

含有右半平面零点的宽负载范围 DC-DC 开关变换器参数设计

皇金锋^{1,2}, 任舒欣¹

(1. 陕西理工大学电气工程学院, 723001, 陕西汉中; 2. 陕西省工业自动化重点实验室, 723001, 陕西汉中)

摘要: 针对含有右半平面(RHP)零点的 DC-DC 变换器工作在宽负载范围时暂态响应速度慢、参数设计困难的问题,以 Buck-Boost 变换器为例,建立了其负调电压暂态数学模型,基于该模型对负调电压峰值时间和负载电阻之间的关系进行了分析。指出当负载电阻最小值小于临界负载电阻时,负调电压峰值时间随负载电阻的增大而增大;当负载电阻最小值大于临界负载电阻时,负调电压峰值时间随负载电阻的增大而减小;当负载电阻和临界负载电阻相等时,负调电压峰值时间达到极大值。根据负调电压峰值时间与负载电阻之间的关系,提出了含有 RHP 零点的宽负载范围 Buck-Boost 变换器的参数设计方法。实验结果表明:本文提出的参数设计方法可以有效地提高宽负载范围 Buck-Boost 变换器暂态响应速度。研究结果对含有 RHP 零点的宽负载范围 DC-DC 变换器的参数设计具有参考意义。

关键词: 右半平面零点; 宽负载范围; 负调电压; 暂态性能; 参数设计

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202106020 **文章编号:** 0253-987X(2021)06-0166-10



OSID 码

Parameter Design of Wide Load Range Switched DC-DC Converter with RHP Zero

HUANG Jinfeng^{1,2}, REN Shuxin¹

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong, Shaanxi 723001, China;

2. Shaanxi Key Laboratory of Industrial Automation, Hanzhong, Shaanxi 723001, China)

Abstract: Aiming at the problems of slow transient response speed and difficult parameter design of DC-DC converters with right half plane (RHP) zero when they work in a wide range of load, a mathematical model of negative regulated voltage transient state is established by taking Buck-Boost converter as an example, and based on the model, the relationship between the peak time of negative regulated voltage and load resistance is analyzed. It is pointed out that when the minimum load resistance is smaller than the critical load resistance, the peak time of negative voltage regulation increases with the increase of load resistance. When the minimum load resistance is greater than the critical load resistance, the peak time of negative voltage decreases with the increase of load resistance. When the load resistance and the critical load resistance are equal, the negative voltage peak time reaches the maximum value. According to the relationship between the peak time of negative voltage regulation and the load resistance, a parameter design method for Buck-Boost converter with wide load range and RHP zero point is proposed.

收稿日期: 2020-09-08。 作者简介: 皇金锋(1978—),男,副教授,硕士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51777167);陕西省教育厅科研计划资助项目(20JS022)。

网络出版时间: 2021-01-18

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20210115.1644.002.html>

Experimental results show that the proposed parameter design method effectively improves the transient response speed of the Buck-Boost converter with wide load range. These results may serve as reference for the parameter design of DC-DC converter with wide load range and RHP zero point.

Keywords: right half plane zero; wide load range; negative voltage; transient performance; parameter design

随着能源危机的日益突出,光伏和燃料电池等新能源技术已成为当今的研究热点^[1-2]。在新能源系统中,需要能在宽负载范围内具有良好暂态和稳态性能的升压型 DC-DC 变换器,而这些变换器的控制变量到输出电压的暂态数学模型含有一个或多个右半平面(RHP)零点,称之为非最小相位系统^[3-7]。RHP 零点的存在会导致变换器占空比发生突变时输出电压出现负调现象,负调会导致系统暂态过渡时间延长,且在负调电压持续时间阶段内系统容易形成正反馈而出现不稳定现象^[8-9]。因此有众多的科技工作者坚持不懈地探索提高非最小相位 DC-DC 变换器暂态性能的方法。

文献[4]提出采用改进滞后电流控制来提高非最小相位 Boost 变换器暂态响应速度。文献[5-6]提出采用滑模变结构控制策略来提高非最小相位 DC-DC 变换器的暂态性能。文献[8]提出采用改进峰值电流控制方法来提高 Boost 变换器暂态响应速度。文献[10-11]提出采用磁集成技术来改善 RHP 零点对 Boost 变换器暂态性能的影响。文献[12-13]提出采用补偿网络优化方法来提高含有 RHP 零点的非最小相位变换器的暂态响应速度。文献[14]提出采用固定占空比的控制方法来抑制 RHP 零点对系统暂态性能的影响。文献[15]提出采用史密斯预估器来抑制 RHP 零点对系统暂态性能的影响。文献[16]提出一种三态 Boost 变换器电路拓扑结构来抑制 RHP 零点对系统暂态性能的影响。以上方法在一定程度上改善了含有 RHP 零点 DC-DC 变换器的暂态和稳态性能,但是这些方法实现起来较复杂。由非最小相位开关 DC-DC 变换器的暂态数学模型可知,RHP 零点与变换器参数有关,因此可探索通过对变换器参数的合理设计来抑制负调电压,从而提高系统的暂态性能^[17]。然而,目前关于从变换器参数优化设计角度来改善含有 RHP 零点开关 DC-DC 变换器的暂态性能的文献较少,尤其是变换器工作在宽负载范围内如何进行参数设计还缺乏相应的理论依据,因此,迫切需要研究宽负载范围内变换器的参数优化设计,以便更好地指导非最小

相位开关 DC-DC 变换器产品的开发与研制。

Buck-Boost 变换器是一个典型的非最小相位开关 DC-DC 变换器,具有电路拓扑简单,可工作在宽输入电压范围等优点,已在新能源等系统中得到了广泛的应用。文献[18]给出了一定输入电压和负载电阻动态范围内 Buck-Boost 变换器参数设计方法,但未充分考虑到电感、电容和负载电阻对 Buck-Boost 变换器暂态性能的影响,因此无法指导宽负载范围变换器的参数优化设计。宽负载范围 Buck-Boost 变换器如果全动态范围工作在电感电流连续导电模式(CCM),需要的电感量太大,会导致系统暂态性能很差,同时出现严重的负调现象而导致系统不稳定;如果全动态范围工作在电感电流不连续导电模式(DCM),则需要的电感量较小,可以提高系统暂态响应速度。但由于含有 RHP 零点的 Buck-Boost 变换器电路拓扑的特殊性,若电感量设计太小,会增加输入电源直通发生的可能性,导致电感峰值电流、开关管电压应力和系统的纹波电压非常大。因此,对工作在宽负载范围含有 RHP 零点的 Buck-Boost 变换器而言,全动态范围既不能工作在 CCM,也不能工作在 DCM,参数究竟如何设计是宽负载范围 Buck-Boost 变换器参数设计的关键。

为此,本文以含有 RHP 零点的 Buck-Boost 变换器为例,依据负调电压暂态数学模型中的负调电压峰值时间与变换器电感和电容等参数之间的关系,以及宽负载范围内负调电压峰值时间的极值情况,得出了宽负载范围变换器参数设计的方法,最后进行了仿真和实验验证。研究结果同样适用于其他非最小相位开关 DC-DC 变换器,对工作在宽负载范围含有 RHP 零点的 DC-DC 变换器参数设计具有指导意义。

1 变换器的暂态性能分析

Buck-Boost 变换器电路拓扑如图 1 所示。图中, R 为电阻, L 为电感, C 为电容, D 为二极管, Q 为开关管。工作在 CCM 的 Buck-Boost 变换器输入电压 V_i 、输出电压 V_o 和占空比 D 之间的关系^[18]为

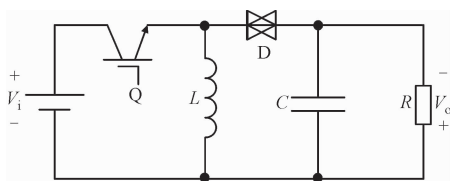


图1 Buck-Boost 变换器电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of the Buck-Boost converter

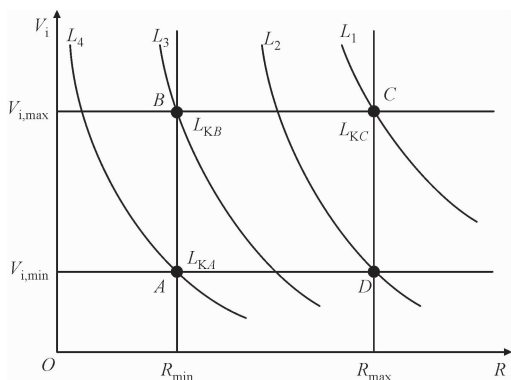
$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i} \quad (1)$$

Buck-Boost 变换器 CCM 又可分为完全电感供能模式 (CISM) 和不完全电感供能模式 (IISM)。Buck-Boost 变换器 CCM 和 DCM 的临界电感 L_c 以及 CISM 和 IISM 的临界电感 L_K 分别为

$$\left. \begin{aligned} L_c &= \frac{V_i^2 R}{2f(V_o + V_i)^2} \\ L_K &= \frac{V_i^2 R}{2fV_o(V_o + V_i)} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: f 为功率开关管 Q 的工作频率。

假设 Buck-Boost 变换器的输入电压工作范围为 $[V_{i,\min}, V_{i,\max}]$, 负载电阻工作范围为 $[R_{\min}, R_{\max}]$, 则在 R - V_i 平面上, 变换器的工作范围对应一个矩形^[18], 如图 2 所示。

图2 在 R - V_i 平面展开的 CISM 与 IISM 分界Fig. 2 Boundary between CISM and IISM on R - V_i plane

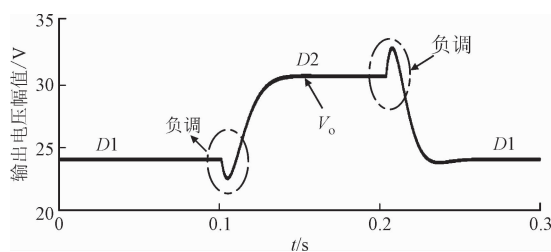
根据式(2)可画出 CISM 与 IISM 的临界电感 L_K 曲线($L_1 \sim L_4$), 如图 2 所示。由式(2)可知, 图 2 中 A、B 和 C 点对应的临界电感分别为

$$\left. \begin{aligned} L_{KA} &= \frac{V_{i,\min}^2 R_{\min}}{2fV_o(V_o + V_{i,\min})} \\ L_{KB} &= \frac{V_{i,\max}^2 R_{\min}}{2fV_o(V_o + V_{i,\max})} \\ L_{KC} &= \frac{V_{i,\max}^2 R_{\max}}{2fV_o(V_o + V_{i,\max})} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

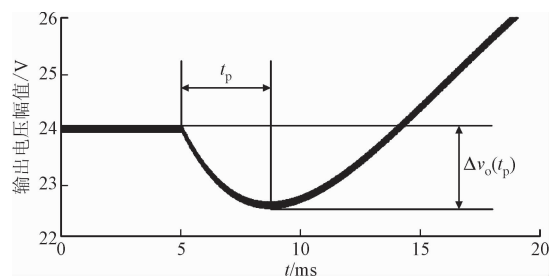
分析式(3)可知, $L_{KC} > L_{KB} > L_{KA}$ 。结合图 2 可得, 在该动态范围内, 当电感 $L > L_{KC}$ 时, Buck-Boost

变换器在整个动态范围内工作在 CISM, 对应图 2 中 L_1 的情形; 当 $L_{KB} < L < L_{KC}$ 时, 变换器一部分工作在 CISM, 另一部分工作在 IISM, 对应图 2 中 L_2 的情形; 当 $L < L_{KA}$ 时, 变换器在整个动态范围内工作在 IISM, 对应图 2 中 L_4 的情形。

当电感满足 $L > L_{KC}$ 时, Buck-Boost 变换器全动态范围内工作在 CISM, 此时变换器输出电压纹波 V_{pp} 和功率开关器件上的电流应力较小, 但所需电感量较大; 当电感选择满足 $L < L_{KA}$ 时, 变换器全动态范围内工作在 IISM, 此时变换器输出纹波电压大, 对于相同输出功率, IISM 的峰值电流比 CISM 大, 开关器件上的电流应力较大。同时, 全动态范围工作在 CISM 会对变换器的暂态性能产生影响。为了方便说明, 以一个工作在宽负载范围的 Buck-Boost 变换器为例进行分析, 具体参数为: 输入电压 $V_i = 12 \sim 48$ V, 负载电阻 $R = 5 \sim 250 \Omega$, 输出电压 $V_o = 24$ V, 开关管工作频率 $f = 40$ kHz。将 $V_i = 48$ V、 $R = 250 \Omega$ 等参数代入式(2)可得 $L_K = 5$ mH (选择 1.2 倍裕量), 此时变换器全动态范围工作在 CISM。图 3 给出了 $L = 5$ mH, 变换器占空比突变时的暂态过渡过程仿真波形以及负调电压的局部放大图。图 3 中, t_p 为负调电压峰值时间, $\Delta v_o(t_p)$ 为 t_p 对应的负调电压峰值。



(a) 电压波形



(b) 局部放大图

图3 Buck-Boost 变换器负调电压波形及放大图

Fig. 3 Negative voltage waveform of Buck-Boost converter and enlarged view

分析图 3 可知, 当占空比发生突变时, Buck-Boost 变换器输出电压的暂态过渡过程出现了严重

的负调电压现象。负调现象导致系统暂态过渡过程时间延长,在负调现象持续阶段,系统会反馈给输入端错误的电压信号,易出现正反馈现象,导致系统不稳定。因此,宽负载范围的非最小相位变换器全动态范围内不能工作在 CISM。

由以上分析可看出,对于工作在宽负载范围的 Buck-Boost 变换器,电感选择应满足 $L_{KC} > L > L_{KA}$,但具体电感选择多大,缺乏相应的理论依据。负调电压暂态数学模型是宽负载范围非最小相位 Buck-Boost 变换器参数设计的理论依据,下面给出负调电压暂态数学模型。

2 负调电压暂态数学模型

由文献[19]可知,工作在 CCM 的 Buck-Boost 变换器控制变量到输出电压的暂态数学模型为

$$G_{vd}(s) = -\left[\frac{V_i}{LC}\left(1 - \frac{DL}{RD'^2}s\right)\right] / \left(s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D'^2}{LC}\right) \quad (4)$$

式中: $D' = 1 - D$ 。

由参考文献[20]可知,Buck-Boost 变换器负调电压暂态数学模型为

$$\Delta v_o(s) = -\left[\frac{V_i}{LC}\left(1 - \frac{DL}{D'^2R}s\right)\right] / (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \frac{\Delta d}{s} \quad (5)$$

式中: $\omega_n = \frac{D'}{\sqrt{LC}}$; $\zeta = \frac{V_o + V_i}{2RV_i} \sqrt{\frac{L}{C}}$ 。

对式(5)进行拉普拉斯反变换得

$$\Delta v_o(t) = k_1 - \frac{k_1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi) + \frac{k_2}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) \quad (6)$$

式中: $\phi = \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} (0 < \zeta < 1)$; $k_1 = \frac{-V_i \Delta d}{D'^2}$; $k_2 = \frac{DV_i \Delta d}{D'^2 CR}$; Δd 为占空比变化量。

将式(6)对时间 t 求导数,并令其导数为 0,可得负调电压峰值时间 t_p 为

$$t_p = \frac{1}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \arctan \frac{k_2 \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}{\omega_n (k_2 \zeta - k_1 \omega_n)} \quad (7)$$

将式(1)和式(6)代入式(7)化简可得

$$t_p = \frac{2CLR V_o (V_o + V_i)}{2CR^2 V_i^2 + LV_o (V_o + V_i)} \quad (8)$$

由式(8)可知, t_p 随着 R 的变化而变化,下面就宽负载范围内 t_p 与 R 的关系进行分析。

3 宽负载范围负调电压峰值时间极值分析

将式(8)中的 t_p 对 R 求一阶偏导数可得

$$\frac{\partial t_p}{\partial R} = \frac{2CLV_o(V_o + V_i)[LV_o(V_o + V_i) - 2CR^2 V_i^2]}{[2CR^2 V_i^2 + LV_o(V_o + V_i)]^2} \quad (9)$$

令式(9)等于 0 可得(R_k 为驻点)

$$R_k = 1 + \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{LV_o}{2C(V_o + V_i)}} \quad (10)$$

式中: R_k 为临界负载电阻。

将式(10)代入式(5)可得系统阻尼比 ζ_0 为

$$\zeta_0 = \sqrt{\frac{V_o + V_i}{2V_o}} \quad (11)$$

将式(9)对 R 求二阶偏导数可得

$$\frac{\partial^2 t_p}{\partial R^2} = \frac{8C^2 LRV_i^2 (V_o + V_i)[2CR^2 V_i^2 - 3LV_o(V_o + V_i)]}{[2CR^2 V_i^2 + LV_o(V_o + V_i)]^3} \quad (12)$$

令式(12)等于 0 可得(R_0 为拐点)

$$R_0 = \sqrt{3}R_k \quad (13)$$

结合上述分析可知,在负载电阻 $R = R_k$ 时 t_p 达到峰值,如图 4 所示。由图 4 可知, t_p 在宽负载范围内变化时存在极值。

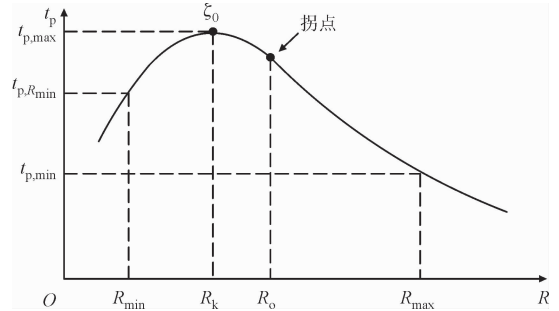


图 4 t_p 随 R 的变化关系

Fig. 4 The relation of t_p with R

下面就宽负载范围内 t_p 的极值进行分析。

分析式(10)可知,临界负载电阻 R_k 在输入电压动态范围 $[V_{i,min}, V_{i,max}]$ 内有极大值和极小值,当 $V_i = V_{i,max}$ 时, R_k 达到极小值,此时 $R_k = R_{k,min}$,如式(14)所示;当 $V_i = V_{i,min}$ 时, R_k 达到极大值,此时 $R_k = R_{k,max}$,如式(15)所示。

$$R_{k,min} = \left(1 + \frac{V_o}{V_{i,max}}\right) \sqrt{\frac{LV_o}{2C(V_o + V_{i,max})}} \quad (14)$$

$$R_{k,max} = \left(1 + \frac{V_o}{V_{i,min}}\right) \sqrt{\frac{LV_o}{2C(V_o + V_{i,min})}} \quad (15)$$

由于 Buck-Boost 变换器所带负载电阻 R 在一定范围内变化,根据负载电阻范围 $[R_{\min}, R_{\max}]$ 与临界负载电阻范围 $[R_{k,\min}, R_{k,\max}]$ 之间的大小关系可知,负调电压峰值时间 t_p 的极值存在 5 种类型。

(1) 类型一 ($R_{1,\max} \leq R_{k,\min}$)。当负载电阻范围满足 $R_{1,\max} \leq R_{k,\min}$ 时, t_p 随着 R 的变化如图 5 所示。 t_p 随着 R 增大而增大,当 $R = R_{1,\max}$ 时 t_p 达到极大值,此时负调电压峰值时间极大值 $t_{p1,\max}$ 为

$$t_{p1,\max} = \frac{2CLR_{1,\max}V_o(V_o + V_i)}{2CR_{1,\max}^2V_i^2 + LV_o(V_o + V_i)} \quad (16)$$

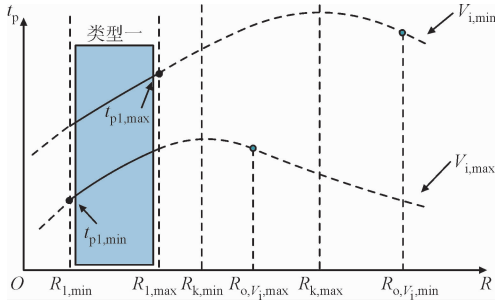


图 5 t_p 随 R 与 V_i 的变化关系 ($R_{1,\max} \leq R_{k,\min}$)

Fig. 5 The relation of t_p with R and V_i ($R_{1,\max} \leq R_{k,\min}$)

为了获得输入电压 V_i 对 t_p 的影响情况,将式 (8) 中的 t_p 对 V_i 求一阶偏导数可得

$$\frac{\partial t_p}{\partial V_i} = -\frac{4C^2LR^3V_iV_o(2V_o + V_i)}{[2CR^2V_i^2 + LV_o(V_o + V_i)]^2} < 0 \quad (17)$$

分析式 (17) 可知,在输入电压动态范围 $[V_{i,\min}, V_{i,\max}]$ 内, t_p 随输入电压 V_i 的增大而减小,极值如图 5 所示。同时考虑输入电压和负载电阻范围,负调电压峰值时间极大值 $t_{p1,\max}$ 和极小值 $t_{p1,\min}$ 分别为

$$\left. \begin{aligned} t_{p1,\max} &= \frac{2CLR_{1,\max}V_o(V_o + V_{i,\min})}{2CR_{1,\max}^2V_{i,\min}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\min})} \\ t_{p1,\min} &= \frac{2CLR_{1,\min}V_o(V_o + V_{i,\max})}{2CR_{1,\min}^2V_{i,\max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\max})} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

(2) 类型二 ($R_{k,\min} \leq R_{2,\max} \leq R_{k,\max}$)。当负载电阻范围满足 $R_{k,\min} \leq R_{2,\max} \leq R_{k,\max}$ 时, t_p 随着 R 的变化如图 6 所示。负调电压峰值时间 t_p 在 $V_i = V_{i,\min}$ 、 $R = R_{2,\max}$ 时达到极大值 $t_{p2,\max}$ 为

$$t_{p2,\max} = \frac{2CLR_{2,\max}V_o(V_o + V_{i,\min})}{2CR_{2,\max}^2V_{i,\min}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\min})} \quad (19)$$

当 $V_i = V_{i,\max}$ 、 $R = R_{2,\max}$ 时, t_p 达到极小值,此时极小值 $t_{p2,\min,R_{\max}}$ 为

$$t_{p2,\min,R_{\max}} = \frac{2CLR_{2,\max}V_o(V_o + V_{i,\max})}{2CR_{2,\max}^2V_{i,\max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\max})} \quad (20)$$

在 $V_i = V_{i,\max}$ 、 $R = R_{2,\max}$ 时, t_p 达到极小值,此时极小值 $t_{p2,\min,R_{\min}}$ 为

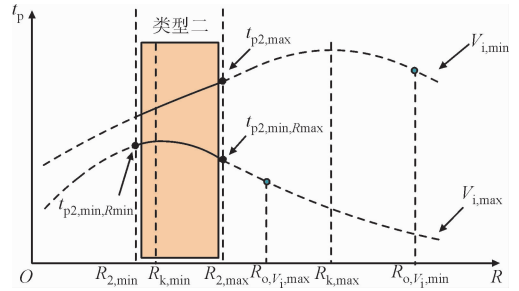


图 6 t_p 随 R 与 V_i 的变化关系 ($R_{k,\min} \leq R_{2,\max} \leq R_{k,\max}$)

Fig. 6 The relation of t_p with R and V_i ($R_{k,\min} \leq R_{2,\max} \leq R_{k,\max}$)

$$t_{p2,\min,R_{\min}} = \frac{2CLR_{2,\min}V_o(V_o + V_{i,\max})}{2CR_{2,\min}^2V_{i,\max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\max})} \quad (21)$$

分析式 (20) 和式 (21) 可知,当 $R_{k,\min} \leq R_{2,\max} \leq R_{k,\max}$ 时,负调电压峰值时间极小值 $t_{p2,\min}$ 为

$$t_{p2,\min} = \min\{t_{p2,\min,R_{\max}}, t_{p2,\min,R_{\min}}\} \quad (22)$$

(3) 类型三 ($R_{3,\min} \geq R_{k,\max}$)。当负载电阻范围满足 $R_{3,\min} \geq R_{k,\max}$ 时, t_p 随着 R 的变化如图 7 所示。负调电压峰值时间 t_p 随着 R 增大而减小,并在 $V_i = V_{i,\min}$ 、 $R = R_{3,\min}$ 时达到极大值,此时极大值 $t_{p3,\max}$ 为

$$t_{p3,\max} = \frac{2CLR_{3,\min}V_o(V_o + V_{i,\min})}{2CR_{3,\min}^2V_{i,\min}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\min})} \quad (23)$$

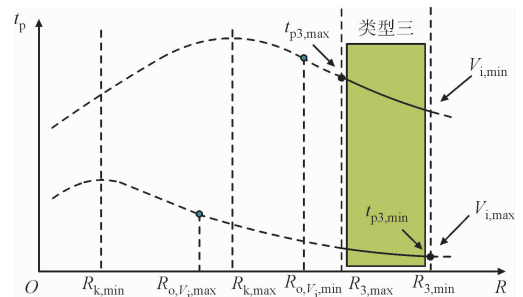


图 7 t_p 随 R 与 V_i 的变化关系 ($R_{3,\min} \geq R_{k,\max}$)

Fig. 7 The relation of t_p with R and V_i ($R_{3,\min} \geq R_{k,\max}$)

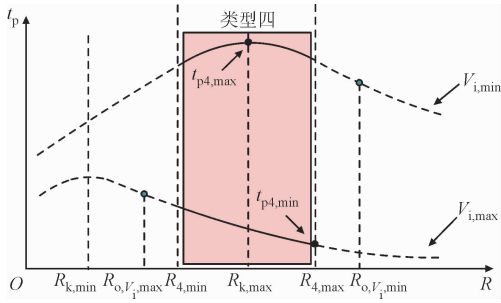
在 $V_i = V_{i,\max}$ 、 $R = R_{3,\max}$ 时, t_p 达到极小值,此时极小值 $t_{p3,\min}$ 为

$$t_{p3,\min} = \frac{2CLR_{3,\max}V_o(V_o + V_{i,\max})}{2CR_{3,\max}^2V_{i,\max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\max})} \quad (24)$$

(4) 类型四 ($R_{k,\min} \leq R_{4,\min} \leq R_{k,\max}$)。当负载电阻范围满足 $R_{k,\min} \leq R_{4,\min} \leq R_{k,\max}$ 时, t_p 随着 R 的变化如图 8 所示。负调电压峰值时间 t_p 在 $V_i = V_{i,\min}$ 、 $R = R_{k,\max}$ 时达到极大值,此时极大值 $t_{p4,\max}$ 为

$$t_{p4,\max} = \frac{2CLR_{k,\max}V_o(V_o + V_{i,\min})}{2CR_{k,\max}^2V_{i,\min}^2 + LV_o(V_o + V_{i,\min})} \quad (25)$$

当 $V_i = V_{i,\max}$ 、 $R = R_{4,\max}$ 时, t_p 达到极小值,此时

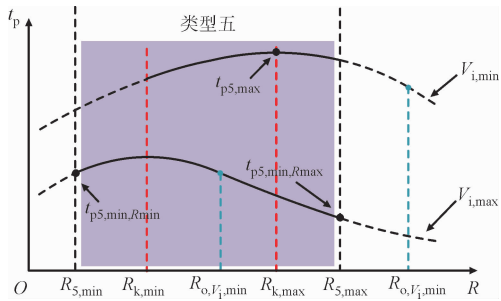
图 8 t_p 随 R 与 V_i 的变化关系 ($R_{k,min} \leq R_{4,min} \leq R_{k,max}$)Fig. 8 The relation of t_p with R and V_i ($R_{k,min} \leq R_{4,min} \leq R_{k,max}$)

极小值 $t_{p4,min}$ 为

$$t_{p4,min} = \frac{2CLR_{4,max}V_o(V_o + V_{i,max})}{2CR_{4,max}^2V_{i,max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,max})} \quad (26)$$

(5) 类型五 ($R_{5,min} \leq R_{k,min}$ 且 $R_{5,max} \geq R_{k,max}$)。当负载电阻范围满足 $R_{5,min} \leq R_{k,min}$ 且 $R_{5,max} \geq R_{k,max}$ 时, t_p 随着 R 的变化如图 9 所示。负调电压峰值时间 t_p 在 $V_i = V_{i,min}$ 、 $R = R_{k,max}$ 时达到极大值, 此时极大值 $t_{p5,max}$ 为

$$t_{p5,max} = \frac{2CLR_{k,max}V_o(V_o + V_{i,min})}{2CR_{k,max}^2V_{i,min}^2 + LV_o(V_o + V_{i,min})} \quad (27)$$

图 9 t_p 随 R 与 V_i 的变化关系 ($R_{5,min} \leq R_{k,min}$ 且 $R_{5,max} \geq R_{k,max}$)Fig. 9 The relation of t_p with R and V_i ($R_{5,min} \leq R_{k,min}$ on $R_{5,max} \geq R_{k,max}$)

当 $V_i = V_{i,max}$ 、 $R = R_{5,max}$ 时, t_p 达到极小值, 此时极小值 $t_{p5,min,Rmax}$ 为

$$t_{p5,min,Rmax} = \frac{2CLR_{5,max}V_o(V_o + V_{i,max})}{2CR_{5,max}^2V_{i,max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,max})} \quad (28)$$

当 $V_i = V_{i,max}$ 、 $R = R_{5,min}$ 时, t_p 达到极小值, 此时极小值 $t_{p5,min,Rmin}$ 为

$$t_{p5,min,Rmin} = \frac{2CLR_{5,min}V_o(V_o + V_{i,max})}{2CR_{5,min}^2V_{i,max}^2 + LV_o(V_o + V_{i,max})} \quad (29)$$

分析式(28)(29)可知, 当 $R_{5,min} \leq R_{k,min}$ 且 $R_{5,max} \geq R_{k,max}$ 时, 负调电压峰值时间的极小值 $t_{p5,min}$ 为

$$t_{p5,min} = \min\{t_{p5,min,Rmax}, t_{p5,min,Rmin}\} \quad (30)$$

4 宽负载范围变换器参数优化设计

4.1 变换器参数对负调电压影响情况分析

分析式(8)可知, t_p 与 R 、 L 和 C 的取值有关。为了获得这些参数对 t_p 的影响, 将式(8)对 L 求偏导数可得

$$\frac{\partial t_p}{\partial L} = \frac{4C^2R^3V_i^2V_o(V_o + V_i)}{[2CR^2V_i^2 + LV_o(V_o + V_i)]^2} > 0 \quad (31)$$

将式(8)对 C 求偏导数可得

$$\frac{\partial t_p}{\partial C} = \frac{2L^2RV_o^2(V_o + V_i)^2}{[2CR^2V_i^2 + LV_o(V_o + V_i)]^2} > 0 \quad (32)$$

分析式(31)和式(32)可知, 电感 L 和电容 C 越大, t_p 越长。较小的 L 和 C 更有利于抑制 t_p , 从而提高系统暂态性能。但电容 C 太小无法满足变换器输出纹波电压要求, 下面就宽负载范围内 Buck-Boost 变换器参数优化设计进行分析讨论。

4.2 宽负载范围变换器参数优化设计步骤

宽负载范围 Buck-Boost 变换器参数设计步骤如图 10 所示。满足全动态范围内 Buck-Boost 变换器的输出纹波 V_{pp} 要求的最小电容 C_{min} 为

$$C_{min} = \lambda \frac{V_o^2}{R_{min}fV_{pp}(V_o + V_{i,min})} \quad (33)$$

式中: λ 的取值为 2~3。

满足全动态范围内变换器工作在电感完全供能模式的最小电感 L_{min} 为

$$L_{min} = \gamma \frac{V_{i,max}^2 R_{max}}{2fV_o(V_o + V_{i,max})} \quad (34)$$

式中: γ 的取值为 1.2~1.5。

5 仿真及实验验证

本节就宽负载范围变换器负调电压峰值时间 t_p 的极值和参数优化设计方法进行仿真和实验验证。

5.1 仿真分析

下面以一个典型宽负载 Buck-Boost 变换器为例进行仿真分析, 具体参数为: 输入电压范围 $V_i = 12 \sim 48$ V, 负载电阻范围 $R = 5 \sim 250 \Omega$, 输出电压 $V_o = 24$ V, 开关频率 $f = 40$ kHz, 滤波电容 $C = 800 \mu\text{F}$ 。图 11 给出了 t_p 与输入电压 V_i 和负载电阻 R 之间关系的仿真结果。

将以上参数分别代入式(2)、(14)和(15)可得: $L_K = 5$ mH(选择 1.2 倍裕量), $R_{k,min} = 1.5 \Omega$, $R_{k,max} = 4.3 \Omega$, 系统全动态范围工作在 CISM 的最小电感 $L_{K,min} = 5$ mH。根据已知负载电阻范围与临界负载电阻范围比较可得 $R_{min} \geq R_{k,max}$, 即负载电阻范围属于第 3 节的类型三。由图 7 可知, 当 $V_i = V_{i,min} = 12$

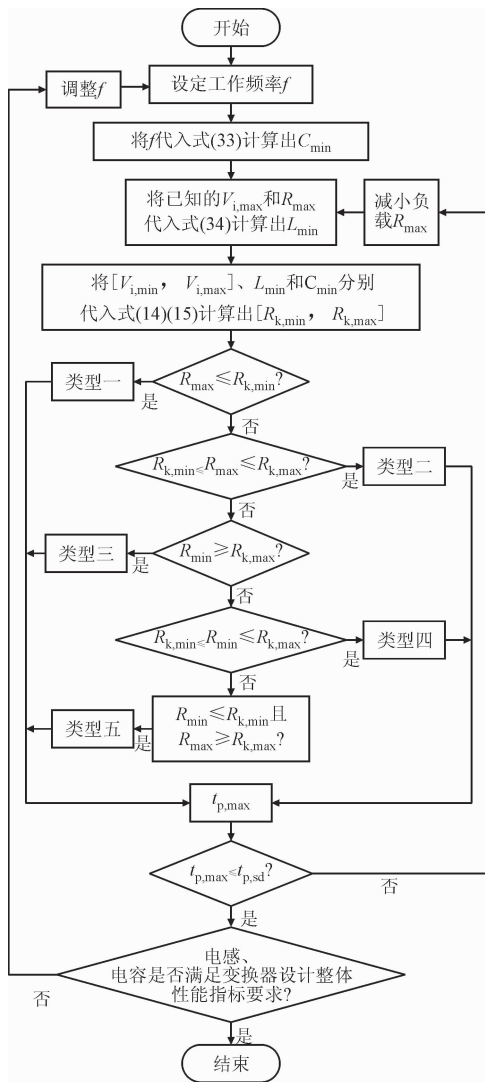
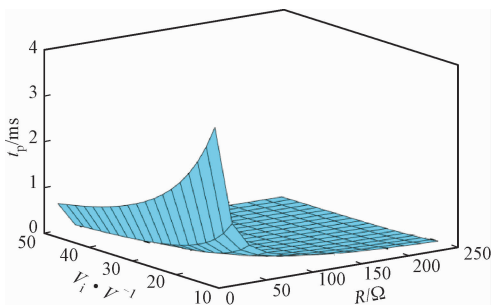


图10 变换器参数优化设计流程

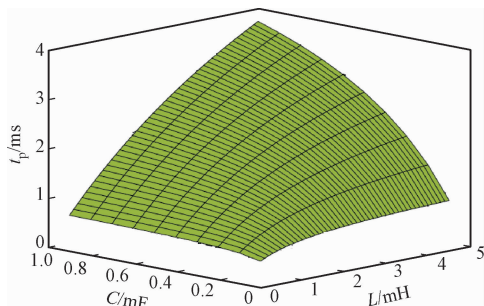
Fig. 10 Flow chart of converter parameter optimization design

图11 t_p 与 V_i 和 R 之间关系的仿真结果Fig. 11 Simulation result of relation of t_p with V_i and R

$V, R=R_{\min}=5\ \Omega$ 时, t_p 达到极大值, $t_{p,\max}=3.4\ \text{ms}$; 当 $V_i=V_{i,\max}=48\ \text{V}, R=R_{\max}=250\ \Omega$ 时, $t_{p,\min}=0.015\ \text{ms}$; 仿真结果和理论分析结论一致。由仿真结果还可知, 工作在宽负载范围的 Buck-Boost 变换

器, 当系统全动态范围设计为 CISM 时 t_p 较大, 不利于提高系统暂态响应速度。

为了方便分析 L 和 C 对负调电压峰值时间 t_p 的影响情况, 图 12 给出了 $V_i=12\ \text{V}, R=5\ \Omega, V_o=24\ \text{V}, f=40\ \text{kHz}, L=0.5\sim 5\ \text{mH}$ 和 $C=0.1\sim 1.0\ \text{mF}$ 时 t_p 与 L 和 C 之间的关系。

图12 t_p 与 L 和 C 之间关系的仿真结果Fig. 12 Simulation result of relation of t_p with L and C

当 $L_{\min}=0.5\ \text{mH}, C_{\min}=0.1\ \text{mF}$ 时, t_p 达到极小值, 此时 $t_{p,\min}=0.375\ \text{ms}$; 当 $L_{\max}=5\ \text{mH}, C_{\max}=1\ \text{mF}$ 时, t_p 达到极大值, 此时 $t_{p,\max}=3.75\ \text{ms}$ 。由图 12 仿真结果可知, t_p 随着电感 L 和电容 C 的增大而增大, 仿真结果与公式 (31) (32) 理论分析一致, 即电感和电容越大, 系统暂态性能越差。

5.2 实验验证

5.2.1 参数优化设计分析 为了验证含有 RHP 零点的宽负载范围变换器参数优化设计的合理性, 以一个典型的 Buck-Boost 变换器为例进行参数优化设计和实验验证, 具体参数如表 1 所示。

根据表 1 给出的变换器参数并按照第 4.2 节给出的步骤进行设计。

(1) 设定功率开关管 Q 开关频率 $f=40\ \text{kHz}$ 。

(2) 根据式 (33) 计算出 $C_{\min}=800\ \mu\text{F}$ (选择 2 倍裕量)。

(3) 选择 $R_{\max}=250\ \Omega$, 根据式 (34) 计算出 $L_{\min}=5\ \text{mH}$ (选择 1.2 倍裕量)。

(4) 根据给定的电阻范围计算出临界负载电阻 R_k 的最小和最大值分别为 $R_{k,\min}=1.5\ \Omega, R_{k,\max}=4.3\ \Omega$ 。

(5) 根据给出的负载电阻范围 $[R_{\min}, R_{\max}]$ 与 $[R_{k,\min}, R_{k,\max}]$ 之间的关系, 可知当 $R=5\ \Omega, V_i=12\ \text{V}$ 时 t_p 达到极大值, 此时 $t_{p,\max}=3.4\ \text{ms}$ 。

(6) 判断出 $t_{p,\max} \leq t_{p,sd}$, 不满足要求。

由以上计算结果可看出, 选择负载电阻 $R_{\max}=250\ \Omega$ 时, 系统负调电压峰值时间 t_p 太长, 不满足设计要求; 重新选择 $R'_{\max}=10\ \Omega$, 可得 $L_{\min}=200\ \mu\text{H}$,

$C_{\min}=800\ \mu\text{F}$, $R_{k,\min}=0.3\ \Omega$, $R_{k,\max}=0.9\ \Omega$; 当 $R=5\ \Omega$, $V_i=12\ \text{V}$ 时 t_p 达到极大值, $t_{p,\max}=0.2\ \text{ms}$, 满足负调电压抑制要求。

表 1 Buck-Boost 变换器电路参数

Table 1 Circuit parameters of Buck-Boost converter

参数	数值
输入电压 V_i/V	12~48
负载电阻 R/Ω	5~250
输出电压 V_o/V	24
占空比变化量 Δd	0.06
负调电压峰值时间 $t_{p,\text{sd}}/\text{ms}$	0.5
纹波电压 V_{pp}/mV	200
开关频率 f/kHz	待设计
储能电感 $L/\mu\text{H}$	待设计
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	待设计

由以上分析可知, Buck-Boost 变换器工作在 CISM 的负载电阻范围为 $5\sim80\ \Omega$, 工作在 IISM 的电阻范围为 $80\sim250\ \Omega$; 同时由式(2)可知, 此时变换器工作在 CCM 的电阻范围为 $5\sim120\ \Omega$, 工作在 DCM 的电阻范围为 $120\sim250\ \Omega$ 。

在开关频率允许的条件下, 选择 $f=80\ \text{kHz}$, 按照 4.2 节的步骤进行设计。当 $R_{\max}=250\ \Omega$ 时, 计算可得 $C_{\min}=400\ \mu\text{F}$, $L_{\min}=2.5\ \text{mH}$, $R_{k,\min}=1.5\ \Omega$, $R_{k,\max}=4.3\ \Omega$; 当 $R=5\ \Omega$, $V_i=12\ \text{V}$ 时, t_p 达到极大值, 此时 $t_{p,\max}=1.7\ \text{ms}$, 显然 t_p 太长, 不满足要求。选择 $R'_{\max}=15\ \Omega$, 计算可得 $L_{\min}=150\ \mu\text{H}$, $C_{\min}=400\ \mu\text{F}$, $R_{k,\min}=0.4\ \Omega$, $R_{k,\max}=1.1\ \Omega$; 当 $R=5\ \Omega$, $V_i=12\ \text{V}$ 时 t_p 达到极大值, 此时 $t_{p,\max}=0.2\ \text{ms}$, 满足负调电压抑制要求。由以上分析可知, Buck-Boost 变换器工作在 CISM 的负载电阻范围为 $5\sim120\ \Omega$, 工作在 IISM 的电阻范围为 $120\sim500\ \Omega$; 同时由式(2)可知, 变换器工作在 CCM 的电阻范围为 $5\sim180\ \Omega$, 工作在 DCM 的电阻范围为 $180\sim250\ \Omega$ 。

对比以上分析结果可知, 通过提高功率开关管的工作频率可以扩大 Buck-Boost 变换器在 CCM 的动态范围, 但开关频率 f 的提高受控制器、元器件和电磁干扰等条件限制。

5.2.2 实验验证 宽负载范围非最小相位开关变换器参数设计不仅会影响系统的开环暂态过渡过程, 还会影响系统的闭环暂态过渡过程, 因此, 实验验证分两个方面, 一方面对负调电压抑制前和抑制后的暂态过程进行对比, 另一方面验证参数优化前后对系统闭环暂态过渡过程的影响情况。

为了验证理论分析的合理性, 搭建了一台 Buck-Boost 变换器实验样机, 功率开关管为 IRF640NPBF, 功率二极管为 MBR20200F, 实验平台如图 13 所示。

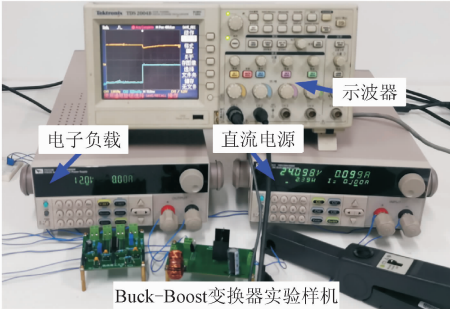
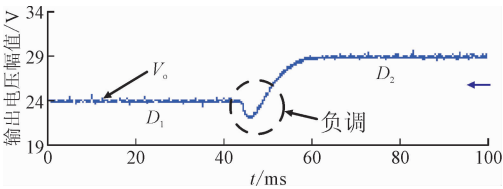


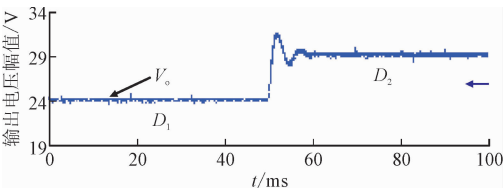
图 13 实验平台
Fig. 13 Experimental platform

(1)负调电压暂态特性实验验证。参照表 1 的变换器参数选择两组 Buck-Boost 变换器数据进行实验, 对比分析占空比突变前后变换器的暂态性能, 两组参数分别为: ① $L=5\ \text{mH}$, $C=800\ \mu\text{F}$, $R=5\ \Omega$, $f=40\ \text{kHz}$, $V_i=12\ \text{V}$, 实验结果如图 14a 所示; ② $L=200\ \mu\text{H}$, $C=800\ \mu\text{F}$, $R=5\ \Omega$, $f=40\ \text{kHz}$, $V_i=12\ \text{V}$, 对应的实验结果如图 14b 所示。

将 $L=5\ \text{mH}$, $C=800\ \mu\text{F}$, $R=5\ \Omega$, $f=40\ \text{kHz}$, $V_i=12\ \text{V}$ 代入式(23)可得 $t_p=3.4\ \text{ms}$; 由图 14a 的实验结果可看出, 此时 $t_p=2.1\ \text{ms}$; 将 $L=200\ \mu\text{H}$, $C=800\ \mu\text{F}$, $R=5\ \Omega$, $f=40\ \text{kHz}$, $V_i=12\ \text{V}$ 代入式(23)可得 $t_p=0.2\ \text{ms}$; 由图 14b 的实验结果可看出, 由于此时 t_p 非常小, 已看不出负调电压现象, 达到了抑制负调电压的目的, 提高了系统的暂态响应速度。



(a) $L=5\ \text{mH}$, $C=800\ \mu\text{F}$



(b) $L=200\ \mu\text{H}$, $C=800\ \mu\text{F}$

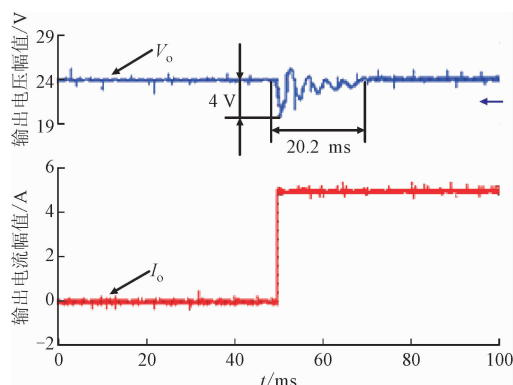
图 14 占空比突变时输出的电压波形

Fig. 14 Output voltage waveform when duty cycle changes

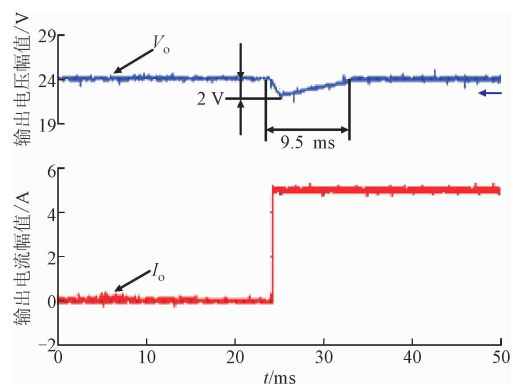
对比图 14a 和 14b 的实验结果可知,工作在宽负载范围内的非最小相位 Buck-Boost 变换器,若全动态范围内工作在 CISM,变换器会出现严重的负调电压,系统的暂态性能差;通过对变换器参数进行合理优化设计,可以有效地抑制负调电压,从而提高系统的暂态响应速度。

(2)闭环系统暂态实验验证。为了进一步验证参数优化对 Buck-Boost 变换器闭环系统暂态性能的影响,参照表 1 的变换器参数选择优化前后的两组参数进行闭环实验验证。

实验采用电压闭环控制系统,补偿网络参数设计方法见参考文献[20]。优化前的实验参数为: $L=5\text{ mH}$, $C=800\text{ }\mu\text{F}$, $f=40\text{ kHz}$, $V_o=24\text{ V}$,实验结果如图 15a 所示;优化后的实验参数为: $L=200\text{ }\mu\text{H}$, $C=800\text{ }\mu\text{F}$, $f=40\text{ kHz}$, $V_o=24\text{ V}$,实验结果如图 15b 所示。图中给出了 Buck-Boost 变换器稳定工作波形及系统抗负载扰动情况,并将二者的实验结果进行了对比分析。



(a) $L=5\text{ mH}$, $C=800\text{ }\mu\text{F}$



(b) $L=200\text{ }\mu\text{H}$, $C=800\text{ }\mu\text{F}$

图 15 抗负载扰动输出的电压波形

Fig. 15 Output voltage waveform of anti-load disturbance

分析图 15 可知,当负载电流从 0.1A 突变为 5 A 时,参数优化前的变换器输出电压历时 20.2 ms

回到稳态,而优化后仅需 9.5 ms。对比以上实验结果可知,宽负载范围含有 RHP 零点变换器通过参数优化设计可有效地提高系统的暂态响应速度。

6 结 论

(1)为了保证含有 RHP 零点的宽负载范围 Buck-Boost 变换器具有良好的暂态和稳态性能,全动态范围既不能工作在 CISM,也不能工作在 IISM,利用负调电压暂态数学模型进行参数优化设计后系统可获得良好的暂态性能。

(2)工作在宽负载范围的 Buck-Boost 变换器,负调电压峰值时间 t_p 在负载电阻 R 等于临界负载电阻 R_k 时达到峰值。根据负载电阻范围 $[R_{\min}, R_{\max}]$ 与临界负载电阻范围 $[R_{k,\min}, R_{k,\max}]$ 的大小关系, t_p 的极值会存在 5 种类型。

(3)通过对含有 RHP 零点的宽负载范围 Buck-Boost 变换器参数的优化设计可以有效地抑制负调电压,从而提高系统的暂态响应速度。

本文提出的参数设计方法可为含有 RHP 零点的其他类型电力电子变换器设计提供思路,且该方法简单,具有较高的工程应用价值。

参考文献:

- [1] LEE S W, DO H L. Quadratic boost DC-DC converter with high voltage gain and reduced voltage stresses [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2397-2404.
- [2] 徐恒山,尹忠东,赵雨山,等. 基于三参数优化设计高效率交错 Boost 变流器的方法 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 1328-1336.
XU Hengshan, YIN Zhongdong, ZHAO Yushan, et al. The optimal design method of high efficiency interleaved boost converter based on three parameters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1328-1336.
- [3] 曾绍桓,周国华,周述哈,等. 电流型控制三态 Boost 变换器的小信号建模与负载瞬态特性分析 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1468-1477.
ZENG Shaohuan, ZHOU Guohua, ZHOU Gouhua, et al. Small-signal modeling and load transient characteristic analysis of current mode controlled tri-state boost converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1468-1477.
- [4] TSAI J C, CHEN Chilin, LEE Y H, et al. Modified hysteretic current control (MHCC) for improving transient response of boost converter [J]. IEEE

- Transactions on Circuits and Systems: I Regular Papers, 2011, 58(8): 1967-1979.
- [5] OUCHERIAH S, GUO Liping. PWM-based adaptive sliding-mode control for boost DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8): 3291-3294.
 - [6] TAN S C, LAI Y M, TSE C K, et al. A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3276-3286.
 - [7] 皇金锋, 刘树林, 董锋斌. DC-DC 变换器负调电压产生机理分析与抑制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(21): 168-175.
HUANG Jinfeng, LIU Shulin, DONG Fengbin. Negative voltage mechanism analysis and suppression for DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(21): 168-175.
 - [8] AMIR S, VAN DER ZEE R, NAUTA B. An improved modeling and analysis technique for peak current-mode control-based boost converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5309-5317.
 - [9] 刘炜, 赵成勇, 郭春义. 基于 RHP 零点限制的 VSC-HVDC 不同控制回路稳定性及交互作用机理分析 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6497-6509.
LIU Wei, ZHAO Chengyong, GUO Chunyi. Mechanism analysis of VSC-HVDC control loops stability and interaction based on non-minimum phase zero distribution [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6497-6509.
 - [10] GU Yu, ZHANG Donglai, ZHAO Zhongyang. Input/output current ripple cancellation and RHP zero elimination in a boost converter using an integrated magnetic technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 747-756.
 - [11] CALVENTE J, MARTINEZ-SALAMERO L, VALDERRAMA H, et al. Using magnetic coupling to eliminate right half-plane zeros in boost converters [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(2): 58-62.
 - [12] RODRÍGUEZ C, GUZMÁN J L, BERENGUEL M, et al. Optimal feedforward compensators for systems with right-half plane zeros [J]. Journal of Process Control, 2014, 24(4): 368-374.
 - [13] KITTIPEERACHON K, BUNLAKSANANUSORN C. Feedback compensation design for switched mode power supplies with a right-half plane (RHP) zero [C] // Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004). Stevenage, UK: IET, 2004: 236-241.
 - [14] HUANG H H, CHEN C L, WU D R, et al. Solid-duty-control technique for alleviating the right-half-plane zero effect in continuous conduction mode boost converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 354-361.
 - [15] BAG S, ROY T, MUKHOPADHYAY S, et al. Boost converter control using smith predictor technique to minimize the effect of right half plane zero [C] // 2013 IEEE International Conference on Control Applications (CCA). August 28-30, 2013, Hyderabad, India. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 983-988.
 - [16] KAPAT S, PATRA A, BANERJEE S. A current-controlled tristate boost converter with improved performance through RHP zero elimination [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 776-786.
 - [17] 皇金锋, 李良井, 刘树林, 等. Boost 变换器全动态范围负调电压建模与暂态性能提高方法 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 865-873.
HUANG Jinfeng, LI Liangjing, LIU Shulin, et al. The improvement method of transient performance within the full dynamic range for boost converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 865-873.
 - [18] 刘树林, 刘健. 开关变换器分析与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 79-113.
 - [19] 张卫平. 开关变换器的建模与控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 5-31.
 - [20] 皇金锋, 李林鸿, 谢锋, 等. 含有右半平面零点的开关 DC-DC 变换器暂态性能分析及频域法设计 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2170-2180.
HUANG Jinfeng, LI Linhong, XIE Feng, et al. Transient performance analysis and frequency domain design of switched DC-DC converters with right half plane zero [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(10): 2170-2180.

(编辑 亢列梅)