



基于低频通信系统的预编码性能分析与应用评估

吴迪, 孙宜军, 马哲锐, 马涛

(中国通信建设集团设计院有限公司第四分公司, 河南 郑州 450052)

摘要: 在通信系统中, 受限信道相关性的影响, 一般情况下, 天线系统工作频段越低, 其天线阵元间距越大, 而较大的阵元间距不利于通信设备物理尺寸的降低。分析了一种阵元间距为 $\lambda/4$ 的天线系统, 其相对于常规阵元间距为 $\lambda/2$ 的天线系统, 可以实现更小的物理尺寸。选取了 3 种天线系统进行性能对比: 8 天线 $\lambda/4$ 系统、与其尺寸相当的 4 天线 $\lambda/2$ 系统以及具有相同阵元数的 8 天线 $\lambda/2$ 系统, 并从波束成形效果、干扰抑制能力及信道容量 3 个角度进行分析。仿真结果表明, $\lambda/4$ 天线系统在实现较小物理尺寸的同时可获得较为理想的传输性能。

关键词: 低频通信系统; 阵元间距; 预编码

中图分类号: TN929.53

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019012

Analysis and application evaluation of precoding method based on low-band communication system

WU Di, SUN Yijun, MA Zherui, MA Tao

The Fourth Branch of China Communication Construction Group Design Institute Co., Ltd., Zhengzhou 450052, China

Abstract: In the communication system, limited by the influence of channel correlation, in general, the lower the operating frequency band of the antenna system, the larger the spacing of the antenna elements, and the larger spacing of the array elements was not conducive to the reduction of the physical size of the communication device. An antenna system with an array spacing was analyzed, which could achieve a smaller physical size than an antenna system with a conventional array spacing. Three kinds of transmit antenna systems were selected for performance comparison: 8-antenna $\lambda/2$ system, 4-antenna $\lambda/2$ system (of comparable size), and 8-antenna $\lambda/2$ system (with the same number of elements). Also their beamforming effect, interference suppression capability and channel capacity were analyzed. Simulation results show that the antenna system can achieve relatively good performance.

Key words: low-band communication system, element spacing, precoding

1 引言

中华人民共和国科学技术部与国家广播电影

电视总局签署的《国家高性能宽带信息网暨中国下一代广播电视网自主创新合作协议书》, 以有线电视网数字化整体转换和移动多媒体广播电视的



成果为基础,实现建设下一代广播电视网(next-generation broadcast network systems, NGB)的目标。其中无线系统(NGB-W)的核心任务就是有效利用 700 MHz 重要频谱资源,实现无线广播和双向交互通信的融合共存,促进广电向无线全业务服务方向发展^[1]。中国电信经过多年建设,已经建成一张广域覆盖的 CDMA 网络,现阶段正依托完善的 CDMA 网资源,快速高效地建设 LTE 800 MHz 网络,从而形成 LTE 在广域上的覆盖,满足中国电信当前的网络发展要求。中国移动、中国联通 900 MHz 重耕工作也已展开。低频段由于其良好的覆盖性能,在运营商网络建设中发挥着重要作用^[2-5]。

在当今通信系统中,通信设备对于缩小物理尺寸的诉求较高。多天线系统中,受限于信道相关性的影响,一般情况下,天线系统工作频段越低,其天线阵元间距越大,而较大的天线阵元间距不利于天线物理尺寸的减小^[6]。通过仿真,针对基于低频段通信系统的 $\lambda/4$ 天线系统进行性能分析,给出了实用性评估。仿真结果表明,这种方案在减小天线物理尺寸的同时能够实现较好的传输性能。

2 背景

电磁波在空气中的损耗与其频率大致遵循正相关的规律,即当发射功率、发射天线等其他条件完全相同时,频率越低,路径损耗越小,接收信号功率越大,覆盖效果越好^[7]。

在多天线系统中,相邻天线间距一般取 $\lambda/2$,其中, λ 为电磁波波长。这是由于,若来波方向在 $\pm 180^\circ$ 范围内变换时,相邻天线阵元间的相位差可在 $-\pi \sim \pi$ 变化,发射信号可在空间实现最完整而多样的覆盖。如果阵元间距大于 $\lambda/2$,入射角变化时,阵元间相位差的最大变化超过 $-\pi \sim \pi$,空间内方向重复,可能会产生栅瓣,对应多个最大辐射的方向;如果阵元间距小于 $\lambda/2$,则预编码的维度会降低,零空间的维度受限,信道的秩减少,

传输数据的流数和抑制空域干扰的流数随之减少。因此,条件允许的情况下,一般选取 $\lambda/2$ 为天线阵元间距离。

但是, $\lambda/2$ 的阵元间距在某些场景中具有一定的局限性。例如,通常情况下,常用 F 频段、A 频段和 D 频段,其波长范围在 0.11~0.15 m,发射天线阵元间距达到 0.05~0.08 m 即可达到隔离要求。而在 1 GHz 以下的低频段系统中,波长将会大于 0.3 m。如果发射天线数维持不变,低频段系统的天线尺寸将会大大增加,天线迎风面积会显著增加。根据天线的风荷载特性可知,当风速一定时,天线承受的风力与其迎风面积成正比。而如果减少发射天线数量,发射增益会降低,虽然预编码复杂度会得到一定程度的降低,但低频段系统的覆盖优势也将受到损失。

在这种情况下,如果想兼顾发射增益与天线物理尺寸,势必要缩小天线阵元间距。综合权衡物理尺寸与传输性能,可将天线紧凑化设计。本文对 $\lambda/4$ 多天线系统进行研究,相对于常规 $\lambda/2$ 系统,该方案适用于低频通信系统,能够有效控制天线的物理尺寸。

3 传输方案及性能对比

本章将分析不同工作模式下 8 天线 $\lambda/4$ 系统的性能。为了更直观地观察它的性能,选取与其物理尺寸相当的 4 天线 $\lambda/2$ 系统以及具有相同天线数的 8 天线 $\lambda/2$ 系统作为对比。

根据散射条件分场景,从以下 3 方面对波束成形性能进行评估^[8]。

- 波束成形能力:在自由空间中,无散射,采用 MRT(maximum ratio transmission,最大比传输)预编码进行发射分集,传输单流数据。
- 干扰抑制能力:在弱散射环境下,对指定方向形成零陷,抵抗空域干扰(这里以自适应旁瓣对消器为例进行分析,反向训练)。

- 信道容量：在具有丰富散射路径的环境中，传输多流数据。

3.1 波束成形

预编码的计算复杂度低。在当前 LTE 系统中，MIMO 传输模式 TM2 发射分集中即应用了 MRT 预编码技术。在分集模式下，根据信道信息，发射端预编码对信道函数做匹配，即 $\mathbf{v}=\mathbf{h}'$ ，可以看出，该模式下，多天线系统传输单流数据，预编码为一个矢量。这种模式下，对于对称信道和非对称信道，常规的处理手段一般有所不同：对于对称信道，只需用户端发送训练序列，发射端获取反向信道信息 $\mathbf{h}_1$ ，根据信道的对称性， $\mathbf{h}_1 = \mathbf{h}$ ，发射端依据反向信道信息即可实现预编码；对于非对称信道，发射端天线需要分别发射训练序列，由接收端解出信道信息，再反馈给发射端以完成预编码矢量的计算。在这种场景下，本文方案的运算方法与常规方案相同，无需做特殊的运算。在弱散射环境下，这种预编码的效果是使天线方向图直接指向用户方向，降低信号功率在空间其他方向的损失，使信号功率最大程度被用户接收^[9]。

在分集模式下（空间分集模式传输示意图如图 1 所示），考虑弱散射环境，发射端为多天线，观察方位角为 60° 时的天线方向图，仿真结果如图 2 所示，考虑弱散射环境时，主瓣方向为 45° 时所形成的天线方向图。

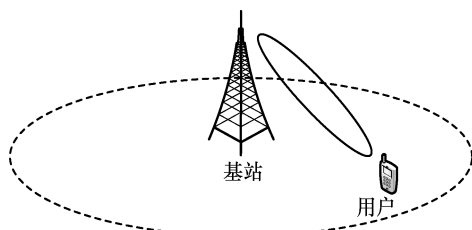


图 1 空间分集模式传输示意图

3 种系统的 -3 dB 主瓣宽度分别为：4 天线 $\lambda/2$ 系统， 40.5° ；8 天线 $\lambda/2$ 系统， 18.4° ；8 天线 $\lambda/4$ 系统， 39.5° 。

通过仿真结果可以看出，8 天线 $\lambda/4$ 系统与

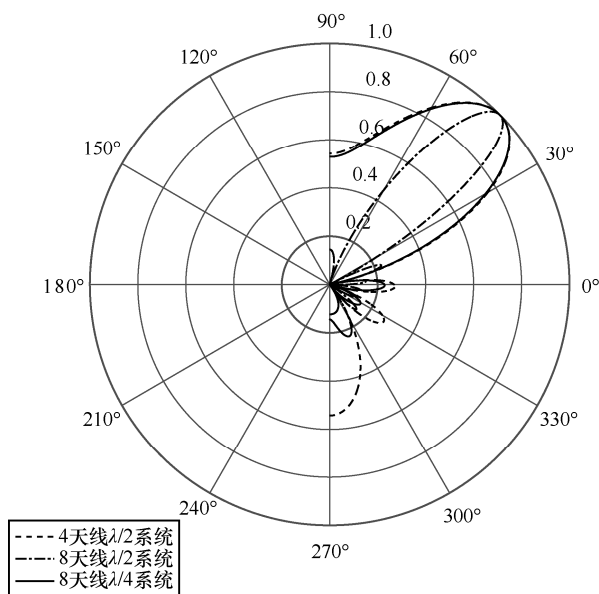


图 2 波束成形效果

4 天线 $\lambda/2$ 系统的主瓣宽度非常接近，但 8 天线 $\lambda/4$ 系统的旁瓣更小；与 8 天线 $\lambda/2$ 系统相比，8 天线 $\lambda/4$ 系统的主瓣宽度较大，旁瓣抑制能力稍弱。其原因在于，相对于 4 天线 $\lambda/2$ 系统，8 天线 $\lambda/4$ 系统采用的天线数目多，分集增益高，旁瓣抑制能力强；同时，相对于 8 天线 $\lambda/2$ 系统，在分集增益相同的情况下， $\lambda/4$ 系统频域分辨率低，波瓣数量少。因此，会具有较大的主瓣宽度，但出现较大旁瓣的概率相对较低的情况。

综上所述，若终端计算能力允许，推荐部署 $\lambda/4$ 系统，可在给定的物理尺寸下获取较大的分集增益与较好的波束指向性；若终端对处理时延要求较高，可部署 $\lambda/2$ 系统。

3.2 干扰抑制

当工作在干扰抑制模式时，采用自适应波束成形算法，考虑对称信道，在用户上行时进行训练，得到的波束成形矢量用于下行传输。波束成形是一种接收定向信号和滤除定向干扰的方法。接收端波束成型的主要工作原理是通过调整天线阵，使得天线方向图在期望信号方向上无衰减，而在干扰方向形成零陷，从而获取期望信号，滤除干扰，其效果如图 3 所示。

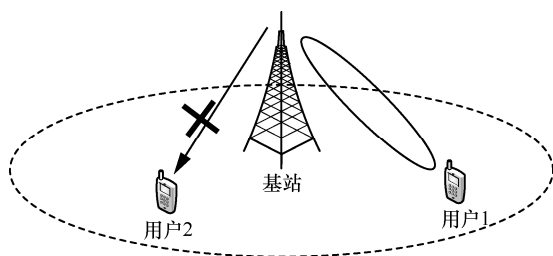


图3 干扰抑制模式传输示意图

自适应波束成形是通过加入自适应算法,使系统能够根据输出结果算出误差,然后自动修改天线增益和相位,从而改变方向图,其工作基本流程如图4所示。因此,当干扰的来波方向与信号的来波方向不同时,可以用自适应波束成形的方法形成一个零陷对准干扰,从而大大降低干扰的影响。在通信系统中,假设发射机知道自己的位置,也知道接收机的位置(通过导航信息和信

令网传递),那么接收机可以确定期望信号的发射方向。虽然发射机不知道干扰的来波方向,但可以通过最小化输出功率或广义旁瓣对消等准则以自适应滤波的方式训练出来所需要的天线阵加权系数矢量。

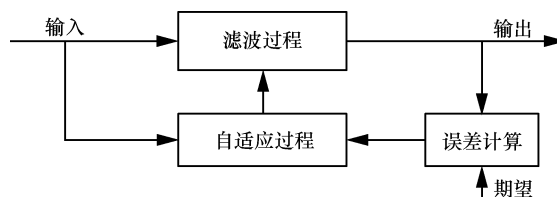
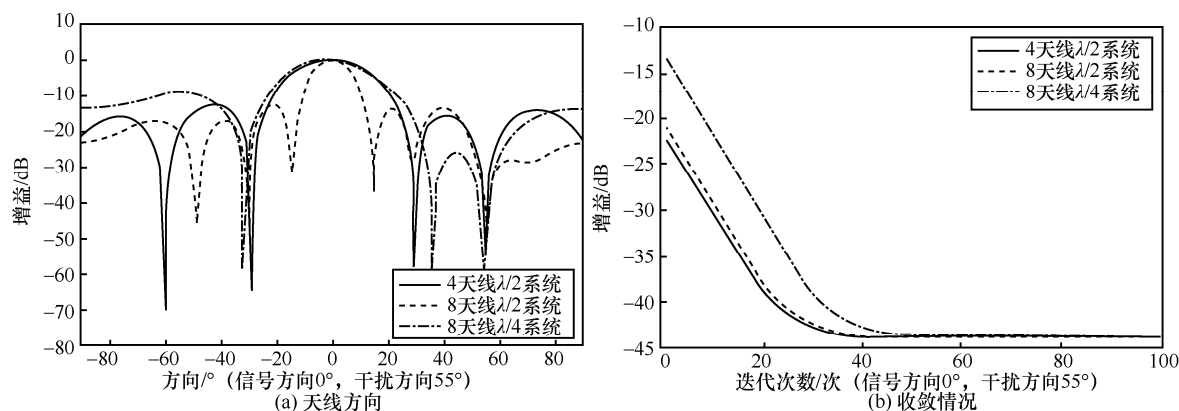
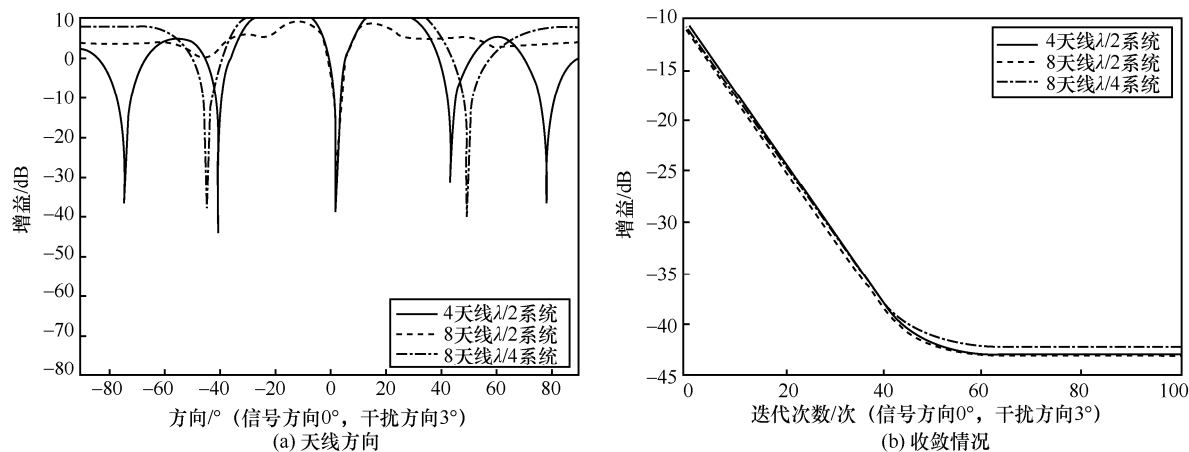
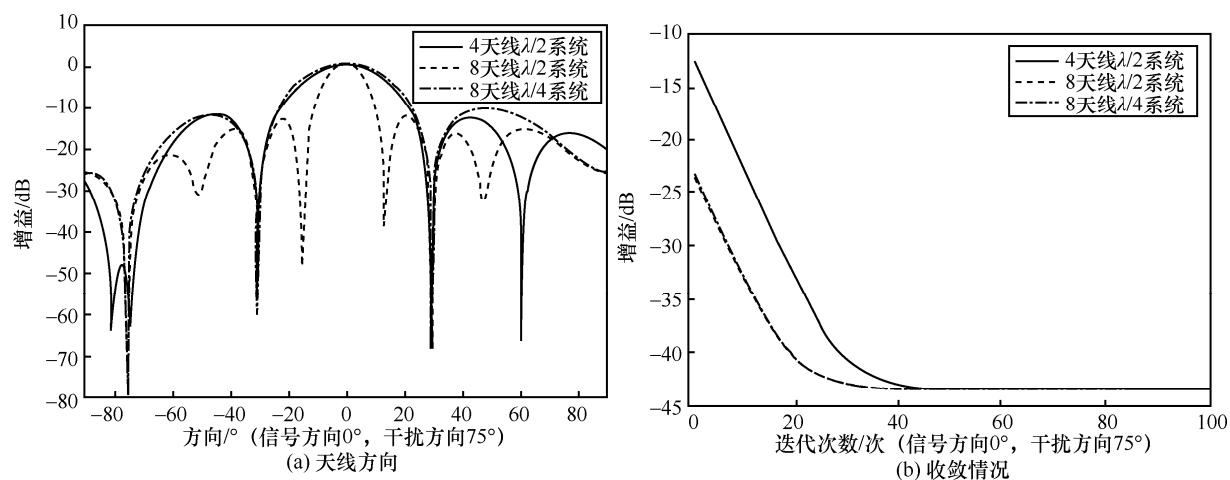


图4 自适应波束成形流程

为了对比不同条件下的性能差异,设有有用信号入射角为 0° , 干扰信号入射角分别取 55° 、 3° 和 -75° 时进行对比,观察8天线 $\lambda/4$ 系统的性能。

图5~图7为3种系统的对比仿真结果。

图5 干扰入射方向为 55° 时的仿真结果图6 干扰入射方向为 3° 时的仿真结果

图7 干扰入射方向为 -75° 时的仿真结果表1 干扰方向为 55° 时零陷增益随迭代次数变化

迭代次数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
4 天线 $\lambda/2$	-13.45	-14.36	-15.28	-16.19	-17.10	-18.02	-18.93	-19.84	-20.76	-21.67	-22.58	-23.49	-24.40	-25.31	-26.21
8 天线 $\lambda/2$	-20.96	-21.87	-22.78	-23.69	-24.60	-25.51	-26.41	-27.32	-28.22	-29.11	-30.00	-30.89	-31.78	-32.65	-33.51
8 天线 $\lambda/4$	-22.11	-23.02	-23.93	-24.84	-25.74	-26.65	-27.55	-28.45	-29.35	-30.24	-31.13	-32.01	-32.88	-33.74	-34.58
迭代次数	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
4 天线 $\lambda/2$	-27.12	-28.02	-28.92	-29.81	-30.69	-31.57	-32.45	-33.32	-34.17	-35.01	-35.83	-36.62	-37.38	-38.12	-38.80
8 天线 $\lambda/2$	-34.36	-35.19	-36.01	-36.80	-37.55	-38.28	-38.96	-39.59	-40.17	-40.70	-41.15	-41.55	-41.89	-42.20	-42.46
8 天线 $\lambda/4$	-35.42	-36.23	-37.01	-37.77	-38.47	-39.13	-39.75	-40.31	-40.82	-41.28	-41.67	-42.00	-42.28	-42.53	-42.74
迭代次数	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
4 天线 $\lambda/2$	-39.43	-40.01	-40.54	-41.02	-41.45	-41.81	-42.12	-42.38	-42.59	-42.78	-42.95	-43.08	-43.20	-43.28	-43.36
8 天线 $\lambda/2$	-42.66	-42.85	-43.01	-43.15	-43.26	-43.36	-43.43	-43.49	-43.53	-43.57	-43.61	-43.63	-43.66	-43.66	-43.68
8 天线 $\lambda/4$	-42.90	-43.05	-43.17	-43.28	-43.38	-43.45	-43.50	-43.55	-43.57	-43.60	-43.63	-43.64	-43.67	-43.68	-43.70

表2 干扰方向为 3° 时零陷增益随迭代次数变化

迭代次数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
4 天线 $\lambda/2$	-1.06	-1.97	-2.89	-3.80	-4.72	-5.63	-6.54	-7.46	-8.37	-9.28	-10.20	-11.11	-12.02	-12.94	-13.85
8 天线 $\lambda/2$	-1.54	-2.45	-3.37	-4.28	-5.20	-6.11	-7.03	-7.94	-8.85	-9.77	-10.68	-11.60	-12.51	-13.43	-14.34
8 天线 $\lambda/4$	-1.07	-1.98	-2.89	-3.81	-4.72	-5.63	-6.55	-7.46	-8.37	-9.28	-10.20	-11.11	-12.02	-12.94	-13.85
迭代次数	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
4 天线 $\lambda/2$	-14.76	-15.67	-16.59	-17.50	-18.41	-19.32	-20.23	-21.14	-22.04	-22.95	-23.85	-24.75	-25.66	-26.55	-27.44
8 天线 $\lambda/2$	-15.25	-16.17	-17.08	-17.99	-18.90	-19.81	-20.72	-21.63	-22.54	-23.45	-24.36	-25.26	-26.17	-27.07	-27.96
8 天线 $\lambda/4$	-14.76	-15.67	-16.58	-17.50	-18.41	-19.32	-20.23	-21.14	-22.04	-22.95	-23.86	-24.76	-25.66	-26.56	-27.46
迭代次数	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
4 天线 $\lambda/2$	-28.33	-29.21	-30.08	-30.95	-31.80	-32.64	-33.46	-34.26	-35.03	-35.76	-36.44	-37.08	-37.67	-38.21	-38.68
8 天线 $\lambda/2$	-28.85	-29.74	-30.62	-31.49	-32.36	-33.21	-34.04	-34.86	-35.65	-36.42	-37.14	-37.81	-38.43	-39.01	-39.52
8 天线 $\lambda/4$	-28.35	-29.24	-30.12	-30.99	-31.86	-32.71	-33.56	-34.38	-35.19	-35.96	-36.70	-37.39	-38.04	-38.65	-39.19
迭代次数	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60
4 天线 $\lambda/2$	-39.09	-39.47	-39.78	-40.06	-40.29	-40.48	-40.64	-40.76	-40.88	-40.96	-41.04	-41.12	-41.17	-41.19	-41.23
8 天线 $\lambda/2$	-39.98	-40.39	-40.73	-41.03	-41.30	-41.52	-41.70	-41.85	-41.99	-42.09	-42.17	-42.25	-42.30	-42.35	-42.39
8 天线 $\lambda/4$	-39.67	-40.11	-40.48	-40.80	-41.09	-41.32	-41.52	-41.68	-41.84	-41.96	-42.06	-42.14	-42.19	-42.24	-42.28

表 3 干扰方向为 -75° 时零陷增益随迭代次数变化

迭代次数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
4 天线 $\lambda/2$	-26.3	-27.2	-28.1	-29.0	-29.9	-30.8	-31.7	-32.6	-33.4	-34.3	-35.1	-35.9	-36.7	-37.5	-38.26
8 天线 $\lambda/2$	-26.5	-27.4	-28.3	-29.2	-30.1	-31.0	-31.9	-32.8	-33.6	-34.5	-35.3	-36.1	-36.9	-37.7	-38.43
8 天线 $\lambda/4$	-17.4	-18.3	-19.2	-20.1	-21.0	-21.9	-22.8	-23.7	-24.7	-25.6	-26.5	-27.4	-28.3	-29.2	-30.10
迭代次数	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
4 天线 $\lambda/2$	-38.9	-39.5	-40.1	-40.6	-41.1	-41.5	-41.8	-42.1	-42.4	-42.6	-42.8	-42.9	-43.11	-43.2	-43.29
8 天线 $\lambda/2$	-39.1	-39.7	-40.2	-40.7	-41.2	-41.6	-41.9	-42.2	-42.5	-42.7	-42.9	-43.0	-43.1	-43.2	-43.36
8 天线 $\lambda/4$	-30.9	-31.8	-32.7	-33.6	-34.4	-35.2	-36.1	-36.8	-37.6	-38.3	-39.0	-39.6	-40.2	-40.7	-41.19

其中, 干扰方向为 55° 、 3° 和 -75° 时零陷增益随迭代次数变化见表 1~表 3 (零陷深度达到 -40 dB 时对应的迭代结果已标出)。

对干扰信号入射角分别为 55° 、 3° 和 -75° 时, 系统的干扰抑制能力对比及迭代次数对比的仿真结果见表 4 和表 5。

表 4 干扰抑制能力对比 (参考 100 次迭代后的零陷增益)

入射角	4 天线 $\lambda/2$	8 天线 $\lambda/2$	8 天线 $\lambda/4$
55°	-43.65	-43.71	-43.71
3°	-41.37	-42.55	-42.46
-75°	-43.66	-43.71	-43.71

表 5 迭代次数对比 (参考零陷深度达到 -40 dB 时的迭代次数)

入射角	4 天线 $\lambda/2$	8 天线 $\lambda/2$	8 天线 $\lambda/4$
55°	32	24	23
3°	49	47	47
-75°	18	18	28

根据仿真结果可做出以下分析。

(1) 入射角为 55° 时, 两 8 天线系统干扰抑制能力相当, 略强于 4 天线系统; 8 天线 $\lambda/4$ 系统的收敛速度较快, 这是由于在迭代初始时刻, 其干扰方向的空域增益相对 $\lambda/2$ 系统较低。

(2) 入射角为 3° 时, 由于 8 天线 $\lambda/4$ 系统的“等效”入射角比较小 (按照相邻阵元间的相位差

换算, 相当于 $\lambda/2$ 中 1.5° 入射角), 其空域分辨率略微低于 8 天线 $\lambda/2$ 系统, 干扰抑制能力稍差; 但由于 8 天线系统相对 4 天线具有更高的分集增益, 因此, 8 天线 $\lambda/4$ 系统的干扰抑制能力仍强于 4 天线 $\lambda/2$ 系统。4 天线 $\lambda/2$ 系统收敛速度为 47 次, 略快于 8 天线 $\lambda/2$ 系统和 8 天线 $\lambda/4$ 系统的 49 次。

(3) 入射角为 -75° 时, 两 8 天线系统干扰抑制能力相当, 略强于 4 天线系统; 8 天线 $\lambda/4$ 系统的收敛速度明显较 $\lambda/2$ 系统慢, 这是由于在迭代初始时刻, 其干扰方向的空域增益相对 $\lambda/2$ 系统较高。

通过仿真可知, $\lambda/4$ 系统在干扰方向与期望信号方向夹角较小的情况下具有较好的干扰抑制性能, 这是由于较大的天线阵元数目带来了较高的分集增益; 同时, 得益于一些场景下干扰方向相对较低的起始增益, 在某些特殊入射角情况下 (入射角在初始状态的零陷附近), $\lambda/4$ 系统可以在较少的迭代次数后收敛。由此可见, 如果对阵簇矢量设置合适的初始值, 使用 $\lambda/4$ 系统, 可获得与同阵元规模的 $\lambda/2$ 相似的干扰抑制性能。

3.3 信道容量

通常情况下, 多天线系统工作在复用模式可获得较高的容量。常规手段是通过利用多径传输, 采用 ZF 预编码, 直接对信道进行特征值分解。当信道内有多条主要反射路径时, 系统可工作在复用模式。空间复用模式传输如图 8 所示。

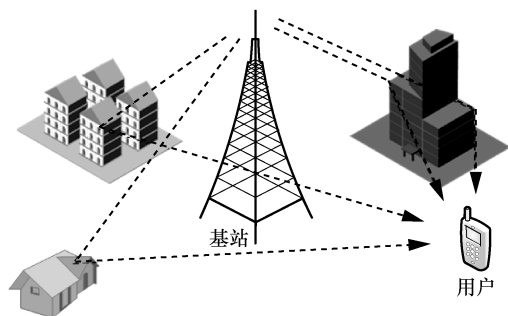


图8 空分复用模式传输示意图

收发采用相同的天线数,与4天线 $\lambda/2$ 系统、8天线 $\lambda/2$ 系统进行性能对比,在3D信道模型下进行容量仿真,观察信道容量的差别。空间复用模式传输下不同系统的容量如图9所示。

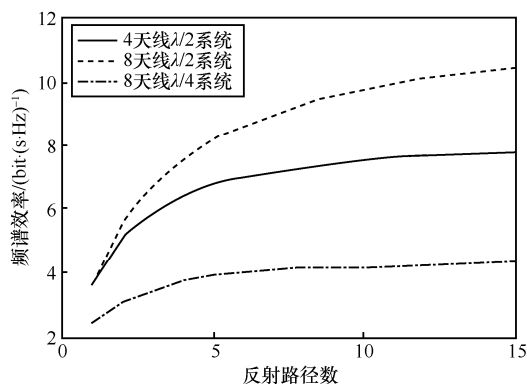


图9 空分复用模式下不同系统的容量

通过仿真结果可以看出,当散射路径较少时,8天线 $\lambda/4$ 系统的信道容量接近8天线 $\lambda/2$ 系统,高于4天线 $\lambda/2$ 系统;当散射路径增加以后,8天线 $\lambda/4$ 系统的信道容量低于8天线 $\lambda/2$ 系统,高于4天线 $\lambda/2$ 系统。主要有以下几方面的原因。

(1) 当反射路径较少,甚至只有1条路径时,信道容量主要取决于分集增益,分集增益与天线数成呈相关的趋势,因此,8天线 $\lambda/4$ 系统与8天线 $\lambda/2$ 系统的性能接近,明显优于4天线 $\lambda/2$ 系统。

(2) 随着散射路径数的增加,系统的复用增益提高,8天线 $\lambda/4$ 系统和8天线 $\lambda/2$ 系统的容量明显高于4天线 $\lambda/2$ 系统,且随着天线数增加,优势更加明显。

(3) 由于8天线 $\lambda/4$ 系统具有较小的天线间距,同样的散射环境下,相邻天线相关性较强,不同的数据流间的干扰较大,因此,相较于8天线 $\lambda/2$ 系统,信道容量会受到一些影响,8天线 $\lambda/4$ 系统性能略差。

综上所述,在信道散射路径较多以及终端处理速度允许的情况下,选择 $\lambda/4$ 系统进行部署,可在给定的物理尺寸限制下更充分地利用信道散射路径,提高复用增益;而在弱散射环境或终端对处理时延要求较高的场景下,可考虑部署 $\lambda/2$ 系统。

4 结束语

本文介绍了低频段 $\lambda/4$ 多天线系统在不同传输场景的实现方式,并取8天线 $\lambda/4$ 系统、4天线 $\lambda/2$ 系统和8天线 $\lambda/2$ 系统进行对比仿真,从波束成形效果、干扰抑制能力及信道容量3个角度进行了性能分析。仿真结果表明, $\lambda/4$ 系统能够在兼顾天线物理尺寸的情况下实现较好的波束成形效果,在较少的迭代次数后可有效抑制空域干扰,同时,系统容量高于同尺寸 $\lambda/2$ 系统。后期工作考虑进一步观察天线阵元间距与系统性能的权衡,在约束条件下探索最优解,并可进一步分析 $\lambda/4$ 系统在大规模天线中的应用前景。

参考文献:

- [1] 田宇, 王晓凡. 关于开放700 MHz频段用于发展LTE的探讨[J]. 邮电设计技术, 2013(7): 52-55.
TIAN Y, WANG X F. Discussion on opening 700 MHz frequency range to develop LTE[J]. Designing Techniques of Posts and Telecommunications, 2013(7): 52-55.
- [2] 蒋晓虞, 刘远高. 基于800 MHz频段建设4G网络的策略[J]. 电信快报, 2014(9): 15-18.
JIANG X Y, LIU Y G. Strategy for building 4G network based on 800 MHz frequency band[J]. Telecommunications Information, 2014(9): 15-18.
- [3] 刘泉. 浅谈中国电信LTE 800 MHz规划的基本方法[J]. 信息通信, 2016(1): 255-256.
LIU Q. Discussion on the basic methods of China Telecom's LTE 800 MHz planning[J]. Information & Communications, 2016(1): 255-256.



- 2016(1): 255-256.
- [4] 张世宇, 王磊. 特大型城市 800 MHz 重耕部署策略案例分析[J]. 电信技术, 2017(8): 12-16.
ZHANG S Y, WANG L. Case study of 800 MHz re-cultivation deployment strategy in mega-sized cities[J]. Telecommunications Technology, 2017(8): 12-16.
- [5] 董帝焱. 中国联通 900 MHz 频段的重耕策略[J]. 移动通信, 2018, 42(2): 24-29.
DONG D L. On re-farming strategy of 900 MHz frequency band for China Unicom[J]. Mobile Communications, 2018, 42(2): 24-29.
- [6] 向建伟, 于秀兰, 景小荣. 毫米波大规模 MIMO 系统中低复杂度混合预编码方法[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 10-15.
XIANG J W, YU X L, JING X R. Low complexity hybrid precoding method in mmWave massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 10-15.
- [7] 黄陈横. 5G 大规模 MIMO 高低频信道模型对比探讨[J]. 移动通信, 2017, 41(14): 64-69.
HUANG C H. Comparative analysis on channel models for 5G massive MIMO[J]. Mobile Communications, 2017, 41(14): 64-69.
- [8] 龙悬, 王维维, 郑寒冰. 大规模 MIMO 异构网场景下的空间消隐干扰协调方案[J]. 信号处理, 2017, 33(2): 216-222.
LONG K, WANG W W, ZHENG H B. Interference coordination strategies through spatial blanking in massive MIMO heterogeneous cellular networks scene[J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(2): 216-222.
- [9] 王祖阳, 杨传祥, 张进, 等. 5G 无线网技术特征及部署应对策略分析[J]. 电信科学, 2018, 34(Z1): 9-16.
WANG Z Y, YANG C X, ZHANG J, et al. Analysis on technology characteristics and deployment strategies of 5G wireless network[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(Z1): 9-16.

[作者简介]



吴迪 (1990-), 男, 中国通信建设集团设计院有限公司第四分公司工程师, 主要研究方向为移动通信新技术及无线网络规划设计。



孙宜军 (1982-), 男, 中国通信建设集团设计院有限公司第四分公司高级工程师, 主要研究方向为移动通信新技术及无线网络规划设计。



马哲锐 (1984-), 男, 中国通信建设集团设计院有限公司第四分公司工程师, 主要研究方向为移动通信新技术及无线网络规划设计。



马涛 (1981-), 男, 中国通信建设集团设计院有限公司第四分公司高级工程师, 主要研究方向为移动通信新技术及无线网络规划设计。