

논문 2006-43TC-10-6

# 보안성을 갖는 음성 및 데이터 트랜시버의 물리 계층 구조 설계

(Design of the PHY Structure of a Voice and Data Transceiver with Security)

은 창 수\*, 임 선 민\*\*, 이 경 민\*\*\*

(Changsoo Eun, Sunmin Lim, and Kyoungmin Lee)

## 요 약

본 논문에서는 기존의 아날로그 트랜시버가 가지고 있는 단점을 극복하기 위한 디지털 트랜시버를 제안한다. 제안된 트랜시버는 불연속적인 협대역 채널들로 구성된 환경에서 사용된다고 가정하였다. 그리고 어느 정도의 보안성을 가지며 개인 대(對) 개인 뿐만 아니라, 개인 대(對) 그룹, 그룹 대(對) 그룹의 음성 및 데이터 통신이 가능하여야 하며, 음성과 데이터를 동시에 전송할 경우 1 Mbps의 데이터 율을 가져야 한다고 가정하였다. 주파수 대역의 제한 때문에 FH-SS(Frequency Hopping-Spread Spectrum) 방식을, 구현의 복잡성 때문에 D8PSK(Differential 8 Phase Shift Keying) 방식을 채택하였다. 반송파와 심볼 타이밍 복원을 위해 IEEE 802.11 FHSS 프레임 구조를 바탕으로 새로운 프리앰블 구조를 제안하여 검출 확률을 높였다. 전산 모의 실험과 전력 계산을 통하여 제안된 시스템은 아날로그 워키토키와 같은 간단한 무선 통신에 사용될 수 있음을 보였다.

## Abstract

In this paper, we propose a digital transceiver that can overcome the problems which current analog transceivers have. For the proposed transceiver, we assumed a frequency resource that consists of discrete and narrow channels. We also assumed that person-to-group, group-to-group, as well as person-to-person, voice and data communications with moderate security should be devised and the data rate is 1 Mbps with simultaneous voice and data. Frequency hopping spread spectrum (FH-SS) and differential 8-PSK (D8PSK) were adopted for security reasons and bandwidth constraints, and for the reduction of implementation complexity, respectively. For the carrier and the symbol timing recovery, the structure of the preamble was proposed based on the IEEE 802.11 FHSS frame format to improve detection probability. The computer simulation results and power budget analysis implies that the proposed system can be used in simple wireless communications in place of such as analog walkie-talkies.

**Keywords :** Transceiver, FH-D8PSK, Preamble, Discontinuous Narrow-Band Channels

## I. 서 론

현재 간단한 이동체 간의 통신은 큰 규제 없이 워키토키 등과 같은 생활용 또는 업무용 무전기를 사용한다. 이들 무전기는 20 kHz 정도의 대역폭을 가지며, FM 변조 방식을 사용한다. 그러나 모든 사람이 주파수 대역을 공유하므로 보안성이나 비화성이 전혀 확보되지

\* 정회원, 충남대학교 전기정보통신공학부  
(Division of Electrical and Computer Engineering,  
Chungnam National University)

\*\* 정회원, 한국정보통신연구원  
(Electronics and Telecommunications Research  
Institute(ETRI))

\*\*\* 정회원, 삼성 반도체 시스템 LSI  
(Samsung Semiconductor System LSI)

접수일자: 2006년2월20일, 수정완료일: 2006년10월2일

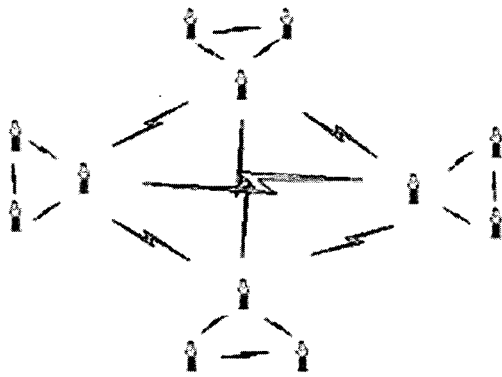


그림 1. 제안하는 트랜시버의 통신 개념도  
Fig. 1. Concept diagram of the proposed transceivers.

않는다는 단점이 있을 뿐만 아니라 데이터를 송·수신하고자 할 경우에도 대역폭이 20 kHz 정도 밖에 되지 않으므로 전송률에 한계가 있다. 그리고 기존의 아날로그 방식은 개인 대(對) 개인 간의 하프 듀플렉스(half duplex) 통신을 염두에 둔 것이어서 개인 대(對) 개인, 개인 대(對) 특정 다수 간의 통신이나 멀티캐스팅과 같은 기능을 수용하는 것이 불가능하다. 이러한 기존의 아날로그 위키토키의 한계를 극복하기 위해서는 디지털 변·복조와 넓은 주파수 대역을 사용하는 통신 방식을 채용하지 않으면 안 된다.

본 논문에서는 그림 1 과 같이 이동 중 개인 대(對) 개인, 특정 다수 대(對) 특정 다수, 개인 대(對) 특정 다수 사이에 보안성을 가지면서 음성과 데이터 통신을 동시에 수행할 수 있는 간단한 트랜시버를 설계하는 것을 목표로 한다. 트랜시버 설계를 위하여 데이터 율은 MAC에서의 쓰루풋(throughput)을 고려하여 1 Mbps로 설정하고 일반적인 주파수 채널을 가정하기 위해 무선 주파수 대역은 불연속적인 협대역 채널들로 이루어져 있다고 가정한다.

주어진 데이터 전송률과 채널 대역폭에 알맞은 변조 및 전송 방식으로 FH-D8PSK 방식을 선택하고 수신기의 구조를 제안한다. 또한 수신기의 타이밍 동기 성능을 향상시키기 위하여 기존의 IEEE 802.11 프리앰블을 개선한 새로운 프리앰블 구조를 제안한다. 그리고 전산 모의 실험과 전력 계산을 통하여 제안한 송·수신기가 비교적 단순한 구조를 가지면서도 근거리의 간단한 무선 통신에 이용할 수 있음을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같은 형식으로 구성되어 있다. 서론에 이어 II 장에서는 물리 계층의 요구 사항을 결정하고, 그에 적합한 대역 확산 기법과 변조 방식을 결정한다. III 장에서는 새로운 프리앰블 구조를 제안하

고, 그에 따른 송·수신기 및 동기부 구조를 제안한다. IV 장에서는 전산 모의 실험을 통하여 개선된 동기 성능을 확인하고, 송신 전력에 따른 통신 가능 거리를 분석한다. V 장에서는 결론을 맺는다.

## II. 대역 확산 기법 및 변조 방식 결정

데이터 통신 시 가정하고 있는 요구 사항은 음성 통화 시에도 데이터 통신이 가능해야 하고, 이동 시에도 통신이 가능해야 하며, 각 그룹 간에는 간섭 및 통신 장애가 없어야 한다. 음성 통신 시에는 다른 그룹의 음성 통신 또는 데이터 통신에 영향을 주지 않아야 하며, 1:1 또는 다자간의 동시 통화가 가능해야 한다. 이 시스템에서는 500 kHz 대역을 갖는 8 개의 비연속적인 채널을 사용할 수 있으며, 데이터 전송률은 MAC의 쓰루풋(throughput)을 고려하여 1 Mbps로 설정하고, 송신 전력은 100 mW (20 dBm)이라고 가정한다.

본 논문에서 고려하는 통신은 FM 트랜시버를 이용한 음성 통신에서는 불가능했던 음성과 데이터의 동시 통신도 고려한다. 또한 통신을 위해 사용할 수 있는 채널과 주파수 대역이 제한되어 있다고 가정하므로, 적절한 변·복조 방식을 선정하여야 하고, 통신 중 제 3 자에 의한 통신 방해나 보안 문제도 고려하도록 한다.

### 1. 주파수 도약 대역 확산 기법

불연속인 협대역 채널들을 이용한다는 전제 조건으로 인해, 보안성을 확보하기 위해서 직접 대역 확산 방식은 사용할 수가 없으므로 주파수 도약 대역 확산 기법을 사용하였다. 주파수 도약 패턴은 IEEE 802.11 과 블루투스의 표준안을 참고하여 결정하였다<sup>[1][2]</sup>.

사용 가능한 채널 수가 8 개라고 가정하였으므로 주파수 도약 패턴을  $F_x$ 라 할 때, 도약 순서는

$$F_x = \{f_x(1), f_x(2), \dots, f_x(8)\} \quad (1)$$

와 같이 표시할 수 있다. 여기서  $x$ 는 패턴 번호이며,  $f_x(i)$ 는  $x$ 번째 도약 패턴에서  $i$ 번째 주파수 채널 번호

표 1. 기본 도약 순서  
Table 1. Basic hopping pattern.

$i$	$b(i)$	$i$	$b(i)$
1	7	5	1
2	2	6	6
3	3	7	4
4	5	8	8

이다. 도약 패턴 번호  $x$ 와  $i$ 가 주어지면 채널 번호는

$$f(i) = [b(i) + x] \bmod(8) + 1 \quad (2)$$

1와 같이 정의되고,  $b(i)$ 는 표 1과 같이 정의된다.

임의의 도약 패턴 번호  $x$ 는 원하는 만큼 확장할 수 있다.

### 2. 변조 방식

본 논문에서 구현하고자 하는 시스템은 이동체 간의 무선 통신 시스템이므로, 송·수신기 구조가 간단해서 소형화 및 경량화가 가능해야 하며, 제한적인 전력으로 통신이 가능해야 한다.

디지털 통신 시스템에서는 전력과 대역폭을 효율적으로 사용하기 위하여 일반적으로 동기 검파 방식을 사용한다<sup>[3]</sup>. 그러나 동기 검파 방식은 구현 복잡도가 증가하는 단점을 가지게 된다.

차동 검파와 같은 비동기 시스템에서는 반송파 복원을 위한 위상 동기 시스템이 필요치 않기 때문에 위상 잡음이 많은 이동 통신 시스템에서도 사용이 적합하며, 구현 복잡도를 낮출 수 있는 장점을 가지고 있다<sup>[3][4]</sup>.

1 Mbps의 데이터를 500 kHz 채널 대역폭으로 전송할 수 있는 변조 방식으로는 16-QAM, 8PSK-OFDM, D8PSK 등을 생각할 수가 있다. 그 중 16-QAM과 8PSK-OFDM 변조 방식은 동기 검파 방식을 사용하므로 수신기 구조가 복잡하고, 증폭기의 비선형성에 영향을 받는다는 단점을 갖는다. 그러나 D8PSK 변조 방식은 비동기 검파 방식을 사용하는 경우로써 수신기 구조가 간단하고, 앞의 두 변조 방식에 비하여 증폭기의 비선형성에 덜 민감한 장점을 가지므로 본 논문에서는 D8PSK 변조 방식을 채용하였다.

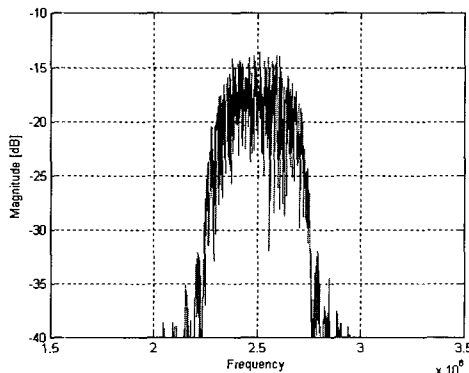


그림 2 주파수 영역에서 본 D8PSK 변조된 신호  
Fig. 2. D8PSK modulated signal in the frequency domain.

그림 2는 D8PSK 변조 방식을 사용한 경우의 주파수 분포를 나타낸 것으로써 500 kHz 대역 안에 전체 전송 데이터 전력의 99.98 %가 포함되어 있다.

## III. 송·수신기 및 동기부 구조

### 1. 송신기

제안된 FH-D8PSK 시스템에서는 수신기에서 동기 시간을 줄이고 정확한 데이터 복원을 위하여 프리앰블을 사용한다. 그러나 IEEE 802.11 FHSS의 프리앰블 구조는 0101……이 반복되는 형태로 상관도 특성이 좋지 않으므로 본 논문에서 제안하고 있는 반송파 복원 시스템에서는 적합하지 않다. 그러므로 새로운 구조의 프리앰블을 제안한다.

#### 가. 프리앰블 구조 I

그림 3에 프리앰블 구조 I을 보였다. 프리앰블 구조 I은 상관 특성이 좋은 7 비트의 PN 코드에 1 비트를 더하여 8 비트의 L1을 구성하며, 이를 12 번 반복함으로써 전체 길이가 96 비트인 프리앰블을 구성한다.

그림 3. 프리앰블 구조 I을 이용한 반송파 복원의 주파수 동기에서는 8 비트(L1) 짜리 12 개를 이용하여 동기 획득(acquisition)을 수행하고, 48 비트(L2) 짜리 2 개를 이용하여 동기 추적(tracking)을 수행한다. 타이밍 복원에서는 96 비트의 프리앰블 전체를 이용하여 동기 획득과 동기 추적을 수행한다.

그림 4는 그림 3. 프리앰블 구조 I의 상관 특성을 나타낸 것으로써 최대 상관 값과 주변 상관 값들 사이의 크기 차이가 크지 않아 잡음의 영향을 클 경우 동기 성능을 열화 시킬 확률이 높을 것으로 예상된다. 그러므로 이를 개선하기 위한 프리앰블 구조 II를 제안한다.

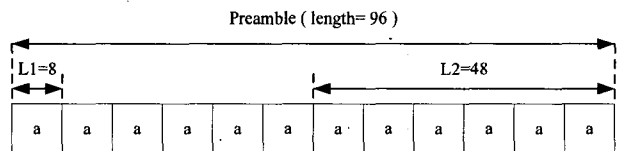


그림 3. 프리앰블 구조 I  
Fig. 3. Preamble structure I.

#### 나. 프리앰블 구조 II

그림 5에 프리앰블 구조 II를 보였다. 프리앰블 구조 II에서는 7 비트 PN 코드를 이용한 8 비트 L1을 4 번 반복하고, 31 비트 PN 코드를 이용한 32 비트 L2를 2 번 반복하여 구성한다.

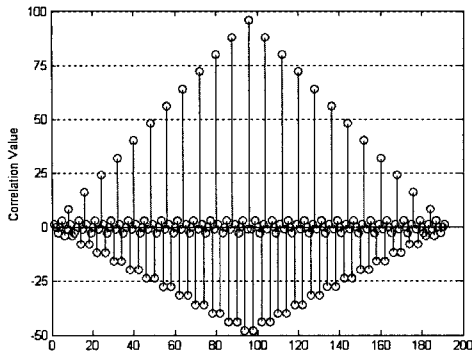


그림 4. 프리앰블 구조 I의 자기 상관 특성  
Fig. 4. Autocorrelation characteristic of the preamble structure I.

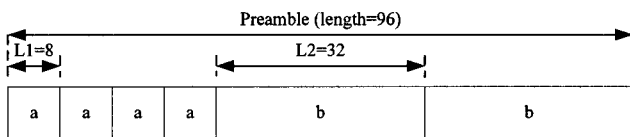


그림 5. 프리앰블 구조 II  
Fig. 5. Preamble structure II.

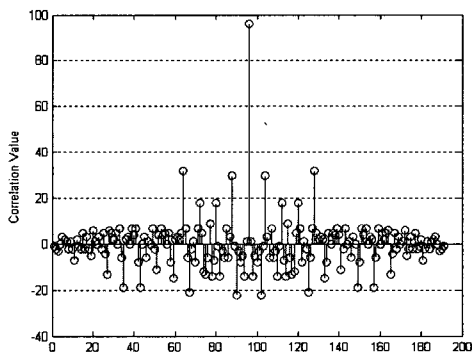


그림 6. 프리앰블 구조 II의 자기 상관 특성  
Fig. 6. Autocorrelation characteristic of the preamble structure II.

그림 5의 프리앰블 구조 II를 이용한 반송파 복원의 주파수 동기에서는 8 비트(L1) 짜리 4 개를 이용하여 동기 획득을 수행하고, 32 비트(L2) 짜리 2 개를

이용하여 동기 추적을 수행한다. 타이밍 복원에서는 프리앰블 구조 I 과 마찬가지로 96 비트의 프리앰블 전체를 이용하여 동기 획득과 동기 추적을 수행한다.

그림 6은 그림 5. 프리앰블 구조 II의 상관 특성을 나타낸 것으로서 최대 상관 값과 주변의 상관 값들 사이의 크기가 그림 4와 비교하여 큰 차이를 갖게 됨을 알 수 있다. 그 결과 잡음의 영향을 받더라도 최대 상관 값을 찾을 수 있는 확률이 향상 될 것임을 예상 할 수 있

다. 그러나 주파수 동기의 동기 추적 시퀀스 길이가 프리앰블 구조 I 보다 짧아졌으므로 미세 주파수 오프셋 추정 정밀도는 떨어질 것이다.

## 2. 수신 및 동기부

프리앰블을 이용하여 반송파 복원과 타이밍 복원을 수행하는 FH-D8PSK 시스템의 수신기를 그림 7에 보였다.

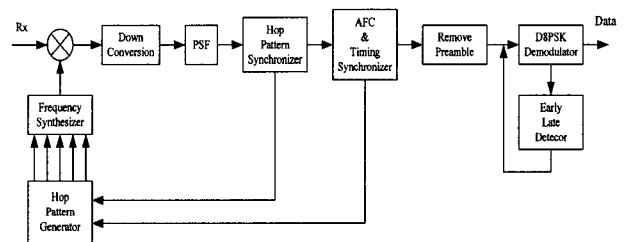


그림 7. FH-D8PSK 수신기의 블록도  
Fig. 7. The block diagram of the FH-D8PSK receiver.

수신기에 신호가 수신되면 주파수 도약 시퀀스 동기부에서는 주파수 도약 시퀀스와 프리앰블을 이용하여 신호 검파와 주파수 도약 시퀀스 동기를 수행한다. 이 과정을 통해 자신의 신호가 들어왔다고 판단되면 프리앰블을 이용하여 반송파 주파수 복원과 타이밍 복원 과정을 수행한다. 프리앰블을 이용한 동기 과정이 끝나면 프리앰블을 제거하고 신호 복조를 하는데 복조단에서의 동기 유지를 위하여 본 논문에서는 얼리-레이트 검출기를 채용한다<sup>[5]</sup>.

### 가. 주파수 도약 시퀀스 동기부

주파수 도약 시퀀스 동기부로는 가장 널리 쓰이고 하드웨어로의 구현이 간단한 직렬 검색(serial search) 방식을 이용하여 동기부를 구현함으로써 주파수 도약 시퀀스 동기과 신호의 검파를 수행하였다.

수신기에 신호가 수신되면 주파수 도약 시퀀스 동기부에서는 수신기에서 미리 알고 있는 도약 시퀀스와 프리앰블 정보를 이용하여 에너지를 검출하고 임계값과 비교하게 된다. 만약 검출된 에너지가 임계값 이하이면 주파수 도약 시퀀스 동기부에서는 수신기가 가지고 있는 도약 시퀀스를 시프트 시켜가면서 위의 과정을 반복하게 된다. 그러나 도약 시퀀스를 한 주기 동안 시프트 시켜가며 위의 과정을 수행하였어도 임계값 이상의 에너지를 검출하지 못하게 되면 자신의 신호가 아니라고 판단하고 다음 신호를 기다린다<sup>[6]</sup>.

나. 반송파 복원

FH-D8PSK 시스템은 비동기 검파가 가능하므로 반송파 복원을 위하여 위상 동기 시스템이 필요치 않다는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 주파수 동기부로 자동 주파수 제어기(automatic frequency controller: AFC)를 제안하였다. 자동 주파수 제어기는 프리앰블 구간 중 두 번 수행하게 되는데 짧은 심볼 시퀀스 구간 동안은 초기 동기 과정을 수행하고 긴 심볼 시퀀스 구간 동안은 동기 추적 과정을 수행한다. 이는 그림 3과 그림 5의 L1과 L2에 해당한다.

자동 주파수 제어기는 시간 영역에서 반복된 심볼 시퀀스 간의 상관 관계를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하게 된다<sup>[7]</sup>.

그림 8에서 페이딩과 AWGN에 의한 열화가 없이 주파수 오프셋에 의한 영향만 고려할 때 신호  $z$ 는 다음 식 (3)와 같이 쓸 수 있다.

이 신호  $z$ 로부터 위상 오차를 식(4)와 같이 구할 수 있다. 식(4)의 위상 오차 값은 주파수 오프셋에 의해 한 심볼 시퀀스 동안 벌어진 위상의 각도이므로  $2\pi$ 와 지연된 시간  $LT_s$ 로 나누어 주파수 오프셋 값을 구하여 보상한다<sup>[7]</sup>.

$$\begin{aligned}
 z &= \sum_{n=0}^{L-1} r^*(n)r(L+n) \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} [x(n)\exp j2\pi\Delta f n T_s]^* \\
 &\quad \times [x(n+L)\exp j2\pi\Delta f (n+L) T_s] \\
 &= \exp j2\pi\Delta f L T_s \sum_{n=0}^{L-1} |x(n)|^2
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

$$\Delta\hat{\theta} = \tan^{-1} \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)}
 \tag{4}$$

시스템이 20 kHz의 주파수 오프셋까지 보상 가능해야 한다고 가정한다면 위의 식 (3), (4)에 의해 초기 동기

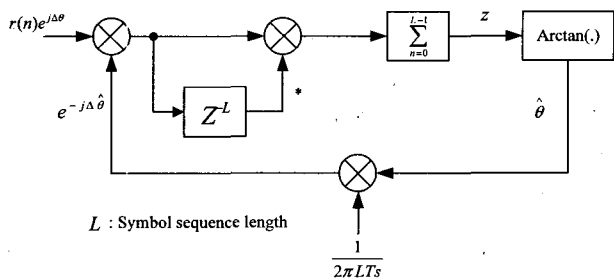


그림 8. 자동 주파수 제어기의 블록도  
Fig. 8. The block diagram of AFC.

를 위한 심볼 시퀀스의 길이는 8 개 이하의 시퀀스 길이를 가져야 한다. 그러므로 프리앰블 구조 I II 모두 초기 동기를 위한 심볼 시퀀스의 길이를 8 개의 시퀀스를 갖도록 설계하였다.

프리앰블 구조 I의 경우 48 개의 시퀀스를 이용하여 동기 추적 과정을 수행하므로, 동기 추적 범위는 최대 오차 범위 약  $\pm 3$  kHz내에서 주파수 오프셋 보상이 가능하다. 프리앰블 구조 II의 경우 32 개의 시퀀스를 이용하여 동기 추적 과정을 수행하므로, 동기 추적 범위는 최대 오차 범위 약  $\pm 5$  kHz내에서 주파수 오프셋 보상이 가능하다.

다. 타이밍 복원

타이밍 복원을 위한 초기 동기 과정에서는 한 심볼 간격 안으로 타이밍 동기를 맞추는 것에 목적이 있으며, 동기 추적 과정에서는 한 심볼 간격 안에서의 타이밍 오프셋을 추정하여 보상하는 것을 목적으로 한다.

본 논문에서는 타이밍 복원을 위해 슬라이딩 상관기(sliding correlator)를 이용하여 수신된 프리앰블과 수신단에서 알고 있는 프리앰블의 상관 값을 취하여 최대 상관 값을 갖는 시점을 찾음으로써 초기 동기와 동기 추적 과정을 수행하였다. 그리고 프리앰블을 이용하여 타이밍 복원을 하였으나 복조단에서 타이밍 오프셋이 발생하거나, 미세한 샘플링 오차의 누적에 의한 오류를 보정하기 위하여 얼리-레이트 검출기(early-late detector)를 채용하였다<sup>[5]</sup>.

IV. 전산 모의 실험 및 송신 전력 분석

1. 전산 모의 실험

앞 절에서 제안한 FH-D8PSK 송·수신기 구조를 기반으로 하여 20 kHz의 주파수 오프셋과 임의의 타이밍 오프셋이 존재한다고 가정했을 때 프리앰블 구조 I 과 II를 갖는 각각의 경우에 대해 전산 모의 실험을 수행하였다

그림 9는 프리앰블 구조에 따른 타이밍 초기 동기 성능을 나타낸 것으로써  $E_b/N_0 = 6dB$  일 때, 초기 동기 후의 잔여 타이밍 오프셋 평균 값이 14.156 차이가 남을 확인할 수 있다. 이를 통하여 프리앰블 구조 II를 사용하였을 때가 프리앰블 구조 I을 사용하였을 때 보다 낮은  $E_b/N_0$  에서 개선된 동기 성능을 나타냄을 확인하였다.

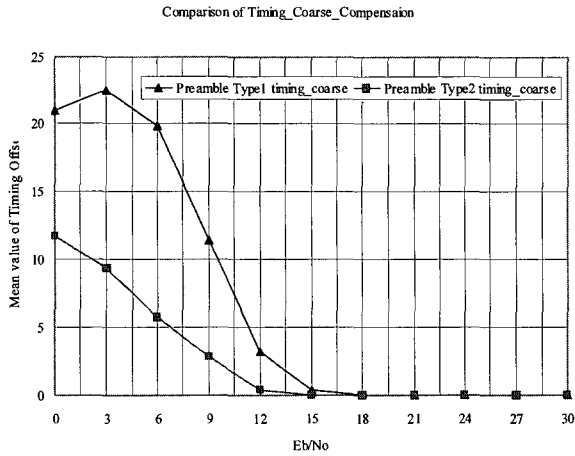


그림 9. 프리앰블 구조에 따른 타이밍 초기 동기 성능의 비교

Fig. 9. Comparison of coarse timing acquisition performances due to the preamble structures.

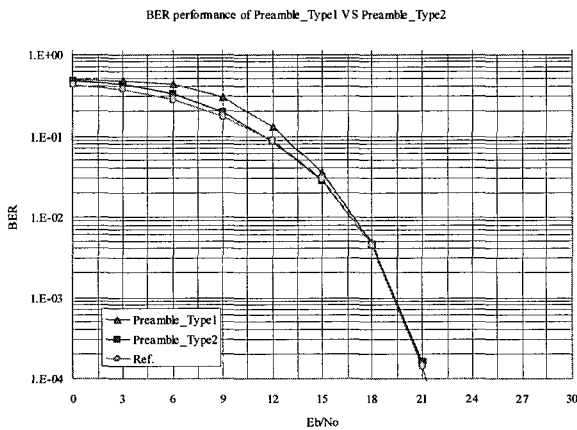


그림 10. 프리앰블 구조에 따른 동기 성능 비교

Fig. 10. Comparison of BER performances of preamble structures I and II.

그림 10은 프리앰블 구조에 따른 BER 성능을 비교한 것으로써, 그림 9에서 확인하였듯이 프리앰블 구조 II를 사용하였을 때, 낮은  $E_b/N_0$  에서 타이밍 복원 성능이 향상된 것을 확인할 수 있다. 하지만 통신이 가능한 BER을  $10^{-3}$  이하라고 생각한다면 두 시스템 사이의 성능 차이는 거의 없다고 볼 수 있다.

BER =  $10^{-5}$  정도의 성능을 얻기 위해서는 기저 대역 복조기 입력 신호를 기준으로 하였을 경우 약 22 dB 정도의  $E_b/N_0$  가 필요함을 알 수 있다. 이는 채널 부호화를 하지 않은 경우이므로 채널 부호화를 적용할 경우 20 dB 이하의  $E_b/N_0$  에서도 BER =  $10^{-5}$  정도의 성능을 얻을 수 있을 것으로 생각된다.

2. 송신 전력 분석

앞 절에서는 본 연구를 통하여 구현된 시스템이 AWGN 채널에서 어느 정도의 동기 성능을 가질 수 있는지 전산 모의 실험을 통해 확인하였다. 이 절에서는 본 시스템이 설계 요구 조건으로 가정하고 있는 100 mW (20 dBm)의 송신 전력으로 어느 정도의 거리까지 안정적인 통신이 가능한지를 분석하고 구현 타당성을 평가한다.

수신기에서의 수신 전력을  $P_r$ 이라고 할 때

$$P_r = \frac{P_t G_t A_{er}}{4\pi r^\alpha} \quad [W] \quad (5)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서  $P_t$  는 송신 안테나에 입력되는 송신 전력이고,  $G_t$  는 송신 안테나의 이득으로

$$G_t = \frac{4\pi A_{et}}{\lambda^2} \quad (6)$$

와 같이 나타낼 수 있다.  $A_{er}$  과  $A_{et}$  는 각각 수신 안테나와 송신 안테나의 실효 개구면을 나타내고,  $r$  은 송·수신 안테나 사이의 거리,  $\alpha$  는 전력 감쇄율,  $\lambda$  는 신호의 파장을 나타낸다. 그리고 상온(=300 K)에서의 열 잡음 전력  $N$  은

$$N = 4kTRB \quad [W] \quad (7)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $k$  는 볼츠만 상수이고,  $R$  은 저항 값,  $B$  는 대역폭을 나타낸다.

본 시스템이  $\lambda/2$ -다이폴 안테나를 사용한다고 가정하면 안테나의 최대 실효 개구면은

$$A_{em} = 0.13\lambda^2 \quad (8)$$

로 주어진다<sup>[8]</sup>. 이 때의 파장  $\lambda$  값은 중심 주파수를 460 MHz라고 가정한다면,

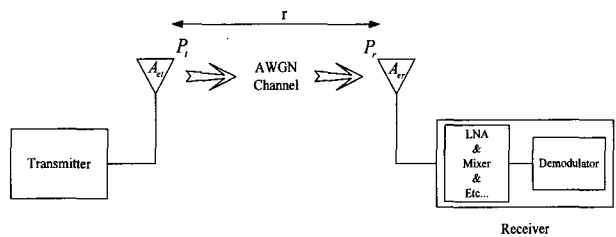


그림 11. 송·수신 전력 분석 개요도

Fig. 11. Block diagram of transceiver power budget analysis.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{460 \times 10^6} = 0.65m \quad (9)$$

와 같이 계산되고 실효 개구면은

$$A_{em} = 0.05m^2 \quad (10)$$

로 계산된다. 그리고 저잡음 증폭기(LNA)와 혼합기(mixer) 등 RF 부품들의 잡음 지수(noise figure: NF)의 합은 3 dB로 가정한다.

전산 모의 실험 결과 통신이 가능 하려면(BER < 10<sup>-5</sup>) 기저 대역 신호 대(對) 잡음비는 약 22 dB 정도가 되어야 함을 알 수 있다. 그러나 이는 RF 부품들의

수신 SNR이 고정되었을 때 거리 대 송신 전력

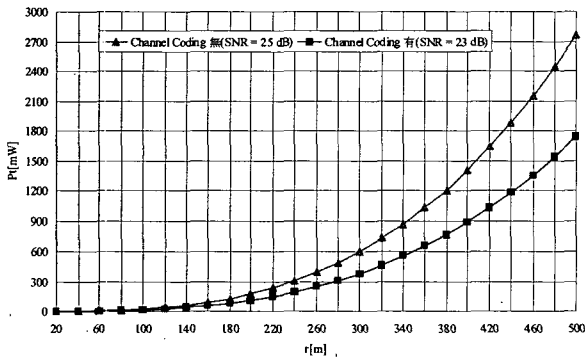


그림 12. α = 3일 때, 수신 SNR 23 dB로 고정 시 거리 대(對) 송신 전력

Fig. 12. Distance vs. transmission power with SNR fixed at 23 dB and α = 3.

송신 전력(20 dBm)이 고정되었을 때 거리 대 수신 전력

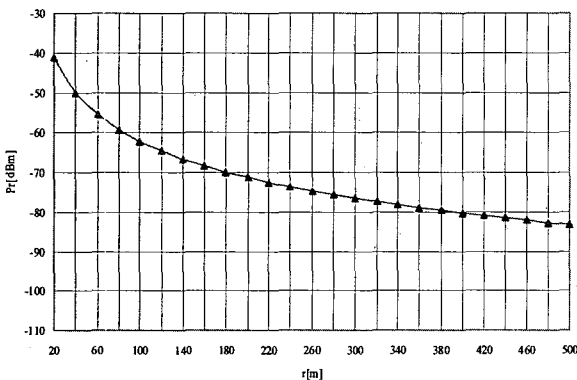


그림 13. α = 3일 때, 송신 전력 20 dBm으로 고정 시 거리 대(對) 수신 전력

Fig. 13. Distance vs. reception power with the transmission power fixed at 20 dBm and α = 3.

잡음 지수를 포함하지 않은 값이므로, 수신 신호의 기저 대역 신호 대(對) 잡음비는 25 dB가 되어야 한다. 그러나 이는 채널 부호화를 하지 않은 경우이므로, 채널 부호화를 채용하였을 경우 2 dB정도 이득이 있다면, 기저 대역 신호 대 잡음비는 23 dB만 되어도 된다. 이 때 잡음 전력  $N = -93.83\text{dBm}$ 까지 고려하여 거리에 따라 요구되는 송신 전력을 그림 12에 나타내었다. 그림 12에서 알 수 있듯이 제안된 시스템은 일반적인 도시 환경이라고 가정한  $\alpha = 3$  에서 채널 부호화가 없는 경우 100 mW (20 dBm)의 송신 전력으로 165 m까지 통신이 가능하며, 500 m까지 안정적인 통신이 가능 하려면 2758.95 mW (34.4 dBm)의 송신 전력이 필요함을 알 수 있다. 그리고 채널 부호화를 채용한 경우 100 mW (20 dBm)의 송신 전력으로 193 m까지 통신이 가능하며, 500 m까지 안정적인 통신이 가능 하려면 1740.78 mW (32.4 dBm)의 송신 전력이 필요함을 알 수 있다.

그림 13에서는 송신 전력이 20 dBm으로 고정되어 있을 때 거리 대(對) 수신 전력을 나타내었다. 그림 13에서 알 수 있듯이 채널 부호화가 없는 경우 통신 가능한 거리는 수신 전력이 -63.83 dBm이 되는 165 m이고, 채널 부호화를 채용한 경우 통신 가능한 거리는 수신 전력이 -70.83 dBm이 되는 193 m임을 알 수 있다.

### V. 결 론

본 논문은 불연속 협대역 채널들을 이용하여 이동 중인 개인 대(對) 개인, 특정 다수 대(對) 특정 다수, 개인 대(對) 특정 다수 사이에 보안성을 갖는 음성 및 데이터 통신 수행을 위한 물리 계층의 디지털 통신 방식 개발을 목표로 하였다.

이를 위하여 제밍 등에 대해 강한 내성을 가지는 FHSS 방식과 좁은 대역을 가지면서 비동기 검파가 가능한 D8PSK 변조 방식의 사용을 제안하여 수신기의 소형화 및 경량화를 꾀하였다. 주파수 도약 패턴을 결정하기 위해 IEEE 802.11과 블루투스 물리 계층부 표준안을 참고로 주파수 도약 순서의 집합을 결정하였다. 그리고 반송파 복원과 타이밍 복원을 위한 프리앰블 구조는 IEEE 802.11 FHSS 프레임 구조를 참고하여 본 시스템의 동기 성능을 향상 시킬 수 있는 개선된 구조의 프리앰블을 제안하였다. 모의 실험 결과, 채널 부호화 없이 기저 대역 복조기의 입력 신호 기준으로  $E_b/N_0 = 22\text{dB}$  정도에서  $\text{BER} = 10^{-5}$  정도의 성능을

얻을 수 있는 것으로 나타났다. 마지막으로 본 시스템의 설계 조건으로 가정한 100 mW (20 dBm)의 송신 전력으로 통신 가능 거리를 분석하기 위하여, 송·수신 시스템은  $\lambda/2$ -다이폴 안테나를 사용한다고 가정하고, 상온에서의 열 잡음과 RF 부품들의 잡음 지수(3 dB로 가정)를 고려하여 분석해 보았다. 그 결과 100 mW (20 dBm)의 송신 전력으로 일반적인 도시 환경이라 가정한  $\alpha = 3$ 에서 부호화에 의한 2 dB 정도의 이득을 가정할 경우 193 m까지 통신이 가능함(BER =  $10^{-5}$ )을 확인하였다.

전산 모의 실험과 송신 전력 분석 결과 제안된 시스템은 기존의 아날로그 워키토키 등을 대체할 수 있는 근거리용 디지털 트랜시버로 응용이 가능할 것으로 생각된다.

### 참 고 문 헌

- [1] The editors of IEEE 802.11, IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer specification, Nov. 1997.
- [2] The Bluetooth Core Specification, v.1.2, Nov. 2003. <http://www.bluetooth.org/spec/>
- [3] Kamilro Feher, "MODEMS for emerging digital cellular-mobile radio system," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 40, No. 2, pp. 355-356, May 1991.
- [4] C. L. Lin and K. Feher, " $\pi/4$ -QPSK modems for satellite sound/data broadcast systems," IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 37, No. 1, pp. 1-8, March 1991.
- [5] Benald Sklar, Digital Communications - Fundamental & Application, Prentice-Hall, pp.628-630, pp.752-753, 1988.
- [6] Clive A. Putman and Stephen. S. Rappapart, "A Comparison of Schemes for Coarse Acquisition of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Signals," IEEE Trans. Comm., Vol. Com-31, No. 2, pp.183-189, Feb. 1983.
- [7] Heinrich Meyr and Gred Asheid, Synchronization in digital communications, John Wiley & Sons, pp.263-296. 1990.
- [8] Warren L. Stutzman and Gary A. Thiele, Antenna theory and design, John Wiley & Sons, pp.59-58, 1998.



저 자 소 개



은 창 수(정회원)

1985년 서울대학교 전자공학과  
학사 졸업

1987년 서울대학교 전자공학과  
석사 졸업

1995년 텍사스 오스틴대학교  
전기공학과 박사 졸업

1997년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부  
부교수

<주관심분야 : RF 및 마이크로파 회로, 통신 신호 처리>



임 선 민(정회원)

2000년 충남대학교 정보통신  
공학과 학사 졸업

2002년 충남대학교 정보통신  
공학과 석사 졸업

2006년 충남대학교 정보통신  
공학과 박사 수료

2006년 8월~현재 한국전자통신연구원 광대역  
RF 연구팀

<주관심분야 : 통신 신호 처리, 이동통신>



이 경 민(정회원)

2004년 충남대학교 정보통신  
공학부 학사 졸업

2006년 충남대학교 정보통신  
공학과 석사 졸업

2006년 2월~현재 삼성반도체  
SYS.LSI 채널 개발팀

<주관심분야 : 통신 신호 처리, 이동통신>