

# 类 GPS 超声定位系统中自主导引 小车动态定位算法

苏绍景 程晓畅<sup>†</sup> 王跃科

(国防科技大学机电工程与自动化学院仪器系 长沙 410073)

**摘要** 针对自主导引小车 (AGV) 常规超声波局部定位系统的缺陷, 提出了类 GPS 超声定位系统并阐述了其工作原理。研究了小车动态情况下与定位基站的距离估计问题, 在获得 AGV 与定位基站的观测距离后可通过 Gauss-Newton 迭代定位算法获得小车空间位置的粗估计值。仿真结果表明, 将上述获得的粗估计值序列经过卡尔曼滤波器进一步处理后, 可提高 AGV 动态定位精度和速度的估计精度。

**关键词** 类 GPS, 自主导引小车, 动态定位, 短时傅立叶变换, 卡尔曼滤波

## A dynamic location algorithm for autonomous guide vehicle in Quasi-GPS ultrasonic location system

SU Shao-Jing CHENG Xiao-Chang WANG Yue-Ke

(Instrument Department, College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ.  
of Defense Technology, Changsha 410073)

**Abstract** In view of the deficiencies of the conventional ultrasonic location system, a Quasi-GPS ultrasonic location system for Autonomous Guide Vehicle is presented and its working principle is introduced in this article. The dynamic distance estimation problem between the AGV and location base-station is studied. Coarse estimation value of AGV coordinate can be obtained by the Gauss-Newton Iteration location algorithm from the observed distances among the AGV and the location base-stations. It is shown by simulation that location and velocity estimation precision can be augmented if the above coarse estimation values are processed by Kalman filter.

**Key words** Quasi-GPS, Autonomous guide vehicle, Ultrasonic location, Short time fourier transform, Kalman filter

2006-06-19 收稿; 2007-10-28 定稿

作者简介: 苏绍景 (1973-), 男, 南昌市人, 副教授, 博士, 硕士生导师, 研究方向: 水声通信与声学定位技术。

程晓畅 (1978-), 男, 工程师, 博士。

王跃科 (1957-), 男, 教授, 博士, 博士生导师。

<sup>†</sup> 通讯联系人 E-mail: cxccxc2000@163.com

## 1 引言

在现代化工厂或含有有毒气体的化工厂中,常常需要自主导引小车 (Autonomous Guide Vehicle, AGV) 代替人工进行物体的搬运等一些作业。AGV 工作时需要频繁的工作站停靠、停靠时需高精度定位及车体定向以适应机械接口要求等<sup>[1]</sup>。因此,研究局部范围内的定位系统具有重要意义。

超声波探测具有安装使用方便、成本低、抗电磁干扰能力强、不受光线烟雾影响、时间信息直观等特点<sup>[1]</sup>,所以超声波在局部定位系统中获得了广泛的应用。常规的超声波局部定位系统原理如下<sup>[2-3]</sup>:在定位物体上装配超声发射传感器,发射超声波,在局部范围内的几个固定位置处配置超声接收传感器(又称基站),由基站接收并处理从定位物体发射过来的信号,从而得到基站与定位物体之间的估计距离。然后将估计结果通过数据链送往定位物体或数据处理中心站,由它们解算非线性定位方程组并得到定位物体的位置。

上述常规超声局部定位系统的缺陷是:当定位空间中存在多于两个定位物体时,基站需要区分各个定位物体所发射的信号。当定位物体增加时,基站区分定位物体的难度以及整个系统的复杂度将成指数级增加。如果将超声局部定位系统借鉴 GPS(Global Positioning System, 全球定位系统)的工作原理,用超声取代电磁波,用在固定位置配置的超声发射传感器取代 GPS 中的空间卫星星座,研究一种类似 GPS 的超声局部定位系统(简称类 GPS 超声定位系统),这必将是一个具有开创意义和实际应用价值的工作。

与常规方法不同,本文提出的类 GPS 超声定位系统是由基站发射信号,定位物体接收并处理信号从而得到当前的位置。理论上,类 GPS 超声定位系统可以有无限多个定位物体且它们之间互不影响。另外,定位物体统一接收并处理信号从而避免了从各个基站收集距离信息的

繁琐过程。

## 2 类 GPS 超声定位系统原理

本文提出的类 GPS 超声定位系统如图 1 所示。整个定位系统由中心站(图中未示出)、基站  $S^j$  和 AGV 超声波接收机组成。在定位空间中的不同区域放置多个超声发送传感器(基站),在 AGV 上配置超声波接收传感器,在中心站的同步控制之下,AGV 接收并处理从各个基站发送过来的信号,以确定其位置和姿态。中心站、基站和 AGV 上都装配有无线收发模块,中心站每隔 500mS 通过无线收发模块向基站和定位物体下发同步指令。各个基站接收到中心站下发的指令之后立刻发送扩频超声波信号,与此同时,AGV 开始采集接收信号。由于在空气中电磁波的传播速度 ( $3 \times 10^8$  m/s) 远远大于声速 (340m/s),所以在几十米的局部范围之内可以认为同步控制指令是同时到达各个基站的,即各个基站是同时发射扩频超声信号的。

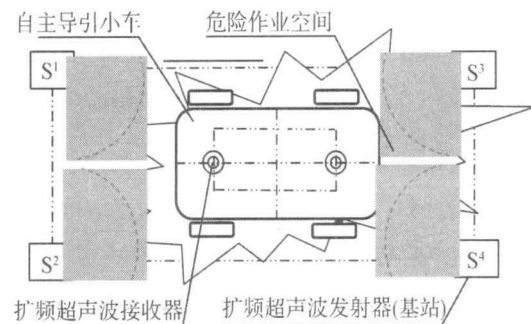


图 1 类 GPS 超声定位系统原理

由于采用了多个传感器,如果用传统的单脉冲超声测距方法 AGV 就无法区分各个基站发送过来的信号。如果给每个基站分配一个单独的伪随机码(m 序列),将伪随机码与超声载波进行幅移键控(ASK)调制(伪随机序列为高电平“1”时,发送超声脉冲;为低电平“0”时,不发送超声脉冲),用已调信号驱动超声发送器,由于具有不同特征多项式的 m 序列几乎不相关,据此小车可以很容易区分各个基站发送过来的信号,进而估计出小车与各个基站的

距离, 然后通过解算非线性定位方程组得到小车的当前位置。

### 3 AGV 动态情况下位置与速度的粗估计

对于同一装置和同一对象, 在相同的激励信号情况下, 定位物体接收到的超声信号有以下两个重要特点<sup>[4]</sup>: (1) 相近性。不同传播距离的接收信号波形相近。(2) 窄带性。因为超声接收信号是以探头谐振频率为主频率的衰减振荡信号, 所以信号的频率主要分布在以传感器的谐振频率为中心的一个较窄的频域上。

针对上述特点, 在单基站  $S^j$  发射信号情况下, 伪随机码超声扩频接收信号可由下式表达:

$$r_j(t) = \beta_j s(t - \tau_j) + w_j(t), 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

其中,  $s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t)$ ,  $a(t)$  为接收信号中的伪随机码信号部分包络, 它是输入的  $m$  序列受到发送和接收传感器影响后的输出信号,  $\cos(2\pi f_c t)$  为超声载波,  $\beta_i$  为衰减因子,  $\tau_i$  为时间延迟,  $w_i(t)$  为与  $s(t)$  不相关的零均值高斯白噪声,  $T$  为接收信号观测时间。

假设小车与各个基站  $S^j$  在已知距离(参考距离)为  $D_0$  的情况下, 分别得到了基站  $S^j$  发射的信号  $r_0^j(n)$  并提取了其中包含伪随机码信号部分的包络  $a_j(n)(0 \leq n < M, M$  为包络信号长度)。若多基站同时发射信号时刻小车与基站  $S^j$  的待测距离为  $D_j$ (不失一般性, 这里假设  $D_j > D_0$ ), 小车运动速度为  $v$ , 将小车在运动情况下接收到的  $P$  个基站发射的信号相加, 得到一个总和信号  $r(n)$  为:

$$r(n) = \operatorname{Re} \left( \sum_{j=1}^P \beta_j \cdot a \left( \left( 1 - \frac{v}{c} \right) n T_s - \frac{D_j}{c} \right) e^{j(2\pi(f_c + f) a n T_s + \varphi_j')} \right) + w(n T_s) \quad (2)$$

上式中,  $T_s$  为采样间隔,  $f_d = -\frac{v}{c} \cdot f_c$  为多

普勒频率,  $\beta_j$  为接收信号衰减因子,  $\varphi_j'$  为接收信号的初相。实际 AGV 定位系统中, 小车运动速度相对于声速很小, 即  $v/c \ll 1$ , 则忽略掉小车运动速度对接收信号包络的影响, 并将  $r(n)$  与  $a_j(n)$  时间起点对齐得:

$$\begin{aligned} r(n) &\approx \operatorname{Re} \left( \sum_{j=1}^P \beta_j a_j(n T_s - \tau_{j0}) e^{j(2\pi f_c' n T_s + \varphi_j')} \right) + w(n T_s) \\ &= \operatorname{Re} \left( \sum_{j=1}^P \beta_j a_j(n T_s - \tau_{j0}) e^{j(\omega_c' n + \varphi_j')} \right) + w(n T_s) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $\tau_{j0} = \frac{D_j - D_0}{c} = N_{j0} \cdot T_s$  为接收信号相对于参考信号的时延,  $c$  为空气中声速,  $f_c' = f_c + f_d$  为受多普勒影响后的超声载波中心频率,  $\omega_c' = 2\pi f_c' T_s$  数字化频率。由于不同的伪随机码信号包络几乎不相关, 所以可以将  $r(n)$  与本地信号  $a_j(n)$  进行相关后寻找输出信号在二维平面  $(\tau, \omega_c')$  的模值峰值获得小车与基站  $S^j$  的估计距离  $\hat{D}_j$ , 即

$$\hat{D}_j = D_0 + c \hat{N}_{j0} T_s \quad (4)$$

$$\text{式中, } (\hat{N}_{j0}, \hat{\omega}_c') = \arg \max_{m, \omega} \Re(m, \omega_c') \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \Re(m, \omega_c') &= \left| \sum_{n=0}^{M-1} r^+(n) \cdot a_j(n-m) \cdot e^{(-j\omega_c'(n-m))} \cdot e^{(-j\varphi_j')} \right| \\ &= \left| \sum_{n=0}^{M-1} r^+(n) \cdot a_j(n-m) e^{-j\omega_c' n} e^{j\omega_c' m} e^{(-j\varphi_j')} \right| \\ &= \left| \sum_{n=0}^{M-1} r^+(n) \cdot e^{-j\omega_c' n} \cdot a_j(n-m) \right| \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $r^+(n)$  表示信号  $r(n)$  的正频率信号部分,  $\hat{N}_{j0}, \hat{\omega}_c'$  分别为  $N_{j0}, \omega_c'$  的最大似然估计值。实际上, 式 (6) 是信号  $r^+(n)$  经窗函数为  $a_j(n)$  的短时傅立叶变换 (Short Time Fourier Transform, STFT), 其具体实现步骤如图 2 所示。

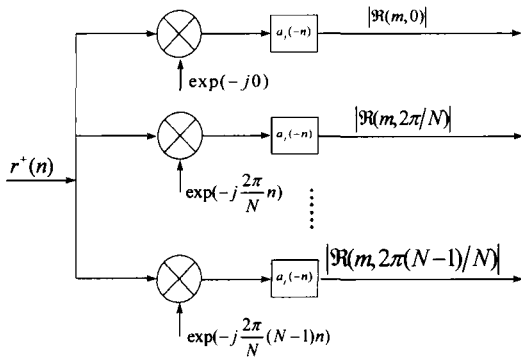


图 2 多基站距离估计算法实现框图

求得小车与定位基站的估计距离  $\hat{D}_j$  后, 通过 Gauss-Newton 迭代定位算法或其他定位算法解下面的非线性定位方程组可获得小车空间位置的粗估计值

$$\begin{cases} \sqrt{(x-x^1)^2+(y-y^1)^2}=\hat{D}_1 \\ \sqrt{(x-x^2)^2+(y-y^2)^2}=\hat{D}_2 \\ \vdots \\ \sqrt{(x-x^P)^2+(y-y^P)^2}=\hat{D}_P \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $(x^j, y^j)$  表示基站  $S^j$  的坐标。

若  $k$  和  $k+1$  时刻得到的小车位置粗估计值分别为  $(x(k), y(k))$ 、 $(x(k+1), y(k+1))$ , 则小车于  $k$  时刻在  $x$  轴和  $y$  轴方向上的运动速度可由下面两式近似得到:

$$\hat{v}_x \approx \frac{x(k+1)-x(k)}{\Delta T} \quad (8)$$

$$\hat{v}_y \approx \frac{y(k+1)-y(k)}{\Delta T} \quad (9)$$

上式中,  $\Delta T$  为  $k$  到  $k+1$  时刻的时间间隔。

#### 4 卡尔曼滤波处理

动态定位处理方法一般都采用卡尔曼滤波模型, 在建立卡尔曼滤波模型时, 需要列出观测方程及反映动态目标运动规律的状态方程<sup>[7-9]</sup>。类 GPS 超声定位系统中 AGV 一般是直线运动和转向, 且运动速度缓慢, 并假定

加速度可以忽略, 则 AGV 运动平台的离散状态方程为

$$\mathbf{X}(k+1) = \Phi \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{U}(k) \quad (10)$$

上式中,  $\mathbf{X}(k+1)$  为状态矢量,  $\Phi$  为状态转移矩阵,  $\mathbf{U}(k)$  为状态方程的噪声矢量, 即

$$\mathbf{X}(k+1) = \begin{pmatrix} x(k+1) \\ v_x(k+1) \\ y(k+1) \\ v_y(k+1) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{U}(k) = \begin{pmatrix} w_x(k) \\ u_x(k) \\ w_y(k) \\ u_y(k) \end{pmatrix},$$

$$\Phi = \begin{pmatrix} 1 & \Delta T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

(11)

其中,  $x(k+1)$ 、 $y(k+1)$  和  $v_x(k+1)$ 、 $v_y(k+1)$  分别为  $k+1$  时刻 AGV 在  $x$  轴和  $y$  轴方向上的坐标和速度,  $\Delta T$  为  $k$  到  $k+1$  时刻的时间间隔, 这里指中心站相邻两次发送同步控制指令的时间间隔, 取  $\Delta T = 0.5s$ 。  $w_x(k)$  和  $w_y(k)$  分别为  $x$  轴和  $y$  轴的定位误差, 假设是均值为零的高斯白噪声, 方差分别为  $\sigma_x^2$  和  $\sigma_y^2$ 。  $u_x(k)$ 、 $u_y(k)$  分别为定位物体在  $x$  轴和  $y$  轴方向上运动速度的噪声扰动, 假定  $u_x(k)$ 、 $u_y(k)$  为互相独立的白高斯噪声, 其方差都等于  $\sigma_u^2$ 。 AGV 运动平台的观测方程为:

$$\mathbf{Z}(k+1) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}(k+1) + \mathbf{W}(k+1) \quad (12)$$

式中,

$$\mathbf{Z}(k+1) = \begin{pmatrix} x(k+1) \\ y(k+1) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{W}(k+1) = \begin{pmatrix} w_x(k+1) \\ w_y(k+1) \end{pmatrix} \quad (13)$$

由于实际的位置坐标观测值  $\mathbf{Z}(k+1)$  并不能得到, 只能将  $k+1$  时刻得到的坐标粗估计值  $\hat{x}(k+1)$ 、 $\hat{y}(k+1)$  代入。  $w_x(k+1)$  和  $w_y(k+1)$  分别为  $x$  轴和  $y$  轴的定位误差, 假设

是均值为零的高斯白噪声, 方差分别为  $\sigma_x^2$  和  $\sigma_y^2$ 。

卡尔曼滤波过程如下:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k+1) = \Phi \cdot \hat{\mathbf{X}}(k|k) + \mathbf{K}(k+1) \cdot [\mathbf{Z}(k+1) - \mathbf{H} \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{X}}(k|k)] \quad (14)$$

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1|k) \cdot \mathbf{H}^T \cdot [\mathbf{H} \cdot \mathbf{P}(k+1|k) \cdot \mathbf{H}^T + \mathbf{R}(k+1)]^{-1} \quad (15)$$

$$\mathbf{P}(k+1|k) = \Phi \cdot \mathbf{P}(k|k) \cdot \Phi^T + \mathbf{Q}(k+1) \quad (16)$$

$$\mathbf{P}(k+1|k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1) \cdot \mathbf{H}] \cdot \mathbf{P}(k+1|k) \quad (17)$$

其中,  $\mathbf{R}(k)$  为  $\mathbf{W}(k)$  的协方差矩阵,

$$\mathbf{R}(k) = E(\mathbf{W}(k) \cdot \mathbf{W}^T(k)) = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 \end{pmatrix} \quad (18)$$

$\mathbf{P}(k+1|k+1)$  为估计误差的协方差阵,  $\mathbf{P}(k+1|k)$  为预测误差的协方差阵,  $\mathbf{Q}(k)$  为  $\mathbf{U}(k)$  的协方差矩阵,

$$\mathbf{Q}(k) = E(\mathbf{U}(k) \cdot \mathbf{U}^T(k)) = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_u^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_y^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_u^2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

$\mathbf{K}(k)$  为增益阵。

### 5 仿真结果

图 3 是上述算法的仿真结果。仿真条件如下: 小车初始位置为 (0.5m, 0.5m), 中心站相邻

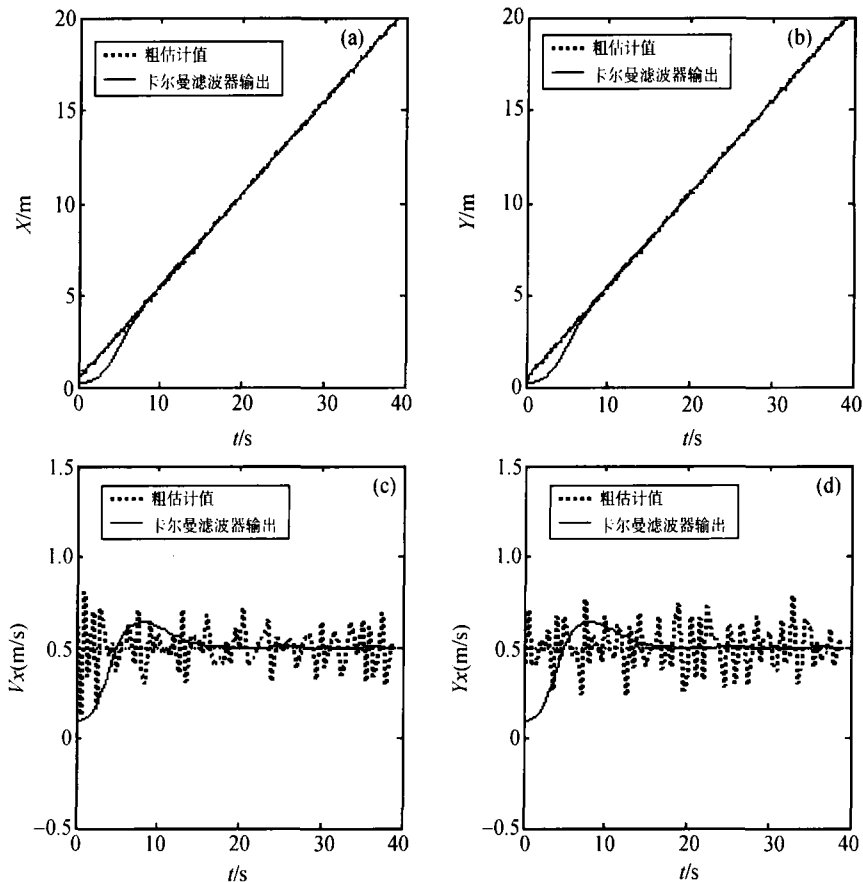


图 3 基于卡尔曼滤波的 AGV 动态定位算法位置和速度估计

两次发送同步控制指令的时间间隔  $T=0.5\text{s}$ , 小车以与  $x$  轴成  $45^\circ$  的姿态角向前运动,  $v_x=0.5\text{m/s}$ ,  $v_y=0.5\text{m/s}$   $x$  轴和  $y$  轴定位误差的标准差相等且它们不相关, 即  $\rho=0$ ,  $\sigma_x=\sigma_y=5\text{cm}$ 。

(注: 在静态情况下多基站距离估计精度能达到  $1\text{cm}$ ; 在动态情况下由于码多普勒的影响(即多普勒效应对接收信号包络的影响), 多基站距离估计精度会降低, 这里取  $\sigma_x=\sigma_y=5\text{cm}$ )。

取  $x$  轴和  $y$  轴方向上运动速度的噪声抖动方差  $\sigma_u^2 = (0.02 \text{ m/s})^2$ , 递推初始化为  $\hat{\mathbf{X}}(-1|-1) = (0.01, 0.01, 0.01, 0.01)^T$ ,  $\mathbf{P}(-1|-1) = \mathbf{Q}$ 。

图 3(a)、(b)、(c)、(d) 分别为小车运动情况下  $x(k)$ 、 $y(k)$ 、 $v_x(k)$ 、 $v_y(k)$  的粗估计值(式(8)和(9))和卡尔曼滤波输出结果(式(14)-(17))比较图。从仿真结果可以看出, 若动态定位误差较大, 则  $v_x(k)$  和  $v_y(k)$  的粗估计值误差也较大, 但经过卡尔曼滤波器进一步处理后, 可大大提高速度估计精度。总之, 将粗估计值序列送入卡尔曼滤波器作进一步的数据处理, 采用卡尔曼滤波器对粗估计数据进行滤波和预测, 能对定位物体的运动状态作出最佳估计。

## 6 结论

本文首先介绍了类 GPS 超声定位系统的

工作原理, 为了使自主移动小车能区分每个基站所发送过来的信号, 给每个基站分配一个单独的伪随机码。研究了小车动态情况下位置与速度的粗估计算法原理, 仿真结果表明, 将上述获得的小车位置粗估计值序列经过卡尔曼滤波处理后, 可进一步提高 AGV 动态定位精度和速度估计精度。

## 参 考 文 献

- [1] 童峰, 许天增, 许鹭芬. 一种用于自动导引车 (AGV) 的超声波导航系统. 高技术通讯, 2002, 08: 47-50.
- [2] 胡跃辉, 周康源, 周平. 一种实时 3D 超声定位系统的设计. 声学技术, 2004, 23(3): 29-32.
- [3] 刘宗杰, 袁易全. 超声被动定位中一种新滤波方法. 声学技术, 1996, 15(2): 57-63.
- [4] 马志敏, 贾嘉. 超声检测中弱信号提取方法. 武汉水利电力大学学报, 1998, 31(6): 76-79.
- [5] 皇甫堪, 陈建文. 现代数字信号处理. 北京: 电子工业出版社, 2003. 319-337.
- [6] [美] Steven M.Kay. 统计信号处理基础 - 估计与检测理论 (罗鹏飞等译). 电子工业出版社, 2003: 129-164.
- [7] 王红军, 徐敬. 舰载无源被动定位与卡尔曼滤波. 火力与指挥控制, 1999, 24(2): 55-60.
- [8] 仲祺琪, 毛卫宁. 利用 DOA 的双基阵被动定位算法研究. 声学与电子工程, 2003, 2: 15-18.
- [9] 邱玲, 沈振康. 三维纯角度被动跟踪定位的最小二乘 - 卡尔曼滤波算法. 红外与激光工程, 2001, 30(2): 83-86.