

논문 2004-41SC-1-6

다중밴드 이득 보정기능을 갖는 디지털 청력보정회로 설계

(Design of a new digital hearing aid based on a multi-band compensation technique)

최 원 철*, 이 제 훈*, 김 영 주**, 조 경 록**

(Won-Chul Choi, Je-Hoon Lee, Young-Ju Kim, and Kyoung-Rok Cho)

요 약

본 논문에서는 감음신경성 난청자의 비선형적으로 변하는 가청 한계값을 보상하는 청력보정회로를 제안한다. 제안된 청력 보정 회로는 주파수 대역에서 직접 보상하기 위해 FFT와 IFFT 프로세서를 사용하고, 회로크기를 줄이기 위해 입력신호 크기 제어 방식을 사용한다. 제안된 청력보정 회로는 기존의 FIR필터 구조가 적용된 청력보정 회로보다 다중밴드 이득 보정이 가능하기 때문에 주파수 보정능력이 감음신경성 난청자에 대해 약 15%이상 향상된 결과를 나타낸다. 입력신호 제어방식 적용으로 입출력 비트가 제한되지 않은 프로세서보다 하드웨어 크기는 65% 감소된다.

Abstract

In this paper, we propose a new digital hearing aid circuit that compensates the impaired threshold level changing nonlinearly using a multi-band compensation technique. In the algorithm, the hearing frequency range 8kHz is divided into 64 bands which is 125Hz resolution. Each band is controlled finely to compensate the hearing impaired proportional to personal ROM table. The multi-band is introduced using a FFT/IFFT processor which makes to control in frequency domain. As a result, the proposed circuit is more efficient 15% than a conventional ones such as FIR filter architecture in terms of the compensation gain and accuracy. The hardware size was reduced 65% than a general FFT by pre-handling of the input data.

Keywords : 청력보정회로(hearing aid), 감음신경성 난청(sensorineural hearing loss), 푸리에 변환(FFT)

I. 서 론

청각 장애를 가진 사람은 여러 가지 이유로 의사소통 및 정보전달을 부분적으로 수행하지 못하며 정서적 또는 심리적으로 적지 않은 영향을 미친다^[1]. 사람의 청각 특성은 정상인의 경우 음성신호가 가청한계보다 높기 때문에 모든 음성을 이해한다. 그러나 청각 손실이 일어나면 가청한계가 변하여 음성을 인식하기 어려워진다. 그렇기 때문에 청각 손실로 어려움을 겪고 있는 난청자들은 보청기가 필요하다. 보청기는 입력음성 신호를 가청 한계

보다 큰 신호로 증폭시켜 청각 장애를 가진 사람이 입력 음성을 이해할 수 있도록 만들어 주는 역할을 한다.

가청 한계의 변화에 따라 난청의 유형이 결정되며 전 음성 난청(conductive hearing loss)과 감음신경성 난청(sensorineural hearing loss)으로 나눌 수 있다^[1]. 전음성 난청은 중이에 질환이 있거나 선천성 또는 후천성 기형 등에 의해 발생하며, 고막이 손상되거나 중이염, 이소골이 경직되거나 파손된 경우 등이 이에 속한다. 주로 소리를 증폭시키는 역할을 하는 중이에 이상이 있기 때문에 소리의 크기가 불충분하다고 느끼며 소리의 크기를 크게 하면 말을 이해하는데 별 어려움이 없다. 그렇기 때문에 선형 증폭형 보청기를 이용하여 쉽게 보상할 수 있다. 그러나 감음신경성 난청의 경우, 달팽이관(cochlea) 내부의 외유모 세포(outer hair cell)가 유실 또는 손상되

* 학생회원 ** 정회원, 충북대학교 정보통신공학과
(Dept. of Computer and Communication Engineering, Chungbuk National University)
접수일자 : 2003년5월27일, 수정완료일 : 2003년12월29일

어서 약한 음에 대한 민감도가 떨어지고 뇌에 이르는 신경이 손상되거나 종양 등으로 인해 소리에 대한 명료도가 떨어져 음성신호를 이해하기 힘들게 된다. 이런 감음 신경성 난청자의 주파수 특성은 가청 한계값이 비선형적으로 변하는 주파수 특성을 갖고 있으며 이를 보상하기 위해 주파수 대역을 분할하여 미세 주파수 대역별로 난청자의 주파수 특성을 보상하는 알고리즘이 필요하다. 일반적으로 감음신경성 난청자의 주파수 특성의 보상은 다중밴드 압축 알고리즘이 사용된다^[2].

FIR필터 구조를 갖는 청력보정 회로는 단시간 푸리에 변환(short-time FFT)을 이용하여 입력 신호의 주파수 스펙트럼을 분석한 후 필터 계수를 발생하여 입력신호와 FIR 필터처리 하는 구조를 갖는다. 이 경우 미세 주파수 대역의 신호를 제어할 수 없으며 계수 값을 만들 때 사용되는 주파수 표본화 설계기법(frequency sampling method)의 보간의 오차로 정확한 이득 곡선을 얻기 힘들다^[3]. 본 논문에서는 주파수 대역에서 미세 조절이 가능하고 이득 제어가 쉬운 FFT 및 IFFT 프로세서로 0~8kHz 대역을 다중밴드로 설정하여 입력신호의

크기를 제어하는 청력보정 회로를 제안한다.

II. 보청기 시스템 구조

일반적인 디지털 보청기 시스템은 주파수 대역의 가청 한계값을 보상하는 청력보정 회로와 보청기의 출력신호가 귀 속의 공기압을 줄이는 통풍구를 통해서 케환할 때 발생하는 음향케환 문제를 해결하는 LMS 적응 필터로 구성된다^[4]. 그림 1은 청력보정 회로와 LMS 능동 필터로 구성된 일반적인 디지털 보청기 시스템 구조를 보여주고 있다.

본 논문에서는 그림 1의 디지털 보청기 시스템에서 음향케환 문제를 배제하고 주파수 대역에서 가청 한계값이 비선형적으로 변하는 감음신경성 난청자를 위한 청력보정 회로만을 고려한다. 감음신경성 난청자를 위한 청력보정 회로는 주파수 영역에서 비선형적인 가청 한계값 보상을 위해 주파수 대역을 분할하고 각각 분할된 영역에서 난청자의 가청 한계값 이상으로 신호를 증폭하여 들을 수 있도록 만들어 준다. 그림 2는 시간 영역 FIR필터 구조를 갖는 기존의 청력보정 회로를 보여주고 있다.

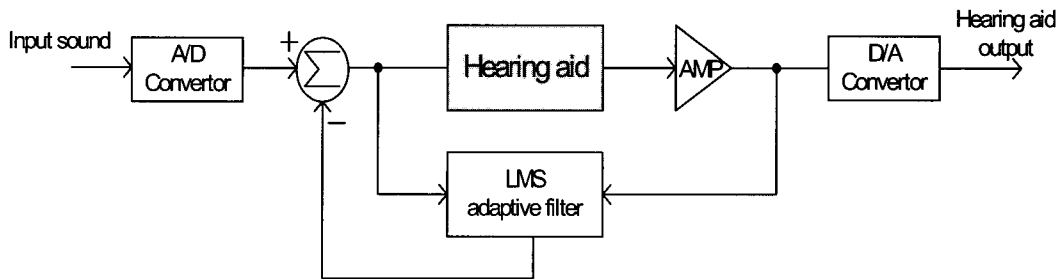


그림 1. 디지털 보청기 시스템 구조

Fig. 1. Block diagram of digital hearing aid system

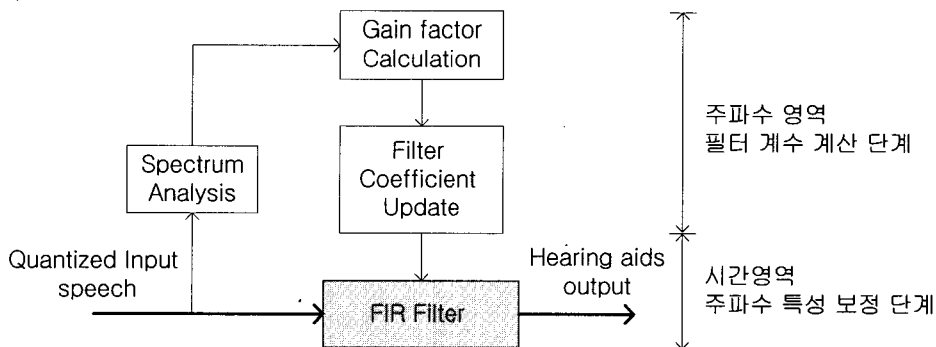


그림 2. 시간 영역 FIR 필터 구조를 갖는 청력보정 회로

Fig. 2. Hearing aid circuit with FIR filter structure in time domain

기존의 청력보정 회로는 스펙트럼 분석, 이득값 계산, 필터계수 도출 그리고 입력신호와의 필터처리 단계를 통해 난청자의 주파수 특성을 보상하게 된다. 스펙트럼 분석단계는 입력신호의 단시간 푸리에 변환을 통해 연속된 입력신호를 주파수 영역으로 표현하고 주파수 영역에서 입력신호의 전력을 계산하여 주파수 대역별 전력분포를 도출한다. 이득값 계산단계는 주파수 대역을 분할하고 분할된 주파수 대역에 해당하는 입력신호의 전력을 난청자의 주파수 특성을 이용하여 가청 한계값보다 높게 만드는 주파수 대역별 이득 계수를 계산한다. 일반적으로 주파수 대역의 이득 계수는 다중 밴드 압축 알고리즘을 이용하여 계산한다^[2]. 필터계수는 다중 밴드 압축 알고리즘으로 도출된 이득 계수를 이용하여 시간영역에서 FIR 필터처리가 가능하도록 주파수 영역의 이득 계수를 시간영역의 이득 계수로 변경하여 도출한다. 주파수 영역의 이득 계수는 주파수 표본화 설계기법을 사용하여 시간영역의 이득 계수로 변경한다. 주파수 표본화 설계기법은 주파수 응답의 표본으로부터 시스템 함수를 얻을 수 있다는 사실을 이용한다. 즉, 주파수 응답의 표본인 분할된 주파수 영역의 이득 계수의 보간(interpolation)이 실제 주파수 응답이 된다. 그리고 이 주파수 응답의 임펄스 응답을 얻어 시간영역에서의 필터 계수로 변경한다. 필터처리 단계는 입력 신호와 도출된 필터 계수 값으로 FIR 필터처리를 하여 입력신호에 대해 주파수 보상을 하게 된다. 시간영역에서 FIR 필터 처리하는 청력보정 회로는 주파수 대역을 일반적으로 8~16 채널로 나눠서 처리하기 때문에 미세 주파수 대역 제어를 할 수 없으며 감음신경성 난청자와 같은 주파수 대역에서 비선형적으로 가청 한계값이 변하는 경우 보청기의 효율은 떨어지게 된다.

Ⅲ. 다중밴드 청력보정 회로

3.1 청력보정 회로 알고리즘

청력보정 회로는 음성신호와 같은 연속적인 입력신호를 필터링하는 역할을 한다. 즉, 환자의 임펄스 응답과 입력신호를 선형 컨벌루션을 통해 주파수 특성을 보상하도록 한다. 연속적인 입력에 대한 선형 컨벌루션을 실제적인 구현을 위해 중첩보류법(overlap-save method)을 사용한다^[3]. 연속적으로 받고 있는 음성신호를 작은 부분으로 나눠진 N -점 수열과 임펄스 응답을 M -점 수열이라

고 하면 일반적으로 $M < N$ 이 된다. 입력신호의 $x(n)$ 의 마지막 $N-M+1$ 출력 표본을 제외하고, 나눠진 블록 중 이전 블록과 $M-1$ 표본만큼 겹치는 부분으로 분할하여 순환 컨벌루션을 수행한다. 분할된 블록의 순환 컨벌루션 출력값들 중 처음 $M-1$ 표본을 제외하여 전체 수열을 만든다. 첫 출력 블록에서 초기 $M-1$ 표본을 고치기 위해 입력 수열값에서 초기 $M-1$ 표본만큼을 0값을 삽입한다. 식 (1)은 출력 블록의 초기 $M-1$ 표본을 고치기 위해 0을 삽입한 수정된 입력값을 나타낸다.

$$\hat{x}(n) = \{0_1, 0_2, \dots, 0_{M-1}, x(n)\}, \quad n \geq 0 \quad (1)$$

식 (1)에서 k 번째 블록 $x_k(n)$, $0 \leq n \leq N-1$ 은 식 (2)와 같이 주어진다.

$$x_k(n) = \hat{x}(m), \quad kL \leq m \leq kL + N - 1, \quad k \geq 0, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2)$$

식 (2)에서 L 은 $N-M+1$ 이다.

블록의 전체 개수는 식 (3)과 같이 된다.

$$K = \left\lceil \frac{N_x + M - 2}{L} \right\rceil + 1 \quad (3)$$

식 (3)에서 N_x 은 입력신호의 길이이고 $\lceil \cdot \rceil$ 연산은 절단 연산이다. 식 (3)에서 도출된 블록 개수만큼 식 (2)에서 제시한 작게 분할된 블록 수열값과 임펄스 응답을 순환 컨벌루션 한다^[3]. 순환 컨벌루션은 FFT로 가능하기 때문에 블록 컨벌루션은 고속 블록 컨벌루션 알고리즘으로 확장 될 수 있다^[3]. FFT구현과정에서 진보된 형태인 radix FFT를 사용하면 급속 블록 컨벌루션(high-speed convolution)이 된다^[3].

제안된 청력보정 회로는 연속된 음성신호를 주파수 대역에서 직접제어가 가능하도록 급속 컨벌루션을 수정한다. 즉, 식 (4)와 같은 급속 컨벌루션의 일반식에서 $x_1(n)$ 은 연속적인 음성신호이고 $x_2(n)$ 은 주파수 영역에서 증폭하기를 원하는 전달함수의 임펄스 응답이다.

$$\begin{aligned} x_1(n) * x_2(n) &= IFFT\{FFT[x_1(n)] \cdot FFT[x_2(n)]\} \\ &= IFFT\{FFT[x_1(n)] \cdot gain_factor[0..63]\} \quad (4) \end{aligned}$$

식 (4)의 오른쪽 부분에서 $FFT[x_1(n)]$ 은 식 (2)와 같이 중첩 보류법을 사용하여 작은 부분으로 나눠진 블록 수열을 FFT처리한 것이다. $FFT[x_2(n)]$ 은 주파수 영역에서 원하는 부분을 증폭해 주는 역할을 한다. 즉, 난청자의 가청 한계값과 입력신호의 주파수 스펙트럼의 전력

을 비교하여 이득값을 계산하고 이 이득값을 $FFT[x_i(n)]$ 에 곱한다.

제안된 청력보정 회로는 주파수 영역상에서 환자의 특성을 보상하도록 주파수 대역별 이득값을 곱해 난청자가 입력음성을 이해할 수 있도록 한다. 청력보정 회로는 radix-2와 radix-2² 알고리즘을 병행하여 사용한 128 점 FFT와 블록간 오버랩 구간을 16으로 설정하여 사용한다.

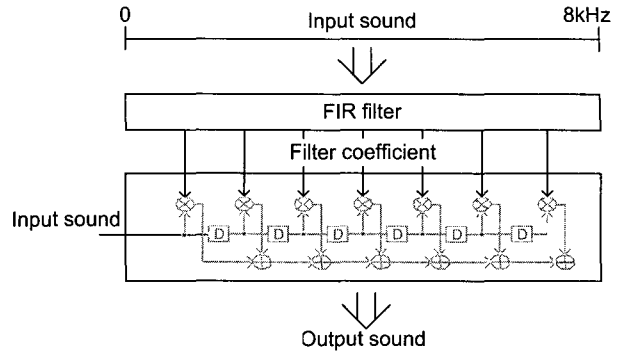
3.2 다중밴드 압축 알고리즘

청각 장애를 가진 사람은 청각 손실 문제와 가청 범위가 줄어드는 동적 범위 보상 문제를 가지고 있다. 동적 범위 보상은 가청한계와 불쾌한 수준 사이의 범위가 줄어드는 현상이며, 이 범위가 일반인보다 제한되어 있기 때문에 난청을 겪게 된다. 특히 감음신경성 난청일 경우 주파수 영역 상에서 가청 한계가 비선형적으로 변하게 되며, 난청자는 주파수 대역에서 가청영역 감소와 스펙트럼의 대조로 인해 난청자가 느끼는 소리의 주관적 크기가 정상인에 비해 크게 변화하는 소리크기 누가 현상 (loudness recruitment)이 일어나게 된다. 따라서 음성인식이 현격히 저하되는 난청이 일어나게 된다^[2]. 이런 문제점을 보상하기 위해 난청자의 주파수 특성을 기초로 압축 알고리즘이 적용된다.

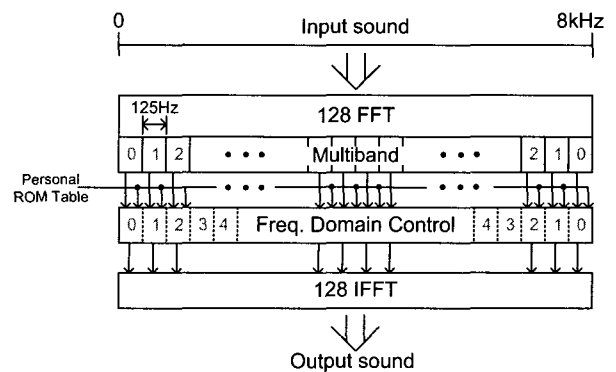
청력보정방법으로 기존에는 FIR 필터를 이용하여 그림 3(a)와 같이 입력신호를 기반으로 시간영역의 필터 계수를 추출하고 그 계수와 입력신호를 시간 영역 FIR 필터 처리하여 청력을 보정하는 구조를 사용하였다.

그러나 본 논문에서는 그림 3(b)와 같이 입력신호를 FFT 처리하여 주파수 대역을 다중화하고, 각각의 다중화된 주파수 대역에서 난청자의 주파수 특성을 기반으로 직접 보상하는 새로운 구조를 제안하였다.

그림 3의 제안한 구조는 동적 범위 보상을 통한 청력보정으로 주파수 대역에서 나뉜 밴드구간에서 난청자의 특성에 맞도록 이득 계수를 조절하고 주파수 대역에서 모든 입력신호에 대해 동적 범위 보상을 할 수 있다. 그림 4에서 주파수 대역의 입력신호의 전력이 S_1 처럼 작을 때, 보정을 하지 않으면 OS_1 이 얻어지나 이득 보정값 0에 따라 보정 후는 OS_1' 이 얻어진다. 또 입력 S_2 에 대해서는 보정 전 OS_2 에서 보정 후 OS_2' 이 얻어지며 $(OS_1'-OS_1)$ 과 $(OS_2'-OS_2)$ 로 보면 입력의 크기에 따라 비선형적으로 증폭이 된다는 것을 알 수 있다.



(a) 기존의 FIR 필터를 이용한 청력보정 회로 구조
(a) Hearing aid circuit using conventional FIR filter



(b) 제안된 다중 밴드 방식의 보정개념
(b) Proposed multi-band compensation concept

그림 3. 기존의 FIR 필터와 제안된 다중 밴드 방식의 보정개념
Fig. 3. Compensation concept of conventional FIR filter and proposed multi-band

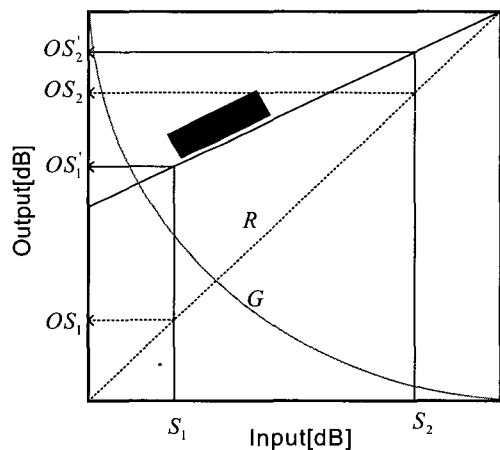


그림 4. 밴드내 비선형적인 이득보정
Fig. 4. Non-linear gain compensation in multi-band

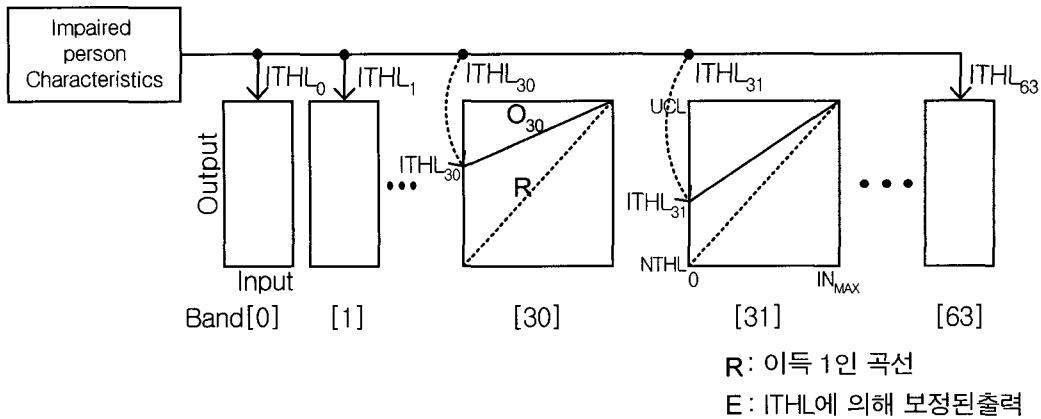


그림 . 5. 다중밴드에 적합한 비선형적인 이득보정
 Fig. 5. Suitable non-linear gain compensation in multi-band.

정상인의 가청 한계값(NTHL, normal person hresh-old level)은 통계적 측정을 통해 결정되는 값 또는 절대값으로 표현될 수 있는 사항이다. 난청자의 가청 한계값(ITHL, impaired person threshold level)과 불쾌수준(UCL, uncomfotable level)은 환자의 주파수 특성을 측정하여 얻어지는 값이다. 가청 한계값 ITHL은 주파수 대역별로 난청자의 특성이 다르지만 불쾌수준 UCL은 일정하다. 불쾌수준 UCL과 입력 최대값 IN_{MAX}는 분할된 밴드에서 일정한 값을 가지며 밴드마다 달라지는 ITHL만으로 이득 보정곡선 O를 생성할 수 있다. ITHL은 난청자의 주파수 특성으로 가청 주파수를 다중밴드로 나눌 때 ITHL_i는 i번째 밴드의 평균이득에 해당하여 실제로는 ROM에 개인의 청력 특성이 저장되어 있다.

그림 5에서 분할된 주파수 밴드별로 난청자의 해당 가청 한계값 ITHL_[0..63]이 각 밴드별 이득 보정곡선 O_[0..63]를 생성하여 입력 신호의 크기에 따라 비선형 증폭을 한다. 보정 이득곡선 O_[0..63]는 입출력 관계가 식 (5)과 같이 표현된다.

$$O_{[0..63]} = \frac{UCL - ITHL_{[0..63]} \cdot IN_{[0..63]} + ITHL_{[0..63]}}{IN_{MAX}}, \quad x \geq NTHL \quad (5)$$

식 (5)에서 IN_{MAX} 값은 A/D 변환기에서 비트 해상도에 의해 결정하는 사항이기 때문에 예측 가능한 값이다. 이 값은 나눗셈기를 피하기 위해 1/IN_{MAX} 값을 미리 계산하여 역수를 취한 값 IN_{SPL}을 사용한다. 식 (5)의 이득 보정곡선 O_[0..63]는 식 (6)으로 변형한다.

$$O_{[0..63]} = IN_{SPL}[UCL - ITHL_{[0..63]}] \cdot IN_{[0..63]} + ITHL_{[0..63]}, \quad x \geq NTHL \quad (6)$$

식 (6)은 그림 5에서 각 주파수 밴드별 이득 보정곡선 O를 생성하는 1차 함수 곡선이다.

FIR필터 구조를 가진 청력보정 회로는 주파수 대역에서 다중밴드 압축 알고리즘에 의해 얻어진 값을 통해 필터 계수를 추출하기 때문에 주파수 대역을 효율적으로 나눌 수 있는 알고리즘이 적용되어야 하며 미세 주파수 대역 신호를 처리하기 위해 구간을 많이 분할해야 된다. 분할된 구간에서 생성된 필터 계수의 증가로 회로의 크기가 급격히 증가하며 주파수 표본화 기법 적용으로 밴드 내부의 신호사이에 보간된 신호 때문에 주파수 영역에서 왜곡이 일어난다. 따라서 주파수 대역에서 정확한 이득제어가 어렵다는 단점이 있다. 이런 문제점을 해결하기 위해 제안된 청력보정 회로는 주파수 대역에서 직접 처리가 가능하도록 FFT와 IFFT를 사용하며 다중화된 주파수 밴드에서 직접 증폭하는 구조를 갖는다. 청력보정 회로 내의 FFT/IFFT 프로세서의 효율을 증가시키기 위해 입력신호의 크기를 제어하는 방법을 사용한다.

3.3 청력보정 회로 구조 및 회로 설계

본 논문에서는 FFT와 IFFT 프로세서를 사용하여 다중화된 주파수 대역에서 직접 처리가 가능한 구조를 기반으로 입력신호의 크기를 제어하여 FFT와 IFFT의 비트수가 제한된 프로세서의 효율을 높이는 청력보정 회로를 제안한다.

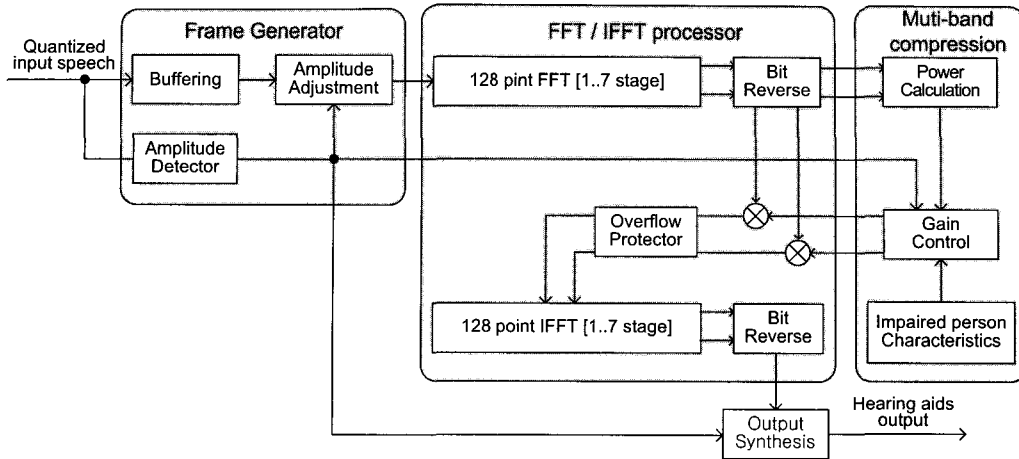


그림 6. 제안된 디지털 청력보정 회로의 구조
 Fig. 6. Structure of proposed digital hearing aid circuit

그림 6은 FFT와 IFFT 프로세서의 입출력 비트수를 제한하고 입력신호의 크기를 제어하는 방법을 적용한 청력보정 회로이다. 음성이 10~20ms정도 유사한 음의 크기 구간을 갖고 있는 특성을 이용하여 프레임별로 음의 신호 크기를 검색하고 작은 신호크기일 경우 입력신호의 크기를 증폭하여 FFT/IFFT 프로세서의 입력비트를 8비트로 고정하여도 작은 신호크기를 갖는 음성신호를 처리할 수 있는 청력보정 회로이다.

청력보정 회로는 프레임 형성기와 FFT 및 IFFT 프로세서 그리고 다중 밴드 이득 제어부로 나눌 수 있다. 프레임 형성기는 듀얼 포트 메모리와 크기 검사기 그리고 크기 조절기로 구성된다. 그림 7은 블록간 오버랩이 가능하도록 하고, 입력신호의 크기제어가 가능한 프레임 형성기 회로를 보여주고 있다.

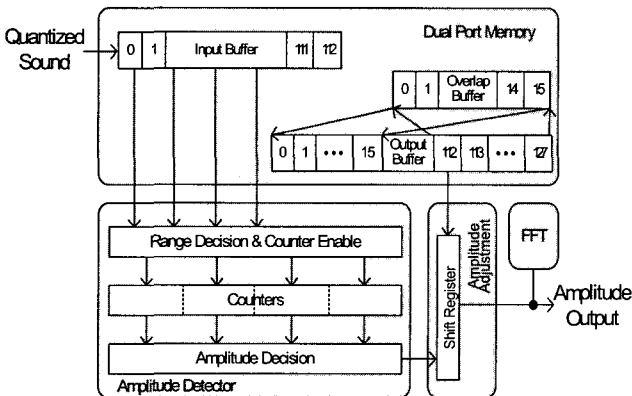


그림 7. 프레임 형성기 회로
 Fig. 7. Frame generator circuit

듀얼포트 메모리(dual port memory)의 기능은 고속데이터 출력 및 블록간 오버랩이 가능하도록 한다. 듀얼포트 메모리는 입력신호를 저장하기 위한 입력버퍼와 블록간 오버랩을 위한 오버랩버퍼 그리고 고속출력을 위한 출력버퍼로 구성된다. 고속데이터 출력은 입력신호가 샘플링 주파수 16kHz로 입력되며 이 데이터를 FFT와 IFFT가 처리하는 것은 비효율적이다. 그렇기 때문에 FFT와 IFFT가 처리할 수 있는 속도 20MHz로 고속출력을 해준다. 청력보정 회로에서 FFT/IFFT 프로세서의 처리시간이 가장 많은 비중을 차지기 때문에 듀얼포트 메모리에 의해 버퍼링된 입력신호를 고속으로 출력시킴으로써 FFT/IFFT 프로세서의 처리시간이 단축되고 이로 인해 청력보정 회로의 전체 처리시간은 단축된다.

블록간 오버랩은 연속된 입력신호를 처리할 수 있도록 오버랩 구간을 16이 되도록 설정한다. 이를 구현하기 위해 16x8비트 메모리를 사용한다. 오버랩 버퍼는 출력버퍼의 112에서 127번째 8비트 레지스터의 데이터값을 저장하는 역할을 한다.

출력버퍼는 128x8비트 메모리를 사용하여 구현되며, 0에서 15번째 8비트 레지스터에는 오버랩 버퍼에 저장되어 있는 데이터를 가져온다. 16번째부터 127번째 8비트 레지스터에는 입력버퍼가 입력신호를 다 채우면 그 신호를 받아서 출력버퍼에 입력버퍼의 내용을 저장한다.

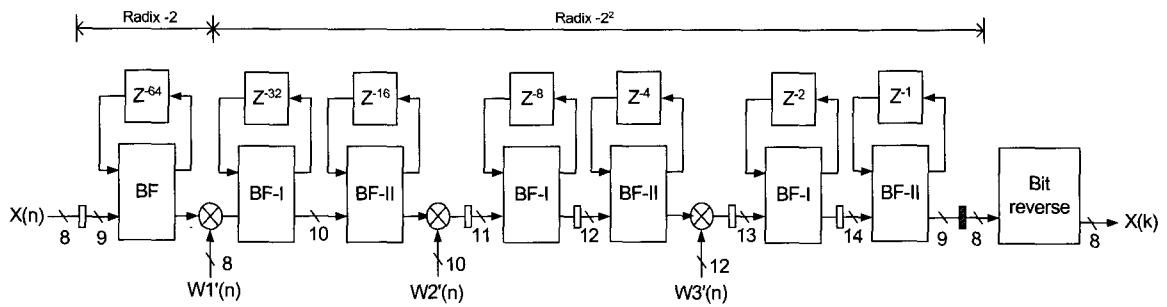
크기 검사기는 프레임 내의 입력신호 크기가 FFT의 입력비트에서 처리할 수 있는 신호 범위 중 어느 위치에 있는지 검출하는 회로이다. 입출력 비트가 제한된 FFT/IFFT 프로세서에서 처리할 수 있는 신호 크기로 신호를 증폭하여 처리하면 FFT/IFFT 프로세서의 입출

력 비트를 효과적으로 줄일 수 있다. 따라서 크기 검사기로 프레임 내의 신호의 크기를 검사하여 입력력 비트가 제한된 FFT/IFFT 프로세서에서 처리할 수 있도록 입력신호를 증폭한다. 크기 검사기 회로는 좌 쉬프트 연산기를 사용하여 신호를 증폭할 수 있도록 신호 범위 구간을 4부분으로 나눠 처리한다. 크기 검사기의 입력신호가 분할된 4개의 영역 중 하나의 영역에 포함되면 그 영역에서 카운터를 활성화한다. 카운터값이 0 이면 분할된 영역에 해당하는 입력신호가 없기 때문에 크기 결정 회로는 카운터 값을 검사하여 프레임내의 입력된 신호크기를 검출한다. 크기 검사기에 의해 분할된 영역이 검출되면 듀얼 포트 메모리 출력값에 가중값을 주게 된다. 분할 영역이 4부분이기 때문에 입력신호가 FFT의 입력비트에서 처리할 수 있는 전체 신호대역 중 1/4 이하인 분할된 영역에서 검출되면 가중치를 4로 설정하고 1/2보다 작을 때는 가중치를 2로 설정한다. 또 1/2 이상일 때 가중치를 1로 설정한다.

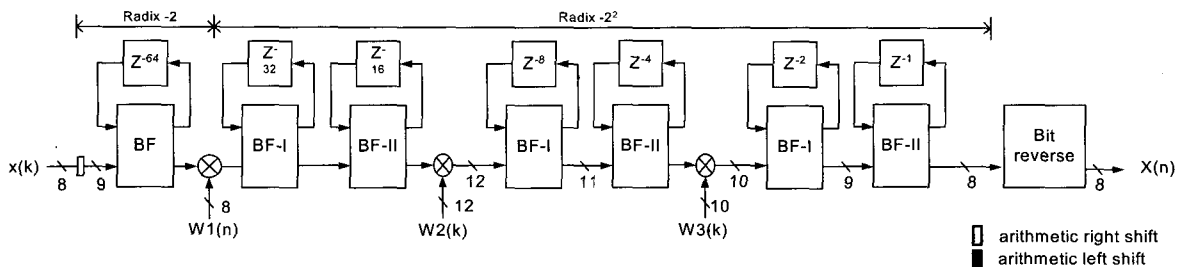
FFT 설계는 radix-2알고리즘과 radix-2²알고리즘을

병행하여 사용하였다^{[8][9]}. 청력보정 회로에 사용된 FFT는 128점이기 때문에 radix-2²알고리즘을 적용하여 전체 구조를 설계할 수 없으며 radix-2 알고리즘을 적용하여 1단을 설계하고, 2단부터 7단까지는 radix-2²를 적용하여 설계하였다. 그림 8은 radix-2²와 radix-2가 병행하여 사용된 FFT 프로세서의 구조를 보여주고 있다. radix-2 알고리즘만을 적용하면 128점 FFT 프로세서의 곱셈기 수는 5개를 사용해야 된다. 그러나 radix-2와 radix-2²를 병행하여 사용하면 그림 8과 같이 곱셈기의 수는 3개로 감소하게 된다. 곱셈기 수의 감소는 회로 크기가 감소하게 되며 감소된 회로는 전력을 적게 사용하게 된다.

그림 8(b)에서 보여주는 IFFT 구조는 FFT 프로세서와 같은 구조에 회전계수만 다르기 때문에 그림 8(a)에서 제시한 FFT 구조를 그대로 사용하고 회전계수만 변경하면 된다. FFT의 입력비트수를 8비트로 설정하면 내부 각 단에서 나비선도 연산과정 시 발생하는 오버플로우 방지를 위해 한 비트씩 증가시킬 필요가 있다. 128점 FFT는 총 7단의 내부 블록과 비트반전 블록으로 구성된다.



(a) 128점 FFT구조
(a) 128 point FFT structure



(b) 128점 IFFT구조
(b) 128 point IFFT structure

그림 8. 128점 FFT와 IFFT 프로세서 구조
Fig. 8. 128 point FFT and IFFT processor structure

7단의 연산과정을 수행하면 내부 비트는 15비트가 되며 청력보정 회로의 회로 크기, 전력소모를 고려해 상위 8비트로 출력비트를 제한하였다. 비트 반전 블록은 단지 입력 신호의 비트의 순서만 바꿔주는 역할을 수행하기 때문에 듀얼 포트 메모리와 카운터로 구현한다.

이득 제어부는 수정된 다중 밴드 압축 알고리즘을 설계한 회로이다. FFT의 출력값으로 전력을 계산하여 입력신호의 주파수 대역별 전력분포를 계산한다. 이득 제어 회로는 식 (6)을 기반으로 입력신호에 가중치가 적용되었기 때문에 가청 한계값 ITHL에 가중치를 적용하여 결과적으로 이득 제어부 출력값에 가중치가 적용된 결과로 보상한다. 식 (7)은 가중치가 적용되었을 때 변형된 다중밴드에 적합한 비선형적인 이득 보정식이다.

$$Q_{[0.63]} = Weight \{ IN_{SPD} [UCL - ITHL_{[0.63]}] \cdot IN_{[0.63]} + ITHL_{[0.63]} \}, \quad x \geq NTHL \quad (7)$$

식 (7)의 가중치가 적용되었을 때 비선형적인 이득 보정 회로는 주파수별 난청자의 가청 한계값 ITHL들로 이득 곡선을 형성한다.

출력 합성부에서는 16개의 데이터를 오버랩을 한 입력 프레임에서 FFT와 IFFT에 의해서 순환 컨벌루션을 연산하였기 때문에 출력 합성부 입력 128개의 데이터 중 처음 0~15개의 데이터를 삭제하여 출력해야 한다. 그리고 프레임 생성기에서 데이터 크기 제어방법을 사용하여 증가된 이득값을 복원하는 기능도 수행한다. 출력 합성부는 입력이 16kHz의 샘플링 데이터를 받기 때문에 20MHz

의 고속으로 들어오는 IFFT출력을 16kHz의 저속 데이터로 변환하여 출력한다.

IV. 실험

4.1 방법

본 논문에서 제안한 청력보정 회로는 입출력 비트가 8비트이고, 입력신호의 크기 제어 방법을 적용하였다. 그리고 다중 이득 보정기능에 적합한 FFT와 IFFT 구조를 갖고 있다. 제안한 청력보정 회로는 FPGA로 제작하여 실험하였다. 기존의 FIR필터 구조를 이용한 16밴드 청력보정 회로와 제안된 청력보정 회로를 비교하기 위해 기존의 청력보정 회로를 MATLAB을 이용하여 고정 소수점 방식을 사용하여 블록을 모델링 하였다. 기존의 청력보정 회로의 주파수 대역 분할을 200~8000Hz까지 등간격으로 나뉘어서 주파수 대역처리가 16밴드로 처리될 수 있도록 한다.

설계된 청력보정 회로의 입력음성은 데이터 비트가 8비트이고 16kHz로 샘플링된 음성을 사용하여 테스트하였다. 감음신경성 난청을 위한 청력보정 회로는 주파수 대역에서 비선형적으로 가청 한계값이 변하게되며 이를 보정하기 위해 환자의 주파수 특성값을 설계된 청력보정 회로에서 난청자의 주파수 특성 ROM에 저장한다.

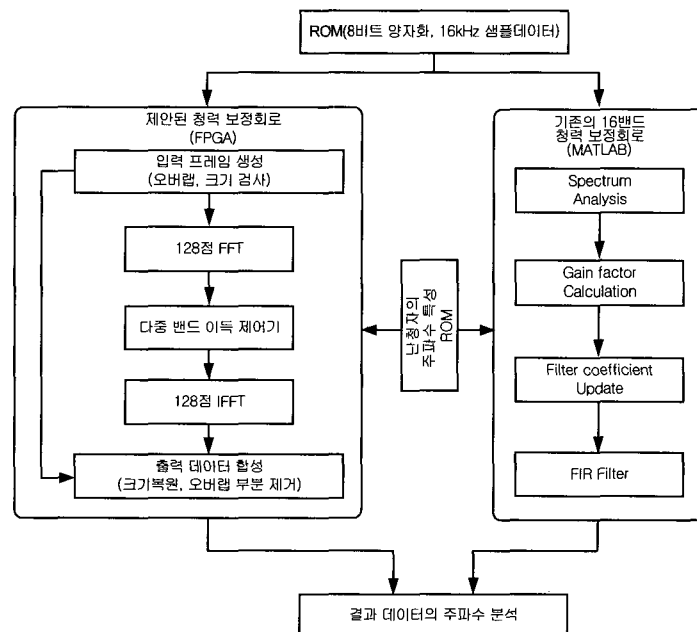


그림 9. 제안된 청력보정 회로의 검증 및 성능 분석 블록도
 Fig. 9. Verification and performance analysis of proposed hearing aid circuit

표 1. 입력 데이터

Table 1. Input data

ROM 데이터	양자화 비트수	샘플링 주파수	한 프레임 간격	데이터 전체 시간(s)	검증 목표
'고맙습니다'	8	16kHz	7ms	0.74	기능검증
'칙칙폭폭'				0.98	
일반적인 여자음성				4.8	
기차역에서 사람들의 대화				6.4	성능검증

그림 9는 제안된 청력보정 회로의 검증 및 기존의 청력보정 회로와 비교를 위한 성능 분석 블록도이다. 실험 방법은 기능검증과 성능평가로 나뉘어서 실험을 한다. 기능검증은 정상적으로 청력이 보상되는지를 검증한다. 기능검증을 위해 입력데이터는 유성음과 무성음 그리고 유성음과 무성음이 섞여있는 음성신호에 대해 각각을 검증한다. 성능평가는 기존의 청력보정 회로와 비교를 위한 검증이다. 성능평가를 위해 입력 데이터는 유성음과 무성음 그리고 주위 환경에 의한 잡음이 섞여 있는 신호를 사용하였고, 각각 동일한 난청자의 주파수 특성 데이터를 사용하였다. 제안된 청력보정 회로와 기존의 청력보정 회로의 출력신호의 주파수 스펙트럼을 분석하여 각각의 청력보정 회로의 성능을 분석한다.

4.2 입력데이터 조건

제안된 청력보정 회로는 처리할 수 있는 신호영역을 48dB로 제한한다. 샘플링 데이터는 주파수 대역에서 0~8kHz를 처리할 수 있도록 16kHz로 설정된 데이터를 사용한다. 양자화 비트수는 8비트로 고정하여 입력신호를 생성한다. 표 1은 제안된 청력보정 회로 평가에 사용될 입력 데이터로 마이크를 통하여 실제 음성을 캡처하였다. 기능검증을 위해 유성음, 무성음, 유성음과 무성음이 같이 사용된 데이터를 사용하여 정상적으로 주파수 특성을 보상하는지 확인한다. 입력데이터는 유성음으로 구성된 0.74초 데이터인 '고맙습니다'와 무성음으로 구성된 0.98초 데이터인 '칙칙폭폭' 그리고 유성음과 무성음이 같이 사용된 4.8초 데이터인 일반적인 여자음성을 사용한다. 성능검증을 위해 유성음과 무성음 그리고 주위 환경음이 섞여 있는 6.4초 데이터인 기차역에서 사람들의 대화 내용을 입력데이터로 사용한다. 난청자의 가청 한계값의 데이터는 1~8kHz에서 가청 한계값이 증가된 경우를 사용하였다^[2].

4.3 시뮬레이션 및 측정

제안된 청력보정 회로의 기능검증 및 성능평가를 위해 프로토타입 형태의 FPGA를 이용하였다.

그림 10은 제안된 청력보정 회로를 검증하기 위해 사용된 FPGA 테스트 보드이다. FPGA칩은 Altera사의 EP20K1000EBC652-2X를 사용하였다. 제안된 청력보정 회로는 38,400 로직 셀 중 약 37%를 사용하였다.

그림 11은 유성음으로 구성된 '고맙습니다'에 대한 청력보정 회로의 출력 결과를 주파수 스펙트럼 분석을 통해 얻어진 파형이다. x축은 주파수영역을 나타내고 y축은 청력보정 회로에서 처리할 수 있는 신호 범위를 나타낸다. UCL은 불쾌한 소리레벨을 의미하고, NTHL은 정상인의 가청 한계값을 나타낸다.

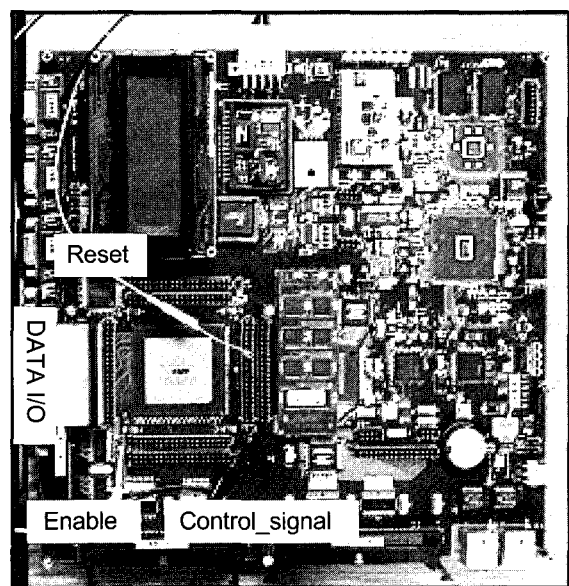


그림 10. 청력보정 회로의 FPGA 테스트 보드
Fig. 10. FPGA test board of hearing aid circuit

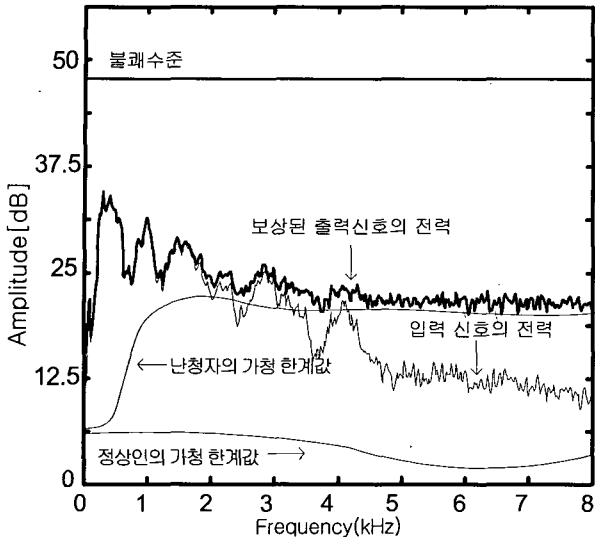


그림 11. 유성음에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 11. Simulation result of voiced sound

그림 11은 난청자의 주파수 특성이 1~8kHz대역에서 가청 한계값의 상승으로 입력음성이 가청 한계값보다 낮게 되어 난청자가 입력음성을 듣지 못하는 경우이다. 설계된 청력보정 회로는 다중 밴드 압축알고리즘에 의해 난청자의 가청 한계값 이하에 있는 입력음성의 전력을 가청 한계값 이상이 되도록 이득값을 조정한다. 그림 11의 유성음으로 구성된 '고맙습니다'의 입력음성에 대해 난청자의 주파수 특성을 보상한 전력이 난청자의 가청 한계값 이상에 있기 때문에 난청자는 입력음성을 이해한다.

그림 12는 무성음으로 구성된 '칙칙폭폭'을 입력 데이터로 사용하여 시뮬레이션 한 결과이다. 1kHz이하 부분과 3.8kHz 부분에서 가청 한계값 보다 입력신호의 전력이 높기 때문에 보상을 하지 않아도 난청자는 입력음성을 이해할 수 있다. 즉, 청력보정 회로는 이 주파수 대역의 신호를 증폭하지 않는다. 설계된 청력보정 회로는 무성음으로 구성된 입력음성에 대해 난청자의 주파수 특성을 보상하여 입력음성의 전력이 난청자의 가청 한계값 이상으로 증폭하여 난청자가 입력음성을 이해한다.

그림 13은 유성음과 무성음이 같이 사용된 일반적인 여자음성을 입력 데이터로 사용하여 시뮬레이션 결과이다.

난청자의 가청 한계값 이상에서 보상된 출력신호의 전력이 있기 때문에 난청자는 입력음성을 이해한다.

설계된 청력보정 회로는 유성음, 무성음 그리고 유성음과 무성음으로 각각 구성된 입력음성에 대해 주파수 영역에서 가청 한계값 이상으로 입력음성의 전력을 증

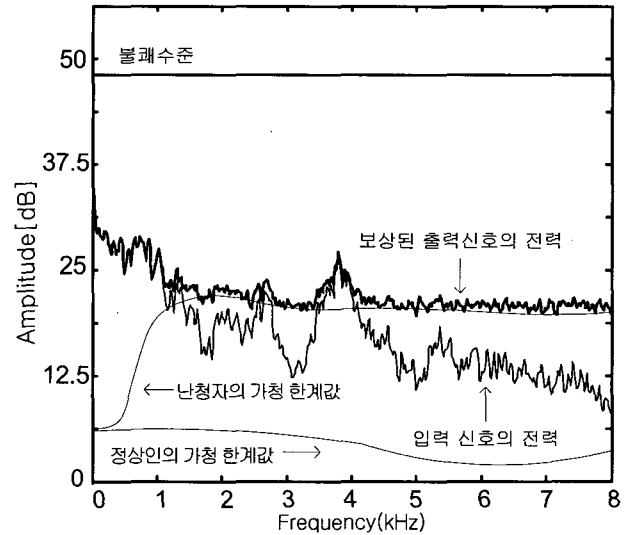


그림 12. 무성음에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 12. Simulation result of voiceless sound

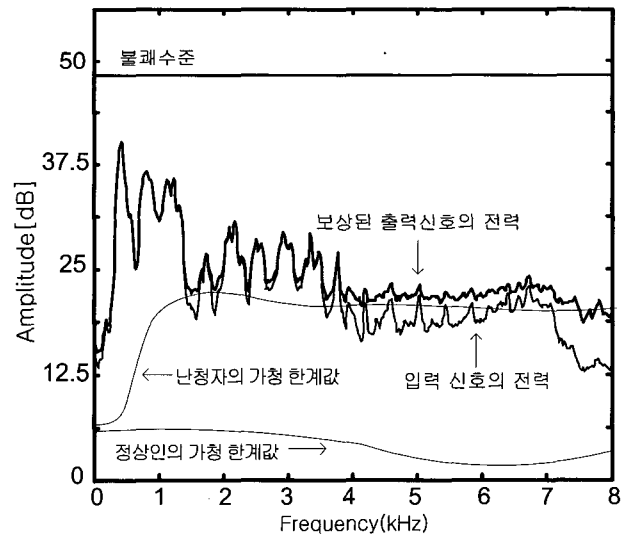


그림 13. 일반적인 여자음성에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 13. Simulation result of general woman voice

폭한다. 즉, 제안된 청력보정 회로는 난청자가 유성음, 무성음 그리고 유성음과 무성음으로 구성된 각각의 입력음

성의 주파수 특성을 보상하여 난청자가 입력음성을 이해한다.

그림 14는 기차역에서 사람들의 대화의 내용을 음성 신호로 사용하고, 기존의 청력보정 회로와 제안된 청력보정 회로의 비교한 그래프이다. 난청자의 주파수 특성은 1~8kHz에서 가청 한계값이 증가된 기본형태에서 3.6kHz부분에 약간 굴곡이 있도록 난청자의 주파수 특성을 수정한다. 입력데이터는 유성음과 무성음을 같이

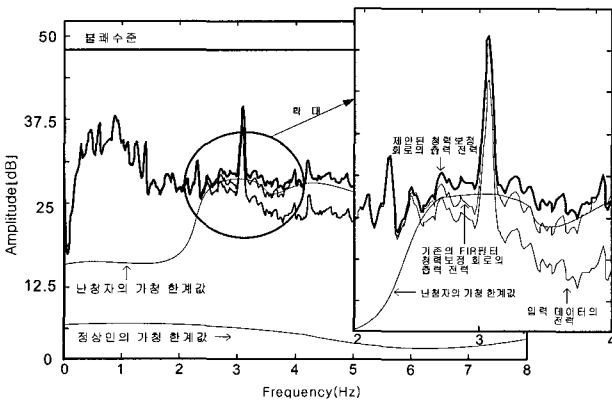


그림 14. 기존의 청력보정 회로와 제안된 청력보정 회로의 비교
 Fig. 14. Comparison of conventional and proposed hearing aid circuit

사용하고, 주위 배경음으로 기차소리가 들리는 데이터를 사용하였다.

난청자의 가청 한계값이 굴곡이 있도록 설정하면, FIR 필터 구조를 이용한 기존의 청력보정 회로는 주파수 대역을 밴드로 분할하여 처리하기 때문에 밴드의 평균값에 해당하는 이득값만큼을 보상하게 된다. 기존의 청력보정 회로는 200~8000Hz까지를 16밴드로 등간격으로 나눴기 때문에 초기 시작 주파수는 200Hz에서 밴드당 간격은 500Hz가 된다. 난청자의 가청 한계값이 굴곡이 있는 3~4kHz부분은 FIR필터 구조를 이용한 청력보정 회로의 16 밴드 중에서 3.2~3.7kHz는 7번째 밴드이고, 3.7~4.2kHz는 8번째 밴드에 해당한다. 7번째 밴드 영역에서 난청자의 가청 한계값을 보면 감소되다가 증가된다. 또 8번째 밴드 영역을 보면 난청자의 가청 한계값이 증가되고 있

다. 기존의 FIR필터 구조를 이용한 청력보정 회로는 주파수 대역에서 나뉜 밴드에서 평균값을 취하여 이득값을 계산하기 때문에 이렇게 굴곡이 있을 경우 보상이 정확히 이루어 질 수 없다. 그림 14의 시뮬레이션 결과 제안된 청력보정 회로는 난청자의 가청 한계값이 굴곡이 있어도 입력신호를 난청자의 가청 한계값 이상으로 보상한다. 기존의 청력보정 회로는 가청 한계값에 굴곡이 있을 경우, 입력음성에 대해 난청자의 주파수 특성을 정확히 보상하지 못한다.

V. 결과 및 고찰

FFT/IFFT 구조를 갖는 청력보정 회로는 분할된 주파수 대역이 많기 때문에 미세 주파수 대역에서 이득 조절이 가능하다. 즉, 난청자의 가청 한계값에 굴곡이 발생하여도 FFT/IFFT 구조를 갖는 청력보정 회로는 주파수 손실을 정확히 보상할 수 있다. 그러나 FIR필터 구조를 갖는 청력보정 회로는 주파수 대역에서 분할된 주파수 대역이 많지 않기 때문에 정확한 난청자의 주파수 대역 보상을 할 수 없게 된다.

표 2는 감음신경성 난청자에 적합한 청력보정 회로 중 본 논문에서 제안한 다중밴드 청력보정 회로와 기존의 FIR필터를 이용한 청력보정 회로의 성능 비교를 나타낸다. 각각 감음신경성 난청을 보상하도록 주파수 대역에서 나뉜 밴드에 따라 주파수 특성을 보상할 수 있도록 되어 있다. 주파수 대역에서 가청 한계값이 비교적 일정한 레벨을 유지할 때 FIR필터 구조를 갖는 청력보정 회로는 주파수 표본화 필터의 보간된 신호가 비교적 잘 맞기 때문에 주파수 대역에서 요구되는 신호와의 정합을 나타내는 주파수 영역의 이득 곡선 정합도가 높게 측정된다. 그러나 주파수 대역에서 가청 한계값이 비선형적으로 변할 때 이득 곡선 정합도가 현격히 떨어지게 되며, 평균적으로 82% 정도 떨어지게 된다. 본 논문의 청력보정 회로는 주파수 대역에서 직접 처리할 수

표 2. 제안된 청력보정 회로 성능 비교

Table 2. Performance comparison of proposed hearing aid circuit

구조 \ 항목	입력 비트	출력 비트	입력신호 제어회로 적용 여부	이득보정 주파수 해상도(Hz)	주파수영역의 이득곡선정합도(%)	SNR(dB)
제안된 구조 (다중밴드)	8	23	미 적용	125	100	40.47
	8	8	미 적용	125	100	20.54
	8	8	적용	125	100	35.35
기존의 구조 (FIR필터)	8	16	필요 없음	.	82	42.01

있기 때문에 정확한 주파수 이득 곡선 정합도를 얻으며 주파수 해상도는 125Hz가 된다. 그러나 FIR 필터 구조를 갖는 청력보정 회로에서 주파수 대역을 8~16등분하여 처리하지만 시간영역의 필터계수를 구하기 위해 주파수 샘플링 필터 설계기법으로 주파수 대역의 이득계수를 보간하여 처리하기 때문에 정확한 이득보정 주파수 해상도를 알 수 없다.

FFT/IFFT를 사용한 청력보정 회로는 정확한 주파수 이득 곡선 정합도를 얻을 수 있지만 회로 설계 시 회로의 크기는 급격히 증가한다. 본 논문에서는 음성 특성을 이용한 입력신호 크기 제어방법을 사용하였다. 입력신호 제어회로가 적용된 청력보정 회로는 입출력 비트가 8비트로 고정되었을 때 양자화된 입력신호대 설계된 청력보정 회로의 회로적 잡음 비율인 SNR이 35.35dB이고, 입출력 비트가 각각 8비트 23비트일 때의 SNR이 40.47dB였다. 입력신호 제어회로가 적용된 청력보정 회로는 FFT/IFFT 프로세서의 입출력 비트를 제한하여도 입출력 비트를 제한하지 않은 프로세서보다 약 5dB 정도차이가 나며, 이는 입출력 비트를 제한하여도 비슷한 SNR을 출력한다.

난청자의 가청 한계값이 평탄할 경우 FIR필터 구조를 갖는 청력보정 회로는 적은 회로 크기로 좋은 성능을 낼 수 있지만, 가청 한계값이 굴곡을 가진 난청자일 경우 FIR 필터 구조의 청력보정 회로는 정확한 보상을 하지 못

한다. FFT/IFFT 프로세서의 효율을 증가하기 위해 입력신호를 제어하는 청력보정 회로 구조는 FFT/IFFT 프로세서의 회로 크기를 현격히 줄임으로써 실제 보청기 시스템의 구조로 적합하다.

VI. 결론

본 논문에서는 다중 밴드 이득 보정기능을 갖는 청력보정 회로를 제안하고 FPGA로 회로를 구현하였다. 제안된 청력보정 회로 시스템은 주파수 대역에서 0~8kHz 대역의 음성신호를 250Hz의 대역폭을 갖는 64개의 밴드로 다중화하고 주파수 대역에서 미세 이득 제어가 가능하다. 주파수 대역에서 직접 증폭하기 위해 FFT와 IFFT 프로세서를 사용하였고 입출력비트가 제한된 FFT와 IFFT 프로세서의 효율을 증가시키기 위해 입력신호를 제어하는 방식을 사용하였다. 입력신호 제어는 음성신호가 10~20ms 구간동안 일정한 크기의 음을 유지하는 특성을 이용하여 블럭화한 입력신호에 가중치를 주는 제어방식을 사용하였다. 주파수 대역에서 비선형적으로 가청 한계값이 증가하는 난청자에 대한 보정능력이 FPGA실험결과 기존의 FIR필터 구조 방법보다 제안된 회로가 15%이상 향상된 결과를 얻었다. 회로구조에서 출력비트가 선형적으로 증가 시 SNR은 40.5dB를 보였다. 본 논문의 회로에서는 입출력을 8비트로 제한하여 SNR 35.15dB을 얻었다.

이는 출력 비트가 최대 23비트 선형적으로 증가하는 구조보다 SNR이 5dB정도 감소하는 반면 하드웨어의 크기는 65%정도 감소한다.

참 고 문 헌

- [1] F. H. Bess, et al, *Audiology : The Fundamentals*, Williams & Wilkins, 1995.
- [2] F. Asano, et al, "A digital hearing aid that compensates loudness for sensorineural impaired listeners," *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 3625-3628, 1991.
- [3] V. K. Ingle and J. G. Proakis, *Digital Signal Processing Using MATLAB*, PWS, 1998.
- [4] J. M. Kates, "Feedback cancellation in hearing aids," *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 2, pp. 1125-1128, 1990.
- [5] J. C. Ventura, "Digital audio gain control for hearing aid," *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 2049-2052, 1989.
- [6] T., Schneider and R. Brennan, "A multichannel compression strategy for a digital hearing aid," *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 3625-3628, 1997.
- [7] T. Lunner and J. Hellgren, "A digital filterbank hearing aid design, implementation and evaluation," *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 5, pp. 3661-3664, 1991.
- [8] A. V. Oppenheim, et al, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice-Hall, 1999.
- [9] S. He and M. Torkelson, "Design and implementation of a 1024-point pipeline FFT processor," *Proc. IEEE CICC*, pp. 131-135, 1998.
- [10] 석수영, 정호열, 정현열, "디지털 보청기의 자동 보정 파라미터 추출," *멀티미디어 학회 논문지*, 제3권 제5호, 496-505쪽, 2000년 10월.

저 자 소 개



최 원 철(학생회원)

2002년 2월 충북대학교 전자공학과 학사. 2002년 2월 ~ 현재 충북대학교 정보통신공학과 석사과정. <주관심분야 : 신호처리, VLSI 설계, 플랫폼 기반 설계 등임.>



이 제 훈(학생회원)

1998년 8월 충북대학교 정보통신공학과 학사. 2001년 2월 충북대학교 정보통신공학과 석사. 2001년 3월 ~ 현재 충북대학교 정보통신공학과 박사과정. <주관심분야 : 고속 마이크로프로세서 설계, 저전력 디지털 회로 설계 등임.>

세서 설계, 저전력 디지털 회로 설계 등임.>



김 영 주(정회원)

1988년 고려대학교 전자공학과 학사. 1996년 한국과학기술원 정보통신 석사. 2001년 한국과학기술원 전자전산 박사. 1996년~1997년 동경공업대학 연구원. 2001년 한국전자통신연구원

위촉연구원. 1988년~2003년 LG전자 책임연구원. 2003년~현재 충북대학 정보통신공학과 교수. <주관심분야는 통신 시스템, 차세대 이동통신, MIMO 등임.>



조 경 록(정회원)

1977년 경북대학교 전자공학과 학사. 1989년 동경대학교 전자공학 석사. 1992년 동경대학교 전자공학 박사. 1979년~1986년 금성사 TV 연구소 선임연구원. 1992년~현재 충북대학

교 공과대학 정보통신공학과 교수. <주관심분야 : VLSI 시스템 설계, 통신시스템용 LSI 개발 및 고속 마이크로프로세서 설계 등임.>