

LDPC Code를 이용한 차세대 무선망 구성에 관한 연구

조경철, 김형석, 김선형
순천향대학교 정보기술공학부

Study on the Structure of Wireless Network Using LDPC code

Kyung-Chul Cho, Hyung-Suck Kim, Sun-Hyung Kim
Division of Information Technology Engineering

Abstract - 최근 인터넷과 노트북, 그리고 휴대용 이동통신 기기들이 급속히 보급되면서 사용자들은 일반 컴퓨팅 환경보다 편리한 이동성과 대용량의 데이터 전송을 요구하고 있다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 요구에 부응하기 위하여 LDPC coding 기술 및 등화기술을 OFDM 방식에 적용한 차세대 무선 시스템을 제안한다.

1. 서 론

최근 2세대 디지털 통신 및 3세대 이동통신인 IMT-2000의 보급과 함께 인터넷과 노트북, 그리고 이동통신 기기들이 보편화되면서 사용자들은 일반 컴퓨팅 환경에서도 보다 편리한 이동성과 원격성을 요구하고 있다. 특히 최근 네트워크는 주로 다양한 멀티미디어 데이터를 제공하는 형태로 변해가고 있으므로 앞으로의 통신망은 음성위주의 서비스에서 멀티미디어 데이터 위주의 서비스로 변화할 것으로 보인다. 또한, 3세대 이후의 무선 전송 시스템은 유선망과 무선망이 통합되는 개념으로 이동성의 증가, 초고속/대용량 데이터 전송의 형태로 네트워크가 진화해 나갈 것이다. 이와 같이 차세대 통신은 초고속 광대역 무선 통신서비스로 예상되며, 이러한 목표를 이루기 위해서는 기본적으로 통신이 이루어지는 장소, 이동속도, 용도 등 다양한 환경에서 서로 다른 시스템간의 연동 또한 이루어져야 할 것이다.

차세대 통신 시스템의 기본 목표는 고속전송, 높은주파수 효율, 고속 이동성 및 글로벌 로밍 서비스로 규정 지을 수 있다.

특히, 차세대 무선 통신망으로 주목받고 있는 무선 LAN 기술은 IEEE 802.11표준이 확정된 이후부터 급속한 성장을 하고 있다. 국내 무선 랜 시장은 이제 성장기에 접어드는 단계이므로, 무엇보다도 원천기술이 필요한 시점이라 하겠다.

무선 LAN(wireless LAN)이란 사무실, 상가, 가정 등과 같이 일정 공간 또는 건물로 한정된 옥내 또는 옥외 환경에서 유선 케이블 대신 무선 주파수 또는 빛을 사용하여 허브에서 단말까지 네트워크 환경을 구축하는 것을 말한다. 무선 LAN은 배선이 필요 없고, 단말기의 재배치가 용이하며, 이동 중에도 통신이 가능하고 빠른 시간 안에 네트워크 구축이 가능하다는 장점이 있는 반면에 유선 LAN에 비하여 상대적으로 낮은 전송 속도와 신호 간섭이 발생할 수 있다는 단점이 있다. 그러나 현재의 무선 LAN 분야는 이러한 단점을 극복하기 위하여 주파수 대역을 2.4GHz 대역에서 5GHz 대역으로 이동하고 있는 추세이다.

현재 무선 LAN 분야의 표준은 2.4GHz 대역에서 최대 11Mbps의 속도를 제공하는 IEEE 802.11b가 작년부터 상용화 제품을 대거 출시하며 시장을 주도하고 있는 가운데, 5GHz 대역에서 최대 54Mbps의 속도를 제공하는 IEEE 802.11a와 HIPERLAN/2가 제품 사용화를 목표로 개발에 박차를 가하고 있다.

2.4GHz 대역에서 2Mbps까지 전송할 수 있는 802.11, 기존 802.11에서 DSSS 방식을 이용하여 전송속도를

11Mbps까지 고속화한 802.11b 및 최근 OFDM 방식을 이용하여 최대 54Mbps까지 전송이 가능한 802.11g도 표준화되었다. 한편 5GHz 대역에서 6~54Mbps의 전송속도를 제공하는 OFDM 방식의 IEEE 802.11a 규격이 있다.

현재 2.4GHz 대역에 주를 이루는 무선 LAN 기술이 점차 5GHz 대역으로 발전되고 있으며, 부품개발 및 관련 기술개발이 활발히 진행되고 있다.

이렇듯, OFDM방식은 기존의 단일 반송파를 사용하는 시스템과 달리 다중 반송파를 사용하여 전송하는 기법으로 주파수 효율이 높으며 채널 추정 방식이 간단하다는 장점을 가지고 있어서 차세대 무선망에 사용되기에 적합한 것으로 알려져 있다. 특히 차세대 통신에서는 데이터 전송 서비스가 음성보다는 패킷 방식의 데이터 전송 서비스의 비중이 매우 높을 것으로 추정되므로 블록전송을 기초로 하는 OFDM 방식이 중요시 될 것이다. 또한 예전에 xDSL, 케이블 모뎀 기술의 경우 무분별하게 외국 제품을 들여와 막대한 국가 손실을 초래한 사례를 거울 삼아 차세대 무선망 기술 및 시스템의 조속한 개발 및 상용화를 통하여 경쟁력을 확보하는 것이 시급하다 하겠다. 따라서 다양한 기술 및 시스템을 제안하고, 이에 대한 성능 분석이 필요하다 하겠다.

따라서, 본 논문에서는 OFDM 방식을 기초로 LDPC 코딩기술을 사용하고, $\pi/4$ -DQPSK 변조방식을 사용하며, 빠른 수렴 성능을 갖는 등화기술을 갖는 차세대 무선시스템을 제안한다.

2. 본 론

다음 그림은 본 연구에서 제안하는 시스템의 전체 블록도이다.

코딩 기술로는 LDPC coding 기술이 사용되고, 변복조 방식으로는 $\pi/4$ -DQPSK를 사용한다. 그리고 OFDM 방식을 사용하고, 등화기술로는 블라인드 등화기술의 대표적인 Stop-&Go 등화 알고리즘의 성능을 향상시킨 데이터 재할용 Stop-&Go 등화 알고리즘 사용한다.

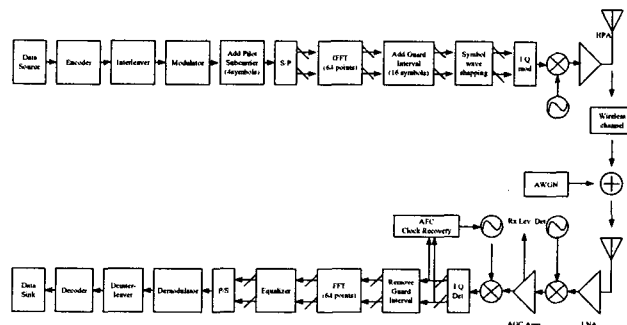


그림 1. 제안된 시스템 구성도

2.1 LDPC Code

1962년 Gallager에 의해 처음 제안된 LDPC 부호(low density parity check codes)는 패리티 검사행렬 H의 원소들의 대부분이 0인 선형블록부호로서 당시의 기술력으로 구현이 불가능한 부호의 복잡도로인하여 오랫동안 잊혀져 왔으나, 1995년 Mackay Neal은 이를 재발견하였고, 간단한 확률적 복호법을 이용하여 성능이 매우 우수함을 보였다.

LDPC 부호의 패리티 검사행렬은 1의 개수가 매우 적기 때문에 매우 큰 블록크기에서도 반복복호를 통하여 복호가 가능하며 블록크기가 매우 커지면 터보부호처럼 Shannon의 채널용량 한계에 근접하는 성능을 보인다. 터보부호의 경우는 작은 최소거리로 인해 검출되지 않는 오류가 많이 발생하는데 반해, LDPC 부호는 블록의 크기가 커질수록 최소거리가 커지기 때문에 신호대 잡음비가 큰 경우에는 오검출을 통해 반복복호로 정정되지 않은 오류들을 대부분 검출할 수 있다.

LDPC 부호는 부호율이 1/4에서 2/3인 경우에 블록크기가 10000이상되는 부호에서도 실용적으로 잘 동작하는 합곱 복호기가 존재한다. 합곱 복호기는 제한적인 거리 복호기보다 성능이 우수하며, 채널로부터 얻는 우도(likelihood)를 이용할 수 있는 연판정복호기이다. 연접오류가 발생하는 채널인 경우에도 연접오류를 정정할 수 있도록 일반화될 수 있다.[5]

Berlekamp에 의하면 높은 부호율의 RS 부호를 사용하는 이유는 낮은 부호율의 RS부호보다 부호화와 복호를 하기가 쉽다는 것이다. RS 부호의 경우 복호기의 복잡도는 패리티 비트의 수에 비례하여 증가한다. 반대로 LDPC 부호의 부호화와 복호의 복잡도는 부호율에 거의 상관이 없다 게다가 어떤 부호율과 블록 크기를 갖는 부호든지 쉽게 구성할 수 있다.

LDPC 부호의 또 하나의 특성은 매우 큰 최소거리로 인하여 터보부호에 비해 매우 낮은 FER(frame error rate)을 갖는다. 또한 구성부호가 (7,5) 길쌈부호인 가장 간단한 터보부호보다도 훨씬 적은 양 0.18배의 연산만으로도 주어진 비트의 LLR 값을 생성해낸다. 일반적으로 터보부호보다 약 3배의 반복복호를 해야 BER이 수렴하므로 이를 감안하면 (7,5) 터보 부호와 비교하였을 때, 약 반정도의 복잡도를 갖는다.

일반적으로 터보부호는 낮은 SNR에서 LDPC 부호는 높은 SNR에서 좋은 성능을 보인다. 대략 BER 10⁻⁴~10⁻⁵에서 두 부호의 성능곡선이 교차한다. 따라서 LDPC 부호의 경우 BER 10⁻⁵이상의 고품질의 신뢰도를 요구하는 차세대 통신 시스템에 적합하다고 할 수 있다.

2.2 변복조방식

$\pi/4$ -DQPSK 변조방식은 입력되는 정보신호와 변조신호의 신호점이 같지 않다는 점에서 기존의 QPSK 변조방식과 구별된다. QPSK 변조방식의 경우는 변조되는 신호점(constellation)의 배치와 실제 정보 신호의 신호점 배치가 같은 형태를 갖고 있다. 그러나 $\pi/4$ -DQPSK 변조방식의 경우는 실제 변조되는 신호점이 매 심볼주기마다 $\pm \pi/4, \pm 3\pi/4$ 의 어느 한 값만큼 차동적으로 위상이 변화됨으로써 8개의 신호점을 갖는다. 이런 $\pi/4$ -DQPSK 변조방식의 신호매핑에 있어서 가장 큰 문제점은 입력 신호의 위상성분 θ_k 와 한 심볼주기 이전의 위상성분 (A_{k-1}, B_{k-1})으로 새로운 위상성분 (A_k, B_k)을 어떻게 결정하는가 하는 점과 새로운 위상성분 (A_k, B_k)이 각각 5개의 신호레벨을 가져야 한다는 점이다. 표 1.에 입력정보와 위상관계에 대한 mapping rule에 대해 나타내었다.

표 1. 입력신호와 위상과의 관계

Information Signal		Phase (θ_k)
I CH	Q CH	
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

$$A_k = A_{k-1} \cos \theta_k - B_{k-1} \sin \theta_k$$

$$B_k = A_{k-1} \sin \theta_k + B_{k-1} \cos \theta_k \tag{2}$$

정보신호는 I, Q로서 (11),(01),(00),(10)의 4가지이다. 그러나 식 (2)를 사용하여 새로운 정보 A_k, B_k 를 만듦으로서 실제 전송되는 변조신호의 위상은 이전 신호와 현재 신호의 위상차에 의해서 차동적으로 결정되어 8개의 위상중 하나인 새로운 위상을 갖는다. 그러나 정보신호의 절대위상은 4가지 뿐이므로 어떤 정해진 시점에서 가질 수 있는 위상은 4가지이다.

아래 그림 2는 이상적인 $\pi/4$ -DQPSK의 신호점을 나타내고 있다.

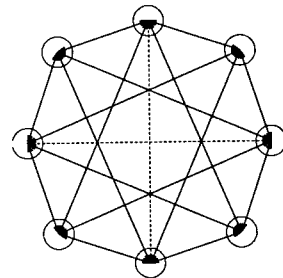


그림 2. Constellation of $\pi/4$ -DQPSK

$\pi/4$ -DQPSK 복조방식에서의 정보는 두 심볼간 반송파의 위상차에 담겨져 있고, 위상차가 항상 $\pm \pi/4$ 또는 $\pm 3\pi/4$ 중 어느 한가지 값만을 가지므로 복조는 다음 식 (2)를 이용하여 두 심볼간의 위상차를 구한후 표 2에 나타난 demapping rule을 이용하여 원래의 전송신호로 복조할 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1}(Q/I) \tag{3}$$

$$\theta = \begin{cases} \tan^{-1}(Q/I) & I \geq 0, Q \geq 0 \\ \tan^{-1}(Q/I) + \pi & I < 0 \\ \tan^{-1}(Q/I) + 2\pi & I \geq 0, Q < 0 \end{cases}$$

여기서 θ : 수신신호의 Phase ($0 \leq \theta < 2\pi$)
 I, Q : I, Q 채널의 성분 신호

표 2. $\pi/4$ -DQPSK demapper

인접 심볼 위상차(θ)	정 보	
	I 채널	Q 채널
$0 \leq \theta < \pi/2$	1	1
$\pi/2 \leq \theta < \pi$	0	1
$\pi \leq \theta < 3\pi/2$	1	0
$3\pi/2 \leq \theta < 2\pi$	0	0

2.3 OFDM

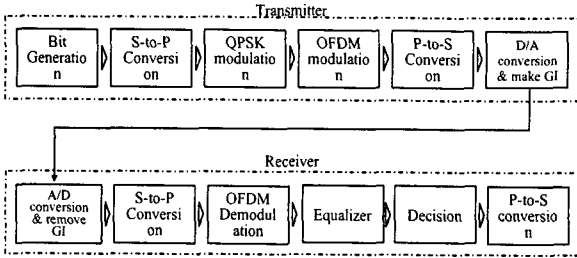


그림 3. OFDM 시스템의 구성

제안된 OFDM 시스템의 구조도가 그림 3에 보여진다. 송신단에서 전송되는 전송 OFDM 신호는 다음과 같이 주어진다[2].

$$T'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t-nT_s) e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f_k t} \quad (1)$$

여기서 n 은 시간의 첨자, N 은 부채널의 개수, T_s 는 OFDM 심벌 구간의 길이, P 는 전송되는 파워, $a_{n,k}$ 는 k 번째 부채널의 n 번째 전송되는 심벌, f_k 는 k 번째 부채널의 주파수, f_c 는 반송파의 주파수, 그리고 $g(t)$ 는 사각파의 모양을 갖는 펄스 모양 함수이다. 이러한 전송 신호는 다중경로를 갖는 무선 채널을 통해 전송을 하게 된다.

본 논문에서는 다음과 같은 이중 경로를 갖는 채널을 사용한다.

$$h(t) = \delta(t) + \alpha\delta(t-\tau) \quad (2)$$

여기서 α 는 반사파의 감쇄상수이고, τ 는 delay spread 이다. 또한, 우리는 α 는 Rayleigh 확률 변수라 가정하고, τ 는 보호구간보다 작고 uniform 확률 변수라 가정한다. 이러한 채널 모델은 직접파가 존재 하고, 여러 개의 반사파를 하나의 대표 모델로 표시 할 수 있는 Wireless LAN 환경에 매우 적합한 채널 모델이다. 이중 경로를 통해 수신되어지는 수신 신호는 채널의 응답과 Additive White Gaussian Noise(AWGN) 잡음에 의한 합으로 표시된다.

$$R'(t) = T'(t) * h(t) + n(t) \quad (3)$$

여기서 * convolution을 나타내고, $n(t)$ 는 two-side power spectral density, $No/2$ 를 갖는 AWGN 잡음이다. 여기서, 전송 신호를 사용하여 수신신호를 표현 하면 다음과 같이 주어진다.

$$R'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t-nT_s) e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f_k t} + \alpha \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t-\tau-nT_s) e^{j2\pi f_c (t-\tau)} e^{j2\pi f_k (t-\tau)} \right] + n(t) \quad (4)$$

채널을 통해 수신된 신호는, 반송파의 주파수를 곱하여 기저대역 신호로 바뀌게 된다. 여기서, 우리는 반송파의 주파수와 timing에 있어서 동기가 완벽하다고 가정한다. 이러한 가정하에서 기저대역으로 바뀌어진 수신 신호는 다음과 같이 주어지게 된다.

$$R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t-nT_s) e^{j2\pi f_c t} + \alpha \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t-\tau-nT_s) e^{j2\pi f_c (t-\tau)} e^{-j2\pi f_k \tau} \right] + n(t) e^{-j2\pi f_c t} \quad (5)$$

기저 대역으로 바뀌어진 수신 신호는 각각 OFDM 시스템의 부채널로 들어가 부채널 주파수가 곱해지고 적분기를 통과하는 Matched Filter(MF)를 지나게 된다. k 번째 부채널에서 MF를 지나서 출력신호는 다음과 같이 주어진다.

$$u_{n,k} = Pa_{n,k} + \alpha Pa_{n,k} e^{-j2\pi(f_c+f_k)\tau} + N_{n,k} \quad (6)$$

여기서 $N_{n,k}$ 는 k 번째 부채널에서의 AWGN에 의한 등가 잡음으로 Gaussian 분포를 가지게 된다[3]. 우리는 여기서 $N_{n,k}$ 가 independent identically distributed (iid) process라 가정한다. 이러한 가정에 의해서, $N_{n,k}$ 는 시간에 무관한 확률 변수인 N 으로 대체가 가능하다. 또한, 일반적으로 f_c 가 보다는 크다는 것을 이용하면, f_c 의 값이 1보다 크게 된다. 이러한 조건은 반사파에 의한 위상을 0부터 2사이의 uniform 확률 변수로 모델링 할 수 있게 한다. 이러한 가정 과 모델링을 이용하면, k 번째 부채널에서 MF 출력 신호를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u_{n,k} = Pa_{n,k} + \alpha Pa_{n,k} e^{-j\theta} + N \quad (7)$$

여기서 $u_{n,k}$ 는 단순한 one-tap 등화기를 갖지 않는 시스템에서는 decision을 위한 값으로 사용이 되고, one-tap 등화기를 갖는 시스템에서는 등화기의 입력으로 사용이 된다.

2.4 Equalizer

기존의 Stop-&-Go 알고리즘의 MSE 수렴성능을 향상시키고자 계수 조정식을 다음 식(8)과 같은 데이터 재활용 탭계수 조정 알고리즘을 적용하였다.

$$C_{n,k-1} = C_{n,k} + \alpha f_{n,k} \hat{e}_{n,k} \quad (8)$$

한 개의 필터 출력을 만들어 내는 과정에서 기존의 Stop-&-Go 알고리즘의 탭계수 값들은 한번 갱신되지만 본 논문에서 제안된 데이터 재활용 알고리즘은 한 개의 출력값을 만들어내는 과정에 재활용 버퍼에 든 데이터의 개수만큼 반복 갱신을 거치게 된다.

그림에서 재활용 버퍼 및 계수 갱신을 위한 구조를 예를 들고 있는데 여기서는 a, b 두 개의 탭계수와 2개 재활용 버퍼를 예로 구성하여 놓았다.

OFDM방식이 사용되므로 간단한 등화기를 사용하여 ISI를 현저하게 줄일수 있으므로, 본 연구에서 사용되는 등화기의 탭계수는 3개를 사용한다.

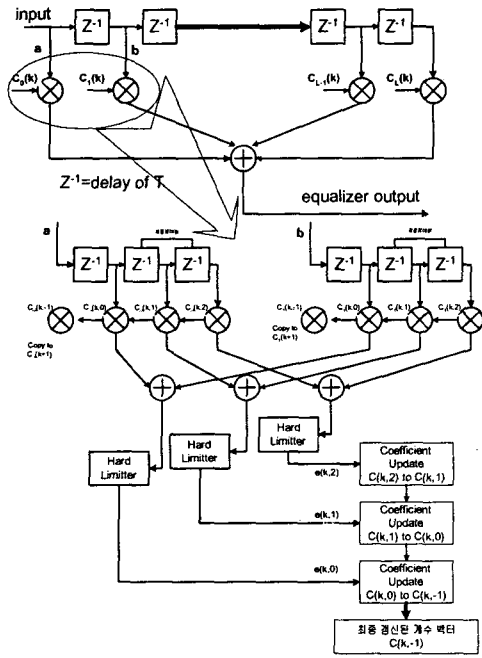


그림 4. 등화기 구성도

3. 결 론

최근 국내외적으로 차세대 무선망에 대한 관심이 고조되면서, 차세대 무선망 구성에 대하여 국내외의 많은 학교, 연구소, 기업 등에서 많은 연구가 이루어지고 있다. 특히, 차세대 코딩방식으로 알려진 LDPC 코딩 기술과 OFDM 방식이 높은 전송효율과 간단한 등화방식을 지원하는 등의 차세대 무선망에 적합한 방식으로 알려지면서 많은 관심이 모이고 있다. 본 논문에서는 이러한 LDPC 코딩방식과 $\pi/4$ -DQPSK, 데이터 재활용 등화기술이 적용된 차세대 무선망에 적용될 수 있는 OFDM 시스템을 제안하였고, 각각의 기술들에 대하여 간단히 살펴보았다. 따라서 앞으로 OFDM 방식과 관련하여 좀더 세밀한 연구가 필요하고, LDPC 코딩과 OFDM 방식에 대하여는 보다 고성능의 인코딩, 디코딩 기술에 대하여 연구가 필요하며, 또한 이러한 기술들을 하드웨어로 구현하기 위한 기술들에 대한 연구가 좀더 이루어져야 할 것이다.

[참 고 문 헌]

[1] R. G. Gallager "Low-density parity-check codes," IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-8, pp.21-28, Jan 1962.
 [2] D. J. C. MacKay and R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low density parity check codes," Electronics Letter, vol. 32, no. 18, pp.1645-1646, Aug. 1996
 [3] 김용균, 이윤철, "무선 LAN 기술 및 시장 동향" 주간기술동향, 1026호, 2001. 12. 12
 [4] 김용균, "무선 LAN 시장 현황 및 전망" 주간 기술동향
 [5] 정한욱, "무선 LAN 광중망 서비스" 정보통신 및 표준 기술동향 TTA저널 80호
 [6] 김경준 "무선 LAN 기술 및 동향분석" 경북대
 [7] "무선LAN 산업 및 기술동향" 주간전자정보 Vol.4 no.36
 [1] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
 [2] W. Hwang and K. Kim, Performance analysis of OFDM on the shadowed multipath channels, *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 44, no. 4, pp. 1323-1328, Nov. 1998