



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 115001913 B

(45) 授权公告日 2022. 11. 29

(21) 申请号 202210918918.9

H04B 1/525 (2015.01)

(22) 申请日 2022.08.02

H04B 1/12 (2006.01)

G06K 9/62 (2022.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 115001913 A

(56) 对比文件

(43) 申请公布日 2022.09.02

US 2016226535 A1,2016.08.04

US 2015341125 A1,2015.11.26

(73) 专利权人 北京理工大学

US 2021258134 A1,2021.08.19

地址 100081 北京市海淀区中关村南大街5号

US 2016294532 A1,2016.10.06

CN 105978602 A,2016.09.28

(72) 发明人 张中山 程可辛 杜昌瀚 邢志方
高一凡 孙时振

CN 107026673 A,2017.08.08

US 2015043323 A1,2015.02.12

(74) 专利代理机构 北京正阳理工知识产权代理
事务所(普通合伙) 11639

Ying Liu等.A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference.《IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques》.2017,第65卷(第12期),第5263-5273页.

专利代理师 张利萍

审查员 曾志鹏

(51) Int. Cl.

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 5/14 (2006.01)

权利要求书2页 说明书6页 附图3页

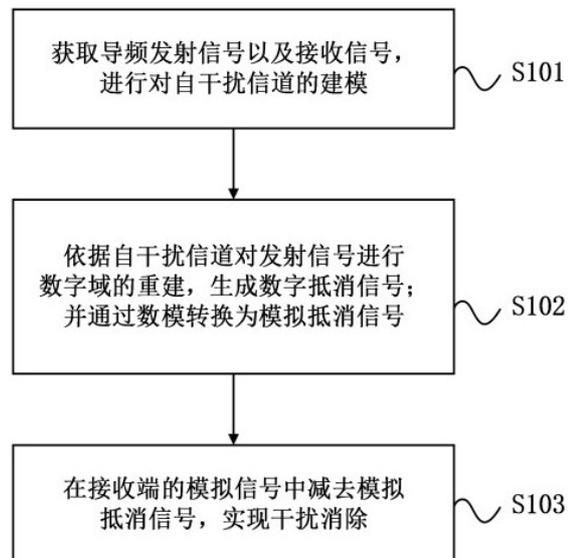
(54) 发明名称

一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法

分的能力。

(57) 摘要

本发明公开的一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法,属于通信技术领域。本发明在传统频域自干扰消除的过程中引入了数字估计反馈的环节,在信号进入接收端之前,通过信道估计算法生成抵消信号,对自干扰进行消除,使得频域消除环节更加简单灵活,提高自干扰抵消信号的精度,有效降低接收信号的动态范围,增强抑制能力,有利于后续进一步消除。并通过对发射信号进行非线性建模,在信道估计过程中考虑高阶信号对建模过程的影响,抑制自干扰信号中的非线性成分,更好地适应信道变化。本发明适用于全双工通信领域,用以提高自干扰抵消信号的精度,增强自干扰抑制能力,同时优化适应信道变化及抑制自干扰信号中的非线性成



1. 一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法,其特征在于:包括如下步骤,

步骤一:获取导频发射信号以及接收信号,并建立自干扰信道模型;

步骤一的实现方法为,

由于发射链路中存在功率放大器,所述功率放大器为非线性器件,会导致信号的非线性失真,因此首先需要对信号进行非线性建模,此步骤在正式全双工通信开始之前进行;

发射链路中,发射机将发射数据转换为模拟信号,然后送入功率放大器中,对于非理想的功率放大器,输出信号会叠加输入信号的非线性分量;使用记忆多项式MP模型,经过功率放大器后的非线性发射信号为

$$s(t) = \sum_{k=0}^K \int_0^{\tau_Q} a_{(2k+1)} \delta(t - \tau_Q) |x(t - \tau)|^{2k} x(t - \tau) d\tau$$

其中, t 为时刻, $s(t)$ 为非线性模拟发射信号, $x(t)$ 为 t 时刻的线性模拟发射信号, $\delta(t)$ 为 t 时刻脉冲信号, k 代表信号阶数, K 为发射通道最大非线性阶数, τ_Q 为最大记忆深度, $a_{(2k+1)}$ 为模型系数;

发射信号通过多径自干扰信道到达本地接收机,成为自干扰信号;用 $h(t)$ 表示自干扰信道,模拟域接收到的自干扰信号 $y(t)$ 为

$$y(t) = s(t) * h(t) = \sum_{i=1}^M h_i s(t - \tau_i)$$

其中, i 表示信道模型的阶数, M 为最高阶, h_i 为第 i 阶信道的系数;模拟域接收到的自干扰信号 $y(t)$ 是 M 个非线性的模拟发射信号 $s(t)$ 的加权求和;

将上述 $s(t)$ 和 $y(t)$ 两个信号以数字形式表示如下,

$$s[n] = \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} a_{kq} x[n-q] |x[n-q]|^{2k}$$

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[n-l]$$

其中, $s[n]$ 、 $x[n]$ 、 $y[n]$ 为上述模拟信号 $s(t)$ 、 $x(t)$ 、 $y(t)$ 的数字表现形式, q 为数字信号的记忆深度, $Q-1$ 为最大记忆深度, l 为信道模型的阶数, $L-1$ 为最高阶;

将 $s[n]$ 表达式代入,得到自干扰信号 $y[n]$ 与数字基带信号 $x[n]$ 的关系如下

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[n-l]$$

$$= \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l a_{kq} x[n-q-l] |x[n-q-l]|^{2k}$$

$$= \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{Q+L-1} \omega_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k}$$

其中, $\omega_{kp} = \sum_{m=0}^p h_m a_{k(p-m)}$ 是阶数为 k 、记忆深度为 p 的非线性模型的系数;

非线性模型构建好后,进行自干扰信道的估计;将一个传输符号中的 N 个采样点写成矩

阵形式

$$Y = X\Omega$$

其中,

$$\Omega = [\omega_{00}, \dots, \omega_{kp}, \dots, \omega_{K, Q+L-1}]^T$$

$$X = \begin{bmatrix} x[0,0,0] & \dots & x[0,k,p] & \dots & x[0,K,Q+L-1] \\ x[1,0,0] & \dots & x[1,k,p] & \dots & x[1,K,Q+L-1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x[N-1,0,0] & \dots & \dots & \dots & x[N-1,K,Q+L-1] \end{bmatrix}$$

$$Y = [y[0], y[1], \dots, y[N-1]]^T$$

在X的矩阵表示中, $x[n, k, p] = x[n-p]x[n-p]^{2k}$

利用最小二乘法得到估算结果

$$\hat{\Omega} = (X^H X)^{-1} X^H Y$$

$\hat{\Omega}$ 为估计得到的自干扰信道模型, 其矩阵表示为 $\hat{\Omega} = [\hat{\omega}_{00}, \dots, \hat{\omega}_{kp}, \dots, \hat{\omega}_{K, Q+L-1}]^T$, $\hat{\omega}_{kp}$ 是阶数为 k、记忆深度为 p 时的非线性模型的估计系数;

步骤二: 当正式开始全双工通信时, 根据已构建的自干扰信道模型对发射信号进行重建, 生成数字抵消信号;

步骤二的实现方法为,

当正式开始全双工通信时, 根据已构建的自干扰信道模型对发射信号进行重建, 生成数字抵消信号:

$$\hat{y}[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{Q+L-1} \hat{\omega}_{kp} x[n-p] x[n-p]^{2k}$$

将生成的数字抵消信号 $\hat{y}[n]$ 转换为模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$, 可进行后续消除;

步骤三: 在接收通道接收到的信号中减去模拟抵消信号, 即达到提高自干扰抑制信号精度, 增强抑制能力, 实现对自干扰的高效消除的目的;

步骤三的实现方法为,

在接收通道接收到的信号 $y_{SI}(t)$ 中减去模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$, 即达到提高自干扰抑制信号的精度, 增强抑制能力, 实现对自干扰的高效消除的目的;

抵消后模拟信号 $r(t)$:

$$r(t) = y_{SI}(t) - \hat{y}(t)。$$

一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法,属于通信技术领域。

背景技术

[0002] 随着近年来移动设备使用量与无线数据流量的飞速增长,通信系统的容量与频谱使用率急需提升。目前的通信系统常常采用时分双工与频分双工技术来实现数据的收发,但这两种方法对频谱的利用率不高。

[0003] 相比于以上两种技术,同时同频全双工技术理论上可以在相同时隙、相同频段进行数据的双向传输,实现频谱利用率的倍增。但是全双工设备会受到本地发射端信号的干扰,从而带来信噪比下降,无法检测到有用信号等系列问题,因此,对于全双工系统而言,消除发射链路对接收链路的同频自干扰十分重要。

[0004] 现有的消除技术可以分为被动消除、数字域消除与频域消除三部分。被动消除技术主要依赖于硬件设施所带来的隔离,例如利用环形器对收发链路进行隔离、通过设置天线间距实现信号的抵消等。数字消除技术是将接收信号转换到数字域,通过数字抵消算法进一步去除干扰。频域消除技术则是依据参考信号的功率与相位进行调整,生成与之功率相等相位相反的信号,与自干扰信号进行抵消。然而现有的频域消除技术通常采取直接耦合校正的方式,使用移相器、衰减器等设施对射频信号进行调整,不能够很好地适应信道,难以消除非线性成分,会造成残留较为严重的自干扰信号与接收信号一起进入接收机,影响后续消除。

发明内容

[0005] 针对当前频域自干扰消除抵消效果差、适应能力差,难以有效消除信号中的非线性成分的问题,本发明的主要目的是提供一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法,通过数字辅助技术,根据发送信号与接收信号,对自干扰信道非线性建立自干扰信道模型,并依据此模型生成抵消信号,提高自干扰抵消信号的精度,增强自干扰抑制能力,保证后续自干扰消除的进一步进行,同时优化适应信道变化及抑制自干扰信号中的非线性成分的能力。

[0006] 本发明实现上述技术目的,所采用的方案为:

[0007] 本发明公开的一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法,获取本地发射信号以及接收基带信号,建立自干扰信道模型;依据自干扰信道模型对发射信号在数字域进行重构,生成数字自干扰抵消信号,并将其转换为射频自干扰抵消信号;从本地接收基带模拟信号中减去上述抵消信号,完成频域自干扰消除。提高自干扰抵消信号的精度,增强自干扰抑制能力,保证后续消除的进一步进行,同时优化适应信道变化及抑制自干扰信号中的非线性成分的能力。

[0008] 本发明公开的一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法,包括以下步骤:

[0009] 步骤一:获取导频发射信号以及接收信号,并建立自干扰信道模型。

[0010] 由于发射链路中存在功率放大器等非线性器件,会导致信号的非线性失真,因此首先需要对信号进行非线性建模,此步骤在正式全双工通信开始之前进行。

[0011] 发射链路中,发射机将发射数据转换为模拟信号,然后送入功率放大器中,对于非理想的功率放大器,输出信号会叠加输入信号的非线性分量。使用记忆多项式MP模型,经过功率放大器后的非线性发射信号为

$$[0012] \quad s(t) = \sum_{k=0}^K \int_0^{t_Q} a_{(2k+1)} \delta(t - \tau_Q) |x(t - \tau)|^{2k} x(t - \tau) d\tau$$

[0013] 其中, t 为时刻, $s(t)$ 为非线性模拟发射信号, $x(t)$ 为 t 时刻的线性模拟发射信号, $\delta(t)$ 为 t 时刻脉冲信号, k 代表信号阶数, K 为发射通道最大非线性阶数,

[0014] τ_Q 为最大记忆深度, $a_{(2k+1)}$ 为模型系数。

[0015] 发射信号通过多径自干扰信道到达本地接收机,成为自干扰信号。用 $h(t)$ 表示自干扰信道,模拟域接收到的自干扰信号 $y(t)$ 为

$$[0016] \quad y(t) = s(t) * h(t) = \sum_{i=1}^M h_i s(t - \tau_i)$$

[0017] 其中, i 表示信道模型的阶数, M 为最高阶, h_i 为第 i 阶信道的系数。模拟域接收到的自干扰信号 $y(t)$ 是 M 个非线性的模拟发射信号 $s(t)$ 的加权求和。

[0018] 将上述两个信号以数字形式表示如下,

$$[0019] \quad s[n] = \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} a_{kq} x[n-q] |x[n-q]|^{2k}$$

$$[0020] \quad y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[n-l]$$

[0021] 其中, $s[n]$ 、 $x[n]$ 、 $y[n]$ 为上述模拟信号 $s(t)$ 、 $x(t)$ 、 $y(t)$ 的数字表现形式, q 为数字信号的记忆深度, $Q-1$ 为最大记忆深度, l 为信道模型的阶数, $L-1$ 为最高阶。

[0022] 将 $s[n]$ 表达式代入,得到自干扰信号 $y[n]$ 与数字基带信号 $x[n]$ 的关系如下

$$[0023] \quad y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[n-l]$$

$$[0024] \quad = \sum_{k=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l a_{kq} x[n-q-l] |x[n-q-l]|^{2k}$$

$$[0025] \quad = \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{Q+L-1} \omega_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k}$$

[0026] 其中, $\omega_{kp} = \sum_{m=0}^p h_m a_{k(p-m)}$ 是阶数为 k 、记忆深度为 p 的非线性模型的系数。

[0027] 非线性模型构建好后,进行自干扰信道的估计。将一个传输符号中的 N 个采样点写成矩阵形式

$$[0028] \quad Y = X\Omega$$

[0029] 其中，

$$[0030] \quad \Omega = [\omega_{00}, \dots, \omega_{kp}, \dots, \omega_{K, Q+L-1}]^T$$

$$[0031] \quad X = \begin{bmatrix} x[0,0,0] & \dots & x[0,k,p] & \dots & x[0,K,Q+L-1] \\ x[1,0,0] & \dots & x[1,k,p] & \dots & x[1,K,Q+L-1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x[N-1,0,0] & \dots & \dots & \dots & x[N-1,K,Q+L-1] \end{bmatrix}$$

$$[0032] \quad Y = [y[0], y[1], \dots, y[N-1]]^T$$

[0033] 在X的矩阵表示中, $x[n, k, p] = x[n-p]|x[n-p]|^{2k}$

[0034] 利用最小二乘法得到估算结果

$$[0035] \quad \hat{\Omega} = (X^H X)^{-1} X^H Y$$

[0036] $\hat{\Omega}$ 为估计得到的自干扰信道模型，

[0037] 其矩阵表示为 $\hat{\Omega} = [\hat{\omega}_{00}, \dots, \hat{\omega}_{kp}, \dots, \hat{\omega}_{K, Q+L-1}]^T$ ， $\hat{\omega}_{kp}$ 是阶数为k、记忆深度为p时的非线性模型的估计系数。

[0038] 步骤二：当正式开始全双工通信时，根据已构建的自干扰信道模型对发射信号进行重建，生成数字抵消信号。如下所示：

$$[0039] \quad \hat{y}[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{Q+L-1} \hat{\omega}_{kp} x[n-p]|x[n-p]|^{2k}$$

[0040] 将生成的数字抵消信号 $\hat{y}[n]$ 转换为模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$ ，可进行后续消除。

[0041] 步骤三：在接收通道接收到的信号 $y_{sr}(t)$ 中减去模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$ ，即达到提高自干扰抑制信号精度，增强抑制能力，实现对自干扰的高效消除的目的。

[0042] 抵消后模拟信号 $r(t)$ ： $r(t) = y_{sr}(t) - \hat{y}(t)$ 。

[0043] 有益效果：

[0044] 1、本发明公开的一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法，在传统频域自干扰消除的过程中引入了数字估计反馈的环节，在信号进入接收端之前，通过信道估计算法生成抵消信号，对自干扰进行消除，使得频域消除环节更加简单灵活，提高自干扰抵消信号的精度，有效降低接收信号的动态范围，增强抑制能力，有利于后续进一步消除。

[0045] 2、当发射功率很大时会产生很强的非线性效应，现有的技术并不能抑制所述非线性，本发明公开的一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法，通过对发射信号进行非线性建模，在信道估计过程中考虑了高阶信号对建模过程的影响，抑制自干扰信号中的非线性成分，更好地适应信道变化。

附图说明

- [0046] 图1为本发明实施例所描述的帧结构示意图；
 [0047] 图2是本发明实施例所描述的数字辅助全双工自干扰消除装置的结构示意图；
 [0048] 图3为本发明公开的一种基于数字辅助的全双工频域自干扰消除方法的流程图；
 [0049] 图4为本发明实施例得到的消除结果图。

具体实施方式

[0050] 为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚，下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述，显然，所描述的实施例是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

[0051] 在全双工通信环境中，单个节点发射链路泄露的信号会对自身接收链路形成严重的自干扰。本实施例以此为背景，采用发送长度为1024，中心频点1.5GHz，采样率为16的16QAM信号，验证方法的可行性。由于两个通信节点具有对称性，只选取其中一个节点进行详细说明。

[0052] 如图1所示，在正式进行数据传输之前需要发送训练序列用于对信道模型的训练。在本实施例中，使用长度为63的zc序列作为训练序列，有效数据采用长度为1024的16QAM序列。先发送zc训练序列，使用发送与接收到的数据构建信道模型，当模型构建完成后，再发送需要传输的有效数据。

[0053] 实现本实施例的装置结构如图2所示，首先将发射的数字基带信号分为两路：一路通过数模转换器、功率放大器、天线等设备进行发射；另一路送入数字辅助消除环节中。

[0054] 在数字辅助消除环节，信道建模部分在全双工设备正式通信前采集发射端的导频序列以及接收到的数字信号，利用最小二乘法估计出非线性模型，该模型包括了发射通道的非线性以及自干扰信道的多径特性。在设备正式开始工作时，数字基带信号会被送入该模块中。重构部分能够应用上述非线性模型对数字基带信号 $x[n]$ 进行重构，获得数字抵消信号 $\hat{y}[n]$ 。并且该模块包含数模转换器，将重构后的信号转换为模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$ 。消除部分主要由加法器组成，位于接收通道的低噪声放大器之后，模数转换器之前。加法器将模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$ 从接收信号 $y_{SI}(t)$ 中减去，得到抵消后的信号。

[0055] 本实施例装置中数字辅助部分的具体流程如图3所示，包括如下步骤。

[0056] 步骤S101、获取导频发射信号以及接收信号，并对自干扰信道进行建模。

[0057] 此步骤在正式全双工通信开始之前进行。由于发射链路中存在功率放大器等非线性器件，会导致信号的非线性失真，因此首先需要对信号进行非线性建模。

$$[0058] \quad y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[n-l]$$

$$[0059] \quad = \sum_{\tilde{k}=0}^K \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l a_{\tilde{k}q} x[n-q-l] |x[n-q-l]|^{2\tilde{k}}$$

$$[0060] \quad = \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^{Q+L-1} \omega_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k}$$

[0061] 其中, $y[n]$ 为接收端的数字信号, $x[n]$ 为发射端数字基带信号,

$\omega_{kp} = \sum_{m=0}^p h_m a_{k(p-m)}$ 是阶数为 k 、记忆深度为 p 的非线性模型的系数, 即需要估计的信道模型。在本实施例中, Q 取值为 10, L 取值为 5。

[0062] 当非线性模型构建好后, 进行自干扰信道的估计。在本实施例中, 采用长度为 63 的 zc 序列作为导频信号。

[0063] 将上述模型用矩阵形式进行表达

$$[0064] \quad Y = X\Omega$$

[0065] 其中,

$$[0066] \quad \Omega = [\omega_{00}, \dots, \omega_{kp}, \dots, \omega_{K, Q+L-1}]^T$$

$$[0067] \quad X = \begin{bmatrix} x[0,0,0] & \dots & x[0,k,p] & \dots & x[0,K,Q+L-1] \\ x[1,0,0] & \dots & x[1,k,p] & \dots & x[1,K,Q+L-1] \\ & & \dots & & \\ x[N-1,0,0] & \dots & \dots & \dots & x[N-1,K,Q+L-1] \end{bmatrix}$$

$$[0068] \quad Y = [y[0], y[1], \dots, y[N-1]]^T$$

[0069] 在 X 的矩阵表示中, $x[n,k,p] = x[n-p] |x[n-p]|^{2k}$ 。由于在实际过程中, 信号的阶数越高, 功率越低, 对最后结果的影响越小, 因此本实施例中, 最高阶数构建为 5 阶。

[0070] 利用最小二乘法能够得到估算结果

$$[0071] \quad \hat{\Omega} = (X^H X)^{-1} X^H Y$$

[0072] 其中, $\hat{\Omega}$ 为信道的矩阵模型, 其阶数由信号的记忆深度 Q 与信号的阶数 L 决定, 在本实施例中, 信道模型的阶数为 $Q+L-1=14$ 阶。

[0073] 步骤 S102、当正式开始全双工通信时, 根据已构建的自干扰信道模型对发射信号进行重建, 生成数字抵消信号;

$$[0074] \quad \hat{y}[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{Q+L-1} \hat{\omega}_{kp} x[n-p] |x[n-p]|^{2k}$$

[0075] 其中 $\hat{\omega}_{kp}$ 是阶数为 k 、记忆深度为 p 时的非线性模型的系数。将生成的数字抵消信号 $\hat{y}[n]$ 转换为模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$, 可进行后续消除。

[0076] 在本实施例中, 采用数据长度为 1024 的 16QAM 信号作为发射信号, 中心频点 1.5GHz, 采样率 16, 在多径条件下进行测试。

[0077] 步骤S103、在接收通道接收到的信号 $y_{sr}(t)$ 中减去模拟抵消信号 $\hat{y}(t)$ ，即可完成自干扰消除，得到抵消后模拟信号： $r(t) = y_{sr}(t) - \hat{y}(t)$ 。

[0078] 图4为本实施例得到的消除结果图。图中比较了在1-50dB信噪比情况下，不同方法的估计信号与实际接收信号的均方误差即MSE。从图中可以看出，传统方法的误差最大，在数字辅助情况下线性与非线性两种方法的MSE均有减小，如在信噪比30dB的情况下，传统方法的MSE为0.0041，数字辅助线性方法的MSE为0.0021，数字辅助非线性方法的MSE为0.001，性能分别提升了50%和75%。表明相较与传统方法，数字辅助方法能够提高自干扰抵消信号的精度，增强自干扰抑制能力，有利于后续进一步自干扰消除。

[0079] 此外，基于数字辅助的非线性方法比线性方法具有更低的MSE，且在低信噪比时更为明显，如在信噪比30dB的情况下，数字辅助线性方法的MSE为0.0021，数字辅助非线性方法的MSE为0.001，性能提升近50%。当抑制非线性成分后均方误差明显减小，表明非线性模型更加贴合实际的信号情况，能更好地适应信道变化。

[0080] 以上所述的具体描述，对发明的目的、技术方案和有益效果进行进一步详细说明，所应理解的是，以上所述仅为本发明的具体实施例而已，并不用于限定本发明的保护范围，凡在本发明的精神和原则之内，所做的任何修改、等同替换、改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。



图1

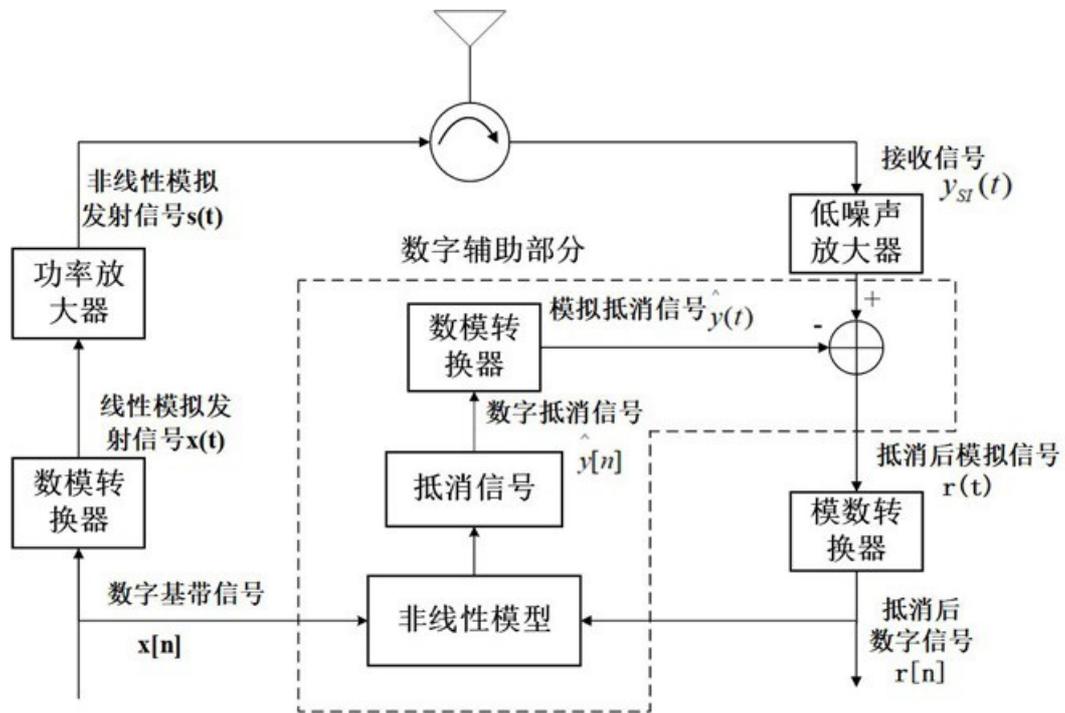


图2

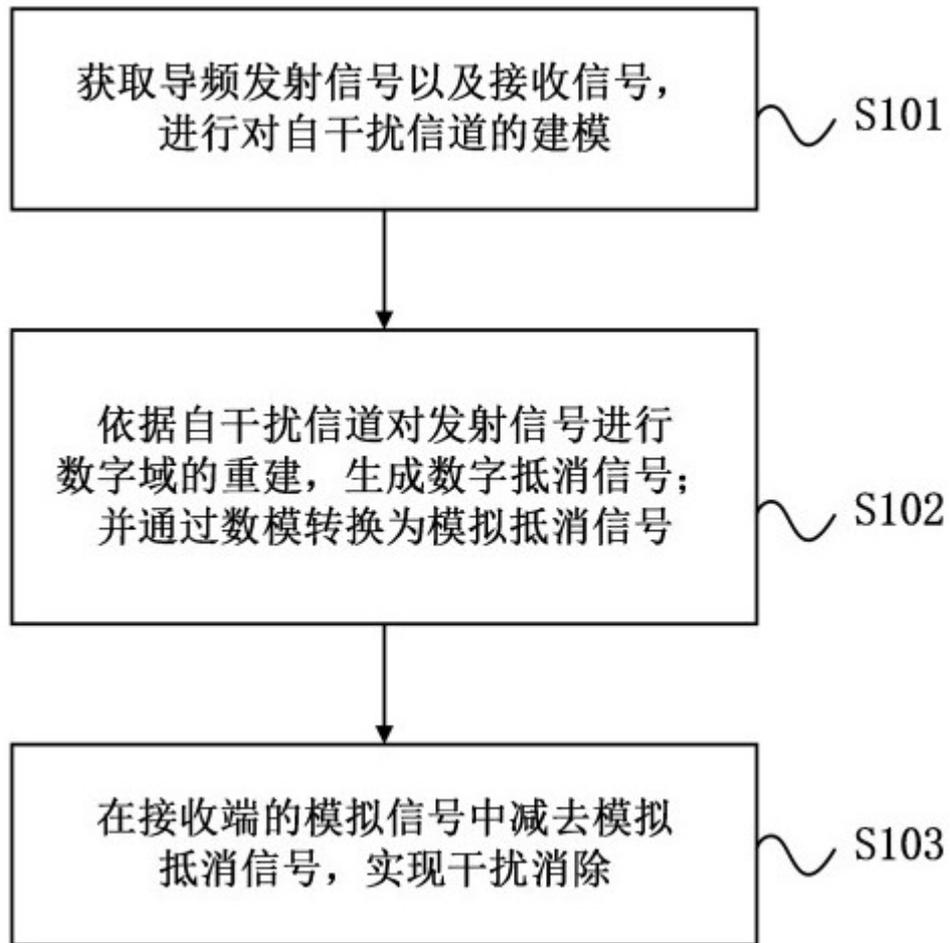


图3

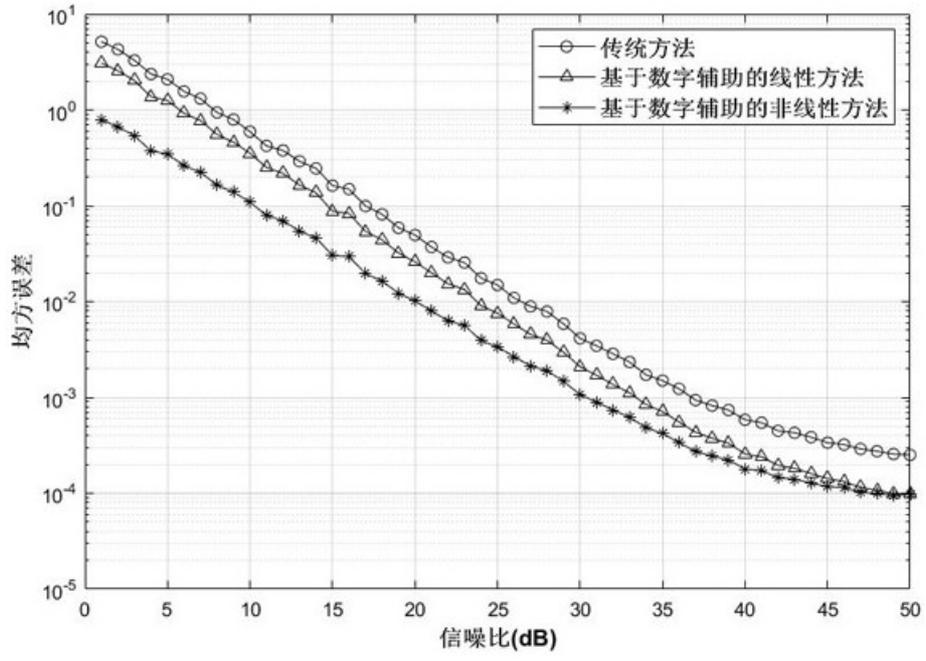


图4