

동일대역 전이중 방식 FRS 대역 무전기 개발

Developing In-Band Full-Duplex Radio in FRS Band

김 재 훈 · 곽 병 재 · 김 영 식

Jae-Hun Kim · Byung-Jae Kwak · Young-Sik Kim

요 약

본 논문은 동일대역 전이중 통신(In-band Full-Duplex: IFD) 방식에 필요한 RF/아날로그 영역에서의 자기간섭 신호의 제거회로를 설계하고, 이를 이용하여 FM 변조 신호를 송신하면서, 동시에 수신 신호의 FM 복조가 가능하도록 설계했다. 서큘레이터(circulator)를 이용하여 단일 안테나 방식으로 송수신을 동시에 가능하게 했다. 수신 회로에는 송신으로 인한 자기간섭 신호 제거를 위해, 송신 신호를 탭핑하여 벡터 변조기(vector modulator)로 위상과 크기를 제어한 후, 수신 신호에 포함된 자기간섭 신호를 제거하였다. 자기간섭 신호의 제거를 위하여 채널변화에 따른 최적의 위상과 크기를 능동적으로 제어해야 한다. 이를 위해 동위상과 직교위상 아날로그 상관기를 이용하여 송신 신호와 수신측 자기간섭 신호의 상관 계수를 구하여 상관 계수가 최소가 되도록 제어회로를 구현하였다. 무전기 모델 칩은 SA58646을 사용하였고, 반송파는 465 MHz 주파수에 12.5 kHz 대역폭을 가지는 FM 변조신호를 사용하였다. 안테나 포트 출력 파워가 17.2 dBm일 때, 모델 입력단에 수신되는 자기간섭 신호가 -49.2 dBm으로 측정되어 SIC(Self Interference Cancellation) 레벨은 66.4 dB로 측정되었다.

Abstract

In this paper, a self-interference signal cancellation(SIC) circuit for In-band Full-Duplex has been developed and tested in RF/analog region. By use of this SIC circuit, a FM two-way radio has been developed working at FRS(Family Radio Service) band. The two-way radio device is transmitting the FM modulated signal and demodulating the wanted FM signal at the same time. A circulator is used to enable a single antenna to transmit and receive simultaneously. The receiver circuit needs to cancel out the self-interference signal due to the transmit signal. A vector modulator(VM) is used to control the phase and magnitude of the estimated signal. And in-phase and quadrature correlators are used to figure out the optimal coefficients of the VM to remove the self-interference signal according to the change of channel environment. In this work, SA58646 has been used as the FM transceiver, and the system is tested with a frequency of 465 MHz and a bandwidth of 12.5 kHz FM signal. The output power is 17.2 dBm at the antenna port, and the self interference signal level is measured -49.2 dBm at the receiver end. Therefore the SIC level is measured by 66.4 dB.

Key words: In-band Full-Duplex, Self-Interference Signal Cancellation, Vector Modulator, Correlator

I. 서 론

최근 모바일 디바이스의 증가로 데이터 트래픽이 지속

「이 논문은 미래창조과학부의 소프트웨어중심대학사업 (2017-0-00130)의 지원을 받아 수행된 연구임.」

한동대학교 정보통신공학과(Department of Information Communication Engineering, Handong University)

· Manuscript received July 31, 2017 ; Revised September, 22, 2017 ; Accepted September, 28, 2017. (ID No. 20170731-072)

· Corresponding Author: Young-Sik Kim (e-mail: young@handong.edu)

적으로 늘어나면서, 무선 통신의 주된 관심사는 제한된 주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있는 기술에 있다. 이러한 기술의 하나로 동일대역 전이중 통신(In-band Full-Duplex: IFD) 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 현재 무선통신 시스템에서 채택하고 있는 반 이중(HD: Half-Duplex) 방식은 시간 또는 주파수 자원을 분배하여 송신 또는 수신하도록 할당함으로써, 송수신 사이 직교성이 유지되도록 한다. 하지만 HD 방식은 시간 또는 주파수 자원을 낭비하는 문제점이 있다. 반면, IFD 방식은 동일 대역에서 동일 시간에 동시 송신과 수신이 가능한 기술으로써 HD 방식의 비효율을 개선시킬 수 있다. IFD 방식은 동일 주파수와 동일 시간에서 송신과 수신이 가능하므로, 이론적으로 2배의 채널효율 증대가 가능하다. 또한 IFD 방식을 사용하는 경우, CSMA 네트워크에서 발생하는 숨겨진 노드(hidden node)문제를 해결할 수 있으며, 멀티홉 네트워크에서 지연 시간을 줄일 수 있는 장점도 있다^[1].

IFD 방식은 과거에도 릴레이 시스템 등에서 연구되었지만, 안테나와 디지털 영역에서 수행된 자기간섭제거 성능의 한계와 폼 팩터(form factor)가 작은 장치에 적용하기 어려움으로 인해 실현 가능성이 적은 기술로 분류되었다. 하지만 최근 단일 안테나 기반 IFD 구현에 대한 다양한 연구결과가 보고되어 실현 가능성이 검증되었다^{[2]~[5]}.

그림 1은 기존에 연구된 IFD 통신이며, RF 대역에서 자기간섭 신호를 제거하는 블록도를 나타낸다^{[2]~[5]}. 송출되

는 TX 신호는 서큘레이터를 통해 안테나로 송출된다. 이때 서큘레이터의 누설 전력과 안테나의 반사 특성으로 인해 15 dB에서 20 dB 정도 감쇄된 송신 신호가 수신측 RX 신호로 유입된다. 이 송신 신호는 수신시 안테나에서 요구되는 전력에 비해 40~60 dB 정도 높은 전력으로 수신 LNA를 포화시킬 수 있는 자기간섭 신호이다. 이러한 자기간섭 신호를 제거하기 위해 송신 신호를 태핑된 지연 신호선과 각 탭의 적절한 가중치를 적용하는 RF FIR 필터 구조를 이용하여 수신측으로 유입되는 자기간섭 신호를 추정한 후 수신 RX 신호에서 빼주는 방식으로 자기간섭 신호를 제거한다.

자기간섭 신호를 제거하기 위해서는 지연시간과 반대 위상 그리고 크기가 동일한 추정 신호를 찾아야 한다. RF 신호의 대역폭이 넓고, 안테나의 반사 특성이 동작 환경에 따라 변하는 경우, 태핑된 지연 신호선의 탭 간격 및 탭 수를 최적화해야 한다. 참고문헌 [5]와 참고문헌 [7]은 신호의 대역 폭과 탭 수 및 탭간의 시간 간격에 따른 자기간섭 제거 성능에 대한 분석을 제시하고 있다. 그리고 채널 환경의 변화에 능동적으로 대응하기 위해 탭의 최적의 가중치를 지속적으로 갱신해야 한다. 참고문헌 [2], 참고문헌 [4]의 구현 방식은 디지털 방식으로 능동 제어를 구현하였다. 그러나 이 경우, 탭 계수의 불안정한 초기값으로 인해 수신 LNA가 포화되지 않도록 RF 수신단에서 가변 이득을 제어해 주어야 하기 때문에 많은 시간이 필요하다. 하지만 참고문헌 [5]의 경우, 아날로그 상관기(correlator)를 이용하여 구현하는 경우 이러한 부담을 줄일 수 있다.

본 연구에서는 FRS(Family Radio Service) 대역에서 동작하는 전이중방식 무전기를 설계하였다. 무전기의 경우, 12.5 kHz 협대역 신호를 사용하기 때문에 참고문헌 [5], 참고문헌 [7]과 같이 다중 탭을 사용하지 않고, 단일 탭으로 위상과 크기 제어만으로 자기간섭 신호를 효과적으로 제거할 수 있다. 그리고 채널 변화에 따라 최적의 제어신호를 추정하기 위해 참고문헌 [5]와 같이 송신 신호와 수신신호를 아날로그 영역에서 상관값(correlation)을 측정하여 Gradient 방식으로 최적화 하는 방법으로 구현하였다. 그리고 참고문헌 [5]의 아날로그 상관기 회로는 송신신호와 수신신호를 각각 주파수 혼합기를 이용하여 IF단으로

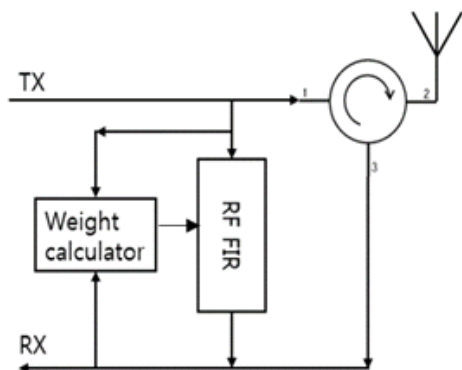


그림 1. IFD를 위한 자기간섭 제거 시스템

Fig. 1. The self-interference signal cancellation system for IFD(In-band Full-Duplex).

변환함으로써 회로의 복잡도가 증가하였다. 반면, 본 연구에서는 통과 대역에서 상관값을 측정함으로써 회로의 복잡도를 최소화하였다.

전이중 통신 성능 검증을 위해 능동제어 회로를 포함하며, IFD 방식을 사용하고, 아날로그 상관기 및 자기간섭 신호 상쇄를 위한 FRS 대역 FM 변조/복조 무전기를 설계하였다. 그리고 자기간섭 제거 수준은 465 MHz 대역 반송파 주파수에서 공간손실을 30~50 dB로 가정하고, 자기간섭신호 제거 레벨을 60 dB 이상으로 설계하여 송신과 수신 특성을 검증하였다.

II. 자기간섭 신호 제거 시스템 설계

그림 2는 본 연구에서 개발한 RF 자기간섭 신호 제거 관련 회로의 구조를 나타내고 있다. TX송신 신호는 RF 증폭기로 송출 신호의 RF 전력을 증폭한 신호이다. 증폭된 송신 신호 $s(t)$ 를 태핑한 $s'(t)$ 는 분주기(divider)를 통해 벡터 변조기(vector modulator)와 상관기로 동일한 신호를 공급한다. 그리고 수신 신호 $y(t)$ 는 송신 신호가 안테나와 서큘레이터를 통해 유입되는 자기간섭 신호와 요구되는 수신신호 $r(t)$, 잡음 $n(t)$ 로 구성되어 있다. 벡터 변조기의 출력 $\hat{e}(t)$ 는 태핑한 송신 신호의 위상과 크기를 제어하여 수신 신호에 포함된 자기간섭 신호를 추정한 신호이다. 그리고 9 dB 방향성 결합기를 이용하여 수신 신호에서 이 추정된 신호를 빼주는 방식으로 자기간섭 신호를 제거한 신호 $z(t)$ 를 생성한다. 그리고 벡터 변

조기의 제어신호 즉 위상과 크기 신호를 능동적으로 제어하기 위해 직교 상관기를 이용하여 수신신호에서 자기간섭 추정 신호를 제거한 $z(t)$ 에 포함된 동위상과 직교성분을 찾아 벡터 변조기 제어신호 I_c 와 Q_c 를 출력한다. 출력된 상관값은 벡터 변환기의 입력 범위에 맞도록 출력 범위를 설정했으며, 저주파 필터 및 클램프 회로역할을 하는 회로를 설계하였다. 이 궤환을 이용하여 자기간섭 제거 신호가 최소가 되도록 함으로써 채널 변화에 따라 자기간섭 신호를 능동적으로 제거하도록 구현하였다. 구현한 자기간섭 신호 제거 방식은 참고문헌 [5]에서와 동일하게 단일 안테나를 이용하며, 송신과 수신을 동시에 하기 위해 서큘레이터를 이용했다. 그리고 자기간섭 신호를 제거하기 위해 수신되는 자기간섭 신호와 동일한 위상, 크기 및 지연시간이 유사한 추정 신호를 생성하여 간섭신호를 제거했다. 참고문헌 [5], [7]에서 지연시간이 다른 복수의 탭을 이용하여 대역폭과 지연시간오차에 따른 자기간섭 제거 방법과 각 탭의 가중치를 찾는 Wiener 필터 설계 방법을 제시하고 있다. 수신 신호 $y(t)$ 와 자기간섭 추정 신호 $\hat{e}(t)$ 그리고 수신 신호에서 자기간섭 추정 신호를 제거한 신호 $z(t)$ 는 다음과 같이 표현된다^[5].

$$z(t) = y(t) - \hat{e}(t) \quad (1)$$

$\hat{e}(t)$ 는 각 탭의 가중치 합(weighted sum)으로 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{e}(t) = \sum w_k \cdot s'[t - \tau_k] \quad (2)$$

식 (2)에서 가중치 w_k 는 k탭의 크기와 위상값을 나타내고, τ_k 는 탭의 지연시간을 나타낸다. 따라서 식 (1)의 잔류 전력 $z(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z(t) = y(t) - \sum_k w_k \cdot s'[t - \tau_k] \quad (3)$$

식 (3)에서 잔류 자기간섭 신호의 전력을 최소화 하는 가중치 w_k 값은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방법을 이용하여 구할 수 있다.

$$\min_{w_k} E[|z(t)|^2] \quad (4)$$

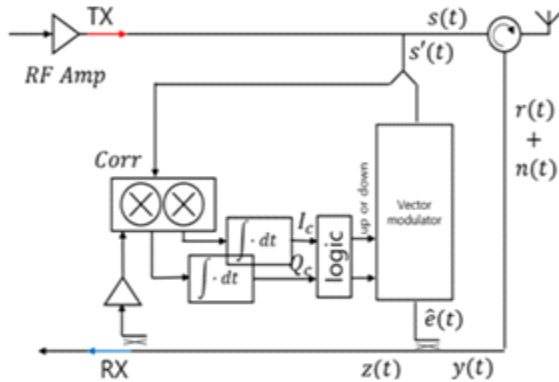


그림 2. RF/Analog SIC 회로 구조

Fig. 2. The architecture of RF/Analog SIC.

본 연구에서는 협대역 신호에 대한 자기간섭 신호 제거를 목표로 하고 있기 때문에 단일 탭을 이용하여 구현하였다. 송신신호의 자기상관(Auto-correlation) 값

$$R_{ss}(\tau_d) = E[S(t-\tau) \cdot S^*(t-\tau_1)] \cdot \exp(jw \cdot \tau_d) \\ = P \cdot \text{sinc}(B \cdot \tau_d) \cdot e^{jw\tau_d} \quad (5)$$

식 (5)에서 $S(t)$ 는 송신 신호 $s(t)$ 의 베이스밴드 복소 신호이고, w 는 반송파 주파수이다. P 는 송신 신호의 평균 전력으로 $R_{ss}(0)$ 이고, B 는 송신 신호의 점유 대역폭을 나타내고 $\tau_d = \tau - \tau_1$ 이다. 그리고 송신 신호 $S(t)$ 와 수신 베이스밴드 신호 $Y(t)$ 의 상호 상관계수(cross-correlation) 값은 다음과 같이 주어진다.

$$R_{YS}(\tau_d) = E[g \cdot S(t-\tau) \cdot S(t-\tau_1)] \cdot e^{jw\tau_d} \\ = g \cdot P \cdot \text{sinc}(B \cdot \tau_d) \cdot e^{jw\tau_d} \quad (6)$$

식 (6)에서 g 값은 자기간섭 신호의 손실 값이고, τ 와 τ_1 는 각각 자기간섭 신호의 지연시간과 벡터 변조기를 통해 수신되는 추정 신호의 지연시간을 나타낸다. τ_d 는 두 신호의 지연 시간차이 $\tau_d = \tau - \tau_1$ 이다.

이 경우, 식 (4)의 Wiener 솔루션은 다음과 같이 구해진다^[5].

$$w = R_{YS}(\tau_d) \cdot R_{SS}^{-1}(0) \\ = g \cdot \text{sinc}(B \cdot \tau_d) \cdot e^{jw\tau_d} \quad (7)$$

식 (7)의 결과를 이용하여 잔류 전력 식 (1)의 값을 다시 적으면 다음과 같이 주어진다.

$$E[|g \cdot S(t-\tau) \cdot e^{jw\tau} - w \cdot S(t-\tau_1) \cdot e^{jw\tau_1}|^2] \\ = g^2 P - g^2 P \cdot \text{sinc}^2(B \cdot \tau_d) \quad (8)$$

따라서 식 (8)을 이용하여 자기간섭 제거수준(self-interference cancellation)을 다음과 같이 정의할 수 있다^[5].

$$SIC = \frac{\text{Echo Power}}{\text{Residual Echo Power}} \\ = \frac{1}{1 - \text{sinc}^2(B \cdot \tau_d)} \quad (9)$$

그림 3은 식 (9)에 대한 Plot 결과이고, 이는 단일 탭을 사용한 경우 송신 신호의 대역폭 B 와 자기간섭 신호와 추정 신호의 지연시간 차이 τ_d 에 따른 자기간섭 신호제거 수준을 나타낸다.

자기간섭 제거 수준은 반송파의 주파수와 관계없고, 대역폭과 지연시간 차이에 의해 결정됨을 알 수 있다. FM 무전기에서 대역폭 $B=12.5$ kHz이다. 그리고 자기간섭 경로의 지연시간은 VNA(Vector Network Analyzer)를 이용하여 측정된 결과, 5 ns 정도이고, 추정회로의 지연시간도 이 값을 기준으로 맞추어 설계하였다. 실제 두 경로의 지연시간의 차이 τ_d 는 1 ns 이하로 맞출 수 있다. 이와 같이 협대역 신호의 경우, 대역폭과 지연시간의 곱이 10^{-5} 정도로 낮기 때문에 단일 탭으로도 완벽하게 자기간섭 제거가 가능하다. 다만 사용하는 소자의 부정합으로 인해 제한된다.

단일 탭으로 자기간섭 신호를 제거하기 위해 자기간섭 신호와 크기가 같고, 위상이 180도 차이가 나는 추정 신호를 생성해야 한다. 이 추정 신호 생성에 필요한 RF 신호의 크기와 위상 제어는 벡터 변조기를 이용하였다. 그림 4는 벡터 변조기의 동작을 이해하기 위한 그림으로, RF 신호를 동위상(I)과 직교위상(Q) 두 부분으로 나누어 신호의 이득을 제어하여 신호의 크기와 위상을 바꿀 수 있는 소자이다.

그리고 그림 2에서 상관기의 역할은 탭핑한 $s'(t)$ 와 잔류 신호 $z(t)$ 의 상관값을 계산하여 동위상과 성분과 직

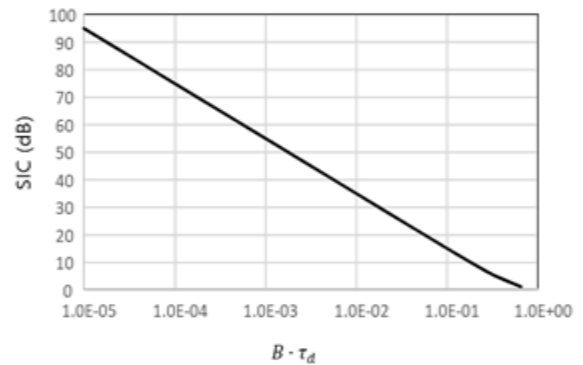


그림 3. 대역폭과 지연시간 차이에 따른 자기간섭 수준
Fig. 3. SIC level depending on the product of bandwidth and delay difference.

교위상 성분이 얼마나 들어있는지 측정하는 역할을 한다.

자기간섭 신호 추정에 필요한 탭 계수를 능동적으로 찾기 위해 아날로그 상관기를 사용하였다. 그림 5는 아날로그 상관기 회로 구조를 나타낸다. $a(t)$ 는 송출신호 $s(t)$ 에서 탭핑한 신호 입력이고, $b(t)$ 는 자기간섭신호를 제거한 신호를 탭핑한 신호이다. 본 연구에서는 AD834를 이용하여 아날로그 상관기를 구현하였다. 이 소자는 500 MHz까지 동작이 가능한 소자이다.

출력된 상관값은 벡터 변조기의 동위상과 직교위상 제

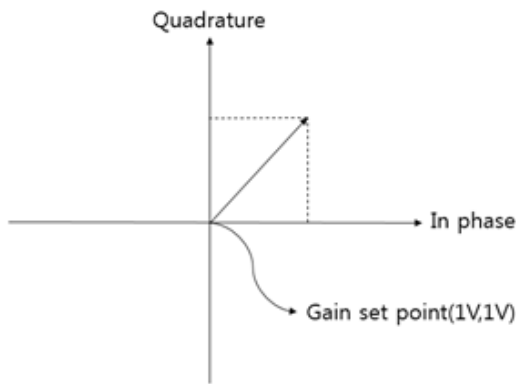


그림 4. 벡터 변조기(vector modulator)의 조작 범위
Fig. 4. Control plain of vector modulator.

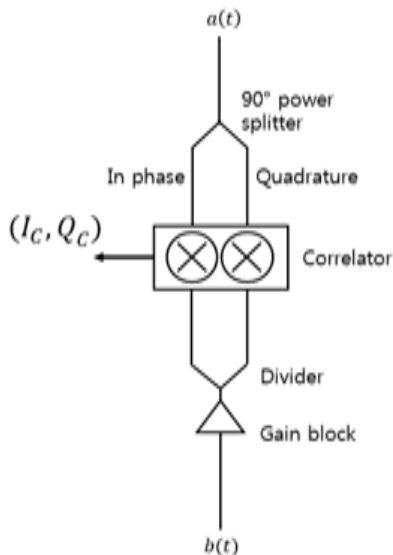


그림 5. 상관기(correlator) 경로 회로 구조
Fig. 5. The architecture of correlator path.

어 값인 0~1.5 v 사이의 값에 맞추고, 고주파 신호를 제거하기 위해 필터를 사용하였다.

IFD 시스템 동작을 검증하기 위해 NXP사의 SA58646모뎀을 이용해 465 MHz 대역 IFD 무전기를 개발하였다. 모뎀 제어는 Atmega128 MCU를 이용하였다. 그리고 보드에서 9 V, 5 V, -5 V 전원이 제공되어야 한다. 이를 위해 5 V 단일전압을 인가하여 부스터(booster), 벅 부스터(buck-booster) 회로를 구성하여 9 V와 -5 V를 만들어 사용했다. DC-DC converter의 PWM 제어 신호는 동일한 Atmega 128을 이용하여 구현하였다. 그리고 RF 신호에 부스터, 벅부스터로 인한 간섭 신호가 유입되지 않도록 파워 인덕터를 사용하여 간섭을 줄이도록 설계하였다.

Ⅲ. 실험 및 측정 결과

3-1 모뎀 실험

무전기에는 NXP사의 SA58646 모뎀 칩을 이용하였다. SA58646 칩은 FM 변조/복조 방식으로 450 MHz 대역과 900 MHz 대역을 지원하고 있으며, 송신과 수신이 동시에 또는 독립적으로 동작할 수 있도록 설계되어 있어 IFD 시스템을 구현하기 적합한 구조를 가지고 있다. 먼저 모뎀의 동작을 검증하기 위해 그림 6과 같은 TDD 방식의 무전기를 개발하였다. PLL의 경우, 외부에 수동 루프(passive

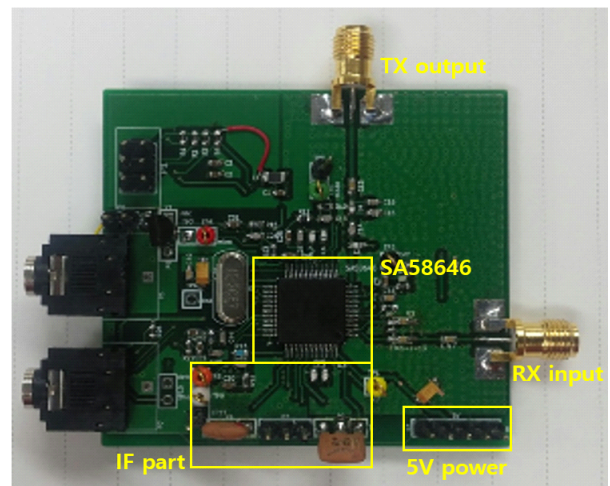


그림 6. SA58646 칩 테스트 보드
Fig. 6. The test board of SA58646.

loop) 필터를 추가로 설계해야 한다. RF 입출력은 SMA 포트에 구성하였으며, 음성 신호를 인가할 수 있는 마이크 포트와, 음성 신호출력을 위한 스피커 포트를 연결하였다. 또한 모뎀의 동작 주파수 변조/복조 방식 등 모뎀 칩 제어를 위해 Atmega128을 후면에 탑재하였다. 마이크 포트는 Aux선을 이용하여 음원을 인가하거나, 콘덴서 마이크로 음성 입력이 가능하며, 스피커 포트로는 이어폰으로 음성을 들을 수 있게 보드를 제작하였다.

그림 6은 제작된 SA58646 모뎀칩 테스트 PCB 보드이다.

그림 7은 칩 내부의 TX VCO의 출력 주파수를 알아보기 위한 테스트의 결과이다. VCO의 컨트롤 전압(Vctrl)을 0 V에서부터 1 V까지 0.1 V 간격으로 변경시키면서 TX output SMA 커넥터로 출력되는 주파수를 측정했다.

측정 결과, 463.3 MHz 부터 483.2 MHz까지 가변 가능하도록 하는 외부 인덕터를 선택했다. 그림 8은 모뎀 칩의 RX 믹서(mixer) 출력 회로이다.

그림 9는 RX 포트에 465 MHz를 인가했을 때 RX VCO

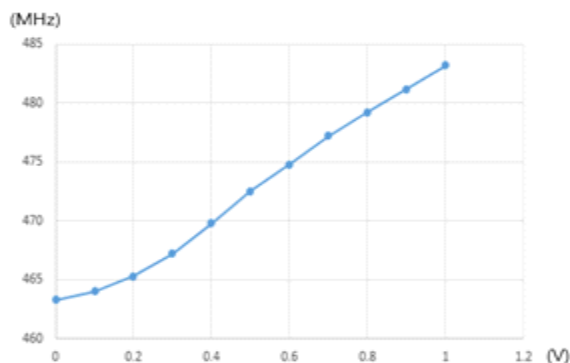


그림 7. TX VCO 출력 주파수 측정

Fig. 7. Measurement of TX VCO frequency.

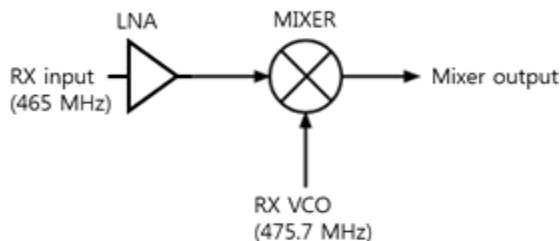


그림 8. RX 믹서(mixer) 출력 테스트

Fig. 8. Test of RX mixer output.

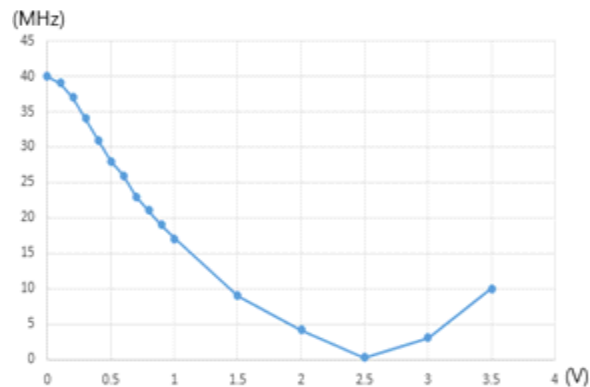


그림 9. RX mixer 출력 주파수

Fig. 9. Output frequency of RX mixer.

의 컨트롤 전압(Vctrl)을 0 V에서부터 3.5 V까지 변경시키면서 믹서 출력 주파수 측정 결과이다. 믹서 출력 신호는 이후 IF단 증폭기와 10.7 MHz IF 표준필터를 통과한다. 측정 결과, 믹서 출력이 40 MHz에서 0.2 MHz까지 출력된 것으로 보아, 10.7 MHz IF단에 입력될 주파수를 맞춰낼 수 있을 것으로 확인했다.

그림 10은 SA58646 칩의 송신 최대 출력 레벨을 나타낸다. 측정 결과, 최대 1.7 dBm으로 측정되었다. 출력 레벨은 프로그래밍으로 네 단계 조절이 가능하다.

FM 변조 테스트를 진행하기 위해 마이크로 Aux선을 연결하여 440 Hz 정현파 신호를 인가하였으며, 이때 첨부

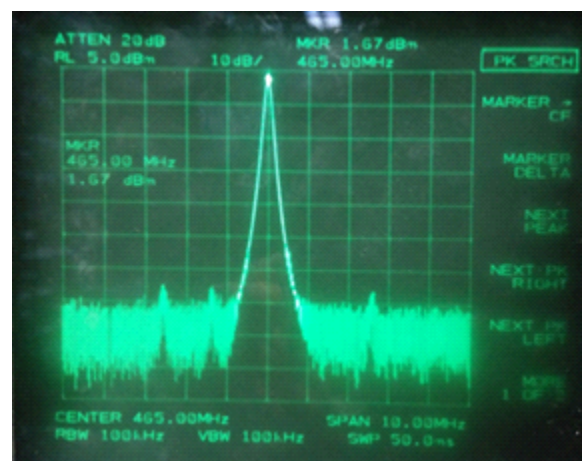


그림 10. SA58646 송신 파워 측정

Fig. 10. The measurement of power level of SA58646.

치가 700 mV를 넘어서면 포화상태가 되어 FM 변조가 정상적으로 동작하지 않았다. 그리고 수신감도 테스트는 수신 포트에 FM 변조 신호를 스텝 감쇄기(step attenuator)를 이용하여 수신 전력을 감쇄시키면서 복조가 되는 지 시험하였다. 그 결과, 수신 전력이 -72 dBm이 인가됐을 경우까지 스피커 포트에 음성이 감지되었으며, 그 이하의 파워에서는 음성이 감지되지 않았다.

3-2 벡터 변조기(Vector Modulator) 실험

자기간섭 신호를 추정하기 위해 RF 신호의 위상과 크기를 제어할 수 있는 벡터 변조기 테스트 보드를 제작하였다. 그림 11은 벡터 변조기 소자인 ADL5390만 테스트하기 위해 제작한 PCB 보드이다. 동위상과 직교위상의 이득을 각각 제어할 수 있게 제작하였다. 그림 12는 VNA(HP 8753E)를 이용하여 450~470 MHz구간에서 제어 신호에 따른 전달 특성을 측정한 결과이다. 실험은 동위상(I)과 직교위상(Q) 제어 터미널에 공통 전압을 0.5 V로 설정하고, 차동 전압을 0 V에서 0.5 V 단위로 1.5 V까지 동위상 제어 값과 직교위상 제어값을 각각 변경 하여 총 16개의 S 파라미터를 측정하였다.

측정 결과 이득은 -30 dB에서 5 dB까지 컨트롤 할 수 있음을 확인하였고, 위상은 360도 모든 방향으로 벡터 변조기의 동위상(I)과 직교위상(Q) 값에 따라 제어할 수 있음을 볼 수 있다.

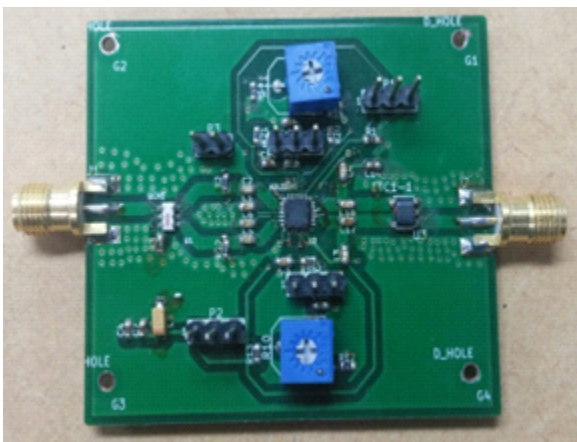


그림 11. 벡터 변조기(vector modulator) 테스트 보드
Fig. 11. Test board of vector modulator.

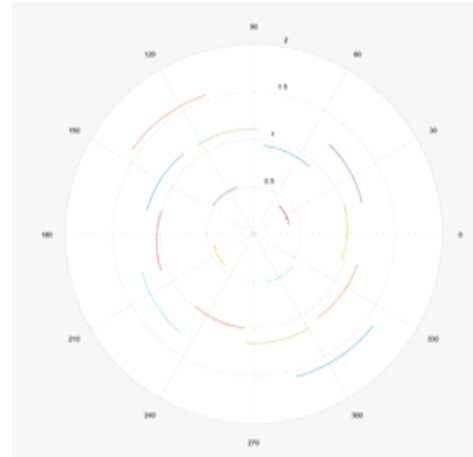


그림 12. 벡터 변조기(vector modulator) 측정 결과
Fig. 12. Measurement of vector modulator.

3-3 IFD 무전기 제작 및 실험

그림 13은 IFD 무전기 전체 회로 구조에 대한 블록도이다.

그림 14는 최종 제작한 IFD 무전기 보드이다. 그림 14에서 ①은 5 V 입력 부분이며, ②는 부스터(booster) 회로 부분으로 9 V를 만들어내며, ③은 SA58646 송수신 칩으로 RF 송수신을 담당하는 부분이다. ④는 아날로그 상관기 회로와 벡터 변조기를 통해 자기간섭 제거 신호를 생성하는 회로이고, ⑤는 서클레이터 부분을 나타내며, ⑥은

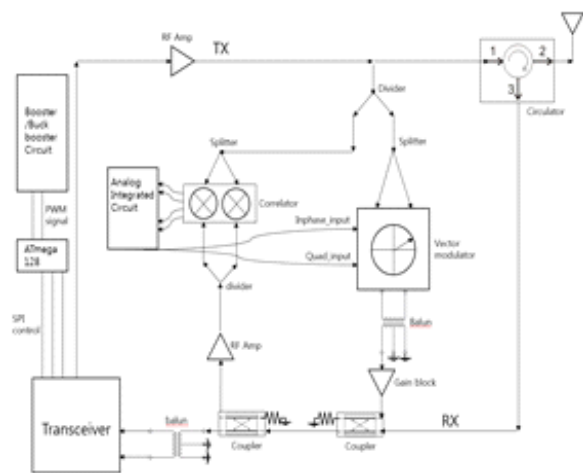


그림 13. FRS 대역 무전기 전체 block diagram
Fig. 13. FRS band radio full block diagram.

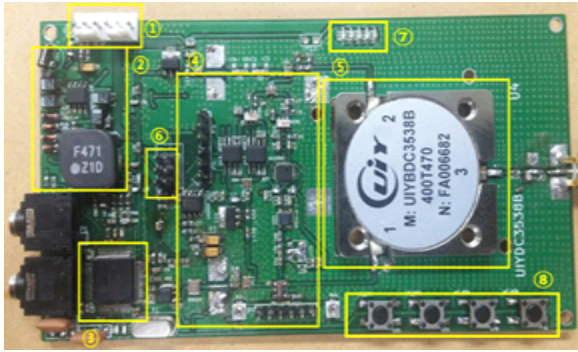


그림 14. 제작된 IFD 보드 앞면
Fig. 14. Front side of the IFD board.

Atmega128의 프로그램 다운로드 하기 위한 핀이다. ⑦은 반송파 채널 주파수 표시를 위한 LED이며, ⑧은 채널 주파수 변경을 위한 버튼과 볼륨 조절을 위한 버튼이다. 보드의 크기는 13.2×6.9cm이다.

그림 15는 제작된 IFD 보드의 뒷면을 나타내며, ⑨는 Atmega128 chip으로 SA58646칩의 제어와 부스터, 벡 부스터 회로제어의 역할을 하고 있다. ⑩는 벡 부스터(buck-booster) 회로로 5 V로부터 -5 V를 생성한다.

그림 16은 안테나 포트에서 측정한 RF 출력을 나타낸다. 모델의 RF 출력신호를 ADL5611로 증폭하여 최종 안테나 포트 출력은 17.2 dBm이 측정되었다.

그림 17은 자기간섭 신호 제거를 하지 않은 상태에서 측정한 자기간섭 신호의 크기를 측정한 그림이다. 출력이 17.2 dBm에서 측정한 자기간섭 전력이 -1.7 dBm이므로, 서큘레이터의 격리도 값은 18.9 dB이다.

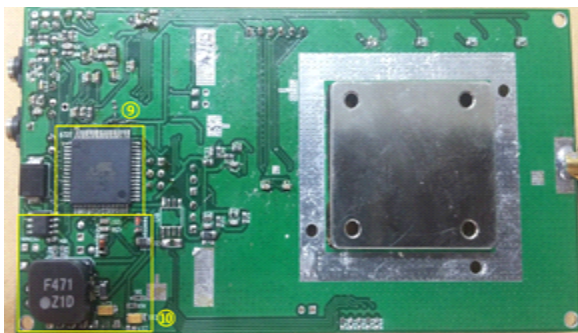


그림 15. 제작된 IFD 보드 뒷면
Fig. 15. Back side of the IFD board.

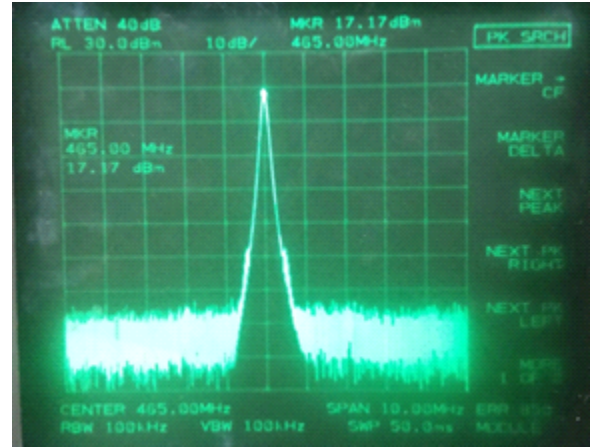


그림 16. 안테나에서 신호의 파워 측정
Fig. 16. Measurement of power level on antenna.



그림 17. Circulator의 격리도 측정
Fig. 17. Measurement of circulator isolation.

그림 18은 벡터 변조기의 동위상 (I_c)과 직교위상 (Q_c) 제어 신호를 각각 0 V에서 1.5 V까지 0.1 V 간격으로 바꾸면서 측정한 자기간섭신호 제거를 하고 남은 잔여신호의 파워이다. 그리고 그림 19는 동일한 조건에서 아날로그 상관기 회로의 상관값의 크기를 측정한 그래프이다.

그림 18과 19의 X, Y축은 각각 VM의 동위상 제어값, 직교위상 제어값이고, X : 0.4 V, Y : 0.8 V인 지점에서 자기간섭 신호가 최소가 되고, 동일한 지점에서 아날로그 상관값이 최소인 것을 확인할 수 있다. 이는 아날로그 상관기가 자기간섭 신호를 추정하고 있음을 알 수 있다.

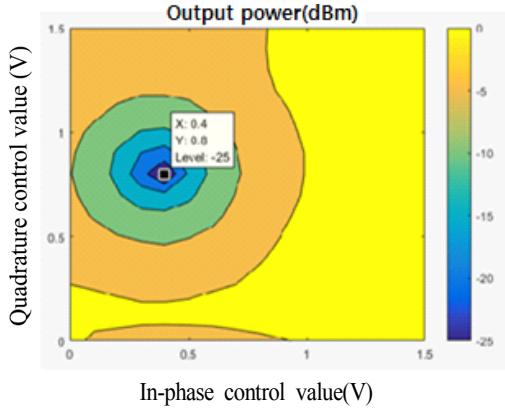


그림 18. 벡터 변조기 제어 값에 따른 자기간섭신호 출력 전력
Fig. 18. Self-interference power level by sweeping the VM control voltages.

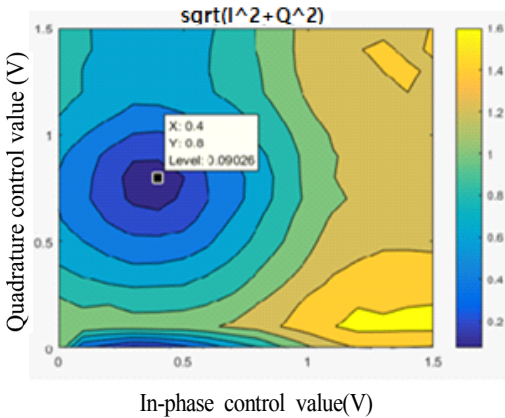


그림 19. 벡터 변조기 제어값에 따른 아날로그 상관 값의 크기
Fig. 19. Correlator output level by sweeping the VM control voltages.

그림 20은 아날로그 상관기를 이용하여 벡터 변조기의 동위상과 직교위상 제어 신호 (I_c, Q_c)의 값을 능동적으로 제어하도록 한 상태에서 자기간섭 신호가 제거된 상황을 보여주는 그림이다. -1.7 dBm은 안테나 출력 17.2 dBm에서 서큘레이터 격리도로 얻어진 값이고, -49.2 dBm은 벡터 변조기를 통해 자기간섭신호가 제거되고 남은 신호의 전력을 의미한다. 따라서 안테나에서 송출 전력이 17.2 dBm 이고, RF 자기간섭 제거를 통해 남은 자기간섭 전력 -49.2 dBm으로, 전체 자기간섭 제거 수준은 66.4 dB로 측정되었다. 마지막으로 표 1은 다른 시스템과의 차이를 보여준다.

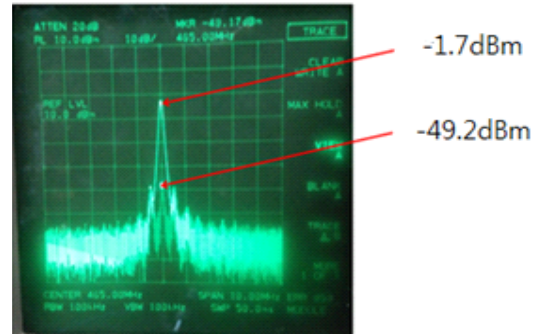


그림 20. IFD 보드 cancellation 그림
Fig. 20. Cancellation figure of IFD board.

표 1. 성능 비교표

Table 1. The comparison table of performance.

	This work	Ref. [3]	Ref. [7]	Ref. [8]
Center Freq.	465 MHz	2.45 GHz	2.56 GHz	2.4 GHz
Bandwidth	12.5 kHz	80 MHz	20 MHz	20 MHz
SIC level	66.4 dB	60 dB	53 dB	60 dB
Number of taps	1	16	12	2
control method	Analog	Analog	Analog	Digital

IV. 결 론

본 논문에서는 동일대역 전이중 방식을 위한 RF/아날로그 영역에서의 자기간섭 신호 제거 시스템을 설계하고, FM변조/복조 IFD 무전기를 개발하여 동작을 검증하였다.

무전기의 반송파 주파수는 465 MHz 대역을 사용하였으며, 송신과 수신을 동시에 하기 위해 서큘레이터를 이용하여 단일 안테나를 사용했다. 벡터 변조기로 자기간섭 신호의 제거에 필요한 추정 신호를 만들었고, 또한 벡터 변조기를 채널 변화에 능동적으로 제어하기 위하여 동위상과 직교위상을 가지는 아날로그 상관기를 사용하였다. 계측장비로 측정 결과, 서큘레이터의 격리도를 포함하여 66.4 dB 가량의 자기간섭 제거 수준을 얻을 수 있었다.

IFD 무전기를 이용한 실험에서는 한 쌍의 모듈 A, B를 만들어 2 m 거리에서 고정시켜 놓고, 각각 모듈을 동시 송신/수신 실험을 진행했다. 실험 결과, A에서 송신한 음원은 A에서 들리지 않고, B에서만 들리고, B에서 송신한 음원은 B에서 들리지 않고, A에서만 들리는 것을 확인

했다.

References

- [1] 김선애, 장갑석, 박병재, 이문식, 방승찬, "동일대역 전이중(In-band full-duplex) 방식 송수신기 기술 및 표준화 동향", *TTA Journal*, vol. 155, pp. 82-92, Sep. 2014.
- [2] 이지호, 장갑석, 김영식, "동일대역 전이중 통신을 위한 RF/아날로그 영역에서의 자기간섭 신호 제거 시스템 구현", *한국전자과학회논문지*, 27(3), pp277-283. 2016.
- [3] Dinesh Bharadia, Emily Mcmilin, and Sachin Katti, "Full Duplex Radios", *ACM SIGCOMM*, Aug. 2013.
- [4] DUPLO, "D1.1-System scenarios and technical requirements for full-duplex concept", <http://www.fp7-duploeu/index.php/>
- [5] Y.-S. Choi, Hooman Shirani-Mehr, "Simultaneous transmission and reception: Algorithm, design and system level performance", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 12, pp. 5992-6010, Dec. 2013.
- [6] K. E. Kolodziej, J. P. Doane, and B. T. Perry, "Single antenna in-band full-duplex isolation-improvement techniques", *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 15, no. 6, Jun. 2016
- [7] 이지호, 김영식, 장갑석, 김선애, 박병재, 주형식, 이문식, "동일대역 전이중(IFD) 방식의 자기간섭 신호 제거를 위한 RF FIR 필터 최적화", *대한전자공학회 학술심포지움 논문집*, pp. 95-98, 2014년 12월.
- [8] T. Huusari, Y.-S. Choi, P. Liikkanen, D. Korpi, S. Talwar, and M. Valkama, "Wideband self-adaptive RF cancellation circuit for full-duplex radio: Operating principle and measurements", in *Proc. Veh. Tech. Conf. (VTC-Spring)*, pp. 1-7, May 2015.

김 재 훈



2016년 2월: 한동대학교 전산전자공학부 (공학사)
 2016년 3월~현재: 한동대학교 정보통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] 무선통신시스템, RF/Analog IC 설계, 초고주파 회로설계

박 병 재



1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 2000년: University of Michigan Electrical Engineering and Computer Science (공학박사)

2000년: 삼성전자 통신연구소

2001년~2004년: 국립표준기술연구소

2004년~현재: 한국전자통신연구원, QUI대표

[주 관심분야] 무선통신, 분산형 MAC, 신호처리, 레이더 시스템

김 영 식



1993년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
 1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
 1999년 2월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
 1999년 3월~현재: 한동대학교 전산전자

공학부 정교수

[주 관심분야] 센서네트워크 개발, RFID, 무선 송수신용 RF/Analog IC 설계, 무선통신용 모델 설계, RF 전력증폭기 개발