

基于容量和发射机预调零的全双工天线位置优化研究

吴飞* 邵士海 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 同时同频全双工系统中, 考虑直射路径自干扰信号抵消, 通常采用发射机天线预调零技术, 但是该方法不仅会降低远端接收机的信号功率, 还会形成零陷区域。产生此问题的主要原因是没有考虑本地接收机天线工作在发射机天线的近场区域, 而采用平面波模型进行设计。因此该文采用具有更高自由度的球面波模型, 在保证发射机预调零的情况下, 以零陷区容量最大化为原则, 优化本地接收机天线位置, 给出了最优位置的求解方法。仿真结果表明, 在保证预调零的情况下, 能够减小零陷区域功率衰减值; 当发射机天线间隔为半个波长时, 与平面波优化方式相比, 零陷区系统容量随着信道相关性增加而有一定增加。

关键词: 无线通信; 同时同频全双工; 自干扰抵消; 容量; 预调零; 天线位置优化

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)09-2215-06

DOI: 10.11999/JEIT151385

Location Optimization of Antenna Based on the Capacity and Transmit Interference Pre-nulling in Full-duplex

WU Fei SHAO Shihai TANG Youxi

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Considering the line-of-sight path interference cancellation in Co-time and Co-frequency Full-Duplex (CCFD), the pre-nulling technique of transceiver is usually used. However, this method forms a subsidence zone of signal power for the remote receiver. The main reason is that the local receiver antenna is not considered in the near field of the transmitter antenna, and the design is based on the plane wave model. In this paper, the spherical wave assumption is adopted, and the local receiver antenna position is optimized by the subsidence capacity maximum while guaranteeing transmitter pre-nulling of self-interference. The procedure of calculating the optimal local receive antenna position is also given. The simulation results show that when the transmitter spacing is half wavelength, the subsidence capacity is improved with the increase of the channel correlation compared with the antennas placement optimization by the plane wave assumption.

Key words: Wireless communication; Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD); Self-interference cancellation; Capacity; Pre-nulling; Antenna location optimization

1 引言

同时同频全双工 (Co-time and Co-frequency Full Duplex, CCFD) 同时在相同的频谱上进行收

发, 相比传统的时分双工 (TDD) 和频分双工 (FDD) 而言, 理论上可以成倍提高无线通信速率, 显著提高系统吞吐量^[1-4]。由于收发机同时同频, 发射机会对接收机产生强干扰, 因此自干扰抑制是实现同时同频全双的关键技术^[5-7]。

自干扰抑制技术中, 受限于有限的接收机动态, 低噪放或 ADC 前需进行干扰抵消, 一种典型技术为发射机预调零技术^[8-14]。文献[8]给出了时变信道下, 发射机迫零矩阵求解方法, 并用仿真和实验验证了算法的有效性。文献[9]采用 2 发 1 收天线配置, 两根天线发送相同的信号, 然后通过调节接收天线在两根天线的距离, 通常是距离相差半个波长, 达到发射机预调零的效果; 与单根天线相比, 会在远端形成零陷区域。不同于文献[9]采用的非对称天线

收稿日期: 2015-12-08; 改回日期: 2016-05-10; 网络出版: 2016-07-04

*通信作者: 吴飞 qwufei@139.com

基金项目: 国家自然科学基金(61471108, U1035002/L05, 61001087, 61101034, 61271164, 61301154), 国家科技重大专项(2014ZX03003001-002, 2012ZX03003010-003, 2011ZX03001-006-01), 国家 863 计划项目(2014AA01A704)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61471108, U1035002/L05, 61001087, 61101034, 61271164, 61301154), The National Science and Technology Major Project of China (2014ZX03003001-002, 2012ZX03003010-003, 2011ZX03001-006-01), The National 863 Program of China (2014AA01A704)

摆放方式,文献[10]采用对称方式,即接收天线摆放在两根发射天线中间,通过调节其中一根天线的相位,通常是 180° 来达到发射机预调零,根据论文分析与实验,采用对称方式能够更好地预调零抵消性能,但是此方法也会在远场形成零陷区域。文献[11]通过实验验证了文献[10]的方法的有效性,文献[12]则把文献[10]的方法运用到蜂窝系统中,文献[13]和文献[14]通过微波天线位置摆放设计,实现了发射机预调零电路。文献[8-14]给出的方法,都可以做到发射机对本地接收机的自干扰预调零,但同时会在近端接收机方向形成零陷区域,当远端接收机处在此零陷区域中时,接收到的信号功率急剧下降。

造成上述零陷区域的主要原因是发射机对本地接收机的自干扰预调零电路和天线位置摆放,都是依据远场平面波模型进行设计。平面波模型适用于收发天线距离远远大于发射天线阵列尺寸的情况,主要有两个近似,一是所有的本地发射机天线到本地接收机天线都具有相同的路径损耗,二是本地接收机天线之间的相位差只跟到达角度和阵列天线间距相关,而与收发天线距离无关^[15]。然而同时同频全双工本地接收天线与本地发射机天线距离较近,接收机天线工作在发射机天线的近场区域,因此远场平面波模型不再成立。在近场球面波模型下,直射路径距离会影响收发天线的路径损耗的大小,也

会影响本地接收机天线的相位差。因而与平面波模型相比,在球面波模型下,发射机波束成形向量的设计具有更高的自由度,理论上可以保证发射机预调零的情况下并在远场降低零陷区域方向的衰减,从而不会造成功率的急剧衰减。因此,本文在近场球面波模型的情况下,研究以容量为准则,求解不同信道相关性下最优的本地接收机天线位置。

本文其余部分是这样安排的:第 2 节是系统模型;第 3 节是优化目标;第 4 节是优化求解;第 5 节给出了仿真值;最后是论文的总结。

2 系统模型

双节点全双工系统模型如图 1(a)所示,发射机采用两根发射天线,接收机采用单根天线。 $\mathbf{h}_1 \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$ 表示有用信道, $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$ 表示基站自干扰信道。图 1(b)表示发射机与接收机天线的摆放方式,发射天线间距长度为 l , θ 表示本地接收机到线性阵列的角度, d 表示本地接收天线到发射机阵列中心的距离。为了简化问题,本地接收天线摆放在离阵列中心 d_0 半径范围之外,有 $l/2 < d_0 \leq d$; 其次本地接收机天线摆放离发射天线阵列中心 d_1 半径范围之内,且有 $d \leq d_1$, 因此有 $l/2 < d_0 \leq d \leq d_1$ 。设发射机的波束成形向量为 $\mathbf{w}_t \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$ 。

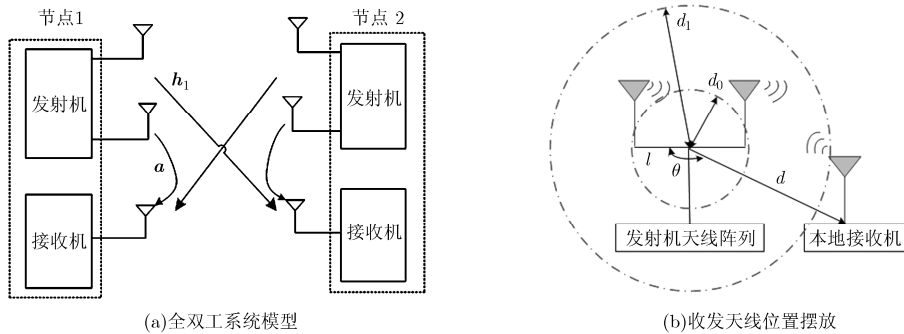


图 1 双节点全双工系统模型

考虑直射路径信号泄露,如图 2 所示,由三角余弦定理可知,接收机天线到发射机天线 $n, n = 1, 2$:

$$r_n = \sqrt{(l/2)^2 + d^2 + (-1)^n ld \cos \theta} \quad (1)$$

采用球面波模型时,假设具有相同信源幅度 A 的发射机天线 $i (i = 1, 2)$ 到本地接收天线的幅度分别为

$$a_{r_n} = A\sqrt{\beta_1} \exp(-j2\pi r_n/\lambda) \quad (2)$$

其中, $r_n, n = 1, 2$ 表示发射机到接收机的距离, $\beta_n = (\lambda/4\pi r_n)^2, n = 1, 2$ 表示直射路径自由空间传播损耗, λ 表示波长,设 $\mathbf{a} = [a_{r_1} \ a_{r_2}]^T$ 。设发射机波束

成形向量 $\mathbf{w}_t = [w_{t,1} \ w_{t,2}]^T$, 自干扰抑制须满足 $\mathbf{a}^T \mathbf{w}_t = 0$, 即

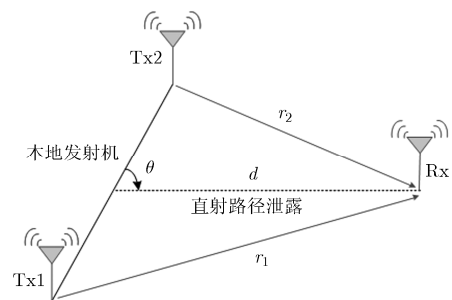


图 2 发射机天线位置摆放

$$w_{t,1} = -\frac{a_{r_1}}{a_{r_2}} w_{t,2} = -\frac{r_2 e^{-j2\pi r_1/\lambda}}{r_1 e^{-j2\pi r_2/\lambda}} w_{t,2} \quad (3)$$

则归一化的发射机波束成形向量可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_t &= \frac{1}{\sqrt{|\gamma_1|^2 + |\gamma_2|^2}} [\gamma_1 \quad -\gamma_2]^T \\ &= \frac{1}{\sqrt{|r_1|^2 + |r_2|^2}} [r_1 e^{-j2\pi r_2/\lambda} \quad -r_2 e^{-j2\pi r_1/\lambda}]^T \end{aligned} \quad (4)$$

其中, 整理可得 γ_1 和 γ_2 分别为

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= r_1 \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_2\right) = \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ld \cos \theta} \\ &\quad \cdot \exp\left(-j2\pi/\lambda \sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ld \cos \theta}\right) \\ \gamma_2 &= r_2 \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_1\right) = \sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ld \cos \theta} \\ &\quad \cdot \exp\left(-j2\pi/\lambda \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ld \cos \theta}\right) \end{aligned}$$

3 零陷区域系统容量

发射机只考虑直射路径的自干扰抵消, 多径自干扰采用数字技术进行抵消^[16]。发射机天线相关性

$$\bar{C} = \log_2(1 + \text{SINR})$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P_t \sigma_h^2 \left| \gamma_1 - \gamma_2 p \exp(j2\pi l \cos \theta / \lambda) \right|^2 + \left| p \gamma_1 - \gamma_2 \exp(j2\pi l \cos \theta / \lambda) \right|^2}{(|\gamma_1|^2 + |\gamma_2|^2)(1 + p^2)(\rho + 1)\sigma^2} \right) \quad (8)$$

4 优化求解

要使平均容量最大, 即需式(8)的信干噪比 SINR 最大。当不考虑自干扰抵消的残余值时, SINR 与 p, γ_1 和 γ_2 有关。设 $c = \cos \theta$, 则有 $-1 \leq \cos \theta \leq 1$, 因此对 SINR 求优化可以表示为

$$\begin{aligned} &\arg \max_{d,c} \text{SINR} \\ &= \frac{P_t \sigma_h^2}{(\rho + 1)\sigma^2} \left\{ 1 - 2pr_1 r_2 \frac{\cos(2\pi(r_2 - r_1 + lc)/\lambda)}{(d^2 + (l/2)^2)(1 + p^2)} \right\} \quad (9) \\ &\text{s.t. } d_0 \leq d \leq d_1, \quad -1 \leq c \leq 1 \end{aligned}$$

其中, $r_1 = \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ldc}$, $r_2 = \sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ldc}$ 。

4.1 球面波天线位置优化

考虑球面波模型时, 根据式(9), 可以发现, 当发射机相关性 $p = 0$ 时, 信干噪比 SINR 与距离 d 和 c 无关, 所以基站接收天线的位置可以随意摆放, 只要满足约束条件 $d \geq d_0$ 和 $-1 \leq c \leq 1$ 即可。当发射天线相关性为 $0 < p \leq 1$ 时, 对特定的 p , 式(9)的最大值的求解, 可以转化为式(10)的最小值求解。

为 $0 \leq p \leq 1$, $p = 1$ 表示完全相关, $p = 0$ 表示完全不相关。由于节点 1 与节点 2 完全相同, 我们只分析单边信道下的容量。设 h_1 和 h_2 为相互独立的瑞利衰落信道, 服从 $(0, \sigma_h^2)$ 分布, 则相关系数为 p 的信道可以表示为

$$\mathbf{h} = \delta \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ p & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $\delta = 1/\sqrt{1 + p^2}$ 为信道归一化参数。考虑零陷区信道, 因两根天线距离有差距, 故式(5)修正为

$$\bar{\mathbf{h}} = \mathbf{h} \odot [1 \exp(j2\pi l \cos \theta / \lambda)] \quad (6)$$

其中, \odot 表示向量对应元素相乘。设发射机信号为 s , 与瑞利衰落信道 h_1 和 h_2 相互独立, 则接收机信号 r 为

$$r = \delta \bar{\mathbf{h}} \mathbf{w}_t s + s_I + n \quad (7)$$

其中, n 为接收机加性白噪声, 功率为 σ^2 , s_I 为残余自干扰, 假设为高斯加性白噪声, 且 s 与 n , s_I 相互独立。假设干噪比 $\text{INR} = \rho$, 则自干扰功率为 $\rho\sigma^2$, 干扰与噪声总功率为 $(\rho + 1)\sigma^2$ 。则接收机平均容量为

$$y(d, c) = r_1 r_2 \frac{\cos(2\pi(r_2 - r_1)/\lambda + lc)}{d^2 + (l/2)^2} \quad (10)$$

根据极值定理^[17], 连续函数 $y(d, c)$ 在闭区间必定存在最大值与最小值。对其求偏导, $\partial y(d, c)/\partial d = 0$, $\partial y(d, c)/\partial c = 0$, 易知不能得到 d^*, c^* 的闭合表达式。但是我们仔细分析式(10), 有如下 3 种结论:

结论 1 对 $\forall d \in [d_0, d_1]$, $y(d, c)$ 在 $c = 0$ 取得最大值 1, 且易知大于 -1 。

结论 2 当 $0 \leq \left| 2\pi/\lambda \left(\sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ldc} - \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ldc} + lc \right) \right| < \pi$, 系统容量有如下结论:

(1) 当 $\cos(4\pi l/\lambda) > 0$, 系统容量在 $c = 1$, 即 $\theta = 0$ 或 π , $d = d_1$ 取得最大值, 其值为

$$\begin{aligned} C^* &= \log_2 \left(1 + \frac{P_t \sigma_h^2}{(1 + p^2)(\rho + 1)\sigma^2} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left(1 + p^2 - 2p \frac{d_0^2 - (l/2)^2}{d_0^2 + (l/2)^2} \cos(2\pi l/\lambda) \right) \right) \quad (11) \end{aligned}$$

(2) 当 $\cos(4\pi l/\lambda) = 0$, 接收机天线可以在近场范围满足 $d_1 \geq d \geq d_0$ 任意一点, 且有固定的最大值为

$$C^* = \log_2 \left(1 + \frac{P_t \sigma_h^2}{(1+p^2)(\rho+1)\sigma^2} (1+p^2) \right) \quad (12)$$

(3) 当 $\cos(4\pi l/\lambda) < 0$, 系统容量在 $c=1$, $\theta=0$ 或 π , $d=d_0$ 取得最大值, 其值为

$$C^* = \log_2 \left(1 + \frac{P_t \sigma_h^2}{(1+p^2)(\rho+1)\sigma^2} \cdot \left(1 + p^2 - 2p \frac{d_1^2 - (l/2)^2}{d_1^2 + (l/2)^2} \cos(2\pi l/\lambda) \right) \right) \quad (13)$$

结论 3 当 $\left| 2\pi/\lambda \left(\sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ldc} - \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ldc + lc} \right) \right| \geq \pi$ 时, 当 $d^* = d_1$, 并且 c^* 满足 $\left| \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ldc} - \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ldc + lc} \right) \right| = \pi$ 时, 容量为 $\log_2 \left(1 + \frac{P_t \sigma_h^2 (1+p^2 - 2p\tilde{y}(d^*, c^*))}{(1+p^2)(\rho+1)\sigma^2} \right)$ 。

4.2 平面波天线位置摆放

相比球面波模型, 由式(9), 当用平面波模型时, 更换 $\gamma_1 = 1$ 和 $\gamma_2 = \exp(-j2\pi l \cos \theta/\lambda)$, 可得

$$\arg \max_{\gamma_1, \gamma_2} \text{SINR} = \frac{P_t \sigma_h^2}{(1+p^2)(\rho+1)\sigma^2} (1+p^2 - 2p) \quad (14)$$

5 结果分析

5.1 数学分析

5.1.1 球面波容量与平面波容量对比

情况 1 当 $0 \leq \left| 2\pi/\lambda \left(\sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ldc} - \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ldc + lc} \right) \right| < \pi$ 时。

由式(11)、式(12)和式(13)知, 当 $\cos(4\pi l/\lambda) > 0$ 时, $1 > y > 0$, 此时容量随着信道相关系数的增加而减小; 当 $\cos(4\pi l/\lambda) = 0, y = 0$; 当 $\cos(4\pi l/\lambda) < 0, 0 > y > -1$, 此时容量随着信道相关系数的增加而增加。容易看出, 随着 l 的增加, 球面波容量随着增加。对于平面波而言, $y = 1$, 因而当 $p > 0$ 时, 球面波容量大于平面波容量, 且平面波容量随着信道相关系数的增加而减少。

情况 2 当 $\left| 2\pi/\lambda \left(\sqrt{(l/2)^2 + d^2 + ldc} - \sqrt{(l/2)^2 + d^2 - ldc + lc} \right) \right| \geq \pi$ 时。

根据结论 3 易知, 此时容量好于式(13)的结果,

即至少 $0 > y > -1$, 因而当 $p > 0$ 时, 球面波容量大于平面波容量, 且平面波容量随着信道相关系数的增加而减少。

5.1.2 对称摆放 文献[10]采用对称摆放方式, 即本地接收天线摆放在发射机天线正中间, 根据式(7)和式(8), 此时容量为

$$\arg \max_{\gamma_1, \gamma_2} \text{SINR} = \frac{P_t \sigma_h^2}{(1+p^2)(\rho+1)\sigma^2} (1+p^2 - 2p) \quad (15)$$

从式(15)可以看出, 对称摆放方式与本文的平面波优化结果一致, 因为对称摆放是平面波优化的特例。

5.1.3 非对称摆放 文献[9]采用非对称摆放方式, 根据文献[9]分析及式(7)和式(8), 此时容量为

$$\arg \max_{\gamma_1, \gamma_2} \text{SINR} = \frac{P_t \sigma_h^2}{(\rho+1)\sigma^2} \max \left(\frac{1+p^2 - 2p}{1+p^2}, \frac{1}{4} \right) \quad (16)$$

从式(16)可以看出, 由于采用非对称方式, 零陷区域最大功率损失为 6 dB。

5.1.4 基带迫零 文献[8]采用基带迫零, 假设接收天线位于两根发射机天线的水平线上。根据式(7)和式(8), 此时容量为

$$\arg \max_{\gamma_1, \gamma_2} \text{SINR} = \log_2 \left(1 + \frac{P_t \sigma_h^2}{(1+p^2)(\rho+1)\sigma^2} \cdot \left(1 + p^2 - 2p \frac{d_0^2 - (l/2)^2}{d_0^2 + (l/2)^2} \cos(2\pi l/\lambda) \right) \right) \quad (17)$$

从式(17)可以看出, 迫零矩阵的方法接近球面波优化, 但是文献[8]并没有给出本地天线位置的求解方法。

5.2 仿真分析

仿真分析参数如表 1 所示, 远端接收机位于发射机天线正中间, 远端接收机的功率大概为 0 dBm 左右 ($40 \text{ dBm} \times 10^{-4}$), 远端接收机的平均信噪比为 10 dB 左右。基站发射机距离 l 采用 3 种情况分别为 $0.1\lambda, 0.2\lambda, 0.5\lambda$, 对应的基站接收机天线范围为 $[0.2\lambda, \lambda], [0.4\lambda, 2\lambda], [\lambda, 5\lambda]$, 对应的最大值分别为 $1\lambda, 2\lambda$ 和 5λ 表示接收机在近场范围内, 适合球面波模型进行建模。如图 3 所示, 对于发射天线距离为 0.1λ 和 0.2λ , 采用结论 2 画出; 当发射天线距离为 0.5λ , 采用结论 3 画出。从图 3 中可以看出, 当天线相关性较低时, 采用球面波优化与采用平面波优化的零陷区域容量接近; 当天线相关性较高时, 平面波传统天线摆放方式会在远场形成一个零陷区域, 因此球面波摆放的容量优于平面波摆放的容量。结论 3 的近似解 $\tilde{y}(d^*, c^*)$, $d^* = d_1$, $c^* \approx 1$, 当发射机天线距离为 0.5λ 时, $\tilde{y}(d^*, c^*)$ 为 -0.9988 , 基本接

近于-1，因此本文的求解方法，可以作为一个近似最优值看待。从图 3 可以看出，当采用非对称摆放方式时，零陷区域容量固定不随信道相关性的改变而改变。对于基带迫零，当发射天线距离为 0.1λ 和 0.2λ 波长时，与本文球面波选择方式相同，这是因为在 5.1 节中假设接收天线处于发射天线的水平线上，对于更一般的情况，只要求本地接收天线与其中一根天线更为接近的情况，球面波优化优于迫零矩阵方法。当发射机天线距离为 0.5λ ，当发射机信道相关性大于 0.3 时，球面波优化的零陷区域容量显著好于基带迫零，这是因为最优的本地接收天线不在水平线上。

表 1 仿真参数设置

名称	取值
载波频率(GHz)	2.5
载波波长 λ (m)	0.12
发射基站相关性	$0 \leq \rho \leq 1$
3 种基站发射天线距离 l	$0.1\lambda, 0.2\lambda, 0.5\lambda$
对应 3 种基站接收机距	$[0.2\lambda, \lambda], [0.4\lambda, 2\lambda], [\lambda, 5\lambda]$
离约束	
发射机功率 P_t (dBm)	40
瑞利衰落信道方差 σ_h^2	10^{-4}
接收机白噪声功率 σ^2 (dBm)	-10

为了对比传统摆放与球面波天线摆放在方向图上的区别，考虑典型的场景，发射机天线距离为 $\lambda/2$ ，对发射机的接收天线的约束为 $[\lambda, 5\lambda]$ ，发射机信道相关性为 1，远端接收机天线在本地发射机天

线正中间，而在球面波天线摆放的情况下，采用本文位置优化。如图 4 当采用平面波天线位置摆放时，在实现本地接收机天线预调零的情况下，远场会形成零陷区域；而当采用球面波天线位置摆放时，在实现本地接收机天线预调零的情况下，在远场还可以进行波束成形。图 5 是本文天线位置摆放的近场 3 维图，可以看出在近场形成零陷的区域约为 60° 方向，距离大概为 0.6 m 左右。对比图 4 和图 5，还可以发现，当本地接收天线和远端接收机天线同在一个方向时，如图中所示 60° 方向，在实现本地天线预调零的情况，远端接收机不会形成零陷区域，相比波束成形，只有 3 dB 的功率损失。上述结果说明本文采用球面波方法的有效性，即可实现本地天线的预调零，也可以实现远场的波束成形。

6 结束语

本文针对全双工同时同频系统多发单收天线系统，给出了近场球面波模型和发射机预调零情况下，以最大化远端接收容量为原则，给出本地接收天线位置优化求解方法。对于不同的发射天线相关性，仿真结果表明，传统天线位置摆放方式，远端接收机的容量会随着发射机天线相关性的增加而减少；但本文优化的天线位置，远端接收机的容量会随着发射机天线相关性增加而有一定的增加。上述理论与仿真说明，采用球面模型进行设计，当远端接收天线和本地接收天线在同一方向时，既要实现对本地接收天线的预调零又要不降低远端接收机天线的功率这个看似矛盾的问题，提供了解决方案，因而对工程设计有指导意义。

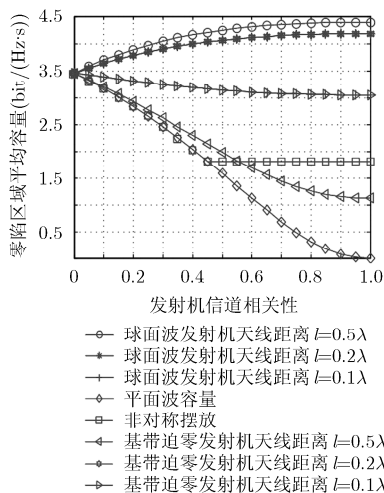


图 3 不同信道相关性下的信道容量

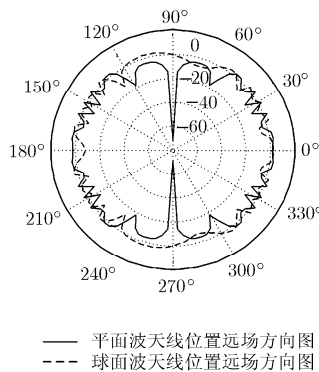


图 4 发射相关性为 1 时，传统天线位置摆放与球面波优化天线位置发射机天线远场方向图(dB)

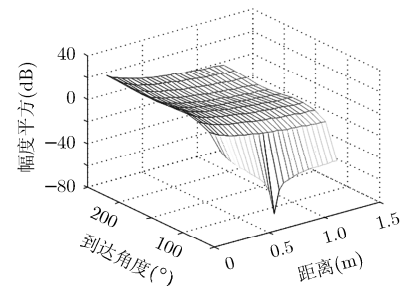


图 5 发射相关性为 1 时，球面波优化位置下发射机天线近场 3 维方向图

参考文献

- [1] ZHANG Z S, CHAI X M, LONG K P, *et al.* Full duplex techniques for 5G networks: self-interference cancellation, protocol design, and relay selection[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 128–137. doi: 10.1109/MCOM.2015.7105651.
- [2] AHMED E and ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(7): 3519–3532. doi: 10.1109/TWC.2015.2407876.
- [3] KORPI D, RIIHONEN T, and VALKAMA M. Achievable rate regions and self-interference channel estimation in hybrid full-duplex /half-duplex radio links[C]. Proceedings of 2015 49th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, USA, 2015: 1–6. doi: 10.1109/CISS.2015.7086821.
- [4] TAGHIZADEH O and MATHAR R. Interference mitigation via power optimization schemes for full-duplex networking[C]. Proceedings of 2015 19th International ITG Workshop on Smart Antennas, Ilmenau, Germany, 2015: 1–7.
- [5] LI S H and MURCH R D. An investigation into baseband techniques for single-channel full-duplex wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(9): 4794–4806. doi: 10.1109/TWC.2014.2341569.
- [6] CHUN B, JEONG E R, JOUNG J, *et al.* Pre-nulling for self-interference suppression in full-duplex relays[C]. Proceedings of 2009 Annual Summit and Conference of Asia-Pacific Signal and Information Processing Association, Sapporo, Japan, 2009: 91–97.
- [7] RIIHONEN T, WERNER S, and WICHMAN R. Residual self-interference in full-duplex MIMO relays after null-space projection and cancellation[C]. Proceedings of 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, USA, 2010: 653–657. doi: 10.1109/ACSSC.2010.5757642.
- [8] JOHNSTON S E and FIORE P D. Full-duplex communication via adaptive nulling[C]. Proceedings of 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA, 2013: 1628–1631. doi: 10.1109/ACSSC.2013.6810574.
- [9] CHOI J I, JAIN M, SRINIVASAN K, *et al.* Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]. Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, New York, USA, 2010: 1–12. doi: 10.1145/1859995.1859997.
- [10] KHOJASTEPOUR M A, SUNDARESAN K, RANGARAJAN S, *et al.* The case for antenna cancellation for scalable full-duplex wireless communications[C]. Proceedings of the 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks, New York, USA, 2011: No.17. doi: 10.1145/2070562.2070579.
- [11] ARYAFAR E, KHOJASTEPOUR M A, SUNDARESAN K, *et al.* MIDU: Enabling MIMO full duplex[C]. Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, New York, USA, 2012: 257–268. doi: 10.1145/2348543.2348576.
- [12] KAO J W, SHIH Y Y, PANG A C, *et al.* Radio resource allocation for D2D-assisted Full-duplex cellular networks[C]. Proceedings of 2015 Seventh International Conference on Ubiquitous and Future Networks, Sapporo, Japan, 2015: 721–726. doi: 10.1109/ICUFN.2015.7182638.
- [13] FOROOZANFARD E, FRANEK O, TATOMIRESCU A, *et al.* Full-duplex MIMO system based on antenna cancellation technique[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(16): 1116–1117. doi: 10.1049/el.2014.1650.
- [14] TSAKALAKI E, FOROOZANFARD E, DE C E, *et al.* A 2-order MIMO full-duplex antenna system[C]. Proceedings of 2014 8th European Conference on Antennas and Propagation, Hague, Holland, 2014: 2546–2550. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902340.
- [15] LI L, JOSIAM K, and TAORI R. Feasibility study on full-duplex wireless millimeter-wave systems[C]. Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Florence, Italy, 2014: 2769–2773. doi: 10.1109/ICASSP.2014.6854104.
- [16] MASMOUDI A and LE-NGOC T. A maximum-likelihood channel estimator for self-interference cancellation in full-duplex systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015. doi:10.1109/TVT.2015.2461006.
- [17] ERWIN K. Advanced Engineering Mathematics (10th Edition)[M]. New York: John Wiley & Sons, 2010: 194–205.
- 吴 飞: 男, 1986年生, 博士生, 研究方向为全双工通信、无线通信自干扰消除。
- 邵士海: 男, 1980年生, 教授, 研究方向为空时编码。
- 唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理。