

级联多电平逆变器的频谱分析及滤波器设计

周雪松, 何 杰, 马幼捷, 张智勇

(天津理工大学自动化学院, 天津 300191)

摘 要: 为解决级联多电平技术过大的电压变化率和相对集中的高次谐波的问题, 通过计算机仿真技术, 深入比较了几种典型拓扑结构的逆变器输出电压谐波的频谱, 分析了基于载波组 SPWM 调制技术的级联多电平逆变器输出电压的谐波特征后, 针对该结构电压谐波的特点, 提出一种级联多电平逆变器的 LC 滤波器设计方法并给出了电抗参数和电容参数的具体设计原则和方法。该方法综合考虑了滤波器频率特性和功率因数等要素, 通过仿真实验证明, 通过该方法选择的滤波器参数满足系统各方面的要求, 达到预期的滤波效果, 对于不同功率因数的负载, 均有很好的滤波效果, 并提高了系统的功率因数。

关键词: 级联多电平逆变器; 高次谐波; 频谱分析; LC 滤波器; 频率特性; 功率因数

中图分类号: TM761 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6520(2008)09-1937-07

Frequency Spectrum Analysis and Filter Design of Cascade Multi-level Inverter

ZHOU Xue-song, HE Jie, MA You-jie, ZHANG Zhi-yong

(School of Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300191, China)

Abstract: The technology based on the cascade multi-level inverter has been widely applied in the large-power and high-voltage energy control areas. But this kind of inverter have some disadvantages such as the transient increase or decline of the output voltage and the relatively concentrated high harmonics. In this paper, different typical topological structure of the cascade multi-level inverters is deeply investigated and analyzed through computer simulations, and a comparison of the different frequency spectrums is made. The cascade multi-level inverter based on the Carrier Group SPWM technology and the output voltage harmonic characteristics is analyzed. In order to solve the problem of the harmonics, A kind of method in designing the LC filter for the cascade multi-level inverter is improved which based on the voltage harmonic characteristics, and the principles and methods in calculating the reactance and capacitive parameters is brought forward. This kind of method takes the elements of the filter frequency characteristics and the system power factor into consideration. The simulation results proves that the filter parameters which chosen by this method can meet the various requirements of the system. The desired effect of filtering is achieved. For the different power factor loads, this filter have the ability to get an ideal filtering effect and to improve the system's power factor.

Key words: cascade multi-level inverter; high-order harmonic; frequency spectrum analysis; LC filter; frequency characteristic; power factor

0 引 言

随着高电压交直流输电系统、大容量驱动电机等电力装置的容量逐步增大, 对大功率电力电子装置有了新的需求。功率器件和各种新控制方法的发展, 推动大功率电力电子装置的拓扑结构取得了很大的进展。但大功率开关器件的开关频率和开关容量总是存在矛盾的, 以至于大功率变流器难以应用各种优秀的开关策略。而级联多电平拓扑是目前解决这一矛盾较好的方案^[1-3], 级联型多电平逆变器的

应运而生, 成为目前多电平拓扑研究的热点, 本文基于载波组 SPWM 调制策略结合级联 H 桥逆变器的拓扑进行研究^[4-7]。该结构可大大提高逆变器的电压等级并降低谐波含量, 但是其核心控制方式仍是 PWM 技术。PWM 逆变器输出的上升沿或下降沿的陡脉冲电压仍不适合用电设备直接使用, 它会使得用电负荷产生过电压, 过大的电压突变率 du/dt 会造成用电线路和设备的绝缘过早损坏^[8-10], 另外, 级联多电平技术的研究水平较低和成本较高等问题, 影响到级联多电平变频装置在中高压大功率领域的推广应用。

为降低逆变器输出端过高的电压突变率, 最适宜的方法之一是在逆变器输出端安装滤波器, 滤除高次谐波, 减小 du/dt , 谐波分析是滤波器设计的基础^[11-14], 但目前对多电平 PWM 波形谐波进行理论分析的文献较少, 滤波器设计也多是基于经验。本

基金资助项目: 国家“九五”重点科技攻关项目(96-A19-05-02); 天津市重点科技攻关项目(033186611)。

Project Supported by National Key Scientific and Technological Project (96-A19-05-02), Tianjin Key Scientific and Technological Project(033186611).

文对级联多电平 PWM 逆变电路的输出电压的频谱进行了大量的仿真分析,根据其谐波特点,提出了一种中高压级联逆变器的输出滤波器的简化设计方法,该法综合考虑了滤波器频率特性和功率因数等要素,通过该方法选择滤波元件频率特性好,带负载能力强,对于负载功率因数的变化有很好的适应性。

1 级联多电平工作机理及频谱分析

1.1 级联多电平逆变器的工作机理

级联型多电平变流器,采用若干个低压变流单元直接级联的方式实现高压输出,级联型拓扑每个独立直流源与一个逆变器单元相连,每个变流器单元可以产生一个 3 电平输出电压,这样避免了大量箝位二极管或电容的使用,交流侧的端电压通过级联方式叠加,形成多电平输出电压。由 m 个变流器单元级联而成的多电平变流器的电平数为 $(2m+1)$ 。这种结构无需动态均压电路,可以用低耐压的功率器件实现高压大功率输出,电平数的增加大大改善了输出电压波形,大大减小了输出电压波形畸变(THD)。用较低的开关频率就能获得比高开关频率下两电平逆变器更理想的输出电压波形,且每个变流器单元的结构相同,易进行模块化设计和封装,减少了系统的体积和成本^[15-17]。本文基于载波组 SPWM 调制策略结合级联 H 桥拓扑进行分析研究。设 5 模块 11 电平逆变器的三角载波频率为 $f_{\text{mod}}=9\text{ kHz}$,正弦调制波频率 $f_{\text{sin}}=50\text{ Hz}$,频率调制比 $m_f=180$,幅值调制比 $m_a=u_{\text{Csin}}/u_{\text{Cmod}}=1$ (其中: u_{Csin} 为调制波的峰值; u_{Cmod} 为绝对值最大的三角调制波的峰值)。设各个模块的直流侧直流电压 $u_d=200\text{ V}$,滤波电感为 L_f ,滤波电容为 C_f ,负载为 Z ,输出电压为 U_o 。逆变原理和波形见图 1。

1.2 逆变器输出波形的频谱分析

PWM 逆变电路可使输出电压接近正弦波,但因使用载波对正弦信号波调制,产生了和载波频率相关的谐波分量。设计滤波器前首先应明确变频器输出电压谐波分量的频率和幅值。本文利用 Matlab/Simulink 对典型的 3 电平、5 电平、7 电平、9 电平和 11 电平的级联电压型 PWM 逆变电路的大量仿真表明:谐波分量的分布集中在 180 次谐波($f_{\text{mod}}=9\text{ kHz}$)以及 n 次谐波($n=180k, k=1, 2, 3, \dots$)附近。图 2 给出了 3 电平、7 电平、11 电平逆变器输出的单相电压波形及其频谱。载波组各路载波的频率均为 9 kHz ,计算总谐波畸变率 THD 时,设频谱的上限频率为 25 kHz (500 次谐波)。从仿真频谱可以看出,谐波幅值随着输出电压电平数的增加而大幅度减小,见表 1。在同一频谱中随着频率的增大

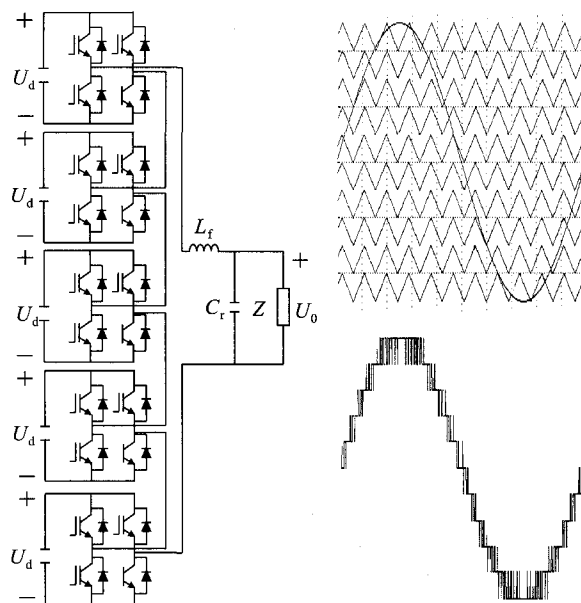


图 1 级联 11 电平逆变器调制原理

Fig. 1 Modulation principle of the Cascade 11-level inverter

表 1 不同逆变电路输出电压谐波含量

Tab. 1 Output voltage harmonic content of different inverters

级联模块数	1	2	3	4	5
输出电平数	3	5	7	9	11
THD/%	9.33	5.01	3.30	2.48	2.01

表 2 11 电平逆变电路在不同载波频率时的输出电压谐波含量

Tab. 2 Output voltage harmonic content of the eleven-level inverter under the conditions of different carrier frequency

载波频率/kHz	0.9	2.5	4.5	7	9
THD/%	10.11	4.47	3.44	2.71	2.01

谐波幅值逐渐降低。而对于不同的载波频率,一般来说,在功率单元开关频率足够高的前提下,随着载波频率的增高,谐波含量逐渐降低。表 2 示出级联 11 电平逆变器在不同载波频率时的谐波含量。

2 滤波器的设计

由上面的分析可看出,级联多电平逆变器与传统的基于 SPWM 技术 3 电平技术的输出波形相比,输出的电压谐波特性有明显的改善,谐波含量大幅度降低,因低次谐波含量更小,高次谐波相对集

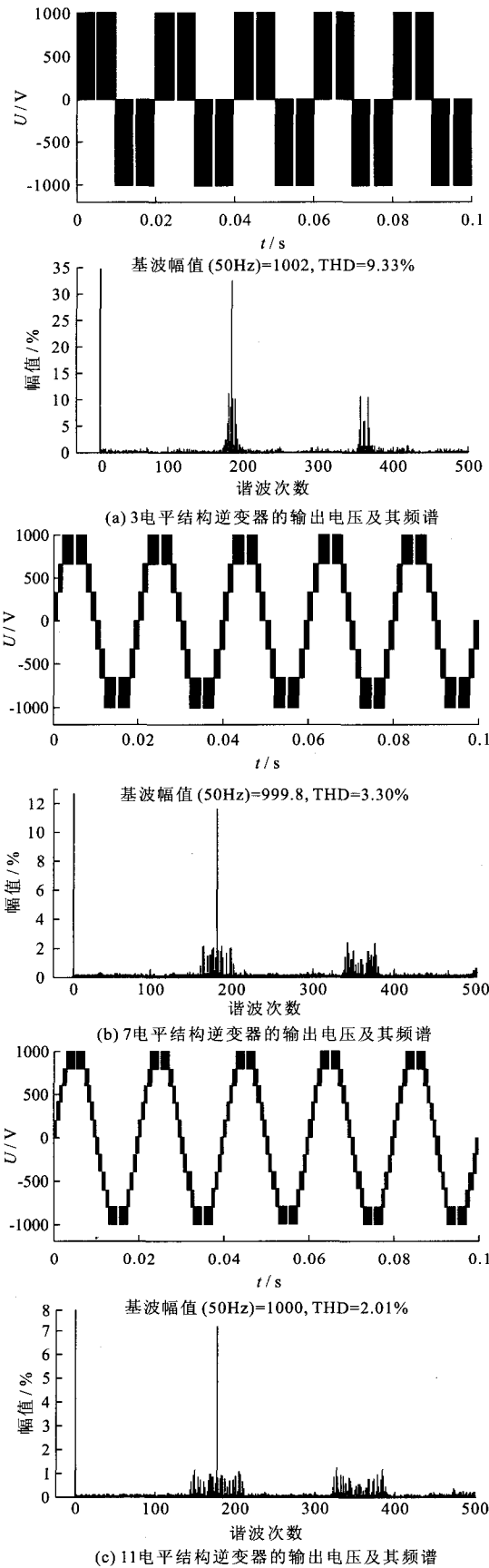
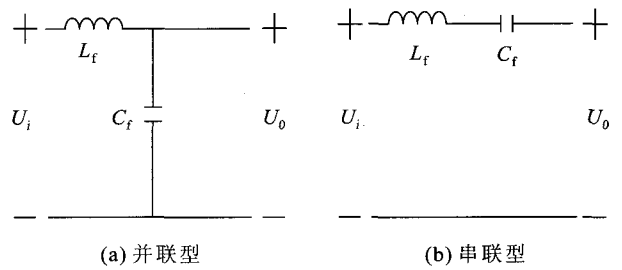


图2 典型多电平结构的输出电压及其频谱
Fig.2 Output voltage and frequency spectra of the typical multi-level structures



U_i 为输入电压; U_o 为输出电压; L_f 为滤波电感; C_f 为滤波电容。

图3 常用的LC滤波器
Fig.3 Common LC filters

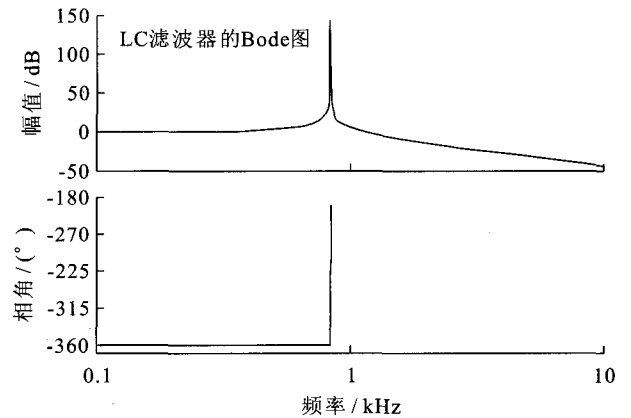


图4 并联LC滤波器的Bode图
Fig.4 Bode diagram of the parallel LC filter

中^[18,19],故对于滤波器的设计就变得非常容易。

2.1 拓扑结构的选择及其频率特性的分析

这就要求选择一个合适的转折频率 ω_c ,使得 $<\omega_c$ 的谐波无衰减的通过滤波器, $>\omega_c$ 的谐波得到衰减。常用的LC滤波器有串、并联型LC滤波器,见图3。并联型LC滤波器的缺点是基波电流也流过 L_f 导致 L_f 体积增大,而串联型滤波器虽解决了并联型滤波器的缺点,做到 L_f 小型化,但在高频下LC的串联会导致谐振。考虑本装置输出侧产生的高次谐波^[20-22]。采用并联型LC滤波器。

并联LC滤波器的传递函数如式(1);幅频特性见图4,从图中可以看出 ω_c 前的频率都可无衰减的通过滤波器, ω_c 之后的高频段衰减速度为-40 dB/dec,传递函数为G。

$$G(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1/jn\omega C_f}{jn\omega L_f + 1/jn\omega C_f} = \frac{1}{1 - n^2\omega^2 L_f C_f};$$

$$G(s) = \frac{1}{s^2 L_f C_f + 1} = \frac{1/L_f C_f}{s^2 + 1/L_f C_f} = \frac{1/\omega_n^2}{s^2 + 1/\omega_n^2}. \quad (1)$$

式中, $\omega_n = 1/\sqrt{L_f C_f}$, $n = 1, 2, 3$ 。

2.2 转折频率的选择

ω_c 的选择是滤波器参数计算的前提,由二阶系统的频率特性可知,滤波器的转折频率应远小于载

波组的频率,这样,高次谐波会得到更好的衰减,但如 ω_c 过小,就会造成 L 、 C 值增大,造成滤波器成本不必要的增加,故选择 ω_c 时应该依据 THD 满足要求时尽量大的设计原则。因级联多电平结构的载波频率较高,谐波含量较高的特征谐波次谐波都为较高次谐波,故 ω_c 的选择裕度很宽,选择原则应根据设计要求使得截止频率远小于特征谐波又不会造成基波衰减为原则。

$$\text{THD} = \left(\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2 \right)^{1/2} / U_1, \text{ 根据仿真频谱的数据,}$$

$n=17$ 时,11 电平级联拓扑直接输出的波形

$$\text{THD} = 0.23\%, \omega_{17} = 2\pi f_{17} = 2\pi n f_1 = 5338 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}.$$

式中, f_{17} 为 17 次谐波的频率; $f_1 = 50 \text{ Hz}$,为基波频率。为了防止滤波器在 $\omega_c = 17$ 次谐波发生共振,选择

$$\omega_n = 1 / \sqrt{L_i C_i} = 5200 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}.$$

2.3 负载变化对功率变化的影响

为使级联逆变器在运行时,有较强的带负载能力,对于各种负载都具有较高的系统功率因数,故对滤波器参数的确定时须考虑负载的影响,负载功率因数变化会对逆变器系统的功率因数造成影响。下面对纯电阻性负载,阻抗性负载及阻容性负载对系统功率因数的影响进行分析。

2.3.1 纯电阻性负载:

设图 1 中的负载 Z 为纯电阻 R_1 ,当逆变器带纯电阻性负载时,系统的功率因数 $\cos \varphi$ 如式(2):对滤波电感 L_i 求偏导得到式(3),可看出当 $L_i = R_1^2 C_i / (1 + (R_1 C_i \omega)^2)$ 时,式(3)等于 0,系统功率因数 $\cos \varphi = 1$,当 $L_i < R_1^2 C_i / (1 + (R_1 C_i \omega)^2)$ 时,式(3) > 0 ,故系统功率因数随着 L 的上升而单调上升,当 $L_i > R_1^2 C_i / (1 + (R_1 C_i \omega)^2)$ 时,式(3) < 0 ,故系统功率因数随着 L 的上升而单调下降。设 $R_1 = 200 \Omega$,负载的功率因数 $\cos \theta = 0$,系统功率因数随 L_i 变化的关系曲线见图 5 中的①号线。

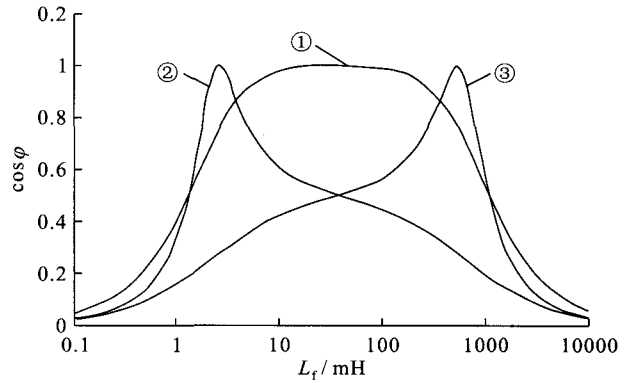
$$\cos \varphi = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + T^2}}; \quad (2)$$

$$\frac{\partial(\cos \varphi)}{\partial L_i} = \frac{-R_1 T^2 (\omega + (R_1 C_i \omega)^2 \omega)}{(R_1^2 + T^2)^{3/2}}. \quad (3)$$

式中, $T = L_i \omega + L_i (R_1 C_i \omega)^2 \omega - R_1^2 C_i \omega$ 。

2.3.2 阻感性负载

若图 1 中系统的负载 Z 为阻感性负载 $Z = R_2 + j\omega L_1$,系统的功率因数 $\cos \varphi$ 表达式见式(4),为了增大滤波器的带负载能力,假设负载的功率因数 $\cos \theta = 0.5$,且负载阻抗的绝对值 $|Z| = 200 \Omega$,故 $Z = R + j\omega L_1 \Omega$,根据选择的转折频率和式(4),可以得到系统功率因数随着 L_i 的变化曲线见图 5 中的②号线。



①阻性负载;②阻感性负载;③阻容性负载

图 5 系统功率因数与滤波电感的关系

Fig. 5 Relationship between System power factor and filter inductor

$$\cos \varphi = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + W^2}}. \quad (4)$$

式中, $W = L_i \omega (1 - L_1 C_i \omega^2)^2 + L_i \omega (R_2 C_i \omega)^2 + L_i \omega - L_1^2 C_i \omega^3 - R_2^2 C_i \omega$ 。

2.3.3 阻容性负载:

若图 1 中系统的负载 Z 为阻容性负载 $Z = R_3 + 1/j\omega C_1$,系统的 $\cos \varphi$ 表达式如式(5),假设负载的 $\cos \theta = 0.5$,且负载阻抗的绝对值 $|Z| = 200 \Omega$,故 $Z = R + 1/j\omega C_1 \Omega$,根据选择的 ω_c 和式(5),可得到系统 $\cos \theta$ 随着 L_i 的变化曲线见图 5 中的③号线。

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \quad (5)$$

式中, $P = R_3 C_1^2 \omega^2$; $Q = L_i \omega (U^2 + (C_f + C_1)^2 \omega^2) - R_3 U C_1 \omega - (C_i + C_1) \omega$; $U = R_3 C_i C_1 \omega^2$ 。

通过分析滤波器在带不同负载时得到的功率因数与滤波电感的关系曲线可看出,负载的 $\cos \theta$ 的功率角 θ 从 $-60^\circ \sim 60^\circ$ 变化时,关系曲线依次从③号线变到①号线再变到②号线。从系统 $\cos \theta$ 尽量大的原则考虑,当负载的 $\cos \theta > 0.5$ 时,系统的 $\cos \theta$ 也 > 0.5 。从图 5 可看出,此时 L_i 的选型范围为 (3 mH ~ 1 H),线②和线③的交点为不同负载 $\cos \theta = 0.5$ 时的交点,当 $\cos \theta > 0.5$ 时, $\cos \varphi$ 也变大,向①号线靠拢,系统 $\cos \theta$ 也因此变大。故如希望在负载变化时系统有较大的 $\cos \theta$,选择②线和③线的交点作为 L_i 的值。从图 5 可看出交点对应的电感值约为 37 mH,根据前面选择的转折频率 $\omega_n = 1 / \sqrt{L_i C_i} = 5200 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 。计算得到 $C_i = 1 \mu\text{F}$ 。

3 仿真分析

为验证级联多电平逆变器拓扑的滤波元件选型的合理性,运用 MATLAB/Simulink 软件对上述系

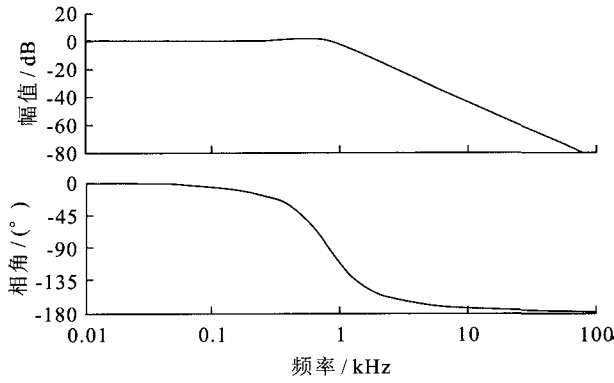


图6 纯阻性负载的系统Bode图

Fig. 6 System Bode diagram of the pure resistive load

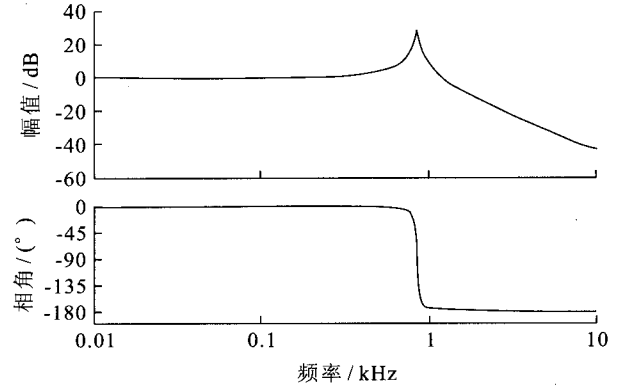


图8 阻感性负载的系统Bode图

Fig. 8 System Bode diagram of the resistance and inductive load

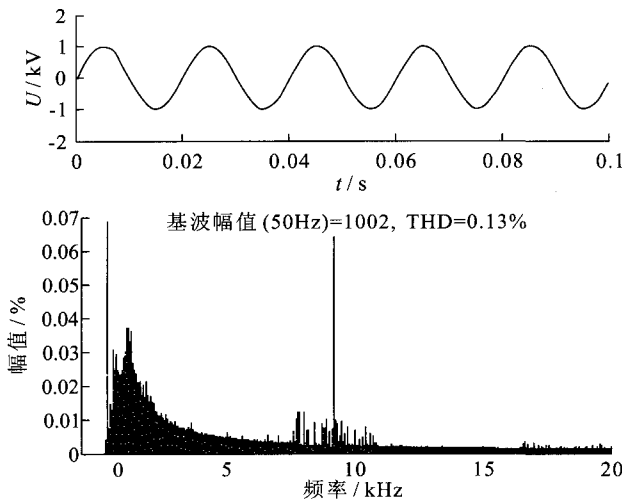


图7 纯阻性负载时的负载电压波形及频谱

Fig. 7 Output voltage and frequency spectrums of the pure resistive load

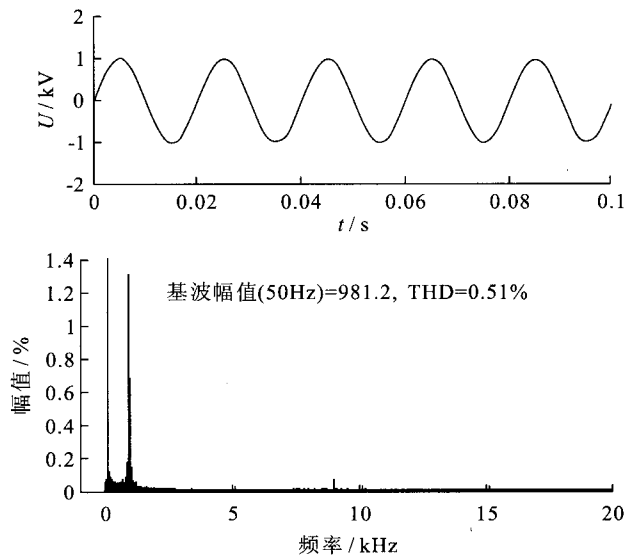


图9 阻感性负载时的负载电压波形及频谱

Fig. 9 Output voltage and frequency spectrums of the resistance and inductive load

统进行仿真分析,将计算得到的 L_f 和电容值带入图1的多电平系统,三角载波组各 $f_{mod} = 9$ kHz,正弦 $f_{sin} = 50$ Hz,幅值调制比 $m_a = u_{Csin}/u_{Cmod} = 1$,各个模块的直流侧直流电压 $u_d = 200$ V, $L_f = 37$ mH, $C_f = 1$ μ F。

对于纯阻性负载 $R_1 = 200$ Ω ,逆变器的系统传递函数表示为式(6),系统的幅频特性见图6,滤波后的波形及其频谱见图7。从图6中可看出系统基波及低次的谐波可无衰减的通过, $>\omega_c$ 的高次谐波得到很好的抑制,从图7中可看出,负载上的电压波形很好,180次谐波处的谐波含量也明显降低。因 ω_c 处系统阻尼 $\xi = \sqrt{L_f/C_f}/2R_1 = 0.48 < 1$,故 ω_c 处会出现一定的谐振,并伴随着 ω_c 处的谐波放大现象。但是并不明显。截止到400次($f = 20$ kHz)时的谐波含量 $THD = 0.13\%$,带纯阻性负载时,系统的传递函数为 G_1 。

$$G_1(s) = \frac{1}{C_f L_f} / (s^2 + \frac{s}{C_f R} + \frac{1}{C_f L_f}) \quad (6)$$

对于阻感性负载 $Z = R_2 + j\omega L_1$ Ω ,逆变器的系统传递函数表示为式(7),系统的幅频特性见图8,滤波后的波形及其频谱见图9。对于阻感性负载,系统的滤波效果很好,在转折频率处有较大的谐振峰值,故滤波后的电压波形在 ω_c 处有相对较大的谐波分量,但因此处得谐波含量本身很小,故获得的滤波效果很理想,截止到400次谐波时的 $THD = 0.51\%$,带阻感性负载时,系统的传递函数为 G_2 。

$$G_2(s) = (\frac{1}{C_f L_f} s + \frac{R_2}{C_f L_f L_1}) / (s^2 + \frac{R_2}{L} s^2 + (\frac{1}{C_f R_2} + \frac{L_1}{C_f L_f R_2}) s + \frac{R_2}{C_f L_f L_1}) \quad (7)$$

对于阻容性负载 $Z = R_3 + 1/j\omega C_1 \Omega$, 逆变器的系统传递函数表示为式(8), 系统的幅频特性见图 10, 滤波后的波形及频谱见图 11。与阻感性负载类似, 系统的滤波效果也很好, 在 ω_c 处有较大的谐振峰值, 故滤波后的电压波形在 ω_c 处有放大的谐波分量, 因此处得谐波含量本身是很小的, 故获得的滤波效果也很理想, 截止到 400 次谐波时的 THD = 0.44%, 带阻容性负载时, 系统的传递函数为 G_3 。

$$G_3(s) = \left(\frac{1}{C_1 L_f} s + \frac{1}{C_1 L_f C_1 R_3} \right) / \left(s^3 + \left(\frac{1}{C_1 R_3} + \frac{1}{C_1 R_3} \right) s^2 + \frac{1}{C_1 L_f} s + \frac{1}{C_1 L_f C_1 R_3} \right) \quad (8)$$

上述仿真分析可知, 选择合适的 ω_c , 通过考虑负载特性选择滤波器的元器件可行, 从各种负载的系统频谱可看出, 该法设计的滤波器很好的实现了预期的滤波要求, 能很好的适应各种负载的变化, 从而达到提高级联多电平逆变器系统功率因数的效果。

4 结 语

本文经计算机仿真分析, 对比分析了不同的电平数对输出电压谐波含量的影响, 总结了基于载波组 SPWM 技术的级联 H 桥拓扑结构的谐波特点。并在此基础上针对级联多电平结构低次谐波含量低, 高次谐波相对集中的特点, 选择了合适的转折频率, 并以次为基础结合不同功率因数的负载设计了 LC 低通滤波器。实验证明该方法设计的滤波器考虑了负载特性, 系统功率因数和频率特性, 使逆变器输出电压的高次谐波得到了很好的抑制, 降低了电压突变率。该方法对中高压大功率多电平变频器也有一定的普遍意义, 滤波器的合理设计可大大降低对负载绝缘的要求, 相对与通过提高载波频率和增加输出电压的电平数来减少高次谐波的方法, 更为简单而经济。

参 考 文 献

[1] Keith A Corzine, Mike W Wielebski, Fang Z Peng, et al. Control of cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 732-738.
 [2] Poh Chiang Loh, Donald Grahame Holmes, Yusuke Fukuta, et al. Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industry applications, 2003, 39(5): 1386-1395.
 [3] Yun Zhang, Fengjiang Wu, Li Sun, et al. Simulation study on four-quadrant cascade multilevel inverter based on AC voltage sensorless simple cell[C]//Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Harbin, China: [s. n.], 2007: 3457-3462.
 [4] Ayob S M, Salam Z, Jusoh A. PWM trapezoidal scheme for cascaded multilevel inverter[C]//First International Power and

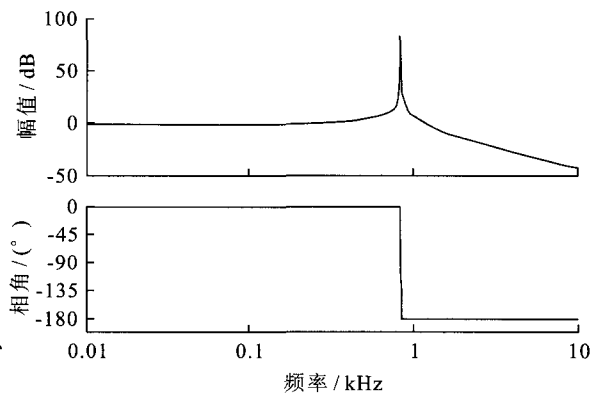


图 10 阻容性负载的系统 Bode 图

Fig. 10 System Bode diagram of the resistance and capacitive load

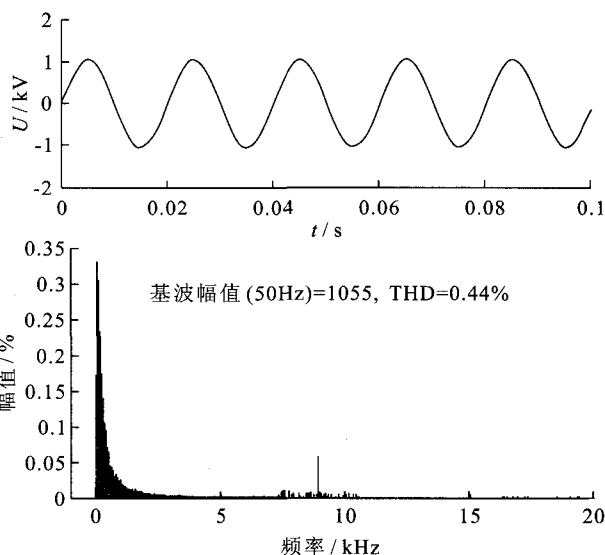


图 11 阻容性负载时的负载电压波形及频谱

Fig. 11 Output voltage and frequency spectrums of the resistance and capacitive load

Energy Conference. Putrajaya, Malaysia: [s. n.], 2006: 368-372.

[5] 李 淳, 李建林, 李彩霞, 等. DSP+CPLD 实现 CPS-SPWM 下的单相多电平脉冲[J]. 高电压技术, 2006, 32(8): 76-78.
 LI Chun, LI Jian-lin, LI Cai-xia, et al. Single phase multi-level pulse realization under CPS-SPWM technique based on DSP + CPLD[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(8): 76-78.
 [6] 王立乔, 王长永, 黄玉水, 等. 基于相移 SPWM 技术的级联型多电平变频器[J]. 高电压技术, 2002, 28(7): 17-21.
 WANG Li-qiao, WANG Chang-yong, HUANG Yu-shui, et al. A cascade multi-level converter with phase-shifted SPWM technique[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(7): 17-21.
 [7] 何金平, 毛承雄, 陆继明, 等. 三相线电压级联多电平变换器原理及仿真研究[J]. 高电压技术, 2007, 33(4): 170-174.
 HE Jin-ping, MAO Cheng-xiong, LU Ji-ming, et al. Research on three phase line voltage cascaded multilevel converter[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(4): 170-174.
 [8] 唐雄民, 龚理专, 彭永进. 一种快速的多电平空间矢量调制算法

- 研究[J]. 高电压技术, 2006, 32(2): 75-77.
TANG Xiong-min, GONG Li-zhuan, PENG Yong-jin. New fast algorithm for vector control of multilevel inverter[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(2): 75-77.
- [9] 叶满园, 李 宋, 官二勇. 九电平高压级联逆变器及其电压移位脉宽调制技术[J]. 电网技术, 2006, 30(21): 71-74.
YE Man-yuan, LI Song, GUAN Er-yong. Nine-level high voltage cascaded H-bridge inverter and its voltage shifted pulse width modulation technology[J]. Power System Technology, 2006, 30(21): 71-74.
- [10] 费万民, 吕征宇, 姚文熙, 等. 主从式级联多电平变换器及其控制方法的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(8): 61-66.
FEI Wan-min, LÜ Zheng-yu, YAO Wen-xi, et al. Research on composite cascade multilevel converters and its control strategies[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2004, 19(8): 61-66.
- [11] 李琼林, 刘会金, 孙建军, 等. 大容量有源滤波器的拓扑结构分析[J]. 高电压技术, 2006, 32(2): 70-74.
LI Qiong-lin, LIU Hui-jin, SUN Jian-jun, et al. Topology analysis of the active power filter with large capacity[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(2): 70-74.
- [12] 刘志珍, 刘英亮, 甄可禹. 可控无源滤波器的原理与实验研究[J]. 高电压技术, 2005, 31(7): 31-33.
LIU Zhi-zhen, LIU Ying-liang, ZHEN Ke-yu. Principle and experiment of a novel controllable passive filter[J]. High Voltage Engineering, 2005, 31(7): 31-33.
- [13] 陈 东, 张 凌, 熊万洲. 特高压直流滤波器滤波标准初步研究[J]. 高电压技术, 2006, 32(9): 125-128.
CHEN Dong, ZHANG Ling, XIONG Wan-zhou. Discussion on DC filter performance criteria for UHVDC project[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(9): 125-128.
- [14] 李维波, 毛承雄, 陆继明, 等. 高压变频器输出滤波器动态特性研究[J]. 高电压技术, 2002, 28(12): 5-7.
LI Wei-bo, MAO Cheng-xiong, LU Ji-ming, et al. Study of dynamic characteristic of the filter at the motor terminals in high-voltage inverter drive system[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(12): 5-7.
- [15] 王 毅, 李和明, 石新春, 等. 多电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82.
WANG Yi, LI He-ming, SHI Xin-chun, et al. Harmonic analysis and output filter design for multilevel PWM inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 78-82.
- [16] 关振宏, 孙晓玲, 黄济荣. 级联多电平高压变频器脉宽调制方法的分析[J]. 电气传动自动化, 2004, 26(1): 21-23.
GUAN Zhen-hong, SUN Xiao-ling, HUANG Ji-rong. Analysis of PWM method for the cascaded multilevel high voltage frequency converter[J]. Electric Drive Automation, 2004, 26(1): 21-23.
- [17] 史 喆, 石新春. 级联型逆变器的一种新型 SVPWM 方法[J]. 电工技术学报, 2005, 20(10): 31-34.
SHI Zhe, SHI Xin-chun. A novel technique of SVPWM based on cascaded H-bridge multi-level inverter[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2005, 20(10): 31-34.
- [18] Poh Chiang Loh, Donald Grahame Holmes, Thomas A Lipo. Implementation and control of distributed PWM cascaded multilevel inverters with minimal harmonic distortion and common-mode voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 90-99.
- [19] Mari Kojima, Kazufumi Hirabayashi, Yoshitaka Kawabata, et al. Novel vector control system using deadbeat-controlled PWM inverter with output LC filter[J]. IEEE Transactions on Industry applications, 2004, 40(1): 162-169.
- [20] 宋 强, 刘文华, 严千贵, 等. 大容量 PWM 电压源逆变器的 LC 滤波器设计[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(3): 345-348.
SONG Qiang, LIU Wen-hua, YAN Gan-gui, et al. LC filter design for high-power PWM voltage source inverter[J]. J Tsinghua Univ(Sci & Tech), 2003, 43(3): 345-348.
- [21] 姜艳妹, 徐殿国, 刘 宇, 等. 新型 PWM 逆变器输出无源滤波器的研究[J]. 电机与控制学, 2005, 9(1): 5-10.
JIANG Yan-shu, XU Dian-guo, LIU Yu, et al. Research on a novel PWM inverter output passive filter[J]. Electric Machines and Control, 2005, 9(1): 5-10.
- [22] 高 强, 马洪飞, 徐殿国. PWM 逆变器端过电压滤波器设计[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(4): 27-29.
GAO Qiang, MA Hong-fei, XU Dian-guo. Design of over-voltage mter at PWM inverter output terminals[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2006, 25(4): 27-29.



ZHOU Xue-song
Ph. D., Professor

周雪松

1964—, 男, 博士, 教授, 博导

主要从事电力电子和电机控制的应用研究。山东省“电力电子工程”省重点实验室主任; 天津理工大学自动化学院副院长; 青岛市第九届政协委员; 青岛市高级专家协会会员

E-mail: zxsmyj@eyou.com



HE Jie

何 杰

1983—, 男

研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用; 主要从事柔性交流输电系统及电能质量方面的研究

电话: (010)62783306

E-mail: hejie0525@163.com



MA You-jie
Ph. D., Professor

马幼捷

1964—, 女, 博士, 教授

主要从事电力系统分析与控制的研究。清华大学工学博士; 天津理工大学特聘教授, 研究生导师。“天津市南开区第十四届、第十届人大代表”; “中国仿真学会理事”; “青岛市市南区青联常委”。多次获省部级奖励和荣誉称号。发表学术论文 60 余篇, 获得专利 30 余项(发明专利 4 项)

收稿日期 2007-12-24

编辑 郭守珠