

デジタル発振器の周波数安定度の研究

日大生産工(院) 仲瀬正樹
日大生産工 田中將義

1 はじめに

アナログ回路を用いた発振器は周囲の温度や経年変化によって特性が変化する。また、周波数を状況に応じて変化させるためには、部品あるいは回路定数などのハードウェアの変更を要する。一方、デジタル信号処理技術を用いて通信回路をアナログ回路からデジタルに置き換えることにより、上記の経年変化や素子の環境依存性がなく安定性を高めることができ、またプログラムを変更することにより、同一のハードウェアで多種多様な機能を持ち合わせることができる。本報告では、デジタル信号処理技術を用いた正弦波発振器の周波数の安定化と π リアスレベルの低減を目的とし、シミュレーションおよびDSPを用いて検討を行った。

2 デジタル発振器の設計と評価

正弦波を離散時間で発生させ、連続時間に出力する方法として、(1)近似式法(2)表検索法(3)CORDIC法が考えられる。今回、それぞれの方法で設計した発振器の周波数安定性、 π リアスレベルを評価した。

2.1 近似多項式法

(A)設計方法

近似式により正弦波を発生させる場合、テーラー展開やマクローリン展開等の近似多項式を使用するが、実装機器の処理容量を極力軽減しなければならない。DSPの実装を念頭に置いた時、必要な計算精度得るには上記の設計法では項数が増えるため計算容量が増大し実用的

ではない。

そこで次数が低くても十分な精度で得られるミニマックス近似法を用いた、正弦波関数の取り得る範囲 $-1 \leq \sin x \leq 1$ 、 x の取り得る範囲を $-1 \leq x \leq 1$ と条件を付けたとき、式(1)、(2)、(3)となる。

$$\sin\left(\frac{\pi x}{2}\right) \cong a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5$$
$$\begin{aligned} a_1 &= 1.5706268 & -1 \leq x \leq 1 \\ a_3 &= -0.6432292 \\ a_5 &= 0.0727102 \end{aligned} \quad \dots (1)$$

$$\sin\left(\frac{\pi x}{2}\right) \cong a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + a_7 x^7$$
$$\begin{aligned} a_1 &= 1.570794852 \\ a_3 &= -0.645920978 & \dots (2) \\ a_5 &= 0.079487663 \\ a_7 &= -0.004362476 & -1 \leq x \leq 1 \end{aligned}$$

$$\sin\left(\frac{\pi x}{2}\right) \cong a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + a_7 x^7 + a_9 x^9$$
$$\begin{aligned} a_1 &= 1.57079631847 \\ a_3 &= -0.64596371106 \\ a_5 &= 0.07968967928 & -1 \leq x \leq 1 \\ a_7 &= -0.00467376557 \\ a_9 &= 0.00015148419 & \dots (3) \end{aligned}$$

A Study on Frequency Stability of Digitally Signal Processed Oscillator

Masaki Nakase and Masayoshi Tanaka

(B) 近似式における次数による比較

近似多項式の項を増やすことにより、要求精度より十分に誤差を小さくすることができるが、処理量が多くなる欠点がある。Fig.1はサンプリング周波数5MHz、5次多項式でのスペクトルである。スプリアス・レベルが-65dB付近で出力されている。しかし、Fig.2の7次多項式になると-122dBまで減少し、57dBの改善ができることがわかる。Fig.3の9次においては-160dB以下と自然界ではほぼ0に等しい精度にすることができる。以上のことから、DSPに実装し、アナログ出力を試みる時には、7次近似式で十分な精度が取れることが分かった。

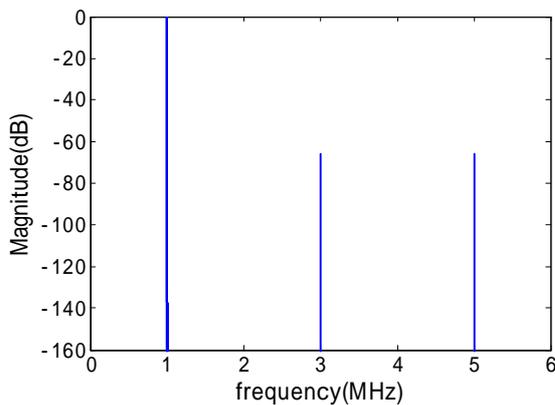


Fig.1 5次近似式におけるスペクトル

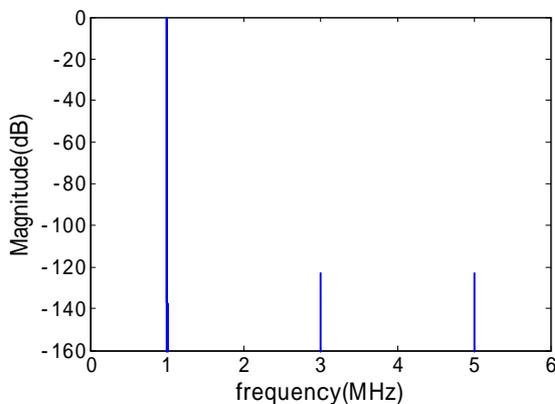


Fig.2 7次近似式におけるスペクトル

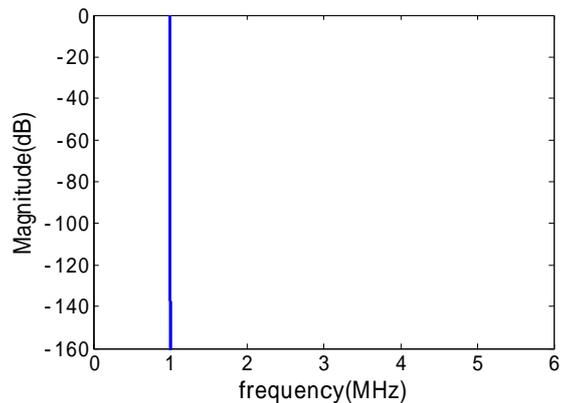


Fig.3 9次近似式におけるスペクトル

2.2 表検索法

(A) 設計方法

表検索法はあらかじめ計算された正弦波のテーブルを読み出す方法である。この方法の場合も詳細なテーブルを持てば高い精度の正弦波出力することができる。しかしながらメモリ容量が増大する欠点がある。そこで90度分のテーブルを持たせ、複素平面上の2,4象限では、角度を逆側から読み、第3,4象限では極性を反対にすることにより正弦波を表現した。

(B) 分割数による変化による評価

Fig.4, Fig.5, Fig.6は90度をそれぞれ16分割, 32分割, 64分割した時のスペクトルの様態である。2のべき乗分割している理由として、DSP処理の段階で位相インデックス・レジスタのオーバーフローの処理をマスク処理だけで済むからである。Fig.4は最大で-35dBのスプリアスが発生することがわかる。

しかしながら、分割数を細かくしていくことで、Fig.5では-75dBと30dBの改善が見られ、Fig.6の16分割では-85dB以下の雑音レベルに抑えることが可能であった。

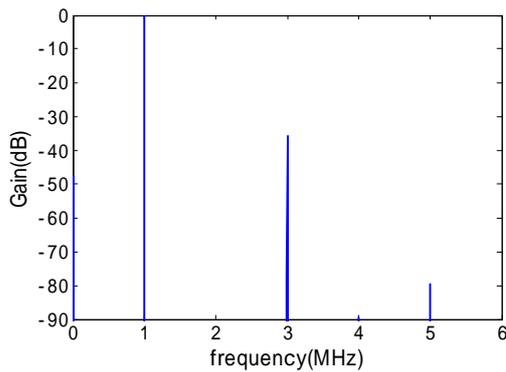


Fig.4 16分割正弦波スペクトル

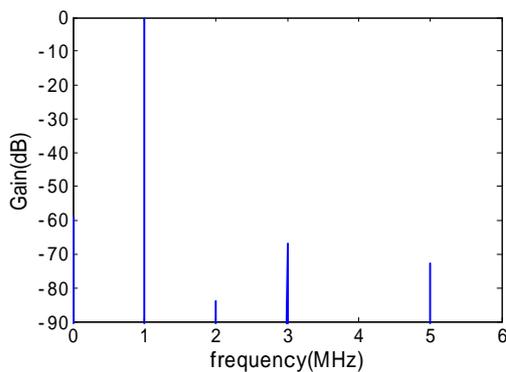


Fig.5 64分割正弦波スペクトル

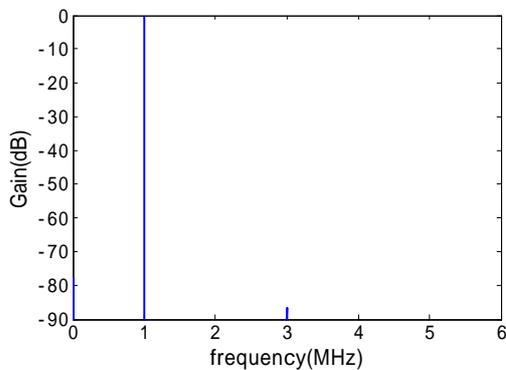


Fig.6 32分割正弦波スペクトル

3 CORDICによる三角関数法

(A)設計方法

CORDICによる方法は、関数を2次元平面状のベクトルと捉えて、ベクトルの回転を繰り返し計算することで結果として収束した解を得ることができる反復求解法である。この方法は、いかなる角度の計算も、近似多項式法や表検索法と比べ精度を良くできるが、1サンプルにつき任意の回数を繰り返し計算させるため、計算

容量が膨大になる欠点がある。

(B)繰り返し回数の変化による評価

Fig.7, Fig.8, Fig.9は繰り返し回数を順に8回, 10回, 14と変化させたときの10kHz正弦波のスペクトルである。Fig.7では、-70dBでスプリアスが発生するのに対し、Fig.8では-90dBと繰り返しを2回増やすことで、20dBの改善が見られることがわかる。Fig.9では-100dB以下の雑音レベルにすることが可能である。

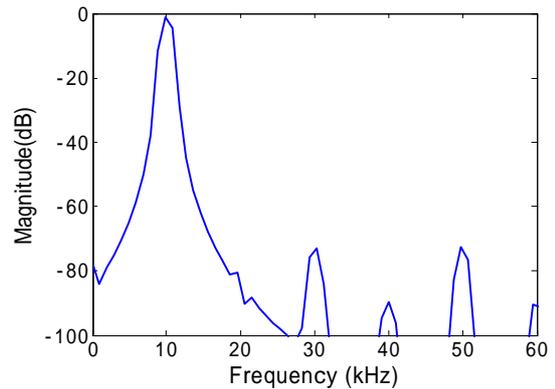


Fig.7 繰り返し8回によるスペクトル

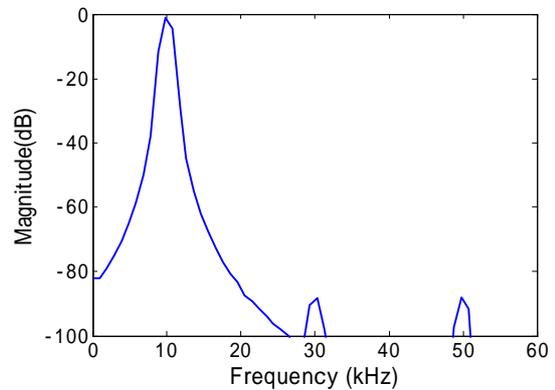


Fig.8 繰り返し10回によるスペクトル

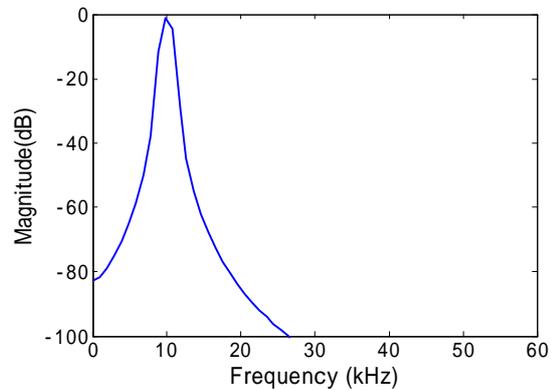


Fig.9 繰り返し14回によるスペクトル

また ,Fig.10は理想正弦波とCORDICとの回数の差による最大偏差の推移を対数表示した図である .この図から対数比例していることが伺える .

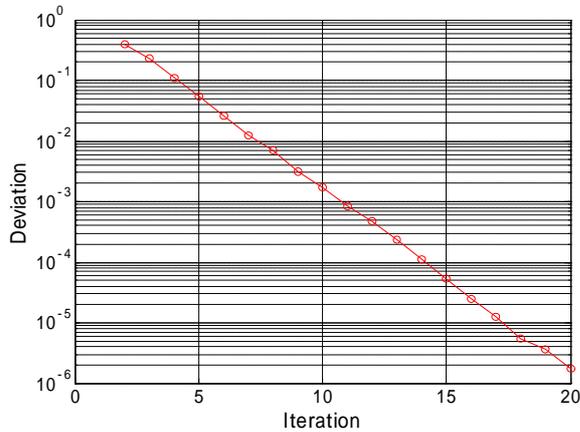


Fig.10 繰り返し回数の差による最大偏差

4 DSPへの実装

D S P に実装して実際の特性を評価した . D/A変換機の性能上 ,上限96kHzのサンプリング周波数 ,最大19kHzの周波数での実装を行った .

Fig.11 , Fig.12は連続関数法と表検索法的方式による発振のスペクトルである .実際にDSP上に実装し ,アナログに変換した正弦波をスペクトラム・アナライザで測定したものである .また ,表1は ,それぞれの信号を出力している時のDSP使用率を表したものである . Fig.7 , Fig.8のスペクトル特性はほぼ変わらないものの , DSP使用率は近似多項式56.78% ,表検索法38.75%とおよそ1.5倍の差が出た .

表1 DSP使用率

	CPU 使用率[%]
近似多項式	56.78
表検索法	38.75

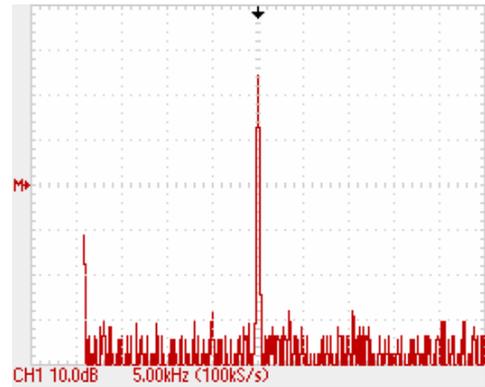


Fig.11 連続関数法

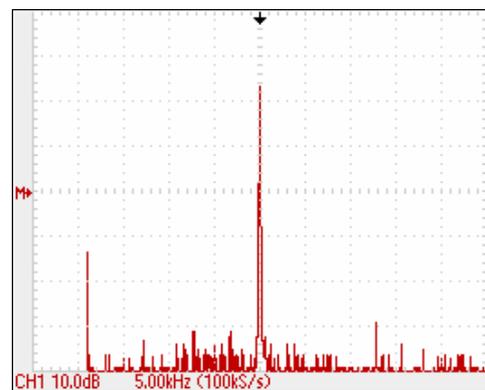


Fig.12 表検索法

5 おわりに

本報告では ,デジタル信号処理技術を用いて通信回路に使用する正弦波発振器を構成し ,その周波数安定性を検討した .近似多項式の次数とスプリアスレベルの関係 ,表検索法における分割数とスプリアスレベルの関係を明らかにし ,さらに D S P に実装してその出力に現れるスプリアスレベルを明らかにした . 今後はDSP上で安定した高周波発振を発生させる検討を行う予定である .

参考文献

- 1) 浜田穂積 , 近似式のプログラミング , 培風館 , (1995) , pp23 -32 , PP67 -104
- 2) 三上直樹 , デジタル処理と D S P , (1999) , pp.73 ~ 101
- 3) ヘースティングス , 電子計算機のための近似計算法 , (1973) , 東京図書株式会社