

QFT를 이용한 TDX-계열 교환기용 DTMF 수신기의 성능평가

정회원 윤 달 환*

Performance Evaluation of TDX-families DTMF Receiver with the QFT

Dal Hwan Yoon* *Regular Member*

요 약

DTMF(multi-tone multi-frequency) 신호의 경제적인 검출은 저렴한 가격의 통신장비를 개발하는데 중요한 요소이다. 현재 사용하고 있는 전자식 교환기의 각 채널은 서로 독립된 DTMF수신기 회로를 갖고 있으며, 검출된 신호를 프로세서에 알려준다. 본 논문은 다중채널 DTMF수신기 신호검출에 QFT(quick Fourier transform) 알고리즘을 적용한다. 2^M 개 실계수 데이터를 이용할 경우 기존의 radix-2 Cooley-Turkey FFT, Goertzel 및 DFT 알고리즘보다 처리시간과 메모리 소모를 줄이는 효과적인 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, this paper analyze the power spectra of the DTMF receiver by using the QFT algorithm. As experimental results, by analyzing 2^M real data in terms of ITU-T specification, it show that the QFT algorithm improve the performance of the DTMF receiver and can save memory waste and can the real-time processing.

Key words : DTMF receiver, QFT, memory waste, real-time

1. 서론

현재 운용중인 TDX 계열을 위시한 全電子交換機에는 각종 신호음 검출장치가 있는데, 그 중 하나가 푸쉬버튼 전화기로부터 송출되어 오는 DTMF(dual tone multi-frequency) 신호를 검출하여 해당프로세서에 알려준다. 이러한 DTMF 수신기는 PBRB(push button receiver board) 회로팩에 32 채널을 수용하고 있으며, 각 채널마다 독립된 수신기 회로를 사용하고 있다. 수신기의 신호음 검출을 위해 제안된 디지털 신호처리 방법은 크게 2 가지로 대별된다. 첫째는 대상이 되는 주파수 성분의 전력을 측

정하는 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 직각검출기법^[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 성능을 가지나 음성으

* 세명대학교 전자공학과(E-mail : yoondh@venus.semyung.ac.kr)
논문번호: K01153-0709, 접수일자: 2001년 7월 9일

로 인한 디지털시뮬레이션(digit simulation)방지 회로가 부가되어야 하고, PARCOR 방법은 디지털시뮬레이션 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 알았다¹⁵⁾.

Kohne가 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 한다¹⁶⁾.

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. 시뮬레이션 결과 2개의 real 데이터를 이용할 경우, 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 신호 분석에도 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 한다⁶⁾. 그림 1은 DTMF 수신기 회로를 나타낸다.

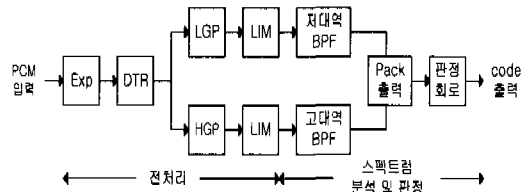


그림 1. QFT를 이용한 DTMF 수신기 구조

수신기로 들어오는 PCM형태의 DTMF 신호는 SLC에서 대수적으로 압축되어 확장기 Exp (Expander)에서 μ -law에 따라 선형화 된 후, DTR (dial tone rejector)로 들어가 발신음(350 Hz, 440 Hz)을 제거한다. DTR에서 병렬(cascade)로 연결된 HGP(high group pass)와 LGP(low group pass)는 군분리 필터로서 고주파 성분과 저주파 성분으로 주파수를 분리하는 역할을 한다. 이때 각 필터의 출력은 단일 주파수 형태로 LIM(limiter)에 들어가고, 각 대역통과 필터 BPF를 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 시뮬레이션(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.

Goertzel 알고리즘은 DFT의 W_N^k 항이 갖는 대칭성과 주기성을 이용한 것이다. 즉, $W_N^{N-k} = 1$ 을 DFT식에 대입하면, $0 \leq n \leq N-1$ 구간의 데이터에

대한 임펄스응답 $H(z)$ 를 얻는다^[11]. $H(z)$ 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 필요하다^[12, 13].

이외에도 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 필요없고, 단지 계수 $2\cos(2\pi f_i/f_s)$ 만을 저장한다.

길이-N인 복소 데이터 수열에서 DFT는 다음과 같이 정의된다.

$$C(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad (1)$$

$k=0, 1, 2, \dots, N-1$

식(1)은 기저함수 cosine과 sine의 각 우수 및 기수 대칭특성을 이용하여 연산 효율을 개선할 수 있는 커다란 능력을 갖고 있다. 따라서 kernel 또는 기저함수 확장은 식(2)처럼 우수부와 기수부를 갖는다.

$$e^{-j2\pi nk/N} = \cos(2\pi \frac{nk}{N}) - j\sin(2\pi \frac{nk}{N}) \quad (2)$$

만일 복소 데이터 $x(n)$ 이 실수부와 허수부로 나누어지고, 각 부분이 우수대칭부와 기수대칭부를 가진다면 식(3)처럼 쓸 수 있다.

$$x(n) = u(n) + jv(n) \quad (3)$$

$$= [u_e(n) + u_o(n)] + j[v_e(n) + v_o(n)]$$

여기서 실수부의 우수부와 기수부는 각각 다음과 같다.

$$\text{우수부 : } u_e(n) = \frac{[u(n) + u(N-n)]}{2} \quad (4)$$

$$\text{기수부 : } u_o(n) = \frac{[u(n) - u(N-n)]}{2} \quad (5)$$

$v_e(n)$ 과 $v_o(n)$ 의 정의도 식(4)와 (5)를 따른다. $\theta_{nk} = 2\pi nk/N$ 부호를 이용하여 식(1)을 식(6)처럼

표현할 수 있다.

$$C(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) + jv(n)][\cos \theta_{nk} - j\sin \theta_{nk}] \quad (6)$$

기함수 주기의 적분수치에 대한 합은 0이고, 그 반주기에 대한 우함수의 합은 전체 주기에 대한 합 의 반이 된다. 따라서 식(6)은 (7)이 된다.

$$C(k) = 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} \{ [u_e(n) \cos \theta_{nk} + v_o(n) \sin \theta_{nk}] + j [v_e(n) \cos \theta_{nk} - u_o(n) \sin \theta_{nk}] \} \quad (7)$$

여기서 $0 \leq k \leq N-1$ 이다. (7)을 이용한 DFT의 계산은 식(1)~(6)을 이용하여 계산하는 만큼의 곱셈에 있어서 $\frac{1}{2}$, 덧셈에 있어서 $\frac{1}{2}$ 이 든다. 이는 시간 함수 n에 대하여 sine 및 cosine함수의 대칭특성을 이용하였고, 길이가 복잡합과는 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. (7)에 이러한 대칭을 이용하면, 다음 식을 얻는다.

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

여기서 $k=0, 1, 2, \dots, N/2-1$. (7)과 (8) 두 개의 식은 두 개의 출력값을 한번에 계산하기 때문에 (7)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 N이 우수(even)이거나 기수(odd)일 때 일어나는 세부 사항은 좀더 세심하게 다루어져야 한다^[19, 20].

실제로 데이터 길이가 우수의 2^M 이면, Cooley-Turkey FFT에서 처리된 만큼의 반복 공식을 전개할 수 있다. 식(1)에서 $N=2^M$ 이고, DFT를 $C(k, N, x)$ 라 표시하면, discrete cosine과 discrete sine 변환을 이용할 수 있다. 길이 N+1의 DCT (discrete cosine transform)는 다음과 같다.

$$DCT(k, N+1, x) = \sum_{n=0}^N x(n) \cos(\pi nk/N) \quad (9)$$

$0 \leq k \leq N-1$

또한 길이 N-1의 DST(discrete sine transform)은 다음과 같다.

$$DST(k, N-1, x) = \sum_{n=1}^{N-1} x(n) \sin(\pi nk/N) \quad (10)$$

$$1 \leq k \leq N-1$$

Wang^[21], Rao 및 Yip^[22]의 정의와 비교하면, DCT-I과 DST-I 형을 각각 사용하고 있다. 다음식 (11)과 같은 sine과 cosine의 대칭관계를 사용해 보자.

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

$$\cos\left(\frac{2\pi(N-n)k}{N}\right) = \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (11)$$

이때 데이터 길이 N/2+1의 $x_e(n)$ 을 정의하면, 식 (12)처럼 $x(n)$ 우수의 2배이다.

$$x_e(n) = x(n) + x(N-n), 1 \leq n \leq N/2-1 \quad (12)$$

여기서 $x_e(0) = x(0)$, $x_e(N/2) = x(N/2)$ 이다. 데이터 길이 N/2-1 벡터 $x_o(n)$ 를 정의하면, $x(n)$ 기수부의 2배이다.

$$x_o(n) = x(n) - x(N-n), 1 \leq n \leq N/2-1 \quad (13)$$

따라서 길이 2^M 의 DFT는 길이 (N/2+1)의 DCT와 길이 (N/2-1)의 DST로 최초 식의 반인 $1 \leq k \leq N/2-1$ 구간에서 얻어진다.

$$C(k, N, x) = DCT(k, N/2+1, x_e) - jDST(k, N/2-1, x_o) \quad (14)$$

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

두 번째 반의 계산은 $1 \leq k \leq N/2-1$ 구간에서 다음과 같다.

$$C(N-k, N, x) = DCT(k, N/2+1, x_e) + jDST(k, N/2-1, x_o) \quad (15)$$

여기서 $C(N/2, N, x) = DCT(N/2, N/2+1, x_e)$ 가 된다.

계산상의 복잡도는 복소연산이 마지막 단계에서만 발생하기 때문에, QFT 알고리즘은 real 데이터의 DFT에 잘 맞는다^[26]. 이러한 QFT 알고리즘을 통해 얻은 각 채널의 신호는 데이터 길이(word-length)에 따라 여러 가지 주파수 성분의 잡음을 갖

게 된다. 이때 수집된 각 채널마다 신호가 정보를 갖고 있는지 여부를 판단해야 한다. 따라서 각 주파수에 대한 스펙트럼을 이용하여 신호 $x(n)$ 에 대한 k 번째 주파수의 신호전력 P_T 와 SNR(signal to noise ratio)을 아래 식처럼 구한다.

$$P_T = \sum_{k=0}^{N-1} C(k)^2 \quad (16)$$

$$SNR = \frac{P_S}{P_N} [dB], P_N = P_T - P_S \quad (17)$$

여기서 P_S 는 정보를 가진 신호의 전력이고, P_N 은 잡음의 전력을 나타낸다. $SNR [dB]$ 은 원하지 않는 주파수 성분이 존재하는 것인지 여부를 판단하는 것이지, 실제 정확한 신호대 잡음비는 아니다.

III. 신호분석

3.1 연산수 비교

2개의 주파수 성분이 더해져서 SLC를 거쳐 DLC에 수신되는 PCM신호는 μ -law방식에 따라 부호화되고, 대역통과 필터는 주파수 신호를 고대역과 저대역으로 나누어진다. 이때 각 대역의 N개 데이터에서 신호가 복소수라면, 주파수에 대한 정보 C(k)는 실수와 허수부분으로 분리하고, 2N-4개의 보조출력과 덧셈이 필요없는 K=0과 N/2에서의 값을 더한다. 실수와 복소수 데이터에서 QFT에 필요한 연산수 O_M 과 O_A 는 각각 실수곱셈과 덧셈수를 나타낸다^[26].

Real 데이터에서

$$O_M = \frac{N}{2} \log_2(N) - \frac{11}{8}N + 1 \quad (18)$$

$$O_A = \frac{7}{2}N \log_2(N) - 3N + 2 \quad (19)$$

복소 데이터에서

$$O_M = N \log_2(N) - \frac{11}{4}N + 2 \quad (20)$$

$$O_A = \frac{7}{2}N \log_2(N) - 4N \quad (21)$$

표 1은 QFT알고리즘을 비교한다. 여기서 실수 데이터에 대한 연산수는 QFT가 훨씬 효과적임을 알 수 있다.

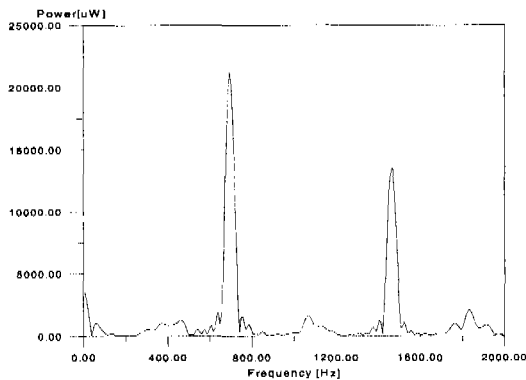
표 1. 실수데이터 FFT와 QFT의 비교

Size	Real data FFT		Real data QFT	
	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈
16	26	122	11	66
64	162	710	105	482
256	898	3870	673	2818
1024	4610	19582	3713	14580

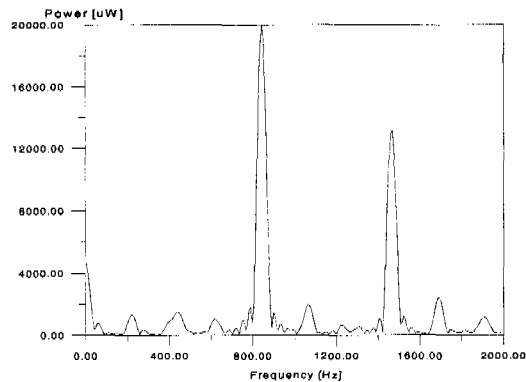
길이가 커질 때, Cho와 Temes가 사용했던 오차 수정 방법들을 필요에 따라 QFT에 적용할 수 있을 것이다^[23].

3.2 신호판점 실험

DTMF수신기에 수신된 신호를 판정하기 위해서 실제수 데이터로 가진 QFT를 이용하여 키패드(keypad)에 대한 전력, SNR, twist를 구한다. 그림 2는 256 바이트의 데이터에 대한 키패드 (a) 번호 '3'과 (b) 번호 '9'의 전력스펙트럼을 나타낸다.



(a) No. 3



(b) No. 9

그림 2. No. 3과 9의 전력 스펙트럼

그림 2에서 No.3의 전력스펙트럼은 697 Hz와 1447 Hz를 중심으로 신호가 분포되어 있고, No.9의 전력스펙트럼은 852 Hz와 1447 Hz를 중심으로 신호가 분포되어 있음을 알 수 있다. 이러한 수신신호의 타당성을 판정하기 위해서 다음과 같은 ITU-T 규정을 만족해야 한다.

첫째, 수신기의 주파수 차감(offset)의 범위가 $\pm 1.5\%$ 보다 작은 톤의 검출을 요구한다. $\pm 3.5\%$ 이상이면, 수신기는 톤을 검출하지 못한다. 따라서 QFT알고리즘은 전력레벨이 갖는 주파수영역의 샘플간격을 중심으로 결정한다. 즉 중심주파수 f_{max} 에서 $f_{max} \pm \Delta f$ 를 연이어 계산할 수 있다. 표 2는 주파수 offset에 따른 키패드의 주파수 임계치를 시뮬레이션한 것이다.

표 2. 주파수 offset에 따른 키패드의 주파수 임계치

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 키패드에 대해 (-6 dB, 0 dB) 또는 (-32 dB, -26 dB)에 해당하는 송수신 잡음을 주고 트위스트를 실험한 결과이다. 그림 3에서 모든 키패드가 허용 트위스트 범위에 들어움을 알 수 있다.

셋째, ITU-T가 규정한 수신기의 동적 범위는 -26 dB 이내에서 접촉톤을 검출해야 한다. 실제 실험한 결과 그림 2의 전력신호 레벨이 최대 -36 dB 이내가 되어 ITU-T보다 상대적으로 작은 동적 범위를 갖는다.

넷째, 수신기가 40 ms 내에서 DTMF 펄스를 검출해야 하는 guard time을 실험한다. 이미 다른 연구에서 Goertzel알고리즘의 경우 34 ms, 변형된 Goertzel은 26 ms 및 LP(linear prediction)를 이용한 경우는 13.3 ms가 걸렸음을 알 수 있듯이 신호

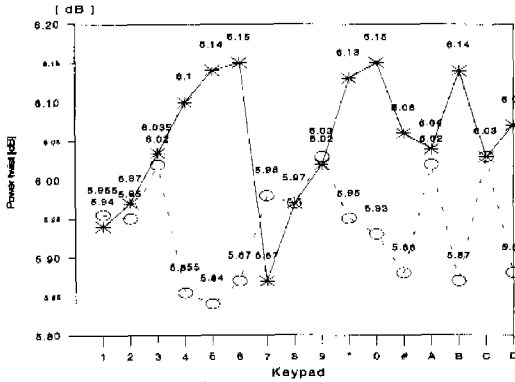


그림 3. 키패드 번호의 power twist

처리침이 발전함에 따라 충분한 guard time을 얻는다. 여기서는 고려의 대상이 되지 않아 생략한다.

다섯째, 수신기는 15 dB 이내의 SNR에서 모든 접촉톤을 검출해야 한다. 이는 P_S/P_N 을 통하여 신호의 존재 유무를 확인한다. 그림 4는 키패드들에 대해(-6 dB, 0 dB) 또는 (-32 dB, -26 dB)의 송수신 잡음을 준 상태에서 SNR을 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 모두 4.20 dB ~ 5.6 dB이내에서 결정되었다.

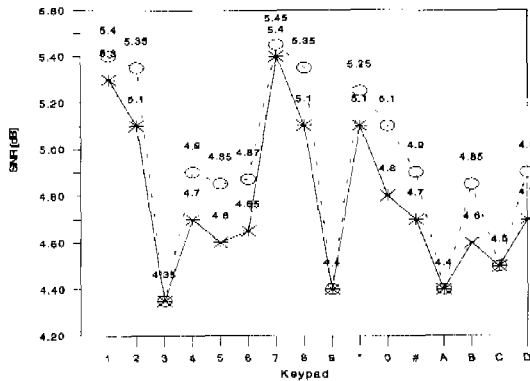


그림 4. 키패드의 SNR

지금까지 QFT알고리즘을 이용한 신호판정치들은 대체로 ITU-T권고안을 만족한다. 마지막으로 두 개 접촉톤의 에너지는 2차 고조파 에너지와도 비교되는데, 이것을 고려하지 않아도 신호평가가 가능하여 고려하지 않았다.

IV. 결론

수신기 회로에서 신호판정에 QFT알고리즘을 적용하였다. 개선된 알고리즘은 2^M 데이터를 사용할

때 ROM내에서 차지하는 메모리 소모를 줄일 수 있고, 최적한 radix-2 Cooley-Turkey FFT 보다 더 낮은 연산수와 타이밍을 준다. 따라서 본 QFT는 2^M 개의 real 데이터양의 계산에 매우 적당하다.

수치적인 오차는 삼각함수의 역인수에 의한 곱셈의 형태에서 생길 수 있다. 이러한 계수의 동적 범위는 Cooley-Turkey FFT보다 더 큰 오차를 생기게 할 수 있고, Rader-Brenner 알고리즘에서 일어났던 만큼은 된다^[24,25]. 본 논문에서 사용한 길이 $16 \leq N \leq 65536$ 의 범위에서, 종래 FFT 오차에 비하여 정확도의 차이가 거의 생기지 않았다.

앞으로 다른 신호검출에도 QFT를 이용하여 신호 검출 효율을 증대시킬 수 있을 것으로 기대하고 기존의 PBRB채널수용도 증대시킬 수 있으리라 판단한다.

참고 문헌

- [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, "Multi-plierless Implementation of MF/DTMF Receiver", IEEE Trans. Commun., Vol COM-32, No.7 Jul 1984.
- [7] 유근호외 3 인, " μ PD 7720 용 이이용한 32 채널 용 MFC 디지틀 수신기의 시뮬레이션 및 성능 평가", 전기학회 논문지, Vol.35, No.2, pp 47-54, 1986년 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 Multi-frequency Tone Detector”, Electron. Lett., Vol.8, pp 524-525, Oct., 1972.
- [10] Niwa K. and M. Sato, “Multi-frequency 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 Multi-frequency Receiver Using the WE DSP32 Digital Signal Processor Application Note”, June 1988.
- [14] Smith G.L., “Dual-tone Multi-frequency 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, 1991년 12월
- [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] 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.
- [20] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1989.
- [21] Z. Wang, “Fast algorithm for the discrete W transform and for the discrete Fourier transform,” *IEEE Trans. Acoust., Speech. Signal Processing*, vol. ASSP 32, pp. 803-816, Aug. 1984.
- [22] K. R. Rao and P. Yip. *Discrete Cosine Transform Algorithms. Advantages. Applications*, San Diego CA: Academic, 1990.
- [23] K. M. Cho and G. C. Temes, “Real-factor FFT algorithms,” in *proc. IEEE ICASSP*, Tulsa, OK, Apr. 1978, PP. 634-637.
- [24] G. Bruun, “0-transform DFT filters and FFT,” *IEEE Trans. Acoust., Speech. Signal Processing*, vol. ASSP-26, pp. 56-63, Feb. 1978.
- [25] C. M. Rader and N. M. Brenner, “A new principle for fast Fourier transformation,” *IEEE Trans. Acoust., Speech. Signal Processing*, vol. ASSP-24, pp. 264-266, June. 1976.
- [26] H. Guo, G. A. Sitton & C. S. Burrus, “The quick Fourier transform : an FFT based on symmetric,” *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 46, No.2, pp. 335-341, Feb. 1998

윤 달 환(Dal Hwan Yoon)

정희원

현재: 세명대학교 전자공학과 부교수

한국통신학회 논문지 제 26권 제 9B호 참조