

(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2014-103671

(P2014-103671A)

(43) 公開日 平成26年6月5日(2014.6.5)

(51) Int.Cl.		F I			テーマコード (参考)
HO4B 1/04	(2006.01)	HO4B 1/04	A		5K042
HO4B 17/00	(2006.01)	HO4B 17/00	H		5K060

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L 外国語出願 (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願2013-240211 (P2013-240211)
 (22) 出願日 平成25年11月20日 (2013.11.20)
 (31) 優先権主張番号 13/682, 411
 (32) 優先日 平成24年11月20日 (2012.11.20)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 391002340
 テクトロニクス・インコーポレイテッド
 TEKTRONIX, INC.
 アメリカ合衆国 オレゴン州 97077
 -0001 ビーバートン サウスウエス
 ト カール・ブラウン・ドライブ 141
 50
 (74) 代理人 110001209
 特許業務法人山口国際特許事務所
 (72) 発明者 マーカス・ケイ・ダシルバ
 アメリカ合衆国 オレゴン州 97229
 ポートランド ノースウエスト ロスト
 ・パーク・ドライブ 11165
 Fターム(参考) 5K042 CA02 CA11 DA22 FA20 GA06
 GA11

最終頁に続く

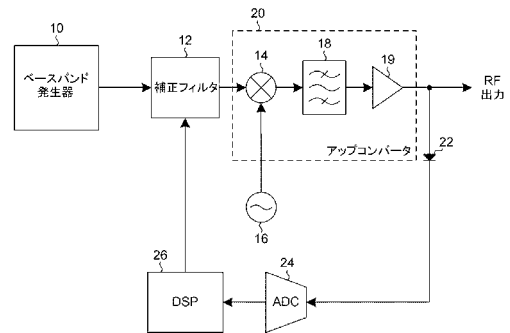
(54) 【発明の名称】 RF信号源の校正方法及び振幅平坦及び位相リニアリティ校正器

(57) 【要約】

【課題】 RF源の振幅平坦及び位相リニアリティを達成する。

【解決手段】 自乗法則のダイオード検出器22と少なくとも一対の均等な振幅の周波数トーンが用いられる。RF源のベースバンド発生器10はそのトーンを発生するが、それは補正フィルタ12とアップコンバータ20に連続して適用されて出力RF信号を生み出す。そのトーンは、特定の周波数帯域幅に亘ってとびとびに変化され、そのトーンにおける各平均周波数においてそのトーンの大きさ及び群遅延と各トーン間のビート周波数の位相が測定される。結果の測定値が補正フィルタ12のフィルタ係数を校正するために用いられ、特定の周波数帯域幅に亘る振幅平坦及び位相リニアリティを確実にする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直列に連結されたベースバンド信号発生器と補正フィルタとアップコンバータを有するタイプの RF 信号源を RF 信号出力の振幅平坦及び位相リニアリティに校正する方法であって、

ベースバンド信号発生器から、特定の平均周波数とトーン間における特定の周波数分離を有する複数の均等な振幅の周波数トーンであって、該均等な振幅の周波数トーンが互いに非倍数であるものを発生する工程と、

RF 出力信号から、前記特定の平均周波数に対する大きさと群遅延を算出する工程と、
前記特定の周波数分離の位相応答を算出する工程と、

10

特定の周波数帯域幅に亘ってベースバンド信号発生器からの前記特定の平均周波数をとびとびに変化させ、各特定の平均周波数において前記発生と算出工程を繰り返す工程と、

前記大きさ及び位相応答から補正フィルタのフィルタ係数を算出して、前記特定の周波数帯域幅に亘って RF 信号出力が振幅平坦及び位相リニアリティを有するようにする工程からなる校正方法。

【請求項 2】

直列に連結されたベースバンド信号発生器と補正フィルタとアップコンバータを有するタイプの RF 信号源であり、出力 RF 信号を生成する RF 信号源のための集積された振幅平坦及び位相リニアリティ校正器であって、

アップコンバータからの出力 RF 信号を受信するために連結された自乗法則ダイオード検出器であって、検出出力信号を生成する自乗法則ダイオード検出器と、

20

検出出力信号を処理して補正フィルタの校正係数を生成する手段とからなる振幅平坦及び位相リニアリティ校正器。

【請求項 3】

ベースバンド発生器が、校正のために、特定の平均周波数と周波数トーン間における特定の周波数分離を有する、補正フィルタに入力される複数の均等な振幅の周波数トーンであって、均等な振幅の周波数トーンが互いに非倍数であるものを提供する前記請求項 2 に記載の振幅平坦及び位相リニアリティ校正器。

【請求項 4】

処理手段が、

30

検出出力信号をデジタルサンプルに変換する手段と、

入力として前記デジタルサンプルを有するプロセッサであって、前記デジタルサンプルから前記特定の平均周波数の大きさと群遅延と前記特定の周波数分離の位相応答を算出し、そこから校正係数が算出され前記トーンによって示された周波数帯域幅に亘って RF 信号出力が振幅平坦及び位相リニアリティを有するようにするプロセッサとからなる前記請求項 3 に記載の振幅平坦及び位相リニアリティ校正器。

【請求項 5】

ベースバンド信号発生器が、RF 源のために所望の RF 周波数帯域幅に亘って特定の平均周波数をとびとびに変化させ、前記プロセッサが各ステップにおいて補正フィルタに対し校正係数を提供して RF 信号出力が所望の RF 周波数帯域幅に亘って振幅平坦及び位相リニアリティを有するようにすることを含む前記請求項 4 に記載の振幅平坦及び位相リニアリティ校正器。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電子機器を検査するための信号源に関し、より特には、ラジオ周波数 (RF) 信号源に対する振幅平坦及び位相リニアリティ校正に関する。

【背景技術】

【0002】

ベクトル信号発生器は、一又はそれ以上のステージのブロックアップバージョンと

50

フィルタリングによって後続される、広帯域信号発生をすることができる任意波形発生器 (AWG) を用いて構築されうる。アップコンバージョン及びフィルタリング処理は、所望の広帯域試験信号に対して対象の周波数帯域幅に亘って相当多くの振幅リプルと線形位相からの偏差を生み出すことがある。これらの位相と大きさの影響は、フィルタとミキサ自体の双方の作動に起因している。

【0003】

アップコンバージョン処理の周波数応答は、アップコンバータとカスケード接続されたときに、対象となる周波数帯域幅に亘って平坦な振幅と線形位相を提供する応答を有するベースバンド補正フィルタを適用することにより訂正されうる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】米国特許第8224269号

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献1】Vasudev 他「パワー検出器を用いたフィルタの計測」と題する、2002年9月刊の「マイクロ波原理と技術に関するIEEE議事録」第50巻第9号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

ベースバンド補正フィルタを作成するためにアップコンバータの周波数応答特性を測定する必要がある。この測定は主に工場環境で外部試験機器によって行われる。しかしながら、このような測定は本来的に限定される。なぜならば、周波数応答性は温度と構成部品の寿命と共に変化しやすいからである。

【0007】

パワー検出器を用いた計器又は通信システムの大きさ及び位相を測定するための一つの方法が、「パワー検出器を用いたフィルタの計測」と題する、2002年9月刊のマイクロ波原理と技術に関するIEEE議事録第50巻第9号にVasudev 他によって記載されている。この方法は、対象となる周波数帯域幅を包含する各エンド周波数における位相を測定し、その後、該二つの周波数の間の中間点における位相を測定し、更に、十分な点が測定されるまで、その位相が既に測定された二つの周波数の中間点における位相を測定していき、十分な細部を提供しその周波数帯域幅に亘って測定中のフィルタの位相特性を記述する。すなわち、ウェブアルゴリズムである。測定は、各周波数における既知の位相を得るために、各周波数において独立して行われる。

【0008】

2012年7月17日に付与された、「ベクトル変調器校正システム」と題するJungerman 他による米国特許第8224269号も、ダイオード検出器のようなパワー検出器を用いてベクトル変調器からのパワー出力、すなわち、90度の位相差がある二つの成分で一つの周波数信号を表すベクトル信号のIQ成分を測定している。

【0009】

必要なのは、振幅リプル及び位相変化に対する補償をするのに使用されるフィルタ係数を提供するために、使用時にRF信号源の位相と振幅の応答を測定する手段である。

【課題を解決するための手段】

【0010】

したがって、本発明は、単純な自乗法則のダイオード検出器とRF信号源からの少なくとも一対のトーンを用いることによるRF信号源の振幅平坦及び位相リニアリティ校正を提供する。RF信号源のベースバンド発生器は、所望のトーンを発生するが、それは補正フィルタとアップコンバータに連続して適用されて出力RF信号を生み出す。各トーンは、特定の周波数帯域幅に亘ってとびとびに発生され、そのトーンにおける各平均周波数においてそのトーンの振幅及び群遅延と各トーン間のビート周波数(単数又は複数)の位相

10

20

30

40

50

が測定される。結果の測定値が補正フィルタのフィルタ係数を校正するために用いられ、出力RF信号の特定の周波数帯域幅に亘る振幅平坦及び位相リニアリティを確実にする。

【0011】

本発明の第1の基本理念は、直列に連結されたベースバンド信号発生器と補正フィルタとアップコンバータを有するタイプのRF信号源をRF信号出力の振幅平坦及び位相リニアリティに校正する方法であり、以下の工程からなることである。

すなわち、

ベースバンド信号発生器から、特定の平均周波数とトーン間における特定の周波数分離を有する複数の均等な振幅の周波数トーンであって、均等な振幅の周波数トーンが互いに非倍数であるものを発生する工程と、

10

RF出力信号から、前記特定の平均周波数に対する大きさと群遅延を算出する工程と、前記特定の周波数分離の位相応答を算出する工程と、

特定の周波数帯域幅に亘ってベースバンド信号発生器からの前記特定の平均周波数を一つずつ進み、各特定の平均周波数において前記発生と算出工程を繰り返す工程と、

前記大きさ及び位相応答から補正フィルタのフィルタ係数を算出して、前記特定の周波数帯域幅に亘ってRF信号出力が振幅平坦及び位相リニアリティを有するようにする工程である。

【0012】

本発明の第2の基本理念は、上記第1の基本理念に記載された方法において、複数の均等な振幅の周波数トーンが特定の周波数分離を有する一対の均等な振幅の周波数トーンを含むことである。

20

【0013】

本発明の第3の基本理念は、直列に連結されたベースバンド信号発生器と補正フィルタとアップコンバータを有するタイプのRF信号源であり、出力RF信号を生成するRF信号源のための集積された振幅平坦及び位相リニアリティ校正器であって、

アップコンバータからの出力RF信号を受信するために連結された自乗法則ダイオード検出器であって、検出出力信号を生成する自乗法則ダイオード検出器と、

検出出力信号を処理して補正フィルタの校正係数を生成する手段とからなる集積された振幅平坦及び位相リニアリティ校正器である。

【0014】

30

本発明の第4の基本理念は、上記第3の基本理念に記載された集積校正器であって、ベースバンド発生器が、校正のために、特定の平均周波数と周波数トーン間における特定の周波数分離を有する、補正フィルタに入力される複数の均等な振幅の周波数トーンであって、均等な振幅の周波数トーンが互いに非倍数であるものを提供することである。

【0015】

本発明の第5の基本理念は、上記第3の基本理念に記載された集積校正器であって、ベースバンド発生器が、校正のために、特定の周波数分離を有する、補正フィルタに入力される一対の均等な振幅の周波数トーンを提供することである。

【0016】

40

本発明の第6の基本理念は、上記第4の基本理念に記載された集積校正器であって、処理手段が、

検出出力信号をデジタルサンプルに変換する手段と、

入力として前記デジタルサンプルを有するプロセッサであって、前記デジタルサンプルから前記特定の平均周波数の大きさと群遅延と前記特定の周波数分離の位相応答を算出し、そこから校正係数が算出され前記トーンによって示された周波数帯域幅に亘ってRF信号出力が振幅平坦及び位相リニアリティを有するようにするプロセッサとからなることである。

【0017】

本発明の第7の基本理念は、上記第6の基本理念に記載された集積校正器であって、ベースバンド信号発生器が、RF源のために所望のRF周波数帯域幅に亘って特定の平均周

50

波数をとびとびに変化させ、前記プロセッサが各ステップにおいて補正フィルタに対し校正係数を提供してRF信号出力が所望のRF周波数帯域幅に亘って振幅平坦及び位相リニアリティを有するようにすることを含むことである。

【0018】

付属の特許請求の範囲と添付の図面の特徴に関連して読んだときに、本発明の目的と効果と他の新規な特徴は以下の詳細な説明から明らかである。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】図1は、本発明による、振幅平坦及び位相リニアリティに校正するための単純な自乗法則検出器を有するRF広帯域信号源のブロック図である。

10

【図2】図2は、本発明による、RF広帯域周波数源に亘る振幅平坦及び位相リニアリティに校正する方法のフローチャートである。

【図3】図3は、本発明の校正方法のグラフ図である。

【発明を実施するための形態】

【0020】

図1に関連して、任意波形発生器(AWG)10のようなベースバンド信号発生器は、出力として、対象となる周波数帯域に亘って調整されうる少なくとも一対のトーンを提供する。他の構成は、ダイレクト任意波形発生やIQ変調器を用いたアップコンバージョンやIFアップコンバージョンなどを含んでもよい。以下の説明のためには、2つのトーン実施例が詳細に説明される。

20

【0021】

ベースバンド信号発生器10から一対のトーンが、有限インパルス応答(FIR)フィルタのような大きさ及び位相補正フィルタ12に入力され、該フィルタの出力がアップコンバータステージ20へ入力される。アップコンバータステージ20は、一対のトーンと局部発振器16からの周波数を混合するミキサー14を含んでいる。ミキサー14からの出力は、イメージリジェクションフィルタ18に入力され、その出力が出力増幅器19に入力される。出力増幅器19からの出力は、所望のRF出力信号である。

【0022】

自乗法則ダイオード検出器として作動する単純な校正ダイオード22が、出力増幅器19の出力にも連結されている。ダイオード22からの出力は、アナログ-デジタル変換器(ADC)24に入力されてデジタル化されたサンプルを提供する。そして、デジタル化されたサンプルは、デジタル信号処理器(DSP)26に入力されて、補正フィルタ12のための所望のフィルタ係数を計算してRF出力信号に振幅平坦及び位相リニアリティを提供する。

30

【0023】

一対のトーンに関してベースバンド発生器10からの出力を記述する式は、

【0024】

【数1】

$V_{BB} = M (\cos \omega_{m1} t + \cos \omega_{m2} t)$ であり、ここで、 $\omega_{m1} = \omega_m - \Delta\omega$ 及び $\omega_{m2} = \omega_m + \Delta\omega$ である。

40

【0025】

アップコンバータステージ20内のリジェクションフィルタ18は、異なる周波数を除去し和周波数を維持する。一般的に、ベースバンドフィルタリングによって生じる周波数応答が存在し、同様に、ミキサー14とイメージリジェクションフィルタ18によって生じるRF応答も存在する。RF出力は、以下のように示すこともできる。

【0026】

【数2】

$V_{Out} = M \{ [G_{BB}(\omega_{m1})G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m1})t + [G_{BB}(\omega_{m2})G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m2})t \}$

50

【 0 0 2 7 】

ここで、 $G_{BB}(\omega_m)$ はミキサ-14 に先立つベースバンド発生器 10 のベースバンド応答を示し、 $G_{UC}(\omega_m, \omega_c)$ はミキサ-14 を含む RF 構成部品の応答を示している。記号 $G_{UC}(\omega_m, \omega_c)$ 内の 2 つの変数は周波数応答が中心周波数 ω_c と中心周波数からのオフセット ω_m の双方の関数であることを示している。

【 0 0 2 8 】

RF 出力に連結した自乗法則ダイオード検出器 22 は、以下を生成する。

【 0 0 2 9 】

【 数 3 】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det} M^2 \{ [G_{BB}(\omega_{m1}) G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m1}) t + [G_{BB}(\omega_{m2}) G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m2}) t \}^2 \quad 10$$

【 0 0 3 0 】

【 数 4 】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det} M^2 \left\{ [G_{BB}(\omega_{m1}) G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)]^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c + 2\omega_{m1}) t \right] + [G_{BB}(\omega_{m2}) G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)]^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c + 2\omega_{m2}) t \right] + G_{BB}(\omega_{m1}) G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) G_{BB}(\omega_{m2}) G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) \frac{1}{2} (\cos(\omega_{m2} - \omega_{m1}) t + \cos(2\omega_c + \omega_{m1} + \omega_{m2}) t) \right\} \quad 20$$

【 0 0 3 1 】

直流 (DC) 項と $2\omega_c$ 項を取り除くと、以下となる。

【 0 0 3 2 】

【 数 5 】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det} M^2 \{ |G_{BB}(\omega_{m1})| |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| \cos[(\omega_c + \omega_{m1}) t + \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)] + |G_{BB}(\omega_{m2})| |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \cos[(\omega_c + \omega_{m2}) t + \phi_{BB}(\omega_{m2}) + \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)] \} \quad 30$$

【 0 0 3 3 】

【 数 6 】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det} M^2 \{ |G_{BB}(\omega_{m1})| |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| |G_{BB}(\omega_{m2})| |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \cos(\omega_{m2} - \omega_{m1}) t + \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) - \phi_{BB}(\omega_{m2}) - \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) \} \quad 40$$

【 0 0 3 4 】

$\omega_{m2} = \omega_m + \omega_c$ 及び $\omega_{m1} = \omega_m - \omega_c$ であるので、各数式は以下ようになる。

【 0 0 3 5 】

【 数 7 】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det} M^2 [|G_{BB}(\omega_{m1})| |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| |G_{BB}(\omega_{m2})| |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \cos[2\Delta\omega t + \phi_{BB}(\omega_{m2}) - \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) - \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)]]$$

【 0 0 3 6 】

ω_{m1} と ω_{m2} の間の大きさ及び位相応答が直線によって近似されるように選択されるので、

【 0 0 3 7 】

【数 8】

$$G_{BB}(\omega_{m1}) = |G_{BB}(\omega_{m1})| \langle \phi(\omega_{m1}) = [|G_{BB}(\omega_m)| - K_{BBm} \Delta \omega] e^{j(\phi_{BB}(\omega_m) - K_{BB\phi} \Delta \omega)} \rangle$$

【0038】

【数 9】

$$G_{BB}(\omega_{m2}) = |G_{BB}(\omega_{m2})| \langle \phi(\omega_{m2}) = [|G_{BB}(\omega_m)| + K_{BBm} \Delta \omega] e^{j(\phi_{BB}(\omega_m) + K_{BB\phi} \Delta \omega)} \rangle$$

となる。

【0039】

同様に、

【0040】

【数 10】

10

$$G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) = |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| \langle \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) = [|G_{UC}(\omega_m, \omega_c)| - K_{UCm} \Delta \omega] e^{j(\phi_{UC}(\omega_m, \omega_c) - K_{UC\phi} \Delta \omega)} \rangle$$

【0041】

【数 11】

$$G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) = |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \langle \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) = [|G_{UC}(\omega_m, \omega_c)| + K_{UCm} \Delta \omega] e^{j(\phi_{UC}(\omega_m, \omega_c) + K_{UC\phi} \Delta \omega)} \rangle$$

【0042】

大きさ応答は次から得られる。

【0043】

【数 12】

20

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 |G_{BBI}(\omega_{m1})| |G_{BBI}(\omega_{m2})| |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)|$$

【0044】

【数 13】

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 [|G_{BBI}(\omega_m)|^2 - K_{BBm}^2 \Delta \omega^2] [|G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 - K_{UCm}^2 \Delta \omega^2]$$

【0045】

【数 14】

30

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 \{ |G_{BBI}(\omega_m)|^2 |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 + K_{BBm}^2 \Delta \omega^2 K_{UCm}^2 \Delta \omega^2 - |G_{BBI}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 \Delta \omega^2 - |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2 \Delta \omega^2 \}$$

【0046】

【数 15】

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 \{ |G_{BB}(\omega_m)|^2 |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 + K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta \omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta \omega^2 \}$$

40

【0047】

m と c におけるカスケード接続されたベースバンド発生器 10 と RF アップコンバータ 20 の振幅応答は以下によって与えられる。

【0048】

【数 16】

$$A(\omega_m, \omega_c) = |G_{BBI}(\omega_m)| |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|$$

【0049】

【数 17】

$$\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det}M^2} = \{ |A(\omega_m, \omega_c)|^2 + K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2 \}$$

【0050】

への依存が小さい（ においては相当平坦な応答である ）ので、平方根が次の式で近似される。

【0051】

【数 18】

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2}$$

【0052】

そして、

【0053】

【数 19】

$$\sqrt{\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det}M^2}} = |A(\omega_m, \omega_c)| \left\{ 1 + \frac{K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2}{2|A(\omega_m, \omega_c)|^2} \right\}$$

【0054】

【数 20】

$$\sqrt{\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det}M^2}} = |A(\omega_m, \omega_c)| \{ 1 + A_{Error} \}$$

【0055】

ここで、

【0056】

【数 21】

$$A_{Error} = \frac{K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2}{2|A(\omega_m, \omega_c)|^2}$$

【0057】

ここで、 は 2 つの トーン 間の 周波数 分離 において ベースバンド 補正 フィルタ 12 と R F フィルタ 18 が それぞれ 0 . 5 d B より 少なく 変化 する よう に 選択 され、そして、

【0058】

【数 22】

$$K_{BBm} \Delta\omega \leq .0592 |A(\omega_m, \omega_c)|$$

【0059】

10

20

30

40

50

【数 2 3】

$$K_{UCm}\Delta\omega \leq .0592|A(\omega_m, \omega_c)|$$

【0 0 6 0】

上限として等式をとり、そして、 $|A(\omega_m, \omega_c)|$ を近似的に単位と想定すると、

【0 0 6 1】

【数 2 4】

$$\pm A_{error} = \pm[.0000123 \mp [.0035 + .0035]]$$

【0 0 6 2】

【数 2 5】

$$\pm A_{error} = \pm.06 \text{ dB}$$

となる。

【0 0 6 3】

中心周波数 ($\omega_m = 0$) における検出されたビートノートの位相を規準として、いずれかの点の位相における中心周波数からの位相差が以下によって与えられる。

【0 0 6 4】

【数 2 6】

$$\Delta\phi(\omega_m, \omega_c) = \phi_{BB}(\omega_{m2}) - \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) - \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)$$

【0 0 6 5】

【数 2 7】

$$\Delta\phi(\omega_m, \omega_c) = \phi_{BB}(\omega_m) + K_{BB\phi}\Delta\omega - \phi_{BB}(\omega_m) + K_{BB\phi}\Delta\omega + \phi_{UC}(\omega_m) + K_{UC\phi}\Delta\omega - \phi_{UC}(\omega_m) + K_{UC\phi}\Delta\omega$$

【0 0 6 6】

【数 2 8】

$$\Delta\phi(\omega_m, \omega_c) = 2K_{BB\phi}\Delta\omega + 2K_{UC\phi}\Delta\omega$$

【0 0 6 7】

群遅延は以下のように定義される。

【0 0 6 8】

【数 2 9】

$$\tau = \frac{-d\phi}{d\omega}$$

【0 0 6 9】

【数 3 0】

$$\tau(\omega_m, \omega_c) \frac{-d\phi}{d\omega} \cong -K_{BB\phi} - K_{UC\phi} = -\frac{\Delta\phi(\omega_m, \omega_c)}{2\Delta\omega}$$

【0 0 7 0】

位相は、対象となる周波数に亘る群遅延応答を積分することで算出される。

【0 0 7 1】

10

20

30

40

【数 3 1】

$$\Phi(\omega_m, \omega_c) = - \int_{\omega_{start}}^{\omega_{stop}} \tau(\omega_m, \omega_c) d\omega + \Phi_0$$

【0072】

step ずつ ω_m がとびとびに変化された場合、その積分は総和となる。

【0073】

【数 3 2】

10

$$\Phi(\omega_m, \omega_c) = - \sum_{m=-M}^M \tau(\omega_m, \omega_c) \omega_{step} + \Phi_0 = \sum_{m=-M}^M \frac{\Delta\Phi(\omega_m, \omega_c)}{2\Delta\omega} \omega_{step} + \Phi_0$$

【0074】

要約すると、2つの校正信号の校正手順は、図2に示すように、以下のものである。すなわち、

1. その平均周波数が ω_m であり、その分離が $2\Delta\omega$ である、同じ振幅の2つの正弦曲線のトーンを発生する(工程30)。これらのトーンは校正されるべきアップコンバータ20を通過される。 τ は、振幅応答が τ_1 と τ_2 の間で0.5 dBより少なくなるように選択される。

20

2. 測定中の周波数応答の粒状性を適切に捕獲するのに十分なくらい小さな変化量の大きさで、対象となる周波数帯域幅に亘って ω_m をとびとびに変化させる(工程32)。 ω_m の各値における振幅と群遅延を算出する。

3. τ の各値における位相応答を算出する(工程36)。

4. サンプリングした振幅及び位相ポイントから補正フィルタ12の大きさ及び位相を算出する(工程38)。

5. 補正フィルタ12に対してFIRフィルタ係数を適用して周波数応答を生成する(工程40)。

【0075】

30

【数 3 3】

$$|G_{Corr}(\omega_m, \omega_c)| = \frac{1}{A(\omega_m, \omega_c)} = \frac{1}{\sqrt{\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det} M^2}}} = M \sqrt{\frac{K_{Det}}{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}}$$

【0076】

【数 3 4】

40

$$\Phi_{Corr}(\omega_m, \omega_c) = -\Phi(\omega_m, \omega_c) = - \sum_{m=-M}^M \frac{\Delta\Phi(\omega_m, \omega_c)}{2\Delta\omega} \omega_{step} + \Phi_0$$

【0077】

さて、図3に関連して、マルチトーン実施例の周波数スペクトラムが図示されている。RF周波数 ω_1 と ω_2 は、ダイオード検出器22から出力されるビート周波数 ω_b を生成する上記の一对のトーン実施例を示している。他の周波数 ω_3 、 ω_4 ... は、ベースバンド信号発生器10から出力されてもよいが、その周波数は互いに非倍数である。正に一对のトーン

50

ンよりもむしろ多数のトーンを用いることは、基本的な操作をスピードアップさせるのに役立つ。周波数のより広いスペンが所望の広帯域周波数範囲に亘って各ステップに対してカバーされるからである。各トーンの振幅は測定されると共に、マルチトーンの間の各ビート周波数の位相も測定される。測定された振幅と位相から、FIRフィルタ係数が算出される。

【0078】

一対のトーン実施例に対する上記のものと同様に、ダイオード検出器22を通過したn個一組の正弦波トーンを検討する。ダイオード検出器22からの出力は、図3に示すように、各入力周波数の間の周波数成分、すなわち、ビート周波数を含んでいる。もし、各トーンがそれらの各周波数間の差が倍数関係にならないように選択されている場合、ダイオード検出器22からの出力は固有の個別のビート周波数の $n(n-1)/2$ の周波数を含んでいる。これらのビート周波数は、2つのトーン実施例に関連して上記の様なフーリエ技術を用いて処理され、各ステップインクリメントにおけるより広い周波数帯域に亘る位相と大きさを決定することを可能にする。すなわち、周波数ステップインクリメントがより大きくなる。

10

【0079】

このように、本発明は、校正処理のためにRF源が少なくとも一対のトーンを提供する場合に、自乗法則ダイオード検出器を用いてRF源に振幅平坦及び位相リニアリティ校正を提供する。

20

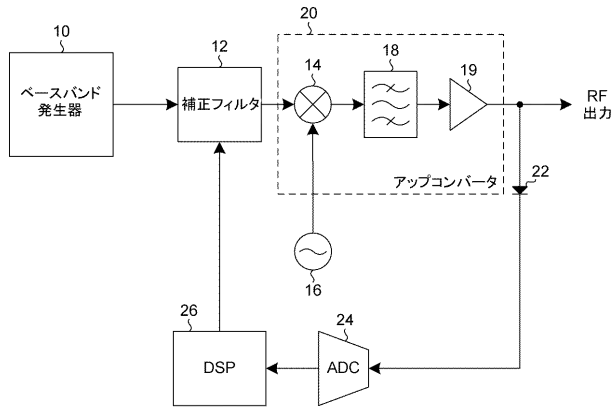
【符号の説明】

【0080】

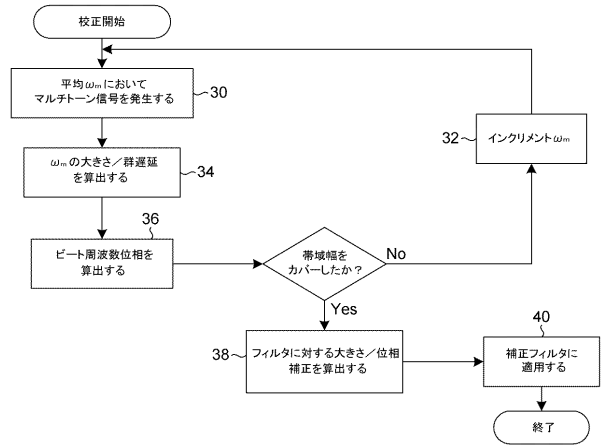
- 10 ... 任意波形発生器
- 12 ... 位相補正フィルタ
- 14 ... ミキサー
- 16 ... 局部発振器
- 18 ... イメージリジェクションフィルタ
- 19 ... 出力増幅器
- 20 ... アップコンバータ
- 22 ... ダイオード
- 24 ... アナログ - デジタル変換器
- 26 ... デジタル信号処理器

30

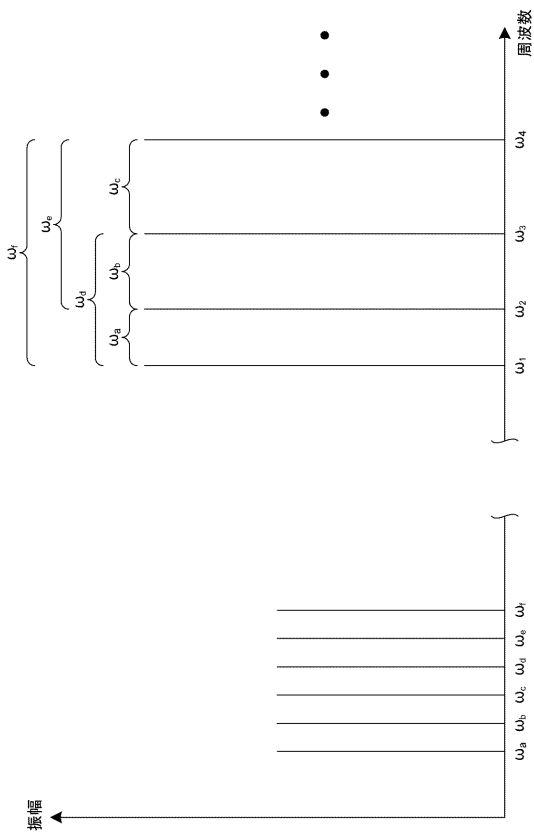
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K060 BB07 CC04 HH03 HH11 HH14 HH21

【外国語明細書】

【Title of the Invention】 Method of calibrating an RF signal source, and Amplitude flatness and phase linearity calibrator

【Technical Field】

【0001】

The present invention relates to signal sources for testing electronic equipment, and more particularly to amplitude flatness and phase linearity calibration for radio frequency (RF) signal sources.

【Background Art】

【0002】

A vector signal generator may be constructed using an arbitrary waveform generator (AWG) capable of wideband signal generation followed by one or more stages of block up-conversion and filtering. The up-conversion and filtering process may create significant amounts of amplitude ripple and deviation from linear phase across the frequency bandwidth of interest for the desired wideband test signal. These phase and magnitude effects are due to both the action of the filters and of the mixers themselves.

【0003】

The frequency response of the up-conversion process may be corrected by applying a baseband correction filter having a response which, when cascaded with the up-converter, provides a flat amplitude and linear phase over the frequency bandwidth of interest.

【Prior Art Documents】**【Patent Documents】**

【0004】

【Patent Document 1】 U.S. Patent No. 8,224,269

【Non Patent Documents】

【0005】

【Non Patent Document 1】 Vasudev et al, "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 50, No. 9, September 2002, entitled "Measurement of a Filter Using a Power Detector"

【Summary of the Invention】**【Problem to be Solved by the Invention】**

【0006】

It is necessary to measure the frequency response characteristics of the up-converter in order to create the baseband correction filter. This measurement typically is done with external test equipment in a factory environment. However such measurement is inherently limited because the frequency response is subject to changes with temperature and age of components.

【0007】

One method for measuring magnitude and phase of an instrument or transmission system using a power detector is described by Vasudev et al in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 9, September 2002, entitled "Measurement of a Filter Using a Power

Detector.” This method describes measuring the phase at each end frequency which encompasses the frequency bandwidth of interest, and then measuring the phase at the midpoint between the two frequencies, then at the midpoint of two frequencies for which phase has already been measured, etc., until sufficient points have been measured to provide sufficient detail to describe the phase characteristics of the filter being measured across the frequency bandwidth, i.e., a “web algorithm.” Measurements are made at each frequency independently to obtain known phases at each frequency.

【 0 0 0 8 】

U.S. Patent No. 8,224,269, issued July 17, 2012 by Jungerman et al entitled “Vector Modulator Calibration System”, also uses a power sensor, such as a diode detector, to measure the power output from a vector modulator, i.e., the I and Q components of a vector signal which represents a single frequency signal with two components that are ninety degrees phase different.

【 0 0 0 9 】

What is desired is a means for measuring the phase and amplitude response of the RF signal source at the time of use in order to provide filter coefficients which are used to compensate for amplitude ripples and phase variations.

【Means for Solving the Problem】

【 0 0 1 0 】

Accordingly the present invention provides amplitude flatness and phase linearity calibration for an RF signal source by using a simple square law diode detector and at least a pair of tones from the RF signal source. A baseband generator for the RF source generates the desired tones, which are applied in series to a correction filter and an up-converter to produce an output RF signal. The tones are stepped across a specified frequency bandwidth, and at each average frequency for the tones a magnitude and group delay for the tones is measured as well as a phase for the beat frequency, or frequencies, between the tones. The resulting measurements are used to calibrate filter coefficients for the correction filter to assure amplitude flatness and phase linearity across the specified frequency bandwidth for the output RF signal.

【 0 0 1 1 】

A concept 1 of the present invention is a method of calibrating an RF signal source, the RF source being of the type having a baseband signal generator, a correction filter and an up-converter coupled in series, for amplitude flatness and phase linearity of an RF signal output comprising the steps of:

generating from the baseband signal generator a plurality of equal amplitude frequency tones having a specified average frequency and specified frequency separations between the tones such that the equal amplitude frequency tones are non-harmonic with respect to each other;

computing from the RF output signal a magnitude and group delay for the specified average frequency;

computing a phase response for the specified frequency separations;

stepping the specified average frequency from the baseband signal generator across a specified frequency bandwidth and repeating the generating and computing steps at each specified average frequency; and

calculating filter coefficients for the correction filter from the magnitude and phase responses so that the RF signal output has amplitude flatness and phase linearity across the specified frequency bandwidth.

【 0 0 1 2 】

A concept 2 of the present invention is the method as recited in the concept 1 wherein the plurality of equal amplitude frequency tones comprise a pair of equal amplitude frequency tones having a specified frequency separation.

【 0 0 1 3 】

A concept 3 of the present invention is an integrated amplitude flatness and phase linearity calibrator for an RF source, the RF source being of the type having a baseband signal generator, a correction filter and an up-converter coupled in series to produce an output RF signal, comprising:
a square law diode detector coupled to receive the output RF signal from the up-converter to produce a detected output signal; and

means for processing the detected output signal to produce calibration coefficients for the correction filter.

【 0 0 1 4 】

A concept 4 of the present invention is the integrated calibrator as recited in the concept 3 wherein the baseband generator provides for calibration a plurality of equal amplitude frequency tones having a specified average frequency and specified frequency separations between the tones such that the equal amplitude frequency tones are non-harmonic with respect to each other, the tones being input to the correction filter.

【 0 0 1 5 】

A concept 5 of the present invention is the integrated calibrator as recited in the concept 3 wherein the baseband generator provides for calibration a pair of equal amplitude frequency tones having a specified frequency separation, the tones being input to the correction filter.

【 0 0 1 6 】

A concept 6 of the present invention is the integrated calibrator as recited in the concept 4 wherein the processing means comprises:

means for converting the detected output signal to digital samples; and

a processor having the digital samples as an input in order to compute from the digital samples a magnitude and group delay for the specified average frequency and a phase response for the specified frequency separations from which the calibration coefficients are calculated so that the RF signal output has amplitude flatness and phase linearity across the frequency bandwidth represented by the tones.

【 0 0 1 7 】

A concept 7 of the present invention is the integrated calibrator as recited in the concept 6 wherein the baseband signal generator steps the specified average frequency across a desired RF frequency bandwidth for the RF source so that the processor provides calibration coefficients for the correction filter at each step so that the RF signal output has amplitude flatness and phase linearity across the desired RF frequency bandwidth.

【 0 0 1 8 】

The objects, advantages and other novel features of the present invention are apparent from the following detailed description when read in conjunction with the appended claims and attached drawing figures.

【Brief Description of the Drawings】

【 0 0 1 9 】

【Figure 1】 Fig. 1 is a block diagram view of an RF wideband signal source having a simple square law detector for calibrating amplitude flatness and phase linearity according to the present invention.

【Figure 2】 Fig. 2 is a flow diagram view of a method for calibrating amplitude flatness and phase linearity across an RF wideband frequency source according to the present invention.

【Figure 3】 Fig. 3 is a graphic diagram view for the calibrating method according to the present invention.

【Embodiments for Carrying out the Invention】

【 0 0 2 0 】

Referring now to Fig. 1, a baseband signal generator, such as an arbitrary waveform generator (AWG) **10**, provides, as an output, at least a pair of tones that may be tuned across a frequency band of interest. Other architectures may include direct arbitrary waveform generation, up-conversion using an IQ modulator, IF up-conversion, etc. For the purposes of the following discussion, the two-tone implementation is described in detail.

【 0 0 2 1 】

The pair of tones from the baseband signal generator **10** is input to a magnitude and phase correction filter **12**, such as a finite impulse response (FIR) filter, with the output of the filter being input to an up-converter stage **20**. The up-converter stage **20** includes a mixer **14** which mixes the pair of tones with a frequency from a local oscillator **16**. The output from the mixer **14** is input to an image rejection filter **18**, the output of which is input to an output amplifier **19**. The output from the output amplifier **19** is the desired RF output signal.

【 0 0 2 2 】

Also coupled to the output of the output amplifier **19** is a simple, calibrated diode **22** acting as a square law diode detector. The output from the diode **22** is input to an analog-to-digital converter (ADC) **24** to provide digitized samples. The digitized samples are then input to a digital signal processor (DSP) **26** which computes the desired filter coefficients for the correction filter **12** to provide amplitude flatness and phase linearity for the RF output signal.

【 0 0 2 3 】

The equation that describes the output from the baseband generator **10** for the pair of tones is:

【 0 0 2 4 】

【Equation 1】

$V_{BB} = M(\cos \omega_{m1}t + \cos \omega_{m2}t)$, where $\omega_{m1} = \omega_m - \Delta\omega$ and $\omega_{m2} = \omega_m + \Delta\omega$.

【 0 0 2 5 】

The rejection filter **18** in the up-converter stage **20** removes the difference frequencies, keeping the sum frequencies. In general, there is a frequency response caused by any baseband filtering, as well as an RF response caused by the mixer **14** and image rejection filter **18**. The RF output may be represented as:

【 0 0 2 6 】

【Equation 2】

$$V_{Out} = M\{[G_{BB}(\omega_{m1})G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m1})t + [G_{BB}(\omega_{m2})G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m2})t\}$$

【 0 0 2 7 】

where $G_{BB}(\omega_m)$ represents the baseband response of the baseband generator **10** prior to the mixer **14**, and $G_{UC}(\omega_m, \omega_c)$ represents the response of the RF components, including the mixer **14**. The two variables in the expression $G_{UC}(\omega_m, \omega_c)$ indicate that the frequency response is a function of both the center frequency, ω_c , and the offset from the center frequency, ω_m .

【 0 0 2 8 】

The square-law diode detector **22** connected to the RF output produces:

【 0 0 2 9 】

【Equation 3】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det}M^2\{[G_{BB}(\omega_{m1})G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m1})t + [G_{BB}(\omega_{m2})G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)] \cos(\omega_c + \omega_{m2})t\}^2$$

【 0 0 3 0 】

【Equation 4】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det}M^2\left\{[G_{BB}(\omega_{m1})G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)]^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c + 2\omega_{m1})t\right] + [G_{BB}(\omega_{m2})G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)]^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c + 2\omega_{m2})t\right] + G_{BB}(\omega_{m1})G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)G_{BB}(\omega_{m2})G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) \frac{1}{2} (\cos(\omega_2 - \omega_{m1})t + \cos(2\omega_c + \omega_{m1} + \omega_{m2})t)\right\}$$

【 0 0 3 1 】

Filtering out the direct current (DC) term and the $2\omega_c$ terms produces:

【 0 0 3 2 】

【Equation 5】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det}M^2\{[G_{BB}(\omega_{m1})|G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| \cos[(\omega_c + \omega_{m1})t + \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)]] [G_{BB}(\omega_{m2})|G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \cos[(\omega_c + \omega_{m2})t + \phi_{BB}(\omega_{m2}) + \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)]]\}$$

【 0 0 3 3 】

【Equation 6】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det}M^2\{[G_{BB}(\omega_{m1})|G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| [G_{BB}(\omega_{m2})|G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \cos(\omega_2 - \omega_{m1})t + \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) - \phi_{BB}(\omega_{m2}) - \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)]\}$$

【 0 0 3 4 】

Since $\omega_{m2} = \omega_m + \Delta\omega$ and $\omega_{m1} = \omega_m - \Delta\omega$, the equations reduce to:

【 0 0 3 5 】

【Equation 7】

$$V_{Det}(\omega_m, \omega_c) = K_{Det} M^2 |G_{BB}(\omega_{m1})| |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| |G_{BB}(\omega_{m2})| |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \cos[2\Delta\omega t + \phi_{BB}(\omega_{m2}) - \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) - \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)]$$

【0 0 3 6】

$\Delta\omega$ is chosen so that the magnitude and phase responses between ω_{m1} and ω_{m2} are approximated by a straight line, so then:

【0 0 3 7】

【Equation 8】

$$G_{BB}(\omega_{m1}) = |G_{BB}(\omega_{m1})| \langle \phi(\omega_{m1}) = [|G_{BB}(\omega_m)| - K_{BBm} \Delta\omega] e^{j(\phi_{BB}(\omega_m) - K_{BB\phi} \Delta\omega)}$$

【0 0 3 8】

【Equation 9】

$$G_{BB}(\omega_{m2}) = |G_{BB}(\omega_{m2})| \langle \phi(\omega_{m2}) = [|G_{BB}(\omega_m)| + K_{BBm} \Delta\omega] e^{j(\phi_{BB}(\omega_m) + K_{BB\phi} \Delta\omega)}$$

【0 0 3 9】

Similarly,

【0 0 4 0】

【Equation 10】

$$G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) = |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| \langle \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c) = [|G_{UC}(\omega_m, \omega_c)| - K_{UCm} \Delta\omega] e^{j(\phi_{UC}(\omega_m, \omega_c) - K_{UC\phi} \Delta\omega)}$$

【0 0 4 1】

【Equation 11】

$$G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) = |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)| \langle \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) = [|G_{UC}(\omega_m, \omega_c)| + K_{UCm} \Delta\omega] e^{j(\phi_{UC}(\omega_m, \omega_c) + K_{UC\phi} \Delta\omega)}$$

【0 0 4 2】

The magnitude response is obtained from:

【0 0 4 3】

【Equation 12】

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 |G_{BB1}(\omega_{m1})| |G_{BB1}(\omega_{m2})| |G_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)| |G_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c)|$$

【0 0 4 4】

【Equation 13】

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 [|G_{BB1}(\omega_m)|^2 - K_{BBm}^2 \Delta\omega^2] [|G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 - K_{UCm}^2 \Delta\omega^2]$$

【0 0 4 5】

【Equation 14】

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 \{ |G_{BB1}(\omega_m)|^2 |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 + K_{BBm}^2 \Delta\omega^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^2 - |G_{BB1}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^2 - |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2 \Delta\omega^2 \}$$

【0 0 4 6】

【Equation 15】

$$|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)| = K_{Det} M^2 \{ |G_{BB}(\omega_m)|^2 |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 + K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2 \}$$

【0 0 4 7】

The amplitude response of the cascaded baseband generator **10** and RF up-converter **20** at ω_m and ω_c is given by:

【0 0 4 8】

【Equation 16】

$$A(\omega_m, \omega_c) = |G_{BB}(\omega_m)| |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|$$

【 0 0 4 9 】

【Equation 17】

$$\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det} M^2} = \left\{ |A(\omega_m, \omega_c)|^2 + K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 \right. \\ \left. - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2 \right\}$$

【 0 0 5 0 】

Since the dependence on $\Delta\omega$ is small (reasonably flat response over $\Delta\omega$), then the square root may be approximated by the following equation.

【 0 0 5 1 】

【Equation 18】

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2}$$

【 0 0 5 2 】

Then,

【 0 0 5 3 】

【Equation 19】

$$\sqrt{\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det} M^2}} \\ = |A(\omega_m, \omega_c)| \left\{ 1 + \frac{K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2}{2 |A(\omega_m, \omega_c)|^2} \right\}$$

【 0 0 5 4 】

【Equation 20】

$$\sqrt{\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det} M^2}} = |A(\omega_m, \omega_c)| \{ 1 + A_{Error} \}$$

【 0 0 5 5 】

where

【 0 0 5 6 】

【Equation 21】

$$A_{Error} = \frac{K_{BBm}^2 K_{UCm}^2 \Delta\omega^4 - [|G_{BB}(\omega_m)|^2 K_{UCm}^2 + |G_{UC}(\omega_m, \omega_c)|^2 K_{BBm}^2] \Delta\omega^2}{2 |A(\omega_m, \omega_c)|^2}$$

【 0 0 5 7 】

Where $\Delta\omega$ is chosen so that the baseband correction filter **12** and the RF filter **18** each vary less than .5 dB over the frequency separation between the two tones, then:

【 0 0 5 8 】

【Equation 22】

$$K_{BBm} \Delta\omega \leq .0592 |A(\omega_m, \omega_c)|$$

【 0 0 5 9 】

【Equation 23】

$$K_{UCm}\Delta\omega \leq .0592|A(\omega_m, \omega_c)|$$

【 0 0 6 0 】

Taking the equality as an upper bound and assuming approximately unity for $|A(\omega_m, \omega_c)|$, then:

【 0 0 6 1 】

【Equation 24】

$$\pm A_{error} = \pm [.0000123 \mp [.0035 + .0035]]$$

【 0 0 6 2 】

【Equation 25】

$$\pm A_{error} = \pm .06 \text{ dB}$$

【 0 0 6 3 】

With the phase of the detected beat note at the center frequency ($\omega_m = 0$) as the reference, the phase difference from the center frequency at any point phase is given by:

【 0 0 6 4 】

【Equation 26】

$$\Delta\phi(\omega_m, \omega_c) = \phi_{BB}(\omega_{m2}) - \phi_{BB}(\omega_{m1}) + \phi_{UC}(\omega_{m2}, \omega_c) - \phi_{UC}(\omega_{m1}, \omega_c)$$

【 0 0 6 5 】

【Equation 27】

$$\Delta\phi(\omega_m, \omega_c) = \phi_{BB}(\omega_m) + K_{BB\phi}\Delta\omega - \phi_{BB}(\omega_m) + K_{BB\phi}\Delta\omega + \phi_{UC}(\omega_m) + K_{UC\phi}\Delta\omega - \phi_{UC}(\omega_m) + K_{UC\phi}\Delta\omega$$

【 0 0 6 6 】

【Equation 28】

$$\Delta\phi(\omega_m, \omega_c) = 2K_{BB\phi}\Delta\omega + 2K_{UC\phi}\Delta\omega$$

【 0 0 6 7 】

Group delay is defined as:

【 0 0 6 8 】

【Equation 29】

$$\tau = \frac{-d\phi}{d\omega}$$

【 0 0 6 9 】

【Equation 30】

$$\tau(\omega_m, \omega_c) \frac{-d\phi}{d\omega} \cong -K_{BB\phi} - K_{UC\phi} = -\frac{\Delta\phi(\omega_m, \omega_c)}{2\Delta\omega}$$

【 0 0 7 0 】

Phase is computed by integrating the group delay response over the frequencies of interest.

【 0 0 7 1 】

【Equation 31】

$$\phi(\omega_m, \omega_c) = - \int_{\omega_{start}}^{\omega_{stop}} \tau(\omega_m, \omega_c) d\omega + \phi_0$$

【 0 0 7 2 】

For the case where ω_m is stepped in increments of ω_{step} , the integral becomes a summation

【 0 0 7 3 】

【Equation 32】

$$\phi(\omega_m, \omega_c) = - \sum_{m=-M}^M \tau(\omega_m, \omega_c) \omega_{step} + \phi_0 = \sum_{m=-M}^M \frac{\Delta\phi(\omega_m, \omega_c)}{2\Delta\omega} \omega_{step} + \phi_0$$

【 0 0 7 4 】

In summary the calibration procedure for the two-tone calibration signal, as shown in Fig. 2, is as follows:

1. Generate two sinusoidal tones of equal amplitude whose average frequency is ω_m and whose separation is $2\Delta\omega$. (Step **30**) These tones are passed through up-converter **20** to be calibrated. $\Delta\omega$ is chosen such that the amplitude response is less than .5 dB between ω_1 and ω_2 .
2. Step ω_m across the frequency bandwidth of interest with a step size small enough to adequately capture the granularity of the frequency response being measured. (Step **32**) Compute the magnitude and group delay for each value of ω_m . (Step **34**)
3. Compute the phase response for each value of $\Delta\omega$. (Step **36**)
4. Compute the magnitude and phase of the correction filter **12** from the sampled amplitude and phase points. (Step **38**)
5. Apply FIR filter coefficients to the correction filter **12** to produce the frequency response: (Step **40**)

【 0 0 7 5 】

【Equation 33】

$$|G_{corr}(\omega_m, \omega_c)| = \frac{1}{A(\omega_m, \omega_c)} = \frac{1}{\sqrt{\frac{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}{K_{Det} M^2}}} = M \sqrt{\frac{K_{Det}}{|V_{Det}(\omega_m, \omega_c)|}}$$

【 0 0 7 6 】

【Equation 34】

$$\phi_{corr}(\omega_m, \omega_c) = -\phi(\omega_m, \omega_c) = - \sum_{m=-M}^M \frac{\Delta\phi(\omega_m, \omega_c)}{2\Delta\omega} \omega_{step} + \phi_0$$

【 0 0 7 7 】

Referring now to Fig. 3, a frequency spectrum for a multi-tone implementation is shown. The RF frequencies, ω_1 and ω_2 , represent the pair of tones implementation described above, which produces a beat frequency, ω_b , output from the diode detector **22**. Other frequencies, $\omega_3, \omega_4, \dots$, may be output from the baseband signal generator **10**, which frequencies are non-harmonic with respect to each other. Using multiple tones, rather than just a pair of tones, helps to speed up basic operation since a wider span of frequencies is covered for each step across the desired wideband frequency range. The amplitudes of each tone are measured, as well as the phase for each beat frequency between the multiple tones. From the measured amplitudes and phases, the FIR filter coefficients are calculated.

【 0 0 7 8 】

Consider a set of n sinusoidal tones that are passed through the diode detector **22**, similar to the one described above with reference to the pair of tones implementation. The output from the diode detector **22** contains frequency components, i.e., beat frequencies, between the respective input frequencies, as shown in Fig. 3. If the tones are chosen so that the differences between their respective frequencies are not harmonically related, then the output from the diode detector **22** contains $n(n-1)/2$ unique individual beat frequencies. These beat frequencies are processed using Fourier techniques, as described above with respect to the two-tone implementation, allowing the phase and magnitude over a wider band of frequencies to be determined at each step increment, i.e., the frequency step increments are larger.

【 0 0 7 9 】

Thus the present invention provides amplitude flatness and phase linearity calibration to an RF source using a square law diode detector where the RF source provides at least a pair of tones for the calibration process.

【Description of Codes】**【 0 0 8 0 】**

- 10 arbitrary waveform generator
- 12 phase correction filter
- 14 mixer
- 16 local oscillator
- 18 image rejection filter
- 19 output amplifier
- 20 up-converter stage
- 22 diode
- 24 analog-to-digital converter
- 26 digital signal processor

【Claim 1】

A method of calibrating an RF signal source, the RF source being of the type having a baseband signal generator, a correction filter and an up-converter coupled in series, for amplitude flatness and phase linearity of an RF signal output comprising the steps of:

generating from the baseband signal generator a plurality of equal amplitude frequency tones having a specified average frequency and specified frequency separations between the equal amplitude frequency tones such that the equal amplitude frequency tones are non-harmonic with respect to each other;

computing from the RF output signal a magnitude and group delay for the specified average frequency;

computing a phase response for the specified frequency separations;

stepping the specified average frequency from the baseband signal generator across a specified frequency bandwidth and repeating the generating and computing steps at each specified average frequency; and

calculating filter coefficients for the correction filter from the magnitude and phase responses so that the RF signal output has amplitude flatness and phase linearity across the specified frequency bandwidth.

【Claim 2】

An amplitude flatness and phase linearity calibrator for an RF source, the RF source being of the type having a baseband signal generator, a correction filter and an up-converter coupled in series to produce an output RF signal, comprising:

a square law diode detector coupled to receive the output RF signal from the up-converter to produce a detected output signal; and

means for processing the detected output signal to produce calibration coefficients for the correction filter.

【Claim 3】

The amplitude flatness and phase linearity calibrator as recited in claim 2 wherein the baseband generator provides for calibration a plurality of equal amplitude frequency tones having a specified average frequency and specified frequency separations between the tones such that the equal amplitude frequency tones are non-harmonic with respect to each other, the tones being input to the correction filter.

【Claim 4】

The amplitude flatness and phase linearity calibrator as recited in claim 3 wherein the processing means comprises:

means for converting the detected output signal to digital samples; and

a processor having the digital samples as an input in order to compute from the digital samples a magnitude and group delay for the specified average frequency and a phase response for the specified frequency separations from which the calibration coefficients are calculated so that the RF

signal output has amplitude flatness and phase linearity across the frequency bandwidth represented by the tones.

【Claim 5】

The amplitude flatness and phase linearity calibrator as recited in claim 4 wherein the baseband signal generator steps the specified average frequency across a desired RF frequency bandwidth for the RF source so that the processor provides calibration coefficients for the correction filter at each step so that the RF signal output has amplitude flatness and phase linearity across the desired RF frequency bandwidth.

【Abstract】

【Problem】 Achieve amplitude flatness and phase linearity of an RF source.

【Means for Solving Problem】 A square law diode detector 22 and at least a pair of equal amplitude frequency tones are used. A baseband generator 10 for the RF source generates the tones, which are applied in series to a correction filter 12 and an up-converter 20 to produce an output RF signal. The tones are stepped across a specified frequency bandwidth, and at each average frequency for the tones a magnitude and group delay is measured as well as a phase for the beat frequency between the tones. The resulting measurements are used to calibrate filter coefficients for the correction filter 12 to assure amplitude flatness and phase linearity across the specified frequency bandwidth.

【Representative Drawing】 Figure 1

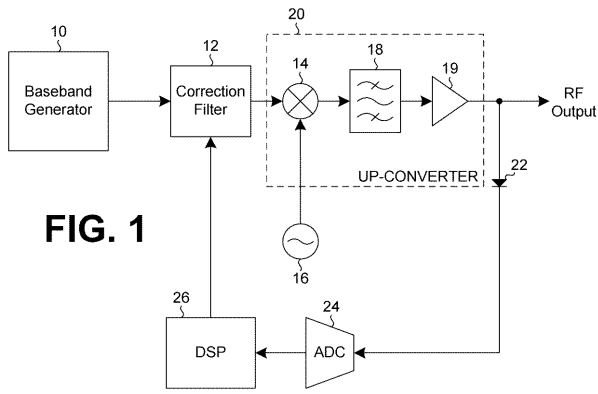


FIG. 1

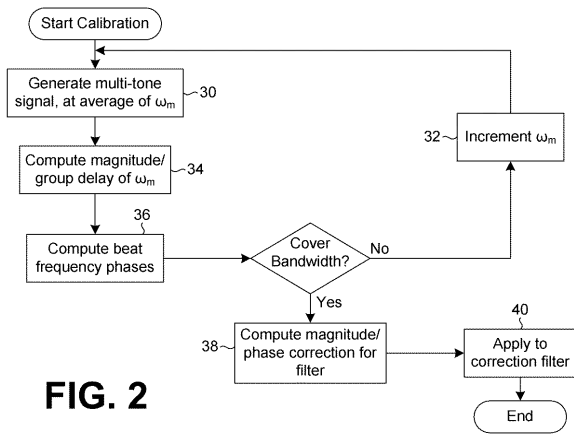


FIG. 2

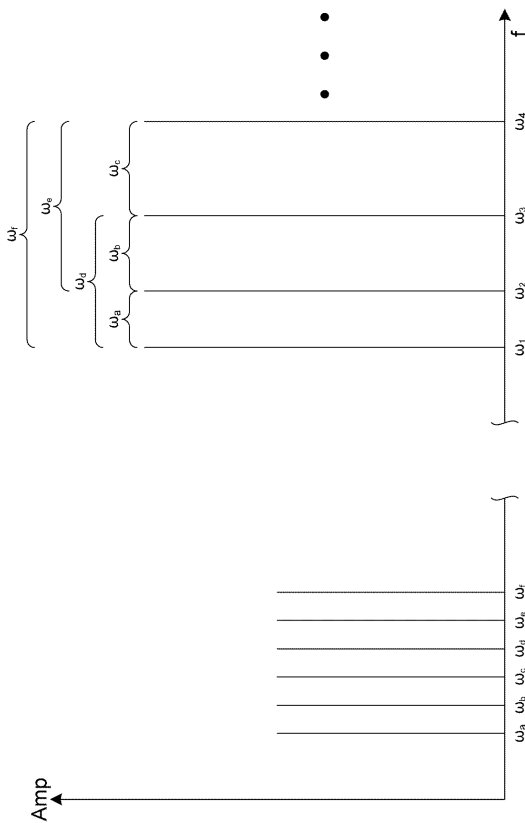


FIG. 3