Noise Shaping filter를 이용한 PCM신호의 PWM신호로의 변환

김 병 재, 김 인 철
서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부

A PCM-to-PWM Conversion Technique Employing the Noise Shaping Filter

Byung-Jae Kim, Rin-Chul Kim
Dept. of Electrical & Computer Eng., University of Seoul
E-mail : rin@uos.ac.kr

Abstract

본 논문에서는 디지털 오디오 증폭기의 필수적인 부분인, PCM신호를 PWM신호로 변환하는 기법에 대하여 고찰한다. 비교적 낮은 해상도의 PWM 신호로 변환할 때 발생하는 문제점들을 살펴보고, oversampling과 통과 대역에서 잡음을 억제하는 noise shaping을 적용한 기법에 대하여 살펴본다. 본 논문에서는 디지털 오디오 증폭기에 적합한 몇 가지 noise shaping 필터를 소개하고, 그들을 사용하였을 때 오디오 품질을 평가하였다.[1)]

I. 서론

Class-D 증폭기는 우수한 성능을 유지하면서 소형이고 저가인 음향시스템을 구현할 수 있어 최근 많은 관심을 받고있다. 그러나 Class-D 증폭기는 트랜지스터의 스위칭 범위에서 증폭하기 때문에 PCM (pulse code modulation) 신호를 이진 레벨의 길이로 신호 크기를 표현하는 PWM (pulse width modulation) 신호로 변환해야한다. 이때 시스템의 동작 주파수를 적절한 수준으로 유지하기 위해서는 PWM 신호의 해상도를 크게 높이지 못한다는 단점이 있다. 본 논문에서는 이와 같은 문제점을 해결하는 한 방법으로 ONS (oversampled noise shaping) 기법을 고찰하고, 이 기법에서 사용할 수 있는 noise shaping 필터의 예를 들고 그들의 성능을 평가하겠다.

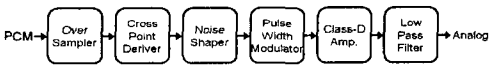


그림 3. ONS방식 디지털증폭기의 블록도.

본 논문은 2002-3년 산자부 산업기술개발사업중 (주) 디지털앤아날로그 위탁 연구의 일부분입니다.

II. Oversampled noise shaping

2.1 시스템 구조

본 논문에서 고려하는 ONS기법을 이용한 Class-D 증폭기의 구조는 그림 1과 같다. 먼저, 표본화주파수가 48KHz인 24비트 PCM 신호를 입력받아, 길이가 165인 2배 보간 필터와 길이가 71인 4배 보간 필터를 직렬로 연결하여 8배로 보간된 신호를 얻는다. 그 다음 PNPWM (pseudonatural PWM)을 위해 5차 XPD (cross point deriver)[1]를 사용한다. Noise shaper에서는 가청 주파수 대역의 잡음을 억제시킨 9비트 PCM 신호로 변환시키며, 이 신호는 다시 single-edge PWM 신호로 변환된다. 여기서 얻어진 PWM신호는 Class-D 증폭기로 증폭된 후, 2차 Butterworth 저역통과 필터를 거쳐 아날로그신호로 변환된다.

본 논문에서 시스템 성능 평가를 위해 최대 크기의 90% 크기를 갖는 10KHz 정현파를 0.3초간 발생시키고, 이를 24비트 PCM 신호로 표현하여 사용하였다. 실험에서 출력 스펙트럼은 출력 신호에 α가 -0.25인 Blackman 윈도우를 적용한 다음 FFT를 수행하여 얻었다.

2.2 ONS의 기본개념

PWM신호는 전압이 인가된 시간과 인가되지 않은 시간의 비율로서 표본화된 신호의 크기를 표현한다. 따라서 일반적으로 PCM에서 사용하는 양자화 해상도를 그대로 적용하면 시스템 동작주파수가 매우 높아지는 단점이 있다. 그래서 시스템 동작주파수를 적절하게 유지할 수 있도록 PWM 신호의 해상도를 낮추되 일정 수준의 다이나믹 레인지를 보장하기 위해 ONS 기법을 사용한다.

일반적으로 PWM 신호는 9비트 해상도로 표현되므로, 24비트 PCM 신호를 9비트의 PCM 신호로 변환해야 한다. 이때, 양자화 잡음을 최소화할 수 있는 기본

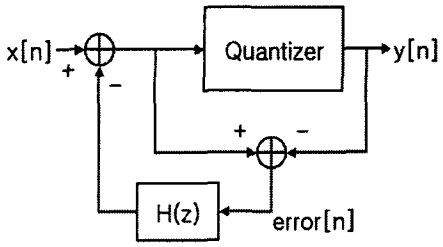


그림 4. Error feedback noise shaper의 구조.

적인 방법은 보간을 통해서 입력의 표본화 주파수를 높이는 것이다. 신호의 표본화 주파수를 높이면, 단위 주파수 당 양자화 잡음의 에너지가 작아져, 가청 주파수 대역에서 양자화 잡음에 의한 영향을 최소화할 수 있다. 이때, 시스템 동작 주파수는 신호의 표본화 주파수와 PWM 신호의 해상도의 함수로 나타내어지므로, 본 논문에서는 시스템 동작주파수를 200MHz 이내로 유지할 수 있도록 입력 신호를 표본화 주파수를 8배 높이고, PWM 신호의 해상도를 9비트로 표현하였다.

2.3 Noise shaper

Noise shaping 기법은 ΣΔ 변조기 등에서 양자화 오차를 누적시켜 양자화 함으로써 양자화에 의한 영향을 최소화시키고자 하는 것이다. 본 논문에서는 PWM 신호로 변환하기 위해 9비트로 양자화된 신호에서 양자화 잡음을 최소화시키기 위해 그림 2와 같은 구조를 갖는 noise shaper를 사용한다. 그림 2에서 양자화오차는 $H(z)$를 거쳐서 되먹임 되는데 양자화오차의 전달함수 즉, NTF(noise transfer function)[1] $G(z)$는 다음과 같이 정의된다.[4]

$$G(z)=H(z)+1 \qquad (1)$$

여기서 $G(z)$는 그림 4(a)와 같은 고역통과필터의 형태를 갖는다. 즉, 고역통과특성에 의해 저주파대역에 존재하는 양자화잡음은 줄이고 고주파대역에 있는 잡음성분은 증폭시킨다. 그 결과, 그림 3을 그림 4(c)와 같게 만들어 가청주파수대역에서 양자화잡음의 크기를 감축시킨다. 일반적인 N차 NTF는 다음과 같은 관계식으로 정의되며 그림 4(a)와 같은 특성을 갖는 5차를 많이 사용한다.[3]

$$G(z)=(1-z^{-1})^{N} \qquad (2)$$

2.4 최적화된 NTF 설계

식(2)를 이용한 NTF는 계수가 정수로 표현되어 구현이 간단하다는 장점이 있지만 noise shaping 성능이 우수하지 못하고 차단대역에서 일정한 크기를 갖지 않

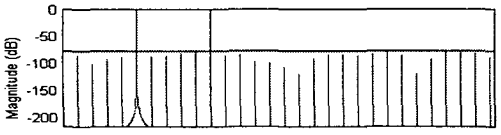
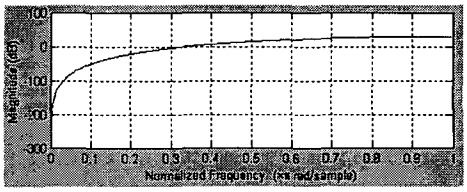
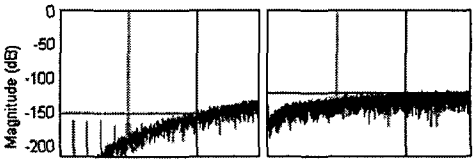


그림 3. Noise shaper가 없을 때 PWM DAC 출력.



(a) 주파수응답



(b) noise shaper 출력 (c) PWM DAC 출력

그림 4. NTF $(1-z^{-1})^{5}$에 의한 성능.

는 단점이 있다. 게다가 이득이 커서 떨림이 큰 신호가 만들어지게 되어 noise shaper 이후의 PWM(pulse width modulator)과 저역통과필터를 거치면서 고주파대역으로 집중되었던 양자화 잡음들이 많은 부분 저주파수대역으로 귀환하게 된다. 그림 4는 식(2)의 5차 NTF에 대하여 이러한 현상을 잘 보여준다. 그림 4의 (b)와 (c)에서 세로줄은 20KHz의 가청주파수를 의미하고 가로줄은 다이나믹 레인지를 의미하는데, 식(2)로 표현되는 5차 NTF는 이득이 252로 비교적 크기 때문에 noise shaper 출력에서 148.6dB였던 다이나믹 레인지가 최종출력에서 128.2dB로 줄어드는 것을 알 수 있다. 이와 같은 단점들을 극복하고자 이득이 작고 가청주파수인 20KHz이내에서 일관된 크기를 가지면서 양자화잡음의 에너지를 가능한 줄일 수 있는 최적의 NTF를 직접 설계할 필요가 있게된다.

최적화된 NTF를 설계하는 방법은 다음과 같다. 먼저 정해진 가청주파수 대역을 차단주파수로 정의하고 다음 식으로 차단대역의 dB단위 크기를 계산한다.

$$G=10\log_{10}[2^{2(b'-1)}L(6\cdot 10^{-SNR/10}-2^{-2(b-1)})] \qquad (3)$$

여기서, b는 입력신호의 비트단위 해상도, b'는 재양자화될 신호의 비트단위 해상도, L은 본래 표본화율에서 재표본화된 비율 그리고 SNR은 원하는 신호 대 잡음비이다.[2]

식 (3)의 G와 차단 주파수라는 두 개의 정보를 기초로 하여 일반적인 FIR 선형위상 (linear-phase) 필터 설계 기법들을 사용해 noise shaping 성능이 우수한 고역통과 필터를 설계한다. 그 다음 필요에 따라 이득을 줄이고자 선형위상 필터를 minimum-phase 필터로 변환한다. 마지막으로 첫 번째 계수가 1이 되도록 필터 계수를 정규화시켜 최적화된 NTF를 얻는다.[2]

일반적으로 차단대역의 크기를 작게 할수록 더욱 양자화잡음을 고주파대역에 집중시킬 수 있게 되는데 그럴수록 NTF의 이득은 커지게 된다. 그러므로 차단대역의 크기를 제외한 매개변수들은 가능한 이득을 줄이는 방향으로 정의하고 그 후에 교환관계인 차단대역의 크기와 이득을 적절히 조절하도록 한다.

표 1. 실계수 NTF.

	차수	계 수
1	10	1, -3.315468, 3.058497, 0.589173, -1.199162, -1.470095, 1.447818, 0.239657, -0.256041, -0.192798, 0.099504
2	10	1, -3.30114, 3.02222, 0.603068, -1.17686, -1.468356, 1.421546, 0.242824, -0.248386, -0.190797, 0.097006
3	10	1, -3.334205, 3.223496, 0.318739, -1.345657, -0.842224, 1.121964, 0.0987, -0.205586, -0.085227, 0.05134
4	10	1, -3.221533, 2.823802, 0.674633, -1.054194, -1.453769, 1.277741, 0.257381, -0.207226, -0.179099, 0.083636
5	5	1, -2.8832, 1.8849, 1.8849, -2.8832, 1
6	4	1, -3.440072, 4.500978, -2.636946, 0.580802
7	4	1, -3.371522, 4.294252, -2.432759, 0.515122
8	4	1, -3.5655, 4.8381, -2.9482, 0.6782

III. NTF의 성능 평가

본 절에서는 2.4절에서 설명한 기법으로 설계된 NTF들 중에서 성능이 비교적 우수한 NTF들을 소개하고, 그 성능을 평가한다. 먼저, 실계수 NTF를 소개하고, 그런 다음, 구현이 용이하도록 계수가 정수로 표현된 NTF를 소개한다.

3.1 실계수 NTF

실계수 NTF 중에서 비교적 우수한 성능을 보이는 몇 가지 예를 표 1에 제시하였다. 표 1에 제시한 NTF들은 최종 출력에서 140dB 이상의 다이나믹 레인지를 보여주는 것으로, 그림 5에 그 성능을 보인 Goldberg가 제안한 NTF[1]와 유사한 성능을 가진다. 본 절에서는 대표적인 예로 첫 번째에 보인 10차 NTF와 여섯 번째에 제시한 4차 NTF에 의한 성능을 살펴보겠다.

먼저, 첫 번째 NTF의 주파수 응답은 그림 6(a)에 제시한 바와 같다. 첫번째 NTF는 차수가 10차이고, 이득은 27.56, 그리고 차단대역의 크기는 -59.3dB 이하이다. 이 NTF를 이용하였을 때, noise shaper의 출력 스펙트럼은 그림 6(b)에 제시하였고, 최종 출력 스펙트럼은 그림 6(c)에 제시하였다. 그림 6(c)의 최종 출력 스펙트럼을 참조하면, 고주파 대역에서는 양자화 잡음이 비교적 크게 나타나지만, 20KHz이하 가청 주파수 대역에서는 143.5dB 이상의 다이나믹 레인지를 보인다. 이러한 성능은 그림 5에 제시한 Goldberg의 NTF가 142dB의 다이나믹 레인지를 보이는 것에 비해 약 1.5dB의 이득을 가져, 본 논문에서 제시한 NTF가 매우 높은 성능을 보임을 알 수 있다. 즉, 9비트 해상도

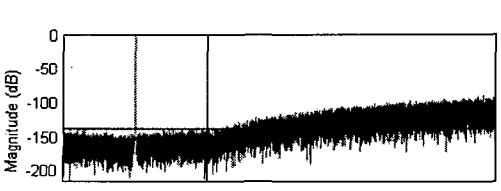
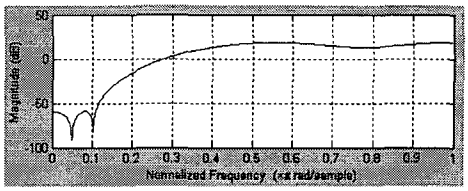
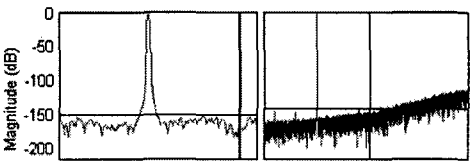


그림 5. [1]에서 제안한 NTF의 PWM DAC 출력.

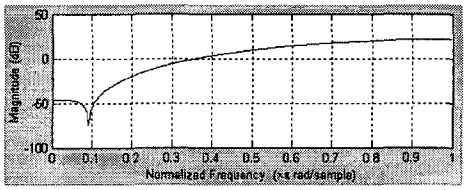


(a) 주파수응답

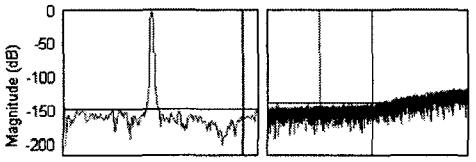


(b) noise shaper 출력 (c) PWM DAC 출력

그림 6. 첫 번째 실계수 NTF에 의한 성능.



(a) 주파수응답



(b) noise shaper 출력 (c) PWM DAC 출력

그림 7. 여섯 번째 실계수 NTF에 의한 성능.

의 PWM 신호로 변환되었음에도 불구하고, ONS 기법을 적용함으로써 입력과 같은 수준인 약 24비트에 해당하는 다이나믹 레인지를 보존시킬 수 있었다. 따라서, 본 논문에서 제시한 구조는 고품질 디지털 오디오 증폭기를 구현하는데 적합한 것으로 판단된다.

여섯 번째 NTF는 첫번째 NTF와는 달리 차수가 4차로 비교적 낮은 차수를 가진다. 이 NTF의 주파수 응답은 그림 7(a)에 제시하였는데, 이득은 40.38 이고, 차단대역에서 -46.45dB 이하의 크기를 가진다. 그림 7(b)와 (c)에서는 이 NTF를 적용하였을 때 noise shaper의 출력 및 최종 출력의 스펙트럼을 제시하였다. 그림 7(c)에서 알 수 있듯이, 여섯번째 NTF는 차수가 낮음에도 불구하고, 첫 번째에 제시한 10차 NTF와 유사하게 143.2dB정도의 다이나믹 레인지를 갖는다.

3.2 정수계수 NTF

앞에서 제시한 실계수 NTF들은 계수가 실수로 표현되기 때문에 하드웨어 구현이 용이하지 못하다. 본 절에서는 계수들을 정수화하여 하드웨어 복잡도를 감축시켰을 때 noise shaper의 성능을 검토한다. 한 예로

표 1의 다섯 번째 NTF를 표 2에 제시한 바와 같이 계수를 6비트 및 3비트로 정수화 하였을 때 성능을 평가한다.

첫 번째로 계수를 3비트로 정수화하였을 때의 성능을 그림 8에 제시하였다. 표 2에 제시한 바와 같이 3비트로 정수화한 계수는 덧셈을 1회로 곱셈을 수행할 수 있어 하드웨어 복잡도를 크게 감축시킬 수 있다. 이 NTF의 주파수 응답은 그림 8(a)에 제시한 바와 같고, 이득은 28, 차단 대역의 크기는 -34.5dB 이하로, 실계수 NTF의 이득 25.73 차단 대역의 크기 -49.4dB에 비해 주파수특성이 크게 손상된 것으로 나타났다. 이 NTF를 사용하였을 때 최종 출력에서는 그림 8(c)에 제시한 바와 같이 약 130.3dB의 다이나믹 레인지를 갖는데, 같은 정수 NTF인 식 (2)의 5차 NTF보다 성능이 우수하지만, 실계수 NTF를 사용하였을 때에 비해 약 17 dB 정도 성능이 저하됨을 알 수 있다.

두 번째로 계수를 6비트로 정수화 하면, 표 2에 제시한 바와 같은 계수들을 가진다. 이러한 계수 값들을 참조하면, 이 NTF에서는 2회의 덧셈/뺄셈으로 곱셈을 수행할 수 있다. 6비트로 정수화된 NTF의 주파수 응답은 그림 9(a)에 제시한 바와 같고, 이득은 25.56, 차단 대역에서의 크기는 -42.2dB이다. 이 NTF를 적용하였을 때의 성능은 그림 9(b) 및 (c)에 제시하였는데, 가청 주파수 대역에서 약 142.5dB 이상의 다이나믹 레인지를 갖는 것으로 측정되어, 실계수 NTF와 유사한 성능을 보임을 알 수 있다. 따라서, 하드웨어 복잡도와 성능을 참조하면, 표 2에 제시한 6비트로 정수화한 NTF가 디지털 오디오 증폭기에 적합한 것으로 판단된다.

IV. 결론

본 논문에서는 PCM신호를 PWM신호로 변환하고자 할 때 하드웨어구현에 적합한 수준의 해상도로 적절히 변환할 수 있는 error feedback noise shaper와 이를 위한 NTF들을 소개하였다. PCM에서 PWM으로 변환할 때, oversampling과 noise shaper를 적용함으로써 9비트 해상도로 PWM 신호를 표현함에도 불구하고, 약

표 2. 정수계수 NTF.

	비트	계 수
1	3	1, -3, 2, 2, -3, 1
2	6	8, -23, 15, 15, -23, 8

24비트로 신호를 표현하였을 때와 유사한 144dB에 근접하는 다이나믹 레인지를 얻을 수 있음을 확인하였다. 또한, 6비트로 계수를 정수화한 NTF는 실계수 NTF와 유사한 성능을 가짐을 확인하여, 하드웨어 복잡도를 최소화하면서, 매우 높은 성능을 얻을 수 있음을 보였다.

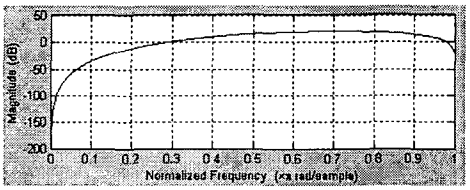
참고문헌

[1] J.M. Goldberg and M.B. Sandler, "New high accuracy pulse width modulation based digital-to-analogue convertor/power amplifier," *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, vol. 141, no. 4, pp. 315-324, Aug. 1994.

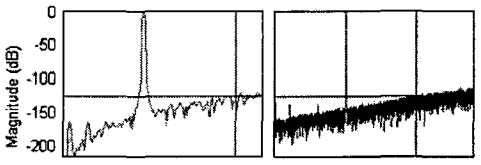
[2] A. Paul and M. Sandler, "Design issues for a 20-bit D/A converter based on pulse width modulation and noise shaping," *IEE Colloquium on Advanced A-D and D-A Conversion Techniques and Applications*, pp. 4/1-4/4, 1993.

[3] S.K. Tewkbury and R.W. Hallock, "Oversampled, linear predictive, and noise shaping coders of order N>1," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. CAS-25, no. 7, pp. 436-447, 1978.

[4] M. Gerzon, and P. Craven, "Optimal noise shaping and dither of digital signals," *Presented at the 87th convention of the AES*, New York, 1989.

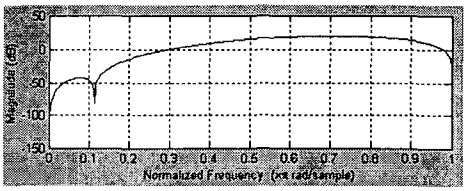


(a) 주파수응답

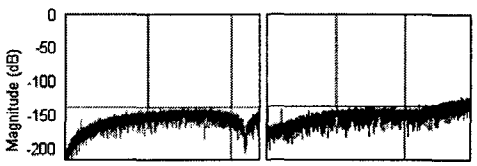


(b) noise shaper 출력 (c) PWM DAC 출력

그림 8. 3비트 정수계수 NTF에 의한 성능.



(a) 주파수응답



(b) noise shaper 출력 (c) PWM DAC 출력

그림 9. 6비트 정수계수 NTF에 의한 성능.