

디지털 마이크로파 수신기에서의 선형 증폭기와 ADC 접속 해석

Analysis of the Linear Amplifier/ADC Interface in a Digital Microwave Receiver

이민혁*, 김성곤*, 최희주*, 변건식*

Min Hyouck Lee*, Sung Gon Kim*, Hee Joo Choi*, and Kun Sik Byon*

요 약

선형 증폭단, ADC 그리고 디지털 신호 처리기로 이루어진 디지털 광대역 마이크로파 수신기는 시스템의 감도와 동적 범위로 성능 평가를 해석할 수 있다. 시스템의 감도와 동적 범위는 시스템의 이득, 3차 상호변조적과 ADC 특성으로 결정되어지며 선형 증폭단의 설계 방법 또한 중요한 영향을 미친다. 그리고 수신기로 입력되는 두 신호의 주파수가 인접한 경우 디지털 신호 처리기는 두 신호를 분리할 수 있어야 한다. 본 논문에서는 증폭단의 이득을 변화시켜 동적 범위를 측정함 다음, 가장 적절한 감도와 동적 범위를 선택할 수 있는 이득 값을 결정하고, 인접한 두 신호의 분리를 위해 고해상도 스펙트럼 추정법을 사용하였다.

Abstract

Digital microwave wideband receiver including linear amplifier, analog-to-digital converter(ADC) and digital signal processor is able to analyze its performance using sensitivity and dynamic range of system. Determination of gain, third-order intermodulation products and ADC characteristics and design criteria for the linear amplifier chain is essential problem for sensitive and dynamic range. Also, if there are two signals with frequencies very close, digital signal processor must be able to separate the two signals. In this paper, we measured dynamic range as gain was changed and determined gain value for the proper sensitivity and dynamic range and high resolution spectrum estimation was used to separate two close signals.

I. 서 론

디지털 광대역 마이크로파 수신기(이하 광대역 수신기)는 전자전과 정찰용으로 사용되고 있는 기존의 마이크로파 수신기를 광대역화 한 것이다. 수신기가 충분히 광대역화되면 동조하지 않고 신호를 수신할 수 있으므로 정보획득에 보다 편리를 기할 수 있다. 수신기에 포함되는 ADC는 매우 빠른 샘플

링 속도로 동작하여야 하며 광대역 수신기에서의 순시 대역폭은 보통 수십 MHz에서 1 GHz 이상이므로 현 ADC의 샘플링 속도로는 이 수신기의 중심 주파수에 대한 해석이 어렵다. 또한 ADC 속도뿐만 아니라 신호 처리기의 처리율 등과 같은 하드웨어의 제한으로 수신기의 실제 구현이 현 단계에서는 불가능하지만 ADC 및 프로세서의 속도가 계속적으로 발전한다면 충분히 가능하리라 본다[1].

일반적으로 광대역 수신기는 네 개의 신호까지

* 동아대학교 전자공학과(Dept. of Electronics, DongA Univ.)

· 논문번호 : 98-1-6

· 접수일자 : 1998년 12월 4일

입력이 가능하지만 본 논문에서는 두 개의 신호가 입력된다고 가정한다. 광대역 수신기의 동작은 중심 주파수가 GHz인 두 개의 신호가 수신기로 입력되면 그 주파수는 믹서로 다운되어 (향후 생략되어야 하나 현재로는 ADC 속도가 높지 않아 필요함) ADC로 디지털화되고 고속 디지털 신호 처리기로 전달되어 FFT 연산을 하게 된다.

시스템 설계시 감도와 동적 범위를 둘다 만족시키는 것은 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 임의의 ADC를 선정하고 적절한 감도와 동적범위를 결정한다. 적절한 감도와 동적 범위를 얻기 위해 원하는 증폭단의 이득과 3차 교차점의 계산이 필요하며, 인접한 두 주파수의 분리를 위한 스펙트럼 추정에 대한 논의는 MATLAB을 이용해 FFT 기법과 고해상도 기법으로 나누어 비교 검토하였다. 향후 ADC와 신호처리의 속도가 증가되면 믹서없는 광대역 수신기가 제작 가능하여 항행이나 항해에 관련된 수신기 개발에 큰 도움을 줄 것이라 생각된다.

기 호 설 명

- b : ADC의 비트 수
- B_R : 증폭기의 입력 대역폭
- B_v : 비디오 대역폭
- F : 증폭단의 잡음지수
- f : 샘플링 주파수
- F_s : 수신기 전체의 잡음지수
- G : 증폭단의 전력이득
- N : FFT 연산 수
- N_i : 단위 대역폭당 증폭기에 입력되는 잡음전력으로 $kT(-174 \text{ dBm})$ 로 정의되며 이때 k 는 볼츠만 상수, T 는 실온이다.
- N_b : ADC의 양자화 잡음전력
- N_o : 대역폭 B_R 에서 증폭기의 출력 잡음전력
- N_s : 대역폭 B_R 에서 ADC 출력단의 잡음전력
- N_v : 대역폭 B_R 에서 증폭기 출력 잡음전압
- P_3 : 증폭기 출력에서 발생한 3차 상호변조적
- P_i : 증폭기의 입력 전력
- P_I : P_3 가 원하는 잡음레벨일 때의 입력 전력
- P_s : ADC의 입력 전력레벨

- P_{sn} : 잡음을 고려한 ADC의 입력 전력레벨
- Q : 한 양자화 레벨
- Q_3 : 증폭기의 3차 교차점
- V_n : 잡음에 의해 감소된 최대 입력전압

II. 선형 증폭기와 ADC 접속 해석

2-1 증폭기와 ADC 특성

광대역 수신기의 증폭기/ADC 접속과 디지털 신호처리 구성도는 그림 1과 같다.

증폭단의 특성에서 3차 상호변조적(이하 P_3)과 교차점(이하 Q_3)사이의 관계는 식 (1)과 같다[1].

$$P_3 = 3[(P_i + G) - \frac{2}{3} Q_3] \text{ dBm} \tag{1}$$

이 관계는 그림 2로부터 구해지며 대역폭이 B_R 인 증폭기의 출력 잡음전력은 식 (2)와 같다.

$$N_o = N_i + F + G + B_R \text{ dBm} \tag{2}$$

ADC에서 한 개의 양자화 레벨을 Q , 시스템 저항을 R 이라 하고 ADC의 입력을 정현파로 할 때 양자화 잡음전력과 full scale 입력 sine파에 의해 생성된 전력과의 비는 식 (3)과 같다[1].

$$\frac{P_s}{N_b} = \frac{\frac{2^{2(b-1)}}{2R} Q^2}{\frac{Q^2}{12R}} = \frac{3}{2} 2^{2b} \tag{3}$$

만약 샘플링 주파수가 f_s 이고 FFT의 총 수가 N

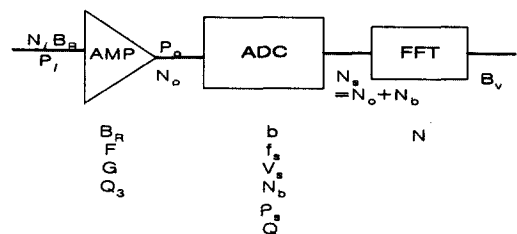


그림 1. 시스템 구성도.

Fig. 1. Block diagram with parameters.

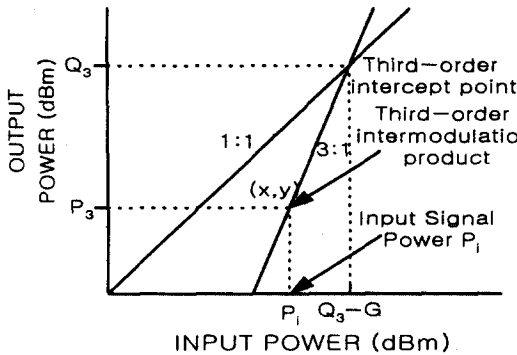


그림 2. 3차 교차점.

Fig. 2. Third-order intercept point.

이며 시간 영역 창함수가 구형이라면 처리 대역폭은 $B_v = \frac{f_s}{N}$ 이 된다. P_3 가 B_v 내 잡음레벨보다 작다면 동적 범위는 잡음으로 제한되며 반대로 P_3 가 B_v 내 잡음레벨보다 크다면 동적 범위는 P_3 로 제한된다. 만약 P_3 가 B_v 내 잡음레벨과 같다면 최적조건이 얻어진다. 이러한 관점에서 증폭기와 ADC는 등가적으로 그림 3과 같다. ADC의 입력 잡음은 N_o 이고 출력 잡음은 입력 잡음과 양자화 잡음 N_b 의 합이 된다. N_o 와 N_b 의 관계는 $N_o = MN_b$ 이며 시스템의 총 잡음은 식 (4)와 같다.

$$N_s = N_o + N_b = N_o + \frac{1}{M} N_o = \frac{M+1}{M} N_o = \frac{M'}{M} N_o \quad (4)$$

(또는 $N_s = N_o + M' - M$ dBm)

여기서 $M' = M + 1$ 이다.

증폭기에 잡음이 존재한다면 ADC의 입력신호는

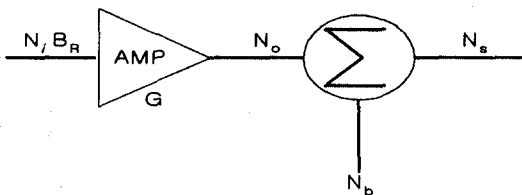


그림 3. 증폭기/ADC 잡음 성분

Fig. 3. Amplifier/ADC noise components.

그 잡음만큼 커지게 된다. 따라서 최대 입력전력은 잡음성분을 뺀 값이 되고 그러한 입력은 ADC에 의하여 포화되지 않는다. 신호성분을 $V_s = 2^{(b-1)}Q$ 라 하고 잡음성분 V_n 이 잡음전력 N_o 의 3차 표준편차라면 $V_n = \sqrt{3N_oR}$ 이 되고 따라서 최대 입력전력은 $P_{sn} = \frac{[2^{b-1}Q - V_n]^2}{2R}$ W이 된다. 이 식과 식 (4)를 사용하면 수신기 잡음지수는 식 (5)와 같다.

$$F_s = \frac{N_s}{GN_1B_R} = \frac{MN_o}{MGN_1B_R} = \frac{M'}{M} F \quad (5)$$

여기서 F_s 와 F 는 각각 시스템 전체의 잡음지수와 증폭단의 잡음지수를 나타낸다.

시스템의 필요이득을 구하기 위해 증폭기 입력단에 진폭이 같은 두 개의 정현파를 인가한다. 증폭기의 출력은 ADC 입력레벨에 정합되어야 하며 위 조건에서 각 신호의 전압을 1/2로 하면 전력은 1/4이 되므로 포화를 피하기 위한 ADC 입력의 full-scale 전력레벨은 6dB 아래에 있어야 한다.

P_3 가 원하는 잡음레벨과 같을때의 입력전력은 P_I 이다. 따라서 P_I 에 의해 생성된 P_3 는 잡음레벨과 같다. 잡음레벨이 $N_s B_v / B_R$ 이므로 따라서 P_3 는 식 (6)과 같다.

$$P_3 = N_1 + G + F + B_v + M' - M \text{ dBm} \quad (6)$$

이 식은 식 (2)와 (4)에서 얻어졌으며 여기에 식 (1)을 조합하고 P_i 를 P_I 로 하면 잡음 레벨과 일치하는 필요 최소값 Q_3 는 식 (7)과 같아진다.

$$Q_3 = \frac{3P_I - N_1 + 2G - F - B_v - M' + M}{2} \quad (7)$$

시스템의 동적범위는 식 (8)과 같다.

$$DR = (P_I + G) - P_3 \text{ dBm} \quad (8)$$

2-2 설계 예

이용한 RF단의 규격은 $B_R = 30 \text{ MHz}$, $F_s = 3.3$

dB이며, ADC의 규격은 $b=8$ 비트, $P_s = -1.3$ dBm, $f_s = 250$ MHz, 저항=50Ω 그리고 1024점 FFT를 하였다.

표 1은 M 의 변동에 따른 시스템의 이득, 잡음지수, 동적 범위에 대한 계산결과이다. 표 1에서 2열은 증폭단의 이득이며 3열은 최소 허용값 Q_3 를 준다. 표 1을 통해 설계자는 원하는 감도와 동적범위를 설정할 수 있으며 만약 잡음지수를 3.3 dB로 선택한다면 이득이 약 72 dB인 증폭단의 설계가 됨을 알 수 있다. 하지만 감도와 동적 범위를 모두 만족할 수 없으므로 설계자는 표 1을 사용해 5열과 6열에서 감도와 동적 범위에 대한 적절한 희망 동작점을 선택하여야 한다.

표 1. 설계예에 따라 계산된 RF단의 성능.

Table 1. Calculated Performance of an RF Chain according to design example.

M	G	$Q_3(\uparrow)$	P_3	$Fs(\downarrow)$	DR
0.25	38.78	24.41	-71.06	10.29	63.64
0.5	41.79	24.02	-70.27	8.07	62.86
1	44.80	23.38	-69.02	6.31	61.60
2	47.81	22.46	-67.26	5.06	59.81
4	50.82	21.31	-65.04	4.27	57.57
8	53.83	19.97	-62.49	3.81	54.97
16	56.84	18.51	-59.72	3.56	52.15
32	59.85	16.94	-56.84	3.43	49.19
64	62.86	15.29	-53.90	3.37	46.13
128	65.87	13.54	-50.92	3.33	42.98
256	68.88	11.68	-47.93	3.32	39.74
512	71.89	9.63	-44.93	3.31	36.37

III. 수신기 성능 평가를 위한 실험

3-1 Setup

ADC 앞단을 두단의 증폭기로 설계하여 본다. 증폭기 1은 이득 42 dB, 잡음지수 3.3 dB, Q_3 는 12 dBm이며 증폭기 2는 이득 29 dB, 잡음지수 4 dB,

Q_3 는 33 dBm인 것을 선택하였다. 표 1로부터 이득이 71 dB일 때 잡음지수는 RF 규격을 만족하지만 동적 범위는 36 dB로 너무 낮다. 따라서 동적 범위를 개선하기 위해서 새로운 이득을 선택하여야 하는데 잡음지수의 변화를 최소로 하는 범위하에서 동적 범위를 52 dB로 개선하면 그때 잡음지수는 0.26 dB만큼 열화한다. 52 dB 동적 범위 조건하에서 수신기의 이득은 약 57 dB이므로 선택한 두 개의 증폭기에 14 dB의 감쇠기가 삽입되면 된다.

증폭단을 구성하는 방법에는 감쇠기를 두 증폭기 사이에 넣는 방법과 두 번째 증폭기 다음에 넣는 방법이 있다. 위에 주어진 증폭기 파라미터를 사용하면 표 2와 같이 두 방법에 대한 증폭단의 잡음지수와 Q_3 를 계산할 수 있다.

일반적으로는 첫 번째 경우가 사용되어지며 두 번째 경우는 Q_3 가 최소한의 값을 겨우 만족한다. 성능 열화를 확인하기 위해 두 번째 경우를 사용하며 그 이유는 첫 번째 경우는 P_3 가 잡음레벨보다 낮아 열화특성이 나타나지 않기 때문이다.

표 2. 두 가지 방법의 증폭단 결과 값.

Table 2. Results of Amplifier chain in Two Ways.

METHOD	증폭기 chain 구성방법	G	F	Q_3
1	증폭기 1/감쇠기/증폭기 2	57	3.3	26.0
2	증폭기 1/증폭기 2/감쇠기	57	3.3	18.4

3-2 동적범위 측정

증폭기에 두 신호를 인가하고 그 출력을 ADC 입력으로 인가한다. 여기서 얻어진 데이터로부터 동적 범위를 측정한다. 신호의 주파수는 각각 36 MHz와 41 MHz로 한다. 표 1의 결과와 비교하기 위해 증폭기는 57 dB의 이득에서 시작한다. 이 이득에서 Q_3 는 약 18 dBm으로 측정되었으며 처음 200개의 샘플에 대한 디지털 데이터는 그림 4와 같다. 두 신호의 전력레벨은 -7.3 dBm으로 주었다.

최적과 준 최적조건을 설명하기 위하여 3개의 다른 값(Q_3 값이 +15, +18, +21 dBm인 54, 57, 60 dB 이득)을 사용하면 그림 5(a), 5(b), 5(c)와 같다. 그림

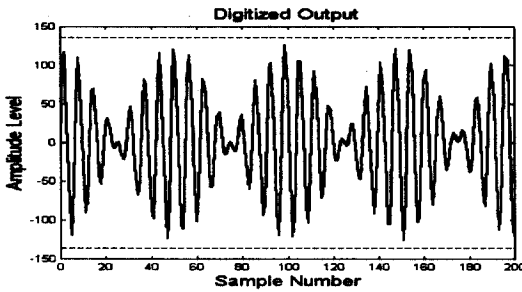


그림 4. 진폭이 같은 두 신호의 시간 영역 그림.
Fig. 4. Two signals with the same amplitude.

5(a)는 54 dB의 이득에 대한 스펙트럼이며 1024점 FFT 연산을 5번 실현하여 평균한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 31 MHz와 46 MHz에서 -62.2 dBm으로 측정된 잡음 위에 P_3 가 나타난다. 이 이득값에서 P_3 는 B_v 내 잡음보다 더 크며 동적 범위는 31 MHz(-56.4 dBm)에서의 P_3 와 두 입력 신호 전력(-7.3 dBm)사이의 차인 49.1 dB로 제한된다. 그림 5(b)에서는 잡음이 -58.6 dBm으로 측정되었다. 이 그림에서는 P_3 를 잡음과 구별할 수 없다. 따라서 잡음이 제한 요소이며 동적 범위는 표 1에서의 값에 거의 가까운 51.3 dB이다. 그림 5(c)에서도 P_3 는 분간되지 않고 잡음바닥은 -55.2 dBm으로 측정되었다. 이 경우 동적 범위는 약 47.9 dB이다. 57 dB 이득의 경우에 P_3 가 잡음과 얼마나 가까이 일치하는가 알아보기 위해 ADC의 입력 전력을 0.5 dB만큼 증가시켜 포화되도록 하면 스펙트럼은 그림 6과 같고 그림에서 P_3 가 나타남을 확인할 수 있다. 만약 P_3 가 잡음 아래 존재했다면 더 높은 포화의 양이 P_3 를 얻기 위해 필요할 것이다. 위의 네가지 그림에서 그림 5(b)가 가장 큰 동적범위를 지니게 되므로 설계시 이 이득을 사용하면 된다.

IV. High-Resolution 스펙트럼 추정

광대역 수신기의 입력이 두 개 이상인 경우 수신기는 두 신호의 분별이 우선 과제가 될 수 있다.

따라서 입력되는 두 신호의 주파수가 근접할 경우 FFT 연산만으로 두 신호를 분리해 내지 못할 수 있으므로 인접한 두 신호의 분리를 위해서 고해상도

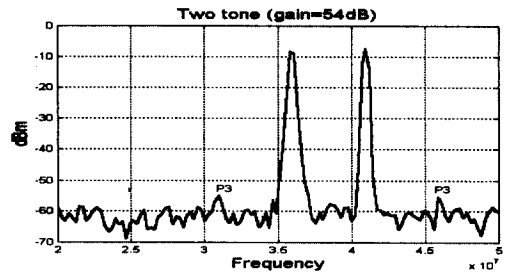


그림 5(a). 이득이 54 dB일 때의 출력 스펙트럼.
Fig. 5(a). Two tone(gain=54 dB).

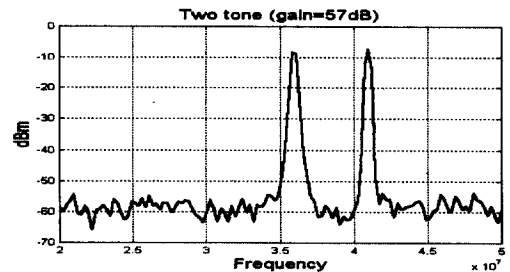


그림 5(b). 이득이 57 dB일 때의 출력 스펙트럼.
Fig. 5(b). Two tone (gain=57 dB).

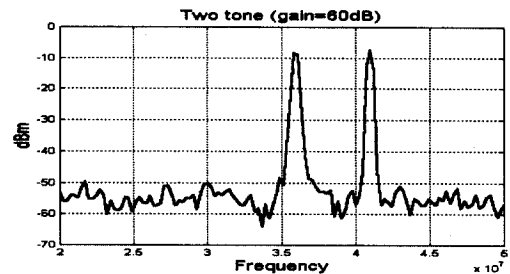


그림 5(c). 이득이 60 dB일 때의 출력 스펙트럼.
Fig. 5(c). Two tone(gain=60 dB)

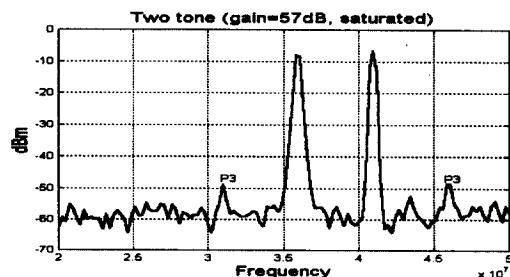


그림 6. 입력레벨을 넘어서 출력(이득=57 dB).
Fig. 6. Spectrum output with gain=57 dB and input slightly above the maximum level.

기법이 첨가되어야 한다. 고해상도 기법으로는 AR (AutoRegressive), Burg, MUSIC(Multiple Signal Classification), minimum norm, minimum norm with DFT 방법이 있으며 수학적인 과정[1]은 참고문헌을 이용하였다.

입력 신호는 세 개의 정현파라 하고 각각의 주파수 $f_1 = 21 \text{ MHz}$, $f_2 = 36 \text{ MHz}$, $f_3 = 38 \text{ MHz}$ 의 3개의 정현파를 사용하였으며 f_2 와 f_3 는 실험을 위해 인접시켰다. 그림 7은 입력에 대한 4,096점 FFT 연산의 결과이며 인접한 주파수가 분리되지 않음을 알 수 있다. AR 방법과 Burg 방법의 결과는 그림 8과 같으며 신호 분리가 가능하였다. AR 방법은 IIR 필터로 알려진 전달함수의 계수를 Yule-Walker 식으로 결정하므로서 처리된다. 이 처리 과정에서 차수의 선택이 중요시되며 차수가 16에서 26까지는 신호의 분리가 가능하였다. 그림 8의 실선은 차수가 20 일때의 신호분리를 나타낸다. 일반적으로 차수가 너무 낮으면 주파수의 분리가 되지 않고 차수가 너무 높으면 spurious가 발생할 수 있다. 이러한 문제는 다른 고해상도 스펙트럼 추정법에서도 발생한다. Burg방법은 AR방법의 가장 일반적인 접근법으로 오차의 제곱을 최소화하여 계수를 결정하는 것으로 차수가 15에서 26까지는 신호분리가 가능하였다. 그림 8의 점선은 차수가 26일 때의 신호분리를 나타낸다. 두 방법 모두 FFT보다는 신호분리가 우수하나 주파수의 분리가 분명하지는 못하다.

MUSIC방법은 고유값 분리를 통한 잡음으로부터 신호를 분리하는 방법이다. 이 처리 과정에서는 신호의 수와 차수가 결정되어야 하는데 최소 차수는

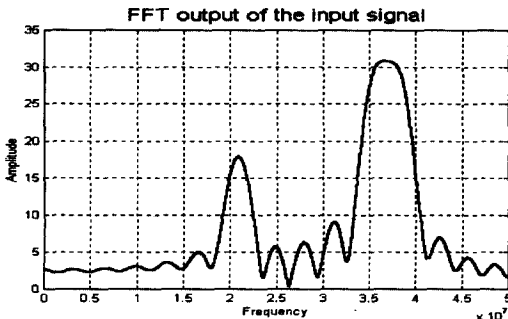


그림 7. 입력 신호의 FFT 출력 파형.
Fig. 7. FFT output of the input signal.

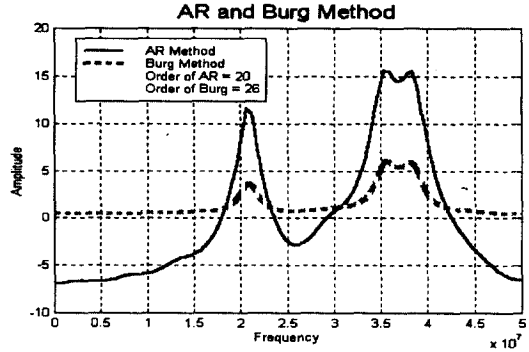


그림 8. AR(차수: 20)과 Burg방법(차수: 26)의 주파수 응답.

Fig 8. Results from AR(order=20) and Burg method (order=26).

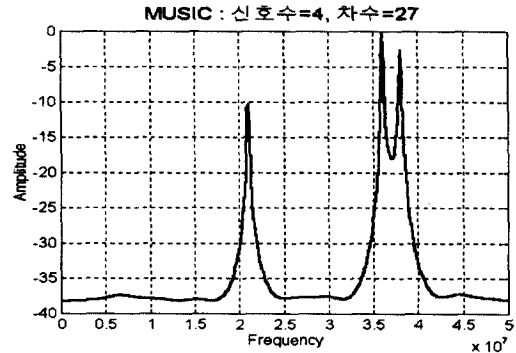


그림 9(a). 신호수 3, 차수가 11일 때의 MUSIC 방법.
Fig. 9(a). MUSIC(signal number=3, order=11).

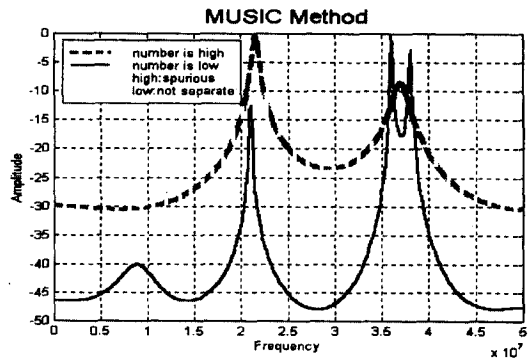


그림 9(b). 신호수 2, 차수 20(점선)과 신호수 4차수 9 일 때의 MUSIC 방법.
Fig. 9(b). MUSIC with signal number 2, order 20 and signal number 4, order 9).

(신호수 \times 2+1)의 관계가 성립한다. 그림 9(a)는 신호수가 3이고 차수가 11인 경우이며 신호분리를 확인할 수 있었다. 신호수가 3이상인 경우에는 차수가 27일 때까지는 신호분리가 되었으나 일부 불요파가 발생하기도 하였다. 그림 9(b)의 실선은 신호수가 4이고 차수가 9일 때 불요파 발생을 나타낸다.

신호분리가 되지 않았으면 그림 9(b)의 점선은 차수가 20인 경우를 나타낸다.

Minimum norm 방법은 잡음공간과 신호공간으로부터 새로운 벡터를 정의한 후 이 벡터의 norm을 최소로 하는 방법을 이용한 것으로 그림 10의 실선은 신호수가 3이고 차수가 18일 때 신호분리를 나타낸다. 이 방법에서 신호수가 3과 4일 때는 차수가 28일 때까지 신호분리가 되었으며 신호수가 2일 때에는 어떠한 추수에도 신호분리가 되지 않았고 신호수가 5이상일 때에는 일부 신호분리가 확인되기도 하였으나 대부분 불요파가 발생하였다.

이 방법에 사용되는 고유값 분리대신 DFT를 이용한 방법이 minimum norm DFT이며 고유값 분리를 사용하지 않아 연산이 복잡성을 피할 수 있다. 그림 10의 점선은 신호수가 3이고 차수가 20일 때의 신호분리를 나타내며 신호수가 3일 때는 차수가 30일 때까지 신호분리가 가능하나 그의 신호수에서는 어떠한 차수에서도 신호분리가 불가능하였다. MU-

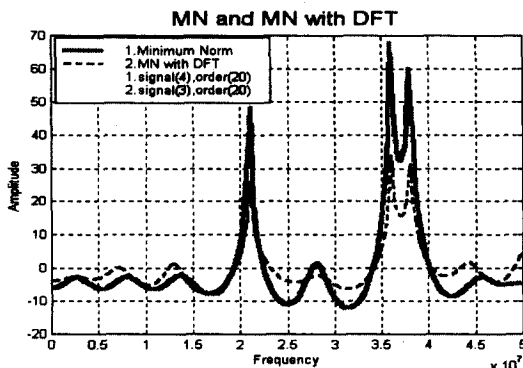


그림 10. 최소 norm(신호수=3, 차수=18)과 minimum norm with DFT 방법(신호수=3, 차수=20).

Fig. 10. Results from minimum norm method(signal number=3, order=18) and minimum norm method with DFT(signal number=3, order=20).

SIC방법과 비교하면 이 두 방법은 잡음의 변동이 심하게 나타났다.

V. 결 론

본 논문은 광대역 수신기에서의 선형 증폭기와 ADC사이의 관계를 감도와 동적 범위를 관련시켜 해석하였다. 설계 예에서 잡음지수를 3.3 dB로 선정하면 동적 범위가 36.37 dB로 낮다. 따라서 잡음지수를 최소로 악화시키는 범위내에서 동적 범위를 약 52 dB로 선정하면 필요한 증폭단의 이득은 약 72 dB에서 약 57 dB로 작아진다. P_3 를 확인하기 위하여 감쇠기가 증폭기의 마지막에 연결되는 증폭단을 구성하여 이득을 각각 54, 57, 60 dB로 변화시켜 동적 범위를 측정한 결과 57 dB에서 가장 컸고 이는 표 1의 결과와 같다. 따라서 광대역 수신기의 증폭단 이득을 57 dB로 설계할 때 가장 최적의 감도와 동적 범위를 갖는다고 할 수 있다.

또한 인접한 신호의 분리를 위해 고해상도 스펙트럼 추정법을 사용하였으며 실험 결과 AR, Burg 방법보다는 MUSIC, minimum norm, minimum norm with DFT 방법이 신호 분리에 더 효과적이었지만 차수와 신호 수의 결정이 매우 까다로웠다. 즉 신호수가 너무 낮으면 원하는 주파수의 분리가 불가능하고 너무 높은 경우에는 spurious가 발생하였다. 그러나 모든 방법에 있어서 적절한 차수와 신호수가 특정한 값으로 얻어지는 것이 아니므로 적절한 차수 및 신호수의 결정을 위한 수학적 근거가 마련되어야 할 것이다. 차수 및 신호수의 결정이 입력되는 신호마다 불규칙하다면 광대역 수신기는 이러한 스펙트럼 추정법을 실시간으로 처리할 수가 없게 된다. 따라서 적응형 스펙트럼 추정법 또한 이러한 연구에 큰 도움이 될 것이라 사료되고 향후 이에 대한 연구도 병행할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] James Tsui, "Digital Techniques for Wideband Receivers", Artech House, 1995.
- [2] James Tsui, "Microwave Receivers with

Electronic Warfare Applications., Krieger Publishing Company, 1992.

[3] Ray H. Pettit, "ECM and ECCM Techniques for Digital Communication Systems", Lifetime Learning Publications, 1982.

[4] Vinay K. Ingle and John G. Proakis, "Digital

Signal Processing Using MATLAB® V.4., PWS, 1997.

[5] Andrew Grace and Alan J. Laub, "Control System TOOLBOX - Signal Processing", The Math Works, 1993.

이민혁 (李敏赫)



1997년 2월 : 동아대학교 전자공학과(공학사)

1999년 2월 : 동아대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1999년 3월~현재 : 동아대학교 정보통신연구소 특별연구원

최희주 (崔熙周)



1993년 2월 : 동아대학교 전자공학과(공학사)

1995년 2월 : 동아대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1996년 3월~현재 : 동아대학교 전자공학과 박사과정

1996년 3월~현재 : 동아대 정보

통신연구소 특별연구원

김성곤 (金成坤)



1997년 2월 : 동아대학교 전자공학과(공학사)

1999년 2월 : 동아대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1999년 3월~현재 : 동아대학교 정보통신연구소 특별연구원

변건식 (邊健植)



1972년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)

1980년 2월 : 동아대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1987년 2월 : 영남대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1977년 3월~1980년 2월 : 동의

공업대학 전자공학과 조교수

1989년 9월~1990년 8월 : 국립요코하마대학교 정보통신공학과 조교수

1997년 3월~현재 : 양산대학 전자통신과 겸임전임강사
통신공학과 객원교수

1980년 2년~현재 : 동아대학교 전자공학과 교수