(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3821898号
(P3821898)
(45)発行日　平成18年9月13日(2006.9.13)　(24)登録日　平成18年6月30日(2006.6.30)

(51)Int.Cl.　F I
H04B 1/10 (2006.01)　H04B 1/10 N

請求項の数 6　(全 10 頁)

(21)出願番号　特願平9-10415
(22)出願日　平成9年1月23日(1997.1.23)
(65)公開番号　特開平9-223974
(43)公開日　平成9年8月26日(1997.8.26)
審査請求日　平成14年4月10日(2002.4.10)
(31)優先権主張番号　595,886
(32)優先日　平成8年2月5日(1996.2.5)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　399117121
アジレント・テクノロジーズ・インク
AGILENT TECHNOLOGIES, INC.
アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト　ページ・ミル・ロード　３９５
３９５ Page Mill Road
Palo Alto, California U. S. A.
(74)代理人　100105913
弁理士　加藤　公久
(72)発明者　マンフレッド・ユー・バーツ
アメリカ合衆国ワシントン州スノホミッシュ,　サウスイースト　１７２エヌディー　アヴェニュー　１０３０３
最終頁に続く

(54)【発明の名称】不要なスペクトラム成分の低減方法および装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
非線形装置の非線形性により生じる不要なスペクトル成分を減少させる方法であって、
入力信号と第一の広帯域信号とを乗算し、乗算信号を発生するステップと、
前記乗算信号を前記非線形装置に印加して中間出力信号を発生するステップと、
前記中間出力信号と第二の広帯域信号とを乗算して、前記入力信号を回復するステップと、
を含み、
前記非線形装置の非線形性により生じるスペクトル成分が広帯域雑音として出現するようにしたことを特徴とする方法。
【請求項２】
前記第一および第二の広帯域信号が、疑似ランダム雑音信号であることを特徴とする請求項１に記載の方法。
【請求項３】
前記第一および第二の広帯域信号が、周期的に変化する信号であることを特徴とする請求項１に記載の方法。
【請求項４】
非線形装置の非線形性により生じる不要なスペクトル成分を減少させる装置であって、
第一の広帯域信号を発生する信号発生器と、
入力信号と前記第一の広帯域信号との乗算を実施し、乗算結果である出力信号が前記非

線形装置に入力される第一の乗算器と、
　第二の広帯域信号を発生する信号発生器と、
　前記非線形装置の出力信号と前記第二の広帯域信号との乗算を実施して、前記入力信号を回復する第二の乗算器と、
　を備え、
　前記非線形装置の非線形性により生じるスペクトル成分が広帯域雑音として出現するようにしたことを特徴とする装置。
【請求項５】
　前記第一および第二の広帯域信号が、疑似ランダム雑音信号であることを特徴とする請求項４に記載の装置。
【請求項６】
　前記第一および第二の広帯域信号が、周期的に変化する信号であることを特徴とする請求項４に記載の装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】
本発明は、非線形装置からのスプリアス信号の低減に関するものであり、とりわけ、こうした装置によって生じる偶数次歪み積を広帯域ノイズに変換するための方法及び装置に関するものである。
【０００２】
【従来の技術】
受信回路の設計における共通の問題は、受信機のフロント・エンドにおける歪みの低減である。受信機の回路素子の非線形性によって、回路全体の性能を損なうことになるスプリアス波形（歪み）が生じる。例えば、測定器の場合、こうしたスプリアス波形は、測定される実際の波形と区別がつかなくなったり、あるいは、測定される実際の波形をマスキングする可能性がある。
【０００３】
非理想装置によって、いくつかの歪み積が生じるが、そのうち最も重要なものは、第二高調波及び第三高調波と、二次相互変調歪み及び三次相互変調歪みである場合が多い。一般に、二次歪みは、信号の正の方向の振れと負の方向の振れとの非線形処理に起因した出力波形の非対称性によって生じる。三次歪みは、加えられる信号の大きさに応じた回路素子の伝達関数の変動によって生じる。
【０００４】
三次歪みは、より小さい信号で装置を駆動するか、あるいは、よりダイナミック・レンジの大きい装置を利用することによって低減することが可能である。どちらの場合にも、入力信号の振れによる装置の伝達関数の変化は小さくなり、この結果、三次歪みが低減する。
【０００５】
しかし、従来、二次歪みの除去はより困難であった。二次歪みを低減する方法の１つは、平衡装置を利用することである。しかし、平衡装置は、決して真の平衡がとれることはない。製造公差、熱効果、及び、他の現象のため、最も精密な（高価でもある）平衡装置にも、ある程度の固有の非対称性が備わっている。この非対称性によって、偶数次の歪みが生じる。
【０００６】
二次歪みを制御するもう１つのアプローチは、フィードバック回路の利用である。こうしたアプローチの場合、歪みエラーは、理論的には、フィードバック信号を入力信号と混合することによって除去される。しかし、この方法は、受信回路の利得及び非線形性によって制限される。
【０００７】
【発明が解決しようとする課題】

受信機及び他の電子回路は、他の点では最適化されるので、二次歪みの問題がいっそう重要性を増すことになる。本発明の目的は、この問題に取り組むことにある。

【０００８】

【課題を解決するための手段】

本発明の望ましい実施例によれば、電子装置からの偶数次の積は、広帯域ノイズとしてスペクトル的に再分布が施される。歪みエネルギを周波数スペクトル全体に拡散することによって、歪みの影響が低減する。さらに、歪みを広帯域ノイズに変換することによって、既知のデジタル信号処理技法を用いて、ノイズレベルより低い信号を識別し、回復することが可能になる。

【０００９】

望ましい実施例の場合、補助信号発生器によって、論理±１の間で変化する擬似ランダム・ノイズ信号を発生する。この信号が、乗算器のような組み合わせ器において入力信号と組み合わせられて、広帯域ノイズの様相を示す組み合わせ信号が生じることになる。この組み合わせ信号は、さらに、増幅器またはアナログ・デジタル変換器のような非線形装置によって処理を受ける。この処理が済むと、第２の組み合わせ器において、該信号と第１の組み合わせ器に加えられた補助信号の逆信号を組み合わせることによって、該信号の同期式再構成が行われる。この結果、所望の信号が回復し、同時に、歪みが周波数スペクトルに対して拡散される。

【００１０】

本発明の以上の及びその他の特徴及び利点については、添付の図面に関連して進められる下記の詳細な説明から容易に明らかになるであろう。

【００１１】

【実施例】

図１を参照すると、本発明の実施例の１つによるスペクトル拡散線形化装置１０には、補助信号発生器１２、第１と第２の組み合わせ器１４、１６、及び、線形化すべき非線形装置１８が含まれている。

【００１２】

第１の組み合わせ器は、２つの入力２０、２２を備えている。第１の入力は、処理を受ける電気信号に結合され、第２の入力は、補助信号発生器１２の第１の出力２４に結合される。組み合わせ器の出力２６は、非線形装置１８の入力２８に結合される。

【００１３】

非線形装置の出力３０は、第２の組み合わせ器１６の第１の入力３２に結合される。第２の組み合わせ器は、補助信号発生器１２の第２の出力３６に結合された第２の入力３４をも有する。第２の組み合わせ器の出力３８は、歪みの低減した、処理済みの電気信号を送り出す。

【００１４】

図２は、図１に用いることが可能な補助信号発生器１２のブロック図である。補助信号発生器には、１及び０によるランダム・デジタル・パターンを生成するデジタル擬似ランダム・ノイズ発生器４０が含まれている。ノイズ発生器には、互いの逆バージョンである２つの単一ビット出力４２、４４が含まれている。電圧変換器４６を用いて、擬似ランダム・ノイズ発生器の出力４２の電圧レベルが論理±１に修正される。遅延回路５０を用いて、補助出力信号３６と第１及び第２の組み合わせ器１４、１６の間の遅延との同期がとられる。したがって、補助出力３６は、補助出力２４の逆時間シフト・バージョンである。結果として、第２の組み合わせ器１６に加えられる逆補助信号３６は、組み合わせ器１４において先行して入力信号の処理に用いられたのと同じ信号の逆バージョンということになる。

【００１５】

図３は、典型的な非線形装置１８のブロック図である。図解の装置には、アナログ・デジタル変換器（ＡＤＣ）５８に結合された増幅器５６が含まれている。増幅器５６に対する入力２８は、組み合わせ器１４からの出力信号２６によって駆動される。増幅器の出力６

０は、アナログ・デジタル変換器５８の入力６２に加えられる。増幅器及びアナログ・デジタル変換器の非線形特性によって、処理される信号にスプリアス波形が生じる。

【００１６】

本発明の原理は、明らかに、多種多様な非線形装置１８に関連して有効に用いることが可能であり、特定の例示の装置に制限されるものではない。

【００１７】

例示の第１の組み合わせ器１４（図１）は、アナログ乗算器であり、従って、その出力端子２６における信号は、入力端子２０における入力信号と補助信号発生器１２の出力２４との積である。Ａｎａｌｏｇ　Ｄｅｖｉｃｅｓ製のアナログ・マルチプレクサのような２つの四象限マルチプレクサを用いるのが望ましい。

【００１８】

例示の第２の組み合わせ器１６は、デジタル乗算器であり、従って、その出力端子３８における信号は、非線形装置１８の出力３０と補助信号発生器１２の出力３６の積である。

【００１９】

第２の組み合わせ器１６は、非線形装置１８によって生じる見掛けのノイズ及び歪みから所望の信号を同期式に再構成する。すなわち、第２の組み合わせ器は、入力の一方を逆転することによって、装置１８の出力３０から所望の増幅信号が回復されることになる、乗算操作を実施する。

【００２０】

図４には、上述の操作の理解を助けになる、例示の実施態様に生じるいくつかの周波数スペクトルが示されている。

【００２１】

図４Ａには、例示の入力信号のスペクトル組成が示されている。図４Ｂには、補助信号発生器１２によって第１の組み合わせ器１４に供給される広帯域ノイズが示されている。図４Ｃには、第１の組み合わせ器１４からの出力信号のスペクトル組成が示され、図４Ｂのノイズ・スペクトル全域にわたる図４Ａの入力信号のスミアリングが例示されている。図４Ｄには、第２の組み合わせ器１６からの最終出力信号のスペクトル組成が示され、入力信号の正確な回復、及び、低レベル（例示のため誇張されている）の広帯域ノイズとして非線形歪み積の分布が例示されている。

【００２２】

図５には、本発明の第２の実施例６６が示されている。この実施例の場合、２つの独立した補助信号発生器６８、７０を用いて、補助信号２４、３６が生成される。前述のように、補助信号３６は、補助信号２４の逆時間シフト・バージョンである。

【００２３】

入力信号（ただし、歪みではない）の回復に関する数学的正当性が、以下の例によって最も明確に立証される。

【００２４】

入力信号が次のように表されるものと仮定する

$x = \cos(wt)$　　（１）

このサンプル値表現は、下記に示すとおりである

$x_n = \cos(nwt)$ ；$n = 0 \rightarrow \infty$　　（２）

【００２５】

乗算器において、歪みのない入力信号とシステムのサンプル周波数の１／２（ｆｓ／２）における＋／－１の振幅の方形波との乗算が行われる。この信号は、増幅され、ＡＤＣによってデジタル方式でサンプリングされる。大部分の受信セクションは、この段階で、歪みが導入され、非線形変換によって下記に示すようにモデル化される：

$V = ax + bx^2 + cx^3 + d$　　（３）

ここで、ｘは、複合入力信号に相当する。（この複合信号は方形波ともとの入力信号の積である）。この変換には、二次歪み及び三次歪みの影響をモデル化するための二次項及び三次項が含まれている。

【００２６】
ＡＤＣの出力は、周期がｆｓ／２の方形波と入力信号の積から構成される複合信号のデジタル方式によるサンプリング・バージョンを送り出す。これは、変換の各項を観測することによって、数学的に下記のように表すことが可能である。サンプリングされる信号の線形項は、次のように表される：

$$ax_n = a\cos(nwt)(-1)^n \;;\; n = 0 \rightarrow \infty \qquad (4)$$

【００２７】
この信号に、サンプル・レートの二分の１、ｆｓ／２、で交番する＋／－１のデジタル同期信号との第２のデジタル乗算が施されると、結果として、もとの入力信号が完全に回復し、次のようになる：

$$ax_n = a\cos(nwt)(-1)^{2n} \qquad (5)$$

$$ax_n = a\cos(nwt) \qquad (6)$$

これは、アナログ入力信号のデジタル方式によるサンプル値表現である。

【００２８】
ＡＤＣの入力及び出力において乗算する信号が、＋／－１の極性の同期ランダム交番信号から構成される場合、この結果は不変である。

【００２９】
二次項については、次の通りである

$$bx_n^2 = b[\cos(nwt)(-1)^n]^2 \qquad (7)$$

$$bx_n^2 = b[\cos^2(nwt)] \qquad (8)$$

$$bx_n^2 = (b/2)[1 + \cos(2nwt)] \qquad (9)$$

ＡＤＣの出力における二次歪み項に関するこのサンプル値表現にｆｓ／２における＋／－１のデジタル同期乗算信号を乗じると、この結果は次のようになる：

$$bx_n^2 = (b/2)[1 + \cos(2nwt)][(-1)^n] \qquad (10)$$

【００３０】
この結果には、＋／－の乗算項も含まれている。本発明の実施において、乗算信号は、実際には、ｆｓ／２で＋／－１から変化するランダム信号である。ｆｓ／２で＋／－１からランダムに変化するランダム信号を乗じると、周波数領域において、ノイズとして周波数スペクトル全域にわたり均一に拡散される信号が生じる結果になる。従って、二次歪み項のエネルギは、単一周波数ポイントの歪みから広帯域ノイズに変換される。これは、もとの入力信号に対応する線形項に関して生じることはない。

【００３１】
同じ操作を三次項に関して実施すると、次の結果になる：

$$cx_n^3 = c[\cos(nwt)(-1)^n]^3 \qquad (11)$$

$$cx_n^3 = c[\cos^3(nwt)(-1)^{3n}] \qquad (12)$$

$$cx_n^3 = (c/4)[3\cos(nwt) + \cos(3wt)][(-1)^n] \qquad (13)$$

もう１度、（－１）^{n}の第２の同期デジタル乗算を実施すると、結果は次の通りである

$$cx_n^3 = (c/4)[3\cos(nwt) + \cos(3wt)] \qquad (14)$$

これは、ｃｏｓ３ｗｔの第３高調波を含む三次項のサンプル値バージョンである。

【００３２】
より高次の項についても同じ結果を示すことが可能であり、本発明によって、全ての偶数次項の歪みがノイズに変換されるが、もとの奇数次の項は同じままである。

【００３３】
ほとんどの例において、擬似ランダム信号の状態はランダム・レートで変化することが望ましい。これによって、上述の帯域幅の制約条件が克服され、従って、ＡＤＣの帯域幅がより有効に利用されることになる。

【００３４】
以上の論考から明らかなように、本発明によれば、先行技術における「解決策」に関連した影響を受けやすい平衡化またはフィードバックの問題を伴うことなく、歪み積を低減する有利な方法及び装置が得られる。

【００３５】
望ましい実施例に関連して本発明の解説及び例示を行ってきたが、本発明の原理を逸脱することなく、これらの実施例の構成及び細部に修正を施すことができるのは明らかである。
【００３６】
例えば、単一ビット擬似ランダム・ノイズ発生器に関連して本発明の例示を行ったが、明らかに、代替実施例において、マルチビット・ノイズのストリームである「ワード」を出力するノイズ発生器を用いることも可能である。同様に、デジタル・ノイズ源に関連して本発明の例示を行ったが、明らかに、熟練者であれば、詳述された実施例に修正を加えて、アナログ・ノイズ源を用いることも可能である。
【００３７】
さらに、入力信号と擬似ランダム信号の混合に関連して本発明の例示を行ったが、明らかに、非ランダム信号を含む他のミクサ信号を代用するすることも可能である（結果として、歪み積のスペクトル再分布が変化する）。
【００３８】
ハードウェア回路要素に関連して本発明の例示を行ったが、図に示した装置の一部または全ては、適合する電源を備えたマイクロプロセッサで実行される対応するソフトウェア・ルーチンによって実施することが可能である。
【００３９】
本発明の原理を適用することが可能な多種多様な実施例を考慮すると明らかなように、詳細な実施例は、単なる例示だけでしかなく、本発明の範囲を制限するものとみなしてはならない。
【００４０】
以上、本発明の実施例について詳述したが、以下、本発明の各実施態様の例を示す。
【００４１】
[実施態様１]
フロント・エンドに非線形装置を含むデジタル化受信機において、
入力信号を供給するステップと、
前記入力信号を第１の広帯域信号と組み合わせて、組み合わせ信号を発生するステップと、
前記組み合わせ信号を非線形装置（１８）に加えて、中間出力信号を発生するステップと、
前記第１の広帯域信号に関連する第２の広帯域信号によって前記中間出力信号に処理を加え、前記中間出力信号から最終出力信号を回復するステップと、
を備えて成り、非線形装置の非線形性によるスペクトル成分に、スペクトル・スミアが施され、最終出力信号が広帯域ノイズの様相を呈することを特徴とする、非線形装置の非線形性による望ましくないスペクトル成分を低減するための方法。
【００４２】
[実施態様２]
前記第１、第２の広帯域信号が擬似ランダム・ノイズ信号であることを特徴とする、実施態様１に記載の方法。
【００４３】
[実施態様３]
前記第１の広帯域信号が、前記第２の広帯域信号のスケーリングが施された、時間シフト・バージョンであることを特徴とする、実施態様１に記載の方法。
【００４４】
[実施態様４]
入力ノードに結合され、出力が出力ノードに結合された非線形装置（１８）をフロント・エンドに含むデジタル化受信機において、
第１、第２の出力を有する広帯域信号発生器（１２）と、

第１の入力が前記入力ノードに結合され、第２の入力が前記第１の広帯域信号発生器の出力に結合され、出力が前記非線形装置の入力に結合された第１の組み合わせ器（１４）と、
第１の入力が前記非線形装置の出力に結合され、第２の入力が前記第２の広帯域信号発生器の出力に結合され、出力が前記出力ノードに結合された第２の組み合わせ器（１６）と、
を備えて成り、第１、第２の組み合わせ器が、協働し、前記非線形装置の非線形性によるスペクトル積にスミアリングを施して、出力ノードに加えられる広帯域ノイズを生じることを特徴とする、非線形装置の非線形性による望ましくないスペクトル成分を低減するための装置。

【００４５】
[実施態様５]
前記第１、第２の組み合わせ器（１４、１６）の少なくとも一方が、アナログ乗算器であることを特徴とする、実施態様４に記載のデジタル化受信機。

【００４６】
[実施態様６]
前記第１、第２の組み合わせ器（１４、１６）の少なくとも一方に、電流ステアリング・トポロジをなす１対のエミッタ結合トランジスタが含まれることを特徴とする、実施態様５に記載のデジタル化受信機。

【００４７】
[実施態様７]
前記第１、第２の組み合わせ器（１４、１６）の少なくとも一方が、デジタル乗算器であることを特徴とする、実施態様４に記載のデジタル化受信機。

【００４８】
[実施態様８]
非線形装置（１８）に、アナログ・デジタル変換器（５８）が含まれることを特徴とする、実施態様４に記載のデジタル化受信機。

【００４９】
[実施態様９]
前記広帯域信号発生器（１２）に、信号出力を備えた信号発生回路が含まれており、前記信号出力が第１の出力の働きをすることと、前記広帯域信号発生器（１２）に、さらに、前記第１の出力に結合された入力、及び、遅延回路出力（３６）を備えた遅延回路（５０）が含まれており、前記遅延回路出力が前記第２の出力の働きをすることを特徴とする、実施態様４に記載のデジタル化受信機。

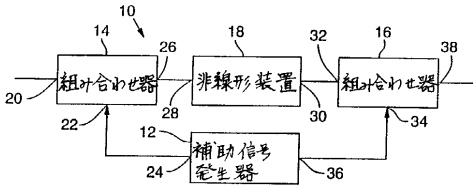
【００５０】
[実施態様１０]
前記広帯域信号発生器が、擬似ランダム・ノイズ発生器（４０）であることを特徴とする、実施態様４に記載のデジタル化受信機。

【００５１】
【発明の効果】
以上説明したように、本発明を用いることにより、電子装置からの偶数次歪み積を広帯域ノイズに変換することができ、歪みの影響を低減することができる。

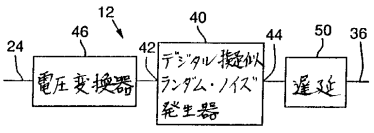
【図面の簡単な説明】
【図１】本発明の実施例の１つによるスペクトル拡散線形化回路のブロック図である。
【図２】望ましい補助信号発生器のブロック図である。
【図３】図１に用いられる非線形装置のブロック図である。
【図４Ａ】図１の実施例によって、二次歪み積を広帯域ノイズとしていかに分布させるかを示すスペクトル図である。
【図４Ｂ】図１の実施例によって、二次歪み積を広帯域ノイズとしていかに分布させるかを示すスペクトル図である。

【図４Ｃ】図１の実施例によって、二次歪み積を広帯域ノイズとしていかに分布させるかを示すスペクトル図である。
【図４Ｄ】図１の実施例によって、二次歪み積を広帯域ノイズとしていかに分布させるかを示すスペクトル図である。
【図５】２つの補助信号発生器を用いるスペクトル拡散線形化装置のブロック図である。
【符号の説明】
１０：スペクトル拡散線形化装置
１２：補助信号発生器
１４：第１の組み合わせ器
１６：第２の組み合わせ器
１８：非線形装置
２６：組み合わせ器
４０：擬似ランダム・ノイズ発生器
４６：電圧変換器
５０：遅延回路
５６：増幅器
５８：アナログ・デジタル変換器
６８：補助信号発生器
７０：補助信号発生器

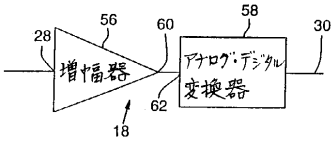
【図１】



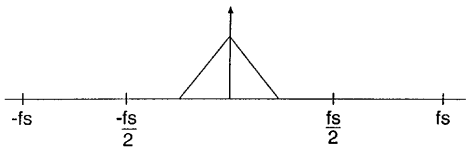
【図２】



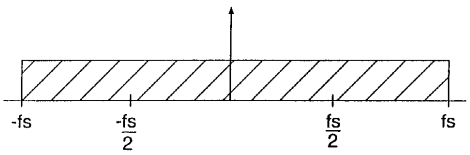
【図３】



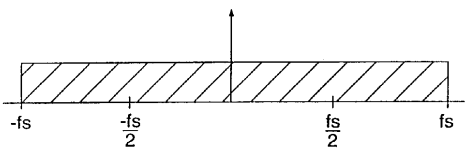
【図４Ａ】



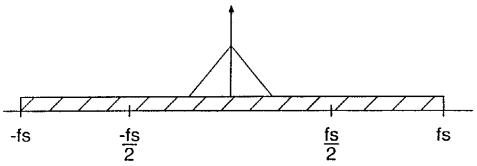
【図４Ｂ】



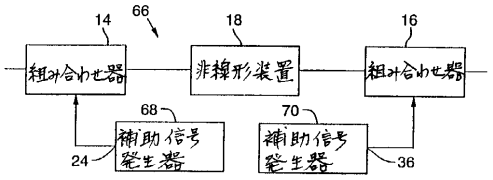
【図４Ｃ】



【図４Ｄ】


-fs
-fs/2
fs/2
fs

【図５】


14
66
18
16
組み合わせ器
非線形装置
組み合わせ器
68
70
補助信号発生器
補助信号発生器
24
36

フロントページの続き

審査官　江口　能弘

(56)参考文献　特開平０４－３６４６０２（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－０５６１７６（ＪＰ，Ａ）
特開平７－２３０２２（ＪＰ，Ａ）
特開平６－３４７４９８（ＪＰ，Ａ）
特開平６－２３２８３８（ＪＰ，Ａ）
特開昭６３－２９６４２４（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H04B 1/10