

# 인접 채널 간섭이 큰 환경에서 단일 반송파 무선 통신 시스템을 위한 새로운 자동 이득 제어 기법

강 훈\*, 노종선\*

## New Automatic Gain Control Algorithm in High Adjacent Channel Interference Environment for Single Carrier Wireless Communication Systems

Hoon Kang\*, Jong-Seon No\*

### 요 약

무선 통신 시스템에서 기지국과 단말기 사이의 거리의 변화, 수신기의 움직임 등에 의해 수신된 신호의 크기가 크게 변화한다. 특히 단일 반송파 시스템(single carrier systems)의 경우, 시간 영역에서 수신 신호의 복조가 수행되기 때문에 복조단에 입력되는 신호의 크기가 일정하도록 자동 이득 제어(automatic gain control, AGC)가 수행되어야 한다. 그러나 인접 채널 간섭(adjacent channel interference, ACI)이 큰 환경에서는 기존 기법들만을 고려할 경우, 복조단으로 입력되는 신호의 크기가 일정하게 유지되는 것을 보장할 수 없게 되거나 아날로그 디지털 변환기(analog-to-digital converter, ADC) 입력 신호의 포화 현상을 방지하지 못하여 복조 성능이 크게 열화될 수 있다. 본 논문에서는 인접 채널 간섭이 큰 환경에서 간섭의 크기를 이용하여 자동 이득 제어를 조정하는 기법을 적용하여 기존 방식들에 비해 비트 오류율(bit error rate, BER) 성능을 향상 시킬 수 있는 방안을 제시한다.

**Key Words** : adjacent channel interference (ACI), automatic gain control (AGC), single carrier communication systems, wireless communication systems

### ABSTRACT

In wireless communication systems, the received signal power is highly fluctuated by distance between transmitter and receiver and by mobility of the receiver. For the single carrier systems, since the received signal is demodulated in the time domain, automatic gain control (AGC) operates to keep demodulator input signal power constant. However in high adjacent channel interference (ACI) environment, because the conventional algorithms cannot keep the constant signal power or cannot prevent the saturation of analog-to-digital converter (ADC) input signal, the demodulation performance can be degraded. In this paper, we propose a new algorithm to enhance the receiver demodulation performance by using ACI power in high ACI environment. The proposed AGC algorithm has better bit error rate (BER) performance than conventional algorithms.

\* First Author : (ORCID:0000-0001-7579-0340)Department of Electrical and Computer Engineering, INMC, Seoul National University, windoom@snu.ac.kr, 학생회원

\* (ORCID:0000-0002-3946-0958)Department of Electrical and Computer Engineering, INMC, Seoul National University, jsno@snu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 201811-356-A-RU, Received November 6, 2018; Revised December 10, 2018; Accepted December 21, 2018

## I. 서 론

무선 통신 시스템에서 송신기에서 일정한 전력으로 신호를 송신하는 경우에도 기지국과 단말기 사이의 거리 변화, 수신기의 움직임 등에 의해 단말기의 수신 신호 크기가 크게 변화한다. 전력이 변화된 수신 신호를 그대로 이용할 경우 아날로그 디지털 변환기(analog-to-digital converter, ADC)에서 원하지 않는 양자화 잡음(quantization noise)과 클리핑 잡음(clipping noise)이 발생하여 비트 오류율(bit error rate, BER)이 증가할 수 있다. 자동 이득 제어기(automatic gain control, AGC)는 수신 신호의 크기를 관찰하여 그 결과를 토대로 가변 이득 증폭기(variable gain amplifier, VGA)와 저잡음 증폭기(low noise amplifier, LNA)를 제어함으로써 복조기(demodulator)에 입력되는 신호의 크기가 일정하도록 동작한다.

인접 채널 간섭(adjacent channel interference, ACI)이 큰 환경에서 간섭에 대한 보호 방안을 고려하지 않은 기존 AGC의 경우 양자화나 클리핑 잡음 등으로 인해 신호의 품질이 나빠질 수 있으며, 이로 인해 수신기의 복조 성능이 열화된다. 본 논문에서는 단일 반송파(single carrier) 무선 통신 시스템에서 ACI의 크기에 따라 AGC의 이득(gain)을 추가적으로 제어하는 기법을 적용하는 새로운 AGC 알고리즘을 제안하며, 제안하는 방식을 통해 ACI가 큰 경우의 성능 열화를 방지할 수 있다.

간략화된 단일 반송파 무선 시스템의 송수신기 구조를 그림 1에 제시하였다. 기지국 송신기에서 변조(modulation)된 신호는 펄스 성형 필터(pulse shaping filter, PSF)를 통과한 후 디지털 아날로그 변환기(digital-to-analog converter, DAC)를 거쳐 채널(channel)로 전송된다. 수신기의 안테나에 기지국의 송신 신호와 ACI가 더해져서 수신되며, 부가 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)이 더해진다. 수신된 신호는 VGA에서의 gain 제어가 된 후 ADC에 의해 디지털 신호로 변환된다. 변환된 디지털 신호는 저역 필터(low-pass filter, LPF)에 의해 수신하고자 하는 대역 이외의 신호를 제거한 후 복조된다. 이때 광대역 코드분할 다중접속(wide-band code division multiple access, WCDMA), 고속 하향 패킷 접속(high speed downlink packet access, HSDPA) 등의 3세대(3rd generation, 3G) 통신에서는 롤 오프 팩터(roll-off factor) 0.22의 펄스 성형 필터와 LPF로 루트 레이즈드 코사인(squared root raised

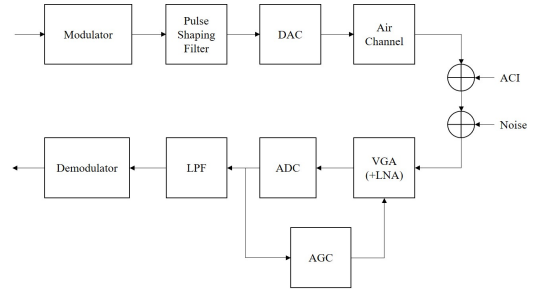


그림 1. 간략화된 단일 반송파 무선 시스템 모델  
Fig. 1. A simplified system model of single carrier communication system

cosine, SRRC) 필터를 사용하며, 본 논문에서도 이를 적용하였다<sup>[1]</sup>.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. II장에서는 기존의 AGC들에 대하여 알아보고, 이 방식들의 ACI에 의한 성능 열화를 살펴본다. III장에서는 ACI의 크기를 고려하여 그 크기를 추가적으로 보상하는 AGC를 제안한다. IV장에서 실험 결과를 통해 제안된 AGC의 우수성을 입증한다. 마지막으로 V장에서 결론을 제시한다.

## II. 기존의 자동 이득 제어 기법

본 장에서는 기존의 AGC에 대하여 소개한다. 기법들의 성능 분석을 위해 이상적인 양자화와 클리핑을 수행하는 12 비트 ADC를 고려하였으며, 추가적인 오류나 잡음이 발생하지 않는다고 가정하였다. 신호의 크기가 1 비트(bit) 커질 때마다 신호대 잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)이 6.02dB 씩 좋아진다<sup>[2]</sup>. 64 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation, QAM) 방식의 경우 BER  $10^{-5}$ 을 성취하기 위해 SNR 18dB가 필요하며, 이는 3 비트에 해당된다. 본 논문에서는 채널이 급격히 변동되거나 간섭이 갑자기 등장하거나 사라져서 자동 이득 제어가 이에 빠르게 반응하지 못할 경우를 대비하여 여백(margin) 4 비트를 더 고려한다. 최종적으로 자동 이득 제어의 설정 지점(set point)은 7 비트에서 부호(sign) 1 비트를 제외한  $2^6$  지점으로 설정하였다.

기존 AGC에 대한 연구들은 이득 제어 루프의 성능 개선에 대하여 연구를 집중하여 이득 제어 입력 신호의 위치에 대하여는 고려하지 않았다. 그러나 본 논문에서는 ACI이라는 요소를 고려하고 있기 때문에, ACI와 연관성이 가장 높은 LPF를 기준으로 필터 입력 신호를 입력 신호로 이용하는 AGC를 기존 방식 1,

필터의 출력 신호를 입력 신호로 이용하는 AGC를 기존 방식 2로 고려하였다.

또한 AGC에서 제어 루프(control loop)가 목표 gain 값에 도달한 이후 정상 상태(steady state)의 복조 성능은 자동 이득 제어기의 루프 이득(loop gain)에 의해 변동지만 본 논문에서는 ACI가 있는 AWGN에서의 성능 평가만을 고려하고 있기 때문에 작은 이득을 설정할수록 복조 성능이 좋아진다. 그러나 작은 값을 선택할 경우, 갑자기 채널 간섭의 크기가 급변하는 경우 자동 이득 제어기가 최적의 위치로 쫓아가는데 (acquisition) 오랜 시간이 걸려서 그 시간 동안 복조 성능 열화가 심각하게 발생한다. 이러한 경우는 본 논문의 고려 범위를 넘어서고, 각 루프 이득에 따른 정상 상태에서의 성능 평가 결과 그 차이가 미미하여 루프 이득을  $2^{-5}$ 으로 설정하였다.

2.1 기존 방식 1: 필터 입력을 자동 이득 제어기의 입력으로 이용하는 방식

필터 입력 신호의 크기를 일정하게 유지하도록 동작하는 기존 방식 1의 구조도를 그림 2에 제시하였으며, 세부 동작은 다음과 같다<sup>3-5</sup>.

다음 식과 같이 필터 입력 신호  $y_{LPFin}(m)$ 의 전력 값  $M$ 개를 평균하여  $n$  번째 전력 평균값  $a_1(n)$ 을 구한다.

$$a_1(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_{LPFin}^2(Mn+m) \quad (1)$$

이 값의 로그(log) 단위 값을 다음 식과 같이 이득 제어의 기준값인  $\log_{10}Ref$ 에서 뺀 후 루프 이득  $\alpha$ 를 곱하여 무한 누적기 입력  $b_1(n)$ 을 구한다. 여기서

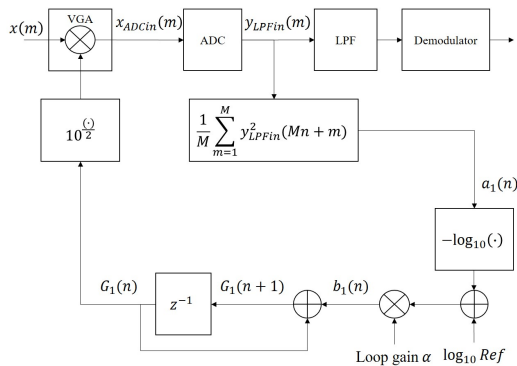


그림 2. 기존의 자동 이득 제어 기법 1의 구조도  
Fig. 2. The structure of the conventional AGC algorithm 1

$Ref$ 는 목표로 하는 수신 신호의 전력을 의미한다.

$$b_1(n) = \alpha \cdot \{\log_{10}Ref - \log_{10}a_1(n)\} \quad (2)$$

이 값은 다음 식과 같이  $n$  번째 gain과 더해진 후  $(n+1)$  번째 gain  $G_1(n+1)$ 이 된다.

$$G_1(n+1) = G_1(n) + b_1(n) \quad (3)$$

로그 단위인 이득 값은 다음과 같이 선형 단위로 변환된 후 VGA에서 입력 신호와 곱해진다.

$$x_{ADCin}(m) = x(m) \cdot 10^{G_1(n)/2} \quad (4)$$

자세한 루프의 해석은 기존 논문에서 수행되었다<sup>[3-5]</sup>.

2.2 기존 방식 2: 필터 출력을 자동 이득 제어기의 입력으로 이용하는 방식

필터 출력 신호의 크기를 일정하게 유지하도록 동작하는 기존 방식 2의 구조도를 그림 3에 제시하였으며, 세부 동작은 다음과 같다.

세부 동작은 기존 방식 1과 동일하며, 다음 식과 같이 입력 신호의 전력을 구할 AGC의 입력 신호만 필터 출력 신호  $y_{LPFout}(m)$ 로 대체되어  $n$  번째 전력 평균값  $a_2(n)$ 을 구한다.

$$a_2(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_{LPFout}^2(Mn+m) \quad (5)$$

이 값의 로그(log) 단위 값을 다음 식과 같이 이득

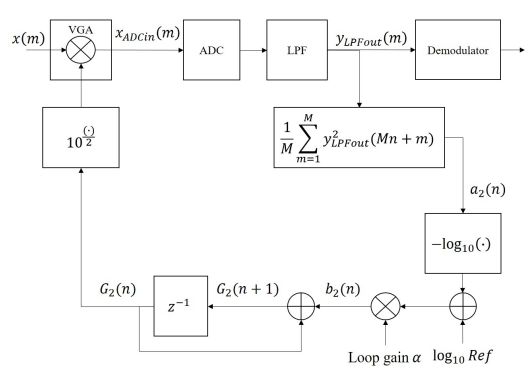


그림 3. 기존의 자동 이득 제어 기법 2의 구조도  
Fig. 3. The structure of the conventional AGC algorithm 2

제어의 기준인  $\log_{10}Ref$  에서 뺀 후 루프 이득  $\alpha$  를 곱하여 무한 누적이 입력  $b_2(n)$  을 구한다.

$$b_2(n) = \alpha \cdot \{ \log_{10}Ref - \log_{10}a_2(n) \} \quad (6)$$

이 값은 다음 식과 같이  $n$  번째 gain과 더해진 후  $(n+1)$  번째 gain  $G_2(n+1)$  이 된다.

$$G_2(n+1) = G_2(n) + b_2(n) \quad (7)$$

로그 단위인 이득 값은 다음과 같이 선형 단위로 변환된 후 VGA에서 입력 신호와 곱해진다.

$$x_{ADCin}(m) = x(m) \cdot 10^{G_2(n)/2} \quad (8)$$

### 2.3 인접 채널 간섭이 큰 환경에서 기존 방식 1 과 기존 방식 2의 비트 오류율 성능 분석

인접 채널 간섭이 큰 환경에서 두 가지의 기존 방식에 대한 성능 분석을 위해 직교위상편이변조 (quadrature phase shift keying, QPSK), 16QAM, 64QAM 변조 방식을 이용하여 이 방식의 BER 성능을 검증하였으며, 그 결과를 변조 방식에 따라 그림 4, 5, 6에 제시하였다. 성능 평가를 수행할 때 ACI 전력은 수신하고자 하는 신호와 비교한 상대 전력을 의미한다.

기존 방식 1의 경우 그림에 보이는 바와 같이 QPSK의 경우 ACI 25dB, 16QAM의 경우 ACI -15dB, 64QAM의 경우 ACI -20dB 이상인 경우 BER 열화가 관찰된다. 수신하고자 하는 신호의 크기는 일정한 상태에서 ACI의 크기가 증가할 경우, 필터 입력 신호를 일정하게 유지하도록 동작하는 AGC에 의해 필터 출력의 원하는 신호의 크기가 감소하게 된다. 또한 필터 입력 신호의 크기를 일정하게 유지하는 AGC를 이용할 경우 필터 출력 신호의 크기를 미세하게 조정할 수 없기 때문에 위상에만 정보가 담겨 있는 QPSK의 경우는 다소 큰 ACI 환경에서도 성능 열화가 관찰되지 않는 반면, 위상과 진폭에 모두 정보가 담겨 있는 QAM의 경우 매우 미약한 ACI에 의해서도 성능 열화가 발생한다.

기존 방식 2의 경우 QPSK의 경우 ACI 24dB, 16QAM과 64QAM의 경우 ACI 23dB 이상인 경우 BER 열화가 관찰된다. 수신하고자 하는 신호의 크기는 일정한 상태에서 인접 채널 신호의 크기가 증가할 경우, 필터 출력 신호를 일정하게 유지하도록 동작하

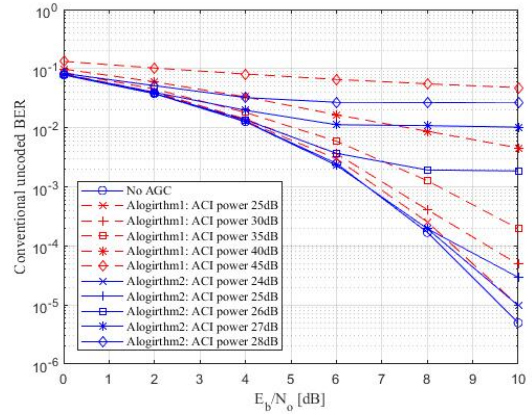


그림 4. ACI가 큰 환경에서 기존 AGC의 QPSK BER 성능  
Fig. 4. BER performance of conventional AGC in high ACI with QPSK

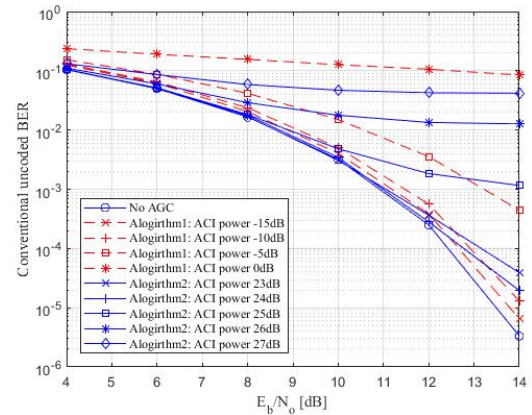


그림 5. ACI가 큰 환경에서 기존 AGC의 16QAM BER 성능  
Fig. 5. BER performance of conventional AGC in high ACI with 16QAM

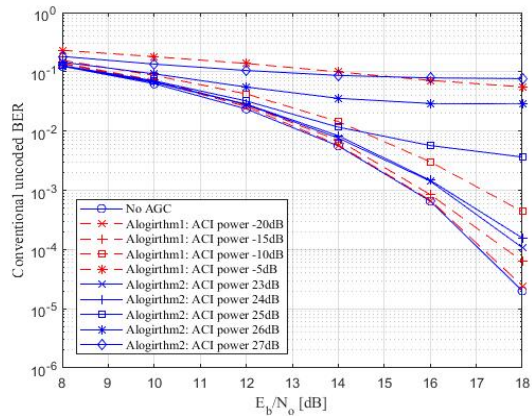


그림 6. ACI가 큰 환경에서 기존 AGC의 64QAM BER 성능  
Fig. 6. BER performance of conventional AGC in high ACI with 64QAM



는 AGC에 의해 ADC의 입력 신호 크기가 증가하여 클리핑 잡음이 증가한다. 클리핑이 발생하기 전까지는 성능 열화가 크게 발생하지 않고, 클리핑이 발생하는 시점부터 성능 열화가 발생하기 때문에 고려하고 있는 세 가지 변조 방식이 모두 비슷한 크기의 ACI 환경에서 성능 열화가 관찰된다.

### III. 제안하는 자동 이득 제어 기법

앞서 살펴본 두 개의 기존 방식 중에서 필터의 출력 신호를 이용하는 기존 방식 2의 성능이 변조 방식에 상관없이 일정한 성능을 유지한다는 것을 확인할 수 있다. 다만, QPSK의 경우 기존 방식 1을 적용한 경우 ACI가 25dB 더 큰 환경까지 성능 열화가 없다는 것을 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 비교적 안정적인 성능을 보이는 기존 방식 2를 기반으로 고려하고 있는 모든 변조에 대한 성능을 향상하는 것을 목표로 한다. 제안된 AGC의 구조도를 그림 7에 제시하였으며, 기본적인 동작은 기존 방식 2와 동일하다.

먼저 식 (5)와 같이  $n$  번째 전력 평균값  $a_2(n)$ 을 구한다. 뒤에 설명하게 될 ACI 검출기(detector)의 출력  $G_{offset}$ 에서  $a_2(n)$ 의 로그(log) 단위 값을 뺀 후  $\log_{10}Ref$ 에 더 해진다.

$$b_{prop}(n) = \alpha \{ \log_{10}Ref + G_{offset} - \log_{10}a_2(n) \} \quad (9)$$

이 값을 다음 식과 같이  $n$  번째 gain과 더해진 후  $(n+1)$  번째 gain  $G_{prop}(n+1)$ 이 된다.

$$G_{prop}(n+1) = G_{prop}(n) + b_{prop}(n) \quad (10)$$

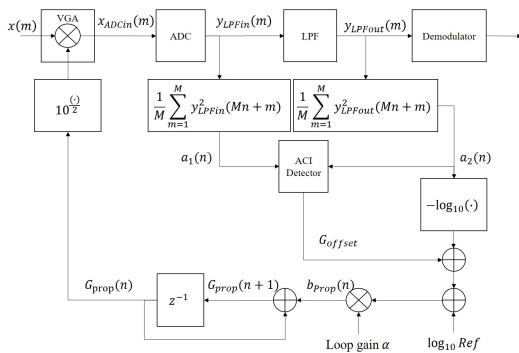


그림 7. 제안하는 자동 이득 제어 기법의 구조도  
Fig. 7. The structure of the proposed AGC algorithm

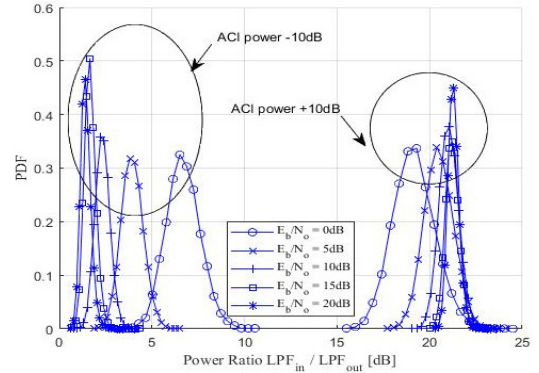


그림 8. LPF 입출력 신호 전력비에 대한 확률 밀도 함수  
Fig. 8. PDF of power ratio between LPF input and LPF output

로그 단위인 이득 값은 다음과 같이 선형 단위로 변환된 후 VGA에서 입력 신호와 곱해진다.

$$x_{ADCin}(m) = x(m) \cdot 10^{G_{prop}(n)/2} \quad (11)$$

구조도에 보이는 바와 같이 기존 동작에 더하여, ACI 검출기 (detector)가 추가되었으며, 동작은 다음과 같다. 필터의 입력 신호의 크기  $a_2(n)$ 을 식 (4)와 같이 구한다. 이 값과 식 (1)에 의해 구해진 필터 출력 신호 크기  $a_1(n)$  사이의 비율을 통해 ACI의 크기  $r(n)$ 을 다음과 같이 구한다.

$$r(n) = 10 \cdot \log_{10}\{a_1(n)/a_2(n)\} \quad (12)$$

ACI -10dB일 때와 +10dB일 때의 확률 밀도 함수 (probability density function, PDF)를 그림 8에 제시하였다. 그림에서 보이는 바와 같이 ACI가 작은 환경에서의 PDF 오른쪽 끝이 ACI가 큰 환경에서의 PDF 왼쪽 끝과 확연히 구분된다.

이를 이용하여 ACI 전력 10, 20dB인 환경에서 PDF의 하위 1% 지점을 나타내는 하한값(lower bound)과 ACI 전력 -20, -10, 0, 10dB인 환경에서 PDF의 상위 1% 지점을 나타내는 상한값(upper bound)을  $E_b/N_o$ 에 따라 그림 9에 도시하였다.

그림 9에서와 같이 20dB 이상의 ACI와 그 이하의 ACI를 구분할 수 있다. 따라서 추정된 ACI 크기  $r(n)$  15dB를 기준으로 추정된 값 보다 크면 ACI가 크다고 판단하고, 이 보다 작으면 ACI가 작다고 판단한다.

$r(n)$ 의 크기에 따라 적절히 오프셋(offset)  $G_{offset}$

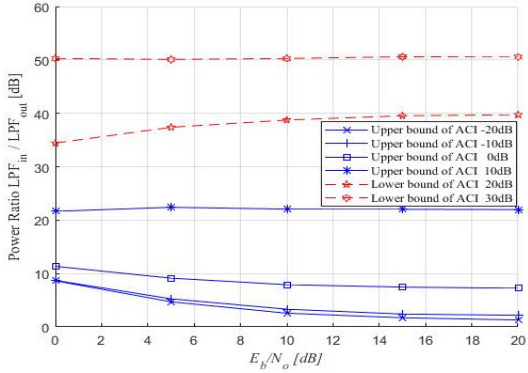


그림 9. LPF 입력력 신호 전력비의 상한값과 하한값  
Fig. 9. Low bound and upper bound of power ratio between LPF input and LPF output

을 인가함으로써 성능을 개선할 수 있다.  $G_{offset}$  에 따른 BER 성능 실험을 수행하여  $G_{offset}$  이 24dB인 경우 가장 좋은 성능을 보였다. 따라서  $r(n)$  의 크기와 ACI 추정기 출력  $G_{offset}$  의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{offset} = \begin{cases} 24, & r(n) \geq 15 \\ 0, & r(n) < 15 \end{cases} \quad (13)$$

#### IV. 실험

제안하는 AGC 방식의 우수성을 보이기 위하여 MATLAB을 이용하여 BER 성능 평가를 수행하였으며, 이를 위한 자세한 설정은 표 1에 제시하였다.

기존 방식 2와 제안하는 방식의 BER 성능을 QPSK, 16QAM, 64QAM에 대하여 수행하였으며, 변조 방식에 따라 그림 10, 11, 12에 제시하였다. QPSK

표 1. 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameters

Parameters	Value
Channel	AWGN
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
$R_{ef}$	$2^6$
$G_{offset}$	24dB
$E_b/N_0$	QPSK 0-10dB, 16QAM 4-14dB, 64QAM 8-18dB
PSF, LPF	SRRC filter with roll-off factor 0.22
ACI	Conventional AGC: 24-27dB Proposed AGC: 25-50dB

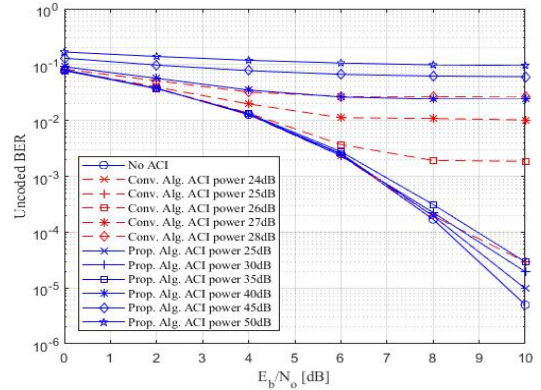


그림 10. ACI가 큰 환경에서 기존 AGC와 제안하는 AGC의 QPSK BER 성능  
Fig. 10. BER performance of conventional AGC and the proposed AGC in high ACI with QPSK

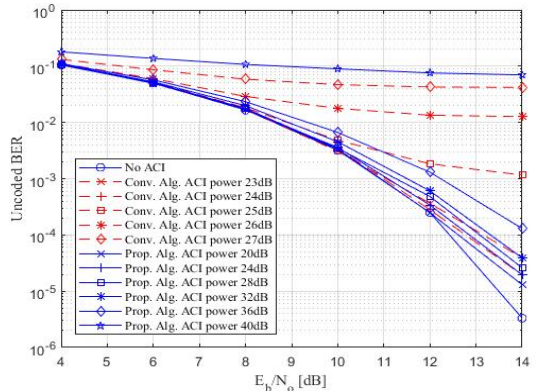


그림 11. ACI가 큰 환경에서 기존 AGC와 제안하는 AGC의 16QAM BER 성능  
Fig. 11. BER performance of conventional AGC and the proposed AGC in high ACI with 16QAM

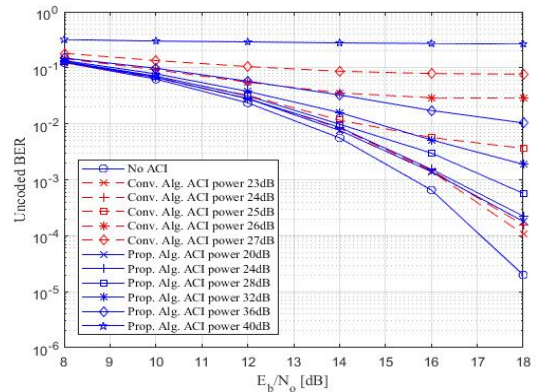


그림 12. ACI가 큰 환경에서 기존 AGC와 제안하는 AGC의 64QAM BER 성능  
Fig. 12. BER performance of conventional AGC and the proposed AGC in high ACI with 64QAM

의 경우, 그림 10에서와 같이 ACI 35dB 까지 비교적 안정적인 성능 BER 성능을 보이는 것을 확인할 수 있으며, 16QAM의 경우 그림 11과 같이 ACI 32dB 까지 비교적 안정적인 성능을 보인다. 64QAM의 경우 그림 12와 같이 ACI가 없는 환경과 동일한 성능을 나타내는 경우는 확인할 수 없으나 ACI 32dB 정도까지 기존 방식 2에 비하여 성능이 향상됨을 확인할 수 있다.

기존 방식 2의 경우 LPF 출력 신호의 크기를 일정하게 유지하도록 동작하기 때문에, ACI의 크기가 커질수록 LPF 입력 신호의 크기도 함께 커진다. 이는 ACI가 20dB 이상이 되는 환경에서 ADC의 클리핑 현상을 유발하여 BER 성능이 열화되는 것이며, 제안하는 방식의 경우 이를 미연에 방지할 수 있도록 인가한 오프셋의 양 만큼 필터의 입력 신호 크기를 줄이기 때문에 ADC에서 발생하는 클리핑 현상을 줄이는 것이다.

## V. 결 론

본 논문에서는 ACI가 큰 환경에서 기존 AGC의 성능 열화를 관찰하고, 이를 극복하기 위해 ACI의 크기를 추정하고, 그 값을 이용하여 루프의 이득을 조절하는 AGC를 제안하였다. 단일 반송파 시스템에서 LPF의 입출력 신호 크기의 비율을 관찰하여 ACI의 크기를 추정할 수 있음을 확인하였으며, 이를 토대로 ACI가 큰 경우 AGC에 추가적인 오프셋을 인가한다. 이를 통해 ADC에 발생할 수 있는 클리핑 현상을 줄이고, 이를 토대로 제안하는 방식을 적용한 경우 ACI가 큰 환경에서 발생할 수 있는 성능 열화를 방지할 수 있음을 실험을 통해 증명하였다.

## References

[1] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; *User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)*, V8.h.0, Mar. 2016.

[2] W. Kester, "Taking the mystery out of the infamous formula  $SNR = 6.02 n + 1.76$  dB and why you should care," *Analog Devices*, MT-001, 2005.

[3] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission,"

*IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, pp. 56-65, Apr. 2005.

[4] D. Dardari, "Joint clip and quantization effects characterization in OFDM receivers," in *IEEE Trans. Circuits. Syst.*, vol. 53. pp. 1741-1748, Aug. 2006.

[5] S. Zhou, M. Lu, and J. Huangk, "Design and implementation of automatic gain control loops," in *IEEE Int. Conf. Sign. Process., Commun. and Comput.*, pp. 583-586, Hong Kong, China, Aug. 2012.

[6] A. Liu, J. An, and A. Wang, "Design of a digital automatic gain control with backward difference transformation," in *IEEE Int. Conf. Wireless Commun. Networking and Mob. Comput. 2010*, pp. 1-4, Chengdu, China, Sep. 2010.

[7] A. Aghamohammadi, H. Meyr, and G. Ascheid, "A new method for phase synchronization and automatic gain control of linearly modulated signals on frequency-flat fading channels," in *IEEE Tran. Commun.*, pp. 25-29, Jan. 1991.

[8] E. J. Tacconi and C. F. Christiansen, "A wide range and high speed automatic gain control," in *Proc. Int. Conf. Particle Accelerators*, pp. 2139-2141, Washington, DC, USA, May 1993.

[9] R. Jaffe and E. Rechten, "Design and performance of phase-lock circuits capable of near-optimum performance over a wide range of input signal and noise levels," in *IRE Trans. Information Theory*, pp. 66-76, Mar. 1955.

[10] R. M. Gonzalez, "Design of an automatic gain control circuit in current-mode using a digitally controlled feedback," in *IEEE Int. Conf. Eng. Summit*, pp. 1-8, Boca del Rio, Mexico, Mar. 2016.

[11] J. P. McGeehan and D. F. Burrows, "Large signal performance of feedback automatic gain control systems," in *IEE Proc. F, Commun., Radar and Sign. Process.*, pp. 110-117, Apr. 1981.

[12] C. I. Yeh and W. W. Kim, "On the AGC design of wireless communication systems," J.

IEEK, vol. 15, no. 6, pp. 567-572, Jun. 2004.

- [13] J. Tang, Z. Zhao, Y. Li, J. Meng, F. He, W. Li, and W. Li, "Steady-state analysis of the adaptive interference cancellation system using automatic gain control technique," in *Asia-Pacific Int. Symp. Electromagnetic Compatibility*, pp. 476-479, Shenzhen, China, May 2016.
- [14] X. Dai, J. Nie, B. Li, Z. Lu, and G. Ou, "Performance of GNSS receivers with AGC in noise pulse interference," in *Int. Conf. Comput. Sci. and Network Technol.*, pp. 735-740, Changchun, China, Dec. 2016.
- [15] Y. Jiang, R. Chen, W. Ding, L. Gong, Z. Xi, N. Zhao, and C. Liu, "Parameter optimization and design of forward gain for cosite interference cancellation system," in *IEEE Int. Conf. Electron. Inf. and Emergency Commun.*, pp. 595-598, Macau, China, Jul. 2017.

노 종 선 (Jong-Seon No)



1981년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학사  
 1984년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 공학석사  
 1988년 5월 : University of Southern California 전기공학과 공학박사

1988년 2월~1990년 7월 : Hughes Network Systems, Senior MTS

1990년 9월~1999년 7월 : 건국대학교 전자공학과 부교수

1999년 8월~현재 : 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 시퀀스, 협력통신, 시공간부호, 네트워크코딩, LDPC 부호, OFDM, 이동통신, 암호학

강 훈 (Hoon Kang)



2005년 2월 : 성균관대학교 정보공통신대학 학사

2007년 2월 : 성균관대학교 정보공통신대학 석사

2007년 3월~현재 : 삼성전자 책임 연구원

2014년 3월~현재 : 서울대학교 전기·정보공학부 박사과정

<관심분야> 이동통신, OFDM, 신호처리