

論文2001-38TC-9-3

QFT알고리즘을 이용한 DTMF 수신기의 신호해석 및 성능평가

(Spectral Analysis and Performance Evaluation of DTMF Receivers with the QFT Algorithm)

尹 達 桓 *

(Dal Hwan Yoon)

요 약

DTMF(multi-tone multi-frequency) 신호의 경제적인 검출은 저렴한 가격의 통신장비를 개발하는데 중요한 요소이다. 현재 사용하고 있는 전전자식 교환기의 각 채널은 서로 독립된 DTMF수신기 회로를 갖고 있으며, 검출된 신호를 프로세서에 알려준다. 이때 수신기는 신호검출을 위해 DFT, FFT 및 Goertzel과 같은 알고리즘을 사용한다. 본 논문은 다중채널 DTMF수신기 신호분석에 QFT(quick Fourier transform) 알고리즘을 적용한다. 연산수 비교를 통해 기존의 FFT, Goertzel 및 DFT 알고리즘보다 메모리 소모를 줄일 수 있고, 실시간 처리 능력이 향상된 알고리즘임을 보인다.

Abstract

The economical detection of dual-tone multi-frequency(DTMF) signals is an important factor when developing cost-effective telecommunication equipment. Each channel has independently a DTMF receiver, and it informs the detected signal to processors. In order to detect the DTMF signals, the receiver use algorithm such DFT, FFT and Goertzel methods. This paper analyze the power spectra of the DTMF receiver by using the QFT algorithm. As experimental results, it show that can the improved performance of the DTMF receiver and can reduce memory waste and the real-time processing.

I. 서 론

현재 운용중인 TDX 계열을 위시한 全電子交換機에는 각종 신호음 검출장치가 있는데, 그 중 하나가 푸쉬 버튼 전화기로부터 송출되어 오는 DTMF(dual tone multi-frequency) 신호를 검출하여 해당프로세서에 알려주는 DTMF수신기이다. 이러한 DTMF수신기는 PBRB(push button receiver board) 회로팩에 32 채널을 수용하고 있으며, 각 채널마다 독립된 수신기 회로

를 사용하고 있다. 수신기의 신호음 검출을 위해 제안된 디지털 신호처리 방법은 크게 2 가지로 대별된다. 첫째는 대상이 되는 주파수 성분의 전력을 측정하는 방법이고, 둘째는 신호음의 주파수 자체를 측정하는 방법으로 분류한다.

전자의 방법으로는 IIR 디지털 필터^[1-4], FIR 디지털 필터^[5,6], DFT^[7,8], 상관관계기법^[9] 및 직각검출 기법^[10,11] 등이 있고, 후자의 방법으로는 zero-crossing 비율 분석, PARCOR(partial correlation) 분석기법 등이 있다^[12,13,14]. 이들 중 FIR 필터 방법은 필터계수의 소요량이 너무 많아서 DSP 칩으로 구현시 계수용 ROM 용량이 문제로 대두되고, 상관관계 및 직각 검출 기법도 계수의 소요량이 너무 크다는 단점이 있다. 또 zero-crossing 분석 방법은 알고리즘이 간단하여 양호한 성

* 正會員, 世明大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Engineering, Semyung University)

接受日字2001年1月17日, 수정완료일:2001年7月6日

능을 가지나 음성으로 인한 디지털시물레이션(digit simulation)방지 회로가 부가되어야 하고, PARCOR 방법은 디지털시물레이션 억압 특성은 우수하나 연산 횟수가 많아 수신기 다중화 효율이 좋지 않다. IIR 방법은 기존의 체계화된 아날로그 수신기에서 구현한 우수한 성능을 구현할 수 있으나, 수신기 다중화에는 다소 미흡하다. DFT 방법은 MFC 수신기에 적용하여 현재 TDX-1 에서 우수한 성능을 보여 주고는 있으나, 아직 DTMF 수신기에는 적용하지 못하고 있다. 또한 FFT 방법은 DFT 보다 계산 효율이 양호하나, 이것도 역시 처리해야 할 데이터가 많다는 것을 신호획득기 개발의 경험을 통하여 알았다^[15].

Kohne^[17]가 고전적인 Cooley-Turkey FFT 및 소인수(prime factor) FFT의 중복성을 제거하기 위해 cosine 및 sine 함수의 주기적인 특성을 이용한 것이 QFT의 시작이었다. QFT는 Goertzel 방식이나 다른 직접방식(direct method)과 비교하여, 2 또는 4 인수로 DFT를 계산하는데 필요한 부동점 동작의 수를 줄인다. 실제로, 이 방법은 소수 길이를 가진 일반적인 $O(N^2)$ 알고리즘인 것처럼 보인다. 이 주장은 Rader의 사이클 컨벌루션 방식(cyclic convolution method)과 같은 meta-알고리즘에 의존한 길이는 제외하고, 각 소수 길이에 대해 따로 유도해야 한다^[16].

본 연구는 DTMF 수신기의 신호획득에 QFT 알고리즘을 적용한다. QFT 알고리즘은 소수길이의 FFT 또는 Goertzel 방식과 2 또는 4 인수 DFT를 계산하는데 필요한 부동점(floating point) 동작의 수를 줄인다. 시물레이션 결과 기존방식보다 실시간 처리가 가능하고 메모리 소모를 줄이는 장점이 있음을 보여준다. 따라서 좀더 간단하고 다중화 효율이 높은 QFT 알고리즘을 통하여 해상도(resolution) 문제도 해결할 수 있고, 종래 보다는 더 많은 채널수용과 MFC 신호분석에도 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

II. 신호검출 이론

DTMF수신기는 1 kHz이하의 저주파수와 1~2 kHz 고주파수로 구성된 가입자 신호를 받아들여 디지털 정보를 판정하고, 그 결과를 제어 프로세서에 알려주는 역할을 한다. 즉, PB(push-button)전화기에서 송출하는 DTMF신호는 가입자 회로(SLC : subscriber line)까지

송출되며, 이 신호는 PCM화 및 시분할 다중화된 형태로 디지털 집선회로(DLC : digital line concentrator)를 거쳐 수신기로 들어간다. 이때 DTMF 수신기는 신호음의 주파수변이나 전력레벨의 변동을 허용해야 하며, 특히 음성 또는 각종 핑음에 노출되어 있어 이로 인한 에러를 제거해야 한다. 또한 첫 번째 디지털 신호는 발신음(350 Hz, 440 Hz)과 함께 수신되므로 기타 잡음이 있는 가운데서도 두 신호음을 검출할 수 있어야 한다^[6, 7]. 그림 1은 DTMF 수신기 회로를 나타낸다.

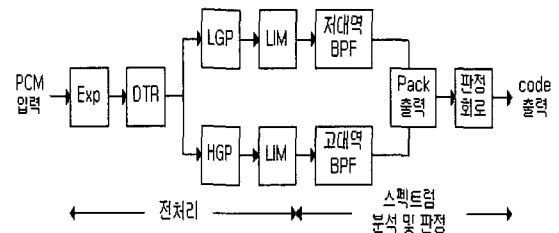


그림 1. DTMF 수신기 구조

Fig. 1. DTMF receivers structure

수신기로 들어오는 PCM형태의 DTMF 신호는 가입자선회로(SLC : subscriber line circuit)에서 대수적으로 압축되어 확장기 Exp(Expander)에서 μ -law에 따라 선형화 된 후, 다이얼톤 제거기(DTR : dial tone rejector)로 들어가 발신음(350 Hz, 440 Hz)을 제거한다. DTR에서 병렬(cascade)로 연결된 고주파 대역(HGP : high group pass) 필터와 저주파 대역(LGP : low group pass) 필터는 군분리 필터로서 고주파 성분과 저주파 성분으로 주파수를 분리하는 역할을 한다. 이때 각 필터의 출력은 단일 주파수 형태로 LIM(limiter)에 들어가고, 각 대역통과 필터(BPF : band pass filter)를 통하여 주파수 성분들이 분리된다. 그림 1의 DTR, LGP, HGP 및 LIM의 전처리 과정을 통한 신호는 주파수에 대한 신호 스펙트럼을 얻어야 한다. 따라서 스펙트럼의 분석 및 판정은 판정회로를 통하여 이루어진다.

ITU-T에서 DTMF 수신기 규격을 제시하고 있으나, 개별적인 조건들은 수신기 규격들은 충족시켜 주지만 모든 조건이 동시에 충족되기란 쉽지 않다. 특히 음성 및 핑음에 의한 디지털 시물레이션(digit simulation)을 배제하는 조건은 수신기 설계를 어렵게 만든다. 이러한 DTMF 수신기의 주파수 에너지를 계산하는데 DFT,

Goertzel과 같은 알고리즘들을 사용하였다^[2, 9, 10]. 이때 8개의 DTMF 주파수들이 $\pm 1.5\%$ 감쇠조건을 만족하는 주파수 해상도를 얻기 위해서 8 kHz 샘플링율에 해당하는 256개 데이터에 대하여 알고리즘을 실행한다. 식 (1)은 특정 DTMF 주파수 f_i 에 대한 정합필터의 전달함수이다.

$$H_k(z) = \frac{1 - W_N^k \cdot z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi k/N)z^{-1} + z^{-2}} \quad (1)$$

식(1)과 같은 Goertzel 알고리즘은 DFT의 W_N^k 항이 갖는 대칭성과 주기성을 이용한 것이다. 즉, $W_N^{km} = 1$ 을 DFT식에 대입하면, $0 \leq n \leq N-1$ 구간의 데이터에 대한 임펄스응답 $H_k(z)$ 를 얻는다^[11]. $H_k(z)$ 의 2차 시스템에서 분모의 $2\cos(2\pi k/N)$ 은 실수이므로 2번의 곱셈을 필요로 하고, -1은 부호만 바꾸면 된다. 분자에서 $-e^{-j2\pi k/N}$ 의 곱은 계산 중간 과정에서는 필요치 않고, 마지막 N번째에서 $y(N)$ 계산만이 필요하 다^[12, 13].

이외에도 식(2)와 같이 변형된 Goertzel 알고리즘은 8개의 DTMF 신호 중 관심주파수 f_i 에 가장 가까운 $X(k)$ 를 계산한다. 이러한 $X(k)$ 는 DFT의 결과 주파수에 대한 정합필터(matched filter)로 생각할 수 있다^[13, 14]. 이때 전력 스펙트럼은 N번째 이전의 회귀식에 대한 값을 기초로 시간 N에서 필터의 비회귀부분을 계산하여 출력을 얻는다. 또한 계산할 때마다 복소 연산이 필요 없고, 단지 계수 $2\cos(2\pi f_i/f_s)$ 만을 저장한다.

$$H_{f_i}(z) = \frac{1 - e^{j2\pi f_i/f_s} \cdot z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi f_i/f_s)z^{-1} + z^{-2}} \quad (2)$$

식(3)은 입력신호 $x(n)$, 데이터 길이-N인 복소 데이터 수열의 DFT를 나타낸다.

$$C(k, N, x) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3)$$

여기서 신호의 기저함수 cosine과 sine의 각 우수 및 기수 대칭특성을 이용하여 연산 효율을 개선할 수 있는 커다란 능력을 갖고 있다. 따라서 kernel 또는 기저함수 확장은 우수부와 기수부를 갖는다^[17].

만일 복소 데이터 $x(n)$ 이 실수부와 허수부로 나누어지고, 각 부분이 우수대칭부와 기수대칭부를 가진다면 식(2)처럼 쓸 수 있다.

$$x(n) = u(n) + jv(n) = [u_e(n) + u_o(n)] + j[v_e(n) + v_o(n)] \quad (4)$$

여기서 실수부의 우수부와 기수부는 각각 다음과 같다.

$$\text{우수부 : } u_e(n) = \frac{[u(n) + u(N-n)]}{2} \quad (5)$$

$$\text{기수부 : } u_o(n) = \frac{[u(n) - u(N-n)]}{2} \quad (6)$$

$v_e(n)$ 과 $v_o(n)$ 의 정의도 식(5)와 (6)을 따른다. $\theta_{nk} = 2\pi nk/N$ 부호를 이용하여 식(3)을 식(7)처럼 표현할 수 있다.

$$C(k, N, x) = \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) + jv(n)] [\cos \theta_{nk} - j \sin \theta_{nk}] \quad (7)$$

기함수 주기의 적분수치에 대한 합은 0이고, 그 반주기에 대한 우함수의 합은 전체 주기에 대한 합의 반이 된다. 따라서 식(7)은 (8)이 된다.

$$C(k, N, x) = 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} \{ [u_e(n) \cos \theta_{nk} + v_o(n) \sin \theta_{nk}] + j[v_e(n) \cos \theta_{nk} - u_o(n) \sin \theta_{nk}] \} \quad (8)$$

여기서 $0 \leq k \leq N-1$ 이다. 식(8)을 이용한 DFT의 계산은 식(3)~(8)을 이용하여 계산하는 만큼의 곱셈에 있어서 $1/2$, 덧셈에 있어서 $1/2$ 이 든다. 이는 시간함수 n에 대하여 sine 및 cosine함수의 대칭특성을 이용하였고, 길이가 복잡함과는 무관하다.

이 공식의 또 다른 관점은 곱셈과 덧셈 사이 분산특성을 사용한다. 즉, sine 이나 cosine의 값으로 두 개의 데이터 포인트를 곱하는 것보다 그 결과를 더하고, 데이터 포인트를 맨 처음 더한 뒤 sine과 cosine에 의한 합을 곱해야 한다. 다음, 주파수 지수 k의 함수로서 sine과 cosine의 대칭을 이용한다. (8)에 이러한 대칭을 이용하면, 다음 식을 얻는다.

$$C(N-k) = 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} \{ [u_e(n) \cos \theta_{nk} - v_o(n) \sin \theta_{nk}] + j[v_e(n) \cos \theta_{nk} + u_o(n) \sin \theta_{nk}] \} \quad (9)$$

여기서 $k=0, 1, 2, \dots, N/2-1$. (8)과 (9) 두 개의 식은 두 개의 출력 값을 한번에 계산하기 때문에 (8)식에서 2의 인수로 연산수를 줄일 수 있다. 먼저, 2의 인수에 의한 감소를 항상 이용할 수 있다. 그 다음 양쪽 DFT값이 필요할 때만 가능하다. 위의 전개식은 길이 N 이 우수(even)이거나 기수(odd)일 때 일어나는 세부 사항은 좀더 세심하게 다루어져야 한다^[19, 20]. 실제로 2^M 개의 짝수 데이터 길이를 사용하면, 기본적인 QFT 알고리즘의 반복적인 연산이 가능함을 알 수 있다. 이때 DCT(discrete cosine transform)와 DST(discrete sine transform) 알고리즘을 QFT 유도에 사용할 수 있고, Cooley-Turkey의 FFT보다 훨씬 더 발전시킬 수 있다. $N = 2^M$ 에서 식(3)은 길이 $N+1$ 의 DCT와 길이 $N-1$ 의 DST로 분리할 수 있다.

$$DCT(k, N+1, x) = \sum_{n=0}^N x(n) \cos\left(\frac{\pi nk}{N}\right) \quad 0 \leq k \leq N \quad (10)$$

$$DST(k, N-1, x) = \sum_{n=1}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{\pi nk}{N}\right) \quad 1 \leq k \leq N-1 \quad (11)$$

Kohne^[17]에 따르면 식(10)과 (11)은 각각 DCT-I과 DST-I 형태를 사용하고 있음을 알 수 있다. 이때 코사인파와 사인함수의 대칭관계를 사용한다^[18, 19].

$$\cos\left(\frac{2\pi(N-n)k}{N}\right) = \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (12)$$

$$\sin\left(\frac{2\pi(N-n)k}{N}\right) = -\sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (13)$$

$x(n)$ 신호의 우수부 길이 $(N/2 + 1)$ 인 $x_e(n)$ 와 기수부 길이 $(N/2 - 1)$ 인 $x_o(n)$ 를 각각 정의하면 다음과 같다.

$$x_e(n) = x(n) + x(N-n), \quad 1 \leq n \leq N/2-1 \quad (14)$$

$$x_o(n) = x(n) - x(N-n), \quad 1 \leq n \leq N/2-1 \quad (15)$$

여기서 $x_e(0) = x(0)$ 와 $x_e(N/2) = x(N/2)$ 를 이용한다. 따라서 길이 N 의 DFT는 식 (16)처럼 분리 가능하다.

$$C(k, N, x) = DCT(k, N/2+1, x_e)$$

$$-j DST(k, N/2-1, x_o) \quad (16)$$

여기서 $C(0, N, x) = DCT(0, N/2+1, x_e)$,

$0 \leq k \leq N/2-1$ 이다. 나머지 반은

$$C(N-k, N, x) = DCT(k, N/2+1, x_e) + j DST(k, N/2-1, x_o) \quad (17)$$

이다. 여기서 $C(N/2, N, x) = DCT(N/2, N/2+1, x_e)$, $0 \leq k \leq N/2-1$ 이다.

식(16)과 (17)을 처리하고 나면, 주파수 스펙트럼은 저주파 대역과 고주파 대역으로 분리될 수 있다. 이때 각 대역으로 분리된 신호들의 스펙트럼을 해석해야 하고 계산된 신호레벨의 한계를 결정해야 한다. 즉, 주파수 샘플링(Δf)에 따른 총전력 P_T , 신호전력 P_S , 신호대 잡음비(SNR) 등을 결정함으로써 신호의 성능을 평가한다.

III. 신호해석 및 성능평가

QFT 알고리즘을 통해 얻은 각 채널의 신호는 정보를 갖고 있는지 여부를 일단 판단해야 한다. 신호 $x(n)$ 에 대한 주파수 스펙트럼으로부터 총전력 P_T , 신호전력 P_S 및 SNR을 구한다. SNR [dB]은 원하지 않는 주파수 성분이 존재하는 것인지 여부만을 판단하는 것이지, 실제 정확한 신호대 잡음비는 아니다. 이러한 관계로부터 정보를 갖고 있는 채널과 신호를 판정하는데 다음 방법을 사용한다.

- ① 총 전력은 관심주파수 성분의 전력을 합한 것으로 구한다.
- ② 총전력 P_T 에서 신호전력 P_S 를 뺀 신호전력이 P_N 이며, 적어도 $P_S > P_N$ 이어야 한다.
- ③ 가장 전력이 큰 2 개의 주파수 사이의 차(twist)가 일정 범위내에 들어가는지 여부를 판단한다.
- ④ 이상의 결과가 다음주기에 들어오는 데이터에 대하여 같은 과정을 되풀이 했을 때와 두 번의 결과가 같으면, 그 결과는 정확한 것으로 취급한다.

1. 연산수 비교

2개의 주파수 성분이 더해져서 교환기의 가입자선 회로를 거쳐 DTR에 수신되는 PCM신호는 μ -law방식에 따라 부호화되고, 신호를 고대역과 저대역으로 나누

다. 이때 각 대역의 N개 데이터에서 주파수에 대한 정보 $C(k)$ 를 계산하기 위한 QFT알고리즘의 해석은 식(7)~(17)의 전체 알고리즘이 실수의 N^2 개 곱셈과 $N^2 + 4N$ 개 덧셈을 요구하고 있다. 초기 Goertzel 알고리즘 식(1)과 개선된 식(2)를 이용하고, direct DFT에 대한 해석에 따라 연산수를 비교하면 표 1과 같다. 다양한 방법 중에서 QFT가 가장 효율적임이 드러난다. 실수 데이터를 이용한 알고리즘은 연산수가 반으로 줄어들고 절약된다.

표 1. 연산수 비교
Table 1. Comparison of operation numbers

알고리즘	곱셈수	덧셈수	삼각함수
Direct DFT	$4N^2$	$4N^2$	$2N^2$
Goertzel	$N^2 + N$	$2N^2 + N$	N
QFT	N^2	$N^2 + 4N$	2N

각 알고리즘의 경우 look-up table 방식으로 ROM 내 저장할 계수를 비교한다. DFT의 계수는 $2N^2$ 개의 실계수와 N개의 복소수를 저장해야 하고, Goertzel은 N개의 실계수와 복소수를 저장해야 된다. QFT의 경우는 $2N$ 개의 실계수만 저장하면 되므로 ROM 내 저장할 계수를 줄임으로써 다른 알고리즘에 비해 메모리소모를 훨씬 줄일 수 있다.

2. 신호판정 시뮬레이션

수신기에 수신된 신호를 평가하기 위해서 키패드(keypad)에 대한 전력, SNR, twist를 구해야 한다. 이러한 수신신호의 타당성을 판정하기 위해서 ITU-T 규정을 만족해야 한다. 그러나 국산 전자교환기 TDX-10을 위시한 TDX-100 및 TDX-100A의 규정은 ITU-T보다 다소 유연한 범위를 갖고 있다. 신호를 판정하기 위해 ITU-T 규정을 참고로 PCMA(PCM acquisition) 시스템을 통하여 획득한 신호로 시뮬레이션 한다. 그림 2는 교환기 신호 서비스장치에서 송수신되는 DTMF 신호를 획득하는 회로도를 나타낸다.

신호해석과 성능평가에 필요한 시뮬레이션은 다음과 같이 수행된다.

첫째, 수신기의 주파수 차감(offset)의 범위가 $\pm 1.5\%$ 보다 작은 톤의 검출을 요구한다. $\pm 3.5\%$ 이상이면, 수신기는 톤을 검출하지 못한다. 따라서 QFT알고리즘

은 전력레벨이 갖는 주파수영역의 샘플간격을 중심으로 결정한다. 표 2는 주파수 offset에 따른 키패드의 주파수 임계치를 시뮬레이션한 것이다.

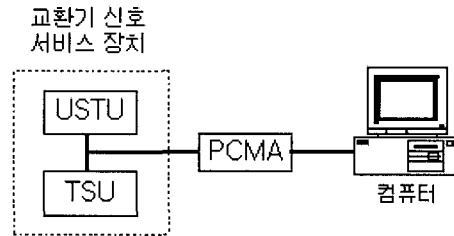


그림 2. DTMF 신호획득 시스템
Fig. 2. DTMF signal acquisition system

표 1. 주파수 offset에 따른 키패드의 주파수 임계치

Table 1. The frequency thresholds of the keypad in frequency offset

주파수 대역	키패드 번호					
	1		5		9	
	offset (%)	주파수 (Hz)	offset (%)	주파수 (Hz)	offset (%)	주파수 (Hz)
저대역	2.0	711	2.7	790	2.1	869
	-3.1	675	-2.9	747	-3.0	826
고대역	2.7	1242	2.3	1366	2.1	1477
	-3.3	1169	-3.2	1323	-3.0	1403

둘째, 수신기의 역트위스트(reverse twist)는 -4 dB, 정상트위스트(normal twist)는 8 dB내에서 동작해야 한다. 이러한 트위스트는 저대역톤의 에너지대 고대역톤의 에너지 비율로 정의된다. 즉, 키패드에 대한 총전력 P_T 가 트위스트 -4 dB~8 dB 사이에 들어야 됨을 의미한다. 그림 3은 각 키패드가 갖는 DTMF수신기 2라인에 대해 한번은 (-6 dB, 0 dB)의 잡음을 주고 송신 실험(사선)한 것이며, 한번은 (-32 dB, -26 dB)의 잡음을 주고 수신실험(점선)한 트위스트 결과이다. 그 결과 5.8 ~6.2 dB 이내로 분포하며, 모든 키패드가 허용 트위스트 범위에 들어옴을 알 수 있다.

셋째, ITU-T가 규정한 수신기의 동적 범위는 -26 dB 이내에서 접촉톤을 검출해야 한다. 그러나 국산 전자교환기의 경우 그 이상 검출 범위를 갖고 있다. 그림 4는 (a) 키패드 번호 "1"과 (b) 번호 "3"으로 잡음을 섞

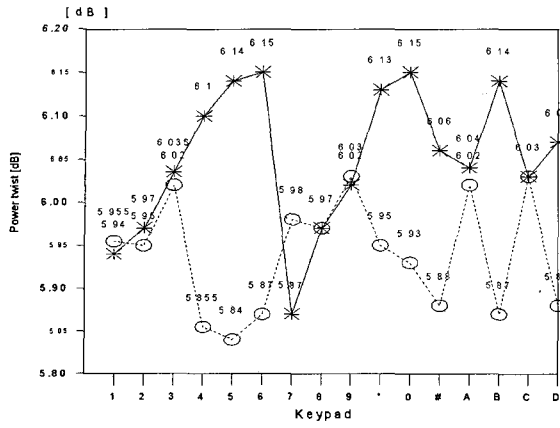
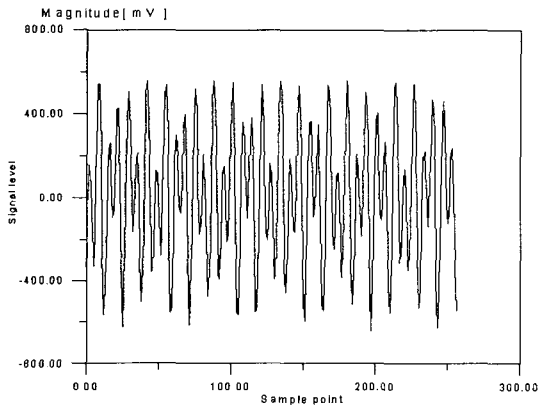
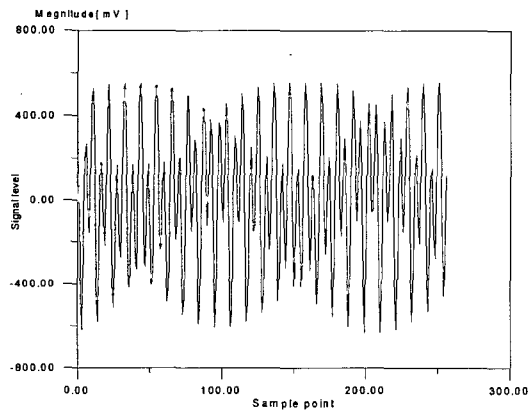


그림 3. 키페드 번호의 power twist
Fig. 3. Power twist of the keypad number



(a) No. 1

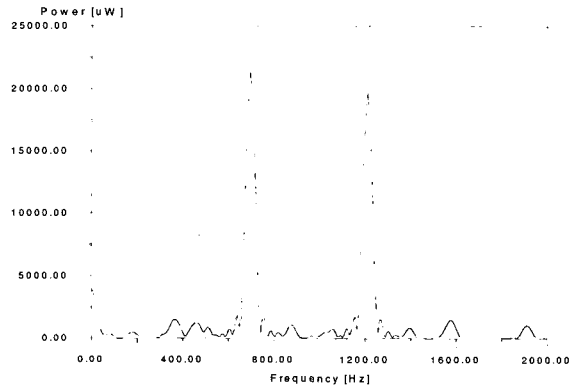


(b) No. 3

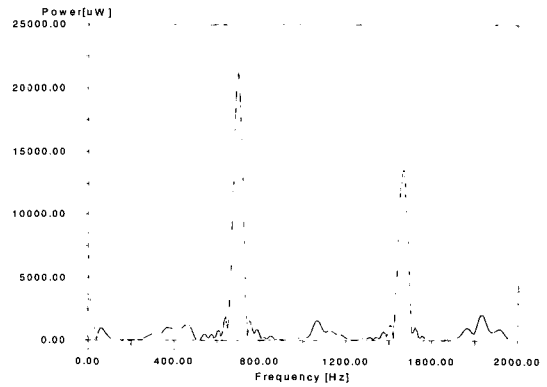
그림 4. DTMF No. 1과 No. 3의 신호
Fig. 4. No. 1 and No. 3 of the DTMF signal

지 않았을 경우 256 바이트의 샘플 데이터에 대한 전압 신호레벨을 나타낸다.

그림 5는 (a) DTMF No. 1과 (b) No. 3의 전력스펙트럼을 각각 나타낸다.



(a) No.1



(b) No.3

그림 5. No. 1과 No. 3의 전력 스펙트럼
Fig. 5. Power spectra of No. 1 and No. 3

여기서 No.1의 전력스펙트럼은 697 Hz와 1209 Hz를 중심으로 신호가 분포되어 있고, No.3의 전력스펙트럼은 697 Hz와 1447 Hz를 중심으로 신호가 분포되어 있음을 알 수 있다. 따라서 전력신호 레벨이 최대 -36 dB 이내가 되어 ITU-T보다 상대적으로 작은 동적 범위를 갖고 있음을 확인하였다.

넷째, 수신기가 40 ms 내에서 DTMF 펄스를 검출해야 하는 guard time을 실험한다. 이는 ITU-T에서 초기에 정한 바의 규격이나, 알고리즘과 신호처리 칩이 발전하면서 Goertzel알고리즘의 경우 34 ms, 변형된 Goertzel은 26 ms 및 LP(linear prediction)를 이용한

경우는 13.3 ms가 걸려 충분한 guard time을 얻는다. 여기서는 고려의 대상이 되지 않아 생략한다.

다섯째, 수신기는 15 dB 이내의 SNR에서 모든 접촉 톤을 검출해야 한다. 이는 P_S/P_N 을 통하여 신호의 존재 유무를 확인한다. 그림 6은 키패드들에 대해 그림 2와 그림 3의 실험 환경처럼 DTMF수신기의 2-라인에서 송신시(-6 dB, 0 dB)의 잡음을 준 실험결과 SNR(사선)이고, 수신시(-32 dB, -26 dB)의 잡음을 준 상태에서 SNR(점선)을 시뮬레이션한 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 모두 4.20 dB ~ 5.6 dB이내에서 SNR이 결정되었다.

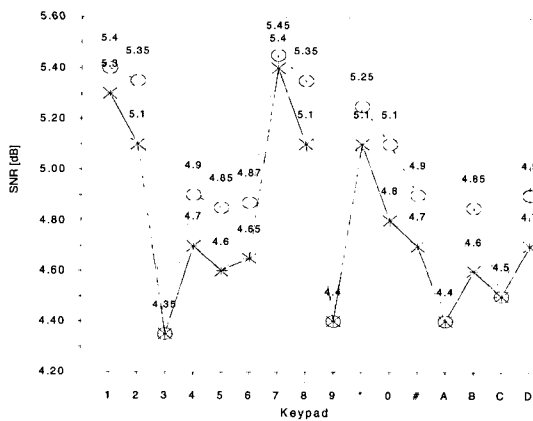


그림 6. 키패드의 SNR
Fig. 6. SNR of Keypad

지금까지 QFT알고리즘을 이용한 신호판정치들은 대체로 ITU-T권고안을 만족하였고, TDX-계열의 국산 교환기가 갖는 좀더 유연한 범위에서의 신호 판정실험을 하였다. 마지막으로 두 개 검출톤의 에너지는 2차 고조파 에너지와도 비교되는데, 이것을 고려하지 않아도 신호평가가 가능하여 여기서는 고려하지 않았다.

실제로 QFT 알고리즘의 프로그래밍은 반복동작 때문에 간단하지가 않았고, 여러 가지 개선이 가능하다. real 데이터를 사용할 경우 사용이 용이하나, 순수한 QFT알고리즘의 프로그램 중간에 발생한 수치적인 오차는 Cooley-Turkey FFT보다 더 큰 오차를 생기게 하였다. 따라서 이 문제는 윈도우함수(window function)을 사용하여 해결하였고, 길이 N=256일 경우를 실험함으로써 종래 FFT 오차에 비하여 정확도의 차이를 보이지 못했다. 향후 길이가 커질 때 오차 수정방법들을 필요에 따라 QFT 알고리즘에 적용할 수 있을 것이다.

IV. 결 론

DTMF 신호의 경제적인 검출이 통신장비의 가격을 저렴화 할 수 있는 중요한 요소가 되므로 DTMF수신기 회로에 QFT알고리즘을 적용하였다. 연산수를 비교한 결과 기존의 direct-DFT 및 Goertzel 알고리즘보다 연산수를 줄일 수 있음을 확인하였고, 이는 ROM내에서 차지하는 메모리 소모를 줄일 수 있음을 확인하는 증거가 되었다. 특히 real 데이터를 사용할 경우 실시간 처리능력이 향상되었다. 그러나 순수한 QFT알고리즘의 프로그램 중간에 발생한 수치적인 오차는 Cooley-Turkey FFT보다 더 큰 오차를 생기게 하였으나 윈도우함수(window function)을 사용하여 해결하였다. 8 kHz 샘플링 주파수에 32채널을 수용하는 국산 교환기의 경우 데이터 길이 N=256로 실험함으로써 종래 FFT 오차에 비하여 정확도의 차이를 거의 보이지 않았다.

앞으로 다른 신호검출에도 QFT를 이용하여 신호 검출 효율을 증대시킬 수 있을 것으로 기대하고, 기존의 PBRB채널수용도 증대시킬 수 있으리라 판단한다. 또한 향후 길이가 커질 때 오차 수정방법들을 필요에 따라 QFT 알고리즘에 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Jackson L.B., J.F. Kaiser and H.S. McDonald, "An Approach to the Implementation of Digital Filters", IEEE Trans. Audio Electroacoust., Vol. AU-16, pp. 413-421, Sept. 1968
- [2] Alles H.G., J.H. Coden, W.C. Fisher and H.S. McDonald, "Digital Signal Processing in Telephone Switching", in Proc. Int. Conf. Commun., pp 18E.1~2, 1974
- [3] Boddle K.J., N. Sachs and J. Tow, "Receiver for Touch-Tone Service", BSTJ, Vol. 60, No.7, pp 1573~1583, Sep. 1981
- [4] Tow J. and N. Sachs, "A DSP Implementation of Digital Tone Receiver", IEEE Trans. Commun. Electron., 1981.
- [5] Braun F.G., "Nonrecursive Digital Filters for Detecting Multifrequency Code Signalings",

- IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, Vol. ASSP-23, pp 250~256. June 1975.
- [6] Agarwal A.C., R. Sudhakar and B.P. Agrawal, "Multiplierless Implementation of MF/DTMF Receiver", IEEE Trans. Commun., Vol COM-32, No.7 Jul 1984.
- [7] 유근호외 3 인, " μ PD 7720 응 이용한 32 채널용 MFC 디지털 수신기의 시뮬레이션 및 성능 평가", 전기학회 논문지, Vol.35, No.2, pp 47~54, 1986 년 2 월
- [8] Koval A. and G. Gara, "Digital MF Receiver Using Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-21, No.12, pp 1331~1335, Dec. 1973.
- [9] Proutfoot A.D., "simple Multifrequency Tone Detector", Electron. Lett., Vol.8, pp 524~525, Oct., 1972.
- [10] Niwa K. and M. Sato, "Multifrequency Receiver for Push Button signalling Using Digital Processing Techniques", in Proc. Int. Conf. Commun., pp 18F.1~5, 1974.
- [11] Callahan A.J., JR., "Integrated DTMF Receiver", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, No.2, Feb. 1979.
- [12] Gay S.L., J. Hartung and G.L. Smith, "Algorithms for Multichannel DTMF Detection for the WE DSP32 Family", Proc. of ICASSP, Glasgow Scotland, May 1989.
- [13] Smith G.L., "Dual-tone Multifrequency Receiver Using the WE DSP32 Digital Signal Processor Application Note", June 1988.
- [14] Smith G.L., "Dual-tone Multifrequency Receiver Using the WE DSP16 Digital Signal Processor Application Note", June 1989.
- [15] 윤달환 외 5 인, "TDX-10 신호장치 유지보수 시스템 개발", 전자공학회지 제 5 권, 제 1 호, Vol. 5, No.1, 1991 년 12 월
- [16] H. Guo, G. A. Sitton, and C. S. Burrus, "The quick discrete Fourier transform," in Proc. IEEE Int. conf. Acoust., Speech, Signal Process., Adelaide, Australia, Apr. 19~22, 1994, pp. III : 445~448.
- [17] J. F. Kohne, "A quick Fourier transform algorithm," Tech. Rep. TR-1723, Naval Electron. Lab. Cent., July 1980.
- [18] H. J. Nussbaumer, Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms, 2nd ed. Heidelberg, Germany : Springer-Verlag, 1981, 1982.
- [19] K. R. Rao and P. Yip, "Discrete Cosine Transform, Algorithms, Advantages, Applications," Academic Press, Inc, 1990
- [20] H. V. Sorensen and C. S. Burrus, "Efficient computation of the DFT with only a subset of input or output points," IEEE Trans. Signal processing, vol. 41, pp. 1184~1200, Mar. 1993.
- [21] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Englewood Cliffs, N J : Prentice-Hall, 1989.
- [22] H. Guo, G. A. Sitton and C. Sydney Burrus, "The Quick Fourier Transform : An FFT Based on Symmetries," IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 46. No. 2, Feb., 1998

저 자 소 개



尹達桓(正會員)

1984년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업. 1986년 2월 : 한양대학교 전자공학과 석사. 1994년 2월 : 한양대학교 전자공학과 박사. 1988년 7월~1993년 6월 : 육군사관학교 전자공학과 교수. 1995년 3월~현재 : 세명대학교 전자공학과 교수. <주 관심분야>신호처리, 교환통신, PCB설계, 전력전자