

주파수 도약 멀티 밴드 초 광대역 통신을 위한 적응적 상관 수신기 방식

중신회원 이 에 훈*, 정회원 최 명 수**, 이 성 로***, 이 진 석****, 정 민 아*****

Adaptive Correlation Receiver for Frequency Hopping Multi-band Ultra-Wideband Communications

Ye-Hoon Lee* *Lifelong Member*, Myeong-Soo Choi**, Seong-Ro Lee***,
Jin-Seok Lee****, Min-A Jung***** *Regular Members*

요 약

멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템은 3.1-10.6 GHz 사이의 주파수 스펙트럼을 16개의 부 밴드로 나누어 사용하므로, 초 광대역 주파수 밴드의 특성상 각 부 밴드 마다 중심 주파수의 차이가 많게는 2.65 배까지 발생할 수 있다. 송신측에서 전송한 신호의 경로에 따른 감쇄 정도는 주파수의 제곱에 비례하므로 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 경우는 각 부 밴드 당 경로 감쇄 정도가 크게는 7배 까지 차이가 날 수 있는 것이다. 그러므로 본 논문에서는 주파수 도약 방식의 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템에서 각 부 밴드의 중심 주파수의 차이로 해서 일어나는 수신 신호의 경로 감쇄 정도의 차이를 수신기의 상관 시간으로 보상하여 전체 시스템의 평균 비트 오류율을 향상시킬 수 있는 수신 방식을 제안하고, 그 성능을 나카가미 페이딩 채널 환경 하에서 분석하였다. 분석 결과 페이딩 index n 이 증가할수록 제안된 수신 방식이 기존의 방식에 비해 더 큰 성능 이득을 얻을 수 있음을 관찰할 수 있었다.

Key Words : 초광대역 통신, 멀티밴드, 상관 수신기, 적응적, 주파수 도약

ABSTRACT

The multi-band (MB) ultra-wideband (UWB) communication system divides its available frequency spectrum in 3.1 to 10.6 GHz into 16 sub-bands, which leads to inherent disparities between carrier frequencies of each sub-band. For instance, the highest carrier frequency is 2.65 times higher than the lowest one. Since the propagation loss is proportional to the square of the transmission frequency, the propagation loss on the sub-band having the highest carrier frequency is approximately 7 times larger than that on the sub-band having the lowest carrier frequency, which results in disparities between received signal powers on each sub-band. In this paper, we propose a novel correlation scheme for frequency hopping (FH) MB UWB communications, where the correlation time is adaptively adjusted relative to the sub-band, which reduces the disparity between the received signal energies on each sub-band. Such compensation for lower received powers on sub-bands having higher carrier frequency leads to an improvement on the total average bit error rate (BER) of the entire FH MB UWB communication system. We analyze the performance of the proposed correlation scheme in Nakagami fading channels, and it is shown that the performance gain provided by the proposed correlator is more significant as the Nakagami fading index n increases (i.e., better channel conditions).

※ 본 연구는 산학협동재단의 학술연구비지원사업(2007년도)과 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역혁신인력양성사업(2차년도)의 연구결과로 수행되었습니다.

* 서울산업대학교 전자정보공학과(y.lee@snut.ac.kr), ** 목포대학교 해양텔레매틱스 기술개발센터(mschoi@mokpo.ac.kr), *** 목포대학교 정보전자공학전공(srlee@mokpo.ac.kr), **** 정보통신연구진흥원(intlmg@iita.re.kr), ***** 목포대학교 컴퓨터공학전공(majung@mokpo.ac.kr)
논문번호 : KICS2009-03-084, 접수일자 : 2009년 3월 3일, 최종논문접수일자 : 2009년 4월 29일

I. 서 론

최근 초 광대역 통신 기술이 근거리 실내 무선 데이터 전송을 위한 통신 기술중의 하나로 관심이 집중되고 있다^[1]. 특히 미국 FCC(federal communications commission) 에서 3.1-10.6 GHz의 7500 MHz를 초 광대역 통신을 위한 비 허가(licensed) 주파수 대역으로 설정한 이후, 초 광대역 통신은 무선 개인 네트워크(wireless personal area network) 상에서 저 전력, 저 비용, 저 복잡도, 그리고 고속의 데이터 전송률을 지원하는 후보 방식으로서 IEEE 802.15.3a(TG3a) 표준에서 집중적으로 논의되어 왔다^[2]. 이러한 초 광대역 통신의 주요한 응용 분야 중 하나는 가정에서 고 화질의 영상 전송에 사용될 무선 가전제품들로서, 그 수요와 필요성이 점차 증가되는 추세이다.

무선 개인 네트워크를 위한 초 광대역 통신 시스템으로는 전체 주파수 대역폭을 하나의 캐리어로 확산하여 사용하는 싱글 밴드 방식과, 500 MHz의 부 밴드로 전체 밴드를 나누어서 다수의 캐리어를 사용하는 멀티 밴드 방식이 있다. 멀티 밴드 방식에서 각 심벌은 서로 다른 부 대역을 통해서 전송되며, 인접한 피코넷 (piconet)과의 간섭을 최소화하기 위해서 직교의 시간-주파수 (time-frequency) 도약 시퀀스를 사용하는 주파수 도약 (frequency hopping) 방식의 사용이 제안되었다^{[4][5]}. 멀티 밴드 방식은 또한 해당 주파수에 존재하는 기존 무선 시스템과 상호 공존하면서 그 간섭에 잘 대처하기 위하여 시스템 작동 시 각 부 밴드를 적응적으로 선택 가능하게 설계되었는데, 이러한 특징은 특히 중앙 집중 제어 방식이 아닌 환경에서도 잘 동작할 필요가 있는 가전제품 등에 유용하게 응용될 수 있다.

주파수 도약 멀티 밴드 초 광대역 통신 방식은 3.1 GHz - 10.6 GHz의 가용 주파수 밴드를 각각 500 MHz 를 차지하는 부 밴드로 나누어 주파수 도약 방식으로 사용하는 시스템으로서, 15개의 부 밴드를 갖는 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 경우 가장 주파수가 높은 부 밴드의 중심 주파수는 9.9 GHz로서 가장 낮은 부 밴드의 중심 주파수 3.74 GHz와 비교했을 때 2.65 배 만큼 차이가 남을 알 수 있다^{[2][5]}. 그런데 전자파의 전파 감쇠는 주파수의 제곱에 비례하므로 9.9 GHz 대역에서 보내지는 데이터는 3.74 GHz 대역의 데이터에 비해서 7배 (8.45 dB)의 감쇄를 더 겪게 된다^[6]. 그러므로 15개의 각 부 밴드를 통해서 전송되는 신호를

수신할 때 통상적인 방법인 각 밴드 당 동일한 시간에 걸쳐서 수신된 신호의 에너지를 모으는 동일 시간 상관 수신기 방식으로는 각 밴드 당 수신 신호의 차이가 최대 8.45 dB 까지 생길 수 있는 것이다.

이러한 주파수 도약 방식의 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템에서는 수신 신호들 사이의 각 부 밴드 별 수신 에너지 차이가 각 부 밴드별로 서로 다른 비트 오류율을 유발하게 되며, 가장 경로 감쇄가 큰 (도약 중심 주파수가 가장 높은) 부 밴드를 통해 수신된 신호의 비트 오류율이 전체 주파수 도약 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 평균 비트 오류율에 가장 크게 영향을 미침으로써 전체 시스템의 신뢰도를 저하시키는 원인이 된다. 그러므로 본 논문에서는 주파수 도약 멀티밴드 초 광대역 시스템에서의 각 부 밴드 마다 각기 다른 경로 감쇄의 영향을 보완하기 위하여 새로운 상관 수신기를 제안하고 수식을 통하여 제안한 상관 수신기의 성능을 분석하고자 한다. 제안된 상관 수신기는 상관기의 적분 시간을 부 밴드별로 적응적으로 조정하여, 각 부 밴드별로 수신되는 신호의 에너지 차이를 줄임으로써 전체 멀티 밴드 시스템의 평균 비트 오류율을 개선하는 구조로 되어있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제2장에서 본 논문에서 분석할 주파수 도약 멀티 밴드 초 광대역 시스템의 모델을 설명하고, 부 대역 중심 주파수에 따른 수신 신호 감쇄 현상을 서술한다. 제3장에서는 제안하는 새로운 상관기의 구조와 동작을 수식으로 표현하였으며, 평균 비트 오류율에 관하여 유도한다. 제4장에서는 수치적인 예를 들어서 제안하는 상관기의 성능 개선 효과를 해석하였다. 그리고 마지막으로 제5장에서는 결론을 서술하였다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 전송 신호의 변조 방식으로 이진 위상 변조 (binary phase shift keying)를 가정한다. 그러면 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템에서 송신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sqrt{2Pd(t)}\cos(2\pi f_n t + \theta_n), \\ (l-1)T \leq t < lT, 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

여기서 P 는 송신 전력이고 $d(t)$ 는 이진 데이터 신호이다. n 은 멀티 밴드 도약 주파수 인덱스 (index)이며, N 은 총 부 밴드의 개수이다. 각 부 밴드의

중심 주파수와 위상은 각각 f_n, θ_n 이다. 본 논문에서는 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 구현에 적합하도록 하나의 무선부를 갖고, 각 부 밴드 별로 송신되는 신호는 각각 T 초 만큼의 시간 지연을 두 고서 순차적으로 전송된다고 가정한다. 채널을 통과 한 후 수신단에서 수신된 신호 $y(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \sqrt{2PL_n G_n} d(t-\tau) \cos(2\pi f_n t + \phi_n) + w(t),$$

$$(l-1)T \leq t < lT, 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

여기서 G_n 은 n 번째 부 밴드 채널에서 다중 경 로 페이딩으로 생기는 채널 전력 이득(channel power gain)을 나타내며, $w(t)$ 는 백색 가우시안 잡 음, τ 는 채널에서 발생하는 지연, 그리고 $\phi_n = \theta_n - 2\pi f_n \tau$ 이다. 그리고 L_n 은 n 번째 부 밴드의 경 로 감쇄로서, 다음과 같이 주어진다⁶⁾.

$$L_n = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f_n}{c} \right) + 20 \log_{10} (d) [dB], \quad (3)$$

$$0 \leq n \leq N-1$$

여기서 c 는 전파 상수(propagation constant), d 는 송신기와 수신기 사이의 거리이다.

그림 1은 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 수신기 구성도를 보여주고 있다. 멀티 밴드 주파수 도약 인덱스 발생기(sub-band index generator)에서 발생된 도약 주파수 인덱스 n 값에 따라서 멀티 밴드 도약 주파수 발생기(sub-band frequency generator)에서 순간 도약 주파수 $\exp(j2\pi f_n t)$ 를 발생시키고, 발생된 주파수는 혼합기에서 수신 안테나로 입력된 수신 신호와 혼합된다. 혼합된 신호는 상관기에서 적분을 한 수 샘플링 한 값을 신호 처리부(signal processing)로 보낸다. 신호 처리부에서는 송신된 데

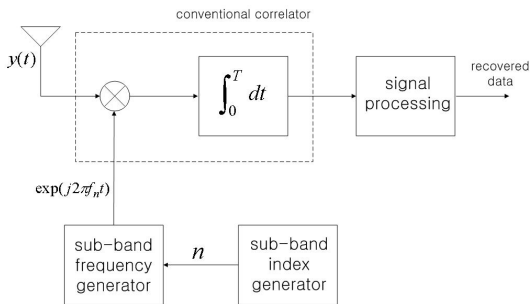


그림 1. 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 수신기 블록도

이터를 복구하게 된다. 그림 1에서 기존의 상관기 (conventional correlator)는 부 밴드 인덱스 n 에 상관없이 고정된 시간 주기 T 동안 입력 신호를 적분 함을 알 수 있다.

III. 제안하는 상관기 방식과 성능 분석

멀티밴드 초 광대역 통신 시스템에서는 각 부 밴 드별로 중심 주파수 차이로 인한 경로 감쇄의 차이 가 매우 크므로, 본 논문에서는 전체멀티 밴드 시스 템의 성능을 개선하기 위하여 그림 1의 기존의 상 관기를 그림 2와 같은 개선된 상관기로 교체하는 것을 제안한다. 제안하는 상관기는 멀티 밴드 주파 수 도약 인덱스 발생기에서 발생된 각 부 밴드 인 텍스 n 값을 이용하여 상관기의 적분 시간을 조절 하고 $t = T_n$ 인 시간에 샘플링을 하게 된다. 그리 고 상관기의 출력을 신호처리부로 전달하기 전에 입력신호의 데이터율을 일정하게 맞춰주기 위한 버 퍼를 갖는다. 상관기의 적분시간 T_n 을 각 부 밴드 별로 동일하게 한 (즉, $T_0 = T_1 = \dots = T_{N-1}$) 기 존의 상관기 방식과는 다르게, 본 논문에서는 T_n 값을 각 밴드마다 적응적으로 조정함으로써 전체 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 성능을 향상시 키고자 한다. 즉, 적분 시간 T_n 을

$$T_0 \leq T_1 \leq \dots \leq T_{N-1} \quad (4)$$

변화시킴으로써 경로 손실이 적은 부 밴드 (즉, 도 약 중심 주파수가 낮은 부 밴드)를 통과한 신호는 상대적으로 에너지를 수신할 수 있게끔 적분 시간

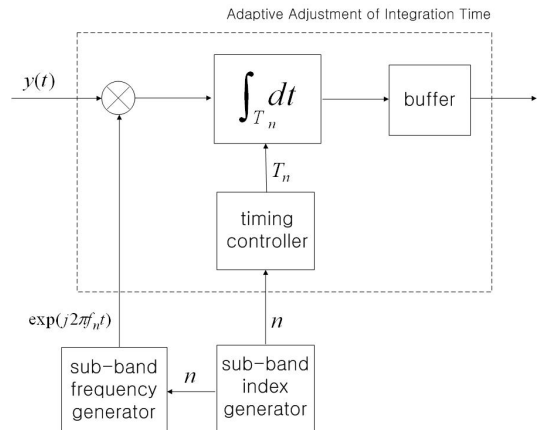


그림 2. 제안하는 상관기의 블록도

을 조정하는 것이다. 이렇게 각 부 밴드마다 다르게 조정된 상관기의 적분 시간을 통해서 수신된 신호들은 채널에서 겪는 경로 차이에 의해서 생기는 각 부 밴드별 신호의 경로 감쇄 차이를 상쇄시켜주는 효과를 가지게 되며, 결론적으로는 전체 멀티밴드 초 광대역 통신시스템의 평균 비트 오류율이 개선되는 효과를 기대할 수 있다.

수신된 신호는 동기방식의 상관기를 거치면서 $[0, T_n]$ 구간사이에 적분이 되며, 상관기를 거쳐 출력된 신호의 비트 에너지 E_b 는 다음과 같이 나타난다.

$$E_b = PL_n G_n T_n \quad (5)$$

그러면, 각 부 밴드별 평균 비트 오류율 \bar{p}_n 은

$$\bar{p}_n = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2PL_n T_n}{N_0} g}\right) P_{G_n}(g) dg \quad (6)$$

로 나타내 질 수 있는데 [7], $P_{G_n}(\cdot)$ 는 각 부밴드별 다중 경로 페이딩의 확률 밀도 함수로서, 본 논문에서는 일반적인 다중 경로 페이딩을 고려하기 위하여 나카가미 페이딩을 가정하였다. 나카가미 페이딩 모델은 실내 다중 경로전파를 포함한 다양한 페이딩 환경에서의 실측치와 잘 일치하는 페이딩 모델이라고 알려져 있다⁸⁾. 나카가미 페이딩에서 채널 이득의 확률 밀도 함수는 다음과 같다⁹⁾.

$$P_{G_n}(g) = \left(\frac{m}{\Omega_n}\right)^m \frac{1}{\Gamma(m)} g^{m-1} e^{-mg/\Omega_n}, \quad g \geq 0 \quad (7)$$

여기서 m 는 페이딩 지수(index)이며, $\Gamma(m)$ 은 다음과 같이 정의되는 감마 함수 (Gamma function)이다.

$$\Gamma(m) = \int_0^\infty t^{m-1} e^{-t} dt, \quad m > 0. \quad (8)$$

그리고 채널 전력 이득 G_n 의 평균값 Ω_n 은 [7]

$$\Omega_n = E[G_n] = \int_0^{T_n} \varphi_c(\tau) d\tau \quad (9)$$

이고, 여기서 $\varphi_c(\tau)$ 는 multi-path intensity profile (MIP) 인데, 본 논문에서 MIP가 지수 함수 분포를 가진다고 가정한다. 즉,

$$\varphi_c(\tau) = \frac{1}{\tau_{rms}} e^{-\tau/\tau_{rms}} \quad (10)$$

이며, 여기서 τ_{rms} 는 rms 지연 확산(delay spread) 값이다.

최종적으로, 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 전체 평균 비트 오류율 \bar{P}_c 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\bar{P}_c = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_n \quad (11)$$

위 식 (11) 으로부터 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 전체 평균비트 오류율은 각 부 밴드로 부터의 수신되는 신호의 비트 오류율의 합에 의해서 결정되며, 결국 가장 경로 감쇄가 큰(높은 도약 주파수를 갖는) 부 밴드의 신호가 전체 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 평균 비트오류율 저하에 가장 큰(dominant) 영향을 미칠 것을 예측할 수 있다.

IV. 수치 결과 및 토론

본 수치 결과에서는 경로 감쇄가 송신기와 수신기 사이의 거리에 무관하게끔 전체 초 광대역 주파수 대역의 중심 주파수 $f_c \equiv \sqrt{f_0 f_{N-1}}$ 에서의 경로 감쇄로 정규화 된 경로 감쇄값, 즉

$$L_n = 20 \log_{10} \left(\frac{f_n}{f_c} \right) [dB], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (12)$$

값을 이용해서 성능을 구하였다.

그림 3은 부 밴드의 수가 7개인 경우 ($N=7$) 제안된 수신 방식을 적용했을 때, 시간-주파수 영역에서 상관수신기의 적분 시간을 나타내고 있다. 시간-주파수 시퀀스는 멀티밴드 주파수 인덱스 n 이 0-3-6-2-5-1-4로 변하는 시퀀스를 사용했으며, 이때의 각 부 밴드별 도약 중심주파수는 $f_0 = 3.74, f_1 = 4.18, f_2 = 4.62, f_3 = 5.06, f_4 = 5.5, f_5 = 6.38, f_6 = 6.82$ GHz 이다⁵⁾. 상관 적분기의 적분시간은 두 단계로 나누었는데, 적분 시간을 다 단계로 나누면 나눌수록 성능 개선 효과는 더욱 뚜렷해지겠지만 실제 구현(implementation) 시 하드웨어의 복잡도는 증가하게 된다. 따라서 본 논문의 예에서는 그림 3과 같이 $1/T$ Hz와 $1/s$ Hz의 두개의 시스템 clock으로 제

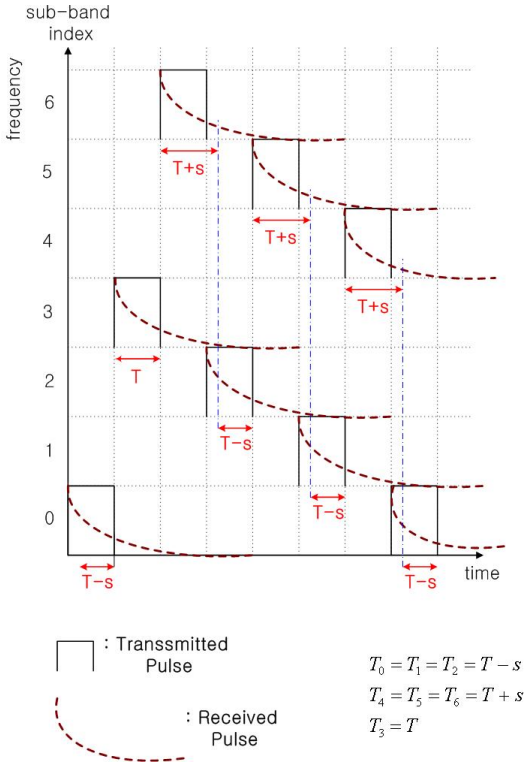


그림 3. 제안된 상관기의 부 밴드별 적분 시간

안하는 상관 적분기의 적분 시간 구현이 가능하도록 3 가지의 적분시간, $T+s$, T , $T-s$ 을 갖도록 하였다. 본 예제에서는 $T=3.79$ nsec, $\tau_{rms}=14.28$ nsec 를 사용했다^[5].

그림 4는 제안된 수신 방식에서 s 값 (T 로 정규화 된) 이 멀티 밴드 초 광대역 시스템의 전체 평균 비트오류율 (11)에 미치는 영향을 보여주고 있다. 여기에서 전체 평균비트 오류율을 최소화 시키는 최적의 s 값이 존재함을 관찰할 수 있는데, 이것은 주파수 도약 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템의 전체 평균 비트 오류율을 각 부 밴드별로 상관기의 적분시간을 적합하게 조정함으로써 줄일 수 있다는 것을 의미한다. 본 논문에서는 제안된 상관 방식에서 전체 평균 비트오류율을 최소화 시키는 최적의 s 값을 구하기 위하여 Newton 방법 [10]을 사용하였다.

그림 5는 제안된 수신기의 각 부 밴드별 평균 비트 오류율 성능을 평균 신호대 잡음비가 20dB 이고 Nakagami 페이딩 index n 이 4 일 때 기존의 상관기 방식과 비교한 경과를 나타내고 있다.

제안된 수신 방식은 위에서 언급했듯이 $T-s$,

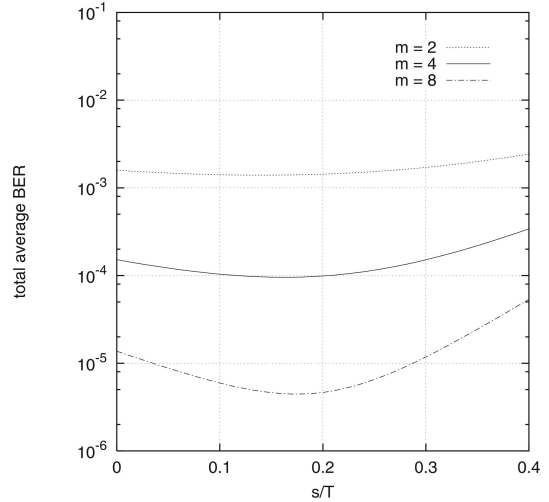


그림 4. s 값이 전체 평균 비트 오류율에 미치는 영향 (평균 신호대 잡음비 = 20 dB)

T , $T+s$ 의 3 레벨의 적분 시간 값으로 각 부 밴드별 신호의 수신 적분 시간을 조정하였다. 그림 4로부터 제안하는 상관기 방식을 사용함으로써 기존의 방식에 비해서 주파수 대역이 높은 신호 (i.e. 부 밴드 인덱스 4, 5, 6) 의 비트 오류율을 낮춰주고 상대적으로 주파수 대역이 낮은 신호 (i.e. 부 밴드 인덱스 0, 1, 2) 의 비트오류율은 오히려 높아 줌으로써 전체 시스템의 평균 비트 오류율을 낮출 수 있음을 관찰할 수 있다.

그림 6은 제안된 수신기의 성능을 평균신호대 잡음비에 따른 전체멀티 밴드 초 광대역 시스템의 평

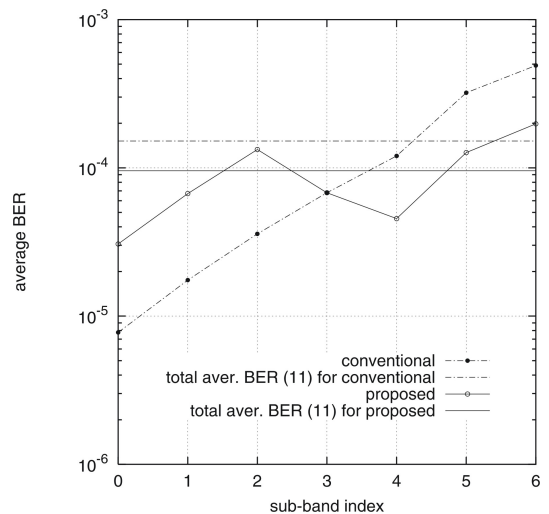


그림 5. 부 밴드별 평균 비트 오류율 (평균 신호대 잡음비 = 20 dB, $m=4$)

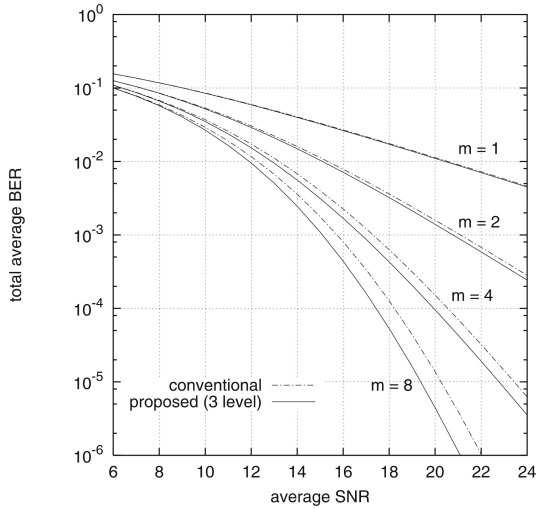


그림 6. 평균 신호대 잡음비에 따른 전체 (total) 평균 비트 오류율

평균 비트 오류율을 여러가지 페이딩 index n 값에 대해서 나타내고 있다. n 이 증가할수록 (채널 환경이 좋아질수록) 제안된 수신기 방식이 더 큰 성능 이득을 얻음을 관찰할 수 있는데, 그 이유는 n 이 증가할수록 다중 경로 페이딩이 비트 오류율에 미치는 영향은 적어지고 경로 감쇄의 영향이 dominant 해져서 각 부 밴드 별 비트 오류율의 차이가 더 심해지기 때문이다. 다시 말해서 n 이 증가할수록 도약 중심 주파수가 높은 부 밴드를 거친 신호의 비트 오류율이 전체 멀티밴드 시스템의 평균 비트오류율에 미치는 영향이 dominant 해지면서 제안하는 수신방식이 더욱 효과적으로 작용하는 것이다. 제안된 방식에 의해 얻어지는 전력 이득은 송신기에서의 송신 전력의 감소를 의미하며, 결과적으로 송신기 배터리 사용 시간의 증가를 가져올 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 멀티 밴드 초 광대역 통신 시스템에서 각 밴드의 중심 주파수의 차이로 인해서 일어나는 수신 신호의 경로 감쇄 정도의 차이를 보상할 수 있는 새로운 상관 수신 방식을 제안하고 성능을 분석하였다. 제안된 기법은 부 밴드별로 상관기의 적분 시간을 적응적으로 조정하여 각 부 밴드별로 수신되는 신호의 에너지 차이를 줄이는 상관기 방식이었다. 성능분석 결과 나카가미 페이딩 인덱스 n 이 증가할수록 (채널 환경이 좋아질수록) 제안된 수신 방식이 더 큰 성능 이득을 얻음을 관찰할 수

있었다. 이러한 성능 이득은 제안된 수신기의 적분 시간을 3 단계로 조정하고, 부 밴드의 개수를 7로 하였을 경우인데, 적분 시간을 여러 단계로 조정할 수록 제안된 방식이 더욱 큰 성능 이득을 얻을 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] M. Ghavami, L. B. Michael, and R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*, 2nd Ed., Wiley, 2007.
- [2] W. C. Chung, N. J. August, and D. S. Ha, "Signaling and multiple access techniques for ultra wideband 4G wireless communication systems", *IEEE Wireless Communications*, pp. 46-55, April 2005.
- [3] IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a). <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>
- [4] R. Aiello, "Discrete time PHY proposal for TG3a", *IEEE 802.15-03/099r1*, 2003
- [5] G. Shor, "UWB multi-band alternate physical layer for TG 802.15.3a", *IEEE 802.15-03/151r3*, 2003.
- [6] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [8] H. Suzuki, "A statistical model for urban multipath propagation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 673 - 680, July 1977.
- [9] M. Nakagami, "The m-distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading", in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*. New York: Pergamon, 1960, pp. 3 - 36.
- [10] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flanner, *Numerical Recipes in C*, 2nd ed., Cambridge, U.K., 1997.

이 예 훈 (Ye-Hoon Lee)

중신회원



2000년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
1994년~1997년 한국전자통신 연구원 위촉연구원
2000년~2001년 LG전자 차세대 단말연구소 선임연구원
2001년~2002년 미국 뉴저지 공과대학 (NJIT) 박사후과정

2003년~2005년 삼성종합기술원 전문연구원
2005년~현재 서울산업대학교 전자정보공학과 조교수
<관심분야> 차세대이동통신, 디지털 통신이론 및 설계

이 진 석 (Jin-Seok Lee)

정회원



1997년 2월 충남대학교 무역학과 졸업
2000년 2월 충남대학교 대학원 무역학과 경영학 석사
2007년 8월 충남대학교 대학원 무역학과 경영학박사
2002년 3월~현재 정보통신연구진흥원 선임연구원

<관심분야> IT접목서비스, 전자무역, SCM, IT인력 양성정책

최 명 수 (Myeong-Soo Choi)

정회원



2000년 2월 목포대학교 전자공학과 졸업
2002년 2월 목포대학교 전자공학과 석사
2009년 2월 목포대학교 전자공학과 박사
2009년 3월~현재 목포대학교 해양텔레매틱스 기술개발센터 박사후연구원

<관심분야> 디지털통신시스템, 무선통신분야(USN, 배열신호처리), 임베디드시스템, 생체인식시스템

정 민 아 (Min-A Jung)

정회원



1992년 2월 전남대학교 전산통계학과 졸업
1994년 2월 전남대학교 전산통계학과 석사
2002년 2월 전남대학교 전산통계학과 박사
2005년 3월~현재 목포대학교 컴퓨터공학전공 조교수

<관심분야> 데이터베이스/데이터마이닝, 생체인식시스템, 무선통신응용분야(RFID, USN, 텔레매틱스), 임베디드시스템

이 성 로 (Seong-Ro Lee)

정회원



1987년 2월 고려대학교 전자공학과 졸업
1990년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사
1996년 8월 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사
2005년 3월~현재 목포대학교

정보공학부 정보전공학전공 교수
<관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레매틱스응용분야, 임베디드시스템, 생체인식시스템