

双极性数字限频式电流滞环控制并网逆变器

吴凤江, 彭浩荣

(哈尔滨工业大学 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 提出一种用于单相并网逆变器的并网电流滞环控制策略,其工作原理为:设置固定的采样周期,在每个采样时刻采集实际的并网电流并与给定电流相比较,根据比较结果直接获得各个开关管的控制信号进而实现对并网电流的控制。推导了开关周期以及电流纹波随并网电流电角度的分布规律,给出了滤波器参数设计准则。给出了电网电压、并网电流以及各个开关器件工作状态的暂、稳态仿真和实验波形,结果表明,该方法通过合理选取采样频率,无需复杂的并网电流线性闭环控制算法,在获得优良的并网电流控制性能的同时,有效限制了开关器件的最大开关频率,具有算法简单、易于实现、可靠性高等优点。

关键词: 并网; 逆变器; 数字式; 滞环控制; 开关频率限制; 双极性; 电流控制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.03.007

0 引言

在用于可再生能源发电系统、四象限电机控制系统等的并网逆变器中,为获得清洁高效的并网性能,需要对并网电流的相位和波形同时进行控制^[1-4]。

在现有并网电流的控制策略中,电流滞环控制是一种快速电流跟踪的控制方式,具有电流响应快、跟随精度高等优点^[5-9]。但电流滞环控制存在开关频率不固定、电路滤波参数设计困难、难以选择最大开关频率容限等问题。随着研究的不断深入,国内外学者提出了一些准固定开关频率的方法。文献[10]通过对滞环电流控制算法的原理和开关频率波动的原因进行分析,提出了基于积分法的定频算法,在保持滞环电流控制算法优点的同时,较好地实现了滞环开关频率的稳定。文献[11]根据逆变器的数学模型,在开关周期固定的前提下,获得电流上升、下降时间随电流电角度的分布关系,进而确定开关器件的导通与关断时刻。但上述方法均采用模拟电路加以实现,过于复杂,实现成本高、难度大。还有一些文献采用数字化方法加以实现^[12-16],数字化实现使控制方式更加灵活,但是由于现有高性能算法均比较复杂,对控制芯片的运算资源和采样频率均要求较高,造成实现成本较高。另外,由于数字化实现方法基于离散化采样的控制特点会对控制性能产生影响,造成开关频率仍然存在较大波动。

本文以基于数字化实现的限频式电流滞环控制方法为基础,在采样频率固定的前提下对基于该方法的并网逆变器的控制性能和参数设计准则进行了详尽的理论和仿真、实验验证。

1 数字限频式电流滞环控制原理

采用电流滞环控制的单相电压型并网逆变器的原理结构图如图 1 所示,采用全桥结构。

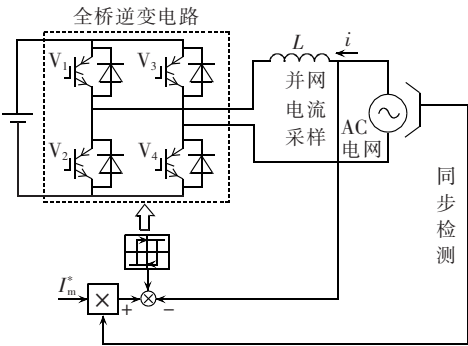


图 1 单相电压型并网逆变器原理结构图
Fig.1 Structure of single-phase grid-connected inverter

双极性数字限频式电流滞环控制的基本思想是,取一个固定的采样周期 T_c ,在每一个采样周期,采样实际并网电流 $i(nT_c)$,计算给定电流 $i^*(nT_c)$,环宽取为零,将二者相比较,比较结果直接作为功率器件的控制信号,比较逻辑为:

$$\begin{cases} i(nT_c) > i^*(nT_c) & V_1、V_4 \text{ 导通}, V_2、V_3 \text{ 关断} \\ i(nT_c) < i^*(nT_c) & V_1、V_4 \text{ 关断}, V_2、V_3 \text{ 导通} \end{cases}$$

图 2 给出了基本控制原理。由上述原理可知,该算法以采样周期作为控制信号的最小时基,由此限制了最大开关频率不会超过采样频率的一半。如果根据开关器件的最大工作频率来选取适当的采样频率,就可以使开关器件工作在可控的开关频率。另外,由于在每一个采样点只进行逻辑比较,而不用进

收稿日期:2012-02-13;修回日期:2012-12-31
基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金(新教师类)资助项目(20102302120013);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(HIT.NSRIF.2010103);黑龙江省博士后科研启动金资助项目(LBH-Q11109)
Project supported by the Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education(20102302120013),the Fundamental Research Funds for the Central Universities(HIT.NSRIF.2010103) and the Heilongjiang Postdoctoral Funds for Scientific Research Initiation(LBH-Q11109)

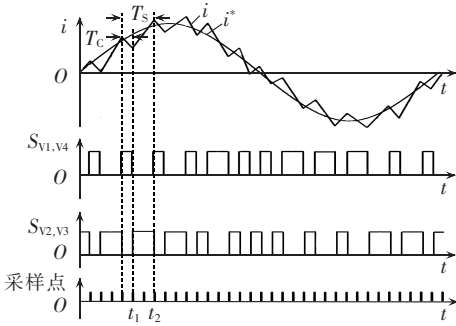


图 2 双极性限频式电流滞环控制方法原理图

Fig.2 Schematic diagram of dual-polar frequency-limited current hysteresis control

行复杂的数学运算,大幅减小了处理器的负担,进而可以和高性能系统控制策略相融合。

2 性能分析

下面分析开关周期随电流电角度的分布规律、电流纹波表达式及影响其大小的因素。由于并网电流正负半波波形对称,因此只研究正半周的情况,分为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 和 $90^\circ \sim 180^\circ$ 2 个区间分别研究。假设在一个开关周期中:给定电流为线性变化,电网电压保持不变;给定电流的增量等于实际电流的增量。

2.1 开关周期的分布

2.1.1 并网电流的相角在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 区间

以图 1 中所示并网电流方向为正方向,有电压方程:

$$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = e(t) - u(t) \quad (1)$$

其中, $e(t)$ 是电网电压, $u(t)$ 是逆变器电压, $i(t)$ 是并网电流。由于并网逆变器采用单位功率因数控制,认为 $e(t)$ 与 $i(t)$ 的相位相差 180° 。

若令并网电流 $i(t) = I_m \sin(\omega t)$ (ω 是电网电压角频率),则电网电压 $e(t) = -E_m \sin(\omega t)$ 。当开关频率远高于电网电压角频率时,第 k 个开关周期中 $e(t)$ 可近似为常值,即 $e(t) \approx e[t(k)] = -E_m \sin[\omega t(k)]$,其中, $t(k)$ 是第 k 个开关周期的起始时刻, $t(k) \leq t < t(k+1)$ 。则由式(1)以及双极性调制的原理得:

$$u_L(t) = e(t) - u(t) \approx$$

$$\begin{cases} U_{dc} - E_m \sin[\omega t(k)] & t(k) \leq t < t(k) + t_{on} \\ -U_{dc} - E_m \sin[\omega t(k)] & t(k) + t_{on} \leq t < t(k+1) \end{cases} \quad (2)$$

其中, U_{dc} 是直流电压。一个开关周期内 $-U_{dc}$ 、 U_{dc} 作用的时间分别是 t_{on} 、 t_{off} 。

在 t_{on} 时段,并网电流的变化 $\Delta i_1(t)$ 为:

$$|\Delta i_1(t)| = \frac{t}{L} \{U_{dc} - E_m \sin[\omega t(k)]\} \quad (3)$$

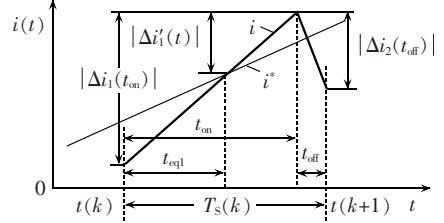
在 t_{off} 时段,并网电流的变化 $\Delta i_2(t)$ 为:

$$|\Delta i_2(t)| = \frac{t}{L} \{U_{dc} + E_m \sin[\omega t(k)]\} \quad (4)$$

在并网电流的相角在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 区间时,对于相同的采样周期 T_C ,由式(3)、(4)得:

$$|\Delta i_1(T_C)| = |\Delta i_2(T_C)| \quad (5)$$

下面分析 t_{on} 、 t_{off} 与 T_C 的关系,进而获得开关周期的分布情况。一个开关周期的并网电流波形如图 3 所示。

图 3 $0^\circ \sim 90^\circ$ 区间一个开关周期并网电流波形示意图Fig.3 Waveform of grid-connected current from 0° to 90°

由算法原理可知,在整个 t_{on} 时段内,只在 $t(k) + t_{eq1}$ 时刻并网电流与实际电流相等,在此时刻之后,并网电流将进一步上升直到下一个采样点,因此有 $t_{on} - t_{eq1} \leq T_C$ 。

在这段时间的电流增量 $|\Delta i'_1(t)|$ 为:

$$|\Delta i'_1(t)| = |\Delta i_1(t_{on} - t_{eq1})| \leq \frac{T_C}{L} \{U_{dc} - E_m \sin[\omega t(k)]\} \leq$$

$$\frac{T_C}{L} \{U_{dc} + E_m \sin[\omega t(k)]\} = |\Delta i_2(T_C)| \quad (6)$$

上式表明,在 $t(k) + t_{on}$ 时刻,开关状态发生变化,电流处于下降阶段,在此时刻之后的一个采样周期,必然满足 $i(t) < i^*(t)$ 的开关状态转换条件,即在此区间内均满足:

$$t_{off} = T_C \quad (7)$$

再分析 t_{on} 与 T_C 的关系。在此区间,有并网电流的斜率大于零,即在任意一个开关周期内,并网电流的增量应大于零,即 $|\Delta i_1(t_{on})| > |\Delta i_2(t_{off})|$ 。结合式(4),应有 $t_{on} > t_{off}$ 。再由 t_{on} 是 T_C 的倍数,设 $t_{on} = nT_C$ (n 是 t 的函数),则有开关周期 $T_s(k)$ 为:

$$T_s(k) = t_{on} + t_{off} = (n+1)T_C \quad (8)$$

下面分析 n 随时间的分布关系。由并网电流在一个开关周期内的并网电流实际值的增量与给定值的增量近似相等,有:

$$|\Delta i_1(t_{on})| - |\Delta i_2(t_{off})| \approx i^*[t(k+1)] - i^*[t(k)] = I_m \{\sin[\omega t(k+1)] - \sin[\omega t(k)]\} \quad (9)$$

对于 $\sin[\omega t + (n+1)T_C] - \sin(\omega t)$ 采用线性化近似,给定电流的导数为:

$$\frac{di^*(t)}{dt} = \frac{d[I_m \sin(\omega t)]}{dt} = I_m \omega \cos(\omega t) \quad (10)$$

因此,有:

$$\sin[\omega[t+(n+1)T_C]] - \sin(\omega t) \approx (n+1)T_C \omega \cos(\omega t) \quad (11)$$

将上式和式(3)、(4)、(7)、(10)代入式(9),并写为 t 的函数得:

$$n \approx \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - E_m \sin(\omega t) - I_m L \omega \cos(\omega t)} - 1 \quad (12)$$

令 $\varphi = \arctan \frac{I_m L \omega}{E_m}$, 则有:

$$n \approx \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - \sqrt{E_m^2 + (I_m L \omega)^2} \sin(\omega t + \varphi)} - 1 \quad (13)$$

由上式可知,在 $\omega t < 90^\circ - \varphi$ 时, n 单调上升;在 $\omega t > 90^\circ - \varphi$ 时, n 单调下降。由此得:

$$n_{\max} \approx \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - [E_m^2 + (I_m L \omega)^2]} - 1 \quad (14)$$

则最大开关周期为:

$$T_{S\max} = (n_{\max} + 1)T_C \approx \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - [E_m^2 + (I_m L \omega)^2]} T_C \quad (15)$$

另外根据式(5),在过零点附近有最短开关周期 $T_{S\min} = 2T_C$ 。

下面分析最大电流纹波值。由式(4)、(7)可知,最大纹波约等于在峰值附近的 $|\Delta i_2(t)|$ 值,即有:

$$|\Delta i_2(t)|_{\max} = \frac{T_C}{L} (U_{dc} + E_m) \quad (16)$$

2.1.2 并网电流的相角在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 区间

在此区间并网电流最大纹波值与前述分析相同,只需分析开关周期的分布情况。

在此区间,给定电流变化率小于零,则有:

$$|\Delta i_2(t_{\text{off}})| - |\Delta i_1(t_{\text{on}})| \approx I_m \omega \cos(180^\circ - \omega t) (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) \quad (17)$$

$90^\circ \sim 180^\circ$ 区间一个开关周期的并网电流波形如图 4 所示,存在 $t_{\text{eq}2}$ 点,有:

$$|\Delta i_2(T_C)| - |\Delta i_1(T_C)| = I_m \omega \cos(180^\circ - \omega t_{\text{eq}2}) 2T_C \quad (18)$$

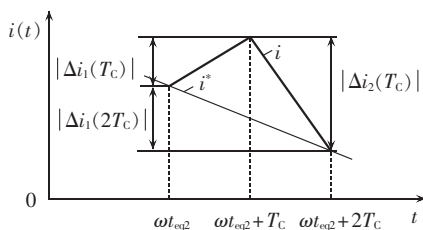


图 4 $90^\circ \sim 180^\circ$ 区间一个开关周期并网电流波形示意图

Fig.4 Waveform of grid-connected current from 90° to 180°

将式(3)、(4)代入式(18)得:

$$\omega t_{\text{eq}2} = 180^\circ - \varphi \quad (19)$$

在 $t < t_{\text{eq}2}$ 时,有:

$$|\Delta i_1(T_C)| - |\Delta i_2(T_C)| < I_m \omega \cos(180^\circ - \omega t) 2T_C \quad (20)$$

则有:

$$\begin{cases} t_{\text{on}} = n_2 T_C \\ t_{\text{off}} = T_C \end{cases} \quad (21)$$

将上式和式(18)、(19)代入式(17)得:

$$n_2 = \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - \sqrt{E_m^2 + (I_m L \omega)^2} \sin(\omega t + \varphi)} - 1 \quad (22)$$

n_2 为单调下降,在 $\omega t = 90^\circ$ 处有最大值:

$$n_{2\max} = \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - \sqrt{E_m^2 + (I_m L \omega)^2} \cos \varphi} - 1 \quad (23)$$

最小值为 $n_{2\min}(t_{\text{eq}2}) = 1$ 。

在 $t > t_{\text{eq}2}$ 时,有:

$$|\Delta i_1(T_C)| - |\Delta i_2(T_C)| > I_m \omega \cos(180^\circ - \omega t) 2T_C \quad (24)$$

则有:

$$\begin{cases} t_{\text{on}} = T_C \\ t_{\text{off}} = n_3 T_C \end{cases} \quad (25)$$

将上式和式(18)、(19)代入式(17)得:

$$n_3 = \frac{2U_{dc}}{U_{dc} + \sqrt{E_m^2 + (I_m L \omega)^2} \sin(\omega t + \varphi)} - 1 \quad (26)$$

由式(19)得:

$$\omega t + \varphi > 180^\circ - \varphi + \varphi = 180^\circ \quad (27)$$

则 n_3 为单调上升,最大值为:

$$n_{3\max}(\omega t = 180^\circ) = \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - I_m L \omega} - 1 \quad (28)$$

2.1.3 总体分布

由此获得双极性调制方式开关周期的分布情况:

$$T_s(t) = \begin{cases} \frac{2U_{dc} T_C}{U_{dc} - \sqrt{E_m^2 + (I_m L \omega)^2} \sin(\omega t + \varphi)} & 0^\circ \leq \omega t < \omega t_{\text{eq}2} \\ \frac{2U_{dc} T_C}{U_{dc} + \sqrt{E_m^2 + (I_m L \omega)^2} \sin(\omega t + \varphi)} & \omega t_{\text{eq}2} \leq \omega t < 180^\circ \end{cases} \quad (29)$$

其曲线如图 5 所示。

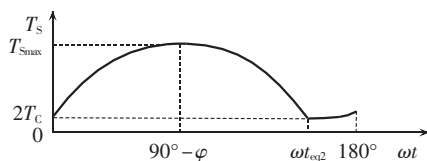


图 5 开关周期分布曲线

Fig.5 Distribution curve of switching cycle

2.2 采样误差对开关频率的影响分析

以 $0^\circ \sim 90^\circ$ 区间为例进行分析。

a. 在电流上升过程产生正的采样误差,如图 6(a) 所示。此时将提前进入下降过程,导致在下一个采样点到来时实际下降电流要大于无误差时的下降电流,说明对于下一个上升过程的时间要大于无误差时的情况,但不会对下一个下降过程产生影响,即不会产生累积误差。

b. 在电流下降过程产生正的采样误差,如图 6(b) 所示。由于在一个采样周期内实际电流变化一定会穿越给定电流,因此不会产生影响。

c. 在电流上升过程产生负的采样误差,如图 6(c) 所示。此时将延迟进入下降过程,导致在下一个采样点到来时实际上升电流要大于无误差时的上升电流,说明对于下降过程的时间要大于无误差时的情况,

但不会对下一个上升过程产生影响,即不会产生累积误差。

d. 在电流下降过程产生负的采样误差,如图 6(d)所示。由于在一个采样周期内实际电流变化一定会穿越给定电流,因此不会产生影响。

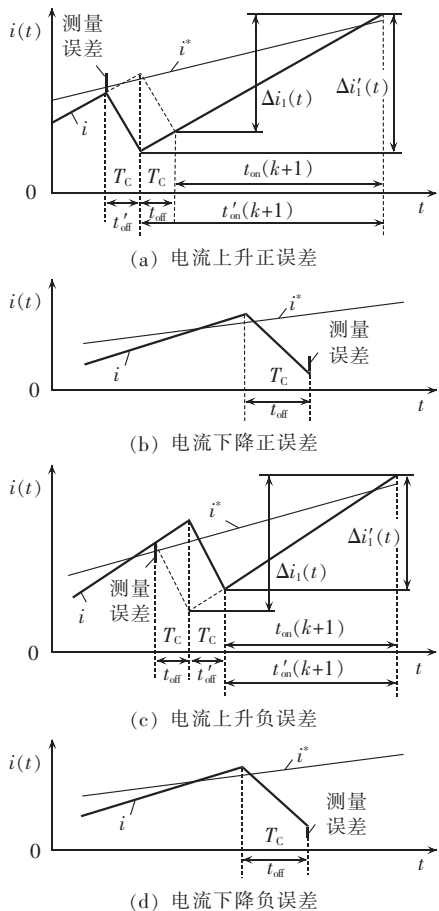


图 6 采样误差示意图

Fig.6 Sketch map of sampling error

上述分析说明,在电流上升过程产生采样误差会对其产生影响,但不会产生累积误差,在程序中需要采用过采样等滤波方式来尽量避免上述情况的发生。

3 滤波器参数设计

本节分析对于事先选取固定的采样频率、为满足谐波要求(小于 5%)的参数设计原则。

3.1 满足并网逆变器电压限制时的电感设计

根据并网逆变器的工作原理,获得电压矢量合成公式:

$$U = E - j\omega LI \quad (30)$$

由于逆变器电压幅值 $U_m \leq U_{dc}$,则根据上式有:

$$L = \frac{\sqrt{U_{dc}^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (31)$$

3.2 满足电流快速跟踪能力时的电感设计

从电流跟踪瞬态过程看,并网电流过零时的电流

变化率最大。为获得最快的动态响应,希望并网电流在一个采样周期内就能够跟随给定电流。因此有:

$$|\Delta i_1(T_c)| \approx \frac{T_c}{L} [U_{dc} - E_m \omega \cos(\omega T_c)] >$$

$$\Delta i^*(T_c) \approx \omega I_m T_c \cos(\omega T_c) \quad (32)$$

由此得:

$$L < \frac{U_{dc} - E_m \omega \cos(\omega T_c)}{\omega I_m \cos(\omega T_c)} \quad (33)$$

3.3 满足电流谐波要求时的电感设计

为满足谐波要求,谐波电流脉动最大允许幅值 $|\Delta i_{2\max}|$ 应小于 $\Delta i_{\max}$ 。由式(16)得电感取值须满足:

$$L > \frac{T_c}{\Delta i_{\max}} (U_{dc} + E_m) \quad (34)$$

3.4 最长开关周期的限制

根据前述分析,电感值的大小同样影响最长开关周期。若取最长开关周期为 HT_c ,则有:

$$T_{S\max} \approx \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - [E_m^2 + (I_m L \omega)^2]} T_c < HT_c \quad (35)$$

推得:

$$L < \frac{\sqrt{2U_{dc} - U_{dc}/H - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (36)$$

综上所述,为满足综合性能指标,其电感取值范围为:

$$\frac{T_c}{\Delta i_{\max}} (U_{dc} + E_m) < L < \min \left\{ \frac{\sqrt{U_{dc}^2 - E_m^2}}{\omega I_m}, \frac{U_{dc} - E_m \omega \cos(\omega T_c)}{\omega I_m \cos(\omega T_c)}, \frac{\sqrt{2U_{dc} - U_{dc}/H - E_m^2}}{\omega I_m} \right\} \quad (37)$$

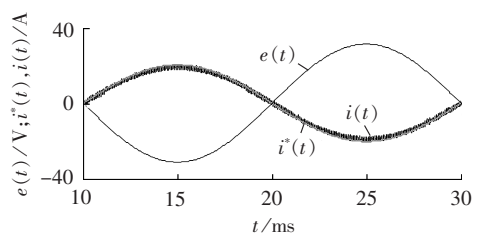
4 仿真与实验结果及分析

采用 MATLAB/Simulink 对基于数字限频式电流滞环控制的并网逆变器进行仿真研究。采用并网电流单闭环结构。电感 $L=5\text{mH}$,电网电压幅值为 311V ,频率为 50Hz ;并网电流采样后经过了 z 变换离散化,以模拟单片机的限频采样,采样频率为 40kHz 。

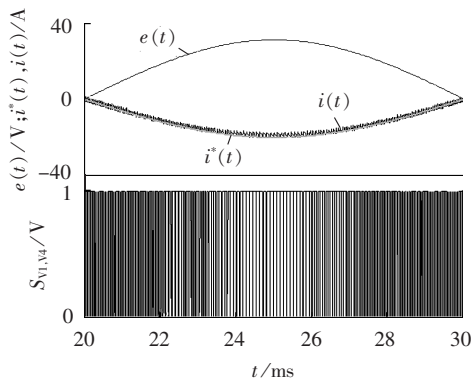
首先分析其稳态性能,电流幅值给定分别为 20A 和 40A ,仿真结果如图 7 所示。为了对比网侧电压、电流,将电网电压缩小至原来的 $1/10$ 。稳态时交流侧电流与电压反相。可见, i 很好地跟随 i^* ,输出电流波形的谐波畸变率 $\text{THD} = 4.69\% < 5\%$,满足技术要求。开关信号的开关周期分布与理论分析结果相近。

下面分析其动态性能,在 0.1s 时将电流幅值给定由 20A 突变为 40A ,在 0.2s 时突减为 20A 。图 8 是动态仿真结果,并网电流仍然严格跟踪给定电流,获得了较快的动态响应。

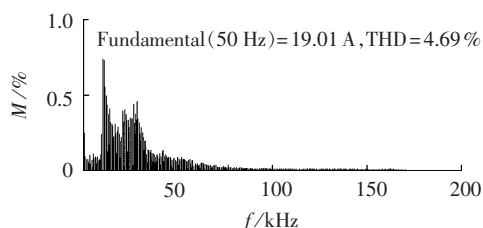
搭建了基于 30F2010 的低成本实物平台,进行实验研究,实验参数与仿真模型相同。实验结果如图 9 所示, S_c 是采样信号。由图可知,并网电流具有较好的正弦性,与电网电压反相,功率因数接近于 1。



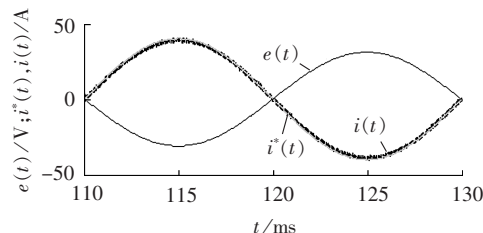
(a) 20 A 的网侧电压、电流



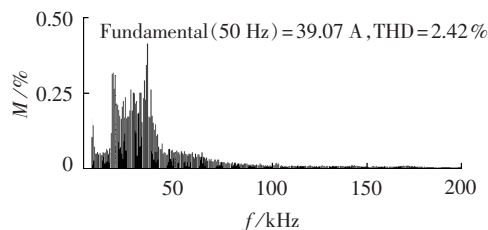
(b) 半周期网侧电压、电流与开关信号



(c) 20 A 的网侧电流频谱分布



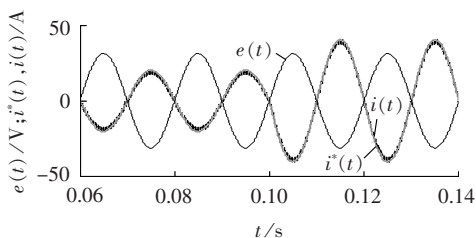
(d) 40 A 的网侧电压、电流



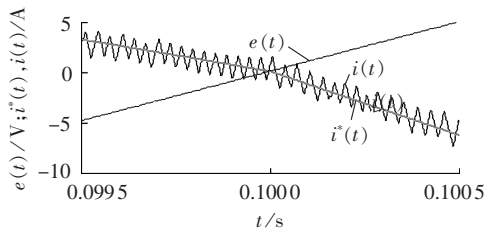
(e) 40 A 的网侧电流频谱分布

图 7 稳态仿真波形

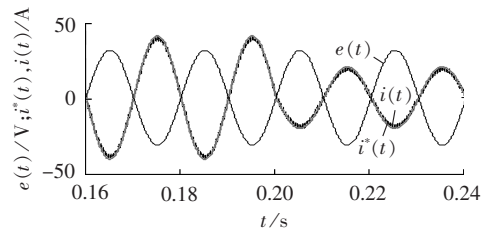
Fig.7 Steady-state simulative waveforms



(a) 幅值给定突增



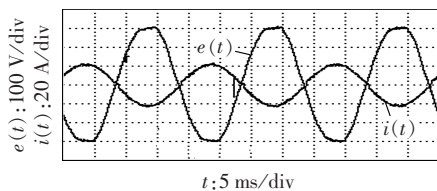
(b) 局部放大



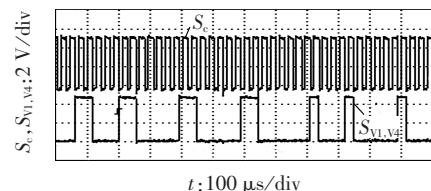
(c) 幅值给定突减

图 8 动态仿真波形

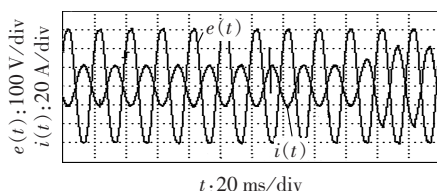
Fig.8 Dynamic simulative waveforms



(a) 网侧电压与电流稳态波形



(b) 采样信号与开关信号



(c) 网侧电压与电流动态波形

图 9 实验波形

Fig.9 Experimental waveforms

开关信号频率在最大时约为采样信号频率的一半,验证了所采用的限频式滞环控制方式的正确性。在动态变化过程中,并网电流相位始终严格跟随电网电压。

5 结论

本文获得了采用数字限频式电流滞环控制算法的并网逆变器在采样周期不变、无滞环宽度情况下的开关周期随电角度分布的量化表达,从机理上揭示了该方法的性能特点,并进一步给出了相应的参数设计原则。相应的理论分析和仿真、实验结果表明,该方法通过固定采样周期,限制了最大开关频率,通过合

理选择滤波器参数,获得了满足并网要求的控制性能,进而为其实用化以及进一步性能优化奠定了基础。

参考文献:

- [1] PAI F S, LIN J M, HUANG S J. Design of an inverter array for distributed generations with flexible capacity operations[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(12): 3927-3934.
- [2] CARRASCO J M, FRANQUELO L G, BIALASIEWICZ J T, et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1002-1016.
- [3] 曾正, 杨欢, 赵荣祥, 等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(8): 5-14.
ZENG Zheng, YANG Huan, ZHAO Rongxiang, et al. Overview of multi-functional grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(8): 5-14.
- [4] DANNEHL J, WESSELS C, FUCHS F W. Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 380-388.
- [5] 胡小行, 杨景常, 周涛, 等. 基于 TMS320F28027 的光伏并网发电装置[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(1): 127-134.
HU Xiaohang, YANG Jingchang, ZHOU Tao, et al. Grid-connection device based on TMS320F28027 for photovoltaic power generation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(1): 127-134.
- [6] 蔡斌军, 朱建林. 光伏并网逆变器的自抗扰电流跟踪控制[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(3): 104-108.
CAI Binjun, ZHU Jianlin. ADRC current track control of PV grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(3): 104-108.
- [7] MANSOUR M, SYED M I. A new vector-based hysteresis current control scheme for three-phase PWM voltage-source inverters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2010, 25(9): 2299-2309.
- [8] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [9] ZENG Jiang, YU Chang, QI Qingru. A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency[J].

Electric Power Systems Research, 2004, 68(1): 74-82.

- [10] HO C N M, CHEUNG V S P, CHUNG H S H. Constant-frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 24(11): 2484-2495.
- [11] KRISMADINATA, RAHIM N A, SELVARAJ J. Implementation of hysteresis current control for single-phase grid connected inverter[C]//Proceeding of 7th IEEE Power Electronics and Drive Systems. Bangkok, Thailand: IEEE, 2007: 1097-1101.
- [12] 杨旭, 王兆安. 一种新的准固定频率滞环 PWM 电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2003, 18(3): 24-28.
YANG Xu, WANG Zhaoan. A novel quasi-constant hysteretic PWM current mode control approach[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(3): 24-28.
- [13] SATYARANJAN J, CHITTI B. Power quality improvement of 1- Φ grid-connected PWM inverter using fuzzy with hysteresis current controller[C]//Proceeding of 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering. Rome, Italy: [s.n.], 2011: 1-4.
- [14] 洪峰, 单任仲, 王慧贞, 等. 一种变环宽准恒频电流滞环控制方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 115-119.
HONG Feng, SHAN Renzhong, WANG Huizhen, et al. A varied hysteresis-band current controller with fixed switching frequency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 115-119.
- [15] 戴训江, 晁勤. 一种新颖的并网逆变器自适应电流滞环控制策略[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 85-89.
DAI Xunjiang, CHAO Qin. Adaptive current hysteresis control of grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9): 85-89.
- [16] GERARDO V, PEDRO R, RAFAEL O, et al. Adaptive hysteresis band current control for transformerless single-phase PV inverters[C]//Proceeding of 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Porto, Portugal: IEEE, 2009: 173-177.

作者简介:

吴凤江(1980-),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,博士后,研究方向为可再生能源发电及先进电能变换技术(E-mail: wfjhjt@163.com)。

Grid-connected inverter with digital dual-polar frequency-limited current hysteresis control

WU Fengjiang, PENG Haorong

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: A hysteresis control strategy of grid-connected current is proposed for single-phase grid-connected inverter, which samples the actual grid-connected current at a fixed period and compares it with the reference current to generate the control signal of switching component for controlling the actual grid-connected current. The distribution law of switching cycle and current ripple corresponding to the electrical angle of grid-connected current is derived and the principle of filter parameter design is given. The steady-state and dynamic simulative and experimental waveforms of grid voltage and grid-connected current, as well as the working states of switching component, are shown, which indicates that, without complicated linear close-loop control algorithm, the grid-connected current is well controlled by properly selecting the sampling frequency, the maximum switching frequency of switching component is effectively limited, and the implementation of the proposed strategy is simple, with high reliability.

Key words: grid-connection; electric inverters; digital; hysteresis control; switching-frequency limit; dual-polar; electric current control