第 50 卷 第 12 期：5552-5562 高电压技术 Vol.50, No.12: 5552-5562
2024 年 12 月 31 日 High Voltage Engineering December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20240826

载波包络线为反相正弦曲线的无源可变开关频率 SPWM 在 H 桥逆变器中的应用分析

孔茜茜[1]，汪洪亮[2]，岳秀梅[2]，周孟然[1]，刘裕兴[1]，汪义旺[3]
（1. 安徽理工大学电气与信息工程学院，淮南 232001；2. 国家电能变换与控制工程技术研究中心(湖南大学)，长沙 410082；3. 苏州市智慧能源技术重点实验室(苏州市职业大学)，苏州 215104）

摘 要：相比于固定开关频率正弦脉宽调制技术(constant switching frequency sinusoidal pulse width modulation，CSFSPWM)，可变开关频率正弦脉宽调制(variable switching frequency sinusoidal pulse width modulation，VSFSPWM)技术可以在不增加额外硬件条件的情况下减少谐波和损耗。为了降低输出 THD 和改善系统时域特征，提出了一种反相正弦波无源变开关频率脉宽调制(inverse phase sine passive VSFSPWM，Isin-PVSFSPWM)技术。量化了电感电流谐波总畸变率(total harmonic distortion，THD)与 Isin-PVSFSPWM 的关系。在时域上，分析计算了 Isin-PVSFSPWM 技术下开关损耗和电感电流纹波。而后搭建了一个 1 kW 单相全桥逆变实验平台。实验结果表明在适当的扩频范围内，Isin-PVSFSPWM 方法可以降低电流电压 THD 和开关损耗。与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 技术下电感电流纹波的 THD 从 26.22%降低到 23.92%。输出电流 THD 从 3.80%下降到 3.01%。在注入深度 *D*(0.4，1)下，Isin-PVSFSPWM 的效率从 93.69%提高到 94.75%。

关键词：变开关频率；脉宽调制；时域分析；损耗；输出电流谐波总畸变率；电流纹波；全桥逆变器

Application Analysis of Passive Variable Switching Frequency SPWM with Carrier Amplitude Envelope Line as Inverse-phase Sine in H-bridge Inverter

KONG Xixi[1], WANG Hongliang[2], YUE Xiumei[2], ZHOU Mengran[1], LIU Yuxing[1], WANG Yiwang[3]
(1. Collage of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China;
2. National Electric Energy Conversion and Control Engineering Technology Research Center, Hunan University, Changsha 410082, China;
3. Suzhou Key Laboratory of Smart Energy Technology, Suzhou Vocational University, Suzhou 215104, China)

Abstract: Compared to the constant switching frequency sinusoidal pulse width modulation (CSFSPWM), the variable switching frequency sinusoidal pulse width modulation (VSFSPWM) method can reduce harmonics and losses without adding additional hardware conditions. We proposed an inverse phase sine passive VSFSPWM (Isin-PVSFSPWM) technology to reduce output total harmonic distortion (THD) and improve time domain characteristics. The relationship between output THD and Isin-PVSFSPWM was quantified. The switching loss and current ripple were analyzed under the Isin-PVSFSPWM method by time domain. Then, a 1-kW H-bridge inverter was built. Experimental results show that the Isin-PVSFSPWM method can be adopted to reduce losses and the output of THD within a suitable spread spectrum range. Compared to CSFSPWM, the THD of the inductor current ripple under the Isin-PVSFSPWM method decreases from 26.22% to 23.92%. The THD of the output current decreases from 3.80% to 3.01%. The efficiency of Isin-PVSFSPWM under *D*(0.4, 1) increases from 93.69% to 94.75%.

Key words: variable switching frequency; pulse width modulation; time domain analysis; loss; output current THD; current ripple; full-bridge inverter

基金资助项目：国家自然科学基金(51977069)；湖南省自然科学杰出青年基金(2020JJ2007)；湖南省揭榜挂帅项目(2021GK1250)；国家自然科学基金青年项目(52107195)；苏州市科技计划(SZS2022015)；苏州市智慧能源技术重点实验室开放课题基金(SKLSET2311)；安徽理工大学研究生创新基金(2022CX1009)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China(51977069), Hunan Provincial Natural Science Outstanding Youth Fund (2020JJ2007), Hunan Province Unveils and Commands(2021GK1250), National Natural Science Foundation Youth Program (52107195), Science and Technology Planning Project of Suzhou City (SZS2022015), Open Project Fund of Suzhou Key Laboratory of Smart Energy Technology (SKLSET2311), Anhui University of Science and Technology Graduate Innovation Fund Project (2022CX1009).

0 引言

正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)技术因其具有响应快、实现简单等优点被广泛应用于不间断电源(uninterrupted power supply, UPS)、光伏发电(photovoltaic power generation)等领域[1-4]。SPWM 包括恒定开关频率 SPWM (constant switching frequency SPWM, CSFSPWM)和可变开关频率 SPWM(variable switching frequency SPWM, VSFSPWM)[5]。CSFSPWM 由于其简单的硬件实现和低成本而被广泛使用，但 CSFSPWM 会对变换器系统产生幅值较大的高次谐波，引起严重的电磁干扰[6-7]。与 CSFSPWM 相比，VSFSPWM 增加了开关频率这一重要自由度，能够控制电流纹波，改善开关损耗和电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)[8-9]。

因此，有专家学者相继提出了一些 VSFSPWM 方案，如随机 SPWM(random SPWM, RSPWM)[10-11]、特定谐波消除 SPWM(selective harmonic elimination frequency SPWM, SHESPWM)[12-15]等。RSPWM 使用随机开关周期来代替固定开关周期以改变输出电压和电流的频谱，从而抑制电压和电流的高次谐波[16-17]。由于 RSPWM 无法进行傅里叶分解，使得 RSPWM 很难直接应用于频域分析，工业化实施困难[18]。同时，当 RSPWM 产生的随机数不理想时，会导致系统响应严重滞后和性能不可控[19-20]。SHESPWM 的关键是求解非线性超越方程以获得开关角，但这需要大量的计算。同时，尽管 SHESPWM 技术为消除某些选定的谐波提供了很好的解决方案，但它无法控制和消除其他谐波[21-22]。

传统的开环变频技术能够实现谐波及 EMI 噪声幅值的扩频，但忽略了对系统开关损耗的改善以及变频下同步产生的时域特征(开关纹波)且可控性较差[23-24]。因此，针对特定目标进行优化的 VSFSPWM 方案，文献[25]提出了两种 VSFSPWM 方案，以保证输出电流纹波有效值恒定不变。VSFSPWM1 以每个开关周期的电流纹波有效值为控制目标进行实时控制，调整每个开关周期内的开关频率。VSFSPWM2 是一种离线方法，以一个电力周期内总电流纹波有效值为控制目标，提前设计一个电力周期内的开关频率函数，最大限度地减少开关损耗。同时 VSFSPWM1 和 VSFSPWM2 均可有效抑制 EMI。文献[26]提出了基于电流纹波预测的模型预测 PWM 方案。该方案根据串绕组拓扑的三相四桥臂结构和调制方法，建立了其考虑电感饱和的单相电流纹波预测模型，在串绕组拓扑上实现了对电流纹波的精准控制，降低了平均开关频率进而减小了开关损耗，并确保了输出电流的波形质量。文献[27]以直流母线电压纹波为控制目标，提出了类似于文献[25]的 VSFSPWM 方案。上述 VSFSPWM 方案属于闭环方法，需要在每个中断周期内获得相应的占空比等信息来计算开关周期更新值。文献[28]提出了以电网电流 THD 为控制目标的 VSFSPWM，通过对输出纹波分量和开关频率相关损耗进行严格的数学分析以最大限度地减少综合开关损耗和电感核心损耗。与 CSFSPWM 相比，该方案下相应的损耗最多可降低 36.5%。上述变频方案需要使用 MATLAB/MATHCAD 进行广泛的离线计算，以建立开关频率表格以供查找。虽然针对特定目标要求进行优化的 VSFSPWM 方案在改善电流纹波或开关损耗方面取得了优异的效果。但它们往往需要大量复杂的数学计算。

针对上述问题，文献[29]提出了无源可变开关频率 SPWM(passive variable switching frequency SPWM, PVSFSPWM)方法。PVSFSPWM 技术引入注入函数(即载波幅值包络线)的概念，定义了注入深度 $D(\lambda,\delta)$，λ为注入函数的峰峰值，δ为注入函数的总体偏置。根据注入函数和注入深度生成一组斜率不变、振幅随注入函数变化的载波。PVSFSPWM 技术实现简单，模型可控。然而，文献[29]中所提 PVSFSPWM 方法仅仅考虑了注入函数为三角波函数(线性函数)时的情况。同时忽略了对 PVSFSPWM 技术下逆变器系统电流纹波和损耗特性的时域分析。当 PVSFSPWM 的注入函数不同时，对系统性能的影响是不同的。在此基础上，本文提出了一种注入函数为反相正弦波的 PVSFSPWM 脉宽调制，简称为 Isin-PVSFSPWM。分析了 Isin-PVSFSPWM 方法对系统性能的影响。同时，在时域上具体分析 Isin-PVSFSPWM 方法下电流纹波和损耗特性。

综上所述，为了抑制电磁干扰、提升输出波形质量、降低开关损耗，本文提出了一种开关周期以反相正弦波规律变化的无源变开关频率脉宽调制技术，即 Isin-PVSFSPWM。首先介绍了 Isin-PVSFSPWM 的原理。在时域上分析 Isin-PVSFSPWM 同步产生的电流纹波。比较 Isin-PVSFSPWM 和 CSFSPWM 调制下逆变器系统

电感电流 THD 和输出电流 THD。计算分析 Isin-PVSFSPWM 的导通损耗和开关损耗。最后，搭建了一个 1 kW 的 H 桥逆变平台进行实验验证。

1 综合分析

1.1 反相正弦无源变开关频率脉宽调制技术介绍

图 1 显示了不同的脉宽调制策略。图 1 中，T_r 是基波周期；u_e 为载波幅值包络线，即注入函数；u_r 为调制波；u_c 为调制波。图 1(a)中，u_e 为定值 1，u_c 为一组幅值为 1、斜率相同的三角载波，此时开关频率固定为 f_s，即为 CSFSPWM 调制技术。在 PVSFSPWM 调制下，每个开关周期的载波三角形斜率均与 CSFSPWM 下载波三角形一致，幅值均随着载波幅值包络线变化从而实现变开关频率调制的效果；此时 u_c 为一组斜率相同、幅值随着载波幅值包络线变化的三角载波，如图 1(b)、(c)中所示。在 CSFSPWM 下，u_r 为标准正弦波。在 PVSFSPWM 调制下，因为三角载波的幅值是变化的，为了防止过调制，每个开关周期内，u_r 的幅值也需随着载波幅值等比变化，如图 1(b)、(c)所示。

图 1(b)为参文[29]中所提脉宽调制策略，u_e 为三角波函数，以下简写为 Tri-PVSFSPWM。图 1(c)为本文所提载波包络线为反相正弦波的无源变开关频率脉宽调制技术，u_e 为反相正弦函数，以下简写为 Isin-PVSFSPWM。图 1(b)、(c)均属于 PVSFSPWM 方法。

PVSFSPWM 的开关频率与载波包络线的高度成反比。由于 CSFSPWM 与 PVSFSPWM 的三角载波斜率相同，根据三角形相似定理，PVSFSPWM 下的开关频率 f_{sw} 表达式为：

$$f_{sw}=\frac{f_s}{u_e} \tag{1}$$

为了更好的量化诠释注入函数 u_e 对系统的影响，定义注入深度 $D(\lambda,\delta)$。λ为 u_e 的峰峰值，δ为 u_e 的总体偏置。PVSFSPWM 在不同的注入深度下谐波分布不同，开关动作的次数与位置不同，从而 PVSFSPWM 对系统的影响也不同。λ，δ均在图 1 中标出，由相似三角形定理可知，扩频宽度为λf_s，扩频范围为$[f_s/(\delta+\lambda/2)，f_s/(\delta-\lambda/2)]$。$\lambda$越大，扩频宽度也就越大，因此对开关频率倍频处的谐波幅值抑制效果越好，对滤波器的要求也就越低。δ越大，一个电力周期内的平均开关频率越小，相应地，开关损耗也会有所变化。当 $D(0,1)$时，PVSFSPWM 方法即为 CSFSPWM 方法。

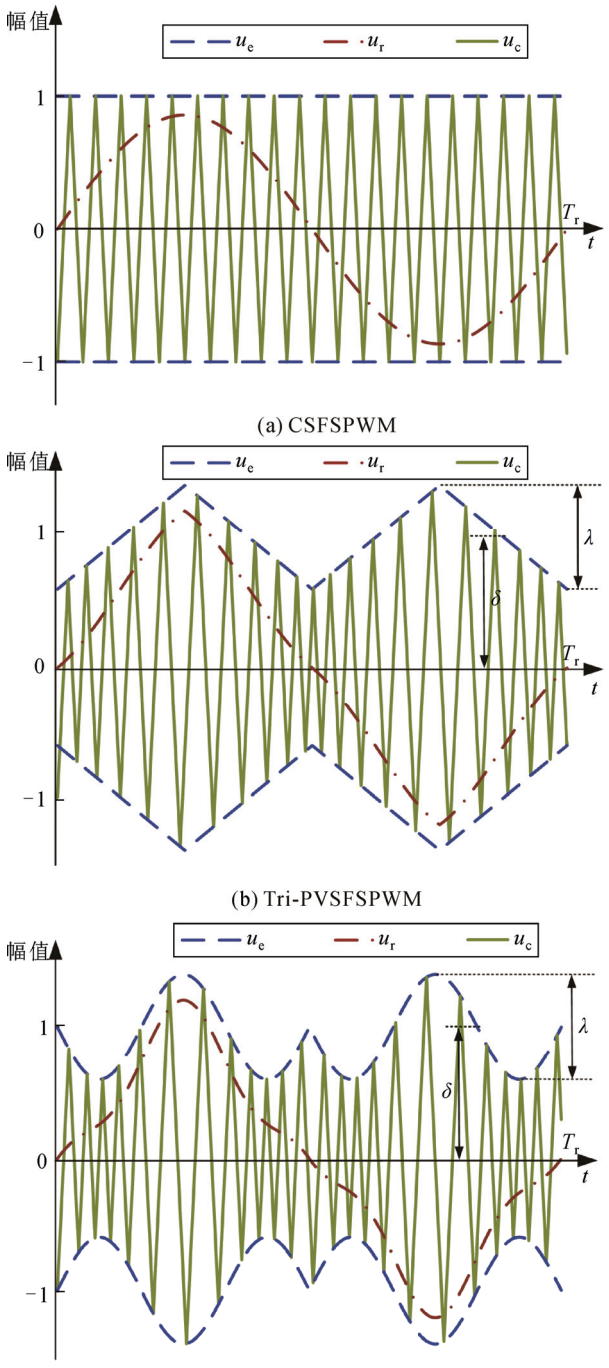


图 1 脉宽调制策略对比

Fig.1 Modulation strategy comparison

PVSFSPWM 中，开关频率随着 u_e 周期变化，u_e 的选取需满足以下约束条件[29]：

(1) 在电力周期内偶对称；

(2) u_e 为周期函数，且其周期为工频周期 T_r 的一半；

(3) u_e 的相位要与 u_r 一致。

Isin-PVSFSPWM 方法下，载波幅值包络线为反相正弦函数，记为 $u_{e\text{-}Isin}$，周期为 $T_r/2$。根据约束条

件(1)，$u_{\text{e-Isin}}$ 需要满足在电力周期内偶对称，而反相正弦波为奇函数，由此可以得出反相正弦波的周期为 $T_r/3$。根据注入深度的定义，反相正弦波所对应的波峰值为 $\delta+\lambda/2$，波谷值为 $\delta-\lambda/2$，同时起始点为 δ。

同时反相正弦波的相位与调制波 u_r 相同，由此可以得到 $u_{\text{e-Isin}}$ 的表达式为：

$$u_{\text{e-Isin}}(\omega_r\Delta t)=\begin{cases}\dfrac{\lambda}{2}\sin(3\omega_r(\Delta t-\dfrac{T_r}{2}))+\delta, \sum_{i=1}^{N/2}T_i\le\dfrac{T_r}{2}\\ \dfrac{\lambda}{2}\sin(3\omega_r(\Delta t-T_r))+\delta, \dfrac{T_r}{2}\le\sum_{i=N/2+1}^{N}T_i\le T_r\end{cases}\tag{2}$$

式中：ω_r 是调制波角频率；T_r 是调制波周期。T_i 是在 Isin-PVSFSPWM 下第 i 个载波周期；N 为一个工频周期内的总开关次数；$\Delta t=T_1+T_2+\cdots+T_{i-1}+T_i/2$。

结合式(1)和式(2)，即可得到第 i 个开关周期的开关频率，方便后续对 Isin-PVSFSPWM 方法下系统时域特征进行量化分析。

1.2 电流纹波和电感电流 THD 分析

图 2 为 H 桥逆变器，其包括 H 桥逆变和 LC 滤波电路。输出电感上电流纹波即为输出电流纹波。双极性调制下，在单位功率因数下分析 H 桥逆变的电流纹波。

在双极性调制下，H 桥逆变桥臂电压在 U_d 与 $-U_d$ 之间。电感上的输出电流 i_1 包含了基波电流 i_L 与纹波电流 ΔI_{ripple}。纹波电流的变化与电感电压变化有关，因此，纹波电流峰值 $\Delta I_{\text{pk-pk}}$ 表达式[29]为：

$$\Delta I_{\text{pk-pk}}=\frac{(1+m\sin(\omega_r\Delta t))(1-m\sin(\omega_r\Delta t))U_d}{4Lf_s}\tag{3}$$

式中：调制度为 m。从式(3)中可以看出相同调制度下，电流纹波与开关频率成反比。开关频率越小，电流纹波越大。将式(1)和式(2)代入式(3)中，可以得出，Isin-PVSFSPWM 下电流纹波峰值表达式：

$$\Delta I_{\text{pk-pk}}=\frac{(1+m\sin(\omega_r\Delta t))(1-m\sin(\omega_r\Delta t))U_d u_{\text{e-Isin}}}{4Lf_s}\tag{4}$$

当电流纹波在 0°附近时，$\sin(\omega_r\Delta t)$近似于 0。此时，电流纹波峰值最大为δ，当δ大于 1 时，在起始时，Isin-PVSFSPWM 调制下输出电流纹波将增加。故而，δ的选择不能超过 1。将电流纹波最大值的标准设为 2 A。f_s 设置为 10 kHz，由式(2)和式(4)可以计算出电流纹波峰值包络线。

图 3 为 CSFSPWM 与 Isin-PVSFSPWM 调制下电流纹波峰值包络线。图 3(a)为 Isin-PVSFSPWM 在不同注入深度下电流纹波峰值包络线的理论计算值。图 3(b)为 CSFSPWM 下电流纹波仿真分析。图 3(c)为 Isin-PVSFSPWM 在 D(0.2, 1)下电流纹波仿真

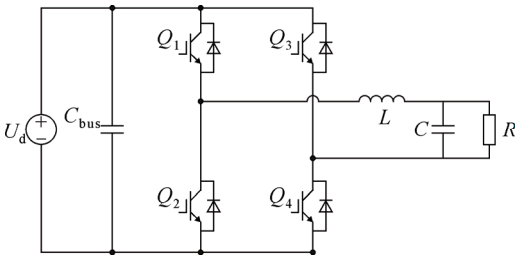


图 2 H 桥逆变拓扑结构

Fig.2 H-bridge inverter

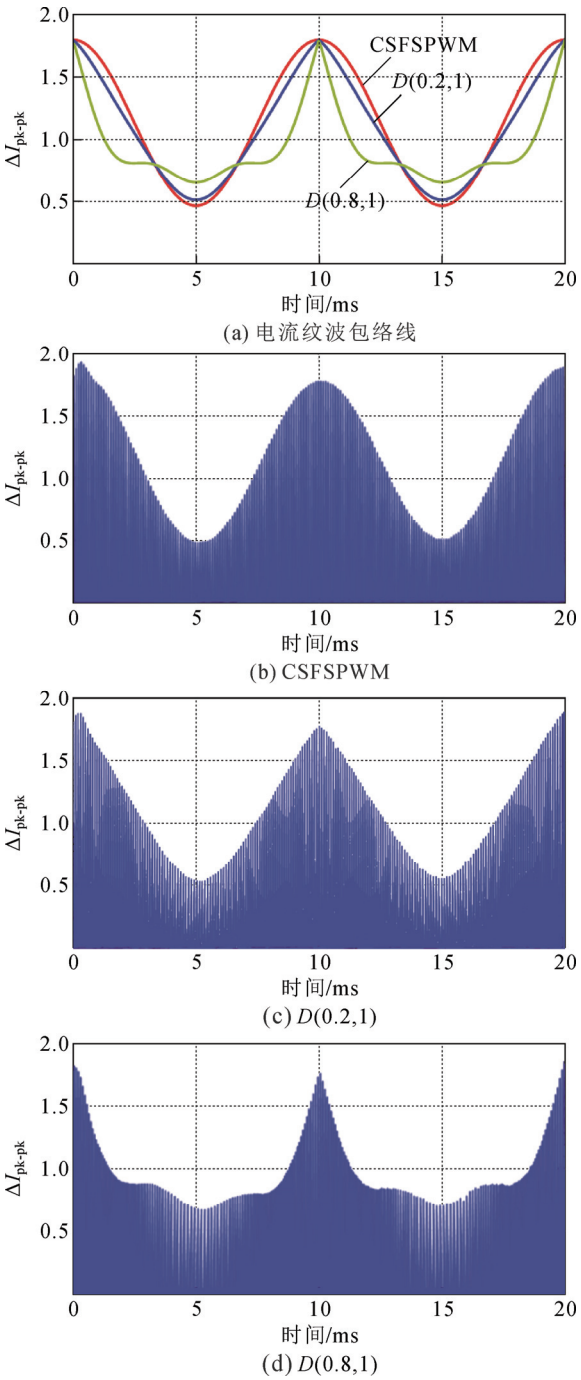


图 3 CSFSPWM 和 Isin-PVSFSPWM 下电流纹波分布

Fig.3 Current ripple distribution between CSFSPWM and Isin-PVSFSPWM

分析值。图 3(d)为 Isin-PVSFSPWM 在 $D(0.8, 1)$下电流纹波仿真分析值。由图 3 可以看出理论计算与仿真分析一致。当满足电流纹波峰值标准时，Isin-PVSFSPWM 能够减小电流纹波的变化范围，使电流分布更加均匀。

一个电力周期内，Isin-PVSFSPWM 下电流纹波总量表达式为：

$$\Delta I_{\text{pk-pk}}=(\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}(\frac{(1+m\sin(\omega_{\text{r}}\Delta t))(1-m\sin(\omega_{\text{r}}\Delta t))u_{\text{e-Isin}}(\omega_{\text{r}}\Delta t)U_{\text{d}}}{4Lf_{\text{s}}})^2\cdot \mathrm{d}(\omega_{\text{r}}\Delta t))^{1/2} \tag{5}$$

在 CSFSPWM 思想中，$u_{\text{e-Isin}}$ 等于 1。此时，CSFSPWM 下归一化总纹波电流有效值表达式为：

$$\Delta I^*_{\text{rmst}}=\sqrt{\frac{m^4}{8}-\frac{m^2}{3}+\frac{1}{3}} \tag{6}$$

将式(2)代入式(5)后，可以得到一个电力周期内，Isin-PVSFSPWM 下归一化后总纹波电流有效值：

$$\Delta I^*_{\text{rmst}}=\sqrt{\frac{\delta^2m^4}{8}-\frac{\delta^2m^2}{3}+\frac{\delta^2}{3}+\frac{16\delta\lambda m^2}{105\pi}-\frac{8\delta\lambda m^2}{45\pi}-\frac{2\delta\lambda}{9\pi}+\frac{\lambda^2m^4}{64}-\frac{\lambda^2m^2}{24}+\frac{\lambda^2}{24}} \tag{7}$$

由式(6)可以看出，CSFSPWM 调制下，ΔI^*_{rmst} 仅与调制度有关。当 $m=2\sqrt{3}/3$，ΔI^*_{rmst} 最小。本文采用双极性调制，故而 m 的取值范围为[0, 1]。因此，m 越大，电流纹波总量越小。由式(7)可以看出 Isin-PVSFSPWM 方法下，ΔI^*_{rmst} 不仅与调制度 m 有关，还与 $D(\lambda, \delta)$有关。

在 Isin-PVSFSPWM 方法下，纹波在基波的半个周期内是对称的。因此，电感电流 THD 是电流纹波总量 ΔI_{rmst} 的有效值之和与电网侧电流的基本有效值 I_1 之比[25]：

$$L_{\text{THD}}=\frac{\Delta I_{\text{rmst}}}{I_1} \tag{8}$$

式中：L_{THD} 为电感电流 THD。网侧电流基波不变时，电感电流 THD 仅与 ΔI_{rmst} 有关。根据上述分析，与 CSFSPWM 方法相比，Isin-PVSFSPWM 方法下 ΔI_{rmst} 值有所降低，即 Isin-PVSFSPWM 方法能够降低电感电流 THD。电感电流 THD 与扩频范围成反比关系。扩频范围越大，电感电流 THD 值越小。

图 4 为 CSFSPWM、Tri-PVSFSPWM 以及 Isin-PVSFSPWM 方法下电感电流 THD 对比。图 4(a)为 3 种方法下电感电流 THD 的理论计算值。图 4(b)为 3 种方法下电感电流 THD 的仿真值。由图 4 可以看出，当纹波电流要求相同时，Isin-PVSFSPWM 可以降低输出电感电流 THD。在相同的扩频范围内，Isin-PVSFSPWM 比 Tri-PVSFPWM 更能降低电感电流 THD。

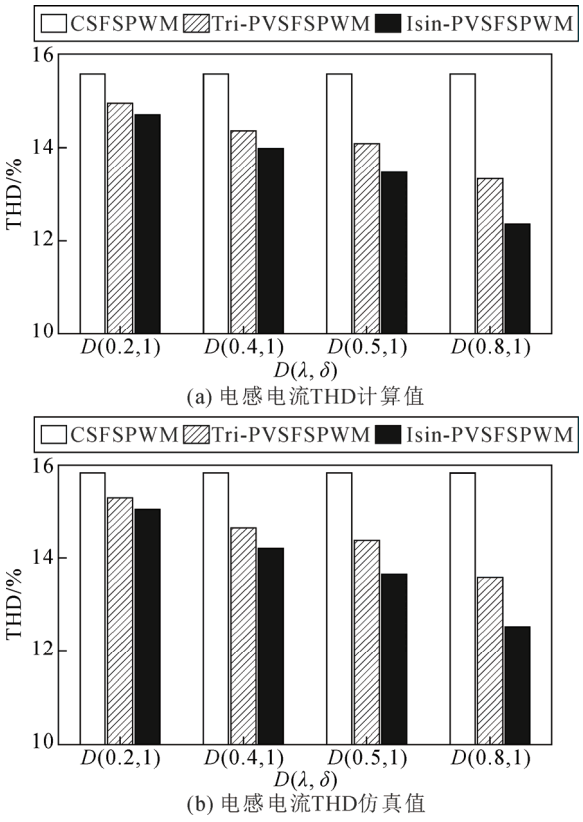


图 4 电感电流 THD 值

Fig.4 The value of the output inductor current THD

2 Isin-PVSFSPWM 下系统损耗分析

2.1 导通损耗分析

对于 H 桥逆变器而言，总损耗包含开关损耗和导通损耗两部分。忽略结温等其他因素，导通损耗与导通电流和占空比有关。由于注入函数在整个电力周期中是对称的，因此开关晶体管的导通损耗为：

$$P_{\text{con}}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}u_{\text{CE}}(\omega_{\text{r}}\Delta t)\cdot i_{\text{o}}(\omega_{\text{r}}\Delta t)\cdot D_u(\omega_{\text{r}}\Delta t)\mathrm{d}(\omega_{\text{r}}\Delta t) \tag{9}$$

式中：$u_{\text{CE}}(\omega_{\text{r}}\Delta t)=U_{\text{ceo}}+|i_{\text{o}}(\omega_{\text{r}}\Delta t)|R_{\text{on}}$，$i_{\text{o}}(\omega_{\text{r}}\Delta t)=I_{\text{m}}\cdot\sin(\omega_{\text{r}}\Delta t)$；$U_{\text{ceo}}$ 为饱和压降；R_{on} 为导通电阻；I_{m} 为输出电流峰值；$D_u(\omega_{\text{r}}\Delta t)$为占空比。将式(9)化简可得：

$$P_{\text{con}}=\frac{I_{\text{m}}(3\pi I_{\text{m}}R_{\text{on}}+3\pi mU_{\text{ceo}}+12U_{\text{ceo}}+8mI_{\text{m}}R_{\text{on}})}{12\pi} \tag{10}$$

式(10)表明，导通损耗与开关频率无关，与饱和压降、导通电阻和调制深度有关。Isin-PVSFSPWM 方法下，每个开关周期的占空比与

CSFSPWM 相同。因此，只要调制深度 m、导通电阻和饱和压降保持不变，Isin-PVSFSPWM 方法下 IGBT 的导通损耗与 CSFSPWM 方法下的导通损耗相等。

2.2 开关损耗分析

开关损耗与开关频率、直流电压和导通电流等因素有关。第 i 个开关周期内的开关损耗 P_{swi} 可以表示为：

$$P_{swi} = KU(\omega_r \Delta t) I_m^2 \sin^2(\omega_r \Delta t) f_{sw} \tag{11}$$

式中：K 为开关损耗系数，可以从芯片手册中获得。$U(\omega_r\Delta t)$为通过 IGBT 的电压。$U(\omega_r\Delta t)$等于 U_d。令 $K_{sw}=KU_dI_m^2$，每个开关周期的开关损耗与开关频率成正比。将式(2)代入式(11)，化简后可得第 i 个开关周期内开关损耗归一化后表达式为：

$$P_{swi}^* = \frac{\sin^2(\omega_r \Delta t)}{\delta - \dfrac{\lambda \sin(3\omega_r \Delta t)}{2}} \tag{12}$$

由此，可以得出一个电力周期内总开关损耗归一化后表达式为：

$$P_{sw}^* = \frac{2}{T}\sum_{i=1}^{N/2} \frac{\sin^2(\omega_r \Delta t)}{\delta - \dfrac{\lambda \sin(2\omega_r \Delta t)}{2}} \tag{13}$$

图 5 为半个电力周期内 Isin-PVSFSPWM 调制下 P_{swi}^* 分布曲线图。当 $D(0,1)$ 时，此时 Isin-PVSFSPWM 调制即为 CSFSPWM 调制。

图 5(a)为λ值变化下开关损耗分布，不同λ值下，P_{swi}^* 分布曲线不同。分布曲线所围成的面积即是半个电力周期内的 P_{sw}^* 值。计算可知，与 CSFSPWM 方法相比，Isin-PVSFSPWM 方法在在 $D(0.2,1)$时，Isin-PVSFSPWM 能够节省 1.93%的开关损耗。当 Isin-PVSFSPWM 方法在注入深度为 $D(0.8,1)$时，与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 调制反而增加了开关损耗。

图 5(b)为δ值变化下开关损耗分布，λ值一定时，从图 5(b)可以看出，δ值越大时，P_{sw}^* 围成的面积越小，开关损耗越低。在 $D(0.1,1.4)$时，Isin-PVSFSPWM 下开关管开关损耗最低，但δ不能过大，δ越大电流纹波越大，当 Isin-PVSFSPWM 方法在注入深度为 $D(0.1,0.8)$时，与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 调制恶化了系统的开关损耗。

综上，Isin-PVSFSPWM 方法在扩频范围较小时能够降低开关损耗。当λ、δ值选取不当时，Isin-PVSFSPWM 下系统的开关损耗不降反增。因此对于 Isin-PVSFSPWM 调制技术而言，需要选取出合适的注入深度 $D(\lambda,\delta)$。

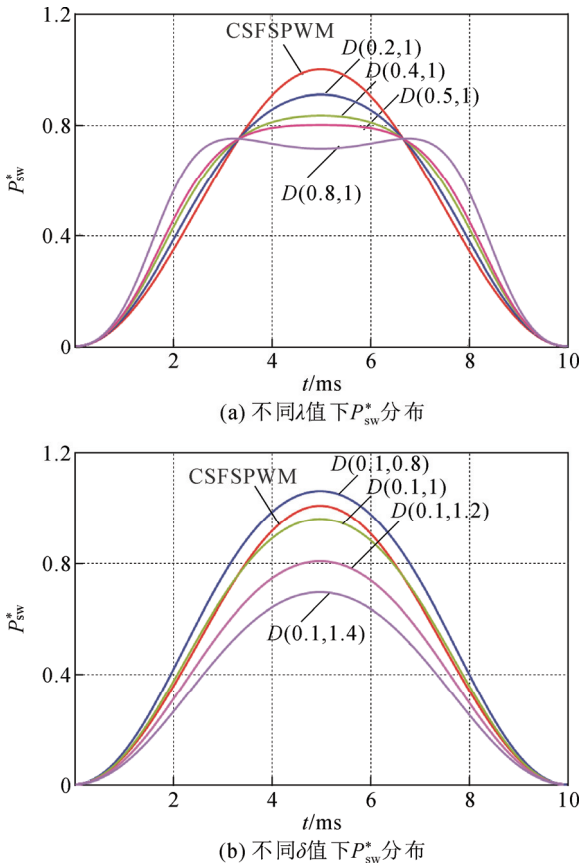


图 5 开关损耗分布

Fig.5 Distribution of switch losses

3 实验验证

3.1 硬件平台

图 6 为实验验证平台，包含 H 桥逆变以及 LC 滤波。在此实验平台上验证 Isin-PVSFSPWM 方法。图 6 中，开关电源为辅助电路提供 15 V 直流供电。直流电源输出 360 V 直流电源为 H 桥逆变电路供电。控制板选取 TI 公司的 TMS320F28335 来实现 Isin-PVSFSPWM 方法。表 1 提供了 H 桥逆变电路参数。电路工作在单位功率因数下，同时调制度 m=0.86。

3.2 实验分析

利用 MATLAB 对示波器采集的输出电流波形和输出电压波形进行 FFT 分析。使用品致 PT710-C 交直流电流探头，档位开关移至 50 mV/A 对输出电流波形进行电流采集，而后将示波器测量的纹波电流数据保存为 CSV 格式。然后将其输入至 MATLAB 中进行 FFT 分析，与理论计算值进行比较。

图 7 为 CSFSPWM 方法下的输出电流纹波 I_c 波形。图 7(a)为输出电流纹波波形。图 7(b)为 MATLAB 处理后输出电流纹波实验结果和计算值的对比。

图 8 为 Isin-PVSFSPWM 在注入深度为 D(0.2, 1)时输出电流纹波波形。图 8(a)为输出电流纹波波形。图 8(b)为 MATLAB 处理后输出电流纹波实验结果和计算值的对比。

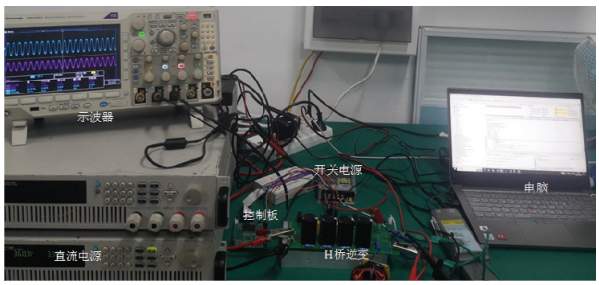


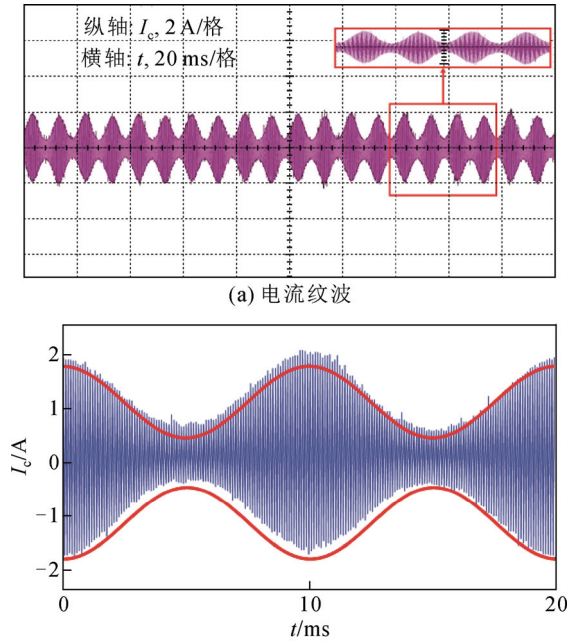
图 6 硬件平台

Fig.6 Hardware platform.

表 1 电路参数

Table 1 Circuit parameters

参数	数值	参数	数值
输入直流电压	360 V	输出交流电压	220 V/50 Hz
额定功率	1 kW	基准开关频率	10 kHz
滤波电感值	5 mH	滤波电容值	4.7 μF



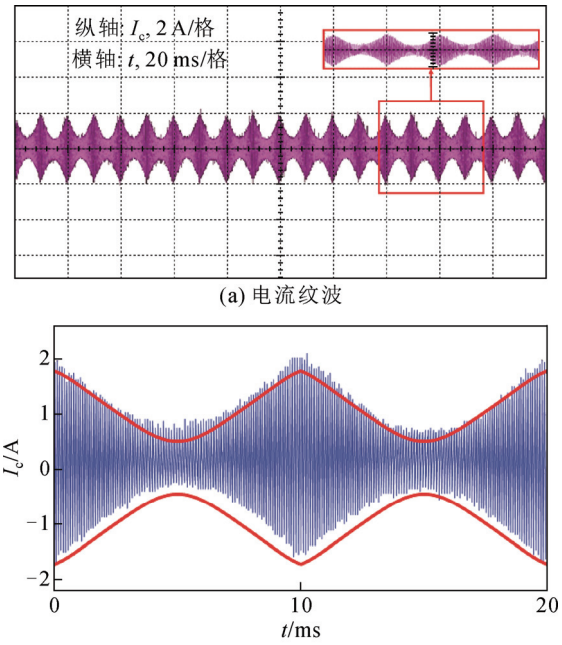
(a) 电流纹波

(b) 实验与计算值对比

图 7 CSFSPWM 下电流纹波分布

Fig.7 Current ripple distribution under the CSFSPWM method

图 9 为 Isin-PVSFSPWM 在注入深度为 D(0.8,1)时输出电流纹波波形。图 9(a)为输出电流纹波波形。图 9(b)为 MATLAB 处理后输出电流纹波实验结果和计算值的对比。

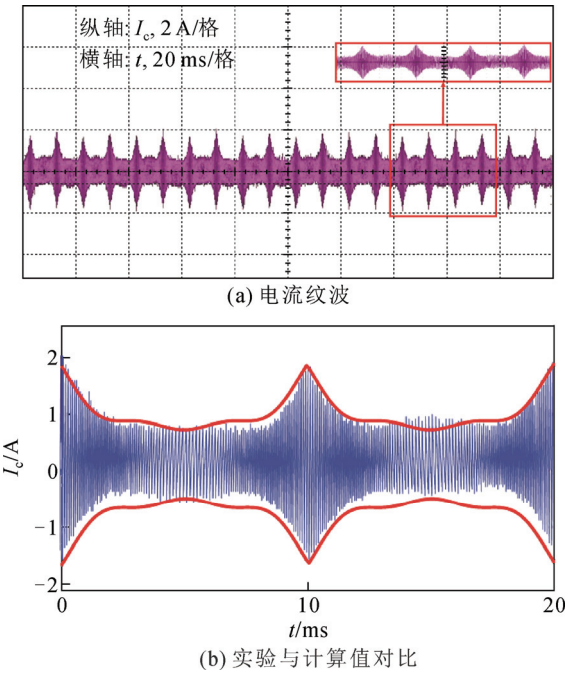


(a) 电流纹波

(b) 实验与计算值对比

图 8 Isin-PVSFSPWM 下 D(0.2,1)时电流纹波分布

Fig.8 Experiment and calculation results of the ripple current with Isin-PVSFSPWM under D(0.2,1)



(a) 电流纹波

(b) 实验与计算值对比

图 9 Isin-PVSFSPWM 下 D(0.8,1)时电流纹波分布

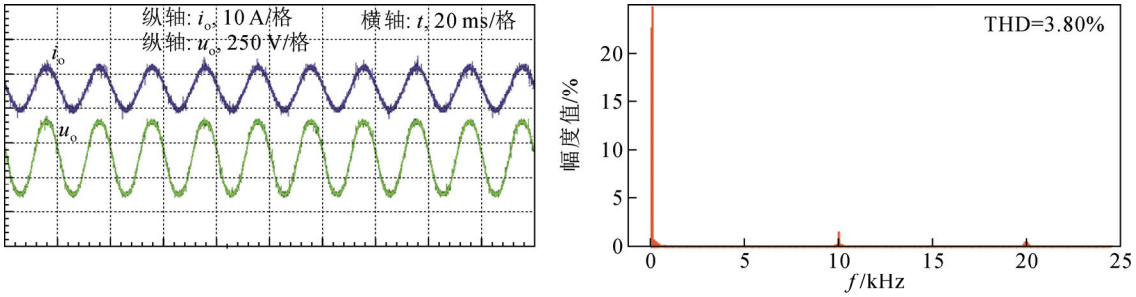
Fig.9 Experiment and calculation results of the ripple current with Isin-PVSFSPWM under D(0.8,1)

图 7—图 9 显示了电流纹波峰值的实验结果与计算结果基本一致。当纹波电流要求一致时，与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 方法下的电流纹波分布更加均匀。

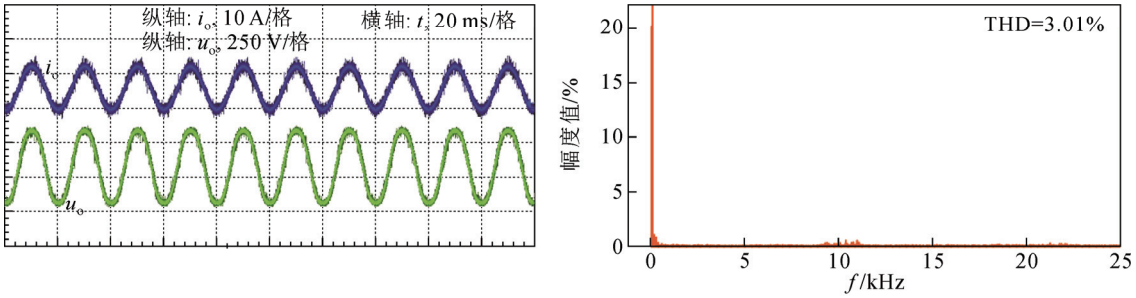
图 10 为输出电压电流波形及输出电流 THD。图 10(a)为 CSFSPWM 方法下输出电压电流(u_o, i_o)波形及输出电流 THD 值。CSFSPWM 下电流谐波均集中在开关频率及其倍频处。此时，电流 THD 为 3.80%。图 10(b)为 Isin-PVSFSPWM 方法在注入深度 D(0.2,1)下输出电压电流波形及输出电流 THD。Isin-PVSFSPWM 下电流谐波分布在了更宽的频带上。此时，电流 THD 为 3.01%。与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 方法下输出电流 THD 降低了 0.79%。图 10(c)为 Isin-PVSFSPWM 方法在注入深度 D(0.4,1)下输出电压电流波形及输出电流 THD。Isin-PVSFSPWM 下电流谐波分布在了更宽的频带上。此时，电流 THD 为 2.77%。与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 方法下输出电流 THD 降低了 1.03%。由图 10 可以看出，Isin-PVSFSPWM 能够降低输出电流 THD，改善输出波形质量。随着 λ 值的增加，输出电流 THD 越低。

图 11 为不同调制方法下电感电流波形。图 11(a)为 CSFSPWM 下电感电流，图 11(b)为 Isin-PVSFSPWM 在 D(0.2,1)下电感电流，图 11(c)为 Tri-PVSFSPWM 在 D(0.2,1)下电感电流。图 11 可以看出 Isin-PVSFSPWM 下电感电流分布更加均匀。

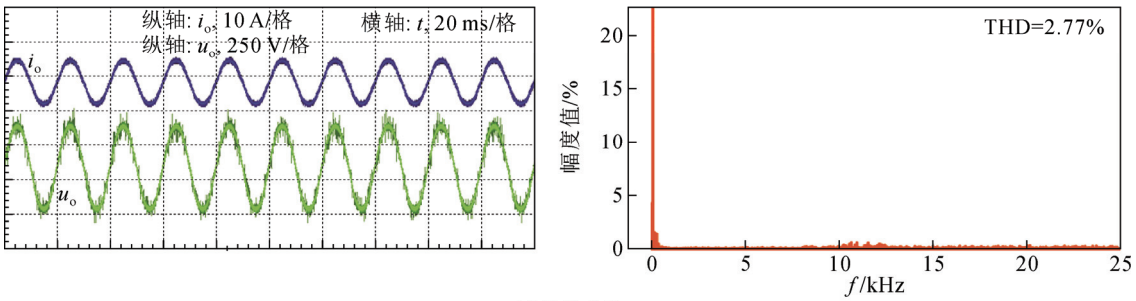
将采集到的电感电流导入 MATLAB 中进行 FFT 分析，可知 CSFSPWM 下电感电流 THD 为 26.22%。当 D(0.2,1)时，Isin-PVSFSPWM 的电感电流 THD 为 25.07%，相对于 CSFSPWM，电感电流 THD 降低了 1.15%。Tri-PVSFSPWM 的电感电流 THD 为 25.90%，相对于 CSFSPWM，电感电流降低了 0.32%。当 D(0.4,1)时，Isin-PVSFSPWM 的电感电流 THD 为 23.92%，相对于 CSFSPWM，电感



(a) CSFSPWM



(b) D(0.2,1)



(c) D(0.4,1)

图 10　输出波形及 FFT 分析

Fig.10　Waveforms and FFT analysis

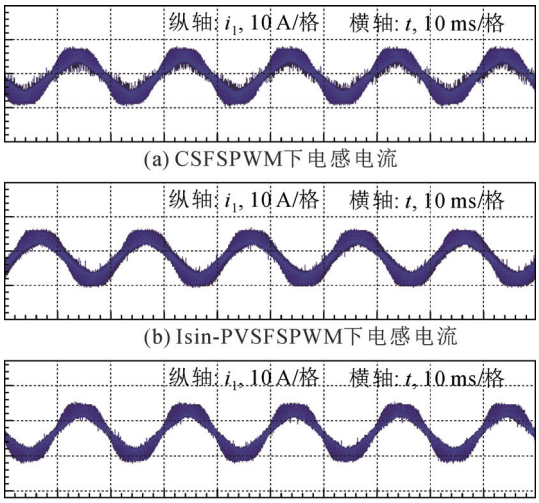


图 11 不同调制技术下电感电流波形

Fig.11 Inductance current waveform under modulation techniques

电流 THD 降低了 2.30%。Tri-PVSFSPWM 的电感电流 THD 为 25.8%。相对于 CSFSPWM，电感电流 THD 降低了 0.42%。

表 2 为实验中损耗分析。由表 2 可以看出 CSFSPWM 方法下损耗为 63.1 W，系统效率为 93.69%。Isin-PVSFSPWM 方法在 D(0.2,1)时损耗为 54.9 W，系统效率为 94.51%。相比于 CSFSPWM 而言，效率提升了 0.92%。Tri-PVSFSPWM 方法在 D(0.2,1)时损耗为 53.4 W，系统效率为 94.66%。相比于 CSFSPWM 而言，效率提升了 0.97%。Isin-PVSFSPWM 方法在 D(0.4,1)时损耗为 52.5 W，系统效率为 94.75%。相比于 CSFSPWM 而言，效率提升了 1.06%。Tri-PVSFSPWM 方法在 D(0.4,1)时损耗为 52.2 W，系统效率为 94.78%。相比于 CSFSPWM 而言，效率提升了 1.09%。

图 12 为输出 PWM 波形即其 FFT 分析。图 12(a)为 CSFSPWM 下输出 PWM 波 u_i 及其 FFT 分析，可以看出此时桥臂电压谐波幅值为 265.59 V。图 12(b)为 Isin-PVSFSPWM 在 D(0.4,1)下输出 PWM 波及其 FFT 分析，可以看出此时桥臂电压谐波幅值为 86.23 V，相较于 CSFSPWM 调制，桥臂电压谐波幅值降低了 179.36 V，能够有效抑制电磁干扰。

4 结论

本文提出了一种 Isin-PVSFSPWM 调制技术，分析了 PVSFSPWM 在载波幅值注入函数为非线性函数时变频的调制性能。通过时域分析量化了

表 2 损耗分析

Table 2 Loss analysis

调制方法	注入深度	效率/%	输出功率/W	功率损耗/W
CSFSPWM	—	93.69	936.9	63.1
Isin-PVSFSPWM	D(0.2,1)	94.51	945.1	54.9
	D(0.4,1)	94.75	947.5	52.5
Tri-PVSFSPWM	D(0.2,1)	94.66	946.6	53.4
	D(0.4,1)	94.78	947.8	52.2

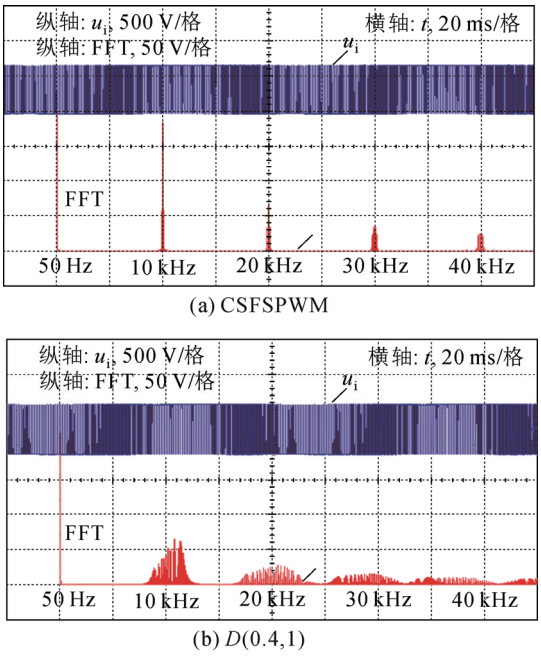


图 12 输出 PWM 波形及 FFT 分析

Fig.12 Output PWM waveform and FFT analysis

Isin-PVSFSPWM 与电感电流 THD 的关系。详细分析了在 Isin-PVSFSPWM 下变换器的损耗特性。具体结论如下：

1）通过时域分析预测了 CSFSPWM 和 Isin-PVSFSPWM 调制方法下的电流纹波峰值。与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 方法的输出电流 THD 和电感电流 THD 均减小。电流 THD 与 $D(\lambda,\delta)$ 中峰峰值λ成反比，λ越大，输出电流 THD 越小；电流纹波最大值主要取决于δ值，δ越大，电流纹波最大值越大，这对于降低输出电流 THD 是不利的。与 CSFSPWM 相比，Isin-PVSFSPWM 在 D(0.2,1)下的输出电流 THD 从 3.80%下降到 3.01%。

2）Isin-PVSFSPWM 可以在提高系统效率的同时提高等效开关频率。Isin-PVSFSPWM 在 D(0.4,1)下的等效开关频率为 10 600 Hz。与 CSFSPWM 相比，在 Isin-PVSFSPWM 下，系统效率从 93.69%提高到 94.75%。

3）当 $D(\lambda,\delta)$相同时，Isin-PVSFSPWM 在降低输出电流 THD 方面优于 Tri-PVSFSPWM。在降低损耗方面，Tri-PVSFSPWM 优于 Isin-PVSFSPWM。综上，本文提出了一种 Isin-PVSFSPWM 脉宽调制技术，Isin-PVSFSPWM 通过选取不同的注入深度 $D(\lambda,\delta)$使开关频率分布不同，从而利用开关频率这一自由度改变系统性能。评价性能的主要指标有电磁干扰、电流纹波以及开关损耗。开关频率越大，电流纹波越小，开关损耗越大。故而可知指标之间存在相互制约的关系。通过时域和频域的综合分析选取出合适的注入深度后，Isin-PVSFSPWM 能够有效降低电磁干扰的同时改善输出波形质量和开关损耗。相比于 CSFSPWM，Isin-PVSFSPWM 能够有效抑制了电磁干扰，降低滤波器成本。同时，Isin-PVSFSPWM 技术能够降低开关器件的损耗，提升电能转换效率，降低热管理元件如散热器的设计要求。相较于 Tri-PVSFSPWM，Isin-PVSFSPWM 调制技术能够在较小的频率变化范围内有效降低输出电流 THD，防止开关频率变化太大时对器件造成损坏的同时提升波形质量。Isin-PVSFSPWM 作为一种性能可控的变频技术，实现简单，无需占用大量软件计算资源，降低的硬件处理器的计算负担。

对于 Isin-PVSFSPWM 而言，选择不合适的注入深度可能会恶化调制效果。评价系统性能的 3 个指标中电磁干扰主要与λ有关，λ越大，电磁干扰抑制效果越好；电流纹波主要与δ有关，δ越小，电流纹波越小；λ和δ共同影响开关损耗。不同工况下，系统设计要求不同，此时对于 Isin-PVSFSPWM 的参数选取及其应用范围也不同。同时考虑这 3 个指标，需要更加细致深入的研究注入深度与指标间的耦合关系。因此，研究 Isin-PVSFSPWM 的适用性是未来研究的一个方向。

参考文献 References

[1] SHAHZAD D, PERVAIZ S, ZAFFAR N A, et al. GaN-based high-power-density AC-DC-AC converter for single-phase transformerless online uninterruptible power supply[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13968-13984.

[2] 李 山，贺国东旭，陈 艳，等. 基于 Chen 系统多卷波混沌的高频隔离准 Z 源逆变器传导 EMI 抑制研究[J]. 高电压技术，2019，45(8)：2545-2552.
LI Shan, HE Guodongxu, CHEN Yan, et al. Research on conduction EMI suppression of high frequency isolated Quasi Z-source inverter based on multi-scroll chaos of Chen system[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(8): 2545-2552.

[3] 马 雯，郭 强，李 山. 不平衡电网下 PWM 整流器功率补偿预测优化控制[J]. 高电压技术，2023，49(10)：4287-4296.
MA Wen, GUO Qiang, LI Shan. Predictive optimal control of PWM rectifiers with power compensation in unbalanced grids[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(10): 4287-4296.

[4] 叶满园，邢瑞新，喻正炎，等. 基于区间信号提取的Ⅱ型不对称级联逆变器新型 PWM 调制策略[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5105-5113.
YE Manyuan, XING Ruixin, YU Zhengyan, et al. Novel PWM modulation strategy for type Ⅱ asymmetric cascaded inverter based on interval signal extraction[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5105-5113.

[5] TANG F, LIANG J Z, JIANG J C, et al. Review and re-evaluation of modulation techniques for neutral-point-clamped inverters with high-order filters[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(6): 1307-1320.

[6] 李国华，陈 钰，汪玉凤. 三相逆变器随机空间矢量脉宽调制选择性电压谐波消除方法[J]. 电工技术学报，2020，35(14)：3041-3049.
LI Guohua, CHEN Yu, WANG Yufeng. Selective voltage harmonic elimination in random space vector pulse width modulation for three-phase inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14): 3041-3049.

[7] 陈景熙，袁 鹏，周 璟，等. 一种低共模电磁干扰 SVPWM 法的研究[J]. 高电压技术，2008，34(6)：1214-1219.
CHEN Jingxi, YUAN Peng, ZHOU Jing, et al. New SVPWM strategy with low commonmode EMI[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(6): 1214-1219.

[8] 李 桥，蒋 栋，赵 炫，等. 基于模型预测变开关频率 PWM 的 EMI 主动抑制技术[J]. 安全与电磁兼容，2022(6)：9-18.
LI Qiao, JIANG Dong, ZHAO Xuan, et al. Active EMI suppression technologies based on model predictive variable switching frequency PWM[J]. Safety and Electromagnetic Compatibility, 2022(6): 9-18.

[9] JIANG D, LI Q, SHEN Z W. Model predictive PWM for AC motor drives[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 815-822.

[10] TRZYNADLOWSKI A M, LEGOWSKI S, KIRLINL L R. Random pulse-width modulation technique for voltage-controlled power inverters[J]. International Journal of Electronics Theoretical and Experimental, 1990, 68(6): 1027-1037.

[11] 陈 勇，邱子桢，马 凯，等. 基于 Markov 链随机脉宽调制的永磁同步电机高频边带谐波与声振响应抑制[J]. 电机与控制学报，2023，27(9)：109-118.
CHEN Yong, QIU Zizhen, MA Kai, et al. Investigation into Markov-chain random modulation for suppression high-frequency sideband vibro-acoustics in permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 109-118.

[12] 霍冬阳，孟庆云，胡安琪，等. 基于 SHEPWM 电压矢量寻优的中点电位平衡控制算法[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5142-5150.
HUO Dongyang, MENG Qingyun, HU Anqi, et al. Neutral point potential balance control algorithm based on voltage vector optimization of SHEPWM[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5142-5150.

[13] 胡文华，余书琨，熊志磊，等. 混合级联十三电平逆变器的调制优化及功率均衡方法[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2008-2016.
HU Wenhua, YU Shukun, XIONG Zhilei, et al. Modulation optimization and power uniformity method of hybrid cascaded thirteen-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2008-2016.

[14] 徐 磊，谢 杰，张 慧，等. 针对大功率逆变器输出特定间谐波的频谱搬迁 PWM 方法[J]. 高电压技术，2022，48(8)：3155-3165.
XU Lei, XIE Jie, ZHANG Hui, et al. Spectrum relocation PWM method for high-power inverter to output specific interharmonics[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3155-3165.

[15] 叶满园，苗志林，陈子豪，等. 电容电压自均衡多电平逆变器SHEPWM控制策略研究[J]. 高电压技术，2022，48(5)：1952-1960.
YE Manyuan, MIAO Zhilin, CHEN Zihao, et al. Research on SHEPWM control strategy of capacitor voltage self-balancing multi-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(5): 1952-1960.

[16] 乐焕华. 基于随机PWM调制的变流器研究[D]. 成都：电子科技大学，2015.
LE Huanhua. Research on converter based on random PWM modulation[D]. Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2015.

[17] 刘子慧，马家庆. 随机PWM控制时IGBT的开关损耗分析[J]. 电力电子技术，2023，57(5)：130-132.
LIU Zihui, MA Jiaqing. Analysis of switching loss of IGBT under random PWM control[J]. Power Electronics, 2023, 57(5): 130-132.

[18] ZHANG P R, WANG S M, LI Y T. Performance and analysis of *N*-state random pulse position SVPWM with constant sampling frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13606-13625.

[19] HUANG Y L, XU Y X, ZHANG W T, et al. Hybrid RPWM technique based on modified SVPWM to reduce the PWM acoustic noise[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5667-5674.

[20] 许　杰，聂子玲，朱俊杰，等. 随机脉宽调制技术的再认识[J]. 电机与控制应用，2016，43(6)：45-51.
XU Jie, NIE Ziling, ZHU Junjie, et al. Restudy on the random pulse width modulation[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(6): 45-51.

[21] 顾　军，丁　超，卜荣荣，等. 混合级联H桥逆变器的新型SHEPWM功率均衡控制策略[J]. 电机与控制学报，2024，28(7)：178-186.
GU Jun, DING Chao, BU Rongrong, et al. Novel SHEPWM power balancing control strategy for hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 178-186.

[22] LI N, ZHANG S, LIU X, et al. Fast SHEPWM solution method for wind power converter based on state equations[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2023, 9(4): 1383-1393.

[23] 李　桥. 基于模型预测的变开关频率脉宽调制技术研究[D]. 武汉：华中科技大学，2020.
LI Qiao. Research on variable switching frequency PWM based on real-time prediction model[D]. Wuhan, China: Huazhong University of Science and Technology, 2020.

[24] 李　萍，王久和，张庆贺. 抑制Vienna整流器电流谐波的变频混合式SVPWM策略[J]. 高电压技术，2022，48(10)：4039-4049.
LI Ping, WANG Jiuhe, ZHANG Qinghe. Hybrid variable-frequency SVPWM strategy for current harmonics suppression of Vienna rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 4039-4049.

[25] MAO X, AYYANAR R, KRISHNAMURTHY H K. Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4): 991-1001.

[26] 黄霁蓝，张家华，刘自程，等. 基于模型预测VSFPWM的串联绕组逆变器电磁干扰抑制研究[J]. 电气工程学报，2024，19(1)：206-215.
HUANG Jilan, ZHANG Jiahua, LIU Zicheng, et al. Research on EMI suppression in series-end winding inverters based on real-time model predictive VSFPWM[J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 19(1): 206-215.

[27] YE D L, LI J, QU R H, et al. Variable switching sequence PWM strategy of dual three-phase machine drive for high-frequency current harmonic suppression[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4984-4995.

[28] XIA Y L, ROY J, AYYANAR R. Optimal variable switching frequency scheme to reduce loss of single-phase grid-connected inverter with unipolar and bipolar PWM[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 1013-1026.

[29] ZHU X N, WANG H L, ZHANG W Y, et al. A passive variable switching frequency SPWM concept and analysis for DCAC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5524-5534.



孔茜茜
1999—，女，博士生
主要从事电能变换、脉宽调制方面的研究工作
E-mail: kxxdyx222@163.com

KONG Xixi
Ph.D. candidate



汪洪亮(通信作者)
1982—，男，博士，教授，博导
主要从事电力电子拓扑、控制和系统及其产业化应用方面的研究工作
E-mail: liangliang-930@163.com

WANG Hongliang
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2024-05-24　修回日期　2024-08-30　　编辑　陈　蔓