

脊形波导缝隙天线的共形 FDTD 分析

郑秋容,袁乃昌,付云起,张国华

(国防科技大学微波技术发展中心,湖南长沙 410073)

摘要:采用一种改进的局部网格共形时域有限差分法(FDTD)对脊形波导宽边缝隙天线进行数值分析,该方法部分修改磁场的迭代方程,提高了计算精度。给出了计算所得到的波导缝隙天线阵单元的回波损耗参数(S_{11})和方向图,通过与实验结果相比较,两者吻合得较好,从而证明了该分析模型和计算方法的正确性与有效性。

关键词:电磁计算;方向图;局部网格 FDTD;脊形波导缝隙天线;回波损耗参数

中图分类号:TN45

文献标识码:A

Conformal finite-difference time-domain analysis for a slot antenna in a ridged waveguide

ZHENG Qiu-rong, YUAN Nai-chang, FU Yun-qi, ZHANG Guo-hua

(Microwave Technology Development Center, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A modified locally conformal finite-difference time-domain technique is used to analyze a broad-wall slot antenna in a ridged waveguide. This method partly modifies the H field equations in order to improve the computational accuracy. The computational results of antenna's directivity pattern and S_{11} parameters are compared and in good agreement with the experimental results. The results show that the methods of modeling and calculating are correct and valid.

Key words: electromagnetic calculation; directivity pattern; locally conformal FDTD; ridged waveguide slot antenna; return wave loss parameter

0 引言

脊形波导缝隙天线由于体积小,重量轻,结构简单,便于密封且不影响飞行器的空气动力性能,容易实现宽角低副瓣等优点,被广泛应用于雷达和通信领域。

脊形波导缝隙天线的发展已有几十年的历史。其中缝的种类很多,有横缝、纵缝、斜缝及各种组合,还有 T 形、C 形、X 形、I 形等不规则形状。脊形波导宽边纵缝天线具有设计简单、便于加工、易于大规模集成等优势,是一种比较优秀的天线。长期以来,国内外学者对该天线进行了大量的分析,对称单脊波导裂缝阵列天线是在由多个等长度($\lambda_g/2$)的窄缝隙在波导宽面上交错排列而成。该种天线从 20 世纪 40 年代起, Cohn^[1]开始了脊波导的特性的研究。Hopfer 和 Pyle^[2]在 Cohn 的基础上,分别用横向谐振法和准静态法对脊波导主模的截止波数作了计算,但对高次模的解却无能为力。20 世纪 70 年代初, Konishi 等^[3]把用脊波导制作的 12GHz 低噪声变频器等器件成功地应用于卫

星通信,并对脊波导的不连续性作了分析计算。Montgomery^[4]利用里兹-伽略金法分析单脊波导的 TE、TM 模式,给出的结果较为近似。Yozo Utsumi^[5]采用了变分法,其数学模型比较复杂。Kim^[6]和 Swaminath^[7]分别利用三角形基函数的伽略金法和点匹配法分析了任意截面波导的本征值问题,但其计算精度有待于进一步提高。

本文基于 FDTD 算法,采用一种改进的局部网格共形技术,对脊形波导圆头型宽边纵缝天线进行了精确的分析。该技术部分修改了磁场的迭代方程和插值虚拟迭代电场,提高了计算精度。最终,将计算结果与测试结果相比较,两者吻合得较好。

1 脊形波导缝隙天线的时域分析

脊形波导缝隙天线如图 1 所示,这是一个三维波导不连续性问题。采用标准波导经一段渐变波导过渡到脊波导,激励 TE_{10} 模。本文应用 FDTD 分析单脊波导缝隙天线的场分布和缝隙辐射建立的三维模型,如下图所示。

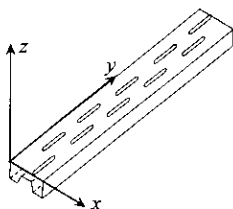


图1 脊形波导缝隙天线

1.1 吸收边界条件与激励源的设置

本文采用 Berenger 提出的 PML 作为吸收边界。由于要分析波导缝隙的辐射,必须将空间进行截断,所以也应该在外层空间设置 PML 吸收层。PML 具有良好的无反射,高损耗性能。理论上讲,当媒质参数合适时,它可以完全吸收任意频率、任意入射角的外向波。在本文计算中,为了保证计算精度,采用了 5 层 PML,反射参数为 0.01。

激励源的设置:根据波导这种特殊的结构,为了更好地模拟波导的空间分布,激励源的分布应该进行位置调制。如图 2 所示,本文采用 x 方向上的正弦分布调制。传统的稳态激励函数为

$$E_z = \begin{cases} \sin(\pi x/W) \sin(2\pi f_m t) U(t) & t \geq 0 \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

式中: W ——波导宽边尺寸, $\sin(\pi x/W)$ ——波导截面上 E_z 分量的空间分布, $\sin(2\pi f_m t)$ ——时间分布, f_m ——工作频率, $t=0$ 激励开始,这是传统的标准激励函数,不能很快地在波导中建立稳态分布。为了使场分布较快地达到稳定,采用汉明函数对激励函数进行加权,即在标准的单频激励函数中,加入汉明窗函数。

$$E_z = \begin{cases} \sin(\pi x/W) \sin(2\pi f_m t) U(t) & t > T \\ \sin(\pi x/W) \sin(2\pi f_m t) [1/2 - (1/2) \times \cos(\pi t/T)] U(t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

式中: T ——时间窗的大小,汉明加权大大缩短到达稳态的迭代时间,其代价仅仅增加了上升的时间,如图 2 所示。

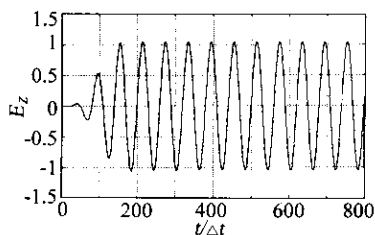


图2 稳态激励的建立

在计算波导缝隙天线的回波参数 S_{11} 时,本文所采用的激励信号是空间和频率双调制的高斯脉冲,即

$$g(t) = \sin\left(\frac{\pi x}{W}\right) \sin(2\pi f_0 t) \exp(-((t - t_0)/\sigma)^2)$$

适当地选择 f_0 , t_0 , σ 可以使调制高斯脉冲的主要频谱分量落于波导主模工作频段内。但此时 f_0 的选择应避免缝隙

的谐振频率,否则时域波形的收敛会很慢。

1.2 改进的局部网格共形技术

通常的 FDTD 差分格式采用基本的 Yee 网格来模拟空间,其能模拟的最小尺寸为一个网格,对于小于一个网格的尺寸,就必须采用一个网格来近似替代。对于不规则的边界,必须采用阶梯近似来拟合。这样就会给计算带来误差。而且,阶梯近似还会产生虚拟表面波,会给计算中造成较大的数值色散问题。这在文献 [10] 中有具体的推导过程。后来, Mittra^[8] 等从积分形式的 Maxwell 方程出发,利用环路构成的网格,采用积分近似的方法,来导出时域有限差分格式,这种方法简称为 CP 法。这种方法通过局部网格变形来模拟弯曲表面,精度较高,但由于其积分路径是沿着变形网格的边缘进行的,而且对某些场分量采用最近“邻居场”替代近似,因此,这种方法的稳定性和精度依赖于变形网格的形状和大小。正如文献 [9] 中所描述的,应用这种网格依赖于两个条件: (1) 变形网格的面积应该大于规则网格面积的 5%。(2) 变形网格中的最长相对边长与该网格相对面积的比率应小于 12。针对这种不稳定的情况,可采用全网格围线积分来消除不稳定。采用的方法是改进 CP 法中的“邻居场”替代,修改变形网格的迭代电场。在圆头形的缝隙中,有如下的两种局部共形网格。

图 3(a) 所示是稳定的共形网格, Faraday 定律的围线如图 3(a) 所示。其中 FDTD 网格中各取样点的电场与磁场的位置不变。 $A(i, j, k)$ 表示缝隙区域的围线面积。 H_z 的迭代方程为

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu_z(i, j, k) A(i, j, k)} \times \left[E_x^n(i, j+1, k) \Delta x(i, j+1, k) - E_y^n(i+1, j, k) \Delta y(i+1, j, k) \right] \quad (1)$$

对于图 3(b) 中非稳定的共形网格, Faraday 定律的围线路径是整个网格边缘。在小缝隙区域假设存在虚拟场 E_x^* , E_y^* , H_z^* , 它们与 FDTD 网格中取样点的位置不同。如图 3(b) 所示,此时 H_z 的迭代方程修改为

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + H_z^*(i, j, k) \times \frac{A^*(i, j, k)}{A(i, j, k)} = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu_z(i, j, k) A(i, j, k)} \times \left[E_x^*(i, j+1, k) \Delta x(i, j+1, k) - E_y^*(i+1, j, k) \Delta y(i+1, j, k) \right] \quad (2)$$

式中: A^* ——缝隙区域的面积, $A(i, j, k) = \Delta x(i) \times \Delta y(j)$ ——整个网格的面积。在 CP 法中, E_x^* 和 E_y^* 由场分量 $E_x(i+1, j+1, k)$ 和 $E_y(i+1, j+1, k)$ 代替, 本文将根据缝隙围线长度利用线性插值修改 E_x^* 和 E_y^* 。 $E_x^*(i, j+1, k)$ 是通过标准网格位置场量上的 $E_x(i, j+1, k)$ 和 $E_x(i+1, j+1, k)$ 线性插值得到

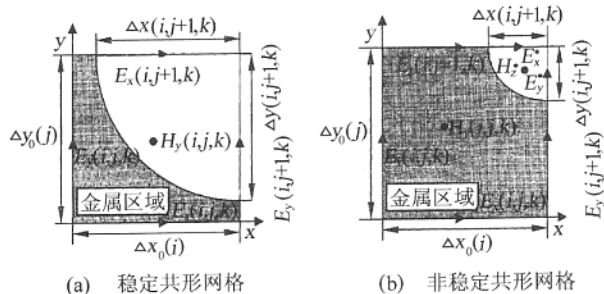


图3 共形网格示意图

$$E_x^{*n}(i, j+1, k) = \frac{a}{1+a} E_x(i+1, j+1, k) + \frac{1}{1+a} E_x(i, j+1, k) \quad (3)$$

$E_y^{*n}(i+1, j, k)$ 是通过 $E_y^{*n}(i+1, j+1, k)$ 和 $E_y^{*n}(i+1, j, k)$ 线性插值得到

$$E_y^{*n}(i+1, j, k) = \frac{\beta}{1+\beta} E_y(i+1, j+1, k) + \frac{1}{1+\beta} E_y(i+1, j, k) \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= \frac{\Delta x(i) - \Delta x(i, j+1, k)}{\Delta x(i) + \Delta x(i, j+1, k)} \\ \beta &= \frac{\Delta y(i) - \Delta y(i+1, j, k)}{\Delta y(i) + \Delta y(i+1, j, k)} \end{aligned} \quad (5)$$

E_x^* 和 E_y^* 是由同一时间步的电场求得, 将它们代入式(2)即可得到磁场的迭代公式。

1.3 反射参数的获取

缝隙天线的激励信号沿着波导传输, 通过缝隙耦合后, 有一部分能量辐射到自由空间, 还有一部分能量反射回输入端, 将输入信号与反射分离, 就可以计算天线的反射系数。

在波导的激励端附近设置一个参考点, 对该点上的电场值进行逐个时间步的采样, 得到该点输入信号与反射信号之和。为了将输入信号和反射信号分开, 还要在终端匹配的情况下计算一次, 以得到单纯的输入信号。从总信号中减去输入信号, 就可得到反射信号。分别将两个信号进行傅里叶变换, 就可以得到波导缝隙天线的反射系数:

$$S_{11}(f) = \frac{F[S_r(t)]}{F[S_i(t)]}$$

式中: F ——傅里叶变换, $S_r(t)$ ——反射信号, $S_i(t)$ ——入射信号。

2 数值计算结果与讨论

在脊形波导缝隙天线阵列中, 常用的辐射单元通常是宽边纵向缝隙, 其示意图如图4所示。

2.1 波导辐射缝隙计算模型

本次设计的脊形波导工作在 S 波段, 中心频率为 3.4 GHz, 波导横截面尺寸为 58.17×29.083 mm, 波导壁厚为 $t=2.0$ mm。计算网格的尺寸为 $\Delta=1.0$ mm, 将波导壁厚划分为两个网格。为了增加天线的工作带宽, 将各个缝隙进行线性加权, 缝隙长度线性渐变。中间两个缝隙为

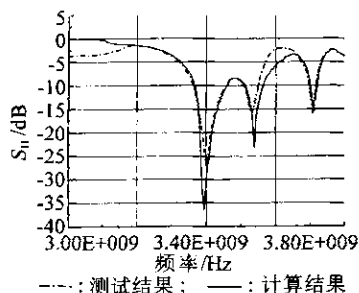
53.0 mm(包括两个半圆头), 其余的缝长沿波导两端依次递减 1 mm。缝隙数目为 10, 缝宽均为 4.0 mm, 中心偏置为 5.78 mm。脊波导终端短路。

图4 计算模型示意图

2.2 数值结果与测试结果的比较

2.2.1 S_{11} 参数的比较

通过对时域结果的处理, 即可求出天线在工作频带内的 S_{11} 参数, 并与测试结果进行比较, 如图5所示。由图中可以看出, 在天线典型的工作频率范围内, 得到的计算结果与测试结果比较吻合, 变化趋势一致。

图5 S_{11} 分布曲线图

2.2.2 脊形波导缝隙辐射特性分布的比较

由于是开域问题, FDTD 网格必须包含缝隙以外的自由空间, 在计算波导内稳态的电磁场后求得缝隙上的切向电场 E_x 、 E_y 幅度和相位, 并由此算出作为远区辐射场的等效磁流源 $J_m = -n \times E_t$, 其中 E_t 为切向场, 然后利用近场到远场的变换技术^[10]求远区场。

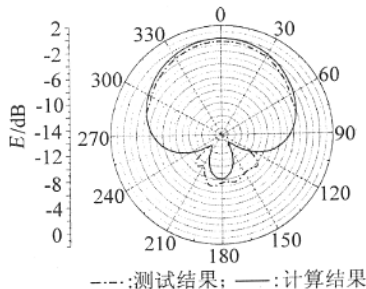


图6 E面方向图

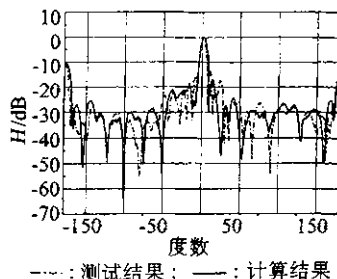


图7 H面方向图

$\begin{bmatrix} 0.8818 & 0.1806 \\ 0.1806 & 0.8441 \end{bmatrix}$, 当 $\tau = T$, 观测器增益 $F_1 =$
 $\begin{bmatrix} 0.0571 \\ 0.0512 \end{bmatrix}$; 当 $\tau = 2T$, 观测器增益 $F_2 = \begin{bmatrix} 0.0223 \\ 0.0163 \end{bmatrix}$; 当 $\tau = 3T$, 观测器增益 $F_3 = \begin{bmatrix} 0.0076 \\ 0.0051 \end{bmatrix}$ 。给定特征值区域为中心位于 $\alpha = -0.5 + j0$ 、半径为 $r = 0.3$ 的圆盘 $q(\alpha, r)$ 内, 由定理 2 求得系统 D -稳定的 $Q = \begin{bmatrix} 10.3361 & 4.0211 \\ 4.0211 & 4.5261 \end{bmatrix}$, $K = [0.1 \ 0.8]$ 系统的特征值为 $\lambda_{1,2} = -0.795 \pm 0.2683j$ 。当系统时延在 $T, 2T, 3T$ 间切换时, 系统的观测误差曲线及状态响应曲线如图 2、3 所示, 仿真结果说明了本文设计方法的有效性。

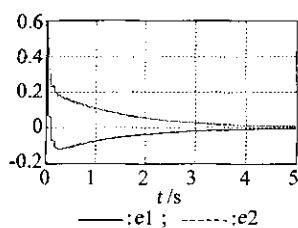


图 2 观测误差曲线

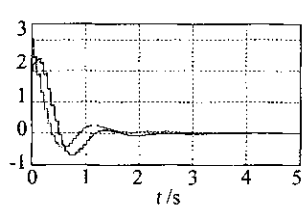


图 3 系统状态响应曲线

5 结 论

本文基于分离原理讨论了时变长时延网络控制系统中具有时延补偿功能的观测器以及具有特征值区域约束的状

态反馈控制器的设计方法。观测器设计基于切换的思想, 根据控制器在每个周期接收数据包的情况, 分别采用开环观测器和闭环观测器预测系统的状态, 并且设计的闭环观测器针对每一周期时延值的不同, 在多个子模型间切换, 从而将状态观测器建模成具有多个子系统的离散切换系统。针对该切换系统, 以线性矩阵不等式的形式讨论了状态观测器增益矩阵的构造方法。并在此基础上, 讨论了具有区域约束的状态反馈控制器的设计方法。最后的仿真结果表明了本文方法的有效性。

参考文献:

- [1] LUCK R, Ray A. An observer-based compensator for distributed delays[J]. *Automatica*, 1990, 26: 903-908.
- [2] 朱其新, 胡寿松, 侯霞. 长时滞网络控制系统的随机稳定性研究[J]. *东南大学学报(自然科学版)*, 2003, 33(3): 368-371.
- [3] 于之训, 陈辉堂, 蒋平. 具有传输延迟的网络控制系统中状态观测器的设计[J]. *信息与控制*, 2000, 2: 125-130.
- [4] 翟长连, 何苇, 吴智明. 切换系统的稳定性及镇定控制器设计[J]. *信息与控制*, 2000, 1: 21-26.
- [5] 俞立. 鲁棒控制——线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 96-119.
- [6] 魏震, 马向华. 网络控制系统中在线时延评估方法及其控制[J]. *上海交通大学学报*, 2003, 4: 574-577.
- [7] ZHIVOGLYADOV Peter V, MIDDLETON Richard H. Networked control design for linear systems[J]. *Automatica*, 2003, 39: 743-750.

(上接第 22 页)

图 6 为 E 面方向图, 图 7 为 H 面方向图。由于缝隙 X 方向宽度窄, 故 E 面方向图的主瓣较宽, 而缝隙在 Z 方向的长度较长, 导致了 H 面方向图的主瓣较窄。并且由于波导终端的反射使得沿 Y 方向缝隙口径的等效磁流分布不具有对称性, 从而导致了 H 面方向图不具有对称性。

3 结束语

从以上的分析可以得出: 利用局部网格共形 FDTD 技术分析计算的脊形波导缝隙天线, 所得的结果与测试结果能够较好地一致, 从而说明了该方法的有效性与可行性。本文开发的通用脊波导缝隙天线分析程序可求得天线的远区方向图及波导的各参数(短路面的位置、填充介质等)对场及辐射特性的影响, 从而为脊波导缝隙天线阵列的设计和制造提供了有力的理论依据和清晰的物理图像。

参考文献:

- [1] COHN S B. Properties of ridged waveguide[J]. *Proc. IRE*, 1947, 35(8): 783-788.
- [2] PYLE J R. The cutoff waveguide of TE_{10} mode in ridge rectangular waveguide of any aspect ratio[J]. *IEEE Trans. on MTT*, 1966,

14(4): 175-184.

- [3] KONISHI Y. Simplified 13Gz low-noise converter with mounted planar circuit in waveguide[J]. *IEEE Trans. on MTT*, 1974, 22(4): 451-454.
- [4] MONTGOMERY J P. The complete eigenvalue solution of ridged waveguide[J]. *IEEE Trans. on MTT*, 1971, 19(6): 547-555.
- [5] UTSUMI Y. Variational analysis of ridged waveguides mode[J]. *IEEE Trans. on MTT*, 1985, 33(2): 111-120.
- [6] KIM G Y. Computation of waveguide modes for waveguide of arbitrary cross-section[J]. *IEEE Proc.*, 1990, 137 Pt. H(2): 145-149.
- [7] SWAMINATHAN M. Computation of cut-off wave numbers of TE and TM modes in waveguide of arbitrary cross-section using a surface integral formulation[J]. *IEEE Trans on MTT*, 1990, 38(2): 154-159.
- [8] YU Wenhua, MITTRA R. A conformal FDTD algorithm modeling perfectly conducting of objects with curved shaped surfaces and edges[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2000, 42(5): 28-29.
- [9] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分法[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
- [10] 王长青, 祝西里. 电磁场计算中的时域有限差分法[M]. 北京: 北京大学出版社, 1994.

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>