

复数混频的低中频复采样数字接收机

林华杰, 史浩山

(西北工业大学 电子工程系, 陕西 西安 710072)

摘 要:传统无线接收机大多为超外差接收机。超外差接收机的射频前端电路需要采用复杂的滤波器对镜像信号进行抑制, 其中频正交变换所产生的虚假信号将降低接收机性能。文中给出了一种基于复数混频和数字复采样正交变换的低中频接收机结构, 克服了超外差接收机的缺点, 更适合于人们对高性能、高集成度接收机的要求。

关 键 词:超外差接收机, 低中频接收机, 复数混频, 数字复采样

中图分类号: TN91

文献标识码: A

文章编号: 1000-2758(2003)05-0564-05

随着移动通信的发展, 人们对移动通信设备的兼容性和可扩展性提出了越来越高的要求。对于无线接收机, 人们希望可以实现对不同通信标准多信道信号的接收。因此在无线接收机的设计中应当减少功能单一、灵活性差的硬件电路, 尤其是减少模拟环节, 把数字化处理(A/D变换)尽可能靠近天线, 采用DSP软件灵活处理数字化的信息完成解调、译码、数据格式转换等功能, 以适应接收不同通信标准信号的要求。以当前的技术发展水平, A/D转换器的性能(如转换速率、工作带宽、动态范围等)以及DSP或ASIC处理速度还不能满足实现射频数字化接收机的要求。采用中频数字化接收机实现不同通信标准多信道信号的灵活接收是现阶段的可行方案。本文回顾了传统超外差接收机。探讨了中频数字化接收机的射频前端电路结构以及中频数字化方案, 给出了一种复数混频的低中频复采样数字接收机结构, 简化了射频前端电路, 实现了中频数字化, 更适合于人们对高性能、高集成度接收机的要求。

1 超外差接收机

传统无线接收机大多为超外差接收机。超外差接收机结构如图1所示。天线接收的信号通过预选滤波器、LNA后首先由镜像滤波器滤除镜像信号, 与

射频本振混频下变频到中频, 然后在中频通过信道选择滤波器以及可变增益放大器对邻道干扰进行抑制, 其输出经过正交变换转换为基带信号, 最后由A/D转换器采样数字化后输入到DSP进行解调等相关处理。

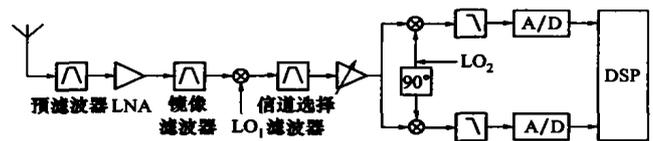


图1 超外差中频接收机

设超外差接收机从天线接收到的射频信号 $x(t)$ 为 $\cos[2\pi f_x t + \theta(t) + \varphi]$, 混频的过程可以为 $x(t) \times \cos[2\pi(f_c - f_i)t + \phi]$

$$= \cos[2\pi f_x t + \theta(t) + \varphi] \times \cos[2\pi(f_c - f_i)t + \phi]$$

$$= \frac{1}{2} \{ \cos[2\pi(f_x + f_c - f_i)t + \theta(t) + \varphi + \phi] + \cos[2\pi(f_x - f_c + f_i)t + \theta(t) + \varphi - \phi] \} \quad (1)$$

式中, f_c 为所需接收信号的中心频率, f_i 为中频。从式(1)中可以看出中心频率为 f_c , 带宽为 B 的所需信号经过混频下变频到中频 f_i , 但是中心频率为 $f_c - 2f_i$, 带宽为 B 的信号同样被下变频到中频 f_i , 从而发生信号混叠。这种与所需接收信号具有相同的带宽, 中心频率为 $f_c - 2f_i$ 的信号称为所需接收信号

收稿日期: 2002-09-06

作者简介: 林华杰(1973—), 西北工业大学博士生, 主要从事软件无线电、移动通信的研究。

的镜像信号。为了保证对所需信号的正确接收,在混频前必须采用滤波器对镜像信号进行抑制。

镜像滤波器工作在射频段。如果所选择的中频 f_i 越低,镜像信号与所需信号相离越近,镜像滤波器越难以实现。例如:选择中频为射频信号中心频率的 $1/10$,即: $f_c/f_i = 10$ 。为了较好的实现镜像抑制(对镜像信号的抑制达到 60 dB 以上),必须采用高 Q 值 ($Q > 50$) 高阶(6 阶以上)滤波器。另一方面,如果选择的中频较高,虽然镜像滤波器较易实现,但是工作于中频的信道选择滤波器则需要采用高 Q 值高阶滤波器来实现。众所周知,高 Q 值高阶滤波器设计复杂难以集成,不利于提高接收机的集成度,降低功耗和成本。超外差接收机采用正交变换将中频信号转换为基带信号。采用正交变换的前提条件是中频本振 $\cos 2\pi f_i t$ 和 $\sin 2\pi f_i t$ 完全正交,否则将产生虚假信号。

设中频本振为 $\cos 2\pi f_i t$ 和 $(1 + \alpha)\sin(2\pi f_i t + \Delta\varphi)$,其中 α 表示幅度正交误差, $\Delta\varphi$ 表示相位正交误差,中频信号为 $x_i(t) = a(t)\cos[2\pi f_i t + \theta(t)]$ 。理想情况下中频本振完全正交,即 $\alpha = 0, \Delta\varphi = 0$ 。此时, $x_i(t)$ 经过正交混频和低通滤波后得到的复基带信号 $x_B(t)$ 为

$$x_B(t) = a(t)\cos\theta(t) + ja(t)\sin\theta(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (2)$$

然而,实际中一般既存在相位正交误差,又存在幅度正交误差,实际得到的复基带信号为

$$x_B(t) = \frac{1}{2}[1 + (1 + \alpha)e^{j\Delta\varphi}]a(t)e^{j\theta(t)} + \frac{1}{2}[1 - (1 + \alpha)e^{-j\Delta\varphi}]a(t)e^{-j\theta(t)} \quad (3)$$

可以看出得到所需复基带信号 $a(t)e^{j\theta(t)}$ 的同时,还产生了虚假镜像信号 $a(t)e^{-j\theta(t)}$ 。两者的加权幅度分别为 A_1, A_2 。采用对数的形式表示虚假抑制

$$M = 20\log \frac{A_1}{A_2} = 20\log \frac{|1 + (1 + \alpha)e^{j\Delta\varphi}|}{|1 - (1 + \alpha)e^{-j\Delta\varphi}|} \quad (4)$$

为了达到比较高的虚假抑制,提高接收机的性能,必须对正交本振的正交性提出更高的要求。但是在超外差接收机中正交变换在模拟域实现,而模拟本振的正交特性很难满足高性能接收机的要求。

2 复数混频

超外差接收机采用超外差方式进行下变频,镜像信号与所需信号在中频发生混叠。这主要是因为

混频本振 $\cos 2\pi f_{LO}t$ (或 $\sin 2\pi f_{LO}t$) 在频谱上具有两个共轭的冲激脉冲。输入的信号与镜像信号皆为实信号,其频谱具有共轭对称性,两者的正频分量与负频分量分别被混频本振的两个冲激脉冲搬移到中频而引起混叠。如果采用 $e^{j2\pi f_{LO}t}$ 作为混频本振,由于其频谱为单一冲激脉冲,混频后镜像信号与所需信号在中频不会发生混叠。 $e^{j2\pi f_{LO}t}$ 为复数,以它为本振的混频输出仍为复数,复数可以由两个实数完全表征,其频谱不再具有共轭对称性,可以采用多相滤波器对镜像信号进行抑制^[1]。图 2 是复数混频结构图。混频输出由 $y_I(t) = x(t)\cos 2\pi f_{LO}t$ 和 $y_Q(t) = x(t)\sin 2\pi f_{LO}t$ 共同表征。

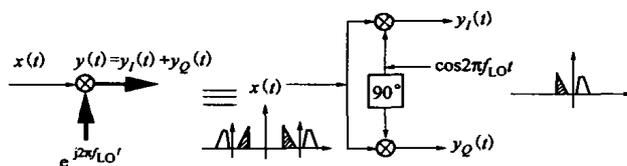


图 2 复数混频结构图

利用复数混频实现射频信号到中频的转换,由于不存在镜像信号对所需信号的干扰,可以选取较低的中频,这样可以降低后续器件(如:中频放大器、滤波器、A/D 转换器)设计指标。若将射频信号直接变换为基带信号,即选取零频作为中频,称为零中频接收机。由于零中频接收机存在直流偏置、本振泄漏以及正交不匹配等问题,目前并没有得到广泛应用^[2]。文献[3]中探讨的低中频接收机同样采用复数混频进行下变频,该接收机选取信道带宽的 1 倍或 2 倍作为中频,这样避免了直流偏置对接收机性能的影响,其综合性能优于零中频接收机。

采用复数混频,如果正交本振不匹配也将产生虚假信号,从而影响接收机性能。为了抑制虚假信号,不仅要提高 90° 移相器性能,也要着眼于整个系统的匹配。文献[4]中给出了一种采用 DSP 实现的自适应算法来减小正交不匹配对接收系统的影响。

3 数字复采样正交变换

在超外差接收机中,实现中频到基带转换的正交变换过程是在模拟域完成,A/D 变换在基带进行。如果在中频实现 A/D 变换,则正交变换过程可以在数字域实现,正交本振序列的形成和相乘都是数字运算的结果,所以只要确保运算精度其正交性完全可以得到保证。下面讨论基于数字复采样的数

字正交变换。

设输入的中频信号为： $x_i(t) = a(t)\cos[2\pi f_i t + \theta(t)]$ 。按以下频率 f_s 对其采样。

$$f_s = \frac{4f_i}{2m+1} \quad (5)$$

式中， m 为非负整数。得到的采样序列为

$$\begin{aligned} x_i(n) &= a(n)\cos\left[2\pi\frac{f_i}{f_s}n + \theta(n)\right] \\ &= a(n)\cos\theta(n)\cos\left(\frac{2m+1}{2}\pi n\right) - \\ &\quad a(n)\sin\theta(n)\sin\left(\frac{2m+1}{2}\pi n\right) \end{aligned} \quad (6)$$

式中， $a(n)\cos\theta(n)$ 和 $a(n)\sin\theta(n)$ 正是希望得到的基带信号同相分量和正交分量，分别记为 $x_{BI}(n)$ 、 $x_{BQ}(n)$ ，则有

$$x_i(2n) = a(2n)\cos\theta(2n)(-1)^n = x_{BI}(2n)(-1)^n \quad (7)$$

$$x_i(2n+1) = a(2n+1)\sin\theta(2n+1)(-1)^n = x_{BQ}(2n+1)(-1)^n \quad (8)$$

从(7)、(8)式可以看出对序列 $x_i(n)$ 进行 2 倍抽取可以得到基带同相分量和正交分量的 2 倍抽取序列 $x_{BI}(2n)$ 和 $x_{BQ}(2n+1)$ 。根据抽取原理，如果 $x_{BI}(n)$ 和 $x_{BQ}(n)$ 的数字谱宽度小于 $\pi/2$ (相当于模拟频谱小于 $f_s/4$)，则 $x_{BI}(2n)$ 和 $x_{BQ}(2n+1)$ 可以无失真地表示原序列。其实现过程如图 3 所示。

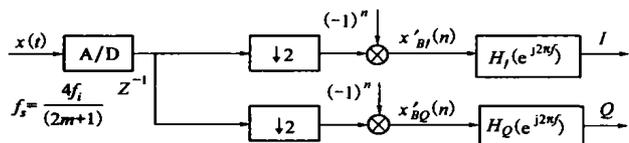


图 3 数字复采样正交变换

可以证明图 3 中 $x'_{BI}(n)$ 和 $x'_{BQ}(n)$ 的数字谱相差一个延时因子 $e^{j\pi f}$ ，在时域上相当于相差半个采样点，这是由于采用奇偶抽取而引起的。为了在时域上对齐可以采用两个时延滤波器来加以校正，这两个滤波器的频率响应应满足

$$\begin{aligned} \frac{H_I(e^{j2\pi f})}{H_Q(e^{j2\pi f})} &= e^{j\pi f} \\ |H_I(e^{j2\pi f})| &= |H_Q(e^{j2\pi f})| = 1 \end{aligned} \quad (9)$$

数字复采样正交变换不仅不需要本振，结构简单，而且所得到的基带同相分量和正交分量码速率只有中频采样速率的一半，有利于后续的信号处理。但是数字复采样正交变换对采样频率的精度有一定的要求。

如果要求中频跟踪误差为 Δf_i ，则允许的最大采样频率误差为

$$\Delta f_s = \frac{4\Delta f_i}{2m+1} \quad (10)$$

结合式(5)可以得到

$$\Delta f_s = \frac{f_s}{f_i} \Delta f_i \quad (11)$$

由此可见，增加采样频率或减小中频，有助于降低对 A/D 转换器采样频率精度的要求。

4 复数混频低中频复采样数字接收机

低中频接收机把从天线接收的信号经过预滤波器、LNA 后采用复数混频下变频到低中频，中频同相分量与正交分量分别为 $x_I(t)$ 、 $x_Q(t)$

$$x_I(t) = a(t)\cos[2\pi f_i t + \theta(t)] \quad (12)$$

$$x_Q(t) = a(t)\sin[2\pi f_i t + \theta(t)] \quad (13)$$

以频率 $f_s = \frac{4f_i}{2m+1}$ (m 为非负整数) 为采样频率，得到信号序列 $x'_{BI}(n)$ 和 $x'_{BQ}(n)$ ：

$$\begin{aligned} x'_{BI}(n) &= a(n)\cos\theta(n)\cos\left(\frac{2m+1}{2}\pi n\right) - \\ &\quad a(n)\sin\theta(n)\sin\left(\frac{2m+1}{2}\pi n\right) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} x'_{BQ}(n) &= a(n)\cos\theta(n)\sin\left(\frac{2m+1}{2}\pi n\right) + \\ &\quad a(n)\sin\theta(n)\cos\left(\frac{2m+1}{2}\pi n\right) \end{aligned} \quad (15)$$

化简后，可以得到

$$\begin{cases} x'_{BI}(2n) = a(n)\cos\theta(2n)(-1)^n = x_{BI}(2n)(-1)^n \\ x'_{BQ}(2n) = a(n)\sin\theta(2n)(-1)^n = x_{BQ}(2n)(-1)^n \\ x'_{BI}(2n+1) = -a(2n+1)\sin\theta(2n+1)(-1)^n = \\ \quad -x_{BQ}(2n+1)(-1)^n \\ x'_{BQ}(2n+1) = a(2n+1)\cos\theta(2n+1)(-1)^n = \\ \quad x_{BI}(2n+1)(-1)^n \end{cases} \quad (16)$$

从式(16)可以看出 $x'_{BI}(n)$ 和 $x'_{BQ}(n)$ 包含了基带同相分量和正交分量的全部信息。如果 $x_{BI}(n)$ 和 $x_{BQ}(n)$ 的数字谱宽度小于 $\pi/2$ (相当于模拟频谱小于 $f_s/4$)，只需要采用 2 倍偶抽取经变换后得到 $x_{BI}(2n)$ 和 $x_{BQ}(2n)$ 或采用 2 倍奇抽取经变换后得到 $x_{BI}(2n+1)$ 和 $x_{BQ}(2n+1)$ 即可。

依据以上分析得到的复数混频的低中频复采样数字接收机(2 倍偶抽取)如图 4 所示。射频信号经过复数混频下变频到低中频，利用带通滤波器对邻道干扰进行抑制，然后进行复采样正交变换。由于同

时进行偶抽取(或奇抽取),不存在抽取时间间隔,所以无须正交延迟滤波器。

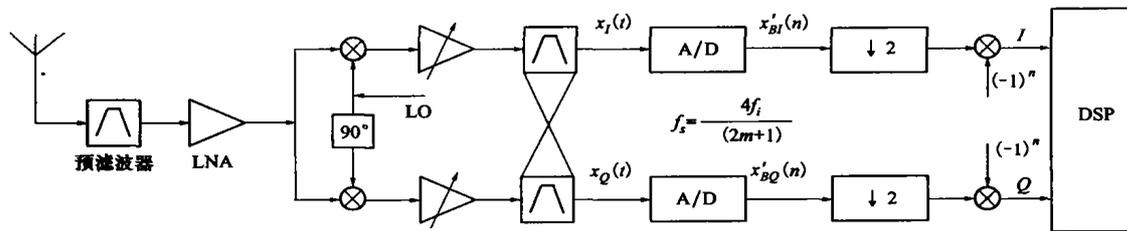


图4 复数混频的低中频复采样数字接收机(2倍偶抽取)

复数混频的低中频复采样数字接收机的采样频率 f_s 由式(5)所决定,其中应选择 m 使 f_s 满足: $f_s \geq (r+1)B$ 时的最大值, B 是中心频率为 f_i 的前置带通滤波器的带宽(B 大于信道带宽), r 为该滤波器的矩形系数。由式(11)可知采样频率精度的要求与采样频率和中频有关。显然,由于选取低中频,对采样频率精度的要求易于满足。

5 结论

复数混频的低中频复采样数字接收机采用复数

混频将射频信号下变频到低中频,避免了镜像信号对所需信号干扰,简化了射频前端电路;在低中频进行 A/D 变换实现数字化,采用数字复采样将中频信号转换为基带信号,不仅保证了正交变换的正交性,无须中频本振,结构简单,而且得到的基带同相分量和正交分量的采样率只有中频 A/D 采样率的一半,有利于后续的数字信号处理。在目前还无法实现射频数字化接收机的情况下,复数混频的低中频复采样数字接收机是一种可行的中频数字化接收机设计方案。

参考文献:

- [1] 陈伟宁,秦士. 多相滤波器的原理及其实现. 清华大学学报(自然科学版),2001,41(1):9~11
- [2] Mirabbasl Shahriar, Martin Ken. Classical and Modern Receiver Architectures. IEEE Communication Magazine, 2000, 38(11): 132~139
- [3] Crols Jan, Steyaert M S J. Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers. IEEE Tran on Circuit and Systems, 1998, 45(3): 269~282
- [4] Yu Li, Snelgrove M W. A Novel Adaptive Mismatch Cancellation System for Quadrature IF Radio Receivers. IEEE Tran on Circuits and System, 1998, 46(6): 789~801
- [5] Abidi A A. Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications. IEEE J Solid-State Circuits, 1995, 30(12): 1399~1410
- [6] 李彤,沈兰荪. 全数字接收机的结构及关键技术. 电信科学,1995,11(2):25~31

A New Kind of Low-IF Receiver with Complex Sample Quadrature Conversion

Lin Huajie, Shi Haoshan

(Department of Electronic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072)

Abstract: Most of the wireless receivers used so far are based on a heterodyne architecture. Its RF (Radio Frequency) front-ends need high-Q discrete component filters for good performance, and the IF (Intermediate Frequency) conversion part using quadrature conversion suffers from mirror interference due

to the mismatch of quadrature LO (Local Oscillator). We present a new kind of low-IF receiver structure (as shown in Fig. 4) to overcome these shortcomings. We first described the technology of complex mixing (Section 2) and digital complex sample (Section 3). Then in Section 4, complex mixing is used for meeting the requirement of higher integration and lower power, and digital complex sample for IF conversion is used to overcome mirror interference. Analysis shows that this new structure is better than the heterodyne architecture in receiving performance and integration.

Key words: heterodyne receiver, low-IF receiver, complex mixing, digital complex sample

2002 年《工程索引》网络版收录清华大学五校 2000 字符以上论文 11 篇的来源

序号	字符数	大学	编 号	第一作者	来 源
1	2649	清华	EIP02447167033	Yuan, Zhiqiang	Image Extraction, Segmentation, Recognition Conference, Wuhan, Nov 2001
2	2377	清华	EIP02447166884	Fan, Dongdong	Multispectral and Hyperspectral Image Acquisition and Processing Conference, Wuhan, Nov 2001
3	2344	华中科技	EIP02477215673	Zhang, Junying	International Journal of Coal Geology, v53, n1, 2002, p55~64
4	2259	西北工业	EIP02126893501	杨 合	Journal of Materials Processing Technology v122, n1, Mar 5 2002, p45~50
5	2188	清华	EIP02407121860	Dazhong, Wang	Nuclear Engineering and Design v218, n1-3, October 2002, p3~12
6	2169	西北工业	EIP02507271435	岳珠峰	Journal of Materials Science and Technology v18, n4, July 2002, p335~340
7	2127	西安交通	EIP20487243181	Tien, J. H.	Combustion and Flame v131, n3, Nov 1 2002, p329~348
8	2055	浙江	EIP02266997575	George, Melvin Sidikee	Field Crops Research v77, n1, 2002, p7-15
8	2055	华中科技	EIP02417138640	Li, W.	Journal of Materials Processing Technology, v128, n1-3, Oct 6, 2002, p7-18
10	2002	清华	EIP02437152392	Song, Yaozu	Optical Diagnostics for Fluids, Solids, and Combustion Conference, San Diego, Jul 31-Aug 2, 2001
11	2000	浙江	EIP02347054950	Ye, Xiuzi	Computer Aided Geometric Design, v19, n7, July, 2002, p513~531

胡沛泉

2003 年 7 月 25 日

射频和天线设计培训课程推荐

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,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;我们于 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。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材;旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习,能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程,共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解,并多结合设计实例,由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS,迅速提升个人技术能力,把 ADS 真正应用到实际研发工作中去,成为 ADS 设计专家...



课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



HFSS 学习培训课程套装

该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程,是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装,可以帮助您从零开始,全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装,更可超值赠送 3 个月免费学习答疑,随时解答您学习过程中遇到的棘手问题,让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>

CST 学习培训课程套装

该培训套装由易迪拓培训联合微波 EDA 网共同推出,是最全面、系统、专业的 CST 微波工作室培训课程套装,所有课程都由经验丰富的专家授课,视频教学,可以帮助您从零开始,全面系统地学习 CST 微波工作的各项功能及其在微波射频、天线设计等领域的设计应用。且购买该套装,还可超值赠送 3 个月免费学习答疑...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/24.html>



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,可以帮助您快速学习掌握如何使用 HFSS 设计天线,让天线设计不再难...

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



我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年,10 多年丰富的行业经验,
- ※ 一直致力并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
- ※ 经验丰富的一线资深工程师讲授,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>