의 결과로부터 실제 δ^* 가 성능 지표인 비트오율 역시 최소화한다는 것을 알 수 있다.

IV. 성능 평가

3 절에서 유도된 이론적인 성능 결과의 타당성을 증명하기 위해 모의 실험을 수행하였다. 이를 위해 AWGN 채널을 가정하고 수신단에서 기준 사용자의 시간 지연이 정확히 추정되어 상관기를 이용한 복조를 위한 동기가 정확히 맞았다고 가정하였다. 사용된 가우시안 모노사이클 펄스는 수신단 안테나를 통과한 경우를 설정하여 식 (2)를 이용하였고, 이때 펄스 크기 A' 은 $2\sqrt{\pi e}/3$, τ_p 는 0.3 nsec로 정하였다. 이 때 PPM을 위한 최적의 δ^* 를 식 (34)를 통해 구할 수 있으며, 이렇게 구한 값인 $\delta^* = 0.1626$ nsec를 모의 실험에 사용하였다. 그림 5는 실제 이러한 δ 의 변화에 따른 $I(\delta)$ 의 변화를 도시한다. 그림 6은 구해진 최적의 δ^* 를 사용할 때 $w(t)$, $w(t - \delta^*)$, 그리고 $v(t) = w(t) - w(t - \delta^*)$ 를 도시한다. 그림 6에서 보는 것처럼 $\tau_p = 0.3$ nsec일 때, $w(t)$ 혹은 $w(t - \delta^*)$ 의 폭은 약 0.6 nsec 가량 되며, 따라서 모의 실험에서는 상관기를 위한 적분 구간을 0.7626 (= 0.6 + 0.1626) nsec로 정하여 사용하고 그 외의 값은 무시하였다. 또한, $n = 7$ 인 그림 4와 같은 도약 패턴 발생기를 사용한다고 가정하였고, 완벽한 동기에 의해 다원 접속 간섭을 무시할 수 있는 상황을 설정하였다. 따라서, 아무런 간섭 없이 최대 접속 가능한 사용자 수 $N_u = N_k = 127$ 명이 되고, 가능한 최소 펄스 반복 시간 T_f 는 $0.7626 N_k = 96.85$ nsec가 되며, 하나의 데이터 비트를 전송 시 펄스를 반복하지 않고 보내는 경우 (즉, $N_s = 1$) 전송율이 $T_f^{-1} \approx 10.3$ Mbps가 된다.

그림 7은 $N_s = 1$ 인 경우 (즉 펄스 반복이 없을

때, 신호대잡음비 $S_{out}(1)$ 의 변화에 따른 비트오율의 변화를 도사하며, 여기서 식 (33)의 이론적인 결과와 실제 모의 실험을 통해 얻은 결과를 비교하고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 두 결과가 매우 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 8은 모노사이클 펄스 에너지 E_p 와 잡음의 전력 스펙트럼 밀도 N_0 의 비인 E_p/N_0 가 -20 dB로 고정되어 있는 경우, N_s 의 변화에 따른 비트오율의 변화를 식 (32)와 (33)의 이론 결과와 모의 실험 결과를 비교하고 있다. 이 경우에서도 두 결과가 잘 일치함을 알 수 있다. 여기서는 또한 데이터 전송율과 성능 사이의 절충 관계를 보여준다. 예로 E_p/N_0 가 -20 dB로 고정된 열악한 상황에서, N_s 가 각각 100, 500인 경우 데이터 전송율은 약 103 kbps, 20.7 kbps가 되며 비트오율은 10^{-1} , 4×10^{-3} 이 된다.

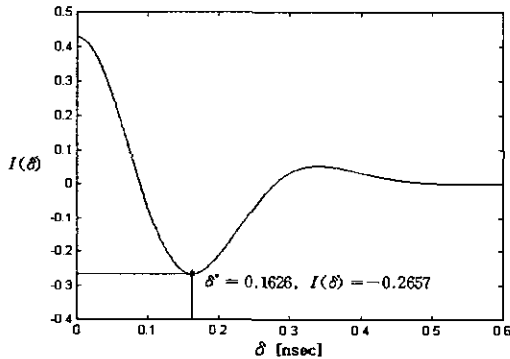


그림 5. δ 에 따른 $I(\delta)$ 의 변화.

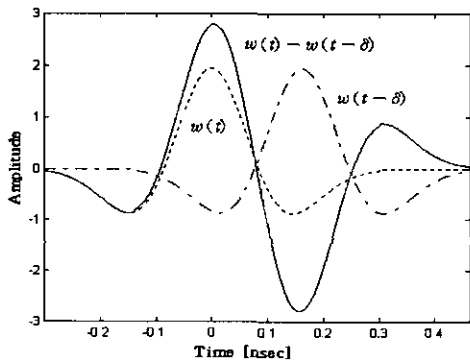


그림 6. $w(t)$, $w(t-\delta)$, $v(t)$ 의 도사.

이진 IR 시스템에 대한 3 절의 성능 분석 및 앞서의 모의 실험 결과는, decision statistic을 계산할 때 상관기의 기준 신호 $v_{bit}(t)$ 에 어떠한 타이밍 오

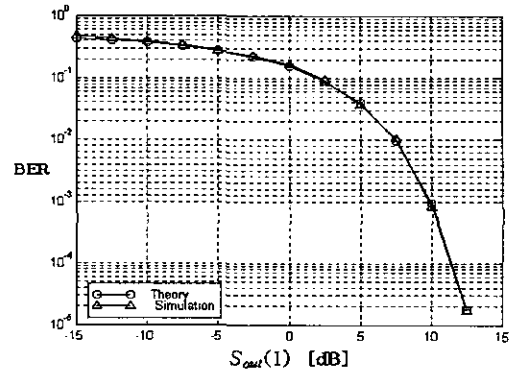


그림 7. $S_{out}(1)$ 의 변화에 따른 비트오율 성능 변화 ($N_s = 1$).

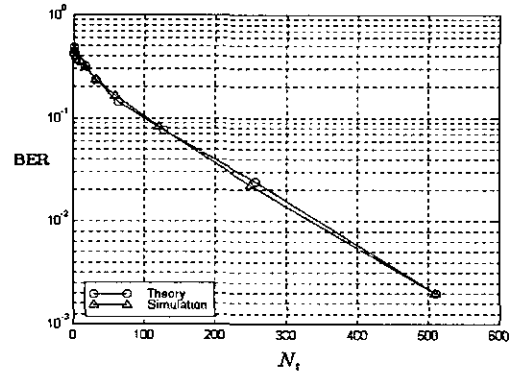


그림 8. N_s 의 변화에 따른 비트오율 성능 변화 ($E_p/N_0 = -20$ dB).

차도 없다는 가정에서 수행되었다. 하지만 실제 수신기의 클럭 등에서 발생하는 랜덤 타이밍 지터 (timing jitter)가 고려되는 경우, 식 (11)의 decision statistic은 식 (9)를 다시 이용하면 아래와 같이 표현된다.

$$\sum_{j=1}^{(i+1)N_s-1} \int_{T_c} r(t) v(t - jT_s - c_j^{(i)} T_c - \tau - \sigma_j) dt \quad (35)$$

여기서 $\tau \equiv \tau_i$ 이고 하나의 펄스에 대한 상관기의 적분 구간이 T_c 이며 전송 지연은 정확히 추정되었다고 가정하였다. 또한, σ_j 는 하나의 데이터 비트를 나타내는 필요한 N_s 개의 펄스 가운데 j 번째 펄스를 복조시 발생한 랜덤 타이밍 지터이다. 이러한 타이밍 지터의 영향은 상관기 출력 신호 에너지의 감소와 이웃한 시간 슬롯에 있는 다른 사용자 간섭 신호의 증가를 유발하여 전체적으로 비트오율을 열화시키며, 우리는 이러한 랜덤 타이밍 지터가 3 절에서 살펴본 시스템의 성능을 얼마나 열화하는지

알아보기 위해 모의 실험을 수행하였다^[15,16].

이를 위해 앞서와 동일한 모의 실험 환경을 설정하였고, 타이밍 지터의 경우 $[-\Delta, +\Delta]$ 범위의 uniform 분포를 따르는 랜덤변수로 가정하였다. 이때 Δ 의 가능한 최대값을 $\delta/2$ 로 정하여, Δ 가 0 (즉 타이밍 지터가 없는 경우)부터 $\delta/2$ 까지 변화할 때의 비트오율 성능의 변화를 측정하였다. 이렇게 최대 변동값을 $\delta/2$ 로 제한한 이유는 이 값을 벗어나는 타이밍 지터가 존재할 경우 상관기 출력의 부호가 뒤바뀌게 되어 복조가 전혀 이루어지지 않기 때문이다.

그림 9는 $N_s = 1$ 인 경우 Δ 의 변화에 따른 상관기 출력 가운데 신호 성분의 에너지를 도시한다. 여기서는 타이밍 지터가 없는 경우 (즉, $\Delta = 0$)에 대한 상대적인 에너지를 dB 단위로 표시하였다. 이 그림에서 알 수 있듯이, $\Delta = \delta/5$ 정도까지는 5 dB 이하의 신호 에너지 손실이 발생하나, 그 이상으로 Δ 가 증가하는 경우 에너지 손실이 급격히 증가함을 알 수 있다. 이러한 신호 에너지의 감소는 비트오율 성능의 열화로 나타나며, 그림 10은 이러한 영향을 도시한다. 이 그림은 $N_s = 1$ 이고 Δ 가 최대 $\delta/2$ 까지 변화할 때, 신호대잡음비 $S_{out}(1)$ 에 따른 비트오율의 변화를 도시하고 있으며, 타이밍 지터가 큰 경우 ($\Delta = \delta/2$) 매우 심각한 성능 열화와 error floor가 발생함을 보여준다. 하지만 $\Delta = \delta/4$ 인 경우에는 이상적인 경우보다 약 1 dB 가량의 성능 열화만이 발생하고, $\Delta = \delta/5$ 이하에서는 이상적인 경우와 거의 동일한 비트오율 성능을 갖는 강인한 특성을 보여준다. 그림 11은 E_b/N_0

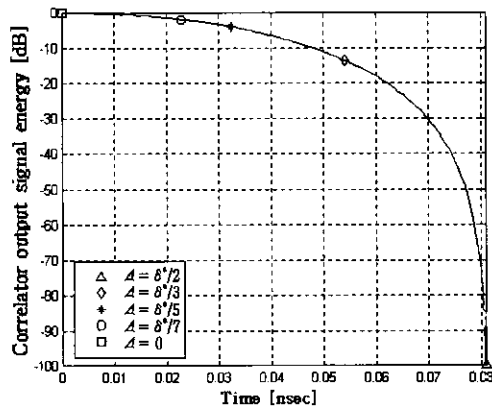


그림 9. Δ 의 변화에 따른 상관 복조기 출력 중 신호 성분 에너지의 변화 ($N_s = 1$).

가 -20 dB로 고정된 상황에서, 펄스 반복 횟수 N_s 의 변화에 따른 비트오율의 변화를 여러 타이밍 지터 상황을 고려하여 도시한다. 이 경우, 타이밍 지터가 큰 $\Delta = \delta/2$ 인 경우 N_s 의 증가에도 비트오율 성능의 향상이 거의 없으며, 이는 시스템의 성능이 타이밍 지터에 의해 제한됨을 나타낸다. 하지만 타이밍 지터의 영향이 그리 크지 않은 경우 N_s 의 증가에 따라 크게 성능이 향상되며, 특히 작은 N_s 에 대해 이상적인 경우의 성능과 유사한 결과를 얻게 됨을 알 수 있다.

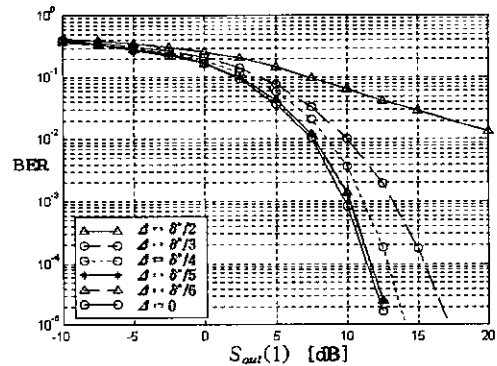


그림 10. 다양한 타이밍 지터 상황에서, $S_{out}(1)$ 의 변화에 따른 비트오율의 변화 ($N_s = 1$).

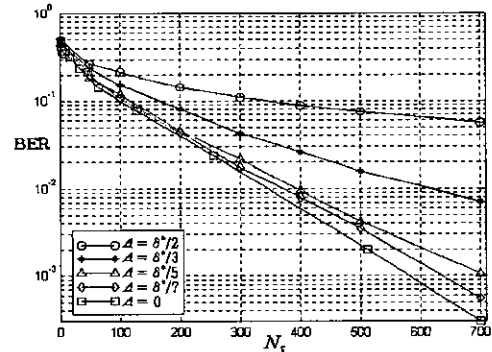


그림 11. 다양한 타이밍 지터 상황에서, N_s 의 변화에 따른 비트오율의 변화 ($E_b/N_0 = -20$ dB).

V. 결론

본 논문에서는 최근 들어 실내 무선 LAN이나 군용 무선 통신 시스템을 위한 새로운 대역 확산 전송 방식으로서 큰 관심을 받고 있는 초광대역 시간도약 임펄스 무선 전송 (ultra wideband time hopping impulse radio; IR) 시스템의 성능을 분석

하였다. 특히, AWGN 채널 하의 동기식 이진 IR 시스템에서 의사 잡음 부호 발생기와 decimator로 구성된 시간 도약 패턴 발생기를 사용하여 다원 접속 간섭이 배제되는 경우 비트오율에 대한 결과를 가우시안 모노사이클 펄스 에너지와 이의 자기 상관 함수에 대한 closed form 형태로 유도하고, 유도된 이론적인 성능 결과를 모의 실험을 통해 확인하였다. 또한 IR 시스템의 상관 복조기에서 발생하는 타이밍 지터에 의한 비트오율 성능의 열화를 모의 실험을 통하여 확인하였으며, uniform 분포를 갖는 타이밍 지터를 가정하였을 때 타이밍 지터의 최대 편이가 그리 크지 않은 경우 약 1 dB 가량의 적은 신호대잡음비 열화가 발생하는 강인한 특성을 확인하였다.

본 논문의 결과는 수신기에서의 완벽한 동기를 가정하였으나 이러한 가정이 맞지 않는 경우 여기서 고려된 시간 도약 패턴 역시 다원 접속 간섭이 발생하며, 따라서 향후 연구 과제로서 이에 대한 성능 분석이 필요하리라 판단된다. 또한 실제 다중 경로 페이딩 채널 환경에서의 성능을 분석하는 연구와 이 경우 다이버시티 방법으로서 Rake 형태의 수신기에 의한 성능 변화에 대한 연구 역시 수행되어야 할 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Proc. Military Commun. Conf. (MILCOM '93)*, vol. 1, pp. 447-450, Boston, USA, Oct. 1993.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, pp. 36-38, Feb. 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] S. Kolenchery, J. K. Townsend, and J. A. Freebersyser, "A novel impulse radio network for tactical military wireless communications," *Proc. Military Commun. Conf. (MILCOM '98)*, vol. 1, pp. 59-65, Boston, USA, Oct. 1998.
- [5] P. Withington, "Impulse radio overview," Tech. Report available at <http://www.time-domain.com>.
- [6] *1st Int'l Ultra Wideband Conference Presentation Material*, Washington D.C., USA, Sep. 1999.
- [7] Time Domain Corp., "Time-modulated ultra wideband radio measurement and spectrum management issues," *Presentation Material at National Radio Science Meeting*, Boulder, USA, Jan. 1999.
- [8] Federal Communications Commission, *Notice of Inquiry in the Matter of Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*, ET Docket No. 98-153, Sep. 1998.
- [9] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, pp. 51-53, Feb. 1998.
- [10] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications," *Proc. Int'l Conf. Commun. (ICC '97)*, vol. 1, pp. 91-95, Montreal, Canada, June 1997.
- [11] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications," *Proc. Vehicular Technol. Conf. (VTC '97)*, vol. 1, pp. 251-255, Phoenix, USA, May 1997.
- [12] 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/Systems, Computers & Commun. (ITC-CSCC '99)*, Vol. 2, pp. 1346-1349, Niigata, Japan, July 1999.
- [13] 안진철, 신요안, "초광대역 시간도약 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 분석," *제9회 통신정보 종합학술대회 (JCCI '99) 논문집*, 1권, pp. 133-137, 1999년 4월.
- [14] M. K. Simon *et. al.*, *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw-Hill, 1994.
- [15] Y. Shin and J. Ahn, "Effect of timing jitters in an ultra wideband impulse radio system," submitted to *Int'l Symp. Intelligent Signal Proc. & Commun. Syst. (ISPACS 2000)*,

