

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.⁷
H04R 3/04

(11) 공개번호 10-2005-0023841
(43) 공개일자 2005년03월10일

(21) 출원번호 10-2003-0061371
(22) 출원일자 2003년09월03일

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 이준현
경기도성남시분당구정자동정든마을한진아파트702동1703호
장성철
경기도성남시분당구서현동시범단지한양아파트319동202호

(74) 대리인 이영필
이해영

심사청구 : 없음

(54) 비선형 왜곡 저감 방법 및 장치

요약

본 발명은 비선형 왜곡 저감 방법 및 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 비선형 시스템인 스피커에서 재생되는 오디오 신호를 시간 영역 및 주파수 영역에서 선형 및 비선형 성분으로 분리한 후 역-필터링(Inverse-filtering) 기술을 통해 역 보정된 신호를 생성하는 왜곡 저감 방법 및 장치에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, 종래의 집중 파라미터 방식에 의해서는 반영하지 못하는 점성 댐핑, 구조 댐핑등의 여러 비선형 왜곡 특성을 고려할 수 있으므로 좀더 양질의 음질을 구현할 수 있다.

대표도

도 2

명세서

도면의 간단한 설명

도 1 은 비선형 왜곡을 저감시키는 종래의 방법의 개념을 나타내는 도면이다.

도 2 는 본 발명의 일 실시예에 따른 비선형 왜곡 저감 장치의 블록도이다.

도 3 은 본 발명의 다른 실시예에 따른 비선형 왜곡 저감 장치의 블록도이다.

도 4 는 본 발명에 의한 비선형 왜곡 저감 장치가 존재할 때와 존재하지 않을 때의 스피커 시스템의 신호 입출력 관계를 나타낸 도면이다.

도 5 는 기존의 방법과 본 발명의 방법에 의한 테스트 신호에 대한 전체 고주파 왜율 (THD, Total Harmonic Distortion)을 나타내는 도면이다.

도 6 은 스피커 시스템의 입력 신호와 출력 신호와의 관계를 나타내는 도면이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 비선형 왜곡 저감 방법 및 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 비선형 시스템인 스피커에서 재생되는 오디오 신호를 시간 영역 및 주파수 영역에서 선형 및 비선형 성분으로 분리한 후 역-필터링(Inverse-filtering) 기술을 통해 역 보정된 신호를 생성하는 왜곡 저감 방법 및 장치에 관한 것이다.

일반적으로, 오디오, 텔레비전 등 각종 AV 장치는 음향 신호를 최종 출력 신호로 생성한다. 음향 신호는 대부분 전기적 음향 신호를 음압파로 변환하는 스피커에 의해 생성된다. 스피커 시스템은 보이스 코일과 그 주위의 마그넷 장치 및 진동판을 통해 전기적 신호를 실제 공간을 통해 전파되는 물리적 신호를 생성한다. 그러나 스피커 시스템에 설치된 진동판은 그 물리적 특성으로 인해 진동에 따른 진동판의 변위(X)가 입력되는 신호의 진폭과 선형 관계를 이루지 않는다. 이는 진동판의 강성(Stiffness)이 진동판의 변위와 선형적 관계를 가지지 않기 때문이다. 따라서 이러한 비선형 관계에 의해 출력되는 음압파는 비선형 성분을 포함하게 되고 이는 각종 오디오 출력의 음질 열화를 발생시키는 원인이 된다.

도 1 은 비선형 왜곡을 저감시키는 종래의 방법의 개념을 나타내는 도면이다.

집중 파라미터 방법(Lumped Parameter Method)을 이용하여 모델링된 스피커의 비선형 운동 방정식은 다음과 같다.

$$(m_r + m_s)x + \left[\frac{(Bl_0 + b_1x + b_2x^2)^2}{R_g + R_e} + R_{ms} \right] \dot{x} + (s_0 + s_2x^2)x = \frac{Bl_0 + b_1x + b_2x^2}{R_g + R_e} U_g \quad [식 1]$$

여기서, U_g 는 입력 신호, x 는 스피커가 진동하는 변위, B 는 자속, l_0 는 마그넷 코일의 길이, $Bl_0 + b_1x + b_2x^2$ 는 비선형 성분이 반영된 포스 인자(force factor), $s_0 + s_2x^2$ 는 강성(Stiffness)을 나타내고, M_s 는 코일과 스피커 진동판의 질량, M_r 는 방사임피던스에서 구한 부가 질량 즉 스피커 작동시 부가되는 Air에 의한 부가 질량, R_g 는 증폭기의 출력 저항, R_e 는 스피커 코일의 등가 저항, R_{ms} 는 스피커 인클로저내 공기에 의한 저항을 나타낸다.

이 때 비선형 왜곡을 저감시키기 위해 스피커 진동판의 출력 변위 x 가 비선형 왜곡이 없는 정현파로 출력되기 위한 입력 신호 U_g 를 구하는 것이 필요하다. [식 1] 에서 스피커의 비선형 왜곡 현상이 비선형 강성 $S(x)$ 에 만 의존한다고 가정하여 포스 인자가 제로라고 가정하면, [식 1] 은 다음 [식 2] 와 같이 간략화 될 수 있다.

[식 2]

$$m\ddot{x} + R\dot{x} + k_0x + k_2x^3 = U_g$$

여기서 k_0, k_2 는 간략화 된 시스템의 강성이며, m 은 질량인자, R 는 저항인자를 나타낸다. 식 2 에 따르면 k_2x^2 의 비선형 항이 존재한다. 비선형 운동 방정식을 풀기 위해 $x = \hat{x}\cos\omega t$ 로 정의하고 상기 [식 2] 에 대입하면 [식 3] 이 얻어진다.

[식 3]

$$U_g = [(k_0 - m\omega^2)^2 + R^2\omega^2]^{1/2} \hat{x} \cos[\omega t + \phi(\omega)] + k_2\hat{x}^3 \cos^3 \omega t$$

스피커 시스템의 비선형성이 그리 심하지 않다고 간주하면 시스템의 진동 변위 x 는 [식 4] 와 같은 선형 운동 방정식을 풀이함으로써 구할 수 있으며 이는 [식 5] 와 같다.

[식 4]

$$m\ddot{x} + R\dot{x} + k_0x = U_g$$

[식 5]

$$x = \frac{U_g}{[(k_0 - m\omega^2)^2 + R^2\omega^2]^{1/2}}$$

[식 3] 과 [식 5] 로부터 스피커에 입력되는 비선형 입력 신호 U_{gn} 은 [식 6] 으로 나타낼 수 있고, [식 6] 을 좀 더 일반적인 식을 나타내면 [식 7] 과 같이 나타낼 수 있다.

[식 6]

$$U_{gn} = U_{gl} + k_2 \hat{x}^3 \cos^3 \omega t$$

[식 7]

$$U_{gn} = U_{gl} + k_2 x^3$$

여기서 U_{gn} 은 비선형 왜곡이 없는 정현파를 얻기 위해 크기에 따라 미리 왜곡시켜야 하는 전압파형이다.

[식 7] 은 강성만이 변위의 함수인 경우 비선형 상쇄 방법을 나타내는 식으로서, 도 1 은 [식 7] 에 따라 구성된 비선형 왜곡 저감 방법을 나타내는 기능적 블록도를 나타낸다. 입력 신호(U_{gl})는 푸리에 주파수 변환된 신호로서(미도시) 변위 필터(101)로 입력된다. 이 변위 필터(101)는 진동 변위를 주파수의 함수로 가지고 있으며 이를 통해 강성(k_2)이 계산된다. 이러한 변위 필터의 파라미터 정보는 스피커 제조 업체에서 사전에 생성한 테이블에 의해 제공된다. 강성(k_2)과 해당 변위(x)가 결정되면, 이를 상기 식 7 에 의한 나타난 함수 $f(k,x) = k_2 x^3$ 가 연산되고, 연산된 신호는 가산기(103)에 의해 입력 신호(U_{gl})와 합쳐져서 스피커에 입력될 최종 신호인 역보정 입력 신호(U_{gn})를 생성한다.

그러나 이러한 종래의 방법에 따르면, 집중 파라미터(Lumped Parameter) 방법을 이용하여 스피커 시스템을 모델링하기 때문에 과장이 스피커 크기보다 큰 영역인 주로 500 Hz이하에서만 적용될 수 있고 그 결과 500 Hz이상에서 발생하는 비선형 왜곡현상을 해석하지 못한다는 단점이 있다. 설사 음향 신호의 주파수대역이 500 Hz이하라고 하더라도 음질을 결정적으로 열화시키는 비선형 요소인 2nd, 3rd 고조파(Harmonic) 성분이 500Hz이상에서 발생된다는 점을 고려해 본다면 이러한 집중 파라미터 방법은 비선형 왜곡현상을 해석하기에는 적절하지 않다.

또한, 기존 방법은 스피커 시스템을 질량(M), 강성(k_0), 점성 댐핑(Viscous Damping;R)을 사용하여 표현하고 주요 비선형성 특성을 유발하는 인자를 비선형적인 강성 및 포스 인자로 가정하여 비선형 운동방정식을 도출했으나, 실제 스피커 시스템의 비선형성을 유발시키는 원인은 강성, 포스 인자외에도 비선형적인 점성 댐핑, 구조성 댐핑(Structural Damping) 등 수많은 인자들이 존재한다. 또한, 종래의 방법은 시간적 경과에 따른 히스테리시스 현상을 고려하지 못한다.

또한, 종래 방법은 스피커 자체 변위 x 에서 발생하는 비선형 왜곡을 측정해야 하는데 이는 실제로 특수한 장비를 필요로 하므로 구현 상에 많은 어려움이 존재한다. 또한 기존 방법에서는 입력 신호의 주파수에 따른 위상 정보를 반영하지 못한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 것으로, 기존의 집중 파라미터 방법에서 고려하지 못하는 여러 가지 사항 즉 고조파에서의 왜곡, 점성 댐핑, 구조 댐핑, 히스테리시스 현상 등을 고려함으로써, 출력 신호의 품질을 보다 향상시킬 수 있는 비선형 왜곡 저감 방법을 제공하고자 한다.

또한 본 발명은 스피커 진동판의 변위를 측정할 필요가 없는 실제 구현이 용이한 왜곡 저감 방법을 제공하고자 한다.

또한 본 발명은 스피커의 비선형성을 유발시키는 보다 많은 인자를 고려함으로써 출력 신호의 품질을 보다 향상시킬 수 있는 비선형 왜곡 저감 방법을 제공하고자 한다.

발명의 구성 및 작용

전술한 목적을 달성하기 위해 본 발명은, 주파수 영역상의 스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 방법으로서, 음향 소스로부터의 음향 신호를 수신하여 주파수 영역의 신호로 변환하는 주파수 영역 변환 단계; 주파수 영역 전치 보상기를 사용하여 상기 주파수 영역 변환된 음향 신호를 전치 보상하는 단계; 및 상기 전치 보상된 신호를 시간 영역 변환하여 상기 음향 신호의 시간 영역 신호를 생성하는 단계를 포함하고, 이 때 전치 보상기의 전달 함수($M(w)$)는 수식 $Mf(w) = [2HL(w)-HT(w)]/HL(w)$ 로부터 생성되고, 여기서 $HL(w)$ 는 스피커 시스템의 선형 주파수 특성이고, $HT(w)$ 는 스피커 시스템의 전체 주파수 특성인 것을 특징으로 한다.

여기서 스피커 시스템의 선형 주파수 특성($HL(w)$)은 ARX 및 ARMAX 모델링을 통해 생성되는 것을 특징으로 한다.

여기서 스피커 시스템의 전체 주파수 특성($HT(w)$)은 비선형 특성 계측법을 통해 생성되는 것을 특징으로 한다.

또한 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 시간 영역상의 왜곡 저감 방법으로서, 음향 소스로부터의 음향 신호를 시간 영역에서 전치 보상하는 단계; 및 상기 전치 보상된 신호를 아날로그 신호로 변환하는 디지털-아날로그 변환 단계를 포함하고, 상기 시간 영역 전치 보상 단계는 시간 영역 전치 보상 전달 함수 $Mt(t) = GL(q)/[GL(q)+GNL(q)]$ 에 의해 수행되고, 여기서 $GL(q)$ 는 스피커 시스템의 선형 시간 영역 특성, $GNL(q)$ 는 스피커 시스템의 비선형 시간 영역 특성이고 q 는 지연 인자(delay operator)인 것을 특징으로 한다.

여기서 상기 선형 시간 영역 특성 $GL(q)$ 는 ARX 및 ARMAX 모델링을 통해 생성되고, 비선형 시간 영역 특성 $GNL(q)$ 는 비선형 특성 계측법에 의해 생성된다.

또한 진술한 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 주파수 영역상의 스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 장치로서, 음향 소스로부터의 음향 신호를 수신하여 주파수 영역의 신호로 변환하는 주파수 영역 변환부; 상기 주파수 영역 변환된 음향 신호를 전치 보상하는 전치 보상부; 및 상기 전치 보상된 신호를 시간 영역 변환하여 상기 음향 신호의 시간 영역 신호를 생성하는 시간 영역 변환부를 포함하고, 상기 전치 보상부의 전달 함수(M(w))는 수식 $Mf(w) = [2HL(w) - HT(w)]/HL(w)$ 로부터 생성되고, 여기서 HL(w)는 스피커 시스템의 선형 주파수 특성이고, HT(w)는 스피커 시스템의 전체 주파수 특성인 것을 특징으로 한다.

또한 진술한 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 시간 영역상의 스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 장치로서, 음향 소스로부터의 음향 신호를 시간 영역에서 전치 보상하는 시간 영역 전치 보상부; 및 상기 전치 보상된 신호를 아날로그 신호로 변환하는 디지털_아날로그 변환부를 포함하고, 상기 시간 영역 전치 보상부의 전달 함수(Mt(t))는 수식 $Mt(t) = GL(q)/[GL(q) + GNL(q)]$ 로부터 생성되고, 여기서 GL(q)는 스피커 시스템의 선형 시간 영역 특성, GNL(q)는 스피커 시스템의 비선형 시간 영역 특성이고 q는 지연 인자(delay operator)인 것을 특징으로 한다.

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 일 실시예를 상세히 설명한다.

본 발명에 따른 비선형 왜곡 저감 방법 및 장치는 전치 보상의 방법에 따라 두 가지 방법으로 나뉜다. 하나는 주파수 영역에서 전치 보상하는 방법이고, 둘째는 시간 영역에서 직접 전치 보상하는 방법이다.

주파수 영역 전치 보상

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 비선형 왜곡 저감 장치의 블록도이다.

본 실시예에 따른 비선형 왜곡 저감 장치(200)는 주파수 영역 변환부(210), 전치 보상부(220), 시간 영역 변환부(230), 및 디지털_아날로그 변환부(240)를 포함한다. 본 실시예에서는 주파수 영역 변환된 신호에 대하여 전치 보상을 수행한다.

스피커 시스템(260)은 선형 주파수 특성 HL(w)을 가지고, 비선형 주파수 특성이 포함된 전체 주파수 특성 Ht(w)을 가진다고 가정한다.

음향 소스(미도시)로부터의 음향 신호 x(t)는 주파수 영역 변환부(210)에서 주파수 영역 신호로 변환된다. 주파수 영역 변환은 시간 영역의 변수들을 주파수 영역의 변수들로 변환하는 수학적 표현 기법으로서, 하드웨어적으로는 주파수 변환후의 변환 계수 및 주파수 변환된 파형을 수치적으로 표현할 수 있는 각종 변환기가 가능하다. 본 실시예에서는, 푸스트 푸리에 변환이 사용되었다. 주파수 변환된 신호 X(w)는 각 주파수에서의 진폭의 함수를 가진다. 주파수 변환된 신호 X(w)는, 스피커의 최종 출력 신호 y(t)가 선형 성분만을 가질 수 있도록, 전치 보상부(220)에 의해 전치 보상된 새로운 입력 신호 Z(w)로 변환된다. 전치 보상의 전달 함수에 대해서는 후술한다.

새로운 입력 신호 Z(w)는 시간 영역 변환부(230)에 의해 시간 영역 신호 z(t)로 변환되고, 이 시간 영역 변환된 새로운 입력 신호 z(t)는 디지털_아날로그 변환부(240)에 의해 아날로그 신호로 변환된다. 아날로그 변환된 신호는 증폭기(250)에 의해 증폭된 후 스피커 시스템(260)에 입력되고, 스피커 시스템(260)은 선형 성분만을 가지는 새로운 출력 신호 y(t)를 출력한다.

이하에서는 본 발명의 특징인 전치 보상부(220)의 주파수 영역 전달 함수를 생성하는 방법을 설명한다.

재생되는 오디오 신호는 선형 성분과 비선형 성분으로 구성되어 있다. 이 중 비선형 성분은 스피커 시스템의 비선형 성으로 인해 발생된 성분으로서 왜곡 성분이다. 따라서 일반적인 스피커 시스템의 비선형 모델은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[식 8]

$$\begin{aligned}
 Yt(w) &= Ht(w)X(w) \\
 &= YL(w) + YNL(w) \\
 &= HL(w)X(w) + YNL(w)
 \end{aligned}$$

여기서 Yt(w)는 재생되는 오디오 신호의 전체 주파수 특성, Ht(w)는 스피커 시스템의 전체 주파수 특성, YL(w)는 재생되는 오디오 신호의 선형 주파수 특성, YNL(w)는 재생되는 오디오 신호의 비선형 주파수 특성, HL(w)는 스피커 시스템의 선형 주파수 특성, X(w)는 스피커에 입력되는 오디오 신호의 주파수 특성이다.

본 발명의 목적은 비선형 왜곡 성분이 출력되지 않게 하는 스피커에 입력되는 신호를 구하는 것이다. 따라서 스피커에 전치 보상된 입력 신호가 입력되면 출력되는 전체 신호는 선형 성분만을 포함하므로, [식 7]은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

[식 9]

$$YL(w) = HL(w)Z(w) + YNL(w)$$

여기서 $Z(w)$ 는 전치 보상된 입력 신호이다.

한편 [식 8] 로부터 비선형 스피커 출력 성분 $YNL(w)$ 는 다음과 같이 표현된다.

[식 10]

$$YNL(w) = [Ht(w) - HL(w)]X(w)$$

[식 9] 및 [식 10] 으로부터 다음 식이 얻어진다.

[식 11]

$$YL(w) = HL(w)Z(w) + YNL(w)$$

$$\therefore Z(w) = [YL(w) - YNL(w)] / HL(w) = [HL(w)X(w) - YNL(w)] / HL(w)$$

$$= [HL(w)X(w) - [Ht(w) - HL(w)]X(w)] / HL(w)$$

$$= [[2HL(w) - Ht(w)] / HL(w)]X(w)$$

따라서, 스피커 출력 성분이 선형 성분만을 가지게 하기 위한 전치 보상기의 주파수 영역 전달 함수 $Mf(w)$ 는 $[2HL(w) - Ht(w)] / HL(w)$ 이다. 즉 전치 보상기의 주파수 영역 전달함수는 스피커 시스템의 선형 주파수 특성 ($HL(w)$) 과 전체 주파수 특성($Ht(w)$)을 구함으로써 결정될 수 있다.

스피커 시스템의 선형 주파수 특성 $HL(w)$ 은 예를 들면 ARX (AutoRegressive with eXogeneous input) 또는 ARMAX (AutoRegressive Moving Average with eXogeneous input) 모델링과 같은 시스템 결정법 (System Identification) 에 의해 결정될 수 있다.

스피커 시스템의 비선형성을 포함하는 전체 주파수 특성 $Ht(w)$ 은 비선형 특성 계측법을 통해 결정될 수 있다. 선형 특성의 경우 주로 최대 길이 시퀀스(Maximum Length Sequence), 피크 노이즈, 및 화이트 노이즈를 그 입력 신호로 사용하는데 반해, 비선형 특성의 경우 비선형 성분이 충분히 성장(develop)할 수 있는 시간이 필요한 관계로 입력 신호를 사인 스위프(sine sweep)을 이용하여 출력의 측정을 수행한다. 즉 사인 신호를 가청 주파수 영역인 20Hz에서 20Khz 까지 입력시킨 후 각 10Hz 간격 또는 원하는 해상도(resolution)에 따라 순수한 사인 톤(sine tone)을 스피커에 입력시킨 후 스피커에서 발생하는 출력 신호를 마이크로폰을 사용하여 측정한 후 입력 신호와 출력 신호간의 비(ratio)를 구한다. 이 때 사용되는 마이크로폰은 B&K 마이크로폰과 같은 고정도의 마이크로폰이 사용된다. 입력 신호와 출력 신호의 비를 구하는 작업을 전 주파수 영역에 대하여 수행한 후 각 주파수에서 구해진 결과를 전부 합침으로써 전 주파수 영역에서의 주파수 특성이 결정된다.

또한 선형 시스템인 경우 입력 신호 레벨에 따른 주파수 특성이 변하지 않으나 비선형 시스템인 경우는 입력 신호의 레벨에 따라 주파수 특성이 변하게 된다. 따라서 비선형 시스템을 선형 시스템의 주파수 특성 분석시 사용하는 입력 신호로 사용하는 경우 잘못된 주파수 특성 또는 시간 특성을 얻게된다. 또한 비선형 시스템의 경우 반드시 입력 신호를 변화시키면서 각 레벨로 설정된 사인 스위프를 이용하여 각 레벨에서의 비선형 주파수 특성을 측정해야 한다. 일반적으로 스피커의 경우 사람들이 청취하는 음압 레벨이 60 내지 80 dB 인 점을 감안하면, 80dB 나 60dB에서 측정된 비선형 주파수 특성이 측정대상이 스피커의 대표적 비선형 주파수 특성이라 할 수 있다. 이는 측정60 내지 80 dB 범위에서의 비선형 주파수 특성은 크게 변화하지 않기 때문이다.

전술한 선형 모델링 및 비선형 특성 계측법은 당업자에 의해 널리 공지되어 있다.

전달 함수가 결정되면 전치 보상부(220)는 FIR 필터 또는 IIR 필터로 구현될 수 있다.

시간 영역 전치 보상

도 3 은 본 발명의 다른 실시예에 따른 비선형 왜곡 저감 장치의 블록도이다.

본 실시예에 따른 비선형 왜곡 저감 장치(300)는 시간 영역 전치 보상부(310) 및 디지털-아날로그 변환부(320)를 포함한다. 본 실시예에서의 전치 보상 수행은 주파수 영역으로의 변환 없이 시간영역에서 직접 수행된다. 따라서 전치 보상부(310)의 전달 함수는 시간 영역에서 표시된다.

비선형 주파수 영역 모델과 마찬가지로, 비선형 시간 영역 모델에서도 스피커에서 출력되는 음향 신호는 선형 성분과 비선형 성분으로 나뉜다. 출력 신호 $yt(t)$ 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

[식 12]

$$Yt(t) = [GL(q) + GNL(q)]x(t) + [JL(q) + JNL(q)]e(t)$$

$$= [GL(q)x(t) + JL(q)e(t)]_{\text{linear}} + [GNL(q)x(t) + JNL(q)e(t)]_{\text{nonlinear}}$$

$$= YL(t) + YNL(t)$$

여기서 $Yt(t)$ 는 전체 스피커 출력 신호, $GL(q)$ 및 $GNL(q)$ 는 스피커 시스템의 시간영역 선형 및 비선형 전달 함수, $e(t)$ 는 에러 신호, $JL(q)$ 및 $JNL(q)$ 는 에러 신호에 의한 왜란 전달 함수(Disturbance Function), q 는 지연 인자, $YL(t)$ 및 $YNL(t)$ 는 선형 및 비선형 스피커 출력 신호를 나타낸다.

비선형 성분이 없는 스피커 출력만이 생성되게 하는 새로운 스피커 입력 신호 $z(t)$ 가 스피커에 입력된다고 가정하면, [식 12] 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[식 13]

$$YL(t) = [GL(q) + GNL(q)]z(t) + [JL(q) + JNL(q)]e(t)$$

[식 12] 와 [식 13] 으로부터 전치 보상된 입력 신호 $z(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[식 14]

$$\begin{aligned} z(t) &= [GL(q)x(t)-JNL(q)e(t)]/[GL(q)+GNL(q)] \\ &= GL(q)x(t)/[GL(q)+GNL(q)] - JNL(q)e(t)/[GL(q)+GNL(q)] \\ &= Mt(t)x(t)-Me(t)e(t) \end{aligned}$$

여기서 $Mt(t)$ 는 전치 보상부(300)의 시간 영역 전달 함수, $Me(t)$ 는 시간 영역의 에러 신호 전달 함수이다. 일반적으로 외부 환경에 기인하는 에러 신호에 의한 영향은 비선형 왜곡에 비해 무시될 수 있는 양이다. 따라서 [식 14] 는 다음과 같이 간략화 될 수 있다.

[식 15]

$$\begin{aligned} z(t) &= Mt(t)x(t) \\ &= [GL(q)/[GL(q)+GNL(q)]] x(t) \end{aligned}$$

따라서 전치 보상부(300)의 시간 영역 전달 함수 $Mt(t) = GL(q)/[GL(q)+GNL(q)]$ 이다. 즉 전치 보상부(300)의 시간 영역 전달 함수는 스피커 시스템의 선형 시간영역 특성 및 비선형 시간영역 특성으로부터 결정될 수 있다.

스피커 시스템의 선형 시간영역 특성 $GL(q)$ 및 비선형성을 포함하는 전체 시간영역 특성 $GNL(q)$ 또한 주파수 영역에서와 마찬가지로 각각 ARX, ARMAX 모델링과 같은 시스템 결정법(system identification) 및 비선형 특성 측정법을 통해 생성될 수 있다. 이는 당업자에게 널리 공지되어 있다.

전치 보상부(300)의 전달 함수가 결정된 후 FIR 필터 또는 IIR 필터로 구현될 수 있다.

도 4 는 본 발명에 의한 비선형 왜곡 저감 장치의 존재할 때와 존재하지 않을 때의 스피커 시스템의 신호 입출력 관계를 나타낸 도면이다.

왜곡 저감 장치가 없는 위 도면에서, 비선형인 스피커 시스템(260)은 입력 신호 $X(w)$ 를 입력 받아 왜곡된 성분을 포함하는 출력 신호 $Yt(w)$ 를 출력한다. 출력 신호 $Yt(w)$ 는 고조파 부분에 왜곡된 신호 파형 부분을 포함한다.

왜곡 저감 장치가 존재하는 아래 도면에서, 비선형인 스피커 시스템(260)의 바로 앞에 왜곡 저감 장치의 전치 보상부(220)가 위치한다. 스피커 시스템(260)에 입력되는 신호는 음향 소스로부터의 입력 신호 $X(w)$ 가 아니라 전치 보상부(220)를 거친 새로운 입력 신호 $Z(w)$ 이다. 전치 보상된 새로운 입력 신호 $Z(w)$ 는 도면에 보여지는 바와 같은 왜곡된 신호 형태를 가진다. 이러한 왜곡된 형태의 신호 $Z(w)$ 가 스피커 시스템에 인가됨으로써 스피커 시스템으로부터 출력되는 최종 출력 신호 $Yt'(w)$ 는 왜곡된 성분이 제거되어 오히려 선형 성분만을 가지게 된다.

도 5 는 기존의 방법과 본 발명의 방법에 의한 테스트 신호에 대한 전체 고주파 왜율 (THD, Total Harmonic Distortion)을 나타내는 도면이다.

도면에 나타난 바와 같이, 본 발명의 전치 보상부에 의해 전체 고조파 일그러짐이 현저하게 감소되었음을 알 수 있고, 특히 이러한 현상은 100Hz 이하의 주파수에서 더욱 현저하다. 예를 들면 음향 신호의 주파수가 10Hz 일 때 왜율은 3.75 %에서 0.7 % 로 약 5 배이상 감소하였다.

도 6 은 스피커 시스템의 입력 신호와 출력 신호와의 관계를 나타내는 도면이다. 비선형 신호출력(610)은 전치 보상 없이 음향 신호 $X(w)$ 를 그대로 스피커 시스템에 인가했을 때의 출력 신호 $Yt(w)$ 이고, 보정된 신호출력(630)은 전치 보상부를 거친 새로운 입력 신호 $Z(w)$ 이며, 선형 신호 출력(620)은 전치 보상된 새로운 입력 신호 $Z(w)$ 가 스피커 시스템에 입력되었을 때의 출력 신호 $Yt'(w)$ 를 나타낸다.

도 6 에 나타난 바와 같이, 비선형 신호 출력(610)은 신호가 인가된 부분(640) 이외에도 제 2 및 제 3 고조파에 의한 왜곡된 부분 (650,660)을 포함한다. 그러나, 전치 보상부를 거친 선형 신호 출력(620)은 이러한 고조파에 의한 왜곡 부분이 현저하게 감소되었음을 알 수 있다.

이제까지 본 발명에 대하여 그 바람직한 실시예들을 중심으로 살펴보았다. 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 개시된 실시예들은 한정적인 관점이 아니라 설명적인 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 전술한 설명이 아니라 특허청구범위에 나타나 있으며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명에 포함된 것으로 해석되어야 할 것이다.

발명의 효과

본 발명에 따르면, 종래의 집중 파라미터 방식에 의해서는 반영하지 못하는 점성 댐핑, 구조 댐핑등의 여러 비선형 왜곡 특성을 고려할 수 있으므로 좀더 양질의 음질을 구현할 수 있다.

또한 본 발명에 의하면, 음질을 결정적으로 열화시키는 비선형 요소인 2차 및 3차 고조파 성분에 의한 왜곡도 저감시킬 수 있다.

또한 본 발명에 의하면, 스피커의 진동판의 변위를 측정할 필요가 없으므로 왜곡 저감 장치의 구현이 용이하다.

또한 본 발명에 의하면, 음향 신호의 주파수의 시간적 변화(time history)에 따른 히스테리시스 현상 및 위상 변화 정보도 고려할 수 있어 좀더 우수한 음질을 획득할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

주파수 영역상의 스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 방법으로서,

음향 소스로부터의 음향 신호를 수신하여 주파수 영역의 신호로 변환하는 주파수 영역 변환 단계;

상기 주파수 영역 변환된 음향 신호를 스피커 시스템의 선형 주파수 특성 및 스피커 시스템의 전체 주파수 특성을 이용해서 전치 보상하는 단계; 및

상기 음향 신호의 시간 영역 신호를 생성하기 위해 상기 전치 보상된 신호를 시간 영역 변환하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 주파수 영역상의 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서, 상기 전치 보상 단계는 수식 $Mf(w) = [2HL(w)-HT(w)]/HL(w)$ 에 따른 전달 함수를 사용하여 전치 보상하는 단계를 특징으로 하고, 여기서 $HL(w)$ 는 스피커 시스템의 선형 주파수 특성이고, $HT(w)$ 는 스피커 시스템의 전체 주파수 특성인 것을 특징으로 하는 주파수 영역상의 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 3.

제 1 항에 있어서, 상기 스피커 시스템의 선형 주파수 특성($HL(w)$)은 ARX 및 ARMAX 모델링을 통해 생성되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 4.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서, 상기 스피커 시스템의 전체 주파수 특성($HT(w)$)은 비선형 특성 측정법을 통해 생성되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 5.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서, 상기 시간 영역 변환된 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환하는 디지털_아날로그 변환 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 6.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서, 상기 주파수 영역 변환은 패스트 푸리에 변환이고, 상기 시간 영역 변환은 역 패스트 푸리에 변환인 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 7.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서, 상기 전치 보상 단계는 FIR(Finite impulse response) 필터로 구현되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 8.

시간 영역상의 스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 방법으로서,

음향 소스로부터의 음향 신호를 스피커 시스템의 선형 시간 영역 특성 및 비선형 시간 영역 특성을 이용해서 전치 보상하는 단계; 및

상기 전치 보상된 신호를 아날로그 신호로 변환하는 디지털_아날로그 변환 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 9.

제 8 항에 있어서, 상기 시간 영역 전치 보상 단계는 시간 영역 전치 보상 전달 함수 $M_t(t) = GL(q)/[GL(q)+GNL(q)]$ 에 의해 수행되고, 여기서 $GL(q)$ 는 스피커 시스템의 선형 시간 영역 특성, $GNL(q)$ 는 스피커 시스템의 비선형 시간 영역 특성이고 q 는 지연 인자(delay operator)인 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 10.

제 9 항에 있어서, 상기 선형 시간 영역 특성 $GL(q)$ 는 ARX 및 ARMAX 모델링을 통해 생성되고, 비선형 시간 영역 특성 $GNL(q)$ 는 비선형 특성 계측법에 의해 생성되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 11.

제 9 항 또는 제 10 항에 있어서, 상기 시간 영역 전치 보상 단계에서 외부 에러 신호($e(t)$)가 입력될 때, 상기 전치 보상된 신호($Z(t)$)는 수식 $Z(t) = M_t(t)x(t) - M_e(t)e(t)$ 에 의해 생성되고, 여기서 $x(t)$ 는 음향 소스로부터의 음향 신호이고, 상기 에러 신호에 의한 전달 함수 $M_e(t)$ 는 수식 $M_e(t) = J_L(q)/[J_L(q)+J_{NL}(q)]$ 로부터 생성되며, $J_L(q)$ 는 스피커 시스템의 선형 시간 영역 디스터번스(disturbance) 함수이고, $J_{NL}(q)$ 는 스피커 시스템의 비선형 시간 영역 디스터번스 함수인 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 12.

제 9 항 또는 제 10 항에 있어서 상기 전치 보상 단계는 FIR 필터로 구현되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 방법.

청구항 13.

스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 장치로서,

음향 소스로부터의 음향 신호를 수신하여 주파수 영역의 신호로 변환하는 주파수 영역 변환부;

상기 주파수 영역 변환된 음향 신호를 스피커 시스템의 선형 주파수 특성 및 스피커 시스템의 전체 주파수 특성을 이용해서 전치 보상하는 전치 보상부; 및

상기 음향 신호의 시간 영역 신호를 생성하기 위해 상기 전치 보상된 신호를 시간 영역 변환하는 시간 영역 변환부를 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 14.

제 13 항에 있어서, 상기 전치 보상부의 전달 함수($M(w)$)는 수식 $M_f(w) = [2HL(w)-HT(w)]/HL(w)$ 로부터 생성되고, 여기서 $HL(w)$ 는 스피커 시스템의 선형 주파수 특성이고, $HT(w)$ 는 스피커 시스템의 전체 주파수 특성인 것을 특징으로 하는 주파수 영역상의 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 15.

제 14 항에 있어서, 상기 스피커 시스템의 선형 주파수 특성($HL(w)$)은 ARX 및 ARMAX 모델링을 통해 생성되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 16.

제 14 항 또는 제 15 항에 있어서, 상기 스피커 시스템의 전체 주파수 특성($HT(w)$)은 비선형 특성 계측법을 통해 생성되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 17.

제 15 항 또는 제 16 항에 있어서, 상기 시간 영역 변환된 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환하는 디지털_아날로그 변환부를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 18.

제 15 항 또는 제 16 항에 있어서, 상기 주파수 영역 변환부는 패스트 푸리에 변환을 수행하고, 상기 시간 영역 변환부는 역 패스트 푸리에 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 19.

제 15 항 또는 제 16 항에 있어서, 상기 전치 보상부는 FIR 필터로 구현되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 20.

시간 영역상의 스피커 시스템 비선형 왜곡 저감 장치으로서,

음향 소스로부터의 음향 신호를 스피커 시스템의 선형 시간 영역 특성 및 비선형 시간 영역 특성을 이용하여 전치 보상하는 시간 영역 전치 보상부; 및

상기 전치 보상된 신호를 아날로그 신호로 변환하는 디지털_아날로그 변환부를 포함하는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 21.

제 20 항에 있어서, 상기 시간 영역 전치 보상부의 전달 함수($M_t(t)$)는 수식 $M_t(t) = GL(q)/[GL(q)+GNL(q)]$ 로부터 생성되고, 여기서 $GL(q)$ 는 스피커 시스템의 선형 시간 영역 특성, $GNL(q)$ 는 스피커 시스템의 비선형 시간 영역 특성이고 q 는 지연 인자(delay operator)인 것을 특징으로 하는 시간 영역상의 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 22.

제 21 항에 있어서, 상기 선형 시간 영역 특성 $GL(q)$ 는 ARX 및 ARMAX 모델링을 통해 생성되고, 비선형 시간 영역 특성 $GNL(q)$ 는 비선형 특성 계측법에 의해 생성되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 23.

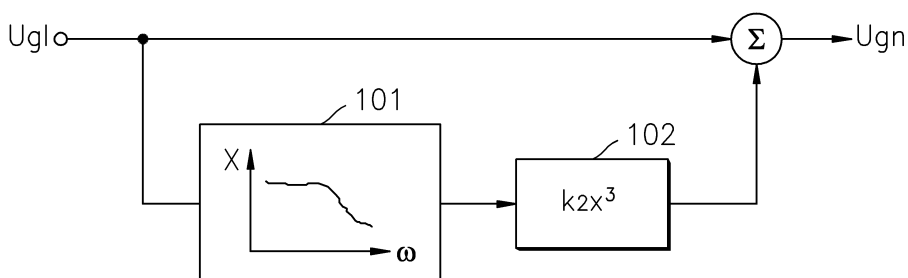
제 21 항 또는 제 22 항에 있어서, 상기 시간 영역 전치 보상부에 외부 에러 신호($e(t)$)가 입력될 때, 상기 전치 보상된 신호($Z(t)$)는 수식 $Z(t) = M_t(t)x(t) - M_e(t)e(t)$ 에 의해 생성되고, 여기서 상기 에러 신호에 의한 전달 함수 $M_e(t)$ 는 수식 $M_e(t) = JL(q)/[JL(q)+JNL(q)]$ 로부터 생성되며, $JL(q)$ 는 스피커 시스템의 선형 시간 영역 디스터번스(disturbance) 함수이고, $JNL(q)$ 는 스피커 시스템의 비선형 시간 영역 디스터번스 함수인 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

청구항 24.

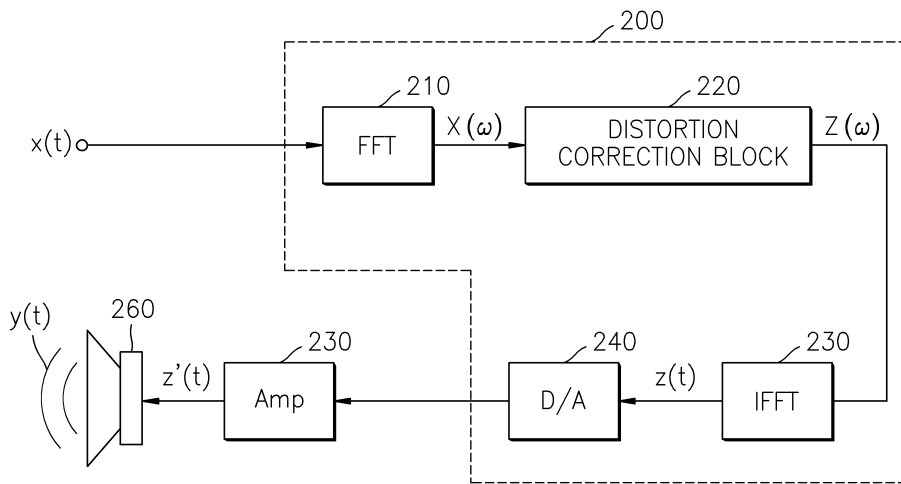
제 21 항 또는 제 22 항에 있어서 상기 시간 영역 전치 보상부는 FIR 필터로 구현되는 것을 특징으로 하는 비선형 왜곡 저감 장치.

도면

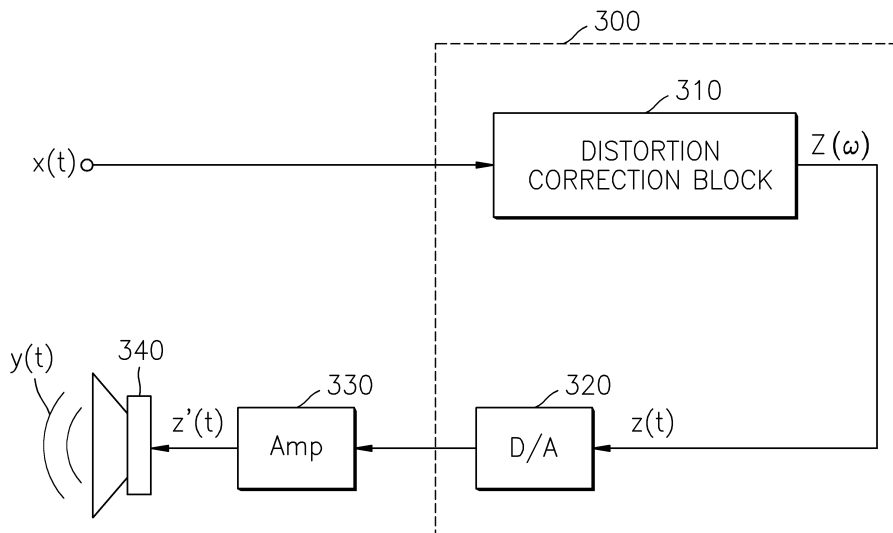
도면1



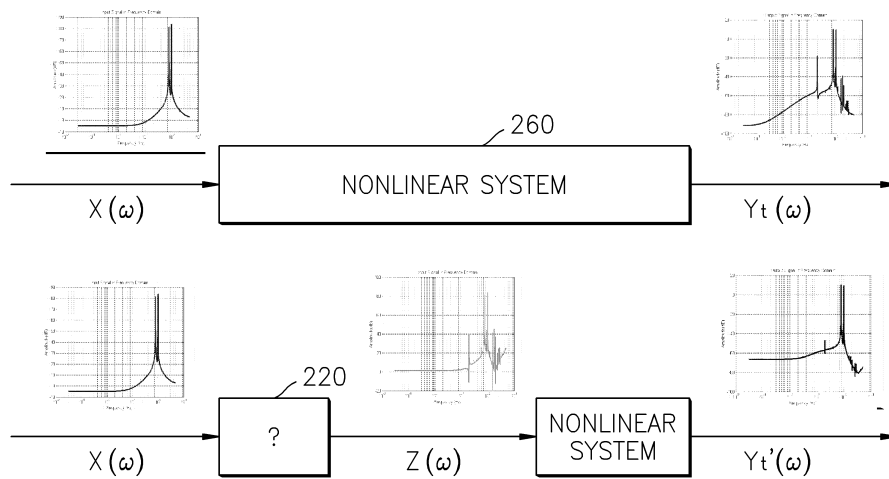
도면2



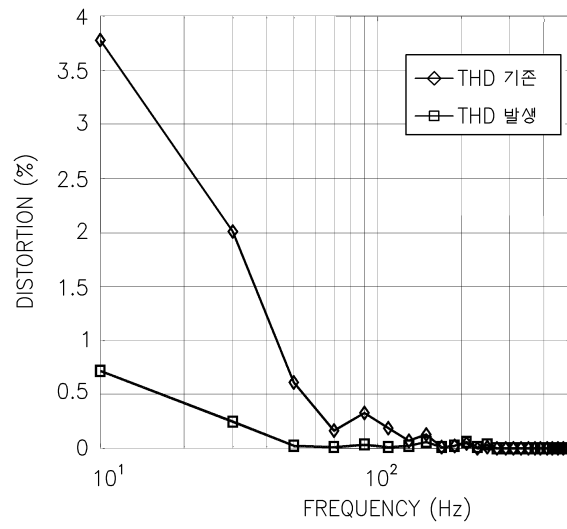
도면3



도면4



도면5



도면6

