

직접 변환 방식을 이용한 디지털 초협대역 무전기 설계 및 구현

A Design and Implementation of Digital Ultra-Narrowband Walky-Talky Using Direct Conversion Method

정영준 · 강민수 · 유성진 · 정태진 · 오승엽*

Young-Jun Chong · Min-Soo Kang · Sung-Jin Yoo · Tae-Jin Chung · Seung-Hyeub Oh*

요 약

본 논문에서는 CQPSK(Compatible QPSK) 변조 방식을 이용하여 APCO P25 규격을 만족하는 직접 변환 방식 디지털 초협대역 무전기를 구현하였다. 초협대역화에 따른 DC-offset 및 AC-coupling 영향, CQPSK 변조 방식에 대한 전력 증폭기의 비선형 특성을 최소화하기 위한 무전기 RF 트랜시버 설계 및 제작 방안을 제시하였다.

직접 변환 방식 RF 트랜시버 및 DSP 모듈과의 연동 시험 결과 송신기의 경우 36.8 dBm의 PEP에서 FCC 방사 마스크 규격을 만족하였다. PWM 제어 신호에 의한 수신기 AGC 동작 범위는 40 dB 범위에서 선형적으로 동작하였고, 수신 감도 레벨(-116 dBm)에서도 양호한 음성 통화가 가능하였다. 또한 입력 SNR에 따른 BER 성능 및 주파수 오프셋 변화에 대한 BER 성능 측정 결과 무전기 성능 요구 규격을 만족함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, digital ultra-narrowband Walky-Talky using direct conversion method for CQPSK modulation scheme is implemented with satisfying the requirements of APCO P25. RF transceiver design and implementation scheme that minimize the influence of DC-offset and AC-coupling at ultra-narrowband is proposed. This scheme also minimizes the influence of nonlinear characteristic at power amplifier for CQPSK modulation method.

Test results of full system including DSP module and direct conversion RF transceiver show that FCC emission mask at 36.8 dBm PEP meets the standard requirements. The characteristic of receiver AGC by PWM control signal is linear at 40 dB dynamic range and voice communication at input power level of -116 dBm is successful. Also it is verified that the performance of BER versus frequency offset and versus SNR meets the standard requirements.

Key words : APCO P25, CQPSK, Ultra-Narrowband Walky-Talky

I. 서 론

최근 육상 이동 무선(LMR) 분야에서 주파수 이용 효율을 증대하기 위한 초협대역화 기술에는 디지털 변조 방식이 고려되고 있으며 채널 다중화 방법에 있어서는 FDMA와 TDMA 방식 사이의 장·단점에 대한 지속적인 논의가 있어 왔다. ITU-R M. 2014 보고서에 제안^[1]된 디지털 방식 중 개방형 시스템 규격

을 채택하고 있는 미국 APCO(Association of Public-safety Communications Officials) P25 및 유럽 TETRA (Terrestrial Trunked Radio) 시스템의 경우 공공안전 분야에서 운송, 산업용 및 군용 무선 통신으로 그 서비스 영역이 확장되고 있다. APCO P25의 경우 표준안의 1단계(phase I)에서는 FDMA 방식을, 2단계(phase II)에서는 FDMA와 TDMA 방식을 동시에 사용하는 방안^[2]을 고려하고 있으며, CQPSK 변조 방

한국전자통신연구원 전파기술연구그룹(Radio Technology Group, ETRI)

*충남대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20050404-043

· 수정완료일자 : 2005년 5월 25일

식을 이용하는 초협대역(채널 대역폭 6.25 kHz) 시스템을 개발 중에 있다. 유럽은 TDMA 방식의 TETRA 시스템의 대부분이 상용화(채널 대역폭 25 kHz, 음성통신: 25 kHz/4 slots)되어 서비스 중이다. 국내의 경우 이러한 시스템들에 대한 기술이 전무한 상태로 일부 공공 안전 관련 기관에서 외국 장비를 전면 도입하여 사용 중에 있다. 또한 미국을 비롯한 선진 외국은 주파수 이용 효율 증대를 위한 6.25 kHz 초협대역 기술 기준을 마련하여 상용화 개발에 주력하고 있으나 국내의 경우 VHF 및 UHF 대역의 일부만이 협대역화(FM 방식, 대역폭 12.5 kHz)가 완료된 상태이다. 따라서 본 논문에서는 이러한 주파수 이용 효율을 높이기 위한 방안으로 APCO P25 FDMA 표준화 규격^[3]에 정의된 CQPSK 변조 방식에 대한 RF 성능 열화 요인들에 의한 무전기 성능 분석을 통하여 이러한 영향을 최소화할 수 있는 RF 트랜시버 설계 방안을 제시하였고, 이를 이용하여 직접 변환 방식 디지털 초협대역 무전기 테스트 베드(test-bed)를 제작하여 측정된 결과 실상용화가 가능함을 확인하였다.

II. 초협대역화에 따른 무전기 영향 분석

2-1 AC-coupling에 의한 영향 분석

입력 정보 데이터가 손실되면 I/Q 정상도가 퍼지고, 심볼 상호간의 간섭(ISI) 성분이 증가하여 수신기에서 복조할 경우 BER 성능 저하가 발생한다. 초협대역 채널을 이용하는 경우 이러한 AC-coupling에 의하여 데이터의 일부가 손실될 경우 무전기 성능 열화가 심하여 원하는 BER 특성을 얻기가 어렵다. 따라서 필터 차단 주파수 즉, AC-coupling으로 인한 BER 성능 분석을 통하여 무전기 설계 시 이러한 영향을 최소화할 수 있는 방안이 고려되어야 한다. 수신기는 이상적이라 가정하고 복조기 출력에 1차 고역 통과 필터를 추가하여 이의 차단 주파수에 의한 수신기 BER 성능을 시뮬레이션하였다. 그림 1에서 보듯이 필터의 차단 주파수는 4.8 ksps 심볼 전송 속도의 0.1%(4.8 Hz)에서 2%(96 Hz)까지 가변하였다. 심볼 전송 속도의 0.2% 이하인 경우에는 BER = 10⁻³에서 1 dB 이내의 성능 저하를 나타내지만 그 이상의 경우에는 성능 저하가 급격하게 발생하였다.

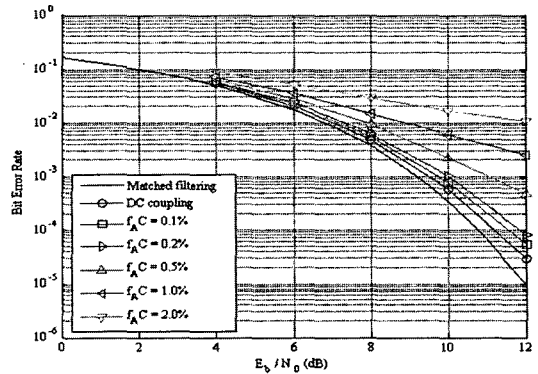


그림 1. 수신기 AC-coupling에 의한 CQPSK BER 성능
Fig. 1. The impact of receiver AC-coupling on BER performance for CQPSK.

이러한 성능 분석 결과를 아날로그 복조기 및 VGA (Variable Gain Amplifier) 입력, VGA 출력 및 A/D 변환기 입력 사이에 DC 레벨 변환 회로를 적용하여 무전기 성능 열화를 최소화하였다.

2-2 비선형 전력 증폭기에 의한 영향 분석

송신 신호의 스펙트럼에 대한 직접적인 규정은 방사 마스크로 채널 대역폭 6.25 kHz 이하에서는 FCC 방사 마스크 E가 적용되며^[4], 스펙트럼 분석기의 peak-hold mode에서 100 Hz 분해 대역폭(RBW)으로 측정한다. 그 결과 방사 마스크 기준 레벨은 통과 대역 내 신호 레벨과 비교하여 18 dB 정도 높은 값을 갖는다^[5]. 디지털 초협대역 송신 신호의 스펙트럼은 기저 대역 디지털 필터의 주파수 특성에 의해 결정되므로 이러한 방사 마스크 규격을 근거로 roll-off factor α 가 0.2이고 160 taps(1:8 over sampling) RC (Raised Cosine) 펄스로 설계하였다. 기저 대역 신호를 RF 송신 신호로 변환하는 과정에서 주파수 변환기 및 전력 증폭기(PA) 등이 사용되며 이러한 소자들의 비선형성은 CQPSK 선형 변조 방식의 경우 RF 송신 신호 스펙트럼을 왜곡시킨다. 특히 전력 효율이 높은 전력 증폭기는 AM-to-AM 및 AM-to-PM에 의한 비선형성이 강하여 ACPR(Adjacent Channel Power rejection Ratio) 성능이 악화된다. 그림 2는 시뮬레이션에 사용된 전력 증폭기의 비선형 특성^[6]을 나타내며, 이러한 전력 증폭기에 설계된 송신 필터를 인가하여 시뮬레이션한 결과를 그림 3에 나타내었다.

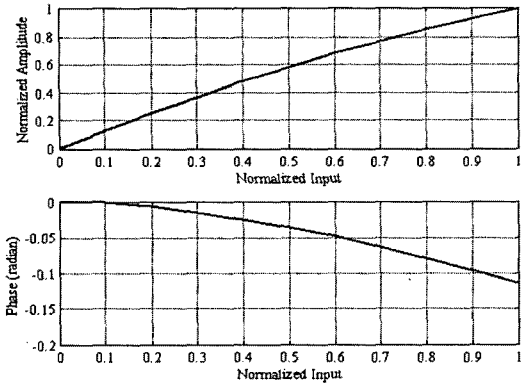


그림 2. 전력증폭기의 AM-to-AM 및 AM-to-PM 특성
Fig. 2. AM-to-AM and AM-to-PM characteristic of PA.

그림 3에서 보듯이 비선형 전력 증폭기의 경우 상호 변조 왜곡 성분으로 인하여 방사 마스크 규격을 만족하지 못함을 알 수 있다. 하지만 CFL(Cartesian Feedback Loop) 선형화 기법이 포함된 선형 전력 증폭기는 송신기 방사 마스크 규격을 만족하였다. 따라서 선형 변조 방식을 이용하는 디지털 초협대역 무선기의 경우 전력 증폭기의 선형화가 반드시 요구됨을 알 수 있다. 본 논문에서는 CFL ASIC 칩을 설계, 제작하여 무선기 송신부에 적용하였다.

2-3 DC-offset에 의한 영향 분석

캐리어 누설 전력에 의한 DC-offset 성분은 I/Q 성상도를 이동시키는 결과를 초래하여 무선기의 BER 특성을 악화시킨다. 이러한 성분들이 커지면 송신기 EVM(Error Vector Magnitude) 값이 증가하고, CFL 선형화 방식 궤환 경로(feedback path)의 DC-offset 값을 증가시켜 송신 성능을 저하시킨다. 수신기 또한 이러한 DC-offset 성분으로 인하여 수신하고자 하는 신호의 정상적인 AGC 동작을 방해함으로써 수신기 동작 범위가 좁혀져 심각한 수신 성능 열화가 발생한다. 송신 신호의 크기를 일정하게 하고 캐리어 누설 전력의 크기를 변화시켜 BER 특성을 시뮬레이션 하였다. 그림 4에서 보듯이 신호 대비 약 25 dB 정도의 캐리어 누설 전력에 억압된다면 무선기 성능에 별다른 영향이 없을 것으로 추정된다. 본 논문에서는 직접 변환 방식에 따른 이러한 캐리어 누설 전력에 의한 DC-offset 영향을 최소화하기 위하여 DC-offset correction 기능을 CFL ASIC 칩에 구현하였다.

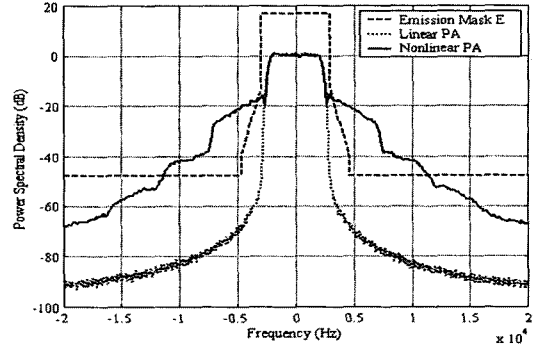


그림 3. 비선형 전력 증폭기 및 선형 전력 증폭기의 방사 마스크 특성 비교
Fig. 3. Emission mask characteristics comparison between nonlinear PA and linear PA.

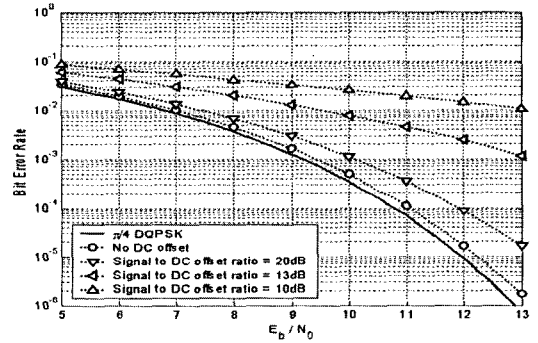


그림 4. 신호 대비 캐리어 레벨에 따른 BER 성능
Fig. 4. BER performance versus signal-to-carrier leakage level.

또한 수신기의 경우 수신 신호의 2배의 주파수를, 송신기는 송신 신호의 4배의 주파수를 이용하였다.

III. 무선기 테스트 베드 설계 및 구현

APCO P25 표준화 규격에 언급된 CQPSK 변조 방식에 대한 성능 검증용 디지털 초협대역 무선기 테스트 베드는 그림 5와 같이 RF 트랜시버 및 DSP 모듈 등으로 구성하였다. 직접 변환 RF 트랜시버는 송수신 관련 RF 및 아날로그 기저 대역 신호에 대한 필터링, 증폭 및 주파수 변환을 처리하고, DSP 모듈은 음성 신호, 변복조 신호 처리 및 RF 신호 제어 기능을 수행한다.

3-1 직접 변환 방식 RF 트랜시버 설계

직접 변환 방식 수신기는 헤테로다인 구조에 비하

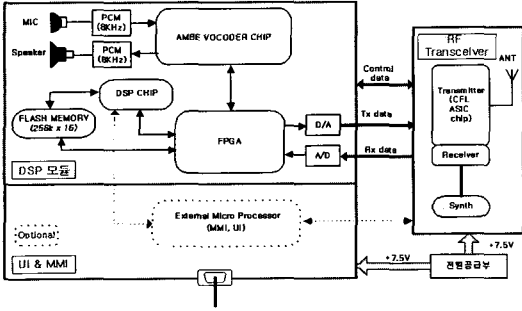


그림 5. 디지털 초협대역 무전기 테스트 베드 구조도
Fig. 5. Block diagram of digital ultra-narrowband Walky-Talky test-bed.

여 구성이 간단하고 저역 통과 필터링으로 집적도가 높아 저전력, 저가격화가 가능하여 다중 대역, 다중 모드를 동시에 수용할 수 있다. 하지만 성능 열화 (DC-offset, 선택도 및 AGC 동작 범위 등)를 유발하는 성분들이 많아 설계 시 고려해야 될 점이 많다. 또한 좁은 주파수 대역에 신호의 정보가 포함되어 있는 초협대역 채널의 경우 신호의 송수신 시 정보의 유실을 최소화할 수 있어야 하고, CQPSK 선형 변조 방식에 따른 전력 증폭기 선형화의 안정된 동작이 무전기 RF 트랜시버 설계 시 가장 중요한 변수에 해당된다. 따라서 본 논문에서는 2장의 RF 성능 열화

요소들에 대한 시스템 영향 분석을 토대로 이러한 변수들의 영향을 최소화할 수 있도록 그림 6과 같이 RF 트랜시버를 설계하였다. 수신기는 직접 변환으로 인한 DC-offset 성분 및 LO 누설 전력 등의 영향을 최소화하기 위하여 수신 주파수의 2배(430~450 MHz)를 생성시킨 후 아날로그 I/Q 복조기의 1/2 분주기를 통하여 기저 대역으로 주파수 변환을 하였다. 송신용 LO 주파수 또한 직접 변환 방식으로 인한 injection-pulling 방지 및 I/Q 경로의 정확한 90° 위상차를 유지하기 위하여 송신 대역의 4배 주파수인 860~900 MHz를 이용하였다^[7].

3-1-1 DC-offset 영향을 고려한 수신기 설계

채널 대역 폭이 매우 작은 경우 AC-coupling에 의한 정보 손실이 매우 커 수신 감도 등의 BER 성능 규격을 만족하기 위해서는 가능한 한 데이터 정보의 손실을 최소화할 수 있는 설계 방안이 고려되어야 한다. 수신기에서 AC-coupling이 요구되는 회로들은 아날로그 신호 및 DC 성분이 공존하는 회로들이다. 즉, 아날로그 I/Q 출력단, VGA 입력 및 출력단, A/D 변환기 입력들로서 적절한 DC 성분의 제거 및 DC 레벨을 조정하기 위한 회로가 요구된다. 그림 7에서

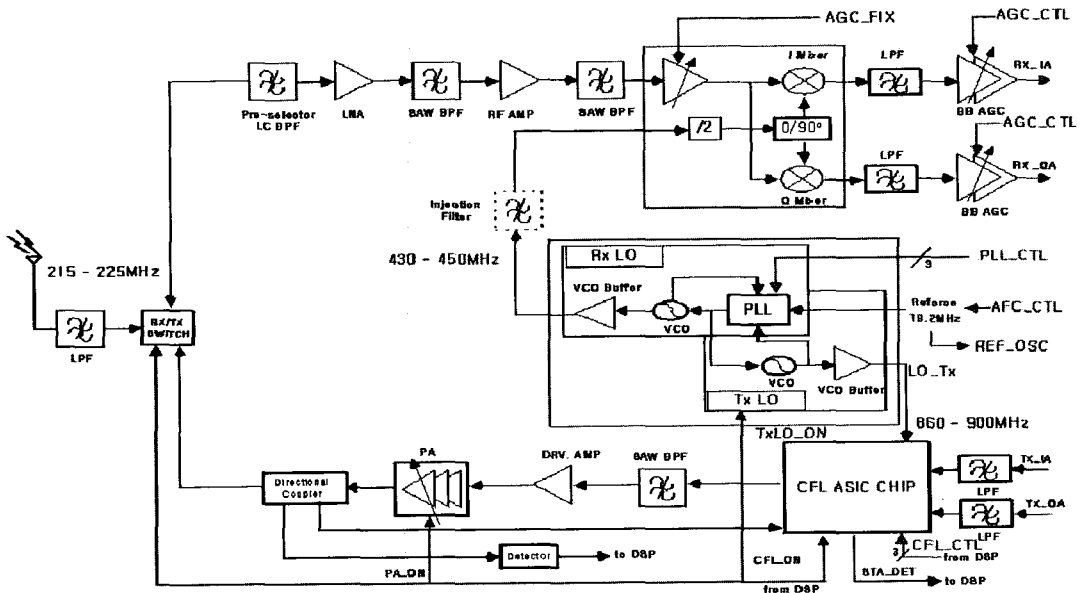


그림 6. 직접 변환 RF 트랜시버의 구조도
Fig. 6. Block diagram of the direct conversion RF transceiver.

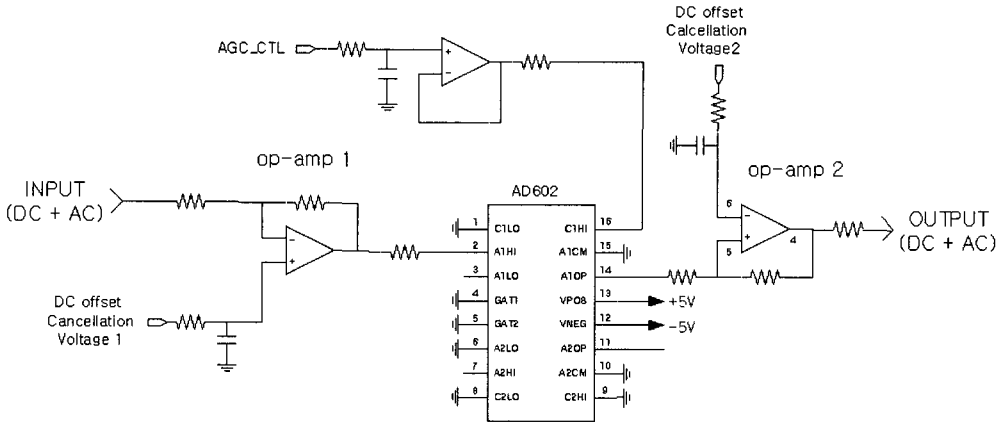


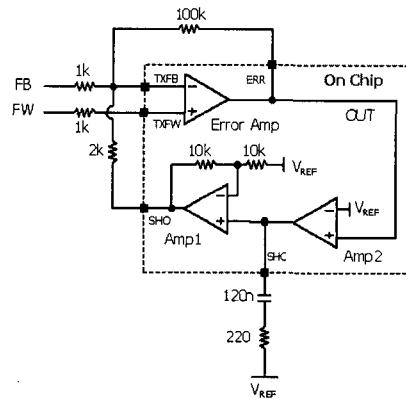
그림 7. 직접 변환 수신기에서의 DC-coupling 구조도
Fig. 7. DC-coupling block diagram in direct conversion receiver.

보통이 아날로그 I/Q 복조기를 통과한 기저 대역 신호는 DC 및 AC 성분이 혼재해 있다. 여기서 DC 성분을 제거하고 AC 신호만이 인가되도록 OP-amp 1을 통하여 아날로그 복조기 출력의 DC 성분을 0V로 조정하여 AC 신호만 증폭할 수 있도록 하였다. OP-amp 2는 다음 단계에 연결되는 A/D 변환기에서 요구하는 DC 전압(본 논문의 경우 약 1.2V)으로 DC 값을 변환해 준다. 이러한 과정을 통하여 신호 성분만이 A/D 변환기를 통하여 full-scale로 양자화(quantization)되어 최적의 복조 성능이 유지될 수 있도록 하였다.

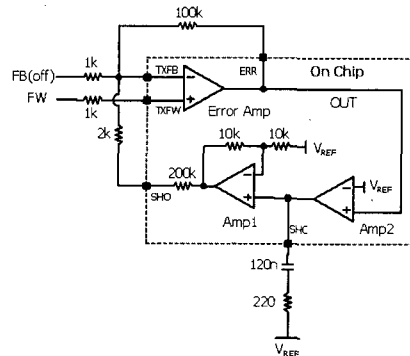
3-1-2 DC-offset을 고려한 송신기 설계

디지털 초협대역화에 따른 송신기 설계 시 가장 핵심적인 부분은 CFL 선형화 칩의 안정된 동작 구현 및 IMD 개선을 통한 송신 방사 마스크 규격 만족에 있다. 이러한 성능 규격을 만족하면서 신호 전송 시 고려해야 하는 가장 중요한 부분은 CFL 선형화 칩의 순방향 및 궤환 경로에서 발생하는 DC-offset 성분의 제거 및 correction에 있다.

DC-offset correction 과정은 변조기 입력(그림 8의 'OUT'로 표시)에 나타나는 DC-offset 성분을 제거하기 위한 루틴이다. 변조기 입력의 DC-offset 성분은 변조된 RF 신호에 캐리어 신호를 출력시키게 되어 송신 신호의 SNR을 저하시키는 요인이 된다. CFL 회로 구현 시 DC-offset의 발생은 그림 8(a)의 폐 루프 및 그림 8(b)의 개방 루프의 경우로 구분할 수 있



(a) 폐 루프
(a) Closed loop



(b) 개방 루프
(b) Open loop

그림 8. 직접 변환 송신기에서의 DC-offset correction 구조도

Fig. 8. DC-offset correction block diagram in direct conversion transmitter.

다. 개방 루프의 경우는 에러 증폭기 이전(conditional 증폭기 및 image 제거용 필터)의 DC-offset과 에러 증폭기 자체의 DC-offset을 제거하여야 한다. 폐 루프의 경우는 개방 루프의 offset 성분은 케환 경로의 offset 성분이 더해진 만큼의 DC-offset이 존재한다. 이를 제거하기 위해서 S & H(Sample & Hold) 구조를 사용하였다. 입력 신호가 들어오기 이전에 에러 증폭기, Amp 1, Amp 2를 잇는 루프를 구성하여 120 nF 캐패시터에서 DC-offset 에러를 샘플링한다. 샘플링 후 Amp 2가 스위치적으로 off 상태가 되면 루프가 끊어져 hold 상태를 유지한다. 이후 신호가 들어오면 DC-offset이 제거된 상태로 동작한다. 그림 9는 DC-offset correction 회로 루프의 transient 특성을 시뮬레이션한 결과로서 에러 증폭기는 일정 시간의 DC-offset correction 구간을 가지고, 그 시간 동안 correction 동작이 이루어진다. Offset correction이 끝난 후 normal operation 구간에서 틀어진 순방향 및 케환 경로의 입력에 대해서 VREF의 바이어스 전압(+1.2 V)으로 DC-offset이 제거된 동작을 수행한다. 또한 D/A 변환기 출력에서의 DC 값(약 0.5 V)은 DC 레벨 변환 회로를 통하여 CFL 선형화 칩의 VREF 전

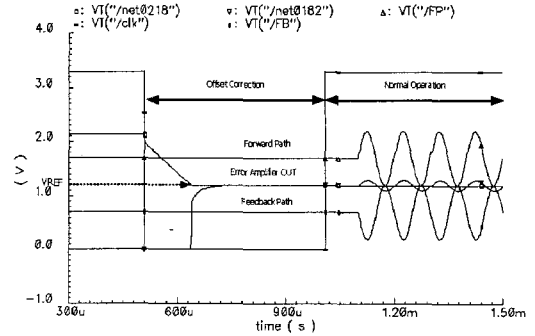


그림 9. DC-offset correction의 transient 시뮬레이션 결과
Fig. 9. Transient simulation result of DC-offset correction circuit.

압(약 1.2 V) 값으로 변환된다.

3-1-3 무전기 RF Transceiver 설계 규격

APCO P25 규격에는 채널 대역폭 12.5 kHz 및 6.25 kHz에 대한 두 가지 변조 방식이 규정되어 있다. C4FM(Compatible 4-Level FM) 변조 방식은 반송파의 크기가 일정하게 유지되어 전력 효율이 우수한 비선형 전력 증폭기를 사용할 수 있는 반면 대역폭

표 1. RF 송수신기 요구 규격

Table 1. Requirement specifications of the RF transceiver.

	본 논문	비 고(상용품)
RF 채널 대역폭	6.25 kHz(CQPSK)	12.5 kHz(C4FM)
RF 트랜시버 구조	직접 변환	수신: Low-IF, 송신: 직접 변환
수신 감도	-116 dBm, 5 % BER	-119 dBm, 5 % BER
수신 인접 채널 억압	< -50 dB*	< -60 dB
수신 상호 변조 억압	< -50 dB*	< -70 dB
수신 주파수 안정도	< ±2.5 ppm	±2 ppm
수신 LO 위상 잡음:	TBC	
-12.5 kHz	-110 dBc/Hz	-
-25 kHz	-114 dBc/Hz	-
송신 방사 마스크 특성	FCC 47 CFR Title 90.210 E	FCC 47 CFR Title 90.210 D
송신 최대 출력 전력	5W @PEP	5W @Average
송신 주파수 안정도	< ±2.5 ppm	±2 ppm
송신 LO 위상 잡음:	TBC	
-25 kHz	-109 dBc/Hz	-
-50 kHz	-114 dBc/Hz	-
전력 증폭기 선형화	O(CFL 방식)	X

* : 추후 성능 개선 사항

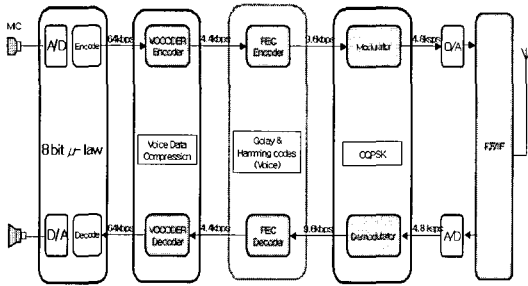


그림 10. 디지털 무선기 음성 신호 처리 구조도
Fig. 10. Block diagram of digital Walky-Talky for voice signal processing.

이 증가하게 되어 12.5 kHz의 채널 간격을 사용하는 반면, CQPSK 선형 변조 방식은 주파수 이용 효율이 높아 6.25 kHz의 채널 간격을 수용할 수 있으나 전력 증폭기 선형성이 요구된다. 제작하고자 하는 디지털 초협대역 무선기 RF 트랜시버 요구 규격은 표 1과 같고, 비교란에는 변조 방식 및 대역폭이 상이하여 직접적인 성능 비교가 되지는 않지만 현재 상용화가 완료된 12.5 kHz C4FM 디지털 무선기 특성을 나타내었다.

3-2 DSP 모듈 설계

DSP 모듈은 그림 5와 같이 무선기 송수신 I/Q 신호 처리를 위한 모뎀부, A/D 및 D/A 변환기, AMBE (Advanced Multi-Band Excitation) 보코더 및 음성 코덱 등으로 구성하였다. 구현된 송수신 기저 대역 필터, 자동 주파수 오프셋 보상(AFC) 알고리즘^{[8],[9]} 및

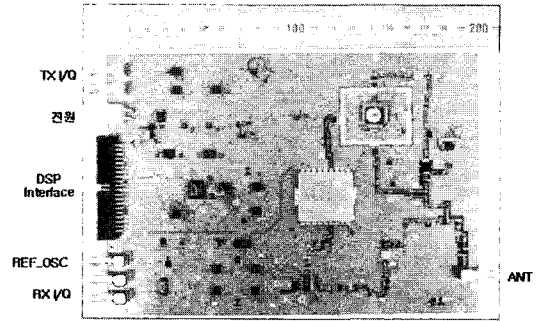


그림 11. 제작된 직접 변환 RF 트랜시버(20×15 cm)
Fig. 11. Implemented direct conversion RF transceiver (20×15 cm).

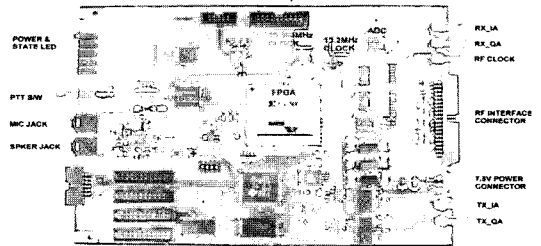


그림 12. 제작된 DSP 모듈(20×15 cm)
Fig. 12. Implemented DSP module(20×15 cm).

O & M 순방향 방식의 심볼 타이밍 복구 알고리즘^{[9],[10]} 등을 이용하여 기저 대역 디지털 신호 처리, 보코더 칩을 통한 음성 통화, 채널 인코딩(encoding) 및 디코딩(decoding), RF 인터페이스 신호 및 변복조 신호 처리 기능을 수행하도록 하였다. CQPSK 변조 방식을 이용한 디지털 무선기 음성 통화를 위한 신호

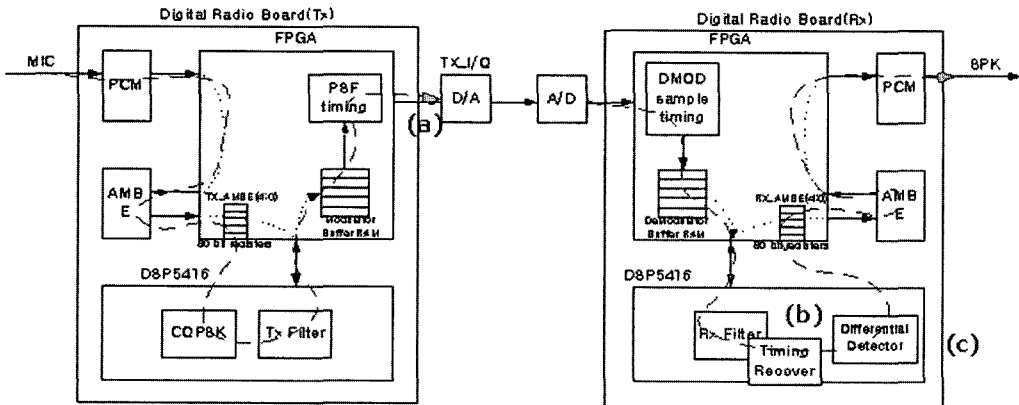
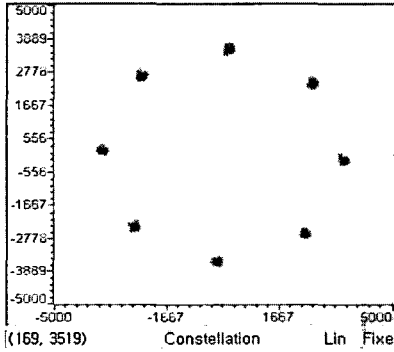


그림 13. 루프-백 테스트를 위한 DSP 모듈 구조도
Fig. 13. Block diagram of DSP modules for loop-back test.

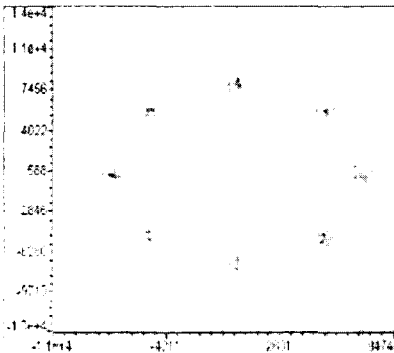
처리 과정은 그림 10과 같다.

3.3 무전기 테스트 베드 제작

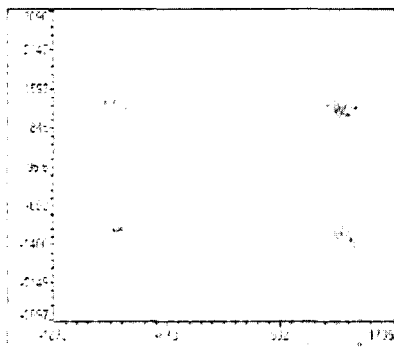
디지털 초협대역화 및 직접 변환 방식에 따른 무



(a) D/A 변환기 입력
(a) D/A converter input



(b) 차동검파 전
(b) Before differential detection



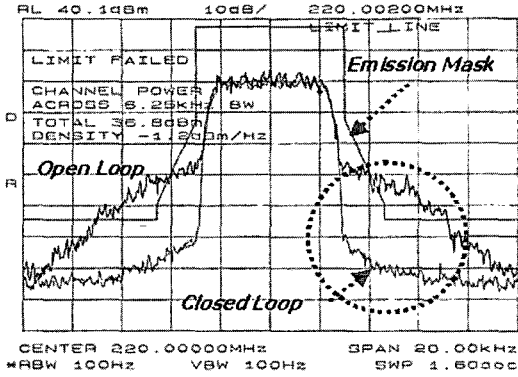


그림 16. 송신기 방사 마스크 특성 측정 결과
Fig. 16. The test result of emission mask characteristic in transmitter.

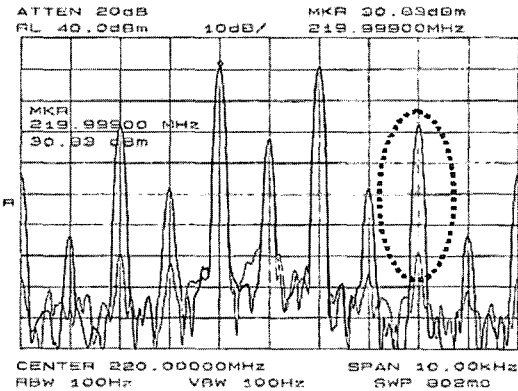
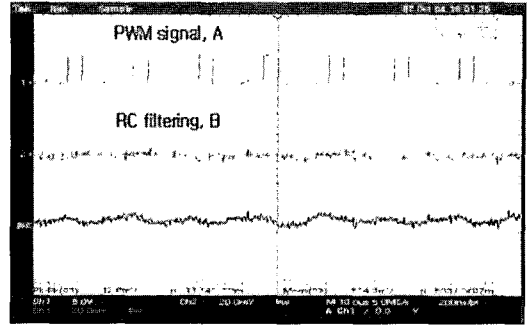


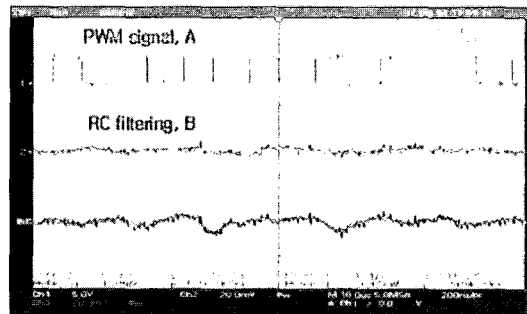
그림 17. 송신기 투-톤 IMD 특성 측정 결과
Fig. 17. The test result of two-tone IMD characteristic in transmitter.

였다. 또한 two-tone 신호들에 대한 송신기 IMD 역압 특성은 그림 17과 같이 3차 IMD 성분은 약 40 dB 개선되었고, 출력 캐리어 대비 IMD 성분의 크기는 -60 dB를 나타내어 무전기에 적용이 가능함을 확인하였다. 이때 송신기에 사용된 전력 증폭기는 Motorola 사의 M1517을 사용하였다.

수신기 AGC 회로는 입력 신호의 크기 변화에도 수신 출력 전력을 일정하게 유지시켜 A/D 변환기가 full-scale 양자화 및 과부하가 걸리지 않도록 하여 수신기 출력 신호가 복조기에 최적의 입력 전력을 유지할 수 있도록 한다. 수신기 입력 전력이 -110 dBm 및 -70 dBm에서 AGC 동작 시 AGC 회로를 제어하기 위한 PWM(Pulse Width Modulation) 신호 발생 및 발생된 신호를 DC 값으로 변환하기 위한



(a) RF 입력전력=-110 dBm
(a) RF input power=-110 dBm



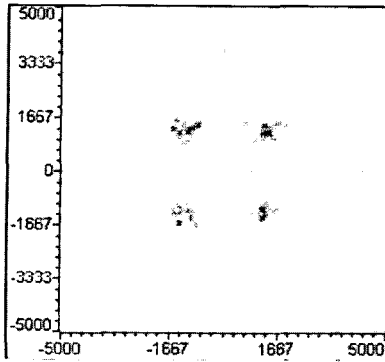
(b) RF 입력전력=-70 dBm
(b) RF input power=-70 dBm

그림 18. AGC 동작 측정 결과
Fig. 18. Measurement result of AGC operation.

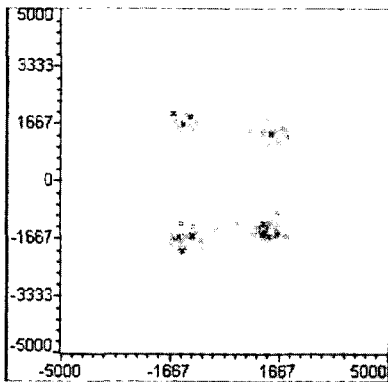
RC 저역 통과 필터링 후의 측정 결과는 그림 18과 같다. 이때 AGC 조정 전압 및 A/D 변환기 입력 레벨은 표 2와 같다. 수신기 입력 전력이 -110 dBm 및 -70 dBm 인가 시 복조기에서의 I/Q 정상도 특성은

표 2. 수신기 AGC 동작 측정 결과
Table 2. Measured results of AGC operation in receiver.

Input power	AGC_CTL	ADC input level
-110 dBm	0.913~0.929 V	730 mVpp
-105 dBm	0.993~1.025 V	792 mVpp
-100 dBm	1.138~1.17 V	760 mVpp
-95 dBm	1.299~1.331 V	750 mVpp
-90 dBm	1.46~1.492 V	768 mVpp
-85 dBm	1.637 V	784 mVpp
-80 dBm	1.767 V	672 mVpp
-75 dBm	1.815 V	640 mVpp
-70 dBm	1.847 V	640 mVpp



(a) RF 입력전력 = -110 dBm
(a) RF input power = -110 dBm



(b) RF 입력전력 = -70 dBm
(b) RF input power = -70 dBm

그림 19. RF 입력 전력에 따른 I/Q 신호 성상도
Fig. 19. I/Q constellation diagram according to the receiver input power.

그림 19에 나타내었고, 수신 감도 레벨(-116 dBm)에서도 양호한 음성 통신이 가능하였다.

수신기 입력 SNR에 따른 BER 성능 측정은 송신 출력 전력을 가변 감쇠기를 통하여 수신기 입력 신호 전력을 -85 dBm으로 고정시킨 후 잡음 발생기의 잡음 전력을 변화시켜 수신기 입력 단에서의 SNR 값을 계산하였다. 이 값을 이용하여 E_s/N 및 E_b/N 값을 계산한 후 BER 값을 측정하면 수신기 복조기 출력 단에서의 E_b/N 혹은 SNR 값을 알 수 있다. 측정된 BER 특성을 표 3에 정리하였고, 수신기 입력 단의 SNR 변화에 따른 BER 특성 변화를 그림 20에 나타내었다. 그림에서 보듯이 무전기 전체 연동 시험 결과 $BER=10^{-3}$ 에서 5.7 dB 성능 저하가 발생하였다. DSP 모듈 자체에 의한 0.8 dB 손실을 고려하면 RF

표 3. 수신기 입력 SNR 변화에 따른 BER 측정 결과
Table 3. BER measurement results according to the receiver input SNR variation.

Sin = -85 dBm			
Nin	$E_s/N^{(1)}$	$E_b/N^{(2)}$	BER
-95 dBm	8.9 dB	5.9 dB	6.8×10^{-2}
-98 dBm	11.9 dB	8.9 dB	2.4×10^{-2}
-101 dBm	14.9 dB	11.9 dB	7.5×10^{-3}
-104 dBm	17.9 dB	14.9 dB	1.0×10^{-3}
-107 dBm	20.9 dB	17.9 dB	5.8×10^{-5}

(참조) ⁽¹⁾ $(E_s/N)_{in} = (SNR)_{in} + 10 \text{ Log} (4.8 \text{ kbps} / 6.25 \text{ kHz})$

⁽²⁾ $(E_b/N)_{in} = (E_s/N)_{in} + 3 \text{ dB}$

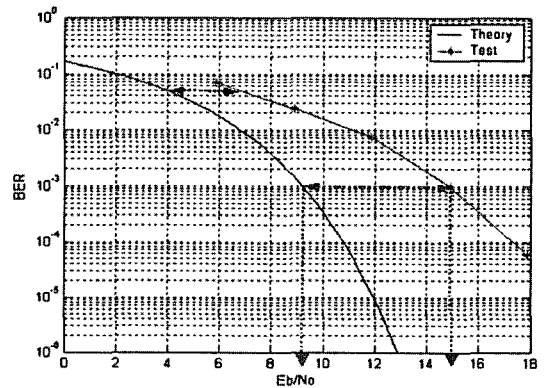


그림 20. 입력 SNR 변화에 따른 BER 측정 결과
Fig. 20. Measured results of BER according to input SNR variation.

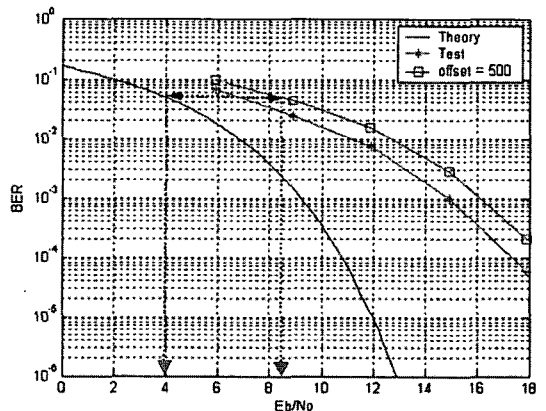


그림 21. 주파수 오프셋에 따른 BER 측정 결과
Fig. 21. Measured results of BER according to frequency offset.

수신기만의 성능 저하는 4.9 dB가 발생하여 수신기 잡음지수 규격을 만족하였다.

송신기 주파수 합성부의 VCTCXO(Voltage Controlled Temperature Compensated Crystal Oscillator)의 조정 전압을 가변하면서 주파수 오프셋에 따른 복조기의 BER 특성을 측정하였다. 220 MHz의 송신 주파수에 대하여 주파수 오프셋 500 Hz 인가 시 측정된 BER 특성은 그림 21에 나타내었다. 그림에서 보듯이 500 Hz 주파수 오프셋 인가 시 5 % BER에서 4.2 dB 성능 저하가 발생하여 송수신 주파수 안정도 성능 규격을 만족하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 CQPSK 변조 방식을 이용하여 APCO P25 규격을 만족하는 직접 변환 방식 디지털 초협대역 무전기를 구현하였다. 직접 변환 방식 및 초협대역화에 따른 DC-offset 성분 및 AC-coupling 등에 의한 무전기 성능 열화를 최소화하기 위하여 RF 트랜시버 제작 시 아날로그 기저 대역 및 디지털 신호 사이의 DC-level 변환 회로 및 DC-offset correction 기능을 추가하였다. 또한 디지털 초협대역 무전기 구현 시 가장 핵심적인 부품인 전력 증폭기 선형화를 위한 CFL ASIC 칩을 개발하였고, 송수신 주파수를 동시에 수용할 수 있는 주파수 합성부를 제작하였다.

RF 송신기 및 DSP 모듈과의 연동 시험 결과 4.8 W(36.8 dBm) PEP에서 FCC 방사 마스크 규격을 만족하였다. PWM 제어 신호에 의한 수신기 AGC 동작 범위는 40 dB 범위에서 선형적으로 동작하였고, 수신 감도 레벨(-116 dBm)에서도 양호한 음성 통화가 가능하였다. 또한 입력 SNR에 따른 BER 측정 및 송신 주파수 오프셋 변화에 대한 BER 측정 결과 잡음 전력 및 주파수 오프셋에 의한 성능 열화가 무전기 성능 요구 규격을 만족함을 확인하였다. 앞으로 채널 대역폭 6.25 kHz(초협대역화)에 따른 인접 채널 신호에 대한 억압(필터링) 특성 개선 및 AGC 동작

범위(60 dB 정도) 확장을 통하여 실상용화가 가능한 직접 변환 방식 초협대역 무전기 개발이 가능할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] ITU-R M.2014 Document, "Spectrum efficient digital land mobile systems for dispatch traffic (Question ITU-R 37/8)", 1998.
- [2] Project 25 Statement of Requirements - New Technology Standards Project Digital Radio Technical Standards, Nov. 1999.
- [3] TIA/EIA-102. BAAA, "Project 25 FDMA common air interface new technology standards project digital radio technical standards", May 1998.
- [4] Part 90, Title 47, Code of Federal Regulations (Private Land Mobile Services), Edition, FCC, Oct. 2001.
- [5] TIA-102. CAAA-A, "Digital C4FM/CQPSK transceiver measurement methods", Nov. 2002.
- [6] M. Bolorian, J. P. McGeehan, "Linearization of frequency-hopped transmitters using cartesian feedback", *Proc. IEEE VTC*, pp. 520-524, 1995.
- [7] L. E. Larson, *RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications*, Artech House, Chap. 4, 1996.
- [8] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers", *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-34, pp. 423-429, May 1986.
- [9] U. Mengali, A. N. D' Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum Press, Chap. 3-Chap. 7, 1997.
- [10] M. Order, H. Myer, "Digital filter and square riming recovery", *IEEE Trans. on Communications*, pp. 605-612, May 1998.

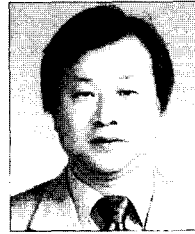
정 영 준



1992년 2월: 제주대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
2005년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)
1994년 3월~현재: 한국전자통신연구원 광대역 RF팀 선임연구원

[주 관심분야] RF 회로 및 서브시스템, 디지털 LMR 시스템

정 태 진



1979년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2004년 8월: 한국과학기술원 전자전산학과 (공학박사)
1979년 3월~1983년 2월: 국방과학연구원(ADD) 연구원

1983년 2월~1984년 7월: (주)대우중공업 대리
1984년 9월~현재: 한국전자통신연구원 광대역 RF팀 책임연구원
[주 관심분야] 전력전자, RF 제어 및 디지털 LMR시스템

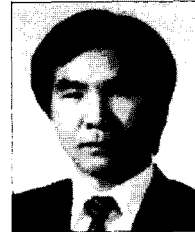
강 민 수



1996년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1998년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
1998년 2월~2000년 3월: (주)현대전자
2000년 3월~현재: 한국전자통신연구원 광대역 RF팀 선임연구원

[주 관심분야] RF 회로 및 시스템 설계, 디지털 LMR 시스템

오 승 업



1971년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
1973년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
1982년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학박사)
1980년 8월~1981년 8월: 일본 동북대 전기통신연구소 객원연구원

1985년 5월~1986년 5월: 미국 펜실베니아주립대학 객원연구원
2001년 3월~2002년 2월: 충남대학교 정보통신인력양성사업단 단장
1977년 7월~현재: 충남대학교 공과대학 전자공학과 교수
[주 관심분야] 안테나 및 전자과 이론, RF 회로 및 서브시스템

유 성 진



2001년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
2003년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
2003년 2월~현재: 한국전자통신연구원 광대역 RF팀 연구원

[주 관심분야] 디지털 신호 처리, 디지털 LMR시스템