

QPSK를 위한 주파수 추정 알고리즘

남 옥 우*, 이 순 규**, 김 상 규***

* 창원전문대학 전자통신과

**두산중공업(주) 연수원

***창원대학교 제어계측공학과

Frequency Estimation Algorithm for QPSK

Ock Woo Nam*, Soon Gyu Lee**, Sang Kyu Kim***

* Dept. of Electronics and Telecommunications, Changwon College

* Dept. of Human Resource Development, Doosan Heavy Industries and Construction Co.

* Dept. of Control & Instrumentation Eng., Changwon National University

E-mail : phdnow@dreamwiz.com

Abstract : 주파수 추정 알고리즘의 경우 기존에 제안된 방법들 중에서 ML방법은 계산상 너무 복잡하고 구현하기 힘들며, 준-ML 방법들은 이론적인 방법과 비교해 볼 때 다소 단순하긴 하나 역시 구현상의 문제가 따른다. 따라서 본 논문에서는 BWLL환경에 적용할 수 있는 단순하면서도 구현이 용이한 주파수 추정방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 주파수 추정기는 V&V 위상추정기를 기초로 한다. 성능분석 결과 본 논문에서 제안한 알고리즘을 이용할 경우 최대로 정규화된 심벌율의 0.5%까지 조정이 가능하다. 따라서 아날로그 영역에서의 거친 주파수 조절과정에서 다소 많은 잔류 주파수오프셋이 존재하여도 주파수 복구가 가능하다.

모들이다. 주파수 오프셋이 아주 크고 SNR이 낮은 환경에서 주파수를 추정한다는 것은 대단히 어려운 일이다. 최적의 ML 주파수 추정기는 피리어드그램의 최고치를 찾는 문제이다[3]. 그러나 계산상의 문제로 FFT로 구현하는것조차 힘들다. 따라서 좀 더 간단하면서도 단순한 근사화된 방법이 필요하다. 여러 문헌에서 이에 대한 연구결과들을 찾아볼 수 있다[4-10]. 기존의 방법들 중에서 ML방법은 계산상 너무 복잡하고 구현하기 힘들다. 준(quasi) ML 방법들은 이론적인 방법과 비교해 볼 때 다소 단순하긴 하나 역시 구현상의 문제가 따른다. 따라서 본 논문에서는 BWLL환경에 적용할 수 있는 단순하면서도 구현이 용이한 주파수 추정방법을 제안 하고자 한다. 본 논문에서 제안하는 주파수 추정기는 V&V 위상추정기[10]를 기초로 한다.

I. 서론

정보사회가 진척되면서 문자, 음성, 영상 등 멀티미디어 정보를 고품질로 전송할 수 있는 광대역 밀리미터파 무선통신이 각광받고 있다. 대표적인 기술로 기지국과 가입자간의 통신로를 무선화하는 광대역 무선가입자망(Broadband Wireless Local Loop : BWLL)을 들 수 있다[1]. BWLL과 같은 무선통신 환경에서는 송신신호가 채널의 영향에 의하여 시간 지연이나 주파수 천이 등이 발생할 수 있으므로 수신기에서 이러한 영향들을 고려하여 동기를 맞추어야 한다[2]. 특히 BWLL이 제공하고 하는 다양한 서비스를 지원하기 위해서는 무엇보다도 수신기에서의 주파수 동기가 중요하다. 본 논문에서 고려하고 있는 것은 BWLL 시스템의 핵심부품인 지지국용 변·복조기의 상향링크 수신기이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 I 장의 서론에 이어 II 장에서는 주파수 추정 알고리즘을 유도하고, III 장에서는 제안된 주파수 추정기에 관하여 서술한다. IV 장에서는 제안된 주파수 추정 알고리즘을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 평가한 결과들을 제시하고 V 장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

주파수 추정기는 디지털 수신기에 있어서 매우 중요한

II. 주파수 추정 알고리즘의 유도

채널의 입력신호를 $u(t) e^{j\theta_T(t)}$ 와 같이 두자. 여기서 $u(t)$ 는 변조된 신호이고, $\theta_T(t)$ 는 송신기의 위상을 나타낸다. 주파수오프셋 Ω 이 존재할 경우에 위상프로세서

$$\theta_T(t) = \Omega T + \theta \quad (1)$$

여기서, θ 는 일정한 위상오프셋이고, T 는 심벌간격이다. 따라서 채널의 입력신호는 다음과 같다.

$$u(t) e^{j(\omega_c t + \theta)} \quad (2)$$

정합필터 출력신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z_n(\epsilon, \Omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{ r_f(k T_s) e^{-j\Omega T_s k} \cdot g_{MF}(nT + \epsilon T - k T_s) \} \quad (3)$$

여기서, T_s 는 샘플링간격, r_f 는 수신신호 샘플, 그리고 g_{MF} 는 정합필터의 임펄스응답을 나타낸다.

심벌을 $1/T$ 로 샘플링한 샘플로 동작하고 주파수동기에 앞서 타이밍 복구가 되었다고 가정하자. 타이밍 정보를 알고 있다고 가정하기 때문에 정합필터 출력신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z_n(\Omega) = e^{-jn\Omega T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_f(k T_s) \cdot g_{MF}(nT - k T_s) e^{-j\Omega(k T_s - nT)} \quad (4)$$

주파수-변환된 정합필터의 출력으로 표현하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{z}_n(\Omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_f(k T_s) g_{MF}(nT - k T_s) \quad (5)$$

여기서, $g_{MF}(k T_s) = g_{MF}(k T_s) e^{j\Omega k T_s}$ 이고,

$$\hat{z}_n(\Omega) = z_n(\Omega) e^{jn\Omega T} \quad \text{이다.}$$

따라서 Log-likelihood 함수는 다음과 같다.

$$\text{Re} \{ r_i^T s_j \} = \text{Re} \left\{ \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} a_n e^{-j\theta} e^{-jn\Omega T} \hat{z}_n \right\} \quad (6)$$

III. 제안된 주파수 추정기

그림 1은 본 논문에서 제안한 주파수 추정기의 블록도이다. 송신단에서 4배 오버샘플링을 수행하여 데이터를 송신하고, 수신기에서는 심벌타이밍을 안다고 가정한다. 정합 필터 출력을 다음과 같이 두자.

$$z(k) = a_i e^{j(2\pi 4\Omega T + \theta)} + \text{noise} \quad (7)$$

여기서, $\{a_i\}$ 는 전송된 심벌의 복소 값이고, Ω 는 주파수 오프셋을 나타내며, θ 는 초기위상천이를 나타낸다.

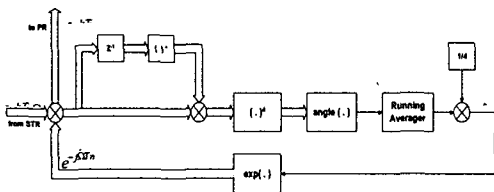


그림 1 제안한 주파수 추정기

따라서, 만약 올바른 샘플링 순간의 정합 필터 출력 샘플과 이것의 한 심벌(네 샘플) 지연된 샘플을 곱하면

심벌 간 위상 오차 신호는 다음과 같이 된다.

$$\theta_{diff}(n) = z(k) z^*(k-4) = A e^{j(2\pi 4\Omega T + \theta)} \quad (8)$$

여기서, k 와 n 은 각각 샘플 간격과 심벌 간격을 나타내고, A 는 임의의 양의 실수이며, θ 는 4개의 가능한 위상 $\{0, 90, 180, 270\}$ 중의 하나이다.

복소 샘플 $\theta_{diff}(n)$ 로부터 데이터 복조를 제거하기 위하여 다음의 방법을 사용한다.

$$S(k) = F(\theta_{diff}(n)) e^{jG \cdot \arg(\theta_{diff}(n))} \quad (9)$$

여기서, $F(\theta_{diff}(n)) = |\theta_{diff}(n)|^w, w \text{ even} \leq M$ 이다. V&V 알고리즘에서는 NDA의 경우, $w=0$ 이고, G 는 $G=M$ 이다. 본 논문에서는 QPSK 변조를 고려하므로 $M=4$ 가 되어 위 식(8)에서 구한 위상 오차 샘플의 4승(fourth power)값을 구하면, 샘플의 위상 값에 상관없이 $\exp(j\theta)$ 의 4승 값은 항상 +1이기 때문에 결과적으로 다음과 같이 된다.

$$\theta_{diff}(n)^4 = A^4 e^{j(2\pi 16\Omega T + 4\theta)} = B e^{j(2\pi 16\Omega T)} \quad (10)$$

단, B 는 양의 실수이다. 만약, 여기서 $\theta_{diff}(n)^4$ 의 위상각(phase angle)을 \hat{a} 이라고 하면 다음과 같은 샘플을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \arg[\theta_{diff}(n)^4] &= \hat{a}(n) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[\theta_{diff}^4]}{\text{Re}[\theta_{diff}^4]} \\ &= \tan^{-1} \frac{\sin(2\pi 16\Omega T)}{\cos(2\pi 16\Omega T)} \end{aligned} \quad (11)$$

이것은 샘플링 율로 정규화된 값의 16배(혹은, 심벌율로 정규화된 값의 4배)에 해당하는 주파수 오프셋이다. 식 (11)에서 구한 순시 주파수 추정값 시퀀스 $\{\hat{a}\}$ 를 심벌 간격으로 누적하여 평균을 취하고, 이 값을 4로 나누어주면 다음과 같이 심벌 간격으로 필터링된 주파수 추정값을 얻을 수 있다.

$$\hat{\Omega} T = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{4} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \hat{a}(n) \quad (12)$$

여기서, N 은 심벌 수이다. (12)에서 구한 주파수 추정값의 복소 공액값을 제한 시키 정합 필터 출력 값을 회전(derotation)시키면 된다.

기존의 주파수 추정 알고리즘은 주로 잔류 주파수 오프셋이 작다는(대략 심벌율의 0.1~1%정도) 가정 하에서 주파수를 제어하는 알고리즘들이다. 하지만 실제의 경우 국부발진기의 성능 때문에 다소 많은 잔류 주파수 오프셋이 존재하게 된다. 본 논문에서 제안한 알고리즘을 이용할 경우 최대로 정규화된 심벌율의 0.5%까지 조정이 가능하다. 따라서 아날로그 영역에서의 거친 주파수 조절과정에서 다소 많은 잔류 주파수 오프셋이 존재하여도 주파수 복구가 가능하다.

IV. 시뮬레이션 결과

그림 2는 본 논문에서 제안한 주파수 추정기의 성능을 시뮬레이션 하기 위한 수신기의 블록도를 나타낸

것이다.

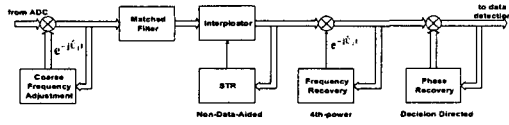


그림 2 수신기의 블록도

본 논문에서의 시뮬레이션은 실제 하드웨어로의 구현을 위하여 부동소수점(fixed-point)방식으로 수행하였다. 송신단에서는 PN 시퀀스에 프리앰블을 덧붙여 송신데이터로 사용하여 roll-off factor가 0.35인 73 탭 10 비트 SRRC 필터로 펄스성형을 해서 QPSK 변조를 하였다. 수신단에서는 고정클럭의 ADC를 통하여 기저대역으로 down-conversion한 후 roll-off factor가 0.25인 25 탭 7 비트 SRRC 필터를 이용하여 성형을 해서 ISI가 제거된 수신 데이터를 샘플링을 해서 동기회로에 입력한다. 동기회로의 경우 심벌 타이밍은 안다고 가정한다. 주파수오프셋은 심벌율로 정규화된 값(QT)을 사용하였고, 위상오프셋은 $+11^\circ$ 로 설정하였다.

그림 3은 이상적인 경우의 수신신호에 대한 QPSK 신호성좌점을 나타낸 것이고, 그림 4는 정합필터의 출력파형(그림에는 I 채널만 나타냄)을 나타낸 것이다.

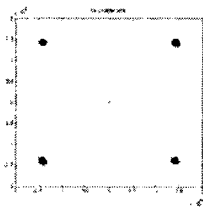


그림 3 QPSK 신호성좌점

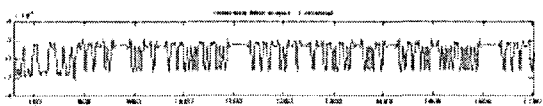


그림 4 정합필터 출력파형(I 채널)

그림 5의 (a)는 위상오프셋이 $+11^\circ$ 인 경우의 신호성좌점이고, (b)는 (a)에 정규화된 심벌율의 약 0.01%의 주파수오프셋이 존재하는 경우의 신호성좌점을 나타낸다.

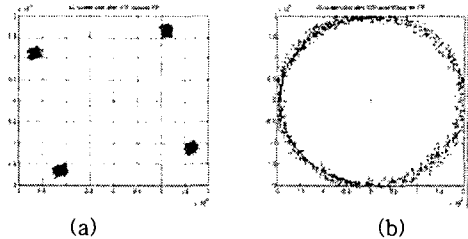


그림 5 반송파오프셋이 존재하는 경우의 신호성좌점 : (a)위상오프셋만 존재, (b) 위상오프셋+주파수오프셋

그림에서 보듯이 (a)의 경우 위상오프셋에 의하여 신호성좌점이 반시계방향으로 11° 가량 틀어져있고, (b)의 경우 주파수오프셋으로 인하여 회전하고 있다. 그림 6은 그림 5의 (b) 경우에 대한 정합필터 출력파형이다.

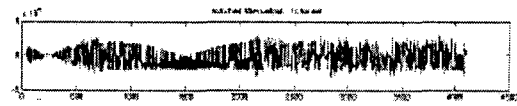


그림 6 주파수오프셋이 정규화된 심벌율의 약 0.01%인 경우에 대한 정합필터 출력파형

그림 5에서 확인한 바와 마찬가지로 주파수오프셋으로 인하여 정합필터 출력파형이 천천히 회전하고 있음을 알 수 있다.

이와 같이 주파수오프셋이 아주 작을 경우에는 주파수 동기기가 없이 DD 위상복구 알고리즘[2]만으로도 어느 정도는 복구가 가능하다. 그 결과를 그림 7의 (a)에 나타내었다. 그림 7의 (b)는 본 논문에서 제안한 주파수 추정 알고리즘을 사용한 시뮬레이션 결과이고, 그림 8은 주파수오프셋 추정에 대한 결과이다.

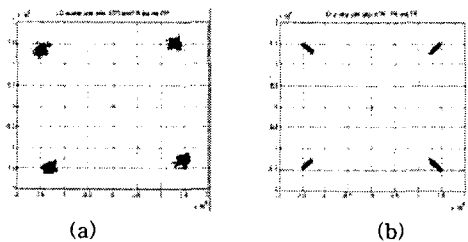


그림 7 (a)DD 위상복구 알고리즘만을 사용한 결과/(b) 본 논문에서 제안한 주파수추정 알고리즘의 사용 결과

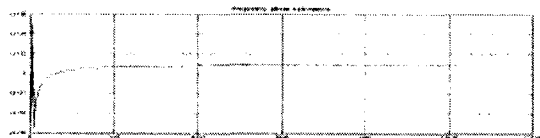


그림 8 $QT = 0.01\%$ 에 대한 주파수오프셋 추정

(a)의 경우 거의 신호가 복원되지만, 가정한 아주 작은 주파수오프셋으로 인하여 약간의 잔류오프셋이 존재한다. (b)의 경우 신호성좌점을 통해서 확인 할 수 있듯이 본 논문에서 제안한 주파수 추정기가 잘 동작하고 있음을 알 수 있다. 주파수오프셋 추정 결과를 보면 약 100심벌 이내에서 정확히 주파수오프셋을 추정한다. 그림 9는 주파수오프셋이 0.1%~0.5%인 경우에 대한 주파수 추정 결과이다.

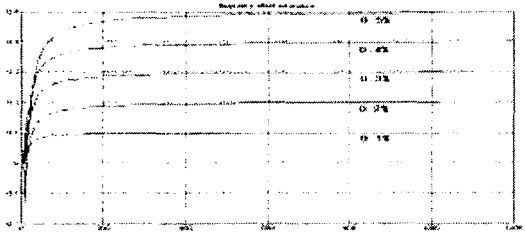


그림 9 $\Omega T = 0.1\% \sim 0.5\%$ 에 대한 주파수오프셋 추정

결과에서 보듯이 본 논문에서 제안한 주파수 추정기가 잘 동작한다. 하지만 주파수오프셋이 많아지면 많아질수록 추정에 다소 시간이 소요된다.

V. 결론

본 논문에서는 BWLL환경에 적용할 수 있는 단순하면서도 구현이 용이한 주파수 추정기를 제안하였다. 본 논문에서 제안한 주파수 추정기는 V&V 위상추정기를 기초로 한다. 기존의 주파수 추정 알고리즘은 주로 잔류 주파수오프셋이 작다는(대략 심벌율의 0.1~1%정도) 가정하에서 주파수를 제어하는 알고리즘들이다. 하지만 실제의 경우 국부발진기의 성능 때문에 다소 많은 잔류 주파수오프셋이 존재하게 된다. 본 논문에서 제안한 알고리즘을 이용할 경우 최대로 정규화된 심벌율의 0.5%까지 조정이 가능하다. 따라서 아날로그 영역에서의 거친 주파수 조절과정에서 다소 많은 잔류 주파수오프셋이 존재하여도 주파수 복구가 가능하다.

참고 문헌

- [1] 광대역무선가입자망 무선접속규격 잠정표준, 한국정보통신기술협회, 1999.
- [2] H.Meyr, M. Moeneclaey and S.A.Fechtel, "Digital Communication Receivers", Wiley-Interscience, 1998.
- [3] D.Rife, et.al., "Single-tone parameter estimation from discrete-time observations", IEEE Trans. on Info. Theory, IT-20, no. 5, pp.591-598, Sep. 1974.
- [4] F. Classen, et.al., "Maximum Likelihood Open Loop Carrier Synchronizer for Digital Radio",

- Proc. IEEE ICC'93, May 1993.
- [5] M.P.Fitz, "Planar Filtered Techniques for Burst Mode Carrier Synchronization", Proc. IEEE Globecom'91, 1991.
- [6] U.Mengali, et.al., "Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission", IEEE Trans. on Commun., vol. 45, Jan. 1997.
- [7] M. Luise, et.al., "Carrier Frequency Recovery in All-digital modems for Burst-mode Transmissions", IEEE Trans. on Commun., vol. 43, no. 33, pp.1169-1178, Mar. 1995.
- [8] S.M.Kay, "A Fast and Accurate Single Frequency Estimator", IEEE Trans. on Acoust. Speech Signal Processing, vol. 37, pp.1987-1990, Dec. 1989.
- [9] R.Hamila, et.al., "New Maximum Likelihood Based Frequency Estimator for Digital Receivers", pp.206-210, 1999.
- [10] A.J.Viterbi, et.al., "Non-Linear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission", IEEE Trans. on Info. Theory, vol. IT-29, no.4, pp.543-551, July 1983.