

# 멀티밴드 CDMA 단말기에서 Cross-Modulation 잡음에 의한 영향 분석 및 최적화

정회원 곽준호\*, 정인건\*, 유치환\*, 유정호\*, 종신회원 김학선\*\*

## Analysis and Optimization of the Cross-Modulation Noise in Multi-Band CDMA Handset

Jun-Ho Kwack\*, In-Gun Joung\*, Chee-Hwan You\*, Jung-Ho You\* *Regular Members*,  
Hak-Sun Kim\*\* *Lifelong Members*

### 요 약

본 논문에서는 멀티밴드 CDMA 단말기 설계 시 IS-98 표준안으로부터 요구되는 교차변조 잡음의 레벨을 결정하고, 각 부품들의 성능을 결정 할 수 있는 수식을 제시하였다 또한 제시된 수식으로부터 설계 전에 단말기의 성능 및 마진 정도를 미리 예측 할 수 있었다. 검증을 위해 퀄컴社の Zero-IF 구조로 멀티밴드 CDMA 단말기를 설계 및 제작하였으며, 측정을 통해 본 논문에서 제시한 수식의 타당성을 검증하였다 그 결과  $\pm 0.5\text{dB}$  오차 내에서 거의 동일한 결과를 얻었다. 따라서 본 논문이 멀티밴드 CDMA 단말기 설계 시 표준안 조건을 만족시키기 위한 기준이 될 것이다.

Key Words : CDMA, Multi-Band, Cross-Modulation

### ABSTRACT

In this paper, we have derived the Noise-Equation to determine the level of cross-modulation noise that is required for designing multi-band CDMA handset from IS-98 standard. From this Noise-Equation, also we were able to determine each component's specification and forecast the performance(or margin) of designing handset. In conclusion, we have designed and implemented the multi-band CDMA handset of Qualcomm's Zero-IF structure and verified validity of the Noise-Equation. In result, we have got the result of  $\pm 0.5\text{dB}$  error between Noise-Equation and actual measurement. Therefore, this paper will give a guideline for design of the Multi-Band CDMA handset.

### I. 서 론

CDMA 시스템은 다른 디지털 이동통신 시스템 보다 선형성을 매우 중요시 하는 시스템으로 단말기 수신 단 측면에서 보면 시스템(표준안)에서 요구하는 FER(or SNR)을 만족시키기 위하여 시스템 내

에서 추가로 생성되는 잡음성분들을 요구조건 이하가 되도록 설계하는 것이 중요하다.<sup>[1]</sup>

IS-98 표준안의 테스트 조건 중에서 단일 톤 방해전파(Jammer)에 의한 수신 감도의 영향을 측정하는 항목(3.5.2 in<sup>[2]</sup>)이 있다. 이때 단일 톤 방해전파가 수신채널에 근접해서 유입됨으로서 시스템 내에

\* UTStarcom Korea Technologies(jun-ho.kwack@utstar.com)

\*\* 한밭대학교 정보통신전문대학원(hskim@hanbat.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-06-289, 접수일자 : 2006년 06월 29일, 최종논문접수일자 : 2006년 12월 28일

크게 두 가지의 잡음성분이 생성된다. 첫 번째는 VCO의 유한한 위상잡음 특성으로 인하여 단일 톤 방해전파가 위상잡음과 상호혼합(Reciprocal Mixing)을 일으켜 채널밴드에 영향을 주고, 두 번째로 LNA 등 비선형 능동소자로 인하여 생성되는 교차변조(Cross-Modulation) 잡음이다.<sup>[3]</sup>

현재 대부분 출시되는 북미 향 CDMA 단말기들이 Cellular/PCS/GPS 멀티밴드이기 때문에 밴드 선택을 위한 부품의 사용이 필요하다. 대부분 SP3T (Single-pole 3-throw) RF 스위치나 Triplexer를 사용하는데 비교적 삽입손실이 적은 SP3T 스위치를 주로 사용한다. 단일밴드에서는 교차변조 잡음성분이 LNA에서만 발생하였으나 SP3T를 이용한 멀티밴드에서는 LNA 뿐만 아니라 SP3T의 비선형 특성으로 교차변조 잡음이 추가로 더 발생한다. 하지만, 현재 SP3T 스위치로 구성된 멀티밴드 단말기 설계 시 SP3T 스위치와 LNA에 의해서 생성되는 교차변조 잡음레벨이 얼마 정도면 IS-98 표준안의 테스트 조건을 만족하는지, 그리고 설계 시 각 부품들의 사양(Specification)을 얼마정도로 구성해야 하는지 그 기준이 마련되어 있지 않다. 따라서 본 논문에서는 SP3T 스위치를 고려한 교차변조 잡음에 대한 "Noise-Equation"을 만들었다. 이 "Noise-Equation"은 표준안의 요구조건을 만족시키기 위한 각 부품들의 사양 및 조합을 결정할 수 있으며 무엇보다도 각 부품들의 사양이 결정되면 설계 전에 표준안 테스트 조건의 만족여부 및 마진의 예측이 가능하였다. 그리고 설계 전에 예측함에 있어 정확도가 중요하므로 본 논문에서는 실제 퀄컴 社의 Zero-IF (MSM6050) 칩셋을 이용하여 멀티밴드 CDMA 단말기를 설계 및 제작을 하였으며, 측정을 통해 본 논문에서 분석 및 제시한 "Noise-Equation"에 대한 타당성을 검증하였다.

## II. 단일 톤 방해전파에 의한 수신감도 영향

### 2.1 수신단의 감도저하

그림 1과 같이 수신채널에 인접해서 강한 방해전파가 유입되면, 복조기(Demodulator)에서 Zero-IF (베이스 밴드)로 하향변환 시 VCO의 위상잡음과 방해전파가 상호혼합을 일으켜 수신 감도를 저하시키고 있으며, LNA 출력에서 교차변조 잡음성분이 생성되어 또한 수신 감도에 영향을 주고 있다. 이때 LNA 출력에서 나타나는 교차변조 잡음성분은 두 가지가 있다. 1차적으로는 방해전파와 송신 출력이

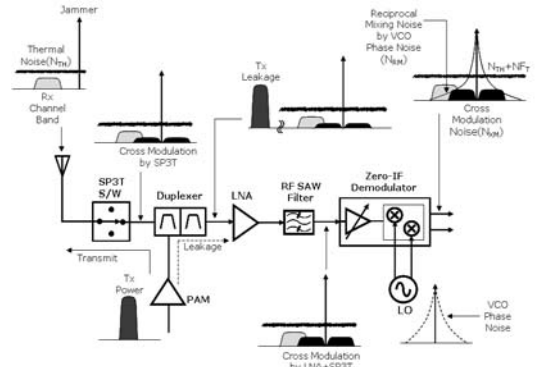


그림 1. 단일 톤 방해전파에 의한 수신기 감도저하

SP3T 스위치에서 비선형성으로 인해 교차변조 잡음을 발생시키고, 두 번째로는 CDMA 통신이 전이중(FDD) 방식이므로 듀플렉서 부품 특성으로 인해 누설된 송신 출력과 방해전파가 LNA의 비선형성에 의해 발생되고 있다. 즉, LNA 자체에서 생성된 잡음에 이미 SP3T에서 생성된 잡음이 프론트-엔드(Front-End) 단의 이득을 얻어 LNA 출력에서 가해지고 있다. 따라서 IS-98 표준안의 조건으로부터 LNA 출력에서 허용할 수 있는 교차변조 잡음의 레벨을 먼저 분석해야 한다.

### 2.2 IS-98 표준안 요구조건

표 1은 단일 톤 방해전파에 의한 수신감도를 규정한 항목으로 본 논문에서는 IS-98 표준안을 기초로 분석 하였다.

조건을 살펴보면 데이터 전송속도가 기본음성 9600bps일 때 (±)오프셋에 -30dBm의 방해전파가 있고 수신 감도 레벨은 -101dBm이다. 이때 실제 데이터가 실려 있는 트래픽 채널에 대한 전력레벨은 수신 전력에 "Traffic E<sub>c</sub>/I<sub>or</sub>"을 더한 -116.6 dBm이 된다. 그리고 베이스 밴드에서 요구하는 FER은 1% 이하로서 E<sub>b</sub>/N<sub>t</sub>는 4.3dB가 된다.<sup>[3]</sup>

그림 1과 같이 단일 톤 방해전파가 동시에 수신됨으

표 1. [Table 3.5.2.2-1] 단일 톤 방해전파에 의한 감도 저하 현상을 위한 테스트 조건<sup>[2]</sup>

Parameter	Units	Tests 1	Tests 2
Tone Offset from Carrier	SR 1 kHz	+900 (Cellular) +1250 (US-PCS)	-900 (Cellular) -1250 (US-PCS)
Tone Power	dBm	-30 (Tests 1 and 2)	
I <sub>or</sub>	dBm/1.23 MHz	-101	
Pilot E <sub>c</sub> /I <sub>or</sub>	dB	-7	
Traffic E <sub>c</sub> /I <sub>or</sub>	dB	-15.6 (SR 1)	
E <sub>b</sub> /N <sub>t</sub>	dB	4.3	

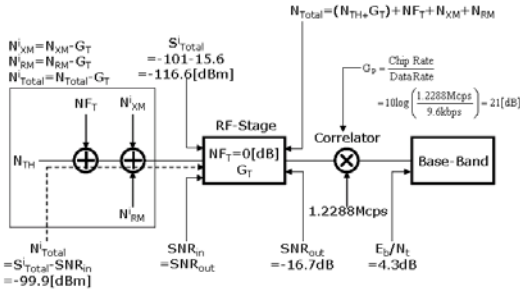


그림 2. 입력등가 잡음 모델링

로써 RF-시스템 출력에서 나타나는 잡음성분은 기본열잡음( $N_{TH}$ ), 시스템 잡음지수( $N_{FT}$ ), 교차변조 잡음( $N_{XM}$ ) 그리고 상호혼합에 의한 잡음( $N_{RM}$ ) 성분이다. 각 잡음성분들의 전력레벨을 분석하기 위해서는 시스템의 전체이득( $G_T$ )과 각 잡음성분들이 얻은 이득이 변수이므로 그림 2와 같이 입력등가잡음(Input Referred Noise)<sup>[4][5]</sup>으로 등가화 하는 것이 유리하다. 그림2에서와 같이 모든 잡음성분들을 입력 소스 원으로 등가화 했기 때문에 시스템은 잡음이 없는 이상적인 시스템이 되어 입력  $SNR_{IN}$ 과 출력  $SNR_{OUT}$ 이 등가적으로 같게 된다.

교차변조 잡음에 대한 입력등가잡음은 다음과 같이 계산될 수 있다. 여기서  $N_{XM}^i$ 은 교차변조 잡음,  $N_{RM}^i$ 은 상호혼합에 의한 잡음 그리고  $N_{Total}^i$ 은 시스템에서 채널 밴드에 허용하는 전체잡음에 대한 입력등가 잡음 전력이다.

$$\begin{aligned}
 N_{Total}^i &= N_{TH}[\text{dBm}] + N_{FT}[\text{dB}] + N_{XM}^i[\text{dBm}] + N_{RM}^i[\text{dBm}] \\
 \therefore N_{XM}^i &= N_{Total}^i[\text{dBm}] - (N_{TH} + N_{FT})[\text{dBm}] - N_{RM}^i[\text{dBm}] \\
 &= 10 \log \left( 10^{\frac{N_{Total}^i}{10}} - 10^{\frac{(N_{TH} + N_{FT})}{10}} - 10^{\frac{N_{RM}^i}{10}} \right) [\text{dBm}]
 \end{aligned} \tag{1}$$

그림 2를 보면 베이스밴드에서 요구하는  $E_b/N_t$ 가 4.3dB이고, 역 확산 시 확산이득( $G_p$ : Processing Gain)이 21dB이므로 RF 단 출력에서의  $SNR_{OUT}$ 은 -16.7dB가 된다. 이때 등가적으로  $SNR_{IN}$ 과  $SNR_{OUT}$ 이 같고, 트래픽 채널에 대한 입력 신호레벨이 -116.6 dBm이므로 시스템에서 채널밴드에 허용하는 전체 입력등가 잡음 전력은 -99.9dBm이 된다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{IN} &= S_i - N_i = S_{Total}^i - N_{Total}^i \\
 \therefore N_{Total}^i &= S_{Total}^i - SNR_{IN} \\
 &= -116.6 + 16.7 = -99.9[\text{dBm}]
 \end{aligned} \tag{2}$$

그리고  $N_{TH}$ 은 열잡음으로서 -113dBm이 된다. K는

볼츠만 상수, T는 절대온도 그리고 B는 채널 대역폭을 의미 한다.<sup>[3]</sup>

$$\begin{aligned}
 N_{TH} &= KTB[\text{dBm}] \\
 &= 10 \log \left( \frac{1.38 \times e^{-23} \times 290 \cdot k}{1 \times e^{-3}} \right) + 10 \log(1.23\text{MHz}) \\
 &= -113\text{dBm}/1.23\text{MHz}
 \end{aligned} \tag{3}$$

또한,  $N_{RM}^i$ 은 채널밴드 내에서 기울기가 평탄하다는 가정 하에 식(4)의 위상잡음을 유도하는 수식<sup>[6]</sup>으로부터 역으로 계산될 수 있다.  $PN_{VCO}$ 는 일정 오프셋에서 VCO의 위상잡음 크기[dBc/Hz]이다.

$$\begin{aligned}
 PN_{VCO}[\text{dBc/Hz}] &= Power_{Noise} - Power_{Carrier} - 10 \log(BW) \\
 &= N_{RM}^i[\text{dBm}] - P_{Jammer}[\text{dBm}] - 10 \log(BW) \\
 \therefore N_{RM}^i[\text{dBm}] &= PN_{VCO} + P_{Jammer} + 10 \log(1.23\text{MHz}) \\
 &= PN_{VCO}[\text{dBc/Hz}] + P_{Jammer}[\text{dBm}] + 61
 \end{aligned} \tag{4}$$

식(1)은 안테나 단에서 바라본 교차변조 잡음에 대한 입력등가잡음이다. 따라서 LNA 출력에서 요구하는 교차변조 잡음은 안테나 단에서 LNA 단까지의 이득( $G_{F-END}$ )을 고려해야 한다. 따라서 식(1)은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 N_{XM}^{LNA}[\text{dBm}] &= N_{XM}^i + G_{F-END} \\
 &= 10 \log \left( 10^{\frac{-99.9}{10}} - 10^{\frac{(-113 + N_{FT})}{10}} - 10^{\frac{(PN_{VCO} + P_{Jammer} + 61)}{10}} \right) + G_{F-END}
 \end{aligned} \tag{5}^{[1]}$$

식(5)로부터 LNA 출력에서 표준안의 요구조건을 만족하는 채널밴드로 유입된 교차변조 잡음의 레벨을 결정할 수가 있다.

하지만, 식(5)는 채널밴드로 유입된 일부분의 교차변조 잡음레벨이므로 그림3에서와 같이 DSB(Double Side Band) 전체의 요구하는 잡음레벨로 등가 변환해야 한다.

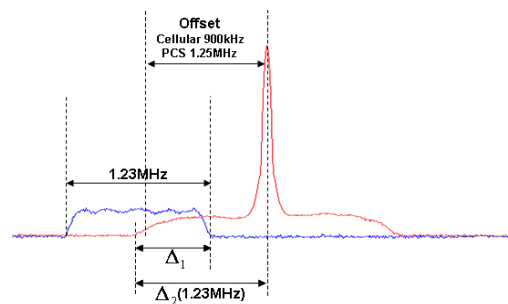


그림 3. 교차변조 잡음의 모델링<sup>[1]</sup>

$$\begin{aligned}
 P_{XM\_DSB} &= P_{XM\_SSB} + 3dB \\
 &= P_{XM\_CH} + \alpha + 3dB = P_{XM\_CH} + \beta \\
 \alpha &= \frac{\Delta_2}{\Delta_1} \rightarrow \alpha_{Cellular} \cong 1.15dB, \alpha_{PCS} \cong 3.15dB \\
 \therefore \beta_{Cellular} &= \alpha_{Cellular} + 3dB = 4.15dB \\
 \beta_{PCS} &= \alpha_{PCS} + 3dB = 6.15dB
 \end{aligned} \tag{6}$$

표 1을 보면 Cellular/PCS 각각 방해전파의 오프셋이 (±)900kHz, (±)1.25MHz이므로 등가 비율로 보면 Cellular 경우에는 SSB(Single Side Band) 1.23MHz에 대해서 약 76.8%가 채널밴드에 유입되었으며, PCS 경우에는 약48.4% 정도가 유입되어 DSB 전체 잡음레벨은 Cellular, US-PCS 각각 4.15dB와 6.15dB의 β를 식(5)에 보상해 주어야 한다.

$$\begin{aligned}
 N_{XM\_Total} &= N^{LNA\_XM} + \beta \\
 &= 10 \log \left( 10^{\frac{-99.9}{10}} - 10^{\frac{-113 + NF_T}{10}} - 10^{\frac{PN_{VCO} + P_{summer} + 61}{10}} \right) + G_{F-END} + \beta
 \end{aligned} \tag{7}$$

결과적으로 식(7)으로부터 표준안의 요구조건을 만족시키기 위한 LNA 출력에서의 전체 교차변조 잡음레벨을 결정할 수 있다 즉, 설계하고자 하는

각 부품들의 특성을 알면 식(7)으로부터 요구하는 교차변조 잡음 레벨을 결정할 수 있다 식(7)에서 보듯이 설계하고자 하는 단말기의 수신 단 전체 잡음지수가 결정되면, VCO의 위상잡음 특성이 좋을수록 즉, 위상잡음 크기가 작을수록 보다 많은 양의 교차변조 잡음을 수용할 수 있다 즉, 잡음 측면에서 볼때 교차변조 잡음레벨을 결정하는 주요한 변수는 수신단의 전체 잡음지수와 설계 시 사용된 VCO의 위상잡음 특성이 되며, 이들 서로 트레이드-오프(Trade-Off) 관계에 있음을 알 수 있다<sup>[1]</sup>

일반적으로 멀티밴드 설계 시 단일 VCO를 사용한다. 이때 Cellular 모드를 위한 900kHz 오프셋에 대한 위상잡음 조건이 만족되면, PCS 모드를 위한 1.25MHz 오프셋에 대한 위상잡음 조건은 자연스럽게 만족하게 된다. 그림4(a)는 프론트-엔드 단의 이득이 12dB이고, 방해전파 레벨이 -30dBm 일 때 Cellular 모드에서 결정한 교차변조 잡음의 레벨로서 각 잡음지수에 대한 교차변조 잡음의 편차가 비교적 고른 900KHz 오프셋에서 위상잡음의 크기가 -138dBc/Hz 이하의 VCO를 사용해야 함을 결정할 수 있다. 또한 그림4(b)는 동일한 조건(잡음지수 7dB, 프론트-엔드 이득 12dB)에서, PCS와 Cellular에 대한 VCO 위상잡음에 따른 교차변조 잡음 레벨을 비교한 예로서 표준안 조건에서 PCS가 Cellular보다 방해전파의 오프셋이 멀기 때문에 LNA 출력에서 보다 큰 레벨의 교차변조 잡음 레벨을 허용하고 있다. 따라서 PCS가 요구하는 교차변조 잡음 레벨을 만족시키기 위한 부품들의 특성이 Cellular보다 약간 완화되어도 됨을 알 수 있다.

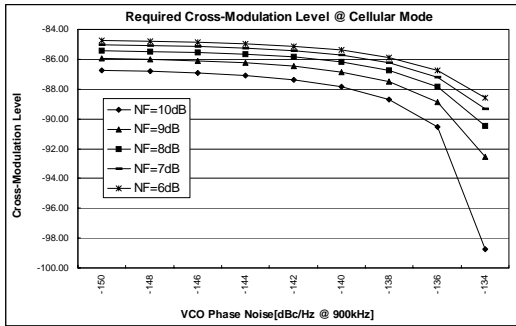


그림 4(a). Cellular 모드에서 교차변조 잡음 레벨<sup>[1]</sup>

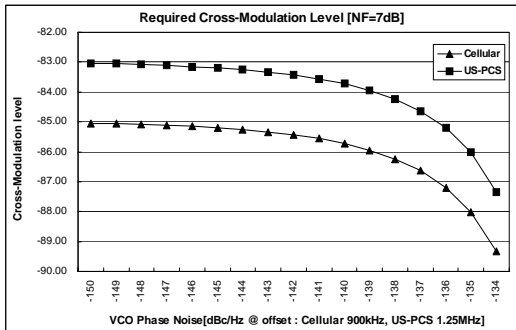


그림 4(b). Cellular vs. US-PCS  
그림 4. VCO 위상잡음에 따른 교차변조 잡음 레벨

### III. 교차변조 잡음 분석

#### 3.1 능동소자의 비선형 특성

두 개의 신호가 능동소자(시스템)을 통과하면, 원치 않는 n차 고조파(Harmonic) 성분들과 n차 혼변조(Intermodulation) 성분들이 생성된다.

그림 5는 서로 다른 크기의 두 신호가 증폭기와 같은 능동소자에 입력되었을 때 3차 혼변조(IM3):

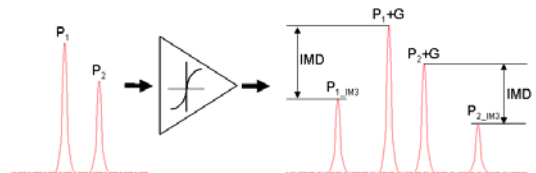


그림 5. 두 입력신호에 대한 3차 혼 변조

3rd-Intermodulation) 성분의 결과를 보여주고 있다. 이때 원치 않는 3차 혼 변조 성분의 레벨은 다음과 같이 유도 할 수 있다.<sup>[7]</sup>

$$\begin{aligned} \text{IMD} &= 2 \cdot \text{IIP3} - P_1 - P_2 \\ &= P_1 + G - P_{1\_\text{IM3}} \\ \therefore P_{1\_\text{IM3}} &= -2 \cdot \text{IIP3} + 2 \cdot P_1 + P_2 + G \end{aligned} \quad (8)$$

식(8)를 보면 3차 혼 변조 성분의 레벨은 능동소자의 선형성(IIP3)에 의해 결정이 됨을 알 수 있다.

### 3.2 교차변조 분석

교차변조란 두 개의 신호성분 중 하나가 변조(Modulate)된 신호라면 비선형소자에 의해서 이 변조정보가 다른 신호로 옮겨가는 현상을 말한다. 이 교차변조는 3차 혼변조 성분과 밀접한 관계가 있다.<sup>[8]</sup> 비선형소자는 내부의 반도체소자 물성과 접합의 문제로 인해 이러한 비선형적인 특성을 가지며 입출력 특성을 수식으로 풀어보면 그림 6과 같다.

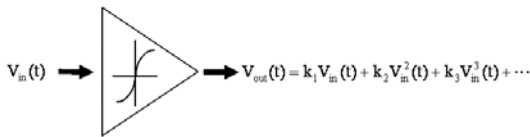


그림 6. 비선형 소자의 입출력 특성<sup>[6]</sup>

그림 6에서 비 선형성 소자에 입력되는 신호성분 이 다음과 같다고 가정하자.

$$V_m(t) = A_S \cos(\omega_S t) + A_M \cos(\omega_M t) \quad (9)$$

이때  $A_S \cos(\omega_S t)$ 는 연속된 단일 톤 신호이고,  $A_M \cos(\omega_M t)$ 는 변조된 신호이다. 출력 성분 중에서 3차 성분들( $K_3 V_m^3(t)$ )만 보면 식(10)과 같다.

$$\begin{aligned} &\left( \frac{3k_3}{4} A_S^3 + \frac{3k_3}{2} A_S A_M^2 \right) \cos(\omega_S t) \quad \left. \vphantom{\frac{3k_3}{4} A_S^3} \right\} \text{Fundamental} \\ &+ \left( \frac{3k_3}{4} A_M^3 + \frac{3k_3}{2} A_M A_S^2 \right) \cos(\omega_M t) \\ &+ \frac{k_3}{4} A_S^3 \cos 3\omega_S t + \frac{k_3}{4} A_M^3 \cos 3\omega_M t \quad \rightarrow \text{3rd Harmonic} \\ &+ \frac{3k_3}{4} A_S A_M^2 [\cos(2\omega_M + \omega_S)t + \cos(2\omega_M - \omega_S)t] \quad \left. \vphantom{\frac{3k_3}{4} A_S A_M^2} \right\} \text{3rd IM} \\ &+ \frac{3k_3}{4} A_S^2 A_M [\cos(2\omega_S + \omega_M)t + \cos(2\omega_S - \omega_M)t] \end{aligned} \quad (10)$$

자세히 살펴보면 자기성분, 3차 고조파 성분, 그리고 3차 혼변조 성분이 있는데, 단일 톤 자기성분 ( $\cos(\omega_S t)$ )을 보면 원래 없던 변조 신호의 성분  $A_S A_M^2$ 이 포함되어 있다. 이것이 바로 교차변조 성

분이며, 3차 혼변조 성분( $\cos(2\omega_M \pm \omega_S)t$ )과 비교하면 전류나 전압 관점에서 2배가 크을 알 수 있다. 즉, 전력관점에서는 4배, dB스케일로 6dB가 크다. 따라서 식(8)은 다음과 같이 수정 될 수 있다.<sup>[9]</sup>

$$\begin{aligned} P_{X\_Mod} &= P_{1\_IM3} + 6\text{dB} \\ &= -2 \cdot \text{IIP3} + 2 \cdot P_1 + P_2 + G + 6\text{dB} \end{aligned} \quad (11)$$

### 3.3 교차변조 잡음의 최적화

그림 7에서와 같이 변조된 Tx 신호와 방해전파가 SP3T와 LNA에서 교차변조를 생성시킨다. 즉, SP3T에서는 송신되는 Tx 신호와 방해전파가, LNA에서는 듀플렉서를 통해 누설된 Tx 신호와 방해전파가 교차변조를 생성시킨다.

이제 식(11)을 이용해서 실제로 생성되는 각각의 교차변조 잡음 레벨을 유도해 보자. 먼저 SP3T 출력에서의 교차변조 잡음 레벨은 다음과 같다.  $P_{TX}$ 는 SP3T를 통해 출력되는 송신 전력이다.

$$P_{X_{\text{IM\_SP3T}}} = -2 \cdot \text{IIP3}_{\text{SP3T}} + 2 \cdot P_{\text{TX}} + P_{\text{Jammer}} + G_{\text{SP3T}} + 6\text{dB} \quad (12)$$

여기서 SP3T에 의한 교차변조 잡음은 SP3T 자체의 선형성(IIP3)에 의해 좌우됨을 알 수 있다. 또한 LNA 출력에서의 SP3T에 의한 교차변조 잡음레벨은 듀플렉서와 LNA의 이득을 얻어 다음과 같다. 여기서  $G_{F\_END}$ 는 안테나 단에서 LNA 단까지의 이득( $G_{\text{SP3T}} + G_{\text{Duplexer}} + G_{\text{LNA}}$ )을 의미한다.

$$\begin{aligned} P_{X_{\text{IM\_SP3T}}}^{\text{LNA}} &= P_{X_{\text{IM\_SP3T}}} + G_{\text{Duplexer}} + G_{\text{LNA}} \\ &= -2 \cdot \text{IIP3}_{\text{SP3T}} + 2 \cdot P_{\text{TX}} + P_{\text{Jammer}} + G_{F\_END} + 6\text{dB} \end{aligned} \quad (13)$$

두 번째로 LNA 자체에 의해서 생성되는 교차변조 잡음 레벨은 식(14)와 같으며,  $P_{\text{TX\_Leakage}}$ 는 LNA

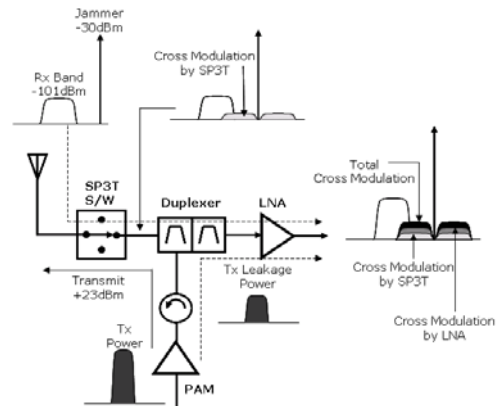


그림 7. 멀티밴드 단말기 수신기에서 교차변조

에 입력되는, P<sub>TX\_PAM</sub>은 듀플렉서에 인가되는 송신 전력이다. LNA의 선형성(IIP3)과 듀플렉서 격리도(Isolation) 성능에 의해 좌우됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{XM\_LNA} &= -2 \cdot IIP3_{LNA} + 2 \cdot P_{TX\_Leakage} \\
 &\quad + (P_{Jammer} + G_{SP3T} + G_{Duplexer}) + G_{LNA} + 6dB \\
 &= -2 \cdot IIP3_{LNA} + 2 \cdot (P_{TX\_PAM} - Duplexer_{Isolation}) \\
 &\quad + P_{Jammer} + G_{F-END} + 6dB \quad (14)
 \end{aligned}$$

따라서 LNA 출력에서의 전체 교차변조 잡음 레벨은 식(15)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_{XM\_Total} &= P_{XM\_SP3T}^{LNA} [dBm] + P_{XM\_LNA} [dBm] \\
 &= 10 \log \left( 10^{\frac{P_{XM\_SP3T}^{LNA}}{10}} + 10^{\frac{P_{XM\_LNA}}{10}} \right) [dBm] \quad (15)
 \end{aligned}$$

최종적으로 교차변조 잡음에 대한 “Noise-Equation”을 정리할 수 있다 즉, 식(15)에 의해 실제 생성되는 교차변조 잡음의 레벨이 앞서 표준안으로부터 분석된 요구하는 교차변조 잡음의 레벨인 식(7)보다 최소한 동일하거나 작게 설계하면 된다. 정리하면 최종 식(16)으로부터 각 부품들의 성능 값들을 변수로 하여 최적의 조합을 구성할 수 있으며 역으로 설계 이전에 각 부품들의 성능 값들이 결정되면 수신감도나 방해전파(P<sub>Jammer</sub>) 레벨을 변수로 하여 표준안의 만족여부 및 마진 정도를 예측할 수 있다.

$$N_{XM\_Total} \geq P_{XM\_Total} \quad (16)$$

결론적으로 식(16)으로부터 표준안의 요구조건을 만족시키기 위한 교차변조 잡음레벨은 설계 시 사용된 VCO의 위상잡음과 수신 시스템 전체의 잡음 지수에 의해서 결정이 되고, 이를 만족시키기 위해서는 SP3T와 LNA의 선형성(IIP3) 그리고 듀플렉서의 격리도 성능에 의해서 좌우됨을 알 수 있다. 따라서 설계 시 각 부품들의 성능을 적절히 트레이드 오프 시켜 결정하는 것이 중요하다.

#### IV. cdma2000-1x 멀티밴드 단말기 구현 및 측정

본 장에서는 퀄컴 社의 Zero-IF 칩셋(MSM-6050)을 이용하여 설계/제작 및 측정을 통해 앞서 분석된 “Noise-Equation”을 검증 하였다.

표 2. 설계에 사용 된 부품들의 성능 (중심채널 성능 기준)

Cellular						
	SP3T	Duplexer	LNA	RF-SAW	RFR	Cascaded
NF	0.65	2.6	1.5	2	10	6.11
Gain(loss)	-0.65	-2.6	15	-2	-	-
IIP3	69	100	9	100	6	-
Isolation	-	-58	-	-	-	-
VCO PN @ 900kHz	-138	-	-	-	-	-
US-PCS						
	SP3T	Duplexer	LNA	RF-SAW	RFR	Cascaded
NF	0.7	2.5	1.8	2.2	10	6.48
Gain(loss)	-0.7	-2.5	14.5	-2.2	-	-
IIP3	67	100	8.5	100	6	-
Isolation	-	-56	-	-	-	-
VCO PN @ 1.25MHz	-141	-	-	-	-	-
Cellular Power Class III, US-PCS Power Class II : +23dBm(Max)@Cell Power -101dBm						
	SP3T	Duplexer	Isolator	PAM	Tx-SAW	RFT
Gain(loss)	-0.65	-2.7	-0.6	26	-2.5	-
Run Tx Power	23	23.65	26.35	26.95	-1.05	1.45
US-PCS						
	SP3T	Duplexer	LNA	RF-SAW	RFR	Cascaded
NF	0.7	2.5	1.8	2.2	10	6.48
Gain(loss)	-0.7	-2.5	14.5	-2.2	-	-
IIP3	67	100	8.5	100	6	-
Isolation	-	-56	-	-	-	-
VCO PN @ 1.25MHz	-141	-	-	-	-	-
Cellular Power Class III, US-PCS Power Class II : +23dBm(Max)@Cell Power -101dBm						
	SP3T	Duplexer	Isolator	PAM	Tx-SAW	RFT
Gain(loss)	-0.7	-2.3	-0.75	27	-2.7	-
Run Tx Power	23	23.7	26	26.75	-0.25	2.45

#### \*Design Target

- ① Cellular/US-PCS/GPS Multi-Band
- ② Power Class : Cellular(Class-III)  
US-PCS(Class-II)

표 2는 설계에 사용 된 Cellular/US-PCS 송/수신 단 각 부품들의 중심채널(Cellular :384ch, US-PCS: 600ch) 기준으로 기본 성능을 나타낸 것이다 여기서 cdma2000-1x RC1 모드에서 단말기의 수신 전력이 -101dBm일 때 유효방사 전력(ERP)이 Cellular/US-PCS 모두 +23dBm이므로 페루프 전력제어 모드에서 실제 PAM의 출력은 대략 +27dBm 정도가 된다.

그림 8은 실제 제작된 멀티밴드 CDMA 단말기 보드의 실물이며, 표 3은 제작된 단말기의 측정결과이다. 측정은 에질런트 社의 8960 시리즈 E5515C 장비와 방해전파 소스를 위해 IFR2026Q CDMA Interferer 신호발생기를 사용하였다. 본 논문에서 제작한 멀티밴드 단말기의 측정 결과는 멀티밴드 인 경우와 SP3T 스위치를 제거한 후 듀플렉서와 안테나 단 사이를 직접 연결시켜 싱글밴드를 가정한 경우

표 3. 멀티밴드 단말기 측정 결과 (IS-98 방해전파 제한 레벨 스펙 : -30dBm)

Cellular (384-CH)	멀티밴드 결과 (SP3T S/W 포함)		싱글밴드 결과 (SP3T S/W 제거)	
	+offset	-offset	+offset	-offset
<b>Noise-Equation</b>	<b>-26dBm</b>		<b>-25.2dBm</b>	
Set No #01	-25	-25.5	-24	-25
Set No #02	-25.5	-26	-25	-25
US-PCS (600-CH)	멀티밴드 결과 (SP3T S/W 포함)		싱글밴드 결과 (SP3T S/W 제거)	
	+offset	-offset	+offset	-offset
<b>Noise-Equation</b>	<b>-26dBm</b>		<b>-25dBm</b>	
Set No #01	-25.5	-26	-25	-25
Set No #02	-26	-26.5	-25	-25.5

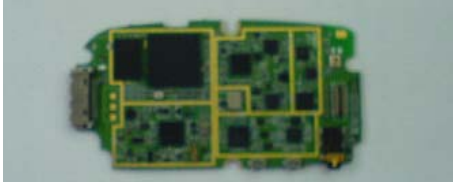


그림 8. 멀티밴드 cdma2000 단말기 보드 실물사진

위의 결과를 비교하였으며, 측정은 Cellular/US-PCS 모두 중심채널에서 수행되었다. 표준안의 테스트 조건에 대해서 본 논문에서는 수신 감도레벨은 -101dBm으로 고정하고, 방해전파의 레벨( $P_{Jammer}$ )을 -30dBm 기준으로 마진을 판정하였다. 또한 "Noise-Equation"에 의한 계산은 표 2의 각 부품들의 성능 값들을 이용하여 방해전파 레벨을 변수로 계산하였다. 결과를 보면 본 논문에서 분석된 식 (16)의 "Noise-Equation"에 의해 계산된 방해전파의 레벨(마진)과 실제 제작측정 한 결과가  $\pm 0.5dB$  오차에서 두 가지 경우 모두 거의 동일함을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 분석 및 제시한 "Noise-Equation"에 대한 타당성을 제작측정을 통해 검증 할 수 있었다. 또한 표 3의 분석 및 측정 결과에서 보듯이 SP3T 스위치가 없는 싱글밴드를 가정한 경우 멀티밴드 인 경우보다 1dB 정도 성능이 우수함을 알 수 있다 즉, 멀티밴드에서 SP3T 스위치의 비선형성으로 인해 교차변조 잡음에 대한 영향이 방해전파 레벨의 마진 측면에서 싱글밴드일 때 보다 1dB 정도 더 악화시키는 것을 알 수 있다.

참고로 그림 9는 SP3T와 LNA에 의한 교차변조 잡음을 US-PCS 모드 중심채널(600ch)의 (-)오프셋 조건에서 측정 한 결과이다. 그림 9(a)은 SP3T 출력에서의 교차변조 잡음으로 SP3T 자체에서는 미약하지만 LNA 출력에서는 프론트-엔드 단의 이득을 얻어 무시하지 못하게 된다. 그리고 그림 9(b)는 LNA 출력에서의 교차변조 잡음으로 프론트-엔드 단의 이득을 얻은 SP3T에 의한 교차변조 잡음이 LNA 자체에 의해서 발생된 교차변조 잡음에 더해져 전체적으로 증가한 것을 볼 수 있다. 따라서 표3과 그림8에서 살펴보듯이 멀티밴드 단말기 설계 시 LNA 선형성뿐만 아니라 SP3T 스위치의 선형성도 상당부분 고려해야 함을 확인 할 수 있다

### V. 결론

본 논문에서는 SP3T 스위치로 구성된 멀티밴드

CDMA 단말기 설계 시 표준안의 단일 톤 방해전파에 의한 감도 테스트 조건으로부터 LNA 출력에서 생성되는 교차변조 잡음의 요구(허용) 레벨을 결정하고, 그 요구레벨을 만족시키기 위한 수신단 각 부품들의 성능을 결정 할 수 있는 "Noise-Equation"을 제시하였다. 또한, 이 "Noise-Equation"으로부터 각 부품들의 성능을 알면 표준안 테스트 조건의 만족 여부 및 마진 정도를 예측 할 수 있었다. 표준안 테스트 조건으로부터 요구하는 교차변조 잡음은 수신 시스템 전체의 잡음지수와 설계 시 사용된 VCO의 위상잡음에 의해서 결정이 되며, 이 요구하는 교차변조 잡음을 위해서는 SP3T 스위치와 LNA의 선형성 그리고 듀플렉서의 격리도 특성에 의해서 좌우됨을 확인 할 수 있었다 또한 싱글밴드와 비교해 볼 때 멀티밴드로 설계 시 사용된 SP3T 스위치에 의한 교차변조 잡음의 영향이 방해전파 레벨의 마진 측면에서 약 1dB 정도 악화 시키는 것을 확인 할 수 있었다. 끝으로 본 논문에서 제시한 "Noise-Equation"의 타당성을 검증하기 위해 쉘컴사의 Zero-IF 칩셋 구조로 설계 및 제작을 하였으

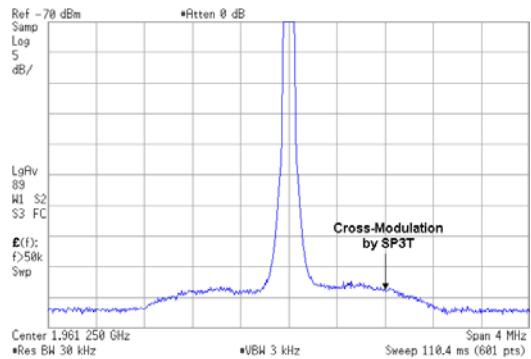


그림 9(a). SP3T 출력에서 교차변조 잡음

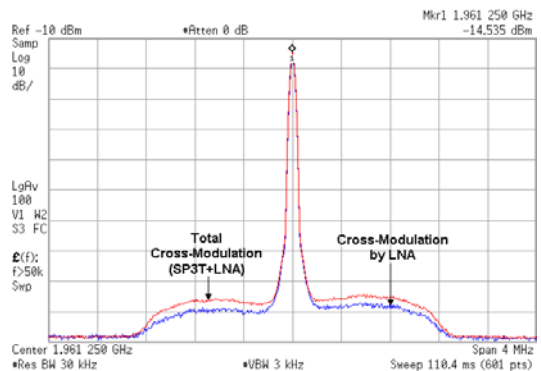


그림9(b). LNA 출력에서 교차변조 잡음

