

基于耦合振荡器阵列的非线性有源天线阵^{*}

唐志凯^{1,2}, 姜永华², 刘隆和², 凌祥²

(1. 空军雷达学院电子对抗系, 武汉 430019; 2. 海军航空工程学院电子工程系, 山东 烟台 264001)

【摘要】 利用耦合振荡器阵列实现有源集成天线阵电扫描, 可以实现相控阵天线高效率、低成本、小型化。文中利用 Y-参数对利用任意耦合网络实现的耦合振荡器阵列进行了分析, 得到了系统幅度及相位非线性动力系统的微分方程组, 然后针对利用耦合振荡器阵列实现非线性有源天线阵列这一实际应用, 提出了一种不用移相器实现有源天线阵列波束扫描的方法, 并进行了稳定性分析。最后利用计算机仿真验证了该方法的可行性。

【关键词】 有源集成天线; 非线性天线; 耦合振荡器阵列; 有源相控阵; 非线性动力学

中图分类号: TN958.92 文献标识码: A

Nonlinear Active Antenna Array Based on Coupled Oscillators

TANG Zhi-kai^{1,2}, JIANG Yong-hua², LIU Long-he², LING Xiang²

(1. Department of Electronic Warfare, AFRA, Wuhan 430019, China)

(2. Department of Electronic Engineering, NAEI, Yantai 264001, China)

【Abstract】 Phased array can be made high efficiency, low cost, smaller, if active integrated antenna array's beam-scanning are realized by coupled oscillators. The article analyses an oscillator array with an arbitrary coupling network by Y-parameters, a set of differential equations for the oscillator amplitude and phase dynamics is proposed, then a novel phase-shiftless beam scanning method for active integrated antenna array is put forward according to the application, and the stability of the method is studied. The usefulness are illustrated through computer simulations.

【Key words】 active integrated antenna; nonlinear antenna; coupled oscillator array; active phased array; nonlinear dynamics

0 引言

传统的相控阵天线中, 利用功率分配网络将单一信号分配到天线各单元, 并通过连接在每一个天线单元上的移相器在相邻单元之间实现固定增量的相移。虽然近年来国内外许多学者致力于研究基于 T/R 组件的有源相控阵, 但控制波束扫描的方法没有改变, 而且移相器、功率分配网络、移相器控制网络很难集成到阵列平面上。相控阵天线设备庞大, 效率低, 价格昂贵, 在毫米波段缺乏有效的移相器等瓶颈问题仍没有得到彻底解决, 限制了相控阵天线在星载、机载、车载武器系统与通信设备中的广泛应用。

利用耦合振荡器阵列进行空间功率合成解决了各功率单元之间的同步问题^[1-3]。这种方法将多个固态振荡器组成一维或二维阵列, 通过振荡器间的互耦同步各单元产生的振荡信号(称为互注频锁相技术), 并且利用平面天线作为振荡器的负载, 将微波功率在空

间合成。这种功率合成的方法提供了一种不用移相器而进行阵列天线空间波束控制的新方法。

随着非线性动力学的现代分析及控制方法的出现, 越来越多的学者利用非线性动力学中的方法研究这种控制波束扫描的新方法, 并且制作了实验系统。Stephan 在 N 个单元组成的 1-D 耦合振荡器阵列的两端的单元注入相位差为 $\Delta\varphi$ 的两个信号, 使得阵列中相邻单元振荡信号的相位差为 $\Delta\varphi/N-1$, 并预言了不用移相器实现相控阵天线空间波束扫描的可能性, 当然 Stephan 的方法在增多阵元数目时, 会减小相邻单元间的最大移相量^[4]。York 及 Tantsuo Itoh 也对这一新方法进行了大量研究, 并利用实验系统实现了这一方法, 另外 Tantsuo Itoh 还回顾了有源集成天线发展的历史, 并重点介绍了利用耦合振荡器阵列进行波束控制及空间波束形成的方法^[2-3]。Meadows 将利用这种非线性动力学的控制方法实现的有源集成天线阵列

* 收稿日期: 2007-07-05 修订日期: 2007-10-04

基金项目: 国防预研资助课题

定义为非线性阵列,以区别于传统的有源相控阵^[5]。

对利用任意耦合网络实现的耦合振荡器阵列的幅度及相位动力系统进行了分析,得到了幅度及相位动力系统满足的微分方程组;将微分方程组针对双边耦合振荡器阵列这一实际耦合振荡器阵列拓扑结构进行简化,根据控制天线波束进行扫描所需要的天线单元之间的相位关系,得到了通过控制耦合振荡器阵列边界单元的自由振荡频率控制天线阵列波束扫描的方法,并进行解的稳定性分析,证明相邻单元之间的相位差在(-90°, 90°)这种控制天线波束扫描的方法是稳定的;最后利用计算机仿真证明了该方法的正确性和可行性。

1 耦合振荡器阵列幅度及相位动力学

对利用任意 N 口互耦网络连接 N 个正弦振荡器组成的耦合振荡器阵列分两部分进行。首先用网络分析法对耦合网络进行分析,然后对振荡器进行建模,并得到各振荡器振荡幅度及相位满足的常微分方程组。

1.1 对互耦网络的分析

利用互耦网络进行耦合的耦合振荡器阵列网络结构如图 1 所示,互耦网络可以用其导纳矩阵 Y 或阻抗矩阵 Z 进行描述,第 i 个端口的输入导纳为

$$Y_{\text{circ},i} = \sum_{k=1}^N Y_{ik} \frac{V_k}{V_i} \quad (1)$$

式中: V_i 是第 i 个端口的开路电压。

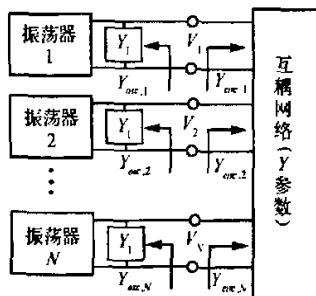


图 1 用 Y 参数描述的耦合振荡器阵列系统

设每个振荡器的输入导纳为 $Y_{\text{out},i}$, 若各振荡器之间没有互耦(即 $Y_{ik}=0$), 则各振荡器处于自由振荡状态, 设此时第 i 个振荡器的自由振荡频率为 ω_i , 自由振荡幅度为 α_i 。

设任意一个端口处对应振荡器振荡频率为 ω , 有

$$Y_{\text{out},i}(\omega, V_i) + Y_{\text{circ},i}(\omega, V) = 0 \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

式中: V 表示互耦网络开路电压矩阵, 设第 i 个端口总

导纳为 $Y_i(\omega, V) = Y_{\text{out},i}(\omega, V_i) + Y_{\text{circ},i}(\omega, V)$, 则式(2)可以改写为 $Y_i(\omega, V) = 0$, 当 ω 随时间变化时此方程仍然成立。由于振荡器近似为正弦振荡器, 则此端口的开路电压可以写为

$$V_i = A_i(t) e^{j[\omega_i t + \theta_i(t)]} = A_i(t) e^{j\Phi_i(t)} \quad (3)$$

式中: Φ_i 表示第 i 个振荡器的瞬时相位, 对式(3)求微分得

$$\frac{dV_i}{dt} = j \left[\omega_i + \frac{d\theta_i}{dt} - j \frac{1}{A_i} \frac{dA_i}{dt} \right] V_i \quad (4)$$

由傅里叶变换的性质 $dV/dt \rightarrow j\omega V$, 与式(4)比较可以发现方括号内的项表示时域内的瞬时角频率 ω , $A_i(t)$ 和 $\theta_i(t)$ 都是时间的缓变量, 即

$$\frac{d\theta_i}{dt} \ll \omega_i \quad \frac{1}{A_i} \frac{dA_i}{dt} \ll \omega_i \quad (5)$$

因此可以将式(2)在 ω_i 附近进行 Taylor 级数展开, 得

$$Y_i(\omega_i, V) + \left(\frac{d\theta_i}{dt} - j \frac{1}{A_i} \frac{dA_i}{dt} \right) \frac{\partial Y_i}{\partial \omega} \Big|_{\omega_i} + \dots = 0 \quad (6)$$

解式(6)可以得到 的幅度和相位所满足的微分方程组。由于 $\Phi_i = \omega_i t + \theta_i$, 则由式(6)可以得到

$$\begin{aligned} \frac{dA_i}{dt} &= A_i \text{Im}[F_i(A, \Phi)] \\ \frac{d\Phi_i}{dt} &= \omega_i - \text{Re}[F_i(A, \Phi)] \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (7) \end{aligned}$$

其中

$$F_i(A, \Phi) = \frac{Y_i}{\partial Y_i / \partial \omega} \Big|_{\omega_i}$$

因此给定振荡器和互耦网络的导纳矩阵 Y 及其对 ω 的一阶导数, 由式(7)便可以得到耦合振荡器阵列各单元的幅度及相位所满足的微分方程组。由式(5)可知, 若式(7)成立, 则必须满足

$$|F_i(A, \Phi)| \ll \omega_i \quad (8)$$

由于 Y_i 是振荡幅度及相位的非线性函数, 因此式(7)表示一组相互关联的非线性微分方程。

1.2 对振荡器的分析

振荡器的电路模型如图 2 所示。 G_L 为负载导纳, 若组成振荡器阵列的每个振荡器有相近的 Q 值和相同负载, 但自由振荡频率不同, 则当振荡频率接近振荡器的自由振荡频率时第 i 个振荡器的输入导纳为

$$Y_{\text{out},i}(\omega, V_i) \approx G_L \left(1 - G_d(A_i) / G_L \right) + j2C(\omega - \omega_i) \quad (9)$$

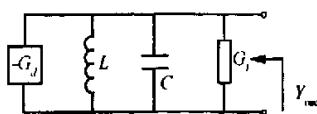


图2 振荡器的并联等效模型

振荡频率变化很小时导纳 G_L 的变化可被忽略。对于非线性振荡器可以等效为用 Van der Pol 方程描述的 Van der Pol 振荡器, 则括号内项表示绝对值随输出振荡幅度增大而减小的负导纳, 设为

$$[G_b(A_i)/G_L - 1] \Rightarrow \mu(1 - A_i^2/\alpha_i^2) = \mu S_i(A_i) \quad (10)$$

式中: μ 是表示振荡幅度饱和度的正标量, 那么图1中任意一个端口的总导纳可以写为

$$\left. \begin{aligned} Y_i(\omega_i, A_i) &= -\mu G_b S_i(A_i) + \sum_{k=1}^N Y_{ik} \frac{A_k}{A_i} e^{i(\phi_k - \phi_i)} \\ \frac{\partial Y_i}{\partial \omega} \Big|_{\omega_i} &= 2jC + \sum_{k=1}^N \frac{\partial Y_{ik}}{\partial \omega} \Big|_{\omega_i} \frac{A_k}{A_i} e^{i(\phi_k - \phi_i)} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

定义归一化的耦合参数为

$$\nu_{ik} = Y_{ik}/G_L \quad (12)$$

并联谐振电路有 $Q = \omega_0 C / G_L$, 则

$$F_i(A, \Phi) = j \frac{\omega_i}{2Q} \left[\frac{\mu S_i(A_i) - \sum_{k=1}^N \nu_{ik} \frac{A_k}{A_i} e^{i(\phi_k - \phi_i)}}{1 - j \frac{\omega_i}{2Q} \sum_{k=1}^N \frac{\partial \nu_{ik}}{\partial \omega} \frac{A_k}{A_i} e^{i(\phi_k - \phi_i)}} \right] \quad (13)$$

式(13)代入式(7)可以对特定的互耦网络进行幅度及相位关系的分析, 由式(8)上式在互耦强度不大(分子远小于 $2Q$)及互耦网络性能对频率变化不敏感(分母远大于 $1/2Q$)的条件下成立, 互耦强度对耦合振荡器动力学特性的影响在文献[6]中讨论的较清楚, 但无论如何在实际工程应用中是可以采用增加耦合网络电阻的方法选择适当的耦合强度使该条件满足。

2 控制有源集成天线阵天线波束扫描的方法

2.1 对双边耦合振荡器阵列的分析

考虑到实际应用, 如果互耦网络满足宽带条件, 则可以忽略式(13)的分母, 即当

$$\left| \frac{\omega_i}{2Q} \sum_{k=1}^N \frac{\partial \nu_{ik}}{\partial \omega} \frac{A_k}{A_i} e^{i(\phi_k - \phi_i)} \right| \ll 1 \quad (14)$$

由式(7)和式(13)得

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dA_i}{dt} &= \frac{\mu \omega_i}{2Q} S_i(A_i) A_i - \frac{\omega_i}{2Q} \sum_{k=1}^N A_k \operatorname{Re}[\nu_{ik} e^{i(\phi_k - \phi_i)}] \\ \frac{d\Phi_i}{dt} &= \omega_i - \frac{\omega_i}{2Q} \sum_{k=1}^N \operatorname{Im}[\nu_{ik} e^{i(\phi_k - \phi_i)}] \end{aligned} \right. \quad (15)$$

如果将耦合振荡器阵列用于控制有源集成天线阵的发射波束, 即将微带贴片天线作为振荡器负载, 并将有源天线排列成 1-D 线阵, 一种实用的满足式(14)条件的有源集成天线阵列如图3所示。设天线电阻为 R_L , 假定只有相邻单元间存在利用耦合线实现的互耦, 并在耦合线两端加入衰减电阻, 以降低耦合网络的 Q 值, 使耦合网络为宽带网络, 这种耦合振荡器阵列称为双边耦合振荡器阵列。图3的等效电路如图4所示。

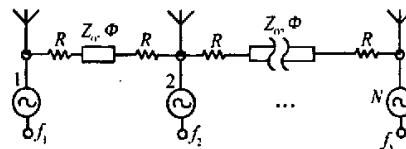


图3 利用双边耦合振荡器阵列实现的有源集成天线阵

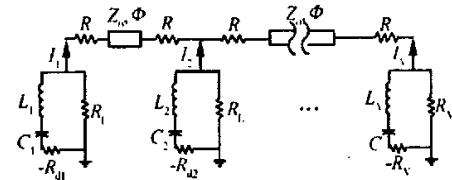


图4 双边耦合振荡器阵列的等效电路

在特定条件 $R = Z_0$ 下, 耦合网络的 Y -参数为

$$\left. \begin{aligned} Y_{ik} &= \begin{cases} \frac{\eta_i}{2Z_0} & i = k \\ \frac{-e^{-j\beta L}}{2Z_0} & |i - k| = 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \\ \frac{\partial Y_{ik}}{\partial \omega} &= \begin{cases} j\tau_g e^{-j\beta L} & |i - k| = 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中: βL 为耦合线的电长度; $\eta_i = (2 - \delta_{ii} - \delta_{ii})$; δ_{ik} 为 Kronecker 函数; τ_g 为耦合线的群延迟, 对于 TEM 波或准 TEM 波, $\tau_g = \beta L/\omega$ 。当 $\beta L \leq 2\pi$ 时, 当 $\pi R_L / Q Z_0 \ll 1$ ($R_L = 1/G_L$) 时式(14)成立, 令 $\varepsilon = R_L / 2Z_0$, $\gamma = -\beta L$, 式(15)可以写为

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dA_i}{dt} &= \frac{\omega_i}{2Q} [\mu S_i(A_i) - \eta_i \varepsilon] A_i + \frac{\varepsilon \omega_i}{2Q} \sum_{k=1}^{i-1} A_k \cos(\phi_k - \phi_i + \gamma) \\ \frac{d\Phi_i}{dt} &= \omega_i + \frac{\varepsilon \omega_i}{2Q} \sum_{k=i+1}^N \frac{A_k}{A_i} \sin(\phi_k - \phi_i + \gamma) \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right. \quad (17)$$

式(17)就是图3所示耦合振荡器阵列各单元的幅度及相位动力系统满足的微分方程组。

2.2 耦合振荡器阵列相位动力系统

为得到耦合振荡器阵列相位动力系统首先有一个简单的假设:幅度动力系统与相位动力系统相比变化很快,即振荡器各单元的幅度很快稳定到一个相同的值,设为 $A_i \rightarrow a$ 。那么各单元具有相同的幅度,而相位不同,即

$$\dot{\Phi}_i = \omega_i + \kappa[\sin(\Phi_{i+1} - \Phi_i + \gamma) + \sin(\Phi_{i-1} - \Phi_i + \gamma)] \quad (18)$$

其中 $\dot{\Phi}_i$ 表示 Φ_i 对时间的微分, $\kappa = \varepsilon \omega_i / 2Q$, 边界条件为

$$\Phi_0 = \Phi_1 - \gamma \quad \Phi_{N+1} = \Phi_N - \gamma \quad (19)$$

采取耦合振荡器阵列控制发射波束扫描可以采取两步分析法。首先,通过将控制波束扫描的所需的 $\Phi_i, i = 1, 2, \dots, N$ 当作相位动力系统的解代入微分方程组,由此可以如何调整各参数;然后,确定解的稳定条件。

2.3 利用耦合振荡器阵列控制波束扫描的方法

控制有源集成天线阵列波束扫描就是要在阵列各单元的辐射信号是“相干”信号,而且相邻单元之间存在相同的相位差 φ ,第 i 个单元的辐射信号的相位 Φ_i 用数学语言描述为

$$\Phi_i = (i-1)\varphi + \omega t \quad (20)$$

ω 为天线阵的工作频率,若式(20)是相位动力系统式(18)的解,由式(18)各单元的自由振荡频率必须满足

$$\begin{cases} \omega_1 = \omega - \kappa \sin(\varphi + \gamma) \\ \omega_i = \omega + (i-1)\dot{\varphi} \\ \omega_N = \omega + (N-1)\dot{\varphi} + \kappa \sin(\varphi - \gamma) \end{cases} \quad (21)$$

若按照上式调整振荡器阵列各单元的自由振荡频率,那么整个系统稳定后,各单元的瞬时相位满足式(20),这正是控制天线阵波束扫描所需要的天线阵面的相位分布。当 $\dot{\varphi} = 0$ 时,即主波束指向固定,式(21)表明只有阵列两端单元的自由振荡频率需要调整。因此与传统的波束电扫方法相比,两个偏压控制端代替了 N 个移相器。如果波束需要连续扫描($\dot{\varphi} \neq 0$),则需要连续调整每一个单元的自由振荡频率,这与传统的波束电扫方法相比仍有优势,因为简单的直流偏压的调整网络代替了复杂而庞大的射频相位控制网络。

要控制有源集成天线阵列波束进行扫描,就要使整个阵列的任何状态最后必须稳定到相邻单元之间有固定的相位差这一稳态,即要确定在什么条件下式

(20)描述的解是相位动力系统的渐进稳定平衡点。将式(20)加入一个微小扰动, $\dot{\Phi}_i = (i-1)\varphi + \omega t + \eta_i$, 其中 $\eta \ll 1$, 可以用一组线性常微分方程描述微小扰动之后系统的演变过程,为

$$\dot{\eta}_i = a\eta_{i+1} + b\eta_i + c\eta_{i-1} \quad (22)$$

其中

$$a = \kappa \cos(\varphi + \gamma), c = \kappa \cos(\varphi - \gamma), b = -(a + c) \quad (23)$$

边界条件为

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 0 \quad (24)$$

若该解是渐进稳定性的,则一个偏离该状态的扰动会随着时间的增长逐渐消失。线性常微分的特征值反映了扰动效果的随时间是增加或消失;如果 $N-1$ 个非零特征值的实部都小于零,说明这是一个稳定的解。经分析波束扫描在静态条件下,这 $N-1$ 个非零特征值的解析解为^[5]

$$\lambda_i = -2\kappa' \left[1 - \cos\left(\frac{i\pi}{N}\right) \sqrt{1 - \tan^2 \varphi \tan^2 \gamma} \right] \quad (25)$$

其中 $i = 1, 2, \dots, N-1$; $\kappa' = \kappa \cos \varphi \cos \Phi$ 。 $\dot{\varphi} \neq 0$ 时同样有类似的结果。从式(25)可以得到结果如下:1)利用振荡器阵列控制有源集成天线波束扫描时,状态的稳定性只依赖于 κ' 。当 $\varphi \in (-\pi/2, \pi/2)$ 时式(20)决定的状态是稳定的。对于阵元间距为半波长的情况下,这意味着主波束的扫描范围为 $(-\pi/6, \pi/6)$;2) $\kappa = \varepsilon \omega_i / 2Q$, 因此特征值(Lyapunov 指数)与耦合强度 ε 有关,这意味着单元之间的互耦越强,系统越容易达到稳定状态。

尽管以上分析只是针对 1-D 线阵进行的,这种方法可以推广到 $N \times M$ 个单元组成的 2-D 阵列。同样只控制阵列外围单元的自由振荡频率便可以达到波束控制的目的,不但舍弃了移相器,而且将需要控制的单元从 $N \times M$ 个减少到 $2(N+M-2)$ 个。当然这种天线阵波束电扫描的方法也可以推广到其他形式的阵列,如圆环阵、六角形阵等,但要选择适当的耦合振荡器阵列拓扑结构,当然其中控制方法也应改变,但分析过程是一样的。

3 计算机仿真

为了将耦合振荡器阵列应用于非线性有源天线阵列,并控制阵列波束扫描,仿真试验要验证以下结论:当阵列中各单元的自由振荡频率满足式(21),那么在

短时间内系统将稳定到由式(20)决定的稳定状态,即稳定后各单元振荡频率相同,并且相邻单元之间的相差相同,有了这两个条件那么阵列的主波束必然指向特定的方向。

仿真实验系统的参数为:有源集成天线阵由5个单元组成的均匀线阵,工作于4.0 GHz,阵元间距为半波长,相邻阵元之间通过耦合线进行相互耦合,耦合相位 $\Phi=2\pi$ rad, $\varepsilon=1.0$,振荡单元的品质因数 $Q=50$ 。首先使各振荡器的自由振荡频率为4.0 GHz,初相位随机产生,得到的各振荡器产生的信号的波形如图5所示。从图5中放大的部分可以看出,开始各振荡器的初相位不同,经大约20个周期后便趋于一致。

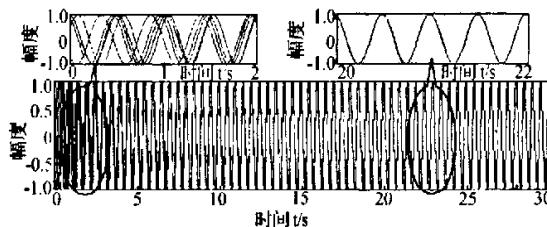


图5 振荡器单元自由振荡频率相同时各单元的振荡波形, $T=2.5 \times 10^{-10}$ s

然后,设定要求波束指向固定方向,根据式(21)改变两端振荡器的自由振荡频率,则相邻单元的瞬时相位差随时间变化情况如图6所示。图6中在零时刻初相位随机产生经过40个周期后相邻单元的瞬时相位差稳定在相同值,然后加入随机干扰(在图6中利用40个周期处的不连续点表示),从仿真曲线可以看到该扰动迅速消失,因此式(20)决定的相位动力系统的解是稳定的。

经过计算机仿真实验证明,耦合振荡器阵列能够同步有源集成天线阵各单元,并能控制天线阵各单元产生稳定相移,而且可以在很短的时间内($t < 5 \times 10^{-8}$ s)达到稳定状态,而且外界的随机扰动会在很短的时间内消失,不会使系统偏离该状态。

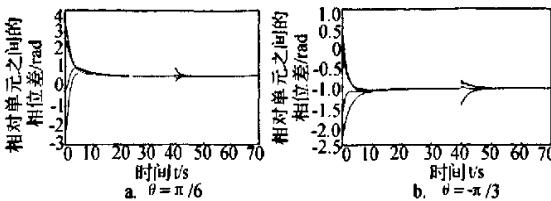


图6 各振荡器单元瞬时相位随时间的变化曲线

4 结语

基于耦合振荡器阵列的有源集成天线阵,具有功耗

小,易于集成,成本低的优点,适合应用于星载、机载、车载雷达与通信设备中。文中只是对该波束扫描方法的原理进行了研究,尚未进行工程应用的考虑,但利用注入锁相技术及注入互锁相技术可以使有源集成天线阵列各单元产生相干信号这一技术在空间功率合成领域早已经有应用,并且MIC及MMIC的发展为有源天线阵的应用提供了条件。因此,该波束扫描新技术是可行的,但要应用到工程实践中还要作更多的研究。

参 考 文 献

- [1] York R A, Compton R C. Quasi-optical power combining using mutually synchronized oscillator arrays [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1991, 39(6):1000-1009
- [2] Kai Chang, Robert A York, Peter S Hall, et al. Active integrated antennas [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2002, 50(3): 937-943.
- [3] Yongxi Qian, Tantsuo Itoh. Progress in active integrated antennas and their applications [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1998, 46(11):1891-1900.
- [4] Stephan K D. Inter-injection locked oscillators for power combining using mutually synchronized oscillator arrays [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1986, 34(10): 1017-1025.
- [5] Brian K Meadows, Ted H Heath, Joseph D Neff. Nonlinear antenna technology [J]. Proc. IEEE, 2002, 90(5): 882-896.
- [6] Ram R J, Sporer R, Blank H R, et al. Chaotic dynamics in coupled microwave oscillators [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2000, 48(11): 1909-1916.
- [7] York R A, Itoh T. Injection-locking and phase-locked techniques for beam control [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1998, 46(11): 1920-1929.
- [8] York R A, Liao P, Lynch J J. Oscillator array dynamics with broadband N-port coupling networks [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1994, 42(11): 2040-2045.

唐志凯 男,1978年生,博士。研究方向为非线性有源天线技术及雷达对抗技术。

姜永华 男,1957年生,海军航空工程学院教授,博士生导师。研究方向为精确制导、电子对抗与反对抗。

刘隆和 男,1936年生,博士生导师。研究方向为精确制导、电子对抗与反对抗和自动测试。

凌祥 男,1979年生,博士研究生。研究方向为非线性有源天线阵技术及精确制导。

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>