

共振特性を利用した DTMF 信号受信器の検討

葉真寺 努[†] 野口健太郎[†] 田所 嘉昭[†]

[†] 豊橋技術科学大学工学部情報工学系 〒441-8580 愛知県豊橋市天伯町雲雀ヶ丘 1-1
E-mail: †{tyaku, knoguchi, tadokoro}@signal.ics.tut.ac.jp

あらまし 本稿は、乗算器を持たない共振器の出力特性に着目した DTMF 信号受信器を提案する。この共振器に、入力信号に含まれる周波数 f_i の 4 倍のサンプリング周波数 $f_s = 4f_i$ でサンプリングした信号を共振器に印加すると、その出力は発散する。一方、 $f_s \neq 4f_i$ の場合、その出力は一定周期で振動する。この共振特性を用いた並列サンプリング形 DTMF 信号受信器とダウンスampling 形 DTMF 信号受信器の二つの提案法を検討する。本稿では、従来の DTMF 信号受信器と提案法を計算量の点で比較を行い、シミュレーションにより、提案する DTMF 信号受信器の受信性能を明らかにする。

キーワード 共振器, DTMF 信号, DTMF 信号受信器

Consideration for DTMF receiver using resonance characteristic

Tsutomu YAKUSHINJI[†], Kentaro NOGUCHI[†], and Yoshiaki TADOKORO[†]

[†] Department of Information and Computer Sciences, Toyohashi University of Technology
Hibarigaoka 1-1, Tempaku-cho, Toyohashi-shi, Aichi, 441-8580 Japan
E-mail: †{tyaku, knoguchi, tadokoro}@signal.ics.tut.ac.jp

Abstract In this paper, we propose a new DTMF receiver using an output characteristic of a resonator without a multiplier. The output of the resonator resonates, when four times of an input frequency f_i is equal to a sampling frequency $f_s = 4f_i$. On the other hand, for $f_s \neq 4f_i$, the output of the resonator oscillates with a cycle inversely proportional to the difference frequency of $\Delta f = |f_i - f_s/4|$. Using this characteristics leads a simple detection algorithm for a new DTMF receiver. We compare the proposed method for the DTMF receiver with the conventional method in terms of the computational complexity and show the detection performance of the proposed method.

Key words Resonator, DTMF signals, DTMF receiver

1. まえがき

Dual-Tone Multi-Frequency(DTMF) 信号は、低群と高群の 2 周波から構成される信号であり、図 1 に示すように各組合せにおいてプッシュボタンの番号が割り当てられている。また、DTMF 信号受信器は、International Telecommunication Union(ITU) で定められた DTMF 信号受信規格 [1] を満足し、2 周波を正確に検出することが必要とされている。

従来の DTMF 信号受信器は、離散フーリエ変換 (DFT) によるスペクトル解析に基づいている [2] [3]。これらの手法は、各 DTMF 信号の 8 周波に近接した DFT 出力のパワーを比較することで信号を検出している。よって、DTMF 信号の検出には、多くの乗算を必要とする。そこで、乗算量を削減するアルゴリズムとして、 N 点 DFT の特定周波数範囲のフーリエ係数を求める Goertzel アルゴリズムを用いた手法が提案されている [4]。この手法は、DFT の手法 [2] [3] と比べて乗算量を削減することが

できる。しかし、DTMF 信号全ての周波数スペクトルを正確に得ることができないため、DTMF 信号受信規格 [1] を満足できない。この問題を解決するために、Nonuniform DFT(NDFT)

		High group f_h			
		1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
Low group f_l	697 Hz	1	2	3	A
	770 Hz	4	5	6	B
	852 Hz	7	8	9	C
	941 Hz	*	0	#	D

図 1 DTMF 信号

を用いた DTMF 信号受信器が提案されている [5] [6]. これらの手法は, Goertzel フィルタの出力から得られるスペクトルのインデックスを DTMF 信号の各スペクトルが存在する位置にチューニングすることで DTMF 信号全てのパワーを正確に算出することを可能にしたアルゴリズムであり, DTMF 信号受信規格 [1] を満足している. 以上に挙げた DTMF 信号受信器は, 全て乗算を含み, DTMF 信号全てのパワーを閾値により判定, あるいはそれらの大小を比較するアルゴリズムである.

これまで, 我々は, 従来法 [2]-[6] の計算量の削減を目的とした適応ノッチフィルタを用いた DTMF 信号を提案した [7]. 次に, 加減算のみで処理する同期加減算処理を用いた DTMF 信号受信器を提案した [8]. 本稿では, 文献 [8] の原理を基に乗算を含まない共振器の出力値に着目した DTMF 信号受信器を提案する. 提案法は, パワーで信号判別を行うのではなく, 入力周波数 f_i がサンプリング周波数 f_s に対して $f_s = 4f_i$ の関係を持つかどうかで大きく出力が異なることを利用し, DTMF 信号の判別を行う. すなわち, 共振器の出力値に着目することで, 従来法よりも少ない乗算量で DTMF 信号を受信することが可能である.

本稿では, まず, DTMF 信号とその DTMF 信号受信規格, 共振器, そして, その共振器を用いた二つの DTMF 信号受信アルゴリズムを示す. 一つは並列サンプリング形 DTMF 信号受信器であり, もう一つはダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器である. 次に, 従来法の NDFT による DTMF 信号受信器 [5] [6] を紹介し, 従来法と提案法を計算量の点で比較する. 最後に, 計算機シミュレーションにより, 提案法の DTMF 信号受信性能を明らかにする.

2. 共振器を用いた DTMF 信号受信器

2.1 DTMF 信号と DTMF 信号受信規格

DTMF 信号は, 図 1 に示す低群 4 周波 f_l と高群 4 周波 f_h の各々 1 周波を組合わせて構成される 2 周波の信号である.

$$x(t) = A_l \sin(2\pi f_l t) + A_h \sin(2\pi f_h t) \quad (1)$$

ただし, A_l, A_h は低群, 高群それぞれの振幅である. また, その DTMF 信号受信規格は, 表 1 のように決められている.

2.2 共振器

使用する共振器は図 2(a) で表され, 図 2(b) の共振特性を持つ. その伝達関数と差分方程式は式 (2), (3) で表される.

$$H_{Ri}(z) = \frac{1}{1+z^{-2}} \quad (2)$$

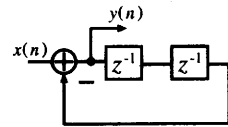
$$y_i(n) = x_i(n) - y_i(n-2) \quad (3)$$

Parameters	Values
Twist	$\pm 5\text{dB}$
Frequency tolerance: f_t	$f_t \leq \pm 1.5\%$
Signal duration: t_d	$t_d \geq 50\text{msec}$
Signal pause: t_p	$t_p \geq 30\text{msec}$
Signal cycle: T	$T \geq 120\text{msec}$
Signal strength	$\text{SNR} \geq 15\text{dB}$

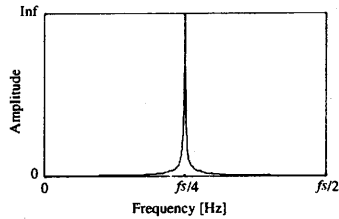
この共振器は, サンプリング周波数 f_s に対して $f_s/4$ に共振点を持ち, 乗算を必要としないという特徴を持つ. よって, 入力周波数 f_i とサンプリング周波数 f_s が $f_s = 4f_i$ の関係を持つ場合, 図 3(a) 左のように出力は発散する. 一方, そうでない場合 $f_s \neq 4f_i$ の出力は, 図 3(b) 左のように $1/|f_i - f_s/4| = T_i$ で周期的に振動する.

2.3 並列サンプリング形 DTMF 信号受信器

提案する図 4 の DTMF 信号受信器は, DTMF 信号の 8 周波に対応するように 8 個の共振器とサンプラーを持つ並列サンプリング形 DTMF 信号受信器である. 各サンプラーのサンプリング周波数 f_{si} は, 各 DTMF 信号周波数の 4 倍の値を使用する. 16 通りの DTMF 信号の判別には, 共振器通過後の各出力 $y_i(n)$ の N_i 点の絶対値の総和を用いて, 低群, 高群各々で最も大きい累積値を検出器で検出することにより行う. これは, 共振器の出力特性の絶対値 $|y(n)|$ が図 3(a) 右, 同図 (b) 右に示す波形となり, 振幅に大きな差があるため判別できる. サンプル点数 N_i は, DTMF 信号受信規格を考慮して, 各サンプリング周波数 f_{si} の 50msec 分のサンプル点数 $N_i = [f_{si} \times 0.05]$ を使用する. なお, $[\cdot]$ は, 小数点以下切り捨てを表す.

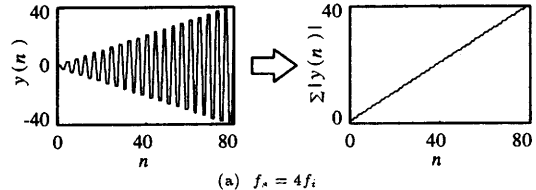


(a) Resonator

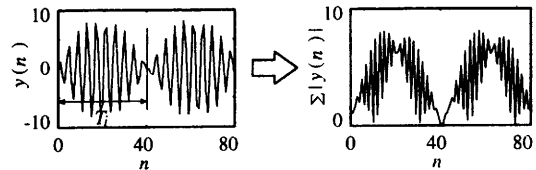


(b) Frequency characteristic

図 2 共振器



(a) $f_s = 4f_i$



(b) $f_s \neq 4f_i$

図 3 共振器の出力波形 $y_i(n)$

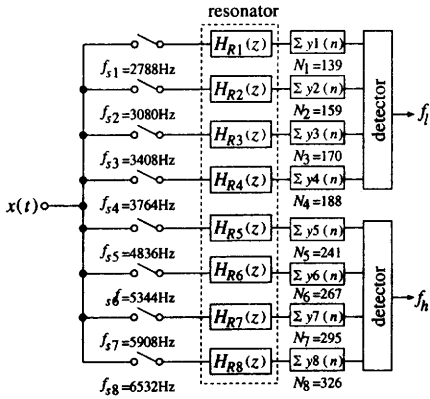


図4 並列サンプリング形DTMF信号受信器構成

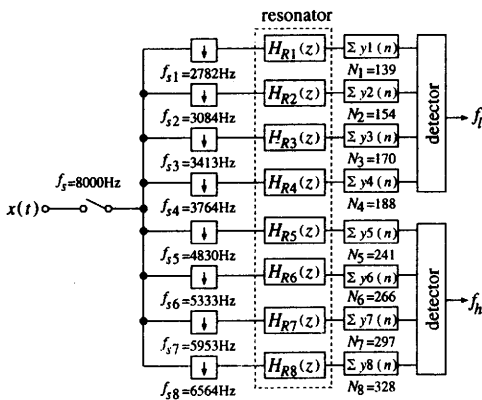


図5 ダウンサンプリング形DTMF受信器構成

2.4 ダウンサンプリング形DTMF信号受信器

前節で提案した手法は、従来法 [3]- [6] が一つのサンプリング率 ($f_s = 8\text{kHz}$) で処理を行うのに対して8個のサンプラを必要とする。そこで、従来法と同様、1個のサンプラを用いた、図5に示すダウンサンプリング形DTMF信号受信器を提案する。まず、ダウンサンプリングの際に用いるビットシフトを用いた線形補間の原理を示し、次に、ダウンサンプリング比の決定方法について述べる。最後に、受信アルゴリズムについて説明する。

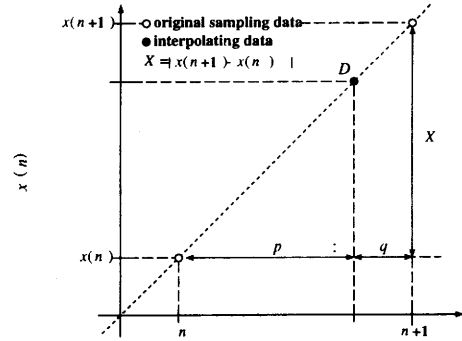
2.4.1 ビットシフトを用いた線形補間

通常の線形補間は、図6(a)に示すようなある離散時刻 n , $n+1$ のそれぞれの値 $x(n)$, $x(n+1)$ を $p:q$ に内分する点 D の値は次式で与えられる。

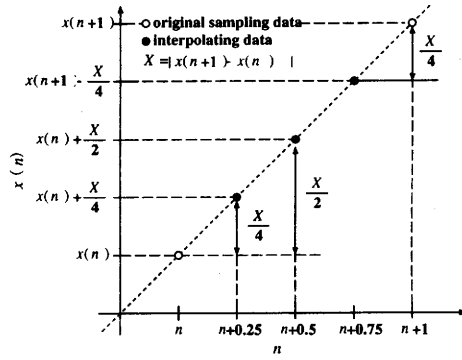
$$D = x(n) + \frac{p}{p+q} |x(n+1) - x(n)| \quad (4)$$

$$= x(n+1) - \frac{q}{p+q} |x(n+1) - x(n)| \quad (5)$$

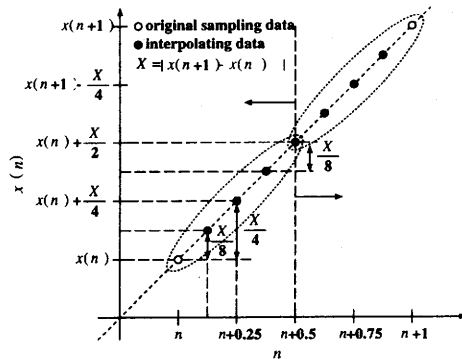
この式(4), (5)は、各々2回ずつ乗算を含んでいる。我々はこの乗算を削減するために、ビットシフトを用いた線形補間を用いる。この手法は、ビットシフトを用いることで 2^m ($m = 0, 1, 2, \dots$) の乗除しか行えないため、式(4), (5)は次式のように変形で



(a) Linear interpolation



(b) 4 division



(c) 8 division

図6 線形補間

きる。

$$D = x(n) + \frac{1}{2^m} |x(n+1) - x(n)| \quad (6)$$

$$= x(n+1) - \frac{1}{2^m} |x(n+1) - x(n)| \quad (7)$$

しかし、式(6), (7)は、図6(b)に示すような $x(n)$ から $x(n+1)$ の間を4分割する値までしか表せない。そこで、4分割以上を行うために、図6(c)に示すような8分割の場合は、まず、 $x(n)$ から $|x(n) + x(n+1)|/2$ と $|x(n) + x(n+1)|/2$ から $x(n+1)$ の4分割の2区間に分け、その後、式(6), (7)を用いて図6(b)と同じ手法により補間を行う。8分割以上の場合も、4分割毎に区切ることににより同様に算出可能である。よって、この手法

により、ダウンサンプリングを行う際の線形補間を乗算なしで行える。ただし、分割数の増加により、補間精度も劣化する欠点を有する。

2.4.2 ダウンサンプリング比の決定方法

図4のDTMF信号受信器は、各DTMF信号の周波数を共振させるようにサンプリング周波数 f_{si} を設定している。しかし、図5のDTMF信号受信器は、入力 $x(t)$ をサンプリング周波数8kHzでサンプリングした後ダウンサンプリングを行うため、図4に示したサンプリング周波数 $f_{si} = 4f_i$ を正確に取れない。よって、図4の f_{si} に近いサンプリング比を設定する必要がある。ただし、ダウンサンプリングを行うときの線形補間は、前節で説明したビットシフトを用いて行うため、ダウンサンプリング比の小数部分を $1/2^m$ ($m = 0, 1, 2, \dots$)で補える値に設定する必要がある。

本稿では、上記のことを考慮して設定した表2に示すDTMF信号の各周波数に対するダウンサンプリング比を使用する。なお、表2は、小数部分を1/32間隔まで補える値で設定している。

2.4.3 受信アルゴリズム

図7にダウンサンプリング形DTMF信号受信器の検出部分のフローチャートを示す。このシステムは、まずサンプル点数 N_i 分の絶対値の総和を算出するまでは3.2節の並列サンプリング形DTMF信号受信器と同じである。なお、 N_i は、ダウンサンプリング後の入力 $x_i(n)$ の50msec分のサンプル点数であ

表2 サンプリング比一覧表

f_i	Sampling ratio	f_h	Sampling ratio
697	2.875	1209	1.65625
770	2.59375	1336	1.5
852	2.34375	1477	1.34375
941	2.125	1633	1.21875

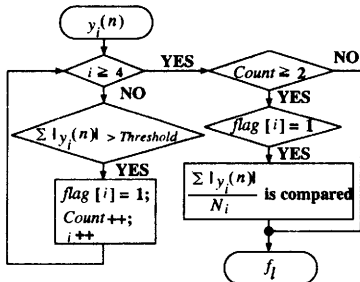


図7 検出アルゴリズム (低群)

表3 閾値一覧

Resonator	Threshold
$H_{R1}(z)$	if $\sum y_1(n) \geq 700$, then $f_1 = 697\text{Hz}$
$H_{R2}(z)$	if $\sum y_2(n) \geq 1000$, then $f_2 = 770\text{Hz}$
$H_{R3}(z)$	if $\sum y_3(n) \geq 1100$, then $f_3 = 852\text{Hz}$
$H_{R4}(z)$	if $\sum y_4(n) \geq 900$, then $f_4 = 941\text{Hz}$
$H_{R5}(z)$	if $\sum y_5(n) \geq 1600$, then $f_5 = 1209\text{Hz}$
$H_{R6}(z)$	if $\sum y_6(n) \geq 1600$, then $f_6 = 1336\text{Hz}$
$H_{R7}(z)$	if $\sum y_7(n) \geq 1400$, then $f_7 = 1477\text{Hz}$
$H_{R8}(z)$	if $\sum y_8(n) \geq 1700$, then $f_8 = 1633\text{Hz}$

る。次に、検出器で各総和に対して表3に示す閾値を満足するか否かの判別を行う。なお、今回定めた閾値は、提案システムを用い $A_t = A_h = 1$ の各DTMF信号に対して $\text{SNR}=15\text{dB}$ かつ入力周波数の変動 $\pm 1.5\%$ と2周波間レベル比 $\pm 5\text{dB}$ を考慮にいて100回ずつシミュレーションを行い、それらの最小の総和値を満足できる値を設定している。最後に、もし低群、高群各々で2つ以上の候補が挙がった場合は、絶対値の総和を総和点数 N_i で除算した値を用いて比較を行い、値の大きい方を最終的な受信周波数候補とする。

3. 従来法 [5] [6] との比較

我々と同じように共振特性を持ち、 N 点DFTの特定周波数範囲のフーリエ係数を算出するGoertzelアルゴリズムを改良したNDFTによる手法[5][6]について説明し、次に、提案する手法と計算量の点で比較を行う。最後に、アルゴリズムの違いを述べる。

3.1 NDFTを用いたDTMF信号検出原理

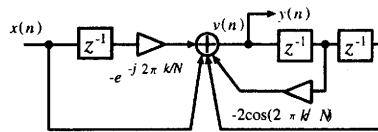
文献[5][6]は、図8(a)に示すGoertzelフィルタを用いて、 N 点DFTの特定の周波数範囲のフーリエ係数を求めて、そのパワーによりDTMF信号の判別を行う手法である。このGoertzelフィルタは、式(8)によって定義される N 点DFTの $X(k)$ を算出する。

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad (8)$$

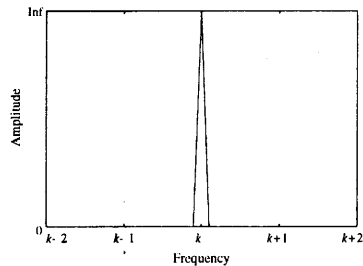
つまり、Goertzelフィルタの $y(n)$ 番目の出力は、 $n = N$ で $X(k)$ と等しくなる。なお、 k は $0 \leq k \leq N-1$ の整数である。

ここで、Goertzelアルゴリズムの伝達関数は次式となり、その振幅特性は図8(b)に示すような振幅応答の狭い共振特性を持っている。

$$H_G(z) = \frac{1 - e^{-j2\pi k/N} z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi k/N)z^{-1} + z^{-2}} \quad (9)$$



(a) Goertzel filter



(b) Frequency characteristic

図8 Goertzelフィルタ

そして、Goertzel フィルタの差分方程式は次式で与えられる。

$$v(n) = 2 \cos(2\pi k/N)v(n-1) - v(n-2) + x(n) \quad (10)$$

$$y(n) = v(n) - e^{-j2\pi k/N}v(n-1) \quad (11)$$

この Goertzel フィルタは、式 (10) の N 点 DFT の $X(k)$ を一つ算出するのに、式 (10) を N 回、式 (11) を一度計算するだけで良いため、 $N+2$ 回の乗算と $2N+1$ 回の加算で行える。

次に、DTMF 信号を判別するためには、パワーを求める必要がある。そこで、DTMF 信号の周波数を f_i 、サンプリング周波数を f_s として式 (10)、(11) を変形すると次式が与えられる。

$$v_i(n) = 2 \cos(2\pi f_i/f_s)v(n-1) - v(n-2) + x(n) \quad (12)$$

$$y_i(n) = v_i(n) - e^{-j2\pi f_i/f_s}v_i(n-1) = X(f_i) \quad (13)$$

よって、入力信号のパワーは次式で示される。

$$|X(f_i)|^2 = |v_i(n)|^2 - 2 \cos\left(\frac{2\pi f_i}{f_s}\right) v_i(n)v_i(n-1) + |v_i(n-1)|^2 \quad (14)$$

この式 (14) は、各パワーに対する係数 $2 \cos(2\pi f_i/f_s)$ を事前に持つておく必要がある。この求めたいスペクトルのパワーを正確に算出可能なスペクトル解析方法が NDFT である。なお、NDFT の伝達関数は次式で示される。

$$H_G(z) = \frac{1 - e^{-j2\pi f_i/f_s}z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi f_i/f_s)z^{-1} + z^{-2}} \quad (15)$$

よって、各 DTMF 信号 f_i に対して、 N 点のパワー $|X(f_i)|^2$ を算出するために、 $N+6$ 回の乗算と $2N+3$ の加算が必要となる。後は、DTMF 信号に対して低群に 9 個、高群に 4 個、全体のパワーに 1 個の Goertzel フィルタを用い、低群、高群内の最も強い周波数を各フィルタ出力のパワーの比較と、全体のパワーに対する各周波数のパワーの割合に閾値を設け検出し、DTMF 信号の判別を行う。

3.2 計算量の比較

我々が提案した二つの DTMF 信号受信器は、まだ DTMF 信号に話者の声等が混在していた場合に対応していない。よって、ここで示す DTMF 信号を判別するために必要な計算量は、従来法 [5] [6] に含まれる、上述の処理は除外して比較を行う。表 4 に、従来法と二つの提案法の乗算量と加算量を示す。これより、提案する二つの手法は、従来法に比べ、並列サンプリング形 DTMF 信号受信器は乗算を必要とせず、また、ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器も乗算量は最高で 8 回である。また、提案法の加算量は、従来法に比べて並列サンプリング形 DTMF 信号受信器は 0.86 倍減少し、ダウンサンプリング形は 1.96 倍増加している。ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器の加算量の増加は、ダウンサンプリングを行う際の線形補間によるものである。

表 4 計算量比較

	Multiplication	Addition
NDFT	2304	4067
Parallel Method	0	3560
Downsampling Method	8	7973

3.3 アルゴリズムの比較

類似した振幅特性を示す Goertzel フィルタと二つの提案法のアルゴリズムで大きく異なる点は、NDFT は f_s を自由に取ることができるが、RFT は $f_s = 4f_k$ に固定してしまう点である。すなわち、式 (9) の Goertzel の伝達関数の f_s を $4f_k$ と制御することにより、式 (2) の伝達関数が与えられる。よって、Goertzel アルゴリズムは乗算が必要となるが、提案法二つは乗算なしで出力を得ることが可能である。

また、従来法 [2]-[6] はフィルタ出力のパワーで閾値を設け、各 DTMF 信号を判別するのに対して、提案法は共振器の出力特性を利用し判別を行っている。そのため、パワーを算出する必要がなく乗算量を削減できている。

4. シミュレーションによる性能評価

ここでは、シミュレーションにより、提案する二つの DTMF 信号受信器の性能評価を行う。シミュレーション条件として、DTMF 信号全組合せ 16 通りに対して SNR を変化させ、DTMF 信号受信規格に沿うように 100 回の独立な試行を行う。評価方法は、DTMF 信号受信規格を満足する受信率を用いる。

4.1 並列サンプリング形 DTMF 信号受信器の性能

DTMF 信号の周波数が $\pm 1.5\%$ 変動した場合の受信率を図 9(a) に示す。これより、入力する DTMF 信号の周波数 f_l 、 f_h の変動に関係なく SNR=15dB まで 100% 受信可能である。

次に、周波数変動のない DTMF 信号の 2 周波間レベル比が ± 5 dB ある場合の受信率を図 9(b) に示す。これより、並列サンプリング形 DTMF 信号受信器は、2 周波間レベル比が ± 5 dB 以内なら SNR=15dB まで 100% 受信可能である。また、2 周波間レベルの大小関係が、 $A_l \geq A_h$ の方が受信精度が良い。

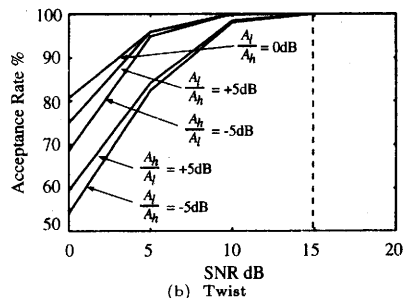
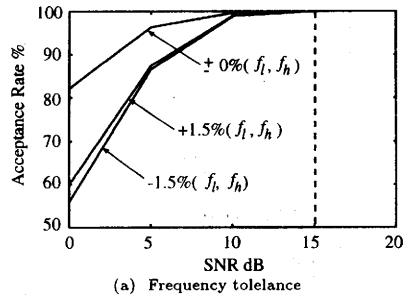


図 9 並列サンプリング形 DTMF 信号受信器

受信に失敗する場合の大半は、 $f_l = 697\text{Hz}$ を検出する際に他の低群周波数と間違ってしまう場合である。これは、総和点数 N_i が他の周波数に比べ少ないためである。

以上より、DTMF 信号受信規格では、 $\text{SNR}=15\text{dB}$ までの信号で先に述べた条件を満たしていれば受信可能となるので、並列サンプリング形 DTMF 信号受信器は、DTMF 信号受信規格を満足していると言える。

4.2 ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器の性能

DTMF 信号の周波数が $\pm 1.5\%$ 変動した場合の受信率を図 10(a) に示す。これより、入力する DTMF 信号の周波数 f_l, f_h がずれていない場合は、 $\text{SNR}=5\text{dB}$ まで受信可能で、その他の場合は、 $\text{SNR}=15\text{dB}$ まで 100% 受信可能である。

次に、周波数変動のない DTMF 信号の 2 周波間レベル比が $\pm 5\text{dB}$ ある場合の受信率を図 10(b) に示す。これより、2 周波間レベル比が 0dB の場合は、 $\text{SNR}=10\text{dB}$ まで 100% 受信可能で、その他の場合は、 $\text{SNR}=15\text{dB}$ まで 100% 受信可能である。

受信に失敗する場合の大半は、表 3 に示した閾値が $\text{SNR} \geq 15\text{dB}$ までを満足する値であるため、 $\text{SNR}=15\text{dB}$ 以下の場合に閾値を満足できずに受信に失敗している場合である。

以上より、DTMF 信号受信規格では、 $\text{SNR}=15\text{dB}$ までの信号で先に述べた条件を満たしていれば受信可能となるので、ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器は、DTMF 信号受信規格を満足していると言える。しかし、ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器は、閾値で信号の判別を行っているため、入力信号の振幅に応じて閾値をシフトする必要がある。

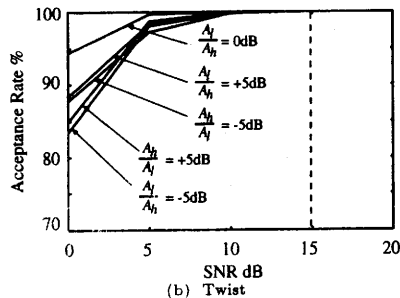
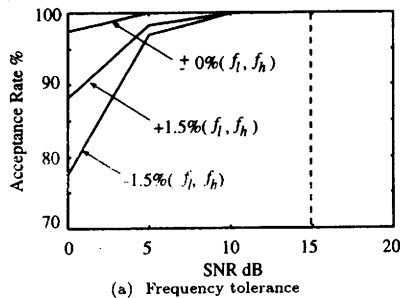


図 10 ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器

5. むすび

本稿では、共振器の出力値に着目した二つの DTMF 信号受信器を提案した。提案法は、乗算をほとんど必要とせずに加減算のみで構成できる特徴を有する。また、従来法 [2]-[6] は、出力値のパワーで検出するのに対して、提案法は共振器の出力の絶対値の総和を比較することで検出している。二つの提案法の計算量は、従来法 [5] [6] と比較して、並列サンプリング形 DTMF 信号受信器は、乗算を必要とせず加算量が 0.8 倍減少し、ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器は、乗算量は最高で 8 回必要とし、加算量は 2 倍増加している。

計算機シミュレーションより、二つの提案法が DTMF 信号受信規格を満足することを確認した。しかし、ダウンサンプリング形 DTMF 信号受信器は、閾値で信号の判別を行っているため、入力信号の振幅に応じて閾値をシフトする必要がある。

今後は、ダウンサンプリングの計算量の削減方法と閾値の決定方法の再検討を行う。そして、DTMF 信号受信規格 [1] を満足するように、様々なシミュレーションを行う。

文 献

- [1] Recommendation Q.24 "Multi-Frequency Push-Button Signal Reception," ITU Blue Book, 1989.
- [2] P. Mock, "Add DTMF generation and decoding to DSP- μ P designs," EDN, vol.30, pp.205-220, Mar. 1985.
- [3] G. Arslan, B. L. Evans, F. A. Sakarya, and J. L. Pino, "Performance evaluation and real-time implementation of subspace, adaptive, and DFT algorithms for multi-tone detection," in Proc. IEEE Int. Conf. telecommun. pp.884-887, Istanbul, Turkey, Apr. 1996.
- [4] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, "Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Applications," Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- [5] M. D. Felder, J. C. Mason, and B. L. Evans, "Efficient dual-tone multi-frequency detection using the non-uniform discrete Fourier transform," IEEE Signal Processing Lett., vol.5, pp.160-163, July 1998.
- [6] S. Bagchi and S. K. Mitra, "An efficient algorithm for DTMF decoding using the subband NDFT," in Proc. IEEE Int. Sym. Circuits Syst. pp.1936-1939, May 1995.
- [7] Y. Tadokoro, K. Abe, and K. R. Rao "An Algorithm for an Adaptive Multifrequency Receiver," IEEE Transaction on Communications., vol. Com-35. no.3, March 1987.
- [8] Y. Tadokoro and Y. Haneda, "A Dual-Tone Multifrequency Receiver Using Synchronous Additions and Subtractions," IEEE Transaction on Communications., vol. Com-35. no.4, April 1987.