

# 基于自调整器的 CDMA 系统盲自适应干扰抑制

杨 坚<sup>1</sup>, 奚宏生<sup>1</sup>, 吴春旭<sup>2</sup>, 赵 宇<sup>1</sup>

(11 中国科学技术大学自动化系网络传播系统与控制实验室, 安徽合肥 230027;

21 中国科学技术大学信息管理与决策科学系, 安徽合肥 230027)

**摘 要:** 本文给出一种能同时抑制 DS-SS-CDMA 系统多址干扰(MAI)和窄带干扰(NBI)的盲自适应算法. 此方法基于遗忘因子具有自调整器的迭代最小二乘算法(SR2RLS), 根据系统的变化自动调整遗忘因子, 当系统趋于静态时, 遗忘因子趋于 1, 以提高稳态精度, 在动态系统中, 遗忘因子减小, 使算法能有效的跟踪系统参数. 与其它的迭代最小二乘相比, 具有较小的稳态误差和良好的动态跟踪能力. 文章从理论上分析了算法的收敛性. 最后, 对算法在静态环境和动态环境中的性能分别进行了仿真分析.

**关键词:** 盲自适应多用户检测; 码分多址; 多址干扰; 窄带干扰; 自调整器

**中图分类号:** TN92      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2004) 10-1612-04

## Blind Adaptive Interference Suppression for CDMA Systems Based on Self-Tuning Regulator

YANG Jian<sup>1</sup>, XI Hongsheng<sup>1</sup>, WU Chunxu<sup>2</sup>, ZHAO Yu<sup>1</sup>

(11 School of Information Science and Technology, University of Science & Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China;

21 Department of Information Management and Decision Science, University of Science & Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China)

**Abstract:** This paper develops a blind adaptive interference suppression algorithm for simultaneously suppressing multiple access interference (MAI) and narrowband interference (NBI) in direct sequence code division multiple access (DS-SS-CDMA) systems. This method is based on RLS with a self-tuning regulator for the forgetting factor (SR2RLS). When the system becomes stationary, the forgetting factor approaches to unit for a small steady-state error, while the system is dynamical, then the forgetting factor decreases to make the novel algorithm possess the ability to track dynamical parameters. Compared with other RLS algorithms, it has smaller steady-state error and better ability of tracking dynamical parameters. The convergence of the algorithm is theoretically analyzed. Lastly through simulation the performances of the algorithm under the stationary and dynamical environments are investigated respectively.

**Key words:** blind adaptive multiuser detection; code division multiple access (CDMA); multiple access interference (MAI); narrowband interference (NBI); self-tuning regulator

### 1 引言

目前, 对 DS-SS-CDMA 系统中的多址干扰和窄带干扰抑制技术已进行了广泛的研究, 通过抑制这两种干扰能有效的提高系统的容量. 盲自适应多用户检测是近年来干扰抑制技术研究的热点, 它不需训练序列, 只需目标用户的波形和的传播时延, 而且在波形信息不完全情况下也能正常地工作.

Honig 等<sup>[2]</sup>用最小均方 (LMS) 算法来实现了盲自适应平均输出能量 (Mean Output Energy, MOE) 多用户检测. 但 LMS 算法与 RLS 算法相比, 收敛速度较慢. Chen 等<sup>[3]</sup>给出了一种基于定遗忘因子 RLS 的多用户检测器, 但它需要干扰用户的波形和传播时延, 因此, 它不是盲自适应多用户检测. 后来, Poor 等<sup>[4]</sup>给出了基于定遗忘因子 RLS 的盲多用户检测. 但在实际

应用这种算法时, 很难选取一个恰当的遗忘因子, 如果遗忘因子接近于 1, 虽然可以提高算法的稳态精度, 但在时变系统中, 会削弱算法的实时跟踪能力; 如果遗忘因子取得较小, 有利于提高算法的在动态系统中的灵敏度, 但会降低稳态精度. 因此, 需要在稳态精度和算法跟踪性能间作折中, 也就是需选取一个最优的遗忘因子. Vikram 等<sup>[5]</sup>给出基于自适应遗忘因子迭代最小二乘 (AE2RLS) 的盲多用户检测, 算法采用 LMS 算法来迭代计算最优的遗忘因子. 但这样会增加计算的复杂度, 如矩阵求逆运算等. 事实上, 从仿真结果来看, 这种算法并不比定遗忘因子优越. Osorio 等<sup>[6]</sup>提出了用于自适应控制的自调整器, 并且在实际的控制工程中得到了广泛的应用. 由于多用户检测是滤波问题, 因此本文将算法改进为自适应滤波算法, 即 SR2RLS, 并构建基于 SR2RLS 的盲自适应多用户检测

器,它能根据系统所处环境,自动调整遗忘因子.算法具有相对较低的复杂度,稳态精度高,收敛速度快以及良好的动态跟踪性能等优点,克服了前面所述的几种算法的缺点.

## 2 SR2RLS盲自适应干扰抑制算法

考虑有  $K$  个用户的同步 DS-SS-CDMA 系统,在接收端,接收信号  $r(t)$  通过一码片匹配器后,以码片速率采样,在一符号周期内其输出用向量表示为<sup>[4]</sup>

$$r(n) = \sum_{k=1}^K A_k a_i(n) s_i + i(n) + v(n) \quad (1)$$

其中:  $r(n)$  为第  $n$  个符号周期内匹配滤波器输出的  $N$  维列向量,  $N$  为扩频因子,  $A_i, a_i(n), s_i$  为第  $i$  个用户的接收幅值、发送符号和归一化码序列向量;  $i(n)$  和  $v(n)$  是均值为 0 的窄带信号向量和噪声向量,分别满足  $E\{i(m)i(n)^T\} = D_{mn} R_i, E\{v(m)v(n)^T\} = D_{mn} R^2 I$ . 其中  $D_{mn}$  为 Kronecker delta. 本文假设第一个用户为目标用户.

为了应用 RLS 算法, MOE 检测问题<sup>[2]</sup> 转换为如下形式:

$$c_1(n) = \arg \min_{c_1} J(n), \text{ s.t. } c_1^T s_1 = 1 \quad (2)$$

$$J(n) = K_n J(n-1) + (c_1^T r(n))^2$$

其中,  $J(n)$  为加权 MOE,  $K_n$  为遗忘因子,  $c_1$  为第一个用户检测器的抽头系数向量,  $c_1(n)$  为第  $n$  个符号周期中,最优的抽头系数向量. Kapoor 等<sup>[8]</sup> 给出了下式

$$c_1 = s_1 - C_N @ (N-1) w \quad (3)$$

其中,  $3s_1, C_N @ (N-1) w = 0, w$  为  $(N-1)$  维列向量.  $C_N @ (N-1)$  可以用 Gram-Schmidt 正交化预先计算. 令  $e(n) = 3c_1^* - r(n)$ , 其中  $c_1^*$  为最优抽头系数向量,容易验证  $e(n)$  为白噪声,其均值为 0, 方差为  $R_e^2 = \min E\{3c_1^* - r(n)\}^2$ . 结合式(3),可以得到下面观测方程:  $y(n) = u^T(n)w + e(n)$ , 其中  $y(n) = 3s_1^* - r(n)$ ,  $u^T(n) = r^T(n)C_N @ (N-1)$ . 因此,问题式(3)可以转化为无约束问题:

$$w(n) = \arg \min_w J(n) \quad (4)$$

$$J(n) = K_n J(n-1) + (y(n) - u^T(n)w)^2$$

基于 SR2RLS 的盲自适应干扰抑制步骤如下:

初始化:  $A, K_0, K_{\min}, K_{\max}, P(0), \hat{w}(0), B$

$$(1): E(n+1) = y(n+1) - u^T(n+1)\hat{w}(n)$$

$$(2): K(n+1) = \frac{P(n)u(n+1)}{1 + u^T(n+1)P(n)u(n+1)}$$

$$(3): \hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + K(n+1)E(n+1)$$

$$(4): N(n+1) = \frac{1 + u^T(n+1)P(n)u(n+1)}{E^2(n+1)} A$$

$$(5): K_{n+1} = 1 - 1/N(n+1)$$

$$\text{If } K_{n+1} < K_{\min} \text{ then } K_{n+1} = K_{\min}$$

$$\text{else if } K_{n+1} > K_{\max} \text{ then } K_{n+1} = 1$$

$$(6): Q(n+1) = [I - K(n+1)u^T(n+1)]P(n)$$

$$\text{If } \frac{1}{K_{n+1}} \text{tr}(Q(n+1)) > B \text{ then } K_{n+1} = 1$$

$$P(n+1) = (1/K_{n+1})Q(n+1)$$

$$(7): \hat{e}(n+1) = s_1 - C_N @ (N-1) \hat{w}(n+1)$$

算法中,当  $K_n = 1$  时,步骤(1)、(2)、(3)和(6)就是估计  $w$  的标准 RLS,适合于估计静态参数,当  $K_n$  为小于 1 的定值时,即为定遗忘因子递推最小二乘算法,适合于估计动态参数,但其值大小与参数的变化快慢有关,当变化较快时,其值应取小一些以提高算法的跟踪能力,当变化慢时,应取大一些以提高稳态精度. 算法中的步骤(4)、(5)用于确定遗忘因子的自调整器,它能在未知系统状态以及系统变化快慢的情况下,自动调整遗忘因子,以适应不同的环境. 其原理为:

$E(n+1)$  的条件方差:

$$R_E^2(n+1) = E\{E^2(n+1) | \hat{w}(n)\} \\ = R_e^2(1 + u(n+1)^T P(n)u(n+1)) \quad (5)$$

而  $E^2(n+1)$  可作为方差  $R_E^2$  的粗率估计. 因此,在稳态条件下

$$N(n+1) = \left[ \frac{R_E^2(n+1)}{E^2(n+1)} \right] [A/A_e^2] U A / R_e^2$$

当系统环境突变时,  $E^2(n+1)$  增大,  $N(n+1)$  变小,这样,  $K_{n+1}$  随之变小,使得  $P(n+1)$  增大,加强跟踪能力. 随着不断调整,  $E^2(n+1)$  减小,  $K_{n+1}$  趋向于 1 (即  $N(n+1)$  变得很大), 以提高稳态精度. 算法中给出了遗忘因子的下界,是为了不至于遗忘因子过小导致稳态误差过大. 当遗忘因子非常接近于 1 时,将其近似为 1,这是因为估计向量已非常接近最优向量,此时应减小步长  $P(n+1)$ , 提高算法精度.

## 3 算法收敛性分析

根据算法步骤 2, 6 和矩阵求逆定理,有:

$$P^{-1}(n) = K_n P^{-1}(n-1) + u(n)u^T(n) \quad (6)$$

因此,如果  $P(0)$  正定,则  $P(n)$  也正定.

$$w(n) = w(n) - \hat{w}(n), \quad \Delta w(n) = w(n) - w(n-1)$$

其中  $w(n)$ ,  $\hat{w}(n)$  和  $\Delta w(n)$  为时刻  $n$  的理想向量,向量误差和向量变化. 由步骤 3 有:

$$w(n) = [I - K(n)u^T(n)](w(n-1) + \Delta w(n)) - K(n)e(n) \quad (7)$$

因此,误差  $w(n) = w_1(n) + w_2(n) + w_3(n)$  可以看作由三部分独立的误差引起: (a) 初始向量误差; (b) 向量变化; (c) 随机干扰. 每部分分别满足:

$$w_1(n) = [I - K(n)u^T(n)]w_1(n-1) \quad (8a)$$

$$w_2(n) = [I - K(n)u^T(n)](w_2(n-1) + \Delta w_2(n)) \quad (8b)$$

$$w_3(n) = [I - K(n)u^T(n)]w_3(n-1) - K(n)e(n) \quad (8c)$$

其中  $w_1(0) = w(0)$ ,  $w_2(0) = 0$  和  $w_3(0) = 0$ . 这样算法收敛性分析转化为三部分误差的收敛性分析.

### 3.1 $w_1(n)$ 收敛性分析

记  $v(n) = w_1(n) + \frac{1}{P^{-1}(n)}$ , 根据(8a)和步骤 6, 有:

$$v(n) = K_n \left[ v(n-1) - \frac{(u^T(n)w_1(n-1))^2}{1 + u^T(n)P(n-1)u(n)} \right] \quad (9)$$

$$v(n) F K_n v(n-1) F v(n-1) \quad (10)$$

从而,非负序列  $v(n)$  为有界非升序列,故

$$\lim_{n \rightarrow \infty} v(n) + \frac{1}{P^{-1}(n)} = v^* \geq 0 \quad (11)$$

(1)若存在子序列  $K_{n_i} < 1, i = 1, 2, \dots$ , 则

$$v(n_i) - K_{n_i} v(n_i - 1) = -K_{n_i} \frac{(u^T(n_i)w_1(n_i - 1))^2}{1 + u^T(n_i)P(n_i - 1)u(n_i)}$$

当  $i \leq j$  时, 上式左边为  $(1 - K_n) v^* E 0$ , 右边非正, 故  $v^* = 0$ .

$P^{-1}(n)$  为正定阵, 有:

$$+ w_1(n) + 2 F Q_{\max}(P(n)) v(n) F \text{tr}(P(n)) v(n) F B^T(n) \quad (12)$$

其中  $Q_{\max}(P(n))$  表示  $P(n)$  的最大特征值. 因此,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} w_1(n) + 2 = 0$$

(2) 若序列  $K_n$  中, 小于 1 的个数有限, 即  $v M < j$ , 当  $n > M$  时,  $K_n = 1$ , 也就是说, 在时刻  $M$  之后, 算法为标准递推最小二乘. 因此, 当  $n \rightarrow \infty$  时,  $w_1(n) \rightarrow 0$ , 其中  $w_1(n) = Q_{\max}(P(n))$ . 由于  $w_1(n) + 2 \cdot \frac{1}{P^{-1}(n)}$  有界, 根据式(12)有:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} w_1(n) + 2 = 0$$

### 3.1.2 $w_2(n)$ 的收敛性分析

考虑抽头向量零星变化情形, 即每次向量变化后, 有足够的时间保持向量不变. 假设在时刻  $n_0 + 1$ , 向量的变化为  $\Delta w$ , 此时可以用分析  $w_1(n)$  的方法来分析  $w_2(n)$ , 即  $\Delta w, P(n_0)$  和  $P(n_0 + S)$  分别代替  $w_1(0), P(0)$  和  $P(n)$ , 因此, 有

$$\lim_{S \rightarrow \infty} w_2(n_0 + S) + 2 = 0$$

### 3.1.3 $w_3(n)$ 的收敛性分析

根据附录中的结论二, 有  $E + w_3(n + 1) + \frac{1}{P^{-1}(n+1)} F N R_c^2$ . 因此  $E + w_3(n) + 2 F Q_{\max}(P(n)) N R_c^2 F B N R_c^2$ , 也就是说由噪声引起的误差有界, 特别当  $P(n) \rightarrow 0$  时, 有

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E + w_3(n) + 2 = 0 \quad (13)$$

要使  $P(n) \rightarrow 0$  成立, 必须存在  $M < j$ , 使得对于  $n \in M, K_n = 1$  成立, 即在时刻  $M$  变为标准递推最小二乘法, 以利于消除噪声引起的误差, 提高稳态精度. 但标准递推最小二乘的跟踪能力差, 甚至会造成算法发散. 因此, 在动态系统中, 应在跟踪能力和稳态误差间作折中.

## 4 仿真结果

在每次仿真运行期间, 同时实现 LMS 算法<sup>[2]</sup>、定遗忘因子 RLS 算法<sup>[4]</sup>、AF-RLS 算法<sup>[5]</sup>以及 SR2RLS 算法. 用信干比来衡量算法抑制干扰的能力, 第  $n$  次迭代, 目标用户的 SIR 按下式计算<sup>[7]</sup>

$$SIR(n) = \frac{p_1 (s_1^T c_1(n))^2}{2_j x_1 p_j (s_1^T c_1(n))^2 + (c_1^T(n) i(n))^2 + R^2 (c_1^T(n) c_1(n))}$$

考虑同步 DS2CDMA 系统, 扩频增益  $N = 31$ . 图中数据均是 500 次仿真结果的平均值.

### 4.1 静态环境

目标用户的功率为  $p_1 = 1$ , 噪声功率为  $R^2 = 0.01$ , 使得第一个用户的  $SNR = 20\text{dB}$ . 假设系统中还有其他 5 个  $20\text{dB}$  的多址干扰. 对于新算法的初始值赋值如下:  $A = 40, K_0 = 1, K_{\min} = 0.17, K_{\max} = 0.95, P(0) = 0.011, \hat{w}(0) = 0, B = 20$ . 仿真结果如图 1 所示.

### 4.2 动态环境

初始环境和算法初始参数与 4.1 相同, 假设迭代到第 500 次时, 有两个  $30\text{dB}$  的多址干扰加入, 当迭代到 1000 时, 有一个  $30\text{dB}$  的多址干扰和一个  $30\text{dB}$  的窄带干扰加入. 在仿真中窄带干扰信号采用窄带数字通信信号模型:  $i_k = V(k) \cos(\omega_k$

+  $H)$ , 其中  $V(k)$  是信号幅值,  $X$  为窄带干扰的载波角频率相对于扩频载波的角频率的偏移,  $H$  为均匀分布在  $[0, 2P]$  的随机相位. 仿真结果如图 2 所示.

从仿真结果来看,

LMS 算法的收敛速率、稳态精度以及动态跟踪能力显然均劣于其它三种算法. 对于定遗忘因子 RLS 算法, 取遗忘因子  $K = 0.995$ , 从图中可以看到, 定遗忘因子 RLS 算法和 AF2RLS 算法的优劣性很难区分, 但 AF2RLS 的计算量较大. 对于基于 SR2RLS 多用户检测, 其稳态精度、收敛速率和动态跟踪能力与其它三种算法相比, 有一定的提高. 这是因为: 定遗忘因子 RLS 算法和 AF2RLS 算法, 由于其遗忘因子小于 1, 因此增益矩阵  $P$  不会趋向于 0, 这就造成了算法在稳态系统中的稳态误差

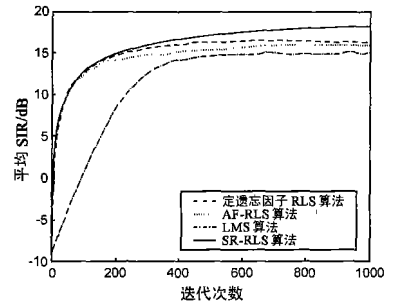


图 1 四种算法稳态精度和收敛速度比较

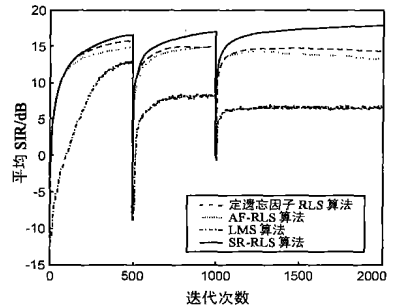


图 2 四种算法的动态跟踪特性比较

较大, 而对于基于 SR2RLS 的算法, 当系统变化时, 估计向量与最优向量距离较大, 根据算法步骤 4 和 5, 将遗忘因子调小, 这样, 使得增益矩阵  $P$  增大, 从而, 算法就具有良好的动态跟踪能力, 当系统变稳定时, 随着迭代的进行, 估计向量与最优向量距离较小, 此时算法按标准迭代最小二乘算法进行, 提高稳态精度, 这也可从式(13)得到. 所以, 这种基于 SR2RLS 的多用户检测, 既有良好的动态跟踪能力又有较高的稳态精度.

## 5 总结

本文给出了具有抑制 MAI 和 NBI 的基于 SR2RLS 的多用户检测算法, 它能根据系统的不同状态自动调整遗忘因子, 当系统处于动态变化时, 将遗忘因子调小, 具有良好的动态跟踪能力, 当系统趋于稳定时, 自动增大遗忘因子, 提高稳态精度. 然后, 从理论上分析了算法的收敛性. 最后, 通过仿真来分析算法的性能, 从仿真结果来看, 它与 LMS、定遗忘因子 RLS 和 AF2RLS 相比, 具有更高的稳态精度, 同时, 具有良好的动态跟踪能力.

### 附录

根据式(8c)按式(9)相同的推导方法, 并且两边取期望有:

$$E + w_3(n) + \frac{1}{P^{-1}(n)} - K_n E + w_3(n-1) + \frac{1}{P^{-1}(n-1)} = K_n R_c^2 \frac{u^T(n) (P(n-1) - R_3(n-1)) u(n)}{1 + u^T(n) P(n-1) u(n)} \quad (14)$$

$$\text{其中 } R_3(n) = \frac{E\{w_3(n)w_3^T(n)\}}{R_c^2}$$

结论一: 如果  $P(n) \leq R_3(n)$ , 那么

$$E + w_3(n) + \frac{2}{p-1} F(N-1)R_c^2 \text{ 成立.}$$

结论二:  $E + w_3(n) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2, P \leq R_3(n)$

证明:

结论一:

由于  $P(n)$  为正定阵, 故存在正交阵  $U = (u_1, \dots, u_{N-1})$ ,

使得  $P(n) = U \text{diag}(Q_1, \dots, Q_{N-1}) U^T$ , 所以,

$$E + w_3(n) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2 = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{u_i^T E\{w_3(n)w_3^T(n)\} u_i}{Q_i}$$

$$FNR_c^2 \sum_{i=1}^{N-1} \frac{u_i^T P(n) u_i}{Q_i} = (N-1)R_c^2$$

结论二:

显然,  $E + w_3(0) + \frac{2}{p-1} F(N-1)R_c^2 < NR_c^2$

假设当  $n=k$  时, 仍有  $E + w_3(k) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2$

(1) 当  $P(k) \leq R_3(k)$  时, 有

$$E + w_3(k) + \frac{2}{p-1} F(N-1)R_c^2 \quad (15)$$

由式(14)有:

$$E + w_3(k+1) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2 - K_{k+1} E + w_3(k) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2 \quad (16)$$

因此,  $E + w_3(k+1) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2$

(2) 当  $P(k) < R_3(k)$  时, 结合式(14)有:

$$E + w_3(k+1) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2 - K_{k+1} E + w_3(k) + \frac{2}{p-1} FNR_c^2$$

#### 参考文献:

- [ 1 ] S Verdu. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple access channels[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1986, 32(1): 85-96.
- [ 2 ] M Honig, U Madhow, S Verdu. Blind adaptive multiuser detection[J].

IEEE Trans Inform Theory, 1995, 41(4): 944-960.

- [ 3 ] D S Chen, S Roy. An adaptive multiuser receiver for CDMA systems [J]. IEEE J Selected Areas Commun, 1994, 12(5): 808-816.
- [ 4 ] H V Poor, X D Wang. Code-aided interference suppression for DS/SSMA communications) Part 0: Parallel blind adaptive implementations [J]. IEEE Trans Commun., 1997, 45(9): 1112-1122.
- [ 5 ] Vikram K, S Singh. Adaptive forgetting factor recursive least squares for blind interference suppression in DS/SSMA systems[A]. Proc of ICASSP. 00[C]. Istanbul, Turkey, 2000, 5: 2469-2472.
- [ 6 ] O Cordero, D Q Mayne. Deterministic convergence of a self-tuning regulator with variable forgetting factor [J]. IEE Proc, 1981, 128(1): 19-23.
- [ 7 ] S Urukus, R D Yates. A blind adaptive decorrelating detector for CDMA systems [J]. IEEE J Selected Areas Commun, 1998, 16(8): 1530-1541.
- [ 8 ] S Kapoor, S Gollamudi, S Nagari, et al. Adaptive multiuser detection and beamforming for interference suppression in CDMA mobile radio systems [J]. IEEE Trans Veh Technol, 1999, 48(5): 1341-1355.

#### 作者简介:



**杨 坚** 男, 1977 年出生于浙江, 中国科学技术大学博士生, 研究方向为 CDMA 系统盲自适应干扰抑制技术. email: jian\_y@ustc.edu

**奚宏生** 男, 1950 年出生于上海, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应滤波理论, 离散事件动态系统研究, 通讯网络流量控制和管理, 网络入侵检测技术及其应用. xih@ustc.edu.cn