

IS-95 역방향링크 신호의 품질 측정 알고리즘

강성진^{1*}, 김남용²

¹한국기술교육대학교 정보기술공학부, ²강원대학교 전자정보통신공학부

Quality Measurement Algorithm for IS-95 Reverse-link Signal

Sung-Jin Kang^{1*} and Nam-Yong Kim²

¹School of Info. Tech. Engineering, Korea University of Tech. and Educ.

²School of Electronics, Info. & Comm. Eng. Kangwon National University

요약 본 논문에서는 IS-95 역방향링크 신호의 품질 측정을 위한 알고리즘을 제안하고 구현하였다. 수신 신호의 품질을 측정하기 위해서는 등화, 반송파 주파수 및 위상 오프셋 추정, 타이밍 동기가 반드시 필요하며, 모든 신호처리는 기저대역에서 수행된다. 등화기는 칩간 간섭(InterChip Interference)을 제거하기 위해, 4배 오버샘플링된 샘플에 대해서 동작하도록 설계되었다. 반송파 주파수 및 위상 오프셋 추정은 데이터 및 타이밍 정보 없이도 가능하도록 하였기 때문에, 타이밍 동기 이전에 수행된다. 타이밍 동기 시에 사용되는 보간 수(Interpolation Number)에 따라 측정의 정확도가 증가하지만, 계산량도 증가하게 된다. 따라서, 제안된 알고리즘이 구현될 플랫폼 성능에 따라 보간 수를 적절히 선택해야한다.

Abstract In this paper, we proposed and implemented a quality measurement algorithm for IS-95 reverse-link signal. To measure the quality of the received signal, equalization, carrier frequency/phase offset estimation, and timing synchronization are essential. And, all signal processing are carried out with baseband signal. The equalizer works with 4-oversampled samples to remove ICI(InterChip Interference). The frequency/phase offset estimator is followed by timing synchronizer since it can work without aid of data and timing information. As the number of interpolation in timing synchronization increases, the measurement accuracy improves, but computation load increases simultaneously. Therefore, one need to choose adequately the number of interpolation regarding to the platform performance to be used for the proposed algorithm.

Key Words : IS-95, Measurement, EVM, Frequency offset, Timing synchronization.

1. 서론

최근에 이동통신을 위한 표준은 아주 빠르게 변화하고 있으며, 이동통신 단말기는 국제 로밍 뿐 만아니라 기존에 설치되어 있는 이동 통신망과의 연동 등을 위해 한 단말기에서 2개 이상의 이동 통신 표준을 지원하고 있다. 따라서, 이동통신 단말기를 양산할 때에 무선 모듈의 품질을 측정하기 위해 다수 개의 계측 장비가 필요하게 되고, 측정 시간도 길어지는 등 이동 통신 단말기의 대량 양산을 어렵게 만들고 있다. 이러한 문제들을 해결하면서

급속한 이동 통신 표준의 변화에 대처할 수 있고, 측정 장비의 가격 경쟁력을 갖추기 위해 이동 통신용 측정 장비 제조 회사들은 그림 1과 같이 산업용 PC(industrial personal computer) 기반 플랫폼에서 DUT(device under test)의 측정 항목들을 소프트웨어로 구현하여 계측 장비를 개발하고 있는 추세이다.

과거에는 각 표준에 해당하는 독립적인 측정 장비나 전용 하드웨어 모듈을 추가하는 방식이기 때문에, 비용도 많이 들고, 테스트 시간도 길어졌지만, 그림 1과 같이 다양한 규격에 맞는 주파수를 발생하여 수신된 통과대역

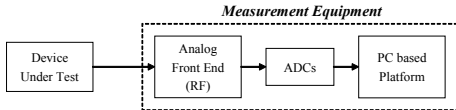
*교신저자 : 강성진(sjkang@kut.ac.kr)

접수일 10년 08월 19일

수정일 10년 08월 26일

게재확정일 10년 09월 08일

(passband) 신호를 기저대역(baseband) 신호로 변환할 수 있는 RF(Radio Frequency) 부분, 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 ADC(Analog to Digital Converter) 부분, ADC에서 샘플링된 신호를 처리하기 위한 PC 기반 플랫폼으로 장비를 구성한다. PC 기반 플랫폼에서는 소프트웨어로 RF와 ADC를 제어하고, 샘플링된 신호를 규격에 맞게 처리하여 원하는 항목을 측정할 수 있게 해준다.



[그림 1] 이동 통신 단말기 측정 장비 구조

IS-95 규격은 CDMA(Code Division Multiple Access) 기술을 사용하는 이동 통신 규격이다[1]. 현재는 3G(Third Generation) 이동 통신 규격이 대세이지만, 국내 외에서 서비스가 되고 있는 만큼 이동통신 단말기의 품질을 측정하는 장비에서 기본적으로 제공해야 하는 규격 중에 하나이다.

IS-95 역방향 링크 신호의 특징은 OQPSK(Offset Quadrature Phase Shift Keying) 변조를 사용하며, 수신기를 위한 파일럿(pilot) 신호가 존재하지 않는다. 또한, 송신기에서 대역폭을 제한하기 위해 사용되는 필터로 인해 ICI(Interchip interference)가 발생한다.

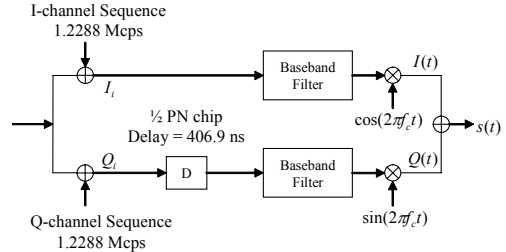
본 논문에서는 IS-95 역방향 링크 신호의 품질을 측정하는 알고리즘을 제안하고 소프트웨어로 구현하였다. 수신 신호의 품질을 측정하기 위해서는 등화기, 주파수/위상 오프셋 추정, 타이밍 동기 등이 필수적으로 필요하다 [2-4]. 등화기는 송신기에서 발생한 ICI를 제거해 주어야 하며, 주파수/위상 오프셋 추정은 파일럿 신호가 존재하지 않기 때문에 데이터 정보 없이 수행되어야 한다.

본 논문은 구성은 다음과 같다. 2장에서는 IS-95 역방향 링크의 송신기 구조에 대하여 다루고, 3장에서 제안된 측정 알고리즘을 소개한다. 4장에서는 제안된 알고리즘의 성능을 평가하고 5장에서 결론을 맺는다.

2. IS-95 역방향 링크의 송신기 구조

IS-95 역방향 링크는 액세스 채널과 트래픽 채널로 구성된다[1]. 트래픽 채널은 기본부호채널(Fundamental Code Channel)과 보조부호채널(Supplemental Code Channel)로 구성된다. 순방향 링크와 다르게, 역방향 링크의 모든 채널에서 64-ary Walsh 부호는 직교변조

(Orthogonal modulation)에 사용되고 long code에 의해 사용자가 구분된다. long code에 의해 확산된 신호는 그림 2의 송신기에 입력된다.



[그림 2] IS-95 역방향링크 송신기 구조

송신기에 입력된 신호는 I채널과 Q채널에서 각각 short PN code가 곱해진 후에 OQPSK변조된다. 그림 2의 기저대역 필터(baseband filter)는 인접 채널에 간섭을 주지 않게 하기 위해 사용되는 펄스 성형 필터인데, [1]에 정의되어 있다. 이 필터는 Nyquist 필터가 아니므로 송신 신호에서 ICI가 발생한다.

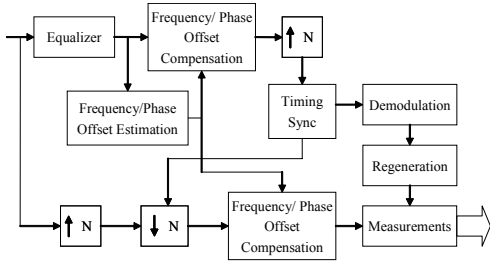
3. 제안된 측정 알고리즘

양산단계에서 단말기는 기지국에 등록이 되어있지 않을 뿐 아니라, 측정 장비가 long code를 추정하는 일은 불가능하다. 따라서, 단말기의 송신 신호에 대해서 신호 품질 측정을 수행해야 한다[6].

본 논문에서 제안된 측정 알고리즘 구조는 그림 3과 같다. 그림 3의 입력신호는 4배 오버샘플링된 ADC의 출력 신호이다. 그림 3의 구조는 크게 2개의 신호 경로로 구성된다. 첫째는 송신신호를 재생성(regeneration)하기 위해 수신신호를 복조하는 경로와 측정되어질 수신 신호 경로이다. 등화기는 송신단에서 기저대역 필터에 의해 발생된 ICI를 제거한다. 등화기 출력 신호를 이용하여 주파수/위상 오프셋을 추정하여 보정한 후에 N배 보간(interpolation)하여 타이밍 동기를 수행한다. 타이밍 동기 입력은 $(4 \times N)$ 배 오버샘플링된 신호이고, 출력은 4배 오버샘플링된 신호이며, OQPSK 복조기에 입력된다. 이 복조된 신호는 그림 2의 I_i , Q_i 가 된다. 복조된 데이터 I_i , Q_i 를 이용하여 그림 2와 같이 OQPSK변조와 기저대역 필터를 통과하여 송신신호를 재생성한다. 이 재생성된 신호는 수신 신호의 품질 측정에 기준이 되는 신호로 사용된다. 따라서, 복조과정에서 오류가 발생하면 측정 오차

가 발생하게 된다.

송신신호를 재생성하는 과정에서 얻어진 주파수/위상 오프셋 정보와 타이밍 정보는 수신 신호를 처리하는 경로에서 공통으로 사용된다. 수신 신호를 재생성된 신호와 비교하여 송신기 신호의 품질을 측정하게 된다.



[그림 3] 제안된 측정 알고리즘 구조

3.1 등화기 설계

송신단의 기저대역 필터의 임펄스 응답을 $g(k), k=0, \dots, N-1$ 이라 하고, 수신단의 등화기 필터의 임펄스 응답을 $f(k), k=0, \dots, L-1$, 두 필터의 전체 응답 $\hat{h}(k)$ 는 식 (2)와 같다.

$$\hat{h}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} g(i)f(k-i) \quad (2)$$

여기에서 $k=0, \dots, N+L-2$ 이다. 식 (2)에서 $N+L$ 을 짝수라고 가정해도 일반성을 잃지 않으므로, $h(k) = \hat{h}(k-(N+L-2)/2)$ 라고 가정하면, $h(k)$ 는 아래 식 (3)과 같이 표현된다.

식 (3)을 $\mathbf{H} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{F}$ 의 행렬로 표현하면, \mathbf{G} 는 $g(k)$ 의 Toeplitz 행렬이고, \mathbf{F} 는 $f(k)$ 의 벡터이다. 4배 오버샘플링된 수신 신호를 $s(k)$ 라 하고, 등화기를 통과한 후에 4배 down-sampling해서 얻어지는 심볼(chip)은 식 (3)의 표현을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} h(-(N+L-2)/2) \\ h(-(N+L-2)/2+1) \\ \vdots \\ h(-(N-L)/2) \\ \vdots \\ h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h((N+L-2)/2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g(0) & 0 & 0 \cdots & 0 \\ g(1) & g(0) & 0 \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g(L-1) & g(L-2) & \cdots & g(0) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g((N+L-2)/2) & \cdots & \cdots & g((N-L)/2) \\ 0 & g((N+L-2)/2) \cdots & g((N-L)/2+1) & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & g(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f(0) \\ f(1) \\ f(2) \\ \vdots \\ f(L-2) \\ f(L-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\hat{s}(k) = h(0)s(k) + \sum_{i=-\lfloor (N+L-2)/8 \rfloor}^{\lfloor (N+L-2)/8 \rfloor} \{s(k+i)h(4i)\} + n_0(k) \quad (4)$$

여기에서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 작은 가장 큰 정수를 나타내고, $n_0(k)$ 는 수신신호의 잡음을 나타낸다.

IS-95 표준에 제시되어 있는 기저대역 필터의 임펄스 응답을 사용하는 것을 가정하면 $N=48$ 이 된다. 따라서, 수신단의 등화기 필터의 길이를 $L=48$ 인 경우로 가정하면 Zero ISI 조건은 식 (5)이 표현되며, 식 (6)과 같이 행렬 형태로 표현된다.

$$h(4i) = \begin{cases} 1, & \text{for } i = 0 \\ 0, & \text{for } i = -11, -10, \dots, -1, 1, 2, \dots, 11 \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} h(-44) \\ h(-40) \\ \vdots \\ h(0) \\ h(4) \\ \vdots \\ h(44) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g(3) & g(2) & \cdots & 0 \\ g(7) & g(6) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ g(47) & g(46) & \cdots & g(0) \\ 0 & 0 & \cdots & g(4) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & g(45) & g(44) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f(0) \\ f(1) \\ f(2) \\ \vdots \\ f(46) \\ f(47) \end{bmatrix} \quad (6)$$

따라서, Least Square(LS) 추정이론에 의해, 등화기 필터의 임펄스 응답 벡터 \mathbf{F} 는 아래 식 (7)과 같이 얻을 수 있다[5].

$$\mathbf{F} = \mathbf{G}^T (\mathbf{G}\mathbf{G}^T)^{-1} \mathbf{H} \quad (7)$$

3.2 주파수 및 위상 오프셋 추정

IS-95 역방향링크 신호는 파일럿 신호가 없기 때문에, 데이터 정보를 이용한 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 사용될 수 없다. OQPSK신호에 대해서 데이터 정보 또는 타이밍 정보를 이용하지 않고 주파수 오프셋을 추정하는 알고리즘은 많은 연구가 되어왔다[2-4]. 그러나, 기존에 제안된 알고리즘은 심볼 주기 T 와 주파수 오프셋 Δf 의

곱이 $T \cdot \Delta f \geq 10^{-3}$ 을 만족하는 경우에 추정이 잘 이루어지지만, $T \cdot \Delta f \ll 10^{-3}$ 인 경우에는 추정을 정확하게 하지 못하거나, 추정 속도가 너무 느린 단점을 가지고 있다. IS-95 규격의 칩율(chip rate)이 1.2288MHz이므로 $\Delta f = 10\text{Hz}$ 이면 $T \cdot \Delta f$ 가 대략 8.1×10^{-6} 로 매우 작아서 기존의 알고리즘으로는 추정이 어렵게 되므로 새로운 알고리즘이 필요하다.

OQPSK 수신 신호의 기저대역 모델은 식 (8)과 같이 표현할 수 있다. 설명의 편의상 잡음 성분은 고려하지 않기로 한다.

$$x(t) = e^{j(2\pi\Delta ft + \theta)} \sum_i [a_i g(t - iT_c - \tau) + jb_i g(t - iT_c - T_c/2 - \tau)] \quad (8)$$

여기에서 T_c 는 칩주기, Δf 는 반송파 주파수 오프셋, θ 는 위상 오프셋, $g(t)$ 는 송신기의 펄스형성필터의 응답을 나타낸다. a_i 와 b_i 는 통계적으로 독립이며, ± 1 의 값을 가지며 발생확률은 같다. Δf 가 심볼율 $1/T_c$ 에 비해 매우 작고, 신호의 적분 구간 $L_0 T_c$ 를 $\Theta = 2\pi\Delta ft + \theta$ 가 상수가 되도록 충분히 작게 하면, 식 (8)은 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) \approx e^{j\Theta} \sum_i [a_i g(t - iT_c - \tau) + jb_i g(t - iT_c - T_c/2 - \tau)] \quad (9)$$

식 (9)의 신호를 아래 식 (10)과 같이 적분식을 정의하고, 평균을 취하면 식 (11)과 같이 된다[2].

$$\Lambda \equiv \int_0^{L_0 T_c} x^4(t) dt \quad (10)$$

$$E\{\Lambda\} = -K e^{j4\Theta} \quad (11)$$

여기에서, K 는 Θ 와 무관한 상수이다. 따라서, 식 (11)로부터 Θ 의 추정치는 식 (12)와 같이 됨을 알 수 있다.

$$\hat{\Theta} = \frac{1}{4} \left(\pi + \arg \left\{ \int_0^{L_0 T_c} x^4(t) dt \right\} \right) \quad (12)$$

식 (12)는 아날로그 적분이 포함되었다. 식 (12)를 디지털 신호로 바꾸기 위해, 칩주기 T_c 동안에 M 배 오버샘플링된 샘플을 적용하면 식 (13)과 같이 된다. 본 논문에서

서는 ADC가 $4/T_c$ 로 동작하기 때문에 $M=4$ 이다.

$$\hat{\Theta} = \frac{1}{4} \left(\pi + \arg \left\{ \sum_{m=0}^{M_0-1} x^4(m T_c/N) \right\} \right) \quad (13)$$

식 (9)와 (13)을 통해 신호 구간 $L_0 T_c$ 동안의 위상 오프셋 Θ 를 추정하는데, 타이밍 동기도 필요하지 않고, 데이터 정보도 필요하지 않음을 알 수 있다. 또한, 수신 신호를 $L_0 T_c$ 구간마다 $\hat{\Theta}$ 를 계산하여 각 구간마다 $\hat{\Theta}$ 의 변화를 계산함으로써 주파수 오프셋 Δf 를 추정할 수 있음을 알 수 있다. k 번째 $L_0 T_c$ 구간에서 추정된 위상 오프셋을 $\hat{\Theta}_k$ 라고 하면 주파수 오프셋 Δf 는 식 (14)와 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi L_0 T_c K} \sum_{k=0}^{K-1} [\hat{\Theta}_k - \hat{\Theta}_{k-1}] \quad (14)$$

식 (13)은 위상 모호성(phase ambiguity)를 가지고 있으므로, 잘못 추정된 $\hat{\Theta}$ 를 가지고 주파수 오프셋을 추정함으로써 잘못된 결과를 초래할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해, 식 (13) 대신 아래 식 (15) ~ 식(17)을 이용하여 위상 오프셋 추정 방식을 적용하였다.

$$\Phi_k = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{4} \times \arg \left\{ \sum_{m=0}^{4L_0-1} [x(m T_c/4 + (k-1)4L_0) \cdot e^{-j\hat{\Psi}_{k-1}}]^4 \right\} \quad (15)$$

$$\hat{\Theta}_k = \begin{cases} \Phi_k, & \text{if } \Phi_k \leq \pi/4 \\ \Phi_k - \frac{\pi}{2}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

$$\hat{\Psi}_k = \sum_{n=0}^k \hat{\Theta}_n \quad (17)$$

식 (14) ~ 식(17)을 이용하여 추정된 주파수 오프셋을 보상한 후에 위상 오프셋은 식 (13)을 이용하여 추정하여 보상한다. 제안된 주파수 오프셋 추정 알고리즘에 대한 성능은 4장에서 다룬다.

3.3 타이밍 동기

주파수/위상 오프셋이 보상된 신호는 N 배 보간된 후에 타이밍 동기를 맞춘다. 수신신호를 저장하지 않고, 실시간으로 타이밍 동기를 맞추는 알고리즘은 많이 알려져

있다. 그러나 EVM 측정을 위해서는 일반적인 모델과는 달리 타이밍 동기가 정확해야 측정의 정확도를 확보할 수 있다. 본 논문에서는 타이밍 동기 블록의 입력 OQPSK 신호에서 I-채널 신호에 지연을 주어 QPSK 신호로 만든 후에, 각 심볼의 표준편차를 계산하여 가장 작은 값을 갖는 시간에 타이밍 동기를 맞추도록 하였다. 타이밍 동기의 출력은 N배 데시메이션(decimation)된 신호가 출력된다.

3.4 신호 품질 측정 파라미터

IS-95 역방향 링크 신호에 대한 중요한 신호 품질 측정 파라미터는 송신기 파형 품질 계수(transmitter waveform quality factor) ρ 와 EVM이며, 아래 식과 같이 정의된다[6,7].

$$\rho = \frac{\left| \sum_{k=1}^M s_k r_k^* \right|^2}{\sum_{k=1}^M |s_k|^2 \sum_{k=1}^M |r_k|^2} \quad (18)$$

$$EVM = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^M |s_k - r_k|^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^M |s_k|^2}} \quad (19)$$

여기에서 s_k 와 r_k 는 각각 기준이 되는 이상적인 신호 $s(t)$, 수신 $r(t)$ 를 $t_k = (k-1)T_c/2$ 에 샘플링된 신호를 나타낸다.

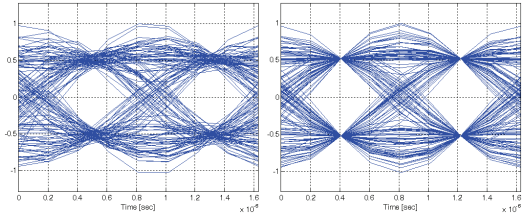
OQPSK 변조를 사용하기 때문에, 한 칩당 2배 오버샘플링한 신호를 사용하여 ρ 와 EVM을 계산한다[7]. 이외에도 진폭에러, 위상 에러, I/Q DC 오프셋 등이 측정되어야 한다.

4. 성능평가

일반적으로 단말기의 신호 품질 측정은 모델의 변조 특성을 측정하는 것이 주요 목적이기 때문에, 측정하고자 하는 단말기와 측정 장비를 케이블로 연결하여 측정을 하므로, AWGN 채널 환경으로 간주할 수 있다. 따라서, 모든 성능 평가는 AWGN 채널 환경으로 가정한다.

그림 4는 설계된 등화기의 입출력 신호에 대한 아이패턴을 보여준다. 좌측 그림이 입력신호이고, 우측 그림이 출력신호인데, 등화기 출력 신호에서 샘플링 순간에 ICI

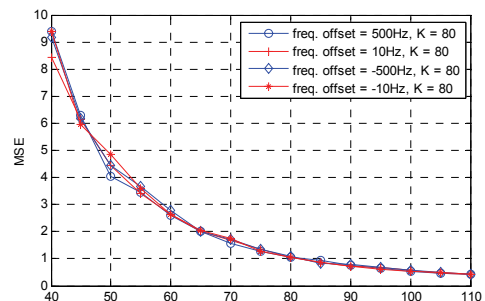
가 잘 제거되고 있음을 확인 할 수 있다.



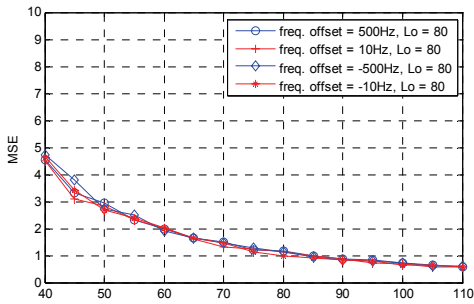
[그림 4] 등화기 입출력 신호에 대한 아이패턴

그림 5와 그림 6은 본 논문에서 제안된 주파수 오프셋 추정 알고리즘의 성능을 보여준다. 식 (14)의 L_0 와 K 값에 따른 추정된 주파수 오프셋의 MSE(mean squared error) 곡선이며, $E_b/N_0=30\text{dB}$ 로 고정하고 1000번 시행하여 평균을 구한 것이다. 그림 5는 $K=80$ 으로 고정하고 L_0 를 변화시켰을 때, 주파수 오프셋이 500Hz, -500Hz, 10Hz, -10Hz인 경우에 대한 MSE 성능을 보여준다. 주파수 오프셋에 상관없이 유사한 추정 성능을 보이며, L_0 가 커짐에 따라 정확도가 증가하고 있음을 볼 수 있다. 그림 6은 그림 5와 반대로 $L_0=80$ 으로 고정하고 K 를 변화시켰을 때 추정 성능 곡선이다. 그림 5와 유사한 특성을 나타내고 있다.

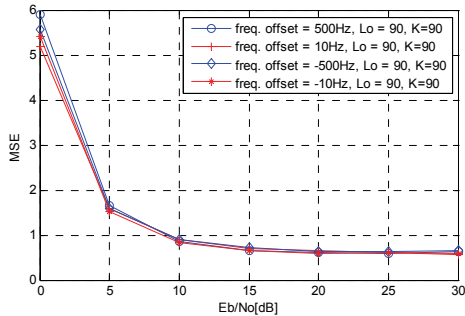
그림 7은 $L_0=90$, $K=90$ 으로 고정하고 E_b/N_0 의 변화에 따른 주파수 오프셋 추정 값에 대한 MSE 성능을 나타낸다. E_b/N_0 가 5dB이하에서는 추정 오차가 다소 크지만, 5dB 이상에서는 안정적인 추정 성능을 보이고 있다.



[그림 5] L_0 값 변화에 따른 주파수 오프셋 추정 오차 (MSE)



[그림 6] K 값 변화에 따른 주파수 오프셋 추정 오차 (MSE)



[그림 7] E_b/N_0 변화에 따른 주파수 오프셋 추정 오차 (MSE)

표 1은 제안된 측정 알고리즘을 소프트웨어로 구현하여 IS-95 역방향링크 신호에 대한 품질을 측정 결과와 Agilent 장비로 측정한 결과를 비교하였다. 제안된 알고리즘은 ADC 출력 데이터를 입력으로 하여 수행된 결과이다. 주파수 오프셋은 500Hz이고, 보간수 $N=64$ 로 설정하여 측정결과이며, Agilent 측정 장비와 비교하여 유사한 측정 결과를 보이고 있음을 볼 수 있다.

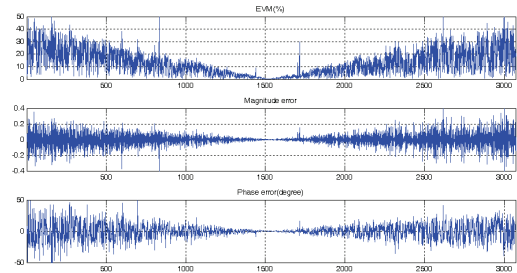
[표 1] 측정 결과 비교($\Delta f = 500\text{Hz}$)

Parameter	proposed	Agilent	
Rho(ρ)	0.99998	0.99998	
Frequency Error(Hz)	499.4938	500.1800	
EVM(%)	rms	0.46	0.46
	peak	1.60	2.18
Mag. Error(% rms)	0.33	0.26	
Phase Error($^\circ$ rms)	0.21	0.25	
I/Q origin offset(dBc)	-52.70	-57.51	

표 2는 표 1과 동일한 조건에서 제안된 알고리즘의 보간수 N 을 증가시켰을 때 신호 측정 결과이다. 표 2에서 볼 수 있듯이, 보간수를 증가시키면 측정 결과의 정확도가 향상됨을 알 수 있다. 그러나, 보간수가 증가함에 따라 계산량도 증가되어 소프트웨어의 실행속도가 느려지게 된다.

[표 2] 보간수에 따른 측정 결과 비교

Interpolation Number	N=32	N=48	N=64	
Rho(ρ)	0.99995	0.99997	0.99998	
Frequency Error (Hz)	499.49	499.49	499.49	
E V M (%)	rms	0.74	0.57	0.46
	peak	1.82	1.78	1.60
Mag. Error (% rms)	0.45	0.38	0.33	
Phase Error ($^\circ$ rms)	0.44	0.31	0.21	
I/Q origin offset (dBc)	-52.68	-52.71	-52.70	



[그림 8] sampling frequency error가 1KHz인 경우 EVM 측정 결과($N=64$)

그림 8은 주파수 오프셋은 존재하지 않지만, ADC의 샘플링 주파수 오프셋이 1KHz일 때의 측정 결과이다. 샘플링 주파수 오프셋 때문에 신호의 EVM이 측정 구간의 중심에서 외곽으로 갈수록 커짐을 볼 수 있다.

표 1, 표 2, 그림 8을 통해 제안된 알고리즘이 주파수 오프셋, 샘플링 주파수 오프셋이 존재할 때에도 정확하게 신호의 품질을 측정하고 있음을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 IS-95 역방향링크 신호의 품질 측정 알

고리즘을 제안하고 소프트웨어로 구현하였다. IS-95 역방향링크 신호의 특성으로 인해 송신기에 발생하는 ICI를 제거할 수 있는 등화기가 반드시 필요하다. 또한, 파일럿 신호가 없기 때문에, 데이터 정보없이 주파수 오프셋 추정을 수행해야한다.

실험 결과로부터, 제안된 등화기가 ICI를 잘 제거하고 있음을 확인 했다. 제안된 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 L_0 , K 가 증가함에 따라 추정의 정확도가 향상됨을 볼 수 있었다. 또한, $T_c \cdot \Delta f$ 가 매우 작음에도 불구하고 주파수 오프셋 추정이 정확하며, E_b/N_0 가 변화에 대해 안정적인 성능을 가진다.

제안된 측정 알고리즘은 주파수 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋이 존재할 때에도 정확하게 신호의 품질을 측정할 수 있고, 보간수를 증가시킬수록 정확한 측정결과를 얻을 수 있다. 하지만, 보간수를 증가시키면 계산량이 증가하므로 구현된 소프트웨어가 동작하게될 플랫폼의 특성에 따라 적절히 선택해야한다.

참고문헌

- [1] ANSI/TIA/EIA-95-B-1998. Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Spread Spectrum Systems.
- [2] U. Menagali, A. Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum Press, 1997
- [3] H. Meyr, M. Moeneclaey, S. Fechtel, *Digital Communication Receivers*, John Wiley & Sons, 1998
- [4] J. Proakis, M. Salehi, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 5th ed., 2008
- [5] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, 4th ed., 2008.
- [6] Agilent Technologies, "Designing and Testing cdma2000 Mobile Stations," Application Note 1358.
- [7] 3GPP2 C.S0011-C, "Recommended Minimum Performance Standards for cdma2000 Spread Spectrum Mobile Stations," Release C, Ver 2.0, Feb. 2006.

강 성 진(Sung-Jin Kang)

[정회원]



- 1994년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1998년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
- 1998년 12월 ~ 2000년 1월 : ETRI 선임연구원
- 2000년 3월 ~ 2002년 8월 : (주) 이노텔리텍

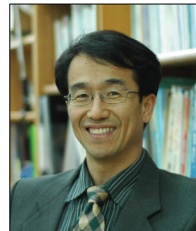
- 2002년 9월 ~ 2007년 2월 : 전자부품연구원 책임연구원
- 2007년 3월 ~ 현재 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수

<관심분야>

WPAN/WLAN, MODEM SoC

김 남 용(Nam-Yong Kim)

[정회원]



- 1988년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1991년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
- 1992년 3월 ~ 1998년 2월 : 관동대학교 전자통신공학과 부교수
- 1998년 3월 ~ 현재 : 강원대학교 공학대학 전자정보통신공학부 교수

<관심분야>

Adaptive Equalization, RBFN, Odour Sensing Systems