

LTE 상향 링크 시스템에서 송신기의 전력 과도 현상에 의해 발생하는 ICI를 제거하기 위한 적응적 멀티 탭 등화 기법

Adaptive Multi-Tap Equalization for Removing ICI Caused by Transmitter Power Transient in LTE Uplink System

채 혁 진 · 조 일 남* · 김 동 구

Hyukjin Chae · Ilnam Cho* · Dongku Kim

요 약

본 논문은 LTE 상향 링크 전송에서 물리적 채널간의 전력 과도 현상으로 인한 인접 부 반송파 간섭으로 반송파간의 직교성이 손상되어 수신 신호에 성능감쇄를 초래하는 문제점을 개선하기 위한 기법을 연구하였다. 전력 과도 현상에 의해 발생하는 인접 부 반송파 간섭은 도플러 효과에 의해 발생하는 인접 부 반송파 간섭과는 다른 형태로 채널의 전후에서 전력 변화의 각 주기마다 발생한다. 인접 부 반송파 간섭이 발생하는 원인은 채널간의 전력 차이, 전력 과도 구간의 길이, 다중경로 채널 지연 스프레드 그리고 부 반송파의 수에 의해서 발생한다. 본 논문에서는 위에 언급한 4가지 원인으로 인해 발생하는 인접 부 반송파 간섭을 개선하기 위한, 각 채널별 다중 탭 등화기의 탭 수를 결정하는 새로운 기법을 제시하였다. 이 기법은 정규화된 간섭(normalized interference) 즉, 정규화된 부 반송파간의 간섭이 정규화된 잡음(normalized noise)보다 클 때 다중 탭 등화기의 탭 수를 결정하는 기법이다. 모의 실험 결과에서, 수신 신호의 SNR에 따라 적응적으로 탭 수가 조절되고 비트 오류율(BER)의 성능이 향상 됨을 보였고 또한 제안한 기법의 복잡도가 전통적인(classical) 방법의 복잡도 보다 88 % 줄어들음을 보였다.

Abstract

This paper studies a method for reducing performance degradation due to losing sub-carrier orthogonality caused by power transient between physical channels in LTE uplink transmission. The pattern of inter-carrier interference(ICI) caused by power transient is different from what has been studied for doppler shift, in that its pattern occurs at front and rear sides of channels in each period of power transient. The reason of ICI's occurrence results from power difference between channels, power transient duration, multi-path channel delay spread, and numbers of sub-carrier. New criterion is proposed to find out number of taps of multi-tap equalizer enough to improve the ICI. The scheme is to determine the number of taps of multi-tap equalizer when a normalized interference or a normalized ICI is greater than a normalized noise. Simulation results show that the number of taps is flexibly adjusted according to SNR(Signal to Noise Ratio) of a received signal to improve Bit Error Rate(BER), while the complexity of the proposed scheme is reduced down to 88 percentage of the classical method.

Key words : LTE, ICI, Equalization, Power Transient

연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

*LG전자(LG Electronics)

· 논문 번호 : 20090529-05S

· 수정완료일자 : 2009년 7월 24일

I. 서 론

3GPP에서는 WCDMA 기반의 3세대 UMTS 시스템 이후에 기존의 회선 교환 서비스 위주에서 벗어나 패킷 교환 기반의 서비스로 중심을 이동시켰다. 이로써 기존 음성 서비스뿐만 아니라 web browsing, e-mail, video/audio streaming, FTP, VoIP 등과 같은 차원 높은 서비스를 지원할 수 있게 되었다. 하지만 기존의 시스템을 유지하면서 일부 기능을 개선해 나가는 형태의 단순적인 진화는 서비스 개선 폭의 한계가 따르기 때문에 3G 시스템에서 지원할 수 있는 것보다 더 빠른 속도와 높은 품질을 갖는 서비스를 지원할 수 있는 기술을 발굴하여 표준화할 필요성이 대두되었다. 이러한 점을 바탕으로 3GPP에서는 2004년 12월에 3G Evolved-UTRA/UTRAN(LTE) 표준화 타당성 연구(Stage 1)를 시작했다. 3GPP-LTE는 2005년부터 본격적으로 시스템 연구를 착수하여 현재에 이르렀다. 또한, 근래에는 LTE Advanced라는 이름으로 계속 표준화 작업이 진행 중이며 많은 기술들이 연구되고 있다.

3GPP LTE는 상향 링크 50 Mbps, 하향 링크 100 Mbps까지 전송률을 제공한다. 대역폭은 1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz까지 다양하게 사용 가능하다. 또한, LTE 표준에서는 UE(User Equipment)의 전력을 효과적으로 사용하기 위해 5 MHz 이상의 대역폭에서는 각 물리 채널 사이에 전력을 조절하도록 설계되어 있다^[1]. 전력 과도 현상(power transient)는 물리 채널 사이에 변하는 전력을 송신 AMP가 즉각적으로 응답하지 못하고 slope가 발생하는 것을 말한다. 이것은 LTE 상향 링크 전송 방식인 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access)의 각 부반송파 사이의 직교성을 훼손하여 부 반송파간 간섭을 일으키고, 이는 막대한 성능 감소를 초래한다^{[2],[3]}. 이를 해결하기 위한 방법으로는 송신 AMP의 전력과도 구간을 줄이는 방법이 있다. 하지만 이것은 하드웨어적으로 한계가 있고 UE의 AMP 가격이 막대하게 증가하는 문제점이 있기에 좋은 해결 방안이 아니다. 참고문헌 [4]에서는 LTE 시스템 성능의 key factor로 전력 과도 구간의 배치를 언급하였다. 전력 과도 구간을 효과적으로 배치함으로써 중요한 심볼이 깨지는 것을 막고 ICI에 의해 훼손된 RB(Resource Block)를 복구할 수 있기 때문이다. 본 논문에서는 LTE 상

향 링크에서 전력 과도 구간의 발생 원인 및 효율적인 배치에 대해서 먼저 언급하고 ICI를 효과적으로 제거할 수 있는 SNR(Signal to Noise Ratio: 신호대 잡음비) 적응적인 다중 탭 등화 기법을 제안한다. 기존의 도플러에 의해 발생하는 ICI 제거 기법에 대한 연구는 있었다^{[5]~[7]}. 하지만 전력 과도 구간에 의해 발생하는 ICI는 도플러에 의해 발생하는 ICI와 다르기 때문에 다중 탭 등화기를 어떻게 효과적으로 설계하여야 하는지 아직 연구되지 않았다. 따라서 본 논문에서는 LTE 상향 링크 시스템에서 전력 과도 구간에 의해 발생하는 ICI에 대하여 분석하고 이를 효과적으로 제거하기 위한 다중 탭 등화 기법과 등화기의 탭 수를 결정하는 새로운 기준을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 LTE 상향 링크 표준에 대해서 상세히 알아본다. 3장에서는 각 물리 채널의 상황 따라 전력 과도 구간이 얼마나 발생하며, 과도 구간의 배치를 어떤 식으로 해야 하는지에 대해 알아보도록 한다. 4장에서는 전력 과도 구간에 의해 발생한 ICI를 제거하기 위한 다중 탭 등화 기법에 대해 알아본다. 5장은 모의 실험 결과를 통하여 제안된 방식의 타당성을 검증하고 6장에서 결론을 맺도록 한다.

II. LTE 상향 링크 시스템

2-1 LTE 상향 링크 전송 방식 및 프레임 구조

LTE 상향 링크는 전송 기법으로 SC-FDMA 기법을 사용한다. SC-FDMA는 OFDMA와 상당히 유사하나 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 작다^{[8],[9]}. SC-FDMA 심볼은 CP(Cyclic Prefix)를 삽입한다. 다중경로 페이딩으로 인한 ISI(Inter Symbol Interference: 심볼간 간섭)를 방지하기 위함이다. LTE 상향 링크에는 두가지 종류의 CP 길이를 정의하고 있다. Normal CP와 extended CP이다. Normal CP는 7개의 SC-FDMA 심볼이 모여 하나의 슬롯을 구성하고 extended CP는 6개의 심볼이 모여 하나의 슬롯을 구성한다. 이때 CP 길이는 normal의 경우 첫 번째 심볼은 5.21 us를 두 번째부터 7번째 심볼까지는 4.69 us이다^[10]. Extended CP의 경우에는 모든 심볼에 16.67 us의 CP가 삽입된다.

LTE 상향 링크의 프레임 구조에 대해 알아보도록 하자. 사용 가능한 대역폭 별로 LTE 상향 링크의 자

LTE 상향 링크 시스템에서 송신기의 전력 과도 현상에 의해 발생하는 ICI를 제거하기 위한 적응적 멀티 탭 등화 기법

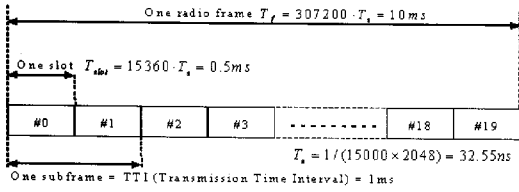


그림 1. LTE FDD 시스템의 상향 링크 프레임 구조
Fig. 1. Uplink frame structure of LTE FDD system.

표 1. LTE 상향 링크 대역폭과 자원 구성
Table 1. LTE uplink bandwidth and resource configuration.

Channel bandwidth [MHz]	1.4	3	3	10	15	20
Numer of resource blocks (N_{RB})	6	15	25	50	75	100
Numer of occupied subcarriers	72	180	300	600	900	1,200
IFFT(Tx)/FFT(Rx) size	128	256	512	1,024	1,536	2,048
Sample rate[MHz]	1.92	3.84	7.68	15.36	23.4	30.72
Sample per slot	960	1,920	3,840	7,680	11,520	15,360

원 배치는 참고문헌 [10]에서 자세히 설명하고 있다. 여기서는 간략히 요약하기로 한다. LTE FDD 시스템에서 한 라디오 프레임의 길이는 10 ms이다. 각 슬롯의 크기는 0.5 ms이다. 즉, 20개의 슬롯이 하나의 프레임을 구성한다. 그리고 2개의 슬롯이 모여서 1 ms 단위로 전송이 이루어진다. 이 전송되는 단위를 TTI (Transmission Time Interval) 또는 subframe이라고 한다. 그림 1은 LTE FDD 시스템의 상향 링크 프레임 구조를 보여주고 있다. 한 슬롯은 여러 개의 RB(Resource Block)로 구성되고 슬롯 내에 RB의 개수는 전송 대역폭에 따라 다르다. 표 1은 각 대역폭 별로 전송 파라미터를 나타낸 것이다. 하나의 RE(Resource Element)는 한 슬롯 내에 개별 부반송파로 정의되고 한 RB은 한 슬롯 내의 12개의 RE를 모은 것으로 정의된다.

다음으로 LTE 상향 링크 물리 계층의 채널에 대해서 알아보자. LTE 상향 링크 물리 채널은 다음과 같이 정의된다. PUSCH(Physical Uplink Shared Channel), PUCCH(Physical Uplink Control Channel), PRACH (Physical Random Access Channel)이다. PUSCH는 상

향 링크에 스케줄링 데이터를 위해 사용된다. PUCCH는 CQI(Channel Quality Information) 정보, ACK/NACK 정보 그리고 SR(Scheduling Request) 정보를 담고 있다. PUCCH는 한 subframe 내에서 각 슬롯마다 하나의 RB를 사용하고 사용자별로는 주파수 hopping을 이용하여 구분한다. 그리고 PUCCH는 PUSCH과 같은 슬롯에 동시에 전송되지 않는다^[11]. 다음으로 PRACH는 UE의 연결 요청이나 패킷 데이터의 종류같은 정보를 담고 있다. PRACH는 1.08 MHz 대역폭 내에서 하나의 프레임 또는 연속적인 프레임을 사용한다.

다음으로 상향 링크 물리 신호에 대해 알아보자. 상향 링크 물리 신호는 Reference Signals(RS)와 Sounding Reference Signals(SRS)로 나뉜다. RS는 채널을 추정하는 용도로 사용된다. SRS는 상향 링크 스케줄링 정보나 link adaptation, power control, SU-MIMO (Single User MIMO), timing measurement 같은 정보를 담고 있다. SRS는 최소 4개의 RB를 사용하고 이 이상 필요할 경우 4의 배수 개의 RB를 사용한다^[11]. 특별히 SRS는 subframe의 마지막 심볼에 전송된다.

지금까지 LTE 상향 링크 물리 계층에 대해 알아보았다. 다음으로는 LTE UE의 시스템 구성에 대해 알아보도록 하자.

2-2 LTE UE 시스템 구성

그림 2는 LTE UE 시스템의 구성도를 나타낸다. UE 시스템은 모뎀과 아날로그 회로부분 그리고 RF 장치로 구성된다. 아날로그 회로부분과 RF 부분은 DAC(Digital to Analog Converter), HKDAC(Housekeeping Digital to Analog Converter), up converter, VGA (Variable Gain Amplifier), TX SAW filter, PAM(Power Amplifier Module) 그리고 duplexer로 구성된다. LTE FDD 시스템에서는 E-UTRA가 지원하는 다양한 주파수 대역을 지원하기 때문에 대역별로 RF 장치들이 변경된다. 또한, 위 모든 장치는 3GPP TS 36.101^[12] 표준을 만족하도록 설계되어야 한다. 지금까지 LTE 상향 링크 물리 계층 시스템에 대해 알아보았다.

다음장에서는 LTE 상향 링크 물리 채널에서 각 채널별(PUSCH, PUCCH, SRS) 전력 제어가 어떤 방식으로 일어나고 이것이 어떤 이유로 전력 과도 구간을 발생시키는지에 대해 논의하도록 하자.

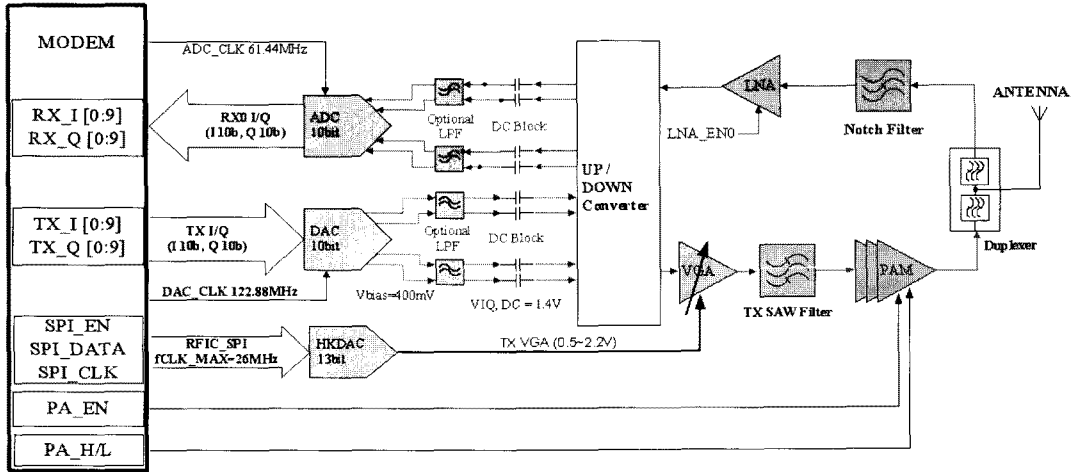


그림 2. LTE UE 시스템의 블록도
Fig. 2. Block diagram of LTE UE system.

Ⅲ. LTE 상향 링크에서 물리 채널별 전력할당과 전력 과도 구간 발생 원인 및 과도 구간 배치

3-1 LTE 상향 링크 채널 전송에서 송신 전력 제어

참고문헌 [11]에서는 각 물리 채널별 전력 할당 함수를 정의한다. PUSCH, SRS, PUCCH의 전력은 다음과 같이 정한다.

$$P_{PUSCH}(i) = \min \left\{ \begin{array}{l} P_{\max}, 10 \log_{10}(M_{PUSCH}(i)) \\ + P_{O_PUSCH} + \alpha \cdot PL \\ + \Delta_{MCS}(MCS(i)) + f(i) \end{array} \right\} \quad (1)$$

$$P_{SRS}(i) = \min \left\{ \begin{array}{l} P_{\max}, P_{SRS-OFFSET} + 10 \log_{10}(M_{SRS}) \\ + P_{O_PUSCH} + \alpha \cdot PL \\ + \Delta_{MCS}(MCS_{REF}) + f(i) \end{array} \right\} \quad (2)$$

$$P_{PUCCH}(i) = \min \left\{ \begin{array}{l} P_{\max}, P_{O_PUCCH} + PL \\ + \Delta_{MCS-PUCCH}(MCS_{PUCCH}) + g(i) \end{array} \right\} \quad (3)$$

여기서 P_{MAX} 는 UE의 송신 최대 전력, $M_{PUSCH}(i)$ 는 i 번째 subframe에서 PUSCH가 할당 받은 대역을 RB 개수 단위로 나타낸 수, P_{O_PUSCH} 는 8비트로 구분되

는 셀마다 일정한 상수 값, α 는 3비트로 구분되는 부분적 전력 제어(fractional power control factor, $\alpha=0$: open loop, $\alpha=1$: close loop을 의미한다.) 상수 값, PL은 UE에서 추정된 하향 링크 path loss이다. 그리고 $\Delta_{MCS}(MCS(i)) = 10 \log_{10}(2^{MPR(i) \cdot K_s} - 1)$ 이고 여기서 K_s 는 RRC(Radio Resource Control)에서 주어지는 셀 특장적인 파라미터, $MPR(i) = TBS(i) / N_{RE}(i)$ 인데, $TBS(i)$ 는 Transport block size이고, $N_{RE}(i)$ 는 RE의 수이다. P_{SRS_OFFSET} 은 [-3, 12] dB 사이에서 1 dB 간격으로 상위계층으로부터 요청받는 UE 특장적인 파라미터이다. $f(i)$ 는 PUSCH를 위한 현재 전력 제어 조정값이고, $g(i)$ 는 PUCCH를 위한 현재 전력 제어 조정값이다.

LTE field trial test 시 BS가 $M_{SRS}=24$, $M_{PUSCH}(i)=1$, $\Delta_{MCS}(MCS_{REF})=10$, $\Delta_{MCS}(MCS_{REF})=-3$ 경우가 가장 전력 차이가 크게 발생하였다. 또한, SRS offset이 최대 12 dB로 요청될 경우를 가정해 보자. 이 때 SRS와 PUSCH간의 전력 차이는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} &P_{SRS}(i) - P_{PUSCH}(i) \\ &= P_{SRS-OFFSET} + 10 \log_{10}(M_{SRS}/M_{PUSCH}(i)) \\ &\quad + \Delta_{MCS}(MCS_{REF}) - \Delta_{MCS}(MCS(i)) \\ &= 12 + 10 \log_{10}(24/1) + 10 - (-3) \\ &\approx 38.8 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4)$$

LTE 상향 링크 시스템에서 송신기의 전력 과도 현상에 의해 발생하는 ICI를 제거하기 위한 적응적 멀티 탭 등화 기법

즉, 최대 38.8 dB까지 전력 차이가 발생한다.

그림 3에서 볼수 있듯이 LTE 상향 링크에서는 최대 38.8 dB까지 전력 차이가 발생한다. 그렇다면 이 만큼의 전력 차이가 어떻게 전력 과도 구간을 발생 시키는지에 대하여 다음 절에서 논의하기로 한다.

3-2 LTE 상향 링크 구현

물리 채널에 전력 변화를 처리하는 방법에는 2가지가 있다. 하나는 Modem의 I/Q path의 비트수를 늘리고 DAC를 높은 비트수를 사용하는 방법, 다른 하나는 DAC 비트 수는 그대로 두고 VGA에서 전력을 조절하는 방법이다. 첫 번째 방법은 전력 변화를 모뎀에서 조절하기 때문에 AMP에 의한 전력 과도 구간은 발생하지 않는다. 하지만 높은 가격의 DAC를 사용해야 한다는 점에서 문제점이 있다. I/Q path의 비트수를 1비트 늘리면 6 dB(I path: 3 dB, Q path: 3 dB)를 있다. 이 경우 38.8 dB를 모두 포함하기 위해서는 7(42 dB) 비트를 더 필요로 한다. 현재 LTE UE 시스템에서는 보통 10 bit의 DAC가 사용된다. 따라서 38.8 dB의 전력 차이가 발생할 경우 17 bit의 DAC가 필요하게 된다. 이는 단말기의 가격 상승 요인이 될 뿐 아니라 DAC에 의해서 단말기의 송신 성능이 크게 좌우되는 결과를 초래한다. 따라서 예상되는 물리 채널별 전력 변화를 모두 포함하기 위해서는 단말기는 VGA를 제어해야 한다. 이 경우에 발생하는 문제점은 VGA의 이득을 조절하면서 지연이 발생한다는 점이다. HKDAC 전력 출력을 순간적으로 변경시

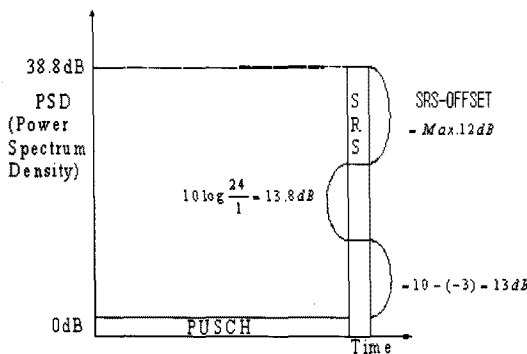


그림 3. LTE 상향 링크 채널 사이의 최대 전력 차이
Fig. 3. The maximum power offset between channels at LTE uplink.

키면 HKDAC의 장치 특성상 응답 지연 시간이 $2 \mu\text{s} \sim 4 \mu\text{s}$ 가 발생한다. 그림 4~7은 HKDAC 출력과 안테나에서 측정된 전력과도 구간을 측정된 것이다. 그림 4, 5는 전력 차이가 10 dB인 경우에 측정된 결과이다. 10 dB의 경우, 상승/하강에서 모두 $2.6 \mu\text{s}$ 의 과도 구간이 발생했다. 그림 6, 7은 39 dB의 차이가 있을 경우 HKDAC의 출력과 안테나에서 측정된 결과이다. 상승에서는 $4.3 \mu\text{s}$, 하강에서는 $6.5 \mu\text{s}$ 과도

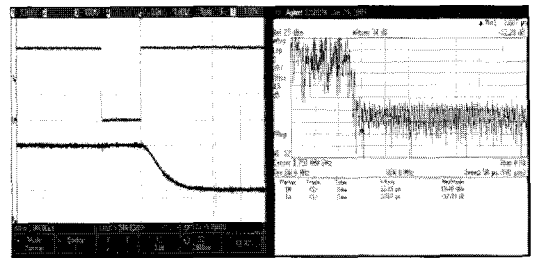


그림 4. 10 dB 전력 하강시, HKDAC와 antenna port에서 출력

Fig. 4. Outputs of HKDAC and antenna port at falling edge of 10 dB power offset.

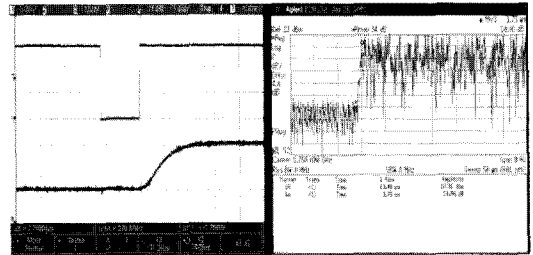


그림 5. 10 dB 전력 상승시, HKDAC와 antenna port에서 출력

Fig. 5. Outputs of HKDAC and antenna port at rising edge of 10 dB power offset.

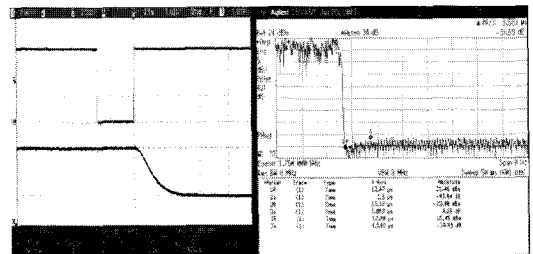


그림 6. 39 dB 전력 하강시, HKDAC와 antenna port에서 출력

Fig. 6. Outputs of HKDAC and antenna port at falling edge of 39 dB power offset.

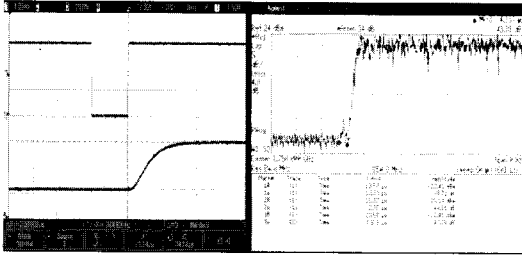


그림 7. 39 dB 전력 상승시, HKDAC와 antenna port 에서 출력

Fig. 7. Outputs of HKDAC and antenna port at rising edge of 39 dB power offset.

구간이 발생했다. 위에서 언급한 전력 과도 구간은 LTE 상향 링크 시스템에서 심각한 성능 열화를 일으킬 수 있다. 이것은 HKDAC와 VGA 특성상 발생하는 문제이기 때문에 하드웨어적으로 개선하기에는 힘들다. 따라서 본 논문에서는 단말기에서 발생하는 전력과도 구간 문제를 지극에서 다중 탭 등화기를 이용하여 해결하는 방법을 제안하고 그 성능을 분석한다.

3.3 전력 과도 구간의 배치

앞 절에서는 과도 구간이 발생하는 원인에 대해 살펴보았다. 이 절에서는 과도 구간이 발생할 경우, 과도 구간을 각 물리 채널에서 어떻게 배치하여야 하는지에 대해서 알아보도록 하자. 앞서 2장에서 설명했듯이 PUSCH, PUCCH, SRS는 각각 용도가 다르고 코딩 방식도 다르다.

먼저 PUCCH가 PUSCH와 전 후로 배치될 경우를 생각해 보자. 이 경우에는 과도 구간을 PUSCH쪽으로 배치하는 것이 바람직하다. 왜냐하면 PUCCH는 ACK/NACK 정보와 스케줄링 요청 같은 중요한 제어 신호를 포함하고 있기 때문이다. 또한, PUCCH는 H-ARQ 같은 재전송을 허용하지 않는다. PUSCH는 손상될 경우 H-ARQ 재전송이 가능하기 때문에 과도 구간은 PUSCH쪽으로 배치해야 한다. 다음으로 SRS 전후로 PUCCH나 PUSCH가 전송되는 경우를 생각해 보자. SRS는 상향 링크 채널 품질 측정 용도로 사용되는 신호이다. 따라서 가장 중요한 신호라고 볼 수 있다. 또한, SRS 역시 H-ARQ같은 재전송이 사용되지 않는다. 이 경우에는 SRS가 가장 중요하기 때문에

과도 구간을 SRS를 피해서 배치하는 것이 필요하다.

지금까지 전력 과도 구간이 발생하는 원인과 배치에 대해서 언급하였다. 다음 장에서는 전력 과도 구간이 수신 신호에 어떤 영향을 미치는지 알아보고 이를 해결할 방안에 대해서 논의하고자 한다.

IV. 다중 탭 등화 기법

다중 탭 등화 기법을 설명하기에 앞서 시스템 모델과 ICI 발생 원인에 대해 살펴보도록 하자.

4-1 시스템 모델

i 번째 SC-FDMA 송신 심볼의 n 번째 샘플은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$t_n^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k^{(i)} e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad -N_{CP} \leq n < N \quad (5)$$

$s_k^{(i)}$ 는 k 번째 부반송파에 mapping된 M point FFT 이후의 주파수 영역 신호이다. 이 신호를 IFFT 연산을 통과한 다음 CP(Cyclic Prefix) 삽입 후 송신하게 된다. 여기서 N 은 부 반송파 수, N_{CP} 는 CP 길이를 나타낸다. LTE 상향 링크에서 전력과도 구간이 발생하지 않는다고 가정하면 채널을 통과한 후 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_n^{(i)} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l t_{n-l}^{(i)} + \nu_n^{(i)} \quad (6)$$

여기서 h_l 은 l 번째 탭의 채널 이득이고, 총 $L(\leq N_{CP})$ 개의 다중경로 페이딩을 고려한다. $\nu_n^{(i)}$ 은 평균 0 분산 σ^2 인 AWGN 잡음 신호 샘플이다. BS에서는 신호를 수신한 다음 CP를 제거하고 N point FFT 연산을 통한 뒤 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_p^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n^{(i)} e^{-j\frac{2\pi}{N}pn} \quad (7)$$

식 (6)과 식 (7)을 N-point DFT 행렬 \mathbf{F} 와 circular convolution matrix \mathbf{H}_l , 그리고 정의 $\mathbf{r} = [r_0^{(i)}, \dots, r_{N-1}^{(i)}]^T$, $\mathbf{t} = [t_0^{(i)}, \dots, t_{N-1}^{(i)}]^T$, $\mathbf{s} = [s_0^{(i)}, \dots, s_{N-1}^{(i)}]^T$ 를 이용하여 다시 표현해 보자. 여기서 $[\cdot]^T$ 는 행렬의 transpose 연산을 의미한다. 편의상 (i)인덱스는 생략하

LTE 상향 링크 시스템에서 송신기의 전력 과도 현상에 의해 발생하는 ICI를 제거하기 위한 적응적 멀티 탭 등화 기법

기로 한다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_t \mathbf{t} + \mathbf{v} = \mathbf{H}_t \mathbf{F}^H \mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (8)$$

여기서 \mathbf{H}_t 는 $N \times N$ 시간 영역 circular convolutional 행렬이다. 부반송파 커플링 행렬(Subcarrier coupling matrix) \mathbf{H}_c 를 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{H}_c = \mathbf{F} \mathbf{H}_t \mathbf{F}^H \quad (9)$$

그리고 $\mathbf{x} = [x_0^{(i)}, \dots, x_{N-1}^{(i)}]$ 이면 식 (7)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{F} \mathbf{r} = \mathbf{F} \mathbf{H}_t \mathbf{F}^H \mathbf{s} + \mathbf{w} = \mathbf{H}_c \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (10)$$

여기서 행렬 \mathbf{H}_c 는 IFFT, CP 삽입, FFT, CP 제거를 모두 고려한 실효 채널이다. 이 행렬은 채널이 한 심볼 내에서 변하지 않는다면 대각 행렬이 된다. 하지만 그렇지 않은 경우에는 비대각항이 있어서 ICI를 발생시킨다. 구체적으로 전력 과도 현상이 발생하여 ICI를 어떻게 발생하게 되는지 다음 절에서 살펴보도록 하자.

4-2 전력 과도 구간에 의한 ICI 발생 원인

먼저 다음과 같은 수식을 생각해 보자.

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}_c \mathbf{s}^m \quad (11)$$

여기서 $\mathbf{s}^m = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$ 은 m 번째 값만 1이고, 나머지는 0인 입력이다. 이때의 출력을 살펴보면 ICI가 어떻게 발생하는지 알 수 있다. 이때 발생하는 출력 \mathbf{x} 을 주파수 영역 임펄스 응답라 부르기로 한다. 전력 과도 구간이 발생하지 않을 경우 \mathbf{x} 벡터의 p 번째 항을 써보면,

$$x(p) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j \frac{2\pi}{N} m(n-l)} e^{-j \frac{2\pi}{N} pm} \quad (12)$$

이다. 여기서 L 는 multi path channel의 tap length이다. 만약 $p=m$ 인 경우에는 위 수식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} x(p=m) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j \frac{2\pi}{N} n(m-p)} e^{-j \frac{2\pi}{N} ml} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j \frac{2\pi}{N} ml} \end{aligned} \quad (13)$$

하지만 $p \neq m$ 인 경우에는 식 (12)은 0이 된다. 따라서 채널이 한 심볼 구간 내에서 변하지 않고 전력 과도 구간이 없는 경우에는 주파수 영역 임펄스 응답이 임펄스 형태로 나오게 된다. 따라서 ICI는 발생하지 않는다. 그렇다면 전력 과도 구간이 발생하면 어떻게 될까? 전력 과도 구간이 발생할 경우 어떤 방식으로 신호를 검출할 수 있을까? 위 물음에 대한 답을 하기 위해 전력과도 현상을 다음과 같이 구분하고 모델링해 보도록 하자.

전력 과도 현상은 크게 4가지 경우에서 발생한다. 앞 심볼이 전력이 큰 경우(front-falling), 앞 심볼이 전력이 작은 경우(front-rising), 뒤 심볼이 전력이 큰 경우(end-rising), 그리고 뒤 심볼이 전력이 작은 경우(end-falling)이다. 이러한 현상은 3장에서 언급했듯이 LTE 상향 링크 채널에서 각 물리 채널간 전력이 차이가 날 경우 VGA가 순간적으로 반응하지 못하고 동작점 이동이 지연되면서 발생한다. 이러한 이유로 발생하는 전력 과도 현상의 예시를 그림 8을 통해 확인할 수 있다.

그림 8에서 과도 구간의 길이는 d 로 표시하였고, 이전 혹은 이후 심볼의 전력을 P 로 표시하였다. 편의상 (i)번째 심볼의 전력은 1로 하였다. 전력 과도 구간은 식 (15), (16)과 같이 모델링한다.

$$g_n = \begin{cases} \sqrt{f_{front}(n)}, & -N_{cp} \leq n \leq -N_{cp} + d - 1 \\ 1, & -N_{cp} + d \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (14)$$

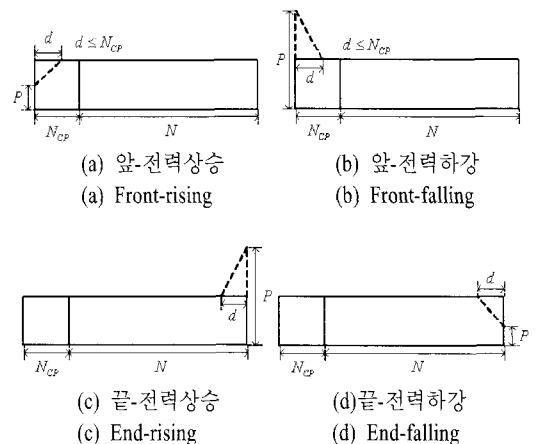


그림 8. 전력 과도 구간 모델링

Fig. 8. Modeling of power transient duration.

$$g_n = \begin{cases} 1, & -N_{cp} \leq n \leq N-1-d \\ \sqrt{f_{end}(n)}, & N-1-d+1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (15)$$

여기서 $f(n)$ 는 n 에 따라 변하는 전력을 나타낸 것으로, 이 논문에서는 간단히 선형적으로 모델링 $f(n) = a \cdot n + b$ 한다. 전력 과도 현상을 반영하여 식 (10)을 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}\mathbf{H}_t^H \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (16)$$

여기서 \mathbf{H}_t 는 전력 과도 구간 전력 이득 벡터 $\mathbf{G} = [g_{-N_{cp}}, \dots, g_{N-1}]^T$ 를 반영한 형태의 시간 영역 채널 행렬이다. 그림 8의 (a)는 심볼의 앞부분에서 전력 과도 구간이 발생했을 경우 시간 영역 채널 행렬에 어떻게 영향을 미치는지 나타낸 그림이다. 행렬의 $N - N_{CP} + 1$ 열부터 $N - N_{CP} + d$ 열까지 전력 과도 구간 이득 g_n 후이 곱해진다. 그림 8(a)에서 박스 부분의 행렬은 크기가 $d \times d$ 로 다음과 같다.

$$\square = \begin{bmatrix} g_{-N_{cp}} & \cdots & g_{-N_{cp}+d-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{-N_{cp}} & \cdots & g_{-N_{cp}+d-1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

여기서 우리는 앞쪽에서 과도 구간이 발생할 경우 $N - N_{CP} + d < N - (L - 1) + 1$ 인 경우에는 시간 영역 채널 행렬의 0이 아닌 부분과 박스가 겹치지 않는다. 따라서 다음과 같은 것을 확인할 수 있다.

Remark 1 심볼 앞부분에서 전력 과도 구간이 발생할 경우 $L + d - 2 < N_{CP}$ 인 경우에는 전력 과도 구간에 의한 ICI가 발생하지 않는다.

그림 8(b)는 심볼 뒷부분에서 전력 과도 구간 발생이 시간 영역 채널 행렬에 어떻게 영향을 미치는지 나타낸 그림이다. 행렬의 $N - d + 1$ 열부터 N 열까지 전력 과도 구간 전력 이득 g_n 이 곱해진다. 그림 8(b)에서 박스 부분의 행렬은 크기가 $d \times d$ 로 다음과 같다.

$$\square = \begin{bmatrix} g_{N-d} & \cdots & g_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N-d} & \cdots & g_{N-1} \end{bmatrix} \quad (18)$$

이를 이용하여 부반송과 커플링 행렬 \mathbf{H}_c 의 p 번째 행 q 번째 열의 항을 수식으로 표현해 보자.

식 (19)는 심볼 뒷부분에서 전력 과도 구간이 발생할 경우이고, 식 (20)은 앞에서 전력 과도 구간이 발생할 경우이다. 식 (19), (20) 모두 $p \neq q$ 에서 0이 되지 않는다. 따라서 ICI가 발생한다.

4.3 얼마나 많은 등화기 탭 수가 필요한가?

앞 절에서는 전력 과도 구간이 ICI를 어떻게 발생시키는지에 대하여 알아보았다. 그렇다면 이러한 ICI가 있는 상황에서 등화기는 어떻게 구현되어야 할까?

4-3-1 기존의 방법

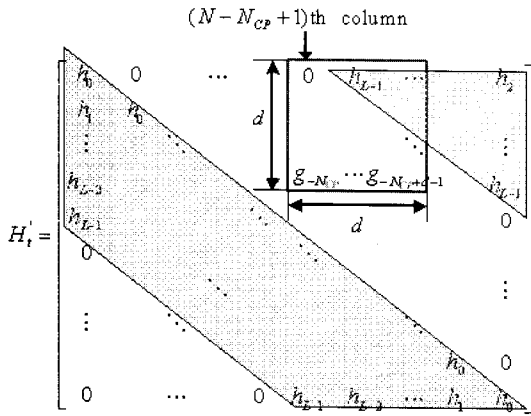
먼저 MMSE criterion에 의한 수신기를 생각해 볼 수 있다. 기지국에서 \mathbf{H}_c 를 안다고 가정하면 FFT이후 수신 신호 벡터 \mathbf{X} 에 $\mathbf{E} = (\mathbf{H}_c^H \mathbf{H}_c + \sigma^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \cdot \mathbf{H}_c$ 를 곱하여 검출할 수 있다. 하지만 이 방법은 $N \times N$ 역행렬을 계산해야 하기 때문에 복잡도가 매우 커진다. 일반적으로 $N \times N$ 행렬의 역행렬을 위해서 N^3 의 연산복잡도가 필요하다고 알려져 있다 [13].

$$[\mathbf{H}_c]_{p,q} = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{N-d} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j\frac{2\pi}{N} q(n-l)} e^{-j\frac{2\pi}{N} pn} + \sum_{n=N-d+1}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{n-l} e^{j\frac{2\pi}{N} q(n-l)} e^{-j\frac{2\pi}{N} pn} \right) \quad (19)$$

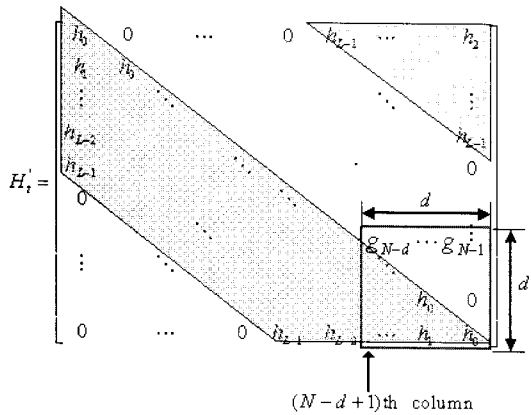
$$[\mathbf{H}_c]_{p,q} = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{d-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{n-l} e^{j\frac{2\pi}{N} q(n-l)} e^{-j\frac{2\pi}{N} pn} + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j\frac{2\pi}{N} q(n-l)} e^{-j\frac{2\pi}{N} pn} \right) \quad (20)$$

4-3-2 낮은 복잡도 기법

참고문헌 [5]에서는 Doppler에 의해 발생하는 ICI를 제거하기 위해 낮은 복잡도의 등화 기법을 제안하였다. 이 논문에서는 \mathbf{H}_c 에서 상대적으로 값이 작은 부분은 0으로 간주하고 작은 행렬의 역행렬을 통하여 복잡도를 낮추었다. 이를 수식으로 표현해 보자. 먼저 FFT이후 신호 벡터 \mathbf{x} 에서 n 번째 항을 중심으로 앞뒤 $\lfloor N_E/2 \rfloor$ 개의 심볼을 고려한 벡터를 정의한다. 여기서 $\lfloor a \rfloor$ 는 a 를 넘지 않는 최대 정수를 의미한다.



(a) 앞 전력 과도 구간 발생시 시간 영역 채널 행렬
(a) Front-time domain channel matrix considering power transient



(b) 끝 전력 과도 구간 발생시 시간 영역 채널 행렬
(b) End-time domain channel matrix considering power transient

그림 9. 전력과도 구간을 고려한 시간 영역 채널 행렬

Fig. 9. Time domain channel matrix considering power transient.

$$\tilde{\mathbf{x}}_n = [x_{n-\lfloor N_E/2 \rfloor}, \dots, x_{n+\lfloor N_E/2 \rfloor}]^T \quad (21)$$

여기서 N_E 는 등화기 탭 수를 의미한다. 다음으로 $\tilde{\mathbf{x}}_n$ 에 대응하는 \mathbf{H}_c 의 행렬의 일부분을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} [\mathbf{H}_c]_{n-\phi, n-\phi} & [\mathbf{H}_c]_{n-\phi, n-\phi+1} & \dots & [\mathbf{H}_c]_{n-\phi, n+\phi} \\ [\mathbf{H}_c]_{n-\phi+1, n-\phi} & & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ [\mathbf{H}_c]_{n+\phi, n-\phi} & \dots & & [\mathbf{H}_c]_{n+\phi, n+\phi} \end{bmatrix} \quad (22)$$

위 행렬을 이용하여 n 번째 부반송파 신호를 다음과 같이 추정 가능하다.

$$\hat{s}_n = [0_{\lfloor N_E/2 \rfloor}, 1, 0_{\lfloor N_E/2 \rfloor}] \mathbf{A}_n^H (\mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_E})^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_n \quad (23)$$

기존의 방법과는 달리 위 연산은 $N_E \times N_E$ 행렬의 역행렬 연산만을 요구한다. $N \times N$ 행렬의 역행렬을 위해서 Gauss-Jordan method를 이용하면 총 $N(N-1)(4N+1)/6$ 의 곱셈을 필요로 한다^[13]. 또한 $N \times N$ 행렬끼리의 곱은 N^3 의 곱셈을 필요로 하고 $N \times N$ 행렬과 $N \times 1$ 벡터는 N^2 의 연산을 필요로 한다. 따라서 식 (24)를 계산하기 위해서는 $(5/3)N^3 + (1/2)N_E^2 - (1/6)N_E$ 의 곱셈을 필요로 한다. 총 N 개의 부반송파에 대해서 기존의 방법과 낮은 복잡도 등화 기법의 연산 복잡도를 표 2에서 나타내었다.

참고문헌 [6]에서는 Doppler에 의해 ICI가 발생한 경우 $N_E = 2 \lfloor f_d N \rfloor + 1$ 정도면 ICI에 의한 성능 감소를 대부분 줄일 수 있음을 보이고 있다. 여기서 f_d 는 정규화된 Doppler 주파수이다. 하지만 본 논문처럼 Doppler에 의해 발생하는 ICI가 아니라 전력 과도 구간에 의해 발생하는 ICI는 몇 개의 탭을 사용하여야 신호를 효과적으로 수신할 수 있을지에 대해서는 필자가 알기로는 이전의 연구가 없었다. 따라서 본 절에서는 전력 과도 구간에 의해서 발생하는 ICI를 몇 개의 탭을 이용하여 검출하는 것이 효과적이지를 이론적으로 분석해 보고자 한다. 전력 과도 구간에 의해서 ICI는 4가지 요인에 영향을 받는다. 인접 채널간 전력 차이, 과도 구간 길이, 다중 경로 페이딩, 부반송파수이다. 본 연구에서는 이러한 요인들을 적절히 반영하면서 탭수를 결정하는 이론적인 수식 유도가 필요하다. 이를 위해 식 (11)을 다시 살펴보도록 하자. 주파수 영역 임펄스 응답은 \mathbf{H}_c 행렬의 m 번째 열과 같다. 수식을 간단히 하기 위하여 $m = N/2$ 인 경우에 IFFT 이후 출력을 보도록 하자.

$$t_n = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\pi n} = \frac{1}{\sqrt{N}} (-1)^n \quad (24)$$

이것을 전력 과도 현상(앞쪽)이 발생할 경우 FFT 이후 신호를 써 보면 식 (25)가 된다.

표 2. 연산 복잡도 비교

Table 2. Comparison of computational complexity.

	연산복잡도(복소곱셈의 수)
기존의 방법	$\frac{5}{3} N^3 + \frac{1}{2} N^2 - \frac{1}{6} N$
낮은 복잡도 기법	$\left(\frac{5}{3} N_E^3 + \frac{1}{2} N_E^2 - \frac{1}{6} N_E\right) N$

$$\begin{aligned}
 x(p) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j\frac{2\pi}{N}pn} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{n-l} (-1)^{n-l} e^{-j\frac{2\pi}{N}pn} \\
 &= \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{d-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{n-l} (-1)^{n-l} e^{-j\frac{2\pi}{N}pn} \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{n=d}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l (-1)^l e^{j\pi\left(1-\frac{2}{N}p\right)n} \right) \\
 &= \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{d-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{n-l} (-1)^{n-l} e^{-j\frac{2\pi}{N}pn} \right. \\
 &\quad \left. + \Delta \frac{e^{j\pi\left(1-\frac{2}{N}p\right)d} \left(1 - e^{j\pi\left(1-\frac{2}{N}p\right)(N-d)}\right)}{1 - e^{j\pi\left(1-\frac{2}{N}p\right)}} \right) \quad (25)
 \end{aligned}$$

여기서 $\Delta = \sum_{l=0}^{L-1} h_l (-1)^l$ 이다. $p=N/2$ 인 경우에는 위의 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(N/2) = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{d-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l g_{n-l} (-1)^{n-l} + \Delta(N-d) \right) \quad (26)$$

식 (26)은 desired signal이고, $p \neq N/2$ 인 경우에 식 (25)는 $N/2$ 번째 부반송파가 p 번째 부반송파에 주는 간섭이다. 그렇다면 이것을 이용하여 어떻게 탭 수를 정할 것인지에 대해 알아보도록 하자.

이상적으로는 모든 N-탭의 등화를 통하여 신호를 검출하는 것이 가장 좋으나, 복잡도 문제로 인하여 그렇게 할 수 없다. 따라서 효과적인 범위에서 신호를 검출하여야 한다. 본 논문에서는 간단한 rule을 정하여 탭 수를 결정하도록 한다.

Rule : 잡음 분산보다 작은 신호는 검출하지 않는다.

위 rule은 매우 간단하면서도 합리적이다. 왜냐하면 잡음 분산보다 전력이 작은 신호는 잡음에 신호가 묻히기 때문에 효과적으로 검출하기 힘들다. 따라서 복잡도를 고려하여 잡음 분산 이하가 되는 신호는 포함시키지 않는다.

<탭 수 결정 기준 1>

$|x(p)|^2 > \sigma^2$ 인 부반송파는 등화기 탭수에 포함시킨다.

하지만 위의 방법은 $N/2$ 부 반송파에 대한 간섭만을 고려하여 탭수를 결정하기 때문에 주파수 선택적 채널에서는 다른 부 반송파는 간섭의 양이 달라서 탭 수가 부반송파마다 달라질 수 있다. 그리고 모든 부반송파에 대해서 식 (25)를 계산하는 것은 막대한 연산량을 요구하기 때문에 바람직하지 못하다. 그림 10은 $m=N/2$ 이외의 tone에서 10개 tone 간격으로 주파수 응답을 함께 그린 것이다. ICI level이 주파수 선택적 채널로 인하여 차이가 나는 것을 확인할 수 있다. 하지만 흥미로운 점은 desired signal 대비 간섭 신호의 크기는 그 비율이 일정함을 확인할 수 있다.

따라서 이것을 이용하여 비교적 연산이 간단한 $N/2$ 위치에서의 주파수 응답 식 (25), (26)을 이용하여 다음과 같이 탭 수를 정하는 기준을 수정한다.

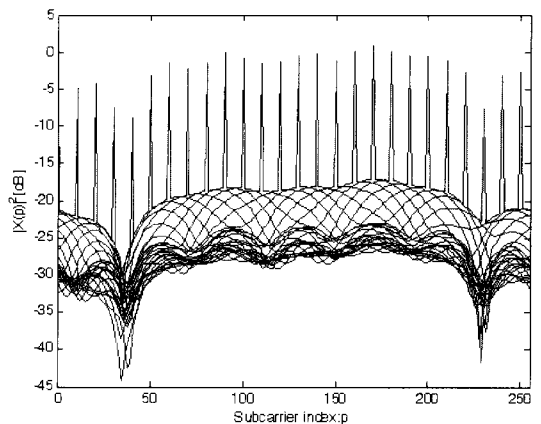


그림 10. $|x(p)|^2$ 주파수 영역 응답 $N=256$, $N_{CP}=18$, $L=10$ channel: exponential delay profile

Fig. 10. $|x(p)|^2$ frequency domain response $N=256$, $N_{CP}=18$, $L=10$, channel: exponential delay profile.

<탭 수 결정 기준 2>

$$\frac{|x(p)|^2}{\left|x\left(\frac{N}{2}\right)\right|^2} > \frac{N}{S} \quad (27)$$

식 (27)을 만족하는 탭은 등화기 탭수에 포함시킨다. 식 (27)에서 좌변은 정규화된 간섭 신호 전력을 의미하고 우변은 SNR의 역수로서 정규화된 잡음 신호 전력을 의미한다.

V. 모의 실험 결과

3GPP LTE에서는 delay spread의 정도에 따라 3가지 채널 모델을 제시한다^[12]. Extended Pedestrian A (EPA: Low Delay Spread), Extended Vehicular A(EVA: Medium Delay Spread), Extended Typical Urban(ETU: High Delay Spread)이다. 본 논문에서는 이 3가지 채널에 대하여 모의 실험을 수행하고 그 결과에 대해서 논의하도록 한다. 3가지 채널 모델 EPA, EVA, ETU 중에서 EPA 모델은 delay spread가 매우 작기 때문에 ICI가 가장 적을 것으로 예상할 수 있다. $N=1,024$ 일 경우 End rising에서 Power transient 구간 $d=32$, power difference는 10 dB일 경우 QPSK modulation에 대해서 BER 성능을 비교해 보도록 하자.

그림 11에서는 delay spread가 클수록 ICI가 많이 발생하여 BER이 나빠지는 것을 확인할 수 있다. EPA 채널에 비하여 ETU 채널은 SNR이 증가할수록 급격히 성능이 포화되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 delay spread가 큰 채널일수록, SNR이 증가할수록 탭 수가 커질 것이라는 것을 예상할 수 있다. 그렇다면 제안된 다중 탭 등화기의 성능을 알아보기 위하여 다음 그림을 보도록 하자.

그림 12는 과도 구간을 CP 길이 절반=36 sample로 하였다. Front falling과 end-rising에서는 $P=10$ dB, Front rising과 end falling은 $P=-10$ dB로 실험하였다.

표 3은 이 실험에 사용된 다중 탭 등화기의 탭 수를 나타낸다. End-rising 전력 과도 구간에서 제안된 다중 탭 등화 기법의 성능이 높은 SNR에서 ICI에 의한 성능 감쇄를 보상해 주기 때문에 1 탭 등화기의 성능보다 좋아짐을 확인할 수 있다. End-rising 이외의 전력 과도 구간에서는 ICI가 SNR 30 dB 미만에서 noise level 이상으로 발생하지 않는다. 이는 그림

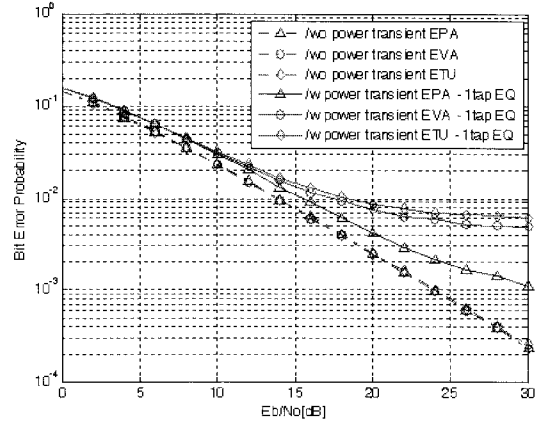


그림 11. Delay spread에 따른 BER 성능 비교
Fig. 11. BER performance of channel tap delay line models.

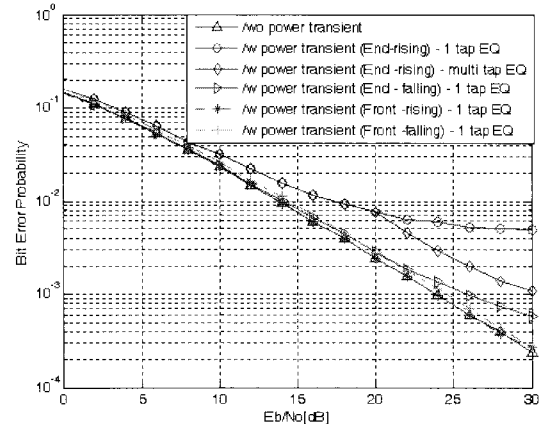


그림 12. BER 성능(EVA, $N=1,024$, $N_{CP}=72$, QPSK modulation, $d=36$)
Fig. 12. BER performance(EVA, $N=1,024$, $N_{CP}=72$, QPSK modulation, $d=36$).

13을 통해서 확인할 수 있다. 그림 13은 식 (25), (26)을 이용하여 정규화된 ICI를 그린 것이다. 이 그림을 통하여 등화기 탭 수를 알 수 있다. SNR이 30 dB인 경우를 살펴보자. 신호의 전력을 1로 했을 경우 noise level은 30 dB임을 확인할 수 있다. 이때 end rising의 경우에는 noise level 이상인 ICI 탭수가 49개이다. End-rising을 제외한 다른 전력 과도 구간에서는 SNR=30 dB 미만에서는 noise level 이상의 ICI를 발생시키지 않는다. 따라서 그러한 경우에는 ICI의 영향이 noise에 비해 작기 때문에 1 탭 등화기로도 충분히 신호를 검출할 수 있다. 여기서 우리는 심볼 앞쪽

표 3. 등화기 탭 수(EVA)

Table 3. Number of taps(EVA).

SNR	20	22	24	26	28	30
Front-rising	1	1	1	1	1	1
Front-falling	1	1	1	1	1	1
End-rising	1	11	27	37	43	49
End-falling	1	1	1	1	1	1

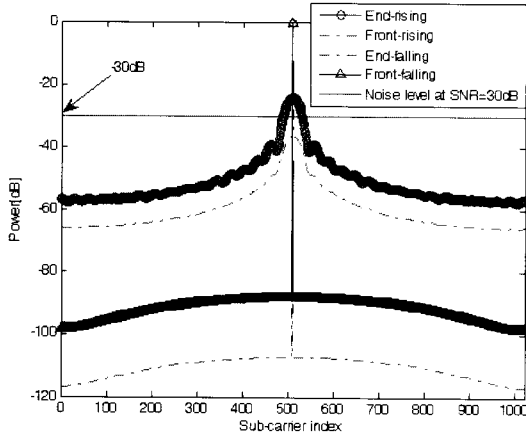


그림 13. $|x(p)|^2/|x(N/2)|^2$ when $N=1,024$ (식 (25), (26))

Fig. 13. Normalized PSD of ICI when $N=1,024$ (eq. (25), (26)).

의 전력 과도 구간이 ICI를 적게 발생시킴을 또한 확인할 수 있다. 이것은 앞에서 발생하는 전력 과도 구간은 CP에 구간에 포함되기 때문에 심볼의 끝에서 발생하는 과도 구간보다 상대적으로 적은 ICI를 발생시킨다. 따라서 전력 과도 구간의 위치는 SRS 송신되는 이전 심볼을 제외하고는 모두 front 쪽에 과도 구간을 배치하는 것이 필요하다. SNR=30 dB에서 end-rising 과도 구간에서 복잡도를 기존의 방법과 비교해 보자. $N=1,024$ 이고 $N_E=49$ 이므로 기존 방법의 복잡도는 1.79×10^9 의 복소 곱셈을 필요로 한다. 반면에 제안된 방법은 0.202×10^9 의 복소 곱셈을 필요로 한다. 제안된 방법은 기존의 방식에 비해 약 88%의 복잡도가 줄어든다.

VI. 결 론

지금까지 LTE 상향 링크 시스템의 전력 과도 문제를 해결하기 위한 다중 탭 등화 기법에 대해 알아

보았다. LTE 상향 링크 시스템에서 전력과도 문제 발생 원인에 대해서 분석하였고 과도 구간의 배치에 관해 언급하였다. 또한, 전력 과도 구간에 의해 발생하는 ICI를 효과적으로 검출하기 위한 다중 탭 등화기의 탭 수 결정 기준을 제시하였고, 모의실험을 통해 그 타당성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] JIM Zyren, "Overview of the 3GPP long term evolution physical layer", in *freescale semiconductor 3GPPEVOLUTIONWP*, Rev 0, Jul. 2007.
- [2] R4-081776, "Proposal for UE power control time profile", *3GPP TSG RAN WG4*, Jeju Island, Aug. 2008.
- [3] R4-082066, "Impact of ON/OFF transients on PUSCH and SRS", *3GPP TSG RAN WG4*, Jeju Island, Aug. 2008.
- [4] R4-082029, "Transient duration for LTE", *3GPP TSG RAN WG4*, Jeju Island, Aug. 2008.
- [5] Won Gi Jeon, Kyung Hi Chang, and Yong Soo Cho, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 1, pp. 27-32, Jan. 1999.
- [6] P. Schniter, "Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 4, pp. 1002-1011, Apr. 2004.
- [7] Kwanghoon Kim, Hyuncheol Park, "A low complexity ICI cancellation method for high mobility OFDM systems", *Vehicular Technology Conference, VTC 2006*, vol. 5, pp. 2528-2532, May 2006.
- [8] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission", *IEEE Vehicular Technology Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sep. 2006.
- [9] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Peak-to-Average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping", *PIMRC*, Aug. 2006.
- [10] *3GPP TS 36.211 v8.4.0*, "Evolved Universal Te-

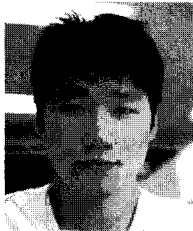
restrial Radio Access(E-UTRA); Physical Channel and Modulation", Dec. 2008.

[11] 3GPP TS 36.213 v8.4.0, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Physical layer procedures", Dec. 2008.

[12] 3GPP TS 36.101 v8.4.0, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception", Dec. 2008.

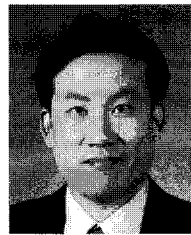
[13] G. Strang, *Introduction to Linear Algebra*, Wellesley, MA: Wellesley Cambridge, 1998.

채 혁 진



2005년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)
 2005년 2월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 석, 박사 통합과정
 [주 관심분야] 다중사용자 MIMO 시스템, OFDMA, 간섭 채널, 정보 이론, 최적화 이론

김 동 구



1983년 2월: 한국항공대학교 통신공학과 (공학사)
 1985년: U.S.C Dept. of Electrical Engineering (공학석사)
 1992년: U.S.C Dept. of Electrical Engineering (공학박사)
 1994년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수

[주 관심분야] CDMA 이동통신, 다중접속 기술, 변조 및 채널 부호화 기술, 스케줄링/MAC 기술, 순방향 링크 빔성형 기술 및 MIMO기술, UWB, Binary CDMA

조 일 남



1994년 2월: 국민대학교 전자공학과 (공학사)
 2009년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 2009년 현재: LG전자 CTO 이동통신기술연구소 연구원
 [주 관심분야] LTE, MIMO, 이동통신

신