

文章编号:1671-6833(2003)01-0058-05

应用组合参数控制改善开关模式电源EMC 研究

高金峰, 赵 坤, 吴振军

( 郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘 要:** 电磁干扰(EM) 水平的高低关系到开关模式电源的应用,降低开关模式电源的电磁干扰(EM) 水平是当前研究的热点问题.从开关模式电源变换器中固有的混沌现象出发,提出应用参数组合控制改变工作状态实现降低电磁干扰水平的思路.进一步以DC/DC Boost 变换器为对象,进行了计算机模拟分析.通过调节参数 $I_{ref}$ 、 $k$  及 $V_{ref}$  的大小,分别使变换器运行于周期、拟周期和混沌模式.所得模拟结果表明,利用开关模式电源中固有的混沌现象,通过组合参数控制可以在不附加任何外围电路的情况下降低其电磁干扰水平.

**关键词:** 电磁干扰; 开关电源; 混沌

**中图分类号:** TM 132      **文献标识码:** A

0 引言

随着国际电磁兼容性(EMC) 导则的制定,开关模式电源中的电磁干扰问题越来越受到关注.解决开关模式电源中电磁干扰的传统方法,诸如滤波、接地、屏蔽、旁路、去耦等尽管有良好的效果,但其思想方法是被动的.近年来有关采用随机开关控制、软开关技术等从机理上主动降低EM 的研究取得了很大的进展,尤其是文献<sup>[1,2]</sup> 基于开关模式电源中混沌现象降低EM 研究的报道,为开关模式电源从机理上主动降低EM 开辟了一条新的技术途径.

主动式方法解决电磁干扰问题的思路是利用信号的随机性特点,使周期信号能量集中的离散频谱变为连续平滑频谱.在总能量相同的前提下,将集中的能量展宽,用于消除频谱尖峰以实现降低EM 的目标.

本文以DC/DC Boost 变换器为对象,研究在不改变电路基本结构的情况下如何通过参数空间的优化组合实现降低EM 的问题.

文章的第二部分简要介绍电流控制模式DC/DC Boost 变换器开环运行下的工作情况.第三部分讨论变换器闭环运行下的工作情况.文章的第四部分通过计算机模拟,详细进行了利用混沌降

低EM 的分析对比.

1 开环系统

DC/DC Boost 变换器的基本结构如图 1 所示.

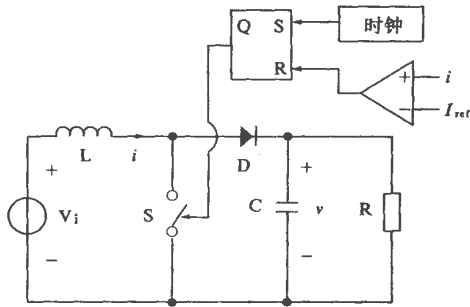


图 1 开环DC/DC Boost 变换器电路原理图  
Fig. 1 Circuit diagram of open-loop DC/DC boost converter

当以电感电流作为控制量时,传统上称为电流控制型升压DC/DC 变换器.在假定变换器工作在连续导通模式下时,电感电流不会下降到零.根据受控开关S 的开、闭情况,电路工作于两种结构,可用下面的状态方程描述:

$$\dot{x} = A_1x + B_1E, (nT \leq t < (n+d)T) \tag{1}$$

$$\dot{x} = A_2x + B_2E, ((n+d)T \leq t < (n+1)T) \tag{2}$$

式中  $x$  为状态变量,即  $x = [v, i]^T$ .

当S 闭合时,电路由式(1)描述,系数  $A_1$  和

收稿日期:2002-11-10; 修订日期:2002-12-21

基金项目:2001 年度河南省杰出青年科学基金资助项目(0112001600)

**作者简介:** 高金峰(1963-),男,河南省项城县人,郑州大学教授,博士,主要从事电子技术应用、非线性电路理论及其应用方面的研究

$B_1$  分别为

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1/(RC) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \quad (3)$$

当  $S$  打开时, 电路由式 (2) 描述, 系数  $A_2$  和  $B_2$  分别为

$$A_2 = \begin{bmatrix} -1/(RC) & 1/C \\ 1/L & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \quad (4)$$

如图 2 中所示, 若设开关状态由打开转向闭合时刻 (周期  $T$  的整数倍点) 的电感电流为  $i_n$ , 电容电压为  $v_n$ , 并表示为  $x_n = [v_n, i_n]^T$ , 相继两次开关闭合时刻  $x_n$  和  $x_{n+1}$  的关系可以表示为

$$x_{n+1} = f(x_n) \quad (5)$$

显然, 式 (5) 为一个非线性的二维映射, 通过迭代这个映射可以对电路中的非线性现象进行研究.

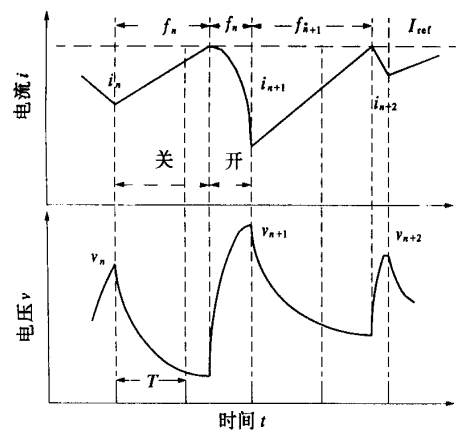


图 2 电压电流波形图

Fig. 2 Voltage and current waveform

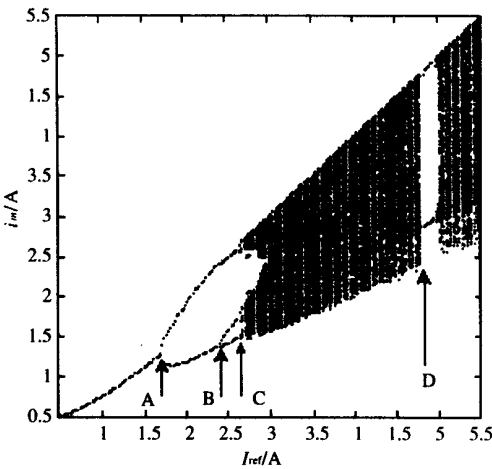


图 3 电感电流关于参考电流的分叉图

Fig. 2 Inductor current bifurcation to the reference current

文献 [3, 4] 对该情况下的电路进行了详细的研究, 尤其是讨论了电路在不同的参考电流  $I_{ref}$  下的非线性动力学变化情况. 例如当  $R = 20 \, \Omega$ ,  $L = 1 \, \text{mH}$ ,  $C = 12 \, \mu\text{F}$ ,  $T = 100 \, \mu\text{s}$ ,  $V_I = 10 \, \text{V}$  时, 得到

的电感电流随  $I_{ref}$  变化的结果, 如图 3 所示. 从图中可以看到电路随着参考电流  $I_{ref}$  的增大出现的变化情况.

2 闭环系统

为使变换器的输出电压能够调节, 变换器应含有输出电压反馈环节. 图 4 给出含有电压反馈环路电流控制模式 DC/DC Boost 变换器的电路原理图, 该电路常称为闭环系统. 闭环系统中的峰值电流  $i_{ref}$  受输出电压  $v(t)$  控制并跟随变化, 控制规律可描述为

$$i_{ref}(t) = I_{ref} - k[v(t) - V_{ref}] \quad (6)$$

式中:  $k$  是电压反馈系数;  $V_{ref}$  是稳态参考输出电压;  $I_{ref}$  是稳态参考电流 [5, 9].

当  $k = 0$  时, 闭环系统退化为开环系统. 当  $k \neq 0$  时, 系统的动力学性质受  $k$  及参考电压  $V_{ref}$  的影响. 图 5 给出了闭环系统中电感电流、峰值电流的波形示意图. 显然, 不同的  $k$ ,  $I_{ref}$  及  $V_{ref}$  的组合, 闭环系统同样会有复杂的动力学行为.

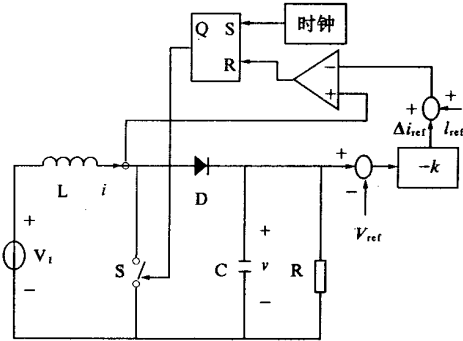


图 4 闭环 DC/DC Boost 变换器电路原理图

Fig. 4 Greut diagram of closed loop DC/DC boost converter

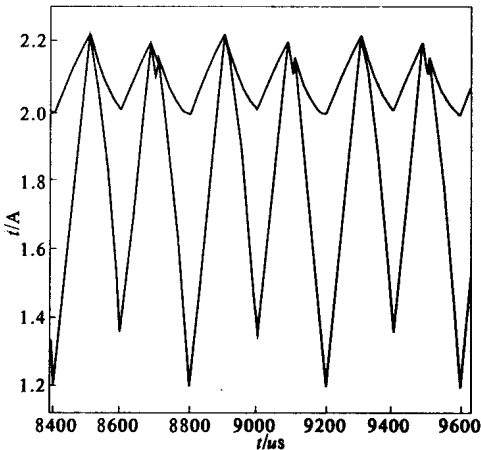


图 5 闭环情况电感电流波形图

Fig. 5 Current waveform of closed loop system

图 6 则给出了一组参数下闭环系统的动力学性质随电压反馈系数  $k$  变化的情况.

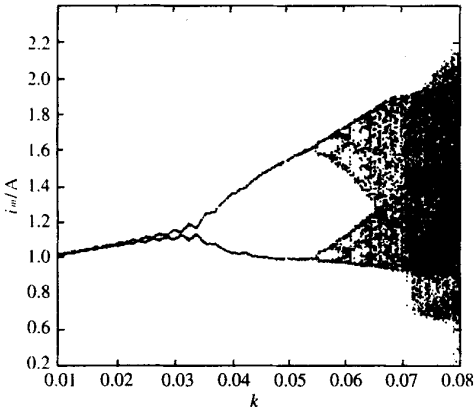


图 6 电感电流关于反馈系数  $k$  的分叉图  
Fig. 6 Inductor current bifurcation to the feedback coefficient

3 降低EM 的思路及计算机模拟结果

实际应用中,开关电源设计者往往选择合适的  $I_{ref}$ 、 $k$  及  $V_{ref}$  的大小,希望系统工作在给定的输出电压、要求的电压稳定度及稳定的周期振荡状态,而不考虑参数间的组合可能产生的传导电磁干扰的影响.系统产生的电磁干扰问题留给外围电路或各种屏蔽措施解决.

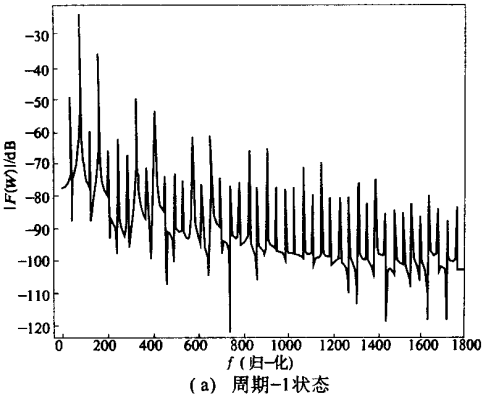
传统开关模式电源设计理论是以变换器工作于周期开关状态为基础展开的.即不论变换器是哪一种类型、结构或满足何种不同的性能指标,均要求其工作于周期开关状态.反映在变换器电路中各点的信号则是周期性功率信号.由功率(能量)信号时、频域分析理论知道,一定功率(或能量)的周期信号在频域分解为直流分量与各次谐波分量的叠加.显然工作于周期开关状态下的变换器,当变换器的性能指标一定或信号的功率一定时,信号的功率(或能量)在频域就分布在直流分量与各次谐波上.因此,变换器电磁干扰水平的高低,直接受工作在变换器电路中信号谐波水平高低的影响.若在不影响变换器传统性能指标(输出电压、电压稳定度等)的情况下能从机理上主动降低变换器电路中信号的谐波水平,就实现了主动降低电磁干扰的目标.

根据前述从非线性动力学角度对开、闭环 DC/DC Boost 变换器的讨论,在其他电路参数一定的情况下,通过改变  $I_{ref}$ 、 $k$  及  $V_{ref}$  的大小就能使变换器工作在不同的状态.这就提示开关电源设计

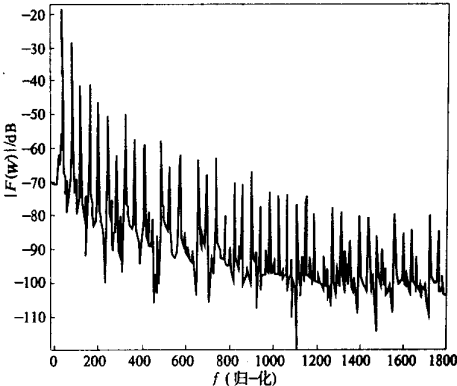
者,能否通过对  $I_{ref}$ 、 $k$  及  $V_{ref}$  的优化组合,在不增加任何附加电路投入且保证变换器性能指标的前提下,实现降低电磁干扰的目标.

为定量分析通过参数控制改变工作状态降低变换器EM 的效果,在保持变换器输出直流电压不变的前提下,对图 4 所示的闭环系统进行了计算机模拟.由于变换器中电感电流基波和各次谐波分量幅度的高低直接影响EM 的大小,分析中以电感电流谐波幅度作为比较各种工作状态的依据.

图 7 分别给出了变换器不同工作状态下电感电流的频谱.表 1 则给出了各种工作状态电感电流对应各次谐波分量幅度与周期 1 情况相比发生的改变情况.显然,图 7(a) 对应的周期 1 是传统开关电源设计者首选的工作状态( $I_{ref}=1.246\text{A}$ ,  $k=0$ );图 7(b) 对应周期 2( $I_{ref}=0.7\text{A}$ ,  $k=0.05$ ,  $V_{ref}=25.67\text{V}$ );图 7(c) 对应周期 3( $I_{ref}=0.7\text{A}$ ,  $k=0.062$ ,  $V_{ref}=23.47\text{V}$ );图 7(d) 对应拟周期( $I_{ref}=0.7\text{A}$ ,  $k=0.07$ ,  $V_{ref}=22.0\text{V}$ );图 7(e) 对应混沌工作状态( $I_{ref}=0.7\text{A}$ ,  $k=0.08$ ,  $V_{ref}=21.07\text{V}$ ).各种工作状态下的输出直流电压均为  $V_{out}=14.77\text{V}$ .



(a) 周期-1状态



(b)  $k=0.05_{u_0}$  周期-2状态

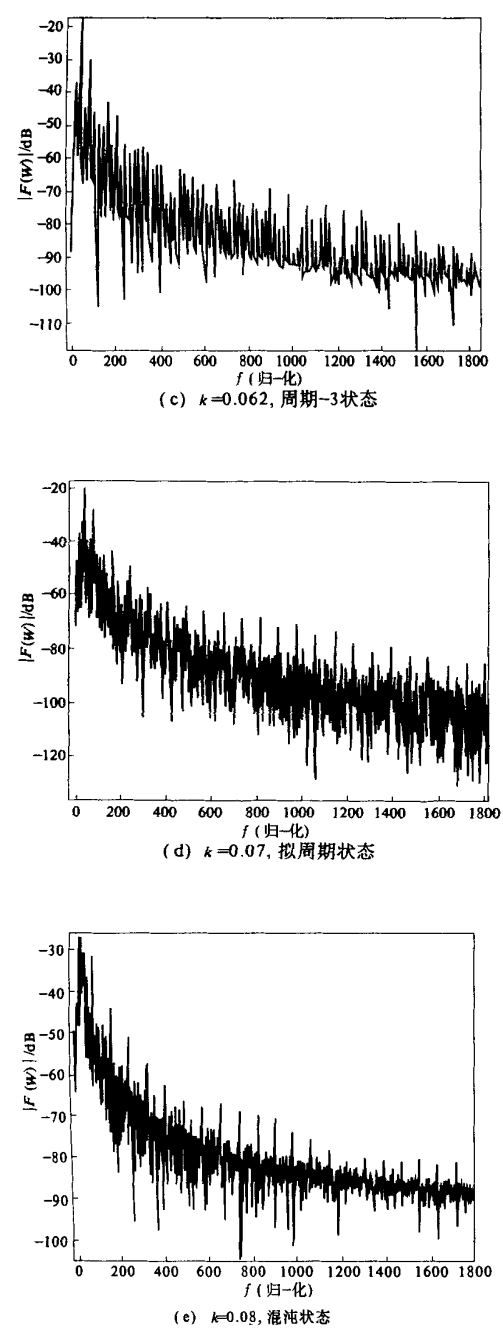


图 7 各工作状态下的输入电感电流频谱

Fig. 7 Power spectrum of the waveform in all the states

比较图 7 中的各频谱图可以看到,周期工作状态信号的频谱在各次谐波处出现离散的谱线,且谱线具有较高的尖峰.拟周期工作状态信号的频谱是在几个不可通约的基频及它们的叠加处的离散谱线.相比较而言,拟周期工作状态信号的频谱已比周期信号的谱线有所平滑,但还是包含有较高的全频段分布的谱峰.图 7(d) 所示混沌工作状态信号的频谱,虽然它也存在谱峰,但具有明显的连续谱特征.由于混沌信号的非周期(无限大周期)性,信号功率(能量)在频域的分布向低端进行了平移.即在信号总功率(能量)相同的前提下,功率(能量)的均匀分布与平移,导致了大多数谱线峰值较低的结果.

表 1 中的定量结果可以更清楚的看到,与周期 1 情况相比,周期 2 信号谱峰高度平均减小 0.65 dB;周期 3 平均减小 1.4 dB;拟周期平均减小 1.45 dB;混沌则平均减小了 2.0 dB.若不考虑由于功率平移导致 3 次谐波处峰值的增加(窄带低频峰值容易滤除),谱峰高度将会降的更多,从而达到降低 EM 的目的.

4 结束语

本文应用参数组合控制方法,使开关模式电源在保持其输出电压不变的情况下,工作于不同的状态(周期、拟周期或混沌).计算机仿真结果表明,DC/DC Boost 变换器工作于混沌状态下的电磁干扰水平比工作于周期状态下的电磁干扰水平有明显减小.利用这一优势,开关电源设计者可以在不附加任何外围电路的情况下仅通过参数组合就可以降低开关电源的电磁干扰水平.

表 1 不同工作状态与周期-1 相比变换器电感电流谐波峰值减小值

Tab. 1 Compare to the fundamental periodic reduction of inductor current spectral peaks of all the states dB

倍频次数	周期-2	周期-3	拟周期	混沌	倍频次数	周期-2	周期-3	拟周期	混沌
1	6	7	5	8	11	1	4	7	5
2	5	6	7	7	12	-5	-8	-7	-4
3	-11	-7	-14	-12	13	4	3	4	5
4	0	6	7	7	14	5	4	4	8
5	6	7	9	8	15	11	-5	-4	0
6	-15	-10	-9	-7	16	3	0	5	4
7	0	7	4	6	17	5	7	5	5
8	2	6	5	6	18	1	-4	-1	-3
9	-14	-11	-8	-8	19	5	1	1	-1
10	4	7	2	4	20	5	9	7	2

参考文献:

[ 1 ] HAML D C , DEANE J H B , ASTON Philip J . Some ap - plications of chaos in power converters[ J ] IEEE Colloquium Digest , 1997 , 91 ; 5.1 ~ 5.5 .

[ 2 ] DEANE J H B , HAML D C . Improvement of power sup - ply EMC by chaos[ J ] . Electronics Letters , 1996 , 32 ( 12 ) : 1045 .

[ 3 ] DEANE J H B . Chaos in a current mode controlled boost dc dc converter[ J ] . IEEE Trans Circuits Syst I , 1992 , 8 : 680 ~ 683 .

[ 4 ] HAML D C . Chaos in dc dc converters[ J ] . IEEE Collo - quium Digest , 1992 , 203 ; 5.1 ~ 5.4 .

[ 5 ] CHAN W C Y , TSE C K . Study of bifurcation in current - programmed boost dc dc converters : From quasi periodicity to period doubling[ J ] IEEE Trans Circuits Syst I , 1997 , 44 ; 1129 ~ 1142 .

[ 6 ] CHAN W C Y , TSE C K . Bifurcations in current pro - grammed dc dc buck switching regulators — conjecturing a universal bifurcation path[ J ] Int J Circuit Theory , 1998 , 26 ; 127 ~ 145 .

The Research to Improve EMC of the Switched —mode Power Supply by Controlling Parameters

GAO Jin —feng , ZHAO Kun , WU Zhen —jun

( College of Electrical Engineering , Zhengzhou University , Zhengzhou 450002 , China )

**Abstract :** The level of EM is a performance index to the switched mode power supply . How to reduce EM level of switched mode power supply is an intensive issue at present . The idea that uses controlling parameters to change the state of the circuit to reduce EM is presented by utilizing chaos inherent in the switched mode power supply . We take DC /DC Boost converter as a computer example . By changing the parameters :  $I_{ref}$  ,  $k$  and  $V_{ref}$  the converter is tuned to period , quasi period and chaos states . The simulation results demonstrate that by controlling parameters EM can be reduced without any additional circuits being involved .

**Key words :** electromagnetic interference ; switched mode power supply ; chaos