

지상파 DTV 수신기에서의 NTSC 간섭 제거 필터에 관한 특성 분석

정회원 김 형 남*

Analysis on the properties of an NTSC interference rejection filter in terrestrial DTV receivers

Hyoun-Nam Kim* *Regular Member*

요 약

우리나라의 지상파 TV 방송의 디지털 전환이 수도권을 시작으로 본격화 되었지만 2010년까지는 현재의 아날로그 NTSC 방송과 동시에 공존하게 된다. 따라서, 디지털 TV 채널과 동일한 채널에 아날로그 NTSC 방송이 존재하게 되며 이를 효과적으로 제거하기 위해서 DTV 수신기에서는 NTSC 간섭 제거 필터를 채택하고 있다. 본 논문에서는 이러한 NTSC 간섭제거 필터의 특성을 살펴보고 이 필터를 사용함으로써 발생하는 잡음 성능 저하를 수학적으로 분석한다.

Key Words : DTV, NTSC, co-channel interference, comb filter.

ABSTRACT

In Korea, transition to digital TV broadcasting started at the metropolitan Seoul area and has expanded to the metropolitan area in 2004. However, until 2010 analog NTSC broadcasting will co-exist with digital TV. In this situation, digital TV may have the same channel as an analog NTSC broadcasting. To remove the effect of the analog NTSC interference, DTV receivers adopt an NTSC rejection filter. In this paper, analysis on properties of the filter, such as a rejection property and noise performance degradation, is presented.

I. 서 론

디지털 기술을 이용한 지상파 방송은 기존의 아날로그 방식에 비해 스펙트럼 이용 효율과 품질 및 전력 효율, 그리고 다른 매체와의 호환성 등에 있어서 많은 이점을 가지고 있다. 전 세계적으로 지상파 방송의 디지털화는 이미 가시화되기 시작하였고 2000년대 중반까지 단계적으로 아날로그 방송을 대체할 것으로 전망되고 있다. 우리나라에서도 지난 1997년 11월에 지상파 디지털 TV 방송 표준안으로 미국의 ATSC (Advanced Television Systems Committee)

8-VSB (vestigial sideband) 방식이 선정되었고, 2001년 10월부터 수도권을 시작으로 본 방송이 실시되었다. 그러나, 이동수신 및 실내수신 성능에 대한 미국 방식의 문제점이 제기 되고 방송 방식 변경에 대한 논쟁이 발생하여 디지털 TV의 전국 확산은 상당히 오랜 기간 지체되었다. 지상파 디지털 방송방식에 대한 논쟁은 2001년부터 2004년 초까지 4년간이나 계속되다가 다각적인 검토를 거쳐 2004년 7월 초에 기존의 결정대로 미국 방식인 ATSC 8-VSB가 우리나라 지상파 디지털 TV 전송 방식으로 최종 합의가 되었다 [1]. 이에 따라, 우리나라의 디지털 TV 전환 일

* 부산대학교 전자공학과 통신및신호처리 연구실(hnkim@pusan.ac.kr)

논문번호 : KICS2004-08-172, 접수일자 : 2004년 8월 28일

※본 연구는 2004년도 한국학술진흥재단의 지원 (KRF-2004-003-D0026) 연구비 및 2003년도 부산대학교 교내학술연구비(신임교수연구정착금)에 의한 연구로 수행되었습니다.

정은 가속화될 것이고 광역시, 도청소재지, 시, 군지역 등으로 디지털 TV 방송이 점차적으로 확산되어 2005년까지 디지털 TV로의 전환이 완료될 것으로 예상되고 있다. 그러나, 아날로그 방송이 중단되는 시점은 디지털 TV 보급이 95%를 넘어서는 2010년경이 될 것으로 예상되고 있다.

전 세계 대부분의 나라에서는 디지털 TV 전환 정책을 우리나라와 마찬가지로 아날로그 시청자를 보호하기 위하여 일정 기간은 동시 방송을 실시하는 것으로 하고 있다. 이로 인해, 디지털 TV 시청자들은 아날로그 방송과 동일 채널에서 방송되는 디지털 방송을 시청할 경우, 아날로그 방송에서 강한 간섭을 야기하는 반송파에 의해 방해를 받을 가능성이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 미국 방식에서는 디지털 TV 수신기에 NTSC (National Television Systems Committee) 동일 채널 간섭 제거 필터를 채택하도록 권고 하고 있다. 그러나, 이러한 필터의 도입은 수신기의 잡음 성능을 저하시키는 원인이 되므로 항상 사용하는 것은 아니고 수신기 내부에 아날로그 간섭 신호의 강도를 측정하여 어느 임계치를 넘는 경우에 대해서만 사용하도록 하고 있다 [2].

본 논문에서는 ATSC의 수신기에 대한 권고안을 바탕으로 NTSC 간섭 제거 필터의 아날로그 TV 반송파 제거의 원리에 대해서 설명하고, 잡음 성능 저하에 대한 내용을 수학적으로 분석하여 그 결과를 제시한다.

II. NTSC 동일 채널 간섭 제거 필터의 특성

TV 방송 시스템에서 디지털 전송 방식의 도입은 강한 에러 정정 기능을 가지게 함으로써 에러가 없는 디지털 데이터의 전송을 어느 정도까지 가능하게 했지만, 디지털 전환 과정에서 제한된 자원인 채널을 기존의 아날로그 방송과 같이 사용하게 됨으로써 서로간의 간섭은 피할 수 없는 큰 문제로 남게 되었다. 우리나라에서 지상파 DTV 방송 방식으로 미국 방식인 ATSC 8-VSB를 선정했지만, 이 방식을 처음 표준으로 선정했던 미국에서도 DTV 전송 방식 표준안결의 과정에서 기존 아날로그 TV 시스템과의 상호 간섭 최소화를 가장 중요한 결정 요소로 보았다.

90년대 초 미국에서 디지털 방송 방식을 선정할 당시에, 디지털 통신 시스템에서 일반적으로 쓰이던 변조 방식은 QAM (quadrature-amplitude modulation) 이었다. 그러나, QAM 방식은 NTSC 동일 채널 간섭이 강하게 나타날 경우에 반송파 주파수를 찾아내기

가 굉장히 어렵다. 이를 해결하기 위해서는 반송파를 가지는 QAM 방식을 도입해야 하는데, 이 경우 검파 (detection)에는 도움이 되겠지만 송신 전력이 더 필요하게 된다. 뿐만 아니라, QAM 방식은 반송파가 대역 중간에 위치하게 되므로 많이 감쇄된 파일럿 신호라 하더라도 NTSC 수신기에서는 원하지 않는 반송파가 나타나게 되어 수신 성능에 큰 영향을 끼치게 된다. 그런데, 아날로그 NTSC 방송 신호의 스펙트럼과 반송파의 위치를 주파수 영역에서 보면 RF 대역의 저대역 끝 (low end of the RF band)에서 강한 감쇄가 있음을 알 수 있다. 따라서, 이 영역에 디지털 방송 신호의 파일럿이 있다면 NTSC 수신기에 간섭을 야기하지 않을 것이다. 이러한 조건을 만족시키는 방식으로서, VSB 방식은 반송파를 가지면서 대역의 가장 자리에 그 파일럿을 놓을 수 있으므로 QAM 방식과 비교하여 경쟁 우위에 있다.

그러나, 또 문제가 되는 것은 디지털 TV 수신기에서 동일 채널 간섭을 야기하는 기존 아날로그 NTSC 신호의 영향을 최소화하여야 한다는 것이었다. 특히, NTSC 동일 채널에서의 반송파에 의한 간섭은 큰 문제가 될 수 있으므로, 가능한 한 그 영향을 최소화해야 한다. 그림 1 (a)는 NTSC 신호의 중요한 세 성분 — 저 대역 경계 (lower band edge)로부터 1.25 MHz에 위치한 영상 반송파 (visual carrier), 영상 반송파 주파수보다 3.58 MHz 높은 위치의 색채 반송파 (chroma subcarrier), 영상 반송파 주파수보다 4.5 MHz 높은 위치의 음성 반송파 (aural carrier) — 의 대략적인 크기와 위치를 보여 주고 있다 [2]. 8-VSB 방식에서는, 이러한 NTSC 아날로그 방송 신호의 주 간섭 요소인 반송파의 영향을 DTV 수신기에서 효과적으로 제거 또는 줄일 수 있도록 NTSC 동일 채널 간섭 필터를 사용하는 방안을 제시하였다 [2].

VSB 방식은 이처럼 기존 아날로그 NTSC 방송과 공존하더라도 상호 간의 영향이 최소화될 수 있다는 장점이 크게 부각되어 최종적으로 미국의 DTV 전송방식으로 선정되었던 것이다. 우리나라에서도 2010년경지는 기존 아날로그 방송과 디지털 방송이 공존해야 하므로 이러한 상호 간의 간섭 최소화는 반드시 전제되어야 한다. 본 절에서는 이러한 NTSC 동일 채널 간섭 제거 필터의 간섭 제거의 원리에 대해서 설명한다.

NTSC 간섭 제거 필터는 주파수 응답 특성의 모양이 빗 모양과 비슷하다고 해서, 일반적으로 콤필터 (comb filter)라고 한다. 본 논문에서도 표기의 간편성을 위해서 이후로는 콤필터로 부르기로 하겠다. 콤필터는 그림 2에서 보는바와 같이 하나의 탭 (실제로는 12심벌

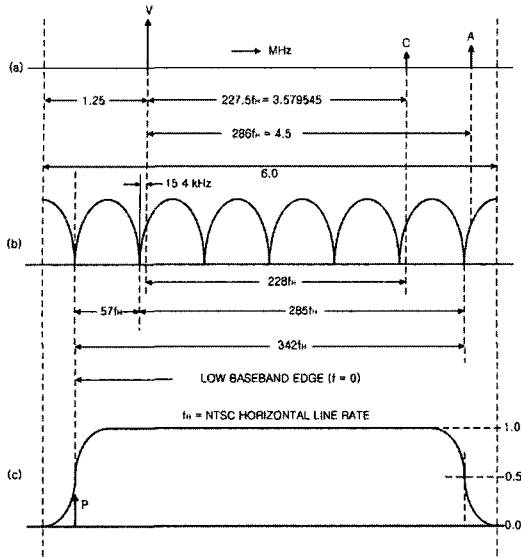


그림 1. NTSC 반송파의 위치와 간섭 제거 필터(콤필터)의 주파수 응답 [2].

지연)을 가지는 선형 피드포워드 필터이다 [2]. 이 필터의 시스템 전달 함수는 $H(z)$ 는

$$H(z) = 1 - z^{-12} \tag{1}$$

이고 주파수 응답 $H(e^{jw})$ 는

$$\begin{aligned} H(e^{jw}) &= 1 - e^{-j12w} \\ &= 1 - \cos 12w + jsin 12w \end{aligned} \tag{2}$$

이 된다. 따라서 진폭 특성 $|H(e^{jw})|$ 는

$$\begin{aligned} |H(e^{jw})| &= \sqrt{(1 - \cos 12w)^2 + \sin^2 12w} \\ &= 2|\sin 6w| \end{aligned} \tag{3}$$

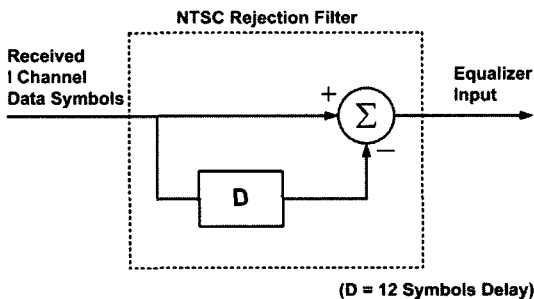


그림 2. NTSC 간섭 제거 필터(콤필터).

가 된다. 따라서, $w = 0$ 에서 π 까지 $\frac{\pi}{6}$ 간격으로 널(null)이 존재하게 된다. 지상파 DTV의 심벌 레이트가 10.76 MHz ($684 \times f_H$)이므로 $57 \times f_H$ (896.853 kHz) 마다 주기적인 널이 존재하는 것이고, 6 MHz 채널에 7개의 널이 생기게 된다. 그림 1(b)에 보여지고 있는 콤필터의 주파수 스펙트럼에 이러한 내용이 잘 나타나 있다. 그림 1(a)에 있는 NTSC 반송파의 분포와 그림 1(b)의 콤필터의 주파수 응답을 보면 콤필터의 간섭 제거 원리를 쉽게 이해할 수 있다.

NTSC의 영상 반송파는 두 번째 널 가까이에 있고 여섯 번째 널 가까이에 NTSC 색채 부반송파가, 일곱 번째 널 가까이에 NTSC 음성 반송파가 위치하고 있다. 콤필터는 널 주파수에 위치한 정상 상태의 신호를 제거함으로써, NTSC 반송파에 의해 생길 수 있는 왜곡을 줄일 수 있다. 여기서 한 가지 고려해야 할 것은, NTSC 반송파들의 상대적인 전력(power)이다. NTSC 반송파 전력의 상대적인 값을 보면, 영상 반송파(V)를 기준으로 색채 부반송파(C)의 크기는 약 -13dB 정도이고, 음성 반송파(A)는 -12dB 정도이다. 따라서, 우리가 우선적으로 제거해야 할 NTSC 반송파는 상대적으로 전력이 가장 큰 영상 반송파이다. 그러기 위해서는 DTV 스펙트럼을 약간 천이(shift) 시켜 주면 되는데, 간단한 계산으로 천이 주파수 값은 43.7 kHz²⁾가 됨을 알 수 있다. 실제 시스템에서는 동일 채널 또는 인접 채널의 영향을 다각적인 측면에서 고려하여 28.615 kHz 만큼 천이시키는 것으로 FCC 규정에서 정하고 있다 [2].

III. 콤필터의 잡음 성능 저하에 대한 분석

8-VSB 시스템에서는 필드 동기 세그먼트와 데이터 세그먼트 동기를 위해서는 2레벨의 심벌을 사용하고 일반 데이터 송신을 위해서는 8레벨 심벌을 사용한다 [3]. 따라서, 다양한 레벨의 심벌에 대한 콤필터의 성능 분석이 가능하도록 하기 위해, 8레벨과 같은 특정한 경우가 아닌, 임의의 M레벨에 대해서 정성적인 분석을 수행한 후, 그 분석 결과에 원하는 M의 값을 대입하여 특정한 레벨에 대한 결과를 얻을 수 있도록 하

- 1) NTSC 수평 주사 주파수 (horizontal line frequency)로서, $f_H = 4.5/286$ MHz = 15.734 kHz이다.
- 2) 첫 번째 널로부터 영상 반송파가 위치한 주파수까지의 값이다.

겠다.

컴필터를 통과한 데이터는 레벨 수에서 변화가 있는데, M 레벨의 데이터가 컴필터를 통과하면 (2M-1) 레벨이 된다. 이러한 과정을 부분 응답 (partial response) 이라고 한다.³⁾ 본 절에서는 컴필터를 사용하지 않았을 때와 사용했을 때, 각각의 경우에 대해서 평균 심벌 에러 확률을 구함으로써 컴필터가 잡음 성능에 미치는 영향을 분석한다.

계산의 편의를 위해서 다중 경로가 아닌 LOS (line of sight)만 있고 double-sided PSD (power spectral density) 가 $\frac{N_0}{2}$ 인 AWGN (additive white Gaussian noise) 채널을 가정하자. 송신하고자 하는 M 레벨의 심벌 A_m 은

$$A_m = (2m - 1 - M)d, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

이며 동등 확률 분포를 가지고 i.i.d. (independent and identically distributed) 이다. 여기서 d는 0에서 가장 가까운 심벌과의 거리를 나타낸다. 따라서 인접한 심벌 사이의 거리는 2d가 된다.

수신기에서 복조를 한 후, 샘플러를 거친 심벌 값 $Q(kT)$ 는

$$Q(kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n p(kT - nT) + Z(kT) \quad (5)$$

이다. 여기서, a_n 은 A_m 중의 하나로서 송신된 심벌이고 T는 8-VSB 전송 표준에서의 심벌 간격인 0.093 μs (1/10.76 MHz)이다. 채널 특성을 이상적 (ideal) 이라고 가정했으므로 p(t)는 roll-off factor가 0.0575인 raised-cosine 필터가 된다 [3].

VSB 수신기에서는 일반적으로 정합필터에 의한 수신 필터링 후 VSB 복조를 수행하는데, 이러한 수신 필터링과 VSB 복조를 수행하는 결합된 필터의 충격 응답을 f(t)라고 했을 때 Z(t)는

$$Z(t) = N(t) * f(t) \quad (6)$$

3) 변경된 레벨 수는 격자 복호화기에서 다시 원래의 레벨 수로 복호화된다. 즉, 수신기에서 컴필터를 썼을 때는 그렇지 않았을 때에 비해서 격자 복호화기의 상태의 개수가 하나 더 늘어나게 된다.

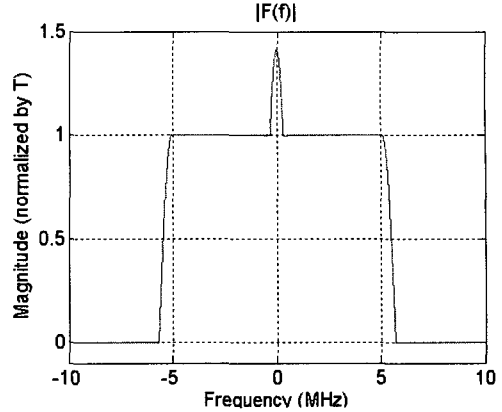


그림 3. 수신 필터링과 VSB 복조가 결합된 필터의 주파수 응답.

가 되는데, 여기서 $N(t)$ 는 double-sided PSD가 $\frac{N_0}{2}$ 인 AWGN이며 *는 컨볼루션을 나타낸다. 참고 문헌 [4]에 따르면, f(t)는 그림 3과 같은 주파수 응답을 가지는 필터이다.

Raised-cosine 필터는 Nyquist criterion을 만족하므로 $p(kT) = \delta_k$ 가 되어 펄스 정형화에 의한 ISI (intersymbol interference)는 없다 [5]. 따라서, 샘플러 출력 Q_k 는 다음과 같이 된다.

$$Q_k = a_k + Z_k \quad (7)$$

여기서, Q_k 와 Z_k 는 다음과 같이 정의 된다.

$$Q_k \triangleq Q(kT), \quad Z_k \triangleq Z(kT)$$

Q_k 에 대한 평균 심벌 에러 확률을 구하기 위해서는 Q_k 의 확률 분포를 구해야 한다. 우선 Z_k 의 분산은, f(t)의 푸리에 변환을 F(f)라 할 때 Z(t)의 PSD는

$$S_Z(f) = \frac{N_0}{2} \times |F(f)|^2 \quad (8)$$

이므로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{Z_k}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} S_Z(f) df \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |F(f)|^2 df \end{aligned} \quad (9)$$

Q_k 의 확률 분포는 $N(a_k, \sigma_{Z_k}^2)$ 이 되는데, 표기의 편의상 $\sigma_{Z_k}^2$ 을 σ^2 으로 쓰기로 하자. Q_k 에 대한 평균 심벌 에러 확률 P_{E1} 은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 P_{E1} &= \sum_{m=2}^{M-1} P(|Q_k - A_m| > d | a_k = A_m) P(a_k = A_m) \\
 &\quad + 2P(Q_k - A_1 > d | a_k = A_1) P(a_k = A_1) \\
 &= (M-2)P(|Q_k - d| | a_k = d) P(a_k = d) \\
 &\quad + 2P[Q_k + (M-1)d > d | a_k = -(M-1)d] \\
 &\quad \times P[a_k = -(M-1)d] \\
 &= \frac{M-2}{M} \times 2Q\left(\frac{d}{\sigma}\right) + \frac{2}{M} Q\left(\frac{d}{\sigma}\right) \\
 &= \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\frac{d}{\sigma}\right)
 \end{aligned} \tag{10}$$

여기서 $Q(x)$ 는 다음과 같이 정의된 함수이다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2/2} du \tag{11}$$

한편, $p(t)$ 의 푸리에 변환을 $P(f)$ 라 하면 수신 신호에서 순수 신호 부분의 평균 전력은

$$\begin{aligned}
 P_{av} &= \frac{E[A_m^2]}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df \\
 &\approx E[A_m^2]
 \end{aligned} \tag{12}$$

이 된다. 식 (12)에서 마지막 단계에서의 근사화는 $p(t)$ 의 roll-off factor가 0.0575로서 매우 작은 값이므로 $\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df \approx 1$ 이 된다는 것에 기인한 것이다. 그리고 $E[A_m^2]$ 은 M 레벨 전송 심벌의 평균 자승 값이므로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E[A_m^2] &= 2 \sum_{m=1}^{\frac{M}{2}} [(2m-1)d]^2 \frac{1}{M} \\
 &= \frac{2d^2}{M} \sum_{m=1}^{\frac{M}{2}} (4m^2 - 4m + 1) \\
 &= \frac{d^2}{3} (M^2 - 1)
 \end{aligned} \tag{13}$$

따라서, 식 (9), (12), (13)을 이용하여 수신 신호의 SNR (signal-to-noise ration) γ_{av} 를 구하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 \gamma_{av} &= \frac{P_{av}}{\sigma^2} = \frac{d^2}{3} \frac{(M^2 - 1)}{\sigma^2} \\
 &= \left(\frac{d}{\sigma}\right)^2 \times \frac{M^2 - 1}{3}
 \end{aligned} \tag{14}$$

식 (14)로부터 d 와 γ_{av} 와의 관계를 구하면

$$\left(\frac{d}{\sigma}\right)^2 = \frac{3}{M^2 - 1} \gamma_{av} \tag{15}$$

이다. 식 (15)를 식 (10)에 대입하여 정리하면 최종적으로 P_{E1} 은

$$\begin{aligned}
 P_{E1} &= \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{3}{M^2 - 1} \gamma_{av}}\right) \\
 &= 2\left(1 - \frac{1}{M}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M^2 - 1} \gamma_{av}}\right)
 \end{aligned} \tag{16}$$

가 된다.

지금까지 콤팩터를 사용하지 않았을 때의 AWGN 채널에서의 평균 심벌 에러 확률을 구했다. 이제는 콤팩터를 사용했을 때의 평균 심벌 에러 확률을 구해 보기로 하자. 콤팩터의 출력을 C_k 라 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 C_k &= Q_k - Q_{k-12} \\
 &= (a_k - a_{k-12}) + (Z_k - Z_{k-12}) \\
 &= b_k + Z_k'
 \end{aligned} \tag{17}$$

여기서 $b_k = a_k - a_{k-12}$ 이고 a_k 가 동등 확률 분포를 가지므로 b_k 는 다음과 같은 확률 분포를 갖는다.

$$\begin{aligned}
 P(b_k = 2ld) &= \frac{M-|l|}{M^2}, \\
 l &= -(M-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, M-1
 \end{aligned} \tag{18}$$

또, $Z_k' = Z_k - Z_{k-12}$ 이고 Z_k 가 AWGN이므로 Z_k' 의 평균은 0이고 분산은 Z_k 의 분산의 2배인 $2\sigma^2$ 이 된다. 따라서, C_k 의 확률 분포는 $N(b_k, 2\sigma^2)$ 이 되어, C_k 에 대한 평균 심벌 에러 확률 P_{E2} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

4) 평균이 a_k 이고, 분산이 $\sigma_{Z_k}^2$ 인 정규 분포를 의미 한다.

$$\begin{aligned}
 P_{E2} &= \sum_{i=-(M-2)}^{M-2} P(|C_k - 2ld| > d | b_k = 2ld)P(b_k = 2ld) \\
 &+ 2P[C_k + 2(M-1)d > d | b_k = -2(M-1)d] \\
 &\times P[b_k = -2(M-1)d] \\
 &= \left\{ 2 \sum_{i=0}^{M-1} P(b_k = 2ld) - P(b_k = 0) - P[b_k = -2(M-1)d] \right\} \quad (19) \\
 &\times P(|C_k| > d | b_k = 0) \\
 &= \left(1 - \frac{1}{M^2}\right)P(|C_k| > d | b_k = 0) \\
 &= \left(1 - \frac{1}{M^2}\right) \times 2Q\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma}\right)
 \end{aligned}$$

P_{E1} 에서와 마찬가지로 식 (15)를 식 (19)에 대입하여 정리하면 최종적으로 P_{E2} 는

$$P_{E2} = 2 \left(1 - \frac{1}{M^2}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{2(M^2-1)}} \gamma_{av}\right) \quad (20)$$

가 된다.

식 (16)의 P_{E1} 과 식 (20)의 P_{E2} 를 비교해 보면 콤파 필터를 사용했을 때가 그렇지 않았을 때에 비해서 백색 잡음에 대한 성능이 약 3 dB 저하됨을 확인할 수 있다. 그림 4, 5, 6, 7은 M 값, 즉 레벨 수가 각각 2, 4, 6, 8인 경우에 대해서 P_{E1} 과 P_{E2} 를 비교하는 그림으로서 콤파 필터의 사용에 의한 3 dB 성능 저하를 눈으로 쉽게 확인할 수 있게 해 주고 있다. 8-VSB 시스템에서는 채널 등화기에서 혼련열로 이용되는 2레벨의 필드 동기 세그먼트 심벌이 있고, 일반 데이터를 전송하는데 이용되는 8레벨 심벌이 있는데, 본 분석에 따르면 콤파 필터 사용에 의한 잡음 성능 저하는 8레벨의 일반 데이터(그림 7)에서보다는 2레벨의 동기 심벌(그림 4)에서 약간 더 크게 나타남을 알 수 있다. 그리고, 또한, 레벨 수의 증가에 따른 심벌 에러 확률의 변화 정도를 쉽게 알아볼 수도 있다. 부가적으로, ATSC 8-VSB에서는 디지털 TV를 시청하는데 문제가 없기 위한 조건으로서 채널 복호기 입력의 심벌 에러 확률이 0.2보다 작아야 한다는 것이 있다 [6]. 이를 위해서는 SNR이 14.9 dB 이상이 되어야 하며, 이 값을 TOV (threshold of visibility)라 한다 [2]. 그림 7에서 콤파 필터를 사용하지 않은 경우의 waterfall에서 심벌 에러 확률이 0.2일 때의 SNR 값을 찾아보면 14.9 dB가 됨을 확인할 수 있다. 이는 본 논문에서 제시한 AWGN 채널에서의 심벌 에러 확률의 결과가 정확하다는 것을 보여주는 것이다.

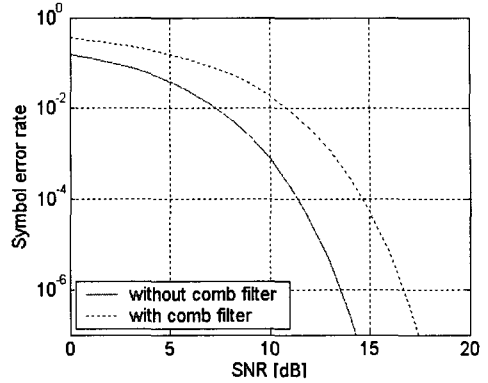


그림 4. M=2일 때의 AWGN 채널에서의 평균 심벌 에러 확률.

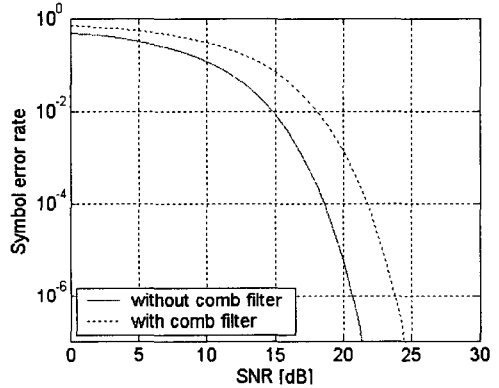


그림 5. M=4일 때의 AWGN 채널에서의 평균 심벌 에러 확률.

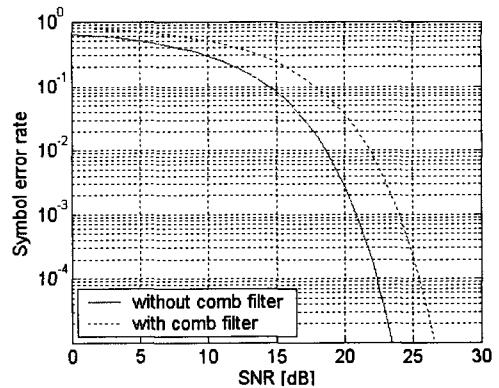


그림 6. M=6일 때의 AWGN 채널에서의 평균 심벌 에러 확률.

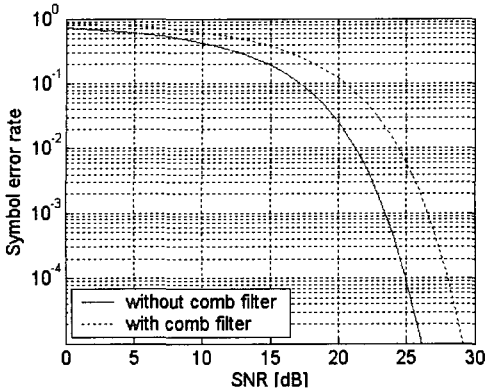


그림 7. M=8일 때의 AWGN 채널에서의 평균 심벌 에러 확률.

V. 결론

콤필터는 지상파 TV의 디지털 전환 과정에서 아날로그 NTSC 방송이 동일 채널의 디지털 방송에 미치는 영향을 최소화하고자 DTV 수신기에서 사용하는 간섭 제거 필터이다. 콤필터는 동일 채널 간섭을 줄여주는 이점이 있지만, 백색 잡음의 비상관성(uncorrelated property) 때문에 백색 잡음에 대한 성능은 약 3dB 저하시킨다. 이러한 이유로 ATSC에서는 DTV 수신기에서 NTSC 간섭의 정도를 측정하여 간섭이 작거나 없을 때는 자동적으로 콤필터를 사용하지 않도록 하는 방법을 권고하고 있다. 궁극적으로, 완전한 디지털 전환이 이루어져서 아날로그 방송이 중단되었을 때는, 콤필터는 수신기에서 필요가 없게 되어 완전히 제거되어야 한다. 본 논문에서는 이러한 콤필터의 간섭 제거 원리를 분석하고 백색 잡음 성능 저하에 대한 내용을 정성적으로 분석하여, 다양한 레벨의 송신 심벌에 대해서 심벌 에러 확률을 구할 수 있도록 하여 콤필터에 대한 보다 정확한 성능 분석이 가능하도록 하였다.

참고 문헌

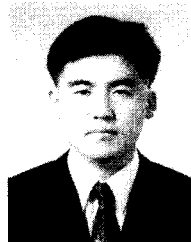
[1] 신화수, "DTV 전송방식 논쟁 타결", 전자신문, 2004년 7월 9일.
 [2] ATSC, Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard, Doc. A/54A, Dec. 2003.
 [3] ATSC, ATSC Digital Television Standard

(Revision A), Doc. A/53A, Apr. 2001.

[4] H.-N. Kim, Y.-T. Lee, and S. W. Kim, "Mathematical modeling of VSB-based digital television systems," *ETRI Journal*, 25(1), pp. 9-18, Feb. 2003.
 [5] John. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., New York: McGraw Hill, pp. 554-565, 2001.
 [6] M. Ghosh, "Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers," *Proc. of the IEEE*, 86(10), pp. 2070-2081, Oct. 1998.

김형남(Hyoung-Nam Kim)

정회원



1993년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업

1995년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사

2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사

2000년 4월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 박사후 연구원

2003년 2월 : 한국전자통신연구원 무선방송연구소 선임연구원

2003년 3월 ~ 현재 : 부산대학교 전자공학과 조교수

<관심분야> 적응신호처리, 디지털 TV, 디지털 통신, RFID, 멀티미디어 시스템,