

基于高频环整半周控制的交交变换器研究

何伟, 张福生, 牛影赞, 罗帅

(石家庄铁道大学 电气与电子工程学院, 河北 石家庄 050043)

摘要:高频交流环功率变换装置可将频率固定的高频交流电压合成幅值和频率可调的低频电压,为提高效率,整个变换过程需一步完成。设计了一种新型的控制策略,输出电压波形是由输入的高频离散半周期脉冲数目拼凑合成,且每个开关管都在零电压条件下转换,即高频环整半周调制策略,可将高频电压低失真地合成低频电压,克服了传统硬开关控制的缺点,变换器可适应不同的负载特性。实验表明,该控制策略具有可行性与合理性,整个装置具有较高的效率,且对开关管的损耗问题解决有重要意义。

关键词:离散;零电压;高频环整半周调制;低失真

中图分类号: TM743 **文献标志码:** A **文章编号:** 2095-0373(2020)03-0078-08

0 引言

单相高频交流环功率变换装置可以将频率固定的单相高频交流电压合成幅值和频率可调的低频电压信号,为了提高效率,整个变换过程必须一步完成。传统的 AC-AC 变换器是通过相角控制完成一步变换,当频率较低时,相角控制可以合成低失真的信号。如果频率较高时,每次开关过程就会瞬间产生高电压和大电流,使开关管损耗急剧增大^[1-3]。此外,相角控制的另一缺点是导致整个高频系统波形严重失真。目前研究者们不断探究新的控制方法来减小高频下电能转换过程中的损耗,其主要思想是将 PWM 技术与谐振软开关技术相结合^[4],它的局限是使得电路成本及体积增大,且谐波含量较高。针对这一情况,采用一种新型控制方法实现一步合成低失真的交流信号,低频输出直接由高频输入的整半周组成,开关可实现零电压切换,即高频环整半周调制技术^[5],有效地减小了开关损耗,输出谐波分量较小,大大提高了整机的效率。该方法的提出拓宽了对 AC-AC 变换器研究的手段,提高了这一技术的研究水平,为后续研究者提供一种新思路。

1 高频环整半周调制技术

1.1 高频环整半周电路工作原理

高频环整半周调制技术总体上来讲是一种零电压技术,输入为单相高频正弦交流电压,输出为低频正弦交流电压,开关可实现零电压切换。控制每个高频半周是正值、负值或零值就可以控制输出低频电压的大小和频率。主电路结构如图 1 所示。频率为 20 kHz,输出为 220 V/50 Hz。前级全桥逆变经 LC 谐振网络后通过高频变

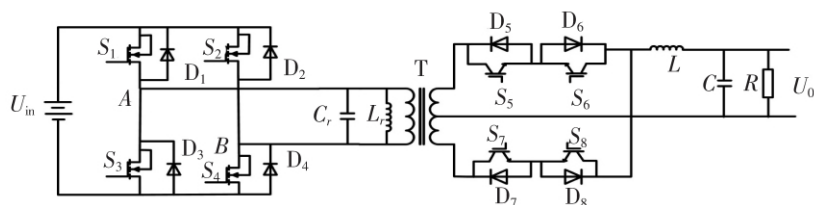


图 1 主电路结构图

收稿日期:2019-05-07 责任编辑:车轩玉 DOI:10.13319/j.cnki.sjztdxxb.20190085

作者简介:何伟(1994—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子软开关。E-mail:649200218@qq.com

何伟,张福生,牛影赞,等.基于高频环整半周控制的交交变换器研究[J].石家庄铁道大学学报:自然科学版,2020,33(3):78-85.

压器将能量传递到后级电路,文献[6]中证明通过高频变压器后可输出标准的高频正弦交流信号,这里将高频环整半周调制策略运用于后级电路实现 AC-AC 零电压转换。

1.2 高频环整半周技术调制策略

高频变压器副边为高频环整半周变换电路,可等效为图2结构,这里可将高频交流电压看做2个相同的理想电压源,大小都为 $U_{TH}/2$ 。电路的上下2个桥臂各由2个开关管串联组成,与之并联的二极管用以实现电流的双向流动。该策略采用零电压技术,器件的开关选择在电压 U_{TH} 的过零点,所以电压 U_{TH} 的半周期就成为合成输出低频信号的最基本单元,高频环整半周电路的控制方法采用离散半周期调制。

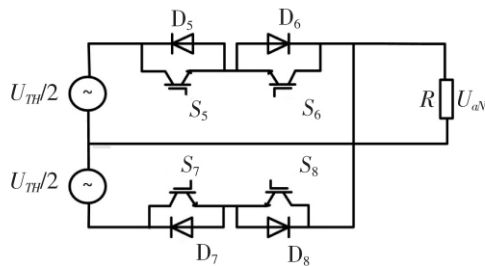


图2 高频环整半周变换电路

下面分析高频环整半周调制策略,高频环整半周控制原理如图3所示。

高频环整半周调制策略类似于 PWM 调制技术中的等面积算法,采用相同面积而不同形状的脉冲会产生相同的效果。此外,开关管是在调制波整半周过零时切换。求得反馈信号 U_{LO} 与参考信号 U_{LF}^* 的差值后通过误差积分器,进而求得误差信号 $e(t)$,这里用误差信号 $e(t)$ 来检测低频输出电压信号与参考电压信号的面积是否相同,求出两者的面积差后通过比较器来检测该误差值是否超过了所设定的误差范围。而后查看比较器的输出和参考电压信号的极性,门逻辑电路就可以判断合成的低频电压信号的面积是否超过参考电压的面积。如果两者面积有偏差,那么就可用参考电压信号和门逻辑单元输出的下一个带极性的脉冲来减小该误差,使两者面积达到相同为止。通过面积相同原则使得输出的脉冲个数随着参考信号的改变而调制。

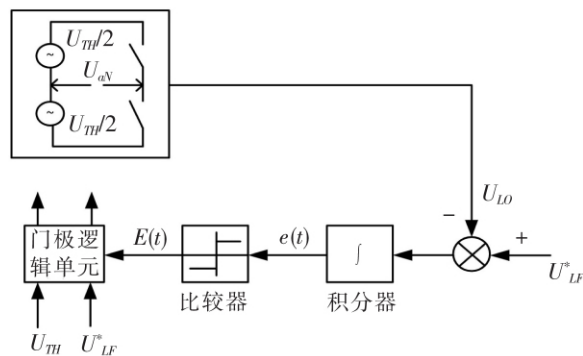


图3 高频环整半周控制原理

由高频环整半周调制策略后可知,输出的电压波形是由许多输入的高频正弦半波脉冲组成。由于开关管在高频正弦电压过零点进行切换,因此,从理论上讲开关损耗可以降到最小或者为零,这样传统硬开关所面临的问题就可以解决。图4所示为低频交流输出的同步调制波形。

1.3 整半周脉冲调制技术理论推导

电压合成脉冲整半周调制关系式为

$$\frac{e(t)}{K} = \int (U_{LF}^*(t) - U_{LO}(t)) dt \quad (1)$$

式中, $e(t)$ 为误差积分; K 为积分器的增益系数; U_{LF}^* 为参考电压信号; U_{LO} 为低频电压信号。

式(1)右边是合成的参考信号 U_{LF}^* 和低频电压信号 U_{LO} 的电压时间面积差。控制器的反馈作用使误差的影响减到最小,理想状态误差为零,若积分误差 $e(t)$ 的值非常小或者设法使围成的面积相等,就可以确定 $U_{LF}^*_{max}$ 。

若参考信号是直流电压,从电压时间面积表达式可以求出直流参考信号的最大值为

$$U_{dmax} = \frac{U_{TH}}{\pi} \quad (2)$$

由式(2)可知,直流参考信号的最大值可由输入高频电压合成。低于该值的直流电压可表示为

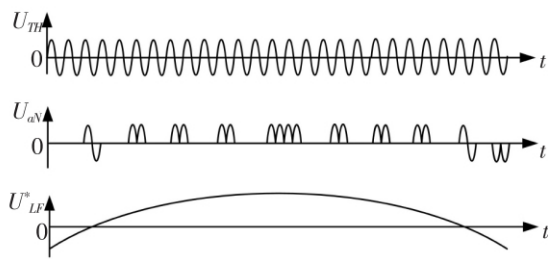


图4 低频交流输出的同步调制波形

$$U_d = m \frac{U_{TH}}{\pi} \quad (3)$$

式中, m 为调制系数, $m = U_d / U_{dmax}$, 取值范围为 $0 \sim 1$ 之间; U_{TH} 为电压峰值。

本文频率为 20 kHz, 电路合成电压时, 式(2)基本上是成立的, 这是因为参考信号对于高频脉冲来说, 它的变化非常缓和, 可以看做常数。在一段很小的区域内, 可以看做面积平衡原则与直流电压合成的情况一样。而且, 频率越高, 近似度越好。当合成的频率远远小于高频环节的频率时有

$$U_{LFmax}^* = \frac{U_{TH}}{\pi} \quad (4)$$

对于上述电压方程, 忽略电压时间面积差。该电路中假设 ΔA 为高频电压某半个周期的电压时间面积, 那么

$$\Delta A = \frac{U_{TH}}{2\pi f_{TH}} \quad (5)$$

式中, f_{TH} 为环节频率。

在调制过程中, 当 U_{LF}^* 的极性发生变化时, 系统产生的误差达到最大值, 此时有

$$e_A = \left| \frac{e(t)}{K} \right| \leq |\Delta A| + |\Delta A^*| \quad (6)$$

式中, $|\Delta A^*|$ 为同一高频时间间隔参考电压下的面积。

如果参考电压 U_{LF}^* 存在最大值 U_{LFmax}^* , 那么可以求得 $|\Delta A^*|$ 为

$$|\Delta A^*| \leq \frac{U_{LF}^*}{2f_{TH}} = \frac{m U_{LFmax}^*}{2f_{TH}} \quad (7)$$

由式(4)和式(7)可知, 最大误差满足

$$e_{Amax} \leq \frac{(1+m)U_{TH}}{2\pi f_{TH}} \quad (8)$$

由式(8)可知, 当输入电压固定时, 频率 f_{TH} 越大, 最大误差值越小。合成低频电压时, 最大误差 e_{Amax} 与参考信号的面积 A_{LF}^* 的比值为

$$\left| \frac{e_{Amax}}{A_{LF}^*} \right| \leq \frac{[(1+m)/2\pi f_{TH}]U_{TH}}{(U_{LF}^*/\pi f_{L0})} \quad (9)$$

根据低频参考信号 U_{LF}^* 的最大值可推导出式(9)的另一种表达形式

$$\left| \frac{e_{Amax}}{A_{LF}^*} \right| \leq \frac{\pi}{2} \frac{(1+m)}{m} \frac{f_{L0}}{f_{TH}} \quad (10)$$

从上述理论推导可以看出, 当合成频率的大小远小于高频环节的频率时, 面积误差越小, 合成的波形质量越好。因此应尽量选较大的环节频率以及较高的调制系数, 这样便可得到低失真的输出信号。

2 高频环整半周控制方法研究

2.1 各开关管工作模式分析

通过对上述高频环整半周调制策略的研究可知, 采用一种合适的控制方案可使电路工作在软开关环境, 减小系统损耗, 提高整个装置的工作效率。

通过对高频环周波数的控制原理分析可知, 给定的参考电压信号 U_{LF}^* 与反馈电压 U_{L0} 两者的误差积分信号经过比较器后, 求出两曲线的面积差 $E(t)$, 当 $E(t) > 0$ 时, 表示此时参考电压信号 U_{LF}^* 的曲线时间面积大于反馈电压 U_{L0} 的曲线时间面积, 为了减小两者的面积差实现反馈信号对给定信号的跟踪, 需要在下一时刻高频电源电压过零点时控制开关管开通或关断使得在负载输出端输出 $U_{aN} > 0$ 的高频正弦波脉冲信号。同理, 当 $E(t) < 0$ 时, 需要在下一时刻高频电源电压过零点时控制开关管开通或关断, 使得在负载输出端输出 $U_{aN} < 0$ 的高频正弦波脉冲信号。这样就可以实现反馈信号实时跟踪给定信号。

对于高频电源为交流信号的特性, 开关管的控制可以分为 4 种情况, 其中箭头方向表示电流的方向。

(1) 当 $E(t) > 0, U_{TH}/2 > 0$ 时, 控制 S_5, D_6 导通, 此时 $U_{aN} > 0$, 电流回路工作模式 1 如图 5 所示。

(2) 当 $E(t) > 0, U_{TH}/2 < 0$ 时, 控制 S_7, D_8 导通, 此时 $U_{aN} > 0$, 电流回路工作模式 2 如图 6 所示。

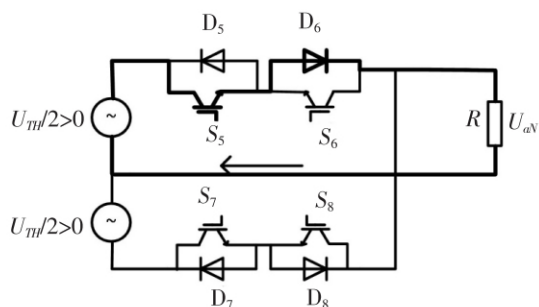


图 5 电流回路工作模式 1

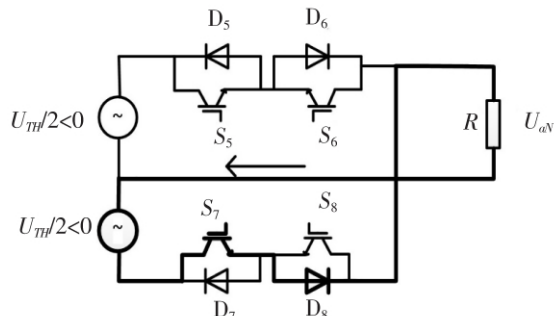


图 6 电流回路工作模式 2

(3) 当 $E(t) < 0, U_{TH}/2 > 0$ 时, 控制 S_8, D_7 导通, 此时 $U_{aN} < 0$, 电流回路工作模式 3 如图 7 所示。

(4) 当 $E(t) < 0, U_{TH}/2 < 0$ 时, 控制 S_6, D_5 导通, 此时 $U_{aN} < 0$, 电流回路工作模式 4 如图 8 所示。

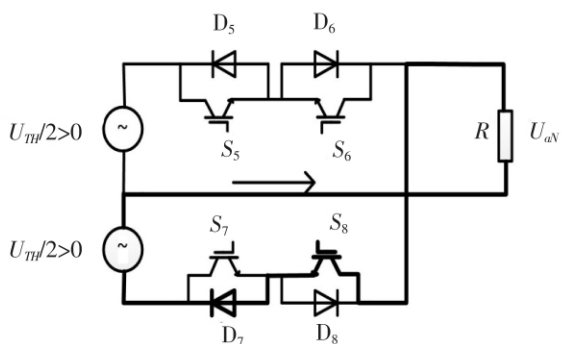


图 7 电流回路工作模式 3

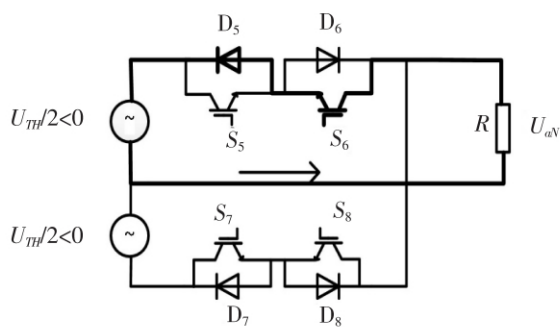


图 8 电流回路工作模式 4

2.2 高频环整半周电路软件控制实现方法

后级高频环整半周控制电路的驱动信号通过高频环整半周控制计算及相位调制跟踪来确定, 然后由 PWM 口控制输出。根据高频环整半周控制原理得控制表 1。 S_H 为高频环整半周变换器同一半桥上桥臂开关状态, S_L 为高频环整半周变换器同一半桥下桥臂开关状态。其中“1”表示导通, “2”表示截止。

表 1 高频环整半周控制表

e	U_{TH}	
	$U_{TH} \geq 0$	$U_{TH} \leq 0$
$e \geq 0$	$S_H = 1, S_L = 0$	$S_H = 0, S_L = 1$
$e \leq 0$	$S_H = 0, S_L = 1$	$S_H = 1, S_L = 0$

高频环整半周控制流程如图 9 所示。高频环整半周控制子程序结束后, 当判断面积差 e 与给定的电压 U_{LF}^* 的极性不同时, 则需要输出调整波, 当开关状态确定后, 刷新对应的 PWM 寄存器并锁存。

2.3 高频环整半周控制电路仿真实验

为了验证上述理论分析的正确性, 这里对高频环整半周电路控制策略进行闭环仿真, 在 Simulink 中搭建高频环整半周控制模块仿真模型。如图 10 所示。

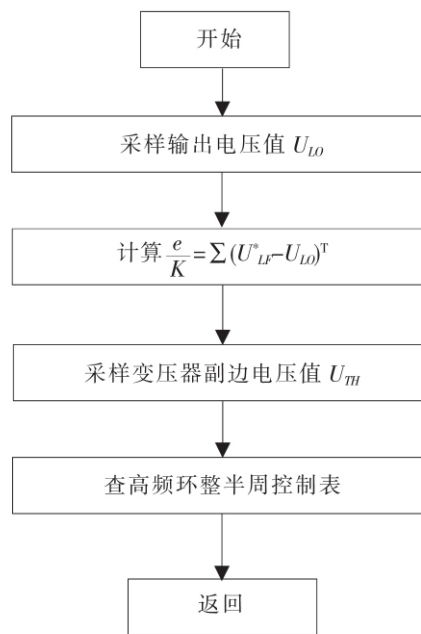


图 9 高频环整半周控制流程图

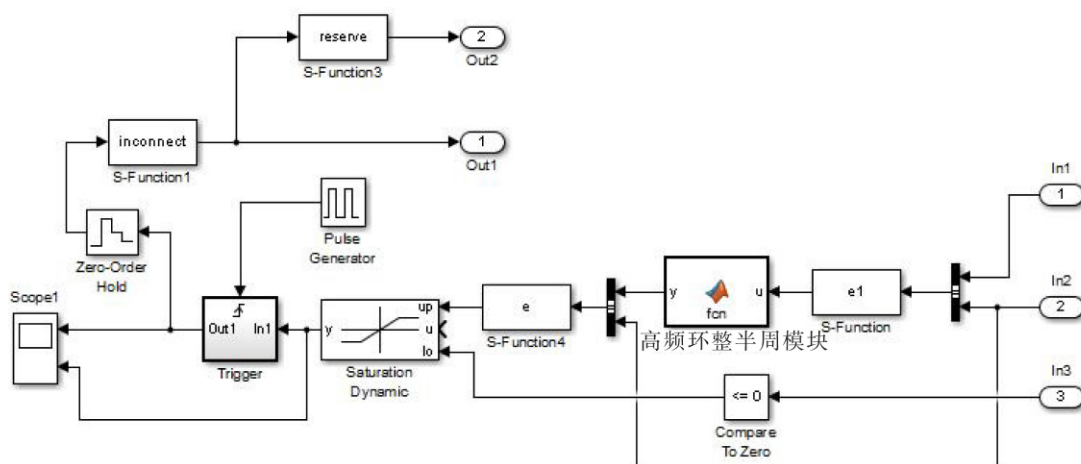


图 10 高频环整半周控制模块仿真模型

从高频环整半周电路的控制模块看出,将参考电压与反馈电压做比较后,通过误差积分器得到误差信号,将这个误差值输入到高频环整半周调理模块进行运算,最后通过门逻辑单元处理后控制开关管,通过该控制策略得到一个最佳的匹配脉冲序列。通过该控制策略可实现零电压转换,有效地减小开关损耗。图 11 为高频环整半周电路输出电压波形,图 12 为高频环整半周电路输出电压局部放大波形。

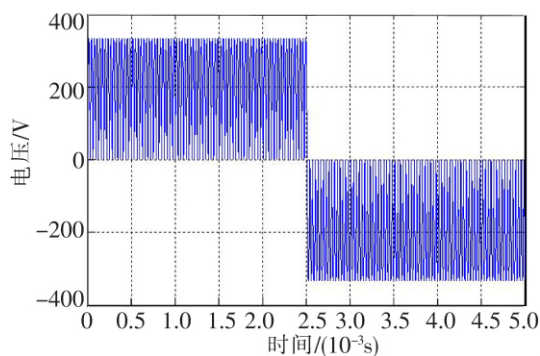


图 11 输出电压波形图

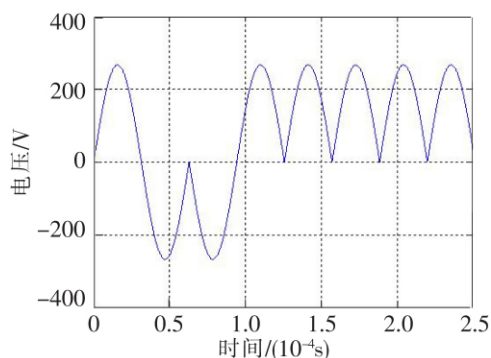


图 12 输出电压局部放大波形图

由图 11 可知,经高频环整半周电路变换后输出电压波形为一系列单极性的高频正弦波形,此时通过滤波器后产生 50 Hz 交流正弦波形。仿真波形验证高频环整半周调制理论的正确性。

3 高频环整半周波形的频率谱分析

3.1 数学模型及谐波分析

本节建立该变换器的数学模型,探索其输出特性,对其进行谐波分析^[7-8],这里以电压谐波为例来分析。

为方便分析,需建立理想的数学模型,认为高频交流电压 U_{TH} 为理想电压源,高频环整半周变换器的损耗忽略不计。根据电网络理论,将高频环整半周电路等效为图 13 所示网络结构。

在图 13 中, $U_{TH}(\omega t)$ 为输入电压信号, $U_0(\omega t)$ 为输出电压信号, $S(\omega t)$ 为开关函数。输出电压可表示为

$$U_0(\omega t) = U_{TH}(\omega t) \cdot S(\omega t) \quad (11)$$

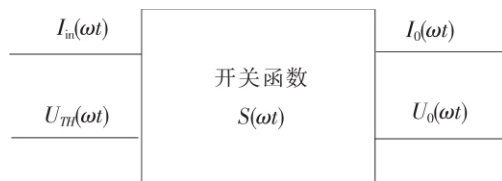


图 13 变换器网络模型

输出电压 U_{aN} 可表示为

$$U_{aN} = U_{TH}'(\omega_s t) S(\omega_0 t) \quad (12)$$

将高频电压表达式进行傅氏变换得

$$U_{TH}' = \frac{1}{2} |U_{TH}| = \frac{2}{\pi} U_{THm} - \frac{4}{\pi} U_{THm} \left[\sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2-1} \cos(n\omega_s t) \right] \quad (13)$$

将开关函数的表达式进行傅氏变换得

$$S(\omega_0 t) = \frac{4}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) \cos(m\omega_0 t) \quad (14)$$

由式(12)和式(14)可求得

$$\begin{aligned} U_{aN} &= \left[\frac{2}{\pi} U_{THm} - \frac{4}{\pi} U_{THm} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2-1} \cos(n\omega_s t) \right] \left[\frac{4}{\pi} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{2}\right)}{m} \cos(m\omega_0 t) \right] = \\ &\frac{8}{\pi^2} U_{THm} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{2}\right)}{m} \cos(m\omega_0 t) - \frac{8}{\pi^2} U_{THm} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{2}\right)}{m(n^2-1)} \cdot \\ &[\cos(n\omega_s + m\omega_0)t + \cos(n\omega_s - m\omega_0)t] = \frac{8}{\pi^2} U_{THm} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} C_m \cos(m\omega_0 t) \left[1 - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} C_n \cos(n\omega_s t) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

式中

$$\begin{cases} C_m = \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{2}\right)}{m} & m=1,3,5,\dots \\ C_n = \frac{1}{n^2-1} & n=2,4,6,\dots \end{cases} \quad (16)$$

负载上的电压为

$$U_{aN} = \frac{8U_{THm}}{\pi^2} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} C_m \left[1 - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} C_n \cos(n\omega_s t) \right] \cos(m\omega_0 t) \quad (17)$$

从式(17)可以看出,高频环整半周输出电压波形的谐波角频率为

$$\omega = n\omega_s + m\omega_0 \quad (18)$$

式中, ω_s 为开关频率; ω_0 为输出频率。

从式(15)可以看出,第一项为基波以及基波的基次谐波分量,基波幅值为 $(8/\pi^2)U_{THm}$,随着 m 的增大低次谐波的幅值会逐渐减小。第二项为高次谐波分量,它的幅值同时与 m 值和 n 值有关,且随着 m 值和 n 值的增大而迅速减小。各项谐波分量集中在电源频率与基频的周围及其倍频处附近,且低次谐波起主要作用。该变换器的电流谐波与电压谐波类似,且阶次相同,这里不再赘述。此时,经过高频环整半周变换器后,输出一系列由高频脉冲拼凑而成的单极性波形。这时,可在高频环整半周变换器的输出端接低通滤波电路,通过滤除谐波成分可得到纯净的正弦波形。

3.2 仿真验证与分析

采用 Matlab 仿真软件对所建模型进行仿真验证,输入电压 DC 48 V,开关频率 20 kHz,输出电压 AC 220 V。图 14 为输出电压与电流波形。

从仿真图可看出,输出电压和电流相位一致,电路中谐波分量较小,波形质量较高。为了验证输出电流中不含高次谐波成分,这里对电感电流进行仿真验证。如图 15 所示。

由电感电流仿真图 15 可以看出,流过滤波电感的电流波形平滑稳定,通过局部放大波形可以看出,电流存在波峰和波谷,由此可计算出其纹波系数为

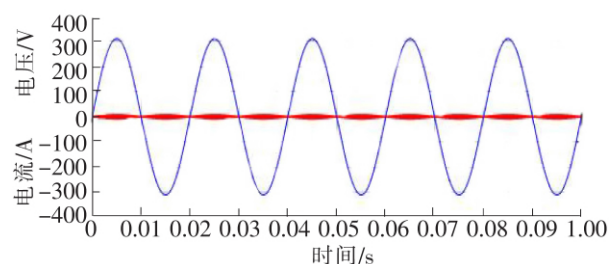


图 14 输出电压与电流波形

0.5%, 小于等于 15%。输出波形质量较好。

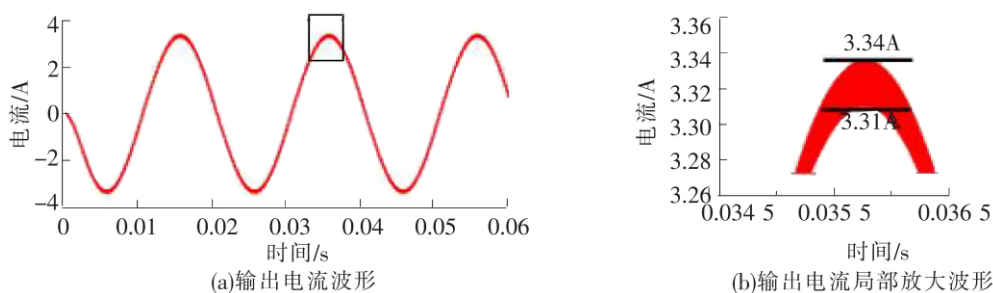


图 15 输出滤波电感电流波形

4 实验结果与分析

在上述论述和仿真的基础上对其进行实验研究,控制及运算电路使用的是以 STM32F103VET6 为核心处理器的 ARM 控制板^[9]。实验平台照片如图 16 所示。设计的输入直流电压 48 V,交流侧输出电压 220 V/50 Hz,额定功率 800 W,开关频率 20 kHz。测量不同条件下变换器输出波形,并与仿真结果进行比较,验证高频环整半周控制策略的可行性。

4.1 系统闭环实验波形及分析

为了验证闭环情况下的输出特性,测得改变阻抗及负载特性时输出电压、电流波形如图 17~图 20 所示。

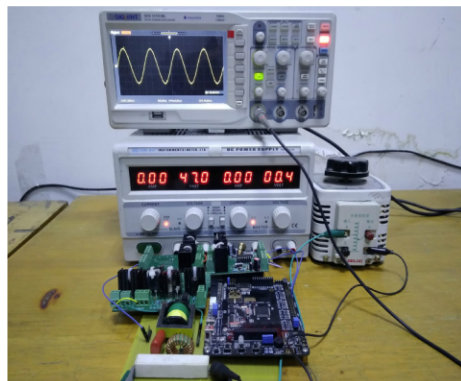


图 16 实验平台

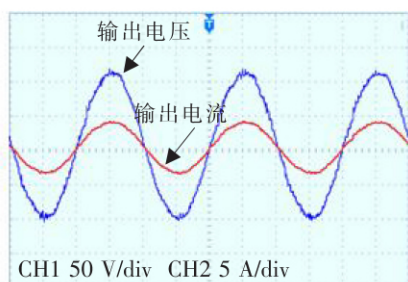


图 17 额定负载下输出电压、电流波形

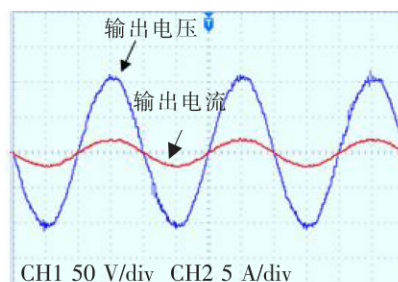
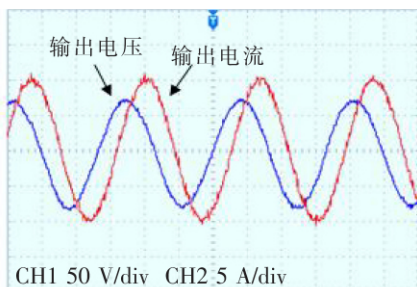
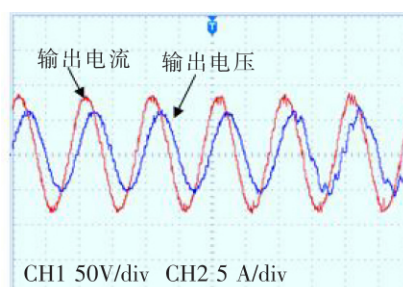


图 18 负载减小一半时输出电压电流波形



19 容性负载时的电压、电流输出波形



20 感性负载时的电压、电流输出波形

从图 17、图 18 可看出负载骤减后,变换器的输出电压峰值仅仅存在微弱的下降,并未发生明显变化,说明采用高频环整半周策略调制下的变换器适应负载变换能力较强。

从图 19、图 20 中可以看出,采用高频环整半周策略调制下的变换器可以很好地适应不同负载特性。

4.2 效率分析实验结果

图 21 为软开关与硬开关工作下效率曲线,可以看出,在输出功率 300~800 W 范围内,采用高频环整

半周调制策略(软开关)下变换器的效率要高于传统调制策略(硬开关)下变换器的效率。在输出功率为 500 W 时,逆变器的整体效率从硬开关的 88% 提高到 96%,较高的效率验证了高频环整半周调制策略的可靠性。

5 结论

高频环整半周调制策略采用零电压技术和周波密度调制技术,具有高频率、高效率、小体积、低损耗等优点。采用该调制技术可以将高频电压低失真地合成低频电压,有效地克服相角控制以及传统硬开关控制的缺点,谐波分量较少,可输出稳定平滑的正弦波。此外,通过仿真及实验对变换器性能进行验证,结果表明,使用该策略调制下的变换器带载能力强,而且可以实现零电压切换,对开关管损耗问题解决有重要意义。随着高频技术的不断发展和谐振变换器的不断普及,高频环整半周变换技术应用将不断扩大,对其进行深入研究具有广泛的现实意义。

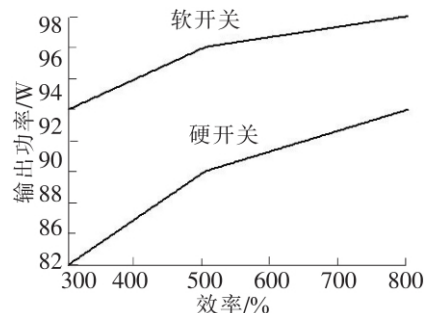


图 21 效率曲线

参 考 文 献

- [1]陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
- [2]蔡宣三,龚绍文. 高功率频率电子学[M]. 北京:中国水利水电出版社,2009.
- [3]王聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京:科学出版社,2000.
- [4]李永东. 现代电力电子技术原理及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2011.
- [5]张立,赵永健. 现代电力电子技术器件、电路及应用[M]. 北京:科学出版社,1992.
- [6]郑磊. 谐振型软开关逆变电路关键技术研究[实现[D]. 重庆:重庆大学,2009.
- [7]Sudip K M, Akshay K. Primary-side-converter-assisted soft-switching scheme for an AC/AC converter in a cycloconverter-type high-frequency-link inverter[J]. IEEE Transaction on Industry Application,2011,58(9):4161-4166.
- [8]Hamidreza Keyhani,Hamid A Toliyat. A soft-switched three-phase AC-AC converter with a high-frequency AC link[J]. Industry Applications,2014,50(4):2637-2647.
- [9]刘火良,杨森. STM32 库开发实战指南:基于 STM32F103[M]. 2 版. 北京:机械工业出版社,2017.

Analysis of AC Converter Based on Full Half Cycle Control of High Frequency Loop

He Wei, Zhang Fusheng, Niu Yingzan, Luo Shuai

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China)

Abstract: High frequency AC loop power converter can synthesize low frequency voltage with fixed frequency AC voltage and adjustable frequency. In order to improve efficiency, the whole conversion process needs to be completed in one step. A new control strategy was designed. The output voltage waveform was composed of the number of input high frequency discrete half-cycle pulses, and each switch was converted under zero voltage condition. That is, the full half-cycle modulation strategy of high frequency loop can synthesize low frequency voltage with low distortion of high frequency voltage, overcome the shortcomings of traditional hard switching control, and the converter can adapt to different load characteristics. Experiments show that the control strategy is feasible and reasonable, the whole device has high efficiency, and has important significance for solving the loss problem of switch.

Key words: discrete; zero voltage; full half cycle modulation of high frequency loop; low distortion