

极化信息在智能天线技术中的应用

董豹 姚振东

(成都信息工程学院)

TN92 A

摘要: 本文讨论了利用电磁波的三维极化信息决定其到达方向的问题。提出了一种在CDMA体制下利用扩频——解扩方法从复合波场中区分单独信号波场的极化信息,从而决定各个信号的各个多径分量的到达方向的方案,并提供了数字实例。同时,本文还提出了分层圆周阵列天线的构想。这种阵列的每一层动态地分配给一个特定的移动台,以一个主瓣灵活而方便地跟踪该移动台。

Polarimetric Information Utilization in CDMA Cell Station Antenna

Dong Bao Yao Zhendong

(Chengdu University of Information Technology)

Abstract: In this paper the issue of utilizing polarimetric information of EM waves to determine their DOA at a cell station is investigated. An approach is adopted employing spreading and de-spreading methods under CDMA format to recover individual wave polarization from a composite wave field, and a numerical example is given which is shown workable. Besides, a multi-layer circularly aligned array is conceived. Each layer of the array is dynamically allocated to a specified mobile station with its main lobe tracking the mobile user flexibly and conveniently.

1 引言

在第三代移动通信技术中小区基站将采用智能天线。由于有多个移动台同时与小区基站通信,小区基站天线需要以多个主瓣跟踪各移动台。理想的方案是借助于智能天线的功能,实现空分多址(Space Division Multiple Access),根据移动台的空间方位上的差异来区分不同的用户,进一步提高通信的有效性和抗干扰能力。

在智能天线的技术中,快速自适应算法占有核心的地位。虽然现在已有若干先进的盲自适应算法,但在多用户条件下,为实现空分多址的目的,所需计算量势必浩大,耗时必长,仍然存在困难。这种困难很大程度上是由于在给定条件下已知信息太不充分造成的,即现场实测信息的匮乏造成算法负担畸重。如果能够预先测出各移动台相对于小区基站的方位,则波束形成便会容易得多。

事实上,电磁波的矢量特性与其传播方向之间存在内在联系。利用这种联系,就可以通过对电磁波极化的测量而得出信号电磁波的到达方向。我们将在第2节里叙述这种关系。

不过,这种极化与传播方向间的关系是对单一平面波场

才成立。这里的挑战在于:基站天线上存在的是各个移动台信号所构成的复合波场。因此,需要把各个信号的极化信息从复合波场中提取出来。从原理上说来,使用扩频与解扩技术,可以实现这种各单独信号波场极化信息的提取,从而决定各信号到达方向。我们将在本文的第3节里讨论这个问题。

在第4节中,我们讨论一种分层圆周阵列天线。在假定已知各激活移动台的方位角的条件下,这种天线可以方便而灵活地跟踪每一个激活的移动台。每一层阵列分配给一个激活的移动台,可以有效地实现空分多址的技术目标。

2 电波极化与信号到达方向

考虑下述电磁波场

$$\mathfrak{I}(\mathbf{r}, t) = \text{Re}(\mathbf{E} e^{j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})}) \quad (1)$$

此处 $\mathbf{E} = \mathbf{E}^r + j\mathbf{E}^i$, 此处 $\mathbf{E}^r = \text{Re}(\mathbf{E})$ 和 $\mathbf{E}^i = \text{Im}(\mathbf{E})$ 都是实值矢量。

由于在地面空气中电场矢量的散度为零,所以

$$\nabla \cdot \mathfrak{I} = \text{Re}[-j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{E}) e^{j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})}] = 0$$

亦即 $\mathbf{k} \cdot \mathbf{E} = 0$

(2)

这就是说, 电场始终与波的传播方向垂直。只要不是线极化的特殊情况, 可以仿照力学中动量矩的方式决定电场所在的极化平面的法线方向, 亦即波传播方向。

$$\mathbf{N} = \mathbf{S} \times \frac{d}{dt} \mathbf{S} = \omega (\mathbf{E}^i \times \mathbf{E}^r) \quad (3)$$

其极化平面可以由复振幅矢量的实部与虚部作是矢量积决定。据此可以得出电波传播方向的方位角

$$\varphi = \arctan \left(\frac{E_x^i E_z^r - E_z^i E_x^r}{E_x^i E_z^r + E_z^i E_x^r} \right) \quad (4)$$

由于在地面大气中, 高频电场强度矢量的散度为零, 所以它必定与波的传播方向垂直。以上矢量积在线极化的情形为零。对于移动通信的小区基站接收天线处的波场而言, 出现这种情况的可能性甚小。因为电波从移动台到达基站经过了多次反射与折射, 发射时的极化状态与接收时的极化状态之间已经较少关联[1], 即使移动台所发射的是线极化波, 到达基站时已变成椭圆极化。

为了从电波的极化决定电波传播方向, 可以采用图 1 所示的三维振子天线测出完整的电波矢量。对三个分量进行正交解调可以把矢量 \mathbf{E} 的实部和虚部分离开来。这样就可以按 (4) 式算出水平方位角。事实上, 这个方案已经被实际采用了。美国航空航天局 (NASA) 在 2000 年所发射的卫星上就装设了这种天线和由 University of Massachusetts Lowell 研制的无线电等离子体成像仪 RPI (Radio Plasma Imager) 以测量磁层的边界 (Reinisch et al, 1999)。

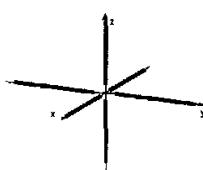


图 1 三维极化天线

显然, 这种天线具有水平全向性。其垂直轴线与第 3 节将要讨论的阵列天线的垂直轴线一致。作为辅助天线, 这种水平全向性是有意义的。如果没有一个具有水平全向性的天线, 当主阵列天线以各主瓣对准正在激活的各移动台时, 在盲区里开始呼叫的新的移动台就处于不利地位, 其呼叫信号可能被忽略。

以上讨论的前提是如 (1) 式所描述的电磁波单独存在; 而在许多情况下这一条件都不能满足。在移动通信中, 在基站的位置上, 存在多个用户发来的电波, 显然不能直接按照

上述方法把三个振子所测出的电场按 (4) 式直接求取。

3 复合波场的三维解扩

我们以如下的扩频复合波场的数学模型来说明通过解扩提取各个信号波场的极化信息, 从而获得其到达方向的物理过程。设复合波场

$$\mathbf{S}(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{\alpha=1}^L \sum_{\beta=1}^P A_{\alpha}^{\beta} \xi_{\alpha}(t - \tau_{\alpha}^{\beta}) \mathbf{E}_{\alpha}^{\beta} e^{j\omega_{\alpha} t} \right\} \quad (5)$$

其中标号 α 用以区分移动台, 而 β 用以区分给定移动台信号的各多径分量。由伪随机码所形成调制信号为

$$\xi_{\alpha}(t) = \sum_{n=0}^M c_{\alpha}(n) u_T(t - nT) \quad (6)$$

式中 $u_T(t)$ 为从 $t=0$ 开始的宽度为 T 的单位矩形脉冲。

$$u_T(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (7)$$

$c_{\alpha}(n)$ 为最大移位寄存器码 MLSR (Maximum Length Shift Register) 序列。它的长度 $M = 2^T - 1$, 通常 (后文中的数字示例中取 $T=11$)。其自相关函数具有以下性质。

$$R_c(n) = \begin{cases} 1 & n=0 \\ -\frac{1}{M} & 1 < n < M \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (8)$$

为了方便讨论, 我们先考虑下列射频信号通过正交解调器后的复数表示。

$e(t) = A(t) \cos(\omega t + \varphi) = \operatorname{Re} \{ A(t) e^{j\varphi} e^{j\omega t} \}$ 在正交解调器的两路输出为

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cos \varphi \\ Q(t) = -A(t) \sin \varphi \end{cases}$$

将这两路输出并作一个复值信号, 则有

$$U(t) = I + jQ = \tilde{A}^*(t) = A(t) e^{-j\varphi}$$

也就是说, 是射频信号复振幅的共轭值。

如图 2 所示之方框图, 辅助接收机三个通道的输入端比例于复合波场矢量的三个分量。在各通道的正交解调器的输出端, 如果采用上述复数表示, 则可得到复合场的三个复振幅。如果把这三个通道看作一个整体, 那么, 正交解调器的输出端的矢量形式的信号即可表示为

$$\mathbf{A}_{\mu}(t) = \sum_{\beta=1}^P \xi_{\mu}(t - \tau_{\mu}^{\beta}) \mathbf{E}_{\mu}^{\beta} + \sum_{\alpha \neq \mu} \sum_{\beta=1}^P \xi_{\alpha}(t - \tau_{\alpha}^{\beta}) \mathbf{E}_{\alpha}^{\beta} e^{j(\omega_{\alpha} - \omega_{\mu})(t - \tau_{\mu}^{\beta})} \quad (9)$$

此处假设正交解调器的参考振荡跟踪到第 μ 个移动台信号, 所以上式中右端第一项为该信号的复振幅; 其余各项则包含有残余失谐因子。按同步于第 μ 个移动台信号的第 v 个多径分量的时钟对正交解调器输出端的信号 (9) 进行采样, 可得

$$\mathbf{Q}_{\mu}^v(n) = \bar{c}_{\mu}(n) \mathbf{E}_{\mu}^v + \sum_{\beta \neq v} \bar{c}_{\mu}(n - \tau_{\mu}^{\beta}) \mathbf{E}_{\mu}^{\beta} + \sum_{\alpha \neq \mu} \bar{c}_{\alpha}(n - \tau_{\alpha}^{\beta}) e^{j(\omega_{\alpha} - \omega_{\mu})(n - \tau_{\mu}^{\beta})} \mathbf{E}_{\alpha}^{\beta} \quad (10)$$

因为(7)式，在上式中按号码 m 求和时，不为零的项须满足

$$0 < (n-m)T + \tau - \tau_\alpha^\beta < T$$

所以有

$$n_\alpha^\beta = \text{floor}(\frac{\tau - \tau_\alpha^\beta}{T}) \quad \text{而} \quad n_\mu^\nu = 0$$

函数 $\text{floor}(x)$ 表示不大于 x 的最大整数。

在获得采样序列 $\mathbf{Q}_\mu^\nu(n)$ 之后，同时考虑到噪声的存在，以扩频序列与之作相关积累，我们有

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} c_\mu(n) [\mathbf{Q}_\mu^\nu(n) + \mathbf{N}(n)] \\ &= \mathbf{E}_\mu^\nu - \frac{1}{M} \sum_{\mu \neq \nu} \mathbf{E}_\mu^\mu \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{n=0, n \neq \mu}^{M-1} c_\mu(n) \bar{c}_\alpha(n - n_\alpha^\beta) e^{j(\alpha_\mu - \alpha_\nu) \times n T + \tau} \mathbf{E}_\alpha^\beta + \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} c_\mu(n) \mathbf{N}(n) \end{aligned} \quad (11)$$

式中当 M 值增大时，右端第一项将占据绝对优势，其余三项都将减小。这种情况下，可以把解扩积累的结果视作比例于复合波场中第 μ 个移动台信号中第 ν 个多径分量的极化场的复共轭值，从之可以计算该分量的极化面的法线矢量 \mathbf{N}_μ^ν 。

表 1

ϕ_1		ϕ_2	
给定值	仿真结果	给定值	仿真结果
0°	-2.5174°	0°	0°
45°	48.4703°	0°	-0.1190°
90°	88.4472°	0°	-0.1679°
135°	134.5354°	0°	-0.1185°
180°	179.9726°	0°	0°
225°	223.8114°	0°	0.1185°
270°	263.7941°	0°	0.1679°
315°	316.5644°	0°	0.1190°

表 1 中列出按上式计算的一些数字实例。设有两个椭圆极化波，其长短轴比分别为 1:0.1666 和 1:0.3333；传播方向的仰角各为： $\theta_1=10^\circ$ ， $\theta_2=18^\circ$ 。各用两个不同的而长度同为 2047 的扩频序列按 BPSK 调制（二者错开 12.5 个码片）。同时，设有同样电平的加性高斯噪声与两个基波迭加在一起。实例中设第二个波保持不变，按 45° 的增量改变第一个波的方位角。

结果显示，在 CDMA 通信体制下使用扩频——解扩的方式从复合波场中区分单独波场的极化信息，从而决定该波场的到达方向是可能的。当信号与噪声的强度大体相同时，如果用所求得的方位数据去形成天线波束，真实方位可处于主瓣范围之内。这之后，天线进入跟踪状态，即利用接收信号功率的反馈来进一步调整主瓣的方位，详见下节。

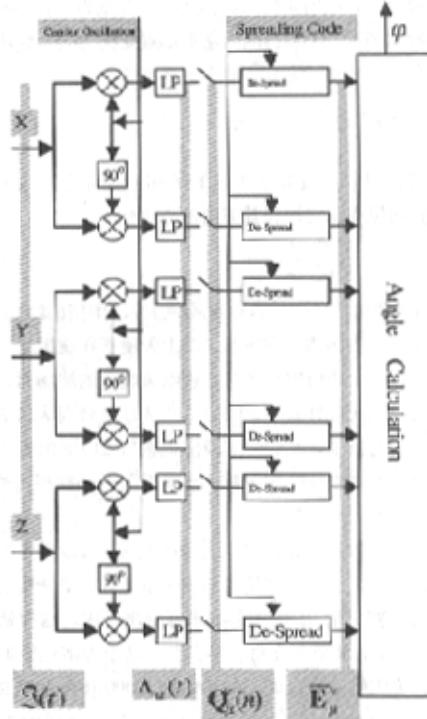


图 2 辅助接收机原理方框图

4 基于各已知信号到达方向的多波束形成

对移动通信的基站而言，各个方向上出现用户的可能性大体相等。因此采用水平圆周排列的阵列天线是合理的。本节中我们讨论已知主瓣方位的波瓣形成问题。

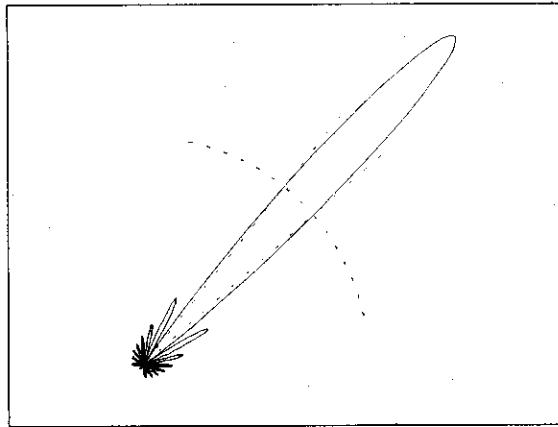
不难证明，如果加权矢量如下

$$\mathbf{W}(\phi_0) = \exp[-j\Phi(\phi_0)] \quad (12)$$

式中

$$\Phi(\phi_0) = \frac{-\pi D}{\lambda} \begin{bmatrix} \cos(\phi_0 - 2\pi/M) \\ \cos(\phi_0 - 4\pi/M) \\ \vdots \\ \cos(\phi_0 - 2(M-1)\pi/M) \\ \cos(\phi_0) \end{bmatrix}$$

则可生成主瓣在方位角 ϕ_0 的波束。在主瓣方位上各振子所产生的辐射场振动相位相同，这时最大可能的天线增益。式中 M 为振元数， λ 为波长。当振子数 $M=36$ ，取 $\alpha=4\pi$ ，则得出的波瓣图如图 3 所示。经计算得半功率点波瓣宽度为 10.2747° 。



(M=36, 半功率主瓣宽度 10.2747°)

图 3 圆周阵列天线功率波瓣图

如果用一个圆周阵列只形成一个主瓣以接收一个移动台的信号，则可以通过控制参数 ϕ_0 而能灵活地控制主瓣的方位(Main Lobe Steering)。为实现这种控制，权向量只由一组移相器构成，不涉及幅度控制。只按(12)式改变各元素的幅角，就能改变主瓣方位，跟踪移动台的运动。由于不引入衰减器，天线功率增益可达三十多个分贝。这无疑是十分有利的。

如果基站接收到的所有各移动台信号都用同一组加权组合得到，则此组合须形成多个可控主瓣，这样必须引入可调衰减器。这样，不但随着主瓣增多，天线主瓣增益明显降低，而且，在算法上的负担也愈重，控制愈复杂；即使在预先已知各主瓣的方位角的条件下也是如此。因此，从天线阵

列上取得信号作多个加权组合的方案有可取之处。如果每一组合的加权系数系按上节所述的辅助接收机测得的方位角 ϕ_0 ，代入(12)得到，则可对每个移动台单独形成可控主瓣。鉴于第三代移动通信的波段定在 2GHz，工作波长只有 15 公分，所以对从每个振元到各加权组的射频引线的长度的精度要求较高，同时也必须考虑阻抗匹配的问题。考虑到半波振子的长度不到 10 公分，另一个可以设想的方案是：以多层圆周阵列组成天线阵，每一层单独加权。在这个天线阵中，每当一个用户被激活，系统即分配一层阵列跟踪该用户各层可视为互相独立。事实上，整个天线阵就是一个空间滤波器组(Spatial Filter Bank)，用以实现空分多址。

参考文献

- [1] Rappaport, T. S., *Wireless Communications, Principles & Practice*, Prentice Hall, 1995.
- [2] Reinisch, B. W., G. S. Sales, D. M. Haines, S. F. Fung, W. W. Taylor, *Radio wave active Doppler imaging of space plasma structures: Arrival angle, wave polarization and Faraday rotation measurements with the radio plasma imager*, *Radio Science*, Vol.34 No.6, pp 1513-1524, 1999.
- [3] Viterbi, A. J., *Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-WeSley Publishing Company, 1995.(中译本：CDMA 扩频通信原理，人民邮电出版社，1997)

(上接第 555 页)

- [2] Rudolf Usselmann. Memory Controller IP Core. www.opencores.org, 2001
- [3] Application Note: Synthesizable High Performance SDRAM Controller. Xilinx, Inc. 2000
- [4] R. Hoffmann. Engineer To Engineer Note: Technical Notes on using Analog Devices' DSP components and development tools. Analog Devices, Inc. 2001
- [5] 沙燕萍, 曾烈光. SDRAM 接口的 VHDL 设计. 电子技术应用, 2000; 26(6): 23~24
- [6] 苏涛, 吴顺君, 廖晓群. 高性能数字信号处理器与高速实时信号处理. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000
- [7] 尹军, 梁光明, 唐朝京. 利用 EPLD 实现 TMS320C5402 与 SDRAM 接口. 电子技术应用, 2001; 27(8): 62~64
- [8] 宋万杰, 罗丰, 吴顺君. CPLD 技术及其应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999

作者简介

张华春, 男, 2000 年毕业于中科院自动化所, 获博士学位, 现在中科院电子学研究所工作。研究方向为数字信号处理、控制理论及其应用等。

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,一直致力于专注于微波、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>