

电容滤波直流电源电路谐波产生分析与抑制方法

胡毅¹,董晓雅¹,马琚²,王亚文¹,张勇¹

(1. 滁州学院 机械与电气工程学院,安徽 滁州 239000;
2. 皖江工学院 电气信息工程学院,安徽 马鞍山 243031)

摘要:电容滤波直流电源电路在工作过程中会产生比较严重的谐波电流,这些谐波电流的存在会给后端电路和供电系统带来危害。对此,首先对电容滤波直流电源电路中谐波电流的产生机理进行了分析,然后针对这些谐波电流给出了两种基于LC谐振滤波的谐波抑制方法,并对其抑制性能进行了仿真和实验验证。结果表明,两种LC谐振滤波的谐波抑制方法均可有效降低直流电源电路中谐波电流的占比,并显著提高电源有用输出功率。

关键词:直流电源电路;谐波产生与抑制;LC谐振滤波

中图分类号:TN713.1

文献标志码:A

文章编号:1671-5322(2020)02-0013-07

随着电子电气技术的快速发展,各种电子电气设备在生活中得到了广泛的应用。其中一部分电子电气设备,如各种家用电器和一些工业与实验场所中用到的电源设备等^[1-3]主要以直流电进行工作,它们在工作过程中需要通过直流电源电路将供电系统提供的交流电转变为直流电。

通常这些直流电源电路主要由变压器、整流电路、滤波电路和稳压电路等部分组成^[4-5]。在对直流电源电路电压和电流的进一步研究发现,流回变压器的回路电流通常有着严重的波形畸变,这主要是由整流和滤波电路的工作特性造成的^[5-6]。如在电容滤波的直流电源电路中,它的整流主要由二极管构成的桥式电路完成,而滤波则主要利用电容器来实现。在整流和滤波过程中,都存在非线性变换特征,造成电流和电压波形的不一致,使得电流产生严重畸变,从而导致谐波电流的产生。这些谐波电流,一方面会对电源后端设备或电路产生影响,造成工作性能下降;另一方面还可能通过变压器耦合到供电系统,影响供电系统的供电品质或质量^[7]。因此,需对谐波电流进行抑制或消除。

针对上述问题,本文基于电容滤波直流电源

电路,具体分析了谐波电流的产生及特征,并根据LC电路的谐振特性,给出了LC串联谐振滤波和LC并联谐振滤波的两种谐波电流的抑制方法,达到有效降低谐波影响并显著提高电源有用输出功率的目的。

1 电容滤波直流电源电路谐波产生分析

1.1 谐波特征与描述

对于电压或电流参量,在满足周期性与连续性的条件下,可对其进行傅里叶级数展开,展开式如下:

$$f(t) = f_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (1)$$

式中: $n=1$ 和 $n>1$ 对应的 $f(t)$ 分别为基波和谐波分量; $\omega_0=2\pi/T_0$ 为基波信号的角频率, T_0 为 $f(t)$ 的周期; f_0 为平均分量,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega_0 t);$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n\omega_0 t) d(\omega_0 t);$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t); n \geq 1。$$

收稿日期:2019-12-27

基金项目:安徽省高校自然科学基金重点项目(KJ2018A0427);安徽省教育厅教学研究项目(2018jyxm0525);滁州学院大学生创新创业训练项目(2019CXXL041, 2019CXXL100)。

作者简介:胡毅(1974—),男,安徽六安人,副教授,博士,主要研究方向为电子信息及卫星导航技术。

式(1)中,当 $n > 1$ 时, n 次谐波的角频率 $\omega_n = m\omega_0$, n 次谐波的振幅 $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, 相角 $\varphi = \arctan(a_n/b_n)$ 。

在对电气设备进行谐波分析时,展开式(1)中的基波分量通常为后端所需的有用成分,而倍频分量($n > 1$)则为无用的谐波成分;同时,根据傅里叶级数展开的特征可知,谐波成分的幅值或强度要小于基波成分,且 n 越大,幅值越小^[1,3]。

为考查谐波成分的占比,现用总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion)来衡量。若用 J 表示总谐波畸变率,则有

$$J = \left(\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \bar{A}_n^2 / \bar{A}_1^2} \right) \times 100\% \quad (2)$$

式中 $\bar{A}_1$ 与 $\bar{A}_n$ 分别为 $f(t)$ 的基波和 n 次谐波($n > 1$)的有效值。

根据 $f(t)$ 为电压量还是电流,总谐波畸变率 J 又可分为电压谐波总畸变率 J_u 和电流谐波总畸变率 J_i 两种。

此外在谐波分析中,由于电压的波形畸变很小,通常可假设为正弦波形;而电流波形畸变则可能很大,一般为非正弦波形^[8]。为了表征电压与电流波形的这种不一致性,可通过功率因数 $\lambda = (\bar{I}_1/\bar{I}) \cos \delta$ 来描述,其中 $\bar{I}$ 、 $\bar{I}_1$ 分别为总电流与基波电流的有效值, δ 为基波电流与输入电压间的相位差。

1.2 谐波电流的产生

电容滤波直流电源电路主要部分如图 1 所示。图 1 中,令变压器副边电压 $v(t) = V_m \sin(\omega_0 t + \varphi)$, 假设 4 个二极管 D1 ~ D4 参数相同,且在 $t = 0$ 时 D1 与 D4 导通,则 $t = 0$ 时电容器两端电压 $u_c(0) = V_m \sin \varphi$ 。

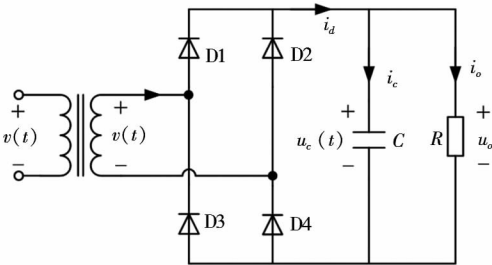


图 1 电容滤波直流电源电路

Fig 1 Capacitor filter DC power supply circuit

考虑到通常有 $RC \gg T_0$, 在对图 1 所给电路进行分析后,得到 $v(t)$ 在一个周期内的变压器副边电压及电流波形,如图 2 所示。图 2 中, α 为二极管 D1 与 D4 截止角, φ 为输入电压初始相位。当 $\omega_0 t = \alpha$ 时,二极管 D1 与 D4 由导通变为截止(此时 D2 与 D3 处于截止态);当 $\omega_0 t = \pi$ 时,二极管 D2 与 D3 由截止变为导通(此时 D1 与 D4 处于截止态);当 $\omega_0 t = \pi + \phi$ 时,二极管 D2 与 D3 由导通变为截止(此时 D1 与 D4 处于截止态);在其余时间,4 个二极管均截止。

图 1 中,在二极管 D1 与 D4 导通或 D2 与 D3 导通期间,电容器都处于充电状态,且有 $u_c(t) = v(t)$;而在 D1 ~ D4 均截止期间,电容器则处于放电状态,且有 $u_c(t) = V_m \sin(\varphi + \alpha) e^{-t/\tau}$, 其中 $\tau = RC$ 为放电常数, $V_m \sin(\varphi + \alpha)$ 为电容器开始放电时两极板间电压。

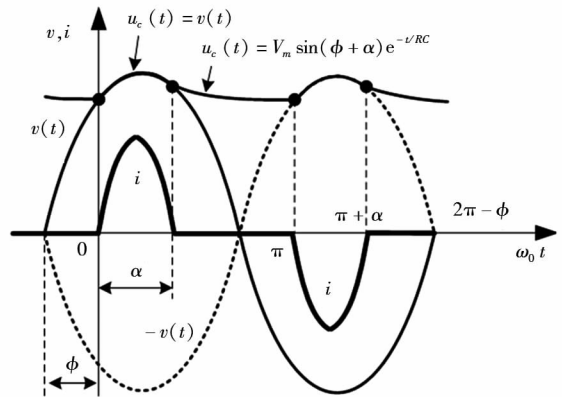


图 2 直流电源变压器副边电压与电流波形图

Fig 2 Waveform of voltage and current at secondary side of DC power transformer

1.3 基波及谐波电流的计算

根据上述过程,电容器在 $\omega_0 t = \alpha$ 时充电结束,由 $i_d = 0$ 可得 $\tan(\phi + \alpha) = -\omega_0 RC$;同时,在 $\omega_0 t = \pi + \varphi$ 时电容器再次开始充电,且有 $V_m \sin(\varphi + \alpha) e^{-(\pi - \alpha)/(\omega_0 RC)} = V_m \sin \varphi$ 。经过进一步的分析和计算可得到流经变压器副边的电流为^[6,8]

$$i = \begin{cases} \omega_0 C V_m \left[\cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{1}{\omega_0 RC} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right], & (k-1)\pi \leq \omega_0 t \leq (k-1)\pi + \alpha, \\ 0, & k = 1, 3, 5, \dots \\ V_m \sin(\varphi + \alpha) e^{-(\omega_0 t - (k-1)\pi - \alpha)/(\omega_0 RC)}, & (k-1)\pi + \alpha \leq \omega_0 t < k\pi, \\ & k = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (3)$$

对式(3)中按照式(1)进行傅里叶级数展开,有

$$i = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (4)$$

式中基波及谐波成分的幅值系数 a_1 、 b_1 和 a_n 、 b_n ($n > 1$) 可通过将文献[8]中所给对应系数里的 ω 、 θ 和 δ 相应替换为 ω_0 、 ϕ 和 α 得到。

在得到 a_n 和 b_n ($n \geq 1$) 的值后,进一步可通过下式计算出基波和 n 次谐波 ($n > 1$) 电流的有效值及相角。

$$\bar{I}_n = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}}, \varphi_n = \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right), n \geq 1 \quad (5)$$

而总电流的有效值为

$$\bar{I} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d(\omega_0 t)} = \frac{\omega_0 C V_m}{\sqrt{\pi}} \times$$

$$\sqrt{\frac{\varphi}{2} - \frac{1 - (\omega_0 RC)^2}{4(\omega_0 RC)^2} [\sin(2\varphi + 2\alpha) - \sin 2\alpha] + \frac{\varphi}{2(\omega_0 RC)^2} - \frac{1}{2(\omega_0 RC)^2} [\cos(2\varphi + 2\alpha) - \cos 2\alpha]} \quad (6)$$

由式(2)并结合上面计算结果,可得总谐波电流畸变率 $J_i = \left(\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \bar{I}_n^2} / \bar{I}_1 \right)$, 功率因数(φ 为输入电压初始相位, φ_1 为基波电流相位)。由所得结果可知,这些参数都与参数 $\omega_0 RC$ 密切相关。因此,在不同 $\omega_0 RC$ 下,可得 J_i 、 λ , 以及总谐波电流占比 $\eta = \left(\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \bar{I}_n^2} / \bar{I} \right)$, 结果如图3所示,而基波和各次谐波占总电流的比值则如图4所示。

由图3可以看出,在 $\omega_0 RC$ 比较小时(如 $\omega_0 RC \leq 2$ rad),由谐波电流引起的基波电流畸变率比较小,基波输出功率较大;随着 $\omega_0 RC$ 的增大,总谐波电流占比逐渐趋于稳定值,约为10%,此时谐波仍然会对基波电流产生影响,但这种影响逐渐减弱,以至于基波电流占比渐趋稳定。另外,从图4可以看出,在各次谐波中, n 较小的谐波影响较大,而 n 较大的谐波影响则显著减弱。

2 电容滤波直流电源电路 LC 谐振谐波抑制方法

电容滤波直流电源电路产生的谐波,如果不进行处理,这些谐波一方面会进入到后端的电路,造成工作性能下降;另一方面,还可能回溯到前端供电系统,影响供电系统的供电质量,因此必须进

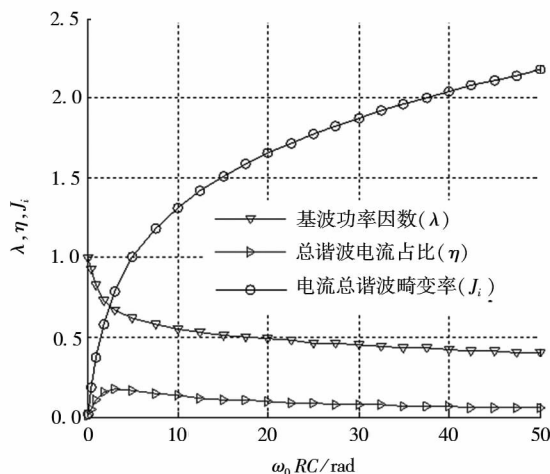


图3 变压器副边电流畸变率 J_i 、 λ 及 η 曲线
Fig 3 Curves of aberration rate of J_i 、 λ and η of transformer secondary current

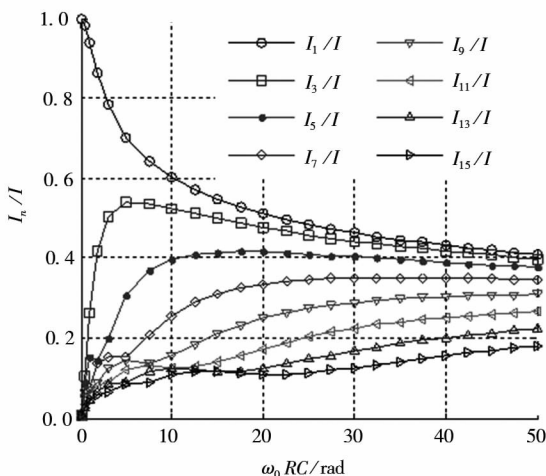


图4 变压器副边电流中基波与各次谐波占比
Fig 4 Proportion of fundamental wave and each harmonic in the secondary current of transformer

行抑制或消除。

根据实现方式的不同,谐波抑制大致可分为无源滤波法^[5]、有源滤波法^[9-10]、谐波补偿法^[8]等。考虑到实现的简单性,本文对基于无源 LC 谐振滤波的谐波抑制方法进行了研究。

2.1 LC 谐振滤波

利用 LC 谐振特性抑制谐波的方法,具体实现电路有两种,包含串联和并联两种方式,如图5所示。

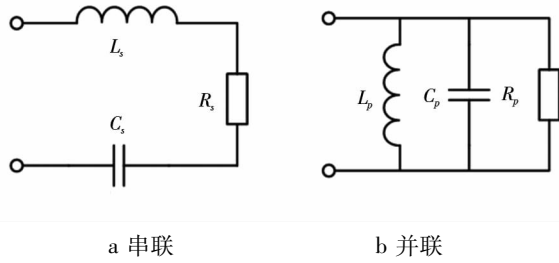


图 5 LC 谐振电路
Fig 5 LC resonance circuit

在图 5a 的串联 LC 谐振电路中,当谐振 $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$ 时,电路总电抗具有最小值,即对 ω_s 的电流成分具有低阻特征,此时电路元件参数可直接针对所要滤除的高次谐波进行设计。如要滤除式(2)中的 n 次谐波, L_s 、 C_s 需满足关系 $n\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_s}$,同时 R_s 取值要尽量小。

在图 5b 的并联 LC 谐振电路中,当谐振 $\omega_p = 1/\sqrt{L_p C_p}$ 时,电路总电抗具有最大值,即对的 ω_p 电流成分具有高阻特征,此时电路元件参数可针对所要保留的基波成分进行设计,即此时 L_p 、 C_p 需满足关系 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$ 。相对串联谐振滤波,并联谐振滤波可看成一种间接的谐波抑制方式。

2.2 LC 串联谐振谐波的抑制性能

串联谐振电路由于具有低阻特性,可直接用于滤除电路中的高次谐波。由图 4 可知,在滤波前,副边回路电流中 3 次谐波和 5 次谐波占比比较严重。为此,在变压器副边并联接入 LC 串联谐振电路,以有效去除直流电源副边回路电流中的 3 次谐波与 5 次谐波成分。其实验电路与应用仿真软件 LTspice 仿真的电路分别如图 6、图 7 所示(两个图的参数选择保持一致)。

图 7 仿真电路主要是通过两个 LC 串联谐振电路实现对电路中的 3 次谐波和 5 次谐波进行谐振滤除的,其中 C_2 和 L_3 参数选择需满足谐振条件 $3\omega_0 = 1/\sqrt{C_2 L_3}$,而 C_3 和 L_4 参数选择则要满足 $5\omega_0 = 1/\sqrt{C_3 L_4}$ 。图 7 中电压源 $V1 = 12\sqrt{2} \times \sin(100\pi t)$,取自 50 Hz 市电经变压器降压后的副边输出,此时 $\omega_0 = 100\pi \text{ rad/s}$ 。

在 LC 串联谐振滤波前,图 6、图 7 的实验与仿真结果分别如图 8、图 9 所示(由于实验中示波器电流测量探头难以获得,因此在图 8 和图 9 中均采用间接电流测量方法,即通过测量图 7 中定值电阻 R_f 两端的电压来等效流回电源的电流波

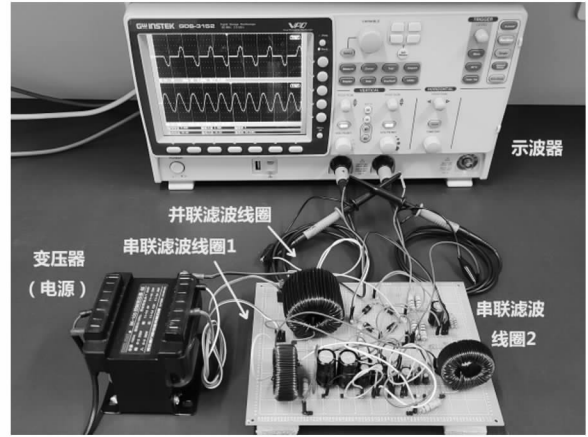


图 6 串联和并联谐振谐波抑制实验电路
Fig 6 Series and parallel resonant harmonic suppression experimental circuits

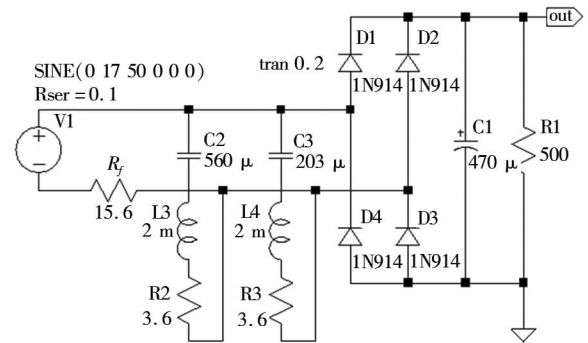


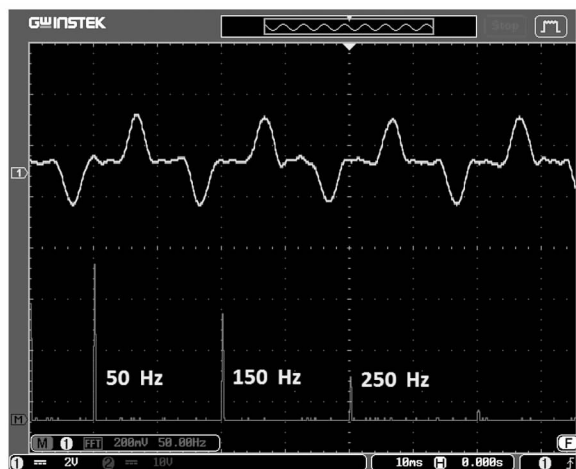
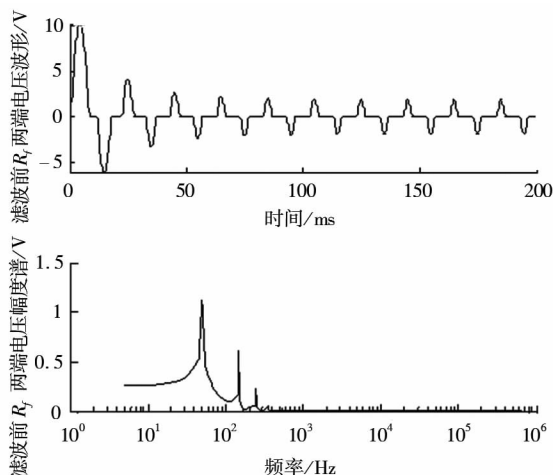
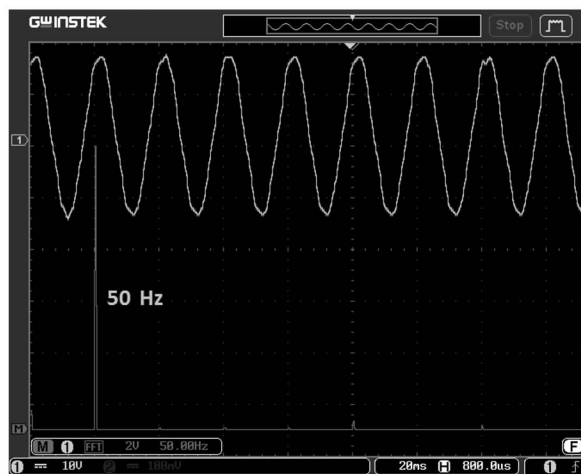
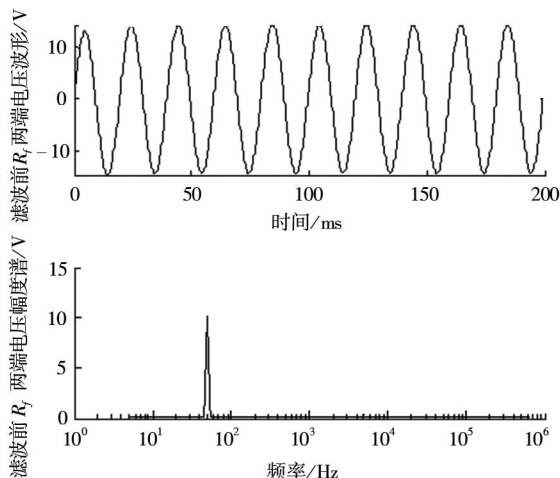
图 7 LC 串联谐振谐波抑制仿真电路
Fig 7 Simulation circuit of LC series resonant harmonic suppression

形和频谱特征。后面的实验结果也均采用了这种处理方式)。滤波后,电阻 R_f 两端电压波形和频谱变化的实验与仿真结果分别如图 10 和 11 所示。

对比图 8、图 10 滤波前后的实验结果与图 9、图 11 滤波前后的仿真结果,可知在接入 3 次和 5 次 LC 串联谐振滤波电路后,原先畸变严重的回路电流基本恢复到与输入电压相同的波形,即大大消除了谐波成分;同时,电路的功率因数也显著提高,使得电路可输出更多的有用功率。此外,由图 10、图 11 还可以看出,在经过谐振滤波后,回路电流频谱变为与基波频率相同的单频谱线,这也表明通过 LC 串联谐振滤波可显著降低谐波带来的影响。

2.3 LC 并联谐振谐波的抑制性能

由于并联谐振电路具有高阻特性,针对所要

图 8 滤波前 R_f 两端电压波形及其频谱实验结果Fig 8 Experimental results of voltage waveforms and frequency spectrum at both ends of R_f before filtering图 9 滤波前 R_f 两端电压波形及其频谱仿真结果Fig 9 Simulation results of voltage waveforms and frequency spectrum at both ends of R_f before filtering图 10 串联 LC 谐振滤波后 R_f 两端电压波形及其频谱变化实验结果Fig 10 Experimental results of voltage waveforms and frequency spectrum changes at both ends of R_f after series LC resonance filtering图 11 串联 LC 谐振滤波后 R_f 两端电压波形及其频谱变化仿真结果Fig 11 Simulation results of voltage waveforms and frequency spectrum changes at both ends of R_f after series LC resonance filtering

保留的基波成分进行元件参数设计的并联谐振电路同样可以直接滤除电路中的高次谐波。

在变压器副边接入并联 LC 谐振滤波电路,同样可达到有效抑制谐波电流的效果。该种类型的仿真电路(对应的实验电路见图 6),以及滤波后的 R_f 两端电压波形和频谱变化分别如图 12 ~ 14 所示。由于该种类型滤波电路主要是针对基波成分的谐振进行设计的,因此图 12 滤波电路中的 C_2 和 L_3 参数选择需满足谐振条件 $\omega_0 = 1/\sqrt{C_2 L_3}$ 。

由图 13、图 14 可知,LC 并联谐振滤波电路同样可以有效滤除谐波成分,达到串联 LC 谐振电路相同的谐波抑制效果,从而有效提高电路的输出功率。相比串联 LC 谐振电路,并联 LC 谐振滤波电路所需元件要少些,从而可以更好地把握电路特性;但同时其 LC 元件参数值相对较大,给元件匹配和选购带来困难。因此,在实际应用中可对两种电路进行综合权衡后加以选择。

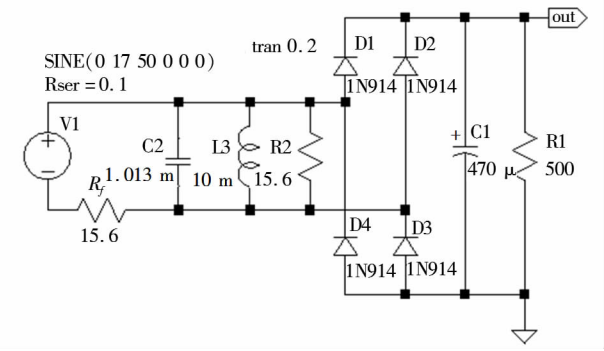


图 12 LC 并联谐振谐波抑制电路

Fig 12 LC parallel resonant harmonic suppression circuit

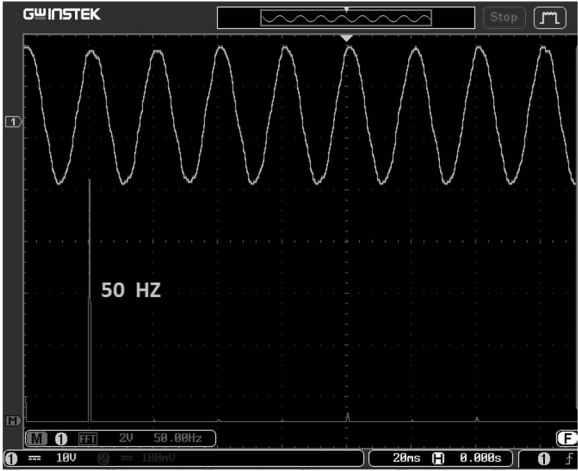


图 14 并联 LC 谐振滤波后 R_f 两端电压波形及其频谱变化实验结果

Fig 14 Experimental results of voltage waveforms and spectrum changes of R_f terminals after parallel LC resonance filtering

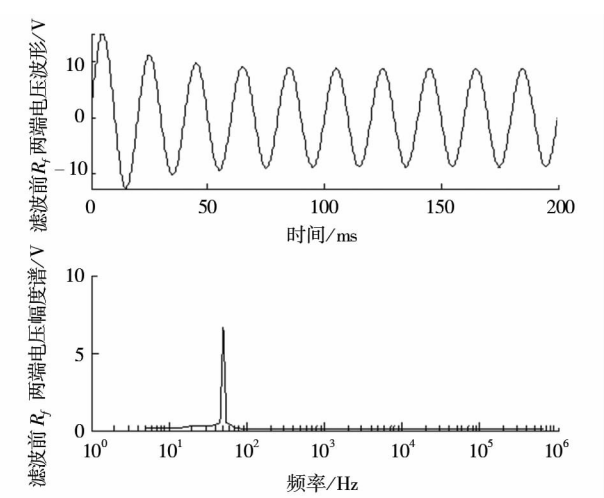


图 13 并联 LC 谐振滤波后 R_f 两端电压波形及其频谱变化仿真结果

Fig 13 Simulation results of voltage waveforms and spectrum changes of R_f terminals after parallel LC resonance filtering

3 结论

通过对电容滤波直流电源电路中谐波电流产生机理的深入分析,给出了两种基于 LC 谐振滤波的谐波抑制方法。这两种方法都能有效减少谐波带来的影响,并显著提高电源的有用输出功率。当然,这两种方法各有所长,在实际应用中可对两种电路进行综合权衡后加以选择。此外,所给方法对其他电源电路中的谐波抑制也具有一定的参考意义。

参考文献:

[1] 周娟,任国影,魏琛,等. 电动汽车交流充电桩谐波分析及谐波抑制研究[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(5):18-25.

[2] 许加柱,柏滋艺. 磁集成式 LCL 滤波器在牵引网高次谐波抑制中的应用[J]. 电力自动化设备,2019,39(5):207-212.

[3] 王燕妮. 典型医疗设备电气谐波抑制方法研究[J]. 中国医院建筑与装备,2019,20(7):90-92.

[4] 华成英,童诗白,清华大学电子学教研组. 模拟电子技术基础[M]. 4 版. 北京:高等教育出版社,2006.

[5] LIU Y X, XU J Z, SHUAI Z K, et al. Passivity-based decoupling control strategy of single-phase LCL-type VSRs for harmonics suppression in railway power systems[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2020,117: 105698.

[6] 程丽丽,颜晨,江铃. 电子设备电源系统的谐波特性研究[J]. 电子质量,2006(8):63-67.

[7] 魏学良,程婷. 谐波治理设备在供电系统中的应用[J]. 国外电子测量技术,2015,34(1):80-83.

[8] 王兆安,刘进军,王跃,等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 3 版. 北京:机械工业出版社,2018:66.

[9] 尹慧,许彦. 有源滤波器的研究现状及前景展望[J]. 电力电容器与无功补偿,2010,31(3):27-32.

[10] 聂程,王跃,雷万钧,等. 注入式有源谐波电阻谐振抑制方法[J]. 电源学报,2018,16(2):51-58.

Analysis and Suppression Method of Harmonic Generation in Capacitor Filter DC Power Supply Circuit

HU Yi¹, DONG Xiaoya¹, MA Jun², WANG Yawen¹, ZHANG Yong¹

(1. School of Mechanics & Electrical Engineering, Chuzhou University, Chuzhou Anhui 239000, China;
2. School of Electrical & Information Engineering, Wanjiang University of Technology, Maanshan Anhui 243031, China)

Abstract: The capacitor filter DC power circuit will produce serious harmonic current in the working process, which will bring harm to the back-end circuit and power supply system. In this paper, the generation mechanism of harmonic current in capacitor filter DC power supply is analyzed firstly, and then two harmonic suppression methods based on LC resonance filter are proposed for these harmonic currents, and their suppression performance is verified by simulation and experiment. The results show that the two harmonic suppression methods of LC resonance filter can effectively reduce the proportion of harmonic current in the DC power supply circuit, and significantly improve the useful output power of the power supply.

Keywords: direct-current power circuit; harmonics generation and suppression; LC resonance filtering

(责任编辑:李华云)

本 刊 启 事

《盐城工学院学报(自然科学版)》已入编《中国知网》《中国科技核心期刊遴选数据库》《中国科技期刊全文数据库》《美国化学文摘(网络版)》,作者著作权使用费在本刊稿酬中一并给付(另有约定者除外)。对此不同意者,请在来稿时说明。