

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210293

考虑死区效应单相逆变器开关频率分析

巫付专, 陈蒙娜, 周元浩, 向乃皇

(中原工学院河南省先进控制与新能源科技国际联合实验室, 河南 郑州 451191)

摘要: 针对逆变器死区效应引起的输出波形畸变问题, 以单相电压型双极性 SPWM 逆变器为研究对象, 提出一种以输出电压 THD 值最小为指标的选取逆变器开关频率的方法。首先, 利用双重傅里叶变换和贝塞尔函数, 推导了考虑死区效应情况下输出 SPWM 的傅里叶级数展开式。通过对输出 SPWM 电压进行频谱分析, 研究了 THD 值和不同开关频率的关系。经研究发现, 存在最优开关频率使得输出电压的 THD 值最小。其次, 采用分段线性拉格朗日插值法, 拟合不同死区时间选取最优开关频率的公式。最后, 以 TMS320F28335 为控制芯片, 搭建了单相双极性全桥逆变器试验样机, 验证了理论分析与所提方法的有效性。实验结果表明, 所提出的逆变器开关频率选取方法在减小输出电压 THD 的同时, 减小了开关损耗, 提高了直流侧电压利用率。

关键词: 单相逆变器; 死区效应; 傅里叶变换; THD; 开关频率

Analysis of switching frequency of single-phase inverters considering dead-time effect

WU Fuzhuan, CHEN Mengna, ZHOU Yuanhao, XIANG Naihuang

(Henan Advanced Control and New Energy Technology International Joint Laboratory,

Zhongyuan University of Technology, Zhengzhou 451191, China)

Abstract: There is a problem of output waveform distortion caused by the dead-time effect of an inverter. Thus this paper takes a single-phase voltage bipolar SPWM inverter as the research object, and proposes a method to select the inverter switching frequency based on the minimum THD of the output voltage. First, using a double Fourier transform and Bessel function, the Fourier series expansion of the output SPWM is derived considering the dead-time effect. Through frequency spectrum analysis of the output SPWM voltage, the relationship between the THD and different switching frequencies is studied. It is found that there is an optimal switching frequency to minimize the THD of the output voltage. Secondly, the piecewise linear Lagrangian interpolation method is used to fit the formula for selecting the optimal switching frequency for different dead-times. Finally, using TMS320F28335 as the control chip, a single-phase bipolar full-bridge inverter test prototype is built, verifying the effectiveness of the theoretical analysis and the proposed method. Experimental results show that the proposed inverter switching frequency selection method reduces the output voltage THD, while reducing the switching loss and improving the DC side voltage utilization.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61973157).

Key words: single-phase inverter; dead-time effect; Fourier transform; THD; switching frequency

0 引言

当前, 能源危机日益严重, 以可再生能源为基础的发、配电技术发展迅速, 逆变器在其中起到了关键作用^[1-4]。SPWM 逆变器技术以其结构简单、动态响应快等优势得到广泛研究与应用^[5-9]。逆变器输出电压的 THD 是衡量其性能的重要指标, SPWM

逆变器开关频率的选择与输出电压的 THD 密切相关, 因此逆变器开关频率的选取在逆变器参数设计环节中是十分必要的^[10-12]。

实际上, 为避免同一桥臂的开关管直通, 通常需要设置死区时间。死区时间的引入将产生低次谐波。低次谐波不能被有效滤除, 使得输出电能的幅值衰减、质量下降^[13-17], 谐波问题也会对输出端负载以及电网造成不利影响^[18-20]。

对于逆变器输出电能质量的优化, 有专家学者

基金项目: 国家自然科学基金面上基金资助项目 (61973157)

提出对非理想情况下的死区进行补偿。死区补偿通常分为两大类, 一类是平均电压补偿法, 另一类是脉冲调整补偿法。然而死区补偿只能补偿基波电压误差^[21-23]。文献[24]对 SPWM 逆变器进行了系统的谐波分析, 表明合理地增加开关频率可以阻止谐波的产生, 但并未给出适当的方法, 长久以来都是依赖经验选取。文献[25]以 PWM 对转子损耗和升温影响为标准, 为开关频率的选取提供参考。文献[26]对逆变器进行效率优化以获得开关频率。

本文在以上研究的基础上, 以单相双极性全桥逆变器为研究对象, 利用双重傅里叶变换和贝塞尔函数对考虑死区情况下输出 SPWM 电压进行频谱分析。详细研究了输出电压的 THD 值与开关频率的关系特性, 并提出了一种考虑死区情况下选取最优开关频率的方法, 最后通过实验验证了理论分析与所提方法的有效性。

1 非理想情况下 SPWM 谐波分析

图 1 为单相全桥逆变器拓扑结构图。为方便分析, 把输入直流侧电压 V_{in} 一分为二, 设中点为 O 参考点。单相桥由 4 个反并联二极管的 IGBT 组成, 其中 Q_1 和 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 分别构成单相逆变桥前、后两个桥臂, 输出电压为桥臂电压之差, 电流 i 的参考方向如图中箭头所示。

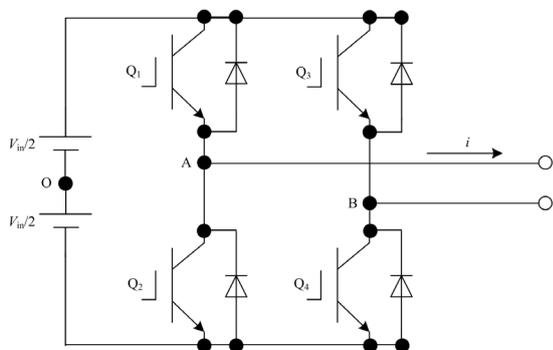


图 1 单相全桥逆变器拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of single-phase full-bridge inverter

调制波 u_A 和载波 u_c 可以表示为

$$u_A = U_s \sin(\omega_s t + \varphi) \quad (1)$$

$$u_c = \begin{cases} (\omega_c t - 2k\pi + \frac{\pi}{2}) \frac{2U_c}{\pi} - U_c & \omega_c t \in [(2k-1)\pi, 2k\pi] \\ -(\omega_c t - 2k\pi - \frac{\pi}{2}) \frac{2U_c}{\pi} + U_c & \omega_c t \in [2k\pi, (2k+1)\pi] \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_s 为调制波幅值; U_c 为载波幅值; ω_s 为调制

波角频率; ω_c 为载波的角频率; φ 为初始相位角; $k=0,1,2,3,\dots$ 。

在非理想情况下, 为避免同一桥臂的开关管直通发生短路, 通常需要设置死区时间。图 2 为考虑死区时产生 SPWM 波的示意图, 将死区时间设置等效为调制波叠加一系列的续流脉冲。死区脉冲对基波电压幅值影响 $u_{\Delta t}$ 的数学表达式为

$$u_{\Delta t} = N f_s \Delta t V_{in} = f_c \Delta t V_{in} \quad (3)$$

式中: N 为载波比; f_s 为调制波频率; f_c 为开关频率; Δt 为死区时间。

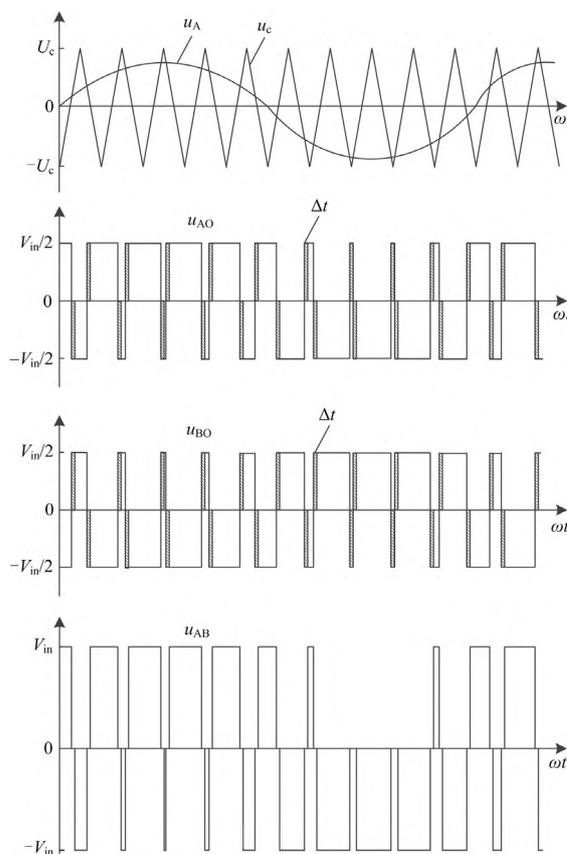


图 2 考虑死区时产生 SPWM 波的示意图

Fig. 2 Schematic diagram of SPWM waves generated when dead-time is considered

当输出端空载或连接纯阻性负载时, 二极管无续流。令调制比 $M_r = U_s / U_c$, 载波比 $N = \omega_c / \omega_s$, 初始相位角 φ 为 0, 设 m 为相对于三角载波 u_c 的谐波次数, n 为相对于调制正弦波 u_s 的谐波次数, 根据双边傅里叶变换和贝塞尔函数分析, 可以推出点 A 与点 O 之间压降 u_{AO} 、点 B 与点 O 之间压降 u_{BO} 和单相全桥逆变器输出电压 u_{AB} 的傅里叶级数展开式分别为

$$u_{AO}(t) = -u_{BO}(t) = \frac{M_r V_{in}}{2} \sin \omega_s t + \frac{2V_{in}}{\pi} \sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM_r\pi/2)}{m} \sin\left(\frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \cos\left(m\omega_c t + n\omega_s t - \frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) + \frac{2V_{in}}{\pi} \sum_{m=2,4,6,\dots} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM_r\pi/2)}{m} \cos\left(\frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \sin\left(m\omega_c t + n\omega_s t - \frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \quad (4)$$

$$u_{AB}(t) = u_{AO}(t) - u_{BO}(t) = M_r V_{in} \sin \omega_s t + \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{n=0,\pm 2,\pm 4,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM_r\pi/2)}{m} \sin\left(\frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \cos\left(m\omega_c t + n\omega_s t - \frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) + \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{m=2,4,6,\dots} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM_r\pi/2)}{m} \cos\left(\frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \sin\left(m\omega_c t + n\omega_s t - \frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \quad (5)$$

式中, $J_n(x)$ 为第一类贝塞尔函数。

由式(5)可知, 基波幅值:

$$U_{AB} = M_r V_{in} \quad (6)$$

当 $m=1,3,5,\dots$ 且 $n=0,\pm 2,\pm 4,\dots$ 时, 谐波幅值为

$$V_{n1} = \frac{4V_{in} J_n(mM_r\pi/2)}{m\pi} \sin\left(\frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \quad (7)$$

当 $m=2,4,6,\dots$ 且 $n=\pm 1,\pm 3,\pm 5,\dots$ 时, 谐波幅值为

$$V_{n2} = \frac{4V_{in} J_n(mM_r\pi/2)}{m\pi} \cos\left(\frac{m\Delta t\omega_c}{2}\right) \quad (8)$$

谐波频率为 $m\omega_c \pm n\omega_s$ 。

开关频率 f_c 与载波角频率 ω_c 的关系为

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (9)$$

电压总谐波畸变率 THD 定义为不大于某特定阶数 H 的所有谐波分量电压有效值 V_n 与基波分量电压有效值 V_1 之比的方和根^[27]:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (10)$$

为了计算方便, 此处采用近似的方法进行分析, 将 THD 近似表示为死区脉冲对基波电压幅值影响 $u_{\Delta t}$ 与基波有效值 U 的关系。

$$THD \approx \frac{u_{\Delta t}}{u_{\Delta t} + U} \approx \frac{u_{\Delta t}}{U} \quad (11)$$

基波电压的有效值可以表示为

$$U = \frac{M_r \times V_{in}}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

工程上 THD 一般要求低于 5%, 将式(3)和式(12)代入式(11), 可以得到开关频率 f_c 的范围。然而, 这种方法不能确定最优开关频率。为此, 借助 Matlab/Simulink 的 FFT 工具来进行频谱分析。

图 3 为理想情况下输出 PWM 波 u_{AB} 的频谱,

可以看到 PWM 波中不含有低次谐波, 只含有角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 和 $3\omega_c$ 等以及其附近的谐波。其中幅值最高、影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。非理想情况下的频谱图如图 4—图 6 所示。可见, 加入死区的谐波分布更为复杂, 且出现少量的低次谐波。死区脉冲与基波频率同、极性相反, 由此造成基波幅值下降, 尤其当死区脉冲宽度 Δt 大于过零点附近的 PWM 脉宽时间时, 过零点附近波形畸变, THD 值增大。死区时间不变, 频率增加时, 低次谐波含量增加, THD 值增大; 频率不变, 死区时间增加时, 低次谐波含量增加, THD 值增大。

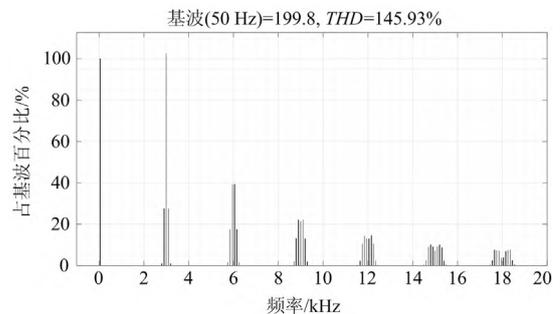


图 3 PWM 波 u_{AB} 的频谱图(0 μ s, 3 kHz)

Fig. 3 Spectrum diagram of PWM wave u_{AB} (0 μ s, 3 kHz)

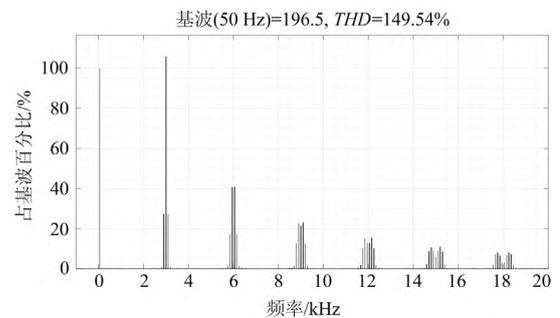


图 4 PWM 波 u_{AB} 的频谱图(2 μ s, 3 kHz)

Fig. 4 Spectrum diagram of PWM wave u_{AB} (2 μ s, 3 kHz)

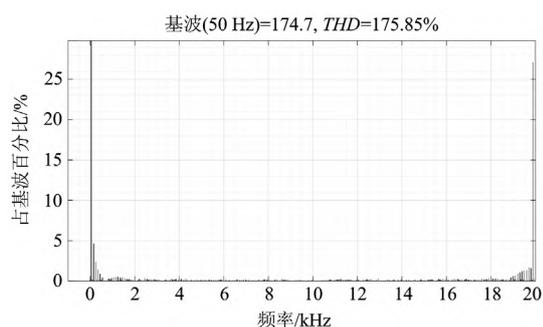


图 5 PWM 波 u_{AB} 的频谱图(2 μ s, 20 kHz)

Fig. 5 Spectrum diagram of PWM wave u_{AB} (2 μ s, 20 kHz)

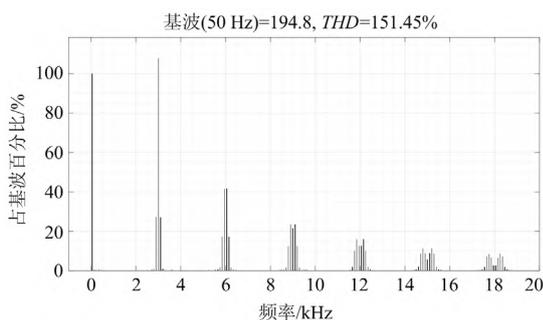


图 6 PWM 波 u_{AB} 的频谱图(3 μ s, 3 kHz)

Fig. 6 Spectrum diagram of PWM wave u_{AB} (3 μ s, 3 kHz)

为了滤除高次谐波, 本文采用如图 7 所示的 LC 低通滤波器, 纹波通常选取为 20%^[28], 滤波器设计公式为

$$L = \frac{V_{in}}{2 \times f_c \times 20\% \times I_o} \quad (13)$$

$$C = \left(\frac{10}{2\pi f_c} \right)^2 \frac{1}{L} \quad (14)$$

式中, I_o 为额定输出电流时, 逆变器侧电感电流的基波有效值。

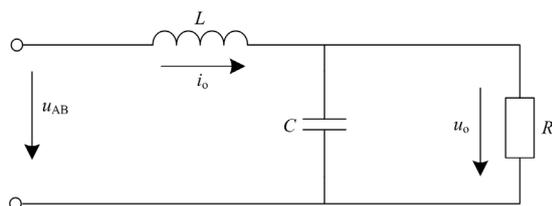


图 7 单相 LC 滤波示意图

Fig. 7 Schematic diagram of single-phase LC filter

滤波后的 THD 值随开关频率 f_c 变化的趋势如图 8 所示。其中, THD_0 为不考虑死区时输出电压 THD 值随开关频率 f_c 增加的变化趋势。可见, 随着开关频率 f_c 的增大, 输出电压 THD 值逐渐减小。这是由于随着频率的增大, 谐波次数逐渐增大, 这

更易于被滤除。但是当死区时间存在时, 低次谐波的积累将不易被滤除, 使 THD 值越来越大。 $THD_{1\sim3}$ 分别为死区时间设置为 1~3 μ s 时输出电压的 THD 值随着开关频率 f_c 增加的变化情况。可见, 死区时间不变时, 随着开关频率的增大, 输出电压的 THD 值先减小至最小值, 后逐渐增大, 且死区时间越大, 趋势越明显, 最大特点是存在使得输出电压 THD 值最小的开关频率 f_c 。

理想情况下, THD 值随着开关频率 f_c 的增大逐渐减小, 而非理想情况下则存在明显的转折点, 死区时间固定时, THD 值随着 f_c 的增加先减小至最小值, 后逐渐增大, 且死区时间越大, 趋势越明显。这主要与非理想情况下加入死区时存在的两种脉冲丢失现象有关。

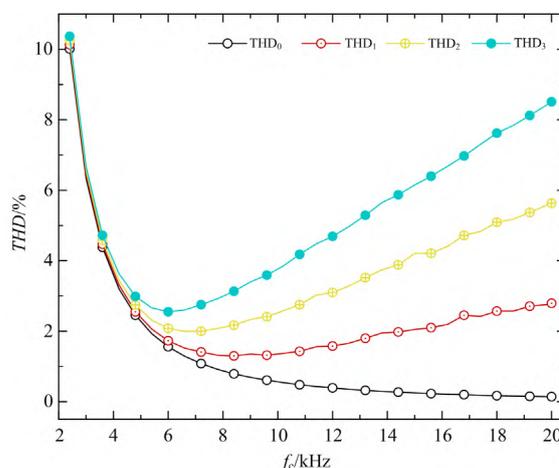


图 8 THD 值与开关频率的关系

Fig. 8 Relationship between THD and switching frequency

2 两种脉冲丢失现象

图 9 为两种脉冲丢失现象的示意图, 其中, 阴影部分为死区脉冲 Δt , 白色矩形为 SPWM 第 n 个脉冲。设 A 为死区的起始时刻; B 为死区的终止时刻, 同时是 SPWM 第 n 个脉冲的起始时刻; C 为 SPWM 第 n 个脉冲的终止时刻。

第一种脉冲丢失现象如图 9(b)所示, 死区时间的加入将削弱 SPWM 脉冲, 造成输出交流幅值衰减。当死区时间增加时, B 点沿箭头方向向右移动, SPWM 脉冲逐渐变窄, 当 B 点越过 C 点时, 发生脉冲丢失现象。尤其在过零点附近的窄脉冲, 更易出现。因此, THD 值随着死区时间的增大逐渐增大。

第二种脉冲丢失现象如图 9(c)所示, 当死区时间不变, 仅增大开关频率 f_c 时, 将导致 SPWM 脉冲周期减小, 此时, 点 C 沿箭头方向向左移动, SPWM 脉冲逐渐变窄, 当 C 点越过 B 点时, 发生脉冲丢失

现象。依然首先发生在过零点附近的窄脉冲处。因此, THD 值随着开关频率的增大逐渐增大。

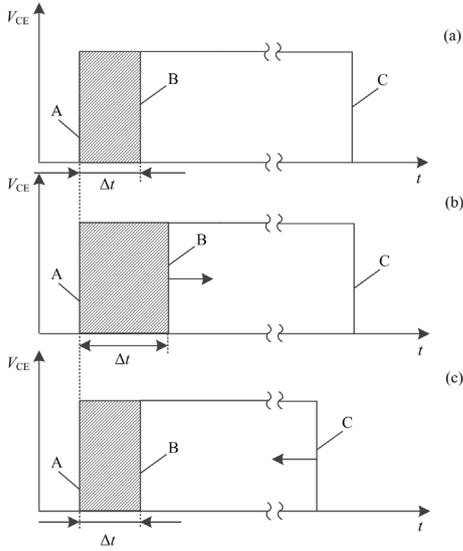


图 9 两种脉冲丢失现象示意图

Fig. 9 Schematic diagram of two pulse loss phenomena

3 最优开关频率的分析

3.1 等效死区设置

逆变器死区的设置取决于功率开关器件的开通和关断过程。IGBT 的开通与关断并非理想的 PWM 矩形脉冲, 而是一个上升和下降的过程, 为了使仿真结果更为可靠, 做如下分析。

图 10 中(a)、(b)的实线所围四边形分别为加入死区后的仿真 SPWM 脉冲和实际 SPWM 脉冲示意图。以 Infineon 的 IKCM30F60GA 为例, 为方便计算将 IGBT 的 V_{CE} 幅值标么化处理, 插入的死区

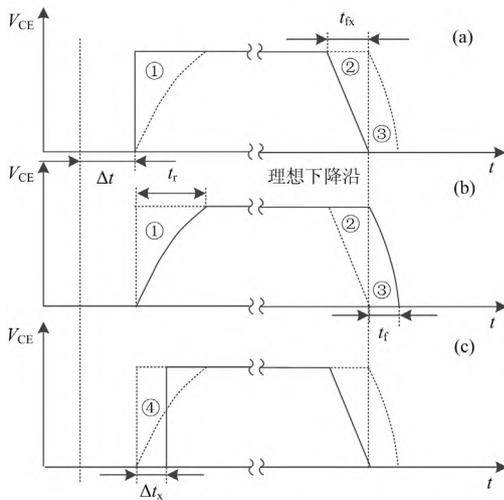


图 10 死区时间设置对比

Fig. 10 Dead-time setting comparison

时间 Δt 设置为 $2 \mu s$ 。由图 10(a)可见, 在仿真 PWM 脉冲中, 死区 Δt 发生后, V_{CE} 由 0 瞬间上升至 1; 在脉冲下降时, V_{CE} 并非如理想下降沿瞬间下降, 而是在理想下降沿之前沿②的斜边由 1 下降至 0, 结束点与理想下降沿重合, 下降时间 t_{fx} 为 $500 ns$ (实测值)。由图 10(b)可见, 在实际 PWM 波脉冲中, 死区 Δt 发生后, V_{CE} 沿一弧线由 0 上升至 1, 上升时间 t_r 为 $1400 ns$ (实测值); 在脉冲下降时, V_{CE} 在理想下降沿之后, 沿一弧线由 1 下降至 0, 下降起始点与理想下降沿重合, 下降时间 t_f 为 $100 ns$ (实测值)。

根据冲量等效原则^[29], 对比图 10(a)、(b)可见, 在一个脉冲范围内, 仿真脉冲比实际脉冲多出图形①, 实际脉冲比仿真脉冲多出图形②+③, 通过计算图形①与图形②+③冲量的面积差, 再除以标么化的幅值 1, 便可以得到图 10(c)中矩形脉冲④的脉宽 Δt_x 为 $400 ns$ (计算值)。

综上所述, 更加接近于实际值的仿真死区 DT 设置可表示为

$$DT = \Delta t + \Delta t_x \quad (15)$$

3.2 选取最优开关频率的方法

输出电压的 THD 值与频率和死区时间的关系如图 11 所示, 可见, 当考虑死区影响时, 不同死区时间均存在最优开关频率, 使得输出电压的 THD 值达到最小。理论上, 将式(5)代入式(10)即可得到考虑死区时间时输出 SPWM 的 THD, 但在实际计算时较为复杂。由此, 提出一种基于分段线性拉格朗日插值法的选取最优开关频率的方法。

基本参数如表 1 所示。

表 1 基本参数

Table 1 Basic parameters

| 名称 | 值 |
|-----------------|-----|
| 直流电压 V_{in}/V | 250 |
| 滤波电感 L/mH | 5 |
| 滤波电容 $C/\mu F$ | 10 |
| 负载电阻 R/Ω | 22 |
| 输出功率 P/W | 900 |

取仿真死区时间 DT 为 $1 \sim 4 \mu s$, 每隔 $0.2 \mu s$ 进行采样, 分析输出电压的 THD 随开关频率 f_c 的变化情况, 得出最优开关频率与死区时间的关系, 如图 12 所示。

记 $L_n(x)$ 为通过两点 $(DT_{n-1}, f_{c(n-1)})$ 、 (DT_n, f_{cn}) 的直线, 则有

$$L_n(DT) = l_{n-1}(DT)f_{c(n-1)} + l_n(DT)f_{cn} \quad (16)$$

$$\text{式中: } l_{n-1} = \frac{DT - DT_n}{DT_{n-1} - DT_n}; \quad l_n = \frac{DT - DT_{n-1}}{DT_n - DT_{n-1}}$$

这里 $l_n(DT_{n-1})$ 和 l_n 可以看作满足条件 $l_{n-1}(DT_{n-1})=1$ 、 $l_{n-1}(DT_n)=0$ 、 $l_n(DT_{n-1})=0$ 、 $l_n(DT_n)=1$ 的插值多项式。

将最优点用分段线性拉格朗日插值法进行分析, 最后得到关于最优开关频率 f_c 与输出电压 THD 值的分段线性拉格朗日插值模型如式(17)所示, 将 DT 代入可得最优开关频率 f_c 。

$$f_c = \begin{cases} L_1(DT) = -1500DT + 9600, DT \in [1, 1.8] \\ L_2(DT) = 6900, DT \in (1.8, 2] \\ L_3(DT) = -1500DT + 9900, DT \in (2, 2.6] \\ L_4(DT) = 6000, DT \in (2.6, 3.4] \\ L_5(DT) = -1500DT + 11100, DT \in (3.4, 3.8] \\ L_6(DT) = 5400, DT \in (3.8, 4] \end{cases} \quad (17)$$

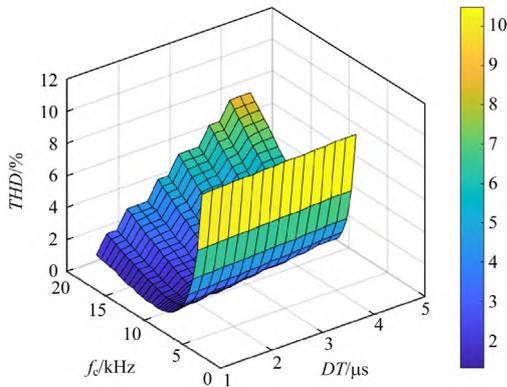


图 11 THD 值与开关频率和死区时间的关系
Fig. 11 Relationship between THD and switching frequency and dead-time

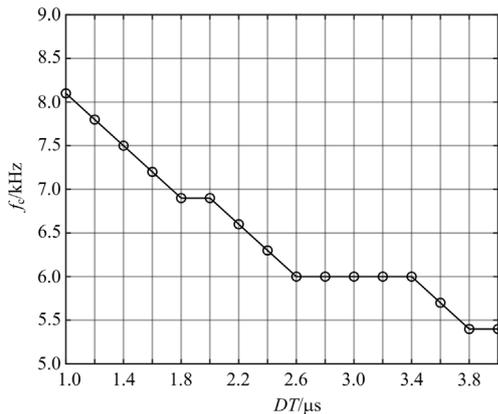


图 12 最优开关频率与死区时间的关系
Fig. 12 Relationship between optimal switching frequency and dead-time

4 实验验证

为了验证上述分析与所提方法的有效性, 搭建

了容量等级为 900 W 的单相双极性 SPWM 逆变试验样机, 系统参数如表 1 所示。

如图 13 所示, 样机系统选用的控制芯片为 TI 公司的 TMS320F28335, 选用的直流电源为 Chroma 公司的 62020H-150S 可编程直流电源, 并采用两台串联通信的方式提供直流电压 V_{in} , 直流电经单相逆变桥和 LC 滤波后输出单相交流电为负载供电。采用的测试系统为 Tektronix 公司的 TPS2014B 示波器和 PA4000 功率分析仪。

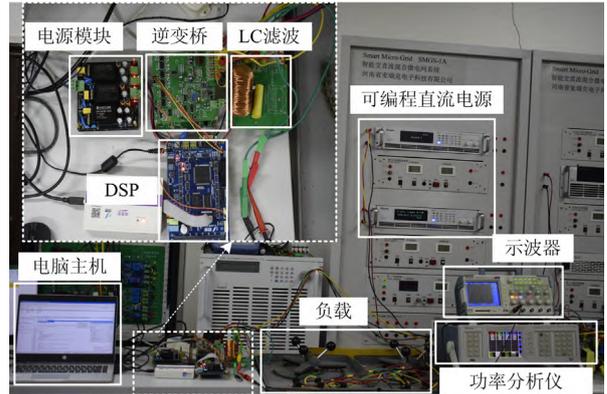


图 13 试验样机
Fig. 13 Experimental prototype

分别设置死区时间 Δt 为 2 μ s, 调制度 M_r 为 0.8, 调制波频率为 50 Hz, 由于本实验所采用 Infineon 的 IKCM30F60GA 允许最大开关频率 f_c 为 20 kHz, 将开关频率 f_c 由 3.0 kHz 变化至 20.0 kHz, 利用示波器观察输出电压的波形, 并对其进行 FFT 分析, 其结果如图 14 所示。当开关频率 f_c 为 3.0 kHz 时, 实验结果如图 14(a)、(b)所示, 可见, 输出电压波形失真较为明显, 高次谐波含量较高, 输出电压的 THD 值为 12.6%, 输出电压的均方根值为 126 V, 利用功率分析仪测得样机系统效率为 95.08%; 当开关频率为 6.6 kHz 时, 实验结果如图 14(c)、(d)所示, 可见, 输出电压波形失真较小, 高次谐波含量减小, 输出电压的 THD 值为 3.04%, 输出电压均方根值为 131 V, 利用功率分析仪测得样机系统效率为 95.76%; 当开关频率 f_c 为 20.0 kHz 时, 实验结果如图 14(e)、(f)所示, 可见, 输出电压波形过零点轻微失真, 高次谐波含量进一步减小, 低次谐波明显增大, 输出电压的 THD 值为 6.56%, 输出电压的均方根值为 120 V, 利用功率分析仪测得样机系统效率为 92.84%。

保持其他参数不变, 将死区时间 Δt 分别设置为 2 μ s 和 3 μ s, 观察输出电压的 THD 值随开关频率的变化, 情况如图 15 所示。可见, 随着开关频率的增

加, 输出电压的 THD 值先减小后增大, 与理论分析相符。将死区时间 Δt 分别设置为 $2 \mu\text{s}$ 和 $3 \mu\text{s}$, 代入式(15)一式(17), 可见, 最优频率分别为 6.3 kHz 和 6.0 kHz 。从图 15 中可以看到最优频率分别为 6.6 kHz 和 6.6 kHz 。这是由于实验的环境以及测试设备的电磁干扰, 导致输出电压的 THD 值在小范围内波动, 但是不改变输出电压的 THD 值随开关频率

变化的趋势。此外, 采取本方案选取的开关频率在保证输出电压 THD 值较低的同时, 减小了开关损耗, 提高了电压利用率。上述测试结果的分析验证了理论分析的正确性和所提方法的有效性。

5 结论

本文以单相电压型双极性 SPWM 逆变器为研究对象, 首先采用双重傅里叶变换和贝塞尔函数对逆变器输出 PWM 波进行分析, 不考虑死区的情况下, 输出 PWM 波不含低次谐波, 经 LC 滤波后, 输出电压 THD 值随着开关频率的增加逐渐减小; 在考虑死区的情况下, 输出 PWM 波的谐波成分较为复杂, 出现少量低次谐波, 经 LC 滤波后, 输出电压的 THD 值随着开关频率的增加先减小后增大。其次, 分析 THD 增大的原因为两种脉冲丢失现象。最后, 基于分段线性拉格朗日插值法, 提出一种最优开关频率的选择方法, 并通过实验验证了理论分析的正确性和所提方法的有效性。本文所提方法在减小逆变器输出电压 THD 的同时, 减小了开关损耗, 提高了电压利用率。本文以离网逆变器为例进行分析, 所采用的分析方法可推广应用至并网逆变器的分析研究中。

参考文献

[1] 张博, 唐巍, 蔡永翔, 等. 基于一致性算法的户用光伏逆变器和储能分布式控制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(2): 86-94.
ZHANG Bo, TANG Wei, CAI Yongxiang, et al. Distributed control strategy of residential photovoltaic inverter and energy storage based on consensus algorithm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(2): 86-94.

[2] 江友华, 朱沁琳, 赵方平. 新型单相光伏并网逆变器共模电流抑制研究[J]. 电测与仪表, 2021, 58(9): 8-13.
JIANG Youhua, ZHU Qinlin, ZHAO Fangping. Research on common mode current suppression of a novel single-phase grid-connected photovoltaic inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(9): 8-13.

[3] 胡子珩, 张华赢, 李艳, 等. 基于 H_∞ 鲁棒控制的多功能光伏逆变器[J]. 电测与仪表, 2020, 57(11): 146-152.
HU Ziheng, ZHANG Huaying, LI Yan, et al. Multifunctional photovoltaic inverter based on H_∞ robust control[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(11): 146-152.

[4] 吴鸣, 宋振浩, 吕志鹏, 等. 先进并网装置关键技术研

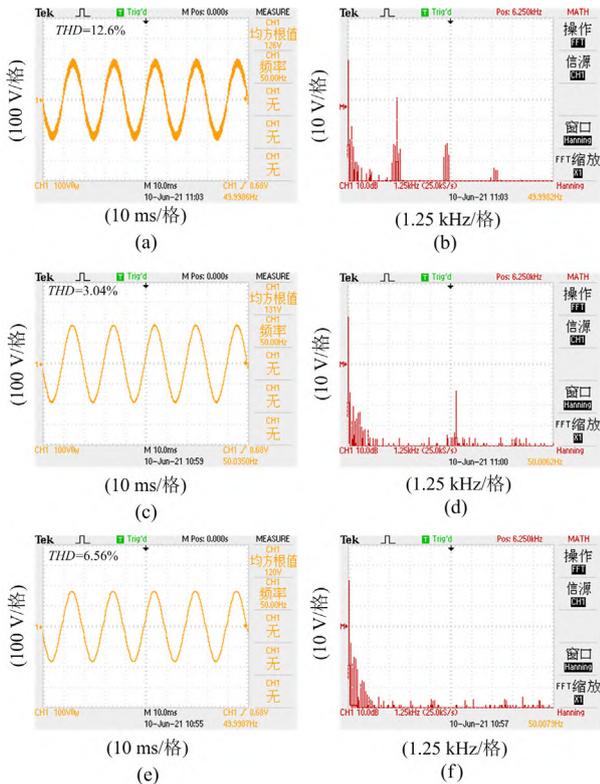


图 14 实验结果

Fig. 14 Experimental results

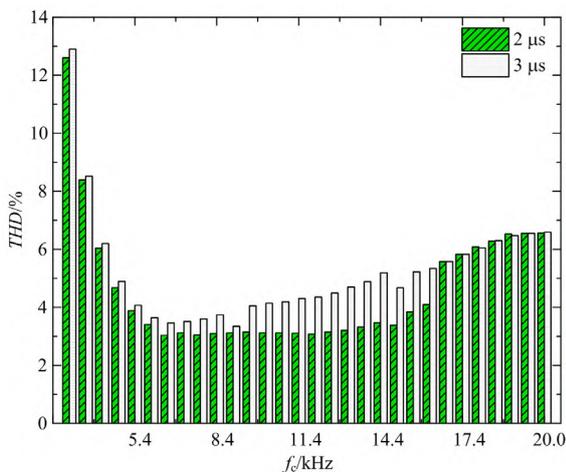


图 15 THD 值随开关频率的变化

Fig. 15 Variation of THD along with switching frequency

- 究综述[J]. 供用电, 2019, 36(4): 2-12.
- WU Ming, SONG Zhenhao, LÜ Zhipeng, et al. Overview of the key technologies for advanced grid-connected devices[J]. *Distribution & Utilization*, 2019, 36(4): 2-12.
- [5] 杨龙月, 郭锐, 张乐, 等. 非理想电网下逆变器并网电流质量改善策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(15): 10-18.
- YANG Longyue, GUO Rui, ZHANG Le, et al. Improvement strategy for grid-connected current quality of an inverter under non-ideal grid conditions[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(15): 10-18.
- [6] 马铭遥, 凌峰, 孙雅蓉, 等. 三相电压型逆变器智能化故障诊断方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(23): 7683-7699.
- MA Mingyao, LING Feng, SUN Yarong, et al. Review of intelligent fault diagnosis methods for three-phase voltage-mode inverters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(23): 7683-7699.
- [7] TRINH Q N, WANG P, TANG Y, et al. Mitigation of DC and harmonic currents generated by voltage measurement errors and grid voltage distortions in transformerless grid-connected inverters[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2018, 33(2): 801-812.
- [8] BADAL F R, DAS P, SARKER S K, et al. A survey on control issues in renewable energy integration and microgrid[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2019, 4(1): 87-113. DOI: 10.1186/s41601-019-0122-8.
- [9] 黄亮, 杨雪梅, 张锐明, 等. 基于 LLCL 滤波器混合阻尼策略设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(9): 150-156.
- HUANG Liang, YANG Xuemei, ZHANG Ruiming, et al. Design method of hybrid damping strategy based on an LLCL filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(9): 150-156.
- [10] 程宝平. SPWM 的谐波及抑制[J]. 电气技术, 2010(6): 47-49.
- CHENG Baoping. Harmonic analysis and harmonic suppression of SPWM[J]. *Electrical Engineering*, 2010(6): 47-49.
- [11] 张继元, 舒杰, 王浩, 等. 基于电流矢量的三电平逆变器死区补偿策略[J]. 太阳能学报, 2018, 39(6): 1637-1645.
- ZHANG Jiyuan, SHU Jie, WANG Hao, et al. Dead-time compensation strategy based on current vector for three-level inverter[J]. *Acta Energetica Sinica*, 2018, 39(6): 1637-1645.
- [12] 苏小芳, 袁佳歆, 薛钢, 等. 基于免疫算法的三相逆变器无死区混合空间矢量 PWM 控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 135-144.
- SU Xiaofang, YUAN Jiixin, XUE Gang, et al. An immune-algorithm-based dead-time elimination hybrid space vector PWM control strategy in a three-phase inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(16): 135-144.
- [13] 杨脱颖, 李宏. 一种 DSP 控制的高频逆变器死区时间补偿方法[J]. 工业控制计算机, 2017, 30(3): 128-129.
- YANG Tuoying, LI Hong. A kind of dead time compensation method of high frequency inverter based on DSP[J]. *Industrial Control Computer*, 2017, 30(3): 128-129.
- [14] 罗辞勇, 王英豪, 王卫耀, 等. 单相特定谐波消除脉宽调制高频逆变器的死区补偿策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 155-164.
- LUO Ciyong, WANG Yinghao, WANG Weiyao, et al. Study of dead-time compensation strategy in selective harmonic elimination PWM inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(14): 155-164.
- [15] BEN-BRAHIM L. On the compensation of dead time and zero-current crossing for a PWM-inverter-controlled AC servo drive[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(5): 1113-1117.
- [16] 黄仲龙, 曾江, 冯磊. 基于 FFT 的三电平逆变器的死区补偿策略[J]. 电气传动, 2020, 50(6): 41-47.
- HUANG Zhonglong, ZENG Jiang, FENG Lei. Dead-time compensation strategy of three level inverter based on FFT[J]. *Electric Drive*, 2020, 50(6): 41-47.
- [17] KUMAR M. Time-domain characterization of digitized PWM inverter with dead-time effect[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2018, 65(10): 3592-3601.
- [18] 盘宏斌, 阮浩浩, 张佳乐. 基于参数化镇定控制器和误差信号 H_2 范数的 LCL 型并网逆变器电流控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(4): 1-12.
- PAN Hongbin, RUAN Haohao, ZHANG Jiale. A parameterized stabilizing controller and H_2 norm-based control scheme for LCL-filtered grid-tied inverters[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(4): 1-12.
- [19] 陈杰, 章新颖, 闫震宇, 等. 基于虚拟阻抗的逆变器死区补偿及谐波电流抑制分析[J/OL]. 电工技术学报: 1-10[2021-03-18]. <https://er.szlib.org.cn:443/rwt/331/> <https://MSYXTLUQPJUB/10.19595/j.cnki.000-6753.tces>.

200073.
CHEN Jie, ZHANG Xinying, YAN Zhenyu, et al. Dead-time effect and background grid-voltage harmonic suppression methods for inverters with virtual impedance control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1-10[2021-03-18]. <https://er.szlib.org.cn:443/rwt/331/https/MSYXTLUQPJUB/10.19595/j.cnki.1000-6753.ces.200073>.
- [20] 贾学瑞, 粟时平, 刘桂英, 等. 并网逆变器死区效应消除补偿方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(5): 30-35.
JIA Xuerui, SU Shiping, LIU Guiying, et al. A novel strategy of dead-time elimination and compensation for grid-tied inverters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(5): 30-35.
- [21] 焦宁, 刘天琪, 王顺亮, 等. 三相两电平逆变器死区效应谐波分析及其补偿方法研究[J]. 电网技术, 2020, 44(6): 2169-2176.
JIAO Ning, LIU Tianqi, WANG Shunliang, et al. Harmonic analysis and compensation method for dead-time effects in three-phase two-level inverters[J]. Power System Technology, 2020, 44(6): 2169-2176.
- [22] 刘和平, 董治平, 邱彬彬, 等. 一种低压电动汽车用逆变器非线性因素的新型补偿方法[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 30-38.
LIU Heping, DONG Zhiping, QIU Binbin, et al. Compensation method for nonlinear factors of inverter for low voltage electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 30-38.
- [23] 梁莹玉, 刘建政. 电压源变流器死区效应分析及抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(24): 135-142.
LIANG Yingyu, LIU Jianzheng. Analysis and suppression strategy of dead-time effect for voltage source converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(24): 135-142.
- [24] 吴忠, 李红, 左鹏, 等. 自然采样 SPWM 逆变电源的谐波分析及抑制策略[J]. 电网技术, 2001, 25(4): 17-20.
WU Zhong, LI Hong, ZUO Peng, et al. Analysis and restraint of harmonics for inverting power supplies using natural sampling SPWM[J]. Power System Technology, 2001, 25(4): 17-20.
- [25] 孙兆君, 董腾辉, 周飞, 等. PWM 开关频率对转子损耗和温升影响探究[J]. 微电机, 2020, 53(2): 37-42.
SUN Zhaojun, DONG Tenghui, ZHOU Fei, et al. Influence of PWM switching frequency on rotor loss and temperature rise[J]. Micromotors, 2020, 53(2): 37-42.
- [26] 胡子晨, 李征, 王晗, 等. 三电平变流器开关频率优化设计方法研究[J]. 电源技术, 2015, 39(10): 2288-2290, 2315.
HU Zichen, LI Zheng, WANG Han, et al. Study on optimal design of switching frequency for three-level converter[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2015, 39(10): 2288-2290, 2315.
- [27] 周勇, 范其丽, 刘继承, 等. 逆变电路电压总谐波畸变率的仿真分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2010, 22(4): 100-102.
ZHOU Yong, FAN Qili, LIU Jicheng, et al. Simulation of voltage total harmonic distortion in inverter circuits[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(4): 100-102.
- [28] CHITSAZAN M A, TRZYNADLOWSKI A M. A new approach to LCL filter design for grid-connected PV sources[J]. American Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2017, 6(4): 57-63.
- [29] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.

收稿日期: 2021-03-22; 修回日期: 2021-08-29

作者简介:

巫付专(1965—), 男, 硕士, 教授, 研究方向为电力电子传动、电能质量调节; E-mail: wfhz@zzti.edu.cn

陈蒙娜(1995—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电气控制与智能电网. E-mail: cmn0828@163.com

(编辑 魏小丽)