



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107153137 B

(45)授权公告日 2019.11.29

(21)申请号 201710509997.7

G01R 27/08(2006.01)

(22)申请日 2017.06.28

(56)对比文件

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107153137 A

CN 104459338 A, 2015.03.25,
US 9601997 B2, 2017.03.21,
CN 105915049 A, 2016.08.31,

(43)申请公布日 2017.09.12

吴宇.“三相变流器中直流母线电容的状态
监测技术研究”.《中国优秀硕士学位论文全文数
据库(工程科技II辑)》.2017,(第3期),C042-
860.

(73)专利权人 南京理工大学
地址 210094 江苏省南京市玄武区孝陵卫
200号

审查员 苏文君

(72)发明人 韩旭芝 姚凯 杨思文 周世林
曹诚

(74)专利代理机构 南京理工大学专利中心
32203
代理人 朱显国

(51)Int.Cl.

G01R 27/26(2006.01)

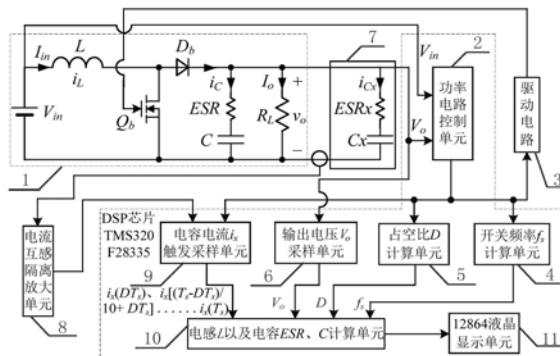
权利要求书2页 说明书7页 附图1页

(54)发明名称

DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置
及方法

(57)摘要

本发明公开了一种DCM升压变换器电感及输出电容的ESR和C监测装置及方法。该装置包括Boost变换器主功率电路、驱动电路、参数已知的并联输出电容、电流互感隔离放大单元、显示单元和信号处理模块,所述信号处理模块包括功率电路控制单元、开关频率 f_s 计算单元、占空比D计算单元、输出电压采样单元、电容电流触发采样单元、电容ESR和C计算单元。本发明可以在不影响电路正常工作的情况下对电感的参数L以及电容的参数ESR和C进行监测,为电容和电源的寿命预测提供依据,无需额外参数,方便实现。



1. 一种DCM升压变换器电感L以及输出电容ESR和C的监测方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1:在输出端并联上一个参数已知的电容(7),在信号处理模块中创建功率电路控制单元(2)、开关频率 f_s 计算单元(4)、占空比D计算单元(5)、输出电压采样单元(6)、电容电流触发采样单元(9)、电感L以及电容ESR和C计算单元(10);

步骤2:Boost变换器主功率电路(1)的输出平均电压 V_o 送入输出电压采样单元(6),得到输出电压的平均值;

步骤3:信号处理模块的功率电路控制单元(2)采集Boost变换器主功率电路(1)的输出平均电压 V_o 和输入电压 V_{in} ,得到PWM信号并经驱动电路(3)驱动开关管 Q_b ;

步骤4:功率电路控制单元(2)输出的PWM信号送入开关频率 f_s 计算单元(4)和占空比D计算单元(5),经开关频率 f_s 计算单元(4)处理得出变换器当前的开关频率 f_s ,经占空比D计算单元(5)处理得出变换器当前的占空比D;

步骤5:功率电路控制单元(2)输出的PWM信号和电流互感隔离放大单元(8)的电容电流 i_x 送入电容电流触发采样单元(9),通过延时程序处理对电容电流等 $DT_s/10$ 间隔采样,得到电容电流的瞬时值 $i_x(DT_s)$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[2(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/2+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[7(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[4(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[9(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x(T_s)$ 共11个值;

步骤6:将得到的开关频率 f_s 、占空比D、输出电压的平均值 V_o 以及电容电流的瞬时值 $i_x(DT_s)$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[2(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/2+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[7(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[4(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[9(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x(T_s)$ 送入电感L以及电容ESR和C计算单元(10)进行曲线拟合和综合处理,得到Boost变换器中电感L的值以及输出滤波电容当前等效串联电阻ESR和电容C的值;

步骤7:电感L以及电容ESR和C计算单元(10)将所得的电感L以及等效串联电阻ESR和电容C的值送入显示单元(11)实时显示;

步骤6中所述L、ESR和C计算单元(10)曲线拟合方程如下:

$$i_{Cx}(t) = X_1 \cdot t + [i_{Cx}(0) - X_3] \cdot e^{-X_2 \cdot t} + X_3$$

求得 X_1 、 X_2 、 X_3 和 $i_{Cx}(0)$ 后,所述L、ESR和C计算单元(10)对拟合曲线进行综合处理,得到Boost变换器中电感L的值以及输出滤波电容当前等效串联电阻ESR和电容C的值,具体公式如下:

$$L = \frac{2f_s(1 - Cx \cdot ESRx \cdot X_2)(V_o - V_{in})^3}{2f_s \cdot (Cx \cdot ESRx \cdot X_1 \cdot X_2 - X_1 - X_2 \cdot X_3)(V_o - V_{in})^2 + D \cdot X_1 \cdot X_2 (DV_{in}^2 - 2V_o^2 + 2V_o \cdot V_{in})}$$

$$C = \frac{Cx \cdot X_2 \cdot (X_1 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 - 2X_1 \cdot D \cdot V_o^2 + 2X_1 \cdot D \cdot V_o \cdot V_{in} - 2X_3 \cdot f_s \cdot V_o^2 + 4X_3 \cdot f_s \cdot V_o \cdot V_{in} - 2X_3 \cdot f_s \cdot V_{in}^2)}{2X_1 \cdot f_s \cdot (V_o - V_{in})^2 (Cx \cdot ESRx \cdot X_2 - 1)}$$

$$ESR = \frac{(Cx \cdot ESRx \cdot X_2 - 1) [2f_s \cdot (V_o - V_{in})^2 (X_1 + X_2 \cdot X_3) + 2D \cdot X_1 \cdot X_2 \cdot V_o (V_o - V_{in}) - X_1 \cdot X_2 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2]}{Cx \cdot X_2^2 [X_1 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 - 2D \cdot X_1 \cdot V_o (V_o - V_{in}) - 2X_3 \cdot f_s (V_o - V_{in})^2]}$$

式中, L 为电感的感值, ESR 为等效串联电阻的阻值, C 为电容的容值, f_s 为变换器开关频率, V_{in} 为输入电压平均值, V_o 为输出电压平均值, D 为变换器的占空比, ESR_x 为所并联电容的等效串联电阻的阻值, C_x 为所并联电容的容值, X_1 、 X_2 、 X_3 为拟合曲线的参数。

DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置及方法

技术领域

[0001] 本发明属于电能变换装置中的监测技术领域,特别是涉及一种DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置及方法。

背景技术

[0002] 开关电源具有效率高、体积小等优点,在日常生产生活中广泛应用。为了得到较为稳定的输出电压,一般需要利用电容来滤除高频噪声。变换器工作一段时间之后,电容的容值(Capacitance,C)和等效串联电阻(Equivalent Series Resistance,ESR)会发生变化,当该变化量较大时,即认为该电容已失效,将会造成电源和系统的运行故障。降压(Buck)、升压(Boost)、升降压(Buck-Boost)变换器是三种最基本的开关电源变换器,其他的变换器均可以由这三种变换器衍变而来。其中,DCM(Continuous Current Mode,电流连续模式)Boost变换器在计算机电源、通讯电源、航空航天等领域广泛使用,因此监测DCMBoost变换器的输出滤波电容的ESR和C的其寿命非常重要。现有的技术主要可分为离线监测技术和在线监测技术,离线检测技术使用方法简单,成本低,但一般只监测独立于电路外的电容,而在线检测技术可以检测在电路中处于工作状态的电容,但使用方法复杂,且需要知晓电路中的许多其他参数。在现实生活中,大部分电容都是处于工作状态,所以在线检测更具有实用性,为了弥补在线监测技术需要其他参数的缺点,本发明提出了一种准在线检测的技术,可以在Boost变换器电感值未知的情况下监测出输出电容的参数。

[0003] 由于效率高、体积小等优点,开关电源在日常生产生活中应用十分广泛。一般而言,为了得到较为稳定的输出电压,必须采用电容有效滤除高频噪声。变换器工作一段时间之后,电容的容值(Capacitance,C)和等效串联电阻(Equivalent Series Resistance,ESR)会发生变化,与初电容值C和阻值ESR相比,当容值减小为初始值的80%,或ESR增大为初始值的2-3倍时,即可认为该电容已失效。电容的失效将会造成电源和系统的运行故障。降压(Buck)、升压(Boost)、升降压(Buck-Boost)变换器是三种最基本的开关电源变换器,其他的变换器均可以由这三种变换器衍变而来。其中,DCM(Continuous Current Mode,电流连续模式)Boost变换器在计算机电源、通讯电源、航空航天等领域广泛使用,因此监测DCM Boost变换器的输出滤波电容的ESR和C的其寿命非常重要。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置及方法,能够实时监测电感的感值L以及等效串联电阻ESR和电容的容值C的变化,对电解电容和电源的寿命进行准确预测。

[0005] 实现本发明目的的技术解决方案为:一种DCM升压变换器输出电容ESR和C的监测装置,包括Boost变换器主功率电路、驱动电路、参数已知的并联输出电容、电流互感隔离放大单元、显示单元和信号处理模块,所述信号处理模块包括功率电路控制单元、开关频率 f_s 计算单元、占空比D计算单元、输出电压采样单元、电容电流触发采样单元、电容ESR和C计算

单元；

[0006] 所述Boost变换器主功率电路包括输入电压源 V_{in} 、开关管 Q_b 、续流二极管 D_b 、滤波电感 L 、输出滤波电容和负载 R_L ，所述输出滤波电容包括等效串联电阻ESR和电容 C ，其中，电压源 V_{in} 的正极与电感 L 的一端连接，电感 L 的另一端与开关管 Q_b 的漏极和续流二极管 D_b 的阳极连接，续流二极管 D_b 的阴极分别与等效串联电阻ESR的一端及负载 R_L 的一端连接，等效串联电阻ESR的另一端与电容 C 的一端连接，电容 C 的另一端、开关管 Q_b 的源极及负载 R_L 的另一端均与电压源 V_{in} 的负极连接，负载 R_L 与参数已知的并联输出电容并联，其两端为输出平均电压 V_o ；

[0007] 所述功率电路控制单元的输入端分别与Boost变换器主功率电路的电压源 V_{in} 和输出平均电压 V_o 连接，功率电路控制单元输出端的PWM信号分别接入开关频率 f_s 计算单元和占空比 D 计算单元，Boost变换器主功率电路的输出平均电压 V_o 接入输出电压采样单元，电流互感隔离放大单元和功率电路控制单元输出端的PWM信号均接入电容电流触发采样单元，开关频率 f_s 计算单元、占空比 D 计算单元、输出电压采样单元和电容电流触发采样单元的输出端都接入电容ESR和 C 计算单元，计算单元的输出端接入显示单元；

[0008] 所述驱动电路的输入端与功率电路控制单元输出端的PWM信号连接，驱动电路的输出端接入开关管 Q_b 的门极。

[0009] 基于上述DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置的检测方法，包括以下步骤：

[0010] 步骤1：在输出端并联上一个参数已知的电容，在信号处理模块中创建功率电路控制单元、开关频率 f_s 计算单元、占空比 D 计算单元、输出电压采样单元、电容电流触发采样单元、电感 L 以及电容ESR和 C 计算单元；

[0011] 步骤2：Boost变换器主功率电路的输出平均电压 V_o 送入输出电压采样单元，得到输出电压的平均值；

[0012] 步骤3：信号处理模块的功率电路控制单元采集Boost变换器主功率电路的输出平均电压 V_o 和输入电压 V_{in} ，得到PWM信号并经驱动电路驱动开关管 Q_b ；

[0013] 步骤4：功率电路控制单元输出的PWM信号送入开关频率 f_s 计算单元和占空比 D 计算单元，经开关频率 f_s 计算单元处理得出变换器当前的开关频率 f_s ，经占空比 D 计算单元处理得出变换器当前的占空比 D ；

[0014] 步骤5：功率电路控制单元输出的PWM信号和电流互感隔离放大单元的电容电流 i_x 送入电容电流触发采样单元，通过延时程序处理对电容电流等 $DT_s/10$ 间隔采样，得到电容电流的瞬时值 $i_x(DT_s)$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[2(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/2+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[7(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[4(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[9(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x(T_s)$ 共11个值；

[0015] 步骤6：将得到的开关频率 f_s 、占空比 D 、输出电压的平均值 V_o 以及电容电流的瞬时值 $i_x(DT_s)$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[2(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/2+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[7(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[4(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[9(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x(T_s)$ 送入电感 L 以及电容ESR和 C 计算单元进行曲线拟合和综合处理，得到Boost变换器中电感 L 的值以及输出滤波电容当前等效串联电阻ESR和电容 C 的值；

[0016] 步骤7：电感 L 以及电容ESR和 C 计算单元将所得的电感 L 以及等效串联电阻ESR和电

容C的值送入显示单元实时显示。

[0017] 与现有技术相比,本发明的显著优点为:本发明针对DCM升压变换器的电感和输出滤波电容,设计出一种高效稳定的电感L以及输出滤波电容等效串联电阻ESR和电容C的在线监测装置及方法,该方法可以在不影响电路正常工作的情况下对电感的参数L以及电容的参数ESR和C进行监测,为电容和电源的寿命预测提供依据,无需额外参数,方便实现。

附图说明:

[0018] 图1是DCM升压变换器开关周期中的工作波形图。

[0019] 图2是本发明DCM升压变换器电感L以及输出电容ESR和C的监测装置的结构示意图。

[0020] 其中: V_{in} -输入电压, I_{in} -输入电流, i_L -电感电流, i_C -电容电流, i_{Cx} -并联电容电流, I_o -输出电流, V_o -输出电压平均值, Q_b -开关管, D_b -二极管, L -电感, C -输出滤波电容值,ESR-等效串联电阻值, C_x -并联电容的电容值,ESR_x-并联电容的等效串联电阻值, R_L -负载, V_{gs} -开关管 Q_b 的驱动电压, D -占空比, t -时间, f_s -变换器开关频率, ΔI_L -电感电流纹波峰峰值, v_{ESR} -等效串联电阻上的电压, v_C -电容上的电压。

具体实施方式

[0021] 下面结合附图及具体实施例对本发明给出进一步详细说明。

[0022] 1、理论推导:

[0023] 图1为DCM升压变换器开关周期中的工作波形。当开关管 Q_b 导通时,电源向电感充电,其电感电流 i_L 以 V_{in}/L 的斜率线性上升,同时电容向负载供电。当开关管关断时,电源和电感同时向电容充电,并向负载提供能量,此时电感电流 i_L 以 $(V_{in}-V_o)/L$ 的斜率下降。由于Boost变换器工作在DCM模式,因此在开关周期结束前,电感电流 i_L 已经下降到零。

[0024] 电感电流 i_L 在一个周期中的表达式如下:

$$[0025] \quad i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}t}{L} & 0 \leq t/T_s < D \\ \frac{V_{in}-V_o}{L}t + \frac{V_o}{Lf_s}D & D \leq t/T_s < (D+D_R) \\ 0 & (D_R+D) \leq t/T_s < 1 \end{cases} \quad (1)$$

$$[0026] \quad I_o = \frac{V_{in}^2 D^2 T_s}{2L(V_o - V_{in})} \quad (2)$$

$$[0027] \quad D_R = \frac{V_{in}}{V_o - V_{in}} D \quad (3)$$

[0028] 其中 V_{in} 为输入电压, V_o 为输出电压平均值, L 为电感值, f_s 为Boost变换器的开关频率, D 为开关管的占空比, D_R 为二极管续流的占空比, t 为时间。

[0029] 可以假设:

$$[0030] \quad a_1 = \frac{V_{in}}{L}$$

[0031] $b_1 = -I_o$ (4)

[0032] $a_2 = \frac{V_{in} - V_o}{L}$ (5)

[0033] $b_2 = \frac{V_o D}{Lf_s} - I_o$ (6)

[0034] 可得,两电容的电流和 i_c+i_{cx} 的表达式为:

[0035]
$$i_c(t) + i_{cx}(t) = \begin{cases} b_1 & 0 \leq t/T_s < D \\ a_2 t + b_2 & D \leq t/T_s < (D + D_R) \\ b_1 & (D_R + D) \leq t/T_s < 1 \end{cases} \quad (7)$$

[0036] 两电容的电压表达式分别为:

[0037] $v_c(t) = ESR \cdot i_c(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(x) dx + v_c(0)$ (8)

[0038] $v_{cx}(t) = ESRx \cdot i_{cx}(t) + \frac{1}{C_x} \int_0^t i_{cx}(x) dx + v_{cx}(0)$ (9)

[0039] 由于两电容并联,则两电容电压相等:

[0040] $v_c(t) = v_{cx}(t)$ (10)

[0041] 当 $D \leq t/T_s < (D + D_R)$ 时,

[0042]

$$ESR \cdot [a_2 t + b_2 - i_{cx}(t)] + \frac{1}{C} \int_0^t [a_2 t + b_2 - i_{cx}(t)] dx + v_c(0) = ESRx \cdot i_{cx}(t) + \frac{1}{C_x} \int_0^t i_{cx}(x) dx + v_{cx}(0) \quad (11)$$

[0043] 由式(11)求导可得:

[0044] $\frac{a_2}{C} t + \frac{b_2}{C} + a_2 \cdot ESR = (ESR + ESRx) \frac{di_{cx}(t)}{dt} + \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_x} \right) i_{cx}(t)$ (12)

[0045] 分别对公式(12)等号两边做Laplace变换可得:

[0046]

$$\frac{s \cdot (a_2 \cdot C \cdot ESR + b_2) + a_2}{s^2 \cdot C} = (ESR + ESRx) [s \cdot Y(s) - i_{cx}(0)] + \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_x} \right) Y(s) \quad (13)$$

[0047] 化简可得:

[0048]
$$Y(s) = \frac{i_{cx}(0) \cdot (ESR + ESRx) + \frac{s \cdot (a_2 \cdot C \cdot ESR + b_2) + a_2}{s^2 \cdot C}}{\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_x} \right) + s \cdot (ESR + ESRx)} \quad (14)$$

[0049] 对式(14)等号做Laplace逆变换可得:

[0050] $i_{cx}(t) = X_1 \cdot t + [i_{cx}(0) - X_3] \cdot e^{-X_2 t} + X_3$ (16)

[0051] 其中:

[0052] $X_1 = \frac{Cx \cdot a_2}{C + Cx}$ (17)

$$[0053] \quad X_2 = \frac{C + Cx}{C \cdot Cx \cdot (ESR + ESRx)} \quad (18)$$

$$[0054] \quad X_3 = \frac{Cx \cdot (C \cdot b_2 + Cx \cdot b_2 + C^2 \cdot ESR \cdot a_2 - C \cdot Cx \cdot ESRx \cdot a_2)}{(C + Cx)^2} \quad (19)$$

[0055] 根据采样得到的11个并联电容电流值可以做出拟合曲线,得到 X_1 、 X_2 、 X_3 和 i_{Cx} (0)。

[0056] 把式(4)、(5)代入(17)、(18)、(19)可得:

[0057]

$$ESR = \frac{(Cx \cdot ESRx \cdot X_2 - 1) \left[2f_s \cdot (V_o - V_{in})^2 (X_1 + X_2 \cdot X_3) + 2D \cdot X_1 \cdot X_2 \cdot V_o (V_o - V_{in}) - X_1 \cdot X \right]}{Cx \cdot X_2^2 \left[X_1 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 - 2D \cdot X_1 \cdot V_o (V_o - V_{in}) - 2X_3 \cdot f_s (V_o - V_{in})^2 \right]} \quad (20)$$

[0058]

$$C = \frac{Cx \cdot X_2 \cdot (X_1 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 - 2X_1 \cdot D \cdot V_o^2 + 2X_1 \cdot D \cdot V_o \cdot V_{in} - 2X_3 \cdot f_s \cdot V_o^2 + 4X_3 \cdot f_s \cdot V_o \cdot V_{in} - 2X_3 \cdot f_s \cdot V_{in}^2)}{2X_1 \cdot f_s \cdot (V_o - V_{in})^2 (Cx \cdot ESRx \cdot X_2 - 1)} \quad (21)$$

[0059]

$$L = \frac{2f_s (1 - Cx \cdot ESRx \cdot X_2) (V_o - V_{in})^3}{2f_s \cdot (Cx \cdot ESRx \cdot X_1 \cdot X_2 - X_1 - X_2 \cdot X_3) (V_o - V_{in})^2 + D \cdot X_1 \cdot X_2 (DV_{in}^2 - 2V_o^2 + 2V_o \cdot V_{in})} \quad (22)$$

[0060] 式中:L为电感的感值,ESR为等效串联电阻的阻值,C为电容的容值, f_s 为变换器开关频率, V_{in} 为输入电压平均值, V_o 为输出电压平均值,D为变换器的占空比,ESRx为所并联电容的等效串联电阻的阻值, Cx 为所并联电容的容值, X_1 、 X_2 、 X_3 为拟合曲线的参数。

[0061] 基于公式(17)、(18)、(19),可以得到DCM升压变换器电感L以及输出滤波电容ESR和C的监测方法。

[0062] 2、本发明DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置及方法

[0063] 结合图2,本发明DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置,包括Boost变换器主功率电路1、驱动电路3、显示单元8、参数已知的电容7、电流互感隔离放大单元8和信号处理模块,所述信号处理模块包括功率电路控制单元2、开关频率 f_s 计算单元4、占空比D计算单元5、输出电压采样单元6、电容电流触发采样单元9、电感L以及电容ESR和C计算单元10;

[0064] 如图2所示,所述Boost变换器主功率电路1包括输入电压源 V_{in} 、开关管 Q_b 、续流二极管 D_b 、滤波电感L、输出滤波电容和负载 R_L ,所述输出滤波电容包括等效串联电阻ESR和电容C,其中,电压源 V_{in} 的正极与电感L的一端连接,电感L的另一端与开关管 Q_b 的漏极及续流二极管 D_b 的阳极连接,续流二极管 D_b 的阴极分别与等效串联电阻ESR的一端及负载 R_L 的一端连接,等效串联电阻ESR的另一端与电容C的一端连接,电容C的另一端、开关管 Q_b 的源极及负载 R_L 的另一端均与电压源 V_{in} 的负极连接,负载 R_L 与参数已知的并联输出电容7并联,其两端为输出平均电压 V_o 。

[0065] 所述功率电路控制单元2的输入端分别与Boost变换器主功率电路1的电压源 V_{in} 和输出平均电压 V_o 连接,功率电路控制单元2输出端的PWM信号分别接入开关频率 f_s 计算单元4和占空比D计算单元5,Boost变换器主功率电路1的输出平均电压 V_o 接入输出电压采样单元6,电流互感隔离放大单元8和功率电路控制单元2输出端的PWM信号均接入电容电流触发采样单元9,开关频率 f_s 计算单元4、占空比D计算单元5、输出电压采样单元6和电容电流触发

采样单元9的输出端均接入电容ESR和C计算单元7,电感L以及电容ESR和C计算单元10的输出端接入显示单元11;所述驱动电路3的输入端与功率电路控制单元2输出端的PWM信号连接,驱动电路3的输出端接入开关管 Q_b 的门极。所述信号处理模块为DSP芯片TMS320F28335;所述显示单元11为1602液晶显示屏。

[0066] 基于本发明DCM升压变换器电感及输出电容的监测装置的监测方法,包括以下步骤:

[0067] 步骤1:在输出端并联上一个参数已知的电容7,在信号处理模块中创建功率电路控制单元2、开关频率 f_s 计算单元4、占空比D计算单元5、输出电压采样单元6、电容电流触发采样单元9、电感L以及电容ESR和C计算单元10;

[0068] 步骤2:Boost变换器主功率电路的输出平均电压 V_o 送入输出电压采样单元,得到输出电压的平均值;

[0069] 步骤3:信号处理模块的功率电路控制单元采集Boost变换器主功率电路的输出平均电压 V_o 和输入电压 V_{in} ,得到PWM信号并经驱动电路驱动开关管 Q_b ;

[0070] 步骤4:功率电路控制单元输出的PWM信号送入开关频率 f_s 计算单元和占空比D计算单元,经开关频率 f_s 计算单元处理得出变换器当前的开关频率 f_s ,经占空比D计算单元处理得出变换器当前的占空比D;

[0071] 步骤5:功率电路控制单元2输出的PWM信号和电流互感隔离放大单元8的电容电流 i_x 送入电容电流触发采样单元9,通过延时程序处理对电容电流等 $DT_s/10$ 间隔采样,得到电容电流的瞬时值 $i_x(DT_s)$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[2(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/2+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[7(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[4(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[9(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x(T_s)$ 共11个值;

[0072] 步骤6:将得到的开关频率 f_s 、占空比D、输出电压的平均值 V_o 以及电容电流的瞬时值 $i_x(DT_s)$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[2(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[(T_s-DT_s)/2+DT_s]$ 、 $i_x[3(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[7(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x[4(T_s-DT_s)/5+DT_s]$ 、 $i_x[9(T_s-DT_s)/10+DT_s]$ 、 $i_x(T_s)$ 送入电感L以及电容ESR和C计算单元10进行曲线拟合和综合处理,得到Boost变换器中电感L的值以及输出滤波电容当前等效串联电阻ESR和电容C的值;

[0073] 所述L、ESR和C计算单元(10)曲线拟合方程如下:

$$[0074] \quad i_{Cx}(t) = X_1 \cdot t + [i_{Cx}(0) - X_3] \cdot e^{-X_2 t} + X_3$$

[0075] 求得 X_1 、 X_2 、 X_3 和 $i_{Cx}(0)$ 后,所述L、ESR和C计算单元(10)对拟合曲线进行综合处理,得到Boost变换器中电感L的值以及输出滤波电容当前等效串联电阻ESR和电容C的值,具体公式如下:

[0076]

$$L = \frac{2f_s(1 - Cx \cdot ESRx \cdot X_2)(V_o - V_{in})^3}{2f_s \cdot (Cx \cdot ESRx \cdot X_1 \cdot X_2 - X_1 - X_2 \cdot X_3)(V_o - V_{in})^2 + D \cdot X_1 \cdot X_2(DV_{in}^2 - 2V_o^2 + 2V_o \cdot V_{in})}$$

[0077]

$$C = \frac{Cx \cdot X_2 \cdot (X_1 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 - 2X_1 \cdot D \cdot V_o^2 + 2X_1 \cdot D \cdot V_o \cdot V_{in} - 2X_3 \cdot f_s \cdot V_o^2 + 4X_3 \cdot f_s \cdot V_o \cdot V_{in} - 2X_3 \cdot f_s \cdot V_{in}^2)}{2X_1 \cdot f_s \cdot (V_o - V_{in})^2 (Cx \cdot ESRx \cdot X_2 - 1)}$$

[0078]

$$ESR = \frac{(C_x \cdot ESR_x \cdot X_2 - 1) \left[2f_s \cdot (V_o - V_{in})^2 (X_1 + X_2 \cdot X_3) + 2D \cdot X_1 \cdot X_2 \cdot V_o (V_o - V_{in}) - X_1 \cdot X_2 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 \right]}{C_x \cdot X_2^2 \left[X_1 \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 - 2D \cdot X_1 \cdot V_o (V_o - V_{in}) - 2X_3 \cdot f_s (V_o - V_{in})^2 \right]}$$

[0079] 式中,L为电感的感值,ESR为等效串联电阻的阻值,C为电容的容值, f_s 为变换器开关频率, V_{in} 为输入电压平均值, V_o 为输出电压平均值,D为变换器的占空比,ESR_x为所并联电容的等效串联电阻的阻值, C_x 为所并联电容的容值, X_1 、 X_2 、 X_3 为拟合曲线的参数。

[0080] 步骤7:电感L以及电容ESR和C计算单元10将所得的电感L以及等效串联电阻ESR和电容C的值送入显示单元11实时显示。

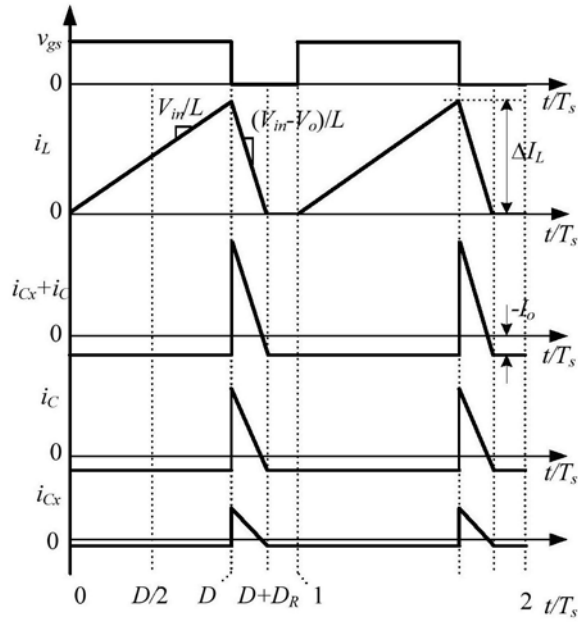


图1

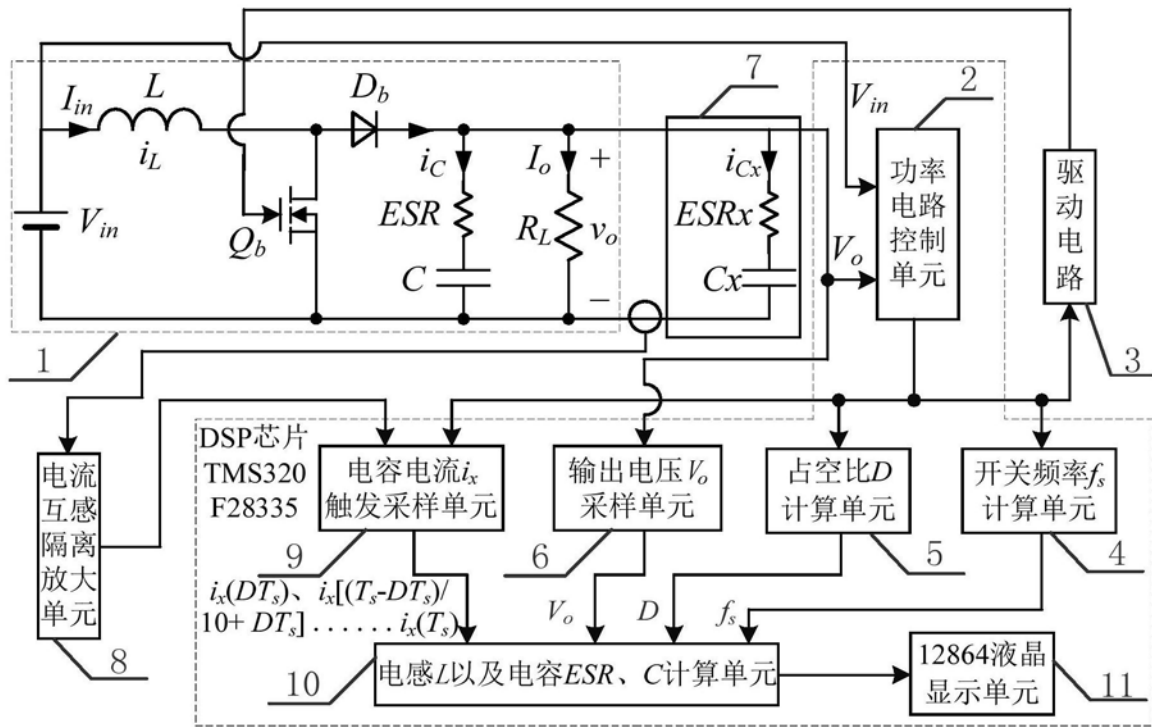


图2