

智能天线等实用 RAKE 接收机性能比较

傅海阳, 邓永前, 韩友才

(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘 要:RAKE 接收机是 CDMA 收音机的基本组成部分。随着移动通信的发展,出现了多种不同类型的 RAKE 接收机,为了判定它们的应用价值,在给出智能天线定向 RAKE(DIRAKE)接收机基带实现模型、多径信号相干解调 RAKE(CORAKE)和传统 RAKE(CLRAKE)接收机模型及具体实现方案的基础上,讨论了它们在多径接入和多重接入干扰时的性能。利用计算机性能模拟结果可以判定,CORAKE 接收机相对于 CLRAKE 接收机的信干比(信号/干扰噪声比)增益 G_{SA} 较高,且易于实现;基带波束形成时,DIRAKE 接收机的 G_{SA} 随 MS 的方位变化极大,在许多方向上存在性能陷阱,会造成系统工作的极大不稳定,此时即使可以在某些方向取得一些增益,也是不可取的。

关键词:智能天线;CDMA;RAKE 接收;信干比增益

中图分类号:TN929.53

文献标识码:A

文章编号:1673-825X(2010)03-0269-08

Performance comparison between smart antennas and the other applicable RAKE

FU Hai-yang, DENG Yong-qian, HAN You-cai

(College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, P. R. China)

Abstract: RAKE is the basic component of CDMA receivers. Many different types of RAKE receivers appeared with the development of mobile telecommunications. It is necessary to evaluate their application value. In this paper, the model of base-band realization of DIRAKE receiver, CORAKE and CLRAKE and the specific realization of them were put forward with their performance discussed when multi-path interference(MPI) and multi-access interference(MAI) existed. The result of performance simulation of computer indicate that CORAKE receiver gains(G_{SA}) are higher than that of CLRAKE and easier to implement. When the beam is formed in base-band, the G_{SA} of DIRAKE is influenced greatly by the change of MS position, with its performance defects in many directions, which lead to great instability to the system. For this situation, it is unusable even though some gains could be achieved in some other directions.

Key words: smart antenna; CDMA; RAKE receiver; signal interference rate gain(G_{SA})

0 引言

随着无线 Internet 接入用户的增加和无线多媒体业务需求的发展,3G 移动通信系统应该能为用户提供优质、高速的下行数据业务服务。然而,在移动通信中,由于移动终端位置的不断变化和周围建筑物等反射体的存在,接收机收到的电波信号是来自不同路径延迟和幅度衰减的多径传播信号之和,这种多径接收信号的包络近似于 Rayleigh 分布或 Ri-

cian 分布,造成多径衰落,影响接收机的性能。为了克服这种多径衰落的影响,人们提出了各种用于克服多径干扰的接收技术。在目前的主流 3G 标准中,广泛采用 RAKE 接收技术^[1]。

传统 RAKE 接收机(CLRAKE)是 CDMA 收音机的基本组成部分。在移动通信无线传播环境中接收端利用 RAKE 接收机可实现多径信号的分离、时延调整和叠加组合 3 个基本过程,从而实现多径传播能量的隐分集接收,大幅度提高接收机的收信信噪比和发送功率的利用率。RAKE 接收机是克服无线多径传播衰落,即形成多径传播信号分集接收的基本手段。然而现有的 CLRAKE 接收机都是在基带上实现的,未考虑收到的多径信号载波间相位差

收稿日期:2009-07-25 修订日期:2009-10-12

基金项目:国家“973”课题(2007CB310607)

Foundation Item:The “973” Project of China(2007CB310607)

的影响。在 CDMA 下行信号接收机的实现中,应该采用相干解调方式。由于收到的多径信号载波间存在相位差,收信机中恢复的一路相干载波 $C_{IL}(t) = \cos w_{IL}t$ 只能与一径接收信号载波 $S_1(t) = S_1 \cos w_1 t$ 保持同步,这 2 个信号间的相位差 θ 为 0,可实现相干解调,但会导致在其他两径接收信号的解调中引入它们各自的收信号载波与 $C_{IL}(t)$ 相位差 θ 有关的解调信号幅度损失、极性变化和干扰。当其他一径接收信号载波 $S_2(t) = S_2 \cos w_2 t$ 与 $C_{IL}(t)$ 存在相位差 θ 时,已解调信号可简单表示为 $S_2 \cos \theta$,显然相位差 θ 将影响解调信号的极性和幅度。此相位差损失会使多径信号的功率利用率大幅下降。CLRAKE 接收机将会利用训练序列或其他信道估计方法估计 $\cos \theta$ 的极性,以免已解调信号的极性反转,但无法估计 $\cos \theta$ 的值,因此也不能消除它的影响。

文献[2-6]都未研究 RAKE 接收机当一径射频信号为相干解调,其他径信号为非相干解调时,使 RAKE 接收机性能下降或失效的问题。为克服此问题,文献[7-10]提出了几种不同的信道估计方法,但它们只能用于 $\cos \theta$ 的极性估计,且复杂度较高,性能较差。本文提出对各路多径接收信号实现相干接收的多径信号相干解调 RAKE 接收机(CORAKE)模型,它将大幅度提升 RAKE 接收机多径分集接收的效率,使多径接收信号的功率利用率上升。

建立在相控阵天线基础上的智能天线(smart antenna, SA)技术能实现定向收、发信,它的基本形式是相距 $\lambda/2$ 的多根天线阵元,由于阵元间的距离太近,并不适用于分集接收功能。使用相控阵类型的天线阵显然能大幅度减少多径干扰(multi-path interference, MPI)、多重接入干扰(multi-access interference, MAI)的影响,此时必须检测移动台(mobile station, MS)的来波方向(direction of arrival, DOA)^[11-13]。在上行方向,若能在定向接收的基础上,再引入 RAKE 接收机,也可称为定向 RAKE 接收机(DIRAKE),必将大幅度提升 CDMA 系统的上行容量和功率利用率^[14]。

文献[15]提出一种接收基带信号波束形成方案,利用基带信号处理易于实现波束形成,但是它并未给出基带实现定向接收的具体方案,也未讨论它们在 MPI, MAI 影响下的性能,需要继续研究文献[15]所给结果的有效性。虽然基带波束形成方式可以简化 DIRAKE 接收机的实现,是人们目前常用的实现方式,但经本文研究发现,该方式对于干扰信号

的抑制能力很差,文献[15]对此方面的研究不足。

本文将给出 DIRAKE 接收机基带实现模型、CORAKE 和 CLRAKE 接收机模型及具体实现方案,并讨论有 MPI 和 MAI 时它们的性能,用于帮助确定它们的性价比。利用计算机性能模拟的结果可以判定, CORAKE 接收机的信干比(信号/干扰噪声比)增益 G_{SA} 较高,且易于实现。基带波束形成时, DIRAKE 接收机的 G_{SA} 随 MS 的方位变化极大,在许多方向上存在性能陷阱,会造成系统工作的极大不稳定,此时即使可以在某些方向取得一些增益,也是不可取的,而且它的实现难度太大。

1 基站接收机的 3 种实现方案

1.1 传统 RAKE 接收机(CLRAKE)

图 1 中给出 CDMA IS-95 下行相干解调 RAKE 接收机一般结构。设 800 MHz 附近的射频(radio frequency, RF)输入信号经下变频后,变为 10.7 MHz 的中频信号,经模/数变换后形成信号 $S_{AD}(t)$ 进入数字 QPSK 相干解调器。

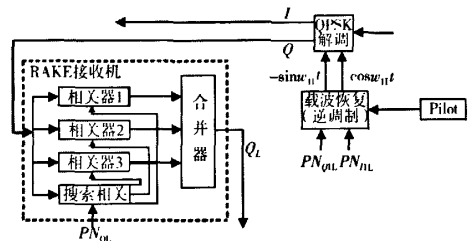


图1 CDMA IS-95 下行相干解调 RAKE 接收机

Fig. 1 Downlink CLRAKE receiver of CDMA IS-95

相干解调时需要提供与接收信号载波同步的本地载波。接收到的导频信号(Pilot)经载波恢复电路处理后得到一路本地恢复的收信号相干载波,可以表示为

$$C_{IL}(t) = \cos w_{IL}t - \sin w_{IL}t \quad (1)$$

(1)式中, w_{IL} 为相干载波频率。

在图 1 中,载波恢复电路中输入的 PN_{QIL} 和 PN_{NIL} 应与接收导频信号中的小区地址码同步。假设当前时刻最强接收信号以及其他 2 路多径信号可分别表示为

$$S_1(t) = D_1(t)W_1(t)PN_n(t)\cos w_1 t - D_1(t)W_1(t)PN_{QI}(t)\sin w_1 t \quad (2)$$

$$S_2(t) = S_1(t - t_{d1}) \quad (3)$$

$$S_3(t) = S_1(t - t_{d2}) \quad (4)$$

(2)式中: $D_1(t)$ 为用户数据, $W_1(t)$ 为 IS-95 下行信道中用户地址码和长码扰码序列的组合, $PN_n(t)$ 和 $PN_{Q1}(t)$ 为用作小区地址码的短扰码。

根据相干解调原理,在图 1 的 QPSK 相干解调器中,用本地恢复相干载波信号 $C_{1L}(t)$ 与接收信号相乘进行相干解调,可获得 2 路解调信号 I 和 Q

$$I = I_1 + I_2 \cos \theta_2 + I_3 \cos \theta_3 + Q_2 \sin \theta_2 + Q_3 \sin \theta_3 \quad (5)$$

$$Q = Q_1 + Q_2 \cos \theta_2 + Q_3 \cos \theta_3 - I_2 \sin \theta_2 - I_3 \sin \theta_3 \quad (6)$$

由(2)~(6)式,可得以下各变量的对应关系。

$$I_1 = D_1(t) W_1(t) PN_n(t)$$

$$Q_1 = D_1(t) W_1(t) PN_{Q1}(t)$$

$$I_2 = D_1(t - t_{d1}) W_1(t - t_{d1}) PN_n(t - t_{d1})$$

$$Q_2 = D_1(t - t_{d1}) W_1(t - t_{d1}) PN_{Q1}(t - t_{d1})$$

如果路径 2 的信号与路径 1 相比,有 t_{d1} 的时间延迟,则其相位延迟 θ_2 应等于 $[w_1(t - t_{d1}) - w_1 t]/2\pi$ 的余数,故路径 2 的接收信号为

$$S_2(t) = I_2 \cos(w_1 t + \theta_2) - Q_2 \sin(w_1 t + \theta_2) \quad (7)$$

由式(5)~(7)可以看出,当本地恢复载波 $C_{1L}(t)$ 与接收信号 $S_2(t)$ 不同步并存在相位误差 θ_2 时,解调器输出信号 I 和 Q 中的第 2 路信号是非相干解调,且受相位差 θ_2 的影响。该影响表现在 2 个方面,一方面使得输出信号中 I_2 或 Q_2 的幅度下降甚至极性变反,影响分集接收效果;另一方面会在解调器输出信号中引入 I 路与 Q 路信号之间的正交干扰,它也会对系统性能产生一定的影响。对于路径 3 信号的分析与此类似,在此不再赘述。

由图 1 可以画出图 2 中 I 路传统 RAKE 接收机框图,其中本地恢复的小区地址码 PN_{nL} , PN_{zL} 和 PN_{BL} 都可以用与图 4 中类似的电路产生,也可以用其他方法产生。

图 2 中 CR_1 , CR_2 和 CR_3 为各路径信号对应的相关器,在其之后应带有对应的低通滤波器,为简化框图而略去,以后的框图中也做类似处理。在 CR_1 和 CR_2 之后带有对应的时延电路,其控制信号 C_{d1} 和 C_{d2} 可由 PN_{nL} , PN_{zL} 和 PN_{BL} 这 3 个序列的比较产生。在图 2a 中,根据(5), (6)式和(2)式可得相关器 CR_1 的输出 I_{21} 为

$$I_{21} = PN_{nL} \cdot I = D_1(t) W_1(t) + PN_{nL} \cdot [I_2 \cos \theta_2 + I_3 \cos \theta_3 + Q_2 \sin \theta_2 + Q_3 \sin \theta_3] \quad (8)$$

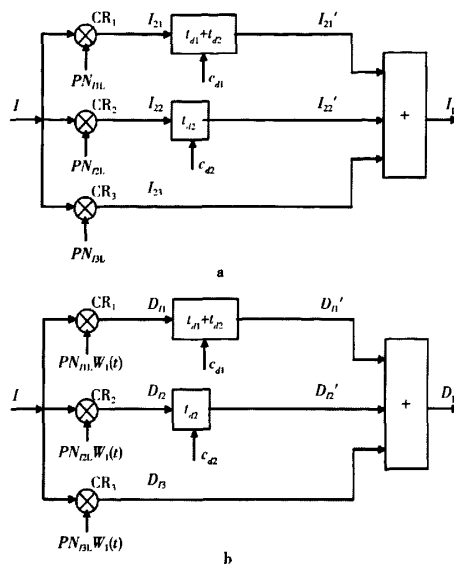


图 2 CLRAKE 接收机

Fig. 2 CLRAKE receiver

在(8)式中,由于 PN_{nL} 与 I_2, I_3, Q_2 和 Q_3 中的短 PN 序列异步,所以这 4 项信号无法解出,将表现为信号 I_{21} 中由多径引入的 CDMA 自干扰噪声 MAI_{n1} , 此项噪声将会受到相关器低通滤波器的限制。此处有

$$MAI_{n1} = PN_{nL} \cdot [I_2 \cos \theta_2 + I_3 \cos \theta_3 + Q_2 \sin \theta_2 + Q_3 \sin \theta_3] \quad (9)$$

同理设图 2a 中的 PN_{zL} 与 I_2 中的 $PN_n(t - t_{d1}) = PN_{nL}$ 同步,则有

$$I_{22} = PN_{zL} \cdot I = D_1(t - t_{d1}) W_1(t - t_{d1}) \cos \theta_2 + PN_{zL} \cdot [I_1 + I_3 \cos \theta_3 + Q_2 \sin \theta_2 + Q_3 \sin \theta_3] \quad (10)$$

(10)式中, θ_2 的取值由第 2 路径信号的载波时延决定,所以 $\cos \theta_2$ 可以取负值。由于路径时延的随机性,其取负值的概率为 $1/2$ 。当 $\cos \theta_2$ 取负值时,第 2 路径解调输出 I'_{22} 的信号极性与 $D_1(t) W_1(t)$ 反相,在图 2a 的加法器中将会抵消一部分第一路径的解调信号 $D_1(t) W_1(t)$ 。此时,图 2a 中的 RAKE 接收机非但不能起到期望信号增强的作用,反而会使期望信号的幅度下降。所以在传统的 RAKE 接收机中要估计 $\cos \theta_2$ 的极性,以消除上述不利影响。再考虑到 $\cos \theta_3$ 的影响,该 RAKE 接收机的效率极差。(10)式中的最后一项代表 CDMA 中的 MPI,当 $\cos \theta_2$ 为正并趋向于 0 时,含 $\cos \theta_2$ 的项中所需信号的值上升, MPI 的影响下降。用类似的方法可以导出 I_{23} 的表达式, I_{23} 表达式中的 $\cos \theta_3$ 将会产生与 $\cos \theta_2$ 相同的影响。当 $\cos \theta_2$ 和 $\cos \theta_3$ 均取负值,且它们和的幅度 ≥ 1 时,图 2a 给出的 RAKE 接收机失效,因

为此多路合并器的输出 I_L 中 I'_{22} 和 I_{23} 支路信号的极性与 I'_{21} 支路信号的极性相反。实际上当 $\cos \theta_2$ 和 $\cos \theta_3$ 的取值为负,或者它们的取值为正,但幅度小于 MPI 的幅度时,图 2a 中的 RAKE 接收机性能将严重下降。可以求得该 RAKE 接收机能够获得最佳接收的概率小于 $3/4$ 。

图 2a 中的 RAKE 接收机也可表示成图 2b 中更为实用的形式,此时相关器后插入的低通滤波器带宽将大幅下降,其后的电路成本也会下降很多。

虽然此处使用下行 RAKE 接收机为例,但是也可用于 3G 上行接收机。因为在 3G 中,也都发送上行导频。

1.2 三径信号相干解调 RAKE 接收机 (CORAKE)

可画出三径信号载波相干解调 RAKE 接收机的 QAM (quadrature amplitude modulation) 相干解调部分见图 3, 图 3 中的六路本地相干载波分别与三径收信号载波同频同相。据图 3 可以给出

$$\begin{aligned} I_{n1} &= I_1 + I_2 \cos \theta_2 + I_3 \cos \theta_3 + Q_2 \sin \theta_2 + Q_3 \sin \theta_3, \\ Q_{n1} &= Q_1 + Q_2 \cos \theta_2 + Q_3 \cos \theta_3 - \\ &\quad I_2 \sin \theta_2 - I_3 \sin \theta_3, \\ I_{n2} &= I_2 + I_1 \cos \theta_1 + I_3 \cos \theta_3 + Q_1 \sin \theta_1 + Q_3 \sin \theta_3, \\ Q_{n2} &= Q_2 + Q_1 \cos \theta_1 + Q_3 \cos \theta_3 - \\ &\quad I_1 \sin \theta_1 - I_3 \sin \theta_3, \\ I_{n3} &= I_3 + I_1 \cos \theta_1 + I_2 \cos \theta_2 + Q_1 \sin \theta_1 + Q_2 \sin \theta_2, \\ Q_{n3} &= Q_3 + Q_1 \cos \theta_1 + Q_2 \cos \theta_2 - I_1 \sin \theta_1 - I_2 \sin \theta_2 \end{aligned} \quad (11)$$

由 (11) 式可以给出三路径载波相干接收机 I 路的 RAKE 接收部分如图 3 所示, 由于可以用三径载波恢复电路中取得的 PN_{nL} , PN_{nL} 和 PN_{nL} 判定 I_{n1} 和 I_{n2} 应有的时延, 因此可以在解扩前完成 RAKE 相加过程, 其后再用 PN_{nL} 进行解扩。从 (11) 式可以看出, 采用三径信号 CORAKE 接收机后, 能实现三径信号的相干解调, 可避免传统 RAKE 接收机中由于非相干解调损耗因子 $\cos \theta_2$ 等参数导致的性能恶化。

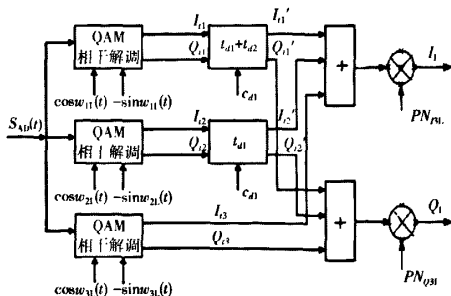


图 3 三径信号载波相干解调 RAKE 接收机

Fig. 3 CORAKE receiver with three-path signal carrier

CDMA 接收机某一路径收信号 QAM 相干解调所需的本地相干载波 $C_{1L}(t)$ 可以利用图 4 中的逆调制电路产生。

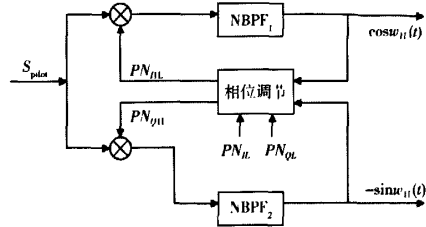


图 4 本地相干载波恢复电路

Fig. 4 Recovery circuit of local coherent carrier

图 4 中某一路径下行导频信号 (Pilot) 的表达式为

$$S_{\text{pilot}} = PN_L \cos w_1 t - PN_Q \sin w_1 t \quad (12)$$

(12) 式中, $PN_L = \pm 1$, PN_Q 的表达式与 PN_L 相同, 但 PN_Q 和 PN_L 是 2 个不同的短 PN 序列。本地产生的 2 个短 PN 序列 PN_{nL} 和 PN_{nL} 经相位调整后得 PN_{nL} 和 PN_{nL} , 这 2 路序列与收信号 S_{pilot} 中的 PN_L 和 PN_Q 同步, 由

$$S_{\text{pilot}} \times PN_{nL} = \cos w_1 t - PN_{nL} PN_{nL} \sin w_1 t \quad (13)$$

可以看出收信号载波 $\cos w_1 t$ 被恢复, 经窄带滤波器 NBPf1 提取后可用于 QAM 解调器的本地相干载波 $\cos w_{1L} t$, (13) 式中的第二项将被 NBPf1 滤除。同理可取得 $-\sin w_{1L} t$ 。

NBPf1 的输出可用作自动相位调节电路的控制信号, 当 $\cos w_{1L} t$ 信号取得最大幅度时, 可认为 PN_{nL} 与 S_{pilot} 中的 PN_L 同步。上述结论也可用于 PN_{nL} 和 PN_Q 。

1.3 定向 RAKE 接收机 (DIRAKE) 基带实现模型

1.3.1 智能天线定向接收原理

圆形 8 天线阵元 SA 的基本结构是在一周圆上以 $\lambda/2$ 为间隔, 均匀放置 8 根偶极子天线阵元。由于阵元间的距离很近, 所以认为各天线阵元上收到的是相关信号, 即各阵元收到的信号幅度基本相等, 但是由于各阵元所处的几何位置不同, 再考虑到电波行进波长 λ 时产生的 2π 相移及 DOA, 所以各阵元收信号的相位不同。此时据资料 [16] 可以得到 8 天线阵元圆阵的主瓣最大值指向 φ_n 时, 第 k 个阵元收电流的相位为

$$\alpha_{nk} = \mu \sin \theta_n \cos(\varphi_n - \varphi'_k), \quad k = 1, 2, \dots, 8 \quad (14)$$

$\mu = 2\pi/\lambda$, 取 $a = \lambda/2$, $\theta_n = \pi/2$, $\varphi'_k = 2\pi(k-1)/N = \pi(k-1)/4$, 则有

$$\alpha_{nk} = \pi \cos(\varphi_n - \varphi'_k) \quad (15)$$

(15)式中, α_{nk} 表示SA接收处在与BS为 φ_n 方向的第 n 号MS的发信号时,第 k 个阵元收信电流的内在或固有相位,存在多个方向的收信号时,则有多多个 α_{nk} 。在多径环境下,第 n 个用户信号到达接收端又有 m 条路径时,则有多多个 α_{nmk} 。

图5给出SA的收信原理。改变外接移相器组中 $W_1^*, W_2^*, \dots, W_8^*$ 的值,当 W_k^* 的值等于 $-\alpha_{nmk}$ 时,则可使各阵元接收的第 n 个用户的第 m 径信号载波在M处同相迭加,可定义为期望收信号载波相位的同相分集接收,不考虑噪声时,能取得该SA的分集接收增益

$$G_{SR} = 20\lg 8 = 18 \text{ dB} \quad (16)$$

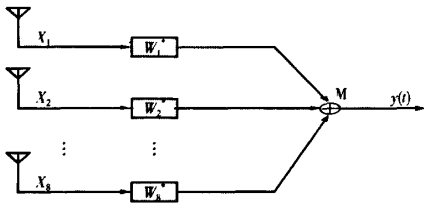


图5 SA 的工作原理图

Fig. 5 Working principle of SA

由此,也可以给出SA的阵元模型如图6所示。为避免繁琐,图6给出由2个阵元模型组成的SA,增加至8个阵元时即可用于表示常用的8阵元SA。图6中的 a_{nm1} 表示第一个阵元收来波方向为 φ_{nm} 的信号时,收信号载波的内在相位,收给定方向 φ_{nm} 时的外接移相器 P_1 的相位应为 $-\alpha_{nm1}$,使收信号 x_{nm1} 的载波与本地载波的相位差为0;同理可使 x_{nm2} 的载波相位差为0,则 x_{nm1} 和 x_{nm2} 2路信号可同相迭加。

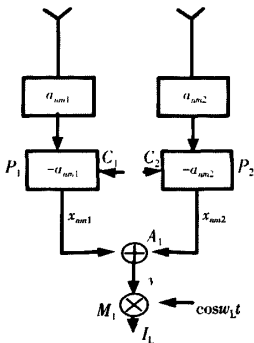


图6 收信载波波束形成

Fig. 6 Beam-forming in carrier

1.3.2 DIRAKE 接收机基带实现方案

只考虑单径的情况并假设DIRAKE接收机定向

接收1号用户的1号路径的信号,采用如图7的基带实现时,可以写出 x_{11k} 的表达式为

$$\begin{aligned} x_{111}(t) &= \sum_{n=1}^N D_n(t) W_n(t) P N_{1n}(t) \cos(w_1 t + a_{n11}), \\ x_{112}(t) &= \sum_{n=1}^N D_n(t) W_n(t) P N_{1n}(t) \cos(w_1 t + a_{n12}), \\ &\dots \\ x_{118}(t) &= \sum_{n=1}^N D_n(t) W_n(t) P N_{1n}(t) \cos(w_1 t + a_{n18}) \end{aligned} \quad (17)$$

为避免表达式过于冗长,这里暂不考虑正交干扰的影响。取下变频用的本地载波为 $\cos w_L t$, 当 $w_L t = w_1 t$ 时,有

$$y_{11k}(t) = x_{11k}(t) \times \cos w_L t \quad (18)$$

略去 $1/2$ 系数的影响,经低通滤波器(low pass filter, LPF)和 $W_{1L} \times P N_{1L}$ 解扩(data encryption algorithm, DES),并略去部分符号(t)有

$$\begin{aligned} y_{111} &= D_1 \cos a_{111} + \sum_{n=2}^N D_n W_n P N_{1n} W_{1L} P N_{1L} \cos a_{n11}, \\ y_{112} &= D_1 \cos a_{112} + \sum_{n=2}^N D_n W_n P N_{1n} W_{1L} P N_{1L} \cos a_{n12}, \\ &\dots \\ y_{118} &= D_1 \cos a_{118} + \sum_{n=2}^N D_n W_n P N_{1n} W_{1L} P N_{1L} \cos a_{n18} \end{aligned} \quad (19)$$

从(19)式可见,经下变频后已将SA阵元给出的载波相位偏移信息变换为基带信号的幅度损失。

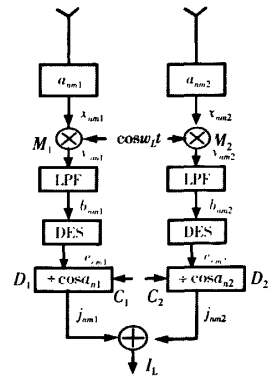


图7 收信基带波束形成

Fig. 7 Beam-forming in base-band

由于 $\cos a_{111}, \cos a_{112}, \dots, \cos a_{118}$ 都小于或等于1,将会使期望信号的幅度下降。上式中的 $y_{111}, y_{112}, \dots, y_{118}$ 经除法器 D_1, D_2, \dots, D_8 处理、加法器 M_3 求和后有

$$Y_{11} = 8D_1 + \sum_{k=1}^8 \sum_{n=2}^N D_n W_n P N_{ln} W_{1L} P N_{nL} \frac{\cos a_{nlk}}{\cos a_{1lk}} \quad (20)$$

(20)式中:第1项为1号用户第一径信号经波束形成后的输出,显然对于 D_1 信号而言,可以得到18 dB的增益;第2项为自干扰项,此处只考虑 $(N-1)$ 个用户的一径干扰。若每用户为3径信号的话,则自干扰分量的总数 $H = N \times 3 - 1$ 。考虑到 $\frac{\cos a_{nlk}}{\cos a_{1lk}}$ 的值可能大于1,所以在基带波束形成中自干扰的值可能被放大。在载波移相的波束形成方案中,可以利用某径信号的相干解调抑制其他路径的干扰。在基带波束形成中则不复存在,导致基带波束形成方式的性能恶化。可以利用(20)式计算基带波束形成时的信干比(信号/干扰噪声比)。

2 性能模拟与分析

2.1 CORAKE 相对于 CLRAKE 接收机的信干比增益

设用户数据信号的平均功率为 P ,各路径在传输中的衰减因子分别为 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 。暂且不考虑其他基站信号的干扰,重点讨论多径干扰(MPI)和加性高斯白噪声 AWGN 的影响。RAKE 接收机可识别的各径信号之间的时延差应大于一个码片,几乎不相关。实现多径分离时可以将多径干扰作为噪声处理。

根据伪随机序列的自相关函数的计算公式,当 PN 码时延超过一个码片时,自相关函数为

$$\rho_x(\tau) = -\frac{1}{P_m}, T_c \leq \tau \leq (P_m - 1)T_c \quad (21)$$

(21)式中, P_m 是伪随机序列的周期。设随机噪声单边功率谱密度为 n_0 ,基带信号带宽为 f_m 。则对于 CLRAKE 接收机的3个分支的输出噪声功率为

$$\begin{aligned} N_1 &= \left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_2 \cos \theta_2 \right]^2 + \\ &\left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_3 \cos \theta_3 \right]^2 + \left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_2 \sin \theta_2 \right]^2 + \\ &\left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_3 \sin \theta_3 \right]^2 + n_0 f_m, \\ N_2 &= \left[-\frac{1}{P_m} \frac{\sqrt{P}}{4} \alpha_1 \right]^2 + \left[-\frac{1}{P_m} \frac{\sqrt{P}}{4} \alpha_3 \cos \theta_3 \right]^2 + \\ &\left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_2 \sin \theta_2 \right]^2 + \left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_3 \sin \theta_3 \right]^2 + \\ &n_0 f_m, N_3 = \left[-\frac{1}{P_m} \frac{\sqrt{P}}{4} \alpha_1 \right]^2 + \left[-\frac{1}{P_m} \frac{\sqrt{P}}{4} \alpha_2 \cos \theta_2 \right]^2 + \end{aligned}$$

$$\left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_3 \sin \theta_2 \right]^2 + \left[-\frac{1}{P_m} \sqrt{P} \cdot \alpha_3 \sin \theta_3 \right]^2 + n_0 f_m \quad (22)$$

3个分支的输出信号功率为

$$\begin{aligned} S_1 &= (\sqrt{P} \cdot \alpha_1)^2, S_2 = [\sqrt{P} \cdot \alpha_2 \cos \theta_2]^2, \\ S_3 &= [\sqrt{P} \cdot \alpha_3 \cos \theta_3]^2 \end{aligned} \quad (23)$$

按照上面的方法同样可以得出 CORAKE 接收机各径的输出信号功率与噪声功率,只是此时不存在非相干解调损耗因子 $\cos \theta_2$ 等参数的影响。

图8是 CORAKE 接收机相对于 CLRAKE 接收机总的输出信干比增益 G_{SA} 与 $\theta_2, \theta_3 \in [0, \pi]$ 的关系曲线, $\theta_2, \theta_3 \in [-\pi, 0]$ 有类似的结果。从仿真结果可以看出 CORAKE 接收机在性能上相比于 CLRAKE 接收机有了较大的提升,在 $\theta_2 = \theta_3 = \pi/2$ 时,其 G_{SA} 的峰值约能达到10.5 dB。

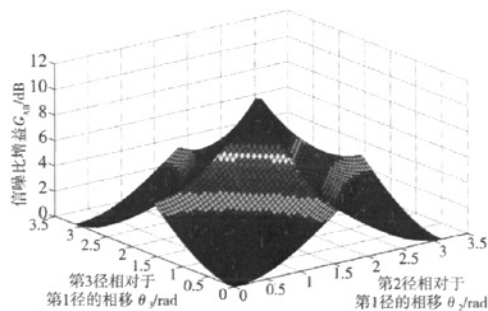


图8 三径信号 CORAKE 接收机信干比增益

Fig. 8 G_{SA} of CORAKE receiver with three-path signal carrier

若 CLRAKE 接收机采用最大信干比合并(MSIRM)时,此增益会下降。图9为最大信噪比合并的信干比增益侧面图。由图9可以看到 CORAKE 接收机相对 MSIRM CLRAKE 接收机的增益约为4.7 dB。

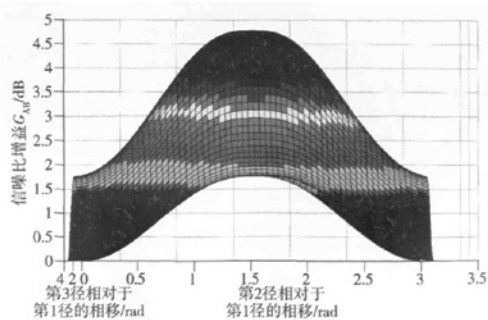


图9 最大信噪比合并的信干比增益侧面图

Fig. 9 Side view of G_{SA} for CORAKE over MSIRM CLRAKE

2.2 收三径信号时 DIRAKE 相对 CLRAKE 接收机的信干比增益

由于 SA 多径定向 RAKE 接收机的实现难度较大,先考虑收单径信号时,DIRAKE 接收机相对 CLRAKE 接收机的 G_{SA} 。再考虑接收 N 用户三径信号时 DIRAKE 接收机相对 CLRAKE 接收机收三径信号时的 G_{SA} 。使用两径信号波束形成时,将图 7 中 b_{nmk} 以下的部分改画为图 10,用于表示两径信号的合成过程,其中略去时延部件。实际上,它是一类定向 RAKE 接收机,可以称为两径基带定向 RAKE 接收机。同理,也可以构成三径基带定向 RAKE 接收机,即 DIRAKE 接收机。

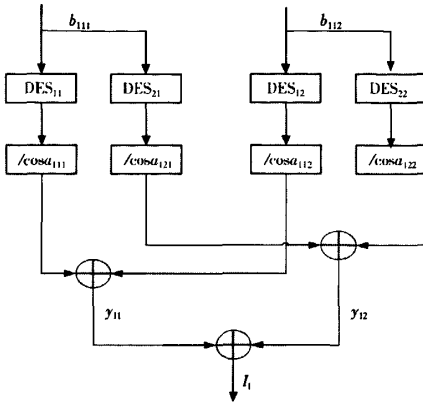


图 10 两径信号的基带波束形成

Fig. 10 Beam-forming of two-path signals in base-band

考虑 8 个用户的三径传播模型,那么 7 个其他用户将会产生 21 个干扰信号,设它们的来波方向 φ_{nm} 在空间均匀分布, α_{nm} 为第 n 个用户的第 m 径信号的来波方向,即

$$\varphi_{nm} = 2\pi \times [3(n-2) + m]/21, n = 2, 3, \dots, 8, m = 1, 2, 3$$

同时这 21 个干扰信号相对于期望信号的载波相移 φ_{nm} 也设为均匀分布,即

$$\varphi_{nm} = 2\pi \times [3(n-2) + m]/21, n = 2, 3, \dots, 8, m = 1, 2, 3$$

对于期望用户的信号,设其第 2 径,第 3 径相对于主径的载波相移为 $\varphi_{12} = \varphi_{13} = \pi/4$, 2 径的来波方向分别设为 $\varphi_{12} = \pi/4, \varphi_{13} = 3\pi/4$ 。

在上面所假设的情况中,若采用智能天线基带单径波束形成方法,则该 DIRAKE 接收机的收信号为

$$I_L = 8D_1 +$$

$$\sum_{m=1}^3 \sum_{k=1}^8 \sum_{n=2}^8 D_{nm} W_{nm} PN_{l_{nm}} W_{1L} PN_{11L} \cos \theta_{nmk} / \cos \alpha_{11k} + \sum_{m=2}^3 \sum_{k=1}^8 D_{1m} W_{1m} PN_{1m} W_{1L} PN_{11L} \cos \theta_{1mk} / \cos \alpha_{11k} \quad (24)$$

(24)式中:等号右边第 2 项是其他用户多径信号的干扰;第 3 项是期望信号的多径干扰。(24)中,

$$\theta_{nmk} = \varphi_{nm} + 2\pi \frac{r}{\lambda} \cos(\frac{2\pi k}{8} - \varphi_{nm}); \alpha_{11k} = 2\pi \frac{r}{\lambda} \cos(\frac{2\pi k}{8} - \varphi_{11})。$$

对于 CLRAKE 接收机而言,其三径信号处理模型如图 11 所示。

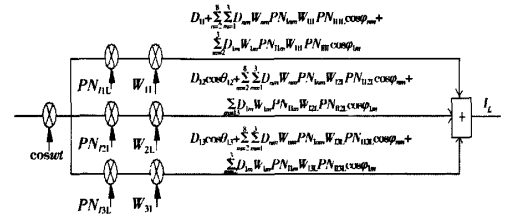


图 11 CLRAKE 3 径信号处理模型

Fig. 11 CLRAKE processing model of 3 Path signals
其输出信号为

$$I_L = \sum_{m=1}^3 D_{1m} \cos \varphi_{1m} + \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} PN_{l_{nm}} W_{11L} PN_{11L} \cos \varphi_{nm} + \sum_{m=2}^3 D_{1m} W_{1m} PN_{1m} W_{11L} PN_{11L} \cos \varphi_{1m} + \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} PN_{l_{nm}} W_{12L} PN_{12L} \cos \varphi_{nm} + \sum_{m=1,3}^3 D_{1m} W_{1m} PN_{1m} W_{12L} PN_{12L} \cos \varphi_{1m} + \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} PN_{l_{nm}} W_{13L} PN_{13L} \cos \varphi_{nm} + \sum_{m=1}^3 D_{1m} W_{1m} PN_{1m} W_{13L} PN_{13L} \cos \varphi_{1m} \quad (25)$$

三径 DIRAKE 接收机的输出信号为

$$I_L = 8 \sum_{m=1}^3 D_{1m} \cos \varphi_{1m} + \sum_{k=1}^8 \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} PN_{l_{nm}} W_{11L} PN_{11L} \cos \theta_{nmk} / \cos \alpha_{11k} + \sum_{k=1}^8 \sum_{m=2}^3 D_{1m} W_{1m} PN_{1m} W_{11L} PN_{11L} \cos \theta_{1mk} / \cos \alpha_{11k} + \sum_{k=1}^8 \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} PN_{l_{nm}} W_{12L} PN_{12L} \cos \theta_{nmk} / \cos \alpha_{12k} +$$

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^8 \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} P N_{l_{nm}} W_{12L} P N_{l_{12L}} \cos \theta_{nmk} / \cos \alpha_{12k} + \\ & \sum_{k=1}^8 \sum_{n=2}^8 \sum_{m=1}^3 D_{nm} W_{nm} P N_{l_{nm}} W_{13L} P N_{l_{13L}} \cos \theta_{nmk} / \cos \alpha_{13k} + \\ & \sum_{k=1}^8 \sum_{m=1}^2 D_{1m} W_{1m} P N_{l_{1m}} W_{13L} P N_{l_{13L}} \cos \theta_{1mk} / \cos \alpha_{13k} \end{aligned} \quad (26)$$

(26)式中, $\cos \varphi_{1m}$ 表示三径基带 DIRAKE 接收机中只对 1 径信号使用了相干解调, 此时 $\cos \varphi_{11} = 1$, $\cos \varphi_{12}, \cos \varphi_{13}$ 都不等于 1。这样做的目的是为了与 CLRAKE 接收机做比较, 在 CLRAKE 接收机中也只能实现 1 径信号的相干解调。但是在定向 RAKE 接收机中易于实现三径信号的相干解调, 那时会进一步改善性能。其中

$$\alpha_{12k} = 2\pi \frac{r}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi k}{8} - \varphi_{12}\right),$$

$$\alpha_{13k} = 2\pi \frac{r}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi k}{8} - \varphi_{13}\right)$$

根据上述多个表达式所得到的模拟结果见图 12 和图 13。图 12 和图 13 中给出 G_{SA} 随着期望信号第一径(主径)来波方向的关系, 其他两径的来波方向设为 $\pi/4$ 和 $3\pi/4$ 。从这些模拟结果中亦可以判定由于基带波束形成不能利用相干解调对 MPI 和 MAI 的抑制作用, 其 G_{SA} 将随 MS 所处的方位变化, 使基带 DIRAKE 接收机性能很不稳定, 不宜选用。

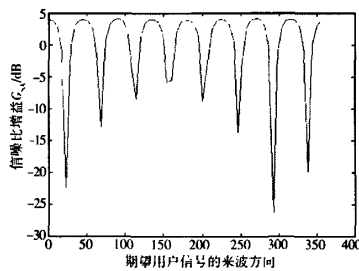


图 12 单径接收 DIRAKE 相对三径接收 CLRAKE 的 G_{SA}

Fig. 12 G_{SA} for single-path DIRAKE over three-path CLRAKE

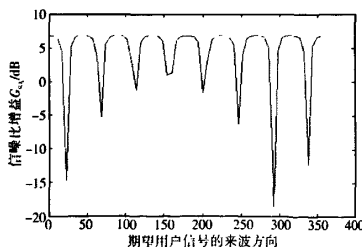


图 13 三径接收 DIRAKE 相对 CLRAKE 接收机的 G_{SA}

Fig. 13 G_{SA} for three-path DIRAKE over CLRAKE

3 结束语

本文给出 DIRAKE 接收机基带实现模型、CORAKE 和 CLRAKE 接收机模型及具体实现方案, 并讨论有 MPI 和 MAI 时它们的性能。通过计算机性能模拟的结果可以判定, CORAKE 接收机在性能上相比于 CLRAKE 接收机有了较大的提升, CORAKE 接收机的 G_{SA} 较高, 易于实现, 此外 CORAKE 接收机还能更好地利用多径信号能量, 消除传统 RAKE 接收机存在的非相干载波解调损耗因子的影响, 更大限度地利用多径信号的能量。而 DIRAKE 接收机不能利用相干解调作用抑制 MPI 和 MAI, 其 G_{SA} 将随 MS 所处的方位变化, 难以得到稳定的系统性能。

参考文献:

- [1] PROAKIS John G. Digital communications[M]. 4th ed. Boston: McGraw-Hill, 2001.
- [2] TURIN George L. Introduction to Spread Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio[J]. PROCEEDINGS OF THE IEEE, 1980, 68(3): 328-353.
- [3] GUNAY Nazli, DELIC Hakan. Transmitter Receiver Rake Diversity Combining for Ultra-Wideband Communications[EB/OL]. (2007-12-21) [2009-05-12]. http://d.wanfangdata.com.cn/NSTLHY_NSTL_HY15551188.aspx.
- [4] EL-KHAMY S E, BA-HAJJA K S. Spatial Path Separation and Path Diversity in 3G Multimedia Mobile Communications Using Intelligent Pre-Rake Processing in MISO channels[C]//25th National Radio Science Conference (NRSC 2008) March 18-20, 2008. Tanta, Egypt: [s. n.], 2008, C49: 1-10.
- [5] ANDREEV B D, TITLEBAUM E L, FRIEDMAN Eby G. Low Power Flexible Rake Receivers For WCDMA[EB/OL]. [2009-05-12]. <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.64.7836&>.
- [6] 赵军辉, 王东明, 尤肖虎. CDMA 系统中一种改进的 Rake 接收机算法研究[J]. 应用科学学报, 2004(3): 298-302.
- [7] DOUKAS, PANITSAS G, MASOUIROS C, et al. Low Complexity Rake Receiver and Channel Estimator Implementation for DSS-CDMA Systems[EB/OL]. (2006-11-24) [2009-05-21]. <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/4100501/4100502/04100517.pdf?arnumber=4100517>.

(下转第 324 页)

- [7] ZHENG W C, WU S Y. Theoretical studies of EPR parameters and microstructure of rhombic Co^{2+} -VAg centre in AgCl [J]. Phys Stat(b), 2000, 220(2): 941-949.
- [8] DU M L, RUDOWICZ C. Pressure dependence of spin-orbit coupling parameters of ruby [J]. Phys Rev B, 1992, 163(4): 326-328.
- [9] ABRAGAM A, BLEANEY B. Electron Paramagnetic Resonance of Transition Ions[M]. London: Oxford University Press, 1970.
- [10] NEWMAN D J, NG B. Crystal field Handbook [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2000.
- [11] ZHAO M G, XU J A, BAI G R, et al. Orbital theory and high pressure effects upon the EPR spectrum of ruby [J]. Acad Sci, 1983, 27(3): 1516-1522.
- [12] ZHENG W C, WU S Y. Defect models of the low and high temperature centres of in crystals [J]. Journal of Physics: Condensed Matter, 1999, 11(15): 3127-3132.
- [13] YANG Z Y, RUDOWICZ C, QIN J. The effect of disorder in the local lattice distortion on the EPR and optical spectroscopy parameters for a new Cr^{3+} : Mg^{2+} : LiNbO_3 [J].

Physica B, Condensed matter, 2002, 318(2-3): 188-197.

- [14] JABLONSKI R, PALCZEWSKA M, PAJACZKOWSKA A. ESR Study of Isolated Cr^{3+} Ions Pairs in SrLaAlO_4 and Sr-LaAlO_4 Single Crystal [J]. Stat sol, 2000, B218: 521-526.

作者简介:



王钰(1979-), 重庆巫山人, 讲师, 主要研究方向为光学材料与光谱学。E-mail: wangjue@cqupt.edu.cn。



董会宁(1969-), 四川宝兴人, 教授, 博士, 主要研究方向为材料物理与化学。E-mail: donghn@cqupt.edu.cn。

(编辑:魏琴芳)

(上接第276页)

- [8] RATNAM V, KUMAR Raja, KUMAR Amit. Development of a CDMA System with Rake Receiver for the Third Generation Wireless Communication Systems [EB/OL]. (2002-11-21) [2009-04-12]. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=01177299>.
- [9] ANDOH H, SAWAHASHI M, ADACHI F. Channel Estimation Using Time Multiplexed Pilot Symbols for Coherent Rake Combining for DS-CDMA Mobile Radio [C]// IEEE international symposium on personal indoor and mobile radio communications N°8, Helsinki, FINLAND, Helsinki: IEEE, Piscataway NJ, 1997: 954-958.
- [10] LASSE Harju, KUULUSA Mika, NURMI Jari. FLEXIBLE IMPLEMENTATION OF A WCDMA RAKE RECEIVER [J]. IEEE 2002: 177-182.
- [11] 马凉译. 无线通信中的智能天线 IS-95 和第3代 CDMA 应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002: 179-193.
- [12] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 28-40.
- [13] NAGUIB A F, PAULRAJ A. Performance of CDMA Cellular Networks with Base-Station Antenna Arrays: the Downlink [M]// Lecture Notes in Computer Science. Berlin / Heidelberg: Springer, 2006.
- [14] BLANZ J J, PAPATHANASSIOU A. Smart Antennas for Combined DOA and Joint Channel Estimation in Time-Slotted CDMA Mobile Radio Systems with Joint Detection [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2000,

49(2): 293.

- [15] CHOI Seungwon, SHIM Donghee. A Novel Adaptive Beamforming Algorithm for a Smart Antenna System in a CDMA Mobile Communication Environment [J]. IEEE Trans. on Vehicular techn, 2000, 49(5): 1793-1806.
- [16] 康行建. 天线原理与设计 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1995: 80-95.

作者简介:



傅海阳(1951-), 男, 浙江义乌人。南京邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 87 年曾作为国家公派访问学者出国研修近两年, 92 年起获得国务院颁发的政府特殊津贴。研究领域为移动互联网、移动通信与无线技术等。E-mail: fuhay@njupt.edu.cn。



邓永前(1984-), 男, 湖南郴州人。南京邮电大学通信与信息工程学院硕士。主要研究方向为移动通信与无线技术。E-mail: dyq274@163.com。

(编辑:魏琴芳)

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训：

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>