

LP를 이용한 다중채널 DTMF 수신기 신호검출 알고리즘의 시뮬레이션 및 성능평가

(Simulation and Performance Evaluation of Multi-channel DTMF Receivers Signal Detection Algorithm using LP)

尹 達 桓 *

(Yoon Dal-Hwan)

요 약

PB(Push Button) 전화기로부터 송출되는 DTMF신호의 경제적인 검출은 통신장비의 가격을 줄일 수 있는 중요한 요소이다. 본논문은 각 채널마다 독립된 DTMF 수신기의 신호검출과 판정알고리즘으로서 LP알고리즘을 제시하고, 기존방식과 비교하여 성능을 개선하였으며, 실시간처리 및 메모리 소모를 줄일 수 있음을 실험하였다.

Abstract

The economical detection of dual-tone multifrequency(DTMF) signals is an important factor when developing cost-effective telecommunication equipment. Each channel have independently a DTMF receiver, and it informs the detected signal to processors of the TDX. This paper proposes the linear prediction algorithm for the spectrum analysis. As a experimental results, it can obtain the improved performance to the DTMF receivers and reduce the real-time processing and memory waste.

I. 서 론

PB(Push Button) 전화기로부터 송출되는 DTMF 신호의 경제적인 검출은 통신장비의 가격을 줄일 수 있는 중요한 요소이다. 이러한 신호를 검출하여 교환기의 해당프로세서에 알려주는 장치가 DTMF수신기이다. DTMF수신기는 각 채널마다 독립된 수신기 회로를 사용한 것이 주류를 이루고 있다. 따라서 많은 선이 집중된 환경하에서는 다중채널처리가 적당하고, 단일하드웨어 자원을 분할 시킬 수 있는 장점이 있다.^[1-3]

신호검출에 사용하는 방법으로는 주파수성분의 전력

을 측정하는 IIR 디지털 필터, FIR디지털 필터, 상관관계 기법등이 있고, 신호음의 주파수 자체를 측정하는 PARCOR 방법, Goetzel 알고리즘, MG(Modified Goertzel) 등이 있다.^[4,16]

IIR 이나 FIR 필터방법 및 상관관계방법은 필터계수량이 많아 DSP 칩 구현시 ROM 용량이 문제가 되고, PARCOR 기법은 연산횟수가 많아 다중화 효율이 떨어진다. 현재 계산이 간단하고 사용이 편리한 Goetzel 알고리즘이나, MG 알고리즘을 채택한 수신기를 많이 사용하고 있다.^[11, 12, 16]

본 연구는 다중채널 DTMF신호 검출알고리즘으로 LP(linear prediction)방식을 제시한다. 스펙트럼분석과 신호판정을 위하여 기존방식과 비교하였고, 성능을 개선하였다. 특히 계수처리시 실행횟수를 줄여 resolution을 개선하고, 실시간 처리 및 메모리 소모를 줄임으로써 기존의 알고리즘보다 더많은 채널을 수

* 正會員, 世明大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Engineering, SeMyung Univ.)

接受日字: 1997年1月27日, 수정완료일: 1997年8月18日

용할 수 있음을 보인다. 또한 MFC신호분석에도 LP를 적용할 수 있을 것으로 기대한다.

II. 신호검출 이론

DTMF수신기는 1 kHz이하의 저주파수와 1 ~ 2 kHz사이의 고주파수로 구성된 가입자 신호를 받아들여 디지털정보를 판정하고, 그 결과를 제어프로세서에게 알려주는 역할을 한다. 즉 PB로부터 송출되는 DTMF신호는 가입자회로(SLC : subscriber line circuit)까지 송출되며, 이 신호는 PCM화 및 시분할 다중화된 형태로 디지털집선회로(DLC : digital line concentrator)를 거쳐 수신기로 들어간다. 이때 수신기는 신호음의 주파수변이나 전력레벨의 변동을 허용할 수 있어야 하며, 특히 음성 또는 각종 굉음에 노출되어 있어 이로 인한 에러를 제거해야 한다. 또한 첫 번째 디지털 신호는 발신음(350 Hz, 440 Hz)과 함께 수신되므로 기타잡음이 있는 가운데서도 수신음음을 검출할 수 있어야 한다^[6,7].

ITU-T에서는 DTMF수신기 규격을 제시하고 있으나, 개별적인 조건들은 수신기규격을 쉽게 충족시켜 주지만, 모든 조건이 동시에 충족되거란 쉽지 않다. 특히 음성 및 굉음에 의한 디지털시뮬레이션(digit simulation)을 배제하는 조건은 수신기 설계를 어렵게 만든다. 이러한 DTMF신호 $x(n)$ 은 N 개 데이터가 균등히 분포한 주파수 에너지를 계산하는데 FFT를 사용하였다^[9,10]. 이때 $\pm 1.5\%$ 주파수감쇠 조건내로 8개 DTMF 주파수들을 검출하는데 필요한 주파수해상도를 얻기 위해서 8 kHz샘플링율에 해당하는 256개 데이터에 대한 FFT를 실행한다^[2].

Goertzel 알고리즘은 DFT의 W^k_N 항이 갖는 대칭성과 주기성을 이용한 것이다. 즉, 시스템 임펄스 응답이 $W^{-kn}_N = 1$ 을 DFT식에 대입하면, $0 \leq n \leq N-1$ 사이에서 전달함수 $H_k(Z)$ 을 얻는다^[11]. $H_k(Z)$ 의 2차 시스템에서 계산과정을 살펴보면, 분모의 $2\cos(2\pi k/N)$ 은 실수이므로 2 번의 곱셈을 필요로 하고, -1 은 부호만 바꾸면 된다. 분자에서 $-\exp(-j2\pi k/N)$ 의 곱은 계산 중간과정에서는 필요치 않고, 마지막 N 단계에서 $y(N)$ 계산만이 필요하다^[12, 13].

MG알고리즘은 DTMF신호중 관심주파수에서 분석을 원할때 단지 8 개 신호이므로 관심주파수에 가장 가까운 $X(k)$ 를 계산할 수 있다. 이러한 $X(k)$ 는 DFT의

결과 주파수에 대한 정합필터(matched filter)로서 생각할 수 있으며, 좀더 효율적인 Goertzel 알고리즘을 얻을 수 있다. 분석을 원하는 관심주파수 f_i 에 대한 정합필터의 전달함수로 $H_k(Z)$ 식을 변환하면 다음과 같다.

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

여기서 f_i 는 DTMF주파수이고 f_s 는 표본주파수(sampling frequency)이다. 식(1)의 전력스펙트럼은 N 포인트 이전의 회귀식에 대한 값을 기초로 시간 N 에서 필터의 비회귀부분을 계산하여 출력을 얻는다^[13, 14]. 이 알고리즘은 $N = 106$ 의 프레임길이를 필요한 주파수 해상도를 얻었다. 또한 복소연산의 필요성을 없애주고, 계산할 때마다 단지 계수 $2\cos(2\pi f_i/f_s)$ 만을 저장한다^[17].

이상에서 DFT를 이용할 경우, $4N$ 개의 곱셈과 $(4N-2)$ 개의 덧셈이 필요하다. $X(k)$ 가 M 개의 서로 다른 계수값을 가지므로 프리에변환에는 $4NM$ 개의 곱셈과 $M(4N - 2)$ 개의 덧셈을 필요하고, W^{kn}_N 의 값을 저장할 기억장소가 필요하다. Goertzel알고리즘을 이용할 경우, $2M(N + 2)$ 개의 곱셈과 $4M(N + 1)$ 개의 덧셈이 필요하다. DFT와 FFT 및 Goertzel을 비교하면, M 이 $\log_2 N$ 보다 작을때는 DFT 및 Goertzel이 유리하다. MG알고리즘은 복소수연산이 필요없고, 단지 계수 $2\cos(2\pi f_i/f_s)$ 값만을 저장하면 된다. 또한 FFT에서는 주파수지수 K 가 정수이어야 하지만, Goertzel에서는 K 가 정수가 아니어도 되므로 임의의 주파수 전력을 구할 수 있다.

III. LP알고리즘의 제안

LP(linear prediction)에 기초한 알고리즘의 기본접근은 각 채널로부터 신호를 4 KHz로 서브샘플링하고, 4차의 대역통과필터는 수신신호를 고대역과 저대역의 2개 대역으로 나눈다. 이때 각 대역에서 2계추정다항식의 근인 all-pole 모델은 2차수의 추정다항식 근을 주기적으로 관찰한다^[14, 15]. 이때 전달함수는 다음과 같이 모델링할 수 있다.

$$A(z) = 1 - a_1'Z^{-1} - a_2'Z^{-2} \quad (2)$$

식(2)가 갖는 블록도는 그림 1과 같고 수신되는

DTMF신호를 저대역과 고대역으로 분리시키는 필터로 동작하며, 각 대역에서 샘플의 최적한 선형예측기 필터는 (3)식과 같다.

$$\tilde{A}(z) = a_1Z^{-1} + a_2Z^{-2} \quad (3)$$

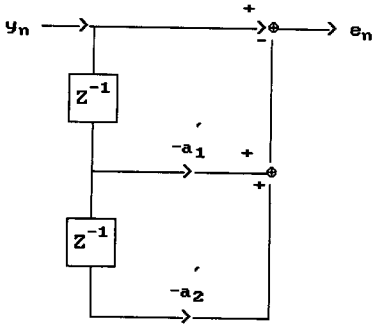


그림 1. LP의 블록도
Fig. 1. The block diagram of the LP.

그림 2는 이러한 LP방식의 DTMF수신기의 기능블럭도를 나타낸다.

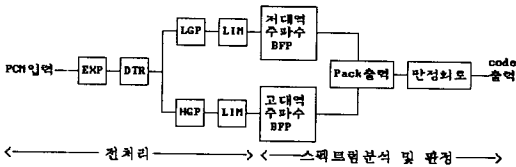


그림 2. LP방식의 DTMF수신기 블록도
Fig. 2. DTMF receiver block of LP method.

수신기로 들어오는 PCM DTMF 신호는 SLC에서 대수적으로 압축되어 EXP(Expander)에서 μ -law에 따라 선형화 된후 DTR(Dial Tone Rejector)로 들어가 발신음(350, 440 Hz)을 제거한다. DTR에서 병렬로 연결된 HGP와 LGP는 균분리 필터로서 고주파성분과 저주파성분으로 분리하는 역할을 한다. 이때 각 필터의 출력은 단일 주파수 형태로 리미터(limiter)에 들어가고 각 BFP를 통해 주파수들의 성분이 분리된다. 이상 전처리 과정에서 DTR, LGP(저역통과 필터) 및 HGP(고역통과필터)는 LP방식을 이용하여 종속형(cascade)형으로 구성된다. 최적한 선형 예측 다항식의 근을 구하는 방법은 먼저 선형예측계수를 구함으로서 시작된다. 과거 샘플에 기인한 예측오차 e_n 은 다음과 같다^[11].

$$e_n = y_n - \tilde{y}_n = y_n + a_1y_{n-1} + a_2y_{n-2} \quad (4)$$

이때 $a_0 = 1$ 로 놓고, 예측오차의 평균제곱을 최소화 하는 계수를 결정기 위해 계수 a_i 에 대하여 식(4)를 1 차 미분후 0 으로 놓고 식을 풀면 다음과 같다.

$$\frac{\partial}{\partial a_1} E(e_n^2) = 2E(e_n y_{n-1}) = 0 \quad (5)$$

$$\frac{\partial}{\partial a_2} E(e_n^2) = 2E(e_n y_{n-2}) = 0 \quad (6)$$

$$e_n = \sum_{m=0}^2 a_m y_{n-m} \quad (7)$$

식(5)에서 1계 예측기를 유도하면, 다음과 같은 식을 얻는다.

$$E[e_n y_{n-1}] = E[(y_n - a_1 y_{n-1}) y_{n-1}] = E[y_n y_{n-1}] - a_1 E[y_{n-1}^2] = 0 \quad (8)$$

이때 항마다 시간평균(time average)을 선택하며, 주어진 샘플신호를 이용하여 평균제곱 예측오차(average squared prediction error)를 최소화 하는 미지의 예측계수 a_i 를 구할 수 있다. 예측오차 e_n 은 $0 \leq n \leq N-1+P$ 구간에서 nonzero이다. 1계 예측기에서 얻어진 a_1 을 이용하여 2nd계 예측기 계수를 계산하면, 자기상관(autocorrelation)함수와 동일하게 식을 유도할 수 있다. 즉,

$$E(y_{n+k} y_n) = R_{yy}(k) \quad (9)$$

여기서 $R_{yy}(k)$ 는 자기상관함수로서 식(8)과 (9)에 이용하여 a_1 를 얻을 수 있다.

$$R_{yy}(1) = a_1 R_{yy}(0), a_1 = R_{yy}(1)/R_{yy}(0) \quad (10)$$

이와같은 방법으로 계수 a_2 를 구할 수 있으며, 그식을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}\mathbf{a} = \mathbf{r} \quad (11)$$

$$\mathbf{R} = E[(y_{n-1} \ y_{n-2})^T, (y_{n-1} \ y_{n-2})] \quad (12)$$

$$\mathbf{r} = E[(y_n y_{n-1}, y_n y_{n-2})] = [R(1), R(2)] \quad (13)$$

여기서 벡터 \mathbf{a} 는 $[a_1 \ a_2]^T$ 이고, T는 전치행렬을 나타낸다. \mathbf{R} 은 covariance행렬이고 \mathbf{r} 은 cross-correlation 벡터이다. 이때 Levinson회귀식을 이용하여 계수를 구한다.

$$\mathbf{a} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (14)$$

선형예측계수 a_1, a_2 로부터 DTMF톤쌍이 갖는 다항식의 근을 계산할 수 있다^[15]. 이때 수용가능한 크기와 위상의 범위에 해당하는 임계치를 계산한다. 따라서 단위원주상에서 갖는 크기와 위상에 관한 식은 아래와 같다.

$$|Z| = (-a_2)^{1/2} \tag{15}$$

$$\theta = \tan^{-1} [(-1 + 4(a_2/a_1^2))]^{1/2} \tag{16}$$

(15),(16) 식으로부터 최소 수용가능한 크기의 임계치 결정식은

$$(-a_2)^{1/2} \leq M \tag{17}$$

이고, 주파수에 대한 임계치 결정은 저대역($0 < f_i < 1000$)인 경우와 고대역($1000 < f_i < 2000$)인 경우 식(18)과 같다.

$$f_{iL} \leq \theta \leq f_{iH}, f_{iL} \geq \theta \geq f_{iH} \tag{18}$$

여기서 f_{iL} 은 i 번째 DTMF 주파수 f_i 의 저대역임계치이고, f_{iH} 는 고대역임계치이다. 이때 주파수 대역의 $f_{iL,H}$ 식은 식(19)와 같이 계산한다.

$$f_{iL,H} = T_{iL,H}\beta_1^2 + 4(\det R)\beta_2, \tag{19}$$

$$T_{iL} = 1 + \tan^2(f_{iL,H})$$

이때 β_1, β_2 및 $\det R$ 은 (12), (13)식을 이용하여 구한다.

IV. 시뮬레이션 및 성능평가

2개의 주파수 성분이 더해져서 SLC를 거쳐 DLC에 수신되는 PCM신호는 μ -law 방식에 따라 부호화되고, 대역통과 필터는 주파수 신호를 고대역과 저대역으로 나누고, 서브샘플링을 수행함으로써 4 KHz로 샘플링된 신호가 된다. 다음은 기존에 제시한 방법과 LP알고리즘을 비교하기 위하여 채널로부터 획득한 데이터를 시뮬레이션한 결과와 그 성능을 비교한다.

1. 메모리저장 계수비교

Goertzel 알고리즘은 N - point DFT 에서 주파수들에 대한 계수만을 구하는 것이므로 N 은 DTMF 주파수에 가까운 $X(k)$ 를 구할 수 있을 정도로 커야 한다. 이때 관심주파수에서 $X(k)$ 를 추정하기 위한 데

이터갯수는 133개를 사용하였다. MG를 사용한 경우 실수계수인 $2\cos(2\pi f_i/f_s)$ 만 필요했고 102개의 샘플수를 사용하는데 효과적이었음을 보였다^[16,17]. LP의 경우 각 대역에서 수용가능한 신호의 임계치 M 과 위상각의 임계치(T_{iL}, T_{iH})를 메모리에 저장하는데, 4 kHz로 서브샘플링한 53개 데이터로 계산한다. 따라서 기존의 GA나 MG보다 사용하는 계수를 줄임으로써 상대적으로 메모리 소모 및 실시간처리가 가능함으로써 다중채널을 수용할 수 있다. 표 1은 세 알고리즘의 경우 look-up table 방식으로 ROM 내 저장할 계수를 비교한다.

표 1. 계수비교

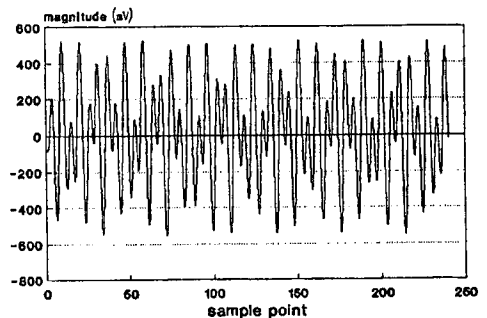
Table 1. Comparison of coefficients.

알고리즘	Goertzel	MG	LP
계수형태	복소수 W_N^k $2 \cdot \cos(2\pi k/N)$	$2 \cdot \cos(2\pi f_i/f_s)$	M, T_{iL}, T_{iH}
데이터갯수	133	102	53

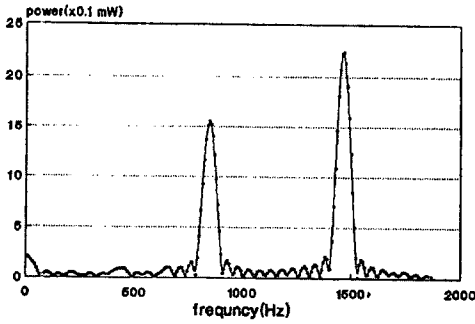
표 1은 1채널당 데이터를 처리하는데 사용되는 계수를 비교한 것으로, 사용한 계수에 대해 시뮬레이션 데이터갯수가 LP의 경우 서브샘플링한 53개를 사용하므로 다른 알고리즘에 비해 실행횟수와 계수량을 줄일 수 있고, 더 빠른 실시간처리가 가능하다.

2. 성능비교

수신기에 수신된 키패드 9의 신호파형과 스펙트럼의 예는 그림 3과 같다. 이때 신호스펙트럼은 키패드 9번이 852 Hz와 1447 Hz로 구성된 신호임을 알 수 있다.



(a) 신호파형
(a) Signal wave



(b) 스펙트럼
(b) Spectrum

그림 3. Keypad 9번의 신호파형과 스펙트럼
Fig. 3. Signal waveform and spectrum of keypad No.9.

이러한 수신신호가 타당한 신호인가를 판정하기 위해서는 몇가지 규정을 만족해야 하며, 그러기 위해서 다음과 같은 알고리즘의 성능을 비교할 수 있다.

첫째, 수신기의 주파수 차감(offset)범위를 결정한다. 주파수 차감의 크기가 $\pm 1.5\%$ 보다 작은 톤의 검출을 요구한다. $\pm 3.5\%$ 이상이면, 수신기는 톤을 검출하지 못한다. 따라서 각 알고리즘은 시간영역의 샘플수에 대한 주파수 영역의 샘플간격을 고려하는데, 키패드가 갖는 최대전력을 중심으로 제 2, 제3 전력레벨 등이 갖는 주파수 샘플의 주파수 offset을 결정한다. 즉 중심 주파수 f_{max} 에서 i 번째 $\pm \Delta f$ 를 연이어 계산할 수 있다. 표 2는 예비키패드 A, B, C, D를 제외하고, 자주 사용하는 키패드 1, 5, 9에 대한 주파수 offset 범위를 시뮬레이션하여 비교한 것이다.

표 2. 수신기의 주파수오프셋 범위 비교
Table 2. Comparison for the frequency offset range of the receiver.

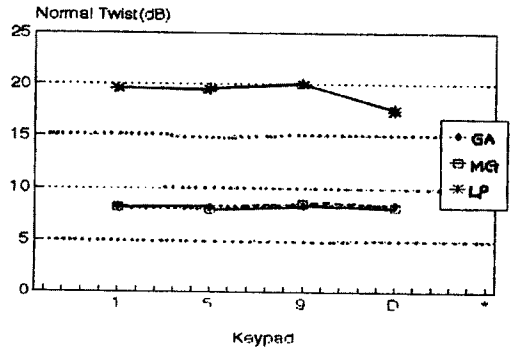
주파수 offset(%)		키패드 디지털		
		1	5	9
GA	저대역	2.4 - 3.5	2.4 - 2.7	2.5 - 2.3
	고대역	2.3 - 2.4	2.1 - 2.2	2.0 - 2.1
MG	저대역	2.1 - 3.5	2.9 - 1.8	3.3 - 1.8
	고대역	3.0 - 2.7	2.5 - 2.1	2.5 - 1.7
LP	저대역	2.0 - 3.1	2.7 - 2.9	2.1 - 3.0
	고대역	2.7 - 3.3	2.3 - 3.2	2.1 - 3.0

표 2에서 볼 수 있듯이 주파수 offset을 시뮬레이션한 세가지 알고리즘에서 커다란 차이가 없다.

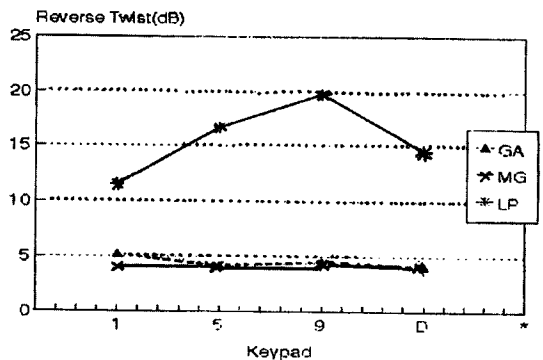
둘째, 수신기의 역트위스트(reverse twist)는 4 dB까지, 정상트위스트(normal twist)는 8 dB까지에서 동작해야 한다. 트위스트는 저대역톤의 에너지대 고대역톤의 에너지의 상대적인 비율로 정의 된다^[14]. 즉, 임의 키패드에 대한 총전력을 P_T 라면, 다음과 같다.

$$P_{T-n}^n = \sum P(f_{max} + i\Delta f) \quad (20)$$

이때 트위스트는 - 4 dB ~ 8 dB사이에 들어야 이 시험이 입증된다. 그림 4는 keypad 1,5,9,D에 대한 (a) 정상트위스트 (b) 역트위스트를 비교한 것이다.



(a) 정상트위스트
(a) Normal twist



(b) 역트위스트
(b) Reverse twist

그림 4. 정상트위스트와 역트위스트의 비교
Fig. 4. Comparisons of normal and reverse twist.

그림 4에서 LP는 GA나 MG 알고리즘보다 훨씬 더 넓은 트위스트 범위를 가짐으로써 좀더 유연한 신호판별 영역을 갖는다.

셋째, ITU-T가 규정한 수신기의 동적범위(dynamic range)는 26 dB이내에서 접촉톤을 검출해야 한다. 시뮬레이션결과 GA는 35 dB, MG는 37 dB 및 LP는 26 dB를 가짐으로써 LP 방식이 GA나 MG보다 상대적으로 제한된 동적범위를 갖고, ITU-T 규정을 만족시킴을 알 수 있다.

넷째, 수신기가 40 ms내에서 DTMF펄스를 검출해야 하는 guard time 실험결과 GA는 34 ms, MG는 26 ms 및 LP는 20 ms를 갖는다. 실제로 DFT는 256개 샘플포인트, GA는 133개 샘플포인트, MG는 102개 샘플 포인트로 할 경우에 비해, LP는 53개 샘플포인트로 13.3 ms 시간이 걸린다. 이것은 40 ms내에 최소한 2번정도 신호데이터를 받아서 수행할 수 있음을 살펴볼 때, 보다 빠른 속도로 신호검출 동작을 수행할 수 있음을 나타내며, 줄어든 실시간처리 시간을 알 수 있다.

다섯째, 수신기는 15 dB의 SNR에서 모든 접촉톤을 검출해야 한다. SNR계산은 총전력레벨 P_T 에서 실제 실험에 사용하는 전력레벨의 합 P_s 를 빼면 P_{noise} 가 된다. 이때 $SNR = P_s/P_{noise}$ 가 되고, 신호의 존재유무를 확인할 수 있다. 시뮬레이션을 한 결과 GA는 19.5 dB, MG는 14.3 dB, LP는 15 dB를 약간 상회하는 결과가 나타났다.

지금까지 세 알고리즘의 성능비교를 통하여 전체적으로 ITU-T 권고안을 만족하며, 주어진 조건에 따른 신호의 존재를 평가시 LP가 나은 것으로 평가된다. 마지막으로 두개 검출톤의 에너지는 그에 대응하는 2차고조파 에너지와 비교되는데, 이것을 고려하지 않아도 신호평가가 가능하여 여기서는 고려하지 않았다.

3. 신호판정

각 대역을 통과한 DTMF수신신호는 표 2의 주파수 offset이 허용하는 범위 내에서 주파수 신호를 판정한다. 표 3은 표 2에서 논의한 LP 알고리즘을 이용하여 수신신호 판정을 할 수 있도록 계산된 키패드의 주파수 임계치를 나타낸다. 여기서는 주로 사용하는 디지털 키패드만 계산하였다.

따라서 (17), (18), (19) 및 (20)식으로부터 크기와 주파수 임계치가 표 6처럼 계산되어 메모리 속에 저장된다. 이때 수신된 신호는 (14)식을 통하여 추정계수가 구해지고, 임계치 조건에 따라 키패드를 판별한다.

그러나 톤이 존재하면 다항식의 근이 각(angle)에

대한 크기가 거의 단위원주상에 나타나거나, 음성이 존재하면 고대역과 저대역 양쪽에서 동시에 DTMF톤과 거의 일치하는 각에 가까이 예측다항식이 근을 갖는다. 이처럼 단위원상에 가깝게 pole이 위치하는 이유는 음성으로 인해 디지털시뮬레이션이 낮은 확률에서 생기기 때문이다.

표 3. 주파수오프셋에 따른 키패드의 주파수 임계치

Table 3. Frequency threshold value for the keypad to the frequency offset.

임계치	키패드 디지털					
	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

IV. 결 론

수신기 회로에서 동작과정에 필요한 계수량이 이미 메모리 내에 저장된 경우, 기존의 Goertzel은 133개의 해상도, MG는 102개의 해상도인데 반하여, LP를 이용할 경우 53개의 해상도와 ROM내에서 차지하는 메모리 계수량을 줄일 수 있었다. 따라서 메모리 소모를 줄임으로써 신호판정시간을 줄일 수 있다. 또한 주파수 offset범위는 커다란 차이가 없지만, 훨씬 더 넓은 트위스트 범위와 상대적으로 제한된 동적범위 및 짧은 시간내에 신호판정이 이루어질 수 있는 장점을 보였다. 앞으로 LP를 이용하면, R2MFC 및 CCT 신호검출에도 검출효율을 증대시킬 수 있을 것으로 기대되고, 기존의 PBRB 채널수용 이상으로 수용이 가능하리라 판단된다.

참 고 문 헌

[1] Proutfoot A.D., "simple Multifrequency Tone Detector", Electron. Lett., Vol.8, pp 524-525, Oct., 1972.
 [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [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] Callahan A.J., JR., "Integrated DTMF Receiver", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, No.2, Feb. 1979.
- [7] Boddle K.J., N. Sachs and J. Tow, "Receiver for Touch - Tone Service", BSTJ, Vol. 60, No.7, pp 1573-1583, Sep. 1981.
- [8] Tow J. and N. Sachs, "A DSP Implementation of Digital Tone Receiver", IEEE Trans. Commun. Electron., 1981.
- [9] 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.
- [10] Orfanidis, S.J., "Optimum Signal Processing", Macmillan, NewYork, 1985
- [11] Oppenheim, A.V, and Schaeffer, R.W., "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1975.
- [12] Hartung, J., Gay, S.L., Smith, G.L., "Dual-Tone Multifrequency Receiver Using the WE DSP32 DIgital Signal Processor", Application Note, June 1988.
- [13] Smith, G.L., "Dual-Tone Multifrequency Receiver Using the WE DSP16 DIgital Signal Processor", Application Note, June 1989.
- [14] 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.
- [15] Gay, S.L., Hartung, J., Smith, G.L., "Linear Prediction Based DTMF Detection for the WE DSP 32 Digital Signal Processor", Application Note, June 1990.
- [16] 윤달환 외 5 인, "TDX-10 신호장치 유지보수 시스템 개발", 전자공학회지 제 5권, 제 1호, Vol. 5, No.1, 1991년 12월
- [17] 윤달환, 임제탁, "MG 를 이용한 DTMF 신호검출 알고리즘의 시뮬레이션 및 성능평가", 전자공학회지 1992 년 11월

저 자 소 개



尹 達 桓(正會員)

1960년 4월 3일생. 1984년 2월 : 한양대학교 전자공학과(학사). 1986년 2월 : 한양대학교 전자공학과(석사). 1994년 2월 : 한양대학교 전자공학과(박사). 1988년 9월 ~ 1994년 2월 : 육군사관학교 전자공학과 교수. 1995년 3월 ~ 현재 : 세명대학교 전자공학과 조교수. 주 관심분야 : 신호처리, 정보통신시스템, 전력전자, 공업디자인