

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-44582  
(P2012-44582A)

(43) 公開日 平成24年3月1日(2012.3.1)

(51) Int.Cl.  
H03B 28/00 (2006.01)

F I  
H03B 28/00

テーマコード (参考)

Z

審査請求 有 請求項の数 12 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2010-185947 (P2010-185947)  
(22) 出願日 平成22年8月23日 (2010.8.23)

(71) 出願人 396023993  
株式会社半導体理工学研究センター  
神奈川県横浜市港北区新横浜3丁目17番  
地2 友泉新横浜ビル6階  
(74) 代理人 100099759  
弁理士 青木 篤  
(74) 代理人 100092624  
弁理士 鶴田 準一  
(74) 代理人 100119987  
弁理士 伊坪 公一  
(74) 代理人 100114018  
弁理士 南山 知広  
(72) 発明者 加藤 啓介  
群馬県桐生市天神町一丁目1番5号 国立  
大学法人群馬大学内

最終頁に続く

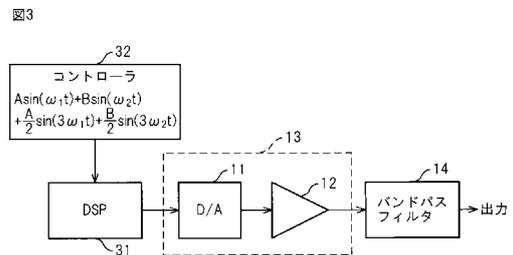
(54) 【発明の名称】 2 トーン信号発生方法および 2 トーン信号発生器

(57) 【要約】

【課題】簡単な構成で歪の少ない2 トーン信号を発生する2 トーン信号発生方法および2 トーン信号発生器の実現。

【解決手段】パターンデータを発生するパターンデータ発生部15と、パターンデータ発生部の出力するパターンデータに応じた波形の信号を発生するD/A変換器11と、を備え、第1周波数 $f_1$ の振幅Aの第1正弦波信号と、第1周波数に近接した第2周波数 $f_2$ の振幅Bの第2正弦波信号を加算した2 トーン信号を発生する2 トーン信号発生器であって、パターンデータ発生部は、第1正弦波信号、第2正弦波信号、第1周波数の3倍の周波数の振幅Cの第3正弦波信号および第2周波数の3倍の周波数の振幅Dの第4正弦波信号を加算した2 トーン補正信号のパターンデータを発生し、振幅Aから振幅Dは、 $C = A / 2$  ,  $D = B / 2$  の関係を有する。

【選択図】 図3



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

第 1 周波数の振幅 A の第 1 正弦波信号と、前記第 1 周波数に近接した第 2 周波数の振幅 B の第 2 正弦波信号を加算した 2 トーン信号を発生する 2 トーン信号発生方法であって、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 1 周波数の 3 倍の周波数の振幅 C の第 3 正弦波信号および前記第 2 周波数の 3 倍の周波数の振幅 D の第 4 正弦波信号を加算した 2 トーン補正信号のパターンデータを、D / A 変換器に供給して 2 トーン信号を発生し

、前記振幅 A から前記振幅 D は、

$$C = A / 2, D = B / 2$$

の関係を有することを特徴とする 2 トーン信号発生方法。

10

## 【請求項 2】

前記 2 トーン補正信号のパターンデータは、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 3 正弦波信号および前記第 4 正弦波信号の和を発生するように設定された DSP により発生される請求項 1 に記載の 2 トーン信号発生方法。

## 【請求項 3】

第 1 周波数の振幅 A の第 1 正弦波信号と、前記第 1 周波数に近接した第 2 周波数の振幅 B の第 2 正弦波信号を加算した 2 トーン信号を発生する 2 トーン信号発生方法であって、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 1 周波数の 3 倍の周波数の振幅 C の第 3 正弦波信号、前記第 2 周波数の 3 倍の周波数の振幅 D の第 4 正弦波信号、前記第 1 周波数の 5 倍の周波数の振幅 E の第 5 正弦波信号および前記第 2 周波数の 5 倍の周波数の振幅 F の第 6 正弦波信号を加算した 2 トーン補正信号を、D / A 変換器に供給して 2 トーン信号を発生し、

前記振幅 A から前記振幅 F は、

$$C = E = A ( - 1 \pm 3^{1/2} ) / 2, D = F = B ( - 1 \pm 3^{1/2} ) / 2$$

の関係を有することを特徴とする 2 トーン信号発生方法。

20

## 【請求項 4】

前記 2 トーン補正信号のパターンデータは、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 3 正弦波信号、前記第 4 正弦波信号、前記第 4 正弦波信号および前記第 5 正弦波信号の和を発生するように設定された DSP により発生される請求項 3 に記載の 2 トーン信号発生方法。

30

## 【請求項 5】

前記 D / A 変換器の出力は、増幅器により増幅される請求項 1 から 4 のいずれかに記載の 2 トーン信号発生方法。

## 【請求項 6】

前記増幅器の出力は、前記第 1 および第 2 周波数付近以外の周波数を除去するバンドパスフィルタリングされる請求項 5 に記載の 2 トーン信号発生方法。

## 【請求項 7】

パターンデータを発生するパターンデータ発生部と、

前記パターンデータ発生部の出力するパターンデータに応じた波形の信号を発生する D / A 変換器と、を備え、

40

第 1 周波数の振幅 A の第 1 正弦波信号と、前記第 1 周波数に近接した第 2 周波数の振幅 B の第 2 正弦波信号を加算した 2 トーン信号を発生する 2 トーン信号発生器であって、

前記パターンデータ発生部は、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 1 周波数の 3 倍の周波数の振幅 C の第 3 正弦波信号および前記第 2 周波数の 3 倍の周波数の振幅 D の第 4 正弦波信号を加算した 2 トーン補正信号のパターンデータを発生し、

前記振幅 A から前記振幅 D は、

$$C = A / 2, D = B / 2$$

の関係を有することを特徴とする 2 トーン信号発生器。

## 【請求項 8】

50

前記パターンデータ発生部は、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 3 正弦波信号および前記第 4 正弦波信号の和を発生するように設定された DSP を備える請求項 7 に記載の 2 トーン信号発生器。

【請求項 9】

パターンデータを発生するパターンデータ発生部と、

前記パターンデータ発生部の出力するパターンデータに応じた波形の信号を発生する D/A 変換器と、を備え、

第 1 周波数の振幅 A の第 1 正弦波信号と、前記第 1 周波数に近接した第 2 周波数の振幅 B の第 2 正弦波信号を加算した 2 トーン信号を発生する 2 トーン信号発生器であって、

前記パターンデータ発生部は、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 1 周波数の 3 倍の周波数の振幅 C の第 3 正弦波信号、前記第 2 周波数の 3 倍の周波数の振幅 D の第 4 正弦波信号、前記第 1 周波数の 5 倍の周波数の振幅 E の第 5 正弦波信号および前記第 2 周波数の 5 倍の周波数の振幅 F の第 6 正弦波信号を加算した 2 トーン補正信号のパターンデータを発生し、

前記振幅 A から前記振幅 F は、

$$C = E = A(-1 \pm 3^{1/2}) / 2, D = F = B(-1 \pm 3^{1/2}) / 2$$

の関係を有することを特徴とする 2 トーン信号発生器。

【請求項 10】

前記パターンデータ発生部は、前記第 1 正弦波信号、前記第 2 正弦波信号、前記第 3 正弦波信号、前記第 4 正弦波信号、前記第 4 正弦波信号および前記第 5 正弦波信号の和を発生するように設定された DSP を備える請求項 9 に記載の 2 トーン信号発生器。

【請求項 11】

前記 D/A 変換器の出力を増幅する増幅器を備える請求項 7 から 10 のいずれかに記載の 2 トーン信号発生器。

【請求項 12】

前記増幅器の出力から、前記第 1 および第 2 周波数付近以外の周波数を除去するバンドパスフィルタを備える請求項 11 に記載の 2 トーン信号発生器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、2 トーン信号発生方法および 2 トーン信号発生器に関し、特に D/A 変換器を使用してデジタル処理により 2 トーン信号を発生する 2 トーン信号発生方法および 2 トーン信号発生器に関する。

【背景技術】

【0002】

半導体デバイス、通信システムなどの性能評価のために正弦波信号が使用され、正弦波信号を発生する信号発生器が使用される。正弦波信号を発生する信号発生器には、アナログ回路により正弦波信号を発生するものもあるが、近年は D/A 変換器を使用してデジタル処理により正弦波信号を発生する信号発生器が広く使用されている。このような信号発生器は、D/A 変換器に供給するデータにより、正弦波信号だけでなく各種の信号を発生することができるので、任意波形発生器(Arbitrary Waveform Generator: AWG)と呼ばれる。

【0003】

図 1 の (A) は、任意波形発生器(AWG)の基本構成を示す図である。

【0004】

図 1 の (A) に示すように、任意波形発生器は、発生する波形のパターンデータを記憶したパターンデータメモリ 15 と、パターンデータメモリ 15 から読み出されたパターンデータをアナログ信号に変換する D/A 変換器(Digital-to-Analog Converter: DAC) 11 と、DAC 11 の出力を増幅するアンプ 12 と、アンプ 12 から所定の周波数範囲外の周波数成分を減衰するバンドパスフィルタ 14 と、を有する。DAC 11 とアンプ 12 は一

10

20

30

40

50

体に形成されることがあるので、ここではDAC + Amp 13として表す。

【0005】

パターンデータメモリ15は、正弦波を含む複数種類の波形のパターンデータを記憶しており、外部からの選択信号に応じて選択されたパターンデータを所定周期で読み出してDAC + Amp 13に出力する。DAC + Amp 13は、供給されるデータを所定のサンプリング周期で取り込み、対応するアナログ信号に変換して出力する。したがって、DAC + Amp 13から出力されるアナログ信号は、所定のサンプリング周期で段階的に変化する信号である。バンドパスフィルタ14は、発生する波形の周波数成分を通過させ、それ以外の周波数成分を遮断（減衰）する特性を有し、サンプリング周期に対応する変換に伴う周波数成分などを除去して滑らかに変化する波形を生成する。

10

【0006】

任意波形発生器は、各種の波形を発生するだけでなく、各波形について、周波数（周期）や振幅を変化させた変形した波形を発生することが求められている。変形例を含めた波形のすべてのパターンデータを記憶するには、パターンデータメモリ15の容量が大きくなるという問題がある。

【0007】

そこで、図1の(B)に示すように、パターンデータメモリ15をDSP(Digital Signal Processor)16とコントローラ17で置き換え、任意の波形を容易に発生できる任意波形発生器(AWG)の構成が知られている。コントローラ17は、波形、周期、振幅などを選択する設定データを外部から受けて、設定データに応じてプログラムを生成し、DSP16に供給する。DSP16は、供給されたプログラムにしたがって波形のパターンデータを発生する。

20

【0008】

DSP16は、複数の波形を発生するようにプログラムすることにより、複数の波形を組み合わせた波形を発生することが可能である。例えば、2つの波形の和または差などが発生可能である。

【0009】

現在、デジタル処理による任意波形発生器(AWG)は、図1の(B)に示すような構成を用いるのが一般的であるため、以下の説明では、図1の(B)の構成の任意波形発生器を例として説明を行う。しかし、本発明は、図1の(B)の構成の任意波形発生器だけでなく、図1の(A)の構成の任意波形発生器にも適用可能である。

30

【0010】

通信システムなどでは、妨害成分や非線形伝達関数を持つデバイスにより相互変調歪み(IMD)が生じる。相互変調歪みは、特別な種類の非線形歪みであり、帯域内および帯域外のスペクトラム・リグロース(歪み)の主原因であり、信号を構成する複数の周波数成分間の望ましくない相互変調の結果生じる。

【0011】

非線形歪みは、イコライゼーション技術を使用して補正することはできない。そのため、デバイスからシステムレベルまでの非線形動作の影響を定量的に評価することは、送信側および受信側の設計や試験において重要である。2トーン信号は、2つの正弦波信号を組み合わせた波形である。通信システムなどでは、2トーン信号を使用して、デバイスやシステムの各レベルで、非線形歪の検査が行われる。

40

【0012】

図2は、2トーン信号成器の従来例の構成を示す図である。図2の2トーン信号成器は、第1正弦波信号 $A \sin(\omega_1 t)$ を発生する第1任意波形発生器(第1AWG)21Aと、第2正弦波信号 $A \sin(\omega_2 t)$ を発生する第2任意波形発生器(第2AWG)21Bと、第1正弦波信号 $A \sin(\omega_1 t)$ と第2正弦波信号 $A \sin(\omega_2 t)$ を合成するコンバイナ23と、を有する。ここで、第1正弦波信号の周波数を $f_1$ とすると $\omega_1 = 2\pi f_1$ であり、第2正弦波信号の周波数を $f_2$ とすると $\omega_2 = 2\pi f_2$ である。 $f_1$ とは $f_2$ は近接しており、同様に $\omega_1$ とは $\omega_2$ も近接している。

50

## 【0013】

図2の2トーン信号成器は、通常の任意波形発生器(AWG)をそのまま使用できるが、2台のAWGを使用するので高価であるという問題がある。

## 【0014】

前述のように、図2の(A)および(B)に示すAWGは、複数の波形を組み合わせた波形を発生することが可能である。そこで、図2の(A)および(B)に示すAWGで、第1正弦波信号 $A \sin(\omega_1 t)$ と第2正弦波信号 $A \sin(\omega_2 t)$ の和を発生することが考えられる。

## 【0015】

図2の(A)および(B)に示すAWGで第1正弦波信号 $A \sin(\omega_1 t)$ と第2正弦波信号 $A \sin(\omega_2 t)$ を含む2トーン信号を発生する場合、DAC+Amplifierの増幅特性の非線形性に起因して、第1正弦波信号と第2正弦波信号の相互変調歪が発生する。相互変調歪は、第1正弦波信号 $A \sin(\omega_1 t)$ と第2正弦波信号 $A \sin(\omega_2 t)$ およびそれらの高調波の周波数の差に対応する周波数成分を有する。例えば、相互変調歪は、 $\omega_1 - \omega_2$ 、 $\omega_2 - \omega_1$ 、 $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$ 、言い換えれば $f_1 - f_2$ 、 $f_2 - f_1$ 、 $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ などの周波数成分を有する。

10

## 【0016】

前述のように、2トーン信号の $\omega_1$ と $\omega_2$ 、すなわち $f_1$ と $f_2$ は近接しているため、相互変調歪の周波数のうち、 $2\omega_1 - \omega_2$ および $2\omega_2 - \omega_1$ は、 $\omega_1$ および $\omega_2$ に近接した周波数成分である。言い換えれば、 $2f_1 - f_2$ および $2f_2 - f_1$ は、 $f_1$ および $f_2$ に近接した周波数成分であり、バンドパスフィルタ14で除去するのが難しい。

20

## 【0017】

一方、非特許文献1は、歪の少ない30MHzから100MHzの範囲の1つの正弦波信号を発生するAWGを記載している。非特許文献1は、DAC+Amplifier(特にAmplifier12)の増幅特性を実際のAWGの出力から測定して増幅特性を高次の式で表し、それに応じて発生する高調波歪を予測して相殺するような信号をDAC11に加えることにより、歪の少ない正弦波信号を発生することを記載している。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0018】

30

【特許文献1】特表2002-506306号公報

## 【非特許文献】

## 【0019】

【非特許文献1】A.Maeda, "A Method to Generate a Very Low Distortion, High Frequency Sine Waveform Using an AWG" in Proc. IEEE International Test Conference, pp. 1-8, (Oct. 2008)

【非特許文献2】T.Komuro, et al., "Total Harmonic Distortion Measurement System of Electronic Devices up to 100MHz With Remarkable Sensitivity" IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, Vol. 56, NO. 6, DECEMBER 2007

40

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0020】

非特許文献1は、歪の少ない1つの正弦波信号を発生するAWGを記載しているが、2トーン信号発生については何ら記載していない。

## 【0021】

また、非特許文献1によれば、DAC+Amplifier(特にAmplifier12)の増幅特性を実際のAWGの出力から測定して、増幅特性を高次の式で表す必要があり、デバイスごとにDAC+Amplifier(特にAmplifier12)の増幅特性を測定する必要がある。そのため、DACに加える補正信号を設定する動作が非常に煩雑であるという問題があった。

## 【0022】

50

本発明は、このような問題を解決して、簡単な構成で歪の少ない2トーン信号を発生する2トーン信号発生方法および2トーン信号発生器を実現することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0023】

上記問題を解決するため、本発明の第1の態様の2トーン信号発生方法および2トーン信号発生器は、第1振幅の第1周波数の第1正弦波信号および第2振幅の第2周波数の第2正弦波信号に、第1周波数の3倍の周波数の第1振幅の1/2の振幅の第3正弦波信号および第2周波数の3倍の周波数の第2振幅の1/2の振幅の第4正弦波信号を加算した2トーン信号を発生するパターンデータを、D/A変換器に供給して、2トーン信号を発生することを特徴とする。

10

【0024】

すなわち、本発明の第1の態様の2トーン信号発生方法は、第1周波数の振幅Aの第1正弦波信号と、第1周波数に近接した第2周波数の振幅Bの第2正弦波信号を加算した2トーン信号を発生する2トーン信号発生方法であって、第1正弦波信号、第2正弦波信号、第1周波数の3倍の周波数の振幅Cの第3正弦波信号および第2周波数の3倍の周波数の振幅Dの第4正弦波信号を加算した2トーン補正信号のパターンデータを、D/A変換器に供給して2トーン信号を発生し、振幅Aから振幅Dは、 $C = A / 2$ 、 $D = B / 2$ の関係を有することを特徴とする。

【0025】

また、本発明の第1の態様の2トーン信号発生器は、パターンデータを発生するパターンデータ発生部と、パターンデータ発生部の出力するパターンデータに応じた波形の信号を発生するD/A変換器と、を備え、第1周波数の振幅Aの第1正弦波信号と、第1周波数に近接した第2周波数の振幅Bの第2正弦波信号を加算した2トーン信号を発生する2トーン信号発生器であって、パターンデータ発生部は、第1正弦波信号、第2正弦波信号、第1周波数の3倍の周波数の振幅Cの第3正弦波信号および第2周波数の3倍の周波数の振幅Dの第4正弦波信号を加算した2トーン補正信号のパターンデータを発生し、振幅Aから振幅Dは、 $C = A / 2$ 、 $D = B / 2$ の関係を有することを特徴とする。

20

【0026】

本発明の第1の態様によれば、D/A変換器および増幅器の増幅特性にかかわらず、第1および第2周波数に近接した3次相互変調歪成分を減衰(除去)することが可能である。

30

【0027】

2トーン補正信号のパターンデータは、第1正弦波信号、第2正弦波信号、第3正弦波信号および第4正弦波信号の和を発生するように設定されたDSPにより発生することが望ましい。

【0028】

また、上記問題を解決するため、本発明の第2の態様の2トーン信号発生方法および2トーン信号発生器は、第1周波数の第1振幅の第1正弦波信号、第2周波数の第1振幅の第2正弦波信号、第1周波数の3倍の周波数および5倍の周波数の第1振幅の所定倍( $= -1 \pm 3^{1/2}$ )の振幅の第3および第5正弦波信号および第2周波数の3倍の周波数および5倍の周波数の第2振幅の所定倍の振幅の第4および第6正弦波信号を加算した2トーン信号のパターンデータを、D/A変換器に供給して、2トーン信号を発生することを特徴とする。

40

【0029】

上記の第1の態様によれば、3次相互変調歪成分を減衰(除去)することが可能であるが、第4正弦波信号および第5正弦波信号を加えたことにより5次相互変調歪成分は残る。これに対して、本発明の第2の態様によれば、5次相互変調歪成分も減衰(除去)することが可能である。

【0030】

第2の態様では、2トーン補正信号のパターンデータは、第1正弦波信号から第6正弦

50

波信号の和を発生するように設定されたDSPにより発生することが望ましい。

【0031】

D/A変換器の出力は、増幅器により増幅される。

【0032】

さらに、増幅器の出力は、第1および第2周波数付近以外の周波数を除去するバンドパスフィルタリングされる。

【発明の効果】

【0033】

本発明によれば、簡単な構成で歪の少ない2トーン信号を発生することができる。

【図面の簡単な説明】

10

【0034】

【図1】図1は、任意波形発生器(AWG)の基本構成を示す図であり、(A)はDSPを使用しない例を、(B)はDSPを使用する例を示す。

【図2】図2は、従来の2トーン信号発生器の構成例を示す図である。

【図3】図3は、本発明の第1実施形態の2トーン信号発生器の構成を示す図である。

【図4】図4は、従来例において、DAC+Amplの増幅特性が線形で歪みがない場合の出力とそのスペクトルを示す図である。

【図5】図5は、従来例において、DAC+Amplの増幅特性が非線形で歪みがある場合の出力とそのスペクトルを示す図である。

【図6】図6は、第1実施形態において、DAC+Amplの増幅特性が非線形で歪みがある場合の出力とそのスペクトルを示す図である。

20

【図7】図7は、シミュレーションにより得られた従来例と第1実施形態におけるスペクトルを示す図であり、(A)が従来例の場合を、(B)が第1実施形態の場合を示す。

【図8】図8は、本発明の第2実施形態の2トーン信号発生器の構成を示す図である。

【図9】図9は、シミュレーションにより得られた第2実施形態におけるスペクトルを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0035】

図3は、本発明の第1実施形態の2トーン信号発生器の構成を示す図である。図3に示すように、第1実施形態の2トーン信号発生器は、図1の(B)で示した任意波形発生器(AWG)と同様に、コントローラ32と、DSP31と、D/A変換器(DAC)11と、増幅器(Ampl)12と、バンドパスフィルタ14と、を有する。前述のように、D/A変換器(DAC)11と増幅器(Ampl)12を合わせた部分を、DAC+Ampl13で表す。第1実施形態の2トーン信号発生器では、コントローラ32が、第1周波数 $f_1$  ( $= \omega_1 / 2$ )の第1振幅Aの第1正弦波信号と第2周波数 $f_2$  ( $= \omega_2 / 2$ )の第2振幅Bの第2正弦波信号とを合成した2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ を発生するように外部から要求されると、第1および第2正弦波信号に第1周波数の3倍の周波数 $3f_1$ の振幅A/2の第3正弦波信号および第2周波数の3倍の周波数 $3f_2$ の振幅B/2の第4正弦波信号とを加えた補正2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + A/2 \sin(3\omega_1 t) + B/2 \sin(3\omega_2 t)$ のパターンデータを発生するプログラムを発生し、DSP21に出力する。

30

40

【0036】

以下、第1実施形態の2トーン信号発生器の動作を説明するが、まず相互変調歪について説明する。

【0037】

図4の(A)は、DSP31が、2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ のパターンデータを発生する場合を示す。ここでは、DAC+Ampl13の増幅特性は線形で歪がなく、増幅特性は $G(t)$ で表されるとする。この場合、 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ のパターンデータに対して、DAC+Ampl13は、 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ で表される2トーン信号を出力する。出力される2トーン信

50

号のスペクトルは、図4の(B)に示すように、 $f_1$ と $f_2$ のみ、言い換えれば $f_1$ と $f_2$ のみである。

【0038】

しかし、実際のDAC + Amp 13の増幅特性は、非線形で歪を有する。ここで、DAC + Amp 13の増幅特性を $x(t) + x(t)^3$ で表す。なお、偶数次の項は周波数 $f_1$ と $f_2$ から離れた周波数であり、バンドパスフィルタ14で容易に除去可能であるので考慮しない。

【0039】

図5の(A)は、DAC + Amp 13の増幅特性が $x(t) + x(t)^3$ である場合で、DSP 31が発生した2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ のパターンデータが入力された場合を示す。この場合、図5の(B)に示すように、周波数 $2f_1 - f_2$ と $2f_2 - f_1$ の3次相互変調歪成分が発生し、3次相互変調歪成分の周波数は $f_1$ と $f_2$ に近接している。例えば、 $f_1 = 10 \text{ Hz}$ および $f_2 = 11 \text{ Hz}$ とした場合、 $2f_1 - f_2 = 9 \text{ Hz}$ および $2f_2 - f_1 = 12 \text{ Hz}$ であり、 $f_1$ および $f_2$ に近接している。そのため、周波数 $2f_1 - f_2$ と $2f_2 - f_1$ の3次相互変調歪成分の成分はバンドパスフィルタ14で除去することが難しく、出力される2トーン信号に歪みを生じる。

10

【0040】

図6の(A)は、DAC + Amp 13の増幅特性が $x(t) + x(t)^3$ である場合で、DSP 31が、 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t)$ のパターンデータが発生する場合を示す。この場合、出力信号 $y(t)$ は、次の式で表される。

20

【0041】

$$y(t) = x(t) + x(t)^3$$

$$x(t) = A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t)$$

$$x(t) \text{ を } y(t) \text{ の式に代入し、 } f_1 \text{ と } f_2 \text{ に近接する周波数成分に関する } \sin(2\omega_1 - \omega_2)t \text{ および } \sin(2\omega_2 - \omega_1)t \text{ の項を抜き出すと、}$$

$$\frac{3}{4} \cdot A^2 B \sin(2\omega_1 - \omega_2)t,$$

$$- \frac{3}{2} \cdot ABC \sin(2\omega_1 - \omega_2)t,$$

$$\frac{3}{4} \cdot AB^2 \sin(2\omega_2 - \omega_1)t,$$

$$- \frac{3}{2} \cdot ABD \sin(2\omega_2 - \omega_1)t$$

30

である。ここで、 $C = A/2$ にすると、1番目と2番目の項が互いに打ち消し合い、 $D = B/2$ にすると、3番目と4番目の項が互いに打ち消し合い、 $\sin(2\omega_1 - \omega_2)t$ および $\sin(2\omega_2 - \omega_1)t$ の項をゼロにできる。

【0042】

図6の(B)は、この場合の出力の周波数スペクトルを示しており図5の(B)に示した、周波数 $2f_1 - f_2$ と $2f_2 - f_1$ の成分を打ち消す負の成分が発生されている。これにより、DAC + Amp 13の出力から周波数 $2f_1 - f_2$ と $2f_2 - f_1$ の成分が除去され、 $f_1$ と $f_2$ に近接する成分は $\sin(\omega_1 t)$ および $\sin(\omega_2 t)$ のみとなる。

40

【0043】

図3に戻り、第1実施形態の2トーン信号発生器では、コントローラ32は、2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ を発生する場合に、補正2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + A/2 \sin(3\omega_1 t) + B/2 \sin(3\omega_2 t)$ のパターンデータを発生するプログラムをDSP 21に入力する。そのため、DAC + Amp 13の出力において $f_1$ と $f_2$ に近接する成分は $\sin(\omega_1 t)$ および $\sin(\omega_2 t)$ のみとなる。バンドパスフィルタ14を、 $f_1$ と $f_2$ に近接する成分のみを通過させる特性とすれば、2トーン信号発生器(バンドパスフィルタ14)の出力は、 $\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)$ となり、相互変調歪成分を含まない2トーン信号となる。言い換えれば、第1実施形態では、DAC + Amp 13の増幅特性の歪み成分により

50

発生する第1および第2正弦波信号の相互変調歪みのうち、第1周波数 $f_1$ および第2周波数 $f_2$ に近接する成分を打ち消すように、DSP31が第1および第2正弦波信号に加えて第3および第4正弦波信号を発生することが特徴である。

【0044】

バンドパスフィルタ14は、例えば、非特許文献2に記載されたものを使用可能である。

【0045】

第1実施形態の2トーン信号発生器で、DSP31が発生するパターンデータは、信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + A/2 \sin(3\omega_1 t) + B/2 \sin(3\omega_2 t)$ のパターンデータであり、DAC+Ampl3の増幅特性の歪み成分に依存しない。したがって、DAC+Ampl3の増幅特性を測定しなくても、DSP31で発生させる信号を設定することができる。

10

【0046】

ここで、第1実施形態の2トーン信号発生器で、 $f_1 = 63 \text{ Hz}$ および $f_2 = 65 \text{ Hz}$ とし、DAC+Ampl3の増幅特性を $x(t) + x(t)^3$ で表した場合に、 $\alpha = 0.98$ 、 $\beta = -0.05$ として、DSP31のサンプリング周期が $1/2^{14} \text{ s}$  ( $61 \mu\text{s}$ )で $2^{14}$ 個の点数をサンプリングするものとしてシミュレーションした結果を説明する。

【0047】

図7の(A)は、DSP31が、従来例と同様に、信号 $\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)$ のパターンデータを発生してDAC+Ampl3に出力した場合の2トーン信号発生器の出力の周波数スペクトルのシミュレーション結果を示す。図示のように、 $f_1 = 63 \text{ Hz}$ および $f_2 = 65 \text{ Hz}$ に加えて、 $2f_1 - f_2 = 61 \text{ Hz}$ および $2f_2 - f_1 = 67 \text{ Hz}$ に大きなスペクトル成分、すなわち相互変調歪成分が存在する。

20

【0048】

図7の(B)は、第1実施形態において、DSP31が、信号 $\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t) + 0.5 \sin(3\omega_1 t) + 0.5 \sin(3\omega_2 t)$ のパターンデータを発生してDAC+Ampl3に出力した場合の2トーン信号発生器の出力の周波数スペクトルのシミュレーション結果を示す。図示のように、 $f_1 = 63 \text{ Hz}$ および $f_2 = 65 \text{ Hz}$ のスペクトル強度は、図7の(A)と同じであるが、 $2f_1 - f_2 = 61 \text{ Hz}$ および $2f_2 - f_1 = 67 \text{ Hz}$ におけるスペクトル成分が消滅している。しかし、 $4f_1 - 3f_2 = 57 \text{ Hz}$ および $4f_2 - 3f_1 = 71 \text{ Hz}$ に比較的大きなスペクトル成分、すなわち相互変調歪成分が現れている。 $57 \text{ Hz}$ および $71 \text{ Hz}$ は、 $61 \text{ Hz}$ および $67 \text{ Hz}$ よりは $f_1 = 63 \text{ Hz}$ および $f_2 = 65 \text{ Hz}$ から離れている。そのため、バンドパスフィルタ14で $57 \text{ Hz}$ および $71 \text{ Hz}$ のスペクトル成分を除去するのは、 $61 \text{ Hz}$ および $65 \text{ Hz}$ のスペクトル成分を除去するよりは容易である。言い換えれば、通過帯域が広いバンドパスフィルタを使用することが可能になる。

30

【0049】

図8は、本発明の第2実施形態の2トーン信号発生器の構成を示す図である。図8に示すように、第2実施形態の2トーン信号発生器は、第1実施形態と同様に、コントローラ32と、DSP31と、D/A変換器(DAC)11と、増幅器(Ampl)12と、バンドパスフィルタ14と、を有する。第2実施形態の2トーン信号発生器では、コントローラ32が、第1周波数 $f_1$  ( $= \omega_1 / 2$ )の第1振幅Aの第1正弦波信号と第2周波数 $f_2$  ( $= \omega_2 / 2$ )の第2振幅Bの第2正弦波信号とを合成した2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t)$ を発生するように外部から要求されると、第1および第2正弦波信号に、第1周波数の3倍の周波数 $3f_1$ の振幅Cの第3正弦波信号、第2周波数の3倍の周波数 $3f_2$ の振幅Dの第4正弦波信号、第1周波数の5倍の周波数 $5f_1$ の振幅Eの第5正弦波信号および第2周波数の5倍の周波数 $5f_2$ の振幅Fの第6正弦波信号とを加えた補正2トーン信号 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t) + E \sin(5\omega_1 t) + F \sin(5\omega_2 t)$ のパタ

40

50

ーンデータを発生するプログラムを生成し、DSP 21に出力する。後述するように、 $C = E = A(-1 \pm 3^{1/2})/2$ 、 $D = F = B(-1 \pm 3^{1/2})/2$ である。

【0050】

第1実施形態の場合と同様に、DAC + Amp 13の増幅特性が  $x(t) + x(t)^3$  である場合で、DSP 31が、 $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t) + E \sin(5\omega_1 t) + F \sin(5\omega_2 t)$  のパターンデータを発生する場合、出力信号  $y(t)$  は、次の式で表される。

【0051】

$$y(t) = x(t) + x(t)^3$$

$$x(t) = A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + C \sin(3\omega_1 t) + D \sin(3\omega_2 t) + E \sin(5\omega_1 t) + F \sin(5\omega_2 t)$$

$x(t)$  を  $y(t)$  の式に代入し、 $f_1$  と  $f_2$  に近接する周波数成分に関する  $\sin(2\omega_1 - \omega_2)t$ 、 $\sin(2\omega_2 - \omega_1)t$ 、 $\sin(3\omega_1 - 2\omega_2)t$ 、 $\sin(3\omega_2 - 2\omega_1)t$ 、 $\sin(4\omega_1 - 3\omega_2)t$ 、 $\sin(4\omega_2 - 3\omega_1)t$ 、 $\sin(5\omega_1 - 4\omega_2)t$ 、 $\sin(5\omega_2 - 4\omega_1)t$ 、 $\sin(6\omega_1 - 5\omega_2)t$ 、 $\sin(6\omega_2 - 5\omega_1)t$  の項を抜き出し、これらの項が互いに打ち消し合う条件を求めると、 $C = E = A(-1 \pm 3^{1/2})/2$ 、 $D = F = B(-1 \pm 3^{1/2})/2$  が得られる。したがって、A から F をこの条件に設定すれば、 $f_1$  と  $f_2$  に近接する周波数成分に関する項は互いに打ち消し合いゼロにできる。

【0052】

第2実施形態の2トーン信号発生器で、DSP 31が発生するパターンデータは、DAC + Amp 13の増幅特性の歪み成分に依存しない。したがって、DAC + Amp 13の増幅特性を測定しなくても、DSP 31で発生させる信号を設定することができる。

【0053】

第2実施形態の2トーン信号発生器で、 $f_1 = 63 \text{ Hz}$  および  $f_2 = 65 \text{ Hz}$  とし、DAC + Amp 13の増幅特性を  $x(t) + x(t)^3$  で表した場合に、 $\alpha = 0.98$ 、 $\beta = -0.05$  として、DSP 31のサンプリング周期が  $1/2^{14} \text{ s}$  ( $61 \mu\text{s}$ ) で  $2^{14}$  個の点数をサンプリングするものとしてシミュレーションを行った。

【0054】

図9は、DSP 31が、信号  $A \sin(\omega_1 t) + B \sin(\omega_2 t) + 0.366 \sin(3\omega_1 t) + 0.366 \sin(3\omega_2 t) + 0.366 \sin(5\omega_1 t) + 0.366 \sin(5\omega_2 t)$  のパターンデータを発生してDAC + Amp 13に出力した場合の2トーン信号発生器の出力の周波数スペクトルのシミュレーション結果を示す。図示のように、 $f_1 = 63 \text{ Hz}$  および  $f_2 = 65 \text{ Hz}$  に大きなスペクトル強度があるが、 $2f_1 - f_2 = 61 \text{ Hz}$ 、 $2f_2 - f_1 = 67 \text{ Hz}$ 、 $3f_1 - 2f_2 = 59 \text{ Hz}$ 、 $3f_2 - 2f_1 = 69 \text{ Hz}$ 、 $4f_1 - 3f_2 = 57 \text{ Hz}$ 、 $4f_2 - 3f_1 = 71 \text{ Hz}$ 、 $5f_1 - 4f_2 = 55 \text{ Hz}$ 、 $5f_2 - 4f_1 = 73 \text{ Hz}$  におけるスペクトル成分はゼロである。そして、 $6f_1 - 5f_2 = 53 \text{ Hz}$ 、 $6f_2 - 5f_1 = 75 \text{ Hz}$  に、比較的小さなスペクトル成分が現れている。しかし、 $53 \text{ Hz}$  および  $75 \text{ Hz}$  は、 $f_1 = 63 \text{ Hz}$  および  $f_2 = 65 \text{ Hz}$  から離れており、バンドパスフィルタ14で容易に除去可能である。

【0055】

以上、本発明の実施形態を説明したが、例示した実施形態は発明を理解するために記載したものであり、本発明は記載した実施形態に限定されるものでないことは言うまでもない。例えば、前述のように、本発明は、図1の(A)に示したDSPを使用しない構成にも適用可能である。

【産業上の利用可能性】

【0056】

本発明は、D/A変換器を使用してデジタル処理により2トーン信号を発生する技術に適用可能である。

【符号の説明】

10

20

30

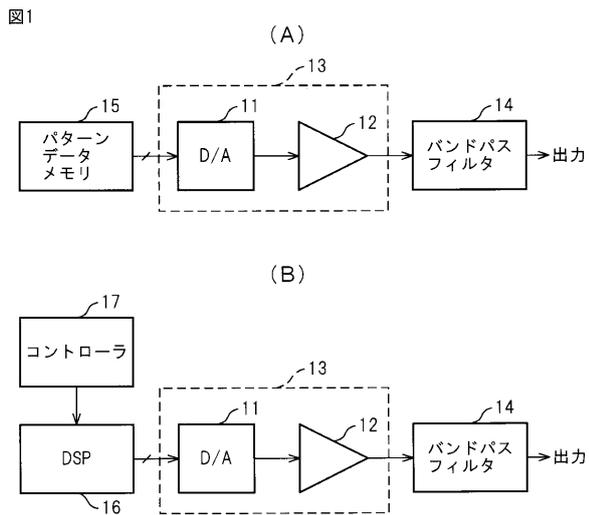
40

50

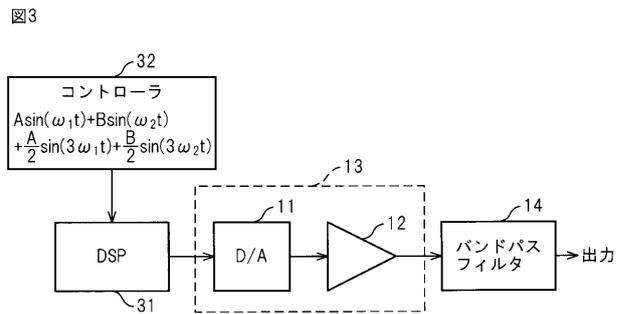
【 0 0 5 7 】

- 1 1 D / A 変換器 ( D A C )
- 1 2 増幅回路 ( A m p )
- 1 3 D A C + A m p
- 1 4 バンドパスフィルタ
- 1 5 パターンデータメモリ
- 1 6 D S P
- 1 7 コントローラ
- 3 1 D S P
- 3 2 コントローラ

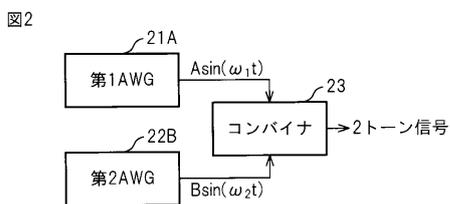
【 図 1 】



【 図 3 】

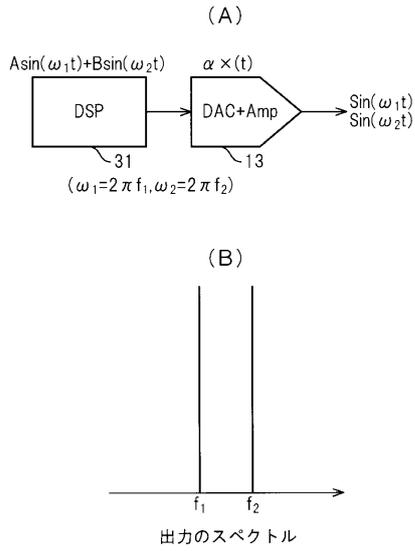


【 図 2 】



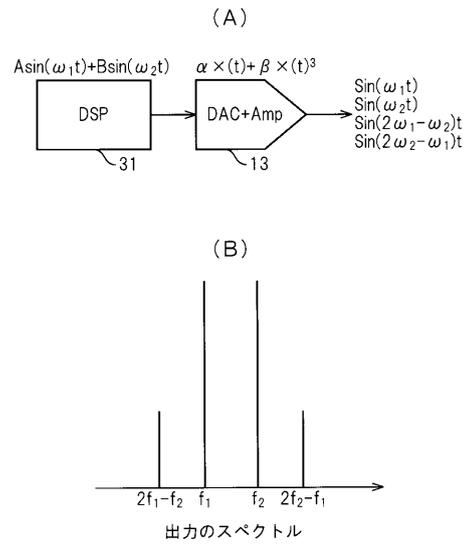
【 図 4 】

図4



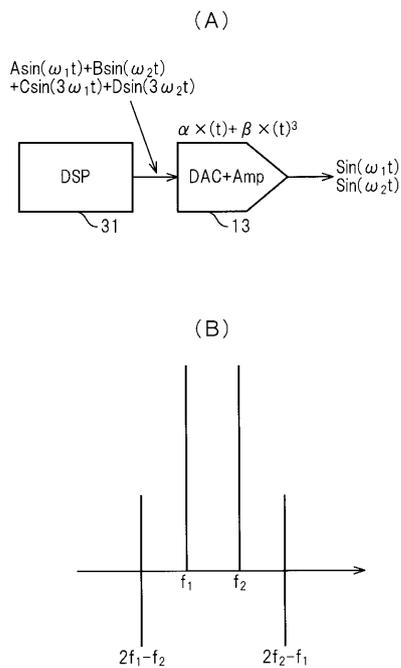
【 図 5 】

図5



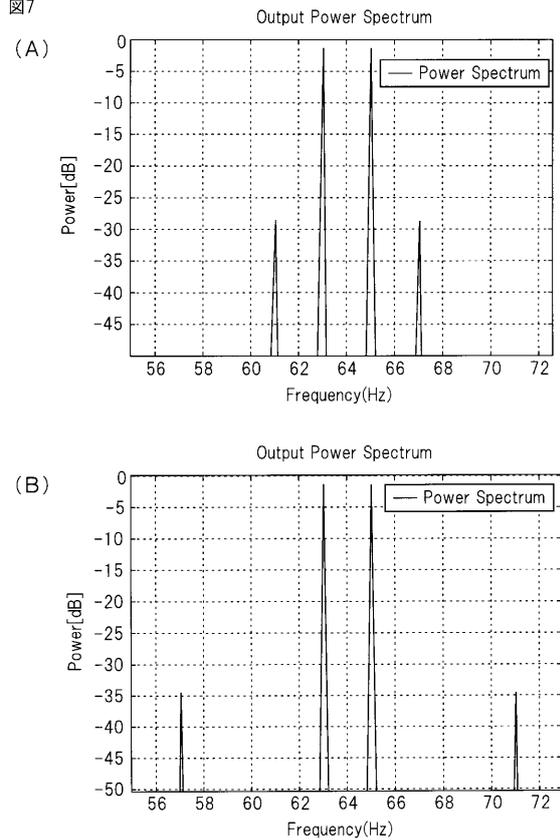
【 図 6 】

図6



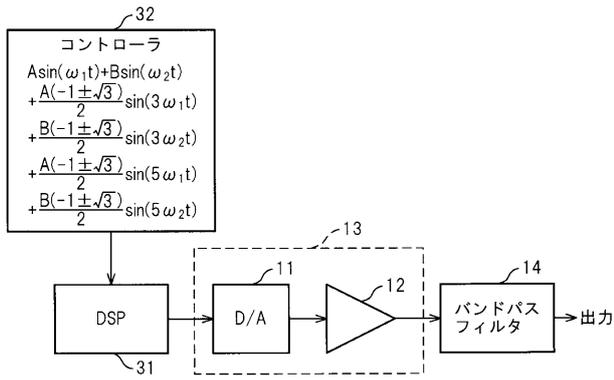
【 図 7 】

図7



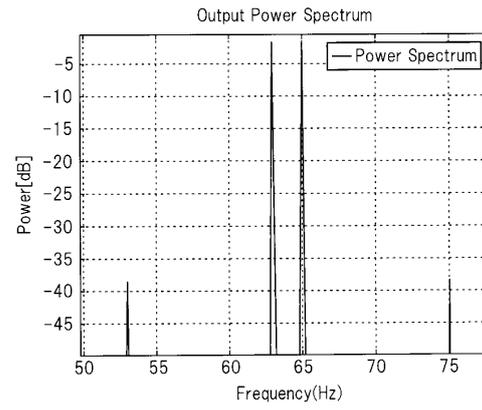
【 図 8 】

図8



【 図 9 】

図9



フロントページの続き

(72)発明者 小林 春夫  
群馬県桐生市天神町一丁目1番5号 国立大学法人群馬大学内