

동적 평균을 이용한 FM 신호의 효율적인 x-dB 대역폭 측정방법

An Effective x-dB Bandwidth Measurement Method of FM Signals using Moving Average

김영수* · 유익한** · 조병모***

Young-Soo Kim* · Ik-Han Yoo** · Byung-Mo Cho***

요 약

순시주파수를 갖는 FM 신호의 대역폭을 효율적으로 측정하기 위한 방법을 제안한다. ITU-R 권고 x-dB 대역폭 측정의 문제점을 해결하기 위하여 smoothing 필터를 사용하였으며, 이는 스펙트럼 포락선의 섭동을 제거해 줌으로써 기준레벨과 x-dB 차이가 되는 교차 주파수를 쉽게 정할 수 있는 장점이 있다. 시뮬레이션 결과 제안된 방법이 기존 x-dB 대역폭 측정방법보다 표본 바이어스 및 평균 제곱오차 면에서 우수한 성능을 제공함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a new approach is proposed for effectively estimating the occupied bandwidth of frequency modulation (FM) signals. The proposed method makes use of the smoothing filter for removing the perturbation of spectrum envelope which frequently occurs in FM signals having the instantaneous frequency.

An effective procedure is derived for finding the relatively accurate bandwidth of FM signals combined with x-dB bandwidth measurement method which International Telecommunication Union-Radiocommunication (ITU-R) recommended.

It was shown that the proposed approach provides superior performance relative to the one obtained with the x-dB bandwidth measurement method in terms of sample bias and mean squared error of bandwidth estimates.

I. 서 론

최근에 전파이용의 대중화와 새로운 주파수 대의 기술개발, 무선통신 및 전자기술 등의 기술혁신에 따라 전파사용이 급격하게 증가 추세에 있으며, 무선국의 급증과 다양한 통신시스템, 복잡한 무선통신 방식, 다양한 무선통신 서비스요구 등으로 전파환경은 매우 복잡하다. 이러한 전파환경 속에서 합법적

인 전파사용자가 전파를 혼신과 간섭없이 공평하고 효율적으로 이용할 수 있도록 스펙트럼 관리당국이 전파감시업무를 수행하는 것은 매우 중요하다. 이러한 전파감시업무 중에서 발사전파의 주파수의 편차, 점유주파수의 대역폭, 신호의 강도 및 스퓨리어스 발사강도 등을 측정하는 품질감시업무가 선행되고 있다^[1].

FM 신호의 대역폭 측정에서는 시간에 따라 순시

*경희대학교 전자정보학부(School of Electronics & Information, KyungHee University)

**한국전자통신연구원 무선방송기술연구소(Radio & Broadcasting Technology Laboratory, ETRI)

***순천대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Suncheon National University)

· 논문번호 : 20000629-072

· 수정완료일자 : 2000년 8월 2일

주파수가 변화하기 때문에 정확하게 대역폭을 측정하기 어렵다는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 FM 신호의 대역폭을 스펙트럼 분석기를 이용하여 측정하는 방법이 연구된 바 있으나, 이 방법은 측정모드의 특성상 측정오차가 많이 발생한다. 특히, 감시국소에서 발사신호의 대역폭을 어떻게 효율적으로 측정할 것인가에 대한 방법이 명확하지 않다는 점이다. 즉 송신 측에서 측정하였을 경우와 멀리 떨어져 있는 감시국소에서 측정하였을 경우에 대역폭이 실제적으로 다르다는 것이다. 실제 전파환경하의 감시국소에서 어떤 발사신호에 대한 대역폭 측정이 행해짐에 따라 여전히 측정된 값의 변동이나, 간섭이나 잡음의 영향, 측정장비의 응답속도의 선택 등과 같은 해결해야 할 점들이 많이 대두되고 있는 상황이다. 즉, 측정에 관한 명확한 방법이 아직 확립되어 있지 않은 실정이다.

본 논문에서는 전세기적으로 주요 관심대상이 되고 있는 FM 신호의 x-dB 대역폭을 보다 효율적으로 측정하기 위한 새로운 방법을 제안한다. 이 방법은 FIR 필터를 사용하는 디지털신호처리 기법으로서 시뮬레이션 결과 기존 x-dB를 이용한 방법보다 상당히 작은 오차를 보여주었다.

II 장에서는 FM 신호의 모델과 ITU-R 권고 대역폭에 대해서 살펴보고, III 장에서는 본 논문에서 제안한 방법의 기본개념과 연산과정을 이론적으로 기술하였다. 제안된 방법의 통계적 성능이 우수함을 보여주기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 IV 장에 제시하였다.

II. FM 신호의 모델 및 대역폭 측정

2-1 FM 신호 모델

일반적인 변조신호를 분석하기 위한 신호의 표현식은 다음과 같이 주어진다.

$$\phi(t) = a(t) \cos[\omega_c t + \gamma(t)] \quad (1)$$

여기서 ω_c 는 반송파 주파수, $\omega_c t + \gamma(t)$ 는 위상을 그리고 $a(t)$ 는 진폭을 나타낸다. 식 (1)에서 $\gamma(t)$ 가 상수이고, 시간에 따라 $a(t)$ 가 변화할 때, 진폭변조 신호가 되며, $a(t)$ 가 상수이고, 시간에 따

라 $\gamma(t)$ 가 변화할 경우에 각 변조 신호가 된다.

FM 변조신호의 주파수는 입력신호 $f(t)$ 에 비례하는 순시주파수로서 다음과 같이 표현된다.

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f f(t) \quad (2)$$

식 (2)를 주파수 변조된 신호의 위상각으로 다시 표현하면 다음과 같이 주어진다.

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_i(\tau) d\tau = \omega_c t + \int_0^t k_f f(\tau) d\tau + \theta_0 \quad (3)$$

식 (3)을 식 (1)에 대입하면 다음과 같은 FM 변조 신호가 된다.

$$\phi_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + \int_0^t k_f f(\tau) d\tau + \theta_0] \quad (4)$$

여기에서 A , ω_c , k_f , θ_0 는 상수이다. 입력신호 $f(t)$ 가 $a \cos \omega_m t$ 일 경우에 FM 신호의 위상은 식 (5)와 같이 표현될 수 있다.

$$\theta(t) = \omega_c t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \sin \omega_m t = \omega_c t + \beta \sin \omega_m t \quad (5)$$

식 (5)에서 $\Delta \omega = a k_f$ 이고 $\beta = \frac{\Delta \omega}{\omega_m}$ 로서 β 는 변조하는 신호의 주파수와 침두주파수 편차의 비를 나타내는 변조지수이다. 입력신호 $f(t)$ 가 $a \cos \omega_m t$ 인 신호의 대역폭은 Carson 규칙에 의하여 다음과 같이 주어짐은 잘 알려져 있다[2].

$$W \approx 2(\Delta \omega + \omega_m) \quad (6)$$

위의 식은 β 가 작거나 큰 경우에 모두 적용될 수 있으며 정확하면서 편리한 추정값을 제공하기 때문에 실제로 널리 사용되고 있다.

2-2 ITU-R 권고 대역폭 측정방법

ITU-R에서 권고된 대역폭 측정방법에는 크게 3가지 방법이 있다. x-dB 대역폭의 직접측정방법, 전력비 비교법에 의한 점유대역폭(총 평균전력의 99%)의 직접측정방법 그리고 신호의 스펙트럼 포락선의 감소를 등을 이용한 점유대역폭의 간접측정방법들이 있다^{[3]~[5]}. 본 절에서는 가장 많이 사용되고 있는 두가지 방법을 간단히 고찰해본다.

2-2-1 x-dB를 이용한 대역폭의 직접측정방법

이 방법은 다양한 방법으로 x-dB 대역폭을 직접 읽음으로써 신호의 스펙트럼을 얻기 위해 고안되었다. 초기 시작점 레벨과 감소를 같은 대역에 스펙트럼들의 다양한 특성이 얻어질 수 있다. x-dB 측정방법은 그림 1에 나타낸 바와 같이 스펙트럼 포락선의 기준레벨에 대한 x dB 까지의 대역폭을 측정하여 대역폭을 구하는 방법으로 특히 입력신호가 디지털 신호인 경우, 가장 편리하게 대역폭을 측정할 수 있는 방법이다. 이 측정방법은 x dB와 기준레벨을 어떻게 설정하는가 하는 점이 중요하다. 스펙트럼 분석기 등의 여러 측정장비에 적용될 수 있으며, 전파 형식에 따라 기준이 달라질 수 있으나, 스펙트럼 분석기를 사용할 경우 ITU-R에서는 -26 dB 또는 -6 dB의 x-dB를 권고하고 있다. x-dB 대역폭 측정방법은 어떤 장비를 이용하는가에 따라 단일 대역통과 필터 방법 (연속적인 스펙트럼 분석), 다중 대역통과 필터를 이용하는 방법 (동시 스펙트럼 분석) 등으로 나뉜다.

2-2-2 전력비 비교법에 의한 점유대역폭의 직접 측정 방법

이 방법은 발사신호의 스펙트럼의 측면에서 필터의 차단 주파수가 이동될 수 있는 두 개의 저역통과 필터 혹은 두 개의 고역통과 필터, 하나의 고역통과 필터와 하나의 저역통과 필터에 의해 필터링된 후 남아있는 전력과 발사신호의 총전력을 비교하여 측정하는 방법으로서 99% 대역폭을 이용한다. 그림 2에 나타낸 바와 같이 총전력의 0.5%의 값이 얻어

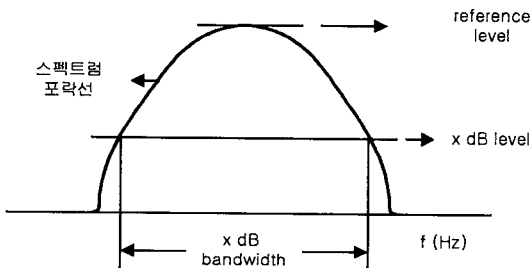


그림 1. x dB 대역폭의 정의
Fig. 1. Definition of x-dB bandwidth.

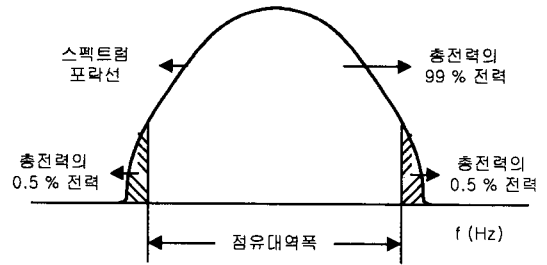


그림 2. 99% 점유대역폭의 정의
Fig. 2. Definition of 99% Occupied bandwidth.

질 때까지 상위 주파수 대역의 성분에 있는 전력을 합산하고 가능한 에너지가 측정에서 빠지지 않도록 중심주파수에서 충분히 떨어진 각각의 경우에서 시작되는 대역아래의 성분에 대하여 이 절차를 반복함으로써 대역의 상한 및 하한의 위치를 찾는 것이 필요하다.

III. 동적 평균을 이용한 x-dB 대역폭 측정

II장에서 기술한 바와 같이 디지털 신호의 효율적인 대역폭 측정은 x-dB 대역폭 측정방법이 보다 편리하며 감시국소에서 적용하기에도 적합한 것으로 알려져 있다^[4]. 따라서 여기에서는 x-dB의 문제점을 개선하기 위한 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 smoothing 방법의 기본 개념은 순시 주파수를 갖는 FM 신호의 스펙트럼 포락선이 주파수에 따라 섭동을 하기 때문에 x-dB 대역폭을 측정할 경우에 여러 개의 대역폭값이 발생하는 문제점을 갖고 있으므로 이러한 스펙트럼 섭동을 신호의 특성을 변경시키지 않고 어떻게 효율적으로 측정할 것인가에 착안한 것이다. 섭동이란 순간적으로 급격하게 변하므로 고주파 성분을 갖고 있다. 따라서 저역통과필터를 사용할 경우에 스펙트럼 포락선이 부드럽게 되어 오직 한 개의 유효 대역폭 값만을 제공하게 된다.

이산적인 시간분포를 갖는 신호에 대하여, n_0 라는 임의의 n 에서 smoothing 된 값 $y[n]$ 이 n_0 부근의 $x[n]$ 값들의 평균적인 값일 때, 일반적인 smoothing 동작을 동적 평균 (Moving average)라고 한다. 이 방법의 기본원리는 원래의 신호가 smoothing 또는 저

역통과 필터를 이용함으로써 점과 점 사이의 빠른 변화는 없어지고, 천천히 변화하는 것만 남게 된다는 것이다. 예를 들어, 입력 신호 $x[n]$ 의 3 개의 동적 평균은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y[n] = \frac{1}{3}(x[n-1] + x[n] + x[n+1]) \quad (7)$$

즉, 각각의 $y[n]$ 의 출력값은 3개의 연속적인 입력값의 평균이다. 식 (7)은 비순환적인 FIR 필터의 성격을 가진 선형방정식이고, 필터 전달 함수 $H(\omega)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$H(\omega) = \frac{1}{3}[1 + 2\cos \omega] \quad (8)$$

$H(\omega)$ 의 크기는 그림 3과 같다. 그림 3에 나타낸 바와 같이 통과대역과 저지대역 사이에 급격한 변화는 존재하지 않지만, 이 필터가 저역통과 필터의 일반적인 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

식 (7)의 입력신호 3 개의 동적평균 필터는 효과적으로 차단주파수를 조정하기 위하여 바꾸어 줄 수 있는 파라미터가 없다. 이 동적평균 필터를 일반화시킴으로써 $(N + M + 1)$ 의 이웃하는 점들에 대한 평균을 고려할 수 있는데, 다음과 같은 식으로 주어질 수 있다.

$$y[n] = \frac{1}{N + M + 1} \sum_{k=-N}^M x[n - k] \quad (9)$$

식 (9)에 의한 필터의 주파수 응답은 식 (10)과 같고, 이러한 필터를 위에서 언급한 바와 같이 “동적 평균 필터” 또는 “Smoothing 필터”라고 한다.

$$H(\omega) = \frac{1}{N + M + 1} \sum_{k=-N}^M e^{-j\omega k} \quad (10)$$

식 (9)의 Smoothing 필터의 식은 서로 이웃하는 $(N + M + 1)$ 개의 점들을 가중치 평균으로 바꾸어 줌으로써 좀 더 일반화시킬 수 있다. 식 (11)은 이렇게

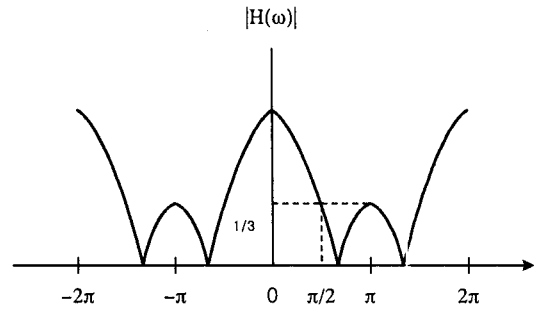


그림 3. Smoothing filter의 주파수 응답
Fig. 3. Frequency response of smoothing filter.

좀 더 일반화된 Smoothing 필터의 식이다.

$$y[n] = \sum_{k=-N}^M h_k x[n - k] \quad (11)$$

여기서 h_k 는 위에서 설명된 필터의 특성을 얻기 위해서 선택된다. h_k 를 선택하는 방법으로 다양한 창함수를 사용할 수 있으며 이는 응용에 따라 달리 선택하여 설계할 수 있다.

Smoothing 필터를 이용하는 것 이외에 일반적인 FIR 저역통과 필터 등을 이용하여 스펙트럼의 포락선을 부드럽게 하는 방법과 IIR 필터를 이용하는 방법이 고려될 수 있다. 그러나, FIR 저역통과 필터의 경우, 여러 가지 필터 차수 중에서 어떠한 방법을 이용할 것인가와 스펙트럼 분포를 시간영역의 신호로 고려하여 계산하므로 주파수 영역 신호 데이터의 과도 증강 영역이 발생하는 등의 다양한 요인 등을 고려할 필요가 있는데 본 논문의 주제가 필터설계에 관한 것이 아니고 필터의 효율적인 응용에 해당하므로 여기에서는 FIR 및 IIR 필터의 이론적인 전개를 하지 않는다.

제안한 대역폭 측정방법의 연산과정이 그림 4에 표시되어 있다. 먼저 FM 신호의 스펙트럼을 Maximum-hold 모드에서 dB 레벨로 측정하여 디지털 데

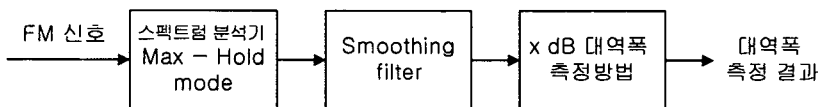


그림 4. FM 신호의 효율적인 대역폭 측정방법
Fig. 4. Effective bandwidth measurement of FM signals.

이터(시퀀스)로 변환한 후 스펙트럼 포락선을 부드럽게 하기 위한 smoothing 필터의 차수를 결정하여 변환된 스펙트럼 포락선을 주파수 영역에서 필터링한다. 다음에 출력 스펙트럼의 최고값을 기준으로 x-dB 측정방법을 적용하여 대역폭을 측정한다.

Maximum hold 모드란 실제적으로 FM 라디오 방송의 대역폭 측정을 위하여 스펙트럼 분석기에서 사용하는 모드로서 N번의 독립시행에서 일정한 지점에서의 신호 크기가 가장 큰 값들을 취하는 모드이다^[3]. FM 신호의 Maximum-hold 모드의 스펙트럼 분포모양 및 제안한 방법을 이용한 경우의 스펙트럼 분포는 다음 장에서 예시하였다. 또한, Smoothing 필터를 이용하는 FM 신호의 대역폭 측정방법에서 결정되어야 하는 x dB와 Smoothing 필터의 차수 등의 설정에 관해서는 시뮬레이션 결과에서 기술하였다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 FM 신호에 국한하여 제안한 방법의 우수한 성능을 보여주기 위하여 ITU-R에서 권고한 기준 x-dB 대역폭 측정방법과 통계적 성능을 비교 분석하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 데이터의 각 매개변수 값은 실제적인 FM 라디오 방송의 매개변수와 매우 유사하게 설정하였으며 다만 값의 척도(scale)만 다르게 정하였다. FM 신호의 시뮬레이션 데이터를 발생하기 위하여 표본주파수는 1000 Hz를 사용하

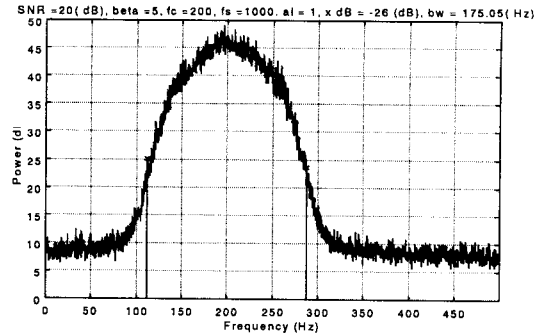


그림 6. Maximum hold 모드에서의 스펙트럼
Fig. 6. Spectrum in the maximum-hold mode.

였고 반송파 주파수가 200 Hz이고 변조주파수 f_m 은 15 Hz 그리고 변조지수 β 는 5를 가정하여 대역폭인 180 Hz인 FM 변조신호를 생성하였다. 채널을 통한 잡음은 부가성 백색 가우시안 잡음으로써 신호대 잡음비가 20 dB가 되도록 랜덤잡음을 발생시켰다. FM 신호 시뮬레이션 데이터 발생기의 구성도가 그림 5에 표시되어 있다.

데이터 시뮬레이터를 통하여 발생된 신호대 잡음비가 20 dB인 신호의 스펙트럼을 10번의 독립시행을 거쳐 Maximum-hold mode에서 측정한 결과가 그림 6에 주어져 있으며 그림 7은 제안된 방법을 통하여 측정된 스펙트럼의 결과이다.

표 1은 500개의 샘플 데이터를 필터차수 51인 smoothing 필터를 통과시켜 측정한 결과이며 100번의 독립시행을 통하여 측정된 대역폭의 통계적 성

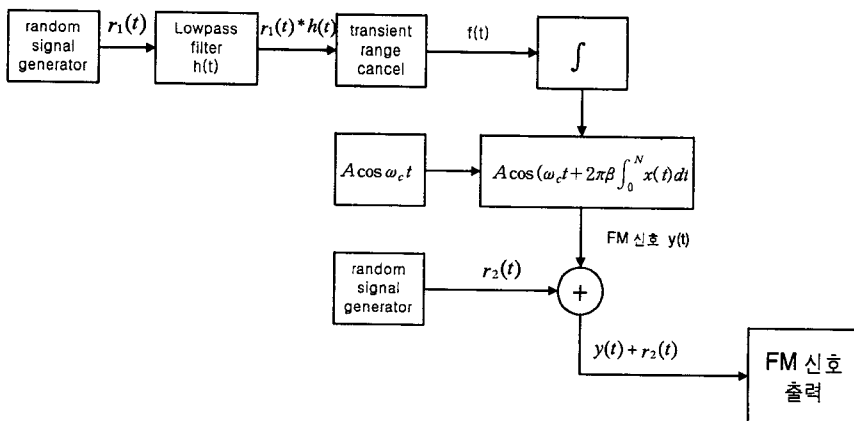


그림 5. FM 신호 발생기 구성도
Fig. 5. Structure of FM signal generator.

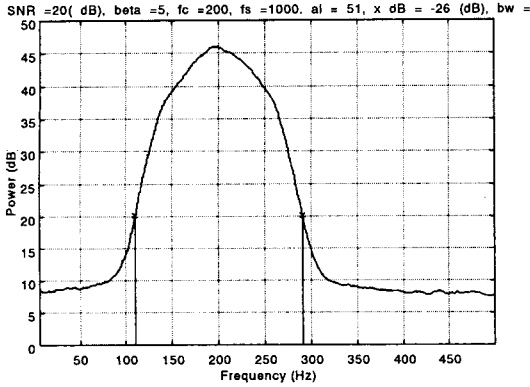


그림 7. 제안한 방법을 이용한 스펙트럼 결과(필터 차수 : 51)

Fig. 7. Spectrum obtained by using the proposed method.

표 1. x-dB 대역폭 측정값의 통계적 특성 비교(100 번 독립시행)

Table 1. Comparative performance between conventional method and the proposed method. (100 independent trials)

방법	표본 바이어스(Hz)	표본 평균 제곱 오차	표본 평균 표준 편차
기존 방법	3.243	7.0950	2.1976
제안 방법	0.42	0.5329	0.7300

능을 나타낸다. 제안한 방법을 사용할 경우에 표본 바이어스 및 평균 제곱오차가 훨씬 작음을 알 수 있다. 여기서 표본바이어스는 실제 대역폭 180 Hz와 추정된 값의 차이의 평균을 나타내고 평균제곱오차는 180 Hz와 추정값의 차를 제곱한 값의 평균을 나타낸다.

신호대 잡음비에 따른 제안된 방법의 통계적 성능을 검증하기 위하여 0 dB부터 50 dB까지 SNR을 변화시켜가면서 26-dB 대역폭을 측정하였다. 그림 8로부터 신호대 잡음비가 5 dB 이하인 경우에는 최고레벨점과 잡음레벨의 차이가 작으므로 26-dB 대역폭 측정이 불가능한 반면에 신호대 잡음비가 10 dB 이상인 경우에는 실제적인 대역폭 180 Hz의 근사한 측정값을 제공함을 알 수 있다.

다양한 시뮬레이션의 통계적 결과를 통하여 제안한 방법은 신호대 잡음비가 약 10 dB 이상인 경우에

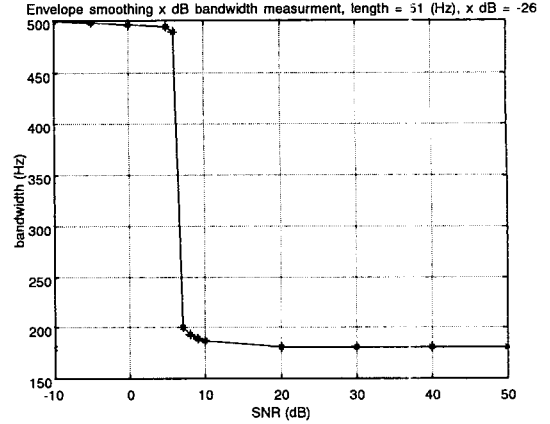


그림 8. 신호대 잡음비에 따른 제안한 방법의 x-dB 대역폭 측정값 (실제대역폭 : 180 Hz)

Fig. 8. Variation of x-dB bandwidth of the proposed method with signal-to-noise ratio.

매우 우수한 대역폭 측정값을 제공하였으며 이는 변조지수 5인 경우에 적용될 수 있는 결과로서 현재 전세계적으로 사용되고 있는 대역폭 180 kHz인 FM 라디오 방송신호의 대역폭을 효율적으로 측정하기 위한 방법으로 기대된다. 변조지수에 따른 smoothing 필터의 차수 및 x-dB 값의 최적값을 결정하는 연구는 현재 진행중이며 우선 스펙트럼 관리 및 감시 분야에서 전세계적으로 가장 관심있는 FM 라디오 방송신호를 대상으로 효율적인 대역폭 측정방법을 제안하였다.

V. 결 론

시간에 따라 스펙트럼 특성이 변하는 FM 신호의 대역폭을 효율적으로 측정하기 위한 방법을 제안하였다. 이 방법은 smoothing 필터를 이용하여 x-dB 대역폭을 측정하는 방법으로써 기본개념은 스펙트럼 포락선의 섭동을 제거하기 위하여 저주파 통과 필터를 사용한다는 점이다. ITU-R에서 제안한 x-dB(26-dB) 대역폭 측정방법의 문제점을 극복하기 위한 방법으로써 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 방법이 기존 방법보다 통계적 특성 면에서 우수함을 보여주었다.

앞으로 다양한 대역폭을 갖는 FM 신호의 대역폭을 측정하기 위한 최적의 필터차수 선정문제, 변조

지수에 따른 x-dB 값 및 페이딩환경을 고려한 시뮬레이터 구성 문제 등에 관하여 연구되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] 김영수, 전파품질 측정방법 연구, 전파연구소 최종보고서, 1998.

[2] F. G. Stremler, *Communication Systems*, 3rd edition, Addison Wesley, 1990.
 [3] ITU, *Spectrum utilization and monitoring vol. I*, 1986.
 [4] ITU, *Handbook for Monitoring Stations*, 1988.
 [5] ITU, ITU-R Recommendations, *Spectrum Management Techniques*, 1994. SM series Volume, 1994.

김 영 수



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1988년 12월: Arizona State University 전기 및 컴퓨터공학과(공학박사)

1985년 5월~1986년 5월: Consultant, Signal-System Technology Inc., U. S. A.
 1986년 6월~1988년 12월: Research Associate, Arizona State University
 1989년 3월~1992년 8월: ETRI 전파기술부, 전파응용연구실, 실장
 1998년 2월~현재: 한국전자파학회, 스펙트럼공학 연구회 위원장
 1992년 9월~현재: 경희대학교 전자정보학부 부교수
 [주 관심분야] 어레이신호처리, 적응신호처리, 이동통신 시스템, 스펙트럼 추정, 전파감시 등
 E-mail : yskim@khu.ac.kr

유 익 한

1997년 2월: 경희대학교 전자공학과(공학사)
 1999년 2월 : 경희대학교 전자공학과(공학석사)
 1999년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소 연구원
 [주 관심분야] 어레이신호처리, 스펙트럼 추정, 전파감시 등

조 병 모



1982년 2월: 인하대학교 전자공학과(공학사)
 1985년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1991년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1991년 3월~현재: 순천대학교 전자공학과 부교수
 [주 관심분야] 디지털 신호처리, Multirate 및 필터뱅크, 적응신호처리