

# 三相SPWM光伏逆变电路LC滤波器设计与仿真

朱成彪, 马宝萍, 祝雪妹

(南京师范大学电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210042)

**[摘要]** 目前光伏并网逆变电路的控制普遍采用SPWM正弦脉宽调制法, 由于采用该方法的电路输出电压中含有一定量的谐波, 对负载的工作将带来不利影响, 因此要设法消除谐波以满足负载的要求. 本文在计及电源内阻和负载的情形下, 从插入损耗入手, 详细地分析了LC滤波网络的相关参数, 并用归一化方法设计滤波器, 最后利用MATLAB软件仿真, 验证了所设计LC滤波器的有效性.

**[关键词]** 光伏逆变电路, SPWM, LC滤波器, 谐波

**[中图分类号]** TN713 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2015)04-0001-08

## Design and Simulation of LC Filter Used in Three-Phase SPWM PV Inverter

Zhu Chengbiao, Ma Baoping, Zhu Xuemei

(School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

**Abstract:** Recently, the sine pulse width modulation (SPWM) control technology has been widely used in power electronic system. However, the output voltage of the inverter contains some harmonic which will have a great influence on the load. In order to make the load work normally, we must consider how to eliminate harmonics. Considering the influences of power source resistance and load resistance, this paper discusses the insertion loss of LC filter and analyzes the related parameters of LC filter in detail. At the same time, a filter is designed under the circumstance of normalization. Finally, the LC filter is simulated with MATLAB to verify its effectiveness.

**Key words:** photovoltaic inverter, SPWM, LC filter, harmonic

随着全球能源短缺和环境污染等问题日益突出, 太阳能光伏发电因其清洁、安全、便利、高效等特点, 已成为世界各国普遍关注和重点发展的新兴产业. 近年我国光伏发电产业也得到迅速发展, 光伏发电并网技术成为研究热点. 目前光伏并网逆变电路广泛使用SPWM控制技术. 由于SPWM逆变电路使用载波对正弦信号波调制, 产生了和载波有关的谐波分量, 这些谐波分量影响着SPWM逆变电路的输出, 所以需要设计滤波器对谐波进行滤除, 以得到较好的正弦波形<sup>[1]</sup>. 文献[2]设计LC滤波器时使用了 $m$ 推演型和定 $K$ 型两种设计方法, 在设计过程中使用了归一化的概念. 文献[3]在研究中指出L滤波器为一阶系统, 对高次谐波滤除不能达到很好的效果; LCL滤波器提高系统阶次到三阶, 增加了控制难度, 降低了系统稳定性, 其体积也较大. 从文献[4-5]的研究中可以进一步看出, 采用LCL滤波的逆变器系统可能处于不稳定的工作状态.

本文主要研究LC滤波网络, 为了使问题更为一般化, 采用网络综合法分析多级LC滤波电路的设计, 提出了一种更为实用的方法, 对实际的设计具有较好的指导意义. 最后以一级LC滤波器用于光伏逆变电路为例, 利用MATLAB软件仿真, 验证了该设计方法的可行性和有效性.

## 1 三相SPWM光伏逆变电路工作原理分析

光伏逆变系统的主电路如图1所示, 输出端带有LC低通滤波器, 负载为三相对称星型电阻负载, 采用SPWM控制法控制全控型开关器件 $VT_1 \sim VT_6$ 的导通,  $V_{dc}$ 为直流电压源,  $U_a, U_b, U_c$ 为滤波前三相输出相电

收稿日期: 2015-05-19.

基金项目: 国家自然科学基金(61273100).

通讯联系人: 马宝萍, 博士, 副教授, 研究方向: 鲁棒控制、智能电网技术. E-mail: mabaoping@njnu.edu.cn

压,  $U_{az}, U_{bz}, U_{cz}$  为滤波后三相输出相电压.

采样控制理论中有一个重要结论: 冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时, 其效果基本相同<sup>[6]</sup>. SPWM法就是以此为理论基础, 用脉冲宽度按正弦规律变化、与正弦波等效的PWM波形(称为SPWM波形)控制逆变电路中开关器件的通断, 使其输出脉冲电压的面积与理想正弦波在相应区间内的面积相等, 通过改变调制波的频率和幅值则可调节逆变电路输出电压的频率和幅值. 实际工作中, 逆变电路每一相的上下两桥臂门极触发脉冲信号互补, 同一时刻电路中只有三个桥臂导通, 但上下两桥臂不能同时导通, 以防止电路短路<sup>[7]</sup>.

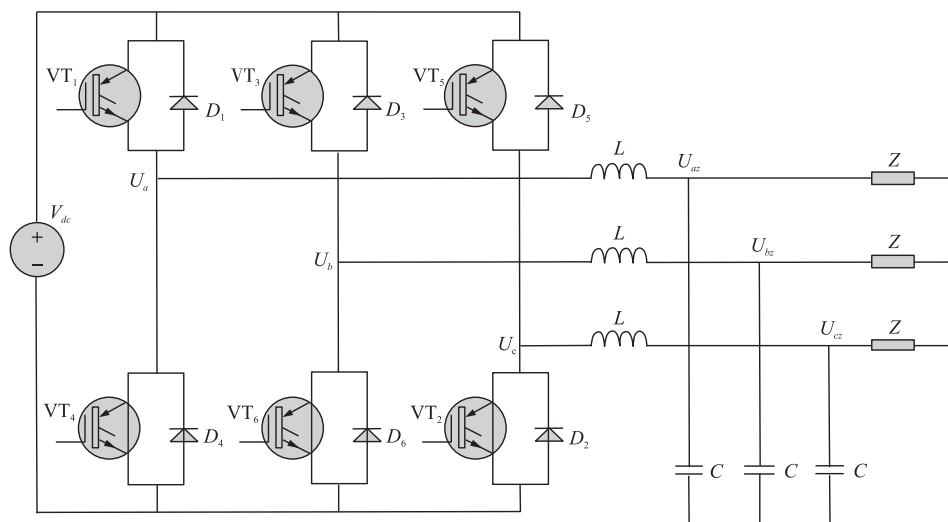


图1 带1级LC低通滤波器的主电路拓扑

Fig.1 Main circuit topology with one stage LC low-pass filter

## 2 LC滤波器的分析和参数计算

### 2.1 滤波器的滤波原理和阻抗匹配分析

图2方框内是一个由电感 $L$ 和电容 $C$ 组成的无源二端口滤波网络, 它的输入端与电源相连, 输出端与负载相连. 方框内也可以由多个电阻元件、电感元件和电容元件构成, 可以有源或无源, 如果采用不同的拓扑结构, 可以构成有源或无源低通、高通、带通、带阻滤波器, 滤波效果也将不同. 本文主要研究无源LC低通滤波器的性能和各电抗元件参数的计算.

假设该网络中所有电感 $L$ 和电容 $C$ 为理想的无损耗元件. 负载直接与电源相连时所获得的功率为 $P_{02}$ , 则:

$$P_{02} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} E_s^2, \quad (1)$$

加入滤波器后负载 $R_2$ 获得的功率为 $P_2$ , 则:

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2}, \quad (2)$$

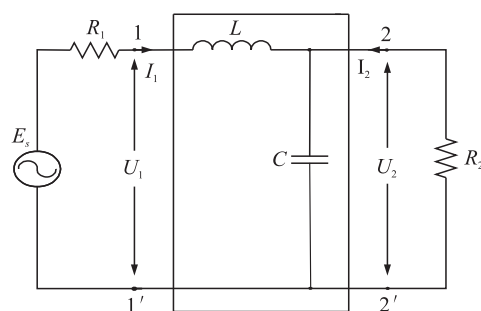


图2 1级LC低通滤波器电路图

Fig.2 Circuit with one stage LC low-pass filter

功率 $P_2$ 与电源频率有关, 可见由于滤波网络的引入使 $P_2$ 与 $P_{02}$ 之间存在差值, 称为滤波器的插入损耗 $L_i$ (dB)

$$L_i = 10 \log \frac{P_{02}}{P_2}. \quad (3)$$

由电路知识可知, 当负载直接与电源相连并且其阻值与电源内阻相等时, 电源供给负载 $R_2$ 的功率最大, 记为 $P_{\max}$ , 则:

$$P_{\max} = \frac{E_s^2}{4R_1}. \quad (4)$$

$P_{\max}$ 与连接滤波器后获得的功率 $P_2$ 两者之差称为滤波器损耗 $L_f$ (dB),

$$L_f = 10 \log \frac{P_{\max}}{P_2}. \quad (5)$$

由式(1)~(5)可得:

$$L_f = L_i + 10 \log \frac{(R_1 + R_2)^2}{4R_1 R_2}. \quad (6)$$

从式(6)可以很直观地看出,当电源内阻 $R_1$ 与负载 $R_2$ 相等时,滤波器损耗就等于插入损耗.故实际应用中应尽可能使负载与电源阻抗相匹配,以使负载获得功率尽可能大.

## 2.2 滤波电路的插入损耗计算与输出响应的逼近

以图2为例,利用二端口网络的相关知识推导输出电压和电源电压之间的传递函数.在此采用二端口网络的 $T$ 矩阵进行分析, $T$ 矩阵<sup>[8]</sup>定义如下:

$$T(s) = \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) & D(s) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中, $T$ 矩阵为拉普拉斯变换后的形式,二端口的输入端电压电流和输出端电压电流的关系如下:

$$\begin{cases} U_1(s) = A(s)U_2(s) - B(s)I_2(s) \\ I_1(s) = C(s)U_2(s) - D(s)I_2(s) \end{cases}, \quad (8)$$

其中电压电流为其相量表达式,由此可推导出:

$$\frac{U_1(s)}{I_1(s)} = \frac{A(s)U_2(s) - B(s)I_2(s)}{C(s)U_2(s) - D(s)I_2(s)} = \frac{A(s)R_2 + B(s)}{C(s)R_2 + D(s)}. \quad (9)$$

令 $Z_{in}(s) = \frac{U_1(s)}{I_1(s)}$ ,则可以将图2变换成输入端等效电路,如图3所示.

根据图3,有以下关系式:

$$E_s(s) = I_1(s)(R_1 + Z_{in}(s)) \quad (10)$$

结合式(8)~(10),滤波网络的电压传递函数如下:

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{E_s(s)} = \frac{R_2}{C(s)R_1 R_2 + D(s)R_1 + A(s)R_2 + B(s)}, \quad (11)$$

上式是考虑了电源内阻和负载情况下的电压传递函数的表达式,电压传递函数为复数,与电源角频率,电源内阻和负载电阻以及 $L$ 和 $C$ 有关.实际中通常采用归一化的方法进行滤波器的设计,分为阻抗归一化和频率归一化两种.

**阻抗归一化:**如果电路网络中的每个独立阻抗乘上一个常数因子 $K_r$ 后,这个网络的电压幅频响应函数保持不变.用 $R, L, C$ 分别表示实际的电阻、电感和电容, $R', L', C'$ 表示归一化后的电阻、电感和电容,其换算关系如下:

$$\begin{cases} R = K_r R', \\ L = K_r L', \\ C = \frac{C'}{K_r}. \end{cases} \quad (12)$$

**频率归一化:**如果电源角频率从 $\omega'$ 变化到 $\omega$ ,为了使网络中所有阻抗保持不变,而把网络中的所有电感 $L$ 和电容 $C$ 都除以一个系数 $K_\omega$ ,电阻保持不变,那么变换后的电路的电压传递函数没有变化,其换算关系如下:

$$\begin{cases} K_\omega = \frac{\omega}{\omega'}, \\ L = \frac{L'}{K_\omega}, \\ C = \frac{C'}{K_\omega}. \end{cases} \quad (13)$$

当采用阻抗归一化后,设 $R_1=R_2=1 \Omega$ , (11)式变为:

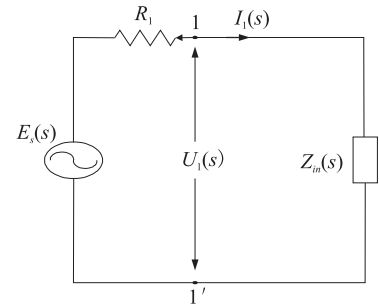


图3 LC无源滤波网络输入端等效电路图  
Fig.3 The equivalent circuit of LC passive filtering network

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{E_s(s)} = \frac{1}{A(s) + B(s) + C(s) + D(s)}. \quad (14)$$

由上式可知,当归一化处理后,滤波网络的电压传递函数只与网络的  $T$  参数矩阵中各个元素的值有关. 由于  $s=j\omega$ , 设  $A(\omega)$  为滤波网络的损耗, 当电源角频率为零时滤波网络无反射, 归一化后电压幅频响应函数  $F(0)=1/2$ , 以此为基准, 故  $A(\omega)$  表达式如下:

$$A(\omega) = \left| \frac{F(0)}{F(j\omega)} \right| = \frac{1}{2} |A + B + C + D|, \quad (15)$$

其中,  $A, B, C, D$  为二端口  $T$  矩阵中各参数时域上的表达式. 图4为接有  $n$  个电感和电容元件的滤波电路, 采用梯形连接的一般形式. 运用二端口网络级联的特性, 可将图中的每一个电抗元件看做一个二端口, 该二端口内只含一个电抗元件, 则网络的  $T$  矩阵为每个元件组成的二端口  $T$  矩阵的乘积.

$$T = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_2 & 1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_n & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}. \quad (16)$$

由式(15)、(16)可得:

$$A^2(\omega) = 1 + A_1 \omega^2 + A_2 \omega^4 + \cdots + A_n \omega^{2n}, \quad (17)$$

其中, 各项系数  $A_i (i=1, 2, \cdots, n)$  由电感  $L$  和电容  $C$  确定, 随  $n$  值变化而变化. 图4滤波电路的插入损耗为:

$$L_i = 20 \log A(\omega) = 10 \log(1 + A_1 \omega^2 + A_2 \omega^4 + \cdots + A_n \omega^{2n}). \quad (18)$$

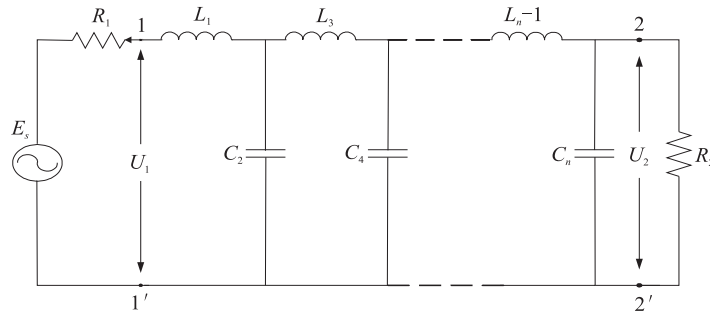


图4 多级LC滤波网络电路图

Fig.4 The circuit diagram with multistage LC filtering network

对于式(18)表示的插入损耗, 目前已有许多成熟的逼近方法. 本文采用巴特沃斯逼近法来设计满足式(18)的低通滤波器.

巴特沃斯低通滤波器输出响应的幅频函数模平方如下:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H^2(0)}{1 + \varepsilon^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n}}, \quad (19)$$

其中,  $H(0)$  为电源角频率为零时的电压传递函数,  $\varepsilon$  为常数, 用来确定截止频率时滤波器的损耗,  $\omega$  为实际电路的角频率,  $\omega_c$  为滤波器截止角频率,  $n$  为 LC 元件的总个数.

其输出响应的损耗  $A(\omega)$  平方为:

$$A^2(\omega) = \left| \frac{H(0)}{H(j\omega)} \right|^2 = 1 + \varepsilon^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n}. \quad (20)$$

采用巴特沃斯逼近后的插入损耗, 用分贝表示如下:

$$L_i = 20 \log A(\omega) = 10 \log \left[ 1 + \varepsilon^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right]. \quad (21)$$

当电源角频率  $\omega$  越大, 插入损耗越大, 分析中可将 LC 视为无损耗的元件, 所以从物理意义上来说, 是由于 LC 滤波网络将一部分功率反射回电源的原因使得负载获得的功率减少了.

用截止角频率进行频率归一化, 令  $\omega_c' = 1$ , 实际角频率  $\omega$  归一化为  $\omega'$ , 通常实际中要求截止频率处插入损耗为 3 dB, 即输出电压响应幅值下降到原幅值的 0.707 倍, 此时可确定  $\varepsilon=1$ , (21) 式变为:

$$L_i = 20 \log A(\omega') = 10 \log(1 + \omega'^{2n}). \quad (22)$$

比较(22)式与(18)式,当采用插入损耗法设计低通滤波器时,若采用巴特沃斯响应逼近,需将(18)式中的系数进行下列运算:

$$A_1=0, A_2=0, \dots, A_{n-1}=0, A_n=1. \quad (23)$$

设实际设计中要求归一化角频率为  $\omega'$  时插入损耗为  $X$  dB,此时需要的电抗元件个数为:

$$n = \frac{\log(10^{0.1X} - 1)}{2 \log \omega'}. \quad (24)$$

### 3 仿真实例

三相SPWM逆变器的基波频率为50 Hz,角频率为314 rad/s,实际中总是希望输出电压得到标准的基波正弦波.

对于三相SPWM截止频率的选择是有一定要求的,为了获得比较优良的性能,已有文献[9]研究表明,截止频率的选择需满足下式:

$$10f_1 < f_c < f_s/2, \quad (25)$$

式中,  $f_1$  为正弦波基波频率,实际为50 Hz;  $f_s$  为逆变电路开关频率,IGBT频率依不同厂家不同型号而有所不同,实际中可达几kHz至几十kHz. 为了更好地滤除谐波,验证本文之前理论分析的正确性,参考式(25),可取本次设计的仿真实例截止频率  $f_c=600$  Hz,则截止角频率  $\omega_c=3\,768$  rad/s,假设滤波性能要求当  $f=2\,400$  Hz,即角频率  $\omega=15\,072$  rad/s时损耗至少为20 dB,即幅值至少下降到原幅值的0.1倍,此时归一化后的角频率  $\omega'=\omega/\omega_c=4$  rad/s,代入式(24)得  $n=1.66$ . 取  $n=2$ ,即只需一个电感元件和一个电容元件即可满足要求. 结合式(15)~(17),此时可求得(18)式中  $A_1=\frac{(L_1-C_2)^2}{4}$ ,  $A_2=\frac{L_1^2-C_2^2}{4}$ ,采用巴特沃斯逼近,则有  $A_1=0, A_2=1$ ,可解得  $L_1'=\sqrt{2}$  H,  $C_2'=\sqrt{2}$  F. 设负载电阻  $R_2$  实际值为50  $\Omega$ ,则去归一化的频率变换系数  $K_\omega=3\,768$ ,阻抗变化系数  $K_4=50$ . 所以实际电感值  $L_1=K_r L_1'/K_\omega=0.018\,765$  H,实际的电容值  $C_2=C_2'/K_\omega K_r=7.505\,5$   $\mu$ F.

本次仿真采用MATLAB软件,仿真模型图如图5所示. 仿真中设置调制比  $K=400$ ,载波频率  $f_c=2$  kHz,调制波频率  $f_r=50$  Hz. 图6是利用Matlab软件绘制的该系统的奈奎斯特图,从曲线可以判断出该系统是稳定的.

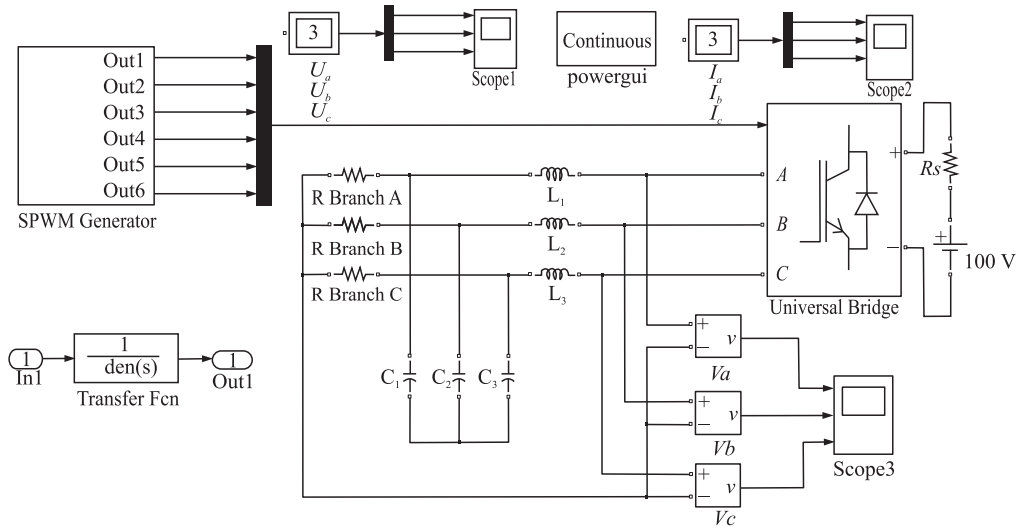


图5 逆变电路的仿真模型图

Fig.5 The model diagram of the inverter circuit simulation

图7为归一化输出电压幅频响应波特图,从图中可以看出,当归一化角频率为1 rad/s,即实际频率为600 Hz时的谐波电压幅值下降约3 dB,当归一化角频率为4 rad/s,即实际频率为2 400 Hz时的谐波电压幅值下降约24 dB,与之前的分析相一致.



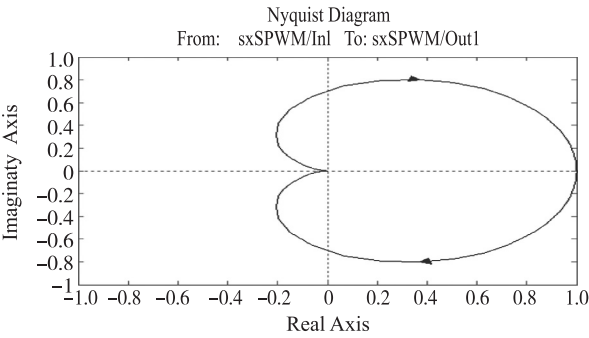


图6 LC滤波系统的奈奎斯特图  
Fig.6 The Nyquist diagram of LC filter system

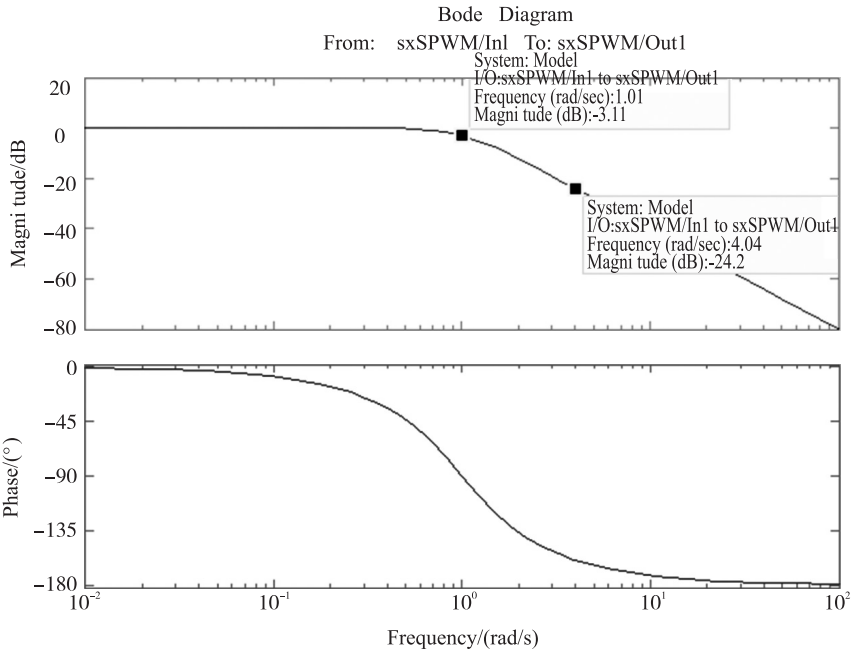


图7 归一化输出电压波特图  
Fig.7 The Bode diagram of the normalized output voltage

图8是滤波前端三相SPWM逆变电路的A相输出电压波形以及其傅里叶分析,图9是滤波后A相输出电压波形以及其傅里叶分析。

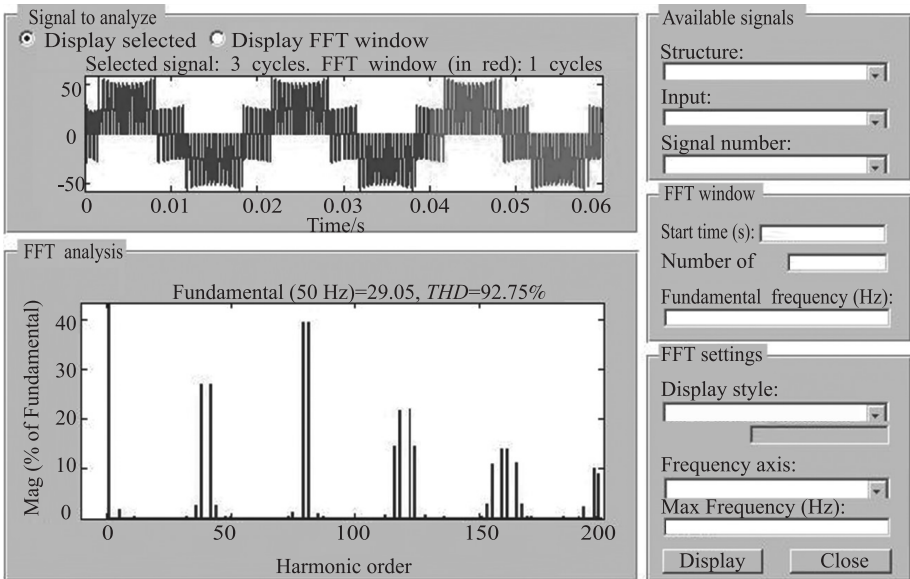


图8 滤波器前端A相输出电压波形的傅里叶分析  
Fig.8 A Fourier analysis of A-phase output voltage before filtering

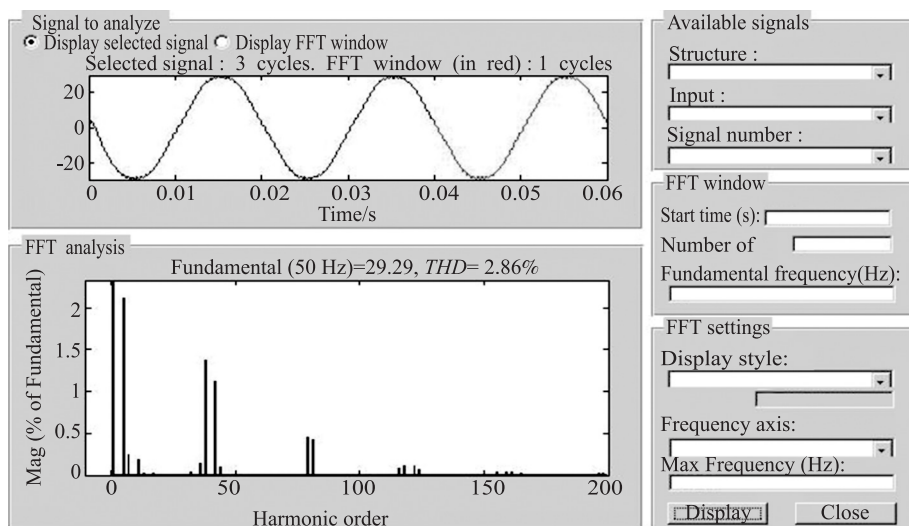


图9 滤波后A相输出电压波形的傅里叶分析

Fig.9 A Fourier analysis of A-phase output voltage after filtering

从图8和图9的比较中可以看出,滤波前电路输出电压为多电平的方波脉冲电压,谐波含量多,总谐波畸变率 $THD=92.75\%$ 。滤波后输出电压接近标准正弦波, $THD=2.86\%$ ,谐波含量大大降低,高次谐波被消除。B、C两相的情况与A相一致,只是相位依次相差 $2\pi/3$ ,仿真验证了之前分析的正确性,符合要求。

文献[10]提出了从无功容量角度来设计逆变器输出滤波器的方法,笔者通过仿真实验检验该方法设计的滤波器,其输出电压总谐波畸变率 $THD=29\%$ ,而本文提出的方法经过仿真验证, $THD$ 仅为 $2.86\%$ ,故效果更好。

## 4 结论

(1)在考虑电源内阻和负载的情况下,本文较为详细地分析了无源LC滤波电路的结构和相关参数的计算,从滤波器插入损耗角度入手,运用二端口网络理论给出了LC滤波器的一般化表达式,实际应用时根据需要可采取不同的近似方法,在对LC滤波网络的系数进行适当调整后,便可得到不同性能的滤波器,本文给出的设计方法具有较强的通用性。

(2)文中实例采用了巴特沃斯法近似设计LC滤波器,结合光伏逆变电路的实际情况,选用一级LC滤波器对三相SPWM光伏逆变电路进行仿真实验,结果验证了本文理论分析的正确性,说明本文给出的设计方法对于实际的滤波器设计具有一定的指导意义。

(3)理论上,本文提出的设计方法可以设计无限阶次LC滤波器,但由于当LC元件个数较多时,需要求解比较复杂的数学方程组,显得比较繁杂。因此本文的方法对于实际当时三阶及以下滤波器的设计能够带来有效的参考价值。

## [参考文献](References)

- [1] 张立广,刘正中. SPWM 逆变电源LC滤波器的研究与设计[J]. 电子设计工程,2014,22(6):172-174.  
ZHANG L G, LIU Z Z. LC filter research and design in the SPWM inverter[J]. Electronic design engineering, 2014, 22(6): 172-174.(in Chinese)
- [2] 刘砚涛,刘玉蓓,尹伟. LC滤波器设计方法介绍及其仿真特性比较[J]. 电子测量技术,2010,33(5):17-21.  
LIU Y T, LIU Y B, YIN W. Introduction of design methods of LC filter and simulation of responding characteristics [J]. Electronic measurement technology, 2010, 33(5): 17-21.(in Chinese)
- [3] 戴志威,舒杰,吴昌宏,等. 基于LC滤波的光伏逆变器电感电流反馈控制策略研究[J]. 新能源进展,2014,2(6):449-453.  
DAI Z W, SHU J, WU C H, et al. Study on inductor current feedback control strategy of photovoltaic grid-connected inverter based on LC filter[J]. Advance in new and renewable energy, 2014, 2(6): 449-453.(in Chinese)

- [4] 刘飞,查晓明,段善旭.三相并网逆变器LCL滤波器的参数设计与研究[J].电工技术学报,2010,25(3):110-116.  
LIU F,ZHA X M,DUAN S X. Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2010,25(3):110-116.(in Chinese)
- [5] 陈新,韦微.三相并网逆变器LCL滤波器的研究及新型有源阻尼控制[J].电工技术学报,2014,29(6):71-79.  
CHEN X,WEI H. Research on LCL filter in three-phase grid-connected inverter and novel active damping control strategy[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2014,29(6):71-79.(in Chinese)
- [6] 王兆安,刘进军.电力电子技术[M].5版.北京:机械工业出版社,2009:162-183.  
WANG Z A,LIU J J. Power electronics[M]. 5th ed. Beijing:China Machine Press,2009:162-183.(in Chinese)
- [7] 林渭勋.现代电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2013:200-222.  
LIN W X. Modern power electronics[M]. Beijing:China Machine Press,2013:200-222.(in Chinese)
- [8] 邱关源,罗先觉.电路[M].5版.北京:高等教育出版社,2006:418-437.  
QIU G Y,LUO X J. The circuit[M]. 5th ed. Beijing:High Education Press,2006:418-437.(in Chinese)
- [9] STEINKE J K. Use of an LC filter to achieve a motor friendly performance of the PWM voltage source inverter [J]. IEEE trans on energy conversion, 1999, 14(3):649-654.
- [10] 俞杨威,金天均.基于PWM逆变器的LC滤波器[J].机电工程,2007,24(5):50-52.  
YU Y W,JIN T J. LC filter based on PWM inverter[J]. Mechanical & electrical engineering magazine, 2007, 24(5):50-52. (in Chinese)

[责任编辑:陈 庆]