

# 제 출 문

본 보고서를 「 무선통신용 RF 전력 증폭 모듈의 IMD 특성 측정에 관한 연구 」 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2001. 12. 31

연구책임자 : 김 창 우 (경희대학교)

연구원 : 채 규 성 (경희대학교)

정 계 영 (경희대학교)

# 요 약 문

1. 과제명 : 무선통신용 RF 전력 증폭 모듈의 IMD 특성  
측정에 관한 연구

2. 연구기간 : 2001. 3. 2 ~ 2001. 12. 31

3. 연구 책임자 : 김 창 우(경희대학교)

4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세부연구내용	연구자	월별 추진일정												비 고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
· IMD 측정에 관한 논문 및 자 료 수집	채규성 정계영			↔										
· ADS를 이용한 데이터 획득 및 가공기법 연구	정계영				↔									
· ADS를 이용한 load-pull 시뮬레 이션기법 연구	채규성 정계영					↔								
분기별 수행진도 (%)		10			30			70			100			

세부연구내용	연구자	월별 추진일정												비고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
· 샘플 전력증폭기 제작	정계영							←→						
· Visual C를 이용한 측정 자동화 프로그램 개발	정계영						←						→	
· 프로그램을 이용한 측정결과 비교 분석	채규성 정계영											←→		
분기별 수행진도 (%)		10			30			70			100			

#### 나. 세부 과제별 추진사항

- 1) GPIB로 연결된 PC를 이용하여 계측장비의 제어와 데이터 수집 및 분석 가능한 측정 시스템 구축
- 2) 전력증폭기의 비선형성을 측정할 수 있는 측정 자동화 프로그램 개발
- 3) IMD를 이용하여 ACPR을 구할 수 있는 상관관계식 개발
- 3) 마이크로파 전력 증폭기를 설계·제작하고, 측정하여 프로그램 유효성 검증

## 5. 연구결과

### 1) WCDMA용 전력증폭기 설계 · 제작 및 특성 측정결과

	설 계	제 작
주파수 대역	1920 ~ 1980 MHz	
출력전력 ( $P_{1-dB}$ )	29 dBm	26.3 dBm
선형이득	16 dB	16 dB
전력부가효율 (PAE)	22.7 %	24.4 %
ACPR(측정값) @ $P_o=25$ dBm		-53.6 dBc @5 MHz offset
ACPR(계산값)		-50.4 dBc
대역특성		0.5 dB 이하 @ $P_o=25$ dBm

### 2) 측정 자동화 프로그램 개발

실 행	획득 데이터
One-tone 측정	$P_{1-dB}$ , PAE
Two-tone 측정	IMD, $IP_3$ , Correlated ACPR
디지털 신호 측정	Measured ACPR
대역특성 측정	Band ripple deviation

## 6. 기대효과

- 1) 전력증폭기 비선형성 측정 자동화에 기여
- 2) RF 부품 측정 표준화 작업 수행의 기준 데이터 제시 가능
- 3) RF 부품의 2-tone 및 multi-tone 상호변조왜곡 성능 예측
- 4) RF 측정에 관한 전문 기술인력 국내 양성 가능

## 7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도	보유 현황	확보 방안	비 고
PC		1	계측기 제어 및 프로그래밍	보유		
Network Analyzer	Agilent 8510C	1	S 파라미터 측정	보유		
Spectrum Analyzer	Agilent 8564E	1	스펙트럼 전력 측정	보유		
Signal Generator	Agilent 8643C	2	아날로그 신호 발생	보유		
Vector Signal Generator	R&S SMIQ 03B	1	디지털 변조신호 발생	보유		
Power Meter	Agilent 437B	2	출력전력 측정	보유		
Power Supply	Agilent E3631A	2	DC 전원 공급	보유		

## 8. 기타사항

해당사항 없음.

# SUMMARY

## 1. Introduction and Importance of Research

One of the major issues in design process of power-amplifiers used for wireless communication applications, is the level of nonlinear distortion allowed, in order to fulfil the specifications of signal-to-noise ratio. Intermodulation distortions (IMD's) among nonlinear distortions degrade the transmitted carrier-to-interference power ratio. The 2-tone 3rd-order intercept point ( $IP_3$ ) has been used as a standard of measure the IMD capability in power amplifiers. In modern digital mobile communication systems, however, more complex signals such as, digitally modulated signals with multitones, should be analyzed. Therefore, more complex standard replaced with  $IP_3$  must be considered.

The amplifier linearity used for digital mobile communication applications is usually characterized as the power ratio of two neighboring frequency continuum, this ratio being defined as the adjacent channel power ratio (ACPR). The 2-tone IMD product can be used as the comparison reference to study nonlinear-distortion responses of a multitone digital signal in the identical system. A relationship between the multitone test results and IMD products, would enable the full characterization of the device under mutitone excitation using only 2-tone IMD

tests performed much easily.

In this work, a remote-measurement program in order to measure 2-tone IMD and ACPR characteristics. Using the program, all measurement instruments are controlled remotely and measured data are acquired as demands. The program involves a correlation of IMD to ACPR. For the validity of the program to measure 2-tone IMD and ACPR characteristics, we have fabricated an 1-stage hybrid power amplifier with a GaAs PHEMT and have measured the amplifier with the program. The results obtained from the measurements will be discussed.

## **2. Development of remote measurement program using Visual C**

- Measurement setup controlled remotely by a computer
- One-tone test: dynamic range measurement (  $P_{1-dB}$  )
- Two-tone test: IMD/  $IP_3$  measurements and correlated-ACPR evaluation using correlation formula
- Digital signal test: ACPR measurement
- Band Property : band property measurement

## **3. Measurement of IMD and ACPR characteristics in power amplifiers**

- Parameter extraction for equivalent circuit elements of microwave GaAs PHEMT
- Circuit design using a RF circuit simulator (ADS)

- Fabrication of hybrid power amplifiers
- Measurement and characterization for the fabricated power amplifiers

	Simulated	Measured	Calculated
Frequency band	1920 ~ 1980 MHz		
Output power ( $P_{1\text{-dB}}$ )	29 dBm	26.3 dBm	
Linear gain	16 dB	16 dB	
Power added efficiency (PAE)	22.7 %	24.4 %	
Measured ACPR @ $P_o=25$ dBm		-53.6 dBc @5 MHz offset	
Calculated(correlated) ACPR @ $P_o=25$ dBm			-50.4 dBc @5 MHz offset
Band ripple deviation		$\leq 0.5$ dB @ $P_o=25$ dBm	

<Table> Measured and calculated results of a WCDMA power amplifier fabricated in this work



# 목 차

표 목 차 .....	xi
그림목차 .....	xi
제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 전력증폭기의 비선형성 특성 .....	4
제 1 절 전력증폭기의 비선형성 분석 .....	4
1. 1-tone 해석 .....	5
2. 2-tone 해석 .....	8
제 2 절 비선형성을 나타내는 주요 파라미터 .....	13
1. 이득억압점(Gain Comprssion Point) .....	13
2. 교차점(Intercept Point) .....	13
3. 동작영역(Dynamic Range) .....	15
제 3 절 2-tone의 상호변조왜곡과 디지털 변조 신호의 비선형성 상관관계 .....	16
1. 2-Tone의 상호변조왜곡 .....	16
2. 인접 채널 전력비(ACPR) .....	23
3. 잡음 전력비(NPR) .....	27
4. 다중 신호 상호변조비(M-IMR) .....	29
5. 공동 채널 전력비(CCPR) .....	31

제 3 장 측정 자동화 프로그램 .....	33
제 1 절 1-tone을 이용한 측정 프로그램 .....	36
제 2 절 2-tone을 이용한 측정 프로그램 .....	38
제 3 절 디지털 변조신호를 이용한 측정 프로그램 ...	40
제 4 장 전력증폭기의 비선형성 측정 및 결과분석 .....	43
제 1 절 전력증폭기의 설계 .....	43
제 2 절 전력증폭기의 제작 .....	49
제 3 절 변조되지 않은 CW신호를 이용한 측정 결과 분석 .....	51
1. 1-tone을 이용한 측정 결과 분석 .....	52
2. 2-tone을 이용한 측정 결과 분석 .....	53
3. ACPR 및 M-IMR, NPR, CCPR 추출 .....	62
제 4 절 디지털 변조신호를 이용한 측정 결과 분석 ...	63
제 5 장 결 론 .....	70
참고문헌 .....	72
<부록> SOURCE PROGRAM .....	74

## 표 목 차

표 4.1 전력증폭기의 설계와 제작 결과 비교 .....	49
표 4.2 전력증폭 모듈 RM912의 주요 사양 .....	53
표 4.3 각 측정에 따른 RBW와 VBW .....	56
표 4.4 전력증폭 모듈의 주요 사양 .....	62
표 4.5 디지털 변조 신호발생기의 신호규격 .....	63
표 5.1 전력증폭기의 설계값과 측정결과 비교 .....	68
표 5.2 측정 자동화 프로그램의 실행과 획득 데이터 .....	69

## 그 림 목 차

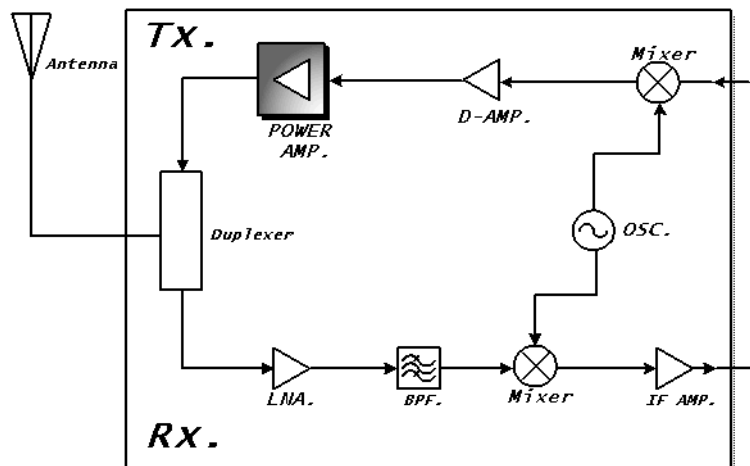
그림 1.1 무선 시스템의 RF 구조도 .....	1
그림 2.1 이상적인 증폭기의 전달특성 .....	4
그림 2.2 비선형 증폭기에 1-tone 입력시 입출력 특성 .....	7
그림 2.3 2-tone의 선형 출력 스펙트럼 .....	8
그림 2.4 2차 왜곡 항만을 고려한 출력 스펙트럼 .....	9
그림 2.5 2차 왜곡 항만을 고려한 출력 스펙트럼 .....	10
그림 2.6 비선형 증폭기에 2-tone 입력시 입·출력 특성 ..	12
그림 2.7 증폭기의 $IP_3$ 와 입출력 전력의 관계 .....	14
그림 2.8 등간격, 등전력의 $K$ 개 톤 입력에 대한 3차 비선형 출력 스펙트럼 .....	19
그림 2.9 출력 스펙트럼을 두 블럭으로 분리한 개요도 .....	21

그림 2.10 ACPR의 도식적인 정의 .....	23
그림 2.11 ACPR 측정계의 블록 다이어그램 .....	25
그림 2.12 ACPR 측정 블록 다이어그램 .....	25
그림 2.13 NPR의 도식적인 정의 .....	28
그림 2.14 NPR 측정계의 블록 다이어그램 .....	29
그림 2.15 M-IMR의 도식적인 정의 .....	30
그림 2.16 CCPR의 도식적인 정의 .....	31
그림 3.1 측정 자동화 프로그램 수행도 .....	33
그림 3.2 측정 자동화 프로그램 실행화면 .....	34
그림 3.3 1-tone 측정을 위한 프로그래밍 순서도 .....	37
그림 3.4 2-tone 측정을 위한 장비배치 .....	38
그림 3.5 2-tone 측정을 위한 프로그래밍 순서도 .....	39
그림 3.6 디지털 변조신호 측정을 위한 장비배치 .....	40
그림 3.7 디지털 변조신호 측정을 위한 프로그래밍 순서도 .....	41
그림 3.8 전력증폭기 비선형성 측정을 위한 실측정계 .....	42
그림 4.1 Curtice3 모델을 이용한 PHEMT의 등가회로 .....	44
그림 4.2 S-파라미터 추출 결과 .....	45
그림 4.3 Load-Pull 시뮬레이션 회로도 .....	46
그림 4.4 Load-Pull 시뮬레이션 결과 .....	46
그림 4.5 전력증폭기의 전체 회로도 .....	47
그림 4.6 설계된 전력증폭기의 S-파라미터 .....	48
그림 4.7 설계된 전력증폭기의 입·출력 전력특성과 전력부가효율 .....	48
그림 4.8 전력증폭기의 실물 사진 .....	49

그림 4.9 제작된 전력증폭기의 S-파라미터 특성 .....	50
그림 4.10 입력전력에 대한 출력전력과 전력부가효율 특성	52
그림 4.11 전력증폭기의 대역특성 .....	53
그림 4.12 RBW변화에 따른 스펙트럼 .....	55
그림 4.13 VBW의 변화에 따른 스펙트럼 .....	56
그림 4.14 2-tone을 이용한 입·출력전력 특성의 측정 결과 .....	58
그림 4.15 크기가 다른 두 신호에 의한 IMD 성분의 영향	59
그림 4.16 크기가 다른 두 신호의 출력 스펙트럼 .....	59
그림 4.17 2-tone을 이용한 입·출력 특성 .....	61
그림 4.18 입력전력에 대한 ACPR, M-IMR, NPR, CCPR 특성 계산 결과 .....	62
그림 4.19 IS-95 신호의 ACPR 측정 .....	63
그림 4.20 디지털 변조신호의 스펙트럼 .....	64
그림 4.21 입력전력에 대한 출력전력과 ACPR의 관계 .....	65
그림 4.22 셀룰라와 PCS의 상호변조전력 특성 .....	67
그림 4.23 셀룰라와 PCS의 ACPR 특성 .....	68
그림 4.24 상관관계식을 이용한 ACPR과 측정 ACPR의 관계 .....	69

# 제 1 장 서 론

정보화 사회의 발전에 따라 유선 및 무선 통신은 많은 양의 데이터를 보다 빠르게 전송하기 위한 방향으로 급속히 발전하고 있다. 즉, 현재 사용되고 있는 Cellular나 PCS 시스템을 비롯하여 앞으로 상용화 될 IMT-2000과 같은 차세대 이동통신 시스템에서는 저속 데이터 통신으로 가능한 음성 및 정지화상 정보로부터, 동영상이나 인터넷과 같은 고속·대용량의 멀티미디어 데이터 전송이 요구되고 있다. 이와 더불어 무선통신 시스템의 대중화에 따라 사용자의 수가 급격히 늘어남으로 인해, 이에 따른 통신 용량의 증가를 수용하기 위하여 대역폭의 협소화 및 대용량의 데이터 전송이 가능한 고주파 대역의 통신 방식이 개발되고 있어 고주파 회로 설계 제작기술의 중요성이 증대되고 있다. 이러한 고속 대용량의 데이터 전송을 가능케 하는 통신 및 방송 시스템의 세계적인 개발 추세는 기존의 아날로그 방식에서 탈피하여 주로 디지털 방식을 채택하고 있는데, 이러한 디지털 방식의 통신 시스템은 협소한 채널당 대역폭으로 인하여 야기되는 시스템의 선형성의 확보가 시스템 개발에 있어서 가장 큰 관건이 되고 있다.



<그림 1-1> 무선 시스템의 RF 구조도

<그림 1-1>에 무선 통신 시스템의 송수신 RF 블록도를 보이고 있다. 이중 송신부의 최종단에 위치하는 전력증폭기는 변조된 반송파 신호를 증폭시켜 높은 전력의 신호를 송신 안테나로 전달하는 비선형 능동 소자로, 시스템의 성능을 좌우하는 핵심 부품이라 할 수 있으며 높은 출력과 선형성 그리고 효율 및 안정성 등이 요구되어 진다.

이러한 전력증폭기의 특성중 선형 특성은 인접 채널 누설 전력비(Adjacent Channel Leakage Power Ratio; ACPR), 상호 변조 왜곡(Intermodulation Distortion; IMD)  $P_{1-dB}$ ,  $IP_3$ (3rd-order Intercept Point), SFDR (Spurious Free Dynamic Range), NPR(Noise Power Ratio) 등의 특성으로 그 기준을 나타낼 수 있다. 특히, 전력증폭기에 2개 이상의 반송파가 입력되어 증폭될 경우 포화 영역 부근의 비선형 특성으로 인하여 상호 변조 신호들이 발생하게 되는데, 이들 상호 변조 신호들은 신호의 왜곡현상과 스펙트럼의 대역외 확산으로 전송 캐리어 주파수의 인접한 채널에 간섭을 일으켜 전송 품질을 저하시키는 주요 원인이 되며, 이중 3차 상호변조 왜곡(3rd-order IMD) 성분은 원 신호와 근접하여 왜곡을 발생시키는 주된 성분이 된다. 따라서 이들 상호변조 신호를 억제하는 것이 통신 시스템의 성능 개선에 필수적이라 할 수 있다.

전력증폭기의 3차 상호변조 성분을 분석하기 위해서는 전송 캐리어 주파수에 근접한 다른 주파수의 캐리어를 동시에 입력하여 출력측의 3차 상호변조 성분을 측정하는 2-tone 테스트가 주로 이용되는데, 최근에는 디지털 변조 방식과 협대역 통신이 보편화되어 ACPR 측정이 송신단의 선형성을 평가하는 중요한 요소가 되고 있다. 그러나 이러한 비선형성의 측정은 다양한 측정 장비와 더불어 인적 노력들을 필요로 한다. 따라서, 높은 정확도를 갖는 효율적인 전력 증폭기의 비선형성 측정 기술 확보 및 개발은 RF 부품 시장에서의 국가 경쟁력을 신장시켜 국내 산업 발전에 큰 기여를 하게 될 것이다.

본 연구에서는 전력증폭기의 다양한 비선형 특성을 효율적으로 측정할 수 있는 측정법 개발을 목표로 하고 있다. 특히, 스펙트럼 분석기를 이용한 IMD 및 ACPR 측정의 자동화 프로그램을 Visual C를 이용하여 제작하였으며, 측정에 필요한 모든 계측기를 GPIB로 연결된 PC로 제어하여 측정의 효율을 최대화하였다. 또한, 본 연구를 위해 전력증폭기를 직접 설계·제작하였으며, 더불어 상용되고 있는 전력증폭기들을 측정하고, 비교하여 측정 프로그램의 신

뢰성을 높이도록 하였다.

본 보고서의 구성을 개략하면, 제 2 장에서는 전력 증폭기의 비선형 특성에 대한 아날로그 및 디지털 신호의 관점에서 이론적으로 기술할 것이며, 제 3 장에서는 본 과제에서 개발된 측정 자동화 프로그램과 제 4 장에서는 이 측정 프로그램을 이용하여, 본 과제에서 설계·제작된 전력증폭기 및 상용 전력 증폭 모듈을 이용한 비선형성의 측정 및 그 결과에 대하여 논의할 것이다. 권말에 부록으로 Visual C를 이용하여 제작한 측정 자동화 프로그래밍 소스 코드를 제시하였다.



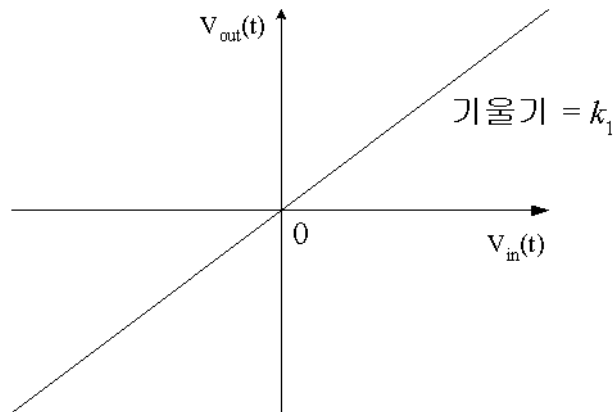
## 제 2 장 전력증폭기의 비선형성 특성

### 제 1 절 전력증폭기의 비선형 분석

이상적인 증폭기는 선형적인 전달 특성을 갖는다. 따라서, 출력 전압은 식 (2.1)과 같이 입력 전압에 일정한 상수가 곱해진 형태로 표현할 수 있다.

$$V_{out}(t) = k_1 V_{in}(t) \quad (2.1)$$

여기서,  $k_1$ 은 증폭기의 이득이 된다. <그림 2-1>은 이상적인 증폭기의 전달특성을 보여준다.



<그림 2-1> 이상적인 증폭기의 전달특성

전력증폭기의 비선형 특성은 크게 신호 크기(amplitude)의 왜곡과 위상(phase)의 왜곡으로 나누어 볼 수 있다. 그중 크기의 왜곡은 입력 레벨의 증가에 따라 출력 레벨의 상대 이득이 감소하는 현상으로 나타난다. 따라서, 증폭기가 기억성이 없다면(memoryless) 비선형 특성은 입력 전압의 크기에 대한

함수로 나타낼 수 있다. 즉, 출력 전압은 입력 전압에 대한 동시성이 있을 때, 출력 전압  $V_o(t)$ 은 입력 전압  $V_i(t)$ 의 멱급수(power series)로 표현될 수 있다.

$$V_{out} = k_1 v_{in} + k_2 v_{in}^2 + k_3 v_{in}^3 + \dots \quad (2.2)$$

그러나, 이득과 위상의 왜곡이 함께 발생하는 증폭기가 기억성을 갖는다면, 즉 출력 전압이 시간적으로 이전의 입력 전압 특성에 무관하지 않는다면 비선형 분석에 멱급수를 사용할 수 없고, Volterra 급수를 써야 한다. 이 때, 증폭기가 선형 전달 특성을 갖는다면,  $k_i = 0$  ( $i \neq 0$ )일 것이다. 식 (2.2)는 입력에 따른 출력에서의 위상 변화를 일으키는 증폭기의 위상 왜곡 특성을 무시한 것이다. 일반적인 경우 식 (2.2)는 초기치 세 항만으로도 충분히 비선형 전달 특성을 표현할 수 있다. 입력되는 신호를 1-tone과 2-tone으로 분류하여 해석하여 보면 다음과 같다.

## 1. 1-tone 해석

증폭기에 1-tone  $v_{in}(t) = v_m \cos \omega_0 t$  입력시의 해석으로 증폭기의 출력신호는 식 (2.2)를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

1)  $k_1 v_{in}$  항 : 출력신호는

$$v_{out,1}(t) = k_1 v_m \cos \omega_0 t \quad \bigg|_{\omega_0 = 2\pi f_o} \text{으로}$$

$f_o$ 의 여현 신호 출력, 즉 선형출력으로 비선형 왜곡이 없는 항이다.

2)  $k_2 v_{in}^2$  항 : 출력 신호는

$$v_{out,2}(t) = k_2 v_m^2 \cos^2 \omega_0 t = \frac{k_2 v_m^2}{2} + \frac{k_2 v_m^2}{2} \cos 2\omega_0 t \text{으로}$$

DC 신호출력과  $2f_o$ 의 여현 신호 출력은 2차 고조파 왜곡(2nd-order harmonic distortion)을 발생시킨다.

3)  $k_3 v_{in}^3$  항 : 출력신호는

$$v_{out,3}(t) = k_3 v_m^3 \cos^3 \omega_0 t = \frac{k_3 v_m^3}{4} [3 \cos \omega_0 t + \cos 3\omega_0 t] \text{ 으로}$$

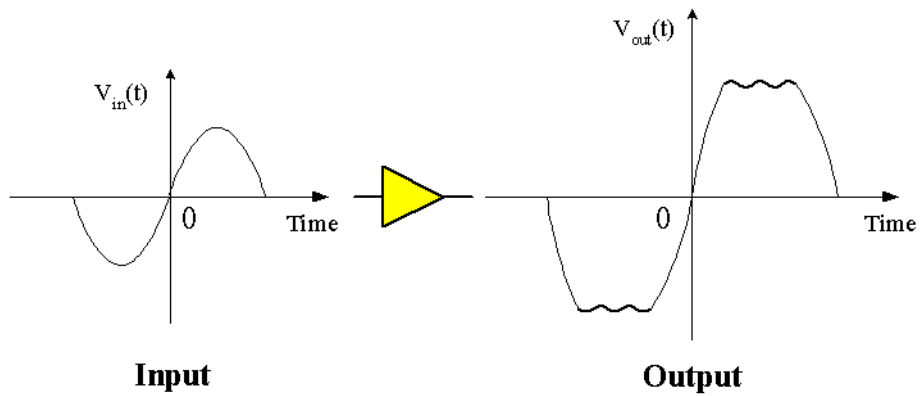
$f_0$ 의 기본 주파수 신호출력으로 선형출력 항에 에너지가 더해지며  $3f_0$ 의 여현 신호 출력은 3차 고조파 왜곡(3rd-order harmonic distortion)을 발생시킨다.

1)~3) 을 종합하면, 증폭기에  $\omega_0$ 의 주파수를 갖는 신호가 입력되면, 다음과 같은 신호의 출력을 얻을 수 있다.

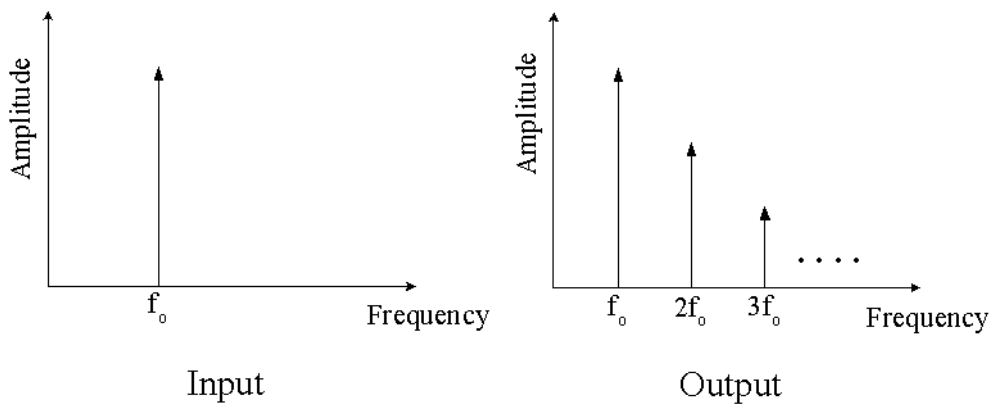
$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= k_1 v_{in} + k_2 v_{in}^2 + k_3 v_{in}^3 + \dots \\ &= \frac{k_2 v_m}{2} : DC \text{ 성분} \\ &+ k_1 \left(1 + \frac{3k_3 v_m^2}{4k_1}\right) v_m \cos \omega_0 t : \text{기본 주파수 성분} \\ &+ \frac{k_2 v_m^2}{2} \cos 2\omega_0 t : 2\text{차 고조파 성분} \\ &+ \frac{k_3 v_m^3}{4} \cos 3\omega_0 t : 3\text{차 고조파 성분} \end{aligned}$$

즉, 단일 주파수  $f_0$ 을 갖는 입력 신호에 대해 출력단에서는 기본 주파수  $f_0$  외에 DC,  $2f_0$ ,  $3f_0$ 의 고조파 신호가 생성되고 있다. 이와 같은 현상을 고조파 왜곡(harmonic distortion)이라 한다. 기수  $n$ 차 항은 기본주파수의 기수차 항 고조파 왜곡의 원인이 되며, 우수차 항은 우수차 항 고조파 왜곡의 원인이 된다. 일반적으로 증폭기가 약한 비선형 영역에서 동작할 때에는 고조파의 크기는 2차 고조파 > 3차 고조파 > 4차 고조파 > 5차 고조파이지만, 비선형성이 강해질수록 위 부등식은 성립하지 않게 된다. 또한 기본 주파수  $f_0$ 인 출력 신호의 진폭은  $k_1 v_m + \frac{3}{4} k_3 v_m^3$ 가 된다. 이때,  $k_3 < 0$ 이면,  $k_1 v_m > \frac{3}{4} k_3 v_m^3$

이 되므로 가상 선형 출력 신호  $k_1 v_m \cos \omega t$  의 진폭보다 작게 된다. 이것을 이득의 감소(이득압축; gain compression) 또는 AM-to-AM 변환 특성이라고 한다. <그림 2-2>에서는 비선형 증폭기에 1-tone이 입력되었을 때, 발생하는 3차 고조파 성분의 영향을 보이고 있다 [1][5].



(a) 시간영역에서 사인파의 영향



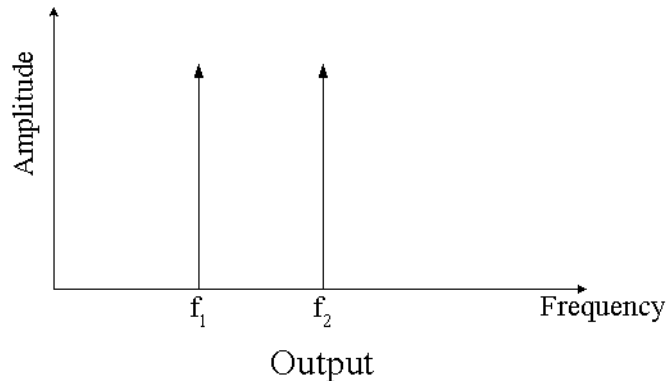
(b) 주파수 영역에서 입출력 스펙트럼

< 그림 2-2> 비선형 증폭기에 1-tone 입력시 입출력 특성

## 2. 2-tone 해석

증폭기에 2-tone  $v_{in}(t) = v_m(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$  (단,  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ,  $\omega_2 = 2\pi f_2$ ) 입력시 해석으로, 증폭기의 출력신호는 식(2.2)를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

- 1)  $k_1 v_{in}$  항 : 출력 신호는  $v_{out,1}(t) = k_1 v_m[\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t]$  으로  $f_1$ ,  $f_2$ 의 여현 신호 출력, 즉 선형 출력으로 비선형 왜곡이 없는 항으로 1-tone해석의 일차항과 같다. 이것의 스펙트럼을 <그림 2-3>에 보이고 있다.

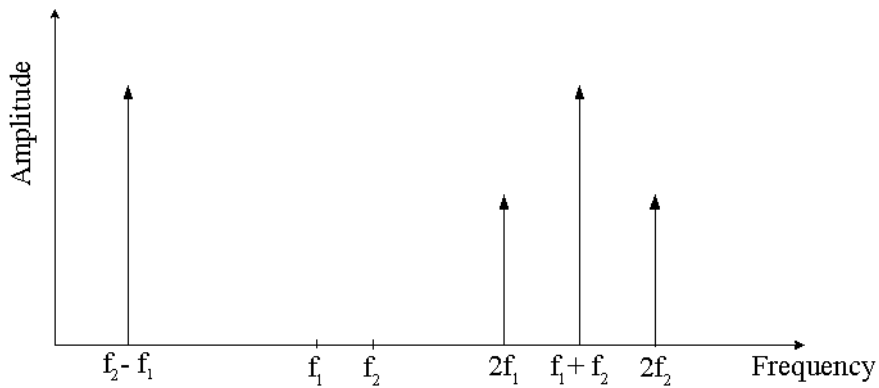


< 그림 2-3> 2-tone의 선형 출력 스펙트럼

- 2)  $k_2 v_{in}^2$  항 : 출력신호는

$$\begin{aligned}
 v_{out,2}(t) &= k_2 [v_m(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)]^2 \\
 &= k_2 \left\{ v_m^2 + \frac{v_m^2 \cos(2\omega_1 t)}{2} + \frac{v_m^2 \cos(2\omega_2 t)}{2} \right. \\
 &\quad \left. + v_m^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + v_m^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right\}
 \end{aligned}$$

으로 DC 신호출력과  $2f_1$ ,  $2f_2$ 의 2차 고조파 항, 그리고,  $f_1 + f_2$ 의 합 주파수(sum frequency) 항과  $f_1 - f_2$ 의 차 주파수(difference frequency)항의 2차 상호 변조(2nd-order intermodulation) 성분을 발생시킨다. 이것의 주파수 스펙트럼을 <그림 2-4>에 보이고 있다.



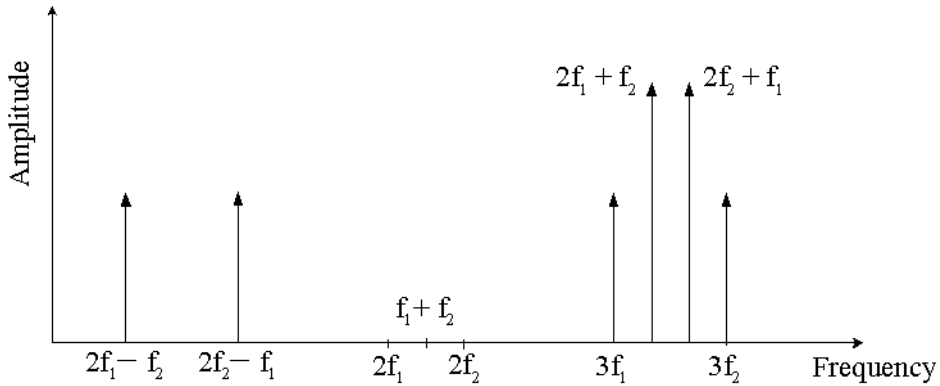
<그림 2-4> 2차 왜곡 항만을 고려한 출력 스펙트럼

3)  $k_3 v_{in}^3$  항 : 출력신호는

$$\begin{aligned}
 v_{out,3}(t) &= k_3 v_1 \cos(\omega_1 t) + v_2 \cos(\omega_2 t)^3 \\
 &= \frac{v_m^3}{4} (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t) \\
 &+ \frac{3 v_m^3}{4} \{ \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \} \\
 &+ \frac{9v_m^3}{4} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)
 \end{aligned}$$

으로 기본 주파수인  $f_1$ ,  $f_2$  성분과, 3차 고조파인  $3f_1$ ,  $3f_2$  성분, 그리고 3차 상호 변조(3rd-order intermodulation)를 나타내는  $(2f_1 + f_2)$ ,  $(2f_1 - f_2)$ ,  $(2f_1 + f_1)$ ,  $(2f_2 - f_1)$  성분들이 출력된다. 이 중 3차 상호 변조 성분은  $f_1$ ,  $f_2$  신호가 상호 변조 되어

생성되는 것으로, 3차 상호 변조 왜곡을 일으키는 원인이 되고, 이를 3차 상호변조 왜곡(3rd-order intermodulation distortion : IMD<sub>3</sub>)라 한다.  $k_3 v_{in}^3$ 에 의한 출력 스펙트럼을 <그림 2-5>에 보이고 있다.



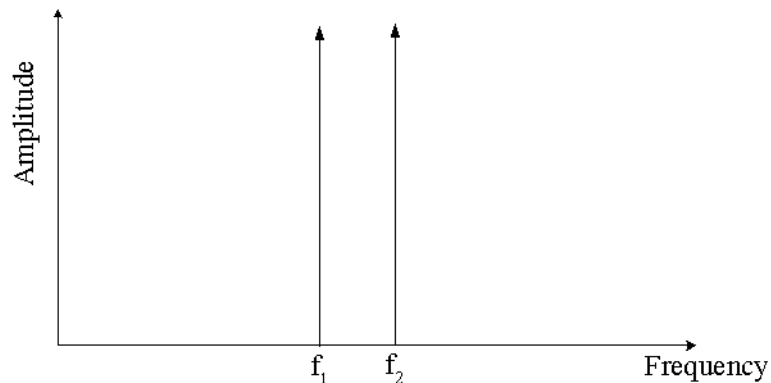
<그림 2-5> 3차 왜곡 항만을 고려한 출력 스펙트럼

1)~3) 을 종합하면 증폭기에  $f_1$  과  $f_2$ 의 주파수를 갖는 두 신호가 동시에 입력되었을 때, 다음과 같은 신호의 출력을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) &= k_1 v_{in} + k_2 v_{in}^2 + k_3 v_{in}^3 + \dots \\
 &= [k_2 v_m^2] : DC \text{ 성분} \\
 &+ [k_1 v_m (1 + \frac{9k_3 v_m^2}{4k_1})(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)] : \text{기본 주파수 성분} \\
 &+ [\frac{k_2 v_m^2}{2} (\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t)] : 2\text{차 고조파 성분} \\
 &+ [k_2 v_m^2 \{ \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \}] : 2\text{차 } IMD \text{ 성분} \\
 &+ [\frac{k_3 v_m^3}{4} (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t)] : 3\text{차 고조파 성분} \\
 &+ [\frac{3k_3 v_m^3}{4} \{ \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\
 &\quad + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \}] : 3\text{차 } IMD \text{ 성분}
 \end{aligned}$$

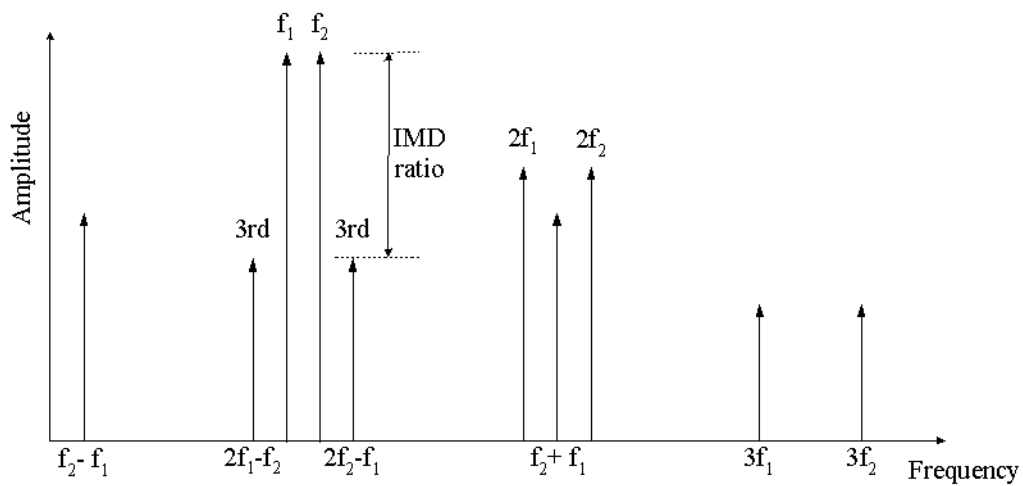
위 식에서 볼 수 있듯이 증폭기에  $f_1$  과  $f_2$ 의 주파수를 갖는 두 신호가 동시에 입력되면, 그에 대한 출력은 기본 주파수 성분인  $f_1$  ,  $f_2$  외에 입력 주파수와 무관한 DC 성분, 2차 고조파 성분인  $2f_1$  ,  $2f_2$  그리고 3차 고조파 성분인  $3f_1$  ,  $3f_2$  와 더불어 2차 상호 변조 성분인  $f_1 \pm f_2$  와 3차 상호변조 성분인  $2f_1 \pm f_2$  ,  $2f_2 \pm f_1$  가 출력된다.

특히, 3차 상호 변조 신호 성분인  $2f_1 - f_2$  ,  $2f_2 - f_1$  은 기본 주파수에 매우 근접하여 나타나므로 필터로도 제거하기 어렵다. 따라서 이들 상호변조 신호를 억제하는 것이 다 채널(multi channel) 통신에 필수적이라 할 수 있다. <그림 2-6>에서는 비선형 증폭기에 2-tone이 입력되었을 때, 입·출력 특성에 관한 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. [1]

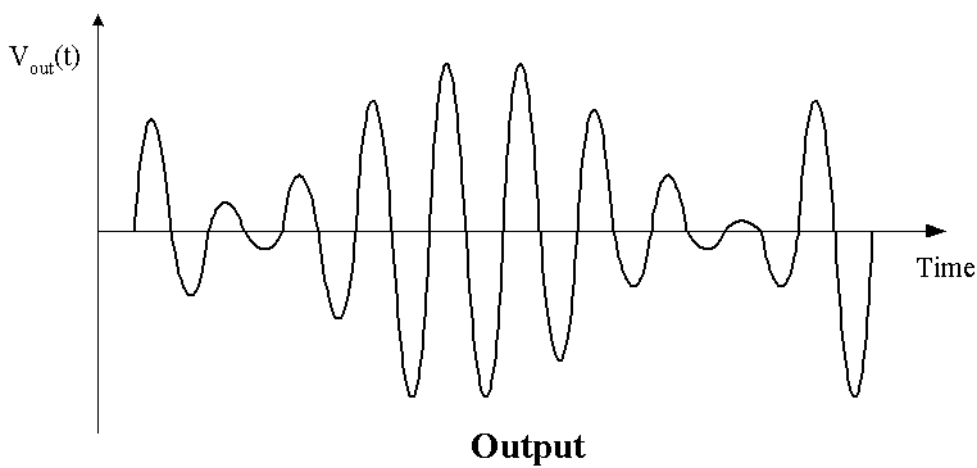


(a) 주파수 영역에서 입력 스펙트럼





(b) 주파수 영역에서 출력 스펙트럼



(c) 시간영역에서 출력 전압 파형

< 그림 2-6> 비선형 증폭기에 2-tone 입력시 입·출력 특성

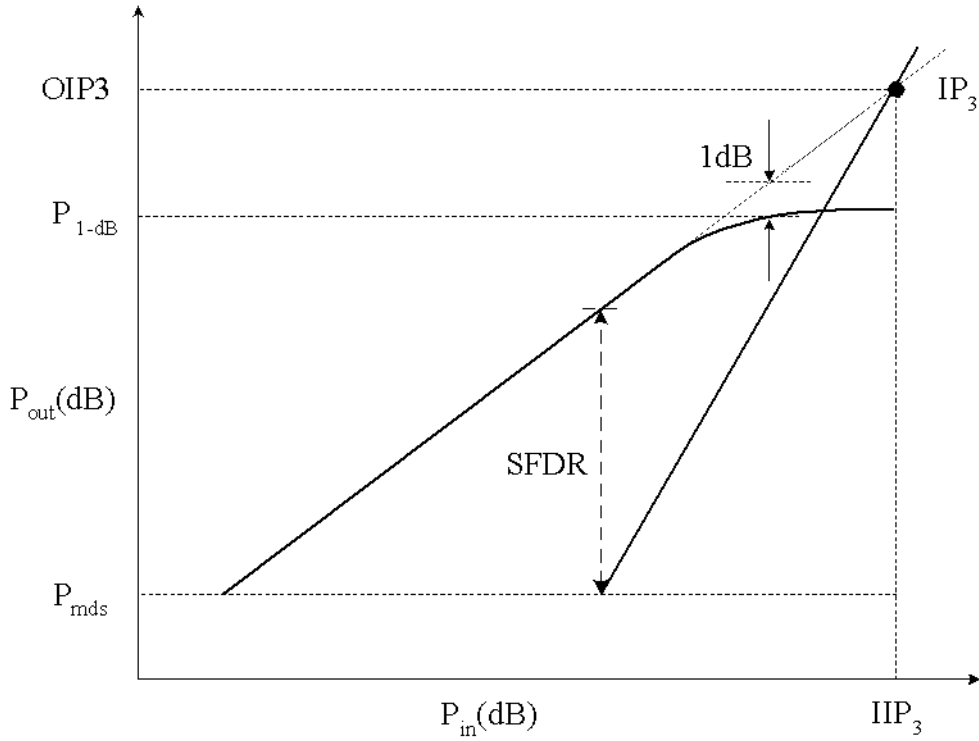
## 제 2 절 비선형성을 나타내는 주요 파라미터

### 1. 이득 억압점(Gain Compression Point)

이득 억압(Gain Compression)은 전력증폭기의 입력 전력이 증가하더라도 출력 전력이 더 이상 선형적으로 증가할 수 없을 때 발생한다. 앞서 살펴본 바와 같이 3차 IMD 성분에 의해 출력 전력이 감소하여, 결과적으로 이득이 감소하게 된다. 이상적인 증폭기의 출력 전력과 실제 증폭기 출력 전력의 차이가 1 dB가 되는 점을 1 dB 억압점(1-dB gain compression point ;  $P_{1-dB}$ )이라 한다.

### 2. 교차점(Intercept Point)

전력증폭기의 비선형 특성에 의해서 발행하는 IMD 성분 중에서 기본 주파수에 가장 근접해 있고 또 가장 큰 영향을 미치는 것이 3차 IMD 성분이다. 만약, 기본 주파수의 출력 전력이 선형적으로 증가하고, 3차 IMD 성분의 출력 전력도 선형적으로 증가한다고 가정하였을 때, 두 개의 출력이 일치하는 점을 3차 교차점( $IP_3$ )이라 한다. 기본 주파수와 3차 IMD 성분의 입출력 관계를 이용하여 <그림 2-7>에서와 같이 기본 주파수에 대한 출력과 3차 IMD 성분에 대한 출력의 교차점인  $IP_3$ 를 찾을 수 있다.  $IP_3$ 와  $P_{1-dB}$ 은 증폭기의 비선형성을 나타내는 중요한 파라미터이다.



<그림 2-7> 증폭기의  $IP_3$ 와 입출력 전력의 관계

$n$ 차 항의 IMD 성분에 대한 간섭점(IP)은 다음과 같이 표현된다.

$$IIP_n = \frac{nP_{in} - P_{n,IM}}{n-1} \quad (2.3)$$

여기서  $IIP_n$ 은 기본 주파수에 대한 출력과  $n$ 차 IMD 성분에 대한 출력의 교차점에 대한 입력 전력(Input  $IP_n$ )이다.

직렬로 연결된 증폭기인 경우  $IIP_2$ 를 구하면,

$$IIP_2 = \frac{1}{\left( \frac{1}{\sqrt{IP_1}} + \frac{G}{\sqrt{IP_2}} \right)^2} \quad (2.4)$$

여기서  $IP_1$ 은 첫째단 증폭기의  $IIP$ 이고,  $IP_2$ 는 둘째단 증폭기의  $IIP$ 이다.

$IIP_3$ 를 구하면,

$$IIP_3 = \frac{1}{\frac{1}{IP_1} + \frac{G}{IP_2}} \quad (2.5)$$

여기서  $G$ 는 첫 번째 단 증폭기의 이득이다 [7].

### 3. 동작 영역(Dynamic Range)

증폭기를 설계할 때 고려하여야 할 요소 중의 하나는 동작영역(Dynamic Range)이다. 이것은 선형적인 이득을 가지는 입력이나 출력의 범위를 의미한다. 열 잡음은 증폭기가 작동할 수 있는 최저점이 된다. 또한  $P_{1-dB}$ 는 증폭기가 입력 신호를 왜곡시키지 않고 증폭시킬 수 있는 선형 영역의 최대점을 표현하므로, 이를 이용하여 증폭기가 선형적으로 동작할 수 있는 범위를 구할 수 있다. <그림 2-7>에서 증폭기가 선형적으로 동작할 수 있는 동작영역(Dynamic Range)은 출력전력이 잡음 신호보다 커지는  $P_{mds}$ (minimum detectable signal power)에서  $P_{1-dB}$ 까지가 된다.

$$DR = P_{1-dB} - P_{mds} \quad (2.6)$$

그리고 IMD 성분이 없는 선형영역을 SFDR(Spurious Free Dynamic Range)라고 한다.

1 dB 역압점  $P_{1-dB}$ 과  $P_{IP_3}$ 와의 관계를 수식으로 표현하면,

$$P_{IP_3} \doteq P_{1-dB} + 10[dB] \quad (2.7)$$

이다.

그리고 선형 출력 전력 ( $P_{out}$ )과 3차 IMD의 출력 전력 ( $P_{IP3}$ )과는 다음과 같은 관계식이 성립한다 [7].

$$P_{sp} = 3P_{out} - 2P_{IP3} [dBm] \quad (2.8)$$

### 제 3 절 2-tone의 상호변조왜곡과 디지털 변조 신호의 비선형성 상관관계(Correlation)

#### 1. 2-Tone의 상호변조왜곡

증폭기의 multitone 혹은 복잡하게 변조된 신호의 비선형성 측정은, 2-tone을 이용한 측정의 결과로 근사시킬 수 있는 방법이 개발되고 있다. 이는 역으로 2-tone을 이용한 측정 결과로 ACPR, NPR, M-IMR, CCPR과 같이 복잡한 IMD 특성을 유추할 수 있음을 의미한다. multitone을 이용한 측정으로부터 고차항의 상호변조 성분들을 알 수가 있다. 따라서 신호의 갯수를 늘림에 따라 고차항의 영향뿐 아니라 실제적으로 추가되는 다양한 성분들의 영향에 대한 특성을 알 수 있다. 이에 대하여 참고문헌 [3]을 참조하여 이론적으로 해석하여 보면 다음과 같다.

증폭기에 입력되는 두 신호를  $x(t)$ 라 하고, 이에 대한 출력 신호를  $y(t)$ 라 하면  $x(t)$ 와  $y(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = x_1 \cos(\omega_1 t) + x_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.9)$$

$$y = k_1 x + k_2 x^2 + k_3 x^3 \quad (2.10)$$

여기서, 계산상의 편의를 위해 입력된 두 신호의 크기를  $x_1 = x_2 = X$  라 하면, 입력된 두 신호에 의해 발생하는 3차 IMD 성분 중,  $2f_1 - f_2$  (또는  $2f_2 - f_1$ )의 주파수 성분에 의한 출력 전력을  $P_{D_0}$ 라 하고, 입력된 주파수 성

분인  $f_1$ (또는  $f_2$ )에 의한 선형적인 출력 전력을  $P_{L_0}$ 라 하면,  $\omega_1$ (또는,  $\omega_2$ )에 의한 입력 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in}(\omega_1) = \frac{X^2}{2} \quad (2.11)$$

$IP_3$ 는 정의에 의하여  $P_{L_0}(\omega_1) = P_{D_0}(2\omega_2 - \omega_1)$ 인 출력 전력의 값이므로, 이를 이용하여  $IP_3$ 를 구하면,

$$P_{L_0}(\omega_1) = P_{D_0}(2\omega_2 - \omega_1) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{k_1^2}{2} X^2 &= 9 \frac{k_3^2}{32} X^6 \\ \rightarrow X^4 &= \frac{16}{9} \frac{k_1^2}{k_3^3} \end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned} IP_3 &= P_{out}(\omega_1) \\ &= \frac{k_1^2 X^2}{2} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{k_1^6}{k_3^2} \frac{16}{9}} \\ &= \frac{k_1^3}{k_3} \frac{2}{3} \end{aligned} \quad (2.13)$$

2-tone이 입력 되었을 때, 선형 출력 전력과 상호변조 왜곡전력과의 비 (Intermodulation Ratio; IMR)를  $IMR_2$ 라 하면,  $IMR_2$ 는 식(2.14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$IMR_2 = \frac{P_L}{P_D} \quad (2.14)$$

식 (2.14)를 이용하여  $IMR_2$ 를 계산하면,

$$\begin{aligned}
 IMR_2 &= \frac{P_L}{P_D} = \frac{\frac{k_1^2}{2} X^2}{9 \frac{k_3^2}{32} X^6} \\
 &= \frac{k_1^2}{k_2^3} \frac{4}{9 \frac{k_1^4 X_4}{4}} \\
 &= \frac{IP_3^2}{P_{OUT}^2(\omega_1)} \\
 &= \frac{IP_3^2}{\frac{P_{OT}^2(\omega_1)}{4}}
 \end{aligned}$$

$$\therefore IMR_2 [dBc] = 2(IP_3 \text{ dBm} - P_{OT \text{ dBm}}) + 6dBc \quad (2.15)$$

<그림 2-8>과 같이 K개 tone으로 구성된 디지털 변조신호는 다음과 같이 표현할 수 있다 [4].

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-K}^K X_k \cdot e^{j[\omega_k t + \phi_k]} \quad (2-16)$$

여기서 톤 주파수가  $\omega_k = \omega_o + (k-1)\Delta\omega$  ( $1 < k \leq K$ ) 그리고

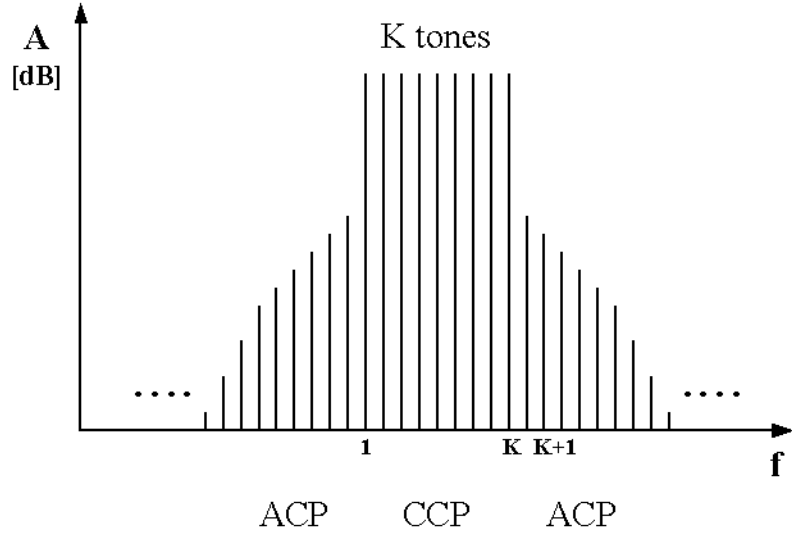
$\omega_k = -\omega_o + (k+1)\Delta\omega$  ( $-K < k \leq -1$ )일 때, 비선형 시스템  $y(t) = S[x(t)]$ 에 입력되어 나오는 출력신호는 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) \quad (2-17)$$

$y_n(t)$ 은  $n$ 차 출력응답을 말한다.

$$y_n(t) = \frac{1}{2^n} \sum_{k_1=-K}^K, \dots, \sum_{k_1=-K}^K X_{k_1} \dots X_{k_n} H_n(\omega_{k_1}, \dots, \omega_{k_n}) \quad (2-18)$$

$$\times \exp(j[(\omega_{k_1} + \dots + \omega_{k_n})t + \phi_1 + \dots + \phi_n])$$



<그림 2-8> 등간격, 등전력의  $K$ 개 톤 입력에 대한 3차 비선형 출력 스펙트럼

이때, 비선형함수  $H_n(\omega_1, \dots, \omega_n)$ 는 주파수의 함수가 되고,  $H_n(\omega_1, \dots, \omega_n) = C_n$ 로 정의한다. 식(2b)를 따르면, 출력주파수는 다음과 같은 조합이 된다.

$\omega_m = \omega_{k_1} + \dots + \omega_{k_n} + \omega_{k_n}$ . 여기서  $n$ 은 Volterra 시리즈에서 시스템 성분의  $n$ 차 항이다. 따라서 시스템의 3차항  $C_3[x(t)^3]$ 은 두 개의 서로 다른 주파수 성분을 만드는데, 하나는 스펙트럼 근처에, 다른 하나는 3차 고조파 주위에 생성된다. 전자 즉, 스펙트럼 근처에 생성된 주파수 성분은  $\omega_r$ 로 표현되고, 입력 스펙트럼에 인접하여 위의 상측대역에는  $(\omega_o - (K-1)\Delta\omega \leq \omega_r \leq \omega_o - \Delta\omega)$ , 아래 하측대역에는  $(\omega_o + K\Delta\omega \leq \omega_r \leq \omega_o + 2(K-1)\Delta\omega)$   $K-1$ 개의 새로운 톤들이 발생한다.  $K$ 개의 톤들은 입력 주파수이다.  $(\omega_o \leq \omega_r \leq \omega_o + (K-1)\Delta\omega)$



이렇게 생성된 주파수 성분들의 크기를 구하기 위해서는 선형적으로 증폭된 주파수 성분과 함께, 서로 다른 주파수가 혼합되어 발생한 성분을 위상을 고려해서 더하여야한다.

일반적으로  $n$ 차 항의 혼합성분이 입력신호의 한 개의 주파수를  $(\omega_{k1} + \dots + \omega_{kn})$  포함하거나, 두 개의 주파수  $(\omega_{k1} + \omega_{k1} + \dots + \omega_{k2})$ , 혹은  $n$ 개의 주파수 성분을 포함하게 되지만 같은 출력주파수로 나타날 수 있다. 그러나 각각은 서로 다른 다항식에 의한 비례상수와 위상을 갖는다.

3차 혼합성분은 대역의 중심  $(K+1)/2$ 을 기준으로 좌우 대칭으로 존재한다. 따라서 인접 채널을 분석하기 위해서는  $K+1 \leq r \leq 2K-1$ 의 성분들을 조사하여야하고, 공동채널을 분석하기 위해서는  $[(K+1)/2] \leq r \leq K$ 의 성분들을 조사하여야한다.

#### 1) 인접채널 혼합성분 ( $K+1 \leq r \leq 2K-1$ )

$\omega_r = \omega_{k1} + \omega_{k2} - \omega_{k3}$ 인 인접채널에서,

A 형태의 혼합성분 :  $k_1 \neq k_2 \neq k_3$

B 형태의 혼합성분 :  $k_1 = k_2 \neq k_3$

$\omega_r = \omega_{k1} + \omega_{k2} - \omega_{k3}$  ( $1 \leq k_1, k_2, k_3 \leq K$  and  $K+1 \leq r \leq 2K-1$ )에서의 인접채널전력은 다음과 같다.

A 형태 :  $k_1 \neq k_2 \neq k_3$

$$N_A(K, r) = 6 \left[ \left( \frac{2K-r}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon}{4} \right] \quad (2-19)$$

B 형태 :  $k_1 = k_2 \neq k_3$

$$N_B(K, r) = 3 \left[ \left( \frac{2K-r}{2} \right) + \frac{\varepsilon}{2} \right] \quad (2-20)$$

여기서  $\varepsilon = \text{mod}[r/2]$  그리고  $\text{mod}[p/q]$ 는  $p/q$ 의 나머지이다.

1) 공동채널 혼합성분 ( $(K+1)/2 \leq k \leq K$ )

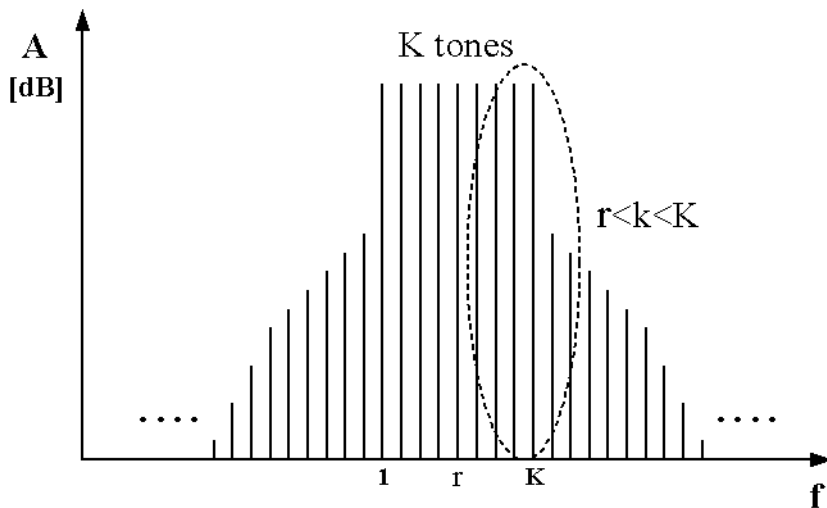
$\omega_r = \omega_{k1} + \omega_{k2} - \omega_{k3}$  인 인접채널에서,

A 형태의 혼합성분 :  $k_1 \neq k_2 \neq k_3$

B 형태의 혼합성분 :  $k_1 = k_2 \neq k_3$

C 형태의 혼합성분 :  $k_1 \neq k_2 = k_3$

D 형태의 혼합성분 :  $k_1 = k_2 = k_3$



<그림 2-9> 출력 스펙트럼을 두 블록으로 분리한 개요도

공동채널에서의 혼합성분이 필요하므로, <그림 2-9>에서와 같이 입력 스펙트럼을 서로 다른 두 개의 블록으로 나누는 것이 유용하다 :  $1 < k < r$  그리고  $r < k < K$

따라서  $\omega_r$  위치에 존재하는 혼합성분은 상위인접채널성분과 하위인접채널성분을 포함하게 되고, 이 두 신호의 합성 또는  $\omega_r$ 과의 합성에 의해서 생성된다. 그리고 공동채널전력은 다음과 같다.

$A_1$  형태 :  $k_1 \asymp k_2 \asymp k_3$ 와  $1 < k_1, k_2, k_3 < r$

$$N_{A_1}(K, r) = 6 \left[ \left( \frac{r-2}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_1}{4} \right] \quad (2-21)$$

$A_2$  형태 :  $k_1 \asymp k_2 \asymp k_3$ 와  $r < k_1, k_2, k_3 < K$

$$N_{A_1}(K, r) = 6 \left[ \left( \frac{K-r-1}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_2}{4} \right] \quad (2-22)$$

$A_3$  형태 :  $k_1 \asymp k_2 \asymp k_3$ 와  $1 < k_1 < r$ ,  $r < k_2 \leq K$ ,  $k_2 \leq k_3 < k_1$

$$N_{A_3}(K, r) = 6(K-r)(r-1) \quad (2-23)$$

따라서

$$N_A(K, r) = 6 \left[ \left( \frac{r-2}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_1}{4} + \left( \frac{K-r-1}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_2}{4} + (K-r)(r-1) \right] \quad (2-24)$$

여기서  $\varepsilon_1 = \text{mod}[(2K-r)/2]$  그리고  $\varepsilon_2 = \text{mod}[(K-r+1)/2]$ 이다.

$B_1$  형태 :  $k_1 \asymp k_2$  그리고  $1 \leq k_1, k_2 \leq r$

$$N_{B_1}(K, r) = 3 \left[ \left( \frac{r-2}{2} \right) + \frac{\varepsilon_1}{2} \right] \quad (2-25)$$

$B_2$  형태 :  $k_1 \asymp k_2$  그리고  $r \leq k_1, k_2 \leq K$

$$N_{B_1}(K, r) = 3 \left[ \left( \frac{K-r-1}{2} \right) + \frac{\varepsilon_2}{2} \right] \quad (2-26)$$

따라서

$$N_{B_1}(K, r) = 3 \left[ \left( \frac{K-r-1}{2} \right) + \frac{\varepsilon_1}{2} + \left( \frac{r-2}{2} \right) + \frac{\varepsilon_2}{2} \right] \quad (2-27)$$

여기서  $\varepsilon_1 = \text{mod}[(2K-r)/2]$  그리고  $\varepsilon_2 = \text{mod}[(K-r+1)/2]$ 이다.

C형태 :  $k_1 \neq k_2$  그리고  $k_1 = r$  그리고  $k_2 \leq K$

$$N_C(K) = 6(K-1)$$

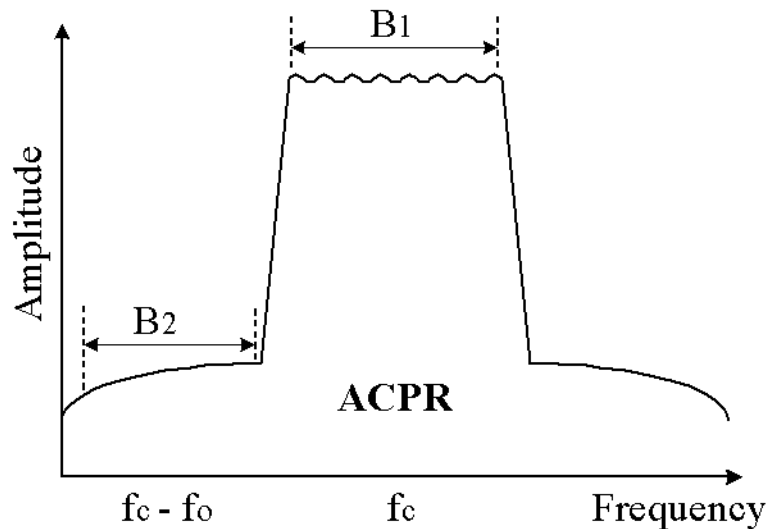
D형태 :  $k_1 = k_2 = r$

$$N_D = 3$$

이상에서 유도한 관계식들을 이용하여 다중 신호 디지털 통신 회로의 선형성을 나타내는 ACPR, NPR, M-IMR, CCPR 등에 대한 상관관계식을 유도할 수 있다.

## 2. 인접 채널 전력비(ACPR)

ACPR(Adjacent Channel Power Ratio)은 인접한 채널로 확산된 신호의 정도를 나타내는 값이다. 즉, 규정된 대역폭( $B_1$ )에 포함된 전력의 중심 주파수( $f_c$ )에서 오프셋( $f_o$ )만큼 떨어져 있는 인접한 채널의 대역폭( $B_2$ )에 포함된 전력과의 비이다. ACPR에 대한 도식적인 개념도를 <그림 2-10>에 보이고 있다.



<그림 2-10> ACPR의 도식적인 정의

앞 절에서 구한 2-tone 해석 결과식을 이용하여 ACPR을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 ACPR_{dBc} &= \left( \frac{P_L}{P_D} \right)_{dB} \\
 &= \left( \frac{\frac{k_1^2}{2} \frac{X^2}{K} \cdot K}{\frac{k_3^2}{32} \frac{X^6}{K^3} \cdot 9 \cdot 4 \cdot \left( 4 \sum_{r=1}^{K-1} N_1 + \sum_{r=1}^{K-1} M_1 \right)} \right)_{dB} \\
 &= IMR_{2(dBc)} + 10 \log \left( \frac{K^3}{16N_4 + 4M_4} \right)
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

여기서  $N_4$ ,  $M_4$ 는 다음과 같다.

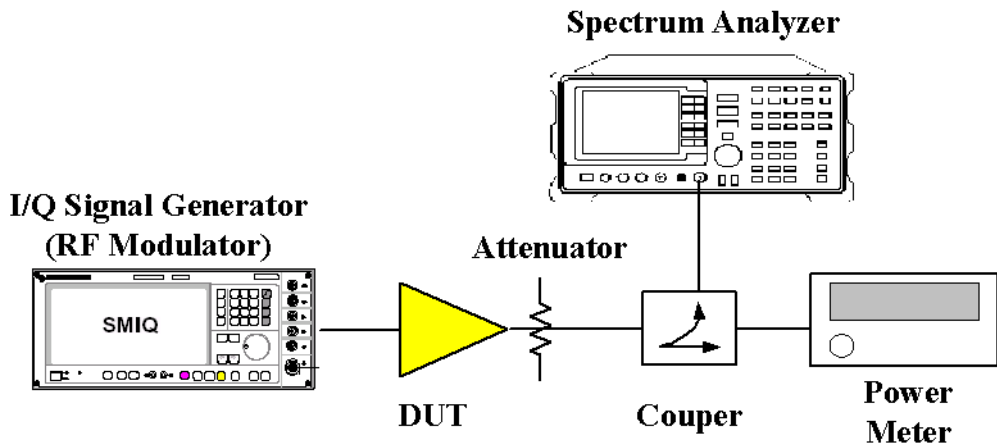
$$\begin{aligned}
 N_4 &= \sum_{r=1}^{K-1} N_1 \\
 &= \sum_{r=1}^{K-1} \left[ \left( \frac{K-r}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_1}{4} \right] \\
 &= \frac{2K^3 - 3K^2 - 2K}{24} + \frac{\varepsilon}{8}
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

$$\begin{aligned}
 M_4 &= \sum_{r=1}^{K-1} M_1 \\
 &= \sum_{r=1}^{K-1} \left[ \left( \frac{K-r}{2} \right)^2 + \frac{\varepsilon_1}{4} \right] \\
 &= \frac{K^2 - \varepsilon}{4}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

여기서

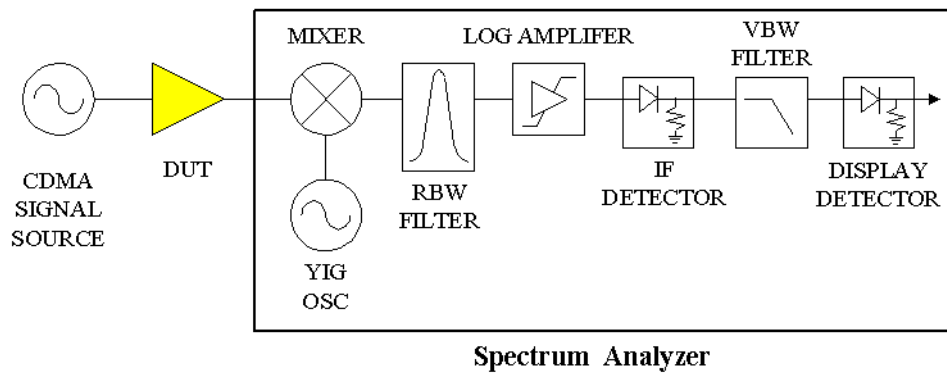
$$\begin{aligned}
 \varepsilon &= \text{mod} \left( \frac{K}{2} \right) \\
 \varepsilon_1 &= \text{mod} \left( \frac{K+r}{2} \right)
 \end{aligned}$$

ACPR을 측정하기 위한 측정계의 블록 다이어그램을 <그림 2-11>에 보이고 있다.



<그림 2-11> ACPR 측정계의 블록 다이어그램

<그림 2-12>에서 스펙트럼 분석기를 이용하여 ACPR을 측정할 때, RBW(Resolution Bandwidth)와 IBW(Integration Bandwidth) 방법이 사용되고 있다. RBW 와 IBW 방법 모두 <그림 2-12>과 같은 블록 다이어그램을 이용한다.



<그림 2-12> ACPR 측정 블록 다이어그램

## ① 해상도 대역(RBW) 계산법

RBW(Resolution Bandwidth) 방법은 고정된 튜닝과 제로-스팬(zero-span)을 이용해서 스펙트럼 전력 밀도(Power Spectrum Density; PSD)를 구한다. RBW 필터는 고정된 대역폭을 가지며(일반적으로 30 kHz), 스펙트럼 분석기는 오프셋 채널의 중심주파수에 제로-스팬으로 고정된다. 만약에 <그림 2-12>과 같이 스펙트럼 분석기에서 검파기 앞에 로그-증폭기가 있다면, 스펙트럼 응답의 오차를 최소화하기 위해서는 VBW 필터의 대역폭이 RBW 필터의 대역폭보다 3배 이상 더 넓어야 한다. 이러한 이유는 VBW 필터가 변조된 신호에 로그를 취하는 형태로 평균화하기 때문이다.

시간영역에서의 신호의 전력으로부터 PSD를 구하면 다음과 같다.

$$P_{ch} = 10 \log \left[ \left( \frac{B_{ch}}{B_n} \right) \left( \frac{1}{N} \right) \sum_{i=1}^N 10^{P_i/10} \right] \quad (2.31)$$

여기서  $P_i$ 는 각각의 패킷의 전력,  $N$ 은 저장 데이터 수,  $B_{ch}$ 는 채널 대역폭,  $B_n$ 은 스펙트럼 분석기에서 사용된 RBW 필터의 등가잡음 대역폭,  $P_{ch}$ 는 정해진 채널의 총 전력이다.

RBW 방법은 RBW 필터로 인하여 측정시간이 IBW 방법에서 사용되는 RBW보다 100배 이상 빠르다는 장점이 있다. 그러나 정확한 값을 얻기 위해서는 측정하려는 채널의 대역폭이 스펙트럼 분석기의 내부에 있는 RBW 필터의 대역폭과 비슷해야 한다는 단점이 있다. 즉, 측정의 정확도를 높이기 위해서는 RBW 필터의 대역폭이 충분히 작아야 한다. 그러나 만약 RBW 필터의 대역폭이 너무 작다면, 샘플링 대역보다 작아져 신호의 스펙트럼을 구할 수 없고, 넓은 대역폭을 갖는 RBW를 사용하게 되면 주파수 선택도가 떨어져, 신호 스펙트럼의 모양, 특히 곡률에 따라 정확도가 영향을 받는다.

## ② 적분 대역(IBW) 계산법

IBW(Integration Bandwidth) 방법은 얻고자하는 대역폭내의 모든 패적의 전력을 더한 값을 저장 데이터 수로 나누어 평균 PSD를 구한다. 그러면 이 PSD는 채널 대역폭으로 정규화된다.

이와 같은 방법으로 PSD를 구하면 다음과 같다.

$$P_{ch} = 10 \log \left[ \left( \frac{B_{ch}}{B_n} \right) \left( \frac{1}{N} \right) \sum_{i=n1}^{n2} 10^{P_i/10} \right] \quad (2.32)$$

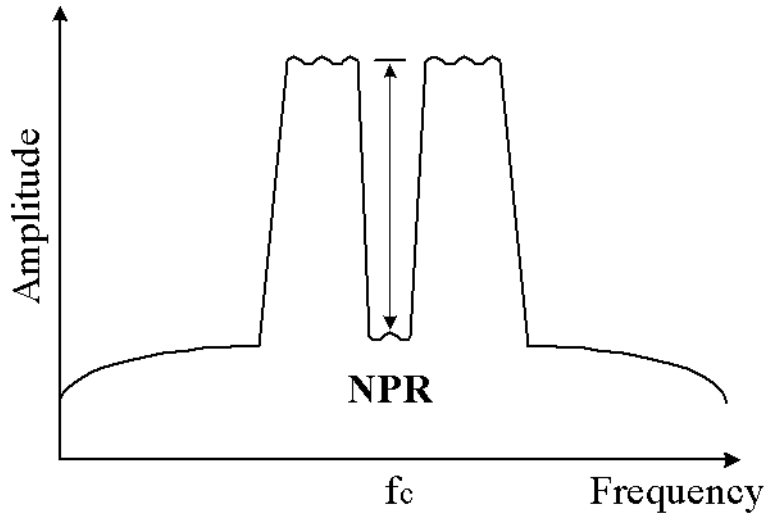
여기서  $n1$  과  $n2$ 는 대역폭의 시작과 끝을 나타내는 패적이 된다. 따라서 대역폭은  $N = n2 - n1 + 1$ 이 된다.

400 MHz정도 넓은 대역폭을 갖는 신호에 대해서도 사용할 수가 있다. 또한 CW 신호나 변조된 신호와 같이 어떠한 신호의 형태라도 좋은 정확도를 갖는다. 그러나 단점은 외부적으로 컴퓨터나 프로그래밍이 필요하다는 것이다. 그러나 요즘의 스펙트럼 분석기는 이러한 단점을 극복하고 있다. 그리고 RBW 방법과 마찬가지로 스펙트럼 분석기 내부의 RBW가 측정 시간을 좌우한다는 것이다. RBW가 작을수록 측정의 정확도는 높아지지만 측정시간이 길어진다는 단점이 있다.

## 3. 잡음 전력비(NPR)

NPR(Noise Power Ratio)은 전력증폭기의 비선형성에 의해서 발생하는 채널 대역내의 원하지 않는 왜곡 전력의 정도를 측정한 값이다. 이는 노치필터(notch filter)를 사용하여 대역내의 입력신호를 부분적으로 추출함으로써 가능하다. 즉, 대역내의 왜곡전력과 신호 전력과의 비이다. 일반적으로, NPR은 증폭기에 일정한 전력이 입력되고 있을 때, 노치필터를 이용한 증폭기를 통과한 백색잡음의 스펙트럼 전력밀도(@중심주파수  $f_c$ 에서의 전력밀도)와 노치필터를 거치지 않은 잡음전력밀도의 비로 정의하고 있다. 도식적인 개념은 <그림 2-13>에 보이고 있다.





<그림 2-13> NPR의 도식적인 정의

앞 절에서 구한 2-tone 해석 결과식을 이용하여 NPR을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \text{NPR}_{\text{dBc}} &= \left( \frac{P_L}{P_D} \right)_{\text{dB}} \\
 &= \left( \frac{\frac{k_1^2}{2} \frac{X^2}{K}}{\frac{k_3^2}{32} \frac{X^6}{K^3} \cdot 9(4N_2 + M_2)} \right)_{\text{dB}} \\
 &= \text{IMR}_{2(\text{dBc})} - 6 + 10 \log \left( \frac{K^2}{4N_2 + M_2} \right)
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

여기서

$$N_1 = \left( \frac{K-r-2}{2} \right)^2 - \frac{\epsilon_2}{4} + \left( \frac{b-1}{2} \right)^2 - \frac{\epsilon_3}{4} + b(K-b-2) \tag{2.34}$$

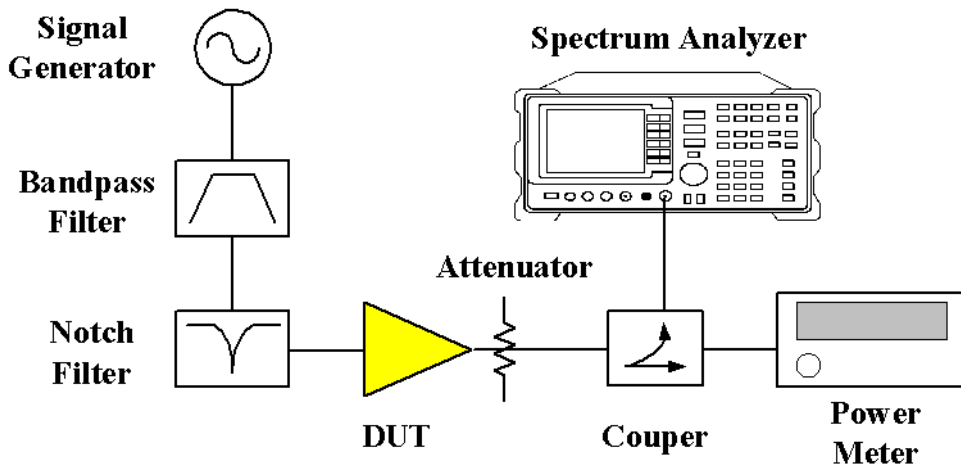
$$M_2 = \left( \frac{K-r-2}{2} \right) + \frac{\epsilon_2}{4} + \left( \frac{b-1}{2} \right) - \frac{\epsilon_3}{2} \tag{2.35}$$

여기서

$$\varepsilon_2 = \text{mod}\left(\frac{K+b}{2}\right)$$

$$\varepsilon_3 = \text{mod}\left(\frac{b+1}{2}\right)$$

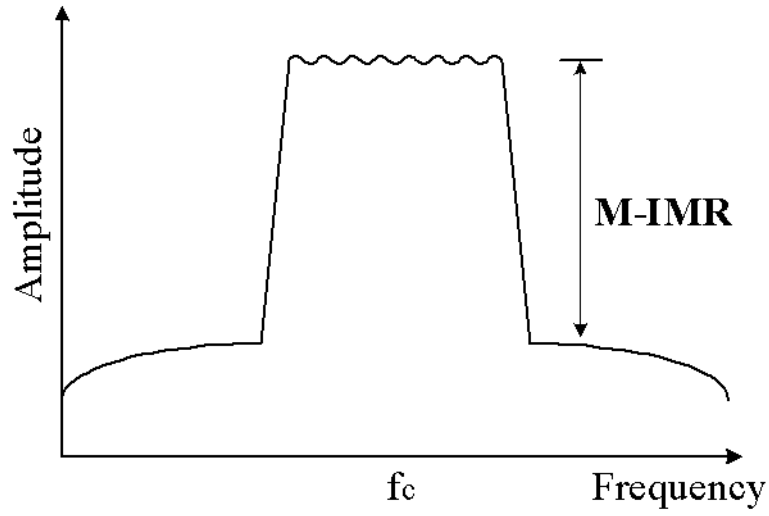
NPR을 측정하기 위한 측정계의 블록 다이어그램을 <그림 2-14>에 보이고 있다.



<그림 2-14> NPR 측정계의 블록 다이어그램

#### 4. 다중 신호 상호변조비(M-IMR)

M-IMR(Multitone Intermodulation Ratio)은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 같이 멀티캐리어 신호의 비선형성을 측정한 값이다. 즉, 대역내의 멀티 톤 중 한 톤의 전력과 대역외에서 가장 큰 상호변조 톤 전력과의 비이다. 도식적인 개념은 <그림 2-15>에 보이고 있다.



<그림 2-15> M-IMR의 도식적인 정의

앞 절에서 구한 2-tone 해석 결과식을 이용하여 M-IMR을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \text{M-IMR}_{\text{dBc}} &= \left( \frac{P_L}{P_D} \right)_{\text{dB}} \\
 &= \left( \frac{\frac{k_1^2}{2} \frac{X^2}{K}}{\frac{k_3^2}{32} \frac{X^6}{K^3} \cdot 9(4N_1 + M_1)} \right)_{\text{dB}} \\
 &= \text{IMR}_{2(\text{dBc})} - 6 + 10 \log \left( \frac{K^2}{4N_1 + M_1} \right)
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

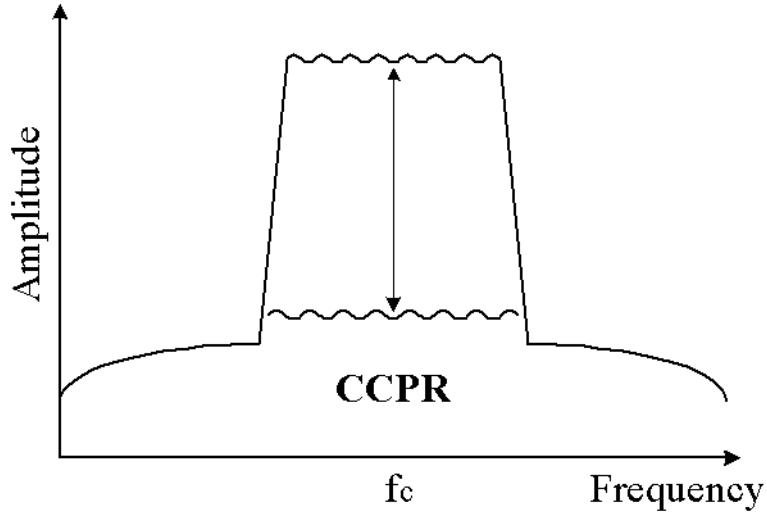
여기서

$$N_1 = \left( \frac{K-r}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_1}{4} \tag{2.37}$$

$$M_1 = \left( \frac{K-r}{2} \right) + \frac{\varepsilon_1}{2} \tag{2.38}$$

## 5. 공동 채널 전력비(CCPR)

CCPR(Co-Channel Power Ratio)은 입력신호가 멀티톤이라고 가정했을 때, 대역내 신호전력과 대역내에서 발생된 왜곡 성분과의 비이다. 도식적인 개념은 <그림 2-16>에 보이고 있다.



<그림 2-16> CCPR의 도식적인 정의

앞 절에서 구한 2-tone 해석 결과식을 이용하여 CCPR을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \text{CCPR}_{\text{dBc}} &= \left( \frac{P_L}{P_D} \right)_{\text{dB}} \\
 &= \left( \frac{\frac{k_1^2}{2} \frac{X^2}{K}}{\frac{k_3^2}{32} \frac{X^6}{K^3} \cdot 9 \left( 4N_3 + M_3 + \frac{S^2}{9} \right)} \right)_{\text{dB}} \\
 &= \text{IMR}_{2(\text{dBc})} - 6 + 10 \log \left( \frac{K^2}{4N_2 + M_2 + \frac{S^2}{9}} \right) \quad (2.39)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$N_3 = \left( \frac{n-r-2}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_2}{4} + \left( \frac{b-1}{2} \right)^2 - \frac{\varepsilon_3}{4} + b(n-b-2) + b \quad (2.40)$$

$$M_3 = \left( \frac{n-r-2}{2} \right) + \frac{\varepsilon_2}{4} + \left( \frac{b-1}{2} \right) + \frac{\varepsilon_3}{2} \quad (2.41)$$

$$S = (6n - 3)$$

이상에서 유도된 식은 다음 장에서 설명할 측정 프로그램내에 포함시켜 2-tone 측정으로 얻을 수 있는  $IMR_2$  값과 총 출력전력 값을 이용하여, 디지털 변조신호를 이용한 전력증폭기의 비선형 특성을 예측하는 데 사용된다.

## 제 3 장 측정 자동화 프로그램

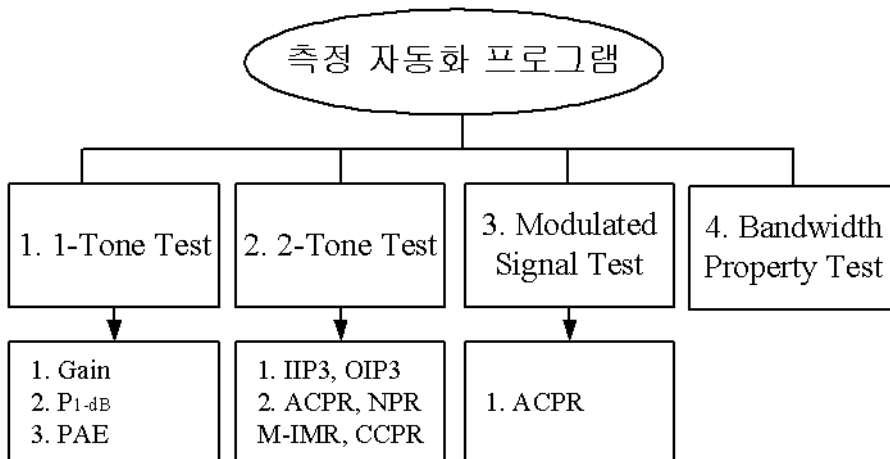
본 장에서는 2장에서 기술한 전력증폭기의 비선형성을 나타내는 주요 파라미터들을 제어 PC 및 각종 계측기를 이용한 측정 자동화에 대하여 기술한다. 이를 위하여 Visual C를 이용하여 측정 자동화 프로그램을 개발하였다. <그림 3-1>은 본 프로그램의 간략한 수행도를 보이고 있으며, 각 세부 프로그램을 간략히 설명하면 다음과 같다.

1. 1-tone 측정은 단일 입력신호를 이용하여 동작영역, 전력이득, 1-dB 압축점( $P_{1-dB}$ ), 전력부가효율(PAE)을 얻을 수 있다.

2. 2-tone 측정은 두 개의 입력신호를 이용하여 선형 출력과  $IMD_3$ 의 관계를 측정하여  $IIP_3$ ,  $OIP_3$ 와 앞에서 유도한 상관관계식을 이용하여  $ACPR$ ,  $M-IMR$ ,  $NPR$ ,  $CCPR$ 을 구할 수 있다.

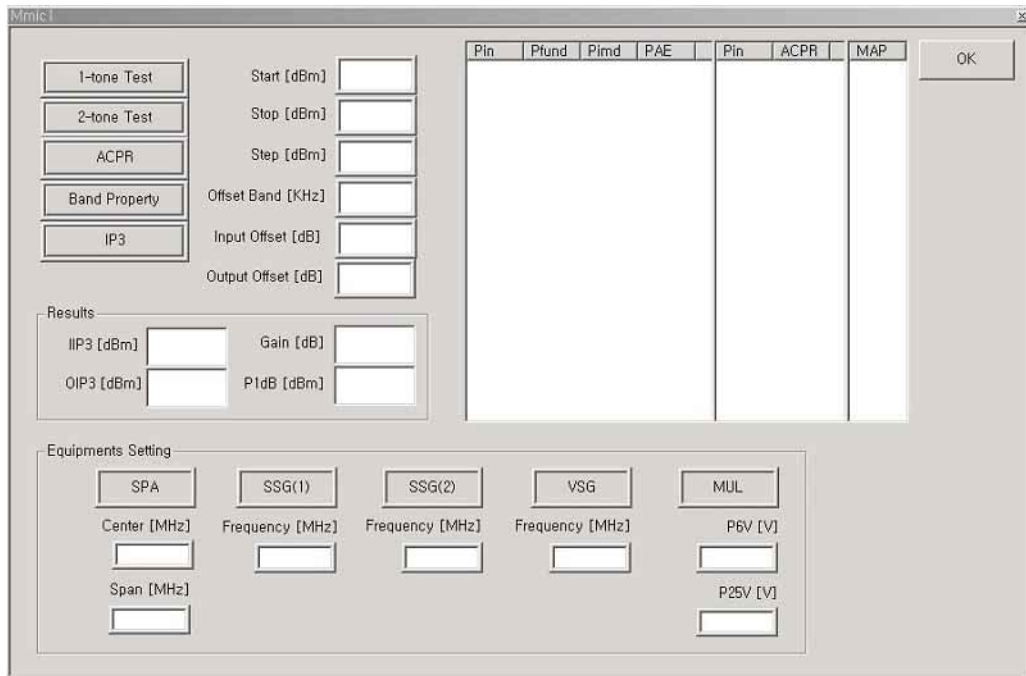
3. 디지털 변조신호 측정은 IS-95나 WCDMA와 같이 디지털 신호된 입력신호를 이용하여  $ACPR$ 을 얻을 수 있다.

4. 대역특성측정은 주파수에 따른 특성을 얻을 수 있다.



<그림 3-1> 측정 자동화 프로그램 수행도

<그림 3-1>에 보인 측정을 위해 본 연구에서 개발한 측정 자동화 프로그램을 실행시켰을 때의 실행화면을 <그림 3-2>에 보이고 있다.



<그림 3-2> 측정 자동화 프로그램 실행화면

<그림 3-2>에서 보인 실행화면을 설명하면 다음과 같다.

## 1. 실행버튼

### 1) 1-Tone Test

1-tone 이용한 측정을 실행한다. 그리고 그 결과값은 첫 번째 리스트 (Pin, Pfund, PAE)에 나타나며, “1tone.txt” 파일로 저장된다.

### 2) 2-Tone Test

2-tone을 이용한 측정을 실행한다. 그리고 그 결과값은 첫 번째 리스트 (Pin, Pfund, Pimd)에 나타나며, “2tone.txt” 파일로 저장된다.

### 3) ACPR

디지털 변조신호를 이용한 측정을 실행한다. 그리고 그 결과값은 두 번째 리스트(Pin, ACPR)에 나타나며, “ACPR.txt” 파일로 저장된다.

### 4) Band Property

1-tone을 이용하고, 대역내의 각 주파수에 대한 입·출력 전력특성을 측정하여 대역 특성을 얻는다. 그리고 그 결과값은 “Band.txt” 파일로 저장된다.

### 5) IP3

2개의 신호를 이용한 측정에서 얻은 출력전력과 IMD를 2장에서의 관계식을 이용하여  $IIP_3$ ,  $OIP_3$ , 선형이득,  $P_{1-dB}$ , ACPR(식 2.28), NPR(식 2.33), M-IMR(식 2.36), CCPR(식 2.39)를 구하게 된다. 결과값은 “Results”에 나타나고, ACPR은 세 번째 리스트(MAP)에 나타나며, “Map\_acpr.txt” 파일로 저장된다.

## 2. Data 입력

- 1) “Start”, “Stop”, “Step” : 「1tone-Test」, 「2tone-Test」, 「ACPR」 실행에 적용되고, 입력신호의 시작과 끝 전력, 증가분을 입력한다. “Band Property” 실행 시에는 “Start” 값만을 입력한다.
- 2) “Offset Band” : 「ACPR」 실행에만 적용되며, 인접채널의 offset 주파수를 결정하게 된다.
- 3) “Input Offset”, “Output Offset” : 모든 실행에 적용되며, 측정시 케이블의 손실과 감쇄기에 의해서 발생하는 전력손실을 보상하게 된다.

## 3. Equipments Setting

### 1) SPA(Spectrum Analyzer) : 스펙트럼 분석기

“Center”는 중심주파수를 결정하고, “Span”은 Span을 결정한다.



2) SSG1(Signal Generator #1) : 신호 발생기 #1

“Frequency”는 입력주파수를 결정한다.

3) SSG2(Signal Generator #2) : 신호 발생기 #2

“Frequency”는 입력주파수를 결정한다.

4) VSG(Vector Signal Generator) : 디지털 신호 발생기

“Frequency”는 입력주파수를 결정한다.

5) MUL(Power Supply) : 전원 공급기

“P6V”는 첫 번째 전원을 결정한다.

“P25V”는 두 번째 전원을 결정한다.

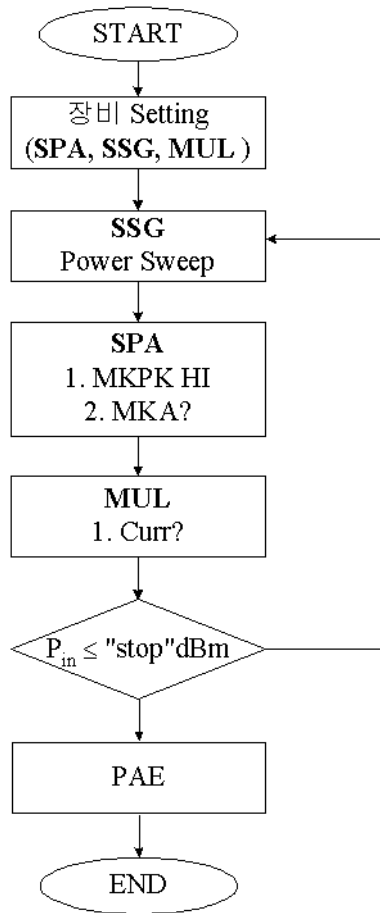
## 제 1 절 1-tone을 이용한 측정 프로그램 ( 「1-Tone Test」 )

1-tone을 이용한 측정은 한 개의 신호를 이용한 측정으로 사용한 주파수는 WCDMA의 기본주파수인 1950 MHz를 이용하였다.

측정을 위해 작성된 프로그래밍은 다음과 같은 작업을 수행한다.

1. 측정장비들을 프로그램에서 입력한 값으로 초기화한다.
2. 두 개의 신호발생기에서 나오는 입력신호 전력을 -15 dBm에서 14 dBm까지 변화시킨다.
3. 각 입력 때마다 스펙트럼 분석기에서는 출력전력을, 전원공급기에서는 전류를 측정한다.
4. 프로그램에 저장된 공식에 따라 전력부가효율을 구한다.
5. 스펙트럼 분석기에서 측정된 값과 전력부가효율을 컴퓨터에 “1tone.txt”로 저장된다.

이와 같은 작업을 수행하기 위한 프로그래밍 순서도를 <그림 3-3>에 나타내었으며, Visual C를 이용한 프로그램은 권말에 부록으로 제시하였다.



<그림 3-3> 1-tone 측정을 위한 프로그래밍 순서도

<그림 3-3>에 나타낸 순서도에서 사용된 주요 용어들을 정리하면 다음과 같다.

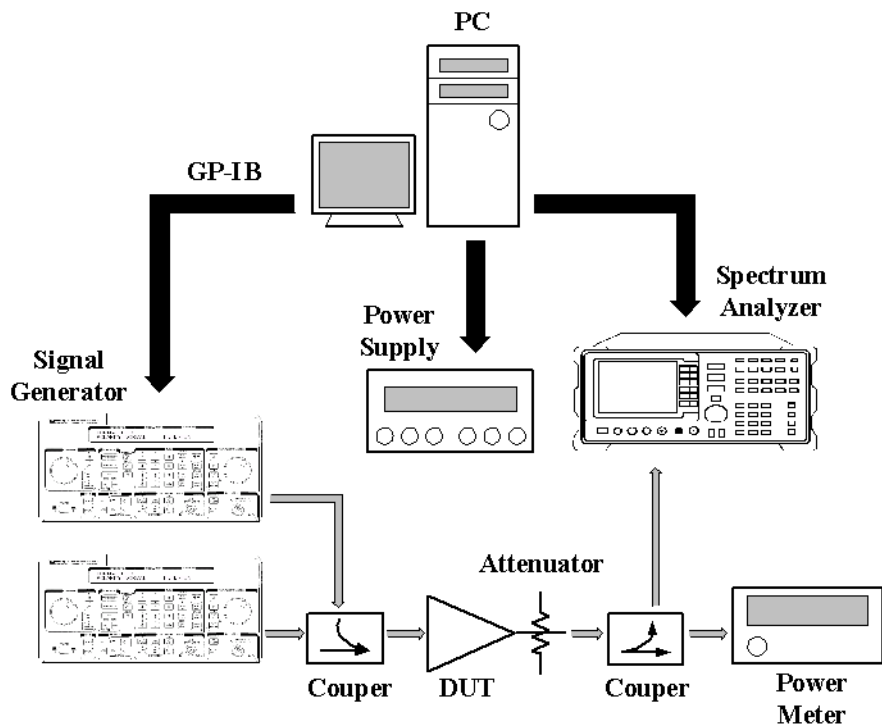
MKPK HI(Maker Peak Next High) : 가장 큰 전력값을 표시한다.

MKA?(Maker Amplitude) : 마커의 값을 읽는다

Curr?(Current) : 전류값을 읽는다.

## 제 2 절 2-tone을 이용한 측정 프로그램 (「2-Tone Test」)

2-tone을 이용한 측정은 1-tone을 이용한 측정과 비교하면, 측정을 위해 사용된 입력신호가 서로 다른 주파수 성분을 갖는 두 개의 신호를 이용했다는 점 외에는 큰 차이가 없다. <그림 3-4>은 2-tone을 이용하여 IMD 성분을 측정하기 위한 측정계를 보이고 있다. 3차 IMD 특성을 측정하기 위해서는 동일한 크기를 갖는 인접한 주파수의 두 신호가 필요하므로, 두 개의 신호 발생기 (Agilent 8643C)를 사용하였다. 기본 주파수는 1950 MHz, 인접한 주파수는 1952 MHz를 사용하였고, 주파수 간격은 2 MHz로 하였다. 전력증폭기의 출력 부분에는 20 dB 감쇄기를 연결하여 적절한 크기의 증폭된 신호가 스펙트럼 분석기에 입력되도록 하였고, 스펙트럼 분석기를 이용하여 기본 주파수 성분과 3차 IMD 성분을 측정하였다. 모든 계측기는 GPIB로 연결된 PC를 이용하여 제어된다.

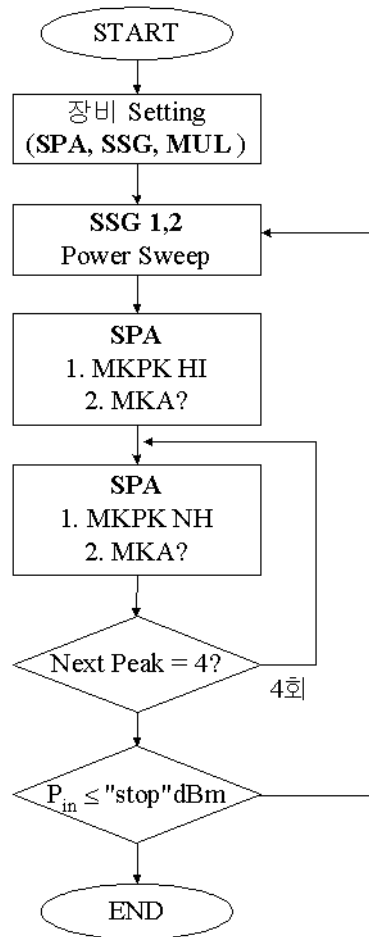


<그림 3-4> 2-tone 측정을 위한 장비배치

측정을 위해 작성된 프로그램은 다음과 같은 작업을 수행한다.

1. 측정장비들을 프로그램에서 입력한 값으로 초기화한다.
2. 두 개의 신호발생기에서 나오는 입력신호 전력을 “start” dBm에서 “stop” dBm까지 변화시킨다.
3. 각 입력 때마다 스펙트럼 분석기에서는 기본 주파수 전력과 IMD 주파수 전력을 측정한다.
4. 스펙트럼 분석기에서 측정된 값들은 컴퓨터에 데이터 파일로 저장된다.

이와 같은 절차를 <그림 3-5>에 프로그래밍 순서도로 나타내었다. Visual C를 이용한 프로그램은 권말에 부록으로 제시하였다.



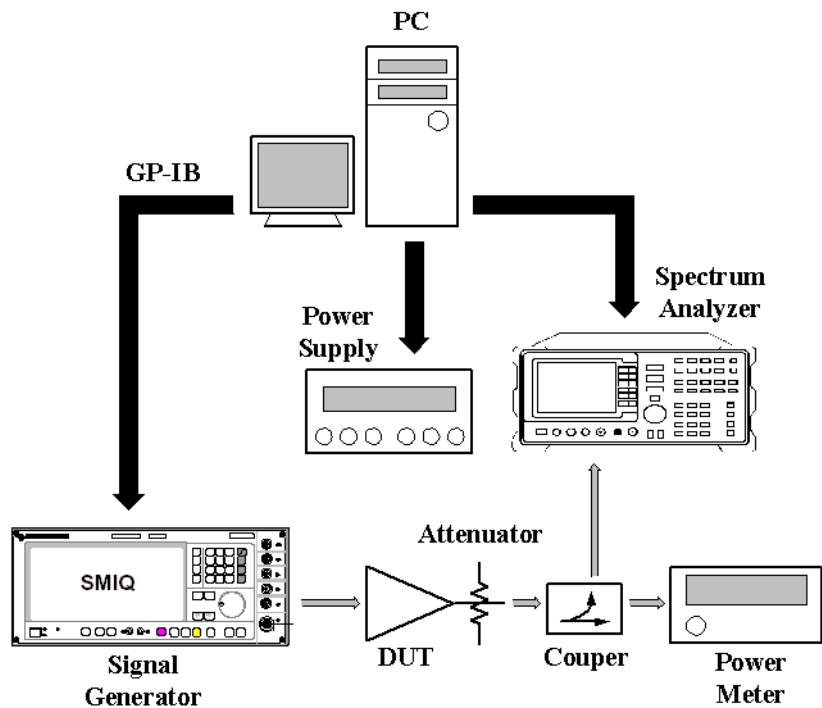
<그림 3-5> 2-tone 측정을 위한 프로그래밍 순서도

순서도에 사용된 용어는 다음과 같다.

MKPK NH(Maker Peak Next High) : 다음으로 큰 전력을 표시한다.

### 제 3 절 디지털 변조신호를 이용한 측정 프로그램 (「ACPR」)

<그림 3-6>은 디지털 변조신호를 이용한 측정을 위한 측정계를 보이고 있다. 디지털 변조신호 발생기(Rohde&Schwarz SMIQ03B)를 사용하여, 주파수가 1950 MHz인 W-CDMA신호를 입력신호로 사용하였다. 전력증폭기의 출력부분에는 20 dB 감쇄기를 연결하여 적절한 크기의 증폭된 신호가 스펙트럼 분석기에 입력되도록 하였고, 스펙트럼 분석기를 이용하여 주 채널의 전력과 인접채널의 전력을 측정하였다.

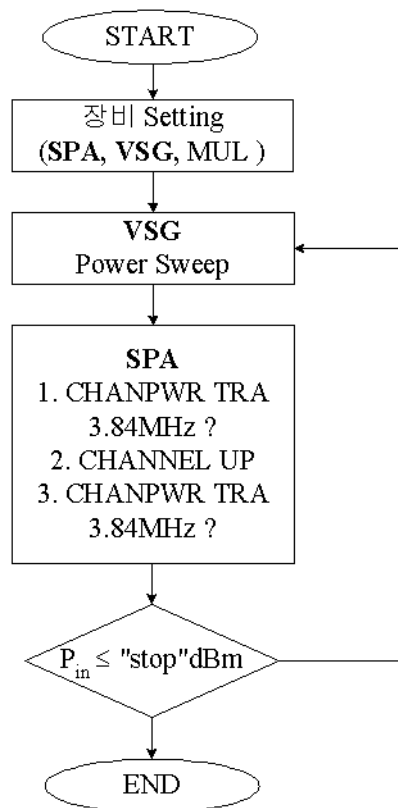


<그림 3-6> 디지털 변조신호 측정을 위한 장비배치

측정을 위해 작성된 프로그래밍은 다음과 같은 작업을 수행한다.

1. 측정장비들을 프로그램에서 입력한 값으로 초기화한다.
2. 디지털 변조 신호발생기에서 나오는 입력신호 전력을 “start” dBm에서 “stop” dBm까지 변화시킨다.
3. 각 입력 때마다 스펙트럼 분석기에서는 채널전력과 인접채널전력을 측정하여 ACPR 값을 구한다.
4. 스펙트럼 분석기에서 측정된 값들은 컴퓨터에 데이터 파일로 저장된다.

이와 같은 절차를 <그림 3-7>에 프로그래밍 순서도로 나타내었다. Visual C를 이용한 프로그램은 권말에 부록으로 제시하였다.



<그림 3-7> 디지털 변조신호 측정을 위한 프로그래밍 순서도

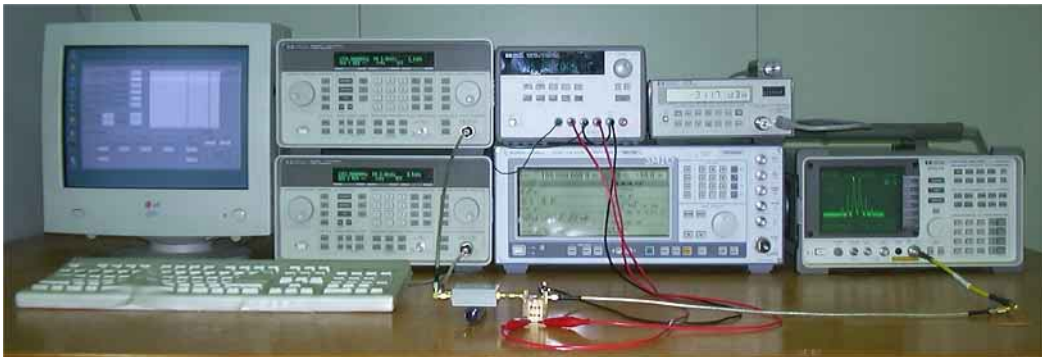
순서도에 사용된 용어들은 다음과 같다.

CHANPWR TRA 3.84MHz ?(Channel Power Trace)

: 3.84 MHz 대역내의 채널전력을 구한다.

CHANNEL UP : 스펙트럼을 채널 간격만큼 위쪽으로 이동시킨다.

<그림 3-8>은 전력증폭기의 비선형성 측정을 위한 실제 측정계를 보이고 있다.



<그림 3-8> 전력증폭기 비선형성 측정을 위한 실측정계

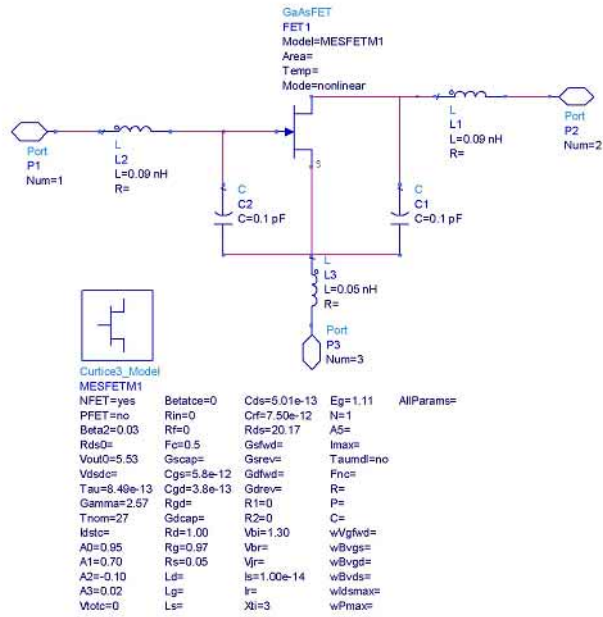
## 제 4 장 전력증폭기의 비선형성 측정 및 결과분석

본 장에서는 3장에서 개발한 프로그램의 실효성을 확인하기 위하여 WCDMA 단말기용 전력증폭기를 설계/제작하여 개발된 프로그램으로 측정하였고, 이와 함께 현재 서비스되고 있는 셀룰라 및 PCS 단말기에 장착되고 있는 상용 전력증폭 모듈에 대한 IMD 및 ACPR 특성을 측정하고, 그 결과를 제작사에서 제공하는 비선형 특성 파라미터와 상호 비교하여 본 프로그램의 타당성을 증명하였다.

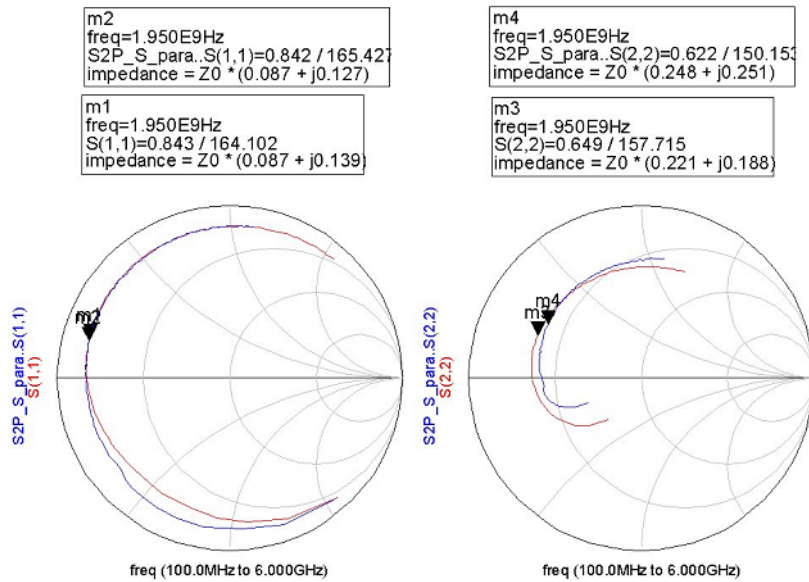
### 제 1 절 전력증폭기의 설계

Agilent사의 ADS를 이용하여 WCDMA 단말기용 전력증폭기를 설계하였다. 트랜지스터는 Filtronic 사의 AlGaAs/InGaAs PHEMT인 LP3000-1을 이용하였다. 시뮬레이션을 위하여 PHEMT의 등가회로는 Curtice3 모델을 이용하였으며, <그림 4-1>에 PHEMT의 등가회로 모델 파라미터를 보이고 있다. 등가회로의 각 파라미터는 트랜지스터 제작사에서 제공하는 실측정 S-파라미터와의 fitting을 통하여 추출하였다. <그림 4-2>에 추출된 S-파라미터와 실측정 S-파라미터를 비교하였다. 이 때, 바이어스 조건은  $V_{GS} = -0.9\text{ V}$ ,  $V_{DS} = 5\text{ V}$ 이다.



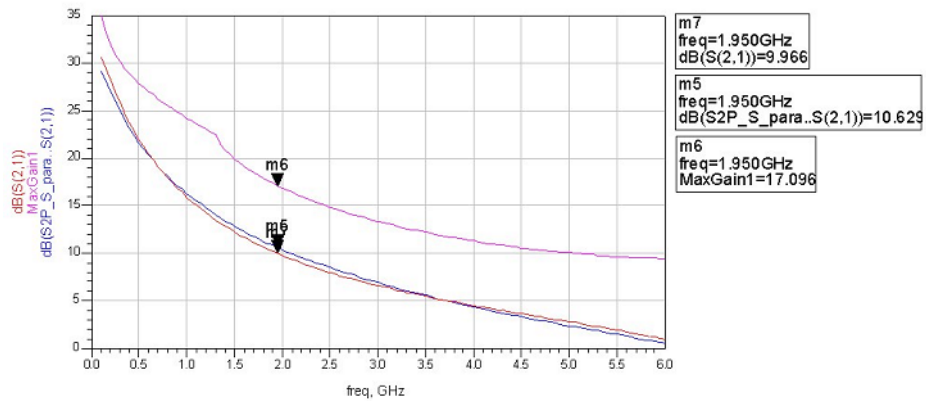


<그림 4-1> Curtice3 모델을 이용한 PHEMT의 등가회로



(a)  $S_{11}$

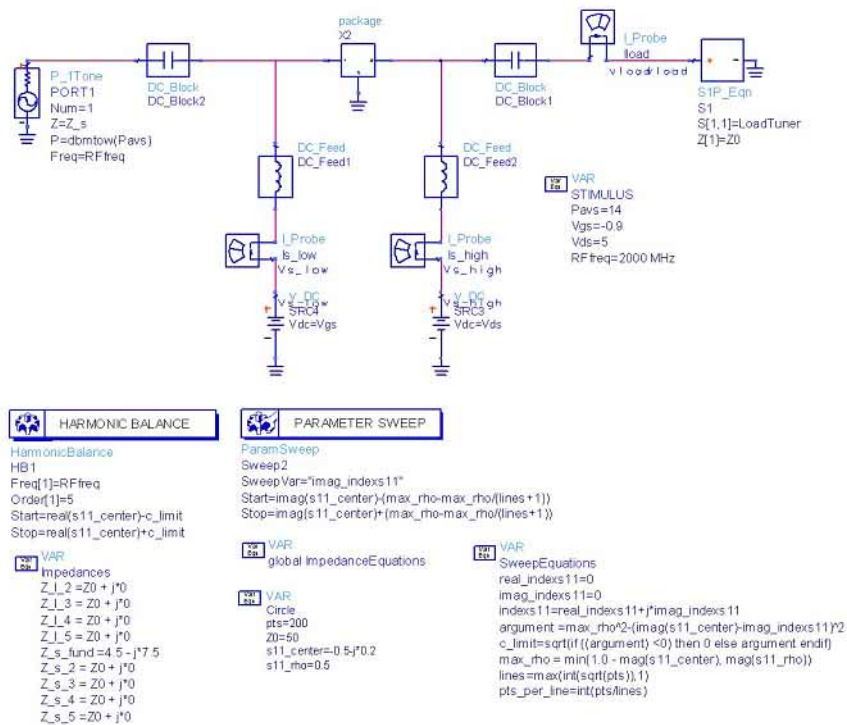
(b)  $S_{22}$



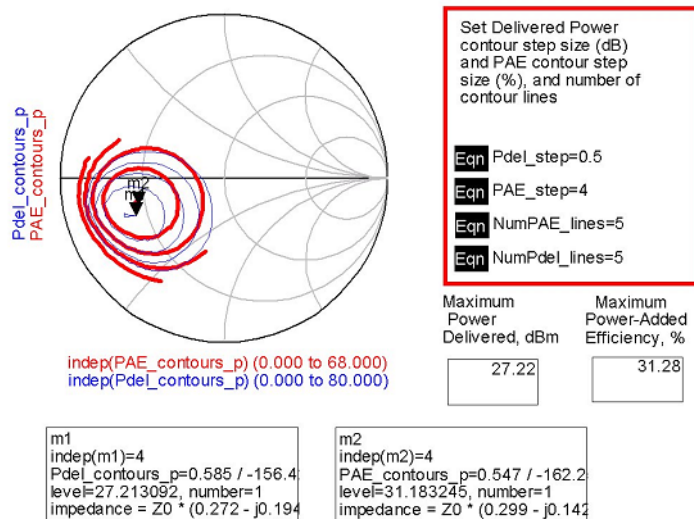
(c)  $S_{21}$

<그림 4-2> S-파라미터 추출 결과

전력증폭기는 전력이득보다는 부하에서 최대의 출력전력을 얻는 것이 주목표가 된다. 따라서, 전력증폭기를 설계할 때는 최대 출력전력을 낼 수 있는 임피던스를 찾아내기 위하여 Load-Pull법을 주로 사용하게 된다. 본 설계에서도 이를 이용하여 최대 출력을 낼 수 있는 출력 임피던스를 결정하였다. <그림 4-3>에 Load-Pull 시뮬레이션 회로도를 나타내었으며, <그림 4-4>에 Load-Pull 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 시뮬레이션 결과, 출력 임피던스가  $13.5-j9.7 \Omega$  일 때, 27.2 dBm의 최대출력을 얻었으며, 출력 임피던스가  $14.95-j7.1 \Omega$  일 때, 31.2%의 최대전력부가효율 얻었다. 따라서 본 설계에서는 출력전력과 전력부가효율을 동시에 고려하여, 최대출력과 최대전력부가효율을 나타내는 임피던스인  $36.5-34.2 \Omega$ 에 출력 정합회로를 설계하였다.

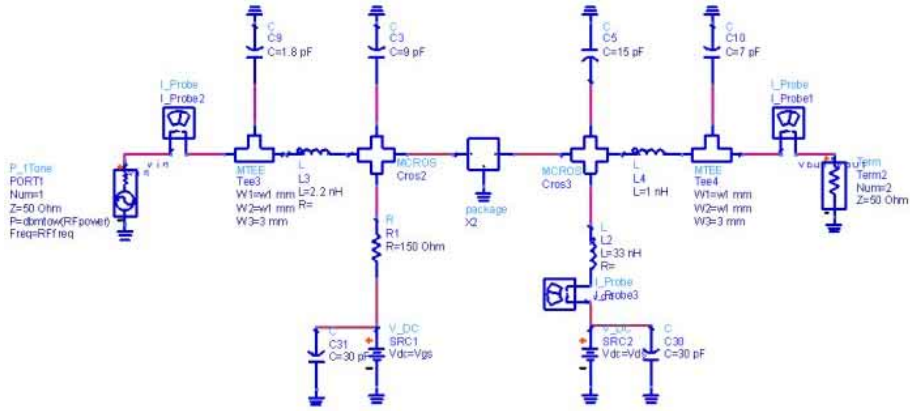


<그림 4-3> Load-Pull 시뮬레이션 회로도



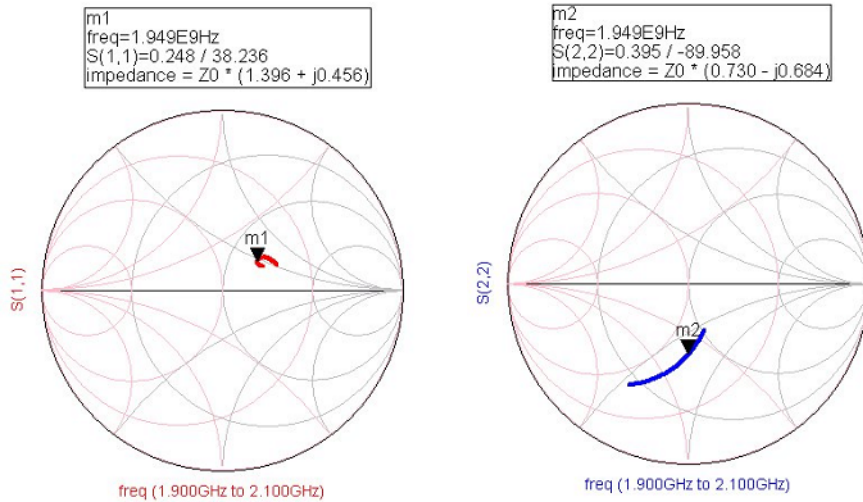
<그림 4-4> Load-Pull 시뮬레이션 결과

Load-Pull 시뮬레이션을 통해 결정된 출력 임피던스를 이용하여 설계된 전력증폭기의 전체 회로도를 <그림 4-5>에 나타내었다.



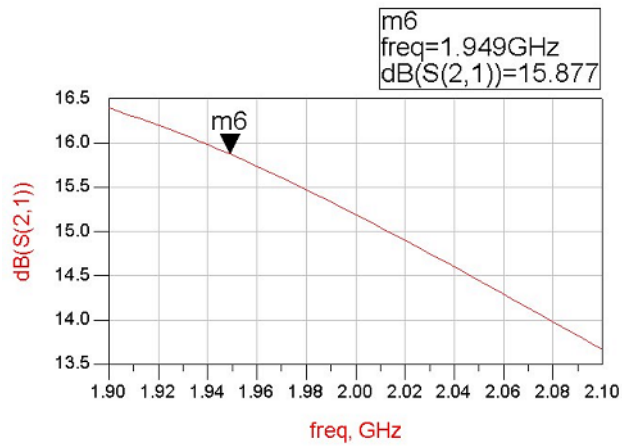
<그림 4-5> 전력증폭기의 전체 회로도

<그림 4-6>에 설계된 전력증폭기의 S-파라미터 특성을 나타내었다. <그림 4-6>으로부터, 설계된 전력증폭기는 1950 MHz의 주파수에서 -12.11 dB의 입력반사손실, -8.1 dB의 출력반사손실, 그리고 16 dB의 소신호 이득을 나타내었다. 이 때, 바이어스 조건은  $V_{GS} = -0.9\text{ V}$   $V_{DS} = 5\text{ V}$ 이다.



(a)  $S_{11}$

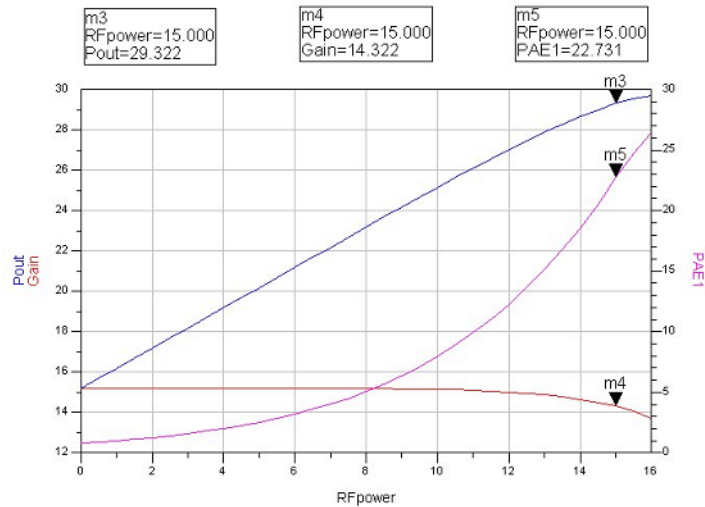
(b)  $S_{22}$



(c)  $S_{21}$

<그림 4-6> 설계된 전력증폭기의 S-파라미터

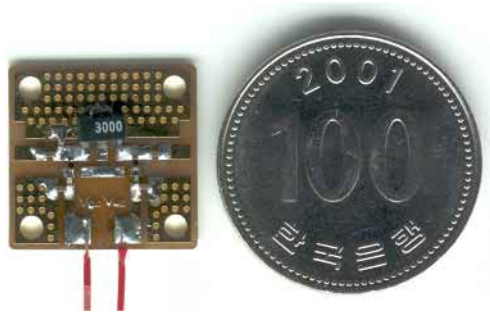
<그림 4-7>은 설계된 전력증폭기의 입출력 특성과 전력부가효율을 보이고 있다. 설계된 전력증폭기는 29.3 dBm의 출력전력과 22.7 %의 전력부가효율을 나타내었다.



<그림 4-7> 설계된 전력증폭기의 입·출력 전력특성과 전력부가효율

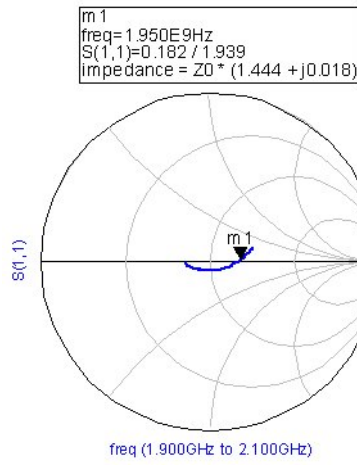
## 제 2 절 전력증폭기의 제작

<그림 4-5>에 보인 회로를 이용하여 제작된 전력증폭기를 <그림 4-8>에 나타내었다. 전력증폭기의 제작시에는 유전율이 4.7인 FR4를 기판으로 사용하였으며, 전력증폭기의 크기는  $17 \times 16.5$  mm이다. 전력증폭기의 소신호 특성은 네트워크 분석기(Agilent 8510C)를 이용하여 측정하였으며, 입출력 특성은 스펙트럼 분석기(Agilent 8564E)와 파워미터(Agilent 437B)를 이용하여 측정하였다.

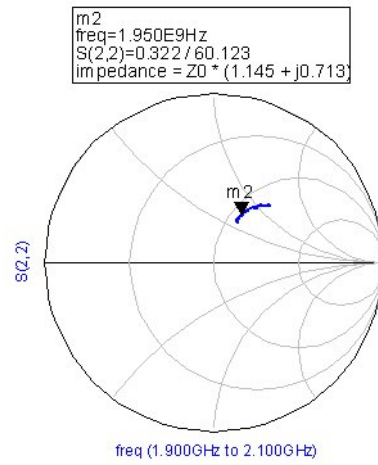


<그림 4-8> 전력증폭기의 실물 사진

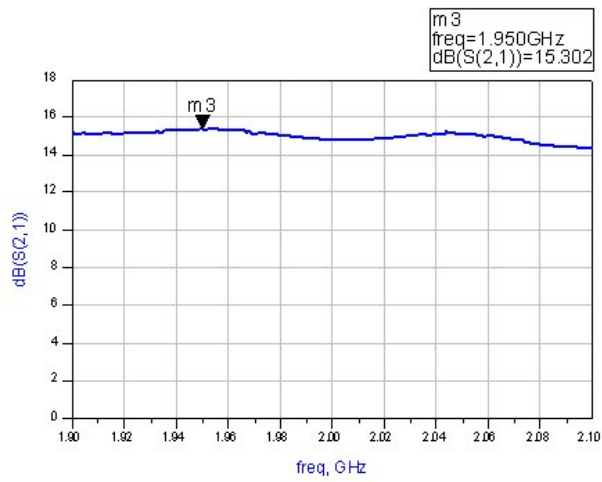
<그림 4-9>에 제작된 전력증폭기의 S-파라미터 측정결과를 보이고 있다. 제작된 전력증폭기는 중심주파수에서  $-14.8$  dB의 입력반사손실,  $-9.84$  dB의 출력반사손실,  $16$  dB의 선형이득을 나타내었다. 이 때, 바이어스 조건은  $V_{GS} = -0.9$  V,  $V_{DS} = 5$  V이다.



(a)  $S_{11}$



(b)  $S_{22}$



(c)  $S_{21}$

<그림 4-9> 제작된 전력증폭기의 S-파라미터 특성

제작된 전력증폭기의 입출력 전력 특성에 대한 측정결과는 다음 절에서 설명할 측정 프로그램을 이용한 측정결과와 중복되므로, 본 절에서는 설계와 제작 결과를 간단히 비교하였다. <표 4-1>에 전력증폭기의 설계와 제작결과를 비교하여 나타내었다.

	설계	제작
동작 주파수	1920 ~ 1980 MHz	
출력전력 ( $P_{1-dB}$ )	29 dBm	26.3 dBm
선형이득	16 dB	16 dB
전력부가효율 (PAE)	22.7 %	24.4 %

<표 4-1> 전력증폭기의 설계와 제작 결과 비교

<표 4-1>로부터, 제작된 전력증폭기는 1920~1980 MHz의 주파수영역에서 16 dB의 선형이득과 26.3 dBm의 출력전력 그리고 24.4 %의 전력부가 효율을 나타내었다. 출력전력은 설계값과 약 3 dB정도 오차를 보인다. 이는 출력정합 회로의 부정합에 의한 결과이다.

### 제 3 절 변조되지 않은 CW신호를 이용한 측정 결과 분석

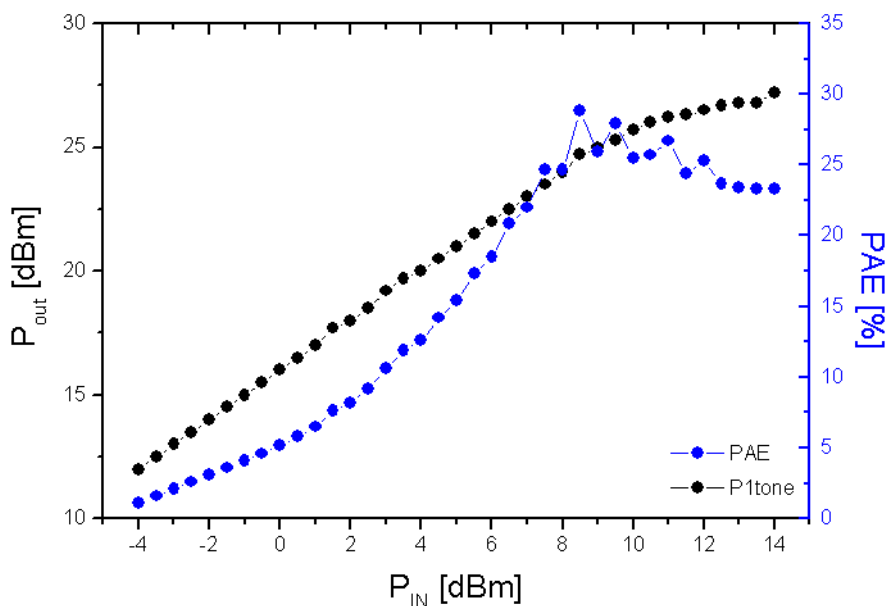
본 절에서는 3장에서 설명한 측정 프로그램을 이용하여, 변조되지 않은 1-tone과 2-tone의 CW신호에 대한 제작된 전력증폭기의 전력 및 IMD 특성 측정을 수행하였고, 그 측정결과를 분석하여 설명할 것이다.



## 1. 1-tone을 이용한 측정 결과 분석

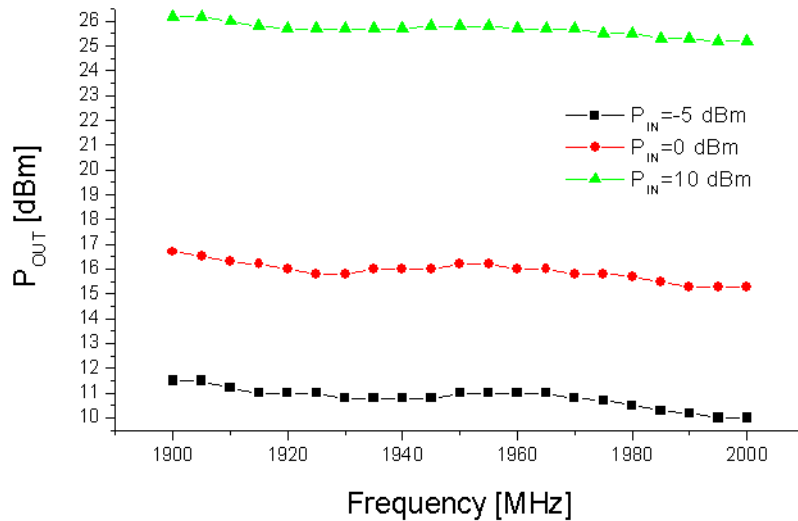
3장에서 설명한 측정 프로그램에서 「1-tone Test」 버튼을 실행시키면, 다음과 같은 1-tone 측정을 수행하고, 전력증폭기의 선형동작범위와 전력부가효율을 구할 수 있다. 또한 「Band Property」 버튼을 실행시키면, 1-tone 측정을 통하여 대역내의 주파수에 따른 입·출력 특성을 얻을 수 있다.

<그림 4-10>은 WCDMA 신호의 중심주파수인 1950 MHz에서 제작된 전력증폭기의 입·출력 전력 특성과 전력부가효율 측정 결과를 보이고 있다. 제작된 전력증폭기는 16 dB의 선형이득을 갖는다. 선형영역을 구하기 위해  $P_{1-dB}$ 를 구하면, 입력전력이 11.5 dBm일 때, 출력전력이 26.3 dBm, 이득은 14.8 dB로, 선형이득과 약 1 dB의 차이가 나므로,  $P_{1-dB}$ 를 26.3 dBm으로 정하였다. 이 때 전력부가효율은 24.4 %을 갖는다.



<그림 4-10> 입력전력에 대한 출력전력과 전력부가효율 특성  
(@1950 MHz)

<그림 4-11>은 제작된 전력증폭기의 대역특성을 보이고 있다. 디지털 변조신호는 넓은 대역폭을 가지므로 채널대역 내에서는 동일한 특성을 가져야 하므로 1900~2000 MHz에서 대역특성을 측정하였다. WCDMA의 주파수대역인 1920~1980 MHz에서는 각 입력전력에 대한 출력전력의 대역내 편차는 모두 0.5 dB이내였다.



<그림 4-11> 전력증폭기의 대역특성 (@  $P_{IN} = -5, 0, 10$  dBm)

## 2. 2-tone을 이용한 측정 결과 분석

3장의 측정 프로그램에서 「2-tone Test」 버튼을 실행시키면, 전력증폭기의 IMD를 측정할 수 있는 2-tone 측정을 수행한다. 전력증폭기의 IMD를 얻을 수 있다. 또한 「IP3」 버튼을 실행시키면, 2-tone 측정에서 얻은 출력전력과 IMD를 프로그램에 입력된 관계식을 이용하여  $IIP_3$ ,  $OIP_3$ 를 구한다.

본 절에서는 <그림 4-8>의 제작된 전력증폭기의 2-tone 특성 측정에 앞서, 현재 상용화된 전력증폭 모듈을 이용하여 몇 가지 기본측정을 수행하여, RBW와 VBW의 영향, tone 간격의 영향 및 크기가 다른 두 tone의 영향을 측

정결과로 분석하였다. 그리고 이를 바탕으로, 제작된 전력증폭기의 2-tone 측정을 수행하여, 그 결과를 분석하였다.

우선 기본적인 2-tone 측정을 위하여 CONEXANT사의 RM912를 사용하였다. 이 모듈은 셀룰라/AMPS 이중 모드로 작동하도록 제작되었으나, 본 연구에서는 셀룰라 주파수대역을 기준으로 측정하였다. 제조사에서 제공하는 전력증폭 모듈의 주요 사양을 <표 4-2>에 정리하였다.

	Typical
Frequency	824 ~ 849 MHz
Gain ( $G_p$ )	28.0 dB @ $P_o=31$ dBm
ACPR (885 kHz Offset)	-50.0 dBc @ $P_o \leq 28$ dBm
Harmonic Suppression(3rd)	45.0 dBc @ $P_o \leq 31$ dBm
Bias	$V_{cc}=3.4$ V , $I_c=100$ mA

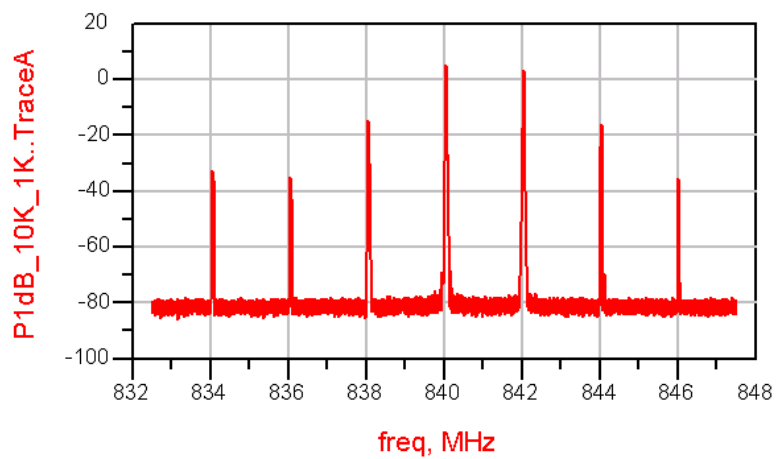
<표 4-2> 전력증폭 모듈 RM912의 주요 사양

## ① RBW 와 VBW의 영향

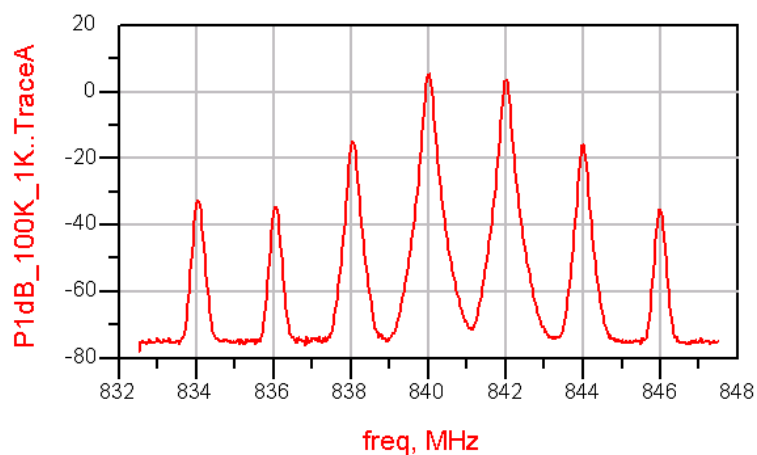
실질적인 2-tone 측정에 앞서 정확한 측정값을 얻기 위해서는 스펙트럼 분석기의 상태를 최적화하여야 한다. 특히 RBW와 VBW는 측정의 정확도와 속도에 큰 영향을 주므로 적절한 값을 찾아야 한다.

측정에 있어서 스펙트럼 분석기의 초기상태는 측정의 편의성과 정확성 그리고 시간적인 효율에 있어서 중요한 의미를 갖는다. 특히 스위프 시간(Sweep Time; SWP)은 측정 시간과 깊은 관계가 있다. 스위프 시간은 해상도 대역폭, 비디오 대역폭에 의해서 결정된다. RBW와 VBW가 작을수록 측정의 정확도는 높아지지만 측정시간은 길어진다.

<그림 4-12>에서는 RBW의 변화에 따른 스펙트럼의 차이를 보이고 있다. RBW는 측정하는 주파수 간격을 말한다. 즉, RBW가 작을수록 더 세밀한 간격으로 측정을 하기 때문에 세밀한 측정이 가능한 대신에 많은 데이터가 필요하게 된다. 따라서 그림에서 볼 수 있듯이 RBW가 작을수록 신호의 대역폭이 작아지는 것처럼 보이게 된다. <그림 4-13>에서는 VBW의 변화에 따른 스펙트럼의 차이를 보이고 있다. VBW는 스펙트럼 분석기에 디스플레이 되는 잡음을 제거해주는 역할을 한다. 즉, 스펙트럼에 존재하는 잡음을 평균화 함으로써 마치 잡음이 제거되는 것처럼 보여진다.

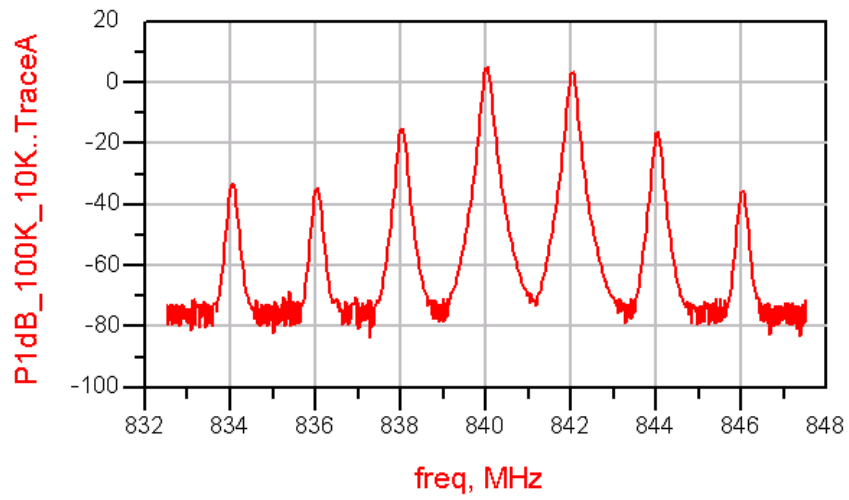


(a)

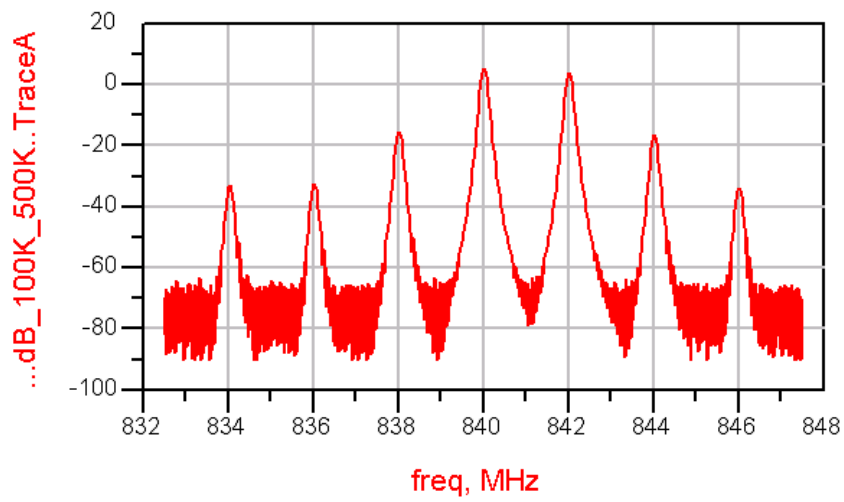


(b)

<그림 4-12> RBW변화에 따른 스펙트럼 (a) 1 kHz, (b) 100 kHz



(a)



(b)

<그림 4-13> VBW의 변화에 따른 스펙트럼. (a) 10 kHz (b) 500 kHz

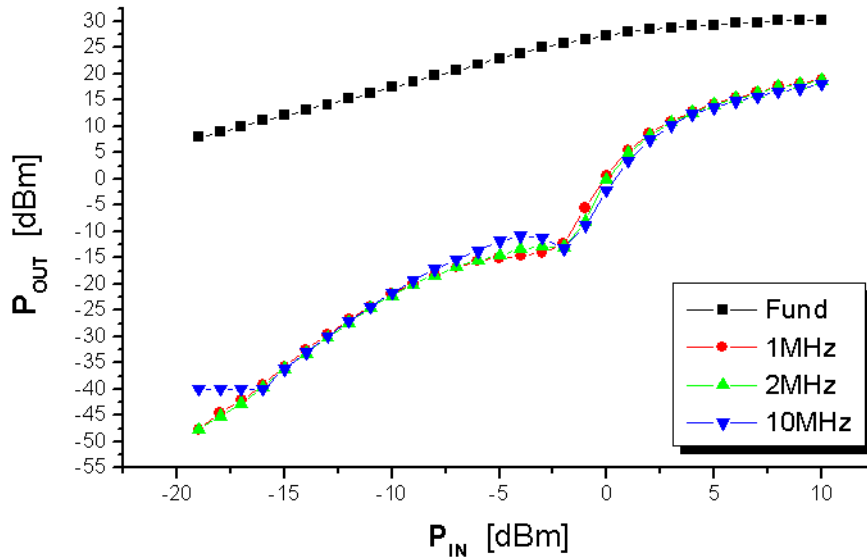
각 측정에서 사용한 스펙트럼 분석기의 RBW와 VBW, Span을 <표 4-3>에 정리하였다.

	RBW	VBW	Span
1-tone	100 kHz	10 kHz	20 MHz
2-tone	100 kHz	10 kHz	20 MHz
IS-95	30 kHz	300 Hz	3 MHz
WCDMA	30 kHz	300 Hz	5 MHz

<표 4-3> 각 측정에 따른 RBW와 VBW

## ② 주파수 간격이 다른 2-tone 측정

IMD 성분의 측정 및 분석에 앞서, 입력된 두 신호의 주파수 간격이 IMD 성분에 미치는 영향을 고려하기 위해 두 입력 신호의 간격( $\Delta f$ )을 각각 1 MHz, 2 MHz, 10 MHz로 하여, 이에 대한 입·출력 전력 특성을 측정하였다. <그림 4-14>에 이에 대한 결과를 나타내었다. 입력된 두 신호의 주파수 간격에 따라 IMD 성분이 거의 영향을 받지 않고 있다. 따라서 이후의 모든 측정은 특별한 언급이 없는 한 입력된 두 신호의 주파수 간격을 2 MHz로 고정하여 측정하였음을 밝혀둔다.



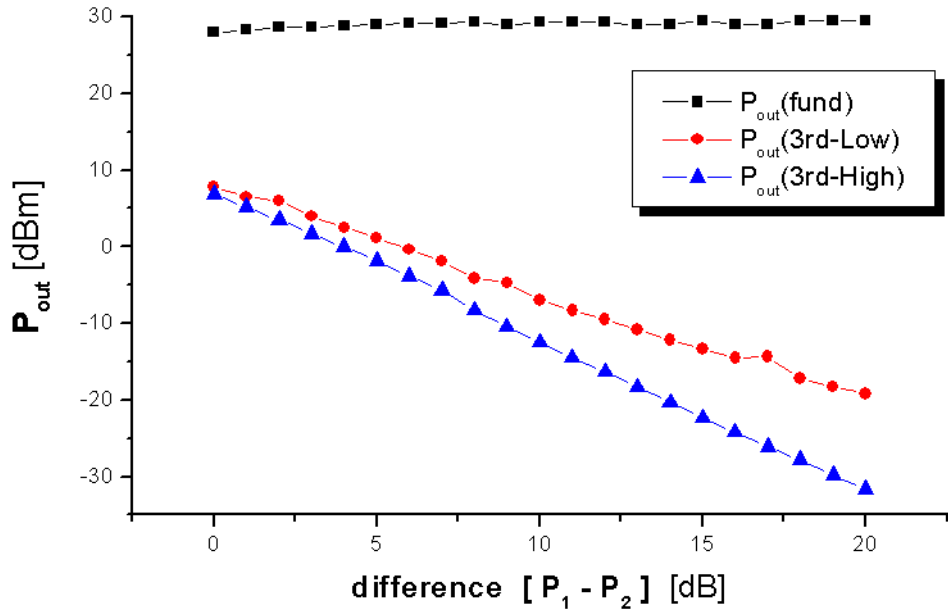
<그림 4-14> 2-tone을 이용한 입·출력전력 특성의 측정 결과  
 (@  $f_1=840$  MHz ,  $f_2=f_1+\Delta f$ )

### ③ 크기가 다른 2-tone 측정

앞 절에서는 동일한 크기를 갖는 두 신호의 입력에 의한 측정결과를 분석하였다. 그러나 두 입력 신호의 전력 크기에 차이가 있다면, 전력 증폭 모듈이 갖는 비선형 특성의 또 다른 정보를 알 수 있을 것이다. 일반적으로 이와 같은 측정으로 다중 신호  $\pi/4$ -QPSK 변조 신호에 대한 최대-최소 포락선 변동 특성을 예측할 수 있다.

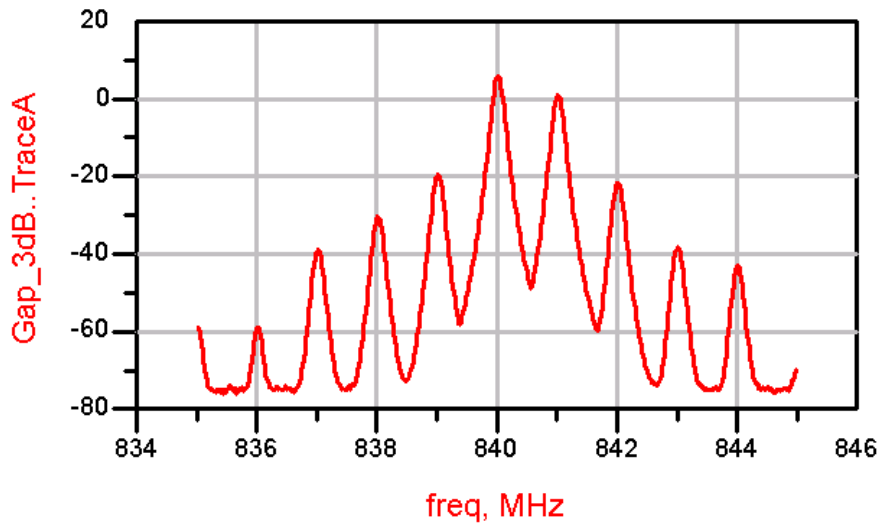
<그림 4-15>은 주파수가 840 MHz인 신호의 전력  $P_1$ 을 2 dBm으로 고정시키고, 주파수가 841 MHz인 다른 신호의 전력  $P_2$ 를 작게 변화시켰을 때의 2-tone 측정결과를 보이고 있다. <그림 4-15>에서 두 개의 3차 IMD 성분 중 주파수가  $2f_1-f_2$ 인  $P_{out}(3rd-Low)$ 은  $P_1$ 의 영향을 크게 받으므로  $P_2$ 의 변화에 따라 감소하는 기울기는 -1.35이다. 즉, -1.35 dB/difference[dB]의 관계

를 갖는다. 또한 주파수가  $2f_2 - f_1$ 인  $P_{out}(3rd-High)$ 의 감소하는 기울기는 -1.93이다. 즉,  $P_{out}(3rd-High)$ 는  $P_2$ 의 영향을 크게 받으므로  $P_2$ 의 변화에 따른 영향이  $P_1$ 에 비해서 더 크다는 것을 알 수 있다. 즉, -1.93 dB/difference [dB]의 관계를 갖는다. <그림 4-16>은 크기가 다른 두 신호의 출력 스펙트럼을 보이고 있다.

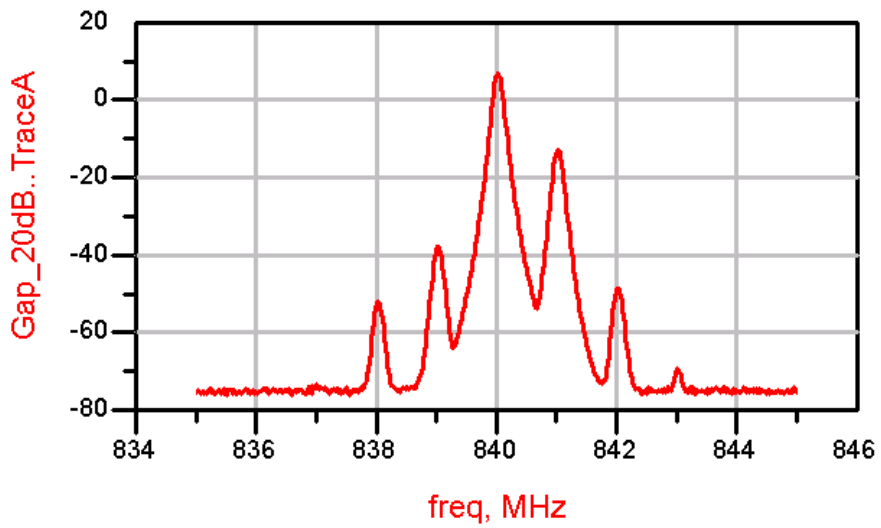


<그림 4-15> 크기가 다른 두 신호에 의한 IMD 성분의 영향  
(@  $f_1=840$  MHz,  $f_2=841$  MHz,  $P_1=2$  dBm)





(a) 두 신호의 크기의 차가 3 dB (@  $P_1=2$  dBm,  $P_2=-1$  dBm)

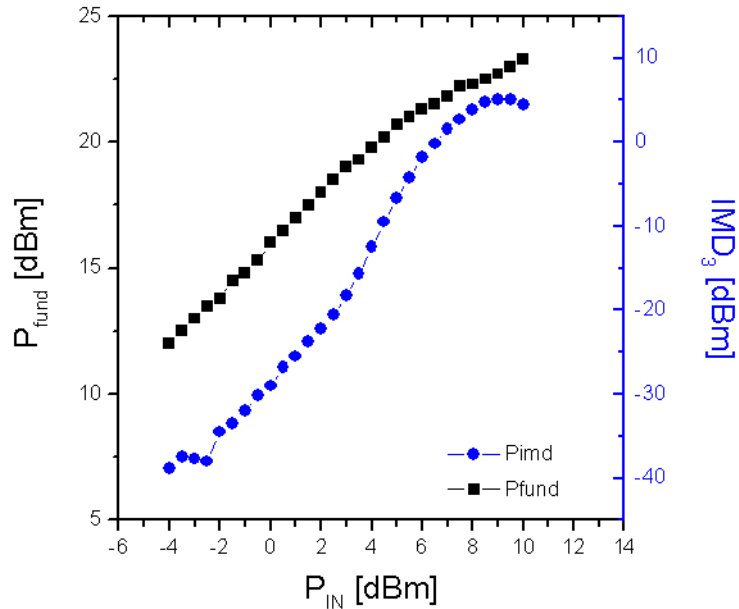


(a) 두 신호의 크기의 차가 20 dB (@  $P_1=2$  dBm,  $P_2=-18$  dBm)

<그림 4-16> 크기가 다른 두 신호의 출력 스펙트럼  
 (@  $f_1=840$  MHz,  $f_2=841$  MHz,  $P_1=2$  dBm)

이상과 같은 기본적인 선형측정 결과로부터, 전력증폭기의 2-tone IMD 특성을 측정하기 위해서는 동일한 크기를 갖는 인접한 주파수의 두 신호가 필요할 것이다. 두 신호의 주파수는 WCDMA 대역의 중심주파수인 1950 MHz와 인접한 주파수 1952 MHz로 사용하였고, 주파수 간격을 2 MHz로 하는 동일한 출력전력을 갖는 두 개의 신호발생기를 이용하였다.

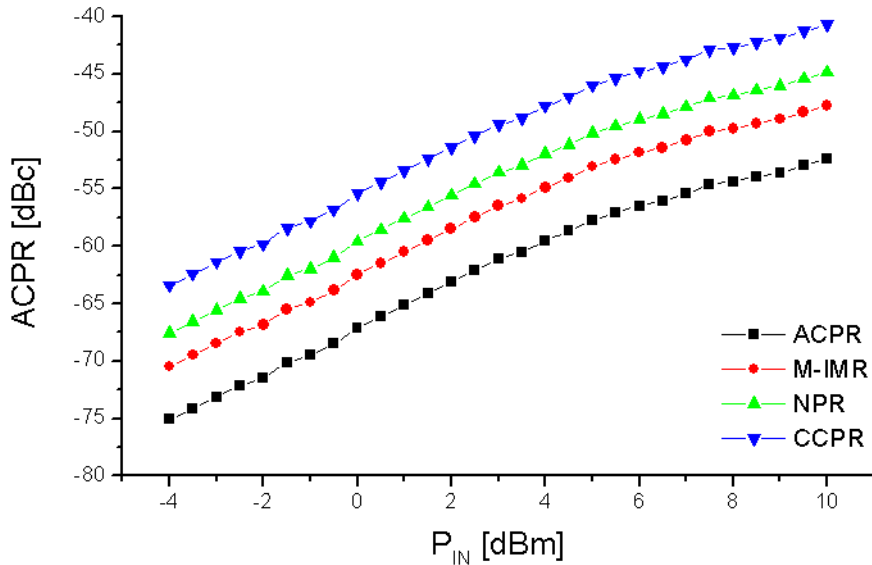
<그림 4-17>은 2-tone을 이용한 제작된 전력증폭기의 입·출력 특성을 보이고 있다.  $IIP_3$ 와  $OIP_3$ 의 값은 기본 주파수의 선형영역에서의 기울기와 3차 IMD 신호의 선형영역에서의 기울기를 연장해서 만나는 점의 입력과 출력값으로 정의하고, 따라서  $IIP_3$ 는 23.5 dBm,  $OIP_3$ 는 39.5 dBm을 얻었다.



<그림 4-17> 2-tone을 이용한 입·출력 특성 (@  $f_o=1950$  MHz)

### 3. ACPR 및 M-IMR, NPR, CCPR 추출

앞에서 측정한 2-tone IMD 전력과 총 출력전력을 2장에서 유도한 상관관계식을 이용하여 ACPR(식 2-28), NPR(식 2-33), M-IMR(식 2-36), CCPR(식 2-39)을 구할 수 있다. <그림 4-18>에서는 입력전력에 대한 ACPR, M-IMR, NPR, CCPR 특성을 나타내고 있다. 기본주파수 성분의 출력전력이 포화되기 시작하는 점. 즉, 입력전력이 6.5 dBm일 때, 각각의 값들을 구하면, ACPR은 56.1 dBc, M-IMR은 -51.4 dBc, NPR은 -48.5 dBc, CCPR은 -44.4 dBc이다.



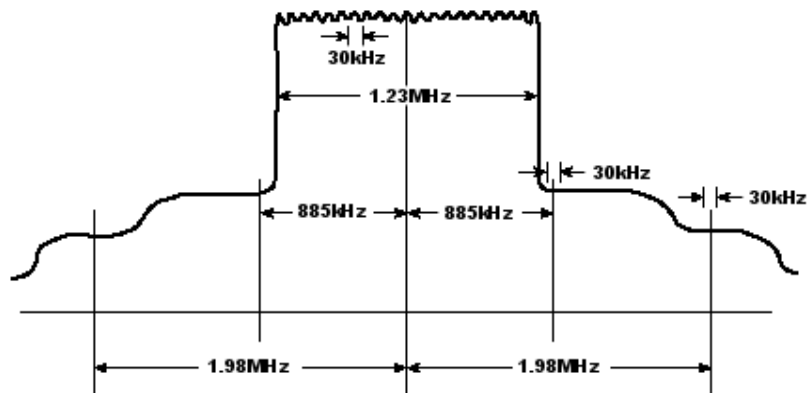
<그림 4-18> 입력전력에 대한 ACPR, M-IMR, NPR, CCPR 특성  
계산 결과 (@  $f_o=1950$  MHz)

## 제 4 절 디지털 변조신호를 이용한 측정 결과 분석

3장의 측정 프로그램에서 「ACPR」 버튼을 실행시키면, 디지털 변조신호를 이용한 ACPR 측정을 수행한다.

변조 신호의 종류에 따라 ACPR의 측정방법도 달라진다. CDMA 시스템에서 사용되고있는 IS-95 신호인 경우, ACPR 측정은 1.23 MHz 대역내 채널전력을 구하고, offset 주파수(885 kHz, 1.25, 1.98 MHz)만큼 떨어진 곳에서 30 KHz 대역전력을 구하여 두 전력의 비로소 나타낸다. RBW는 30 kHz이다. <그림 4-19>은 IS-95 신호를 보이고 있다.

WCDMA 신호인 경우, ACPR 측정은 IS-95와 같은 방법으로 이루어지며, 채널대역은 4.1 MHz, offset 주파수는 5 MHz 가 된다.



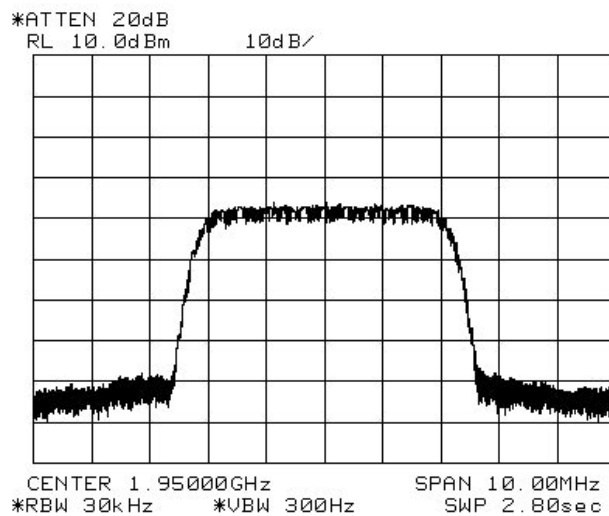
<그림 4-19> IS-95 신호의 ACPR 측정

본 측정에서 사용한 디지털 변조 신호발생기의 신호규격을 <표 4-5>에 나타내었다.

	IS-95	WCDMA
Frequency	824-894 MHz 1850-2000 MHz	1800-2000 MHz
Modulation	QPSK	QPSK
Chip rate	1.2288 Mcps	4.096 Mcps
ACPR	-77 dBc @885 kHz -83 dBc @1.25 MHz	-64 dBc @5 MHz

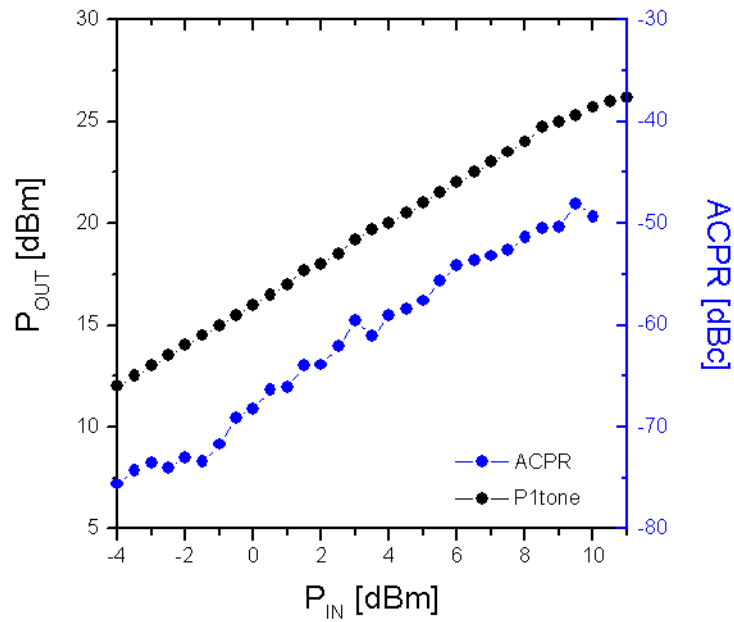
<표 4-5> 디지털 변조 신호발생기의 신호규격

제작된 전력증폭기는 WCDMA 신호로 ACPR 측정하였다. 주파수가 1950 MHz인 WCDMA신호를 제작된 전력증폭기에 입력하여 측정한 출력전력 스펙트럼과 입·출력 전력특성 및 ACPR을 <그림 4-20>과 <그림 4-21>에 나타내었다.



<그림 4-20> 디지털 변조신호의 스펙트럼 (@  $P_{in}$ =0 dBm,  $f_o$ =1950 MHz)

<그림 4-21>은 제작된 전력증폭기의 1-tone을 이용한 출력전력과 디지털 변조신호를 이용한 측정에서 얻은 ACPR의 관계를 보이고 있다. 출력전력이  $P_{1-dB}$ (26.3 dBm)일 때, ACPR은 -47.4 dBc이다.



<그림 4-21> 입력전력에 대한 출력전력과 ACPR의 관계  
(@  $f_o$ =1950 MHz)

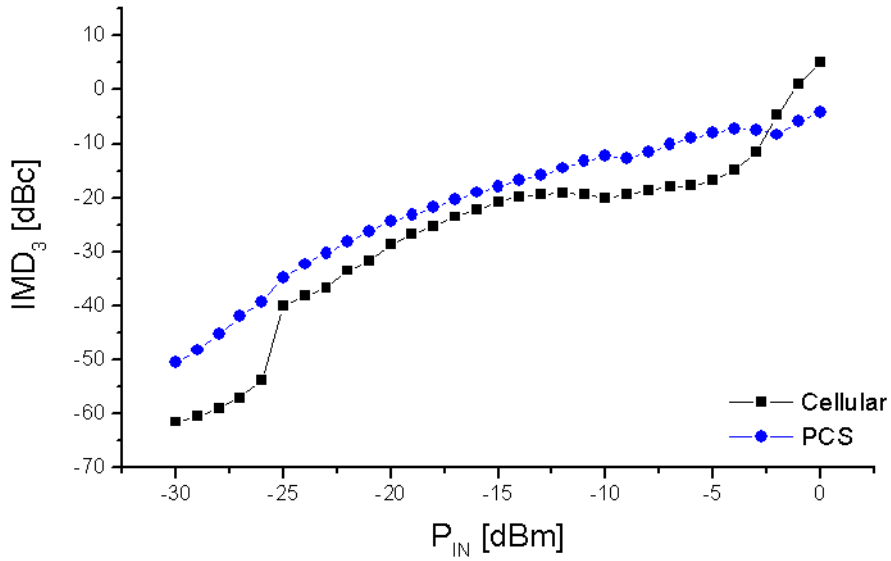
제작된 전력증폭기와 함께 자동화 측정프로그램을 이용한 ACPR 측정의 실효성을 확인하기 위하여 상용제품인 (주)삼성전기의 SP1121NA와 Agilent 社の ACPM-7831 전력증폭 모듈을 이용하였다. 제조사에서 제공하는 사양서의 내용 중, 본 연구의 측정결과와 비교하기 위한 주요 데이터를 <표 4-4>에 정리하였다

	SP1121NA	ACPM-7831
Application	CDMA 셀룰라	US PCS
Frequency	824~849 MHz	1850~1910 MHz
Gain ( $G_p$ )	26 dB	26 dB
ACPR	-49 dBc @885 KHz offset	-48 dBc @1.25 MHz offset
PAE	35 % @28 dBm	40 % @29 dBm

<표 4-4> 전력증폭 모듈의 주요 사양

<그림 4-22, 23>은 (주)삼성전기의 SP1121NA(이하 셀룰라)와 Agilent의 ACPM-7831(이하 PCS) 전력증폭 모듈의 측정결과를 보이고 있다. 측정결과는 제작사에서 제공하는 사양을 만족하므로, 본 연구에서 수행된 측정과정을 신뢰할 수 있는 자료가 된다.

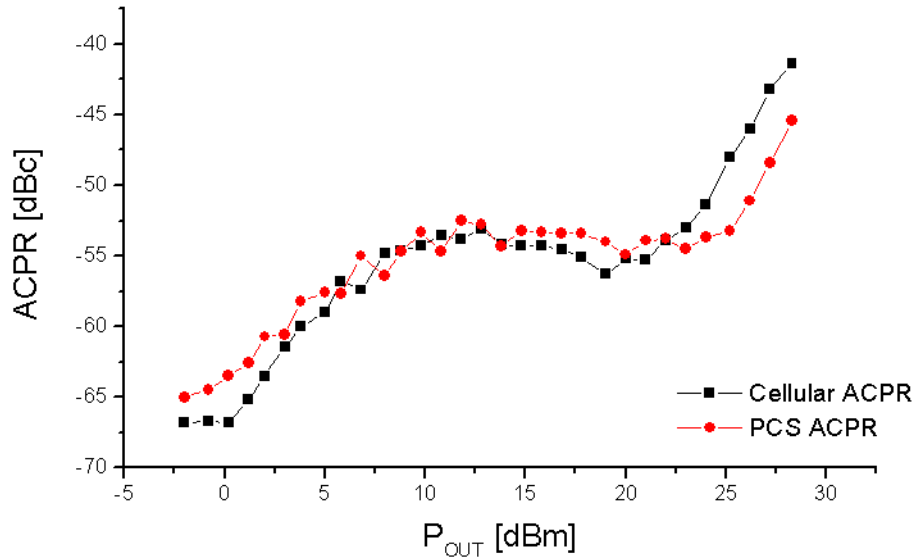
그러나 상관관계식을 이용한 ACPR은 구할 수가 없었다. 상관관계식은 먼저 상호변조 전력을 이용하여  $IP_3$ 을 구한 다음 ACPR을 구한다. 그러나 <그림 4-22>에서와 같이 측정된 상호변조 전력의 기울기가 3보다 작아  $IP_3$ 를 구할 수 없었고, 프로그램에서 오류가 발생하였다.



<그림 4-22> 셀룰라와 PCS의 상호변조전력 특성  
 (@  $f_o=836$  kHz(셀룰라), 1880 kHz(PCS))

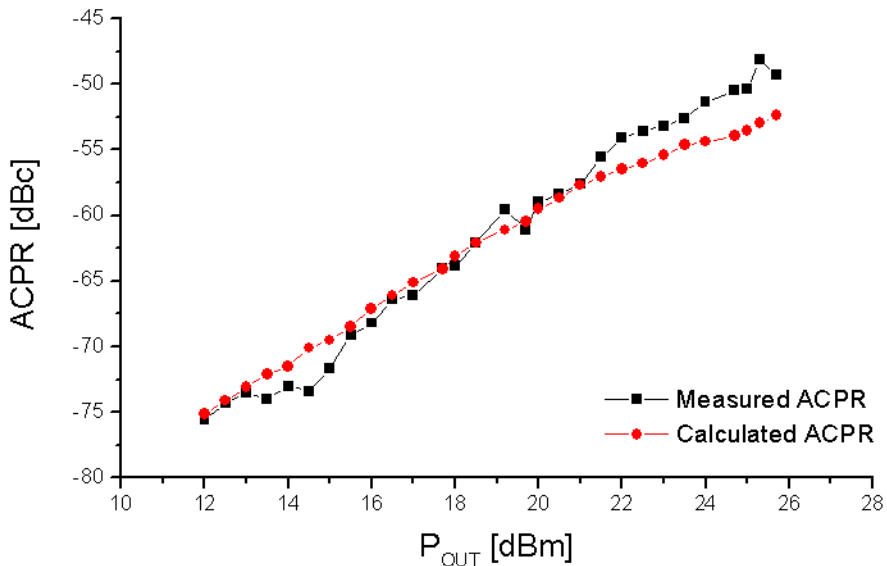


<그림 4-23>은 상용제품의 ACPR을 측정한 결과이다. 두 제품 모두 출력 전력이 25 dBm이하 일 때는 ACPR이 -50 dBc이하의 값을 갖지만 출력이 커짐에 따라 ACPR이 급격히 나빠지는 것을 볼 수 있다.



<그림 4-23> 셀룰라와 PCS의 ACPR 특성  
 (@  $f_o$ =836 MHz(셀룰라), 1880 kHz(PCS))

<그림 4-24>은 제작된 전력증폭기의 상관관계식을 이용한 ACPR과 실측 정 ACPR의 관계를 보이고 있다. 두 값을 비교해보면, 선형영역에서는 약 1 dB 내의 오차를 보이고 있다. 반면 -70 dBc 이하의 값에서는 약 3 dB의 오차가 나는데, 이는 비선형 성분이 거의 잡음레벨의 값이기 때문이다. 스펙트럼 분석기에서 측정할 수 있는 최저 잡음레벨의 값과 그 정확성에 의해서 오차는 개선되어질 수 있다. 또한 비선형 성분이 커지는 부분에서도 약 3 dB의 오차가 나는데, 이는 ACPR 상관관계식의 오차라고 할 수 있다. 하지만 실제 측정 값과 상관성을 가지고 있으므로, 신뢰할 수 있는 값이라 할 수 있다.



<그림 4-24> 상관관계식을 이용한 ACPR과 측정 ACPR의 관계  
(@  $f_o$ =1950 MHz)

## 제 5 장 결 론

본 과제에서는 마이크로파 전력증폭기의 IMD 특성 자동화 측정기술에 대하여 연구하였다.

IMD 특성 자동화 측정기술은 수동으로 이루어지던 기존의 측정법을 PC를 이용하여 자동화함으로써, 수작업에서 있을 수 있었던 오차를 줄임과 동시에 측정의 정확도와 시간적인 효율을 높일 수 가 있다. 측정의 자동화를 위하여 측정에 필요한 모든 계측기를 GPIB로 PC에 연결하여 제어하였고, Visual C를 이용하여 개발한 측정 자동화 프로그램은 2-tone 측정과 디지털 변조 신호의 비선형 특성을 측정을 수행하였다. 또한 2-tone 측정에서 얻은 IMD 특성과 디지털 신호 측정에서 얻은 ACPR의 상관관계식을 연구하였다. 본 연구에서 개발된 프로그램이 수행하는 측정과 얻게 되는 데이터는 다음의 <표 5-1>와 같다.

실 행	획득 데이터
One-tone 측정	Gain, $P_{1-dB}$ , PAE
Two-tone 측정	IMD, $IP_3$ Correlated APCR
디지털 신호 측정	ACPR
대역특성 측정	대역내 리플 차

<표 5-1> 측정 자동화 프로그램의 실행과 획득 데이터

개발한 측정 자동화 프로그램의 실효성을 알아보기 위하여, 셀룰라, PCS, WCDMA용 전력증폭기를 측정하였다. 셀룰라와 PCS용 전력증폭기는 상용제품을 이용하여 측정하였고, WCDMA용 전력증폭기는 직접 제작하여 측정하였다. 전력증폭기 제작을 위하여 Filtronic사의 PHEMT를 이용하였고, ADS를 이용하여 설계였다. 시뮬레이션 결과로 선형이득 16 dB, 출력전력 29 dBm을

얻었으며, 측정 자동화 프로그램을 이용한 측정에서는 선형이득 16 dB, 출력 전력 26.3 dB, ACPR -50 dBc를 얻었다.

2-tone 측정에서 구한 IMD 결과를 상관관계식을 이용하여 얻은 ACPR와 디지털 변조 신호발생기를 이용하여 얻은 ACPR을 비교하였을 때, 약 1 dB의 오차를 보이고 있다. 이는 간단한 2-tone 측정결과로 디지털 변조신호를 이용한 전력증폭 모듈의 선형 특성인 ACPR을 적은 오차로 예측 가능한 것을 보이고 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] Peter B. Kenington, “ High-Linearity RF Amplifier Design” Artech House pp. 21-45, 2000
- [2] Mike Golio, “ The RF and Microwave Handbook” CRC Press pp. 4.33-4.52, 2001
- [3] N.B. Carvalho and J.C. Pedro, “ Compact Formulas to Relate ACPR and NPR to two-tone IMR and IP3”, Microwave journal vol. 42. no. 12 pp. 70-84. Dec 1999
- [4] Jose Carlos Pedro, “ On the Use of Multitone Techniques for Assessing RF Components’ Intermodulation Distortion”, IEEE transaction on Microwave Theory and Techniques and Techniques. vol. 47. no. 12 December 1999.
- [5] N.B. Carvalho and J.C. Pedro, “ Muti-Tone Intermodulation Distortion Performance of 3rd Order Microwave Circuits”, 1999 IEEE International Microwave Theory and Techniques Symposium Digest, Ana-heim, CA, June 1999, pp.763 766.
- [6] Mark Slovic, “ Measuring ACPR in CDMA Amplifier”, Microwave journal
- [7] Ulrich L. Rohde, “ RF/Microwave Circuit Design for Wireless Application”, WILEY INTERSCIENCE, pp. 89-101, 2000
- [8] Guillermo Gonzalez, “ Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design”, pp. 362-364. 1997
- [9] J. Gorin, “ Spectrum Analyzer Measurements and Noise” Hewlett-Packard AN-1303, PN 5966-4008E.
- [10] Sang-Woo Nam and Edward J. Powers, “ On the Selective Counting of Third-Order Products”, IEEE trans. commun. vol. 43. no. 8 pp. 2405-2413. Aug 1995.
- [11] Jose Amuro P. Fortes, “ A Fast Algorithm for Sorting and Counting

- Third-Order Intermodulation Products", IEEE trans. commun. vol. com-34. no. 8 pp. 2405-2413. Dec 1986.
- [12] Fu-Ling Lin, Shin-Fu Chen, Liang-Fang Chen, and Huey-Ru Chuang  
 " Computer sumulation and measurement of error vector magnitude (EVM) and adjacent-channel power ratio(ACPR) for digital wireless communication RF power amplifiers". Vehicular Technology Conference, Fall 1999, Volume 4, pp. 2024-2028
- [13] J.S. Kenney, and A. Lake, " Power Amplifier Spectral Regrowth for Digital Cellular and PCS Applications". Microwave Journal, vol.38, no.10,pp.74-92,October 1995.
- [14] J. S. Kenney and S. E. Avis, "The relationship between IMD and ACPR,". Wireless Design and Development, September 2000, pp. 7-8
- [15] John F. Sevic. " Large-signal automation load-pull of adjacent channel power for digital wireless communication system" . IEEE MTT Digest. 1996
- [16] 이상엽, " Visual C++ Programing Bible Ver 6.x", 영진 출판사
- [17] 김상형, " 비주얼 C++ 정복 6.0", 가남사
- [18] 조성환, " C 언어 프로그래밍", 사이텍 미디어

## <부록> SOURCE PROGRAM

### ◎ 사용할 측정기의 어드레스 설정 함수

```
void CMmic1Dlg::AddDevice()
{
    viOpenDefaultRM(&defaultRM);
    viOpen(defaultRM, "GPIB0::18::INSTR", VI_NULL, VI_NULL, &viSPA);
    viOpen(defaultRM, "GPIB0::05::INSTR", VI_NULL, VI_NULL, &viMUL);
    viOpen(defaultRM, "GPIB0::19::INSTR", VI_NULL, VI_NULL, &viSSG1);
    viOpen(defaultRM, "GPIB0::20::INSTR", VI_NULL, VI_NULL, &viSSG2);
    viOpen(defaultRM, "GPIB0::28::INSTR", VI_NULL, VI_NULL, &viVSG);
    viOpen(defaultRM, "GPIB0::14::INSTR", VI_NULL, VI_NULL, &viPWR);
}
```

### ◎ 신호발생기(#1)의 초기화 함수

```
void CMmic1Dlg::SetSSG1()
{
    viPrintf(viSSG1, "OUTPut ON \n");
    viPrintf(viSSG1, "OUTPut:MODulation OFF");
    viPrintf(viSSG1, "FREQ MHz \n");
}
```

### ◎ 신호발생기(#2)의 초기화 함수

```
void CMmic1Dlg::SetSSG2()
{
    viPrintf(viSSG2, "OUTPut ON \n");
    viPrintf(viSSG2, "OUTPut:MODulation OFF");
    viPrintf(viSSG2, "FREQ MHz \n");
}
```

## ◎ 스펙트럼 분석기의 초기화 함수

```
void CMmic1Dlg::SetSPA()
{
    viPrintf(viSPA, "UNIT:POW DBM \n");
    viPrintf(viSPA, "CF MHz \n");//836
    viPrintf(viSPA, "SP MHz \n");// Span
    viPrintf(viSPA, "LG 10 DB \n");    // LOG dB/DIV
    viPrintf(viSPA, "RL 15 DB \n");    // Reference level
    viPrintf(viSPA, "AT 30 DB \n");    // Attenuation
    viPrintf(viSPA, "RB 100 kHz \n");  // Resolution BW
    viPrintf(viSPA, "VB 10 kHz \n");   // Visual BW
}
```

## ◎ 실행화면에서 입력되는 변수값 지정 함수

```
void CMmic1Dlg::GetVar()
{
    GetDlgItemText(IDC_EDIT1,str_start);        // “start”
    GetDlgItemText(IDC_EDIT2,str_stop);         // “stop”
    GetDlgItemText(IDC_EDIT3,str_step);         // “step”
    GetDlgItemText(IDC_EDIT4,str_offset);       // “offset frequency”
    GetDlgItemText(IDC_EDIT5,str_inatten);      // “Input offset”
    GetDlgItemText(IDC_EDIT13,str_outatten);    // “Output offset”
    GetDlgItemText(IDC_EDIT6,str_cf);
    // 스펙트럼 분석기의 중심주파수
    GetDlgItemText(IDC_EDIT7,str_span);
    // 스펙트럼 분석기의 span
    GetDlgItemText(IDC_EDIT8,str_freq1);
    // 신호발생기(#1)의 주파수
    GetDlgItemText(IDC_EDIT9,str_freq2);
    // 신호발생기(#2)의 주파수
    GetDlgItemText(IDC_EDIT10,str_freq3);
    // 디지털 신호발생기의 주파수
    GetDlgItemText(IDC_EDIT11,str_v6);         // 전원공급기의 전원
    GetDlgItemText(IDC_EDIT12,str_v25);        // 전원공급기의 전원
}
```



◎ 1-tone과 2-tone test을 위한 장비 초기화 함수

```
void CMmic1Dlg::Set2tone()
{
    sscanf(str_start,"%f",&start);
    sscanf(str_stop,"%f",&stop);
    sscanf(str_step,"%f",&step);
    sscanf(str_inatten,"%f",&inatten);
    sscanf(str_outatten,"%f",&outatten);
    sscanf(str_v6,"%f",&v6);
    sscanf(str_v25,"%f",&v25);

    viPrintf(viSSG1, "FREQ %s MHz \n", str_freq1);
    // 신호발생기(#1) 주파수 설정
    viPrintf(viSSG2, "FREQ %s MHz \n", str_freq2);
    // 신호발생기(#2) 주파수 설정

    // 전원 공급기 전원 설정 (  $V_{GS} = -0.9\text{ V}$ ,  $V_{DS} = 5\text{ V}$  )
    viPrintf(viMUL, "OUTPut ON \n");
    viPrintf(viMUL, "INST:SEL P6V \n");
    viPrintf(viMUL, "VOLT:TRIG 2 \n");
    viPrintf(viMUL, "VOLT:TRIG %f \n", v6);
    viPrintf(viMUL, "TRIG:SOUR IMM \n");
    viPrintf(viMUL, "INIT \n");
    viPrintf(viMUL, "INST:SEL P25V \n");
    viPrintf(viMUL, "VOLT:TRIG 3.4 \n");
    viPrintf(viMUL, "VOLT:TRIG %f \n", v25);
    viPrintf(viMUL, "TRIG:SOUR IMM \n");
    viPrintf(viMUL, "INIT \n");
}
```

## ◎ ACPR 측정을 위한 장비 초기화 함수

```
void CMmic1Dlg::SetAcpr()
{
    sscanf(str_start,"%f",&start);
    sscanf(str_stop,"%f",&stop);
    sscanf(str_step,"%f",&step);
    sscanf(str_inatten,"%f",&inatten);
    sscanf(str_outatten,"%f",&outatten);
    sscanf(str_v6,"%f",&v6);
    sscanf(str_v25,"%f",&v25);

    viPrintf(viMUL, "OUTPut ON \n");
    viPrintf(viMUL, "INST:SEL P6V \n");
    viPrintf(viMUL, "VOLT:TRIG %f \n", v6);
    viPrintf(viMUL, "TRIG:SOUR IMM \n");
    viPrintf(viMUL, "INIT \n");
    viPrintf(viMUL, "INST:SEL P25V \n");
    viPrintf(viMUL, "VOLT:TRIG %f \n", v25);
    viPrintf(viMUL, "TRIG:SOUR IMM \n");
    viPrintf(viMUL, "INIT \n");

    viPrintf(viVSG, "OUTPut ON \n");
    // viPrintf(viVSG, "IS95:STATE ON \n");          // IS-59 신호 선택
    viPrintf(viVSG, "WCDMA:STATE ON \n"); // WCDMA 신호 선택
    viPrintf(viVSG, "FREQ %s MHz \n", str_freq3);
}
```

## ◎ 1-tone test

```
void CMmic1Dlg::On1tone()
{
    FILE *tone1;
    tone1=fopen("1tone.txt","a+w");          “1tone.txt” 파일에 저장
    float temp[5], step=1;
    CString strLine;

    GetVar();
    Set2tone();

    m=0;
    for(i=start+inatten ; i<=stop+inatten ; i=i+step)    // 입력전력 증가
    {
        fprintf(tone1,"%2.1f\t",i-inatten);

        str.Format("%f",i);
        viPrintf(viSSG1, "POWer %s DBM \n", str);

        // 스펙트럼 분석기 세팅
        viClear(viSPA);
        SetSPA();
        viPrintf(viSPA, "CF %s MHz \n", str_cf);
        viPrintf(viSPA, "SP %s MHz \n", str_span);

        ::Sleep(500);
        viPrintf(viSPA, "MKPK HI\n");
        viPrintf(viSPA, "MKA?\n");          // 출력전력 획득
        viScanf(viSPA,"%f",&temp[0]);
        str.Format("%f", temp[0]);

        Pout1[m]=temp[0]+outatten;
    }
}
```

```

viPrintf(viMUL, "MEASure:CURR:DC? P25V \n");
viScanf(viMUL, "%f", &Curr);          // 전류 획득
str.Format("%f",Curr);

Pin_W=pow(10,i/10);
Pout_W=pow(10,Pout1[m]/10);
Pae[m]=(Pout_W-Pin_W)/(Curr*5*1000)*100; // 효율 획득
fprintf(tonel,"%2.1f\t%2.1f\n",Pout1[m],Pae[m]);

UpdateList1(strLine); // 리스트 컨트롤 작성

m=m+1;
}
fclose(tonel);

viPrintf(viMUL, "OUTPut OFF \n");
viPrintf(viSSG1, "OUTPut OFF \n");
}

```

## ◎ 2-tone test

```

void CMmic1Dlg::On2tone()
{
    FILE *tone2;
    tone2=fopen("2tone.txt","a+w");      // "2tone.txt" 파일에 저장
    float temp[5], step=1;
    CString strLine;

    GetVar();
    Set2tone();
}

```

```

m=0;
for(i=start+inatten ; i<=stop+inatten ; i=i+step)    // 입력전력 증가
{
    fprintf(tone2,"%2.1f\t",i-inatten);

    str.Format("%f",i);
    viPrintf(viSSG1, "POWer %s DBM \n", str);
    viPrintf(viSSG2, "POWer %s DBM \n", str);

    viClear(viSPA);
    SetSPA();
    viPrintf(viSPA, "CF %s MHz \n", str_cf);
    viPrintf(viSPA, "SP %s MHz \n", str_span);

    ::Sleep(1000);
    viPrintf(viSPA, "MKPK HI\n");
    viPrintf(viSPA, "MKA?\n");
    viScanf(viSPA,"%f",&temp[0]);
    str.Format("%f", temp[0]);

    for(int j=1 ; j<5 ; j++)
    {
        ::Sleep(500);
        viPrintf(viSPA, "MKPK NH\n");
        viPrintf(viSPA, "MKA?\n");
        viScanf(viSPA,"%f",&temp[j]);
        str.Format("%f", temp[j]);
    }
    Pout1[m]=temp[0]+outatten;
    Pout3[m]=temp[4]+outatten;
}

```

```

        fprintf(tone2,"%2.1f\t%2.1f\t",Pout1[m],Pout3[m]);
        viPrintf(viMUL, "MEASure:CURR:DC? P25V \n");
        viScanf(viMUL, "%f", &Curr);
        str.Format("%f",Curr);

        Pin_W=pow(10,i/10);
        Pout_W=pow(10,Pout1[m]/10);
        Pae[m]=(Pout_W-Pin_W)/(Curr*5*1000)*100;
        fprintf(tone2,"%2.1f\n", Pae[m]);

        UpdateList1(strLine); // 리스트 컨트롤 작성

        m=m+1;
    }
    fclose(tone2);

    viPrintf(viMUL, "OUTPut OFF \n");
    viPrintf(viSSG1, "OUTPut OFF \n");
    viPrintf(viSSG2, "OUTPut OFF \n");
}

```

© Calculate  $IIP_3$ ,  $OIP_3$ ,  $ACPR$ ,  $M-IMR$ ,  $NPR$ ,  $CCPR$

```

void CMmic1Dlg::OnIp3()
{
    FILE *IP3;
    FILE *Map_acpr;

    int i, n=100, b=51, r=1, start1, start3, sat1;
    float grade1, grade3, gain, gap, cross1, cross3;
    double N4, M4, N1, M1, N2, M2, N3, M3, S, IIP3, OIP3;
    double P_OT, IMR2, ACPR[30], M_IMR, NPR, CCPR;

```

```

IP3=fopen("2tone.txt", "r");
Map_acpr=fopen("Map_acpr.txt","a+w");

m=30;
for(i=0 ; i<m ; i++)
    fscanf(IP3, "%f\t%f\t%f\n", &Pin[i], &Pout1[i],&Pout3[i]);

fclose(IP3);

// 이득, 1 dB 압축점 ////////////////////////////////////////

for(i=1 ; i<29 ; i++)
{
    grade1=(Pout1[i]-Pout1[i-1])/(Pin[i]-Pin[i-1]);
    if(grade1<1)
    {
        start1=i+1;           // 기울기 시작점 (start1)
        break;
    }
}
gain=Pout1[start1]-Pin[start1];
str.Format("%5.2f",gain);
SetDlgItemText(IDC_STATIC3,str);    // 실행화면(Gain)에 표시

for(i=start1 ; i<29 ; i++)
{
    gap=Pin[i]+gain-Pout1[i];
    if(gap>1)
    {
        sat1=i;           // 기울기 포화점 (sat1)
        break;
    }
}
Pout1[sat1];

```

```

str.Format("%5.2f",Pout1[i]);
SetDlgItemText(IDC_STATIC4,str);    // 실행화면(P1dB)에 출력

```

```

// IIP3, OIP3 //////////////////////////////////////

```

```

for(i=1 ; i<29 ; i++)
{
    grade3=(Pout3[i]-Pout3[i-1])/(Pin[i]-Pin[i-1]);
    if (grade3 >= 3)
    {
        start3=i+1;    // 기울기 시작점 (start3)
        break;
    }
}

```

```

cross1=Pout1[start3];
cross3=Pout3[start3];
for(j=0 ; j<50 ; j++)
{
    cross1=cross1+1;
    cross3=cross3+3;
    if(cross1<cross3)
    {
        OIP3=cross1;
        break;
    }
}

```

```

IIP3=OIP3-gain;
str.Format("%5.2f",IIP3);
SetDlgItemText(IDC_STATIC1,str);    // OIP3=OIP3(D.B)
str.Format("%5.2f",OIP3);
SetDlgItemText(IDC_STATIC2,str);    // IIP3=IIP3(D.B)

```



```

// ACPR, M-IMR, NPR, CCPR //////////////////////////////////////

N4=(2*pow(n,3)-3*pow(n,2)-2*n)/24;
M4=pow(n,2)/4;
N1=pow((n-r)/2,2);
M1=(n-r)/2;
N2=pow((n-b-2),2)+pow((b-1),2);
M2=(n-b-2)/2+(b-1)/2;
N3=pow((n-b-2),2)+pow((b-1),2)-b*(n-b-2)+b;
M3=(n-b-2)/2+(b-1)/2;
S=6*n-3;

for(i=0 ; i<m ; i++)
{
    P_OT=10*log10(2*pow(10,Pout1[i]/10)+2*pow(10,Pout3[i]/10));
//    P_OT=3+Pout1[i];        simple P_OT
    IMR2=2*(OIP3-P_OT)+6;        // IMR2

    ACPR[i] = IMR2+10*log10(pow(n,3)/(16*N4+4*M4));
    M_IMR = IMR2-6+10*log10(pow(n,2)/(4*N1+M1));
    NPR = IMR2-6+10*log10(pow(n,2)/(4*N2+M2));
    CCPR = IMR2-6+10*log10(pow(n,2)/(4*N3+M3+pow(S,2)/9));

    fprintf(Map_acpr,"%2.1f\t%2.1f\t%2.1f\t%2.1f\t%2.1f\n",
    Pout1[i],-ACPR[i],-NPR,-M_IMR,-CCPR);
    lvitem.iItem = 0;
    lvitem.mask = LVIF_TEXT;
    lvitem.iSubItem = 0;
    str.Format("%2.1f", ACPR[i]);
    lvitem.pszText = (LPSTR)(LPCTSTR)str;
    m_ctrlList3.InsertItem(&lvitem);        // 리스트 컨트롤 작성
}
fclose(Map_acpr);
}

```

## ◎ ACPR 측정

```
void CMmic1Dlg::OnAcpr()
{
    FILE *facpr;
    facpr=fopen("ACPR.txt","a+w");          “ACPR.txt” 파일에 저장
    float temp[3], step=1;                  // inatten=29 dB , outatten=21 dB
    CString str_acpr, strLine;

    GetVar();
    SetAcpr();
    m=0;
    for(i=start+inatten ; i<=stop+inatten ; i=i+step)    // 입력전력 증가
        str.Format("%f",i);
        viPrintf(viVSG, "POWer %s dBm \n", str);

        viClear(viSPA);
        SetSPA();
        viPrintf(viSPA, "CF %s MHz \n", str_cf);
        viPrintf(viSPA, "SP %s MHz \n", str_span);
        viPrintf(viSPA, "RB 30 kHz \n");
        // RBW 선택 : WCDMA(100K), IS95(30K)
        viPrintf(viSPA, "VB 0.3 kHz \n");
        // VBW 선택 : WCDMA(1K), IS95(300)
        viPrintf(viSPA, "ACPSP 5 MHz \n");
        // 오프셋 주파수 선택 : WCDMA(5), IS95(885K, 1.25, 1.98)
        viPrintf(viSPA, "ACPSP %s MHz \n", str_offset);

        ::Sleep(2000);
        viPrintf(viSPA, "CHANPWR TRA 4.1 MHz ?\n");
        // 채널대역 선택 : WCDMA(4.1), IS95(1.23)
        viScanf(viSPA, "%f",&temp[0]);
        str.Format("%f", temp[0]);
```

```

viPrintf(viSPA, "CHANNEL DN \n");
::Sleep(1000);
for(int j=1 ; j<3 ; j++)
{
::Sleep(500);
viPrintf(viSPA, "CHANPWR TRA 30 kHz ?\n");
// 인접채널 선택 : WCDMA(4.1), IS95(30k)
viScanf(viSPA, "%f",&temp[j]);
str.Format("%f", temp[j]);
}
acpr[m]=temp[2]-temp[0];

fprintf(facpr,"%2.1f\t%2.1f\t%2.1f\t%2.1f\n",
i-inatten,temp[0]+outatten,temp[2]+outatten,acpr[m]);

lvitem.iItem = 0;
lvitem.mask = LVIF_TEXT;
lvitem.iSubItem = 0;

UpdateList2(strLine); // 리스트 컨트롤 작성
m=m+1;
}
fclose(facpr);

viPrintf(viMUL, "OUTPut OFF \n");
viPrintf(viVSG, "OUTPut OFF \n");
}

```

## ◎ 대역특성 측정

```
void CMmic1Dlg::OnBand()
{
    FILE *Band;
    Band=fopen("Band.txt","a+w");          // “Band.txt” 파일에 저장
//    fprintf(BWP,"Freq\tPout\n");

    GetVar();
    Set2tone();
    str.Format("%f",start+inatten);
    viPrintf(viSSG1, "POWer %s dBm \n", str);

    for(i=1900 ; i<=2000 ; i=i+5)  // Frequency sweep
    {
        fprintf(Band,"%4.0f\t",i);
        str.Format("%f",i);
        viPrintf(viSSG1, "FREQ %s MHz \n", str);

        viClear(viSPA);
        SetSPA();
        viPrintf(viSPA, "CF %s MHz \n", str_cf);
        viPrintf(viSPA, "SP %s MHz \n", str_span);
        viPrintf(viSPA, "RB 1 MHz \n");

        ::Sleep(1000);
        viPrintf(viSPA, "MKPK HI\n");
        viPrintf(viSPA, "MKA?\n");
        viScanf(viSPA,"%f", &Pwr);
        str.Format("%f", Pwr);
        fprintf(Band,"%2.1f\n", Pwr+outatten);
    }
}
```

```

viPrintf(viMUL, "MEASure:CURR:DC? P25V \n");
viScanf(viMUL, "%f", &Curr);
str.Format("%f", Curr);
fprintf(BWP,"%1.3f\t", Curr);

Pin_W=pow(10,start/10);
Pout_W=pow(10,(Pwr+atten)/10);
Pae=(Pout_W-Pin_W)/(Curr*5*1000)*100;
fprintf(BWP,"%5.1f\n", Pae);
}
fclose(Band);
viPrintf(viMUL, "OUTPut OFF \n");
}

```