

摘 要

随着人类进入高速列车时代，为了保证高速列车安全运行，实现列车自动控制。要求列车与地面之间进行双向、大量信息传输。GSM-R（GSM for Railway）系统是一个专门用于列控系统车地双向的无线通信系统，其通信安全的保证尤为重要。

GSM-R 系统中存在的干扰很多，有来自 GSM 系统和 CDMA 系统以及其他通信系统的干扰，还包括固定频率的干扰以及不可预测信号的干扰，也可分为同频干扰、邻频干扰以及互调干扰等。在现有的研究中，对于通信系统的干扰大多集中于 GSM-R 系统受 GSM 系统以及 CDMA 系统等，也有研究 GSM-R 系统内部的干扰。铁路运行速度的提高对于列车运行控制方式也是一次极大的挑战，当列车运行速度时速高于 140km/h 时，列车的弓弧电网放电所产生的高频电磁波对通信系统影响加剧，会影响 GSM-R 系统的可靠性。

本文以空气放电为基础理论，分析了弓网电弧产生的原因，并对电弧激发的高频电磁波进行分析，模拟列车在运行过程中产生的高频噪声，以此为基础，建立了 GSM-R 系统的干扰模型。为了降低弓网电弧对 GSM-R 系统产生的干扰，本文探讨了一种 GSM-R 系统中抗电磁干扰的途径。由于电弓位置和 GSM-R 系统的天线位置相对固定，弓网电弧放电激发高频电磁波可以看作是一种定向干扰，固本文采用自适应滤波的思想，通过空域波束形成的方法，起到电磁波干扰方向置零的作用抑制高频电磁波，通过仿真验证本文的方法可以有效抑制定向的弓网电弧产生的高频电磁波。

关键词：GSM-R，误码率，同频干扰，空域波束形成，弓网电弧

Abstract

As we enter the era of high-speed trains, in order to ensure the safe operation of high-speed train this is a challenge to train control equipment. There is a need of two-way information transmission between the train and the ground. GSM-R system is a typical control system for the car out to a two-way wireless communication system, its interference with the interference problem is one of them.

GSM-R system, there is a lot of interference, from the GSM system and CDMA system and interference with other communications systems, including fixed-frequency interference and unpredictable signal interference, it can be divided into the same channel interference, adjacent channel interference and inter-modulation interference. In the current study, the interference of the communication system focused largely on GSM-R system by the GSM system and CDMA systems, GSM-R is also of interference within the system. Increase speed railway train operation control method is also a big challenge, when the train speed is higher than 140km / h, the train's Bow arc discharge power high-frequency electromagnetic waves generated by impact of increasing the communication system will affect the GSM -R system reliability.

In this paper, the air discharge as the basic theory of the disconnection when the causes of arc, and arc excitation of high frequency electromagnetic wave analysis, simulation train running high-frequency noise generated in the process, on this basis, the establishment of a GSM -R system, the interference model. In order to reduce the bow net arc GSM-R system to produce on disturbance, this paper discusses a GSM-R system in the way of electromagnetic interference. As the bow position and GSM-R system of relatively fixed antenna position, bow nets arc discharge excited high-frequency electromagnetic waves can be seen as a directional interference, adaptive filter paper the idea of the digital beam forming method, electromagnetic waves will interference suppression method of the direction of zero high-frequency electromagnetic wave, the method is verified by simulation can inhibit the orientation of the bow net arc generated high frequency electromagnetic waves.

key words: GSM-R, error rate, interference with the frequency, spatial beam forming, bow net arc

西南交通大学

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权西南交通大学可以将本论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复印手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

1. 保密□，在 年解密后适用本授权书；
2. 不保密，使用本授权书。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名： 杨霄

指导老师签名： 王长林

日期： 2010.7.5

日期： 2010.7.5

西南交通大学硕士学位论文主要工作（贡献）声明

本人在学位论文中所做的主要工作或贡献如下：

本文介于以上基础，对弓网电弧产生的高频电磁波进行了分析，从 GSM-R 通信系统抗该高频电磁波干扰的方向，主要完成了：

1. 分析了 GSM-R 系统的无线传播模型以及信号传输中的干扰信号。
2. 分析了 GSM-R 通信系统的电磁干扰，重点讨论了弓网电弧激发高频电磁波的原理，并介绍了弓网电弧的 APD 特性，并在此基础上，讨论了弓网电弧的 APD 特性与 GSM-R 通信系统 BER 的关系；
3. 探讨了一种抗 GSM-R 系统中受弓网电弧所带来的高频电磁波干扰的方法：基于空域滤波的方法，通过对电磁波干扰方向置零的方法，对该高频电磁波干扰起到了一定的抑制作用。

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是在导师指导下独立进行研究工作所得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明。本人完全了解违反上述声明所引起的一切法律责任将由本人承担。

学位论文作者签名：杨秀

日期：2010.7.5

第一章 绪 论

1.1 研究课题的背景和意义

GSM-R (GSM for Railway) 是专门为铁路系统定制的专用数字移动通信系统, 对于 GSM-R 无线通信系统来说, 噪声问题是影响其通信质量的重要问题之一。一般电气化铁路的电磁噪声有: 牵引电机产生的噪声、机车二次电源及变频设备产生的噪声、弓网系统产生的噪声等等, 来源很多, 成因很复杂。其中射频段的噪声, 主要来源于复杂的弓网系统。

随着列车速度的不断提高, 弓网噪声问题变得更加不可忽视。当列车运行速度时速高于 140km/h 时, 列车的弓网电弧放电所产生的高频电磁波对通信系统影响加剧, 会影响 GSM-R 系统的通信的可靠性^[1]。接触网的硬点是产生弓网电弧的主要原因。硬点使接触受流条件改变而导致弓网间电流的急剧变化, 向空间辐射形成射频干扰。硬点有两种类型: 一是由接触网线材质的金相组织形成的连续的小硬点, 它会使弓网间产生连续的小火花放电, 升高电气化铁路的电磁噪声水平; 另一种是由导线的不平顺造成的大硬点, 受电弓通过这些硬点处, 受到大的垂直冲击, 发生弓网离线, 继而发生火花击穿和电弧放电。弓网离线, 不仅会烧蚀接触网和受电弓, 还会产生高幅度的脉冲群骚扰, 严重干扰周围的通信设施正常运转。因此, 研究电气化铁路弓网电弧产生的高频电磁波对 GSM-R 系统的干扰, 分析此高频电磁波的 APD 统计特性与 GSM-R 通信系统误码率的相应关系, 探讨并建立其抗干扰方法对铁路安全和铁路通信系统设计以及铁路发展都有重大意义, 且由于现有的相关研究以及讨论比较匮乏, 因此该课题具有一定的创新性。

1.2 国内外研究现状

GSM-R (GSM for Railway, 中文全称为铁路综合数字移动通信系统) 是一套先进的针对铁路应用的无线移动数字通信系统, 能够满足铁路调度的种种功能, 能适应高速铁路的运行环境。GSM-R 网络是在 GSM 网络基础上建立起来的, GSM-R 是一种为铁路部门设计的专业无线数字通信系统, 以成熟的 GSM 技术为基础, 增加了调度通信功能和适合高速环境下使用的要素, 为保障列车运行的高度安全可靠, 必须保证移动台在铁路沿线能随时随地和 GSM-R 网络通信, 所以 GSM-R 系统的可靠性成为影响铁路运行安全的重要因素。

在我国铁路应用中, GSM-R 占用的频段为 930MHz-934MHz (下行) 和

885MHz-889MHz (上行), 按频段划分为 UHF 频段。移动台接收天线接收到的是从各个方向入射的信号, 合成后的多径波会出现信号衰落的现象, 信号强度在很短的距离内会出现快速波动的现象, 这种现象是由多径传播引起的。在此频段上, 无线电波波长远远小于周围建筑物尺寸, 电波传播方式表现为直射、反射和散射, 呈现多径传播特性。GSM-R 频段的无线电波从发射天线到接收天线中间经历了多条传播路径, 对于移动台和基站接收机接收到的信号是多条路径信号的矢量合成。由于波的相位不一致, 使得相同相位信号相加后信号增强, 相反相位信号相加后信号互相减弱, 引起接收信号强度大幅度下降。在传播路径中, 反射体通常是运动的, 这就使得接收信号在短时间、短距离内会产生衰落, 即快衰落。快衰落是由多径传播和移动台移动引起的, 故又称多径衰落。快衰落严重时深度达到 20-40dB, 这种现象往往会造成接收信号的恶化^[2]。在 GSM-R 系统中采用了独特算法和小区规划, 成功地克服了由于高速引起的信号失真, 减少了信道切换, 从而大大提高了通信系统的可靠性。

干扰与抗干扰问题是贯穿于无线电技术发展的始终^[3]。在 GSM-R 系统中存在的干扰很多, 有来自 GSM 系统和 CDMA 系统以及其他通信系统的干扰, 还包括固定频率的干扰以及不可预测信号的干扰, 也可分为同频干扰、邻频干扰以及互调干扰等。在现有的研究中, 对于通信系统的干扰大多集中于 GSM-R 系统受 GSM 系统以及 CDMA 系统等, 也有研究 GSM-R 系统内部的干扰。然而当列车运行的时速高于 140km/h 时, 列车的弓网电弧放电所产生的高频电磁波对通信系统影响加剧^[4]。然而由于实测数据难于取得, 高频电磁波难以建模以及难以用数学表达式准确表示, 使得就高频电磁波对于 GSM-R 系统的干扰鲜有研究。

电磁干扰问题虽然由来已久, 但电磁兼容这一新的学科却是近代形成的。目前发达国家已经达到 200-300 公里/小时, 最高实验速度为 515.3 公里/小时; 2007 年 4 月 18 日, 全国铁路正式实施第六次大面积提速, 时速达到 200 公里以上, 其中京哈、京沪、京广、胶济等提速干线部分区段可达到时速 250 公里, 且铁路运行速度的不断提高是一种总体趋势。随着运行的速度不断提高, 对于列车的控制方式, 尤其是对于通信系统的可靠性提出了严峻的挑战。随着我国铁路大提速, 电气化铁道的无线电噪声骚扰成为一个不容忽视的问题。无线通信设备都工作在列车行进时的电磁环境中, 因而研究及预测列车上的无线电噪声特性, 对于设计通信系统指标、提高通信质量有现实的意义。

1.3 论文主要工作和内容安排

GSM-R 系统受到的干扰分为多类, 本文对 GSM-R 系统的电磁干扰进行了分析, 探讨了弓网电弧激发高频电磁波的机理, 硬点使接触受流条件改变而导致弓网间电流的急剧变化, 向空间辐射形成射频骚扰^[5]。由于传导发射的频率范围是从 150KHz 到

30MHz, 辐射发射的频率范围是从 30MHz 直到 1GHz。而对于高速运行中, 弓网系统在 GSM-R 系统中射频段的干扰已经不容忽略, 本文对由于弓网电弧放电产生的高频电磁波对 GSM-R 系统的影响进行了分析, 并针对于这个高频电磁波对 GSM-R 系统的干扰, 探讨性地讨论了一种抗干扰的方案, 起到了一定的抑制该高频电磁波干扰的作用, 并进行了仿真。本文的具体内容包括如下几个方面:

1. 分析了 GSM-R 系统的无线传播模型以及信号传输中的干扰信号;

2. 概要地分析了 GSM-R 通信系统的电磁干扰, 重点讨论了弓网电弧激发高频电磁波的原理, 建立了弓网电弧干扰信号模型, 介绍了弓网电弧的 APD 特性, 并在此基础上分析弓网电弧的 APD 特性与 GSM-R 通信系统 BER 的关系。

3. 设计了一种抗 GSM-R 系统中受弓网电弧所带来的高频电磁波干扰的方法---基于空域波束形成的思想, 通过对电磁波干扰方向置零的方法, 对该高频电磁波干扰起到一定的抑制作用;

4. 验证弓网电弧高频电磁波干扰以及抗干扰模型, 在 VC++6.0 的开发环境下建立了仿真模型, 通过仿真结果分析验证本文所建模型的有效性和有用性。

第二章 GSM-R 通信系统分析

2.1 GSM-R 系统结构图

2.1.1 系统整体结构以及系统组成

基于 GSM-R 的无线通信示意图如图 2-1 所示：

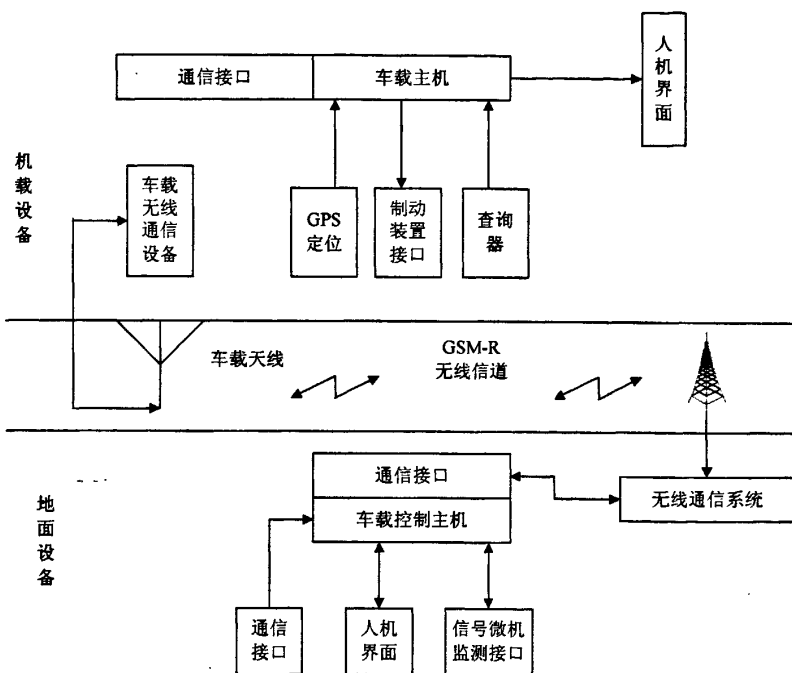


图 2-1 基于 GSM-R 无线通信示意图

GSM-R 系统主要由车载设备、车站设备及车一地间无线通信传输设备三部分组成。地面设备主要包括地面主机、无线数据传输设备接口、联锁接口、信号微机监测接口等，其主要功能是采集有关行车信息，并将信息经过安全编码处理后，发送给机车，指挥列车安全运行，安装在机车上的设备为车载设备，主要有车载主机、无线数据传输设备、列车运行安全监控记录装置接口、查询器(含主机)、卫星定位接口、信息显示装置等。

系统的工作流程如下：当列车接近车站，进入无线场强覆盖范围内被建立通信连接。当机车经过进展或者出战信号机时，根据联锁信息，切换相应的信号显示，离开出站应答器时，向地面发送注销列车信息。在机车经过车站的接近点应答器时，车载

设备完成与地面系统接收系统的应答信息，以此确认机车接近车展的名称和列车的位置。

一般情况下，GSM-R 铁路编组站无线通信系统包括 GSM-R 系统、车站作业数据转发服务器(应用节点)、机车台和移动手持终端等设备，系统构成和终端设备。

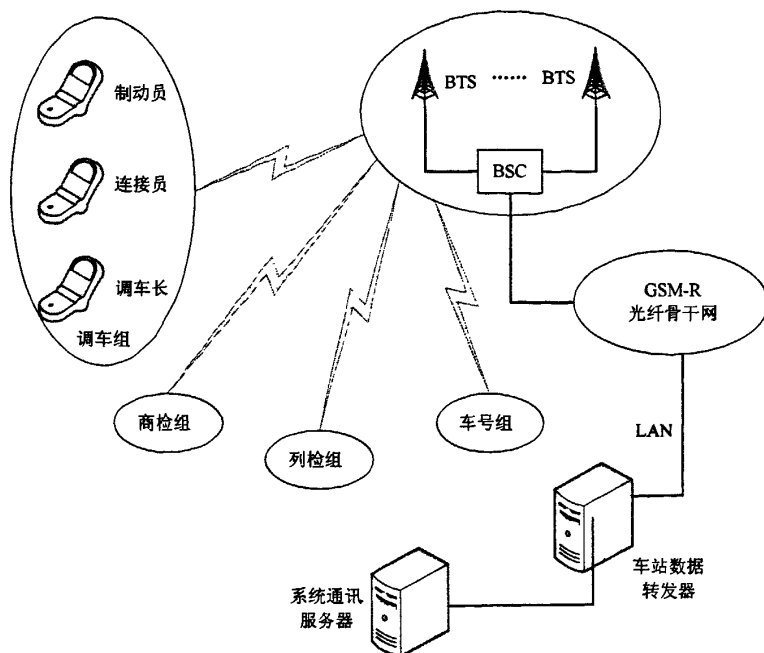


图 2-2 GSM-R 编组站无线通信系统示意图

地面基站系统设备包括：铁塔、天馈线、基站主设备、电源、地线等，GSM-R 机车车载台配备无线机车信号的专用电台和天线。当数字移动无线通信系统采用 GSM-R 无线移动通信系统时，由 GSM-R 系统为接近连续式无线机车信号的传送提供专用无线数传通道。无线机车信号使用 GSM-R 系统中呼叫的最高优先级。

2.1.2 GSM-R 网络结构

GSM-R 系统基本的网络成员包括：移动交换中心(MSC)、认证中心(AC)、设备标识寄存器制器(BSC)、基站收发信机(BTS)等^[1]，GSM-R 网络结构如图 2-3 所示：

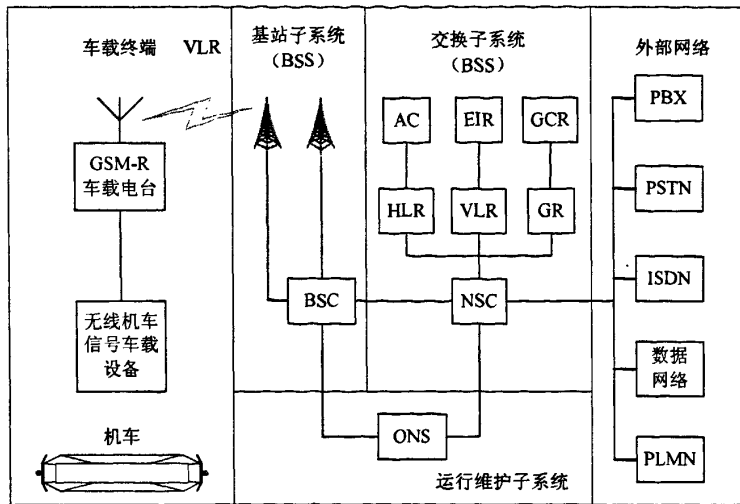


图 2-3 GSM-R 网络结构图

基于 GSM-R 的无线机车信号系统工作流程如下^[6]：地面设备主机采集联锁系统中有关的信号、进路等信息，然后进行编码和安全处理，并传送至 GSM-R 的固定网络中，当机车进入车站无线机车信号覆盖范围时，GSM-R 车载台与地面设备主机建立无线链路，GSM-R 车载台收到相应信息，并传送到车载主机，进行相应解码然后显示正确机车信号，车载设备收到信息后，还需向地面设备发送回执信息。GSM-R 无线机车信号信息传输方式相对于传统的轨道电路传送机车信号几乎不受环境因素的影响，工作可靠性高，维修工作量小。

2.1.3 GSM-R 移动接收端功能模块划分

GSM-R 移动接收端主要包括控制单元、显示单元、操作单元、通信单元以及电池模块几大部分。控制单元部分可以说是整个手持终端的大脑，需要完成语音压缩、数据链路协议控制、界面实时刷新等各种复杂的工作。

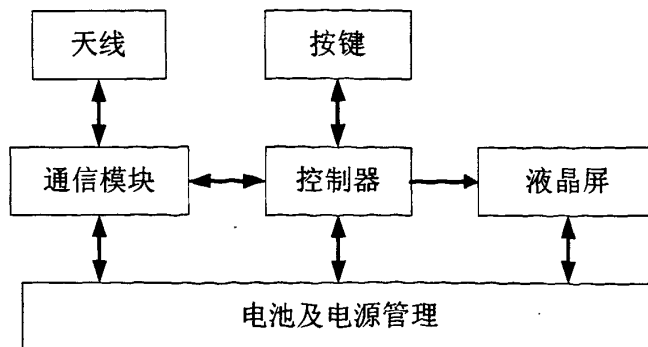


图 2-4 移动接收终端内简单结构框图

详细的移动台功能模块划分如图 2-5 所示：

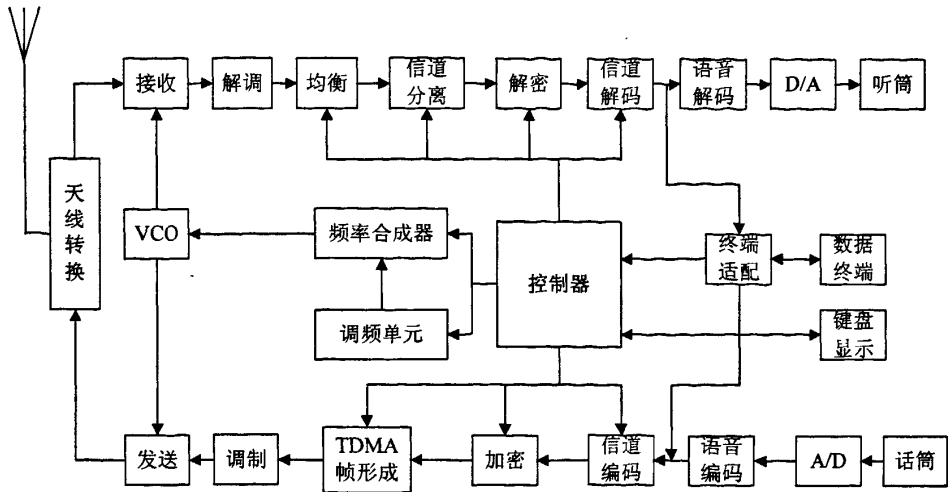


图 2-5 移动台的详细功能模块划分

发信电路的基带信号处理包括语音编码、信道编码、加密、TDMA 帧形成。语音编码模块将 A/D 输出信号进行 RPE-LTP 处理，输出 13kbit/s 数字语音编码。发信电路的射频信号部分由调制、带通滤波、功率放大器组成；收信射频部分由射频带通滤波、高频放大、变频、中频放大及滤波和解调等组成。

2.2 GSM-R 多址技术

GSM-R 系统基于 GSM 系统的运行机制规范^[7]，以时分多址（TDMA）为主，频分多址（FDMA）为辅，即 T/FDMA。

(1) 时分多址

时分多址就是在一个较宽的无线载频上，按照时间间隙划分成若干个时分的信道，每一个用户占用其中的一个时隙，并且只能在指定的时隙内接收或者发送信号。

(2) 频分多址

频分多址与时分多址不同，其将可分配的整个频谱划分成许多单个无线信道，每个信道可以传输一路语音或者业务数据，还可以是控制信息。在系统的控制下，用户可以接入信道中的任何一个。

GSM-R 系统，从本质上来说，兼容了时分多址与频分多址技术。

TDMA 帧

GSM-R 的无线接口采用 TDMA 接入方式，就是将载频按照时间划分为 8 个时隙构成一个 TDMA 帧，每个时隙的持续时间为：

$$T_{slot} = (75/130) \times 10^{-3} s \approx 0.5769(ms)$$

所以，一个 TDMA 帧的持续时间就为每个时隙的持续时间乘以 8，为 4.6152ms。每一个时隙称为一个物理信道，每个用户可以按照指定载频和实习的物理信道介入系统并可以周期性发送和接收脉冲序列，完成无线接口上的信息交互。GSM-R 的每个载频上有 8 个物理信道，所以 GSM-R 系统从本质上来说兼容了时分和频分的概念。

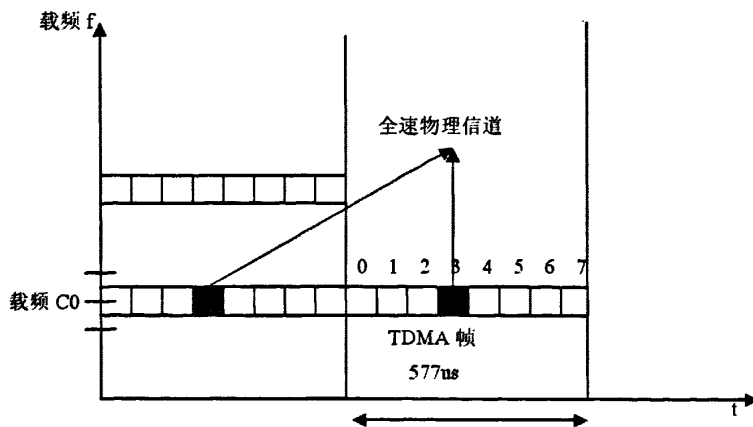


图 2-6 一个时隙分复用结构示意图

2.3 GSM-R 无线传播模型

2.3.1 GSM-R 的工作频率

信息产业部批准的用于 GSM-R 的工作频率是 GSM 900MHz 工作频段，885-889MHz(移动台发，基站收)；930-934MHz(基站发，移动台收)共 4MHz 频率带宽。双工收发频率间隔为 45MHz，相邻频道间隔为 200KHz。按等间隔频道配置的方法，共计 21 个载频，频道序号为 999-1019；扣除低端 999 和高端 1019 作为隔离保护，实际可用频道 19 个，频道序号为 1000-1018^[8]。GSM-R 网络频道号与频率对照表如表 2-1 所示：

表 2-1 GSM-R 网络频道号与频率对照表

| 频道号 | 基站接收频率 /MHz | 基站发射频 率/MHz | 频道号 | 基站接收频率 /MHz | 基站发射频 率/MHz |
|------|----------------|----------------|------|----------------|----------------|
| 999 | 885.000 | 930.000 | 1010 | 887.200 | 932.200 |
| 1000 | 885.200 | 930.200 | 1011 | 887.400 | 932.400 |
| 1001 | 885.400 | 930.400 | 1012 | 887.600 | 932.600 |
| 1002 | 885.600 | 930.600 | 1013 | 887.800 | 932.800 |

| | | | | | |
|------|---------|---------|------|---------|---------|
| 1003 | 885.800 | 930.800 | 1014 | 888.000 | 933.000 |
| 1004 | 886.000 | 931.000 | 1015 | 888.200 | 933.200 |
| 1005 | 886.200 | 931.200 | 1016 | 888.400 | 933.400 |
| 1006 | 886.400 | 931.400 | 1017 | 888.600 | 933.600 |
| 1007 | 886.600 | 931.600 | 1018 | 888.800 | 933.800 |
| 1008 | 886.800 | 931.800 | 1019 | 889.000 | 934.000 |
| 1009 | 887.000 | 932.000 | | | |

GSM-R 移动通信网络是整个铁路系统组织运输生产及进行公务联络的核心部分，其中无线电波的传播情况是 GSM-R 通信系统的基础之一，是决定无线通信工程设计和无线网络规划及优化的最核心的要素。

2.3.2 电波传播模型及路径损耗

(1) 自由空间传播模型

自由空间传播指的是天线周围为无限大真空时的电波传播，是一种理想传播条件。电波在自由空间传播时，能量不会被障碍物遮挡和吸收，也不会产生反射和散射，此时是一种最佳传播条件。

严格的自由空间是指的真空，现实中几乎不存在，对于以下情况，也可将空间等效为自由空间，如均匀无损耗的无限大空间，各向同性空间，电导率为零的空间。

根据电磁场相关理论，在自由空间传播条件下，接收信号功率 P_r 可用下式表示：

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 g_t g_r \quad (2-1)$$

其中， P_t 为发射机发送到天线的功率， g_t 和 g_r 表示发射和接收天线增益， λ 为波长， d 为接收天线和发射天线之间的距离。

(2) 信号的衰落

GSM-R 信号除了以直射方式传播外，同时会通过反射、绕射、散射等方式到达移动台。衰落是指接收信号电平的随机起伏，即接收信号电平的不规则变化，它对传输信号的质量和传输可靠度都有很大的影响，严重的衰落甚至会使传播中断，严重影响通信质量和通信效能。

由于信号到达接收机的路径、时间各不相同，相位也不尽相同，从而叠加到接收机的信号产生干涉现象，当相位相同时，信号加强，当相位相反时，信号减弱，所以接收信号幅值将产生剧烈地变化，这种由多径传输引起的衰落就是所谓的多径衰落。

快衰落是由于电磁波的多径传播和移动台的移动造成的,也称为多径衰落,快衰落严重时其深度可以达到 20-40dB,会造成接收信号的严重恶化。接收信号除瞬时值出现快衰落外,由于阴影效应以及气象等原因引起的信号变化,场强中值也会出现缓慢变化,称为慢衰落,慢衰落接收信号近似服从对数正态分布,变化幅度取决于障碍物状况、工作频率、障碍物和移动台移动速度等。

电磁波在传播的过程中会经历两种类型的衰落:大尺度衰落和小尺度衰落。大尺度衰落是由周围环境和地物的差别而导致的阴影区引起的,表现为长时间内长距离内幅度的变化。小尺度衰落是移动台的移动距离只有几个波长时,幅度的波动深度和速度的表征。

有研究表明,在多径传播过程中,假设存在 N 条多径信道,且没有一个信道的信号占主导地位,此时接收到的信号的包络衰落变化服从瑞利分布;如果存在一个起支配作用的直射波,则接收信号的包络为莱斯分布。

(3) Okumura-hata 模型

移动通信中的电波传播是非常复杂的,很难用完整的理论模型或者公式来进行分析和准确计算,为了弥补这种不足,人们通过大量实地测量和分析,归纳出多种经验模型和公式。目前,针对宏小区环境移动无线电波的传播特性提出多种传播预测模型,对于 900MHz 频段,常用的模型有 Hata 模型等,在实际工作中最常用到的传播路径损耗有自由空间模式、奥村模式(Okumura)、Hata 模式、COST231-Hata 模式、Egli 模式等,具体的测试环境选择具体的合适的模式。Hata 模型从频率、适用距离、天线高度等方面都符合 GSM-R 铁路环境的需求,计算参数容易获取,对不同地形地物描述也较为详尽。

Okumura-hata 模型是由奥村等人^[9],通过使用不同频率、不同天线高度等在东京进行实地测试,最后得到经验区的场强中值,并以城市场强中值为基础进行修正。

Okumura 模型是预测城区信号时使用最广泛的模型,其应用频率范围为 150MHz-1920MHz 之间,距离范围为 1km-100km 之间,天线高度在 30m-1000m 之间。

Okumura 开发了一套在准平滑城区,基站有效天线高度 h_{te} 为 200m,移动台天线高度 h_{re} 为 3m 的自由空间中值损耗 A_{mu} 的曲线。在使用 Okumura 模型确定路径损耗时,首先需要确定自由空间路径损耗,然后从曲线中读取 $A_{mu}(f,d)$ 值,加入典型地物模型修正因子。模型可由公式表示为:

$$PL(dB) = L_F + A_{mu}(f,d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (2-2)$$

PL 为传播路径损耗的中值, L_F 为自由空间路径损耗, A_{mu} 为自由空间中值损耗, $G(h_{re})$ 为移动台天线高度增益因子, $G(h_{te})$ 为基站天线高度增益因子, G_{AREA} 为环境类

型增益。Okumura 模型为成熟的蜂窝和陆地移动无线系统路径损耗预测提供最简单和最精确的解决方案，然而该模型的主要缺点是对城区和郊区快速变化的反映较慢。

Okumura-hata 模型预测出三种环境下的路径损耗，可表示为如下式：

$$\begin{cases} L_p = A + B \lg r & \text{城市} \\ L_p = A + B \lg r - C & \text{郊区} \\ L_p = A + B \lg r - D & \text{开阔地} \end{cases} \quad (2-3)$$

L 是以 dB 为单位的中值路径损耗， r 是以千米为单位的覆盖范围，式中的参数取决于工作频率 f_c 、发射天线高度 h_b 和接收机天线高度 h_m ，经验公式如下：

$$A = 69.55 + 26.16 \lg f_c - 13.82 \lg h_b - a(h_m) \quad (2-4)$$

$$B = 44.9 - 6.55 \lg h_b \quad (2-5)$$

$$C = 5.4 + 2[\lg(f_c / 28)]^2 \quad (2-6)$$

$$D = 40.94 + 4.78(\lg f_c)^2 - 18.33 \lg f_c \quad (2-7)$$

载频 f_c 单位为 MHz， h_b 和 h_m 的单位用米来表示， $a(h_m)$ 是一个预先定义好的相关因子，是基于移动天线高度的相关因子，而且是环境的参数。对于大城市来说， $a(h_m)$ 为：

$$a(h_m) = 8.29(\lg 1.54 h_m)^2 - 1.1 \text{db} \quad f_c \leq 300 \text{MHz} \quad (2-8)$$

$$a(h_m) = 3.2(\lg 11.75 h_m)^2 - 4.97 \text{db} \quad f_c > 300 \text{MHz} \quad (2-9)$$

对于中小城市，在所有频率范围内， $a(h_m)$ 为

$$a(h_m) = (1.11 \lg f_c - 0.7) h_m - (1.56 \lg f_c - 0.8) \text{dB} \quad (2-10)$$

此模型的使用条件如下：要求载频 $150 \text{MHz} < f_c < 1000 \text{MHz}$ ，发射天线高度 h_b 在 30 米到 200 米之间，接收天线高度在 1m 到 10m 之间，距离 r 在 1km 到 20km 之间。

本仿真中所有的路径损耗仿真都是基于 Okumura-hata 模型。GSM-R 上下行频率条件下中小城市市区路径损耗仿真参数设置如下，基站天线高度取中中国移动常用的 30m，移动台天线高度取测试天线在车顶的高度 3.5m，设置频率取值为 $f_{c1} = 930 \text{MHz}$ 进行测试，环境采用中小城市城区 GSM-R 的仿真参数，仿真结果如图 2-7 所示。

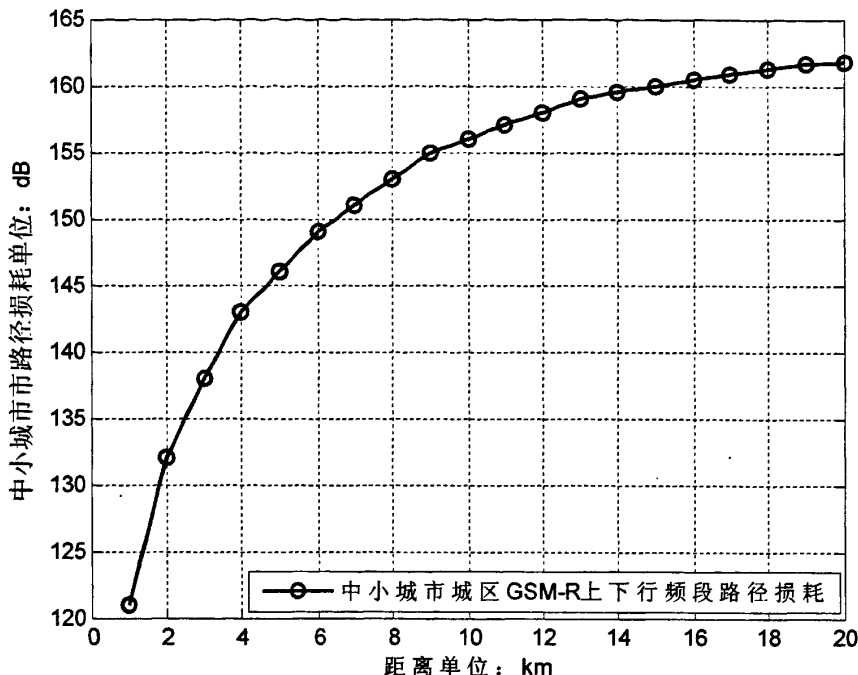


图 2-7 中小城市城区 GSM-R 上下行频段路径损耗

2.4 信号传输的干扰分析

2.4.1 GSM-R 干扰的基本理论

在 GSM-R 系统中,干扰将引起误码率增大、话音质量下降以及数据传输差错增加,规定同频载干比 C/I 大于等于 9db; 邻频载干比 C/I 大于等于 -9db, 通话干扰的定位方法主要有话务统计数据、路测等^[9]。

GSM-R 系统的频段与中国移动公众移动通信系统 GSM 按地域共用,共用范围为:在直辖市、省会城市和计划单列市的城区, GSM-R 系统协调的覆盖范围应小于铁路两侧各 2km; 在其他地域协调的覆盖范围应小于铁路轨道两侧各 6km。

列车时速超过 140 km/h, 采用 GSM 信号,会降低通信质量,提高误码率。而误码率的增加会降低话音质量,甚至当服务质量达到最低阈值时,特别是与 ERTMS (欧洲铁路运输管理系统) 和 ETCS (欧洲铁路控制系统) 有关的数据将被中断,从而导致列车不必要的停车或减速^[10]。

GSM-R 系统的外部干扰主要包括强信号干扰、固定频率的干扰、不可预测信号干扰及非法信号的干扰。内部干扰则主要包括同频干扰、邻频干扰和互调干扰,以及由于时间色散引起的干扰。

同频干扰也就是所有落入接收机通带内的与有用信号频率相同的无用信号的干扰,也就是无用信号的载频与有用信号的载频相同,因此使得接收同频有用信号的接收造成影响的干扰,也被称为同信道干扰^[11]。存在同频干扰的频率范围是 $f_0 \pm \frac{B_r}{2}$, 其中 f_0 为有用信号载波频率, B_r 为接收机中频带宽。当干扰信号强度足够大时,可能会造成接收机阻塞,降低接收灵敏度,甚至会导致通信中断,这对 GSM-R 系统来说,就降低了可靠性和行车效率。

GSM-R 系统的相关技术指标如表 2-2 所示:

表 2-2 GSM-R 相关技术指标

| 应用环境 | 最低接收电平 (dbm) | 其他指标 |
|------------|--------------|---|
| 机车台收、大城市中心 | -77 | 机车台灵敏度-104dbm, 3db 馈线损耗, 3dB 老化保护, 快衰落保护 3db, 慢衰落损耗 12db (95%可通率), 干扰噪声 2db, 环境噪声保护 2db, 列控 2db |
| 机车台收、大城市 | -74 | 机车台灵敏度-104dbm, 3db 馈线损耗, 3dB 老化保护, 快衰落保护 4db, 慢衰落损耗 13db (95%可通率), 干扰噪声 2db, 环境噪声保护 2db, 高速 1db, 列控 2db |
| 机车台收、郊区 | -70 | 机车台灵敏度-104dbm, 3db 馈线损耗, 3dB 老化保护, 快衰落保护 5db, 慢衰落损耗 14db (95%可通率), 干扰噪声 2db, 环境噪声保护 2db, 高速 3db, 列控 2db |

2.4.2 GSM-R 主要干扰源

GSM-R 系统内可能存在同频干扰、邻频干扰和互调干扰。

(1) 同频干扰

同频干扰的含义就是在一定的距离之间使用相同频率进行复用工作而产生的干扰。由于同频干扰信号与有用信号同时被放大、检波,当两个信号出现载频差时,会造成差拍干扰;当两个信号的调制幅度不大相同时,会引起失真干扰;当两个信号存在相位差时也会引起失真干扰。同频干扰信号通过直接或间接耦合方式进入接收设备信道或系统,对无线电通信所需接收的信号(有用信号)产生影响^[12]。

同频干扰带来直接的影响主要表现为 GSM-R 系统信噪比下降、服务质量恶化,甚至导致 GSM-R 系统接收机将因饱和而无法工作,即强信号阻塞。同频干扰屏蔽了低电平的载波信号,造成了语音质量的下降,用户使用会感觉到背景噪声很大,而且语音传送发生断续现象,也会经常出现掉话现象。掉话率是 GSM-R 系统的一个重要指标,掉话率的高低也反映出 GSM-R 系统质量的优劣,也是 GSM-R 的可靠性和行车效率高低的一个重要指标。

(2) 互调干扰

互调干扰是有多个不同频率的信号加到接收机非线性器件上时,产生许多组合频率信号。GSM-R 频段内的互调干扰组合主要还是 GSM 系统带来的,而 GSM-R 系统内部的互调干扰组合只是少数^[13]。

(3) 邻频干扰

邻频干扰是来自相邻的或相近的频道干扰,相近频道可以是相隔几个或几十个频道。引起邻频干扰有两方面的因素,其一是由于工作频带紧随的若干频道的寄生边带功率、宽带噪声、杂散辐射等产生的干扰,其二是指的移动通信网内,一组空间离散的邻近工作频道引入的干扰,如果相邻信道载波功率过大,就会对有用信号产生干扰。

在 GSM 规范的 05.05 中规定, GSM 移动台的邻频干扰 (C/A) 性能要求:在城市环境下,在有多径快衰落的情况下,分别在 200KHz 邻频存在不高于有用信号 9dB 的 GSM 干扰信号, 400KHz 邻频存在不高于有用信号 41dB 的 GSM 干扰信号,在 600KHz 邻频存在不高于有用信号 49dB 的 GSM 干扰信号,此时的误码率可以满足实际应用要求。

(4) 系统外干扰

中国联通公司的 CDMA 系统的下行为 870~880 MHz,它与 GSM-R 系统的频域范围只有 5 MHz 的保护带。联通 CDMA 的运行频段为:上行 825~840MHz,下行 870~885MHz。CDMA 的下行频段与 GSM-R 的上行频段比较接近,如果站址选择及网络规划不当,有可能对 GSM-R 造成干扰。由于 CDMA 采用的是扩频技术,所以 GSM-R 对 CDMA 系统不会产生干扰。但是,由于 GSM-R 系统没有采用扩频技术,所以只要 CDMA 系统的带外信号落在 GSM-R 通带范围内且幅值达到一定值就会干扰 GSM-R 接收机接收的有用信号,导致 GSM-R 接收信噪比下降^[14]。

GSM 网络对 GSM-R 的干扰,中国移动 GSM 公众移动通信系统与 GSM-R 网络共

用相同频段，如果中国移动使用了该频段，可对 GSM-R 网络产生同频干扰、邻频干扰和互调干扰。

同样，弓网电弧产生的电磁噪声，同样会对 GSM-R 通信系统产生影响，影响系统的误码率，严重时甚至会导致掉话和通信中断。

还有不可预测信号的干扰，例如非法电台、无线电爱好者发射的干扰信号等，这些都是随机的。

2.5 本章小结

本章概要地叙述了 GSM-R 的系统的组成和结构，叙述了 GSM-R 无线传播模型的特性，并简要阐述了 GSM-R 干扰的基本理论及其主要干扰源，为下面具体分析讨论弓网电弧高频电磁波干扰的原理及性质提供了一个讨论环境。

第三章 弓网电弧高频电磁波对 GSM-R 干扰分析

3.1 电磁干扰概述

高密度、宽频谱的电磁信号充满整个人类生存的空间，构成了极其复杂的电磁环境。使电源干扰不对电子设备造成危害的根本办法是削弱噪声发生源，或者切断电源噪声和电子设备之间的耦合途径。电磁干扰是一种有害的电磁效应，轻则使设备或系统的性能下降，重则使设备或系统完全失效，甚至引发严重安全危害^[15]。

电磁兼容（EMC, Electromagnetic Compatibility），是设备在共同的电磁环境下能够一起正常执行各自功能的共存状态，包括两个层次的意思，即该设备不会由于受到处于同一电磁环境中其他设备的电磁发射导致性能下降，也不会发射电磁波使得同一环境下其他设备无法正常工作。

电磁干扰现象的发生包括几个要件，首先应该具有电磁干扰源，即要有产生电磁能量的物体或现象，其次要有传输干扰能量的途径(或通道)，最后还必须有被干扰对象(即敏感设备)的响应，在本文中的弓网电弧引起的电磁干扰的三要素可以用如图 3-1 所示表示。

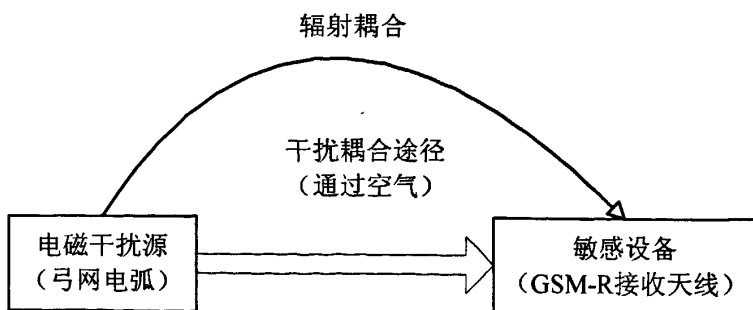


图 3-1 电磁干扰三要素示意图

电磁干扰源是指这样的设备或自然现象，它能使共享同一环境的其它设备、分系统或系统发生电磁危害，导致性能降级或失效；也可能会使人或其它生物受到伤害。

敏感设备：敏感设备是指当该设备受到电磁骚扰源所产生的电磁能量作用时，会发生电磁危害，导致性能降级或失效的器件、设备、分系统或系统，许多器件、设备、分系统或系统可以既是电磁骚扰源又是敏感设备。

耦合途径：耦合路径是指传输电磁骚扰的通路或媒介。

由于电磁干扰十分复杂，测量与评价需要有许多特殊要求，例如测量接收机要有

多种检波方式，多种测量带宽等。如何评价测量结果，也是个重点问题，需要应用概率论、数理统计等数学工具。

电气化铁路的电磁干扰从干扰源分类可分为：牵引电机产生的干扰、机车二次电源及变频设备产生的干扰、弓网系统产生的干扰等，这些干扰的来源多，形成的原因也大相径庭^[16]。

为了保持良好的电磁环境，各国政府和有关的国际机构都制定了一系列的 EMC 标准，对设备进行电磁兼容测试是判断产品是否符合 EMC 标准的手段。按测试内容分为：传导 EMI (Electromagnetic Interference) 测试、辐射 EMI 测试、传导 EMS (Electromagnetic Susceptibility) 测试和辐射 EMS 测试。

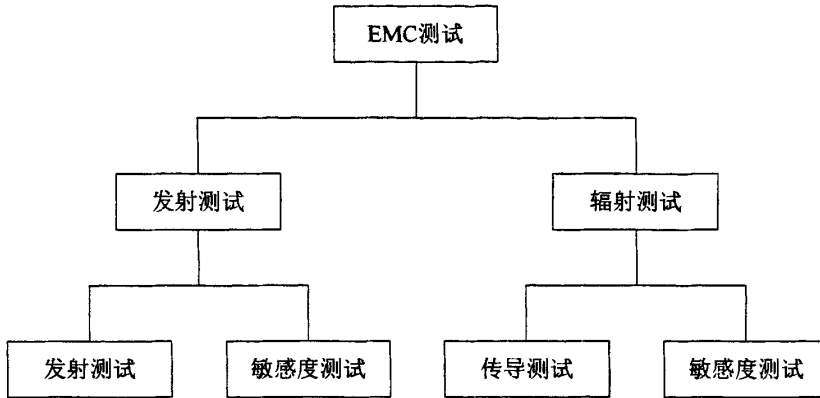


图 3-2 EMC 测试内容

无线电干扰是指由一种或多种辐射、感应或其组合所产生的无用能量对无线电通信系统的接收产生影响。无线电波传播的特性，决定了其在通信过程中必然受到外界和内部多种因素的影响。在通信系统内部，EMI 往往是一个比较复杂的问题，产生的原因众多，比如电源线与信号线、信号线与信号线的公共阻抗、各种信号之间的接地不当、强信号电路对弱信号电路的电磁感应、大功率信号的空间电磁波辐射对其它电路的影响、多路信号并列传送产生的互相干扰等，这些因素都可能引起 EMI 问题^[17]。

传导性耦合。当两个或两个以上回路的电流经过一个公共阻抗时，一个回路的电流在该公共阻抗上形成的电压就会影响到其它电路回路，即为电路的传导性耦合。传导性耦合可以分为电场耦合、磁场耦合和电场磁场耦合。电磁辐射，大功率的高频信号会产生强烈的高频电磁波，以空间辐射的形式向四周扩散，对其它电路形成干扰。

蒙特卡罗法^[18]假定，一个受干扰接收器在大量均匀分布的干扰器之间运行。每个干扰器施加到受干扰接收器上的影响可以用发射功率、天线增益、路径损耗、发射器意外辐射特征、接收器封装和频率分离等来确定^[18]。如果合成载干比小于保护载噪比 C/N 时，就认为发生了干扰。

为了保证无线电系统的正常运行，引入了无线电系统电磁兼容的概念其主要思想是无线电通信系统或设备在一个公共的电磁环境中，在完成其本身设计功能的同时，

对同一个环境中的其他无线电通讯系统或设备不会产生有害干扰，也不遭受到因无线电干扰而引起的不可接受的通信功能的恶化。

3.2 传输信道模型建立

基站出来的信号可以看作射线，它是朝各个方向的。一条射线可能直接向接收机移动台发送，也有可能一些射线遇到了建筑物或山等被反弹回来，然后向接收机发送。设发射天线辐射的载波信号为^[19]：

$$S(t) = a_0 \exp[j(\omega_0 t + \phi_0)] \quad (3-1)$$

经过路径传播，移动台所接收到的信号表达式为^[20]：

$$S(t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp[j(\omega_0 t + \phi_0 - \frac{2\pi}{\lambda} vt \cos \theta_i + \phi_i)] \quad (3-2)$$

在上式中， a_i 为第*i*个到达接收天线的载波信号的幅度， ϕ_i 为相位变化， θ_i 为信号的入射角， $\frac{2\pi}{\lambda} vt \cos \theta_i$ 为多普勒频移。

将上式改写成如下表达^[21]：

$$S(t) = A_i \exp(j\psi_i) \exp[j(\omega_0 t + \phi_0)] = (R + jS) \exp[j(\omega_0 t + \phi_0)] \quad (3-3)$$

$$A_i = [(\sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i)^2 + (\sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i)^2]^{1/2} \quad (3-4)$$

$$R = \sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i = \sum_{i=1}^N R_i \quad (3-5)$$

$$S = \sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i = \sum_{i=1}^N S_i \quad (3-6)$$

$$\psi_i = \phi_i - \frac{2\pi}{\lambda} vt \cos \theta_i \quad (3-7)$$

R 和 S 都是随机变量之和，由中心极限定理可知，大量相互对立的随机变量之和的分别近似于服从正态分布，因此 R 和 S 都可以看作是正态分布的随机变量。而两个相互独立的正态分布随机变量之和包络服从 Rayleigh 分布。每条路径都有它自己的增益、相移和延迟，因此所有路径的总和可用它的冲激响应或频率响应来描述。

当移动台的位置变化时，每条路径的长度随之变化。由于一个波长的路径长度产生 2π 角度相移，所以任何方向上波长发生很小的变化都会引起增益和相位的剧烈变化。在宏小区中，障碍物的有效变化尺度一般为几百个波长，所以阴影的影响在几十个波长内基本上保持不变，平均接收功率（dB）服从对数正态-阴影传播机制^[22]。

小迟钝衰落信号的包络服从 Rayleigh 分布, 相位服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布, 其概率密度函数为^[23]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{2\pi} r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} d\theta = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & (0 \leq r \leq +\infty) \\ 0 & -\infty < r < 0 \end{cases} \quad (3-8)$$

此时的相位服从均匀分布

$$p(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\infty} r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr = \frac{1}{2\pi} & (0 \leq \theta \leq 2\pi) \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (3-9)$$

其中 σ 是包络建波前所接收到的电压信号值, σ^2 是包络建波前所接收信号包络的时间平均功率。根据以上的模型, 可以看出在仿真中, 首先产生发射信号, 然后经过瑞利信道传输, 就可以得到和实际情形基本相同的接收信号, 以上的推导为实际仿真提供了理论依据。

3.3 GSM-R 的电磁干扰

GSM-R 电磁干扰可以分为系统内干扰和系统外干扰。GSM-R 设备内部的干扰主要是指发射机、接收机及设备内部元器件产生的干扰。在 GSM-R 基站中, 主振器、振荡器、调制器、倍频器、放大器等部件在工作时都会产生热噪声, 这些噪声一旦被调制就会形成干扰信号发射出去; 当电源滤波不好时, 外界的杂散电波以及噪声也会串扰进电源电路, 经各次交流脉动谐波进入发射电路形成发射噪声。

无线链路故障是指在通信过程中丢失通信链路。在通信过程中有时会由于无线信道存在干扰或其他原因, 使话音或数据恶化, 最后导致移动台或网络侧无法解码对方发来的信息, 系统将认为出现了无线链路故障^[23]。干扰和掉话率等指标与频率规划关系最密切, 衡量系统传输性能的重要指标就是误比特概率。

误比特率 (BER) 是 GSM-R 系统中语音质量的重要指标, 是指的接收端在完成解调和去交织后, 进行信道编码之前的数据错误比特率。误比特概率可以很好地衡量系统采用某一数字调制方式时的传输性能, 因此, 在数字通信系统中, 误比特概率是选择调制方式的重要依据之一。

在 GSM-R 工程应用中, 通常还是用接收质量来替代误码率, 以此来衡量系统的传输性能。GSM-R 语音编码后每隔 20ms 全速率语音块包含 260bit, 其中有 78bit 数据不重要, 50bit 最重要, 还有 132bit 重要。对 50 最重要 bit 加 3 个校验比特后再与 132 个重要比特以及 4 个尾比特一起进行速率为 1/2, 约束长度为 5 的卷积编码^[24]。

3.4 弓网电弧激发高频电磁波干扰

3.4.1 弓网系统复杂性

列车运行过程中, 弓网暂时离线这种情况是不可避免的, 随之而来的则是电火花和电弧的产生。这两种现象都是由于弓网离线造成的, 但它们对 GSM-R 无线通信传输的影响则是完全不同。

列车运行过程中, 在受电弓的滑板和接触网的接触线在大气中脱离接触的瞬间, 若被断开的电流超过 0.25 A, 断开后加在滑板和接触线上的电压超过 12 V 时, 离线间隙通常会产生电弧, 其特征是一团温度极高、发出强光且能导电的气体。若产生的电弧最小电流小于一定数值, 则断开时只能产生时间极短的弧光发电, 就是通常所说的电火花。电火花的能量较弱, 它对 GSM-R 无线通信系统的电磁干扰较小; 而电弧的能量较大, 且在电弧产生的同时伴随有高次谐波, 其频率较高, 能对 GSM-R 无线通信系统形成不可忽视的干扰^[25]。

3.4.2 弓网电弧的产生

在电气化铁道的牵引供电系统中, 电气化铁道的主要供电设备是接触网, 电力机车通过接触网才能取得电能。弓网关系对整个电气化铁道运营系统的正常运行起着非常重要的作用。

在正常状态下, 气体具有良好的绝缘性能。但是在气体间隙两端加足够大的电场时, 电流将通过气体, 发生“气体击穿”现象。在机车高速运行时, 机车通过其顶部的受电弓从高压接触线获取所需的电流, 当二者良好接触时, 两者的电压相等。但在受电弓升弓取流时, 由于接触网的赢点、电弓弓头的振动、接触网结冰以及导高突变等原因, 会造成“弓网”间出现瞬时分离现象。在接触线盒受电弓滑板分离的瞬间, 两者之间的电压急剧增加, 使得它们之间的气体发生“击穿”现象, 引起气体放电^[26]。

当放电现象发生时, 此时在电极最近处空气中的正负离子被电场加速, 而且在移动过程中与其他空气分子碰撞产生新的离子, 这种离子大量增加的现象称之为“电离”。空气发生电离时, 温度急剧上升, 同时以弧光的形式放射出能量, 这就是“弓网电弧”。弓网电弧是一个电场、磁场、热场、流场变化的综合作用过程。加之野外天气等不确定因素, 使之其中的许多参数都是高度非线性的, 研究起来相当困难。

电力机车(高速动车)速度越高, 受电弓与接触导线分离的可能性越大, 弓网电弧越容易产生。电弧产生时向周围发射高频噪声, 对机车沿线的通讯信号和无线电信号造成很大的干扰, 严重时会导致通讯中断和无线电信号失效等现象。

3.4.3 弓网电弧产生原因分析

弓网离线电弧的发生是一个随机事件, 弓网离线电弧产生原因主要有以下三种情况^[27]:

(1) 弓网系统是机械接触, 实际接触面较小, 滑动接触使其位置很快变换。当电压施加在滑板和接触线之间时, 电流流过接触面上与各种参数有关的一系列导电斑点。该斑点的数目为 15~20, 并且很大程度上与实际接触面积大小无关。根据 Shobert 的研究, 接触点的电流密度在 200 000 A/cm² 数量级, 电流通过接触面产生的能量加热导电斑点, 导电斑点温度迅速上升并被熔化或气化而形成电火花, 导电斑点错位后的间隙也会产生电火花。电火花一直持续到新的、不被熔化的导电斑点产生为止。导电斑点间隙电压和开断电流大到一定程度时表现为电弧。该情况在列车受流过程中较常见, 列车低速运行时也能见到。需要强调的是该时滑板与接触线并未出现机械脱离或接触压力不足的情况。

(2) 滑动接触中的受电弓与接触网相互振动, 接触网弹性的周期性变化及受电弓通过不规则(如: 接触线不均匀抬升量、接触线安装缺陷、接触线的缺陷、单一质量块等)地方时, 导致弓网接触压力出现波动。当接触压力逐渐下降, 接触面积减小, 导电斑点数量下降。滑板和接触线分离到一定程度时, 列车取流 I 引起的能量 I^2Rc 集中加热最后分离的导电斑点, 使其温度迅速上升, 直到接触面材料熔化, 甚至达到材料沸点而引起爆炸式的气化。在接触间隙充满高温金属蒸气的条件下, 可能在 10^{-3} s 以内就形成电火花, 大量的电火花汇集成电弧。滑板与接触线恢复良好接触后, 电弧消失。电弧拉长到一定距离后也会熄灭。

(3) 受电弓的升或降为无负载或小负载操作时, 滑板与接触线接触或脱离接触瞬间, 接触点有电火花现象发生, 一般不会带来严重后果。列车取流量较大时的受电弓升降或出入无电区均能导致弓网间强烈的电弧现象, 会对弓网系统带来严重不良后果, 该情况是不被允许的。

3.4.4 弓网电弧产生模型

现有的文献及实测均表明, 对 GSM-R 无线通信系统的主要电磁干扰来自于弓网电弧, 其主要产生的是高频电磁波, 且频率有大部分正好是落在 GSM-R 所使用的频段范围内。^[29]

(1) 单次火花放电模型

根据汤逊理论^[30]描述: 电子碰撞电离是气体放电的主要原因, 二次电子来源于正离子撞击阴极使阴极表面逸出电子, 逸出电子是维持气体放电的必要条件。所逸出的电子能否接替起始电子的作用是自持放电的判据。流注理论认为形成流注的必要条件

是电子崩发展到足够的程度后, 电子崩中的空间电荷足以使原电场明显畸变, 流注理论认为二次电子的主要来源是空间的光电离。由此, 气体间隙产生的自持放电条件为:

$$\gamma(e^{\int_0^d \alpha dx} - 1) = 1 \quad (3-10)$$

式中: α —— 一个电子沿电场方向运动经过 1 cm 长度平均发生的碰撞电离次数;

γ —— 折合到每个碰撞阴极表面的正离子使阴极金属平均放出的自由电子数;

d —— 气隙长度即电极间的距离。

根据巴申定律^[30]可知气隙的击穿电压是气压 p 和极间距离 d 的乘积关系函数:

$$U_b = \frac{B(pd)}{\ln[A(pd) / \ln(1 + \frac{1}{\gamma})]} \quad (3-11)$$

其中, A 和 B 是取决于 pd 乘积的气体常熟。当气隙为空气时, 均匀电场的击穿电压可用以下公式来计算^[30]:

$$U_b = 24.4\delta d + 6.53\sqrt{\delta d} \quad (3-12)$$

式中: U_b —— 击穿电压 (kV);

δ —— 空气的相对密度;

d —— 极间距离 (cm)。

根据分析可知, 单次火花放电所产生的噪声是由一系列衰减震荡的脉冲组成, 其电流幅值的衰减一般满足负指数分布规律, 可大致描述为:

$$i(t) = I_0 \exp[-(t - t_0) / 2\sigma^2] \quad (3-13)$$

式中: I_0 —— 噪声电流峰值;

σ —— 放电脉冲的特征宽度;

t_0 —— 单次火花放电时间。

为了分析单次火花放电模型, 采用 Simulink 建模, 对单次火花放电进行模拟, 基于插值法来实现^[31]。将不同触发条件 (放电极性、放电电压等) 输出的噪声信号存于数据表中。当触发条件满足该表中的条件时则输出对应的噪声信号, 若触发条件不满足该表中的条件时则输出随机噪声。该模型如图 3-3 所示。

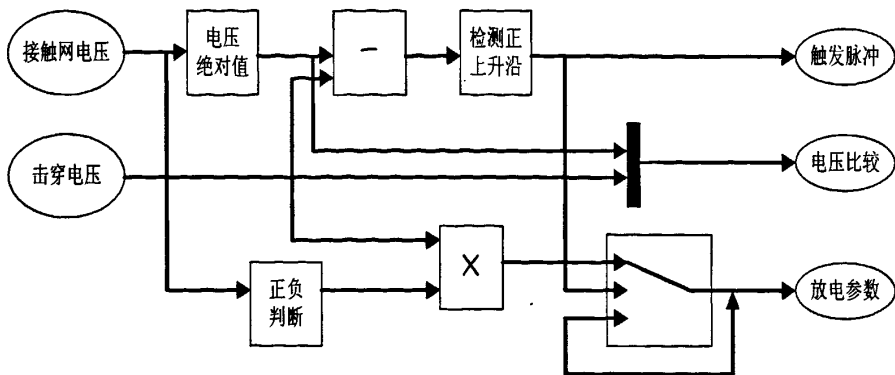


图 3-3 单次火花放电模型

(2) 连续放电模型

列车在运行过程中，弓网离线造成的放电并不是单次出现的。当受电弓与接触线分离，空气间隙的端电压随着接触网工频电压变化逐渐增大，直到到达击穿电压 U_b 时，间隙就被击穿了。此时，若电源容量足够，气隙将形成电弧放电。这时间隙完全丧失绝缘性能，形成了短路的通道，产生很大电流的电弧，温度达上千度，产生强光辐射以及高频电磁波。当该工频电流减小至零点附近时，电弧熄灭，受电弓与接触线之间恢复高阻状态；然后空气间隙的端电压再次达到击穿电压，重复上面所描述的现象，直到受电弓与接触线恢复良好电接触为止。电弧噪声仿真发生器模型如图 3-4 所示。

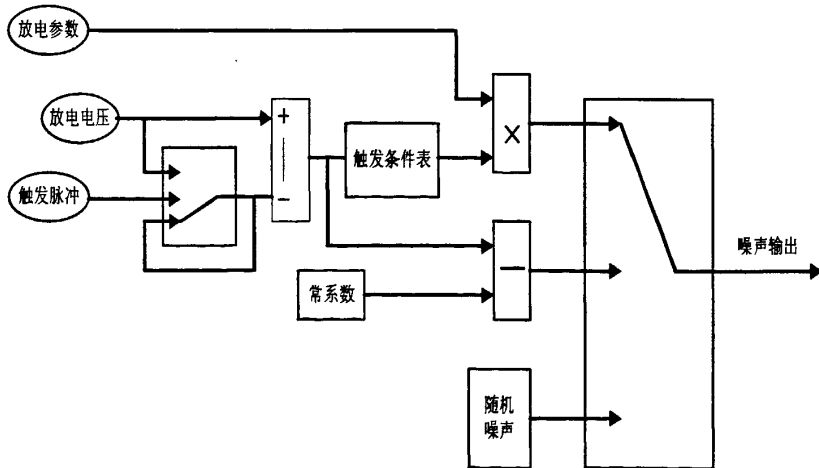


图 3-4 基于 Simulink 的电弧噪声仿真器模型

设弓网离线的持续时间为 T ， T 的取值与弓网间的垂向冲击加速度、弓网接触压力、接触网导线平顺率等相关。在恒定车速及一定的电气化铁道运行区间中， T 的分布均值及方差可以通过测量得到。在此，构建了一个简单的模型来计算给定条件下的 T 与 d ：将受电弓考虑为一元刚体受力振动模型，当受电弓滑板受到一个垂向冲击发生离线后，在受电弓弹簧的作用力下恢复与接触网的接触。考虑气隙的尺寸与受电弓升

降行程相比为一很小的值，将之简化为平均弓网接触压力 F 作为此恢复弹力的取值，则在已知振动行程 d_{\max} 和受电弓归算质量 M 的条件下，根据牛顿运动学定律，即可估算离线的持续时间 T [31]。在此期间弓网的间隙 d 符合半个周期简谐振荡的运动轨迹，即半周的正弦曲线：

$$T = 2.828 \sqrt{\frac{Md_{\max}}{F}} \quad (3-14)$$

$$d = d_{\max} \sin(\pi / T) \quad (0 < t < T) \quad (3-15)$$

因为击穿电压 U_b 与气隙的长度 d 有关，单次放电的重复发生频率和工频电压过零点的出现频率近似相同，即约 100 Hz。

(3) 连续放电的重复频率模型

影响弓网离线的因素有很多，如弓网间的动态接触压力、接触网硬点、受电弓振幅接触网导线的材质与平顺率、接触网张力与弹性、上抬量、以及接触网受激产生垂向振动及因此形成沿接触网传播的行波等，其中接触网硬点是产生弓网离线的主要因素。大量的试验数据表明，电气化铁路弓网干扰电磁波大多数产生于接触网的定位点处。定位点位于之字形走向的接触网的转折点上，是在一个跨距内弹性最低的位置，也是由于集中负荷而最容易导致硬点产生的位置，这是造成接触网弹性不均匀的重要因素。实测表明，较差的接触网几乎在每个定位点处都会产生电弧。而受电弓滑板材质以及线路平直程度对骚扰噪声的大小也有一定作用，因此接触网性能指标的改变对电磁辐射强弱的有着巨大影响。

根据上述分析可知，接触网与受电弓之间产生的电弧出现频率与以下几个参数相关：接触网定位点之间的跨距 d ，列车运行速度 v ，以及在单个定位点处发生弓网分离的概率 ρ ($0 < \rho < 1$)。由此，可以得到统计意义上的电弧重复频率 [31]：

$$\bar{f} = \rho \cdot \frac{v}{3.6d} \text{ (Hz)} \quad (3-16)$$

其中： v ——列车运行速度 (km/h)；

d ——硬点间距 (m)；

ρ ——弓网离线概率。

为了仿真列车运行过程中受电弓离线事件发生。本文通过输入接触网硬点间距，列车运行速度实现列车周期性的通过硬点；以指数概率分布作为受电弓离线的概率分布，并同时以之生成最大离线间隙；通过最大离线间隙、回复力（一般近似等于接触网压力）和受电弓归算质量计算弓网离线的的时间以及所产生的击穿电压 [29]。Simulink 仿真结构如图 3-5 所示。

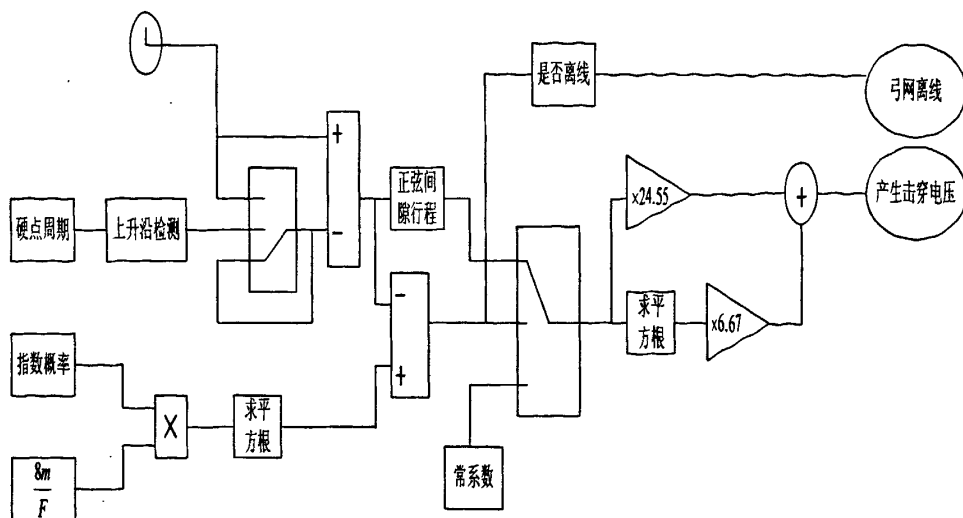


图 3-5 弓网离线仿真结构图

以上研究为下节的弓网电弧产生提供了理论依据和实现的方法，在下节将依据弓网电弧产生电磁波的性质模拟高频电磁波，为分析弓网电弧放电产生高频电磁波和 GSM-R 通信系统之间的误码率奠定了基础。

3.4.5 弓网电弧产生模型仿真

为了验证弓网离线噪声对 GSM-R 的影响以及本章建立的弓网离线噪声产生模型，使用 Simulink 对本章的弓网离线噪声产生模型进行仿真，统计列车在 300 km/h 速度下运行 10 秒钟，由于弓网离线产生的频率在 800~1000 MHz 的噪声次数以及频谱分布情况、一次弓网离线产生的噪声频谱分布以及一次弓网离线产生的频率在 800~1000 MHz 的噪声次数。仿真参数选取如下：

列车运行速度为 300 km/h，硬点间距为 70 m，弓网离线概率为 0.65，受电弓归算质量为 59 kg，最大离线间隙为 1 cm，回复力为 79.79 N，击穿电压为 30 KV，极间距离为 1~10 cm，空气密度为 1，火花放电时间为 0.04 μ s。通过计算仿真得结果如图 3-6、图 3-7、图 3-8 所示：

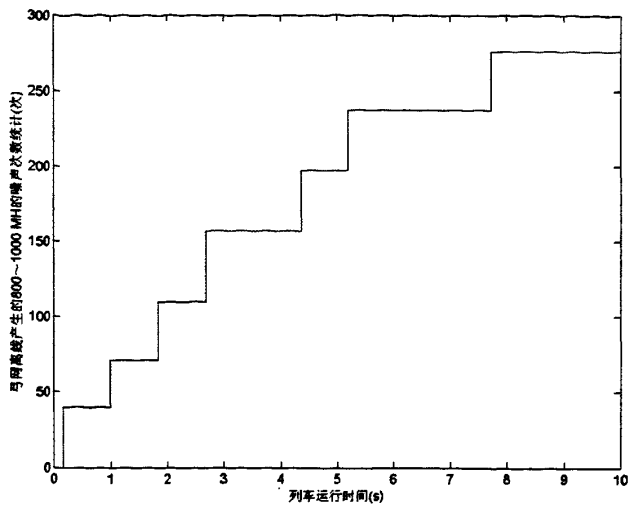


图 3-6 5 秒内弓网离线产生的 800~1000 MHz 噪声频率次数统计图

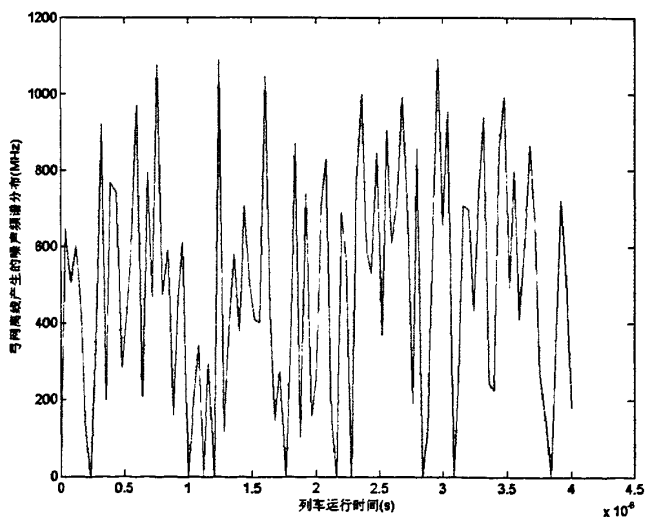


图 3-7 弓网一次离线噪声频谱分布图

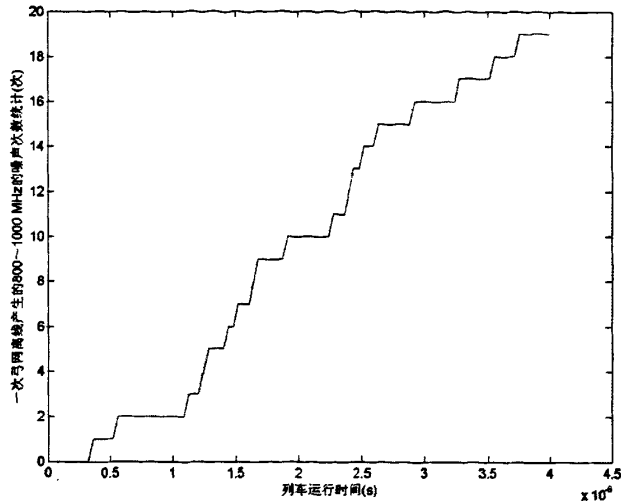


图 3-8 弓网一次离线产生的 800~1000 MHz 噪声频率次数统计图

从 3-6 图可以看出, 列车在 300 km/h 速度下运行 10 秒钟就将有大约 X 次的 800~1000MHz 的噪声产生, 而图 3-7、图 3-8 显示了一次弓网离线的噪声频谱分布和 800~1000MHz 噪声次数统计, 由此可见弓网离线产生的噪声对 GSM-R 通信的影响是不可忽视的。因此, 必须采用相应的措施对其噪声进行过滤, 以保障 GSM-R 通信的安全性以及可靠性。

3.5 电弧对 GSM-R 的 BER 影响分析

3.5.1 脉冲无线电噪声统计参数模型

为了研究噪声对通信系统误比特率 BER (Symbol Error Rate, SER) 的影响, 需要对噪声进行数学描述, 并能够建立参数模型。对脉冲无线电噪声的统计参数, 现在常用的有幅度概率分布 (APD)、噪声幅度分布 (NAD)、脉冲持续期分布 (PDD) 以及脉冲间隔分布 (PID), 这些参数描述的是干扰通过接收机中频放大后输出时, 到达检波器输入端中频包络的统计特性。

2005 年, 日本向 CISPR 提出一种新的测量和评价无线电骚扰的方法—幅度概率分布 (APD) 测量法。APD 是 Amplitude Probability Distribution 的缩写, 它是一个用来描述无线电骚扰统计特性的参量, 定义为“骚扰强度超过某个规定电平的时间概率”。APD 测量是一种“点频带限时域”统计测量方法, 定义为:“骚扰幅度超过某个特定电平的时间概率”的累积分布^[32]。该分布与数字通信系统的误码率之间可以建立确定性

的关系，换言之，得到无线电骚扰在某频率的 APD 分布特性，就可以通过换算得到工作在此频率的相应待考察的数字通信系统的误码率指标。

幅度概率分布 (APD) 是指电磁干扰的幅度超过某一规定电平的时间概率，定义为^[33]：

$$A(w) = P(W_{RV} > w) = \int_w^{\infty} p(x) dx \quad (3-17)$$

W_{RV} 是噪声功率随机变量， w 为给定的电平值， $p(x)$ 是噪声功率电平的概率密度函数。

噪声幅度分布 NAD 是噪声幅度正向穿越某个电平的次数与测试时间之比，其含义是超过纵轴噪声门限的平均通过率，数学表达式可以用如下式表示：

$$NAD(A_i) = \frac{N_i}{T} \quad (3-18)$$

式中， A_i 为某一噪声门限， N_i 表示在测量周期 T 内噪声幅度穿过该门限的数量。

此外，还有脉冲持续期分布以及脉冲间隔分布等统计量。

3.5.2 同频干扰下的系统 BER 分析

对移动通信系统传输性能的测量和评估一般来说是比较困难的。国际上都通常采用比较客观的方法对系统性能进行定量的衡量，描述系统传输性能有两种方法。一种是通信中断率 (Out Probability)，在多径衰落的无线传播环境中，对衰落和同频干扰所造成的通信中断率的研究是进行蜂窝移动通信系统规划和设计时所要解决的重要问题之一。另一种衡量系统传输性能的重要指标就是误码率。误码率可以很好地衡量系统采用某一数字调制方式时的传输性能，因此，在数字通信系统中，误码率是选择调制方式的重要依据之一。

为了进行仿真，对信道模型进行如下假设：(1) 存在引起瑞利包络起伏和均匀分布相位调制的快衰落；存在加性高斯白噪声，加性噪声在任何系统中都是存在的，在 GSM-R 系统的电磁干扰仿真中，为了接近现实情况，也需要假设系统存在加性噪声；

(2) 同频干扰主要来自于弓网电弧放电产生的高频电磁噪声，虽然在实际的 GSM-R 系统中，同频干扰还有可能来自于 GSM 系统或者 CDMA 系统等，但这里为了降低系统的复杂性，所以在此需要假设该 GSM-R 系统的同频干扰主要来源于弓网电弧放电所产生的高频电磁波干扰；(3) 存在引起频率选择性衰落的延迟信号；(4) 不考虑多普勒频移的影响，对于由 GSM-R 系统内部和 CDMA 系统等引起的同频干扰，需要考虑多普勒频移，主要由于列车和信号到来的方向具有较大的相对速度，但是对于弓网电

弧引起的高频电磁噪声, 由于受电弓固定在机车上, 受电弓和接收天线是相对静止的, 所以在此假设不需要考虑多普勒频移。

鉴于 GSM-R 系统采用 GMSK 调制方式, 为了在 GSM-R 系统中更接近实际情况, 处理流程中需要增加 GMSK 信号的调制过程, 调制方式为 GMSK 调制时, 二进制数据在把 FM 调制器调制前首先进行高斯低通滤波, 滤波器的 3dB 带宽用于在调制器输出端产生 GMSK 信号^[34]。

输入到高斯低通滤波器的信号是一个矩形脉冲串序列, 可以用下式来表达:

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \Omega\left(\frac{t-nT}{T}\right) \quad (3-23)$$

a_n 取 1 或者 -1 表示传号和空号, $\Omega\left(\frac{t}{T}\right)$ 表示中心在原点, 持续时间为 T 的矩形脉冲。高频预调制滤波器的传输函数为:

$$H(f) = A \exp\left\{-\left(\frac{f}{B}\right) \frac{\ln 2}{2}\right\} \quad (3-24)$$

B 表示 3dB 带宽, A 为常数。

由频域响应, 可以得到时域响应为:

$$h(t) = A \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B \exp\left(-\frac{2\pi^2 B^2 t^2}{\ln 2}\right) \quad (3-25)$$

当输入信号为 $\Omega\left(\frac{t}{T}\right)$ 输入到滤波器时, 输出信号为 $g(t) = \Omega\left(\frac{t}{T}\right) * h(t)$

可以得到:

$$g(t) = \frac{A}{2} \left[\operatorname{erf}\left(-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \left(t - \frac{T}{2}\right)\right) + \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \left(t + \frac{T}{2}\right)\right) \right], t > 0 \quad (3-26)$$

并且 $g(t) = g(-t)$ 。

因此输入到 FM 调制器的信号为 $g(t)$ 信号的累积求和。

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT) \quad (3-27)$$

经过 GMSK 调制后, 得到的信号为:

$$S_T(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) \quad (3-28)$$

$$\text{其中, } \phi_s(t) = 2\pi f_d \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(v - nt) dv$$

其中 f_d 是相位偏移常数。

一般来说, 同频干扰信号是来自于另外一个发射机的干扰信号, 该信号与有用信号使用同样的频率^[35], 这是指的来自于其他干扰源的同频干扰, 或者是人为造成的固定频率干扰情形。

$$S_c(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_c(t)) \quad (3-29)$$

$$\text{其中, } \phi_c(t) = 2\pi f_d \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(v - nT) dv$$

主信号和延迟信号的接收组合造成频率的选择性衰落。

由于 $S_T(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t))$, 所以在频率选择性快衰落移动无线信道中传播后信道接收机输入端的信号变为:

$$S_T(t) = x_s(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) - y_s(t) \sin(2\pi f_c t + \phi_s(t)) \quad (3-30)$$

由一般假设接收机输入端有高斯白噪声, 并且在限幅一鉴频器检测之前使用理想带通滤波器, 则输入到检测机的总信号为^[34]:

$$e(t) = S_T(t) + S_T(t - \tau) + S_c(t) + n(t) \quad (3-31)$$

$$\text{其中, } n(t) = x_n(t) \cos(2\pi f_c t) - y_n(t) \sin(2\pi f_c t)$$

$x_n(t)$ 和 $y_n(t)$ 都是独立零均值高斯低通过程。

接收机收到的信号 $e(t)$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} e(t) &= X(t) \cos(2\pi f_c t) - Y(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= R(t) \cos(2\pi f_c t + \psi(t)) \end{aligned} \quad (3-32)$$

$X(t), X'(t), Y(t), Y'(t)$ 的联合概率密度函数可以表示为:

$$P(X, Y, X', Y') = \frac{1}{4\pi\sigma_1^2\sigma_2^2[1-\rho^2]} \exp\left\{-\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left[\frac{X^2 + Y^2}{\sigma_1^2} + \frac{X'^2 + Y'^2}{\sigma_2^2} - \frac{2\sigma(xy' - x'y)}{\sigma_1\sigma_2} \right]\right\}$$

其中:

$$\sigma_1^2 = \sigma_s^2 + \sigma_c^2 + \sigma_n^2 + \sigma_{s(t-\tau)}^2$$

$$\sigma_2^2 = \sigma_s^2 (\sqrt{2\pi f_D})^2 + \sigma_c^2 (\sqrt{2\pi f_D})^2 + \sigma_{s(t-\tau)}^2 (\sqrt{2\pi f_D})^2$$

$$+ \sigma_s^2 \phi_s'^2(t) + \sigma_c^2 \phi_c'^2(t) + \sigma_{s(t-\tau)}^2 \phi_{s(t-\tau)}'^2(t) + \frac{\sigma_n^2 \pi^2 B^2}{3}$$

$$\rho = \frac{\sigma_s^2 \phi_s'(0) + \sigma_c^2 \phi_c'(0) + \sigma_{s(t-\tau)}^2 \phi_{s(t-\tau)}'(0)}{\sigma_1 \sigma_2}$$

f_D 是最大多普勒偏移, σ_s^2 , σ_c^2 , σ_n^2 , $\sigma_{s(t-\tau)}^2$ 分别是主信号、同频干扰信号、噪声以及延时信号的功率。

限幅—鉴频器的输出为

$$\psi'(t) = \frac{X(t)Y'(t) - X'(t)Y(t)}{X^2 + Y^2}$$

$\psi'(t)$ 的概率密度函数为:

$$P(\psi') = \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right)^2 (1 - \rho^2) [\psi'^{-2} - \frac{2\sigma_2 \rho \psi'}{\sigma_1} + \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right)^2]^{-3/2}$$

$\phi_s'(t)$ 是序列 $[a_n] = (a_0, a_1 L)$ 的函数。符号 $a_1, a_{-1}, a_2, a_{-2}, L$ 表示符号间干扰。

仿真参数取 $BT = 0.3$ 。当信号 $\Omega(\frac{t}{T})$ 输入到高斯预调制滤波器。在 GSM-R 系统中, 输入到高斯滤波器的不归零码字为 22.8kbit/s, 则 $T=1/22800s$ 。

τ 表示有用信号与延时信号之间的时间差, t_{c1} 为有用信号与干扰信号之间的时间差, 均在 $(0, T)$ 之间均匀分布, 在仿真中, 假设都为脉冲周期的 1/2, 假设延迟信号与有用信号功率相等。

根据多普勒频移的定义可以得到^[39]

$$f_{doppler} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta = f \frac{v}{c} \cos\theta \quad (3-37)$$

假设移动台运动速度为 200km/h, 则当移动台速度正指向基站时, 有最大多普勒频移在多径传播环境下, 其结果是对发射信号的随机调频(信号相位的随机变化), 造成接收机的误码率增加。

由此可以为后面分析弓网电弧高频电磁波 APD 特性与 GSM-R 通信系统的 BER 相关性提供仿真的依据。

3.5.3 弓网电弧高频电磁波 APD 特性与 BER 相关性分析

由前面分析的弓网电弧产生高频电磁波型以及同频干扰下的系统 BER 分析, 我们可以通过 MATLAB 建模仿真对比两者之间的相应联系。

在数字通信系统中，当进行数字语音通信时，要求信道的 BER 必须小于 10^{-2} ，这样现代的语音编码才能正常工作，而当进行数据通信时，信道的 BER 则需要达到 10^{-4} 或 10^{-6} 以上。

蒙特卡罗法是使用随机产生的值来代表不确定的变量，将其代入合适的数学模型，利用大数据量来产生统计结果。蒙特卡罗法能够提供任何程度的数学精度和统计有效性，因此适用于无线电系统的干扰概率计算。

在脉冲噪声的影响下，通信系统的误码率就与噪声包络的有效值和平均值有关。从弓网系统的组成结构分析干扰源的形成原因，然后对其频率、场强等相关指标采用 APD 测量方法建立数学模型，最后对该模型进行仿真，通过软件仿真产生弓网系统的电磁干扰。任何干扰源的本质都是产生电磁波，不同的只是产生的电磁波随时间和空间变化的规律不同。

由于弓网电弧放电这一随机事件，以及放电所引起的电磁信号的幅度也是一个随机变量，为了研究弓网电弧放电对 GSM-R 通信系统性能的影响，应用幅度概率统计来研究是一种可行的方法，也就是研究弓网电弧放电所产生的高频电磁波的概率分布和系统 BER 的相关性，设计弓网电弧产生的高频电磁波 APD 统计特性与 GSM-R 通信系统误码率关系的框架如图 3-8 所示。

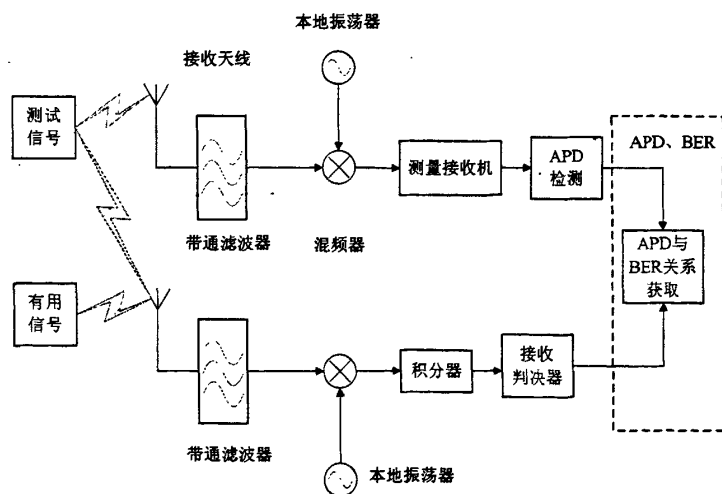


图 3-8 APD 与通信系统误码率关系研究总体示意图

在图 3-8 中，信号分为两个支路，上面的一个支路：接收天线仅仅接收测试信号，也就是弓网电弧产生的高频电磁噪声经过上面支路天线接收，然后经过带通滤波器，然后经过混频器，进入测量接收机，可以测出高频电磁噪声的 APD；下面的支路接收的信号包括两个部分——有用的信号和电磁干扰噪声，有用信号就是 GSM-R 系统通信中来自于基站的发射信号，而电磁干扰噪声就是来自于弓网电弧放电，这就模拟了实际的 GSM-R 天线接收系统，信号经过带通滤波器和混频器，然后经过积分器，最后进

行接收判决，由此可以得到 APD 和 BER 的关系。

在实际的仿真中，产生噪声部分可以采用模拟弓网电弧放电的方法来产生噪声，如以下仿真方框图所给出的流程进行。其中测试信号支路，也就是产生弓网电弧噪声，其模块图设置如下：

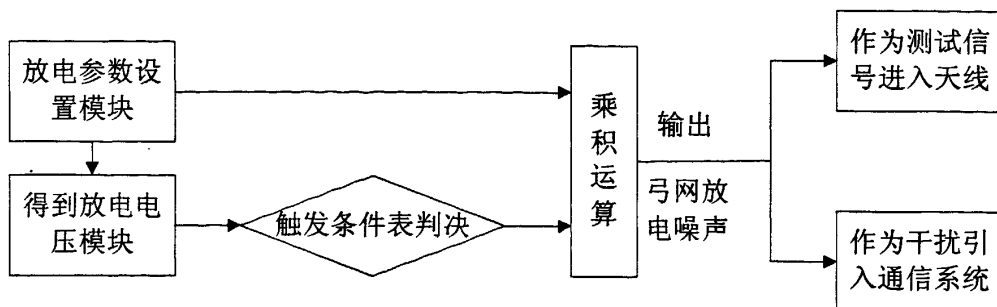


图 3-9 产生弓网电弧支路框图

在放电参数设置模块中需要设置如下变量：

v ——列车运行速度 (km/h)；

d ——硬点间距 (m)；

ρ ——弓网离线概率。

d_{\max} ——振动行程

M ——受电弓归算质量

可以得到统计意义上的电弧重复频率^[29]：

$$\bar{f} = \rho \cdot \frac{v}{3.6d} (\text{Hz})$$

估算离线的持续时间 T ^[30]

$$T = 2.828 \sqrt{\frac{Md_{\max}}{F}}$$

因为击穿电压 U_b 与气隙的长度 d 有关，所以根据输入可以得到击穿电压。

另外，在已往对弓网电弧噪声文献研究的基础上，我们可以获得弓网电弧产生的高频电磁波的统计特性，所以可以根据统计特性来产生干扰噪声在本系统进行仿真，两者相比，第二种方法更具有代表性和说服力，而且实施起来更加简洁，所以本文的仿真采用根据统计特性来产生高频电磁波干扰，采用 CISPR 标准中普遍采用的脉冲调制正弦波来模拟干扰噪声，其实现框图如图所示：

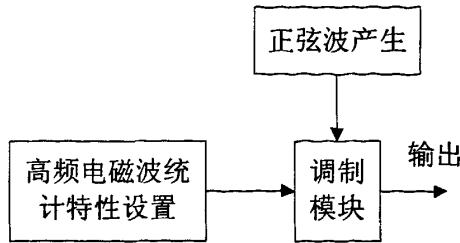


图 3-10 产生模拟高频电磁波噪声流程

高频电磁波统计特性设置模块中需要设置的参数为：

1. 高频电磁波的频率范围，设为均匀分布于 800MHz-900MHz 之间的随机变量；
2. 设置不同的占空比，分别设置为 10%，20%，30%和 50%四组参数。

仿真中有用信号的产生流程如图所示：

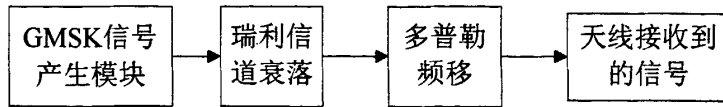


图 3-11 有用信号产生模块

首先根据实际传输的符号调整产生发射信号 GMSK 信号，然后考虑信道衰落，多普勒频移效果后，得到接收天线收到的有用信号。

最后得到的有用信号表达式可以表示为：

$$S_r(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)), \text{ 其中, } \phi_s(t) = 2\pi f_d \int_0^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(v-nt) dv, \text{ 其中 } f_d \text{ 是相位偏}$$

移常数。

设发射的两个信号波形为 $s_1(t) = g(t)$ 和 $s_2(t) = -g(t)$ ，脉冲的能量由 ζ_g 表示，假定两个信号是等概率发送，也就是 0、1 信号是等概率发射，当发射信号为 $s_1(t)$ 时，由解调器得到的接收信号为：

$$r = s_1(t) + I = \sqrt{\zeta_b} + I$$

I 表示通信接收机接收到的噪声分量，可以得出接收信号的概率密度函数如下：

$$p(r | s_1) = f(r - \sqrt{\zeta_b}) = -\frac{d}{dr} APD(r - \sqrt{\zeta_b})$$

$$p(r | s_2) = f(r + \sqrt{\zeta_b}) = -\frac{d}{dr} APD(r + \sqrt{\zeta_b})$$

被测系统为 GMS-R 通信系统，GMS-R 系统采用 GMSK 调制方式，图 3-12 给出了不同占空比的脉冲调制信号的 APD 测量结果，图 3-13 给出了相应的 GMS-R 系统的误码概率。

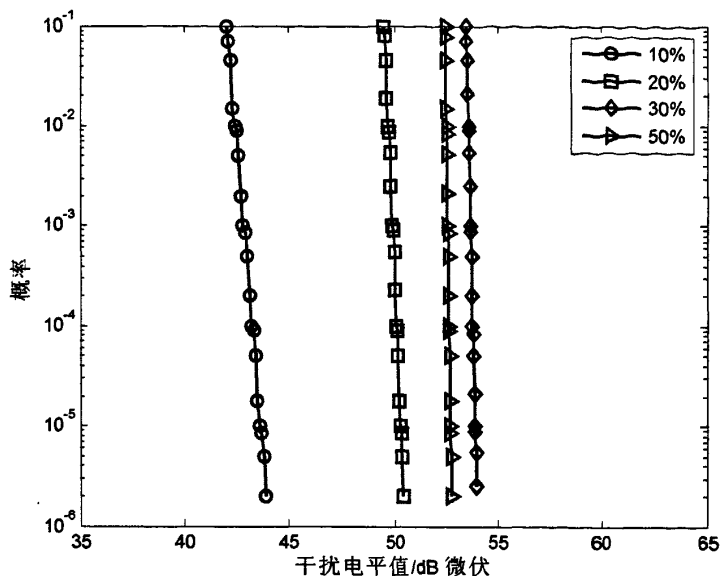


图 3-12 不同占空比的脉冲调制正弦波 APD 测量结果

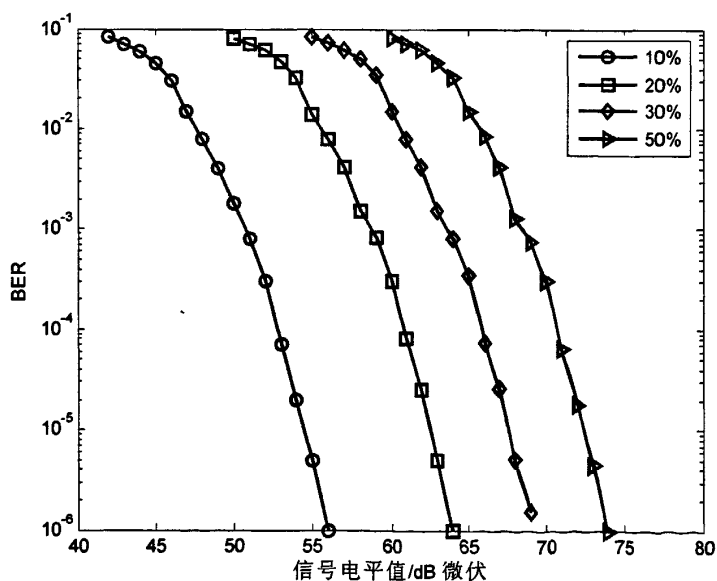


图 3-13 GSM-R 系统在不同占空比的脉冲调制

从图 3-12 和图 3-13 的测试结果可以看到在 GSM-R 系统中随着脉冲调制信号占空比的变化, APD 统计结果与系统的误码率具有相似的变化规律。图中不同占空比的 APD 曲线间隔与图中误码率曲线的间隔基本保持一致, 两者之间存在一定的定量关系, 所以可以依据干扰的 APD 限值来反映其误码率的情况, 所以前面所讨论的弓网电弧引起的高频电磁波的 APD 限值能够大致反应出其其对 GSM-R 通信系统的的干扰情况, 即

误码率的变化情况。

3.6 本章小结

本章主要对 GSM-R 系统受到的电磁干扰进行了分析,建立了干扰信号的模型,分析了 GSM-R 系统受到的电磁干扰的机理,讨论了弓网电弧激发高频电磁波的原因并依照产生的原理建立的弓网电弧产生的模型。并进一步通过讨论该高频电磁波的 APD 特性与系统 BER 的关系分析和研究了该高频电磁噪声对 GSM-R 系统的干扰。

第四章 GSM-R 抗电磁干扰分析与设计

4.1 概述

通过第三章对弓网电弧产生的原因以及原理进行分析与研究,讨论了其发生的模型,分析了弓网电弧激发的高频电磁波的 APD 统计特性与 GSM-R 通信系统误比特率的对应关系,确知了弓网电弧激发的高频电磁波对 GSM-R 通信有着不可忽视的干扰存在,固在本章中,继续从该干扰源以及耦合路径着手,针对于该辐射干扰的特性,就减小误码率提高通信可靠性的目的,对高频电磁波干扰进行抗电磁干扰的分析与探讨,现有资料中鲜有关于 GSM-R 通信系统抗弓网电弧电磁干扰的研究,而通过前面分析,可知研究该辐射干扰具有比较重要的意义,所以本章以新的角度去尝试探讨一种可以抑制弓网电弧所激发的高频电磁波对 GSM-R 通信系统干扰的方法,并对该方法进行仿真验证其是否有效性。

4.2 抑制同频干扰的措施

解决同频干扰的方法也有多种,常用的有降低发射机功率、接收机灵敏度,降低天线高度或增益,改换工作频率等等[36]。这些方法对于抑制其他干扰是有效的,但是对于本文的弓网电弧产生的高频电磁干扰。降低发射机功率对于 GSM-R 系统内的同频干扰是有效的,这样其他 BTS 发射的信号对于当前 BTS 不会形成强干扰,降低接收机灵敏度的效果是一样的,改换工作频率在其他场合比如雷达探测中是可行的,但是对于 GSM-R 系统,因为工作频率是固定的,无法改变,所以这种方法也是不可行的[37]。各种方法对于 GSM-R 抑制弓网电弧高频电磁干扰对比分析如下表所示:

表 4-1 各种方法抑制弓网电弧电磁噪声的优劣对比

| 方法 | 用途 | 不足 |
|----------|--|--|
| 降低发射机功率 | 能够应用于 GSM-R 系统各个小区之间的干扰,通过降低功率,使得 BTS 信号传输范围减少,不会对相邻小区造成干扰 | GSM-R 此处所研究的同频电磁干扰来自于弓网电弧放电,而弓网电弧放电是一个随机无法控制的事件,所以本方法不适用 |
| 降低接收机灵敏度 | 降低接收机灵敏度会减少来自相邻小区基站的同频干扰,如果接收机灵 | 接收机灵敏度的降低意味着较低电平的信号被作为噪声处理,而如果有用 |

| | | |
|--------|---|--|
| | <p>敏度的降低恰好能够有效接收有用信号,对于干扰信号则作为噪声,则这种方法是有有效的</p> | <p>信号电平强度较低时也将被作为噪声,而且有用信号的强度也是随机变化的,所以灵敏度的阈值只能是一种基于概率意义的设定,未知地漏掉有用信号是必然的</p> |
| 降低天线增益 | <p>降低天线增益与接收机灵敏度有些类似,天线增益降低也能抑制某些场合的干扰</p> | <p>天线增益的降低是对所有接收信号的增益全部降低,而不是选择性的,所有有用信号和干扰信号的增益都被降低,而且是同时同步地降低,所以在此对于系统的性能改善不够明显</p> |
| 改换工作频率 | <p>改换工作频率是抑制同频干扰的有效方法,侦察到同频干扰时快速地更换工作频率,则原来的同频干扰就成为不同频率干扰,可以通过滤波器滤掉,尤其适合于雷达侦察的应用场合,也包括跳频通信的应用</p> | <p>对于本 GSM-R 通信系统,工作频率是预先设定的,而且是作为标准规定下来的,所以系统的工作频率是不可变更的,所以改换工作频率这种方法对于 GSM-R 抑制弓网电弧的高频电磁波是不适用的</p> |
| 空域滤波方法 | <p>特别适合于干扰方向于有用信号方向不同的情况,可以将天线的接收增益对空间方向进行选择性的衰落,对于干扰方向形成极低增益,以此来抑制干扰</p> | <p>空域滤波方法适用于 GSM-R 系统抑制弓网电弧引起的高频电磁噪声干扰,因为电弓位置与机车上 GSM-R 的接收天线相对固定,可以确定接收波束的低增益方向</p> |

通过以上对比可以知道空域滤波方法中的赋形波束天线也能从空间上增加频率复用的能力,降低干扰。智能天线系统通过改变天线的方向图来阻塞干扰并增强所需信号的功率,其本质是通过把各个接收天线上收到的信号的加权求和来实现的,其中加权系数的获得至关重要。

还有分集接收^[38],常用空间分集和极化分集,既可以改善衰落影响,也可以降低

同频干扰,因此,是很有效的分集技术。天馈系统调整,基站的天馈系统在整个无线网络中是一个非常重要的部分,其能够直接影响通信的质量和小区的覆盖。通常可以通过天线的高度、下倾角、方向等因素来改变基站小区的覆盖范围,以此来达到降低对其它小区的同、邻频干扰。另外,可以通过调整天线间的相对位置来避免天线间的相互影响,获得更大的隔离度,增益高、方向性好、频带宽的天线也是一种不错的选择。

对于本文所研究的弓网电弧产生的高频同频电磁噪声,幅度具有随机性,而频率分布也是在 800MHz 附近分布,噪声的频率分布范围与 GSM-R 的工作频率相互重叠,而且幅度变化较大,噪声强度高时会对 GSM-R 通信系统的性能造成严重影响。对于 GSM-R 基站发射的信号来说,信号要经过空间的衰落,空间传播信道可看做瑞利信道,而且具有多径效应,几乎在列车运行时 GSM-R 的天线系统很少有机会收到直达波,但是对于弓网电弧放电产生的高频电磁波噪声则不同,这种噪声源距离天线接收系统极近,空间损耗几乎可以忽略,距离就为机车电弓与 GSM-R 天线系统的距离,而且几乎绝大部分是直达波接收,再加上强度足以干扰 GSM-R 正常接收的概率也较大,随着机车速度的提升,这种干扰的影响已经不容忽视。

噪声的频谱分布特性使得弓网电弧放电产生的电磁波构成一种同频干扰,但是由于区别于 GSM-R 的传统接收中所遇到的其他小区以及其他系统的同频干扰,无法通过降低基站发射信号强度来降低干扰,原有的抑制这种干扰的方法在弓网电弧放电产生高频电磁波干扰中已经无用武之地。这种特性又使得其采用赋形波束天线的方法是一种有效抑制干扰的手段,这主要是由于高频电磁噪声来源方向相对固定,机车电弓位置与 GSM-R 系统接收天线之间的位置是确定的,所以就可以通过波束天线的权重值设置将天线的方向图在干扰方向形成零陷,以此来抑制干扰。

4.3 基于空域滤波的干扰抑制方法研究

4.3.1 电磁干扰抑制的基本思想

本文第三章分析可知,弓网电弧产生的高频电磁波频率大部分散落在 GSM-R 系统的载频范围内,造成同频干扰,当电磁噪声幅度较大时,将对系统的可靠性造成严重影响,使得系统误码率急剧增高,甚至会产生通信中断现象^[39]。对于一般的通信来说,这种现象不会造成严重的后果,列控系统的车地双向通信数据需要通过 GSM-R 系统进行传输,不能有丝毫的错误发生。因此,系统误码率升高和通信中断会严重威胁列车行车安全,对列车营运造成极大的安全隐患。

弓网电弧所造成的电磁噪声干扰与 GSM-R 受到的其他同频干扰既有共性又有不同之处。最显著的差异就是弓网电弧造成的电磁噪声具有明显的方向性,在滤波处理

中无法将干扰信号和有用信号进行分离^[40]。且在本文中辐射屏蔽以及极化隔离^[41]属于硬件层的讨论与研究，需要靠实际实施与数据检测，在此不适用于本文研究，由于受电弓位置与 GSM-R 接收天线位置在实际中已经确定，不可能从距离上拉开多大，所以在此，距离隔离不适用，通过以上分析，加之弓网电弧造成的电磁干扰对于 GSM-R 系统接收上来说具有一定的方向性，所以从方向性隔离入手探讨^[42]。

由于受电弓位于列车的正上方，所以可以判断电磁噪声也是来自于列车的正上方。虽然产生的电磁噪声向空间的各个方向发射，但是只有发射方向指向 GSM-R 系统的接收天线时，才被 GSM-R 系统所接收。这种方向性的特点使得空域波束形成方法具有应用前景，对干扰方向置零，也就是尽量不接收来自干扰方向的信号，而接收其他无干扰方向的信号，也可以理解为各个天线接收的干扰信号通过加权相加正好抵消了，就相当于不接收了。

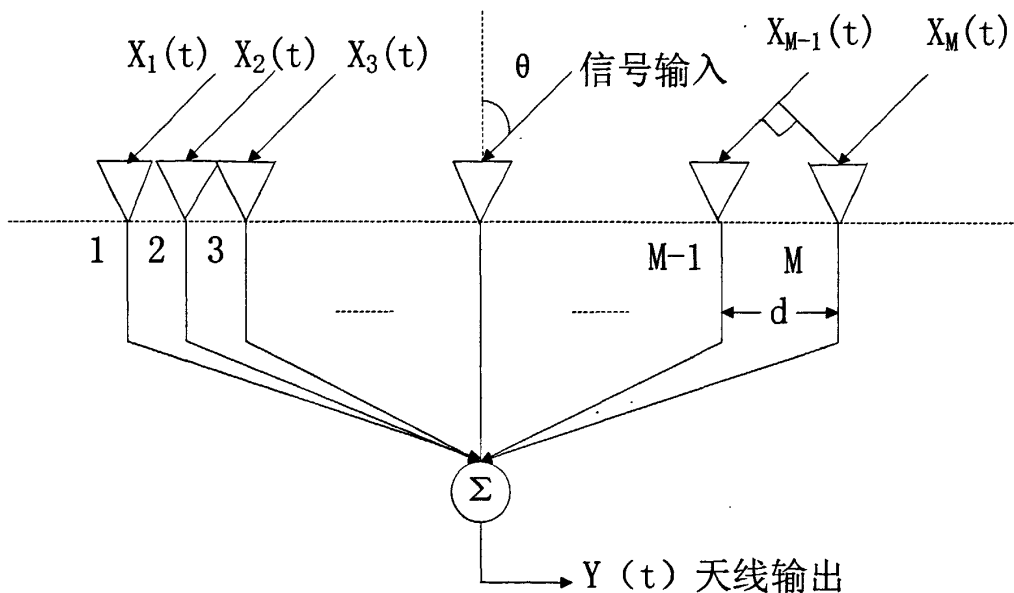


图 4-1 天线阵模型

智能天线技术由于引入了第四维多址方式即：空分多址方式，从而可以在相同时间，相同频率或相同地址码的情况下，用户仍可根据信号空间传播路径的不同而加以区分，可以显著降低不同用户之间的干扰。智能天线结构一般由天线阵列、方向图形成网络也就是所谓的加权网络和自适应算法处理器三个部分组成。智能天线利用数字信号处理(DSP)技术，在空间产生指向性波束，使阵列主瓣对准用户信号到达方向，旁瓣或零陷对准干扰信号到达方向，从而可以高效地利用信号的空域信息，达到最大化接收期望信号并删除或抑制干扰信号的目的。

智能天线的基本原理^[43]就是用天线以多个高增益的动态窄波束分别跟踪多个期望信号，来自期望用户以外的信号被抑制。但智能天线的波束跟踪并不是指一定要将高增益的窄波束指向期望用户的物理方向。由于随机多径的影响，移动用户的物理方向

是难以确定的,对于本文 GSM-R 抑制弓网电弧产生的高频电磁波的情况,在发射台至接收机的直射路径上存在阻挡物时,用户的物理方向不一定是实际接收的最佳波束方向,也就是说由于直射路径的衰落很大,此时的最佳路径并不一定在用户所处的物理方向上。

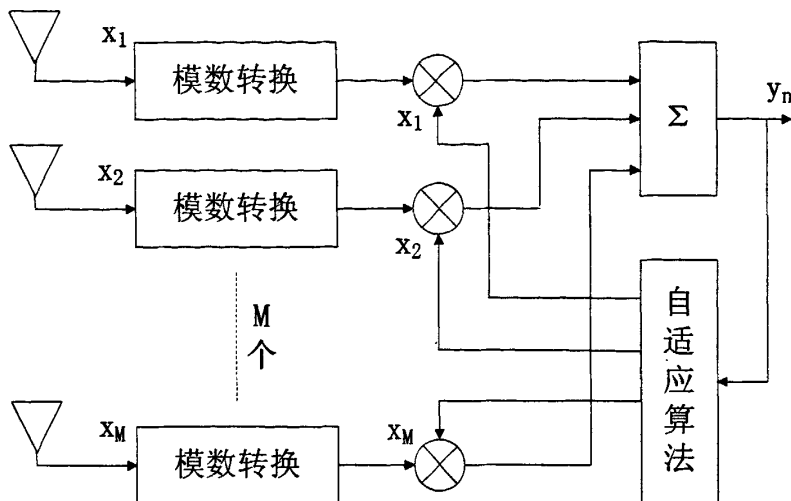


图 4-2 数字波束形成的结构示意图

天线阵^[49]由多个天线单元组成,通常分为均匀直线阵列、圆形阵以及平面阵等,还有现在研究比较热门的共形阵,这些天线都是采用全向天线,天线阵中的所有天线集合在一起进行信号的接收和发送。方向图之所以能够形成,是因为信号在经过每根天线进行传输的时候都被乘以一个权值 w_1, w_2, \dots, w_M , 这样加权相加的结果就形成了不同的波束方向,方向图的形状取决于加权值 w_1, w_2, \dots, w_M 。自适应处理器负责根据已经选定的算法,如最小均方,最小二乘等,计算出用在方向图形成网络中的最优权值 w_1, w_2, \dots, w_M 。自适应波束形成部分其实形成一个闭环反馈网络,天线能够通过这个网络来动态自动调整天线的方向图,使得在干扰方向上形成零陷。

通过对阵列输出 A/D 后的数据进行加权求和,可以使阵列接收的方向增益聚集到期望信号方向上,相当于在期望信号方向形成了一个高增益的“波束”^[50]。可见,通过天线接收波束形成,可使得期望信号获得较大的功率增益,这也达到了干扰抑制的目的,也是自适应阵列天线的目标。在本文的 GSM-R 通信系统中,也就是说用 M 根天线来接收信号,每一根天线之间的距离按照 GSM-R 通信系统接收信号频率来计算,

也就是天线相距为 $\frac{c}{2f_0}$,也就是用光速除以载频所得结果的 1/2,如此设计距离,可确

保各天线所接收到的载频附近的信号具有高的相关性。

天线阵列与实时智能信号接收处理器共同组成闭环的反馈系统，智能天线通过这个反馈环路来自动调整天线的方向图，使它在干扰方向形成零陷，将干扰信号抵消，并且可以使得有用信号方向的增益增大，达到抗干扰的目的，提高信噪比。另外由于在接收信号的时候，从用户终端来的信号，被不同的天线按不同的强度和相位进行接收。

智能天线阵信号模型分析如下^[49]：

对于最常用的均匀线阵 ULA，假设 M 个阵元均匀分布在一条直线上，阵元具有全向性，各阵元间距用 d 来表示。 d 取值不可太大，若大于接收信号的半波长，则会导致接收信号在不同阵元之间的相关性降低，形成大的栅瓣：

假设窄带信号 $s(t)$ ，入射方向为 θ ，信号的频率为 ω_0 。将图 4-1 天线部分重画如下所示：

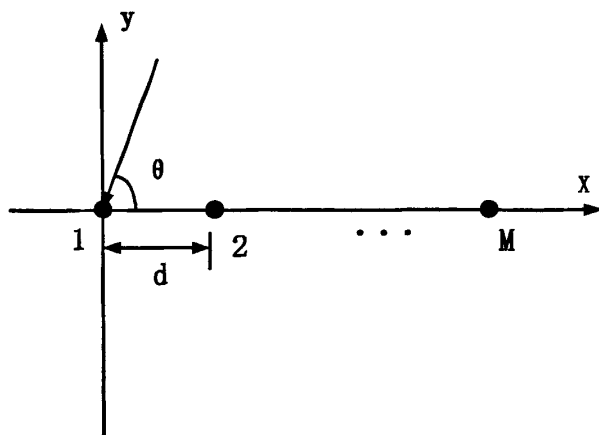


图 4-3 M 阵元均匀直线天线阵接收信号示意图

信号 $s(t)$ 入射波平行入射到 M 个阵元上，以第 1 个阵元作为参考阵元，则得到的信号将是只相差一个均匀相位的信号，为： $s(t)$ ， $s(t-\tau)$ ， \dots ， $s(t-(M-1)\tau)$ 。

若设第一个阵元接收到的信号为 $s(t) = e^{j\omega_0 t}$ ，则第 2 个阵元接收到的信号有一个延迟时间 τ ，其值为^[50]：

$$\tau = \frac{d \sin \theta}{c}$$

也就是说在 GSM-R 通信系统中，若采用 M 个接收阵元，则各个接收阵元之间所接收到的信号就有一个时间延迟，从图上也容易看出，这种时间延迟就是因为信号到达各个阵元之间的时间不同所造成的^[51]。

c 为电磁波传播速度，可以得到第 2 个阵元接收到的信号，其表达式为：

$$s(t - \tau) = e^{j\omega_0(t-\tau)} = e^{j(\omega_0 d - \varphi)} = s(t)e^{-j\varphi}$$

其中相位延迟为 φ ，计算如下：

$$\varphi = \omega_0 * \tau = \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda}$$

第 3 个阵元直到第 M 阵元所接收到的信号均可依照以上步骤递推，只是相差一个固定的相位值。依照上面的推导，本抗干扰设计中假设 GSM-R 系统采用的天线数为 4 根天线，为了计算上的方便，天线数取值一般是 2 的整数次方，通常天线数越多抑制干扰的效果越好，干扰方向越复杂，所需要用的天线数也就越多，但是系统的成本也因此升高。对于当前 GSM-R 系统抑制定向电磁干扰噪声而言，由于干扰方向相对固定，所以选择 4 根天线就可以取得不错的效果，所以本抗干扰设计中假设天线接收阵元为 4。

则此时各个阵元所接收到的信号进行求和运算，考虑噪声干扰的影响，可用如下式表示^[52]：

$$X(t) = \sum_{k=0}^{M-1} s(t - k\tau) + N(t) = s(t) \sum_{k=0}^{M-1} e^{-jk \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda}} + N(t) = \mathbf{a}(\theta) + N(t)$$

上式中 $X(t)$ 是 GSM-R 通信系统中接收天线阵元组成的接收信号矢量，若阵元为 4，其就为四行的列向量， $s(t)$ 就为一信号矢量，也就是有用的信号， $N(t)$ 就是由于干扰所造成的叠加在各接收阵元上的噪声，也为一列向量。

其中，从表达上来看就是有用信号与一矩阵相乘，然后与噪声相加就可得最后得的接收信号， $\mathbf{a}(\theta)$ 就是直线阵的方向矢量，所以又可形象地称为导向矢量^[53]：

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{-j \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda}}, \dots, e^{-j \frac{2\pi(M-1)d \sin \theta}{\lambda}}]^T$$

所以，导向矢量只与信号到来方向、信号频率和阵元间距有关，对于 GSM-R 系统采用 4 根接收天线而言，若设定了干扰的方向，则可得到导向矢量的具体表达。

在以上的接收信号的基础上进行处理，首先进行模数转换，转换到数字域进行处理，对于每根天线乘以一个系数，然后将所有阵元信号相加，得到最终的输出信号，所以通俗地讲波束形成就是运用信号处理技术将形成的波束用于接收特定方向发射的信号，同时衰减其他方向上的信号^[54]。设天线阵列的输出为 $y(n)$ ，有 M 个阵元，则输出信号 $y(n)$ 可以表示为：

$$y(n) = W^H X(n)$$

其中权值矢量为：

$$W = \{w_1, w_2, \dots, w_M\}^H$$

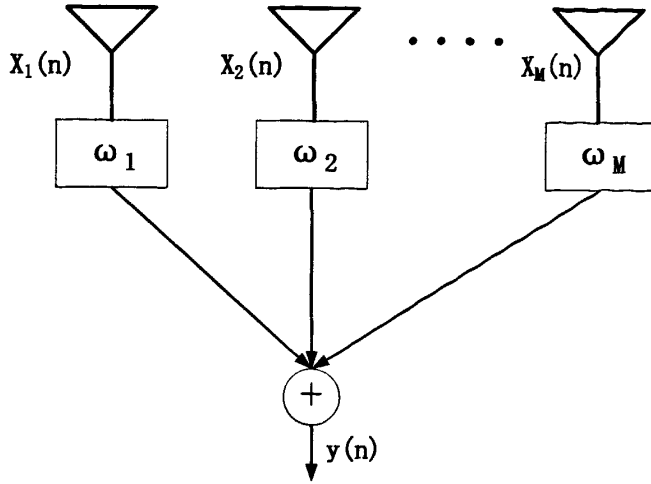


图 4-4 波束形成示意图

对于本文的 GSM-R 系统而言,也就是将第 1 根天线所得到的模数转换后的数字信号乘以 w_1 , 第 2 根天线的信号乘以 w_2 , 第 3 根天线的信号乘以 w_3 , 第 4 根天线所得到的信号乘以 w_4 , 然后将以上 4 个信号相加, 得到最终的接收信号。

对阵列信号进行加权处理形成天线波束, 使主瓣对准期望用户方向, 而波束零点对准干扰方向。

为了观察这种加权后对于干扰方向的抑制成效, 可以通过阵列方向图来直观看出, 阵列方向图对于感兴趣的方向基本不衰减, 但是对于干扰方向有很深的衰减, 形成方向图上的零陷。阵列方向响应可以写成以下矢量形式^[55]:

$$g(\theta) = Wa(\theta)$$

综上, 在得到干扰方向后, 要想在干扰方向上形成零陷, 最为关键地就是获得加权系数 w_1, w_2, w_3 和 w_4 。本文分别采用 LMS 算法和 RLS 算法来获得此参数。

仿真框图设计如下:

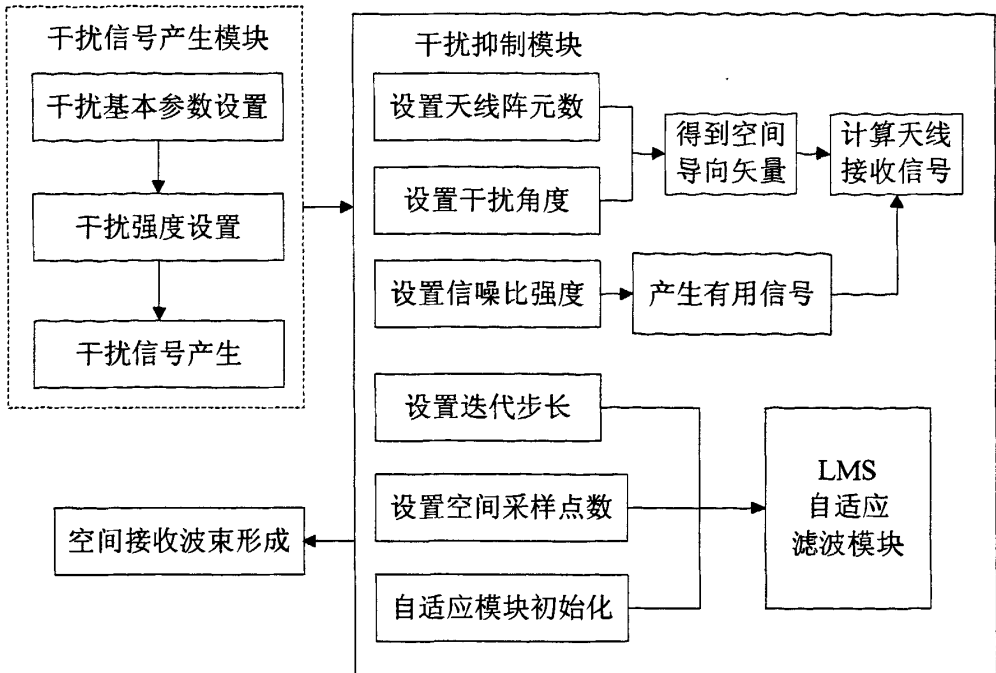


图 4-5 干扰抑制仿真框图

干扰参数设置包括：干扰信号频率，干扰强度，干扰信号达到接收天线的角度；

天线阵元数在仿真中设置为 4 和 8 进行对比，天线阵元数设置较大的情形适用于干扰信号较多时，能够应对来自多个不同方向的干扰，在本方案中，只需要应对一个方向的干扰信号，所以天线数设置为 4 已经足够，而且天线阵元数设置太大会增大系统造价；

空间导向矢量计算应用公式： $a(\theta) = [1, e^{-j\frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi(M-1)d \sin \theta}{\lambda}}]^T$

天线接收信号即为：空间导向矢量*接收信号+高斯白噪声；

对于自适应滤波模块，需要设置迭代步长，迭代步长反映的是一种天线接收阵元权重系数变化快慢的量度，空间采样点数也就是迭代的次数，其他参数的数值化包括权重系数的初始化等，在仿真中，迭代步长 μ 取值为 0.001、0.002、0.003 三个值进行对比，采样点数设置为 500，权重系数设置为全 0 矩阵。

4.3.2 最小均方（LMS）算法

LMS 是典型的基于参考信号的波束形成算法，它基于最小均方误差准则，应用了梯度估计的最陡下降原理，主要适用于工作环境中信号的统计特性平稳但未知的情况，

在此处应用 LMS 算法就是为了确定 GSM-R 天线接收系统能够对干扰方向形成抑制的各个天线的权重系数。LMS 算法是在最陡下降法基础上用梯度估计代替梯度演变而来的一种自适应算法^[56]。

LMS 算法用如下的梯度估计值

$$\hat{\nabla}_w \xi = \hat{\nabla}_w E\{|e(n)|^2\} = \nabla_w |e(n)|^2 \quad (4-1)$$

即它用瞬时输出误差功率的梯度 $\nabla_w |e(n)|^2$ 作为均方误差梯度 $\nabla_w E\{|e(n)|^2\}$ 的估计值。GSM-R 的权重系数不是立即就可确定的，是通过逐步迭代逐渐逼近最优，权重矢量计算的方法为：

$$W(n+1) = W(n) - \mu \nabla_w |e(n)|^2 \quad (4-2)$$

而

$$\nabla_w |e(n)|^2 = -2e^*(n)X(n)$$

最后可得 LMS 算法的递推公式为，也就得到了新的 GSM-R 系统的接收天线权重：

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu e^*(n)X(n) \quad (4-3)$$

LMS 算法流程如下所示：

参量：

M = 滤波器抽头数，也就是 GSM-R 系统的接收天线数目

μ = 步长因子，这是逐次迭代，也是接收天线权重系数逐次逼近快慢的一种表征

$$0 < \mu < (MP_m)^{-1}, \quad P_m = E\{|x_i(n)|^2\}$$

初始条件：

$$W(0) = 0 \text{ 或由先验知识确定}$$

运算：

对 $n=1,2,\dots$

- (1) 取得 $X(n), d(n)$
- (2) 滤波 $y(n) = W^H X(n)$
- (3) 误差估计 $e(n) = d(n) - y(n)$
- (4) 重新更新权向量 $W(n+1) = W(n) + 2\mu e^*(n)X(n)$

LMS 自适应滤波模块的实现流程如图所示：

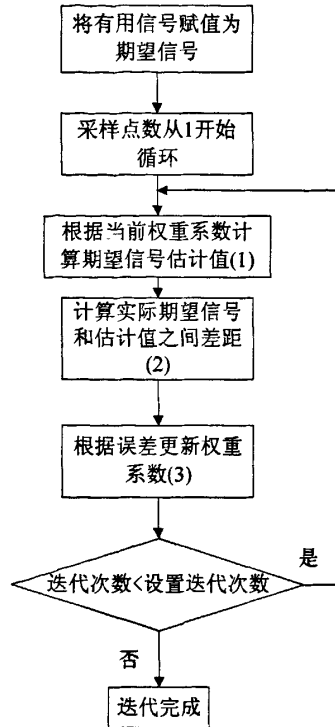


图 4-6 LMS 自适应滤波流程

在以上流程图中，所使用的公式如表 4-2 所示：

表 4-2 LMS 自适应滤波流程所用公式

| 位置编号 | 作用 | 公式 |
|------|-------------------|-----------------------------------|
| (1) | 根据当前权重系数计算期望信号估计值 | $y(n) = W^H X(n)$ |
| (2) | 计算实际期望信号和估计值之间的差距 | $e(n) = d(n) - y(n)$ |
| (3) | 误差更新权重系数 | $W(n+1) = W(n) + 2\mu e^*(n)X(n)$ |

空间接收波束形成框图如图 4-7 所示：

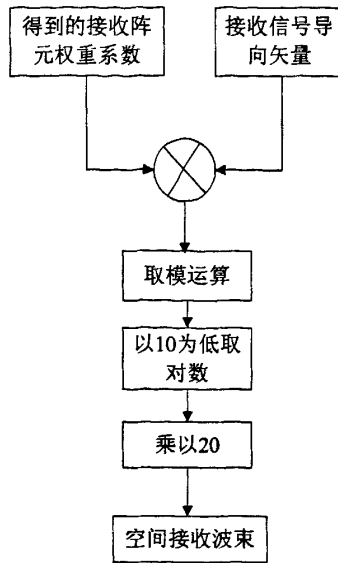


图 4-7 接收空间波束形成图

通过设置干扰方向来自于 65 度角方向，阵元数采用常用的 4 阵元的均匀线阵，阵元间距为波长的 1/2，空间采样点为 500 进行仿真，得到天线接收的接收波束如图 4-8 所示：

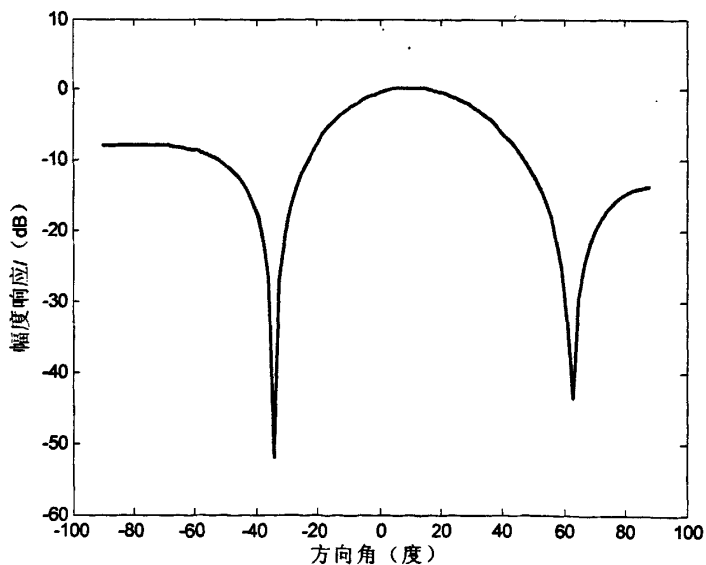


图 4-8 干扰方向来自于 65 度方向的抑制效果

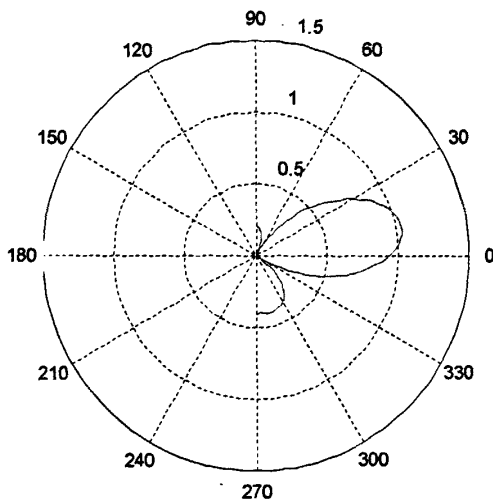


图 4-9 极坐标下的接收波束形成图

其他仿真参数不变，同样采取四阵元均匀线阵，阵元间距仍然取半波长，采样点数取 500，将干扰方向设置为 45 度角方向，仿真得到的接收波束图如图所示：

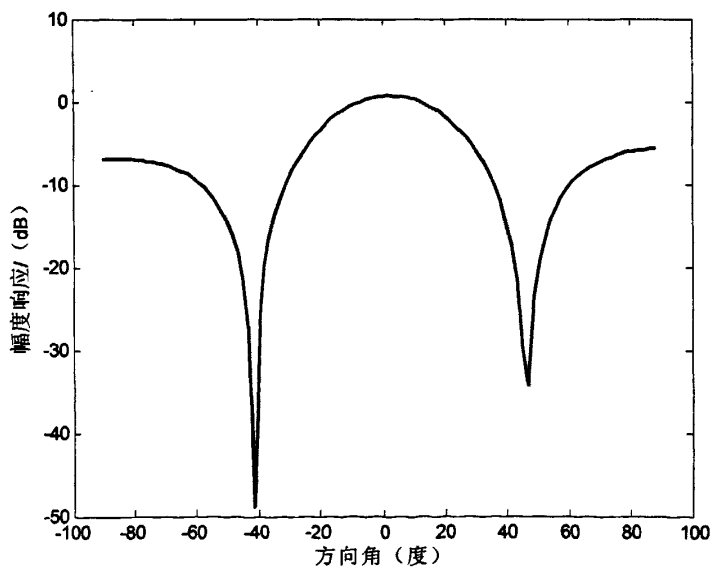


图 4-10 干扰方向来自于 45 度角方向

极坐标下的接收方向图如图所示：

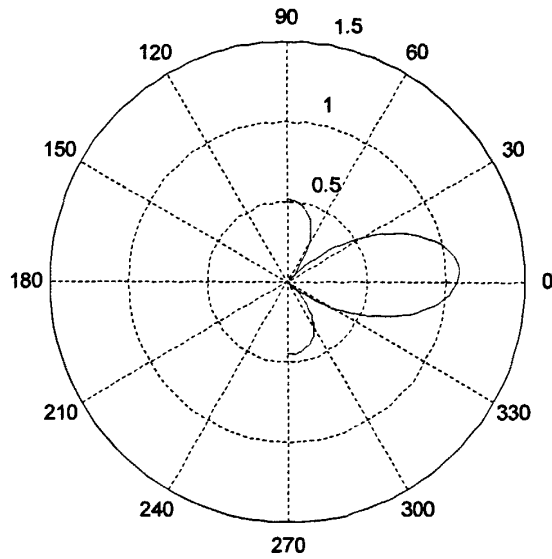


图 4-11 极坐标下干扰方向来自于 45 度的接收方向图生成

由图 4-8 到图 4-11 可以看出,根据机车 GSM-R 系统中接收天线和受电弓的位置关系,设置抑制的方向,可以使得接收天线对弓网电弧产生的电磁波方向的噪声得到有效抑制。

4.3.3 RLS 自适应算法

RLS 算法(递推最小二乘法)是最小二乘法的一类快速算法,RLS 算法同样可以得到 GSM-R 系统接收天线的权重系数,与 LMS 算法所不同的就是获取接收系数所依据不同,或者说是计算准则不同。RLS 算法推广了最小二乘法的应用,是一种设计自适应横向滤波器的递归算法,给定 $n-1$ 次迭代滤波器抽头权向量最小二乘估计,依据新到达的数据计算 n 次迭代权向量的最新估计。该算法采了在每一时刻对所有已输入信号重估的平方误差和最小准则(LS 准则),该算法收敛速度快、信号非平稳适应性较好,具有快速的跟踪能力,RLS 算法使得对于 GSM-R 通信系统如果干扰方向变化时,可以快速调整接收天线权重系数,使得接收波束在干扰方向快速形成零陷。

RLS 算法(递推最小二乘法)是最小二乘法的一类快速算法。

整个 RLS 算法流程如下所示^[57]:

$$(1) \quad \text{初始条件: } \mathbf{w}_m(0) = \mathbf{x}_m(0) = 0, \quad C_m(0) = \delta(\delta > 1)$$

(2) 取得 $d(n), x_m(n)$

(3) 更新增益矢量 $\mu(n) = x_m^T(n)C_m(n-1)x_m(n)$

$$g_m(n) = \frac{C_m(n-1)x_m(n)}{\lambda + \mu(n)}$$

(4) 更新滤波器参量

$$w_m(n) = w_m(n-1) + g_m(n)[d(n) - x_m^T(n)w_m(n-1)]$$

(5) 更新逆矩阵

$$C_m(n) = \lambda^{-1}[C_m(n-1) - g_m(n)x_m^T(n)C_m(n-1)]$$

仿真框图如图所示:

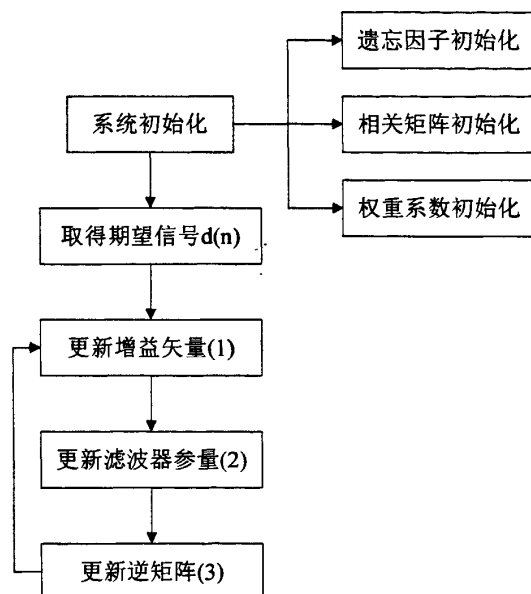


图 4-12 RLS 仿真流程图

仿真所用公式如表 4-3 所示:

表 4-3 RLS 仿真流程所用公式

| 位置编号 | 作用 | 公式 |
|------|---------|--|
| (1) | 更新增益矢量 | $\mu(n) = x_m^T(n)C_m(n-1)x_m(n)$ $g_m(n) = \frac{C_m(n-1)x_m(n)}{\lambda + \mu(n)}$ |
| (2) | 更新滤波器参量 | $w_m(n) = w_m(n-1) + g_m(n)[d(n) - x_m^T(n)w_m(n-1)]$ |
| (3) | 更新逆矩阵 | $C_m(n) = \lambda^{-1}[C_m(n-1) - g_m(n)x_m^T(n)C_m(n-1)]$ |

采用 RLS 算法，设置阵元为四阵元均匀线阵，遗忘因子设置为 0.98，由以上 RLS 计算步骤可以看出，遗忘因子的大小主要反映了以上数据对当前权重系数的影响力大小，滤波器阶数设置为 4 阶，也就是 GSM-R 系统同样采用 4 根接收天线，干扰方向设置为 60 度方向。仿真结果如下图所示：

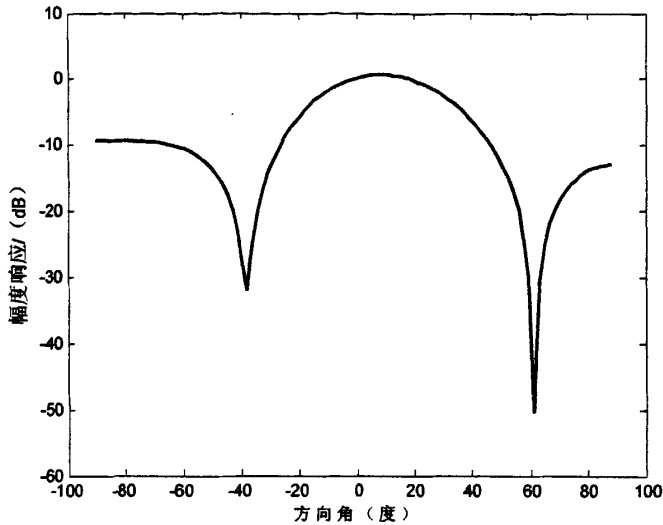


图 4-13 基于 RLS 算法的干扰来自于 60 度方向接收波束图

极坐标下干扰来自于 60 度方向，采用 RLS 算法的仿真结果如图 4-10 所示：

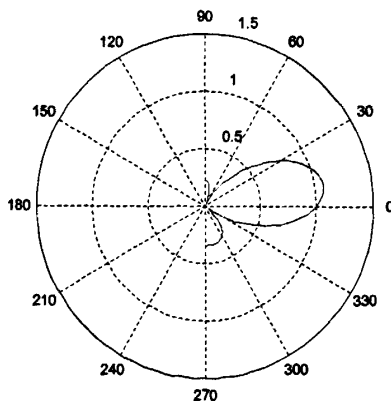


图 4-14 极坐标下基于 RLS 算法的干扰来自于 60 度方向接收波束图

其他仿真参数不变，同样采取四阵元均匀线阵，阵元间距仍然取半波长，将干扰方向设置为 40 度角方向，仿真得到的接收波束图如图所示：

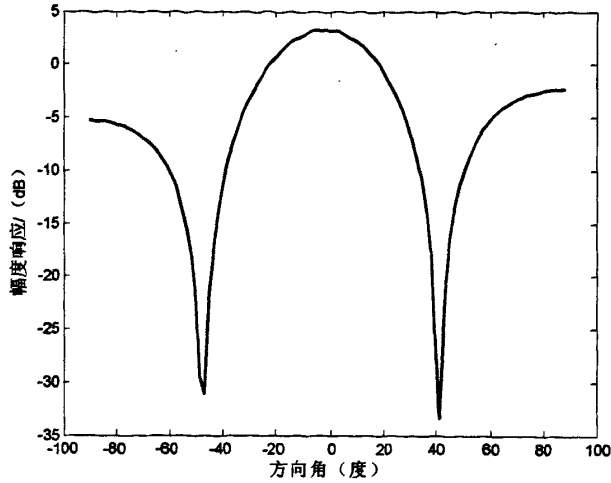


图 4-15 基于 RLS 算法的干扰来自于 40 度方向接收波束图

极坐标下仿真图如图 4-16 所示:

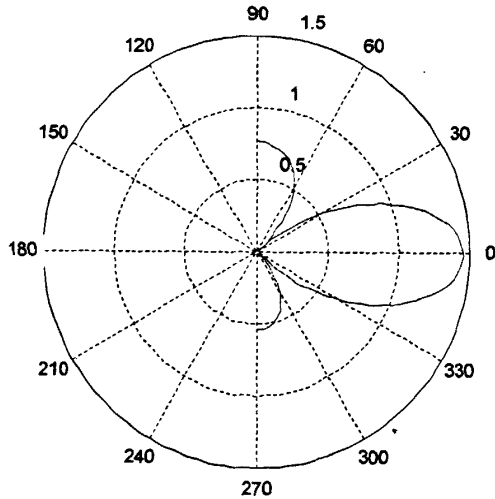


图 4-16 极坐标下基于 RLS 算法的干扰来自于 40 度方向接收波束图

4.4 仿真结果分析

由图 4-8 到 4-16 的仿真结果可以看出, 通过采用波束形成的方法, 可以有效抑制来自弓网电弧方向的高频电磁噪声。因为对于一个机车而言, 受电弓的位置和机车上

GSM-R 系统的天线位置是相对固定的，而且是实验可以确知的，所以弓网电弧产生的高频电磁噪声就属于一种定向的干扰。由于频率相近，对于 GSM-R 系统该高频电磁噪声也就属于一种同频干扰，无法用滤波器组的方式进行分离，但是可以通过天线的有向接收的方法，抑制来自于弓网电弧的电磁噪声。从仿真结果上可以看出，天线接收方向图在抑制方向形成了很深的零陷，一般情况下，即使角度有些误差等因素，也可以达到将天线接收到的来自于弓网电弧的电磁噪声的 1/1000 的水平，也就是说通过空间波束形成使得弓网电弧产生的高频电磁噪声只有不采取任何措施情况下的千分之一，使得弓网电弧放电产生的高频电磁噪声对 GSM-R 系统的影响微乎其微。

采用 RLS 算法和 LMS 算法得到的不同方向图，虽然在干扰方向上的零陷深度不同，但是我们可以看到两种算法都可以达到 40dB 左右的零陷，这样就使得固定方向的影响已经下降到原来的万分之一，对通信系统的影响就降到很低甚至不会造成影响。对于这两种算法来说，RLS 算法收敛速度要比 LMS 算法收敛速度快，这对于干扰方向动态变化的情况下可以对比出这两种算法的优劣，对于本文的固定方向干扰，只要形成方向图后则可以抑制干扰，所以二者性能是相当的。

4.6 本章小结

本章采用空域波束形成来抑制由弓网电弧放电引发的高频电磁波，通过对干扰方向接收波束形成低的方向图可以有效抑制来自弓网电弧的高频电磁噪声，并给出了仿真结果。

第五章 GSM-R 系统干扰/抗干扰模型仿真

为验证第四章建立的弓网电弧干扰模型以及抗干扰模型，本章在 VC++6.0 的开发环境下建立了仿真模型，通过仿真结果分析验证本文所建模型的有用性和有效性。

5.1 GSM-R 系统干扰/抗干扰模型

GSM-R 系统干扰/抗干扰模型分为两大模块：弓网电弧干扰模块和抗干扰模块。弓网电弧干扰模块又分为弓网离线判决模块、电弧产生模块和干扰电磁波产生模块；抗干扰模块分为：判断干扰电磁波方向模块、模数转换模块、加权求和模块和权值自适应模块，如图 5-1 所示。

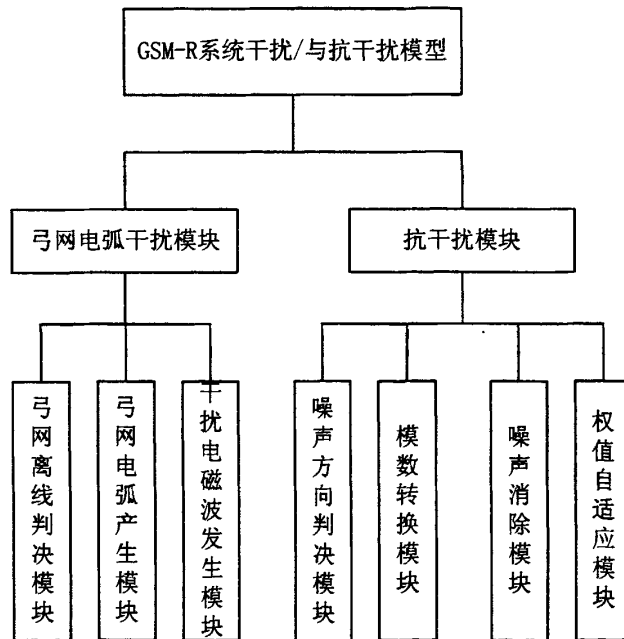


图 5-1 GSM-R 系统干扰/抗干扰模型结构框图

5.2 弓网电弧噪声模块

弓网电弧噪声模型由列车经过硬点、弓网离线、单次空气放电、连续空气放电，电弧产生，触发 800 MHz~1000 MHz 的电磁波，功能流程图如图 5-2。

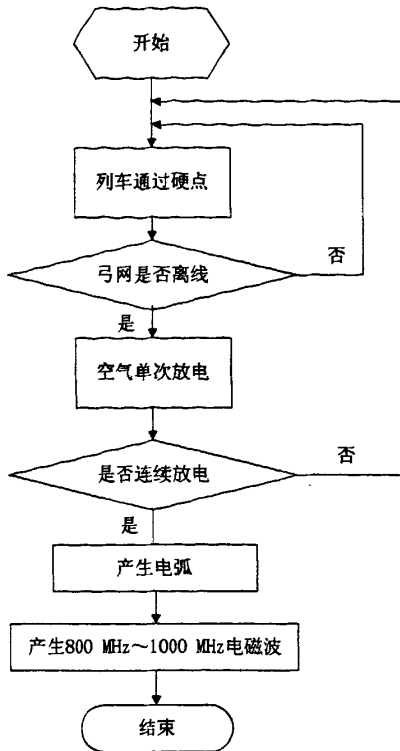


图 5-2 弓网电弧噪声模型

5.2.1 弓网离线判决模块

列车在高速运行过程中，当列车通过硬点时可能会发生弓网离线，继而发生空气放电。为了仿真列车弓网离线场景，本文首先设置硬点的固定间距，并设置一个 0.8~1.0 的随机参数来仿真硬点的分布不确定性；然后以指数分布概率作为列车通过硬点时发生弓网离线的发生概率；若发生离线采用本文公式（3-16）来计算离线时间并计算击穿电压时间，具体流程如图 5-3 所示。

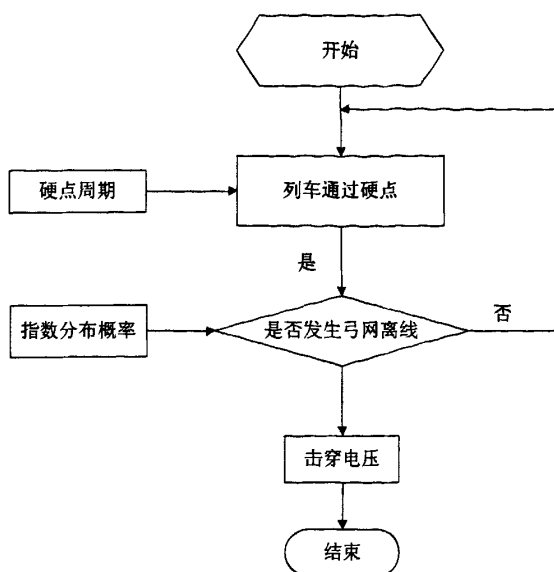


图 5-3 弓网离线判决模块流程图

5.2.2 弓网电弧产生模块

弓网电弧产生模块通过计算击穿电压来判断是否发生单次火花放电，然后根据这时的电势差再判断是否再次发生单次火花放电。如此不断重复下去，直到弓网离线状态消失，电势差降为 0 V，并输出放电参数。程序流程图如图 5-4。

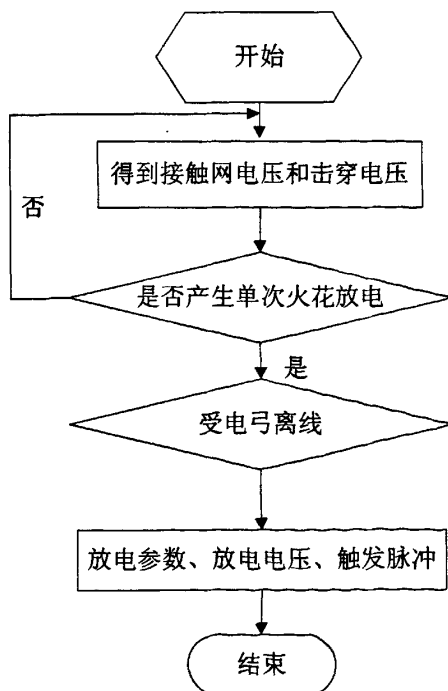


图 5-4 弓网电弧产生模块

5.2.3 干扰电磁波发生模块

干扰电磁波发生模块用于仿真输出弓网干扰电磁波的频率、幅度、电磁场强度等参数。该模块将弓网电弧产生模块输出的放电参数、放电电压以及触发脉冲与噪声触发条件进行比较，通过比较切换输出噪声。当满足触发条件表时，输出对应的噪声；不满足触发条件表时，输出随机噪声，如图 5-5。

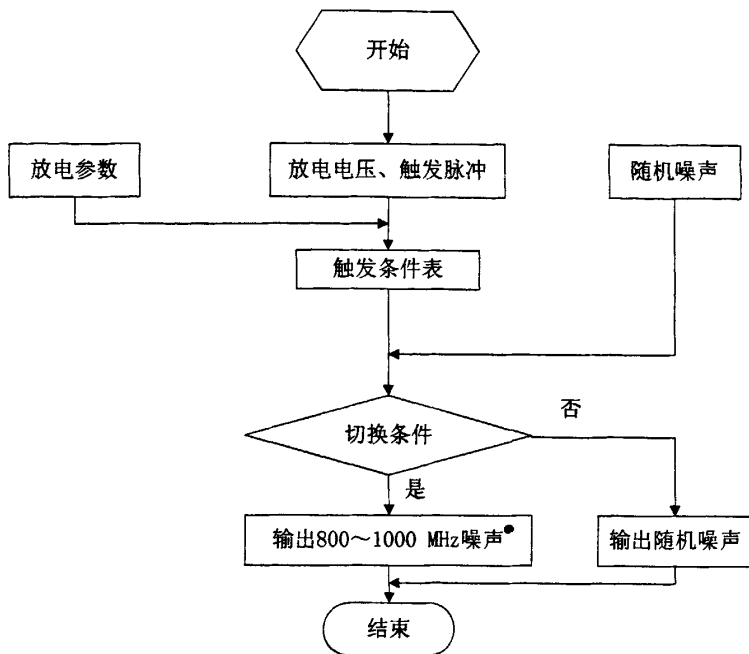


图 5-5 干扰电磁波发生模块流程图

5.3 GSM-R 系统抗干扰模块

GSM-R 系统干扰模块由噪声方向判断模块、模数转换模块、噪声消除模块以及权值自适应模块。程序首先对干扰模块产生的噪声进行频率检测，若在 800~1000 MHz 范围内，则对其方向性进行判断。若噪声的方向指向 GSM-R 接收天线方向则对信号进行模数转换，将结果送入噪声消除模块。噪声消除模块采用 LMS 与 RLS 算法进行噪声消除，若未达到消噪目标继续进行迭代计算，直到达到消噪目标。与此同时权值自适应模块会根据历史数据不断的更新各项权值以达到更好的消噪效果。程序流程图如图 5-6 所示。

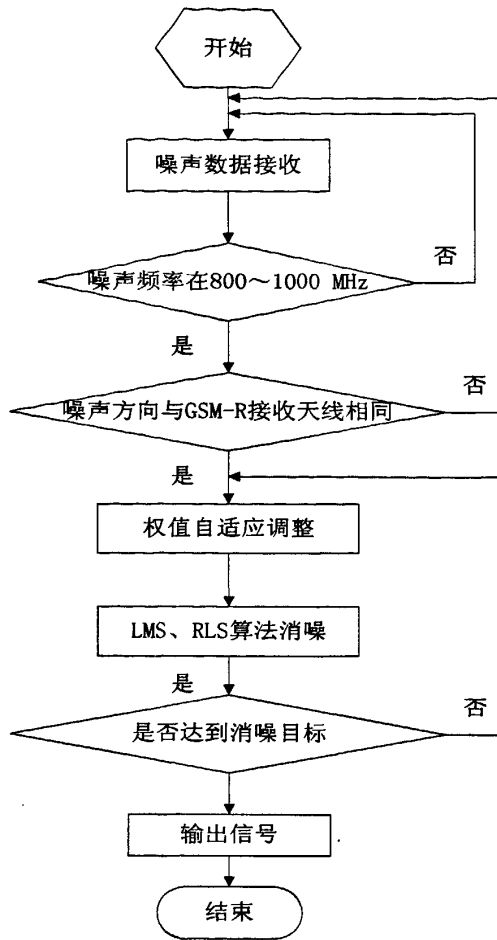


图 5-6 GSM-R 系统抗干扰模块流程图

5.4 仿真软件运行界面及仿真结果

本仿真软件以 Windows XP 为系统平台，采用 VC++ 6.0 软件作为开发工具，对本文建立的弓网离线电弧模型以及抗干扰模型进行仿真。弓网电弧仿真模块支持弓网离线噪声产生的关键参数的调整，以便更好的仿真不同运营工况下的噪声；抗干扰仿真模块可根据噪声输入角度、天线数以及迭代步长对干扰噪声进行滤波。仿真程序主界面如图 5-7 所示：



图 5-7 仿真模型界面图

5.4.1 弓网电弧干扰模型

此模块为弓网电弧模型总览，即显示本文 3.4.4 节的模型，让使用者能够清楚的了解整个弓网电弧干扰模型，仿真界面如图 5-8、5-9、5-10 所示。

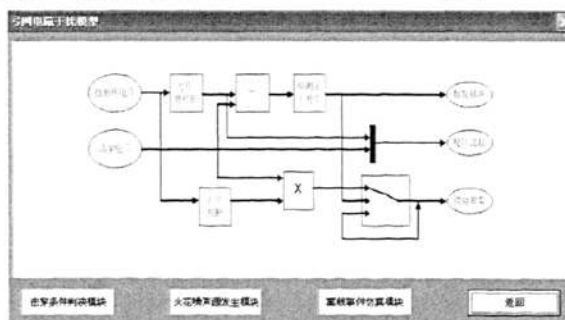


图 5-8 击穿条件判决模块示意图

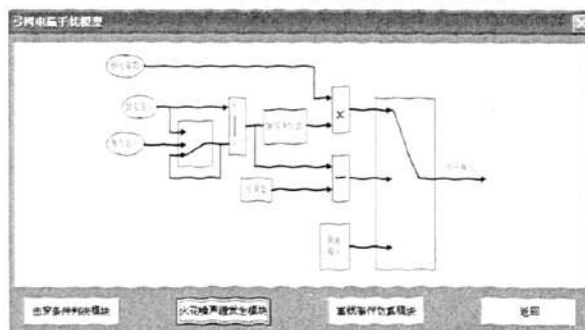


图 5-9 火花噪声源发生模块示意图

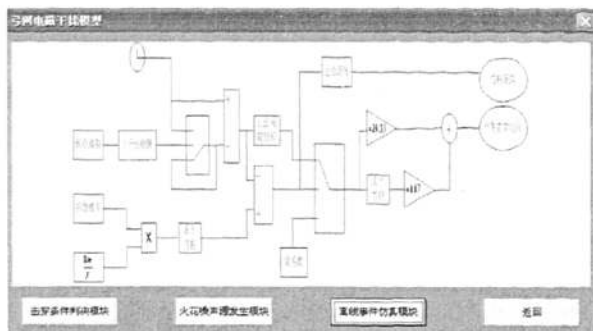


图 5-10 离线事件仿真模块示意图

5.4.2 弓网电弧干扰模型仿真

该模块主要包括弓网电弧干扰模型的关键参数输入、一次弓网离线仿真和连续弓网离线仿真三个模块。

弓网干扰模型的关键参数输入分为单次火花放电模型参数输入、连续火花放电模型参数输入和弓网离线事件模型参数输入。仿真界面如图 5-11、5-12、5-13 所示。

图 5-11 单次火花放电模型参数设置示意图

图 5-12 连续火花放电模型参数设置示意图

图 5-13 弓网离线事件模型参数设置示意图

经过关键参数的设置，仿真程序可以仿真列车在 5 秒内由于弓网离线所产生的噪声频谱分布情况，如图 5-14 所示：

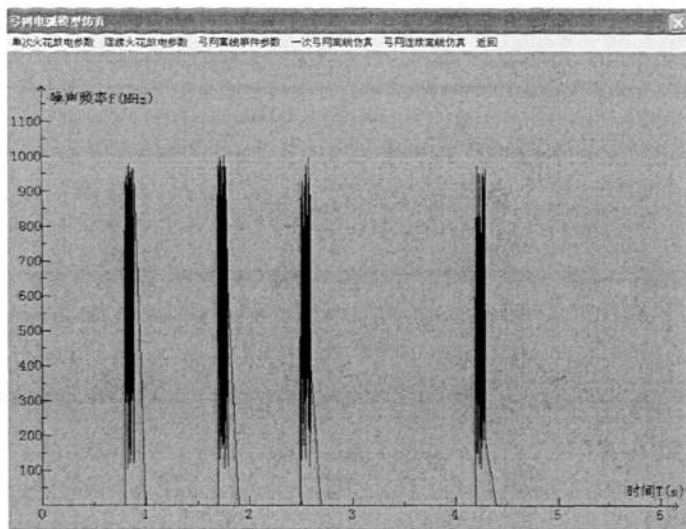


图 5-14 弓网连续离线仿真示意图

从图 5-14 我们可以清晰的从仿真结果中看到弓网离线产生的噪声频率有一部分是落在了 GSM-R 的频率中的，由于图中产生影响噪声那个时间段上的噪声分布比较密集，不是很清楚地看到具体分布情况，故仿真程序同时也提供了一次弓网离线时噪声的频谱分布情况，仿真结果如图 5-15 所示：

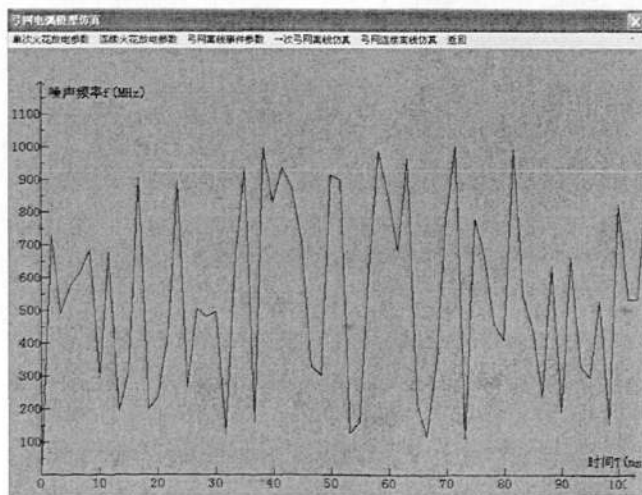


图 5-15 一次弓网离线仿真结果图

图 5-15 是连续弓网离线产生的噪声的其中一次的具体情况，由于火花放电产生的噪声具有随机性特点，所以每次的仿真结果会有所不同，且产生的噪声有一部分落在了 GSM-R 所使用的频段上。

5.4.3 GSM-R 抗干扰模型仿真结果

GSM-R 抗干扰模型仿真以第四章建立的抗干扰模型为基础,对仿真程序产生的弓网离线噪声进行滤波处理。该模块分为三个部分:抗干扰模型参数输入、直角坐标系下的抗干扰模型仿真以及极坐标系下的抗干扰模型仿真。

为了达到更好的消噪效果,在抗干扰模块中可设置一些参数的值,从而仿真该情况下的消噪效果,通过不停的调整以达到最好的消噪效果。参数设置界面如图 5-16 所示:

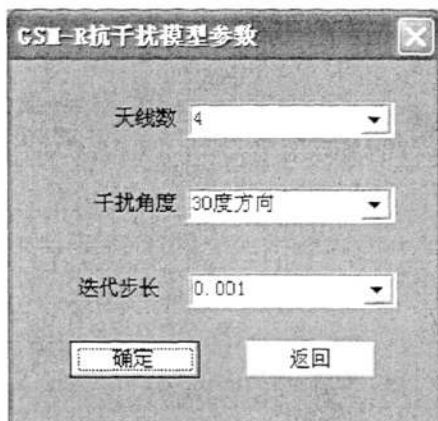


图 5-16 GSM-R 抗干扰模型参数设置

天线数设置为 4 时,干扰角度选择 30 度角度,迭代步长设置为 0.001,可以得到在直角坐标系以及极坐标系下的仿真结果如图 5-17 所示:

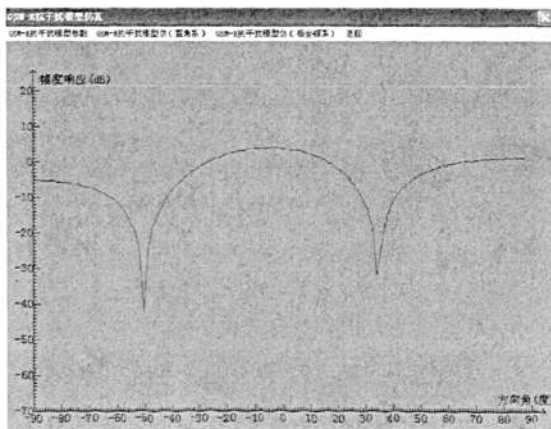


图 5-17 4 根天线 30 度直角系仿真结果图(a)

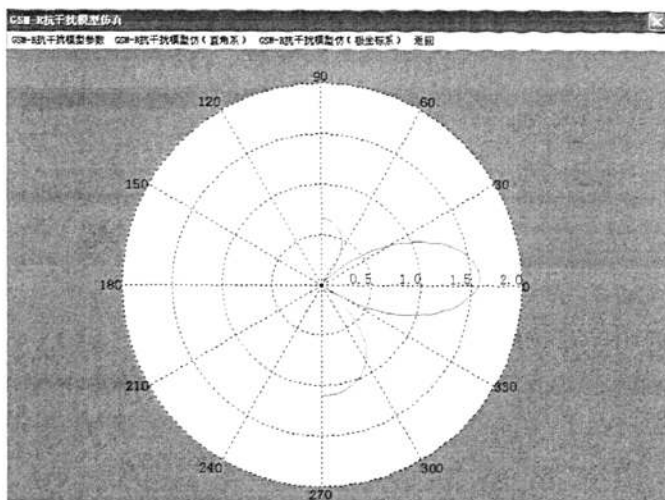


图 5-17 4 根天线 30 度角极坐标系仿真结果(b)

通过仿真结果，可以看到干扰来源方向 30 度左右的时候的幅度响应值为-24，由于幅度响应值 $\text{dB}=10\log(\text{衰减后能量}/\text{衰减前能量})$ ，所以可以看到确实达到了一定的抗干扰作用，同样的，我们更改参数设置，换做其他角度的干扰来向，根据各项输入参数对整套系统进行仿真计算，通过天线的有向接收的方法，抑制来自于弓网电弧的电磁噪声，起到了一定的抑制该高频电磁噪声的作用，仿真如图 5-18 所示：

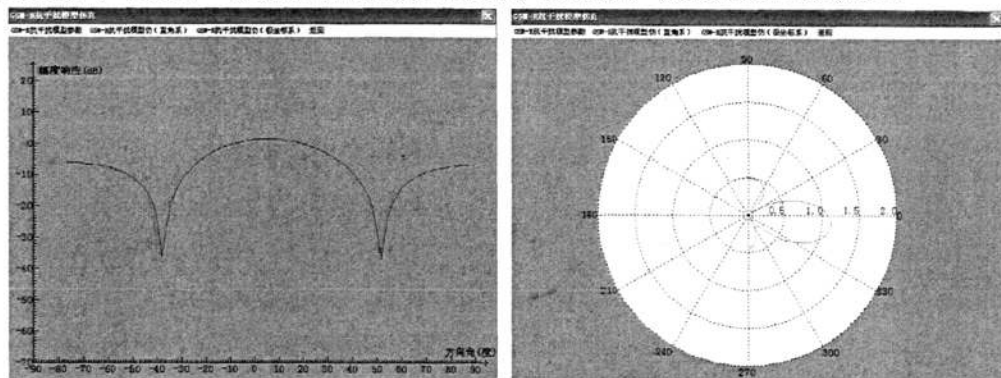


图 5-18 4 根天线 50 度角仿真结果

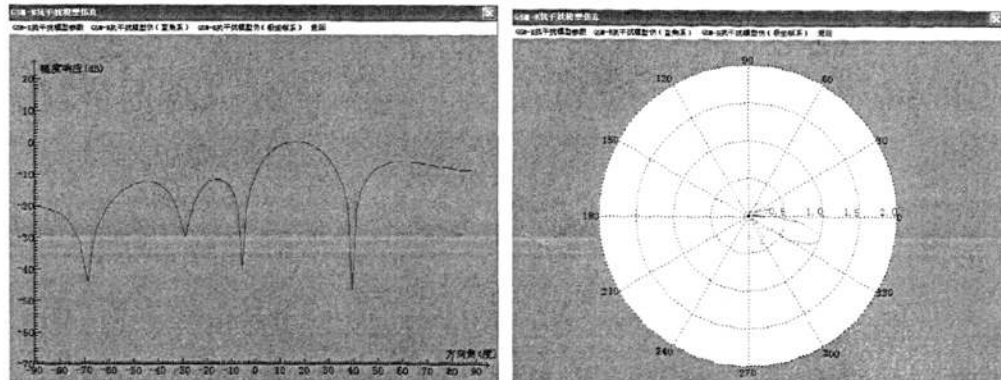


图 5-19 8 根天线 40 度角仿真结果

从图 5-18、5-19 仿真结果可以看出，天线接收方向图在抑制方向形成了很深的零陷，由于纵坐标的意义为： $\text{dB 值} = 10 \log (\text{衰减后的能量} / \text{衰减前的能量})$ ，所以由系统仿真可以看到：一般情况下，即使角度有误差等因素，也可以达到将天线接收到的来自于弓网电弧的电磁噪声降低到原来的 1/1000 水平，也就是说通过空间波束形成使得弓网电弧产生的高频电磁噪声只有不采取任何措施情况下的千分之一。

5.5 本章小结

用 VC++6.0 编程软件按照前面所讨论的算法以及原理进行建模并仿真，从仿真结果上可以看出，天线接收方向图在抑制方向形成了很深的零陷，一般情况下，即使角度有些误差等因素，也可以达到将天线接收到的来自于弓网电弧的电磁噪声的降低到其原来 1/1000 的水平，也就是通过前面的分析与建模可以通过空间波束形成使得弓网电弧产生的高频电磁噪声只有不采取任何措施情况下的千分之一，使得弓网电弧放电产生的高频电磁噪声对 GSM-R 系统的影响微乎其微。

结 论

1. 本文工作总结

鉴于铁路的不断提速,使得以往不被重视的弓网电弧形成的电磁噪声对通信系统的影响逐渐被关注,已经不容忽视,而就当前文献对于该高频电磁噪声的干扰鲜有研究,多集中于通信系统之间的相互干扰分析以及 GSM-R 系统的分区优化等等。本文介于以上基础,对弓网电弧产生的高频电磁波进行了分析,从 GSM-R 通信系统抗该高频电磁波干扰的方向,主要完成了:

4. 分析了 GSM-R 系统的无线传播模型以及信号传输中的干扰信号。
5. 分析了 GSM-R 通信系统的电磁干扰,重点讨论了弓网电弧激发高频电磁波的原理,并介绍了弓网电弧的 APD 特性,并在此基础上,讨论了弓网电弧的 APD 特性与 GSM-R 通信系统 BER 的关系;
6. 探讨了一种抗 GSM-R 系统中受弓网电弧所带来的高频电磁波干扰的方法:基于空域滤波的方法,通过对电磁波干扰方向置零的方法,对该高频电磁波干扰起到了一定的抑制作用。

2. 研究工作中的经验与体会

本文的研究工作主要是与算法设计和仿真验证有关,在研究过程中遇到的主要问题集中在以下几个方面:对于同频干扰的抑制是一个难点问题,但是本文通过分析得到弓网电弧产生的电磁干扰具有明显的方向性,这为抑制干扰提供了方向,本文通过使用空域波束形成的相关算法,通过仿真可以有效抑制来自弓网电弧产生的电磁噪声。对于获取已知参考文献,并应用学习的理论知识进行推导,探讨了一种自己的思路来解决问题,在论文的研究中也锻炼了实践和科研能力。

3. 未来工作展望

但是本文的研究还有待改进,实测电磁噪声的数据不容易获取,所以本文的仿真只是建立于电磁噪声建模的基础上,所以实际应用中的有效性尚待检验。另外,本文的研究由于复杂性较高,而且以往对于 GSM-R 的辐射电磁干扰的相关研究文献比较匮乏,使得本文的研究在基于庞大文献基础上却很少能获得指导性的帮助,使得本文研究可能具有一定的局限性,所以还有待于更深入与实际接轨地去探讨抑制弓网电弧所产生的高频电磁波对 GSM-R 通信系统干扰的方法,同时由于本文探讨的空域滤波方法抑制了该方向上的高频电磁波干扰,同时也可能丢失了一部分有用信号,所以如何在达到抑制弓网电弧高频电磁波的同时又最大限度地保留有用信息还有待于进一步分析与研究。

致 谢

首先我要诚挚地感谢我的导师王长林教授，是您在整个研究生三年学习过程中，耐心、细心的指导给了我莫大的帮助，您的和蔼、平易近人也给了我莫大的鼓励。您所体现出来的渊博的知识、严谨的治学态度、丰富的实践经验、开朗乐观的处事态度都是使我受益匪浅，成为我学习的榜样，指引着我未来前进的方向。特别是当我处于情绪的低谷之时，是您的耐心教诲与指导让我又燃起了信心和希望。在论文完成之际，我谨向王老师表示由衷的感谢。

感谢和我一起学习和生活的同学们。感谢我们 01515 实验室的所有同学朋友们，我们在生活中建立起的深厚友谊，我们在竞争中培养的团结协作的精神，他们给我的无数帮助都是我人生巨大的财富，让我在今后的学习、工作和生活中能成熟乐观地面对一切。

最后我要真诚地向生我养我的父母表示感谢。是你们养育了我，教会了我如何做人，并给了我学习的机会。在我的成长过程中你们一直给予我无微不至的关怀，你们对我的支持和鼓励给了我战胜一切困难的勇气，是我进步的动力。再次向你们表达我深深的感谢。

最后，还要感谢在百忙中抽出宝贵时间评阅本论文的各位评委老师。

参考文献

- [1] 孙瑜,范平志.一种综合评估 GSM-R 网络可靠性的方法.交通运输工程与信息学报,2005 年第 1 期, pp34-36.
- [2] 邢红霞.青藏线 GSM-R 无线机车信号系统分析.西安文理学院学报:自然科学版,2010 年第 1 期, pp27-29.
- [3] 王明慧,中国铁路发展战略分析,西南交通大学学报(社会科学版),2006 第 7 卷第 3 期, pp27-29.
- [4] 封力民,刘浩,王黎,等.电力机车弓网离线监测系统.机车电传动,2005 年第 2 期, pp64-66.
- [5] 高宗宝,吴广宁,吕玮,何常红,周利军.高速电气化铁路中的弓网电弧现象研究综述.高压电器,2009 年第 3 期, pp25-28.
- [6] 钟章队,任静.对国内外 GSM-R 发展的研究.移动通信.2007 年第 7 期, pp26-28.
- [7] 赵长奎.GSM 数字移动通信应用系统.北京:国防工业出版社,2001, pp:123-143.
- [8] 马君,黄吉莹,钟章队.GSM-R 双层网络的设计与应用.电气化铁道,2006 年第 4 期, pp35-37.
- [9] 雷栋,吴广宁,张雪原,王万岗,何常红.高速铁路弓网电弧抑制方法的研究.电气化铁道,2008 年第 5 期, pp38-40.
- [10] 何宏,张宝峰.电磁兼容与电磁干扰.北京:国防工业出版社,2007 年, pp231-243.
- [11] CISPR16-1-1 Ed.2-Part1-1: Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus-measurement Apparatus [S]. 2006.
- [12] 文远芳. 高电压技术[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2001.
- [13] 梅桂明,张卫华.受电弓垂向动力学线性化模型及特性研究.铁道学报,2002 年第 5 期, pp28-31.
- [14] Smorenburg, C and Van Valkenburg, A. L. G. Automatic inspection of railway overhead wires. Proc. SPIE, 1989, 1010: 107-117
- [15] ZHAO Ming,YANG Xiao-niu, ZOU Shou-chen,et al. Electronics warfare technology and application communication countermeasure book[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry,2005.
- [16] Garg V.K., Laxpati S.R., Dexin Wang, Use of smart antenna system in universal mobile communications systems(UMTS),Antennas and Wireless Propagation Letters,2004,3(1):66-70
- [17] KLEINSCHMIDT J H,PELLENZ M E,JAMHOUR E. Bluetooth network performance in Nakagami-m fading channels[C]//Proceedings of International Symposium on Computers and Communications.USA:IEEE,2004:639- 644.
- [18] GSM 05.05. Digital cellular telecommunications system(Phase 2+). Radio transmission and reception, pp. 9-30, 1998
- [19] GSM430.30.Digital cellular telecommunications system (Phase 2+). Radio Access Network. Radio network Planning aspects, pp 18, 2005.
- [20] Andenen J B, Rappaport T S and Yoshida S. Propagation measurements and models for wireless communications channels[J].IEEE Communications Magazine,1995,33 (1) :42-49.
- [21] Schavemaker P H.Arc model blockset[DB]. Power Systems Laboratory,Delft University of

- Technology,the Netherlands,2001.
- [22] 元刚.移动基站电磁环境研究.西安电子科技大学硕士学位论文,2007年,pp 35-45.
- [23] MORIN L,JEMAA N B,PINARD J,et al. Contacts Materials Performance under Break Arc in Automotive Applications[J].IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies,2000,23 (2): 367-375.
- [24] Geoff Schwab, Recording and Playing Sound with the Waveform Audio Interface, <http://msdn.microsoft.com>,2004.1
- [25] 任兴堂,杨广英.国外高速铁路弓网关系及磨耗试验台介绍.铁道技术监督.2009年第9期,pp10-13
- [26] 王剑. 浙赣高速电气化铁路弓网关系的技术探讨.福建广播电视大学学报.2009年第1期,pp64-66.
- [27] 吴积钦.弓网系统电弧的产生及其影响.电气化铁道,2008年第2期,pp27-29.
- [28] 李琨.GSM-R 铁路平面调车通信手持终端设计.天津大学硕士学位论文,2007年,pp25-35.
- [29] 陈嵩,沙斐,王国栋.电气化铁道脉冲电磁骚扰的 Simulink 模型.铁道学报,2009年第1期,23-27.
- [30] 张林昌,徐坤生,蒋忠涌.电气化铁道干扰源的特性及测量[J].北方交通大学学报,1980,(2): 13-29.
- [31] 陈嵩,沙斐,王国栋,电气化铁道弓网电磁噪声的建模及其 APD 统计特性.系统仿真学报,2009年第12期,pp3577-3583
- [32] 杨飞,沙斐,王国栋.基于幅度概率分布研究骚扰对通信系统的影响.北京交通大学学报,2008年第5期,pp67-71.
- [33] 闻映红.无线电骚扰的统计参量测量法——幅度概率分布(APD).测试与测量,2006年第1期,pp25-28.
- [34] 梁铁群.GSM-R 系统差错控制与同频干扰下传输性能分析.北京交通大学硕士学位论文,2007年,pp18-23.
- [35] 索海艳.GSM-R 编组站的互联互通及其网络规划.北京交通大学硕士学位论文,2009年,pp22-27.
- [36] 韩蕾.GSM-R 中同频干扰评定标准的研究.北京交通大学硕士学位论文,2009年,pp26-29.
- [37] 王庆斌,刘萍.电磁干扰与电磁兼容技术.北京:机械工业出版社,2003年,pp68-129.
- [38] 周鹏,崔建乐.城轨通信系统中抑制电源电磁干扰的措施.铁道技术监督,2009年第11期,pp25-28.
- [39] 郑娜,李景春.脉冲无线电噪声分类及其数学描述.中国无线电,2009年第9期,pp23-25.
- [40] 袁科.超宽带通信系统电磁兼容与系统共存性研究.北京邮电大学硕士学位论文,2008年,pp32-34.
- [41] 胡昌桂,刘建宇.GSM-R 移动通信系统的干扰分析及解决方法.铁路通信信号工程技术,2006年第2期,pp33-35.;
- [42] 沈雪梅.传导性电磁干扰噪声诊断与抑制综合方法研究.南京大学硕士学位论文,2007年,pp32-35.
- [43] 逢桂玲,高攸纲.采用智能天线的移动通信系统电磁干扰性能分析与仿真.专题研究,2006年第3期,pp54-57.

-
- [44] 龙腾.GSM-R 网络中同频干扰检测与分析.铁道通信信号,2008 年第 2 期, pp27-29.
- [45] 高晨亮,朱刚,钟章队,周贤伟.GSM-R 电磁干扰及测试问题研究.铁道通信信号,2007 年第 10 期, pp41-42.
- [46] 朱海凌.蜂窝系统中的同频干扰分析.深圳职业技术学院学报,2005 年第 4 期, pp52-56.
- [47] MORIN L,JEMAA N B,PINARD J,et al. Contacts Materials Performance under Break Arc in Automotive Applications[J].IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies,2000,23 (2): 367-375.
- [48] 龚耀寰.自适应滤波(第二版)-时域自适应滤波和智能天线.北京: 电子工业出版社,2003 年, pp79-130.
- [49] 卢连海,陆新南.解决同频干扰的一种有效方法.中国无线电,2005 年第 2 期, pp43-46.
- [50] 吴立早,张克芳.智能天线的现状及其相关技术综述,船舶电子对抗 2005 年第 2 期, pp52-54.
- [51] Dietrich C.B.,Jr Stutzman W.L.et al, Smart antennas in wireless communications: base-station diversity and handset beamforming, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2000, 42(5): 142-151
- [52] 龚耀寰.自适应滤波(第二版)-时域自适应滤波和智能天线.北京: 电子工业出版社,2003 年, pp79-130.
- [53] 刘鸣, 袁伟超, 贾宁等, 智能天线技术与应用, 北京:机械工业出版社, 2006:198-200
- [54] Seungwon choi,Jinho choi,Byungcho choi, A novel adaptive beamforming algorithm for antenna array CDMA systems with strong interferers, IEEE Trans. veh.technol.sep.2002, Vol.51,No.5:808-816
- [55] 龙剑友, 王梓展一种解相关变步长归一化 LMS 自适应算法.计算机工程与科学.2006, Vol.28(4): 60-62
- [56] eSimon Haykin 著,郑宝玉等译.自适应滤波器原理(第四版).北京:电子工业出版社.2006.
-

攻读硕士期间发表的论文及科研成果

- [1] 杨雪, 基于 GSM-R 的高速铁路无线通信系统研究, 轨道交通纵横, 2010 年第 4 期