

석 사 학 위 논 문

단일 반송파를 사용하는 주파수 영역
LMMSE 등화기와 연속시간 LMMSE
등화기의 점근적 동치

유 영 건 (劉 永 健)

전자컴퓨터공학부 (통신 및 신호처리 전공)

포항공과대학교 대학원

2007

단일 반송파를 사용하는 주파수 영역
LMMSE 등화기와 연속시간 LMMSE
등화기의 점근적 동치

Asymptotic Equivalence of SC
LMMSE-FDE to Continuous-Time
LMMSE Equalizer

Asymptotic Equivalence of SC
LMMSE-FDE to Continuous-Time
LMMSE Equalizer

by

Young Geon Yoo

Division of Electrical and Computer Engineering
(Communication and Signal Processing Program)
Pohang University of Science and Technology

A thesis submitted to the faculty of Pohang University of Science and Technology in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in the Division of Electrical and Computer Engineering (Communication and Signal Processing Program)

Pohang, Korea

12. 11. 2006

Approved by

Joon Ho Cho

Major Advisor

단일 반송파를 사용하는 주파수 영역
LMMSE 등화기와 연속시간 LMMSE
등화기의 점근적 동치

유 영 건

위 논문은 포항공과대학교 대학원 석사 학위논문으로
학위논문 심사위원회를 통과하였음을 인정합니다.

2006년 12월 11일

학위논문 심사위원회 위원장 조준호 (인)

위 원 전경훈 (인)

위 원 양경철 (인)

MECE 유 영 건 Young Geon Yoo, Asymptotic Equivalence of SC
20052161 LMMSE-FDE to Continuous-Time LMMSE Equalizer. 단일
반송파를 사용하는 주파수 영역 LMMSE 등화기와 연속시
간 LMMSE 등화기의 점근적 동치, Division of Electrical and
Computer Engineering, 2007, 70P, Advisor : Joon Ho Cho.
Text in Korean.

ABSTRACT

In this thesis, it is shown that the single-carrier (SC) linear minimum mean-squared error (LMMSE) frequency domain equalizer (FDE) is asymptotically equivalent to the continuous-time (CT) LMMSE equalizer in the limit of a very large block length. The equivalence is established in the sense that the mean-squared error (MSE) of the SC LMMSE-FDE converges to that of the CT LMMSE equalizer. First, the asymptotic MSE of the SC LMMSE-FDE is derived. Then, the necessary and sufficient condition for the asymptotic equivalence is obtained. It is shown that if the received signal is sampled slower than the Nyquist rate then the MSE of the CT LMMSE equalizer cannot be achieved by any fixed receive filter followed by a symbol-rate sampler, given an arbitrary channel response. On the contrary, if the received signal is sampled faster than the Nyquist rate, the MSE of the CT LMMSE receiver can be asymptotically achieved by any square-root Nyquist receive filter, of which energy spectral density is flat over the transmitted signal's frequency band.

목차

I.	서론	1
II.	SC-FDE의 연구 경향	12
2.1	채널에 따른 분류	12
2.2	블록 구조에 따른 분류	14
2.3	변조 기법에 따른 분류	15
2.3.1	DS-CDMA	16
2.3.2	UWB	18
2.3.3	CPM	18
2.3.4	송신기가 채널 정보를 가지고 있을 때	19
2.4	복조 방법에 따른 분류	21
2.4.1	선형 등화기 (Linear Equalizer)	21
2.4.2	궤환 등화기 (Decision Feedback Equalizer)	22
2.5	MIMO SC-FDE	24
2.5.1	시공간 블록 부호화 (STBC)	24
2.5.2	주파수 공간 블록 부호화 (SFBC)	26
2.5.3	공간 다중화 (SM)	26
III.	SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기를 사용하는 시스템의 모델	29
3.1	SC LMMSE-FDE의 시스템 모델	29
3.2	CT LMMSE 등화기를 사용하는 시스템의 모델	37
IV.	SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 점근적 동치	39
4.1	고른 수렴에 관한 보조정리	39

4.2 SC-FDE의 점근적 MSE 및 CT LMMSE 등화기와의 점근적 동치	41
V. 수치적 결과	50
VI. 결론	55
VII. REFERENCES	56

그림 목차

1.1 선형 transversal 등화기	2
1.2 OFDM과 SC-FDE의 구조	4
2.1 채널 분류	12
2.2 블록 구조에 따른 분류	14
2.3 변조 기법에 따른 분류	16
2.4 DS-CDMA에 FDE를 적용한 송수신기의 구조	17
2.5 주파수 영역 전치 등화기를 사용한 송수신기의 구조	20
2.6 SC-FD-DFE의 구조	22
2.7 SC-FDE에서의 Alamouti-like STBC	25
2.8 MIMO FDE 송수신기	27
2.9 FD-DFE를 적용한 계층 시공간 수신기	27
3.1 SC-FDE 송신기 구조	29
3.2 블록 구조	30
3.3 SC-FDE 수신기 구조	30
3.4 CT LMMSE 등화기의 구조	38
4.1 $N = 3, K = 2$ 일때의 윈도잉 과정	43
5.1 짧거나 중간 길이를 갖는 블록에서의 SC LMMSE-FDE 와 CT LMMSE 등화기의 SINR 성능.	51
5.2 매우 긴 길이를 갖는 블록에서의 SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 SINR 성능.	52
5.3 모든 채널의 주파수 응답과 $N = 15$ 일때 (x 표시)와 $N = 16$ 일 때 (o 표시) MSE를 결정하는 값들	53

I. 서론

늘어가는 데이터 전송 속도 향상 요구에 발맞춰, 데이터 통신 속도가 급격히 증가하고 있다. 휴대폰의 데이터 전송 속도를 예로 들면, 2000년부터 상용 서비스가 시작된 제 2세대 휴대폰의 데이터 전송 속도가 14.4Kbps 였고, 제 3세대 휴대폰의 데이터 전송 속도가 2Mbps 정도 였는데 반하여, 3.5세대로 분류할 수 있는 하향 고속화 패킷 전송방식 (HSDPA: high-speed downlink packet access)과 와이브로 (Wibro: wireless broadband internet)는 데이터 전송 속도가 각각 최대 14Mbps와 20Mbps에 이른다. 이러한 전송 속도의 증가는 통신 시스템의 발전에 기반을 두고 있다.

디지털 통신에서 송신된 신호들은 전화선, 케이블, 대기 등의 채널을 통과하여 수신기로 전달된다. 이 중, 대기와 같은 무선 채널의 경우 송신 신호의 반사 (reflection), 굴절 (refraction), 회절 (diffraction), 산란 (scattering) 등에 의하여 다중 경로 (multipath)가 발생하며, 이로 인한 신호의 일그러짐 (distortion)은 시스템의 성능을 제한하는 주된 요소이다. 다중 경로로 인해 시간 지연과 함께 진폭이 변화된 송신 신호들이 더해져 수신기로 전달되며, 전송된 심볼들이 겹쳐지면서 ISI (inter-symbol interference)가 발생한다 [2, p. 136]. 이러한 채널을 주파수 선택적 (frequency selective) 채널이라 한다. ISI는 수신기의 전력 증폭기로 인해 발생하는 열잡음 (thermal noise)과는 달리, 송신 신호의 전력 증폭으로 완화시킬 수 없는데 이는 신호의 전력을 증가시키면 ISI의 전력도 커지기 때문이다. 또한 ISI는 데이터 전송 속도에 비례하여 증가하는데 이는 전송 속도가 높을 수록 신호에서 각 심볼이 지속되는 시간이 짧아지므로 주어진 시간 지연에 전송되는 심볼 개수도 늘어나기 때문이다. 즉 데이터 전송 속도가 증가함에 따라 ISI의 영향이 심각해

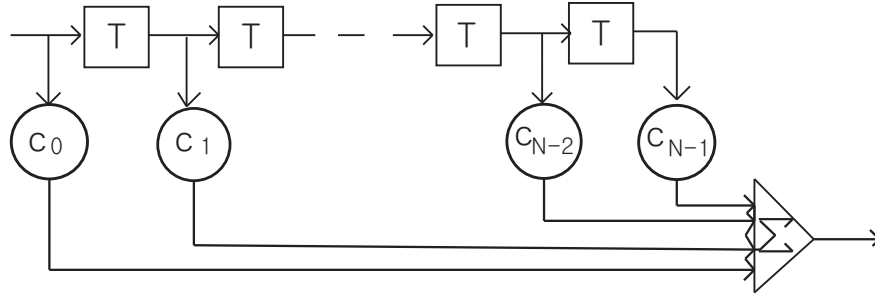


그림 1.1: 선형 transversal 등화기

지며, 앞서 보았듯이 통신 속도가 계속해서 증가하는 오늘날에 이러한 ISI는 반드시 잘 해결되어야 할 문제이다. 이러한 ISI를 다루기 위한 기법으로 여러 가지가 있겠지만, 크게 전통적인 ML (maximum-likelihood) 수신기와 시간 영역 등화기 (TDE: time-domain equalizer), OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing), 그리고 단일 반송파를 사용하는 주파수 영역 등화기 (SC-FDE: single-carrier frequency-domain equalizer)를 들 수 있다.

수신 신호에 ISI가 존재할 때, 전통적으로 사용되는 수신기의 예로 ML (maximum-likelihood) 수신기와 등화기 (equalizer)를 사용한 수신기가 있다 [3, ch. 10]. ML 수신기는 어떠한 시퀀스가 전송되었다고 가정했을 때의 수신 신호의 통계적 특성으로 정의될 수 있는 likelihood 함수를 최대화하는 방향으로 시퀀스를 추정하는데, 전송되는 시퀀스의 통계적 특성에 따라서 부호어 (codeword) 오류를 최소화 할 수 있다는 장점이 있지만, 그 복잡도가 매우 높아 사용하기 어렵다. 두번째로 잘 알려진 수신기는 등화기 (equalizer)를 사용하여 ISI를 완화한 후 추정하는 구조를 갖고 있으며, 이 때 등화기는 크게 선형 등화기와 비선형 등화기로 나눌 수 있다. 선형 등화기는, 예를 들면 그림 1.1과 같이 현재 수신된 신호와 과거의 수신된 신호들을 선형적으로 더하여 ISI의 효과를 제거한다. 이는 아날로그 회로로 구성되어

연속 시간 신호를 입력받아 처리할 수 있지만 디지털 신호 처리 기술의 발달로 대개는 샘플링 된 이산 시간 신호를 입력으로 받아 디지털 회로로 처리한다. 비선형 등화기는 그 대표적인 예로 궤환 등화기 (decision-feedback equalizer)를 들 수 있는데, 이미 검출된 심볼들이 정확하다는 가정 하에 수신된 신호에서 이 검출된 심볼들에 의한 ISI를 제거하여 시스템의 성능을 높인다. 수신된 신호들을 선형적으로 더하거나, 검출된 신호를 피드백 할 때 곱하는 등화기의 계수를 결정하는 방법으로 ZF (zero-forcing) 조건과 MMSE (minimum mean-squared error) 조건을 들 수 있다. 이 중, MMSE 조건은 등화기의 출력 심볼과 실제 보내진 심볼간의 MSE (mean-squared error)를 최소화 하는 방향으로 등화기의 계수를 결정하며 ZF 조건은 여기에 ISI를 0으로 만드는 조건을 추가한다. ZF 조건을 적용하는 경우 잡음 성분으로 인한 신호의 일그러짐 효과는 고려되지 않으며, 수신 신호가 특정 주파수 대역에서 감쇄가 심할 경우 잡음 성분의 증폭으로 인하여 성능 열화가 크다는 단점이 있다. 이에 따라 ISI와 잡음을 모두 고려하며 수렴 특성 면에서 ZF 보다 우수한 MMSE 조건이 주로 사용된다. MMSE 조건에 등화기의 선형성 조건을 추가하여 LMMSE (linear minimum mean-squared error)조건을 사용하기도 한다.

OFDM은 광대역 송신 신호를 여러개의 협대역 신호로 분리하여 ISI를 완화한다. 간단한 송수신기 구조는 그림 1.2에서 볼 수 있다. OFDM은 여러개의 협대역 부반송파를 서로 직교하게 교차한 후 병렬로 전송하여 각각의 부반송파들이 균일 채널 (frequency flat channel)을 통과한 것과 같은 효과를 얻는다. 이러한 다중 반송파 변조의 시조는 주파수 분할 다중화 (FDM: frequency-division multiplexing)로, FDM에서는 인접한 부반송파들 간에 보호구간 (guard interval)을 두어 부반송파들이 서로 교차하지 않도록 하였지

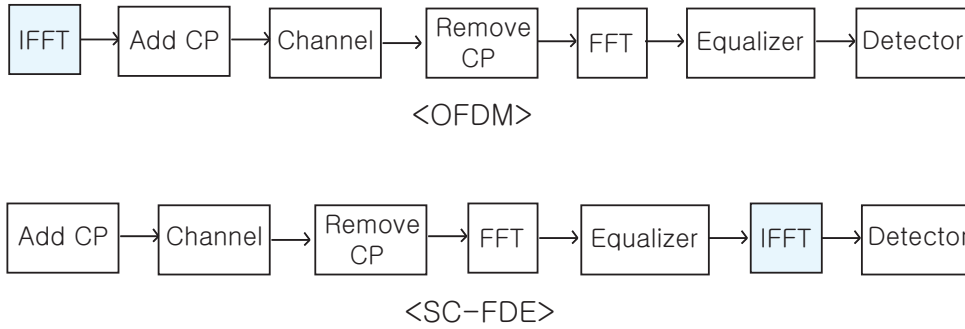


그림 1.2: OFDM과 SC-FDE의 구조

만 OFDM은 인접한 부반송파들이 서로 교차하면서 직교성을 유지하도록 하여 FDM보다 데이터 전송에 필요한 대역폭이 적게 만들었다. 이렇게 직교성을 갖는 부반송파들을 만들기 위하여 송신기에서는 다수의 심볼들로 이루어진 블록을 IFFT (inverse fast Fourier transform)하여 심볼들을 각각 부반송파에 할당한다. IFFT 된 데이터 블록들 사이에는 CP (cyclic prefix)를 붙여 전송하며, 수신기에서 CP를 제거함으로써 블록간 간섭 (IBI: interblock interference)을 없애고, 채널 임펄스 응답 (impulse response)과 데이터 블록간에 순환 컨볼루션 (circular convolution)의 관계를 만든다. 이렇게 수신기에서 CP부분을 제거하고 난 후에 얻은 블록들은 IBI가 없으므로 각각을 독립적으로 처리할 수 있으며, 채널의 임펄스 응답과의 순환 컨볼루션의 관계로 인하여 후에 블록마다 FFT (fast Fourier transform)를 하여 모든 부반송파들을 복조하였을 때 ISI가 없는 심볼들을 얻을 수 있다. 즉 일반적인 선형 변조 기법을 썼을 때 송신 신호가 주파수 균일 채널 (frequency flat channel)을 통과한 것과 같은 효과를 얻을 수 있다. 이에 따라 등화기는 블록내의 각 심볼의 크기와 위상을 조절하는 형태로 구성되며 그림 1.1과 같은 등화기가 사용될 경우 하나의 탭으로 구성이 가능하다. 이에 따라 수신기의 복잡도를 크게 줄일 수

있으며, 구체적으로 블록 길이를 N 이라고 하면, OFDM은 송신기와 수신기를 모두 고려하였을때, 각각의 심볼마다 $\log_2 N$ 에 비례하는 수의 곱셈이 필요하다 [4]. 이렇게 시스템의 복잡도를 줄일 수 있다는 장점 외에도 여러가지 성능을 인정받아 OFDM은 IEEE 802 그룹 중 무선랜 (wLAN: wireless local area network)부분을 담당하고 있는 IEEE 802.11 working 그룹과 최근 WiMax, Wibro로 주목을 받고 있는 광대역 무선 액세스 (Broadband wireless access: BWA)를 담당하고 있는 IEEE 802.16 working 그룹에서 물리계층 (physical layer)의 한 표준으로 등록되었다. 또 다른 표준화 기관인 ETSI (European Telecommunications Standard Institute)의 BRAN(Broadband Radio Access Network)에서 HiperMAN (High-Performance MAN) 분야의 물리계층에서도 OFDM이 표준으로 등록되어 있다.

ISI를 효율적으로 다루기 위한 또 다른 기법으로 SC-FDE를 들 수 있다. 앞선 전통적인 등화기가 시간 영역에서 등화를 하였다면, SC-FDE는 등화가 주파수 영역에서 이루어진다. 이는 OFDM과 같은 다중 반송파 변조 방식과, 전통적인 시간 영역 등화기와 구분하기 위해 단일 반송파 (SC: single carrier)를 사용하는 주파수 영역 등화기 (FDE: frequency domain equalizer)라고 불린다. SC-FDE는 시간 영역 등화기에 비해 그 복잡도가 매우 낮아 시간 영역 등화기를 대체할만한 구조로 여겨지는데, 구체적으로 전통적인 시간 영역 등화기가 채널의 최대 시간 지연 분포에 비례하는 복잡도를 가지고 있는데 반하여 SC-FDE는 채널의 최대 시간 지연 분포의 logarithm에 비례한다. SC-FDE의 구조는 그림 1.2에서 볼 수 있듯이, OFDM과 마찬가지로 데이터 스트림을 블록화하여 전송하지만 OFDM과는 달리 송신기에서 IFFT 처리를 하지 않으며 이 IFFT 과정은 후에 수신기에서 이루어진다. 블록 사이에는 마찬가지로 CP를 넣어 IBI를 방지하고 채널 임펄스 응답과 블록 간에 순

환 콘볼루션의 관계가 있게 한다. 수신기에서는 CP를 제거한 후에 블록을 FFT하여 주파수 영역으로 변환하는데 변환된 블록은 주파수 영역에서 ISI가 없으므로 OFDM과 마찬가지로 쉽게 등화가 가능하다. 이렇게 등화된 블록은 다시 IFFT 처리되어 시간 영역으로 변환된 후에 검출된다. SC-FDE는 OFDM이 가지고 있는 단점인 평균전송전력 대비 최대전송전력 (PAPR: peak-to-average power ratio)이 높고, 반송파 주파수 오프셋에 의한 성능 열화가 크다는 단점을 갖고 있지 않다는 점에서 크게 주목을 받고 있다 [4]. 또한 SC-FDE에서 사용되는 단일 반송파 변조 방식은 전통적인 변조 방식 중 하나로 현재 유무선 기술에 많이 적용되어 사용되고 있는 기술이기 때문에 여러가지 성능과, 관리기법이 잘 알려져 있다는 장점이 있다. 이러한 점들이 2002년에 Falconer에 의해 널리 알려지면서 SC-FDE에 대한 연구가 크게 늘어나게 되었다 [4]. 사실 주파수 영역 등화기의 개념은 1970년도에 Walzman에 의해 처음 등장하였으며, 후에도 적응형 (adaptive) 주파수 영역 등화기의 관한 연구가 있기도 하였다 [16],[17]. 후에 Sari에 의해 OFDM과 성능 비교가 이루어지면서 이 기법에 관한 연구가 촉발되었으며 그 후로도 이 기법에 관한 연구들이 있었고 Falconer의 논문으로 이 기법은 큰 관심을 받으며 많은 연구가 이루어진다 [18],[19]. 현재 3GPP (3rd generation partnership project) 그룹에서 3G 이동 통신 시스템을 앞으로도 계속 경쟁력이 있도록 발전시키기 위해 LTE (long-term evolution) 사업을 진행하고 있는데, 여기서 상향 링크는 SC-FDMA (single carrier frequency-division multiple access)를 채택하여 시스템을 구성하는 중이다. 이때 수신기에서는 FDE를 사용하게 된다.

SC-FDE와 OFDM에 대해서는 많은 연구 결과들이 존재하며, 이를 바탕으로 두 기법의 여러가지 성능 비교가 가능하다. 또한 이를 통하여 각각의

기법에 대하여 좀 더 용이하게 특징 파악을 할 수 있으며 특정 환경에서 적합한 기법의 선택을 통해 시스템의 성능을 높일 수 있다. 지금까지의 연구 결과를 종합해 보면 SC-FDE와 OFDM은 다음과 같은 성능 차이를 보인다.

가) 평균전송전력 대비 최대전송전력 (PAPR)

SC-FDE는 단일 반송파를 쓰기 때문에 다중 반송파 변조 방식인 OFDM과 비교해서 PAPR이 낮다 [4],[7]. 이로 인하여 같은 평균 전력으로 데이터를 전송할 시에, SC-FDE는 OFDM에 비해 작은 선형 영역을 갖는 전력 증폭기를 쓸 수 있으며, 이는 곧 SC-FDE를 이용하면 OFDM 보다 더 값싼 전력 증폭기를 쓸 수 있다는 말과 같다. 구체적으로 두 시스템의 PAPR을 실험적으로 비교한 연구를 찾아 볼 수 있다 [93]. 실험 환경에 따라 다르겠지만, 인용된 논문에서는 비교적 낮은 변조 방식을 사용할때 (예: QPSK) 단일 반송파를 이용한 변조와 OFDM과의 PAPR은 약 4 ~ 5dB 차이가 존재했다. 이보다 더 빠른 속도의 변조방식을 사용할 때 (예: 64QAM) 단일 반송파 전송의 경우 PAPR이 증가하는데 비해, OFDM의 경우는 거의 PAPR이 증가하지 않기 때문에 PAPR의 격차가 약 2 ~ 3 dB로 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 송신 신호가 정포락선 (constant-envelope) 신호가 아닐 경우 전력 증폭기의 비선형 영역에서의 사용은 송신 신호의 일그러짐을 발생시켜 시스템의 비트 오류 성능을 저하시키는데, 이에 대한 OFDM과 SC-FDE에서의 구체적인 시뮬레이션 결과는 [83]에서 찾아 볼 수 있다. 인용된 논문에서는 전력 증폭기의 back-off 감소에 따른 비트 오류 성능 저하가 SC-FDE보다 OFDM가 더 큰 것을 알 수 있다.

나) 반송파 주파수 오프셋의 영향 (CFO)

CFO (carrier frequency offset)는 주로 송신기와 수신기의 오실레이터 (oscillator)간에 부정합 (mismatch)이 존재하거나, 송수신기의 이동성으로 인한 도플러 효과 (Doppler effect)에 의하여 발생한다. 이러한 이유들로 CFO가 존재하면, OFDM의 경우 부반송파들 간의 직교성이 사라지며 ICI (inter-carrier interference)가 발생한다. SC-FDE의 경우 CFO에 의한 효과는 일종의 곱해지는 잡음 (multiplicative noise)의 추가로 볼 수 있으며 이에 의해 신호의 진폭과 위상이 감소할 수는 있지만 ISI가 추가적으로 발생하지는 않는다 [86]. 이러한 이유로 SC-FDE가 OFDM보다 CFO에 관한 영향이 적다 [4],[86].

다) 비트 오류율 (bit error rate)

부호화되지 않은 시스템에서, SC-FDE는 OFDM에 비해 주파수 다이버시티 (frequency diversity)를 기본적으로 갖고 있다. 즉 채널에서 특정한 주파수 대역에 null이 발생할 경우 OFDM은 그 대역에 전송된 반송파에 해당하는 심볼에 그 효과가 모두 미치는데 반하여, SC-FDE는 null에 의한 효과를 특정 심볼이 아니라 여러 심볼들이 나누어 갖는다. 이에 의해 주파수 선택적 채널에서 LMMSE 조건으로 등화기를 설계하였을 때, 일반적으로 SC-FDE가 부호화 되지 않은 OFDM 보다 비트 오류 성능이 좋다 [5],[85]. OFDM에서는 부호화를 통해 이러한 주파수 다이버시티 부재의 문제를 해결할 수 있으며 부호율이 낮을 수록 SC-FDE와 비트 오류 성능이 비슷해 지는 것을 확인할 수 있다 [4]. 이 외에도 SC-FDE와 OFDM의 주파수 다이버시티로 인한 비트 오류 성능 차이는 다중 안테나 (MIMO: multiple-input multiple-output)를 이용, 시공간 블록 부호화 (STBC: space-time block coding) 기법 등을 사용하여 얻을 수 있는 송수신 다이버시티로 줄일 수 있다 [92]. 하지만 OFDM의 경우 일반적으로 부호화와 인터리빙 (interleaving)을 이용할 때가

최적 시공간 블록 부호화 (STBC: space-time block coding)를 이용했을 때 보다 더 높은 성능 향상을 기대할 수 있다 [90]. 그 외에 다중 안테나 시스템에서 STBC와 공간 다중화 (SM: spatial multiplexing)기법을 사용하였을 때의 SC-FDE와 OFDM의 성능에 대해 비교해 볼 수 있으며 [89],[90],[92], 적응 변조 OFDM이 SC-FDE 보다 좋은 비트 오율 성능을 가짐도 확인 할 수 있다 [82].

라) 비트 전송율 (*bit transmission rate*)

송신기가 채널 정보를 가지고 있지 않을 때의 예상되는 capacity는 OFDM이 SC-FDE보다 항상 높음이 수학적으로 증명되었다 [87]. 이러한 capacity 차이는 SC-FDE에 궤환 등화기 (DFE: decision feedback equalizer)를 적용하여 크게 줄일 수 있다 [88]. 특정한 비트 오율을 만족하는 최대 비트 전송율의 경우 적응 변조된 OFDM이 SC-FDE보다 항상 높다 [84].

전통적인 단일 전송과 방식에서는 OFDM이나 SC-FDE와는 달리 데이터들이 블록화 과정 없이 연속적으로 전송되며, 일반적으로 수신기는 수신 필터와 그에 따르는 심볼타임 샘플러, 그림 1.1과 같은 시간 영역 등화기로 구성된다. 이때 좀 더 일반적인 수신기로 수신 필터가 등화기의 역할도 하는 구조를 생각해볼 수 있다. 이는 샘플링 된 값들을 갖고 등화 처리하는 것이 아니라, 연속 시간 신호를 등화처리하기 때문에 보다 일반적이며 보다 최적에 가깝다고 볼 수 있다. 이러한 연속시간 등화기 (CT equalizer: continuous-time equalizer)에서 전송된 데이터 심볼들과 등화된 심볼들간에 LMMSE 기준이 적용된다면, 수신필터는 MMSE 기준을 만족하는 백색화된 정합 필터 (whitened matched filter)로 선택되며, 이에 심볼 타임 샘플러가 따르게 된

다. 이러한 연속시간 등화기에서 수신 필터는 전송펄스와 채널에 의존적인 주파수 응답을 가져야 하며 따라서 시스템을 다른 채널에 적용시키거나 데이터 전송 도중에 채널이 변하는 경우, 수신 필터의 주파수 응답도 바뀌어야 하는데, 주파수 영역에서 무한한 해상도를 만족하는 수신 필터를 만드는 것은 쉬운 일이 아니다. 반면에 신호를 샘플링 한 후에 처리할 경우, 등화기의 계수만 바꾸면 채널의 변화에 대처할 수 있기 때문에 실제로 수신단은 주로 고정된 수신필터와 샘플러, 이렇게 샘플링 된 값들을 처리하는 적응형 등화기로 이루어진다. 이러한 등화기가 LMMSE 조건을 만족할 때, 등화기의 탭 길이와 그에 따른 관측신호의 길이가 무한해지면 그때의 MSE가 LMMSE 조건을 만족하는 CT 등화기 (CT LMMSE 등화기)의 MSE로 수렴하게 된다 [6]. SC-FDE의 경우 블록 전송을 하고 수신기에서도 신호를 블록단위로 처리하기 때문에 상황이 좀 다르다. 하지만 SC-FDE가 매우 긴 블록 길이를 사용할 경우, 일반적인 시간 영역 등화기가 매우 긴 수의 탭 수를 사용할 때와 처리하는 수신 신호는 거의 같다고 볼 수 있다. 이는 블록 길이가 길어질수록 CP로 인한 영향이 상대적으로 작아지기 때문이다. 이러한 사실을 바탕으로, LMMSE 조건을 만족하는 SC-FDE (SC LMMSE-FDE)에서 매우 긴 길이의 블록을 사용할 경우 그 MSE가 CT LMMSE 등화기의 MSE로 수렴함을 예측해 볼 수 있다. 몇몇 출판된 논문들에는 이를 엄격한 증명 없이 사용하고 있다 [7],[8].

본 논문에서는 SC LMMSE-FDE 와 CT LMMSE 등화기의 점근적 동치를 수학적으로 엄격히 보이며 이를 만족하기 위한 조건을 수신 필터와 오버 샘플링 팩터에 대해 제시한다 [1]. 이러한 점근적 성능 분석을 통하여 CT LMMSE 등화기를 LMMSE 조건에서의 최적 등화기로 놓았을 때, SC LMMSE-FDE가 이와 얼마나 성능 차이가 있고, 점근적으로 성능이 같아지

는지의 여부를 통해 SC-FDE 기법이 LMMSE 조건에서 최적 수신기가 될 수 있는지를 알 수 있으며 될 수 있다면 그 때 수신기에서 만족해야 할 조건이 무엇인지 알 수 있다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어있다. 제 2장에서는 SC-FDE의 연구 경향에 대해 살펴본다. 구체적으로, 채널, 블록 구조, 변조 방법, 복조 방법, MIMO 등의 주제로 나누어 SC-FDE가 연구되는 분야에 대해 개략적으로 살펴본다. 제 3장에서는 앞으로 점근적 SC-FDE의 성능과 비교될 기준인 연속시간 LMMSE 등화기에 대해 살펴본다. 제 4장에서는 LMMSE 조건에서의 SC-FDE의 점근적 MSE 성능을 수학적으로 엄격히 보인 후에, 이러한 점근적 MSE가 CT-LMMSE 등화기의 점근적 MSE로 수립할 오버샘플링 팩터와 수신 필터의 조건을 제시한다. 제 5장에서는 컴퓨터를 이용한 수치적 결과를 제시하여 앞장에서의 증명을 확인한다. 제 6장은 본 논문의 결과를 정리하여 제시한다.

II. SC-FDE의 연구 경향

이 장에서는 SC-FDE 연구 경향에 대해 알아 본다. 연구 결과들에 대한 체계적인 분류를 통해 각 분야에 대해 SC-FDE가 어떻게 연구되고 있는지 알기 쉽게 정리하였다.

2.1 채널에 따른 분류

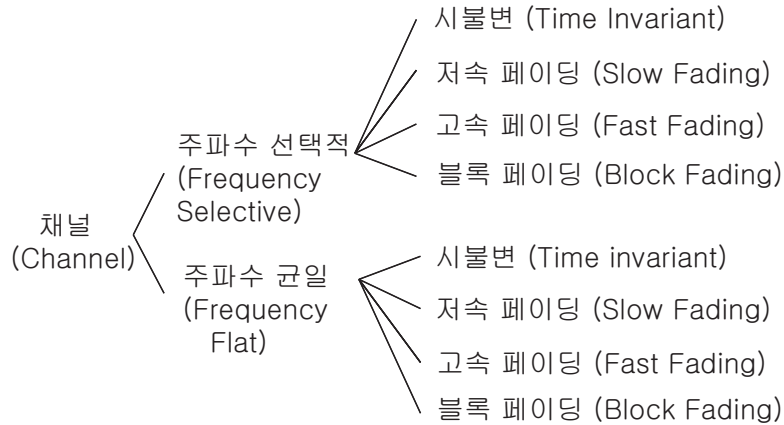


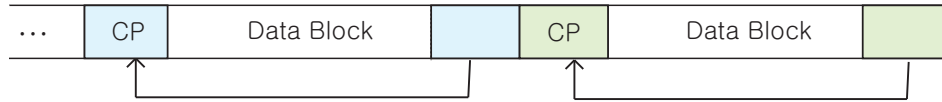
그림 2.1: 채널 분류

무선 채널은 그 임펄스 응답이 시간 영역에서 분산되어 있는지 여부에 따라 그림 2.1과 같이 크게 주파수 선택적인 채널과 주파수에서 균일한 채널로 나눌 수 있다. SC-FDE의 기본적인 목적이 주파수 선택적 채널로 인한 ISI 성분을 효율적으로 제거하는데 있으므로, SC-FDE에 관한 연구는 모두 주파수 선택적인 채널 하에서 이루어진다. 채널은 또한 시간에 따라 변하는 페이딩 (fading) 채널과 시불변 채널로 나눌 수 있으며, 페이딩 채널은 그 변하는 빈도에 따라 다시 저속 페이딩 (slow fading) 채널과 고속 페이딩 (fast fading) 채널로 나눌 수 있다. 블록 단위로 신호를 처리하는 SC-FDE의 경우 블록 지속시간 동안에 채널이 변하는지의 여부가 중요한데, 이에 따라 저속

페이딩 채널의 경우 한 블록 지속시간 동안은 채널이 변하지 않는다는 가정을 더해 블록 페이딩 (block fading) 채널, 다른 말로 준정적 (quasi-static) 채널로 다시 모델링 하여 시스템을 설계하는 경우가 많다.

페이딩 채널에서의 SC-FDE 연구는 적응형 (adaptive) FDE 설계가 주를 이룬다. 블록 페이딩 채널에서는, 기존의 적응형 시간 영역 등화기에서 주로 쓰이던 LMS (least mean square) 알고리즘과 RLS (recursive least square) 알고리즘을 주파수 영역에서 블록 단위로 동작하도록 적용시킬 수 있으며 이를 통하여 등화기의 복잡도를 크게 줄일 수 있다 [23]. 이와 비슷하게, 다중 안테나를 사용하여 시공간 블록 부호화 (STBC: space-time block coded)된 SC-FDE에서도 RLS 알고리즘을 이용하여 다이버시티 (diversity)를 얻으면서 적응형 등화가 가능하다 [29]. 데이터의 고속 전송이 가능한 공간 다중화 (SM: spatial multiplexing)된 시스템에서도 RLS 알고리즘을 기반으로 하여 적응형 FDE를 설계 할 수 있다 [24].

반면에 고속 페이딩 채널에서는 블록 페이딩 채널과는 달리 주파수 영역에서 하나의 탭으로 이루어진 등화기를 써서 모든 ISI를 다룰 수 없다. 즉 기존의 SC-FDE 구조를 고속 페이딩 채널에서 사용할 경우 그만큼의 성능 저하가 뒤따른다. 그러므로 많은 연구들이 블록 페이딩 채널에서 적응형 FDE를 설계한 후에 시뮬레이션을 통해 고속 페이딩 채널에서의 성능을 측정한다 [23],[28],[29]. 이러한 경우 대개 블록 길이에 따라 고속 페이딩에서의 적응형 FDE의 성능이 달라지며, 일반적으로 블록 길이가 짧을 수록 성능이 좋고 블록 길이가 길수록 성능 저하가 심하다. 블록 길이가 어느 정도 이상으로 늘어날 경우 적응형 FDE의 알고리즘이 발산해 버리는 경우도 볼 수 있다 [29]. 이러한 연구 결과들을 바탕으로, 주파수 효율을 떨어뜨리지 않고 효율적으로 블록 길이를 짧게 만들어 고속 페이딩 환경에서의 적응형 FDE의



(가) Cyclic prefixed 블록 구조



(나) UW 블록 구조

그림 2.2: 블록 구조에 따른 분류

성능을 개선한 논문도 최근에 소개되었다 [32].

2.2 블록 구조에 따른 분류

SC-FDE에서 사용되는 블록 구조는 그림 2.2와 같이, 블록간에 CP를 넣은 구조와, 수신기에서 미리 알고 있는 심볼들로 이루어진 UW (unique word)를 넣은 구조로 크게 나눌 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 CP를 넣는 기본적인 이유는 블록간의 간섭을 없애서 각각의 블록을 독립적으로 처리할 수 있게 하고, 수신기에서 CP를 제거한 후에 채널과 데이터 블록간의 수학적인 관계에서 채널을 순환 행렬의 모양으로 나타낼 수 있게 하기 위함인데, 블록간에 UW를 넣어도 이 두가지 조건을 모두 만족한다. 블록간에 CP를 넣었을 경우 수신기에서 CP부분은 제거하는 것이 일반적이지만, UW를 넣었을 경우 수신기에서 이를 이용하여 채널추정이나 시간 동기화, 주파수 동기화 등에 이용할 수 있다 [33],[35]. 또한 FDE에 시간 영역 궤환 등화기를 추가하여 성능을 높이고자 할 때, UW를 사용하여 오류 전파 (error propagation) 현상을 막을 수 있어 CP를 사용했을 때 보다 나은 성능을 얻을 수 있다 [35],[36]. CP를 이용했을 때 주파수 영역에서 등화기가 하나의 탭으로 구성될 수 있

는데 반하여, UW를 넣었을 경우 UW를 제외하고 얻게 되는 블록들은 일반적으로 각 블록에서의 모든 ISI를 주파수 영역에서 하나의 탭으로 다룰 수 없다 [34]. 하지만 UW를 FFT 윈도우에 포함시켜 데이터 심볼들과 같이 주파수 영역에서 등화처리할 경우 CP를 이용했을 때와 마찬가지로 하나의 탭으로 모든 ISI를 다룰 수 있으며, 이렇게 등화 처리된 UW도 마찬가지로 채널추정이나 동기화에 이용될 수 있다 [35].

ZP (zero-padding) 방법은 블록 간에 CP 대신에 연속되는 0을 넣는 방법으로, UW의 한 종류로도 볼 수 있지만, 대부분의 연구에서 UW와는 구분되어 다루어진다. UW와 마찬가지로 하나의 탭으로 구성되는 FDE에서 사용되었을 때 LMMSE와 같은 조건 하에서 준최적 (suboptimal) 하지만 [34], CP를 사용한 블록 구조보다 비트 오류 성능을 좋음이 알려졌다 [8].

최근에는 기존의 블록 구조를 변형하여 시스템의 성능 향상을 꾀하기도 하였다. UW를 CP와 비슷한 방법으로 사용하여 고속 페이딩 채널에서의 효율적인 채널 추정이 가능하게 하거나 [62], 블록간에 다른 UW를 넣어서 고속 페이딩 채널에 강하면서 높은 시스템 용량을 얻는 방법도 제안되었다 [63]. 이 외에도 기존의 전송 시스템에 맞추기 위해서, 혹은 CP나 UW를 넣음으로 해서 손실되는 전력과 시간을 줄이기 위하여 CP나 UW 없이 연속적으로 데이터를 전송하고 FDE를 하는 방법이 개발되었다 [65]. 이와 비슷하게, CP의 길이가 채널 임펄스 응답보다 짧아 블록간에 간섭이 존재하고, 채널을 순환 행렬로 나타내지 못할 때 효율적으로 주파수 영역 등화를 할 수 있는 방법에 대해서도 연구가 이루어지고 있다 [37],[38],[39],[40],[64].

2.3 변조 기법에 따른 분류

단일 반송파 변조 기법을 여러가지로 분류할 수 있지만, 그중에서 FDE의 적

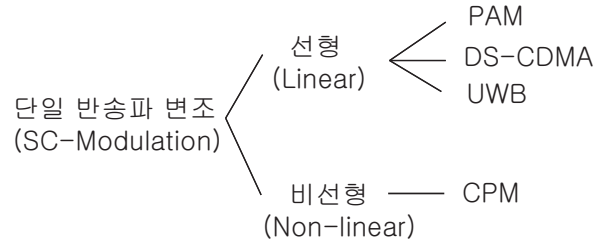


그림 2.3: 변조 기법에 따른 분류

용에 대한 연구들이 주로 이루어지고 있는 변조 기법은 크게 그림 2.3과 같이 나눌 수 있다.

2.3.1 DS-CDMA

DS-CDMA (direct-sequence code-division multiple-access) 시스템의 대표적인 수신기로 RAKE 수신기를 들 수 있다. 하지만 기존의 RAKE 수신기는 IFI (interfinger interference) 및 다중 접속 간섭 (MAI: multiple access interference) 등으로 인하여 시스템의 성능이 제한되는 문제가 있었으며 이에 따라 등화기를 써서 MAI와 IFI를 억제하는 방법들이 제안되었다. 하지만 제안된 등화기는 시간 영역에서 구현되었을 뿐만 아니라 등화기에 입력으로 들어오는 신호들이 높은 칩 속도로 확산 (spreading) 되어 있었기 때문에 그 복잡도가 매우 높았다 [45]. 이처럼 등화기의 탭 수가 많은 경우 적응형 등화기의 설계도 알고리즘의 수렴 문제 등으로 어려워진다. 이에 기존의 시간 영역 등화기를 FDE로 대체함으로써 수신기의 복잡도를 크게 낮추는 방법들이 제안되었다.

FDE를 적용하는 여러가지 방법이 있지만 기본적으로 그림 2.4와 같이 송신기에서 확산된 데이터들을 SC-FDE와 마찬가지로 CP를 넣어서 블록화하여 전송하고, 수신기에서는 CP를 제거하고 주파수 영역 등화를 한 후

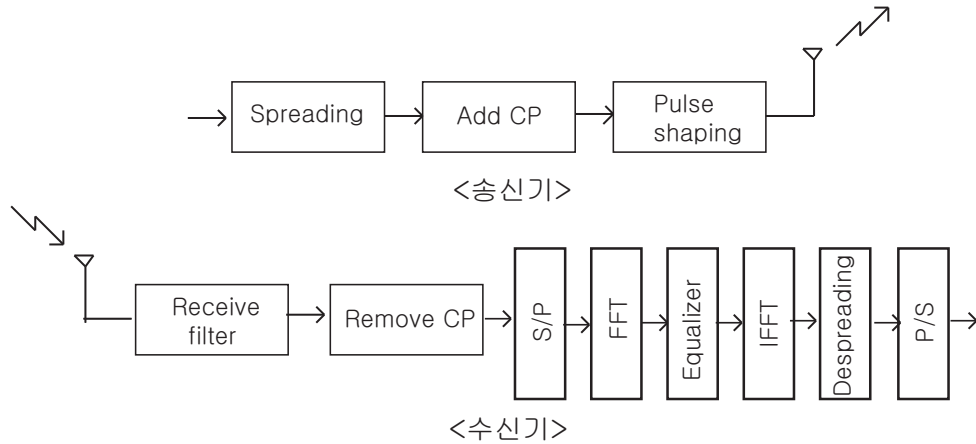


그림 2.4: DS-CDMA에 FDE를 적용한 송수신기의 구조

에 역확산 (despreading)을 하여 신호를 검출하는 구조를 예로 들 수 있다 [43],[44],[45]. 이렇게 제안된 방법들은 기존의 RAKE 수신기나 TDE 보다 비트 오류율과 복잡도 면에서 성능이 좋음이 확인되었다. 이에 더하여 등화 뿐만 아니라 역확산을 주파수 영역에서 하여 수신기의 복잡도를 더 줄일 수도 있다 [41]. 또한 수신기의 복잡도를 더 줄일 수 있는 방법으로, 수신된 신호를 우선 역확산 한 후에 등화하는 방법을 들 수 있다 [42]. 이 경우에 등화가 칩 단위가 아닌 심볼 단위로 이루어지기 때문에 블록당 처리해야 하는 심볼 수를 상당히 줄일 수 있다. 이를 위해 서로 다른 사용자들의 확산된 블록이 주파수 선택적 채널에서도 어느정도 직교를 이룰 수 있도록 블록 구조를 설계하였다 [42]. 이 밖에 DS-CDMA 시스템에의 FDE 적용에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있으며, 특히 다중 안테나 CDMA [46],[47],[48],[49], 적응 알고리즘 및 채널 추정기법 [50],[51],[52] 등으로 연구가 많이 이루어지고 있다.

2.3.2 UWB

UWB (Ultra Wideband) 시스템은 송신 신호의 에너지를 주파수 대역에서 적게는 수백 MHz에서 많게는 수 GHz까지 확산시켜 전송하며, 비트당 수 나노 초 길이를 갖는 펄스를 전송하는 UWB-IR (UWB impulse radio) 시스템과 CDMA와 비슷한 방법으로 송신 데이터에 확산 코드 (spreading code)를 곱하여 전송하는 DS-UWB (direct-sequence USB) 시스템으로 나눌 수 있다. UWB 시스템에서는 CDMA와 마찬가지로 대표적으로 RAKE 수신기가 이용되는데, IR-UWB와 DS-UWB 시스템에서 모두 이를 FDE로 대신하여 수신기의 복잡도를 줄임과 동시에 성능 향상이 가능하다 [53],[55],[56]. 이외에 수신기가 완벽히 채널에 대한 정보를 가지고 있을 때와 성능 차이가 크게 나지 않는 주파수 영역 채널 추정 방법이 제안되었으며 [57], 이러한 채널 추정 방법에서 추정 오류에 대한 성능 저하가 비트 오류와 관련되어 계산되었다 [58]. FDE를 적용한 UWB 시스템과 OFDM을 적용한 MC-UWB (multi-carrier UWB)와의 성능 비교에 관한 연구도 찾아 볼 수 있으며, 이를 통해 SC-FDE와 OFDM이 UWB 시스템에 적용 되었을 때도 앞서 제 1장에서 언급했던 SC-FDE와 OFDM의 장단점을 거의 비슷하게 유지하는 것을 알 수 있다 [54].

2.3.3 CPM

CPM (continuous phase modulation)은 비선형 변조 방식 (non-linear modulation)의 하나로 전송 신호의 위상 (phase)이 연속적으로 바뀌는 특성이 있으며, 이에 따라 주파수 효율과 파워 효율면에서 선형 변조 방식보다 우수하다는 장점을 갖는다. CPM은 현재 GSM (Global System for Mobile Communications)과 블루투스 (Bluetooth)를 비롯하여 여러 무선통신에 이용되고 있

다. FDE를 CPM에 적용시키기 위해서는 앞서 언급한 선형 변조 방법들과 달리 추가로 고려해야 할 사항들이 있다. CP를 붙일 때, 송신신호의 위상이 연속성을 유지할 수 있도록 해야 하며, 수신 신호 역시 위상의 연속적인 변화로 인해 바로 DFT를 하지 못하기 때문에 FDE를 적용하기 위해서는 추가적인 신호 처리가 필요하다 [59]. 2004년에 CP를 붙일 때 송신 신호의 위상이 연속성을 유지하는 방법을 설계하고, CPM 신호를 Gram-Schmidt orthonormalization procedure와 Laurent's decomposition을 이용하여 이산 신호로 표현이 가능한 점을 이용하여 FDE를 적용한 연구가 이루어졌다 [59]. 제안된 방식은 기존의 CPM 수신기인 DDFSE (delayed decision-feedback sequence estimation)보다 복잡도와 비트 오류 성능 면에서 우수하였다. 이러한 방식으로 FDE를 CPM에 적용시켰을 때, 선형 등화와 궤환 등화, 터보 등화 (turbo equalization) 등을 위한 알고리즘들이 제안되었으며 [60], 이를 MIMO 환경으로 확장한 구조도 연구되었다 [61].

2.3.4 송신기가 채널 정보를 가지고 있을 때

TDD(time-division duplexing) 시스템과 같이 수신기로 부터 송신기로의 데이터 피드백이 존재할 때 수신기로 부터 채널에 대한 정보를 얻을 수 있으며, 송신기는 이러한 정보를 이용하여 시스템의 성능을 좀 더 높일 수 있다. 그 중 전치 등화기 (pre-equalizer)는 등화기를 송신기에 두어, 채널에 의한 신호의 일그러짐 효과를 사전에 방지한다. 기존의 전치 등화기는 시간영역에서 구현되었는데, 이를 FDE로 바꾸어 역시 송신기의 복잡도를 크게 줄일 수 있다.

MISO (multiple-input single-output) 환경에서의 주파수 영역 전치 등화기 (FDPE: frequency-domain pre-equalizer)는 그림 2.5와 같이 구성이 가

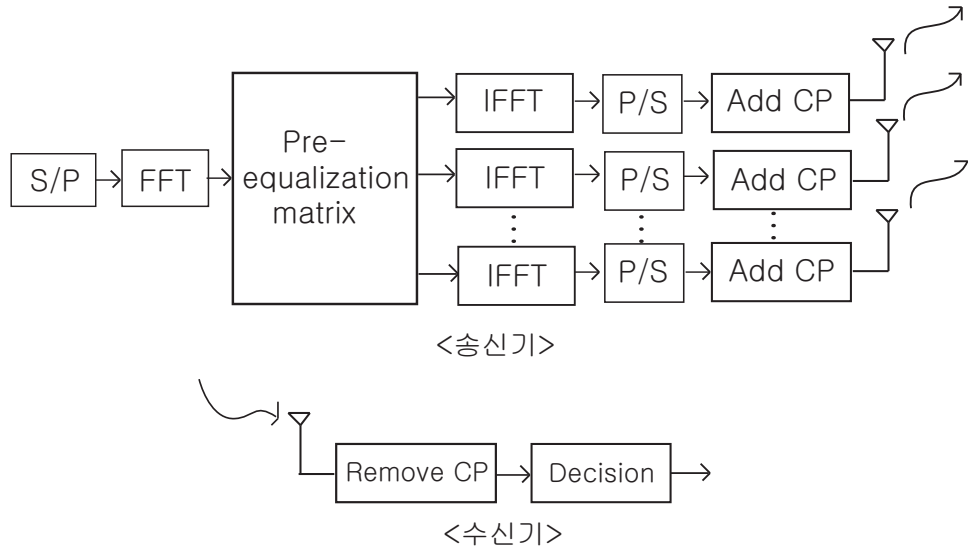


그림 2.5: 주파수 영역 전치 등화기를 사용한 송수신기의 구조

능하며 [94], SIMO (single-input multiple output) 및 MIMO (multiple-input multiple-output) 환경에서도 이와 비슷하게 구현이 가능하다 [95],[97],[98]. 제안된 FDPE는 다른 전치 등화기와 비교되어 성능 향상이 확인되었다. 다중 사용자 시스템에서 이러한 전치 등화기를 쓸 경우 다중 사용자 간섭 (MUI: multiple user interference)을 줄여 시스템 성능을 더 높일 수 있다. DS-CDMA 상향링크 MISO 환경에서 전치 등화기 적용하여 사용자들의 코드들의 직교성이 수신기에서도 어느정도 유지되도록 만들어 성능을 높인 예를 들 수 있으며 [99], DS-CDMA 하향 링크에 적용한 예도 있다 [101]. 또 다른 다중 사용자 시스템으로, SDMA (space-division multiple-access) 하향링크 MIMO 환경에 전치 등화기를 적용하여 시스템의 성능을 높인 경우도 있다 [96]. SD/CDMA (space-division and code-division multiple-access) 하향링크 MIMO 환경에서 시스템의 복잡도를 줄이기 위해, 채널의 완전한 정보 없이 상향링크 필터의

계수에 대한 정보로 주파수 영역 전치 등화기를 구현한 경우도 들 수 있다 [100]. 이렇게 FDPE를 썼을 경우에 일반적으로 다음과 같은 장점을 얻을 수 있다.

- 수신기가 등화기 없이 간단히 구현될 수 있기 때문에 그 복잡도를 크게 줄일 수 있다.
- 수신기에서 등화기를 쓸 때 발생할 수 있는 잡음 증폭 효과를 없앨 수 있다.
- 다중 사용자, 다중 접속 환경에서의 효과적인 이용이 가능하다.

반면에 다음과 같은 단점들이 있다.

- 고속 페이딩 채널에서 적합하지 않다.
- 송신 신호의 PAPR이 증가한다. 어떤 경우에는 이것이 OFDM과 거의 같아지는 경우도 있어서 단일 반송파를 쓰는 이득을 잃게 되는 경우가 발생한다 [95].

2.4 복조 방법에 따른 분류

2.4.1 선형 등화기 (Linear Equalizer)

SC-FDE는 2.4.2절에 제시된 궤환 등화기가 적용된 경우를 제외하고 일반적으로 선형 등화기의 구조를 가지며, 이에 대해 다음과 같은 성능이 알려져 있다.

SC-FDE는 블록 단위로 신호를 처리하기 때문에 블록 길이가 시스템의 성능에 영향을 미치는 변수로 작용한다. ZP 방법으로 블록을 구성하고 수신

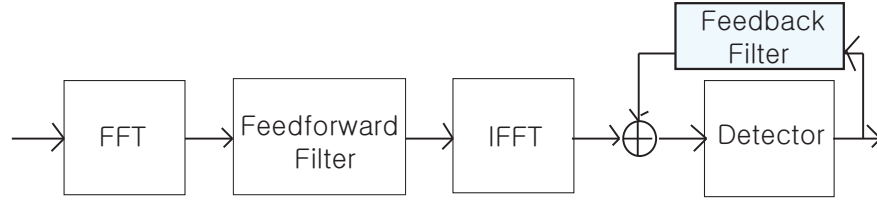


그림 2.6: SC-FD-DFE의 구조

기가 ZF조건이나 MMSE 조건을 만족하도록 설계되었을 경우, 블록 길이가 길어질수록 비트 오류 성능이 저하되는 것으로 알려져 있다. 반면 블록간에 CP를 넣었을 경우 블록 길이가 2배로 늘어날 경우 비트 오류 성능이 일반적으로 작아진다는 점이 알려졌다 [8].

페이딩 채널에서의 오수신 확률 (outage probability)에 관한 분석도 가능하다. ZF 조건 하에 설계된 FDE의 경우 SNR (signal-to-noise ratio) 이 증가함에 따라 오수신 확률이 비교적 낮은 속도로 감소하지만, MMSE 조건 하에서는 주파수 효율 (spectral efficiency)에 따라 오수신 확률의 감소 속도가 다르며, 특히 주파수 효율이 낮을 경우 SNR이 증가함에 따라 오수신 확률이 ML 조건을 만족하는 수신기와 비슷한 속도로 빠르게 감소한다. 반면에 높은 주파수 효율에서는 SNR에 따라 오수신 확률이 ZF를 만족하는 수신기와 비슷한 속도로 천천히 감소한다 [22]. 이 외에 SC-FDE가 부호화 없이 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 없음도 밝혀졌다 [20]. 그 외의 성능에 대해서는 제 1장에서 OFDM과 비교되면서 언급되었다.

2.4.2 궤환 등화기 (Decision Feedback Equalizer)

궤환 등화기는 과거에 검출된 심볼들이 정확하다는 가정하에 검출기에 입력으로 들어오는 신호에 이 심볼들에 의한 ISI를 효과를 제거하여 수신기의 비

트 오율 성능을 높인다. 일반적으로 궤환 등화기는 신호를 검출하기 전에 순방향 필터 (feedforward)를 써서 등화하는 부분과, 검출기된 신호를 피드백 필터 (feedback filter)를 써서 피드백 하는 부분으로 나눌 수 있다. 전자의 경우 일반적인 선형 등화기와 마찬가지로, FDE로 대체하여 그 복잡도를 크게 낮출 수 있지만 피드백 부분의 경우, 블록단위로 DFT할 때 발생하는 시간 지연으로 인하여 주파수 영역에서 구현하기는 어렵다고 알려져 있다 [4]. 이런 점으로 인하여, 주파수 영역 궤환 등화기는 대체적으로 그림 2.6과 같이 순방향 필터링은 FDE를 사용하고, 피드백 처리는 시간영역에서 이루어지는 시간 주파수 혼합형 (hybrid time-frequency) 궤환 등화기가 주를 이룬다. 이렇게 구성된 궤환 등화기 (SC-FD-DFE)는 선형 등화기 보다 비트 오율 성능이 향상된다 [4]. 구체적으로는 일반적으로 적응 변조된 OFDM이 SC-FDE보다 비트 오율 성능이 더 낮지만, SC-FD-DFE의 경우, 적응 변조된 OFDM과 비트 오율 성능이 거의 같다 [88]. SC-FD-DFE가 검출기에 입력되는 심볼과 실제 송신된 심볼간의 MMSE를 최소화 하는 조건 하에 설계되었을 때, 순방향 필터와 피드백 필터의 계수를 블록 간에 CP를 넣었을 경우와 UW를 넣었을 경우에 대해 각각 구할 수 있다 [9],[33].

앞서 언급했듯이, SC-FD-DFE의 경우, 블록들이 CP로 구분되어 전송되기 때문에 주파수 선택적 채널을 통과하였을 때, 각 블록의 시작 부분에 있는 몇 심볼들은 특히 CP에 있는 심볼들로 인한 간섭 (cyclic ISI)을 많이 받는다. 하지만 CP는 대부분의 수신기에서 버려지기 때문에, 각 블록의 시작 부분에 있는 몇 심볼들은 cyclic ISI에 대해 피드백이 없거나, 충분한 양의 피드백을 제공받지 못한다. 따라서 이 심볼들은 검출 오류가 날 확률이 높고, 이는 오류 전파 (error propagation) 현상을 초래하여 수신기의 성능을 크게 저하시킬 수 있다. 이러한 cyclic ISI에 의한 성능 저하를 막기 위해서 블록

간에 CP를 넣는 대신 ZP방법을 쓰는 것이 낫다고 알려진다 [36].

다중 안테나 시스템에서도 비슷한 방법으로 FD-DFE를 구현할 수 있다 [81]. 특히, 시공간 블록 부호화 기법을 사용했을 경우 다이버시티를 효율적으로 얻을 수 있도록 FD-DFE 구조에 변화를 줄 수 있으며 [68], 공간 다중화 기법을 사용했을 경우 2.5.3절에서 볼 수 있듯이, FD-DFE 구조를 여러번 써서 동일 채널 간섭들을 제거하는데 이용할 수 있다.

이 밖에, DS-CDMA에서 MAI와 ISI를 효과적으로 제거하기 위해 [69], IFDMA (Interleaved Frequency Division Multiple Access)에서 [70], 다중 사용자 환경에서 [71], 각각 SC-FD-DFE를 적용할 수 있다. SC-FD-DFE의 복잡도를 줄이기 위하여, 피드백을 주파수 영역에서 반복적으로 수행할 수도 있으며 [91], 페이딩 채널에서 순방향 필터와 피드백 필터의 계수를 모두 업데이트 하는 적응형 FD-DFE를 설계 할 수 있다 [66].

2.5 MIMO SC-FDE

다중 안테나를 이용했을 때 얻을 수 있는 이득으로 크게 다이버시티와 주파수 효율 (spectral efficiency)을 들 수 있다. 다이버시티를 높이는 대표적인 기법으로 시공간 블록 부호화와 주파수 공간 블록 부호화 (SFBC: space-frequency block coding)를, 주파수 효율을 높일 수 있는 기법으로 공간 다중화 (SM: spatial multiplexing) 기법을 들 수 있다. 각각의 기법들은 다음과 같이 SC-FDE에 적용될 수 있다.

2.5.1 시공간 블록 부호화 (STBC)

주파수 균일 채널에서는 대표적인 STBC로 Alamouti 부호화를 들 수 있다 [25]. Alamouti 부호화를 통해 주파수 균일 채널에서 2×1 안테나를 사용하

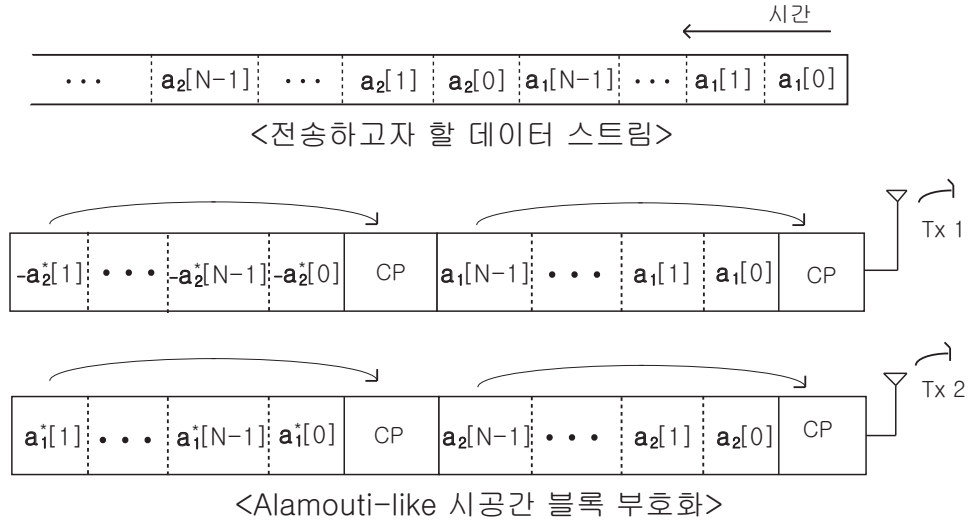


그림 2.7: SC-FDE에서의 Alamouti-like STBC

여 간단하게 송신 다이버시티를 얻을 수 있다. 후에 Alamouti 부호를 주파수 선택적 채널에 적용 가능하도록 확장하게 되는데, 이중 하나로 2001년에 Al-Dhahir가 Alamouti 부호를 SC-FDE에 적용시킨 연구를 들 수 있다 [26]. 이 연구에서는 Alamouti 부호의 특성과 SC-FDE의 장점을 융합하여 다이버시티를 얻으면서 동시에 쉽게 ISI를 다룰 수 있도록 그림 2.7과 같은 블록 구조와 시스템을 설계하였다. 후에 SC-FDE에서의 좀더 일반적인 형태의 STBC에 관한 연구가 이루어 졌는데, 이 연구에서는 블록간에 CP를 넣었을 경우뿐만 아니라, ZP, UW를 넣는 경우에 대해서도 모두 다루었으며, 블록들이 앞선 Al-Dhahir가 제시한 방법과 다르게 정렬이 되어있는 경우들도 고려하여 최대 다이버시티를 만족하는 STBC를 설계하였다 [27]. 또한 이를 2×1 안테나 뿐 아니라, 일반적인 다중 안테나 시스템으로 확대하였다.

이러한 SC-FDE에서의 STBC 기법은 다중 사용자 (multiple user), 혹은 다중 접속 (multiple access) 환경에서 다중 사용자로 인한 간섭을 효율적으

로 제거하는데 이용될 수 있다. 이에 대해 대수적으로 접근한 연구와 [30], 적응형 수신기를 구현한 연구를 찾아 볼 수 있다 [28]. 최근에는 기존의 STBC에서 블록 길이를 효율적으로 줄여 고속 페이딩 채널에서 성능을 향상시키기도 하였다 [32]. 또한 STBC의 직교성을 이용하면 이를 협동 (cooperative) 기법에 효율적으로 이용이 가능한데, 이러한 분산된 시공간 블록 부호화 (D-STBC: distributed STBC) 기법을 릴레이 채널 (relay channel)에서 SC-FDE에 적용할 수 있으며 이를 통해 최대 다이버시티를 얻을 수 있다 [79],[80].

2.5.2 주파수 공간 블록 부호화 (SFBC)

SFBC의 SC-FDE에의 적용에 관해 연구한 논문은 STBC의 경우보다 그 수가 많지 않으며 2006년에 OFDM에서 사용되던 SFBC를 변형하여 SC-FDE에 적용한 연구를 찾아볼 수 있다 [31]. 제안된 SFBC를 이용하면 STBC를 사용했을 때 보다 고속 페이딩 환경에서 시스템의 성능을 향상시킬 수 있지만, STBC가 송수신기에서 매우 간단히 구현될 수 있는데 반하여 제안된 SFBC는 송수신기의 복잡도가 매우 올라간다는 단점이 있다.

2.5.3 공간 다중화 (SM)

공간 다중화는 다중 안테나를 이용하여 다수의 데이터를 평행적으로 같은 시간과 같은 주파수 대역으로 송수신 함으로써 주파수 효율을 높일 수 있는 기술이다. 수신된 신호에는 다른 안테나들로 부터 각각 송신된 서로 다른 데이터들이 혼합되어 있기 때문에 수신기가 이를 얼마나 잘 분리해 내느냐에 따라 시스템의 성능이 결정된다. 다른 안테나로 부터 송신된 신호들을 분리하고 검출하는 방법으로 신호들을 동시에 분리한 후 검출하는 방법과, 일부 신호만 분리해서 검출한 후 수신된 신호에서 검출된 신호로 인한 간섭을 제

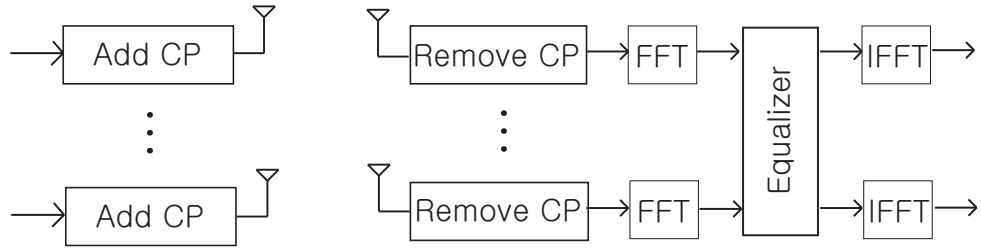


그림 2.8: MIMO FDE 송수신기

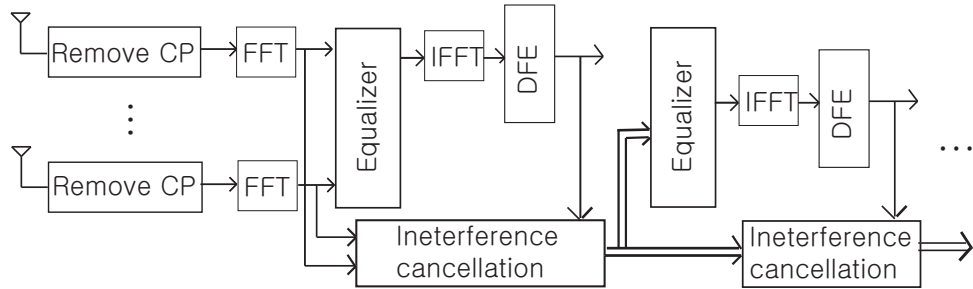


그림 2.9: FD-DFE를 적용한 계층 시공간 수신기

거시켜 나가는 방법이 있다.

모든 신호들을 한번에 분리하고 검출하는 방법은 그림 2.8과 같은 구조로 FDE 구현이 가능하다 [67],[72],[90]. 이러한 구조에서의 참조 신호 기반의 (training based) 적응형 FDE도 제안되어있다 [24].

미리 검출된 신호들에 의한 간섭을 제거해나가며 신호들을 차례로 검출하는 방법은 FDE를 써서 그 복잡도를 줄일 수 있다. 2002년에 A. Lozano에 의해 기존의 주파수 균일 채널에서의 계층 시공간 수신기 (LSTR: layered space time receiver)가 주파수 선택적 채널에 맞게 확장된다 [78]. 여기서 제안된 수신기는 MIMO-DFE를 연속적으로 사용하여 순차적으로 간섭을 제거해 나가는 (ordered successive interference cancellation) 구조이다. 여기서 각각의 MIMO-DFE 구조는 시간 영역 등화기로 설계되었는데, 이부분 역시

후에 그림 2.9과 같이 FD-DFE로 확장된다 [73],[75],[76],[77]. 구조에 조금씩의 차이는 있지만 모두 주파수 영역 등화기를 기반으로 사용하여 수신기의 복잡도를 크게 낮추었으며, 그림 2.8의 구조보다 성능이 좋음을 확인할 수 있다 [73]. 후에 이러한 구조에 있어서의 고속 페이딩 채널에서의 적응형 등화기 설계가 이루어졌으며, 기존의 시스템이 채널 변화에 따라 성능이 크게 저하되었지만, 제안된 수신기로는 채널 변화에서도 수신기가 완벽한 신호를 알 때와 비슷한 성능을 낼 수 있었다 [74].

III. SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기를 사용하는 시스템의 모델

본 장에서는 SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 구조와 시스템 모델을 제시한다. SC LMMSE-FDE의 최적 등화 행렬과 이를 사용했을때의 MSE가 계산되었다. 본 장부터의 내용은 학술행사 IEEE WCNC (wireless communications and networking conference) 2007 에서 발표될 예정이다 [1].

3.1 SC LMMSE-FDE의 시스템 모델

SC-FDE의 송신기와 수신기 구조는 각각 그림 3.1, 그림 3.3과 같다. 정보를 함유하고 있는 시퀀스 $\{a[n]\}_n$ 은 평균이 0 이고 분산이 σ_s^2 이며 독립이고 분포가 같은 (independent and identically distributed) proper complex 랜덤변수들로 모델링한다. 이 시퀀스들은 연속하는 N 개의 심볼들로 이루어진 벡터들 $\{\mathbf{a}_l\}$ 로 블록화되며 이때, $l+1$ 번째 블록은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{a}_l \triangleq [a[lN], a[lN + 1], \dots, a[lN + N - 1]]^T. \quad (1)$$

여기에 블록간의 간섭 (IBI: interblock interference)을 없애기 위해서, 길이 K 의 CP를 삽입한다. 즉 첫번째 전송되는 블록은 그림 3.2와 같다. 이렇게 구성된 각각의 블록들을 다시 연결하여 시퀀스 $\{a_c[n]\}_n$ 를 만들고 이를 전송

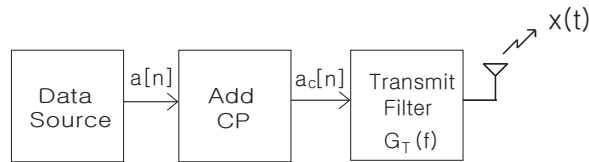


그림 3.1: SC-FDE 송신기 구조

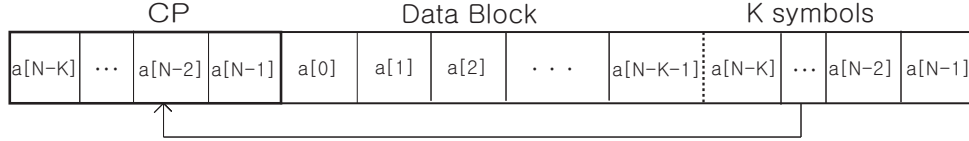


그림 3.2: 블록 구조

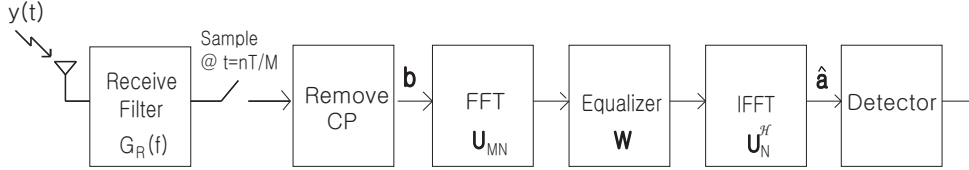


그림 3.3: SC-FDE 수신기 구조

펄스 $g_T(t)$ 를 사용하여 심볼 레이트 $1/T$ 로 선형 변조한다. 전송되는 신호의 complex envelop 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_c[n]g_T(t - nT). \quad (2)$$

이처럼 전송된 신호는 주파수 선택적 채널을 통과하여 그림 3.3과 같은 수신기로 전달되며, 수신기에서는 이를 수신 필터로 필터링한다. 채널과 수신 필터의 임펄스 응답을 각각 $h(t)$ 와 $g_R(t)$ 로 나타내면, 수신 필터를 통과한 신호의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_c[n]p(t - nT) + v(t). \quad (3)$$

앞선 식 (3)에서, $p(t)$ 는 송신 펄스와 채널, 수신펄스를 고려한 모든 채널 (overall channel)로 $p(t) \triangleq g_T(t) * h(t) * g_R(t)$ 로 정의한다. 즉 주파수 축에서 다음과 같은 식이 성립한다.

$$P(f) = G_T(f)H(f)G_R(f) \quad (4)$$

위 식에서 $G_T(f), H(f)$, 그리고 $G_R(f)$ 는 각각 $g_T(t), h(t)$, 와 $g_R(t)$ 의 푸리에 변환 (Fourier transform)이다. 잡음 성분인 $v(t)$ 는 $v(t) \triangleq n(t) * g_R(t)$ 로 나타낼 수 있으며 일반적으로는 유색 잡음이다. 여기서 $n(t)$ 는 양방향 전력 밀도 분포 (two-sided power spectral density)가 $2N_0$ 인 proper-complex 가우시안 랜덤 프로세스 (Gaussian random process)로 모델링 한다. 이산시간 신호를 만들기 위해서, 수신필터를 통과한 신호 $y(t)$ 는 속도 M/T 로 샘플링 된다. 여기서 M 은 오버샘플링 팩터 (over-sampling factor)를 나타내며, 자연수로 가정한다. 일반적으로 그렇듯이, 속도 M/T 로 샘플링된 잡음 성분이 무색 (white) 잡음이도록 하기 위해 수신 필터를 square-root Nyquist 필터로 제한한다. 수신 필터가 만족해야 할 제한 조건은 다음과 같은 수식으로 표현이 가능하다.

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| G_R \left(f + \frac{M}{T}k \right) \right|^2 = 1. \quad (5)$$

수신 필터와 샘플러를 차례로 통과한 신호는 CP에 해당하는 KM 샘플들이 제거된 후에 다시 MN 길이의 벡터 $\{\mathbf{b}_l\}_l$ 로 블록화된다. 샘플링된 모든 채널을 $\{p[n]\}_n$ 로 나타내고, $p[n] \triangleq p(nT/M)$ 와 같이 정의하자. 여기서 $\{p[n]\}_n$ 는 다음과 같이 절대가합 (absolutely summable)이라고 가정한다.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |p[n]|^2 < \infty \quad (6)$$

또한 $\{p[n]\}_n$ 는 임의의 정수 c 에 관해 구간 $n \in [c, c + L - 1]$ 을 제외하고 0인 값을 갖고 있다고 가정한다. 즉 길이를 L 로 제한한다. 그러므로 CP의 길이인 K 가 $L \leq KM + 1$ 를 만족하도록 설정된다면, IBI를 완전히 제거할 수 있으므로, 각각의 블록들을 독립적으로 처리할 수 있다. 블록들은 처리하는 방법이 모두 같으므로 여기서는 첫번째로 들어온 블록을 처리하는 과정만 제시하며 편의상 블록 인덱스를 빼고 식을 전개한다. 수신된 심볼들로 이루어

진 블록은 MN 길이의 벡터 \mathbf{b} 로 나타내며 이는 다음과 같은 식으로 표현이 가능하다.

$$\mathbf{b} = \mathbf{P}\mathbf{T}^{(M)}\mathbf{a} + \mathbf{v} \quad (7)$$

위 식에서 \mathbf{P} 는 $MN \times MN$ 순환 행렬 (circulant matrix)로, 모든 채널을 표현하며, 이 행렬의 첫번째 행은 $[p[c], p[c+1], \dots, p[c+L-1], 0, \dots, 0]^T$ 이다. 선형 변조된 신호의 경우 일반적으로 토플리츠 (toeplitz) 행렬로 나타나는 \mathbf{P} 가 순환 행렬로 나타나는 이유는, 블록간에 CP를 넣어 전송하여 데이터 블록과 채널간에는 순환 콘볼루션의 관계가 성립하기 때문이다. 잡음 성분인 $MN \times 1$ 벡터 \mathbf{v} 는 수신필터 $G_R(f)$ 에 대한 조건 (5) 하에서, 그 원소들이 평균이 0이고 분산이 $2MN_0/T$ 인 독립이고 분포가 같은 proper complex 랜덤 변수들이 된다. 마지막으로 $MN \times N$ 행렬 $\mathbf{T}^{(M)}$ 는 오버샘플링으로 인해 나타나는 효과이며, $M-1$ 개의 0을 \mathbf{a} 의 각각의 원소들 뒤에 넣는 행렬이다. 예를 들면, $M=2$ 인 경우에 $\mathbf{T}^{(2)}$ 는 다음과 같은 작용을 한다.

$$\mathbf{T}^{(2)}\mathbf{a} = [a[0], 0, a[1], 0, a[2], \dots, a[N-1], 0]^T. \quad (8)$$

주파수 영역 등화를 위해서, 블록 \mathbf{b} 는 DFT, 혹은 FFT을 사용하여 주파수 영역으로 변환된다. 변환된 블록을 등화처리한 후에 IDFT, 혹은 IFFT (inverse discrete Fourier transform)를 사용하여 다시 시간 영역으로 변환하여 등화를 마친다. 이에 따라 검출기를 통과하기 전의 추정된 데이터 블록 $\hat{\mathbf{a}}$ 는 다음과 같은 수식으로 표현이 가능하다.

$$\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{U}_N^H \mathbf{W} \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b} \quad (9)$$

위 식에서 \mathbf{U}_N 와 \mathbf{U}_{MN} 는 각각 $N \times N$, $MN \times MN$ DFT 행렬를 나타낸다. \mathbf{U}_N^H 는 \mathbf{U}_N 의 행렬의 켈레전치행렬 (conjugate transpose matrix)를 나타

내며, 이는 즉 IDFT 행렬이다. \mathbf{U}_N 의 (i, j) 번째 원소는 다음과 같다.

$$\{\mathbf{U}_N\}_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-\frac{2\pi i j}{N}} \quad (10)$$

이에 따라 $\mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H = \mathbf{I}$ 이 성립한다. 여기서 등화기에 LMMSE 조건이 따를 경우, 주파수 영역에서 등화 작용은 $N \times MN$ 행렬 \mathbf{W} 를 DFT된 벡터에 곱하는 것으로 표현될 수 있다. 행렬 \mathbf{W} 은 다음과 같이 정의된 MSE를 최소화 하는 방향으로 정해진다.

$$\epsilon \triangleq \mathbb{E}\{\|\mathbf{a} - \hat{\mathbf{a}}\|^2\} \quad (11)$$

위 식에서 $\|\cdot\|$ 은 벡터의 크기를 나타낸다.

MSE를 최소화 하는 행렬 \mathbf{W} 은 다음과 같은 과정을 거쳐 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{opt}} &= \arg \min_{\mathbf{W}} \epsilon \\ &= \arg \min_{\mathbf{W}} \mathbb{E}\{\|\mathbf{a} - \mathbf{U}_N^H \mathbf{W} \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b}\|^2\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{W}} \mathbb{E}\{(\mathbf{U}_N \mathbf{a} - \mathbf{W} \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b})^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H (\mathbf{U}_N \mathbf{a} - \mathbf{W} \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b})\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{W}} \mathbb{E}\{\|\mathbf{U}_N \mathbf{a} - \mathbf{W} \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b}\|^2\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{W}} \mathbb{E}\{\|\tilde{\mathbf{a}} - \mathbf{W} \tilde{\mathbf{b}}\|^2\}. \end{aligned} \quad (12)$$

위 식에서 $\tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{U}_N \mathbf{a}$, $\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b}$ 로 각각 정의한다. 직교원리 (orthogonality principle)을 이용하여, 위 문제의 해 $\tilde{\mathbf{W}}_{\text{opt}}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{a}} \tilde{\mathbf{b}}^H\} \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{b}} \tilde{\mathbf{b}}^H\}^{-1} \quad (13)$$

위 식에서 $\tilde{\mathbf{b}}$ 는 다음과 같이 풀어 쓸 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{U}_{MN} \mathbf{b} \quad (14)$$

$$= \mathbf{U}_{MN} (\mathbf{P} \mathbf{T}^{(M)} \mathbf{a} + \mathbf{v}) \quad (15)$$

$$= \mathbf{U}_{MN} (\mathbf{P} \mathbf{U}_{MN}^H \mathbf{U}_{MN} \mathbf{T}^{(M)} \mathbf{a} + \mathbf{v}) \quad (16)$$

여기서 $\mathbf{U}_{MN}\mathbf{T}^{(M)}\mathbf{a}$ 의 n 번째 원소는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\{\mathbf{U}_{MN}\mathbf{T}^{(M)}\mathbf{a}\}_{(n)} = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{k=0}^{N-1} a[k]e^{-j2\pi\frac{Mkn}{MN}} \quad (17)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{k=0}^{N-1} a[k]e^{-j2\pi\frac{kn}{N}} \quad (18)$$

이에 의하여 $\tilde{\mathbf{b}}$ 는 최종적으로 다음과 같이 풀어 쓸 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{b}} = \tilde{\mathbf{P}} \left. \begin{array}{c} \tilde{\mathbf{a}} \\ \tilde{\mathbf{a}} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{a}} \end{array} \right\} (M \text{ 번 반복}) + \tilde{\mathbf{v}} \quad (19)$$

위 식에서 $\tilde{\mathbf{P}} = \mathbf{U}_{MN}\mathbf{P}\mathbf{U}_{MN}^H$ 으로, $\tilde{\mathbf{v}} = \mathbf{U}_{MN}\mathbf{v}$ 로 각각 정의된다. 여기서 \mathbf{P} 가 순환행렬이므로 $\tilde{\mathbf{P}}$ 는 $\tilde{\mathbf{P}} = \text{diag}\{\tilde{P}[0], \tilde{P}[1], \dots, \tilde{P}[MN-1]\}$ 인 대각행렬 (diagonal matrix)이 된다. 이때 $\tilde{P}[n]$ 는 \mathbf{P} 의 첫번째 행의 MN -point DFT를 나타낸다. 대각행렬 $\tilde{\mathbf{P}}$ 를 다음과 같이 $N \times N$ 크기의 대각 행렬 $\tilde{\mathbf{P}}_i$ 로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{P}}_1 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{P}}_{M-1} \end{bmatrix} \quad (20)$$

이때, 각각의 행렬은 $\tilde{\mathbf{P}}_i = \text{diag}\{\tilde{P}[Ni], \tilde{P}[Ni+1], \dots, \tilde{P}[Ni+N-1]\}$ 로 나타난다. DFT된 벡터들은 또한 다음과 같은 통계적 성질을 갖는다.

$$\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{a}}\tilde{\mathbf{a}}^H\} = \mathbb{E}\{\mathbf{U}\mathbf{a}\mathbf{a}^H\mathbf{U}^H\} = \sigma_s^2\mathbf{I} \quad (21)$$

$$\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{a}}\tilde{\mathbf{v}}^H\} = \mathbb{E}\{\mathbf{U}\mathbf{a}\mathbf{v}^H\mathbf{U}^H\} = \mathbf{0} \quad (22)$$

이를 이용하여 $\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{a}}\tilde{\mathbf{b}}^{\mathcal{H}}\}$ 와 $\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{b}}\tilde{\mathbf{b}}^{\mathcal{H}}\}^{-1}$ 를 각각 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{a}}\tilde{\mathbf{b}}^{\mathcal{H}}\} &= \mathbb{E}\left\{\tilde{\mathbf{a}}\left(\left[(\tilde{\mathbf{P}}_0\tilde{\mathbf{a}})^{\mathcal{H}}, (\tilde{\mathbf{P}}_1\tilde{\mathbf{a}})^{\mathcal{H}}, \dots, (\tilde{\mathbf{P}}_{M-1}\tilde{\mathbf{a}})^{\mathcal{H}}\right]^{\mathcal{H}} + [\mathbf{U}_{MN}\mathbf{v}]^{\mathcal{H}}\right)\right\} \\ &= \sigma_s^2[\tilde{\mathbf{P}}_0^*, \tilde{\mathbf{P}}_1^*, \dots, \tilde{\mathbf{P}}_{M-1}^*]\end{aligned}\quad (23)$$

또한 $\sigma^2 \triangleq \frac{2MN_0}{T}$ 로 정의하면 다음과 같은 수식 전개가 가능하다.

$$\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{b}}\tilde{\mathbf{b}}^{\mathcal{H}}\}^{-1} = \mathbb{E}\left\{\left(\left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0\tilde{\mathbf{a}} \\ \tilde{\mathbf{P}}_1\tilde{\mathbf{a}} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1}\tilde{\mathbf{a}} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{v}}\right)\left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0\tilde{\mathbf{a}} \\ \tilde{\mathbf{P}}_1\tilde{\mathbf{a}} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1}\tilde{\mathbf{a}} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{v}}\right)^{\mathcal{H}}\right)^{-1}\right\}\quad (24)$$

$$= \left(\sigma_s^2 \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0\tilde{\mathbf{P}}_0^* & \tilde{\mathbf{P}}_0\tilde{\mathbf{P}}_1^* & \dots & \tilde{\mathbf{P}}_0\tilde{\mathbf{P}}_{M-1}^* \\ \tilde{\mathbf{P}}_1\tilde{\mathbf{P}}_0^* & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1}\tilde{\mathbf{P}}_0^* & \dots & & \tilde{\mathbf{P}}_{M-1}\tilde{\mathbf{P}}_{M-1}^* \end{bmatrix} + \sigma^2\mathbf{I}_{MN}\right)^{-1}\quad (25)$$

$$= \left(\sigma_s^2 \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0 \\ \tilde{\mathbf{P}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0^* & \tilde{\mathbf{P}}_1^* & \dots & \tilde{\mathbf{P}}_{M-1}^* \end{bmatrix} + \sigma^2\mathbf{I}_{MN}\right)^{-1}\quad (26)$$

역행렬보조정리 (Matrix inversion lemma)를 이용하면 $((A + UV^T)^{-1} =$

$A^{-1} - A^{-1}U(I + V^T A^{-1}U)^{-1}V^T A^{-1}$ 위 식은 아래와 같이 풀어 쓸 수 있다.

$$\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{b}}\tilde{\mathbf{b}}^{\mathcal{H}}\}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2}\mathbf{I}_{MN} - \frac{\sigma_s^2}{\sigma^4} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0 \\ \tilde{\mathbf{P}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1} \end{bmatrix} \left(\mathbf{I}_N + \frac{\sigma_s^2}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0 \\ \tilde{\mathbf{P}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1} \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0 \\ \tilde{\mathbf{P}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}}_0 \\ \tilde{\mathbf{P}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{P}}_{M-1} \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \quad (27)$$

위 식에서의 역행렬은 대각 행렬의 역행렬을 구하는 문제이므로, 각각의 원소의 역수를 취함으로써 쉽게 구할 수 있다. 이제 식 (23)과 식 (27)을 식 (13)에 대입하면 다음과 같은 \mathbf{W}_{opt} 를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_0 & \mathbf{W}_1 & \cdots & \mathbf{W}_{M-1} \end{bmatrix} \quad (28)$$

여기서 $N \times N$ 대각 행렬 \mathbf{W}_i 는 $i = 0, 1, \dots, M-1$ 에 대해 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{W}_i \triangleq \text{diag} \left\{ \frac{\tilde{P}[iN]^*}{\frac{2M^2N_o}{T\sigma_s^2} + \sum_{k=0}^{M-1} |\tilde{P}[kN]|^2}, \frac{\tilde{P}[iN+1]^*}{\frac{2M^2N_o}{T\sigma_s^2} + \sum_{k=0}^{M-1} |\tilde{P}[kN+1]|^2}, \dots, \frac{\tilde{P}[iN+N-1]^*}{\frac{2M^2N_o}{T\sigma_s^2} + \sum_{k=0}^{M-1} |\tilde{P}[kN+N-1]|^2} \right\} \quad (29)$$

이 \mathbf{W}_{opt} 를 사용하였을 때의 MSE는 $M = 2$ 인 경우에 다음과 같이 구할 수

있다.

$$\epsilon_{FDE}(M, N) \quad (30)$$

$$= \frac{1}{N} \mathbb{E}\{ \|\tilde{\mathbf{a}} - \mathbf{W}_{opt} \tilde{\mathbf{b}}\|^2 \} \quad (31)$$

$$= \frac{1}{N} \mathbb{E}\{ \tilde{\mathbf{a}}^H \tilde{\mathbf{a}} - \tilde{\mathbf{a}}^H \mathbf{W}_{opt} \tilde{\mathbf{b}} - \tilde{\mathbf{b}}^H \mathbf{W}_{opt}^H \tilde{\mathbf{a}} + \tilde{\mathbf{b}}^H \mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{W}_{opt} \tilde{\mathbf{b}} \} \quad (32)$$

$$= \frac{1}{N} \mathbb{E}\{ N + \tilde{\mathbf{a}}^H (\mathbf{W}_0 \tilde{\mathbf{P}}_0 + \mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{P}}_1) \tilde{\mathbf{a}} + \tilde{\mathbf{a}}^H (\mathbf{W}_0^H \tilde{\mathbf{P}}_0^H + \mathbf{W}_1^H \tilde{\mathbf{P}}_1^H) \tilde{\mathbf{a}} + \tilde{\mathbf{a}}^H (\mathbf{W}_0^H \tilde{\mathbf{P}}_0^H + \mathbf{W}_1^H \tilde{\mathbf{P}}_1^H) (\mathbf{W}_0 \tilde{\mathbf{P}}_0 + \mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{P}}_1) \tilde{\mathbf{a}} + \tilde{\mathbf{v}}^H \mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{W}_{opt} \mathbf{v} \} \quad (33)$$

$$= \frac{1}{N} \left\{ N + \text{tr}\{ \mathbf{W}_0 \tilde{\mathbf{P}}_0 + \mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{P}}_1 + \mathbf{W}_0^H \tilde{\mathbf{P}}_0^H + \mathbf{W}_1^H \tilde{\mathbf{P}}_1^H + (\mathbf{W}_0^H \tilde{\mathbf{P}}_0^H + \mathbf{W}_1^H \tilde{\mathbf{P}}_1^H) (\mathbf{W}_0 \tilde{\mathbf{P}}_0 + \mathbf{W}_1 \tilde{\mathbf{P}}_1) + \mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{W}_{opt} \} \right\} \quad (34)$$

위 식에 \mathbf{W}_{opt} 와 $\tilde{\mathbf{P}}$ 를 대입하면 \mathbf{W}_{opt} 를 사용하였을 때의 MSE를 얻을 수 있다.

정리 1

\mathbf{W}_{opt} 를 사용하였을 때 식 (11)과 같이 정의된 MSE는 다음과 같다.

$$\epsilon_{FDE}(M, N) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\sigma_s^2 N_0}{\frac{T\sigma_s^2}{2M^2} \sum_{k=0}^{M-1} |\tilde{P}[l + kN]|^2 + N_0}. \quad (35)$$

증명

식 (30)을 일반적인 M 에 관하여 확장하여 풀면 식 (35)를 얻을 수 있다.

3.2 CT LMMSE 등화기를 사용하는 시스템의 모델

CT 등화기를 사용하는 시스템에서 전송되는 신호는 일반적으로 선형 변조된 신호이며, 앞 절의 정의들을 이용하면 송신되는 신호는 다음과 같이 나타

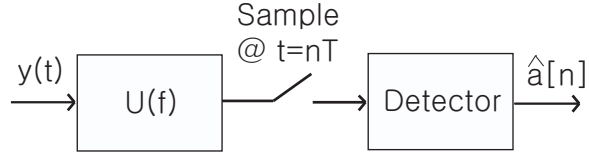


그림 3.4: CT LMMSE 등화기의 구조

낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a[n]g_T(t - nT) \quad (36)$$

CT 등화기는 그림 3.4와 같이, 수신 필터 $U(f)$ 와 그에 따르는 심볼-타임 샘플러로 이루어져 있다. 샘플러를 통과한 출력 신호는 바로 검출기 (detector)를 통과하게 된다. 수신 필터 $U(f)$ 가 LMMSE 조건을 만족하도록 설계되었을 경우, 검출기를 통과하기 전의 추정된 심볼과 전송된 심볼간의 MSE는 다음과 같다 [15].

$$\int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \frac{T\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_T(f + \frac{k}{T}) H(f + \frac{k}{T})|^2 + N_0} df. \quad (37)$$

IV. SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 점근적 동치

이 장에서는 대역제한 시스템에서의 SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 점근적 동치를 증명한다. 4.1절에서는 점근적 동치를 보이는데 필요한 보조정리들을 제안하고, 4.2절에서는 SC LMMSE-FDE의 점근적 MSE를 구한 후에 이것이 어떠한 조건 아래 CT LMMSE 등화기의 MSE와 같아짐을 보인다.

4.1 고른 수렴에 관한 보조정리

이 절에서는 앞으로 SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 점근적 동치를 보이는데 필요한 수학적 도구에 대하여 다루며, 특히 고른 수렴 (uniform convergence)과 관련된 보조정리들을 제안한다. 이 장에서의 결과들은 4.2절에서의 정리 2에서 SC LMMSE-FDE의 점근적 MSE를 구하는 데에 쓰일 것이다.

앞으로 함수들로 이루어진 시퀀스 $f_N(x)$, $N = 1, 2, 3, \dots$ 이 $x \in [0, 1]$ 에서 함수 $f(x)$ 고르게 수렴함을 가정한다. 이는 $N \rightarrow \infty$ 일때, 다음과 같이 정의된 ε_N 이 0으로 수렴함과 동치이다 [12].

$$\varepsilon_N = \sup_x |f_N(x) - f(x)|. \quad (38)$$

보조정리 1

만약 $\sup_x (|f_N(x)| + |f(x)|)$ 의 값이 한정되어 있으면 $|f_N(x)|^2$ 이 $|f(x)|^2$ 으로 고르게 수렴한다.

증명

$\hat{\varepsilon}_N$ 를 $\hat{\varepsilon}_N \triangleq \sup_x ||f_N(x)|^2 - |f(x)|^2|$ 로 정의하자. 이때 다음과 같은 수식 전개가 가능하다.

$$\hat{\varepsilon}_N = \sup_x (|f_N(x)| + |f(x)|) (|f_N(x)| - |f(x)|) \quad (39)$$

$$\leq \sup_x (|f_N(x)| + |f(x)|) \sup_x (|f_N(x)| - |f(x)|) \quad (40)$$

$$\leq \sup_x (|f_N(x)| + |f(x)|) \sup_x (f_N(x) - f(x)) \quad (41)$$

$$\leq \sup_x (|f_N(x)| + |f(x)|) \varepsilon_N. \quad (42)$$

가정에 의하여, $N \rightarrow \infty$ 일 때 $\hat{\varepsilon}_N \rightarrow 0$ 이다. 이에 의해 보조정리 1의 결론을 얻을 수 있다.

보조정리 2

만약 $|f(x)|$ 와 $|f_N(x)|$ 이 모두 양수 값으로 하한 한정 (bounded below) 되어 있으면, $\frac{1}{f_N(x)}$ 이 $\frac{1}{f(x)}$ 으로 고르게 수렴한다.

증명

$\hat{\varepsilon}_N$ 를 $\hat{\varepsilon}_N \triangleq \sup_x \left| \frac{1}{f_N(x)} - \frac{1}{f(x)} \right|$ 으로 정의하자. 이때 다음과 같은 식이 만족한다.

$$\hat{\varepsilon}_N = \sup_x \left| \frac{f_N(x) - f(x)}{f(x)f_N(x)} \right| \leq \frac{\sup_x |f_N(x) - f(x)|}{\inf_x |f(x)f_N(x)|} \leq \frac{\varepsilon_N}{ab} \quad (43)$$

위 식에서 $a = \inf_x |f(x)|$ 이고 $b = \inf_x |f_N(x)|$ 이다. 가정에 의해, ab 는 유한하다. 이에 의해 보조정리 2의 결론을 얻을 수 있다.

보조정리 3

$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f_N\left(\frac{n}{N}\right)$ 이 $\int_0^1 f(x)dx$ 으로 수렴한다.

증명

$\hat{\varepsilon}_N$ 를 $\varepsilon_N \triangleq \sup_{x \in [0,1]} |f(x) - f_N(x)|$ 와 같이 정의하자. 이때 다음 식이 성립한다.

$$f(x) - \varepsilon_N \leq f_N(x) \leq f(x) + \varepsilon_N, \forall x \in [0, 1]. \quad (44)$$

위 식에서 각각의 $x = 1/N, 2/N, \dots, N/N$ 에서 값을 구한 후, 평균을 취함으로써, 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f\left(\frac{n}{N}\right) - \varepsilon_N \leq \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f_N\left(\frac{n}{N}\right) \leq \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f\left(\frac{n}{N}\right) + \varepsilon_N. \quad (45)$$

$N \rightarrow \infty$ 이면 ε_N 이 0으로 수렴하고, 이에 의해 다음식이 성립한다.

$$\int_0^1 f(x)dx \leq \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f_N\left(\frac{n}{N}\right) \leq \int_0^1 f(x)dx \quad (46)$$

이에 의해 보조정리 3의 결론을 얻을 수 있다.

4.2 SC-FDE의 점근적 MSE 및 CT LMMSE 등화기와의 점근적 동치

SC LMMSE-FDE 와 CT LMMSE 등화기의 공정한 비교를 위해서는, SC LMMSE-FDE에서 데이터에 덧붙여 보내지는 CP에 의한 전력 손실이 반드시 고려되어야 한다. 실제로 CP를 붙여 블록 전송을 하는 경우, 평균 송신 전력의 $\frac{K}{N+K}$ 배의 전력이 CP에 의해 소비되게 된다. 이 경우에 전송 펄스 $g_T(t)$ 를

$\sqrt{\frac{N}{N+K}}g_T(t)$ 로 대체함으로써, 평균 송신 전력을 CP를 붙이지 않았을 때와 같게 만들 수 있다. 또 다른 CP로 인한 손실로 전송 속도에의 손실을 들 수 있다. 전체 전송 시간의 $\frac{K}{N+K}$ 배의 시간이 CP를 보내는데 사용된다. 이

경우, CP의 길이를 $K(N)$ 와 같이 블록 길이 N 에 관한 함수로 보았을 때, $K(N)$ 이 다음과 같은 식을 만족하도록 설정하면 N 이 무한대로 갈 때 전송 속도에서의 CP로 인한 손실이 0으로 수렴한다.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{K(N)}{N} = 0 \quad (47)$$

또한 위 조건이 만족될 때, CP로 인한 전력손실 역시 N 이 무한대로 갈 때 0으로 수렴하는 것을 알 수 있다.

완전 (strictly) 대역제한된 $p(t)$ 는 시간 영역에서 무한한 지속 시간을 가지므로, N 이 무한대로 갈 때 CP의 길이 K 를 무한대로 증가시키지 않는 이상, 블록 간섭이 존재한다. 앞으로의 증명에서 다음 조건이 만족한다고 가정한다.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} K(N) = \infty \quad (48)$$

그리고 $K(N)$ 이 앞선 식 (47)의 조건도 만족한다고 가정한다. 이러한 가정 하에서는 N 이 무한대로 증가할 때, 송신 전력과 전송 속도의 손실 없이도 IBI를 없앨 수 있으며 이에 따라 점근적 분석을 체계적으로 다룰 수 있다. 조건 (47)과 (48)를 만족하는 간단한 $K(N)$ 의 예로 $K(N) = \lceil \sqrt{N} \rceil$ 를 들 수 있다.

따름정리 1

CP 길이보다 긴 모든 채널 응답이 무시된다고 가정하자. $\{\hat{P}[l]\}_{l=0}^{MN}$ 를

$$\hat{p}[n] \triangleq p[n](u[n + M \lfloor K/2 \rfloor] - u[n - M \lfloor K/2 \rfloor]). \quad (49)$$

의 MN -point DFT 라고 했을 때, 대역제한된 SC-LMMSE-FDE의 MSE를 $\hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M, N)$ 로 나타내면, $\hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M, N)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M, N) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\sigma_s^2 N_0}{\frac{T\sigma_s^2}{2M^2} \sum_{k=0}^{M-1} |\hat{P}[l + kN]|^2 + N_0} \quad (50)$$

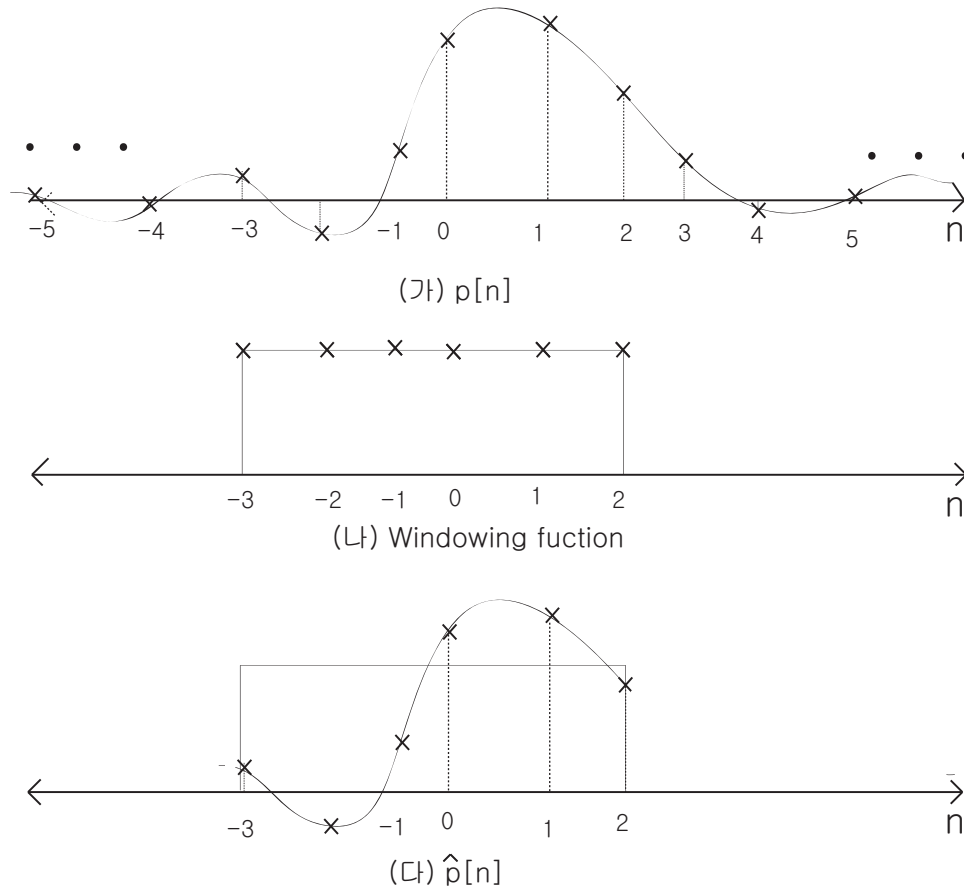


그림 4.1: $N = 3, K = 2$ 일때의 윈도우링 과정

증명

$\{p[n]\}_n$ 에서 CP보다 긴 부분이 무시 되었으므로, 결과적인 전체 채널 $\hat{p}[n]$ 은 $\{p[n]\}_n$ 에 윈도우링 함수 $(u[n + M \lfloor K/2 \rfloor] - u[n - M \lfloor K/2 \rfloor])$ 를 곱한 꼴로 식 (49)과 같이 주어진다 (그림 4.1 참조). 그러므로 식 (7)에서 \mathbf{P} 의 첫번째 행을 이제 $\{\hat{p}[n]\}_n$ 로 볼 수 있다. 그러므로, 기존의 샘플링된 모든 채널 $\{p[n]\}_n$ 을 윈도우가 씌워진 샘플링된 모든 채널 $\{\hat{p}[n]\}_n$ 로 바꿈으로서, 우리는 식 (35)로부터 SC-LMMSE-FDE의 MSE, 식 (50)을 쉽게 얻을 수 있다.

이제 대역제한된 SC LMMSE FDE의 점근적 MSE를 다음과 같이 구한다.

정리 2

대역제한된 SC LMMSE-FDE의 MSE인 $\hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M, N)$ 는 $N \rightarrow \infty$ 일 때, 아래와 같이 정의된 $\hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M)$ 으로 수렴한다.

$$\hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M) \triangleq \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \frac{T\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=0}^{M-1} \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} P\left(f + \frac{M}{T}m + \frac{k}{T}\right) \right|^2 + N_0} df \quad (51)$$

증명

첫번째 과정은 식 (50)의 $\hat{P}[l]$ 를 연속함수 $P(f)$ 를 사용해서 나타내고 이를 함수 $\frac{M}{T}Q_{M,N}\left(\frac{l}{NT}\right)$ 로 다시 정의하는 것이다. 이는 다음과 같은 수식으로의 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} \hat{P}[l] &= \frac{M}{T} \int_0^1 \sum_{m=-\infty}^{\infty} P\left(\frac{l}{NT} - \frac{M}{T}f' + \frac{M}{T}m\right) \\ &\quad \times e^{j\pi f'} \frac{e^{2\pi M \lfloor K(N) \rfloor f'/2} - e^{-j2\pi M \lceil K(N) \rceil f'/2}}{\sin \pi f'} df' \\ &\triangleq \frac{M}{T} Q_{M,N}\left(\frac{l}{NT}\right). \end{aligned} \quad (52)$$

식 (52)을 식 (35)에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M, N) &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=0}^{M-1} \left| Q_{M,N}\left(\frac{l}{NT} + \frac{k}{T}\right) \right|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (53)$$

위 식에서 $Q_{M,N}(f)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_{M,N}(f) = \frac{T}{M} \sum_{n=-M \lfloor K(N) \rfloor / 2}^{M \lceil K(N) \rceil / 2 - 1} p[n] e^{-j2\pi \frac{T}{M} f n}. \quad (54)$$

식 (54)가 이산시간 푸리에 변환 (discrete-time Fourier transform)의 형태를 갖고 있음을 주의하자. $p[n]$ 이 식 (6)과 같이 절대가합이라고 하면 $N \rightarrow \infty$ 일 때, 식 (54)의 오른쪽 편이 그의 이산시간 푸리에 변환된 신호, 즉 식 (55)으로 고르게 수렴한다 [11].

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} P(f + \frac{M}{T}m). \quad (55)$$

또한 $\sup_f (|Q_{M,N}(f)| + |\sum_{m=-\infty}^{\infty} P(f + \frac{M}{T}m)|)$ 는 두 연속함수의 상한 (supremum)이기 때문에 값이 한정 (bounded) 되어 있다. 이러한 조건 아래, 보조정리 1에 의해, $N \rightarrow \infty$ 일 때, $|Q_{M,N}(f)|^2$ 이 $|\sum_{m=-\infty}^{\infty} P(f + \frac{M}{T}m)|^2$ 로 고르게 수렴한다. 이때, 식 (53)와 식 (56)의 분모가 모두 N_0 로 하한 한정 (lower bounded) 되어있기 때문에 보조정리 2에 의해 식 (53)의 피가수 (summand)도 역시 $N \rightarrow \infty$ 일 때, 다음으로 수렴한다고 볼 수 있다.

$$\frac{\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=0}^{M-1} |\sum_{m=-\infty}^{\infty} P(f + \frac{M}{T}m + \frac{k}{T})|^2 + N_0} \quad (56)$$

마지막으로, 보조정리 3으로 부터, 앞선 고른 수렴으로 인해 식 (53)의 $\hat{e}_{\text{FDE}}(M, N)$ 가 $N \rightarrow \infty$ 일 때, 다음으로 수렴한다고 말할 수 있다.

$$\int_0^{\frac{1}{T}} \frac{T\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=0}^{M-1} |\sum_{m=-\infty}^{\infty} P(f + \frac{M}{T}m + \frac{k}{T})|^2 + N_0} df. \quad (57)$$

위 식에서 피적분함수의 분모의 겹쳐진 스펙트럼이 $1/T$ 를 주기로 주기적이므로, 변수를 바꿈으로써 식 (51)를 얻을 수 있다.

식 (51)에서 쉽게 알 수 있듯이, 점근적 MSE는 $P(f)$ 에 의해 달라지고 이에 따라 수신 필터의 주파수 응답에 따라 달라진다. 앞으로 보일 정리에서는, $\hat{e}_{\text{FDE}}(M)$ 를 최소화 하는 수신 필터를 구함으로써 점근적 동치에 대한 수신 필터와 샘플링 속도에 대한 조건을 구한다.

정리 3

$P(f)$ 가 대역이 $-D/T < f < D/T$ 로 대역제한되어 있다고 하면, 최적 수신 필터의 임펄스 응답은 다음과 같은 문제의 해이며

$$\begin{aligned} & \min_{G_R(f)} \quad \hat{\epsilon}_{\text{FDE}}(M) \\ & \text{subject to} \quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| G_R \left(f + \frac{M}{T}k \right) \right|^2 = 1 \end{aligned} \quad (58)$$

이 문제의 해는 주파수 $-D/T < f < D/T$ 에서 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{G}_R(f) = \frac{G_T(f)^* H(f)^*}{\sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} |G_T(f + \frac{M}{T}m) H(f + \frac{M}{T}m)|^2}} \quad (59)$$

이는 샘플링 속도가 M/T 일때의 백색화된 정합필터 (whitened Matched filter)이다 [14]. 이러한 주파수 응답을 갖는 수신 필터를 썼을때, 최소화된 MSE는 다음과 같이 주어진다.

$$\int_0^{\frac{1}{T}} \frac{T\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_T(f + \frac{k}{T}) H(f + \frac{k}{T})|^2 + N_0} df. \quad (60)$$

증명

앞 절에서 언급했듯이, $g_R(t)$ 는 백색의 샘플링 된 잡음을 얻기 위해 수신 필터의 임펄스 응답을 square-root Nyquist 펄스로 제한하였다. 이 최적화 문제 (58)는 벡터화된 푸리에 변환 (VFT: vectorized Fourier transform)을 사용하여 다룰 수 있다 [10]. 우선 $g_T(t) * h(t)$ 와 $g_R(t)$ 의 벡터화된 푸리에 변환을 주파수 $f \in [-1/(2T), 1/(2T))$ 에서 각각 $(\mathbf{g}_T * \mathbf{h})(f)$ 와 $\mathbf{g}_R(f)$ 으로 나타내고, 다음과 같이 정의한다.

$$(\mathbf{g}_T * \mathbf{h})(f) \triangleq \begin{bmatrix} G_T(-\frac{D}{T} + f) H(-\frac{D}{T} + f) \\ G_T(-\frac{D-1}{T} + f) H(-\frac{D-1}{T} + f) \\ \vdots \\ G_T(\frac{D}{T} + f) H(\frac{D}{T} + f) \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$\mathbf{g}_R(f) \triangleq \begin{bmatrix} G_R(-\frac{D}{T} + f) \\ G_R(-\frac{D-1}{T} + f) \\ \vdots \\ G_R(\frac{D}{T} + f) \end{bmatrix} \quad (62)$$

다음으로, $k = 0, 1, \dots, M - 1$ 에 대해 $(2D + 1)$ 길이의 벡터 $\mathbf{g}_R^{(k)}(f)$ 를 정의한다. 이는 $\mathbf{g}_R(f)$ 의 모든 원소들 중에 $\text{mod}(j - 1, M) = k$ 를 만족하는 j 번째 원소들을 제외한 나머지 원소들을 0으로 놓은 벡터이다. 이에 관하여 $N = 3, M = 2$ 일때 다음과 같은 예를 들 수 있다.

$$\mathbf{g}_R^{(0)}(f) = \begin{bmatrix} G_R(-\frac{1}{T} + f) \\ 0 \\ G_R(\frac{1}{T} + f) \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \mathbf{g}_R^{(1)}(f) = \begin{bmatrix} 0 \\ G_R(\frac{1}{T} + f) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (63)$$

벡터화된 푸리에 변환 $(\mathbf{g}_T * \mathbf{h})^{(k)}(f)$ 를 같은 방법으로 정의한다. 앞선 정의들을 이용하여 최적화 문제 (58)를 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\min_{\mathbf{g}_R(f)} \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \frac{T\sigma_s^2 N_0}{\frac{\sigma_s^2}{2T} \sum_{k=0}^{M-1} |(\mathbf{g}_T * \mathbf{h})^{(k)}(f)^T \mathbf{g}_R^{(k)}(f)|^2 + N_0} df \quad (64)$$

$$\text{subject to } \|\mathbf{g}_R^{(k)}(f)\|^2 = 1, \text{ for } k = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (65)$$

식 (64)의 목적함수의 피적분함수가 항상 양수값을 갖으므로, 각각의 변수 $f \in [-1/(2T), 1/(2T)]$ 에 대해 피적분함수를 최소화 함으로써 식 (64)를 최소화 할 수 있다. 이 피적분함수는 각각의 k 에 대해 $|(\mathbf{g}_T * \mathbf{h}^{(k)})(f)^T \mathbf{g}_R^{(k)}(f)|^2$ 를 최대화 함으로써 최소화 될 수 있다. 이는 정합 필터링 문제이며, 조건 (65)의 제한 안에서 식 (64)의 분모에 있는 피가수를 최대화하는 $\hat{\mathbf{g}}_R^{(k)}(f)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{g}}_R^{(k)}(f) = \frac{(\mathbf{g}_T * \mathbf{h}^{(k)})(f)^*}{\|(\mathbf{g}_T * \mathbf{h}^{(k)})(f)\|}. \quad (66)$$

이제 $\hat{\mathbf{g}}_R^{(k)}(f)$ 를 모든 k 에 관해 더함으로써, $\hat{\mathbf{g}}_R(f)$ 를 얻을 수 있다. 이렇게 얻은 $\hat{\mathbf{g}}_R(f)$ 를 $\hat{G}_R(f)$ 로 변환함으로써 식 (59)를 얻을 수 있고, 결과적으로는 식 (60)를 얻을 수 있다.

이 정리로부터 다음의 따름정리를 만들 수 있다.

따름정리 2

$M \geq 2D$ 인 조건이 성립할 때, 즉 수신 신호가 Nyquist 속도 보다 더 빠르게 샘플링 되었을 경우, 최적 수신 필터는 그 주파수 응답 $\hat{G}_R(f)$ 이 $G_T(f)H(f)$ 의 지속 구간 내의 모든 주파수 f 에서 균일하며 그 임펄스 응답이 샘플링 속도 M/T 에 대하여 square-root Nyquist 펄스이어야 한다. $M < 2D$ 인 조건이 성립할 경우, $\hat{G}_R(f)$ 는 $G_T(f)H(f)$ 의 지속 구간 내의 모든 주파수 f 에서 $G_T(f)H(f)$ 에 의해 결정된다.

증명

$M \geq 2D$ 일때, $\hat{G}_R(f)$ 는 $G_T(f)H(f)$ 의 지속 구간에서 제한조건 식 (58)이 성립 하기만 하면, 임의의 파형에 대해 다음과 같이 줄일 수 있다.

$$\hat{G}_R(f) = e^{j\angle G_T(f)^* H(f)^*}. \quad (67)$$

이는 $\hat{G}_R(f)$ 의 지속구간 내에서 식 (59)의 분모에서 나타나는 스펙트럼의 겹쳐짐이 실제로 일어나지 않기 때문이며, 이로 인하여 식 (59)의 분모가 분자의 제곱근에 의해 약분되며 이에 의해 위상 응답만 남기 때문이다.

$M < 2D$ 인 경우, 어떤 주파수 대역에서도 소거가 일어나지 않으며, 이에 따라 $\hat{G}_R(f)$ 는 모든 주파수 f 에 대해 $G_T(f)H(f)$ 에 의해 좌우된다.

Excess bandwidth가 1보다 작거나 같은 경우의 단일 반송파 변조의 경우, 즉 $D = 1$ 일때, 위의 따름정리는 수신기의 앞부분이 고정된 수신 필터

와 심볼 속도의 샘플러로 구성될 경우 모든 채널 응답에 대해 최적인 수신 필터는 존재하지 않음을 보여준다. 반면에 $M \geq 2$ 인 경우, 전송된 신호의 주파수 대역에서 균일한 주파수 응답을 갖는 square-root Nyquist 필터가 최적 수신 필터임을 보여준다.

식 (60)로 주어진 최적의 점근적 MSE는 또한 CT LMMSE 등화기의 MSE 임을 확인할 수 있다 [15]. 그러므로, 정리 3과 따름정리 2는 또한 MSE의 의미에서의 SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 점근적 동치에 대한 필요충분조건을 제공한다. 즉 점근적 동치를 위해서는, 백색화된 정합 필터를 쓰는 것이 필요충분조건이며 오버 샘플링 팩터가 조건 $M \geq 2D$ 을 만족하지 않으면, 즉 수신 신호가 Nyquist 속도보다 빠르게 샘플링 되지 못할 경우, 고정된 수신 필터에 대해 점근적 동치는 성립하지 않는다.

V. 수치적 결과

앞선 이론적인 결과들을 뒷받침하기 위해 컴퓨터를 사용한 수치적 결과를 제시한다. SC LMMSE-FDE의 수신신호 대 간섭과 잡음비 (SINR: signal-to-interference plus noise ratio) 성능이 CT LMMSE 등화기의 SINR과 다양한 블록 길이에서 비교되었다. SC LMMSE-FDE에서, CP의 길이는 $K(N) = \lceil \sqrt{N} \rceil$ 이고 송신 펄스 $g_T(t)$ 는 롤 오프 (roll-off) 팩터가 0.2인 square-root raised cosine 펄스를 사용하였다. 채널의 임펄스 응답은 $h(t) = \sum_{i=0}^2 c_i \delta(t - d_i T)$ 이고, $[c_0, c_1, c_2] = [-2.9487 + j2.8957, 1.2827 + j1.9531, 0.2590 + j2.4098]$ 이고, $[d_0, d_1, d_2] = [0.0, 5.4, 9.3]$ 으로 이에 관한 정보가 수신기에 완벽히 제공된다고 가정한다. 수신 펄스 $g_R(t)$ 는 $M = 1$ 일때, square root raised cosine 펄스이고 $M = 2$ 일 때 완벽한 저역 통과 필터로 설정하였다. 여기서 $M > 2$ 일 때의 결과들은 $M = 2$ 일 때의 결과와 차이가 거의 없으므로 생략되었다.

그림 5.1과 그림 5.2에서 matched filter bound (MFB) [13]와, CT LMMSE 등화기의 SINR과, $M = 1$ 일 때와 $M = 2$ 일 때의 SC LMMSE-FDE의 SINR을 작은 블록 길이로 부터 매우 긴 블록 길이 까지 변화시키며 나타내었다. 그림 5.1과 그림 5.2에서 점선은 CT LMMSE 등화기의 SINR에 $\frac{N}{N+L}$ 을 곱한 값을 나타낸다. SC LMMSE-FDE의 SINR이 N 이 증가함에 따라 단조증가하지 않고 특히 N 이 작은 값에서 오르내림이 많이 있음에 주의하자. 반면에 N 이 큰 값에 대해서는 SINR이 거의 단조증가하는 형태를 보인다. 특히 $M = 2$ 이고, N 값이 매우 클 때, 점선을 따라서 CT LMMSE 등화기의 SINR로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 또한 이때의 수렴 속도가 대략적으로 $\frac{N}{N+L}$ 임을 알 수 있다. 하지만, $M = 1$ 인 경우, 고정된 수신 필터로 이루어진 수신기의 SINR은 앞선 따름정리 2에서 볼 수 있듯이, CT LMMSE 등화기로 점근적으로 수렴하지 않음을 볼 수 있다. 이는 즉 MSE 역시 점근적으로 수렴하

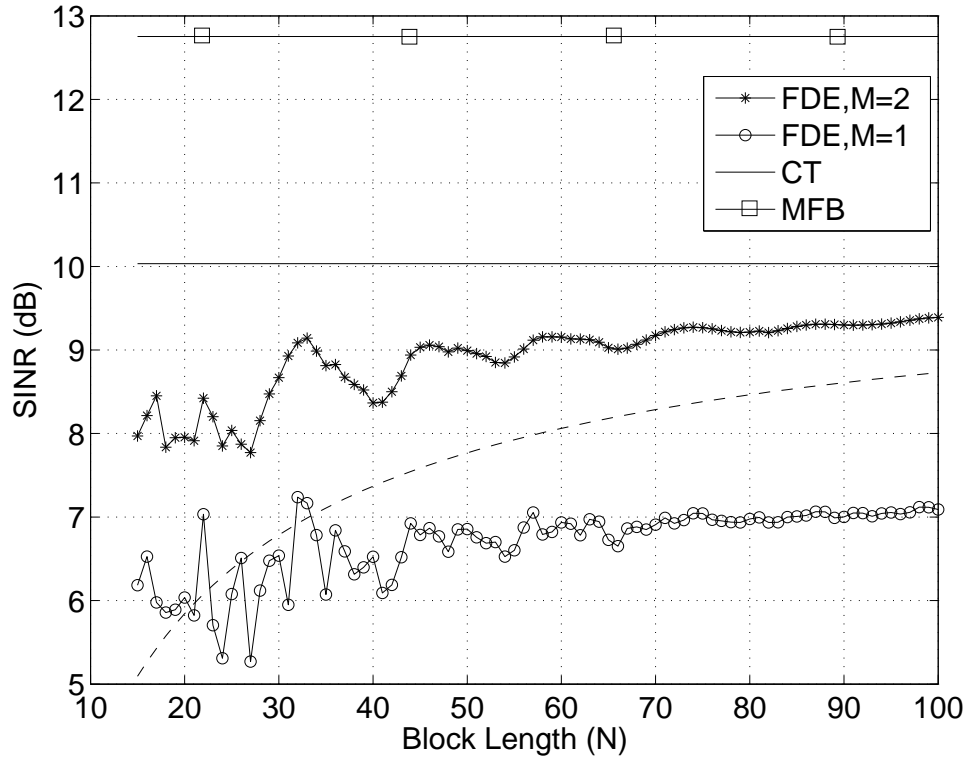


그림 5.1: 짧거나 중간 길이를 갖는 블록에서의 SC LMMSE-FDE 와 CT LMMSE 등화기의 SINR 성능.

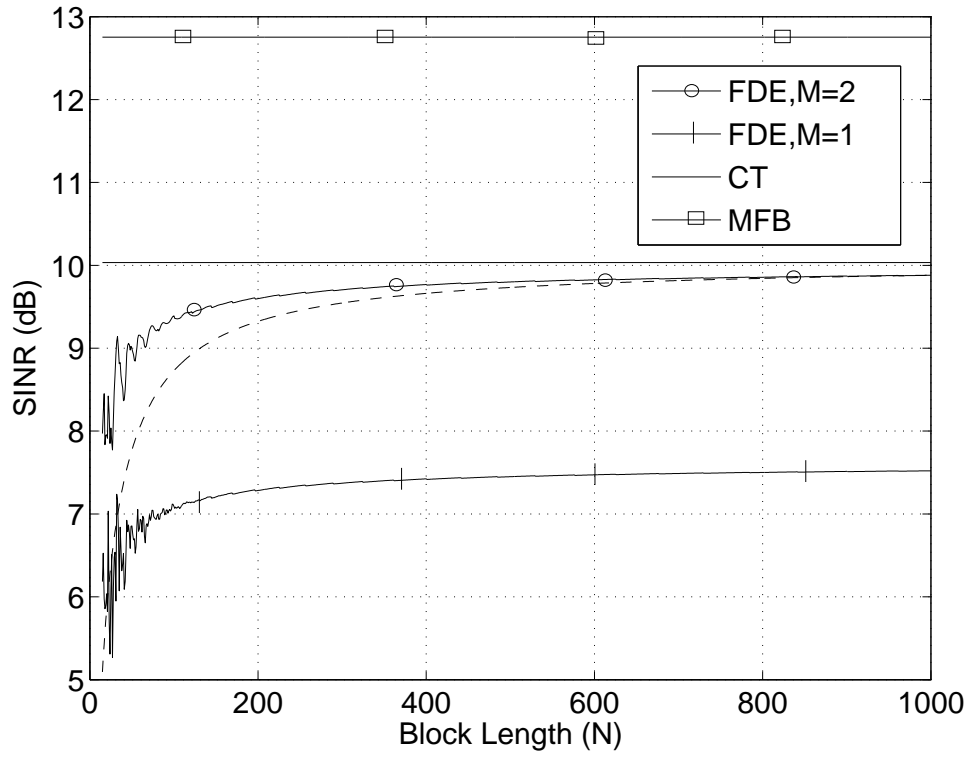


그림 5.2: 매우 긴 길이를 갖는 블록에서의 SC LMMSE-FDE와 CT LMMSE 등화기의 SINR 성능.

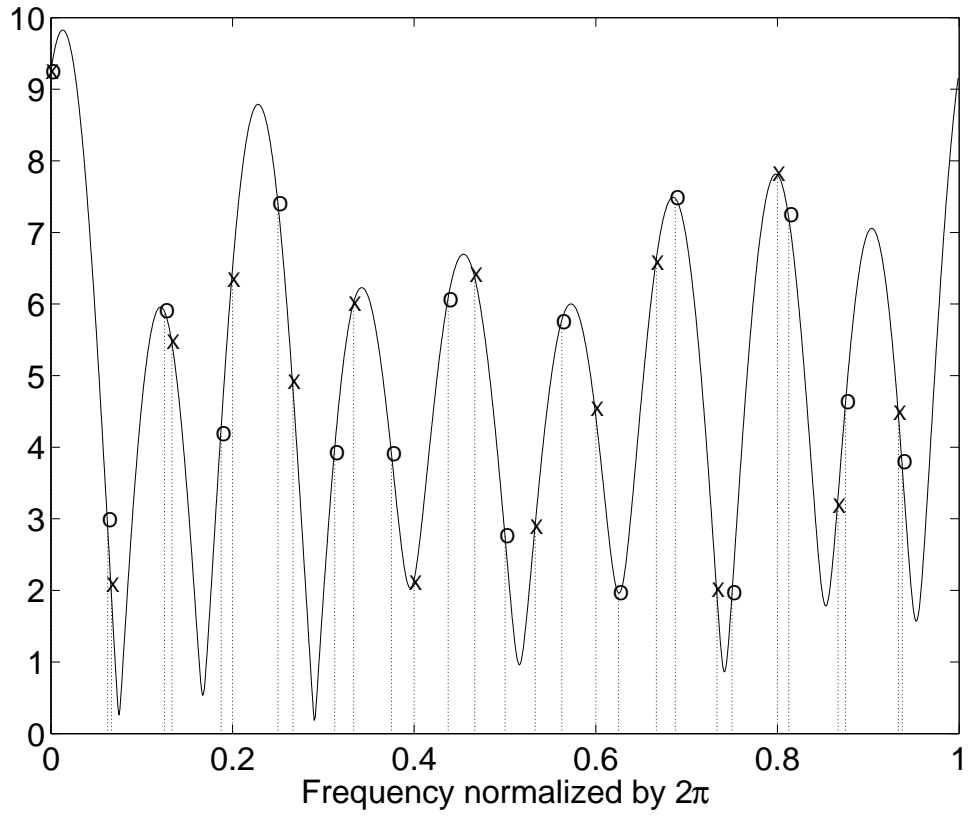


그림 5.3: 모든 채널의 주파수 응답과 $N = 15$ 일때 (x 표시)와 $N = 16$ 일때 (o 표시) MSE를 결정하는 값들

지 않음을 의미한다.

그림 5.3은 N 의 변화에 따른 SINR의 변동에 대해 설명하기 위해 위의 결과에서 사용된 모든 채널 $p[n]$ 의 magnitude response를 나타낸 것이다. SINR과 MSE는 $\text{SINR} = \frac{1}{\text{MSE}} - 1$ 와 같은 관계를 갖고 있으므로, MSE의 오르내림을 설명함으로써 SINR의 오르내림을 설명할 수 있다. $N = 15$ 인 경우에 식 (35)을 구하기 위해 이용되는 점들이 x로 마크되어 있으며, 이는 $p[n]$ 의 15-point DFT를 나타낸다. 블록 길이가 달라질 때 샘플링 되는 지점이 어떻게 달라지는지에 대해 보기 위해 $N = 16$ 일때 MSE를 계산하는데 필요한 점을 o로 마크하였으며 이는 곧 $p[n]$ 의 16-point DFT를 나타낸다. 샘플되는 점들이 큰 값을 갖고 있을 때 MSE는 낮아지게 되지만, N 이 커질 때 샘플링 되는 점들이 작은 값을 갖게 될 수 있다. N 이 무한대로 증가하는 경우 밀접해 있는 점들이 연속해서 샘플링 되기 때문에 이러한 오르내림 효과는 사라지며, 이에 의하여 SINR이 속도 $\frac{N}{N+L}$ 로 수렴한다. 이에 따라, 비트 에너지 정규화에 의한 효과만 남게된다.

VI. 결론

본 논문에서는 SC-LMMSE-FDE에서 사용하는 블록 길이가 무한대로 증가할 때 CT LMMSE 등화기와 점근적으로 MSE 성능이 같아짐을 수학적으로 엄밀하게 증명하였다. 증명 과정에는 고른 수렴에 대한 정리들이 제안되어 이용되었다. SC LMMSE-FDE의 MSE는 어떤 조건들 하에서만 CT LMMSE 등화기로 수렴하는 것을 보일 수 있었는데, 이러한 동치의 필요충분조건을 구하기 위해 SC LMMSE-FDE의 최적 수신 필터를 구하였다. 수신 필터의 출력 신호가 Nyquist 속도보다 더 빨리 샘플링 될 때, 송신 신호의 지속 구간에서 균일한 전력 스펙트럼을 갖는 고정된 수신 필터를 이용해 CT LMMSE와 같은 점근적 MSE를 얻을 수 있음을 보였다.

REFERENCES

- [1] Y. G. Yoo, J. H. Cho, “Asymptotic equivalence of SC LMMSE-FDE to continuous-time LMMSE equalizer,” *Proc. IEEE WCNC*, accepted.
- [2] B. Sklar, *Digital Communications*, 2nd ed. Prentice-Hall, 2001.
- [3] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 2001.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” *IEEE Trans. Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 27–36, Apr. 2002.
- [5] 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.
- [6] S. U. H. Qureshi, “Adaptive equalization,” *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387, Sept. 1985.
- [7] Z. Wang, X. Ma, G. B. Giannakis, ; “Optimality of single-carrier zero padded block transmissions, ” *Proc. IEEE WCNC, 2002*, vol. 2, pp. 660–664, March 2002.
- [8] S. Ohno, “Performance of single-carrier block transmissions over multipath fading channels with linear equalization,” *IEEE Trans. Signal Processing*, accepted.

- [9] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, “Broadband wireless using single carrier and frequency domain equalization,” in *Proc. IEEE The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, pp. 27–30, Oct. 2002.
- [10] J. H. Cho, “Joint transmitter and receiver optimization in additive cyclostationary noise,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3396–3405, Dec. 2004.
- [11] R. V. Churchill, *Fourier Series and Boundary Value Problems*, New York: McGraw-Hill, 1960.
- [12] W. Rudin, *Principles of Mathematical Analysis*, 3rd ed. McGraw-Hill, 1976.
- [13] J. R. Barry, E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 3rd ed. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [14] I. Andersen, “Sample-whitened matched filters” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 19, pp. 653-660, Sep. 1973.
- [15] S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission—With Wireless Applications*. New York, NY: Kluwer Academic/Plenum Pub., 1999.
- [16] D. Mansour, A. H. Gray, JR., “Unconstrained frequency-domain adaptive filter,” *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 30, Issue 5, pp. 726–734, Oct. 1982.

- [17] T. Walzman, M. Schwartz, “Automatic equalization using the discrete frequency domain,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 19, Issue 1, pp.59–68, Jan. 1973.
- [18] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, “Frequency-domain equalization of mobile radio and terrestrial broadcast channels,” *Proc. IEEE Globecom.*, vol. 1, pp. 1–5, Dec. 1994.
- [19] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, “Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting,” *IEEE Commun. Magazine*, vol. 33, pp. 100–109, Feb. 1995.
- [20] W. Zhang, “Comments on ”Maximum diversity in single-carrier frequency domain equalization”, *Trans. IEEE Info. Theory*, vol. 52, No. 3, March 2006.
- [21] Z. Wang, G. B. Giannakis, “Wireless multicarrier communications—where Fourier meets Shannon,” *IEEE Sig. Proc. Mag.*, vo. 17, pp. 29–48, May 2000.
- [22] A. Hedayat, A. Nosratinia, N. Al-Dhahir, “Outage probability and diversity order of linear equalizers in frequency-selective fading channels,” *Proc. IEEE Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol.2 pp. 2032–2036, Nov. 2004.
- [23] M. V. Clark, “Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications,” *Trans. Selected Areas in Commun.*, vol. 16, pp. 1385–1395, Oct. 1998.

- [24] J. Coon, S. Armour, M. Beach, J. McGeehan, "Adaptive frequency-domain equalization for single-carrier multiple-input multiple-output wireless transmissions," *Trans. IEEE Sig. Proc.*, vol. 53, pp. 3247–3256, Aug. 2005.
- [25] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [26] N. Al-Dhahir, "Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels," *IEEE Commun. Letters*, vol. 5, Issue 7, pp. 304–306, Jul. 2001.
- [27] S. Zhou, G. B. Giannakis, "Single-carrier space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 49, No. 1, Jan. 2003.
- [28] W. M. Younis, A. H. Sayed, N. al-Dhahir, "Efficient adaptive receivers for joint equalization and interference cancellation in multiuser space-time block coded systems," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 51, No. 11, Nov. 2003.
- [29] W. M. Younis, N. Al-Dhahir, A. H. Sayed, "Adaptive frequency-domain equalization of space-time block-coded transmissions," *Proceed. of ICASSP*, vol. 3, pp. 2353–2356, May 2002.

- [30] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. R. Calderbank, "Algebraic properties of space-time block codes in intersymbol interference multiple-access channels," *IEEE Trans. Information Theory*, vol.49, No. 10, Oct. 2003.
- [31] J. H. Jang, G. H. Im, "Cyclic prefixed single carrier transmission with SFBC over mobile wireless channels," *IEEE Sig. Proc. Letters*, vol. 13, No. 5, May 2006.
- [32] S. Geirhofer, L. Tong, A. Scaglione, "Time-reversal space-time coding for doubly selective channels," *Proc. IEEE WCNC*, vol. 3, pp. 1638–1643, April 2006.
- [33] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, L. Mauer, M. Huemer, R. Weigel, "A different look on cyclic prefix for SC/FDE," *Proc. IEEE PIMRC.*, vol. 2, pp. 824–828, Sept. 2002.
- [34] J. P. Coon, M. A. Beach, J. P. McGeehan, "Minimum mean-square error frequency-domain equalisation in unique-word based single-carrier systems," *Electronics Letters*, vol. 40, Issue 16, pp. 1003–1005, Aug. 2004.
- [35] M. Huemer, H. Witschnig, J. Hausner, "Unique word based phase tracking algorithms for SC/FDE-systems," *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 1, pp. 70–74, Dec. 2003.
- [36] R. L. Chung, J. K. Hwang, "The effect of cyclic intersymbol interference of frequency-domain decision-feedback equalizer," *Proc. IEEE ICICSP*, pp. 91–95, Dec. 2005.

- [37] D. Kim, G. L. Stuber, "Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting," *IEEE Journal. Selected Area in Commun.*, vol. 16, No. 8, pp. 1590–1599, Oct. 1998.
- [38] T. Hwang, Y. Li, "Iterative cyclic prefix reconstruction for coded single carrier systems with frequency domain equalization(SC-FDE)," *Proc. IEEE VTC*, vol. 3, pp. 1841–1845, April 2003.
- [39] Y. Li, S. McLaughlin, D. G. M. Cruickshank, "Bandwidth efficient single carrier systems with frequency domain equalisation," *Electronics Letters*, vol. 41, No. 15, pp. 857–858, July 2005.
- [40] L. Wei, C. Ming, S. Cheng, H. Wang, "Frequency-domain residual interference cancellation in cyclic prefix assisted single-carrier communications", *Proc. IEEE VTC*, vol. 1, pp.77–80, 2006.
- [41] P. Lin, T. Chiueh, "Low complexity frequency-domain despreading for cyclic-prefix CDMA systems," *IEEE Commun. Letters*, vol. 8, No. 6, pp. 339–341, June 2004.
- [42] X. Peng, F. Chin, T. T. Tjhung, A. S. Madhukumar, "A simplified transceiver structure for cyclic extended CDMA system with frequency domain equalization," *Proc. IEEE VTC.*, vol. 3, pp. 1753–1757, June 2005.
- [43] K. L. Baum, T. A. Thomas, F. W. Vook, V. Nangia, "Cyclic-prefix CDMA: an improved transmission method for broadband DS-CDMA cellular systems," *Proc. IEEE WCNC*, vol. 1, pp. 183–188, March 2002.

- [44] F. Adachi, T. Sao, T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency selective fading channel," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 239–241, Jan. 2003.
- [45] A. S. Madhukumar, F. Chin, Y. Liang, K. Yang, "Single Carrier Cyclic Prefix-Assisted CDMA System with Frequency Domain Equalization for High Data Rate Transmission," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol 2004, Issue 1, pp. 149–160, 2004.
- [46] F. Petre, G. Leus, L. Deneire, M. Engels, M. Moonen, H. d. Man, "Space-time block coding for single carrier block transmission DS-CDMA downlink," *IEEE Journal on selected areas in commun.*, vol. 21, no. 3, April 2003.
- [47] Y. Yang, Y. H. Chew, T. T. Tjhung "Adaptive frequency-domain equalization for space-time block-coded DS-CDMA downlink," *Proc. IEEE ICC*, vol. 4, pp. 2343–2347, May 2005.
- [48] T. S. Dharma, A. S. Madhukumar, A. B. Premkumar, "Layered -space-time architecture for MIMO block spread CDMA systems," *IEEE Commun. Letters*, vol. 10, pp. 70–72, Feb. 2006.
- [49] Q. Wang, B. Li, D. Y. Coll, "Low complexity layered space-frequency scheme for MIMO-CDMA system," *Proc. IEEE ICWCNMC*, vol. 1, pp. 139–142, Sept. 2005.

- [50] T. S. Dharma, A. S. Madhukumar, A. B. Premkumar, X. Peng, "On Channel Estimation for Layered Space-Time Block Spread CDMA Systems," *Proc. IEEE VTC*, vol. 4, pp. 1722-1727, May 2006.
- [51] K. Takeda, F. Adachi, "Pilot-assisted channel estimation based on MMSE criterion for DS-CDMA with frequency-domain equalization," *Proc. IEEE VTC*, vol. 1, pp. 447-451, June 2005.
- [52] W. S. Leon, Y. Liang, "Blind chip-level equalizer for the downlink of cyclic-prefix CDMA systems," *Trans. IEEE Vehic. Technol.*, vol. 55, pp. 1208-1214, July 2006.
- [53] Y. Ishiyama, T. Ohtsuki, "Performance evaluation of UWB-IR and DS-UWB with MMSE-frequency domain equalization(FDE)," *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 5, pp.3093-3097, Nov. 2004.
- [54] Y. Wang, X. Dong, P. H. Wittke, S. Mo, "Cyclic prefixed single carrier transmission in ultra-wideband communications," *Proc. IEEE ICC*, vol. 4, pp. 2862-2866, May 2005.
- [55] S. Morosi, T. Bianchi, "Frequency domain detectors for ultra-wideband indoor communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, No. 10, pp. 2654-2658, Oct. 2006.
- [56] H. Sato, T. Ohtsuki, "Frequency domain channel estimation and equalisation for direct sequence - ultra wideband (DS-UWB) system," *IEE Proc. Commun.*, vol. 153, pp. 93-98, Feb. 2006.

- [57] Y. Wang, X. Dong, "Frequency domain channel estimation for SC-FDE in UWB communications," *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 6, pp. 3654–3658, Nov. 2005.
- [58] Y. Wang, X. Dong, "Perforance of SC-FDE in UWB communications with channel estimation errors," *Proc. IEEE PACRIM*, pp.21- 24, Aug. 2005
- [59] J. Tan, G. L. Stuber, "Frequency-domain equalization for continuous phase modulation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, No. 5, Sept. 2005.
- [60] F. Pancaldi, G.M. Vitetta, "Equlization algorithms in the frequency domain for continuous phase modulations," *IEEE Trans. Commun.*, vol.54, No. 4, April 2006.
- [61] T. Buzid, S. Reinhardt, M. Huemer, I. Martoty, "Non-recursive CPM signal generation nd reception with application to SC/FDE combined with MIMO," *Proc. IEEE VTC*, vol. 5, pp. 2533–2537, May 2006.
- [62] Y. Zeng, T. S. Ng, "Pilot cyclic prefixed single carrier communication: channel estimation and equalization," *IEEE Sig. Processing*, vol. 12, pp. 56–59, Jan. 2005.
- [63] L. Wei, C. Ming, S. Cheng, H. Wang, "Different known guard intervals for single-/multi-carrier transceiver," *Proc. IEEE WCNC*, vol. 4, pp. 2145–2149, April 2006.

- [64] N. Sharma, A. A. Tikku, “Is the cyclic prefix necessary?,” *Proc. IEEE ISIT*, pp. 128–132, July 2006.
- [65] D. Lo Iacono, E. Messina, C. Volpe, A. Spalvieri, “Serial block processing for multi-code WCDMA frequency domain equalization,” *Proc. IEEE WCNC*, vol. 1, pp. 164–170, March 2005.
- [66] D. K. Kim, P. Park, “Adaptive self-orthogonalizing per-tone decision feedback equalizer for single carrier modulations,” *IEEE Sig. Proc. Letters*, vol. 13, No. 1, Jan. 2006
- [67] P. Vandenameele, L. Van der Perre, B. Gyselinckx, M. Engels, M. M. Moonen, H. De Man, “A single-carrier frequency-domain SDMA basestation,” *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 6, pp.3714003717, june 2000.
- [68] Y. Zhu, K. B. Letaief, “Single-carrier frequency-domain equalization with decision-feedback processing for time-reversal space-time block coded systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, No. 7, July 2005.
- [69] Y. Liang, “Block-iterative GDFE (BI-GDFE) for CP-CDMA and MC-CDMA,” *Proc. IEEE VTC*, vol. 5, pp. 3033-3037, May 2005.
- [70] T. Frank, A. Klein, E. Costa, E. Schulz, “Low complexity equalization with and without decision feedback and its application to IFDMA,” *Proc. IEEE PIMRC*, vol. 2, pp. 1219–1223, Sept. 2005.
- [71] J. Tubbax, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, “Single-carrier communication using decision-feedback equalization for multiple antennas,” *Proc. IEEE ICC*, vol. 4, pp.2321–2325, May 2003.

- [72] J. P. Coon, M. A. Beach, “An investigation of MIMO single-carrier frequency-domain MMSE equalization,” *Proc. London Communications Symp.*, Sept. 2002.
- [73] X. Zhu, R. D. Murch, “Layered space-frequency equalization in a single-carrier MIMO system for frequency-selective channels,” *Trans. IEEE Wireless Commun.*, vol. 3, No. 3, pp. 701–708, May 2004.
- [74] Y. Wu, X. Zhu, Y. Gong, A. K. Nandi, “Adaptive layered space-frequency equalization for MIMO frequency selective channels,” *Proc. IEEE ICCCS*, vol. 1, pp. 227–231, May 2005.
- [75] R. Kalbasi, R. Dinis, D. Falconer, A. Banihashemi, “An iterative frequency-domain layered space-time receiver for SDMA systems with single-carrier transmission,” *Proc. IEEE ICASSP*, vol.4, pp. iv-793–iv-796, May 2004.
- [76] R. Kalbasi, R. Dinis, D. Falconer, A. Banihashemi, “Hybrid time-frequency layered space-time receivers for severe time-dispersive channels,” *Proc. IEEE Workwhop on Sig. Proc. Advances in Wireless Commun.*, pp. 218–222, July 2004.
- [77] R. Dinis, R. Kalbasi, D. Falconer, A. H. Banihashemi, “Iterative layered space-time receivers for single-carrier transmission over severe time-dispersive channels,” *IEEE Commun. Letters*, vol. 8, No. 9, Sept. 2004.

- [78] A. Lozano, C. Papadias, “Layered space-time receivers for frequency-selective wireless channels,” *Trans. IEEE Commun.*, vol. 50, pp. 65-73, Jan. 2002.
- [79] H. Mheidat, M. Uysal, “Equalization techniques for space-time coded cooperative systems,” *Proc. IEEE VTC*, vol. 3, pp. 1708–1712, Sept. 2004.
- [80] H. Mheidat, M. Uysal, N. Al-Dhahir, “Single-carrier frequency domain equalization for broadband cooperative communications,” *Proc. IEEE WCNC*, vol. 3, pp. 1578–1584, April 2006.
- [81] X. Zhu, R. Murch, “Novel frequency-domain equalization architectures for a single-carrier wireless mimo system,” *Proc. IEEE VTC*, vol. 2, pp. 874–878, Sept. 2002.
- [82] A. Czylik, “Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization,” *Proc. IEEE VTC*, vol. 2, pp. 865–869, May 1997.
- [83] Van der Perre, L. Tubbax, J. Horlin, F. De Man, “A single-carrier/OFDM comparison for broadband wireless communication,” *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 2, pp. ii-329–332, May 2004
- [84] J. Louveaux, L. Vandendorpe, T. Sartenær, “Cyclic prefixed single carrier and multicarrier transmission: bit rate comparison,” *IEEE Commun. Letters*, vol. 7, No. 4, pp. 180–182, April 2003.

- [85] Y. Lin, S. Phoong, “MMSE OFDM and prefixed single carrier systems: BER analysis,” *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 4, pp. IV-229–IV-232, April 2003.
- [86] Z. Wang, X. Ma, G. B. Giannakis, “OFDM or single carrier block transmissions?,” *Trans. IEEE Commun.*, vol. 52, No. 3, pp. 380–393, March 2004.
- [87] T. Shi, S. Zhou, Y. Yao, “Capacity of single carrier systems with frequency-domain equalization,” *Proc. IEEE CAS symp.*, vol. 2, pp. 429–432, June 2004.
- [88] N. Benvenuto, S. Tomasin, “On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feed-forward filter,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, No. 6, pp. 947–955, June 2002.
- [89] M. Mendicute, J. Altuna, V. Atxa, J. M. Zabaegui, “Performance comparison of OFDM and FDE single-carrier Modulation for spatial multiplexing MIMO systems,” *Proc. IEEE Workshop on SPAWC.*, pp. 532–535, July 2004.
- [90] J. Coon, J. Siew, M. Beach, A. Nix, S. Armour, J. McGeehan, “A comparison of MIMO-OFDM and MIMO SCFDE in WLAN Environments,” *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 6, pp. 3296–3301, Dec. 2003.
- [91] N. Benvenuto, S. Tomasin, “Block iterative DFE for single carrier modulation,” *Electronics Letters*, vol. 38, pp. 1144–1145, Sept. 2002.

- [92] F. Horlin, J. Tubbax, L. Van der Perre, H. D. Man, "OFDM vs. single-carrier: a multi-antenna comparison," *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 4, pp. iv-753–iv-756, May 2004.
- [93] P. Struhsaker, K. Griffin, "Analysis of PHY waveform peak to mean ratio and impact on RF amplification," *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, 2001.
- [94] L. Choi, R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC*, vol. 3, pp. 1787–1791, Sept. 2002.
- [95] L. Choi, R. D. Murch, "A transmit MIMO scheme with frequency domain pre-equalization for wireless frequency selective channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, No. 3, May 2004.
- [96] M. Morellit, M. Pun, C. C. Jay Kuo, "Frequency-Domain Pre-Equalization for Single-Carrier Space-Division Multiple-Access Downlink Transmissions," *Proc. IEEE VTC*, vol. 5, pp. 2418–2422, May 2006.
- [97] X. Xin, C. Yueming, X. Youyun, "Space diversity schemes for STBC-based MIMO systems and pre-FDE SIMO systems," *Proc. IEEE PIMRC*, vol. 2, pp. 1160–1164, Sept. 2005.
- [98] X. Xin, C. Yueming, X. Youyun, "Space diversity schemes for STBC-based SC/FDE systems and SC/Pre-FDE systems," *Proc. IEEE ISCIT*, vol. 1, pp. 337–341, Oct. 2005.

- [99] H. Tomeba, K. Takeda, F. Adachi, "Frequency-domain pre-equalization transmit diversity for DS-CDMA mobile radio," *Proc. IEEE VTC*, vol. 2, pp. 748–752, May 2005.
- [100] C. Degen, L. Bruhl, "On linear predistortion techniques for single-carrier and OFDM SD/CDMA systems," *Proc. IEEE PIMRC*, vol. 2, pp. 1501-1505, Sept. 2004.
- [101] F. Adachi, K. Takeda, H. Tomeba, "Multi-antenna pre-equalization for single-carrier/TDD system," *Proc. IEEE VTC*, vol. 1, pp. 452-456, May 2005.

이 력 서

성 명 : 유 영 건

생년월일 : 1982년 8월 14일

출 생 지 : 서울

주 소 : 서울시 영등포구 당산동 4가 95번지 금호 어울림 103동 1802호

학 력

2001년. 3월 - 2005 년. 2월 : 연세대학교 전기전자공학부 (B.S.)

2005 년. 3월 - 2007 년. 2월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (M.S.)