基于智能天线及空时编码技术的射频识别系统在多应答器环境下的通信方案

关键词：智能天线 空时编码（SD-CDMA）射频识别系统（RFID）防碰撞

摘要：

对现代移动通信系统中智能天线和空时编码技术进行了介绍总结，并对将其移植于射频识别系统之后所带来性能提高进行了初步分析。

引

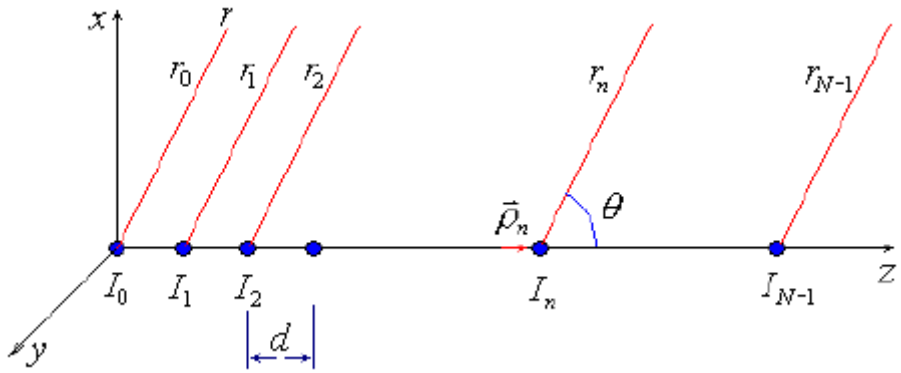
射频识别系统工作时，若在某个阅读器的识别范围内存在多个应答器，并且阅读器无法给应答器分配独立信道时，就会出现应答器冲突现象。而时下针对防冲突的各种解决方案，均为设计了各种防冲突算法[1~12]，虽然解决了冲突问题，但是却或多或少地增加了通信时间，降低了系统的工作效率。我们从第三代现代移动通信技术（3G）中获得启发，准备探索将其中诸如智能天线、空时编码等技术从移动通信领域引入射频识别领域的可能性与价值性。

智能天线

相控阵天线

智能天线技术源于相控阵天线技术。相控阵天线利用电磁波干涉与叠加原理，通过控制各个天线单元的相位差，使电磁波在空间干涉、叠加成特定的形状。一般我们称描述这种形状的函数的图像为方向图。一般来说，各个天线单元之间工作时会存在互耦效应，但是一般地在初步分析过程中都会忽略互耦效应。同时为了简化分析过程，我们在此仅介绍线阵天线的相控原理[13]：

均匀直线式天线阵指多个单元天线等间距排列在一条直线上，各单元的馈电幅度相等，相位均匀递变（递增或递减）。



线阵天线（图 1）

设有一个N单元均匀直线阵，单元间距为d，如图 1 所示。序号为n的单元到远区某点的距离为r_n，激励电流为

$$I_n = I_0 e^{-jn\alpha} \quad n = 0,1,2,\dots,N-1 \qquad (1-1)$$

式中，I_0为第一个单元的激励电流，α为相邻两单元的激励相位（α>0 时为递减）。图中坐标原点到第α个单元的位置矢量为$\overrightarrow{\rho_n} = \hat{z}nd$。

对于远区，可认为各单元到某点的射线是平行的，序号为n的单元相对于第一个单元的波程差为：

$$r - r_n = \hat{r} \cdot \overrightarrow{\rho_n} = nd\cos\theta \qquad (1-2)$$

第n个单元（任意形式）天线的远区辐射场可写作

$$E_n = \frac{C}{r_n} I_n \mathrm{e}^{-j\beta r_n} \quad n = 0,1,2,\dots,N-1 \qquad (1-3)$$

总场为：

$$E_T = \sum_{n=0}^{N-1} E_n = \frac{C}{r_0} I_0 \mathrm{e}^{-j\beta r_0} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{I_n}{I_0} \mathrm{e}^{-j\beta(r_n - r)} = E_0 \sum_{n=0}^{N-1} \mathrm{e}^{jn(\beta d\cos\theta - \alpha)} = E_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\Psi}$$
$$= E_0 f_a(\Psi) \qquad (1-4)$$

式中阵因子为

$$f_a(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\Psi} = 1 + e^{j\Psi} + e^{j2\Psi} + \cdots + e^{jn\Psi} + \cdots + e^{j(N-1)\Psi} \qquad (1-5)$$

相邻单元辐射场的相位差：

$$\Psi = \beta d\cos\theta - \alpha \qquad (1-6)$$

由$(1-5)$等号两边同乘以$e^{j\Psi}$，得

$$f_a(\Psi)e^{j\Psi} = e^{j\Psi} + e^{j2\Psi} + \cdots + e^{jn\Psi} + \cdots + e^{j(N-1)\Psi} + e^{jN\Psi} \qquad (1-7)$$

$(1-5)$与$(1-7)$两式相减得：

$$f_a(\Psi)(e^{j\Psi} - 1) = e^{jN\Psi} - 1 \qquad (1-8)$$

所以

$$f_a(\Psi) = \frac{e^{jN\Psi} - 1}{e^{j\Psi} - 1} = \frac{e^{jN\Psi/2}}{e^{j\Psi/2}} \cdot \frac{e^{jN\Psi/2} - e^{-jN\Psi/2}}{e^{j\Psi/2} - e^{-j\Psi/2}} = e^{j(N-1)\Psi/2} \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} \qquad (1-9)$$

对于辐射场而言一般是取模值，因此略去上式相位因子得：

$$f_a(\Psi) = \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} \qquad (1-10)$$

阵因子的最大值f_{amax}出现在$\Psi = 0$处，有

$$f_{amax} = \lim_{\Psi\to 0} \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} = N \qquad (1-11)$$

得归一化阵因子为

$$F(\Psi) = \frac{\sin(N\Psi/2)}{N\sin(\Psi/2)} = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(\beta d\cos\theta - \alpha)\right]}{N\sin\left[\frac{1}{2}(\beta d\cos\theta - \alpha)\right]} \qquad (1-12)$$

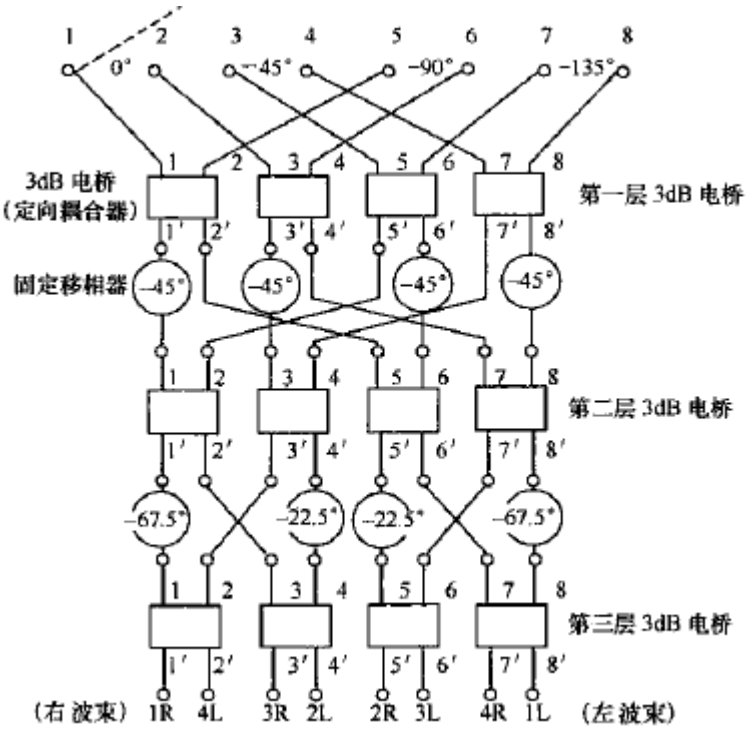
由最大值条件：$\Psi = \beta d\cos\theta - \alpha = 0$，可得

$$\cos\theta_m = \frac{\alpha}{\beta d} \qquad (1-13)$$

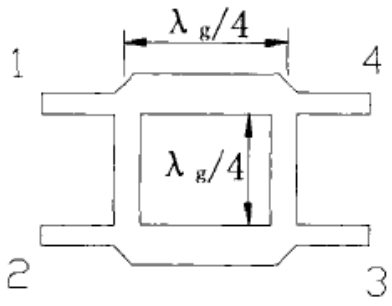
此式说明：均匀直线阵的阵因子最大辐射方向θ_m与单元间距d、相邻单元之间的馈电相位差α和工作频率（或波长）有关。若βd不变，改变α，可改变阵列辐射波束的指向，从而实现波束的电扫描，这就是相控阵波束扫描的基本原理。

多波束系统

简单的相控阵天线的方向图一般只有少数几个主瓣，但是后来出现的多波束天线（MBA），其方向图却可以拥有多个主瓣波束[33~35]。多波束通常可以通过网络或者通过透镜形成，这里介绍多波束形成网络中最为经典的 Butler 矩阵[14~21][24]：



Buter 矩阵电路图（图 2）



3dB 电桥结构图（图 3）

其中的 3dB 电桥有 4 个臂，一种典型的二分支电桥的结构如图 3，当信号从 1 臂输入时，在中心频率处，2 臂无信号输出，3、4 臂信号能量相等,相位相差 90。

图 2 所示为 Butler 发明的波束形成电路，通过对 3dB90 电桥的分析，可以看出,若信号从 1 口输入，经三层电桥后，1 个单位的功率被 8 等分（-9dB），由 1-8 八个端口输出,输出的功率幅度相等、相位随位置变化而变化。同样若信号从 2-8 口输入,1-8 同样输出等功率的幅度分布,相位随输入位置变化而变化。

该电路利用微波功分器和移相器的组合形成 8 个波束。Butler 矩阵（通常这样称呼该网络）是对快速傅里叶变换的模拟实现。对于 N 个等幅激励阵元的 Butler 线阵，当信号从 m 端口输入时，可得其幅度方向图为

$$E_m(\theta)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{p=1}^{N}\mathrm{e}^{jp(\Psi+\delta_m)}\qquad m=1,2,\dots,N/2$$

式中，$\Psi=kd\sin\theta$；$k=2\pi/\lambda$；θ为偏离线阵法线的角度；d为阵元间距；λ为自由空间波长；$\delta_m=\pm(2m-1)\pi/N$为阵内相位差。

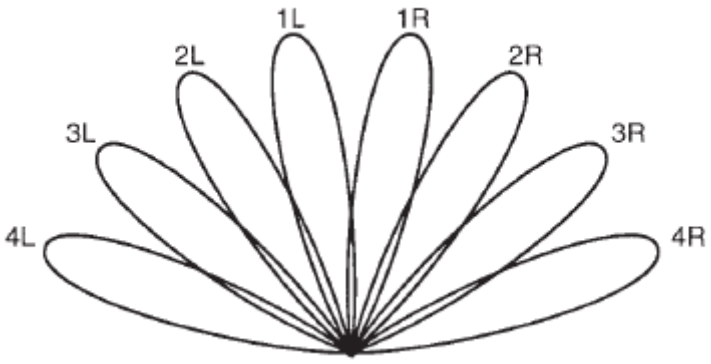
由此可得 Butler 矩阵多波束幅度方向图的归一化计算公式

$$F(\theta)=\left|\frac{\sin\left(N\frac{\Psi+\delta_m}{2}\right)}{N\sin\frac{\Psi+\delta_m}{2}}\right|$$

令$\Psi+\delta_m=0$，可得第m个波束（左或右）指向θ_{0m}（即波束的最大值位置）为：

$$\theta_{0m}=\arcsin\left(-\frac{\delta_m}{kd}\right)$$

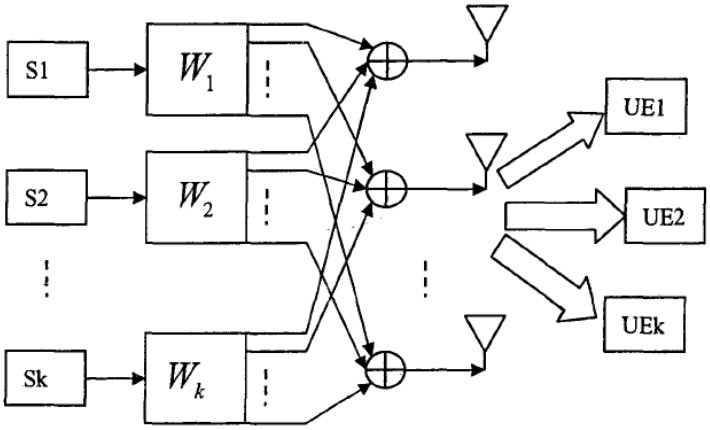
图 4 即为其方向图图像，其中各个波束只画到它们的第一个零点。



Butler 矩阵天线的方向图（图 4）

空分编码技术

智能天线所产生的多个波束，可以看做利用这多个波束将天线周围的空间划分为若干部分。根据物理的空间位置进行通信编码的技术即为空分编码技术，其中心思想即为：对单个波束进行独立调制，使之携带上与其他波束不同的信息。但是一般数字带通系统中的编码方式会对波束的形成产生影响，严重者会让载波的相干特性、方向图特性完全消失。所以我们需要一种崭新的空分编码技术来对波束进行调制。这种技术也称智能天线的波束赋形技术。[26~32]



智能天线的空分多址技术（图 5）

式$(1-5)$中的各项可以看作作用在各天线单元上的一个权值，那么整个权值集合即可构成一个权值向量，则权向量是天线阵主瓣方向指向方位角θ_0的函数：

$$\boldsymbol{w} = \boldsymbol{a}_l(\theta_0) = \left[1, \mathrm{e}^{-j\beta_0}, \ldots, \mathrm{e}^{-j(N-1)\beta_0}\right]^T$$

式中

$$\beta_0 = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta_0$$

此时方向图函数可重写为：

$$F(\theta) = |\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}_l(\theta_0)| = \left|\sum_{n=1}^{N} \mathrm{e}^{j(n-1)(\beta-\beta_0)}\right| = \left|\frac{\sin[N(\beta-\beta_0)/2]}{\sin[(\beta-\beta_0)/2]}\right|$$

通过控制权向量实现波束定向的方法也称为传统调相-相加波束形成算法，但是对于其它方向上的干扰信号只能起到一定的削弱作用，削弱的效果则取决于波束图旁瓣的大小。为了能更好地实现空分多址特性，人们希望能将智能天线波束图主瓣对准期望信号来波方向的同时，将方向图的零点对准干扰信号的来波方向。由于期望信号和干扰信号的方向都是未知的，所以这就要求智能天线具有一定的自适应能力，根据接收信号中所提供的信息自动地控制加权向量、调整阵列的方向图，使其满足上述的要求。当然，自适应智能天线对于加权向量的调整需要根据一定准则进行，下面仅介绍其中之一——最小均方算法（LMS）[25]：

LMS 算法是是智能天线的一个基本而重要的方法，基于该算法的各种形式的阵列天线已广泛地应用于自适应天线系统。该算法可使加权向量趋近于最小均方误差准则（MMSE）下的最优解，自适应地锁定并跟踪所需信号，同时把天线方向图的零响应点对准干扰信号。该算法要求在本地产生一个与期望信号有较大相关性的参考信号$d(n)$，之后基于最陡下降算法(Steepest Descent Method)，通过递归更新权向量，以获得使误差均方值最小的最优解。用$\boldsymbol{w}(n)$表示时刻n的权向量，按照最陡下降算法的思想，在$n+1$时刻的权向量可用下面的迭代关系式求得

$$\boldsymbol{w}(n+1)=\boldsymbol{w}(n)-\mu'\nabla_w\xi(n)$$

式中，$\xi(n)=E\{|e(n)|^2\}$ 为均方差性能函数，$\nabla_w\xi(n)$为ξ的梯度，μ为收敛步长因子，它是一个常数，用于控制算法收敛的速度和稳定性。

误差信号$e(n)$为期望输出与实际输出之间的误差：

$$e(n)=d(n)-y(n)=d(n)-\boldsymbol{w}^H(n)\boldsymbol{x}(n)$$

根据上式有：

$$\nabla_w\xi(n)=2\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{w}(n)-2\boldsymbol{R}_{xd}$$

所以可得到：

$$\boldsymbol{w}(n+1)=\boldsymbol{w}(n)+\mu[\boldsymbol{R}_{xd}-\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{w}(n)]$$

最陡下降法需要知道均方误差性能函数的梯度的精确值$\nabla_w\xi(n)$，这要求输入信号的$d(n)$和$x(n)$平稳且二阶统计特性已知，实际应用时可采用瞬间误差功率的梯度$\hat{\nabla}_w\xi(n)$作为均方误差梯度的估计值$\nabla_w\xi(n)$，即：

$$\hat{\nabla}_w\xi(n)=\nabla_w|e(n)|^2=-2e^*(n)\boldsymbol{x}(n)$$

故 LMS 算法的递推公式为

$$\boldsymbol{w}(n+1)=\boldsymbol{w}(n)+2\mu\boldsymbol{x}(n)e^*(n)=\ \boldsymbol{w}(n)+\mu[d^*(n)-\boldsymbol{x}^H(n)\boldsymbol{w}(n)]$$

模拟仿真表明，该算法只要噪声的功率在一定的范围之内，并且选取适当迭代步长μ，则仍可以保证算法的有效性。由于 LMS 算法运算简单、每步迭代计算量小、对存储量要求不高等特点，其在目前的系统中得到了广泛的应用[25]。

通信方案的设计

前述的各种技术在现代第三代移动通信系统（3G）中发挥了重要的作用。其中基于同步码分多址技术（SCDMA）、采用时分双工的方式（TDD），并且包含智能天线、上行同步等技术的时分同步的码分多址技术——TDS-CDMA，更是第一个由中国提出的，以中国知识产权为主的、被国际上广泛接受和认可的无线通信国际标准[27]。回首移动通信技术的发展历史，用户数量、带宽需求是其快速发展的源动力。较之现在同样也在不断发展的射频识别（RFID）领域，也面临着多应答器同时与单一阅读器通信的冲突问题，但是与移动通信系统相比，射频识别系统又有着一些不同与特点所在：

1. 通信距离较近

   现代移动通信系统中，用户和基站的通信距离通常在数百米至几千米不等。然而射频识别系统中，阅读器和应答器距离通常不超过几米，其中电感耦合的射频识别系

统的通信距离甚至在毫米级，此时两种系统已毫无可比性，故不在本文的讨论范围。针对电耦合的射频识别系统，由于和移动通信系统同样采用电磁波的远场进行通信。故移动通信系统中所使用的许多技术方案都有移植过来的可能性。同时，由于通信距离较近，多径效应以及噪声等影响并不会如移动通信系统中的那么显著，这无疑减少了我们的理论设计压力。

2. 应答器较简单

   虽然现在集成芯片的性能在不断提高，但是当下射频识别系统中的应答器，其性能和移动通信系统中用户所持设备的性能还是有质的差距。这就决定了我们需要把通信过程中的计算任务更多地放在阅读器上进行，而应答器所进行的计算任务应该尽可能地简单。换言之即：MIMO 模型对射频识别系统并不适用。

3. 带宽要求小，但是等待时间要求较高

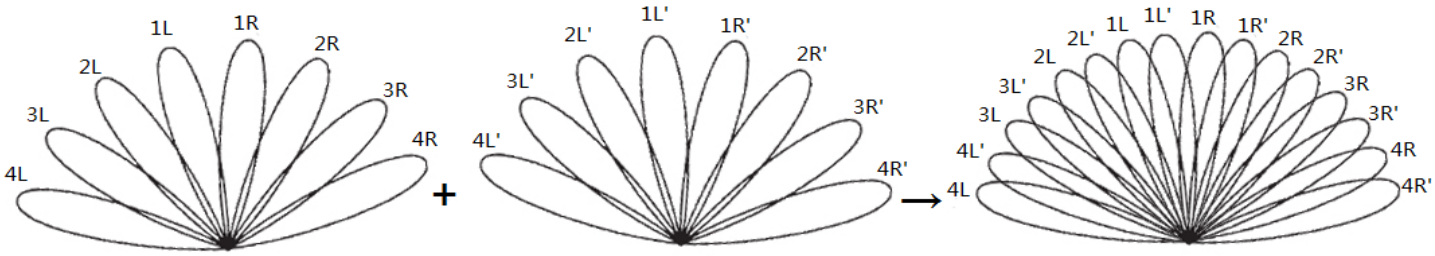
   移动通信系统中，对带宽和等待时间都有较高的要求。但是射频识别系统中交换的数据通常都在 KB 以下，但是却要求系统能高速地响应、处理这些数据。因为如果通信时间太长，很多无源应答器的能源供给很难保证，同时也会大幅降低系统的用户体验。

在充分考虑射频识别系统的以上特点后，结合智能天线等 3G 通信技术，我们针对基于电耦合的射频识别系统提出如下改进的设计方案：

阅读器改装智能天线及相配套的硬件、软件设备。应答器仅对内部电路及芯片程序进行一定的适应性修改。如此阅读器的制造成本可能会有少许上升，但是保证应答器的成本变化不大，就可以保证该系统能满足市场的需求。

阶段 1：广播/扫描阶段

以前述 8 端口的 Butler 天线为例，将一个广播/扫描周期分为两部分，前半部分天线产生一个波束集体偏左的波束集合，后半部分则产生一个集体偏右的波束集合，后半部分的波束位置恰好是前半部分波束间的区域，以形成空域的有序全覆盖。



扫描周期前半段　　扫描周期后半段　　扫描周期全段

同时，针对 16 个波束（1L,…,4R,1L’,…,4R’）分别调制上自己段号编码。且各波束的段号编码满足任意两两正交的码分多址性质。任一波束在覆盖空间中广播自己的段号，也就是一个扫描周期内共提供了 16 个信道可供应答器使用。

阶段 2：识别/锁定阶段

应答器进入任一波束的覆盖空间，即会收到波束段号。并利用段号将自己的 ID 号编码发送回阅读器。由于段号的正交性质，所以多个不同波束段号编码的信息在回传过程中不回冲突。所以分属不同波束的应答器不会发生冲突，若两个应答器处于同一波束仍会有发生冲突的可能。若阅读器接收到一个以上的，用同一个波束段号编码的，不同 ID 号的回传信号，采取先来先回复的策略，同时将自己段号中的“使用标志位”置 1，后来的应答器根据此判断此波束是否被占用。

阶段 3：通信/交互阶段

阅读器根据应答器回传的信息，可以判断出应答器的 ID 号以及所处波束等信息。若阅

读器具有 DOA 等功能，还能对运动中的应答器进行运动轨迹预测。阅读器再根据这些信息，对自己的天线波束进行微调，使之精确对准目标阅读器。如此，阅读器便能在完全掌握应答器位置能信息的情况下与之进行点对点通信。多应答器时，通过前述的空分多址、LMS 等技术进行干扰屏蔽等处理。

阶段 4：异常处理阶段

系统在工作的任意时刻都可能遭遇异常，比如应答器通信中丢失，突发信号干扰等等。这时系统需要调用各种策略、算法来处理这些异常，重新调整自己的工作状态。

方案总结：

本方案基于智能天线及空时编码技术，并且考虑了射频识别系统的特别性质，综合协调借用现代移动通信中的种种技术，将大部分计算任务交给阅读器来完成，保证应答器的轻量性。同时能在多应答器环境下提供复数条信道供各个应答器使用，从物理电气的层面上一定程度解决了应答器冲突的问题，增加了系统工作效率。

参考文献：

1. RFID 电子标签防碰撞算法的研究_崔沂峰
2. RFID 系统防碰撞协议研究_设计与优化_王建伟
3. RFID 中用于解决信道争用问题的防碰撞算法_吴京蓬
4. 基于 BSS 的单路与多路 RFID 混合信号的防碰撞技术_陈晨
5. 基于二叉树的 RFID 防碰撞算法的研究_王雪
6. 基于分组动态帧时隙的 RFID 防碰撞算法_尹君
7. 一种多标签移动环境下的 RFID 防碰撞算法_王朝艳
8. 一种基于码距反演的 RFID 防碰撞算法_周信
9. 一种用于多目标实时识别的防碰撞算法_射频识别系统的关键技术_沈宇超
10. 自适应维分编码 RFID 防碰撞算法研究及优化_李致金
11. 时隙 ALOHA 法在 RFID 系统防碰撞问题中的应用_胡建赟
12. 射频识别系统防碰撞技术的研究_杨惠
13. 《天线原理与设计》王建
14. 《相控阵天线手册（第二册）》Robert J. Mailloux 著 南京电子技术研究所 译
15. 《阵列天线分析与综合》薛正辉 李伟明 壬武 编著
16. 《相控阵雷达天线》束咸荣 何炳发 高铁 著
17. 宽带相控阵天线小型化技术研究_龚雪
18. 相控阵天线波束指向精度研究_杨晋云
19. 相控阵天线关键技术的研究_张中伟
20. 相控阵天线关键技术发展趋势_薛王伟
21. 相控阵天线快速测量与校准技术研究_尚军平
22. 基于相控阵天线的 RFID 系统设计_胡焙剑
23. 基于相控阵天线的 RFID 系统设计_吴龙
24. 基于 Butler 矩阵的发射系统设计_陈海东
25. 基于智能天线波束赋形技术的收发信方案研究_李凡
26. TD_SCDMA 中一种新的空分多址实现算法_胡东伟
27. TD_SCDMA 向 LTETDD 演进中的多天线技术_龙恳
28. TD_SCDMA 智能天线发信波束形成实现方案研究_傅海阳
29. 现代移动通信系统中智能天线和空时编码技术的研究_董涛

30. MIMO 空分多址理论关键技术的可行性分析_王群
31. 阵列天线多波束赋形技术研究_贾铂奇
32. 多波束天线波束设计_王志华
33. 星载多波束发射阵列天线多通道数字上变频设计_梁广
34. 星载多波束天线设计_段玉虎
35. 卫星多波束天线综述_谢崇进