

# AC-3 오디오 알고리듬의 시간축 영역 에일리어징 제거 변환부 성능향상에 관한 연구

## A Study on the Enhanced Time Domain Aliasing Cancellation Transform of the AC-3 Algorithm

김 준 성\*, 강 현 철\*\*, 변 윤 식\*

(Jun Sung Kim\*, Hyun Chul Kang\*\*, Youn Shik Byun\*)

---

\* 본 연구는 한국 과학 재단 지정 시립 인천대학교 멀티미디어 연구센터의 지원에 의해 수행된 연구임

---

### 요 약

본 연구에서는 입력신호의 특성에 따른 가변 필터뱅크의 구조를 가지는 AC-3 알고리듬의 분석과 합성부를 위한 MDCT/IMDCT변환의 fast-algorithm 설계 및 분석 결과를 제시하며, 또한 pre-echo를 막기 위한 블록사이즈의 변환시 발생하는 aliasing을 시간축 영역에서 효율적으로 제거하지 못하는 AC-3 알고리듬의 불완전한 부분을 4가지의 특별한 윈도우를 사용하여 보완한다. 다양한 음원에 대해 fast-MDCT/IMDCT 연산량과 오차 신호 에너지를 direct form과 비교하여 필터의 성능을 평가하였다.

### ABSTRACT

This paper presents the result of a technique to enhance TDAC in the AC-3 algorithm. To reduce block boundary noise without decreasing the performance of transform coding, We propose new special windows which improve the defect of the AC-3 algorithm that could not properly cancel aliasing in the transient period. In addition, a fast MDCT calculation algorithm based on a fast Fourier transform, is adopted.

### I. 서 론

주파수 해상도가 높아질수록 밴드폭이 좁아지고 밴드수가 많아지므로, 많은 대역분할은 밴드들 중에서 신호가 들어있는 것만을 코딩할 수 있어 코딩 이득을 높이는 장점이 있는 반면 시간축 해상도가 낮아지므로, 프레임 내에서 천이가 발생하는 신호의 경우 별도의 특별한 처리가 필요하다는 단점이 있다. AC-3 디지털 오디오 부호화 알고리듬의 기본적인 부호화 방법은 시간축 에일리어징 제거 방법(Time Domain Aliasing Cancellation)에 기초한 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform)에 기반을 둔 변환부호화 방식으로, 93.75Hz 정도의 높은 주파수 해상도를 유지하며, 천이구간에서는 블록사이즈 변환으로 시간축 해상도를 높이는 방법을 사용한다. 일반적인 변환부호화 방식의 큰 단점으로는 프레임 내에서 크게 변화하는 신호구간에서, 양자화 오차에 의해 발생하는 프리에코(pre-echo)

를 줄 수 있다. AC-3에서는 이를 해결하기 위해 블록크기(512,256)를 신호특성에 따라 가변 시키는 방법을 사용하고 있다. 그러나 이러한 방법의 사용은 천이구간에서 작은 블록의 변환시 이웃하는 블록간의 시간축 에일리어징 제거가 이루어지지 않는 형태로, AC-3의 블록스위칭(Block Switching) 방법은 천이구간에서의 TDAC가 성립되어지는 않는 구조를 가지고 있다[1]. 본 연구에서는 이러한 AC-3의 불완전한 부분을 보완하기 위하여 4가지의 특별한 윈도우를 적용한 윈도우 스위칭 방법을 제안하며, 동일한 오디오 코덱 환경(주파수천이 검출알고리듬, 양자화기, 심리음향모델)에서 MPEG의 Polyphase 필터뱅크와, 기존의 AC-3, 제안된 윈도우를 적용한 각각의 필터뱅크의 분석(analysis)과 합성(synthesis)과정 성능을 비교 평가하였다. 아울러 고속 MDCT 알고리듬으로 분석과 합성과정을 설계하고 성능을 비교 평가한다.

### II. AC-3 알고리듬의 시간축 영역 에일리어징 제거 변환부 성능향상에 관한 연구

\* 인천대학교 전자공학과

\*\* 인천대학교 정보통신공학과

접수일자: 1999년 4월 15일

### 2.1. 시간영역 에일리어징 제거 변환(Time Domain Aliasing Cancellation)

일반적으로 신호 분석시 중첩, 가산을 행하는 시스템에서는 인접한 시간축 윈도우간의 중첩에 의해서 에일리어징(aliasing)이 일어나게 되는데, TDAC 방법을 사용하면 분석 단에서 발생한 에일리어징을 효율적으로 제거함으로써 신호를 완전 복원해 낼 수 있다[1][2][3]. TDAC 부대역(subband)의 복원과정은 식 (1)과 같다.

$$\hat{x}_{m0}(r) = \{x_{m0}f(r+M)h(r+M) + f(r)h(r)\} \quad (1)$$

$$+ \hat{x}_{m0(M-1-r)}\{f(r)h(r+M) - f(r+M)h(r)\}$$

식 (1)의 첫 번째 항은 입력 신호성분을 나타내고, 두 번째 항은 시간축 엘리어스(time-alias)에 의해 발생된 성분을 나타낸다. 분석과 합성 윈도우가 같고 대칭적일 때 완전 복원 조건은 식 (2)와 같으며, 에일리어징 제거(aliasing cancellation) 조건은 식 (3)과 같다.

$$f(r)^2 + f(r+M)^2 = 1 \quad (2)$$

$$f(r)f(r+M) - f(r+M)f(r) = 0 \quad (3)$$

$$f(x) = f(N-1-k)$$

### 2.2. 변형된 이산 코사인 변환(Modified-DCT)

MDCT는 선형 중첩 직교 변환으로 TDAC에 기초한 변환방식으로 50% 중첩한 데이터의 변환후 샘플의 수가 변환하기 전의 샘플 수와 같은 임계 표본화를 보장하며, 고속알고리듬으로 구현이 가능하다[5]. 식 (4), 식 (5)에 기본 변환과 역변환식이 나타나 있다.

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k)x(k) \cos\left(\frac{\pi}{2n}(2k+1+\frac{n}{2})(2m+1)\right) \quad (4)$$

$$\text{for } m = 0 \dots \frac{n}{2} - 1$$

$$y(p) = f(p) \frac{4}{n} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} X(m) \cos\left(\frac{\pi}{2n}(2p+1+\frac{n}{2})(2m+1)\right) \quad (5)$$

$$\text{for } p = 0 \dots n-1$$

여기에서  $f(x) = \sin(\pi \frac{x}{N})$ 인 윈도우 함수이다.

### 2.3. 고속 MDCT의 구현

MDCT는 FFT로 구현이 가능하며, 단순한 구현방법으로는 길이 N의 변환을 위해 odd 변환을 하는 FFT는 2N 길이가 요구되어진다. 그러나 MDCT는 odd-time, odd-frequency 이산 푸리에 변환( $O^2 DFT$ )에 의해 고속 구현이 가능하며 식 (6), 식 (7)에 나타내어진다[4].

$$X(m) = R(O^2 DFT_{shift(f)}(m)) \quad (6)$$

$$= R\left(\sum_{k=0}^{N-1} f(k-\frac{n}{4})x(k-\frac{n}{4}) e^{-\frac{j\pi}{2n}(2k+1)(2m+1)}\right)$$

고속알고리듬의 표현식은 다음과 같다.

$$W = O^2 DFT(\text{odd}(f(k-\frac{n}{4})x(k-\frac{n}{4}))) = X(m) \quad (7)$$

$$W_{2k} = R(P_k)$$

$$W_{\frac{n}{2}-2k} = T(P_k)$$

$$W_{2k+1} = -W_{n-2(k+1)}$$

여기서

$$P_k = 2 e^{-j\frac{2\pi}{N}(k+\frac{1}{8})}$$

$$\sum_{r=0}^{N/4-1} ((x(2r)-jx(\frac{n}{2}+2r)) e^{-j\frac{2\pi}{n}(r+\frac{1}{8})}) e^{-j\frac{2\pi}{n/4} rk}$$

윗식의 시그마 이후 부분은 바로 N/4 point FFT를 나타낸다. 그러므로 MDCT는 적절한 전처리, 후처리 회전(pre-and post-rotation)과 N/4 point FFT로 구현되며, IMDCT 역시 비슷한 방법으로 구현된다.

### 2.4. FFT MODULE의 선택

AC-3에 사용되는 FFT는 일반적인 방법이 아닌 MDCT를 고속으로 구현하기 위해 real을 complex로 변경해서 1/4 size FFT 사용하며, HDTV의 오디오 분야에 사용되어 절 AC-3 알고리듬은 부호화기 보다는 복호화기에 보다 적합한 알고리듬의 조건을 찾아야 한다. 따라서 알고리듬은 역 변환을 수행하는데 적합해야 할 것이며, IMDCT 과정을 수행하기 위한 중간과정에 필요한 IFFT module 이므로 input data sequence가 real sequence가 아닌 complex sequence를 transform 하기에 적합해야 한다. 그리고 transform 해야할 data sequence의 길이가 기변적 이므로, 128-point나 64-point data sequence에 모두 효율적이어야 한다. 따라서 radix-2 algorithm이 적합하며, 전체 system area를 고려해 볼 때 regular한 특성을 가지는 것이 바람직하다.

위의 조건을 고려해서 FFT algorithm들을 고찰해보면, radix-2에 대해서 뛰어난 성능을 보이며, 약간의 addressing 수정으로 regular한 structure로 쉽게 구현할 수 있는 Cooley-Tukey FFT algorithm이 가장 적합하다[5].

본 연구에서는 IFFT module을 설계하기 위하여 Cooley-Tukey FFT algorithm을 채택하였으며 data flow diagram을 그림 1에 나타내었다. (-)는 subtraction을 의미하며, 8-point data sequence의 DFT flow diagram을 의미한다. 그림 1에서 보듯이 Cooley-Tukey FFT algorithm은 각 stage에서 butterfly 연산을 수행할 때 두 입력간의 거리

가 stage마다 서로 다른 것을 알 수 있다. 즉 첫 번째 stage에서는 인접한 두 sample에 대해서 butterfly 연산을 수행하고, stage가 진행해 나아감에 따라서 butterfly 연산의 입력으로 쓰이는 두 data sample간의 거리가 점차 증가한다. 즉 k번째 stage에서는 이 sample간의 거리가  $2^{k-1}$ 이 된다. 이와 같은 구조를 특별한 addressing을 통해서 butterfly연산의 입출력 data sample의 address를 효과적으로 발생시켜야만 한다. 이와 같이 butterfly 연산을 수행하기에 적합하도록 data address를 발생시키면, 각 stage에서 data들이 reordered되어 인접한 sample에 대해서만 butterfly 연산이 일어나게 된다. 이와 같은 입출력 addressing 과정을 통해 data reordering을 수행하는 FFT flow diagram을 그림 2에 나타내었다.

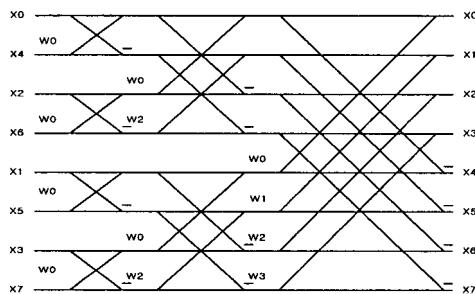


그림 1. 8-point Cooley-Tukey FFT  
Fig. 1. 8-point Cooley-Tukey FFT.

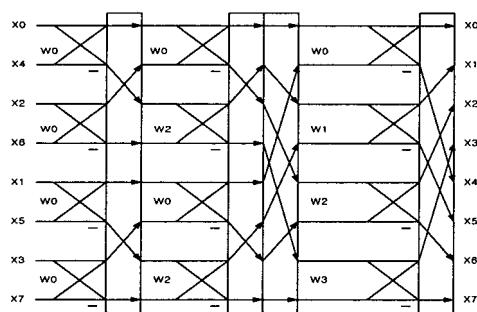


그림 2. 데이터 재배열 Cooley-Tukey FFT  
Fig. 2. Data reordered Cooley-Tukey FFT.

**2.5. 블록-스위칭방법을 근간으로하는 AC-3의 MDCT**  
변환 부호화 방식을 사용하는 오디오 코딩에서 분석 블록의 크기 결정은 가장 기본이며, 중요한 문제이다. AC-3 알고리듬은 주파수와 시간축 해상도를 모두 고려하여 trade-off시키는 방법을 사용하여 길이 512와 길이 256인 블록의 스위칭 기법을 사용한다. 기본적으로 512-point를 한 블록으로 하며, 구간 내에서 천이가 발생하는 경우 발생하는 프리에코(pre-echo) 성분을 제거하기 위해 길이 512의 원도원된 데이터를 256-point 2개의 블록(block switching)으로 나눈 후 각각을 변환하고, 변환데이터를 인터리빙(interleaving)시켜, 결과적으로 512-point MDCT

한 블록과 같은 N(256)의 변환데이터 길이는 유지되지만, 시간축 해상도가 높아지는 방법을 사용한다.

$$X(k) = -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi}{4N}(2n+1)(2k+1)\right) + \frac{\pi}{4}(2k+1)(1+\alpha)) \quad (8)$$

여기서,

$$\alpha = \begin{cases} -1 & \text{for 첫번째 짧은 블럭 변환에 대해서} \\ 0 & \text{for 긴 블럭 변환에 대해서} \\ +1 & \text{for 두번째 짧은 블럭 변환에 대해서} \end{cases} \quad \text{for } 0 \leq k < N/2$$

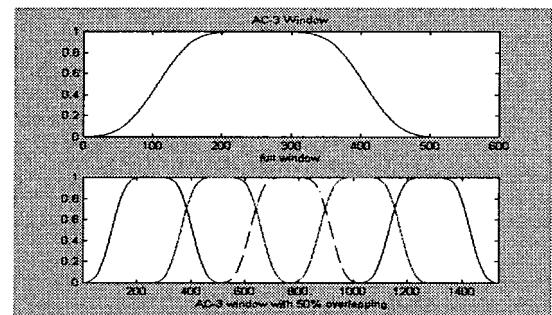


그림 3. 50%의 중첩을 한 AC-3 윈도우  
Fig. 3. 50% Overlapping of the AC-3 window.

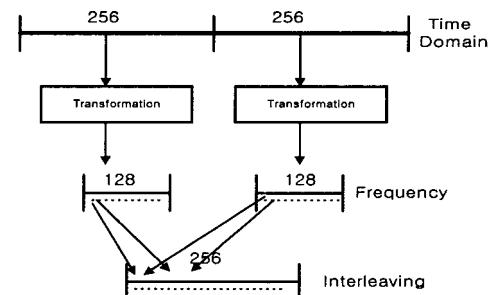


그림 4. AC-3 오디오 알고리듬의 짧은 블록 변환  
Fig. 4. Shorter block transformation in AC-3 audio.

### III. 가변 블록사이즈 원도윙(Variable Block Size Windowing)

#### 3.1. 적용 블록사이즈 MDCT를 위한 원도우 함수

정식의 AC-3 알고리듬은 512 samples MDCT(Normal blocks)의 결과로 256개의 주파수 도메인 변환 계수를 나타내며, 천이구간에서 512 samples에 대해 윈도우가 써어진 오디오 블록을 2개의 256 블록으로 나눈 후 각각의 절반 블록을 변환하여, 각각  $0 \sim f_s/2$ 의 주파수를 나타낸 후 계수들간의 인터리빙(interleaving)을 수행하여 하나의 블록(single-block)을 만든다. 그 결과 큰 블록을 512 samples MDCT를 수행한 것과 같은 샘플 수를 만들면서,

시간축 해상도를 높이여 pre-echo를 제거시킨다. 그러나 AC-3 알고리듬의 변환 이전 시간축 계수들은 중첩, 가산을 행한 샘플들이므로, 위와 같은 방법으로 pre-echo는 제거되나, 천이구간에서 앞 2-1절에서 인급한 바와 같이, 식 (2)와 식 (3)의 완전복원과 에일리어징 제거 조건이 512블록과 256블록사이의 스위칭 부분에서 만족되어지지 않으므로, 에일리어징(aliasing)과 블록현상(block-effect)이 발생된다. 결과적으로 완벽한 TDAC(Time Domain Aliasing Cancellation)를 위해서는, 큰 블록(512)뿐만 아니라 작은 블록(256) 그리고 블록 스위칭이 일어나는 부분에 특별한 윈도우가 요구되어지며, 이러한 부분은 AC-3 알고리듬의 불완전한 부분으로 사료된다.

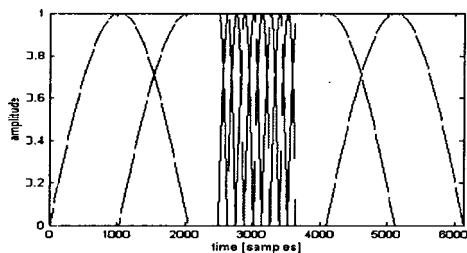


그림 5. 높은 시간축 해상도를 나타내기 위한 윈도우의 변환  
Fig. 5. Window transitions for input signals requiring high temporal resolution.

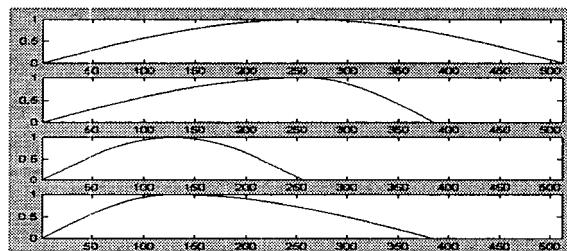


그림 6. 적응 블록 크기 MDCT를 위한 특별한 윈도우  
Fig. 6. Special Windows for adaptive block-size MDCT.

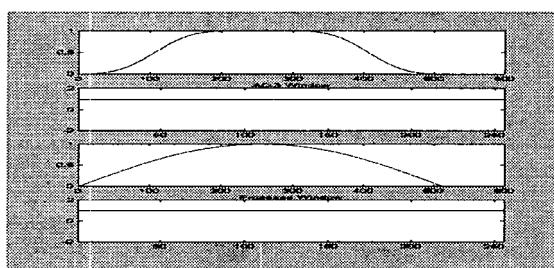


그림 7. 완전복원을 위한 윈도우의 조건  
Fig. 7. Window condition for perfect reconstruction.

본 연구에서는 sine 윈도우를 사용하였다. 윈도우  $f(x)$ 는 50%의 중첩을 한 이웃 윈도우와 TDAC가 되도록 long, long-short, short-long, short의 4가지 윈도우를 사용

하였으며, 식 (2)와 식 (3)의 조건을 모두 만족한다. 그림 6은 본 연구에서 구현된 특별한 sine 윈도우 4가지를 나타내며, 그림 7은 512길이의 AC-3 단일 윈도우와 제안된 윈도우 모두 식 (2)와 식 (3)의 완전복원 조건을 만족함을 보여준다[6].

### 3.2. 적응 Block-Size 선택 오디오 시스템

그림 8은 블록 스위칭 방법을 사용한 정식 AC-3의 MDCT 필터뱅크와 제안된 윈도우를 적용한 AC-3 필터뱅크의 성능을 동일한 조건에서 비교 평가하기 위하여 제작된 코덱이다. 제작된 코덱의 각 모듈별 사용 알고리듬은 다음과 같다.

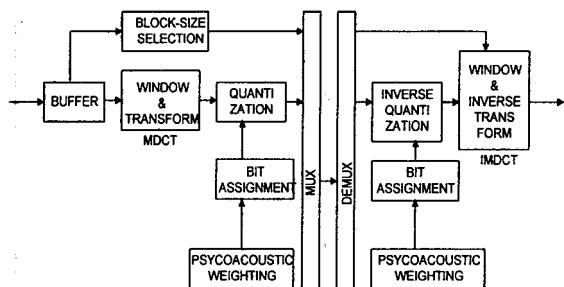


그림 8. 적응 MDCT 오디오 시스템  
Fig. 8. Adaptive MDCT audio system.

#### 3.2.1. 적응 블록사이즈 선택 알고리듬

AC-3 알고리듬은 높은 주파수 해상도를 유지하여, 높은 코딩 이득을 얻으며, 시간축 천이구간에서 시간축 해상도를 높여야 하므로, 스위칭 알고리듬은 주파수보다는, 시간축의 정보를 더 잘 나타내야 한다. 영교차율, 차분, 에너지 엔트로피의 세 가지 스위칭 기준을 가지고 실험하였으며, 세 가지 스위칭 기준의 실험 결과가 그림 10에 나타나 있다.

#### 3.2.2. 양자화기 설계

사람의 청각특성을 반영한 임계 대역과 유사한 24 대역으로 분할하였으며, 각각의 주파수 도메인 변환 계수들은 표 1과 같이 정리하였다. 심리음향 모델은 MPEG의 심리음향 모델 2를 적응적으로 활용하여 사용하였다[6][7][8].

표 1. 주파수 평면 계수 클러스터링

Table 1. Coefficient clustering-frequency domain.

Band	First bin - Last bin	Band	First bin-Last bin
1	0 - 1	13	25 - 28
2	2 - 3	14	29 - 33
3	4 - 5	15	34 - 38
4	5 - 6	16	39 - 45
5	6 - 7	17	46 - 53
6	8 - 9	18	54 - 64
7	10 - 11	19	65 - 77
8	12 - 13	20	78 - 91
9	14 - 15	21	109 - 128
10	16 - 18	22	129 - 149
11	19 - 21	23	150 - 170
12	22 - 24	24	171 - 255

#### IV. 모의실험 및 결과

본 연구에서는 AC-3 알고리듬의 복호화 연산량을 최소화시키고, 하드웨어 구현시 최소의 면적을 요구하는 구조의 fast-MDCT를 Cooley-Turkey FFT를 이용하여 구성하였으며, error energy와 연산량을 일반적인 MDCT(direct-MDCT)와 비교하였다. 또한 적용 블록사이즈를 통한 pre-echo를 제거하기 위하여, AC-3의 TDAC 변환에 제안된 윈도우를 적용하고, 제작된 양자화기와 심리음향모델 주파수 천이검출 알고리듬을 사용하여 동일한 조건의 오디오 코덱에서 MPEG의 Polyphase 필터뱅크와 AC-3의 블록스위칭 그리고 제안된 윈도우를 적용한 윈도우 스위칭 방법을 사용한 각각의 오디오 필터뱅크의 성능을 각각 비교 평가하였다. 필터뱅크는 분석(analysis)과 합성(synthesis)부 모두를 교환하였음을 의미한다.

##### 4.1. 고속 알고리듬의 오차 에너지

그림 9는 코사인 함수를 중첩-가산 한 후 512point MDCT/IMDCT한 재생신호와 원신호간의 오차 에너지를 나타낸다. 맨 위 그림은 입력신호를 두 번째는 변환된 신호를 세 번째 그림은 일반적인 MDCT(direct-MDCT)에 의한 재생신호의 오차, 네 번째 그림은 고속 MDCT(fast-MDCT)에 의한 재생신호와 원신호간의 오차를 나타내며, 그림에 나타나듯이 고속 알고리듬의 성능은 일반적인 (direct form)MDCT와 거의 차이가 없는 성능을 나타냄을 알 수 있다.

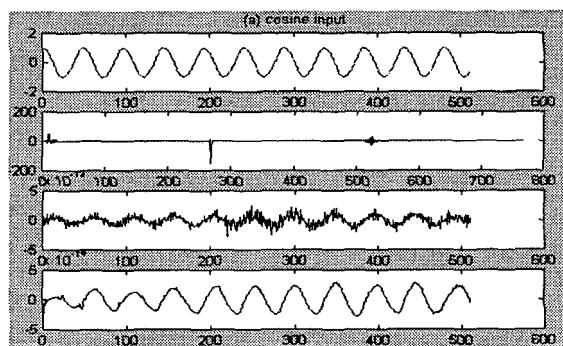


그림 9. 코사인 함수 입력에 대한 직접 변환과 고속변환 에러 신호의 비교

Fig. 9. Comparison of error signal between fast and direct transform in the case of cosine input.

##### 4.2. 고속 알고리듬의 연산량 비교

AC-3 알고리듬 신호의 분석과 합성구간(filterbank)이 전체 연산량의 절반정도를 차지하며, 그 분석과 합성구간은 MDCT와 IMDCT가 대부분을 차지한다. 특히 AC-3 HDTV와 같은 방송용으로 사용되기 때문에 알고리듬의 실시간 구현을 위해서는 그 복잡도가 최소가 되어야 한다. 길이 N인 신호에 대해 직접(direct) MDCT/IMDCT와 고속(fast) MDCT/MDCT의 수식적인 연산량과 실험결과

를 표 2에 나타내었으며 N은 512point 일 때이다.

표 2. Fast MDCT/IMDCT 연산량 비교

Table 2. The comparision of fast MDCT/IMDCT complexity.

입력신호	Direct		Fast	
	MDCT	IMDCT	MDCT	IMDCT
cos	1.6000	3.0400	0.0600	0.0800
pop	1.4900	3.0400	0.0500	0.0800
ramp	1.5500	3.0400	0.0300	0.0400

위 표 2의 실험 결과는 다음의 수식에서 예상되는 결과와 거의 일치함을 보여준다. direct-MDCT /IMDCT는 각각  $(N^2)*1.5$ ,  $(N^2)*3$ 의 실수 곱셈과 덧셈 그리고 fast-MDCT /IMDCT는 각각  $N*\log_2(N)+3.5*N$ ,  $N*\log_2(N)+5*N$  실수 곱셈과 덧셈이 소요되며, 실험 결과는 펜티엄-200 IBM PC에서 각각의 소요 CPU time을 측정한 것이다.

##### 4.3. 각 스위칭 기준에 대한 성능 평가

44.1kHz로 표본화된 drum 신호에 대한 성능평가 그림 7에 나타나 있다. 본 실험결과 시변특성을 가장 잘 나타내는 영교차율법이 가장 좋은 성능을 보였으며, 이는 4-band QMF 필터의 가장 높은 주파수대역의 성분을 가지고, 120이상의 ZCR(Zero Crossing Rate)이 나타나는 구간을 천이 구간으로 인정하였다[8][9].

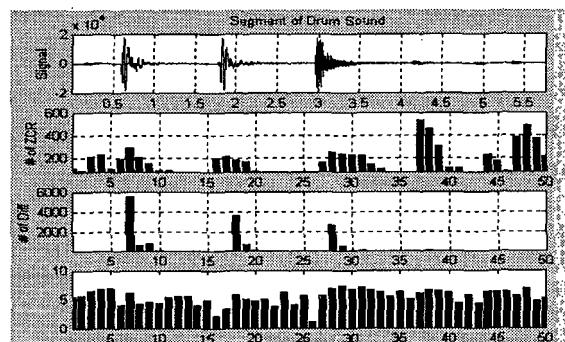


그림 10. 드럼신호에 대한 스위칭기준 결과

Fig. 10. Result of switching criterion for drum.

##### 4.4. 음질평가

단일채널에 대해 512샘플마다 SNR을 계산하였으며, 비전문 오디오 청취자 10명이 참가한 MOS-test(mean-opinion score)에 의한 주관적인 음질평가는 거의 구분이 불가능하였다. 이는 천이구간에서 고려되어지지 않는 TDAC에 의한 음질 저하는 브리에코에 의해 발생되는 음질저하에 비해 무시될 수 있는 정도의 미비한 영향을 미친다는 것을 나타내고 있다.

표 3. 주관적인 음질평가(MOS test)  
Table 3. Subjective tests(MOS test).

음원	Polyphase	MDCT(B.S)	MDCT(W.S)
Drum	4.12	4.23	4.25
Piano	4.23	4.2	4.3
Violin	4.36	4.40	4.41
Popsong	4.10	4.14	4.15
평균	4.2025	4.2767	4.2775

표 4. 객관적인 음질평가(averaged SNR)  
Table 4. Objective tests(averaged SNR).

음원	Polyphase	MDCT(B.S)	MDCT(W.S)
Drum	26.61	23.1	23.2
Piano	33.28	31.5	31.7
Violin	25.65	23.0	23.5
Popsong	23.37	30.5	30.7
평균	27.2275	27.025	27.275

## V. 결 론

본 연구에서는 모든 디지털 오디오 압축 알고리듬의 목표인 저복잡도, 고음질 오디오 코덱의 구현에 초점을 맞추어, AC-3 오디오 알고리듬의 TDAC 변환, 역변환부를 AC-3의 복호화기에 적합한 Cooley-Turkey FFT를 사용한 고속 알고리듬을 적용한 경우, 일반적인 MDCT/IMDCT-(direct-MDCT/IMDCT)를 한 경우에 비해 MDCT는 N=512일 때 평균 1/36정도의, IMDCT의 경우는 1/50정도의 처리 시간이 감소하였으며, 원신호와 복원신호간의 오차 에너지(error energy)의 경우는 거의 차이를 나타내지 않은 결과를 보였다. 본 연구에서는 모의 실험을 위해 mono 신호의 경우 128kbps에서 CD quality를 유지하는 오디오 코덱을 설계하였으며, 이는 AC-3 알고리듬의 필터뱅크의 성능을 비교 평가하기 위한 것이다. 시간축 천이구간에서 TDAC를 고려하는 윈도우(window)의 도입으로 에일리어징에 의해 일어나는 음질저하를 막을 수 있었으나, 주관적으로 큰 음질의 차이는 느끼지 못하였으며, 평균 0.25dB의 SNR 상승이 나타났다. 윈도우 스위칭에 의한 방법은 부호화 복호화기에 동일한 방법을 적용할 경우 정확하고 안정된 시간축 aliasing 제거 방법을 제공하여, 다소 임시 방편으로 보여지는 AC-3의 블록 스위칭 방법을 보완하는 것으로, 이는 Dolby와 MPEG의 합작으로 만들어진 MPEG-AAC에 Dolby의 방법이 빠지고 윈도우 스위칭 방법이 사용된 이유이기도 하다. 앞으로의 연구과제로는 그 성능 향상의 여지로 고려되는 윈도우 스위칭에 의한 가변 블록사이즈 MDCT변환을 가장 효율적으로 사용하기 위한 최적의 블록사이즈 결정과 윈도우의 형태에 관한 연구가 남아 있다.

## 참 고 문 헌

1. G. Smart and A. Bradley, "Efficient Filter Bank Design Based on Time Domain Aliasing Cancellation," submitted to IEEE Transactions on Signal Processing.
2. Shina.D. and Tewfik A.H., "Low Bit Rate Transparent Audio Compression Using Adaptive Wavelets," IEEE Trans. on Sign. Proc., Vol. 41, No. 12 Dec. 1993.
3. N.S Javantetal., "Digital Coding of Waveforms. Englewood-Cliffs," Prentice Hall 1984.
4. J.G Proakis, D. G Manolakis "Third Edition Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Applications" Prentice Hall 1996.
5. J.C McKinney, R.Hopkins "Digital Audio Compression Standard(A/52)," ATSC 1995.
6. A.W.Johnson, "Frequency Domain Coding of Speech Waveforms at Low Bit Rates," Masters Thesis, RMIT, Melbourne, 1988.
7. J.P Princen and A. Bradley, "Analysis /Synthesis Systems in the Presence of Quantization," Proc. Int. Conf. on Acoust., Speech and Sig. Proc., pp1314-4, vol. 2, 1989.
8. K. Sayood, Introduction to Data compression, Morgan Kaufmann Publishers, 1996.
9. 김준성, 강현철, 변윤식 "가변 대역분할 웨이블릿필터를 이용한 오디오 부호화기," 한국음향학회지 제17권 제5호 pp57-62, May 1998.

### ▲김 준 성(Jun Sung Kim)



1997년 2월 : 인천대학교 전자공학과  
졸업(학사)

1999년 2월 : 인천대학교 대학원 전자  
공학과 졸업(석사)

1999년 3월 ~ 현재 : 인천대학교 멀티  
미디어 연구센터

\*주관심분야: 멀티미디어, 디지털  
오디오 코딩

### ▲강 현 철(Hyun Chul Kang)



현재 : 인천대학교 정보통신공학과  
부교수

한국음향학회지 제17권 1호 참조

\*주관심분야: 영상처리, 패턴인식,  
화상통신

### ▲변 윤 식(Youn Shik Byun)

현재 : 인천대학교 전자공학과 교수

한국음향학회지 제17권 1호 참조

\*주관심분야: 신호처리 및 그 응용, 디지털 통신