

다중 경로 고스트의 모델링 및 시뮬레이션 연구

Modeling and Simulation Study of Multipath Ghosts

권성재(Sung-Jae Kwon)¹⁾

요 약

본 논문은 고스트를 포함하는 텔레비전 영상신호의 송수신 과정을 수학적으로 모델링하여 감쇠, 지연시간, 위상 및 타이밍 지터를 고려한 고스트를 근사화를 전혀 하지 않고 컴퓨터를 이용하여 발생시킬 수 있도록 해주는 수학적 모델링 및 컴퓨터 시뮬레이션 방법을 제안한다. 종래에는 다항식 보간, 복소수 처리 등으로 고스트의 위상을 고려했으나 본 논문에서는 힐버트 변환을 도입하여 실수 처리만으로 임의의 위상을 가진 고스트를 정확하게 만들어 줄 수 있게 하고 고속 푸리에 변환을 사용하여 컴퓨터 수행시간을 단축할 수 있게 해준다. 또한 기저 대역에서가 아니라 IF 및 RF 주파수 범위에서 신호의 파형을 관찰할 수 있도록 하였다. 소프트웨어적으로 발생시킨 고스트 패턴은 고스트 제거 알고리즘의 개발에 필요한 데이터를 제공해 줄 뿐만 아니라 텔레비전 신호의 송수신계 전체를 구성하는 각 블록의 역할을 분석하는 데에도 매우 유용하다. 이러한 고스트 발생 과정의 모델링 및 시뮬레이션 작업은 고스트 제거기를 제작하기 전에 선행되어야 할 필요가 있다.

ABSTRACT

This paper proposes a new method of mathematically modeling and computer simulating television ghosts wherein television signals that have undergone multipath fading are generated without using approximations by considering the attenuation, time delay, phase, and timing jitter between consecutive frames. Conventional methods used polynomial interpolation or complex arithmetic to take into account the ghost phase, but our method uses only real arithmetic by employing the Hilbert transform and also reduces the computation time using the FFT (fast Fourier transform) algorithm. Furthermore, it is also possible to observe the transmit waveforms in both RF and IF ranges. Various ghost patterns generated in software provide for essential data required for the development of ghost canceling algorithms, and are deemed to be very useful in analyzing the constituent blocks of the transmitter and receiver chain in television broadcasting. The development of ghost cancelers needs to be preceded by the task of mathematically modeling ghosts and their extensive computer simulations.

논문접수 : 2005. 11. 20.

심사완료 : 2005. 12. 10.

1) 정회원 : 대전대학교 통신공학과 부교수

1. 서 론

고스트(ghost)는 텔레비전의 원 화상에 좌(전고스트; precursor ghost; preghost) 또는 우(후고스트; postcursor ghost; postghost)로 이동되고 상대적으로 달라진 밝기(luminance)와 색상(hue)으로 겹쳐져 보이는 화상을 일컫는 것으로서 소리에서의 메아리(echo)와 유사하다. 고스트는 송신기에서 발사된 전파가 가정의 텔레비전 수상기에 수신될 때까지 산과 고층빌딩 등을 포함하는 여러 경로를 거쳐 전파해서 오기 때문에 발생되며 지상파 텔레비전 방송(terrestrial television broadcasting)에서는 필연적으로 존재하며 화질 열화의 가장 큰 요인으로 작용해 왔다[1]. 특히 텔리텍스트(teletext)와 같은 문자방송에서는 글자의 판독을 어렵게 만드는 등의 악영향을 미치며 고선명 디지털 텔레비전 방송에서의 고스트 제거를 포함하는 등화(equalization)는 선택이 아닌 필수 요구 조건이다.

이러한 고스트의 제거는 이전부터 계속 연구되어 왔으나 최근에 들어 반도체 집적회로와 디지털 신호처리 기술의 발달으로 고스트 제거기(ghost canceler; deghoster)의 실용화가 가능하게 되었다[2].

본 논문은 고스트를 수학적으로 모델링하여 컴퓨터 시뮬레이션하는 방법에 관한 것으로서 NTSC(National Television Systems Committee) 복합신호의 고스트를 소프트웨어적으로 발생시킬 수 있게 해주므로 고스트 제거 알고리즘을 개발하는 데 큰 도움을 줄 뿐만 아니라 방송국에서부터 TV 수상기까지에 이르는 전체 체인(chain)의 각 포인트와 고스트 간의 상호작용을 쉽게 분석 및 파악할 수 있도록 해준다. 이전에 제안된 고스트 시뮬레이션 방법에서는 표본화된 데이터에 대해 주파수 영역에서 고스트를 모델링하였거나 이론적인 데이터를 구하려고 연속시간 방법을 사용하였다[3-6]. 특히 Dieterich 등은 본 논문에서처럼 이산 시간 영역(discrete-time

domain)에서 고스트를 모델링하였으나 고스트의 위상을 지연시간의 종속 함수로 보았으며 실수(real number)처리가 아닌 복소수 처리를 하였다[6]. 그러나 본 논문에서는 실제 고스트 발생 과정과 동일한 실수 처리를 할 뿐만 아니라 고스트의 위상도 독립적으로 고려할 수 있는 방법을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션 방법 및 결과를 제시하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 TV 수상기에서의 고스트 제거를 위해 방송국에서 송출해 주어야 하는 고스트제거 기준신호에 대해 설명하고 한국 표준 규격인 3치 시퀀스(ternary sequence) 고스트제거 기준신호(ghost canceling reference; GCR)를 소개하며 전송 방법을 제시한다. 3절에서는 고스트를 수학적으로 모델링하는 과정을 제안한다. 고스트의 위상을 고려하는 힐버트 변환(Hilbert transform) 방법을 제안한다. 4절에서는 컴퓨터상에서 고스트를 시뮬레이션하기 위해 필요한 단계들을 설명하며 5절에서는 시뮬레이션 결과를 제시한다. 마지막으로 6절에서는 결론을 맺는다.

2. 고스트제거 기준신호

고스트를 제거하기 위해서는 방송국에서 송출된 전파가 경유해 온 공중 전송 채널(over-the-air/off-air transmission channel)의 특성을 알아내어야 하는데 과거에는 수직 동기신호의 전연부(front porch)를 이용했으나 잡음에 약하고 특히 색상 회복 능력이 미흡한 문제점 등이 있었다.

현재는 적응 필터링 알고리즘에서 트레이닝(training) 신호를 사용하는 것과 완전히 같은 방식으로 수직공백기간(vertical blanking interval) 내에 이른바 고스트제거 기준신호를 삽입하여 일반 프로그램과 같이 송신하여 준다. 수상기에서는 전송 채널을 거쳐 수신된 고스트제거 기준신호를 원래의 고스트제거 기준신호와 비교해서 전송 채널 특성을 계산해

낸 후 그것의 역이되는 필터 계수를 구해내어 고스트가 제거된 원화상을 얻어 내도록 해주고 있다.

고스트제거 기준신호는 구현하고자 하는 고스트제거기의 가격과 성능에 큰 영향을 미치는 만큼 다음과 같은 특성을 지니는 것이 바람직하다.

- 1) 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio; SNR; S/N 비)가 크야 한다. 즉, 에너지는 크고 길이는 짧아야 한다.
- 2) 검출 가능한 고스트의 지연시간(time delay)과 동적 범위(dynamic range)가 넓어야 한다.
- 3) 크기 스펙트럼(magnitude spectrum)은 평탄하고(flat) 위상 스펙트럼(phase spectrum)은 평활해야(smooth)한다.
- 4) 수직 공백 기간 내의 점유 라인 수가 적어야 하며 펄드 시퀀스 주기가 짧아야한다.
- 5) 앞과 뒤 라인으로부터 받는 영향이 적어야 한다.
- 6) 연산량이 적고 하드웨어 구현이 용이해야 한다.
- 7) 펄드 시퀀스 처리(field sequence processing)를 해야 하는 만큼 타이밍 지터 잡음(timing jitter noise)에도 강해야한다.

일본에서는 방송기술협회(Broadcasting Technology Association; BTA)를 중심으로 연구가 추진되었고 적분한 $\sin x / x$ 형태의 애널로그 신호를 일본 표준 고스트제거 기준신호로 채택하였다[7-9].

미국은 ATSC(Advanced Television Systems Committee)의 주관으로, NAB, CableLabs 등이 시행하고 BTA, AT&T/Zenith Electronics Corp., David Sarnoff Research Center/Thomson Consumer Electronics, Philips Laboratories, Samsung Advanced Media

Lab 등이 참여한 랩 및 필드 테스트에서 가장 우수한 성능을 보여준 Philips의 첵(chirp; linear FM) 신호를 미국 표준 고스트제거 기준신호 규격으로 결정했다[10,11].

한편 대만은 Industrial Technology Research Institute에서 의사잡음(pseudo-noise) 시퀀스와 수정된 첵의 하이브리드를 고스트제거 기준신호로 제안한 바 있고[12] 유럽에서는 Philips의 첵의 대역폭을 5 또는 5.5MHz까지 확장시켜 사용하고 있다[13].

우리 나라는 3치 시퀀스를 이용한 고스트제거 기준신호를 표준으로 하고 있다[14,15]. 3치 시퀀스의 길이는 366이며 자기상관함수 (autocorrelation function) $R_{xx}(n)$ 은 $R_{xx}(0)/\delta(n)$ 으로 주어진다. 여기서 $\delta(n)$ 은 Kronecker 델타이고 n 은 타임 래그(time lag)를 표시한다. 이 3치 시퀀스를 환형(circular) 저역통과 필터링 후 그 진폭범위를 적절히 스케일링해 주고 매 펄드마다 적절한 극성을 갖도록 해주게 되면 원하는 고스트제거 기준신호를 얻게 된다[15]. 현재 ITU-R 규격에 일본은 GCR 신호 A, 한국은 GCR 신호 B, 미국은 GCR 신호 C를 사용하는 것으로 되어있다[13].

이와 같은 고스트제거 기준신호는 펄드 시퀀스 방법(field sequence method)에 의해 전송되고 수신기에서 고스트만을 추출하기 위해 사용한다. 즉, 펄드 시퀀스 방법은 정 또는 부극성의 고스트제거 기준신호(페디스털 레벨도 포함될 수 있음)를 여러 펄드에 걸쳐 컬러 버스트(color burst) 위상과 일정한 관계를 갖도록 삽입하여 전송하는 것을 말한다.

표 1은 본 고스트제거 기준신호의 전송시퀀스를 보여주고 있다. 본 고스트제거 기준신호는 고스트 제거 시간을 단축시키기 위해 4펄드 시퀀스로 전송시키며 신호 대 잡음비를 향상시키려고 우수 펄드에는 정극성(positive polarity)의 고스트제거 기준신호(GCR)를 보내고 기수 펄드에는 부극성(negative polarity)의 고스트제거 기준신호(/GCR)를 보낸다. 수

신단에서는 동기 신호, 컬러 버스트 등을 상쇄 시키고 고스트제거 기준신호만을 추출해내기 위해 $(S_2 - S_1) / 2 + (S_4 - S_3) / 2$ 의 평균 연산을 행하며 이 데이터는 고스트 제거 알고리즘의 입력 데이터로서 활용되게 된다.

<표 1> 고스트제거 기준신호의 극성과 컬러 버스트 위상과의 관계

프레임	필드	컬러 버스트 위상	고스트 제거 기준신호 극성	필드 시퀀스 번호
n번째	기수	+	- (/GCR)	S ₁
	우수	-	+ (GCR)	S ₂
(n + 1)번째	기수	-	- (/GCR)	S ₃
	우수	+	+ (GCR)	S ₄

3. 고스트의 모델링

그림 1은 고스트의 발생 과정을 컴퓨터 시뮬레이션하기 위해 텔레비전 방송 송신기에서부터 수신기까지의 전 과정을 블록도로 표시한 것이다. 블록도를 살펴보면 다음과 같다. 수직공백기간(vertical blanking interval; VBI) 라인에서 고스트제거 기준신호가 실린 영상신호를 저역통과 필터링해 고주파 성분을 제거하고 방송 채널 간의 간섭을 방지한다.

양측대파 진폭변조기에서는 이 필터링된 신호에 대해 진폭변조를 행한 상, 하 양측대파를 내보낸다. 잔류측대파 필터는 상기 양측대파 진폭변조기로 변조된 상, 하 양측대파 중에서 하측대파의 일부분만을 차단시켜 전송 채널인 공중으로 송신해주게 되면 안테나를 통해 고주파 증폭기로 수신된다.

증폭된 후 믹서 및 국부발진기로 입력되고 국부발진기는 시청하고자 하는 방송국에 따라 주파수를 바꾸어 믹서로 보내며 믹서에서는 중간주파수대로 다운컨버전된 신호를 출력시키게 되고 중간주파증폭기에서 증폭이 이루어

진다. 이어서 영상신호검파기를 거쳐 원래의 영상신호를 찾게 된다.

우선 연속시간 영역에서 식을 유도한 후 컴퓨터상에서는 이산 시간 형태로 구현할 것이고 유도과정은 서술적으로 진행해 나갈 것이다.

고스트제거 기준신호를 $x(t)$ 라고 표시하자. $x(t)$ 를 그 특성이 $(\omega - \beta) / \beta + 1$ 인 고역통과 필터 ($\beta = 2\pi \times 0.25$ MHz)를 통과시켰을 때의 출력을 $x_H(t)$ 라 하고, 그것의 힐버트 변환을 $x^H(t)$ 라고 하게 되면 잔류측대파 (vestigial sideband; VSB)변조된 신호는 $x(t)\cos\omega_c t - x^H(t)\sin\omega_c t$ 로 표현할 수 있다. 여기서 ω_c 는 특정한 캐리어 주파수이다. 잔류측대파 변조를 하기 위해 양측대파 변조 (double sideband-amplitude modulation; DSB-AM) 후 잔류측대파 필터링을 한다. 고스트를 특징짓는 3가지 파라미터인 진폭(크기)을 a 로, 지연시간을 τ 로, 위상을 ϕ (주 신호에 대한 상대적인 또는 절대적인 위상 중 어느 것으로 해도 됨; 복조하는 과정에서 고스트로 인해 캐리어 복원이 틀어져서 생길 수도 있으므로 복조 캐리어의 위상을 변경시켜서 모델링 할 수도 있음)로 나타내면 공중 채널을 통과하면서 고스트가 발생된 잔류측대파 신호는

$$\begin{aligned}
 & a\{x(t-\tau)\cos[\omega_c(t-\tau)-\phi] - x^H(t-\tau)\sin[\omega_c(t-\tau)-\phi]\} \\
 & = a\{[x(t-\tau)\cos\omega_c(t-\tau) - x^H(t-\tau)\sin\omega_c(t-\tau)]\cos\phi \\
 & \quad + H[x(t-\tau)\cos\omega_c(t-\tau) - x^H(t-\tau)\sin\omega_c(t-\tau)]\sin\phi\}
 \end{aligned}$$

로 주어지게 되며 수신단에 입력되어 중간주파수 ω_{IF} 의 IF단으로 다운컨버전된(upper heterodyning을 채택하므로 플립됨) 신호는 $a[x(t-\tau)\cos(\omega_{IF}t + \omega_c\tau + \phi) + x^H(t-\tau)\sin(\omega_{IF}t + \omega_c\tau + \phi)]$ 로 된다. 여기서 H는 힐버트 변환을 나타낸다.

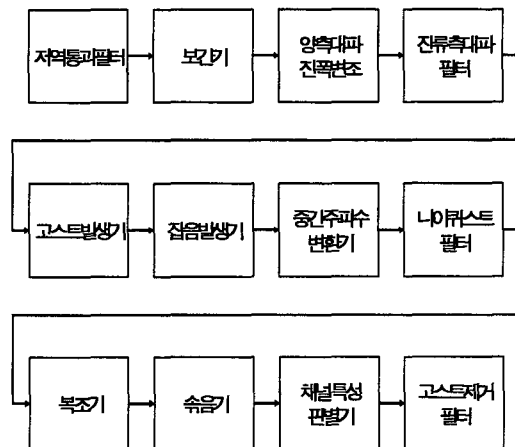
마지막으로 복조과정을 거친 기저대역 신호

는 $a[x(t-\tau)\cos(\omega_c\tau + \phi) + \hat{x}(t-\tau)\sin(\omega_c\tau + \phi)]$ 로 되고 $\omega_c\tau = 2n\pi$ (단, n 은 정수)인 경우에는 $a[x(t-\tau)\cos\phi + \hat{x}(t-\tau)\sin\phi]$ 으로 주어지게 된다. 이것을 다시 원 신호인 $x(t)$ 로 인수분해하여 표현하게 되면 $x(t) * \{a\delta(t-\tau)\cos\phi + a \text{HPF}[H[\delta(t-\tau)]]\sin\phi\}$ 로 최종적으로 나타낼 수 있으며 힐버트 변환의 도입으로 다항식 보간 등을 이용하지 않고도 자유자재로 원하는 위상의 고스트를 만들어 낼 수 있다. 여기서 $*$ 는 선형 콘벌루션(linear convolution)을 나타내며 HPF는 앞서 언급한 주파수 특성의 고역통과 필터링을 하는 것이며 $\delta(t)$ 는 디락(Dirac) 델타함수를 표시한다. $\phi = 0, \pi$ 인 경우에는 동상(in-phase) 고스트만 존재하지만 $\phi = \pi/2, -\pi/2$ 인 경우에는 직교(quadrature) 고스트만이 존재함을 알 수 있다.

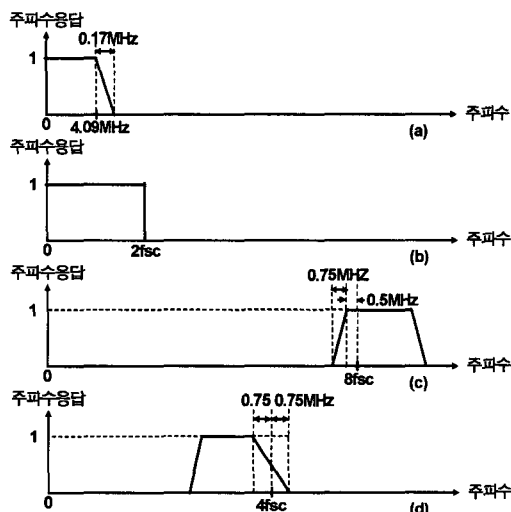
특히 직교 고스트는 힐버트 변환과 고역통과 필터링이 결합된 형태이므로 고스트 파형이 미분되어 에지처럼 보이게 되는 만큼 고스트는 주 신호에 대해 단순히 지연된 파형이 아니라 휘도(luminance)뿐만 아니라 색도(chrominance)에 있어서도 주 신호와는 판이하게 다르게 눈에 보이게 됨에 주목할 필요가 있고 또한 고유치들(eigenvalues) 간의 편차를 크게 만들어 고스트를 제거하기에 보다 더 어렵게 만들기도 한다.

그림 1에 나타나 있는 각 필터 블록에 필요한 주파수 특성 규격은 그림 2에 주어지며 선형 위상(linear phase)을 가지는 유한장 임펄스응답(finite impulse response; FIR) 필터 형태로 설계하도록 한다. 그림 2에서 (a), (b), (c), (d)는 각각 4 MHz의 저역통과 필터, 보간을 위한 $2f_{sc}$ 의 저역통과 필터, 잔류측대파 필터, 나이퀴스트 필터의 주파수 특성이다. 그림에서 x축은 주파수를, y축은 주파수 특성의 크기를 나타낸다. 또한 f_{sc} 는 컬러 부반송파 주파수(color subcarrier frequency)를 나타내며 3.579545MHz이다. 저역통과 필터 블록에서는 $4f_{sc}$ 의 표본화 주파수를 사용하고 보간기

의 입출력단에서는 0 삽입으로 인한 에일리어싱(aliasing)을 방지하고자 $32f_{sc}$ 의 표본화주파수를 사용한다. 따라서 우리는 $M = 8$ 을 사용할 것이므로 1:M의 보간에 필요한 저역통과 필터의 차단주파수는 $32f_{sc} / (2M) = 32f_{sc} / 16 = 2f_{sc}$ 로 주어진다.



[그림 1] 텔레비전 송수신 시스템의 블록도



[그림 2] 필터의 주파수 특성 규격: (a) 저역통과 필터, (b) 보간 필터, (c) 잔류측대파 필터, (d) 나이퀴스트 필터

4. 컴퓨터 시뮬레이션 절차

채널(channel)이라는 것은 TV 전파가 방송국으로부터 방사되어 수상기에 수신될 때까지의 경로인 공중 매질(propagation medium; air)을 지칭하는 것이고 채널 특성화(channel characterization)라고 하는 것은 이 공중 매질의 전기적인 임펄스 응답(impulse response)을 구하는 것으로서 적응 필터링이나 제어 분야에서의 시스템 식별(system identification)과 완전히 같은 개념이다.

채널 특성화 과정으로부터 순방향의 공중 채널 특성을 구할 수 있는 만큼 채널 특성화는 두 가지의 서로 다른 목적으로 사용할 수 있다.

즉, 그 첫 번째는 고스트가 존재하는 위치(지연시간, 크기, 모양(위상) 등을 알 수 있으므로 고스트가 있는 위치에서만 필터 탭을 배정하여 고스트 제거에 필요한 필터 탭 수를 줄일 수 있도록 해 주는 것이고 두 번째는 순방향의 채널 특성을 구했으므로 실제 고스트 제거에 필요한 역방향 채널 특성을 구하는 데 사용할 수 있다.

3차 시퀀스 고스트제거 기준신호를 사용하여 채널 특성화를 하는 방법은 여러 가지가 있을 수 있겠지만 상호상관법(crosscorrelation method)과 주파수영역 제산법(frequency-domain division method)의 두 가지 방법이 계산량과 성능면에서 우수하다. 본 논문에서는 상호상관법을 이용하여 채널 특성화를 했으며 3차 시퀀스 고스트제거 기준신호의 자기상관 함수가 환형(circular)인 특성을 극복하기 위해서 시퀀스 길이 범위 내에서는 환형상관 함수를 구하고 범위 밖에서는 선형상관 함수를 구해서 범위 내에서의 채널 특성은 환형과 선형상관함수의 차로 취하고 범위 밖에서의 채널 특성은 선형상관 함수 그대로를 취한다. 3차 시퀀스의 환형 자기상관 함수의 최대 부엽치(peak sidelobe level)는

주엽치(main lobe level)에 비해 약 26dB이하이므로 큰 문제는 아니다.

전체 시뮬레이션의 절차는 그림 1을 참조하여 설명하면 다음의 여러 단계로 표현할 수 있다.

단계 1: 각종 파라미터의 설정

$$\text{수평주사주파수 } (f_h) \leftarrow (15.75/1.001) \text{ kHz}$$

$$\text{컬러반송파주파수 } (f_{sc}) \leftarrow (455/2)f_h$$

$$\text{표본화주파수 } (f_s) \leftarrow 4f_{sc}$$

단계 2: 입력파일을 읽는다

길이 N = 366인 3차 시퀀스 고스트제거 기준신호를 읽어 들인다.

단계 3: 잡음 및 고스트 패턴 입력

캐리어 대 잡음비(carrier-to-noise ratio; CNR, dB)를 읽어 들인다.

고스트의 총 개수(NG)를 읽어 들인다.

각 고스트의 지연시간 $\tau(i)$, μs , 진폭 $a(i)$, dB, 위상 $\phi(i)$, deg를 읽어 들인다.

단계 4: 저역통과 필터링 과정

고스트제거 기준신호가 들어 있는 배열(array)의 크기가 2의 멱승인 $NPT = 2048$ 이 되도록 0을 뒤쪽에 붙여서(zero padding/appending) FFT(fast Fourier transform)를 하고 그림 2(a)의 저역통과 필터링을 한 후 역FFT를 한다.

단계 5: 1:M 보간을 위한 파라미터 설정

$$\text{보간비}(M) \leftarrow 8$$

$$\text{표본화주파수}(f_s) \leftarrow Mf_{sc}$$

$$\text{표본화주기}(T_s) \leftarrow 1 / f_s$$

$$NPT \leftarrow (M)(NPT)$$

$$\text{RF주파수}(f_{RF}) \leftarrow 2Mf_{sc}$$

$$\text{중간주파수}(f_{IF}) \leftarrow Mf_{sc}$$

$$\text{국부발진기주파수}(f_{LO}) \leftarrow 3Mf_{sc}$$

국부발진기주파수는 상측 헤테로다이닝을 위해 RF주파수에 중간주파수 값을 더한 것으로

한다.

단계 6: 보간 과정

저역통과 필터를 거친 고스트제거 기준신호의 매 표본마다 (M-1)개의 0을 삽입해서 차단주파수가 $f_s/2M$ 인 그림 2(b)의 저역통과 필터링을 해준 후 M배만큼 진폭 스케일링해준다

단계 7: 양측대파 진폭변조(부변조)

위의 신호에 (-1)을 곱하고 적정 레벨의 DC 오프셋을 더해준 후 $2\cos(2\pi f_{RF}T_s n)$ 을 $n = 0, 1, \dots, NPT - 1$ 의 구간에 대해서 곱해주어 양측대파 진폭변조를 행한다.

단계 8: 잔류측대파 필터링

양측대파 진폭변조된 신호를 NPT 포인트의 FFT(fast Fourier transform)를 하고나서 그림 2(c)의 잔류측대파 필터링을 해준 후 NPT 포인트의 역FFT를 해주고 이 신호를 주 신호 $s(n)$ 으로 표기한다.

단계 9: 단위의 환산

τ 오프셋 $\leftarrow nint(2 \times 10^{-6} \times f_c) \times M$
 $\tau(i) \leftarrow \tau$ 오프셋 + $nint[\tau(i) \times 10^{-6} \times f_c] \times M$
 $a(i) \leftarrow 10^{a(i)/20}$
 $\phi(i) \leftarrow \phi(i) \times (\pi / 180)$
 여기서 nint는 인수에 가장 가까운 정수(nearest integer) 값을 반환하는 함수이며 i는 고스트 번호를 나타내며 1, 2, ..., NG이다.

단계 10: 고스트의 발생

$g(n) \leftarrow$
 $s(n) + \sum_{i=1}^{NG} a_i \{ s(n - \tau(i)) \cos \phi_i + H[s(n - \tau(i))] \sin \phi_i \}$

단계 11: 잡음발생 위한 파라미터 설정

$v(n)$: 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN; additive white Gaussian noise)
 $v'(n)$: $v(n)$ 에 $2\cos(2\pi f_{LO}T_s n)$ 을 곱해 중간주파수변환된 것을 FFT 하여 그림 2(d)의 나이퀴

스트 필터링하여 역FFT 한 것

$\sigma \leftarrow v'(n)$ 의 표준편차
 $gpv \leftarrow g(n)$ 의 피크(peak)치와 밸리(valley)치 간의 차

단계 12: 잡음의 분산 조정

$g'(n) \leftarrow g(n)$ 에 $2\cos(2\pi f_{LO}T_s n)$ 을 곱해 중간주파수 변환한 다음 FFT를 수행하여 그림 2(d)로 나이퀴스트 필터링을 하고 역FFT 한 것
 $sg(n) \leftarrow$ 중간주파수 변환 및 나이퀴스트 필터링된 신호(잡음포함)
 $factor \leftarrow (gpv/\sigma) \times 10^{-CNR/20}$
 $sg(n) \leftarrow g'(n) + factor \times v'(n)$

단계 13: 기저대역으로의 복조과정

$sg(n)$ 에 $\cos(2\pi f_{IF}T_s n)$ 을 곱한 후 그림 2(a)로 저역통과 필터링하여 복조를 한다. 이 신호를 $sg'(n)$ 으로 표기한다. 스펙트럼이 좌우로 플립(flip)된다.

단계 14: M:1 슈음(decimation)과정

$fs \leftarrow fs/M$
 $NPT \leftarrow NPT/M$
 $y(n) \leftarrow sg'(Mn)$
 여기서 $n = 0, 1, \dots, NPT - 1$

단계 15: 단계 4~14의 반복

이제 $S_1 = y(n)$ 으로 하고 4필드 시퀀스를 구성하는 나머지 신호들에 대해서 위의 과정을 반복해 S_2, S_3, S_4 를 구한 후 $z(n) = (S_2 - S_1 + S_4 - S_3) / 2$ 를 얻는다.

단계 16: 상호상관함수 계산

$R_{xx}(0) \leftarrow \frac{1}{NPT} \sum_{i=0}^{N-1} x^2(i)$
 $n = 0, 1, \dots, NPT - 1$ 의 각각에 대해서
 $i_{mn} \leftarrow (i - n) \bmod N$
 $i_{mn} \leftarrow i_{mn} + u(-i_{mn})N$

$$R_{xy}(n) \leftarrow \frac{1}{NPT} \sum_{i=0}^{NPT-1} x(i_{mn})z(i)$$

여기서 $u(\cdot)$ 는 해당인수가 0보다 적거나 같으면 그 값이 0이고 그렇지 않으면 그 값이 1로 되는 함수이다.

단계 17: 채널의 임펄스응답 계산

$$h(n) \leftarrow R_{xy}(n) / R_{xx}(0)$$

위의 과정을 4필드 각각에 대해서 수행한다. 본 시뮬레이션 프로그램은 고스트 파형만을 추출하는 동기 가산(필드 시퀀스 처리)연산에서 각 필드마다 타이밍 옵셋을 다르게 주어 타이밍 지터 잡음까지도 고려할 수 있도록 작성하였다.

5. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

본 논문에서 생성하여 사용한 고스트제거 기준신호를 그림 3에 나타내었다. 그림 3(a)는 TV 라인에 실린 정극성 고스트제거 기준신호이며 그림 3(b)는 TV 라인에 실린 부극성 고스트제거 기준신호이다. $4f_{sc}$ 의 표본화 레이트를 사용하므로 한 TV 라인은 910개의 샘플로 구성된다. 시뮬레이션에서 사용한 필터의 주파수 특성을 그림 4에 제시하였다. 그림 4에서 (a)는 보간 필터, (b)는 잔류측대파 필터, (c)는 나이퀴스트 필터, (d)는 기저대역으로 복조하는 데 사용한 저역통과 필터의 주파수 특성에 해당한다. 주파수 특성의 규격은 그림 2에 명시하였다. 필터의 탭(tap) 수는 모두 311개로 해서 설계하였고 Hamming 윈도우를 사용하였다. FIR 필터 구조로 해 선형 위상 특성이 되도록 하였다. 사용한 표본화 주파수는 모두 $32f_{sc}$ 이며 그림에 표시한 x축 주파수는 모두 $32f_{sc}$ 에 대해 정규화시켜 표시했다.

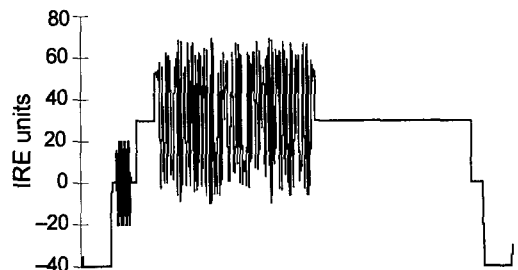
캐나다의 Communications Research Centre(CRC)에서 미국 표준 고스트 제거 기준신호 규격 제정 시 사용한 10가지의 서로

다른 고스트 및 잡음의 콤비네이션[16]에 대해 모두 다 정확히 고스트를 만들어 주었을 뿐만 아니라 상호상관법을 이용해 채널 특성도 정확히 구할 수 있었다. 본 논문에서는 고스트의 2가지 경우로서 고스트 콤비네이션 7과 10에 대한 채널 특성화 결과를 각각 그림 5(c)와 (d) 그리고 (e)와 (f)에 제시한다. 그림 5(a)와 (b)는 고스트도 없고 잡음도 없는 경우의 복합 비디오 및 채널 특성을 보여준다. x축은 시간 지수, 즉 샘플 번호이며 y축은 진폭을 표시한다. 그림 5에서 (a), (c), (e)는 복조된 복합 비디오 신호를 나타내며 (b), (d), (f)는 각각 (a), (c), (e)에 대한 채널 특성화 결과를 나타낸다.

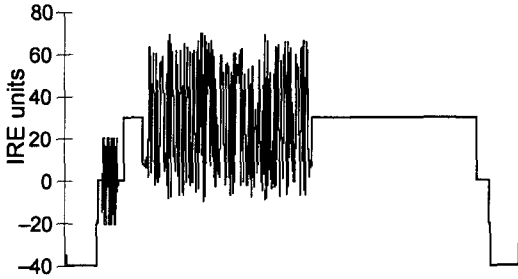
고스트 콤비네이션 7은 캐리어 대 잡음비가 35dB이고 4개의 고스트가 존재하며 각 고스트의 지연시간(μ s), 진폭(dB), 위상($^{\circ}$)은 0.30, -16.5, -40.0; 1.90, -18.4, 0.0; 3.90, -23.1, 30.0; 8.20, -21.9, -60.0이다.

고스트 콤비네이션 10은 캐리어 대 잡음비가 35dB이고 고스트 개수는 3개이며 그 각각의 파라미터는 -1.80, -23.1, -50.0; 2.20, -10.5, -20.0; 38.90, -20.0, 70.0으로 주어진다.

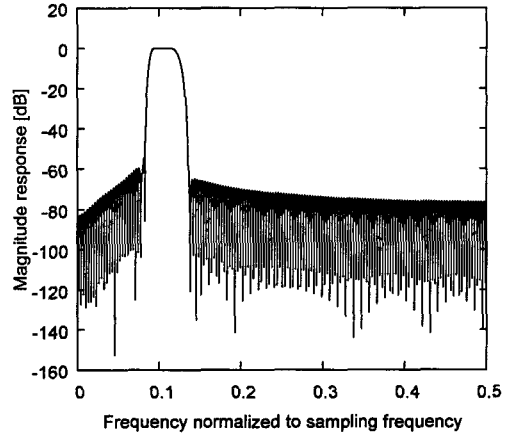
그림에서 볼 수 있듯이 고스트로 인한 채널 특성이 제대로 나옴을 알 수 있고 측정 잡음 및 양자화 잡음으로 인해 고스트가 없는 위치에서도 작은 레벨의 신호가 존재하고 있음을 볼 수 있다.



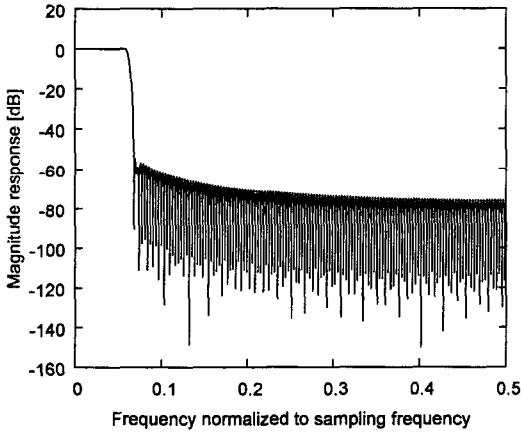
(a)정극성



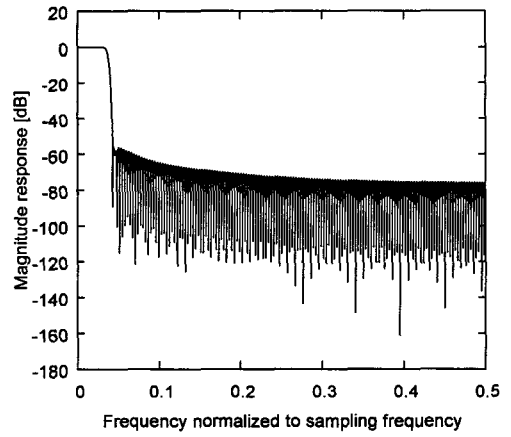
(b) 부극성
[그림 3] 고스트제거 기준신호



(c) 나이퀴스트

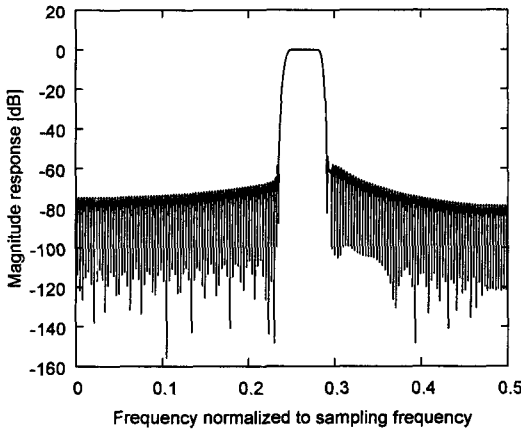


(a) 보간

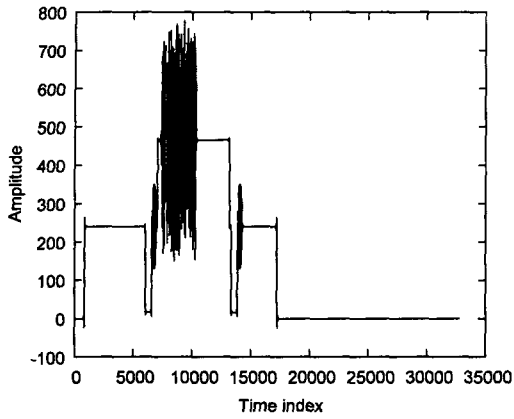


(d) 복조

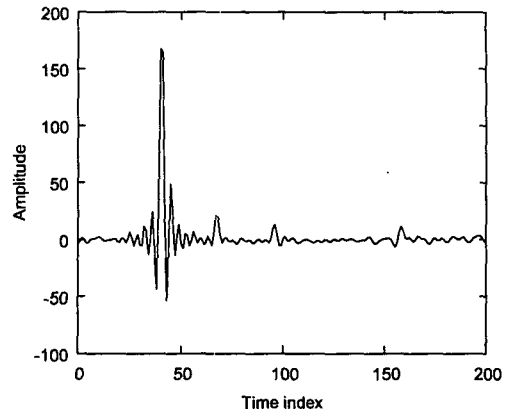
[그림 4] 시뮬레이션에 사용한 필터들의 실제 주파수 특성



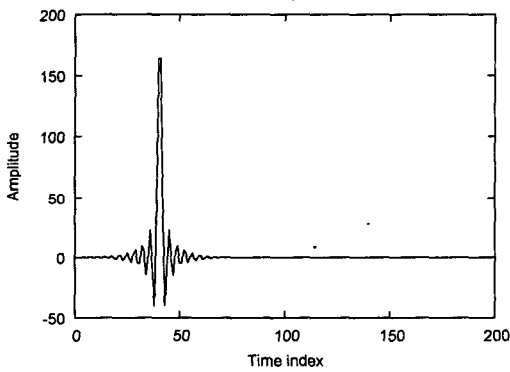
(b) 잔류측대파



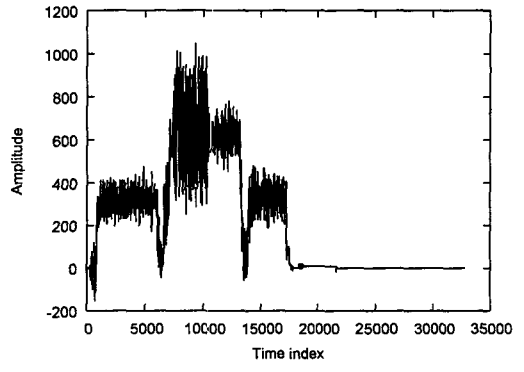
(a)



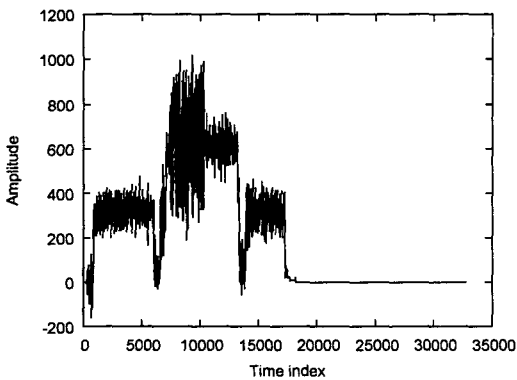
(d)



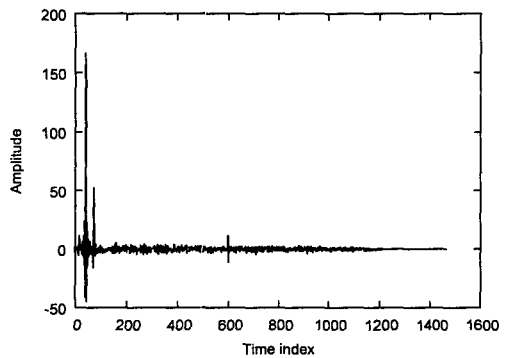
(b)



(e)



(c)



(f)

[그림 5] 고스티드 비디오 및 채널 특성화 결과: (a)와 (b)는 고스트 없는 경우, (c)와 (d)는 고스트 콤비네이션 7의 경우, (e)와 (f)는 고스트 콤비네이션 10의 경우

6. 결론

본 논문에서는 감쇠, 지연시간 및 위상 모두를 고려한 고스트를 전혀 근사 없이 컴퓨터를 이용하여 발생시킬 수 있도록 해주는 고스트의 모델링 및 컴퓨터 시뮬레이션 방법을 제안하였다.

힐버트 변환 및 고속 푸리에 변환을 이용하여 임의의 고스트 패턴을 빠른 시간 내에 소프트웨어적으로 만들 수 있게 한 만큼 고스트 제거 알고리즘을 개발할 때 고가의 고스트 발생장비를 대신해 줄 수도 있다는 장점이 있다.

시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 고스트 발생 알고리즘의 타당성을 검증할 수 있었다. 이러한 고스트 발생과정의 모델링 및 시뮬레이션 작업은 고스트제거기의 제작 전과 제작 중에 반드시 수행되어야 하며 텔레비전 신호의 송수신계 전체를 구성하는 각 블록의 역할을 분석하는 데에도 매우 유용할 것으로 사료된다.

참고 문헌

- [1] W. Ciciora, G. Sgrignoli, and W. Thomas, "A tutorial on ghost cancelling in television systems," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. CE-25, pp. 9-44, Feb. 1979.
- [2] W. Pora and P. Siriluangtong, "A TV ghost canceler using FPGA-based FIR filters," In *Proc. 2002 Asia-Pacific Conf. Circuits and Systems*, Oct. 2002, pp. 289-292.
- [3] C. P. Markhauser, "A cost effective time domain TV ghost canceling system simulator," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 39, no. 4, pp. 745-753, Nov. 1993.
- [4] J. L. Koslov, "Computer simulations of RF channels for television systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Consumer Electron.*, 1988, pp. 146-147.
- [5] S. S. Perlman, "Computer simulation of horizontal transient response of the NTSC color TV system," *RCA Rev.*, vol. 42, Sept. 1981.
- [6] C. B. Dieterich, A. L. Greenberg, P. H. Meehan, and E. R. Campbell, "Time domain simulation of NTSC ghosts," in *Proc. IEEE Int. Conf. Consumer Electron.*, 1992, pp. 68-69.
- [7] H. Miyazawa *et al.*, "Development of a ghost cancel reference signal for TV broadcasting," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. BC-35, no. 4, pp. 339-347, 1989.
- [8] H. Miyazawa, "Ghost cancelling system in Japan," in *Proc. ITU/BR Workshop Enhanced Television*, 1993, pp. 95-104.
- [9] N. Komiya, "Ghost reduction by reproduction," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 38, no. 3, pp. 195-199, Aug. 1992.
- [10] L. D. Claudy, "Field test results of ghost canceling systems for NTSC television service," in *Proc. IEEE Int. Conf. Consumer Electron.*, 1992, pp. 70-71.
- [11] D. Koo, "Ghost cancellation for television in the United States: Properties and applications of the new ghost cancellation reference signal," in *Proc. ITU/BR Workshop Enhanced Television*, 1993, pp. 105-109.
- [12] T. H. Chao, C. B. Fong, S. S. Chang, and L. Wu, "Development of digital video systems in Taiwan," in *Proc. Int. Symp. Speech Image Proc. Neural*

Networks, 1994, pp. 355-360.

- [13] ITU-R, "Reference signals for ghost canceling in analogue television systems," Recommendation ITU-R BT.1124-3, pp. 1-22, 2001.
- [14] V. P. Ipatov, "Ternary sequences with ideal periodic autocorrelation properties," *Radio Engr. Electron. Physics*, vol. 24, no. 10, pp. 75-79, 1980.
- [15] TTA, "Ghost canceling reference signal transmission," 1994.
- [16] B. Caron, "Video ghost cancelling: Evaluation by computer simulations and laboratory tests," in *Proc. IEEE Int. Conf. Consumer Electron.*, 1992, pp. 72-73.

권 성 재 (Sung-Jae Kwon)



1984년 경북대학교 전자공학과

졸업(공학사)

1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사)

1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사)

1990년~1997년 LG전자 멀티미디어연구소 책임연구원

1997년~현재 대전대학교 통신공학과 부교수

관심분야: 영상 및 통신 시스템