

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.05.011

多包络线谐振软开关逆变器控制策略

位学聪¹, 张雅静¹, 王勉², 李建国¹, 马爽¹, 王久和¹

(1. 北京信息科技大学自动化学院, 北京 100192;

2. 中国长江三峡集团有限公司科学技术研究院, 北京 101199)

摘要: 为了满足光伏微型逆变器高功率密度、高性能、低总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)的要求, 文中基于临界电流模式提出一种多包络线谐振软开关逆变器控制策略, 通过进行开关管的分时控制达到平衡电感电流上升下降时间的目的, 从而缓解过零点畸变。随后, 详细介绍多包络线谐振软开关逆变器控制策略的工作模式, 并从软开关、开关频率、开关管损耗与逆变效率、过零点畸变程度等方面与传统临界电流模式进行对比分析。为验证控制策略的有效性, 文中基于 PSIM 搭建了 500 W 谐振软开关单相全桥逆变器进行开环仿真验证。仿真结果表明, 与传统的单极性临界电流模式相比, 多包络线临界电流模式可以有效优化过零点问题, 能够滤除谐波、降低 THD, 并且实现零电流开关(zero current switch, ZCS)和全部开关管的零电压开关(zero voltage switch, ZVS)。

关键词: 逆变器; 谐振软开关; 临界电流模式; 多包络线; 过零点畸变; 总谐波失真

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2023)05-0090-10

0 引言

当前可再生能源的广泛应用使得逆变器成为重要的能量变换装置^[1-3]。随着高功率密度、高效率需求的提高, 软开关逆变技术成为研究热点之一^[4-6]。根据谐振和辅助环节在逆变器中位置的不同, 软开关技术可以分为直流谐振模式、谐振极模式、缓冲谐振模式和负载侧谐振模式^[7-8]。其中负载侧谐振软开关逆变技术主要应用于小功率逆变器, 可在不添加任何元器件的条件下, 通过开关管的结电容与输出电感形成谐振电路, 实现电感电流的双向流动, 从而形成零电压开关(zero voltage switch, ZVS)^[9-10], 即临界电流模式(boundary current mode, BCM)^[11-16]。而 BCM 可以根据包络线、调制策略、控制方式的不同分为多种控制模式。文献[17-22]指出单极性恒定临界电流模式(constant boundary current mode, CBCM)逆变效率高且损耗较小, 但由于过零点处开关频率为 0, 电感电流下降时间为无穷大, 与上升时间差距过大, 导致开关周期过长, 故正负半周过渡时存在畸变, 波动较为明显, 总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)过高^[23-25]。文献[26]提出了单极性正弦磁滞电流模式(sine hysteresis current mode, SHCM)的控制策略, 对传统 CBCM 的包络线进行了正弦化处理, 使得过

零点处开关频率不再为 0, 有效缓解了传统单极性 CBCM 中的过零点畸变, 相对降低了输出电流谐波。但由于过零点处电感电流下降时间相对较长, 上升、下降时间不平衡, 故仍然存在电感电流畸变和输出电压有平台而过渡不平滑等问题。

针对上述问题, 文中提出了多包络线临界电流控制策略, 利用 3 条正弦化的包络线对开关管进行分时控制, 使得过零处电感电流下降时间变短, 可有效缓解单极性控制中上升时间与下降时间不平衡而引起的畸变等问题, 并滤除低输出电流谐波。该策略下所有开关管实现了零电压开通, 部分开关管可同时实现 ZCS。此外, 文中分别从过零点问题、软开关实现情况等方面进行了理论分析。为了验证理论分析的可行性与正确性, 基于 PSIM 搭建了 500 W 谐振软开关单相全桥逆变器模型, 并与传统控制策略进行仿真对比分析。

1 多包络线谐振软开关逆变器工作原理

1.1 谐振软开关逆变器工作原理

谐振软开关逆变器拓扑主要由全桥电路、谐振电感 L_s 、滤波电感 L_o 和滤波电容 C_s 组成, 如图 1 所示。其中, V_{in} 为直流侧输入电压; V_{ab} 为桥臂中点电压; v_o 为输出电压; C_{o1} — C_{o4} 分别为开关管 Q_1 — Q_4 的输出电容; i_{L_s} 、 i_o 分别为谐振电感电流和输出电流; i_{Q_2} 为流过开关管 Q_2 的电流; v_{L_o} 为滤波电感 L_o 两端电压; R_L 为负载电阻。谐振软开关逆变器的基本原理是利用谐振电感 L_s 与开关管输出电容谐振, 从而实现软开关。

收稿日期: 2023-03-18; 修回日期: 2023-05-30

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52107176, 522370-08); 北京市自然科学基金资助项目(KZ201911232045, 321-4061)

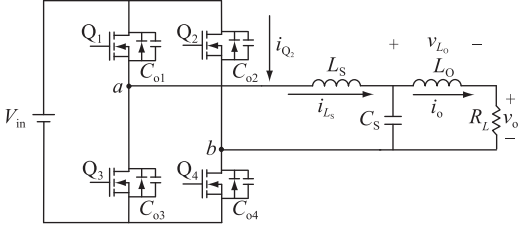


图1 单相全桥逆变器拓扑

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

1.2 多包络线临界电流模式基本原理分析

传统单极性 CBCM 的电感电流上升时间 $t_{on-CBCM}$ 、下降时间为 $t_{off-CBCM}$ 以及传统单极性 SHCM 的上升时间 $t_{on-SHCM}$ 、下降时间 $t_{off-SHCM}$ 计算如式(1)所示^[14,25]。

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{on-CBCM} = \frac{L_S(2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + 2\Delta I)}{V_{in} - \sqrt{2}V_o \sin(\omega t)} \\ t_{off-CBCM} = \frac{L_S(2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + 2\Delta I)}{\sqrt{2}V_o \sin(\omega t)} \\ t_{on-SHCM} = \frac{L_S(2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + 2I_{low} \sin(\omega t))}{V_{in} - \sqrt{2}V_o \sin(\omega t)} \\ t_{off-SHCM} = \frac{L_S(2\sqrt{2}I_o + 2I_{low})}{\sqrt{2}V_o} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中: ΔI 为固定的复位电流; I_o 为输出电流的有效值; I_{low} 为复位电流的峰值; V_o 为输出电压有效值; ω 为角频率; t 为工频周期内的时间。

在过零点处 $\sin(\omega t)$ 趋近于 0, 则由式(1)可以看出, 传统单极性 CBCM 的电感电流下降时间为无穷大, 上升时间为一个定值, 两者差距较大, 且电感电流下降时间过长会导致开关周期过长, 从而产生严重的畸变。而经过正弦化处理的单极性 SHCM 下降时间变为一个定值, 上升时间为 0, 两者差距相对较小, 故在一定程度上缓解了畸变。

为了进一步降低电感电流下降时间, 可以选择提高此时滤波电感两端电压。根据传统单极性控制工作原理可知, 在电感电流下降期间, 原单极性 SHCM 的工频管 Q_4 处于常开状态, 具体如图 2 所示^[14,27-29]。其中, v_{ds} 为开关管两端的电压; v_{gs} 为控制开关管开合的信号。若开关管 Q_4 的部分下降时间由开关管 Q_2 代替, 即由开关管 Q_2 和 Q_3 开通来代替原开关管 Q_3 和 Q_4 开通, 则滤波电感两端电压大小由 $v_o + v_{L_O}$ 变为 $V_{in} + v_o + v_{L_O}$, 此时电感电流下降速度加快, 下降时间变短。故而可以增加一条正弦化的辅助包络线, 令电感电流在下降时间内遇到

2次下边界, 实现开关管的 Q_2 和 Q_4 的分时控制。

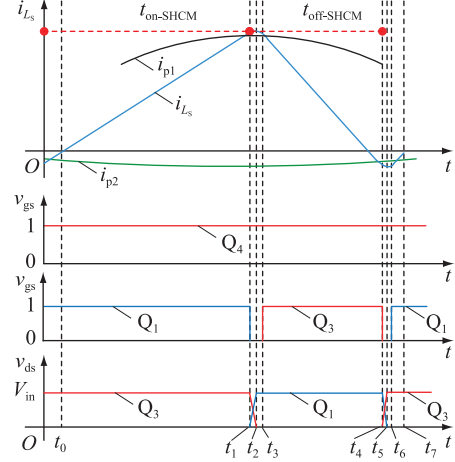


图2 单极性 SHCM 控制策略电路工作波形
Fig.2 Circuit working waveforms of unipolar SHCM control strategy

于是, 文中提出了一种多包络线临界电流模式, 该策略包含 3 条包络线, 其中 i_{p1} 与 i_{p2} 包络线控制开关管 Q_1 和 Q_3 , i_{p1} 与 i_{p3} 包络线控制开关管 Q_2 和 Q_4 。3 种临界电流模式的包络线示意如图 3 所示^[29], 其中图 3(a) 为单极性 CBCM, 图 3(b) 为单极性 SHCM, 图 3(c) 为多包络线模式, I_{opeak} 为输出电流峰值。

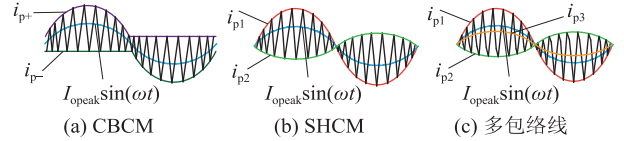


图3 3种临界电流模式包络线示意

Fig.3 Schematic diagram of envelope of three critical current modes

同时可得 3 种临界电流模式的包络线表达式, 其中单极性 CBCM 正半周的包络线见式(2), 单极性 CBCM 负半周的包络线见式(3), 单极性 SHCM 见式(4), 多包络线见式(5)。

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{p+} = 2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + \Delta I \\ i_{p-} = -\Delta I \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{p+} = \Delta I \\ i_{p-} = 2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) - \Delta I \end{array} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{p1} = 2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + I_{low} \sin(\omega t) \\ i_{p2} = -I_{low} \sin(\omega t) \end{array} \right. \quad (4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{p1} = 2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + I_{low} \sin(\omega t) \\ i_{p2} = -I_{low} \sin(\omega t) \\ i_{p3} = I_{low} \sin(\omega t) \end{array} \right. \quad (5)$$

在多包络线临界电流控制模式下, 通过谐振电与开关管的输出电容谐振可实现开关管的零电

压导通和零电流关断,且4个开关管均处于高频工作状态。根据输出电压的极性,逆变过程可以分为正半周和负半周。文中以输出电压的正半周为例对多包络线临界电流控制策略的工作原理进行分析,一个开关周期可以分为10个工作模式,逆变器开关过程如图4所示。由于死区时间通常较短,一般认为开关管结电容充放电以及开关管续流期间,电感电流大小保持不变^[30-32],而滤波电感两端电压会随着不同开关管的开合而变化,其中输出电容对电感两端电压的影响较小,可忽略不计。

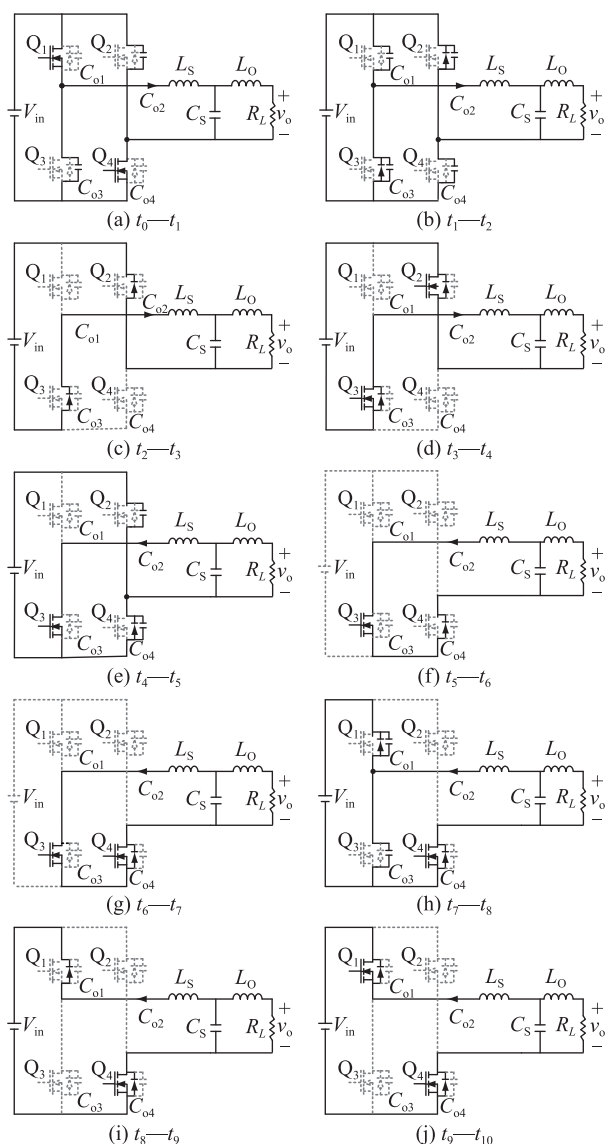


图4 多包络线临界电流控制策略的开关模式

Fig.4 Switching mode of multi-envelope critical current control strategy

模式 I (t_0-t_1): 谐振电感充电过程。 t_0 时刻开始, 开关管 Q_1 和 Q_4 正向导通, 桥臂中点电压 V_{ab} 为直流侧输入电压 V_{in} , 电容 C_{o2} 和 C_{o3} 充电, 其电压逐步上升至 V_{in} , 等效电路如图 4(a) 所示。此时能

量由输入侧向电感和负载传递, 谐振电感充电, 电流 i_{L_s} 线性上升, 谐振电感电流以及电感两端电压 v_{L_s} 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_s} = \frac{V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_s}t + i_{L_s}(t_0) \\ v_{L_s} = V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (6)$$

模式 II (t_1-t_2): 在 t_1 时刻开始之前, 电感电流线性上升, 逐步升至 i_{p1} , 然后到达顶峰, 开关管 Q_1 和 Q_4 开通, 开关管 Q_2 和 Q_3 关断。 t_1 时刻开始, 开关管 Q_1 和 Q_4 关断, 开关管 Q_2 和 Q_3 借助体二极管进入反向导通状态, 电容 C_{o2} 和 C_{o3} 开始放电, 其电压由 V_{in} 下降至 0, 电容 C_{o1} 和 C_{o4} 充电, 其电压由 0 上升至 V_{in} , 电路的导通状态如图 4(b) 所示。此时处于开关管结电容充放电期间, 时长较短, 默认在此模式下的电感电流大小不变, 而随着所有开关管关断且开关管 Q_2 和 Q_3 的反向导通, 电感两端电压发生变化, 两者的表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_s} = \frac{V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_s}t_1 + i_{L_s}(t_0) \\ v_{L_s} = -V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (7)$$

模式 III (t_2-t_3): 在 t_2 时刻开始之前, 所有开关管处于关断状态, 电容充放电过程结束。 t_2 时刻开始, 开关管 Q_2 和 Q_3 处于反向续流导通状态, 为其零电压导通做准备, 桥臂中点的电压由 V_{in} 变为 $-V_{in}$, 电路导通状态如图 4(c) 所示。此模式处于开关管的续流导通状态, 时间较短, 默认此时电感电流大小不变, 而由于开关管 Q_2 和 Q_3 仍然处于反向续流导通状态, 电感两端电压变化形式与上一模式相同, 则两者的表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_s} = \frac{V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_s}t_1 + i_{L_s}(t_0) \\ v_{L_s} = -V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (8)$$

模式 IV (t_3-t_4): 谐振电感放电过程。 t_3 时刻开始, Q_2 和 Q_3 实现零电压开通, 电路导通情况如图 4(d) 所示。此时电感电流开始线性下降, 且由于开关管 Q_2 和 Q_3 仍然处于反向续流导通状态, 电感两端电压变化形式与之前相同, 则两者表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_s} = \frac{-V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_s}t + i_{L_s}(t_3) \\ v_{L_s} = -V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (9)$$

模式 V (t_4-t_5): 在 t_4 时刻开始之前, 电感电流线性下降, 逐步降至 i_{p3} , 然后到 0, 开关管 Q_2 和 Q_3 开通, 开关管 Q_1 和 Q_4 关断。 t_4 时刻开始, 开关管 Q_2 关断, 由于开关管 Q_2 为反向导通状态, 故 Q_2 实

现了零电流关断。随后,电容 C_{o4} 开始放电,其电压由 V_{in} 下降至 0,电容 C_{o2} 开始充电,其电压由 0 上升至 V_{in} 。此时电感电流开始准备反向上升,开关管 Q_3 开始正向导通,开关管 Q_4 反向导通,电路的导通状态如图 4(e) 所示。该模态处于开关管结电容充放电状态,时长较短,可认为滤波电感电流大小不变,而由于电路状态变为开关管 Q_3 正向导通、开关管 Q_4 反向导通,滤波电感两端电压发生变化,则两者表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \frac{-V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_S} t_4 + i_{L_S}(t_3) \\ v_{L_S} = -v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (10)$$

模态 VI (t_5-t_6): 谐振电感反向充电过程。在 t_5 时刻开始之前,开关管 Q_3 正向导通,其余开关管关断,电容充放电过程结束。 t_5 时刻开始, Q_4 开始反向续流导通,为其零电压导通做准备。此时滤波电容 C_S 开始给电感供电,电感电流处于持续反向上升的状态,电路的导通状态如图 4(f) 所示。此时处于开关管续流导通期间,由于时长较短,则认为在此模态下的滤波电感电流大小不变,且电感两端电压变化形式与上一模态相同,两者的表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \frac{-V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_S} t_4 + i_{L_S}(t_3) \\ v_{L_S} = -v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (11)$$

模态 VII (t_6-t_7): t_6 时刻开始,开关管 Q_4 零电压开通,电路的导通状态如图 4(g) 所示。此时电感电流仍在反向上升,而电感两端电压变化形式与之前相同,则两者表达式变为:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \frac{-v_o - v_{L_0}}{L_S} t + i_{L_S}(t_6) \\ v_{L_S} = -v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (12)$$

模态 VIII (t_7-t_8): 在 t_7 时刻开始之前,电感电流反向线性上升,逐步升至 i_{p2} , 然后达到谷底,开关管 Q_3 和 Q_4 开通,开关管 Q_1 和 Q_2 关断。 t_7 时刻开始,开关管 Q_3 关断,开关管 Q_1 和 Q_4 反向导通,电容 C_{o1} 开始放电至 0,电容 C_{o3} 开始充电至 V_{in} ,桥臂中点电压由 $-V_{in}$ 变为 V_{in} ,电路导通状态如图 4(h) 所示。此时处于开关管的结电容充放电期间,由于时长较短,认为滤波电感电流大小不变,但由于电路变为开关管 Q_1 和 Q_4 反向导通,电感两端电压发生改变,则两者表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \frac{-v_o - v_{L_0}}{L_S} t_7 + i_{L_S}(t_6) \\ v_{L_S} = V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (13)$$

模态 IX (t_8-t_9): 在 t_8 时刻开始之前,开关管 Q_4 开通,其余开关管关断,且开关管 Q_1 和 Q_4 处于反向导通状态,电容充放电过程结束。 t_8 时刻开始,开关管 Q_1 反向续流导通,为其零电压开通做准备,电路导通状态如图 4(i) 所示。此模态处于开关管反向续流状态,电感电流大小几乎不变,且电感两端电压变化形式与上一模态相同,故两者表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \frac{-v_o - v_{L_0}}{L_S} t_7 + i_{L_S}(t_6) \\ v_{L_S} = V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (14)$$

模态 X (t_9-t_{10}): 谐振电感反向放电过程。 t_9 时刻开始,开关管 Q_1 零电压开通,电感电流开始反向下逐步至 0,电路的导通状态如图 4(j) 所示,且电感两端电压变化形式不变,则两者表达式为:

$$\begin{cases} i_{L_S} = \frac{V_{in} - v_o - v_{L_0}}{L_S} t + i_{L_S}(t_9) \\ v_{L_S} = V_{in} - v_o - v_{L_0} \end{cases} \quad (15)$$

随后,电源开始供电,电感电流开始正向线性上升,开关管 Q_1 和 Q_4 开始正向导通。

至此,一个正半周的开关周期结束,负半周的状态与之对称,不再详述。总之,多包络线在不增加辅助元器件的条件下,利用滤波电感和开关管结电容谐振实现了软开关,降低了高频下的开关损耗。逆变器的电感电流 i_{L_S} 波形、开关管的驱动信号 v_{gs} 波形、开关管两端电压 v_{ds} 波形、流过开关管 Q_2 的电流 i_{Q_2} 波形以及包络线分布情况如图 5 所示。

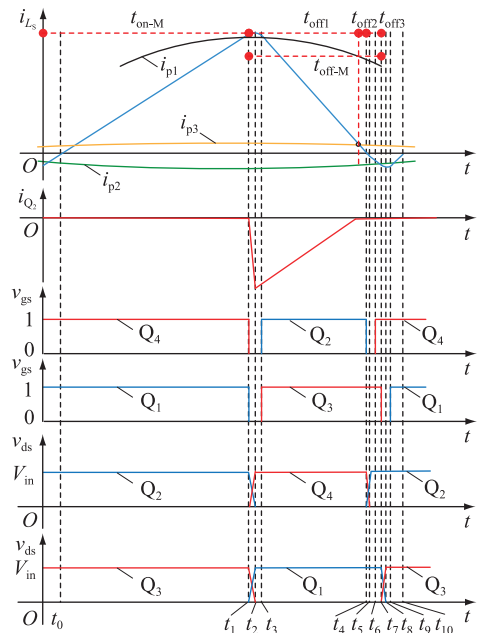


图 5 多包络线控制策略电路工作波形
Fig.5 Multi-envelope control strategy circuit working waveforms

1.3 多包络线控制模式基本特性分析

1.3.1 电感电流的上升、下降时间

多包络线临界电流模式的一个开关周期可分为电感电流上升时间 t_{on-M} 和下降时间 t_{off-M} , 其中下降时间 t_{off-M} 分为 t_{off1} 、 t_{off2} 和 t_{off3} 三部分。 t_{on-M} 对应模式 VIII—X 和模式 I, 其滤波电感两端电压为大小 $V_{in} - v_o - v_{L0}$; t_{off1} 和 t_{off2} 对应模式 II—IV, 其滤波电感两端电压大小为 $V_{in} + v_o + v_{L0}$; t_{off3} 对应模式 V—VII, 其滤波电感两端电压大小为 $v_o + v_{L0}$ 。

假设电感电流通过 i_{p3} 后, 沿原轨迹进行到点 a 之后再开始进入到 t_{off3} 部分。令所有开关周期内的 a 点组成的一条轨迹, 命名为 i_a 。根据电感电流的伏秒平衡原理, 可得到多包络线临界电流模式的电感电流上升时间 t_{on-M} 、电感电流下降时间 t_{off-M} 的表达式为:

$$\begin{cases} t_{on-M} = L_S \frac{i_{p1} - i_{p2}}{V_{in} - v_o - v_{L0}} \\ t_{off-M} = t_{off1} + t_{off2} + t_{off3} = \\ L_S \left(\frac{i_{p1} - i_{p3}}{V_{in} + v_o + v_{L0}} + \frac{i_{p3} - i_a}{V_{in} + v_o + v_{L0}} + \frac{i_a - i_{p2}}{v_o + v_{L0}} \right) \end{cases} \quad (16)$$

为了简化计算, 可以用 $(i_{p3} - i_a)/(v_o + v_{L0})$ 代替 $(i_{p3} - i_a)/(V_{in} + v_o + v_{L0})$, 此时由于分母部分减小, 会一定程度上增大滤波电感电流的下降时间。若简化计算后的值可以满足缩短下降时间的要求, 则实际简化前的时间必定也能够满足要求。最终经过简化计算后的电感电流下降时间表达式为:

$$t_{off-M} = L_S \left(\frac{i_{p1} - i_{p3}}{V_{in} + v_o + v_{L0}} + \frac{i_{p3} - i_{p2}}{v_o + v_{L0}} \right) \quad (17)$$

由于 v_{L0} 相对于 v_o 和 V_{in} 较小, 可以忽略, 则多包络线控制模式的电感电流上升时间 t_{on-M} 、下降时间 t_{off-M} 表达式变为:

$$\begin{cases} t_{on-M} = \frac{L_S(2\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + 2I_{low} \sin(\omega t))}{V_{in} - \sqrt{2}V_o \sin(\omega t)} \\ t_{off-M} = \frac{2\sqrt{2}L_S I_o \sin(\omega t)}{\sqrt{2}V_o \sin(\omega t) + V_{in}} + \frac{2L_S I_{low}}{\sqrt{2}V_o} \end{cases} \quad (18)$$

由式(1)可知, 在过零点处单极性 CBCM 的电感电流下降时间趋近于无穷大, 上升时间为 $2\Delta I L_S / V_{in}$, 两者差距过大。单极性 SHCM 下降时间为 $L_S(2\sqrt{2}I_o + 2I_{low})/(\sqrt{2}V_o)$, 上升时间为 0, 差距有所减小。而多包络线虽然上升时间仍为 0, 但下降时间明显降低, 变为 $2L_S I_{low}/(\sqrt{2}V_o)$ 。3 种模式下

降时间对比如图 6 所示。

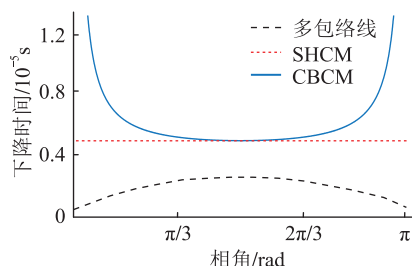


图 6 3 种临界电流模式的电感电流下降时间曲线
Fig.6 Curves of inductance current descent time for three critical current modes

从图 6 中可以明显看出, 在过零点处, 多包络线临界电流模式的电感电流下降时间明显降低, 与为 0 的上升时间十分接近, 能够有效缓解过零点畸变等现象, 降低输出电流谐波, 与预期相符。

1.3.2 开关频率及效率分析

传统单极性恒定临界电流控制 CBCM 的开关频率 f_{s-CBCM} 、单极性正弦磁滞电流模式 SHCM 的开关频率 f_{s-SHCM} 表达式为^[14,29]:

$$\begin{cases} f_{s-CBCM} = \frac{\sqrt{2}V_o \sin(\omega t) (V_{in} - \sqrt{2}V_o \sin(\omega t))}{2L_S V_{in} (\sqrt{2}I_o \sin(\omega t) + \Delta I)} \\ f_{s-SHCM} = \frac{\sqrt{2}V_o (V_{in} - \sqrt{2}V_o \sin(\omega t))}{2L_S V_{in} (\sqrt{2}I_o + I_{low})} \end{cases} \quad (19)$$

根据电感电流的伏秒平衡原理, 可得到文中所用的多包络线临界电流模式的开关频率 f_{s-M} 表达式为:

$$f_{s-M} = \frac{1}{t_{on-M} + t_{off-M}} = \frac{1}{t_{on-M} + t_{off1} + t_{off2} + t_{off3}} \quad (20)$$

代入式(18)计算后得到多包络线模式的开关频率 f_{s-M} 表达式为:

$$f_{s-M} = \frac{\sqrt{2}V_o (V_{in} + \sqrt{2}V_o \sin(\omega t)) (V_{in} - \sqrt{2}V_o \sin(\omega t))}{L_S V_{in} (8V_o I_o \sin(\omega t) + 2\sqrt{2}V_o I_{low} \sin(\omega t) + 2V_{in} I_{low})} \quad (21)$$

在过零点处 $\sin(\omega t)$ 为 0, 则由式(19)可知单极性 CBCM 开关频率为 0, 单极性 SHCM 开关频率为 $V_o/[L_S(2I_o + \sqrt{2}I_{low})]$, 此值为单极性 SHCM 开关频率最大值。而由式(21)可知, 多包络线临界电流模式过零点处开关频率为 $V_o/(\sqrt{2}L_S I_{low})$, 同时这也是多包络线临界电流模式中开关频率的最大值。可见单极性 CBCM 过零处开关频率最低且为 0, 单极性 SHCM 次之, 多包络线临界电流模式较高。

对多包络线临界电流模式与传统单极性控制的效率进行对比分析,首先对比3种模式的损耗,其主要为开关管的损耗,包括通态损耗和开关损耗^[33]。首先是通态损耗,其与开关管导通时的电阻和开通后流过开关管的电流有关,即滤波电感电流,而滤波电感电流的有效值为输出电流,则3种临界电流模式的通态损耗实际相差不大。其次是开关损耗,包含开通损耗和关断损耗两部分。由于3种临界电流模式均实现了零电压开通,开通损耗可以忽略不计,故仅考虑关断损耗即可。同时传统单极性控制中只要计算2个高频管的关断损耗,而多包络线临界电流模式增加了2个高频管,虽然开关管 Q_2 实现了零电压开通和零电流关断,但仍要计算3个高频管的关断损耗,且多包络线的控制策略开关频率略有上升,这将会导致其损耗较高。总的来说,效率最高的为单极性CBCM模式,其次是单极性SHCM模式,而多包络线临界电流模式效率比传统单极性控制略低。

2 仿真验证与对比分析

文中基于PSIM搭建了谐振软开关单相全桥逆变器开环仿真模型,该模型的输入直流电压为380 V,输出交流电压有效值为220 V,功率为500 W。其中输出电容数值的选取与开关管两端电压有关。以GaN器件GS66508P为例,在380 V直流输入电压下,输出电容为65 pF。而死区时间的选取应该能够保证开关管的结电容充放电完成,则结电容的充放电时间与死区时间的关系^[34-35]可以表示为:

$$t_{\text{dead}} > t_d = \frac{2C_{\text{oss}}V_{\text{in}}}{I_b} \quad (22)$$

式中: t_{dead} 为死区时间; t_d 为开关管的结电容充放电时间; C_{oss} 为开关管输出电容; I_b 为边界电流,即进入死区时间之前开关管流过的电流。

根据式(22)可知,死区时间应大于开关管的结电容充放电时间的最大值。假设进入死区时间后,流过开关管的电流基本不变,为了求得 t_d 最大值, I_b 取值为下边界 i_{p3} ,具体如图3所示。

传统的单极性CBCM实现了全范围软开关,而经过正弦化处理的单极性SHCM由于过零点附近边界电流趋近于0,结电容充放电时间趋近于无穷大,故此时开关管的开通过程实际为谷开关(valley switching, VS)^[36],即开关管两端电压下降一段时间之后,控制开关管开通的电流才逐步上升。此时开关管两端电压与流过开关管的电流均较小,并且该电流随着逐步接近零点而趋近于0,电压与电流交

叠范围很小,带来的损耗也远远少于传统的硬开关。与正弦磁滞电流模式SHCM同理,多包络线临界电流模式过零处 I_b 趋近于0,结电容充放电时间趋近于无穷大,故也存在VS。

由式(22)可知,越靠近过零处,边界电流 I_b 越小,结电容充放电时间越长,而相角为 $\pi/10$ 时充放电时间为198 s,若要满足多包络线整个逆变过程80%以上实现软开关,则令死区时间大于198 s即可。在实际逆变过程中考虑一定裕量,故选取300 ns作为死区时间。逆变器开环仿真模型的具体参数如表1所示。

表1 500 W单相全桥逆变器仿真参数
Table 1 Simulation parameters of 500 W single-phase full-bridge inverter

参数	数值
输出功率 P/W	500
输入电压 V_{in}/V	380
输出电压有效值 V_o/V	220
谐振电感 $L_S/\mu H$	220
滤波电感 $L_o/\mu H$	900
滤波电容 $C_S/\mu F$	0.6
负载电阻 R_L/Ω	96.8
开关管输出寄生电容 $C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}, C_{o4}/pF$	65
死区时间 t/ns	300

在上述条件下,可通过式(22)计算得出87.2%范围内实现零电压开关的结论,其余部分可以实现VS。

2.1 多包络线临界电流模式开环仿真

利用搭建的500 W谐振软开关仿真模型进行多包络线控制策略的开环仿真,仿真后得到的谐振电感电流 i_{L_S} 、输出电压 v_o 、滤波后的输出电流 i_o 波形如图7所示。

由图7可以明显看出,多包络线控制模式不存在过零点问题,波形过渡光滑,输出电压THD较低为1.57%,与理论研究相符。

多包络线临界电流控制策略中4个开关管均实现零电压开通,以开关管 Q_1 为例,具体如图8所示。

零电压开通即在开关管的输出电容放电完毕后,控制开关管导通,可以降低开关管的导通损耗。由图8可以明显看出,在开关管两端电压 v_{ds} 为0后, v_{gs} 控制开关管 Q_1 开通,实现了ZVS。

在多包络线临界电流控制策略中开关管 Q_2 实现了零电流关断,具体情况如图9所示。

零电流关断即正向流过开关管的电流为0时,控制开关管关断,能够降低开关管的关断损耗。由

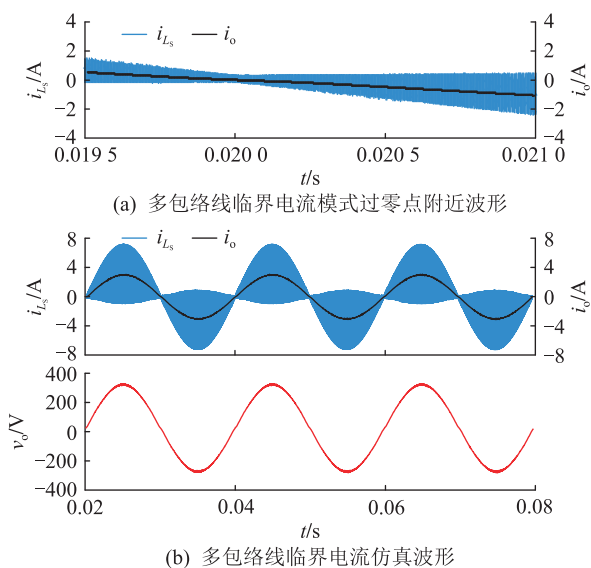


图7 多包络线临界电流模式仿真波形
Fig.7 Simulation waveforms of multi-envelope critical current

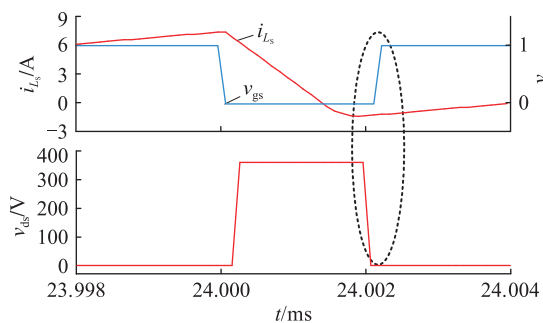


图8 开关管 Q₁ 零电压开通波形

Fig.8 Zero voltage switching waveforms of Q₁

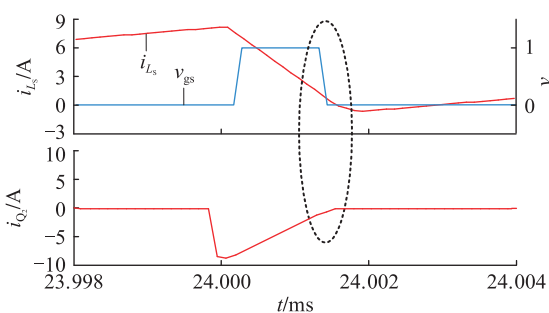


图9 开关管 Q₂ 零电流关断波形

Fig.9 Zero current switching waveforms of Q₂

图9可以看出,开关管 Q₂ 始终处于反向导通或关断状态,此时 v_{gs} 控制开关管 Q₂ 关断,可实现 ZCS。

可见,多包络线控制模式缓解了过零点问题,正负半周过渡光滑,实现了开关管的零电压导通和零电流关断,与理论研究相符。

2.2 多包络线与传统控制策略仿真对比

对传统的单极性 CBCM、单极性 SHCM 进行开

环仿真,仿真参数不变,仿真后得到的电感电流 i_{Ls} 、输出电压 v_o 、滤波后电流的输出 i_o 。波形如图 10、图 11 所示。

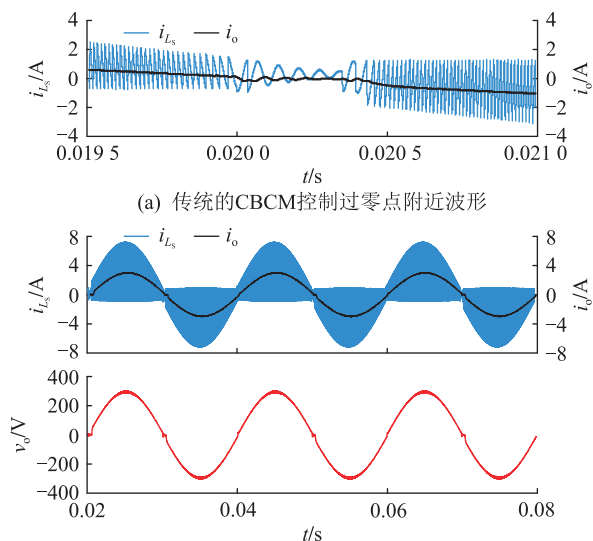


图10 传统的 CBCM 控制仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms of traditional CBCM control

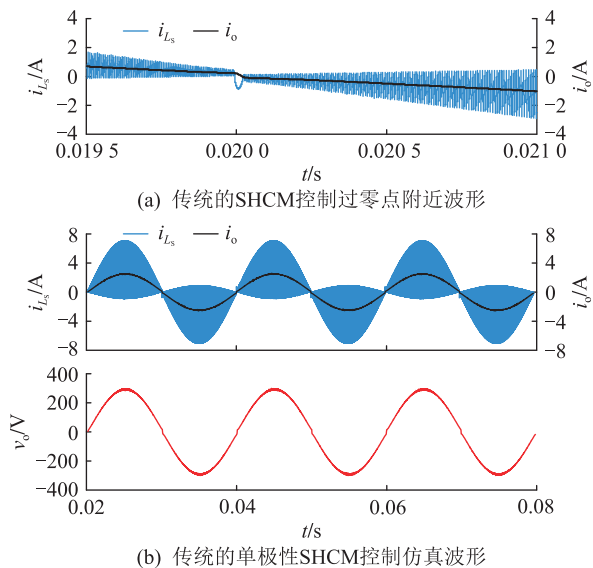


图11 传统的 SHCM 控制仿真波形

Fig.11 Simulation waveforms of traditional SHCM control

由图 10、图 11 可以看出,传统的单极性 CBCM、单极性 SHCM 在过零点处存在明显畸变,电感电流存在较大的波动,并且输出电流、输出电压存在突变或平台。由于单极性 SHCM 过零处开关频率不为 0,故较于单极性 CBCM 过零点问题有所缓解。其中单极性 CBCM 的输出电压 THD 为 2.45%,单极性 SHCM 输出电压 THD 为 1.99%。而多包络线临界电流模式的 THD 仅为 1.57%。可见,通过对包络

线进行正弦化处理,改变原有的过零点处电感电流下降时间过长的现象,可以达到缓解畸变的目的,并降低输出电流和输出电压的谐波,与理论研究相符。

3 结语

文中提出的多包络线临界电流控制策略,利用3条包络线分别控制开关管分时工作,可有效缓解单极性调制中因过零点处电感电流上升下降时间不平衡而引起的畸变,有效降低输出电流谐波,提高逆变器的稳定性。同时基于PSIM搭建了500W单相全桥逆变器开环仿真模型,仿真结果验证了多包络线临界电流模式的有效性,与传统控制策略相比可有效抑制过零点畸变等问题,降低输出电压的THD。

致 谢

本文得到北京信息科技大学促进高校内涵发展科研水平提高项目(2121YJPY215)资助,谨此致谢!

参考文献:

- [1] YU Z X, HU X F, ZHANG M, et al. A transformerless boost inverter for stand-alone photovoltaic generation systems [C]//2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Xi'an, China. IEEE, 2019: 570-575.
- [2] 苗国耀. 基于反激电路的无电解电容光伏逆变器[J]. 电子器件, 2022, 45(1): 97-101.
MIAO Guoyao. Electrolytic capacitor-free photovoltaic inverter based on fly-back circuit [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2022, 45(1): 97-101.
- [3] 张成, 赵涛, 朱爱华, 等. 弱电网下并联逆变器稳定性及电能质量治理研究[J]. 电力工程技术, 2022, 41(3): 224-230.
ZHANG Cheng, ZHAO Tao, ZHU Aihua, et al. Stability and power quality control of parallel inverters in weak current network [J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(3): 224-230.
- [4] 马宁, 徐永海, 何志轩. 基于逆变器自适应功率控制的光伏并网治理策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(2): 100-107.
MA Ning, XU Yonghai, HE Zhixuan. Mitigation strategy at photovoltaic grid-connected point based on adaptive power control of inverter [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(2): 100-107.
- [5] SHAHZAD D, PERVAIZ S, AHMAD ZAFFAR N, 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.
- [6] 周昱彤, 鞠振河. 关于太阳能发电技术的综述及展望[J]. 电子世界, 2020(1): 83-84.
- [7] 褚恩辉, 周越, 陈志方, 等. 谐振直流环节逆变器缓冲回路无功能量传输损耗优化的改进调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7420-7431.
CHU Enhui, ZHOU Yue, CHEN Zhifang, et al. A modified modulation strategy for optimizing the transmission loss of reactive energy in the snubber circuit of resonant DC link inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7420-7431.
- [8] QU Y, SHU W, CHANG J S. A fully soft switched point-of-load converter for resource constraint drone applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2705-2713.
- [9] 朱文杰, 周克亮, 汪洋, 等. 多谐振控制零电压开关单相高频隔离逆变器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(8): 123-131.
ZHU Wenjie, ZHOU Keliang, WANG Yang, et al. MRSC controlled zero voltage switching single-phase high-frequency-link inverter [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(8): 123-131.
- [10] HARYANI N, SUN B Y, BURGOS R. A novel soft switching ZVS, sinusoidal input boundary current mode control of 6-switch three phase 2-level boost rectifier for active and active+ reactive power generation [C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA. IEEE, 2018: 4-8.
- [11] ZHANG Z, ZHANG J M, SHAO S, et al. A high-efficiency single-phase T-type BCM microinverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 984-995.
- [12] 郎天辰, 杜士祥, 尹浩, 等. 基于可变关断时间断续电流模式的全桥逆变器轻载效率优化方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4761-4770.
LANG Tianchen, DU Shixiang, YIN Hao, et al. Optimizing method for light-load efficiency of a H-bridge inverter based on variable turn-off time discontinuous current mode [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4761-4770.
- [13] TAYEBI S M, BATARSEH I. Analysis and optimization of variable-frequency soft-switching peak current mode control techniques for microinverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1644-1653.
- [14] 李杰. 高频高效 GaN 逆变器研制 [D]. 北京: 北京交通大学, 2019: 7-23.
LI Jie. Development of high frequency and high efficiency GaN inverter [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2019: 7-23.
- [15] CIMENDA G A, DUMAN T, YILMAZ M. 250 W GaN hybrid BCM micro-inverter design for avionic applications [C]//2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Houston, TX, USA. IEEE, 2022: 838-842.
- [16] ZHANG Z, ZHANG J M, SHAO S. A variable off-time control method for a single-phase DCM microinverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 7229-7239.
- [17] SABI K, COSTINETT D. Design and implementation of a bi-po-

- lar-unipolar switched boundary current mode (BCM) control GaN-based single-phase inverter [C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA. IEEE, 2019:6473-6480.
- [18] 芦耀辉,张德华. 具有良好负载适应性的软开关电流混合控制单相逆变器[J]. 电工技术, 2020(15):37-40,43.
LU Yaohui, ZHANG Dehua. Soft-switch current hybrid controlled single-phase inverter with good load adaptability[J]. Electric Engineering, 2020(15):37-40,43.
- [19] 张峰,谢运祥,胡炎申,等. 临界模式混合光伏微型逆变器的特性分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6):1290-1302.
ZHANG Feng, XIE Yunxiang, HU Yanshen, et al. Characteristics analysis for a boundary conduction mode hybrid-type photovoltaic micro-inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6):1290-1302.
- [20] 王景钢,刘轶. 考虑光伏逆变器电流裕度的主动配电网动态电压支撑策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(6):105-113.
WANG Jinggang, LIU Yi. Dynamic voltage support strategy for an active distribution network considering the current margin of a photovoltaic inverter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(6):105-113.
- [21] 周嘉琪,毕利. 基于GAN的光伏逆变器数据异常检测技术[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1):133-140.
ZHOU Jiaqi, BI Li. Abnormal detection technology of photovoltaic inverter data based on GAN[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1):133-140.
- [22] YIN H, LANG T C, LI X, et al. A hybrid boundary conduction modulation for a single-phase H-bridge inverter to alleviate zero-crossing distortion and enable reactive power capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):8311-8323.
- [23] RYAN R T, HAYES J G, MORRISON R J, et al. Improved zero-crossing distortion of a boundary-conduction-mode boost converter with digital average-current-mode control [C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA. IEEE, 2018:1846-1853.
- [24] TZVETKOV P M, SEROV A N, KODJABASHEV I N, et al. Calibration of power quality analyzers on total harmonic distortion by standard periodic non-harmonic signals [C]//International Scientific Symposium Metrology and Metrology Assurance. Sozopol, Bulgaria, 2020:1-4.
- [25] SAYED M A, TAKESHITA T, KITAGAWA W. Steady-state analysis of soft-switched three-phase grid-tie DC-AC converter isolated by high-frequency transformer for high efficiency and low THD [C]// Proceedings of the 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications. Karlsruhe, Germany. 2018:17-21.
- [26] ZHANG Y Y, LI Y, TIAN Y, et al. Optimization of boundary current mode control strategy for reducing zero-crossing distortion in a H-bridge inverter [C]//2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Wuhan, China. IEEE, 2021:1-6.
- [27] 吴斌,杨旭红. 基于改进遗传PI和重复控制的三相逆变器并网研究[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(6):151-156.
WU Bin, YANG Xuhong. Research on grid-connected three-phase inverter based on improved genetic PI and repetitive control [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(6):151-156.
- [28] 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.
- [29] 张圆圆. GaN全桥逆变器的THD及效率优化变频控制策略研究[D]. 北京:北京交通大学, 2021:33-45.
ZHANG Yuanyuan. Research on THD and efficiency optimization variable frequency control strategy in GaN-based full-bridge inverter [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021:33-45.
- [30] 王展,蓝鲲,张金刚,等. LCC-S型箭地无线供电系统谐振网络参数优化方法 [J/OL]. 电源学报:1-13 [2023-01-08]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20221207.1101.004.html>.
WANG Zhan, LAN Kun, ZHANG Jingang, et al. A parameter optimization method for wireless power transfer system between the rocket and ground with LCC-S type resonant network [J/OL]. Journal of Power Supply: 1-13 [2023-01-08]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20221207.1101.004.html>.
- [31] 邱惠敏,张方晖. LLC谐振变换器参数改进算法仿真[J]. 计算机仿真, 2022, 39(10):94-98.
QIU Huimin, ZHANG Fanghui. Simulation of LLC resonance converter with improved parameters [J]. Computer Simulation, 2022, 39(10):94-98.
- [32] 唐忠,白健,赖立. 基于IPOS双LLC谐振变换器的恒压恒流充电研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(24):88-95.
TANG Zhong, BAI Jian, LAI Li. Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(24):88-95.
- [33] 张民,周明珠,韦正怡,等. 一种集成Y源网络的高升压DC-DC变换器[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10):499-506.
ZHANG Min, ZHOU Mingzhu, WEI Zhengyi, et al. A Y-source network integrated high voltage step-up DC-DC converter [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2022, 43(10):499-506.
- [34] ZHOU L W, JAHNES M, PREINDL M. Modular model predictive control of a 15-kW, kilo-to-mega-hertz variable-frequency critical-soft-switching nonisolated grid-tied inverter with high efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10):12591-12605.

- [35] 乐文韬,吕卓,刘华东. 轨道交通无线电能传输效率研究[J]. 控制与信息技术,2020(6):35-41.
LE Wentao, LYU Zhuo, LIU Huadong. Research on wireless power transfer efficiency in rail transit[J]. Control and Information Technology, 2020(6):35-41.
- [36] KORADA N, YU Z W, AYYANAR R. Loss characterization and analysis of high voltage E-mode GaN HEMT in soft-switching application [C]//2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WIPDA). Atlanta, GA, USA. IEEE, 2018:40-44.

作者简介:



位学聪

位学聪(1998),女,硕士在读,研究方向为新能源发电(E-mail:xuecongwei@163.com);
张雅静(1984),女,博士,副教授,研究方向为宽禁带半导体及新能源发电;
王勉(1985),男,博士,工程师,从事新能源发电、微电网控制相关工作。

Control strategy of multi-envelope resonant soft switching inverter

WEI Xuecong¹, ZHANG Yajing¹, WANG Mian², LI Jianguo¹, MA Shuang¹, WANG Jiuhe¹

(1. College of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China;

2. Institute of Science and Technology, China Three Gorges Corporation, Beijing 101199, China)

Abstract: In order to meet the requirements of high power density, high performance and low total harmonic distortion (THD) for photovoltaic microinverters, a multi-envelope resonant soft-switch inverter control strategy based on the critical current mode is proposed. Through time-sharing control of switching tubes, the rise and fall time of inductance current is balanced, so as to alleviate zero-crossing distortion. Then, the working mode of the control strategy of multi-envelope resonant soft-switch inverter is introduced in detail, and compared with the traditional critical current mode in terms of soft switch, switching frequency, switching tube loss and inverter efficiency, zero-crossing distortion degree. In order to verify the effectiveness of the control strategy, a 500 W soft-switched single-phase full-bridge inverter is built based on PSIM for open-loop simulation verification. The simulation results indicate that the multi-envelope mode, when compared to the traditional unipolar critical current mode, offers several advantages. These advantages include effective optimization of the zero crossing issue, harmonic filtration leading to reduced THD, and the achievement of zero current switch (ZCS) and zero voltage switch (ZVS) for all switches.

Keywords: inverter; resonant soft switching; critical current mode; multi-envelope; zero crossing distortion; total harmonic distortion

(编辑 钱悦)