

光伏逆变器 SIIPWM 变步长控制技术的应用

袁芳草¹, 袁百成²

(1. 中山职业技术学院, 广东 中山 528400;

2. 安美特(中国)化学有限公司, 广东 广州 511356)

摘要 正弦波脉宽调制 (SPWM) 逆变控制技术由于其实现方式简便且成本可控, 已被广泛采纳。实现 SPWM 技术的主要方法包括三角波比较法和基于等效积分值的查表法。本文简要介绍了这两种不同的调制技术, 并在继承其传统优势的基础上, 针对不足之处进行改进: 一种基于区间积分计算的变步长采样技术——正弦区间积分脉宽调制 (Sinusoidal interval integral Pulse-Width-Modulation, SIIPWM), 该技术通过相位变化来调整采样步长, 以改善输出正弦电流的总谐波失真。采用 SIIPWM 技术控制的光伏逆变器的总谐波失真可低至 0.25%。

关键词 积分表采样; SPWM 采样; 电网污染

基金项目: 广东省教育科学研究课题“1+X 背景下高职教育‘课证融通’瓶颈突破策略探索研究”(课题编号: 2022GXJK627)。

中图分类号: TM4

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.2097-3365.2025.34.001

0 引言

光伏是不稳定的直流电源, 若要用到家用电器上, 就必须转换成与国家电网完全兼容的交流电。实现这个功能的装置叫逆变器(早期也叫变流器)。好的变流器输出“优质电”, 优质电的典型特征就是总谐波失真 (THD) 极低, 输出稳定, 正弦度完美, 不干扰其他用电器。

随着光伏发电技术的普及, 逆变器走进千家万户, 其性能、应用场景以及制造工艺越来越受大众的重视。

1 逆变器历史

在变流器的早期研究中, PWM 信号采用了正弦脉冲宽度调制 (Sinusoidal Pulse-Width-Modulation, SPWM), 主要依靠硬件来实现。方法是对控制环路生成的调制波 V_s 与三角载波 V_{tri} 进行比较^[1]。这个原理决定了调制度最高为 1, 母线电压利用率约为 86.6%, 总 THD 大于 20%。

从 1990 年代后期开始, 随着 DSP 处理器的普及, 数字化的单相逆变器电源在传统方法基础上引入了分数阶正弦脉冲的概念, 通过优化脉冲间隙分布, 能使总谐波失真率降低 2%~3%^[2]。

目前研究热点主要集中在谐波抑制方面, 谐波抑制效率的提升同时也意味着整体逆变效率的提升。一种利用边缘计算技术对风电集群的超高次谐波进行协同控制^[3]的数字化变流器, 实测数据显示该方法可使系统效率提升约 5.7%。

在并网逆变器领域, 采用零电压矢量插入策略, 将有效开关次数减少 30%, 并使开关损耗控制在额定功率的 5% 以内。

随着时间的积累, 近年来研究者提出多种改进方案。例如: 通过重新设计载波比参数, 将调制波分解为多段线性函数, 使得每个开关周期内的脉冲分布更接近理想正弦特性^[4]。

这些文献的研究结果, 足以说明算法层面的优化比单纯提升硬件性能更具经济性, 尤其是在需要兼顾效率与成本的工业场景中。

不过现有研究也暴露出部分局限性, 例如: 当载波频率超过 10 kHz 时, 开关器件的损耗会急剧增加^[5], 这也为后续改进方法的提出指明了方向。

将优化的算法提前做成数据控制表, 控制器基于表的数据直接输出, 可以降低对控制器的性能要求, 同时也为构建智能化电力转换系统开辟了新路径。

2 传统的 SPWM 技术

2.1 模拟比较

SPWM 调制技术核心是通过比较三角载波与正弦调制波的相交点确定开关器件的导通与关断时刻。三角波的频率通常远高于正弦波, 二者的交会会形成宽度按正弦规律变化的脉冲序列, 经过低通滤波器后即可还原出正弦波形。

比较法产生的输出脉宽为:

$$T_{on} = \frac{T_c U_c \sin(\omega \cdot t)}{U_c} \quad (1)$$

式(1)中, U_s 为正弦调制波幅值, U_c 为三角载波幅值, T_c 是三角载波周期, t 是采样位置。

这个方法生成的经典 SPWM 脉冲序列, U_s 与 U_c 的比就是调制度。

这个方法需要采用硬件电路分别生成正弦调制波和三角载波, 然后通过比较器比较得到 SPWM。由于成本和电路器件本身的极限, 正弦调制波的完整度有限, 三角波的周期和幅值都有无法消除的抖动, 所以最终变换出来的交流电有 20% 以上的失真。

2.2 数字计数

利用 STM32 的 TIM 定时计数比较器实现 SPWM 序列输出的方法如下。

2.2.1 初始化 TIM 寄存器

1. 脉冲计数寄存器: CNT (记录时钟 T_c 脉冲数)。
2. 比较寄存器: CCR (决定输出脉冲宽度 T_{on} , 这个脉冲起始位置有左对齐、右对齐、中央对齐三种模式)。
3. 自动重装寄存器: ARR (与 CNT 时钟共同决定了输出脉冲的周期即 $T_c = T_{cnt} \times ARR$)。

4. 配置 TIM: 时基 T_c (计数寄存器 CNT 改变一次计数的时间); 重置基数 ARR (CNT 记录的最大脉冲数, 一般能在数据手册找到计算 ARR 的公式); CCR 就是 $\sin(\omega \cdot t)$ 的值 (实时计算因为涉及较多运算量, 所以利用查表, 用空间换时间, 可以提高效率)。

2.2.2 通过 TIM 输出 PWM 的方法 (中央对齐模式)

第一步: 设置 CCR (从正弦调制波采样时刻表中读取); 第二步: 启动计数, CNT 从 0 开始加 1。当 $CNT < CCR$ 时 PWM 输出为低电平; 当 $CNT > CCR$ 时 PWM 输出为高电平; 第三步: 当 CNT 的值等于 ARR 之后, CNT 开始减 1, 同样当 $CNT < CCR$ 时 PWM 输出低电平, 当 $CNT > CCR$ 时 PWM 输出高电平; 第四步: 当 CNT 减到 0 时, 重新回到第一步开始执行。

根据这个 PWM 产生模式, 可以推出:

$$T_{on} = \frac{ARR - CCR}{ARR} \quad (2)$$

结合前文公式(1), 可以得到:

$$CCR = ARR \left(1 - \frac{T_c U_s \sin(\omega \cdot t_n)}{U_c} \right) \quad (3)$$

所以需要做的三件事:

1. 确定调制比 k , 也就是 $\frac{U_s}{U_c}$ 的值。
2. 确定采样数 m 也就是 $\frac{T_c}{T}$ 的值, 从而推出规范化的 t_n 值: $\{t_n\}_{n=1}^m$, 其中 $t_n = T_c \times n$ 。
3. 根据 t_n 值和式(3)生成采样时刻表, 然后通过查表得到 CCR 的值, 利用 PWM 的事件去触发中断, 更新下一次 CCR 的值。

这个方法利用单片机的强大功能, 直接虚拟生成正弦调制波、三角载波, 最后通过比较器和 PWM 控制器输出 SPWM, 简化了电路规模, 大幅减小幅值和时钟误差, 是目前最流行的获得 SPWM 控制脉冲的方法。

这个方法是对模拟法的数字化, 原理上并没有突破, 所以最终变换出来的交流电依然有 10% 以上的失真^[6]。

3 积分查表法

积分查表法是直接利用等面积原理来实现 SPWM 序列: 将 $0 \sim 180$ 度 50 Hz 的正弦载波所围成的面积平均划分为 10 段, 即 $m=10$, 则各段的面积是:

$$S_n = \int_{\frac{(n-1)\pi}{m}}^{\frac{n\pi}{m}} k \sin(\omega t) dt = k (\cos(n-1)\theta - \cos n\theta) \Big|_{\frac{(n-1)\pi}{m}}^{\frac{n\pi}{m}} \quad (4)$$

其中 $\theta = \frac{\pi}{m}, 0 < k \leq 3.2$

依据公式(4), 可计算出正弦波不同区间的面积与 SPWM 序列脉冲占空比之间的对应关系, 并将结果存储为离线表格。以 S1 为例, 其面积计算为: 0 度余弦值“1”与 18 度余弦值“0.951”之差“0.049”, 此差值代表第一个 PWM 脉冲的占空比为 0.049, 依此类推, 第二个 PWM 脉冲的占空比为“0.142”, 第三个为“0.221”, 第四个为“0.279”, 第五个为“0.309”, 后续五个脉冲的占空比依次为“0.309”“0.279”“0.221”“0.142”“0.049”。为了实现调制比等于“1”的效果, k 值可设定为“3.2”, 从而使得 10 个脉冲的占空比依次为“0.157”“0.454”“0.707”“0.893”“0.989”“0.989”“0.893”“0.707”“0.454”“0.157”, 用以提高母线电压的利用率。

控制器通过查阅该离线表格即可完成 SPWM 脉宽的计算, 这降低了控制器的性能要求, 节约了计算资源, 并增强了实时响应能力。基于此离线表输出的 20 段双极 SPWM 脉冲控制的逆变器, 在负载阻抗为 4 欧姆, 输出滤波电感为 5 毫亨的条件下, 其输出总谐波失真 (THD) 大约为 8%。

4 变步长 SIIPWM 技术

鉴于列表能够在离线状态下预先设计, 因此其不受硬件限制, 采样步长可以自由设定, 在关键位置插入控制脉冲, 从而实现采样频率根据正弦波相位的变化而相应调整。此项技术, 称之为“积分区间步长可变的脉冲控制技术” (Sinusoidal interval integral Pulse-Width-Modulation, SIIPWM, 简称“变步长 SIIPWM 技术”)。这个技术的灵活性使得它在处理复杂波形时具有独特的优势, 能够根据波形的具体特征动态调整采样频率, 从而更精确地捕捉波形的细节。

通常情况下, 单相逆变器采用桥式驱动输出方式: 两个下臂由一路频率为 50 Hz、占空比为 50% 的方波信号控制, 以实现极性转换; 而两个上臂则由两路 SPWM

信号控制, 以实现正弦波的模拟, 输出端串联一只 5 毫亨 (50 Hz) 的输出电感。这种设计方式能够有效地将直流电转换为交流电, 同时通过 SPWM 信号的精细控制, 使得输出的交流电波形更加接近理想的正弦波形。

当 SPWM 采用前文所述的公式 4 生成的数据时, 输出会出现极为明显的交越失真现象, 即交流电在 0 电压 (或电流) 处正负极性翻转时产生严重的失真。这种失真现象会严重影响逆变器的性能, 降低输出电能的质量。

为解决此问题, 笔者将 S1 和 S10 各自的 1 毫秒时间间隔 (采样步长) 进一步细分为五个阶段: 从 0 到 50 微秒, 50 微秒到 150 微秒, 150 微秒到 300 微秒, 300 微秒到 600 微秒, 以及 600 微秒到 1 毫秒, 9 毫秒到 9 400 微秒, 9 400 微秒到 9 700 微秒, 9 700 微秒到 9 850 微秒, 9 850 微秒到 9 950 微秒, 9 950 微秒到 10 毫秒。这种细分采样步长的方法能够更精确地控制输出波形, 从而有效减少交越失真。

此处步长初始为 50 微秒, 随后依次变为 100 微秒, 150 微秒, 300 微秒, 400 微秒……1 毫秒, 到 9 毫秒之后步长又调整为 400 微秒, 300 微秒, 150 微秒, 100 微秒, 最终回到 50 微秒。这种动态调整采样步长的策略, 能够根据波形的变化灵活调整采样频率, 从而更有效地控制输出波形。

除此以外, PWM 脉冲还可以随相位的改变采用不同的策略。如前文所述, PWM 脉冲有左对齐、右对齐、中央对齐三种模式, 任何一种单一模式都会在交越处产生相位失真。要消除这个交越失真, 最好的办法就是在 0 到 90 (180 到 270) 度采用右对齐的 PWM 脉冲, 90 到 180 (270 到 360) 度采用左对齐的 PWM 脉冲。具体来说, 这里 0 度相位开始第一个 PWM 的步长是 50 微秒, 占空比是 1.97%, 低电平一共 49.98 微秒, 高电平一共 0.02 微秒, 左对齐就是 0 到 49.98 微秒时是低电平, 49.98 微秒到 50 微秒是高电平, 到了 90 度相位就改成右对齐, 这里的步长是 1 毫秒, 占空比是 98.9%, 低电平一共 11 微秒, 高电平一共 989 微秒, 右对齐就是 0 到 989 微秒时是高电平, 989 微秒到 1 毫秒是高电平, 到了 180 度后面又改成左对齐。

这种可变步长的实现几乎无法通过硬件电路来完成, 但使用列表则显得异常简便。通过软件编程实现可变步长控制, 不仅提高了系统的灵活性, 还降低了硬件设计的复杂性。

采用变步长的 SPWM 信号控制变流器桥臂的输出, 对改善交越失真的效果极为显著。从实际测试结果来看, 经过改进的调制技术能有效降低谐波畸变率 (THD) 至 0.25%, 使得逆变输出完全满足电网标准。这表明,

通过软件控制采样步长, 可以显著提高逆变器的性能。

值得注意的是, 目前市场上流行的逆变器输出滤波电感普遍为 5 毫亨。对于 50 Hz 的低频信号而言, 5 毫亨电感的尺寸通常超过 0.3 米 (长)、0.3 米 (宽)、0.3 米 (高), 重量超过 300 克, 无论是体积还是重量, 均占整个逆变器的 60% 以上。这种大尺寸和重量的电感不仅增加了逆变器的体积和重量, 也提高了制造成本。

由于可变步长采样增加了采样次数, 相当于提高了开关频率, 从而可以减小输出滤波器的电感。经过试验测试, 在保持失真和功率平衡的前提下, 输出电感可减小至 500 微亨, 仅为传统逆变器输出电感的十分之一。同时, 该方法对其他硬件的要求并未增加。这表明, 通过软件控制采样步长, 不仅可以提高逆变器的性能, 还可以降低硬件成本, 具有明显的经济效益。

5 结束语

逆变器的制作是一种控制的艺术, 尽管使用的是相同的电子元件, 但通过改进控制算法, 能够实现更为高质量的逆变输出。一个设计精良的算法, 可以在不增加任何硬件设施的情况下, 使设备的性能得到显著提升, 同时使用起来也更加方便。未来, 研究工作应深入挖掘算法与新型半导体器件之间的协同效应, 并在动态工作环境下的适应性改进方面进行探索, 旨在进一步提升能量转换的效率。随着技术的不断进步, 逆变器的控制算法将更加智能和高效, 这将为逆变器的性能提升和应用范围的扩大提供无限可能。通过算法的不断改进, 可以使得逆变器在各种复杂工况下都能保持高效的能量转换, 同时降低对硬件的依赖, 实现更加智能化和自动化的操作。

参考文献:

- [1] 王世雨, 李绍令, 郑征, 等. 并网逆变器超高次谐波产生与传播机理分析 [J]. 电力工程技术, 2023, 42(05): 80-89.
- [2] 宋洪博, 李辉, 向学位, 等. 基于单相零脉冲插入的永磁同步电机过调制区域相电流重构策略 [J]. 电机与控制学报, 2025, 29(03): 29-38.
- [3] 胡春龙. 改进型 SPWM 调制下的整流器参数设计与仿真研究 [J]. 测试技术学报, 2023, 37(04): 310-315.
- [4] 同 [3].
- [5] 李天楚, 容斌, 伍智鹏, 等. 基于边缘计算的风电群非故意发射超高次谐波抑制策略 [J]. 中国电力, 2023, 56(08): 200-206.
- [6] 杨嘉伟, 易杨, 姜浩, 等. 基于随机载波脉冲宽度调制的变换器群超高次谐波抑制机理 [J]. 中国电力, 2023, 56(11): 160-167.