FMT 시스템에서 동기 오차와 잡음에 강인한 도플러 주파수 추정 기법

정회원 염 재 흥*, 준회원 조 영 훈*

Doppler Frequency Estimation Robust to Synchronization Error and Noise in FMT Systems

Jae-Heung Yeom* *Regular Member*, Yeong-Hun Jo* *Associate Member*

요 약

Filtered multi-tone (FMT) 다중 경로 페이딩에 강인하고 보호 구간 없이 전송됨으로 이동 통신 시스템에 효율적 방식이다. 이동 통신 시스템은 채널 추정과 링크 적응 성능의 향상을 위해서 도플러 주파수 정보를 필요로 하지만 기존 도플러 주파수 추정 연구는 직교 분할 다중 접속 (OFDM)에 집중되었고 FMT 방식에서 수행되지 않았다. OFDM에서 기존 연구는 잡음 회피를 위해서 시간 영역에서 처리함으로 상당한 복잡도를 갖고 또한 수신기의 동기 오차를 고려하지 않는다. 본 논문은 동기 오차로 인하여 발생하는 시간 영역과 주파수 영역에서 자기 상관의 위상 성분을 제거함으로써 동기 오차와 잡음에 강인한 도플러 주파수 추정 기법을 제안한다. 제안 기법이 FMT 방식의 상용화 시스템인 TETRA enhanced data service (TEDS)에 적용될 때 정확한 도플러 주파수를 추정한다.

Key Words : FMT, Doppler Frequency, Synchronization Error, TEDS

ABSTRACT

Filtered multi-tone (FMT) is a form of multicarrier modulation utilizing frequency-domain equalization efficient in multi-path fading channels. Doppler frequency information can be employed for channel estimation and link adaptation to improve the performance. However, most previous studies have concentrated on the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) instead of FMT. Moreover, they have not considered the synchronization error that can commonly occur in practical systems. In this paper, we propose Doppler frequency estimation scheme that is effective in FMT systems with residual synchronization error and high noise levels.

Ⅰ. 서 론

다중 반송파 전송 방식은 광대역 통신에서 심볼간 간섭 (ISI)에 강인하도록 다수의 반송파를 동일 심볼 구간에 전송하는 이차원 자원 할당을 수행한다[1]. 이와 같은 다중 반송파 방식은 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)과 filtered multi-tone (FMT)로 크게 나뉜다. FMT 시스템은 각 부채널을 squared-root-raised- cosine (SRRC) 필터링함으로써 이동 환경에서 발생하는 inter-carrier interference (ICI)을 차단할 수 있다. 이와 같이 ICI에 강인하므로 부반송파간의 간격을 줄일 수 있고[2] OFDM에 비교하여 긴 심볼 구간을 갖게 되어서 보호구간 없이 전송 가능하다[3].

* AP시스템(주) 위성단말기사업본부 (jhyeom@apsystems.co.kr, ataebest@apsystems.co.kr)
논문번호 : KICS2010-01-012, 접수일자 : 2010년 1월 12일, 최종논문접수일자 : 2010년 5월 20일

단말의 이동에 따라서 발생하는 도플러 주파수는 다중 반송파 시스템의 성능에 큰 영향을 준다. 시간과 주파수 방향에서 이차원 채널 추정을 수행할 때 채널 추정기는 시간 상관도 즉 도플러 주파수 정보를 필요로 한다[4]. 최근의 이동통신 시스템은 다양한 변조와 부호화 세트 (MCS)을 지원하여 단말의 수신 채널 상태에 따라서 전송률을 가변할 수 있도록 한다. 따라서 MCS를 결정하기 위해서 사용되는 채널 정보는 시간에 따라서 변하게 되므로 정확한 링크 적응을 위해서 도플러 주파수 추정이 요구된다[5]. 도플러 주파수 추정 연구는 OFDM 전송방식에서 상당한 진전이 있었으나 FMT 전송 방식에서 전혀 수행되지 않았다. 기존 연구는 일정 시간 간격의 심볼들의 자기 상관을 통한 시간 상관도를 이용하는 추정 방식이 알고리즘의 근간을 이루고 있다[6,7]. 이를 효율적으로 구현하기 위해서 다양한 연구가 이루어졌는데 초기 연구에서 주파수 영역에서 시간 상관도를 이용한 추정 기법이 제안되었으나[8] 고속 이동에서 따른 ICI에 의한 추정 성능 저하로 인하여 시간 영역에서 추정 기법이 제시되었다. 시간 영역에서 도플러 주파수 추정은 discrete Fourier transform (DFT) 후에 채널 추정을 수행한 후에 inverse DFT (IDFT)을 통해서 시간 영역에서 채널 정보를 얻은 후에 채널의 상관도를 산출하는 방식으로 단말의 연산 복잡도를 증가시키는 단점을 갖는다[9,10]. 파일롯 정보를 배제하고 데이터 심볼만을 이용하는 방식은 복소 신호의 절대값의 제곱 연산과 부가적인 필터링 연산이 소요될 뿐만 아니라 실험 결과에 근거한 대략적 접근을 제시한다[11]. 게다가 기존 연구들은 실제 시스템에서 발생하는 동기 오차를 고려하지 않았다.

본 논문에서는 동기오차로 인하여 시간과 주파수 옵셋이 존재하고 잡음 전력이 높은 FMT 시스템 환경에서 정확한 도플러 주파수를 추정하는 기법을 제안한다. FMT시스템은 도플러 주파수에 의해서 발생하는 ICI에 강인하고 또한 링크 적응 성능은 느린 이동속도에서 크게 개선된다[5]. 따라서 본 논문은 IDFT와 같은 불필요한 연산을 회피하기 위해서 주파수 영역에서 도플러 주파수를 추정한다. 또한 대부분 이동통신 시스템은 채널 추정 성능을 향상시키기 위해서 파일롯 심볼을 2차원 자원에 균일하게 분포시키므로[12] 데이터 심볼을 이용하여 발생하는 연산 복잡도를 회피하기 위해서 파일롯 심볼을 이용한다. 제안 방식은 시간 옵셋에 의해 주파수축의 자기 상관에서 발생하는 위상 성분과 주파수 옵셋에 의해 시간축의 자기 상관에서 발생하는 위상 성분을 제거함으로써 동기 오차에 강인하게 동작한다. 또한 도플러 주파수 추정치를 정규화하기 위해 신호 전력을 구할 때 인접 부채널간의 자기 상관을 이용하므로 잡음에 강인하도록 동작한다. 본 논문은 FMT의 상용화된 시스템인 TETRA enhanced data service (TEDS) 에서 동기 오차와 잡음이 존재할 때 제안 기법의 성능을 평가한다 [13].

본 논문은 II장에서 고려하는 시스템 모델을 설명하고 III장에서 FMT 시스템에서 도플러 주파수 추정을 살펴보고 IV장에서 동기오차와 잡음이 존재하는 환경에서 제안 기법을 제시하고 V장에서 성능 실험결과를 보이고 VI장에서 결론을 내린다.

II. 시스템 모델

그림 1은 FMT 전송 시스템 구성을 보이는 것으로 다음 같은 시스템 파라미터를 정의한다. T_0은 심볼 시간이고 $T(=T_0/K)$은 전송 샘플 시간이고 $W=1/T$은 전송 대역폭이고 M와 K은 각각 부채널 개수와 심볼당 샘플 개수이고 $f_k=k/MT$는 k번째 부반송파이고 $R=M/T_0$은 전체 심볼 전송률을 의미한다. 송신 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다 [2].

$$x(nT)=\sum_{k=0}^{M-1}x^{(k)}(nT) \tag{1}$$

$$x^{(k)}(nT)=\sum_{l\in Z}a^{(k)}(lT_0)g(nT-lT_0)e^{j2\pi f_k nT} \tag{2}$$

여기서 Z은 정수의 집합을 나타내고, $a^{(k)}(nT_0)$는 $1/T_0$ 전송률을 가지며 k=0,...,M-1 부반송파에서 전송되는 복소 데이터 심볼을 의미하고 $g(nT)$는 roll-off factor β을 가지는 SRRC 필터를 나타낸다. 식 (1)의 송신 신호는 digital-analog converter (DAC)을 통해서 RF로 전송되고 페이딩 채널을 겪는다. 수신기의 analog-digital converter (ADC) 출력 신호 $y(iT)$)는 다음과 표현될 수 있다.

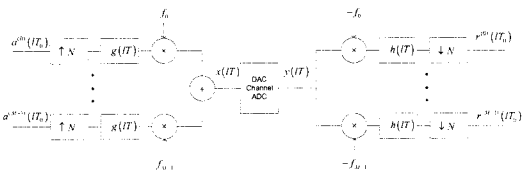


그림 1. FMT 전송 시스템
Fig. 1. Tranceiver for FMT systems

$$y(iT)=\sum_{k=0}^{M-1}\sum_{n\in Z}x^{(k)}(nT)g_{CH}(iT-nT)+\eta(iT) \quad (3)$$

여기서 $g_{CH}(iT)$은 페이딩 채널의 임펄스 응답, $\eta(iT)$은 N_0의 분산을 갖는 복소 가우시안 잡음을 각각 나타낸다. 부반송파 k에 대한 필터 뱅크 (filter bank) 출력 신호는 다음 같이 표현된다.

$$r^{(k)}(mT_0)=\sum_{i\in Z}y(iT)h(mT_0-iT)e^{-j2\pi f_k/T} \quad (4)$$

여기서 $h(iT)=g^*(-iT)$이다. 식 (4)은 다음과 다시 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r^{(k)}(mT_0)&=\sum_{k'=0}^{M-1}\sum_{l\in Z}a^{(k')}(lT_0)g_{EQ}^{(k',k)}(lT_0;mT_0)+\eta^{(k')}(mT_0)\\ &=\sum_{l\in Z}a^{(k)}(lT_0)g_{EQ}^{(k,k)}(lT_0;mT_0)+\eta^{(k)}(mT_0)+ICI^{(k)}(mT_0)\end{aligned} \quad (5)$$

여기서

$$\begin{aligned} g_{EQ}^{(k',k)}(lT_0;mT_0)=&\sum_{n\in Zi\in Z}\sum g(nT-lT_0)g^*(iT-mT_0)\\ &\times g_{CH}(iT-nT)e^{j2\pi(f_knT-f_{k'}iT)}\end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} ICI^{(k)}(mT_0)=&\sum_{k'=0,\neq k}^{M-1}\sum_{l\in Z}a^{(k')}(lT_0)g_{EQ}^{(k',k)}(lT_0;mT_0)\\ &+\eta^{(k')}(mT_0)\end{aligned} \quad (7)$$

$g_{CH}(iT)$은 샘플 시간 T의 해상도를 갖는 tapped delay line (TDL)로 다음 같이 표현될 수 있다.

$$g_{CH}(iT)=\sum_{p\in P}\alpha_p(iT)\delta(iT-pT) \quad (8)$$

여기서 P는 탭 지연에 해당하는 정수 집합이고 $\delta(iT-pT)$은 $i=p$에 대해서 크기 1을 갖고 그 외에는 0을 갖는 Dirac delta이고 $\alpha_p(nT)$는 p번째 TDL 탭의 복소 진폭으로 평균 0을 가지며 시간에 따른 상관도를 갖는 정상적 (stationary) 복소 가우시안 프로세스로 표현될 수 있다.

$$E\{\alpha_p(iT)^*\alpha_{p'}(iT+nT)\}=\rho_{p,p'}J_0(2\pi f_DnT) \quad (9)$$

여기서 $\rho_{p,p'}=E\{\alpha_p(iT)^*\alpha_{p'}(iT)\}$이고 f_d와 $J_0(t)$는 각각 최대 도플러 주파수와 0차 1종 Bessel 함수를 의미한다. 서로 다른 경로를 갖는 페이딩은 독립적이라고 가정할 때 다음과 같이 $\rho_{p,p'}$을 정의할 수 있다.

$$\rho_{p,p'}=\begin{cases}E\{|\alpha_p(iT)|^2\}, & p=p'\\ 0, & p\neq p'\end{cases} \quad (10)$$

식 (8)을 식 (5)과 (6)에 적용할 때 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r^{(k)}(mT_0)&=\sum_{l\in Z}a^{(k)}(lT_0)\sum_{p\in P}\alpha_p(lT_0)e^{-j2\pi f_kpT}\psi_g(mT_0-lT_0-pT)\\ &\quad+\eta^{(k)}(mT_0)+ICI^{(k)}(mT_0)\\ &=a^{(k)}(lT_0)\sum_{p\in P}\alpha_p(lT_0)e^{-j2\pi f_kpT}\psi_g(-pT)+z^{(k)}(mT_0)\end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$\psi_g(iT)=\sum_{n\in Z}g(nT)g^*(nT-iT) \quad (12)$$

$$z^{(k)}(mT_0)=ISI^{(k)}(mT_0)+ICI^{(k)}(mT_0)+\eta^{(k)}(mT_0) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} ISI^{(k)}(mT_0)=&\sum_{l\in Z,\neq m}a^{(k)}(lT_0)\sum_{p\in P}\alpha_p(lT_0)e^{-j2\pi f_kpT}\\ &\times\psi_g(mT_0-lT_0-pT)\end{aligned} \quad (14)$$

$ISI^{(k)}(mT_0)$와 $ICI^{(k)}(mT_0)$은 복소 랜덤 신호 $a^{(k)}(lT_0)$의 합으로 이루어지므로 복소 가우시안 분포를 가지고 따라서 $z^{(k)}(mT_0)$은 $E\{|ISI^{(k)}(mT_0)|^2\}+E\{|ICI^{(k)}(mT_0)|^2\}+N_0$의 분산을 갖는 복소 가우시안 잡음을 의미한다.

Ⅲ. FMT 시스템에서 도플러 주파수 추정

다중 반송파 시스템이 시간과 주파수 영역의 2차원 자원을 가지며 파이롯 심볼이 균일하게 분포한다고 가정한다. 인접한 파일롯 심볼간의 심볼 간격을 D, 부반송파 간격을 J로 정의한다. 도플러 주파수 추정은 시간 간격에 따른 페이딩 채널의 상관성을 이용하여 추정된다. 따라서 식 (11)에서 $a^{(k)}(mT_0)$이 파일롯 심볼이라고 가정할 때 다음 같이 정규화된 자기 상관 (normalized autocorrelation)을 이용하여 도플러 주파수를 추정할 수 있다[6,7].

$$\zeta=\frac{E\{r^{(k)}(mT_0)^*\tilde{a}^{(k)}(mT_0)r^{(k)}(mT_0+DT_0)\tilde{a}^{(k)}(mT_0+DT_0)^*\}}{E\{|r^{(k)}(mT_0)|^2\}} \quad (15)$$

여기서 $\tilde{a}^{(k)}(mT_0)=a^{(k)}(mT_0)/|a^{(k)}(mT_0)|$이고 분모는 파일롯 신호의 수신 전력을 상쇄하여 정규화된 자기 상관을 얻기 위해서 사용된다[7]. 식 (15)의 분자 ζ_{num}는 다음과 같이 전개될 수 있다.

$$\begin{aligned}\zeta_{num} &= E\{|a^{(k)}(mT_0)|^2\}E\Big\{\sum_p \alpha_p(mT_0)^*\alpha_p(mT_0+DT_0)\Big\}\\ &= \sigma_s^2 E\Big\{\sum_p \alpha_p(mT_0)^*\alpha_p(mT_0+DT_0)\Big\}\end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $E\{|a^{(k)}(mT_0)|^2\}=\sigma_s^2$ 이고 $pT \ll T_0$이므로 $\psi_g(-pT)\approx 1$ 가정할 수 있다. 식 (16)의 두 번째 항은 다음같이 전개 될 수 있다

$$\begin{aligned}&E\Big\{\sum_p \alpha_p(mT_0)^*\alpha_p(mT_0+DT_0)\Big\}\\ &= E\Big\{\sum_p A_p(m)A_p(m+D)\Big\}+E\Big\{\sum_p B_p(m)B_p(m+D)\Big\}\\ &\quad j\Big(E\Big\{\sum_p A_p(m)B_p(m+D)\Big\}-E\Big\{\sum_p B_p(m)A_p(m+D)\Big\}\Big)\end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $A_p(m)$, $B_p(m)$은 각각 $\alpha_p(mT_0)$의 실수부와 허수부를 의미한다. 또한, $E\{\sum_p A_p(m)A_p(m+D)\}=E\{\sum_p B_p(m)A_p(m+D)\}$이므로 허수항은 제거되고[6] 식 (15)의 분자는 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}\zeta_{num} &= \sigma_s^2 E\Big\{\sum_p A_p(m)A_p(m+D)\Big\}+\sigma_s^2 E\Big\{\sum_p B_p(m)B_p(m+D)\Big\}\\ &= \sigma_s^2\sum_p\big(E\{|A_p(m)|^2\}+E\{|B_p(m)|^2\}\big)J_0(2\pi f_d DT_0)\\ &= \sigma_s^2\sum_p\big(E\{|\alpha_p(m)|^2\}\big)J_0(2\pi f_d DT_0)\\ &= \sigma_s^2 J_0(2\pi f_d DT_0)\end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $\sum_p(E\{|\alpha_p(m)|^2\}=1$, $E\{|A_p(m)|^2\}=E\{|B_p(m)|^2\}=E\{|\alpha_p(m)|^2\}/2$ 이다. 식 (16)에서 실수부만 취하여 자기 상관을 취하는 경우[7,8], 다음과 같이 자기 상관을 얻을 수 있다.

$$\phi_{num}=\sigma_s^2 E\Big\{\sum_{p\in P} A_p(m)A_p(m+D)\Big\}=\frac{\sigma_S^2}{2}J_0(2\pi f_d DT_0) \quad (19)$$

다음으로 식 (15)의 분모는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\zeta_{denum}=E\{|a^{(k)}(mT_0)|^2\}+E\{|z^{(k)}(mT_0)|^2\}=\sigma_s^2+\sigma_z^2 \quad (20)$$

여기서 σ_z^2은 식 (13) 복소 가우시안 잡음의 전력을 의미한다. 파일롯 한 심볼 실수만을 취하여 분모를 계산할 때 ([7]에서 $L=1$), 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\phi_{denum}=E\{|\mathrm{Re}[r^{(k)}(mT_0)]|^2\}=(\sigma_s^2+\sigma_z^2)/2 \quad (21)$$

따라서 0차 1종 Bessel 함수는 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned}\zeta &= \sigma_s^2\cdot J_0(2\pi f_d DT_0)/(\sigma_s^2+\sigma_z^2)\\ &\approx J_0(2\pi f_d DT_0) \quad \text{for } \sigma_s^2 \gg \sigma_z^2\end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)은 SNR ($=\sigma_s^2/\sigma_z^2$)이 높을 때는 0차 1종 Bessel 함수가 정확하게 추정될 수 있음을 보인다. 기존 방식 [7]과 [8]과 같이 채널 추정의 실수 성분을 이용하여 하는 경우에도 높은 SNR에서 정확한 추정치를 얻을 수 있다.

$$\phi=\phi_{num}/\phi_{denm}\approx J_0(2\pi f_d DT_0) \quad \text{for } \sigma_s^2/\sigma_z^2 \gg 1 \quad (23)$$

도플러 주파수는 0차 1종 Bessel의 역함수에 해당하는 Look-up table (LUT)을 이용하여 얻을 수 있다.

$$f_d=\frac{J_0^{-1}(\zeta)}{2\pi DT_0}=\frac{\Im(\zeta)}{2\pi DT_0} \quad (24)$$

여기서 $\Im(\cdot)$은 정규화된 자기상관 함수값 ζ에 따른 $2\pi f_d DT_0$을 출력하는 LUT을 의미한다.

Ⅳ. 동기 오차와 잡음에 강인한 추정 기법

이 장에서 FMT 시스템에서 발생하는 동기 오차와 잡음을 고려하여 도플러 주파수를 추정하는 기법을 제안한다. 식 (22)와 (23)에서 보는 봐와 같이 SNR이 낮을 때 도플러 주파수가 과소 추정이 되는 문제점을 갖는다. 본 논문은 잡음뿐만 아니라 이동통신 시스템에서 필연적으로 발생하는 동기 오차를 동시에 고려한다. 수신기는 시간 동기를 획득하여 ADC의 동작 시간을 제어하거나 수신 신호의 선형 보간을 통하여 수신 동기를 보정한다. 그러나 시간 동기는 보상 정확도의 한계를 가지며 이동에 따른 잔여 오차가 발생하게 된다. 또한 반송 주파수 옵셋 보상은 모뎀에서 추정되어서 전압으로 변환된 후에 오실레이터를 통하여 제어되므로 정확하게 보상될 수 없다. 이와 같이 시간

옵셋 Δ_T과 주파수 옵셋 Δ_F이 존재하는 경우에 polyphase 필터와 DFT로 구성된 필터 뱅크의 출력 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r^{(k)}(mT_0) = \sum_{i\in Z} y(iT-\Delta_T)e^{-j2\pi f_k\Delta_T}e^{j2\pi\Delta_F iT}g^*(iT-mT_0)e^{-j2\pi f_d iT} \tag{25}$$

식 (11)로부터 수신신호는 다음과 다시 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r^{(k)}(mT_0) &= a^{(k)}(mT_0)e^{-j2\pi f_k\Delta_T}e^{j2\pi\Delta_F iT} \\ &\times \sum_{p\in P}\alpha_p e^{-j2\pi f_d pT}\psi_g(-pT-\Delta_T)+z^{(k)}(mT_0) \end{aligned} \tag{26}$$

여기서 $pT+\Delta T \ll T_0$에서 $\psi_g(-pT-\Delta_T)\approx 1$으로 가정할 수 있다. 동기 오차가 존재하는 경우에 식 (15)의 분자는 식 (26)로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \zeta_{num} &= \sigma_s^2 E\left\{\sum_p \alpha_p(mT_0)^*\alpha_p(mT_0+DT_0)e^{j2\pi\Delta_F DT_0}\right\} \\ &= \sigma_s^2(\Omega_{A,A}+\Omega_{B,B})\cos(2\pi\Delta_F DT_0) \\ &+ \sigma_s^2(\Omega_{A,B}-\Omega_{B,A})\sin(2\pi\Delta_F DT_0) \\ &- j\sigma_s^2(\Omega_{A,A}+\Omega_{B,B})\sin(2\pi\Delta_F DT_0) \\ &+ \sigma_s^2(\Omega_{A,B}-\Omega_{B,A})\cos(2\pi\Delta_F DT_0) \end{aligned} \tag{27}$$

여기서 $\Omega_{A,B}=E\left\{\sum_p A_p(m)B_p(m+D)\right\}$, $\Omega_{A,B}=\Omega_{B,A}$ 이므로 식 (27)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \zeta_{num} &= \sigma_s^2(\Omega_{A,A}+\Omega_{B,B}) \\ &\times\left(\cos(2\pi\Delta_F DT_0)-j\sin(2\pi\Delta_F DT_0)\right) \end{aligned} \tag{28}$$

동기 오차가 존재하는 경우에 자기 상관 결과가 실수가 아니라 복소수가 되므로 실수부만을 취할 때 도플러 주파수 추정은 다음 같이 오차를 갖는다.

$$\zeta_{num} = \mathrm{Re}[\zeta_{num}] = \sigma_s^2 J_0(2\pi f_d DT_0)\cos(2\pi\Delta_F DT_0) \tag{29}$$

채널 성분의 실수부와 허수부의 자기 상관이 동일하다는 이상적인 가정[6]을 이용하여 [7]과 [8]에서 채널 성분의 실수부나 허수부만을 이용하여 자기 상관을 구한다. 이 경우에도 다음과 같이 왜곡된 자기 상관을 얻게 된다.

$$\phi_{num} = \frac{\sigma_s^2}{2}J_0(2\pi f_d DT_0)\cos(2\pi\Delta_F DT_0) \tag{30}$$

다음으로 식 (20)에서 보는 봐와 같이 낮은 SNR에서 생기는 문제점을 해결하기 위해서 파일롯 한 심볼이 아니라 주파수 영역에서 평면 페이딩 (flat fading)이라고 가정하고 주파수 영역에서 다수의 파일롯 심볼을 평균한 후에 크기의 제곱으로 수신 신호 전력을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_{denum} &= E\left\{\left|\frac{1}{L}\sum_{k=0}^{L-1}\mathrm{Re}\left[r^{(k)}(mT_0)\tilde{a}^{(k)}(mT_0)\right]\right|^2\right\} \\ &= \sigma_s^2 E\left\{\left|\frac{1}{L}\sum_{k=0}^{L-1}\mathrm{Re}\left[e^{-j2\pi f_k\Delta_T}\sum_p\alpha_p^{(k)}(mT_0)e^{-j2\pi f_d pT}+z^{(k)}(mT_0)\right]\right|^2\right\} \\ &\approx \sigma_s^2\left|\frac{1}{L}\sum_{k=0}^{L-1}\cos(\pi f_k\Delta_T)\right|^2 E\left\{\left|Re\left[\sum_{p\in P}\alpha_p^{(k)}(mT_0)\right]\right|^2\right\} \quad \text{for } pT\ll\Delta_T \\ &= \frac{\sigma_s^2}{2}\left|\frac{1}{L}\sum_{k=0}^{L-1}\cos(\pi f_k\Delta_T)\right|^2 \end{aligned} \tag{31}$$

여기서 f_Δ은 부반송파 간격을 타내고 $f_k=kf_\Delta$으로 표현될 수 있다. 식 (31)은 잡음의 영향을 줄일 수 있지만 시간 옵셋으로 인하여 실제 수신 신호 전력보다 작게 추정되는 것을 볼 수 있다. [14]에서 제안된 인접한 부반송파간의 상호 상관을 통하여 수신 신호 전력을 유도한다. FMT은 부반송파간의 간격이 작으므로 인접한 부채널은 거의 동일한 페이딩 채널을 겪는다 [12].

$$\begin{aligned} C_J &= E\left\{r^{(k)}(mT_0)^*\tilde{a}^{(k)}(mT_0)r^{(k+J)}(mT_0)\tilde{a}^{(k+J)}(mT_0)^*\right\} \\ &= E\left(\sigma_s e^{j2\pi\Delta_F mT_0}e^{-j2\pi kf_\Delta\Delta_T}\Gamma_k+z^{(k)}(mT_0)\right)^* \\ &\times\left(\sigma_s e^{j2\pi\Delta_F mT_0}e^{-j2\pi(k+J)f_\Delta\Delta_T}\Gamma_{k+J}+z^{(k+J)}(mT_0)\right) \\ &\approx e^{-j2\pi Jf_\Delta\Delta_T}\sigma_s E\left\{\Gamma_k^*\Gamma_{k+J}\right\} \end{aligned} \tag{32}$$

여기서 $\Gamma_k=\sum_p\alpha_p(mT_0)e^{j2\pi kf_d pT}$ 이고

$$E\left\{\Gamma_k^*\Gamma_{k+J}\right\}\approx 1 \quad \text{for } Jf_\Delta pT\approx 1 \tag{33}$$

FMT 시스템에서 샘플링 주파수가 파일롯 심볼의 부반송파 간격보다 상당히 크기 때문에 식 (33)에서 $Jf_\Delta pT$이 0에 가깝다고 가정할 수 있다. 따라서 C_J는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$C_J \approx \sigma_s^2 e^{-j2\pi Jf_\Delta\Delta_T} \tag{34}$$

일반적으로 수신 신호 전력은 실수 성분만을 가지므로 식 (32)에서 시간 오차에 의한 위상 성분을 제거하지 않고 실수 성분만을 취하는 경우에 다음과 같이 왜곡된 신호 전력을 얻게 한다.

$$\phi'_{denum} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[C_J\right] = \frac{\sigma_s^2}{2}\cos\left(2\pi J f_\Delta \Delta_T\right) \quad (35)$$

본 논문은 낮은 SNR에서 분모가 잡음 전력으로 왜곡되지 않도록 인접 부반송파간의 자기 상관을 이용하지만 정확한 수신 신호 전력을 얻기 위해서 위상 성분을 제거하는 절차를 추가적으로 수행한다.

$$\hat{\zeta}_{denum} = \left(C_J C_J^*\right) = \sigma_s^2 \quad (36)$$

다음으로, 식 (29)에서 주파수 옵셋에 의해서 도플러 주파수 추정이 왜곡되므로 주파수 옵셋에 의한 위상 변화를 고려할 필요가 있다. 식 (28)에서 주파수 옵셋에 의한 위상 성분을 제거함으로써 자기 상관을 정확하게 추정을 할 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{\zeta}_{num} &= \zeta_{num} e^{j2\pi\Delta_F DT_0} \\ &= \sigma_s^2 E\left\{\sum_p \alpha_p(mT_0)^* \alpha_p(mT_0 + DT_0)\right\} \\ &= \sigma_s^2 J_0\left(2\pi f_d DT_0\right)\end{aligned} \quad (37)$$

따라서 잡음과 동기 오차가 동시에 존재하는 경우에도 다음과 같이 정규화된 자기 상관을 왜곡 없이 추정할 수 있게 된다.

$$\hat{\zeta} = \frac{\hat{\zeta}_{num}}{\hat{\zeta}_{denum}} \approx \frac{\sigma_s^2 J_0\left(2\pi f_d DT_0\right)}{\sigma_s^2} = J_0\left(2\pi f_d DT_0\right) \quad (38)$$

V. 성능 평가

FMT 전송 방식 기반의 상용화된 TEDS 시스템에서 제안 기법의 성능을 평가한다. 성능 실험에서 2.7kHz (=f_Δ)간격을 갖는 8개의 데이터 부반송파와 56개의 널 부반송파로 구성된 25kHz의 시스템 대역폭에 대해서 실험을 수행한다. M=64, K=72, SRRC의 β=0.2, $1/T_0$=2.4kHz이다 [12,13]. 한 슬롯은 34개의 심볼로 구성되고 파일롯간의 간격은 최소 5심볼 단위로 되어 있으므로 D=5로 설정된다. 모든 성능 실험은 고속 이동에서 대표적 전파 모델인 Hilly Terrain (HT) 에서 수행된다[12,13]. 성능 비교에서 'PreviousA'와 'PreviousB'은 기존 방식 [7]과 [8]에서 주어진 것처럼 채널의 실수부만을 이용하여 자기 상관을 구한다 (식 (30) 참조). 또한, 'PreviousA'는 기존 방식 [7]에서와 같이 L개의 파일롯 신호를 평균하여 얻어진 채널 추정 값을 제곱하여 얻어진 수신 신호 전력을 구한다. 즉, 'PreviousA_L1'와 'PreviousA_L4'는 각각 L=1에 해당하는 식 (21)과 L=4에서 식 (31)의 연산을 의미한다. 'PreviousB'는 식 (35)에서 주어진 인접한 부반송파간의 자기 상관을 통하여 얻어진 수신 신호 전력을 추정한다[14].

그림 2는 시간 옵셋 23μ초가 존재하는 경우 SNR 3dB와 10dB에 따른 기존 방식과 제안 방식의 성능을 보여준다. 'PreviousA'는 잡음 전력에 상당히 민감해서 낮은 SNR에서 식 (21)에서 주어진 것처럼 잡음 전력이 크게 증가하여 과소 추정되는 것을 볼 수 있다. 'PreviousB'는 식 (35)에서 주어진 것처럼 인접한 부반송파간의 자기상관을 통하여 잡음 전력을 감소시키지만 시간 옵셋으로 위상 변화가 생겨서 실수부가 작아지므로 과대 추정될 수 있다. 그러나 제안 방식은 식 (36)에서 주어진 것처럼 인접한 부반송파간의 자기 상관에 발생하는 위상 성분을 제거함으로 써 잡음 전력과 시간 동기 오차에 강인한 성능을 갖는 것을 볼 수 있다.

그림 3은 시간 옵셋 23μ초와 주파수 옵셋 40Hz가 동시에 존재하는 경우 SNR 3dB와 10dB 에 따른 기존 방식과 제안 방식의 성능을 보여준다. 'PreviousA'과 'PreviousB'는 일정 시간 간격의 심볼에 대해서 자기 상관을 수행할 때 주파수 옵셋이 발생하여 위상 변

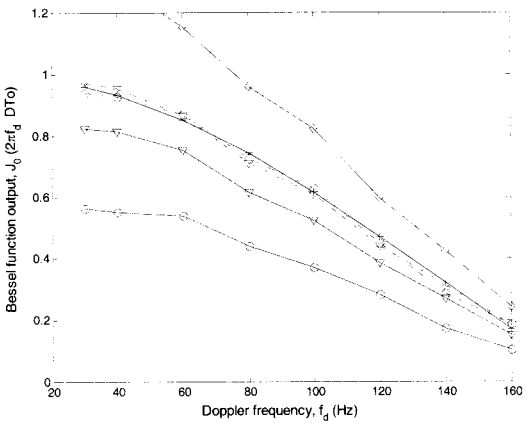


그림 2. 시간 옵셋 23μ초가 존재하는 경우에 정규화된 자기 상관 추정 성능
Fig. 2. Estimated performance of normalized autocorrelation for time offset of 23 micro-seconds

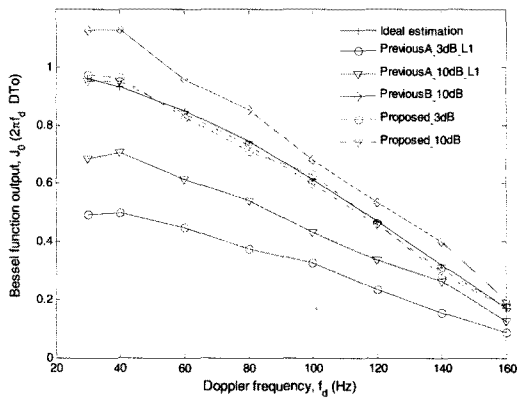


그림 3. 시간 옵셋 23μ초와 주파수 옵셋 40Hz가 동시에 존재하는 경우에 정규화된 자기상관 추정 성능
Fig. 3. Estimated performance of normalized autocorrelation for time offset of 23 micro-seconds and frequence offset of 40Hz

화가 발생하므로 식 (30)에서 주어진 것처럼 도플러 추정의 분자항이 작아진다. 기존 방식은 그림 2에 비해서 더 작은 도플러 주파수 추정치를 보이고 특히 'PreviousA'은 더 큰 오차를 보이고 있다. 그러나 제안 방식은 식 (37)과 같이 위상 성분을 제거하여 주파수 옵셋에 의해서 생기는 왜곡없이 정확하게 도플러 주파수를 추정할 수 있음을 볼 수 있다.

그림 4은 시간 옵셋 23μ초와 주파수 옵셋 40Hz가 동시에 존재하는 경우 SNR 3dB와 10dB 에서 LUT를 이용하여 도플러 주파수 추정 성능을 보인다. 그림 2와 3에서 보였던 것처럼 기존 방식은 낮은 SNR과 동기 오차에 성능 열화가 있으나 제안 기법은 정확한

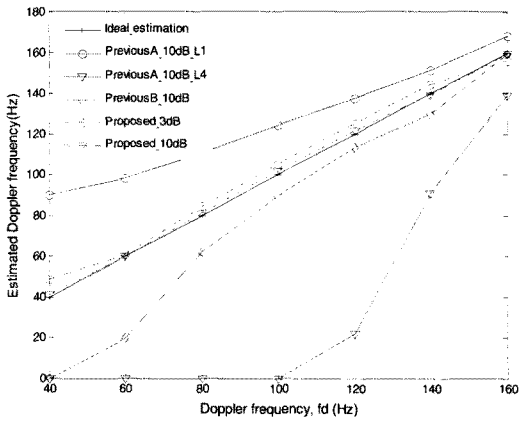


그림 4. 시간옵셋 23μ초와 주파수 옵셋 40Hz가 동시에 존재하는 경우에 LUT를 이용한 도플러 주파수 추정 성능
Fig. 4. Estimated performance of Doppler frequence using LUT for time offset of 23 micro-seconds and frequence offset of 40Hz

추정 성능을 보인다. 특히 'PreviousA'의 L=4인 경우에 주파수 영역에서 시간 옵셋으로 인하여 부반송파 간격에 따라서 위상차이가 커지게 되므로 낮은 수신 신호 전력을 추정하게 된다. 따라서 실제 도플러 주파수보다 훨씬 낮은 주파수를 추정하게 된다.

VI. 결 론

동기 오차와 잡음이 존재하는 FMT 전송 시스템에서 도플러 주파수 추정 기법을 제안하였다. 제안 기법은 복잡도를 줄이기 위해서 주파수 영역에서 수행되고 도플러 추정치를 정규화하기 위해서 요구되는 수신 신호 전력을 인접한 부반송파간의 자기 상관을 통하여 구하고 위상 왜곡을 제거함으로써 낮은 SNR에서도 우수한 성능을 보였다. 또한 주파수 옵셋에 의해서 시간 축의 자기 상관에서 발생되는 위상 왜곡을 제거함으로써 동기 오차에도 강인함을 보였다.

참 고 문 헌

[1] R. Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House Publishers, 2000.

[2] A.M. Andrea and F. Pecile, "Analysis of the robustness of FMT modulation in time-frequency selective fading channels," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.* pp.1366-1370, Sep. 2007.

[3] T. Wang, J.G. Proakis, J.R. Zeidler, "Interference analysis of filtered multitone modulation over time-varying frequency-selective fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.55, No.4, pp.717-727, Apr. 2007.

[4] P. Hoeher, S. Kaiser, P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," in *Proc. IEEE ICASSP*, Vol.3, pp.1845-1848,Apr.1997.

[5] E. Esteves, P.J. Black, M.I. Gurelli, "Link adaptation techniques for high-speed packet data in third generation cellular systems," in *Proc. European Wireless Conf.*, Feb. 2002.

[6] M. Patzold and F. Laue, "Statistical properties of Jakes' fading channel simulator," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf* , Vol.2,

pp.712-718, May 1998.

[7] L. Qiaoli, C. Wei, X. Tau and L. Biqi, "A Doppler spread estimation design for mobile OFDM systems," in *Proc. ICCS,* pp.1046-1049, Nov.2008.

[8] H. Schober and F. Jondral, "Velocity estimation for OFDM based communication systems," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf,* Vol.2, pp.715-718, Sept. 2002.

[9] T. Yucek, R.M.A. Tannious and H. Arslan, "Doppler spread estimation for wireless OFDM systems," in *Proc. IEEE Sarnoff Symp.,* pp.233-236, Apr. 2005.

[10] T. Sugawara and Y. Miyanaga, "Doppler frequency estimation schemes for multi-carrier systems," in *Proc. ISCIT,* pp.649-652, Sept. 2006.

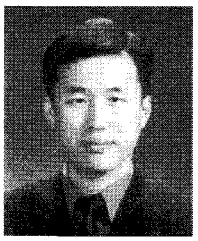
[11] J. Tao, J. Wu, and C. Xiao, "Doppler spread estimation for broadband wireless OFDM systems," in *Proc. IEEE Globe-Commnun. Conf,* pp.2878-2882, Nov. 2007.

[12] ETSI TR 102 580, "Terrestrial trunked radio (TETRA); Release 2; designer's guide; TETRA high-speed data (HSD); TETRA enhanced data service (TEDS)," V1.1.1, Oct. 2007.

[13] ETSI TS 100 392-2, "Terrestrial Trunked Radio (TETRA); TETRA Enhanced Data Service (TEDS); Air Interface Specification," V3.3.1,

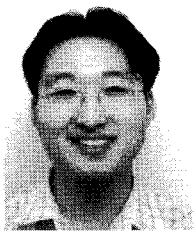
[14] K.Y. Han, S.Y. Yoon, K.C. Hwang, S.S. Hwang, J. Moon, "Apparatus and method for measuring SINR in mobile communication system using preambles," US patent 20070217495A1, Mar. 3, 2006.

염 재 흥 (Jae-Heung Yeom) 정회원



1995년 2월 한양대학교 전자통신공학과 학사
1997년 2월 한양대학교 전자통신공학과 석사
2009년 2월 서울대학교 전기공학부 박사
1997년~2001년 삼성전자
2002년 LG 텔레콤
2008년~현재 AP시스템
<관심분야> 이동통신, 다중 안테나 신호처리, 위성통신

조 영 훈 (Yeong-Hun Jo) 준회원



2003년 2월 한동대학교 전자/컴퓨터공학과 학사
2006년 2월 한동대학교 정보통신공학과 석사
2006년~2008년 코아로직
2008년~현재 AP시스템
<관심분야> 이동통신, 실내 위치인식기술