

主 題

Beyond-IMT-2000 부호화 기법

연세대학교 신민호, 임은정, 송홍엽, 김동구

차 례

요 약

- I. 서 론
- II. 블록부호(Block Code)
- III. 길쌈부호와 터보부호(Convolutional Code and Turbo Code)
- IV. AMC(Adaptive Modulation and Coding) 기술과 Hybrid-ARQ 기술
- V. Space-Time Code 및 LDPC 부호(Low Density Parity Check Code)
- VI. 향후 전망 및 결론

요 약

본 고에서는 통신 시스템에 응용되고 있는 블록부호에 대한 소개와, IMT-2000 시스템의 표준화에서 채널 부호화 기법으로 규격에 반영된 길쌈부호(Convolutional code) 및 터보부호(Turbo code)에 대하여 소개하고, 현재 3세대 이동통신 표준화에서 논의중인 Hybrid ARQ(Automatic Repeat on Request), AMC(Adaptive Modulation and Coding) 기술에 대하여 설명한다. 그리고, 고속의 데이터 전송을 요하는 4세대 이동통신 시스템의 채널 부호화 기술로 현재 활발히 연구가 이루어지고 있는 Space-Time Code 및 LDPC(Low Density Parity Check Code)에 대해 소개하고, 차세대 이동통신 시스템의 채널 부호화 기술 전반에 대하여 전망한다.

I. 서 론

현재 국제 표준화가 진행중에 있는 제3세대 이동통신(IMT-2000) 시스템은 음성 서비스와 같은 실시간 처리를 필요로 하는 경우 비트오류율(BER) 10^{-4} 이하, 40ms 지연 이내, 8~32kbps 전송률의 서비스를, 멀티미디어 데이터 전송인 경우 BER 10^{-6} 이하에서 200ms 지연과 전송률 144~2048kbps 정도의 서비스를 목표로 하고 있다. 이러한 서비스 목표와 물리 계층에서 정의된 여러 채널들을 통한 데이터 전송을 위해 다양한 부호율을 갖는 채널 부호화 기법과, 채널 에러에 대한 복원 능력이 우수한 부호화 기법이 요구된다. 이에 따라 현재까지 추진되고 있는 부호화 기법으로 부호율 1/2~1/6의 길쌈부호(convolutional code)와, 부호율 1/2~1/4의 터보부호(turbo code)가 표준화 규격에 채택되었다[19]. 여기에서, 길쌈부호는 2세대 이동통신 시스템과의 호환성과 전송률이 낮은 음성 서비스 등을 위한 부호화 기법으로 사용되고, 전송률이 높으

며 낮은 비트오류율(BER)이 요구되는 영상 등 멀티 미디어 데이터 서비스를 위해서는 터보부호를 사용하는 경향을 알 수 있다.

또한 패킷 전송의 경우 고속 전력 제어(fast power control)를 대체할 수 있는 링크 적응 기법(link adaption)으로 간섭을 억제하여 시스템 용량을 증대시키는 적응 변조 부호(AMC: Adaptive Modulation Coding) 기법과, 기존의 ARQ 기법과 채널 부호화 기술을 결합하여 고속데이터 전송시 성능의 향상을 얻으려는 Hybrid-ARQ 기법의 표준화 과정이 진행되고 있다.

4세대 이동통신 시스템에서는 정보 전송 속도 2M-150Mbps와 오류율은 음성 10^{-3} 급, 데이터는 10^{-6} 급, 영상은 10^{-9} 급으로 기대하고 있다. 이에 IMT-2000의 채널부호의 표준인 터보부호만으로는 고속의 데이터를 제한된 스펙트럼 대역폭에서 만족할 만한 오류율을 얻을 수 없기 때문에 새로운 채널부호 및 전송 방식의 연구가 필요할 것으로 의견이 모아지고 있다. 1998년 G. J. Foschini 와 M. J. Gans 는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템에서의 채널 용량을 유도하였고, 이후 단일 안테나 시스템보다 현저하게 높은 채널 용량을 제공하는 MIMO 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되어 3세대 이동통신 표준화에서도 언급되고 있다. MIMO 시스템에서의 채널 용량 증대를 위한 부호화 기법인 Space-Time Coding은 다중 안테나와 채널 부호화 기술을 결합하여 무선 채널에서 데이터율(Data Rate)과 신뢰도(Reliability)의 혁신적인 개선을 얻을 수 있는 기술이다. Space-Time coding은 송신단 전송 신호의 시공간 차원(Temporal and Spatial Dimension)을 확장함으로써 수신단에서 시공간 다이버시티(Space-Time Diversity)를 얻을 수 있으며, 기존의 기술에 비해서 부가적인 대역폭(bandwidth)이 필요없이 부호화 이득을 얻을 수 있어, 채널 용량에 있어 큰 개선을 얻을 수 있다.

한편 LDPC 부호(Low Density Parity

Check Codes)는 1962년 Gallager에 의해 처음 제안되었다. 당시의 기술력으로 구현이 불가능한 복호의 복잡도로 인해 실용화 되지 못하였으나, 1995년 Mackay와 Neal은 이를 재발견하였고, Gallager의 간단한 확률적(probabilistic) 복호법을 이용시 Shannon의 이론적 한계에 접근하는 매우 우수한 성능을 나타냄을 확인하였다. 또한, LDPC 부호를 균일하지 않게 구성할 경우에는 터보부호보다도 성능이 더 우수한 것으로 알려져 있어 낮은 BER이 요구되는 응용에서 보다 우수한 성능을 보이는 LDPC 부호가 활발히 연구되고 있다.

본 고에서는 3세대 이동통신 시스템의 부호화 기술의 표준화 동향에 대하여 설명하고, 차세대 이동통신 시스템의 채널 부호화 기술에 대하여 전망한다. 제2장에서는 블록부호의 연관된 복호법과 통신시스템에의 응용에 대해 살펴보고, 제3장에서는 3세대 이동통신 시스템의 표준에 채택된 길쌈부호와 터보부호에 대하여, 그리고 제4장에서는 AMC와 Hybrid-ARQ 기법에 대해 설명하며, 제5장에서는 차세대 이동통신 시스템의 채널 부호화 기술과 관련하여 STC와 LDPC 부호 기법에 대해 소개한다. 그리고 마지막으로 제6장에서는 채널 부호화 기술에 대한 전망으로 결론을 맺도록 한다.

II. 블록부호(Block Code)

터보부호, Space-Time 부호, LDPC 부호 등의 등장으로 기존의 블록부호는 제 4세대 이동 통신 시스템과 같은 차세대 통신 시스템에서 그 입지가 약해진 것처럼 보인다. 그러나 Reed-Solomon 부호, BCH 부호등과 같은 블록부호는 여전히 수많은 시스템에서 그 성능을 입증하고 있으며 더 나은 성능을 얻기 위한 연구가 계속되고 있다. 본 장에서는 블록부호 분야에서 고려되고 있는 성능 향상을 위한 연구들과 블록부호 기법을 이용한 다른 응용 분야에 대해

서 간략히 알아 본다.

1. 블록부호의 연판정 복호법(Soft-Decision decoding)

현 이동통신 시스템에서 널리 사용되고 있는 이진 길쌈부호는 트렐리스 다이어그램을 이용한 Viterbi 복호 알고리즘을 사용하고 있다. 이진 길쌈부호는 비이진(non-binary) 부호에 비해서 군집되어 나타나는 오류에 대해서는 오류 정정 능력이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 그런데 연집된 채널 오류에 강력한 성능을 보이고 있는 비이진 부호인 Reed-Solomon 부호는 AWGN과 같은 랜덤 에러 채널에서 길쌈부호보다 오류율 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 영역에서 약간의 성능 저하를 보이는 것으로 알려져 있다. 이처럼 AWGN 채널에서 성능 차이가 나는 이유는, 길쌈부호는 연판정 복호를 쉽게 적용하여 약 2~2.5dB의 코딩 이득을 얻을 수 있으나 기존의 Reed-Solomon 복호 방법인 경판정 대수학적 복호 방법으로는 연판정 복호를 수행하지 못하여 그만큼의 코딩 이득을 얻을 수 없기 때문이다.

이처럼, Reed-Solomon 부호와 같은 블록부호가 갖는 가장 큰 단점 중의 하나는 길쌈부호와 같은 부호에서처럼 연판정 복호(soft-decision decoding)를 하기가 어렵다는 것이다. 이러한 연판정 복호의 어려움으로 인해서 이용 가능한 정보를 사용하지 못하는데 따른 성능의 저하가 필연적이었고, 이러한 문제를 해결하기 위한 방안으로서 다음과 같은 방법들이 연구되어 왔다.

처음에는 기존의 대수학적인 방법을 이용하여 연판정 복호하고자 하는 노력이 있었다. 1966년 Forney는 대수학적인 방법으로서 일반화된 최소 거리(Generalized minimum-distance, GMD) 복호 기법[1]을 이용하여 연판정 복호를 제안하였으며, 1972년에 이와 밀접한 관련이 있는 Chase 복호 기법[2]이 Chase에 의해 제안되었다. 이러한 방

법들은 기본적으로 수신 정보의 신뢰도에 대한 보다 유연한 사용을 가능하게 하는 이레이저(eraser) 복호 기법을 확장한 것이라 할 수 있다. 1987년 Berlekamp[3]는 Reed-Solomon 부호에 적용 가능하면서도 error-only 복호와 비슷한 복잡도를 갖는 one-pass GMD 기법을 개발하였다. 이외에도 이를 변형시켜 만든 많은 기법들이 있다[4][5]. 이들 GMD 기반 알고리즘은 복잡도가 낮고 구현하기가 쉽다는 장점이 있는 반면 ML 복호 기법에 비해 특히 낮은 SNR에서 성능이 떨어지는 것으로 알려져 있다. 이에 대한 개선 방안으로서 후보 부호어의 수를 증가시키는 형태의 부가적인 과정을 거침으로서 성능의 개선을 꾀하는 방법들이 Forney와 Vardy[6], Shen과 Tzeng, Wang[7]에 의해 개발되었다.

두 번째 접근으로 길쌈부호와 동일한 복호 방법을 적용할 수 있는지에 대한 연구가 진행되었다. 1974년에 Bahl, Cocke, Jelinek, Reiviv은 일반적인 블록부호에 대한 트렐리스 다이어그램 해석법이 제안하면서 길쌈부호와 블록부호의 중요한 연관성을 발견하였다[8]. 이는 블록부호를 길쌈부호처럼 발생시킬 수 있음을 의미하며, 임의의 블록부호에 대해 트렐리스 다이어그램을 제시하여 Viterbi 알고리즘으로 복호를 수행할 수 있음을 의미한다. 1988년 Forney[9]와 Muder[10]에 의해 블록부호에 대한 unique minimal trellis가 존재한다는 것이 알려지면서 블록부호의 트렐리스 구조는 주요 연구 분야로 부상하게 되었고 그 이후에 많은 연구 결과들이 있었다[11][12]. 이러한 트렐리스 복호 기법은 ML 복호 기법으로서 그 성능이 앞의 방법보다 뛰어나지만 그 복잡도가 너무 높아서 실제로 이용하기가 어렵다는 문제점이 있으며 이를 해결하기 위해 많은 연구가 진행되고 있다[13][14].

2. 블록부호의 응용 분야

일반적으로 널리 사용되는 블록부호는 대개 선형 부호일 뿐만 아니라 순환 부호이다. 이러한 순환 부호는 수학적으로 랜덤 수열과 밀접한 관계가 있다. 이러한 관점에서 랜덤 수열의 특성을 밝히기 위한 순환 부호의 연구가 많은 관심을 받고 있다. 또한 일부 시스템에서는 오류 정정 능력 외에 다른 시스템 요구 사항에 부합하기 위해서 특정 성질을 갖는 블록부호를 요구하기도 한다. 예를 들어 OFDM 시스템의 경우 시스템의 성능을 저하시키는 큰 요인중의 하나인 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 한 방안으로서 블록부호의 사용을 고려한다[15]. 즉 채널부호화의 목적을 오류 정정 능력보다는 PAPR 감소의 목적으로 사용하면서, 동시에 오류 정정 능력까지 추가적으로 얻을 수 있는 방법들이 제안되고 있다. 여기에는 Reed-Muller 부호가 큰 역할을 한다[15].

또한 비동기식 W-CDMA 시스템에서는 이동국에서 각 셀을 효율적으로 탐색하기 위하여 3개의 채널 P-SCH(Primary Sync Channel), S-SCH(Secundary Sync Channel), CPICH(Common Pilot Channel) 등을 사용하는데, P-SCH에서는 변조되지 않은 256칩 길이를 갖는 GHG(Generalized Hierarchical Golay) 부호를 사용하고, S-SCH의 도약 코드 시퀀스로 알파벳 크기가 16이고 길이가 15인 (15,3) Reed-Solomon 부호를 사용한다. 이와 같이 블록부호의 경우 채널 부호로서의 목적 외에 다른 응용 분야에서 성능의 향상을 위해 응용되고 있다[16].

III. 길쌈부호와 터보부호 (Convolutional Code and Turbo Code)

3세대 이동통신 시스템의 표준화 작업은 비동기식

시스템의 표준인 유럽방식(W-CDMA)의 3GPP(3rd Generation Partnership Project)와 동기식 시스템의 표준인 북미방식(cdma2000)의 3GPP2의 기술 표준화 그룹에 의해 주도되고 있다. 현재 이들 표준화 그룹에서 채택한 채널 부호는 길쌈 부호와 터보부호가 있으며, 음성 서비스와 같은 저속 데이터인 경우에는 길쌈부호를 사용하고, 영상과 같은 멀티미디어 서비스를 위해 터보부호를 사용하게 된다.

1. 길쌈부호

3GPP의 전송(transport) 채널과 3GPP2의 주요 물리 채널에서의 채널 부호 구조와 부호율을 표 1, 2에 정리하였다. 두 표준에서 사용되는 길쌈부호는 구속장(Constraint length)이 9이고, 부호율 1/2, 1/3인 경우에는 IS-95 기반 시스템에서 사용되는 인코더와 같은 인코더 구조를 갖는 길쌈부호를 사용한다. 추가적으로 3GPP2에서는 채널과 전파환경(Radio Configuration), 확산율(Spreading Rate)에 따라 부호율이 1/2~1/6으로 다양하게 정의된다. 그림 1은 두 표준에서 사용되는 생성함수 753(octal), 561(octal)로 구성된 부호율 1/2인 길쌈부호의 인코더 구조와, 생성함수 557(octal), 663(octal), 그리고 711(octal)로 구성된 부호율 1/3인 길쌈부호의 인코더 구조이다. 이러한 길쌈부호는 일반적으로 Viterbi 알고리즘을 통한 최대 우도 복호(Maximum likelihood Decoding) 방식으로 복호가 이루어지게 된다.

2. 터보부호(Turbo Code)

3GPP 표준의 터보부호는 두개의 8-상태를 갖는 구성 요소 인코더(constituent encoder)와 내부 인터리버(interleaver)로 이루어진 병렬연쇄길쌈부호(PCCC: Parallel Concatenated Convolu-

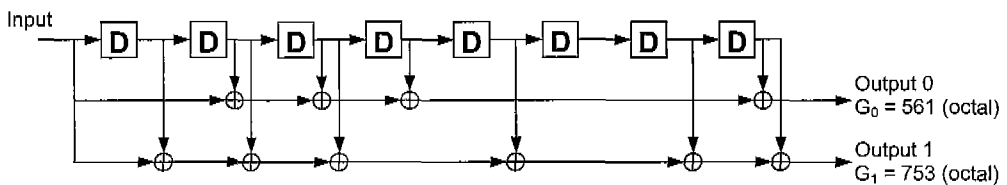
Table 1. 3GPP 규격의 채널 부호 구조와 부호율 [17],[18]

Type of Transport CH	Coding scheme	Coding rate
SCH	Convolutional coding	1/2
PCH		
RACH		
CPCH, DCH, DSCH, FACH	Turbo coding	1/3, 1/2
		1/3
	No coding	

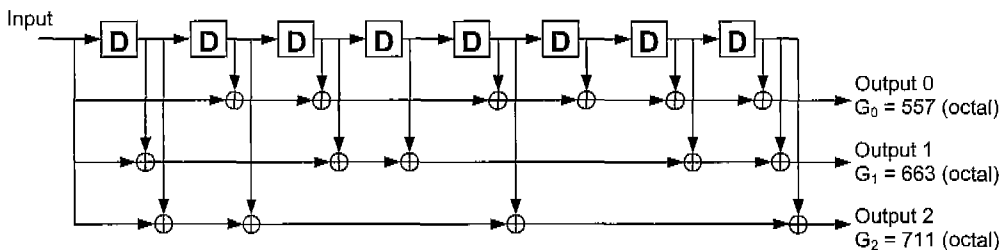
Table 2. 3GPP2 규격의 채널 부호 구조와 부호율 [19]

Type of Physical CH	Coding scheme	Coding rate
ACH	Convolutional coding	1/3
SCH, PCH		1/2
RCCCH, RDCCH		1/4
FCCCH		1/2, 1/3, 1/4
FDCCH		1/2, 1/3, 1/4, 1/6
RFCH		1/2, 1/3, 1/4
FFCH		1/2, 1/3, 1/4, 1/6
RSCH		Convolutional coding or Turbo coding ($N \geq 360$)
FSCH	Convolutional coding	1/2, 1/3, 1/4, 1/6
	Turbo coding ($N \geq 360$)	1/2, 1/3, 1/4

Note: N is the number of channel bits per frame



(a) Rate 1/2 convolutional coder



(b) Rate 1/3 convolutional coder

그림 1. 부호율 (a)1/2, (b)1/3인 길쌈부호의 인코더 구조 [17]

tional Code)로 부호율은 1/3이다. 두개의 동일한 8-상태 인코더의 전달함수(transfer function)는 $G(D)=[1, g_1(D)/g_0(D)]$ 이고, $g_0(D)=1+D^2+D^3$, $g_1(D)=1+D+D^3$ 로 이루어져 있다.

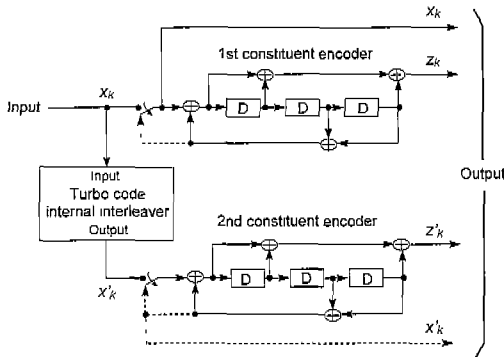


그림 2. 3GPP의 부호율 1/3 터보부호의 구조(점선은 트래버스 터미네이션시 적용) [17]

터보부호의 복호기 구조는 일반적으로 MAP (Maximum a posteriori) 복호기와 연접 에러 확산을 위한 인터리버, 디인터리버의 결합으로 구성된다. MAP 복호 알고리즘을 사용하여 재귀적 구조의 연산이 가능하고, 부가 정보(extrinsic information)를 이용한 반복 복호와 soft input/soft output 복호를 통해 반복 회수가 증가함에 따라 BER(Bit Error Rate)성능을 향상시켜 Shannon 한계(limit)에 근접하는 성능을 보인다 [20]. 각각의 MAP 복호기는 정보 비트(systematic data)와 잉여 비트(parity bit), 부가 비트(extrinsic bit)를 입력으로 받아들여 각 비트에 대

한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 발생시킨다. 이 LLR을 구성하고 있는 부가정보는 반복 복호시 다음 복호단의 사전 정보가 되어 복호의 신뢰도(reliability)를 높이게 된다. 그림 3은 이러한 복호기 구조를 나타내었다.

한편 3GPP2 표준에서 터보부호는 360 또는 그 이상의 정보 비트 들을 포함하는 프레임에 대하여 사용된다. 터보부호화기는 부호율 1/2, 1/3, 1/4에 대하여 공통의 구성 요소 인코더로 이루어져 있으며, 구성 요소인 각각의 길쌈부호는 다음과 같은 전달함수(transfer function)로 표현된다.

$$G(D) = \left[1 \quad \frac{n_0(D)}{d(D)} \quad \frac{n_1(D)}{d(D)} \right] \quad (1)$$

여기서 $d(D)=1+D^2+D^3$, $n_0(D)=1+D+D^3$, $n_1(D)=1+D+D^2+D^3$ 이다. 이러한 인코더 구조에서 각각의 부호율을 얻기 위해 인코더의 출력에 다양한 펄칭(puncturing)이 적용된다.

그림 4는 3GPP2의 순방향 링크의 성능 곡선이다. 20ms 프레임에 대하여 데이터 전송율이 19.2, 76.8 그리고 153.6kbps일 때 AWGN 채널과, 도플러 확산(Doppler spread)을 포함한 페이딩 채널에서의 전산 실험결과이다. AWGN 채널하에서는 길쌈부호는 데이터 전송율에 민감하지 않으나, 터보부호는 데이터 전송율이 커짐에 따라 프레임의 크기가 커지므로 성능이 개선됨을 알 수 있다. 또한 이동 채널 환경에서 길쌈부호와 터보부호는 BER 측면에선 성능의 차이가 뚜렷하지 않으나, FER(Frame Error Rate) 측면에서는 터보부호의 성능이 우수함을 알 수 있다. 이는 고속 데이터 전송인 경우에는 채널 부호화 기법으로 터보부호를 사용하는 것이 길쌈부호에 비해 성능면에서 더 장점이 있다는 것을 의미한다.

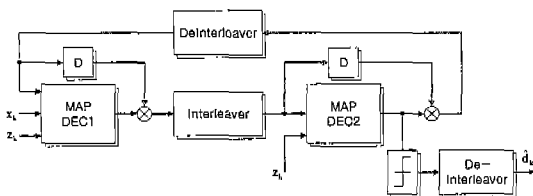


그림 3. 터보 복호기의 구조

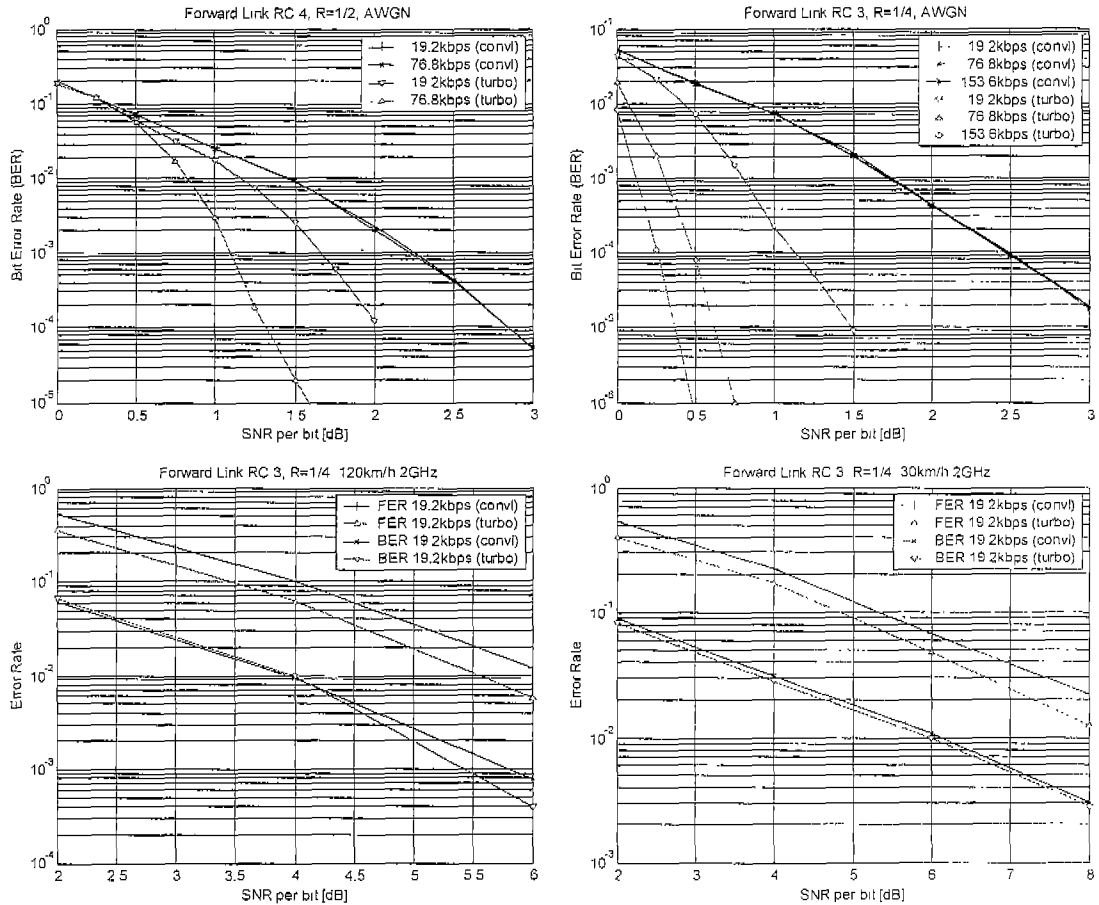


그림 4. 3GPP2의 순방향 링크에서 길쌈부호와 터보부호의 성능

IV. AMC(Adaptive Modulation and Coding) 기술과 Hybrid-ARQ 기술

셀룰라 통신 시스템에서 UE에 의해 수신되는 신호의 품질은 주 기지국과 인접 기지국간의 거리, 경로 손실 지수, 쉐도잉(shadowing), 페이딩과 같은 수많은 요소에 의해 결정된다. 시스템 용량이나 최대 데이터 전송율, 커버리지 신뢰도 등을 향상시키기 위해서는 각각의 사용자에게 전송되거나 혹은 사용자로부터 전송되는 신호가 채널의 변화를 고려하기 위해서 링크 적응(link adaptation)이라는 과정을 통해서 수정될 필요가 있다. 전통적으로 CDMA 시스

템에서는 이러한 링크 적응 기법으로 고속 전력 제어(fast power control)를 사용해왔는데, 최근에 이에 대한 대체 기법으로서 전체적인 시스템 용량의 증가를 가져올 것이라 기대되는 적응 변조 및 코딩(Adaptive modulation and coding, AMC) 기법과 Hybrid-ARQ 기법이 제시되었고, 현재 3세대 이동통신의 고속 패킷 전송에서 표준화 작업이 진행 중에 있다[21].

1. Adaptive Modulation and Coding(AMC)

AMC 기법의 기본 원리는 변조(modulation)

방식과 코딩 기법을 각 사용자의 채널 조건의 변화에 맞추어 바꾸는 것이다. AMC기법을 통해서 전송 신호의 전력은 한 프레임 구간동안 일정하게 유지되고, 현재 수신된 신호의 질 혹은 채널 조건에 맞도록 변조 방식(modulation)과 코딩의 형태가 변화한다. AMC를 사용하는 시스템에서 일반적으로 어떤 노드 A에 가까운 사용자는 높은 차수의 변조기법과 부호율이 높은 부호화 기법을 사용하고, 노드에서 멀어짐에 따라 변조율과 부호율이 감소한다. AMC의 주요 장점을 살펴보면 다음과 같다.

- 1) 특정 위치에 있는 사용자는 더 높은 데이터 전송율을 보장받을 수 있다. 결과적으로 셀의 평균 처리율(throughput)이 증가한다.
- 2) 전송 전력을 제어하는 대신 변조/코딩(modulation/coding) 형태를 변화하는 링크 적응 기법을 사용함으로써 간섭의 변화가 감소한다.

이러한 장점을 갖는 AMC를 구현하는 데에는 몇 가지 난점이 있는데, 그 중 하나가 AMC는 채널 추정 오류와 지연에 민감하다는 것이다. 적절한 변조 방식을 선택하기 위해서는, 송신단의 채널 상태를 알아야 한다. 따라서 채널 추정에서의 오류는 스케줄러로 하여금 잘못된 전송율을 선택하게 하고 너무 높은, 혹은 너무 낮은 전력으로 전송하게 하여 시스템 용량을 낭비하거나 불룩 오류율을 증가시킨다. 채널 측정에서의 지연은 꾸준히 변화하는 이동 채널 때문에 채널 질 추정의 신뢰도를 감소시킨다. Hybrid ARQ는 요구되는 MCS 레벨의 수와 채널 측정 오류와 트래픽 변화에 대한 민감도를 감소시킴으로써 AMC의 구현을 가능하게 한다.

2. Hybrid Automatic Repeat on Request (H-ARQ)

Hybrid ARQ는 기존의 ARQ기법과 FEC (Forward Error Correction)기법을 혼합한 기법으로서 수신기의 요구에 따라 송신하는 채널 부호

율을 변화하여 전송함으로써 이동 무선 고속 데이터 전송시의 성능을 향상시킬 수 있을 것으로 기대되는 기법이다. 가장 간단한 Hybrid ARQ는 Chase Combining이라 불리는 것으로서 동일한 부호율로 부호화된 데이터 패킷을 반복 전송하여 복호기가 복호전에 신호 대 잡음 전력비에 따라 가중치를 주어 수신한 데이터 패킷을 결합하도록 하는 방법인데, 이 방법은 일종의 디버시티 이득을 주는 방법이라 할 수 있고 구현이 쉽다는 장점이 있다[21]. 일반적으로 고려되는 Hybrid-ARQ는 H-ARQ-type II/III라 불리는 기법으로서 Chase combining에서 동일한 패킷을 반복 전송하는 것과 달리, 첫번째 시도에서 실패하였을 때 추가적인 잉여 정보를 단계적으로 증가시켜 보내는 기법이다. Type II와 Type III의 다른 점은 Type III의 경우 각각의 재전송되는 패킷이 자체적으로 복호가 가능하다는 것이다.

3GPP1의 Release99에서는 일반적인 구조와 요구되는 시그널링등을 지원하기 위해서 상위계층과 물리계층을 위한 기준이 연구되었다. 또한 RAN WG2에 의해 이후의 RLC 프로토콜에서 H-ARQ type II/III를 지원하기로 결정되었으며 RAN WG1에서는 H-ARQ type II/III를 위한 물리계층 측면이 간략하게 논의되었다[22].

전 절에서 이미 언급했듯이, AMC를 구현하는 것은 정확한 채널 측정과 지연이라는 문제의 해결을 필요로 한다. H-ARQ는 자체적으로 순간적인 채널 조건에 적응하여 동작하며 채널 측정 오류나 지연에 큰 영향을 받지 않는다. 이러한 두 기법의 특성이 결국 두 기법을 함께 사용했을 때 더 좋은 결과를 가져오리라는 것을 쉽게 짐작하게 해준다. 두 기법을 결합하여 사용할 때, AMC는 큰 테두리에서의 데이터 전송율을 결정하고 H-ARQ는 여기에 채널 조건을 기반으로 한 정확한 데이터 전송율 조정의 기능을 제공한다.

윈도우 기반 선택 반복(Selective Repeat, SR) 프로토콜은 RLC R99를 포함한 많은 시스템에서 사

용되는 공통된 ARQ 프로토콜이다. SR은 일반적으로 시간 지연에 둔감하며 오류가 있는 블록만을 재송신한다는 특성을 가지고 있다. 이러한 기능을 수행하기 위해서 송신하는 각 블록을 구분하기 위한 순서수를 사용해야 하는데, SR은 사용가능한 채널 용량을 모두 사용하기 위해 1라운드 트립 피드백 지연(round trip feedback delay) 시간동안 전송되는 블록의 개수보다 더 큰 최대 블록 순서 수(MBSN)을 사용한다. 피드백 지연 시간이 더 길수록 MBSN도 더 커야 한다. 그러나 H-ARQ일 때에는 이를 구현하는 데 몇 가지 어려움이 있다.

- UE의 메모리 요구량이 크다. : 최대 MBSN 블록이 메모리에 저장될 수 있어야 한다. 따라서 MBSN이 클수록 UE에서의 메모리 요구량이 급격히 증가하며 결국 단말기의 비용을 높게 된다.
- H-ARQ에서는 수신기가 각 전송의 순서 수를 정확하게 결정해야 한다. 따라서 이를 위해서 순서 정보를 보호하기 위해 독립된 강한 부호가 순서 정보를 인코딩하는데 사용된다. 이는 결국 시그널링에 필요한 대역폭을 늘리게 된다.

Stop-and-Wait(SAW) 프로토콜은 가장 간단한 ARQ의 한 형태로서 송신기는 현재의 블록이 제대로 수신될 때까지 현재의 블록만을 처리한다. 따라서 이 프로토콜은 현재 블록인지 다음 블록인지만을 구분하는 1비트 순서 수만을 가지고도 충분히 운

영될 수 있다. 그 결과 제어를 위한 오버 헤드는 최소가 되고 메모리 요구량도 최소가 된다. 이 프로토콜의 최대 문제는 매 전송마다 송신기는 다음 블록을 전송하기 전에 현재 블록에 대한 ACK를 수신해야 한다는 것이다. 결국 이 동안에는 채널은 Idle 상태로 남아있게 되고 이는 시스템 용량이 낭비된다는 것을 의미한다. 이에 대한 해결책으로서 stop-and-wait 프로토콜을 병렬화하여 채널이 Idle 상태에 있을 때에는 독립된 H-ARQ 프로토콜을 구동시키는 N-채널 stop-and-wait 프로토콜이 있다. 한 프로토콜이 순방향 링크를 점유하고 있을 때 동시에 다른 프로토콜이 역방향 링크를 점유하는 것이 가능하므로 시스템 용량의 낭비가 없다. 그러나 이 기법에서는 수신기가 N 블록을 저장할 수 있어야 한다.

다음 그림은 4-채널 stop-and-wait H-ARQ의 동작을 예를 들어 표현한 것이다. 그림에서 Node B는 7개의 패킷을 UE1에, 1개의 패킷을 UE2에 보내려 하고 있다. 각 패킷은 다른 패킷이 전송되는 동안 ACK를 받으며 따라서 순방향 링크 채널에서의 시스템 용량의 낭비를 막을 수 있다. 이 그림에서 각 사용자를 향한 패킷은 현재의 전송이 끝날 때까지 기다리지 않고 바로 전송된다. 이러한 의미에서 이 방식은 비동기식이라고 할 수 있으며 수신기는 패킷이 어느 H-ARQ 프로세스에 속하는지 알아야 한다. 이를 위해서 이 정보가 HSDPA 제어 채널을 통해서 송신된다.

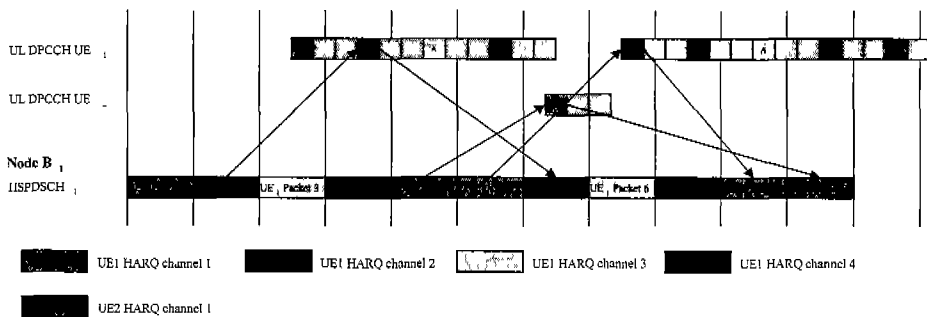


그림 5. N-채널 stop-and-wait HARQ 방식의 원리 (N=4) [24].

Hybrid ARQ에서 사용되는 오류 정정 기법은 초반에서 길쌈부호가 주로 논의되었다[23][24]. 이후 Release99에서 터보부호가 오류 정정 부호로 채택됨으로써 길쌈부호뿐만 아니라 터보부호를 사용하는 Hybrid ARQ의 연구가 필요하게 되었다. 터보부호가 10^{-6} 까지의 낮은 BER에서 길쌈부호보다 더 좋은 성능을 보이지만 UE와 UTRAN에서의 특정 서비스는 10^{-6} 보다 더 낮은 BER을 요구하기도 한다. 따라서 고속 데이터 서비스가 요구되는 경우에는 대부분 터보부호를 이용한 Hybrid ARQ의 이용을 사용할 것이다.

V. Space-Time Code 및 LDPC 부호 (Low Density Parity Check Code)

현 PCS 및 디지털 셀룰라 시스템이 음성 위주의 서비스를 위한 기술인 것에 반해서 IMT-2000 및 1xEV[25, 26, 27] 시스템에서는 주로 고속의 패킷 데이터 전송기술 개발에 중점을 두고 있다. 특히 1xEV 시스템에서는 기존의 협대역 CDMA 기술을 기반으로 해서 6Mbps[28, 29, 30] 까지 전송하는 기술을 연구 중에 있다.

4세대 이동통신시스템에서 채널 부호화 기술에 대한 언급은 터보부호를 제외하고는 아직 언급되지 않고 있으나 국외 채널코딩 전문가 그룹에서는 새로운 오류정정 부호에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 차세대 이동통신시스템에서는 정보 전송 속도 2M~150Mbps와 오류율은 음성 10^{-3} 급, 데이터는 10^{-6} 급, 영상 10^{-9} 급으로 기대하고 있다. 하지만, 현재 IMT-2000의 채널부호의 표준인 터보부호로는 만족할만한 오류율을 얻을 수 없기 때문에 새로운 채널부호에 대한 연구가 필요할 것으로 의견이 모아지고 있다. 이에 따라 고속 데이터 전송을 위해 Space-Time Code가 연구 중에 있고, 낮은 BER에서 터보부호보다 우수한 LDPC 부호가 대안으로

거론되고 있다.

1. Space-Time Code

고속의 데이터 전송을 요하는 차세대 이동 통신 시스템에서는 현재의 시스템들이 제공하는 것보다 현저하게 높은 채널 용량(Channel Capacity, bps/Hz)을 필요로 한다. 이를 가능하게 하는 한 가지 방법은 사용자 터미널(User Terminal)에 다중 수신안테나(Multiple Receive Antennas)를 사용하여, 간섭(Interference)을 제거할 수 있게 함으로써 전력 효율적인 데이터 전송을 하는 것이다. 그러나, 이 방법은 전송 파형(Transmitted Waveform)의 스펙트럼 효율이 제한되므로 새로운 용량(capacity) 한계에 도달한다. 이를 극복할 수 있는 가능한 방법은 전송단 또한 다중 안테나를 사용하는 방법이다. 결과적으로 이 시스템은 송·수신단이 모두 다중 안테나를 갖는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템이 된다.

Space-Time 코딩(STC)은 다중 안테나와 채널 부호화 기술이 결합되어, 무선 MIMO 채널에서 데이터율(Data Rate)과 신뢰도(Reliability)의 혁신적인 개선을 얻을 수 있는 기술이다. Space-Time 코딩은 송신단 전송 신호의 시공간 차원(Temporal and Spatial Dimension)을 확장함으로써 수신단에서 시공간 다이버시티(Space-Time Diversity)를 얻을 수 있다. 또한, 기존의 기술에 비해서 부가적인 대역폭(bandwidth)이 필요없이 부호화 이득을 얻을 수 있어, 채널 용량에 있어 큰 개선을 얻을 수 있다.

단일 송신 및 수신 안테나를 사용한 통신 시스템의 AWGN 채널 용량은 Shannon Hartley의 정리에 의해서 널리 잘 알려져 있다[31]. 다음 수식 (2)는 Shannon의 채널 용량의 수식으로 bit/sec/Hz의 단위로 표시하였다.

$$C = \log_2(1 + S/N) \text{ bit/sec/Hz} \quad (2)$$

여기서, S/N 은 수신단의 신호 대 잡음의 전력 비이다. 수식에서 보는 것처럼 AWGN 채널에서 수신 SNR이 3dB 증가 함에 따라서 2bit/sec/Hz의 용량이 증가 된다. 다수의 송신 안테나와 수신 안테나를 사용한 통신 시스템의 채널용량에 대한 수식은 [32, 33, 34]에 제시되었는데, 특히 송수신간의 페이딩 채널이 주파수 비선택적이면서 페이딩율이 낮아 데이터 burst 구간동안에 채널 페이딩이 변화하지 않는 경우, MIMO 시스템의 채널 용량은 G.J. Forchini와 M.J. Gans의 의해서 아래 수식 (3)에 제시되었다.

$$C = \log_2 \det (I_{n_R} + (\rho/n_T) \cdot HH^T) \text{ b/s/Hz} \quad (3)$$

여기서, ρ 는 수신 안테나 당 SNR이고 n_T 는 송신 안테나 개수, n_R 은 수신 안테나의 개수, H 는 채널 매트릭스(matrix)이다. 주파수 비선택적 MIMO 시스템의 Shannon 채널용량은 채널 매트릭스(matrix)의 확률밀도함수로 평균을 취하여 구해야 하기 때문에 closed form 수식으로 채널 용량을 구하기가 용이하지 않으므로, 채널 매트릭스를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 발생시키고, 위 식의 용량에 대한 CDF (cumulative distribution function)를 얻어 CDF가 $x\%$ 되는 채널 용량 값을 구하여 $x\%$ outage 채널 용량이라 한다. 이때, $x\%$ 채널 용량은 전송 시간 중 $x\%$ 가 목표(target) 용량을 만족시키지 못하는 것을 의미한다. 이처럼 outage 용량을 이용하여 MIMO시스템의 채널 용량을 설명하는데 사용하고 있다.

SIMO(single input multiple output)나 MISO(multiple input single output) 시스템의 경우 송신 또는 수신 안테나 수를 증가하는 경우

outage 채널 용량은 포화(saturation) 되는 현상이 있으나, 송수신 안테나의 수가 같은 MIMO의 경우 outage 채널 용량은 수신 SNR을 3dB 증가시키면 안테나 수 만큼의 outage 채널 용량 증가를 얻게 된다.

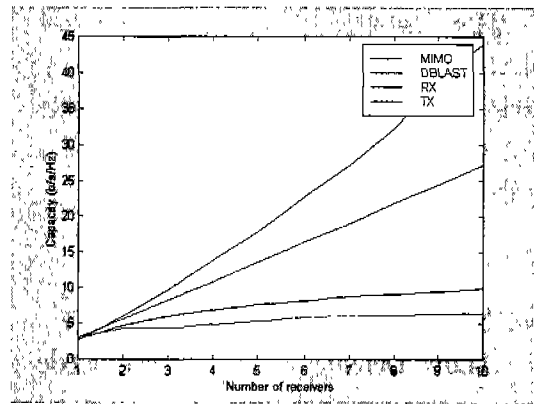


그림 6. MIMO performance(capacity (b/s/Hz))

요즘 연구되고 있는 MIMO 시스템에 적용한 Space-Time Code은 다음과 같이 간략히 정리할 수 있다.

1996년에 Bell Labs의 Foschini[35, 36]는 MIMO 시스템의 Lower bound를 제시하고, 이를 얻은 송신 전송 방식 및 수신 신호 처리 방식인 Diagonal Bell Labs Layered Space-Time (D-BLAST) 구조를 제시하였다. 1999년에 [37, 38, 39]에서 이보다 H/W가 간단화된 Vertical Bell Labs Layered Space-Time Architecture(V-BLAST)를 제시하였다. D-BLAST와 V-BLAST는 최근 1xEV-DV의 표준화에서 Lucent Tech.가 두개의 송수신 안테나를 사용하여 614kbps~6Mbps의 데이터 전송을 위한 MIMO 시스템[28, 29, 30]으로 제안하고 있다. 이 BLAST 방식은 다른 Space-Time 구조에 비해 간단한 복잡도를 가지고 원하는 전송율을 얻을 수 있는 장점을 가지고 있다. 하지만 최대 디버시티를 얻

을 수 없기 때문에 성능이 저하되어 이에 대한 보안이 요구된다.

AT&T의 Calderbank와 Naguib는 부호화 이득과 다이버시티(diversity) 이득을 동시에 얻기 위한 space-time 부호 및 MAP 복호 방식을 제시하였다. [40, 41]에서는 TCM을 위주로 한 space-time 부호 방식으로 연구하였고, [42, 43, 44]에서는 orthogonal design을 이용해서 코딩 이득과 다이버시티 이득을 동시에 얻을 수 있는 space-time 블록 부호를 제안하였다. AT&T의 Calderbank와 Naguib 그리고 Tarokh이 제안한 채널부호와 MIMO 시스템을 접목시킨 Space-Time 부호는 BLAST 방법에 비해 빠른 전송율을 보장할 수는 없지만 많은 성능 향상을 보이고 있다.

위의 두 space-time 구조의 장점을 접목시키는 방법이 또 하나의 방향으로 진행되고 있다. 입력 stream 전체를 다수의 부그룹(subgroup)으로 나누어 이들에 대해서 space-time 코딩을 설계[43]한 준 최적의 space-time 코딩을 제안하였다. 이때는 각각의 부그룹(subgroup) 출력에 대해서 V-BLAST나 D-BLAST를 적용함으로써 각 그룹 안테나간의 간섭 제거(interference cancellation)와 nulling을 통해서 전체(full) 다이버시티를 얻을 수 있으나, 코딩 이득은 준 최적 값만 얻을 수 있다.

MIMO 시스템을 이용한, 주파수 효율이 매우 높은 space-time 부호는 안테나의 수를 증가시킴으로써 다중 단계(level) 변조 방식을 사용하지 않고도 데이터율을 높일 수가 있기 때문에 차세대 초고속 데이터 전송 시스템처럼 많은 사용자가 고속으로 데이터를 전송하는 시스템에 적합하다.

2. LDPC 부호(Low Density Parity Check Code)

1962년 Gallager에 의해 처음 제안된 LDPC 부호(low density parity check codes)는 패러

티 검사행렬 H의 원소들의 대부분이 0인 선형블록부호(linear block code)로서 당시의 기술력으로 구현이 불가능한 복호의 복잡도로 인해 오랫동안 잊혀져 왔다. 1995년 Mackay와 Neal은 이를 재발견하였고, Gallager의 간단한 확률적(probabilistic) 복호법을 이용하여 성능이 매우 우수함을 보였다. 또한, $q > 2$ 일 때 LDPC 부호를 $GF(q)$ 상에서 균일하지 않게 구성할 경우에는 터보부호보다도 성능이 더 좋아짐을 보였다. LDPC 부호의 패리티 검사행렬은 1의 개수가 매우 적기 때문에 매우 큰 블록크기에서도 반복 복호를 통하여 복호가 가능하며 블록크기가 매우 커지면 터보부호처럼 Shannon의 채널 용량 한계에 근접하는 성능을 보인다. 그림 7에서 성능 곡선은 부호길이 100,000 이며 부호율 1/2인 LDPC 부호와 터보부호의 성능을 보여준다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 Irregular LDPC 부호가 Shannon limit에 가장 근접함을 알 수 있다.

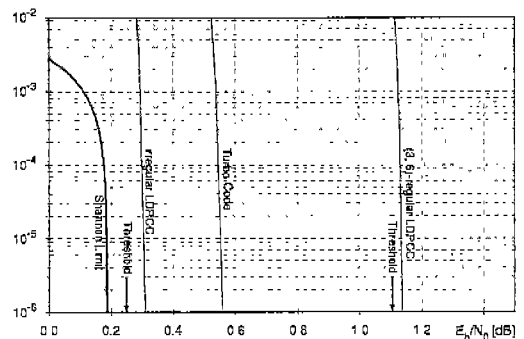


그림 7. LDPC와 터보부호의 성능 비교 [45]

또한 LDPC 부호가 터보부호에 비해 장점으로는 첫째, 터보부호의 경우는 작은 최소거리로 인해 검출되지 않는 오류가 많이 발생하는데 반해, LDPC 부호는 블록크기가 커질수록 최소거리가 커지기 때문에 신호대 잡음비(SNR)가 큰 경우에는 오증검출(syndrome detection)을 통해 반복 복호로 정정되지 않은 오류들을 대부분 검출할 수 있다. 둘째, 복

호 복잡도가 터보부호에 비해 매우 적다. LDPC 부호는 매우 큰 최소거리로 인하여 터보부호에 비해 매우 낮은 FER을 갖는다. 또한 구성부호가(7,5) 길썩 부호인 가장 간단한 터보부호보다도 훨씬 적은 약 0.18배의 연산만으로도 주어진 비트의 LLR(Log Likelihood Ratio)값을 생성해낸다. 일반적으로 터보부호보다 약 3배의 반복 복호를 해야 BER이 수렴하므로 이를 감안하면(7,5) 터보부호와 비교하였을 때 1/2 정도의 복잡도를 갖는다. 셋째 sparse matrix에 의한 완전 병렬 처리(Fully parallelizable process)로 눈에 띄는 속도 향상을 얻는다. 넷째 터보부호는 낮은 무게(low weight)에 의한 error floor 현상이 발생하지만 LDPC 부호는 좋은 거리특성 error floor 현상이 나타나지 않는 장점이 있다. 그 이외에도 LDPC 부호는 부호율의 가변이 터보부호에 비해 매우 간단하다. 그러나 단점으로는 인코딩 복잡도가 매우 높아 처음에는 구현 불가능하였으나 약간의 성능감소가 있지만 Cascade방식이나 triangular form 방법을 통해 복잡도 감소 방안 등이 발표되고 있다 [46][47].

일반적으로 터보부호는 낮은 SNR에서 LDPC 부호는 높은 SNR에서 좋은 성능을 보인다. 대략 BER 10^{-4} ~ 10^{-6} 에서 두 부호의 성능곡선이 교차한다. 따라서 LDPC 부호의 경우 BER 10^{-6} 이하의 고품질의 신뢰도를 요구하는 4세대 통신 시스템에 적합하다고 할 수 있다.

VI. 향후 전망 및 결론

현재 국제 표준화가 진행 중에 있는 제3세대 이동통신(IMT-2000) 시스템은 음성 서비스와 같은 실시간 처리를 필요로 하는 경우 BER 10^{-4} 이하, 40ms 지연 이내, 8~32kbps 전송률의 서비스를, 멀티미디어 데이터 전송인 경우 BER 10^{-6} 이하에서

200ms 지연과 전송률 144~2048kbps 정도의 서비스를 목표로 하고 있다.

4세대 이동통신 시스템에서는 정보 전송 속도 2M-150Mbps와 오류율은 음성 10^{-3} 급, 데이터는 10^{-6} 급, 영상은 10^{-9} 급으로 기대하고 있다. 이에 IMT-2000의 채널부호의 표준인 터보부호만으로는 고속의 데이터를 제한된 스펙트럼 대역폭에서 만족할 만한 오류율을 얻을 수 없기 때문에 새로운 채널부호 및 전송 방식의 연구가 필요하다.

차세대 초고속 데이터 전송 시스템은 단일 사용자가 아닌 많은 사용자가 고속으로 데이터를 전송하는 시스템으로 주파수 사용이 효율적이어야 한다. 이 요구를 만족시키기 위해서는 MIMO 시스템을 이용한 주파수 효율이 매우 높은 Space-Time Code의 개발이 중요하며, 또한 차세대 이동통신에서 요구하는 영상과 데이터 전송을 위한 오류율을 만족할 수 있는 부호가 요구되는데 이러한 부호로 LDPC 부호가 적합하다.

차세대 무선데이터 전송기술은 주파수 대역을 효율적으로 사용하면서도, 신뢰성이 있는 (10^{-1} ~ 10^{-3} FER 이하)의 통신성능을 제공할 수 있는 기술이다. 특히 신뢰성 있는 데이터 전송을 위해서는 물리 계층에서의 오류 정정 기술 및 MAC(Medium Access Control)에서의 오류 제어 기술과, RLP(Radio Link Protocol) 및 TCP 계층에서의 오류 제어 기술이 이동통신 채널환경에 맞도록 적응적으로 개발되어야 할 것이다.

※ 참고문헌

- [1] G. D. Forney Jr., Concatenated Codes, ser. M.I.T. Research Monograph no. 37, Cambridge, MA: MIT Press, 1966.
- [2] D. Chase, "A class of algorithms for decoding block codes with channel

- measurement information," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 170-182, Jan. 1972.
- [3] E.R. Berlekamp, "Soft decision Reed-Solomon decoder," U.S. Patent 4821268, Apr. 1987.
- [4] K. Araki, M. Takada, and M. Morii, "The efficient GMD decoders for BCH codes," IEICE Trans. Inform. Syst., vol. E76-D, no. 5, pp. 594-604, May 1993.
- [5] N. Kamiya, "On multisequence shift register synthesis and generalized minimum distance decoding of Reed-Solomon codes," Finite Fields Theore Appl., vol. 1, no. 4, pp. 440-457, Oct. 1995.
- [6] G.D. Forney Jr. and A. Vardy, "Generalized minimum distance decoding of Euclidean-space codes and lattices," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 42, pp. 1992-2026, Nov. 1996.
- [7] B.-Z. Shen, K.K. Tzeng, and C. Wang, "A bounded distance decoding algorithm for binary linear block codes achieving the minimum effective error coefficient," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 42, pp. 1987-1991, Nov. 1996.
- [8] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv "Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Probability," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-20, pp. 284-287, March 1974.
- [9] G. D. Forney Jr, "Coset codes II: Binary lattices and related codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 34, pp. 1152-1187, 1988.
- [10] Douglas J. Muder, "Minimal Trellis for Block Codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 34, no. 5, pp. 1049-1053, September 1988.
- [11] G. D. Forney Jr, "Dimension/length profiles and trellis complexity of linear block codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 40, pp. 1753-1772, 1994.
- [12] G. D. Forney Jr, M. D. Trott, "The dynamics of group codes: state spaces, trellis diagrams and canonical encoders," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 39, pp.1491-1513, 1993.
- [13] T. Kasami, T. Takata, T. Fujiwara and S. Lin, "On the optimum bit orders iwht respect to the state complexity of trellis diagram for binary linear codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 39, no. 1, 1993, pp. 242-245.
- [14] B. Honary, G. Markarian and P. G. Farrell, "Generalised array codes and their trellis structure," Electronics Letters, vol. 29, 1993, no. 6, pp. 541-542.
- [15] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, "Minimization of Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding," IEEE Vehicular Technology Conference, July 1995, Vol. 2, pp. 825-829.
- [16] 3rd Generation Partnership Project,

- "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)," 3GPP Technical Specification, TS 25.211, V4.0.0, Mar., 2001.
- [17] 3rd Generation Partnership Project, "Multiplexing and channel coding (FDD)," 3GPP Technical Specification, TS 25.212, V4.0.0, Mar., 2001.
- [18] 3rd Generation Partnership Project, "Multiplexing and channel coding (TDD)," 3GPP Technical Specification, TS 25.222, V4.0.0, Mar., 2001.
- [19] IS-2000.2, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems Release A. TIA, June, 2000.
- [20] C. Berrou, A. Galvieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error correcting and decoding: turbo-codes," in proceedings of IEEE Int. Conf. on Commun. pp. 1064-1070, May 1993.
- [21] D. Chase, "Code Combining: A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans. On Commun., Vol. 33, pp. 593-607, May, 1985.
- [22] "Support of Hybrid ARQ Type II/III in the physical layer," Siemens AG, TSGR1#4(99)355.
- [23] "Initial evaluation of packet coding in the context of Hybrid ARQ," CSEM/Pro Telecom, SMG2 UMTS L1 595/98.
- [24] "Power allocation and packet size impacts in Hybrid ARQ techniques for the UTRA FDD Mode." CSEM/Pro Telecom, SMG2 UMTS L1 483/98.
- [25] A. Jalali, R. Padovani and R. Pankaj, "Data Throughput of CDMA-HDR a high efficiency-high data rate personal communication wireless system," IEEE VTC, Vol. 3, pp.1854-1858, 2000.
- [26] P. Bender, P. Bick, M. Grob, and R. Padovani, "CDMA/HDR: a bandwidth efficient high speed wireless data service for nomadic users," IEEE Commun. Magazine, Vol. 38, pp. 70-77, July 2000.
- [27] cdma2000 high rate packet data air interface specification PN-4875(to be published as TIA/ELA/IS-856, Ballot resolution version, Sept. 2000.
- [28] 3G 1xEV-DV Air Interface Specification, O3G Sunay, September 20 2000.
- [29] Multiple Antenna Solutions for Packet Data in 1xEV-DV, Achilles Kogiantis, Harish iswanathan, Howard Huang, September 20 2000.
- [30] Proposed 1xEV-DV physical layer delta specification Rev 3, Alan Jette, Faisal Shean, Motorola, Nokia, LSI Logic, Texas Instruments, Dot Wireless
- [31] John M. Wozencraft and I. M. Jacobs, *Principles of communication engineering*, John Wiley & Sons, Inc., New York London Sydney
- [32] M.S. Pinsky, "Information and Information Stability of Random Process-

- es." Holden Bay, San Francisco, Chapter 10, 1964.
- [33] S. Kullback, "Information Theory and Statistics," John Wiley and Sons, New York, 1959.
- [34] D.B. Osteyee and I.J. Good, "Information Weight of Evidence, the Singularity between Probability Measures and Signal Detection," Springer-Verlag, New York, 1970.
- [35] G. J. Foschini, and M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [36] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antenna," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [37] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and G. D. Golden, "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," *ISSSE 98. URSI International Symposium on*, pp. 295-300, 1998.
- [38] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," *IEEE J. select. Areas commun.*, Vol. 17, No. 11, pp. 1841-1852, Nov. 1999.
- [39] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electronics letters*, Vol. 35, No. 1, January 1999.
- [40] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Tran. Inform. Theory*, Vol. 44, No. 2, pp. 744-765, March 1998.
- [41] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 45, No. 4, pp. 1121-1128, May 1999.
- [42] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication: performance results," *IEEE J. select. Areas commun.*, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, March 1999.
- [43] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. select. Areas commun.*, Vol 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [44] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, July 1999.

- [45] T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Unbanke, "Design of probably good low-density parity check codes," IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol 47, No. 2 pp 619-637 Feb. 2001
- [46] V.Sorokine, F.Kschischang and S. Pasupathy, "Gallager Codes for CDMA Applications I: Generalizations, Constructions and Performance Bounds," IEEE Trans. Commun., vol.48, no.10, pp.1660-1668, Oct 2000.
- [47] V.Sorokine, F.Kschischang and S.Pasupathy, "Gallager Codes for CDMA Applications II: Implementations, Complexity and System Capacity," IEEE Trans. Commun. vol.48, no.11, pp.. Nov 2000.



신 민 호

1996년 연세대학교 전자공학과 졸업
 1996년~1998년 (주)신세기통신 엔지니어
 2000년 연세대학교 전기·컴퓨터공학과 석사
 2000년~현재 연세대학교 전기·전자공학과 박사과
 정
 관심분야 : 채널부호화 기술, PN 시퀀스 설계, OFDM
 시스템, 이동통신 시스템, 암호학



송 홍 엽

1984년 연세대학교 전자공학과 졸업(학사)
 1991년 University of Southern California 전자공
 학과 졸업(박사)
 1992년~1993년 Post Doc, USC 전자공학과
 1994년~1995년 Standard Group, Qualcomm
 Inc., San Diego, CA
 1995년~1997년 연세대학교 전자공학과 조교수
 1998년~현재 연세대학교 전기·전자공학과 부교수
 2001년~현재 한국통신학회 부호및정보이론연구회
 은영위원장



임 은 정

1998년 연세대학교 전파공학과 졸업
 2000년 연세대학교 전기·컴퓨터공학과 석사
 2000년~현재 연세대학교 전기·전자공학과 박사과
 정
 관심분야 : 전지공학, 통신공학



김 동 구

1983년~현재 IEEE 회원
 1985년~1991년 University of Southern Califor-
 nia Research Assistant
 1992년~1994년 Cellular Infrastructure group,
 Motorola, Fort Worth, Tx
 1994년~1998년 연세대학교 공과대학 기계전자공학
 부 조교수
 1995년~현재 대한전자공학회 회원
 1995년~현재 한국통신학회 이동통신연구회 간사
 1999년~현재 연세대학교 공과대학 기계전자공학부
 부교수