

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101860194 B

(45) 授权公告日 2012. 10. 17

(21) 申请号 201010177415. 8

CN 1476154 A, 2004. 02. 18, 全文.

(22) 申请日 2010. 05. 14

审查员 何剑

(73) 专利权人 北方工业大学

地址 100041 北京市石景山区晋元庄 5 号

(72) 发明人 姜岩峰

(74) 专利代理机构 北京凯特来知识产权代理有限公司 11260

代理人 郑立明 陈亮

(51) Int. Cl.

H02M 1/42 (2007. 01)

(56) 对比文件

CN 1701496 A, 2005. 11. 23, 全文.

WO 2004/070928 A1, 2004. 08. 19, 全文.

CN 1938932 A, 2007. 03. 28, 全文.

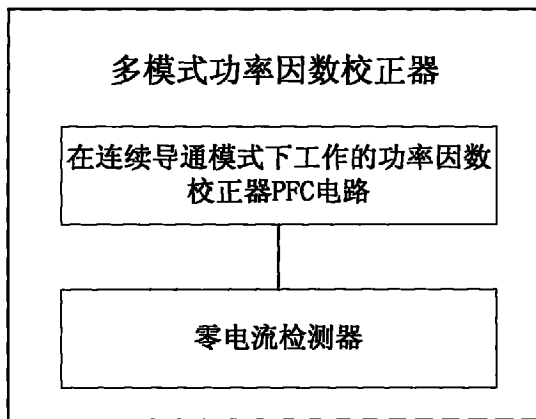
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 3 页

(54) 发明名称

多模式功率因数校正器的实现方法及装置

(57) 摘要

本发明实施例提供了一种多模式功率因数校正器的实现方法及装置,所述方法是通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器 PFC 的开关切换频率;当负载低于预先设定值时,所述多模式 PFC 工作在临界模式;随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下 PFC 所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式 PFC 工作在连续导通模式。通过上述简单合理的设计,在不影响原控制方法稳定性的基础上,结合了临界模式和连续导通模式的优点,在不同负载情况下都能保持高效率的特点,同时也可以进行大功率的输出,满足了开关电源产品的需求。



1. 一种多模式功率因数校正器的实现方法,其特征在于,所述方法包括:
通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器的开关切换频率;
当负载低于预先设定值时,所述多模式功率因数校正器工作在临界模式;
随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下多模式功率因数校正器所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式功率因数校正器工作在连续导通模式。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器的开关切换频率,具体包括:

利用临界模式下的多模式功率因数校正器的零电流检测方式产生同步信号,来控制多模式功率因数校正器振荡器的频率,使该多模式功率因数校正器在不同负载条件下按不同的模式进行操作。

3. 如权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述利用临界模式下的多模式功率因数校正器的零电流检测方式产生同步信号,来控制多模式功率因数校正器振荡器的频率,具体包括:

利用主功率级升压架构电路所产生的零电流检测信号做为零电流检测器的控制信号;

当该零电流检测信号由高电位下降至所述零电流检测器的检测参考点时,所述零电流检测器的输出由高电位改变为低电位,且该输出使多模式功率因数校正器振荡器的输出锯齿波立即放电,从而改变该多模式功率因数校正器振荡器的频率。

4. 如权利要求 1 或 2 所述的方法,其特征在于,当所述多模式功率因数校正器工作在连续导通模式下时,所述零电流检测信号被关闭,不再产生相应的同步信号。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述当负载低于预先设定值时,所述多模式功率因数校正器工作在临界模式,具体包括:

当负载低于满载的 50% 以下时,所述多模式功率因数校正器的开关切换频率高于连续导通模式下多模式功率因数校正器所设定的频率,则所述多模式功率因数校正器按照临界模式进行操作。

6. 一种多模式功率因数校正器的实现装置,其特征在于,所述装置包括一个在连续导通模式下工作的功率因数校正器电路,所述装置还设置有零电流检测器;

通过所述零电流检测器的零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器的开关切换频率;其中,当负载低于预先设定值时,所述多模式功率因数校正器工作在临界模式;随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下多模式功率因数校正器所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式功率因数校正器工作在连续导通模式。

7. 如权利要求 6 所述的实现装置,其特征在于,

所述零电流检测器的输入来自多模式功率因数校正器上晶体管 MOSFET 的漏-源电压,或来自多模式功率因数校正器上扼流圈的辅助绕组;

所述零电流检测器的输出连接到多模式功率因数校正器振荡器的输入,控制该多模式功率因数校正器振荡器输出锯齿波放电,从而改变该多模式功率因数校正器振荡器的频率,使该多模式功率因数校正器在不同负载条件下按不同的模式进行操作。

多模式功率因数校正器的实现方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及开关电源领域,尤其涉及一种多模式功率因数校正器的实现方法及装置。

背景技术

[0002] 目前,由于开关电源产品的普及化以及环境保护的需求,为了提高电源的利用效率,在开关电源产品上都被要求加装功率因数校正器(PFC, Power Factor Corrector),由于能源的日趋短缺,对开关电源产品的转换效率要求越来越高,所以对于PFC这一级的转换效率要求也越来越高。这里,所说的PFC转换效率指的是在满载时候的效率,而对于一定负载范围内的效率也都有明确的要求,从满载至满载的20%范围内,都要求PFC的转换效率达到一定的要求。

[0003] 现有技术中常见的PFC为临界模式PFC(Critical mode PFC, CRM PFC)和连续导通模式PFC(Continue Conduction Mode PFC, CCM PFC);其中,CRM PFC在工作时,随着输入电压以及输出负载的变动,开关驱动信号也会随之变化,从而改变了频率和责任周期,这样当负载越来越大时,输入的电感电流也会变大,开关驱动信号的频率就会越来越低,这样CRM PFC的输出功率如果过大,那么输入电流就会过高,EMI电磁干扰的问题就会很严重。该CRM PFC具有控制简单、效率高的优点,但不适合应用大功率场合,而且电流纹波大,电磁干扰问题也较大。

[0004] CCM PFC是以固定频率的方式操作,其工作频率由集成电路外部元器件来设定,不会由于输入电压及输入负载的变动而改变,因此相对于CRM PFC在零电压切换的特性,CCMPFC的效率相对较低,但是适合于大功率输出的场合。

[0005] 由上述现有技术的方案可知,现有的两种PFC工作模式都受限其控制方式的限制,因此适用于不同的功率与效率,现有技术中缺乏一种即满足高效率又满足大功率的PFC工作模式。

发明内容

[0006] 本发明实施例提供了一种多模式功率因数校正器的实现方法及装置,通过简单合理的设计,在不影响原控制方法稳定性的基础上,结合了临界模式和连续导通模式的优点,在不同负载情况下都能保持高效率的特点,同时也可以进行大功率的输出,满足了开关电源产品的需求。

[0007] 本发明实施例提供了一种多模式功率因数校正器的实现方法,所述方法包括:

[0008] 通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器PFC的开关切换频率;

[0009] 当负载低于预先设定值时,所述多模式PFC工作在临界模式;

[0010] 随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下PFC所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式PFC工作在连续导通模式。

[0011] 本发明实施例还提供了一种多模式功率因数校正器的实现装置,所述装置包括一个在连续导通模式下工作的功率因数校正器 PFC 电路,在所述 PFC 电路中增加设置有零电流检测器;

[0012] 通过所述零电流检测器的零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器 PFC 的开关切换频率;其中,当负载低于预先设定值时,所述多模式 PFC 工作在临界模式;随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下 PFC 所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式 PFC 工作在连续导通模式。

[0013] 由上述所提供的技术方案可以看出,所述方法是通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器 PFC 的开关切换频率;当负载低于预先设定值时,所述多模式 PFC 工作在临界模式;随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下 PFC 所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式 PFC 工作在连续导通模式。通过上述简单合理的设计,在不影响原控制方法稳定性的基础上,结合了临界模式和连续导通模式的优点,在不同负载情况下都能保持高效率的特点,同时也可以进行大功率的输出,满足了开关电源产品的需求。

附图说明

[0014] 图 1 为本发明实施例所提供多模式功率因数校正器实现方法的流程示意图;

[0015] 图 2 为本发明实施例所举具体实例的多模式 PFC 工作在 CRM 状态的时序图;

[0016] 图 3 为本发明实施例所举具体实例的多模式 PFC 工作在 CCM 状态的时序图;

[0017] 图 4 为本发明实施例所提供多模式功率因数校正器实现装置的结构示意图;

[0018] 图 5 为本发明实施例所举具体例子的结构示意图。

具体实施方式

[0019] 本发明实施例提供了一种多模式功率因数校正器的实现方法及装置,通过简单合理的设计,在不影响原控制方法稳定性的基础上,结合了临界模式和连续导通模式的优点,在不同负载情况下都能保持高效率的特点,同时也可以进行大功率的输出,满足了开关电源产品的需求。

[0020] 为更好的描述本发明实施方式,现结合附图对本发明的具体实施例进行说明,如图 1 所示为本发明实施例所提供多模式功率因数校正器实现方法的流程示意图,所述方法包括:

[0021] 步骤 11:通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器 PFC 的开关切换频率。

[0022] 在具体实现过程中,通过零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器 PFC 的开关切换频率的具体过程可以是:利用临界模式 PFC 的零电流检测方式产生同步信号,来控制多模式 PFC 振荡器的频率,使该多模式 PFC 在不同负载条件下按不同的模式进行操作。

[0023] 具体来说可以是,当负载低于满载的 50% 以下时,所述多模式 PFC 的开关切换频率高于连续导通模式下 PFC 所设定的频率,则所述多模式 PFC 按照临界模式进行操作;当负载持续增加,切换频率会渐渐降低,当切换频率低至 CCM PFC 的设定切换频率时,PFC 则操

作在 CCM 模式。当 PFC 操作在 CCM 模式时,零电流检测信号则会被关闭,不会再产生同步信号,不再影响 PFC 的操作。

[0024] 上述利用临界模式 PFC 的零电流检测方式产生同步信号,来控制多模式 PFC 振荡器的频率的过程具体为:利用主功率级升压架构电路所产生的零电流检测信号做为零电流检测器的控制信号;当该零电流检测信号由高电位下降至所述零电流检测器的检测参考点时,所述零电流检测器的输出由高电位改变为低电位,且该输出使多模式 PFC 振荡器的输出锯齿波立即放电,从而改变该多模式 PFC 振荡器的频率。

[0025] 步骤 12:随着负载的变化,使该多模式 PFC 工作在临界模式或连续导通模式。

[0026] 在该步骤中,当负载低于预先设定值时,所述多模式 PFC 工作在临界模式;随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下 PFC 所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式 PFC 工作在连续导通模式,当所述多模式 PFC 工作在连续导通模式下时,所述零电流检测信号被关闭,不再产生相应的同步信号。上述的预先设定值可以由操作人员根据电路器件的实际情况来进行设定,例如可以设定负载在满载的 20%~50%之间。

[0027] 下面以具体的实例来对本发明实施例的工作过程进行描述,由以上分析可知,根据负载的变化,本发明实施例所述的多模式 PFC 既可以工作在 CRM 状态,也可以工作在 CCM 状态,如图 2 所示为多模式 PFC 工作在 CRM 状态的时序图,如图 3 所示为多模式 PFC 工作在 CCM 状态的时序图。

[0028] 图 2 中:图 2(a) 为零电流检测 ZCD 信号的波形图,该信号可取自多模式 PFC 上的晶体 MOSFET 的漏-源电压,也可取自多模式 PFC 上扼流圈(Choke)的辅助绕组,此信号自高电位至低电位有一衰减期,其中 V_z 为零电流控制点。

[0029] 图 2(b) 为多模式 PFC 的驱动信号 VGS 波形图,ZCD 自低电位至高电位时,VGS 自高电位至低电位,但 ZCD 自高电位至低电位时,必须等到 ZCD 完全衰减至零时,VGS 才自低电位至高电位,所以驱动信号 VGS 的频率受 ZCD 衰减速度之影响,刚好可使多模式 PFC 的主开关在零电压(ZVS)零电流(ZCS)时切换。

[0030] 图 2(c) 为 ZCD 检测器的输出信号波形图,在 ZCD 衰减至零电流控制点 V_z 时,此输出信号自高电位变化到低电位。

[0031] 图 2(d) 是多模式 PFC 的振荡器波形,当 ZCD 检测器输出自高电位至低电位时,多模式 PFC 的振荡器立即放电,此放电之电压点称为 V_s ,这时振荡器输出尚未达到振荡器的比较电位 V_+ 便已放电,所以多模式 PFC 的振荡频率随之改变,同时多模式 PFC 的驱动信号 VGS 也随之改变,该多模式 PFC 工作在了变频方式下。

[0032] 图 2(e) 为 ZCD 信号为非连续脉冲方式时,多模式 PFC 振荡器的波形,此时信号叠加的方式是在输出锯齿波的顶点叠加脉冲电压,使振荡信号提前达到振荡器的比较电位 V_+ ,随之进入放电,因此改变了多模式 PFC 振荡器的频率。

[0033] 图 3 为多模式 PFC 工作在 CCM 状态的时序图,图 3 中:

[0034] 图 3(a) 为多模式 PFC 的 ZCD 波形图,当多模式 PFC 的负载大于所设定的工作在 CRM 模式的负载范围时,ZCD 信号会落后驱动信号 VGS,因此图 3(b) 所示的驱动信号 VGS 会超前于多模式 PFC 晶体管(MOSFET)的 V_{ds} ;图 3(c) 为 ZCD 检测器的输出信号,在驱动信号 VGS 为高电位时,该输出信号之电位不可被改变,因此该多模式 PFC 振荡器的放电电位不会

变化;图 3(d) 为多模式 PFC 的振荡器波形,最高电位等于 $V+$,此时多模式 PFC 的振荡器频率不会被改变,原 CCM PFC 的控制稳定度也就不会受 ZCD 信号的影响。

[0035] 这样,通过以上技术方案的实施,就可以在不影响原控制方法稳定性的基础上,结合临界模式和连续导通模式的优点,在不同负载情况下都能保持高效率的特点,同时也可以进行大功率的输出,满足了开关电源产品的需求。

[0036] 本发明实施例还提供了一种多模式功率因数校正器的实现装置,如图 4 所示为本发明实施例所提供多模式功率因数校正器实现装置的结构示意图,所述装置包括:一个在连续导通模式下工作的功率因数校正器 PFC 电路,在所述装置中还增加设置有零电流检测器。

[0037] 该实现装置的具体工作过程为:通过所述零电流检测器的零电流检测信号来控制多模式功率因数校正器 PFC 的开关切换频率;其中,当负载低于预先设定值时,所述多模式 PFC 工作在临界模式;随着所述负载的增加,由所述零电流检测信号控制的开关切换频率越来越低,当所述开关切换频率降低至连续导通模式下 PFC 所设定的频率时,所述开关切换频率不再改变,该多模式 PFC 工作在连续导通模式。

[0038] 另外,上述零电流检测器的输入可以来自多模式 PFC 上晶体管 MOSFET 的漏-源电压,或来自多模式 PFC 上扼流圈的辅助绕组;该零电流检测器的输出连接到多模式 PFC 振荡器的输入,控制该多模式 PFC 振荡器输出锯齿波的放电,从而改变该多模式 PFC 振荡器的频率,使该多模式 PFC 在不同负载条件下按不同的模式进行操作。

[0039] 下面以具体的实现结构为例来对本发明实施例所述装置进行详细说明,图 5 所示为本发明实施例所举具体例子的结构示意图,主要结构为一个定频模式功率因数校正器电路和一个零电流检测器电路,具体包括:

[0040] 电压回路误差放大器 901,其输出连至一个乘法器 903;一个平方电路 902 的输出也连至乘法器 903,乘法器 903 的输出连至一个电流回路误差放大器 904,该电流回路误差放大器 904 的输出连至一个比较器 905 的负输入端;一个振荡器 906,其输出为锯齿波,此锯齿波连至比较器 905 的正输入端;一个 RS 触发器 907,比较器 905 的输出连至 RS 触发器 907 的 R 输入端,振荡器 906 的输出连至 RS 触发器 907 的 S 输入端;一个与门 909,RS 触发器 907 的 Q 输出端连至该与门 909 的一个输入端;一个反相器 908,振荡器 906 的输出也连至反相器 908 的输入,反相器 908 的输出连至与门 909 的另一输入端,该与门 909 的输出为该多模式 PFC 的驱动信号;RS 触发器 907 的输出 910 做为所述零电流检测器 914 的零电流检测信号 913,零电流检测器 914 的输出 912 做为振荡器 906 的控制信号 912,零电流检测器 914 的输入为 ZCD;RS 触发器 907 所产生的零电流检测信号 913 做为零电流检测器 914 的控制输入。

[0041] 其控制过程具体为:当零电流检测信号 913 由高电位下降至零电流检测器 914 的检测参考点时,零电流检测器 914 的输出 912 会由高电位改变为低电位 ($H \rightarrow L$);零电流检测器 914 的检测为负沿触发,其输出由高电位变化至低电位,也可以根据振荡器控制信号的需求,改为由低电位变化至高电位,或者用脉冲的方式;此输出会使振荡器 906 产生的锯齿波立即放电,放电点对应的电位为 V_s ,放电至下比较点 V_L ,改变了原来振荡的频率。当使用脉冲方式时,其同步振荡器 906 的方式则改为将脉冲叠加到锯齿波的顶点,提早达到上比较点 V_H 时,开始放电至下比较点 V_L ,从而改变原来振荡的频率。

[0042] 另外,当振荡器 906 的锯齿波放电至 VL 点时,该多模式 PFC 的 PWM 驱动信号会立即输出高电位,而振荡器 906 的锯齿波会开始线性充电,如果没有同步信号改变上比较点电压,则由振荡器 906 原来的 V+ 电压来决定工作频率,当该多模式 PFC 的 PWM 驱动信号为高电位时,零电流检测器 914 的输出同步信号将会被关闭,直到该多模式 PFC 的 PWM 驱动信号为低电位时,才能再次启动该零电流检测器 914 的输出。

[0043] 这样,便可以在原来 CCM PFC 的基本控制方式下,也可以进入到 CRM 模式,从而使整个 PFC 可以依据需求,在不影响原控制方法稳定性的基础上,结合 CRM 模式和 CCM 模式的优点,在不同负载情况下都能保持高效率的特点,同时也可以进行大功率的输出,满足了开关电源产品的需求。

[0044] 以上所述,仅为本发明较佳的具体实施方式,但本发明的保护范围并不局限于此,任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内,可轻易想到的变化或替换,都应涵盖在本发明的保护范围之内。因此,本发明的保护范围应该以权利要求书的保护范围为准。

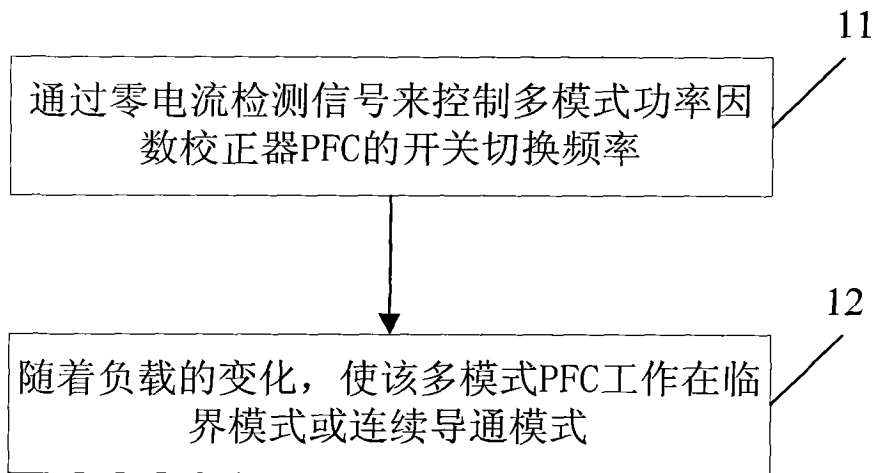


图 1

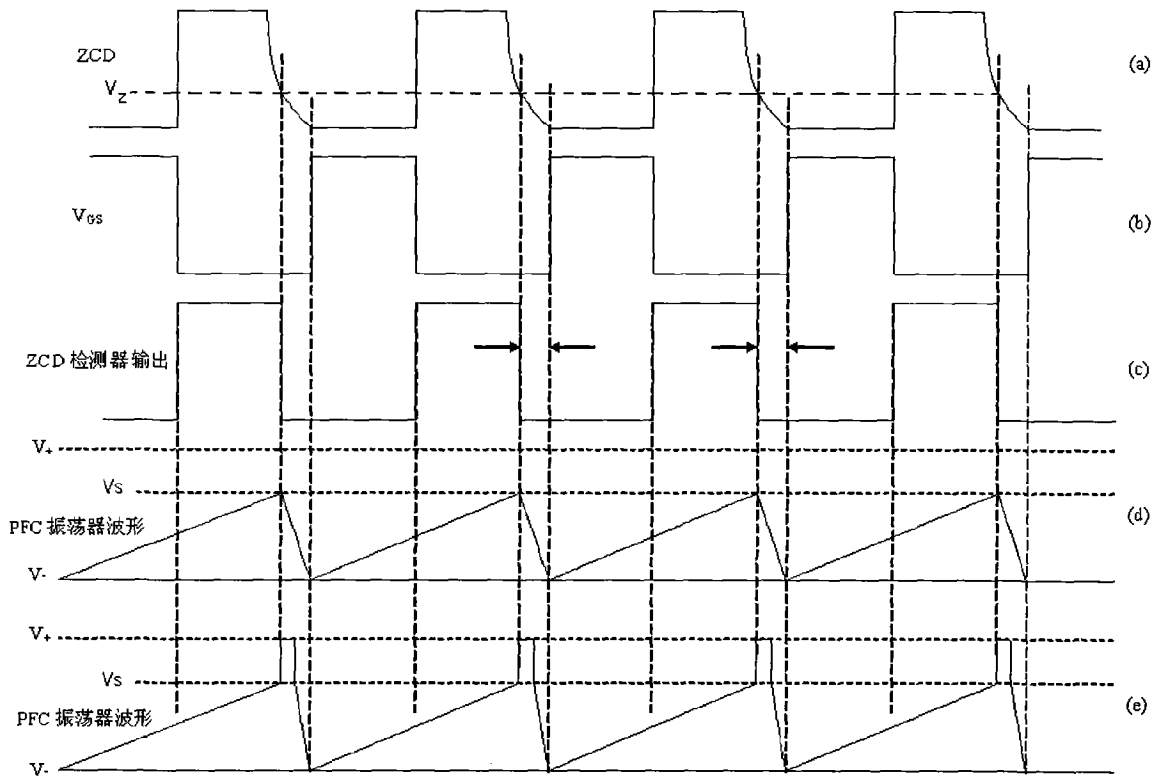


图 2

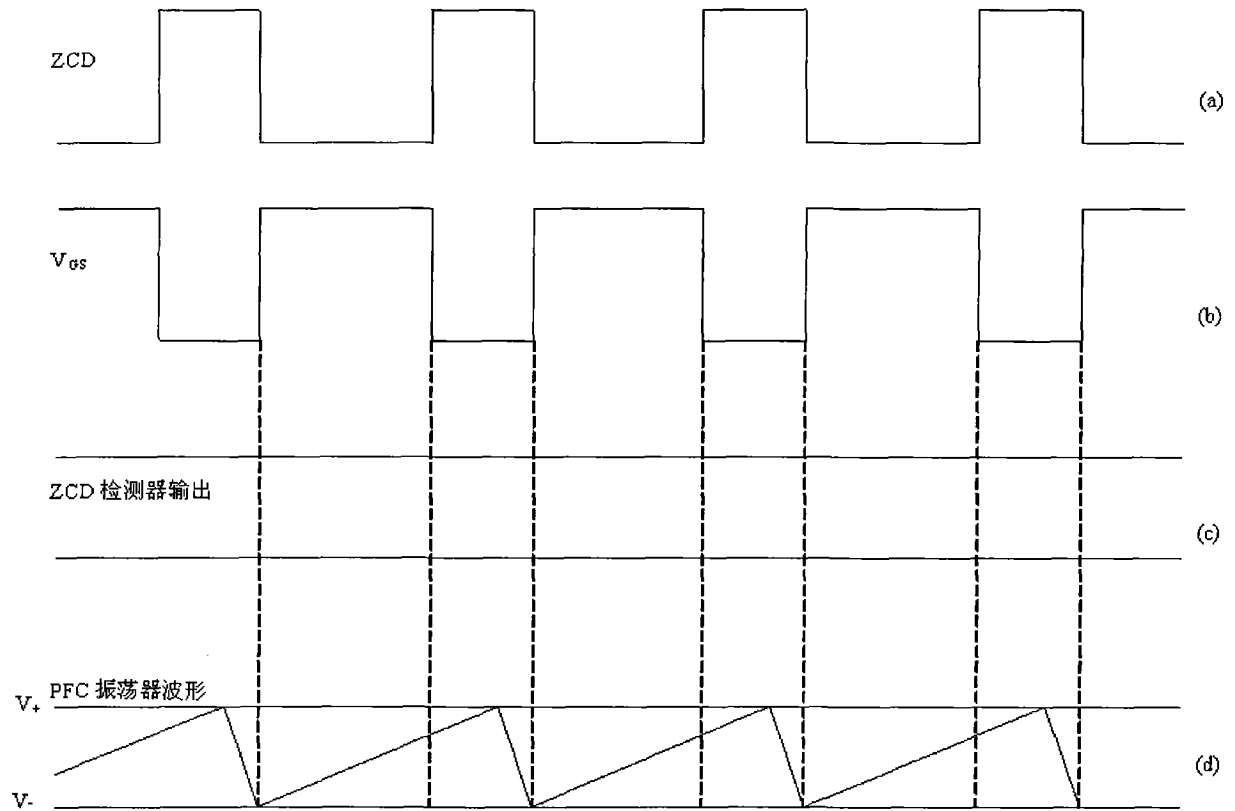


图 3

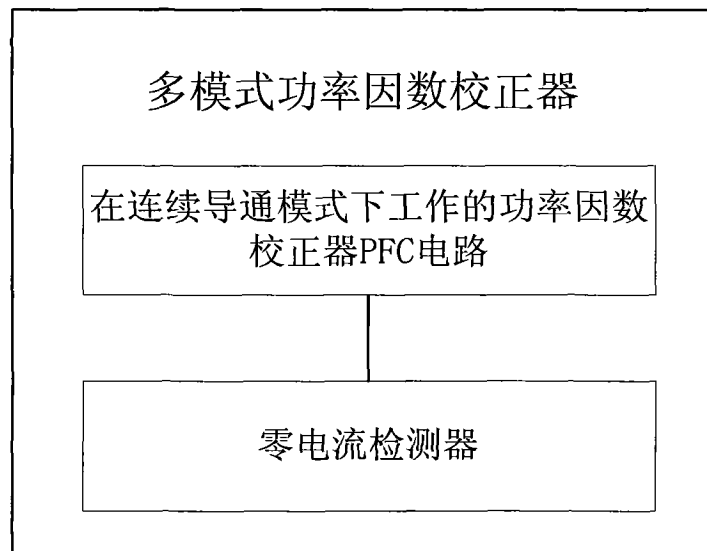


图 4

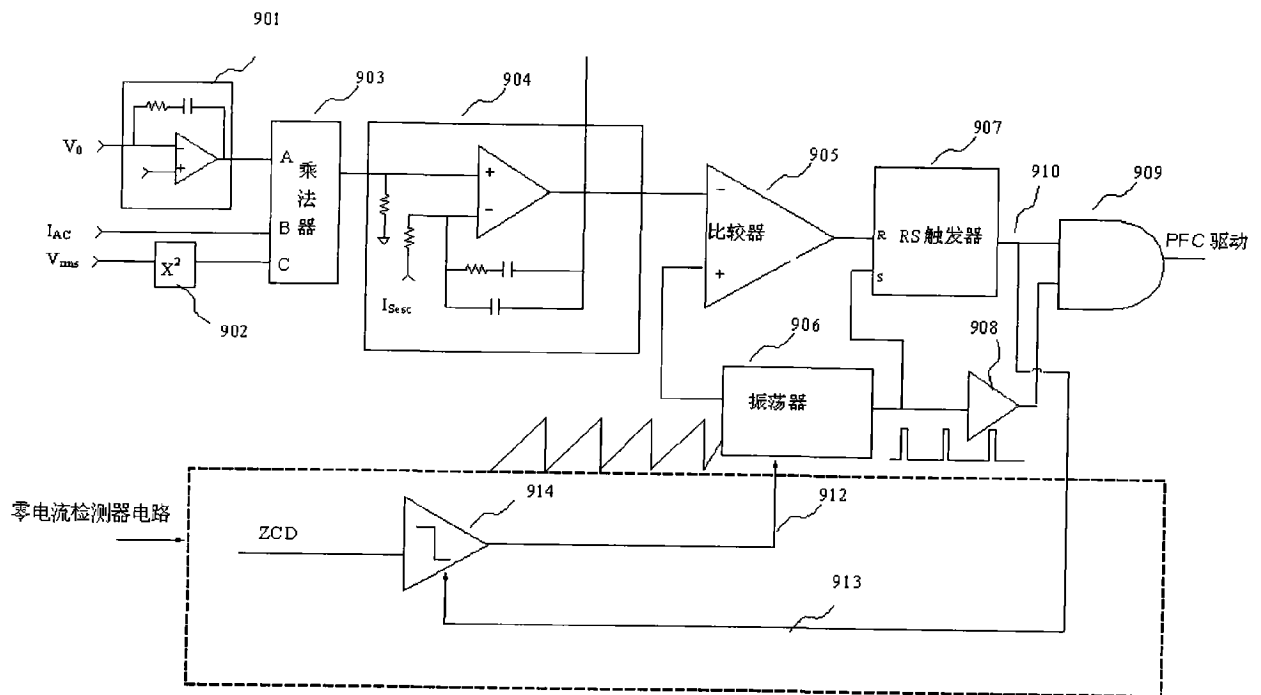


图 5