

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6864112号
(P6864112)

(45) 発行日 令和3年4月21日(2021.4.21)

(24) 登録日 令和3年4月5日(2021.4.5)

(51) Int.Cl.	F I
GO 1 N 22/00 (2006.01)	GO 1 N 22/00 S
HO 4 L 27/00 (2006.01)	HO 4 L 27/00 A
GO 1 N 22/02 (2006.01)	GO 1 N 22/00 W
	GO 1 N 22/00 X
	GO 1 N 22/00 V

請求項の数 24 (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2019-548917 (P2019-548917)	(73) 特許権者	503003234
(86) (22) 出願日	平成29年3月10日 (2017.3.10)		プロセク ソシエテ アノニム
(65) 公表番号	特表2020-511647 (P2020-511647A)		スイス国, ツェーハー-8603 シュベルツェンバッハ, ポストファハ, リングシユトラーセ 2
(43) 公表日	令和2年4月16日 (2020.4.16)	(74) 代理人	100099759
(86) 国際出願番号	PCT/CH2017/000028		弁理士 青木 篤
(87) 国際公開番号	W02018/161183	(74) 代理人	100123582
(87) 国際公開日	平成30年9月13日 (2018.9.13)		弁理士 三橋 真二
審査請求日	令和2年3月4日 (2020.3.4)	(74) 代理人	100147555
			弁理士 伊藤 公一
		(74) 代理人	100160705
			弁理士 伊藤 健太郎
		(74) 代理人	100211177
			弁理士 赤木 啓二

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電磁波を用いたコンクリートの構造の探査

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

コンクリートの構造を探査するための方法において、
 アンテナ(5)を用いて前記構造内に電磁波を送信するステップと、
 前記アンテナ(5)を用いて前記構造から前記電磁波のエコーを受信するステップと、
 前記エコーから前記構造の内部特徴を導出するステップと、
 を含む方法であって、
 前記構造内に前記電磁波を送信するステップが、異なる周波数の複数の電磁探査信号を前記構造内に後続して送信するステップを含み、
 前記エコーを受信するステップが、前記探査信号の各々についてエコー信号を受信し前記エコー信号の各々について振幅および位相(A_n、φ_n)を決定するステップを含み、
 前記内部特徴を導出するステップが、前記エコー信号の前記振幅および位相(A_n、φ_n)を用いて前記内部特徴を導出するステップを含み、
 前記方法はさらに、
 前記エコー信号の一組の振幅および位相(A_n、φ_n)を決定するステップと、
 各々の探査信号について各エコー信号の前記振幅および/または位相(A_n、φ_n)を個別にフィルタリングするステップと、を含む方法。

【請求項 2】

前記探査信号が、調整可能な周波数を有するアナログオシレータ(16)を用いて生成される、請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

前記エコーが、アナログ復調 - 乗算器 (30) 内で復調され、ここでこれらのエコーに前記アナログオシレータ (16) からの信号が乗算される、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記探査信号が各々、変調信号 (m) により変調された搬送波信号 (c) を含み；ここで前記搬送波信号 (c) の周波数 ($f_{c,n}$) は少なくとも 100 MHz であり、前記変調信号 (m) の周波数 (f_m) が 10 MHz 以下であり、前記探査信号はそれらの搬送波信号 (c) の周波数において異なっており、

前記エコー信号が、搬送波信号 (c) の周波数 ($f_{c,n}$) で復調されている、
請求項 1 ないし 3 のいずれか 1 項に記載の方法。

10

【請求項 5】

前記変調信号 (m) の前記周波数 (f_m) が、0.5 MHz 超でありかつ / または 5 MHz 未満である、請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

前記変調信号 (m) の前記周波数 (f_m) が、全ての前記探査信号について同じである、請求項 4 または 5 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 7】

前記エコー信号がアナログ復調器 (30) 内、これらのエコー信号に前記搬送波信号 (c) の前記周波数を有する信号を乗算する乗算器 (32) 内で復調されて、変調された信号 (d) を生成し、前記変調された信号 (d) がデジタル値に変換されデジタル処理される、請求項 4 ないし 6 のいずれか 1 項に記載の方法。

20

【請求項 8】

位相 (ϕ_n) が位相オフセット (b_n) だけシフトされ、かつ / または前記振幅 (A_n) が倍率 (k_n) でスケールされ、ここで位相オフセット (b_n) および倍率 (k_n) は、前記対応する探査信号の前記周波数 ($f_{c,n}$) に依存する、請求項 1 ないし 7 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 9】

前記方法を実施するために使用される装置の周波数応答を記述する較正データ (p_n および q_n) を提供するステップと、

前記周波数応答を補償するために前記フィルタリングするステップにおいて前記較正データ (p_n および q_n) を使用するステップと、
を含む、請求項 8 に記載の方法。

30

【請求項 10】

前記アンテナ (5) をバイパスすることおよび前記装置を動作させて前記較正データ (p_n および q_n) を測定することを通して前記較正データ (p_n および q_n) を測定するステップを含む、請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

シミュレートされた時間 - 領域応答信号を計算するために前記振幅および位相セット (A_n 、 ϕ_n) をフーリエ変換するステップを含む、請求項 1 ないし 10 のいずれか 1 項に記載の方法。

40

【請求項 12】

- 所望の時間 - 領域探査信号のフーリエ変換を記述する一連のフーリエ振幅および位相を提供するステップと、

- シミュレートされた時間 - 領域応答信号を生成するために前記フィルタリングするステップにおいて前記フーリエ振幅および位相を使用するステップと、
を含む、請求項 8 および 11 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 13】

推定された振幅および / または位相により前記振幅および位相セット (A_n 、 ϕ_n) のサブセットを置換するステップをさらに含み、

振幅および位相の前記サブセットの少なくともいくつかは、2.4 ~ 2.5 GHz およ

50

び/または $3.5 \sim 3.7 \text{ GHz}$ および/または $4.94 \sim 5.99 \text{ GHz}$ および/または $5.25 \sim 5.35 \text{ GHz}$ および/または $5.47 \sim 5.73 \text{ GHz}$ の周波数 ($f_{2,n}$) を有する探査信号を記述するものである、請求項 1 ないし 12 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 14】

前記サブセットの一部ではない振幅および位相 (A_n, ϕ_n) から補間法および/または外挿法を用いて前記推定された振幅および/または位相を計算するステップを含む、請求項 13 に記載の方法。

【請求項 15】

- 前記探査信号の信号振幅を記述する 1 組の周波数依存探査信号振幅 ($G(f_{2,n})$) を提供するステップと、
- 前記探査信号の前記信号振幅を個別に制御するために前記探査信号振幅 ($G(f_{2,n})$) を使用するステップと、
を含む、請求項 1 ないし 14 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 16】

アンテナ (5) と、
前記アンテナ (5) を通して前記構造内に送信すべき前記電磁探査信号を生成するための探査信号発生器 (4) と、
前記アンテナ (5) を通して前記構造から受信された前記エコー信号を処理するためのエコー信号受信機 (6) と、

前記探査信号発生器 (4) および前記エコー信号受信機 (6) を制御するための制御ユニット (3) と、

位相オフセット (b_n) および/または倍率 (k_n) により前記エコー信号の測定された振幅および位相 (A_n, ϕ_n) を補正するためのスケーリングユニットであって、ここで前記位相オフセット (b_n) および前記倍率 (k_n) が、前記エコー信号それぞれの前記周波数 ($f_{2,n}$) の関数である、スケーリングユニット (43) と、

を含み、

前記制御ユニット (3) が請求項 1 ないし 15 のいずれか 1 項に記載の方法を実施するように適応され構造化されている、請求項 1 ないし 15 のいずれか 1 項に記載の方法を実施するための装置。

【請求項 17】

前記探査信号を生成するために、調整可能な周波数を有するアナログオシレータ (16) をさらに含む、請求項 16 に記載の装置。

【請求項 18】

前記アナログオシレータ (16) からの信号で前記エコー信号を乗算するためのアナログ復調器 - 乗算器 (32) をさらに含む、請求項 17 に記載の装置。

【請求項 19】

前記探査信号の生成を目的として変調信号 (m) で搬送波信号 (c) を変調するためのアナログ変調器 (18) であって、前記搬送波信号 (c) の周波数 ($f_{2,n}$) が少なくとも 100 MHz であり、前記変調信号 (m) の周波数 (f_1) が 10 MHz 以下であり、前記探査信号がそれらの搬送波信号 (c) の周波数において異なっている、アナログ変調器 (18) と、

復調されたエコー信号 (d) の生成を目的として搬送波信号 (c) の周波数 ($f_{2,n}$) で前記エコー信号を復調するためのアナログ復調器 (30) であって、前記復調器 (30) が、前記搬送波信号 (c) の周波数 ($f_{2,n}$) を有する信号を前記エコー信号に乗算するための乗算器 (32) を含む、アナログ復調器 (30) と、
をさらに含む、請求項 16 ないし 18 のいずれか 1 項に記載の装置。

【請求項 20】

前記復調されたエコー信号 (d) をデジタル値に変換するためのアナログ - デジタル変換器 (36) と、前記復調されたエコー信号 (d) をデジタル処理するための信号プロセ

10

20

30

40

50

ッサ(38、40...)と、をさらに含む、請求項19に記載の装置。

【請求項21】

前記変調信号(m)の周波数($f_{2,n}$)での前記復調されたエコー信号(d)の振幅および位相(A_n 、 ϕ_n)を決定することを目的として前記変調信号(m)で前記復調されたエコー信号(d)を乗算するための乗算器(38)をさらに含む、請求項19ないし20のいずれか1項に記載の装置。

【請求項22】

前記アナログ復調器(30)からの信号を処理し、前記変調信号(m)の前記周波数(f_1)より上の信号を少なくとも抑制するもの前記変調信号(m)の前記周波数(f_1)では信号を抑制しないように適応されているアナログエコー信号フィルタ(34)をさらに含む、請求項19ないし21のいずれか1項に記載の装置。

10

【請求項23】

前記アンテナ(5)をバイパスするための較正ユニット(22、23)をさらに含み、前記制御ユニット(3)が、該制御ユニットの周波数応答を記述する較正データ(q_n および q_n)を測定し前記位相オフセット(b_n)および前記倍率(q_n)を決定するために該較正データを使用するように構造化され適応されている、請求項16ないし22のいずれか1項に記載の装置。

【請求項24】

無線通信のためのWiFiインタフェース(56)をさらに含む、請求項16ないし23のいずれか1項に記載の装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電磁波を構造内に送信し、波動のエコーを構造から受信し、構造の内部特徴をエコーから導出する、コンクリートの構造を探索するための方法に関する。

【0002】

本発明は同様に、前記方法を実施するための装置にも関する。

【背景技術】

【0003】

電磁波を用いてコンクリートの構造を探索することは、すでに公知である。探索を行なうためには、短い電磁パルスが構造内に送信され、そのエコーが受信される。このとき、構造をエコー内のピークの振幅および遅延から導出することができる。

30

【0004】

このタイプの分析には、高い時間分解能で帰環エコーをサンプリングすることのできる複雑なハードウェアが必要とされる。このタイプのハードウェアは、エコーの高周波数サンプリングを行なう必要があり、したがって電力消費量が高い。同様に、広い周波数レンジにわたる信号を処理しなければならず、そのためこの技術は、WiFi信号などの無線通信信号との干渉に対し感応性の高いものとなっている。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0005】

したがって、電力消費量が低いこのタイプの方法および装置を提供することが、本発明の一般的目的である。

【課題を解決するための手段】

【0006】

この目的は、独立請求項の方法および装置によって達成される。

【0007】

したがって、コンクリートの構造を探索するための方法は、以下のステップを含む：

- アンテナを用いて、構造内に電磁波を送信するステップ。
- アンテナを用いて、構造から電磁波のエコーを受信するステップ。

50

- エコーから前記構造の内部特徴を導出するステップ。

【0008】

さらに、構造内に電磁波を送信するステップは、それ自体、異なる周波数の複数の電磁探査信号を構造内に後続して送信するステップを含む。換言すると、異なる周波数の一連の電磁探査信号は、相次いで生成され、その各々が、探査すべき構造内に送信される。

【0009】

エコーを受信するステップは、それ自体前記探査信号の各々についてエコー信号を受信し、エコー信号の各々について振幅および位相を決定するステップを含む。換言すると、各々の探査信号について、帰環信号の振幅および位相は、例えばその複素振幅の実部および虚部を決定することを通して決定される。

10

【0010】

内部特徴を導出するステップには、前記エコー信号の振幅および位相シフトを使用することが関与する。

【0011】

この技術は、探査信号がその周波数において互いに異なっている状態で従来のシステムのパルスを一連の(より長い)探査信号によって置換することもできるという考えに基づくものである。したがって、測定は、ある意味、周波数領域内で実施される。周波数領域データは、より低いサンプリングレートで分析可能であり、こうしてこの技術の所要電力は削減される。

【0012】

20

本発明を実施するための請求されている装置は、以下のものを含む：

- アンテナ：アンテナは電磁波をコンクリート構造内へ結合させ、そのエコーを感知するために使用される。
- 前記構造内に送信すべき電磁波を生成するための探査信号発生器。
- 前記構造からのエコーを処理するためのエコー信号受信機。
- 探査信号発生器およびエコー信号受信機を制御するための制御ユニット。制御ユニットは、本発明に係る方法を実施するように適応され、構造化される。

【0013】

有利には、探査信号は各々、変調信号によって変調された搬送波信号を含む。搬送波信号の周波数は少なくとも100MHzであり、変調信号の周波数は10MHz以下である。個別の探査信号はその搬送波信号の周波数において異なっている。すなわち搬送波信号は、後続する探査信号間で変動させられる。

30

【0014】

エコー信号は次に、搬送波信号の周波数において復調される。すなわち、各エコー信号について、変調された信号は復調を用いて抽出される。

【0015】

このことには、変調された信号がDC信号でないという利点があり、このためこの信号はドリフトおよび $1/f$ ノイズに対しロバストなものとなっている。

【0016】

有利には、変調信号の周波数は、 $1/f$ ノイズがその周波数では低いことそしてクロストーク信号が分析対象スペクトルの外にあることを理由として、少なくとも0.5MHzである。

40

【0017】

別の有利な実施形態において、変調信号の周波数は、全ての前記探査信号について同じである。これにより、信号の生成および復調は単純化される。

【0018】

装置は有利には、次のものを含む：

- 探査信号を生成することを目的として変調信号で搬送波信号を変調するためのアナログ変調器。搬送波信号の周波数は少なくとも100MHzであり、変調信号の周波数は10MHz以下である。異なる探査信号は、その搬送波信号の周波数において異なっている

50

。搬送波信号の周波数でエコー信号を復調するためのアナログ復調器。このようにして復調された信号は、「復調されたエコー信号」と呼ばれる。有利には、復調器は、搬送波信号の周波数を有する信号でエコー信号を乗算するための乗算器を含む。

【0019】

アナログ回路内で変調および復調を実施することにより、デジタル回路の電力消費量およびクロック周波数をさらに削減することができる。

【0020】

有利には、復調されたエコー信号は、それをデジタル値に変換するためのアナログ-デジタル変換器に供給される。装置は、さらに、これらのデジタル値をデジタル処理するための信号プロセッサを含む。これは、変調された信号の周波数が、効率が良く正確で低電力のデジタル処理のために充分低いものであるという理解に基づくものである。

10

【0021】

該方法は有利には、その後さらなる分析のために使用され得る異なるエコー信号の振幅および位相セットを決定するさらなるステップを含む。このセットの各々の振幅および位相は、探査信号の1つの周波数の振幅および位相を記述する。

【0022】

振幅および位相は、明示的に（例えばボルトおよびラジアンで）、または、それぞれ明示的な振幅および位相を計算できるようにするパラメータ（例えば、絶対値が振幅に正比例し位相が信号の位相を記述する複素数値）の形で決定され得る。

20

【0023】

有利には、該方法はさらに、各エコー信号の振幅および/または位相を個別に濾過するステップを含む。これに関連して、濾過は、振幅または位相の新規の濾過された値へのマッピングを暗に意味する。そして「個別に」濾過するとは、このマッピングが、所与のエコー信号を与えた対応する探査信号の周波数に依存することを、暗に意味する。

【0024】

詳細には、位相は、位相オフセットだけシフトされ得、振幅は倍率によりスケールされ得、ここで、位相オフセットおよび倍率は、対応する探査信号の（すなわち所与の振幅および/または位相を有していたエコー信号の）周波数に依存する。このような個別のフィルタリングには、以下のようなさまざまな利用分野がある：

30

a) 第1の利用分野では、このフィルタリングは、装置の構成要素の周波数応答についての測定を補償するために使用可能である。この場合、本発明は以下のステップを含む：

- 該方法を実施するために使用される装置の周波数応答を記述する較正データを提供するステップ、および

- 周波数応答を補償するためこの較正データを前記フィルタリングステップにおいて使用するステップ。

b) 第2の利用分野では、フーリエ変換する前に個別の探査信号周波数に対応するデータを重み付けするために、フィルタリングを使用することができる。これにより、任意のシミュレートされた時間-領域探査信号についてのシミュレートされた時間-領域応答信号を生成することが可能になる。同様に、ストップバンド減衰を改善するために、重み付けを使用することもできる。この場合、本発明は、以下のステップを含む：

40

- 所望の時間-領域探査信号のフーリエ変換を記述する一連のフーリエ振幅および位相を提供するステップ、および

- シミュレートされた時間-領域応答信号を生成するために前記フィルタリングするステップにおいて前記フーリエ振幅および位相を使用するステップ。

【0025】

さらに別の有利な実施形態においては、本発明は、推定された振幅および/または位相によって振幅および位相セットのサブセットを置換するステップを含む。これにより、受信信号から個別の周波数成分、詳細には、強いノイズを受ける成分を除去することが可能になる。これは、典型的なWi-Fi周波数を抑制するために極めて有用である。したがっ

50

て、有利には、置換された振幅および位相のサブセットの少なくともいくつかは、 $2.4 \sim 2.4835 \text{ GHz}$ および / または $5.15 \sim 5.35 \text{ GHz}$ および / または $5.47 \sim 5.725 \text{ GHz}$ の周波数を有する探査信号を記述するものである。

【0026】

有利には、該方法は、前記サブセットの一部でない振幅および位相からの補間および / または外挿（補外）を用いて、推定された振幅および / または位相を計算するステップを含む。

【0027】

さらに別の有利な実施形態では、該方法は、以下のステップを含む：

- 前記探査信号の信号振幅を記述する 1 組の周波数依存探査信号振幅を提供するステップ。これに関連して、「周波数依存」なる用語は、さまざまな周波数にある全ての探査信号が同じ振幅を有するとは限らない、ということを暗に意味している。
- 探査信号の信号振幅を個別に制御するために前記探査信号振幅を使用するステップ。

10

【0028】

このようにして、個別の探査信号の振幅をその周波数の関数として変動させることが可能である。こうして、放射を低くすべきであることを法的または技術的要件が暗示している周波数においてスペクトルノイズを削減することが可能になる。

【0029】

以下の詳細な説明を考慮した場合に、本発明をより良く理解し、以上に記したものの以外の目的が明確になるものである。この説明は、以下の添付図面を参照する。

20

【図面の簡単な説明】

【0030】

【図1】コンクリートの構造を電磁的に探査するための装置のブロック回路図を示す。

【発明を実施するための形態】

【0031】

概説：

図1の装置は、デジタル処理回路の第1のセクション1と、アナログ処理回路の第2のセクション2を含む。

【0032】

第1のセクション1は有利には、FPGA回路または、順序論理を実装できるようにするいくつかの他の回路技術により形成されている。

30

【0033】

装置はさらに、少なくとも部分的に第1のセクション1の一部としておよび / またはマイクロプロセッサなどの別個のデジタル装置として実装され得る制御ユニット3を含む。

【0034】

ここで説明される装置の最も重要な部品は、以下のものである：

- 探査対象の構造内に送信すべき電磁波を生成するように適応され構造化された探査信号発生器4。
- 構造内に電磁波を結合しそこからエコーを受信するためのアンテナ5。
- エコーを処理するために適応され構造化されたエコー信号受信機6。

40

【0035】

これらの部品の機能および設計については以下の節でより詳細に説明される。

【0036】

探査信号発生器：

探査信号発生器4は、変調信号源10を含む。この変調信号源は、有利には、第1のセクション1内でデジタルオシレータとして実装される。それは、一連の変調信号値 m を生成し、これらの値は、有利には以下の複素数時系列として表現される：

【数 1】

$$m = e^{i\omega_1 t}, \quad (1)$$

式中、 ω_1 は、変調周波数と呼ばれる。この周波数は有利には、変調信号値を低電力デジタル回路内で容易に処理できるものにするため、10 MHz 以下、詳細には 5 MHz 以下である。一方で、 ω_1 は有利には、アナログセクション 2 の $1/f$ ノイズが低くクロストーク信号が分析対象スペクトル外である範囲内になるよう、0.5 MHz より大きい。有利な実施形態において、変調周波数 ω_1 は 2 MHz である。

10

【0037】

一連の値 m は、当業者にとっては明白であるように、例えば、複素数値の一連の実部および虚部としてか、または一連の振幅および位相値として表現可能である。

【0038】

変調信号値 m は、スケーラ 11 に供給される。スケーラは、一連のスケーリングされた変調信号値 m' を生成する。

【数 2】

$$m' = G(\omega_2) \cdot m, \quad (2) \quad 20$$

式中 $G(\omega_2)$ は、搬送波周波数 ω_2 を変動させる倍率である。倍率 $G(\omega_2)$ は、探査信号の振幅を定義し、これらの振幅が異なる搬送波周波数 ω_2 について変動することができるようにする。搬送波周波数 ω_2 の役割については、以下でより詳細に説明される。

【0039】

スケーラ 11 によって達成される搬送波 - 周波数依存スケーリングは、装置のスペクトル放射が低くなければならない搬送波周波数についての探査信号の振幅を削減できるようにする。

【0040】

30

スケーラ 11 は任意である。それを削減した場合、 $m' = m$ (任意には一定値でスケーリングされる) となる。

【0041】

スケーリングされた変調信号値 m' は、デジタル - アナログ変換器 12 に供給され、この変換器が、例えば m' の実部と虚部を表わすアナログ信号を生成する。

【0042】

変換器 12 からの信号は、変調器 14 に供給され、ここで、これらの信号は、搬送波周波数 ω_2 を有する搬送波 c と混合されて、変調信号により変調された搬送波信号を含む探査信号 p を生成する。

【0043】

40

搬送波 c は、アナログオシレータ 16 によって生成され、周波数 ω_2 は制御ユニット 3 により制御可能である。

【0044】

アナログオシレータ 16 は、有利にはプログラマブル周波数合成器 17 の一部、詳細にはこのような合成器の VCO である。好適な回路の一例は、例えば Analog Devices Inc 製の ADF 4351 である。

【0045】

言及した通り、搬送波周波数 ω_2 は有利には少なくとも 100 MHz である。制御ユニット 3 が経時的にこの周波数を変動させて、 N 個の異なる周波数 $\omega_{2,1} \dots \omega_{2,n}$ を有する N 個の電磁波探査信号のシーケンスを生成させる。

50

【 0 0 4 6 】

変調器 1 4 は、有利には、アナログ変調信号値 m' の好適に位相シフトされた値で搬送波 c を乗算するための変調 - 乗算器 1 8 を含む I Q - ミキサ (I Q - 変調器) である。

【 0 0 4 7 】

言及した通り、変調器 1 4 によって生成される探査信号 p は、基本的に (より低い周波数の) 変調信号によって変調された搬送波信号 c である。

【 0 0 4 8 】

搬送波周波数 f_c の高調波周波数をカットオフするため、探査信号フィルタ 2 0 を通して探査信号 p が送信される。有利には、探査信号フィルタ 1 8 は、制御ユニット 3 によってカットオフ周波数を設定できるプログラマブルローパスフィルタである。

10

【 0 0 4 9 】

フィルタ探査信号は、第 1 のスイッチ 2 2 を通り、そこから選択的にアンテナ 5 または第 2 のスイッチ 2 3 に送信され得る。第 1 および第 2 のスイッチ 2 2、2 3 は、装置を較正するために使用される。これについては、以下の装置較正の節でさらに詳しく説明する。

【 0 0 5 0 】

アンテナ :

アンテナ 5 は、有利には、例えば、サンプリングすべきコンクリート構造内に電磁波を送信するためのものおよびそのエコーを受信するためのものという 2 つの円形ディスク 2 4、2 6 を伴う平板載荷設計を使用する。一対の円形ディスクに代って、ボウタイ (bow-tie) 設計または他の任意の好適な広帯域アンテナ設計を使用することができる。

20

【 0 0 5 1 】

インピーダンスおよび / または信号レベルを整合させるための整合回路 2 8、3 0 が、入力側でアンテナ素子と探査信号発生器 4 の間、ならびに出力側でアンテナ素子とエコー信号受信機 6 の間に具備され得る。

【 0 0 5 2 】

エコー信号受信機 :

エコー信号受信機 6 に進入する前に、エコー信号は第 2 のスイッチ 2 3 を通る。

【 0 0 5 3 】

エコー信号は次に、エコー信号受信機 6 の一部を成す復調器 3 0 に供給される。有利には、復調器 3 0 は、低電力消費量で高周波数信号を処理できるように、アナログ回路である。

30

【 0 0 5 4 】

復調器 3 0 は好ましくは、復調 - 乗算器 3 2 を含み、ここでエコー信号にオシレータ 1 6 からの搬送波 c が乗算されて、信号は復調され、復調されたエコー信号 d が生成される。

【 0 0 5 5 】

復調されたエコー信号 d は、有利には、少なくとも変調周波数 f_m より上の信号を抑制するものの変調周波数 f_m の信号は抑制しないように適応されたアナログエコー信号フィルタ 3 4 を通過させられる。エコー信号フィルタ 3 4 は、ローパスフィルタまたはバンドパスフィルタであり得る。しかしながらより短い探査パルスの使用を可能にするより速い整定時間を有することから、ローパスフィルタを使用することが好ましい。

40

【 0 0 5 6 】

信号フィルタ 3 4 の後、復調されたエコー信号 d は基本的に、変調周波数 f_m で交番する信号である。その振幅は、探査信号がコンクリート構造によりどの位強く反射されたかに左右され、その位相は、探査信号とエコー信号の間の位相シフトを記述するものとなる。

【 0 0 5 7 】

図 1 に示された構成要素に加えて、エコー信号受信機 6 のアナログ回路は、好適なアナログ増幅器およびフィルタを含むことができる。

50

【 0 0 5 8 】

復調されたエコー信号 d は次に、アナログ - デジタル変換器 36 に供給され、復調されたエコー信号 d をデジタル処理するための信号プロセッサを形成するエコー信号受信機 6 のデジタル実装された部分に進入する。

【 0 0 5 9 】

この信号プロセッサは、変調信号 m の周波数 f_m での復調されたエコー信号 d の振幅および位相を決定する目的で、復調されたエコー信号 d を変調信号 m で乗算するための乗算器 38 を含む。この振幅 A および位相 ϕ は、探査信号に関してはエコー信号の位相シフトに、そしてエコー信号の反射強度に直接左右される。しかしながら、これらは同様に、信号が通過したアナログ回路の固有の特性にも左右され、ノイズによる影響も受ける場合がある。したがって、振幅および位相 A 、 ϕ を処理するために、さらなるステップが実施される。

10

【 0 0 6 0 】

次のステップでは、振幅および位相はローパスフィルタ 40 を通過させられる。このフィルタは有利には、単一の探査信号の長さの少なくとも 50% 超および / または 90% 以下の振幅および位相の値を積分する。2 μ s という持続時間の探査信号について、ローパスフィルタ 40 は、例えば 1.5 μ s の期間全体にわたり信号を積分 (すなわち平均) し得る。

【 0 0 6 1 】

ローパスフィルタ 40 の出力端における平均された振幅および位相 A_n 、 ϕ_n は、必要な場合、探査信号 1 つあたり 1 個の値までダウンサンプリングされ得る。

20

【 0 0 6 2 】

振幅および位相 A_n 、 ϕ_n は、探査信号の搬送波周波数 $f_{c,n}$ の関数として、後続する探査信号間で異なる。したがって、以下では、これらは指標 n によって、すなわち、 $n = 1, \dots, N$ が探査信号の指数を表わすものとして、 A_n 、 ϕ_n と記されている。

【 0 0 6 3 】

個別の探査信号の振幅および位相 A_n 、 ϕ_n は、各探査信号についてエコー信号の振幅および / または位相を個別にフィルタリングするように適応され構造化されている周波数選択的フィルタリングユニット 42 に付される。換言すると、フィルタリングユニット 42 は、探査信号の周波数 $f_{c,n}$ ($n = 1, \dots, N$ で) の各々について、振幅および位相を補正する。

30

【 0 0 6 4 】

図 1 に示された実施形態において、フィルタリングユニット 42 は、2 つのこのようなフィルタリング動作を実施する。

【 0 0 6 5 】

第 1 のステップでは、スケーリングユニット 43 内で、各振幅および / または位相がスケーリングされかつ / またはオフセットされる。複素数として振幅および位相を表現した場合、

【 数 3 】

40

$$Z_n = A_n \cdot e^{i\phi_n}, \quad (3)$$

であり、スケーリングおよびオフセットは、乗算により実施可能であり、

【 数 4 】

$$Z'_n = Z_n \cdot a_n \cdot e^{ib_n}, \quad (4)$$

ここで Z'_n は補正された振幅および位相であり、 a_n は周波数 $f_{c,n}$ の探査信号の振幅補

50

正であり、 b_n は周波数 f_n の探査信号の位相補正である。位相オフセット b_n および倍率 g_n は、それぞれの探査およびエコー信号の周波数 f_n の関数である。

【0066】

等式(4)の補正は、以下の装置較正の節で説明される通り、装置の特性を補償するために特に有利である。

【0067】

次のステップでは、振幅および位相は任意に、補間ユニット44に供給され得る。この補間ユニットは、前記振幅および位相セット A_n 、 ϕ_n のサブセットを推定された振幅および/または位相で置換するように適応され構造化されている。

【0068】

上述の通り、補間ユニット44の目的は、個別の周波数 f_n を無視することにある。例えば、これらの周波数のうちの1つ、例えば f_k が、Wi-Fi通信、特に装置により現在使用されているWi-Fi通信のために使用される周波数バンド内に入る場合、それは、重大なノイズおよびスプリアスレベルを担持し得る。この場合、それぞれの振幅および位相 A_k 、 ϕ_k を推定値 A'_k 、 ϕ'_k で置換するのが最良である。単純な事例では、 $k > 1$ かつ $k < N$ である場合、および周波数 f_n が均等に離隔されている場合、例えば線形補間を使用することができる。

【数5】

$$A'_k = (A_{k+1} + A_{k-1})/2, \quad (5a)$$

【数6】

$$\phi'_k = (\phi_{k+1} + \phi_{k-1})/2, \quad (5b)$$

【0069】

$k = 1$ または $k = N$ については、線形外挿を適用することができる。線形補間または線形外挿を使用する代わりに、例えば高次多項式、スプラインまたは曲線適合法に基づいて、より高度な補間方法を使用することができる。さらに別の代替案では、補間ユニット44は、それがノッチフィルタのために使用される場合と同じ技法で、前記個別の周波数 f_n における信号の重みをゼロに設定することができる。

【0070】

より一般的に言うと、推定された振幅および/または位相 A'_k 、 ϕ'_k は、置換されるべきサブセットの一部ではない振幅および位相から補間および/または外挿を用いて計算される。

【0071】

ここで、スケーリングユニット43および/または補間ユニット44によって処理された設定された振幅および位相 A_n 、 ϕ_n を用いて、探査されたコンクリート構造についての情報を導出することができる。それを行なうための技術は、当業者にとって公知である。

【0072】

しかしながら、有利には、周波数領域内のサンプリングされた構造の反射率を記述する設定された振幅および位相 A_n 、 ϕ_n は、第1にフーリエ変換に付すことによって時間-領域応答信号へと変換される。これは、コンクリートサンプルの反射データを処理するために使用されるツールの多くが、時間-領域データの分析、すなわち構造内に送信された短パルスのエコー振幅の分析(A-走査分析)に基づいているからである。

【0073】

このステップは、フーリエ変換モジュール46によって実施可能である。このモジュールは、スペクトルフィルタユニット48と逆フーリエ変換ユニット50を含む。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 4 】

スペクトルフィルタユニット 4 8 は、最低および最高のスペクトル成分の重みを削減することによって、振幅 A_n をスケールリングする。これは、スケールリングユニット 4 3 に類似するユニットの中で実施され得る。すなわち、位相の各スペクトル成分 A_n 、 ϕ_n に、複素スケールリング値 S_n を乗算することができる。

【 0 0 7 5 】

例えば、 S_n を以下のように定義することができる：

【 数 7 】

$$S_n = \frac{1}{2} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right]$$

10

【 0 0 7 6 】

この関数は、重み付けされたウィンドウを記述している。例えばテューキーウィンドウの $H_{\text{ar}} n$ ウィンドウを使用することができる。この場合、 S_n は実数値のものであり、複素振幅 - 位相値の実部および虚部の両方に適用される。

【 0 0 7 7 】

スペクトルフィルタユニット 4 8 の目的は、スペクトル振幅が、従来のパルス - 探査装置により生成されるにつれての短ウェーブレットのフーリエ変換を表わすような形で、スペクトル振幅をスケールリングすること（そして任意には位相をオフセットすること）にある。重み付けを用いて、ストップバンド減衰を改善することもできる。

20

【 0 0 7 8 】

次のステップでは、スペクトルフィルタユニット 4 8 内でスケールリングされた振幅および位相 A_n 、 ϕ_n が逆フーリエ変換ユニット 5 0 内で逆フーリエ変換に付される。こうして、スケールリング値 S_n を計算するために使用されるウェーブレットをコンクリート構造内に送信する場合に戻されると思われるようなエコーの時系列 e_i が生成される。

【 0 0 7 9 】

次に、結果として得られた時系列 e_i および / またはスケールリングユニット 4 3 および / または補間ユニット 4 4 によって処理された振幅および位相 A_n 、 ϕ_n を、バッファ 5 2 内に記憶することができ、このバッファはインタフェース 5 4 を介して読み出すことができる。

30

【 0 0 8 0 】

図 1 の装置はさらに無線通信用、詳細には IEEE 8 0 2 . 1 1 規格の少なくとも 1 つに基づく無線通信のための $W i F i$ インタフェース 5 6 を含むことができる。補間ユニット 4 4 が提供する選択的な周波数成分補間 / 外挿のため、 $W i F i$ インタフェース 5 6 の動作が測定と干渉することはない。

【 0 0 8 1 】

$W i F i$ インタフェース 5 6 は、例えばインタフェース 5 4 を通してデータにアクセスするためおよび / または制御ユニット 3 と通信するために、外部装置によって使用される。

40

【 0 0 8 2 】

動作：

すでに前述したように、制御ユニット 3 は、各々が変調周波数 f_1 で変調された搬送波周波数 $f_{2.1} \dots f_{2.N}$ を有する一連の電磁探査信号を生成するために装置を動作させる。

【 0 0 8 3 】

有利には、異なる探査信号の数 N は、優れた分解能およびレンジのために充分大きいものであり、例えば $N = 190$ 、詳細には $N = 380$ である。

【 0 0 8 4 】

50

搬送波周波数 $f_{2,n}$ は有利には、3.8 GHz を超えるスペクトルレンジに広がっている。

【0085】

例えば、搬送波周波数 $f_{2,n}$ のスペクトルレンジは、200 MHz と 4 GHz の間に延在する。

【0086】

有利には、搬送波周波数 $f_{2,n}$ は、それらのスペクトルレンジ全体にわたり均等に、例えば 10、20 または 40 MHz のピッチで間隔取りされる。極めて有利な実施形態では、ユーザは、分解能（レンジ）と測定速度の間の所望される妥協点を見い出すためのピッチ幅を選択することができる。

10

【0087】

各探査パルスの持続時間は、有利には、変調周波数の少なくとも 1 周期である。さまざまなフィルタが安定するのに一定の時間を必要とすることを考慮すると、この持続時間は、変調周波数の周期の 2 倍を超える、例えばこの周期の 3 倍に等しくなるように選択するのが最良である。変調周波数 $f_1 = 2 \text{ MHz}$ については、各パルスの持続時間は例えば $2 \mu\text{s}$ である（これは周期の 4 倍に等しい）。

【0088】

各探査パルス n について、制御ユニット 3 は、以下のパラメータを設定する：

- オシレータ 16 の周波数 $f_{2,n}$ 。
- スケーラ 11 が使用すべき値 $G(f_{2,n})$ 。
- $f_{2,n}$ より高いものの $f_{2,n}$ より低くなるような探査信号フィルタ 20 のカットオフ周波数。
- スケーリングユニット 43 内で使用すべき振幅補正 a_n および位相補正 b_n 。
- 補間ユニット 44 の設定値。これらの設定値は、例えば、どの周波数バンドが強い信号ノイズを受けるかについての知識に基づいて、不変の恒常な情報から導出され得る。代替的には、装置は、例えば無線受信機でそれを走査することによっておよび/または Wi-Fi インタフェース 56 の現在の動作からノイズの多い周波数バンドを導出することによって、周囲の RF ノイズを動的に測定または決定することができる。この測定または決定された RF ノイズに応じて、補間ユニット 44 の設定値を現在の動作条件に適応させることができる。

20

30

【0089】

N 個の探査パルス全ての完了時点で、フーリエ変換モジュール 46 によって時間領域信号を計算し、振幅および位相 A_n 、 b_n と合わせてバッファ 52 内に記憶することができる。

【0090】

装置較正：

言及した通り、スケーリングユニット 43 は、装置の特性を補償するために使用可能である。詳細には、探査信号フィルタ 20、エコー信号フィルタ 34 およびさまざまな増幅器（図示せず）などの当該装置のアナログセクション 2 の構成要素が、搬送波周波数 $f_{2,n}$ に依存する利得変動ならびに位相遅延を導入することになる。

40

【0091】

例えば、これらの効果が、搬送波周波数 $f_{2,n}$ において位相オフセット b_n および利得 q_n を導く場合、 $b_n = 1/q_n$ および $b_n = -b_n$ を使用することにより等式 (4) 中の振幅および位相 A_n 、 b_n を補正するように、探査信号フィルタ 20 を設定することができる。

【0092】

換言すると、位相オフセット b_n および利得 q_n は、装置の周波数応答を記述する較正データであり、振幅および位相 A_n 、 b_n をフィルタリングするためにこれらを使用することができる。

【0093】

較正パラメータは、理論的考慮事項および/またはサンプル装置での測定値から導出さ

50

れてよい。しかしながら、有利には、装置には、較正データを動的にかつ反復的に決定するための独自の手段が装備され得る。こうして、装置の経年劣化および変動する環境条件に起因するドリフト効果を補償することが可能になる。

【 0 0 9 4 】

図 1 の実施形態において、装置にはアンテナ 5 を迂回させるための第 1 および第 2 のスイッチ 2 2、2 3 を含む較正ユニットが装備されている。図 1 は、これらのスイッチをその測定位置で示す。しかしながら、制御ユニット 3 はこれらのスイッチを較正位置へと移動させることができ、その場合、探査信号はアンテナ 5 を迂回し、シャント線路 6 0 を通して直接エコー信号受信機 6 へと送信される。

【 0 0 9 5 】

装置を較正するために、制御ユニット 3 は、スイッチ 2 2、2 3 をその較正位置へと移動させ、次に、探査信号発生器 4 に、定期的測定の間と全く同様に搬送波周波数 $f_{2,1}$ 、 \dots 、 $f_{2,N}$ で一連の N 探査パルスを生成させるが、スケーリングユニット 4 3 の a_n および b_n は例えばそれぞれ 1 および 0 などの一定値に設定する。これにより、装置は較正データ a_n および q_n を測定できるようになる。任意には、これらは、アンテナ 5 およびその整合回路 2 8、3 0 の周波数応答についての追加の工場定義の補正に付される可能性がある。

【 0 0 9 6 】

注記：

上述の通り、当該装置の第 1 のデジタルセクション 1 は有利には、FPGA である。FPGA には、有利には周波数 f_1 で変調信号を生成するために使用される構成要素、すなわち変調信号源 1 0 および（存在する場合には）スケーラ 1 1 が格納されている。FPGA は同様に、エコー信号の高感度で正確な位相検出を行なうことができるようにする乗算器をも含んでいる。FPGA はさらに、乗算器 3 8 からの位相および振幅 A_n 、 q_n を処理する信号受信機 6 の構成要素を含むことができる。

【 0 0 9 7 】

一方、搬送波周波数 $f_{2,n}$ で信号を処理する回路は、有利にはアナログ回路、詳細には乗算器 1 8、3 2、オシレータ 1 6 およびフィルタ 2 0、3 4 である。

【 0 0 9 8 】

要約すると、ここで示されている装置は、低い電力消費量でコンクリートの構造を正確に探査することができる。これを行なうために、この装置は、探査信号発生器 4 を用いて、定義された搬送波周波数を有する一連の探査信号を生成する。探査信号は、アンテナ 5 を用いてコンクリートの構造内に結合される。帰還エコー信号は、エコー信号受信機 6 によって処理される。処理には、乗算器 3 8 内での振幅および位相検出、スケーリングユニット 4 3 内での周波数特異的スケーリング、補間ユニット 4 4 内での測定された振幅および位相の置換、フーリエ変換モジュール 4 6 内での時間 - 領域データの生成が含まれる。その設計により、装置は RF ノイズに対しロバストで正確なものとなっており、そのアーキテクチャは低電力消費量での実装を可能にする。

【 0 0 9 9 】

本発明の現在好ましい実施形態が図示され説明されているが、本発明はこれらの実施形態に限定されず、以下の請求項の範囲内で他のさまざまな形で具体化され実践され得るものであることを、明確に理解すべきである。

10

20

30

40

【 1 】

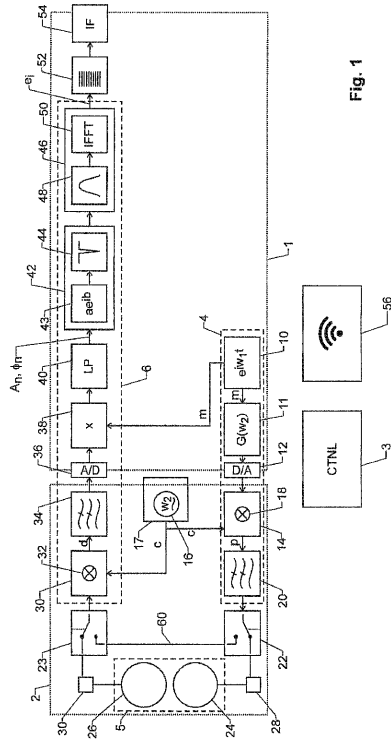


Fig. 1

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
G 0 1 N 22/02 Z

(72)発明者 ザームエル レーナー
スイス国, 8 0 5 0 チューリッヒ, ビルヒシュトラーセ 1 8 5

(72)発明者 ラルフ メニッケ
スイス国, 8 6 1 0 ウスター, レンネンフェルトベーク 7

審査官 嶋田 行志

(56)参考文献 特開2014-219238(JP, A)
特開2002-357566(JP, A)
特開2006-304963(JP, A)
特開2003-207463(JP, A)
米国特許出願公開第2016/0103197(US, A1)
国際公開第2016/124841(WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G 0 1 N 2 2 / 0 0 - 2 2 / 0 4
G 0 1 N 2 1 / 0 0 - 2 1 / 6 1
G 0 1 N 2 9 / 0 0 - 2 9 / 5 2