

# 한국 표준으로 제안된 GCR에 의한 임펄스 응답특성에 관한 연구

正會員 權炳憲\*, 周光澈\*\*

## A Study on the Impulse Response Characteristics by using the GCR Proposed for Korean Standard

Byung Hwun Kwon\*, Gwang Chul Joo\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 한국 표준 GCR(KS-KCR, Korean Standard Ghost Cancel Reference) 신호의 특성을 이용하여 다중경로에서의 임펄스 응답 특성을 제시한다. 이러한 특성은 다중경로 채널을 통해서 수신된 GCR 신호와 원래 GCR 신호의 주기적 상호 상관계(Circular Cross Correlation)로부터 얻는다. 따라서 고스트 제거를 위하여 고스트 제거 필터가 다중경로 채널의 역특성을 갖도록 설계된다면 다중경로에서 발생한 고스트를 제거할 수 있다. 본 논문에서는 다중경로에서의 임펄스 응답특성과 선행연구된 고스트 제거 알고리즘을 이용하여 다중경로에서 발생한 고스트를 제거할 수 있음을 보였다.

### ABSTRACT

This paper presents an impulse response of the multi-path channel using KS-GCR(Korean Standard Ghost Cancel Reference) signal. Using the property of the KS-GCR signal, we can get the impulse response of the multi-path channel from circular cross correlation of the received KS-GCR signal and the original KS-GCR ternary sequence. Therefore impulse response of the multi-path channel can be used to design the ghost cancellation filter if it is designed to have inverse characteristics of multi-path channel.

This paper shows that the ghost occurred from the multi-path channel can be cancelled by using the impulse response and preceding ghost cancellation algorithm.

\*LG 전자(주) 영상미디어 연구소 선임연구원

\*\*LG 전자(주)TV 연구소 주임연구원

論文番號:96020-0117

接受日字:1996年 1月 17日

## I. 서론

통신 채널에서 다중경로 채널 왜곡은 흔히 볼 수 있는 현상이다. 특별히, TV 방송 채널에서 발생하는 다중경로 채널 왜곡을 고스트(Ghost)라 하는데, 고스트는 화질 열화의 가장 큰 요인이 되고 있다<sup>(1)(6)</sup>.

현행 방송 방식에서 고스트는 단순히 중복적으로 나타나는 것이 아니라 색상 틀어짐, 직교 왜곡, 화면 흔들림 등의 여러가지 형태로 나타난다. 고스트가 발생하는 원인은 텔레비전 신호의 전달 경로가 여러 개 존재하기 때문이다. 경로가 여러 개인 채널을 다중경로(Multi-path) 채널이라 하는데, 다중경로가 생기는 원인은 방송국과 수신단 사이에 있는 반사체를 때문이다. 고스트는 공중 채널에서만 발생하는 것이 아니라, 유선 채널에서도 임피던스 부정합 등의 원인에 의해 발생한다<sup>(3)</sup>.

본 논문은 한국 표준 GCR(KS-GCR, Korean Standard Ghost Cancel Reference) 신호의 특성을 이용하여 다중경로에서의 임펄스 응답 특성을 구하는 것이 목적이며, 이러한 특성은 다중경로 채널을 통해서 수신된 GCR 신호와 원래 GCR 신호의 주기적 상호 상관관계(Circular Cross Correlation)로부터 얻는다. GCR 신호란 다중경로 채널 동화(Equalization)를 목적으로 방송국에서 특정한 파형을 일부 구간에 반복적으로 전송하는 신호를 말한다<sup>(4)</sup>. 따라서 한국 표준 GCR 신호의 다중경로 채널의 임펄스 응답특성을 이용하면 고스트 제거필터를 다중경로 채널의 역특성을 갖도록 구성함으로써 다중경로에서 발생한 고스트를 제거할 수 있다. 본 연구에서는 특히 충격응답 특성을 입증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 실제 방송 채널에서 발생 가능한 고스트 조합을 설정하여 이것의 기저대역 모델을 구해서 고스트를 발생시키고 본 연구에 의한 임펄스 특성과 신행 연구된 알고리즘을 이용하여 고스트가 제거될 수 있음을 보였다.

### 1.1 고스트의 특성

그림 1과 같은 과정을 거쳐서 고스트가 발생한다. L1은 전파가 직접 도달하는 경로이고, L2와 L3는 반사체를 거쳐서 도달하는 경로이다. 이와 같이 전파가 도달하는 경로가 여러개 있는 채널을 다중경로 채널이라 한다. 직접 경로의 신호가 가장 강하고, 간접 경로

의 신호는 약하기 때문에 그림 1과 같이 직접 경로에 의한 영상이 밝게 나타나고 간접 경로에 의한 영상이 희미하게 나타난다. 실제 방송 채널에서의 고스트는 그림 1과 같이 단순히 밝기 차이로만 나타나는 것이 아니라 색상 왜곡, 직교 왜곡 등 복잡한 형태로 나타난다<sup>(3)(6)</sup>. 고스트는 지연시간, 감쇄상수, 그리고 위상차가 3개의 매개변수로 표현된다. 지연시간은 경로의 거리에 따라 전파의 도달 시간 차를 나타내는 매개변수이다. 직접경로(Main-path, 경로가 가장 짧은 것을 의미하는 것이 아니고 신호의 감쇄가 가장 적은 경로)를 거쳐서 도달되는 신호를 기준으로 하여 상대적인 도달 시간 차를 지연시간이라 하고 보통  $\mu\text{sec}$ 로 나타낸다. 지연시간이 0보다 작은 고스트를 전 고스트(Pre-ghost)라고 하는데, 직접경로보다 짧은 경로에 큰 장애물이 있을 때 발생한다. 지연시간이 작은 고스트들을 근접 고스트(Near-ghost)라 하고 지연시간이 큰 고스트를 후 고스트(Post-ghost)라 한다. 감쇄상수는 간접경로 신호의 강/약을 나타내는 것으로서, 직접경로의 신호크기에 대한 비율이다. 감쇄상수의 단위로 보통 데시벨이 많이 사용된다.

그림 1에서 보는 바와 같이 고스트는 RF(Radio Frequency)에서 발생한다. 각각의 경로를 거쳐서 수신단에 도달한 RF 신호들이 합성되는데, 각 경로에 따라서 합성될 때 반송파의 위상이 각각 다르다. 직접경로의 위상을 기준으로 하여 간접경로의 위상을 각도로 나타낸것이 위상차이 매개변수이다. 고스트는 시간, 환경, 그리고 방송 채널에 따라 변한다. 송신탑이 바람에 흔들림, 환경에 따라 반사체의 반사 특성 변화, 방송국 반송파의 주파수 등에 의해 고스트 조건은 변한다. 따라서 고스트 제거는 적응성을 가져야 한다.

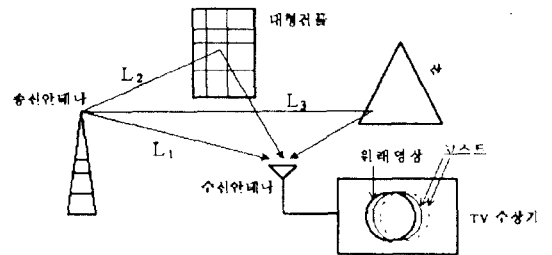


그림 1. 고스트의 발생상황

Fig. 1 The environment in which ghost problem is occurred

### 1.2 고스트 제거기의 구조

고스트는 RF 신호에서 발생하지만, 주파수가 높아서 적응 신호 처리에 곤란한 점이 많기 때문에 기저대역 신호에서 고스트를 제거한다. 이러한 이유 때문에 고스트 제거기는 동기검파기(Synchronous Detector) 뒤에 위치한다. 고스트 제거기는 고스트가 포함된 기저대역 신호를 입력으로 받아서 고스트가 제거된 신호를 출력한다. 적응적으로 고스트를 제거하기 위해서 필터의 계수를 수시로 바꿀 수 있는 디지털 필터로 고스트 제거 필터를 구성해야 하고, 적절한 알고리즘으로 고스트 조건에 따라 필터의 적합한 계수를 구해야 한다. 그림 2에서 보는 바와 같이 고스트 제거기는 크게 고스트 제거 필터, 신호처리기(Signal Processor), 그리고 제어 블록(Timing Generator)으로 구성된다.

고스트 제거 필터는 FIR 필터와 IIR 필터로 구성되는데, 이 필터들은 각각 트랜스버설(Transversal) 필터로 구성된다. 디지털 신호 처리를 위해 A/D, D/A 변환기가 필요하다. 고스트 제거 필터의 계수를 구하는 알고리즘은 신호처리용 프로세서에 의해서 수행된다. 알고리즘에서 참조하는 신호들은 참조 신호용 ROM에 저장되어 있고, 프로그램은 프로그램용 메모리에 저장되어 있다. 알고리즘 수행 과정에서 고스트의 정도를 알 수 있는 수단이 필요한데, 이것은 수신된 GCR 신호를 분석함으로써 가능해진다. 프로세서

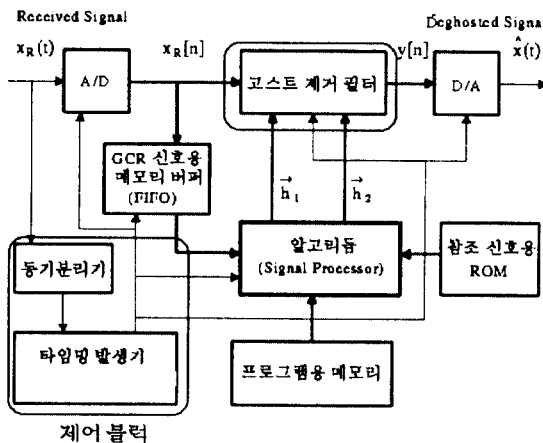


그림 2. 고스트 제거기의 구조  
Fig. 2 The structure of ghost canceller

가 수신된 GCR 신호를 참조할 수 있도록 제어 블록에서 수신된 GCR 신호를 메모리에 저장해 준다. 그림 2에서 그룹핑하지 않은 부분은 신호처리부를 나타내고 있다.

제어 블록은 하드웨어 동작을 전체적으로 관장하고, GCR 신호가 삽입된 위치를 인지하여 수신된 GCR 신호를 GCR 신호용 메모리 버퍼(FIFO)에 저장한다. 동기분리기는 제어블럭의 일부로서, 영상 신호에 포함된 수직, 수평 동기 신호를 분리해 낸다. 제어블럭은 수직, 수평 동기 신호로 시간의 기준을 설정하여 GCR 신호의 위치를 인지하게 된다. 또한 제어블럭은 시스템 클럭을 제공하는데, 신호처리 과정에서 색상 왜곡이 발생하지 않도록 색부반송파에 위상이 맞추어진 4배 주파수의 클럭을 제공한다.

## II. 텔레비전 방송 채널

현행 텔레비전 방송에서는 채널의 대역폭을 줄이기 위해 잔류측대파(VSB, Vestigial Side Band) 변조 방식을 사용하고 있다. 잔류측대파 변조 특성 때문에 고스트는 단순히 자연 반복된 영상으로 나타나지 않는다. 이와 같이 고스트가 단순한 형태가 아니므로, 고스트가 발생하는 다중경로 채널에 대한 특성을 알고 있어야 고스트 제거 알고리즘에 대해 논할 수 있다. 다중경로 채널의 특성을 알아보기 위해 선행된 연구 결과를 참조로 하여 다중경로 채널의 수식적인 모델을 살펴보고자 한다<sup>(4)-(5)</sup>.

그림 3에 나타난 신호의 전달 과정을 따라 각 블록의 신호를 수식으로 표현하여, 최종적으로는 방송에서 보내진 신호  $x(t)$ 와 고스트 제거 필터 입력 신호의 관계를 수식으로 표현한다.

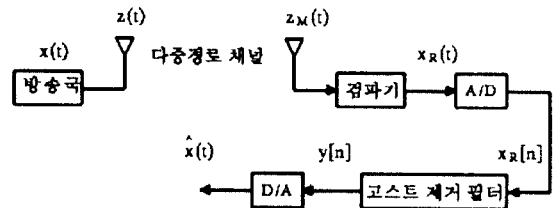


그림 3. 텔레비전 신호의 송/수신 과정  
Fig. 3 The transmission and reception of TV signal

2.1 변 조

기저대역의 TV 신호  $x(t)$ 는 그림 4의 (a)와 같이 약 4.2MHz의 대역폭을 갖고 있고, 이 신호를 저주파 신호와 고주파 신호의 합으로 볼 수 있으므로

$$x(t) = x_L(t) + x_H(t) \quad (1)$$

와 같은 표현이 가능하다. 여기서  $x(t)$ 는 방송국에서 보내고자 하는 기저대역 신호,  $x_L(t)$ 는 1.25MHz 이하의 저주파 신호,  $x_H(t)$ 는 0.75MHz부터 4.5MHz 사이의 고주파 신호이다. 이 신호들의 주파수 스펙트럼은 각각  $X(f)$ ,  $X_L(f)$ ,  $X_H(f)$ 이고, 이 스펙트럼들은 그림 4의 (a)에 나타나 있다.  $x(t)$ 를 잔류측대파 방식으로 변조하면

$$z(t) = [1 + mx(t)] \cos \omega_c t - mx_{H0}(t) \sin \omega_c t \quad (2)$$

와 같이 된다. 여기서,  $m$ 은 변조지수,  $\omega_c$ 는 반송파의 각주파수,  $x_{H0}(t)$ 는  $x_H(t)$ 를 힐버트(Hilbert) 변환한 신호이다. 식(2)는  $x_L(t)$ 를 양측대파로 변조하고,  $x_H(t)$ 를 단측대파로 변조한 것을 표현하고 있다.

RF 신호인  $z(t)$ 의 스펙트럼이 그림 4의 (b)와 같이 반송파를 기준하여 비대칭으로 나타나 있다. 이와 같은 비대칭 스펙트럼은 복조기의 재생 반송파 위상이 원래의 반송파 위상과 다를 때 직교왜곡을 야기시킨

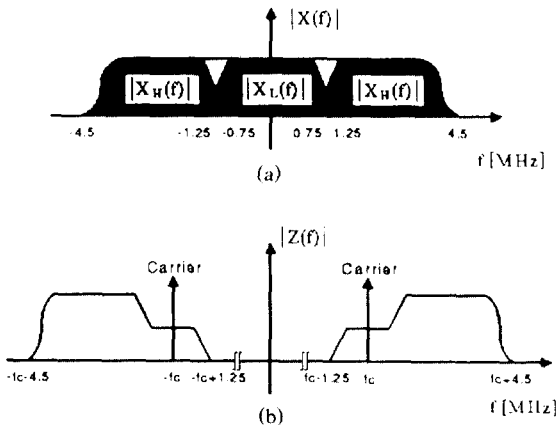


그림 4. TV 신호의 스펙트럼  
Fig. 4 The spectrum of TV signal

다. 여기서 말하는 직교왜곡이란 힐버트 변환된 신호가 포함되는 것을 의미한다.

2.2 다중경로 채널

그림 3에서 보는 바와 같이 방송국에서 보내진 RF 신호  $z(t)$ 가 다중경로 채널을 거치면서 고스트가 포함된 RF 신호  $z_M(t)$ 로 왜곡되어 수신단에 도달한다.  $N$  개의 간섭경로가 있는 다중경로 채널을 생각해 보자. 이 채널을 통과하여 수신단 안테나에 도달한 신호  $z_M(t)$ 를 고스트의 매개변수를 사용해서 표현하면

$$z_M(t) = \sum_{k=0}^N \alpha_k [1 + mx(t - \gamma_k)] \cos [w_c(t - \gamma_k) + \theta_k] - \sum_{k=0}^N \alpha_k mx_{H0}(t - \gamma_k) \sin [w_c(t - \gamma_k) + \theta_k] \quad (3)$$

와 같이 된다. 여기서,  $\alpha_k$ 는  $k$ 번째 채널의 감쇄상수,  $\gamma_k$ 는  $k$ 번째 채널의 지연시간,  $\theta_k$ 는  $k$ 번째 채널의 위상천이를 나타낸다.  $\phi_k$ 를

$$\phi_k = \theta_k - w_c \gamma_k \quad (4)$$

와 같이 정의하고, 식(3)을 정리하면

$$z_M(t) = \sum_{k=0}^N \alpha_k \{ [1 + mx(t - \gamma_k)] \cos \phi_k - mx_{H0}(t - \gamma_k) \sin \phi_k \} \cos w_c t - \sum_{k=0}^N \alpha_k \{ mx_{H0}(t - \gamma_k) \cos \phi_k + [1 + mx_{H0}(t - \gamma_k)] \sin \phi_k \} \sin w_c t \quad (5)$$

와 같이 쓰여질 수 있다. 식(4)의  $\phi_k$ 는 TV 신호의 반송파 주파수  $w_c$ 에 관련이 있으므로 동일한 무선채널 환경하에서도 수신채널 주파수에 따라 고스트가 달라지는 것을 알 수 있다.

2.3 복 조

식(5)의 RF 신호로부터 기저대역 신호를 얻기 위해 동기검파를 한다. 그림 5는 동기검파기의 블럭도이다. 동기검파를 위해 PLL 블럭에서 반송파를 재생한다. 재생된 반송파  $\cos \hat{w}_c t$ 는 원래의 반송파  $\cos \hat{w}_c t$

와 다를 수 있다. 이들 두 반송파 사이의 오차를  $\epsilon$ 이라 하면

$$\cos \hat{w}_c t = \cos(\hat{w}_c t - \epsilon) \quad (6)$$

와 같이 쓸 수 있다.

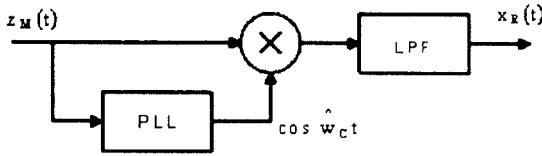


그림 5. 동기 검파기  
Fig. 5 Synchronous Detector

식(6)의 재생 반송파를 식(5)의 수신된 신호에 곱하면

$$\begin{aligned} z_M(t) \cos(\hat{w}_c t - \epsilon) &= \sum_{k=0}^N (1/2) \alpha_k \{ [1 + m x(t - \gamma_k)] \cos \phi_k \\ &\quad - m x_{HQ}(t - \gamma_k) \sin \phi_k \} [\cos \epsilon + \cos(2\hat{w}_c t + \epsilon)] \\ &\quad - \sum_{k=0}^N (1/2) \alpha_k \{ m x_{HQ}(t - \gamma_k) \cos \phi_k \\ &\quad + [1 + m x(t - \gamma_k)] \sin \phi_k \} [\sin \epsilon + \sin(2\hat{w}_c t + \epsilon)] \end{aligned} \quad (7)$$

과 같이 기저대역 신호와 반송파 주파수의 2배 되는 고주파 신호가 섞여 있다. 기저대역 신호만 분리하기 위해 저역 통과 필터로 여과하고, 이득을 조절하면

$$\begin{aligned} x_R(t) &= \sum_{k=0}^N \alpha_k \{ [1 + m x(t - \gamma_k)] \cos \phi_k \\ &\quad - m x_{HQ}(t - \gamma_k) \sin \phi_k \} \cos \epsilon \\ &\quad - \sum_{k=0}^N \alpha_k \{ m x_{HQ}(t - \gamma_k) \cos \phi_k \\ &\quad + [1 + m x(t - \gamma_k)] \sin \phi_k \} \sin \epsilon \\ &= \sum_{k=0}^N \alpha_k [\cos \phi_k \cos \epsilon - \sin \phi_k \sin \epsilon] x(t - \gamma_k) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- \sum_{k=0}^N \alpha_k [\cos \phi_k \sin \epsilon - \sin \phi_k \cos \epsilon] x_{HQ}(t - \gamma_k) \\ &= \sum_{k=0}^N \alpha_k \cos(\phi_k + \epsilon) x(t - \gamma_k) \\ &\quad - \sum_{k=0}^N \alpha_k \sin(\phi_k + \epsilon) x_{HQ}(t - \gamma_k) \end{aligned} \quad (8)$$

와 같은 기저대역 신호가 얻어진다. 식(8)을 간단한 형태로 쓰기 위해

$$\beta_k = \alpha_k \cos(\phi_k + \epsilon) \quad (9)$$

$$\gamma_k = \alpha_k \sin(\phi_k + \epsilon) \quad (10)$$

과 같이 새로운 변수를 정의하고 다시 쓰면

$$\begin{aligned} x_R(t) &= \sum_{k=0}^N \beta_k x(t - \gamma_k) \\ &\quad - \sum_{k=0}^N \gamma_k x_{HQ}(t - \gamma_k) \end{aligned} \quad (11)$$

로 된다. 식 (11)의 두번째 항의 신호가 직교 왜곡을 발생시키는 것으로서, 이 항의 크기는 고스트의 위상과 검파기의 재생 반송파의 위상에 따라 달라진다.

#### 2.4 기저 대역 모델

식 (11)은 수신된 신호의 기저대역 모델을 아날로그 영역에서 표현한 것이다. 고스트 제거를 위한 신호 처리가 디지털 영역에서 이루어지기 때문에 디지털 영역의 모델이 필요하다. 먼저 식 (11)의  $x_R(t)$ 가  $T_s$ 마다 샘플링되어 A/D 변환된 경우를 생각해 보자. 샘플링된 신호는

$$\begin{aligned} x_R(nT_s) &= \sum_{k=0}^N \beta_k x(nT_s - \gamma_k) \\ &\quad - \sum_{k=0}^N \gamma_k x_{HQ}(nT_s - \gamma_k) \end{aligned} \quad (12)$$

로 표현된다. 여기서  $T_s$ 는 고스트 제거기의 제어 블럭에서 공급하는 클럭의 주기이고, 약  $70 \mu\text{sec}$ 이다. 위의 식 (12)에서  $\gamma_k$ 가  $T_s$ 의 정수 배가 아니므로 디지털 신호 영역에서 콘볼루션 형태로 쓸 수 없다. 그런데  $T_s$ 가 아주 작은 시간간격이라면

$$x_R[n] = \sum_{k=0}^N \beta_k x[n-d_k] - \sum_{k=0}^N \gamma_k x_{IQ}[n-d_k] \quad (13)$$

와 같이  $\gamma_k$ 를  $T_s$ 의 정수 배로 근사화할 수 있다. 여기서,  $d_k$ 는  $T_k/T_s$  보다 크지않은 최대 정수이다. 식 (13)이 모두 선형 연산으로 이루어져 있으므로,

$$x_R(n) = \sum_{k=0}^N g[l]x[n-l] = g[n] * x[n] \quad (14)$$

과 같은 표현이 가능하다. 식 (14)가 의미하는 것은 단지 수신된 신호  $x_R[n]$ 이 컨볼루션 형태로 근사화되어 쓰여질 수 있다는 것이지,  $g[n]$ 을 알 수 있다는 것은 아니다.

식 (14)에서 유도한 것처럼, 방송국에서 보내진  $x(t)$ 가 변조기, 다중경로 채널, 검파기, A/D 변환기를 거쳐서 수신된 신호가 식 (14)와 같이 기저대역 모델로 구해졌다. 본 논문에서는  $g[n]$ 을 다중경로 채널의 임펄스 응답이라 칭하고, 이후의 모든 수식은 기저대역 모델을 사용해서 전개하기로 한다.

### Ⅲ. 다중경로 채널 임펄스 응답

고스트 조건에 따라 수신되는 TV 영상 신호  $x_R[n]$ 이 왜곡되는 형태가 달라진다. 이러한 왜곡은 식 (14)로 2절에서 유도되었다. TV 영상 신호  $x_R[n]$ 의 일부에 GCR 신호  $r_R[n]$ 이 포함되어 있다. 이 신호는 그림 2의 타이밍 발생기에 의해 메모리 버퍼에 저장된다.

본 논문에서는 다중경로 채널의 임펄스 응답을 GCR 신호의 특징을 이용해서 구하며, 이는 고스트 제거기의 구성 요소인 FIR 필터의 계수와 IIR 필터의 계수를 구하는데 이용된다.

#### 3.1 한국 표준 GCR 신호

GCR 신호란 다중경로 채널 동화를 목적으로 방송국에서 수직 블랭킹 구간에 미리 약속된 신호를 반복적으로 보내는 신호를 말한다. GCR 신호를 수신하여 분석함으로써 다중경로 채널에 대한 정보를 얻을 수 있고, 다중경로 채널에서 발생한 고스트를 제거할 수 있는 필터의 계수를 구할 수 있다.

최근에 GCR 신호에 대한 규격이 전 세계적으로 정해지고 있는 추세이다. 국제 표준안도 만들어졌고 한국 내 표준안도 만들어져 있다<sup>(5)</sup>. GCR 신호에 대한 규격 자체는 정해졌고, 최종적인 승인만 남아 있다. 한국 표준 고스트 제거 기준신호는 길이가 366인 3치 시퀀스(-1, 0, 1로 이루어진 시퀀스, Ternary Sequence)로부터 만들어졌다. 그림 6의 (a)가 3치 시퀀스  $s[n]$ 의 파형이다. 이 3치 시퀀스의 대역폭이 넓어서 이것을 그대로 TV 방송 채널을 통해 보낼 수 없으므로, TV 영상신호 대역(4.2MHz)을 넘지 않도록 대역 제한해서 만든 것이 한국 표준 GCR 신호이다. 이 신호가 A/D 변환된 파형이 그림 6의 (b)에 나타나 있고, 이 신호는

$$r[n] = h_L[n] * s[n] = \sum_{m=0}^{88} h_L[m]s[n-m] \quad (15)$$

으로 표현된다. 여기서  $h_L[n]$ 은 대역 제한을 위한 저역 통과 필터의 임펄스 응답이고,  $h_L[n]$ 의 길이는 89이다. 대역 제한을 하기 전의 3치 시퀀스는 주기적 자기 상관관계가 임펄스 형태가 되는 특별한 특성을 가지고 있다. 이 특성을 수식으로 표현하면

$$R_{ss} = \sum_{m=0}^{365} s[k]s[(k-n)_{366}] = C_1 \delta[n] \quad (16)$$

과 같다. 여기서  $(k-n)_{366}$ 은  $(k-n)$ 을 366으로 나눈 것의 양수 나머지이고,  $C_1$ 은 상수로서 시퀀스  $s[n]$ 의 영이 아닌 값들의 갯수와 같은 값 169이다. 주기적 상호상관관계를

$$R_{rs}[n] = (1/C_1) = \sum_{k=0}^{365} r[k]s[(k-n)_{366}] \quad (17)$$

으로 정의하고, 식 (15)와 (16)을 이용해서 풀면

$$R_{rs}[n] = (1/C_1) \sum_{k=0}^{365} \sum_{m=0}^{88} h_L[m]s[k-m]s[(k-n)_{366}] = (1/C_1) \sum_{m=0}^{88} h_L[m] \sum_{k=0}^{365} s[k-m]s[(k-n)_{366}]$$

$$\begin{aligned}
 &= (1/C_i) \sum_{m=0}^{88} h_L[m] C_i \delta[n-m] \\
 &= h_L[n]
 \end{aligned} \tag{18}$$

과 같이 된다. 식 (18)의 결과로부터 흥미로운 사실을 발견할 수 있다.  $r[n]$ 은 식 (15)에 표현된 것과 같이,  $s[n]$ 이 저역통과 필터를 통과해서 얻어진 신호이다. 식 (17)과 같이  $r[n]$ 과  $s[n]$ 의 주기적 상호 상관관계를 구한 결과는  $s[n]$ 이 어떤 시스템을 통과해서  $r[n]$ 이 되었는지 알 수 있게 해준다. 다시 말하면 어떤 미지 시스템의 입력으로  $s[n]$ 을 가하고, 이때 얻어진 출력 신호  $r[n]$ 을 피연산자로 하여 식 (17)과 같은 연산을 하면, 미지 시스템의 충격 응답을 알 수 있다는 것이다. 이와 같은 사실은 다중경로 채널의 임펄스 응답을 구하는데 이용된다.

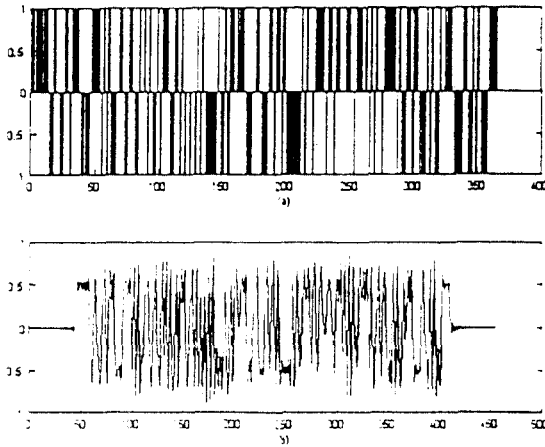


그림 6. 한국 표준 GCR 신호  
Fig. 6 KS-GCR signal

### 3.2 다중경로 채널 임펄스 응답

다중경로 채널의 충격 응답이 어떤 것일지는 모르지만 수신된 GCR 신호는

$$\begin{aligned}
 r_R[n] &= g[n] * r[n] + w[n] \\
 &= \sum_{l=0}^L g[l] r[n-l] + w[n]
 \end{aligned}$$

$$= \sum_{l=0}^L g[l] \sum_{m=0}^{88} h_L[m] s[n-l-m] + w[n] \tag{19}$$

으로 표현 가능하다. 여기서  $g[n]$ 은 다중경로 채널의 임펄스 응답이고,  $L$ 은  $g[n]$ 의 길이이고,  $r[n]$ 은 원래의 GCR 신호이고,  $w[n]$ 은 전송과정에서 혼입된 백색 가우시안 잡음이다. 식 (18)에서 주기적 상호 상관관계를 구함으로써 미지 시스템의 충격 응답을 구할 수 있음을 보았다. 같은 방법으로 다중경로 채널의 충격응답을 구해보자.  $r_R[n]$ 과  $s[n]$ 의 주기적 상호 상관관계는

$$h_c[n] = (1/C_i) \sum_{k=0}^K r_R[k] s[(k-n)_{366}] \tag{20}$$

으로 표현되고,  $K$ 는  $r_R[k]$ 의 길이이다. 식 (20)에 식 (19)를 대입해서 다시 쓰면

$$\begin{aligned}
 h_c[n] &= (1/C_i) \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L g[l] \sum_{m=0}^{88} h_L[m] s[k-l-m] s[(k-n)_{366}] \\
 &\quad + (1/C_i) \sum_{k=0}^K w[k] s[(k-n)_{366}]
 \end{aligned} \tag{21}$$

으로 된다. 식 (21)의 두번째 항을  $w_s[n]$ 이라 놓고 풀면

$$\begin{aligned}
 h_c[n] &= (1/C_i) \sum_{l=0}^L g[l] \sum_{m=0}^{88} h_L[m] \sum_{k=0}^K \\
 &\quad s[k-l-m] s[(k-n)_{366}] + w_s[n] \\
 &\quad + \sum_{l=0}^L g[l] \sum_{m=0}^{88} h_L[m] \delta[(n-l-m)_{366}] + w_s[n]
 \end{aligned} \tag{22}$$

과 같이 된다. 만약  $L+88$ 이 366보다 작다면 식 (22)는

$$\begin{aligned}
 h_c[n] &= \sum_{l=0}^L g[l] \sum_{m=0}^{88} h_L[m] \delta[n-l-m] + w_s[n] \\
 &= \sum_{l=0}^L g[l] h_L[n-l] + w_s[n]
 \end{aligned} \tag{23}$$

과 같이 간결하게 된다.  $L+88$ 이 366보다 작다고 가정했는데, 이것은 현실적으로 타당성이 있다. 고스트 제거기의 세스텀 클럭의 주파수가 약 14.3MHz(클럭의 주기는 약 70nsec)이므로, 길이가 366인 다중경로 채널의 임펄스 응답 시간은 약  $26\mu\text{sec}(70\text{nsec} \times 366)$ 가 된다. 이 정도의 시간은 실제 방송 채널에서 발생하

는 고스트의 지연시간  $-2\mu\text{sec}-20\mu\text{sec}$ 를 감당할 수 있다. 따라서 실용적인 측면에서 볼 때  $L+88$ 이 366보다 작다고 가정하는 것은 문제가 되지 않는다. 이러한 가정하에서 최종적으로 식 (23)을 정리하면

$$h_c[n] = g[n] * h_L[n] + w_s[n], \quad 0 \leq n < 366 \quad (24)$$

과 같이 된다. 타이밍 발생기의 시간 오차 보상을 위해, 실제 알고리즘에서는  $h_c[51]$ 이 최대값이 되도록 구간을 정렬한다. GCR 신호를 8번 수신하고, 매번 수신된 GCR 신호로부터  $h_c[n]$ 을 구해서 평균한다. 또한  $h_c[n]$ 을 여러번 구해서 평균함으로써 잡음의 영향을 줄일 수 있다. 다중경로 채널에서 왜곡된 GCR 신호  $r_R[n]$ 에 대한 연산을 식 (20)과 같이 하여 식 (24)로 표현된 다중경로 채널의 임펄스 응답을 구했다. 엄밀히 말하면  $h_c[n]$ 은 다중경로 채널의 충격 응답  $g[n]$ 과 지역'통과 필터의 충격 응답  $h_L[n]$ 의 합성 응답에 잡음이 더해진 것이다.

TV 방송 채널의 대역이  $h_L[n]$ 으로 제한되어 있으므로,  $h_c[n]$ 을 대역 제한된 다중경로 채널의 충격 응답으로 볼 수 있다. 식 (20)과 같은 연산으로 다중경로 채널의 임펄스 응답을 구한 예가 그림 7에 나타나 있다.

그림 7의 (a)는 원래 GCR 신호  $r[n]$ 이고, 이 신호가 다중경로 채널 (b)에 의해 왜곡되어 (c)와 같이 수

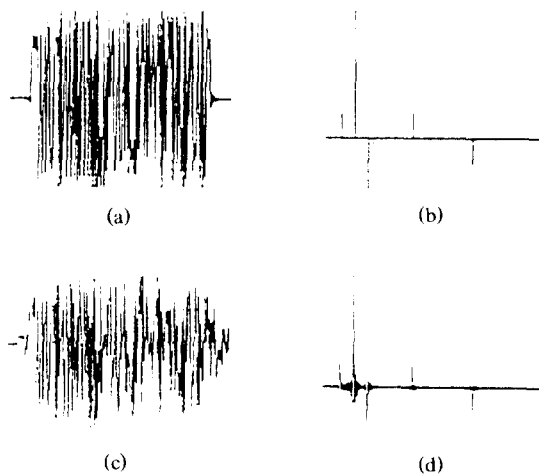


그림 7. 다중 경로 채널에서의 임펄스 응답 예  
Fig. 7 The example of impulse response on the multi-path channel

신된다. 수신단에서는 (b)의  $g[n]$ 에 대해서 알 수 없지만 식 (20)과 같은 연산을 수행하여 (d)와 같은 다중 경로 채널의 계산된 임펄스 응답을 구할 수 있다.

#### IV. 컴퓨터 모의 실험

앞절에서 다중경로상의 충격응답특성을 구했지만, 실제로 이의 유용성을 평가해 볼 필요가 있다. 본 연구에서는 다중경로상의 충격응답특성과 선행 연구된 고스트 제거 알고리즘을 이용하여 대표적인 몇 가지 다중경로 채널에 대해서 모의 실험을 해보았다.

고스트 제거 필터의 계수를 구하는 단계는 크게 3 단계로 나누어진다. 첫번째 단계에서는 다중경로 채널의 충격 응답을 구하고, 선행 연구된 알고리즘<sup>(6)-(8)</sup>에 의해 FIR 필터의 계수를 구하고 세번째 단계에서는 IIR 필터의 계수를 구한다.

그림 8은 컴퓨터 모의 실험에 사용된 선행 연구 알고리즘의 수행되는 흐름도(Flow Chart)를 나타낸다. 그림 8에서 Capture GCR 루틴은 메모리(FIFO)에 저장되어 있는 수신된 GCR 신호  $r_R[n]$ 을 신호 처리기로 읽어 들이는 과정이다. Correlation 루틴은 식 (17)과 같은 주기적 상호 상관관계를 구해서 다중경로 채널의 충격 응답  $h_c[n]$ 을 구한다.

Average 루틴은 신호대 잡음비를 개선하기 위해 다중경로 채널의 충격 응답을 8번 평균한다. 평균하는 방법은 GCR 신호 규격에 지정되어 있다. Windowing 루틴은 다중경로 채널 충격 응답  $h_c[n]$ 의 일부를 취해서 FIR 필터로 통화가 가능하도록 짧은 충격 응답  $h_{c1}[n]$ 을 만든다.  $h_{c1}[n]$ 의 주파수 스펙트럼을 FFT 루틴에서 구한뒤, Frequency Spectrum Division 루틴에서 지역 통과 필터의 스펙트럼으로 나누고, IFFT 루틴에서 역 푸리에 변환하면 FIR 필터의 계수가 구해진다. Convolution 루틴에서 FIR 필터의 계수와 다중경로 채널의 충격 응답과 컨볼루션하면 다중경로 채널과 FIR 필터의 합성 시스템의 충격 응답이 구해진다. Subtraction 루틴은 합성 시스템의 충격 응답에서 지역통과 필터의 충격 응답을 빼고, 이 결과로부터 IIR 필터의 계수를 구한다.

한편, 실제 방송 채널에서 발생 가능한 고스트 조합을 설정하고, 이것의 기저대역모델을 구해서 고스



트를 발생시키고 본연구에 의한 다중경로 채널 응답 특성과 선행 연구한 알고리즘으로 제거해 보았다. 실험에 사용한 고스트 조합이 표 1에 나열되어 있다. 조합 1은 우리가 흔히 볼 수 있는 고스트 환경이고, 조합 2는 근접 고스트만 있는 경우이다. 조합 2와 같은 고스트 환경은 주로 빌딩이 많은 도심 지역에서 나타난다. 조합 3은 고스트 장애가 심한 것이고, 조합 4는 인위적으로 만든 것으로서 고스트 장애 정도가 가장 심한 것이다. 특히 이것은 다중경로 채널의 위상 특성이 비 선형성을 갖고 있다.

모의 실험에 사용된 파형은 그림 9의 (a)인데, 이것은 TV 시험 신호의 하나인 칼라 바(Color Bar) 신호의 휘도 성분만 나타낸 것으로서 고스트를 관찰하기에 적합한 신호이다. 그림 9의 (a)에 신호대잡음비가 40dB인 백색 가우시안 잡음이 더해진 것이 (b)이다. 그림 10부터 13까지가 실험 결과 파형들이다. 이들 그림에서 (a)는 고스트가 포함되어 왜곡되고 잡음이 더

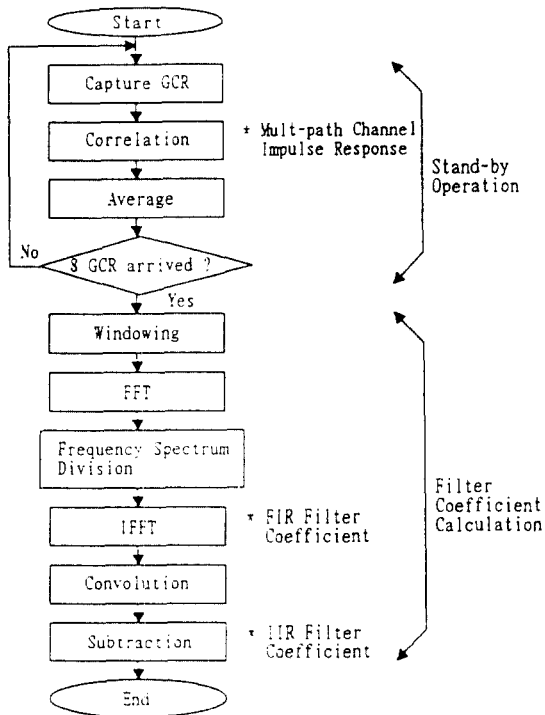


그림 8. 고스트 제거 필터 계수 연산과정

Fig. 8 The calculation process of ghost cancellation filter coefficient

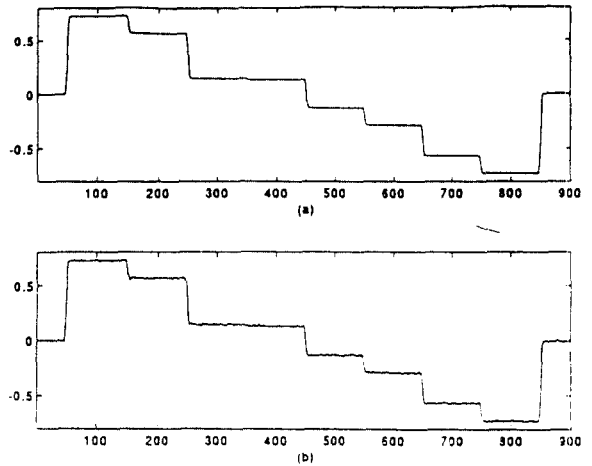


그림 9. 모의 실험에 사용된 파형

- (a) 원래 신호
- (b) 잡음이 부가된 신호

Fig. 9 The waveform used for computer simulation

- (a) The original signal
- (b) The signal with noise

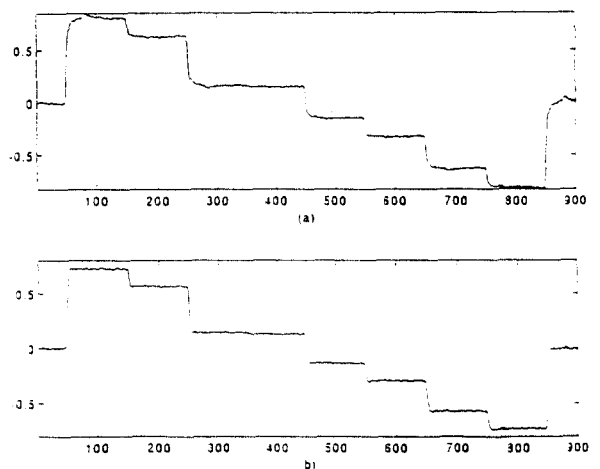


그림 10. 조합 1에 대한 처리 결과

- (a) 수신된 신호
- (b) 고스트가 제거된 신호

Fig. 10 The processing result for combination 1

- (a) The received signal
- (b) The ghost cancelled signal

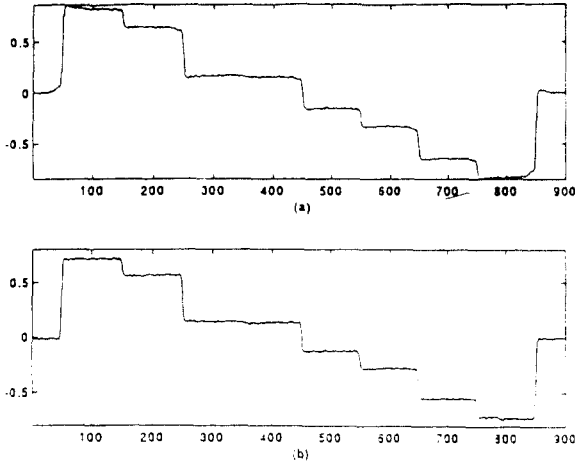


그림 11. 조합 2에 대한 처리 결과  
(a) 수신된 신호  
(b) 고스트가 제거된 신호

Fig. 11 The processing result for combination 1  
(a) The received signal  
(b) The ghost cancelled signal

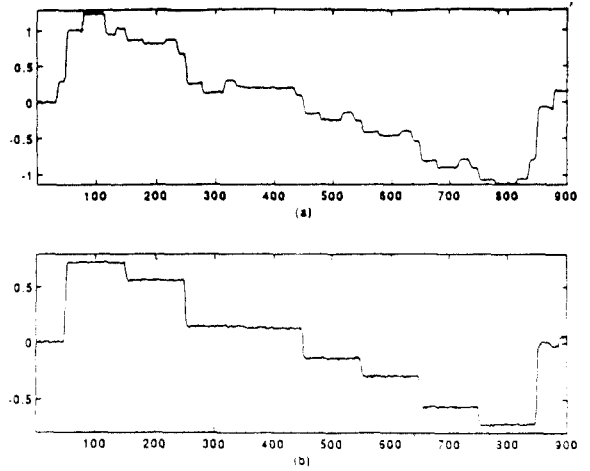


그림 13. 조합 4에 대한 처리 결과  
(a) 수신된 신호  
(b) 고스트가 제거된 신호

Fig. 13 The processing result for combination 1  
(a) The received signal  
(b) The ghost cancelled signal

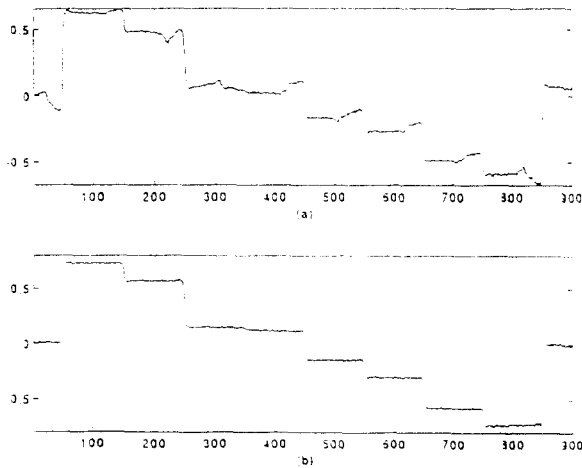


그림 12. 조합 3에 대한 처리 결과  
(a) 수신된 신호  
(b) 고스트가 제거된 신호

Fig. 12 The processing result for combination 1  
(a) The received signal  
(b) The ghost cancelled signal

표 1. 고스트 조합

Table 1. Ghost combination

고스트 조합	지연시간 ( $\mu\text{sec}$ )	감쇄 상수 (dB)	위상천이 (Degree)
1. Typical	0.45	-19	30
	2.30	-24	-80
2. Micro Reflection	-0.70	-26	-40
	0.10	-26	-70
	0.15	-31	0
	0.25	-28	30
	0.40	-28	-50
3. Severe	-2.00	-18	-150
	-1.00	-26	170
	0.20	-30	40
	0.40	-28	-100
	12.00	-20	140
	18.00	-20	-130
4. Non Linear Phase	-1.00	-8	0
	2.00	-8	0
	4.60	-8	180
	6.00	-14	0

해진 파형이다. 통신 채널에서 잡음을 배제할 수 없으므로 잡음도 포함시켜서 모의 실험을 했다. 그림 10-13의 (a)와 같이 왜곡된 TV 신호가 선행 알고리즘

에 의해서 처리되어 (b)와 같이 고스트가 제거됨을 알 수 있다. 수치적인 성능 평가는 본 논문에서는 약하다.

### V. 결 론

본 논문에서는 한국 표준 GCR 신호의 특성을 잘 활용하여 다중경로 채널에서의 임펄스 응답을 구하였다. 이러한 특성은 다중경로 채널을 통해서 수신된 GCR 신호와 원래 GCR 신호의 주기적 상호 상관관계로부터 얻는다. 그리고 이의 유용성을 입증하기 위하여 선행연구된 고스트 제거 알고리즘을 이용하여 FIR 필터와 IIR 필터의 계수를 구하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 다양한 고스트들이 제거될 수 있음을 보였다.

고스트 제거과정에서 알 수 있듯이 고스트 제거를 위해서는 많은 연산이 필요하다. 따라서 이의 실용화를 위해서는 알고리즘의 개선에 따른 연산량의 감소와 고스트 제거 시간 단축이 필요하다.

### 참 고 문 헌

1. Waiter Ciciora, Gray Sgrignoli, and William Thomas, "A Tutorial on Ghost Cancelling in Television Systems," IEEE Trans. CE, Vol.CE-25, pp. 9-44, Feb. 1979.
2. Mohammad Reza Asharif, Kazuo Murano, and Mitsutoshi Hatori, "TV Ghost Cancelling by LMS-RAT Digital Filter," IEEE Trans. CE, Vol. CE-27, No.4, pp.588-604, Nov. 1981.
3. Tzy-Hong S. Chao, "Mult-path Equalization for NTSC Video by Digital IIR Filter," IEEE Trans. CE, Vol.34, No.1, pp.268-278, Feb. 1988.
4. Melih Pazarchi, "An Adaptive Ghost Processor for Broadcast Television," IEEE Trans. CE, Vol.35, No.3, pp.184-194, Aug. 1989.
5. 송우진, 김장환, 정영식, "Television Ghost 제거 Transversal Filter의 최적 계수 연산 Algorithm 개발," (주)금성사 산학 협동 과제 최종 보고서, pp. 9-23, 1991. 12.
6. Kwang C. Joo and Woo J. Song, "Ghlost Signal Removal Apparatus for Broadcasting Reception

System," USA Patent, Patent No: 5,299,004, Mar. 1994.

7. 주광철, "한국 표준 GCR 신호를 이용한 TV 고스트 제거 고속 알고리즘" 포항공과대학교 석사학위 논문, 1995.
8. 주광철, 송우진, 윤상환, "한국 표준 GCR 신호를 이용한 TV 고스트 제거 고속 알고리즘," 제7회 신호처리합동학술대회 논문집, pp.12-15, 1993. 10.



權 炳 憲(Byung Heon Kwon) 정회원  
 1964년 8월 28일생  
 1987년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 졸업(공학사)  
 1989년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 석사학위취득(공학석사)

1995년 8월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 박사학위취득(공학박사)  
 1989년 1월~현재: LG 전자(주) 영상미디어 연구소 선임연구원

※주관심분야: 영상신호처리, ASIC 설계



周 光 澈(Gwang Chul Joo)정회원  
 1964년 4월 1일생  
 1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학사)  
 1995년 2월: 포항공과대학교 정보통신대학원 정보통신공학과(공학석사)

1990년 1월~현재: LG 전자(주)TV 연구소 주임연구원  
 ※주관심분야: DSP, DBS 시스템 설계