

晶闸管混沌行为的延迟反馈控制 与尖峰电流抑制*

谭平安[†] 张 波 丘东元

(华南理工大学电力学院, 广州 510640)

(2009 年 11 月 18 日收到; 2009 年 12 月 17 日收到修改稿)

应用延迟反馈控制法 (time-delayed feedback control, TDFC), 有效地控制了晶闸管中出现的混沌行为, 由此提出一种基于 Floquet 定理的延迟反馈控制法的优化设计方法. 为进一步抑制延迟反馈控制出现的尖峰电流现象, 根据相空间压缩原理对反馈信号进行相空间压缩, 从而很好地抑制尖峰电流.

关键词: 晶闸管, 混沌, 延迟反馈控制, 相空间压缩

PACC: 0545

1. 引 言

近年来人们发现二极管、晶闸管等电力半导体器件呈现的准周期、混沌现象^[1], 使得器件难以稳定工作, 并伴随产生“尖峰电流细丝”现象^[2], 局部尖峰电流将导致器件过热而损坏. 因此, 有必要开展电力半导体器件中混沌行为的控制研究.

自 Ott, Grebogi 和 Yorke 提出混沌控制的 OGY 法以来^[3], 混沌控制在低维离散动力学系统得到较大的应用和发展^[4-9]. 例如为克服 OGY 法应用范围的局限性, Pyragas 提出了非线性连续系统混沌控制的 TDFC 法^[10], 为克服 TDFC 法的控制参数范围受限制的缺点, Socolar 等对该方法作了进一步改进^[11,12], 提出了扩展延迟反馈控制法 (extended time-delayed feedback control, ETDFC), 此外文献 [13] 提出了一种限制混沌系统奇怪吸引子演化空间的相空间压缩法, 成功地实现了对离散映像混沌系统、连续混沌和超混沌系统的时间混沌的控制^[14,15].

目前以上这些控制方法已初步应用到对半导体器件的混沌控制. 如文献 [16] 利用 TDFC 法有效的镇定了二极管中由于亚临界 Hopf 分岔导致的混

沌行为, 文献 [17] 对比分析了采用空间局部和全局 ETDFC 法控制谐振隧道二极管中混沌的有效性, 并依据 Floquet 指数确定了镇定系统混沌的 ETDFC 反馈增益范围^[18,19], 但以上研究对象都还是针对二极管的混沌控制, 还没有推广到其他半导体开关器件中.

为此, 本文拟将以晶闸管的混沌控制为研究目标, 综合提出了一种融合 ETDFC 和相空间压缩的控制方法. 并运用线性周期系统的稳定性理论对提出的受控系统稳定性分析, 同时根据 Floquet 定理对其线性化的动力学方程进行了进一步化简, 得出 Floquet 指数与控制参数之间的演化关系, 实现了对 ETDFC 控制参数的优化. 最后, 通过数值模拟证实了该方法不仅能镇定晶闸管中呈现的混沌行为, 还可以起到抑制其内部尖峰电流的作用.

2. 晶闸管混沌行为的延迟反馈控制

2.1. 晶闸管动力学模型

考虑到晶闸管器件内建电势的空间非均匀分布, 仅分析一维情形时 (假定 y 方向为均匀分布), 无量纲化后晶闸管的动力学模型可描述为^[20]

* 国家自然科学基金重点项目 (批准号: 50937001), 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2007AA05Z229) 资助的课题.

[†] E-mail: tanpingan@126.com

$$\frac{\partial a(x,t)}{\partial t} = \frac{\partial^2 a(x,t)}{\partial x^2} + f(a,u), \quad (1a)$$

$$\frac{du}{dt} = \omega(j_0 - \langle j(a,u) \rangle), \quad (1b)$$

其中

$$f(a,u) = \frac{u-a}{(u-a)^2+1} - \zeta a, \quad (2)$$

$$\langle j(a,u) \rangle = u - \langle a \rangle, \quad (3)$$

$$\langle a \rangle = \frac{1}{l} \int_0^l a(x,t) dx. \quad (4)$$

式中变量 $a(x,t)$ 为晶闸管门极与阴极间的内建电势, $f(a,u)$ 为描述晶闸管内部载流子运动的动力学函数, u 为门极电势, j_0 为控制电路注入到晶闸管门极的电流密度, $\langle j(a,u) \rangle$ 为晶闸管空间平均电流密度, 参数 $\omega = \frac{\tau_a l}{C}$, 其中 τ_a 为变量 $a(x,t)$ 的弛豫时间, C 为结电容与电路中寄生电容的总和, l 为器件沿 x 方向的物理尺寸, ζ 为隧穿系数, $\langle a \rangle$ 为变量 $a(x,t)$ 的平均电势.

2. 2. ETDFC 法及线性化模型

ETDFC 法控制混沌系统的原理图如图 1 所示, 其主要思想是^[11]: 利用系统部分的输出信号, 经过一定时间延迟后, 与原输出信号相差, 并结合前一个周期的控制信号, 反馈到系统中去, 最终将系统镇定在其固有的某一条不稳定的周期轨道上. 图中 F_0 为系统(1)产生混沌现象的外加信号, $F(t)$ 为反馈控制信号, $x(t)$ 为混沌系统的状态变量, τ 为延迟时间, 一般选择目标轨道的周期时间作为延迟时间, $x(t-\tau)$ 为延迟后的状态变量, $F(t-\tau)$ 为延迟后的反馈控制信号, K, R 为反馈增益系数.

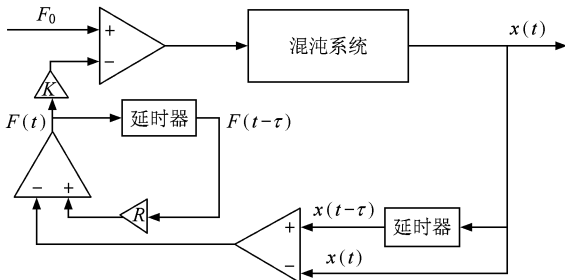


图 1 ETDFC 原理图

根据 ETDFC 的控制思想, 假设对系统(1)式中每个变量都施加延迟反馈控制, 则受控后系统的动力学方程为

$$\frac{\partial a(x,t)}{\partial t} = \frac{\partial^2 a(x,t)}{\partial x^2} + f(a,u) - KF_a(x,t), \quad (5a)$$

$$\frac{du}{dt} = \omega(j_0 - \langle j(a,u) \rangle) - KF_u(t), \quad (5b)$$

式中反馈控制信号分别为^[21]

$$F_a(x,t) = a(x,t) - (1-R) \times \sum_{n=1}^{\infty} R^{n-1} a(x,t-n\tau), \quad (6a)$$

$$F_u(t) = u(t) - (1-R) \times \sum_{n=1}^{\infty} R^{n-1} u(t-n\tau). \quad (6b)$$

式中 n 为控制周期数, 反馈增益系数 R 取值范围为 $0 \leq R \leq 1$, 当 $R=0$ 时, 即为 TDFC 法.

为简化控制算法, 将(6a)式转化为

$$\begin{aligned} F_a(x,t) &= a(x,t) - (1-R) \\ &\times \sum_{n=1}^{\infty} R^{n-1} a(x,t-n\tau) \\ &= a(x,t) + \sum_{n=1}^{\infty} R^n a(x,t-n\tau) \\ &\quad - \sum_{n=1}^{\infty} R^{k-1} a(x,t-n\tau) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} R^n [a(x,t-n\tau) \\ &\quad - a(x,t-(n+1)\tau)] \\ &= a(x,t) - a(x,t-\tau) \\ &\quad + \sum_{n=1}^{\infty} R^n [a(x,t-n\tau) \\ &\quad - a(x,t-(n+1)\tau)] \\ &= a(x,t) - a(x,t-\tau) \\ &\quad + R \sum_{n=0}^{\infty} R^n [a(x,t-\tau-n\tau) \\ &\quad - a(x,t-\tau-(n+1)\tau)] \\ &= a(x,t) - a(x,t-\tau) + RF_a(t-\tau), \quad (7a) \end{aligned}$$

同理有

$$\begin{aligned} F_u(t) &= u(t) - (1-R) \sum_{n=1}^{\infty} R^{n-1} u(t-n\tau) \\ &= u(t) - u(t-\tau) + RF_u(t-\tau). \quad (7b) \end{aligned}$$

假设初始状态晶闸管内建电势 $a(x,t)$ 为空间均匀分布, 如果给系统(5)施加小的扰动信号 δa 和 δu , 使其离开平衡态 a^* 和 u^* , 令 $\delta a = a - a^*$, $\delta u = u - u^*$, $g(a,u) = \omega(j_0 - \langle j(a,u) \rangle)$, 则(5)式的线性化模型方程为

$$\delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{C}(t)\delta \mathbf{x}(t) - K\delta \mathbf{F}(t), \quad (8)$$

式中矩阵向量 $\delta \mathbf{x}(t)$ 和 $\delta \mathbf{F}(t)$ 分别为

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{x}(t) &= \begin{pmatrix} \delta a(t) \\ \delta u(t) \end{pmatrix}, \\ \delta \mathbf{F}(t) &= \mathbf{B}(t)[\delta \mathbf{x}(t) - \delta \mathbf{x}(t - \tau)] \\ &\quad + R\delta \mathbf{F}(t - \tau), \end{aligned} \quad (9)$$

且系数矩阵

$$\mathbf{C}(t) = \begin{pmatrix} \frac{\partial f}{\partial a} & \frac{\partial f}{\partial u} \\ \frac{\partial g}{\partial a} & \frac{\partial g}{\partial u} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

其中 $\mathbf{C}(t)$ 为系统(1)的雅可比矩阵, $\mathbf{B}(t)$ 为控制系数矩阵, 描述了控制信号变量间的耦合关系, $\delta \mathbf{x}(t - n\tau)$ 为延迟信号的矩阵向量.

从而可将(5)和(6)式转化为对应于(8)和(9)式的线性方程.

2.3. 基于 Floquet 定理的 ETDFC 控制器优化

定理 1 (Floquet 定理)^[22] 设 $\Phi(t)$ 为线性周期系统 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}$ 的任一基本解矩阵, 式中 $\mathbf{A}(t)$ 是时变函数矩阵, 且有 $\mathbf{A}(t + \tau) = \mathbf{A}(t)$ ($t \in \mathbb{R}$), 则必存在一个周期为 τ 的非奇异可微矩阵 $\mathbf{S}(t)$ 及常数矩阵 \mathbf{W} , 使得

$$\Phi(t) = \mathbf{S}(t)e^{\mathbf{W}t}. \quad (10)$$

定理 2 线性周期系统 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}$ 一致渐近稳定的充分必要条件是 Floquet 指数 Λ (矩阵 \mathbf{W} 的特征值) 的实部 ($\text{Re}\Lambda$) 小于零.

根据 Floquet 定理, 线性方程(8)的解可写成如下形式:

$$\delta \mathbf{x}(t) = e^{At}\mathbf{S}(t), \quad \mathbf{S}(t) = \mathbf{S}(t + \tau), \quad (11)$$

由(11)式, 可得

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{x}(t - \tau) &= e^{A(t-\tau)}\mathbf{S}(t - \tau) \\ &= e^{-A\tau}e^{At}\mathbf{S}(t) \\ &= e^{-A\tau}\delta \mathbf{x}(t), \end{aligned} \quad (12)$$

因此, 根据(12), (9)式可转化为

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{F}(t) &= \mathbf{B}(t)[\delta \mathbf{x}(t) - \delta \mathbf{x}(t - \tau)] + R\delta \mathbf{F}(t - \tau) \\ &= \mathbf{B}(t)[\delta \mathbf{x}(t) - e^{-A\tau}\delta \mathbf{x}(t)] + Re^{-A\tau}\delta \mathbf{F}(t) \\ &= (1 - e^{-A\tau})\mathbf{B}(t)\delta \mathbf{x}(t) + Re^{-A\tau}\delta \mathbf{F}(t), \end{aligned} \quad (13)$$

则

$$\delta \mathbf{F}(t) = \frac{1 - e^{-A\tau}}{1 - Re^{-A\tau}}\mathbf{B}(t)\delta \mathbf{x}(t), \quad (14)$$

令 $H(\Lambda) = \frac{1 - e^{-A\tau}}{1 - Re^{-A\tau}}$, 并将(14)式代入(8)式, 可得

$$\delta \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{C}(t) - KH(\Lambda)\mathbf{B}(t)]\delta \mathbf{x}(t). \quad (15)$$

假设矩阵 $\mathbf{A}(t) = \mathbf{C}(t) - KH(\Lambda)\mathbf{B}(t)$, 对于线性周期系统(15)式来说, 由于矩阵 $\mathbf{A}(t)$ 中的元素与 Floquet 指数 Λ 有关, 因此无法直接通过矩阵 $\mathbf{A}(t)$ 求解出 Floquet 指数 Λ , 但可借助于(15)式的基本解矩阵 $\Phi(t)$ 求得^[19]

$$\det[\Phi(KH(\Lambda), \tau) - e^{A\tau}\mathbf{I}] = 0, \quad (16)$$

式中 \mathbf{I} 为单位矩阵, 基本解矩阵 $\Phi(t)$ 具有以下性质:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}(KH(\Lambda), t) &= \mathbf{A}(t)\Phi(KH(\Lambda), t), \\ \Phi(KH(\Lambda), 0) &= \mathbf{I}. \end{aligned} \quad (17)$$

通过联立求解(16), (17)式, 可以得到不同增益系数 K, R 对应的 Floquet 指数 Λ , 在此基础上可根据定理 2 来判定线性周期系统(15)的稳定性. 如果 Floquet 指数 Λ 实部小于零, 则说明选取的增益系数能镇定系统到周期轨道上, 否则系统将得不到有效控制, 以此来合理选取 ETDFC 控制器的增益系数 K 和 R .

3. 控制特性分析

晶闸管参数为: $l = 40 \mu\text{m}$, $\zeta = 0.05$, $\omega = 0.035$, $\Delta x = 1 \mu\text{m}$, $\Delta t = 0.001$, $N = \frac{l}{\Delta x} = 40$, $\tau = 732.4$.

图 2 为晶闸管门极电势 u 最小值 (u_{\min}) 随参数 j_0 变化而得到的分岔图. 从图 2 中可以看出, 当 $j_0 = 1.251$ 时, 开始出现分岔现象. 随着参数 j_0 的不断增大, 伴随着间歇性混沌现象. 图 3 是 $j_0 = 1.302$ 对应的电流密度 j 的时空演化、门极电势的时间演化和相轨迹, 此时晶闸管电流密度 j 表现出混沌行为, 下面将利用 ETDFC 法对其进行有效的控制.

由(5)式可知, 系统的反馈控制信号由 $F_a(x, t)$ 和 $F_u(t)$ 构成, 一般仅选择 $F_a(x, t)$ 便能实现系统的

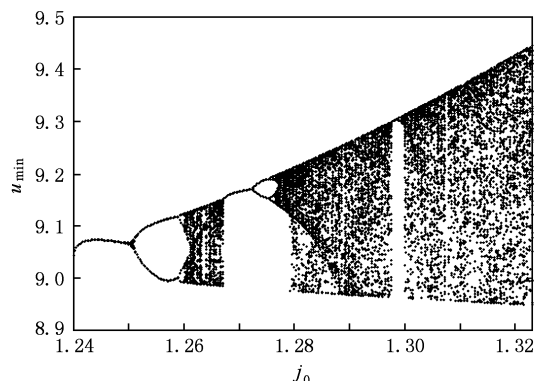


图 2 u_{\min} 随 j_0 变化的分岔混沌图

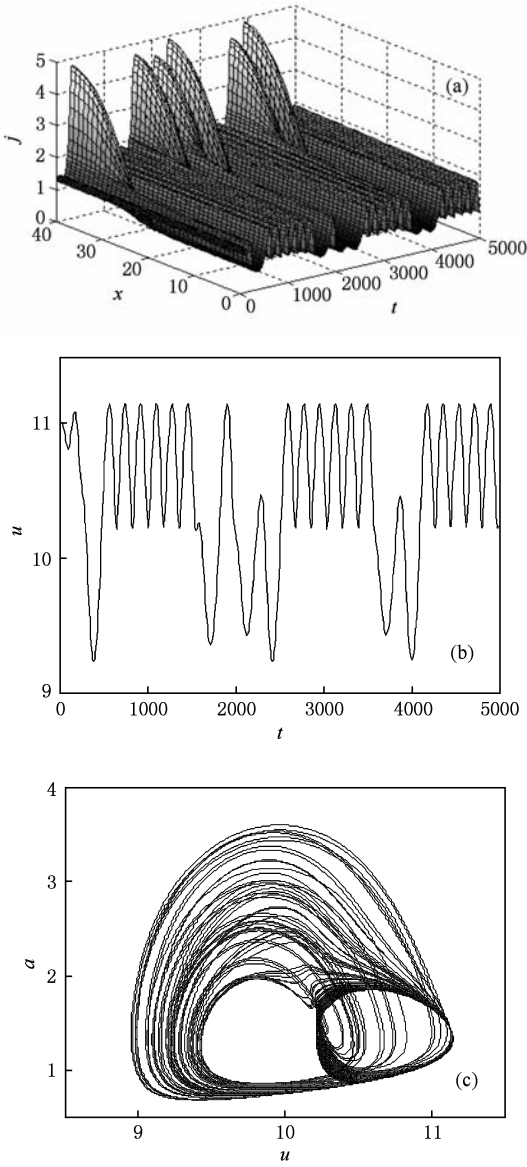


图3 $j_0 = 1.302$ 时的波形 (a) 电流密度 j 的时空演化; (b) 门极电势 u 的时间演化; (c) 相轨迹 ($N = 30$)

混沌控制^[18], 即 $F_u(t) = 0$, 对于晶闸管器件而言, 门极电势 a 的空间分布状态不能直接测量, 但由 (3) 式可知, 可取其平均电势 $\langle a \rangle$ 来构成反馈控制信号 $F_a(t)$, 从而实现门极电势 a 的全局控制

$$F_a(t) = \langle a \rangle(t) - \langle a \rangle(t - \tau) + RF_a(t - \tau). \tag{18}$$

则控制矩阵 $\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$, 通过联立求解 (16), (17) 式, 可以得到不同 R 值所对应的 Floquet 指数 Λ 实部 ($\text{Re}\Lambda$) 随反馈增益系数 K 的变化情况, 如图 4 所示.

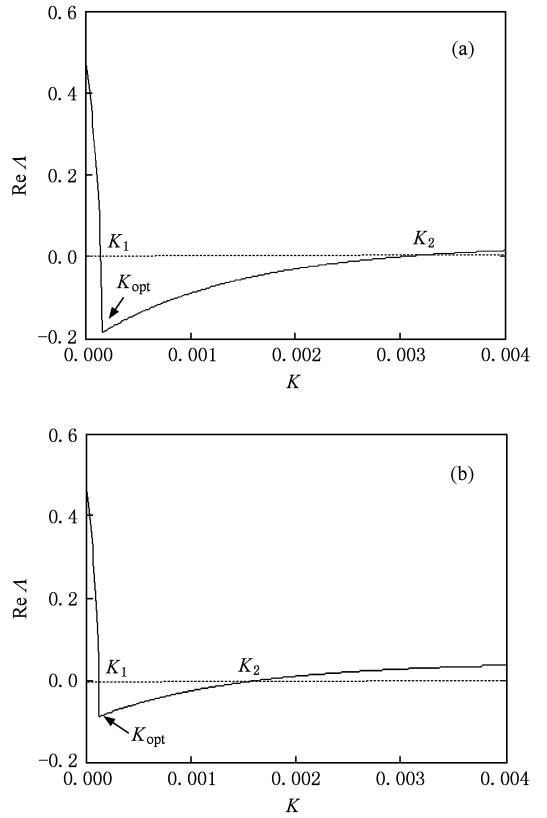


图4 $\text{Re}\Lambda$ 随 K 的变化情况 (a) $R = 0.2$; (b) $R = 0.6$

图 4 中分别给出了 $R = 0.2, R = 0.6$ 时 $\text{Re}\Lambda$ 随增益系数 K 的变化情况, 其中 K_1, K_2 为 $\text{Re}\Lambda$ 等于零时对应的增益系数. 当 $K \in (K_1, K_2)$ 之间时, 对应有 $\text{Re}\Lambda < 0$, 根据定理 2, 可知在此区间的控制参数 K 都能实现系统的混沌控制, 系统最终能稳定在期望的周期轨道上. 通过比较图 4(a) 和图 4(b) 还可以看出, 前者增益系数 K 的有效取值范围相对较大, 说明参数 R 会影响到增益系数 K 的选择. 以下分析中选取参数 $R = 0.2$.

在参数 R 确定的情况下, 虽然区间 (K_1, K_2) 所包含的所有 K 值都能满足系统混沌控制的要求, 但如果选择图 4 中 $\text{Re}\Lambda$ 最小值所对应的增益系数 K_{opt} , 混沌系统将会以最快的速度被镇定到期望的周期轨道上. 图 5 为 $K = 0.0002, K = 0.0005$ 对应的控制信号 $F_a(t)$ 的时间演化, 图 6 为门极电势 u 的时间演化. 当 $t < 10000$ 时, 系统处于未受控状态, 此时有 $F_a(t) = 0$, 门极电势 u 最小值处于混沌状态. 当 $t = 10000$ 时给混沌系统施加延时反馈控制, 门极电势 u 最终被控制到周期状态, 表明系统已稳定在目标周期轨道上. 对比分析图 5、图 6 的控制结果, 当增益系数 K 取其最优值 $K_{\text{opt}} = 0.0002$ 时, 系统镇定

到期望的周期轨道上所需的时间明显减少,从而大大提高了控制系统的响应速度.

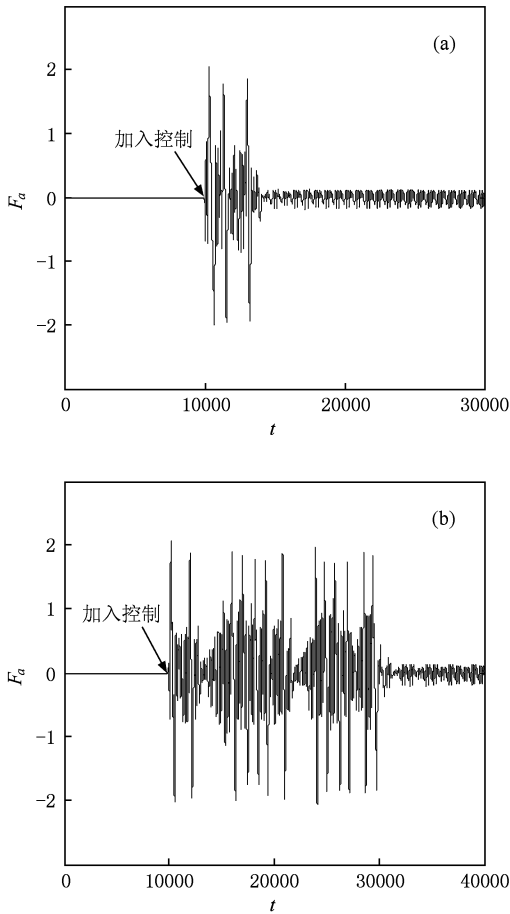


图 5 控制信号 F_a (a) $K=0.0002$; (b) $K=0.0005$

对应于优化控制参数 $R=0.2$ 和 $K_{opt}=0.0002$, 图 7 为系统施加控制前后电流密度 j 的时空演化, 从图 7 中可以看出, 系统最终稳定在期望的周期轨道上, 但电流密度 j 依然存在空间分布不均匀的尖峰电流, 对器件的安全稳定运行是不利的. 因此, 需进一步改进控制方法, 实现对尖峰电流的抑制.

4. 尖峰电流的抑制

4.1. 基本思想

由于 ETDFC 方法的目标就是将系统稳定在其固有的某一条不稳定的周期轨道上, 而晶闸管电流密度 j 的周期轨道中本身含有尖峰电流, 因此, 需对其反馈信号 $\langle a \rangle$ 进行相空间压缩, 限制其轨道在空间中的自由伸缩和扩张, 从而实现抑制尖峰电流的

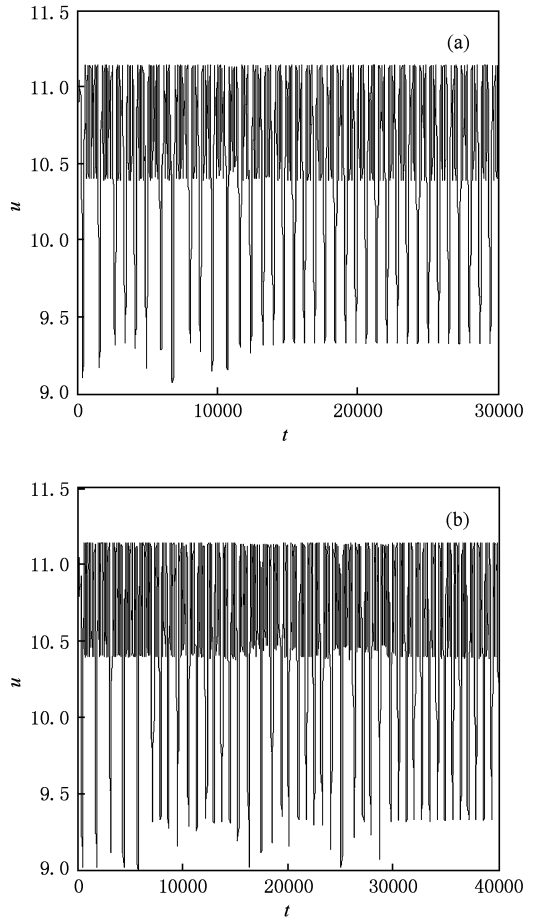


图 6 门极电势 u (a) $K=0.0002$; (b) $K=0.0005$

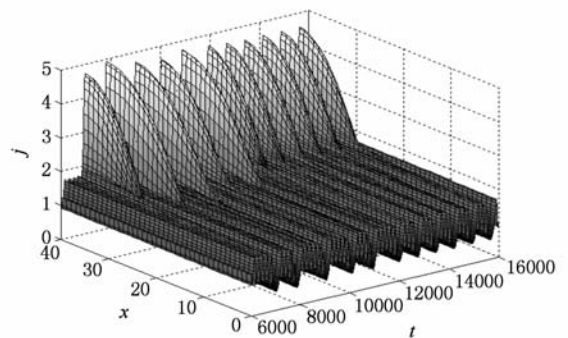


图 7 电流密度 j 的时空演化 ($K=0.0002, R=0.2$)

目的.

基于相空间压缩法的原理^[13], 假设系统 (1) 的奇怪吸引子在相空间中占据有界空间 V , 选取 V 的一个非空子集 P , 即 $P \subset V$, 将系统 (1) 的解限制在空间 P 内, 则对于变量 $\langle a \rangle(t)$ 按下式对其轨道演化进行控制:

$$\langle a \rangle'(t) = \begin{cases} \langle a \rangle(t) & \langle a \rangle_{\min} < \langle a \rangle(t) < \langle a \rangle_{\max}, \\ \langle a \rangle_{\min} & \langle a \rangle(t) < \langle a \rangle_{\min}, \\ \langle a \rangle_{\max} & \langle a \rangle(t) > \langle a \rangle_{\max}, \end{cases} \quad (19)$$

其中 $\langle a \rangle_{\min}, \langle a \rangle_{\max} \in P$, 在此基础上结合 ETDFC 法得到的系统控制原理图如图 8 所示.

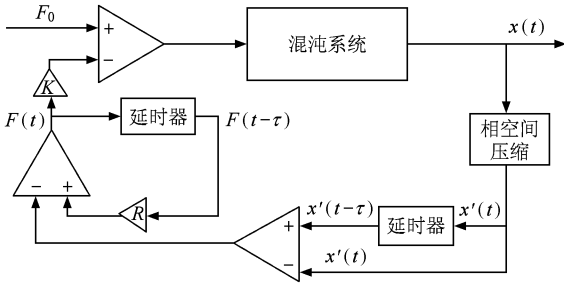


图 8 ETDFC 和相空间压缩法融合控制原理图

4.2. 控制效果

在(19)式中选择参数 $\langle a \rangle_{\min} = 9.2, \langle a \rangle_{\max} = 9.5$, 其他参数不变, 同样在 $t = 10000$ 时给系统(1)施加控制, 控制效果如图 9 所示.

图 9(a)为电流密度 j 的时空演化. 未施加控制前, 电流密度 j 处于混沌状态, 加入控制后, 电流密度 j 最终表现为空间均匀周期振荡状态, 如图 9(b)所示. 与图 7 中 ETDFC 法控制效果相比较, 优势在

于系统稳定后无尖峰电流, 达到了预期控制目标, 控制结果证实了融合控制方法的可行性和优越性.

图 9(c)为控制信号 $F_a(t)$ 的时间演化. 比较图 5 和图 9(c), 当系统稳定在周期轨道上后, ETDFC 法中依然存在一定的控制信号来维持系统稳定, 而融合控制法其控制信号基本消失, 说明了该方法的控制效果更加明显.

图 9(d)为门极电势 u 在系统受控前后的时间演化. 在系统未受控时, 其最小值的出现表现为混沌状态, 当给系统施加控制后, 门极电势 u 很快被镇定到周期轨道上. 由于电流密度 j 中的尖峰电流得到了很好地抑制, 门极电势 u 中也不再出现与之对应的反向尖峰电压.

以上研究结果表明, 虽然两种方法都能实现系统的混沌控制, 系统最终都能稳定在期望的周期轨道上, 但采用 ETDFC 和相空间压缩的融合控制方法, 不仅能很好的实现将混沌系统镇定到目标轨道上, 还能抑制其目标轨道中固有的尖峰电流, 对于类似晶闸管的混沌系统而言, 该方法更具有优越性.

5. 结 论

本文引入 ETDFC 方法来控制晶闸管的混沌行为, 并在此基础上提出了 ETDFC 和相空间压缩的融合控制方法, 分析结果证实了该方法的有效性. 研

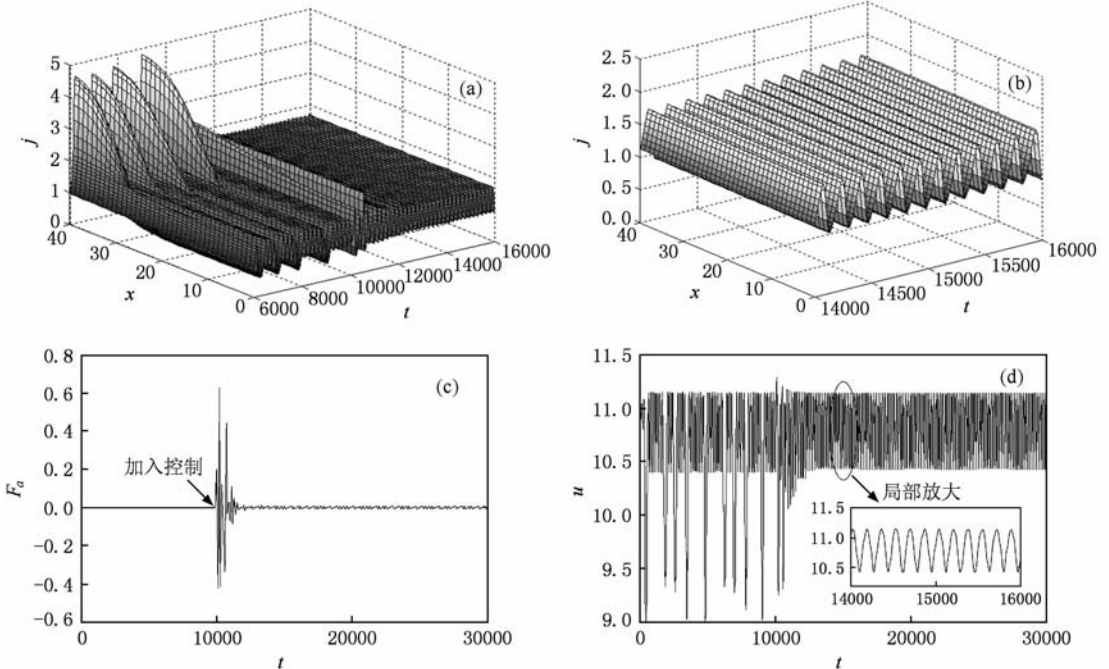


图 9 控制效果图 (a) 电流密度 j 的时空演化; (b) 电流密度 j 局部放大波形; (c) 控制信号 F_a ; (d) 门极电势 u

究结果表明:ETDFC 法虽能将晶闸管的混沌行为镇定到期望的周期轨道上,但周期轨道中依然存在空间分布不均匀的尖峰电流.本文提出的 ETDFC 和相空间压缩的融合控制方法,不仅可以有效地控制晶闸管的混沌行为,且能实现抑制尖峰电流的目的,

器件内部电流被控制到空间均匀周期振荡状态.研究效果将有助于提高负微分电导下晶闸管的安全可靠性,同时该方法也可以推广至其他半导体器件的混沌控制.

-
- [1] Deane J H, Hamill D C 1990 *IEEE Trans. Power Electron.* **5** 260
- [2] Wacker A, Schöll E 1994 *Semicond. Sci. Tech.* **9** 592
- [3] Ott E, Grebogi C, York J A 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 1196
- [4] Wang X F, Xue H J, Si S K, Yao Y T 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 3729 (in Chinese) [王校锋、薛红军、司守奎、姚跃亭 2009 物理学报 **58** 3279]
- [5] Gao J H, Xie L L, Peng J H 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 5218 (in Chinese) [高继华、谢玲玲、彭建华 2009 物理学报 **58** 5218]
- [6] Zhang X M, Peng J H, Chen G R 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 2864 (in Chinese) [张晓明、彭建华、陈关荣 2004 物理学报 **53** 2864]
- [7] Yan S L 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6878 (in Chinese) [颜森林 2008 物理学报 **57** 6878]
- [8] Yang R, Zhang B 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3789 (in Chinese) [杨汝、张波 2007 物理学报 **56** 3789]
- [9] Zhao Y B, Luo X S 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 6258 (in Chinese) [赵益波、罗晓曙 2007 物理学报 **56** 6258]
- [10] Pyragas K 1992 *Phys. Lett. A* **170** 421
- [11] Socolar J E S, Sukow D W, Gauthier D J 1994 *Phys. Rev. E* **50** 3245
- [12] Just W, Bernard T, Ostheirer M, Reibold E, Benner H 1997 *Phys. Rev. Lett.* **78** 203
- [13] Luo X S 1999 *Acta Phys. Sin.* **48** 402 (in Chinese) [罗晓曙 1999 物理学报 **48** 402]
- [14] Zhang X, Shen K 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 624 (in Chinese) [张旭、沈柯 2001 物理学报 **50** 624]
- [15] Jing X D, Lü L 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 4766 (in Chinese) [敬晓丹、吕翎 2008 物理学报 **57** 4766]
- [16] Kehrt M, Hövel P, Flunkert V, Dahlem M A, Rodin P, Schöll E 2009 *Eur. Phys. J. B* **68** 557
- [17] Unkelbach J, Amann A, Just W, Schöll E 2003 *Phys. Rev. E* **68** 026204
- [18] Beck O, Amann A, Schöll E, Socolar J E, Just W 2002 *Phys. Rev. E* **66** 016213
- [19] Pyragas K 2006 *Philos. T. R. Soc. A* **364** 2309
- [20] Tan P A, Zhang B, Qiu D Y 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3747 (in Chinese) [谭平安、张波、丘东元 2010 物理学报 **59** 3747]
- [21] Dahms T, Hövel P, Schöll E 2007 *Phys. Rev. E* **76** 056201
- [22] Agarwal R, Bohner M, Domoshnitsky A, Goltser Y 2005 *Acta Math. Hung.* **109** 305

Stabilization of chaotic behaviour and spiking current in thyristor with time-delayed feedback control *

Tan Ping-An[†] Zhang Bo Qiu Dong-Yuan

(*College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China*)

(Received 18 November 2009; revised manuscript received 17 December 2009)

Abstract

A new method is proposed for the stabilization of spatio temporal chaos in a thyristor device. The valid control of unstable periodic orbits (UPOs) of the chaotic system is achieved by combining time-delayed feedback control (TDFC) with the use of phase space compression. Based on the stability theory of linear periodic system, the linear stability analysis of the controlled system is discussed by using the Floquet's theorem, and the feedback gain of TDFC was optimized through the Floquet exponents. The results show that the spatio temporally unstable periodic orbits embedded in a chaotic attractor of the spatially extended system can be stabilized by using the proposed method, and the spiking current filaments can also be inhibited well.

Keywords: thyristor, chaos, time-delayed feedback control, phase space compression

PACC: 0545

* Project supported by the Key Program of National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50937001), the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2007AA05Z229).

[†] E-mail: tanpingan@126.com