

MG를 이용한 DTMF 신호검출 알고리즘의 시뮬레이션 및 성능평가

(On the Simulation and Performance Evaluation of the DTMT Signal Detection Algorithm Using MG Algorithm)

尹 達 桓, 林 濟 鐸

(Dal Hwan Yoon and Chae Tak Lim)

要 約

현재 사용하고 있는 전전자식 교환기의 디지털 DTMF수신기는 8 채널을 수용하는 PBRB(push button receiver board) 4 매로 32 채널을 수용하고 있다. 각 채널마다 독립된 수신기 회로를 구성하고, 이때 스펙트럼분석을 위해 DFT의 Goertzel 알고리즘(G. A)에 의한 진폭측정기를 이용함으로써 수신기 하드웨어를 구성하였다. DTMF 신호의 경제적인 검출은 통신장비의 가격을 저렴화 할 수 있는 중요한 요소이다. 따라서 본 논문은 현재 사용하는 G. A. 방식보다 처리시간 및 메모리소모를 줄일수 있는 수정된 Goertzel알고리즘인 M. G. (M 채널 Goertzel) 알고리즘을 제시한다. 시뮬레이션을 통해 그 성능을 비교분석한 결과 메모리 소모량을 줄일 수 있었고, 계수처리량을 줄임으로써 실시간 처리량도 개선할 수 있음을 보였다.

Abstract

The economical detection of dual-tone multifrequency(DTMF) signals is a important when developing cost-effective telecommunication equipment. This paper propose that the modified M-channel Goertzel algorithm can reduces the real-time processing and memory waste. By using this M. G. algorithm, it will compare and evaluate to the performance of the digital DTMF receivers using the G. A.

I. 서 론

현재 운용중인 TDX-1을 위시한 쏘 電子交換機에서 각종 신호음 검출장치가 있는데, 그 중 하나가 푸쉬버튼 전화기로부터 송출되어 오는 DTMF(dual tone multi-frequency) 신호를 검출하여 해당프로세서에 알려주는

DTMF受信機이다. 이러한 DTMF수신기는 8 채널수용 회로팩인 PBRB 4 매로 32 채널을 수용하고 있는데, 각 채널마다 독립된 수신기 회로를 사용하고 있다. 최근에 신호음 검출을 위해 제안된 디지털 신호처리 방법은 2 가지로 대별하면,

첫째 대상이 되는 주파수 성분의 전력(또는 진폭)을 측정하는 방법과

둘째 신호음의 주파수 자체를 측정하는 방법으로 분류한다.

전자의 방법으로는 IIR 디지털 필터^[1-4], FIR 디지털

*正會員, 漢陽大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Hanyang Univ.)
接受日字 : 1992年 4月 18日

필터^[56], DFT^[7,8], 상관관계 기법^[9] 및 직각검출 기법^[10,11] 등이 있고, 후자의 방법으로는 zero-crossing 비율 분석, PARCOR(partial correlation) 분석 기법 등이 있다. 이들중 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 음성으로 인한 digit simulation 방지 회로가 부가 되어야 하고, PARCOR 방법은 digit simulation 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]

본 연구는 기존의 DTMF 수신기에 사용하고 있는 G. A. 방식보다 실시간과 메모리 소요 측면에서 좀더 간단하고 다중화 효율 및 성능이 향상된 M. G. 알고리즘을 제시한다. 따라서 계수처리시 실행횟수를 줄여 resolution 문제도 해결할 수 있고, 종래의 PBRB 8 채널보다는 더 많은 채널을 수용할 수 있으며, MFC 신호분석에도 M. G. 를 적용할 수 있을 것으로 기대한다.

II. 이론적 배경

DTMF수신 방식과 입력신호의 상태를 분석하여 수신기 설계조건을 알아보고 신호음 검출에 사용하고 있는 신호처리 기법으로서 Goertzel 알고리즘을 고찰한다.

1. DTMF 수신방식

전자교환기가 디지털화에 따라서 전화기도 회전식 다이얼 방식에서 push-button식이 되고 있다. 이 push-button 전화기에서 송출하는 신호가 DTMF(dual tone multi-frequency) 신호이다. 전화기 push-button과 거기에 대응하는 DTMF 신호의 주파수 조합은 저주파수군(697, 770, 852, 941 Hz)과 고주파수군(1209, 1336, 1477, 1633 Hz)에서 각각 하나의 정현파를 합성하여 만들어진다. 각 군내의 주파수는 최소한 10%, 두군 사이의 주파수는 25% 정도의 간격을 가지며, 각각의 주파수는 고조파 관계를 최소화하고 동시에 음성신호의 formant 분포를 고려하여 digit simulation(전화기를 든 상태에서 음성이나 핑음에 의해 DTMF신호와 유사한 신호

가 수신기로 들어오는 현상) 영향이 적은것으로 선정되어 있다.^[7,13,14,15]

DTMF 수신기는 DTMF신호를 받아들여 주파수 및 시간영역에서의 분석을 수행하므로써 그 신호가 갖고 있는 디지털정보를 판정하고 그 결과를 제어프로세서에 알려주는 역할을 한다. 즉 가입자 푸쉬버튼 전화기에서 송출되는 DTMF 신호는 아날로그 형태로 가입자회로(SLC : subscriber line circuit)까지 송출되며, 이 신호는 가입자 회로에서 PCM화 및 시분할 다중화된 형태로 디지털 집선회로(DLC : digital line concentrator)를 거쳐 수신기로 들어간다. 이 수신기는 신호음의 주파수 변이나 레벨의 큰 변동을 허용할 수 있어야 하며 더우기 DTMF 주파수는 음성대역내에 있다. 흔히 수신기는 음성 혹은 각종 핑음에 노출되어 있으므로 이로 인한 오동작(digit simulation)을 제거하여야 한다.^[7], 또한 첫번째 디지털 신호는 발신음(350 Hz 및 440 Hz)과 함께 수신되므로 수신기는 발신음과 기타 잡음이 있는 가운데서도 정확히 두신호음을 검출할 수 있어야 한다.

CCITT에서는 DTMF 수신기 규격을 제시하고 있는데, 개별적으로 그 조건을 충족시키기는 쉽지만 모든조건을 함께 충족시키기는 쉽지 않다. 특별히 음성 및 핑음에 의한 디지털 시뮬레이션을 배제하는 조건은 수신기 설계를 어렵게 한다.^[5]

2. MG 기본 알고리즘

입의 신호가 갖고 있는 스펙트럼을 분석하기 위해 DFT를 사용하고 있으며, 그 정의는 식(2)와 같다. 어떤 신호 $x(n)$ 이 N 개의 표본을 단위로 하여 주기적일때 $x(n)$ 을 프리에 급수로 전개하면 다음식과 같이 된다.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot \exp(j2\pi kn/N) \quad (1)$$

이 식을 프리에 계수 $X(k)$ 에 대한 식으로 정리하면, 다음과 같은 이산 프리에 변환을 얻는다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n) \cdot \exp(-j2\pi kn/N) \quad (2)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{kn} \quad (3)$$

여기서 $W_N = \exp(-j2\pi/N)$ 이며, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 인 정수로서 주파수 표본의 번호이다.

각 k 값에 대하여 식(2, 3)를 직접 계산하는데는 $4N$ 개의 곱셈과 $(4N-2)$ 개의 덧셈을 필요로 한다. $X(K)$ 가 N 개의 서로 다른 계수값을 가지므로 시간함수 $x(n)$ 을 프리에 변환하는데는 $4N^2$ 개의 곱셈과 $N(4N-2)$ 개의 덧셈을 필요로 한다. 이에 따라 입력표본 $x(n)$ 의 값과 W_N^{kn} 의

값을 저장할 기억장소를 필요로 한다. 또한 식(3)를 계산하는 데는 계산 시간이 N^2 에 비례하므로 이는 N 이 큰 경우 상당량의 계산시간을 요한다. 따라서 W_N^{kn} 의 대칭성과 주기성을 이용하면, 다음과 같은 성질을 갖는다.

$$W_N^{kn} = \exp(j2\pi nk) = 1 \quad (4)$$

식(4)를 식(3)에 대입하면

$$y_k(n) = W_N^{kn} \cdot \sum_{r=0}^{N-1} x(r) \cdot W_N^{kn} \quad (5)$$

이와같이 정의된 알고리즘을 Goertzel 알고리즘이라 한다. 이식은 시스템 임펄스 응답이 W_N^{kn} 이고 입력이 $x(n)$ 일때 시스템출력을 의미하며 $0 \leq n \leq N-1$ 사이에서 이산컨볼루션(discrete convolution)이다. 이식의 디지털 전달함수는 다음식과 같다.

$$H_D(Z) = \frac{1}{1 - W_N^{-kN} \cdot Z^{-1}} \quad (6)$$

분모 분자에 $(1 - W_N^{kN} \cdot Z^{-1})$ 을 곱하면 다음식을 얻는다.

$$H_k(Z) = \frac{(1 - W_N^{kN} \cdot Z^{-1})}{1 - 2\cos((2\pi/N)K) \cdot Z^{-1} + Z^{-2}} \quad (7)$$

이와같은 2 차 시스템에 의한 계산과정을 살펴보면, $2\cos(2\pi k/N)$ 는 실수이므로 루프 1의 계산에 2 번의 곱셈을 필요로 한다. 또 루프 2 계산은 -1 만을 곱한것이어서 부호만 바꾸면 된다.^[13,14] 경로 1에서 $-\exp(-j2\pi k/N)$ 의 곱은 계산 중간과정에서는 필요치 않고 마지막 단계에서 (N) 계산만이 필요하다. 그러므로 $2(N+2)$ 개의 곱셈과 $4(N+1)$ 개의 덧셈 계산을 한다. 이와같이 G. A 로 M 개 점에서의 스펙트럼을 구하려면, $2M(N+2)$ 개의 곱셈과 $4M(N+1)$ 개의 덧셈을 필요로 한다. 이상의 결과에서 M 이 $\log_2 N$ 보다 작을때는 FFT 보다 유리하다. 또한 FFT 에서는 주파수지수 K가 정수이어야 하지만, G. A. 에서는 K 가 정수가 아니어도 되므로 임의의 주파수 전력을 구할 수 있다.

MG(M-channel Goertzel) DTMF신호 검출기는 타당한 DTMF톤쌍이 수신되었는가 아닌가를 결정하기 위해 8 개의 DTMF 주파수에서 수신신호의 에너지를 시험할 수 있다. 게다가 이런 주파수의 2nd 조화주파수와 수신신호의 총에너지를 디지털시뮬레이션 방지에 사용한다.

관심주파수 분석을 원할때는 단지 8개 신호이므로 DFT 를 직접사용하는것이 더 효율적이다. 이때 관심주파수에 가장가까운 $X(k)$ 만을 계산한다. 이러한 (7)식

과 같은 $X(k)$ 는 DFT 주파수에 대한 정합필터(matched filter)로서 생각할 수 있는 Goertzel 알고리즘을 이용하여 효율적으로 계산할 수 있다.

필터의 상태변수는 프레임 초기에 0으로 정하고 N^{th} 순간에 필터출력의 시상수는 바람직한 $X(k)$ 를 구한다. 따라서 N - point DFT 에서 주파수들에 대한 계수만을 구하는 것이므로 N 은 DTMF 주파수에 가까운 $X(k)$ 를 구할 수 있을 정도로 커야 한다. (7)식을 정합필터의 전달함수로 변환하면 아래 식과 같다.

$$H_{\beta}(z) = \frac{1 - \exp(j2\pi f_i/f_s) \cdot Z^{-1}}{1 - 2\cos((2\pi f_i/f_s)Z^{-1} + Z^{-2})} \quad (8)$$

여기서 f_i 는 DTMF주파수이고 f_s 는 표본주파수(sampling frequency)이다. (8)식의 전달함수의 신호 흐름도는 그림 1 과 같다.

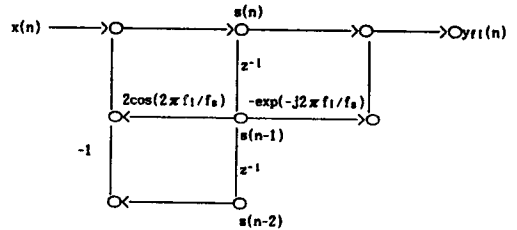


그림 1. 변환된 전달함수의 흐름도
Fig. 1. Flow of the modified transfer function.

그림 1에서 $S_i(N)$, $S_i(N-1)$ 는 N, N-1에서의 상태변수이다. 그러므로 시간 N에서 출력 $y_f(n)$ 만을 계산하면 되므로 회귀부분의 마지막 부분에서 필터의 비회귀부분을 계산하면 된다. 알고리즘을 좀더 간단하게 하면, 크기 $X(f_i)$ 의 제곱이 필요한데, $y_f(n)$ 의 비회귀 계산은

$$X(f_i) = y_{\beta}(N) = S_i(N) - S_i(N-1) \cdot \exp(-j2\pi f_i/f_s) \quad (9)$$

$S_i(N)$, $S_i(N-1)$ 의 N, N-1에서의 상태변수값을 갖는 (9)식을 제곱하면

$$|X(f)|^2 = |S_i(N)|^2 - 2\cos(2\pi f_i/f_s) \cdot S_i(N) \cdot S_i(N-1) + S_i(N-1)^2 \quad (10)$$

이 식은 복소연산의 필요성을 없애주고 $|X(f_i)|_2$ 을 계산할때마다 단지 계수 $2\cos(2\pi f_i/f_s)$ 만을 저장할 필요가 있다. 식(10)을 M.G. 알고리즘이라 한다.

III. 신호의 판정 및 컴퓨터 시뮬레이션

2가지 주파수 성분을 가진 신호는 디지털 신호로 바뀌어 32 채널신호로 다중화 되어 수신기에 들어온다. 이때 수신되는 PCM 신호는 μ -law 방식에 따라 제한된 데이터 크기에 대한 보상으로 windowing화 한다. 창함수는 비교적 계산이 간단한 blackman window를 사용한다.

$$W_B(n) = 0.42 + 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)^2, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (11)$$

G.A.를 이용하여 M개 점에서의 스펙트럼을 구하려면, 계산과정에서 필요로 하는 상수는 식(7)에서 보이는 것처럼 실수계수 $2 \cdot \cos(2\pi k / (N-1))$ 와 복소수 W_N^k 이다. 따라서 M. G. 알고리즘을 통해 얻은 신호는 word-length에 따라 잡음등, 각 채널의 신호마다 여러가지 다른 주파수 성분을 갖게 된다. 이와같이 수집된 각 채널마다 신호가 정보를 갖고 있는지 여부를 다음과 같은 방식으로 판단한다. 먼저 각 주파수에 대한 스펙트럼을 이용하여 신호 $x(n)$ 에 대한 k 번째 주파수의 전력을 구한다. 식(9)의 $X(f_i)$ 는 $x(n)$ 의 M.G. 계수이다. 총전력은 다음과 같이 정의 한다.

$$P_T = \sum_{i=0}^{N-1} X(f_i)^2 \quad (12)$$

신호대 잡음비(SNR)는

$$SNR = \frac{P_s}{P_T - P_s} \quad (13)$$

여기서 P_s 는 정보를 갖는 두개 주파수의 전력의 합이다. 이와 같은 SNR은 원하지 않는 주파수 성분이 존재하는 것인지 여부만을 판단하는 것이지 실제 정확한 SNR은 아니다. 이러한 관계로부터 정보를 갖고 있는 채널을 판단하고 전력이 가장큰 두가지 주파수를 찾는 데 다음 방법을 사용한다.

1. 신호의 판정방법

(1) 총전력은 관심주파수 성분의 전력을 합한것으로 구하였다.

$$P_T = \sum_{k=1}^8 P_k \quad (14)$$

P_k 는 k번째 주파수 전력으로 한개채널에서 저대역이거나 고대역신호가 동시에 나타난다.

(2) 두개의 가장큰 전력합을 총전력에서 뺄때 이를

P_{noise} 라 정의 하고, P_{noise} 보다 $P_1 + P_2$ 가 적어도 일정량 이상이어야 한다.

$$P_{noise} = P_T - (P_1 + P_2) \quad (15)$$

(3) 가장 전력이 큰 2 개의 주파수 사이의 차(Twist)가 일정 범위내에 들어가는지 여부를 판단한다. 이를 위하여 전력이 큰것으로부터 작은것으로 배열한다.

(4) 이상의 과정에 의한 결과가 다음주기에 들어오는 데이터에 의하여 같은 과정을 되풀이 했을때와 두번의 결과가 같으면, 그 결과는 정확한것으로 취급한다.

2. 컴퓨터 시뮬레이션

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. 정확한 관심 주파수에서 프리에 변환 X(k)를 추정하기 위한 입력데이터의 갯수는 G. A. 를 사용할 경우 133 이다. 그러나 식(10)과 같은 M.G. 알고리즘에 필요한 계수는 실수계수 $2 \cdot \cos(2\pi f_1 / f_s)$ 만 필요하다. 표 1 은 두 알고리즘의 경우 look-up table 방식으로 ROM 내 저장할 계수를 비교한다. 여기서 G. A. 계수는 K 개의 실계수와 K 개의 복소수를 저장해야 되지만, M. G. 는 i 번째 주파수에 대한 계수만 저장하면 되므로 ROM 내 저장할 계수를 줄임으로써 메모리소모를 훨씬 줄일 수 있다.

이러한 기존의 G.A.를 이용한 결과와 M.G.를 이용한 성능 평가로 전력, 신호대잡음비(SNR), twist를 자세히 살펴 본다. 그림 2는 keypad "1" 번으로 random noise를 섞지 않았을 경우 전력의 비율을 데이터 길이의 변화에 따라 나타난 것이다. 여기서 M.G.가 G.A.보다 큰 신호존재를 확인하는 데는 다소 유리한 성능을 갖고 있다.

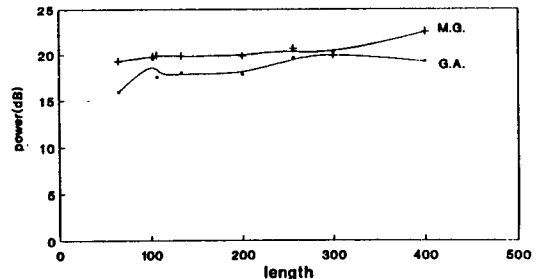


그림 2. 입력데이터 갯수에 대한 전력의 변화
Fig. 2. The change of power to the input data number.

그림 3은 전력의 S/N 비를 나타낸 것으로 위와 동일한 조건으로 입력데이터를 변화 시키며 신호대잡음의 비율을 측정 한 것이다. 따라서 입력갯수를 증가시킬수록 power S/N 비가 증가하고, 여기서는 오히려 G.A.가 M.G. 보다 성능이 좋은것으로 나타난다. 주목할 것은 총 전력의 입장에서 입력갯수가 64 개인 경우 신호가 있는 것으로 판정할 수 있는데도 불구하고, power S/N의 입장에서 두 알고리즘 모두 S/N이 모두 작아서 판정이 불가능하다.

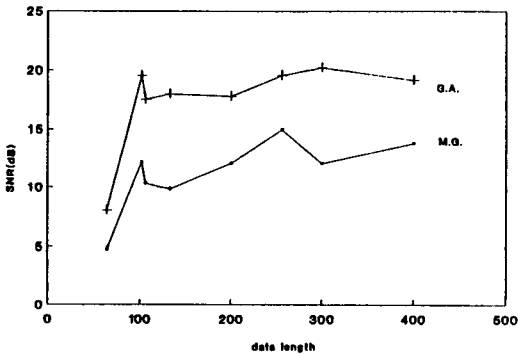


그림 3. 전력의 신호대 잡음비
Fig. 3. Power S/N ratio.

신호의 존재유무를 확인하는 또다른 방법은 가장 큰 전력사이의 차로부터 신호를 확인한다. 그림 4는 두 알고리즘의 결과를 나타낸 것으로 여기서는 M.G.가 G.A. 보다 양호한 신호의 존재를 확인할 수 있다. 따라서 SNR 만이 다소 G.A. 보다 성능이 뒤지지만 전체적으로 CCITT 권고안에 주어진 조건에 따른 신호의 존재를 평가시 M.G.가 나은 것으로 평가한다.

지금까지 연구한 메모리 소모량 감소와 신호검출 성능을 토대로 M.G. 알고리즘의 우수한 장점을 이용하여 power, SNR, twist에 대해 데이터 길이를 변화시켜 가면서 실행 횟수를 줄이면서도 최적한 신호검출을 할 수 있는 resolution 문제를 해결한다.

그림 5는 no noise 및 잡음이 3 dB, 5 dB 일때 keypad "1"에 대한 전력을 나타낸 것이다. 여기서 데이터 길이는 64, 102, 106, 133, 200, 256, 300, 400 등으로 하였는데, 이것은 길이에 따른 효율이 큰것으로 기대되는 값들을 선정한 것이다. 따라서 전력의 비율은 잡음이 섞일수록 전력차는 증가하였다.

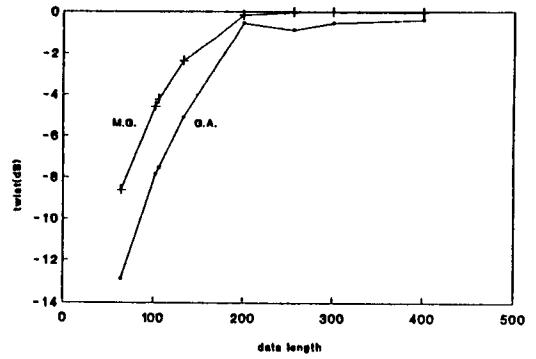


그림 4. 전력 twist 측정
Fig. 4. Measure of power twist.

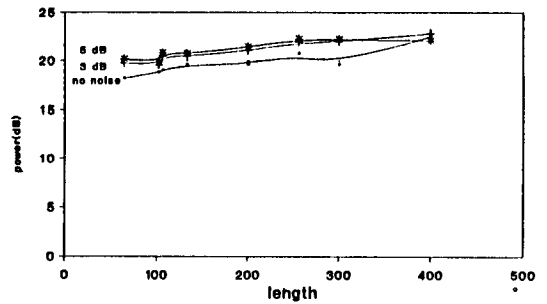


그림 5. 데이터길이에 대한 전력의 변화
Fig. 5. Power change of the data length.

따라서 입력데이터 갯수가 102 일때 G.A.가 사용한 입력데이터 갯수보다, M.G.의 입력데이터 갯수 102에서 최적한 값을 얻었다.

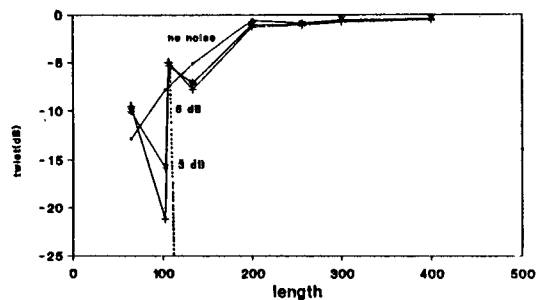


그림 6. 잡음을 고려한 경우의 twist 변화
Fig. 6. The twist change in noise.

표 1. 계수 비교

Table 1. Coefficients comparison.

	G.A.	M.G.
계수 형태	$2 \cdot \cos(\pi k / (N-1))$	$2 \cdot \cos(2\pi f_i / f_s)$
	복소수 $W_N^{k \cdot i}$	

그림 6은 데이터 길이에 대한 twist를 측정한 것이다. G.A.가 133 개의 데이터 갯수로 resolution을 정하였지만, 그림 6 처럼 M.G.를 이용할때 DTMF 신호조건을 만족하는 범위내에 들며, 데이터 갯수는 133 보다 작은 102일때 최적한 값을 평가할 수 있다. 여기서도 역시 가장 양호하게 신호의 존재를 확인할 수 있는 갯수 102로 데이터 resolution을 선택하였다.

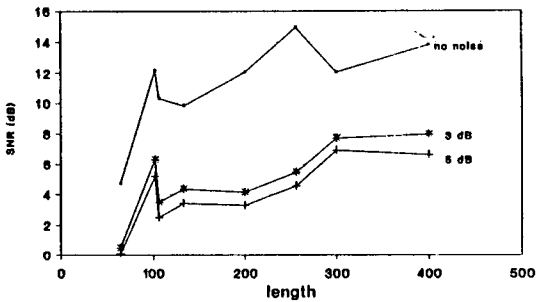


그림 7. 잡음을 고려한 경우의 SNR
Fig. 7. SNR of noise case.

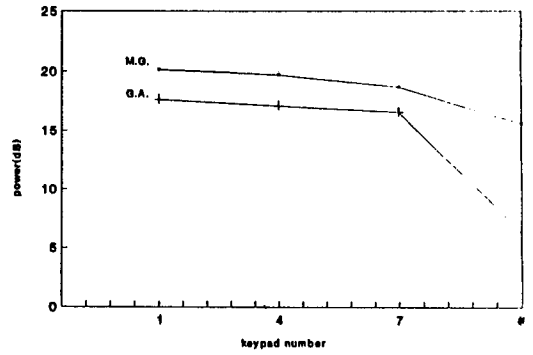
그림 7에서도 보이는 바와 같이 데이터 갯수가 102 일 때 효율이 가장 좋은 것으로 나타났다. 그림 7은 임의의 keypad "1", "4", "7", "*" 를 선정하여 power, twist, SNR 을 비교한 것이다. 입력데이터를 102로 한 결과 전체적으로 실시간 처리 용량을 G.A. 보다 훨씬 줄일 수 있고, ROM내 메모리소모 및 계수 실행 횟수를 줄일 수 있는 결과를 얻는다.

이제 입력 데이터를 102개로한 M.G.로 keypad "1", "4", "7", "*"에 대한 power, twist, SNR을 표 2에 기록한다.

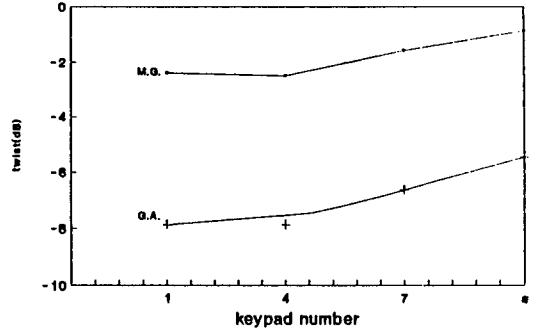
3. DTMF 신호 규정 만족도

타당한 신호로서 판정되기 위해서는 몇가지 규정을 만족해야 하는데,

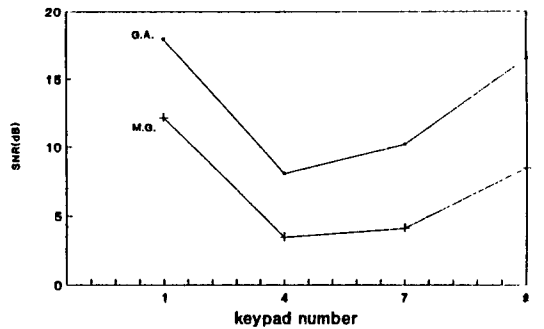
첫째, 각 대역에서 가장 큰 크기는 임계치보다 작아야 한다는 것이다. 각 대역에서 크기의 임계치는 CCITT가



(a)



(b)



(c)

그림 8. Key "1", "4", "7", "*"에 대한 전력, twist, SNR 비교

(a) power에 대한 변화를 비교

(b) Twist에 대한 변화를 비교

(c) SNR에 대한 변화를 비교

Fig. 8. Power, twist and SNR comparison of the Keypad "1", "4", "7", "*".

(a) Changing ratio comparison of the power,

(b) Changing ratio comparison of the twist,

(c) Changing ratio comparison of the SNR.

표 2. 데이터 갯수를 102로한 M.G.의 성능분석 결과
Table 2. The results of the M.G. performance analysis with the 102 data number.

성 능	keypad number			
	1	4	7	*
power(dB)	18.791	20.170	19.757	18.649
twist(dB)	-7.874	-7.882	-6.631	-5.472
SNR(dB)	12.148	3.486	4.121	8.492

표 3. ± 10 Hz 주파수 편이를 가진 M.G.의 성능분석 결과

Table 3. The results of the M.G. performance analysis with ± 10 Hz frequency deviation.

성 능	keypad number			
	1	4	7	*
power(dB)	20.16	19.738	18.715	15.612
twist(dB)	-8.40	-7.334	-6.32	-1.633
SNR(dB)	3.61	4.612	9.419	3.959

제시하는 -35dB 및 ± 10 Hz의 주파수 편이에서 크기에 대한 임계치는 표 3에서 구한값을 볼때 약 10dB를 상회한다.

둘째, 저대역의 가장 큰 크기와 가장 큰 크기 사이 twist가 4dB~8dB 사이가 되어 하는데 표 2와 표 3에서 이 조건을 모두 만족한다.

세째, 최악의 경우 SNR가 15dB이고, -26dB 만큼 낮은 수신레벨을 갖는 조건을 갖는데, 측정시 해당 대역에서 가장 공통적으로 작은 값이 모두 3.5dB이상이다. 따라서 타당한 신호로서 판정하기위한 임계치를 3.5dB로 볼때 표2와 표3에서도 이 조건을 모두 만족한다.

마지막으로 두개 검출톤의 에너지는 그에 대응하는 2nd harmonic 에너지와 비교하는데, 실제 이것을 고려하지 않아도 충분한 신호평가가 가능하다. 따라서 여기서 는 고려하지 않았다.

IV. 결 론

수신기 회로에서 동작과정에 필요한 계수량이 이미 메모리 내에 저장된 경우, 기존의 G.A.보다 본 논문이 제안한 M.G.를 이용할 경우 ROM내에서 차지하는 메모리 계수량을 현저히 개선하였고, 따라서 메모리 소모를 줄일 수 있다는 것과 그에 따른 실시간 처리 문제도 해결하였다. DTMF 신호의 경제적인 검출이 통신장비의 가격을 저렴화 할 수 있는 중요한 요소가 되므로, 시뮬레이

션한 결과 신호검출에 있어 M.G.는 G.A.보다 우수한 성능을 가짐을 보였다. 앞으로 MFC 신호검출에도 M.G.를 이용하여 신호 검출 효율을 증대시킬 수 있을 것으로 기대하고, 기존의 PBRB 8 채널 이상으로 채널수용도 가능하리라 판단한다.

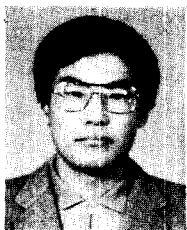
參 考 文 獻

- [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. 18, E. 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] 유근호의 3인, " μ PD 7720을 이용한 32 채널용 MFC 디지털 수신기의 시뮬레이션 및 성능 평가", 전기학회 논문지, vol. 35, no. 2, pp. 47-54, 1986년 2월
- [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 5인, "TDX-10 신호장치 유지보수 시스템 개발", *전자공학회지* 제 5권, 제 1호, vol. 5, no. 1, 1991년 12월

著 者 紹 介



尹 達 桓 (正會員)

1960年 4月 3日生. 1984年 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1986年 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 현재 한양대학교 대학원 전자과 박사과정. 1989年 9月~현재 육군사관학교 전자공학과 전임강사. 주관심분야는 디지털 신호처리, 병렬처리 시스템, 디지털 통신등임.

林 濟 鐸 (正會員)

1934年 6月 14日生. 1957年 전북대 공대 전기공학과 학사. 1960年 MIT 대학원 수학. 1970年 Univ. of Hawaii 석사. 1975年 2月 한양대학교 공학박사. 1975年~76年 Tech. Univ & Denmark 객원교수. 1967年~현재 한양대 공대 전자과 교수. 1991年~92年 대한 전자 공학회 회장. 주관심 분야는 스위칭 이론, 병렬처리 구조, 디지털 신호처리등임.