

# 위상잡음 제거와 성능향상을 위한 LDPC 부호 기반의 적응형 판정 궤환 등화기

준회원 김도훈\*, 정회원 유흥균\*

## Adaptive Decision Feedback Equalizer Based on LDPC Code for the Phase Noise Suppression and Performance Improvement

Do-Hoon Kim\* Associate Member, Heung-Gyoon Ryu\* Regular Member

### 요약

본 논문에서는 위상잡음 제거와 성능 향상을 위한 LDPC (Low Density Parity Check) 부호 기반의 판정 궤환 등화기(DFE: Decision Feedback Equalizer)를 제안한다. 본 논문에서 제안된 등화기는 무선 중계기 시스템을 위해 사용된다. 무선 중계기 시스템은 데이터 전송속도를 높이고 이동 통신 서비스의 질을 향상시키기 위하여 연구가 진행되고 있다. 무선 중계기 시스템에서는 에코 (echo) 채널과 위상잡음 등과 같은 RF 불균형이 시스템 성능열화를 야기한다. 그렇기 때문에 무선 중계기 시스템에서 에코 채널과 위상잡음을 제거하기 위한 새로운 등화기를 제안한다. LDPC 부호는 터보 부호와 마찬가지로 오류 정정에 있어서 매우 좋은 성능을 보인다. 본 논문에서 제안된 등화기는 RF 불균형을 보상하고 LDPC 부호와 등화기를 독립적으로 사용할 때보다 복잡도와 성능을 향상시킨다. 게다가 제안된 등화기의 향상된 성능으로 인하여 적은 수의 LDPC 부호의 반복으로도 독립적으로 사용하였을 때의 성능을 확보할 수 있다. 그래서 제안된 등화기는 낮은 복잡도를 갖는다.

**Key Words** : LDPC code, Decision feedback equalizer, Phase noise, Echo channel

### ABSTRACT

In this paper, we propose an adaptive DFE (Decision Feedback Equalizer) based on LDPC (Low Density Parity Check) code for phase noise suppression and performance improvement. The proposed equalizer in this paper is applied for wireless repeater system. So as to meet ever increasing requirements on higher wireless access data rate and better quality of service (QoS), the wireless repeater system has been studied. The echo channel and RF impairments such as phase noise produce performance degradation. In order to remove echo channel and phase noise, we suggest a novel adaptive DFE equalizer based on LDPC code. The proposed equalizer helps to compensate RF impairments and improve the performance significantly better than used independently. In addition, proposed equalizer has less iteration number of LDPC code. So, the proposed equalizer system has low complexity.

### I. 서론

무선 중계기 시스템은 데이터 전송속도를 높이고

이동 통신 서비스의 질을 향상시키기 위해서 많은 연구가 진행 중이다. 그리고 커버리지를 확대시켜서 QoS (Quality of Service) 를 높이는 무선 중계기

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2010-0007567)

\* 충북대학교 전자정보대학 전자공학과(ecomm@cbu.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-08-334, 접수일자 : 2011년 8월 1일, 최종논문접수일자 : 2012년 3월 14일

시스템에 대한 연구가 활발히 진행 중이다. 그러나 무선 중계기 시스템에서, 중계기의 이득이 송수신 안테나 사이의 분리도보다 클 때, 중계기의 송신 안테나로부터 수신 안테나로 들어온 에코 채널은 입력 신호에 상관없이 중계기의 신호를 발진 시킨다. 무선 중계기의 송수신 안테나 사이의 분리도를 높이기 위해서 몇몇 간섭 제거 중계기는 연구되었다<sup>[1-5]</sup>. 무선 중계기 시스템의 성능은 위상잡음, 에코 채널, IQ 불균형, 반송파 주파수 오프셋 그리고 심볼 타이밍 오프셋 등과 같은 영향에 의해서 나빠진다. 하지만, 본 논문에서는 에코 채널과 위상잡음을 고려하도록 한다. 무선 중계기의 수신 단에서는, 기지국으로부터 온 무선 중계기의 이상적인 입력 신호인 참조 신호와 중계기의 송신 단으로부터 들어온 에코 신호가 증폭돼서 수신된다. 또한 에코 신호는 다중 경로 채널을 포함한다. 따라서 무선 중계기는 중계기의 송신 단으로부터 간섭 신호를 연속적으로 수신한다. 이 경우에, 중계기 시스템은 에코 채널 때문에 불안정해진다. 또한 위상잡음은 무선 중계기의 up/down 컨버터에 존재한다. 무선 중계기 시스템에서 위상잡음의 영향이 존재한다면, 시스템 성능은 더욱 나빠지게 될 것이다. 따라서 간섭을 제거하는 시스템은 무선 중계기의 간섭신호를 효과적으로 제거하기 위해서 필요하다. 본 논문에서는 에코 채널이 존재하는 다중 경로채널과 RLS (recursive least square) 알고리즘과 같은 적응형 등화기에 의해서 불확실한 에코 채널을 추정하고 보상한다. 또한, 무선 중계기 시스템에서 위상 잡음을 고려한다. 에코 채널과 위상잡음을 제거하기 위해서, 무선 중계기를 위한 RLS 알고리즘과 LDPC 부호 기반 판정 궤환 등화기를 제안한다. LDPC 부호는 매우 좋은 성능을 갖는 전방 오류 정정 부호로 잘 알려져 있다. LDPC 부호는 Robert G. Gallager가 1962년에 처음으로 제안되었으나, 하드웨어 기술의 한계로 인하여 1996년 Mackay와 Neal에 의해 재발견 될 때까지 주목 받지 못하였다<sup>[6,7]</sup>. Shannon의 채널 용량의 한계에 가장 근접하는 오류 정정 능력을 보이는 LDPC 부호는 패리티 검사 행렬(Parity check matrix)에 '0'이 아닌 원소의 수가 부호의 길이에 비해 현저히 적게 존재하는 부호로써 터보 부호와 더불어 LTE (long term evolution) 또는 Mobile WiMAX와 같은 4세대 이동통신에서 활용하기에 적합하여 주목을 받고 있다. 높은 오류 정정 성능으로 속도와 채널 용량을 개선하거나 열악한 전송 품질을 개선하기 위해서 사용되는데, 특히 합

곱 알고리즘(sum-product algorithm: SPA)을 이용하여 복호화하고 작은 복잡도로 좋은 복호 성능을 얻을 수 있다. 그리고 SNR (Signal to Noise Ratio)이 떨어지는 통신환경에서도 양호한 오류 정정 성능을 발휘한다. 그리고 희소행렬 (sparse matrix)에 의한 완전 병렬 처리 (fully parallelizable process)로 고속 처리가 가능하다. 그러나, LDPC 부호는 터보 부호에 비해서 적은 복잡도를 갖지만 다중 경로 환경에서 우수한 성능을 확보하기 위하여 긴 패리티 검사 행렬과 LDPC 부호의 많은 반복 횟수가 필요하다. 이는 계산량과 소모되는 전력이 많음을 의미하며 많은 계산량으로 인한 처리속도의 지연문제와 전력 소모를 야기한다. 본 논문에서는 무선 중계기 시스템에서 통신 성능을 높이기 위하여 판정 궤환 등화기와 LDPC 부호를 결합하여 복잡도를 줄인 LDPC 기반 판정 궤환 등화기를 제안한다. LDPC 부호 기반 판정 궤환 등화기는 효과적으로 RF 불균형을 제거하고 부호와 등화기를 독립적으로 사용했을 경우보다 더 나은 성능을 보인다. 게다가 본 논문에서 제안한 등화기는 LDPC 부호의 반복 횟수가 적어도 성능확보가 되기 때문에, 낮은 복잡도를 갖는다고 볼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 LDPC 부호 기반의 판정 궤환 등화기를 사용한 무선 중계기 시스템을 제안한다.

## II. 시스템 모델

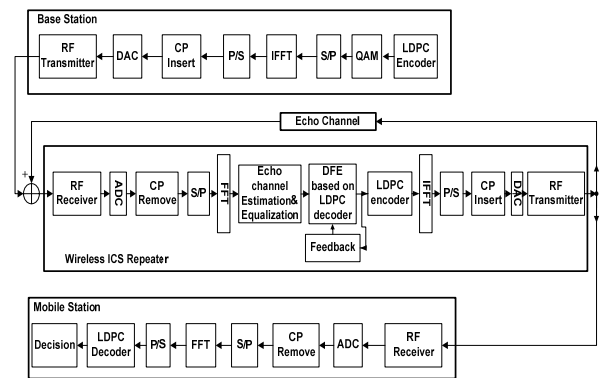


그림 1. 무선 중계기 시스템의 전반적인 블록도  
Fig. 1. Overall system model of wireless repeater.

그림 1은 LDPC 부호 기반 판정 궤환 등화기를 사용한 무선 중계기의 전반적인 시스템 모델을 보여준다. 그림 1에서 무선 중계기 시스템에서 에코 채널은 송·수신 안테나의 충분치 못한 분리도로 인해 발생되고 위상잡음은 기지국, 이동국, 중계기의 RF 송·수신기의 오실레이터에서 발생된다. 따라서

본 논문에서는 LDPC 코드 기반의 판정 케환 등화기를 이용해서 에코 채널과 위상잡음의 영향을 제거하고 성능을 개선시키는 연구를 진행한다. 에코 채널과 위상잡음이 존재하면, 시스템의 성능은 나빠진다. 본 논문에서는 무선 중계기 시스템에서 발생할 수 있는 에코 채널과 위상잡음으로 인한 영향을 분석하고 이를 제거함으로써 성능을 향상시키는 연구를 진행한다. 에코 채널을 추정하고 등화시키기 위해서 본 논문에서는 RLS 알고리즘을 사용한다. 그리고 위상잡음을 보상하기 위해서 LDPC 코드 기반 판정 케환 등화기를 사용한다. LDPC 코드 기반 판정 케환 등화기는 그림 1의 케환 블록을 통해서 최소 제곱 에러(mean square error)를 계산한다. 그리고 그림 2는 무선 중계기 시스템을 위한 에코 채널 모델을 나타낸다. 그림 2에서 에코 채널의 채널 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h(n) = \sum_l \alpha_l \cdot \delta(n - \tau_l), \quad (1)$$

여기서  $\alpha$ 는 에코 채널의 이득이고,  $\tau$ 는 지연이다. 그리고 에코 채널은 다음과 같다.

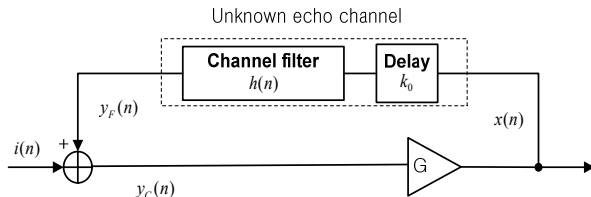


그림 2. 무선 중계기 시스템의 에코 채널 모델.  
Fig. 2. Echo channel model of wireless repeater.

$$y_F(n) = h(n) * x(n - k_0) + v(n). \quad (2)$$

에코 채널이 입력신호에 비해서 매우 크기 때문에,  $\alpha > 1$ 라고 가정한다.

### III. 무선 중계기를 위한 에코 채널 등화기

그림 3은 무선 중계기 시스템의 블록 구성도이다. 본 논문에서 RLS 알고리즘을 사용하여 에코 채널을 추정하고 등화한다. 추정된 신호의 오류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e(n) &= i(n) \cdot e^{j\phi(n)} + y_F(n) \cdot e^{j\phi(n)} - y_E(n) \\ &= i(n) \cdot e^{j\phi(n)} + h(n) * x(n - k_0) \cdot e^{j\phi(n)} - w(n) * e(n - k_0), \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $\phi(n)$ 는 위상잡음이고,  $i(n)$ 은 중계기의 입력 신호이다. 그리고  $w(n)$ 은 에코채널 추정을 위한 등화기 계수이고,  $k_0$ 는 지연이다. 따라서 에코 채널을 추정해서 무선 중계기의 수신단에서 간섭의 영향을 제거할 수 있다. 그림 3에 무선 중계기를 위한 에코 채널 제거와 LDPC 부호기반의 판정 케환 등화기를 사용한 위상잡음 보상이 나타나있다. 그림 3으로부터 다음의 수식을 얻는다.

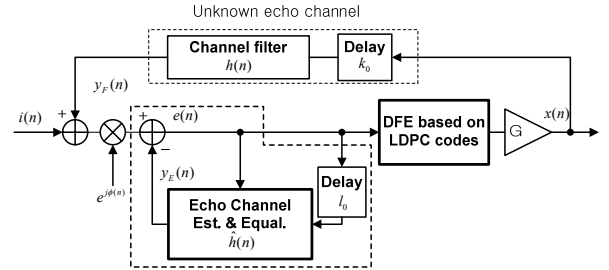


그림 3. 무선 중계기 시스템의 블록 구성도.  
Fig. 3. Block diagram of wireless repeater system.

$$x(n) = \left\{ \left( \frac{1}{1 + G\hat{H}} \cdot G \right) / \left( 1 - \frac{H}{1 + G\hat{H}} \cdot G \right) \right\} \cdot i(n). \quad (5)$$

결국, 간략하게 하면 위의 수식은 식 (6)처럼 된다.

$$x(n) = \frac{G}{1 + (\hat{H} - H) \cdot G} \cdot i(n), \quad (6)$$

여기서  $H$ 는 불확실한 다중경로 채널이고,  $\hat{H}$ 는 주파수 영역에서 다음과 같이 표현되는 FIR 적응형 등화기로 추정된 채널이다.

불확실한 다중 경로 에코 채널 :

$$H = \sum_l \alpha_l \cdot z^{-\tau_l}$$

적응형 FIR 등화기로 추정된 채널 :

$$\hat{H} = \sum_l \hat{\alpha}_l \cdot z^{-\tau_l}$$

#### 3.1. RLS 적응형 등화기

RLS 알고리즘은 다음과 같이 표현된 가중된 최소 제곱 에러의 합을 최소화 하는 것으로부터 유도된다.

$$J_{LS}(n) = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} e^2(n), \quad (7)$$

여기서  $\lambda$ 는 0부터 1의 값을 갖는 forgetting factor이다. 따라서 최소제곱 방법을 통해, 벡터의 가중치를 최적화 한다. RLS 알고리즘은 다음과 같은 수식으로

표현된다.

$$\hat{h}_l(n+1) = \hat{h}_l(n) + g(n)e(n), \quad (8)$$

여기서 갱신한 벡터는 다음과 같이 정의된다.

$$g(n) = \frac{r(n)}{1 + x^T(n)r(n)}. \quad (9)$$

그리고

$$r(n) = \lambda^{-1}P(n-1)x(n), \quad (10)$$

여기서  $P(n)$ 는 입력 신호의 역 상관 행렬이다.

$$P(n) \equiv R^{-1}(n) = \left( \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} x(l)x^T(l) \right)^{-1} \quad (11)$$

는 다음과 같이 재귀적으로 계산할 수 있다.

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - g(n)r^T(n). \quad (12)$$

#### IV. 무선 중계기를 위한 LDPC 부호 기반의 판정 궤환 등화기

다중 경로 채널에서, 수신기의 성능을 향상시키기 위해서 전방 오류 정정 방법 (forward error correcting: FEC)을 사용한 채널 부호화 기술을 사용한다. LDPC 부호는 SNR이 떨어지는 통신환경에서도 양호한 오류 정정 성능을 발휘한다. 그리고 최소행렬에 의한 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능하다. 그러나, LDPC 부호는 터보 부호에 비해서 적은 복잡도를 갖지만 다중 경로 환경에서 우수한 성능을 확보하기 위하여 긴 패리티 검사 행렬과 LDPC 부호의 많은 반복 횟수가 필요하다. LDPC 부호는 블록 부호화 의한 종류로써  $(N, K)$  로 표현된다. 여기에서  $N$ 은 부호의 비트 수를 의미하는 code word를 말하며  $K$ 는 정보 비트 수를 나타낸다. LDPC 부호는  $(N-K) \times N$  크기를 갖는 non-systematic 희소 패리티 검사 행렬  $H$ 로 정의된다. 여기에서 non-systematic이라는 의미는 패리티 검사 행렬  $H$ 의  $(N-K) \times (N-K)$  sub-matrix가 단위행렬이 존재하지 않음을 말한다. 그리고 희소성 (sparsity) 또는 'low density'의 의미는 패리티 검사 행렬  $H$ 는 대부분의 0과 극소수의 1로 구성되어 있음을 나타낸다. 그리고 LDPC 부호의 부호율(CR: code

rate)은  $K/N$ 으로 정의된다.

#### 4.1. LDPC 부호화

패리티 벡터  $p$ 와 메시지 벡터  $m$ 으로 구성된 수신신호  $r$ 은 다음과 같이 오류 벡터  $e$ 의 영향을 받게 된다.

$$r = c \oplus e = [p \quad m] \oplus e, \quad (13)$$

여기서, 패리티 벡터와 메시지 벡터는 각각 부호 벡터의 앞부분과 뒷부분에 위치하고 있다고 가정한다. 수신기의 디코더는 아래와 같이 syndrome 벡터를 찾는 과정을 수행한다.

$$s = rH^T = ([p \quad m] \oplus e) \begin{bmatrix} H_1^T \\ H_2^T \end{bmatrix} = pH_1^T \oplus mH_2^T \oplus eH^T. \quad (14)$$

$e=0$ 인 오류가 없는 상황에서 syndrome 벡터는 0의 값을 갖는다.

$$s = pH_1^T \oplus mH_2^T = 0. \quad (15)$$

메시지 벡터  $m$ 에 의해 패리티 벡터  $p$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$p = mH_2^T H_1^{-T}. \quad (16)$$

generator 행렬  $G$ 는 다음과 같다.

$$G = \begin{bmatrix} H_2^T H_1^{-T} & I \end{bmatrix}. \quad (17)$$

그리고 부호 벡터  $c$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c = mG = \begin{bmatrix} mH_2^T H_1^{-T} & m \end{bmatrix} = [p \quad m]. \quad (18)$$

여기서, 패리티 검사 행렬은 LDPC 부호의 성능에 중요한 요소가 된다. 따라서, 패리티 검사 행렬의 설계가 매우 중요하다.

#### 4.2. LDPC 복호화

LDPC 복호기는 전송된 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC 복호 알고리즘으로는 비트 노드와 체크 노드를 업데이트 하는 방법에 따라 크게 SP (sum-product) 알고리즘과

MS (min-sum) 알고리즘으로 나눌 수 있다. SP 알고리즘은 체크 노드에서 곱셈이, 비트 노드에서 덧셈이 사용되는 방식으로 가장 좋은 BER 성능을 보이는 알고리즘이지만, 연산 복잡도가 높다. 본 논문에서 사용한 LDPC 복호 알고리즘은 SP 알고리즘으로, LDPC 복호기는 4단계를 거친다. 1단계는 수신 비트에다가 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, 2단계는 체크 노드 확률을 구하는 체크 노드 업데이트 과정, 3단계로 비트 확률을 구하는 비트 노드 업데이트 과정, 마지막으로 판정과정을 수행한다.

### 4.3. LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기

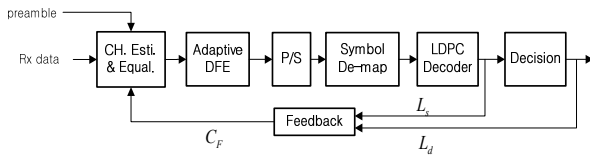


그림 4. 무선 중계기의 LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기의 블록도  
Fig. 4. Block diagram of DFE based on LDPC code at wireless repeater.

그림 4는 무선 중계기의 LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기의 블록도를 보여준다. 그림 4는 그림 1의 FFT 연산 후의 부 블록을 의미한다. 채널 코딩과 등화기를 독립적으로 사용하는 것은 최적이지 않다. 오류 정정 부호에 의해서 정정된 수신 심볼은 등화기에 의해서 활용되지 않는다. 채널 임펄스 응답은 프리앰블에 의해서 추정된다. 추정된 채널  $H_p$ 는 다음과 같다.

$$H_p = \frac{Y_p}{X_p} \quad (19)$$

여기서  $Y_p$ 는 수신된 프리앰블이고,  $X_p$ 는 송신된 프리앰블이다.

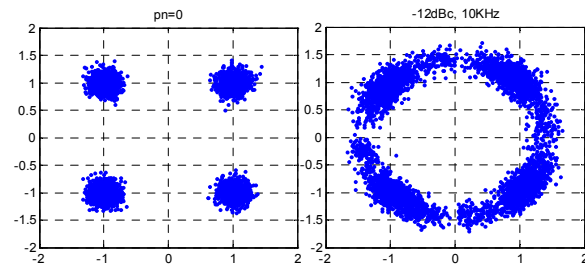


그림 5. 위상잡음의 영향에 따른 성상도 (SNR=16dB).  
Fig. 5. Constellations by effect of phase noise (SNR=16dB).

그림 5는 위상잡음의 영향에 따른 성상도를 보여준다. 위상잡음에 의해서 발생한 첫번째 항은 위상 회전

을 야기하는 CPE (common phase error) 항이고, 나머지 항들은 ICI 항이다.

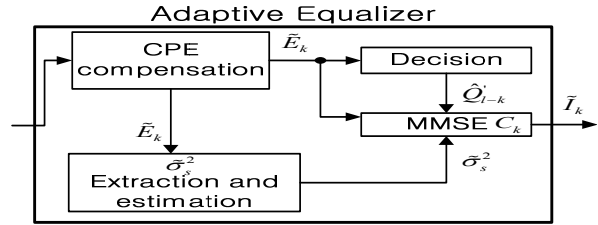


그림 6. 적응형 판정 케환 등화기의 블록도.  
Fig. 6. Block diagram of adaptive DFE.

그림 6은 적응형 판정 케환 등화기의 블록도이다. 프리앰블로 채널을 추정된 후에 적응형 등화기를 통해서 위상잡음을 보상한다. 우선 적응형 등화기에서 comb 타입 파일럿을 이용해서 CPE 성분을 제거하고 나서 ICI를 보상한다. 에코 채널을 추정하고 보상한 후에, 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\tilde{e}(n) = i(n) \cdot e^{j\phi(n)} \quad (20)$$

그리고 FFT후에 k번째 반송파의 샘플 된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_k &= \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{e}(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{i(n) \cdot e^{j\phi(n)}\} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_l \cdot e^{j\phi(n)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \\ &= I_k + \left( jI_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)} \right) + \left( \sum_{l=0}^{N-1} I_l \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \right) \\ &= I_k + CPE_k + ICI_k \end{aligned} \quad (21)$$

식 (20)에서 수식 유도의 간편화를 위해서 잡음을 고려하지 않았다. 위상잡음의 영향은 식 (20)처럼 CPE 성분과 ICI 성분으로 나눌 수 있다. CPE를 제거하기 위해서 comb타입 파일럿을 사용한다. 이 과정은 다음과 같다.

$$CPE_k = \frac{Y_k}{X_k} = Q_0 + \frac{ICI + N_k}{X_k} = Q_0 + W_k \quad (22)$$

여기서  $Y_k$ 는 수신된 파일럿이고,  $X_k$ 는 송신된 파일럿이다.  $N_k$ 는 잡음을 의미한다. 그리고

$$Q_0 = \frac{1}{N_k} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi\phi(n)}{N}} \cdot e^{j\frac{2\pi n(k+\phi(n))}{N}} \quad \text{이다. 그리고 나서 CPE의 평균을 취한다.}$$

$$r_{cpe} = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_k = Q_0 + \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} W_k, \quad (23)$$

여기서  $N_p$ 은 파일럿의 수,  $S_p$ 는 파일럿 심볼을 나타낸다. 식 (22)을 사용해서 CPE가 제거된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{E}_k &= I_k + \left( \sum_{l=0}^{N-1} I_l \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \right) = I_k + \left( \sum_{l \neq k}^{N-1} I_l \cdot Q_{l-k} \right) \\ &= I_k + ICI \end{aligned} \quad (24)$$

식 (23)에서 ICI 성분은 여전히 남아있다. ICI 성분을 보상하기 위해서, 판정과 정정 과정을 거친다.  $\tilde{Q}_{l-k}$ 는 ICI에 의해서 위상이 회전된 값이다.

$$\tilde{Q}_{l-k} = \frac{\sum_{k \in S_d} \tilde{Y}_d D_d^*}{\sum_{k \in S_d} |D_d|^2}, \quad (25)$$

여기서  $D_d$ 는 프리앰블이고  $S_d$ 는 프리앰블의 블록수이다. 그리고 MMSE 판정기준  $C_k$ 는 결국 다음과 같다.

$$C_k = \frac{\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*}{|\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*|^2 + \tilde{\sigma}_{ph}^2}. \quad (26)$$

여기서  $\sigma_{ph}^2$ 는 ICI의 전력이고 이것은 파일럿으로 계산한다.  $\sigma_{ph}^2$ 를 구하기 위해서는 ICI와 잡음 이 더해진 전력을 이용하지만, ICI의 전력이 FFT 후의 잡음 전력보다 충분히 크기 때문에, 등화기의 최적화된 탭 계수를 위해서 파일럿 심볼로부터 ICI 전력을 사용한다.

$$\tilde{\sigma}_{ph}^2 = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} |\tilde{E}_k|^2, \quad (27)$$

그리고 나서 위상 잡음에 의해서 발생된 CPE와 ICI 성분을 식 (25)의 매 부 반송파당 갱신하면서 MMSE 판정기준을 이용하여 보상한다. CPE가 제거된 신호는 ICI의 영향을 효과적으로 제거하기 위해서 MMSE 판정기준을 이용한 등화기를 거친다. 그리고 최종 신호는 다음과 같다.

$$\hat{I}_k = \tilde{E}_k \cdot C_k. \quad (28)$$

그림 4에서, LDPC 복호기 후에, 판정 전의 값  $L_s$ 과 판정 후의 값  $L_d$ 의 MSE 값을 이용하여 프리앰블로 추정된 채널  $\hat{H}_p$ 를 보정하는 control factor  $C_F$ 값을 피드백 해준다.

$$\tilde{L}_s = \text{norm}(L_s), \quad (29)$$

$$\hat{L}_k = \sum_{k \in S_d} \tilde{L}_s L_d, \quad (30)$$

$$C_F = \frac{\hat{L}_k}{\sum_{k \in S_d} |\tilde{L}_s|^2}. \quad (31)$$

$H_p$ 는 긴 프리앰블을 이용해서 채널을 추정된 후의 채널 특성이다.

$$\hat{H}_p = H_p + C_F. \quad (32)$$

다음 수식을 통해서 보정된 채널을 이용하여 수신한 데이터로부터 멀티패스 채널을 보상함으로써 데이터의 수신 성능을 높인다.

$$Y'_k = \frac{Y_k}{\hat{H}_p}. \quad (33)$$

LDPC 부호 기반 판정 계환 등화기를 통해서 LDPC 부호와 등화기를 독립적으로 각각 사용하였을 경우 보다 성능과 복잡도를 개선할 수 있다. LDPC 부호의 복잡도는 1) 초기화, 2) 체크노드 업데이트, 3) 비트노드 업데이트, 4) 판단의 과정 중에서 체크노드 업데이트와 비트노드 업데이트에 의해 크게 좌우되며 표 1에 제시된 내용과 같이 check 노드와 bit 노드에 의해서 표현 할 수 있다. 따라서 LDPC 부호 기반의 DFE를 통해서 LDPC 부호의 반복 횟수를 줄임으로써 반복 횟수 1회당 표 1에 나타난 계산 복잡도 만큼을 줄일 수 있다.

표 1. LDPC 부호의 계산상의 복잡도  
Table 1. Computational complexity of LDPC code.

	Decoder computation
Check nodes	$(M \times (d_c - 1)) \times N$
bit nodes	$(N \times (d_v - 1)) \times N$

여기에서  $N$ 은 coded word,  $K$ 는 information word를 나타내며  $N$ 과  $K$ 에 의해서  $M = N - K$ 으로 나타난

다. 그리고  $d_c$ 와  $d_v$ 는 LDPC 부호의 패리티 검사 행렬에서 각각 행과 열의 무게를 의미한다.

### V. 시뮬레이션 결과 및 논의

표 2. 시뮬레이션 파라미터  
Table 2. Simulation parameters.

FFT size	64
Cyclic Prefix	16
Number of Subcarriers	64(data=60, pilot=4)
Modulation	4QAM
Code rate	3/4
Parity check matrix size	720
Iteration	3, 5
Channel	AWGN+Echo channel
Phase noise	-12dBc(cut-off=10kHz)

표 2는 본 논문에서 제안한 무선 중계기 시스템을 위한 시뮬레이션 파라미터이다. 본 논문에서는 OFDM기반의 무선 중계기 시스템을 고려한다. 다음과 같이 본 논문에서 다중 경로의 에코 채널을 설정하였다.

$$\text{에코 채널: } h_1 = 1.8\delta(n-10) + 1.2\delta(n-15)$$

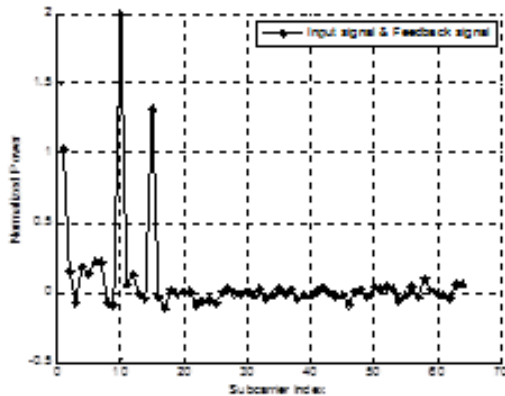


그림 7. 시간 영역에서 입력신호와 에코신호의 구성.  
Fig. 7. Signal compositions of input signal and echo signal in time domain.

그림 7은 시뮬레이션 상의 시간 영역에서의 입력 신호와 에코 신호의 구성을 보여준다. 에코 채널을 제거하기 위해서, 본 논문에서는 RLS 알고리즘을 사용한다. RLS 알고리즘의 수렴속도는 LMS와 NLMS에 비해서 매우 빠르다. 이것은 다중 경로로 수신된 에코 채널이 간섭으로 영향을 줄 때 RLS 알고리즘으로 효

과적으로 제거할 수 있음을 의미한다.

그림 8은 LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기를 사용한 무선 중계기 시스템의 BER 성능을 나타낸다. 그림 8에서 변조 방식은 4QAM, LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기의 반복횟수가 5, 부호율이 3/4, 그리고 패리티 검사 행렬의 크기가 720이다. 마커가 사각형인 그래프는 무선 중계기 시스템에서 에코채널과 위상잡음을 제거하지 않은 성능이 나쁜 상태의 BER 곡선이다. 마커가 별표인 그래프는 RLS 알고리즘을 이용하여 에코 채널만 제거한 후의 BER 곡선이다. 이 BER 그래프에서 알 수 있듯이, 위상잡음의 영향은 아직 남아있다. 그리고 마커가 원인 그래프는 RLS 알고리즘으로 에코 채널을 제거하고 LDPC 부호 기반의 판정 케환 등화기를 이용하여 위상잡음을 제거한 후의 BER 그래프이다. 그림 8의 결과에서 알 수 있듯이, 무선 중계기를 위한 LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기의 BER 성능은  $10^{-4}$ 에서 4.3dB를 만족한다.

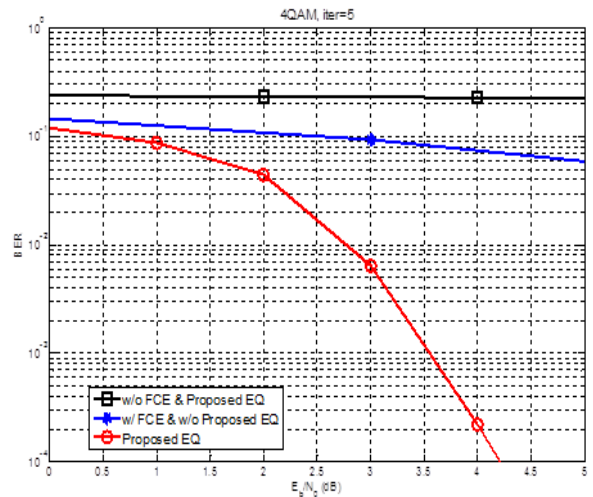


그림 8. LDPC 부호 기반 판정 케환 등화기를 사용한 무선 중계기 시스템의 BER 성능.  
Fig. 8. BER performance of wireless repeater with DFE based on LDPC code.

그림 9는 기존의 등화방식과 본 논문에서 제안한 LDPC 부호 기반의 판정 케환 등화기의 BER 성능을 비교한 그래프이다. 그림 9를 보면, 등화기와 LDPC 부호를 따로 사용한 기존의 방식은 반복횟수가 5번이고 제안한 방식은 3번이다. 기존의 방식인 등화기와 LDPC 부호를 따로따로 사용하는 것은 반복적으로 등화를 처리하는 과정상의 복잡도와 반복적으로 부호를 디코딩하는 과정상의 복잡도를 동시에 지니고 있다. 그렇기 때문에 등화기와 LDPC 부호를 따로따로 사용하는 것은 최적의 방법이 아니다. 따라서 터보 등화방

식이라는 방식이 나오게 된 것인데, 터보 등화방식은 등화기와 부호화를 터보 엔진처럼 연결시켜서 동시에 반복적으로 수행을 하는 것을 의미한다. 따라서 본 논문에서 제안한 등화기는 LDPC 부호와 등화기를 터보 등화방식처럼 제안하여 기존의 방식보다 복잡도를 줄이게 되는 시스템을 제안한 것이다. 따라서 LDPC 부호와 등화기를 연결시키기 위한 feedback에 의해 복잡도가 증가하는 것이 아니라, 오히려 LDPC 부호와 등화기를 동시에 반복적으로 수행함으로써 시스템 전체의 복잡도가 줄어들게 된다. 또한 좀 더 쉽게 기존의 방식과 성능 비교를 하기 위해 반복 횟수에 따라 복잡도를 비교한 것이다. 따라서 기존의 방식보다 본 논문에서 제안한 LDPC 부호 기반 판정 제한 등화기의 복잡도가 낮음을 확인할 수 있다.

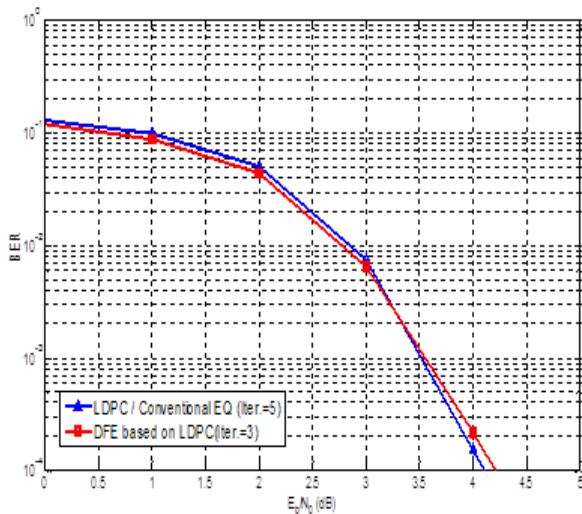


그림 9. LDPC 부호 기반 판정 제한 등화기와 기존 방식 등화기의 BER 성능 비교  
 Fig. 9. Comparison BER performance of DFE based on LDPC code and conventional equalizer.

## VI. 결 론

본 논문에서는 위상잡음 제거와 성능 향상을 위한 LDPC 부호 기반의 판정 제한 등화기를 제안한다. 본 논문에서 제안된 등화기는 무선 중계기 시스템을 위해 적용된다. 높은 무선 접속 데이터 전송속도 이동 통신 서비스의 질을 향상의 필요성을 충족시키기 위해서 무선 중계기 시스템은 연구가 되고 있다. 무선 중계기 시스템에서 에코 (echo) 채널과 위상잡음, 반송파 주파수 오프셋 등과 같은 RF 불균형이 시스템 성능열화를 야기한다. 본 논문에서는 에코 채널과 위상잡음을 제거하기 위해서, 무선 중계기를 위한 새로운 등화기를 제안

한다. 채널부호와 등화기를 독립적으로 각각 사용하는 것은 최적이지 않다. 따라서 판정 제한 등화기와 LDPC 부호를 결합하여 복잡도를 줄인 LDPC 기반 판정 제한 등화기를 무선 중계기를 위해서 제안한다. LDPC 부호 기반 판정 제한 등화기는 효과적으로 RF 불균형을 제거하고 부호와 등화기를 독립적으로 사용했을 경우보다 더 나은 성능을 보인다. 게다가 제안한 등화기는 LDPC 부호의 적은 반복 횟수를 갖기 때문에 복잡도가 낮다. 그리고 MATLAB과 Simulink를 사용해서 OFDM 기반의 무선 중계기 시스템의 에코 채널과 위상잡음을 제거하는 알고리즘을 분석하고 성능 평가를 하였다. 그러므로 제안한 무선 중계기를 위한 LDPC 부호 기반 판정 제한 등화기의 BER 성능은  $10^{-4}$ 에서 4.3dB를 만족한다.

## 참 고 문 헌

- [1] S. J. Kim, J. Y. Lee, J. C. Lee, J. H. Kim, B. Lee, and N. Y. Kim, "Adaptive feedback interference cancellation system (AF-ICS)," *IEEE Microwave Symposium (MIT-S) Digest*, pp.627-630, 2003.
- [2] J. Lee, S. Park, H. Choi, Y. Jeong and J. Yun, "A design of co-channel feedback interference cancellation system using analog control," *Microwave Conf.*, 36th European, Sep. 2006.
- [3] W. Moon, S. Im, and C. Kim, "Adaptive feedback interference cancellation using correlation for WCDMA wireless repeaters," *The Institute of Electronics Engineers of Korea, Journal*, vol.44, issue7, July 2007.
- [4] T. Yoo, D. Woo, J. Kim, S. Ha, J. Van, and J. Lee, "Wireless repeating interference cancellation using signed-DLMS adaptive algorithm," *The Institute of Electronics Engineers of Korea, Conference&Workshop*, vol.30, issue1, July 2007.
- [5] D. Choi and H. Yun, "Interference cancellation repeater," *PCT Patent WO 2007/078032A1*, July 12, 2007.
- [6] Donald Duttweiler, "Proportionate Normalized Least-Mean-Square Adaptive Echo Canceller," *IEEE Transaction on Speech and Audio Processing*, Vol.8, No.5, September 2000.
- [7] Akihiko Sugiyama, Hiroshi Sato, Akihiro Hirano and Shigeji Ikeda "A Fast Algorithm for Adaptive FIR Under Computational Constraint for



- Adaptive Tap-Position Control,” *IEEE Transaction on Circuits and System, Analog and Digital Signal Processing*, Vol.43, No.9, September 1996.
- [8] R. G. Gallager, “Low Density Parity Check codes,” *IRT Trans. Inform. Theory*, vol. IT-8, pp. 21-28, Jan. 1962
- [9] D. J. Mackay and R. M. Neal, “Neal Shannon limit performance of low density parity check codes,” *Electronic letters*, vol. 45, pp. 457 - 458, Mar 1997.
- [10] D. J. Mackay, “Good error correcting codes based on very sparse matrix,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 33, no. 6, pp. 399 - 431, Mar 1999.
- [11] J. Chen, A. Dholakia, E. Eleftheriou, M. P. C Fossorier, and X. Hu, “Reduced-complexity decoding of LDPC codes,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 1288 - 1299, Aug. 2005.
- [12] S. Papaharalabos, P. Sweeney, B. G. Evans, P. T. Mathiopoulos, G. Albertazzi, A. Vanelli-Coralli, and G. E. Corazza, “Modified sum-product algorithm for decoding low-density parity check codes,” *IET. Commun.*, vol. 1, pp. 294 - 300, Jun 1955.
- [13] Glolami, M. R., Nader-Esfahani, S., Eftekhar, A. A.(2003), “A new method of phase noise compensation in OFDM,” *IEEE International Conference on Communications*, vol. 5, pp. 3443-3446, 2003
- [14] H. G. Ryu, H. S. Lee.(2002), “Analysis and minimization of phase noise the digital hybrid PLL frequency synthesizer,” *IEEE Transactions Consumer Electronics*, vol.48, no.2, pp. 304-312.
- [15] T. Pollet, M van Bladel, M. Moeneclaey.(1995), “BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise,” *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 43, no. 2, pp. 887-895.
- [16] P. H. Moose(1994), “A technique for OFDM Frequency Offset Correction,” *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914.
- [17] Songping Wu, Bar-Ness. Y.(2002), “A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs,” *IEEE Communications Letters*, vol. 6, pp. 535-537.
- [18] H. G. Ryu, Y. S. Li.(2003), “Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation.” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, pp 41-47.
- [19] S. B. Ryu, J. Kim and H. G. Ryu, Y. Li, “PNS Algorithm for the SC-FDMA Communication System with Phase Noise”, *Wireless and Optical Communications Networks, 2009 IFIP International Conference*, April 2009.
- [20] Haeseong Jeong and Heung-Gyoon Ryu “Phase Analysis and Performance Evaluation of Wireless ICS Repeater based on OFDM System,” *Proceeding of the 11th International Conference on Computer, Communication Systems (ICCCS)*, Nov, 2010
- [21] Yunmin Zhu and X. Rong Li, “Recursive Least Squares with Linear Constraints”, *COMMUNICATIONS IN INFORMATION AND SYSTEMS*, Vol. 7, No. 3, pp. 287-312, 2007.

김도훈 (Do-Hoon Kim)

준회원



2011년 2월 충북대학교 전자공학부 졸업  
2011년 3월~현재 충북대학교 전자공학과 석사과정  
<관심분야> 무선통신시스템, 정보이론

유흥균 (Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1988년~현재 충북대학교 전자공학과 교수  
2002년 3월~2004년 2월 충북대학교 컴퓨터 정보통신연구소 소장  
1991년~현재 IEEE, IET 논문 심사위원

2002년 한국전자과학회 학술상수상

2008년 ICWMC 2008 국제학술대회 “Best Paper Award” 수상

<관심분야> 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리