

적응형 제어를 이용한 간섭 잡음 제거 기법

Intelligent Interference Cancellation using Adaptive Controller for Collocated Radios

□ 박용운, 김동현 / 삼성전자

요약

최근 TV 디지털 방송에 대한 많은 관심이 집중되면서 국내의 디지털 텔레비전 방송(Digital Multimedia Broadcasting: DMB)과 유럽의 디지털 텔레비전 방송(Digital Video Broadcasting: DVB)에 대한 기술 개발이 지속적으로 이루어지고 있다.

국내의 DMB는 지상파 DMB와 위성 DMB가 있고, 유럽의 DVB는 일반 방송국으로부터 가정용 또는 사무실용의 고정된 장치에서 수신을 하는 DVB-T와, 휴대 전화기나 휴대용 영상기기 등의 저전력, 이동성, 휴대성을 고려한 DVB-H가 있다. 또한, 휴대폰이나 PDA와 같은 휴대 통신단말기의 기능복합화 요구에 따라, 국내에서는 휴대폰에 TV 방송기능과 인터넷을 이용할 수 있는 네트워크 서비스가 내장된 단말기가 속속 출시되어 치열한 경쟁구도에 접어들고 있다.

이러한 시장요구에 부응하기 위해 다양한 분야에서 기능 복합화를 실현하고자 하는 "Ubiquitous Convergence화"가 급속도로 진행되고 있다. 그러나 단일 시스템에서 2가지 이상의 기능(GSM/GPRS & DVB-H)이 Convergence화 되어있을 경우, 시스템 상호간 간섭영향으로 각 장치의 기능 저하가 발생하고 있다. 특히, 동일 주파수대역 사용에 의해 발생하는 간섭영향에 대한 적절한 대응이 요구되는 시점이다.

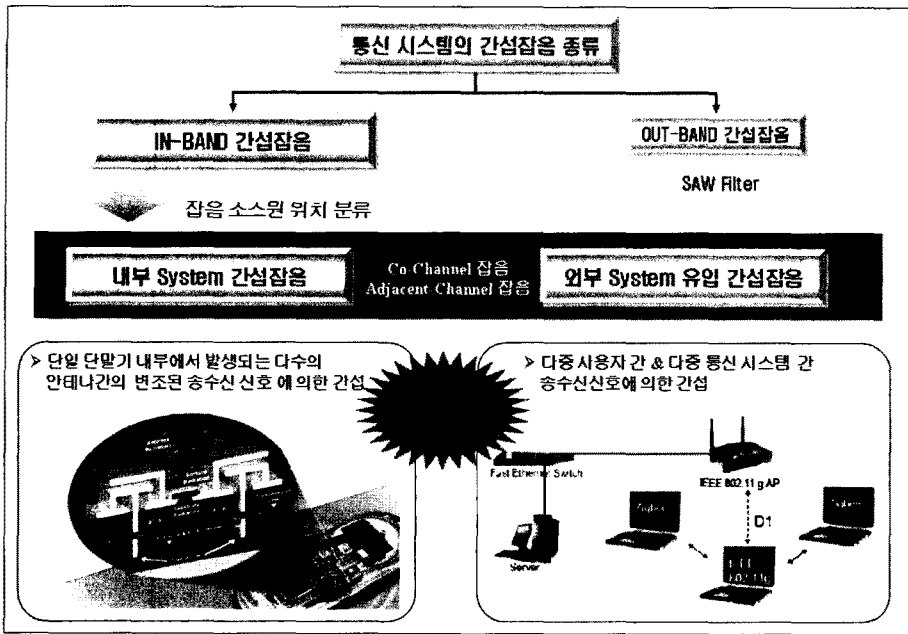
본 고에서는 무선 통신 분야 기술개발의 한 부분으로 부품의 초

소형화 및 동일 주파수대역 사용에 의해 발생하는 간섭영향을 제거하는 내용에 대해서 기술한다.

1. 서론

<그림 1>에 통신 시스템에서 발생하는 간섭 잡음의 종류를 나타내고 있다. 일반적으로 In-band/Out-band로 나눌 수 있으며 시스템 소형화 및 고기능 집적화로 인해 In-band에서 내부 system간 간섭 잡음이 성능열화의 원인이 되고 있다. 간섭 잡음의 예로서, 모듈(Note-PC, DVB-H, ISM), 시스템(MIMO, CR, WLAN/Zigbee)간의 간섭영향을 들 수 있다.

내부 System에서는 단일 단말기에서 2가지 이상의 기능(GSM/GPRS & DVB-H)을 지원하는 경우, 상호간의 간섭영향으로 각 장치의 수신감도를 저하시키는 현상이 발생하고 있으며 이에 대한 적절한 대응이 필요하다.



<그림 1> 통신시스템의 간섭 잡음 종류

이와 같은 다양한 간섭 잡음의 분야에서 동일 주파수대역 사용에 의해 발생하는 간섭영향을 제거하는 내용으로 GSM/DVB-H의 동일 단말기내 간섭잡음 제거 방안에 대해서 고찰한다.

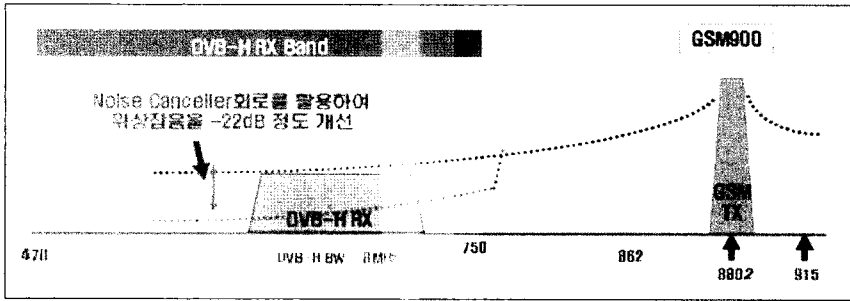
GSM은 Global System for Mobile communications의 약자로 현재 전 세계적으로 가장 많이 사용되고 있는 2세대 휴대전화 전송방식이다. 점차 휴대전화 기술이 발전하고 시장이 커지면서 사용자의 요구가 늘어감에 따라 휴대전화에 mobile TV, MP3, 카메라 등 여러 기능이 휴대전화에 통합되기 시작하였다.

이와 같이 휴대전화에 포함된 mobile TV 기능 중 하나는 DVB-H(Digital Video Broadcasting-Handheld)로서 이는 OFDM 기술을 기반으로 한 유럽등지에 보급된 세 가지 모바일 TV 전송기술 중 하나에 속한다. 그 중 DVB-H 기술은 크게 성공을 거둔 지상파 텔레비전 방송 규격인 DVB-T 시스템이 배

터리 전력으로 작동할 수 있도록 한 휴대용 버전이다.

<그림 2>는 간섭 잡음으로 작용하는 GSM Tx 신호와 DVB-H Rx. 신호의 간섭현상을 주파수축 상에 나타내었다. 휴대전화에 장착된 DVB-H 수신 칩을 통해 DVB-H 신호를 수신할 때에는 채널과 노이즈 및 경로손실로 인해 매우 미약한 전력을 가진 신호로 수신되는 반면, DVB-H 수신 안테나 가까이에 위치한 GSM 송신 안테나의 간섭 또는 주변에서 사용하는 GSM 휴대폰 신호의 간섭으로 인해 DVB-H 신호에 비해 매우 큰 전력을 갖는 GSM 송신 신호가 함께 수신된다. 이때 휴대전화 통화시의 GSM 송신 신호는 DVB-H 수신 신호보다 수십 dB 이상 큰 간섭 잡음으로 작용하여 DVB-H의 수신율을 크게 저하시킨다.

이와 같은 현상은 동일 단말기 내에 GSM 송신기와 DVB-H 수신기가 함께 존재하고 있으며 RF단에서의 두 안테나 간의 간섭 뿐만 아니라 DVB-H의



<그림 2> GSM Tx. 신호에 의한 DVB-H 간섭 잡음 현상

송수신에 사용되는 주파수 대역과 GSM의 송수신에 사용되는 주파수 대역이 서로 가깝게 위치하고 있기 때문에 발생한다. 따라서 DVB-H 신호의 수신 성능을 향상시키기 위해 인접채널의 GSM 간섭 잡음을 효과적으로 제거해야 한다.

본 고에서는 GSM/DVB-H의 동일 단말기내 간섭 잡음 제거 방안에 대한 연구로서, 2장에서는 GSM과 DVB 시스템 구조에 대해서 설명하고, 3장에서는 RF단에서의 Interference Cancellation 시스템 구조 및 측정 결과에 대해서 설명하고, 마지막으로 4장 맺음말에선 향후 간섭 잡음 제거 분야에서 개발되어야 할 관련 이슈들에 대한 논의를 한다.

II. GSM과 DVB 시스템 구조

1. GSM 개요

GSM(Global system for Mobile)은 세계에서 가장 인기가 있는 이동형 전화기 표준이다. GSM을 사용하는 지역은 전 세계 모바일 시장의 82%를 차지할 정도로 영향력이 크다. GSM은 변조방식이 디지털이기 때문에 2세대(2G) 이동형 전화기 시스템이라 불린다. GSM 표

준의 편제는 소비자와 네트워크 관리자에게 다른 스위칭 폰 없이 로밍을 할 수 있는 장점들을 제공한다.

2. GSM 시스템

1) GSM 신호 burst 구조

어느 나라에서는 GSM-900의 범위를 더 큰 주파수 범위를 커버할 수 있게끔 확장시켜서 사용한다. 그래서 확장형 GSM(E-GSM)은 880~915MHz (uplink)와 925~960MHz(downlink)를 사용하고 50개의 채널을 사용한다. GSM-900에서 사용되는 TDM은 RF채널당 8개의 full-rate 스피치 채널과 16개의 half-rate 스피치 채널을 사용한다. TDMA라 불리는 8개의 타임 슬롯을 가지고 있다. 그리고 채널 데이터 비율은 270.833[Kbit/s], 프레임 간격은 4.615[ms]이다.

예를 들어 GSM 05.05를 기준으로 GSM burst를 보면 한 burst가 148bits로 구성되어 있고, 한 burst가 아래와 같은 구조로 되어 있다.

```
[ TAIL | DATA | CTRL | TRAINING | CTRL |
  DATA | TAIL ]
[ 3 | 57 | 1 | 26 | 1 | 57 | 3 ]
[ TAIL ] = [ 000 ], [ CTRL ] = [ 0 ] 또는 [ 1 ]
```

2) GSM 변조방식

GSM의 변조방식은 GMSK(Gaussian minimum-shift keying)를 사용한다. GMSK는 반송파로 변조되어진 신호를 인접채널과의 간섭을 줄이기 위해 고안된 주파수 변조기에 들어가기 전에 가우시안 저대역 통과필터를 통과시켜서 매끄럽게 만들어 주는 변조 방식이다. 이 GMSK 변조기 블록도는 <그림 3>과 같이 나타내어진다.

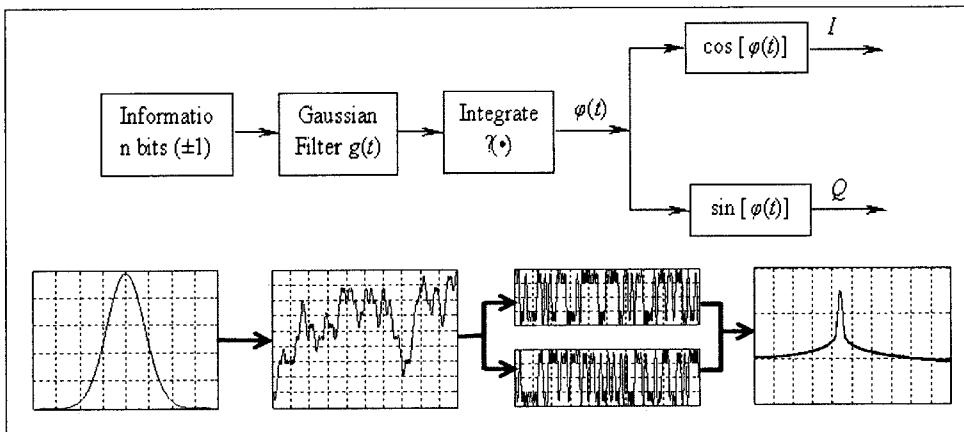
3) GSM 신호 전력레벨

GMSK 변조방식을 통해서 burst를 가지고 평균 전력을 계산하고 그것을 가지고 GSM 신호의 출력

전력을 측정할 수 있다. 그리고 MS(Mobile station)의 최대 전력과 최소전력은 아래의 <표 1>에서 보듯이 각 레벨 값으로 정의되어 있다.

4) GSM 타임 슬롯과 주파수 특성

GSM(Global System for Mobile Communication, originally Groupe Special Mobile) 신호는 TDMA 신호로서 타임 슬롯으로 시분할 되어 전송하는 시스템이다. <그림 4>, <그림 5>, <그림 6>에서는 DCS(Digital communications System), PSC(Personal Communications Service) 대역에서 타임 슬롯과 corresponding frequencies가 어떻게 배치되는지를

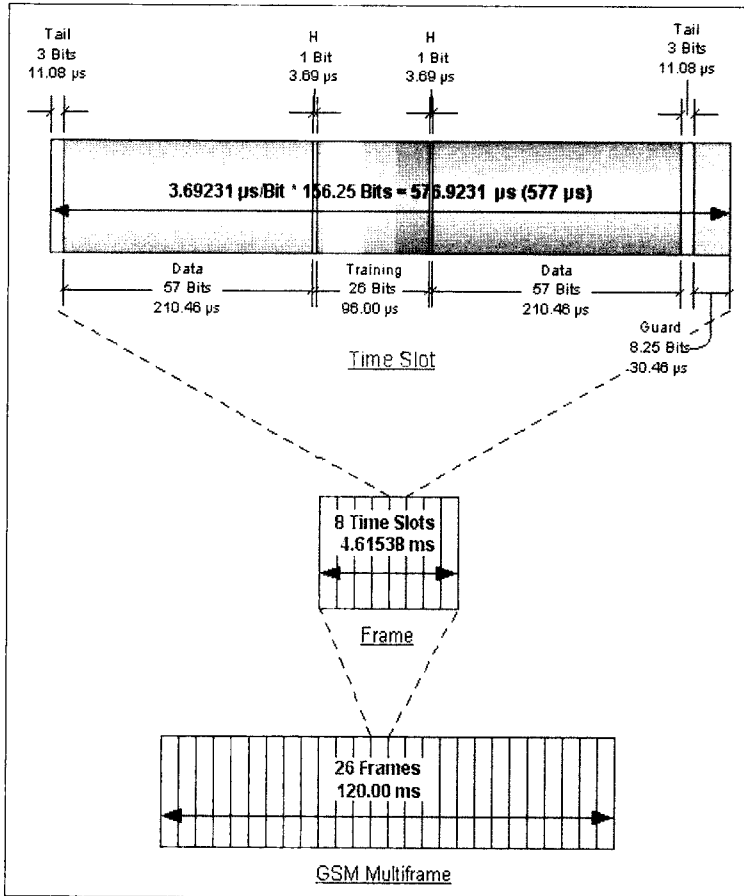


<그림 3> GMSK 변조기 블록도

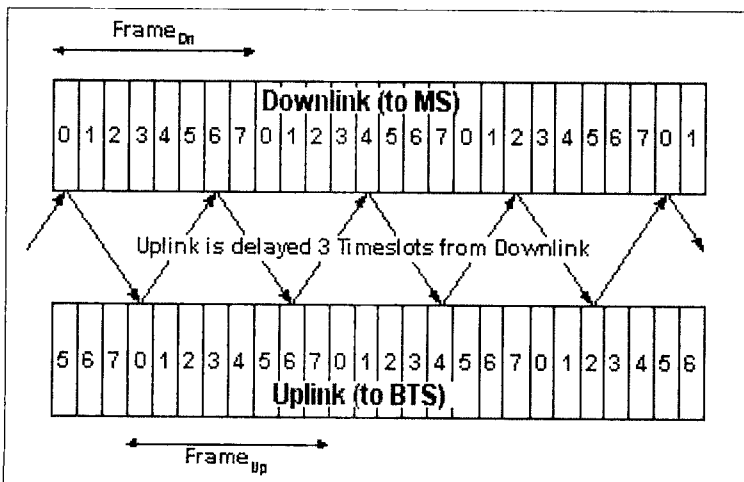
<표1> GMSK변조에 따른 최대/최소 전력값

Power class	GSM 400 & GSM 900 & GSM 850 Nominal Maximum output power	DCS 1 800 Nominal Maximum output power	PCS 1 900 Nominal Maximum output power	Tolerance (dB) for conditions	
				normal	extreme
1	-----	1 W (30 dBm)	1 W (30 dBm)	±2	±2,5
2	8 W (39 dBm)	0,25 W (24 dBm)	0,25 W (24 dBm)	±2	±2,5
3	5 W (37 dBm)	4 W (36 dBm)	2 W (33 dBm)	±2	±2,5
4	2 W (33 dBm)			±2	±2,5
5	0,8 W (29 dBm)			±2	±2,5

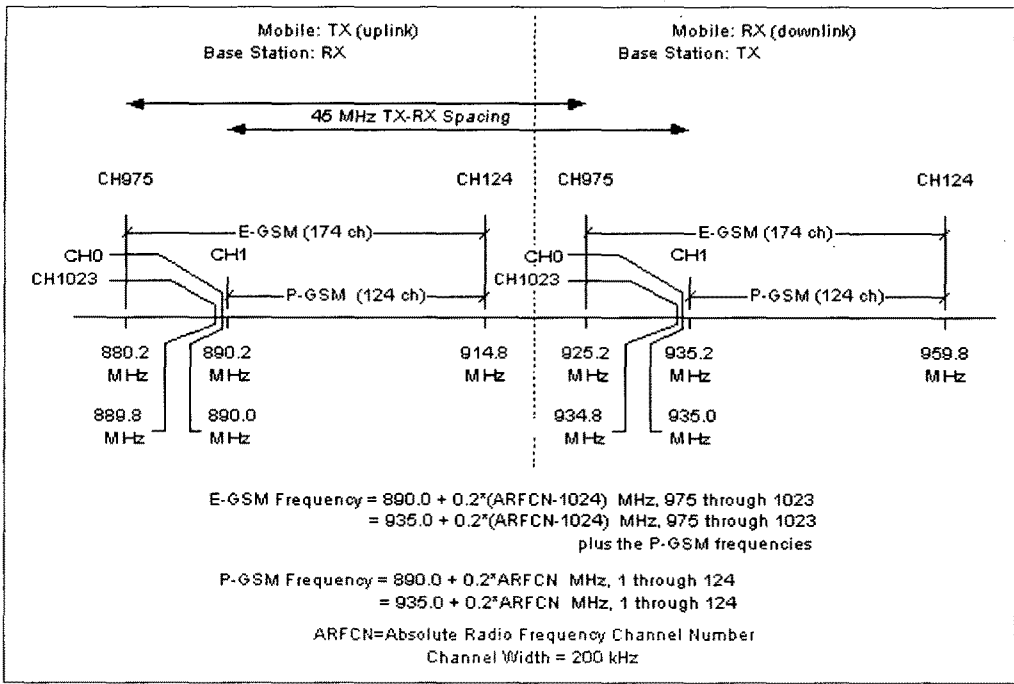
(* Reference : ETSI EN 300 910 *GSM Standard for Digital cellular telecommunications system(Phase2+); Radio transmission and reception*)



<그림 4> GSM 프레임구조



<그림 5> GSM 프레임 전송



<그림 6> GSM 900 주파수 대역

보여준다.

GSM Multi-frame이 기본단위이고, 이는 120ms 길이를 가진다. 각 Multi-frame 마다 26개의 frame 이 있으며, 각 frame의 길이는 4.61538ms (120ms/26)이다. 각 frame 내에는 576.92us의 길이를 가진 8개의 타임 슬롯이 있다. 결국, 타임 슬롯당 156.25 bit이 있고 각 비트는 3.69231us 이다.

3. DVB 개요

DVB-H(handheld)는 유럽식 디지털 비디오 방송의 표준이다. 디지털TV(DTV)는 방송신호를 디지털로 바꾸어 위성이나 지상파로 전송하고, 디지털수상기로 수신하는 방송방식이며 지상파 DTV 표준은 변조방식에 의해, 미국의 ATSC, 유럽의 DVB-

T(terrestrial) 및 일본의 ISDB-T가 있다. 그 중 DVB는 이동수신이 우수한 특성을 갖고 있다.

DVB의 변조 기술은 다수의 부 반송파를 사용하는 멀티캐리어 변조방식인 OFDM을 채택하여 각각의 주파수 도메인의 부반송파는 시간 도메인에서 저속으로 안정되어 있고, 많은 반송파를 사용함으로써 높은 전송속도 구현한다.

부반송파 개수에 따라 2K 모드와 8K 모드로 구분되어 있으며 데이터가 다수의 반송파에 분산되어 오류에 강인하다. 또한 OFDM 기술을 사용하여 가드 인터벌을 설정함으로써 다중경로 페이딩 영향을 경감하는 동시에 단일 주파수망을 구성하기에 용이하다. 따라서 다중경로의 영향이 적으므로 이동수신이 우수하며 전송 요구수준에 따른 120여 가지의 다양한 계층적 변조도 가능하다.

또한 OFDM의 특징인 주파수 활용 효율성 면에서 우수하고 단일주파수방송망(SFN) 구축이 용이한 장점이 있다.

DVB-H 기술의 기본 구조의 바탕이 되는 DVB-T에 대하여 정리한 뒤 DVB-H에 대해 기술하기로 한다.

4. DVB-T 시스템

1) DVB-T 시스템의 기본 구조

DVB-T 시스템은 기저대역 TV 신호를 MPEG-2 트랜스포트 MUX의 출력 단으로부터 채널로 전송되기까지 여러 기능을 가진 블록을 거치는 구조로 이루어져 있다. <그림 7>은 베이스라인 시스템의 인터페이스를 보여준다.



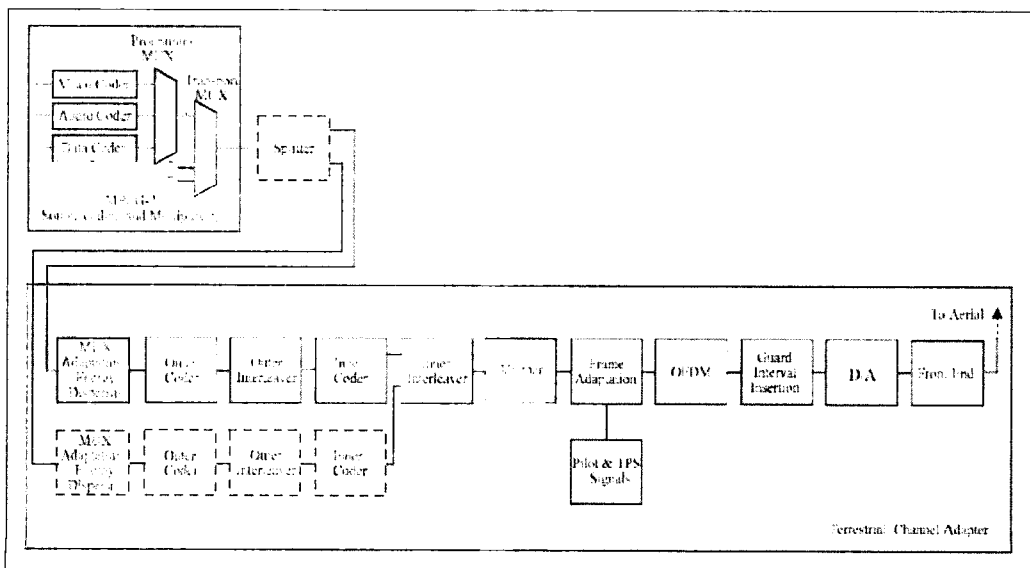
- 에너지 분산을 위한 transport multiplex adaptation and randomization

- outer coding (i. e. Reed-Solomon code);
- outer interleaving (i. e. convolutional interleaving);
- inner coding (i. e. punctured convolutional code);
- inner interleaving
- mapping and modulation
- Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) 전송.

이 시스템은 MPEG-2 부호화 된 TV 신호 ISO/IEC 13818과 바로 호환된다.

2) DVB-H 시스템

DVB-H는 DVB-T에 기반한 규격이며, DVB-T와 역호환성을 유지한다. 또한 DVB-T의 MPEG2 다중화기와 공유 가능하며 IP기반 서비스로서 휴대 단말의 배터리 소비전력을 절감하고, 보다 우수한 이동성 제공을 위해 DVB-T에 부가기능을 추가한 전송방식을 사용해 handheld 수신에 중점을 두고 있



<그림 7> DVB-T 송신기의 블록 다이어그램

다. 이에 따른 부가 기술은 다음과 같다.



- Time-Slicing : 배터리 소비전력 절감
- MPE-FEC(Multi Protocol Encapsulation-Forward Error Correction) : 임펄스 노이즈 내성 개선
- 4K-Mode : 이동성 및 망 설계 유연성

<그림 8>에서와 같이 DVB-H 리시버는 DVB-H 복조기와 DVB-H 단말기로 구성된다. 그리고 DVB-H 복조기는 DVB-T 복조기와 time-slicing 모듈 및 MPE-FEC 모듈이 포함된다.

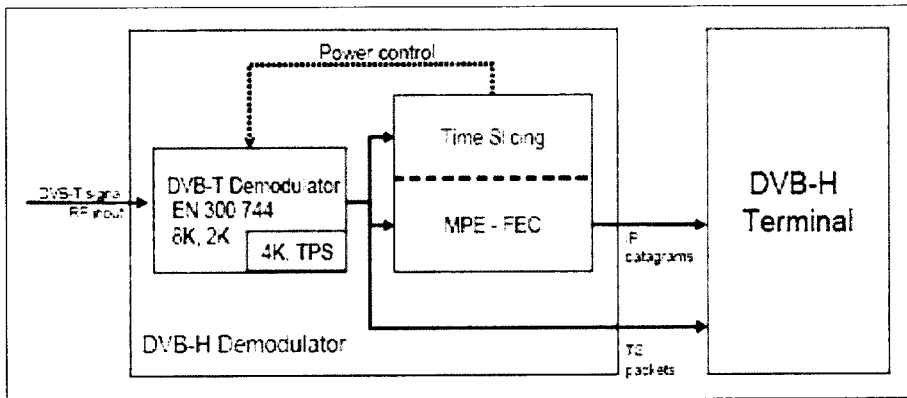
DVB-T 복조기는 수신된 DVB-T RF 신호로부터 MPEG-2 트랜스포트 스트림패킷을 뽑아낸다. 이때 TPS(Transmitter Parameter Signalling)에 따라 8K, 4K 및 2K의 세 가지 전송모드를 제공한다.

DVB-H의 time-slicing 모듈은 부드럽고 끊김 없는(seamless) 주파수적 핸드오버를 수행할 수 있게 할 뿐 아니라 수신기의 전력 소비를 줄일 수 있도록 한다. 그리고 DVB-H의 MPE-FEC 모듈은 물리계층 전송 중 발생할 수 있는 전방 에러 정정을 통해서 어려운 수신 환경에 대처할 수 있도록 한다.

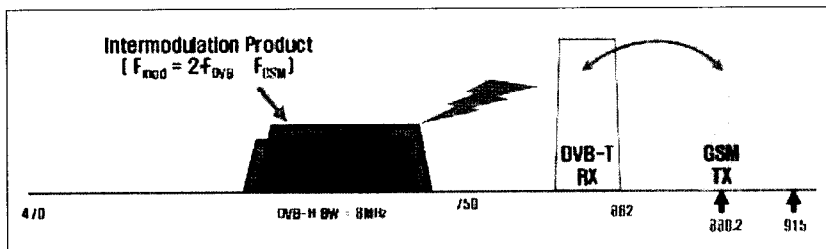
III. RF단에서의 Interference Cancellation 시스템 구조

1. GSM/DVB 시스템 간 간섭영향 개요

<그림 9>에서 보여지는 것 처럼 DVB-T신호와 GSM-T신호의 Inter-modulation 신호가 된다.



<그림 8> DVB-H 수신기의 개념적 구조



<그림 9> GSM/DVB 시스템 간 Intermodulation 현상

실제 GSM Tx.신호와 DVB-T신호의 주파수가 DVB-H의 수신대역과 다르다고 할지라도 이 2주파수 성분의 Intermodulation 성분이 DVB-H수신주파수 대역내에 발생하게 되며, 이로 인해 DVB-H의 미약한 신호보다 큰 간섭 잡음 신호로 작용이 되어 DVB-H 수신모듈의 수신감도를 저하시키게 된다.

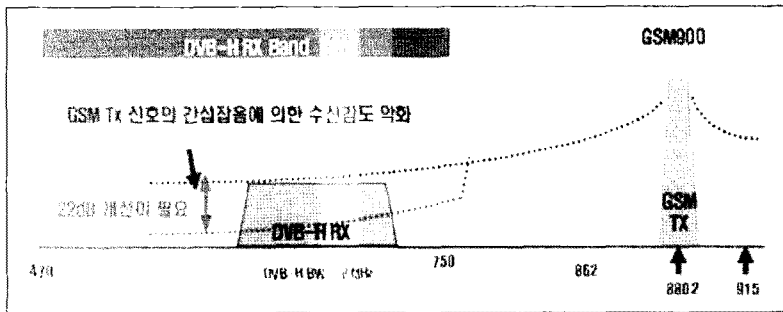
<그림 10>은 GSM Tx. 신호의 간섭 신호 성분에 대한 DVB-H 수신신호의 영향을 나타내고 있다.

GSM 단말기의 Tx. 신호가 방사될 때, GSM Tx. 주파수 외에 양쪽 Side-band에 Phase Noise 성분에 의한 간섭신호가 매우 크게 발생되며, 이러한 간섭 신호가 DVB-H의 수신대역에 전달되어 전체 DVB-H의

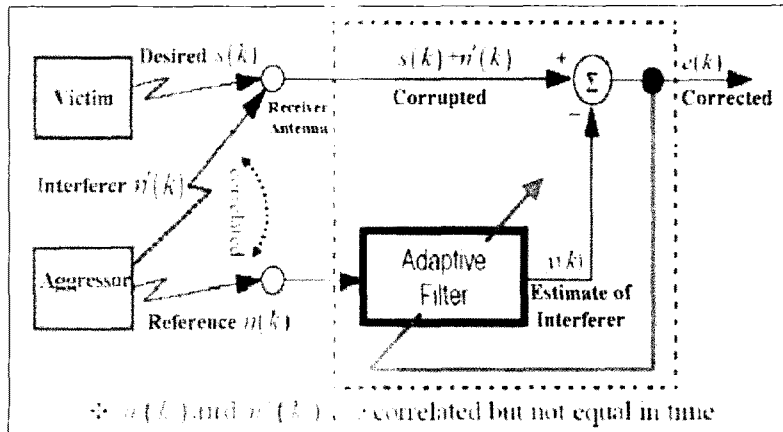
수신감도를 매우 악화시키게 된다. 실제, GSM/DVB-H 단말기에서의 수신 방송신호는 약 -80dBm 이하의 저전력 신호가 수신되며 이보다 높은 GSM Tx. 신호의 간섭 신호로 인한 성능저하에 대한 대책이 요구되고 있다. DVB-H의 수신감도 개선을 위해서는 최소 수신감도(minimum sensitivity)를 기준으로 약 -22dB 정도의 간섭 신호 제거가 필요하다.

2. 일반적인 간섭 잡음 제거 방식

간섭 신호에 의한 수신 성능의 저하를 해결하기 위한 방법으로, 간섭 신호의 원인이 되는 기준 신호



<그림 10> GSM Tx. 신호의 간섭 잡음 영향



<그림 11> 일반적인 간섭 신호 제거 시스템 구성

를 추출하여 위상을 반전시킨 후 간섭 신호와 더함으로써, 간섭 신호를 제거하는 방법들이 1970년대 이후 오랫동안 연구되어 왔다[1]. <그림 11>은 일반적인 간섭 잡음 제거 시스템에 대해서 나타내었다.

이와 같은 방식을 따르는 간섭 신호 제거 시스템은, RF 영역에서 연구가 진행되어 왔다. 특히, diversity antenna를 통한 수신신호의 차별화 및 부스팅 기능이 대표적이라고 할 수 있다. 시스템 구성의 주요 특징으로는, 기존 시스템 변경을 최소화하기 위해 Direct power detection 방식을 사용하고 있다.

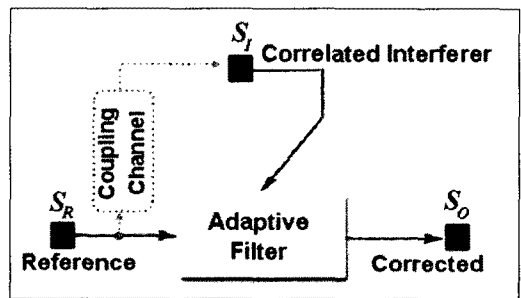
간섭 신호(Interferer) 제거 방법은, 수신 신호와 간섭 신호가 합쳐진 전체 신호 전력이 최소화 되도록 합산기의 출력 신호 $e(k)$ 를 적응형 필터(adaptive filter)에서 미분하는 방식을 이용한다. 즉, 전체 전력이 최소화 될 때, 간섭 신호 $n(k)$ 은 기준 신호 $n(k)$ 과 상쇄되며 이때 수신하고자 하는 신호(Desired) $s(k)$ 가 검출되도록 하는 제어 방식이다. 이 방식은 간섭 신호(Interferer)나 기준 신호(Reference)의 전력이 미약할 때는 전체 전력의 최소점을 찾기가 어렵기 때문에 수신 신호가 미약한 휴대 단말기 등의 시스템에서는 큰 효과를 기대하기 어렵다. High-power detection이 가능한 유선망이나 휴대 단말에 비해 전력이 큰 중계기 등에 응용 가능하다.

3. 제안된 간섭 잡음 제거 방식

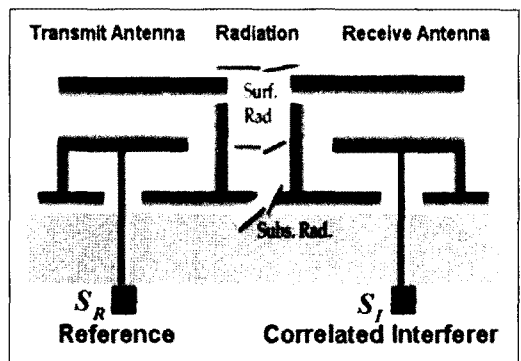
저전력 시스템에서도 간섭 잡음에 의한 수신 성능 저하를 해결하기 위한 방법으로, 간섭 신호가 발생하는 채널의 고유 특성을(위상 지연과 진폭 감소) 추정하기 위하여 간섭 신호의 기준 신호에 대한 진폭차 ΔV 및 위상차 $\Delta\theta$ 를 독립 제어 변수로써 검출하고, 그 차를 선형 대수적으로 상쇄시키는 부궤환

제어부를 구성하였다. 또한, 위상고정루프(Phase-Locked Loop)에서 보편적으로 사용하는 위상검출기(Phase Detector)를 사용하여 위상차 $\Delta\theta$ 의 검출 효율을 높임으로써, 저전력 간섭 신호 제거 기능을 향상시켰다.

이 방식은 저전력 간섭 신호 제거의 관점에서 그 효과도 상대적으로 우수하다.

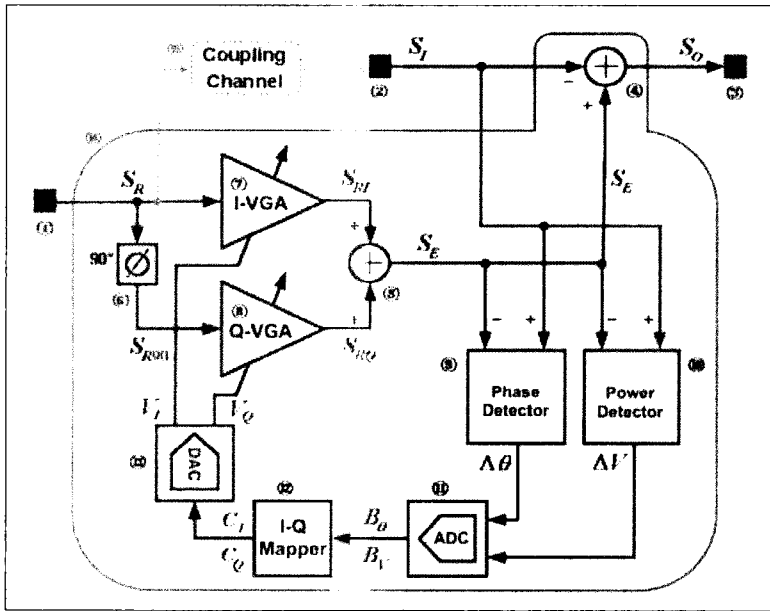


<그림 12> 제안된 간섭 신호 제거기 상위 구성도



<그림 13> 결합 채널의 물리적 모델 예시

<그림 12>는 저전력 간섭 신호 제거기의 적용 개념을 나타낸 것으로, 적응형 필터부 입력 단자(S_I , S_R), 출력 단자(S_O) 및 결합 채널 모델이 연결 구성된다. 제거하고자 하는 간섭신호(S_I)와 기준 신호(S_R)는, 신호 간에 결합 채널 모델에 의한 위상과 진



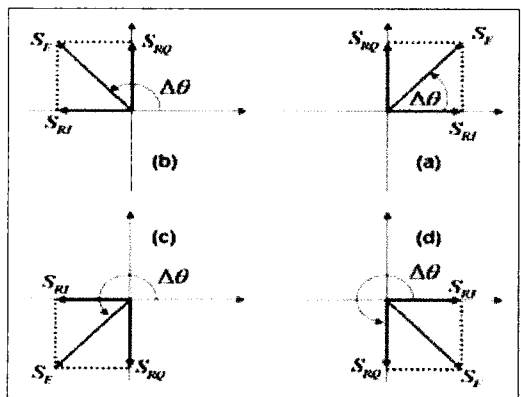
<그림 14> 적응형 제어블록(Adaptive Controller)

폭의 변화를 제외한 다른 특성의 변화는 없는 것으로 가정할 수 있는데, 이는 <그림 13>의 결합 채널 모델이 수동소자에 의해 구성되기 때문이다. 적응 필터부 두 입력 신호들의 위상을 서로 동기시키고, 진폭을 등화시킨 후 서로 차감한 신호 S_0 를 출력한다.

적응형 제어 블록의 상세 구성과 동작 원리에 대하여 <그림 14>에 나타내었다. 적응형 필터부 제어 블록의 합산기에서 시작하여 DAC(Digital-to-Analog Converter)에 이르는 요소들로 연결 구성된다.

<그림 13>과 같이 결합 채널 모델에 의해 임의의 위상 및 진폭 관계를 갖는 기준 신호(S_R)와 간섭신호(S_I)가 적응형 필터부의 단자에 입력되어 기준 신호(S_R)는 90° 직교 위상 지연기에 의해 위상 지연된 신호 $S_R - 90$ 을 생성한다. S_R 및 $S_R - 90$ 은 직교 가변 이득 증폭기(VGA)에 의해 증폭되어 I/Q 신호($S_{I/I}$, $S_{I/Q}$)가 된다. 이때 가변 이득 증폭기의 가변 이득은 선형 합산기의 출력 신호(S_E)와 간섭신호(S_I)간의

위상 및 진폭차에 따라, 선형 합산기(5)의 출력 신호(S_E)가 <그림 15>의 사분면의 위치에 분포하도록 하는 값을 갖게 된다. 선형 합산기(5), 90° 직교 위상 지연기(6), 직교 가변 이득 증폭기(7, 8)로 이루어지는 구성부를 I-Q 변조부라 한다. 한편, 위상



<그림 15> I-Q 변조부의 활성 사분면과 $S_{R/I}$, $S_{R/Q}$ 및 S_E 페이저 다이어그램

	$\Delta\theta$	$\Delta\theta_D$		$\Delta\theta' \downarrow$		$\Delta\theta' \downarrow$		S_F
		S_{RI}	S_{RQ}	S_{RI}	S_{RQ}	S_{RI}	S_{RQ}	
(a)	$0^\circ \sim 90^\circ$	+	+	+	-	↑	+	I
(b)	$90^\circ \sim 180^\circ$	-	+	-	+	-	↑	II
(c)	$180^\circ \sim 270^\circ$	-	-	-	-	↑	-	III
(d)	$270^\circ \sim 360^\circ$	+	-	-	-	+	↑	IV

<그림 16> 위상 변화와 직교 가변 이득 증폭기(VGA) 이득과의 관계

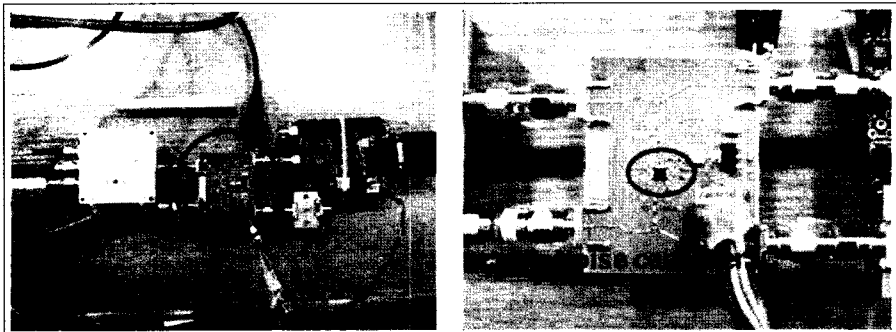
검출기(⑨)와 전력 검출기(⑩)로 구성되는 검출부는 선형 합산기(⑤)의 출력 신호(S_p)와 간섭신호(S)간의 초기의 위상과 진폭의 차 $\Delta\theta$ 및 ΔV 를 검출한 후, 신호 변환부인 ADC를 거쳐 이진수의 디지털 신호 B_R 와 B_I 로 변환된다.

제어부에 해당하는 I-Q Mapper는 디지털 신호(B_R, B_I)로 변환된 위상 및 진폭차 $\Delta\theta, \Delta V$ 가 감소하는 방향으로 제어 신호(C_I, C_Q)를 출력하고, 신호 변환부인 DAC를 거쳐 연속 신호(V_I, V_Q)로 변환한 후, 가변 직교 증폭기(VGA)의 이득을 조절하게 된다. 이러한 과정은 편차 신호 $\Delta\theta$ 및 ΔV 를 최소화하는 반복적인 제환(Feedback) 과정으로써, I-Q

Mapper를 중심으로 변조부, 신호 변환부 및 검출부와 연동하여 궁극적으로 출력 신호(S_F)의 페이저가 간섭신호(S)의 페이저에 일치될 때까지 <그림 16> 같은 제어 과정이 진행된다. 따라서 합산기(④)에 의해 위상과 진폭이 일치된 출력 신호(S_p)와 간섭신호(S)를 차감하게 되면, 간섭신호(S)가 제거된 신호를 얻을 수 있게 된다.

4. 간섭 잡음 제거 시스템 테스트 환경

본 절에서는 제안된 간섭 잡음 제거 Analog Core 시스템의 테스트 내용에 대하여 기술한다. 이번 테



<그림 17> Analog Core 시스템 테스트

<표 2> 테스트 결과

	Only DVB-H	DVB-H & GSM		DVB & GSM & N/C
		channel loss = 0dB	channel loss = -25.5dB	Channel loss = -25.5dB
Sensitivity	-93.5dBm	-66.7dBm	-85.9dBm	-90.7dBm

스트를 위한 구성은 아날로그 코어 부분의 설계 및 테스트에 관한 것이다(현재, 적응형 필터부의 설계는 진행 중임).

<그림 17>에 Analog Core 시스템의 테스트 환경을 나타내었다. GSM Tx 신호로 공급된 전력은 14dBm (@880MHz)을 가정하였으며, 감쇄기와 결합기의 채널 손실을 -25.5dB로 설정하여 테스트하였다.

<표 2>의 테스트 결과를 참조하면, DVB-H 신호만 수신하였을 경우 -93.5dBm의 수신감도(Sensitivity)가 요구된다. GSM Tx. 신호의 간섭이 작용했을 경우, 채널 손실 정도에 따라 -85.9 ~ -66.7dBm의 수신감도가 요구되는 결과를 얻을 수 있었다. 마지막으로 제안된 간섭 잡음 제거 시스템을 적용한 결과, 채널 손실을 최대로 가정해도 GSM Tx. 신호에 의해 간섭이 발생하지 않을 때 DVB-H의 수신감도에 근접한 값을 얻을 수 있었다. 이 결과를 통해 GSM과 DVB-H 안테나 간 이격 거리 및 propagation loss 등에 따른 일반적인 채널 손실 값을 감안했을 경우, 15dB 이상의 간섭 잡음비(Cancellation Ratio or SIR-Signal to Interference Ratio)를 얻을 수 있었다.

IV. 맺음말

본 고는 통신 시스템의 소형화 및 고기능 집적화

로 인해 In-band 내에서 내부 시스템의 간섭 잡음으로 인한 성능열화 문제에 대한 것으로, 단일 단말기에서 2가지 이상의 기능(GSM/GPRS & DVB-H)을 지원하는 내부 시스템의 간섭 잡음 제거의 예로, GSM/DVB-H 단말기의 간섭 잡음 제거 방안에 대해 기술하였다.

이러한 간섭 잡음 문제는 DVB-H의 주파수 대역과 GSM의 주파수 대역이 인접해 있기 때문이며 DVB-H에서 수신되는 DVB-H의 신호 전력이 매우 미약한 반면 GSM Tx. 신호는 송신 안테나로부터 방출되는 송신신호 전력이 매우 크기 때문이다. 따라서 단말기 내부에서 차폐(shielding)나 부품 간 이격 등의 방법은 Ubiquitous Convergence화에 따른 고기능 집적화의 요구에 따라 근본적인 간섭 잡음 제거의 해결책이 될 수 없으며 어느 정도 간섭 신호의 영향을 차단하더라도 GSM 송신신호와 DVB-H 수신 신호의 큰 전력차이로 인해 GSM의 간섭 신호 성분이 남게 되어 DVB-H 방송 신호의 수신 성능을 크게 저하시킬 수 있다. 종래의 간섭 잡음 제거 방식은 rejection filter를 사용 차폐(shielding)방법이나 Diversity Antenna 등을 사용한 signal boosting 기법이 사용되어져 왔으며, 최근에는 간섭 잡음이 되는 신호를 참조하여 기준 신호와 간섭 신호가 합쳐진 상태에서 미분을 통해 최소값을 찾는 방식이 제안되어 왔다. 하지만, 이러한 방식은 저전력 기준 신호(DVB-H)에 대한 검출 및 제어가 어렵

다는 단점이 있다.

이런 단점을 극복하기 위해 Low-noise ADC를 포함한 적응형 필터를 설계함으로써 RF단에서 간섭 잡음 신호 제거가 가능한 아키텍처를 제안했다. 간섭 잡음 제거 시스템의 Analog Core 시스템의 테스트를 통해, 약 15dB 이상의 간섭 잡음 제거의 효과를 확인하였으며, 현재 설계중인 적응형 필터부를 포함한 전체 간섭 잡음 제거 시스템의 테스트가 진행될 예정이다.

향후, RF단에서의 간섭 잡음 제거 방안 외, Baseband단에서 DSP를 이용한 기법으로 적응형 필터 알고리즘에서 사용되고 있는 Wiener Filter 및

CLMS (Constrained Least Mean Square) 방법을 적용한 간섭 잡음 제거 방안을 제안할 예정이다.

본 고에서는 통신 단말에서 발생하는 간섭 잡음 제거 방법의 기초가 될 수 있는 Active Interference Cancellation 방법에 대해서 다루었다. 이러한 간섭 잡음의 테스트 결과를 바탕으로 시스템 레벨(WLAN/ZigBee, CR etc.)에서의 간섭 잡음 문제를 해결할 수 있는 방법을 제안할 필요가 있다.

향후 진행될 여러 통신 시스템의 표준화 및 시장의 요구사항에 따른 간섭 잡음 문제의 해결을 위해 RF단과 Baseband단에서 Hybrid된 형태의 간섭 잡음 알고리즘 및 아키텍처가 추가로 개발되어야 한다.

참고 문헌

- [1] Bernard Widrow, John R. Glover, "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications", Proceeding of the IEEE Vol. 63 No. 12, December 1975.
- [2] DVB-H Standard Technical Report: ETSI EN 300 910 "GSM Standard for Digital cellular telecommunications system(Phase 2+); Radio transmission and reception"
- [3] DVB-H Standard Technical Report: "ETSI TR 102 377 Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation Guidelines", "EICTA/TAC/ MBRAI-02-16 Front-end and Antennas External Specification based on Mobile and Portable DVB-T Radio Access Interface Specification"
- [4] E. Gebara, M. M. Tentzeris, and J. Laskar, "An integrated CMOS interference canceller for MIMO systems", 34th European Microwave Conference 2004, October 2004.
- [5] Anand Raghavan, "Analysis and Design of an Interference Canceller for Collocated Radios", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 11, November 2005.
- [6] G. Marsh, and T. Sutton, "Analog active cancellation of a wireless coupled transmit signal," United States Patent No. US 6,539,204 B1, March 2003.
- [7] John G. Kraemer, "EMC Analysis of Collocated UHF Frequency Hopping Systems Employing Active Noise Cancellation", IEEE, 1995.

필자소개



박용운

- 1996년 : 인하대학교 전기공학과 (공학사)
- 1998년 : (주)효성중공업 자동화사업부
- 2004년 : 일본 東北(Tohoku) 대학교 전자공학과 (공학석사)
- 2007년 : 일본 東北(Tohoku) 대학교 전자공학과 (공학박사)
- 2007년 ~ 현재 : 삼성전기 중앙연구소 책임연구원
- 주관심분야 : Noise Cancellation algorithm/architecture, 60GHz용 High-speed ADC, Cognitive Radio



김동현

- 2001년 : 버지니아 공대 공학석사
- 2003년 : 삼성전기 중앙연구소입사. 現) 수석연구원
- 주관심분야 : Noise Cancellation algorithm/architecture, Software GPS