

混沌频率调制增强开关变换器 EMC 的研究

李志忠, 丘水生, 张 黎

(华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510640)

摘要: 探讨了混沌频率调制技术在开关变换器中抑制电磁干扰的实际效果. 分析了被调制信号的频谱与混沌系统产生的调制信号的不变密度函数之间的关系. 设计了一个简单的 Bernoulli 映射混沌电路, 并加入到工作在双环控制模式的 Boost 变换器, 使开关频率随机变化. 实验结果证明了提出的技术能有效降低开关变换器的谐波峰值和应用于开关变换器的可行性.

关键词: 混沌频率调制; 电磁干扰; Bernoulli 映射; 混沌电路

中图分类号: TM 132 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 11-1983-05

Research on the Enhanced Electromagnetic Compatibility of Switching Converter with Chaotic Frequency Modulation

LI Zhizhong, QIU Shuisheng, ZHANG Li

(Electronics & Information College of South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510640, China)

Abstract: The paper presents the effectiveness of EMI suppression of switching converters with a chaotic frequency modulation scheme. Arguments are given highlighting the link between the spectrum of the modulated signal and the invariant probability density function of the chaotic system generating the modulating signal. A simple Bernoulli map chaotic circuit is designed and adopted as the modulating signal source. The discrete time chaotic signal is incorporated into the Boost converter operating in the double loop control mode, thus the switching frequency varies randomly with the chaotic signal. The experimental results have confirmed the advantage of the proposed method and its applicability for switching converters.

Key words: chaotic frequency modulation; EMI; Bernoulli map; chaotic circuit

1 引言

开关变换器向高频大功率发展, 受到 EMC 问题的严重挑战. 减少电磁干扰可从噪声源及噪声的传播途径两个方面考虑, 而从噪声产生的源头上降低 EMI 噪声被认为是最有效抑制 EMI 的方法. 典型的 PWM 开关变换器中, 扰动能量集中于开关频率基波及其高次谐波, 不利于通过 EMC 规范, 而源自通信工程中扩频理论的调频 PWM 开关变换技术则将能量扩散到更宽的频带上, 因而更有利于满足 EMC 规范.

近年来, 各种调制技术得到报道, 如正弦波频率调制^[1], 随机调制^[2, 3]、混沌调制^[4, 5]和频率跳跃^[6]等等. 可以认为, 这些方法的有效性依赖于调制信号的统计特性. 从此观点出发, 由混沌系统产生的、具有宽带噪声特性的信号具有特别的优势. 文献[4, 5]采用蔡氏电路产生的混沌信号作为调制信号, 但是该调制信号的概率密度函数接近为三角型, 而从最大限度地降低谐波峰值的角度来看, 显然具有均匀分布密度的混沌系统能获得更好的效果.

在开关变换器中, 混沌调频方案有一个很吸引人的特性

就是自动保持恒定的占空比, 使输出电压保持稳定, 从而只需简单的反馈控制设计. 本文首先详细地分析了被调制信号的频谱与混沌系统产生的调制信号的不变密度函数之间的关系, 然后设计了一个简单的、具有均匀分布密度的 Bernoulli 映射混沌电路作为调制信号源, 最后混沌电路产生的离散混沌信号经处理后应用于双环控制模式 Boost 变换器的开关频率调制, 并搭建了实验样机. 在保证输出电压一致的情况下, 比较了标准 PWM 模式和混沌频率调制 PWM 模式下的开关管漏源电压和电流信号的功率谱, 并分析了混沌频率调制对输出电压的影响. 实验结果表明, 该技术降低噪声效果比较明显, 而且对变换器的其它性能指标影响较小, 是解决开关变换器 EMC 问题的一种新的有效途径.

2 基于混沌映射频率调制的扩频技术

2.1 分段仿射 Markov 映射产生的混沌信号的统计特性

由于对初始条件的敏感性, 混沌系统的单个轨迹的研究不能提供完全正确的信息. 相反的, 研究非零集轨迹的演化允许跟踪复杂的动力学行为, 从而允许定量地描述它的特性^[9].

下面的分析限制在最简单的混沌信号产生器, 即一维映射 $M: [-1, 1]^+ \rightarrow [-1, 1]$. 令 M^k 表示映射 M 的 k 次迭代, 同时假定初始值为 x_0 , 并根据概率密度 $\rho_0: [-1, 1]^+ \rightarrow \mathbf{R}^+$ 随机取定, 那么调整状态 $x_k = M(x_{k-1}) = M^k(x_0)$ 分布的概率密度为 $\rho_k = P\rho_{k-1} = P^k\rho_0$, 其中 P 是 PF (Perron Frobenius) 算子. 当 M 是精确和伸展映射时, 存在唯一的不变概率密度 $\bar{\rho}$, 使 $P\bar{\rho} = \bar{\rho}$ 成立^[7]. 此外, 当 $k \rightarrow \infty$ 时, ρ_k 以速率 $0 < r_{mix} < 1$ 收敛于 $\bar{\rho}$, 其中 r_{mix} 被称为混合速率^[8]. 这里, r_{mix} 表示映射产生的混沌信号自相关性的消失速率, 因此 r_{mix} 越小, 序列 $\{x_k\}$ 的相关性越弱.

我们把精确可伸展映射 $M: [-1, 1]^+ \rightarrow [-1, 1]$ 的状态区间 $[-1, 1]$ 划分为 n 个子区间 $X_i, i = 1, \dots, n$, 如果对于任意区间 X_i 和 X_j , 或者 $M(X_i) \cap X_j = \emptyset$ 成立, 或者 $X_i \subset M(X_j)$ 成立, 那么映射 M 也被称为关于分段区间的 PWAM (Piecewise Affine Markov) 映射. 图 1 所示是一个被称为 Bernoulli 映射的 PWAM 映射, 此时 $n = 2$. PWAM 映射的不变概率密度 $\bar{\rho}$ 和 r_{mix} 与一个定义为式(1)的方阵有关,

$$\kappa_{ij} = \frac{\mu(X_j \cap M^{-1}(X_i))}{\mu(X_j)} \quad (1)$$

其中 $\mu(\cdot)$ 是距离测度. 文献[9]证明方阵 κ 把 PF 算子约束在分区间 X_i 中为常数的函数空间. 由于 $\bar{\rho}$ 属于此函数空间, 可用式(2)表示,

$$\bar{\rho} = \sum_{i=1}^n \frac{e_i}{\mu(X_i)} x_i \quad (2)$$

其中矢量 $e = (e_1, \dots, e_n)$ 是 κ 的归一化特征矢量, 且 $\|e\|_1 = 1$, 因此 $e = \kappa e$. xX_i 是 X_i 的特征函数, 当变量 $x \in X_i$ 时, $xX_i = 1$, 否则 $xX_i = 0$. 式(2)表明, 可以通过分段恒不变密度描述 PWAM 映射的特性. 对于图 1 所示的 Bernoulli 映射,

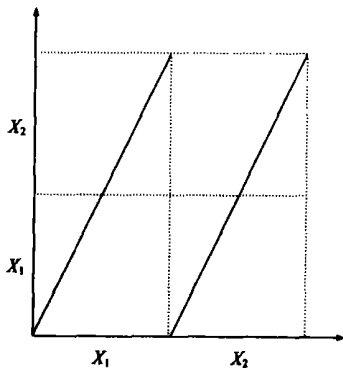


图 1 PWAM 映射例子

$$\kappa = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

所以

$$\bar{\rho} = \sum_{j=1}^2 xX_j = 1, \quad x \in [0, 1] \quad (4)$$

采用 PWAM 映射允许估算 r_{mix} . 文献[9]证明, 如果 λ_1 是方阵 κ 的特征值, 且其具有小于 1 的最大模数值, 令 $r = |\lambda_1|$ 那么 $r_{mix} = \max\{r, r_{ess}\}$, 其中 $r_{ess} = \lim_{k \rightarrow \infty} \sup 1/|d/dx| M^k|^{1/k}$ 是映射 M 的基本谱半径. 对于两段 Bernoulli 映射, $r = 0$, 而 $r_{ess} = 1/2$, 因此 $r_{mix} = 1/2$.

2.2 应用混沌序列改善 EMC 的 PWM 模式

为了更好的解释混沌频率调制降低 EMI 的扩频技术, 以及更深入的理解混沌信号在这些应用中所起的重要作用, 这里首先考虑简单的频率调制技术. 文献[1]中采用的调制信号

是正弦波, 而文献[10]中利用的调制信号是优化的三次方多项式. 调制信号使被调信号的上升和下降的边缘稍微延迟或超前, 从而避免被调信号完全的周期性. 从频谱上看, 原本集中在单一谐波上的能量重新分布在更宽的频带上, 这与统计通信理论中的扩频技术相似. 然而, 只要调制信号是周期的, 被调信号的功率稠密地集中在特定的频率周围, 因而频谱峰值仍然比较高, 因此一个获得更低功率密度谱的方法是采用非周期的调制信号, 例如那些来自离散混沌系统的信号^[11, 12].

应用混沌序列 $\{X_k\}$ 以及周期为 T 的单位脉冲函数 $g(t)$ 可以定义调制信号为 $\xi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k g(t - kT)$. 如果被调制信号是正弦波, 那么频率调制的结果可写成

$$s(t) = \cos \left[2\pi(f_0 t + \Delta f \int_{-\infty}^t \xi(\tau) d\tau) \right] \quad (5)$$

其中 f_0 是载波频率, Δf 是频率差. 此外, 调制指数用 $m = \Delta f / f_m$ 表示, 其中 $f_m = 1/T$ 为调制频率. 由于采用了混沌频率调制破坏了信号的周期或准周期, 因此相应的功率谱当然是连续的. 文献[13]已经证明, 当调制指数 m 足够大, 而且混沌序列 $\{x_k\}$ 高度不相关时(例如 $r_{mix} \rightarrow 0$ 时), 式(6)成立,

$$\lim_{r \rightarrow +\infty} \phi_{ss}(f) \approx \frac{1}{2\Delta f} \bar{\rho} \left(\frac{f}{\Delta f} \right) \quad (6)$$

上式意味着被调制正弦波信号功率谱的形状与调制信号的不变分布密度的形状相同.

当被调制信号是 PWM 脉冲信号时, 如同前面的分析一样, 它的 k 次谐波分量可以认为是频率差 $\Delta f_k = k\Delta f$, 调制指数 $m_k = km$ 的频率调制. 只要基波的调制条件成立, 那么高次谐波的条件也必然成立. 此时, 被调信号各次谐波频率附近的频谱形状均与混沌映射产生的信号的概率密度函数的形状相似.

很明显, 为了更好的降低谐波的峰值功率, 必须使各次谐波的功率谱尽可能的平坦, 这可以采用具有均匀分布密度特性的混沌映射获得, 例如 tent 映射、Bernoulli 映射等, 这两者在 $x \in [0, 1]$ 时, $\bar{\rho} = 1$. 当然, 在应用此技术时也需要较小的 r_{mix} 值.

但是 PWAM 映射的硬件电路实现通常都是非常简单的映射, 如 tent 映射、Bernoulli 映射等, 此时 $r_{mix} = 1/2$. 很明显, 这两个映射都达不到式(6)中 $r_{mix} \rightarrow 0$ 的条件, 但是直接实现小 r_{mix} 值的电路太复杂, 不容易实现, 采样跳跃技术为此问题提供了解决方法^[14]. 采样跳跃技术是基于下述的原理: 如果映射 M 的混和速率为 r_{mix} , 那么映射 $M^k = M^o M^o \dots M^o$ (k 次) 的混和速率为 r_{mix}^k . 因此, 为了获得一个相干性快速衰减的混沌信号, 可以选择 r_{mix} 值相对较大的映射 M , 然后利用它设计下面的系统

$$\begin{cases} y_{n+1} = M(y_n) \\ x_n = y_{n+k} \end{cases} \quad (7)$$

使 $k > \ln(r_{mix}) / \ln(\bar{r}_{mix})$ 成立, 其中 \bar{r}_{mix} 是选定的、较小的混和速率. 式(7)等价于 $x_{n+1} = M^k(x_n)$. 由于每隔 k 个 y 值输出一个 x 值, 因此 k 被称为跳跃因子. 图 2 比较了在 $f_0 = 50\text{kHz}$, Δf

= 5kHz, $f_m = 1$ kHz 和 Bernoulli 映射在跳跃因子 $k = 2$ 条件下, 数值仿真获得的标准 PWM 信号与混沌频率调制 PWM 信号的功率谱. 从图 2 中可以看出, 频率调制后的信号的各次谐波的功率谱形状与 Bernoulli 映射的均匀分布密度相似, 而且随着谐波阶次的增加, 边带越宽.

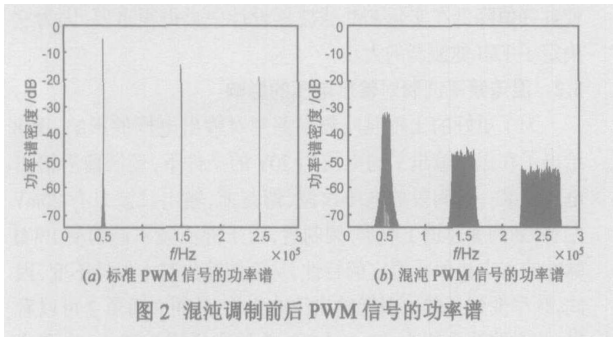


图 2 混沌调制前后 PWM 信号的功率谱

3 Bernoulli 映射混沌电路

图 3 所示为文中提出的 Bernoulli 映射混沌电路. 使用开关电流技术的该混沌电路的合成是基于下述 Bernoulli 映射方程:

$$X_{n+1} = 2X_n - u(X_n - 0.5) = \begin{cases} 2X_n & 0 \leq X_n < 1/2 \\ 2X_n - 1 & 1/2 \leq X_n < 1 \end{cases} \quad (8)$$

其中 $u(\cdot)$ 是单位阶跃函数.

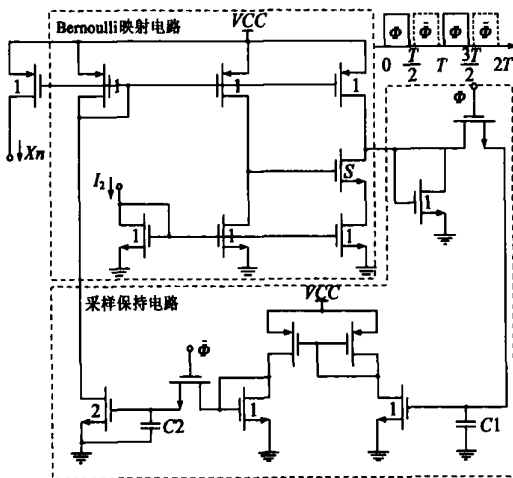


图 3 Bernoulli 映射离散时间混沌电路

式(8)中, 图 3 中的 I_2 归一化为 $1/2$, 电流取值范围归一化为 $X_n \in [0, 1]$, 因此在电路中 I_2 的取值决定了混沌电流信号的范围. 从图 3 可以看出, 混沌电路是由 Bernoulli 映射电路和跟踪延时电路两大部分组成. 图 3 中的数字是电流镜的电流复制比, 也就是 MOSFET 归一化的沟道宽度 W 与沟道长度 L 之比. 在电路中, 运算 $u(X_n - 0.5)$ 是由 NMOS 电流镜、PMOS 电流镜和开关 S 组成的电流比较器实现. Bernoulli 映射的输出被跟踪保持电路延时一个时钟后, 再反馈回输入端.

图 4 是实验得到的 Bernoulli 映射混沌信号波形. 图中通道 1 是 $k = 1$ 条件下获得的实验波形, 这是由映射获得的实际波形; 图中通道 2 是 $k = 2$ 时的实验波形.

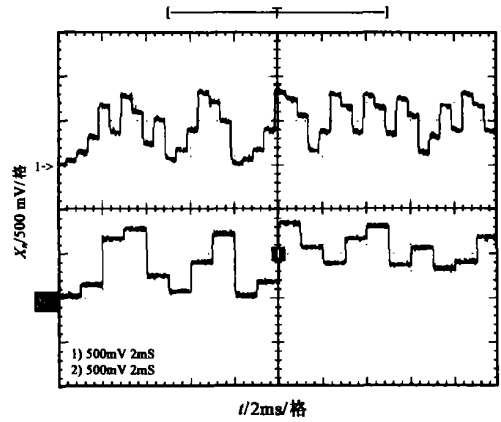


图 4 离散时间混沌信号 [通道 1: $k=1$, 通道 2: $k=2$]

4 混沌频率调制开关变换器的实现

图 5 所示为 Boost 开关变换器原理图, 它的设计参数如下:

未调制开关频率 f_c : 50kHz

调制频率 f_m : 1kHz

最大的频率差 Δf : 5kHz

输出电压: 20V

输出电流: 1A

输入线电压 E : 12V

控制策略: 电压外环、电流内环的双环反馈控制

电路中主要元器件取值分别为: $C = 1000\mu\text{F}$, $L = 0.15\text{mH}$,

$R = 20\Omega$, Q 采用 IRF450, D 采用 MUR460.

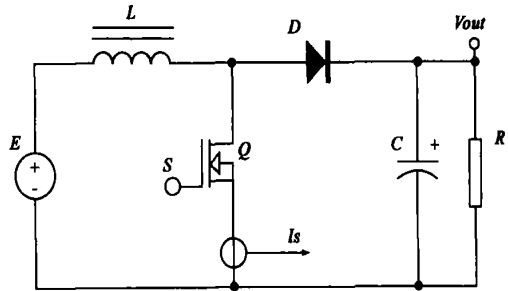


图 5 Boost 变换器原理图

把 PWM 映射混沌电路产生的离散时间混沌信号引入 PWM 方案可用图 6 所示的原理图说明, 其中 UC3825BN 是 TI 公司生产的高速 PWM 芯片, 使用它可以简化设计. 图 6 中的离散时间混沌信号产生器是采用图 3 的 Bernoulli 映射混沌电

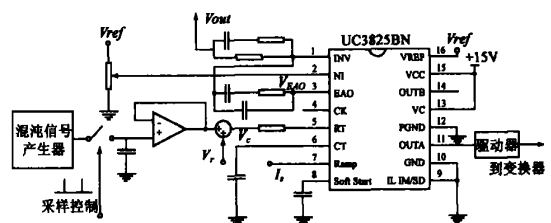


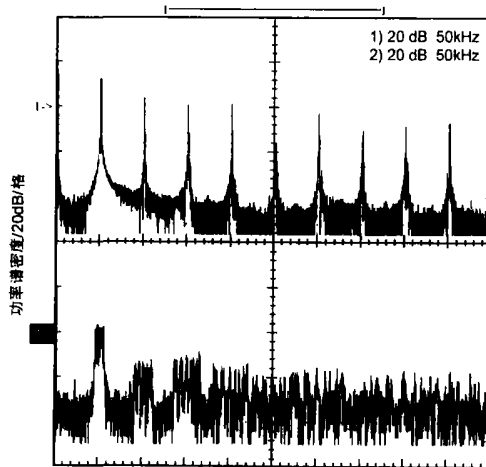
图 6 UC3825BN 控制电路

路实现. 对混沌信号采样后, 与确定标称开关频率 f_c 的电压值 V_r 相加, 得到调节开关频率的合成信号 V_c . V_c 通过一个电阻连接到 UC3825BN 的 RT 端, 锯齿波频率随 V_c 的幅值变化. 由于是双环控制, 误差放大器的输出与电流信号 I_r 比较, 从而产生频率变化的 PWM 脉冲信号.

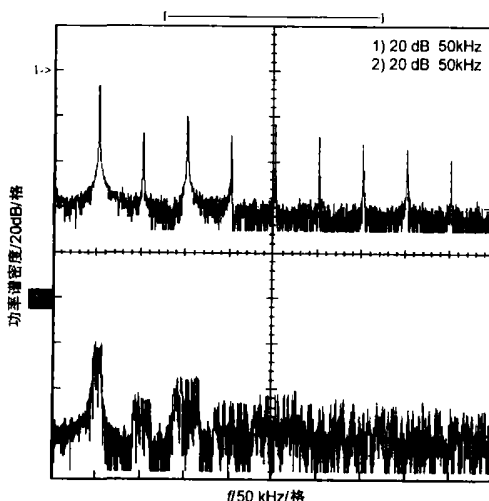
5 实验结果

5.1 混沌频率调制前后的频谱特征

实验中采用数字示波器 TDS3052B 测量功率谱, 且跳跃因子 $k=2$. 图 7 所示为实验获得的开关管漏源电压信号和电流信号的功率谱. 图中横坐标的频率范围从 0Hz 到 500kHz, 标度为 50kHz/格; 纵坐标的标度为 20dB/格, 而在图中的左边, 标识为通道 1 和通道 2 的刻度分别为各个信号功率谱的 0dB 基准. 从图 7 中调制前后电压和电流的功率谱可以看出, 混沌频率调制后开关频率各次谐波处明显得到了拓宽, 谐波峰值均有较大程度的降低, 在谐波阶次较高时, 基本看不到谐波尖峰的存在. 此外, 从图中降低频段范围也可以明显看出, 频率调



(a) 开关管漏源电压的功率谱



(b) 开关管漏源电流的功率谱

图 7 混沌调制前后电压和电流的功率谱 [通道 1: 调制前, 通道 2: 调制后]

制后功率谱形状与 Bernoulli 映射的分布密度相似, 这和前面的理论分析和仿真结果相吻合. 随着谐波阶次增加, 边带越宽, 直至较高次谐波的功率谱由于边带之间互相重叠, 不再可以明显区分. 混沌调制前后, 开关频率处的谐波峰值都是整个功率谱峰值最大的地方, 因此混沌频率调制产生的边带效应使其峰值降低在实际 EMI 滤波器设计中显得很重要, 因为它决定了 EMI 滤波器的大小.

5.2 混沌频率调制对输出电压的影响

为了更好的比较混沌频率调制对输出电压的影响, 图 8 给出了在保证输出平均电压为 20V 的条件下, 调制前后输出电压在某一时间段的电压纹波. 调制前, 输出纹波只有 20mV 左右, 如图 8 通道 1 所示. 调制后, 由于混沌频率调制使 PWM 脉冲的占空比保持恒定的特性, 从而使输出基本保持不变. 因此, 频率变化虽然也引起输出纹波变化, 从图 8 通道 2 可以看出, 此时纹波大约为 50mV 左右, 总的来说增加不大, 这在实际应用时是可以接受的结果.

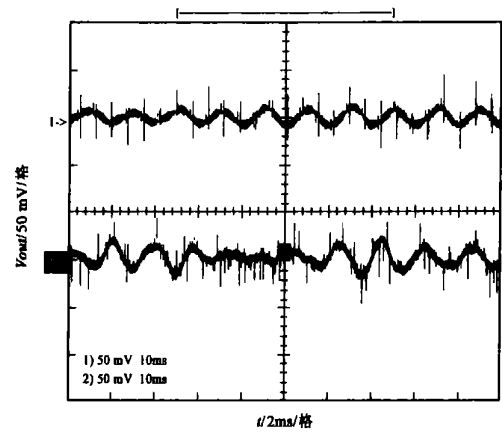


图 8 输出电压纹波 [通道 1: 调制前, 通道 2: 调制后]

6 结论

本文讨论了一种应用于开关变换器场合的、从源头上降低噪声的混沌频率调制技术. 与实际开关电源相似的双闭环控制的实验结果与理论分析和数值仿真结果保持高度一致, 这也表明该技术应用开关变换器在降低噪声方面是有效的, 也是可行的. 此外, 在开关变换器中实现该技术也不复杂, 只是在常规的开关变换器中附加一些电路就可以实现. 此外, 在开关变换器中, 由于频率调制恒占空比的特性, 频率调制对输出电压的影响并不大, 实验结果也证明了这一点. 综上所述可知, 在开关变换器中, 混沌映射频率调制技术是一个可行和有效的降噪方法, 具有实际应用前景.

参考文献:

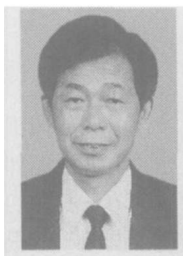
- [1] Lin F, Chen D Y. Reduction of power supply EMI emission by switching frequency modulation [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1994, 9(1): 132-137.
- [2] Tse K K, Chung H, Hui S Y R, So H C. Analysis and Spectral characteristics of a spread spectrum technique for conducted

- EMI suppression[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15: 399- 410.
- [3] Stankovic A M, Lev-Ari H. Randomized modulation in Power Electronic Converters[J]. Proceeding of the IEEE, 2002, 90 (5): 782- 799.
- [4] Tse K K, Ng R W M, Chung H, Hui S Y R. An Evaluation of the spectral Characteristics of Switching Converters with Chaotic Carrier Frequency Modulation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2003, 50(1): 171- 182.
- [5] 高金峰, 吴振军, 赵坤. 混沌调制技术降低 Buck 型变换器电磁技术水平研究[J]. 电工技术学报, 2003, 18 (6): 23- 27.
Gao J F, Wu Z J, Zhao K. Research on suppressing electromagnetic interference level of buck dc/dc converter by using chaotic modulation technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(6): 23- 27.
- [6] Stone D, Chambers B, Howe D. Random carrier frequency modulation of PWM waveforms to ease EMC problems in switched mode power supplies[A]. In Proc IEEE Power Electronics and Drive System Conf (PEDS' 95) [C]. Singapore, 1995, 1: 16- 21.
- [7] Lasota A, Mackey M C. Chaos, Fractals, and Noise[M]. New York: Springer-Verlag, 1994.
- [8] Keller G. On the Rate of Convergence to Equilibrium in one Dimensional Systems[J]. Comm Math Phys, 1984, 96: 181- 193.
- [9] Rovatti R, Setti G, Mazzini G. Chaotic Complex Spreading Sequences for Asynchronous DS-SS-CDMA Part II: Some Theoretical Performance Bounds[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I, 1998, 50(4): 496- 506.
- [10] Hardin K, Oglesbee R A, Fisher F. Investigation Into the Interference Potential of Spread-Spectrum Clock Generation to Broadband Digital Communications[J]. IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility, 2003, 45(1): 10- 21.
- [11] Setti G, Balestra M, Rovatti R. Experimental verification of enhanced electromagnetic compatibility in chaotic FM clock signals [A]. In Proc IEEE int Symp Circuits Syst (ISCAS2000) [C]. Geneva, Switzerland, 2000, 3: 229- 232.
- [12] Setti G, Mazzini G, Rovatti R, et al. Statistical Modeling of Discrete-Time Chaotic Processes Basic Finite-Dimensional Tools and Applications[J]. Proceeding of the IEEE, 2002, 90 (5): 662- 690.
- [13] Callegari S, Rovatti R, Setti G. Spectral properties of chaos-based FM signals: Theory and simulation results[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I, 2003, 50(1): 3- 15.
- [14] Callegari S, Rovatti R, Setti G. Chaos based FM signal: Application and implementation issues[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I, 2003, 50(8): 1141- 1147.

作者简介:



李志忠 男, 1974 年出生, 分别于 1996 年、1999 年获华南理工大学机电工程系学士学位和硕士学位, 现为华南理工大学电信学院博士生, 主要研究方向为非线性电路与高频开关电源。
E-mail: lzpz@tom.com.



丘水生 男, 1939 年出生, 教授, 博士生导师, 1966 年在华南理工大学非线性振荡理论专业研究生毕业。1984~ 1986 年为加拿大阿尔伯特大学访问学者, 1990~ 1991 年先后任美国波特兰州立大学、加拿大阿尔伯特大学访问教授, 现在华南理工大学电子与信息学院从事非线性电路与系统、功率电子学和混沌理论的教学、科研工作。

张黎 1973 年出生, 讲师, 现为华南理工大学电信学院博士生, 主要研究方向为非线性电路与功率电子学。