

## 스피커의 선형왜곡 보상에 관한 연구

허정권\*, 김진영, 성경모  
 서울대학교 공과대학 전자공학과

### Linear Distortion Cancelling of Loudspeaker

Jung-gwon Heo, Jin-young Kim, Koeng-mo Sung  
 Dept. of Electronics Eng., Seoul Nat'l Univ.

#### I 서론

스피커는 입력이 전기 신호이고 출력이 소리인 하나의 시스템으로 생각할 수 있다. 이러한 스피커 시스템의 전달 함수는 주파수 영역에서 평탄한 특성을 가지지 않는다. 즉 그림 II-1의 스피커의 임펄스 응답은 임펄스가 아니다. 따라서, 입력 전기신호의 각 주파수 성분은 스피커마다 고유하게 찌그러지게 된다. '소리'라는 측면에서 바라볼 때, 음색의 찌그러짐을 의미한다.

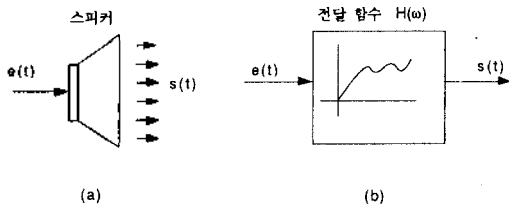


그림 1-1. 스피커의 모델링

음색을 변화시키는 스피커의 전달함수를 선형이라고 가정할 때, 스피커의 앞 단에 스피커의 선형전달함수의 역에 해당하는 선형필터 (Equalizer)를 추가함으로써, 음색의 찌그러짐을 보상할 수 있다.

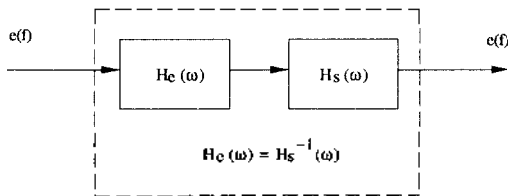


그림 1-2. 스피커의 선형전달 함수의 보상

본 논문에서는 간단하게 이 선형필터를 구현하기 위해 제시되어 특허 출원된 방법들을 간단히 설명하고, 새로운

귀의 비선형 특성을 고려하여 제시한 MRLDC (Multi-Resolution Linear Distortion Canceller)에 대하여 기술하며, 실험결과를 통하여 그 성능을 평가하여 보고자 한다.

#### II. 선형 왜곡 보상 시스템

##### II-1. 기존의 선형왜곡 보상 알고리즘

지금까지 특허 출원된 왜곡 보상 시스템 [3], [4]을 정리하여 보면, FIR filter를 사용한다는 점과 보상하고자 하는 전역역에서 일정한 해상도 (resolution)를 갖는다는 특징을 가지고 있다. 그 주된 보상 방법은 필터 뱅크 (Filter Bank) 시스템을 사용하여 주파수 대역을 나누고, 각 대역별로 FIR Filter를 사용하여 대역별로 보상하는 방법이다. 이는 그림 II-3에 보였다.

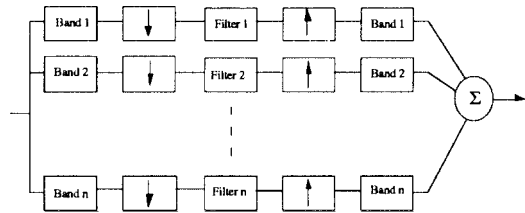


그림 II-1. 기존의 선형왜곡 보상 알고리즘

물론, 가장 간단하고 널리 사용되어지는 것은 대역이 하나 즉 전대역을 하나의 필터를 사용하여 보상하는 시스템이며, 이는 간단히 하드웨어로 구현할 수 있는 장점을 가지고 있다. 한편, FIR Filter를 이용하여 왜곡 보상을 할 때, 보상하는 주파수 해상도는 다음과 같은 식으로 간단히 결정된다.

$$Resolution = \frac{Sampling\ Frequency}{Order\ of\ FIR\ Filter} \quad (II-1)$$

그러므로, 위와 같은 방식을 사용하여 선형왜곡 보상을 하고자 할 때, 저역에서 충분한 해상도를 가지고 보상을 할려면 필요한 Tab수가 많아지게 된다. 그리고, 문두에서 설명했듯이 이런 경우에 고주파영역에까지 불필요하게 높은 보정 해상도를 유지하게 된다.

## II - 2. 다해상도 선형왜곡 보상 시스템 (Multi-Resolution Linear Distortion Canceller)

사람은 귀를 통하여 소리를 듣게 되는데, 귀는 외이, 중이, 그리고 내이로 이루어져 있다. 특히, 내이에 해당하는 달팽이관에서 소리의 주파수분석이 이루어 진다. 달팽이관을 펼쳐보면 하나의 길다란 관으로 볼 수 있는데, 관의 각 위치에 따라 공진주파수가 달라서 임의의 위치점은 특정 주파수에 해당하게 된다. 그런데, 사람이 소리를 감지하는 달팽이관의 주파수 스케일( Scale )은 선형적이지 않고 지수함수적인 특색을 가지고 있다. 즉, 사람의 소리 분석계를 Filter Bank System으로 볼 때, 각 band는 중심주파수가 높을수록 대역폭이 커지는 Constant-Q 형태를 나타낸다.

따라서 스피커의 왜곡을 보상하고자 할 때, 저역에서는 높은 해상도로 고역에서는 상대적으로 낮은 해상도로 보상할 필요가 생긴다. 본 장에 위와같은 개념하에서 주파수 대역에 따라 해상도를 달리하는 스피커 보상 시스템을 제시하고, 이에 대하여 논의하고자 한다.

### 1. 주파수에 따른 해상도 결정

위에서 설명한 비선형 주파수 스케일은 적당한 식으로 선형주파수축과 관련되어 표현할 수 있는데, 이를 Bark - Scale (critical filter bank) 이라 하며 다음과 같다.

$$Z = 7 \times \ln \{ (f/650) + (f/650)^2 + 1 \} \quad (II-2)$$

Bark - Scale의 Z 은 달팽이관의 위치와 선형적 대응이 있다고 생각하면 될 것이다. MRLDC의 개념은 일반적인 보상시스템과 같이 선형주파수축에서 일정한 보상 해상도를 갖지 않고 Bark - Scale 즉 Z 축에서 일정한 보상해상도를 갖도록 보상시스템을 구현하자는 것이다. 즉, Bark - Scale 상에서 일정한 갯수의 대역으로 나누고, 각 대역에 대하여 같은 보정 해상도를 갖도록 FIR Filter의 Tab 수를 지정한다. Band의 수는 2개 이상이 되는 데, 너무 많으면 알고리즘이 복잡해지고 Tab수도 늘어나므로 2개나 3개인 경우가 적합한데, 여기서는 3개인 경우를 다루어 보았다.

Band가 3개인 경우에 Bark - Scale 상에서 균등하게 나누면 그림 5 예서와 같이 22.05KHz까지가 첫번째 band가 되고 5.4KHz까지가 두번째 band, 그리고 1.2KHz까지가 세번째 band가 된다. constant-Q의 특성을 적용하면 다음의 식

이 나온다.

$$\frac{29.5}{N_1} = \frac{19.7}{N_2} = \frac{9.8}{N_3} \quad (II-5)$$

$N_1$ : 첫번째 단의 필터 계수

$N_2$ : 두번째 단의 필터 계수

$N_3$ : 세번째 단의 필터 계수

역시 전체의 Tab수를 200으로 가정하면

$$N_1 + N_2 + N_3 = 200 \quad (II-6)$$

이 된다.

앞의 두 식을 이용하여 각 Band에 사용되는 FIR 필터의 Tab수를 구한 후 각 필터의 해상도를 구하면 표 II-1의 결과를 얻을 수 있다.

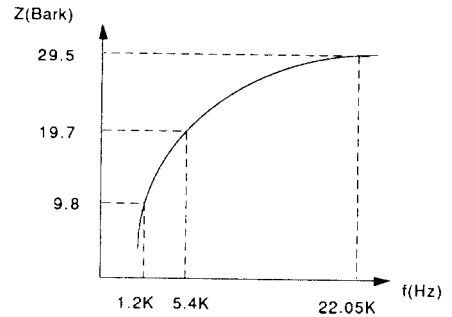


그림 II-2. Band가 3개인 경우의 Bark Scale과 Linear Scale

표 II-1. Band를 세 개로 나눈 경우의 결과

|        | 경계 주파수   | 경계 Bark | 각 단의 Tab 수 | 각 단의 해상도 |
|--------|----------|---------|------------|----------|
| Band 1 | 22.05KHz | 29.5    | 98         | 450Hz    |
| Band 2 | 5.4KHz   | 19.7    | 68         | 200Hz    |
| Band 3 | 1.2KHz   | 9.8     | 34         | 90Hz     |

### 2. 구현 (Implementation)

각 경계 주파수를 high cutoff 주파수로 가지고 20Hz를 low cutoff 주파수로 공통으로 가지는 3개의 low pass 필터로 구현이 가능하다. 그리고, 첫번째 단에서 보상하지 못한 부분이나 필터링에 의해서 생기는 새로운 왜곡을 두번째 그리고 세번째 단에서 보상한다. 각 단의 sampling 주파수가 다르기 때문에 decimator, interpolator가 들어가게 되고 aliasing의 방지를 위해서 low pass 필터가 각각 필요하게 된다.

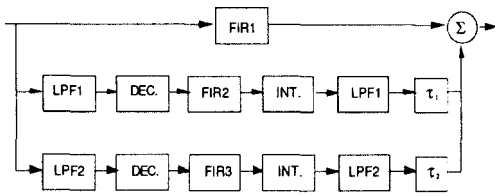


그림 II-3. Low pass 필터를 이용하여 구현한 경우의 블록도.

### 3. FIR 필터의 계수 계산

#### 과정 1. 첫 번째 단의 계수 ( N<sub>1</sub>개로 가정 ) 계산

우선 스피커의 임펄스 응답을 무향실에서 측정한다. 측정된 임펄스 응답을 s(n)으로 두면 s(n)은 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$S(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(k-n) S(k) \quad (II-7)$$

이 s(n)을 DFT ( Discrete Fourier Transform ) 하여 주파수 응답을 구하면

$$S(\omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n) e^{j\omega_s n} \quad (II-8)$$

이 된다. 이 주파수 응답으로 묘사되는 시스템의 역 시스템에 해당하는 주파수 응답을 구하면

$$F_1(\omega_s) = \begin{cases} HS(\omega_s) & \omega_s \geq 20\text{Hz} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (II-9)$$

이다. 여기서 20Hz이하의 값을 0으로 한 이유는 저주파 영역에서의 지나친 Boost로 인한 스피커의 손상을 방지하기 위해서이다. 이 역 시스템의 주파수 응답에서 N<sub>1</sub>개의 값을 0 - 44.1KHz사이에서 등간격으로 선택하여 그 결과를 IDFT ( Inverse Discrete Fourier Transform ) 하여 N<sub>1</sub>개의 계수를 얻는다.

#### 과정 2. 두 번째 단의 FIR 필터 계수 계산

만일 첫번째단에서 완전히 보상해 준다면 원래의 임펄스 응답을 입력으로 하여 필터링한 경우 그 출력은 어느 정도의 시간 지연을 가진 임펄스가 되어야 한다. 그런데 실제로 완전한 보상을 하기 위해서는 무한 차수의 FIR 필터가 필요하게 되므로 어느 정도의 오차가 섞여 나오게 된다. 두번째 단에서는 이 오차를 보상하게 한다. 이 오차 e(n)을 제거하기 위해서

$$S(\omega)F_2(\omega) = -E_1(\omega) \quad (II-10)$$

이 되는 F<sub>2</sub>(ω)를 주파수 응답으로 가지는 두번째 FIR 필터를 첫번째 단과 병렬로 연결한다.

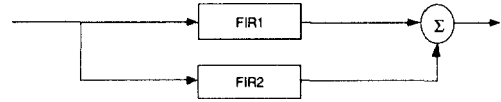


그림 II-4. 두개의 단으로 이루어진 필터

그런데, 이 F<sub>2</sub>(ω)는 14.7KHz를 Sampling 주파수로 가지는 필터이기 때문에 3 : 1 decimation 과 1 : 3 interpolation 이 들어가게 되고 그에 따라 두 개의 Low Pass 필터가 들어가게 되므로

$$F_2(\omega) = \frac{E_1(\omega)}{S(\omega)} = F_2'(\omega)L_2'(\omega) \quad (II-11)$$

F<sub>2</sub>'(ω) : 저역 통과 필터의 영향이 제거된 전달함수

L<sub>2</sub>'(ω) : 저역 통과 필터의 전달함수

이 된다. 그리고 5.4KHz 이하에서만 보상하게 되므로

$$F_2'(\omega) = \begin{cases} \frac{E_1(\omega)}{S(\omega)L_2'^2(\omega)} & 20 \leq \omega \leq 5.4\text{KHz} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (II-12)$$

가 된다. 이 F<sub>2</sub>'(ω)에서 가운데 0의 값을 가지는 부분을 제거하면 decimation에 의해 sampling 주파수가 낮아지는 것이 된다. 여기에서 0에서 2π까지 등간격으로 N<sub>2</sub>개의 값을 선택하여 IDFT 하여 N<sub>2</sub>개의 필터 계수를 얻는다.[5]

#### 과정 3. 세번째 단의 FIR 필터 계수 계산

세번째 단에서는 첫번째와 두번째의 단으로 이루어진 앞에서의 시스템에 원래의 임펄스 응답을 넣을 때에 나오는 오차를 보상해준다.

그 과정은 과정 2와 마찬가지로 된다. 역시 오차 e<sub>2</sub>(n)을 보상해주는 필터의 주파수 응답을 F<sub>3</sub>(ω)라 하면

$$S(\omega)F_3(\omega) = -E_2(\omega) \quad (II-13)$$

가 된다. 그리고 이 세번째 필터는 2.94KHz를 Sampling 주파수로 가지므로 15 : 1 decimator를 이용한다. 그리고 역시 low pass 필터가 두개 들어가므로

$$F_3(\omega) = \frac{E_2(\omega)}{S(\omega)} = F_3'(\omega)L_3'^2(\omega) \quad (II-14)$$

F<sub>3</sub>'(ω) : 저역 통과 필터의 영향이 제거된 전달함수

L<sub>3</sub>'(ω) : 저역 통과 필터의 전달함수

그리고 이 필터는 1.2KHz 이하에서만 사용되므로

$$F_r(\omega) = \begin{cases} \frac{E_r(\omega)}{S(\omega)L_r^2(\omega)} & 20\text{Hz} \leq \omega \leq 1.2\text{KHz} \\ \text{otherwise} & \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

가 되고, 이 것을 decimaion 한다. 이 결과에서 0 에서  $2\pi$  까지 등간격으로 IDFT 하여  $N_r$ 개의 FIR 필터계수를 얻는다.

### II-3. 모의 실험

앞에서 기술한 MRLDC의 성능을 평가하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 그림 II-5은 실험에 사용한 스피커의 주파수 특성을 보여주고 있는데, 살펴보면 스피커는 전대역에서 선형적 저그러트림을 일으킴을 알 수 있으며 저역에서는 소리가 전달되지 않을 것임을 알 수 있다.

그림 II-6 (a), (b) 그리고 (c)는 3단 MRLDC 시스템에 의하여 스피커의 특성을 보상하는 각 단계의 보상된 전체 전달함수의 주파수 특성을 보여주고 있다. 각 단계에서 보상 tap수는 첫단이 101개, 둘째단이 68 그리고 셋째단에서는 68 개를 사용하였다. 최종 보상 결과를 살펴보면, 저역에서는 거의 평탄한 특성을 가짐을 알 수 있는데 이 때 보상해상도는 약 40 Hz가 된다. 그리고 고역에서는 보상해상도가 400 Hz로서 그리 높은 편이 아니므로 리플(ripple)이 생김을 알 수 있다. 둘째단 보상에서는 첫째단에 비하여 저역의 성분롤 컷위 주기는 했으나 2.4 KHz 부근에서 약간의 저그러트림을 보였다. 전체적으로 평가하여 보면, 사용된 보상 tap수에 비하여 상당히 평탄한 주파수 특성을 갖도록 보상이 되었음을 확인할 수 있다. 그러나, 역시 중간 대역의 리플이 상당한 크기이다. 그리고 셋째단의 해상도는 충분한 반면 첫번째나 두번째단의 해상도는 상당히 떨어진다. 그래서 이번에는 첫째단의 Tab수를 204개로 늘리고 두번째단은 없애버리고 셋번째단을 68개의 Tab으로 필터를 구성해 보았다. 그 필터에 원래 스피커의 임펄스 응답을 가했을 때의 결과가 그림 II-7이다. 첫단의 Tab수가 늘어남에 따라서 우선 고주파 특성이 눈에 띄게 좋아졌다. 그리고 두단을 모두 거친 후에는 앞의 결과보다 더 평탄한 주파수 전달 특성을 보이고 있다. 그리고 중음역에서의 리플도 없어졌다.

### III. 결론 및 향후과제

본 연구에서는 스피커 입력신호를 신호처리하는 기법을 사용하여 스피커 시스템에서 발생하는 왜곡 현상을 제거함으로써 원음에 충실한 재생이 되도록 하는 것을 목적으로 하고 있다. 스피커를 이용하여 음을 재생할 때 발생하는 주파수 특성의 선형왜곡을 제거하기 위해 새로운 방법을 제시하였다.

선형왜곡을 제거하기 위해서는 입력신호를 귀의 특성을

고려하여 Bark scale상에서 3개, 또는 2개의 대역으로 분할한 후 각 대역을 따로따로 처리하여 신호처리의 효율향상을 꾀하였다. 분할한 각 대역은 decimation을 거쳐 대역에 적합한 샘플링주기로 처리함으로써 비교적 느린 처리속도와 적은 필터 tap 수로도 충분한 해상도를 갖게 하였다. 모의실험결과 가청음 대역에서 거의 평탄한 보상을 하고 있는데, 이후 하드웨어의 계산능력 등을 고려하여 적절한 tap 수와 해상도를 결정해야 할 것이다.

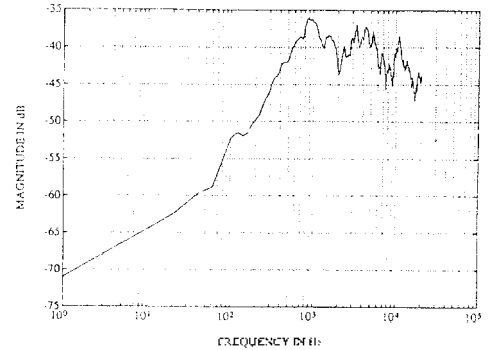
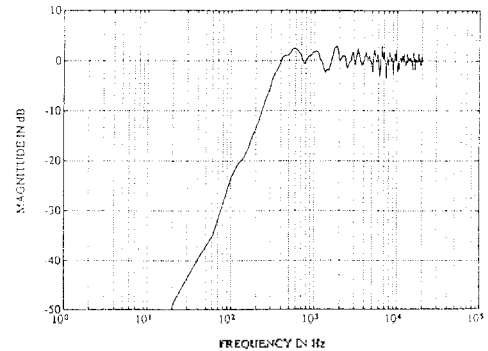
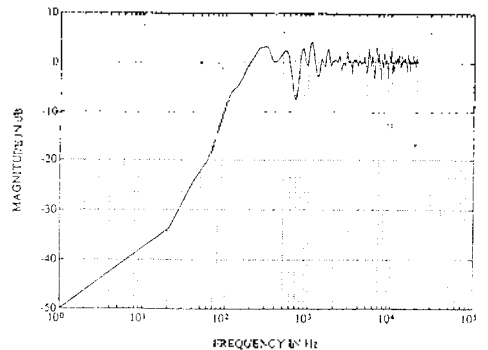


그림 II-5 사용한 스피커의 특성

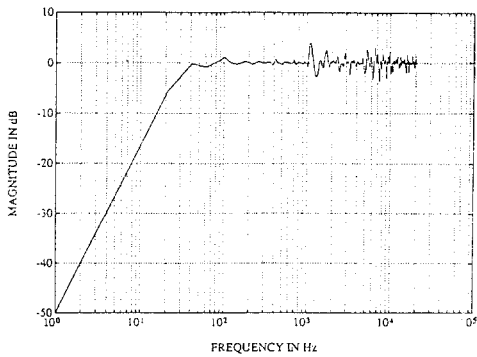


(a) 첫단



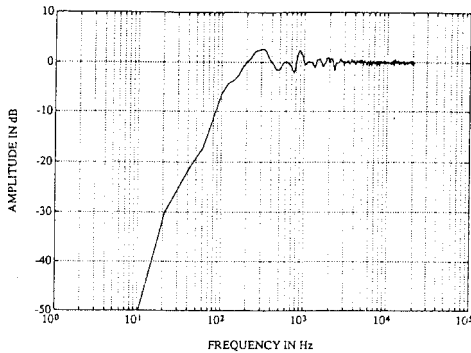
(b) 둘째단

그림 II-6 MRLDC에 의한 보상 (1)

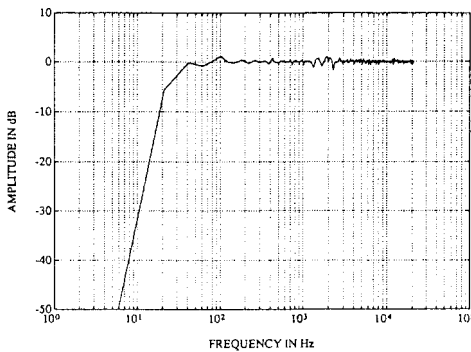


(c) 셋째단

그림 II-6 계속



(a) 첫단



(b) 둘째단

그림 II-7 MRLDC에 의한 보상 (2)

### 참고문헌

- [1] Morse, P. M. and K.U. Ingard, *Theoretical Acoustics*, McGraw-Hill Inc., N.Y., 1968, pp.366-399.
- [2] Leckschat, D. and U. Heyder, "Verbesserung von Lousprecher-Impulsantworten durch digitale

Signalaufbereitung", *Acustica*, 70, pp.55-60.

- [3] Takashi, "Loudspeaker Device". United States Patent, No. 4,888,811, Date: Dec. 19, 1989.
- [4] Ishikawa *et al*, "Digital Equalizer Apparatus Enabling Separate Phase and Amplitude Characteristic Modification". United States Patent, No. 4,888,808, Date: Dec. 19, 1989.
- [5] Oppenheim, A., V., *Advanced Topics In Signal Processing*, Prentice - Hall, 1988, pp. 158-174.
- [6] Colloms, M., *High Performance Loudspeakers* 3rd ed., John-Wiley & Sons, N.Y., 1985.
- [7] Kinsler, L.E., *Fundamentals of Acoustics* 3rd ed., John Wiley & Sons, N.Y., 1982.