

一种基于时间序列的 CCM Buck 变换器 瞬态精确解析分析方法

吴建华¹, 彭涵阳², 张海信¹, 徐心和¹

(1. 东北大学信息科学与工程学院, 辽宁沈阳 110819; 2. 天津大学电气与自动化工程学院, 天津 300072)

摘要: 本文提出了一种新的 Buck 开关变换器(连续导电模式)建模与分析方法. 此方法对开关变换器的零状态响应和零输入响应分别建模, 并针对开关电路响应延时性的规律, 提出了时间序列表示形式, 获得了变换器输出的瞬态精确解析解. 这种解析解实现了变换器电容电压与电感电流的解耦表示; 建立了变换器的输出电压与占空比的函数关系; 可表示变换器的瞬态, 稳态, 以及纹波, 且不受开关频率高低的限制. 应用本文方法实现的变换器软启动的数字控制算法, 具有精确且简便的特点. 将本文方法与用 Pspice 仿真分析进行了比较, 实验结果说明了本文方法的正确性和有效性.

关键词: 开关变换器; 时间序列; 瞬态分析; 连续精确解析解

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 02-0435-05

An Exact Transient Analysis Approach Based on Time-Sequence for CCM Buck Switching Converters

WU Jian-hua¹, PENG Han-yang², ZHANG Hai-xin¹, XU Xin-he¹

(1. School of Information Science and Engineering of Northeastern University, Shenyang, Liaoning 110819, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation of Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A new modeling and the analysis methods were proposed for Buck converter in continuous current mode (CCM) in this paper. The models of the zero-state responses and the zero-input responses for Buck converter were established. The delay characteristic of the responses was found and was expressed by using a time -sequence. An accurate closed-form analytical solution (symbol form) was obtained in this paper. The analytical solution expresses the relation between the duty and output voltage of converter and is a decoupled form between the inductor current and capacitor voltage. The analytical solution can express the transient state, steady state and ripple of the converter and the switching frequency were not limited. A Soft-Start strategy for Buck converter based on digital control was realized by using the method proposed and was more precise and simpler. The simulation experiments showed the validity of the method proposed.

Key words: switching converter; time-sequence; transient state analysis; precision analytical solution

1 引言

Buck 等开关变换器在许多领域获得了广泛的应用. 但是由于开关元件的作用, 开关变换器具有非线性、时变性的特点, 使得描述开关变换器的数学模型是分段连续形式, 对于这种不连续模型目前还没有一种可供借鉴的精确数学分析方法^[1]. 因此, 关于开关变换器分析模型的研究是功率电子学的一个重要研究方向.

自 20 世纪 70 年代以来, 对于以 DC-DC 为主的开关功率变换器的分析模型的研究取得了许多成果, 主要成果是以状态空间平均法^[2]为代表的连续时间平均

法^[3-5]. 这种方法以其简化的处理过程在实际中得到了广泛的应用. 但由于采用了平均处理, 因此无法准确地得到系统的运动规律. 目前, 在电力电子电路和系统的复杂行为研究中, 一般采用映射法, 离散迭代模型或数值仿真的方法进行研究^[6-11], 在应用中难以得到一些精确的解析表达式或判据. 此外, 等效小参量法是一种连续分析法^[12,13], 仅用于求解开关变换器的稳态解. 文献^[14]提出的分析方法可将电路中各电子开关元件的 $u-i$ 特性写成连续函数, 建立非分段表示的模型, 但对各周期的求解仍需采用迭代法.

在上述工作中, 均未能得到闭合形式的瞬态连续

解析解的分析模型. 闭合形式的瞬态连续解析分析有利于了解变换器内部参数间的内在关联规律, 进一步揭示电力电子电路与系统中的未知现象及起因, 得出具有普遍意义的设计准则, 提出更有效的控制方法等. 本文通过建立精确的分析模型和分析方法, 对 CCM Buck 变换器的零状态响应和零输入响应, 提出了基于时间序列的连续表示形式, 得到了精确的瞬态解析解. 将本文建立的变换器输出与占空比的函数关系式, 用于实现变换器软启动数字控制算法, 可使软启动控制更精确且简便.

2 建模基础

通过深入研究 CCM Buck 电路的工作过程, 可发现, 开关电路的响应是由在各周期中开关元件的开闭形成的零状态响应, 和储能元件上的储能产生的零输入响应构成, 且有确定的变化规律. 如果采用合适的时间序列表示形式, 可获得在整个时域上精确的瞬态解析解, 即解的表达式与各周期和各周期内分段的初始值无关.

对于图 1 所示的电压控制型 Buck 电路, 设电路工作在连续导电模式, 且开关转换在瞬间完成. 电容电压 $u(t)$ 和电感电流 $i(t)$ 的零状态响应分别用 $u_z(t)$ 和 $i_z(t)$ 表示, 零输入响应分别

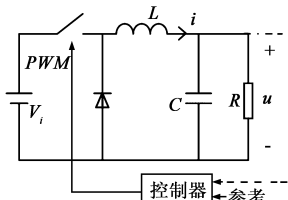


图1 Buck变换器电路拓扑

用 $u_r(t)$ 和 $i_r(t)$ 表示. 当图 1 所示电路中的开关闭合时, 列出电路的零状态方程和零输入方程分别如式(1)和式(2)所示. 当图 1 所示电路中的开关断开时, 列出电路的零输入方程如式(3)所示.

$$\begin{cases} L \frac{di_z}{dt} = V_i - u_z \\ C \frac{du_z}{dt} = i_z - \frac{u_z}{R} \end{cases}, \quad \begin{cases} u_z(kT) = 0 \\ i_z(kT) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_{rb}}{dt} = u_{rb} \\ C \frac{du_{rb}}{dt} = i_{rb} - \frac{u_{rb}}{R} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} u_{rb}((k+1)T) = u_{rd}((k+1)T) \\ i_{rb}((k+1)T) = i_{rd}((k+1)T) \\ L \frac{di_{rd}}{dt} = u_{rd} \\ C \frac{du_{rd}}{dt} = i_{rd} - \frac{u_{rd}}{R} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{rd}(kT + DT) = u_z(kT + DT) \\ i_{rd}(kT + DT) = i_z(kT + DT) \end{cases}$$

其中 $k=0, 1, 2, \dots$. 设电路的初始储能为 0. 变换器是

PWM 工作方式, T 为开关周期, t_{on} 为开关管导通时间, 占空比 $D = t_{on}/T$.

3 占空比 D 恒定时的瞬态解析分析

3.1 瞬态解析分析算法

下面推导式(1), 式(2), 式(3)所示方程的解析解.

(1) 在第 1 周期, 开关导通时 (即 $0 \leq t \leq DT$ 时), Buck 电路的等效电路如图 2 所示. 此期间电路是零状态. 电容电压的零状态响应 $u_z(t)$ 为

$$u_z(t) = V_i \left(1 + \frac{\beta}{\alpha - \beta} e^{-\alpha t} + \frac{\alpha}{\beta - \alpha} e^{-\beta t} \right) = V_i \cdot h_1(t) = u_{b1}(t) \quad (4)$$

用 $u_{b1}(t)$ 表示此期间的输出电压. 式中 α, β 为图 1 所示电路特征方程的根.

$$\alpha = -\frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

$$\beta = -\frac{1}{2RC} - \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

电感电流的零状态响应 $i_z(t)$ 为

$$i_z(t) = \frac{V_i}{L} \left(\frac{\alpha + \beta}{\alpha\beta} + \frac{\beta}{\alpha(\alpha - \beta\alpha)} e^{-\alpha t} + \frac{\alpha}{\beta(\beta - \alpha)} e^{-\beta t} \right) = \frac{V_i}{L} \cdot h_2(t) \quad (5)$$

由式(4)和式(5), 可得 DT 时刻电容电压和电感电流分别为 $u_z(DT) = V_i \cdot h_1(DT)$, $i_z(DT) = \frac{V_i}{L} \cdot h_2(DT)$

(2) 在第 1 周期, 开关断开时 (即 $DT \leq t \leq T$ 时), Buck 电路如图 3 所示.

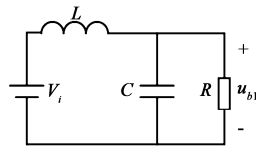


图2 $0 \leq t \leq DT$ 时电路

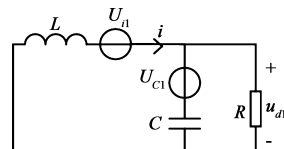


图3 $DT \leq t \leq T$ 时电路

图 3 中, U_{C1} 是将电容电压的初始状态等效的附加电压源, $U_{C1} = u_z(DT) = V_i \cdot h_1(DT)$; U_{i1} 是将电感电流的初始状态等效的附加电压源, $U_{i1} = Li_z(DT) = V_i \cdot h_2(DT)$. 在这段时间内, 输出电压是由附加电压源 U_{C1} 和 U_{i1} 产生的零输入响应的叠加.

附加电压源 U_{C1} 对输出电压产生的零输入响应为:

$$u_{rc1}(t) = V_i \cdot h_1(DT) \cdot \left(\frac{\alpha}{\alpha - \beta} e^{-\alpha(t-DT)} + \frac{\beta}{\beta - \alpha} e^{-\beta(t-DT)} \right) = V_i \cdot h_1(DT) \cdot h_3(t-DT), \quad DT \leq t \leq T \quad (6)$$

附加电压源 U_{i1} 对输出电压产生的零输入响应为

$$u_{ri1}(t) = V_i \cdot h_2(DT) \cdot \left(\frac{\alpha\beta}{\beta - \alpha} e^{-\alpha(t-DT)} + \frac{\alpha\beta}{\alpha - \beta} e^{-\beta(t-DT)} \right) = V_i \cdot h_2(DT) \cdot h_4(t-DT), \quad DT \leq t \leq T \quad (7)$$

将式(6)和式(7)表示的 2 个零输入响应叠加, 可得

此期间的输出电压为

$$u_{d1}(t) = u_{rc1}(t) + u_{ri1}(t), DT \leq t \leq T \quad (8)$$

(3) 在第 2 周期, 开关导通时(即 $T \leq t \leq T + DT$ 时), Buck 电路如图 4 所示. 此期间, 输出电压是电源 V_i 产生的零状态响应(与在第 1 周期产生的零状态响应相同), 与 U_{C1} 和 U_{i1} 分别在此期间产生的零输入响应的叠加, 为

$$u_{b2}(t) = u_{b1}(t - T) + u_{rc1}(t) + u_{ri1}(t) \quad (9)$$

$$T \leq t \leq T + DT$$

(4) 在第 2 周期, 开关断开时(即 $T + DT \leq t \leq 2T$ 时), Buck 电路如图 5 所示.

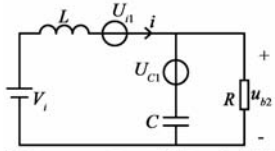


图4 $T \leq t \leq T + DT$ 时 Buck 电路

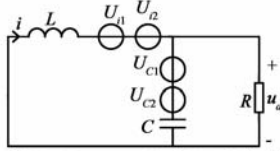


图5 $T + DT \leq t \leq 2T$ 时 Buck 电路

图 5 中, 将本周期开关导通时电源 V_i 产生的电容电压初始值等效为附加电压源 U_{C2} , 应与 U_{C1} 相同, 即 $U_{C2} = U_{C1}$; 同理, 将电感电流初始值等效为附加电压源 U_{i2} , 应与 U_{i1} 相同, 即 $U_{i2} = U_{i1}$. 在此期间, 输出电压是由附加电压源 U_{C1} 、 U_{i1} 、 U_{C2} 和 U_{i2} 分别产生的零输入响应的叠加.

与式(8)类似, 此期间输出电压为:

$$u_{d2}(t) = u_{rc1}(t) + u_{ri1}(t) + u_{rc1}(t - T) + u_{ri1}(t - T) \quad (10)$$

$$T + DT \leq t \leq 2T$$

根据上面分析得到的规律, 可以写出第 $k + 1$ 周期的输出电压表达式.

(5) 在第 $k + 1$ 周期, 开关导通时($kT \leq t \leq kT + DT$ 时), 输出电压是由电源 V_i 和前 k 个周期产生的附加电压源($U_{C1}, U_{C2}, \dots, U_{Ck}, U_{i1}, U_{i2}, \dots, U_{ik}$)共同作用的结果, 仿照式(9), 得输出电压为:

$$u_{bk+1}(t) = u_{b1}(t - kT) + \sum_{n=1}^k [u_{rc1}(t - (n-1)T) + u_{ri1}(t - (n-1)T)] \quad (11)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, kT \leq t \leq kT + DT$$

(6) 在第 $k + 1$ 周期, 开关断开时(即 $kT + DT \leq t \leq (k + 1)T$ 时), 输出电压是前 k 个周期和本周期产生的附加电压源($U_{C1}, U_{C2}, \dots, U_{Ck+1}, U_{i1}, U_{i2}, \dots, U_{ik+1}$)共同作用的结果. 仿照式(10), 得输出电压为:

$$u_{dk+1}(t) = \sum_{n=1}^{k+1} [u_{rc1}(t - (n-1)T) + u_{ri1}(t - (n-1)T)] \quad (12)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, kT + DT \leq t \leq (k + 1)T$$

通过上面的分析可知, 附加电压源 $U_{C1}, U_{C2}, \dots, U_{Ck+1}, U_{i1}, U_{i2}, \dots, U_{ik+1}$ 对输出电压产生的响应只是相差整数倍周期的时间, 构成了等比数列, 可进行简化. 对式

(11), 代入式(4), (6), (7), 可整理成

$$u_{bk+1}(t) = V_i \cdot \left\{ \left[1 + \frac{\alpha\beta}{\beta - \alpha} \left(-\frac{1}{\alpha} e^{-\alpha(t-kT)} + \frac{1}{\beta} e^{-\beta(t-kT)} \right) \right] + \frac{1}{\beta - \alpha} \cdot \left[\frac{\beta \cdot e^{-\alpha[t-(k-1)T-DT]} (1 - e^{-\alpha DT}) (1 - e^{-k\alpha T})}{1 - e^{-\alpha T}} - \frac{\alpha \cdot e^{-\beta[t-(k-1)T-DT]} (1 - e^{-\beta DT}) (1 - e^{-k\beta T})}{1 - e^{-\beta T}} \right] \right\} \quad (13)$$

$$kT \leq t \leq kT + DT$$

对式(12), 代入式(6), (7), 可整理成

$$u_{dk+1}(t) = V_i \cdot \frac{1}{\beta - \alpha} \left\{ \frac{\beta \cdot e^{-\alpha(t-kT-DT)} (1 - e^{-\alpha DT}) [1 - e^{-(k+1)\alpha T}]}{1 - e^{-\alpha T}} - \frac{\alpha \cdot e^{-\beta(t-kT-DT)} (1 - e^{-\beta DT}) [1 - e^{-(k+1)\beta T}]}{1 - e^{-\beta T}} \right\} \quad (14)$$

$$kT + DT \leq t \leq (k + 1)T$$

由式(13)和式(14), 可计算出任意时刻的输出电压瞬时值. 计算时, 首先由给定的时刻 t_1 , 计算出 $k = t_1/T$ (舍掉小数); 若小数 $x \leq DT$, 则用式(13)计算; 若小数 $x \geq DT$, 则用式(14)计算. 式(13)和式(14)分别是闭合形式的函数表达式, 互相没有联系, 是独立使用的.

3.2 平均值计算

利用式(13)和式(14)计算变换器稳态时输出电压的平均值. 假设在第 $k + 1$ 个周期电路已达稳态, 则式(13)和式(14)中的 $1 - e^{-(k+1)\alpha T}$, $1 - e^{-(k+1)\beta T}$ 等都为 1. 此时, 输出电压的平均值 \bar{U} 为:

$$\bar{U} \cdot T = \int_{kT}^{kT+DT} u_{bk}(t) dt + \int_{kT+DT}^{(k+1)T} u_{dk}(t) dt = DV_i T$$

此结果与采用现有方法计算出的平均值是一样的, 由此可初步说明本文方法的正确性.

3.3 仿真实验

将本文方法的计算结果与应用 Pspice 软件的仿真结果进行了比较. Buck 电路的仿真数据为 $V_i = 10V$, $L = 0.48mH$, $C = 30\mu F$, $R = 10\Omega$, $D = 0.6$, 开关周期 $T = 0.00001s$.

由于本文方法对理想 Buck 电路进行分析, 为了进行同等条件的比较, 设计了如图 6 所示的 Pspice 仿真电路, 以避免 Pspice 仿真环境中非理想器件特性的影响.

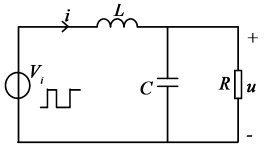


图6 Buck 电路的仿真图

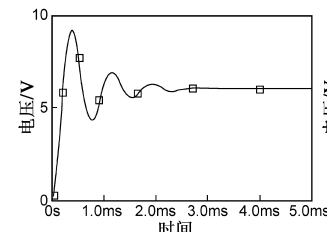


图7 Pspice 的仿真结果

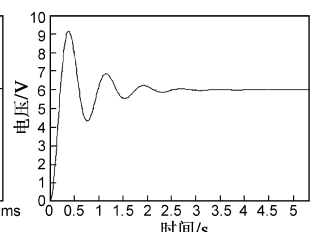


图8 本文方法的计算结果

对于 Buck 电路的输出电压, Pspice 器件仿真结果如图 7 所示, 本文算法的计算结果(使用 Matlab)如图 8 所示. 可以看出, 图 7 与图 8 所示曲线几乎完全相同, 仿真结果说明本文瞬态精确解析解的正确性.

4 占空比非定值情况的瞬态解析分析

在系统闭环情况下, 通常是将系统的输出量(或状态变量)经控制器产生一系列的脉冲信号, 在系统未达到稳态之前, 各脉冲周期的占空比一般不是定值. 下面分析各脉冲周期占空比非定值的情况.

4.1 瞬态解析分析算法

仿照式(6), 可得附加电压源 U_{Cn} 和 U_{in} 在第 n 周期产生的零输入响应为

$$\begin{aligned} u_{rcn}(t) &= V_i \cdot h_1(D_n T) \cdot h_3(t - (n-1)T - D_n T), \\ u_{rin}(t) &= V_i \cdot h_2(D_n T) \cdot h_4(t - (n-1)T - D_n T) \end{aligned}$$

仿照式(11), 可得开关导通时, 第 $k+1$ 周期的输出电压瞬态响应式为:

$$u_{bk+1}(t) = u_{b1}(t - kT) + \sum_{n=1}^k u_{rcn}(t) + u_{rin}(t) \quad (15)$$

$$kT \leq t \leq kT + D_{k+1}T$$

仿照式(12), 可得开关断开时, 第 $k+1$ 周期输出电压瞬态响应式为

$$u_{dk+1}(t) = \sum_{n=1}^{k+1} u_{rcn}(t) + u_{rin}(t) \quad (16)$$

$$kT + D_{k+1}T < t < (k+1)T$$

$k = 0, 1, 2, \dots$. 式(15)和式(16)表示了输出电压的精确瞬态响应, 可以用于研究变换器的输出与变换器的参数 R, L, C, V_i, T 关系; 研究变换器的低频特性和高频特性. 当参数 R, L, C, V_i, T 确定时, 可由各周期的占空比 $(D_1 \cdots D_{k+1})$, 计算出输出电压的精确瞬态值. 虽然式(15)和式(16)中项数较多, 但各项的形式都类似, 有规律可循, 可使计算简便.

4.2 输出电压与占空比的函数关系

由于式(15)和式(16)是相互独立的, 又由于在第 $k+1$ 个周期, 在 $kT \leq t \leq kT + D_{k+1}T$ 时的输出瞬时值与占空比 D_{k+1} 无关(D_{k+1} 只作为时间的上限, 式中不显含 D_{k+1}). 因此, 研究第 $k+1$ 个周期内输出电压瞬时值与 D_{k+1} 的关系可仅对式(16)分析, 这会使系统分析得到简化. 通过式(16), 可以建立各周末的瞬时值与各周期的占空比的关系, 利用此关系, 可根据变换器输出电压的期望值计算出各周期的占空比.

由式(16), 可写出前 $k+1$ 个占空比 (D_1, \dots, D_{k+1}) , 在 $t = (k+1)T$ 时刻产生的输出响应为

$$u_{dk+1}((k+1)T) = \sum_{n=1}^{k+1} u_{rcn}((k+1)T) + u_{rin}((k+1)T) \quad (17)$$

同样, 可写出前 k 个占空比 $(D_1 \cdots D_k)$, 在 $t = (k+1)T$ 时刻产生的输出响应为

$$u_{dk}((k+1)T) = \sum_{n=1}^k u_{rcn}((k+1)T) + u_{rin}((k+1)T) \quad (18)$$

设 $\Delta u((k+1)T) = u_{dk+1}((k+1)T) - u_{dk}((k+1)T) = V_i \cdot e_1(D_{k+1}T) \cdot e_3(T - D_{k+1}T) + V_i \cdot e_2(D_{k+1}T) \cdot e_4(T - D_{k+1}T) = f(D_{k+1}) \quad (19)$

可以看出, $\Delta u((k+1)T)$ 是第 $(k+1)$ 周期的占空比 D_{k+1} 产生的. 利用式(19), 可建立占空比与输出电压增量的精确函数关系. 实验表明, 式(19)在 $D \in [0, 1]$ 时是单调的.

4.3 软启动算法的实现

在开关变换器的启动阶段, 大的占空比会产生输出电压过冲现象. 软启动方法通过控制变换器启动期间的占空比按设计规律变化, 控制输出电压平稳变化, 避免浪涌电流的产生^[15, 16]. 本文建立的变换器输出电压与占空比的函数关系可为实现软启动数字控制提出简便算法.

算法的主要步骤是: 根据选定的期望启动波形 $u_q(t)$, 可得到 $u_q((k+1)T)$; 利用式(18), 可计算 $u_{dk}((k+1)T)$, 且 $u_{dk}(0) = 0$; 计算 $\Delta u((k+1)T) = u_q((k+1)T) - u_{dk}((k+1)T)$, $k = 0, 1, 2, \dots$; 利用式(19)取逆函数, 由 $\Delta u((k+1)T)$, 计算出 D_{k+1} ($k = 0, 1, 2, \dots$), 得到实现期望输出的占空比序列; 将此占空比序列控制 Buck 变换器, 实现期望启动波形的输出.

算法中 Δu 极限值的确定: 令 D 取 0 和 1, 将前面给出的 Buck 电路的参数代入公式(19), 计算出此 Buck 电路 Δu 的极限值为 $0 \leq \Delta u \leq 0.0343V$.

实验选取的期望启动波形如图 9 所示. 利用本文算法得到的 Buck 电路输出波形与期望启动波形基本一致, 说明了本文方法的正确性和有效性. 二者的误差曲线如图 10 所示, 最大相对误差小于 0.9%. 实验中发现, 此误差与取逆函数的方法有一定关系. 实验中也发现, 如果 Δu 超过其极限值, 系统输出电压会出现明显的振荡波形, 是不稳定的失控现象, 说明 Δu 是一个重要的参数指标.

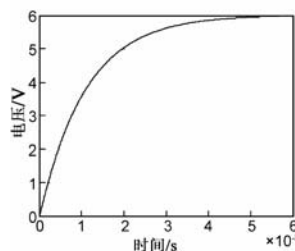


图9 变换器的期望输出波形

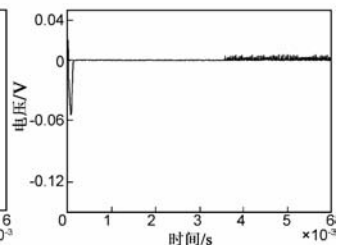


图10 实际输出的误差曲线

5 结论

本文的研究结果说明,通过对 CCM Buck 变换器的零状态响应和零输入响应分别建模分析,并建立有效的时序列表形式,可以得到整个时域上精确的瞬态响应的解析形式.这种解析形式的解建立了变换器的输出电压与占空比的精确函数关系,可将此关系用于实现开关变换器软启动数字控制算法,且更精确,简便.以此为基础,也可为实现其他精确控制,为大信号分析与控制,以及频域分析提供研究方法.

参考文献:

- [1] 张波. 电力电子学亟待解决的若干基础问题探讨[J]. 电工技术学报, 2006, 21(3): 24 - 35.
Zhang Bo. Discussion on several fundamental problems necessary to be solved in power electronics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3): 24 - 35. (in Chinese)
- [2] Middlebrook R D, Cuk S A. A general unified approach to modeling switching converter power stage[J]. International Journal Electronics, 1977, 42(6): 521 - 550.
- [3] P R Chetty. Current injected equivalent circuit approach to modeling of switching DC-DC converters in continuous inductor conduction mode[J]. IEEE Trans. On AES. 1981, 17(6): 802 - 808.
- [4] Sun J, Mitchell D M, Greuel M F, Krein P T, Bass R M. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 482 - 492.
- [5] 吴新余, 刘陈. 直流开关转换器建模的快速方法[J]. 电子学报, 1990, 18(6): 20 - 26.
Wu Xin-yu, Liu Chen, The fast modelling method of DC to DC switching converters[J]. Acta Electronica Sinica, 1990, 18(6): 20 - 26. (in Chinese)
- [6] Hamill D C, Jefferies D J. Subharmonics and chaos in a controlled switched-mode power converter[J]. IEEE Trans. Circ. Syst. I, 1988, 35(8): 1059 - 1061.
- [7] Mario di Bernardo, Francesco Vasca. Discrete-time maps for the analysis of bifurcations and chaos in DC-DC converters[J]. IEEE Trans. on Circuits Syst, 2000, 47(2): 130 - 143.
- [8] 曲颖, 张波. 电压控制型 BUCK 变换器 DCM 的精确离散模型及分叉稳定性分析[J]. 电子学报, 2002, 30(8): 1253 - 1256.
Qu Ying, Zhang Bo. The precise mathematical discrete model of BUCK converter in DCM and its analysis for bifurcation stability[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(8): 1253 - 1256. (in Chinese)
- [9] 罗晓曙, 汪秉宏, 邹艳丽. DC-DC 开关功率变换器的非线性

性动力学行为研究[J]. 力学进展, 2003, 33(4): 471 - 482.
Luo Xiao-shu, Wang Bing-hong, Zou Yan-li. The progress of study on nonlinear dynamics behavior in DC-DC switching power converter, advances in mechanics[J]. 2003, 33(4): 471 - 482. (in Chinese)

- [10] B De Kelper, L A Dessaint, K Al Haddad, H Nakra. A Comprehensive approach to fixed-step simulation of switched circuits[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2002, 17(2): 216 - 224.
- [11] 邢岩, 蔡宣三. 开关型电压调节系统数字仿真的一种新算法[J]. 通信学报, 1988, 9(3): 27 - 34.
Xing Yan, Cai Xuan-san. A new algorithm for the time-domain simulation of switched-mode regulators[J]. Journal on Communications, 1988, 9(3): 27 - 34. (in Chinese)
- [12] Qiu S S, I M Filanovsky, B T Lin. A new method of analysis for PWM switching power converters[J]. Int. J. of Electronics, 1999, 86(11): 1395 - 1410.
- [13] 陈艳峰, 丘水生. 用符号法分析 PWM 开关功率变换器闭环系统的稳态[J]. 电子学报, 2000, 28(6): 130 - 134.
Chen Yan feng, Zhang Guang zhao, Qiu Shui sheng. Steady-state analysis of closed-Loop constant-frequency current-mode controlled converters using symbolic method[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(6): 130 - 134. (in Chinese)
- [14] F Vasca, L Iannelli, M Kanat Camlibel, R Frasca. A new perspective for modeling power electronics converters: complementarity framework[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2): 456 - 468.
- [15] Mohammad Al-Shyoukh, Hoi Lee. A compact ramp-based soft-start circuit for voltage regulators[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, 2009, 56(7): 535 - 539.
- [16] 李演明, 来新泉, 袁冰, 等. 一种 DC-DC 开关电源片上软启动电路[J]. 半导体学报, 2008, 29(6): 1210 - 1215.
Li Yanming, Lai Xinquan, Yuan Bing, Ye Qiang. An on-chip soft-start circuit for DC-DC switching regulators[J]. Journal of Semiconductors, 2008, 29(6): 1210 - 1215. (in Chinese)

作者简介:



吴建华 女, 东北大学信息科学与工程学院教授. 研究方向为电工理论与功率电子技术、电力电子系统建模与控制等.

E-mail: wujianhua@ise.neu.edu.cn

彭涵阳 男, 2010年毕业于天津大学电气与自动化学院, 获硕士学位. 研究方向为脉冲功率技术, 测控系统设计与开发.