

单相并联谐振变换器输出 LC 滤波器参数优化*

孙 鹏, 李相强, 刘庆想, 张政权, 李 伟

(西南交通大学 物理科学与技术学院, 成都 610031)

摘要: 采用在静止直角坐标系中构造虚拟正交电路的方法, 推导了单相并联谐振变换器在直接正交(D-Q)旋转坐标系中的等效电路, 求解了该等效电路的传递函数; 通过仿真验证所推导的 D-Q 等效电路能够准确地代表原变换器电路。基于阻抗匹配的原则, 通过 D-Q 等效电路的传递函数对单相并联谐振变换器的输出 LC 滤波器参数进行了优化, 达到了输出脉冲电压上升沿时间小于 50 μs 、过冲小于 5%、调节时间小于 100 μs 和纹波小于 5% 的预期指标, 验证了采用该方法来优化并联谐振变换器输出 LC 滤波器参数的可行性。

关键词: 直接正交变换; 并联谐振; 滤波器; 参数优化

中图分类号: TM910

文献标志码: A doi:10.11884/HPLPB201426.063027

谐振类变换器在电子镇流、电感加热和开关电源等领域中应用广泛^[1-2]。由于谐振回路的存在, 这类变换器能够在较大范围内实现开关网络的零电压开关或零电流开关, 所以开关损耗比较小, 这意味着谐振变换器可以工作在较高的工作频率, 能够有效减小电路中储能元件的值, 所以这类变换器具有低储能的特点^[3]。并联谐振变换器作为谐振变换器中重要的一种, 由于其谐振回路具有高增益的特点, 尤其适合于输出电压较高、输出电流不太大的场合^[3-4]。高性能的变换器依赖于优秀的控制策略和控制电路, 而设计控制电路首先面临的就是变换器电路的建模问题^[5]。在建模方法上, 由于谐振类变换器中存在许多高频状态变量, 因此, 广泛应用在脉冲宽度调制(PWM)类变换器中的状态空间平均法不再适用。傅里叶级数分析法^[3]是通过叠加原理来得到系统的响应, 但是只能用于分析谐振变换器的稳态工作点。扩展描述函数法也是一种可以有效适用于谐振类变换器的建模方法, 但是通过扩展得到的状态方程阶数比较高, 不仅需要大量的数学计算, 而且无形中增加了仿真的难度。文献[3]提出的直接正交(D-Q)坐标变换法也是一种可以适用于任何谐振类电路中的建模方法, 但是跟扩展描述函数法相比, 它不需要大量的计算, 而且得到的电路模型也便于仿真。它是将电路中的矢量, 从静止直角坐标系变换到与电路中矢量相同角速度旋转的 D-Q 坐标系中, 这样得到的等效电路中全部为直流量, 不仅可以方便地进行输出电压电流控制, 而且所推导的 D-Q 等效电路能够准确地代表原变换器电路。文献[4]给出了三相并联谐振变换器谐振参数的计算方法; 文献[5]给出了单相串并联谐振变换器 D-Q 等效电路模型的推导过程。本文采用 D-Q 坐标变换的方法对单相并联谐振变换器输出滤波器的建模展开研究, 探索了利用 D-Q 等效变换来优化单相并联谐振变换器输出 LC 滤波器参数的方法。

1 直接正交等效电路

1.1 等效电路的推导

单相并联谐振变换器采用单相直流输入电压: 基于“串联谐振负载并联”^[6]的拓扑结构。当不考虑高频变压器时, 其电路结构如图 1 所示, 其中 L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容; L_f 为滤波电感; C_f 为滤波电容; R 为负载电阻。

在谐振回路品质因数 Q 较高时, 可以只考虑电路中的基波分量^[7], 则变换器电路可以等效为图 2(a) 中 A 相电路。

V_{SA} 为输入电压源 V_{dc} 的基波分量; V_{OA} 为谐振电容电压的基波分量; i_{OA} 为整流桥前等效电流源, 其中

$$V_{SA} = V_s \cos \omega t, \quad V_{OA} = V_o \cos(\omega t - \varphi), \quad i_{OA} = \frac{4}{\pi} I_{DC} \cos(\omega t - \varphi) \quad (1)$$

式中: V_s 为谐振回路输入电压基波峰值; V_o 为谐振电容电压基波峰值; I_{DC} 为滤波电感电流; ω 为基波角频率;

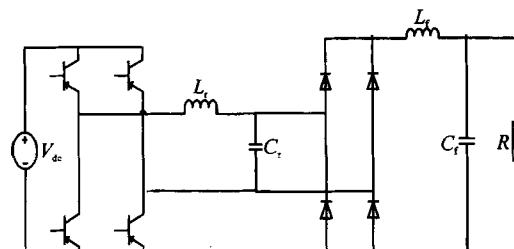


Fig. 1 Single-phase parallel converter schematic

图 1 单相并联谐振变换器

* 收稿日期: 2013-11-15; 修订日期: 2014-02-21

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金项目(SWJTU11CX077, SWJTU12CX086, SWJTU12ZT10)

作者简介: 孙 鹏(1987—), 男, 硕士, 从事大功率电源方向研究工作; sp183013@126.com。

φ 为谐振回路电流滞后电压的角度。

为了使用 D-Q 坐标变换, 构造图 2(b)中的 B 相虚拟正交电路^[2], 电路各个量都与 A 相电路正交。

$$V_{SB} = V_s \sin \omega t, \quad V_{OB} = V_0 \sin(\omega t - \varphi), \quad i_{OB} = \frac{4}{\pi} I_{DC} \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

需要注意的是, 该正交电路只是为了变换需要虚构的, 实际中并不存在, 则单相并联谐振变换器电路变成图 2(a)和图 2(b)所示的在静止直角坐标系中正交的两相电路, 图 2(c)所示为它们共同的整流阶段, 其中 V_{out} 为输出电压。

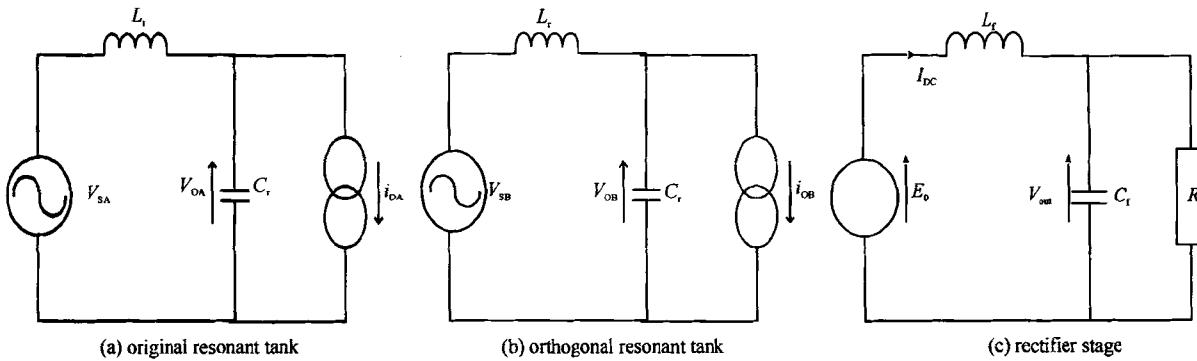


Fig. 2 Original resonant tank, orthogonal resonant tank and rectifier stage

图 2 原谐振回路、正交谐振回路与整流阶段

根据 D-Q 坐标变换公式^[3]

$$(f_D - j f_Q) = (f_a + j f_\beta) e^{-j\omega t}, \quad (f_a + j f_\beta) = (f_D - j f_Q) e^{j\omega t} \quad (3)$$

式中: $f_D, f_Q; f_a, f_\beta$ 分别为变量在 D-Q 坐标系和静止坐标系中的形式。

将图 2(a)和图 2(b)中的各电压电流量变换到 D-Q 坐标系中, 则得到如图 3(a)和图 3(b)所示的 D-Q 等效电路。其中, 受控源

$$V'_D = \omega L_r i_Q, \quad V'_Q = \omega L_r i_D, \quad i'_D = \omega C_r V_{OQ}, \quad i'_Q = \omega C_r V_{OD} \quad (4)$$

式中: i_D, i_Q 分别为 D, Q 轴谐振电感电流; V_{OD}, V_{OQ} 分别为谐振电容电压。它们是由于坐标变换而出现的电感电压和电容电流的附加项。图 3(c)为它们共同的整流阶段。

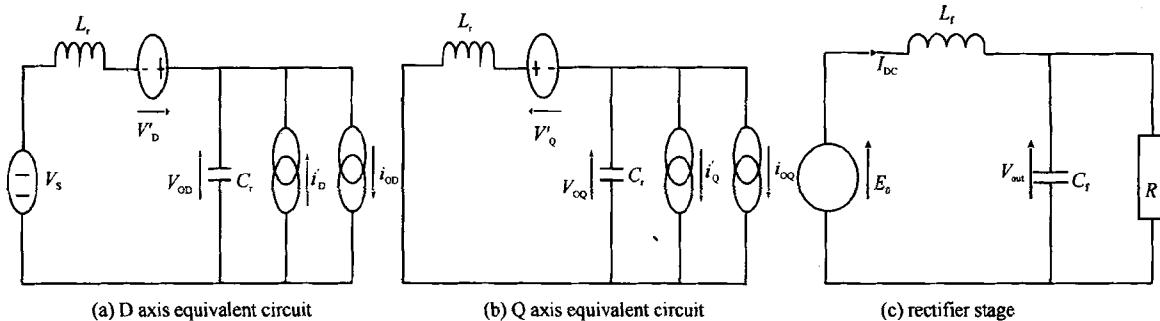


Fig. 3 D-Q equivalent circuit

图 3 D-Q 等效电路

根据基波等效原理, 计算得到等效系数 $k = \pi^2/8$, 将整流桥之后的所有元件等效到整流桥之前, 则等效电路能够进一步简化为图 4(a)和图 4(b)所示, i_{FD}, i_{FQ} 分别为 D, Q 轴等效电路滤波电感电流, E_D, E_Q 分别为 D, Q 轴等效电路滤波电容电压, 他们与变换器电路实际输出电压的关系为^[9]

$$V_{out} = \frac{2}{\pi} \sqrt{E_D^2 + E_Q^2} \quad (5)$$

1.2 传递函数的求解

根据基尔霍夫定理, 列写 D-Q 等效电路的状态空间方程如下

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{V_s}{L_r} + \omega i_Q - \frac{V_{OD}}{L_r}, \quad \frac{di_Q}{dt} = -\omega i_D - \frac{V_{OQ}}{L_r} \quad (6)$$

$$\frac{dV_{OD}}{dt} = \frac{i_D}{C_r} + \omega V_{OQ} - \frac{i_{FD}}{C_r}, \quad \frac{dV_{OQ}}{dt} = \frac{i_Q}{C_r} - \omega V_{OD} - \frac{i_{FQ}}{C_r} \quad (7)$$

$$\frac{di_{FD}}{dt} = \frac{V_{OD}}{kL_i} - \frac{E_D}{kL_i}, \quad \frac{di_{FQ}}{dt} = \frac{V_{OQ}}{kL_i} - \frac{E_Q}{kL_i} \quad (8)$$

$$\frac{dE_D}{dt} = \frac{k i_{FD}}{C_f} - \frac{E_D}{C_f R}, \quad \frac{dE_Q}{dt} = \frac{k i_{FQ}}{C_f} - \frac{E_Q}{C_f R} \quad (9)$$

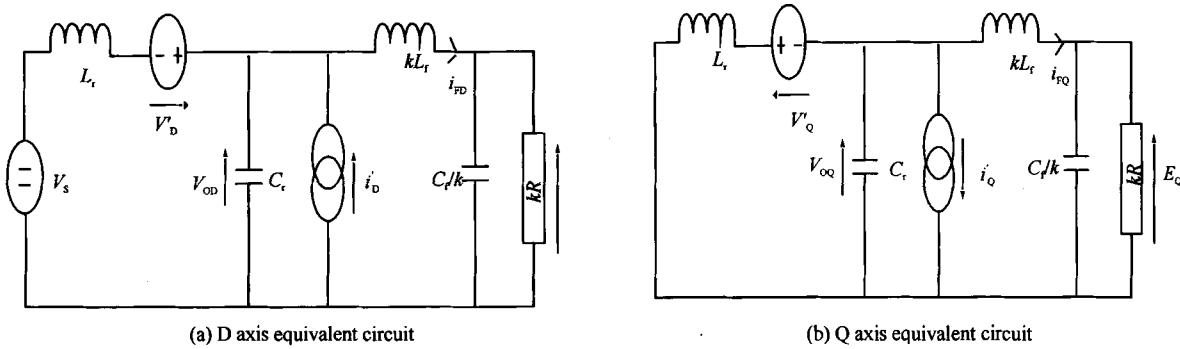


Fig. 4 D-Q model for single-phase converter

图 4 单相变换器 D-Q 等效模型

定义式(6)中输入电压 $V_S = u$, 式(5)中输出电压 $V_{out} = y$; 定义 $i_D, i_Q, v_{OD}, v_{OQ}, i_{FD}, i_{FQ}, E_D, E_Q$ 这 8 个变量分别为 $x_1 \sim x_8$, 则方程(6)~(9)能够被写成式(10)所示的标准状态方程形式

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)求得系数矩阵 A, B 分别为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -1/L_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -1/L_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_r & 0 & 0 & \omega & -1/C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_r & -\omega & 0 & 0 & -1/C_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/kL_f & 0 & 0 & 0 & -1/kL_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/kL_f & 0 & 0 & 0 & -1/kL_f \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k/C_f & 0 & -1/RC_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k/C_f & 0 & -1/RC_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_r \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

矩阵 C 矩阵通过对方程 $V_{out} = \frac{2}{\pi} \sqrt{E_b^2 + E_Q^2}$ 的线性化得到, $D=[0]$ 。得到 A, B, C, D 矩阵后, 利用 Matlab

软件求出 D-Q 等效电路的输出电压对输入电压的传递函数如下^[10]

$$G = (-2.328 \times 10^{-10} S^7 - 1.831 \times 10^{-3} S^6 - 1.408 \times 10^3 S^5 - 1.497 \times 10^{18} S^4 + \\ 2.725 \times 10^{26} S^3 + 1.138 \times 10^{32} S^2 + 3.31 \times 10^{36} S + 5.914 \times 10^{41}) / (S^8 + 8.333 \times 10^5 S^7 + \\ 6.017 \times 10^{11} S^6 + 3.509 \times 10^{17} S^5 + 8.175 \times 10^{22} S^4 + 5.834 \times 10^{27} S^3 + \\ 7.866 \times 10^{32} S^2 + 2.071 \times 10^{37} S + 1.85 \times 10^{42}) \quad (11)$$

1.3 结果对比

图 5 将传递函数开环阶跃响应、D-Q 等效电路阶跃响应和变换器电路阶跃响应曲线作了对比,从中可以看出无论是动态上升过程还是稳态输出过程,三条曲线基本吻合,从而得出以下两点结论:(1)经过 D-Q 变换后得到的等效电路能够准确地代表原变换器电路;(2)根据 D-Q 等效电路所求的传递函数也是准确的。基于传递函数的准确性,又从传递函数求解过程中可知,并联谐振变换器输出 LC 滤波器的参数直接影响 A 矩阵从而影响传递函数,所以对于输出 LC 滤波器参数的优化可以针对传递函数展开。

2 输出 LC 滤波器参数优化

2.1 谐振参数的计算

单相并联谐振变换器预期指标如下:输入电压 500 V,开关频率 50 kHz,谐振回路品质因数 $Q=2.5$,输出电压 25 kV,输出电流 4 A;在开环条件下优化输出 LC 滤波器参数,使满足上升沿时间小于 50 μ s、过冲小于

5%、纹波小于5%的指标要求。

输入电压换算成基波峰值为 $V_8 = (4/\pi) \times 500 \text{ V} = 637 \text{ V}$, 则谐振电容电压 $V_c = 637 \text{ V} \times 2.5 = 1593 \text{ V}$, 那么整流后直流输出电压为 $V_{out} = (2/\pi)V_c = 1014 \text{ V}$, 变压器变比选择 25:1。当考虑变压器变比为 1 时, 负载 $R_0 = 10 \Omega$, 则根据基波等效原理^[11], 整流桥前等效电阻 $R_{eq} = (\pi^2/8)R_0 = 12.3 \Omega$, 谐振回路阻抗 $Z = R_{eq}/Q = 4.92 \Omega$, $L_r = Z/\omega_0 = Z/2\pi f_0 = 15.7 \mu\text{F}$, $C_r = 1/Z\omega_0 = 1/2\pi f_0 Z = 0.65 \mu\text{H}$ (ω_0 为谐振回路的自然角频率; f_0 为谐振回路的自然频率)。

2.2 滤波器参数优化

由于负载电阻 $R_0 = 10 \Omega$, 基于阻抗匹配的原则^[9], 考虑满足上升沿时间、过冲、调节时间要求的截止频率对应的滤波电感电容值, 从中选择纹波最符合设计要求的一组, 那么整个滤波器设计满足设计参数要求。图 6 是不同截止频率滤波器对应的 D-Q 等效电路传递函数阶跃响应曲线, 从中可以看出, 上升沿时间、过冲、调节时间随着截止频率的增大而减小。截止角频率从 40 krad/s 变化到 110 krad/s, 通过传递函数阶跃响应曲线测量过冲、调整时间和上升沿时间, 通过对变换器电路仿真得到纹波的大小, 建立表 1。由表 1 可以看出, 纹波随着截止角频率的增大而增大。角频率小于 40 krad/s 时脉冲调节时间过长; 角频率大于 140 krad/s 时纹波过大, 不能满足应用需求。那么选择纹波小于 5% 的组中上升沿时间、过冲和调节时间最小的一组, 即截止角频率 110 krad/s, 对应的滤波电感和滤波电容 $L_f = 91 \mu\text{H}$, $C_f = 0.91 \mu\text{F}$, 在变换器仿真电路中设置上述滤波器参数, 仿真结果如图 7 所示。从中可以看出, 实际仿真结果与理论值基本一致。

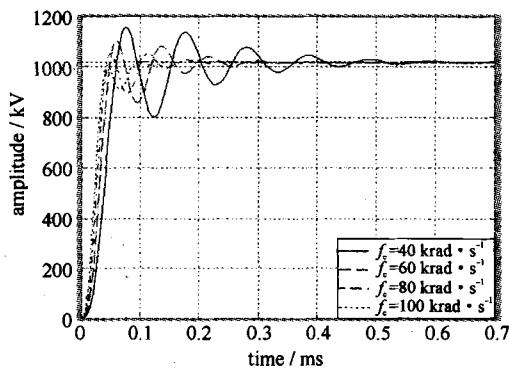


Fig. 6 TF open-loop step response with different cut-off frequency

图 6 不同截止频率下传递函数开环阶跃响应图

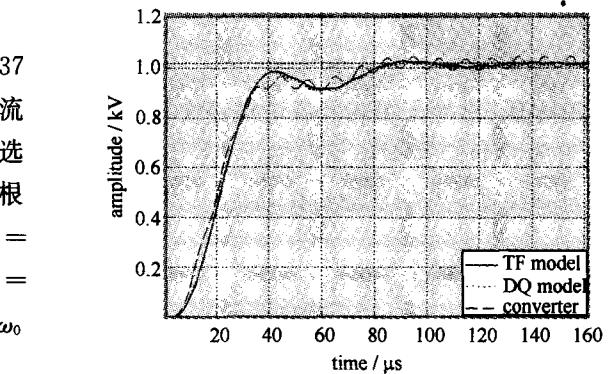


Fig. 5 Output voltage showing matching between converter,

D-Q model and transfer function(TF) simulation

图 5 变换器电路、D-Q 等效电路和传递函数输出电压仿真对比

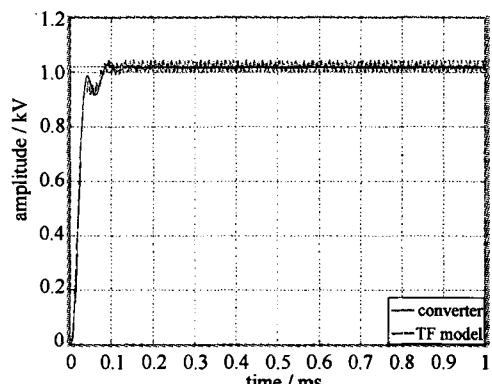


Fig. 7 Start-up process of converter simulation and TF step response

图 7 变换器输出电压仿真波形与传递函数阶跃响应对比

表 1 不同截止角频率对应的滤波器参数及其输出电压波形动态参数

Table 1 Filter parameters corresponding to different cut-off angular frequency and dynamic parameters of output voltage waveform

cut-off angular frequency /(krad · s⁻¹)	L_f /μF	C_f /μH	rising time /μs	overshoot /%	setting time /μs	ripple /%
40	250	2.50	54.8	13.60	369.0	0.98
50	200	2.00	48.5	11.03	295.0	1.00
60	167	1.67	44.1	8.72	223.0	1.50
70	143	1.43	40.7	6.09	169.0	1.90
80	125	1.25	38.4	3.49	149.0	2.50
90	111	1.11	36.5	2.15	109.0	3.50
100	100	1.00	35.2	1.54	85.5	3.90
110	91	0.91	34.2	0.98	80.0	4.90
120	83	0.83	33.3	0.37	77.0	5.90
130	77	0.77	33.2	0.39	73.0	6.90
140	71	0.71	33.4	0.43	69.5	7.40

3 结 论

本文采用 D-Q 坐标变换的方法,对单相并联谐振变换器输出 LC 滤波器参数展开研究。首先通过构造虚拟正交电路,推导了单相并联谐振变换器的 D-Q 等效电路,并证明了其可以准确地代表原变换器电路;然后利用所求解的 D-Q 等效电路对输出 LC 参数进行优化设计,达到了输出脉冲上升沿时间小于 50 μs 、过冲小于 5%、纹波小于 5% 的预期指标,验证了该方法的可行性。

参考文献：

- [1] 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. (Zhang Weiping. The modeling and control of switching converter. Beijing: China Electric Power Press, 2006)
- [2] 苏建仓, 王利民, 丁永忠, 等. 串联谐振充电电源分析及设计[J]. 强激光与粒子束, 2004, 16(12):1611-1614. (Su Jianchang, Wang Limin, Ding Yongzhong, et al. Analysis and design of series resonant charging power supply. *High Power Laser and Particle Beams*, 2004, 16(12):1611-1614)
- [3] Zhang Yingqi, Sen P C. D-Q models for resonant converters[C]//Power Electronics Specialist Conference. 2004:1749-1753.
- [4] 戈田一, 师宇杰, 邓承志. 全桥并联谐振变换器特性分析[J]. 信息工程大学学报, 2008, 9(2): 206-210. (Ge Tianyi, Shi Yujie, Deng Chengzhi. Analysis and simulation of full-bridge parallel resonant dual-voltage converter. *Journal of Information Engineering University*, 2008, 9(2): 206-210)
- [5] Wong S C, Brown A D. Analysis, modelling, and simulation of series-parallel resonant converter circuits[J]. *IEEE Trans on Power Electron*, 1995, 10(2): 605-614.
- [6] 任青毅, 梁川, 王桂吉, 等. 并联谐振变换器式电容器充电电源[J]. 强激光与粒子束, 2012, 24(3):692-696. (Ren Qingyi, Liang Chuan, Wang Guiji, et al. Capacitor charging power supply based on full-bridge parallel-resonant inverter. *High Power Laser and Particle Beams*, 2012, 24(3):692-696)
- [7] Eric X Y, Fred C L, Milan M J. Small signal modeling of LCC resonant converter[C]//Conference Record of IEEE PESC. 1992:941-948.
- [8] Pokryvailo A, Carp C, Scapellati C A. High-power high voltage power supply for long-pulse application[C]//Pulsed Power Conference. 2009:795-800.
- [9] Bland M, Clare J, Zanchetta P, et al. A high frequency resonant power converter for high power RF applications[C]//Power Electronics and Applications Conference. 2005.
- [10] 谢仕宏. MATLAB R2008 控制系统动态仿真[M]. 北京: 化学工业出版社, 2009. (Xie Shihong. MATLAB R2008 control system dynamic simulation. Beijing: Publishing House of Chemicals Industry, 2009)
- [11] 李伟, 刘庆想, 张政权, 等. 并联谐振长脉冲调制器的仿真研究[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(11): 2955-2958. (Li Wei, Liu Qingxiang, Zhang Zhengquan, et al. Simulation research on long pulse parallel resonant modulator. *High Power Laser and Particle Beams*, 2011, 23(11): 2955-2958)

Output LC filter parameter optimization of single-phase parallel resonant converter

Sun Peng, Li Xiangqiang, Liu Qingxiang, Zhang Zhengquan, Li Wei

(College of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Direct-quadrature(D-Q) coordinate transformation is an effective circuit modeling method which is often used in three-phase circuit equivalent transformation. In this paper, a method which constructs a virtual orthogonal circuit is used to derive the D-Q equivalent circuit of the single-phase parallel resonant converter in D-Q rotating coordinate. The transfer function of the equivalent circuit is solved. And it is verified that the derived D-Q equivalent circuit can accurately represent the original converter circuit by simulation. Based on this conclusion, by the transfer function of the D-Q equivalent circuit, the output LC filter parameters of a single-phase parallel resonant converter is designed, meeting the output voltage pulse less than 50 μs edge, less than 5% overshoot, less than 100 μs settling time and less than 5% ripple. It is proved that the method used to design the parallel resonant converter output LC filter parameters is feasible.

Key words: direct-quadrature transform; parallel resonant; filter; parameter optimization

PACS: 84.30.Bv; 84.30.Jc; 84.30.Vn

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程：

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>