

基于最优负载瞬态特性的 单相全桥逆变器解耦设计

倪 雨,李成松,沈 艳

(成都信息工程大学控制工程学院,四川成都 610225)

摘 要: 针对单相全桥工频逆变器设计过程欠缺规范的问题,该文提出了一种以动态设计指标为条件解耦设计主电路滤波参数和控制器参数的公式化分步设计法.以阻性负载跃变量为条件,分析了单相全桥工频逆变器在两种极端情况下的最优负载瞬态响应过程,推导了最优负载瞬态特性关于滤波参数的数学表达式,并给出了表达式适用范围-输出电压跌落量低于 10%,且结合逆变器的动态设计指标提出了一种滤波器参数设计方法,再以滑模控制为例,结合动态设计指标给出了一种滑模控制器设计方法.仿真实验结果验证了最优负载瞬态响应过程的存在性,最优负载瞬态特性表达式的正确性和有效性,也验证了解耦设计法的正确性和有效性.该解耦设计法具有良好的理论价值和工程价值.

关键词: 最优负载瞬态特性;滤波;工频逆变器;单相;滑模控制

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)04-0950-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.04.026

Decoupling Design of Single-Phase Full-Bridge Low-Frequency Inverter Based on Optimal Load Dynamic Performance

NI Yu, LI Cheng-song, SHEN Yan

(College of Automatic Control Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu, Sichuan 610225, China)

Abstract: Aiming at the problem that the design process for the single-phase full-bridge low frequency inverter is lack of specification, this paper presents a formulation process decoupling method for designing the main circuit filter parameters and the controller parameters in the condition of desired dynamic transients. Based on the resistive load step, the optimal load transient response processes for the single-phase full-bridge low frequency inverter were analyzed in two extreme cases, this paper derived the mathematical formula of the optimal load transient characteristics about filter parameters, and gives an applicable scope of the formula-output voltage undershoot below 10%, and then based on the desired dynamic transients of inverter, a design method of filter parameter is proposed, and take the example of sliding mode control, the design method of sliding mode controller is given. The simulation experiment results show that the optimal load transient response process is existent, and verify the correctness and effectiveness of optimal load transient characteristic expression and the decoupling design method. This decoupling design method has good theoretical and engineering value.

Key words: optimal load dynamic transient; filtering; low frequency inverter; single phase; sliding mode control

1 引言

在新能源发电领域,微型电网是解决分布式发电接入大电网的最佳方案之一^[1],而工频逆变器作为各类分布式发电与微网的重要接口,其动态响应水平高低直接决定了微网中微源分摊负荷的能力强弱,甚至

关系到微网稳定运行与否,因而具有重要研究意义^[2].然而,工频逆变器滤波参数设计和控制器设计一直是逆变器设计的关键和难点.人们采用滤波技术开展逆变器滤波参数的设计工作,并且对电功率进行滤波分析和滤波处理,获得了 THD 符合国际标准 IEEE 519—1992 要求((5%))的输出电压.但,缺乏输出电压跌落

收稿日期:2016-05-23;修回日期:2016-06-20;责任编辑:马兰英

基金项目:四川省科技支撑计划(No. 2015GZ0204);四川省教育厅科技项目(No. 15ZA0187);国家自然科学基金(No. 61472050);四川省应用基础研究计划(No. 2014JY0257)

(超调)量与逆变器滤波参数和负载跃变量的定量关系,从而难以基于滤波器参数判定逆变器抵御负载跃变的能力高低.

工频逆变器设计的另一个难点是控制系统设计.为了实现稳定的交流输出电压和良好的瞬态特性,人们采用了 PI 控制^[3-5]、单周控制^[6]、无差拍控制^[7,8]、滞环控制^[9]、滑模控制^[10-12]、预测控制^[13]、重复控制^[14-18]、模糊控制^[19]、人工神经网络^[20]及综合控制^[21-25]等控制方法设计控制器,获得了较好控制效果,但所有设计均未实现公式化设计,缺乏可操作性,也未提及是否实现了最佳控制,更没有提及针对主电路滤波参数的设计方法.本文以单相全桥工频逆变器为研究对象,以逆变器动态设计指标为条件,给出一种适合解耦设计法,试图实现滤波参数和控制参数的解耦型公式化最优设计.

本文首先分析单相全桥工频逆变器的最优负载瞬态响应过程,随后分别推导阻性跃变时最优输出电压跌落量(超调量)和最优输出电压调整时间与直流输入电压、滤波参数和负载跃变量之关系,并仿真验证其正确性和适用范围;以逆变器动态设计指标为条件,依据最优瞬态特性公式,提出 LC 滤波器设计的公式化方法,再以滑模控制为例,提出控制参数的公式化设计法;最后,通过仿真实验验证解耦型公式化设计法的正确性、可行性和有效性.

2 单相全桥工频逆变器与 Buck 变换器

单相全桥工频逆变器如图 1 所示.图 1(a)中, Q_1 和 Q_4 同组,导通时等效电路如图 1(b)所示; Q_2 和 Q_3 同组,导通时等效电路如图 1(c)所示,两组交替频率远远大于 50Hz.

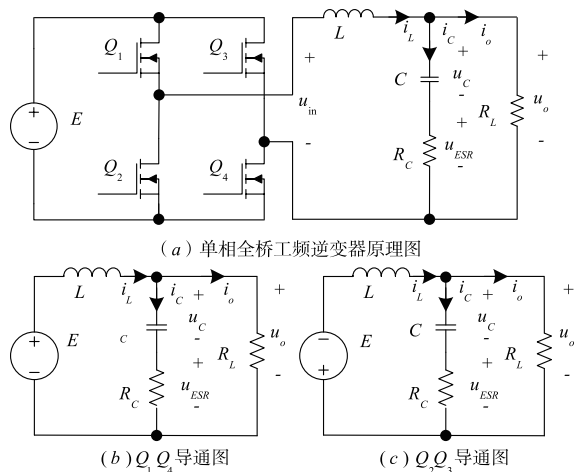


图1 单相全桥工频逆变电路

分析图 1(b)和图 1(c)的稳态运行状态可知,单相全桥工频逆变器可以等价于 Buck 变换器.二者运行的

唯一区别是,后者运行于开关关断状态时,二极管构成了电感器的电流通路;而逆变器的直流源总是在电路中充当电感器的续流通路.

3 单相全桥工频逆变器最优负载瞬态特性

开关变换器的最优负载瞬态特性是指开关变换器功率环路的电路参数确定后,负载阶跃变化时,输出电压波动最小且输出滤波电容恢复到稳定运行状态的时间最短的特性^[26].

假设:图 1 中仅电容器存在串联等效电阻,其余均为理想元件.根据实际中对负载高功率因素的要求,本文分析纯电阻负载跃变的情形.在一个工频周期内,负载可能跃变于任意时刻,但只有在输出电压波峰(谷)时刻,负载电流跃变量最大,故波峰和波谷是两个最具代表性时刻.下面仅分析负载跃变于峰(谷)值时刻的情形,并假设输出电压满足 $\frac{|u_o - U_{om}|}{U_{om}} \leq 10\%$,系统调整时间远远小于工频周期.

工频逆变电路稳态运行时,由于电容电压与电容电流正交,电容电压处于峰(谷)值时,电容电流为零;而暂态过程很短,认为逆变器期望输出电压峰(谷)值保持不变,电容电流保持为零.再根据第 2 节的“等价”推论,将全桥逆变器最优负载瞬态响应过程等价于 Buck 变换器最优负载瞬态响应过程^[26].

3.1 最优加载瞬态特性

单相全桥逆变器最优加载波形如图 2 所示.图 2 中, Δi_o 为跃变前后电容电流之差 ($\Delta i_o > 0$). t_0 为负载跃变时刻, t_{vi} 为输出电压最大跌落时刻, t_1 为电容放电充电转换时刻, t_2 为电容充电转折时刻.

根据图 1 和图 2,推得

$$i_c = \begin{cases} -\Delta i_o + \frac{E - U_{om}}{L}t, & t \in [t_0, t_2] \\ -\Delta i_o + \frac{2E}{L}t_2 - \frac{E + U_{om}}{L}t, & t \in [t_2, t_{si}] \end{cases} \quad (1)$$

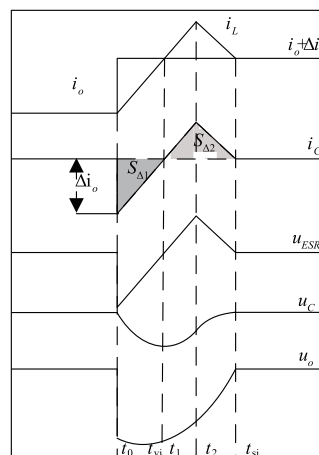


图2 逆变器阶跃加载最优瞬态响应波形

3.1.1 最优加载输出电压跌落量

负载跃变量较大时,输出电压跌落 $\Delta u_o^{\text{undershoot}} = u_o^{\text{min}} - U_{\text{om}}$ 为

$$\Delta u_o^{\text{undershoot}} = -\Delta i_o R_c - \frac{[CR_c(E - U_{\text{om}}) - L\Delta i_o]^2}{2LC(E - U_{\text{om}})} \quad (2)$$

3.1.2 最优加载调整时间

(1) 电容放电充电转换时刻 t_1

由 $i_c(t_1) = 0$, 可得

$$t_1 = \frac{L\Delta i_o}{E - U_{\text{om}}} \quad (3)$$

(2) 最优调整时间 t_{si}

根据图 2 中 i_c 波形, 将电荷量 $S_{\Delta 1}$ 和 $S_{\Delta 2}$ 表示为

$$\begin{cases} S_{\Delta 1} = \frac{1}{2}(t_1 - t_0)\Delta i_o \\ S_{\Delta 2} = \frac{1}{2}(t_{\text{si}} - t_1)i_c(t_2) \end{cases} \quad (4)$$

根据图 2, 联合式(1)和式(3), 将(4)转化为

$$\begin{cases} S_{\Delta 1} = \frac{L\Delta i_o^2}{2(E - U_{\text{om}})} \\ S_{\Delta 2} = \frac{(E^2 - U_{\text{om}}^2)(E - U_{\text{om}})t_{\text{si}}^2}{4LE(E - U_{\text{om}})} - \frac{2L\Delta i_o(E^2 - U_{\text{om}}^2)t_{\text{si}} + L^2\Delta i_o^2(E + U_{\text{om}})}{4LE(E - U_{\text{om}})} \end{cases} \quad (5)$$

为使 $u_c(t_{\text{si}}) = U_{\text{om}}$, 必有 $S_{\Delta 1} = S_{\Delta 2}$, 由式(5)得

$$t_{\text{si}} = \frac{L\Delta i_o}{E - U_{\text{om}}} \left(1 + \sqrt{\frac{2E}{E + U_{\text{om}}}} \right) \quad (6)$$

3.2 最优减载瞬态特性

最优减载波形如图 3 所示. 图 3 中, t_0 为负载跃变时刻, t_{vd} 为输出电压峰值时刻, t_3 为电容充电放电转换时刻, t_4 为电容放电转折时刻.

根据图 1 和图 3, 可得

$$i_c = \begin{cases} -\Delta i_o - \frac{E + U_{\text{om}}}{L}t, & t \in [t_0, t_4] \\ -\Delta i_o - \frac{2E}{L}t_4 + \frac{E - U_{\text{om}}}{L}t, & t \in [t_4, t_{\text{sd}}] \end{cases} \quad (7)$$

参照 3.1 的方法, 可得最优超调量和最优减载调整时间:

$$\begin{aligned} \Delta u_o^{\text{overshoot}} &= u_o^{\text{max}} - U_{\text{om}} \\ &= -\Delta i_o R_c + \frac{[CR_c(E + U_{\text{om}}) + L\Delta i_o]^2}{2LC(E + U_{\text{om}})} \end{aligned} \quad (8)$$

$$t_{\text{sd}} = \frac{-L\Delta i_o}{E + U_{\text{om}}} \left(1 + \sqrt{\frac{2E}{E - U_{\text{om}}}} \right) \quad (9)$$

3.3 最优负载瞬态特性验证

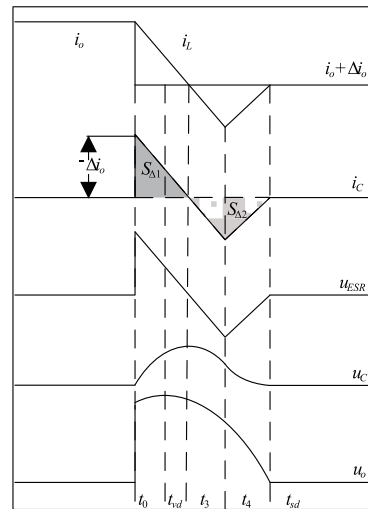


图3 逆变器阶跃减载最优瞬态响应波形

假设, 单相全桥工频逆变器主要参数: (1) $E = 60\text{V}$, $u_d = 24\text{Sin}2\pi 50t$ (V); (2) $C = 500\mu\text{F}$, $R_c = 5\text{m}\Omega$, $L = 40\mu\text{H}$, $R_L = 0.5\Omega \sim$ 空载.

负载跃变于有载和空载之间. 最优加载(减载)仿真结果与公式计算结果如表 1、表 2 所示.

表 1 最优加载特性公式与数值仿真对比

| 负载跃变量 Δi_o (A) | 输出电压跌落量(V) | | 输出电压跌落量偏差率 δ_i (%) | 最优加载时间(μS) | | 最优加载时间偏差率 ξ_i (%) |
|------------------------|--|--|---------------------------|-------------------------|------------------|-----------------------|
| | 仿真值 | 公式值 | | 仿真值 | 公式值 | |
| | $\Delta u_{\text{os}}^{\text{undershoot}}$ | $\Delta u_{\text{oc}}^{\text{undershoot}}$ | | t_{sis} | t_{sic} | |
| 20 | 0.447 | 0.450 | 0.667 | 47 | 49 | 3.79 |
| 24 | 0.638 | 0.646 | 1.195 | 58 | 56 | 4.53 |
| 30 | 0.917 | 1.006 | 9.665 | 69 | 73 | 6.05 |
| 36 | 1.300 | 1.446 | 11.202 | 81 | 88 | 8.41 |
| 42 | 1.640 | 1.966 | 19.855 | 92 | 102 | 11.35 |
| 48 | 2.115 | 2.566 | 21.306 | 104 | 117 | 12.58 |

表 2 最优减载特性公式与数值仿真对比

| 负载跃变量 $\Delta i_o (A)$ | 输出电压超调量(V) | | 输出电压跌落 量偏差率 $\delta_d (\%)$ | 最优减载时间(μS) | | 最优加载时间 偏差率 ξ_d (%) |
|---------------------------|-----------------------------|-----------------------------|--------------------------------|-------------------|----------------|------------------------------|
| | 仿真值 | 公式值 | | 仿真值 | 公式值 | |
| | $\Delta u_{os}^{overshoot}$ | $\Delta u_{oc}^{overshoot}$ | | t_{sds} | t_{sdc} | |
| -20 | 0.212 | 0.2036 | 3.961703 | 26.4 | 26.9118 | 1.93874 |
| -24 | 0.284 | 0.28741 | 1.18646 | 32.1 | 32.2942 | 0.60496 |
| -30 | 0.465 | 0.4417 | 5.011521 | 40.2 | 40.3677 | 0.41727 |
| -36 | 0.647 | 0.63027 | 2.586112 | 48.3 | 48.4413 | 0.29252 |
| -42 | 0.856 | 0.85313 | 0.335864 | 55.5 | 56.5148 | 1.82854 |
| -48 | 1.109 | 1.11027 | 0.11432 | 64.2 | 64.5884 | 0.60496 |

$$\text{其中, } \delta_i = \left| \frac{\Delta u_{oc}^{undershoot} - \Delta u_{os}^{undershoot}}{\Delta u_{os}^{undershoot}} \right| \cdot 100,$$

$$\xi_i = \left| \frac{t_{sic} - t_{sis}}{t_{sis}} \right| \cdot 100.$$

其中,

$$\delta_d = \left| \frac{\Delta u_{oc}^{overshoot} - \Delta u_{os}^{overshoot}}{\Delta u_{os}^{overshoot}} \right| \cdot 100, \xi_d = \left| \frac{t_{sdc} - t_{sds}}{t_{sds}} \right| \cdot 100$$

由表 1 可知,当 $u_{oi}^{undershoot} < 1.2V (5\% U_{om})$ 时, $\delta_i < 10\%$ (9.665%), $\xi_i < 10\%$ (6.05%), 公式计算结果与仿真结果基本吻合. 当 $\Delta i_o \geq 36A$ 时, $u_{oi}^{undershoot} > 10\% U_{om}$, 式(2)计算结果出现较大偏差. 如果要扩大公式适用范围, 可以添加修正项提高计算结果准确度. 由表 2 可知, 式(8)和式(9)计算结果与仿真结果基本一致, 偏差主要由近似分析、仿真精度等因素引起.

综合分析表 1 和表 2 的数据可知, 暂态过程越短, 最优瞬态特性公式的计算结果越准确; 在跃变幅度相同时, 表 2 中 t_{sd} 总是小于表 1 中 t_{si} .

实验结果表明, 最优负载瞬态特性存在, 最优负载瞬态特性表达式正确; 当负载跃增引起的输出电压跌落量低于 $10\% U_{om}$ 时, 表达式的计算误差可以忽略.

4 单相全桥工频逆变器解耦设计

本节以主要设计指标为条件, 结合最优加载特性设计单相全桥工频逆变器滤波参数 C 和 L . 逆变器主要设计指标为: (1) 输入电压为 E , 输出电压幅值 U_{om} , 频率 50Hz; (2) 逆变器功率 $P(W)$; (3) 负载调整率 γ ; (4) 暂态调节时间 t_s ; (5) 总谐波畸变率 $THD \leq 5\%$.

4.1 LC 滤波参数设计

由 3.2 小节分析可知, 若加载能够满足暂态调节时间的要求, 则减载暂态调节时间一定满足系统设计要. 为确保滤波参数符合负载跃变的所有情形, 选取设计指标暂态调节时间满足 $t_s = t_{sim}, t_{sim} = \max \{ t_{si} = f(\Delta i_o) | \Delta i_o > 0 \}$.

将 t_s 代入式(6), 可得电感为

$$L = \frac{E - U_{om}}{\Delta i_{omax}} \left(1 + \sqrt{\frac{2E}{E + U_{om}}} \right)^{-1} t_s \quad (10)$$

式(10)中, Δi_{omax} 是最大负载电流跃变量.

假设负载功率因素接近 1, 根据设计指标中逆变器功率, 得到

$$\Delta i_{omax} = \frac{P}{U_{om}} \cdot \sqrt{2} = \frac{2P}{U_{om} \sqrt{2}} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10), 得到

$$L = \frac{U_{om}(E - U_{om})}{2P} \left(1 + \sqrt{\frac{2E}{E + U_{om}}} \right)^{-1} t_s \quad (12)$$

根据负载电压调整率的概念, 结合设计指标和式(2)得

$$\begin{aligned} |\Delta u_{omax}| &= \Delta i_{omax} R_c + \frac{[CR_c(E - U_{om}) - L\Delta i_{omax}]^2}{2LC(E - U_{om})} \\ &= \gamma U_{om} \end{aligned} \quad (13)$$

根据式(13)求得滤波电容为

$$C = \frac{L(\gamma U_{om} \pm \sqrt{(\gamma U_{om})^2 - (R_c \Delta i_{omax})^2})}{R_c^2(E - U_{om})} \quad (14)$$

由式(14)可知, 必然存在 $\gamma U_{om} - R_c \Delta i_{omax} \geq 0$, 结合式(11)可得

$$R_c \leq \frac{\gamma U_{om}^2}{2P} \quad (15)$$

将式(11)和式(12)代入式(14), 得到

$$\begin{aligned} C &= \frac{U_{om} \left(\gamma U_{om} \pm \sqrt{(\gamma U_{om})^2 - \left(\frac{2PR_c}{U_{om}} \right)^2} \right)}{2PR_c^2} \\ &\cdot \left(1 + \sqrt{\frac{2E}{E + U_{om}}} \right)^{-1} t_s \end{aligned} \quad (16)$$

根据设计指标参数和约束条件(式(12)、(15)和

式(16)便可确定滤波电感值、电容值和电容器 ESR.

4.2 单相全桥工频逆变器的滑模控制器设计

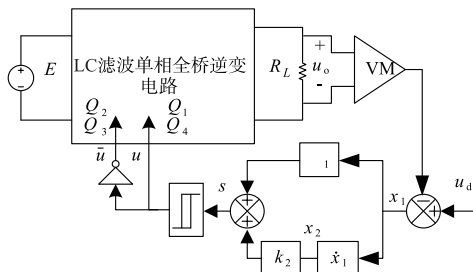


图4 一阶滑模控制单相全桥工频逆变器系统

一阶滑模控制单相全桥工频逆变器系统如图4所示. 根据全桥逆变电路特征和滑模控制原理, 选取一阶滑模线 $s = k_1 x_1 + k_2 x_2 = 0$, 构造一个控制律, 可实现滑动模态的存在性、稳定性和能达性.

下面结合最优负载瞬态特性提出一种滑模系数设计方法. 根据前一节分析, 采用最优加载瞬态调节时间设计滑模系数.

根据文献[27]的滑模系数设计方法, 选取滑模系数 α 为

$$\alpha = \frac{7}{t_{\text{sim}}} \quad (17)$$

结合式(17)和式(6), 可得

$$\alpha = \frac{7}{L\Delta i_{\text{omax}}} [\sqrt{2E(E+U_{\text{om}})} - (E+U_{\text{om}})] \quad (18)$$

将式(11)带入式(18), 得到

$$\alpha = \frac{3.5}{P} \left\{ \frac{U_{\text{om}}}{L} [\sqrt{2E(E+U_{\text{om}})} - (E+U_{\text{om}})] \right\} \quad (19)$$

根据式(19)确定滑模系数(显然有 $\alpha > 0$, 滑动模态存在且稳定), 从而可确定 k_2 和 k_1 .

文献[28]指出开关频率 f 与 k_2 呈正比, 关系式如下:

$$f = \frac{k_2}{4\delta m} \left[\left(\frac{E}{LC} \right)^2 - m^2 \right] \quad (20)$$

式(20)中, δ 表示滞环宽度, $m = \ddot{u}_d + (R_L C)^{-1} \dot{u}_d + (LC)^{-1} u_d$.

由式(20)可知, k_2 应偏小取值, 同时, 由于 k_2 是输出误差的变化率的系数, 而输出误差变化率很大, 故 k_2 通常取小数. 综上, 结合 PD 控制的思想, 本文提出选取切换系数 k_2 的基本原则: 最大加载后瞬间, $k_2 x_2$ 与 γU_{om} 在同(或者低)一个数量级.

4.3 解耦设计步骤

以逆变器设计指标为已知条件, 综合 3.1-3.2, 凝练滑模控制全桥逆变器解耦设计如下.

第一步 LC 滤波参数设计

将设计指标带入公式(12)、(15)和(16), 得到 L ,

滤波 C, R_c 取值范围, 随即选取一个较小 R_c 值.

第二步 滑模系数设计

将设计指标带入公式(17)或将给定滤波参数带入式(19), 算得滑模系数 α . 考虑到, 实际中滤波参数会随机变化, 滑模系数取值 2α .

第三步 切换系数设计

根据前文提出选取切换系数 k_2 的基本原则: 最大加载后瞬间, $k_2 x_2$ 与 γU_{om} 在同(或者低)一个数量级, 通常为小数(如可就近取为 0.1, 0.01, 0.001, 0.0001 等).

第四步 计算 $k_1, k_1 = [\alpha k_2]$ (取整).

第五步 选取较小滞环调制宽度, 仿真测算全桥逆变器稳态输出电压精度, 以及在负载突变时的输出电压 THD, 符合国际标准 IEEE 519-1992, 进入下一步: 否则, 再选取更小 ESR 值, 重复第四步.

第六步 滤波参数和滑模参数设计完毕.

5 仿真实验

本节仿真验证本文所提滑模控制单相全桥工频逆变器解耦设计方法的正确性. 为简化验证过程, 下面以表1第二行作为逆变器的主要期望指标, 并假设: 逆变器额定功率 288W, 暂态调节时间不超过 $60\mu\text{s}$, 负载调整率 2.87%, 输入直流电压 60V, 输出交流电压 $24\text{Sin}2\pi 50t$ (V).

5.1 LC 滤波参数设计方法验证

设计 LC 滤波参数设计. 将设计指标带入公式(12)、(15)和(16), 得到滤波电感 $41\mu\text{H}$, 滤波电容 $500.2\mu\text{F}$, 等效串联电阻 $R_c \leq 27.5\text{m}\Omega$, 取 $R_c = 5\text{m}\Omega$. 可见, 所得参数可与 2.3 节仿真参数吻合, 滤波器设计方法正确, 满足了逆变器动态性能要求.

按照表1和表2第二行对负载变量分别进行仿真分析, 可得全桥逆变器的周期性加载减载输出电压 THD 分别为 0.19% 和 0.06%, 符合国际标准 IEEE 519-1992 要求(5%). 可见, 最优滤波器参数满足了逆变器的滤波要求.

5.2 滑模系数设计方法验证

滑模系数设计. 将相关参数带入公式(19), 算得 119600, 滑模系数取值为 239200. 仿真观测系统相图中最大加载瞬间 x_2 数值, 再根据 k_2 的选取原则, 选取 $k_2 = 0.0001$, 则 $k_1 = 23.92$, 取值 24. 实验中, 滞环宽度 $2\delta = 2$.

(1) 最优控制对比滑模控制

两种控制逆变器加/减载仿真波形如图5和图6所示. 由图5(a)和图6(a)可知, 两种控制均实现了输出电压对期望输出电压的跟踪, 且 THD 均符合国际标准(最优控制 - 0.19%/0.06%, SMC - 0.20%/0.06%); 由图5(b)和图6(b)可知, 最优控制的调整时间为 $58/32\mu\text{s}$, SMC 为 $61/39\mu\text{s}$, 二者相差 $3\mu\text{s}/7$ (偏差率

5.17%/21.88%),且两种控制下输出电压跌落量/超调量相等,实现了部分最优控制。

可见,滑模控制最大加减载调整时间均符合设计指标要求,且实现了对输出电压跌落(超调)量的最优控制。

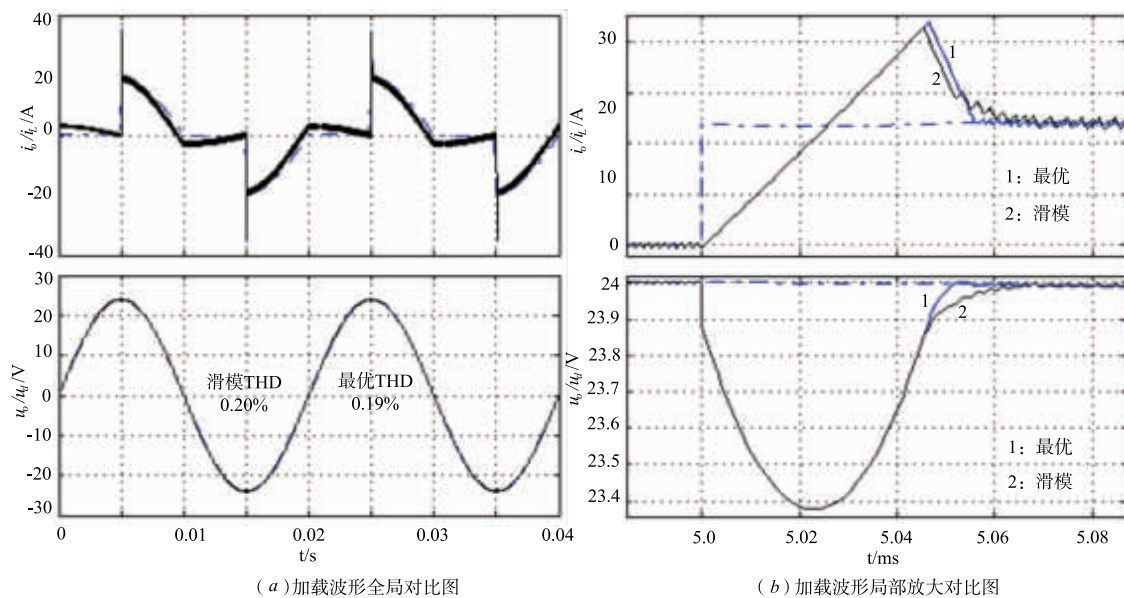


图5 最优(滑模)控制工频逆变器瞬态特性波形(空载-额定负载)

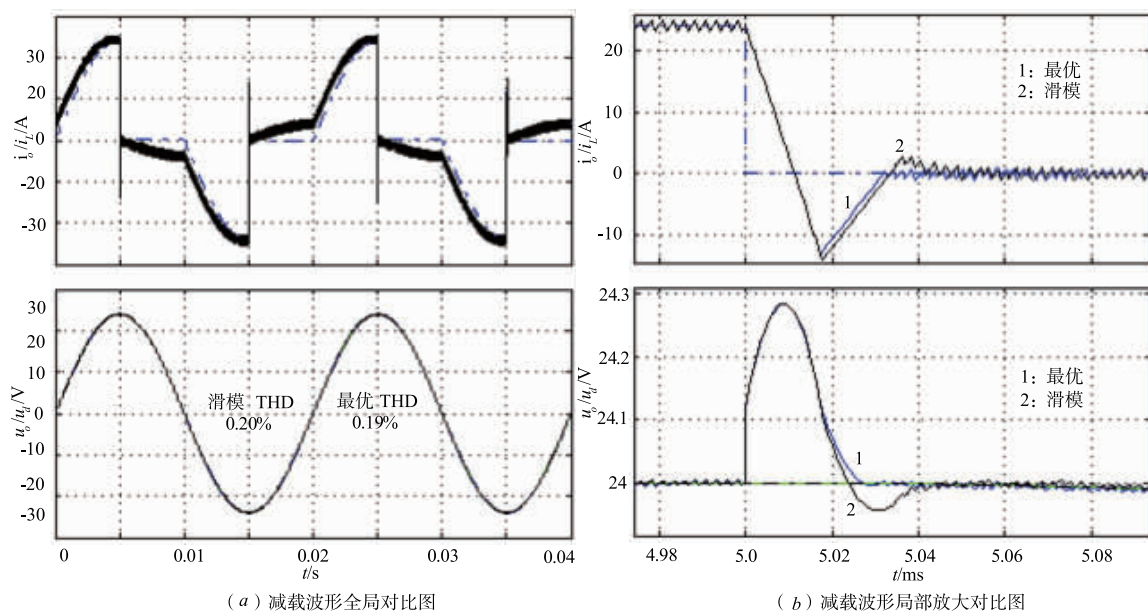


图6 最优(滑模)控制工频逆变器瞬态特性波形(额定负载空载)

(2) 滑模系数有效性实验

本节实验中,保持滑模系数为设计值($\alpha = 240000$)不变,负载跃变幅度均保持在额定负载范围内.负载加载:0A \rightarrow 12A,0A \rightarrow 20A;负载减载:20A \rightarrow 0A,12A \rightarrow 0A.仿真结果如图7和图8所示.

由图7和图8可知,逆变器输出电压跌落(或超调)量分别为0.44V/0.18V(0.21V/0.075V),均低于图5中0.62V(图6中0.28V);逆变器输出电压调整时间分别为55 μ s/43 μ s(28 μ s/25 μ s),均低于图5中61 μ s(图6中

39 μ s).可见,当负载跃变量小于最大负载跃变量时,输出电压跌落(或超调)量、调整时间均能满足设计要求,且同等负载跃变量时,加载调整时间总是大于减载调整时间.同时,对比1和2可知,跃变量较小时,逆变器具有更优良的鲁棒性.可见,滑模系数设计有效.

综上,解耦设计滤波器和滑模控制器的分步公式化设计法正确有效.该设计方法既实现了期望设计指标下的最佳滤波器参数,又准确设计了滑模控制器参数.在允许误差范围内,滑模控制实现了全负载范围的准最优控制.

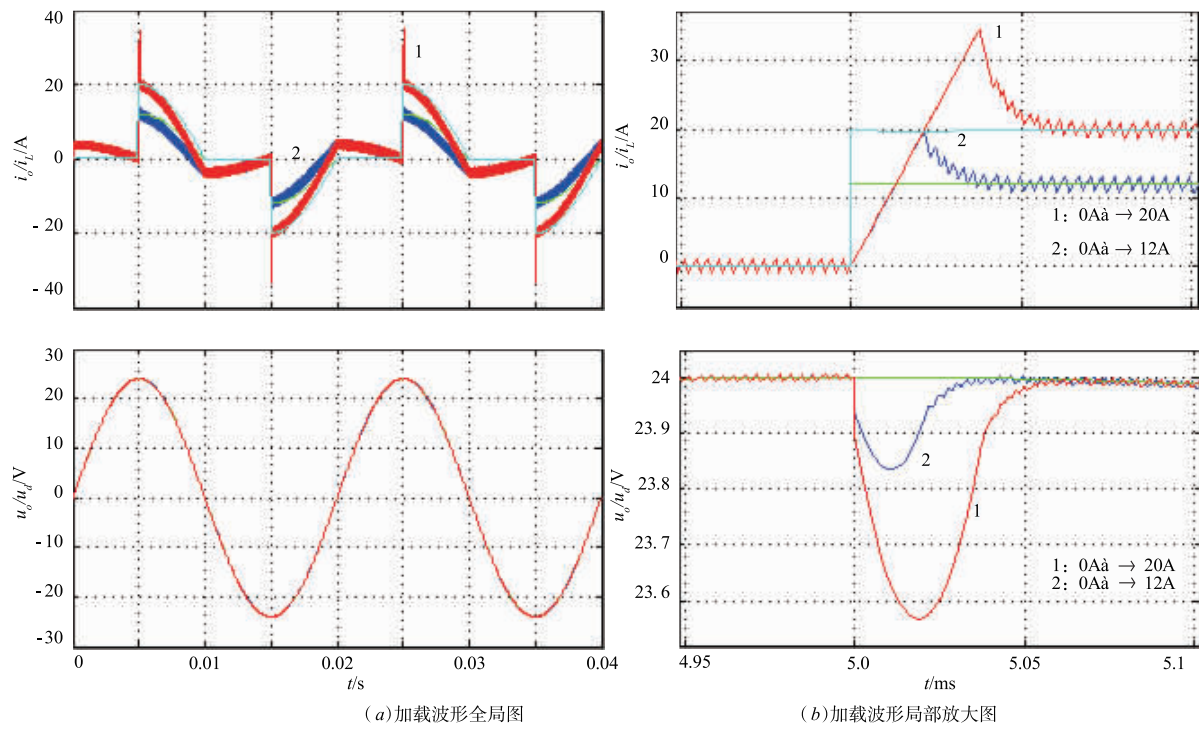


图7 滑模控制工频逆变器两种加载瞬态特性波形

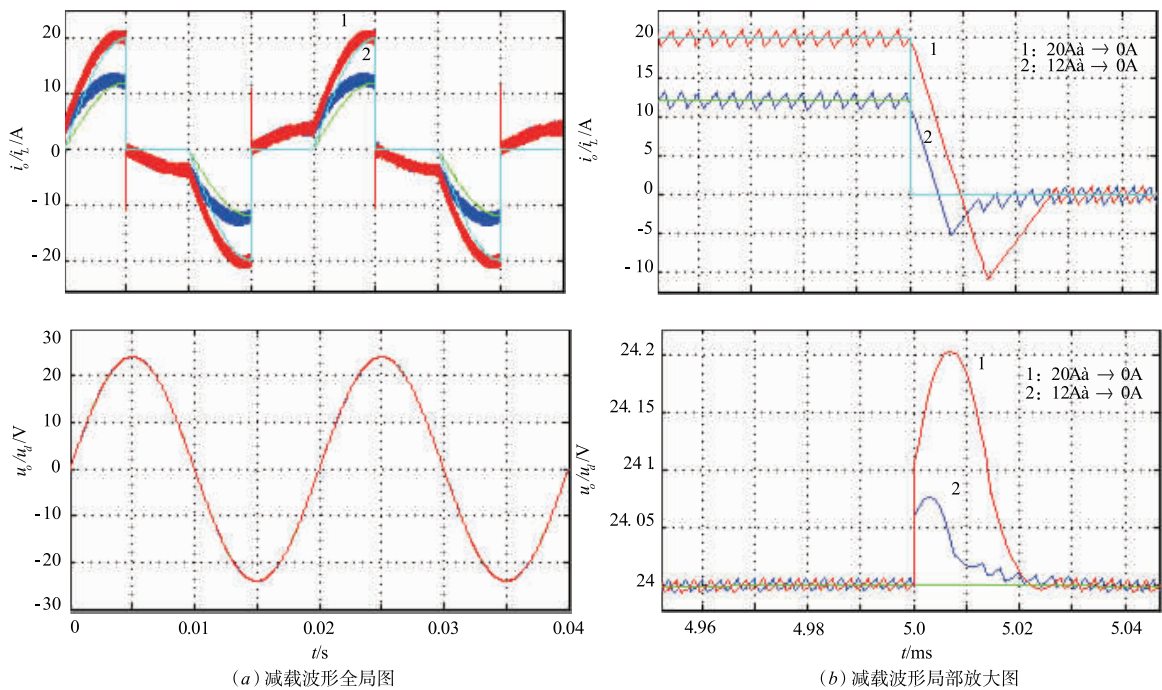


图8 滑模控制工频逆变器两种减载瞬态特性波形

6 结论

本文分析了单相全桥工频逆变器的最优负载瞬态特性,推导了输出电压跌落量(超调量)与滤波电容、电感与阻性负载跃变量的关系,基于该关系提出了一种

解耦设计 LC 滤波器和滑模控制器参数的分步公式化设计法,仿真结果验证了逆变器的最优负载瞬态特性波形存在性和正确性,以及最优负载瞬态特性公式的正确性及适用范围,实验结果验证了滤波器设计方法的正确性和可行性,以及滑模控制器设计方法的有效

性. 本文提出的设计方法优化了 LC 滤波参数, 简化了工频逆变器的设计过程, 有助于逆变器设计过程标准化, 具有理论意义和工程价值.

参考文献

- [1] Saad W, et al. Game-theoretic methods for the smart grid: An overview of microgrid systems, demand-side management, and smart grid communications [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2012, 29(5): 86 – 105.
- [2] Kuznetsova E, et al. An integrated framework of agent-based modelling and robust optimization for microgrid energy management [J]. *Applied Energy*, 2014, 129(C): 70 – 88.
- [3] Sefa I, et al. Fuzzy PI controlled inverter for grid interactive renewable energy systems [J]. *IET Renewable Power Generation*, 2015, 9(7): 729 – 738.
- [4] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略 [J]. *中国电机工程学报*, 2015, 33(13): 3393 – 3399. GUO Xiaoqiang. Generalized Proportional Complex Integral Control Scheme for PV Grid-connected Inverters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 33(13): 3393 – 3399. (in Chinese)
- [5] Ronilaya F, et al. A new implementation of PID-type fuzzy controller for a battery grid-supporting inverter in an autonomous distributed variable-speed wind turbine [J]. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2014, 10(2): 134 – 143.
- [6] Chen Y, et al. One-cycle-controlled three phase grid-connected inverters and their parallel operation [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2008, 44(2): 663 – 671.
- [7] Huang T, et al. Current deadbeat decoupling control of three-phase grid-connected inverter [A]. 2012 Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2012) [C]. Harbin: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012. 2240 – 2244.
- [8] Hanashima Y, et al. Deadbeat control with disturbance compensation method and 1MHz-PLL for single phase utility interactive inverter [J]. *IEEE Transactions on Sensors and Micromachines*, 2015, 135(9): 953 – 962.
- [9] Ho C M, et al. Constant-frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(11): 2484 – 2495.
- [10] Guzman R, et al. Active damping control for a three phase grid-connected inverter using sliding mode control [A]. 2013 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. Vienna: Industrial Electronics Society (IEEE), 2013. 382 – 387.
- [11] 侯世英, 等. 新型双 Buck 并网逆变器及其双二阶滑模控制 [J]. *电机与控制学报*, 2014, 18(10): 7 – 13. Hou Shiying, et al. Double second-order sliding mode control based on dual Buck grid-connected inverter [J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 18(10): 7 – 13. (in Chinese)
- [12] 游国栋, 等. 单相光伏并网逆变器的反步滑模控制策略 [J]. *电网技术*, 2015, 39(4): 916 – 923. You Guodong, et al. A back-stepping sliding mode control strategy for single-phase photovoltaic grid-connected inverter [J]. *Power System Technology*, 2015, 39(4): 916 – 923. (in Chinese)
- [13] Hao X, et al. A sliding-mode controller with multi-resonant sliding surface for single-phase grid-connected VSI with an LCL filter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(5): 2259 – 2268.
- [14] Song Z, et al. Predictive current control of three-phase grid-connected converters with constant switching frequency for wind energy systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(6): 2451 – 2464.
- [15] Bonan G, et al. Repetitive controller design for uninteruptible power supplies: An LMI approach [A]. 2011 Proceedings of the 37th Annual conference on IEEE Industrial Electronics Society [C]. Melbourne: IEEE Industrial Electronics Society, 2011. 704 – 709.
- [16] Jiang S, et al. Low-THD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase ups inverters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(6): 2994 – 3005.
- [17] Chen D, et al. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(2): 814 – 823.
- [18] He L Q, et al. A repetitive control scheme for harmonic suppression of circulating current in modular multilevel converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(1): 471 – 481.
- [19] Muyeen S M, et al. Modeling and control strategies of fuzzy logic controlled Inverter system for grid interconnected variable speed wind generator [J]. *IEEE Systems Journal*, 2013, 7(4): 817 – 824.
- [20] Ufnalski B, et al. Artificial neural network based voltage controller for the single phase true sine wave inverter-A repetitive control approach [J]. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2013, 89(4): 14 – 18.
- [21] Wai R J, et al. Design of adaptive control and fuzzy neural network control for single-stage boost inverter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5434

- 5445.
- [22] Feng G, et al. Research on fuzzy-PID compound control in inverter-driven energy-saving technology for injection molding machine [J]. *Advanced Materials Research*, 2012, 538(3):1057 - 1060.
- [23] Peng X, et al. Studies on compound control-based single-phase photovoltaic inverter [J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2013, 380(4):3166 - 3169.
- [24] 桂存兵, 等. 并网逆变器的改进型复合控制[J]. *华南理工大学学报(自然科学版)*, 2015, 43(8):15 - 20.
Gui Cunbing, et al. Improved composite control of grid-connected inverter[J]. *Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition)*, 2015, 43(8):15 - 20. (in Chinese)
- [25] 方天治, 等. 分布式输入串联输出并联逆变器系统的复合式控制策略[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(22):108 - 115.
Fang Tianzhi, et al. Compound control strategy for distributed input-series-output-parallel inverter system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(22):108 - 115. (in Chinese)
- [26] 倪雨, 等. Buck 变换器最优负载瞬态特性分析[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(24):8 - 14.
Ni Yu, et al. Optimal load transient performance analysis for buck converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(24):8 - 14. (in Chinese)
- [27] 倪雨, 等. 滞环调制全局滑模控制 Buck 变换器设计[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(21):1 - 6.

Ni Yu, et al. Design of global sliding mode control buck converter with hysteresis modulation [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(21):1 - 6. (in Chinese)

- [28] 张涛. 电力电子变换器中滑模变结构控制技术研究[D]. 杭州: 浙江大学研究生院, 2006. 63 - 64.
Zhang Tao. The sliding mode control technique for power electronic converter [D]. Hangzhou: Graduate School of Zhejiang University, 2006. 63 - 64. (in Chinese)

作者简介



倪雨(通讯作者) 男, 1978年4月生于四川成都. 工学博士, 现为成都信息工程大学控制工程学院副教授, 研究方向为开关DC-DC变换器电路拓扑及滑模控制技术.
E-mail: niyuheiger@163.com.



李成松 男, 1992年6月生于四川宜宾. 工学学士, 现为成都信息工程大学控制工程学院硕士研究生, 研究兴趣为无线电能传输技术.
E-mail: chengsong-liw@hotmail.com

沈艳 女, 1973年2月生于湖南益阳, 工学博士, 现任成都信息工程大学控制工程学院教授, 研究方向为机器鱼、无线传感网络与技术.