



基于特征建模的 TDD 系统大气波导干扰控制体系研究

王晓云¹, 邓伟², 张龙², 苏鑫², 赵世卓²

(1. 中国移动通信集团有限公司, 北京 100053;

2. 中国移动通信有限公司研究院, 北京 100053)

摘要: 大气波导干扰是特定气象条件下发生的时分双工 (time-division duplex, TDD) 系统内干扰, 是 TDD 移动通信系统大规模组网面临的顽疾。在总结分析大气波导干扰成因和分类等的基础上, 对大气波导干扰进行建模和表征, 验证了海量干扰源在时域和频域的功率集总特征, 并结合大量 4G/5G 现网实测数据给出了典型条件下内陆波导和海面波导的量化干扰信号传播模型, 对于干扰的预测和预防具有重要意义。基于干扰特征, 给出了 TDD 系统预防大气波导干扰的帧结构与组网的 4 项设计原则, 5G 现网数据表明干扰控制方案有效, 上行干扰下降 10 dB 以上, 相关原则对于 6G 系统的设计也具有指导意义。

关键词: TDD 系统; 大气波导干扰; 传播模型; 干扰控制

中图分类号: TN929

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022286

Research on characteristic model-based atmospheric duct interference control in TDD wireless communication system

WANG Xiaoyun¹, DENG Wei², ZHANG Long², SU Xin², ZHAO Shizhuo²

1. China Mobile Communications Co., Ltd., Beijing 100053, China

2. China Mobile Research Institute, Beijing 100053, China

Abstract: Atmospheric duct interference is a serious internal interference of large-scale TDD wireless communication system according to specific meteorological conditions. The causes and classification of the atmospheric duct interference were analyzed firstly. Then a typical quantitative interference signal propagation model of inland and sea atmospheric duct were proposed and the power characteristics of massive interference sources in time domain and frequency domain were verified. The feature of the proposed model is based on a large number of data in real 4G/5G network environment, which is of great significance for the prediction and cancellation of atmospheric duct interference. Finally, four design principles were proposed for the frame structure and networking in TDD system to control atmospheric duct interference based on the characteristics of the proposed model. The verification in 5G network shows that the uplink interference drops more than 10 dB by the proposed interference control principles. It will also be instructive for the design of 6G system.

Key words: TDD system, atmospheric duct interference, propagation model, interference control



0 引言

时分双工 (time-division duplex, TDD) 系统上下行链路使用相同的频率, 通过分时复用可以更好地匹配非对称的上下行业务量, 获得更高的频谱使用效率。在 3G 时代, 我国主导的 TD-SCDMA 系统实现三分天下有其一; 在 4G 时代, TD-LTE 与 FDD LTE 并行发展; 在 5G 时代, TDD 已成为主流; 面向 6G 等下一代系统, TDD 制式将具有更广阔的发展空间。

然而 TDD 的分时特性, 也导致传播时延引发特有的基站间干扰, 大气波导干扰就是其中的一种, 是 TDD 系统大规模组网时面临的顽疾。大气波导干扰在 3G 时代就开始出现, 在 4G 时代问题最为明显, 5G 网络随着部署规模的扩大也有所显现; 它表现为较大范围内的基站上行同时受扰, 发生频度高、影响范围广、干扰程度严重, 发生时间、地点具有很强的随机性, 如何有效地对其进行控制和规避一直是产业界关注的焦点和难点。但由于其随机性及超远距离传播的特性, 传统的扫频等干扰定位手段无法使用, 产业界前期获取的实测数据较少, 因此对量化的集总干扰表征模型的研究较少。

前期不少专家学者从电磁学等角度, 对大气波导现象进行了研究, 如张瑜^[1]、刘成国^[2]、杨超^[3]等对大气波导的传播产生条件和特性等进行了分析, 但这些分析主要针对雷达探测等单个信号源的场景, 无法直接用于大规模组网的移动通信系统。

本文基于理论分析和大量商用网络实测数据, 对 TDD 系统大气波导干扰进行特征建模, 并构建系统性的干扰控制体系。

1 大气波导干扰概述

1.1 大气波导干扰成因

TDD 系统上下行采用相同频率, 为了避免相

邻基站间下行链路对上行链路的干扰, TDD 系统设计了保护间隔 (guard period, GP), 目前中国移动现网 4G、5G 典型配置 GP 分别长约 $0.14 \mu\text{s}$ 、 $0.21 \mu\text{s}$, 可分别避免约 42 km、63 km 范围内由传播时延造成的上下行交叉时隙干扰。

受地球曲率影响, 基站间信号传播距离通常不超过最大视距传播距离 d_{LS} ^[4]。 d_{LS} 与等效地球半径 R_0 、基站海拔高度 H 、基站高度 h 等相关, 在华北平原等低海拔地区, 典型的 30 m 基站高度对应的 d_{LS} 约为 66 km。考虑基站天线主瓣朝向地面, 通常有 $3^\circ \sim 9^\circ$ 不等的下倾角, 且存在地面遮挡, 实际信号传播距离远小于理论值, 通常远小于 33 km, GP 可以起到很好的保护作用。视距传播示意图如图 1 所示。

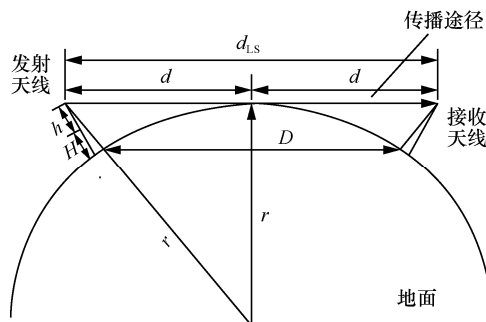


图 1 视距传播示意图

大气波导是一种气象引起的自然现象, 当底层大气存在逆温 (温度随高度增加而升高) 和逆湿 (水汽密度随高度增加而迅速下降) 时, 大气折射指数可能随高度急剧减小, 电磁波传输时向下弯曲, 当曲率超过地球表面曲率时发生超视距传播, 超过 GP 保护范围。同时由于电磁波陷获在波导层内, 信号没有遮挡, 传播损耗较小, 远端基站的下行信号经超远距离传输后仍有较高强度, 将对近端基站的上行链路造成强干扰, 即大气波导干扰。由于低空大气波导水平扩展范围较大, 一般是数百千米量级, 因此大气波导干扰发生时, 多个地市甚至多个省成千上万个基站同时大范围受扰。大气波导超视距传播示意图如图 2 所示。

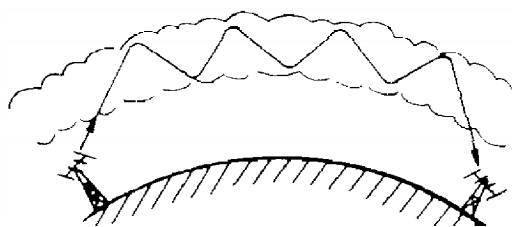


图2 大气波导超视距传播示意图

1.2 大气波导干扰分类

大气波导的形成与温度和湿度强相关，中国电波传播研究所研究表明，相关气象学过程主要包括海水蒸发、陆地夜间辐射冷却、平流运动、反气旋性下沉运动、锋面下沉运动，理论分析具有显著的地理和时间特征，这与我国各地区 TDD 系统基站的受扰情况统计相符。从现有干扰数据统计分析，我国大气波导干扰主要发生在每年的 3—10 月，通常 4—8 月较为严重^[5]。干扰主要发生在平原地区和沿海地区，其中较严重的区域为华北平原、长江中下游平原、渤海湾、北部湾，东南沿海区域、东北平原、江汉平原等也偶有发生。

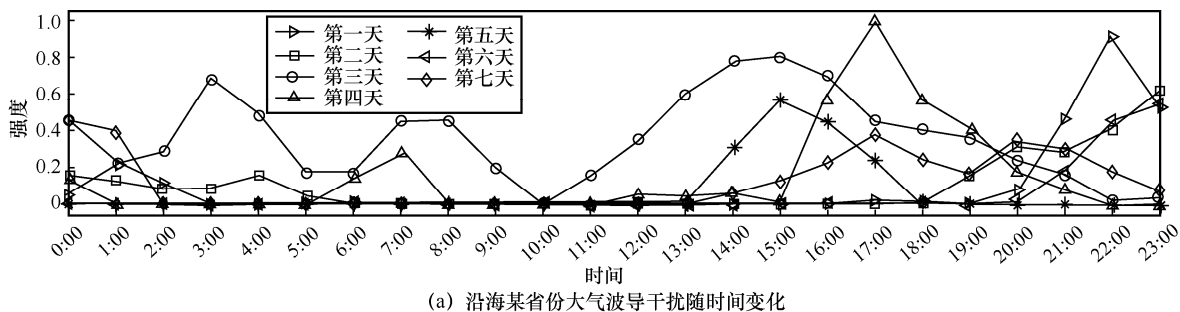
基于波导发生的地理特征不同，可将大气波导干扰粗略分为内陆波导干扰和海面波导干扰。其中内陆波导干扰主要发生在平原地区，发生后具有一

定的规律性，通常夜间开始，早上日出前最强，日出后干扰迅速消退，与陆地夜间辐射冷却气象学过程非常匹配。海面波导主要发生在沿海城市，尤其是隔海相对的城市间，发生时间更为随机，全天均有可能，下午概率略高，可能与海水蒸发等气象学过程相关。部分华北平原城市可能会同时受到内陆波导干扰和海面波导干扰影响。TD-LTE 现网 2017 年 4 月某一周 7×24 h 的归一化受扰程度曲线如图 3 所示。

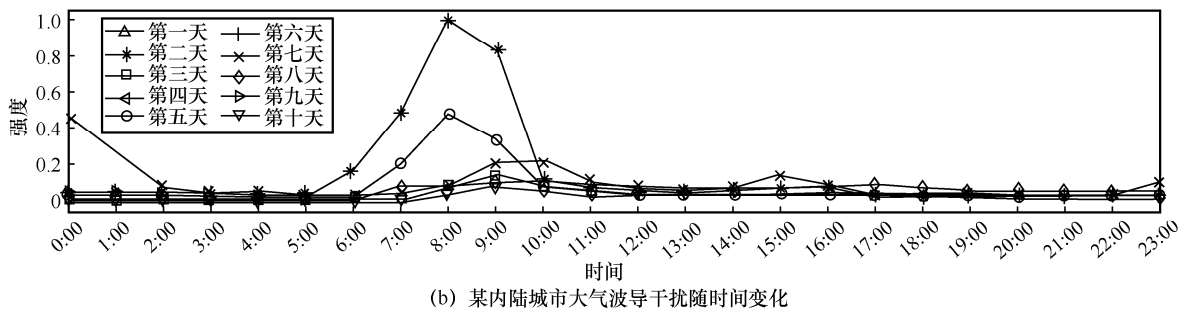
1.3 大气波导干扰源精确定位方案

为了解决大气波导干扰源无法精确定位的难题，笔者及团队曾设计了基于专用参考信号的 TDD 系统远距离干扰源定位方案，通过施扰站主动发送专用参考信号，并通过帧号、子帧号、频域位置和序列编码等表征基站身份信息，受扰站检测和解析该信号即可准确定位干扰源，具体流程已在文献[5-6]中详细介绍，定位参考信号的关键设计如下。

- 专用参考信号通常固定在 GP 前的下行符号发送，通常占用 2 个符号。
- 专用参考信号的发射功率谱密度与下行广播信道保持一致。



(a) 沿海某省份大气波导干扰随时间变化



(b) 某内陆城市大气波导干扰随时间变化

图3 TD-LTE 现网 2017 年 4 月某一周 7×24 h 的归一化受扰程度曲线



- 受扰站在每个上行符号都进行专用参考信号的检测。

该方案不仅用于精确定位干扰源,更为定量研究干扰模型积累了大量实测数据,相关检测数据将为大气波导干扰特征建模奠定了基础。

2 大气波导干扰特征建模

TDD 移动通信系统内的大气波导干扰为多点多对点干扰,受扰站收到的干扰信号为大气波导通带内数百千米范围内施扰基站信号的叠加,具有显著的功率集总特征。

受扰站第 k 个子载波、第 l 个上行符号受到的干扰信号可建模表征为:

$$P_r^{(k,l)} = \sum_{i \in B^{(l)}} \frac{P_t^{(i,k)} \times G_t^{(i)} \times G_r}{PL(d_i)} \quad (1)$$

其中, $P_t^{(i,k)}$ 为第 i 个施扰基站在第 k 个子载波上发送的信号功率,单位为 W。 $PL(d_i)$ 为信号传输路损,是线性值。 $G_t^{(i)}$ 为第 i 个施扰基站的干扰信号发送天线增益,是线性值。 G_r 为受扰站的干扰信号接收天线增益,是线性值。 d_i 为施扰站到受扰站的信号传输距离,单位为 km。 $B^{(l)}$ 为对第 l 个符号造成干扰的施扰站集合,施扰站位置、频率、天线入射角等应满足大气波导传播条件,且施扰站

到受扰站的信号传播距离 d_i 需要满足 $d_i \geq (l+G) \times c \times T_{\text{sym}}$, 其中, T_{sym} 为 TDD 系统符号长度,单位为 s,与系统的子载波间隔有关; c 为光速; G 为 GP 长度,单位为符号个数。

2.1 大气波导干扰功率集总特征

分析式 (1) 可知,受扰站的符号 l 所受干扰为通带内 $d_i \geq (l+G) \times c \times T_{\text{sym}}$ 的全部基站的干扰叠加。假设基站在波导范围内均匀分布,以受扰站为圆心、 cT_{sym} 为步进画圆环,大气波导干扰区域基站分布如图 4 所示,则对符号 l 造成干扰的基站包括以下几部分。

(1) 第 $l+G$ 个圆环内的所有基站,信号传播距离为 $(l+G) \times cT_{\text{sym}}$,对应下行信号发送位置距离 GP 0 个符号。

(2) 第 $l+G+1$ 个圆环内的所有基站,信号传播距离为 $(l+G+1) \times cT_{\text{sym}}$,对应下行信号发送位置距离 GP 1 个符号。

(3) 第 $l+G+2$ 个圆环内的所有基站,信号传播距离为 $(l+G+2) \times cT_{\text{sym}}$,对应下行信号发送位置距离 GP 2 个符号。

(4) 以此类推,直到圆环移除大气波导通道。

从上述叠加过程推导可知,大气波导干扰信号具有如下时域功率集总特征。

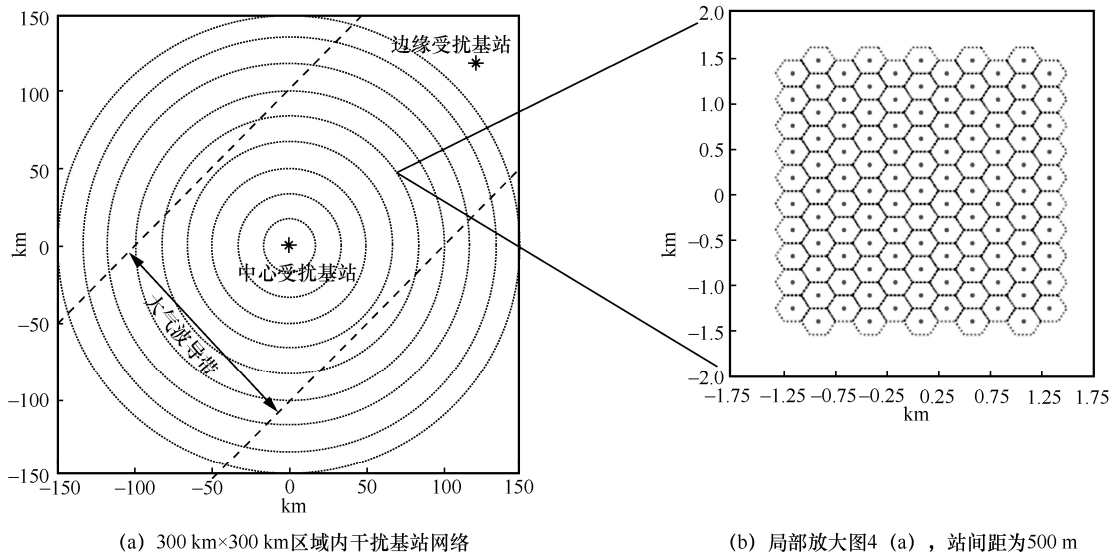


图4 大气波导干扰区域基站分布

(1) 如果各基站同时发送信号, 圆环内将形成严重干扰叠加, 干扰越强。

(2) 如果各下行符号均发送信号, 圆环间将形成干扰叠加, 干扰越强。

(3) 距离越近的环对应的下行发送位置离 GP 越近, 总干扰越强。虽然圆环编号越大, 环内的基站数越多, 但信号传播距离越远, 单站信号越弱; 按自由空间传播模型计算路损, 单站信号强度按对数衰减, 而圆环内基站数近似线性增长, 则环内各基站的总干扰随环编号增大而递减。

后续可针对上述特征, 从下行信号发送时间、发送频度、发送符号维度进行系统设计, 从而控制干扰。

进一步分析可知, 受扰站的符号 $l+1$ 将受到第 $l+G+1$ 、 $l+G+2$ 个等圆环内所有基站的干扰, 与符号 l 相比, 减少了干扰强度较强的第 $l+G$ 环, 预计受扰干扰将大幅减弱, 则受扰站各符号干扰强度将递减, 称为时域功率斜坡特征。

针对如图 4 所示的网络, 采用 4G 现网典型参数进行仿真, 得到了中心受扰基站和边缘受扰基站各符号的受扰强度, 时域集总干扰仿真结果如图 5 所示, 可以看到, 中心受扰基站和边缘受扰基站都具备明显的功率斜坡特征, 且中心受扰基站由于近距离干扰基站数多, 每个环上的信号强度高, 因此斜坡更陡, 干扰下降更快。

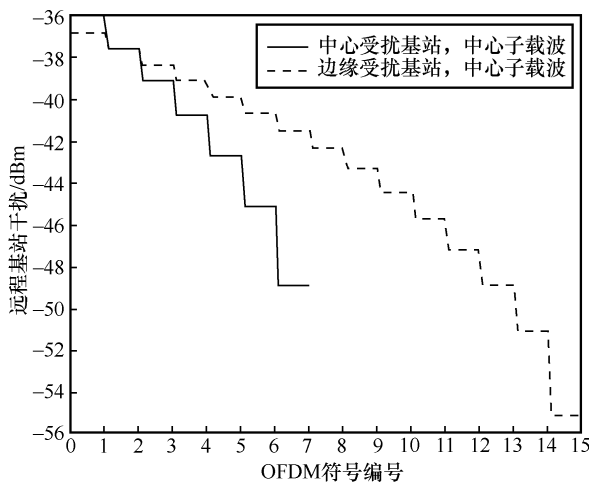


图5 时域集总干扰仿真结果

时域功率斜坡特征是大气波导干扰功率集总特性的直观表现, 与制式无关, 可用于识别大气波导干扰。笔者及团队选取了近期内陆城市 H 某基站的符号级受扰数据进行分析, 某 5G 基站时域集总干扰实测结果如图 6 所示, 其功率斜坡特征明显, 与理论推导匹配。

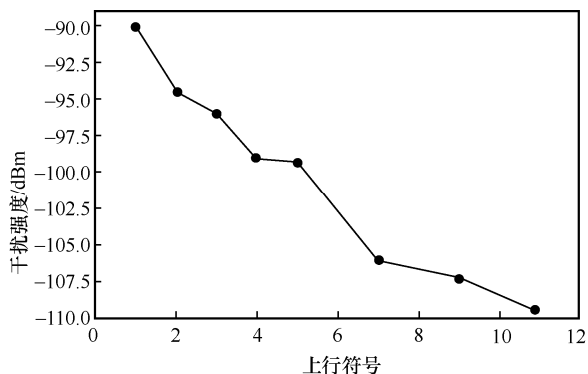


图6 某 5G 基站时域集总干扰实测结果

从频域来看, 第 k 个子载波是否受扰取决于施扰站是否在该频域位置发送信号, 如果施扰站频域位置分配是随机的, 则功率集总后工作带宽上各子载波均受扰且受扰程度相当。但如果所有施扰站在某几个位置均发送信号, 则将造成信号叠加, 相应位置上的干扰强度大幅提升。对于 TD-LTE 系统, 所有小区均全带宽发送 CRS, 主同步信号固定占用系统带宽中间约 1 MHz 的频域资源, 且其时域发送位置离 GP 较近, 容易造成强干扰, 多站功率叠加后在频域受扰图中呈现全带宽受扰且中间凸起的特征, 其被称为功率频域凸起, 成为 4G 大气波导干扰的重要识别特征; 对于 5G 系统, 下行业务发生在初始接入 BWP 的概率更高, 则对应频域位置受扰程度更严重, 尤其是低话务时段, 可用于识别 5G 大气波导干扰。

笔者选取了 4G 现网某个典型受扰基站的频域受扰数据, 频域集总干扰实测结果如图 7 所示, 中间 1 MHz 受扰程度明显高于其他频域位置, 符合预期。

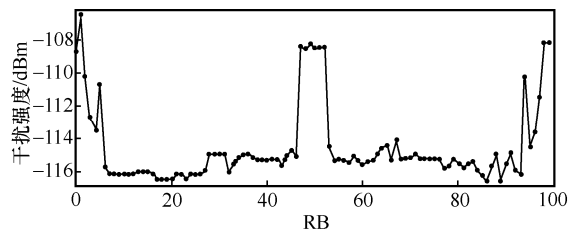


图7 频域集总干扰实测结果

2.2 发送天线增益

移动通信基站通常采用定向天线,不同方向的 antenna 增益不同,相差可达数十分贝,计算大气波导干扰强度时需要合理选取天线增益参数。为保证地面的连续覆盖,基站天线在水平方向通常采用宽波束,即各方向的天线增益差异不大,如果将整个基站的多个扇区看作一个整体,则可近似忽略水平方向的天线增益差异。同时为保证覆盖距离,基站天线在垂直方向通常采用窄波束,如 4G 8 通道天线的典型主瓣波束宽度为 $4^\circ \sim 7^\circ$,不同垂直角度的天线增益差异较大,需要重点分析。

理论推导^[2]可知,只有电磁波的发射仰角不超过最大穿透角 $\theta_{\max}$ 时,才会进行大气波导传输,该角度与大气波导厚度有关,文献[2]结合历史气象数据等推导了我国各地区的大气波导穿透角度,数据表明,我国绝大部分地区的大气波导穿透角度小于 0.8° 。考虑发射角向下,电磁波先进行地面反射再进行波导传输,则发射角应大于 -0.8° 。

同时,对视距传播模型进行分析,可得到信号产生超远距离传播对应的最小发射角 $\theta_{\min}$,小于该发射角的信号将受地球曲率影响,被地表遮挡而难以超远距离传输。

$$\theta_{\min} = \arcsin \frac{R_0}{R_0 + H + h} - 90^\circ \quad (2)$$

其中, R_0 为地球等效半径,取值为 8 500 km; H 为波导区域内基站所在位置的相对海拔高度; h 为基站自身的高度。

大气波导干扰传播与信号入射角的关系如图 8 所示。

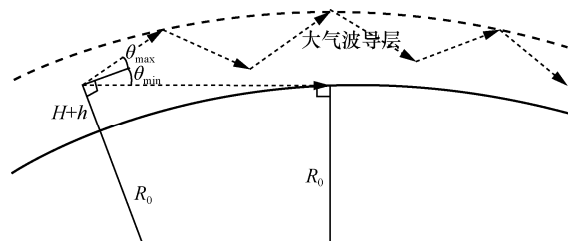


图8 大气波导干扰传播与信号入射角的关系

不同站高对应的 $\theta_{\min}$ 见表 1。

表1 不同站高对应的 $\theta_{\min}$

海拔 H/m	站高 h/m	$\theta_{\min}$
0	30	-0.15°
100	30	-0.32°
1 000	30	-0.89°
6 500	30	-2.25°

基于第 1 节的分析,我国大气波导干扰主要发生在平原和沿海地区,则典型的基站总高度小于 1 000 m, $\theta_{\min}$ 典型值取 -0.89° 。综合考虑 $\theta_{\min}$ 和 $\theta_{\max}$,在计算大气波导干扰时主要考虑施扰基站信号在 $-0.8^\circ \sim 0.8^\circ$ 的信号分量,即发射天线增益可取天线垂直维方向图 $-0.8^\circ \sim 0.8^\circ$ 的均值。

2.3 路损参数

大气波导干扰是海量施扰站干扰的叠加,前面建模表征了其总体上的功率集总特征,本节将对其中单个施扰站产生的干扰信号强度进行建模和分析。

大气波导干扰信号的传播模型可用抛物线方程对亥姆霍兹(Helmholtz)方程进行近似得到^[1]。抛物线波动方程为^[2]:

$$\frac{\partial u}{\partial x}(x, z) = -ik \left\{ 1 - \sqrt{\frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \tilde{m}^2(x, z)} \right\} u(x, z) \quad (3)$$

其中, x 为地理距离,单位为 km; z 为高度, $k = 2\pi/\lambda$ 为波数; $\tilde{m}(x, z) = \tilde{n}(x, z)e^{z/R_0}$ 为笛卡儿坐标系下修正的折射率指数; $u(x, z)$ 为简化场分量函数。通过地球平坦化转换,海拔高度和垂直坐标之间的关系为 $z = R_0 \lg(1 + h/R_0)$ 。在合适的边界条件下,通过求解式(3)可以建模出水平和垂

直极化传播模型, 求解方法包括数值方法(如分步傅里叶法(split-step Fourier method, SSFM)、有限元等)和软件分析工具(如 AREPS、PETOOL)等。上述抛物线方程通常以路损(单位: dB)的形式给出, 即:

$$L(x, z) = -20\lg|u(x, z)| + 20\lg(4\pi) + 10\lg x - 30\lg \lambda \quad (4)$$

2017 年中国移动组织在华北地区 4G 现网规模部署了干扰定位功能, 采用抽样方式部署约 4 000 个监测站。笔者重点对既有海面波导干扰又有内陆波导干扰的沿海城市 A 进行分析, 涉及 4 月 10 个基站的 17 万条专用参考信号检测数据, 共检测到 2 090 个施扰站, 后续将基于此对路损传播表达式进行修正和量化表征。

2.3.1 路损时间参数修正

大气波导干扰信号传播受气象条件变化影响, 传播路损具有较强的时变性。以沿海城市 A 某基站检测到的 79 km 外内陆城市 D 某基站的干扰为例, 在天线倾角、发射功率等基站参数不变的情况下, 不同时刻检测到的大气波导干扰定位参考信号强度大幅变化, 传播路损波动可达 20 dB。大气波导干扰随时间变化曲线如图 9 所示, 连续两天均在夜间检测到干扰信号, 1:00 左右信号强度最低, 约为 -119 dBm/180 kHz, 8:00 左右信号强度最强, 可达 -98 dBm/180 kHz, 白天未检

测到干扰。

因此路损表达式应新增时间参量, 修正为:

$$L(x, z, t) = -20\lg|u(x, z, t)| + 20\lg(4\pi) + 10\lg x - 30\lg \lambda \quad (5)$$

其中, t 为时间, $u(x, z, t)$ 与 t 时刻的大气波导强度相关, 不同时刻变化较大。为便于估算干扰, 后续将区分内陆波导干扰和海面波导干扰, 尝试给出干扰较强时段的 $u(x, z, t)$ 表达式。

2.3.2 路损水平距离参数修正

信号实际传播距离是路损修正的关键参数, 可基于施扰站和受扰站的坐标得到地理距离, 理论分析可得, 信号实际传播距离应大于地理距离, 通过实测数据分析可量化信号实际传播距离与地理距离的差值, 进而对路损表达式中的距离参数进行修正。

大气波导干扰定位参考信号固定在靠近 GP 的下行符号发送, 通过信号检出符号可计算干扰信号传播时长, 进而推算出信号实际传播距离。相关检测数据表明, 沿海城市 A 同时受到海面波导和内陆波导的影响, 海面波导干扰主要来自沿海城市 B 和沿海城市 C, 地理距离较远, 平均达到 300 km 以上; 对于内陆波导干扰而言, 施扰站分布范围较广, 包括华北地区多个内陆城市等, 地理距离在 50~350 km 范围内均有分布。实际传输距离与地理距离差值如图 10 所示。

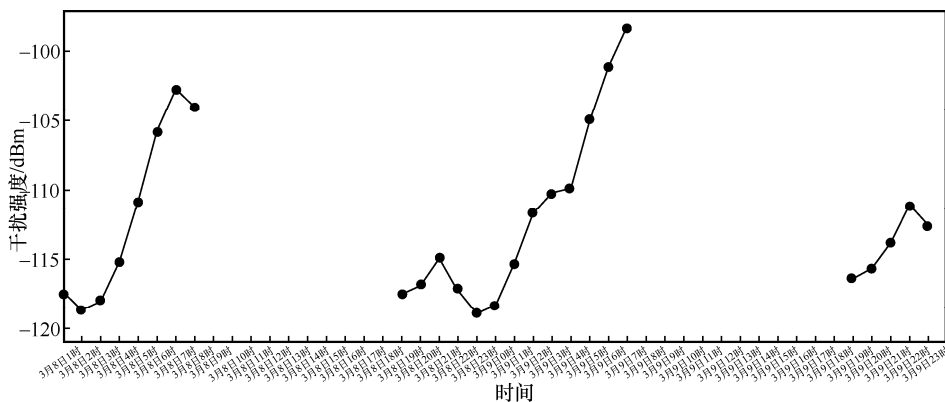


图9 大气波导干扰随时间变化曲线

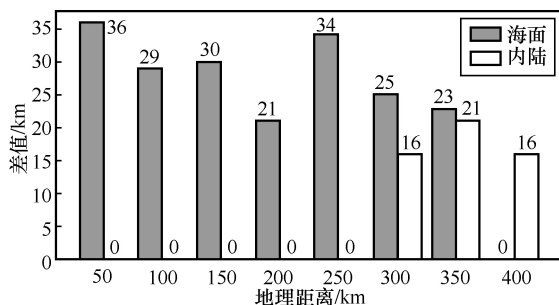


图10 实际传输距离与地理距离差值

如图10所示,总体而言大气波导干扰实际传播距离略大于地理距离,平均大23.6 km,其中海面波导干扰距离差值略小,平均约为17 km,内陆波导干扰距离差值约为25 km。

简单起见,差值统一按照均值23.6 km计算,则路损传播表达式可进一步修正为:

$$L(x, z, t) = -20 \lg |u(x', z, t)| + 20 \lg(4\pi) + 10 \lg x' - 30 \lg \lambda \quad (6)$$

其中, $x' = x + 23.6$ km, 为基于地理距离修正得到的信号传播距离。

记系统工作频率为 f , 单位为 MHz, 对路损表达式进一步展开计算, 可得到:

$$L(x, z, t) = 37.3 - 20 \lg |u(x', z, t)| + 10 \lg x' + 30 \lg f \quad (7)$$

2.3.3 简化场分量修正

路损表达式中的 $u(x', z, t)$ 为与气象条件相关的时变函数, 难以给出固定表达式。为便于直观理解并进行近似估计干扰, 本文重点对高干扰时段的检测数据进行分析, 区分海面波导干扰和内陆波导干扰, 给出 $u(x', z, t)$ 在特定条件下的精确表达式。

由于大气波导范围较大, 无法采用传统扫频仪打点测试等方法进行建模, 因此使用受扰站的专用参考信号检测数据进行拟合分析, 本文通过统计平均规避单站的特异性, 选择参考信号检测数量较多的受扰基站。具体过程如下。

步骤1 用施扰站发射功率减去参考信号接收功率, 加上发射天线增益和接收天线增益得到传播路损。其中发射天线增益根据施扰站天线倾

角取 $-0.8^\circ \sim 0.8^\circ$ 准水平区间的均值, 接收天线增益固定取均值 8 dB。

步骤2 对相同检测符号检出的多个施扰站的路损做平均, 得到对应信号传输距离的平均路损检测值。

步骤3 使用现网频率参数, 如 $f=1900$ MHz, 将平均路损检测值代入路损表达式反算, 可得到不同信号传输距离对应的 $u(x', z, t)$ 取值。

步骤4 对 $u(x', z, t)$ 和传输距离 x' 进行数据拟合, 得到近似表达式。

针对内陆波导干扰场景, 选取4月20日大气波导干扰较强的1:00—7:00的数据进行统计, 沿海城市A受扰较严重3个小区18780条检测数据中共筛选出942个施扰站, 其中内陆城市D150个(平均地理距离为159 km), 内陆城市E4个(平均地理距离为95 km), 内陆城市F258个(平均地理距离为334 km), 内陆城市G205个(平均地理距离为234 km), 内陆城市H325个(平均地理距离为273 km)。不同传输距离不同时间的内陆波导实测平均路损如图11所示。

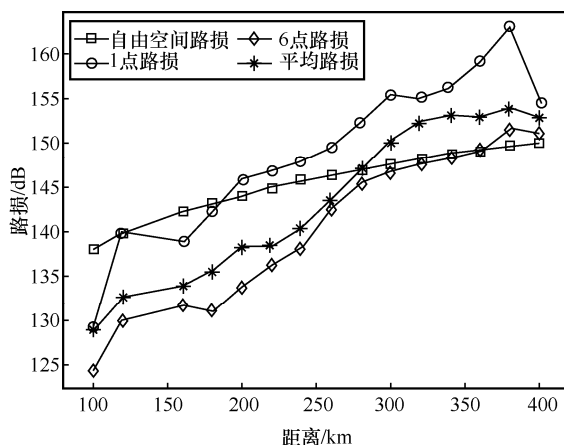


图11 不同距离不同时间的内陆波导实测平均路损

从图11可看出, 大气波导较强时, 100~280 km距离内信号传输路损小于自由空间损耗, 最多可降低10 dB; 但大气波导干扰信号随传输距离增大衰减速度更快, 每20 km平均衰减1.75 dB, 在300~400 km传输路损大于自由空间损耗。使

用平均路损数据进行二项式拟合, 可得到内陆波导干扰夜间高干扰时段的 $u(x)$ 取值。内陆波导 $u(x)$ 二项式拟合曲线如图 12 所示。

$$u(x) = 0.000\ 2x^2 - 0.156\ 4x + 34.758 \quad (8)$$

则对应的路损表达式可量化为:

$$L(x') = 37.3 - 20\lg(0.000\ 2x'^2 - 0.156\ 4x' + 34.758) + 10\lg x' + 30\lg f \quad (9)$$

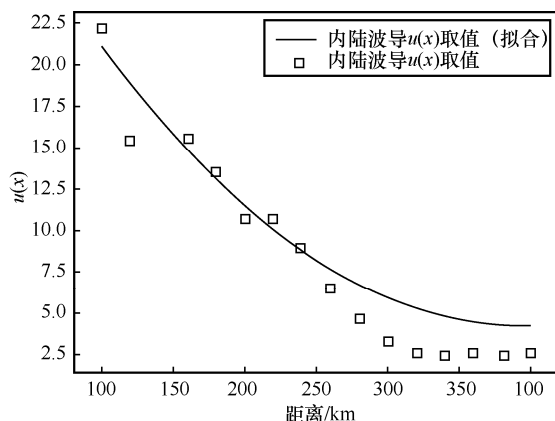


图 12 内陆波导 $u(x)$ 二项式拟合曲线

针对海面波导干扰场景, 对 4 月 4 日大气波导干扰较强的 1:00—7:00 的数据进行统计, 沿海城市 A 受扰较严重的 3 个小区 2 780 条检测数据中共筛选出 80 个施扰站, 其中沿海城市 C 3 个(平均地理距离为 370 km), 沿海城市 B 77 个(平均地理距离为 330 km), 沿海城市 A、沿海城市 B、沿海城市 C 隔渤海湾相对, 因此均为超远距离的施扰站。海面波导实测平均路损如图 13 所示。

从图 13 可看出, 大气波导较强时, 距离在 300 km 以上时, 平均海面大气波导干扰传播路损约大于自由空间损耗 5.4 dB, 且随距离变化不明显, 差值略大于内陆波导干扰, 整体变化趋势规律与内陆波导类似, 简单拟合可得针对 300 km 以上的干扰源, 海面波导路损表达式中的 $20\lg |u(x', z, t)|$ 近似为常数 6.75, 则对应的路损表达式可简化为:

$$L(x') = 30.55 + 10\lg x' + 30\lg f \quad (10)$$

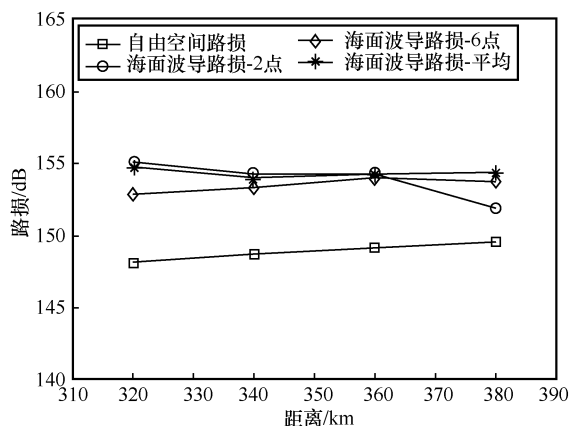


图 13 海面波导实测平均路损

式 (9) 和式 (10) 分别给出了大气波导干扰较强时刻内陆波导干扰和海面波导干扰的典型量化路损表达式, 总体而言, 大气波导干扰传播路损距离较近时小于自由空间模型, 但随距离增加而快速增大, 在传播距离较远时路损大于自由空间模型, 典型条件下, 传输 100 km 时大气波导干扰路损比自由空间模型低约 10 dB; 传输 300 km 时二者基本相当; 传输超过 300 km 时, 大气波导干扰路损约比自由空间模型大 2~5 dB, 后续可利用相关表达式定量估测大气波导干扰强度, 支撑相关仿真、方案设计和预防优化。

3 基于特征建模的大气波导干扰控制体系

大气波导是自然现象, 无法从传播途径上进行人为消除和干预, 前期主要根据干扰源溯源后, 从工程实践角度对受扰站优化方案进行了诸多探索, 如受扰站调整天线倾角、受扰站优化上行功控算法和调度算法等, 不赘述^[7-9]。本文将基于第 2 节对大气波导干扰特征建模和传播规律的研究结果, 针对时域功率集总特征、频域功率集总特征和发送天线增益等特征, 从 TDD 帧结构与组网设计给出 4 项原则, 提前预防和降低大气波导干扰发生概率, 从而实现全生命周期的干扰控制, 可广泛适用于 5G、6G 系统。

3.1 预防干扰的 TDD 移动通信系统设计

如第 2 节的分析和推导, 大气波导干扰具有



显著的功率集总特征,若能减小下行信号或增大发送信号与 GP 的间距,将能有效预防干扰。笔者提出下行信号按需发送、常发下行信号远离上行时隙两项设计原则,并在 5G 系统设计过程中进行了实践,现网实测数据表明干扰预防作用明显,5G 系统所受干扰比 4G 显著降低 10 dB 以上,且发生概率显著降低。

3.1.1 原则一:下行信号按需发送

除传输业务数据信号外,移动通信系统正常工作还需要基站发送广播信号、同步信号、解调参考信号等下行信号,为了避免功率集总,应尽量将解调参考信号等下行信号设计为有业务时按需发送,无业务传输的下行时隙应力争做到“0 功率”,从而实现“0 干扰”。在有业务的场景中,将业务优先调度在远离 GP 的下行时隙,等效于大幅增加 GP 长度,可以大幅降低大气波导干扰影响。理想情况下,基于下行信号按需发送原则进行系统设计,可以尽量减少常发下行信号,在无业务或低业务时,TDD 系统大气波导干扰可趋近于 0。

4G 系统中小区公共参考信号(cell reference signal, CRS)是典型的下行常发公共信号,即使没有业务也会在每个下行时隙全带宽发送,成为大气波导干扰的主要来源。笔者团队及产业界一起,在推动 5G 帧结构设计时取消了 CRS,解调参考信号采用用户级按需发送设计,同时也对下行广播信号进行了优化设计,系统信息块(system information block, SIB)可按需发送,有效减少下行信号系统开销。

3.1.2 原则二:常发下行信号远离上行时隙

对于系统中确需的固定常发下行信号,如同步信号、主信息模块(master information block, MIB)等公共信号,为减少时域功率集总,应设计为尽量远离上行时隙。同时为避免频域功率集总,其频域发送位置应尽量不固定、各基站错开,从而降低干扰。

TD-LTE 系统主同步信号固定在特殊子帧的第 3 个符号发送,距离上行时隙较近,频域上固定占用系统带宽中间约 1 MHz 的带宽^[10],造成了 4G 大气波导干扰的功率频域凸起特征。笔者团队及产业界一起,在推动 5G 系统设计时进行优化,增大 MIB、主辅同步信号等常发下行信号与 GP 的间隔,现网典型配置下保护间隔可达 4G 的 5 倍,同时还支持频域位置灵活配置,理论上 5G MIB、主辅同步信号等不会再造成大气波导干扰。

TD-LTE 和 TDD NR 的参考信号分布对比如图 14 所示。

笔者对 2022 年 10 月 10 日内陆城市 G 某县城约 100 个小区的受扰情况进行了统计,相同片区同时段 5G 平均受扰强度比 4G 低 11~19 dB,凌晨低话务时段受扰程度差距更明显,数据表明 5G 的系统设计确实有效预防了大气波导干扰。同区域 4G/5G 上行底噪对比如图 15 所示。

3.2 预防干扰的 TDD 移动通信系统组网设计

频率和天线是 TDD 移动通信系统大规模组网时的关键参数,针对频域集总特征和天线增益特征,笔者有针对性地提出控频率、控天线的系统组网设计原则,并基于 4G 现网进行了实践,效果良好。

3.2.1 原则一:干扰配对区域异频组网

基于受扰数据的相关性分析、干扰源定位数据,可得到地理区域间的互扰情况。合理规划各片区的基站工作频段,可实现远端站和近端站的异频或错频组网,避免或降低大气波导干扰。笔者对中国移动环渤海湾的大气波导干扰源检测结果进行了统计分析,发现隔海相对的片区间干扰关系相对明确且固定,以天津沿海片区和烟台沿海片区 2017 年 4 月的数据为例,施扰站检测数量占比均接近 60%,互为主要干扰源。

中国移动在 4G 1.9 GHz 频段共有 30 MHz 频谱,以 10 MHz 为单位,分别记为 F1、F2、F3,笔者团队统筹规划了沿海城市 A 片区和沿海城市

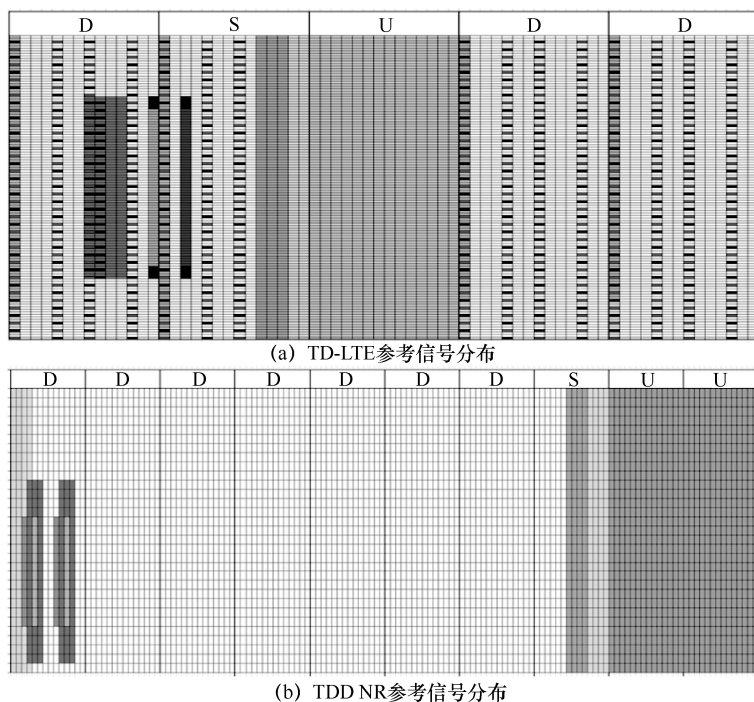


图 14 TD-LTE 和 TDD NR 的参考信号分布对比

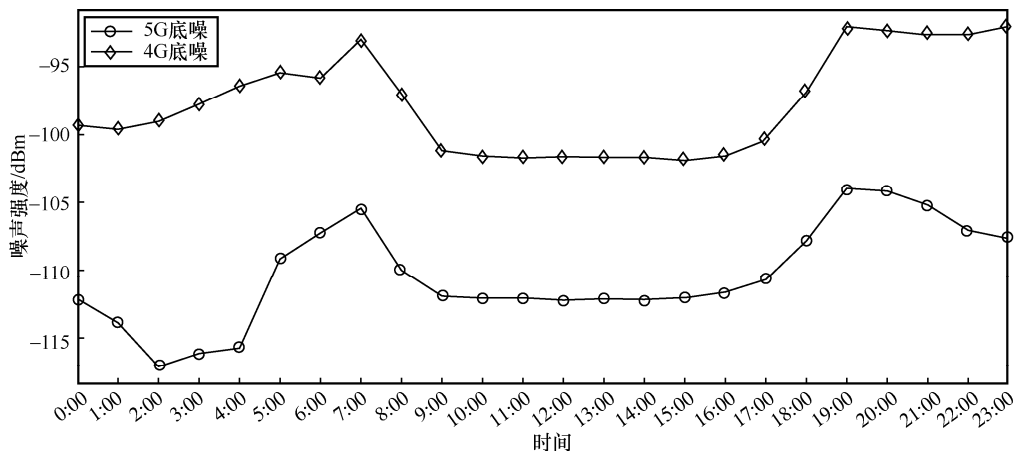


图 15 同区域 4G/5G 上行底噪对比

B 片区的基站频点, 沿海城市 A 使用前 20 MHz, 沿海城市 B 使用后 20 MHz, 移频前后各频段受扰强度如图 16 所示, 沿海城市 B 片区 F3 所受干扰平均比 F2 下降 4 dB, 同时沿海城市 A F1 所受干扰比 F2 平均下降 3~7 dB, 控制频率可有效降低大气波导干扰强度。

中国移动在 5G 2.6 GHz 频段共有 160 MHz 带宽, 可拆分为 100 MHz+60 MHz 和 80 MHz+80 MHz 错频组网, 正积极推进在相关区域部署。

3.2.2 原则二: 降低准水平区间天线增益

根据第 2 节的分析, 单个基站产生的干扰信号与 $-0.8^{\circ}\sim 0.8^{\circ}$ 准水平角度区间的天线增益强相关, 因此应合理设计天线产品的方向图和基站天线倾角, 在满足覆盖距离要求的基础上尽量将天线零陷放置于准水平区间。

对于垂直维固定波束天线, 应适当增大下倾角或采用上旁瓣抑制窄波束天线, 可大幅降低可能产生的大气波导干扰。如现网广泛使用的 8 通

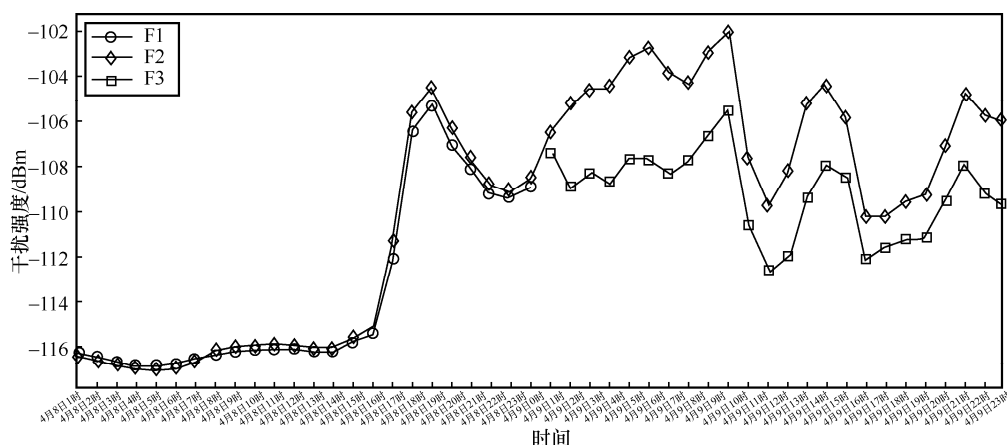


图 16 移频前后各频段受扰强度

道天线，普通天线典型的主瓣宽度为 7° ，如总下倾角为 3° ，则准水平区间的平均天线增益可达 12 dBi ；如增大下倾角至 6° ，则准水平区间的平均天线增益降低为 -1.5 dBi ；如采用上旁瓣抑制的高增益天线，主瓣宽度仅为 4° ，在总下倾角保持在 3° 的情况下，准水平区间的天线增益也降低至 -3 dBi 。上旁瓣抑制天线增益如图 17 所示。

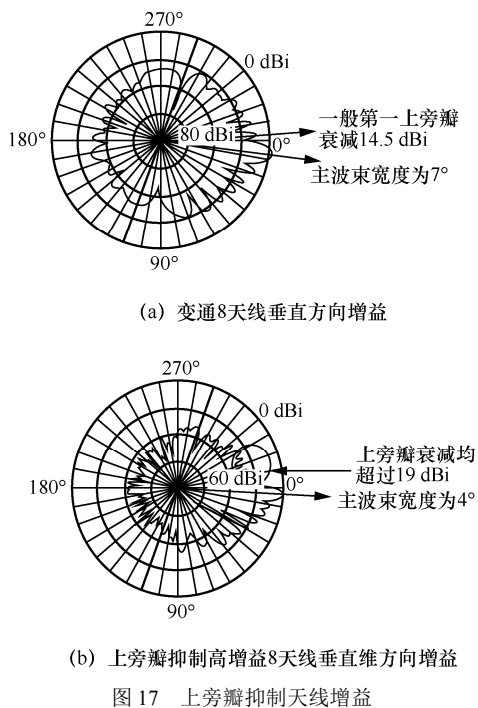


图 17 上旁瓣抑制天线增益

对于垂直维波束可灵活调整的大规模多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO)

天线，可根据用户位置等灵活调整下行信号波束方向、合理计算天线权值等，更有效地控制准水平区间的天线增益。目前 5G 已积极引入大规模 MIMO 站型，6G 也有望成为标配。

4 结束语

本文总结了大气波导干扰的成因，并提出了海面波导干扰和内陆波导干扰的分类方法。之后对我国大气波导干扰特征进行建模，得到时域功率集总和频域功率集总两大特征，并通过仿真和现网实测数据进行了验证；基于理论分析和大量现网数据，定量分析了干扰强度时变规律、干扰强度与天线增益的关系、干扰传播距离与地理距离的关系，区分内部波导干扰和海面波导干扰，得到了干扰较强时段的精确大气波导干扰路损计算式，完善大气波导干扰传播模型，对于后续预测和预防大气波导干扰具有重要意义。最后基于大气波导干扰识别和表征的研究成果，提出预防大气波导干扰的帧机构与组网设计 4 项原则，包括下行信号按需发送、常发下行信号远离上行时隙、干扰配对区域异频组网、降低准水平区间天线增益，通过 4G/5G 系统设计和部署实践验证了方案的有效性，相关原则对于 6G 等 TDD 系统的后续演进和规模应用具有很好的指导意义。

参考文献:

- [1] 张瑜, 吴少华. 大气波导传播类型及特性分析[J]. 电波科学学报, 2009, 24(1): 185-191.
ZHANG Y, WU S H. Analysis of the types and characteristics of atmospheric duct propagation[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24(1): 185-191.
- [2] 刘成国, 潘中伟. 中国低空大气波导的极限频率和穿透角[J]. 通信学报, 1998(10): 90-95.
LIU C G, PAN Z W. The cut off frequencies and critical angles of tropospheric ducts in China[J]. Journal of China Institute of Communications, 1998(10): 90-95.
- [3] 杨超, 郭立新, 李宏强, 等. 大气波导中电波传播特性的研究[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(6): 1097-1102, 1138.
YANG C, GUO L X, LI H Q, et al. Study the propagation characteristic of radio wave in atmospheric duct[J]. Journal of Xi-dian University, 2009, 36(6): 1097-1102, 1138.
- [4] 曲嘉杰, 李新, 邓伟, 等. TD-LTE 远距离同频干扰问题研究[J]. 电信科学, 2010, 26(10): 152-158.
QU J J, LI X, DENG W, et al. Study on TD-LTE distant co-frequency interference[J]. Telecommunications Science, 2010, 26(10): 152-158.
- [5] 张龙, 邓伟, 江天明, 等. TD-LTE 大气波导干扰传播规律及优化方案研究[J]. 移动通信, 2017, 41(20): 16-21.
ZHANG L, DENG W, JIANG T M, et al. Research on propagation law and optimization solutions of atmospheric duct interference for TD-LTE[J]. Mobile Communications, 2017, 41(20): 16-21.
- [6] 柯颀, 吴丹, 张静文, 等. 5G 移动通信系统远端基站干扰解决方案研究[J]. 信息通信技术, 2019, 13(4): 44-50.
KE T, WU D, ZHANG J W, et al. Study on remote-interference-management for 5G NR[J]. Information and Communications Technologies, 2019, 13(4): 44-50.
- [7] 赵飞龙. 5G 大气波导干扰形成条件及其规避方法研究[J]. 电波科学学报, 2021, 36(1): 109-115, 126.
ZHAO F L. Forming interference of atmospheric duct in 5G and avoid method[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2021, 36(1): 109-115, 126.
- [8] 刘宁. TD-LTE 网络大气波导干扰的成因分析及防治措施[J]. 山东通信技术, 2015, 35(2): 1-7.
LIU N. Cause analysis and prevention measures of atmospheric duct interference in TD-LTE network [J]. Shandong Communication Technology, 2015, 35(2): 1-7.
- [9] 张涛, 贾永超, 唐行斌. 大气波导干扰解决方法研究[J]. 山东通信技术, 2016, 36(4): 5-9, 20.
ZHANG T, JIA Y C, TANG X B. Research on the solution of atmospheric duct interference[J]. Shandong Communication Technology, 2016, 36(4): 5-9, 20.
- [10] 王映民, 孙韶辉. TD-LTE 技术原理与系统设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010.
WANG Y M, SUN S H. TD-LTE technical principle and system design[M]. Beijing: Posts and Telecom Press, 2010.

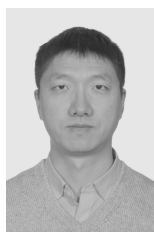
[作者简介]



王晓云 (1968-), 女, 中国移动通信集团有限公司教授级高级工程师、技术部总经理, 主要研究方向为移动通信网络演进技术、4G/5G/6G 超大规模网络的系统架构和组网技术。



邓伟 (1978-), 男, 中国移动通信有限公司研究院高级工程师、无线与终端技术研究所所长, 主要研究方向为 4G/NB-IoT/5G 无线技术、空天地一体化网络、工业互联网等。



张龙 (1985-), 男, 中国移动通信有限公司研究院无线与终端技术研究所技术经理、高级工程师, 主要研究方向为 4G、NB-IoT、5G 无线技术和 5G 垂直行业网络解决方案。

苏鑫 (1989-), 女, 博士, 中国移动通信有限公司研究院研究员, 主要研究方向为无线传输基础理论、分布式 MIMO 等。

赵世卓 (1993-), 男, 中国移动通信有限公司研究院工程师, 主要研究方向为 5G 专网技术等。