

# 개인휴대통신에서 이동국의 수신성능개선을 위한 시스템 분석

주 재 한<sup>†</sup> · 박 세 승<sup>††</sup> · 박 종 안<sup>††</sup> · 천 종 훈<sup>†††</sup>

## 요 약

본 논문에서는 개인휴대통신(PCS)의 최소 규격인 J-STD-018을 기준으로 하여 수신기의 수신감도, 단일톤 둔감도, 상호변조 스퓨리어스에 의한 응답감쇄 규격에서 각각 잡음지수와 제 3고조파 차단점을 구하고 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 시뮬레이션 결과 수신감도 규격에서는 전체 잡음지수가 5.99dB이고 제 3고조파 차단점은 -33.979dBm이었다. 또한 단일톤 둔감도 및 상호변조 스퓨리어스에 의한 응답감쇄 규격에서는 전체 잡음지수가 6.357dB이고 제 3고조파 차단점은 -26.99dBm이었다. 따라서 간섭톤이 없을 때 보다 간섭톤이 있을 때 전체 잡음지수는 0.367dB가 증가 되었고 제 3고조파 차단점은 6.989dBm이 증가 되었다. 이것은 잡음지수보다 제 3고조파 차단점이 훨씬 증가 되므로 감성분과 밀접한 관계가 있는 소자인 Mixer는 제 3고조파 차단점을 높게 규정하고 IF SAW 필터의 중심 주파수로부터 1.25MHz와 2.05MHz지점인 곳에 감쇄가 45dB이상 되어야 함을 보였다.

## System Analysis for Receiving Performance Improvement of Mobile Station in PCS

Jae-Han Ju<sup>†</sup> · Sei-Seung Park<sup>††</sup> · Jong-An Park<sup>††</sup> · Jong-Hun Chun<sup>†††</sup>

## ABSTRACT

In this paper, we examined noise figure and the 3rd order intercept point in sensitivity, single tone desensitization, and response attenuation by intermodulation spurious of receiver and also analyzed them through simulation based on J-STD-018, which is the minimum specification of PCS mobile station. The result of simulation was as follows: In sensitivity specification, the total noise figure was 5.99dB and the 3rd order intercept point was -33.979dBm. In single tone desensitization and intermodulation spurious response attenuation specification, the total noise figure was 6.357dB and the 3rd order intercept point was -26.99dBm. When there is an interference tone, the noise figure and the 3rd order intercept point have been increased by 0.367dB, 6.989dBm respectively, compared with that of no interference tone. Because the amount of increase in the 3rd order intercept point was highly raised more than that of noise figure, mixer, closely related to interference tone should be specified in high 3rd order intercept point. At a frequency spacing of 1.25MHz and 2.05MHz from center frequency in IF SAW filter, attenuation should be more than 45dB.

## 1. 서 론

현대사회가 고도 정보화 사회로 접어들면서 각 개

개인의 사회적, 경제적 활동이 점차로 증대되고 산업 활동에서 정보 전달의 비중이 높아짐에 따라 통신의 궁극적 목표인 언제, 어디서, 누구에게나 통신할 수 있는 개인휴대통신(PCS)에 대한 요구가 급격히 증가하고 있다. 이러한 이동통신수요에 대한 용량의 한계를 극복하기 위한 방안인 DS/CDMA(Direct sequence code division multiple access)방식은 이동통신 환경에서의

\* 본 논문은 1998년도 조선대학교 학술연구비의 지원을 받아 연구되었음.

† 준 회원 : 조선대학교 대학원 전자공학과

†† 정 회원 : 조선대학교 전자정보통신학부 교수

††† 정 회원 : 한화(주) 정보통신 단말기 연구소

논문접수 : 1998년 6월 11일, 심사완료 : 1998년 10월 21일

유연성, 보안성 등의 이점을 가지며 매우 효과적으로 주파수 대역을 이용할 수 있다는 점에서 월등한 사용자 수용능력을 가진다[1]. 따라서 DS/CDMA방식을 채택함으로써 개인휴대통신(PCS)의 최소규격인 J-STD-018도 표준화 되었다[2]. 이러한 상황에서 무선통신 사업자들이 급격히 증가되어 디지털 신호간의 간섭, 아날로그간의 채널등 전파들의 상호간섭이 야기되어 이동국의 수신성능이 떨어지는 시점에 놓여있다. 따라서 이동국 최소규격인 J-STD-018의 수신성능상에서 수신감도, 단일톤 둔감도, 상호변조 스퓨리어스용답 감쇄 파라미터를 설정하고 이에 따른 시스템을 구성하는 소자들의 규격과 특성에 따른 시스템에 대한 영향을 분석할 수 있다.

본 논문에서는 J-STD-018을 기준으로 수신기의 수신감도, 단일톤 둔감도, 상호변조 스퓨리어스를 이용하여 잡음지수, 제 3고조파 차단점 등을 구하고 이러한 시스템 파라미터들이 수신기에 미치는 영향과 수신성능 개선을 위한 시스템을 분석한다. 그러므로 제 2장에서는 시스템의 구성에서 J-STD-018에 따른 시스템 파라미터를 유도하고 제 3장에서는 시스템 파라미터들을 이용하여 수신기의 성능개선에 대한 시스템 분석을 시뮬레이션하였다. 그리고 제 4장에서는 결론을 서술하였다.

## 2. 시스템 모델

개인휴대통신(PCS)의 수신부는 (그림 1)과 같이 고주파변환부(RF)와 디지털 신호처리부로 구성되어진다. 고주파변환부는 수퍼헤테로다인 수신기의 원리로서 1.8GHz대역에 사용되고 듀플렉서, 저잡음증폭기(LNA), RF SAW필터로 부터 혼합기를 통과하여 210MHz대역인 IF SAW필터와 자동이득조절기(AGC)를 통하여

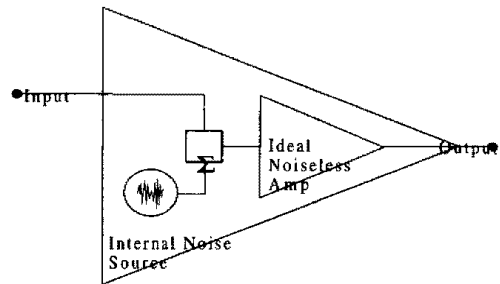
BBA chip set에서 A/D변환되어 디지털 신호처리부로 전송된다. 또한 디지털 신호처리부는 Qualcomm modem chip set가 Rake수신기, 결합기, PN코드 복조회로, 디인터리버, Viterbi디코더로 구성되고 그 출력인 디지털 음성신호를 아날로그 음성신호로 변환하는 음성변환부(Codec chip)가 있으며 스피커를 통하여 음성 정보를 수신한다[3][4].

수신기의 성능분석에 사용되는 규격은 수신기감도, 단일톤 둔감도, 상호변조에 의한 스퓨리어스용답 감쇄가 있으며 이것은 대부분 고주파변환부 설계에 따라 성능이 변화된다.

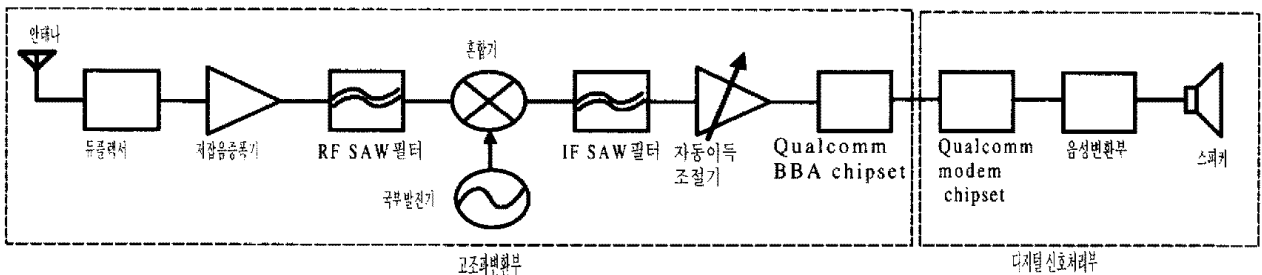
### 2.1 수신기 감도

수신기 감도는 외부의 간섭없이 주어진 신호 대 잡음비를 얻는데 필요한 최소 수신 신호레벨에 의해서 정의된다. 이것은 수신기의 잡음이 적을수록 감도는 향상된다.

(그림 2)는 실온에서 사용되는 증폭기를 이상적인 증폭기와 잡음원을 결합하여 모델링한 것이다. 즉 외부신호와 주변의 온도에 의해 야기되는 작은 전압의 유동에 의해 생기는 잡음을 나타내는 내부 잡음원이 증폭기에 인가되어 신호와 잡음이 동시에 증폭되는 상



(그림 2) 이상적인 증폭기  
(Fig. 2) Ideal amplifier



(그림 1) 수신기의 구성도  
(Fig. 1) Configuration of receiver

황을 모델링한 것이다.

그리고 디지털 링크의 척도로서 BER이 많이 사용되며 다음 식과 같다.

$$BER = \frac{\text{수신된 에러의 비트수}}{\text{총 수신된 비트수}} \quad (1)$$

일반적으로 디지털 통신시스템에서 주어진 BER에 대해 신호 대 잡음비를 정량적으로 나타내기 위해  $E_b/N_0$ 을 많이 사용한다.  $E_b$ 는 한 비트에 들어있는 전력을 나타내며 다음식과 같다.

$$E_b = \frac{e_s^2}{Z} \frac{1}{R} \quad (2)$$

위 식에서 Z는 임피던스,  $e_s$ 는 rms신호전압, R는 비트율을 나타낸다. 즉  $E_b$ 는 하나의 데이터 주기동안에 정규화된 신호안에 있는 전력을 의미한다. 유사하게 잡음전력 스펙트럼 밀도는 다음 식과 같다.

$$N_0 = \frac{e_n^2}{Z} \frac{1}{B_n} \quad (3)$$

위 식에서  $e_n$ 은 rms잡음전압,  $B_n$ 은 수신기의 등가잡음대역폭이다.

결과적으로 신호 대 잡음비  $E_b/N_0$ 은 다음 식과 같이 주어진다.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{e_s^2 \cdot B_n}{e_n^2 \cdot R}$$

$$\frac{E_b}{N_0} [dB] = 20 \log \frac{e_s}{e_n} + 10 \log \frac{B_n}{R} \quad (4)$$

위 식에서  $20 \log(e_s/e_n)$ 은 SNR을 의미하고  $10 \log(B_n/R)$ 은 전력 대역폭비를 나타낸다. 또한  $E_b/N_0$ 는 복조기의 특성을 결정하는데 사용되지만 수신기의 잡음은 수신부 전단에서의 NF에 의해서 결정된다[5][6]. 그리고 NF는 전치증폭기(LNA), 송수신기 또는 모듈에 의해서 결정된다. 또한 디지털 수신기에서 C/N과 BER간의 관계는 아주 중요한 성능 파라미터이다. 그리고  $E_b/N_0$ 와 C/N은 다음 식과 같다.

$$\frac{C}{N} = \frac{RE_b}{B_n N_0} \quad (5)$$

위 식에서 C는 수신기로 입력된 신호전력, N은 잡음전력이다. 여기서  $B_n/R$ 을 처리이득이라 하며 PCS는

대역폭이 1.25MHz이고 전송속도는 14400bps이므로 처리이득은 19dB가 된다. 그리고 수신기 입력단의 동가잡음전력은 다음 식과 같다.

$$N = KTB_n F \quad (6)$$

위 식에서 K는 볼츠만상수( $1.38 \times 10^{-23} J/K$ ), T는 절대온도, F는 잡음계수이다. 그러므로 식(5)과 식(6)로부터 수신기의 잡음계수는 다음 식으로 유도될 수 있다.

$$F = \frac{C}{KTB_n} \frac{N_0}{E_b} \frac{B_n}{R} \quad (7)$$

또한 잡음이 발생하는 소자들이 다단의 종속연결시 전체 시스템 잡음계수는 다음과 같다[7].

$$F_{TOT} = F_{dup} + \frac{(F_{LNA} - 1)}{G_{dup}} + \frac{(F_{SAW} - 1)}{G_{dup} G_{LNA}} + \frac{(F_{Mix} - 1)}{G_{dup} G_{LNA} G_{SAW}} + \dots \quad (8)$$

위 식에서  $F_{TOT}$ 는 전체 시스템의 잡음계수,  $F_{dup}$ 는 듀플렉서의 잡음계수,  $F_{LNA}$ 는 LNA의 잡음계수,  $F_{SAW}$ 는 SAW필터의 잡음계수,  $F_{Mix}$ 는 Mixer의 잡음계수,  $G_{dup}$ 는 듀플렉서의 이득,  $G_{LNA}$ 는 LNA의 이득,  $G_{SAW}$ 는 SAW필터의 이득이다. 그리고 식 (8)의 모든 값은 선형값이며 잡음지수 NF는 잡음계수 F를 dB로 나타낸 것으로 다음 식과 같다.

$$NF = 10 \log F \quad (9)$$

따라서 듀플렉서는 3dB로 거의 일정하므로 LNA의 잡음특성에 의해 전체 NF가 크게 좌우됨을 알 수 있다. 최적의 성능을 얻기 위해서는 소자들간의 연결부분에서의 임피던스가 조정되어야 한다.

J-STD-018에서 규정하고 있는 수신감도의 시험 파라미터는 <표 1>과 같다[2].

<표 1> 수신기감도 시험 파라미터.  
<Table 1> Test parameters for receiver sensitivity.

파라미터	단 위	시험 1	시험 2
수신전력	dBm/1.23MHz	-104	-25
(Pilot $E_c$ )/ $I_{or}$	dB	-7	
(Traffic $E_c$ )/ $I_{or}$	dB	-15.6	

〈표 1〉에서 수신전력은 인태나 입력단자에서 측정된 전력이며,  $(P_{\text{Pilot}} E_c)/I_{\text{or}}$ 은 전체 송신전력 스펙트럼 밀도에 대한 파일럿채널의 단위집당 평균 송신에너지의 비이고  $(P_{\text{Traffic}} E_c)/I_{\text{or}}$ 은 전체 송신전력 스펙트럼 밀도에 대한 통화채널의 단위집당 평균 송신에너지의 비이다.

2.2 단일톤 둔감도

낮은 레벨의 희망파를 수신하고 있을 때 높은 레벨의 방해파가 오면 수신기 출력의 잡음은 희망파만의 경우에 비해 증가한다. 이 방해파는 무변조이고 송신기 잡음은 매우 작으며 수신기의 선택도가 충분한 경우에 있어서도 이 현상을 일으킬 수 있다. 이 현상은 수신기의 선택도를 결정하고 있는 중간 주파수단(IF SAW필터) 보다 전단의 주파수단(LNA) 혹은 주파수 변환단(Mixer)의 회로가 과대한 방해파 레벨에 의해 포화상태에 달하는 중간주파수단 입력까지의 증폭도를 저하하는 등의 원인이 있어 감도를 저하시킨다. 따라서 개인휴대통신(PCS)의 최소규격인 J-STD-018에서는 희망파 신호가 9600bps 전송속도로 보내지고  $\pm 1.25$  MHz이격된 곳에 무변조 신호로 -30dBm을 넣어서 측정한다. 이러한 환경에서 최소한 0.01의 오율을 가져야 한다.

J-STD-018에서는 <표 2>와 같은 시험 파라미터로 최소 성능시험을 한다[2].

<표 2> 단일톤 둔감도 시험 파라미터.

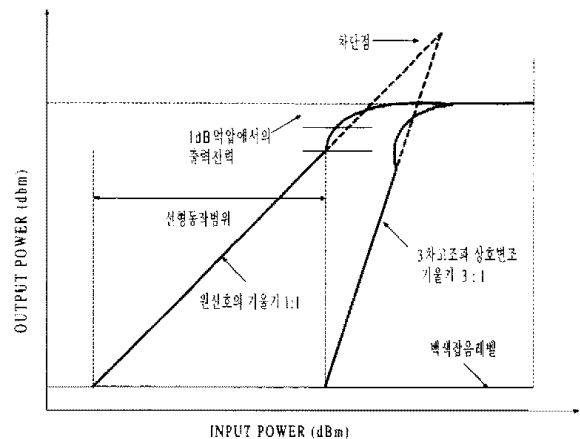
<Table 2> Test parameters for single tone desensitization.

파라미터	단 위	시험 1	시험 2
중심주파수로부터 이격	MHz	+1.25	-1.25
톤 전력	dBm	-30	
수신전력	dBm/1.23MHz	-101	
$(P_{\text{Pilot}} E_c)/I_{\text{or}}$	dB	-7	
$(P_{\text{Traffic}} E_c)/I_{\text{or}}$	dB	-15.6	

2.3 상호변조 스퓨리어스 응답

상호변조는 통과대역외에 있는 2개 이상의 강력한 방해파가 도래할 때 방해파 상호간에 변조적이 발생되고 이것이 희망파 또는 중간주파수와 일치하게 되어 방해를 받는 현상을 말한다. 상호변조의 원인은 저잡음 증폭기(LNA) 또는 믹서(Mixer)의 비선형 때문에

발생되며 혼변조와 마찬가지로 3차, 5차, ... 등의 기수 차 변조적이 문제로 되는 경우가 많다. 따라서 두 개 이상의 신호성분이 비선형 소자를 통과하게 되면 상호변조 스퓨리어스가 발생된다. 상호변조 스퓨리어스중에서 제 2고조파 성분과 제 3고조파 성분이 가장 크며 이중에서도 고리의 대상이 되는 것은 제 3고조파 성분이다. 이것은 제 2고조파 성분이 희망주파수로부터 멀리 떨어져 있는 반면 제 3고조파 성분은 희망주파수에 인접해 있어서 복조시에 간섭을 가장 많이 일으키기 때문이다. 그러므로 입력신호의 전력이 커질수록 제 3고조파에 의한 영향은 급격히 증가하게 된다. 입력신호의 기본 주파수 및 제 3고조파의 입출력특성을 (그림 3)에 나타내었다.



(그림 3) 선형영역과 3차고조파 차단점 (Fig. 3) Linear region and third-order intercept point(IP3)

또한 상호변조에 의하여 발생된 스퓨리어스 전력은 수신기의 제 3고조파 차단특성과 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_s = P_o - 2(IP3 - P_o) \tag{10}$$

위 식에서  $IP3$ 는 수신기의 제 3고조파 출력 차단점,  $P_o$ 는 간섭신호의 전력(dBm)이다. 그리고 제 3고조파 차단점이 낮아질수록 신호가 포화되는 점이 낮아지기 때문에 스퓨리어스 레벨이 상대적으로 커져 간섭이 많아진다. 그러므로 비선형 소자가 다단의 종속연결시 제 3고조파 차단점은 다음과 같다[7].

$$IP3_{TOT} = \frac{1}{\frac{1}{IP3_{dup}} + \frac{G_{dup}}{IP3_{LNA}} + \frac{G_{dup}G_{LNA}}{IP3_{SAW}} + \dots} \tag{11}$$

위 식에서  $IP3_{TOT}$ 는 전체 시스템의 3차 고조파차단점,  $IP3_{dup}$ 는 듀플렉서의 3차 고조파차단점,  $IP3_{LNA}$ 는 LNA의 3차 고조파차단점,  $IP3_{SAW}$ 는 SAW필터의 3차 고조파차단점으로 식 (11)의 모든 변수는 dB값이 아니고 선형값이다.

개인휴대통신(PCS)의 최소 규격인 J-STD-018의 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄는 <표 3>과 같이 희망과 신호를 9600bps 전송속도로 데이터를 보내고  $\pm 1.25\text{MHz}$ ,  $\pm 2.05\text{MHz}$  주파수 이격에 한해서  $-43\text{dBm}$  전력을 넣어서 시험한다. 이때의 프레임 오류율은 0.01이하이어야 한다[2].

<표 3> 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄시험.

<Table 3> Test parameters for intermodulation spurious attenuation

파라미터	단 위	시험 1	시험 2
반송파로부터 톤 1의 이격	MHz	+1.25	-1.25
톤 1의 전력	dBm	-43	
반송파로부터 톤 2의 이격	MHz	+2.05	-2.05
톤 2의 전력	dBm	-43	
수신전력	dBm/1.23MHz	-101	
(Pilot $E_c$ )/ $I_{or}$	dB	-7	
(Traffic $E_c$ )/ $I_{or}$	dB	15.6	

### 3. 시뮬레이션

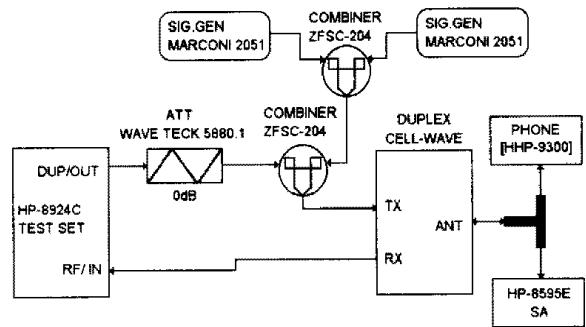
#### 3.1 시험조건

수신기의 감도, 단일톤 둔감도, 상호변조 스퓨리어스에 의한 응답감쇄 규격을 측정하기 위하여 (그림 4)와 같이 이동국 시험장비인 HP-8924C와 신호발생기(Signal generator), 가변감쇠기(Attenuator), 결합기(Combiner)등을 구성하여 측정하였으며 이러한 규격을 측정

할 경우 시험장지상의 경로손실은 다음과 같다.

- (1) HP-8924C → ATT → COMBINER → DUPLEX → PHONE : 14.5dB
- (2) SIG.GEN → COMBINER → DUPLEX → PHONE : 15.5dB

그리고 상호변조왜곡(IMD)과 단일톤 둔감도를 시험할 때는 HP-8924C가 개방루프 전력제어만 지원하므로 출력을  $-70\text{dBm}$ 으로 하였고 그 이하의 전력은 가변 감쇠기로 조절하여 측정한다. 또한 이러한 구성도를 가지고 측정된 데이터를 기준으로 하여 3.2절에서 각 소자들의 파라미터들을 분석하고 시뮬레이션을 하고자 한다.



(그림 4) 시험 구성도  
(Fig. 4) Test configuration

#### 3.2 수신부 파라미터 분석

##### 3.2.1 간섭이 없는 최소 입력전력

<표 4>는  $-104\text{dBm}$ 의 최소 입력 신호 전력과 간섭이 없는 수신기의 성능이다. LNA, IF AMP와 AGC의 이득은 AGC의 출력단에서 최소 신호를  $-57.5\text{dBm}$ 으로 증폭하기 위해 높게 설정된다. 간섭이 없다고 가정했

<표 4> 간섭이 없는 최소 입력전력  
<Table 4> Minimum input power with no interference

Input Parameters:		Input Derived Parameters:						
Boltzmann Const(K)	1.38E-23	-228.6		Noise level(dBm)	-113.1			
Temp C (dBm)	25	54.74						
Bandwidth (MHz)	1.23	60.9						
Input Level (dBm)	-104							
Parameter	TOTAL SYSTEM	DUPLEXER	LNA	RF SAW	MIXER & IF AMP	IF SAW	AGC	
NF (dB)	5.99	3	1.4	3	5.5	13	5	
Gain (dB)	46.5	-3	12	-3	15.5	-13	38	
IP3 (dBm)	-33.979	20	5.5	20	-0.5	25	-38	
Cascade Gain(dB)		-3	9	6	21.5	8.5	46.5	
Signal Level(dBm)	-104	-107	-95	-98	-82.5	-95.5	-57.5	

기 때문에 AGC의 이득은 신호와 잡음 전력에만 관계된다. 이 경우 시스템의 NF는 실용에서 약 5.99dB정도이다.

3.2.2 단일톤 둔감도

단일톤 둔감도에서 간섭톤은 IF SAW필터에 의해서 45dB감소된다. 결과적으로 간섭톤이 AGC의 입력단까지 들어오며 희망 신호보다 26dB 더 강하다. 물론 AGC의 이득은 AGC의 출력단에 간섭 전력이 포함된 전체 출력 전력이 -57dBm으로 일정하게 유지하기 위하여 조정한다. 이것은 AGC가 단일톤 간섭 전력에 의하여 조정되고 AGC의 이득은 감소되며 직접적으로 AGC의 NF를 증가시킨다. <표 5>는 AGC의 이득이 증가하고 따라서 NF가 증가하여 시스템 NF에 영향을 주고 있음을 보여준다. 또한 이동국 시험장비인 HP-8924C로 시험한 결과는 중심주파수로 부터 톤 이격이 +1.25MHz에서 수신신호가 -101dBm일 때 FER이 0.00%

가 측정되었고, 중심 주파수로 부터 톤 이격이 -1.25MHz에서는 수신신호가 -101dBm일 때 FER이 0.44%로 측정되었다. 이것은 이동국 최소 규격인 J-STD-018에서의 단일톤 둔감도 규격에 적합하였다.

3.2.3 상호변조 스퓨리어스응답

<표 6>의 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄에서 2 tone간섭은 단일톤 둔감도 시험에서와 같이 45dB만큼 감쇄된다. 그러나 간섭 톤은 안테나 입력 단에서 희망 신호보다 58dB 더 강하기 때문에 AGC의 입력 단에서 희망 신호보다 13dB 더 강하다. 이것은 상호변조시험에 대한 AGC의 이득은 2 tone간섭이 없을 때 보다 13dB 더 낮다. 또한 이동국 시험장비인 HP-8924C로 시험한 결과는 중심주파수로 부터 톤 이격이 +1.25MHz, +2.05MHz에서 수신신호가 -101dBm일 때 FER이 0.32%가 측정되었고, 중심주파수로 부터 톤 이격이 -1.25MHz, -2.05MHz에서는 수신신호가 -101dBm일

<표 5> 단일톤 둔감도 시험  
<Table 5> Single-Tone desensitization test.

Input Parameters:			Input Derived Parameters:				
Boltzmann Const(K)	1.38E-23	-228.6	Noise level(dBm)	-113.1			
Temp C (dBm)	25	54.74					
Bandwidth (MHz)	1.23	60.9					
Input Level (dBm)	-101						
Parameter	TOTAL SYSTEM	DUPLEXER	LNA	RF SAW	MIXER & IF AMP	IF SAW	AGC
NF (dB)	6.357	3	1.4	3	5.5	13	7.5
Gain (dB)	39.5	-3	12	-3	15.5	-13	31
IP3 (dBm)	-26.99	20	5.5	20	-0.5	25	-31
Cascade Gain(dB)		-3	9	6	21.5	8.5	39.5
Signal Level(dBm)	-101	-104	-92	-95	-75.5	-88.5	-57.5
1 tone des (dBm)	-30	-33	-21	-24	-8.5	-66.5	-33.5

<표 6> 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄시험  
<Table 6> Intermodulation spurious response attenuation test:

Input Parameters:			Input Derived Parameters:				
Boltzmann Const(K)	1.38E-23	-228.6	Noise level(dBm)	-113.1			
Temp C (dBm)	25	54.74					
Bandwidth (MHz)	1.23	60.9					
Input Level (dBm)	-101						
Parameter	TOTAL SYSTEM	DUPLEXER	LNA	RF SAW	MIXER & IF AMP	IF SAW	AGC
NF (dB)	6.357	3	1.4	3	5.5	13	7.5
Gain (dB)	39.5	-3	12	-3	15.5	-13	31
IP3 (dBm)	-26.99	20	5.5	20	-0.5	25	-31
Cascade Gain(dB)		-3	9	6	21.5	8.5	39.5
Signal Level(dBm)	-101	-104	-92	-95	-75.5	-88.5	-57.5
2 tone des (dBm)	-43	-46	-34	-37	-21.5	-79.5	-48.5

때 FER이 0.2%로 측정되었다. 이것은 이공과 최소 규격인 J-STD-018에서의 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄 규격에 적합하였다.

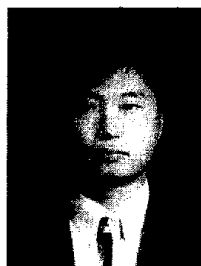
#### 4. 결 론

개인휴대통신(PCS)시스템 설계에 있어서 수신감도와 단일톤 둔감도 및 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄를 향상 시키기 위해서는 IF SAW필터가 간섭 톤을 45dB 이상 감소 시켜야 함을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 또한 Mixer의 이득증가는 IP3를 감소하게 되므로 설계상의 최적화인 15.5dB이득시 -0.5dBm의 IP3값이 되면 단일톤인 경우 입력전력이 -30dBm일 때 수신감도가 -101dBm이 되고 2개 이상인 톤인 경우 입력전력이 -43 dBm일 때 수신감도가 -101dBm이 됨을 시뮬레이션을 통하여 분석하였으며, 이것은 J-STD-018의 최소규격에 합당함을 입증하였다. 따라서 Mixer와 IF SAW필터의 이득, IP3, NF의 상호관계는 수신감도와 단일톤 둔감도 및 상호변조 스퓨리어스응답 감쇄규격과 밀접한 관계가 있음을 보였다. 그리고 AGC의 조절 범위는 +45dB에서 -45dB까지 이득을 조절하여 출력이 -57dBm으로 항상 일정하게 유지하고, 이것은 -101dBm이하의 낮은 전력이 수신될 경우 AGC의 이득이 최대로 증가하게 되어 AGC의 NF를 증가시키게 된다. 따라서 전체 시스템의 NF를 증가시키게 될과 동시에 IP3에도 영향을 미치게 됨을 알 수 있었다. 그러므로 IF SAW필터단과 AGC사이에 고이득 버퍼증폭기를 설계하기 보다는 저이득, 높은 IP3의 증폭기를 사용함으로써 수신기의 성능을 향상 시킬 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다.

#### 참 고 문 헌

[1] A. Viterbi, CDMA:Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley, 1995.  
 [2] TIA/EIA, J-STD-018 : Recommended Minimum Performance Requirements for 1.8 to 2.0GHz Code Division Multiple Access Personal Stations, Nov., 1995.  
 [3] Qualcomm, CDMA Analog Baseband Processor(BBA2) Technical User's Manual, December, 1996.

[4] Qualcomm, CDMA ASIC Products Data Book, March, 1997.  
 [5] Qualcomm, CDMA System Engineering Training Handbook, April, 1993  
 [6] Stephen A. Mass, Microwave Mixers, 2nd Ed. ARTECH HOUSE, pp.97-119, 1993.  
 [7] S. Erst, Receiving System Design, Artech House, Ch.4, 1984.



#### 주 재 한

1989년 조선대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1991년 조선대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1996년 조선대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료

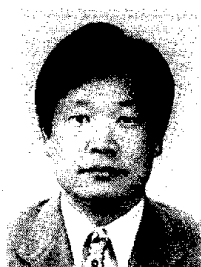
관심분야 : 이동통신, 로보틱스 및 공장자동화 등임.



#### 박 세 승

e-mail : sspark@mail.chosun.ac.kr  
 1975년 조선대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1980년 조선대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1990년 경희대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1985년 미국 Univ. of Michigan 객원교수  
 1986년 미국 Univ. of Washington 객원교수  
 1978년~현재 조선대학교 전자정보통신공학부 교수  
 관심분야 : 로보틱스 및 공장자동화 등임.



#### 박 종 안

e-mail : japark@mail.chosun.ac.kr  
 1975년 조선대학교 공과대학 전자공학과(공학사)  
 1986년 조선대학교 대학원 전기공학과(공학박사)  
 1983년~1984년 미국 Massachusetts 주립대학교 전기&전자공학과 객원교수

1990년~1991년 영국 Surrey 대학 전기&전자공학과  
객원교수

1978년~현재 조선대학교 공과대학 전자정보통신공학  
부 교수

관심분야: 디지털신호처리, 멀티미디어 영상처리



### 천 종 훈

1998년 조선대학교 공과대학 전  
자공학과 졸업(공학사)

1990년 조선대학교 대학원 전자  
공학과 졸업(공학석사)

1996년 조선대학교 대학원 전기  
공학과(통신전공) 졸업(공  
학박사)

1991년~1994년 맥슨전자(주) 기술연구소 CDMA팀 근무

1994년~1997년 현대전자(주) 이동통신 연구소 PCS팀  
근무

1997년~현재 한화(주) 정보통신 단말기연구소 책임연  
구원

관심분야: 디지털 이동통신 및 데이터통신, 디지털 신  
호처리 등