

레이다 성능 안정화를 위한 잡음 AGC

Noise Automatic Gain Control to Stabilize Radar Performance

김관성*

Kim, Kwan-Sung

ABSTRACT

The dynamic range of the radar which uses digital signal processors is limited by ADC(Analog-to-Digital Converter). That parameter and ADC loss depend on the noise level of radar receiver. In order to stabilize the performance of radar systems, it is necessary to maintain the noise level constantly. This paper presents the noise AGC(Automatic Gain Control) concept that can keep the noise level constantly and proves that the concept is acceptable through the hardware test and evaluation.

주요기술용어(주제어) : ADC(Analog to Digital Converter : 아날로그 디지털 변환기), NAGC(Noise Automatic Gain Control : 잡음 자동이득조정), DDC(Digital Down Converter : 디지털 하향 변환기), DR (Dynamic Range : 동작영역)

1. 머리말

디지털 신호처리방식을 적용하는 레이다의 동작영역(DR : Dynamic Range)은 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환해 주는 ADC에 의해 제한된다. ADC에서의 동작영역은 수신기 잡음이 감소할수록 커지고, 잡음이 증가할수록 줄어든다. 이와 더불어 ADC 손실 또한 수신기 잡음이 감소할수록 커지고, 잡음이 증가할수록 줄어든다. 이러한 특성 때문에 동작영역을 최대로 하려고 수신기 잡음을 최소로 하면 ADC 손실이 커지게 되어, 탐지성능이 저하되는 결과를 초래한다. 결국 레이다의 시스템 성능을 안정적으로 유

지하기 위해서는 수신기에서 발생하는 잡음크기를 항상 일정하게 유지시켜 주어야 한다. 본 논문에서는 이를 위해 수신기에서 발생하는 잡음크기를 일정하게 유지시킬 수 있는 NAGC(Noise Automatic Gain Control)개념을 설명하고, 상용 하드웨어에 의한 설계 개념 입증으로 NAGC의 시스템 적용 가능성을 확인하였다.

2. ADC 손실

ADC를 이용해 아날로그신호를 디지털 형태로 변환하는 경우 L_{ADC} 만큼의 손실이 발생하며, L_{ADC} 는 ADC 입력에서의 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 대 출력에서의 SNR 비로 정의됨으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

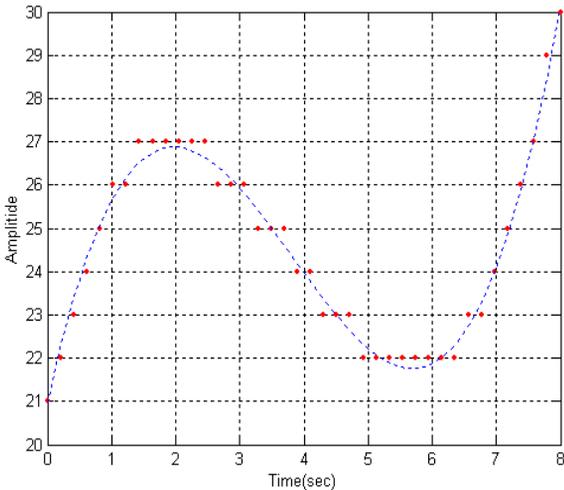
† 2007년 9월 21일 접수~2007년 11월 29일 게재승인

* 국방과학연구소(ADD)

주저자 이메일 : kims@add.re.kr

$$L_{ADC} = 10 \log_{10} \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) [dB] \quad (1)$$

이상적인 ADC는 그림 1에서와 같이 아날로그 신호의 시간 및 진폭 값을 일정한 간격의 계단(Stair-Step)함수로 표현한다. 즉, 아날로그 신호의 진폭 값은 선형관계로 표현된 가장 가까운 양자화(Quantization) 값으로 변환되기 때문에, 이에 따른 잡음(또는 신호 왜곡)이 발생된다. 신호의 진폭이 매우 작은 경우 이러한 문제는 ADC의 선형성 유지를 어렵게 하며, 이를 최소화하기 위해서는 ADC에 인가되는 잡음 RMS (Root Mean Square) 값 σ_{in} 을 양자화 레벨(level) h 보다 크게 유지해야 한다^[1].



[그림 1] 이상적인 ADC의 신호변환

ADC의 양자화 과정에서 추가적으로 발생하는 잡음의 RMS 값을 σ_{ADC} 라 하면 ADC 출력에서의 잡음 분산 σ_{out}^2 는

$$\sigma_{out}^2 = \sigma_{in}^2 + \sigma_{ADC}^2 \quad (2)$$

와 같이 표현되며, 이상적인 ADC의 경우 σ_{ADC}^2 는

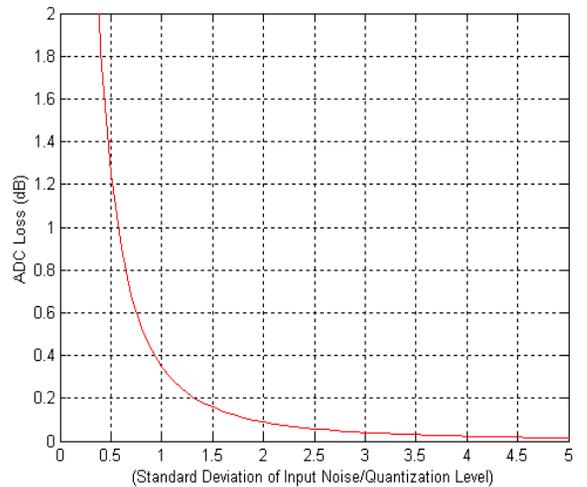
$$\sigma_{ADC}^2 = \frac{h^2}{12} \quad (3)$$

과 같이 표현된다^[2]. 따라서 식 (1)의 관계로 표현되는 ADC 손실은

$$L_{ADC} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\sigma_{ADC}^2}{\sigma_{in}^2} \right) = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{k}{\left(\frac{\sigma_{in}}{h} \right)^2} \right) \quad (4)$$

가 된다. 식 (4)에서 k 는 식 (2)에서 표현된 ADC 양자화 잡음분산 σ_{ADC}^2 을 h^2 으로 정규화한 값으로, ADC의 특성을 표현하는 여러 값들 가운데 하나이다. 식 (3)으로부터 이상적인 ADC의 k 값은 1/12이 됨을 알 수 있다.

그림 2는 식 (4)를 적용하여 이상적인 ADC의 양자화 손실 값을 σ_{in}/h 의 함수로 계산한 결과이며, ADC 소자가 가지고 있는 비선형 특성 등을 고려할 때 그림 2로부터 얻어지는 값은 ADC 변환과정에서 발생할 수 있는 최소 손실 값이 된다.



[그림 2] 이상적인 ADC의 양자화 손실

식 (4)에서 정의된 k 값은 데이터 쉬트(sheet)에서 제공되는 신호 대 잡음 비 SNR_0 를 적용해 계산될 수 있다. SNR_0 는 출력에서 얻을 수 있는 최대진폭 대 잡음의 RMS 비로 정의되며, 일반적으로 최대진폭 $A_m = 2^{r-1}h$ 보다 α (일반적으로 1dB) 만큼 낮은 진폭에서 측정된다. 이 경우 r 은 ADC의 비트 수를

의미한다. 따라서 최대 진폭 신호에 대한 SNR은 식 (5)와 같이 된다.

$$SNR = SNR_0 + \alpha \tag{5}$$

가 되며, 이는 입력에서는 잡음이 없고 단지 양자화 잡음만 발생하는 경우의 정의임으로 식 (6)과 같은 관계로 표현된다.

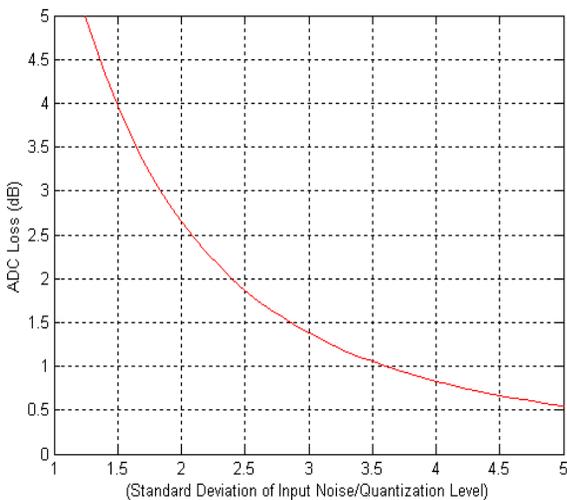
$$SNR = 20\log_{10}\left(\frac{A_m}{\sigma_{ADC}}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{2^{r-1}h}{\sigma_{ADC}}\right) \tag{6}$$

결국 식 (4)에서의 k 는

$$k = \left(\frac{\sigma_{ADC}}{h}\right)^2 = \left(2^{r-1}10^{-\frac{SNR_0 + \alpha}{20}}\right)^2 \tag{7}$$

과 같이 계산될 수 있다.

예로서 본 논문의 하드웨어 구현에 사용된 RAD_2 PMC(PCI mezzanine card)모듈에 대한 k 값을 계산해 보자. 이 모듈은 14-비트의 ADC6645를 사용하고 있으며, 제품 사양서에서의 SNR_0 는 72dB 이다. 따라서 k 값은 3.3634가 되고, 이 모듈에 대한 양자화 손실은 그림 3과 같이 주어진다.



[그림 3] RAD_2 보드의 ADC 양자화 손실

3. 동작영역(Dynamic Range)

특정 위치에서의 DR은 선형관계가 유지되는 신호의 최대 RMS 값 A_{rms} 대 잡음 RMS값 σ 의 비로 정의됨으로 식 (8)과 같이 표현될 수 있다.

$$DR = 20\log_{10}\left(\frac{A_{rms}}{\sigma}\right) \tag{8}$$

식 (8)을 적용해 ADC 양자화 손실이 없는 경우의 DR을 계산해 보자. ADC가 단일(single tone) 주파수 신호를 양자화 레벨로 표현할 수 있는 최대 값이 $A_{max} = 2^{r-1}$ 이므로 이에 대한 RMS 값은 $A_{max}/\sqrt{2}$ 이 된다. ADC 입력에서의 잡음 RMS 값을 σ_{in} 이라 하면, 이에 대한 양자화 표현 값은 σ_{in}/h 이 됨으로 양자화 손실이 발생되지 않는 경우 얻을 수 있는 DR은 식 (9)와 같이 된다.

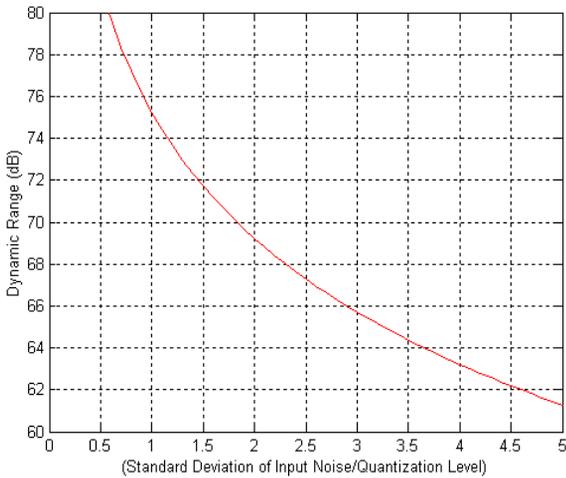
$$DR_{ADC} = 20\log_{10}\left(\frac{2^{r-1}}{\sqrt{2}} \frac{h}{\sigma_{in}}\right) \tag{9}$$

양자화 손실이 발생하는 경우는 앞 절에서 설명한 바와 같이 요구되는 ADC 양자화 손실 값이 정해지면, 식 (9)에 적용될 σ_{in}/h 의 하한 값도 동시에 정해진다. 따라서 이 하한 값에 해당하는 DR이 ADC출력에서 얻을 수 있는 최대 DR이 된다.

식 (4)와 (9)로부터 알 수 있듯이 ADC에 인가되는 잡음이 클수록 양자화 손실이 줄어드는 이점이 있는 반면 DR은 줄어드는 단점이 있으며, ADC에 인가되는 잡음이 적을수록 양자화 손실이 커지는 단점이 있는 반면 DR은 증가하는 장점이 있다. 즉, 입력 잡음이 변하는 경우 ADC의 양자화 손실과 DR이 동시에 변하게 되어 시스템성능을 일정하게 유지할 수 없는 문제점이 발생한다. 따라서 ADC 양자화 손실과 DR을 일정하게 유지하고자 하는 경우에는 ADC에 인가되는 잡음크기를 일정하게 유지시켜줄 수 있는 NAGC 개념이 요구된다.

그림 4는 식 (9)를 사용해 RAD_2 보드의 DR을 계산한 결과이다. 하지만 실제 ADC의 DR은 이득에서의 불안정(instability) 등으로 $\pm 1dB$ 정도의 오차

를 나타낼 수 있다.



[그림 4] RAD_2 보드의 동적범위

4. 잡음 자동이득조정(NAGC)

NAGC 기능은 ADC에 인가되는 잡음 RMS 값을 일정하게 유지함으로써, 환경조건이 바뀌더라도 ADC의 양자화 손실 값을 일정하게 유지해줄 뿐만 아니라 원하는 DR이 유지될 수 있도록 한다. 이러한 NAGC 기능이 레이다 시스템에 적용될 수 있도록 하기 위해서는 시스템 자체 잡음 이외의 모든 신호발생을 억제해줄 수 있는 시스템 운용이 요구되며, 이를 위해서는 NAGC 연산에 사용될 신호획득시간 동안에는 레이다 송신기에 가해지는 고전압을 차단시키는 것은 물론 위상배열 레이다인 경우에는 빔을 최대한 위쪽으로 향하게 할 필요가 있다.

입력 잡음에 대한 RMS 값 추정은 NAGC 운용 타이밍 동안 획득된 N개의 샘플을 이용해 시간영역에서 계산될 수도 있지만, 시스템 내부에 기생(spurious) 주파수 성분이 존재하는 경우 잡음추정에 큰 오차를 유발시킬 수 있기 때문에 예측 가능한 기생 주파수 성분을 제거할 수 있는 주파수영역 잡음추정 방법이 보다 효과적이다.

입력잡음의 RMS 값을 주파수영역에서 추정하기 위해서는 NAGC 운용 타이밍 동안 획득된 N개의 ADC

출력샘플에 대한 FFT(Fast Fourier Transform)연산이 일차적으로 수행되어야 하며, 주파수영역에서의 복소데이터 $\{x_i, i = 1, 2, \dots, N\}$ 를 이용한 RMS 추정 값 $\hat{\sigma}_{in}$ 는 식 (10)과 같은 관계로 쉽게 계산될 수 있다.

$$\hat{\sigma}_{in} = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} |x_i|^2} \quad (10)$$

N개의 독립 샘플이 평균잡음 추정에 사용되는 경우, 추정 정확도를 생각해 보자. 표 1은 ADC 입력에서의 잡음특성, RMS 값 추정이 이루어지는 DSP (Digital Signal Processor)입력에서의 진폭특성 및 추정된 RMS값의 분포특성 등을 나타내고 있다^[3,4]. 표에서 G는 잡음에 대한 진폭이득을 의미한다. 따라서 추정 값이 평균값에서 얼마나 벗어나 있는지의 여부로 정의되는 추정 오차는 식 (10)을 적용한 경우 표 1의 마지막 행에서의 표준편차 α 대 평균값의 비로 표현될 수 있다. 추정 값의 분포가 평균값을 중심으로 정규분포 특성을 갖기 때문에 식 (10)을 사용한 추정결과는 99%이상의 확률로 $\pm 3\alpha$ 범위내의 값을 가지며, 이 경우 추정오차 ϵ 은 식 (11)과 같이 표현된다.

[표 1] 잡음에 대한 분포특성 및 변수

구분	분포	평균	표준편차(α)
ADC 입력	Normal	0	σ_{in}
DSP에서의 잡음진폭	Rayleigh	$\sigma_{in} G \sqrt{\frac{\pi}{2}}$	$\sigma_{in} G \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}}$
추정 잡음	Normal	$\sigma_{in} G \sqrt{\frac{\pi}{2}}$	$\sigma_{in} G \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}}$

$$\epsilon = 3 \sqrt{\frac{4 - \pi}{\pi N}} \quad (11)$$

즉, N=1,024인 경우 추정 값은 99% 이상의 확률로 평균값 대비 4.9% 범위 내에 위치함을 알 수 있다.

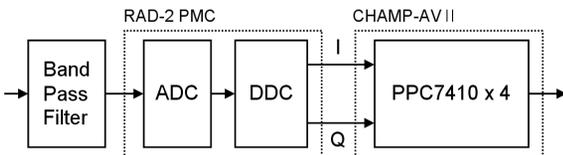
식 (10)으로부터 추정된 잡음 RMS 값은 수신기 이득조정에 필요한 감쇠상수(attenuation factor) ΔK 계산에 적용되며, 입력 잡음크기를 $4.5h$ 로 유지하고자 하는 경우 ΔK 는

$$\Delta K = \frac{\hat{\sigma}_{in}}{4.5hG} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \quad (12)$$

의 관계로 주어진다. 결국 식 (12)의 진폭만큼 수신기 이득을 조정함으로써 ADC에 인가되는 잡음크기를 일정하게 유지시킬 수 있다.

5. NAGC 제어기능 구현 및 시험결과

NAGC의 잡음 RMS 추정기능을 확인하기 위하여 PPC7410 프로세서 4개를 탑재하고 있는 CHAMP-AV II 보드와 RAD_2 PMC 모듈을 사용하여 ADC 기능, DDC(Digital Down Converter) 기능 및 연산 기능 등이 가능한 레이다 신호처리기를 그림 5와 같이 구성하였다.



[그림 5] NAGC 기능 확인용 레이다 신호 처리기 구성

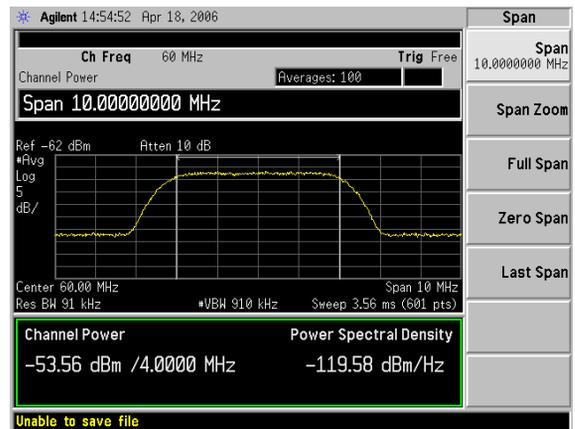
NAGC 기능시험과 관련된 레이다 시스템 변수들은 표 2와 같이 IF(Intermediate Frequency)주파수는 60MHz, IF단 대역통과 필터폭은 4MHz, ADC의 샘플링 주파수는 48MHz, 기저대역 I 및 Q신호의 샘플링 주파수는 각각 4MHz 이다. 따라서 DDC의 간축(decimation) 상수는 12가 되어야 한다.

NAGC 기능은 수신기 잡음을 일정하게 유지시키기 위해 필요한 감쇠상수(ΔK)가 수신기 잡음변화를 정확히 표현해 줄 수 있는지 여부로 확인될 수 있다. 이를 위해 유지하고자 하는 수신기 잡음 크기를 $4.5h$ 로 설정하였다. RAD_2 모듈의 ADC 입력 범위가 $\pm 0.85V$ 이기 때문에 $4.5h$ 에 대한 잡음전력은 -53.6

dBm이 되며, 그림 6은 E4434B의 잡음발생 기능을 이용하여 $4.5h$ 잡음을 발생하고 이에 대한 전력을 스펙트럼 분석기로 측정한 결과이다.

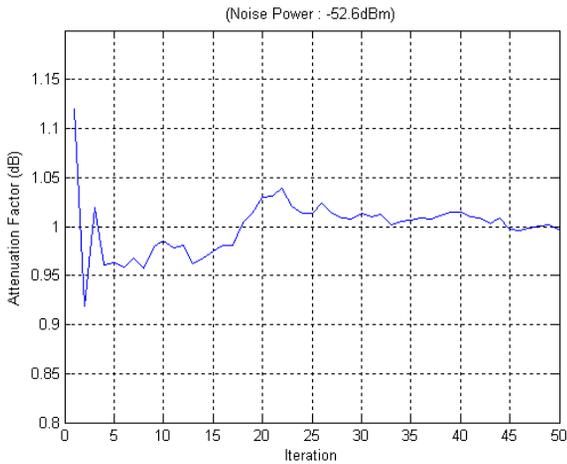
[표 2] NAGC 제어기능 확인과 관련된 레이다 설계 변수

설계변수	설계 값
IF 주파수	60MHz
IF단 대역통과 필터 폭	4MHz
ADC 샘플링 주파수	48MHz
기저대역 신호율	I 및 Q 각각 4MHz

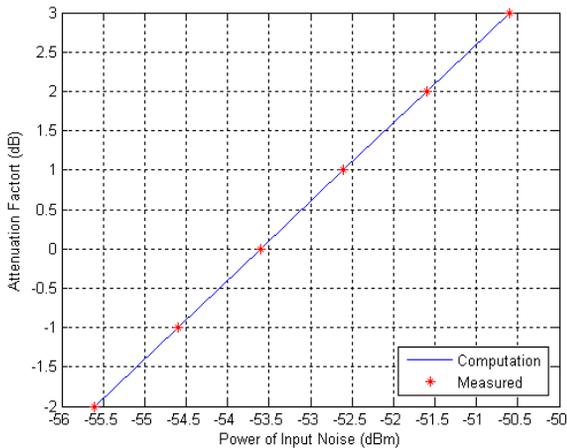


[그림 6] 잡음전력 측정결과(잡음크기 : $4.5h$)

NAGC 기능 확인을 위해 ADC에 인가되는 잡음의 크기를 -50.6dBm , -51.6dBm , -52.6dBm , -54.6dBm 및 -55.6dBm 으로 설정하고, 각각에 대한 감쇠상수를 계산하였다. 그림 7은 잡음크기 -52.6dBm 에 대한 감쇠상수로서 계산치인 1dB에 수렴함을 알 수 있다. 또한 그림 8은 감쇠상수에 대한 계산결과와 측정결과로서 감쇠상수가 입력에서의 잡음변화를 정확히 표현해주고 있음을 확인할 수 있다. 따라서 계산된 감쇠상수를 이용하여 수신기의 감쇠기(attenuator)를 조정함으로써 ADC에 인가되는 잡음크기를 일정하게 유지시켜, 동작영역 및 ADC 손실이 일정하여 레이다의 탐지성능을 일정하게 유지시킬 수 있다.



[그림 7] 반복측정에 따른 감쇠상수(-52.6dBm)



[그림 8] 입력잡음 크기에 따른 감쇠상수

6. 맺음 말

레이다의 탐지성능을 안정적으로 유지시킬 수 있는 NAGC 개념을 소개하고, 상용보드를 이용한 하드웨어 시험을 통해 설계개념을 검증하였다. 제안된 방식은 입력에서의 잡음 변화를 감쇠상수가 정확히 표현해 주기 때문에, 수신기 특성에 따른 동작영역 감소 및 ADC 손실 증가를 보상해 줄 수 있다. 따라서 수신기 특성에 의해 나타날 수 있는 레이다 시스템 영향을 최소화하는데 매우 효과적으로 적용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] A. V. Oppenheim, Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1978.
- [2] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, Digital Signal Processing, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- [3] S. O. Rice, "Mathematical Analysis of Random Noise", Bell System Technical Journal, Vol. 23, pp. 282~332, 1944.
- [4] Albert Leno-Garcia, Probability and Random Processes for Electrical Engineering, Addison Wesley, 1989.