GSM과 DVB-H의 복합 단말에서 디지털 필터를 적용한 GSM 간섭 신호 제거 기법

Effective GSM Interference Cancelling Techniques Using Digital Filter for the Collocated GSM and DVB-H Terminal

박평주 · 박용운* · 서명환 · 이병섭

Pyung-Joo Park · Yong-Woon Park* · Myung-Hwan Seo · Byung-Seub Lee

요 약

DVB-H 수신기가 내장된 GSM 900 방식의 휴대전화 단말은 두 개의 통신 시스템이 공존하고 있어 GSM 신호의 간섭으로 인해 DVB 방송 신호의 수신 성능이 저하되는 현상이 발생한다. 본 논문에서는 GSM과 DVB-H 복합 단말에서 DVB-H 수신기로 간섭을 일으키는 GSM 신호를 제거하기 위해 DSP 기법을 이용한 디지털 필터를 적용하여 DVB-H 수신기의 성능을 높일 수 있는 시스템을 제안한다. DVB-H 수신기의 복조단에서 GSM 변조 신호와 OFDM 신호의 특성이 서로 다른 점을 이용한 잡음 제거 필터링 알고리즘으로 DVB 신호와 함께 유입된 GSM 신호의 간섭 성분을 제거함으로써 DVB 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다.

Abstract

The phenomenon degrading reception performance of DVB broadcasting signal is caused by collocation of plural communication modules in the GSM-900 cellular phone with a built-in DVB-H receiver. This paper offers how to improve performance of the DVB-H receiver by applying digital filter that is using DSP techniques to cancel GSM signal interfering to the DVB-H receiver which is collocated in a single user's GSM terminal. In the demodulation part of the DVB-H receiver, the DVB reception performance can be greatly improved by removing interference components of GSM signal, which is flowed with DVB signal, to the noise cancellation filtering algorithm using difference of characteristics between GSM modulated signal and OFDM signal.

Key words : GSM, DVB-H, DSP, Digital Filtering, Adaptive Filter, OFDM

I. 서 론

최근의 기술 경향은 다양한 통신 기술이 하나의 시스템으로 활발하게 융합되는 모습을 보이고 있다. 이러한 추세에 발맞추어 수많은 복합 휴대 전화 단말이 시장에 선보이고 있으며, 다양한 스마트폰이 출시되고 있다. 유럽 등지에서는 GSM(Global System for Mobile) 방식의 휴대전화가 널리 사용되고 있으며, DVB-H(Digital Video Broadcasting-Handheld) 수신기가 내장된 GSM 복합 단말이 개발되고 있다.

GSM은 전세계 모바일 시장의 80 % 가량을 차지할 정도로 영향력이 큰 이동형 전화기 표준[1]으로서 GMSK(Gaussian Minimum Shift Keying) 또는 8-PSK의 디지털 변조 방식을 사용하는 2세대(2G) 이동전화 시스템이다. 그 중 GSM/EDGE 900 시스템은 900 MHz 대역을 사용하는 GSM 표준 중의 하나이다.

한국항공대학교 통신공학과(Information and Telecommunication Engineering, Korea Aerospace University)
*삼성전기중앙연구소(R&D Institute/WS Lab.(SoC), Samsung Electro-Mechanics Co., Ltd.)
· 논 문 번 호 : 20090128-012
· 수정완료일자 : 2009년 7월 1일

DVB-H는 휴대전화 기술 발전 및 시장 확대와 함께 등장한 이동형 디지털 TV 방송의 전송 표준으로 유럽 등지의 많은 국가에서 사용되고 있다. 이는 OFDM 기술을 기반으로 한 지상파 디지털 TV 방송의 전송 표준인 DVB-T의 핸드헬드(handheld) 버전으로서 DVB-T 기술 표준을 기반으로 이와 역호환성을 유지하며 배터리 전력으로 시스템을 작동하기 위한 time-slicing 기법과 MPE-FEC 코딩을 추가하여 우수한 이동성을 제공한다[2].

GSM 휴대전화와 DVB-H 수신기 등 복수의 무선 시스템이 하나의 소형 단말에 융합되는 과정에서 송수신 모듈과 여러 안테나가 서로 인접하여 위치하게 되어 간섭이 발생하는 설계상의 문제가 뒤따른다. 특히 DVB-H의 주파수 대역과 GSM900의 주파수 대역은 서로 근접해 있을 뿐만 아니라 GSM과 DVB-H의 복합 단말에서 DVB-H 수신 안테나 통해 수신되는 DVB 방송 신호는 전송 채널의 경로 손실 및 잡음으로 인해 매우 미약한 전력을 갖는 반면에, DVB-H 수신 안테나에 인접한 GSM 송신 안테나로부터 송출되는 GSM 신호는 DVB 방송 신호에 비해 수십 dB 이상 큰 전력을 갖기 때문에 휴대전화 통화시의 GSM 송신 신호는 DVB 수신 신호에 대해 인접 대역 간섭 잡음으로 작용하여 DVB-H 수신기의 수신 성능을 크게 저하시킨다[2]~[5]. 따라서 복합 단말 내에서 DVB 방송 신호의 수신 성능을 향상시키기 위해서는 인접한 GSM 안테나로부터 유입되는 간섭 잡음을 효과적으로 제거하기 위한 방법이 요구된다.

GSM 간섭 문제를 극복하기 위해 기존에 제안된 방법 중 하나로 DVB-H 표준에서 GSM rejection filter을 DVB-H 수신기의 복조단(demodulation part) 앞에 삽입하는 개념[2],[3]이 제시되었지만, 이 방법은 DVB-H 수신기로 유입되는 GSM 간섭 신호의 요구 감쇄율을 완전히 만족시킬 수 없고 잡음 지수(noise figure)를 증가시키기 때문에 DVB 신호의 품질이 저하되어 수신 가능한 채널이 줄어들게 된다[2]~[5]. 이외에도 RF단에서 안테나[6] 및 아날로그 대역 통과 필터[7],[8]를 사용하는 등의 방법이 제안되었으나, 이들 역시 성능의 한계를 보인다. 기존에 제안된 방법은 DVB-H 수신기 외부에 별도로 아날로그적인 간섭 제거 기법이 추가되는 구조인 반면에 본 논문에서는 이들과 다른 접근 방법으로서 SoC(System on Chip) 형태로 제작된 디지털 칩셋인 DVB-H 수신기의 내부에 DSP(Digital Signal Processing) 기법에 의한 간섭 제거기를 적용하여 GSM 간섭 잡음 성분을 제거하는 시스템을 제안하였다.

논문의 Ⅱ장에서는 GSM과 DVB-H의 복합 단말 환경에서 발생하는 간섭 문제와 GSM 및 DVB 신호의 특성에 대해 기술하였다. Ⅲ장에서는 디지털 필터를 적용한 DVB-H 수신 시스템과 GSM 간섭 잡음 문제를 해결하기 위한 기법을 제시하였다. Ⅳ장에서는 모의실험을 통해 간섭 잡음의 영향을 살펴보고, 모의실험 모델에 제안된 간섭 제거 기법을 적용하여 성능을 비교 분석한 뒤, Ⅴ장에서 결론을 내리도록 한다.

Ⅱ. 기존의 GSM/DVB-H 복합단말 환경

DVB 신호는 그림 1에서 볼 수 있듯이 474~858 MHz(69 채널)의 주파수 대역에 위치하며, GSM900 셀룰러 시스템은 DVB 주파수 대역과 매우 인접한 900 MHz 근처 대역을 사용한다. 특히 GSM900 시스템의 업링크는 880~915 MHz 대역에 위치하기 때문에 그림 2와 같이 DVB-H 수신기와 GSM 송신기가 동일 단말에 공존하는 환경에서 GSM 송신 신호는 DVB-H 수신기의 인접 채널 간섭 요소로 작용하게 된다[2]~[5].

GSM900 복합 단말 환경에서 GSM 송신 안테나와 DVB-H 수신 안테나는 회로적으로 매우 가깝게 위치하며, DVB 신호는 DVB-H 수신 안테나를 통해 약 −90 dBm[5]의 매우 미약한 전력으로 수신되는 반면에 GSM 송신 신호는 GSM 송신 안테나로부터 약 33 dBm(2 W)[9] 가량의 높은 전력으로 송출된다. 여기서 두 안테나의 결합 손실(coupling loss)을 10 dB로 고려하면 GSM 송신 신호는 23 dBm 가량의 전력으

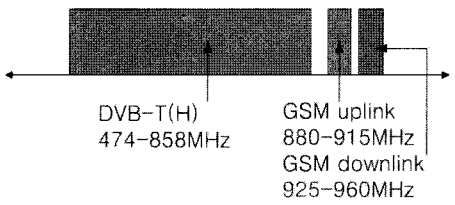


그림 1. GSM과 DVB 신호가 위치하는 주파수 대역
Fig. 1. GSM signal and DVB signal in adjacent frequency band.

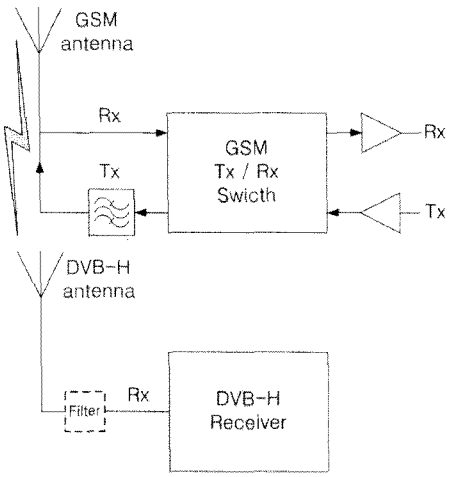


그림 2. GSM과 DVB-H 수신기가 공존하는 복합 단말
Fig. 2. A GSM terminal which is collocated with DVB-H receiver.

로 DVB-H 복조단에 DVB 신호와 함께 유입되기 때문에 GSM 신호의 전력이 DVB 신호에 비해 수십 dB 이상 큰 간섭 잡음으로 작용하여 DVB-H 수신기의 수신 성능을 크게 떨어뜨린다[2]~[5].

이러한 문제를 해결하기 위한 최선의 방법은 GSM 송신부에서 송신 신호가 DVB 신호 수신에 영향을 주지 않도록 GSM 스펙트럼을 제한하여 송출하는 것이다. 그러나 이는 GSM 데이터 자체의 에러율을 증가시켜 GSM 휴대전화의 주요 기능인 음성 통화의 품질을 떨어뜨리는 결과를 야기하므로 현실적으로 적용하기 어렵다. 따라서 차선책으로 DVB-H 수신 안테나 뒤에 그림 2와 같이 GSM rejection filter[2],[3]를 삽입하여 GSM 신호를 감쇄시키는 방법이 제안되었으나 GSM rejection filter 만으로는 GSM 간섭 신호에 대한 요구 감쇄율을 완전히 만족시키지 못할 뿐만 아니라 필터의 삽입 손실로 인해 잡음 지수(noise figure) 또한 6 dB 정도로 증가시켜 요구 잡음 지수인 4 dB을 만족시키지 못한다[8]. 결국 이는 DVB-H의 수신감도가 낮아지는 문제로 나타나기 때문에 GSM과 DVB-H의 복합 단말에서는 DVB 신호의 주파수 수신 대역을 상대적으로 GSM 신호의 영향이 약한 698 MHz(49 채널)까지로 제한하여 사용하고 있다[2]~[4].

따라서 본 논문에서는 DVB 신호의 수신 성능을 개선시키기 위해 DSP 기법을 이용한 디지털 필터를 DVH-H 수신기에 적용하는 시스템을 제안하였다. 이는 하나의 DSP 모듈로 제작되는 DVB-H 수신기 내부에 DSP 알고리즘과 프로세서를 추가함으로써 DVB 신호와 GSM 신호가 갖는 대조적인 특성을 응용하여 DVB 신호와 GSM 신호가 혼합된 신호로부터 GSM 간섭 신호 성분을 효과적으로 제거할 수 있는 방법이다.

Ⅲ. 제안하는 GSM 간섭 신호 제거 시스템

3-1 DVB-H와 GSM의 신호 모델

GSM 간섭 신호를 제거하기 위한 알고리즘을 적용하기 위한 신호 모델로서, DVB-H 수신기에서 수신하고자 하는 DVB 방송 수신 신호를 d(t)라 하고 제거하고자 하는 GSM 간섭 신호를 i(t)라고 정의하면 식 (1)과 식 (2)로 각각 표현될 수 있다. 여기서 $\otimes$는 합성곱(convolution) 연산을 의미한다.

$$d(t) = h(t) \otimes s_{DVB}(t) + n_{DVB}(t) \quad (1)$$

$$i(t) = s_{GSM}(t) + n_{GSM}(t) \quad (2)$$

여기서 $s_{DVB}(t)$와 $s_{GSM}(t)$은 각각 DVB-H 송신 신호와 GSM 송신 신호이며, $n_{DVB}(t)$와 $n_{GSM}(t)$는 각 송신 채널의 AWGN 잡음이다. 그리고 h(t)는 DVB-H 통신 채널의 임펄스 응답이다.

복합단말에서 DVB-H 수신기의 안테나로 혼합되어 들어오는 DVB-H 수신 신호와 GSM 송신 신호는 식 (1)과 식 (2)의 합으로 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x(t) &= d(t) + i(t) \\ &= h(t) \otimes s_{DVB}(t) + s_{GSM}(t) + n_{DVB}(t) + n_{GSM}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 전송 채널에 존재하는 AWGN 잡음은 $n_{DVB}(t) \gg n_{GSM}(t)$이므로 $n_{DVB}(t)$로 근사화하여 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) \cong h(t) \otimes s_{DVB}(t) + s_{GSM}(t) + n_{DVB}(t) \quad (4)$$

DVB-H 수신기 내부에서 ADC 과정을 거쳐 이산 신호로 샘플링된 신호는 식 (5)와 같이 이산 신호를 의미하는 첨자 k를 추가하여 표현한다.

$$x_k = x(t)\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(t-kT) \quad (5)$$

3-2 GSM 간섭 제거기가 적용된 DVB-H 수신기

그림 3에서와 같이 제안된 시스템에서는 DVB-H 수신기 내부의 복조단에서 디지털 적응형 필터를 통한 간섭 제거 과정을 추가로 거치게 된다. DVB 신호와 GSM 간섭 신호가 혼재된 신호는 DVB-H 안테나를 통해 수신되어 ADC(Digital-to-Analog Converter)에 의해 이산 신호로 샘플링되며, 이 혼합 신호에서 디지털 필터링을 통해 GSM 간섭 신호 성분만을 제거함으로써 향상된 품질의 DVB 신호를 얻어내는 방법이다. 일반적으로, 디지털 필터링의 성능은 혼합된 입력 신호의 두 신호가 서로 상관 관계(correlation)가 작을수록 우수하게 나타나며, 참조 신호는 혼합 신호의 잡음 신호와 상관 관계가 높을수록 성능이 우수하게 나타난다.

이러한 점에서 볼 때, DVB 신호는 광대역 신호로서 OFDM 방식으로 변조되므로 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 과정을 거치면서 시간 영역의 DVB 신호는 매우 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 특성과 함께 불규칙하고 날카로운 파형을 가진다. 반면에 GSM 신호는 협대역 신호로서 GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) 또는 8PSK(Phase Shift Keying)로 위상 변조되어 시간 영역에서 항상 일정하고 규칙적인 형태의 파형을 갖는다. 따라서 GSM 신호와 DVB-H 신호의 특성은 서로 크게 다르며, GSM 송신 모듈로부터 얻어낸 참조신호는 DVB-H 수신기로 유입되는 GSM 신호와 매우 높은 상관 관계를 가질 수 있으므로 혼합 신호로부터 GSM 신호에 대한 높은 간섭 제거 성능을 얻을 수 있다. 본

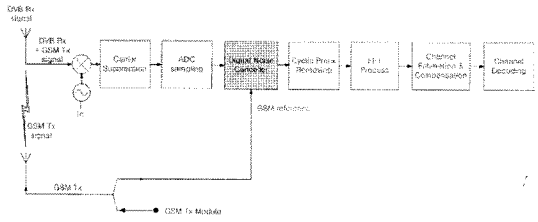


그림 3. 디지털 필터로 GSM 간섭 잡음을 제거하는 DVB-H 수신기

Fig. 3. A DVB-H receiver for cancelling interference of GSM using a digital filter.

논문에서는 4가지 종류의 디지털 필터를 적용한 GSM 간섭 제거 DVB-H 수신기를 제안하고, 각각의 성능을 비교 분석해 보았다.

3-3 Wiener Solution을 이용한 GSM 간섭 신호 제거 기법

Wiener solution을 이용한 GSM 간섭 제거 기법은 GSM 신호와 DVB 신호의 상관 관계를 이용하며 간섭 성분을 제거하기 위해 최적화된 가중치를 적용함으로써 매우 우수한 성능으로 GSM 간섭 신호 성분을 제거할 수 있는 장점이 있다. GSM 간섭 신호를 제거하는 방법은 Wiener solution을 디지털 필터에 적용하여 GSM 간섭 신호를 제거하는 그림 4와 같이 구체화될 수 있다.

Wiener 필터는 점선 안의 회색 블록과 같이 N개의 탭 가중치를 갖는 TDL(Tapped Delay Line) 횡단 필터 구조로 설명될 수 있으며, N개의 탭은 필터의 차수로 표현된다. 필터의 입력 신호는 x_k로서 DVB-H 수신기의 안테나로 유입되는 DVB 방송 신호와 GSM 송신 신호의 혼합 신호이며, 참조 신호는 r_k로서 DVB-H 안테나로 유입되는 GSM 신호와 매우 높은 상관 관계를 가지는 GSM 송신 모듈에서 얻은 GSM 신호이다. 참조신호 r_k와 입력 신호 x_k는 시간적으로 동시에 적용되며, r_k는 i_k와 가장 유사한 신호를 만들 수 있는 최적의 가중치 벡터 W_{opt}와 곱해지고 이를 입력 신호 x_k로부터 빼냄으로써 원하는 DVB 수신 신호인 d_k에 가장 유사한 신호를 얻는 방법이다[10].

따라서 필터의 차수가 N일 때 필터의 출력 신호와

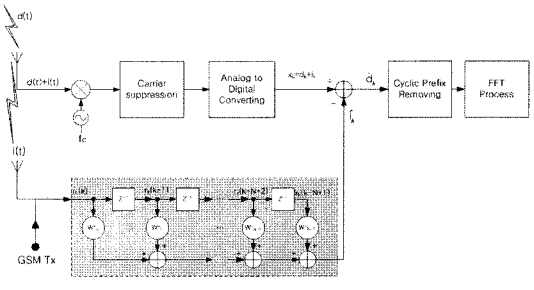


그림 4. Wiener solution이 적용된 디지털 필터로 GSM 간섭 신호를 제거하는 DVB-H 수신기의 블록도

Fig. 4. Diagram of the DVB-H receiver to cancel GSM interference by using a digital filter which is applied Wiener solution.

입력 신호 사이의 관계는 식 (1)~식 (5)로부터 식 (6)과 같이 주어진다.

$$\tilde{d}_k = x_k - \hat{i}_k = x_k - \mathbf{W}^T\mathbf{R}_k = x_k - \sum_{i=0}^{N-1} w_i r_k(i) \tag{6}$$

여기서 참조신호 벡터 R_k와 가중치 벡터 W는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} r_k(i) \\ r_k(i-1) \\ \cdot \\ \cdot \\ r_k(i-N+1) \end{bmatrix} \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ w_N \end{bmatrix}, i = 0,1 \cdots N-1 \tag{7}$$

식 (17)의 필터 출력 신호 d_k의 평균 제곱 에러(MSE: Mean Square Error)인 비용 함수 J는 아래와 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} J &= E\left[\tilde{d}_k{}^2\right] \\ &= E[x_k{}^2] - 2E\left[x_k \mathbf{R}_k^T\mathbf{W}\right] + E\left[\mathbf{W}^T\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^T\mathbf{W}\right] \\ &= \sigma^2 - 2\mathbf{c}^H\mathbf{W} + \mathbf{W}^H\mathbf{A}\mathbf{W} \end{aligned} \tag{8}$$

여기서 σ^2은 x_k의 분산이다. 그리고 $\mathbf{c} = E[x_k\mathbf{R}_k^T]$로서 참조신호와 입력 신호의 N×1 교차상관 관계 벡터이고, $\mathbf{A} = E[\mathbf{R}_k\mathbf{R}_k^T]$로서 참조신호의 N×N 자기상관 관계 행렬이다. 비용 함수 J를 최소화하는 최적 가중치인 W_{opt}를 찾는 최적화 문제를 풀면 에러 성능면(convex)이 최소일 때 비용 함수의 최소값 J_{min}을 갖게 되므로 이 점에서 기울기 ▽J가 영이 된다.

$$\nabla J = \frac{dJ}{d\mathbf{W}} = -2\mathbf{c} + 2\mathbf{A}\mathbf{W} = 0 \tag{9}$$

따라서 식 (9)를 만족하는 최적 가중치 벡터 W_{opt}는 식 (10)과 같이 구하며, DVB 방송 신호의 한 프레임 안에서는 통계적 특성이 동일할 경우 W_{opt}가 매 프레임마다 한 번씩 계산되어 필터에서 처리된다.

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{c} \tag{10}$$

3-4 RLS 적응형 알고리즘을 이용한 GSM 간섭 신호 제거 기법

Wiener solution에 의해 얻어지는 가중치 벡터는 우수한 성능을 기대할 수 있는 반면 비교적 많은 연산량이 필요하기 때문에 적응형 알고리즘을 사용하여 연산량은 줄이면서 최적의 가중치 벡터를 찾도록 할 수 있다. 본 논문에서는 RLS(Recursive Least Square)와 NCLMS(Normalized Complex Least Mean Square) 그리고 F-TD(Fourier Transform Domain) 적응형 알고리즘을 DVB-H 수신기에 각각 적용하여 비교하였다. RLS 알고리즘은 그림 4와 같은 구조로 시스템에 적용될 수 있으며 빠른 최적값 수렴 속도를 가질 뿐만 아니라 Wiener 필터와 비교하여 상관 행렬의 역행렬을 직접 계산하는 대신 시간에 대한 이전 값을 이용해 현재 값을 계산해냄으로써 역행렬 계산에 대한 연산량의 효율을 크게 높일 수 있는 장점이 있다[11],[12].

k번째 교차상관 관계 벡터 c는 식 (11)과 같이 얻어지며, 이 때 $\mathbf{c}(0)=0$다. 여기서 γ는 과거 값에 대한 메모리 인자(forgetting factor)로 0에서 1사이의 값을 가지며 오래 전 과거값으로 인해 유발되는 에러를 줄여준다.

$$\mathbf{c}(k) = \gamma\mathbf{c}(k-1) + x_k(k)\mathbf{R}_k(k) \tag{11}$$

그리고 k번째 자기상관 관계 행렬의 역행렬 $\mathbf{A}^{-1}$을 Q라고 정의하고, $\alpha(k)$와 $\beta(k)$를 각각 식 (12)와 식 (13)과 같이 정의할 때, Q는 식 (14)와 같이 나타난다.

$$\alpha(k) \triangleq \mathbf{Q}(k-1)\mathbf{R}_k(k) \tag{12}$$

$$\beta(k) \triangleq \gamma + \mathbf{R}_k^T(k)\alpha(k) \tag{13}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}(k) &= \frac{1}{\gamma}\left(\mathbf{Q}(k-1) - \frac{\alpha(k)\alpha^T(k)}{\beta(k)}\right) \\ &= \frac{1}{\gamma}\left(\mathbf{Q}(k-1) - \mathbf{G}(k)\alpha^T(k)\right) \end{aligned} \tag{14}$$

따라서 G는 이득 벡터 식 (15)로 표현될 수 있다.

$$\mathbf{G}(k) = \frac{\alpha(k)}{\beta(k)} \tag{15}$$

즉, RLS 알고리즘에서는 역행렬 연산을 하지 않고 식 (14)에 의한 직전 값을 이용한 곱셈으로 계산량을 크게 줄일 수 있음을 의미한다. 그리고 자기상관 관계의 최초 값은 식 (16)을 이용해 갱신 과정을 시작한다. 여기서 δ는 0보다 큰 값을 갖는 정규화 인자로서 시스템이 불안정해지는 것을 막아주는 값이다.

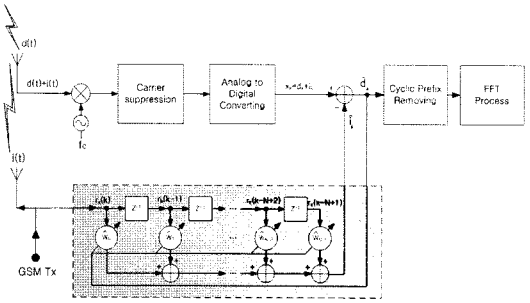


그림 5. 적응형 알고리즘이 적용된 디지털 필터로 GSM 간섭 신호를 제거하는 DVB-H 수신기의 블록도

Fig. 5. Diagram of the DVB-H receiver to cancel GSM interference by using a digital filter which is applied adaptive algorithm.

$$\mathbf{Q}(0) = \delta^{-1}\mathbf{I} \tag{16}$$

가중치 벡터는 식 (10)과 유사하게 표현될 수 있으며, 식 (6)과 식 (15)에 의해 식 (17)과 같이 시간의 흐름에 따라 최적 가중치를 찾게 되면 GSM 간섭 신호를 혼합 신호로부터 효과적으로 제거할 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{W}(k) &= \mathbf{Q}(k)\mathbf{c}(k) \\ &= \mathbf{W}(k-1) + \mathbf{G}(k)\tilde{d}_k\end{aligned} \tag{17}$$

3-5 NCLMS 적응형 알고리즘을 이용한 GSM 간섭 신호 제거 기법

NCLMS 알고리즘을 적용한 GSM 간섭 신호 제거는 그림 5와 마찬가지로 출력 신호 $\tilde{d}_k$를 피드백하여 가중치를 갱신하는 구조를 가지고 있다. 일반적으로 LMS 계열의 알고리즘은 RLS 알고리즘에 비해 최적 가중치로의 수렴 속도는 느리지만 보다 더 적은 연산량의 사용을 기대할 수 있는 기법이다.

적응형 필터의 안정도 및 수렴 속도 등은 μ값과 입력 신호의 전력에 따라 영향을 받는데, NCLMS 알고리즘에서는 가변 수렴 매개 변수를 사용해 입력 신호의 전력에 독립적으로 필터의 성능을 유지할 수 있으며, 복소 신호를 동시에 처리하여 계산 효율성을 높여준다[12].

가중치의 갱신은 식 (18)과 같이 이루어지며 시간의 흐름에 따라 최적값으로 수렴된다. 여기서 $\mu(k)$는 가중치의 변화 정도를 조절하여 필터의 안정성과 최적 가중치로의 수렴 속도를 결정하며 *는 복소 공액을 의미한다.

$$\hat{\mathbf{W}}(k+1) = \hat{\mathbf{W}}(k) + 2\mu(k)\tilde{d}_k(k)\mathbf{R}_k^*(k) \tag{18}$$

가중치 갱신에서 가변 수렴 매개 변수로서 $\mu(k)$가 사용되는데, 식 (19)와 같이 입력 신호에 대해 정규화되는 시간 함수[13]로 나타나며, θ는 고정 수렴 매개 변수이고, 은 P(k)가 0에 가까울 때 불안정을 막기 위한 상수이다. P(k)는 k번째 입력 신호의 근사된 평균 전력이며, 순환식을 이용해 식 (20)과 같이 표현된다. 여기서, $\rho\in[0,1]$ 인 평활 매개 변수이다.

$$\mu(k) = \frac{\theta}{P(k)+\epsilon} \tag{19}$$

$$P(k) = \rho P(k-1) + (1-\rho)\mathbf{R}_k^2(k) \tag{20}$$

가중치는 최적값이 되도록 갱신해가며 DVB 신호의 프레임 단위로 GSM 간섭 신호 성분을 제거해 나간다.

3-6 F-TD 적응형 알고리즘을 이용한 GSM 간섭 신호 제거 기법

F-TD 적응형 알고리즘은 그림 5와 유사한 구조를 가지나, 입력 신호의 영역이 변환되는 과정이 추가되어 이를 거친 후 필터링된다. 이는 그림 5에서 점선의 필터링 과정에서 그림 6과 같이 이산 푸리에 변환 과정이 추가되는 것이다[14]. 푸리에 변환 필터링은 시간 영역 필터링에 비해 크게 두 가지 장점이 있다[15]. 먼저 입력 신호를 블록 단위로 나누어 FFT 과정을 통해 빠르게 계산이 가능하다. 또한, 변환 과정

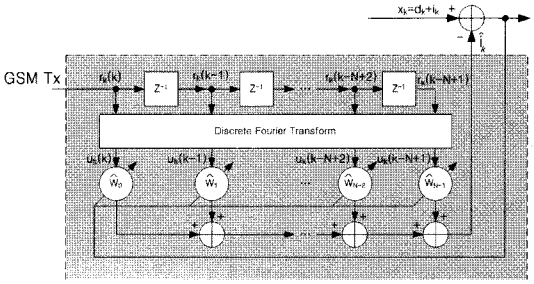


그림 6. F-TD 적응형 알고리즘을 적용한 DVB-H 수신기 내부의 디지털 필터

Fig. 6. Diagram of the digital filter which is applied F-TD adaptive algorithm in the DVB-H receiver.

은 신호 간에 서로 무상관(uncorrelated)하게 만들기 때문에 입력 신호 상관 행렬의 고유치 불균형 정도에 의해 결정되는 수렴 속도를 크게 향상시킬 수 있다.

푸리에 변환 과정 이후의 전력 정규화 과정은 식 (19)와 같이 수렴 매개 변수의 정규화 과정으로 대신할 수 있다[16].

이산 푸리에 변환 과정은 필터 차수가 N인 블록 단위로 i=k, k−1, …, k−N+1에 대해 식 (21)과 같이 표현되며, FFT 과정으로 대신하여 빠르게 처리될 수 있다. 이 후의 과정은 앞서 설명된 NCLMS 적응형 알고리즘과 동일하게 식 (18)과 같이 가중치가 갱신된다.

$$u_k(i) = \sum_{l=0}^{n-1} \sqrt{\frac{1}{n}} e^{j(\frac{2\pi il}{n})} r_{k-l} \quad (21)$$

이처럼 적응형 간섭 제거 기법을 디지털 필터로 적용한 DVB-H 수신기에서는 DVB 방송 신호의 프레임 단위로 시간의 흐름에 따라 적응적으로 GSM 간섭 신호 성분을 제거해 나가게 된다.

Ⅳ. 모의실험

4-1 모의실험 환경

모의실험은 하나의 휴대전화 단말에 DVB-H 수신기와 GSM 900 송신기가 공존하는 상황에서 DVB-H 수신 안테나로 두 신호가 함께 수신되는 환경으로 가정되어 모델링하였다. DVB 표준의 비계층적 2K 모드 8 MHz와 GSM 표준의 GMSK 변조 방식의 매개 변수를 기준으로 수행하였으며, 채널 환경은 AWGN 채널 SNR=10 dB 환경에서 도플러 주파수 50 Hz를 고려한 조건으로 모의실험을 진행하였다.

그림 7은 GSM 송신 신호가 DVB 수신 신호에 미치는 간섭 잡음의 영향을 도시화 한 것이다. 그림 7(a)는 DVB 신호와 GSM 신호가 공존하는 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이며, 그림 7(b)는 GSM 송신 신호가 유입된 경우의 성상도를 비교한 것이다. 여기서 두 신호의 순수한 최대전력비는 참고문헌 [3]에서 제시된 GSM 송신 신호의 전력과 참고문헌 [2]에서 제시된 DVB-H 수신 신호의 전력 조건으로부터 SIR=−120 dB 정도로 나타나지만, 두 신호 모듈

표 1. DVB-H와 GSM의 모의실험 매개 변수
Table 1. Parameters of the DVB-H system and the GSM system in this simulation.

(a) DVB-H

모의실험 매개 변수	값
전송 방식	OFDM
변조 방식	QPSK
모드	2 K mode
채널 대역폭	9.14 MHz
유효 채널 대역폭	8 MHz
유효 심볼 주기	224 us
FFT 크기	4,096
유효 부반송파 수	1,705
부반송파 대역폭	4,464 Hz
반송파 주파수	731.2 MHz

(b) GSM

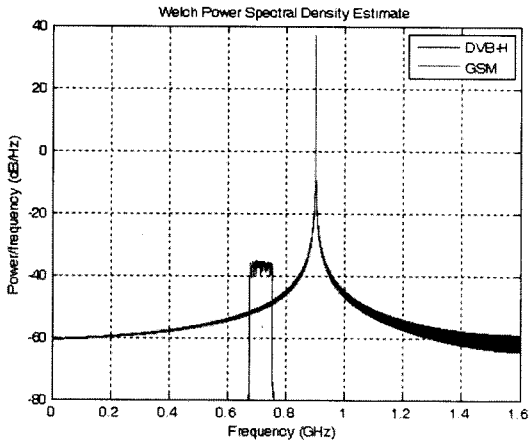
모의실험 매개 변수	값
전송 방식	TDMA
변조 방식	GMSK
채널 대역폭	200 kHz
Timeslot 주기	576.92 us
반송파 주파수	890 MHz

간 결합 손실 등을 감안한 상당히 치명적인 간섭 환경으로 가정하여 SIR=−80 dB로 설정하였다.

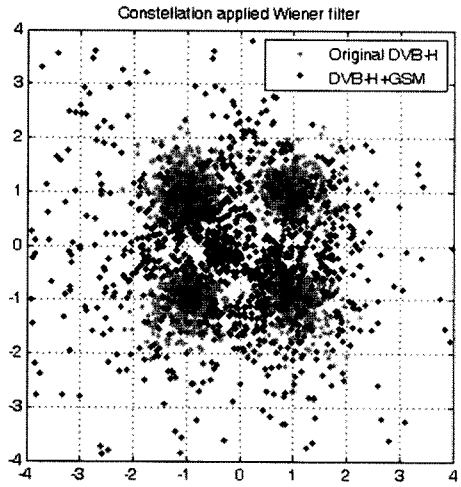
그림 7(b)의 성상도에서 볼 수 있듯이 GSM 송신 신호의 영향으로 신호의 왜곡이 매우 큰 것을 알 수 있으며, GSM 간섭 유무에 따른 MER(Modulation Error Ratio)의 차이는 약 19 dB이다.

본 논문에서는 간섭 제거 기법을 적용한 모의실험의 성능 향상 결과를 가시적으로 확인할 수 있도록 하나의 이미지 영상을 모의실험 모델을 통해 송수신하고 그 결과 영상을 예로써 제시하였다. 그리고 성상도와 MER 및 BER 성능 곡선을 통해 보다 객관적이고 정량적인 결과를 제시하였다.

그림 8은 GSM 간섭 신호가 존재하지 않는 경우, DVB-H 모의실험 모델을 통해 전송하기 전의 영상과 수신된 영상이다. 채널 환경은 앞서 설명한 기본 모의실험 조건으로 진행하였다. 이를 통해 다른 간섭 잡음이 없을 경우에는 에러가 거의 발생하지 않는



(a)



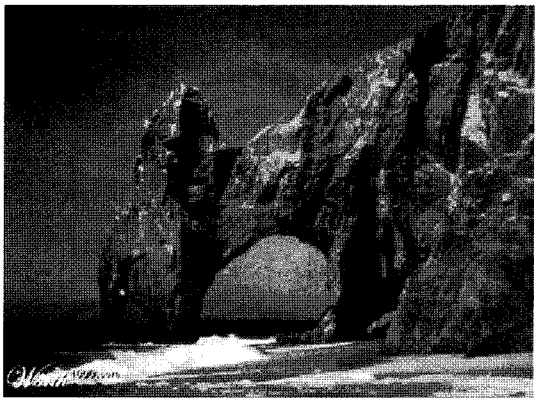
(b)

그림 7. (a) DVB 신호와 GSM 신호의 공존 환경에서 주파수 스펙트럼, (b) GSM 간섭 신호 유무의 성상도 비교

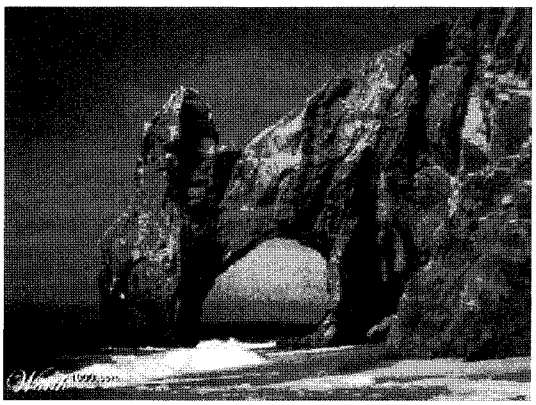
Fig. 7. (a) Frequency spectrum of the DVB signal and GSM signal in the collocated environment, (b) Constellation comparison(with/without GSM interference).

우수한 채널 환경으로서 화질의 열화가 발생하지 않음을 확인할 수 있다.

이와 같은 기본 채널 환경에서 모의실험에 적절한 간섭 신호의 크기를 찾기 위해, 간섭으로 작용하는 GSM 신호의 크기를 SIR=−50~10 dB 범위에서 변화시킬 때의 SER(Symbol Error Rate) 곡선을 그림 9(a)와 같이 나타내었다. 이 때의 SER은 채널 복호화 과정이 적용되기 전의 에러율이다. GSM 간섭 신호의 크기를 SIR=−35 dB로 설정하여 수신된 영상이 그림 9(b)와 같이 화질이 크게 열화되는 SER=5.7×10^{-1} 레벨에서 모의실험을 진행하였다.



(a)



(b)

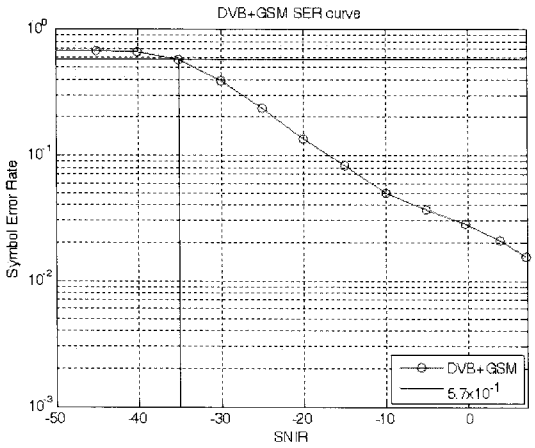
그림 8. (a) DVB-H 모의실험 모델을 통해 송신하는 원본 영상, (b) DVB-H 모의실험 모델을 통해 수신된 영상

Fig. 8. (a) Transmitting original image through the DVB-H simulation model, (b) Received original image through the DVB-H simulation model.

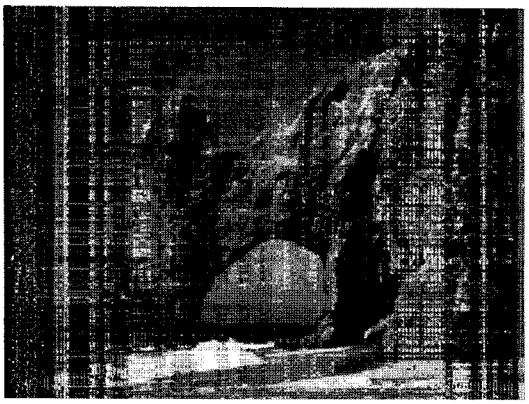
모의실험은 그림 4~6에서 제안된 시스템 블록 다이어그램을 토대로 하여 Wiener solution, RLS 적응형 알고리즘, NCLMS 적응형 알고리즘 그리고 TD 적응형 알고리즘을 디지털 필터에 적용하고, GSM 간섭 신호 제거의 성능 향상 결과를 차례로 제시하여 차이를 비교하였다.

4-2 모의실험 결과

Wiener solution을 DVB-H 수신기의 디지털 필터에 적용한 모의실험에서는 2차 필터를 사용하였다. 간섭 잡음에 대한 참조신호 r_k는 GSM 송신기로부터



(a)



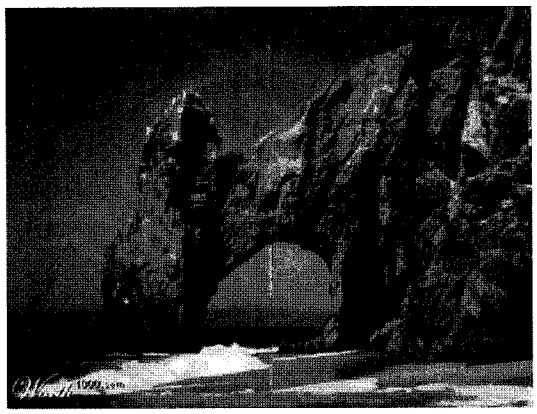
(b)

그림 9. (a) SINR 변화에 대한 SER 곡선, (b) SINR= −35 dB일 때 수신된 영상

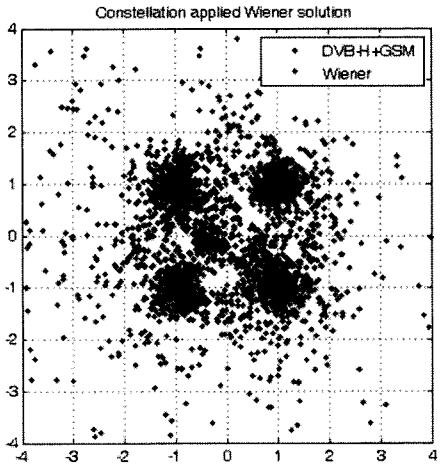
Fig. 9. (a) SER curve versus SINR variations, (b) Received image when SINR= −35 dB.

분기하여 DVB 신호와 시간적으로 동일하게 ADC 샘플링 된 GSM 신호로서, 입력 신호 x_k의 GSM 간섭 신호 i_k와 참조 신호 r_k는 서로 높은 상관 관계를 갖는 신호라고 가정하였다. 모의실험 결과로 얻은 이미지 영상과 성상도는 그림 14와 같다.

그림 10(a)의 이미지에서 볼 수 있듯이 2차의 적은 차수를 가진 필터로도 화질이 거의 완벽하게 개선된 것을 확인할 수 있으며, 그림 10(b)의 성상도는 파란색 심볼은 Wiener soution을 디지털 필터로 적용한 경우로서 수렴과정을 거치지 않고 정확한 최적 가중치값을 가지고 필터링하므로 매우 높은 간섭 잡음 제거 효과를 보여준다. MER(Modulation Error Rate)은 9.2 dB로 GSM 간섭 잡음이 없는 경우인 9.7 dB와



(a)



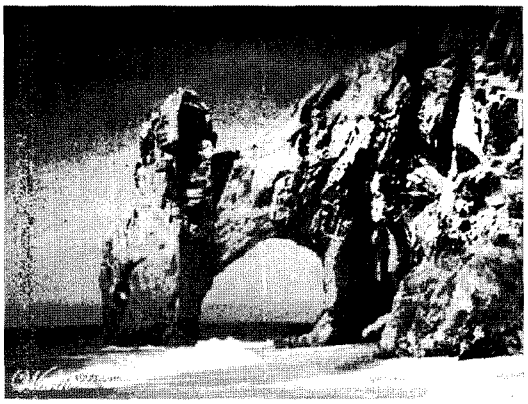
(b)

그림 10. (a) Wiener solution 필터링 기법을 적용한 모의실험 결과 이미지, (b) Wiener solution 필터링 기법을 적용한 DVB-H 신호의 성상도

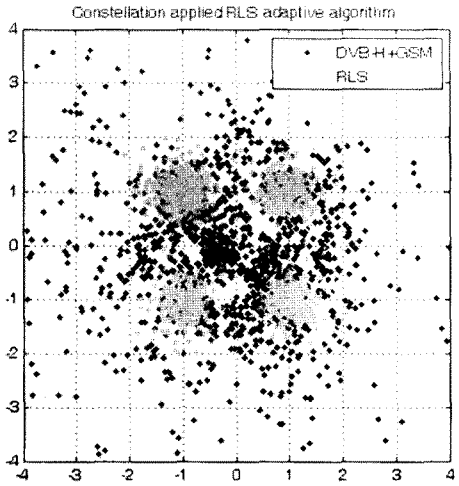
Fig. 10. (a) Received image as a result of the simulation which was applying Wiener solution filtering, (b) Constellation of the DVB-H signal as a result of the simulation which was applying Wiener solution filtering.

거의 비슷한 MER 값을 나타내었다.

DHV-H 수신기에 RLS 적응형 알고리즘을 적용한 모의실험에서도 역시 2차 필터를 사용하였다. 그림 11은 RLS 알고리즘으로 디지털 필터링하여 수신한 영상과 성상도이다. 이미지 좌측에 약간의 열화가 남아 있으나 깨끗한 화질을 보여주고 있으며, 성상도 역시 Wiener soultion을 적용한 경우와 거의 비슷하다. 이는 RLS 알고리즘 역시 매우 우수한 성능을 나타내며, 2차 행렬 연산으로서 비교적 적은 계산량으



(a)

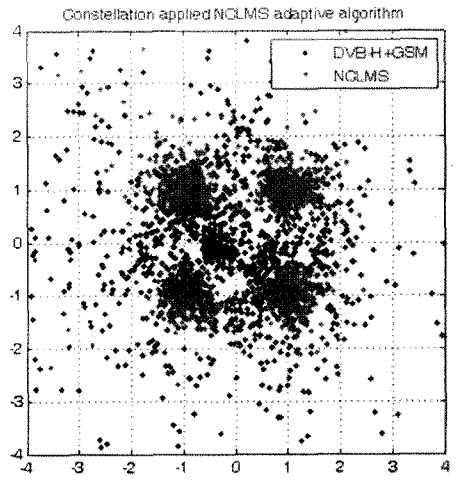


(b)

그림 11. (a) RLS 적응형 알고리즘을 적용한 모의실험 결과 이미지, (b) RLS 적응형 알고리즘을 적용한 DVB-H 신호의 성상도

Fig. 11. (a) Received image as a result of the simulation which was applying RLS adaptive algorithm, (b) Constellation of the DVB-H signal as a result of the simulation which was applying RLS adaptive algorithm.

(a)



(b)

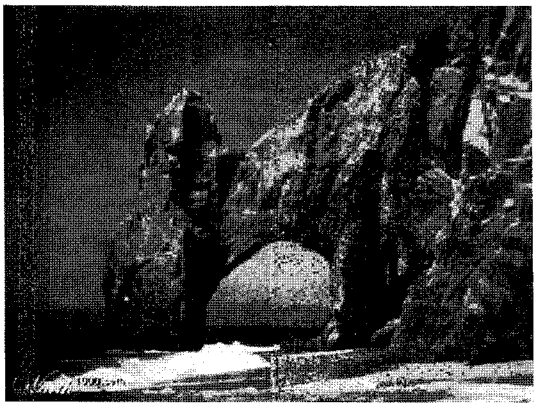
그림 12. (a) NCLMS 적응형 알고리즘을 적용한 모의실험 결과 이미지, (b) NCLMS 적응형 알고리즘을 적용한 DVB-H 신호의 성상도

Fig. 12. (a) Received image as a result of the simulation which was applying NCLMS adaptive algorithm, (b) Constellation of the DVB-H signal as a result of the simulation which was applying NCLMS adaptive algorithm.

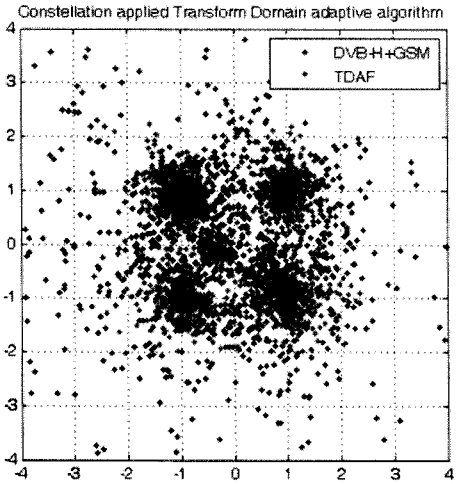
로도 높은 GSM 간섭 제거 효과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. MER은 Wiener 필터링과 비슷한 8.6 dB이다.

그림 12는 NCLMS 적응형 알고리즘을 GSM 간섭 잡음 제거 기법으로 적용한 모의실험 결과이다. 필터의 차수는 3차이며 μ값은 반복적인 실험과정을 통해 찾아낸 값을 평균하여 사용하였다.

그림 15(a)의 수신된 이미지 영상을 통해 화질이 상당히 개선된 것을 볼 수 있으나, 전체적으로 에러가 분포하여 깨끗하지는 않은 결과를 보여준다. 그림 15(b)의 성상도에서는 심볼의 결정 경계 주변에 분홍색 심볼의 일부가 흩어져 있는 것을 볼 수 있으나 이 기법을 적용하지 않은 경우에 비교하여 상당한 간섭 잡음의 제거 성능이 있음을 확인할 수 있다. MER은 3.8 dB로 13 dB 가량 향상되었다. CLMS 적응형 알고리즘은 적은 계산량으로 실시간적으로 처리하기



(a)



(b)

그림 13. (a) F-TD 적응형 알고리즘을 적용한 모의실험 결과 이미지, (b) F-TD 적응형 알고리즘을 적용한 DVB-H 신호의 성상도

Fig. 13. (a) Received image as a result of the simulation which was applying F-TD adaptive algorithm, (b) Constellation of the DVB-H signal as a result of the simulation which was applying F-TD adaptive algorithm.

에는 용이하지만, μ값에 따라 성능이 달라지며 최적 가중치 값으로의 수렴 과정에서는 잡음이 거의 제거되지 않아 비교적 낮은 성능을 보여준다고 할 수 있다.

마지막으로 주파수 영역으로 변환하여 필터링하는 F-TD 적응형 알고리즘을 적용한 결과는 그림 13을 통해 알 수 있다. 16-point FFT로 변환 과정을 수행하며 반복 실험을 통해 평균값으로 구한 μ값을 사용하였다.

표 2. 제안된 알고리즘의 연산 복잡도와 성능 비교

Table 2. Comparisons of computational complexity and performance of the proposed algorithms.

알고리즘	Wiener	RLS	NCLMS	F-TD
연산 복잡도	1	0.72	0.15	0.27
성능 향상	18.5 dB	18 dB	13 dB	16 dB

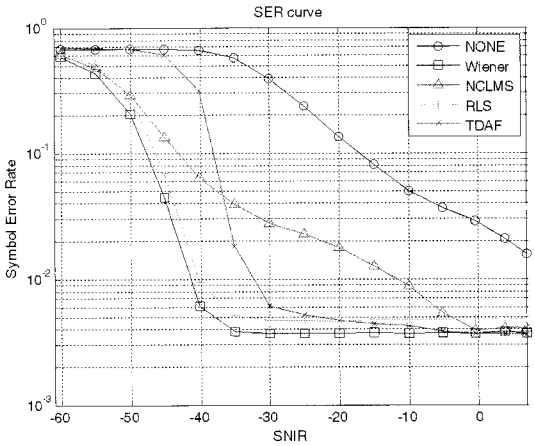


그림 14. 제안된 알고리즘을 적용한 후의 SER

Fig. 14. SER as results of applying proposed algorithms.

그림 13(a)의 이미지 영상에서 크게 개선된 화질 향상 결과를 볼 수 있으며, 그림 13(b)의 성상도에서 GSM 간섭 신호가 혼합된 검은색의 심볼과 비교해 볼 때 빨간색 심볼은 다소 흩어짐이 보이지만 GSM 신호가 높은 성능으로 제거되었음을 확인할 수 있다. MER은 6.7 dB로서 약 16 dB 정도 증가하여 NCLMS보다 높은 수치를 나타내었다.

제안된 시스템에 사용된 각 알고리즘의 연산 복잡도와 성능을 주어진 모의실험의 환경과 조건에서 비교한 결과를 표 2와 같이 정리하였다. 연산 복잡도는 Wiener solution의 연산량을 1로 정규화하였을 때 이에 대해 다른 알고리즘의 연산량을 상대적으로 나타낸 값이며, 성능은 향상된 MER 값으로 수치화하였다. 이를 통해 연산 복잡도와 GSM 간섭 잡음 제거 성능은 비례한다는 것을 알 수 있다.

그림 14는 네 가지 GSM 간섭 잡음 제거 기법을 제안된 DVB-H 수신기의 디지털 필터링 시스템에 각각 적용한 경우와 아무 것도 적용하지 않은 경우를 SER 성능 곡선을 통해 비교한 것이다. 간섭이 함

께 존재하는 환경이므로 x축에서는 SINR을 사용하였으며, y축은 SER을 나타낸다.

네 가지 GSM 간섭 잡음 제거 기법 중에서 Wiener solution을 적용한 경우는 SINR이 −50 dB 이상부터 매우 큰 성능 향상이 나타내며 가장 우수한 간섭 잡음 제거 성능을 보여주었고, RLS 적응형 알고리즘을 적용한 경우가 Wiener solution과 거의 유사하게 매우 우수한 성능을 보여주었다. NCLMS 적응형 알고리즘을 적용한 경우와 F-TD 적응형 알고리즘을 적용한 경우는 SIR=−37 dB를 경계로 성능이 반전되는 것을 볼 수 있으며, NCLMS는 SIR와 관계없이 성능이 완만하게 나타나는 반면 다른 알고리즘은 SIR이 증가할수록 성능이 급격하게 향상되는 것이 특징이라고 할 수 있다.

V. 결 론

GSM900 방식의 복합 휴대전화 단말에 DVB-H 수신기가 내장된 경우 DVB 방송 신호를 수신할 때 GSM 휴대전화 모듈의 간섭 신호가 송신 안테나로부터 DVB-H 수신 안테나로 유입되어 DVB-H의 수신 성능을 크게 감소시킬 수 있다. 이 문제는 DVB-H의 주파수 대역과 GSM의 주파수 대역이 인접해 있으며, DVB-H 수신기로 수신되는 DVB-H의 신호 전력은 매우 미약한 반면에 GSM 신호는 송신 안테나로부터 방출되는 송신 신호의 전력은 매우 크기 때문에 발생한다.

본 논문에서는 이러한 간섭 잡음 문제를 해결하기 위한 시스템으로 DVB-H 수신기 내부에 디지털 필터를 삽입하여 GSM 간섭 신호를 제거하는 기법을 제안하였다. DVB-H 수신기에서 안테나를 통해 수신된 신호는 ADC 샘플링이 이루어진 후부터 디지털 신호로 변환되어 DSP 프로세서에 의해 처리되기 때문에 간섭 제거 기법을 사용한 디지털 필터를 적용할 수 있으며, DVB 방송 신호는 프레임 단위로 처리될 수 있다. 제안된 시스템에 적용된 각 알고리즘들은 신호 특성에 따른 상관 관계 차이를 이용한 디지털 잡음 제거 기법에 기반하며, 알고리즘의 연산 복잡도에 따라 성능이 다르게 나타난다.

제안된 네 가지 GSM 간섭 신호 제거 기법을 DVB-H 모의실험 수신기 모델에 적용한 결과 모두 높은 간섭 잡음 제거성능을 보여주었으며, Wiener solution 필터링을 적용한 경우가 가장 높은 성능을 나타내었고, RLS 적응형 알고리즘과 F-TD 적응형 알고리즘, NCLMS 적응형 알고리즘의 성능이 차례로 그 뒤를 이었다. 이는 요구 연산량의 순서와도 일치하며 따라서 제안된 알고리즘은 연산 복잡도에 의해 성능이 결정된다는 것을 확인할 수 있다.

Wiener solution 필터링은 매우 높은 성능을 보여주지만 높은 연산량의 요구로 신호 출력에 지연이 발생할 수 있다. 적응형 간섭 잡음 제거 기법은 시간의 흐름에 따라 최적 값의 가중치로 수렴하는 방식이므로 실시간적으로 결과가 출력되는 장점이 있다. 그러나 성능에 영향을 주는 μ값의 최적 값을 찾을 필요가 있으며, 각 프레임마다 새로운 수렴과정을 거쳐야 한다.

근래에는 작고 높은 성능의 DSP 프로세서가 저렴하게 개발되고 휴대전화와 같은 소형화된 시스템이 SoC 기술에 의해 거의 단일화된 DSP 모듈로 제작되고 있으므로 기존의 시스템에 추가되는 DSP 기술을 적용하거나 구현하는데 있어서 보다 쉽고 작게 제작할 수 있다는 장점이 있다. 따라서 제안된 DSP 기법에 의한 디지털 필터를 사용함으로써 DVB-H 수신기에서 원하는 신호와 원하지 않는 신호를 선별적으로 구분하여 원하지 않는 GSM 신호만을 제거할 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] GSM Association, "GSM world statistics", http://www.gsmworld.com/newsroom/market-data/market_data_summary.htm, 2007, Retrieved on 2009-01.

[2] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), "Digital Video Broadcasting(DVB); DVB-H implementation guidelines", *ETSI TR 102 377*, Nov. 2005.

[3] EICTA MBRAI, "Mobile and portable DVB-T/H radio access", *EICTA/TAC/MBRAI-02-16.*

[4] A Kampe, H. Olsson, "A DVB-H receiver architecture", *NORCHIP Conference*, 2005.

[5] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), "Digital Video Broadcasting(DVB); Imple-

mentation guidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspects", *ETSI EN 101 190*, Jul. 2004.

[6] Libo Huang, W. L. Schroeder, and P. Russer, "Coexistence of an electrically tunable DVB-H antenna with the GSM transmitter in a mobile phone", *Microwave Symposium*, 2007.

[7] D. Lo Hine Tong, R. Lababidi, F. Baron, A. Louzir, B. Jarry, "Low-pass active filter enabling DVB-H/T and GSM standard coexistence", *Microwave Symposium*, 2007.

[8] 최은호, "디지탈 비디오 방송 수신 모듈 및 이를 갖는 이동통신단말기", 삼성전기주식회사, 특허 출원 10-2005-0047424.

[9] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), "GSM standard for digital cellular telecommunications system(Phase 2+); Modulation(GSM 05.04 version 8.1.2 release 1999)", *ETSI EN 300 959*, Feb. 2001.

[10] E. C. Ifeachor, B. W. Jervis, *Digital Signal Processing*, 2nd Ed., Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 2002.

[11] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th Ed., Prentice Hall, 2002.

[12] R. J. Schilling, S. L. Harris, *Fundamentals of Digital Signal Processing*, Thomson, 2005.

[13] D. T. M. Slock, "On the convergence behavior of the LMS and the normalized LMS algorithms", *Signal Processing, IEEE Transactions on*, pp. 2811-2825, Sep. 1993.

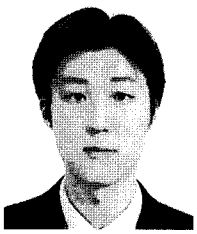
[14] F. Beaufays, "Transform-domain adaptive filters: an analytical approach", *Signal Processing, IEEE Trans.*, pp. 422-431, Feb. 1995.

[15] J. J. Shynk, "Frequency-domain and multirate adaptive filtering", *Signal Processing Magazine, IEEE*, pp. 14-37, Jan. 1992.

[16] R. C. Bilcu, P. Kuosmanen, and K. Egiazarian, "A transform domain LMS adaptive filter with variable step-size", *Signal Processing Letters, IEEE*, pp. 51-53, Feb. 2002.

[17] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), "Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", *ETSI EN 300 744*, Jan. 2001.

박 평 주



2008년 2월: 한국항공대학교 정보통신공학과 (공학사)
2008년 3월~현재: 한국항공대학교 통신공학과 석사과정
[주 관심분야] 통신공학, DSP, Noise Cancellation

박 용 운

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: 삼성전기중앙연구소 책임연구원
[주 관심분야] Noise Cancellation Algorithm/Architecture, 60 GHz용 High-Speed ADC, Cognitive Radio

서 명 환

2000년 3월~2008년 2월: 한국항공대학교 정보통신공학과 (공학사)
2008년 3월~현재: 한국항공대학교 통신공학과 석사과정
[주 관심분야] 통신공학, Bio-rader

이 병 섭

1979년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학과)
1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 2월: New Jersey Institute of Technology (공학박사)
1992년~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 교수
[주 관심분야] 위성통신, 신호처리, Adaptive Array