

Cyclic Prefix, Unique Word, Zero Padding 을 사용하는 SC-FDE 용 블록 전송 신호의 파워 스펙트럼 밀도

여정호^o, 유영건, 조준호
포항공과대학교 전자전기공학과

Power Spectral Density of Block-Transmitted Signals for SC-FDE Using Cyclic Prefix, Zero Padding, and Unique Word

Jeong Ho Yeo^o, Young Geon Yoo, Joon Ho Cho

Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology
{yjh2304, odiejoe, jcho}@postech.ac.kr

요약

본 논문에서는 주파수 영역 등화 단일 반송파 시스템 (single-carrier system with frequency-domain equalizer: SC-FDE)을 위한 블록 전송 신호에서 여분의 심볼이 파워 스펙트럼 밀도 (power spectral density: PSD)에 미치는 영향에 대해 알아본다. 블록 전송 신호에서 사용되는 여분의 심볼로는 cyclic prefix (CP), zero padding (ZP), unique word (UW)가 있는데, 본 논문에서는 각각의 경우에 대하여 이론적으로 PSD 수식을 유도하고 또한 실제 신호를 발생시킨 뒤 PSD 를 측정하여 유도한 이론적 결과와 비교한다. 그리고, 널 부반송파 (null subcarrier)가 없는 경우, CP 를 사용하는 직교 주파수 분할 다중방식 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 신호의 PSD 가 CP 를 사용하는 SC-FDE 신호의 PSD 와 같음을 수식을 통하여 보이고 또한 실측을 통하여 확인한다.

1. 서론

최근에 광대역 무선 통신 시스템에서 다중경로 환경과 주파수 선택적 채널에서 대역폭당 전송 속도를 늘리기 위한 방식으로 주파수 영역 등화 사용 단일 반송파 시스템 (single-carrier system with frequency-domain equalizer: SC-FDE)과 직교 주파수 분할 다중방식 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM)이 주목을 받고 있으며, 이에 관한 연구가 활발히 진행되어 오고 있다. 두 방식 모두 구현시의 복잡도가 낮은 장점이 있는데, SC-FDE 는 첨두전력 대 평균전력 비 (peak to average power ratio: PAPR)가 낮으며 주파수 편차와 위상 잡음에 의한 성능저하가 작다는 장점이 있고 [1], 반

면에 OFDM 은 협대역 간섭에 강한 장점이 있다 [2].

SC-FDE 와 OFDM 모두 블록 전송 시스템으로, 전송시 먼저 데이터 수열을 블록 단위로 나누고 그 블록들 사이에 여분의 심볼들을 추가로 넣게 된다. 본 논문에서는 여분의 심볼들로, 1) 데이터 수열의 일정한 부분들이 사용되는 cyclic prefix (CP), 2) 영 심볼들이 사용되는 zero padding (ZP), 3) 수신기에 미리 알려진 고정된 수열이 사용되는 unique word (UW)인 경우로 나누어, CP 를 사용하는 SC-FDE (CP-SC-FDE), ZP 를 사용하는 SC-FDE (ZP-SC-FDE), UW 를 사용하는 SC-FDE (UW-SC-FDE)와 CP 를 사용하는 OFDM (CP-OFDM)의 파워 스펙트럼 밀도 (power spectral density: PSD)를 고려한다.

무선 통신용 주파수 대역에는 그 PSD 에 제한 조건들이 따르므로, 특정 주파수 대역을 사용하는 통신 시스템을 설계함에 있어 여러 변조 파라미터들이 PSD 에 미치는 영향을 분석하는 것은 중요한 문제로 된다. 결정적 신호와 랜덤 신호에 대하여 PSD 의 정의와 PSD 를 구하는 방법들은 [3]-[5]에 소개되어 있으나, SC-FDE 와 같은 블록 전송 신호는 주기가 블록 길이인 주기 정상적 (cyclostationary) 신호이

본 연구는 정보통신연구진흥원 및 정보통신부의 대학 IT 연구센터 육성·지원사업의 지원을 받고 있는 포항공과대학교의 OFDM 기반 광대역 이동 인터넷 연구센터 (BrOMA)에 의해 일부를 지원받았으며 (IITA-2008-C1090-0801-0037), 일부는 2006 년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2006-331-D00338).

므로 이 결과들을 직접적으로 적용하기에 어려움이 있다. 본 논문에서는 제안되는 다중 스트림 분해법 (multi-stream decomposition)은 블록 전송 신호를 선형변조 신호들로 분해함으로써 기존의 방식을 쉽게 적용하여 PSD 를 구할 수 있게 할 뿐만 아니라, 각각의 변조 파라미터들이 PSD 에 미치는 영향을 쉽게 파악할 수 있도록 한다.

이하 본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 절에서는 고려되는 SC-FDE 블록 전송 신호 모델에 대해 설명한다. 제 3 절에서는 SC-FDE 에서 각각 CP, ZP, UW 가 사용되는 경우 PSD 의 차이를 알아보기 위해 다중 스트림 분해법을 이용하여 이론적인 PSD 를 유도하고 비교한다. 또한, CP-OFDM 의 PSD 를 유도하고, 앞의 CP-SC-FDE 의 PSD 와 같다는 것을 보인다. 이어서 제 4 절에서는 이론적으로 유도한 PSD 와 스펙트럼분석기를 이용한 실측을 통해 얻어지는 PSD 를 비교해본다. 제 5 절에서는 결론을 맺는다.

2. 신호 모델

SC-FDE 블록 전송 시스템에서 송신되는 신호는 CP, ZP, UW 를 사용하는 경우에 대하여 각각 그림 1 의 (a), (b), (c)와 같이 다중 스트림으로 분해하여 나타낼 수 있다. 블록 당 데이터 심볼의 길이가 N 일 때, $0 \leq n \leq N-1$ 의 정수 n 에 대하여, 블록 전송 시스템에서 전송하는 데이터 수열 $c_n[m]$ 은 평균이 0 이고 분산이 1 인 독립동일분포 (independent and identically distributed: i.i.d)한 proper 복소 확률 변수이다. 여기서 $c_n[m]$ 은 m 번째 블록의 n 번째 데이터 심볼을 의미하며, L 은 한 블록 당 각각 CP, ZP, UW 의 길이이다. 본 논문의 예에서는 UW 로 Chu-수열을 사용했는데, Chu-수열의 구조에 대한 수학적 설명은 [6]에 자세히 설명되어 있다.

그림 1(a)는 CP-SC-FDE 에서 전송되는 m 번째 블록의 구조를 보여주고 있다. 그림 1(a)에서 나타나 있는 블록의 심볼들을 송신파형 $p(t)$ 를 이용하여 전송 주기 T 를 가지고 선형 변조 방식으로 전송하였을 때, 전송된 신호 $X_{CP}(t)$ 를 스트림별로 묶어 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{CP}(t) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=0}^{L-1} c_n[m] \{p(t - m(L+N)T - nT) + p(t - m(L+N)T - nT + NT)\} + \sum_{n=L}^{N-1} c_n[m] p(t - m(L+N)T - nT) \right] \quad (1)$$

그림 1(b)은 ZP-SC-FDE 에서 전송되는 m 번째 블록을 보여주고 있는데, CP-SC-FDE 신호 모델에서 CP 의 위치에 영 심볼을 넣은 것과 같다. 따라서 ZP 를 사용하는 시스템에서 전송되는 신호 $X_{ZP}(t)$ 를 스트림별로 묶어 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline c_{N-1}[m] & c_{N-2}[m] & \dots & c_1[m] & c_0[m] & c_{L-1}[m] & \dots & c_1[m] & c_0[m] \\ \hline \end{array} \rightarrow \quad (a)$$

$$\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline c_{N-1}[m] & c_{N-2}[m] & \dots & c_1[m] & c_0[m] & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \hline \end{array} \rightarrow \quad (b)$$

$$\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline c_{N-1}[m] & c_{N-2}[m] & \dots & c_1[m] & c_0[m] & d_{L-1} & \dots & d_1 & d_0 \\ \hline \end{array} \rightarrow \quad (c)$$

그림 1: (a) CP, (b) ZP, (c) UW 를 사용하는 SC-FDE 에서 전송되는 m 번째 블록

$$\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline C_{N-1}[m] & C_{N-2}[m] & \dots & C_1[m] & C_0[m] & C_{L-1}[m] & \dots & C_1[m] & C_0[m] \\ \hline \end{array} \rightarrow$$

그림 2: CP 를 사용하는 OFDM 에서 전송되는 m 번째 블록

$$X_{ZP}(t) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} c_n[m] p(t - m(L+N)T - nT) \quad (2)$$

식 (2)을 보면 식 (1)의 CP 에 해당하는 부분을 0 으로 대신한 신호와 같다는 것을 알 수 있다.

그림 1(c)에서는 UW-SC-FDE 에서 전송되는 m 번째 블록이 나타나 있고, 그림 1(a)와는 달리 CP 부분에 Chu-수열인 d_n 이 여분의 심볼로써 들어가 있다. 여기서 d_n 은 m 에 관계없이 모든 블록에서 동일하게 나타난다. 그에 따른 전송되는 신호 $X_{UW}(t)$ 를 스트림별로 묶어 표현하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{UW}(t) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=0}^{L-1} d_n p(t - m(L+N)T - nT) + \sum_{n=L}^{N-1} c_n[m] p(t - m(L+N)T - nT) \right] \quad (3)$$

그림 1 에서 고려한 SC-FDE 과는 달리, 그림 2 에서는 CP-OFDM 에서의 송신신호를 보여주고 있다. 원래 데이터 블록의 이산 역 푸리에 변환 (inverse discrete fourier transform: IDFT)한 값 $C_k[m]$ 를 전송하게 되는데, 아래와 같이 구할 수 있다.

$$C_k[m] \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n[m] e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (4)$$

식 (4)에서는 $C_k[m]$ 가 $c_n[m]$ 의 IDFT 한 값이라는 것을 보여주며, 이에 따른 전송되는 신호 $X_{OFDM}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{OFDM}(t) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{L-1} C_k[m] \{p(t - m(L+N)T - kT) + p(t - m(L+N)T - kT + NT)\} + \sum_{k=L}^{N-1} C_k[m] p(t - m(L+N)T - kT) \right] \quad (5)$$

3. 이론적 PSD 유도

여기에서는 앞에서 모델링한 신호들의 PSD 를 다중 스트림 분해법을 이용해 유도해본다. 데이터를 랜덤 확률 변수로 볼 수 있기 때문에 CP-SC-FDE, ZP-SC-FDE, UW-SC-FDE 와 CP-OFDM 에서 전송되는 신호는 random process 가 된다. 이 때, 임의의 random process $X(t)$ 의 PSD $S_X(f)$ 는 다음과 같이 정의된다 [3].

$$S_X(f) \triangleq \mathcal{F}\{A[\mathbb{E}\{X(t)X^*(t+\tau)\}]\} \quad (6)$$

여기서 $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 은 평균, $\mathcal{F}\{\cdot\}$ 는 푸리에 변환을 의미하며, 임의의 t 에 관한 함수 $X(t)$ 에 대해 $A\{X(t)\} \triangleq \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{2W} \int_{-W}^W X(t) dt$ 로 정의하고, * 는 복소 켤레를 나타낸다.

식 (6)에서는 $X(t)$ 의 자기상관 함수 $\mathbb{E}\{X(t)X^*(t+\tau)\}$ 의 시간에 따른 평균을 구한 뒤, 푸리에 변환을 통해 PSD 를 구할 수 있다는 것을 보여주고 있다. 이제 블록 전송 시 여분의 심볼에 따른 PSD 의 수식을 유도해 보기로 한다.

1) SC-FDE 신호의 PSD

식 (1)에서 나와있는 CP-SC-FDE 신호인 $X_{CP}(t)$ 의 PSD 를 구하기 위해 전송 신호를 여러 개의 스트림으로 나누게 되는데, $0 \leq k \leq L-1$, $L \leq l \leq N-1$ 에 대하여 다음과 같이 두 종류의 스트림 $X_k(t)$ 와 $X_l(t)$ 을 정의한다.

$$X_k(t) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_i[m] \{p(t - m(L+N)T - kT) + p(t - m(L+N)T - kT + NT)\} \quad (7)$$

$$X_l(t) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_j[m] p(t - m(L+N)T - lT) \quad (8)$$

식 (7)와 식 (8)은 각각의 스트림이 $c_k[m]$ 와 $c_l[m]$ 의 데이터 수열을 각각 송신과형 $\{p(t - kT) + p(t - kT + NT)\}$ 와 $p(t - lT)$ 로 선형 변조한 전송율 $1/(L+N)T$ [symbol/sec]를 갖는 신호이다. 따라서 이제 각각의 스트림에 [4, Ch.4]에서 소개된 선형 변조 신호의 PSD 를 구하는 방법을 적용하여 전체 신호의 PSD 를 구할 수 있게 된다. 여기에서 $c_n[m]$ 이 i.i.d 하고, 평균이 0, 분산이 1인 데이터 수열로 가정하였으므로 $X_k(t)$ 와 $X_l(t)$ 의 PSD $S_{X_k}(f)$ 와 $S_{X_l}(f)$ 는 다음과 같이 구할 수 있는데, 여기서 $P(f)$ 는 $p(t)$ 를 푸리에 변환한 결과이다.

$$\begin{aligned} S_{X_k}(f) &= \frac{1}{(L+N)T} |P(f)(e^{-j2\pi f(m(L+N)T)} + e^{-j2\pi f(m(L+N)T+NT)})|^2 \\ &= \frac{1}{(L+N)T} |P(f)|^2 |(1 + e^{-j2\pi fNT})|^2 \\ &= \frac{1}{(L+N)T} |P(f)|^2 |2\cos(\pi fNT)|^2 \quad (9) \end{aligned}$$

$$S_{X_l}(f) = \frac{1}{(L+N)T} |P(f)|^2 \quad (10)$$

한편, 식 (1)은 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$X_{CP}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{L-1} X_k(t) + \sum_{l=L}^{N-1} X_l(t) \right] \quad (11)$$

따라서 데이터 수열 $c_n[m]$ 이 i.i.d 라는 조건과 식 (9)-(11)의 결과를 이용하여 $X_{CP}(t)$ 의 PSD 인 $S_{X_{CP}}(f)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{X_{CP}}(f) &= LS_{X_k}(f) + (N-L)S_{X_l}(f) \\ &= \frac{1}{(L+N)T} |P(f)|^2 (4L\cos^2(\pi fNT) + (N-L)) \quad (12) \end{aligned}$$

식 (12)에서 블록당 CP 의 길이 L 과 블록당 데이터의 길이 N 의 비인 L/N 이 커질수록 코사인항에 의한 부분이 커지기 때문에 PSD 의 진동폭이 커진다는 것을 알 수 있다. 또한, 블록당 데이터 길이 N 이 증가할수록 코사인항에서의 진동수가 증가한다.

마찬가지로 ZP-SC-FDE 신호의 PSD 를 구하기 위해 선형 변조된 신호의 PSD 를 구하는 방법을 이용하게 되는데, 여기서 데이터 수열 $c_n[m]$ 이 i.i.d 라는 조건과 식 (10)의 결과를 이용하면, 식 (2)에서 정의된 신호 $X_{ZP}(t)$ 의 PSD 인 $S_{X_{ZP}}(f)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$S_{X_{ZP}}(f) = N \cdot S_{X_l}(f) = \frac{N}{(L+N)T} |P(f)|^2 \quad (13)$$

이제 UW-SC-FDE 신호의 PSD 를 구하기 위해 식 (3)에서 정해진 수열 d_n 이 $(L+N)T$ 의 주기를 가지고 주기적으로 나타나는 것을 알 수 있다. 따라서 푸리에 시리즈 전개를 해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{L-1} d_n p(t - m(L+N)T - nT) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{j2\pi \frac{kt}{(L+N)T}} \quad (14) \end{aligned}$$

여기서 a_k 는 다음과 같이 정해진다.

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{1}{(L+N)T} \int_0^{(L+N)T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{L-1} d_n p(t - m(L+N)T - nT) e^{-j2\pi \frac{kt}{(L+N)T}} dt \\ &= \frac{1}{(L+N)T} \sum_{n=0}^{L-1} d_n \int_{-\infty}^{\infty} p(t - nT) e^{-j2\pi \frac{kt}{(L+N)T}} dt \\ &= \frac{1}{(L+N)T} \sum_{n=0}^{L-1} d_n P\left(\frac{k}{(L+N)T}\right) e^{-j2\pi \frac{nkT}{(L+N)T}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{(L+N)T}} P\left(\frac{k}{(L+N)T}\right) \\ &\quad \times \frac{1}{\sqrt{(L+N)T}} \sum_{n=0}^{L-1} d_n e^{-j2\pi \frac{nk}{(L+N)}} \quad (15) \end{aligned}$$

여기서 다음과 같이 \widehat{d}_k 을 정의할 수 있다.

$$\widehat{d}_k = \frac{1}{\sqrt{(L+N)T}} \sum_{n=0}^{L-1} d_n e^{-j2\pi \frac{nk}{(L+N)T}} \quad (16)$$

식 (17)에서 \widehat{d}_k 는 UW 에 N개의 0 를 붙인 벡터 $(d_0, d_1, \dots, d_{L-1}, 0, 0, \dots, 0)$ 를 DFT 한 것과 같다. 따라서 UW-SC-FDE 에서 송신 신호 $X_{UW}(t)$ 의 PSD 인 $S_{X_{UW}}(f)$ 는 식 (13)와 식 (14)로부터 다음과 같이 구해 질 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{X_{UW}}(f) &= \mathcal{F} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 e^{j2\pi \frac{kt}{(L+N)T}} \right\} + NS_{X_1}(f) \\ &= \frac{1}{(L+N)T} |P(f)|^2 \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} |\widehat{d}_k|^2 \delta \left(f - \frac{k}{(L+N)T} \right) + N \right] \end{aligned} \quad (17)$$

식 (17)의 UW-SC-FDE 신호의 PSD 는 UW 에 의한 임펄스 열과 식 (13)에서 유도된 ZP-SC-FDE 신호의 PSD 의 합으로 나타난다는 것을 알 수 있다.

2) 널 부반송파가 없는 CP-OFDM 신호의 PSD

식 (4)에서 정의된 $X_{OFDM}(t)$ 의 PSD 를 구하기 위해 먼저 $C_k[m]$ 가 uncorrelated 되어있다는 것을 다음과 같이 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} &E\{C_{k_1}[m]^* C_{k_2}[m]\} \\ &= \frac{1}{N} E \left\{ \sum_{n_1=0}^{N-1} c_{n_1}[m]^* e^{-j2\pi \frac{n_1 k_1}{N}} \sum_{n_2=0}^{N-1} c_{n_2}[m] e^{j2\pi \frac{n_2 k_2}{N}} \right\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} E\{c_{n_1}[m]^* c_{n_2}[m]\} e^{-j2\pi \frac{n_1 k_1}{N}} e^{j2\pi \frac{n_2 k_2}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n_1 k_1}{N}} e^{j2\pi \frac{n_1 k_2}{N}} = \begin{cases} 1, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2 \end{cases} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에 따라, 데이터 수열 $c_n[m]$ 이 uncorrelated 되어 있으면 그의 IDFT 결과인 $C_k[m]$ 도 역시 uncorrelated 되어 있음을 알 수 있다. 따라서 앞서와 같이 선형 변조된 신호의 PSD 를 구하는 방법을 이용하여 $X_{OFDM}(t)$ 의 PSD 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{X_{OFDM}}(f) &= LS_{X_k}(f) + (N-L)S_{X_1}(f) \\ &= \frac{1}{(L+N)T} |P(f)|^2 (4L \cos^2(\pi f N T) + (N-L)) \end{aligned} \quad (19)$$

식 (12)과 식 (19)에 따라 CP-SC-FDE 신호와 널 부반송파가 없는 CP-OFDM 신호의 PSD 는 같다.

4. 실측 결과와의 비교

앞에서 보였던 PSD 의 이론적 결과를 확인하기 위하여 송신기를 구현하여 중간주파 신호대역에서의 PSD 와 비교해본다. 여기서는 등분포 되어있고, i.i.d 한 랜덤 4-ary 데이터를 발생시킨 뒤, QPSK 로 변조하였고, 송신파형은 roll-off factor 가 0.22 인 square-root raised cosine 를 이용하였다. 본 실측에서

DAC 는 GAGE 사의 12 비트 CompuGen4300 을 이용하였고, 300 M sample/sec 의 변환율을 사용하였다. 발생된 신호는 중심주파수가 75MHz 이며 대역폭은 18.3MHz 이다. PSD 의 측정은 Agilent 사의 스펙트럼 분석기 E4407B 를 이용하여, 평균 제곱근 (root mean square: RMS) 값을 측정하였다.

그림 3(a)는 $N=8, L=2$ 일 때 CP-SC-FDE 신호의 이론적 PSD 이고, 그림 3(b)는 측정된 PSD 이다. 실제 측정된 PSD 를 보면, 진동폭이 이론적인 PSD 보다 작게 보이는데, RMS 가 아닌 Peak, Sample, Negative Peak 방식으로 측정했을 때는 PSD 의 왜곡이 더 심하게 나타난다.

그림 4(a)는 $N=8, L=8$ 일 때 CP-SC-FDE 신호의 이론적 PSD 이고, 그림 4(b)는 측정된 PSD 이다. 그림 3 과 비교하면, 식 (12)가 예측하는 바와 같이 진동수는 고정되었으나 CP 의 길이 L 이 늘어나면서 PSD 의 진동폭이 증가한 것을 확인할 수 있다.

그림 5(a)는 $N=32, L=8$ 일 때 CP-SC-FDE 신호의 이론적 PSD 이고, 그림 5(b)는 측정된 PSD 이다. 그림 5(a)는 블록당 데이터의 길이 N 이 증가했기 때문에 PSD 의 진동수가 증가했음을 보여준다. 그러

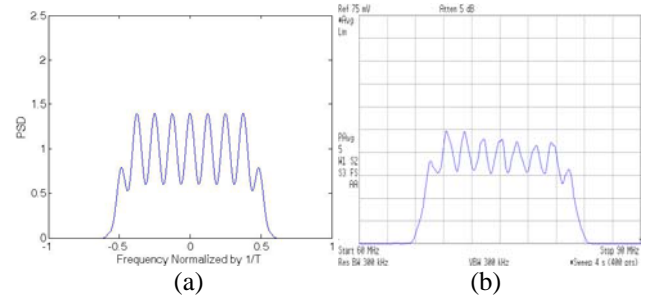


그림 3. $N=8, L=2$, CP-SC-FDE 신호의 PSD
(a) 이론적 PSD, (b) 실제 측정된 PSD

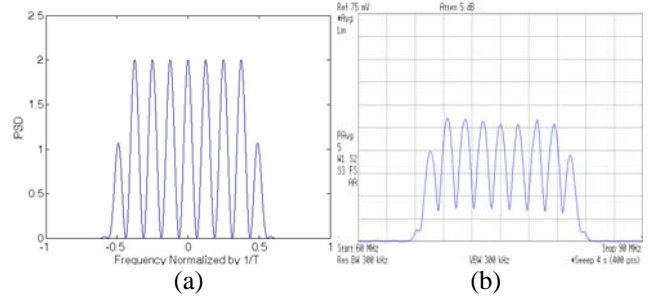


그림 4. $N=8, L=8$, CP-SC-FDE 신호의 PSD
(a) 이론적 PSD, (b) 실제 측정된 PSD

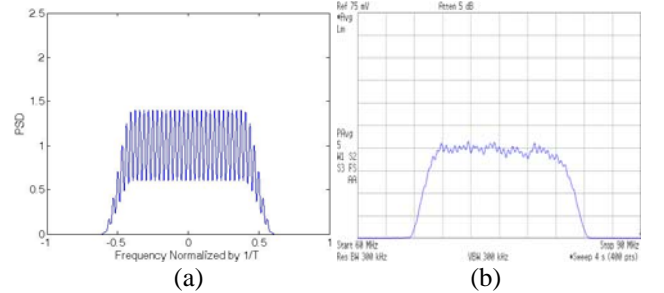


그림 5. $N=32, L=8$, CP-SC-FDE 신호의 PSD
(a) 이론적 PSD, (b) 실제 측정된 PSD

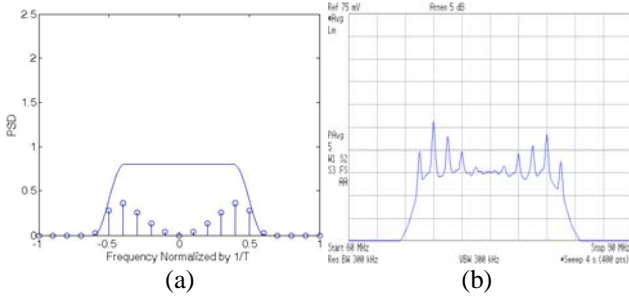


그림 6. $N = 8, L = 2$, UW-SC-FDE 신호의 PSD
(a) 이론적 PSD, (b) 실제 측정된 PSD

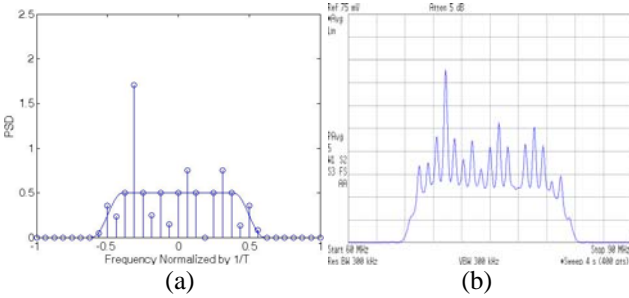


그림 7. $N = 8, L = 8$, UW-SC-FDE 신호의 PSD
(a) 이론적 PSD, (b) 실제 측정된 PSD

나 그림 5(b)에서와 같이 측정장비는 보여 주지 못하며 따라서, CP-SC-FDE 송신신호의 경우 측정장비로 얻은 PSD를 신뢰해서는 안됨을 알 수 있다.

그림 6(a)는 $N = 8, L = 2$ 일 때 길이가 2인 UW에 의한 임펄스 열과 데이터에 의해 나타나는 PSD 부분을 볼 수 있는데, UW-SC-FDE 신호의 PSD는 이 두 부분을 더한 것과 같다. 그림 6(b)는 측정된 PSD인데, 그림 6(a)의 임펄스 열과 데이터에 의해 나타나는 PSD 부분이 더해진 것을 보여준다.

그림 7(a)는 $N = 8, L = 8$ 일 때 길이가 8인 UW에 의한 임펄스 열과 데이터에 의해 나타나는 PSD 부분을 보여주는데, UW-SC-FDE 신호의 PSD는 두 부분을 더한 것과 같다. 그림 7(b)는 측정된 PSD이다. 그림 6과 비교하면 식 (17)이 예측하는 바와 같이 UW의 길이 L 이 증가함에 따라 UW에 의해 나타나는 임펄스 열의 간격이 감소함을 확인할 수 있다.

그림 8(a)와 그림 8(b)는 $N = 32, L = 8$ 일 때 각각 UW-SC-FDE 신호의 이론적 PSD와 측정된 PSD이다. 그림 8(a)에서 블록당 데이터 길이 N 과 UW의 길이 L 이 모두 증가하면서 임펄스 열의 간격이 감소하였고, 그림 8(b)은 이렇게 간격이 줄어든 임펄스 열이 측정장비에 의해 제대로 측정되지 못함을 보여준다.

그림 9(a)와 그림 9(b)는 각각 $N = 8, L = 2$ 일 때와 $N = 8, L = 8$ 일 때 CP-OFDM 신호의 PSD이다. 그림 3(b), 그림 4(b)와 각각 비교하면 이론적으로 확인한 것과 같이 널 부반송파가 없는 CP-OFDM 신호의 PSD의 모양이 CP-SC-FDE의 경우와 같음을 확인할 수 있다.

5. 결론

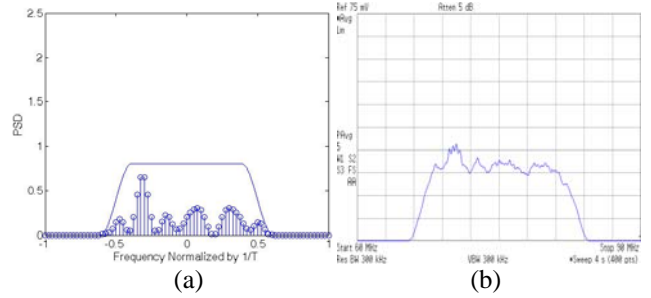


그림 8. $N = 32, L = 8$, UW-SC-FDE 신호의 PSD
(a) 이론적 PSD, (b) 실제 측정된 PSD

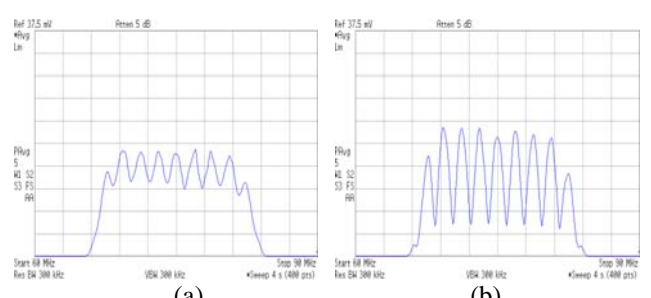


그림 9. 널 부반송파가 없는 CP-OFDM 신호의 PSD
(a) $N = 8, L = 2$, (b) $N = 8, L = 8$

본 논문에서는 CP-SC-FDE, UW-SC-FDE, ZP-SC-FDE, CP-OFDM에서 블록 전송 신호의 PSD를 이론적으로 유도하고, 실제 신호의 PSD를 측정하여 비교하였다. CP, UW, ZP의 길이에 따른 PSD의 변화를 알아보고, CP, UW, ZP가 PSD에 어떤 영향을 미치게 되는지 분석하였다. 또한, 이론적 수식 유도와 실제 신호 측정을 통하여 CP-SC-FDE와 널 부반송파가 없는 CP-OFDM의 PSD가 동일한 모습으로 나온다는 것을 보였다.

6. 참고 문헌

- [1] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, 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.
- [2] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, Incorporated, 2004.
- [3] P. Z. Peebles Jr., *Probability, Random Variables and Random Signal Principles*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [5] M. Z. Win, "On the power spectral density of digital pulse streams generated by M-ary cyclostationary sequences in the presence of stationary timing jitter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 1135-1145, Sept. 1998.
- [6] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 18, pp. 531-532, July 1972.