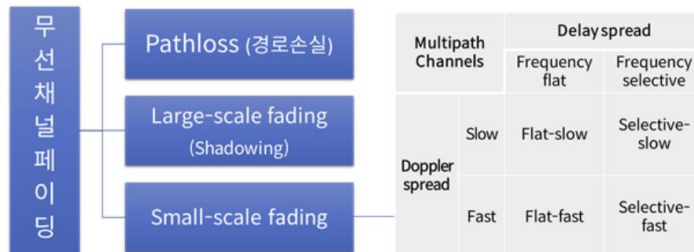


통신이론 기말 프로젝트 보고서

2020142087 김민성

0-1) Rayleigh fading channel 이란



1 - Large-scale fading

장거리 이동에서 겪는 Fading 또는 송신단에서 수신단이 멀어지면서 발생하는 Path loss나 큰 건물이나 산과 같은 지형지물에 반사되어 나타나는 불규칙적인 신호의 감쇠를 말한다.

* Pathloss

경로 손실은 신호가 송신기에서 수신기로 전파될 때 자연적으로 발생하는 감쇠를 의미한다. 이 손실은 신호가 전파되는 거리에 따라 증가하며, 신호의 주파수에도 영향을 받는다.

$$\frac{W_r}{W_t} = G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

W_r, W_t : 수신/송신 전력, G_r, G_t : 수신/송신안테나 이득

수신/송신 전력의 비는 위의 식과 같이 표현되며, 거리에 따라 수신 전력의 크기가 감소하는 것을 볼 수 있다.

* Shadowing

건물이나 자연 지형과 같은 큰 장애물에 의해 신호 강도에 불규칙한 변동이 발생하며 신호가 감쇄된다.

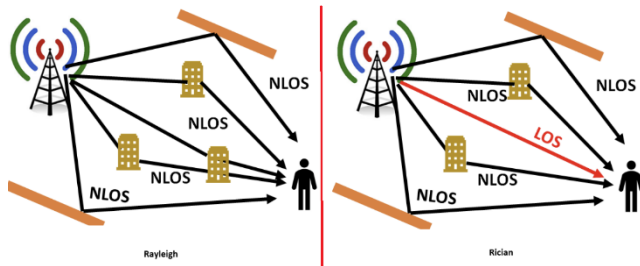
$$f_X(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad x > 0$$

Shadowing으로 인한 수신 전력은 위 log-normal 분포를 따른다.

2 - Small Scale Fading

단거리 이동에서, 수신기 근처의 반사 또는 산란의 상대적 위치가 변화하게 되는데, 이때 여러 경로로 시간 차를 두고 들어오는 Multi path fading이 나타나고, 이러한 수신 신호 전력의 변화를 말한다.

Small Scale Fading 채널 모델을 정의할 때는 크게 2가지로 정의가 된다.



1. Rician: 직접 경로와 하나 이상의 반사된 경로가 설정된 경우를 말한다.
2. Rayleigh: 직접 경로가 없고 오직 반사된 경로들만 존재하는 경우를 말한다.

0-2) Multipath Channel Model의 채널 임펄스 응답

$$c(\tau; t) = \sum_{i=1}^r \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t))$$

Multi path에서 경로가 총 r 개라고 가정하면, 그 채널의 임펄스 응답은 위의 식과 같이 표현할 수 있다. α_i 는 i 번째 경로에서의 신호가 손실되는 정도를 의미하고, τ_i 는 i 번째 경로의 딜레이를 의미한다.

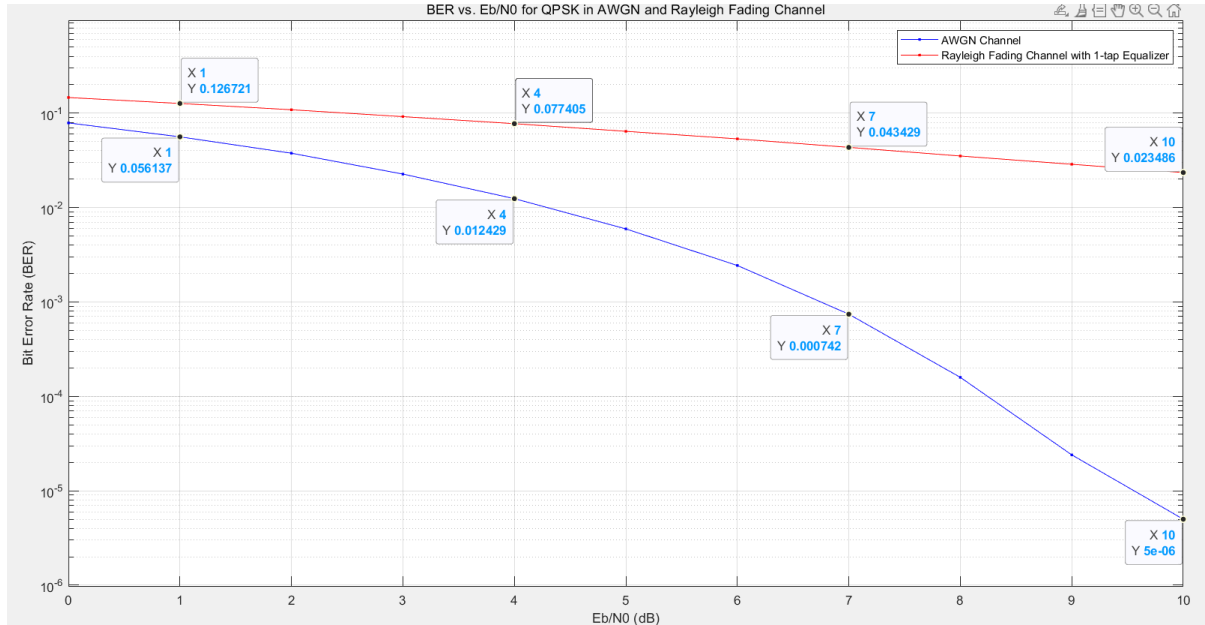
하나의 경로만을 생각한다면, $r=1$ 일 때를 말하는 것으로, 시간 t 에서의 경로가 1개라고 생각하는 것이다.

$c(\tau; t) = \alpha(t) \delta(\tau - \tau_0(t)) + \dots$ 식에서 $\alpha(t)$ 는 시간 t 에 따라 변하는 복소수 감쇠 계수로, Rayleigh 분포를 따르고, 시간 지연 $\tau_0(t), \tau_1(t), \dots$ 를 가진다. 더불어, $\alpha(t)$ 는 Rayleigh 분포를 따른다.

이번 프로젝트에서 쓰이는 1-tap Rayleigh fading channel이라고 함은 위 time domain에서 나타난 $c(\tau; t) = \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t))$ 의 식을 $t=T$ 에서 샘플링을 한 것이라고 할 수 있다. 디지털 통신이기에 비트 시퀀스는 time domain이 아닌 discrete n domain에서 처리되고, 위 Multipath Channel Model의 채널 임펄스 응답 또한, n domain으로 처리해야 한다. 따라서, 1-tap Rayleigh fading channel은 $h \sim CN(0, \sigma^2)$ 의 분포를 따르는 계수를 가지는 delta function 즉, $h[n] = \alpha_0 \delta[n]$ 으로 모델링 될 것이다.

1-a) AWGN Channel & 1-tap Rayleigh fading channel

채널이 AWGN만 존재하는 환경과, $h \sim \text{CN}(0,1)$ 인 1-tap Rayleigh fading channel 환경에서의 BER vs E_b/N_0 성능을 보이고 비교 분석하시오(0dB ~ 10dB).



현재 위 시뮬레이션 결과는 0dB ~ 10dB까지 파란색 그래프는 AWGN 채널만 존재하는 환경, 빨간색 그래프는 1-tap Rayleigh fading channel 환경에서 10^6 개의 bit를 생성하여 각각의 환경을 겪게 한 후 QPSK 모듈레이션 방식을 이용하여 검출을 하여 BER을 계산한 결과이다.

AWGN 채널만 존재하는 환경에서는 $\frac{E_b}{N_0}$ 의 값이 커질수록 BER 성능이 가파르게 좋아지는 것을 볼 수 있다. 하지만, $h \sim \text{CN}(0,1)$ 인 1-tap Rayleigh fading channel에서는 BER 성능이 $\frac{E_b}{N_0}$ 이 증가함에 따라 좋아지긴 하지만, 급격하게 좋아지지 않고 굉장히 완만한 기울기를 이루며 조금 좋아진다.

그 이유는 AWGN 채널의 경우에는 경로에 의한 신호의 감쇠를 고려하지 않았기에, white noise만 섞일 뿐이지, Signal 자체는 변화가 생기지 않는다. 결국, $\frac{E_b}{N_0}$ 이 커짐에 따라, Signal power가 비례하여 커지기 때문에, BER이 급격하게 좋아지는 것이다.

하지만, 1-tap Rayleigh fading channel 환경에서는 경로에 의한 신호의 감쇠를 고려하기에 Signal 자체에 왜곡이 생긴다. 따라서, $\frac{E_b}{N_0}$ 이 커져도 bit power가 커진 만큼 신호의 왜곡도 비례하여 생기기 때문에, 성능의 개선이 효과적으로 일어나지는 않는 것을 확인할 수 있다.

- 송신단에서 사용하는 E_b/N_0 와 수신단에서 경험하는 SNR에 대해 AWGN channel과 Rayleigh fading에서의 차이

먼저, AWGN 채널과 같은 경우 가우시안 분포를 따르는 white 노이즈만 존재하며, 이 채널은 fading과 같은 다중 경로 효과가 없는 경우를 가정하는 채널이다.

즉, $\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R_b} \right)$ 의 수식을 따르기 때문에, $\frac{W}{R_b}$ 가 고정되면, $\frac{E_b}{N_0}$ 이 커질수록, $\frac{S}{N}$ 이 비례하여 커진다.

Rayleigh fading의 경우 AWGN뿐만 아니라 multi path로 인한 반사와 산란으로 인하여 신호의 왜곡이 작용한다. 따라서, $\frac{E_b}{N_0}$ 이 커지더라도, Rayleigh fading에서의 multi path로 인한 신호 왜곡으로 인하여 각 경로의 신호들이 합성되는 효과가 나타나고 신호의 강도가 크게 변동한다. 즉, Signal이 왜곡되고 감쇠 되어 SNR이 AWGN 채널에 비해 더 안 좋다. 더불어, 신호의 강도가 채널에 따라서 변화하기 때문에, $\frac{S}{N}$ 은 $\frac{E_b}{N_0}$ 이 증가하는 만큼 증가하지 않는다.

추가적으로, Rayleigh fading 채널의 경우 중 레일리 제한에서는 오른쪽 그림 TABLE 15.1을 보면, QPSK에 관한 식은 아니지만, $\frac{E_b}{N_0}$ 뿐만 아니라, $E(\alpha^2)$ 이 추가로 곱해져 있는 것을 확인할 수 있다. α_i 의 경우에는 i번째 경로 손실로 이 계수 α_i 는 Rayleigh 분포를 갖는다. 더불어, α 는 이 손실의 효과를 일반화한 계수이다.

이 때, 레일리 제한은 flat fading이나 slow fading의 특성을 가져 $\frac{E_b}{N_0}$ 의 감소가 생기는 것을 말한다. 만약, Frequency selective fading이나 fast fading인 경우에는 이보다 더 성능이 열화 된다. 특히, Frequency selective fading이나 fast fading과 같은 채널은 $\frac{E_b}{N_0}$ 을 증가시키는 것 만으로는 시스템의 성능이 향상되지 않는다고 한다.

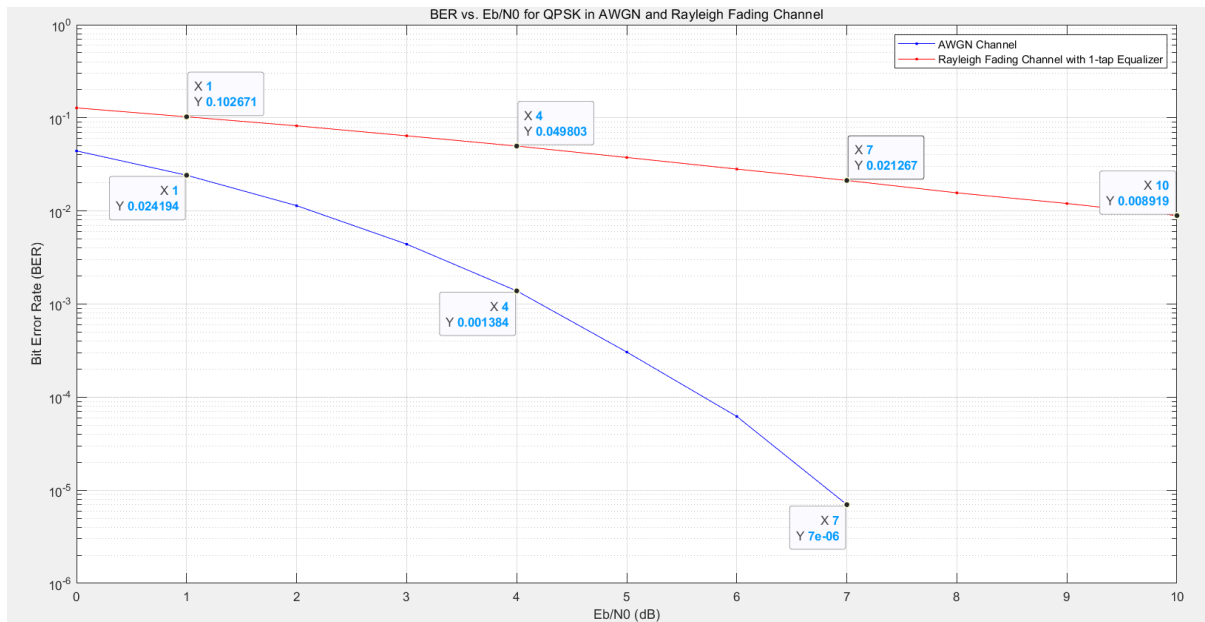
TABLE 15.1 Rayleigh-Limit Bit-Error Performance (where $(E_b/N_0) E(\alpha^2) \gg 1$)

Modulation	P_B
PSK (Coherent)	$\frac{1}{4(E_b/N_0) E(\alpha^2)}$
DPSK (Differentially Coherent)	$\frac{1}{2(E_b/N_0) E(\alpha^2)}$
Orthogonal FSK (Coherent)	$\frac{1}{2(E_b/N_0) E(\alpha^2)}$
Orthogonal FSK (Noncoherent)	$\frac{1}{(E_b/N_0) E(\alpha^2)}$

Proakis, J.G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1983.

1-b) Channel Coding (+Rayleigh Fading Channel)

(7,4) Hamming Code를 이용하여 Demodulation을 진행한 BER vs Eb/N0 성능



- Coded BER vs Eb/N0 성능 vs uncoded BER vs Eb/N0 성능

* 1-tap Rayleigh fading channel

	$\frac{E_b}{N_0} = 1dB$	$\frac{E_b}{N_0} = 4dB$	$\frac{E_b}{N_0} = 7dB$	$\frac{E_b}{N_0} = 10dB$
Coded	0.1034	0.0498	0.0214	0.0086
Uncoded	0.1267	0.0774	0.0434	0.0235

* AWGN channel

	$\frac{E_b}{N_0} = 1dB$	$\frac{E_b}{N_0} = 4dB$	$\frac{E_b}{N_0} = 7dB$	$\frac{E_b}{N_0} = 10dB$
Coded	0.02494	0.00138	7×10^{-6}	매우 작은 값
Uncoded	0.0561	0.0124	0.0067	5×10^{-6}

(7,4) Hamming Code란 4개의 message bit와 3개의 parity bit를 통하여, 1bit의 오류정정을 할 수 있도록 하는 channel coding 기법이다. 결국, bit를 더 많이 쓰기에 대역폭을 많이 쓰게 되지만, 1bit의 오류정정을 할 수 있기에 BER 성능은 개선된다. Power의 관점에서 보자면, Power을 더 써서, BER 성능을 개선하지 않고, 대역폭을 더 사용하여 BER 성능을 개선함으로써 Power 소비를 줄였다고 볼 수 있다.

현재, 시뮬레이션 결과를 정리한 표를 보게 되면, channel coding을 사용했을 때가 사용하지 않았을 때에 비하여 BER성능이 좋아진 것을 확인할 수 있다. 더불어, 현재 coded의 BER성능과

uncoded의 BER 성능이 유사한 지점을 비교하여 봤을 때, $Coding\ Gain = \frac{Eb}{N0_{uncoded}} - \frac{Eb}{N0_{coded}}$ 이 커지는 것을 볼 수 있다. 즉, channel coding을 이용하여 power를 아끼고, $\frac{Eb}{N0}$ 이 커질수록 Channel coding의 효과가 더 좋아진다고 볼 수 있다.

더불어, multi path를 겪는 Rayleigh 채널의 경우에는 $\frac{Eb}{N0}$ 이 커져도 bit power가 커진 만큼 신호의 왜곡도 비례하여 생기기에 성능 개선을 위해서는 단순히 $\frac{Eb}{N0}$ 을 키우는 것 보다. 원래 Message bit에 Redundancy를 추가하여 신호의 오류를 검출하고 정정할 수 있는 채널 코딩을 이용하는 것이 더 효과적일 수 있다.

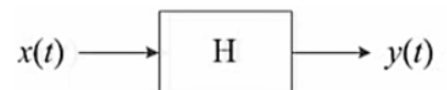
2-a) Equalization + Demodulation + Error Correction & Decoding + Dequantization

0. 노래의 제목: Black Pink - "Shut down"

1. Equalization

주어진 DATA: 1-tap Rayleigh fading channel과 noise의 영향을 받은 음성 데이터

r개의 경로를 가지는 r-tap channel과 같은 경우에는 r개의 임펄스 응답을 가지고, 원래의 송신신호 $x(t)$ 와 convolution 연산이 되어 $y(t)$ 의 왜곡된 신호가 만들어진다.



하지만, 1개의 경로를 가지는 1-tap Rayleigh fading channel은 1개의 임펄스 응답을 가지므로 원래의 송신신호 $x(t)$ 와의 곱으로 표현이 된다. 따라서, 복원을 위해서는 왜곡된 신호 $y(t)$ 를 estimated channel로 나눠 주기만 하면 된다.

2. Demodulation

16 QAM constellation map을 이용하여 demodulation을 진행한다. Power 1로 Normalization 되어 있기 때문에, demodulation을 하기 위한 16 QAM constellation map도 Power 1로 Normalization을 한다.

검출을 위하여 사용한 방법은 Minimum Distance Detection이다. Equalization을 통하여 얻은 심볼과 16 QAM constellation map의 점들을 비교하여 가장 가까운 거리에 있는 심볼에 매핑을 한다. 그 후, Gray coding을 고려하여 16 QAM constellation map에 매핑된 심볼을 그 심볼에 해당하는 bit sequence로 변환한다.

3. Error Correction & Decoding

먼저, 주어진 Generator Matrix를 이용하여 parity check matrix H를 계산하고, H를 transpose한 matrix를 구한다.

이 때, parity check matrix H는 다음과 같이 구한다.

$$G = [P : I_k] \text{ 이면 parity check matrix } H \text{ 는 오른쪽과 같이 계산된다 } \Rightarrow H = [I_{n-k} : P^T]$$

(7,4) Hamming Code이므로 앞의 2번과정에서 구한 bit들을 7bit씩 잘라 H^T 와 곱하여 Syndrome을 찾아낸다. 계산된 syndrome에 해당하는 H^T 에서의 index가 1bit error correction을 할 bit이므로 해당하는 index의 bit에 +1을 하고 %2 modulus연산을 통하여, error correction을 수행한다.

Error correction이 완료된 후에는 7bit의 codeword 중에서 parity에 해당하는 lower 3bit를 제외한 4bit를 추려내어 새로운 배열에 추가한다.

모든 codeword들의 error correction이 수행되었으면, 0과 1의 bit sequence로 이루어진 디지털 data 복원을 완료된 것이다.

4. Dequantization

현재 quantization level은 32level로 5bit라고 주어졌다. 따라서, quantized 된 신호를 analog로 변환할 때도 5bit씩 묶어서 계산을 해준다.

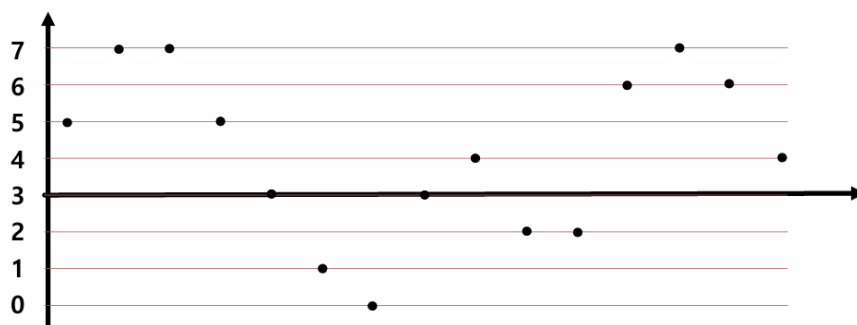
quantization 최대 값은 1, 최소 값은 -1 이기에, 5bit씩 묶은 bit가 나타내는 값(0~31)을 31을 나눠주고 2를 곱한 후 -1을 해주면 최대 값은 1, 최소 값은 -1로 정규화가 된다.

모든 bit를 5bit씩 묶어 dequantization을 해주었으면, 기본적인 process는 종료된다.

dequantization한 결과를 저장한 배열이 analog_signal이고, sampling frequency = 44100 이면, `sound(analog_signal, 44100);` 을 실행하면 복원된 음성을 들을 수 있다.

5. Reconstruction

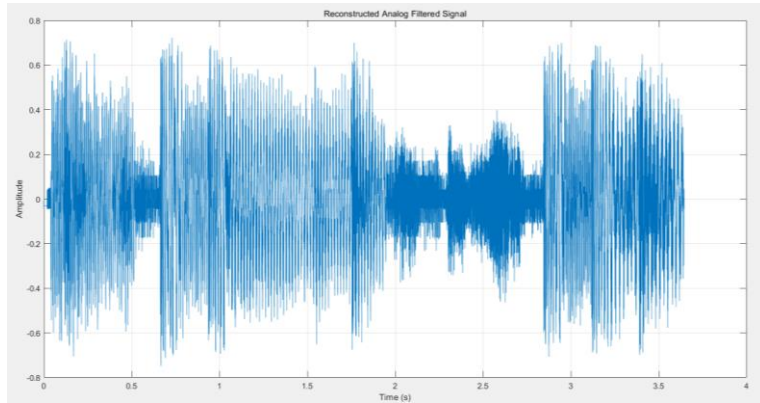
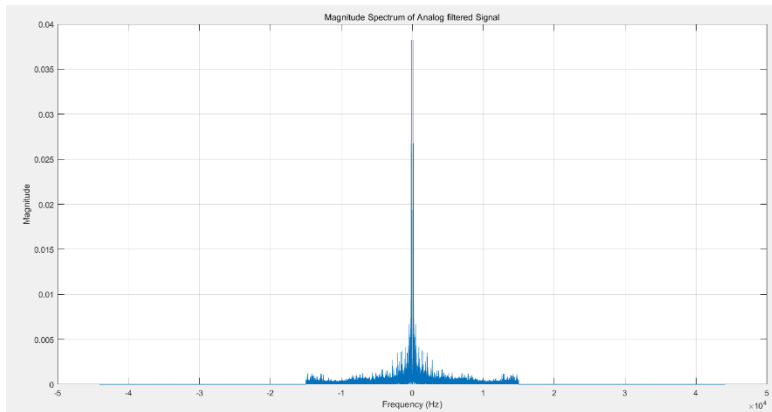
Dequantization까지의 과정은 아래 그림과 같이 비트들이 불연속적으로 어느 정수 값을 가지는 상태이다. 이를 아날로그 신호로 변환하기 위해서는 Reconstruction이 필요하다.



가장 흔하게 사용되는 Reconstruction 방법은 LPF를 통과시키는 것이다. 따라서, 4번까지의 과정만 진행하여도 복원된 음성을 들을 수 있지만, 더 아날로그다운 음성을 듣기 위해서는 Reconstruction을 해주면 된다.

6. 결과

신호를 복원한 결과 주어진 음성 데이터를 그대로 재생하였을 때는 원래 잡음밖에 들리지 않던 소리가 귀에 거의 거슬리지 않을 정도로 노이즈가 제거되어 원본 음악성분만 남아있을 정도로 복원되었다. 이를 통해 1-tap equalization, 16-QAM방식, (7,4) Hamming을 이용하면, 1-tap Rayleigh fading channel과 AWGN 노이즈가 섞인 음성 데이터를 매우 깔끔하게 복원해 낼 수 있다는 것을 실험하였다.



(Frequency domain에서와 time domain에서의 복원 후 신호)

2-b) 2-a)의 복원한 음성 신호를 송신할 송신기를 설계

- 송신기 -

1. Quantization

2-a)의 복원한 음성데이터를 다시 5-bit, 32 levels로 quantization을 시행해준다. -1 ~ 1의 크기를 가지는 데이터를 00000 ~ 11111까지 총 32level로 매핑하여 bitstream을 생성해주었다.

2. Hamming (7,4) code encoding

생성된 bitstream을 (7,4) hamming code를 이용하여 encoding을 실행한다. Quantization의 결과를 나온 bit들을 4개씩 묶어 generator matrix와 곱해주어 3bit의 parity를 가지는 codeword를 생성한다. 그 결과들을 encoding한 비트를 저장해놓는 배열에 저장해 놓는다.

3. 16-QAM modulation

Encoding된 비트들을 4개씩 묶어 16 QAM modulation을 해준다. 이때, Gray coding을 이용하여 가장 인접한 비트 sequence와 distance가 1차이만 나도록 주의한다. 마지막으로, 16 QAM constellation map을 Power 1로 Normalization을 한다.

4. AWGN Channel & 1-tap Rayleigh fading channel

먼저, modulation된 심볼들을 1-tap Rayleigh fading channel 환경을 겪게 한다. 1-tap이므로 채널은 하나의 임펄스 function을 가지는 임펄스 응답 $c(\tau; t) = \alpha(t)\delta(\tau - \tau_0(t))$ 으로 나타나고 1-tap Rayleigh fading channel 환경 겪게 하기 위해서는 심볼들과 1-tap Rayleigh fading channel의 임펄스 응답을 곱해주면 된다. 그 이유는 하나의 임펄스 function을 가지는 임펄스 응답과 심볼의 convolution은 곱셈과 같기 때문이다.

다음으로, AWGN 노이즈를 더해준다. $\frac{Eb}{N0} = \left(\frac{Es}{N0}\right) * \left(\frac{1}{\log_2(M)}\right)$ 옳고, $N0 = \frac{Es}{(\log_2(M) * \frac{Eb}{N0})}$ 이다. 노이즈를 더해줄 때는 $\frac{Eb}{N0}$ 에 따라, bit의 power와 noise power의 비를 정확하게 연산해주어야 한다. 따라서, 현재 우리가 1-tap Rayleigh fading channel을 겪게 한 것은 16 QAM과정을 거친 심볼이고 이 심볼 1개는 4개의 bit로 이루어져 있다는 것을 생각해주어야 한다. 정규화를 해줬을 때, 심볼의 에너지 $Es=1$ 이고 이때 noise는 심볼에 섞이는 노이즈이다. 따라서, noise power는 $\frac{1}{(4 * \frac{Eb}{N0})}$ 이 된다.

AWGN 모델에서 잡음 파워는 $N0$ 로 표현되기 때문에, randn를 이용하여 만든 평균 0, 분산 1인 가우시안 노이즈를 파워가 $N0$ 로 스케일링 해줘야 한다. 잡음의 파워를 $N0$ 로 설정하고 싶다면, 잡음의 분산을 조정해야 한다. 추가로, 현재 잡음은 심볼에 섞이는 잡음이므로, randn으로 생성된 noise에 $\sqrt{\text{noisepower}}$ 를 곱해주어 표준 편차를 조정하고, 이는 결국 분산을 조정하기에 파워가 noise power의 크기로 AWGN이 스케일링 된다. 더불어, 현재 복소수 노이즈를 사용하기에 "randn(size(noisySymbols)) + 1i*randn(size(noisySymbols))" 이 데이터의 크기 자체는 1로 정규화를 해줘야 한다.

5. Receiving

1번부터 ~ 4번까지의 과정을 통해 quantization, (7,4) code encoding, 16-qam modulation, Rayleigh channel, Eb/N0 10dB의 AWGN noise를 겪은 심볼이 만들어졌다.

이제 이 손상된 심볼들을 2-a)에서 설명하였던 과정을 다시 수행하면, 음성데이터로 복원이 된다.

6. 결과

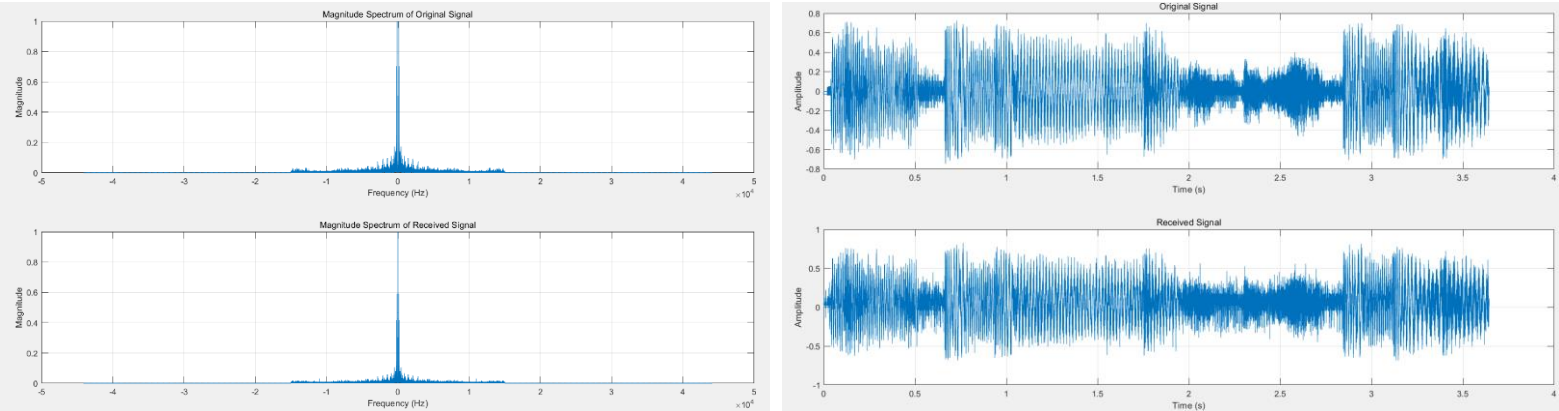
복원된 신호를 제작한 송신기로 송신한 후, 2.a)의 수신기를 통해 다시 수신하는 과정은 AWGN Channel & 1-tap Rayleigh fading channel을 1번 겪은 음성 데이터가 복원되고 또 다시 AWGN Channel & 1-tap Rayleigh fading channel을 한 번 더 겪고 다시 복원된 상황이다. 이는 신호가 2번 손상된 것이기 때문에 2.a)의 결과로 얻은 음성 신호보다 SNR이 안 좋아졌을 것이라고 추측할 수 있다.

수식으로 비교해본다. Equalization단계에서 received signal/h를 통해 1-tap equalization을 수행하였다. Received signal에는 1-tap Rayleigh channel의 효과뿐만 아니라 AWGN 노이즈가 더해져 있다는 점을 인지하고 estimated channel의 크기가 $|h| = 0.7465$ 를 생각하면, 1-tap equalization을 수행 시 AWGN 노이즈는 증폭된다고 생각할 수 있다.

2.b)에서는 2.a)결과에서 얻은 복원된 신호를 가지고 Equalization을 수행하였다. 하지만, 2.a)결과에서 얻은 복원된 신호는 노이즈가 100% 제거된 신호는 아니기에 1-tap Equalization을 수행하면 남아있던 노이즈와 AWGN 노이즈가 증폭된다고 생각할 수 있다. 결국, 2.a)에 비하여 2.b)의 결과는 노이즈의 영향을 더 받는다.

실제 음성데이터를 들어보면, 2.a)에 비하여 2.b)의 음성에서 지지직거리는 노이즈가 더 많이 들리는 것을 확인할 수 있다.

참고로, 1-tap Rayleigh channel에서 채널 응답은 $c(\tau; t) = \alpha_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t))$ 를 따르기에 시간에 따라 변하는 응답이지만, 2.b)에서는 이 응답이 시간에 따라 변하지 않는다고 가정하고 실험을 진행하였다. 그 근거는 현재 오디오 데이터의 bit수가 작기 때문에, 현재 Rayleigh channel이 매우 느린 Slow Fading이라면, 모든 bitstream이 같은 임펄스 응답을 겪을 수 있을 것이라고 생각했기 때문이다. 더불어, 우리에게 주어진 estimated channel은 복소수 1개이다. 따라서, 이 채널이 어떤 분산을 가지는 Rayleigh channel인지 알 수 없기에 1.a)에서처럼 $h \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ 을 사용하기가 힘들었다.



(Frequency domain에서의 첫 복원 후 신호 vs 두번째 복원 후 신호)

3) 2-tap channel은 1-tap channel에 비해 큰 손실을 유발한다. 이 때, 성능을 개선할 수 있는 방법을 제시

2-tap channel은 채널의 임펄스 응답 $c(\tau; t) = \alpha_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t))$ 을 2개의 delta function으로 샘플링 하는 것으로 표현된다. 즉, 서로 다른 복소 계수 α 값을 가지고 서로 다른 시간 지연이 존재하는 2 개의 임펄스 function으로 표현된다.

이를 n-domain으로 샘플링 해주면, $h[n] = \alpha_0\delta[n] + \alpha_1\delta[n - 1]$ 으로 표현할 수 있을 것이다.

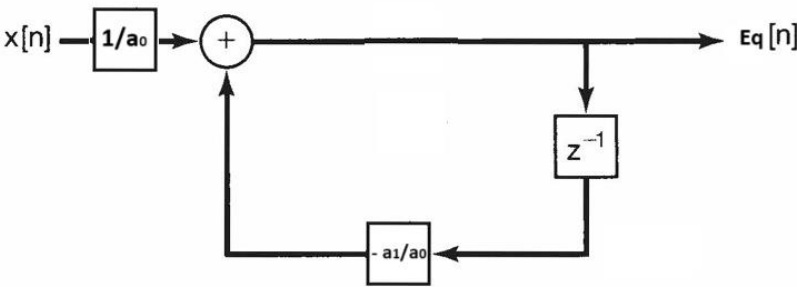
강의안에 나온 Equalization방법을 사용해본다.

$$\hat{X} = \frac{Y}{\hat{H}} = X \frac{H}{\hat{H}} + \frac{N}{\hat{H}}$$

강의안에서는 추정된 채널 H_hat 으로 수신신호 Y 를 나눠줌으로써 Equalization을 한다.

따라서, $h[n] = \alpha_0\delta[n] + \alpha_1\delta[n - 1]$ 는 주파수 domain에서 $H(e^{j\omega}) = \alpha_0 + \alpha_1e^{-j\omega}$ 와 같이 표현될 것이고, 이것의 역수를 $Eq(e^{j\omega}) = \frac{1}{H(e^{j\omega})} = \frac{1}{\alpha_0 + \alpha_1e^{-j\omega}} = \frac{\frac{1}{\alpha_0}}{1 + \frac{\alpha_1}{\alpha_0}z^{-1}}$ 와 같이 표현할 수 있을 것이다.

이것을 n domain으로 바꾸면, $\alpha_0Eq[n] + \alpha_1Eq[n - 1] = x[n]$ 으로 표현되고,



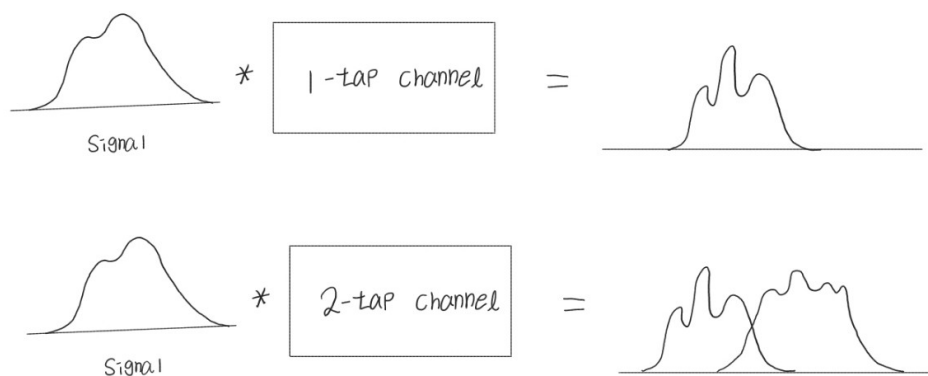
위와 같이 2-tap feedback 필터를 설계할 수 있을 것 같다.

다른 방법은 어떤 것이 있는지 추가로 조사해보았다.

교재에서는 OFDM이나 여러가지 다이버시티 방법을 다중경로 channel의 성능 완화방법으로 소개하고 있다. 하지만, 본인의 경우에는 교재에 있는 방법을 그대로 이용하지 않고 어떻게 해야 2-tap channel의 성능을 개선할 수 있을지 고민해보려고 한다.

2-tap channel은 2개의 경로가 있다고 가정하기 때문에, 1개의 경로가 있다고 가정하는 1-tap channel에서보다 신호의 왜곡이 더 크게 발생한다. 2개의 경로에서 신호가 오는 경우 첫번째 경로에서 온 신호를 두번째 경로를 이용하여 들어오는 나중 신호가 왜곡시킨다는 것이다. 따라서, ISI가 일어날 수 있고, α 값 또한 다르기에 더 큰 왜곡을 가져오는 것이다.

즉, 2가지 문제점을 개선하면 된다고 판단하였다. 첫번째는 ISI로 인한 신호가 간섭, 두번째는 각각의 경로로 인한 경로 손실이다.



첫번째 문제인 ISI에 대한 성능 개선의 방법으로는 트랜스버설 필터를 사용하는 방법이 존재할 수 있을 것 같다.

트랜스버설 필터는 ISI를 제거하기 위한 필터이다. 현재, 위 그림을 참조하면 2-tap channel을 겪는 신호는 ISI를 겪을 것으로 예상된다. 따라서, ISI를 제거함과 동시에 필터의 계수를 적절히 설정하면, Equalization이 효과적으로 수행될 것으로 예상된다.

트랜스버설 필터는 $z[k] = \sum_{n=-N}^N c_n \cdot x[k-n], k = -2N, \dots, 2N, n = -N, \dots, -N$ 로 표현된다. 이때, x 는 필터가 받는 신호이고 z 는 필터의 출력, c 는 필터 계수이다.

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z(-2N) \\ \vdots \\ z(0) \\ \vdots \\ z(2N) \end{bmatrix} \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_0 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(-N) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ x(-N+1) & x(-N) & 0 & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(N) & x(N-1) & x(N-2) & \cdots & x(-N+1) & x(-N) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & x(N) & x(N-1) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & x(N) \end{bmatrix}$$

위와 같이 z , x , c 의 관계를 표현하면, $z = xc$ 와 같이 표현할 수 있다. ISI를 제거하기 위해서는 $z(k)$ 는 $k = 0$ 에서만 값을 가지고, 나머지 k 값에서 $z=0$ 의 크기를 가지면 된다. 따라서, 적절한 c 를 선택하면, ISI가 제거된 원하는 z 를 얻을 수 있는 것이다.

트랜스버설 등화기를 이용하여 ISI가 제거된 이후에는 두번째, 경로에 인한 손실을 완화해 줘야 한다고 생각이 들었다. 이는 1-tap 채널에서와 마찬가지로 파일럿 신호를 이용하여 채널의 상태에 대한 정보를 얻어 채널을 추정하고, 1-tap equalization을 이용하여 현재 신호를 추정된 채널로 나눠주는 연산을 수행하는 것이다.

위 과정을 통해 2-tap channel의 성능을 완화할 수 있을 것이라고 생각이 든다.

* 참고 자료

<https://velog.io/@hsshin0602/%ED%86%B5%EC%8B%A0-%EC%9D%B4%EB%A1%A0-%ED%8E%98%EC%9D%B4%EB%94%A9fading%EC%9D%98-%EC%9C%A0%ED%98%95#-rayleigh-fading-vs-rician-fading>

http://www.ktword.co.kr/test/view/view.php?m_temp1=4980&id=972

<https://jb-story.tistory.com/356>

Bernard Sklar, Pabitra Kumar Ray - Digital Communications

John G. Proakis, Masoud Salehi - Fundamentals of Communication Systems

Signals & Systems - Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, S. Hamid Nawab