



$+h_L \star x^L(k)$, wherein L is the order of the modified Volterra series model, h_i is a linear pulse response for the dynamic non-linearity of the i -th order and $\star$ being a linear folding operation according to $y(k) = \sum h(m)x(k-m)$ for $-\infty < m < \infty$.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft einen Radarempfänger mit einer Empfängereinheit (2) mit einer Empfangsantenne zum Empfang von Hochfrequenzsignalen, mit einem analogen Empfängerteil (3) zur Umsetzung eines Hochfrequenzempfangssignalbandes (X) in ein analoges Zwischenfrequenzsignalband (U) mit einer vorgegebenen Zwischenfrequenz und mit einem digitalen Empfängerteil (4) zur Digitalisierung des analogen Zwischenfrequenzsignalbandes (U) mit wenigstens einem n-Bit-Analog-Digital-Wandler (19), der zur Abtastung des Zwischenfrequenzsignalbandes (U) und zur Erzeugung eines Digitalsignals (D) nach Maßgabe einer Abtastfrequenz f_s eingerichtet ist, wobei das Zwischenfrequenzsignalband (U) durch eine obere Frequenz $f_{\max}$ und eine untere Frequenz $f_{\min}$ begrenzt ist, wobei die Abtastfrequenz f_s im Verhältnis zu dem Zwischenfrequenzsignalband (U) nach Art einer Unterabtastung angelegt ist, und dass das unterabgetastete Zwischenfrequenzsignalband (U) mit den Eckfrequenzen $f_{\max}$ und $f_{\min}$ vollständig in der m -ten Nyquistzone mit $m > 2$ liegt, so dass gilt $mf_s/2 > f_{\max}$ und $(m-1)f_s/2 < f_{\min}$ und dass im digitalen Empfängerteil (4) eine digitale Korrekturereinheit (21) zur Erzeugung eines zum Digitalsignal (D) optimalen Korrektursignals (LIN_{corr}) vorhanden ist, wobei das Korrektursignal (LIN_{corr}) eine Replikation sämtlicher im Digitalsignal (D) vorhandener Harmonische mit Ordnung p , mit $p=1, \dots, L$ und $L=2, \dots, 5$ und sämtlicher Intermodulationsverzerrungen mit einer inversen Phasenbeziehung von π ist und dass die digitalen Korrekturereinheit (21) einen Summierer aufweist zur Summation des Digitalsignals (D) und des Korrektursignals (LIN_{corr}) zur Erzeugung eines linearisierten Ausgangssignals ($DCorr$) > wobei das linearisierte Ausgangssignal ($DCorr$) eine Darstellung eines modifizierten Volterra-Reihe Modells ist, insbesondere der Form $y(k) = h_0 \star x(k) + h_1 \star x^1(k) + h_2 \star x^2(k) + h_3 \star x^3(k) + \dots + h_L \star x^L(k)$, wobei L die Ordnung des modifizierten Volterra-Reihen Modell, h_i eine lineare Impulsantwort für die dynamische Nichtlinearität i -ter Ordnung und $\star$ eine lineare Faltungsoperation gemäß $y(k) = \sum h(m)x(k-m)$ für $-\infty < m < \infty$ ist.

Radarempfänger und Verfahren zum Empfang von Empfangssignalen in einem Radarempfänger

Die Erfindung betrifft einen Radarempfänger gemäß Patentanspruch 1 und ein
5 Verfahren zum Empfang von Empfangssignalen in einem Radarempfänger
gemäß den Merkmalen des Patentanspruchs 5.

In Fig. 1 ist schematisch ein typischer Aufbau eines Radargeräts 1 mit z.B.
digitaler Puls-Doppler-Verarbeitung dargestellt. Zunächst wird ein System mit
10 lediglich einem Empfangskanal 2 beschrieben, welcher sich in einen analogen
Empfängerteil ARX 3 und einen digitalen Empfängerteil DRX 4 gliedert. Das über
die Sendeantenne E_t abgestrahlte Hochfrequenzsignal S , reflektierte und von der
Empfangsantenne E_r empfangene Hochfrequenzsignal X beinhaltet die Entfer-
nungs- und Geschwindigkeitsinformation der in der Umgebung des Radargeräts
15 befindlichen Bewegt- und Festziele. Maßgeblich für eine derartige Verarbeitung ist
ein zentraler Oszillator OSC 5 mit hoher Stabilität, der eine vollkohärente Verar-
beitung von mehreren aufeinanderfolgenden Empfangspulsen ermöglicht. Sowohl
Sendeeinheit EXC 6 als auch Empfangskanal 2 beziehen dabei ihr Oszillatorsig-
nal LO vom identischen zentralen Oszillator OSC 5. Im analogen Empfängerteil
20 ARX 3 wird eine Kanalfilterung, Verstärkung, Mischung und Bandbegrenzung
durchgeführt. Dabei wird in mehreren Umsetzstufen (mindestens zwei) das Signal
 X unter Zuhilfenahme des Mischsignals LO und/oder einer Anzahl aus LO abgelei-
teter Signale, in das Zwischenfrequenzsignal U überführt. Der digitale Empfän-
gerteil DRX 4 digitalisiert dieses analoge Zwischenfrequenzsignal U – unter dem
25 Zwischenfrequenzsignal U wird grundsätzlich auch ein damit verbundenes
Zwischenfrequenzband verstanden - mit Hilfe des Taktsignals CLK und setzt es
durch eine digitale Mischung weiter um in das komplexe Basisbandsignal IQ , das
aus den Einzelkomponenten $I = \text{Real}(IQ)$ und $Q = \text{Imag}(IQ)$ besteht gemäß

$IQ = I + j \cdot Q$. Um eine kohärente Verarbeitung zu ermöglichen, wird auch das Signal CLK aus dem zentralen Oszillator 5 abgeleitet. Die weitere Verarbeitung findet in der Signalverarbeitungseinheit 8 statt, die eine typische Verarbeitungskette aus Entfernungsverarbeitung, Dopplerverarbeitung, Detektion und Zielverfolgung
5 beinhaltet. Die von der Signalverarbeitungseinheit 8 extrahierten Zielinformation werden der Operatoreinheit 9 in Form eines HI (Human Interface) mit aufbereiteter Darstellung zur Verfügung gestellt. Die Steuerung der zuvor beschriebenen Einheiten erfolgt über die Operatoreinheit 9 mit einem Kontrollsignal $CTRL_{OP}$, wobei die Frontend-Kontrolleinheit CTRL 7 die Steuerung von Sendeeinheit EXC
10 6 und digitalem Empfängerteil DRX 4 ermöglicht.

Ein gattungsgemäßes Empfangssystem ist z.B. aus DE 10 2008 012 127 A1 und EP 1 148 653 B1 bekannt.

15 Eine häufig verwendete Systemarchitektur fasst eine Mehrzahl derartiger Empfangskanäle 2 zu einem Multikanalsystem 10 zusammen, wie in Fig. 2 schematisch dargestellt. Dieser Ansatz ermöglicht theoretisch eine Steigerung des Signal-zu-Rauschverhältnisses (SNR) gegenüber einem Einzelkanalsystem um den Faktor $10 \log_{10}(N)$, immer unter der stringenten Bedingung, dass auch Verzer-
20 rungsprodukte von Kanal zu Kanal dekorreliert sind. Dabei werden die N Einzelkanäle in einem Array 11 zusammengefasst. Jeder Einzelkanal ist in seiner Ausprägung eine Kopie von dem oben beschriebenen Empfangskanal 2. Über die Berücksichtigung der richtungsabhängig auftretenden Phasenverschiebungen von Kanal zu Kanal lässt sich in einer digitalen Strahlformungseinheit DBF 12 eine
25 Richtwirkung im Raum erzielen, indem die komplexen Basisbandsignale $IQ_1 - IQ_N$ kohärent addiert werden. Die Summationssignale der Beams $B_1 - B_M$, bieten am Ausgang von der Signalverarbeitungseinheit 8 den Zugriff auf die Richtungsinformation der Ziele.

Die weitere Diskussion folgt einer einzelnen Empfängereinheit 2 gemäß dem Stand der Technik anhand Fig. 3. Das Empfangssignal X wird im Systemfilter 13 vorselektiert, um Signale zu dämpfen, die außerhalb des gewünschten Nutzbandes liegen (z.B. im S-, C-, oder X-Band). Der nachgeschaltete rauscharme Verstärker LNA 14 stellt das erste verstärkende Glied der Empfängerkette dar. Darauf
5 folgen eine Reihe von frequenzumsetzenden Mischstufen $LO_1 \dots LO_i$ 15, 16, die das vorselektierte und rauscharm verstärkte Hochfrequenzsignal X auf eine niedrigere Zwischenfrequenzlage umsetzen. Jede Mischstufe LO_i kann vor- und/oder nachgeschaltet ein Tiefpassfilter zur Unterdrückung von Spiegelfrequenzen (Nebenempfangsstellen) und/oder Verzerrungsprodukten beinhalten. Darauf
10 folgt ein Verstärker auf Zwischenfrequenzebene IF-AMP 17 und ein Anti-Aliasing-Filter AAF 18, welches zur Bandbegrenzung für die anschließende Digitalisierung nötig ist. Das vom analogen Empfänger 3 zur Verfügung gestellte wert- und zeitkontinuierliche Zwischenfrequenzsignal U wird im Analog-zu-Digital Wandler
15 19 in ein wert- und zeitdiskretes Digitalsignal im Durchlassbereich D gewandelt. Dies geschieht mit der von f_s vorgegebenen Abtastrate. Die sich anschließende Frequenzumsetzung von D in das komplexe Basisbandsignal I/Q erfolgt in einer Preprocessing-Einheit PP 20, welche eine ideale Hilbert-Transformation im
folgenden Digital IQ genannt, wahlweise in Form eines digitalen Hilbert-Filters
20 DHF oder einer Digitalen Downconversion DDC, sowie eine Abtastratenreduktion einschließlich identischer Tiefpassfilterung in I und Q realisiert. Diese Dezimationsfilterstufen dienen der Reduktion der Datenrate des digitalen, komplexen Datenstroms an die digitalen Strahlformungseinheit DBF 12, da letztere in vielen Fällen auf eine niedrigere Datenrate angewiesen ist.

25 Der Analog-zu-Digital Wandler 19 mit einer Abtastfrequenz f_s teilt das Frequenzband in sogenannte Nyquistzonen auf, wobei jede Nyquistzone eine Breite von $f_s/2$ besitzt. Die Nummerierung der Nyquistzonen erfolgt aufsteigend, so dass sich per Definition die 1. Nyquistzone von 0 bis $f_s/2$, die 2. Nyquistzone von $f_s/2$ bis f_s ,
30 und die m-te Nyquistzone von $(m-1) * f_s/2$ bis $m * f_s/2$ erstreckt. Das zu digitalisie-

rende Zwischenfrequenzsignal U sollte nach Nyquist eine Bandbreite kleiner $f_s/2$ aufweisen, nur so ist die Eindeutigkeit garantiert. Die Platzierung erfolgt z. B. zentriert innerhalb einer gewünschten Nyquistzone. Bei Wahl der m -ten Nyquistzone liegt das Zwischenfrequenzsignal U auf $f_{IF}=m*f_s/2-f_s/4$ (siehe auch Hosking, Rodger H.: „Sampling Principles of SDR Technology Products Applications Summary Links“. In: Software Defined Radio Handbook“; Ninth Edition; July 2011). Dabei wird generell zwischen Unterabtastung und Basisbandabtastung unterschieden. Weiterhin ist eine zusätzliche Überabtastung möglich, wenn die Nutzbandbreite kleiner als $f_s/2$ gewählt wird. Der Analog-zu-Digital Wandler selbst weist eine deutlich höhere Bandbreite als $f_s/2$ auf und ist prinzipiell innerhalb dieser Bandbreite nutzbar. Die Full Power Bandwidth (FPBW) stellt dabei die Bandbreite dar, innerhalb der das Ausgangssignal von dem A/D-Wandler gegenüber dem Eingangssignal um 3 dB gedämpft wurde bzw. die Hälfte an Leistung verloren hat. Bei der Wahl der Zwischenfrequenzlage muss berücksichtigt werden, dass im Falle einer Unterabtastung in hoher Zwischenfrequenzlage das theoretisch erzielbare SNR aufgrund des Aperturjitters in dem A/D-Wandler grundsätzlich limitiert ist gemäß $SNR_{jitter}=-20*\log_{10}(2*\pi*f_{IF}*t_j)$, wobei f_{IF} die Zwischenfrequenzlage in Hertz und t_j dem rms Wert des Aperturjitters in Sekunden entspricht, und sich t_j aus dem internen Aperturjitter des ADCs und dem externen Aperturjitter (akkumuliertes Phasenrauschen) des verwendeten Taktgenerators gemäß $t_j=\sqrt{t_{j,ADC}^2+t_{j,CLKGEN}^2}$ zusammensetzt, folglich ein hochwertiger Taktgenerator einzusetzen ist. Für $f_{IF}=500$ MHz und $t_j=100$ fs ergibt sich beispielsweise ein SNR_{jitter} von 70 dB. Die Rauschleistung aufgrund des Aperturjitters als auch das eigene thermische Rauschen des Analog-zu-Digital Wandlers stellen hier die beschränkende Größe dar, da für eine große Anzahl an Bits das SNR aufgrund des Quantisierungsrauschens SNR_{quant} vernachlässigbar ist. Bei einem 16-Bit Wandler z. B. beträgt SNR_{quant} bereits $SNR_{quant}=6.02*16+1.76=98$ dB. Es muss weiterhin berücksichtigt werden, dass der Verbund von Überabtastung und Bandbreitenreduktion im digitalen Empfängerteil einen zusätzlichen Prozessgewinn von $P=10*\log_{10}(2*BW_{use}/f_s)$ liefert, so dass am Ausgang des digitalen

Empfängers ein $SNR_{\text{jitter,tot}} = SNR_{\text{jitter}} + P$ vorliegt. Für $BW_{\text{use}} = 20$ MHz und $f_s = 100$ MHz ergibt sich ein P von 4 dB. Das vom Empfänger bereitgestellte SNR erfährt eine weitere Steigerung durch Prozessgewinne aus der digitalen Strahlformungseinheit DBF 12 mittels digitaler Strahlformung und in der Signalverarbeitung 8 mittels Einzelpulsfilterung (Pulskompression/Korrelationsfilter) sowie Mehrfachpulsfilterung (Dopplerverarbeitung in einer Filterbank bzw. FFT).

Die derzeit verfügbaren Analog-zu-Digital Wandler 19 (mit Abtastraten über 100 MSPS und 14 bzw. 16 nominalen Bits) weisen bei einer Abtastung in höheren Nyquistzonen eine Verschlechterung des verzerrungsfreien Dynamikbereichs (SFDR = Spur-free dynamic range) auf, da die Linearität bei höheren Eingangsfrequenzen aufgrund dynamischer Nichtlinearitäten kontinuierlich abfällt (SFDR Rolloff). Wie hinlänglich bekannt zeigen sich bei Anregung eines derartigen Systems (A/D-Wandler 19) mit Anregungsfrequenz f_1 im Ausgangsspektrum neben dem eigentlichen Signal (=Fundamentale) weitere Spektrallinien bei Vielfachen $2 \cdot f_1$, $3 \cdot f_1$, ... $L \cdot f_1$ (=Harmonische/HD), und bei Anregung mit zwei überlagerten Anregungsfrequenzen f_1 und f_2 weitere Spektrallinien nach $M \cdot f_1 \pm N \cdot f_2$, mit $M, N = 0, 1, 2, 3, \dots$ (=Intermodulationsverzerrungen/IMD). Das SFDR ist hierbei definiert als das relative Verhältnis von der Signalleistung zur Leistung der größten im Signalspektrum durch nichtlineares Anregungsverhalten auftretenden Störlinie. Das SFDR ist eine systemkritische Größe, da im Gegensatz zum SNR die oben erwähnten Prozessgewinne nicht unmittelbar auf das SFDR übertragbar sind: Während sich das SNR durch die oben geschilderten Maßnahmen steigern lässt, erzeugt das SFDR in der Verarbeitung innerhalb des Radargeräts 1 und der Signalverarbeitungseinheit 8 potenzielle Falschziele im Dopplerspektrum, die die Detektion von schwachen Signalen beim gleichzeitigen Vorhandenseins eines starken Signals verhindern und damit die effektive Systemdynamik/Sensitivität einschränken.

Eine wichtige Folgerung daraus ist, dass Einzelempfänger nach dem digitalen Empfängerteil 4 als essentieller Bestandteil von Radargerät 1 oder Mehr-Kanal-Radargerät 10 auf eine Mehrfachumsetzung mit mehreren Mischstufen und eine Digitalisierung in einer niedrigen Nyquistzone angewiesen sind, was eine erhöhte Gesamtzahl an Empfängerkomponenten und eine gesteigerte Komplexität zur Folge hat. Ein weiterer Grund für die Mehrfachumsetzung liegt in der Realisierbarkeit von Filtern zur Unterdrückung von Nebenempfangsstellen. Die Zwischenfrequenzlage von U muss niedrig genug sein, um sowohl ein ausreichend hohes SFDR > 80 dB und durch die Mehrfachumsetzung und das zugrundeliegende Frequenzkonzept eine ausreichend hohe Unterdrückung von Nebenempfangsstellen erreichen zu können.

Weiterhin müssen die Komponenten Mischer 15, 16 und Verstärker 17 mit einem hohen Maß an Energie versorgt werden; um eine dem Analog-zu-Digital Wandler 19 vergleichbare Linearität (SFDR) erzielen zu können, muss eine hohe Stromaufnahme, hoher Leistungsverbrauch, und die damit verbundene Erwärmungsproblematik akzeptiert werden. Mehr-Kanal-Radargeräte 10 können mit ihrer teilweise sehr hohen Anzahl an Einzelelementen aber nur ein gewisses Maß an Leistungsaufnahme tolerieren.

Damit benötigen herkömmliche Verfahren zur Digitalisierung eines Hochfrequenzsignals für Radaranwendungen, z.B. im S-, C- oder X-Band mit einem SFDR > 80 dB und einer Modulations-Bandbreite >1 MHz eine 2- oder 3-stufige Frequenzumsetzung, und sind auf eine Digitalisierung entweder im Basisband (wenn die letzte Frequenzumsetzung als komplexe Mischung realisiert wird und zwei Analog-Digital-Wandler zur Abtastung eingesetzt werden – allerdings müssen hier IQ-Gleichlauffehler und DC-Offset toleriert werden) oder nach Art einer Unterabtastung (vermeidet IQ-Gleichlauffehler und DC-Offset) in der 1. oder 2. Nyquistzone beschränkt. Die Wahl einer höheren Zwischenfrequenzlage ist allerdings generell wünschenswert, da zum einen der Realisierungsaufwand für analoge Filter

(Spiegelunterdrückung, Nebenempfangsstellen) sinkt, zum anderen die Komponentenanzahl durch Einsparung analoger Mischstufen reduziert werden kann, da Unterabtastung in höheren Nyquistzonen eine quasi-digitale Mischung in das digitale Durchlassband und über die Preprocessing-Einheit 20 in das komplexe Basisband ermöglicht.

Nachteile bei einer Signalverarbeitung gemäß dem Stand der Technik sind folglich, dass

- a) die technologie-bedingte Abnahme des SFDR von verfügbaren Analog-zu-Digital-Wandler bei der Digitalisierung in höheren Nyquistzonen eine Beschränkung des erreichbaren Dynamikbereichs des Einzelempfängers 2 darstellt, und damit Systemoptimierungen hinsichtlich kompakteren System- und Architekturausprägungen bei gleichzeitig hohem SFDR > 80 dB unpraktikabel macht, und weiter dass
- b) eine Verkopplung von Leistungsaufnahme und erzielter Linearität im analogen Empfängerteil 3 Systemoptimierungen hinsichtlich Leistungsaufnahme und Erwärmung ebenfalls unpraktikabel macht.

Aus US 2008 / 0 288 199 A1 ist ein Empfänger gemäß dem Oberbegriff des geltenden Patentanspruchs 1 bekannt. Dort wird für ein Funksignalempfänger ein allgemeines adaptives Verfahren zur Reduktion von Nichtlinearitäten angegeben. Hierbei ist die Annahme getroffen, dass ein verzerrtes Empfangssignal mit einer Taylor Reihe modelliert werden kann. Dies ist im Radarfall für breitbandige Nutzsignale (LFM, NLFM, d.h. Lineare/Nichtlineare Frequenzmodulation) ungültig, da die bei Abtastung in hoher Zwischenfrequenzlage beschränkende dynamische Nichtlinearität nicht vernachlässigt werden kann.

- 8 -

Aufgaben der Erfindung sind es, ein Radargerät und ein Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen anzugeben, mit welchen die Nachteile des Standes der Technik beseitigt werden können.

- 5 Diese Aufgaben werden mit dem Radargerät gemäß Anspruch 1 und dem Verfahren gemäß Anspruch 5 gelöst. Vorteilhafte Ausführungen der Erfindung sind Gegenstände von Unteransprüchen.

Die Erfindung basiert auf einem Radarempfänger mit einer Empfängereinheit mit
10 einer Empfangsantenne zum Empfang von Hochfrequenzsignalen, mit einem analogen Empfängerteil zur Umsetzung eines Hochfrequenzempfangssignalbandes in ein analoges Zwischenfrequenzsignalband mit einer vorgegebenen Zwischenfrequenz und mit einem digitalen Empfängerteil zur Digitalisierung des analogen Zwischenfrequenzsignalbandes mit wenigstens einem n-Bit-Analog-
15 Digital-Wandler, der zur Abtastung des Zwischenfrequenzsignalbandes und zur Erzeugung eines Digitalsignals nach Maßgabe einer Abtastfrequenz f_s eingerichtet ist, wobei das Zwischenfrequenzsignalband durch eine obere Frequenz $f_{\max}$ und eine untere Frequenz $f_{\min}$ begrenzt ist, wobei die Abtastfrequenz f_s im Verhältnis zu dem Zwischenfrequenzsignalband nach Art einer Unterabtastung angelegt ist,
20 und dass das unterabgetastete Zwischenfrequenzsignalband mit den Eckfrequenzen $f_{\max}$ und $f_{\min}$ vollständig in der m-ten Nyquistzone mit $m > 2$ liegt, so dass gilt $m f_s / 2 > f_{\max}$ und $(m-1) f_s / 2 < f_{\min}$ und dass im digitalen Empfängerteil eine digitale Korrektereinheit zur Erzeugung eines zum Digitalsignal optimalen Korrektursignals vorhanden ist, wobei das Korrektursignal eine Replikation sämtlicher im
25 Digitalsignal vorhandener Harmonische mit Ordnung p, mit $p=1, \dots, L$ und $L=2, \dots, 5$ und sämtlicher Intermodulationsverzerrungen mit einer inversen Phasenbeziehung von π ist und dass die digitalen Korrektereinheit einen Summierer aufweist zur Summation des Digitalsignals und des Korrektursignals zur Erzeugung eines linearisierten Ausgangssignals.

Gemäß der Erfindung ist das linearisierte Ausgangssignal (D_{corr}) eine Darstellung eines modifizierten Volterra-Reihe Modells, insbesondere der Form

$y(k) = h_0 * x(k) + h_1 * x^1(k) + h_2 * x^2(k) + h_3 * x^3(k) + \dots + h_L * x^L(k)$, wobei L die Ordnung des modifizierten Volterra-Reihen Modell, h_i eine lineare Impulsantwort für die dynamische Nichtlinearität i -ter Ordnung und $*$ eine lineare Faltungsoperation gemäß $y(k) = \sum h(m)x(k-m)$ für $-\infty < m < \infty$ ist.

Mit der Erfindung ist eine digitale Linearisierung einer Kette von Empfangskomponenten (LNA, Mischer, ZF-Verstärker, Analog-zu-Digital Wandler), in einem Puls-Doppler Radarempfänger mit Abtastung in hoher Zwischenfrequenzlage möglich.

In einer Ausführungsform der Erfindung umfasst der n -Bit Analog-Digital-Wandler einen Sampler und einen Quantisierer, so dass der n -Bit Analog-Digital-Wandler ein analoges Zwischenfrequenzsignal zeitlich diskretisiert und es wertemäßig in 2^n digitale Stufen quantisiert.

In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung umfasst die digitale Korrektur-einheit eine Linearisierungseinheit, welche eine Integrale Nichtlinearität-basierte Linearisierungseinheit zur Reduktion der statischen integralen Nichtlinearität von dem n -Bit Analog-Digital-Wandler und eine dynamische Linearisierungseinheit zur frequenzabhängigen Reduktion der dynamischen Nichtlinearität von dem n -Bit Analog-Digital-Wandler, der A/D Eingangsbeschaltung sowie der frequenzabhängigen Reduktion der Nichtlinearität von vorgeschalteten analogen Komponenten umfassen. Dabei liegt an einem Ausgang der Integralen Nichtlinearität-basierten Linearisierungseinheit ein Ausgangssignal INL_{corr} an, welches eine Replikation der in-phase Harmonische mit Ordnung p , mit $p=1, \dots, L$ und $L=2, \dots, 5$ mit inverser Phasenbeziehung von π zum Digitalsignal ist. Ferner liegt an einem Ausgang der dynamischen Linearisierungseinheit ein Ausgangssignal DYN_{corr} an, welches eine Replikation der Harmonischen als Funktion der Zwischenfrequenz aus einem

unverzerrten Digitalsignal mit inverser Phasenbeziehung von π zum Digitalsignal ist. Darüber hinaus ist ein Summierer vorhanden zur Summation des Ausgangssignals INL_{corr} mit dem Ausgangssignal DYN_{corr} zur Erzeugung des Korrektursignals LIN_{corr} .

5

Die Erfindung basiert ferner auf einem Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen, gekennzeichnet durch folgende Schritte:

- Bereitstellen eines analogen Signalbandes mit einer vorgegebenen Zwischenfrequenz,
- 10 – Digitalwandeln des analogen Signalbandes in ein Digitalsignal mit einer Abtastfrequenz f_s nach Art einer Unterabtastung, wobei die Abtastung in der m -ten Nyquist-Zone mit $m > 2$ erfolgt,
- Erzeugung eines zum Digitalsignal, welches durch analoge Vorverarbeitung und Digitalisierung fehlerbehaftet ist, invers replizierten Fehlersignals und
- 15 – Erzeugung eines dem linearisierten Ausgangssignal entsprechenden fehlerfreien Empfangssignals aus der Summation des fehlerbehafteten Digitalsignals und dem invers replizierten Fehlersignal.

20 In einer Ausführungsform der Erfindung wird als Frequenzlage der Zwischenfrequenzsignale ein Frequenzbereich größer als 300 MHz.

In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung erfolgt die Abtastung in der m -ten Nyquist-Zone mit $m=4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11$.

25 In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung werden zur Erzeugung des invers replizierten Fehlersignals (LIN_{corr}) in der Linearisierungseinheit (22) optimale Filterkoeffizienten zur Verfügung gestellt, welche in einem einmaligen Kalibrierungszyklus der Linearisierungseinheit (22) berechnet werden.

Zweckmäßig erfolgt ein Kalibrierungszyklus, umfassend einer Signalerzeugung zur Anregung des Puls-Doppler Radarempfängers, einer Signalanalyse zur Merkmalsextraktion und einer Koeffizientenextraktion zur anschließenden Verwendung in der Korrekturereinheit.

5

Mit der Erfindung kann ein SFDR in Puls-Doppler Radarempfängern (beispielsweise, aber keinesfalls ausschließlich zur Operation im S-, C-, oder X-Band) mit Digitalisierung auf einer hohen Zwischenfrequenzlage (Nyquistzone 3 und höher) gleich oder besser als ein SFDR in vergleichbaren Empfängern mit Digitalisierung auf einer niedrigen Zwischenfrequenzlage (Nyquistzone 2) erzielt werden. Ferner kann die konträre Verknüpfung zwischen Leistungsverbrauch und Linearität im analogen Empfängerteil entspannt werden, indem die durch das erfindungsgemäße Verfahren vorgenommene Replikation eines inversen Fehlersignals zu dem Digitalsignal einen analogen Empfängerteil mit gleicher oder höherer Linearität bei gleichzeitig reduzierter Leistungsaufnahme realisiert (im Vergleich zu Systemen ohne Erzeugung einer Replikation eines inversen Fehlersignals zu dem Digitalsignal).

10

15

Die Erfindung sowie weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung werden im Weiteren anhand von Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

20

Fig. 1 schematisch ein typischer Aufbau eines kohärenten 1-kanaligen Radargeräts mit Unterabtastung, digitaler IQ und Puls-Doppler Verarbeitung.

Fig. 2 schematisch ein typischer Aufbau eines kohärenten N-kanaligen Radargeräts mit Unterabtastung, digitaler IQ und Puls-Doppler Verarbeitung.

25

Fig. 3 schematisch ein typischer Aufbau eines einzelnen Radarempfängers mit mehrstufiger Frequenzumsetzung, Unterabtastung und digitaler IQ.

Fig. 4 schematisch der erfindungsgemäße Aufbau eines modifizierten digitalen Empfängerteils.

30

Fig. 5 schematisch der erfindungsgemäße Aufbau der digitalen Korrekturereinheit.

Fig. 6 schematisch der erfindungsgemäße Aufbau der digitalen Linearisierungseinheit.

Fig. 7 abstrahierte Frequenzbereichsbetrachtung zur Erläuterung der Funktionsweise der digitalen Korrektoreinheit.

5 Fig. 8 eine schematische Darstellung der am verfahrensmäßigen Kalibrierungszyklus beteiligten Komponenten.

Fig. 9 schematisch ein Ablaufdiagramm zur Erläuterung der Funktionsweise des verfahrensmäßigen Kalibrierungszyklus.

10 Fig. 10 schematisch der erfindungsgemäße Aufbau eines Puls-Doppler Radarempfängers mit Digitalisierung auf hoher Zwischenfrequenzlage und digitaler Linearisierung der gesamten Empfängerkettenkette.

Gemäß der Erfindung in Fig. 4 wird innerhalb der Empfängereinheit 4 zwischen Analog-zu-Digital Wandler 19 und Preprozessing-Einheit 20 eine digitale Korrektoreinheit 21 eingebracht, welche sich in eine Linearisierungseinheit 22 und eine Equalizationseinheit 23 gliedert, wobei letztere dem Stand der Technik folgt. Um im weiteren einige spezifische Blöcke näher zu referenzieren, wird die Preprocessing-Einheit 20 in eine digitale Downconversion DDC 20a und eine Abtastratenreduktion 20b unterteilt, während der n-bit Analog-zu-Digital Wandler 19 in einen
20 Sampler 19a und einen Quantisierer 19b sowie eine A/D Eingangsbeschaltung 19c unterteilt werden kann. Der Sampler 19a führt die zeitliche Diskretisierung des analogen Zwischenfrequenzsignals in äquidistanten Zeitschritten $dt=1/f_s$ durch, der Quantisierer 19b hingegen die wertemäßige Quantisierung in 2^n digitale Stufen, wobei die Stufengröße als das LSB (least significant bit) mit $LSB=2^{-(n-1)}$
25 den normierten Verarbeitungsbereich von D zwischen -1 und 1 festlegt. Die A/D Eingangsbeschaltung 19c führt eine oftmals notwendige Konvertierung des Single-Ended zur Verfügung gestellten Zwischenfrequenzsignals U in ein von dem A/D-Wandler 19 benötigtes differentiell Eingangssignal um. Das vom Analog-zu-Digital-Wandler gelieferte Digitalsignal im Durchlassbereich D dient als Eingangssignal für die digitale Korrektoreinheit 21, wobei als Zwischensignal nach
30

der Linearisierungseinheit D_{lin} , und als Ausgangssignal nach der Equalizationseinheit D_{corr} dient. Wie in Fig. 5. schematisch dargestellt, unterteilt sich die Linearisierungseinheit 22 weiter in eine Dynamische Linearisierungseinheit $LIN_{DYNAMIC}$ 24 und eine INL-basierte Linearisierungseinheit LIN_{STATIC} 25. Die Ausgangssignale der beiden Verarbeitungseinheiten 24 und 25, DYN_{corr} und INL_{corr} , werden zum Signal LIN_{corr} zusammengefasst, welches durch additive Verknüpfung mit D das linearisierte Ausgangssignal D_{lin} erzeugt. Es folgt die Equalizationseinheit 23 mit dem Ausgangssignal D_{corr} . Die Steuerung der Linearisierungseinheit D_{lin} sowie der Equalizationseinheit 23 erfolgt über das Kontrollsignal $CTRL_{DRX}$.

Eine INL-basierte Linearisierungseinheit LIN_{STATIC} 25 dient zur optionalen Reduktion der statischen integralen Nichtlinearität vom Quantisierer 9b. INL ist definiert als Vektor $INL = [INL_{code0} \ INL_{code2} \ INL_{code3} \ \dots \ INL_{coden-1}] \in \mathbb{R}^{1 \times 2^n}$, und lässt sich, sobald durch Messung extrahiert vorliegend, zur Korrektur in einer look-up Tabelle einsetzen. Damit gilt $INL_{corr} = -INL(D_b)$, wobei $D_b = D/LSB + 2^{n-1}$. Durch INL erzeugte Fehler sind definitionsgemäß in-Phase mit dem Anregungssignal. Für den hier vorliegenden Fall der Unterabtastung und den Einsatz großer Modulationsbandbreiten (>1 MHz) ist die Maßnahme durch die INL-basierte Linearisierungseinheit LIN_{STATIC} 25 nicht ausreichend, da sich die im Falle einer Unterabtastung auftretenden frequenzabhängigen Nichtlinearitäten (dynamischer Natur) nicht durch eine statische Kennlinie beschreiben bzw. korrigieren lassen. Es kann allerdings Ausprägungen vom A/D-Wandler 19 geben, die den zusätzlichen Einsatz der INL-basierten Linearisierungseinheit LIN_{STATIC} 25 rechtfertigen.

Eine dynamische Linearisierungseinheit $LIN_{DYNAMIC}$ 24 dient zur frequenzabhängigen Reduktion der dynamischen Nichtlinearität von A/D-Wandler 19 und Eingangsbeschaltung 19c, ferner kann sie in gewissen Ausprägungen von der Empfängereinheit 2 zur frequenzabhängigen Reduktion der dynamischen Nichtlinearität von Verstärker 17 und Mischer 15 und 16 eingesetzt werden. Aus früheren Arbeiten zur Beschreibung nichtlinearer Systeme ist bekannt, dass eine

Taylorreihe L-ter Ordnung $y(k) = a_0 * x(k)^0 + a_1 * x(k)^1 + a_2 * x(k)^2 + \dots + a_L * x(k)^L$ zur Beschreibung des Eingangs- zu Ausgangsverhaltens von dem A/D-Wandler 19 nur eingeschränkte Möglichkeiten bietet. Dieses Modell beschreibt aber das grundsätzliche Verhalten nichtlinearer Systeme: Bei Anregung eines derartigen Systems mit Anregungsfrequenz f_1 zeigen sich im Ausgangsspektrum neben dem Signal (=Fundamentale) weitere Spektrallinien bei Vielfachen $2*f_1, 3*f_1, \dots, L*f_1$ (=Harmonische/HD), und bei Anregung mit zwei überlagerten Anregungsfrequenzen f_1 und f_2 weitere Spektrallinien nach $M*f_1 \pm N*f_2$, mit $M, N=0, 1, 2, 3, \dots$ (=Intermodulationsverzerrungen/IMD). Problematisch an HD und IMD ist, dass eine einfache lineare Filterung und damit eine Separation vom gewünschten Signal für Empfänger gemäß einem Empfängerteil 2 nach z.B. Fig. 3 nicht möglich ist, da sowohl HD als auch IMD in das Nutzband fallen (in-Band Verzerrungen). In der Praxis erweisen sich besonders HD2/HD3 und IMD2/IMD3 als SFDR-beschränkende Größe. Die verallgemeinerte Form der Taylorreihe für dynamische Systeme stellt die Volterra-Reihe der Form $y(n) = T[x(k)] + T_2[x(k)] + \dots + T_L[x(k)]$ dar, wobei T einen nichtlinearen Operator mit Gedächtnis beschreibt, der Ausgangswerte als Funktion von verzögerten Eingangswerten ($k-1, k-2, k-3, \dots$) realisiert. T_i wird dabei im allgemeinsten Fall durch eine multidimensionale impulsantwort und eine multidimensionale Faltungsoperation beschrieben. Die Anzahl der in diesem Modell auftretenden Koeffizienten als Maß der Komplexität beträgt $M_1 + M_2^2 + M_3^3 + \dots + M_L^L$, wobei L die Ordnung der Volterra-Reihe und M_i die Gedächtnislänge im i-ten Volterrakern (multidimensionale Impulsantwort) darstellt. Aufgrund bekannter Probleme hinsichtlich der Komplexität und Realisierbarkeit des vollständigen Volterra-Modells werden gemäß der Erfindung modifizierte Volterra-Reihen Modelle für den Einsatz in der Dynamischen Linearisierungseinheit LIN_{DYNAMIC} 24 vorgeschlagen, nämlich ein modifiziertes Volterra-Reihen Modell der Form $y(k) = h_0 * x(k) + h_1 * x^1(k) + h_2 * x^2(k) + h_3 * x^3(k) + \dots + h_L * x^L(k)$, wobei L die Ordnung des modifizierten Volterra-Reihen Modell, h_i eine lineare Impulsantwort für die dynamische Nichtlinearität i-ter Ordnung und * eine lineare Faltungsoperation gemäß $y(k) = \sum h(m)x(k-m)$ für $-\infty < m < \infty$ repräsentiert. Aufgabe dieses

Modells ist es, das zu einer beliebigen Auswahl der zu linearisierenden Komponenten A/D-Wandler 19, Verstärker 17, Mischer 15, 16 inverse nichtlineares Anregungsverhalten nachzubilden und zu kompensieren. Der Ansatz ermöglicht beispielsweise die Beschreibung von Nichtlinearitäten nach

$$y(n)=x(n)+ \sum [A_p(f) \cdot \cos(p(2\pi J \cdot f_s/M \cdot n + \varphi_0) + \varphi_{D,p}(f))] + q(n) \text{ für } p=0, \dots, L.$$

Weiter berücksichtigt werden muss der auftretende Aliasing-Effekt am Ausgang von A/D-Wandler 19. Die im A/D-Wandler 19 und damit nach Filter 18 auftretenden Nichtlinearitäten werden ihrer Frequenzlage nach an der Abtastrate f_s auf einen Bereich zwischen 0 und $f_s/2$ gefaltet und äussern sich in einem Empfänger-
 10 teil 2 (z.B. siehe Fig. 3) sowohl als HD als auch als IMD. Die im Verstärker 17 und den Mischern 15, 16 und damit vor dem Filter 18 auftretenden Nichtlinearitäten äussern sich in einem Empfängerteil (2) (z.B. siehe Fig. 3) als reine IMD, hier besonders die trägernahen IMD dritter Ordnung, da im analogen Empfänger entstandene HD im AAF unterdrückt werden.

15 Der Parameter L stellt dabei ganz allgemein betrachtet die Ordnung des mathematischen Korrekturmodells dar zur Kompensation von Harmonischen der Ordnung 1, ..., L. Zweckmäßig wird als Obergrenze für L der Wert 5, insbesondere der Wert 3 gewählt.

20 Die Linearisierungseinheit 22 ist nochmals schematisch in Fig. 6 dargestellt. Die dynamische Linearisierungseinheit 24 unterteilt sich nun in die Blöcke 26, 27 und davon abgeleitete Ausprägungen höherer Ordnung (angedeutet durch Bezugszeichen 28). Block 26 dient zur inversen Replikation der nichtlinearen Dynamik quadratischer Ordnung, Block 27 zur inversen Replikation der nichtlinearen
 25 Dynamik kubischer Ordnung. Um zu verhindern, dass innerhalb 26 Aliasing aufgrund digitaler Nichtlinearitäten auftritt, wird im Block 26a zunächst eine Hinauftastung um dem Faktor 2, anschließend eine Tiefpassfilterung im digitalen Filter bip2 26b durchgeführt. Die so verdoppelte Abtastrate $f_{s2}=f_s \cdot 2$ führt zu einer
 30 Verdopplung der nutzbaren Verarbeitungsbandbreite. Im folgenden Block 26c wird

jeder ankommende Signalwert mit sich selbst multipliziert, um eine quadratische Nichtlinearität nachzubilden. Der folgende Block 26d beinhaltet ein spezifisches Transversalfilter bcorr2a, welches auf der erhöhten Abtastrate f_{s2} arbeitet. Dieses Transversalfilter führt eine frequenzabhängige Amplituden- und Phasenmanipulation des am Ausgang von Block 26c zur Verfügung gestellten Referenzsignals durch. Block 26d ist als nichtlinear-phasiges Transversalfilter realisiert, und enthält Filterkoeffizienten, die sich aus der in Fig.9 skizzierten Kalibration ergeben. Der Block 26e reduziert das Ausgangssignal von Block 26d auf die ursprüngliche Abtastrate f_s , indem jeder 2. aufeinanderfolgende Signalwert verworfen wird, jedoch keine Tiefpassfilterung angewendet wird. Dieser Vorgang repliziert das vor Block 26a vorhandene Aliasing. Im Parallelpfad wird mit dem Block 26e der Abtastratenreduktion ein digitales Tiefpassfilter vorgeschaltet, welches zur Trennung von replizierter HD2 und replizierter IMD2 eingesetzt werden kann, um zusätzlich eine Linearisierung von Verstärker 17 und den Mischern 15, 16 zu realisieren. Ein spezifischer, nachgeschalteter Transversalfilter bcorr2b realisiert die Gewichtung der invers replizierten IMD2. Die Beschreibung des Blocks 27 erfolgt ähnlich dem von Block 26. Um wiederum zu verhindern, dass innerhalb 27 Aliasing aufgrund digitaler Nichtlinearitäten auftritt, wird im Block 27a zunächst eine Hinauftastung um dem Faktor 3, anschließend eine Tiefpassfilterung im digitalen Filter bip3 27b durchgeführt. Die so verdreifachte Abtastrate $f_{s3}=f_s*3$ führt zu einer Verdreifachung der nutzbaren Verarbeitungsbandbreite. Im folgenden Block 27c wird jeder ankommende Signalwert zweimal mit sich selbst multipliziert, um eine kubische Nichtlinearität nachzubilden. Der folgende Block 27d beinhaltet ein spezifisches Transversalfilter bcorr3a, welches auf der erhöhten Abtastrate f_{s3} arbeitet. Dieses Transversalfilter führt eine frequenzabhängige Amplituden- und Phasenmanipulation des am Ausgang von Block 27c zur Verfügung gestellten Referenzsignals durch. Block 27d ist als nichtlinear-phasiges Transversalfilter zu realisieren, die sich aus der in Fig.9 skizzierten Kalibration ergeben. Der Block 27e reduziert das Ausgangssignal von 27d auf die ursprüngliche Abtastrate f_s , indem jeder 3. aufeinanderfolgende Signalwert verworfen wird, jedoch keine Tiefpassfil-

terung angewendet wird. Dieser Vorgang repliziert das vor Block 27a stattgefundene Aliasing. Im Parallelpfad wird mit dem Block 27e der Abtastratenreduktion ein digitales Tiefpassfilter bcorr3b vorgeschaltet, welches zur Trennung von replizierter HD3 und replizierter IMD3 eingesetzt werden kann, um zusätzlich eine
5 Linearisierung von Verstärker 17 und den Mischern 15, 16 zu realisieren. Ein spezifischer, nachgeschalteter Transversalfilter bcorr3b realisiert die Gewichtung der invers replizierten IMD3.

Das durch Summation erzeugte Korrektursignal aus Block 26 wird nun mit dem
10 Korrektursignal aus 27 und optionalen Pfaden höherer Ordnung 28 wiederum summiert zum Signal DYN_{corr} . Das Signal DYN_{corr} bildet zusammen mit INL_{corr} aus der INL-basierten Linearisierungseinheit LIN_{STATIC} 25 das Signal LIN_{corr} und durch Summation mit dem Digitalsignal D das linearisierte Ausgangssignal D_{lin} . Fig. 7. zeigt zur weiteren Erläuterung das Zusammenwirken dieser Signale anhand von
15 Signalspektren in einem repräsentativen Eintönfall. Das Signal D beinhaltet das unverzernte Anregungssignal sowie die durch den A/D-Wandler 19 erzeugten Harmonischen 2. und 3. Ordnung. Das Ausgangssignal von (24) DYN_{corr} repliziert die Harmonischen als Funktion der Eingangsfrequenz aus dem unverzernten Anregungssignal, allerdings mit inverser Phasenbeziehung von π . Das Ausgangs-
20 signal von der INL-basierten Linearisierungseinheit LIN_{STATIC} 25 INL_{corr} repliziert in-phase Harmonische mit Ordnung größer 3, wiederum mit inverser Phasenbeziehung von π . Das Summationssignal LIN_{corr} bildet das zu D optimale Korrektursignal. Das Spektrum von LIN_{corr} beinhaltet Harmonische, die betragsmäßig mit den Harmonischen des Spektrums von D übereinstimmen, jedoch stets eine
25 inverse Phasenbeziehung von π aufweisen. Im Zweitönfall beinhaltet das Signal D zusätzlich zu den beiden unverzernten Anregungssignalen die durch den A/D-Wandler 19 erzeugten IMD sowie die durch Verstärker 17 und den Mischern 15, 16 erzeugten kritischen IMD3. Die Replikation aller erzeugten IMD im Spektrum

von LIN_{corr} erfolgt ebenfalls betragsmäßig äquivalent zu den vorhandenen IMD im Spektrum von D , jedoch mit einer inversen Phasenbeziehung von π .

Das erfindungsgemäße Verfahren bevorzugt einen Kalibrierungszyklus nach Fig.

5 8. Um ausschließlich die Nichtlinearität der gewünschten Empfängerkomponenten zu charakterisieren, wird für die Kalibration ein bekanntes Eingangssignal mit möglichst großer spektraler Reinheit benötigt. Die Kalibrierungsstrecke 29 leitet das von der Sendeeinheit EXC 6 zur Verfügung gestellte Kalibrierungssignal CAL auf den Empfänger. Das am Ausgang von A/D-Wandler 19 zur Verfügung stehen-
10 de Signal D beinhaltet die durch vorherige Empfängerkomponenten erzeugten und verbleibenden nichtlinearen Spektralanteile. Die Formulierung und Lösung des auftretenden least-squares Problems ergibt sich aus dem zu erwartenden, bekannten Signal D_{ideal} und dem tatsächlich zur Verfügung stehenden, fehlerbehafteten Signal D , sowie der Abweichung zwischen D_{ideal} und D im Sinne der L2-
15 Norm. Die in Linearisierungseinheit 22 zur Kompensation benötigten optimalen Filterkoeffizienten werden innerhalb einer Berechnungseinheit CALC 30 berechnet, indem zunächst Informationen aus dem Signal D extrahiert und über eine least-square Lösung gemäß $x = ((A^T A)^{-1} A^T) y$ zur Kalkulation der Filterkoeffizienten verwendet werden, wobei A eine bekannte Systemmatrix, x den Parametervektor
20 mit den Filterkoeffizienten und y den Beobachtungsvektor mit den gemessenen Daten aus D darstellt. Um ein frequenzabhängiges Modell über der gesamten Nutzbandbreite zu trainieren, wird entweder ein Set von Eingangssignalen bei verschiedenen Eingangsfrequenzen benötigt oder ein einzelnes Trainingssignal, dass alle gewünschten Frequenzkomponenten beinhaltet. Das Signal Ca wird aus
25 Gründen der spektralen Reinheit bevorzugt als a) 1-Ton oder b) 2-Ton, in anderen Fällen auch als c) Multi-Ton realisiert oder d) digital generiertes pseudo-random Noise (PN), wobei in den Fällen c) und d) die Güte der spektralen Reinheit gegenüber a) und b) aufgrund von Linearitätsbeschränkungen in der Signalerzeugung (z. B. Digital-zu-Analog-Wandlung) grundsätzlich limitiert ist. Ein im Radar-
30 gerät integrierter Kalibrierungszyklus für die Linearisierungseinheit 22 beugt

temperatur- und alterungsbedingten Änderungen der nichtlinearen Charakteristik einzelner Empfangskomponenten und damit Qualitätseinbußen hinsichtlich der durch die Linearisierungseinheit 22 erzielte SFDR Verbesserung vor.

- 5 Die nähere Erläuterung von CALC 30 erfolgt anhand des Ablaufdiagramms in Fig. 9. Der Kalibrierungszyklus beginnt mit Block 31, in welchem globale Parameter wie Nyquistzone, Verhältnis von Nutz- zu Nyquistbandbreite, und Anzahl der Testtöne K innerhalb der Nutzbandbreite, vorab festgelegt werden. In Block 32 wird ein Testton auf den Empfänger gegeben und in Block 33 werden M Samples
10 des digitalen Ausgangssignals D gespeichert. Der Zyklus Block 32 und Block 33 wiederholt sich, bis die in Block 31 festgelegte Anzahl an Testtönen erreicht ist. Block 34 liest die gespeicherten Daten der so erzeugten Matrix mit K Zeilen und M Spalten, wobei K die Anzahl an Testtönen und M die Anzahl an Samples pro Testton darstellt. In Block 35 wird mit Hilfe eines Referenzmodells und einer FFT
15 eine spektrale Auswertung aller Daten durchgeführt. In Block 36 werden punktuell Parameter der nichtlinearen Charakteristik als Amplituden- und Phasengänge als Funktion der Eingangsfrequenz extrahiert. In Block 37 werden Entwurfparameter für das anschließende Entwurfsverfahren festgelegt, dies beinhaltet unter anderem die Anzahl der verwendenden Taps für die Transversalfilter in der
20 Linearisierungseinheit 22, Gewichtungsfaktoren für "don't-care" Bereiche, und der Faktor G einer nachgeschalteten kubischen Spline-Interpolation in Block 38. Die "don't-care"-Bereiche bieten dem digitalen Filter Freiheitsgrade im Frequenzbereich, so dass ausserhalb dieser Bereiche (im Nutzband) eine möglichst hohe Genauigkeit erzielt werden kann. Die Dateninterpolation in Block 38 erhöht die
25 Anzahl an K extrahieren Frequenzpunkten um den Faktor G , so dass ein feineres Raster von $K \cdot G$ Frequenzpunkten entsteht. In Block 39 werden die in der Linearisierungseinheit 22 verwendeten nichtlinear-phasigen Transversalfilter nach einem dem Fachmann bekannten Entwurfsverfahren berechnet. Sollte der verbleibende Residualfehler noch nicht ausreichend gering sein, werden die Entwurfparameter
30 in Block 37 angepasst und die Blöcke 38, 39 erneut durchlaufen; ansonsten wird

in Block 40 die Qualität der Kompensation überprüft. Sollte die Qualität der Kompensation unzureichend sein, kann der Kalibrierungszyklus mit einer erhöhten Anzahl an Testtönen K in Block 31 wiederholt werden; ansonsten werden in Block 41 die Filterkoeffizienten gespeichert, der Linearisierungseinheit 22 zur Verfügung gestellt und der Kalibrierungszyklus verlassen.

Der erfindungsgemäße Puls-Doppler Radarempfänger als Ausführungsbeispiel, schematisch dargestellt in Fig. 10., umfasst ein analoges Frontend 43, bestehend aus einem Systemfilter, einer Sensitivity Time Control STC, einem rauscharmen Verstärker LNA, einem Mischer, einem nachgeschalteten Diplexer, einem Anti-Aliasing-Filter AAF, einem Leistungsverstärker auf Zwischenfrequenzlage IF-AMP, sowie einen nachgeschalteten Limiter. Weiterhin umfasst der Radarempfänger ein AD-Interface 44 mit einer Eingangsbeschaltung und einem Analog-zu-Digital Wandler. Weiterhin umfasst der Radarempfänger ein FPGA 45 mit implementierter Algorithmik, bestehend aus einer Linearisierungseinheit, einer Equalizationseinheit, und einer Preprocessing-Einheit. Weiterhin umfasst der Radarempfänger eine Algorithmik-Steuereinheit 46 realisiert in Software, bestehend aus einer bereits beschriebenen Berechnungseinheit CALC 30 und einer Kontrolleinheit CTRL. Weiterhin umfasst der Radarempfänger eine Signalgenerierungseinheit 42, bestehend aus einem Signalgenerator SIG_{RF} zur Erzeugung Kalibrierungssignals CAL in einer der bevorzugten Ausprägungen, und einem Signalgenerator SIG_{LO} zur Erzeugung des LO-Signals. Der erfindungsgemäße Empfänger mit Unterabtastung in hoher Zwischenfrequenzlage und dem Verfahren zur Linearisierung der gesamten Empfängerkette zeichnet sich gegenüber dem Stand der Technik durch reduzierte Komplexität (singuläre Mischstufe im analogen Frontend), reduzierte Größe, Gewicht, Leistungsverbrauch, und gleichzeitig hohes SFDR bzw. niedrige IMD3 aus.

Patentansprüche

1. Radarempfänger mit einer Empfängereinheit (2) mit einer Empfangsantenne
 5 zum Empfang von Hochfrequenzsignalen,
 mit einem analogen Empfängerteil (3) zur Umsetzung eines Hochfrequenz-
 empfangssignalbandes (X) in ein analoges Zwischenfrequenzsignalband (U)
 mit einer vorgegebenen Zwischenfrequenz und mit einem digitalen Empfän-
 gerteil (4) zur Digitalisierung des analogen Zwischenfrequenzsignalbandes
 10 (U) mit wenigstens einem n-Bit-Analog-Digital-Wandler (19), der zur Abtas-
 tung des Zwischenfrequenzsignalbandes (U) und zur Erzeugung eines Digi-
 talsignals (D) nach Maßgabe einer Abtastfrequenz f_s eingerichtet ist, wobei
 das Zwischenfrequenzsignalband (U) durch eine obere Frequenz $f_{\max}$ und
 eine untere Frequenz $f_{\min}$ begrenzt ist,
 15 wobei die Abtastfrequenz f_s im Verhältnis zu dem Zwischenfrequenzsignal-
 band (U) nach Art einer Unterabtastung angelegt ist, und dass das unterab-
 getastete Zwischenfrequenzsignalband (U) mit den Eckfrequenzen $f_{\max}$ und
 $f_{\min}$ vollständig in der m-ten Nyquistzone mit $m > 2$ liegt, so dass gilt $mf_s/2 >$
 $f_{\max}$ und $(m-1)f_s/2 < f_{\min}$
 20 und dass im digitalen Empfängerteil (4) eine digitale Korrektereinheit (21) zur
 Erzeugung eines zum Digitalsignal (D) optimalen Korrektursignals (LIN_{corr})
 vorhanden ist,
 wobei das Korrektursignal (LIN_{corr}) eine Replikation sämtlicher im Digitalsig-
 nal (D) vorhandener Harmonische mit Ordnung p, mit $p=1, \dots, L$ und $L=2, \dots, 5$
 25 und sämtlicher Intermodulationsverzerrungen mit einer inversen Phasenbe-
 ziehung von π ist und dass die digitalen Korrektereinheit (21) einen Summie-
 rer aufweist zur Summation des Digitalsignals (D) und des Korrektursignals
 (LIN_{corr}) zur Erzeugung eines linearisierten Ausgangssignals (D_{corr}), dadurch
 gekennzeichnet, dass
 30 das linearisierte Ausgangssignal (D_{corr}) eine Darstellung eines modifizierten

Volterra-Reihe Modells ist, insbesondere der Form

$y(k)=h_0*x(k)+h_1*x^1(k)+h_2*x^2(k)+h_3*x^3(k)+\dots +h_L*x^L(k)$, wobei L die Ordnung des modifizierten Volterra-Reihen Modell, h_i eine lineare Impulsantwort für die dynamische Nichtlinearität i -ter Ordnung und $*$ eine lineare Faltungsoperation gemäß $y(k)=\sum h(m)x(k-m)$ für $-\infty < m < \infty$ ist.

2. Radarempfänger nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet, dass

der der n -Bit Analog-Digital-Wandler (19) einen Sampler (19a) und einen Quantisierer (19b) umfasst, so dass der n -Bit Analog-Digital-Wandler (19)

ein analoges Zwischenfrequenzsignals (U) zeitlich diskretisiert und wertemäßig in 2^n digitale Stufen quantisiert.

3. Radarempfänger nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet, dass

die digitale Korrekturereinheit (21) eine Linearisierungseinheit (22) umfasst, welche eine Integrale Nichtlinearität-basierte Linearisierungseinheit (25) zur Reduktion der statischen integralen Nichtlinearität von dem n -Bit Analog-Digital-Wandler (19)

und eine dynamische Linearisierungseinheit (24) zur frequenzabhängigen Reduktion der dynamischen Nichtlinearität von dem n -Bit Analog-Digital-Wandler (19), der A/D Eingangsbeschaltung (19c) sowie der frequenzabhängigen Reduktion der Nichtlinearität von vorgeschalteten analogen Komponenten (17)(15)(16) umfassen,

wobei an einem Ausgang der Integralen Nichtlinearität-basierten Linearisierungseinheit (25) ein Ausgangssignal (INL_{corr}) anliegt, welches eine Replikation der in-phase Harmonische mit Ordnung p , mit $p=1,\dots,L$ und $L=2,\dots,5$ mit inverser Phasenbeziehung von π zum Digitalsignal (D) ist und

wobei an einem Ausgang der dynamischen Linearisierungseinheit (24) ein

Ausgangssignal (DYN_{corr}) anliegt, welches eine Replikation der Harmonischen als Funktion der Zwischenfrequenz aus einem unverzerrten Digitalsignal (D) mit inverser Phasenbeziehung von π zum Digitalsignal (D) ist und dass

5 ein Summierer vorhanden ist zur Summation des Ausgangssignals (INL_{corr}) mit dem Ausgangssignal (DYN_{corr}) zur Erzeugung des Korrektursignals (LIN_{corr}).

4. Radarempfänger nach einem der vorangehenden Ansprüche 2 und 3, dadurch gekennzeichnet, dass

10 ein Oszillator (OSC) zur Erzeugung eines Oszillatorsignals (LO) vorhanden ist, wobei das Oszillatorsignal (LO) dem analogen Empfängerteil (3) und dem Analog-Digital-Wandler (19) im digitalen Empfängerteil (4) als Taktsignal (CLK) zugeführt ist.

5. Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen in einem Radarempfänger gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, gekennzeichnet durch folgende Schritte:

15 Bereitstellen eines analogen Signalband (U) mit einer vorgegebenen Zwischenfrequenz,

20 Digitalwandeln des analogen Signalbandes (U) in ein Digitalsignal (D) mit einer Abtastfrequenz f_s nach Art einer Unterabtastung, wobei die Abtastung in der m-ten Nyquist-Zone mit $m > 2$ erfolgt,

Erzeugung eines zum Digitalsignal (D), welches durch analoge Vorverarbeitung und Digitalisierung fehlerbehaftet ist, invers replizierten Fehlersignals (LIN_{corr}),

25 Erzeugung eines dem linearisierten Ausgangssignal (D_{corr}) entsprechenden fehlerfreien Empfangssignals (D_{LIN}) aus der Summation des fehlerbehafteten Digitalsignals (D) und dem invers replizierten Fehlersignal (LIN_{corr}).

6. Verfahren nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet, dass
als Frequenzlage der Zwischenfrequenzsignale(U) ein Frequenzbereich größer als 300 MHz verwendet wird.
- 5 7. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche 5 oder 6,
dadurch gekennzeichnet, dass
die Abtastung in der m-ten Nyquist-Zone mit $m=4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11$ erfolgt.
8. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche 5 bis 7,
dadurch gekennzeichnet, dass
10 zur Erzeugung des invers replizierten Fehlersignal (LIN_{corr}) in der Linearisierungseinheit (22) optimale Filterkoeffizienten zur Verfügung gestellt werden, welche in einem einmaligen Kalibrierungszyklus der Linearisierungseinheit (22) berechnet werden.

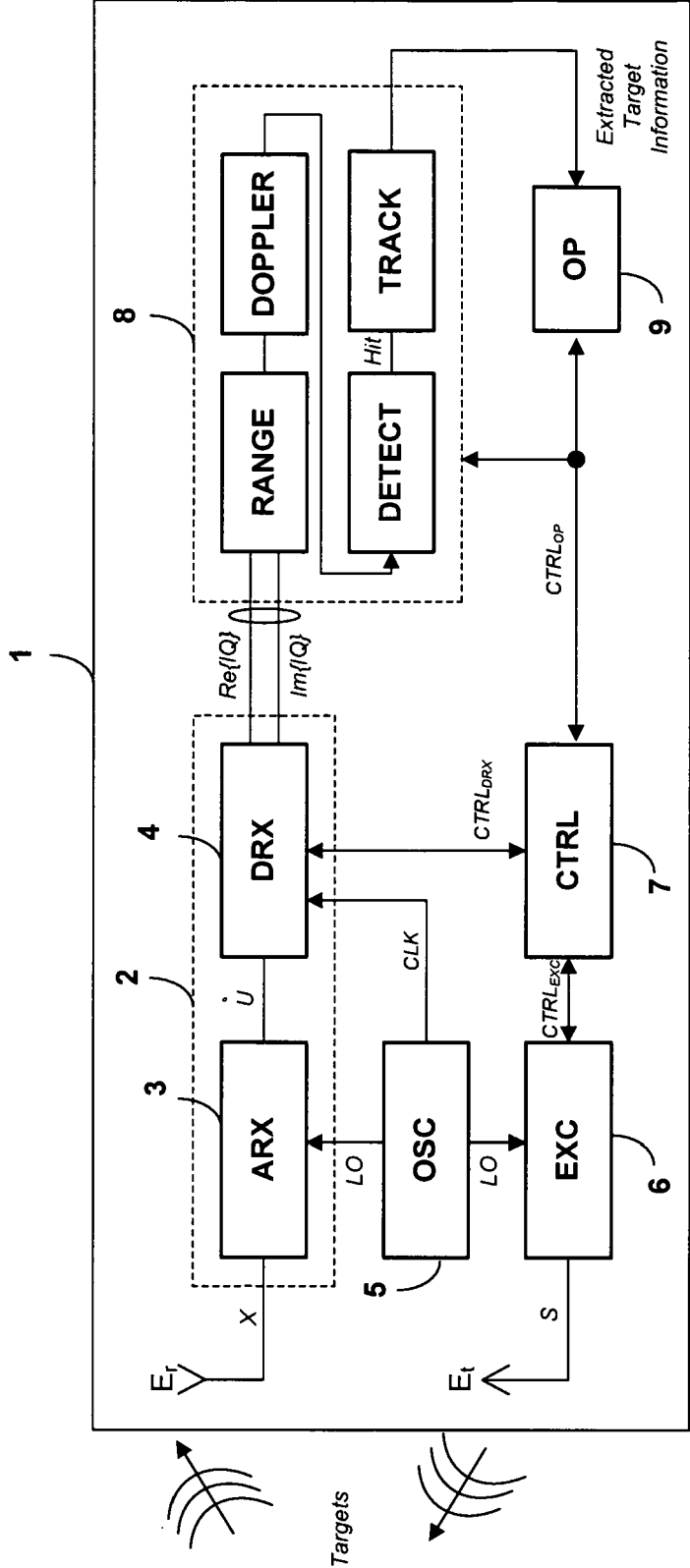


Fig.1

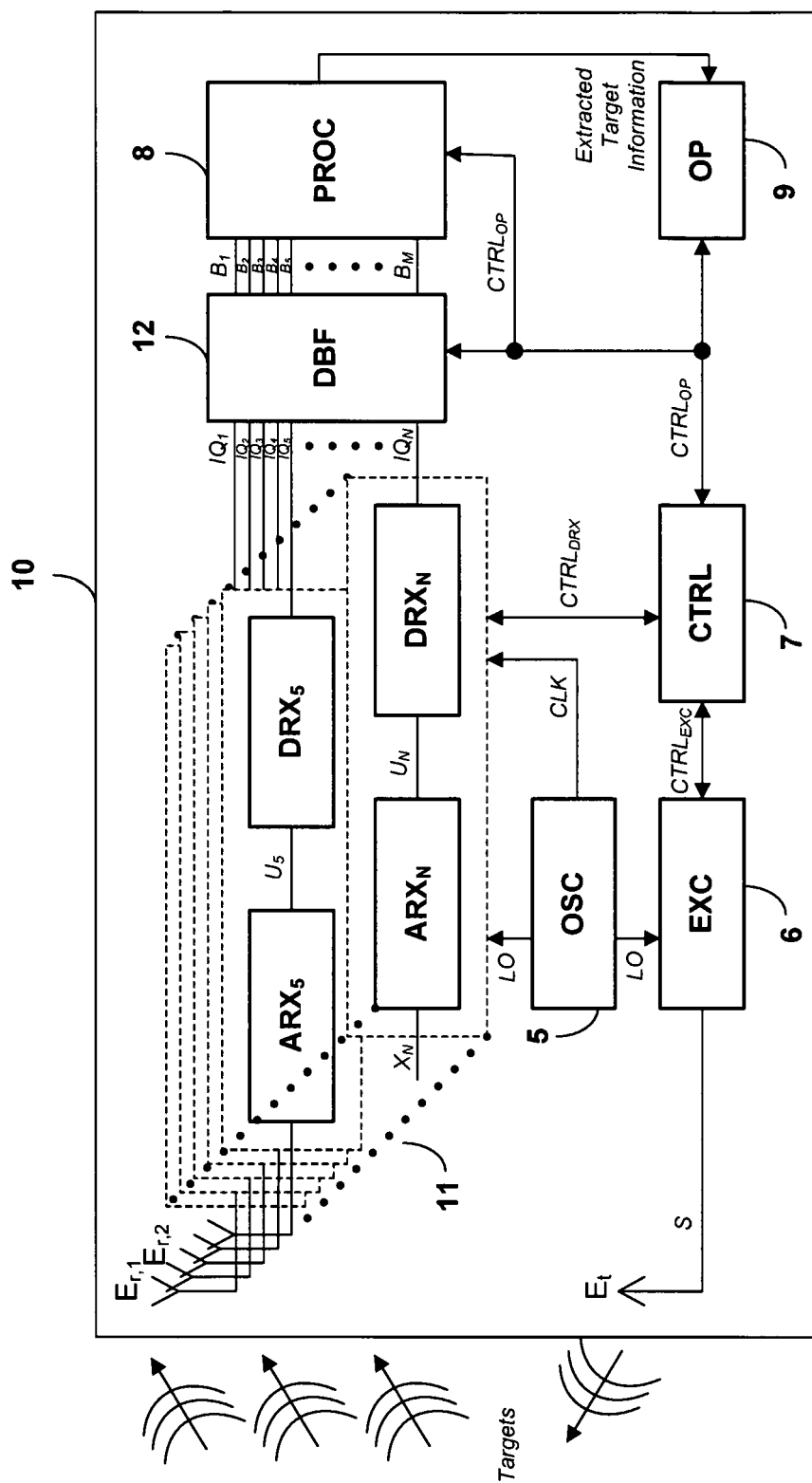


Fig.2

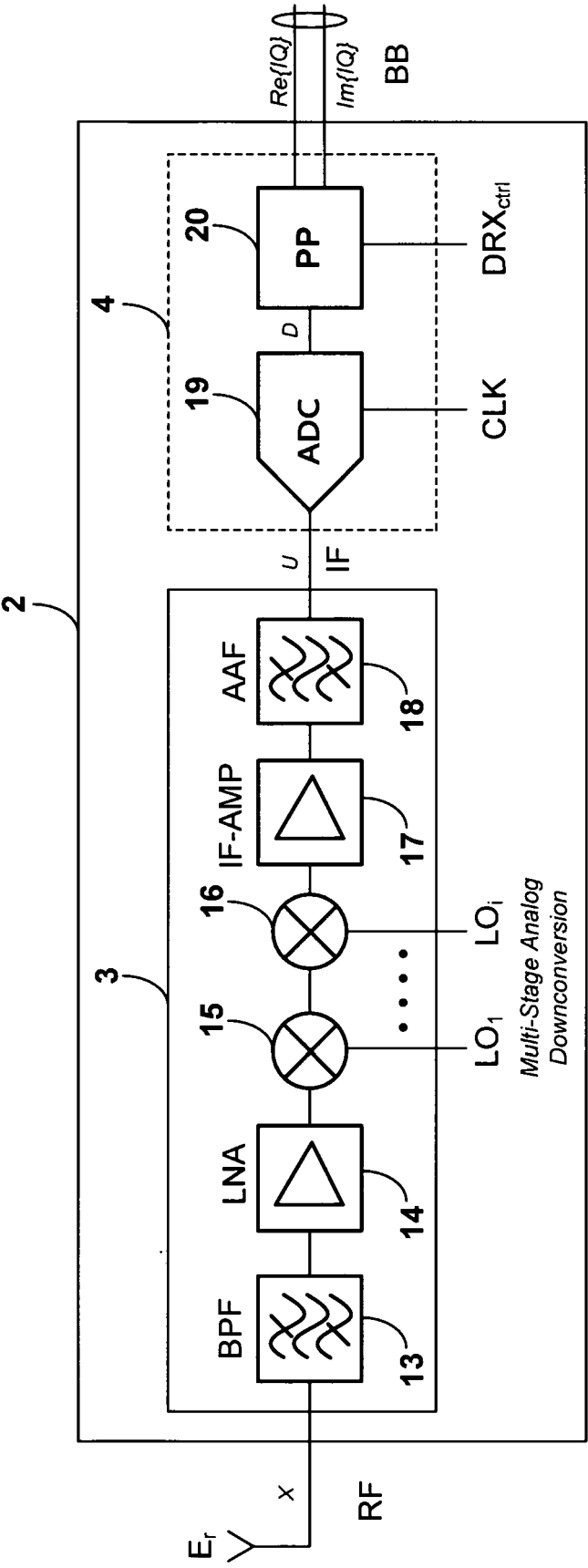


Fig.3

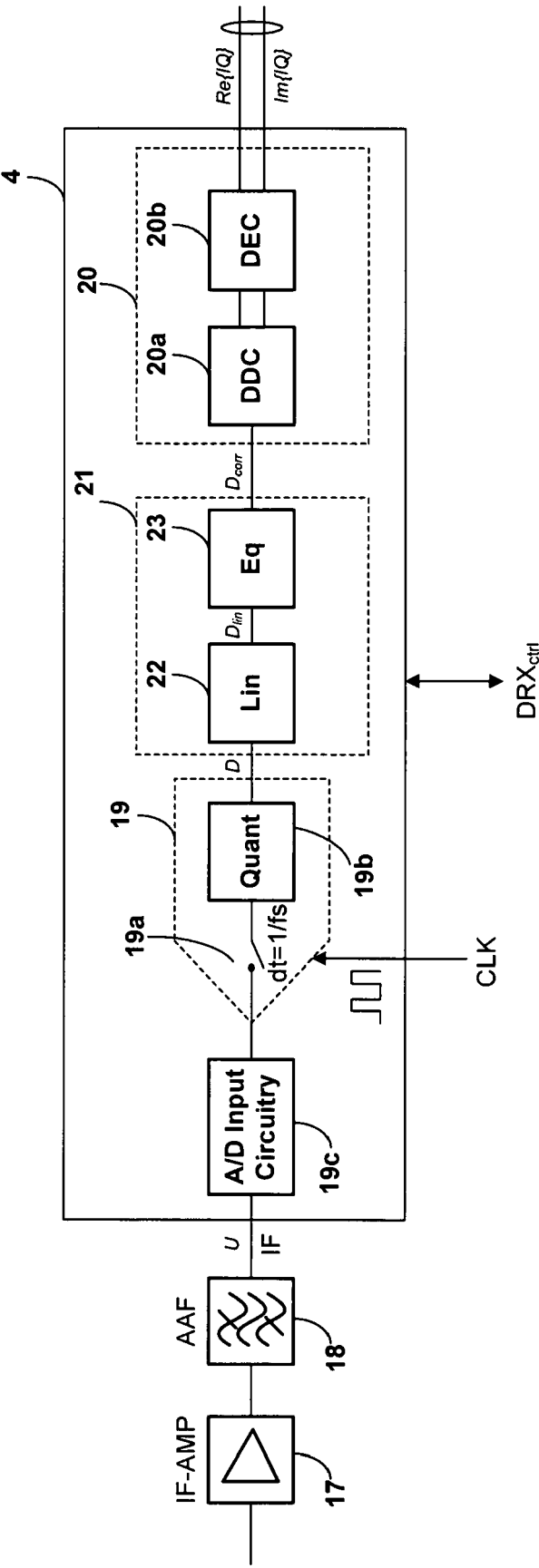


Fig.4

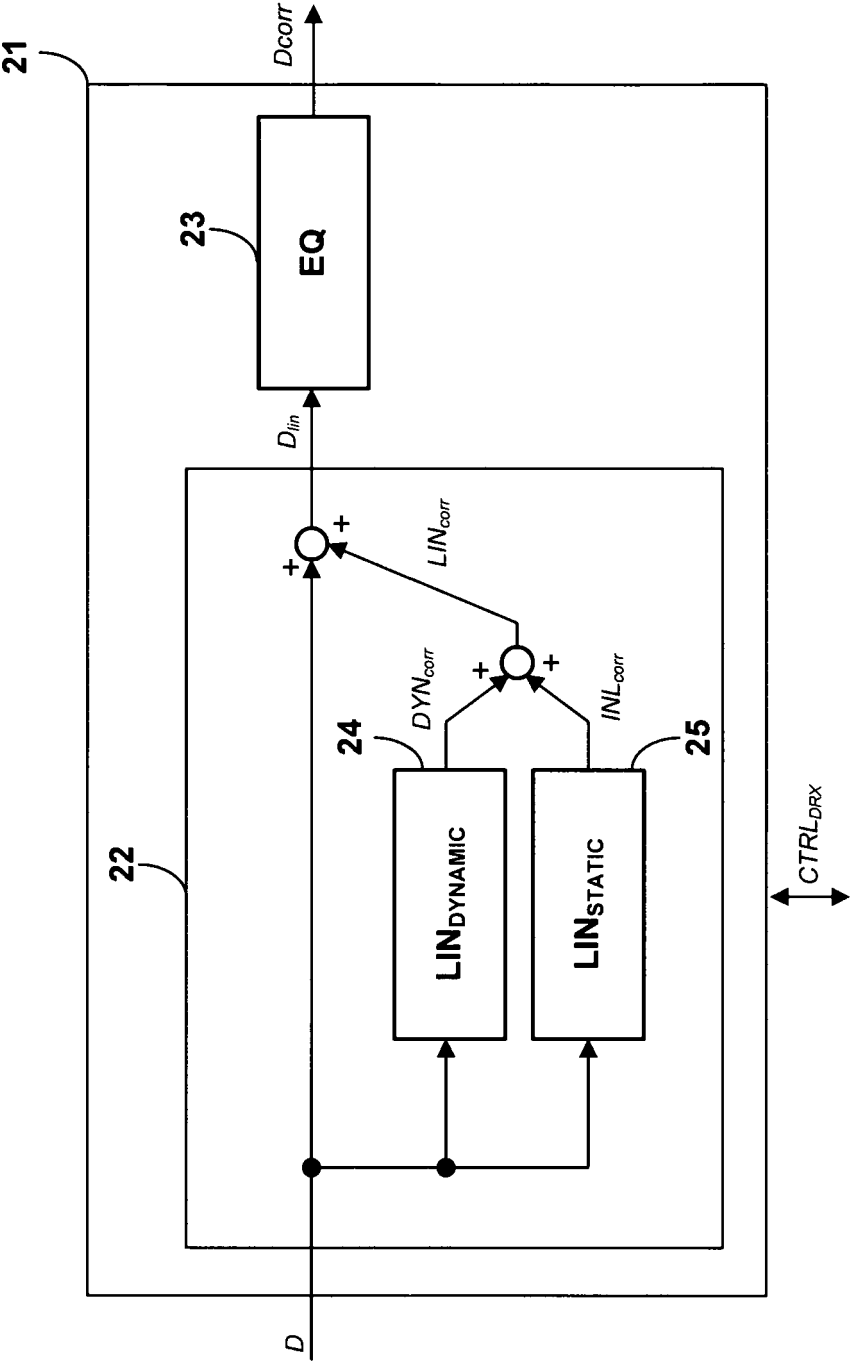


Fig.5

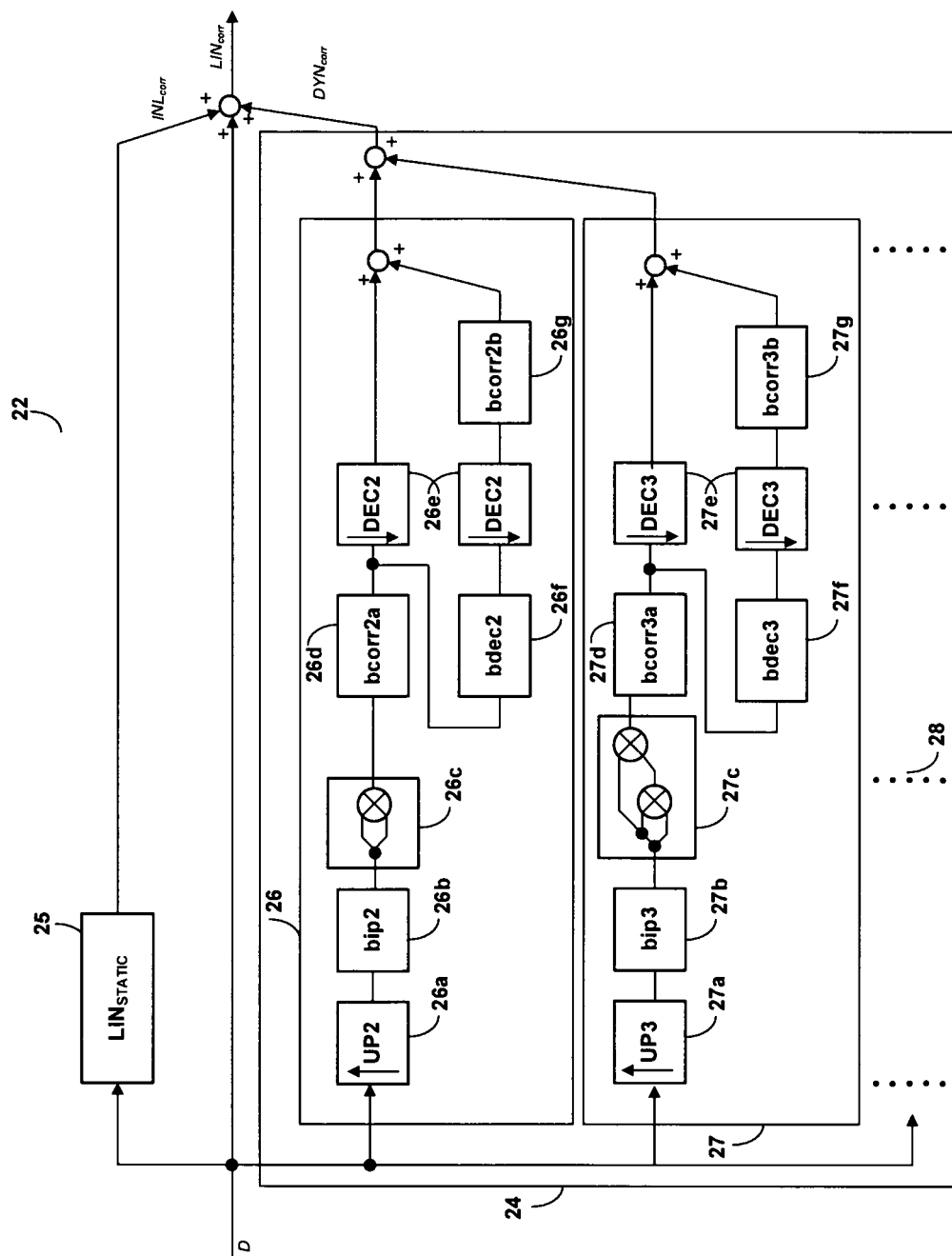


Fig.6

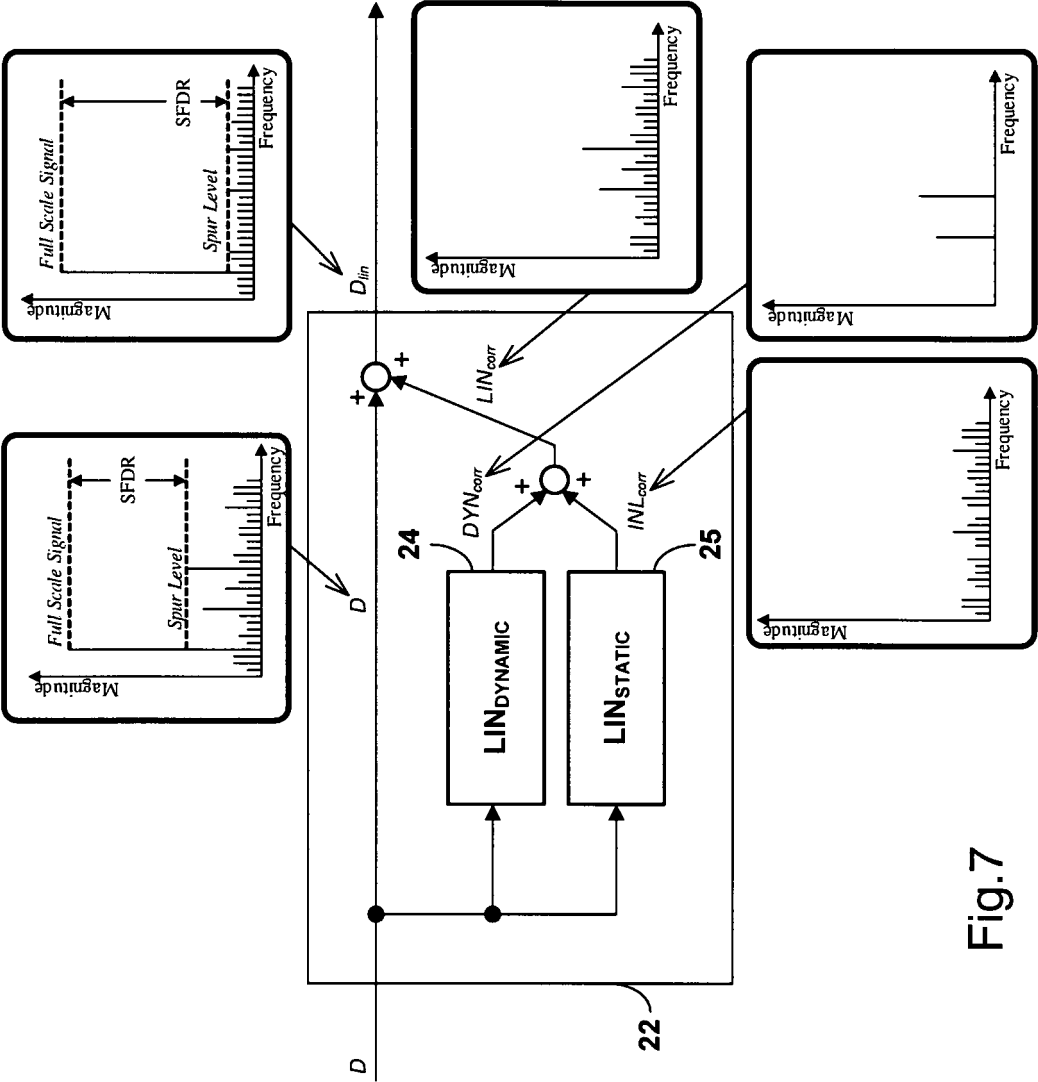


Fig.7

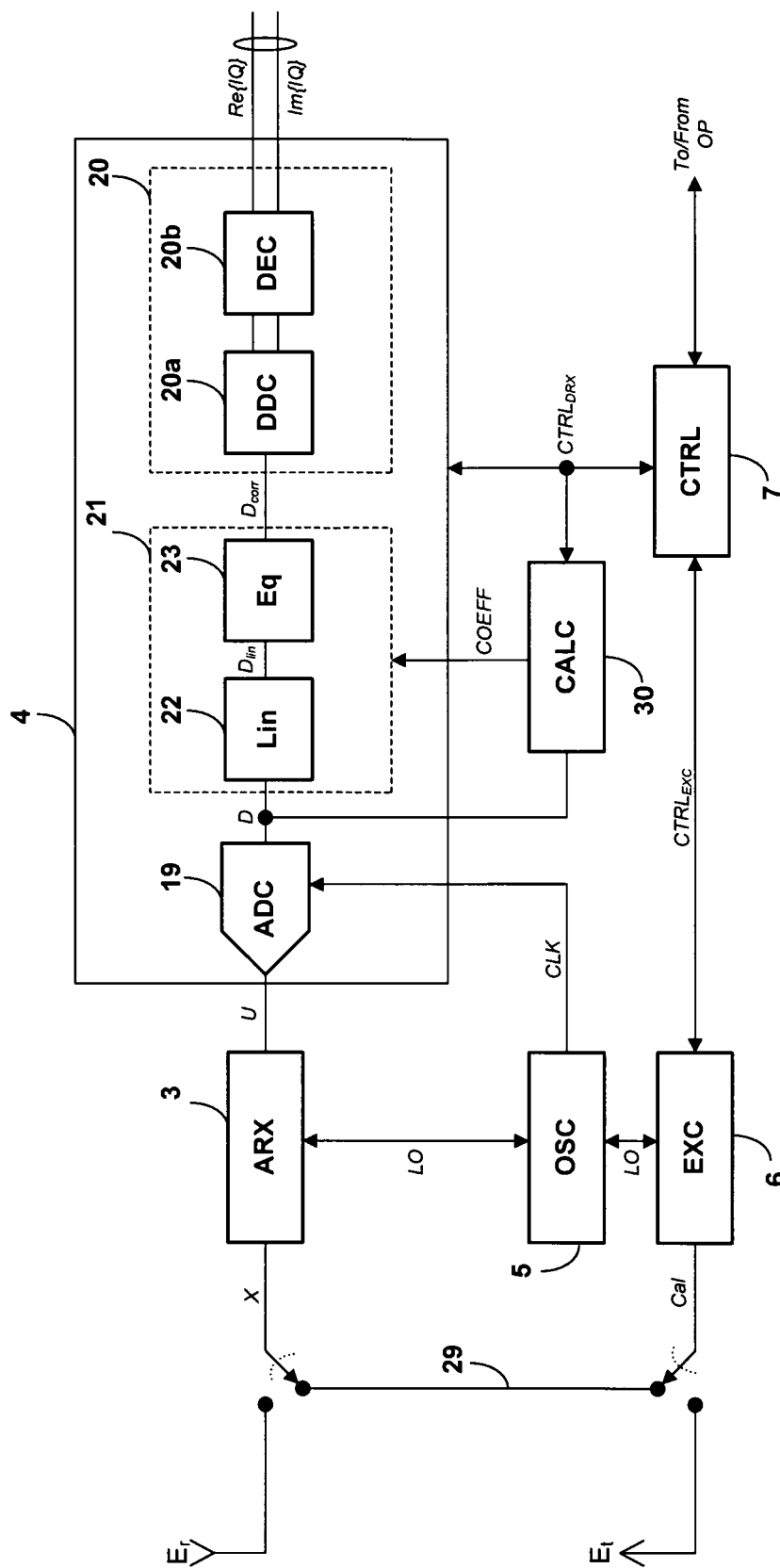


Fig.8

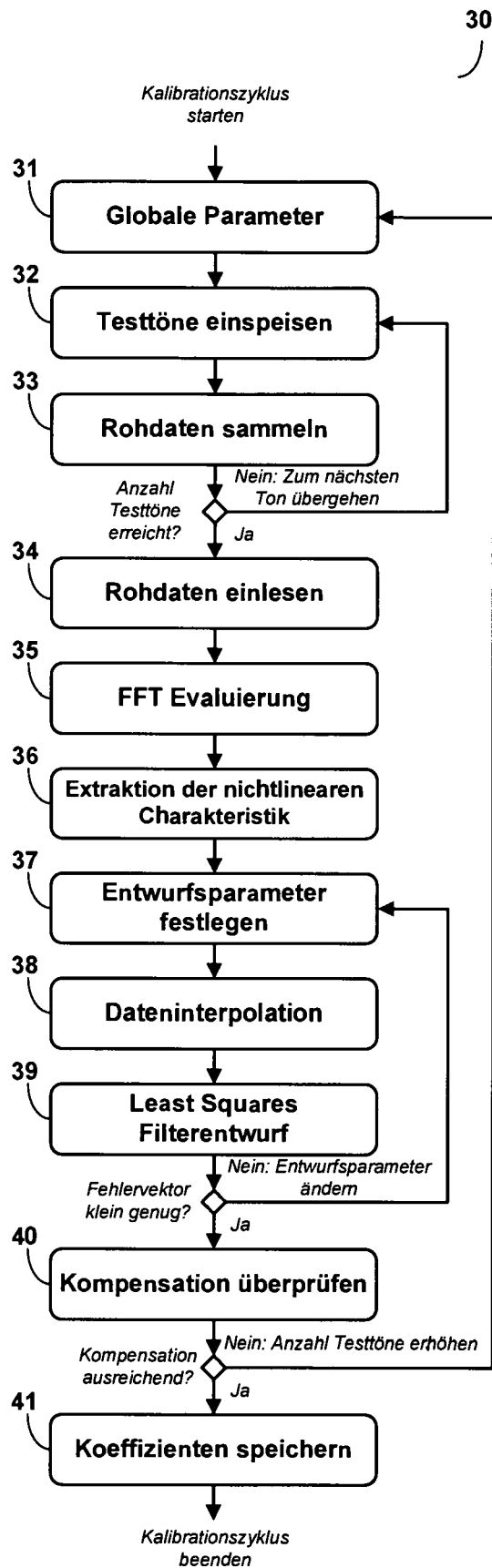


Fig.9

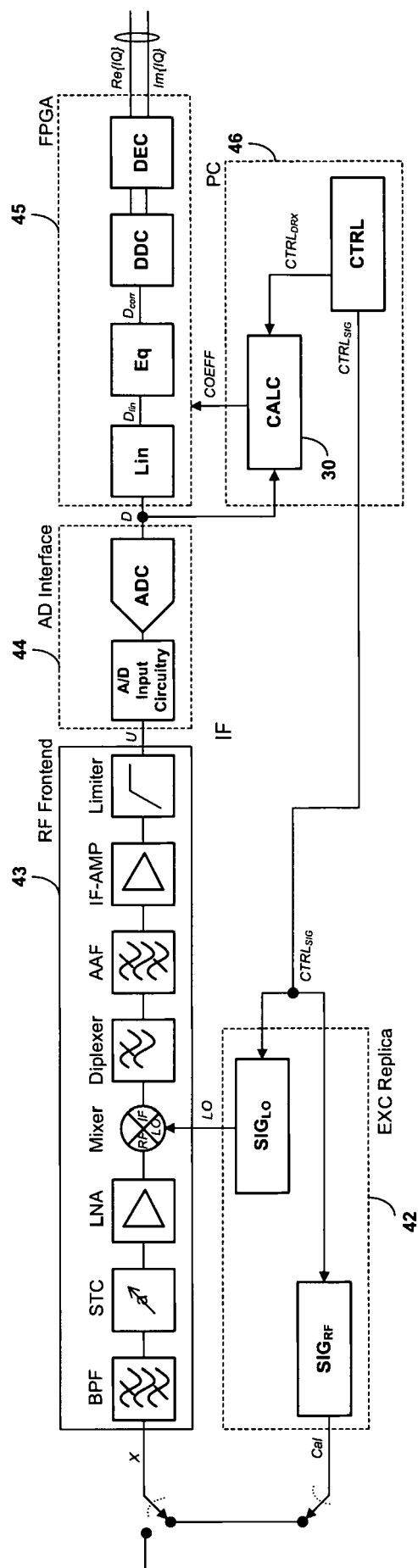


Fig.10

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/DE2013/000429

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. G01S7/40

ADD. G01S7/288

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01S

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 6 639 537 B1 (RAZ GIL MOSHE [US]) 28 October 2003 (2003-10-28) the whole document	1-8
X	----- JOEL GOODMAN ET AL: "Extending the dynamic range of RF receivers using nonlinear equalization", WAVEFORM DIVERSITY AND DESIGN CONFERENCE, 2009 INTERNATIONAL, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 8 February 2009 (2009-02-08), pages 224-228, XP031436531, ISBN: 978-1-4244-2970-7 the whole document	1-8
A	----- US 2006/133470 A1 (RAZ GIL M [US] ET AL) 22 June 2006 (2006-06-22) the whole document ----- -/-	1-8



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

7 November 2013

Date of mailing of the international search report

13/11/2013

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Rudolf, Hans

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/DE2013/000429

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 594 612 A (HENRION W S [US]) 14 January 1997 (1997-01-14) the whole document -----	1-8
A	US 6 570 514 B1 (VELAZQUEZ SCOTT R [US]) 27 May 2003 (2003-05-27) the whole document -----	1-8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/DE2013/000429

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6639537	B1	28-10-2003	NONE
US 2006133470	A1	22-06-2006	NONE
US 5594612	A	14-01-1997	FR 2725328 A1 05-04-1996 JP H08204559 A 09-08-1996 US 5594612 A 14-01-1997
US 6570514	B1	27-05-2003	NONE

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES INV. G01S7/40 ADD. G01S7/288		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC		
B. RECHERCHIERTE GEBIETE Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) G01S		
Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) EPO-Internal, WPI Data		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 6 639 537 B1 (RAZ GIL MOSHE [US]) 28. Oktober 2003 (2003-10-28) das ganze Dokument	1-8
X	----- JOEL GOODMAN ET AL: "Extending the dynamic range of RF receivers using nonlinear equalization", WAVEFORM DIVERSITY AND DESIGN CONFERENCE, 2009 INTERNATIONAL, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 8. Februar 2009 (2009-02-08), Seiten 224-228, XP031436531, ISBN: 978-1-4244-2970-7 das ganze Dokument	1-8
A	----- US 2006/133470 A1 (RAZ GIL M [US] ET AL) 22. Juni 2006 (2006-06-22) das ganze Dokument ----- -/-	1-8
☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen ☒ Siehe Anhang Patentfamilie		
* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen : "A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist "E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist "L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt) "O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht "P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist "T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist "X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche 7. November 2013		Absendedatum des internationalen Recherchenberichts 13/11/2013
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bediensteter Rudolf, Hans

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	US 5 594 612 A (HENRION W S [US]) 14. Januar 1997 (1997-01-14) das ganze Dokument -----	1-8
A	US 6 570 514 B1 (VELAZQUEZ SCOTT R [US]) 27. Mai 2003 (2003-05-27) das ganze Dokument -----	1-8

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE2013/000429

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 6639537	B1	28-10-2003	KEINE
US 2006133470	A1	22-06-2006	KEINE
US 5594612	A	14-01-1997	FR 2725328 A1 05-04-1996 JP H08204559 A 09-08-1996 US 5594612 A 14-01-1997
US 6570514	B1	27-05-2003	KEINE