

차세대 HomeRF 시스템을 위한 기저대역 전송기술에 관한 연구

정회원 조 정 화*, 송 형 규*, 유 영 환*, 조 진 웅**

A Design for Next Generation HomeRF System

Jeung-hwa Cho*, Hyoung-kyu Song*, Young-hwan You*, Jin-woong Cho** *Regular Members*

요 약

홈 네트워크 시스템 중에서 HomeRF는 간단한 하드웨어와 소비자 관점의 저 가격으로 주목받고 있다. 본 논문에서는 HomeRF 시스템의 성능 향상을 위해서 다양한 기법을 제시한다. 첫 번째로 수신 과정에서 추가되는 오프셋을 보상하기 위해 DC 오프셋 보상 방식을 제안한다. DC 오프셋의 추정과 보상에 있어서도 TS 필드를 이용하게 된다. 두 번째로 HomeRF 시스템 물리계층의 페이딩 채널에서의 성능 향상을 위해 다양한 채널 추정 방식을 이용한다. 본 논문에서의 채널 추정 방식은 HomeRF 시스템의 PDU내에 존재하는 TS 필드를 이용하여 수행하게 된다. 페이딩 채널의 시변 특성은 TS 필드를 이용하여 추정하게 되며 수신단에서 간단한 필터를 통하여 추정된 채널 값을 보상하게 된다. 마지막으로 채널 부호화의 방법으로서 최근 널리 이용되고 있는 터보 부호기를 HomeRF 시스템과 결합하고 MAP, Max-Log-MAP, 그리고 SOVA 등의 다양한 복호 방식을 이용하여 실험한 결과를 제시한다. 실험 결과를 통하여 제안된 방식이 HomeRF 시스템의 성능을 향상시킴을 알 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we propose several techniques for the HomeRF system. A DC-offset compensation technique and a decision directed channel estimation technique are proposed. Because they use a 'TS Field' as reference information initial training, the proposed techniques require no additional training sequence and only little additional hardware. And finally, a turbo coding technique is considered as a improved coding scheme. According to the results of our simulations, the performance of the proposed algorithm is significantly improved in comparison with the conventional HomeRF system.

1. 서 론

급증하는 무선 인터넷의 수요와 다양한 Ad-hoc 네트워크의 요구가 늘어나고, 동시에 이동성을 보장하는 요구를 만족시키기 위하여 여러 가지 홈 네트워크 기술에 대한 표준화 단체들은 활발한 표준화 작업을 진행 중에 있다^[1]. 일반적으로 무선 홈 네트워크 환경에서는 다중 채널에서 발생하는 페이딩 현상, 간섭 및 수신기에서 추가되는 잡음으로 인해 신호의 왜곡이 발생하고 이로 인해 수신기 성능이 저하되는 문제점이 발생한다.

본 논문에서는 이러한 신호 왜곡의 원인이 되는 페이딩 및 잡음에 대한 문제점들을 해결하여 수신기 성능을 향상시키기 위한 방법으로 채널 파라미터 추정 및 코덱을 적용한 시스템을 제안하고 성능을 분석한다.

본 논문에서는 먼저 수신기 성능의 저하에 영향을 끼치는 주요한 요인중 하나인 DC 오프셋의 추정 및 보상 기법을 제안한다. DC 오프셋은 DCR(Direct Conversion Receiver)에서 주로 발생하는 문제로서 이에 의해 시스템의 성능이 저하되므로 효율적인 DC 오프셋 보상 기법이 요구된다. 본 논문에서 제안

* 세종대학교

** 전자부품연구원 무선PAN 기술사업단

논문번호: 020057-0205, 접수일자: 2002년 2월 5일

하는 DC 옵셋 추정 기법은 HomeRF(Home Radio Frequency) 시스템 PDU(Protocol Data Unit) 내에 존재하는 TS(Training Sequence) 필드의 수신신호 평균값을 이용하는 방식으로 부가적인 프리앰블이 필요치 않으며 적은 계산량으로 성능 이득을 볼 수 있다.

두 번째로 HomeRF 시스템 물리계층의 페이딩 채널에서의 성능 향상을 위해 동기 검파를 수행하기 위한 채널 추정 방식을 제안한다. 무선 홈 네트워크 환경에서 고려하는 채널은 시간이 지남에 따라 채널 계수가 변하는 시변 특성을 가지므로 이를 고려하지 않을 경우 성능 저하를 가져올 수 있다. 따라서 효과적인 신호 검파를 위해서는 채널의 영향을 고려하여 보상하는 동기 검파 방식을 이용하였을 때 성능의 향상을 얻을 수 있다. 제안된 채널 추정 알고리즘은 기존 신호로서 TS 필드를 사용하며 순시적인 페이딩 채널의 계수를 추정하기 위해 결정 피드백(Decision Feedback) 방식을 이용하여 간단한 필터를 통과함으로써 채널값을 보상하게 된다.

마지막으로 본 논문에서는 무선 통신 채널에서의 다중 경로 전송에 의한 왜곡과 간섭에 의한 오류를 적절히 극복하여 시스템의 신뢰도를 높이기 위한 방법으로 코덱을 적용한 시스템 구조를 제안한다. 본 논문에서는 이동 통신 시스템을 위한 코딩 방식으로 Shannon 한계에 근접하는 성능을 갖는 터보코드를 적용한 시스템 구조를 제안하고 그 성능을 평가한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 HomeRF 시스템과 신호 모델 및 채널 모델에 대해 설명하고 3장에서는 제안된 DC 옵셋 보상 방식에 대해 서술한다. 4장에서는 채널 추정 방식에 대해 설명하고 5장에서는 터보 코드를 적용한 시스템 구조에 대해 설명한다. 마지막으로 6장에서 위의 제안된 시스템에 대한 실험 결과를 제시하고 7장에서 결론을 맺는다.

II. HomeRF 시스템

HomeRF는 PSTN망, 인터넷 등과 상호 연계할 수 있으며 동시에 무선으로 음성 및 데이터 서비스를 할 수 있도록 만들어진 디지털 공용 인터페이스이다^[4]. HomeRF의 구조는 대화성 음성 통신을 제공하는 Managed 네트워크와 일반적인 데이터를 제공하는 Ad-hoc peer-to-peer 네트워크를 동시에 지원할 수 있도록 설계되어졌다. 음성 전송은 TDMA

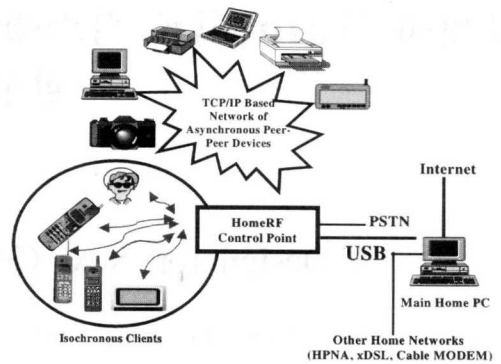


그림 1. HomeRF 시스템의 네트워크 구성도

(Time Division Multiple Access)를 기반으로 한 회선교환 방식을 사용하며 데이터 전송은 CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance)를 기반으로 한 패킷교환 방식을 이용한다. 그림 1은 HomeRF 시스템의 네트워크 구성도를 나타낸다.

HomeRF 시스템의 물리계층에서는 다중 FSK (Frequency Shift Keying) 방식을 사용하며 FSK 변조 방식으로는 2-FSK와 4-FSK가 사용된다. 총 75개 채널 주파수를 사용하여 초당 50hop으로 주파수 도약된 신호가 전송된다. 또한 새로 제안된 표준안에서는 High Rate와 Low Rate의 전송률을 동시에 지원하며 High Rate Modulation(HR 2-FSK, HR 4-FSK)과 Low Rate Modulation(LR 2-FSK, LR 4-FSK)을 통하여 총 4 레벨의 데이터 전송률을 지원한다. Low Rate Modulation에서는 채널당 밴드폭을 1MHz 사용하며 High Rate Modulation에서는 채널당 밴드폭 5MHz로 사용한다. 표 1은 HomeRF 시스템의 주요 특징에 대해 요약하고 있다.

HomeRF 시스템의 송수신 과정은 다음과 같다. 비트 스테어링된 데이터를 DC 바이어스 옵셋을 줄이기 위해 스크램블링 과정을 거친 후, 비트를 심볼 단위로 바꾸게 된다. 이 신호를 차동 부호화 과정을 거치게 되며 이 과정은 수신측 복호기에서 DC 바이어스 옵셋 및 반송파 주파수 옵셋을 줄이기 위해서 수행한다. 그리고 최종적으로 시간 동기를 위해 TS 필드를 부가하게 되는데 HR 2-FSK와 LR 4-FSK의 경우 64 심볼을 부과하며 HR 4-FSK의 경우 540 심볼을 부과하게 된다. TS 필드는 송수신측에서 미리 정해놓은 패턴을 이용하게 되며 본 논문에서 채널 추정과 DC 옵셋 추정에 사용하게 된다. 본 논문에서는 해당 심볼에 걸쳐 (0,1)을 반복하였다. 위와 같은 과정을 거친 후 최종적으로 그

표 1. HomeRF 시스템의 주요 특징

파라미터	규격 (HomeRF 2.0 기준)
사용 주파수	2.4 GHz ISM 대역
주파수 호핑	초당 50 hop 주파수 호핑
전송 전력	100mW, 500mW
변조 방식	2-FSK, 4-FSK 지원
데이터 전송률	Low Rate (800kbps, 1.6Mbps) High Rate (5Mbps, 10Mbps)
채널호핑 단위	1MHz wide(LR), 5MHz wide(HR)
동작거리	Up to 50m
지원 장치수	네트워크당 최대 127개
Prioritized Streaming 서비스	지원
로밍 기능	지원

림 2와 같은 PDU 구조를 얻게 된다.

일반적으로 FSK 송수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[3].

$$c_i = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(\omega_i t + \psi) \quad (1)$$

$$, 0 \leq t \leq T, \quad i=1, \dots, M$$

여기서 E_s 는 전송 심볼 당 에너지이고 w_i 는 전송 신호 c_i 에 대한 주파수 신호 성분이다. 또한, ψ 는 임의의 위상 성분이고 T 는 전송 심볼에 대한 심볼 주기이다. 2-FSK 변조 방식의 경우 전송 신호는 다음과 같다.

$$c_0 = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(\omega_0 t + \psi), 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

$$= [\sqrt{E_s}, 0]^T$$

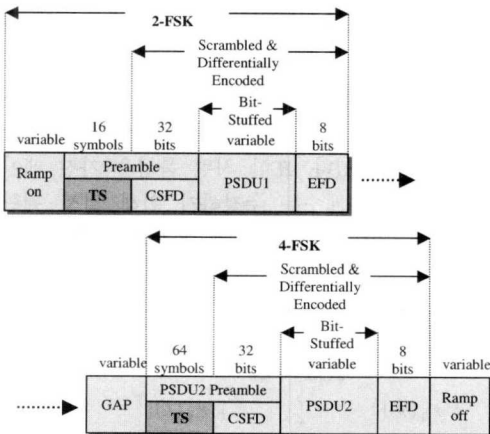


그림 2. HomeRF 시스템 PDU 구조

또한

$$c_1 = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(\omega_1 t + \psi), 0 \leq t \leq T \quad (3)$$

$$= [0, \sqrt{E_s}]^T$$

HomeRF 시스템이 가정 또는 사무실 내 환경임을 고려할 때 채널은 주파수 비 선택적인 Rayleigh 페이딩 채널이라고 가정할 수 있다. 지점 k 에서의 채널 응답에 대한 기저대역 표현은 다음과 같다^[2].

$$h(k) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} \gamma_{sl} e^{j\theta} \delta(k - T_l - \tau_{sl}) \quad (4)$$

여기서 T_l 은 l 번째 단말에서의 신호 성분을 나타내며 τ_{sl} 은 l 번째 단말에서 보낸 신호를 고려할 때 이 신호가 s 번째 경로를 거쳐 도착된 지연시간(Delay)을 나타낸다. 또한 γ_{sl} 은 l 번째 단말에서의 s 번째 경로를 통한 신호의 전력 크기(Amplitude)를 나타내며 θ_{sl} 은 이 신호의 위상(Phase)값을 나타낸다. 본 논문에서 고려하는 HomeRF 시스템은 rms delay spread는 50ns, 최대 delay spread는 300ns를 가정한다^[2].

따라서 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(k) = [r_0(k), r_1(k), \dots, r_{M-1}(k)]^T \quad (5)$$

$$= h(k)s(k) + n(k)$$

위의 식에서 $s(k)$ 는 전송 신호이고 $n(k)$ 는 부가성 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다.

위의 FSK 변조 방식을 이용하여 채널을 통해 전송된 신호는 수신단에서 수신하여 에너지 검파 과정(Power Detection)을 통해 수신 신호를 결정하게 된다.

최종적으로 수신단에서 결정된 신호는 차등 복호화 과정을 거친 후 심볼 단위를 비트 단위로 바꾼 후 역 스크램블링 과정을 거쳐게된다. 그림 3은 제안된 HomeRF 시스템의 블록도를 나타낸다.

III. DC 옵셋 보상 기법

이동 통신 시스템의 수신기를 고려할 때, DC 옵셋은 ADC 등의 하드웨어에서 발생하는 문제로서 DC 옵셋이 있을 경우에 성능 저하의 원인이 되므로 DC 옵셋 성분은 신호로부터 제거되어야 한다.

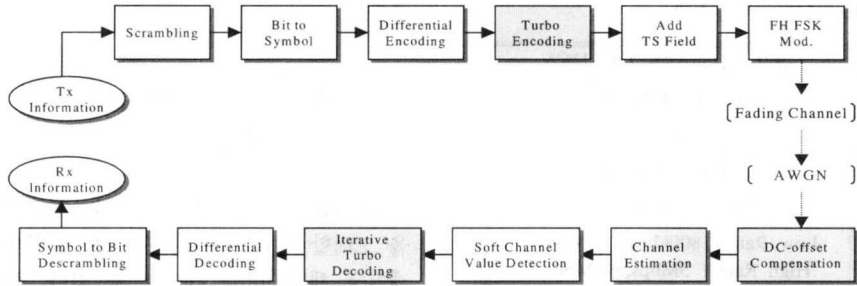


그림 3. 제안된 HomeRF 시스템 블록도

보통 DC 옵셋은 수신과정에서 부가되며 일반적으로 정확하게 DC 옵셋을 제거하기 위해서는 송,수신 단이 미리 알고 있는 훈련 신호가 필요하다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 기존의 HomeRF PDU 구조를 이용함으로써 부가적인 훈련 신호의 추가 없이 DC 옵셋을 보상하게 된다. 본 알고리즘은 한 패킷 내의 수신 TS 필드 신호의 평균값과 약속된 훈련 신호의 평균값간의 차를 이용하여 DC 옵셋을 추정, 보상하게 된다.

3.1 이동 통신 시스템에서의 DC 옵셋의 원인

수신기에서의 Local oscillator의 Self-mixing에 의해 현저하게 증가하는 DC 옵셋 잡음은 신호 진폭의 약 50 내지 100배까지 신호의 왜곡을 초래할 수 있다. 게다가, 기저대역 신호에서의 진폭성분을 포화시키므로 비선형 신호 왜곡을 초래하게 된다. DC 옵셋은 다음과 같은 원인에 의해 발생한다^{[7][8]}.

- ① 안테나에 의한 Local oscillator 신호 누출, 신호 반사와 Mixer를 통한 DC 성분의 Self-down converting
 - ② Local oscillator와 DC로의 Self-down converting에서의 신호 누설에 의한 근접 채널 현상
 - ③ Transistor mismatch (in the signal path)
- 특히 수신기의 Front-end 부분의 디자인에 있어서 ②와 ③에 의한 누설 현상에 의한 DC 옵셋은 완벽하게 제거되지 않으므로 수신기의 성능을 저하하는 주된 요인이 된다.

3.2 프리앰블을 이용한 DC 옵셋 보상

기저대역으로 복조된 FSK 신호는 DC 옵셋 추정기의 입력으로 들어가게 된다. 이 과정에서 송수신 단에서 미리 알고 있는 TS 필드를 이용하여 해당 구간동안 평균 DC 옵셋을 추정하게 되는데 이는 식 (6)과 같다.

$$\hat{\Delta} = \frac{1}{L} \left[\sum_{k=0}^{L-1} r(k) - \sum_{k=0}^{L-1} s_1(k) \right], \quad k < L \quad (6)$$

여기서 $r(k)$ 는 수신신호를 나타내고 $s_1(k)$ 는 기준신호, 즉 TS 필드를 나타내며 L 은 TS 필드의 길이이다. 식 (6)과 같이 TS 필드 구간동안 추정된 DC 옵셋을 기저대역으로 복조된 수신 신호로부터 제거함으로써 DC 옵셋 보상을 수행하게 된다. 식 (7)은 DC 옵셋이 보상된 신호를 나타낸다.

$$r'(k) = r(k) - \hat{\Delta}, \quad L \leq k < P \quad (7)$$

여기서 P 는 패킷의 전체 길이를 나타낸다. 본 알고리즘에서는 하나의 패킷 내에서 추정된 DC 옵셋은 해당 패킷에서만 적용되며 다음 패킷에서는 해당 패킷의 프리앰블을 이용하여 DC 옵셋을 다시 추정하게 된다.

IV. 채널 추정 기법

본 논문에서 제안된 채널 추정 방식은 PDU 내의 TS 필드를 이용하게 된다. 일반적으로 FSK 신호는 비동기 검파를 주로 수행하지만 본 알고리즘은 부가적인 프리앰블을 추가할 필요 없이 시스템의 TS 필드를 이용하여 동기 검파를 수행함으로써 성능의 향상을 얻을 수 있다. 또한 시변 특성을 가진 페이딩 채널의 채널 계수를 추정하기 위해 결정 궤환 방식을 이용하여 간단한 필터를 통과하게 된다.

비동기 검파의 경우 수신단에서의 결정 규칙은 2-FSK의 경우 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & s(k) = c_0 \\ & |r_0(k)|^2 > |r_1(k)|^2 \\ & s(k) = c_1 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $s(k)$ 는 시점 k 에서의 전송 신호이다. 또한 $r_0(k)$ 는 시점 k 에서 주파수 w_0 에 대한 채널 출력 신호이며 $r_1(k)$ 는 시점 k 에서 주파수 w_1 에 대한 채널 출력 신호를 나타낸다. 식 (8)에서 알 수 있듯이, 비동기 검파의 경우 수신기는 채널 정보를 사용하지 않는다. 그러나 동기 검파의 경우 수신기는 신호 검파를 위해 채널 정보를 이용하게 된다. 동기 검파에 대한 결정 규칙은 식 (9)와 같다.

$$\text{Re}[r_0(k) - r_1(k)] \hat{h}(k) \begin{cases} > 0 \\ < 0 \end{cases} \quad (9)$$

$$s(k) = \begin{cases} c_0 \\ c_1 \end{cases}$$

여기서 $\hat{h}(k)$ 는 시점 k 에서의 추정된 채널 정보를 나타낸다. 식 (9)의 $\text{Re}[r_0(k) - r_1(k)] \hat{h}(k)$ 는 채널 왜곡이 보상된 정보를 의미한다. 따라서 동기 검파의 경우 채널 추정은 필수적인 과정이다.

4.1 동기화된 수신 훈련 신호의 평균값을 이용한 채널 추정 방식

본 절에서 서술하는 알고리즘은 한 패킷에 대하여 평균 채널 값을 추정하기 위해 TS 필드 구간동안의 수신 신호의 평균값을 취하여 평균 채널 값을 추정하게 된다. 한 패킷에 대한 평균 채널 추정 값을 $\hat{h}(t)$ 라고 할 때 이는 다음과 같다.

$$\hat{h}(t) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \Lambda[h(t, k)] \quad , \quad k < L \quad (10)$$

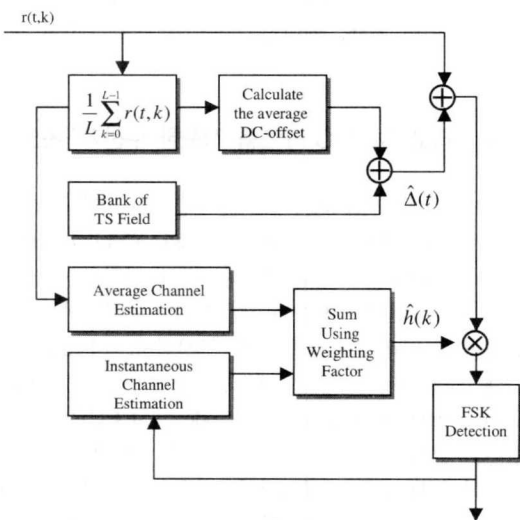


그림 4. Decision Feedback 방식을 이용한 채널추정 블럭도

여기서 L 은 한 패킷당 TS 필드의 길이를 나타낸다. 식 (10)에서 $\Lambda[h(t, k)]$ 는 TS 필드 구간의 k 번째 신호에 대한 순시 채널 값을 나타내며 다음 식 (11)과 같다.

$$\Lambda[h(t, k)] = \frac{1}{\sqrt{E_b}} r(t, k) \mid_{s(k) \text{ is known as } 1} \quad , \quad k < L \quad (11)$$

여기서 $r(t, k)$ 는 k 번째 송신 신호에 대한 채널 출력을 나타내고 E_b 는 송신 비트에 대한 에너지를 나타낸다.

식 (10)을 이용하여 한 패킷에 대한 평균 채널 추정값을 구한 후 이를 이용하여 채널값을 보상하게 된다. 시점 k 에서의 수신 신호에 대한 신호와 추정된 채널 응답은 식 (12)와 식 (13)과 같다.

$$r(t, k) = [r_{w_0}(t, k), r_{w_1}(t, k), \dots, r_{w_{M-1}}(t, k)]$$

$$= [\alpha_{r_{w_0}(t, k)} e^{j\theta_{r_{w_0}(t, k)}}, \dots, \alpha_{r_{w_{M-1}}(t, k)} e^{j\theta_{r_{w_{M-1}}(t, k)}}] \quad (12)$$

$$\hat{h}(t) = \alpha_{\hat{h}(t)} e^{j\theta_{\hat{h}(t)}} \quad (13)$$

위의 식 (12)에서 $r_{w_i}(t, k)$ 는 t 번째 패킷, 시점 k 에서 수신된 주파수 채널 w_i 에 대한 수신값이다. 수신 신호에 대한 채널 응답 보상 신호는 식 (14)와 같다.

$$\Lambda(r_{w_i}(t, k)) \quad (14)$$

$$= (\alpha_{r_{w_i}(t, k)} e^{j\theta_{r_{w_i}(t, k)}}) \times \left(\frac{1}{\alpha_{\hat{h}(t)}} e^{-j\theta_{\hat{h}(t)}} \right)$$

식 (14)를 통하여 얻은 신호를 이용하여 식 (9)의 동기 검파를 수행하게 된다. 동기 검파를 수행하여 최종적으로 복조된 FSK 복조 신호는 FSK 에너지 검출 과정을 통하여 복조된다.

위의 평균 채널 추정값은 해당 패킷에서 적용되며 다음 패킷에서는 그 패킷의 TS 필드를 이용하여 해당 패킷 구간의 채널값을 추정하여 적용한다.

4.2 Decision Feedback 방식을 이용한 채널 추정 기법

4.1 절에서 서술한 채널 추정 방식의 경우 페이딩의 변화가 심하지 않을 경우 사용되며 채널의 변화가 심할 경우나 채널 변화에 비해 패킷의 길이가 길 경우에는 채널의 변화를 추적할 수 있는 방식이

요구된다. 본 절에서는 결정 궤환 방식을 이용하여 그 변화를 추적하여 보상하는 방법을 제안하고 있다. 그림 4는 본 논문에서 제안한 결정 궤환 방식을 이용한 채널 추정 방식의 블록도를 나타낸다.

구간 $k < L$, 즉 TS 필드 구간에 대한 채널의 출력력을 $r(k)$ 라고 할 때 해당 패킷에 대한 평균 채널값 \hat{h}_{ave} 을 아래와 같이 계산한다.

$$\hat{h}_{ave} = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} A[h_{TS}(k)] \quad (15)$$

여기서 페이딩의 k 번째 신호에 대한 순시 채널값은 아래와 같다.

$$A[h_{TS}(k)] = \frac{1}{\sqrt{E_b}} r(k), \quad k < L \quad (16)$$

TS 필드 구간동안 식 (15)와 같이 구한 평균 채널 추정값과 데이터 구간동안의 순시채널 값을 이용하여 매 k 번째 신호에 해당하는 채널값을 추정하여 보상하게 된다.

구간 $L \leq k < P$ 에서 지점 k 에 대한 채널 추정값은 식 (17)과 같다.

$$\hat{h}(t, k) = \beta \cdot \bar{\Psi}(t, k) + (1 - \beta) \hat{h}_{ave}(t) \quad (17)$$

식 (17)에서 보는 바와 같이 지점 k 에서의 순시 채널 추정값은 $\beta - 1$ 만큼의 가중치를 둔 패킷 t 에서의 수신 혼련 신호의 평균값과 β 만큼의 가중치를 둔 순시채널 추정값의 조합으로 구한다.

위의 식에서 순시채널 추정값인 $\bar{\Psi}(t, k)$ 는 이전 지점 $k-1$ 에서 추정한 채널값과 지점 k 에서의 수신 FSK 신호에 대한 채널 응답의 조합으로 구할 수 있으며 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}(t, k) &= \hat{h}(t, k-1) + \hat{h}_{ms}(t, k) \\ &, \quad L \leq k < P \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $\hat{h}_{ms}(t, k)$ 는 지점 k 에서의 순시 채널값을 나타낸다. $\hat{h}_{ms}(t, k)$ 는 지점 k 에서의 수신 데이터 신호의 값을 이용하게 된다. M-FSK 변조 방식을 사용하므로 위상 지연을 고려하지 않는다고 가정하면 k 번째 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t, k) &= [r_{w_0}(t, k), r_{w_1}(t, k), \dots, r_{w_{M-1}}(t, k)] \\ &= [\alpha_{w_0} e^{j\theta_{w_0}}, \alpha_{w_1} e^{j\theta_{w_1}}, \dots, \alpha_{w_{M-1}} e^{j\theta_{w_{M-1}}}] \end{aligned} \quad (19)$$

위의 식에서 $r_{w_i}(t, k)$ 는 t 번째 패킷, 지점 k 에서 수신된 주파수 채널 w_i 에 대한 수신값이다. FSK 전송 신호에서 신호 $c_i(t, k)$ 를 전송할 때 채널 w_i 에 전력 '1'을 전송하고 나머지 채널에는 전력을 전송하지 않으므로(전력 "0"), 수신기에서는 이 수신 신호에 대하여 그림 3에서 나타난 바와 같이 FSK 에너지 검출 과정을 거쳐서 FSK 복조 과정을 거친 후 $r_{w_i}(t, k)$ 에 대한 수신 채널 응답을 $\hat{h}_{ms}(t, k)$ 로 사용하게 된다. $\hat{h}(t, k)$ 에 대한 초기값 $\hat{h}(0)$ 는 다음과 같다.

$$\hat{h}(0) = \beta \hat{h}_{ms}(0) + (1 - \beta) \hat{h}_{ave} \quad (20)$$

최종적으로 식 (17)의 채널값을 이용하여 식 (9)와 같이 동기 검파를 수행하게 된다.

지점 k 에서의 수신 신호에 대한 신호는 식 (11)과 같고 추정된 채널 응답은 식 (21)과 같다.

$$\hat{h}(t, k) = \alpha_{\hat{h}(t, k)} e^{j\theta_{\hat{h}(t, k)}} \quad (21)$$

수신 신호에 대한 채널 응답 보상 신호는 식 (22)와 같다.

$$\begin{aligned} A(r_{w_i}(t, k)) &= (\alpha_{r_{w_i}(t, k)} e^{j\theta_{r_{w_i}(t, k)}}) \times \left(\frac{1}{\alpha_{\hat{h}(t, k)}} e^{-j\theta_{\hat{h}(t, k)}} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)를 통하여 얻은 신호를 이용하여 식 (9)의 동기 검파를 수행하게 된다. 동기 검파를 수행하여 최종적으로 복조된 FSK 복조 신호는 그림 3에서의 $r'(t, k)$ 이며 FSK 에너지 검출 과정을 통하여 복조된다.

V. 터보 SCCC 구조를 적용한 수신기 구조

일반적으로 터보코드라고 알려진 병렬 연쇄 컨벌루셔널 코드(Parallel Concatenated Convolutional Code : PCCC)의 인코더는 두 개의 컨벌루셔널 인코더를 병렬 연결시키고 두 인코더는 인터리버를 사용하여 분리해 주는 형태로 구성된다. 터보코드의 연쇄 구조에서 직렬 연쇄 컨벌루셔널 코드(Serial Concatenated Convolutional Code : SCCC)를 고려할 수 있다. 일반적으로 터보코드는 PCCC를 주로 사용하나 HomeRF 시스템이 고려하는 채널인 페이딩 채널 환경하에서는 PCCC를 사용했을 때 10^{-6} 의 비트 에러율 이하로는 성능이 더 이상 떨어지지

않는 오류마루(Error Floor) 현상이 발생하므로 SCCC를 사용하는 터보코드를 고려하여야 한다.

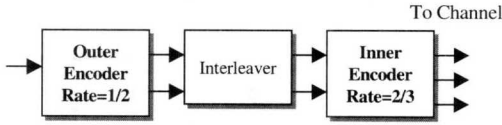


그림 5. 터보 SCCC 인코더 구조

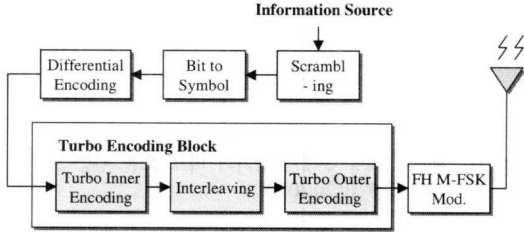


그림 6. 터보 SCCC 구조를 적용한 HomeRF 시스템의 송신기 구조

5.1 터보 SCCC 인코더를 적용한 송신기 구조
직렬 연쇄 코드 방식은 그림 5와 같이 인터리버를 사이에 두고 내부 코드(Inner Code)와 외부 코드(Outer Code)의 연결로 구성된다. 직렬 연쇄 코드에서 내부코드는 항상 인터리버 이득을 얻을 수 있게 하기 위하여 RSC 코드를 사용하고 외부 코드는 NSC 코드를 사용할 때 가장 우수한 성능을 가진다. 그림 6은 터보 SCCC 인코더를 적용시킨 HomeRF 송신기 구조를 나타낸다.

5.2 반복 복호를 이용한 터보 디코더를 적용한 HomeRF 수신기 구조

터보코드는 구조적으로 반복적인 복호를 통하여 오류 정정 성능을 증가시킬 수 있도록 구현되어 있다. 터보 복호기 구조에서 우선 수평적인 부호화에 입력된 정보를 먼저 복호하여 그 연관정(Soft Decision)값을 다음 단계에서 사용하여 순서가 재배열된 코드를 다시 연관정한다. 이처럼 첫 번째 복호기

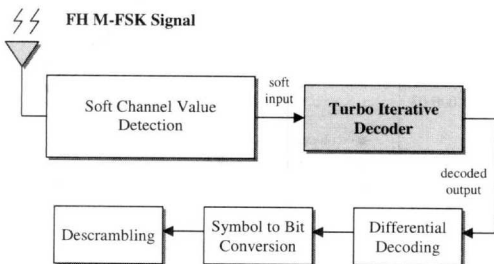


그림 7. 터보 SCCC 구조를 적용한 HomeRF 수신기

가 두 번째 복호기에서 출력된 신뢰도 값을 이용하게 된다면 성능의 향상을 기대할 수 있다. 그림 7은 터보 SCCC 디코더를 적용시킨 HomeRF 수신기 블록도를 나타낸다.

각 부분 디코더의 복호 알고리즘으로는 MAP (Maximum A Posteriori), SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm), Max-Log MAP 알고리즘 등이 사용된다.

VI. 실험 및 결과

본 장에서는 앞에서 제시한 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통해 분석한다. 본 실험에서 사용한 채널 모델은 II장에서 제시한 다경로 페이딩 채널로 모델링하고 모의 실험을 통해서 성능을 분석한다. 실험에서 사용된 시스템 수치는 다음과 같다.

▶ 실험 환경

- ▷ 변조 방식 : 2-FSK, 4-FSK 변조
- ▷ 심볼, 주파수 및 프레임 동기가 완벽하다고 가정
- ▷ 스크램블러는 사용하지 않음
- ▷ TS 필드 : 16심볼(2-FSK), 64심볼(4-FSK)
- ▷ 데이터 필드 : 512 Bytes
- ▷ 채널 호핑 고려

표 2. 실험에 사용된 채널 파라미터

채널	Rayleigh 다중 경로 페이딩 채널
도플러 주파수	10 Hz, 50 Hz
채널 경로수	3
Angle Spread	고려하지 않음
데이터 전송률	2-FSK : 0.8Mbps 4-FSK : 1.6Mbps

그림 8은 HomeRF 시스템의 수신신호와 혼련 신호와의 차를 이용한 DC 옵셋 추정기의 E_b/N_0 의 변화에 따른 옵셋 추정 정도를 나타낸다. 채널은 Flat Rayleigh 페이딩 채널을 사용하였고 변조 방식은 2-FSK의 경우를 고려하였다. 도플러 주파수는 10 Hz일 경우를 고려하였다. 그림 8의 실험에서는 DC 옵셋 10%와 30%의 경우에 대해 실험하였다. 그림에서 보는 바와 같이 제안한 DC 옵셋 추정기를 사용하였을 경우 15 dB에서 여러 분산 값이 10^{-2} 정도임을 알 수 있다. 그림 9는 Flat Rayleigh

페이딩 채널을 고려하였을 경우 제안한 옵셋 보상기에 대한 비트 오류율 성능 그래프를 나타낸다. 실험에서 고려한 DC 옵셋값은 FSK 신호 전력을 기준으로 10, 20, 30%일 경우에 대하여 실험하였으며 옵셋을 보상하였을 경우, 옵셋을 보상하지 않았을 경우, 그리고 DC 옵셋 잡음의 영향을 받지 않았을 경우에 대한 실험 결과를 제시하였다. 본 실험 결과에서 볼 수 있듯이, BER 10^{-1} 을 기준으로 DC 옵셋을 보상하였을 경우가 DC 옵셋을 보상하지 않았을 경우보다 약 4 dB의 성능 개선이 있음을 알 수 있다.

그림 10은 본 논문에서 제안한 채널 추정기를 이용한 동기 검파를 수행시 HomeRF 시스템의 성능 그래프를 나타낸다. 그림에서는 2-FSK 변조방식을 적용하였을 경우, 비동기 검파, Decision feedback 방식을 이용하지 않은 동기 검파, 제안된 Decision feedback 방식을 이용하였을 때의 동기 검파 방식에 대한 성능 비교를 나타낸다. 본 실험에서는 Decision feedback을 이용한 채널 추정기의 가중치 계수로서 0.8을 사용하여 실험하였다. BER 10^{-2} 를 기준으로 동기 검파 방식과 비동기 검파 방식의 성능을 비교하였을 때 동기 검파 방식이 약 3 dB의 성능 개선을 얻을 수 있다. 또한 Decision feedback 방식을 이용한 동기 검파 방식과 해당 패킷의 수신 TS 필드의 평균값을 이용한 동기 검파 방식의 경우 Decision feedback 방식을 이용한 동기 검파의 경우가 BER 10^{-2} 을 기준으로 약 2 dB의 성능 개선을 얻을 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이 결정 궤환을 사용한 동기 검파의 경우 성능이 향상됨을 알 수 있다. 그림 11은 4-FSK 변조 방식을 사용하였을 경우 제안한 채널 추정기를 이용한 동기 검파를 수행시 HomeRF 시스템의 성능 그래프

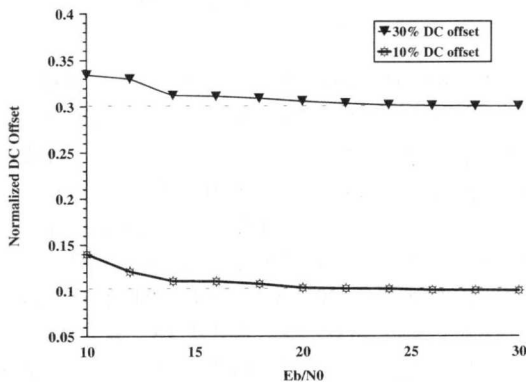


그림 8. 제안된 DC 옵셋 추정기의 옵셋추정 성능그래프

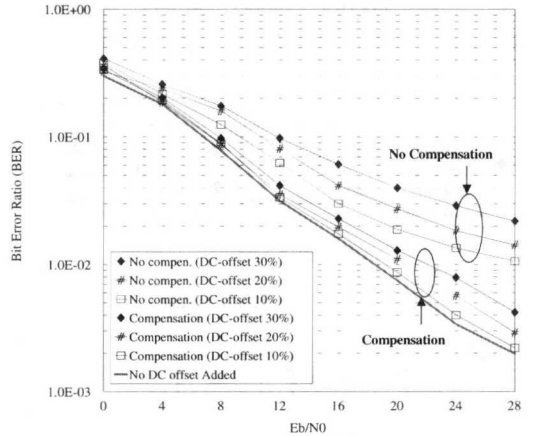


그림 9. 제안된 채널 옵셋 보상기의 비트 오류 성능 그래프 (DC 옵셋 10,20,30%)

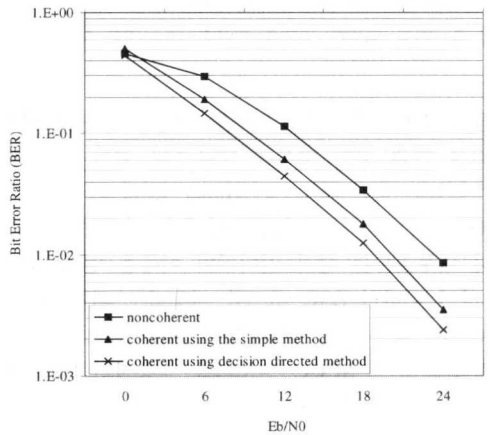


그림 10. 제안된 채널 추정기의 성능 비교(2-FSK 변조방식 사용의 경우)

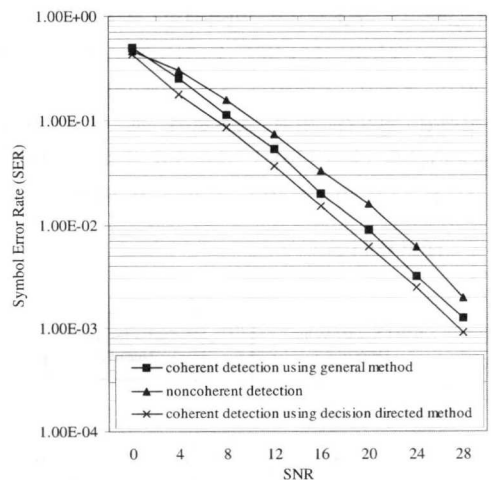


그림 11. 제안된 채널 추정기의 성능 비교(4-FSK 변조방식 사용의 경우)

를 나타낸다. 그림에서는 비동기 검파, 동기 검파, 제안된 Decision feedback 방식을 이용하였을 때의 동기 검파 방식에 대한 성능 비교를 나타내며 채널 추정기의 가중치 계수는 0.8일 경우에 대하여 실험하였다.

그림 12는 페이딩 채널 하에서 터보 PCCC와 SCCC를 적용하였을 때 비트 오류를 나타낸 그래프이다. 반복 복호 횟수는 5회이며 블록 인터리버 크기는 4096인 경우에 대하여 실험하였으며 복호 알고리즘은 MAP 알고리즘을 사용하여 실험하였다. 그림에서 나타나는 바와 같이 터보 PCCC를 적용하였을 때, E_b/N_0 가 2.5 dB보다 좋은 경우 오류 마루 현상이 발생함을 알 수 있다. 따라서 HomeRF 시스템에는 터보 SCCC 구조가 적합함을 알 수 있다. 그림 13은 터보코드를 적용했을 경우의 반복 복호 횟수에 따른 HomeRF 시스템의 비트 오류 성능 그래프를 나타낸다. 인터리버로는 블록 인터리버를 사용했으며 인터리버의 크기 $N=1024$ 인 경우에 대하여 실험하였다. 반복 복호를 증가할수록 성능이 향상됨을 알 수 있으나, 어느 정도의 반복 횟수에 도달하면 임의의 성능 한계선으로 수렴함을 알 수 있다. 그림 14는 다양한 반복 복호 알고리즘을 적용하였을 경우에 대한 성능 비교 그래프이다. 블록 인터리버의 크기는 $N=4096$ 이며 반복 복호 횟수 2인 경우에 대하여 비교하였다. 복호 알고리즘으로는 MAP, Max-log MAP, SOVA 알고리즘을 사용하였다. 실험 결과에서 알 수 있듯이 MAP 알고리즘을 이용하여 복호 과정을 수행하였을 때 성능이 가장 우수한 것을 알 수 있다. 그러나 MAP 알고리즘을 이용한 복호화 과정은 계산의 복잡도가 매우 크므로 실제 시스템 적용시에는 Max-log MAP 알고리즘이 가장 적절하다고 결론을 내릴 수가 있다.

그림 15는 기존 HomeRF 시스템과 제안된 방식을 적용한 HomeRF 시스템의 성능 비교를 나타낸다. 실험 환경은 채널은 Flat Rayleigh 페이딩 채널을 고려하였고 도플러 주파수는 50Hz 다중경로 3의 경우에 대해 실험하였다. 수신기에서의 DC 오프셋은 10%를 고려하였다. 제안된 방식에서 사용된 파라미터로는 터보 SCCC 디코딩 방식의 경우 복호 알고리즘은 Max-log MAP을 고려하였고 반복 복호 횟수 2회를 고려하였다. 블록 인터리버 크기는 512를 사용하여 실험하였다. 또한 DC 오프셋 보상 방식과 Decision Feedback 방식을 사용한 동기 검파를 고려하였다.

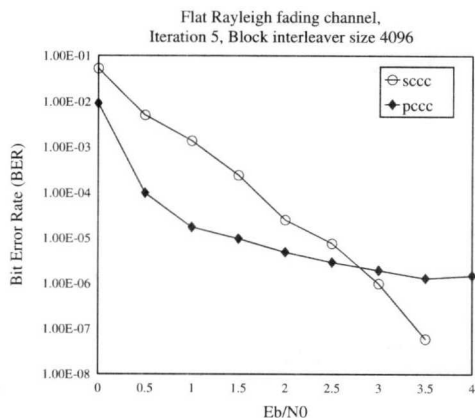


그림 12. 터보 SCCC와 터보 PCCC의 비트 오류 성능

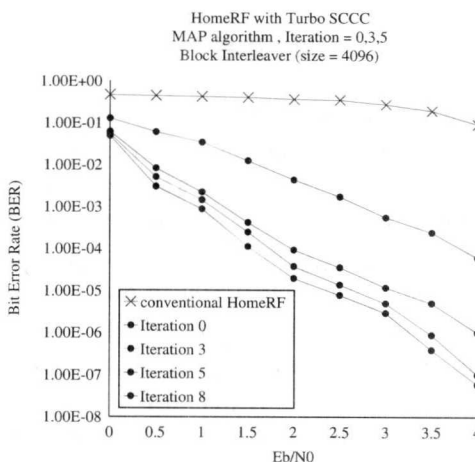


그림 13. 반복 복호 횟수에 따른 터보 SCCC 구조를 적용한 HomeRF 시스템의 성능 (인터리버 크기 : 4096)

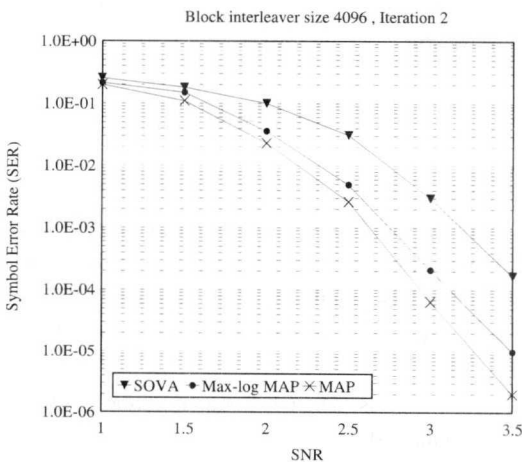


그림 14. 다양한 복호 알고리즘 적용시 성능 비교

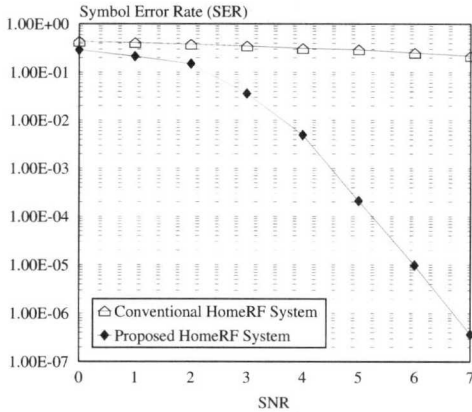


그림 15. 제안된 HomeRF의 심볼 오류 성능 그래프

VII. 결론

본 논문에서는 HomeRF 시스템 물리계층에서의 성능 향상을 위해 HomeRF 시스템의 TS 필드를 이용하여 추정된 채널 추정값을 이용한 동기 검파 방식과 DC 오프셋 보상 방식에 대해 제안하고 성능을 분석하였다. 채널 추정기의 경우 제안된 결정 궤환 동기 검파의 경우가 가장 성능이 우수한 것을 알 수 있으며 HomeRF 시스템의 TS 필드를 이용하여 페이딩 채널의 순시 채널 값을 추정, 보상함으로써 성능 이득을 얻을 수 있다. 또한 시스템의 성능을 저하시키는 DC 오프셋의 경우 간단한 하드웨어의 추가와 기존 시스템의 프레임블을 사용하여 보상함으로써 큰 성능 이득을 볼 수 있음을 시뮬레이션 결과를 통해 확인할 수 있다. 또한 향상된 채널 부호화 방식으로 터보 부호화를 사용하였을 때 성능이 향상됨을 알 수 있었다.

참고 문헌

[1] 박성수, 장해원, "무선 홈 네트워킹의 기술 동향," 한국통신학회지 제 18권 12호, pp. 32-39, 2001.
 [2] A.M.Saleh, R.A.Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE J. Select. Areas Commu., vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.
 [3] J.G. Proakis, Digital Communications, 4th Ed. McGraw Hill, 2001.
 [4] The HomeRF Technical Committee, "HomeRF Specification Revision 2.0," May 2001.

[5] Benny Bing, High-Speed Wireless ATM and LANs, Artech House, 2000.
 [6] Branka Vucetic, Turbo Codes, Kluwer Academic Publishers, 2000.
 [7] A.Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE J. Solid-state Circuits, vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
 [8] Bengt Lindoff, "Using a direct conversion receiver in EDGE terminals-a new DC offset compensation algorithm," The 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2000, vol. 2, pp. 959-963, 2000.
 [9] C.Berrou, A.Glavieux, P.Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo codes(1)," in Proc. ICC'93, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993.
 [10] S.Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall Englewood, N.Y., 1991.

조 정 화(Jeung-hwa Cho) 정회원
 2001년 2월: 세종대학교 정보통신공학과 학사
 2001년~현재: 세종대학교 정보통신공학과 석사
 <주관심 분야> 디지털 신호 처리, 디지털 통신 시스템, 무선 PAN, 홈 네트워크

송 형 규(Hyoung-kyu Song) 정회원
 한국통신학회 논문지 제 27권 8A호 참조
 현재: 세종대학교 정보통신공학과 조교수

유 영 환(Young-hwan You) 정회원
 한국통신학회 학회지 제 19권 5호 참조
 현재: 세종대학교 인터넷학과 조교수

조 진 웅(Jin-wong Cho) 정회원
 한국통신학회 학회지 제 19권 5호 참조
 현재: 전자부품연구원 무선PAN 기술사업단 단장