

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公表特許公報(A)

(11)公表番号
特表2025-504229
(P2025-504229A)

(43)公表日 令和7年2月6日(2025.2.6)

(51)国際特許分類
H 0 4 B 10/61 (2013.01)

F I
H 0 4 B 10/61

テーマコード (参考)
5 K 1 0 2

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全43頁)

(21)出願番号	特願2024-547431(P2024-547431)	(71)出願人	511310524 カールスルーエ インスティテュート フ ュア テクノロジ
(86)(22)出願日	令和5年2月9日(2023.2.9)		
(85)翻訳文提出日	令和6年10月8日(2024.10.8)		
(86)国際出願番号	PCT/EP2023/053173		ドイツ国 7 6 1 3 1 カールスルーエ
(87)国際公開番号	WO2023/152210		カイザーシュトラッセ 1 2
(87)国際公開日	令和5年8月17日(2023.8.17)	(74)代理人	110001896 弁理士法人朝日奈特許事務所
(31)優先権主張番号	22156379.4		
(32)優先日	令和4年2月11日(2022.2.11)	(72)発明者	コオス、クリスティアン
(33)優先権主張国・地域又は機関	欧州特許庁(EP)		ドイツ連邦共和国、7 4 9 3 6 ジーゲ ルスバッハ ハウプトシュトラッセ 3 3
(81)指定国・地域	AP(BW,CV,GH,GM,KE,LR,LS,MW,MZ ,NA,RW,SD,SL,ST,SZ,TZ,UG,ZM,ZW), EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,RU,TJ,TM),EP(AL,AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES, FI,FR,GB,GR,HR,HU,IE,IS,IT,LT,LU,LV 最終頁に続く	(72)発明者	ファン、デンヤン
			ドイツ連邦共和国、7 6 1 3 1 カール スルーエ
		(72)発明者	ドレイス、ダニエル
			ドイツ連邦共和国、7 6 1 3 7 カール 最終頁に続く

(54)【発明の名称】 任意の波形の測定のための方法および当該方法を運用するためのシステム

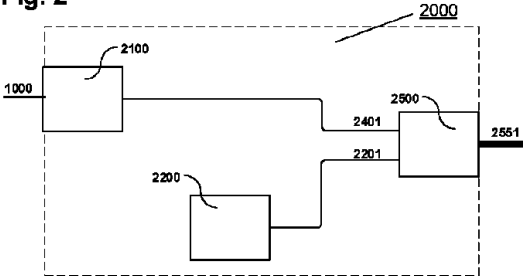
(57)【要約】

電磁使用信号(2401)を検出するための方法であって、本方法は、使用信号を供給するステップと、M個(M>2)の離散トーンを含む基準信号(2201)を供給するステップと、上記の使用信号をN個(N>2)の部分使用信号(2511)に分割するステップと、上記の基準信号をN個の部分基準信号(2521)に分割するステップと、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号(2531)を生成するために各部分使用信号(2511-n)を対応する部分基準信号(2521-n)と混合するステップであって、n番目の混合要素(2530-n)は K_n 個の部分混合信号(2531-n)を生成するステップと、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号(2541)が生成されるように、部分混合信号(2531)をデジタル化するステップと、部分混合信号を上記の使用信号に関連付ける、および測定特性に関連する少なくとも1つのモデルパラメータを含む変換を用いて使用信号(2551)を再構成するステップと、を含み、少なくとも1つの部分基準信号が少なくとも2つのスペクトルトーンを含むこと、および上記の部分混合信号の $\sum_{n=1}^N K_n$ 個が、上記のパラメータを決定するために冗長情報を含むこと、によって特徴づけられる、方法。

$$\sum_{n=1}^N K_n$$

(I)

Fig. 2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

測定システム（２０００）によって電磁使用信号（２４０１）を検出するための方法（１００）であって、

前記方法（１００）は、以下の：

a．電磁使用信号（２４０１）が供給されるように構成される、電磁入力信号（１０００）のための入力インターフェース（２１００）を設けるステップ、

b．M個（ $M > 2$ ）の離散トーンを含む電磁基準信号（２２０１）が供給されるように構成される電磁基準信号源（２２００）を設けるステップ、および

c．サブシステム（２５００）を設けるステップであって、

10

前記サブシステム（２５００）は、

i．前記使用信号（２４０１）が、多数N個（ $N > 2$ ）の部分使用信号（２５１１）に分割されるように構成される第１の分割要素（２５１０）と、

i i．前記基準信号（２２０１）が多数N個の部分基準信号（２５２１）に分割されるように構成される第２の分割要素（２５２０）であって、Nは対応する部分使用信号（２５１１）の数である、第２の分割要素（２５２０）と、

i i i．総数 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号（２５３１）を生成するために各部分使用信号（２５１１－n）が対応する部分基準信号（２５２１－n）と混合されるように構成されるN個の対応する混合要素（２５３０）であって、n番目の混合要素（２５３０－n）が K_n 個の部分混合信号（２５３１－n）を生成する、N個の対応する混合要素（２５３０）と、

20

i v． $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号（２５４１）が生成されるように前記 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号（２５３１）がデジタル化されるように構成される $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の数の対応する取得要素（２５４０）と、

v．前記 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号（２５４１）を前記使用信号（２４０１）に関連させるシステムモデルであって、前記測定システム（２０００）の特性のうちの少なくとも１つに関連する少なくとも１つのモデルパラメータを含むシステムモデルに基づく変換を使用して、デジタル使用信号（２５５１）が、前記デジタル化された部分混合信号（２５４１）から再構成されるように構成されるデジタルシグナルプロセッサと、

30

を備える、

ステップを含み、

40

前記方法（１００）は、

d．少なくとも１つの部分基準信号（２５３１－n）が少なくとも２つのスペクトルトーンを含むこと、および

e．すべての前記部分混合信号（２５３１）の全体が、前記測定システム（２０００）の前記少なくとも１つのモデルパラメータを決定するために使用される冗長情報を含むこと、

によって特徴づけられる、

方法（１００）。

【請求項 2】

$M \leq N$ である、請求項 1 記載の方法（１０５）。

50

【請求項 3】

M > N である、請求項 1 記載の方法（106）。

【請求項 4】

さらに、前記入力インターフェース（2100）によって供給される前記使用信号（2401）が修正されるように構成される修正要素（2300）が設けられる、請求項 1～3 のいずれか 1 項に記載の方法（110）。

【請求項 5】

前記修正要素（2300）は、以下の操作：

- a．前記使用信号（2401）にステッチング信号（2321）を加える、および／または
 - b．前記使用信号（2401）を変換する、
- のうちの 1 つまたは複数によって前記使用信号（2401）を修正する、請求項 4 記載の方法（115）。

【請求項 6】

前記デジタル入力信号（2553）は、前記修正要素によってもたらされる修正を少なくとも部分的に除去することによって、再構成されたデジタル使用信号から再構成される、請求項 4 または 5 記載の方法（116）。

【請求項 7】

前記使用信号および前記基準信号は、100THz から 600THz の間の範囲内に中心周波数を有する、請求項 1～6 のいずれか 1 項に記載の方法（120）。

【請求項 8】

前記使用信号および前記基準信号は、150THz から 250THz の間の範囲内に中心周波数を有する、請求項 1～7 のいずれか 1 項に記載の方法（121）。

【請求項 9】

前記基準信号（2201）の前記 M 個の離散トーンは周波数に関して等間隔であり、光周波数コムから導出される、請求項 1～8 のいずれか 1 項に記載の方法（125）。

【請求項 10】

前記基準信号（2201）の前記 M 個の離散トーンは、10GHz から 100GHz の間の共振周波数間隔を有する、請求項 1～9 のいずれか 1 項に記載の方法（126）。

【請求項 11】

前記基準信号（2201）の隣接するパルスは時間に関して重なり合う、請求項 1～10 のいずれか 1 項に記載の方法（130）。

【請求項 12】

すべての前記部分混合信号（2351）の全体に含まれる前記冗長情報によって推定される前記少なくとも 1 つのモデルパラメータは、前記部分基準信号（2521）の特性、または光回路または電気回路の特性を含む、請求項 1～11 のいずれか 1 項に記載の方法（135）。

【請求項 13】

前記システムモデルは、システムの全体または前記システムの一部の周波数依存伝達関数の振幅および／または位相を含む、請求項 1～12 のいずれか 1 項に記載の方法（140）。

【請求項 14】

前記システムの特徴は、キャリアレーション信号源（1100）によって供給されるキャリアレーション信号（1101）と呼ばれる既知の電磁波形を用いた専用のキャリアレーション測定で抽出される、請求項 1～13 のいずれか 1 項に記載の方法（145）。

【請求項 15】

前記キャリアレーション信号（1101）は、5GHz 未満の共振周波数間隔を有する広帯域光周波数コムである、請求項 14 記載の方法（150）。

【請求項 16】

10

20

30

40

50

各混合要素（０２１）は、各々がアナログーデジタルコンバータを備える $K = 2$ 個の関連する取得要素（２５４０）の入力部に接続される $K = 2$ 個の出力部を有する、請求項 1 ～ 15 のいずれか 1 項に記載の方法（１５５）。

【請求項 17】

前記取得要素（２５４０）の各々の有効ビット数（ENOB）は 6 よりも良好である、請求項 1 ～ 16 のいずれか 1 項に記載の方法（１６０）。

【請求項 18】

再構成されたフルスケールの正弦波テスト信号の信号対雑音および歪み比（SINAD）は、少なくとも 90 GHz の取得帯域幅に対して 32 dB を超える、請求項 1 ～ 17 のいずれか 1 項に記載の方法（１６５）。

10

【請求項 19】

再構成されたフルスケールの正弦波テスト信号の信号対雑音および歪み比（SINAD）は、少なくとも 290 GHz の取得帯域幅に対して 25 dB を超える、請求項 1 ～ 18 のいずれか 1 項に記載の方法（１７０）。

【請求項 20】

請求項 1 ～ 20 のいずれか 1 項に記載の前記方法（１００、．．． 175）のうちの 1 つが実行可能であるように構成される測定システム（２００）であって、

前記測定システム（２００）は、

a. 入力インターフェース（２１００）と、

b. M 個（ $M > 2$ ）の離散トーンを含む電磁基準信号（２２０１）が供給されるように構成される電磁基準信号源（２２００）と、

20

c. サブシステム（２５００）であって、

i. 第 1 の分割要素（２５１０）と、

ii. 第 2 の分割要素（２５２０）と、

iii. N 個の混合要素（２５３０）であって、前記 n 番目の混合要素（２５３０－ n ）が K_n 個の部分混合信号（２５３１－ n ）を生成する、 N 個の混合要素（２５３０）と、

iv. $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の数の対応する取得要素（２５４０）と、

30

v. デジタルシグナルプロセッサ（２５５０）と、

を備えるサブシステム（２５００）と、

を備え、

d. 前記入力インターフェース（２１００）は前記第 1 の分割要素（２５１０）に連結され、

e. 前記電磁基準信号源（２２００）は前記第 2 の分割要素（２５２０）に連結され、

、

f. 前記第 1 の分割要素（２５１０）の n 番目の出力部は前記 n 番目の混合要素（２５３０－ n ）に連結され、

g. 前記第 2 の分割要素（２５２０）の n 番目の出力部は前記 n 番目の混合要素（２５３０－ n ）に連結され、

40

h. 前記 n 番目の混合要素（２５３０－ n ）の K_n 個の出力部の各々は、前記 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の数の対応する取得要素（２５４０）のうちの 1 つに連結され、

i. 各取得要素（２５４０－ n － k ）は前記デジタルシグナルプロセッサ（２５５０）に連結され、

j. 少なくとも 1 つの部分基準信号（２５３１）は少なくとも 2 つのスペクトルトーンを含むという点、

k. すべての前記部分混合信号（２５３１）の全体は冗長情報を含むという点、およ

50

び

し、前記デジタルシグナルプロセッサ（２５５０）は、前記冗長情報から前記測定システム（２０００）の少なくとも１つのモデルパラメータを抽出するように構成されるという点、

で特徴付けられる、測定システム（２００）。

【請求項２１】

前記混合要素は１つまたは複数の検出要素を備える、請求項２１記載の測定システム（２０５）。

【請求項２２】

前記混合要素は１つまたは複数の結合要素を備え、

結合要素は２つ以上の信号を重ね合わせる、

請求項２１または２２記載の測定システム（２１０）。

【請求項２３】

前記混合要素は、一対のバランス型光検出器が後に接続される９０°ハイブリッドによって具現化される、請求項２１～２３のいずれか１項に記載の測定システム（２１５）。

【請求項２４】

前記混合要素はマイクロ波ミキサーを備える、請求項２１～２４のいずれか１項に記載の測定システム（２２０）。

【請求項２５】

すべての取得要素、およびすべての取得要素内で使用されるアナログーデジタルコンバータが、すべてのデジタル化された部分混合信号間の時間的關係がわかるように同期される、請求項２１～２５のいずれか１項に記載の測定システム（２２５）。

【請求項２６】

前記第１および第２の分割要素は、別個のパス遅延と併せてパワースプリッタとして実装される、請求項２１～２６のいずれか１項に記載の測定システム（２３０）。

【請求項２７】

単一の取得要素（２５４０）のＥＮＯＢよりもせいぜい１ビット低いＥＮＯＢを有する、請求項２１～２７のいずれか１項に記載の測定システム（２３５）。

【請求項２８】

電磁使用信号を検出するための請求項１～１９のいずれか１項に記載の方法（１００、．．．１７５）のうちの１つの使用。

【請求項２９】

請求項１～１９のいずれか１項に記載の前記方法のうちの１つによって電磁使用信号を検出するための請求項２０～２９のいずれか１項に記載の測定システム（２００、．．．２３５）のうちの１つの使用。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明の技術分野は、テラトロン信号処理、フォトニクスおよびマイクロ波工学である。テラトロン信号処理は、数百GHzまでの帯域幅を有する信号の生成、測定、および処理に焦点が当てられる。高帯域幅システムの設計は、フォトニクスとマイクロ波工学の分野に依存する。

【背景技術】

【０００２】

「任意」という用語は、測定された任意信号が測定システムによって利用される固有の構造を有していないことを示すために使用されます。

【０００３】

使用信号と以下で呼ばれる任意の光波形を良い信号対雑音比で検出する最先端の技術は、イントラダインのコヒーレント検出に基づく。イントラダインコヒーレント受信機は、９０°光ハイブリッド、一対のバランスドフォトディテクタ（ＢＰＤ）、およびアナログ

10

20

30

40

50

ーデジタルコンバータ（ADC）から成り、使用信号の同相成分および直交成分を測定することが可能である。このようなイントラダインコヒーレント受信機の光帯域幅は、制限する構成要素、通常はADCまたはBPD、の帯域幅の2倍に制限される。コヒーレント受信機のさらなる詳細については、[14] またはその他の基本的な文献を参照することができる。

【0004】

電子構成要素によって課せられる帯域幅の制限は、単一のコヒーレント受信機をコヒーレント受信機アレイに置き換えて、低ノイズ光周波数コムを多波長の局部発振器として使用することで克服することができる。この概念は、たとえば、スペクトルスライスコヒーレント検出[3]や並列光サンプリング[4]において使用されてきた。スペクトルスライスコヒーレント検出は任意の光使用信号の測定に対して実証されてきた一方で、並列光サンプリングのすべての実証は、固有の構造を有する信号、たとえば、データ信号にこれまで限定されてきた。以下では、前述の方法とその限界について簡単に論じる。

【0005】

周波数スライスコヒーレント検出は、2010年に任意の光波形に対して実証された[3]。周波数スライスされた任意の光波形測定では、光スライシングフィルター、たとえば、アレイ導波路回折格子（AWG）を使用して、使用信号を、低速の電子装置によって個別に検出可能なわずかに重なり合ういくつかのスペクトル帯域に分割する。個々のスペクトルスライスを検出するための局部発振器周波数は、それぞれのスライスの中央に配置される。測定された狭帯域周波数スライスから使用信号をデジタル的に再構成するには、局部発振器トーン間の周波数の差を正確に知る必要がある。したがって、すべての局部発振器トーンは、重複しないデマルチプレックスフィルターのバンクで個々のトーンを分離することにより、コヒーレント光周波数コムから得られる。別々に測定された周波数帯域は、その後デジタル的に結合され、デジタル使用信号が得られる。ステッチングのための正しい位相と振幅は、隣接するスペクトルスライス同士の間でのスペクトル重複領域から直接得られる。228 GHzの集約帯域幅を有する受信機が2012年に実証された[6]。この方法の利点は、かなりシンプルなコンセプト、良好なスケーラビリティ、高い忠実度、および受信システムの線形伝達特性の完全な補償である。しかし、フォトニック集積回路（PIC）上での光スライシングフィルターおよびコヒーレント受信機アレイのモノリシック集積化の場合、特にインジウムリン（InP）またはシリコンフォトニクスなどの高屈折率差の統合プラットフォームに依存する場合には、不利益が生じる。アレイ導波路回折格子に基づくスライシングフィルターは製作誤差を被り、追加の位相誤差補正が必要になる[15]。さらなる温度安定化が必要になる場合がある[15]。パッシブフィルタの場合において、システム内のすべての構成要素、たとえば、周波数コムジェネレータやスライシングフィルターは、周波数に関して精密に調整される必要があり、この調整は周囲温度などの広範囲の動作条件にわたって維持されなければならない。これらの困難のいくつかは、動的に調整可能でありかつシリコンフォトニックプラットフォーム上にコンパクトに統合可能である周波数可変結合共振器光導波路（CROW）フィルター[2]によって解決できる。それでも、このようなフィルターは、スライシングフィルターごとにいくつかの発熱体を制御するというさらなる複雑さをもたらす。さらに、正確な温度制御が必要となり、小さな温度変動が中期および長期の校正の精度を低下させる可能性がある。したがって、完全にパッシブでありながらコンパクトな構造が、並列光サンプリングに基づくシステムに使用されると、チップレベルの集積化を著しく簡略化する。

【0006】

[4]では、56 GBd QPSKデータ信号の受信のための並列光サンプリングの概念が実証されている。スペクトルスライスコヒーレント受信とは対照的に、光スライシングフィルターは必要とされないが、使用信号と多波長局部発振器をいくつかのパスに分割するには、単純なパワースプリッタで十分である。その結果、このようなシステムのフォトニック集積化は、スペクトルスライスシステムに比べてより簡単である。しかし、[4]で著者らは直交位相シフトキーイング（QPSK）データ信号の測定のみを報告してお

10

20

30

40

50

り、送信データ信号の構造を利用して受信機システムの未知の位相パラメータを補正する多次元最適化手順に頼っている〔16〕。したがって、このシステムには、先験的に知られたいかなる構造も持たない任意の使用信号を測定する能力がない。加えて、並列光サンプリングに使用される局部発振器は、隣接するサンプル間のクロストークを制限するために、時間領域で狭いパルスを生成する必要がある。

【0007】

上述した2つのアプローチの他に、フォトニック支援アナログーデジタル変換の概念が多く存在する〔5〕。しかし、これらは、概念が本発明と著しく異なるため、本応用との関連性が低い。スペクトルスライスされた任意波形測定システムに関するさらなる洞察は、〔1、2、6、7〕に見出される。並列光サンプリングおよび光時分割多重（OTDM）の概念に関するさらなる情報は〔8-10〕に見出される。

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

ここでの目的の技術的課題は、フィルターの数を減らすこと、または測定システムによってもたらされる必要なフィルターの急峻さを減らすことを可能にする、任意の電磁信号の測定方法を提供することにある、ここで、用語「フィルターの急峻さ」は、フィルター通過帯域の端においてデシベル（dB）で通常表されるパワー伝達関数の急峻さを指す。本方法は、先験的に知られたいかなる構造も有する必要のない任意の信号に一般的に適用可能であろう。加えて、本方法は、たとえば温度変動によって引き起こされるシステムパラメータのドリフトを補償可能であるべきである。さらに、本方法は、測定システムの特性を補償するために堅牢なキャリブレーション技術を提供する必要がある。

20

【課題を解決するための手段】

【0009】

前述のこの目的の技術的課題は、最初の独立請求項1の特徴にしたがう本明細書に開示された方法によって解決される。それに関連する従属的な請求項、即ち、従属請求項が、有利な設計または実施形態を反映する。個別にまたは任意の組み合わせで実現可能な有利なさらなる実施形態は、従属請求項に示される。

【0010】

以下では、用語「有する」、「備える」、もしくは「含む」、またはそれらの文法上の任意の変種は、非排他的な態様で使用される。したがって、これらの用語は、これらの用語によって導入される特徴のほかにさらなる特徴が存在しない状況、または1つまたは複数のさらなる特徴が存在する状況の両方を指すことができる。例えば、表現、「AはBを有する」、「AはBを含む」、または「AはBを含む」は、AにおいてB以外に他の要素が存在しない状況（つまり、Aは排他的にBから成る状況）、およびBに加えて、1つまたは複数の他の要素、たとえば、要素C、要素CとD、またはまったく他の要素、がAにおいて存在する状況、の両方を指すことが可能である。

30

【0011】

さらに、用語「少なくとも1つ」および「1つまたは複数」はもちろん、これらの用語の文法的な変種は、1つまたは複数の要素または特徴に関連して使用されて、その要素または特徴が1回または複数回提供されてもよいことを表現することを意図している場合に、一般的に、たとえば、特徴または要素が最初に導入されるときに、1回だけ使用されることが言及される。特徴または要素がその後再び言及される場合、特徴または要素が単独でまたは複数回提供される可能性を制限することなく、対応する用語「少なくとも1つ」または「1つまたは複数」は、一般に、もはや使用されない。

40

【0012】

さらに、用語、「好ましくは」、「特に」、「たとえば（e.g.）」、または類似の用語は、それによって代替の実施形態を制限することなく、随意的な特徴に関連して以下で使用される。したがって、これらの用語によって導入される特徴は随意的な特徴であり、これらの特徴によって請求項、特に独立請求項の保護範囲を制限するように意図されて

50

はいない。したがって、当業者によって理解されるように、本発明は他の実施形態を使用して実施することができる。同様に、「1つの実施形態において」または「さらなる実施形態において」によって導入される特徴は、代替実施形態または独立請求項の保護範囲を制限することを意図することなく随意的な特徴として理解される。さらに、随意的かまたは非随意的かにかかわらず、それによって導入される特徴を他の特徴と組み合わせるすべての可能性は、これらの導入表現によって影響を受けないままであることになる。

【0013】

〔一般的な説明と実施形態〕

本発明は、急激に減衰する通過帯域を有するスライシングフィルタを必要とせず、したがって、そのようなフィルタの潜在的な製造上の不正確さ〔15〕、アクティブ制御〔2、15〕、または周波数ドリフトを回避するので、フォトニック集積化によく適している。本発明は、受信機システムの伝達特性、ならびに不完全に時間インターリーブされた局部発振器の影響を補償するために周波数領域校正方法を利用する。これは、非等間隔光サンプリングパルスの補償も含む。さらに、本発明において説明される方法は、局部発振器のパルス形状に対する感度が鈍い、即ち、時間的に重なり合うサンプリングパルスを用いる強く分散した局部発振器を用いても同様にうまく動作する。純粋に時間領域の方法に対しては、サンプリングパルスをオーバーラップすると、計算の複雑さが増加することになる。そのうえ、本発明は、測定信号に含まれる冗長情報を利用することで、たとえば、異なる局部発振器トーン間の相対的な振幅および位相、導波管および／またはファイバーを通じた伝播によってもたらされる位相変動、または局部発振器の共振周波数間隔のドリフトに関連する少なくとも1つではあるが潜在的に様々なシステムパラメータを推定することができる。スペクトル重複領域内の冗長情報を利用することにより、信号自体の構造に関する事前の知識が不要となるので、本発明は任意の信号を測定できる。この能力が、任意の波形測定またはフォトニック支援アナログ-デジタル変換の領域における応用を切り開く。純粋に時間インターリーブされたシステムのほかに、スペクトルスライシングと時間インターリーブの両方を適用するハイブリッドシステムも実行可能である。

【0014】

測定システムによって電磁使用信号を検出するための、本発明にしたがう方法の第1の実施形態は、以下のステップを含む：

a. 電磁使用信号が供給されるように構成される、電磁入力信号のための入力インターフェースを設けるステップ、

b. M個（ $M > 2$ ）の離散トーンを含む電磁基準信号が供給されるように構成される電磁基準信号源を設けるステップ、および

c. サブシステムを設けるステップであって、

サブシステムは、

i. 使用信号が、多数のN個（ $N > 2$ ）の部分使用信号に分割されるように構成される第1の分割要素と、

ii. 基準信号が多数のN個の部分基準信号に分割されるように構成される第2の分割要素であって、Nは対応する部分使用信号の数である、第2の分割要素と、

10

20

30

40

50

i i i. 総数が $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号を生成するために各部分使用信号が対応する部分基準信号と混合されるように構成される N 個の対応する混合要素であって、 n 番目の混合要素が K_n 個の部分混合信号を生成する、 N 個の対応する混合要素と、

i v. $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号がデジタル化されて、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号が生成されるように構成される $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の対応する取得要素と、

v. $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号を使用信号（2401）に関連付けるシステムモデルであって、測定システムの特性のうちの少なくとも1つに関連付けられる少なくとも1つのモデルパラメータを含むシステムモデルに基づく変換を使用して、デジタル使用信号が、デジタル化された部分混合信号から再構成されるように構成されるデジタルシグナルプロセッサと、

を備える、

ステップであって、

上記の方法は、

d. 少なくとも1つの部分基準信号が少なくとも2つのスペクトルトーンを含むこと、および

e. すべての部分混合信号の全体が、測定システムの少なくとも1つのモデルパラメータを推定するために使用される冗長情報を含むこと、によって特徴づけられる。

【0015】

ここで、用語「再構成されたデジタル使用信号」および「デジタル使用信号」は、本明細書では交換可能に使用される。

【0016】

少なくとも2つのスペクトルトーン（d）を含む少なくとも1つの部分基準信号を有することにより、必要なスライシングフィルタの数またはそのようなフィルタの急峻さを低減し、および／またはそのようなフィルタの少なくとも1つの通過帯域の帯域幅を増大させることが可能となる。その結果、測定システムのハードウェアが簡素化され、集積化を容易にする。たとえば、第1および第2の分割要素は、適切な時間遅延を有するパワースプリッタとして実装できる。これにより、スライシングフィルタが不要であり、かつすべての部分基準信号が基準信号のすべてのスペクトルトーンを含む構成が可能となる。

【0017】

測定システムの少なくとも1つのモデルパラメータを推定するためにすべての部分混合信号の全体に含まれる冗長情報を利用することにより、当該システムは測定システムの周波数範囲に一致する任意の入力信号に対して動作する。より具体的には、測定システムは、固有の構造やどんな他の種類の事前に知られている情報、たとえば基礎となる変調形式、パルス形状、およびシンボルレートに関連する特定のパターンにしたがうデータ信号を有した入力信号に限定されない。測定システムの周波数範囲、つまり、任意の波形が検出可能な周波数範囲は、基準信号の周波数範囲によって規定される。より正確には、測定システムの周波数範囲の下限は $f_1 - B$ によって与えられ、上限は $f_M + B$ によって与えられる。ここで、 f_1 は使用信号との混合生成物を生成する可能性がまだある最低周波数の基準信号トーンであり、 f_M は使用信号との混合生成物を生成する可能性がまだある最高周波数の基準信号トーンであり、 B は混合要素と取得要素との組み合わせの帯域幅の限界

10

20

30

40

50

である。

【0018】

ここで使用されるように、用語「測定システム」は、電磁信号を測定するために使用される、付随した発明において記載されたシステムを指す。測定システムの帯域幅は、たとえば電子アナログ-デジタルコンバータを含み得る個々の取得要素の帯域幅を超える。測定システムは、入力信号に関連するどんな構造や先験的な情報にも依存せず、したがって、任意の信号を測定することができる。

【0019】

ここで使用されるように、「入力インターフェース」は、入力信号を測定システムに結合することが可能であり、その後に接続される構成要素に使用信号を供給する。

入力インターフェースの例は、

- ー 電気伝導手段、たとえば、ケーブル、同軸ケーブル、導波管、プローブ、など、
- ー 光ファイバー、光導波路、フォトニックワイヤボンド、グレーティングカプラ、エッジカプラ、など、
- ー レンズ、ミラー、フェーズドアレイ、光ファイバー、レンズド光ファイバーを用いた、光信号の自由空間結合、
- ー たとえば、アンテナ、集束素子、を介した電気信号の自由空間結合、または
- ー 信号を技術システムの中に結合するための任意の他の手段、

である。

【0020】

ここで使用されるように、用語「使用信号」は、入力インターフェースによって供給される測定システムの入力信号を指すか、または入力インターフェースによって供給されてさらに修正要素によって修正された測定の入力信号を指す。修正要素は随意的である（請求項4参照）。

【0021】

ここで使用されるように、「基準信号源」は、多波長局部発振器として使用されるクリーンな基準信号を供給する。基準信号源は、ポンプ源、レーザー、周波数コム発生器、発振器、フィルター、非線形電磁気特性を有する共振器、変調器、増幅器、モードロックまたはゲインスイッチレーザーダイオード、ファイバーレーザー、固体レーザー、または複数の離散スペクトルトーンを有する電磁信号の生成、送信、増幅、制御に適した他のいくつかの構成要素を備えることが可能である。

基準信号を供給することのほかに、さらに、基準信号源は、たとえば、位相同期ステッチング信号を生成するために、修正要素に信号を供給することが可能であるか、または、位相同期光搬送波を、修正要素の追加部品である電気光学変調器に供給することが可能である。さらに、基準信号源は取得要素に同期されることが可能である。

【0022】

ここで使用されるように、「第1の分割要素」は、使用信号をN個の部分使用信号に分割するために使用される。第1の分割要素は、N個の出力信号の各々に伝達特性を与える。この伝達特性の例は、

- 各出力の群遅延、または
 - 各チャンネルの周波数依存位相および振幅応答を含むフィルター機能、
- である。

【0023】

ここで使用されるように、「第2の分割要素」は、基準信号をN個の部分基準信号に分割するために使用される。第2の分割要素は、N個の出力信号の各々に伝達特性を与える。この伝達特性の例は、

- 各出力の群遅延、または
 - 各チャンネルの周波数依存位相および振幅応答を含むフィルター機能、
- である。

【0024】

10

20

30

40

50

ここで使用されるように、用語「混合要素」は、非線形動作を実行する要素を指す。各混合要素は、少なくとも2つの入力、即ち、部分使用信号のためのものと、対応する部分基準信号のためのものと、を有し、 $K_n \geq 1$ 個の出力、即ち、 K_n 個の部分混合信号を生成する。ここで、 $n = 1, \dots, N$ 、は n 番目の混合要素を指す。すべての N 個の混合要素が、全体で部分混合信号を生成する。 n 番目の混合要素の K_n 個の出力が、部分使用信号と対応する部分基準信号の非線形相互作用によって、またはそれぞれの部分使用信号および部分基準信号から派生した任意の信号成分の非線形相互作用によって、たとえば、 90° 光ハイブリッドを用いて得られる。

【0025】

混合要素の例は、

- 光検出器、たとえば、フォトダイオード、フォトレジスタ、フォトトランジスタなど、
 - バランス型光検出器、
 - 位相ダイバーシティ受信機、たとえば、 90° 光ハイブリッドおよび一対のバランス型光検出器を備えるコヒーレント受信機、
 - ダイオードミキサー、
 - 正しい周波数範囲で動作する任意の他の非線形要素、
- である。

【0026】

ここで使用されるように、用語「混合」は、混合要素によってもたらされる機能性を指す。

【0027】

ここで使用されるように、用語「取得要素」は、アナログーデジタルコンバータなどの、少なくとも1つのデバイスを備える要素を指し、 n 番目の混合要素によって生成される対応する k 番目の部分混合信号をデジタル化する。

少なくとも総数 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の取得要素が存在する。

加えて、各取得要素は、

- 増幅器、減衰器、フィルター、コネクタ、導波管を含むことができるアナログフロントエンド、または
 - デジタルストレージ、プロセッサ、通信インターフェースを含むことができるデジタルバックエンド、
- などのデジタルーアナログ変換に共通する電子ビルディングブロックを随意的に備えることが可能である。

【0028】

ここで使用されるような、用語「デジタル再構成」は、デジタル使用信号またはその一部を再構成するために、デジタル化された部分混合信号に対して「デジタルシグナルプロセッサ」によって行われる一連の操作を指す。さらに、随意的に存在する修正要素のいくつかの操作は元に戻すことができる（請求項3）。デジタル使用信号の再構成の間に適用される変換は、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号を使用信号に関連付けるシステムモデルに基づく。

【0029】

ほとんどのモデルパラメータは、システムキャリブレーションの手順の間に特徴付けられる。しかし、モデルパラメータのうちの少なくとも1つは未知であるかまたは時間とともに変化するかのいずれかであり、したがって、各測定に対して個別に決定されるか、または少なくとも1つの未知のモデルパラメータの変化が無視できる期間内に行われる測定のセットに対して決定されなければならない。そのような測定または測定のそのようなセ

10

20

30

40

50

ットに対して、少なくとも1つのモデルパラメータは、当該少なくとも1つのモデルパラメータが抽出され得る関係のセットを共同で定義するデジタル化された部分混合信号に含まれる冗長情報と併せてシステムモデルを使用することによって決定される。モデルパラメータは、広く知られている数値的手法を使用して、関係性のセットを直接解くことによって抽出できる。代替的には、関係性のセットは、たとえば、特定のコストメトリックの最小化に依存するパラメータ推定技術を使用することによって、少なくとも1つの未知のモデルパラメータが推定できるように過剰決定されることが可能である。

より具体的には、これに限定されるわけではないが、システムモデルは、

【数1】

$$x_{n,k} = \hat{L}_{n,k} \{s\} = L_{n,k} \left\{ \begin{bmatrix} s(f - f_1) \\ \vdots \\ s(f - f_M) \end{bmatrix} \right\}, \quad (1)$$

10

によって与えられることができる。

ここで：

● s は使用信号を指す。

● $s(f - f_\mu)$ は、 f_μ だけ周波数シフトされた使用信号を指す。ここで、 f_μ は、基準信号の離散トーンに関連しており、 $\mu = 1, \dots, M$ である。

20

● $x_{n,k}$ は、 n 番目の取得要素によって生成された k 番目のデジタル化された部分混合信号を指す。ここで、 $k = 1, \dots, K_n$ 、および $n = 1, \dots, N$ である。

● $L_{n,k} \{\cdot\}$ および $\hat{L}_{n,k} \{\cdot\}$ は、使用信号を、デジタル化された部分基準信号に結合する変換を指す。この変換は、周波数シフトされた M 個の使用信号のコピーを、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号に結合させることが可能である。分割要素、混合要素、および取得要素の帯域幅が十分に大きく選択され、分割要素の伝達特性が正

確に選択されている場合、 $L_{n,k} \{\cdot\}$ および $\hat{L}_{n,k} \{\cdot\}$ は、冗長情報が $x_{n,k}$ に保存されて、かつ少なくとも1つのモデルパラメータを決定するために、この保存された冗長情報を使用できるように、周波数シフトされた冗長なコピーを変換する。デジタル使用信号は、変換 $L_{n,k} \{\cdot\}$ ($\hat{L}_{n,k} \{\cdot\}$) を反転することによって再構成される。

30

【0030】

たとえば、図13に示されるように、技術的な理由により、異なる構成要素を接続するファイバーもしくは導波管、信号パワーをブーストする増幅器、またはフィルター、などの追加の構成要素が、構成において存在する場合があることに留意する。これらの構成要素

40

はすべて、変換 $L_{n,k} \{\cdot\}$ ($\hat{L}_{n,k} \{\cdot\}$) によって説明され、したがって、システムキャリブレーションの一部でもある。しかし、これらの構成要素は、基本的な概念とは関係がないため、以下の説明ではこれ以上説明されない。

【0031】

さらなる実施形態では、変数 M および N に対して次の関係が適用される： $M \leq N$ 。

【0032】

$M = N$ という特殊な場合において、基準信号の離散トーンの数 M は、混合要素の数と一

50

致する。スペクトル的に等間隔のトーンと組み合わせると、混合要素およびその後接続される取得要素の帯域幅は、少なくともわずかにトーンの間隔を超えるべきである。

【0033】

$N > M$ の場合において、基準信号の離散トーン M よりも多くの混合要素 N が存在する。この場合に、システムは使用信号に関して著しく過剰決定され、このことが再構成されたデジタル使用信号のノイズを低減する。このような構成により、より多くの混合要素および取得要素を設けるという代償として、再構成された使用信号の信号対雑音比を向上させることができる。

【0034】

さらなる実施形態では、変数 M および N に対して次の関係が適用される： $M > N$ 。

【0035】

$M > N$ の場合において、もし、使用信号が基準信号の全帯域幅をカバーし、混合要素およびその後接続される取得要素が、基準信号の任意の2つのトーンの間隔よりも狭い帯域幅を有していると、システムモデルは不確定になる場合がある。この場合、信号成分のスペクトルの重ね合わせのせいで、任意の信号の信号再構成は可能ではない。しかし、もし、基準信号の $M - R$ 個のトーンのみが測定されたデジタル部分混合生成物に寄与するように使用信号が帯域制限されていて、かつ $N \geq M - R$ であれば、基準信号の追加の R 個のトーンを無視することが可能となり、デジタル信号の再構成が可能である。もし、技術的な理由により、所望の数のトーンを正確に有する基準信号を得ることが困難であれば、 $M > N$ の場合が非常に特殊なものとなる可能性がある。使用信号が厳密に帯域制限されていて、 $M > N$ であれば、使用信号が M 個の基準信号コムラインによって定義された帯域幅内にあり、最大測定システム帯域幅を超えない帯域幅を有している限り、このことが、基準信号源を適合させることなく、異なる中心周波数を有する使用信号を測定することを可能にする。共振周波数間隔 f_{FSR} によって分けられ、かつ帯域幅 B の同一の混合要素および取得要素を想定した等間隔のスペクトルトーンから成る基準信号の場合において、最大測定システムの帯域幅は、 $2B + (M - R - 1) \times f_{FSR}$ によって与えられる。 M 個の基準信号トーンによって定義される帯域幅は、 $2B + (M - 1) \times f_{FSR}$ によって与えられる。

【0036】

さらなる実施形態において、入力インターフェースによって供給される使用信号が以下にリストアップされた修正操作のうちの1つまたは複数を適用することによって修正されるように構成される追加の修正要素が設けられる。修正要素は、使用信号のための少なくとも1つの入力部および少なくとも1つの出力部を有するが、基準信号源または測定システムの一部である別の要素、たとえば、取得要素またはデジタルシグナルプロセッサにそれを接続する追加の随意的な入力部および出力部を有することが可能である。基準信号源への接続により、修正要素は基準信号と強く位相相関した信号または信号成分を生成することが可能になる。取得要素との接続により、修正要素によって生成された信号を取得要素に同期させることが可能になり、修正要素によってもたらされた影響を除去するのに役立つ。デジタルシグナルプロセッサとの接続は、修正要素によってもたらされる影響をデジタル的に除去するのに役立ち得る。

【0037】

修正要素の主な出力信号は、使用信号と呼ばれる。以下に、修正操作がリストアップされる。修正操作は行われないうか、または1つまたは複数の修正操作が任意の順序で行われる。

1. たとえば、使用信号をある搬送周波数から別の搬送周波数へと移す変調器によって、使用信号を変換する、
2. 使用信号のさらなる処理に使用される補助信号成分、たとえば、以下に説明されるようなステッチング信号で使用信号を補完する、
3. 使用信号に周波数依存伝達関数（フィルター）を適用する。

10

20

30

40

50

4. 使用信号を増幅する、
5. 使用信号を減衰させる、
6. 使用信号を分散させる、および／または
7. ステッチング信号を使用信号上へと変調する。

【0038】

以下に、上記したさまざまな修正操作の例示的な選択がリストアップされる：

1. すべての基準信号トーンの平均周波数として定義される中心周波数 f_c と、測定帯域幅 BW と、を有する測定システムであれば、 BW 中の f_c 付近の「測定帯域」内の周波数成分を有する使用信号のみが、直接測定できる。この測定帯域の外側の信号の測定を可能にするために、使用信号は測定帯域内へと変換される。

10

このようなコンバータの例は、

- a. 電気光学変調器（マッハツェンダ変調器、位相変調器、IQ変調器）
 - b. 電界吸収型変調器、
 - c. 音響光学変調器、
 - d. 電気光学結晶、
 - e. 無線周波数ミキサー、
 - f. たとえば、2次または3次の光非線形性に依存する非線形光学デバイス、または
 - g. 光検出器、
- である。

2. デジタル化された部分混合信号における冗長情報は使用信号に依存する。したがって、特定の場合において、少なくとも1つのモデルパラメータが測定システムの入力信号とは無関係に確実に決定できることを保証するために、使用信号にステッチング信号を加えることは有益である。好ましくは、ステッチング信号のパワーは、少なくとも1つのモデルパラメータがまだ確実に決定できるが使用信号が著しく歪むことがないように、可能な限り低い。もっと好ましくは、加えられたステッチング信号は、デジタル再構成の後に、デジタルステッチング信号を減算することによって修正をデジタル的に元に戻すことができるように、たとえば、追加のモニタリングによって既知である。ステッチング信号は、たとえば、冗長情報を含むべきスペクトル範囲にスペクトル成分がほとんどないか全くなく、そのため少なくとも1つのモデルパラメータの推定値の算出が困難になるような使用信号の場合に有用である。信号を加える操作は、たとえば、以下の構成要素またはそれらの組み合わせによって具現化できる。

20

- 方向性結合器、または
- マルチモード干渉カプラ、または
- 光学フィルター、または
- サーキュレーター。

3. 使用信号を測定する前に、フィルターが、たとえば、以下のことに随意的に適用される。

- a. 帯域外ノイズを除去すること、
- b. 帯域幅を測定システムの帯域幅に制限すること、または
- c. 測定に関係のない使用信号の1つまたは複数の信号周波数を抑制すること。高いパワーの成分が抑制されれば、これが、残りの弱い使用信号成分の測定の忠実度を向上させることができる。

40

4. 入力信号のパワーが低い場合において、事前に決定可能なより高いパワーレベルにまで使用信号を増幅することによって、デジタル使用信号のノイズを低減できる。

5. 信号のパワーが高すぎる場合において、その後に接続される構成要素を損傷から保護するために、使用信号が減衰させられなければならない。

さらに、信号の高いパワーが、混合要素と取得要素の寄生的な非線形挙動のために、デジタル化された使用信号の歪みを増大させ得る。

6. 超短パルスの測定は、取得要素によってもたらされるノイズが内部においてアナログーデジタルコンバータの全範囲に対して増大するので、不十分な信号対雑音比という

50

結果となり得る。したがって、ピーク対平均パワー比が高いと、信号対雑音パワー比が低くなり、非線形歪みを増大させる可能性がある。これらの問題は、修正要素において使用信号を分散させることによって回避させることが可能であり、したがってそのピーク対平均比を低減させることが可能である。分散はデジタル的に完全に逆転させられることが可能であり、したがって、デジタル使用信号に悪影響を与えない。

7. 論点2と同じ議論が適用される。しかし、ステッチング信号を加える代わりに、使用信号を適切に変調することによって、ステッチング信号が生成されることが可能である。

【0039】

ここで使用されるように、用語「ステッチング信号」は、別のステッチング信号源によって供給される信号、または基準信号源から派生したステッチング信号源によって供給される信号、または基準信号も供給する同じ物理源によって供給される信号を指す。いくつかの実施形態において、ステッチング信号は、たとえば、任意のタイプのフィードバック回路または制御回路によって、基準信号源によって生成される特定の信号成分に位相同期されることが可能である。ステッチング信号の目的は、検出可能な使用信号のクラスを制限することなく、測定システムの少なくとも1つのモデルパラメータが、適切に決定できることを保証することである。

【0040】

さらなる実施形態において、修正要素は、以下の例示的な操作のうちの1つまたは複数によって使用信号を修正する。

- a. 使用信号にステッチング信号を加える、または
- b. 使用信号を変換する。

【0041】

上述の修正、および、特に使用信号を光搬送周波数に変換するための高速電気光学変調器の使用は、光信号のための任意波形測定システムと、最初に電気信号を光信号に変換する高速コンバータと、を利用することによって、個々の取得要素の取得帯域幅をはるかに超える取得帯域幅を有する広帯域アナログ-デジタルコンバータを構築できるので、特に重要である。この文脈では、用語「アナログ-デジタルコンバータ」は、電気入力信号をデジタルデータに変換する測定システムを指す。

【0042】

さらなる実施形態において、再構成されたデジタル入力信号は、修正要素によってもたらされる修正を少なくとも部分的に除去することによって、再構成されたデジタル使用信号から引き出される。ここで、用語「再構成されたデジタル入力信号」および「デジタル入力信号」は、本明細書において交換可能に使用される。

【0043】

いくつかの実施形態において、使用信号は検出前に修正要素によって修正されるので、使用信号の再構成後に修正をデジタル的に除去することが望ましいことがあり得る。

【0044】

さらなる実施形態において、使用信号および基準信号は、それぞれ、30 PHzから700 THzの間の、400 THzから700 THzの間の、および300 GHzから400 THzの間の周波数を含む紫外線、可視光線、または赤外線の光周波数範囲内に中心周波数を有する。しかし、たとえば、無線周波数スペクトル、マイクロ波スペクトル、ミリ波スペクトルにおける他の周波数範囲でも良い。

【0045】

潜在的に大きな光帯域幅の利益を利用するために、上述した光周波数範囲は実現可能であり、測定システムを実装するのに適している。ここで使用されるように、用語「中心周波数」は、 f_c 付近の帯域幅Bの周波数帯域にスペクトル成分を有する信号が測定できることを意味し、ここで、Bは測定システムの帯域幅であり、 f_c は中心周波数である。

【0046】

さらに別の実施形態において、使用信号および基準信号は150 THzから250 THz

10

20

30

40

50

z の範囲の中心周波数を有する。この場合において、測定システムは、近赤外スペクトルにおける光通信用に開発された広く入手可能なフォトニックコンポーネントに依存することが可能である。

【0047】

さらなる実施形態において、基準信号のM個の離散トーンは周波数に関して等間隔であり、光周波数コムから導出される。

【0048】

光周波数コムは、電子発振器のタイミングジッタと同等の[17]または電子発振器のタイミングジッタよりもさらに良い[18]タイミングジッタを有する低ノイズ信号を提供することを示してきた。

光周波数コムの例は、限定されることなく、

- ソリトンコム発生器、たとえば、散逸カーソリトン(DKS)コム発生源、
- モードロックレーザー、たとえば、モードロックレーザーダイオード、ファイバーレーザー、または固体レーザー、
- ゲインスイッチレーザー、
- 注入同期に依るコム発生源、
- または、電気光学変調器に依る周波数コム発生源、または
- スペクトル拡大のための3次非線形光ファイバーまたは導波路を含む周波数コム発生源、

である。

【0049】

潜在的に多くのコムラインからMトーンを分離するために、随意的に追加のフィルタ要素が基準信号源の一部になる。ここで使用されるように、用語「から導出される」は、基準信号が、光周波数コムであり得るか、またはそのスペクトルを整形することによって、もしくは特定のスペクトル成分を増幅および除去することによってアプリケーション用に最適化される光周波数コムであり得ることを意味する。

【0050】

現在の最先端技術を考慮すると、基準信号のM個の離散トーンは、100MHzから500GHzの間の共振周波数間隔を有することが好ましく、1GHzから200GHzの間であることがより好ましく、10GHzから100GHzの間であることが最も好ましい。後者の周波数範囲は、対応するシステムが少なくとも5GHzから50GHzの帯域幅を有する混合要素および取得要素に依存するため、特に重要なものである。そのような要素(たとえば、光検出器およびアナログ-デジタルコンバータ)は、今日では容易に利用可能である。高速光検出器および最大で100GHzまでのアナログ-デジタルコンバータは高価ではあるが現在でも利用可能であるため、最大で200GHz以上までの共振周波数間隔を有する基準信号も重要である。将来的にはさらに多くのブロードバンドコンポーネントが利用可能になる可能性があり、それに応じて好ましい周波数範囲が変わる可能性がある。低速のアナログ-デジタルコンバータのみが必要なときには、1GHz~10GHzの間の共振周波数間隔を有する基準信号も重要である。これにより、帯域幅を犠牲にして、価格を下げて測定の忠実度を高めることができる。

【0051】

さらなる実施形態において、基準信号は、時間領域における光パルスの規則的な列に対応する等間隔のスペクトルトーンから成り、この場合に、隣接するパルスは時間的に重なり合ってもよい。正確な周波数領域システムモデルに依存することによって、基準信号の重複する時間領域パルスは、スペクトルトーンが安定しかつ使用信号の帯域幅をカバーする限り、ここで説明される測定システムに対して問題を生じさせない。実際、基準信号がより低いピーク対平均パワー比を有すれば、非線形性の影響が低減され、測定の忠実度が向上することが可能である。

【0052】

さらなる実施形態において、すべての部分混合信号の総数に含まれる冗長情報によって

10

20

30

40

50

推定される少なくとも1つのモデルパラメータは、部分基準信号の特性と、絶対値または基準信号の1つのトーンと基準信号の別のトーンとの相対値のいずれかで関連付けられる。また、光回路または電気回路の特性と、絶対値または別の回路との相対値で関連付けられる。

部分基準信号の固有の特性には、限定されることなく、

- － 振幅、
- － 位相、
- － 周波数、
- － 偏波、および
- － 共振周波数間隔、

10

が含まれることが可能である。

ここで、これらの固有の特性のいくつかは、基準信号のM個のトーン、たとえば、振幅、位相、および周波数、の各々を個別に参照し得る。

【0053】

光回路または電気回路の固有の特性には、限定されることなく、

- － 振幅変化、
- － 位相変化、または
- － 偏波の変化、
- － 群遅延、

－ 回路の特定の経路を通過する信号が受ける分散。これらの経路は異なる信号に対して異なる場合があり、たとえば、部分使用信号および部分基準信号の位相および／または振幅は、すべてのN個のチャンネルにおいて独立して歪められる。

20

が含まれることが可能である。

【0054】

さらなる実施形態において、システムモデルは、全体のシステム、または分割要素、導波管、結合インターフェース、光路、増幅器、偏光ビームスプリッタ、位相シフタ、フィルター、デマルチプレクサ、光電子受信機、基準信号パルス形状、基準トーンの振幅および位相のようなシステムの一部の周波数依存伝達関数の振幅および／または位相を含む。

【0055】

1回のキャリブレーションの手順の間にシステム伝達関数を取得することにより、上述した構成要素の影響がデジタル的に補償されることが可能であり、デジタル使用信号が正確に再構築できる。モデルまたはキャリブレーションが不正確であれば、デジタル使用信号の信号対雑音および歪み比が減少する。

30

【0056】

さらなる実施形態において、システムは、キャリブレーション信号源によって供給されるキャリブレーション信号と呼ばれる既知の電磁波形を用いた専用のキャリブレーション測定で特徴付けられる。

【0057】

ここで使用されるように、用語「キャリブレーション信号」は、システムモデルの一部である測定システムのすべての伝達関数を取得するために使用できる既知の信号を指す。キャリブレーション信号は、その範囲内で電磁使用信号またはその修正バージョンが検出される全スペクトル範囲の大部分をカバーすることが好ましい。特定の実施形態において、キャリブレーション信号は、調整可能なおよび／または広帯域の信号源から引き出される。すべてのモデルパラメータを決定するために、複数のキャリブレーション信号源が、並行してまたは順次に使用できる。キャリブレーション信号の例は、既知のパルス形状と、たとえば、MHzまたはGHz領域における適切な共振周波数間隔と、を有する光周波数コムである。

40

【0058】

さらなる実施形態において、キャリブレーション信号は、25GHz未満、または10GHz未満、または5GHz未満、または1GHz未満、または500MHz未満、また

50

は 100 MHz 未満の共振周波数間隔を有する広帯域光周波数コムである。

【0059】

広帯域光周波数コムをキャリアレーション信号として使用することは、いくつかの有利な点を有する。第1に、たとえば周波数分解光ゲート法（FROG）または同等の光技術を使用して事前に特性を把握することが可能な非常に安定した広帯域の光周波数コムが存在する。さらに、広帯域光周波数コムを使用することで、1回の測定でシステムを特性づけることが可能になる。共振周波数間隔（FSR）が適切に選択されると、キャリアレーション信号と個々の基準信号トーンとの混合生成物は周波数領域で重複せず、このため分離できる（具体的な例については図18を参照）。信号対雑音比をさらに改善するために、多くのキャリアレーション測定値を平均化すること、あるいは分散された光周波数コムをキャリアレーション信号として使用することは有利となる可能性がある。後者の操作により、キャリアレーション信号のピーク対平均パワー比を低減可能であり、したがって、取得要素によって付加される非線形性とノイズの影響を低減できる。

10

【0060】

低GHz領域における、MHz領域における、またはkHz領域におけるキャリアレーション信号の低い共振周波数間隔により、1回の測定において高い周波数分解能でシステムを特徴付けることができる。上記で使用されているような、用語「広帯域」は、キャリアレーション周波数コムが測定システムの検出帯域幅の全体または相当な部分をカバーすることを意味する。

【0061】

20

さらなる実施形態において、各混合要素は、各々がアナログーデジタルコンバータを備えるK=2個の付随する取得要素の入力部に接続されるK=2個の出力部を有する。

【0062】

混合要素ごとにK=2個以上の出力部を用いて、複数の基準位相に対して部分使用信号を測定し、したがって、フィールド振幅、および複素数値のフィールド振幅によって表現できる対応する位相を再構成することができる。そのような混合要素の例は、たとえば90°光ハイブリッドおよびその後接続される一対のバランスドフォトダイオードに基づく同相／直交（IQ）受信機である。代替的には、その後フォトダイオードが接続された3×3マルチモード干渉カプラ（MMI）などの他の実装も可能である。

【0063】

30

さらなる実施形態において、取得要素の各々の有効ビット数（ENOB）は4ビットより良好であり、より好ましくは5ビットより良好であり、最も好ましくは6ビットまたは7ビットより良好である。個々の取得要素のそのようなENOBが得られるアナログ帯域幅は、好ましくは5GHzよりも高い、より好ましくは10GHzよりも高い、最も好ましくは20GHzまたは30GHzよりも高い。高いENOBを有する取得要素を使用することにより、測定の忠実度が高められる。しかし、高帯域幅の取得要素は、通常、より低い帯域幅を有する取得要素よりも低いENOBを有する。したがって、低帯域幅で高ENOBの取得要素を多数有するシステムは、高帯域幅で低ENOBの取得要素を少数有するシステムよりもより良好な測定の忠実度を有することが可能である。

【0064】

40

さらなる実施形態において、再構成されたフルスケールの正弦波テスト信号の信号対雑音および歪み比（SINAD）は、少なくとも90GHzの取得帯域幅に対して32dBを超える。このとき、そのような信号に対して、有効ビット数ENOBは、以下によってSINADと関係付けられる。

【数2】

$$ENOB = \frac{SINAD_{dB}}{6.02} - 0.29. \quad (2)$$

【0065】

50

最先端の電子アナログーデジタルコンバータは、5のENOBで110GHzの帯域幅に達する[19]。本発明において説明される測定システムは、低帯域幅で高ENOBのADCを複数並列化することによってこの限界を克服できる可能性を有する。

【0066】

さらなる実施形態において、再構成されたフルスケールの正弦波テスト信号の信号対雑音および歪み比(SINAD)は、少なくとも290GHzの取得帯域幅に対して25dBを超える。さらなる実施形態において、再構成されたフルスケールの正弦波テスト信号の信号対雑音および歪み比(SINAD)は、少なくとも490GHzの取得帯域幅に対して20dBを超える。

【0067】

さらなる実施形態において、再構成されたフルスケールの正弦波テスト信号の信号対雑音および歪み比(SINAD)は、少なくとも1.9THzの取得帯域幅に対して15dBを超える。測定システムのスケーラビリティによって、合計帯域幅は単一の高速アナログーデジタルコンバータの制限を超えて拡大できることに留意する。

【0068】

前述の方法のうちの1つを行うための測定システムの実施形態であって、

当該測定システムの実施形態は、

- a. 入力インターフェース、
- b. 電磁基準信号源、および
- c. サブシステムであって、

i. 第1の分割要素、

ii. 第2の分割要素、

iii. N個の混合要素であって、n番目の混合要素が K_n 個の部分混合信号を生成する、N個の混合要素、

iiii. $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の対応する多数の取得要素、および

iv. デジタルシグナルプロセッサ、

を備えるサブシステム、

を備え、ここで：

d. 入力インターフェースは第1の分割要素に結合され、

e. 電磁基準信号源は第2の分割要素に結合され、

f. 第1の分割要素のn番目の出力部はn番目の混合要素に結合され、

g. 第2の分割要素のn番目の出力部はn番目の混合要素に結合され、

b. n番目の混合要素の K_n 個の出力部の各々は、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の対応する取得要素

のうちの1つに結合され、

c. 各取得要素はデジタルシグナルプロセッサに結合され、

h. 少なくとも1つの部分基準信号は少なくとも2つのスペクトルトーンを含むという点、

i. すべての部分混合信号の全体は冗長情報を含むという点、および

j. デジタルシグナルプロセッサは、冗長情報から測定システムの少なくとも1つのモデルパラメータを抽出するように構成されるという点、

で特徴付けられる、前述の方法のうちの1つを行うための測定システムの実施形態。

【0069】

ここにおける用語「に結合される」は、異なる要素間の接続を記述する。

そのような接続は、たとえば、

— 光学的または電氣的導波管、

ー 光ファイバーまたは電気ケーブル、
ー 光または電気ワイヤボンド、または
ー 集束要素、リフレクター、アンテナ、または類似の構成部品を随意的に備える自由空間リンク、
によって実現できる。

【0070】

上述の装置のさらなる実施形態において、混合要素は1つまたは複数の検出要素を備え、この場合に、検出要素の例は、

- 光検出器、
 - 整流器、
 - ダイオード、トランジスタ、または非線形信号伝達特性を持つその他のデバイスなどの非線形素子、
 - たとえば2次または3次の光非線形性を利用する非線形光学素子、
 - ボロメータ、
- または類似の装置、
である。

【0071】

上述の装置のさらなる実施形態において、混合要素は1つまたは複数の結合要素を備え、この場合に、結合要素は2つ以上の信号を重ね合わせる。

結合要素の例は、

- 方向性結合器、
 - マルチモード干渉カブラ、および／または
 - 90°光ハイブリッド、
 - 2つ以上の信号を重ね合わせるように設計された能動電子回路または受動電子回路、
- である。

【0072】

上記の装置のさらなる実施形態において、混合要素は、一対のバランス型光検出器がその後接続される90°ハイブリッドによって具現化される。したがって、混合要素は、同相および直交位相成分、したがって完全な光場を測定できるコヒーレント受信機を示す。

【0073】

前述した装置のさらなる実施形態において、混合要素はマイクロ波ミキサーを備える。上記の実施形態はマイクロ波信号によって直接的に動作し、したがって、光信号に関連する問題、たとえば、光位相ドリフトを回避することができる。

【0074】

前述した測定システムのさらなる実施形態において、すべての取得要素、およびすべての取得要素内で使用されるアナログーデジタルコンバータは、すべてのデジタル化された部分混合信号間の時間的關係がわかるように同期される。

【0075】

デジタル化された部分混合信号の時間的アラインメントを決定するために、すべての取得要素の同期が必要であり、このことがデジタル使用信号の再構成を容易にする。

【0076】

さらなる実施形態において、第1および第2の分割要素は、別個のパス遅延と併せてパワースプリッタとして実装される。パワースプリッタを分割要素として使用する利点は、製造許容誤差および環境の影響に対して堅牢でありかつアクティブ制御を必要としない、コンパクトで単純な受動ハードウェアであることである。パワースプリッタは、リン化インジウム(InP)またはシリコンフォトニクスなどの高屈折率コントラスト集積プラットフォームにおいてもコンパクトに製造できる。

【0077】

さらなる実施形態において、測定システムのENOBは、単一の取得要素のENOBよ

10

20

30

40

50

りもせいぜい1ビット低い。理想的には、測定システムのENOBは、基礎となる取得要素のENOBと同じである。しかし、実際には、たとえば混合要素によって付加的なノイズや歪みが加えられるために、測定システムのENOBは基礎となる取得要素のENOBよりも低い。不正確なシステムキャリブレーションまたは検出システムにおいて発生するさらなる歪みが、信号の質をさらに低下させる場合がある。好ましくは、このENOB (SINAD) ペナルティは、2ビット (12 dB) 未満、より好ましくは1ビット (6 dB) 未満、最も好ましくは0.5ビット (3 dB) 未満である。

【図面の簡単な説明】

【0078】

本発明のさらなる詳細および特徴は、特に従属請求項に関連して、好ましい実施形態の以下の説明に起因する。ここで、それぞれの特徴は、単独で、または互いに組み合わせて実現できる。本発明は実施形態の例または形態に限定されない。

【0079】

実施形態の例または形態は、以下の図に模式的に示される。ここで、図中の同一の参照符号は、同一または機能的に同一の要素、あるいは機能に関して互に対応する要素を示す。

【0080】

説明目的のためであり、効果を制限するものではないが、本発明のさらなる特徴および有利な点は、添付の図面の記載に起因する。そこには以下のことが示される：

【0081】

【図1】請求項1にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態のためのサブシステムの模式的な概略図である。

【図2】請求項1にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムの第1の実施形態の模式的な概略図である。

【図3】請求項4にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図4】請求項4にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図5】請求項4にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図6】請求項4にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図7】請求項4または5にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図8】請求項4または5にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図9】請求項4または5にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図10】請求項4または5にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図11】請求項4または5にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図12】請求項4または5にしたがう電磁使用信号を検出するための方法を行うための測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図13】測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図14】図13に示された測定システムを使用して600GHzの広帯域光波形を測定するための例示的な図である。

【図15】ステッチング信号を加える随意的な修正要素を備える測定システムのさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図16】図15に示された測定システムを使用して単一の光トーンを測定するための例

10

20

30

40

50

示的な図である。

【図 1 7】キャリブレーションに使用されるシステム構成の模式的な概略図。

【図 1 8】請求項 1 5 にしたがってキャリブレーション信号を測定したときに得られるデジタル化された部分混合信号に対する例示的なスペクトルである。

【図 1 9】請求項 1 5 にしたがって校正されたさらなる実施形態に対して得られる伝達関数の例示的な図である。

【図 2 0】分割要素に対するさらなる実施形態の模式的な概略図である。

【図 2 1】測定システムのさらなる実施形態の入力部および出力部の模式的な概略図である。

【発明を実施するための形態】

【0082】

図 1 は、デジタルシグナルプロセッサ 2 5 5 0 はもちろん、第 1 の分割要素 2 5 1 0 および第 2 の分割要素 2 5 2 0、N 個の混合要素 2 5 3 0、 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の取得要素 2 5 4 0 を備えるサブシステム 2 5 0 0 を示す。サブシステム 2 5 0 0 は、使用信号 2 4 0 1 および基準信号 2 2 0 1 を入力として受け取り、デジタル使用信号 2 5 5 1 を再構成する。デジタル信号は太線で示される。使用信号 2 4 0 1 は、部分使用信号 2 5 1 1-1 ~ 2 5 1 1-N が得られるように、第 1 の分割要素 2 5 1 0 によって多数の N 個のパスに分割される。部分基準信号 2 2 0 1 は、N 個の部分基準信号 2 5 2 1-1 ~ 2 5 2 1-N を得るために、第 2 分割要素 2 5 2 0 によって N 個のパスに分割される。第 n の混合要素 2 5 3 0-n において、第 n の部分使用信号 2 5 1 1-n が第 n の部分基準信号 2 5 2 1-n と混合され、 K_n 個の部分混合信号 2 5 3 1-n-1 ~ 2 5 3 1-n- K_n が生成される。総計で $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号 2 5 3 1 が存在する。すべての $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号は、少なくとも $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のアナログ-デジタルコンバータを備える $\sum_{n=1}^N K_n$ 個の取得要素 2 5 4 0-1-1 ~ 2 5 4 0-N- K_n によってデジタル化される。 $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号 2 5 4 0-1-1 ~ 2 5 4 0-N- K_n は、すべての $\sum_{n=1}^N K_n$ 個のデジタル化された部分混合信号からデジタル使用信号 2 5 5 1 を再構成するデジタルシグナルプロセッサ 2 5 5 0 に渡される。添え字 n は、個別の混合要素 2 5 3 0-n またはその後に生成される信号を指し、1 から N までの範囲の任意の整数に置き換えることができることに留意する。

【0083】

図 2 は請求項 1 に関連する測定システム 2 0 0 0 を示し、入力インターフェース 2 1 0 0、基準信号源 2 2 0 0、およびサブシステム 2 5 0 0 を備える。電磁入力信号 1 0 0 0 は入力インターフェース 2 1 0 0 を通過し、その後に使用信号 2 4 0 1 と呼ばれる。基準信号源 2 2 0 0 は、M 個の離散スペクトルトーンを含む基準信号 2 2 0 1 を生成する。上記のサブシステムは、入力として使用信号 2 4 0 1 および基準信号 2 2 0 1 を受け取り、デジタル化された使用信号 2 5 5 1 を出力する。サブシステム 2 5 0 0、入力インターフェース 2 1 0 0、および／または基準信号源 2 2 0 0 は、別々のハードウェアアイテムとして実装されるよりも、異なる構成要素と一緒に統合されたモノリシックアセンブリへと併合され得ることに留意する。

【0084】

図 3 は、図 2 と比較して、使用信号 2 4 0 1 を修正可能な修正要素 2 3 0 0 をさらに備

える測定システム 2000 を示す。修正要素のより多くの詳細については、請求項 4 の記載を参照せよ。

【0085】

図 4 は、図 3 と比較して、両方向矢印で示される修正要素 2300 と基準信号源 2200 との間の接続をさらに備える測定システム 2000 を示す。この接続は、修正要素 2300 が、基準信号源 2200 によって供給される情報または信号成分を使用することが可能であるか、または基準信号 2201 の周波数、位相、振幅などのパラメータを制御することが可能であることを示す。特に、この両方向矢印が、基準信号 2201 に位相同期された修正要素 2300 内の使用信号 2401 に、ステッチング信号を加えることを可能にする、あるいは基準信号 2201 の成分に位相同期されたトーンと混合することによって使用信号 2401 を周波数領域でシフトすることを可能にする。

10

【0086】

図 5 は、図 4 と比較して、両方向矢印によってまた示される修正要素 2300 とサブシステム 2500 との間の接続をさらに備える測定システム 2000 を示す。この接続が、上記の修正要素と上記のサブシステムとの間で情報を交換することを可能にし、このことが、修正要素によって行われた信号修正の影響をデジタル的に元に戻すために使用できる。

【0087】

図 6 は、図 5 と比較して、基準信号源 2200 とサブシステム 2500 との間の接続をさらに備える測定システム 2000 を示す。両方向矢印でまた示されるこの接続が、サブシステム 2500 内の取得要素を基準信号源 2200 と同期させることを可能にする。この接続は、時間変動モデルパラメータの数を減らすことができるという有利な点を有する。より具体的には、取得要素によって取得される処理ブロックの最初のサンプルから基準信号の最初のパルスまでの相対的な時間遅延は、同期機構によってこの時間が固定されるので不要になる。

20

【0088】

図 7 は、図 4 に示された測定システム 2000 のさらなる実施形態を示す。基準信号源 2200 は、ポンプ源 2210 と、当該ポンプ源の出力信号を基準信号 2201 に変換する追加の基準信号要素 2220 と、を備える。追加の基準信号要素 2220 は、たとえば、電気光学変調器、または、光学的な 2 次または 3 次光非線形性に基づく任意の他のデバイス、たとえば、共振器、非常に非線形な導波路、もしくは光ファイバー、であることが可能である。修正要素 2300 は、入力インターフェース 2100 によって供給される信号を、基準信号源 2200 によって供給される基準信号 2201 と同じ周波数範囲にある信号に変換する変換要素 2310 を備える。変換要素 2310 の具体的な例は、入力インターフェースによって供給される使用信号を、基準信号源 2200 によって供給される搬送波上へと変調する電気光変調器である。

30

【0089】

図 8 は、図 4 に示された測定システム 2000 のさらなる実施形態を示す。基準信号源 2200 は、ポンプ源 2210 と、当該ポンプ源の出力信号を基準信号 2201 に変換する基準信号要素 2220 と、を備える。修正要素 2300 は、ステッチング信号要素 2320 および結合要素 2330 を備える。ステッチング信号要素 2320 は、上記の基準信号源から信号を取得し、当該信号はステッチング信号に変換され、それから、結合要素 2330 によって、入力インターフェース 2100 から取得された使用信号と結合される。

40

【0090】

図 9 は、図 4 に示された測定システム 2000 のさらなる実施形態を示し、本実施形態において、図 7 に記載されるような変換要素 2310 と、図 8 に記載されるようなステッチング信号要素 2320 および結合要素 2330 とを単一の修正要素 2300 に組み合わせている。

【0091】

図 10 は、図 7 に記載された測定システムに類似する、図 3 に示された測定システム 2

50

000のさらなる実施形態を示す。しかしながら、図10の場合において、修正要素2300は基準信号源から独立し、当該修正要素は、ポンプ源2340および変換要素2310を備える。この構成は、結合要素2300および基準信号源2200が独立しているので、図7の構成と比較してより柔軟であることが可能である。

【0092】

図11は、図8に記載された測定システムに類似する、図3に示された測定システム2000のさらなる実施形態を示す。しかし、図11の場合において、修正要素2300は基準信号源から独立し、当該修正要素は、ステッチング信号要素2320および結合要素2330を備える。この構成は、結合要素2300および基準信号源2200が独立しているので、図8の構成に比べてより柔軟であることが可能である。

10

【0093】

図12は、図9に記載された測定システムに類似する、図3に示された測定システム2000のさらなる実施形態を示す。しかし、図12の場合において、修正要素2300は基準信号源から独立し、当該修正要素は、ステッチング信号要素2320、結合要素2330、ポンプ源2340、および変換要素2310を備える。この構成は、結合要素2300および基準信号源2200が独立しているので、図9の構成に比べてより柔軟であることが可能である。

【0094】

図13は、さらなる実施形態の測定装置2000を示す。この場合において、入力信号1000は、実装が光通信の広く入手可能な構成部品に依存できるように1200nmから1700nmの間の波長範囲にある光信号である。使用信号2401は、入力インターフェース2100によって供給され、光増幅器2010によって随意的に増幅され、サブシステム2500の分割要素2510に結合される前に、より良好な信号の質のために光バンドパス2011によって帯域通過濾過される。基準信号源2200は、光基準波形2201としてM個の離散トーンを有する光周波数コムを供給する。第1の分割要素2510は、使用信号をN個の部分使用信号2511-1～2511-Nに均等に分割する。第2の分割要素2520は、基準信号をN個のパスに均等に分割し、さらに、部分参照信号2521-nを取得するためにn番目のパスにおいて随意的に時間遅延 τ_n を導入する。ここで、 $n=1, \dots, N$ である。特定の実施形態において、すべての時間遅延 τ_n は互いに異なる。混合要素2530-1～2530-Nは各々、部分混合信号2531を取得するために90°光ハイブリッド2532および2つのバランス型光検出器2533を備える。各混合要素2530-nは、それぞれの同相／直交(IQ)受信機の同相成分と直交成分に対応する2つの部分混合信号2531-n-1および2531-n-2を出力する。ここで、 $n=1, \dots, N$ である。各取得要素2540-n-kは、アナログーデジタルコンバータ2542を備える。すべてのアナログーデジタルコンバータ2542は同期して動作する。

20

30

$\sum_{n=1}^N K_n = 2N$ 個のデジタル化された部分混合信号2541-1-1～2541-2-Nは、デジタル使用信号2551を再構成するデジタルシグナルプロセッサ2550によって処理される。

40

【0095】

以下において、図13の実施形態についてのより詳細なシステムモデルが与えられる。以下の記載において、小文字は光信号を指し、大文字は（大部分は）ベースバンド信号を指し、下線は複素数値を示し、チルダはフーリエ変換された量を示し、プライムは推定値と真の値とを区別する。大文字を使用するいくつかの記号は、また、ベースバンドにおける光学的および電気的効果をとらえることに留意する。基準信号2201の複素振幅 $\underline{a}_{L0}(t)$ は、M個の等間隔の位相同期トーンから構成される周波数コムとしてモデル化され、ここで、周波数 $f_{L0,m}$ を有するm番目のトーンは複素振幅 $\underline{A}_{L0,m}$ を有する。

50

【数 3】

$$\underline{a}_{LO}(t) = \sum_{m=1}^M \underline{A}_{LO,m} \exp(j 2\pi f_{LO,m} t). \quad (3)$$

【0096】

隣接する2つのコムラインの間の周波数の差は固定され、コム発生源の共振周波数間隔 (FSR) f_r によって与えられる。

システムの中心周波数は、

【数 4】

10

$$f_c = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M f_{LO,m} \quad f_{LO,m} = f_{LO,1} + (m-1) f_r. \quad (4)$$

として定義される。

【0097】

同様に、使用信号2401 $\underline{a}_s(t)$ およびそのフーリエ変換 $\tilde{\underline{a}}_s(f)$ は、

【数 5】

20

$$\underline{a}_s(t) = \underline{A}_s(t) \exp(j 2\pi f_c t) \longleftrightarrow \tilde{\underline{a}}_s(f) = \tilde{\underline{A}}_s(f - f_c). \quad (5)$$

によってモデル化される。

【0098】

線形システムであること、完全なバランス型の光検出器であること、および寄生的なセルフビーティングを無視することを前提とすると、 n 番目の受信機におけるコヒーレント受信の後の同相 $\tilde{\underline{I}}_n(f)$ および直交 $\tilde{\underline{Q}}_n(f)$ 成分は、

30

【数 6】

$$\tilde{\underline{I}}_n(f) = \sum_{m=1}^M \underline{C}_{LO,m} \underline{C}_{F,n} \tilde{\underline{H}}_{nm}^{(I)}(f) \tilde{\underline{a}}_s(f + f_{LO,m}) + \underline{C}_{LO,m}^* \underline{C}_{F,n}^* \tilde{\underline{H}}_{nm}^{(I)*}(-f) \tilde{\underline{a}}_s^*(-f + f_{LO,m}) \quad (6)$$

【数 7】

$$\tilde{\underline{Q}}_n(f) = \sum_{m=1}^M -j \underline{C}_{LO,m} \underline{C}_{F,n} \tilde{\underline{H}}_{nm}^{(Q)}(f) \tilde{\underline{a}}_s(f + f_{LO,m}) + j \underline{C}_{LO,m}^* \underline{C}_{F,n}^* \tilde{\underline{H}}_{nm}^{(Q)*}(-f) \tilde{\underline{a}}_s^*(-f + f_{LO,m}) \quad (7)$$

40

によってモデル化できる。

50

ここで、 $\tilde{\underline{H}}^{(I)}_{nm}(f)$ および $\tilde{\underline{H}}^{(Q)}_{nm}(f)$ は、システムのすべての電気的および光学的特性を結合する。この場合において、測定システムの少なくとも1つのモデルパラメータは、 $\underline{C}_{F,n}$ および $\underline{C}_{LO,m}$ によって与えられ、基準信号の異なるトーン ($\underline{C}_{LO,m}$) の間、および受信機に至る異なるチャネルの透過係数 ($\underline{C}_{F,n}$) の間、において時間依存の光位相または振幅の変動をモデル化する。異なる受信機に到達する基準トーンのこれらの時間依存の光位相振幅変動は、基準コム発生源によって発せられる複素振幅 $\underline{A}_{LO,m}$ の時間依存変動によって、またはそれぞれの受信機への信号パスの伝送特性の変動によって引き起こされる場合がある。この文脈において、用語「時間依存」または「変動」は、関連するモデルパラメータ $\underline{C}_{F,n}$ および $\underline{C}_{LO,m}$ が1回の測定の間は一定であると仮定できるが、測定ごとに変化し得るような、時間領域におけるそれぞれの特性のゆっくりとした変化を指す。

10

【0099】

$\tilde{\underline{I}}_n(f)$ および $\tilde{\underline{Q}}_n(f)$ を対応する伝達関数で割り、 $\tilde{\underline{H}}^{(I)*}_{nm}(-f)$ および $\tilde{\underline{H}}^{(Q)*}_{nm}(-f)$ の間の商がコムラインの添え字 m に依存しないという事実を利用すると、(6) と (7) を

20

【数8】

$$\frac{\tilde{\underline{I}}_n(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(I)*}_{nm}(-f)} + j \frac{\tilde{\underline{Q}}_n(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(Q)*}_{nm}(-f)} = \sum_{\mu=1}^M \underline{C}_{LO,\mu} \underline{C}_{F,\nu} \left[\frac{\tilde{\underline{H}}^{(I)}_{nm}(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(I)*}_{nm}(-f)} + \frac{\tilde{\underline{H}}^{(Q)}_{nm}(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(Q)*}_{nm}(-f)} \right] \tilde{\underline{a}}_s(f + f_{LO,m}). \quad (8)$$

に簡略化できる。

【0100】

さらに、

【数9】

$$\tilde{\underline{U}}_n(f) = \frac{\tilde{\underline{I}}_n(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(I)*}_{nm}(-f)} + j \frac{\tilde{\underline{Q}}_n(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(Q)*}_{nm}(-f)} \quad (9)$$

30

および、

【数10】

$$\tilde{\underline{H}}_{nm}(f) = \left[\frac{\tilde{\underline{H}}^{(I)}_{nm}(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(I)*}_{nm}(-f)} + \frac{\tilde{\underline{H}}^{(Q)}_{nm}(f)}{\tilde{\underline{H}}^{(Q)*}_{nm}(-f)} \right] \quad (10)$$

40

と定義すると、(8) を行列ベクトル方程式として再定式化することが可能であり、ここで、時間変化のパラメータは周波数依存の伝達行列 $\tilde{\underline{H}}(f)$ の左と右の対角行列上に配置することができる。

【数11】

50

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{U}_1(f) \\ \vdots \\ \tilde{U}_N(f) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{U}}(f)} = \begin{bmatrix} \underline{C}_{F,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \underline{C}_{F,N} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{H}_{11}(f) & \cdots & \tilde{H}_{1M}(f) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{H}_{N1}(f) & \cdots & \tilde{H}_{NM}(f) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{H}}(f)} \begin{bmatrix} \underline{C}_{LO,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \underline{C}_{LO,M} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{a}_s(f + f_{LO,1}) \\ \vdots \\ \tilde{a}_s(f + f_{LO,M}) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{A}}_S(f)}$$

(11)

【0101】

行列方程式(11)は、この場合において $I_1 \sim I_N$ および $Q_1 \sim Q_N$ で参照される、同相(I)および直交(Q)成分に関するデジタル化された部分混合信号2541を、この場合において $\underline{a}_s$ と呼ばれる使用信号2401に関係づける変換式を得るために、方程式(9)とともに逆転することができる。したがって、式(9)および式(11)は、式(1)において述べた変換の具体化である。

分割要素2510において導入される遅延の好ましい選択は、

【数12】

$$\tau_n = \frac{n-1}{N \times f_T} \quad (12)$$

によって与えられ、式(11)が受信機の帯域幅Bよりも低い周波数fに対して良好に条件付けられることを保証する。上記の受信機の帯域幅は、混合要素と取得要素の帯域幅である(必ずしも3dBの帯域幅ではない)。帯域幅BはFSRの半分よりも大きくなければならない。

【数13】

$$B > \frac{1}{2} f_T \quad (13)$$

【0102】

この例において、 $|\underline{C}_{F,\nu}| = 1$ 、さらに $\phi_{F,1} = \arg\{\underline{C}_{F,1}\} = 0$ および $\underline{C}_{LO,1} = 1$ が仮定され、したがって、検出システムの3+3+3個の実パラメータが、すべての部分混合信号の総数に含まれる冗長情報から推定される。この例において、再構成されたベクトル $\tilde{\mathbf{A}}'_s(f)$ の隣接する成分の再構成されたスペクトル成分 $\tilde{\mathbf{A}}'_{s,m}(f - f_{LO,m})$ および $\tilde{\mathbf{A}}'_{s,m+1}(f - f_{LO,m+1})$ が重なり合う。

したがって、検出システムの特性に関連するモデルパラメータは、冗長な信号成分の間の誤差を測定するコスト関数を最小化することによって求められる。

【数14】

$$\{\underline{C}'_{F,2}, \dots, \underline{C}'_{F,N}, \underline{C}'_{LO,2}, \dots, \underline{C}'_{LO,M}\} = \arg \min \left\{ \sum_{\mu=1}^{M-1} \frac{\int_{\text{red. region}} |\tilde{\mathbf{A}}'_{s,\mu}(f - f_{LO,\mu}) - \tilde{\mathbf{A}}'_{s,\mu+1}(f - f_{LO,\mu+1})|^2 df}{\int_{\text{red. region}} |\tilde{\mathbf{A}}'_{s,\mu}(f - f_{LO,\mu}) + \tilde{\mathbf{A}}'_{s,\mu+1}(f - f_{LO,\mu+1})|^2 df} \right\}$$

(14)

10

20

30

40

50

上記の式において、 $\tilde{A}'_{S, \mu}(f - f_{LO, \mu})$ および $\tilde{A}'_{S, \mu+1}(f - f_{LO, \mu+1})$ は、パラメータ、 $C'_{F, 2}, \dots, C'_{F, N}, C'_{LO, 2}, \dots, C'_{LO, M}$ に依存することに留意する。さらに、推定されたパラメータはシステムの具現化に応じて変化し得ることに留意する。たとえば、フォトニック集積化によって、異なる受信機間の光位相が、パラメータ $C'_{F, 2}, \dots, C'_{F, N}$ が時不変となるように安定化されることが可能である。

さらに、その場合において、隣接するスライス間の位相は、たとえば、

【数 15】

$$C'_{LO, \mu} = \left\{ \frac{1}{B_R} \int_{B_R} \tilde{A}'_{S, \mu}(f - f_{LO, \mu+1}) / \tilde{A}'_{S, \mu+1}(f - f_{LO, \mu}) df \right\}, \quad (15)$$

10

によって取得できるので、数値最適化は不要になることに留意する。ここで、 B_R は冗長領域に関連する帯域幅である。もし LO が長期的に安定しているならば、パラメータ $C'_{LO, 2}, \dots, C'_{LO, M}$ の変化性はさらに低減することが可能であり、パラメータの数はさらに減り得る。

【0103】

図 14 は、図 13 に示された、前の段落において説明された手法にしたがって評価される測定システム 2000 に関する応用例を示す。この例において、使用信号 2401 は、600 GHz の帯域幅を有し、振幅と位相が変調されたいくつかの光データ信号を含む。このデータ信号は、7つの自由発振レーザーによって供給される7つの光キャリアを個別に変調することによって生成された。基準信号として、150 GHz の共振周波数間隔 FSR を有する散逸カーソリトンコムが使用される。混合要素として、4つの並列コヒーレント受信機が利用される。図 13 は、再構成されたデジタル使用信号 2552 のスペクトル、構成されたデータ信号に関するコンスタレーション図、および構成されたデータ信号の各々の信号対雑音パワー比を示す。これらの結果は、請求項 1 にしたがう測定方法が実行可能であることを証明する。

20

【0104】

図 15 は、図 3 にしたがう測定システム 2000 の実際的な実現を示す。この場合において、修正要素 2300 内の結合要素 2330 は、独立したポンプ源 2340 によって生成される4つの単一トーン信号を使用信号 2401 に加える。ポンプ源 2340 も修正要素の一部である。

30

【0105】

図 16 は、図 15 に従って構成される測定システムによって記録された単一トーンの測定結果を示す。測定システムのサブシステムは図 13 にしたがって構成されることに留意する。使用信号 2401 は、単一のトーンから成り、冗長情報を含むべきスペクトル範囲内においてどんなスペクトル成分も特徴付けておらず、それによって、少なくとも1つのモデルパラメータの推定を困難にする。この問題を克服するために、修正要素 2300 は使用信号にステッチング信号を加える。この場合において、ステッチング信号は、冗長情報を含むと想定されるスペクトル範囲内に4つの弱いトーンを含む。

40

図 16 は、

- ー 時間領域で再構成されたデジタル使用信号 2551、
 - ー ステッチング信号に関連する4つのトーン b、c、d、e はもちろん、入力信号 A に関連するトーン、を含む再構成されたデジタル使用信号 2552 のスペクトル、
 - ー 修正要素によってもたらされる修正をデジタル的に除去することによって得られる再構成されたデジタル入力信号 2554 のスペクトル、
- を上から下へと示す。

【0106】

再構成されたデジタル使用信号 2552 の表示（図 16 の 2 列目）および再構成された

50

デジタル入力信号 2 5 5 4 の表示（図 1 6 の 3 列目）の両方の横座標上の周波数が、0 ～ 5 0 0 G H z の範囲をカバーするようにシフトされることに留意する。

【0 1 0 7】

入力信号に関連するトーンのまわりのノイズの突起は、基準信号の低い搬送波対雑音比に関連し、より優れた基準信号源を使用することによって回避できる。

【0 1 0 8】

図 1 7 は、測定システム 2 0 0 0 を校正するために使用できる構成を示す。キャリブレーション信号源 1 1 0 0 は、キャリブレーション信号 1 1 0 1 を生成するために使用される。この場合において、測定システム 2 0 0 0 は、システムモデルのすべてのパラメータを取得するために、測定されたキャリブレーション信号 1 1 0 1 を処理する。

10

図 1 3 に記載される測定システム 2 0 0 0 の例において、伝達関数 $\hat{H}^{(1)}_{nm}(f)$ および

$\hat{H}^{(Q)}_{nm}(f)$ が、この校正測定によって得られる。

【0 1 0 9】

図 1 8 は、図 1 7 にしたがう測定システム 2 0 0 0 に対する校正測定の例を示しており、ここでは、請求項 1 5 にしたがう周波数コムがキャリブレーション信号 1 1 0 1 として使用される。この場合において、測定システム 2 0 0 0 は、図 1 3 にしたがって内部的に構成される。図 1 8 は、デジタル化された部分混合信号 2 5 4 1 - n - k のスペクトルの詳細を示す。キャリブレーション信号 1 1 0 1 として周波数コムが使用されるので、キャリブレーション信号と基準信号 2 2 0 1 の異なるトーンとの混合生成物は重なり合わない。このことが、図 1 3 の受信されたコムトーンの振幅および位相を評価することによって、およびそれらを、発せられたパルスの形状が F R O G によって独立して測定されたキャリブレーション信号源 1 1 0 0 によって発せられたコムトーンの振幅および位相と比較することによって、全体の測定システム 2 0 0 0 をシングルショット測定で特徴付けることを可能にする。いくつかのモデルパラメータが、その後の測定の間に変化する場合があるので、シングルショット測定は重要である。

20

【0 1 1 0】

図 1 9 は、図 1 7 に示された測定構成および図 1 8 のキャリブレーション信号 1 1 0 1 から得られたいくつかの校正結果を示す。式 (6) にしたがって、図 1 3 による測定システム 2 0 0 0 を記述する 4 つの伝達関数が示される。図 1 9 は、振幅および位相の詳細な校正が得られ、異なる検出パス間の位相関係が取得されることを示す。

30

【0 1 1 1】

図 2 0 は、第 1 の分割要素 2 5 1 0 のさらなる実施形態 A ～ C と、第 2 の分割要素 2 5 2 0 の類似する実施形態 D ～ F とを示す。第 1 の分割要素 2 5 1 0 は、使用信号 2 4 0 1 を N 個の部分使用信号 2 5 1 1 - 1 ～ 2 5 1 1 - N に分割する。第 2 の分割要素 2 5 2 0 は、基準信号 2 2 0 1 を N 個の部分基準信号 2 5 2 1 - 1 ～ 2 5 2 1 - N に分割する。

【0 1 1 2】

第 1 の分割要素 2 5 1 0 の第 1 の実施形態 A は、追加の遅延 2 5 1 3 を有するパワースプリッタ 2 5 1 2 を備える。すべての遅延 2 5 1 3 が同一であるわけではなく、遅延 2 5 1 3 は、単に、第 1 の分割要素 2 5 1 0 と混合要素 2 5 3 0 との間の接続によってもたらされてもよいことに留意する。しかし、遅延 2 5 1 3 は、これらの遅延が上記のシステムにとって重要な設計パラメータであり、適切に選択されなければならないことを表すために示される（好ましい遅延の例については、式 (1 2) を参照）。

40

【0 1 1 3】

第 2 の実施形態 B は、使用信号を N 個のパスに分割しかつさらに振幅伝達関数を適用する光フィルターモジュールを、パワースプリッタの代わりに備える。これはスペクトルスライスシステムに類似するが、定められた時間遅延 2 5 1 3 のために、フィルターの急峻さおよび通過帯域に対する要件が緩められる。このアプローチは、光集積回路として実装

50

されるときに測定システム 2000 のスケーラビリティを向上させることができる。フィルターとパワースプリッタとの組み合わせが、多数の混合要素 2530 が使用される場合に、取得要素 2540 での低い信号レベルを回避するのに役立つことができる。

【0114】

第 1 の分割要素 2510 の第 3 の実施形態 C は、フィルターモジュール 2514 と、定められた遅延 2513 を有するパワースプリッタ 2512 と、を両方備え、したがって階層システムを記述する。B と比較すると、フィルター出力のうちの少なくとも 1 つがパワースプリッタ 2512 によってさらに分割されるので、必要なフィルター出力は少なくなる。A と比較すると、測定システム 2000 が生成する帯域外の混合生成物は少なくなり、電力効率が向上する。フィルターモジュール 2514 とパワースプリッタ 2512 との順序も変更可能であり、多段階層構造が可能であることを留意する。

10

【0115】

第 2 分割要素 2520 の第 1 D、第 2 E、および第 3 F の実施形態は、第 1 分割要素 2510 の第 1 A、第 2 B、および第 3 C の実施形態と比較して、類似の構造を有する。しかし、時間遅延 2513、フィルター伝達関数 2514 のようなパラメータは独立して設計される。

【0116】

図 21 は、測定システム 2000 が、再構成されたデジタル使用信号 A、または、修正要素によって適用された修正に対して少なくとも部分的にデジタル的に修正することによって得られた再構成されたデジタル入力信号 B のいずれかを出力することを示す。それは、それらのスペクトル C、D、または上述した信号の組み合わせを出力することも可能である。

20

【0117】

参考文献

[1] Scott, R.P., Fontaine, N.K., Heritage, J.P., Yoo, S.J.B.: 'Dynamic optical arbitrary waveform generation and measurement', Opt. Express, 2010, 18, (18), pp. 18655-18670.

<https://doi.org/10.1364/OE.18.018655>

[2] Fang, D., et al.: 'Optical Arbitrary Waveform Measurement (OAWM) on the Silicon Photonic Platform', in: Optical Fiber Communication Conference (OFC'21), San Diego (CA), USA, June 6 - 11, 2021; The Optical Society of America (OSA); paper F2E.G.

30

<https://doi.org/10.5445/IR/1000135495>

[3] Fontaine, N.K., Scott, R.P., Zhou, L., Soares, F.M., Heritage, J.P., Yoo, S.J.B.: 'Real-time full-field arbitrary optical waveform measurement', Nature Photonics, 2010, 4, (4), pp. 248-254.

<https://doi.org/10.1038/nphoton.2010.28>

[4] Fischer, J.K., Ludwig, R., Molle, L., et al.: 'High-Speed Digital Coherent Receiver Based on Parallel Optical Sampling', Journal of Lightwave Technology, 2011, 29, (4), pp. 378-385.

40

<https://doi.org/10.1109/JLT.2010.2090132>

[5] Valley, G.C.: 'Photonic analog-to-digital converters', Opt. Express, 2007, 15, (5), 1955--1982.

<https://doi.org/10.1364/OE.15.001955>

[6] Fontaine, N.K., Raybon, G., Guan, B., et al.: '228-GHz Coherent Receiver using Digital Optical Bandwidth Inter-leaving and Reception of 214-GBd (856-Gb/s) PDM-QPSK'; in European Conference and Exhibition on Optical Communication, OSA Technical Digest (online) (Optical Society of America, 2012), paper Th.3.A.1.

<https://doi.org/10.1364/ECEOC.2012.Th.3.A.1>

50

- [7] Fontaine, N.K., Scott, R.P., Heritage, J.P., Yoo, S.J.B.: 'Near quantum-limited, single-shot coherent arbitrary optical waveform measurements', *Opt. Express*, 2009, 17, (15), pp. 12332-12344.
<https://doi.org/10.1364/OE.17.012332>
- [8] Chen, X., Xie, X., Kim, I., Li, G., Zhang, H., Zhou, B.: 'Coherent Detection Using Optical Time-Domain Sampling', *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21, (5), pp. 286-288.
<https://doi.org/10.1109/OFC.2008.4528094>
- [9] Okamoto, K., Ito, F.: 'Dual-Channel Linear Optical Sampling for Simultaneously Monitoring Ultrafast Intensity and Phase Modulation', *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27, (12), pp. 2169-2175. 10
<https://doi.org/10.1109/JLT.2008.2009646>
- [1 0] Sunnerud, H., Skold, M., Westlund, M., Andrekson, P.A.: 'Characterization of Complex Optical Modulation Formats at 100 Gb/s and Beyond by Coherent Optical Sampling', *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30, (24), pp. 3747-3759.
<https://doi.org/10.1109/JLT.2012.2204957>
- [1 1] Ummethala, S., Kemal, J.N., Alam, A.S., et al.: 'Hybrid Electro-Optic Modulator Combining Silicon Photonic Slot Waveguides with High-k Radio-Frequency Slotlines' (20.10.2020). 20
<https://doi.org/10.1364/OPTICA.411161>
- [1 2] Kieninger, C., Fullner, C., Zwickel, H., et al.: 'Silicon-organic hybrid (SOH) Mach-Zehnder modulators for 100 GBd PAM4 signaling with sub-1 dB phase-shifter loss', *Opt. Express*, OE, 2020, 28, (17), p. 24693.
<https://doi.org/10.1364/OE.390315>
- [1 3] Ummethala, S., Harter, T., Koehnle, K., et al.: 'THz-to-optical conversion in wireless communications using an ultra-broadband plasmonic modulator', *Nature Photonics*, 2019, 13, (8), pp. 519-524.
<https://doi.org/10.1038/s41566-019-0475-6>
- [1 4] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *Journal of Lightwave Technology* 34, 157-179 (2016). 30
<https://doi.org/10.1109/JLT.2015.2463719>
- [1 5] N. K. Fontaine, R. P. Scott, and S. Yoo, "Dynamic optical arbitrary waveform generation and detection in InP photonic integrated circuits for Tb/s optical communications," *Optics Communications* 284, 3693-3705 (2011).
<https://doi.org/10.1016/j.optcom.2011.03.045>
- [1 6] L. D. Coelho, O. Gaete, and N. Hanik, "An algorithm for global optimization of optical communication systems," pp. 541-550.
<https://doi.org/10.1016/j.aeue.2009.02.009> 40
- [1 7] J. Liu, E. Lucas, A. S. Raja, J. He, J. Riemensberger, R. N. Wang, M. Karpov, H. Guo, R. Bouchand, and T. J. Kippenberg, "Photonic microwave generation in the X- and K-band using integrated soliton microcombs," *Nature Photonics* 14, 486-491 (2020).
<https://doi.org/10.1038/s41566-020-0617-x>
- [1 8] A. Khilo et al., "Photonic ADC overcoming the bottleneck of electronic jitter," *Opt. Express* 20, 4454-4469 (2012).
<https://doi.org/10.1364/OE.20.004454>
- [1 9] Keysight Technologies, "Infiniium UXR-Series Oscilloscopes," Data Sheet (2019) 50

【符号の説明】

【0118】

100、...175 請求項1～19のうちのそれぞれの対応する請求項にしたがう方法の実施形態

200、...235 請求項20～29に対応する本発明にしたがう測定システム
2000の実施形態

1000 入力信号

1100 キャリブレーション信号源

1101 キャリブレーション信号

2000 測定システム

2010 増幅器

2011 バンドパスフィルター

2100 入力インターフェース

2200 基準信号源

2201 基準信号

2210 ポンプ源

2220 基準信号要素

2300 修正要素

2310 変換要素

2320 ステッチング信号要素

2321 ステッチング信号

2330 結合要素

2340 ポンプ源

2401 使用信号

2500 サブシステム

2510 第1の分割要素

2511 すべてのN個の部分使用信号の総数

2511-n n番目の部分使用信号、ここでn=1、...N

2512 パワースプリッタ

2513 時間遅延

2514 フィルター

2520 第2の分割要素

2521 すべてのN個の部分基準信号の総数

2521-n n番目の部分基準信号、ここでn=1、...N

2530 すべてのN個の混合要素の総数

2530-n n番目の混合要素、ここでn=1、...N

2531 すべてのN個の混合要素によって生成されるすべての

$\sum_{n=1}^N K_n$ 個の部分混合信号の総数

2531-n n番目の混合要素によって生成されるすべての部分混合部分
混合信号の総数、ここでn=1、...N

2531-n-k n番目の混合要素によって生成されるk番目の部分混合信号
、ここでn=1、...N、k=1、2、... K_n

2532 90°光ハイブリッド

2533 バランス型光検出器

2540 すべての取得要素の総数

2540-n-k n番目の混合要素によって生成されるk番目の部分混合信号
をデジタル化するために使用されるk番目の取得要素、ここでn=1、...N、k=1

10

20

30

40

50

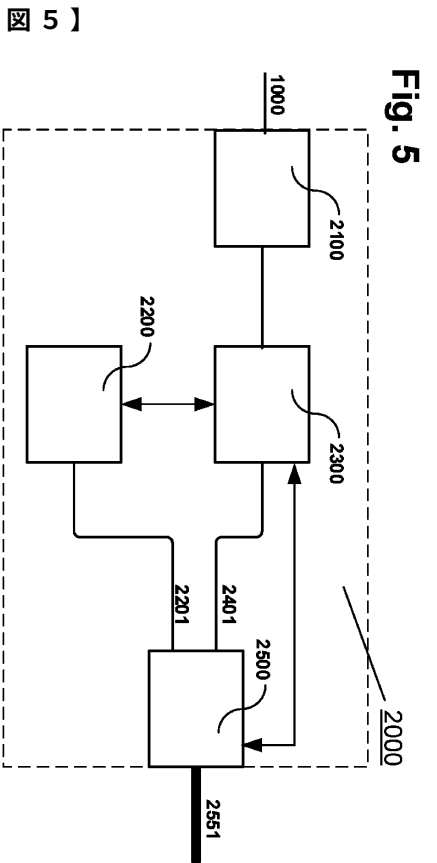
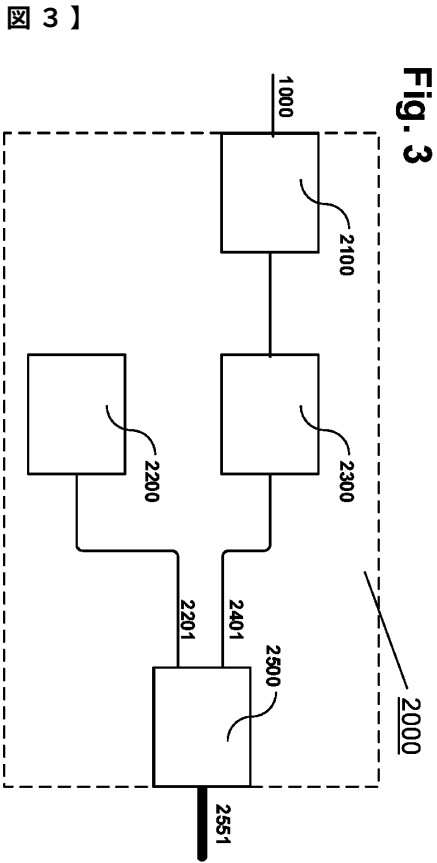
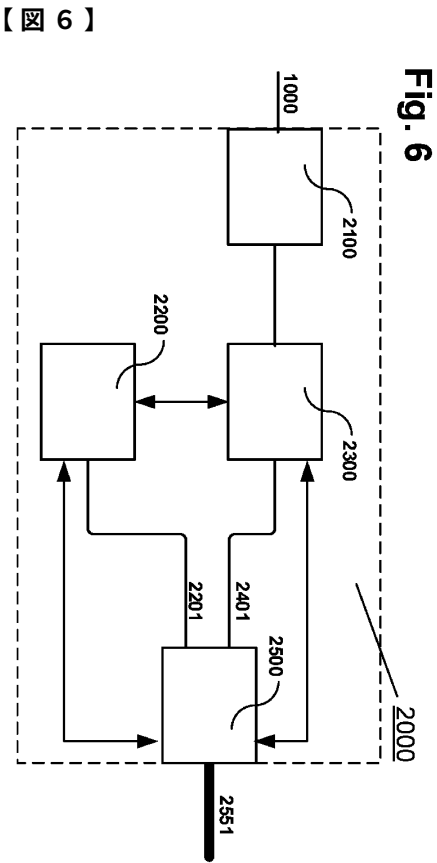
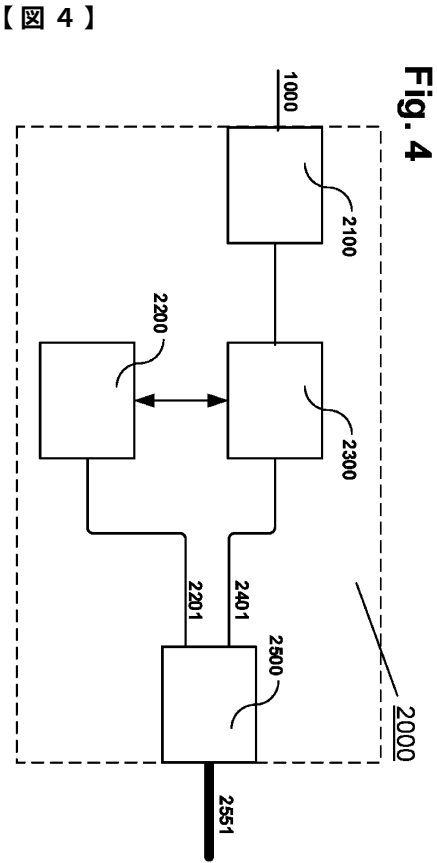
10

20

30

40

50



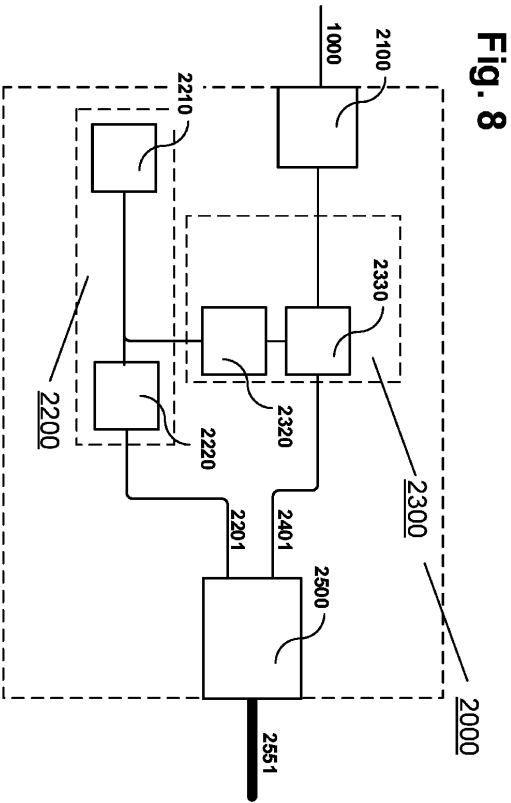
【 図 3 】

【 図 4 】

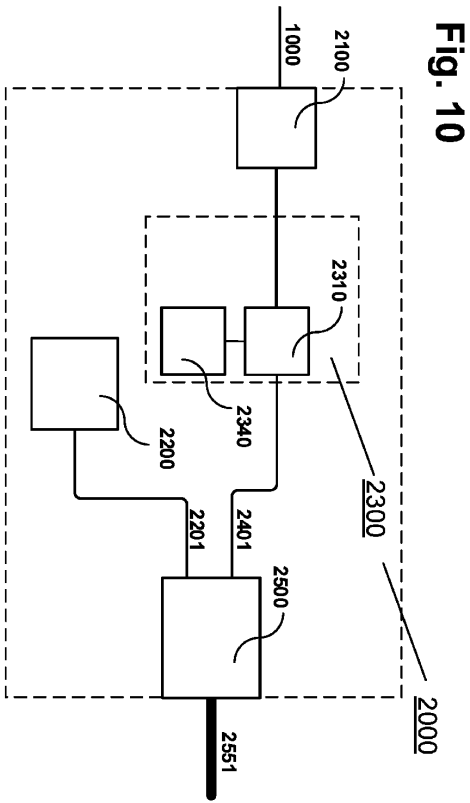
【 図 5 】

【 図 6 】

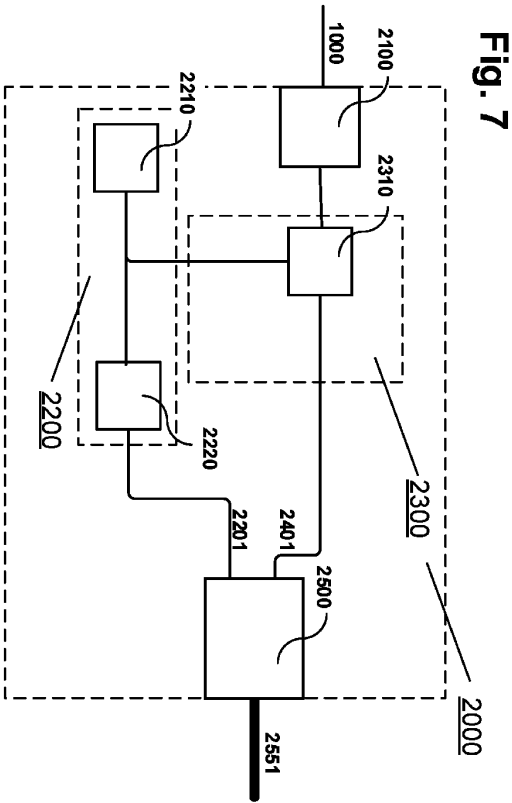
【図 8】



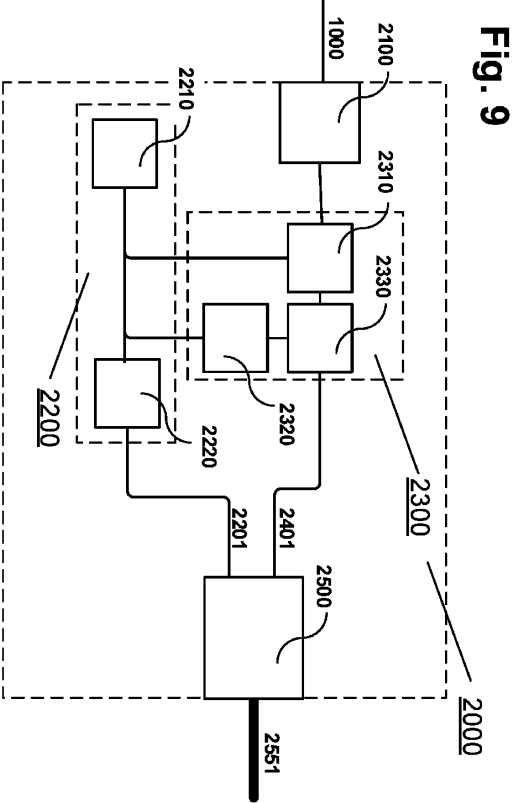
【図 10】



【図 7】



【図 9】



10

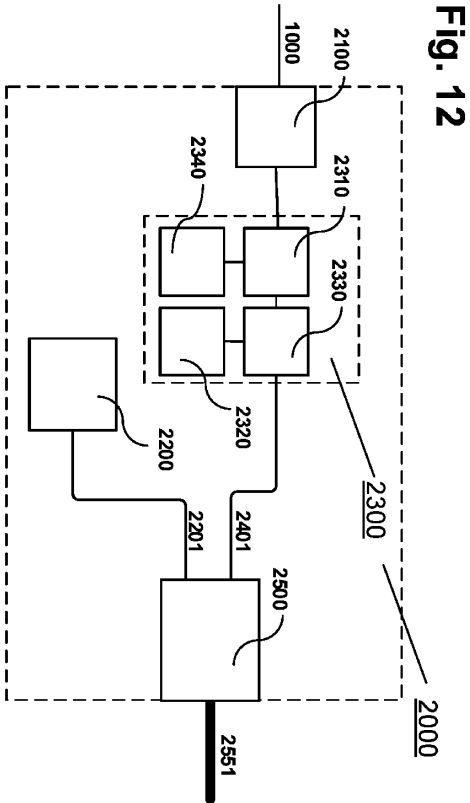
20

30

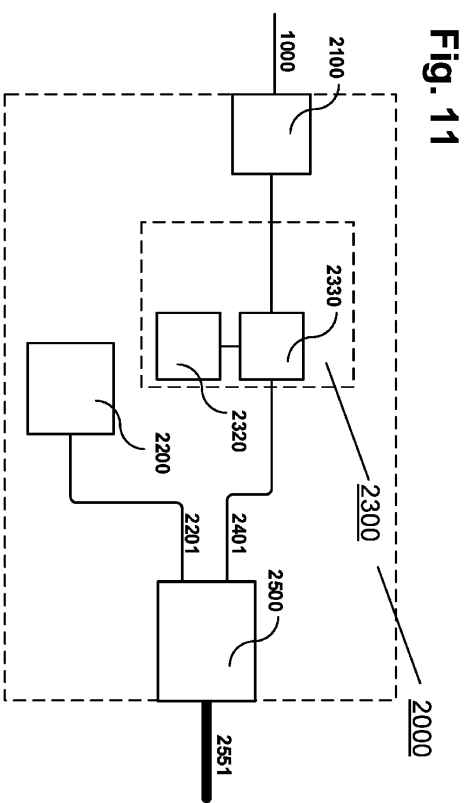
40

50

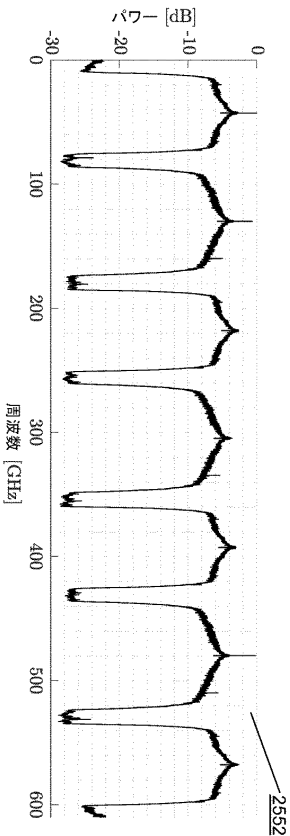
【図 1 2】



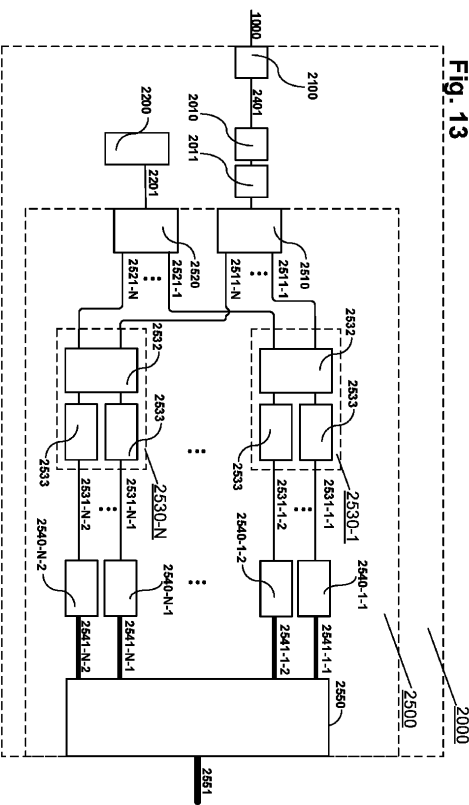
【図 1 1】

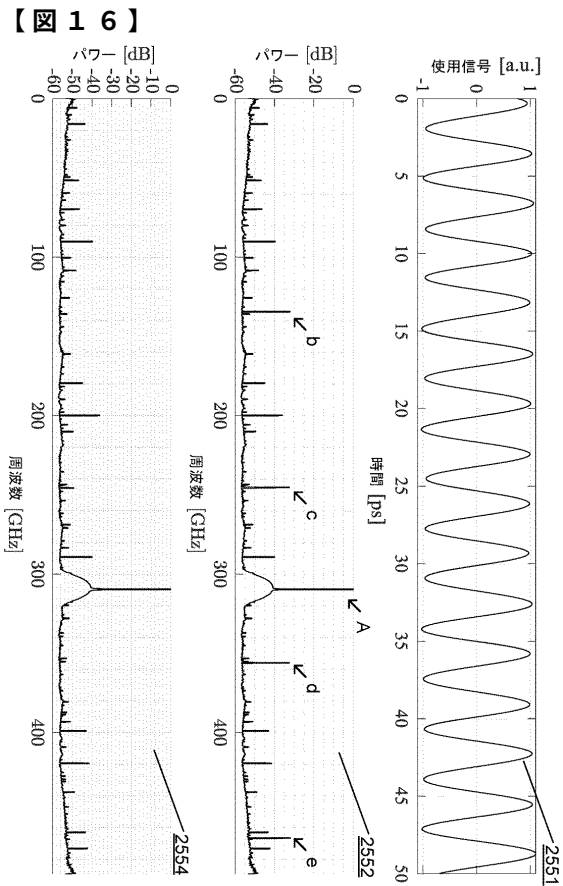


【図 1 4】



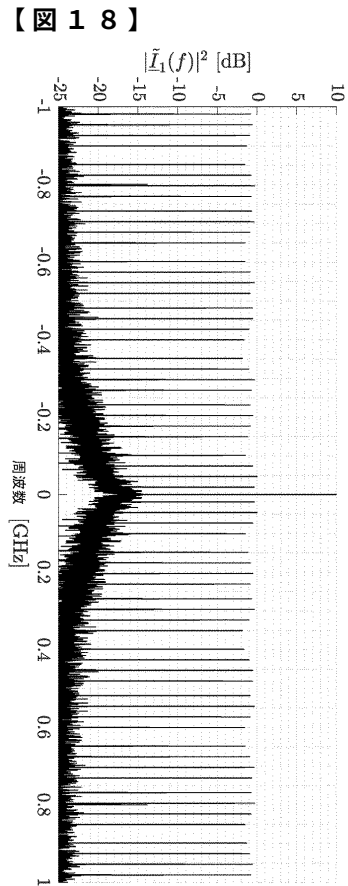
【図 1 3】





10

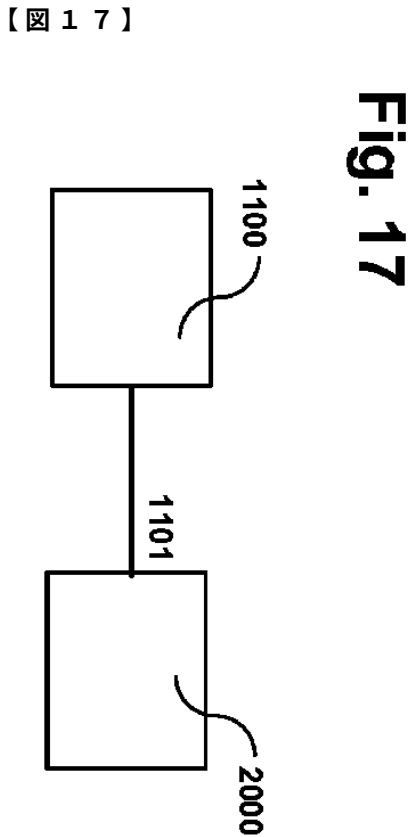
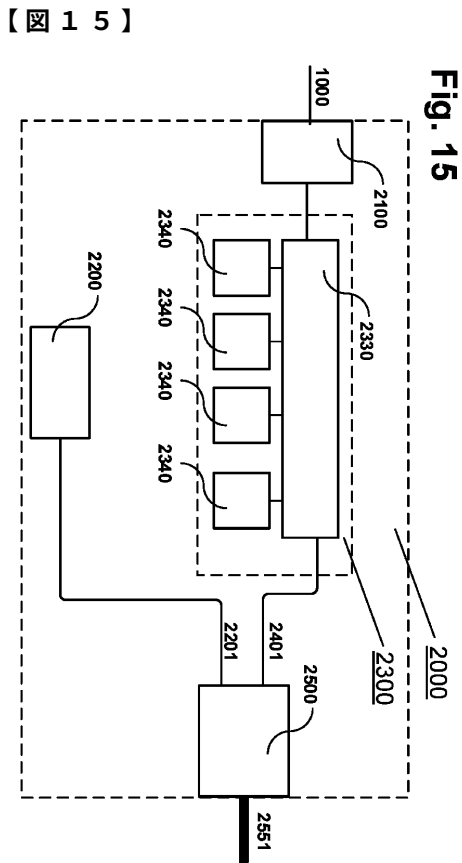
20



30

40

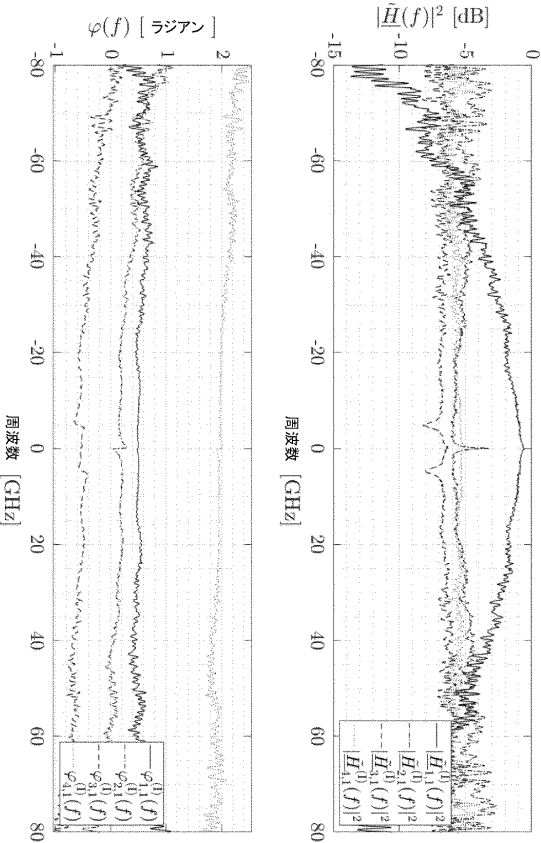
50



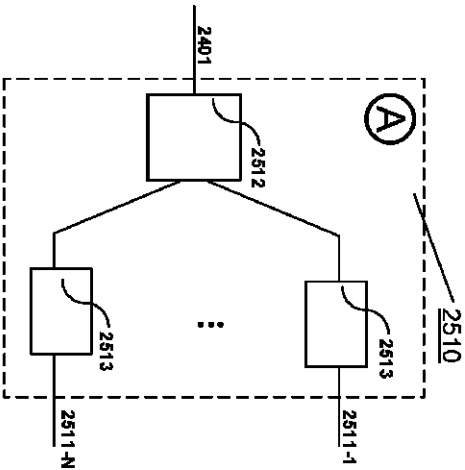
【図 15】

【図 17】

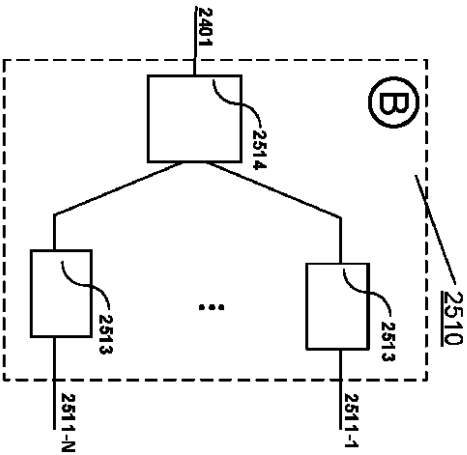
【図 19】



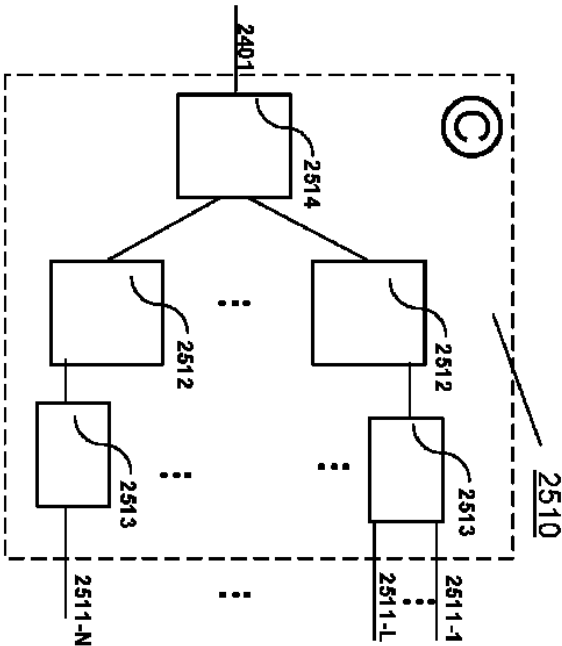
【図 20 A】



【図 20 B】



【図 20 C】



10

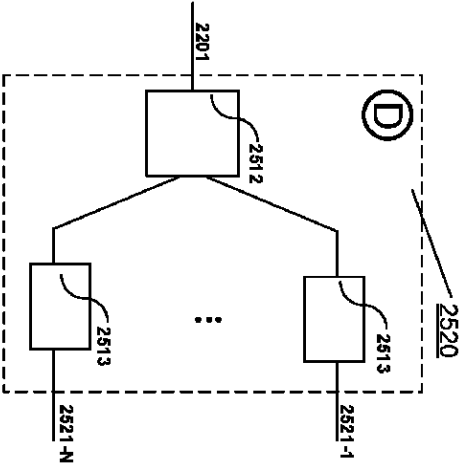
20

30

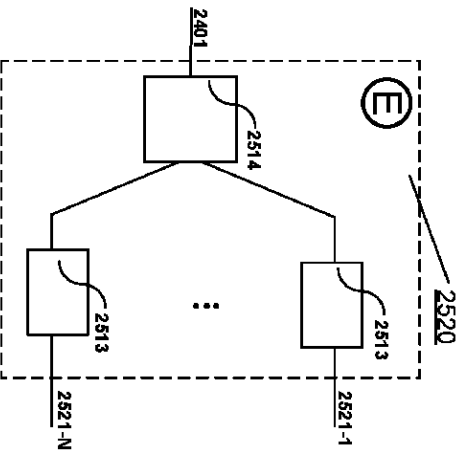
40

50

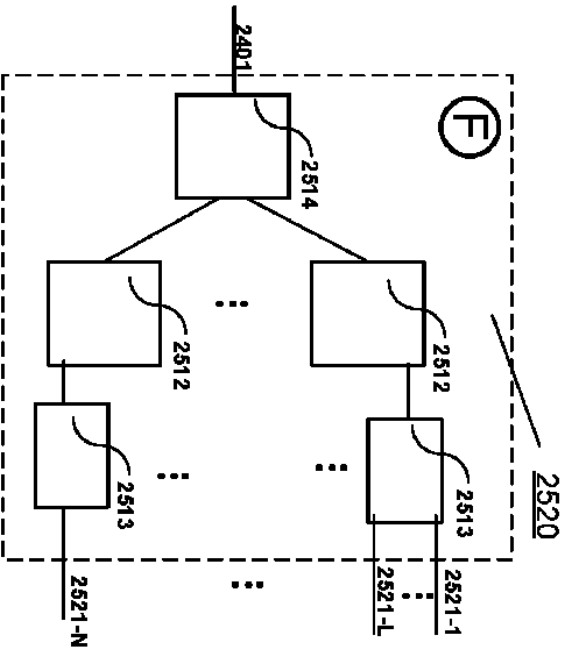
【図 20 D】



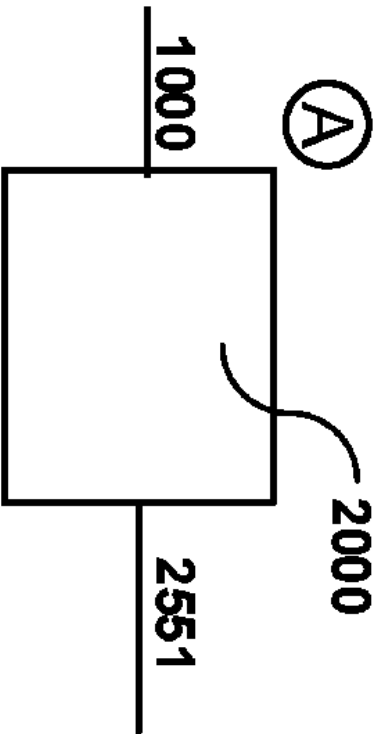
【図 20 E】



【図 20 F】



【図 21 A】



10

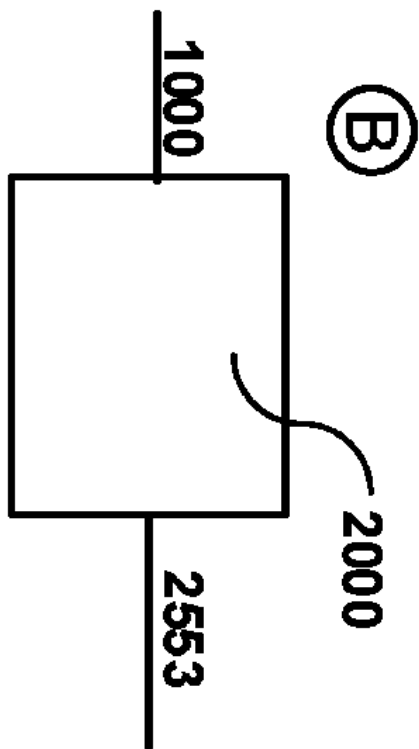
20

30

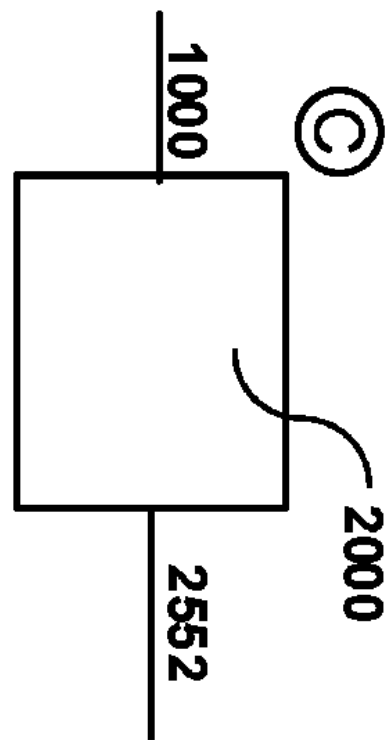
40

50

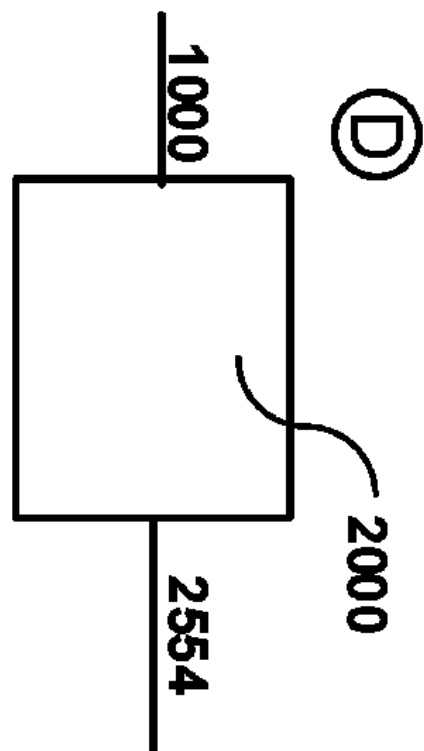
【図 2 1 B】



【図 2 1 C】



【図 2 1 D】



10

20

30

40

50

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2023/053173

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
INV.	H04B10/07	G01J11/00
	H04B10/61	H04B17/20
ADD.		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
H04B G01J		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
EPO-Internal, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2021/257603 A1 (UNIV CALIFORNIA [US]) 23 December 2021 (2021-12-23) paragraphs [0017], [0024], [0025]; figures 2a, 7a paragraphs [0044] - [0048] -----	1-29
A	FANG DENG YANG ET AL: "Optical Arbitrary Waveform Measurement (OAWM) Using Silicon Photonic Slicing Filters", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, IEEE, USA, vol. 40, no. 6, 1 December 2021 (2021-12-01), pages 1705-1717, XP011902685, ISSN: 0733-8724, DOI: 10.1109/JLT.2021.3130764 [retrieved on 2022-03-09] Sections I-III; page 1705 - page 1711; figures 1,3 -----	1-29
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents :		
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance		"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date		"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)		"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means		"&" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
20 April 2023		09/05/2023
Name and mailing address of the ISA/ European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Koch, Bernhard

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT			
Information on patent family members			International application No PCT/EP2023/053173
Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2021257603 A1 23-12-2021 NONE			

10

20

30

40

50

フロントページの続き

,MC,ME,MK,MT,NL,NO,PL,PT,RO,RS,SE,SI,SK,SM,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,KM,
ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AO,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BH,BN,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CL,CN,C
O,CR,CU,CV,CZ,DE,DJ,DK,DM,DO,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,GT,HN,HR,HU,ID,IL,IN,IQ,I
R,IS,IT,JM,JO,JP,KE,KG,KH,KN,KP,KR,KW,KZ,LA,LC,LK,LR,LS,LU,LY,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX
,MY,MZ,NA,NG,NI,NO,NZ,OM,PA,PE,PG,PH,PL,PT,QA,RO,RS,RU,RW,SA,SC,SD,SE,SG,SK,SL,ST,SV,
SY,TH,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,WS,ZA,ZM,ZW

スルーエ

F ターム (参考) 5K102 AH11 PB01 PC00 PH01 PH03 PH11 PH22 PH31 PH34 PH37
 PH41 PH49 RB01 RB16 RD26