DBpia

논문 13-38B-04-09

한국통신학회논문지 '13-04 Vol.38B No.04
http://dx.doi.org/10.7840/kics.2013.38B.4.305

# 광대역 VHF 기저대역 모뎀의 효율적인 송·수신 기법

이 황 희◆, 김 재 환*, 양 원 영**, 조 용 수°

# An Efficient Transceiver Technique for Wideband VHF Baseband Modem

Hwang-Hee Lee◆, Jae-Hwan Kim*, Won-Young Yang**, Yong-Soo Cho°

요 약

본 논문에서는 ETS EN 300 392-2에 기반을 둔 Wideband VHF 통신시스템의 FMT (Filtered Multi-Tone) 전송방식으로서, 기존의 세 가지 구현 방법, 즉 각 부반송파 별로 대역이 다른 SRRC (Square-Root Raised Cosine) 필터를 사용하는 direct filtering 방식과, 송·수신측에서 각각 IDFT-PPN (Poly-Phase Network)와 PPN-DFT를 사용하는 PPN-DFT 방식, 그리고 이 두 가지 방식처럼 시간영역에서 필터링하는 대신 주파수영역에서 필터링하는 Extended IDFT-DFT 방식을 기술한다. 그리고, 수신측에서 관심있는 부반송파들만에 대한 DFT값들을 매 샘플시점마다 계산하는 Extended DFT-SDFT (Sliding Discrete Fourier Transform) 방식을 제안하고, 다중 사용자에게 부반송파가 할당되고 각 사용자 신호가 서로 다른 채널을 통해 전송되는 환경에서 이 방식이 각 사용자 신호에 대해 개별적으로 (다른 사용자 신호들에 상관없이) 훈련 심볼을 사용하지 않는 블라인드 심볼 타이밍의 강점이 있다는 것을 보여준다.

**Key Words** : FMT (Filtered MultiTone), PPN (Poly-Phase Network), Extended DFT, SDFT (Sliding Discrete Fourier Transform)

ABSTRACT

As an FMT (Filtered Multi-Tone) transmission method of Wideband VHF communication system specified by the ETS (European Telecommunications Standards) EN 300 392-2, this paper introduces three existing realization methods, i.e., the direct filtering method using different band SRRC (Square-Root Raised Cosine) filters for each subcarrier, the PPN-DFT method using the IDFT-PPN (Poly-Phase Network) and PPN-DFT at the transmitter and receiver, respectively, and the Extended DFT method. Then, it proposes the extended IDFT-SDFT (Sliding Discrete Fourier Transform) that computes the DFT values only for interested subcarriers every sample time, and shows that it has an advantage of blind symbol timing (using no training symbol) individually for each user signal (independently of other users' signals) in the multi-user environment where the subcarriers are assigned in contiguous or interleaved blocks to each user and each user signal possibly experiences different channels.

※ 본 연구결과는 국토해양부의 "U 기반 해운 물류 체계 구축을 위한 기반기술 연구" 과제에서 수행된 연구결과 중 일부임을 밝히며, 연구비 지원에 감사드립니다.

◆ 주저자 : School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, 2hwanghee@naver.com, 준회원
° 교신저자 : School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, yscho@cau.ac.kr, 종신회원
* School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, wlswk8226@hanmail.net, 준회원
** School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, wyyang@cau.ac.kr, 정회원
논문번호 : KICS2012-01-071, 접수일자 : 2013년 1월 31일, 최종논문접수일자 : 2013년 3월 27일



www.dbpia.co.kr

## Ⅰ. 서 론

해양통신에서 사용될 예정인 Wideband VHF 통신시스템은 EN 300 392-2 규격[1]에 주어진 QAM-FMT(Filtered Multi-tone) 방식이다. FMT 변조[2-5]는 FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) 변조[2,6,7]와 함께, 무선통신시스템에 가장 널리 사용되고 있는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multi plexing)처럼 많은 부반송파를 사용하는데, 이웃하는 부반송파간의 간섭(ICI: Inter-Carrier Interference)을 줄이기 위한 목적으로 각 부반송파별 필터링 과정을 덧붙이기 때문에 계산적인 복잡도는 증가하지만, CP (Cyclic Prefix)를 넣지 않음으로써 ICI의 감소나 용량(Capacity)과 대역폭 효율성의 증가 등 여러 가지 이점이 기대되므로, 사용되지 않는 짜투리 주파수 대역을 동적으로 활용하고자 하는 CR (Cognitive Radio) 통신 등에 활발히 적용될 것으로 기대되고 있다[8,9].

본 논문에서 다루어지는 FMT 변조의 구현 방식은 네 가지로서, 먼저 각 부반송파 별로 대역이 다른 SRRC (Square-Root Raised Cosine) 필터를 사용하여 필터링하는 Direct filtering 방식과, 송수신측에서 각각 IDFT-PPN (Poly-Phase Network)와 PPN-DFT를 사용하는 PPN-DFT 방식, 그리고 이 두 가지 방식처럼 시간영역에서 필터링하는 대신 주파수영역에서 필터링하는 Extended IDFT-DFT 방식[7]을 기술한다. 그리고, 수신측에서 관심있는 부반송파들만에 대한 DFT값들을 매 샘플시점마다 계산하는 Extended DFT-SDFT (Sliding Discrete Fourier Transform) 방식을 제안하고, 다중 사용자에게 부반송파가 할당되고 각 사용자 신호가 서로 다른 채널을 통해 전송되는 환경에서 이 방식이 각 사용자 신호에 대해 개별적으로 (다른 사용자 신호들에 상관없이) symbol time을 포착할 수 있는 강점이 있다는 것을 보여준다. 이 방식은 Extended IDFT-DFT 방식에 비해 계산량이 많긴 하지만, 다중 사용자의 수가 많아질수록 그 차이가 줄어들 뿐만 아니라, 훈련 심볼을 사용하지 않는 블라인드 심볼 타이밍(blind symbol timing)을 가능케 한다. 이는, 다른 논문들에서 제안된 FMT 전송 방식[10-12]에서 동기(synchronization)를 위해 DFT 크기를 Extended IDFT-DFT 방식과 비슷하게 증가시켜 사용하는 데다가, 훈련 심볼을 사용하는 동기방법들이 대부분이라는 것을 감안한다면, 상당히 주목받을 수 있는 강점이다. 또한, 각 사용자가 다른 사용자신호와 동기를 맞춰서 모든 부반송파성분의 DFT를 구할 필요가 없이 본인에게 할당된 부반송파성분의 DFT만 별도로 구해서 복조할 수 있다는 독특한 장점도 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존의 세 가지 FMT 변조 구현 방식인 Direct filtering 방식과 PPN-DFT 방식, 그리고 Extended IDFT-DFT방식에 관해 기술한다. 3장에서는 본 논문에서 제안하는 Extended DFT-SDFT 방식을 설명한다. 4장에서는 모의실험을 통해 Extended FFT-SDFT 방식의 심볼 타이밍과 BER (Bit Error Rate) 성능을 분석하고, 5장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## Ⅱ. 선행(관련) 연구

EN 300 392-2 규격에는 다중 부반송파를 사용하여 QAM 변조를 지원하는 Multi-carrier QAM 모드가 있으며, $f_{\min}$을 가장 낮은 주파수로 사용하고, $N$개의 부반송파를 사용하는 경우에 $k$번째 부반송파 주파수 $f_k$와 상·하향링크 주파수 $f_{up}$과 $f_{down}$은 다음과 같이 주어진다.

$$f_k = f_{\min} + (0.5625 - 1.125(\frac{N}{2} - k))\frac{1}{T} \qquad (1)$$
$$f_{up} = f_{down} - f_D$$

여기서 기본적인 상·하향링크 간격 $f_D$는 10MHz이며, 할당된 주파수가 900MHz 이상인 경우에는 45MHz이다.

표 1. EN 300 392-2 규격에 주어진 Multi-carrier 전송방식의 주요 파라메터
Table 1. Major parameter of Multi-carrier transmission method based on EN 300 392-2 standards

| Parameters | Value |
|---|---|
| Duplexing / Multiple Access | FDD/TDMA (4 slot / 1 frame) |
| Modulation Type | 4, 16, 64 QAM |
| Symbol period ($T_s$) | 1/2400 sec. |
| Subcarrier spacing ($\triangle f$) | 2.7 kHz |
| Channel bandwidth | 25, 50, 100, 150 kHz (25 kHz/8 subcarriers) |



www.dbpia.co.kr

데이터 비트에 대한 변조 방식으로 4 QAM, 16 QAM, 64 QAM이 지원되며, 슬롯 정보 등이 포함된 헤더비트를 위한 변조 방식으로는 4QAM만이 사용된다. EN 300 392-2 규격에서 Multi-carrier QAM 의 기본적인 파라메터는 표 1에 주어져 있다[1].

다중 반송파 전송을 위하여 FMT(Filtered Multi-Tone) 변조를 이용하고, 송·수신 신호의 필터링을 위하여 roll-off factor가 0.2인 SRRC(Square Root Raised Cosine) 필터를 사용하며, 각 부반송파가 차지하는 주파수대역은 그림 1과 같다[1]. FMT 변조는 각 부반송파에 대해 대역 제한 필터를 사용하여 각 부반송파를 분리하기 때문에 직교성(orthogonality)을 보장하기 위해 부반송파 간격이 $\triangle f = 1/T$ ($T$ : 심볼주기)이어야 한다는 제약 조건을 지킬 필요가 없어서, 필터 구현 복잡도 등을 고려한 유연한 패러미터 설계가 가능하다. 또한, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 달리 ACI(Adjacent Channel interference)가 작은 만큼 ISI(Inter Symbol Interference)와 ICI(Inter Carrier Interference)를 더욱 감소시킬 수 있으므로 대역폭의 효율을 높일 수 있지만, CP가 없어서 심볼 타이밍에 더욱 민감할 수 밖에 없기 때문에 시간영역에서의 동기의 중요성은 더 커진다.

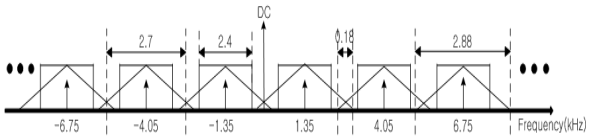
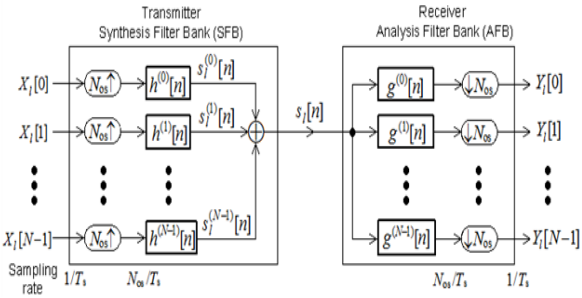


그림 1. 각 부반송파가 차지하는 주파수대역
Fig. 1. Frequency bands assigned to each subcarrier

이 장에서는 다음 장에서 제안될 Extended DFT-SDFT 방식의 이해를 돕기 위해서 기존의 세 가지 FMT 변조 방법, 즉 Direct filtering 방식과, 다수의 필터와 발진기를 이용하는 대신IDFT/DFT 및 Poly-Phase Network를 사용하는 PPN-DFT 방식, 그리고 시간영역이 아니라 주파수영역에서 필터링을 하는 Extended IDFT-DFT 방식을 소개한다.

### 2.1. Direct Filtering 방식

그림 2는 Direct Filtering 방식[2]-[5]으로 구성된 FMT 전송시스템의 블록선도를 보여 주는데, 각 부반송파마다 $N_{os}$ (>$N$ )배로 ($N$ : 부반송파의 개수) upsampling해서 대역통과필터($h^{(k)}[n] = h[n]\, e^{j2\pi kn/N}$), 그것도 부채널간 간섭을 완화하기 위해 상당히 대



$X_l[k]$ : $k$th subcarrier component of $l$th(frequency-domain) FMT symbol

$s_l[n]$ : $n$th sample of $l$th(time domain) FMT symbol

$s_l^{(k)}[n]$ : $k$th subcarrier component of $s_l[n]$

$T_s$ : FMT symbol period, $T$ : Sampling time

$N$ : Number of subcarriers

$N_{OS} = N + N_O$ : Number of oversampling during one FMT symbol period

$h[n]$ : Impulse response(filter coefficient) of prototype filter

$h^{(k)}[n] = h[n]e^{j2\pi kn/N}$ : Impulse response(filter coefficient) of the $k$th BPF in SFB

$g^{(k)}[n] = h^{(k)*}[-n]$ : Impulse response(filter coefficient) of the $k$th BPF in AFB

그림 2. Direct Filtering 방식으로 구성된 FMT 전송시스템
Fig. 2. FMT transmission system realized using direct filtering scheme

역 제한 특성이 좋은 필터를 통과시킨다. 그런데 대역통과필터로 사용되는 FIR필터는 $N$이 많을수록 (전송시스템이 사용하는 전 대역폭이 정해져 있는 한) 대역이 좁아져서 그 시간영역에서 임펄스응답기간의 길이 또는 필터계수의 개수가 $N$에 비례하여 길어지는 만큼, 그 길이를 $L = N\nu$ 라고 놓는다면, 필요한 계산량은 한 FMT 심볼에 대해 $N \times (N\nu)^2/\nu = N^3\nu$ 가 된다. 여기서 송신측에서의 upsampling rate와 수신측에서의 downsampling rate인 $N_{os}$ 는 $N$보다 크거나 같은 정수로 정하는 것이 일반적이지만, 편의상 $N_{os} = N$ 이라고 놓으면, 시간영역에서 전송되는 신호를 구성하는 $l$번째 FMT 심볼 $s_l[n]$중 data의 $k$ 번째 부반송파성분 $X_l[k]$를 싣고 있는 $s_l^{(k)}[n]$은 다음 식으로 표현된다:

$$s_l^{(k)}[n] = s^{(k)}[lN+n] = X_l[k] * h^{(k)}[lN+n]$$

$$= \sum_{m=0}^{\nu-1} X_m[k] h^{(k)}[(l-m)N+n] \quad \text{for } k = 0 : N-1 \qquad (2)$$

단, $h^{(k)}[n] = h[n] e^{j2\pi kn/N}$ for $n = 0, 1, \ldots, N\nu - 1$ (3)

$l$번째 FMT 심볼 $s_l[n]$은 $\{s_l^{(k)}[n], k = 0 : N-1\}$을 모두 더해서 만들어진다.

### 2.2. PPN-DFT 방식

그림 2에 주어진 FMT 전송시스템에서 송신신호



www.dbpia.co.kr

$s_l[n]$은 모든 부반송파 성분들 $\{s_l^{(k)}[n], k=0,1,...,N-1\}$을 모두 더한 것이므로 다음과 같이 표현될 수 있다:

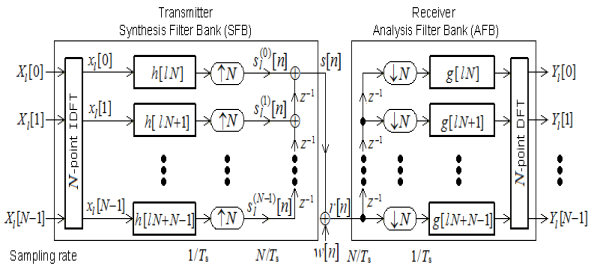



그림 3. PPN-DFT 방식으로 구성된 FMT 전송시스템
Fig. 3. FMT transmission system realized using PPN-DFT scheme

$$
\begin{aligned}
s_l[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} s_l^{(k)}[n] = \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{\nu-1} X_m[k]h^{(k)}[(l-m)N+n] \\
&= \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{\nu-1} X_m[k]h[(l-m)N+n]e^{j2\pi k((l-m)N+n)/N} \\
&= \sum_{m=0}^{\nu-1}\left(\sum_{k=0}^{N-1} X_m[k]e^{j2\pi kn/N}\right)h[(l-m)N+n] \\
&= \sum_{m=0}^{\nu-1} x_m[n]h[(l-m)N+n] \text{ for } n=0,...,N-1 \qquad (4)
\end{aligned}
$$

단, $x_m[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_m[k]e^{j2\pi kn/N} = N\times IDFT_N\{X_m[k]\}$ (5)

여기서 $IDFT_N\{\bullet\}$ 은 $N$-point IDFT를 나타낸다. 이 식은 시간영역에서의 FMT 심볼을 만들어 내는 과정이 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform)와, Prototype 필터 $h[n]$으로 구성된 PPN (Poly-Phase Network)을 사용해서 그림 3(SFB: Synthesis Filter Bank)처럼 구현가능하다는 것을 의미한다.

또한, 수신측에서 복원된 $k$ 번째 부반송파성분 $Y_l[k]$도 다음과 같이 표현될 수 있으며, 이 역시 수신된 FMT 심볼을 복조하는 과정이 Prototype 필터 $g[n]=h^*[-n]$으로 구성된 PPN과 $N$-point DFT (Discrete Fourier Transform)를 사용해서 그림 3(AFB: Analysis Filter Bank)처럼 구현가능하다는 것을 의미한다:

$$
\begin{aligned}
Y_l[k] &= y^{(k)}[lN] = y^{(k)}[n]|_{n=lN} = r_l[n] * g^{(k)}[n]|_{n=lN} \\
&= \sum_{i=0}^{\nu N-1} r_l[i]g^{(k)}[lN-i] = \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{\nu-1} r_l[n]g^{(k)}[(l-m)N-n] \\
&= \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{\nu-1} r_l[n]g[(l-m)N-n]e^{j2\pi k((l-m)N-n)/N} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1}\left(\sum_{m=0}^{\nu-1} r_l[n]g[(l-m)N-n]\right)e^{-j2\pi kn/N} \\
&= DFT_N\left\{\sum_{m=0}^{\nu-1} r_l[n]g[(l-m)N-n]\right\} \qquad (6)
\end{aligned}
$$

여기서 $x_m[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_m[k]e^{j2\pi kn/N} = N\times DFT_N$

$\{X_m[k]\}$은 $N$-point DFT를 나타낸다. 전송되는 신호 $s_l[n]$에 아무런 잡음이 섞여지지 않고 채널은 완벽해서 $r_l[n]=s_l[n]$이며 송수신필터 또한 이상적으로 설계되어 $h[n]*g[n]\simeq\delta[n]/N$ 을 만족시킨다는 가정하에, 위 식 (6)으로 구해지는 $Y_l[k]$가 송신측에서 보낸 data symbol $X_l[k]$에 가까울 것이라고 기대되는 이유는, 식 (5)와 (6)의 물리적인 의미가

$$
\begin{aligned}
s_l[n] &= \sum_{m=0}^{\nu-1} x_m[n]h[(l-m)N+n] \simeq x_l[n] * h_l[n] \\
&= N\times IDFT_N\{X_l[k]\} * h_l[n] \qquad (7) \\
Y_l[k] &= DFT_N\left\{\sum_{m=0}^{\nu-1} s_l[n]h[n-(l-m)N]\right\} \\
&= DFT_N\{s_l[n] * h_l[n]\} \qquad (8)
\end{aligned}
$$

와 같다는 것을 감안하여, 다음과 같이 보여질 수 있다:

$$
\begin{aligned}
&Y_l[k] = DFT_N\left\{\sum_{m=0}^{\nu-1} s_l[n]g[(l-m)N-n]\right\} \\
&\simeq DFT_N\{s_l[n] * g_l[n]\} \simeq DFT_N\{x_l[n] * h_l[n] * g_l[n]\} \\
&\simeq DFT_N\{x_l[n] * \delta[n]/N\} = DFT_N\{x_l[n]/N\} \\
&= DFT_N\{IDFT_N\{X_l[k]\}\} = X_l[k] \qquad (9)
\end{aligned}
$$

### 2.3. Extended IDFT-DFT 방식

DFT의 컨볼루션 특성을 사용하면, 식 (5)와 (6)의 개략적인 식들인 (7)과 (8)을 주파수영역에서 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$S_e[k] = X_e[k]H_e[k] \qquad (10)$$
$$Y_e[k] = R_e[k]G_e[k] \qquad (11)$$

여기서 취해진 모든 DFT는 시간영역에서의 길이가 $N\nu$ 인 송수신 Prototype 필터 $h[n]$이나 $g[n]$을 포함할 수 있도록 그 크기를 $N\nu$로 확장한 Extended DFT로서,

$$H_e[k] = H[\text{mod}(k,\nu)] \quad \text{for } k=0:N\nu-1 \qquad (12)$$
$$G_e[k] = G[\text{mod}(k,\nu)] \quad \text{for } k=0:N\nu-1 \qquad (13)$$



www.dbpia.co.kr

이며, 송수신 Prototype 필터들의 주파수응답 $H(k)=DFT_{N\nu}\{h[n]\}$이나 $G(k)=DFT_{N\nu}\{g[n]\}$은 그림 4(c),(f)에 예시된 것처럼, $k=0,1,\cdots,K-1,\ N\nu-K+1,\cdots,N\nu-1$에 대해서만 영 아닌 값을 갖는다고 가정한다. 또한, 데이터 심볼 수열 $\{X_l[k],k=0:N-1\}$의 frequency spreading version $X_e[k]$는 그림 4(b)에 예시된 것처럼

$$X_e[k]=\begin{cases}X_l[\partial(k,\nu)] & \text{if } \mathrm{mod}(k,\nu)<K \text{ or } >\nu-K\\ 0 & otherwise\end{cases}$$

$$\text{for } k=0:N\nu-1 \tag{14}$$

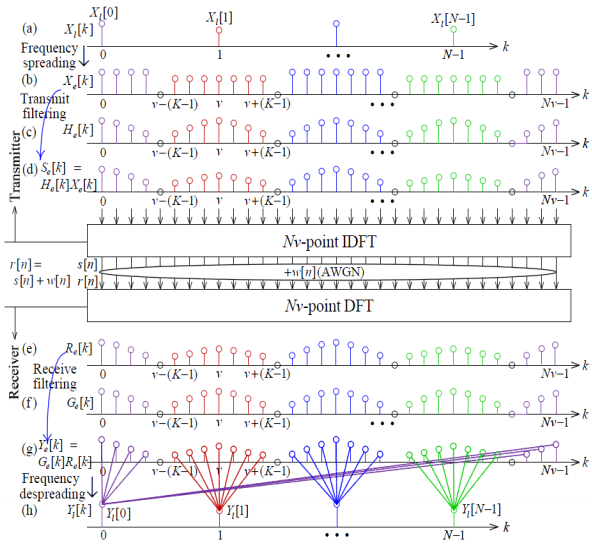



그림 4. Extended IDFT-DFT 방식으로 구성된 FMT 전송 시스템

Fig. 4. FMT transmission system realized using Extended IDFT-DFT scheme

와 같다. 그림 4에 보여진 Extended DFT 방식으로 구현된 FMT 전송시스템을 보면, 수신측에서 (잡음이 없고 채널이 완벽하다는 가정하에) 수신신호 $r[n]=s[n]$을 $N\nu$-point DFT해서 $R_e[k]$(그림 4(e))를 구하고, 이것을 수신필터 $G_e[k]$(그림 4(f))로 필터링해서 얻어진 수열 $Y_e[k]$(그림 4(g))를 frequency despreading해서 ($\{X_l[k],k=0:N-1\}$과 비슷할 것으로 기대되는) $\{Y_l[k],k=0:N-1\}$(그림 4(h))를 구하는 과정은 다음 식으로 표현된다:

$$Y_l[k]=\frac{1}{K_N}\sum_{m=-(K-1)}^{K-1}Y_e[k\nu+m] \tag{15}$$
$$with\ normalization\ factor\ K_N \text{ for } k=0:N-1$$

## Ⅲ. Extended IDFT-SDFT (Sliding DFT) 방식

위 2.3절에서 기술된 Extended IDFT-DFT 방식에서 한 걸음 더 나아가 수신측에서 모든 부반송파 성분들 $\{R_e[k],k=0:N\nu-1\}$을 일괄적으로 계산하는 IDFT 과정대신에, 부반송파별로 필요한 것들만 선택해서 구할 수 있는 SDFT[13]를 적용한다면, 다중 사용자에게 부반송파들이 나누어져 할당된 환경에서 각 사용자 신호들의 수신 처리가 독립적으로 수행될 수 있는 등 장점이 있을 것으로 기대된다. $N\nu$-point DFT의 대상이 되는 수열 $r[n]$의 요소들이 한 개씩 수신측에 들어올 때마다 그 전에 구해진 DFT값을 부반송파성분별로 갱신해 나감으로써, 최근에 들어온 $N\nu$개 요소들로 구성된 DFT값을 매 샘플 단위로 계산할 수 있는 SDFT식은 다음과 같다:

$$R_n[k\nu+m]=$$
$$e^{-j2\pi(k\nu+m)/N\nu}(R_{n-1}[k\nu+m]+r[n]-r[n-N\nu])$$
$$\text{for } -(K-1)\le m\le(K-1) \text{ and } k\in K_u \tag{16}$$

여기서 $K_u$는 총 $N$개의 부반송파중 사용자 $u$에 배당된 부반송파의 집합이며, Prototype 필터의 임펄스응답 길이와 관련된 상수 $\nu$는 각 부반송파대역의 분리조건이 가까스로 만족되도록 $2K$와 같도록 정해졌고, 사용자당 배당된 부반송파의 개수, 즉 집합 $K_u$의 크기는 모든 사용자에 대해 균등하게 $N/N_u$이라고 가정한다. 이러한 Extended DFT-SDFT 방식의 계산량 (복소곱셈의 횟수)은 FFT가 아닌 DFT와 마찬가지로 $N^2\nu K$이므로, 전 장에서 소개된 Extended IDFT-DFT 방식에 비해 많다:

$$\frac{N^2\nu}{N_u}K>\frac{N\nu}{2}log_2(N\nu)\Rightarrow\frac{N}{N_u}K>\frac{1}{2}log_2(N\nu) \tag{17}$$

계산량에 관한 이러한 약점에도 불구하고 Extended DFT-SDFT 방식을 본 논문에서 제안하는 이유는 그 약점을 상쇄할 만한 강점이 있다고 생각하기 때문이며, 그 강점은 다음과 같다.



www.dbpia.co.kr

(1) 위 식 (16)으로 표현된 SDFT은 동시에 계산될 수 있는 Parallelism이 있으므로, 그것을 활용하기 위해서 계산하고자 하는 부반송파 개수 ($NK/N_u$) 만큼의 곱셈기를 사용한다면, 마지막 데이터가 도착해서부터 그 데이터를 마지막값으로 가진 데이터블록에 대한 DFT가 계산되고 필터링될 때까지 걸리는 latency time이 불과 두 번의 복소곱셈과 한 번의 복소덧셈에 걸리는 시간만큼 짧다.

(2) 다중사용자 uplink 환경에서 모든 사용자들로부터 (각각 다른 채널을 통해) 전송되는 신호를 다 받아 들인 후 align해서 DFT를 취할 필요가 없이, 사용자별로 수신해서 처리할 수 있다.

(3) 전술한 바와 같이, $N\nu$-point DFT의 대상이 되는 수열 $r[n]$의 요소들이 한 개씩 수신측에 들어올 때마다, 최근에 들어온 $N\nu$개 요소들로 구성된 DFT값을 속속 계산해서 필터링하여 얻어지는 수신신호 성상도가 (한 사용자의 주파수 대역에서 flat한 채널응답이나 CFO(Carrier Frequency Offset)로 인한 전체적인 위상회전 효과가 감안된) 정상적인 송신신호 성상도로부터 얼마나 분산되어 있는가를 측정하는 metric에 근거하여 FMT 심볼 시점을 샘플 단위로 정확하게 포착할 수 있다. 또한, 변조방식이 PSK나 4-QAM인 경우에는, 포착된 수신신호의 성상도가 정상적인 송신신호 성상도로부터 얼마나 위상회전되었는가에 근거해서 PHO(Phase Offset)의 개략적인 추정도 가능해진다.

특히, 이 세 번째 강점은, 훈련 심볼을 사용하지 않는 블라인드 심볼 타이밍으로서, 다른 논문들에서 제안된 방식[2],[10]-[12]에서도 동기(synchronization)를 위해 DFT 크기를 Extended DFT와 비슷하게 증가시켜 사용하는 데다가, 훈련 심볼을 사용하는 동기방법들이 대부분이며, 그런 방법들은 매 FMT 심볼시점들을 포착하기 보다는 프레임 시점을 추정하는 목적으로 사용된다는 것을 감안한다면, 상당히 돋보이는 강점이라고 생각된다. 그렇다면 수신신호 성상도의 분산 (dispersion) 정도를 평가하는 metric을 과연 어떻게 정의할 것인지가 문제이다. 본 논문에서 제안하는 metric은 변조방식이 4-QAM인 경우, 수신측에서 SDFT-필터링 결과 얻어진 ($N/N_u$)개 수신신호 값들 $\{Y_C[k]=\widehat{H_C}(k)^{-1}Y[k] \text{ for } k\in K_u\}$ ($\widehat{H_C}(k)$: 추정된 채널)에 대해 (어떤 식으로든 적절한 채널추정과 보상이 수행되었다는 가정하에) 다음과 같이 정의된다:

$$J[n]=var\{d(k),\ k\in K_u\}=\sum_{k\in K_u}|d(k)-\bar{d}|^2 \tag{18}$$

단, $d(k)=\min_i(|Y_C(k)-C(i)|^2)$ $\bar{d}=mean\{d(k),\ k\in K_u\}$

$C(i)$ : $Constellation$ (19)

물론 이 식으로 구해지는 분산이 실용적 가치를 가질 만큼 각 사용자에게 배당된 부반송파의 개수가 충분하다는 가정이 전제되어야 한다. 또한, STO가 한 샘플 간격에 불과할 지라도 부반송파에 따라 수신신호점들의 분산도는 상당히 커서, 식 (18)의 값이 FMT 심볼시점에서 아주 급격한 valley를 갖게 될 것이라는 점에 착안하여, 위 식 (18)이 극소가 되는 시점을 찾기 보다는 그 2차 차분

$$D_2J[n]=J[n]-2J[n-1]+J[n-2] \tag{20}$$

이 극대가 되는 점을 찾는다면 심볼시점을 효율적으로 포착할 수 있을 것이다.

이 계산을 매 샘플 시점마다 수행하는 것은 만만치 않은 부담일 수 있겠지만, 여러 개의 FMT 심볼로 구성된 데이터프레임이 시작되는 시점이 포착된 후부터는 각 FDM 심볼의 시작/끝 시점을 대강 예상할 수 있으므로, 예상되는 FDM 심볼의 시작/끝 시점 부근에서만 수행해도 된다는 것과, 사실 복조과정에서 행해지는 계산

$$\hat{Y}(k)=C\left(\arg\min_i(|Y_C(k)-C(i)|^2)\right) \tag{20}$$

과 중복되는 부분을 제외하고, 식 (18)도 가령

$$\begin{aligned}\hat{J}[n]&=\widehat{var}\{d(k),\ k\in K_u\}\\&=\sum_{k\in K_u}|Re\{d(k)\}-Re\{\bar{d}\}|+|Im\{d(k)\}-Im\{\bar{d}\}|\end{aligned} \tag{21}$$

와 같이 곱셈이 필요 없는 식으로 대체될 수도 있다는 것을 감안한다면, 식 (18)이나 (21)로 정의된 metric을 근거로 심볼 타이밍을 수행하는 데 필요한 계산량을 좀 더 줄일 수 있을 것이다.

## Ⅳ. 모의실험

본 장에서는 본 논문에서 제안한 Extended DFT-SDFT 방식을 적용한 FMT 전송시스템을 모의실험하는데, DFT 크기가 $N$=64 또는 128이고 부



www.dbpia.co.kr

반송파들이 $N_u$=4명의 사용자에 block type으로 균등하게 할당된 다중 사용자 uplink 환경에서 STO가 각각 11, 16, 3, 8개 샘플간격인 각 사용자에 대해 계산되는 식 (20)의 값이 과연 얼마나 날카로운 극대값을 갖는가, 그리고 그 극대 시점들이 FMT 심볼시점과 일치되어 심볼시점이 정확하게 포착될 확률이 AWGN 채널의 ENb0값에 따라 어떻게 달라지는가를 분석하되, 여러 개의 FMT 심볼로 구성된 프레임의 시작시점이 잘 포착되어져서 그 프레임에 속한 심볼들의 경계점($n_0$)으로 예상되는 시점의 범위가 $[n-N\nu/8, n+N\nu/8]$ ($N\nu$: Extended DFT 크기)로 좁혀져 있다고 가정한다. 또한, FMT 전송시스템에서 송·수신필터용 Prototype filter의 설계[13]가 매우 중요한 문제이긴 하지만, 본 논문의 주요 이슈는 아닌 만큼, 편의상 널리 사용되는 SRRC FIR 필터를 절단하여 사용하되, 그 주파수 및 시간 영역에서의 길이에 관한 패러미터를 각각 $K=4$ 및 $\nu=8$로 설정함으로써, 그 주파수응답과 임펄스응답의 길이가 각각 $2K-1$과 $N\nu$가 되도록 하였다.

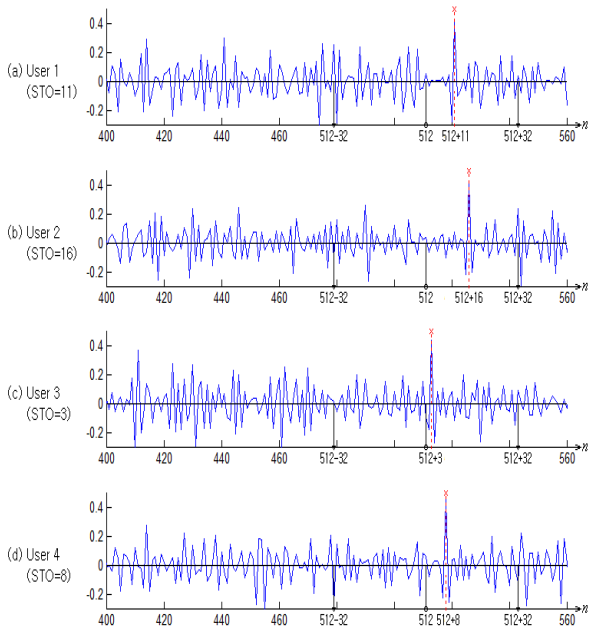



그림 5. 각 사용자신호에 대한 식 (20)값의 시간에 따른 변화 ($N$=64, EbN0=15dB)
Fig. 5. The value of Eq. (20) for each user signal vs. time ($N$=64, EbN0=15dB)

그림 5(a), (b), (c), (d)는 DFT 크기가 $N$=64이고 EbN0가 15dB인 경우에, 각 사용자 신호에 대해 계산되는 식 (20)의 값이 얼마나 날카로운 극대값을 갖는가를 보여주며, 4명의 사용자신호에 대해 포착된 (x표 머리 화살표로 표시된) FMT 심볼시점들이, 예상되는 샘플시점 $n_0=N\nu=512$의 전후 구간 $[n_0-N\nu/16, n_0+N\nu/16]$ 샘플내에서 식 (20)값의 최대 시점들과 일치하는 경우를 예시한다. 그림 6(a),(b)는 AWGN 채널과 TU50 (Typical Urban, 50km/h) 채널을 통과하는 경우에 대해, DFT 크기가 $N$=64, 128일 때, 각 사용자에 대해 계산되는 식 (20)의 값이 FMT 심볼시점의 전후 구간 $[n_0-N\nu/8, n_0+N\nu/8]$과 $[n_0-N\nu/16, n_0+N\nu/16]$ 샘플내에서 최대가 되는 시점이 FMT 심볼시점과 일치함으로써 정확한 심볼 타이밍이 이루어질 확률이 EbN0값에 따라 증가하는 것을 보여준다.

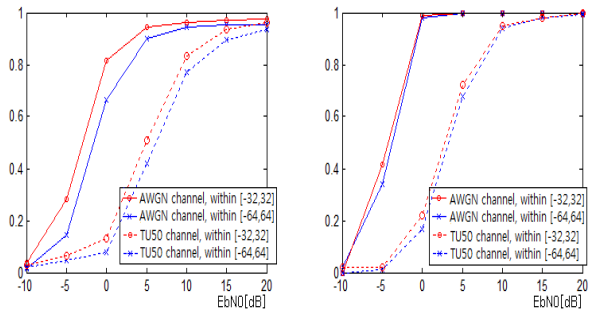



그림 6. EbN0에 따른 정확한 심볼 타이밍 확률 ($N$=64, 128)
Fig. 6. Symbol timimg probability vs. EbN0 ($N$=64, 128)

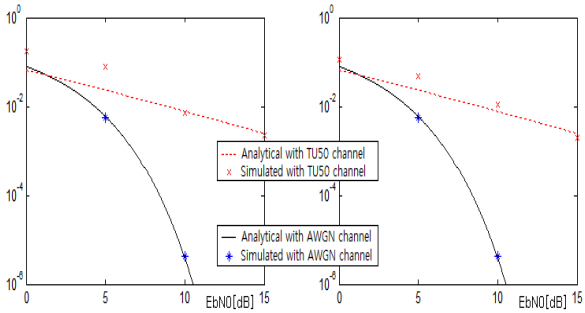



그림 7. EbN0에 따른 BER 성능 ($N$=64, 128)
Fig. 7. BER vs. EbN0 ($N$=64, 128)

그림 7(a),(b)는 본 논문에서 제안한 Extended IDFT-SDFT 방식이 제대로 동작한다는 것을 보여주기 위해 완벽한 채널, STO, CFO 보상이 수행되었다는 가정하에서 송신신호의 변조방식이 4-QAM, FMT이며, DFT 크기가 $N$=64, 128인 경우에 대해 모의실험한 결과 얻어진 (EbN0값들에 대한) BER 값들인데, 두 경우에 모두, AWGN 채널이든 TU50 채널이든 (각각 검은 실선이나 빨간 점선으로 표시된) 해석적인 4-QAM의 BER곡선과 일치한다는 것을 볼 수 있다.



www.dbpia.co.kr

## V. 결 론

본 논문에서는 기존의 세 가지 FMT 변조 구현 방식, 즉 Direct filtering 방식과, PPN-DFT 방식, 그리고 Extended IDFT-DFT 방식을 기술한 후. 수신측에서 관심있는 부반송파들만에 대한 DFT값들을 매 샘플시점마다 계산하는 Extended DFT-SDFT 방식을 제안하고, 이 방식이 다중 사용자에게 부반송파가 할당되고 각 사용자 신호가 서로 다른 채널을 통해 전송되는 환경에서 각 사용자 신호의 심볼 시점들을 개별적으로 (다른 사용자 신호들에 상관없이) 포착할 수 있는 강점이 있다는 것을 보여준다. 이 방식은 Extended IDFT-DFT 방식에 비해 계산량이 많긴 하지만, 다중 사용자의 수가 많아질수록 그 차이가 줄어들 뿐만 아니라, 훈련 심볼을 사용하지 않는 블라인드 심볼 타이밍을 가능케 하며, 각 사용자가 다른 사용자신호와 동기를 맞춰서 모든 부반송파성분의 DFT를 구할 필요가 없이 본인에게 할당된 부반송파성분의 DFT만 별도로 구해서 복조할 수 있다는 독특한 장점도 있다. 모의실험 결과, 사용자당 부반송파의 개수가 많을수록 식 (18)로 구해지는 metric의 2차 차분식 (20) 값의 첨두치(peak value)가 높아져서 정확한 심볼 타이밍이 수행될 가능성이 높아지며, 이러한 결과로부터 미루어 봐서 사용자당 부반송파의 개수가 32개 이상이면 실용성이 있다고 판단된다.

## References


[1] S. K. Kim, H. H. Lee, and Y. S. Cho, "Multi-carrier multi-stage transmission technique for wideband VHF communication systems," in *Proc. KICS Summer Conf.*, pp. 737-738, Jeju Island, Korea, June 2012.

[2] ETSI, "*Draft Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data(V+D); Part 2: Air Interface (AI)*," ETSI EN 300 392-2, Mar. 2001.

[3] A. Petrella, "Synchronization Algorithms for FBMC Systems," Ph.D dissertion, Dept. Elect. Telecommun. Eng., Universita Degli Studi Di Napoli Federico II, 2009.

[4] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J. M. Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, no. 5, pp. 98-104, May 2000.

[5] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J. M. Cioffi, "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 5, pp. 1016-1028, June 2002.

[6] I. Berenguer, "Filtered multitone (FMT) modulation for broadband fixed wireless systems," M. Phil Thesis, Dept. Eng., University of Cambridge, 2002.

[7] M. Bellanger and Phydyas team, ″FBMC physical layer: a primer,″ Retrieved June, 2010, from http://www.ict-phydyas.org/teamspace/internal-folder/FBMC-Primer_06-2010.pdf/view.

[8] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.

[9] T. Luo, F. Lin, T. Jiang, M. Guizani, and W. Chen, "Multicarrier modulation and cooperative communication in multihop cognitive radio networks," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 18, no. 1, pp. 38-45, Feb. 2011.

[10] P. Amini, "Filterbank multicarrier techniques for cognitive radios," *P*h.D dissertion, Dept. Elec. Comput. Eng., The Univ. of Utah Graduate School, 2009.

[11] A. M. Tonello and F. Rossi, "Synchronization and channel estimation for filtered multitone modulation," in *Proc. Int. Symp. Wireless Personal Multimedia Commun.*, pp. 590-594, Abano Terme, Italy, Sep. 2004.

[12] A. M. Tonello and F. Pecile, "Synchronization algorithms and receiver structures for multiuser filterbank uplink systems," *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, vol. 2009, no. 1, pp. 1-17, Jan. 2009.

[13] F. Pecile and A. M. Tonello, "Maximum SINR synchronization strategies in multiuser filter bank schemes," *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, vol. 2010, no. 1, pp. 1-11, Aug. 2010.

[14] R. Hartley and K. Welles, "Recursive computation of the Fourier transform," *IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, vol. 3, pp. 1792 – 1795, May 1990.

[15] N. Moret and A. M. Tonello, "Design of




www.dbpia.co.kr

orthogonal filtered multitone modulation systems and comparison among efficient realizations," *EURASIP J. Advances Signal Process.*, vol. 2010, no. 1, pp. 1-18, Feb. 2010.

**이 황 희** (Hwang-Hee Lee)

2012년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업(학사)
2012년 2월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
<관심분야> 디지털 신호 처리, OFDM, 무선 이동 통신

**김 재 환** (Jae-Hwan Kim)

2013년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(학사)
2013년 2월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
<관심분야> 디지털 신호 처리, 무선 이동 통신, OFDM

**양 원 영** (Won-Young Yang)

1975년 2월 서울대학교 전기공학과(학사)
1981년 2월 서울대학교 전기공학과(석사)
1986년 8월 USC 전기공학과 (박사)
1986년 9월~중앙대학교 전자전기공학부 교수
<관심분야> 디지털 신호 처리, 무선 이동 통신, OFDM

**조 용 수** (Yong-Soo Cho)

1984년 2월 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공 학과 졸업(석사)
1991년 2월 The University of Texas of Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷(와이브로) 프로젝트그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 4G이동통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀 설계



www.dbpia.co.kr