

(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2014-163929
(P2014-163929A)

(43) 公開日 平成26年9月8日(2014.9.8)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
GO 1 S 7/03 (2006.01)	GO 1 S 7/03 D	5 J 0 7 0
GO 1 S 13/28 (2006.01)	GO 1 S 13/28 Z	
GO 1 S 13/89 (2006.01)	GO 1 S 13/89	

審査請求 未請求 請求項の数 17 O L 外国語出願 (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2014-117 (P2014-117)	(71) 出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成26年1月6日(2014.1.6)	(74) 代理人	100110423 弁理士 曾我 道治
(31) 優先権主張番号	13/778, 704	(74) 代理人	100111648 弁理士 梶並 順
(32) 優先日	平成25年2月27日(2013.2.27)	(74) 代理人	100122437 弁理士 大宅 一宏
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100147566 弁理士 上田 俊一
		(74) 代理人	100161171 弁理士 吉田 潤一郎
		(74) 代理人	100161115 弁理士 飯野 智史

最終頁に続く

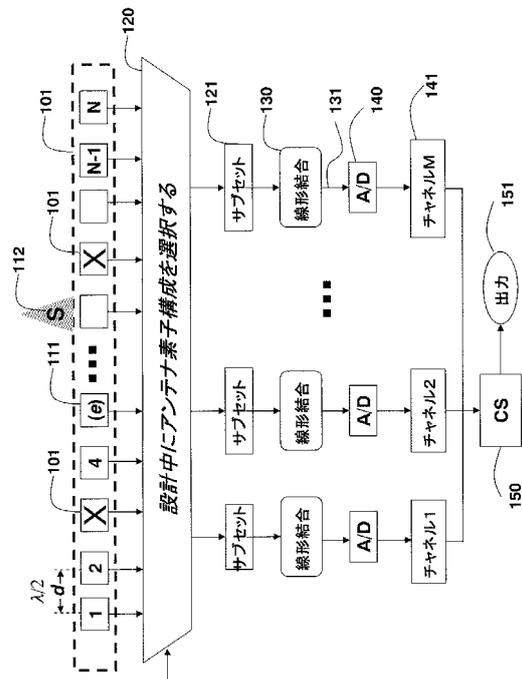
(54) 【発明の名称】 検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法及び信号を取得して処理するシステム

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 ランダム化を用いてアレイハードウェアにおけるサンプリングの負担を大幅に低減することによる圧縮アレイ処理の方法及びシステムを提供する。

【解決手段】 検知素子のアレイによって受信される信号は、まず、L個のロケーションの等間隔グリッドに検知素子を位置決めすることによって処理される。各ロケーションが検知素子を含むか否かは設計段階中に選択される。検知素子が選択され、サブセット121にグループ化される。各サブセットは1つ又は複数の検知素子を含み、各検知素子は1つ又は複数のサブセットのメンバーである。各サブセット内の信号は線形結合130されて、結合信号が生成される。次に結合信号がサンプリングされ、出力チャンネルが形成される。これによって物体を検出することができる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法であって、

L 個のロケーションの等間隔グリッドに前記検知素子を位置決めすることであって、前記ロケーションのそれぞれが前記検知素子を含むか否かは設計段階中に選択されることと

、
前記検知素子を M 個のサブセットにグループ化することであって、前記サブセットのそれぞれは 1 つ又は複数の前記検知素子を含み、前記検知素子のそれぞれは 1 つ又は複数の前記サブセットのメンバーであることと、

結合信号を生成するために、前記サブセットのそれぞれの内の前記検知素子によって受信された前記信号を結合することと、

出力チャネルを形成するために、前記結合信号のそれぞれをサンプリングすることと、を含む、検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 2】

前記出力チャネルを処理することを更に含む、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 3】

前記アレイは平面である、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 4】

前記等間隔グリッドは、前記アレイによって受信される前記信号の波長の半分以下の間隔を有する、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 5】

前記結合することは、アナログ領域において実行される、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 6】

前記結合することは、線形結合を実行する、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 7】

前記サンプリングすることは、アナログ/デジタルコンバーターによって実行される、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 8】

前記検知素子はランダムにグループ化され、それぞれ 1 つ又は複数の前記検知素子を含む M 個のサブセットが生成される、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 9】

前記線形結合の係数は ± 1 のみである、

請求項 6 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 10】

前記グループ化することは、前記検知素子を前記 M 個のサブセットに連続してグループ化する、

請求項 1 に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項 11】

前記サブセットは

【数 1】

$$\lfloor L/M \rfloor$$

個又は

10

20

30

40

【数 2】

[L/M]

個の前記検知素子を含み、前記検知素子のそれぞれが1つのみの前記サブセットのメンバーであるようになっている、

請求項10に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項12】

前記グループ化することは、前記検知素子のそれぞれが一定の確率で前記サブセットのそれぞれのメンバーであり、かつ前記サブセットのそれぞれが複数の前記検知素子を含むように、複数の前記サブセット内の複数の前記検知素子をランダムにグループ化する、

請求項1に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項13】

前記線形結合の係数は ± 1 からランダムに選択される、

請求項6に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項14】

前記処理することは圧縮センシングを用いる、

請求項2に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項15】

前記圧縮センシングは、再構成される信号の非ゼロ要素がビーム幅よりも大きく離れることを必要とするモデルを用いる、

請求項14に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項16】

前記処理することは物体の検出を実行する、

請求項15に記載の検知素子のアレイによって受信される信号を取得して処理する方法。

【請求項17】

信号を取得して処理するシステムであって、

検知素子のアレイであって、前記検知素子はL個のロケーションの等間隔グリッドに配列され、前記ロケーションのそれぞれが前記検知素子を含むか否かは前記システムの設計段階中に選択され、前記検知素子はM個のサブセットにグループ化され、前記サブセットのそれぞれは1つ又は複数の前記検知素子を含み、前記検知素子のそれぞれは1つ又は複数の前記サブセットのメンバーである、検知素子のアレイと、

前記設計段階により、前記アレイに含まれる前記検知素子によって受信された前記信号を結合して、結合信号を生成するように構成された結合器と、

前記結合信号のそれぞれをサンプリングして出力チャネルを形成するように構成されたアナログ/デジタルコンバータと、

を備える、信号を取得して処理するシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、包括的には、センサーアレイを用いた信号処理に関し、より詳細には、圧縮センシングを用いた信号処理に関する。

【背景技術】

【0002】

圧縮センシング

圧縮センシング(CS)は、信号取得システム及び信号処理システムを再定義した。従来のシステムは、信号の処理前に可能な限り多くの情報を取得することを意図した、精緻で高レートでのサンプリングに依拠する。対照的に、CSはスパース性等の適切な信号モデ

10

20

30

40

50

ルを用いて、それにより、場合によっては信号モデルを組み込む処理が増大することと引き換えに、周波数サンプリングの負担を大幅に低減することができる。

【0003】

アレイ信号処理

アレイ信号処理は、サンプリング複雑度を低減する方法が常に探求されている分野である。少なくとも背景及びクラッターが抑圧されているときにアレイ処理によって検知されるシーンは、多くの場合、空間領域において非常にスパースであるか、又は撮像システムの場合は適切な基底変換後に非常にスパースである。これらの理由から、アレイ処理の分野は、アレイ設計及び処理方法の双方においてCSを用いてきた。

【0004】

受信機における通常の検知アレイは、それぞれが信号フィールド (signal field: 信号場、信号電界) を検知する複数のセンサー素子を含む。受動検知中、信号フィールドはシーン内の送信機 (ソース) によって生成され、送信信号の形状及びタイミングは知られていない。能動検知中、アレイは送信し、次にシーンから反射された信号 (エコー) を受信する。いずれの場合でも、目標は、受信信号から基になるシーンを可能な限り良好に再構成して、例えば受動アレイの場合はシーン内の物体が送信器若しくは反射体であるか否か、又は能動アレイの場合は反射体であるか否かを判断することである。

【0005】

圧縮センシング及びサンプリング

CSシステムは、信号の情報内容によって決まるレートで対象信号を測定する。対象信号は通常、非ゼロ成分の数によって測定され、この数は、ゼロ成分の数と比べて実質的に小さい場合にスパース性を特徴付ける。

【0006】

通常、測定は以下の線形取得システムによるものであり、

【0007】

【数1】

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n},$$

【0008】

ここで、 \mathbf{r} は検知データを表し、 \mathbf{s} は検知信号を表し、 \mathbf{n} は取得雑音を表し、 \mathbf{A} は線形取得システムを示す行列を表す。

【0009】

信号は、或る基準において K - スパース又は K - 圧縮である、すなわち信号の K 個の最も大きな成分であると仮定される。この基準は、信号のエネルギーの全て又はほとんどを取得する。この仮定の下で、信号は凸最適問題

【0010】

【数2】

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{s}\|_1 \text{ s.t. } \mathbf{r} \approx \mathbf{A}\mathbf{s}$$

【0011】

又は貪欲手順最小化

【0012】

【数3】

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{r} - \mathbf{A}\mathbf{s}\|_2^2 \text{ s.t. } \|\mathbf{s}\|_0 \leq K.$$

【0013】

を解くことによって復元することができる。

【0014】

行列 \mathbf{A} に対する或る特定の条件の下で、これらの方法は、雑音及びモデル不一致を伴う

10

20

30

40

50

場合であっても正しい解を与えることが保証される。

【0015】

制限等長性 (RIP: Restricted Isometry Property)

制限等長性 (RIP) は、スパースベクトルに作用するときに略正規直交である行列を特徴付ける。RIP は、上記の保証を提供するのに最もよく知られており広く用いられている条件のうちの一つである。行列 A は全ての K -スパース信号 s について

【0016】

【数4】

$$(1 - \delta) \|s\|_2^2 \leq \|As\|_2^2 \leq (1 + \delta) \|s\|_2^2,$$

10

【0017】

が成り立つ場合に、RIP定数 δ を有する次数 A のRIPを満たす。換言すれば、線形システムは、 K -スパース信号のノルムを保つ場合にRIPを満たす。 K -スパース信号の復元及び精度を保証するには、システムは定数

【0018】

【数5】

$$\delta \leq \sqrt{2} - 1$$

【0019】

を有する次数 $2K$ のRIPを満たさなくてはならない。

20

【0020】

CSの出現以来、RIPを呈するシステムを実施する多数の実地的な方法が開発されてきた。対象のシステムは、周波数領域においてスパースな時間信号を測定するように設計された、ランダムサブサンプラー又はランダム復調器等の時間領域システムに基づく。これらのシステムの全てが以下の線形取得システムを実施する。

【0021】

【数6】

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{s}, \quad (1)$$

【0022】

30

ここで、 F は離散フーリエ変換 (DFT: discrete Fourier transform) 行列であり、 s は時間領域信号 $x = F^{-1}s$ のスパース周波数表現又は圧縮周波数表現である。これらの設計の目標は、システム $\mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}$ がRIPを満たすことを確実にすることである。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0023】

本発明の実施の形態は、ランダム化を用いてアレイハードウェアにおけるサンプリングの負担を大幅に低減することによる圧縮アレイ処理の方法及びシステムを提供する。この低減は、特に、スパースな再構成方法を用いてシーンを再構成しシーン内の対象標的を検出するとき、性能の著しい劣化を発生させない。

40

【課題を解決するための手段】

【0024】

圧縮アレイシステムは、信号取得に関し、従来のアレイと比較して少ない数のアナログ/デジタル (A/D) コンバーターを有する。従来技術のように独立したA/Dコンバーターを用いて各アレイ素子をサンプリングする代わりに、本実施の形態による圧縮アレイシステムは、アレイ素子のサブセットによって検知されるような信号の数個の線形結合を形成する。特定の実施態様によって実際に用いられる素子のサブセットは、設計段階中に決定される。設計段階は、完全なアレイから素子を除去するか、又は素子を単一のチャンネルにグループ化して、システムの性能を低減することなくシステムのコストを低減するこ

50

とができるようにする。

【0025】

次に線形結合がサンプリングされる。線形結合は完全に任意であってもよいし、そうでなくてもよい。線形結合を形成するのに、信号の加算（又は減算）のみを用いることができる。加算器はアナログ回路においてA/D変換の前段で容易に実装される。

【0026】

本発明の圧縮アレイ処理によって、アレイハードウェアの複雑度が大幅に低減する。この低減は、特に、処理がスパースな再構成方法と組み合わせられるとき、性能ペナルティが最小限である。

【発明の効果】

10

【0027】

圧縮センシングを用いる本発明の実施形態によるアレイアーキテクチャーは、アレイ処理の成功に必要なチャンネル数を大幅に低減することができる。

【0028】

これらのアーキテクチャーは、特に、スパースな再構成方法と組み合わせられるとき、大幅に少ない構成要素を用いた、性能をほとんど又は全く妥協しないアレイ設計を可能にする。

【図面の簡単な説明】

【0029】

【図1】本発明の実施形態による、検知素子の線形アレイによって受信される信号を処理する方法の概略図である。

20

【図2A】本発明の実施形態による、ランダムアレイサブサンプリングを用いるアレイの概略図である。

【図2B】本発明の実施形態による、ランダムサブアレイ変調を用いるアレイの概略図である。

【図2C】本発明の実施形態による、ランダムアレイ混合を用いるアレイの概略図である。

【図2D】従来技術による等間隔にサブサンプリングされたアレイの概略図である。

【図3A】図2Aのアレイのビームパターンの図である。

【図3B】図2Bのアレイのビームパターンの図である。

30

【図3C】図2Cのアレイのビームパターンの図である。

【図3D】図2Dのアレイのビームパターンの図である。

【図4】図2A、図2B、図2C及び図2Dのアレイ及び対応するビームパターン3A、3B、3C及び3Dに対する従来の処理の性能と、圧縮スパースアレイ処理の性能とを比較するグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0030】

本発明の実施形態は、圧縮アレイ処理の方法及びシステムを提供する。実施形態は少なくとも部分的に、遠距離場近似における線形又は平面の等間隔アレイに基づく。アレイはそれぞれ等間隔の1次元グリッド又は2次元グリッドに配列されたセンサーを含む。

40

【0031】

検知されるシーンはアレイから比較的遠距離にあり、それにより、シーンによって送信又は反射される信号はアレイにおいて平面波として近似することができる。アレイは受動であっても能動であってもよく、線形であっても平面であってもよい。

【0032】

方法及びシステムの概観

図1に示すように、設計は、通常 $d = \lambda / 2$ 以下の距離だけ離間されたN個の検知素子 e_{111} からなる線形アレイから開始する。ここで、 λ はアレイによって受信される波の波長である。これはまた、通常の線形アレイの従来技術における従来の設計と同じである。本発明における設計は、従来の設計から素子を除去し、それによりコストを低減する。

50

本発明の目的は、性能を犠牲にすることなく、最も少ない数のアンテナ素子及びチャネルを用いてアレイを設計することである。設計段階は、いずれのアレイ位置が素子を含むことになるかを効果的に選択する(120)。選択120は、特定のグループによって受信される信号が単一のチャネルによって処理されるようにアンテナ素子をグループ化することもできる。位置及び選択は様々に組み合わせた方式で行って、例えば複数のグループに素子を交互に配置することができる。

【0033】

設計段階中、本発明は完全なアレイ設計から開始する。次に、必要に応じて素子を除去する。素子は、より少ない数のチャネルにグループ化又は混合することもできる。設計段階の後、素子及び/又はチャネルの数が低減した調整済みの(fixed)システムを得る。このように、素子又はチャネルが必要とされていない場合、それらのコストが高いという理由でそれらを設計から除去する。

10

【0034】

残りの素子のそれぞれが信号s112を受信する。処理される信号を選択してM個のサブグループに入れることができる(120)。ここで、Mは実質的にN未満である。本明細書において定義されるとき、サブセットは1つ又は複数の信号を有することができ、信号のそれぞれは2つ以上のサブセットに属することができる。図2A、図2B及び図2Cを参照されたい。

【0035】

各サブセット内の信号は、結合器において線形に結合され(130)、結合信号131が生成される。次に、結合信号はA/Dコンバーターによってサンプリングされ(140)、M個の出力チャネル141用の信号が形成される。出力チャネルは同じ設計を有する従来のアレイのL個の素子よりもはるかに少ないので、サンプリングコストは大幅に下がる。次に、出力チャネルは圧縮センシング(CS)150を用いて処理することができる。CSの出力は、アレイによって検知されるシーンの再構成とすることができる。

20

【0036】

詳細には、本発明の実施形態によって、N素子アレイが用いられる。素子数は数百個とすることができる。設計中、検知素子は間隔 $d = \lambda / 2$ を有する等間隔の平面グリッド上に配列される。ここで、 λ は波長である。素子nは空間座標 $p_n = (nd, 0)$ に位置決めされる。アレイが線形かつ受動である場合、シーンへの距離を検出することは可能でない。代わりに、アレイ軸に対する方向のみを2次元単位ベクトルによって特定することができる。以下で説明するように、設計中、素子はシステムのコストを低減するように除去又はグループ化することができる。

30

【0037】

シーン内の方向をLサイズのグリッドに離散化すると、各方向uは以下の式を用いて表される。

【0038】

【数7】

$$u_l = \frac{2l}{L} - 1, l = \left(u_l, \sqrt{1 - u_l^2} \right), l = 0, \dots, L - 1$$

40

【0039】

アレイが中心周波数 f_0 で動作する場合、アレイ素子nにおける受信信号は、その周波数で送信される全ての信号の線形結合である。

【0040】

これは、周波数領域において以下の伝搬方程式によって表される。

【0041】

【数 8】

$$R_n(f_0) = \sum_l S_l(f_0) e^{-j2\pi f_0 \langle n, l \rangle},$$

【0042】

ここで、 $R_n(f_0)$ は、アレイ素子 n によって受信される信号を表し、 $S_l(f_0)$ は、方向 l から送信機又は反射体によって放出される信号を表し、ともに周波数 f_0 である。

【0043】

を用いて周波数 f_0 における信号の波長を表し、 c を用いてシーンとアレイとの間の媒体、例えば空気又は水内の波伝播速度を表すと、アレイ素子距離の好都合な選択は $d = \lambda / 2 = c / 2 f_0$ である。この距離において、アレイの素子はナイキストレートに空間的に等価なレートで信号フィールドをサンプリングし、空間解像度はアレイ開口サイズ Nd によって決まる。

【0044】

素子をより近接して位置決めすることによって、フィールドが過剰にサンプリングされ、開口サイズが低減し、したがってアレイの解像度が低減する。素子をより離して位置決めすることによって、フィールドが十分にサンプリングされず、再構成において空間エイリアシング及び曖昧性 (ambiguity: アンビギュイティ) が生じる。これらの曖昧性はアレイのビームパターンにおいても、グレーティングローブの形態で現れる。図 3D を参照されたい。

【0045】

アレイ要素が距離 $d = \lambda / 2$ において離間して配置され、角度グリッドがアレイグリッドと同じサイズを有するように、すなわち $L = N$ となるように設定される場合、伝搬方程式 (1) は空間信号 s に適用される離散フーリエ変換 (DFT: discrete Fourier transform) となり、高速フーリエ変換 (FFT: fast Fourier transform) を用いて解くことができる。より細かいか若しくはより粗いグリッド、又は異なるアレイ素子間隔の場合、伝搬方程式は通常、ゼロパディング、エイリアシング又はその両方等の、FFT と組み合わせた単純な操作を用いて実施することができる。

【0046】

上記の設計を平面アレイに拡張することができる。平面アレイでは、演算は 2 次元フーリエ変換となり、これは各次元に沿って分離可能である。平面アレイは 2 次元方向空間における信号を区別することができる。

【0047】

アレイアーキテクチャーモデル

上述したように、 $d = \lambda / 2$ で等間隔に離間されたアレイは、ソースグリッドからアレイ素子に DFT を実施する。目標は、この特性を用いてアレイ設計を提供することである。設計は、アレイ多様体行列 (array manifold matrix)、すなわちソースグリッドからアレイ出力への伝達関数が AF となるように、完全な等間隔アレイを変更して線形取得システム A を実施する。DFT の時間周波数特性に起因して、このシステムは AF^{-1} と同じ RIP 特性を有する。

【0048】

行列 A はアレイハードウェアを表し、 $N = L$ 個のアレイ要素が M 個の出力チャンネル用の信号を取得する。各チャンネルは A の行に対応し、各アレイ素子は列に対応する。各チャンネルの出力は、各素子によって取得された信号の、行列内の対応する係数によって重み付けされた線形結合である。この線形結合はアナログ領域において実行され、出力が A/D コンバーターによってデジタルチャンネルにサンプリングされる。

【0049】

サンプリング負荷、すなわち A/D コンバーターの数を低減するために、 A の行は列の

数よりも少なくするべきである。さらに、行列 A は効率的なアナログ計算に向けて設計される。そうでない場合、サンプリング複雑度を低減することによる利得は、アナログ回路複雑度を増大させることによって失われる。

【 0 0 5 0 】

これらのシステムを設計するのに、いくつかの方法を用いることができる。完全なアレイから開始して、最も単純なオプションは、検知に用いられることになるアレイ素子から信号のサブセットをランダムに選択することである。これは、用いられない素子からの信号について A の対応する列をゼロに設定することと等価である。次に、選択された信号と、重み ± 1 との線形結合が求められる。

【 0 0 5 1 】

1 以外の大きさの非ゼロ係数は、通常、より複雑であり実施にコストがかかり、かつ多くの場合に雑音を発生させる利得素子を用いることを必要とする。さらに、各線形結合に関与するアレイ素子が少ないほど、取得ハードウェアの配線が単純になる。チャンネルあたり単一の非ゼロ係数の極端な事例では、合算回路が全く必要でない。

【 0 0 5 2 】

圧縮アレイアーキテクチャー

図 2 A、図 2 B 及び図 2 C に示されるように、3 つの異なるアーキテクチャー、それぞれランダムアレイサブサンプリング 2 A、ランダムサブアレイ変調 2 B 及びランダムアレイ混合 2 C が説明される。最初の 2 つは、時間領域技法、すなわちランダムサブサンプリング及びランダム復調によって着想を得たものである。第 3 のものはアレイ処理の非因果特性を用いて、アレイ構成要素間により多くの混合をもたらす。

【 0 0 5 3 】

図 2 D に示すように、以下において、これらの 3 つのアーキテクチャーが従来の等間隔にサブサンプリングされたアレイと比較される。これらの設計における目標は、出力チャンネル数を低減し、結果として、アレイの取得回路数を低減することである。

【 0 0 5 4 】

図 2 A に示すアーキテクチャーは、等間隔アレイによって取得される信号のランダムサブサンプリングを用いる。特に、 $L/2$ の素子間隔を用いた等間隔に離間されたアレイから開始して、アレイ素子からの信号がランダムに選択されてサブセットを形成する。実際には、アレイ素子 (X) 1 0 1 は、残りの素子数が所望の出力チャンネル数 M と同じになり、サブセットごとに 1 つの信号が存在するようになるまで、ランダムに除去される。残りの素子からの信号は個々にサンプリングされ、すなわちそれぞれが出力チャンネルに対応する。対応する A_S は、除去される各アレイ素子に対応する恒等行列から行を削除することによって導出される。

【 0 0 5 5 】

【 数 9 】

$$A_S = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \dots & & & & \ddots & \vdots \end{bmatrix}$$

【 0 0 5 6 】

このため、多様体行列 A F は非常に高い確率で R I P を満たす。

【 0 0 5 7 】

図 2 B に示すアーキテクチャーは、L 個の素子を用いて M チャンネル出力を生成する。各信号が 1 つのサブセットのみのメンバーであるように、信号は

【 0 0 5 8 】

【 数 1 0 】

$$[L/M]$$

10

20

30

40

50

【 0 0 5 9 】

(天井関数)信号又は

【 0 0 6 0 】

【数 1 1】

[L/M]

【 0 0 6 1 】

(床関数)信号のグループにおいて連続して選択される。各サブセット内の信号は、設計段階においてランダムに選択された ± 1 の重みの線形結合を用いて1つの出力チャンネルを形成するように結合される。例えば、 $L/M = 3$ の場合、取得行列 A_D は以下とすることができる。

10

【 0 0 6 2 】

【数 1 2】

$$A_D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \dots & & & & \ddots & & \vdots & \end{bmatrix}.$$

20

【 0 0 6 3 】

多様体行列 A_F のRIP特性は、時間領域ランダム変調器について知られている。

【 0 0 6 4 】

このアーキテクチャーは、サブアレイを結合して、所望の特性を有するがより少ない素子及びA/Dコンバータを用いるより大きなアレイを形成する従来のネストアレイアーキテクチャーと幾分類似している。しかしながら、規則的なサブアレイのアレイを形成する代わりに、各サブアレイはその素子のランダムな線形結合を用いて形成される。

【 0 0 6 5 】

図2Cに示すアーキテクチャーは、以下に示すように構築された信号のランダムな線形結合を用いる。各信号は、各チャンネルを一定の確率で含む線形結合において非ゼロの重みを有し、線形結合の係数は ± 1 からランダムに選択される。このため、取得行列 A_M はランダムに配置された ± 1 個の素子を有するスパース行列である。

30

【 0 0 6 6 】

【数 1 3】

$$A_M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & & \dots & & & & \ddots & \vdots \end{bmatrix}.$$

【 0 0 6 7 】

RIPの証明は、標準的な証明技法を用いて可能である。実験結果は、 $A_M F^{-1}$ がRIPを満たし、他の2つのアーキテクチャーよりも僅かに性能が劣ることを示している。

40

【 0 0 6 8 】

好ましい実施形態では、設計はランダムに生成されるが、これは必要ではない。設計が決まると、その実施はランダムではなく、製造方法及び処理方法にとって完全に既知である。ランダムではないが同様の構造的特性(例えばグループ化における非一様性及び不規則性)を呈する設計も用いることができる。

【 0 0 6 9 】

3つのアーキテクチャーは、グレーティングローブ(図3Dを参照)等の曖昧性を発生させることが知られ、RIPを満たさない図2Dの等間隔にサブサンプリングされたアレ

50

イと比較される。そのアレイは、完全なアレイを等間隔にサブサンプリングし、残りの近傍素子間の距離は一定である。図 2 A のランダムにサブサンプリングされたアーキテクチャーと同様に、このアーキテクチャーの出力チャンネル数はアレイ素子数と同じである。

【 0 0 7 0 】

再構成

対象となる主要な特性は、アレイのビームパターンである。ビームパターンは、或る特定の方向から到来する信号が、全ての他の方向から到来する信号とどれだけ類似しているかを特徴付ける。

【 0 0 7 1 】

理想的には、ビームパターンは対象方向においてピークを有するべきであり、全ての方向において可能な限りゼロに近づくべきである。このため、従来のビームフォーミングを実行するとき、すなわち、シーンがマッチングされたフィルターを用いて式 (1) における r から再構成されるとき、

【 0 0 7 2 】

【 数 1 4 】

$$\hat{s} = (AF)^* r = F^{-1} A^*$$

【 0 0 7 3 】

であり、ここで $(\cdot)^*$ は共役演算子を表し、すなわち、特定の方向から到来する信号は、他の方向ベクトルと一致せず、スプリアス画像及び誤警報を生じさせる。

【 0 0 7 4 】

ビームパターンも CS システムにおいて重要な役割を果たす。CS の用語において、ビームパターンは、対象方向に対応するベクトルと、多様体行列 AF 内の全ての他のベクトルとのコヒーレンスを測定するものである。低いコヒーレンスは、CS 再構成を改善するのに役立つ。

【 0 0 7 5 】

図 3 A、図 3 B、図 3 C 及び図 3 D は、4 つのシステムのサンプルビームパターンを、図 2 A、図 2 B、図 2 C 及び図 2 D と同じ順序で示している。全てのサンプルビームパターンは $N = 256$ 個の素子を有するシステムに対応し、これらのシステムは、 N よりもはるかに密なグリッド方向に対して測定される $M = 64$ 個のチャンネルにサブサンプリングされる。ランダム化されたアレイシステムのビームパターンは、サイドローブレベル及び主ローブ幅等の非常に類似した特性を有する。このため、これらのシステムは同様に機能することが予期される。

【 0 0 7 6 】

図 2 D における等間隔にサブサンプリングされたシステムはグレーティングローブを有する。すなわち、ビームパターンはいくつかのピークを有する。これは、これらの方向から到来する信号が、対象方向から到来する信号と正確に同一であり、いかなる方法によっても区別することができないことを意味する。

【 0 0 7 7 】

図 2 A 及び図 2 D におけるシステムのビームパターンはシフト不変であるのに対し、図 2 B 及び図 2 C におけるビームパターンはシフト不変でないことに留意されたい。換言すれば、図 2 B 及び図 2 C における信号は、主な特性は同じままであるが、異なる方向に向けられているので、ビームパターンの形状が変化する。

【 0 0 7 8 】

ビーム幅、すなわちアレイ開口に依拠するビームパターンの主ローブの幅によって、アレイの解像度も決まる。ビーム幅未満だけ離れて位置する 2 つのソースは、特に従来の技法を用いる場合、分離するのが非常に難しい。

【 0 0 7 9 】

CS 技法を用いる場合であっても、2 つの信号は非常にコヒーレントなシグネチャーを有し、これは、従来の CS 方法が失敗する可能性があることを意味する。さらに、角度グ

10

20

30

40

50

リッドが非常に密である場合、各方向からのアレイ多様体ベクトルが非常に類似しており、これはいくつかのCS再構成方法を混乱させる可能性がある。

【0080】

この問題を克服するために、モデルに基づくCSが用いられる。特に、再構成される信号の非ゼロ要素がビーム幅よりも大きく離れることを必要とするモデルが実施される。これは、モデルベースのトランケーション(truncation: 切り捨て)を導入することによって貪欲手順を用いて簡単に行われる。このモデルベースのトランケーションは、手順の各反復において用いられるとき、モデルに従ってピークを選択し信号をトランケートする。モデルを実行しても、依然として、非常に類似した方向から発生する信号を逃すことになるが、再構成手順がその主ローブにおいて複数の非ゼロ方向を選択することを強制することにより、強力なソースが他のソースを圧倒しないことを確実にすることによって、再構成が大幅に改善される。

10

【0081】

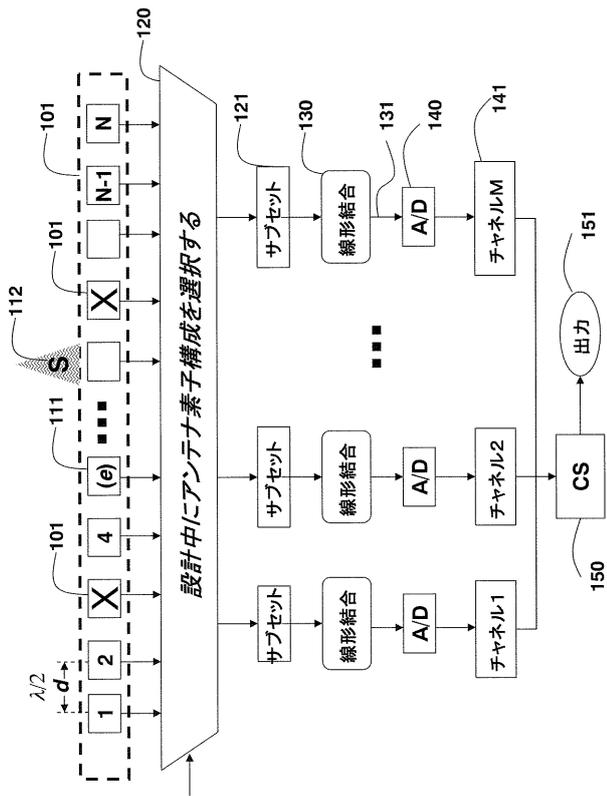
図4のグラフは、図2A、図2C、図2C及び図2Dに示すアレイ設計にそれぞれ対応する凡例401における4つの設計2A、2B、2C及び2Dについて、従来のサンプリング410及びスパースなサンプリング420の実験結果を比較している。

【0082】

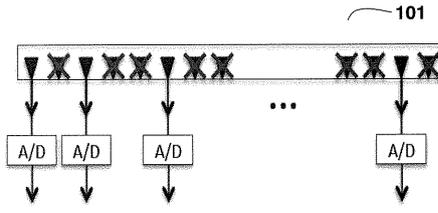
結果は、それぞれ従来の処理(左)及びスパースな処理(右)について、検出の確率を、SNR、ソース数、及びダウンサンプリングレートR(上から下)の関数として示している。本発明の実施形態によるスパースな処理は、従来の方法よりも大幅に性能が優れている。

20

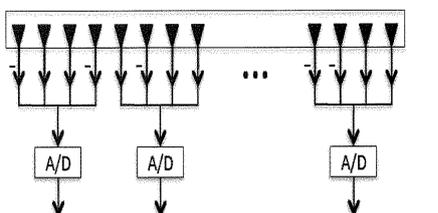
【図1】



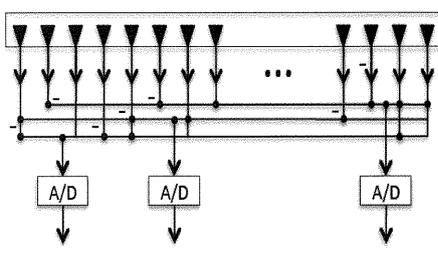
【図2A】



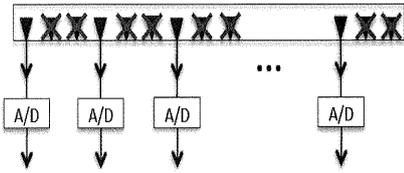
【図2B】



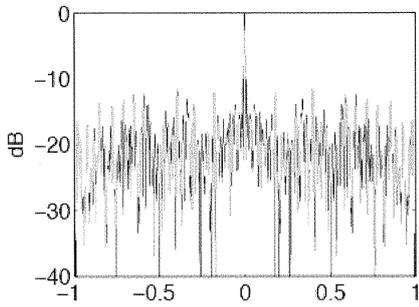
【図2C】



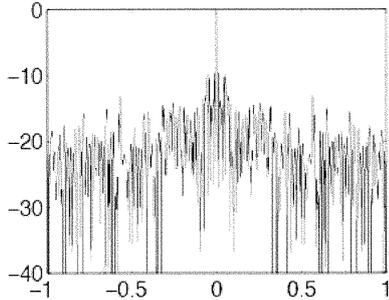
【 図 2 D 】



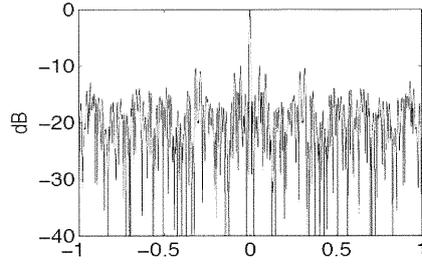
【 図 3 A 】



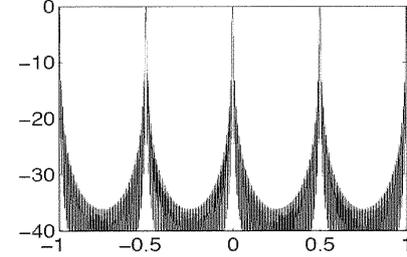
【 図 3 B 】



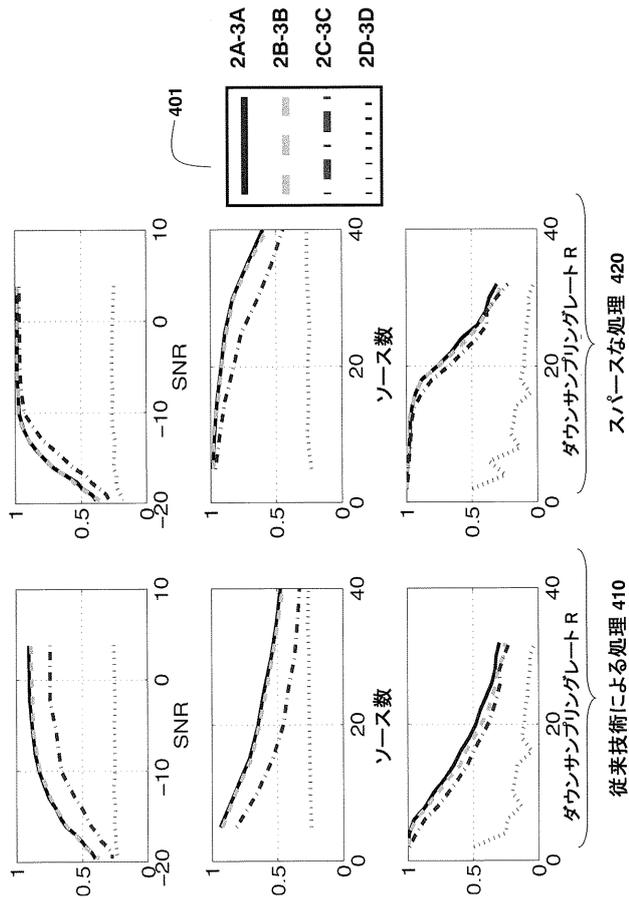
【 図 3 C 】



【 図 3 D 】



【 図 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 ペトロス・ティー・ボウフォウノス

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ボストン、ボイルストン・ストリート 1365、アパー
トメント 247

Fターム(参考) 5J070 AD08 AH31 AH35 AK40

【外国語明細書】

Method for Acquiring and Processing Signals Received by an Array of Sensing Elements and System for Acquiring and Processing Signals

Field of the Invention

This invention relates generally to signal processing with sensor arrays, and more particularly to signal processing using compressive sensing.

Background of the Invention

Compressive Sensing

Compressive sensing (CS) has redefined signal acquisition systems, as well as signal processing systems. Conventional systems rely on a fine, high-rate sampling, intending to acquire as much information as possible before processing the signal. In contrast, CS uses an appropriate signal model, such as sparsity, so that the burden of frequent sampling can be significantly reduced, perhaps at the expense of increased processing that incorporates the signal model.

Array Signal Processing

Array signal processing is a field always in search of ways to reduce sampling complexity. Scenes sensed by array processing, at least when background and clutter is suppressed, are often very sparse in the spatial domain, or in the case of imaging systems, after an appropriate basis transformation. For those reasons,

the array processing field has used CS both in array design and in processing methodology.

A typical sensing array in a receiver includes a number of sensor elements, each sensing a signal field. During passive sensing, the signal field is generated by transmitters (sources) in a scene, and a shape and timing of transmitted signals is not known. During active sensing, the array transmits, and then receives signals (echoes) reflected by the scene. In either case, the goal is to reconstruct the scene based, as best as possible, from the received signal, to determine, for example, whether objects in the scene are transmitters or reflectors, in the case of the passive array, or reflectors in the case of the active array.

Compressive Sensing and Sampling

CS systems measure signals of interest at a rate determined by an information content of the signal, typically measured by the number of non-zero components, which characterizes sparsity if the number is substantially small compared to the number of zero components.

Typically, the measuring is according to a linear acquisition system

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n},$$

where \mathbf{r} denotes the sensed data, \mathbf{s} a sensed signal, \mathbf{n} acquisition noise, and \mathbf{A} a matrix describing the linear acquisition system.

The signal is assumed to be K -sparse or K -compressible in some basis, i.e., the K largest components of the signal. This basis acquires all or most of the energy of the signal. Under this assumption, the signal can be recovered by solving

a convex optimization problem

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{s}\|_1 \text{ s.t. } \mathbf{r} \approx \mathbf{A}\mathbf{s}$$

or a greedy procedure minimizing

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{r} - \mathbf{A}\mathbf{s}\|_2^2 \text{ s.t. } \|\mathbf{s}\|_0 \leq K.$$

Under certain conditions on the matrix \mathbf{A} , those methods are guaranteed to provide the correct solution even with noise and model mismatches.

Restricted Isometry Property (RIP)

A *restricted isometry property* (RIP) characterizes matrices that are nearly orthonormal when operating on sparse vectors. RIP is one of the best known and widely used conditions to provide the above guarantees. The matrix \mathbf{A} satisfies the RIP of order K with an RIP constant δ if

$$(1 - \delta)\|\mathbf{s}\|_2^2 \leq \|\mathbf{A}\mathbf{s}\|_2^2 \leq (1 + \delta)\|\mathbf{s}\|_2^2,$$

for all K -sparse signals \mathbf{s} . In other words, the linear system satisfies the RIP if it preserves the norm of K -sparse signals. To guarantee recovery of the K -sparse signals and accuracy, the system must satisfy the RIP of order $2K$ with constant $\delta \leq \sqrt{2} - 1$.

Since the advent of CS, a large number of practical ways of implementing systems exhibiting the RIP have been developed. The systems of interest are based on time-domain systems, such as a random subsampler or a random demodulator, which are designed to measure time signals sparse in the frequency domain. All of those systems implement a linear acquisition system

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{s}, \quad (1)$$

where \mathbf{F} is a discrete Fourier transform (DFT) matrix, and \mathbf{s} is the sparse or compressible frequency representation of the time domain signal $\mathbf{x} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{s}$. The goal of those designs is to ensure the system $\mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}$ satisfies the RIP.

Problems to be solved by the Invention

The embodiments of the invention provide a method and system for compressive array processing by using randomization to significantly reduce the sampling burden in the array hardware. This reduction does not cause a significant degradation of performance, especially when sparse reconstruction methods are used to reconstruct the scene and detect the targets of interest in the scene.

Summary of the Invention

The compressive array systems have a smaller number of analog-to-digital (A/D) converters for signal acquisition, when compared with conventional arrays. Instead of sampling each array element with an independent A/D converter as in the prior art, the compressive array system according to the embodiments form a few linear combinations of signals, as sensed by subsets of array elements. The subset of elements that are actually used by a specific implementation are determined during a design phase, which removes elements from a full array, or groups elements to a single channel so that cost of the system can be reduced, without reducing the system's performance.

The linear combinations are then sampled. The linear combinations may or may not be completely arbitrary. To form the linear combinations, only addition

(or subtraction) of signals may be used. The adders are easy to implement in analog circuits before the A/D conversion.

The present compressive array processing significantly reduces the complexity of the array hardware. This reduction has a minimal performance penalty, especially when the processing is combined with sparse reconstruction methods.

Effect of the Invention

Array architectures according to embodiments of the invention using compressive sensing can significantly reduce the number of channels necessary for successful array processing.

These architectures, especially when combined with sparse reconstruction methods, enable array designs with significantly fewer components and little or no compromise in performance.

Brief Description of the Drawings

Fig. 1 is a schematic of a method for processing signals received by a linear array of sensing elements according to embodiments of the invention;

Fig. 2A is a schematic of an array with random array subsampling according to embodiments of the invention;

Fig. 2B is a schematic of an array with random subarray modulation

according to embodiments of the invention;

Fig. 2C is a schematic of an array with random array mixing according to embodiments of the invention;

Fig. 2D is a schematic of a uniformly subsampled array according to the prior art;

Figs. 3A, Fig. 3B, Fig. 3C, and Fig. 3D are beam patterns for the arrays of Figs. 2A, 2B, 2C and 2D, respectively; and

Fig. 4 are graphs comparing performances of conventional processing and compressive sparse array processing for the arrays of Figs. 2A, 2B, 2C and 2D and the corresponding beam patterns 3A, 3B, 3C, and 3D.

Detailed Description of the Embodiment

The embodiments of the invention provide a method and system for compressive array processing. The embodiments are based, in part, on uniform arrays, linear or planar, in a far-field approximation. The arrays include sensors arranged on a uniform one-dimensional grid or two-dimensional grid, respectively.

A scene to be sensed is at a relatively large distance from the array, such that the signals transmitted or reflected by the scene can be approximated as planar waves at the array. The arrays can be passive or active, and linear or planar.

Method and System Overview

As shown in Fig. 1, the design starts with a linear array of N sensing elements e 111 spaced apart by a distance typically equal to $d = \lambda/2$ or less, where λ is the wavelength of the waves received by the array. This is also the same as the conventional design in the prior art of a typical linear array. The design in this invention removes elements from the conventional design, thus reducing its cost. One object of the invention is to design the array with the smallest number of antenna elements and channels, without sacrificing performance. The design phase effectively selects 120 which array positions are to include elements. The selection 120 can also group antenna elements so that signals received by a particular group are processed by a single channel. The positions and selections can be done in a mix and match manners, e.g., to interleave elements in multiple groups.

During the design phase, we start with a full array design. Then, we remove elements as necessary. Elements can also be grouped or mixed into a smaller number of channels. After the design phase, we have a fixed system with a reduced number of elements and/or channels. Thus, if elements or channels are not needed, then we remove them from the design because these are expensive.

Each of the remaining elements receives a signal s 112. Signals to be processed can be selected 120 into M subgroups, where M is substantially less than N . As defined herein, a subset can have one or more signals, and each of the signals can belong to more than one subset, see Figs. 2A, 2B and 2C.

The signals in each subset are combined linearly in a combiner 130 to produce a combined signal 131. The combined signals are then sampled 140 by A/D converters to form signals for M output channels 141. Since the output

channels are much fewer than the L elements of a conventional array with the same design, the sampling cost is significantly decreased. The output channels can then be processed using compressive sensing (CS) 150. An output of the CS can be a reconstruction of a scene sensed by the array.

Specifically, an N -element array is used by embodiments of the invention. The number of elements can be in the hundreds. During the design, the sensing elements are arranged on a uniform planar grid with spacing $d = \lambda/2$, where λ is a wavelength. Element n is positioned at spatial coordinate $\mathbf{p}_n = (nd, 0)$. If the array is linear and passive, then it is not possible to detect a distances to the scene. Instead, only the direction with respect to the array axis can be identified by a 2-dimensional unit vector. As described below, during the design elements can be removed or grouped to reduce the cost of the system.

Discretizing the directions in the scene to a L -size grid, each direction u is denoted using

$$u_l = \frac{2l}{L} - 1, l = \left(u_l, \sqrt{1 - u_l^2} \right), l = 0, \dots, L - 1.$$

If the array operates at center frequency f_o , then the received signal at array element n is a linear combination of all signals transmitted at that frequency.

This is expressed in a frequency domain by the following propagation equation

$$R_n(f_o) = \sum_l S_l(f_o) e^{-j2\pi f_o \langle n, l \rangle},$$

where $R_n(f_o)$ denotes the signal received by array element n and $S_l(f_o)$ the signal emitted by a transmitter or reflector from direction l , both at frequency f_o .

Using λ to denote the wavelength of the signal at frequency f_o and c to denote the speed of wave propagation in a medium, e.g., air or water, between the scene and the array, a convenient choice of the array elements distance is $d = \lambda/2 = c/2f_o$. At this distance, the elements of the array sample the signal field at a spatial equivalent of the Nyquist rate, with the spatial resolution determined by an array aperture size Nd .

Positioning the elements closer oversamples the field, reduces the aperture size and, therefore, reduce a resolution of the array. Positioning the elements farther undersamples the field, introduces spatial aliasing and ambiguities in the reconstruction. These ambiguities also manifest in the beam pattern of the array, in the form of grating lobes, see Fig. 3D.

If the array elements are spaced apart at the distance $d = \lambda/2$, and the angular grid is set to have the same size as the array grid, i.e., $L = N$, then the propagation equation (1) becomes a discrete Fourier transform (DFT) applied to the spatial signal s , and can be solved using a fast Fourier transform (FFT). For finer or coarser grids or different array element spacing, the propagation equation can typically be implemented using simple manipulations combined with the FFT, such as zero padding, aliasing, or both.

The above designs can be extend to planar arrays, where the operation

becomes a two-dimensional Fourier transform, which is separable along each dimension. A planar array can distinguish signals in a two-dimensional directional space.

Array Architecture Model

As described above, a uniformly spaced array, with $d = \lambda/2$, implements the DFT from a source grid to the array elements. The goal is to provide array designs using this property. The designs modify a full uniform array to implement a linear acquisition system \mathbf{A} , such that the array manifold matrix, i.e., the transfer function from the source grid to the array output is $\mathbf{A}\mathbf{F}$. Due to the time-frequency properties of the DFT, this system has the same RIP properties as $\mathbf{A}\mathbf{F}^{-1}$.

The matrix \mathbf{A} represents the array hardware, wherein the $N = L$ array elements acquire the signals for M output channels. Each channel corresponds to a row of \mathbf{A} , and each array element to a column. The output of each channel is a linear combination of the signals acquired by each element weighted by the corresponding coefficients in the matrix. This linear combination is performed in the analog domain, and the output is sampled by an A/D converter to a digital channel.

To reduce the sampling burden, i.e., the number of A/D converters, the rows of \mathbf{A} should be fewer than the number of columns. Furthermore, the matrix \mathbf{A} is designed for efficient analog computation. Otherwise, gains by reducing the sampling complexity are lost by increasing the analog circuit complexity.

To design these systems, several methods can be used. Starting from a full

array, a simplest option is to randomly select subsets of the signals from the array elements that are to be used for the sensing. This is equivalent to setting the corresponding column of \mathbf{A} to zero for the signals from elements that are not to be used. Next, linear combinations of the selected signals with weights ± 1 are determined.

Non-zero coefficients with magnitude other than 1 require the use of gain elements, which are typically more complex and expensive to implement, and often introduce noise. Furthermore, the fewer the array elements involved in each linear combination, the simpler the wiring of the acquisition hardware. In the extreme case of a single non-zero coefficient per channel, summation circuitry is not required at all.

Compressive Array Architectures

As shown in Fig. 2A, Fig. 2B, and Fig. 2C, three different architectures are described, respectively random array subsampling 2A, random subarray modulation 2B, and random array mixing 2C. The first two are inspired by time-domain techniques, namely random subsampling and random demodulation. The third exploits the non-causal properties of array processing to introduce more mixing among array components.

Below, these three architectures are compared with a conventional uniformly subsampled array as shown in Fig. 2D. The goal in these designs is to reduce the number of output channels and, consequently, the number of acquisition circuits of the array.

The architecture shown in Fig. 2A uses a random subsampling of the signals acquired by the uniform array. Specifically, starting with a uniformly spaced array, with $\lambda/2$ element spacing, the signals from the array elements are randomly selected to form subsets. In effect, array elements (X) 101 are randomly removed until the number of remaining elements is the same as the number of desirable output channels M , and there is one signal for each subset. The signals from the remaining elements are individually sampled, i.e., each corresponds to an output channel. The corresponding \mathbf{A}_S is derived by deleting rows from the identity matrix corresponding to the each array element removed

$$\mathbf{A}_S = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \dots & & & & \ddots & \vdots \end{bmatrix}.$$

Thus, the manifold matrix $\mathbf{A}\mathbf{F}$ satisfies the RIP with a very high probability.

The architecture shown in Fig. 2B produces an M -channel output using L elements. The signals are sequentially selected in groups of $\lceil L/M \rceil$ (ceiling) or $\lfloor L/M \rfloor$ (floor) signals, such that each signal is a member of only one subset. The signals in each subset are combined to form one output channel, using a linear combination of ± 1 weights selected randomly at the design stage. For example, if $L/M = 3$, the acquisition matrix \mathbf{A}_D could be:

$$\mathbf{A}_D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \dots & & & & \ddots & & \vdots & \end{bmatrix}.$$

The RIP properties of the manifold matrix \mathbf{A}_F are known for time-domain random demodulators.

This architecture is somewhat similar to a conventional nested array architectures, which combine sub-arrays to form a larger array with desired properties but using fewer elements and A/D converters. However, instead of forming an array of regular subarrays, each subarray is formed using a random linear combination of its elements.

The architecture shown in Fig. 2C uses a random linear combination of signals constructed as follows. Each signal has a non-zero weight in the linear combination comprising each channel with a fixed probability, and a coefficient of the linear combination is randomly selected from ± 1 . Thus, the acquisition matrix \mathbf{A}_M is a sparse matrix with randomly placed ± 1 elements:

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & & \dots & & & & \ddots & \vdots \end{bmatrix}.$$

An RIP proof is possible using the standard proof techniques. Experimental results indicate that $\mathbf{A}_M \mathbf{F}^{-1}$ satisfies the RIP performs slightly worse than the other two architectures.

Although in the preferred embodiments the designs are randomly generated, this is not required. Once a design is determined, its implementation is not random, but rather fully known to the manufacturing and processing methods. A design that is non-random but exhibits similar architectural characteristics (e.g.,

non-uniformity and non-regularity in grouping) can also be used.

The three architectures are compared with the uniformly subsampled array of Fig. 2D, which is known to introduce ambiguities, such as grating lobes (see Fig. 3D), and does not satisfy the RIP. That array uniformly subsamples a full array, with the distance between the remaining nearby elements being constant. As with the randomly subsampled architecture in Fig. 2A, the number of output channels of this architecture is the same as the number of array elements.

Reconstruction

The main characteristic of interest is the beampattern of the array. The beampattern characterizes how similar a signal arriving from a certain direction is to the signals arriving from all other directions.

Ideally, the beampattern should have a peak in the direction of interest and be as close to zero as possible in all other directions. Thus, when performing conventional beamforming, i.e., when the scene is reconstructed from \mathbf{r} in equation (1) using the matched filter

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{A}\mathbf{F})^* \mathbf{r} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{A}^*,$$

where $(\cdot)^*$ denotes an adjoint operator, i.e., a signal arriving from a particular direction does not match with other direction vectors, and causes spurious images and false alarms.

The beampattern also plays an important role in CS systems. In the terminology of CS, the beampattern measures the coherence of the vector

corresponding to the direction of interest with all other vectors in the manifold matrix \mathbf{AF} . Low coherence helps improving CS reconstruction.

Figs. 3A, 3B, 3C, and 3D show sample beampatterns of the four systems and in the same order as Figs. 2A, 2B, 2C and 2D. All sample beampatterns correspond to systems with $N = 256$ elements, subsampled to $M = 64$ channels, measured against a grid of directions much denser than N . The beampatterns for the randomized array systems have very similar characteristics, such as sidelobe levels and main lobe widths. Thus, the systems is expected to perform similarly.

The uniformly subsampled system in Fig. 2D exhibits grating lobes, i.e., the beam pattern has several peaks. This means that the signals coming from those directions are exactly identical to the signal coming from the direction of interest and cannot be distinguished by any method.

Note that the beampatterns for the systems in Fig. 2A and 2D are shift-invariant, whereas the ones in Fig. 2B and 2C are not. In other words, the shape of the beampattern changes because signals in Fig. 2B and 2C are directed in different directions, although its main characteristics remain the same.

The beamwidth, i.e., the width of the main lobe of the beampattern, which depends on the array aperture, also determines the resolution of the array. Two sources located less than a beamwidth apart are very difficult to separate, especially with conventional techniques.

Even using CS techniques, the two signals have very coherent signatures, which means conventional CS methods might fail. Furthermore, if the angular grid

is very dense, the array manifold vectors from each direction are very similar, which can confuse some CS reconstruction methods.

To overcome this problem, model-based CS is used. Specifically, a model that requires the non-zero elements of the reconstructed signal to be more than a beamwidth apart is enforced. This is straightforward with greedy procedures by introducing model-based truncation, which, when used at each iteration of the procedure, selects the peaks and truncates the signal according to the model. While enforcing the model will still miss signals that originate from very similar directions, it significantly improves the reconstruction by ensuring that a strong source does not overwhelm other sources by forcing the reconstruction procedure to select multiple non-zero directions in its main lobe.

The graphs in Fig. 4 compare experimental results for conventional 410 and sparse sampling 420 for the four designs 2A, 2B, 2C, and 2D in legend 401 corresponding respectively to the array designs shown in Figs. 2A, 2B, 2C and 2D.

The results show probability of detection as a function of the SNR, number of sources, and downsampling rate R (top to bottom), for conventional and sparse processing (left and right), respectively. Sparse processing according to embodiments of the invention significantly outperforms conventional methods.

1. A method for acquiring and processing signals received by an array of sensing elements comprising:

 positioning the sensing elements in a uniform grid of L locations, wherein each location to include or not to include a sensing element is selected during a design phase;

 grouping the sensing elements into M subsets wherein each subset contains one or more sensing elements, and each sensing element is a member of one or more subsets;

 combining the signals received by the sensing elements in each subset to produce a combined signal; and

 sampling each combined signal to form an output channel.

2. The method of claim 1 wherein the method further comprises:

 processing the output channels.

3. The method of claim 1, wherein the array is planar.

4. The method of claim 1, wherein the uniform grid has spacing less than or equal to half a wavelength of the signals received by the array.

5. The method of claim 1, wherein the combining is performed in an analog domain.

6. The method of claim 1, wherein the combining performs a linear combination.

7. The method of claim 1, wherein the sampling is performed by an analog-to-digital converter.
8. The method of claim 1, wherein sensing elements are grouped randomly to produce M subsets each including one or more sensing elements.
9. The method of claim 6, wherein the linear combination coefficients are only ± 1 .
10. The method of claim 1, wherein the grouping sequentially groups the sensing elements into the M subsets.
11. The method of claim 10, wherein the subsets include $\lceil L/M \rceil$ or $\lfloor L/M \rfloor$ sensing elements, and such that each sensing element is a member of only one subset.
12. The method of claim 1, wherein the grouping randomly groups multiple sensing elements in multiple subsets such that each sensing element is a member of each subset with a fixed probability, and each subset contains multiple sensing elements.
13. The method of claim 6, wherein the coefficients of the linear combination are randomly selected from ± 1 .
14. The method of claim 2, wherein the processing uses compressive sensing.

15. The method of claim 14, wherein the compressive sensing uses a model that requires non-zero elements of a reconstructed signal to be more than a beamwidth apart.

16. The method of claim 15, wherein the processing performs detection of objects.

17. A system for acquiring and processing signals comprising:

an array of sensing elements, wherein the sensing elements are arranged in a uniform grid of L locations, wherein each location to include or not to include a sensing element is selected during a design phase of the system, and the sensing elements are grouped into M subsets, wherein each subset contains one or more sensing elements, and each sensing element is a member of one or more subsets;

a combiner configured to combine the signals received by the sensing elements included in the array by the design phase to produce a combined signal;
and

an analog-to-digital converter configured to sample each combined signal to form an output channel.

Abstract

Signals received by an array of sensing elements are processed by first positioning the sensing elements in a uniform grid of L locations, wherein each location to include or not to include a sensing element is selected during a design phase. The sensing elements are selected and grouped into subsets, wherein each subset contains one or more sensing elements, and each sensing element is a member of one or more subsets. The signals in each subset are linearly combined to produce a combined signal, which is then sampled to form an output channel, which can detect objects.

Representative Drawing

Fig. 1

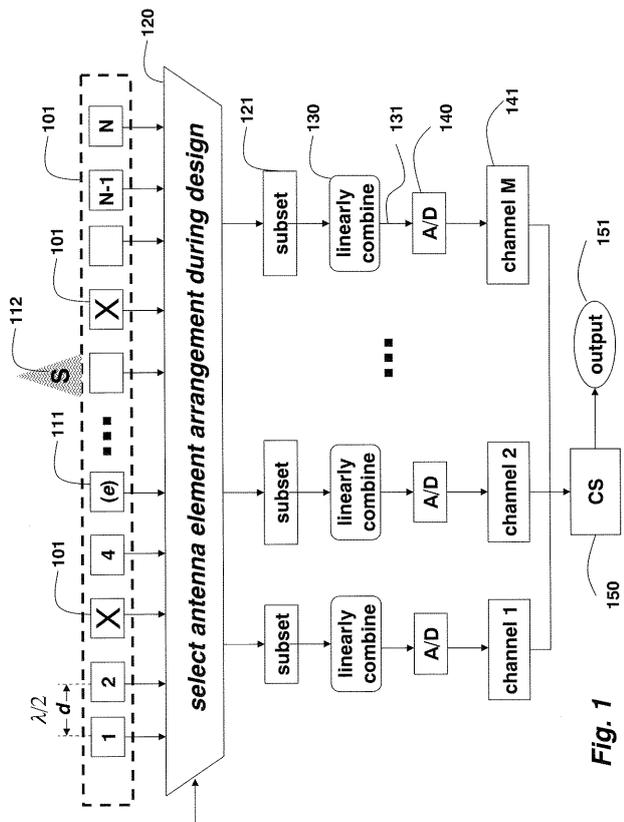


Fig. 1

Fig. 2A

Fig. 2B

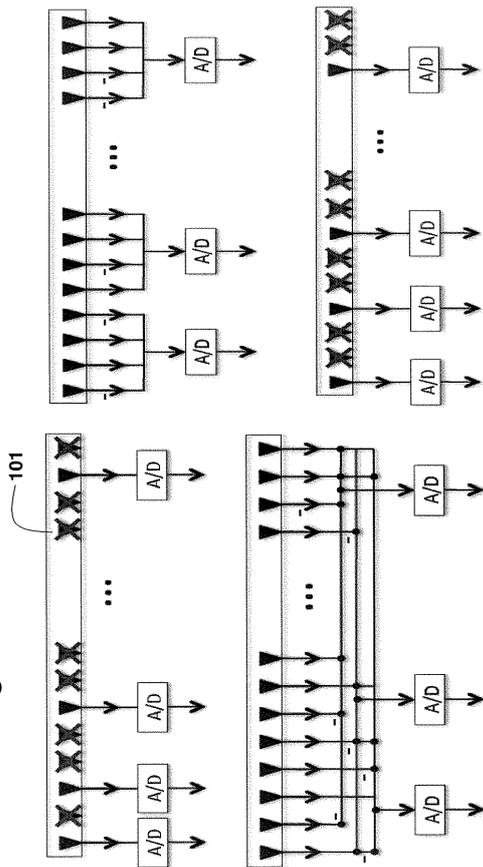


Fig. 2D

Fig. 2C

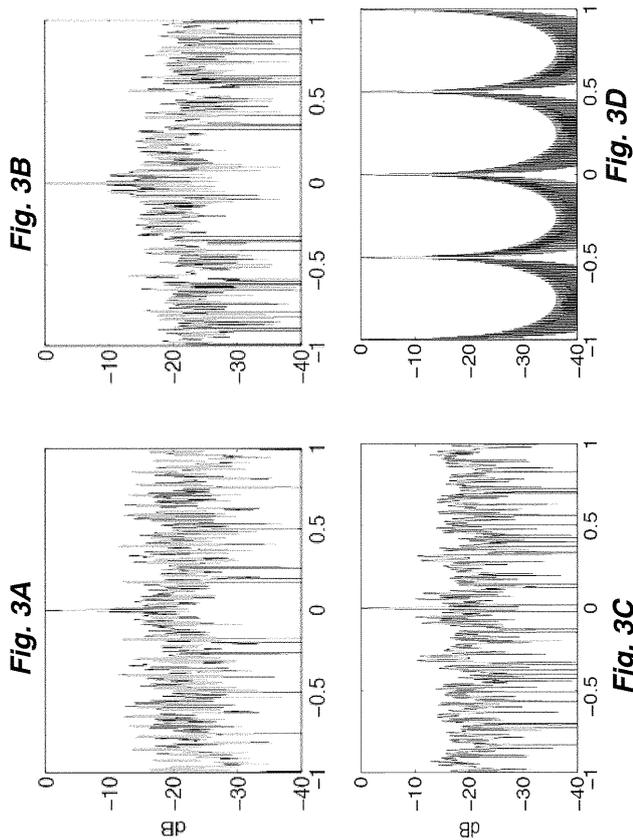


Fig. 3A

Fig. 3B

Fig. 3C

Fig. 3D

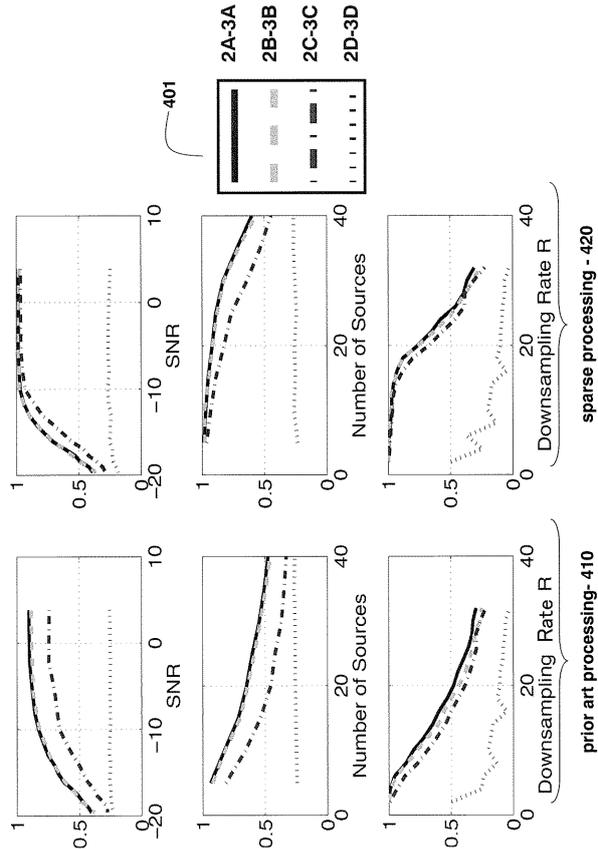


Fig. 4

prior art processing - 410

sparse processing - 420