

单极性 SPWM 逆变桥驱动方式研究

潘文诚

(浙江科技学院 自动化与电气工程学院,杭州 310023)

摘 要: 在工程实践中,单极性正弦脉宽调制 (SPWM) 逆变桥路具有多种驱动方式。理论分析、样机实验及软件仿真发现,不同的驱动方式造成了逆变桥臂单端输出波形、双端输出谐波上的差异。单臂斩波驱动时,桥臂中点的响应 U_a 为正半波不变、负半波抬高一个幅值的变正弦波形, U_b 为调制波频率的方波波形。双臂斩波驱动时, U_a 和 U_b 呈现互差调制波半周期的正弦半波波形。就总的谐波系数 (THD) 而言,带同臂互补的驱动方式要优于不带同臂互补的驱动方式。通过研究这些差异,对在工程上正确合理地选择桥路的驱动方式无疑是有益的。

关键词: 正弦脉宽调制; 逆变桥驱动方式; 单臂斩波驱动; 双臂斩波驱动; 同臂互补

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-8798(2012)03-0200-05

Research on driving modes of unipolar SPWM inverter bridge

PAN Wen-cheng

((School of Automation and Electrical Engineering, Zhejiang University of
Science and Technology, Hangzhou 310023, China)

Abstract: A unipolar SPWM inverter bridge has manifold driving modes in practical engineering instances. Through the theoretical analysis, simulations and corresponding prototype experiments, differences have been found both between single-end output waveforms and between double-end output harmonics by using certain driving modes. When driven by a single-arm chopped wave, the form of U_a which is the response of the bridge arm midpoint changes to a distorted sine wave of which the positive half remains unchanged while the negative half has an additional offset. In the mean time, the form of U_b is a square wave at the modulation frequency. Alternatively, driven by a double-arm chopped wave, the form of U_a and U_b are two sine waves with only a positive half respectively and a phase shift of π relative to each other. The total harmonic distortion (THD) factor gets better utilizing the scheme with the complementary same-arm than that without it. The investigation of these differences would significantly benefit the optimal selection of driving modes of the unipolar SPWM inverter bridge.

Key words: SPWM; inverter bridge driving modes; single-arm chopped driving mode; double-arm chopped driving mode; complementary same-arm

单相全桥式 SPWM 逆变电路的拓扑及输出波形如图 1 所示,由含开关管 S_{1H} 、 S_{1L} 及续流二极管 D_{1H} 、 D_{1L} 的桥臂 1 和含开关管 S_{2H} 、 S_{2L} 及续流二极管 D_{2H} 、 D_{2L} 的桥臂 2 组成,也称 H 桥。续流二极管一般为开关管 MOSFET 或 IGBT 内带的体二极管。H 桥单极性驱动时,全桥 4 个开关管的开关频率分成高频载波频率和低频调制波频率两种。在每个斩波(载波开关)周期内,桥路的输出电压 U_{ab} 在正和零(或零和负)间跳变,正、负两种电平不会同时出现在一个斩波周期内。在工程实践中^[1-4],单极性逆变桥路具有多种驱动方式,笔者按照斩波作业在桥臂中所处的位置及其互补与否,将它们归纳成单臂斩波驱动和双臂斩波驱动两大类,以及带同臂互补与不带同臂互补等多种驱动方式。理论分析与样机实验发现,不同的驱动方式造成了逆变桥臂单端输出波形、双端输出谐波上的差异,通过研究这些差异,对在工程上正确合理地选择单极性 SPWM 逆变桥路的驱动方式无疑是有益的。

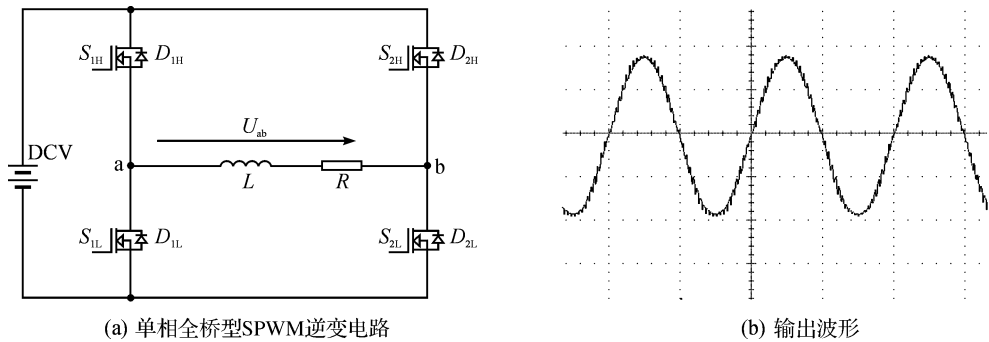


图 1 单相全桥型 SPWM 逆变电路及输出波形
Fig. 1 Monophasic full bridge SPWM inverter circuit and output waveform

1 单臂斩波驱动

1.1 单臂斩波驱动的工作过程

单臂斩波驱动方式是在整个调制波周期内,只有一个桥臂的开关管参与斩波作业,其时序如图 2(a) 所示。桥臂 1 的上开关管 S_{1H} 和下开关管 S_{1L} 以调制波半周期交换的形式工作在高频载波频率,桥臂 2 的下开关管 S_{2L} 和上开关管 S_{2H} 以调制波半周期互补的形式工作在低频调制频率。结合图 1(b) 可以看到,开关管 S_{1H} 和 S_{2L} 调制出 SPWM 波的正半周,开关管 S_{1L} 和 S_{2H} 调制出 SPWM 波的负半周。

如果在调制波的正半周,对桥臂 1 的下开关管 S_{1L} 以载波频率作上开关管 S_{1H} 的同臂互补作业;在调制波的负半周,对桥臂 1 的上开关管 S_{1H} 以载波频率作下开关管 S_{1L} 的同臂互补作业,可得到如图 2(b) 所示时序的带同臂互补的单臂斩波驱动方式。

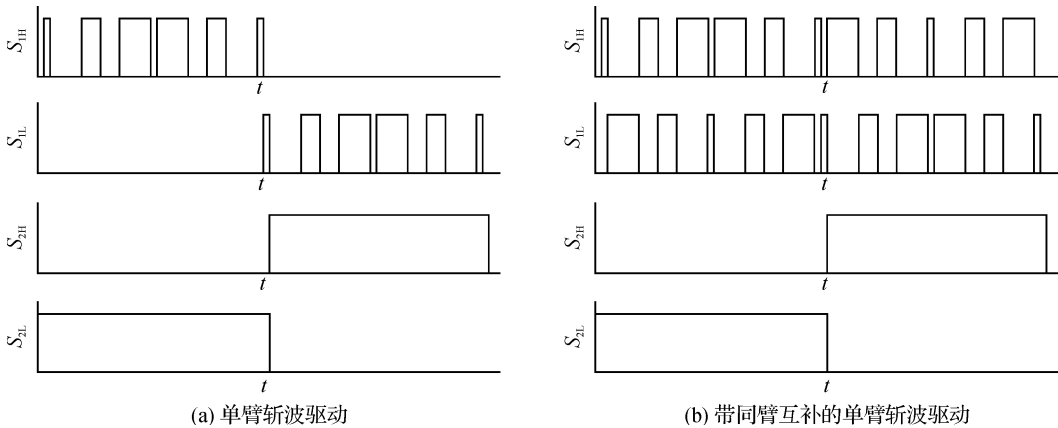


图 2 单臂斩波驱动及带同臂互补的单臂斩波驱动

Fig. 2 Single-arm chopped driving mode and identical driving mode utilizing complementary same-arm

1.2 单臂斩波驱动时的桥臂输出

图 3 是桥路在单臂斩波驱动方式(带同臂互补与不带同臂互补)下,图 1 中 a、b 点输出 U_a 、 U_b 经 LC 滤波后的样机实验结果。

在图 2 时序驱动下,桥臂 1 中点 a 对地的时域响应 U_a 如图 3 上部波形 1 所示。这是单臂斩波的反映,调制波正半周时,桥臂 2 下管 S_{2L} 单脉波常开,桥臂 1 上管 S_{1H} 多脉波斩波, U_a 在负载之上随着上管 S_{1H} 对直流电源 DCV 的斩波呈正弦正半波变化;调制波负半周时电流换向,桥臂 2 上管 S_{2H} 单脉波常开,桥臂 1 下管 S_{1L} 多脉波斩波, U_a 在负载之下随着下管 S_{1L} 的斩波呈正弦负半波变化,将正弦负半波抬高了一个幅值。

图 3 下部的波形 2 是桥臂 2 中点 b 对地的时域响应 U_b ,调制波正半周时桥臂 2 上管 S_{2H} 常断、下管 S_{2L} 单脉波常开, U_b 为地电压;调制波负半周时桥臂 2 上管 S_{2H} 单脉波常开、下管 S_{2L} 常断, U_b 为直流电源 DCV 电压。 U_b 呈调制波频率的方波波形。

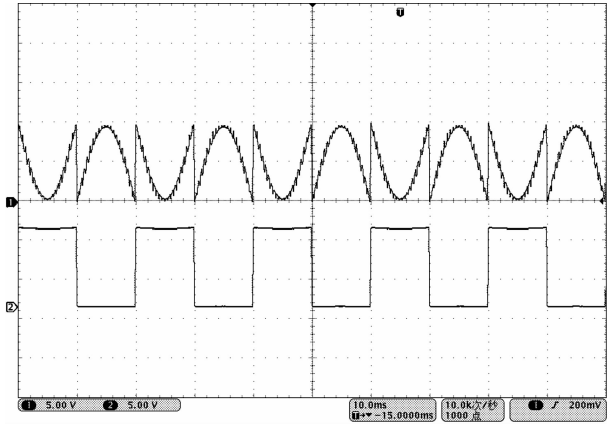


图 3 单臂载波驱动时 a、b 点的响应

Fig. 3 Response of midpoint a and b in single-arm chopped driving mode

2 双臂斩波驱动

2.1 双臂斩波驱动的工作过程

双臂斩波驱动方式是在整个调制波周期内,两个桥臂均有开关管参与高频斩波作业,其时序如图 4(a) 所示。桥臂 1 的上开关管 S_{1H} 和桥臂 2 的上开关管 S_{2H} 以调制波半周期交换的形式工作在高频载波频率,桥臂 2 的下开关管 S_{2L} 和桥臂 1 的下开关管 S_{1L} 以调制波半周期互补的形式工作在低频调制频率。同样,开关管 S_{1H} 和 S_{2L} 调制出 SPWM 波的正半周,开关管 S_{2H} 和 S_{1L} 调制出 SPWM 波的负半周。

如果在调制波的正半周,对桥臂 1 的下开关管 S_{1L} 以载波频率作上开关管 S_{1H} 的同臂互补作业,在调制波的负半周,对桥臂 2 的下开关管 S_{2L} 以载波频率作上开关管 S_{2H} 的同臂互补作业,可得到如图 4(b) 所示时序的带同臂互补的双臂斩波驱动方式。

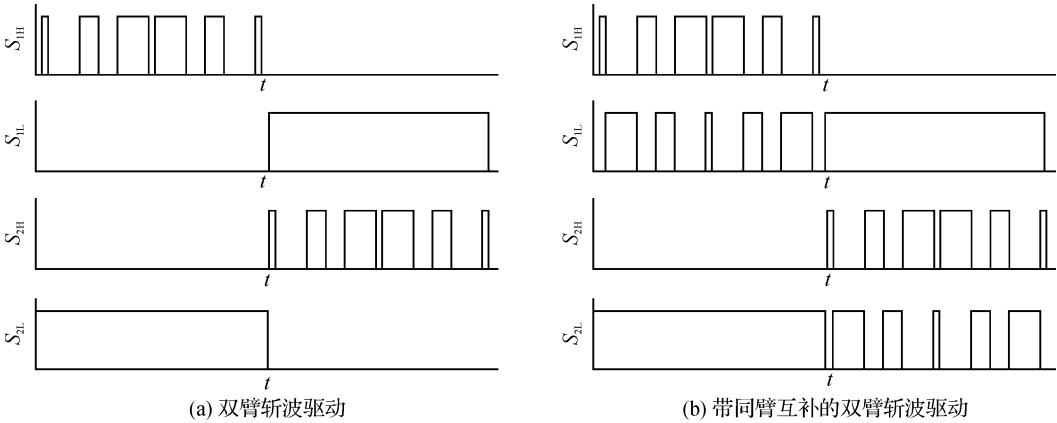


图 4 双臂斩波驱动及带同臂互补的双臂斩波驱动

Fig. 4 Double-arm chopped driving mode identical driving mode utilizing complementary same-arm

2.2 双臂斩波驱动时的桥臂输出

图 5 是桥路在双臂斩波驱动方式(带同臂互补与不带同臂互补)下,图 1 中 a、b 点输出 U_a 、 U_b 经 LC 滤波后的样机实验结果。

在图 4 时序驱动下,桥臂 1 中点 a 对地的时域响应 U_a 如图 5 上部波形 1 所示。这是双臂斩波的反映,调制波正半周时,桥臂 2 下管 S_{2L} 单脉波常开,桥臂 1 上管 S_{1H} 多脉波斩波, U_a 在负载之上随着上管 S_{1H} 对直流电源 DCV 的斩波呈正弦正半波变化;调制波负半周时电流换向,桥臂 2 上管 S_{2H} 多脉波斩波,桥臂 1

下管 S_{1L} 单脉波常开, U_a 在负载之下桥臂 1 下管 S_{1L} 之上呈地电压。

图 5 下部的波形 2 是桥臂 2 中点 b 对地的时域响应 U_b , 调制波正半周时由于桥臂 2 下管 S_{2L} 单脉波常开, U_b 为地电压; 调制波负半周桥臂 2 上管 S_{2H} 多脉波斩波, 桥臂 1 下管 S_{1L} 单脉波常开, U_b 在负载之上随着桥臂 2 上管 S_{2H} 对直流电源 DCV 的斩波呈正弦正半波变化。所以双臂载波驱动时, a 点和 b 点对地的时域响应呈互差半周期的正弦半波波形。

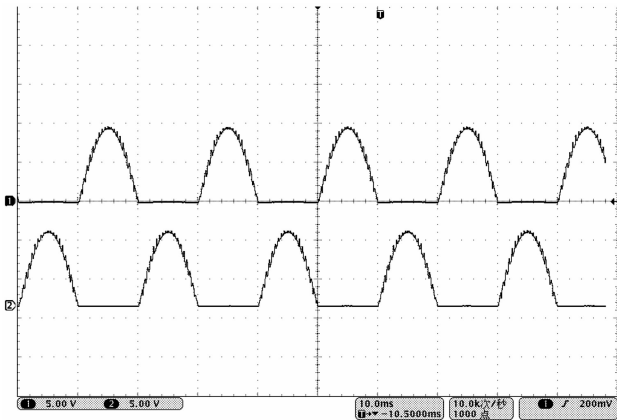


图 5 双臂载波驱动时 a、b 点的响应

Fig. 5 Response of midpoint a and b in double-arm chopped driving mode

3 频率特性的仿真分析

用仿真软件 MATLAB/SIMULINK 对上述单臂斩波和双臂斩波的 4 种驱动方式进行仿真和谐波分析。主要仿真参数为: 桥路输入电压 300 V(DC), 载波频率 $f_c = 3\,000\text{ Hz}$, 调制波频率 $f_s = 50\text{ Hz}$, 调制深度为 1, 开关元件为 MOSFET 场效应管, 输出负载为 $1\,\Omega$ 电阻串联 2 mH 电感。图 6 是仿真结果, 给出了 4 种驱动方式时桥路输出 U_{ab} 的频率响应图。

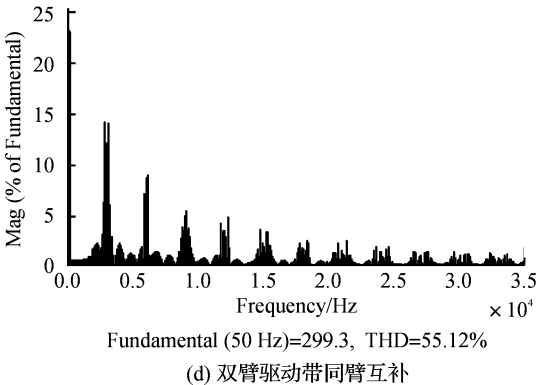
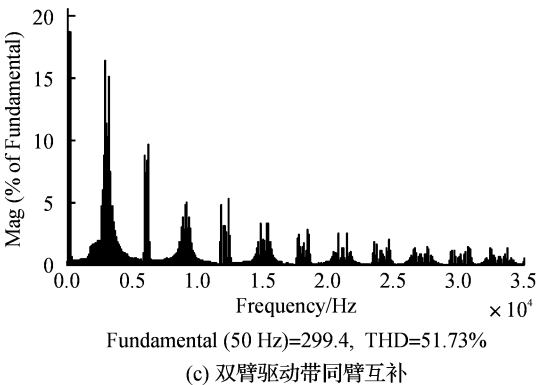
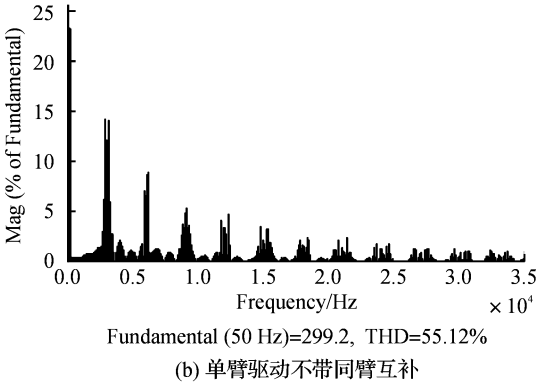
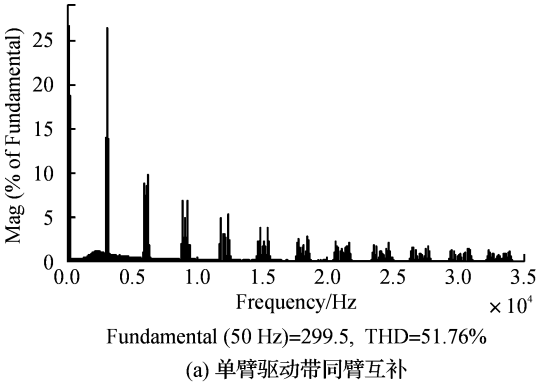


图 6 单极性 SPWM 逆变桥在不同驱动模式下的输出频率响应

Fig. 6 Output frequency response of unipolar SPWM inverter bridge in different driving modes

SPWM(正弦脉宽调制)是应用冲量等效原理,使多脉波的矩形脉冲电压宽度按正弦规律变化。由傅里叶分析^[5]可知,全桥式 SPWM 逆变电路采用单极性载波驱动时,输出电压中除基波外仅含有与开关频率的倍数相对应的某些高次谐波,而消除了许多低次谐波,开关频率越高(调制周期内脉波数越多),越能消除更多的低次谐波,使输出电压 U_{ab} 更近似于连续的正弦波。单极性 SPWM 调制时,输出电压波形中的最低次谐波的次数为 $(N-3)$, N 为调制比,等于高频载波频率与低频调制波频率之比。仿真结果验证了以上论述,从图 6 可见,4 种驱动方式的频谱分布基本一致,除基波分量外还包含一些谐波分量,谐波分量主要包

括频率为 $kNf_s = kf_c (k = 1, 2, 3, \dots)$ 的中心谐波, 以及频率为 $kf_c \pm \mu f_s (\mu = 1, 2, 3, \dots)$ 的边频谐波。

图 6 各子图还给出了各种驱动方式下表征逆变桥路实际波形同其基波分量的差异程度的总谐波系

数 THD。THD = $\frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}$, V_1 为基波有效值, V_n 为谐波有效值。由图 6 可见, 无论单臂还是双臂斩波驱动方式, THD 在带同臂互补时 (51.76%) 总明显优于不带同臂互补时 (55.12%)。这是因为在斩波周期里斩波开关管断开时, 互补使得同臂互补管的栅源电压 V_{GS} 不为零, 利用场效应管的反向导通作用, 相当于打开了同臂互补管使其与体二极管并联续流, 在一定程度上减小了二极管的导通损耗^[6-8], 使得谐波状态有所改变。

大多数的驱动场合都是应用功率 MOSFET 正向导通特性, 但这并不是说 MOSFET 不能工作于反向导通状态^[9]。在 N 沟道 MOSFET 的栅极未施加电压, 漏极和源极之间施加反向电压时, 集成体二极管处于正偏导通, 续流电流主要由 MOSFET 的漂移区与沟道区之间的 PN 结承担, 其特性与一般分立二极管的特性完全一致。但当栅极加上正偏压, 且 $V_F/R_{DS} > I_{SD}$ 时 (V_F 是体二极管的前向压降, 高压器件 V_F 为 1.6 V 左右, 低于 100 V 的低压器件 V_F 为 1.0 V 左右), 反向导通压降 V_{SD} 将随着栅源电压 V_{GS} 的升高而逐步降低^[10]。就是说, 互补管续流在小电流的情况下, MOSFET 的反向导通的损耗会比体二极管小; 在大电流情况下, 逐步趋近于体二极管的导通特性。带同臂互补驱动方式的仿真结果也验证了这一点。

4 结 语

本研究就单极性全桥式 SPWM 逆变桥路, 分析了其单臂和双臂斩波及带同臂互补和不带同臂互补的 4 种驱动方式的工作过程, 用样机实验的方法得到了各种驱动方式时桥臂中点的输出波形, 并通过仿真获得了它们的频率特性。

单臂斩波驱动时桥臂对地的输出 U_a 呈现为正半波不变负半波抬高一个幅值的变异正弦波形, U_b 为调制波频率的方波波形; 双臂斩波驱动时, 桥臂响应 U_a 和 U_b 呈互差调制波半个周期的正弦半波波形。据此, 工程中可按照实际系统闭环时对输出信号 (幅值、相位) 的反馈要求, 选择合适的斩波驱动方式。另外, 双臂斩波驱动是两个桥臂上的开关管轮换工作在高频斩波状态, 开关管较单臂时有均衡的使用寿命, 有利于提高系统的平均无故障工作时间 MTTF 和开关管的同一选型。

就总的谐波系数 THD 而言, 带同臂互补的驱动方式要优于不带同臂互补的驱动方式, 这是因为互补管反向导通时的同步续流作用。同臂互补驱动时, 上下开关管易发生“直通”现象, 须更加重视硬件电路的布局和缓冲吸收电路的设计, 并在软件中精心设置死区时间。

随着电子技术的飞速发展, 很多微处理器、微控制器都带有功能很强的电机电源控制脉宽调制模块, 其 PWM 输出引脚可成对互补或独立工作, 并具有互补模式的硬件死区时间发生器。这些都给设计 SPWM 逆变桥的各种驱动方式提供了极大的方便。

参考文献:

- [1] 赵青, 范洪峰, 吕征宇. 单极性 SPWM 的两种控制方法与过零点输出特性比较[J]. 电源技术应用, 2004, 7(3): 133-137.
- [2] Lai R S, Ngo K D T. A PWM method for reduction of switching loss in a full-bridge inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(3): 326-332.
- [3] 胡兴柳, 彭小兵, 穆新华. SPWM 逆变电源的单极性控制方式实现[J]. 机电工程, 2004, 21(1): 38-41.
- [4] 赵卫东, 葛芦生. SPWM 逆变器单极性控制方式的实现[J]. 微计算机信息, 2010, 26(23): 180-182.
- [5] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002: 110-116.
- [6] 周报霞, 陈治明. 功率 MOSFET 反向特性的分析模拟[J]. 半导体学报, 1997, 18(1): 32-35.
- [7] 郝允志, 林毓培, 薛荣生. 轻型电动车低功耗控制器设计[J]. 电气传动, 2009, 39(2): 76-78.
- [8] 张雷. 基于同步续流的电动叉车直流电机控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2010.
- [9] 刘汉民, 谢宝昌. 同步整流技术 in 无刷直流电动机驱动中的应用[J]. 微特电机, 2005(4): 24-33.
- [10] Barkhordarian V. Power MOSFET Basics[M]. EI Segundo: International Rectifier Inc, 2000: 7.