



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 38 245 T2** 2009.03.12

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 228 568 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 38 245.1**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/AU00/01345**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 972 473.3**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2001/033717**

(86) PCT-Anmeldetag: **02.11.2000**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **10.05.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **07.08.2002**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **05.03.2008**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **12.03.2009**

(51) Int Cl.⁸: **H03M 1/12** (2006.01)
H03M 1/06 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

PQ381499 02.11.1999 AU

(73) Patentinhaber:

The Commonwealth of Australia, Canberra, AU

(74) Vertreter:

Eisenführ, Speiser & Partner, 28195 Bremen

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR**

(72) Erfinder:

**MASSIE, Angus, Salisbury, S.A. 5108, AU;
KITCHEN, John, Salisbury, S.A. 5108, AU;
MARWOOD, Warren, Salisbury, S.A. 5108, AU**

(54) Bezeichnung: **VERBESSERTE VORRICHTUNG ZUR DIREKTEN DIGITALISIERMATRIX**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Anordnung von Analog-Digitalwandlern (ADWs), welche entweder örtlich getrennt sind oder welche Filter mit variabler Phasenverzögerung aufweisen, und welche in einer solchen Konfiguration eine Analog-Digitalwandlung mit einem höheren Dynamikumfang bieten können als bisher erreichbar war – eine Anwendung dieser ist eine Anordnung zur direkten Digitalisierung für Radiofrequenzempfänger.

HINTERGRUND

[0002] Analog-Digitalwandler (ADWs) sind erwünscht im RF-Bereich (engl. RF area), wo sie verwendet werden, um analoge schmalbandige Zwischenfrequenzen in einem Empfänger in den digitalen Bereich zu konvertieren, so dass eine Demodulation auf Arten ausgeführt werden kann, die mit traditionellen analogen Äquivalenten nicht erreicht werden können.

[0003] Die folgende Beschreibung verwendet den RF-Bereich als ein gutes Beispiel einer Applikation der vorteilhaften Anwendung von ADWs, aber es wird für den Fachmann offensichtlich sein, dass der wahre Fortschritt, welcher hierin offenbart wird, der neue Ansatz einer Verwendung einer Anordnung von ADWs und die Bereitstellung eines Verfahrens zum Aufheben der Effekte der inhärenten Nichtlinearität von ADWs ist.

[0004] Analoge RF-Frontends für Empfänger werden heute immer noch vorzugsweise verwendet, da:

1. der Dynamikumfang von Breitbanddigitalisierungssystemen als schlechter angesehen wird als der Dynamikumfang, welcher von analogen Filtern erzielt wird, und
2. die Signalverarbeitung, welche für eine Breitbandverarbeitung benötigt wird, sowohl als außerhalb der Kapazität von erschwinglichen DSP-Einheiten liegend als auch als unnötig für einen einzelnen Empfänger, welcher normalerweise versucht, zu jedem Zeitpunkt nur ein Signal einzustellen, erachtet wird.

[0005] Während der jüngsten Vergangenheit sind diese Überzeugungen weniger wahr geworden, aber die leistungsfähigsten Empfänger sind unzweifelhaft immer noch analoge Superheterodynempfänger (engl. superheterodynes), welche nachfolgend digitale Demodulationsverfahren verwenden (d. h. eine analoges Frontend mit dem flexibleren digitalen Backend).

[0006] Da die meisten Benutzer auf die Leistung von einzelnen Empfängern schauen, ist es gängige Meinung, dass direkt digitalisierende Empfänger schlechter sind.

[0007] Jedoch kann eine Empfängerseite, bei welcher mehrere Antennen zwischen mehreren Empfängern aufteilt sind, den Ansatz der direkten Digitalisierung konkurrenzfähig zu konventionellen analogen Systemen machen und diese möglicherweise übertreffen.

[0008] In einem großen analogen Empfängersystem gibt es eine Anzahl von Antennen, welche von einer Anzahl von Benutzern gemeinsam benutzt werden. Hieraus ergibt sich eine Notwendigkeit, die eintreffende RF-Energie von all den Antennen aufzuteilen, so dass jeder einzelne Operator eine gewünschte Frequenz mit einem oder mehreren Strahlen (engl. beams), welche grob in die richtige Richtung zeigen, empfangen kann. Jedes Mal jedoch, wenn das empfangene Signal aufgeteilt wird, gibt es einen Qualitätsverlust (d. h. das Signalrauschverhältnis (SNR) wird ein wenig schlechter). Wenn unabhängige Signale kombiniert werden, um gerichtete Strahlen (engl. directional beams) zu ergeben, ergibt sich aus der endlichen Genauigkeit der Kombinatoren (typischerweise 2 Grad bei 0.1 dB) ferner, dass die Strahlen nicht sehr genau sind. Darüber hinaus erfordert dieser Ansatz einen dedizierten Empfänger für jeden Benutzer, daher müssen die Benutzer den „besten verfügbaren“ Strahl (engl. beam) akzeptieren, selbst wenn es zu der Zeit nicht wirklich passend ist, und selbst wenn ein unerwünschtes Signal (Interferenz) zu dieser Zeit ebenfalls auf dem Kanal ist.

[0009] Trotz dieser Kompromisse funktionieren analoge Verfahren. Es ist jedoch unwahrscheinlich, dass mit diesen Verfahren irgendwelche größeren Fortschritte bezüglich der Leistung erzielt werden können, da diese Technologie gut entwickelt ist.

[0010] In dem analogen Bereich ist die Gesamtsystemleistung durch die Leistung des RF-Frontends begrenzt. Es wird jedoch vorgeschlagen, dass die Verwendung einer geeigneten Analog-Digitalwandlerarchitektur einen digitalen Bereich erzeugen kann, in welcher die geeignete Anwendung von Signalverarbeitungsverfahren viele der Mangelhaftigkeiten des Wandlerprozesses in dem Frontend kompensieren kann und damit die Systemleistung insgesamt verbessern kann.

[0011] Ein einzelner ADW, welcher zwei große band-interne Signale F_1 und F_2 verarbeitet, wird, aufgrund von Nichtlinearität in dem ADW, insbesondere in dem Abtasthalteglied, störende Oberschwingungen und Intermodulationsprodukte in dem Ausgabespektrum bei $F_1 + F_2$, $2F_1 - F_2$, usw. erzeugen. Damit wäre jedes kleine Signal auf diesen bestimmten Frequenzen schwierig, wenn nicht sogar unmöglich zu detektieren oder zu kopieren, wobei kopieren den Empfang und die Demodulation des übertragenen Signals ohne Fehler bedeuten soll. Wo diese Oberschwingungen und Intermodulationsprodukte oberhalb der Nyquist-Frequenz liegen, erscheinen sie als band-interne Aliaskomponenten in den Ausgabesignalen der ADWs. Die größten Intermodulationsprodukte werden daher als den nutzbaren Dynamikumfang eines ADWs begrenzend erachtet.

[0012] US 5,815,117 von Kolanek offenbart ein Verfahren zur Verarbeitung von interessierenden Signalen, wie etwa Signale, welche von örtlich verteilten Antennen oder von strahlformenden Antennen empfangen werden, um den Empfang zu verbessern. Das Verfahren ist dadurch gekennzeichnet, dass die Signale empfangen werden und danach eine interessierende Bandbreite kanalisiert wird, so dass jeder Kanal analysiert werden kann, um leicht das interessierende Signal zu isolieren. Insbesondere digitalisiert Kolanek die Kanäle, um die analogen RF-Kanäle durch leichter signalverarbeitbare digitale Signale zu ersetzen.

[0013] Ein Beispiel einer realistischeren Situation in dem HF-Band wären 50 große Signale, welche je 3 kHz breit wären. Dies würde etwa 2000 band-interne Intermodulationsterme zweiter Ordnung und etwa 5000 band-interne Intermodulationsterme dritter Ordnung erzeugen. Macht man einige sinnvolle Annahmen über den Grad der Überlappung von den Intermodulationsprodukten und stellt man ferner fest, dass die Produkte zweiter Ordnung 6 KHz breit sind, die Produkte dritter Ordnung 9 KHz breit, usw., so nimmt die Gesamtbandbreite, welche durch Störsignale korrumpiert ist, etwa 25 MHz der nominellen 30 MHz Bandbreite für HF ein. Die Intermodulationsleistung bestimmt damit die Leistung eines einzelnen kanaldigitalisierenden Empfängers.

[0014] Wenn jedoch eine Anordnung dieser ADWs zu einer örtlich verteilten Antennen-Anordnung verbunden wäre, würden ihre größten Intermodulationsprodukte nicht länger eine Leistungsgrenze begründen. Wir können annehmen, dass dieselben zwei großen Signale weiterhin dieselben Störfrequenzen von jedem ADW erfahren, aber jedes Signal hätte seinen eigenen wahrnehmbaren Einfallswinkel. Die interessierenden Signale aus anderen Richtungen können daher nach wie vor leicht mithilfe von konventionellen Zweikanaltrennungsverfahren getrennt werden, selbst wenn die SOIs viel kleiner sind als die interferierenden Störsignale.

[0015] Mit dem oben beschriebenen Ansatz ist es möglich, den begrenzten störfreien Dynamikumfang (SFDR) von einzelnen ADW-Kanälen, welcher durch ADW-Nichtlinearitäten hervorgerufen wird, zu akzeptieren, aber durch Verwendung von fortschrittlichen Signalverarbeitungsverfahren zum Entfernen von Störsignalen einen höheren System-SFDR zur Verfügung zu stellen, und so zu ermöglichen, kleine Signale, welche unterhalb des Grundrauschens (engl. noise floor) einzelner ADWs liegen, zur Analyse und zum Kopieren zu empfangen. Dieser Ansatz „linearisiert“ gewissermaßen die nichtlinearen ADWs.

[0016] Die Verwendung einer Anordnung von ADWs, welche entweder örtlich getrennt sind oder welche Filter mit einer variablen Phasenverzögerung aufweisen, kann daher eine Analog-Digitalwandlung mit einem größeren Dynamikumfang bieten, als bisher erzielt werden konnte, wodurch eine alternative, bisher nicht verfügbare Ausgestaltung für die Verwendung von ADWs geboten wird, und sie ermöglicht außerdem die Verwendung von ADWs geringerer Qualität in einer Ausgestaltung, welche die gleiche oder eine bessere Leistung bietet als ein einzelner ADW höherer Qualität.

KURZE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

[0017] In ihrem breitesten Aspekt beinhaltet oder umfasst die Erfindung eine Anordnung von ADWs, welche mit örtlich getrennten Signaleingabegeräten, wie etwa einer Antenne, verbunden sind, wobei die Anordnung von ADWs ein digitales Ausgabesignal bereitstellt, welches verarbeitet wird, um Störsignale zu entfernen, welche von den ADWs eingebracht werden, wodurch ein linearisiertes Ausgabesignal bereitgestellt wird.

[0018] In einem weiteren Aspekt betrifft die Erfindung eine Analog-Digitalwandler-Vorrichtung zum Wandeln von einem oder mehreren analogen Signalen, welche an einer Mehrzahl von örtlich getrennten Empfängerelementen (10) eintreffen, wobei die Vorrichtung folgende Merkmale aufweist: eine entsprechende Mehrzahl von Empfängerelementen und Analog-Digitalwandlern (ADWs), wobei jedes Empfängerelement und jeder ADW nichtlineare Effekte in dem analogen und/oder digitalen Prozessen des Empfangens und des Wandeln empfangener analoger Signale von entsprechenden Empfängerelementen aufweisen und entsprechende ADW-Ausgabesignale erzeugen, welche digitale Repräsentationen empfangener Signale plus Störsignale sind, welche sich aus den nichtlinearen Effekten ergeben, wobei die Vorrichtung

gekennzeichnet ist durch:

Verarbeitungsmittel zum Identifizieren der Störsignale in den ADW-Ausgabesignalen mittels

- (a) Analyse der Phasenbeziehung der ADW-Ausgabesignale entsprechend der örtlichen Beziehungen und der Phasenbeziehungen zwischen den Empfängerelementen; und/oder
- (b) Analyse der ADW-Ausgabesignale mittels statistischer Verfahren höherer Ordnung; und

Filtermittel zum Entfernen identifizierter Störsignale.

[0019] In einem weiteren Aspekt der Erfindung umfassen die Verarbeitungsmittel eine statistische Analyse und eine Trennung von unabhängigen Signalkomponenten und ein Mittel zum Klassifizieren von Signalen in Störkomponenten und in nicht störende Signale.

[0020] Ein weiterer Aspekt der Erfindung stellt ein Verfahren zum Identifizieren und zum Filtern von Störsignalen aus den digitalen Repräsentationen von einem oder mehreren Signalen bereit, wobei das Verfahren die folgenden Schritte aufweist:

- (a) Empfangen von einem oder mehreren analogen Signalen an einer Mehrzahl von örtlich getrennten Empfängerelementen, wobei jedes der Empfängerelemente Störsignale beisteuert, welche ein Ergebnis der nichtlinearen Eigenschaften des analogen Prozesses des Empfangens der ein oder mehreren Signale sind;
- (b) Empfangen des Ausgabesignals eines Empfängerelements an einer entsprechenden Mehrzahl von Analog-Digitalwandlern (ADWs), wobei jeder ADW Störsignale beisteuert, welche ein Ergebnis der nichtlinearen Eigenschaften der analogen und digitalen Prozesse sind, welche von dem ADW zum Wandeln des Ausgabesignals eines entsprechenden Empfängerelements in digitale Repräsentation, welche die Signale und Störsignale beinhalten, ausgeführt werden; wobei das Verfahren gekennzeichnet ist durch:
- (c) Verarbeiten der digitalen Repräsentation, um darin die Störsignale zu identifizieren, mittels
 - (i) Analyse der Phasenbeziehung der ADW-Ausgabesignale entsprechend der Signale und Störsignale zu den örtlichen Beziehungen und den Phasenbeziehungen zwischen den Empfängerelementen; und/oder
 - (ii) Durchführen einer statistischen Analyse höherer Ordnung der ADW-Ausgabesignale; und
- (d) Filtern zum Entfernen identifizierter Störsignale.

[0021] Konkrete Ausführungsformen der Erfindung werden nun unter Bezugnahme auf die beigefügten Figuren in einigem Detail weiter beschrieben. Diese Ausführungsformen sind beispielhaft und nicht dazu vorgesehen, den Schutzzumfang der Erfindung einzuschränken. Vorschläge und Beschreibungen anderer Ausführungsformen können eingeschlossen sein, auch wenn sie nicht in den beigefügten Figuren dargestellt sind. Alternativ können Merkmale der Erfindung in den Figuren gezeigt sein, aber in der Beschreibung nicht beschrieben sein.

KURZE BESCHREIBUNG DER FIGUREN

[0022] [Fig. 1](#) zeigt eine funktionale Architektur einer Ausführungsform eines RF-Empfängersystems;

[0023] [Fig. 2](#) zeigt ein funktionales Blockdiagramm einer Ausführungsform der Erfindung in dem RF-Bereich, wobei eine Mehrzahl von Empfängerelementen verwendet werden;

[0024] [Fig. 3](#) zeigt ein funktionales Blockdiagramm einer Ausführungsform der Erfindung in dem RF-Bereich, wobei eine Mehrzahl von Empfängerelementen mit Kanalisierung und Synthese verwendet werden;

[0025] [Fig. 4](#) zeigt ein funktionales Blockdiagramm einer Ausführungsform der Erfindung in dem RF-Bereich, wobei ein einzelnes Empfängerelement verwendet wird;

[0026] [Fig. 5](#) zeigt ein funktionales Blockdiagramm einer Ausführungsform der Erfindung in dem RF-Bereich, wobei ein einzelnes Empfängerelement mit Kanalisierung und Synthese verwendet wird; und

[0027] [Fig. 6](#) zeigt eine Phasen-Frequenz-Beziehung zwischen den reellen und imaginären Intermodulationsprodukten, von welchen die imaginären Intermodulationsprodukte durch Nichtlinearität in dem Prozess der Analog-Digitalwandlung erzeugt werden.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG VON AUSFÜHRUNGSFORMEN DER ERFINDUNG

[0028] Der Fachmann wird es zu würdigen wissen, dass ADWs im Elektronikbereich ausgiebig verwendet werden, um analoge Signale in digitale Repräsentationen dieser analogen Signale zu übersetzen. Solche ana-

logischen Signale werden von vielen verschiedenen Arten von Sensoren gewonnen, einige Beispiele umfassen Dehnungsmessstreifen, Spannungs-, bzw. Strommessgeräte, Temperaturmessgeräte, usw. Daher wird es dem vorgenannten Fachmann klar sein, dass die Konzepte dieser Erfindung einen Fortschritt in der Übersetzung von analogen Signalen in den digitalen Bereich, wo auch immer ADWs verwendet werden, bieten werden.

[0029] Eine konkrete Ausführungsform der Erfindung weist eine Anordnung von Antennen, jede mit ihrem eigenen Breitband-Empfänger, siehe [Fig. 2](#) und [Fig. 3](#), auf. [Fig. 3](#) unterscheidet sich von [Fig. 2](#) darin, dass [Fig. 3](#) Funktionsblöcke zur Kanalisierung und zur Synthese umfasst, welche die Parallelisierung der Berechnung der Verarbeitungsaufgabe unterstützen. Eine Form der Kanalisierung ist die Aufteilung in unabhängige Frequenzbänder. Beispiele der Implementierung einer Kanalisierung in Frequenzbereich sind die Verwendung von Polyphasen-Filter-Verfahren und Verfahren der Schnellen Fourier-Transformation. Kanalisierungen in anderen Bereichen (z. B. im Code-Bereich oder im Ortsbereich) sind ebenfalls möglich.

[0030] In den [Fig. 2](#) und [Fig. 3](#) repräsentieren die Symbole $\Sigma[a_{ij}] + \Sigma[s_{ij}]$ die Summation der quantisierten analogen Signale und der quantisierten Störsignale, während die gleichen Symbole ohne die [...] Klammern unquantisierte Signale repräsentieren.

[0031] Vorteilhafterweise brauchen die ADW-Elemente nicht von besonders hoher Qualität (geringe Linearität, usw.) zu sein, da es möglich ist, wenn man diesen Ansatz verwendet, unerwünschte Frequenzen adäquat herauszufiltern, selbst solche Frequenzen, die durch die Nichtlinearität der ADWs erzeugt werden. Wenn die empfangenen analogen Frequenzen erst einmal digitalisiert sind, kann die nachfolgende Funktionalität durch digitale Signalverarbeitung erreicht werden. Empfänger-Architekturen dieses Typs haben eine Reihe von wichtigen, potentiell vorteilhaften Eigenschaften:

1. Das Aufteilen von digitalen Daten zur Distribution zu mehreren Benutzern ist verlustlos – es gibt keine Verschlechterung gegenüber einem einzelnen Benutzer.
2. Optimale Strahlformung: Jeder Benutzer kann das von ihm verwendete, örtliche RF-Muster optimieren, um den SNR-Wert oder das Signal-Interferenz-Verhältnis zu maximieren, oder um das Fading zu verbessern, usw.
3. Das System wird einfacher aufzurüsten sein, und mit der ständig steigenden Computer-Leistung gibt es einen Wachstumspfad.
4. Es ist möglich, automatisch eine multi-dimensionale Suche durchzuführen, welche es ermöglicht, so manches Signal zu detektieren, selbst wenn es ein großes interferierendes Signal oder Intermodulationsprodukt auf derselben Frequenz gibt (d. h. Suche in Frequenz/Elevation/Azimut).
5. Es sollte billiger Instandzuhalten und zu betreiben sein und es sollte billiger sein, zusätzliche Benutzer hinzuzufügen, usw.
6. Es sollte allgemeiner anwendbar sein als ein konventionelles System (d. h. die gleiche Hardware sollte durch Umprogrammierung in der Lage sein, mit konventionellen Signalen, mit TDMA-Signalen und mit CDMA-Signalen zurechtzukommen, ohne das für jeden der Fälle eine spezifische Hardware benötigt würde).
7. Es wird ermöglichen, verschiedene Algorithmen zu implementieren, wenn diese verfügbar sind oder gebraucht werden. Um ein Beispiel zu nennen, das Ändern des Antennenmusters zur Verfolgung eines Signals unter Verwendung von Informationen von den Demodulatoren ist mithilfe von Software allein möglich.

[0032] Es können eine Reihe von möglichen Architekturen für einen RF-Empfänger betrachtet werden, wobei die meisten von ihnen auf folgenden Merkmalen basieren:

1. Mehrere Breitband-ADWs (zum Beispiel 32 ADWs, jeder bei 80 MHz arbeitend).
2. Reduktion eines jeden Kanals auf Kanäle geringer Bandbreite (zum Beispiel 8 Kanäle, jeder mit 5 MHz Bandbreite/10 MHz Abtastrate) um mehr geeignete Datenrate für die nachfolgenden Verarbeitungsschritte zur Verfügung zu stellen.
3. Eine mehrkanalige FFT-Einheit zum Detektieren neuer Signal im Frazel-Raum (Frequenz/Azimut/Elevation). Für jeden Radio-Operator gibt es eine effektive mehrkanalige, digitale Empfängerbank zum Bereitstellen einer optimierten Version des interessierenden Signals (SOI) durch Konvertierung dieses Signals in das Basisband; und
4. Entfernen von band-internen Störsignalen, Trennen von interessierenden Signalen von Interferenz und übrigen Störsignalen, welche in dem Verfahren, durch das die ADWs linearisiert werden, vorkommen; und
5. Verbessern von Fading-Effekten infolge von Mehrwegausbreitung, usw.

[0033] Eine funktionale Architektur einer Ausführungsform eines RF-Empfänger-Systems ist in [Fig. 1](#) dargestellt. Eine Anordnung von N Antennen mit entsprechenden Bandpassfiltern und ADWs (**10**) führt empfangene Signale und hinzugefügte Störsignale einer Einheit zur Frequenzkanalisierung (**12**) zu, welche jeden der N Ein-

gabeströme zur Distribution in M (M kann 1 oder mehr sein) Ströme vorgegebener Bandbreite aufteilt. Die Wahl von Strömen einer bestimmten Bandbreite wird vom Informationsgehalt der analogen Signale abhängen, welche an der Antenne empfangen werden oder deren Empfang an der Antenne erwartet wird.

[0034] Im einem ersten Pfad wird eine FFT (**14**) verwendet, um interessierende Signale zu detektieren, um zu bestimmen wo Intermodulationsprodukte voraussichtlich vorhanden sind, und um grobe (engl. coarse) Daten für die örtliche Verarbeitung, welche in den Teilsystemen zur Signaltrennung verwendet wird, zur Verfügung zu stellen. Eine alternative RF-Empfängerarchitektur zum Detektieren von interessierenden Signalen könnte als Teil des Prozesses der Signaltrennung vorkommen.

[0035] Der zweite Pfad (**16**) beinhaltet die Detektion von Zweikanalsignalen unter Verwendung von Algorithmen wie zum Beispiel der Eigenwertzerlegung. Wenn diese Zweikanalsignale örtlich verschieden sind, werden sie mittels örtlicher Verarbeitungsalgorithmen, wie zum Beispiel MUSIC und Verallgemeinerte Nebenkeulenauslöschung (engl. generalized side lobe cancellation), getrennt, und wenn sie örtlich nicht verschieden sind, werden sie durch statische Verarbeitungsalgorithmen höherer Ordnung (engl. higher order statistical) (HOS), wie zum Beispiel die Simultane Approximierte Diagonalisierung von Eigenmatrizen (engl. Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices) (JADE), getrennt. Danach werden Verfahren zur Signalklassifizierung verwendet, um Störsignale zu identifizieren, welche dann entfernt werden. Diese Prozesse linearisieren die Ausgabesignale der ADWs.

[0036] Der abschließende Schritt des Prozesses ist die Demodulation und das Dekodieren (**18**) der interessierenden Signale.

[0037] Das Gesamtsystem wird durch ein Kontroll- und Aufzeichnungssystem (**20**) kontrolliert werden, auf das typischerweise von einem Pool von Benutzern (**22**), von denen jeder zu einem gegebenen Zeitpunkt an einem bestimmten SOI interessiert ist, zugegriffen wird.

[0038] Ohne Frage, die Erfindung ist an die RF-Empfängerausgestaltung angepasst, aber ihre primäre Architektur ist evident in der Anordnung von ADWs, welche entweder örtlich getrennt sind oder welche Filter mit variabler Phasenverzögerung aufweisen, und welche in einer solchen Konfiguration eine Analog-Digitalwandlung mit einem höheren Dynamikumfang bieten können als bisher erreichbar war.

[0039] In dieser Ausführungsform soll angenommen werden, dass das Empfänger-Frontend N (32) Analog-Digitalwandler aufweist, von denen jeder bei 80 MHz arbeitet. In anderen Anwendungen kann ein variables und ungleichförmiges Abtasten besser geeignet sein, und es wird für die gleichen Ein- und Ausgabebedingungen eine größere Bandbreite bieten, und es ermöglicht Störsignale leichter zu identifizieren, und es ermöglicht daher eine größere Unterdrückung solcher Signale. Um die beste Linearität von jedem Kanal zur Verfügung zu stellen, ist es für ein nichtlineares Korrektursystem möglich, auf jedem Kanal angewendet zu werden, der ähnlich ist zu denen basierend auf der Arbeit von Tsimbinos und Lever in der IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, April 1994. Zum Beispiel erfordert die Anwendung einer nichtlinearen Korrektur auf einen 20 MHz ADW 10 Gigaops an Verarbeitung, so dass die gesamte Verarbeitung für 32 Kanäle bei etwa 80 MHz etwa 32×40 Gigaops = 1.2 Teraops beträgt.

[0040] Das System zur Datendistribution, in welchem die Eingangsdaten basierend auf der interessierenden Frequenzbandbreite in schmalbandige Ströme aufgeteilt werden, tritt in dem Gerät zur Frequenzkanalisierung (**12**) auf. Dies ist grundsätzlich keine wünschenswerte Eigenschaft, aber der Eingangsdatenstrom beträgt $32 \text{ Kanäle} \times 80 \text{ MHz} \times 16 \text{ Bits} = 40 \text{ GBits/Sekunde}$, da es jenseits der Kapazität aktueller Datenbusse liegt. Wenn die unverarbeiteten Eingangsdaten jedoch in 8 Datenströme (nach Frequenz) unterteilt würden und ein Vermittlungsnetzwerk (engl. switching network) es beliebigen nachfolgenden Verarbeitungseinheiten ermöglichen würde, jeden beliebigen, gerade benötigten Strom auszuwählen, so würden sie jede nur eine Bandbreite von 4 GBits/Sekunde benötigen; diese sollte zur Verfügung stehen. Um jeden der 32 Eingangsströme in 8 Ströme zu unterteilen wird ein Filterungsprozess vorgesehen sein müssen, welcher als eine Serie von 7 Halbbandfiltern implementiert sein könnte, von denen jeder mindestens ein 20-Tap-Filter sein müsste. Die gesamte Verarbeitung bei dieser Datenaufteilung, ungeachtet der Datentrennung und -vermittlung, beträgt in etwa $32 \text{ Kanäle} \times 80 \text{ MHz} \times 7 \text{ Filter} \times 40 \text{ Operationen} = 716 \text{ Gflops}$. Eine weitere Methode zum Kanalisieren ist es, all die individuellen ADW-Raten unterabzutasten oder ihre Abtastraten zu reduzieren. Unter der Voraussetzung, dass die Gesamtabtastrate Nyquist überschreitet, ist es möglich, die örtlichen Informationen zu verwenden, um all die Signale eindeutig zu identifizieren und zu trennen. In dem örtlichen Beispiel ist es eine bevorzugt Ausführungsform, die Trennung mittels Ricatti-Zahlentheorie durchzuführen.

[0041] An diesem Punkt gibt es zwei separate Pfade, von denen der erste der Signaldetektionspfad ist (der verwendet wird, um interessierende Signale zu detektieren, um zu bestimmen, wo Intermodulationsprodukte voraussichtlich vorhanden sind, und um grobe (engl. coarse) Daten für die örtliche Verarbeitung, welche in den Teilsystemen zur Signaltrennung verwendet wird, zur Verfügung zu stellen). In diesem Fall werden 32 Kanäle von 10 MHz-Daten einer Fourieranalyse und einer nachfolgenden Verarbeitung zur Suche nach interessierenden Signalen unterzogen werden. Für das HF-Band ist eine Auflösung von 100 Hz erforderlich, so dass 100 FFTs pro Sekunde, jede von 128 K Länge, nötig wären. Eine 128 K FFT erfordert ungefähr 8.7 Millionen Gleitkommaoperationen, so dass dieser Schritt $32 \text{ Kanäle} \times 100 \text{ FFTs/Sekunde} \times 8.7 \text{ Millionen Operationen} = 28 \text{ Gflops}$ erfordern wird. Allerdings folgt auf die Fouriertransformationen eine zweite Verarbeitungsstufe, um die 32 Kanäle örtlich zu kombinieren und um nach neuen Signalen zu suchen. Dies führt zu einer Verarbeitungsanforderung vergleichbar mit der der FFT, so dass es angemessen wäre, ungefähr 60 Gflops für dieses Teilsystem bereitzustellen.

[0042] Wie in [Fig. 1](#) dargestellt ist, gibt es einen Signaltrennungs- und detektionspfad, und es wird ein separates System für jeden Benutzer vorgesehen sein müssen. In dem Fall einer bevorzugten HF-Kommunikationsinstallation wird es voraussichtlich ungefähr 20 Operatorpositionen geben. Für den ersten Zweikanaltrennungsprozess wird jeder der 32 Kanäle zunächst unter Verwendung von digitalen Filtertechniken auf eine Bandbreite von 10 KHz reduziert. Ein bevorzugtes Beispiel ist ein digitaler Abwärtswandler (engl. Digital Down Converter) (DDC) und ein Dualratenfilter. Üblicherweise wird der erste Filter ein schneller, aber kurzer FIR-Filter sein (zum Beispiel von der Ordnung 10 bei der 10 MHz Datenrate – das entspricht einer Anforderung an die Verarbeitungsleistung von ungefähr 20 Mflops). Nach der Dezimierung (auf zum Beispiel eine 1 MHz Rate) gibt es einen zweiten längeren Filter (bei der 1 MHz Rate von der Ordnung 100 – das entspricht einer Anforderung an die Verarbeitungsleistung von ungefähr 20 Mflops) gefolgt von der Dezimierung auf die endgültige 10 KHz-Bandbreite. Somit haben die 'Schmalbandempfänger' eine Gesamtverarbeitungsleistung von ungefähr $32 \text{ Kanäle} \times 20 \text{ Mflops} = 640 \text{ Mflops}$.

[0043] Nachfolgend gibt es eine Verarbeitungsstufe, um die örtliche Verarbeitung zur Verfügung zu stellen, und möglicherweise das HOS, um Interferenzen und Intermodulationsprodukte zu identifizieren und zu entfernen. Unterschiedliche Algorithmen haben sehr unterschiedliche Verarbeitungsleistungen, aber der Hauptfaktor ist die Anzahl der verwendeten Antennen, da dies die Anzahl der band-internen Signale bestimmt, die getrennt werden können. Wenn es 32 Elemente gäbe, könnte man theoretisch 31 Signale trennen, wobei in der Praxis 20 realistischer wären. Einer der einfacheren Algorithmen erfordert ungefähr $4 \cdot Q^2$ Operationen pro Datenpunkt, wobei Q die Anzahl der verwendeten Kanäle ist. Eine Datenrate von 10 KHz würde einen 40 Mflops-Prozessor erfordern. Viele andere Algorithmen, wie etwa die Simultane Approximierte Diagonalisierung von Eigenmatrizen (engl. Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices) (JADE) erfordern einen um etliche Größenordnungen höheren Verarbeitungsdurchsatz, aber dies bietet eine realistische minimale Verarbeitungsleistung für das System.

[0044] Der abschließende Schritt in dem Prozess ist die Demodulation und das Dekodieren des interessierenden Signals, aber unter der Voraussetzung, dass dies mit einem einzelnen 10 KHz Datenstrom erfolgt, erfordert es voraussichtlich weniger als 5 Mflops, so dass es in dieser Berechnung vernachlässigt werden kann.

Gesamte Verarbeitung.

[0045] Es ist nun möglich zu sehen, dass die Gesamtverarbeitungsanforderung für eine digitale Empfangsstation mit 32 Empfängern und 20 Benutzern voraussichtlich sein wird:

Frontend	1200 Gflops
Trennung	680 Gflops
Signalsuche/-detektion	60 Gflops
Zweikanal 20 Kanäle @ 40 Mflops	1 Gflops

[0046] Somit wird die Gesamtverarbeitungsanforderung voraussichtlich 2 Teraflops übersteigen.

[0047] Diese Zahlen basieren auf einer indikativen Architektur und andere Varianten würden die Verarbeitungslast aufgrund der Anforderungen anderer Signaltypen deutlich erhöhen. Zum Beispiel erfordern viele im UHF-Band verwendete Systeme, dass die Zweikanalalgorithmen über eine bis zu 3 MHz breite Signalbandbreite – anstatt der 3 KHz, die hier angenommen werden – operieren, wodurch zusätzliche 1000 Gflops zu der Verarbeitungslast für die Zweikanaltrennung hinzukommen könnten.

[0048] Es gibt auch gute Gründe, es den Ausgangsdaten der Demodulation-/Dekodierungsalgorithmen für ein interessierendes Signal zu ermöglichen, die Zweikanaltrennung zu kontrollieren, oder in dem ersten Trennungsteilsystem Filter höherer Ordnung zu verwenden, aber all dies könnte tiefgreifende Auswirkungen auf die tatsächlich erforderliche Verarbeitungslast haben.

[0049] In der hier offenbarten Ausführungsform ist es möglich, handelsübliche ADWs, vorzugsweise solche mit der besten Linearität, zu verwenden. Es ist jedoch nützlich, die Leistung aktueller ADWs zu diskutieren, und sich bewusst zu sein, dass ADWs mit geringerer Linearität auch zur Verwendung geeignet sind, da die nachfolgende digitale Verarbeitung die Folgen ihrer Nichtlinearität kompensieren kann.

[0050] Die Leistung von ADWs hat sich (in den letzten Jahren) mit einer Rate von ungefähr 1.5 Bits alle 6–8 Jahre gesteigert, und im Jahr 2000 wurde ein ADW mit 14 Bit Linearität bei 100 Millionen Abtastwerten pro Sekunde auf dem Markt verfügbar. Dies ist an sich nicht ausreichend für einen Einkanal-HF-Empfänger, aber es bietet eine Linearität von ungefähr 80 dB in den normalen Zweitontests, in welchen der Dynamikumfang durch den SFDR bestimmt wird.

[0051] Geforscht wird auch an optischen ADWs, die zu einer Verbesserung der Leistung führen könnten (z. B. ein SFDR von mehr als 100 dB mit einer Bandbreite von mehr als 100 MHz), und weitere Forschungen über nichtlineare Kompensationstechniken werden die Linearität vorhandener ADWs verbessern. Darüber hinaus gibt es Pläne, den Dynamikumfang von ADWs zu verbessern.

[0052] Die hier offenbarten Konzepte würden von jeder Verbesserung der Leistung profitieren, aber sie sind darauf nicht angewiesen.

[0053] In einer normalen RF-Umgebung gibt es eine große Anzahl von 'großen' Signalen. Zum Zweck der Schätzung wird angenommen, dass es zwischen 10 und 50 solcher Signale gibt. In diesem Fall sind die größten band-internen Signale nicht so hoch wie diejenigen Signale, die zum Testen des „Zweitont-Dynamikumfangs“ verwendet werden und dies bedeutet in vielen Fällen, dass eine höhere Leistung möglich ist, möglicherweise näher an einem SFDR von 90 dB.

Örtliche Streuung (engl. spread) von Intermodulationsprodukten

[0054] Ein bedeutender Faktor bei der Erwägung, ADWs zu verwenden, ist, dass von diesen Störsignale, welche für gewöhnlich als „Birdies“ bezeichnet werden, insbesondere von den größeren empfangenen Signalen erzeugt werden. Die Erfinder haben jedoch realisiert, dass dies nicht notwendigerweise ein Nachteil ist. Da diese Birdies einen wahrnehmbaren örtlichen Ursprung haben, können bekannte Zweikanaltechniken verwendet werden, um diese auf ähnliche Weise zu entfernen, wie andere interessierende Signale.

[0055] Eine einfache Art und Weise, in der dies beschrieben werden kann, ist es, zu sagen, dass wenn eine Anordnung anstatt nur eines einzelnen Empfängers verwendet wird, die Signale, das Rauschen und die Intermodulationsprodukte im Frequenz-, Azimut- und Elevation-Raum (Frazel-Raum) lokalisiert werden können. Es ist bekannt, dass zwei beliebige Signale in diesem Raum getrennt werden können, wenn sie in unterschiedlichen Frazel-Gins gelegen sind. Wenn wir zum Beispiel nur einen ADW haben und wir 10,000 Frequenzkanäle hätten, und wenn es 5,000 Birdies gäbe, dann ist die Hälfte der möglichen Kanäle gefüllt. Wenn wir jedoch eine Anordnung von Antennen verwenden, hätten wir immer noch dieselben 10,000 Frequenzkanäle, aber wir haben auch 100 Elevation-Winkel und 300 Azimut-Bins. Dies bedeutet, dass die 5,000 Birdies in 300,000,000 Bins liegen. Wenn wir eine gleichförmige Verteilung der Signale annehmen, dann ist die Wahrscheinlichkeit, dass ein SOI mit einem Birdie zusammenfällt nun nur noch 1 zu 60,000, was nicht mehr länger ein Problem darstellt.

[0056] Obwohl diese Spezifikation die Vorteile der örtlichen Trennung von Empfängern beschreibt, sollte doch darauf hingewiesen werden, dass eine Anordnung von ADWs, welche von Filtern mit einer frequenzabhängigen Phasenverzögerung getrennt werden, die gleiche Operation auf Einkanaldaten ausführen könnte. Dies ist eine Konsequenz der Tatsache, dass die meisten Intermodulationsprodukte unterschiedliche Phasenbeziehungen zu den realen Signalen hätten, und dies kann verwendet werden, um sie von diesen zu unterscheiden. Damit kann dieses Verfahren einen generischen Ansatz zur Verbesserung der Leistung von ADWs bieten.

[0057] Algorithmen zur Zweikanaltrennung sind im Stand der Technik bekannt. Die gebräuchlichsten Techniken sind bekannt für ihre Fähigkeit, Signale zu trennen – sie können in Texten wie zum Beispiel Tsui, James Bao-yen, „Digital Microwave Receivers“, 1989 Artec House, Inc., gefunden werden.

Geisterintermodulationsprodukte

[0058] Zusätzliche Verarbeitungsschritte können die Leistung des digitalen Ansatzes verbessern.

[0059] Da die meisten der Intermodulationsprodukte nicht aus physikalisch realisierbaren Richtungen kommen (d. h. sie sind sogenannte Geistersignale (engl. ghosts)), können sie herausgefiltert werden. Eine einfache gekreuzte Anordnung kann etwa 75% dieser Produkte entfernen und eine 3D-Anordnung, welche für HF zwar nicht praktikabel ist, welche bei höheren Frequenzen aber realisierbar ist, kann etwa 87% der Intermodulationsprodukte entfernen.

[0060] Der Mechanismus hinter dieser Reduktion kann durch die Betrachtung einer gleichförmigen linearen Anordnung erklärt werden, in welcher 50% der Intermodulationsprodukte entfernt werden können.

[0061] Wenn es eine Anzahl von großen Signalen gibt, die Intermodulationsprodukte erzeugen können, dann trifft jedes der großen Signale S_i von einer bestimmten Peillinie (engl. Line of Bearing) $(LOB)_i$ ein und liegt bei einer bestimmten Wellenlänge λ_i , und wenn die Antennen-Anordnung einen Elementabstand von D hat, der gleich einem halben Wellenlängenabstand bei der höchsten interessierenden Frequenz ist, dann haben die tatsächlichen Signale von einem Element zu einem anderen eine Phasendifferenz von

$$\Phi_i = 2\pi \cdot D / \lambda_i \cdot \cos(LOB_i)$$

[0062] Ein typisches Intermodulationsprodukt wäre das Produkt dritter Ordnung, welches von zwei großen Signalen erzeugt wird. Seine „wahre Frequenz“ wäre bei $2 \cdot F_1 + F_2$ und das resultierende Intermodulationsprodukt hätte eine Phasendifferenz zwischen Elementen auf der Antennen-Anordnung von $2 \cdot \Phi_1 + \Phi_2$. Wenn jedoch die „wahre Frequenz“ oberhalb der Nyquist-Frequenz des Systems liegt (d. h. $> \frac{1}{2}$ mal der Abtastrate), so wird es als Alias auf einer wahrnehmbaren Frequenz unterhalb der Nyquist-Frequenz erscheinen. In ähnlicher Weise kann der gemessene Phasenwinkel in einem realen System nur zwischen $\pm\pi$ liegen. Das Gesamtergebnis dieser zwei Phänomene ist eine Randomisierung der Frequenz und der Phase aller Intermodulationsprodukte über den Bereich von 0 bis F_{\max} , bzw. von $\pm\pi$.

[0063] Reale Signale kommen dagegen aus realen Richtungen und bei jeder beliebigen Punktfrequenz (engl. spot frequency) ist die maximale Phasenverschiebung, die zwischen Elementen der Anordnung gemessen werden kann

$$\Phi_{\max} = 2\pi \cdot (D/\lambda).$$

[0064] Für eine Breitband-Anordnung wird der Abstand, um Mehrdeutigkeiten zu vermeiden, so gesetzt, dass $D = \frac{1}{2} \lambda_{\max}$, und es lässt sich ersehen, dass der Bereich „realer Φ “ proportional zu der Frequenz ist.

[0065] Bezugnehmend auf [Fig. 6](#) haben nur 50% des „Phase-Frequenz“-Bereichs eine physikalische Bedeutung, und da kein reales Signal einen Phasenwinkel zwischen Elementen haben kann, der außerhalb dieses Bereichs liegt, muss jedes „Signal“ mit einem solchen Phasenwinkel ein Störsignal sein und kann ignoriert werden.

[0066] Es wird erwartet, dass die Intermodulationsprodukte gleichmäßig im Phase-Frequenz-Raum verteilt sind, und folglich wird es daher erwartet, dass 50% aller Intermodulationsprodukte unter Verwendung einer einfachen, linearen (zweidimensionalen) Anordnung von Antennen entfernt werden können.

[0067] Erweitert man diese Argumentation auf zwei Dimensionen, dann wird eine zweidimensionale Anordnung einem einfachen Filter ermöglichen $1 - \pi/12$ oder etwa 74% aller von den ADWs erzeugten Intermodulationsprodukte zu entfernen. Eine drei-dimensionale Anordnung würde erlauben $1 - \pi/24$ oder etwa 87% aller Intermodulationsprodukte zu entfernen, da sie nicht aus einem physikalisch realisierbaren Raum kommen, d. h. sie sind „Geistersignale“ (engl. ghosts).

[0068] Obwohl drei-dimensionale Anordnungen im Mikrowellenbereich realisierbar sind, liegt diese Ausführungsform, welche eine digitale Anordnungs-Architektur verwendet, in dem HF-Band. In diesem Band wird der 87%-Level der „Geistersignal“-Beseitigung (engl. „de-ghosting“) als obere Grenze angesehen, welche mit fortschrittlichen Antennen-Anordnungs-Architekturen erreichbar sein könnte, während die 74% „Geistersignal“-Beseitigung einen niedrigeren Level darstellt, welcher leicht mit einfachen zwei-dimensionalen oder gekreuzten Anordnungen erreicht werden kann.

[0069] Es wurde beschrieben, dass es durch Verwendung einer örtlichen Anordnung von ADWs möglich ist, die Mehrzahl der Intermodulationsprodukte zu entfernen und die meisten SOIs von den verbleibenden Intermodulationsprodukten zu trennen, da diese von unterschiedlichen Richtungen zu kommen scheinen.

[0070] Es besteht jedoch immer noch eine Möglichkeit, dass ein reales Signal mit einem Intermodulationsprodukt im vollen Frazel-Raum zusammenfällt (d. h. gleiche Frequenz, Azimut und Elevation). Wenn dies auftritt, wird es notwendig sein, eine Trennung basierend auf einer Statistik höherer Ordnung (engl. higher order statistical) (HOS) zu verwenden, welche die Tatsache ausnutzen kann, dass die Intermodulationsprodukte statistisch sehr verschieden von nahezu allen realen Signalen sein werden. Eine Reihe von unterschiedlichen HOS-Techniken sind verfügbar – üblicherweise basierend auf der Verwendung von Kumulanten (engl. cumulants) vierter Ordnung. JADE ist das wohl bekannteste Verfahren.

[0071] Der statistische Unterschied ist hauptsächlich bedingt durch den Prozess, durch welchen ein Intermodulationsprodukt gebildet wird. Zum Beispiel ist eines der großen Intermodulationsprodukte die dritte Oberwelle eines Signals (d. h. 3F), und wenn das Original-SOI ein BFSK-Signal mit zwei 1 KHz auseinanderliegenden Tönen wäre, dann hätte die resultierende dritte Oberwelle Abstände von 3 KHz und somit eine unterschiedliche Statistik.

Rauschen in ADW-Systemen

[0072] Selbst wenn die meisten der Intermodulationsprodukte entfernt werden können, und dann Zweikanalalgorithmen verwendet werden, um die verbleibenden Intermodulationsprodukte von den SOIs zu trennen, so wird in den ADWs immer noch eine begrenzte Menge Rauschen erzeugt, und dieses Grundrauschen (engl. noise floor) könnte den äußersten für die Anordnung verfügbaren Dynamikumfang bestimmen. Bei der Bestimmung des Grundrauschens der ADWs werden die primären Erwägungen sein:

1. Für einen typischen ADW liegt das Grundrauschen ungefähr 2 Bits unterhalb der höchsten Spuren (engl. spurs) (d. h. 6 dB niedriger).
2. Für eine Anordnung mit N Elementen ist eine vernünftige Annahme, dass der SNR mit \sqrt{N} ansteigen wird, da Signale kohärent und Rauschen inkohärent beitragen.
3. In einer Anordnung, in welcher das Gesamtrauschen über alle Frazel-Bins verteilt ist, könnte das Rauschen an einem jeden einzelnen Empfängerkanal recht niedrig sein.
4. Das tatsächliche Rauschen könnte farbig sein und es könnte bestimmte Richtungen zu bevorzugen scheinen, was das wahrnehmbare Rauschen in anderen Richtungen reduzieren könnte. Es sollte darauf hingewiesen werden, dass das tatsächliche, physikalische Rauschen gerichtet sein könnte (z. B. Blitzeinschläge oder Stromleitungsrauschen in der RF-Umgebung, oder hochgradig korreliertes Rauschen aufgrund von Jitter in dem Abtastzeitgeber) und nicht gleichmäßig verteilt über den Frazel-Raum erscheinen könnte.
5. Das Systemgrundrauschen könnte durch Rundungsfehler in der Signalverarbeitung dominiert sein, welche im Prinzip durch die arithmetische Auflösung und die Anzahl der Operationen, welche von dem Algorithmus benötigt werden, bestimmt werden.

[0073] Angesichts dieser Faktoren wird es schwierig, das tatsächliche Grundrauschen, und somit den maximal verfügbaren Dynamikumfang, zu bestimmen, bevor das Design des Systems abgeschlossen ist. Es wäre jedoch vorteilhaft, ein Empfängersystem mit -20 dbm Signalen an dem Eingang herzustellen, und weiterhin in der Lage zu sein, konventionale schmalbandige Signale, wie etwa Morse-Code, bei -150 dbm zu detektieren und zu demodulieren. Dies würde einen Dynamikumfang von 130 dB erfordern, eine Zahl, die wenigstens 30 dB höher sein könnte als das, was mit aktueller Technologie erzielt werden kann, die aber erreichbar erscheinen würde.

[0074] Eine der interessantesten Eigenschaften des digitalen Ansatzes für eine Empfänger-Anordnung ist, dass viele der traditionellen Metriken zum Messen der RF-Leistung nicht ohne Weiteres anwendbar sind. Zum Beispiel ist die am häufigsten verwendete Metrik für konventionelle Empfänger der störfreie Dynamikumfang (SFDR), aber, wie beschrieben, sind viele der Birdies „Geistersignale“, und:

1. wenn sie örtlich getrennt sind, können sie mithilfe örtlicher Verarbeitung zur Trennung von den interessierenden Signalen entfernt werden; und
2. wenn sie mit einem SOI in der gleichen Frazel-Zelle zusammenfallen, können sie mithilfe von HOS-Algorithmen identifiziert und entfernt werden.

[0075] Damit ist die beste Metrik nicht der SFDR des Systems, sondern die Wahrscheinlich ein Signal bei einer gegebenen Leistungsstufe in einer bestimmten Frazel-Zelle zu detektieren und demodulieren zu können. Somit kann der Betriebsdynamikumfang viel größer sein als der SFDR des Systems, und für die Zwecke dieser Spezifikation wird angenommen, dass der „effektive SFDR“ des Receivers eine sinnvolle Metrik für Vergleichszwecke zwischen digitalen und nicht-digitalen Systemen ist.

Leistung einer Anordnung

[0076] Nachdem die wesentlichen Parameter, welche berücksichtigt werden, betrachtet wurden, erzielen die besten ADWs Aperturjitter, die sich 0.5 Pikosekunden annähern, wie in der Studie von Walden „ADC Survey and Analysis“ IEEE SAC Vol. 14, Nr. 4 in [Fig. 5](#) gezeigt wurde. Die besten derzeitig verfügbaren ADWs mit einer Abtastrate von 75 MHz bieten einen SFDR von fast 14 Bits (d. h. 84 dB).

[0077] Wird die Erfindung verwendet, so haben Zweikanaltrennungs-Algorithmen gezeigt, dass ein einfaches 8-Kanalsystem wesentliche Vorteile erzielen kann. Ein typisches Beispiel wäre ein schwaches Signal, welches von mehr als 20 dB unterhalb eines großen Signals auf derselben Frequenz auf mehr als 20 dB oberhalb des Signals gebracht wurde. Dies legt nahe, dass ein „Anordnungs-Gewinn“ von mehr als 40 dB erzielt wurde. Wenn ein 32-Kanalsystem verwendet wird, könnte erwartet werden, dass die Leistungssteigerung äquivalent zu zusätzlichen 8 Bits sein könnte, und es impliziert einen effektiven SFDR von 20 Bits oder 120 dB. Dies nähert sich dem erforderlichen 130 dB Dynamikumfang an.

[0078] Ein Bedenken bei dem Konzept einer Anordnung zur direkten Digitalisierung ist, dass die Verarbeitungslast sehr hoch ist. Wie in einem früheren Abschnitt der Spezifikation gezeigt wurde, liegt die Verarbeitungslast im Bereich von Tera-flops/Tera-ops (Tflops/Tops). Obwohl dies hoch ist, sollte folgendes erwähnt werden:

1. Verarbeitungsleistung scheint sich etwa alle 18 Monate zu verdoppeln, und eine Verarbeitung, die heute unpraktikabel ist, könnte in der nahen Zukunft möglich sein.
2. Ein großer Teil der Verarbeitung ist regulär und kann parallel ausgeführt werden, so dass es in dedizierten Signalverarbeitungschips implementiert werden kann.
3. Es ist möglich, eine systolische Anordnung zu erzeugen, welche heute in der Lage ist, in 10 mm² Silikon unter Verwendung von 0.35 Mikron Metalloxidhalbleiter-Technologie (CMOS) bei 10 Gops zu arbeiten, so dass 1 Tops Verarbeitungsleistung 10 Chips unter Verwendung von 0.25 Mikron-Technologie benötigen würden, was auf einer herkömmlichen „VERSA Module Eurocard“-Karte (VME) implementiert werden könnte.

[0079] Für wohldefinierte Operationen, wie zum Beispiel Frequenzfilterung und Kanalisierung, wird es relativ einfach sein, die erforderlichen Berechnungsraten zu implementieren. Anspruchsvollere Algorithmen, wie zum Beispiel JADE oder ein HOS-Algorithmus, können wohl unter Verwendung eines Clusters von Universalrechnern implementiert werden, aber die hohe Datenrate der Dateneingabe/-ausgabe könnte von Bedeutung sein.

[0080] Obwohl es eine Reihe von Hauptaufgaben gibt, welche gelöst werden müssen, wird geglaubt, dass:

1. ein Anordnungs-System zur direkten Digitalisierung mehr leisten wird als ein einzelner Kanal,
2. die Leistung sich mit zunehmender Anordnungs-Größe verbessern wird, und
3. die tatsächliche Leistung des Systems von der Anzahl der Kanäle, der Wiedergabetreue der ADWs und der nachfolgenden Verarbeitung abhängen wird.

[0081] Es wird erwartet, dass ein Anordnungs-Prozessor zur direkten Digitalisierung existierende, auf analogen Techniken basierende Empfängersysteme für das HF-Band an Leistung übertreffen wird und neue Möglichkeiten in Bereichen höherer Frequenz bieten wird.

Patentansprüche

1. Analog-Digitalwandler-Vorrichtung zum Wandeln von einem oder mehreren analogen Signalen, welche an einer Mehrzahl von örtlich getrennten Empfängerelementen (**10**) eintreffen, wobei die Vorrichtung folgende Merkmale aufweist:

eine entsprechende Mehrzahl von Empfängerelementen und Analog-Digitalwandlern (ADWs), wobei jedes Empfängerelement und jeder ADW nichtlineare Effekte in den analogen und/oder digitalen Prozessen des Empfangens und des Wandeln empfangener analoger Signale von entsprechenden Empfängerelementen aufweisen und entsprechende ADW-Ausgabesignale erzeugen, welche digitale Repräsentationen empfangener Signale plus Störsignale sind, welche sich aus den nichtlinearen Effekten ergeben, wobei die Vorrichtung

gekennzeichnet ist durch:

Verarbeitungsmittel zum Identifizieren der Störsignale in den ADW-Ausgabesignalen mittels

- (a) Analyse der Phasenbeziehungen der ADW-Ausgabesignale entsprechend der örtlichen Beziehungen und der Phasenbeziehungen zwischen den Empfängererelementen; und/oder
- (b) Analyse der ADW-Ausgabesignale mittels statistischer Verfahren höherer Ordnung; und Filtermittel zum Entfernen identifizierter Störsignale.

2. Analog-Digitalwandler-Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Analyse der Phasenbeziehungen und die statistische Analyse höherer Ordnung parallel zueinander oder in Folge hintereinander durchgeführt werden.

3. Verfahren zum Identifizieren und zum Filtern von Störsignalen aus den digitalen Repräsentationen von einem oder mehreren Signalen, wobei das Verfahren die folgenden Schritte aufweist:

- (a) Empfangen von einem oder mehreren analogen Signalen an einer Mehrzahl von örtlich getrennten Empfängererelementen, wobei jedes der Empfängererelemente Störsignale beisteuert, welche ein Ergebnis der nichtlinearen Eigenschaften des analogen Prozesses des Empfangens der ein oder mehreren Signale sind;
- (b) Empfangen des Ausgabesignals eines Empfängererelements an einer entsprechenden Mehrzahl von Analog-Digitalwandlern (ADWs), wobei jeder ADW Störsignale beisteuert, welche ein Ergebnis der nichtlinearen Eigenschaften der analogen und digitalen Prozesse sind, welche von dem ADW zum Wandeln des Ausgabesignals eines entsprechenden Empfängererelements in digitale Repräsentationen, welche die Signale und Störsignale beinhalten, ausgeführt werden; wobei das Verfahren gekennzeichnet ist durch:
- (c) Verarbeiten der digitalen Repräsentationen, um darin die Störsignale zu identifizieren, mittels
 - (i) Analyse der Phasenbeziehungen der ADW-Ausgabesignale entsprechend der Signale und Störsignale zu den örtlichen Beziehungen und den Phasenbeziehungen zwischen den Empfängererelementen; und/oder
 - (ii) Durchführen einer statistischen Analyse höherer Ordnung der ADW-Ausgabesignale; und
- (d) Filtern zum Entfernen identifizierter Störsignale.

4. Verfahren nach Anspruch 3, wobei die Analyse der Phasenbeziehungen und die statistische Analyse höherer Ordnung parallel zueinander oder in Folge hintereinander durchgeführt werden.

5. Verfahren nach Anspruch 3 oder Anspruch 4, wobei ein Erzeugen der digitalen Repräsentationen gemäß Schritt (c) ein Einteilen der digitalen Repräsentationen in eine Mehrzahl von Kanälen beinhaltet.

6. Verfahren nach Anspruch 5, ferner aufweisend den Schritt:

- (f) Synthetisieren der digitalen Repräsentationen, welche durch den Filterungsschritt (e) bereitgestellt werden, um eine verarbeitete und gefilterte digitale Repräsentation von ein oder mehreren analogen Signalen aus zwei oder mehreren der Mehrzahl von Kanälen wiederherzustellen.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

Fig. 1

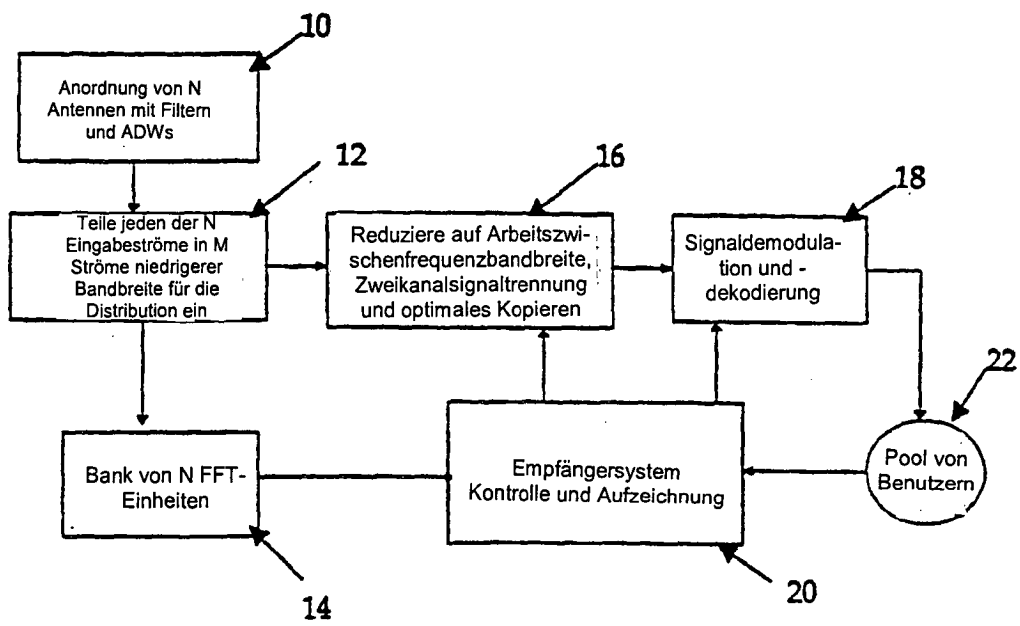


Fig. 2

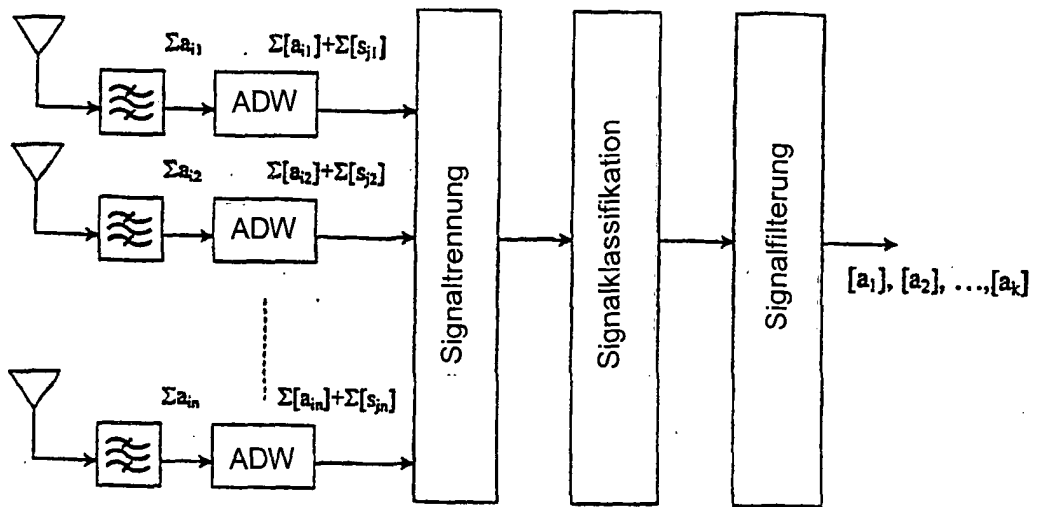


Fig. 3

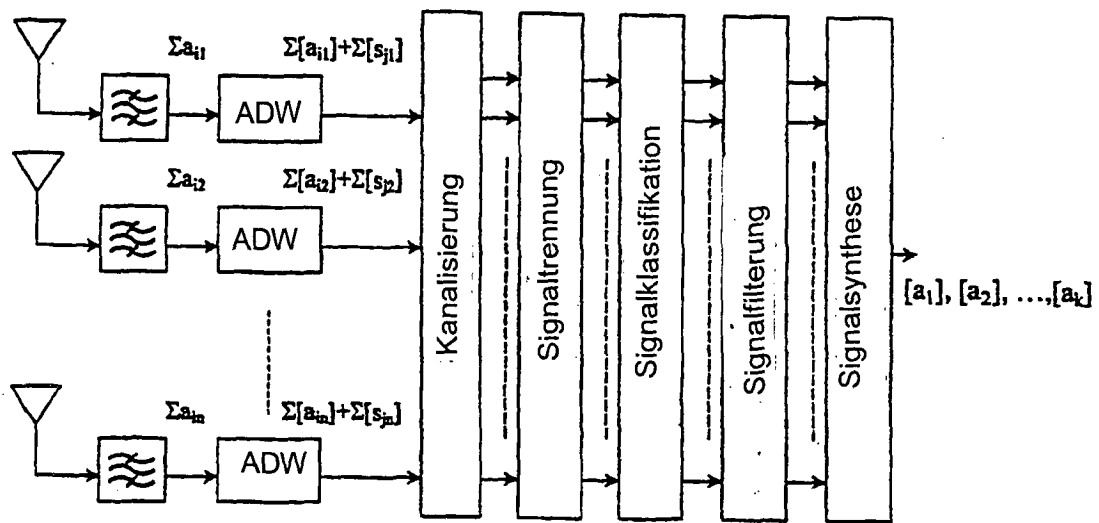


Fig. 4

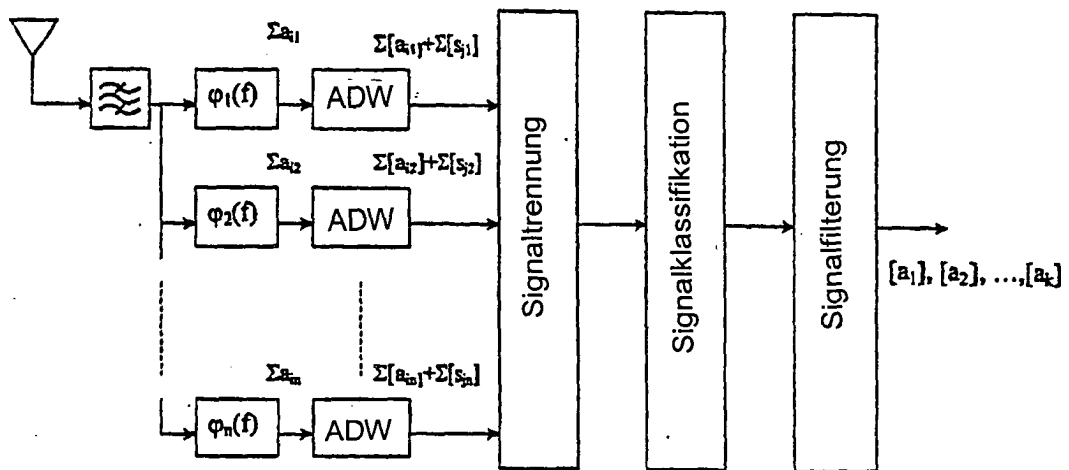


Fig. 5

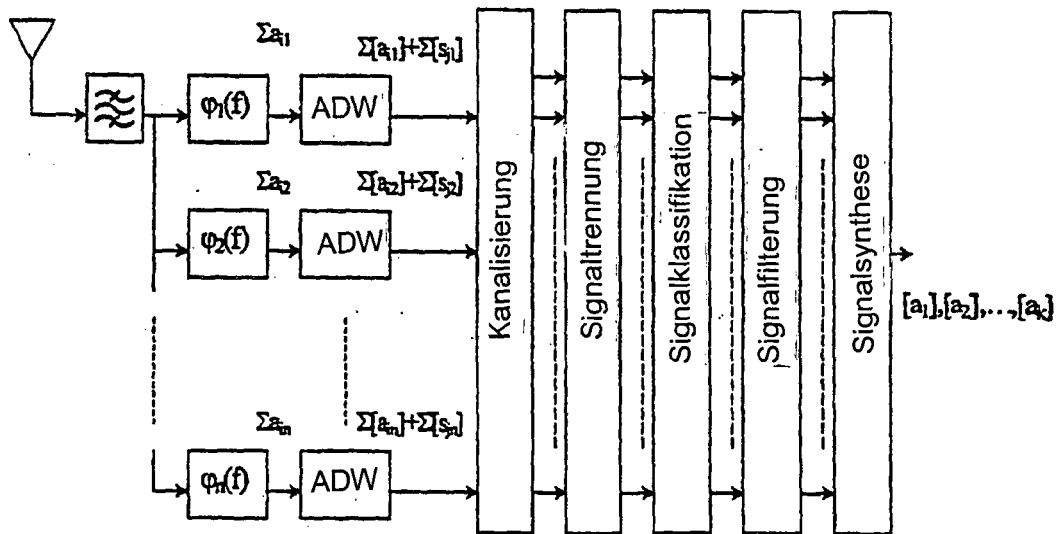


Fig. 6

