

최대 도플러 주파수 추정 시 대역 조절을 통한 부가 잡음의 영향 완화 기법

준회원 유현규*, 박구현*, 오성목*, 종신회원 강창언*, 홍대식*

SNR-independent Methods for Estimating Maximum Doppler Frequency

Hyun-kyu Yu*, Goo-hyun Park*, Seong-Mok Oh*,
Chang-eon Kang*, Dae-sik Hong* *Regular Members*

요약

이동 통신 시스템에서 최대 도플러 주파수 정보는 여러 가지 채널 적응 기술들과 무선 자원 관리 방법들의 무선 채널에 대한 최적화를 가능하게 한다. 본 논문에서는 레벨 교차율(LCR: level crossing rate) 및 공분산 함수(COV: covariance)에 기반을 둔 두 가지 최대 도플러 주파수 추정 기법을 제안한다. 부가 잡음의 영향을 제거하기 위해 신호 대 잡음비(SNR)에 독립적인 성능을 위한 조건을 분석하고 제시한 조건을 만족시키기 위하여 하향 표본화(downsampling) 방법을 이용한 도플러 주파수 추정 알고리즘을 새로이 제안하다. 모의실험을 통해, 제안된 기법이 SNR 변화에 상관없이 좋은 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

Key Words : Maximum Doppler frequency estimation; Noise suppression; Down sampling.

ABSTRACT

Information of the maximum Doppler frequency enable to optimize many channel-adaptive techniques and radio resource management methods for mobile radio communication systems. In this paper, we propose two maximum Doppler frequency estimators which are based on the level crossing rate(LCR) and the covariance function(COV). To eliminate the effect of additive noise, we analyze the conditions for the estimators independent of the signal-to-noise ratio(SNR) and implement the conditions with a simple downsampling process. The proposed methods achieve good SNR-independent performance.

I. 서론

차세대 이동 통신 시스템은 높은 주파수 효율성을 얻기 위해 무선 채널에 적응적으로 송수신하는 다양한 채널 적응 기술들을 필요로 한다. 채널 정보를 이용하면 이러한 기술들에 대한 성능의 최적화가 가능하며, 특히 최대 도플러 주파수 정보는 다양한 채널 적응 기술들의 성능 향상을 가능하게 한다.

예를 들어, 도플러 정보를 이용함으로써 채널 추정 적응형 변조 및 코딩 기법(AMC), 전력 제어 등과 같은 송수신 기술들의 성능을 향상시킬 수 있다. 셀룰러 시스템에서 핸드오프 결정과 자원 할당 등에 대한 효율성 또한 도플러 정보를 이용하여 증가시킬 수 있다[1].

이러한 채널 적응 기술들의 성능 향상을 위하여 최대 도플러 주파수 추정에 대한 여러 가지 기법들

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실(hkyu@itl.yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-04-164, 접수일자 : 2005년 4월 18일

※본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학IT연구센터 육성 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.

이 제안되어 왔다 일반적으로 기존의 기법들은 LCR 및 영점 교차율(ZCR: zero crossing rate)에 기반을 둔 방법들과 공분산 함수 및 자기 상관 함수(ACF: autocorrelation function)에 기반을 둔 방법들로 분류될 수 있다. ZCR과 ACF 기반의 기법들은 주로 수렴 속도가 빠른 장점을 가지며, LCR과 COV 기반의 기법들은 Rician 채널과 같은 비등방성 산란 환경(non-isotropic scattering environments)에 비교적 강인하다는 장점을 갖는다 특히, 실제 시스템에서 도플러 정보에 대한 안정적인 추정을 위해서는 비등방성 산란 환경에서의 왜곡 현상을 완화시키는 것이 중요하다 [2].

부가 잡음에 의한 영향을 효율적으로 제거하는 것 또한 도플러 정보를 실제 시스템에 적용하기 위해 반드시 필요하다 대부분의 기존 방법들은 잡음 및 간섭 성분에 대한 영향을 제거하기 위해 SNR 정보를 필요로 하며 이것은 도플러 추정 기법의 적용 범위를 제한시킨다 이러한 문제를 해결하기 위해, SNR 정보 없이 속도를 추정할 수 있는 ACF 기반의 기법이 Sheng과 Blostein에 의해 제안되었다 [3]. 그러나 [3]에서 제안된 S&B 방법은 높은 최대 도플러 주파수 영역에서 편향 오류 (bias)를 발생시킨다는 문제점을 갖는다 결정 궤환 적응형 대역 제한 (decision feedback Doppler adaptive band-limit) 구조를 사용하여 SNR 정보 없이 부가 잡음의 영향을 제거하는 또 다른 기법이 [4]에 제안되었다 이 기법은 LCR, ZCR, COV 및 ACF 기반의 모든 기존 방법들에 적용 가능하며 SNR 값에 상관없이 좋은 성능을 나타낸다 하지만 [4]에는 복잡도 및 정확도가 문제될 수 있는 적응형 기저 대역 필터의 구현 방법에 대해서 언급되지 않았다 [6]에서는 [4]에서 제안한 기법을 바탕으로 LCR 기반의 방법에 대해 주파수 영역에서 대역 제한하는 기법을 제안하였으나, DFT 모듈을 사용하기 때문에 복잡도가 증가한다는 단점을 갖는다

본 논문에서는 [4]에서 제안한 도플러 주파수 추정 기법을 기반으로 하여 효율적인 대역 제한 기법을 새로이 제안한다 LCR과 COV 기반의 최대 도플러 주파수 추정 방법에 대해 SNR 값에 독립적인 성능을 갖기 위한 조건을 제시하고 시간 영역에서의 간단한 하향 표본화 방법을 이용하여 제시한 조건을 만족시킬 수 있는 새로운 알고리즘을 제안한다

본 논문의 구성은 다음과 같다 2장에서는 시스템 모델에 대해 설명하고 LCR과 COV 기반의 추정 방법에 대해 SNR 값에 독립적인 성능을 갖기 위한

조건을 제시한다. 3장에서는 SNR 값에 독립적인 최대 도플러 주파수 추정 알고리즘을 제안한다 4장에서는 모의실험을 통해 제안한 기법의 성능을 확인하며, 5장에서는 결론을 맺는다

II. SNR에 독립적인 추정 성능을 위한 조건

대역 제한된 파일럿 신호가 주파수 비선택적 레일리 페이딩 채널을 통해 전송된다고 가정한다 대역폭 B_m 을 갖는 기저대역 등가 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다

$$r(t) = c(t)p(t) + n(t) \tag{1}$$

여기서 $c(t)$ 는 최대 도플러 주파수가 f_m 인 채널 계수이며, $n(t)$ 는 대역폭이 $-B_m$ 에서 B_m 으로 제한된 복소 백색 부가 잡음(AWGN)이다. $c(t)$ 와 $n(t)$ 의 분산은 각각 σ_c^2 과 σ_n^2 이다.

다음에 이어지는 내용은 LCR과 COV 기반의 추정 방법이 SNR에 독립적인 추정 성능을 갖기 위한 조건을 설명한다. 결론적으로는 LCR과 COV 기반의 방법 둘 다 같은 조건을 갖으며 따라서 조건을 만족시키기 위해 최종적으로 제안하는 추정 기법의 전체적인 구조 또한 같다

2.1 LCR 기반의 기법

포락선 레벨 R 에서 수신 신호 $r(t)$ 의 LCR은 다음과 같이 유도 된다[4-6].

$$L_R = \sqrt{\frac{\gamma + \frac{2B_m^2}{3f_m^2}}{\gamma + 1}} \sqrt{2\pi f_m \rho} e^{-\rho^2} \tag{2}$$

$\gamma (= \sigma_c^2 / \sigma_n^2)$ 는 SNR이고, ρ 는 R 과 R_s 의 비율이며, R_s 는 수신 신호 $r(t)$ 의 실효치 값을 나타낸다. 만약, 잡음 성분의 대역폭 B_m 을 $\sqrt{3}/2f_m$ 으로 조절한다면, 수식 (2)는 다음과 같이 표현된다

$$L_R = \sqrt{2\pi f_m \rho} e^{-\rho^2}. \tag{3}$$

수식 (3)은 부가 잡음이 없는 환경에서 유도된 LCR의 수식과 같다.

2.1.1 COV 기반의 기법

COV 기반의 방법은 [1]과 [7]에서 제안되었으며 여기서 포락선 제곱 값의 차이 v 는 다음과 같이

정의된다.

$$V = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (a_{n+1}^2 - a_n^2)^2 \quad (4)$$

$a_n = |r(nT_s)p(nT_s)| / |p(nT_s)|^2$ 이며, T_s 는 샘플링 주기이고, N 은 관찰 구간의 샘플 개수이다. N 이 충분히 커서 에르고딕성이 만족된다고 하면 V 는 앙상블 평균으로 대체될 수 있다

$$E[V] = 2.0 [Var(a_n^2) - Cov(a_{n+1}^2, a_n^2)] \quad (5)$$

$Var(\cdot)$ 와 $Cov(\cdot)$ 는 각각 분산과 공분산을 의미한다. V 와 $Var(a_n^2)$ 의 비율과 SNR 값 γ 를 이용하면, 최대 도플러 주파수는 다음과 같이 추정될 수 있다[2][4].

$$\hat{f}_m = \frac{1}{2\pi T_s} J_0^{-1} \left(\frac{\gamma+1}{\gamma} \sqrt{1 - \frac{V}{2Var(a_n^2)}} - \frac{\sin c(B_m T_s)}{\gamma} \right) \quad (6)$$

$J_0^{-1}(\cdot)$ 은 역 Bessel 함수를 의미하며, $\sin c(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ 이다. 만약 잡음 성분의 분산 값이 페이딩 성분의 분산 값과 같다면 즉 $J_0^2(2\pi f_m T_s k) = \sin c^2(B_m T_s k)$, \hat{f}_m 은 SNR 값에 상관없이 다음과 같이 표현될 수 있다

$$\hat{f}_m = \frac{1}{2\pi T_s} J_0^{-1} \left(\sqrt{1 - \frac{V}{2Var(a_n^2)}} \right) \quad (7)$$

수식 (7)은 B_m 이 $\sqrt{3/2}f_m$ 과 거의 같은 값을 가질 때 만족되며, 부가 잡음이 없는 환경에서 유도된 COV 기반의 수식과 같다. 따라서 부가 잡음의 대역폭을 $\sqrt{3/2}f_m$ 과 동일하게 맞춤으로써 SNR 정보 없이 최대 도플러 주파수를 정확히 추정할 수 있다.

III. SNR에 독립적인 성능을 갖는 추정 기법 제안

부가 잡음의 대역폭을 조절하기 위해서는 DFT 모듈 [3] 또는 기존의 기저 대역 필터를 사용할 수 있다. 그러나 이러한 방법들을 사용하면 계산상의 복잡도가 크게 증가하거나 또는 최대 도플러 주파수에 따라 필터 탭의 계수를 정확히 조정하는데 많은 어려움이 따른다. 특히, 부가 잡음의 영향을 제거하기 위해 필요한 조건은 DFT나 기저 대역 필터

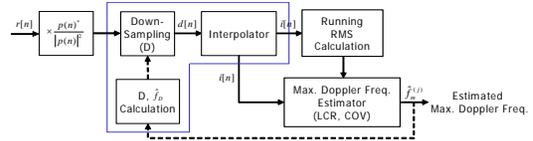


그림 1. 제안 기법의 블록도

에 의해 얻어지는 SNR의 개선이 아니라, 단지 최대 도플러 주파수에 대한 잡음 대역폭 (B_m/f_m)의 조절이다. 따라서 본 논문에서는 샘플링 율 ($= 2B_m$)을 바꿈으로써 최대 도플러 주파수에 대한 잡음 대역폭 비율을 간단히 조절할 수 있는 하향 표본화 방법을 제안한다.

하향 표본화 된 신호의 이산 시간 신호 표현은 다음과 같다.

$$d[n] = r(nDT_s) = r[nD]. \quad (8)$$

여기서 양의 정수 값을 갖는 하향 표본화 파라미터 D 를 조절하면 2장에서 제시한 조건을 ($B_m/f_m = \sqrt{3/2}$) 만족시킬 수 있다. D 는 이전 단계에서 추정된 최대 도플러 주파수를 이용하여 계산되는데 정수 값을 가져야 하므로 다음과 같은 비교 과정이 추가적으로 필요하다

$$D = \begin{cases} d_1, & \left| \frac{1}{2} - d_0 \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{f}_D T_s \right| \geq \left| \frac{1}{2} - d_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{f}_D T_s \right|, \\ d_0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 $d_0 = \lfloor \sqrt{2}/(2\sqrt{3} \hat{f}_D T_s) \rfloor$, $d_1 = d_0 + 1$, 그리고 $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 가장 근접하면서 작은 정수 값으로의 내림을 의미한다. 이 비교 과정은 하향 표본화 방법의 주파수 영역 표현을 살펴봄으로써 쉽게 이해될 수 있다 [8]. D 의 초기 값은 1로 설정하며, 관찰 주기 단위로 피드백 되는 \hat{f}_D 는 다음과 같이 결정된다.

$$\hat{f}_D = \sum_{i=1}^P \alpha_i \hat{f}_m^{(i)} \quad (10)$$

여기서 α_i 는 가중치 인자 ($\sum_{i=1}^P \alpha_i = 1$) 이고, $\hat{f}_m^{(i)}$ 는 i 번째 추정된 최대 도플러 주파수이다. 따라서 제안한 추정기는 그림 1과 같이 결정 궤환 방식 구조를 갖는다. 제안한 기법의 수렴 특성은 α_i 에 많

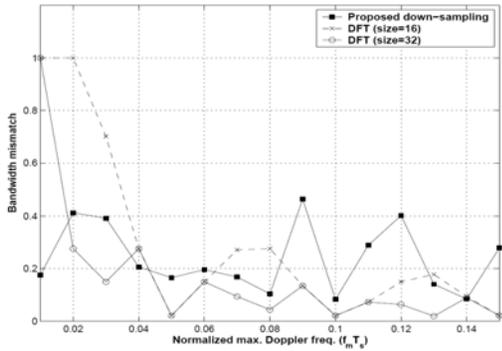


그림 2. 정규화된 최대 도플러 주파수에 따른 대역폭 조절오차 $|(B'_m - \sqrt{3/2}f_m)/(\sqrt{3/2}f_m)|$

은 영향을 받으며, 좀 더 자세한 분석은 [4]에 설명되어 있다.

그림 2는 제안한 하향 표본화와 DFT에 대한 대역폭 조절 능력을 보여준다. 그림에서 대역폭 조절 오차는 $|(B'_m - \sqrt{3/2}f_m)/(\sqrt{3/2}f_m)|$ 를 의미하며, 여기서 B'_m 은 f_m 을 알고 있다는 가정 하에 하향 표본화 또는 DFT에 의해 조절된 부가 잡음의 대역폭이다. $f_m T_s$ 가 증가할수록 하향 표본화의 대역폭 조절 능력은 DFT의 조절 능력 보다 저하된다. 그러나 낮은 $f_m T_s$ 영역에서는 하향 표본화 과정의 조절 능력이 DFT (크기=16, 32)의 대역폭 조절 능력과 비슷하거나 혹은 보다 우수하다. 특히 LCR 또는 COV 기반의 방법을 사용하면 주기적인 파일럿 신호가 아닌 일정한 포락선 크기를 갖는 어떠한 신호를 이용하여서도 도플러를 추정할 수 있기 때문에, 수신 신호 $r(t)$ 의 샘플링 주기 T_s 를 넓은 범위 안에서 조절할 수 있다. 따라서 하향 표본화 과정을 낮은 $f_m T_s$ 영역에서 수행함으로써 제안한 방법은 DFT를 사용하는 방법에 비해 적은 계산상의 복잡도를 가지면서 좋은 성능을 나타낼 수 있다.

D 라는 인자만큼 샘플링율을 저하시키면 $f_m T_s$ 는 $1/2$ 에 근접하게 되고, LCR과 COV 기반의 추정 기법들은 이러한 주파수 영역에서 왜곡을 발생시킨다. 왜냐하면, LCR 기반 방법의 경우는 최대 도플러 주파수가 연속 신호 모델이라는 가정 하에 유도되었고, COV 기반 방법은 Bessel 함수의 근사화를 통해 유도되었기 때문이다. 따라서 최대 도플러 주파수에 대한 잡음의 대역폭 비율을 바꾸지 않고 동작 영역을 낮은 주파수 대역으로 옮기는 보간(interpolation) 과정이 필요하다. 보간 과정을 거친 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$i[n] = \sum_{k=-\frac{(M-1)}{2}}^{\frac{(M-1)}{2}} d_e[k]h[n-k] \quad (11)$$

여기서 $d_e[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d[k]\delta[n-kL]$ 이고, L 은 증가된 샘플링율이며, $h[n]$ 은 길이 M 인 기저 대역보간 필터의 계수를 의미한다.

마지막으로 LCR 기반의 방법에서는 수식 (3)의 입력 신호 $r(t)$ 에 $i[n]$ 을 넣음으로써 \hat{f}_m 을 얻을 수 있다. 또한 COV 기반의 방법에서는 수식 (7)의 a_n 에 $|i(n)|$ 을 대입함으로써 \hat{f}_m 를 추정할 수 있다.

IV. 모의 실험

제안 기법의 성능은 평균 추정 값, 평균 제곱 오류 (MSE), 추적 능력을 기준으로 평가한다. 또한 성능 비교는 기존의 LCR 기반 기법 [5], 기존의 COV 기반 기법 [7], S&B 방법 중 IQ 기반 기법 [3]과 한다. 모의 실험에 사용된 채널은 Jakes의 주파수 비선택적 레일리 페이딩 채널이며 sinc 보간 필터 ($M=11$)를 사용하였다 [9]. 그리고 $L=4$, $\hat{f}_D = \widehat{f}_m^{(j-1)}$ 을 사용하였다.

그림 3은 SNR (σ_s^2/σ_n^2)=10dB일 때 최대 도플러 주파수의 변화에 따른 최대 도플러 주파수의 평균 추정 값을 나타낸다. 기존의 LCR 기반 방법과 COV 기반 방법은 부가 잡음의 영향을 제거할 수 없기 때문에 잡음에 의한 심각한 성능 저하를 나타낸다. 낮은 $f_m T_s$ 영역에서는 최대 도플러 주파수에 대한 잡음의 대역폭 (B_m/f_m) 비율이 크기 때문에

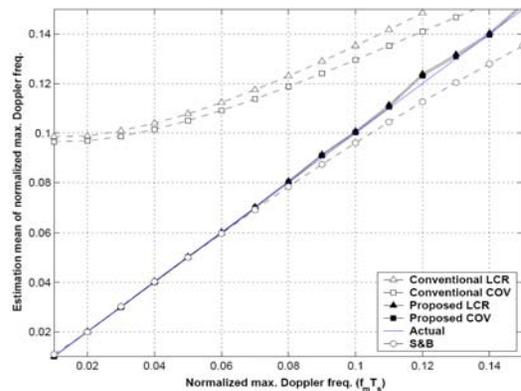


그림 3. 정규화된 최대 도플러 주파수에 대한 추정 평균 값 비교 (SNR= 10dB)

성능 열화가 더욱 심하다 또한 S&B 방법의 경우는 닫힌 형태의 수식 (closed-form) 표현을 위해 근사화를 사용하였기 때문에 $f_m T_s$ 가 대략 0.1을 넘으면서 평균 추정 값의 왜곡이 발생한다 반면 제안한 LCR 및 COV 기반의 방법은 부가 잡음의 영향을 잘 제거하며 특히 기존 LCR 및 COV 기반 기법에 비해 낮은 $f_m T_s$ 영역에서 정확한 성능을 보인다.

그림 4는 $f_m T_s = 0.05$ 일 때 SNR 변화에 따른 표준화된 MSE 값을 나타낸다. 관찰 구간의 샘플 수는 1500이다. 높은 SNR 영역에서는 ACF 기반의 S&B 방법이 제안한 COV 기반의 방법 보다 약간 좋은 성능을 보인다 높은 SNR 영역에서, 즉 부가 잡음 없는 환경에서 ZCR 또는 ACF 기반의 방법인 LCR 또는 COV 기반의 방법보다 더 좋은 MSE 성

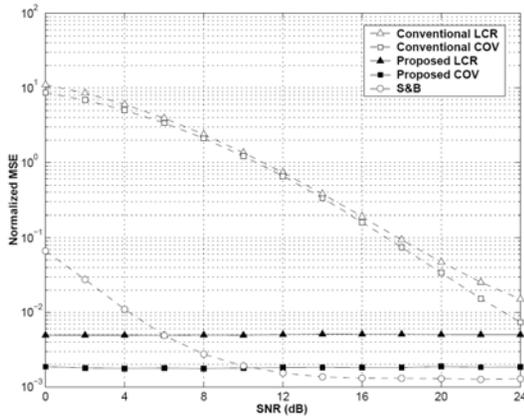


그림 4. SNR에 따른 정규화된 MSE 성능 비교 ($f_m T_s = 0.05$, 관찰 샘플 수=1500)

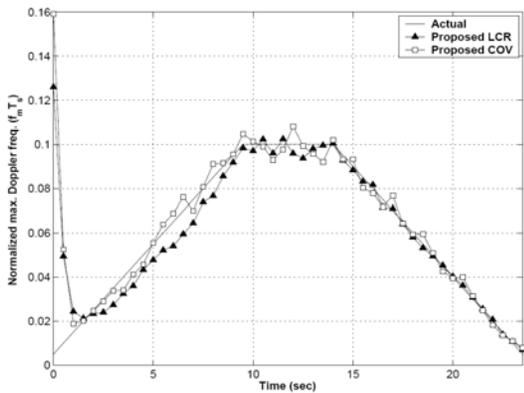


그림 5. 시간에 따른 도플러 변화에 대한 추적 능력 성능 (SNR= 10dB, 관찰 샘플 수=500)

능을 보이는 것은 추정 기법의 기본적인 특성이다 낮은 SNR 영역에서는 S&B 방법의 경우 많은 성능 저하를 나타내나 제안한 기법은 SNR 값에 상관 없이 MSE 성능을 유지한다

그림 5는 시간에 따라 최대 도플러 주파수를 변화시켰을 때 제안한 기법의 추적 능력 성능을 보여 준다. SNR은 10dB이며 관찰 구간의 샘플 수는 500이다. 그리고 파라미터 D 의 초기 값은 1로 하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안한 LCR 기반의 방법 및 COV 기반의 방법은 최대 도플러 주파수의 변화를 추적해가며 정확히 추정한다.

V. 결론

본 논문에서는 SNR에 독립적인 성능을 갖는 최대 도플러 주파수 추정 기법을 제안하였다 SNR에 독립적인 성능을 나타낼 수 있는 조건을 분석하고 하향 표본화 방법을 기존의 LCR 및 COV 기반의 기법에 적용하여 제시한 조건을 만족시킬 수 있는 새로운 추정 기법을 제안하였다 제안한 기법은 레일리 페이딩 채널에서 SNR에 독립적인 추정 성능을 나타내며 최대 도플러 주파수의 변화 또한 정확히 추적한다.

참고 문헌

- [1] G. L. Stuber, Principles of Mobile Communication, Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [2] G. Park, "Robust Mobile Velocity Estimation Methods for Non-Isotropic Fading Channels," Ph. D. dissertation, Yonsei Univ., Seoul, Korea, 2003.
- [3] W. Sheng and S. D. Blostein, "SNR-independent velocity estimation for mobile cellular communication systems," in Proc. IEEE ICASSP, vol. 3, May 2002, pp. 2469-2472.
- [4] 박구현, 한상철, 류탁기, 홍대식, 강창언, "속도 추정 시 부가 잡음의 영향을 억제하기 위한 결정 궤환 적응형 대역 제한 방법에 대한 연구," 한국통신학회 논문지 제 28권, 11C호, pp. 1111-1117, 2003년 11월
- [5] S. O. Rice, "Statistical properties of a sine wave plus random noise," Bell Syst. Tech. J., vol. 27, pp. 109-157, 1948.

