

GSM 신호 측정기의 소프트웨어 구현

홍대기¹, 강성진^{2*}

¹상명대학교 정보통신공학과, ²한국기술교육대학교 정보기술공학부

Software Implementation of GSM Signal Measurements

Dae-Ki Hong¹ and Sung-Jin Kang^{2*}

¹Dept. of Info. Comm. Eng., SangMyung University

²School of Info. Tech., Korea University of Tech. and Edu.

요약 본 논문에서는 GSM (Global System for Mobile Communication) 단말의 성능을 측정하기 위한 측정기의 기능을 소프트웨어로 구현하고 GSM 신호 발생기를 통해 발생된 신호를 이용해 구현된 소프트웨어 측정기의 성능을 평가해본다. 일반적으로 통신신호 측정기는 매우 정밀한 정확도를 필요로 하므로 정확도가 충분히 높지 않은 일반 통신 모뎀 수준의 수신 알고리즘을 직접적으로 측정기에 적용할 수는 없다. 본 논문에서는 GSM 신호의 정밀한 측정을 위한 새로운 GSM 신호의 수신 알고리즘을 제안한다. 제안된 GSM 수신 알고리즘에는 2단계(개략적 단계, 미세 단계)의 파라미터(심볼 타이밍, 주파수 오프셋, 반송파 위상) 추정방식을 사용하였다. 또한 수신신호의 보간을 이용하여 수신 신호 샘플의 개수를 증가시킴으로서 측정의 정확도를 향상시켰다. 본 논문에서 제안된 GSM 신호 측정 방식은 하드웨어를 구현하기 전에 소프트웨어를 이용하여 사전에 측정 성능을 검증하는데 사용될 수 있다. 또한 구현된 소프트웨어 알고리즘을 속도측면에서 최적화함으로써 직접 GSM 신호 측정을 위한 상용 시스템으로도 이용할 수 있다.

Abstract In this paper, we implement measurement functionality for performance measurement of the GSM (Global System for Mobile Communication) terminal by using software. Generally speaking, the receiving algorithms in normal modems cannot be used directly to the measurement system due to the lack of the algorithm accuracy. In this paper, we propose the new receiver algorithm for precise GSM signal measurements. In the receiving algorithm, 2-stage (coarse stage, fine stage) parameters estimation (symbol-timing, frequency offset, carrier phase) scheme is used. To improve the estimation accuracy, we increase the number of the received signal samples by interpolation. The proposed GSM signal measurement algorithm can be used for verifying the hardware measurement system. In addition, the proposed algorithm can be used for the commercial system through code execution speed optimization.

Key Words : GSM, Measurement System, Parameter Estimation

1. 서론

유럽의 이동통신 표준인 GSM (Global System for Mobile Communication) 시스템은 가장 대표적인 이동통신 표준의 하나이고 전 세계 80%이상의 사용자를 보유하고 있으며 사용자의 수도 지속적으로 증가하고 있다. GSM 협회가 발표한 세계 휴대전화 이용 현황에 관한 조사 결과에 따르면, 2008년 9월 현재 EDGE를 포함한 GSM 휴대전화 이용자 수가 30억 명을 넘어선 것으로 집

계되고 있다[1]. 즉 여전히 GSM 단말기 시장은 이동통신 단말시장의 대부분을 점유하고 있으며 상용 단말기 생산량 또한 매우 크다고 볼 수 있다.

상용화 수준에서 생산된 무선 이동 통신 시스템의 단말기의 성능을 테스트하기 위해서는 무선 이동 통신 시스템 단말기에서 송신된 신호의 특성 및 성능을 평가하기 위한 측정기가 필요하다. 이러한 측정기는 주로 하드웨어를 통해 구현된 형태로 다양하게 출시되어 있다. 이러한 측정 장비들을 주로 개발하는 업체로는 미국의

*교신저자 : 강성진(sjkang@kut.ac.kr)

접수일 09년 06월 08일

수정일 09년 09월 14일

게재확정일 09년 09월 16일

Agilent사와 국내의 Innowireless사 등이 있다 [2][3].

Agilent사에서 출시된 측정 장비들 중에서 ESA-E [4] 시리즈는 선택사양 (Option BAH)으로 GSM 신호를 측정하는 기능을 제공하고 있다. 이 장비는 다중 슬롯 (Multi-Slot)에 대해 위상 오류 (Phase Error), 크기 오류 (Magnitude Error) 그리고 오류 벡터 크기 (EVM : Error Vector Magnitude) 등을 측정해주며 극좌표 벡터 (Polar Vector) 및 성상도 (Constellation)를 디스플레이 해주는 기능을 갖고 있다. 이 장비를 참고하여 GSM 단말기 테스트를 위해 측정이 필요한 파라미터를 나열하면 다음과 같다 [5,8].

- 첨두 위상 오류 (Peak Phase Error)
- 첨두 위상 위치 (Peak Phase Position)
- RMS (Root Mean Square) 위상 오류
- 평균 주파수 오류 (Mean Frequency Error)
- 동위상/직교위상 오프셋 (I/Q Offset)
- RF (Radio Frequency) 포락선 (Envelope)

본 논문에서는 GSM 단말의 성능을 측정하기 위한 측정기의 기능 즉 위에 열거된 파라미터를 소프트웨어로 구현하고 GSM 신호 발생기를 통해 발생된 신호를 이용해 구현된 소프트웨어 측정기의 성능을 평가해본다. 일반적으로 통신 신호 측정기는 매우 정밀한 정확도를 필요로 하므로 정확도가 충분히 높지 않은 일반 통신 모뎀 수준의 수신 알고리즘을 직접적으로 측정기에 적용할 수는 없다. 본 논문에서는 GSM 신호의 정밀한 측정을 위한 새로운 GSM 신호의 수신 알고리즘을 제안한다. 제안된 GSM 수신 알고리즘에는 2단계 (개략적 단계, 미세 단계)의 파라미터 (심볼 타이밍, 주파수 오프셋, 반송파 위상) 추정방식을 사용하였다. 또한 수신신호의 보간을 이용하여 수신 신호 샘플의 개수를 증가시킴으로써 측정의 정확도를 향상시켰다. 본 논문에서 제안된 GSM 신호 측정 방식은 하드웨어를 구현하기 전에 소프트웨어를 이용하여 사전에 측정 성능을 검증하는데 사용될 수 있다. 또한 구현된 소프트웨어 알고리즘을 속도측면에서 최적화함으로써 직접 GSM 신호 측정을 위한 상용 시스템으로도 이용할 수 있다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 측정과 관련된 GSM 시스템의 개요를 소개한다. 3장에서는 표준에 따라 구현된 GSM 송신기를 설명한다. 4장에서는 본 논문에서 제안한 GSM 신호 측정방식을 설명하고 이를 소프트웨어로 구현한다. 5장에서는 구현된 소프트웨어 측정기를 이용한 다양한 측정 결과를 제시한다. 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

2. GSM 시스템 개요[6]

본 장에서는 GSM 시스템에 대한 개요를 소개한다. 특히 버스트의 종류 (Burst Type), 변조 형식 (Modulation Format), 시간분할 다중접속 프레임 (TDMA Frame: Time Division Multiple Access Frame)의 구조를 중점적으로 서술한다.

2.1 버스트 종류

GSM에서 하나의 타임 슬롯 (Time-Slot, 버스트가 전송되는 구간)은 156.25개의 심볼 길이로 구성되어 있다. 이 156.25개의 심볼 길이의 구간에서 다음과 같은 5개의 버스트 종류 중 하나가 전송될 수 있다.

- 표준 버스트 (NB: Normal Burst)
- 주파수 버스트 (Frequency Correction Burst)
- 동기 버스트 (Synchronization Burst)
- 더미 버스트 (Dummy Burst)
- 접속 버스트 (Access Burst)

각 버스트 종류 모두를 설명하기에는 지면이 부족하므로 본 논문에서는 표준 버스트에 대해서만 설명하도록 한다. 다음의 표 1에는 표준 버스트에 대한 비트 할당 방법이 제시되어 있다.

[표 1] 표준 버스트의 비트 할당

BN	길이	Field의 구성
0-2	3	테일 비트 (TB: Tail Bits)
3-60	58	암호화된 비트 (Encrypted Bits)
61-86	26	훈련 수열 (Training Sequence)
87-144	58	암호화된 비트 (Encrypted Bits)
145-147	3	테일 비트
148-156	8,25	보호 구간 (GP: Guard Period)

[표 2] 훈련 수열 부호에 따른 훈련 수열 심볼

TSC	훈련 수열 심볼 (BN61, BN62 .. BN86)
0	(0,0,1,0,0,1,0,1,1,1,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,0,1,0,1,1,1)
1	(0,0,1,0,1,1,0,1,1,1,0,1,1,1,1,0,0,0,1,0,1,1,0,1,1,1)
2	(0,1,0,0,0,0,1,1,1,0,1,1,1,0,1,0,0,1,0,0,0,0,1,1,1,0)
3	(0,1,0,0,0,1,1,1,1,0,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,0,0,1,1,1,0)
4	(0,0,0,1,1,0,1,0,1,1,1,0,0,1,0,0,0,0,0,1,1,0,1,0,1,1)
5	(0,1,0,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,0,0,0,0,1,0,0,1,1,1,0,1,0)
6	(1,0,1,0,0,1,1,1,1,1,0,1,1,0,0,0,1,0,1,0,0,1,1,1,1,1)
7	(1,1,1,0,1,1,1,1,0,0,0,1,0,0,1,0,1,1,1,0,1,1,1,1,0,0)

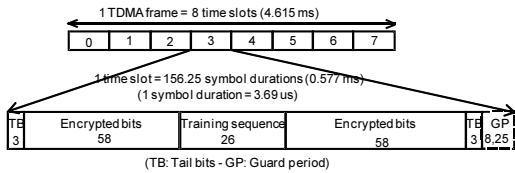
먼저 비트 번호 (BN: Bit Number) 0-2와 145-147에는 테일 비트가 할당된다. 테일 비트는 모두 0으로 채워진다. 비트 번호 3-60, 87-144에는 암호화된 정보비트가 채워진다. 타임 슬롯의 중앙부 즉 비트번호 61-86에는 보통 미드엠블로 알려져 있으며 채널 추정에 사용되는 훈련 수열 심볼 (Training Sequence Symbol)들이 채워진다. 이 훈련 수열 심볼은 훈련 수열 부호 (TSC: Training Sequence Code)에 의해 선택되며 TSC 0부터 TSC 7까지 총 8가지의 종류를 가지고 있다. 표 2에는 훈련 수열 부호에 따른 훈련 수열 심볼을 보여주고 있다. 본 장에서 언급하지는 않았지만 앞서 설명한 버스트의 종류에 따라 비트 할당 방식이나 훈련 심볼의 종류 등이 매우 다르다.

2.2 TDMA 프레임 구조

그림 1에는 TDMA 프레임 및 버스트의 구조가 나타나 있다. 버스트가 전송되는 타임 슬롯 8개가 모여서 하나의 TDMA 프레임을 구성하게 된다. 또한 TDMA 프레임이 여러 개 모이면 다중 프레임 (Multi-Frame)을 구성하게 된다. TDMA 프레임 이상의 프레임은 본 논문의 관심대상이 아니므로 여기서는 논의를 TDMA 프레임 내로 한정한다. 이 TDMA 프레임에서 GSM의 다중 사용자 접속이 이루어지게 된다.

GSM에서 반송파간 간격은 200KHz이다. TDMA 프레임은 4.615ms의 시간 길이를 갖고 있다. 따라서 하나의 시간 슬롯의 시간 길이는 0.576875ms이며 하나의 심볼의 심볼 시간은 3.692μs이며 심볼율은 1625/6 ≈ 270.833 Ksps이다.

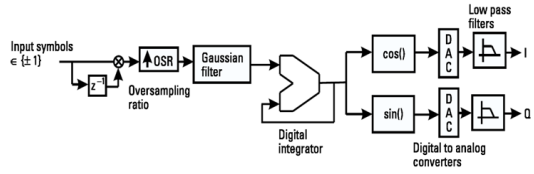
본 논문에서 송신신호는 TDMA 프레임 단위로 전송되며 측정기에서는 시간 슬롯 단위로 측정을 수행한다고 가정한다.



[그림 1] TDMA 프레임 및 버스트 구조

3. GSM 송신기 구조

그림 2는 본 논문에서 구현한 GSM 송신기[9, 10]의 구조를 나타내고 있다. 본 송신기는 Gaussian Filtered Minimum Shift Keying) 변조를 사용한다[7].



[그림 2] GSM 송신기 구조

먼저 규정된 표준에 따라 전송하려는 정보비트를 아래 식과 같은 차분 부호기 (Differential Encoder)에 통과시킨다.

$$\hat{d}_i = d_i \oplus d_{i-1} \quad \text{where} \quad d_i \in \{0,1\} \quad (1)$$

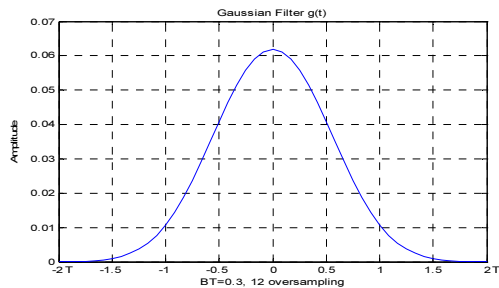
여기서 최초의 전송 심볼 즉 더미 심볼은 1이라고 가정한다. 차분 부호화가 수행된 데이터는 다음과 같이 극성 신호로 변환한다.

$$\alpha_i = 1 - 2\hat{d}_i \quad \text{where} \quad \alpha_i \in \{-1,+1\} \quad (2)$$

이후에 신호와 관련된 추정치의 정확도를 높이려면 과 표본화 (Oversampling)를 수행하여야 하는데 지나치게 높은 비율로 표본화를 수행하면 복잡도가 커져 실행속도가 느려지므로 적절한 값을 선택하여야 한다. 과 표본화가 수행된 신호는 아래와 같은 가우시안 필터 (Gaussian Filter)를 통과하게 된다.

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left(Q \left(2\pi B \frac{t-T/2}{\sqrt{\ln(2)}} \right) - Q \left(2\pi B \frac{t+T/2}{\sqrt{\ln(2)}} \right) \right) \quad (3)$$

위에서 $Q(x)$ 는 Q함수이고 B 는 가우시안 필터의 3-dB 대역폭이며 T 는 심볼 구간을 의미한다. BT 는 정규화 된 대역폭이며 GSM에서는 $BT=0.3$ 이다. 참고적으로 12 배의 과 표본화를 수행한 가우시안 필터의 임펄스 응답의 모양은 그림 3과 같다.



[그림 3] 가우시안 필터의 임펄스 응답

가우시안 필터를 통과한 신호는 적분기를 통과함으로써 아래의 식과 같은 GMSK 변조 신호의 위상을 만들어낸다.

$$\varphi(t) = \sum_i \alpha_i \pi h \int_{-\infty}^{t-iT} g(u) du = \sum_i \alpha_i \pi h \int_{-\infty}^t g(\tau - iT) d\tau \quad (4)$$

위에서 h 는 변조 지수로서 0.5의 값으로 설정하여야 하며 이는 매 데이터 구간마다 최대 $\pi/2$ 의 위상 변화가 발생한다는 것을 의미한다. 이를 만족하기 위해 식 (3)의 $g(t)$ 는 그림 3과 같이 $\int_{-\infty}^{\infty} g(t) dt = 1$ 을 만족해야한다.

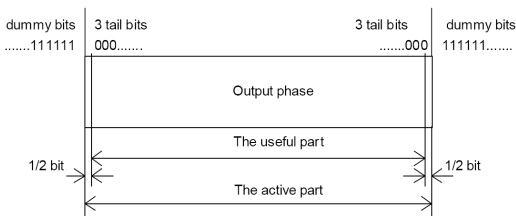
최종적으로 발생된 위상은 디지털-아날로그 변환기(DAC: Digital-to-Analog Converter)를 거쳐 아래와 같은 통과대역 전송신호로 변환된다.

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (5)$$

위에서 E 는 전송신호의 에너지이고 f_c 는 반송파 주파수이며 φ_0 는 초기 위상이다.

4. GSM 신호 측정을 위한 수신기

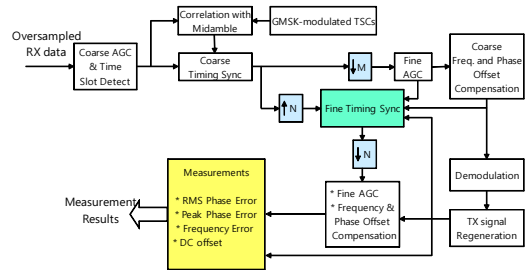
GSM 신호의 측정은 모든 심볼에 대하여 측정하는 대신에 그림 4와 같이, "Useful part"부분의 심볼만을 가지고 측정을 수행해야 한다[7,8]. 그림 4에서 Active Part는 148심볼로서 실제로 전송되는 부분이며 Useful Part는 Active Part의 앞뒤로 0.5 심볼씩을 제거한 147개 심볼로 한정된 부분이다.



[그림 4] 더미 비트, Active Part, Useful Part의 범위

본 논문에서 구현한 GSM 신호 측정기의 구조는 그림 5와 같다. GSM 신호가 RF단에 입력이 되면 baseband로 down-conversion된 후에 M배로 과표본화(oversampling)되어 원하는 관찰 시간 동안 메모리에 저장된 후에 그림

5의 GSM 신호 측정기로 입력이 된다.



[그림 5] 제안된 GSM 신호 측정기

4.1 시간 슬롯 검출

측정기는 먼저 과표본화¹⁾된 수신 신호 (Oversampled RX Data)를 받아들인다. 수신 신호는 그 신호의 크기가 일정하지 않다고 가정하는 것이 일반적이므로 먼저 개략적인 자동 이득 제어 (AGC: Automatic Gain control)를 수행한다. 이는 과 표본화 샘플 단위로 수행하거나 혹은 심볼 단위로 수행할 수 있다. 다만 여기서의 AGC는 개략적인 목적이므로 심볼 단위로 수행해도 정확도에 문제가 없다. 이 AGC를 수행하지 않으면 시간 슬롯 검출 (Time Slot Detect)을 위해 설정한 상관값의 임계치를 상수로 설정하기 어려워진다.

AGC가 수행된 데이터에 대해 시간 슬롯 검출을 시도하게 된다. 시간 슬롯 검출 방식은 다음과 같다. 8개의 시간 슬롯이 연속된 TDMA 프레임은 각 시간 슬롯에 포함된 보호구간에서 아무런 데이터도 전송하지 않는다. 따라서 이 구간에서의 전력은 잡음만 포함되어 있기 때문에 거의 영에 가깝다. 그러므로 임의의 윈도우 크기를 갖는 윈도우를 연속적으로 두 개 두어 수신신호를 연속적으로 입력한 후 두 윈도우에 입력된 신호의 크기를 구하게 한다. 본 논문에서는 첫 번째 윈도우의 길이 L_1 과 두 번째 윈도우의 길이 L_2 를 같게 두고, 전체 윈도우 길이를 $L = L_1 + L_2 = 2M$ 으로 설정하였다. 여기에서 M 은 과표본화 개수이다. 첫 번째 윈도우의 크기를 E_{w1} , 두 번째 윈도우의 크기를 E_{w2} 라 하고 각각, 식 (6), (7)과 같이 계산한다. 이 때 계산된 $E_{w2}(k)$ 가 $E_{w2}(k)/L_2 > 0.1$ 을 만족할 때, $(E_{w1}(k) + E_{w2}(k))/(L_1 + L_2) < 0.1$ 을 만족하면 시간 슬롯의 시작으로 판단한다.

$$E_{w1}(k) = \sum_{l=0}^{L_1} |r(k-l)| \quad (6)$$

1) 여기서는 12배의 오버샘플을 이용하였다.

$$E_{u2}(k) = \sum_{l=1}^{L_0} |r(k+l)| \quad (7)$$

여기에서 $r(k)$ 는 과표본화되어 측정에 입력되는 k 번째 수신 데이터를 나타낸다. 시간 슬롯 검출은 전적으로 데이터에 대한 아무런 정보 없이 수행된다.

4.2 개략적 심볼 타이밍

시간 슬롯 검출기는 대략적인 슬롯의 시작 위치만을 찾게되므로, 이후에 정확한 심볼 타이밍을 수행하여야 한다. 제안된 측정기는 개략적 심볼 타이밍과 미세 심볼 타이밍으로 구성된다. 개략적 심볼 타이밍은 수신된 신호를 복조하기 위해 수행하며, 미세 심볼 타이밍은 정확한 신호를 측정하기 위해 개략적인 주파수 및 위상 오프셋을 제거한 신호를 이용하여 정확한 심볼 타이밍을 추출하게 된다.

심볼 타이밍을 추출하기 위해서는 송신 신호에 수신기가 사전에 알고 있는 데이터가 포함되어야 하므로 표 2의 훈련 수열을 이용한다. 표 2의 훈련 수열의 길이는 26심볼인데 GMSK 변조에서는 심볼이 변조기의 가우시안 필터를 통과할 때 ISI (intersymbol interference)가 발생하므로 26심볼의 첫 부분과 끝 부분의 일부를 떼어내고 사용하여야 한다. 본 논문에서는 훈련 수열의 앞뒤로 2개씩을 제거하여 총 22개의 심볼을 사용하여 상관값을 구한다.

$$R_k(n) = \sum_{l=1}^{22} r(n + (3 + 58 + 2 + l) \cdot M) \cdot \tau_k^*(2+l) \quad (8)$$

여기에서, *는 공액 복소 (complex conjugate)를 나타내며, $\tau_k(l)$ 은 표 2의 8개의 훈련 수열 중에서 k 번째 훈련 수열을 GMSK 변조했을 때, l 번째 심볼을 나타낸다.

GSM 시스템에서는 훈련 수열이 시간 슬롯의 중간에 위치하며 길기도 데이터 구간에 비해 짧기 때문에, 수신 데이터와 훈련 수열을 상관을 취하게 되면 false alarm이 발생할 확률이 매우 크게 된다. 따라서, 본 논문에서는 앞 절에서와 같이 보호 구간을 검출하여 시간 슬롯의 시작을 추정된 후에, 훈련 수열의 시작으로 추정되는 위치에서 훈련 수열과 상관을 취하는 구조를 선택함으로써, false alarm의 발생을 방지하도록 하였다. 따라서, 식 (8)에서 상관에 사용되는 수신 데이터는 테일 3심볼, 데이터 58심볼, 훈련 수열 2심볼 이후의 22개의 수신 데이터를 이용하여 상관을 취하게 된다.

훈련 수열은 여러 종류가 있으므로 측정기에서는 이 훈련 수열을 자동으로 검출하기 위해 방법이 필요하다. 이를 위해서 제안된 측정기에서는 총 8가지의 훈련 수열

에 대해 모두 상관을 취하여 가장 큰 상관값을 갖는 것을 선택하여 훈련 수열의 종류를 자동으로 검출하게 된다.

개략적인 심볼 타이밍이 추출되면 보호구간을 제외한 148개의 심볼을 추출하여 개략적인 주파수 오프셋 및 반송파 위상을 추정하고, 복조를 수행한다.

4.3 개략적 주파수 오프셋 및 반송파 위상 보상

개략적인 심볼 타이밍, 주파수 오프셋, 그리고 반송파 위상 추정은 오직 데이터 복조 위한 작업이므로 22개 훈련 수열의 M배 데시메이션을 수행한 정 샘플에 대해서 주파수 오프셋 및 반송파 위상을 추정한다.

일반적인 버스트 모드의 통신 시스템에서 주파수 오프셋을 추정하는 알고리즘은 [11]에 잘 나타나 있다. [11]에서는 다양한 알고리즘 (ML, L&W, Fitz, and L&R)이 나타나 있는데 이 중에서 추정 범위도 넓고 정확도도 우수한 알고리즘은 최우도 (ML: Maximum Likelihood) 알고리즘이며 아래 식과 같다.

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T} \sum_{m=1}^N w(m) \times [\arg\{R(m)\} - \arg\{R(m-1)\}]_{2\pi} \quad (9)$$

여기에서, $w(m)$ 은 평탄화 함수 (smoothing function)이며, 식 (10)과 같다.

$$w(m) = \frac{3[(L_0 - m)(L_0 - m + 1) - N(L_0 - N)]}{N(4N^2 - 6NL_0 + 3L_0^2 - 1)} \quad (10)$$

식 (9)와 식 (10)에서 설명되지 않은 변수들은 참고문헌 [11]에 정의되어 있으며, 본 논문에서 $N=22$, $L_0 = N/2 = 11$ 이다. 식 (9)의 ML 알고리즘을 이용하여 주파수 오프셋이 보정되면 식 (11)을 이용하여 위상 오프셋을 추정한다.

$$\hat{\theta}_d = \arg \left(\frac{\text{imag} \left[\sum_{l=1}^{22} r'(3 + 58 + 2 + l) \cdot \tau_k^*(2+l) \right]}{\text{real} \left[\sum_{l=1}^{22} r'(3 + 58 + 2 + l) \cdot \tau_k^*(2+l) \right]} \right) \quad (11)$$

여기에서 $r'(l)$ 은 주파수 오프셋이 보정된 수신 데이터를 나타내며, $\text{real}[\cdot]$, $\text{imag}[\cdot]$ 는 각각 복소수의 실수부와 허수부를 의미한다.

4.4 데이터 복조 및 송신 신호 재생성

이제 심볼 타이밍, 주파수 오프셋, 반송파 위상 등 복조에 필요한 모든 파라미터의 추정 및 복원이 완료되었

으므로 GMSK 복조를 수행하고, 이 때 얻어진 148개의 복조된 심볼을 사용하여 그림 2의 송신기를 구성하여 GSM 신호를 재생성한다. 재생성된 GSM 신호는 수신된 신호를 측정하는 기준이 된다.

4.5 미세 심볼 타이밍

GSM 신호 측정기에서는 미세한 심볼 타이밍 오류가 측정 오류에 영향을 미치므로 일반적인 모델과 달리 미세한 심볼 타이밍을 추출해야만 한다. 일반적으로 아날로그-디지털 변환기(ADC: Analog-to-Digital Converter)의 샘플링 타이밍은 심볼 구간의 정 중앙에서 샘플링 하도록 타이밍이 맞추어져 있지 않으므로, 수신 신호를 보간(interpolation)하여 세밀한 심볼 타이밍 정보를 추출하게 된다. 그러나 전체 수신한 데이터를 보간하여 연산을 수행하게 되면, 연산량이 과도하게 증가하게 되므로, 본 논문에서는 개략적인 심볼 타이밍 시점을 기준으로 $-T \sim T$ 구간에 대하여 10배의 보간을 수행하여 미세한 심볼 타이밍을 조정한다.

개략적인 심볼 타이밍은 26개의 훈련 수열에서 앞뒤로 2개를 제외한 22개의 훈련 수열을 이용하였지만, 미세 심볼 타이밍에서는 데이터 복조를 통해 재생성된 GSM 신호를 기준 신호로 사용하기 때문에, 26개의 훈련 수열 모두를 사용하여 미세 심볼 타이밍 정보를 추출한다.

$$R'(k) = \sum_{l=1}^{26} r''(k + (3 + 58 + l) \cdot M \cdot N) \cdot \tau_{regen}^*(l) \quad (12)$$

여기에서, *는 공액복소를 의미하며, $r''(n)$ 은 수신 신호로부터 식 (9), (11)에서 추정된 \hat{f}_d 와 $\hat{\theta}_d$ 를 보상한 후에 N배 보간한 신호이며, $\tau_{regen}(l)$ 은 재생성된 GSM 신호에서 훈련 수열의 l번째 신호를 나타낸다. 식 (8)에서는 TSC가 추출되기 전이므로 TSC에 따라 계산되어야 하지만, 식 (12)에서는 이미 TSC가 추정되었기 때문에, 모든 TSC에 수행할 필요없이 추정된 TSC의 훈련 수열 신호에 대하여 상관을 구하여 $R'(k)$ 의 peak 값이 나타나는 시점이 미세 타이밍 시점이 된다.

4.6 미세 주파수 오프셋 및 반송파 위상 보상

미세 심볼 타이밍을 통해 타이밍 정보가 추출되면 N배 보간되었던 신호로부터 다시 N배 데시메이션을 하고 과표본화 M배 만큼 데시메이션을 하면 148개의 심볼 $r'''(k), k=1, 2, \dots, 148$ 을 얻을 수 있다. 이 148개의 심볼은 미세한 심볼 타이밍이 조정되었고, 개략적인 주파수 과 위상 오프셋이 보상된 신호이다. 이 신호와 재생성된

GSM 신호를 이용하여 미세 주파수 오프셋 및 반송파 위상 오프셋을 추정하여 보상할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 주파수 오프셋과 위상 오프셋을 추정하는 알고리즘이 다수 제안되어 있다. 본 논문에서는 Least Square(LS) 추정기[12]를 사용하여 미세한 주파수 오프셋과 반송파 위상을 추정한다.

$$\begin{bmatrix} \Delta f \\ \phi_0 \end{bmatrix} = (\Lambda^T \Lambda)^{-1} \Lambda^T A \quad (13)$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 4T_s & 1 \\ 5T_s & 1 \\ \vdots & \vdots \\ 144T_s & 1 \\ 145T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$A = \left[\arg\left(\frac{r'''(4)}{S_{regen}(4)}\right) \quad \arg\left(\frac{r'''(5)}{S_{regen}(5)}\right) \quad \dots \quad \arg\left(\frac{r'''(145)}{S_{regen}(145)}\right) \right]^T \quad (15)$$

여기에서, T_s 는 심볼율을, T 는 전치(transpose)를 나타내고, $S_{regen}(k)$ 는 재생성된 GSM 신호의 k번째 심볼을 의미한다. Δf 는 추정된 미세 주파수 오프셋, ϕ_0 는 추정된 반송파 위상 오프셋을 의미한다. 식 (13)의 LS 추정기는 총 148개의 심볼중에서 앞뒤로 3개의 tail 심볼을 제외한 142개의 심볼을 사용하여 주파수 오프셋 및 반송파 위상 오프셋을 동시에 추정한다. 추정된 Δf 와 ϕ_0 가 보상된 신호가 GSM 신호 측정에 사용된다.

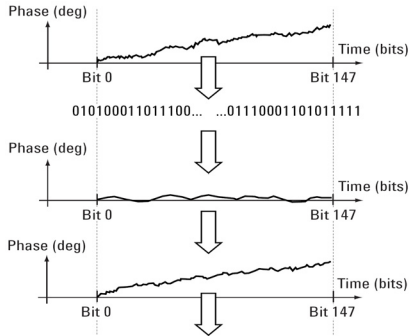
4.7 측정 파라미터

GSM에서 변조 정확도를 평가하기 위한 파라미터 중 가장 중요한 것은 위상 오류 (Phase Error)이다. 만일 단말의 송신신호에서 위상 오류가 많이 생긴다면 송신기 회로에서 동위상/직교위상 (I/Q: Inphase/ Quadrature Phase) 발생기, 필터, 변조기, 또는 증폭기에 문제가 있다는 것을 의미한다. 실제 모델에서 위상 오류가 심하게 발생하면 수신기의 복조 성능에 악영향을 끼치게 된다.

변조 정확도를 나타내는 다른 파라미터는 주파수 오류 (Frequency Error)이다. 주파수 오류는 주파수 합성기 (Frequency Synthesizer) 또는 위상 고정 루프 (Phase Locked Loop)의 성능을 평가하는 것이다. 만일 주파수 오류가 많이 발생한다면 주파수 발생기가 빠르게 발생 주파수를 변환시키지 못한다는 의미가 된다. 또한 수신기 측면에서 주파수 오류로 인한 간섭이 발생하는 문제점이 생긴다.

실제 측정기에서 변조 정확도를 나타내는 위상 및 주파수 오류를 평가하는 방법은 그림 6에 나타나 있다. 그림 6에서 상단의 그래프는 실제 수신된 신호의 위상 변화이고, 중단의 그래프는 복조를 통해 재생성된 신호의 위

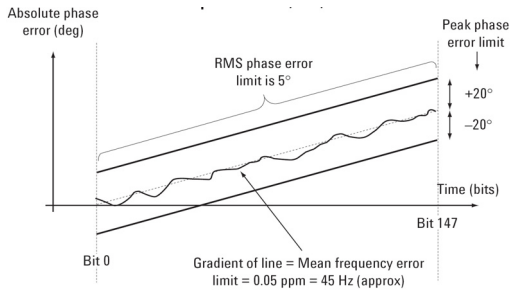
상 변화를 이고, 하단에 있는 그래프는 위에 있는 2개 위상 변화의 차이를 나타낸다.



[그림 6] 위상 오류 및 주파수 오류

수신된 신호의 위상과 수신단에서 재생시킨 올바른 위상의 차이를 구하면 그림 7과 같이 위상 오류에 대한 시간 함수가 얻어지는데 이 함수의 기울기가 주파수 오류가 된다. 위상 오류는 보통 첨두 값의 형태 또는 RMS의 형태로 평가하게 된다. 또한 위상 오류는 반드시 시간에 대한 함수로 표현해 줄 수 있어야 한다. 또한 GMSK 변조는 심볼의 주기 동안 위상이 연속적으로 변화하기 때문에, 과표본화된 수신 신호를 이용하여 변조의 정확도를 측정하게 된다.

ETSI 3GPP는 위상 오류 및 주파수 오류에 대한 테스트 한계를 규정하고 있다. 그림 7에서는 그 한계를 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 제곱 평균 자승 위상 오류는 5°로 한정되며 첨두(peak) 위상 오류는 ±20°로 한정된다. 그리고 평균 주파수 오류는 0.05ppm, 즉 45Hz로 한정된다. 앞선 그림 6과 7에서 측정 구간은 Useful Part로 한정됨을 유의하여야 한다. 마지막으로 GSM 전송신호의 정상도와 I/Q 오프셋 또한 변조 정확도를 평가하는 중요한 요소이다.



[그림 7] 위상 오류 및 주파수 오류의 측정 한계

5. 성능 평가

5.1 GSM 송신기 성능 평가

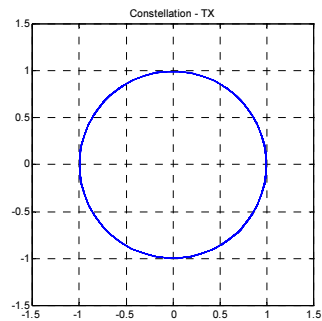
본 논문에서는 그림 2의 GSM 송신기를 C 언어를 이용하여 구현하였다. 구현된 GSM 송신기는 그림 2의 DAC 입력단의 신호를 생성한다. 성능 평가를 위해 사용된 파라미터는 다음과 같다.

12배 과표본화

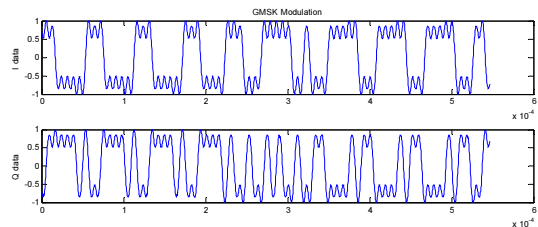
반복 데이터 패턴 : [1110011000101001]

버스트 종류 : TSC0인 표준 버스트

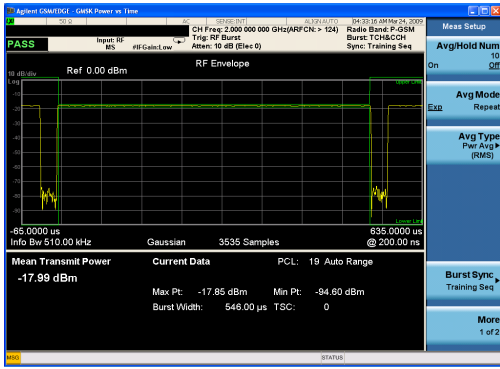
그림 8과 그림 9는 구현된 송신기의 출력 정상도와 파형을 보여준다. 송신기의 성능을 평가하기 위해서 송신기의 출력 신호를 파일로 저장한 후에 Aeroflex사의 장비에 입력을 시켜서 RF 신호를 발생시킨 후에 Agilent사 장비로 신호를 측정하였다. 그림 10과 그림 11은 Agilent사 장비로 측정한 결과를 보여준다. 그림 10은 RF envelope 측정 결과이며, 생성된 GSM 신호가 규격을 만족하고 있음을 알 수 있다. 그림 11은 변조 정확도를 나타내며, 첨두 위상 오류, RMS 위상오류, 주파수 오류가 모두 규격을 만족하며, 타 장비의 결과와 유사한 값을 가짐을 확인하였다.



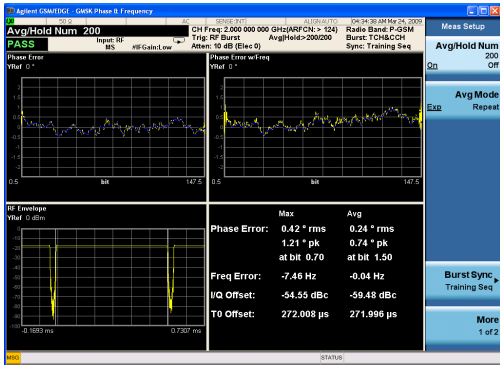
[그림 8] GSM 송신 신호의 정상도



[그림 9] GSM 송신 신호의 개형



[그림 10] GSM 송신 신호의 RF Envelope



[그림 11] GSM 송신 신호 측정 결과

5.2 GSM 신호 측정기의 성능 평가

그림 5의 GSM 신호 측정기를 C 언어를 이용하여 구현하였으며, 구현된 신호 측정기의 성능을 평가하기 위해, Aeroflex 사의 GSM 신호 발생기를 사용하여 GSM RF 송신 신호를 만든 후에, Innowireless 사의 장비에 RF 신호를 입력시키면, 기저대역으로 변환한 후에 12배 과표본화하여 수신신호를 얻었다. 이 12배 과표본화된 신호를 구현된 신호 측정기에 입력시켜서 측정한 결과를 표 3과 표 4, 그림 12에 나타내었다. 구현된 신호 측정기의 성능 비교를 위해서 Agilent사의 GSM신호 측정 장비의 결과와 비교하였다.

표 3은 훈련 수열을 TSC0를 사용했을 때 구현된 신호 측정기의 결과이다. RF에서 주파수 오프셋이 없고 송신 신호의 전력이 -30dBm인 경우와 송신 신호의 전력이 -10dBm이고 RF에서 주파수 오프셋이 7kHz가 발생했을 때의 결과를 보여주고 있다. Agilent 장비는 수신 신호를 200번 받아서 평균을 취한 값과 최대 값을 동시에 나타내었으며, 본 논문에서 구현된 측정기는 한 슬롯에 대한 측정결과이다.

구현된 측정기의 주파수 오프셋 추정은 대략 -7KHz ~ 7KHz의 추정 범위를 갖는 것으로 실험적으로 확인했다. 또한, 표 3에서 보는 바와 같이 Agilent 장비와 유사한 결과를 보이고 있으며, 신호의 파위가 -10dBm일 때와 -30dBm일 때의 차이도 아주 작고, 주파수 오프셋 추정도 잘 되고 있음을 볼 수 있다. 첨두 위상 오류와 RMS 위상 오류도 구현된 측정기와 Agilent 장비가 유사한 결과를 가진다고 볼 수 있다.

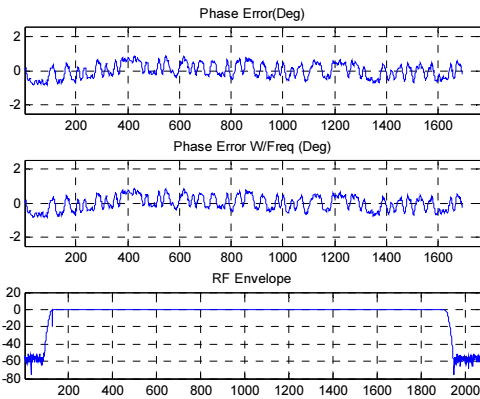
표 4는 훈련 수열을 TSC7을 사용했을 때의 측정 결과이다. 표 3과 유사한 결과를 보여주고 있지만, 구현된 측정기의 측정 결과가 주파수 오프셋이 있는 경우와 신호 전력이 -30dBm인 경우가 다소 차이가 생겼다. 이는 RF 단의 특성에서도 기인하는 부분도 있고, 많은 데이터를 평균을 취하게 되면 유사한 측정 결과를 보일 것으로 예상된다. 그림 12는 표 4의 실험에서 주파수 오프셋이 있을 경우에 대한 측정 결과의 출력 파형을 보여준다.

[표 3] GSM 신호 측정 결과 비교 - 훈련 수열 TSC0

Measurement	TSC0		
	Proposed	Agilent Avg/Max	
No Freq. Offset (-30dBm)	Peak Phase error [Deg]	1.26	1.32/2.11
	RMS Phase error [Deg]	0.4	0.32/0.45
	Freq. Offset[Hz]	2.51	0.1/8.33
7KHz Freq. Offset (-10dBm)	Peak Phase error [Deg]	1.29	1.27/2.13
	RMS Phase error [Deg]	0.60	0.27/1.27
	Freq. Offset[Hz]	7006.06	6999/7005

[표 4] GSM 신호 측정 결과 비교 - 훈련 수열 TSC7

Measurement	TSC7		
	Proposed	Agilent Avg/Max	
No Freq. Offset (-30dBm)	Peak Phase error [Deg]	1.60	1.32/1.95
	RMS Phase error [Deg]	0.62	0.32/0.47
	Freq. Offset[Hz]	0.1	0.1/6.8
7KHz Freq. Offset (-10dBm)	Peak Phase error [Deg]	0.86	1.30/2.15
	RMS Phase error [Deg]	0.37	0.28/0.42
	Freq. Offset[Hz]	6996.85	6999/7006



[그림 12] GSM 신호 측정 결과 파형 - 훈련 수열 TSC7

[표 4] 보간수에 따른 GSM 신호 측정 결과 비교 (훈련 수열 TSC7, No frequency offset)

Measurement	N=6	N=8	N=10	N=12
Peak Phase error [Deg]	2.14	1.80	1.60	1.46
RMS Phase error [Deg]	0.95	0.74	0.62	0.55
Freq. Offset[Hz]	0.37	0.37	0.37	0.37

표 5는 표 4에서 훈련 수열로 TSC7을 사용하고, 반송파의 주파수 오프셋이 없을 때에 대하여 보간 수를 변화하면서 GSM 신호를 측정된 결과이다. 표 5로부터 보간 수를 증가시키면 측정의 정확도가 증가하는 것을 알 수 있다. 하지만, 동시에 계산량도 증가하게 된다.

6. 결론

본 논문에서는 GSM 단말의 성능을 측정하기 위한 측정기의 기능을 소프트웨어로 구현하고 GSM 신호 발생기를 통해 발생된 신호를 이용해 구현된 측정기의 성능을 평가하였다.

제안된 측정기는 GSM 신호의 정밀한 측정을 위한 2 단계(개략적 단계, 미세 단계)의 파라미터(심볼 타이밍, 주파수 오프셋, 반송파 위상) 추정방식을 사용하였다. 또한 수신신호의 보간을 이용하여 수신 신호 샘플의 개수를 증가시킴으로서 측정의 정확도를 얻을 수 있었다.

본 논문에서 제안된 GSM 신호 측정 방식은 하드웨어를 구현하기 전에 소프트웨어를 이용하여 사전에 측정 성능을 검증하는데 사용될 수 있다. 또한 최근 측정 장비는 PC를 내장하여 소프트웨어로 측정 알고리즘이 구현되

는 추세이므로, 본 논문에서 구현된 측정 소프트웨어를 DLL로 변환하여 쉽게 상용 GSM 신호 측정 장비에 활용할 수 있다.

참고문헌

- [1] 최선희, “GSM협회의 공식집계를 통해 본 세계 이동전화시장의 현황과 전망,” 정보통신연구원 - 정보통신정책 제21권 4호 통권 457호, 2009년 3월 3일
- [2] <http://www.innowireless.co.kr/>
- [3] <http://www.agilent.com/>
- [4] Agilent Technologies, “ESA-E Series Spectrum Analyzers GSM with EDGE Measurement Personality Technical Overview with Self-Guided Demonstration”
- [5] Agilent Technologies, “Understanding GSM/EDGE Transmitter and Receiver Measurements for Base Transceiver Stations and their Components”
- [6] 3GPP TS 05.02 V8.11.0 (2003-06), "Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Multiplexing and Multiple Access On The Radio Path (Release 1999)
- [7] 3GPP TS 05.04 V8.4.0 (2001-11), "Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+); Modulation (Release 1999)
- [8] 3GPP TS 05.05 V8.20.0 (2005-11), "Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+); Radio Transmission and Reception (Release 1999)
- [9] Emmanuel Seurre, Patrick Savelli, Pierre-Jean Pietri, “EDGE for Mobile Internet,” Artech House, 2003.
- [10] Emmanuel Seurre, Patrick Savelli, Pierre-Jean Pietri, “GPRS for Mobile Internet,” Artech House, 2003.
- [11] Umberto Mengali and M. Morelli, “Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission,” IEEE Trans. on Commun., Vol. 45, No. 1, pp.23-25, Jan 1997.
- [12] J. C. Olivier, "Frequency offset estimation for GSM and EDGE," Digital Signal Processing, Vol. 17, No. 1, pp.311-318, Jan 2007.

홍 대 기(Dae-Ki Hong)

[종신회원]



- 1999년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
- 2003년 2월 : 연세대학교 대학원 전기전자공학과(공학박사)
- 2003년 2월 ~ 2006년 8월 : 전자부품연구원 선임연구원
- 2006년 9월 ~ 현재 : 상명대학교 정보통신공학과 조교수

<관심분야>

무선통신, 이동통신, WPAN, WLAN

강 성 진(Sung-Jin Kang)

[정회원]



- 1994년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
- 1998년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
- 2002년 9월 ~ 2007년 2월 : 전자부품연구원 책임연구원
- 2007년 3월 ~ 현재 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수

<관심분야>

WPAN/WLAN, MODEM SoC