



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105871241 A

(43)申请公布日 2016.08.17

(21)申请号 201610214107.5

(22)申请日 2016.04.07

(71)申请人 西安交通大学

地址 710049 陕西省西安市碑林区咸宁西路28号

(72)发明人 易皓 王振雄 卓放

(74)专利代理机构 西安通大专利代理有限责任公司 61200

代理人 闵岳峰

(51)Int.Cl.

H02M 7/5395(2006.01)

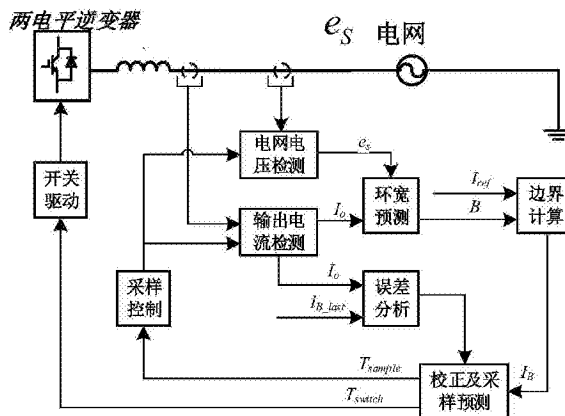
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称

基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法。该控制方法基于滞环比较跟踪控制理论,应用于两电平逆变器输出电流的控制及其数字方案的实施。所述方案可以在线预测采样周期,实现最小采样频率,通过一种实时的“预测-校正”算法,固定电力电子器件的开关频率。本发明的控制方法响应速度快、跟踪精度高、系统鲁棒性好,同时降低了硬件设备的采样频率需求,具有实际的工程应用价值。



1. 基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法, 其特征在于, 包括以下步骤:

1) 获取逆变器输出电流的指令值, 采样电网当前的瞬时电压 $e(t)$ 和逆变器的瞬时输出电流 i_o ;

2) 根据步骤1)得到的采样结果, 设定期望的开关频率, 预测下一周期的电流变化速率, 计算由设定开关频率决定的滞环环宽 $B(t)$;

3) 根据步骤1)中获取的输出电流指令值和步骤2)中计算的滞环环宽, 计算下一周期的滞环边界 B 并作记录;

4) 由步骤3)得到的结果预测开关动作时间 T_{switch} 和下一周期采样时间 T_{sample} ;

5) 设定一个容许误差阈值 i_{err_th} , 计算当前输出电流误差;

6) 由输出电流误差和容许误差阈值确定是否需要误差校正, 根据当前输出电流和上周期滞环边界值, 确定误差校正方法, 对步骤4)中的开关动作时间 T_{switch} 和采样时间 T_{sample} 进行校正, 按照新的时间采样并控制开关器件动作;

7) 设定采样周期上限阈值, 限制采样时间在该范围之内。

2. 根据权利要求1所述的基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法, 其特征在于, 步骤2)中通过如下公式计算滞环环宽 $B(t)$:

$$B(t) = \frac{v_{dc}^2 - e(t)^2}{f_s^* L v_{dc}}$$

式中, v_{dc} 为直流侧电压, $e(t)$ 为电网电压, f_s^* 为开关频率设定值, L 为滤波电感值, $B(t)$ 是滞环环宽。

3. 根据权利要求1所述的基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法, 其特征在于, 步骤3)的具体实现方法如下, 由以下公式计算下一周期的滞环边界 B :

$$B = \begin{cases} I_{ref} + \frac{1}{2} B(t) & \text{上边界} \\ I_{ref} - \frac{1}{2} B(t) & \text{下边界} \end{cases}$$

其中, I_{ref} 为获取的指令电流值; 如需下一周期电流上升, 则采用上边界, 反之则采用下边界。

4. 根据权利要求1所述的基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法, 其特征在于, 步骤4)的具体实现方法如下, 通过以下公式预测下一周期开关动作时间 T_{switch} 和下一周期采样时间 T_{sample} :

$$T_{switch} = T_{sample} = \frac{|B - i_o|}{S} = \begin{cases} \frac{|B - i_o| \cdot L}{v_{dc} - e(t)} & (1) \\ \frac{|B - i_o| \cdot L}{v_{dc} + e(t)} & (2) \end{cases}$$

$$S = \begin{cases} \frac{v_{dc} - e(t)}{L} & (3) \\ \frac{v_{dc} + e(t)}{L} & (4) \end{cases}$$

其中, S 为电流变化速率;当电网电压采样值在正半周期时,下一周期电流上升时按式(1)计算时间,电流下降时按式(2)计算时间;当电网电压采样值在负半周期时,下一周期电流上升时按式(2)计算时间,电流下降时按式(1)计算时间。

5.根据权利要求1所述的基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法,其特征在于,步骤5)中,计算当前输出电流的和上一周期预测的电流边界值之间的差值,作为输出电流误差。

6.根据权利要求1所述的基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法,其特征在于,步骤6)中,计算的误差小于设定的容许误差阈值时,直接控制开关在动作,并确定下一次采样时间 T_{sample} ;在误差超过设定的容许误差阈值时,若误差实际输出电流在预测电流边界内时,由当前电流误差值和电流变化速率,预测输出电流变化至边界值的时间;其中,补偿的开关动作时间按照下式计算:

$$t_{com} = \frac{|i_{pre} - i_o|}{S_{pre}}$$

其中, i_{pre} 为上一周期的预测边界, i_o 为输出电流, S 为上一周期电流变化速率,控制开关在 t_{com} 时刻后动作,并相应计算下一采样时间为 $T_{sample} + t_{com}$,其中, T_{sample} 按下式校正:

$$T_{sample} = \frac{|B - i_{pre}|}{S}$$

若实际输出电流超过预测电流边界时,控制开关在当前时刻立刻动作,下一周期采样时间与预测时间相同。

7.根据权利要求1所述的基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法,其特征在于,步骤6)中,当采样周期 T_{sample} 大于采样周期上限阈值时,令采样时间与该采样周期上限阈值相等。

基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法

技术领域：

[0001] 本发明属于变流器控制研究领域,特别涉及一种基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法。

背景技术：

[0002] 随着电能在社会生产中起到愈加重要的作用,电力电子技术日益广泛地应用。电力电子变流器采用可控的开关器件,其性能受到相关控制技术的影响,对变流器的控制技术的研究受到关注。

[0003] 以绝缘栅双极型晶体管(IGBT)为代表的全控型器件在变流器中大量得以应用,脉冲宽度调制(PWM)控制技术表现出显著优势。滞环控制方式是一种常用的PWM跟踪控制技术,滞环控制器实时反馈输出电流和指令电流偏差值,将其结果和滞环环宽作为比较器的输入,通过比较结果控制偏差值超越环宽时,切换主电路功率开关,调节输出电流误差始终小于滞环环宽。相比较其他控制方式,滞环控制器结构简单、响应迅速、限流特性好,广泛应用于变流器控制当中。

[0004] 传统滞环跟踪控制算法采用固定环宽,电力电子开关器件的开关频率始终在一较大范围内波动,从而造成开关过程中的损耗增加,开关引起的谐波难以有效滤除,因而开关频率固定的滞环跟踪控制算法受到关注。当滞环控制应用于数字电路时,需通过大量过采样减小控制误差,因而需要硬件电路具有较高的采样频率,该方案的控制精度很大程度上决定于采样电路性能。

[0005] 相关文献：

[0006] [1]S.Srikanthan,M.K.Mishra,R.K.V.Rao,“Improved hysteresis current control of three-level inverter for distribution static compensator application,”IET Power Electron.,vol.2,no.5,pp.517-526,Nov.2009.

[0007] [2]C.N.Ho,V.S.P.Cheung,H.S.Chung,“Constant-Frequency Hysteresis Current Control of Grid-Connected VSI Without Bandwidth Control,”IEEE Trans.Power Electron.,vol.24,no.11,pp.2484-2495,Nov.2009.

[0008] [3]R.Ramchand,K.K.Gopakumar,C.Patel,K.K.Sivakumar,and etc.,“Online computation of hysteresis boundary for constant switching frequency current-error space-vector-based hysteresis controller for VSI-Fed IM drives,”IEEE Trans.Power Electron.,vol.27,no.3,pp.1521-1529,Mar.2012.

[0009] [4]W.Stefanutti,P.Mattavelli,“Fully Digital Hysteresis Modulation With Switching Time Prediction,”IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.42,no.3,pp.763-769, May/June2006.

[0010] [5]R.Davoodnezhad,D.G.Holmes,B.P.McGrath,“A Fully Digital Hysteresis Current Controller for Current Regulation of Grid Connected PV Inverters,”IEEE Power Electronics for Distributed Generation Systems(PEDG),2014 IEEE 5th

International Symposium on, Galway, pp.1-8, June.2014.

[0011] [6] D.G.Holmes, R.Davoodnezhad, B.P.McGrath, "An Improved Three-Phase Variable-Band Hysteresis Current Regulator," IEEE Trans.Power Electron., vol.28, no.1, pp.441-450, Jan.2013.

[0012] [7] R.Davoodnezhad, D.G.Holmes, B.P.McGrath, "A Novel Three-Level Hysteresis Current Regulation Strategy for Three-Phase Three-Level Inverters," IEEE Trans.Power Electron., vol.29, no.11, pp.6100-6109, Nov.2014.

[0013] [8] M.Mohseni, S.M.Islam, "A new vector-based hysteresis current control scheme for three-phase PWM voltage-source inverters," IEEE Trans.Power Electron., vol.25, no.9, pp.2299-2309, Sept.2010.

[0014] [9] H.Mao, X.Yang, Z.Chen and Z.Wang, "A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters," IEEE Trans.Power Electron., vol.27, no.7, pp.3330-3339, July 2012.

[0015] [10] S.Busso, S.Fasolo, L.Malesani, and P.Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," IEEE Trans.Ind.Appl., vol.36, no.4, pp.1174-1180, Jul./Aug.2000.

发明内容:

[0016] 本发明的目的在于改进变流器的PWM控制技术,提出一种基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法。该方法基于滞环比较跟踪控制理论,通过一种实时的“预测-校正”策略,在线预测采样周期和滞环环宽,实现最小采样频率及电力电子器件的开关频率恒定。

[0017] 为达到上述目的,本发明采用如下技术方案来实现的:

[0018] 基于采样周期在线预测的固定开关频率数字滞环控制方法,包括以下步骤:

[0019] 1)获取逆变器输出电流的指令值,采样电网当前的瞬时电压 $e(t)$ 和逆变器的瞬时输出电流 i_o ;

[0020] 2)根据步骤1)得到的采样结果,设定期望的开关频率,预测下一周期的电流变化速率,计算由设定开关频率决定的滞环环宽 $B(t)$;

[0021] 3)根据步骤1)中获取的输出电流指令值和步骤2)中计算的滞环环宽,计算下一周期的滞环边界 B 并作记录;

[0022] 4)由步骤3)得到的结果预测开关动作时间 T_{switch} 和下一周期采样时间 T_{sample} ;

[0023] 5)设定一个容许误差阈值 i_{err_th} ,计算当前输出电流误差;

[0024] 6)由输出电流误差和容许误差阈值确定是否需要误差校正,根据当前输出电流和上周期滞环边界值,确定误差校正方法,对步骤4)中的开关动作时间 T_{switch} 和采样时间 T_{sample} 进行校正,按照新的时间采样并控制开关器件动作;

[0025] 7)设定采样周期上限阈值,限制采样时间在该范围之内。

[0026] 本发明进一步的改进在于,步骤2)中通过如下公式计算滞环环宽 $B(t)$:

$$[0027] \quad B(t) = \frac{v_{dc}^2 - e(t)^2}{f_s^* L v_{dc}}$$

[0028] 式中, v_{dc} 为直流侧电压, $e(t)$ 为电网电压, f_s^* 为开关频率设定值, L 为滤波电感值, $B(t)$ 是滞环环宽。

[0029] 本发明进一步的改进在于, 步骤3) 的具体实现方法如下, 由以下公式计算下一周期的滞环边界 B :

$$[0030] \quad B = \begin{cases} I_{ref} + \frac{1}{2} B(t) & \text{上边界} \\ I_{ref} - \frac{1}{2} B(t) & \text{下边界} \end{cases}$$

[0031] 其中, I_{ref} 为获取的指令电流值; 如需下一周期电流上升, 则采用上边界, 反之则采用下边界。

[0032] 本发明进一步的改进在于, 步骤4) 的具体实现方法如下, 通过以下公式预测下一周期开关动作时间 T_{switch} 和下一周期采样时间 T_{sample} :

$$[0033] \quad T_{switch} = T_{sample} = \frac{|B - i_o|}{S} = \begin{cases} \frac{|B - i_o| \cdot L}{v_{dc} - e(t)} & (1) \\ \frac{|B - i_o| \cdot L}{v_{dc} + e(t)} & (2) \end{cases}$$

$$[0034] \quad S = \begin{cases} \frac{v_{dc} - e(t)}{L} & (3) \\ \frac{v_{dc} + e(t)}{L} & (4) \end{cases}$$

[0035] 其中, S 为电流变化速率; 当电网电压采样值在正半周期时, 下一周期电流上升时按式(1)计算时间, 电流下降时按式(2)计算时间; 当电网电压采样值在负半周期时, 下一周期电流上升时按式(2)计算时间, 电流下降时按式(1)计算时间。

[0036] 本发明进一步的改进在于, 步骤5) 中, 计算当前输出电流的和上一周期预测的电流边界值之间的差值, 作为输出电流误差。

[0037] 本发明进一步的改进在于, 步骤6) 中, 计算的误差小于设定的容许误差阈值时, 直接控制开关在动作, 并确定下一次采样时间 T_{sample} ; 在误差超过设定的容许误差阈值时, 若误差实际输出电流在预测电流边界内时, 由当前电流误差值和电流变化速率, 预测输出电流变化至边界值的时间; 其中, 补偿的开关动作时间按照下式计算:

$$[0038] \quad t_{com} = \frac{|i_{pre} - i_o|}{S_{pre}}$$

[0039] 其中, i_{pre} 为上一周期的预测边界, i_o 为输出电流, S 为上一周期电流变化速率, 控制开关在 t_{com} 时刻后动作, 并相应计算下一采样时间为 $T_{sample} + t_{com}$, 其中, T_{sample} 按下式校正:

$$[0040] \quad T_{sample} = \frac{|B - i_{pre}|}{S}$$

[0041] 若实际输出电流超过预测电流边界时,控制开关在当前时刻立刻动作,下一周期采样时间与预测时间相同。

[0042] 本发明进一步的改进在于,步骤6)中,当采样周期 T_{sample} 大于采样周期上限阈值时,令采样时间与该采样周期上限阈值相等。

[0043] 本发明具有如下的有益效果:

[0044] 本发明通过一种“预测-校正”算法,实现了固定开关频率数字滞环控制功能。整个系统具有良好的鲁棒性和跟踪性能,通过在线预测,实现最小采样频率,固定开关频率。系统易于实现于实际,具有良好的应用前景。此外,搭建了逆变器及其控制系统的仿真模型,对所提出的控制方案和相关算法进行了仿真验证,证明了该方法的正确性和可靠性。该控制方法系统鲁棒性好,跟踪控制精度高,响应速度快,且控制结构简单易于实现,具有较为实际的工程应用价值。

附图说明:

[0045] 图1为本发明所介绍的单相两电平逆变器;

[0046] 图2为本发明所介绍方案的控制系统原理图;

[0047] 图3为本发明介绍的数字控制算法总体程序流程图;

[0048] 图4为本发明介绍的“预测-校正”算法程序流程图;

[0049] 图5为本发明介绍的数字滞环控制的逆变器仿真波形,图中(a)为稳态情况下输出电流的波形图,(b)为指令变化时输出电流波形图,(c)为“预测-校正”算法结果。

具体实施方式:

[0050] 下面结合附图对本发明做进一步详细描述:

[0051] 如图1中所示,单相电压型逆变器采用单相桥式逆变电路,直流侧连接电容器C或直流电源,交流侧通过进线电感L连接电网。电路原理如下:主电路S1和S4导通、S2和S3关断时,逆变器输出电流增大;主电路S2和S3导通、S1和S4关断时,逆变器输出电流减小。

[0052] 本发明所提控制方法如图2所示,具体数字实现如图3和图4所示,该方法可以根据电网电压、输出电流、指令电流和开关频率计算采样周期和开关动作时间,构成实现最小采样频率和固定开关频率的滞环控制系统。下面分别从预测和误差校正算法作以阐述。

[0053] 预测部分:

[0054] 根据期望的开关频率,可以预测下周期滞环环宽和电流变化速率,从而预测下周期的采样和开关动作时间,具体实施方式如下:

[0055] 首先,为实现恒定的开关频率,根据单相电压型桥式逆变电路原理计算环宽,即

$$B(t) = \frac{v_{dc}^2 - e(t)^2}{f_s^* L v_{dc}}, \text{ 其中, } v_{dc} \text{ 为直流侧电压, } e(t) \text{ 为电网电压, } f_s^* \text{ 为开关频率, } L \text{ 为滤波电感值。}$$

[0056] 计算下一周期的滞环边界如下：
$$B = \begin{cases} I_{ref} + \frac{1}{2}B(t) & \text{上边界} \\ I_{ref} - \frac{1}{2}B(t) & \text{下边界} \end{cases}。$$

[0057] 当直流侧电压一定时,可以由电网电压瞬值得到逆变器输出电流变化率,从而

预测下一开关周期如下：
$$T = \frac{|B - i_o|}{S} = \begin{cases} \frac{|B - i_o| \cdot L}{v_{dc} - e(t)} \\ \frac{|B - i_o| \cdot L}{v_{dc} + e(t)} \end{cases}。$$

[0058] 下一采样周期和预测的开关动作周期相同,同时对采样周期设有上限阈值,当采样周期超过该采样周期设有上限阈值时,令下一采样周期与该采样周期设有上限阈值相等。

[0059] 误差校正部分:

[0060] 首先计算上周期输出电流预测值和实际采样值之间的误差,设定一个容许误差阈值,当计算的误差小于该容许误差阈值时,直接调用预测结果T控制开关动作,并确定下一次采样时间。对如图1所示的电路,开关动作状态按下表执行:

	$S1、S4$	$S2、S3$
[0061] $i_B > i_o$	导通	关断
$i_B < i_o$	关断	导通

[0062] 误差超过设定的容许误差阈值时,需要进一步校正。当实际输出电流在预测输出电流边界外时,开关立刻按如上表格所示执行动作。实际输出电流在预测输出电流边界内时,由当前电流误差值和电流变化速率,预测输出电流变化至边界值的时间作为补偿的开关动作时间,控制开关在该时刻动作,补偿输出电流误差,并相应修正下一采样时间,补偿输出电流误差。补偿的开关动作时间按照下式计算：
$$t_{com} = \frac{|i_{pre} - i_o|}{S_{pre}}$$
,其中, i_{pre} 为预测边界, i_o

为输出电流。补偿完成后不引入额外采样,由上一周期预测结果控制开关动作,直到下一采样时刻。

[0063] 本发明通过数字方式实现了单相电压型桥式逆变电路的控制功能,采用PSIM软件平台搭建了逆变器及其控制系统的仿真模型,对所提出的控制方案和相关算法进行了仿真验证,证明了该方法的正确性和可靠性。

[0064] 仿真结果如图5所示,其中(a)为输出电流波形图,(b)为指令电流变化时输出电流波形图,(c)为“预测-校正”算法结果。 i_{ref} 是指令电流, i_o 是输出的实际电流, e 是电网电压, $count$ 值控制采样时间,计数频率是 10^7 Hz, $count$ 值为零时, B 为滞环边界。从仿真结果可以看到,该方法很好地实现了单相电压型桥式逆变器的数字滞环控制方案,发明的“预测-校正”控制方法性能优异,跟踪速度快、精度高、可靠性好且易于实现,对于逆变器控制及进一步性能提升提供了很高的参考价值。

[0065] 以上内容是结合具体的优选实施方式对本发明所作的进一步详细说明,不能认定本发明的具体实施方式仅限于此,对于本发明所属技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干简单的推演或替换,都应当视为属于本发明由所提交的权利要求书确定专利保护范围。

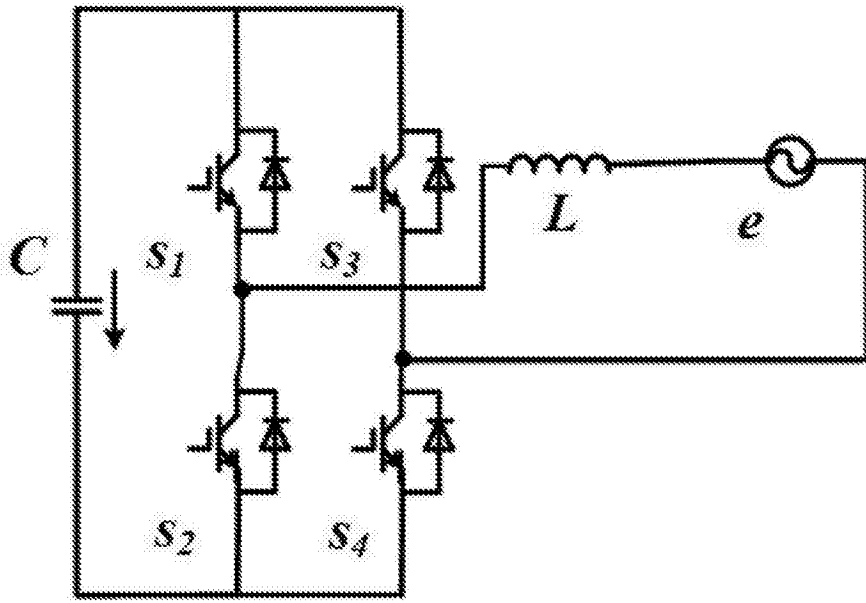


图1

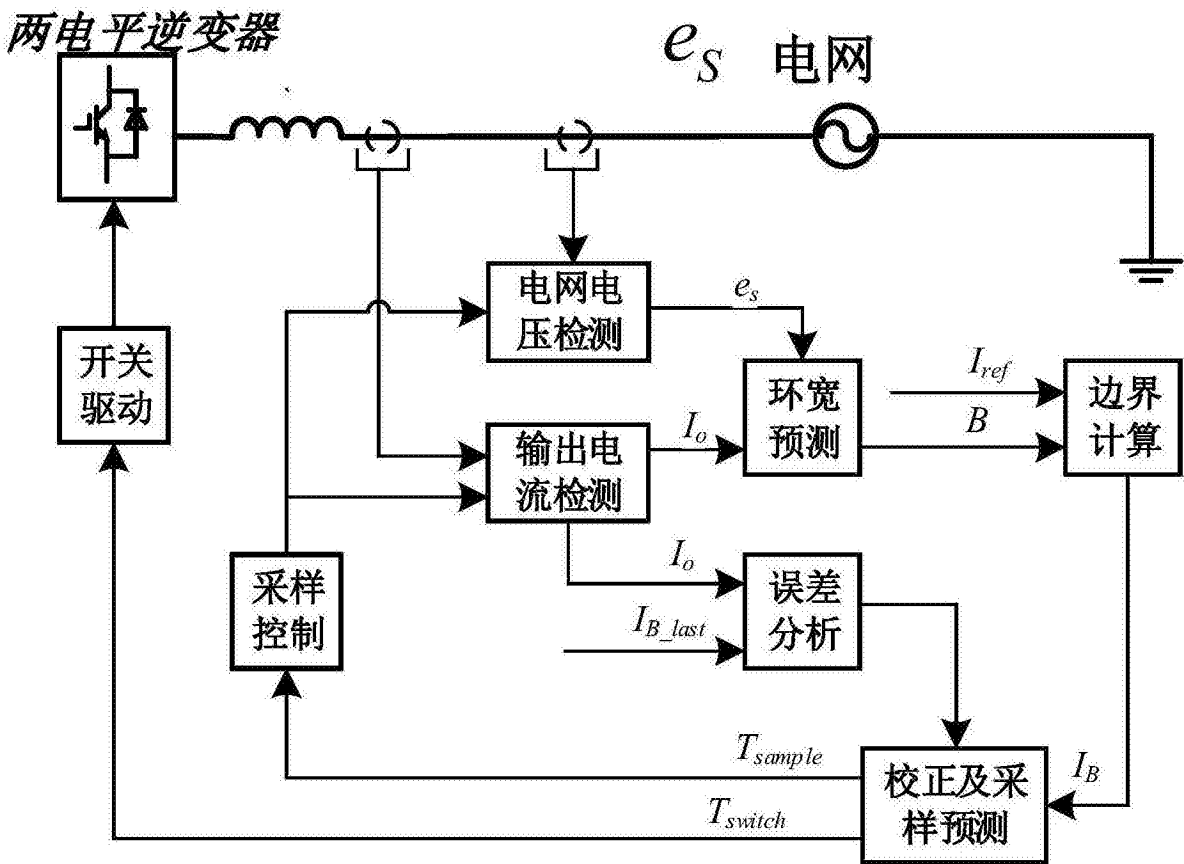


图2

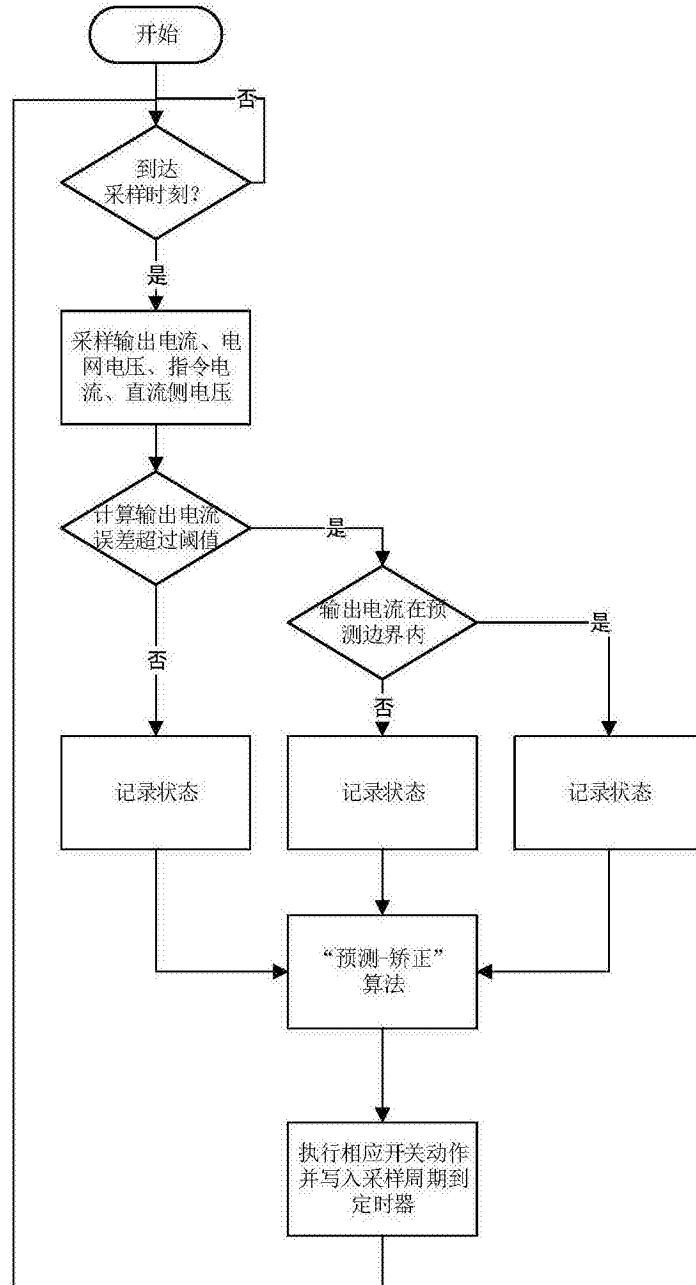


图3

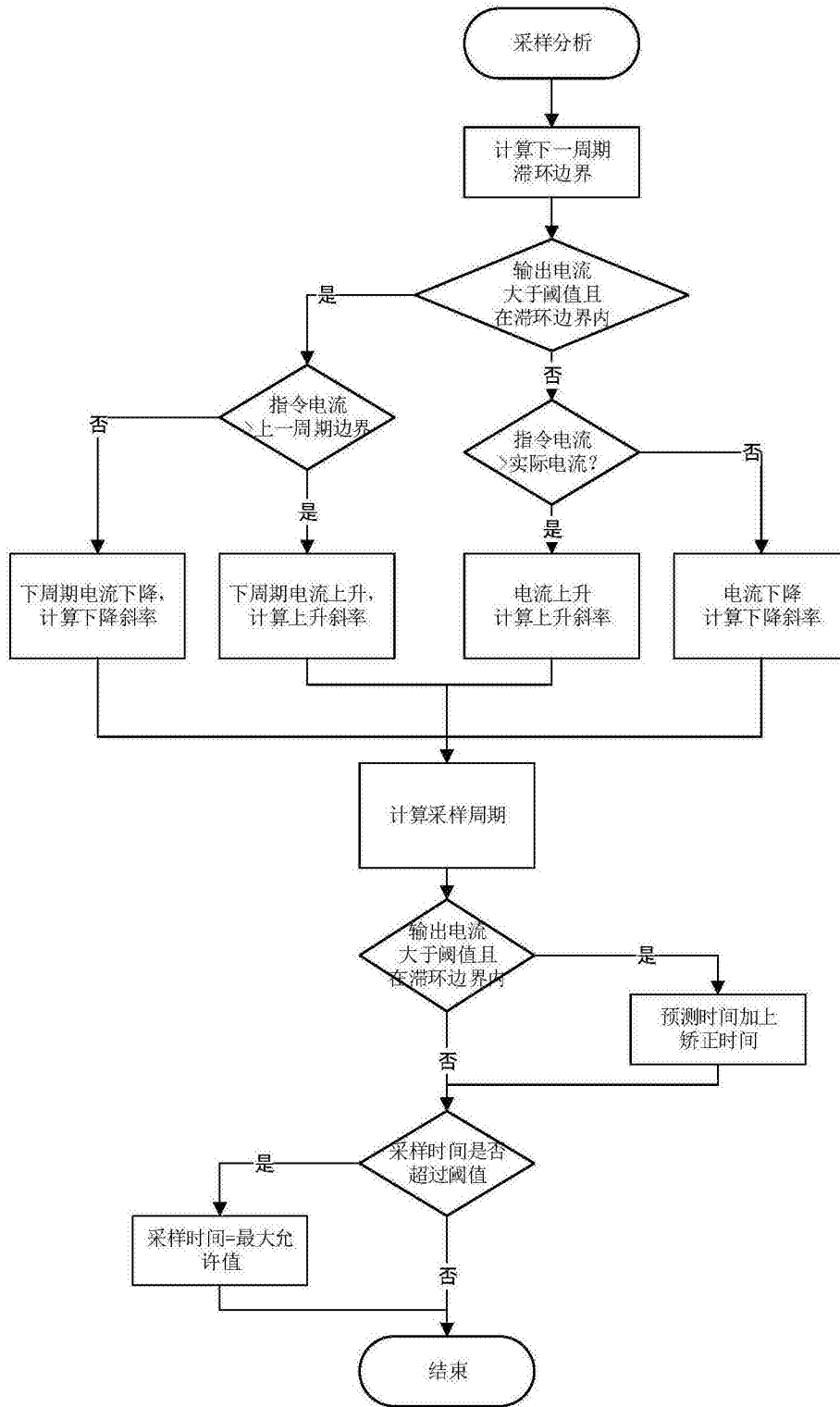
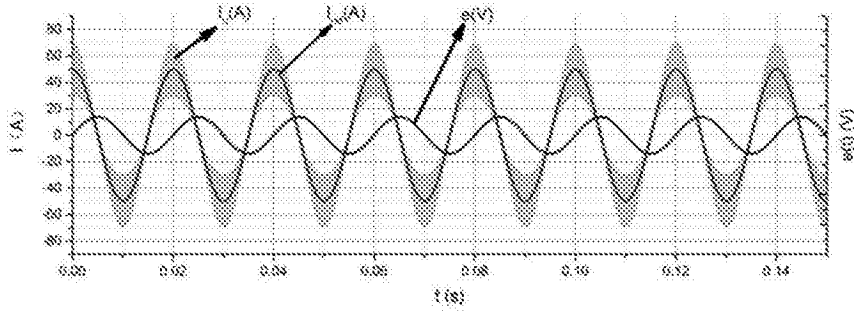
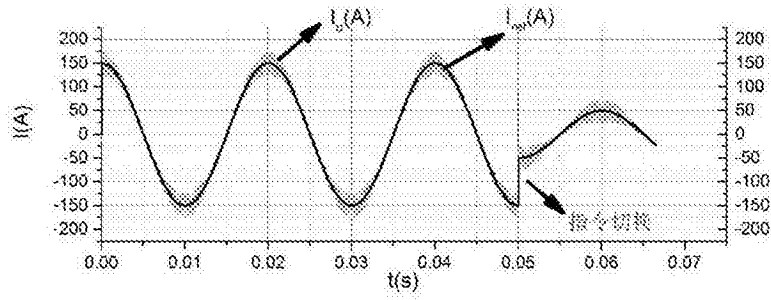


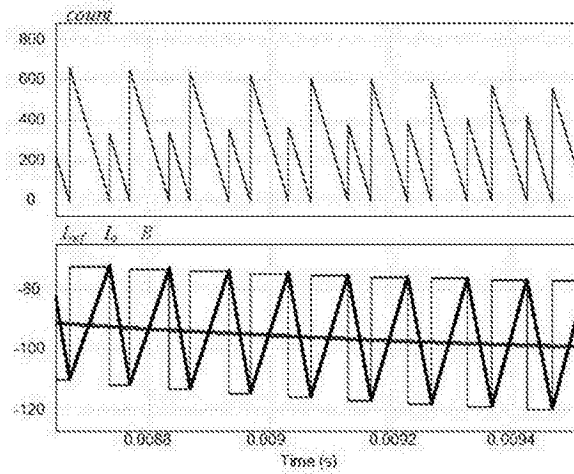
图4



(a)



(b)



(c)

图5