

电力无线专网增强覆盖设备自干扰消除方案

张春玲, 赵训威, 丁高泉

(国网信息通信产业集团有限公司 信产研究院(研发中心), 北京市 西城区 100052)

Self Interference Elimination Scheme for Enhancing Coverage Equipment of Power Wireless Private Network

ZHANG Chunling, ZHAO Xunwei, DING Gaoquan

(Research Institute, State Grid Information & Telecommunication Group Co., Ltd., Xicheng District, Beijing 100052, China)

摘要: 电力无线专网是承载新型电力系统源网荷储协同互动信息的重要通信网络。然而, 在实际应用中, 现有电力无线专网在地下室、密集城区、楼宇阴影区等区域存在覆盖盲区, 无法实现全覆盖。直放站作为一种无线信号中转设备, 能够改善网络覆盖。但基于全双工通信的直放站存在严重的自干扰问题, 极大地影响其通信性能。文章提出一种适用于电力无线专网直放站的全双工自干扰消除方案, 该方案能够将电力无线专网全双工收发信机的自干扰降至底噪水平。相对于半双工模式, 该方案频谱效率加倍, 而接收信号信噪比仅损失 1 dB 左右, 满足电力无线专网直放站自干扰抑制要求, 有效扩展了网络覆盖, 为新型电力系统构建提供有力通信支撑。

关键词: 电力无线专网; 全双工; 自干扰; 模拟消除; 数字消除

ABSTRACT: The power wireless private network is an important communication network that carries collaborative and interactive information between the source, grid, load, and storage of a new type of power system. However, in practical applications, existing wireless power private networks have coverage blind spots in areas such as basements, dense urban areas, and shaded areas of buildings, making it impossible to achieve full coverage. As a wireless signal relay device, a repeater can improve network coverage. However, the repeater based on full duplex communication has serious self interference problems, which greatly affect its communication performance. This paper proposes a full duplex self interference elimination scheme suitable for power wireless private network repeaters, which can reduce the self interference of full duplex transceivers in power wireless private networks to the ground noise level. Compared to the half duplex mode, this scheme doubles the spectral efficiency while only losing about 1 dB in the signal-to-noise ratio of the received signal, meeting the requirements of self interference suppression for power wireless private network repeaters, effectively expanding network coverage, and providing strong communication support for the construction of a new type of power system.

KEY WORDS: power wireless private network; full-duplex; self interference; analog elimination; digital elimination

0 引言

随着分布式电源、储能、电动汽车、微电网、新型交互式用能等设备大规模接入以及用户深度参与互动, 新型电力系统源网荷储协同互动的需求不断提升。电力无线专网作为承载电力业务数据传输的专用通信网络, 能够满足电力业务安全需求, 是承载新型电力系统源网荷储协同互动信息的最优选择。电力无线专网必须具备广覆盖、高可靠、低时延等特点, 从而为新型电力系统提供智能泛

在、灵活可控、安全可靠的接入^[1-2]。然而, 在实际部署应用中, 现有电力无线专网在地下室、密集城区、楼宇阴影区等区域存在覆盖盲区和弱区, 无法实现全面稳定覆盖。

直放站是一种无线信号中转设备, 在无线信号传输过程中起到信号增强的作用, 可广泛用于网络覆盖盲区和弱区, 改善网络覆盖^[3-4]。基于全双工通信的直放站, 在通信过程中, 由于信号的发射和接收在同一频带上同时进行, 发射信号会对接收信号产生强烈的自干扰, 这种自干扰会显著影响全双工通信的性能^[5-6]。为了提升全双工通信性能, 接收机必须采用有效的自干扰消除技术, 以最大限度地降

基金项目: 国家电网有限公司总部科技项目“电网工程勘测数据多源协同与动态共享技术研究及应用”(5700-202356317A-1-1-ZN)。

低自干扰带来的影响。目前全双工自干扰消除方案主要有天线域消除、模拟域消除、数字域消除等。天线域消除^[7-11]主要有2种实现方式：一是通过天线布放实现；二是通过对发射信号进行相位反转实现。文献[7]采用2根发射天线和1根接收天线，通过合理布放天线，使2根发射天线与接收天线的距离偏差半个波长，从而使来自2根发射天线的信号在接收天线处能够相互抵消。文献[8]仍采用2根发射天线和1根接收天线，收发天线对称布放，在其中一路信号发射之前或接收之后在天线端口处引入180°的相位差，从而实现自干扰信号的对消。天线消除可提供20~30 dB的干扰消除增益，但对2路发射信号幅度失配以及接收天线布放位置误差非常敏感，因此是否可应用于实际环境尚待进一步讨论。模拟干扰消除^[12-15]从发射端引入发射信号作为参考干扰信号，通过反馈电路调节参考干扰信号的振幅和相位，再从接收信号中将调节后的参考干扰信号减去，实现自干扰信号的消除。目前有2种主流的模拟干扰消除方案：一是使用额外的发射通道在模拟域生成干扰抵消信号；二是在模拟域对发射信号进行分接以进行消除，例如Balun(巴伦)方案^[5,12]。这2种方案能够提供35~50 dB的干扰消除增益。另外，在模拟域，还可通过天线隔离获得额外的模拟干扰消除增益。在文献[13-14]中，间隔4~5 m的定向天线通过隔离可以获得75~90 dB的干扰抑制增益。数字干扰消除^[16-23]是在接收通道的模数转换器(analog-to-digital converter, ADC)之后，通过对数字样本进行操作消除自干扰。文献[22-23]中的数字干扰消除方案仅能够提供20~25 dB的干扰消除增益。

本文提出一种适用于电力无线专网的全双工自干扰消除方案，包括模拟干扰消除和数字干扰消除。在模拟域，采用Balun方案和天线隔离(发射天线和接收天线间隔100 cm，中间采用金属屏蔽)抑制和消除自干扰。在数字域，提出周期性半双工辅助的自干扰消除方案。收发信机周期性地以半双工工作模式进行自干扰信道训练，然后在全双工工作模式下利用训练得到的自干扰信道重建和消除自干扰。实验结果表明，该方案能够提供电力无线专网23 dBm发射信号所需的120 dB自干扰抑制增益，其中数字干扰消除增益可达到40 dB。相对于半双工模式，该方案的频谱效率加倍，但接收信号信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)仅损失1 dB左右，可以满足电力无线专网直放站自干扰抑制要求。

1 方案建模

全双工通信收发信机框图如图1所示。收发信机包括接收通道和发射通道。在接收通道中，接收信号经模拟干扰消除、低噪声放大器(low noise amplifier, LNA)、模拟滤波后，下变频到基带，在基带进行模数转换、数字滤波和数字干扰消除，然后发送给发射通道。在发射通道中，信号经数模转换(digital-to-analog converter, DAC)上变频到载波频率。上变频后的信号经过模拟滤波、功率放大器(power amplifier, PA)后，由发射天线发送出去，从而实现信号的增强和中转。但由于全双工收发信机中信号的发射和接收在同一频段上同时进行，发射机产生的信号会干扰到同一设备中的接收机，导致接收信号的质量下降，从而影响全双工通信性能。

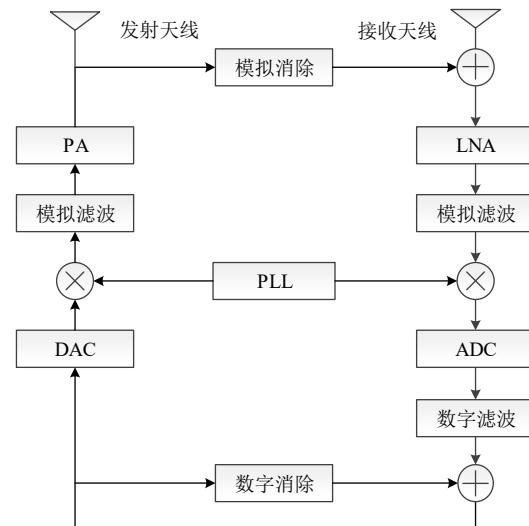


图1 全双工通信收发信机框图
Fig. 1 Block diagram of full-duplex transceiver

理论上，全双工通信的自干扰消除很容易实现。因为收发信机知道正在发送的信号，只需要设计电路和算法将其从接收信号中减去即可。但实际上，收发信机仅知道发射的数字基带信号。一旦数字基带信号经过数模转换、上变频、滤波和放大后，得到的射频信号与基带信号截然不同。发射通道中的模拟器件以线性和非线性的方式使信号发生畸变(例如模拟电路会产生信号的三次和更高阶分量)，并添加噪声(例如功率放大器添加发射机噪声)、频偏(例如振荡器稍微偏离载波中心频率)、时延等。因此自干扰信号是数字基带信号的复杂非线性函数再加上未知噪声，其主要成分有3种^[5]：线性成分(来自环境的反射信号)、非线性成分(模拟器件带来的高阶分量)和发射机噪声(功放带来的发射机噪声、本地振荡器带来的相噪等)。

2 干扰抑制需求分析

电力无线专网发射信号的最大功率为 23 dBm, 典型底噪约为 -97 dBm(对应带宽 10 MHz, 噪声系数 7 dB)。如果要将自干扰降至与底噪相当, 自干扰抑制增益需达到 $23 \text{ dBm} - (-97 \text{ dBm}) = 120 \text{ dB}$ 。单一的模拟干扰消除或数字干扰消除均无法满足该要求, 必须采用模拟与数字相结合的自干扰消除方案实现更高效的干扰抑制。

为了防止强干扰造成接收通道饱和, 导致数字干扰消除无法正常工作, 模拟干扰消除增益必须达到一定水平。假设接收机采用 12 比特 ADC, 理论上 ADC 动态范围为 72 dB, 即接收机输入信号的最大功率可为 $-97 \text{ dBm} + 72 \text{ dB} = -25 \text{ dBm}$ 。实际上, 考虑到信号峰均比影响, 一般预留 2 比特(12 dB), 因此接收机最大输入信号功率通常为 $-97 \text{ dBm} + 60 \text{ dB} = -37 \text{ dBm}$ 。假设自干扰信号的功率为 23 dBm, 模拟干扰抑制增益需达到 $23 \text{ dBm} - (-37 \text{ dBm}) = 60 \text{ dB}$ 以上, 才能避免强干扰造成的接收通道饱和。

在模拟干扰消除后, 进一步采用数字干扰消除技术抑制残余干扰。为确保自干扰能够降低到接收机底噪水平, 模拟干扰消除和数字干扰消除的总增益必须达到 120 dB 以上。

3 模拟干扰消除

本文的模拟干扰消除方案采用基于信号反转原理的模拟自干扰消除技术, 采用 Balun 设计自干扰消除电路^[12]。图 2 显示了采用 Balun 方案的两天线(1 根发射天线和 1 根接收天线)全双工无线电设计。发射信号输入到 Balun, Balun 输出一正一负 2 路信号, 正信号通过发射天线发射出去, 负信号用于生成干扰抵消信号。通过调相调幅器调整负信号的相位和衰减, 使生成的干扰抵消信号与接收天线接收到的自干扰信号匹配, 最后, 接收机将生成的干扰抵消信号与接收信号相加, 抵消自干扰信号, 得到需要的有用信号。

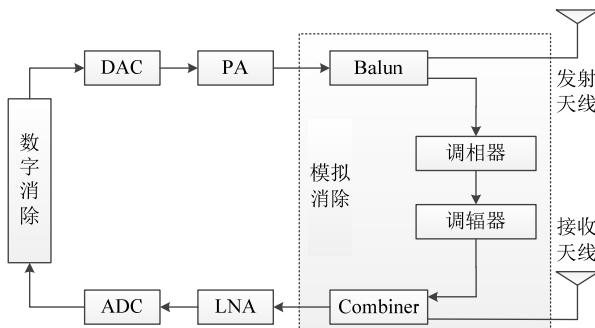


图 2 模拟干扰消除方案

Fig. 2 Analog interference cancellation scheme

本文还采用天线隔离进一步增加模拟干扰消除增益, 以确保输入给 ADC 的信号在其量程范围内, 避免 ADC 出现饱和, 从而导致后续的数字干扰消除功能无法正常工作。本文的天线隔离方案中, 发射天线和接收天线采用定向天线, 通过天线拉远实现天线空间隔离, 并在天线之间放置有损介质进一步衰减自干扰。

4 数字干扰消除

本文采用周期性半双工辅助的数字自干扰消除方案。数字干扰消除分为 2 步: 第 1 步是周期性地以半双工模式进行自干扰信道训练; 第 2 步是在全双工工作模式下利用训练得到的自干扰信道估计结果重建并消除自干扰信号。

4.1 自干扰信道估计

假设自干扰信道不随时间有明显变化, 收发信机周期性地以半双工模式发送已知训练序列进行自干扰信道估计。

在半双工训练模式下, 收发信机的接收信号仅包括自干扰信号和噪声, 其中自干扰信号包含发射信号的线性项、高阶项以及发射机噪声。信号分析表明^[5], 高阶项中仅奇数阶项会在通带内造成干扰, 因此可以忽略偶数阶项。另外, 由于高阶项是由多个低阶项混合产生的, 且每次混合都会降低信号功率, 阶数越高信号功率越低。为了简化运算, 本文仅考虑自干扰信号中的 1 阶项、3 阶项和 5 阶项。为了准确估计自干扰信道, 将自干扰信道建模为多抽头的时域信道冲激响应, 并且对线性项与高阶项经历的信道分别建模。同时为了降低算法的运算量, 采用最小二乘算法进行信道估计。

自干扰信道估计方案如图 3 所示。在进行自干扰信道估计前, 首先需要进行时间同步检测实现发射信号与接收信号的对齐。由于时间同步检测器已知发射的训练序列, 因此可直接使用训练序列经发射、接收滤波后的信号, 与接收信号进行相关, 通过检测相关峰的位置得到自干扰信道的首径位置。

假设时刻 n 的接收信号为^[8]:

$$y(n) = \sum_{m \in \{1, 3, 5\}, q=-k, \dots, k} x^m(n-q) \cdot h_m(q) + w(n) \quad (1)$$

式中: $x^m(\cdot)$ 为理想发射信号(已知参考序列)的 m 阶谐波项; $h_m(\cdot)$ 为发射信号的 m 阶项的信道响应; $w(\cdot)$ 为噪声项, 包含发射机和接收机相噪、接收机高斯噪声、接收机量化噪声等。时刻 n 前后 k 个样点会影响当前接收信号采样值, $2k+1$ 是时域信道抽头数。

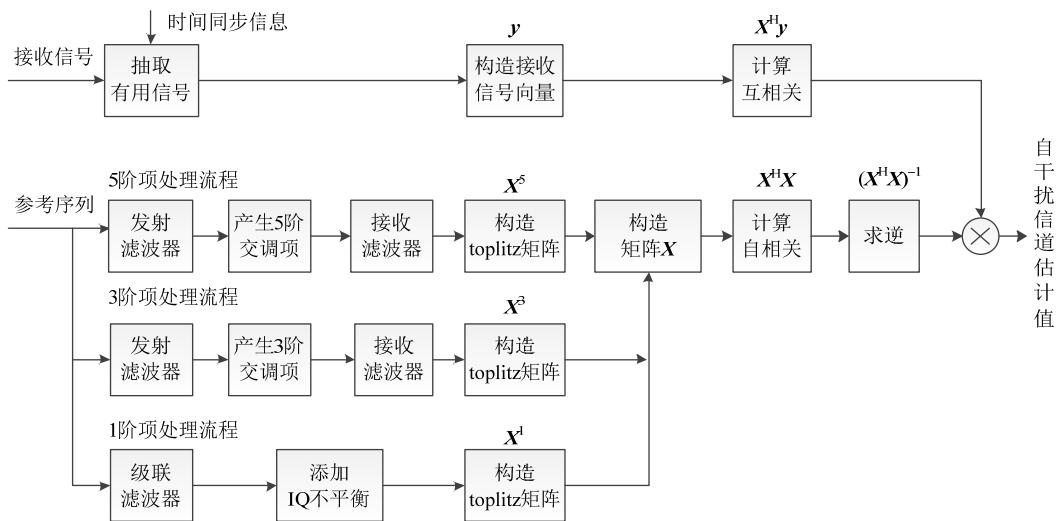


图 3 自干扰信道估计方案

Fig. 3 Channel estimation scheme for self interference

式(1)中的接收信号采用矩阵向量形式可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}^1 \mathbf{h}_1 + \mathbf{X}^3 \mathbf{h}_3 + \mathbf{X}^5 \mathbf{h}_5 + \mathbf{w} \quad (2)$$

式中： $\mathbf{y} = [y(0) \dots y(n)]^T$ 为接收信号向量； \mathbf{X}^1 、 \mathbf{X}^3 和 \mathbf{X}^5 分别为发射信号的 1、3、5 阶项的 toplitz 矩阵表示，见公式(3)、(4)和(5)； \mathbf{h}_1 、 \mathbf{h}_3 和 \mathbf{h}_5 分别为发射信号 1、3、5 阶项经历的时域信道冲激响应，见公式(6)、(7)和(8)； \mathbf{w} 为噪声项，见公式(9)。

$$\mathbf{X}^1 = \begin{bmatrix} x(-k) & \dots & x(0) & \dots & x(k) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x(n-k) & \dots & x(n) & \dots & x(n+k) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{X}^3 = \begin{bmatrix} x^3(-k) & \dots & x^3(0) & \dots & x^3(k) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x^3(n-k) & \dots & x^3(n) & \dots & x^3(n+k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{X}^5 = \begin{bmatrix} x^5(-k) & \dots & x^5(0) & \dots & x^5(k) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x^5(n-k) & \dots & x^5(n) & \dots & x^5(n+k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{h}_1 = [h_1(-k) \dots h_1(0) \dots h_1(k)]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{h}_3 = [h_3(-k) \dots h_3(0) \dots h_3(k)]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{h}_5 = [h_5(-k) \dots h_5(0) \dots h_5(k)]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{w} = [w(0) \dots w(n)]^T \quad (9)$$

将公式(2)进一步简写为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (10)$$

式中： $\mathbf{X} = [\mathbf{X}^1 \quad \mathbf{X}^3 \quad \mathbf{X}^5]$ ； $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_3 \quad \mathbf{h}_5]^T$ 。

目标是采用最小二乘方法^[24-25]估计信道向量 \mathbf{h} ，其最小二乘估计为：

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (11)$$

4.2 干扰重构和消除

对于全双工收发信机，发射的数字基带信号为已知信号。基于已知的发射信号，构造发射信号的线性分量和非线性分量(高阶谐波项)，并与对应的自干扰信道估计结果 $\hat{\mathbf{h}}$ 进行卷积，得到自干扰信号估计结果。接收信号在经过去直流、频偏补偿后，减掉自干扰信号估计结果，从而得到期望的接收信号。期望信号经过放大后由发射天线发送，从而实现信号增强和中转。干扰重构和消除如图 4 所示。

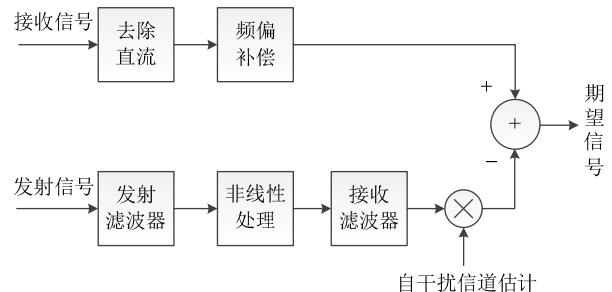


图 4 干扰重构和消除

Fig. 4 Interference reconstruction and elimination

5 仿真结果分析

5.1 天线隔离性能测试

通过 AD9361 内部信号源产生带宽为 10 MHz 的 OFDM 信号，该信号经功率放大器、滤波器后进入 Balun。Balun 生成的正信号通过发射天线发送。发射天线和接收天线采用全向天线或定向天线(八木天线，背靠背放置)，中间放置金属板进行隔离。使用频谱仪测量发射信号和接收信号功率，两者差值即为天线隔离度。天线隔离度测试结果易受环境影响，为了尽量减少环境干扰，测试在实验室进行，并尽量减少设备、人员等的影响。测试框图如图 5

所示。

天线隔离性能测试结果如表 1 所示。从仿真结果可以看出,采用定向天线,当发射天线与接收天线间隔 50 cm 以上时,天线隔离的干扰抑制增益可达到 55 dB 以上。采用全向天线时,天线间隔需达到 200 cm 以上,干扰抑制增益可达到 55 dB 以上。

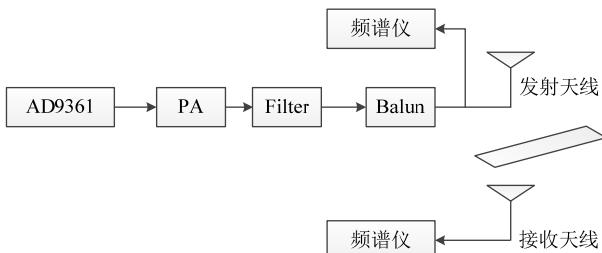


Fig. 5 Block diagram of antenna isolation performance test

表 1 天线隔离性能测试结果

Table 1 Test results of antenna isolation performance

天线间隔/cm	定向天线 干扰抑制/dB	全向天线 干扰抑制/dB
50	55.4	48.0
100	58.9	52.9
150	59.3	54.1
200	61.4	56.8

5.2 模拟干扰消除性能测试

通过 AD9361 内部信号源产生带宽为 10 MHz 的 OFDM 信号,该信号经过功率放大器、滤波器后进入 Balun。Balun 生成的正信号,通过发射天线接插件有线连接到接收天线接插件,然后送入合路器。采用外接可调衰减器模拟空口衰减和天线隔离,通过调节外接可调衰减器的增益值控制进入合路器的信号功率大小。Balun 生成的负信号经调相器、调幅器后得到干扰抵消信号,并输入给合路器,进行模拟干扰消除。测试框图如图 6 所示。

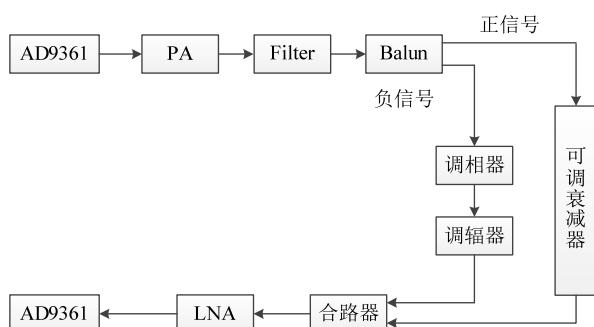


Fig. 6 Block diagram of analog interference elimination performance test

测试结果如表 2 所示。其中合路器输入功率是自干扰信号通过可调衰减器后进入合路器的功率,合路器输出功率是自干扰信号与干扰抵消信号合路后的信号功率,即经过自干扰消除后的残余干扰信号功率。从表 2 可以看出,模拟干扰消除可提供约 35 dB 的干扰抑制增益。

表 2 模拟干扰消除性能测试结果

Table 2 Analog interference elimination performance test

合路器输入功率/dBm	合路器输出功率/dBm	干扰抑制增益/dB
-40	-75	35
-35	-71	36
-30	-66.2	36.2
-25	-61.1	36.1
-20	-55.8	35.8
-15	-50.5	35.5
-10	-45.1	35.1

5.3 数字干扰消除性能测试

通过链路级仿真验证所提数字自干扰消除算法的性能。正常工作模式下,全双工收发信机的接收信号包括期望接收信号、自干扰信号和噪声。为了简化仿真复杂度,仿真中,期望接收信号建模为带宽 10 MHz 的 OFDM 信号,调制方式采用 QPSK,其功率由仿真设置的 SNR 决定。尽管实际情况下,全双工收发信机的噪声中包含发射机和接收机底噪、接收机高斯噪声以及接收机量化噪声等多种成分,但在仿真中将接收机噪声建模为加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN),并将其功率归一化为 1。自干扰信号是全双工收发信机的接收信号经自干扰消除后经由发射通道发送出去的信号。仿真中自干扰信号经过耦合衰减后进入全双工收发信机的接收通道,通过设置耦合增益控制进入接收通道的自干扰信号强度。

数字自干扰消除算法的性能采用收发信机接收信号的 SNR 损失进行评估。SNR 损失定义为实际 SNR 与理论 SNR 差值的绝对值,其中理论 SNR 为仿真设置的 SNR,实际 SNR 为数字自干扰消除后接收信号的 SNR。仿真通过设置不同的耦合增益,调整自干扰信号功率分别比噪声功率高 25、35 和 45 dB,即干噪比(interference-to-noise ratio, INR)分别为 25、35 和 45 dB。

数字消除性能测试结果如图 7 所示。仿真结果表明,在自干扰信号功率比噪声功率高 25~45 dB 时,接收信号 SNR 损失仅约 1 dB,意味着本文所提数字自干扰消除方案能够提供约 40 dB 的干扰抑制增益。

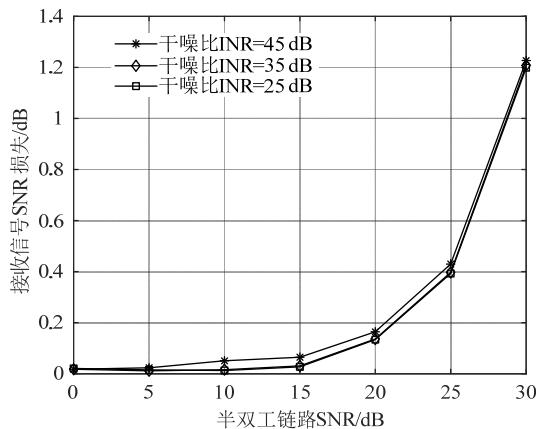


图 7 数字消除性能测试结果

Fig. 7 Digital elimination performance test results

5.4 整体方案性能

本节通过实验验证系统整体的干扰抑制效果。模拟干扰消除采用 Balun 方案，通过可编程调相器和调幅器调整其相位和衰减，以匹配自干扰并将其消除。另外，在发射天线和接收天线之间通过外接可调衰减器控制自干扰信号功率大小，模拟空口衰减以及天线隔离。接收信号经过模拟干扰消除后，进行下变频和模数转换到数字基带。模数转换采用 12 比特 ADC。在数字基带执行数字干扰消除。

系统整体的干扰消除效果如图 8 和图 9 所示。图 8 是不同自干扰信号强度下的干扰消除增益，其横坐标为自干扰信号相对于底噪的强度，纵坐标为干扰消除增益，以干扰消除前后信号功率差来衡量。图 8 表明本文所提干扰消除方案可达到 23 dBm 发射功率所需的 120 dB 干扰抑制增益。图 9 是不同自干扰信号强度下的底噪抬升，纵坐标为 SNR 损失，即底噪的抬升，以干扰消除前后信号 SNR 的差值来衡量。图 9 表明本文的设计能够将自干扰消除到与底噪相当的水平。在不同自干扰信号强度下，自干扰消除后接收信号中的信噪比仅损失了约 1.2 dB，与半双工模式相比，接收信号质量几乎没有损失。

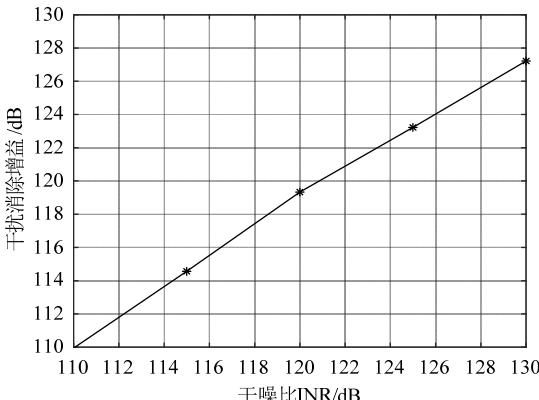


图 8 不同自干扰信号强度下的干扰消除增益效果

Fig. 8 Interference results gain under different self interference signal intensities

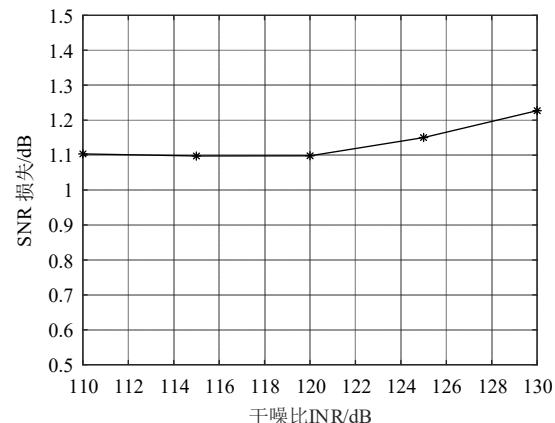


图 9 不同自干扰信号强度下的底噪抬升效果

Fig. 9 Bottom noise uplift under different self interference signal intensities

6 结语

基于全双工通信的直放站能够延伸信号覆盖，可以解决电力无线专网的覆盖盲区和弱区的问题。本文提出适用于直放站的全双工通信自干扰消除方案，该方案能够满足电力无线专网直放站自干扰抑制要求，可以将自干扰降低至底噪水平，相对于半双工模式，接收信号 SNR 损失仅 1 dB 左右，接收信号可以近乎无损地被中转和放大，从而扩展电力无线专网覆盖范围，为新型电力系统源网荷储协同互动提供有力支撑。

参考文献

- [1] 石俊杰, 赵子岩, 何永远, 等. 面向新型电力系统的信息通信数字化能力评估模型研究[J]. 电力信息与通信技术, 2023, 21(2): 67-71.
SHI Junjie, ZHAO Ziyan, HE Yongyuan, et al. Research on digital capability evaluation model of information and communication facing new type of power system[J]. Electric Power Information and Communication Technology, 2023, 21(2): 67-71(in Chinese).
- [2] 周想凌. 切片分类下短切片/短复用电力无线专网的融合构建研究[J]. 电力信息与通信技术, 2023, 21(5): 69-75.
ZHOU Xiangling. Research on the fusion construction of short slice/short multiplexing for power system wireless private network under slice classification[J]. Electric Power Information and Communication Technology, 2023, 21(5): 69-75(in Chinese).
- [3] 刘卉, 欧清海, 宋继高, 等. 电力无线专网深度覆盖技术研究与应用[J]. 供用电, 2019, 36(6): 16-22.
LIU Hui, OU Qinghai, SONG Jigao, et al. Research and application of deep coverage technology for electric wireless private network[J]. Distribution & Utilization, 2019, 36(6): 16-22(in Chinese).
- [4] 王玲. 面向智能电网业务的同时同频全双工 D2D 通信技术研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2022.
- [5] BHARADIA D, MCMILIN E, KATTI S. Full duplex radios[C]// Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference on SIGCOMM. Hong Kong, China: ACM, 2013: 375-386.
- [6] SABHARWAL A, SCHNITER P, GUO Dongning, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1637-1652.

- [7] EVERETT E, SAHAI A, SABHARWAL A. Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2): 680-694.
- [8] CHOI J I, JAIN M, SRINIVASAN K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]//Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. Chicago: ACM, 2010: 1-2.
- [9] KHOJASTEPOUR M A, SUNDARESAN K, RANGARAJAN S, et al. The case for antenna cancellation for scalable full-duplex wireless communications[C]//Proceedings of the 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks. Massachusetts: ACM, 2011: 17.
- [10] SLINGSBY W T, MCGEEHAN J P. Antenna isolation measurements for on-frequency radio repeaters[C]//1995 Ninth International Conference on Antennas and Propagation. Eindhoven: IET, 1995: 239-243.
- [11] ANDERSON C R, KRISHNAMOORTHY S, RANSON C G, et al. Antenna isolation, wideband multipath propagation measurements, and interference mitigation for on-frequency repeaters[C]//IEEE SoutheastCon, 2004. Proceedings. Greensboro: IEEE, 2005: 110-114.
- [12] JAIN M, CHOI J I, KIM T, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]//Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. Las Vegas: ACM, 2011: 301-312.
- [13] DUARTE M, SABHARWAL A. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results[C]//2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove: IEEE, 2010: 1558-1562.
- [14] 孟涛. 5G 同频同时全双工射频技术研究[J]. 通信技术, 2020, 53(6): 1424-1428.
MENG Tao. 5G co-frequency and full-duplex RF technology[J]. Communications Technology, 2020, 53(6): 1424-1428(in Chinese).
- [15] 孙皓林. 5G 毫米波全双工射频自干扰抑制电路设计与验证[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
- [16] 付亚飞, 周荣. 全双工系统的全数字自干扰消除[J]. 计算机技术与发展, 2017, 27(4): 176-179, 183.
FU Yafei, ZHOU Rong. All-digital self-interference cancellation in full-duplex system[J]. Computer Technology and Development, 2017, 27(4): 176-179, 183(in Chinese).
- [17] 钟雨君. 5G 站间同时同频数字干扰抑制算法与实验验证[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
- [18] 路雷, 褚建军, 唐燕群, 等. 基于卷积长短时记忆深度神经网络的带内全双工非线性数字自干扰消除[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(11): 3874-3881.
LU Lei, CHU Jianjun, TANG Yanqun, et al. Driven non-linear digital self interference cancellation for in-band full duplex systems based on convolution long short-term memory deep neural network[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(11): 3874-3881(in Chinese).
- [19] 李彤, 沈莹, 潘文生, 等. 时间异步全双工数字域分段卷积自干扰抑制技术[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(4): 1395-1401.
LI Tong, SHEN Ying, PAN Wensheng, et al. A timing asynchronous full duplex digital self-interference suppression method by segment convolution[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(4): 1395-1401(in Chinese).
- [20] 丁文春, 张江, 张杭, 等. 基于非正交联合对角化的自干扰信号消除[J]. 通信技术, 2017, 50(11): 2400-2407.
DING Wenchun, ZHANG Jiang, ZHANG Hang, et al. Self-interference cancellation based on nonorthogonal joint diagonalization algorithm[J]. Communications Technology, 2017, 50(11): 2400-2407(in Chinese).
- [21] 管鹏鑫, 汪奕汝, 赵玉萍. 基于正则化的全双工通信系统非线性自干扰消除方法[J]. 北京大学学报(自然科学版), 2021, 57(6): 991-996.
GUAN Pengxin, WANG Yiru, ZHAO Yuping. A regularization based nonlinear self-interference suppression method for full duplex communication systems[J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Pekinensis, 2021, 57(6): 991-996(in Chinese).
- [22] AHMED E, ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3519-3532.
- [23] LEI Ding. Digital predistortion of power amplifiers for wireless applications[D]. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 2004: 1-6.
- [24] 束峰, 陈明, 程时听, 等. MIMO-OFDM 系统低复杂度时频 ML 信道估计器[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2006, 36(5): 700-704.
SHU Feng, CHEN Ming, CHENG Shixin, et al. Low-complexity time-frequency channel estimator ML for MIMO-OFDM system[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2006, 36(5): 700-704(in Chinese).
- [25] 张建康, 陈恩庆, 穆晓敏, 等. OFDM 系统中一种最大似然信道估计算法[J]. 工兵学报, 2009, 30(9): 1206-1210.
ZHANG Jiankang, CHEN Enqing, MU Xiaomin, et al. A novel maximum likelihood channel estimation for OFDM systems[J]. Acta Armamentarii, 2009, 30(9): 1206-1210(in Chinese).

收稿日期: 2024-04-29。

作者简介:

张春玲(1980), 女, 硕士, 高级工程师, 通信作者, 研究方向为无线移动通信、电力线载波通信、微功率通信等, zcl321327@hotmail.com;

赵训威(1974), 男, 博士, 正高级工程师, 研究方向为无线移动通信、电力通信、能源互联网、能源大数据与安全等;

丁高泉(1984), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为无线移动通信、电力通信、系统架构设计等。

(责任编辑 张京娜)



张春玲