

## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101282079 B

(45) 授权公告日 2011.06.01

(21) 申请号 200710039342.4

US 5757635 A, 1998.05.26, 全文.

(22) 申请日 2007.04.05

WO 2006/004641 A2, 2006.01.12, 全文.

(73) 专利权人 昂宝电子(上海)有限公司

US 2005/0219871 A1, 2005.10.06, 全文.

地址 201203 上海市张江高科技园区碧波路  
690号2号楼101

JP 特开平7-203685 A, 1995.08.04, 全文.

审查员 宋洁

(72) 发明人 邵蕴奇 林元 叶俊 方烈义

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理  
有限责任公司 11258

代理人 王怡

(51) Int. Cl.

H02M 1/42 (2006.01)

## (56) 对比文件

CN 1599188 A, 2005.03.23, 全文.

CN 1753291 A, 2006.03.29, 全文.

CN 1702948 A, 2005.11.30, 全文.

JP 特开2001-57781 A, 2001.02.27, 全文.

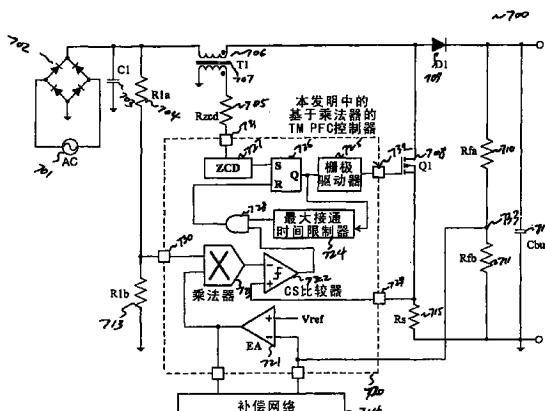
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 6 页

## (54) 发明名称

用于功率控制器的系统和方法

## (57) 摘要

本发明提供了一种用于功率控制器的系统和方法。根据一个实施例，本发明提供了一种功率因数校正装置。该装置包括乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号。例如，第一输入信号与经整流的交流信号相关联，第二输入信号与误差信号相关联。该乘法器组件还被配置为基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号。该装置还包括比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号。第三输入信号与第一输出信号相关联。该比较器组件还被配置为基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号。



1. 一种功率因数校正装置，包括：

乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号，所述第一输入信号与经整流的交流信号相关联，所述第二输入信号与误差信号相关联，所述乘法器组件还被配置为基于所述第一输入信号和所述第二输入信号生成第一输出信号；

比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号，所述第三输入信号与所述第一输出信号相关联，所述比较器组件还被配置为基于所述第三输入信号和所述第四输入信号生成第二输出信号；

定时组件，该定时组件被配置为在第一时间接收第五输入信号并且在第二时间基于所述第五输入信号生成第三输出信号；

开关控制器，该开关控制器被配置为至少基于所述第二输出信号和所述第三输出信号生成第一控制信号，该第一控制信号能够使得开关关断；

其中：

所述第五输入信号与所述第一控制信号相关联；

所述第一时间和所述第二时间之间的时间差是基于所述装置的特性而预定的。

2. 如权利要求 1 所述的装置，其中所述第四输入信号与参考信号相关联。

3. 如权利要求 1 所述的装置，其中所述时间差与音频噪声频率相关联。

4. 如权利要求 1 所述的装置，其中所述时间差小于半周期，该半周期与音频噪声频率相关联。

5. 如权利要求 1 所述的装置，其中所述定时组件包括电容器，该电容器与所述时间差相关联。

6. 如权利要求 1 所述的装置，还包括栅极驱动器。

7. 如权利要求 1 所述的装置，还包括零电流检测器。

8. 如权利要求 1 所述的装置，其中：

所述开关控制器包括触发器；

所述装置还包括零电流检测器，该零电流检测器被配置为提供第二控制信号，该第二控制信号能够使所述触发器置位。

9. 如权利要求 1 所述的装置，其中所述开关是电力开关，该电力开关能够关断电力系统。

10. 如权利要求 1 所述的装置，其中所述开关控制器包括触发器。

11. 一种用于转换功率的系统，该系统包括：

包括功率因数校正组件的升压装置；

整流组件；

其中所述功率因数校正组件包括：

乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号，所述第一输入信号与经整流的交流信号相关联，所述第二输入信号与误差信号相关联，所述乘法器组件还被配置为基于所述第一输入信号和所述第二输入信号生成第一输出信号；

比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号，所述第三输入信号与所述第一输出信号相关联，所述比较器组件还被配置为基于所述第三输入信号和所述第四输入信号生成第二输出信号；

定时组件，该定时组件被配置为在第一时间接收第五输入信号并且在第二时间基于所述第五输入信号生成第三输出信号；以及

开关控制器，该开关控制器被配置为至少基于所述第二输出信号和所述第三输出信号生成第一控制信号，该第一控制信号能够使得开关关断；

其中：

所述第五输入信号与所述第一控制信号相关联；

所述第一时间和所述第二时间之间的时间差是基于所述功率因数校正组件的特性而预定的。

12. 如权利要求 11 所述的系统，其中所述整流组件是二极管桥。

13. 如权利要求 11 所述的系统，其中所述升压装置还包括输入电感器。

14. 如权利要求 11 所述的系统，其中所述升压装置还包括输出电容器。

15. 一种用于提供功率因数校正的方法，包括：

提供包括乘法器组件、比较器、定时组件和开关控制器的功率因数校正组件；

利用所述乘法器组件接收第一输入信号和第二输入信号，所述第一输入信号与经整流的交流信号相关联，所述第二输入信号与误差信号相关联；

利用所述乘法器组件基于所述第一输入信号和所述第二输入信号生成第一输出信号；

利用所述比较器处理第三输入信号和第四输入信号，所述第三输入信号与所述第一输出信号相关联；

利用所述比较器基于所述第三输入信号和所述第四输入信号生成第二输出信号；

利用所述定时组件在第一时间接收第五输入信号；

利用所述定时组件在第二时间基于所述第五输入信号生成第三输出信号；

利用所述开关控制器接收所述第二输出信号和所述第三输出信号；

至少基于所述第二输出信号和所述第三输出信号利用所述开关控制器生成第一控制信号，该第一控制信号能够使得开关关断；

其中：

所述第五输入信号与所述第一控制信号相关联；

所述第一时间和所述第二时间之间的时间差是基于所述功率因数校正组件的特性而预定的。

16. 如权利要求 15 所述的方法，其中所述第四输入信号包括参考信号。

17. 如权利要求 15 所述的方法，其中所述时间差与音频频率范围相关联。

## 用于功率控制器的系统和方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及集成电路。更具体而言，本发明可应用到用于控制电源的设备。根据各种实施例，本发明提供了用于电力系统中的功率因数 (power factor) 校正的各种新颖技术。仅作为示例，本发明可结合临界导通模式 (transition mode) 功率因数控制器实现。将会意识到，本发明具有宽广的应用范围。

### 背景技术

[0002] 从 Benjamin Franklin 发现电以来，已经开发出了很多种设备。各种电气设备 - 比如电灯泡、电话、记录播放器（仅举其中的几个例子）- 已经永久地改变了人类的生活。随着人们越来越依赖电气设备，对电的需求急剧增长。为了满足对电的需求，已经构建了大型电力发电机。一般来说，电力发电机远离需要电的顾客，因而需要长距离地传送电。随着 Nikola Tesla 发明感应电动机，交变电流 (AC) 开始被用于长距离电力传输。

[0003] AC 电力线的一个特性是功率因数。功率因数是递送的功率和实际消耗的功率的函数。为了高效地传送和利用电力，经常需要功率因数校正 (PFC) 设备。许多制定规章的机构已经制定了关于 PFC 的规章。例如，国际电工委员会 (IEC) 已经制定了标准 IEC100-3-2，该标准要求电气设备使用这样的输入级，该输入级具有不同于包含桥式整流器和电容器的简单离线前端的拓扑。此外，还存在各种要求使用 PFC 设备的系统要求。

[0004] 过去，已经开发和使用了各种类型的 PFC 设备。例如，已经开发了各种传统的 PFC 技术，例如基于乘法器的临界导通模式功率因数校正器。不幸的是，这些传统的技术常常是不够的。

[0005] 因此，希望拥有用于功率因数校正控制器的改进系统和方法。

### 发明内容

[0006] 本发明涉及集成电路。更具体而言，本发明可应用到用于控制电源的设备。根据各种实施例，本发明提供了用于电力系统中的功率因数校正的各种新颖技术。仅作为示例，本发明可结合临界导通模式功率因数控制器实现。将会意识到，本发明具有宽广的应用范围。

[0007] 根据一个实施例，本发明提供了一种功率因数校正装置。该装置包括乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号。例如，第一输入信号与经整流的交流信号相关联，第二输入信号与误差信号相关联。该乘法器组件还被配置为基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号。该装置还包括比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号。第三输入信号与第一输出信号相关联。该比较器组件还被配置为基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号。此外，该装置包括定时组件，该定时组件被配置为在第一时间接收第五输入信号并且在第二时间基于第五输入信号生成第三输出信号。此外，该装置包括开关控制器，该开关控制器被配置为至少基于第二输出信号和第三输出信号生成第一控制信号。第一控制信号能够使得开关关断。第

五输入信号与控制信号相关联。第一时间和第二时间之间的时间差是基于装置的特性而预定的。

[0008] 根据另一个实施例，本发明提供了一种用于转换功率的系统。该系统包括升压装置、整流组件和功率因数校正组件。该功率因数校正组件包括乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号。第一输入信号与经整流的交流信号相关联。第二输入信号与误差信号相关联。该乘法器组件还被配置为基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号。该系统还包括比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号。第三输入信号与第一输出信号相关联。该比较器组件还被配置为基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号。该系统还包括定时组件，该定时组件被配置为在第一时间接收第五输入信号并且在第二时间基于第五输入信号生成第三输出信号。另外，该系统包括开关控制器，该开关控制器被配置为至少基于第二输出信号和第三输出信号生成第一控制信号。第一控制信号能够使得开关关断。第五输入信号与控制信号相关联。第一时间和第二时间之间的时间差是基于装置的特性而预定的。例如，该装置可根据图 7 来示例。

[0009] 根据另一个实施例，本发明提供了一种用于提供功率因数校正的方法。该方法包括提供乘法器组件的步骤。该方法还包括利用乘法器组件接收第一输入信号和第二输入信号的步骤。第一输入信号与经整流的交流信号相关联，第二输入信号与误差信号相关联。该方法还包括利用乘法器组件基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号的步骤。该方法还包括利用比较器处理第三输入信号和第四输入信号的步骤。第三输入信号与第一输出信号相关联。此外，该方法包括基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号的步骤。另外，该方法包括在第一时间接收第五输入信号的步骤。此外，该方法包括在第二时间基于第五输入信号生成第三输出信号的步骤。另外，该方法包括利用开关控制器接收第二输出信号和第三输出信号的步骤。该方法还包括至少基于第二输出信号和第三输出信号利用开关控制器生成第一控制信号的步骤。第一控制信号能够使得开关关断。第五输入信号与控制信号相关联。第一时间和第二时间之间的时间差是基于装置的特性而预定的。

[0010] 应当意识到，本发明比起传统技术来提供了各种优点。根据一个实施例，本发明比起传统技术来提供了能量效率更高的解决方案。例如，本发明减少了电源的接通和关断状态之间的转变次数。根据另一实施例，本发明提供了较大的功率控制窗口，并且提供了巨大的灵活性。例如，在确定电源的各种状态时，使用了不止一个阈值电压阈值。还有其他的益处。

[0011] 通过参考以下的详细描述和附图，可更全面地理解本发明的各种额外的目的、特征和优点。

## 附图说明

[0012] 图 1 是图示用于功率因数校正的传统的有源实现方式的简图。

[0013] 图 2 是图示利用升压预转换器实现的传统的临界导通模式功率因数校正控制器的简图。

[0014] 图 3 是图示与传统转换器系统相关联的各种波形的示图。

[0015] 图 4 是图示与滤波电容器电压有关的波形的简图。

- [0016] 图 5 是图示测得波形的简图, 其中示出了尖端失真效应。
- [0017] 图 6 是图示用于功率因数校正的传统的乘法器系统的简图。
- [0018] 图 7 是图示根据本发明实施例利用功率因数校正系统实现的功率转换器的简图。
- [0019] 图 8 是图示由功率转换器生成的 PWM 波形的简图。
- [0020] 图 9 是图示根据本发明实施例的定时组件的简图。

## 具体实施方式

[0021] 本发明涉及集成电路。更具体而言, 本发明可应用到用于控制电源的设备。根据各种实施例, 本发明提供了用于电力系统中的功率因数校正的各种新颖技术。仅作为示例, 本发明可结合临界导通模式功率因数控制器实现。将会意识到, 本发明具有宽广的应用范围。

[0022] 如上所述, 电力系统常常需要用于提供适当的功率校正因数的控制器。为了进一步说明本发明的各种原理, 以下提供详细讨论。

[0023] 为了从建筑物中的现有电路获得最大功率, 功率因数通常是关键的。一般来说, 可从这种电路获得的实际功率可根据以下等式来表达。

$$P_{\text{real}} = V_{\text{rms}} \times I_{\text{rms}} \times \text{PF} \quad (\text{等式 1})$$

[0025] 如等式 1 所示, 实际可用功率是均方根 (RMS) 电压、RMS 电流和相应的功率因数的函数。作为示例, 典型的离线转换器的功率因数在 0.5 到 0.6 范围内, 这意味着对于给定的断路器额定功率, 最大功率中只有 50% 到 60% 可供使用。为了获得最大可用功率, 功率因数需要等于 1。

[0026] 为 1 的功率因数被定义为电流波形与电压同相, 并且无失真。通常, 有两个主要的功率因数降低来源: 相移和失真。

[0027] 相移一般是由电抗性负载引起的。例如, 当存在电抗性负载时, 可根据以下等式来确定功率因数。

$$\text{PF} = \cos \theta \quad (\text{等式 2})$$

[0029] 如等式 2 所示, 功率因数与电压和电流之间的相位角 “ $\theta$ ” 相关联。

[0030] 作为如上所述的功率因数降低的另一来源, 失真通常是由各种因素引起的, 因此难以分析。通常, 通过 AC 分析器和 / 或电路仿真程序来测量失真对功率因数的作用。取决于特定应用和情况, 存在许多能导致失真的可能原因。失真的一个主要原因是由于通过线上的电流被容性滤波器整流所引起。例如, 该过程导致不遵循输入电压波形的电流尖峰失真。为了补偿, 利用 PFC 组件实现的功率转换器强迫电流遵循输入波形, 从而减小了峰值和 RMS 电流, 并消除了相移。

[0031] PFC 是如此的重要, 因此存在许多提供 PFC 的方式。作为示例, PFC 设备可被分成两类: 无源 PFC 和有源 PFC。无源 PFC 通常包含工作在 AC 线路频率的大电容器、电感器和整流器的组合。相反, 有源 PFC 结合了某种形式的高频开关电源转换器, 以用于功率处理。

[0032] 图 1 是图示用于功率因数校正的传统的有源 PFC 的简图。如图 1 所示, 有源 PFC 级 100 包括二极管桥、PFC 控制器和电源。作为示例, 有源 PFC 级 100 利用升压转换器实现, 这种升压转换器是用于 PFC 的最常用的拓扑之一。升压拓扑一般是灵活的, 并且可工作在许多功率模式中。例如, 升压拓扑能够工作在连续导电模式 (CCM)、间断导电模式 (DCM) 和

/ 或临界导通模式 (TM) 中。

[0033] 有源 PFC 比起无源 PFC 来提供了各种优点。由于其工作在比 AC 电力线频率高得多的频率,因此有源 PFC 与无源 PFC 相比通常更轻、更小,并且更高效。

[0034] 临界导通模式 (TM) PFC 电路由于其系统简单而被广泛用于低功率到中功率应用中。一般来说, TM PFC 电路可根据这两种技术之一实现:(1) 基于导通时间控制的 TM PFC 和 (2) 基于乘法器的 TM PFC。通常,这两种技术被认为在功能上是等同的。例如,通过代数分析,可以表明这两种技术提供了基本上相同的性能水平。

[0035] 作为示例,基于乘法器的有源 PFC 可利用预转换器单元以及其他组件实现。通过对有源 PFC 中的预转换器进行适当的控制,可以使得几乎任何复负载在 AC 电力线看来都是电阻性的,从而大大减小了电力传送中的谐波电流内容。

[0036] 图 2 是图示利用升压预转换器实现的传统的临界导通模式功率因数校正控制器的简图。如图 2 所示,系统 200 包括用于对来自 AC 电源 202 的电流进行整流的二极管桥 201。作为示例,系统 200 用于提供脉冲宽度调制 (PWM)。被二极管桥 201 整流的电压随后被提供给由电阻器 203 和 204 构成的分压器。作为示例,开关技术被用于将经整流的输入电压升压到经调节的 DC 输出电压。

[0037] 系统 200 包括升压转换器,该升压转换器由电感器 205、开关 206、二极管 207、输出电容器 208 和控制组件 209 构成。控制转换器的功能是使输入电流在整流二极管桥之前呈正弦波形,以使之与输入正弦电压同相。

[0038] 误差放大器 (EA) 210 比较两个输入:1) 升压转换器的输出电压的分压,这个分压通过利用电阻器 211 和 212 实现,以及 (2) 内部参考电压 Vref。EA 被配置为生成与两个输入之间的差成比例的误差信号。例如,如果误差放大器的带宽足够窄(例如低于 20Hz),则误差信号在给定的线电压的半周期上是 DC 值。

[0039] 误差信号被提供给乘法器组件 213。如图所示,乘法器 213 被配置为将误差信号乘以经整流的电压的分压。作为示例,乘法器 213 的输出是一个类似于正弦全波整流的电压波形,其峰值幅度与经整流的电压的峰值和误差信号的值相关联。

[0040] 乘法器 213 的输出被提供作为比较器(例如电流感测比较器)214 的输入之一。例如,乘法器 213 的输出代表脉冲宽度调制的正弦参考。除了乘法器 213 的输出之外,比较器 214 还接收来自节点 216 的输入。在某些实现方式中,当比较器 214 确定两个输入上的电压相等时,比较器 214 使触发器 215 复位,并使得开关 206 关断。

[0041] 在被控制组件 209 处理之后,系统 200 的峰值电感器电流被经整流的正弦波形所包络。例如,可以证明控制组件 209 所进行的处理在每个线电压的半周期上产生了恒定的接通 (ON) 时间。

[0042] 在开关 206 被关断之后,二极管 207 由于电流连续性而被正向偏置。作为升压拓扑的一部分,电感器 205 将会把其存储的能量释放到系统 200 的负载中。当电感器 205 下降到零时,零电流检测器 207 检测到来自电阻器 219 和耦合变压器 220 的零电流。零电流检测器 217 的输出连接到触发器 215 的“置位 (set)”输入端。当零电流检测器 217 检测到零电流时,零电流检测器 217 使触发器 215 被置位。当触发器 215 被置位时,触发器 215 的输出接通开关 206。在系统 200 工作期间,基于来自 AC 电源 202 的电压,触发器 215 被置位和复位。

[0043] 图 3 是图示与传统转换器系统相关联的各种波形的示图。如图 3 所示,输入平均电流是峰值电感器电流的一半。例如,系统大致在连续和间断模式之间的边界工作。

[0044] 从图 3 的波形可以表明,基于乘法器的转变模式 PFC 系统与基于导通时间控制的转变模式 PFC 系统的工作方式实质上相同。

[0045] 传统的 PFC 系统有许多用途。不幸的是,这些 PFC 系统也具有某些缺陷。例如,传统的临界导通模式 PFC 在某些情况下(例如当系统满载时)常生成音频噪声。例如,当 PFC 系统工作在高输入平均(RMS)电压(例如 90 伏 AC)下时,系统常常遭到尖端失真。

[0046] 通常,尖端失真发生在 AC 电压转变期间。更具体而言,尖端失真经常发生在 AC 电压下降到低于 0 伏附近时。当 AC 电压下降到低于 0 伏附近时,由于残余的滞留(holdup)电压,二极管桥处的二极管被反向偏置,所述残余滞留电压与滤波电容器(例如图 2 中的电容器 240)和二极管桥相关联。

[0047] 一般而言,滤波电容器处的残余电压与系统的负载有关。例如,滤波电容器处的残余电压与系统的负载成反比关系(即,负载越重,残余滞留电压就越小,反之亦然)。滤波电容器处的残余电压还与 PFC 系统的各种组件的随机失调电压(例如乘法器、比较器等等的失调电压)有关。例如,如果乘法器输出处归因于乘法器和 / 或 CS 比较器的等效失调电压为正,则当输入 AC 线路电压接近 0 时,失调电压所引起的强制切换在一段时间中增大等效负载。依赖于特定的等效失调电压,失调电压可能加重或减轻尖端失真。

[0048] 当输入 AC 线路电压接近 0 和 / 或下降到低于 0 时,滤波电容器上的电压通常会在一小段时间中偏离其理想值。

[0049] 图 4 是图示与滤波电容器电压有关的波形的简图。如图 4 所示,滤波电容器处的经整流的线输入电压的测得波形不同于理想波形。例如,在“谷”区,波形偏离其理想形状。

[0050] 此外,在二极管桥被反向偏置的时段期间,经常发生尖端失真。在该时段期间,没有 AC 线输入电流从二极管桥流出。结果,经整流的线路电压和输入电流的波形可能呈现尖端失真效应。

[0051] 图 5 是图示测得波形的简图,其中示出了尖端失真效应。

[0052] 在传统的 TM PFC 控制器中,为了减小乘法器的随机失调和尖端失真效应,利用了各种补偿组件。例如,总谐波失真(THD)优化器被用于补偿 TM PFC 控制器中乘法器的随机失调和尖端失真效应。

[0053] 图 6 是图示用于功率因数校正的传统的乘法器系统的简图。如图所示,THD 优化器 601 是乘法器系统 600 的一部分。THD 优化器 601 被置于乘法器 610 的输出和比较器 607 的输入之间,用于通过基于乘法器 610 的输入(即输入 611 和 605)改变乘法器输出,来优化乘法器 610 的输出。例如,当乘法器 610 的两个输入都为高时,THD 优化器的输出较小,因为在这种情况下由于较大的 CS 峰值电流所以不需要 THD 优化。另一方面,当乘法器 610 的任何一个输入为低时,THD 优化器 601 的输出较大,以便提供充足的补偿。一般而言,尖端失真可被乘法器 610 减小和 / 或消除。

[0054] 如上所述,THD 优化器能够有效地减小尖端失真等等。不幸的是,THD 优化器在其工作期间常会引入不合需要的音频噪声。在某些情况下,当线路输入 RMS 电压为低(例如 90 伏 AC)时,滤波电阻器的暂态滞留电压的波形处于谷区(如图 4 所示),并且由于 THD 优化器和 / 或乘法器随机失调,切换至导通的时间通常较长。一般来说,与失真和 / 或音频噪

声相关联的问题在 90 伏 AC 下处于其最坏情形。例如,在 90 伏 AC 并且系统满载时,滤波电容器处的保持电压处于最小值。此外,滤波电容器处的保持电压电平较低导致电流上升斜率较低。结果,虽然 TM PFC 设备的理论指出每个开关周期内导通时间是恒定的,但是实际导通时间经常会大得多。此外,所得到的开关频率常常会下降到音频范围,从而产生了音频噪声。

[0055] 因此,将会意识到,本发明的实施例提供了用于减小和 / 或消除功率因数校正设备的音频噪声的系统和方法。

[0056] 图 7 是图示根据本发明实施例利用功率因数校正系统实现的功率转换器的简图。该图仅仅是示例,而不应当不适当当地限制权利要求的范围。本领域的普通技术人员将会认识到许多变化、替换和修改。

[0057] 如图 7 所示,功率转换器 700 连接到 AC 电源 701。功率转换器 700 用于将输入 AC 电压转换成所需的 DC 电压。功率转换器 700 是利用升压拓扑和 PFC 系统 720 实现的。作为示例,PFC 系统 720 包括基于乘法器的临界导通模式 PFC 控制器。

[0058] 功率转换器 700 电耦合到 AC 电源 701,该 AC 电源 701 的电压被 702 整流。经整流的电压随后被电容器 703 和电感器 706 修改。功率因数校正由控制器 720 执行。

[0059] 控制器 720 通过乘法器等来执行功率因数校正。控制器 720 的操作是基于端子 729、733、730 和 731 的电属性的(例如电压、电流水平、相位等等)。基于这些电属性,控制器 720 生成控制信号,该控制信号能够使得开关 708 被接通或关断。例如,开关 708 是利用功率 MOSFET 实现的,但是应当理解,开关 708 也可用其他类型的电气器件实现,例如双极型晶体管等等。

[0060] 控制器 720 除其他组件外还包括以下组件。

- [0061] 1. 误差放大器 721;
- [0062] 2. 乘法器 723;
- [0063] 3. 比较器 722;
- [0064] 4. 定时组件 724;
- [0065] 5. AND 门 728;
- [0066] 6. 零电流检测器 727;
- [0067] 7. RS 触发器 726;以及
- [0068] 8. 栅极驱动器 725。

[0069] 误差放大器 (EA) 721 电耦合到端子 733,并且比较两个输入:(1) 升压转换器的输出电压的分压,以及 (2) 内部参考电压 Vref。作为示例,端子 733 连接到利用电阻器 710 和 711 实现的分压器。EA 被配置为生成与两个输入之间的差成比例的误差信号。例如,如果误差放大器的带宽足够窄(例如低于 20Hz),则误差信号在给定的线输入电压半周期上是 DC 值。

[0070] 误差信号被提供给乘法器 723。如图所示,乘法器 723 被配置为将误差信号乘以在端子 730 处提供的经整流的电压的分压。作为示例,乘法器 723 的输出是一个类似于正弦全波整流的电压波形,其峰值幅度与经整流的电压的峰值和误差信号的值相关联。

[0071] 乘法器 723 的输出被提供作为比较器(例如电流感测比较器)722 的输入之一。例如,乘法器 723 的输出代表脉冲宽度调制的正弦参考。除了乘法器 723 的输出之外,比较器

722 还接收来自端子 729 的输入。

[0072] 比较器 722 的输出被提供给 AND 门 728。AND 门 728 接收两个输入：一个来自比较器 722，另一个来自定时组件 724。AND 门 728 的输出被提供给触发器 726。例如，来自 AND 门的“1”信号导致触发器 726 复位，这进而导致开关 708 被关断。

[0073] 定时组件 724 接收触发器 726 的输出作为输入。例如，定时组件 724 被设计为限制开关 708 导通的最大时间。例如，定时组件 724 能够通过定时组件 724 使开关 708 被关断。根据一个实施例，最大“导通”时间被设置为低于音频频率所限制的值。例如，通过减小最大“接通”时间，所得到的波形的频率被增大到高于音频频率的水平。

[0074] 图 8 是图示由功率转换器生成的 PWM 波形的简图。该图仅仅是示例，而不应当不适当当地限制权利要求的范围。本领域的普通技术人员将会认识到许多变化、替换和修改。如图所示，理想的 PWM 波形“A”呈现恒定的导通时间，并且每个周期对应的频率都高于音频频率。相反，示为波形“B”的实际频率有时会偏离理想频率。例如，由于乘法器的工作，在某些情形下“导通”状态的时间段延长。结果，波形可能会下降到音频频段。

[0075] 图 8 所示的波形“C”图示了根据本发明实施例的功率转换器系统的 PWM 输出的波形。在根据本发明的实施例中，乘法器具有延长“导通”状态的能力。但是，本发明的定时组件限制了最大“导通”时间，从而保证了开关频率始终高于音频频率。

[0076] 现返回参考图 7。被控制组件 720 处理之后，系统 700 的峰值电感器电流被经整流的正弦波形所包络。例如，可以证明控制组件 720 所进行的处理在每个线电压半周期上产生了基本恒定的接通时间。如以上所说明以及图 8 所图示的，根据该实施例的“导通”时间小于将会导致音频噪声的阈值“导通”时间。

[0077] 在开关 708 被关断之后，二极管 709 由于电流连续性而被正向偏置。作为升压拓扑的一部分，电感器 706 将会把其存储的能量释放到系统 700 的负载中。当电感器 706 下降到零时，零电流检测器 727 检测到来自端子 731 的零电流，该零电流反映了电阻器 705 和耦合变压器 707 处的零电流。零电流检测器 727 的输出连接到 RS 触发器 726 的“置位”输入端。当零电流检测器 727 检测到零电流时，零电流检测器 727 使触发器 726 被置位。当触发器 726 被置位时，触发器 726 的输出通过栅极驱动器 725 接通开关 708。在系统 700 工作期间，基于来自 AC 电源 701 的电压，RS 触发器 726 被置位和复位。

[0078] 定时组件可以以各种方式实现。例如，定时组件可以简单地利用 RC 组件实现。根据一个实施例，定时组件是利用延迟单元实现的。图 9 是图示根据本发明实施例的定时组件的简图。该图仅仅是示例，而不应当不适当当地限制权利要求的范围。本领域的普通技术人员将会认识到许多变化、替换和修改。

[0079] 如图 9 所示，根据本发明一个实施例的定时组件包括以下组件：

[0080] 1. 电流源 901；

[0081] 2. 反相器 902；

[0082] 3. 开关 903；

[0083] 4. 电容器 904；

[0084] 5. 比较器 905；以及

[0085] 6. 反相器 906

[0086] 根据各种实施例，电容器 904 为定时组件提供定时。例如，当开关 903 被关断时，

电流源 901 为电容器 904 充电。当电容器 904 的电压由于电荷积累而斜升到阈值电压（即 Vref 电压）时，比较器 905 的输出从 1 变为 0，这是在比较器 905 的输出被反相之后在反相器 906 的输出处的非零输出。

[0087] 为了进一步说明定时组件的工作原理，提供了以下等式。

$$[0088] T_{\max \text{ on time}} = \frac{V_{\text{ref}} \cdot C}{I} \quad (\text{等式 3})$$

[0089] 根据等式 3，被定时组件 900 所跟踪的最大“接通”时间与电压 Vref、电流水平和电容器的大小都有关。依赖于应用，上述三个参数中的每一个可被调节，以适应具体需求。例如，电容器的电容可被调节，以确保  $T_{\max \text{ on time}}$  小于可能导致音频噪声的阈值“导通”时间。

[0090] 应当理解，本发明的实施例可以灵活地实现。例如，定时组件的各种组件可利用不同的电气器件来实现。例如，图 9 中的开关 903 可利用不同类型的晶体管来实现，例如 MOSFET、BJT 等等。类似地，图 9 中的其他组件，比如比较器 905 和反相器，也可利用其他类型的器件来实现。

[0091] 根据一个实施例，本发明提供了一种功率因数校正装置。该装置包括乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号。例如，第一输入信号与经整流的交流信号相关联，第二输入信号与误差信号相关联。该乘法器组件还被配置为基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号。该装置还包括比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号。第三输入信号与第一输出信号相关联。该比较器组件还被配置为基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号。此外，该装置包括定时组件，该定时组件被配置为在第一时间接收第五输入信号并且在第二时间基于第五输入信号生成第三输出信号。此外，该装置包括开关控制器，该开关控制器被配置为至少基于第二输出信号和第三输出信号生成第一控制信号。第一控制信号能够使得开关关断。第五输入信号与控制信号相关联。第一时间和第二时间之间的时间差是基于装置的特性而预定的。例如，该装置可根据图 7 来例示。

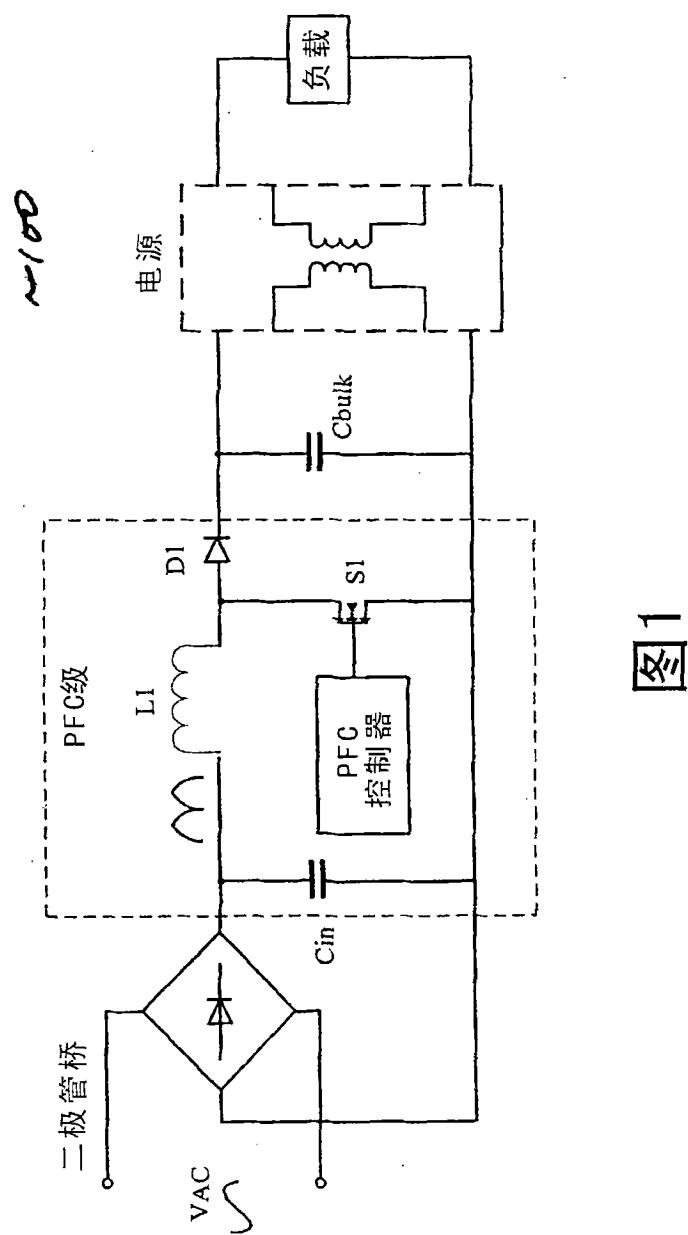
[0092] 根据另一个实施例，本发明提供了一种用于转换功率的系统。该系统包括升压装置、整流组件和功率因数校正组件。该功率因数校正组件包括乘法器组件，该乘法器组件被配置为处理第一输入信号和第二输入信号。第一输入信号与经整流的交流信号相关联。第二输入信号与误差信号相关联。该乘法器组件还被配置为基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号。该系统还包括比较器组件，该比较器组件被配置为处理第三输入信号和第四输入信号。第三输入信号与第一输出信号相关联。该比较器组件还被配置为基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号。该系统还包括定时组件，该定时组件被配置为在第一时间接收第五输入信号并且在第二时间基于第五输入信号生成第三输出信号。另外，该系统包括开关控制器，该开关控制器被配置为至少基于第二输出信号和第三输出信号生成第一控制信号。第一控制信号能够使得开关关断。第五输入信号与控制信号相关联。第一时间和第二时间之间的时间差是基于装置的特性而预定的。例如，该装置可根据图 7 来例示。

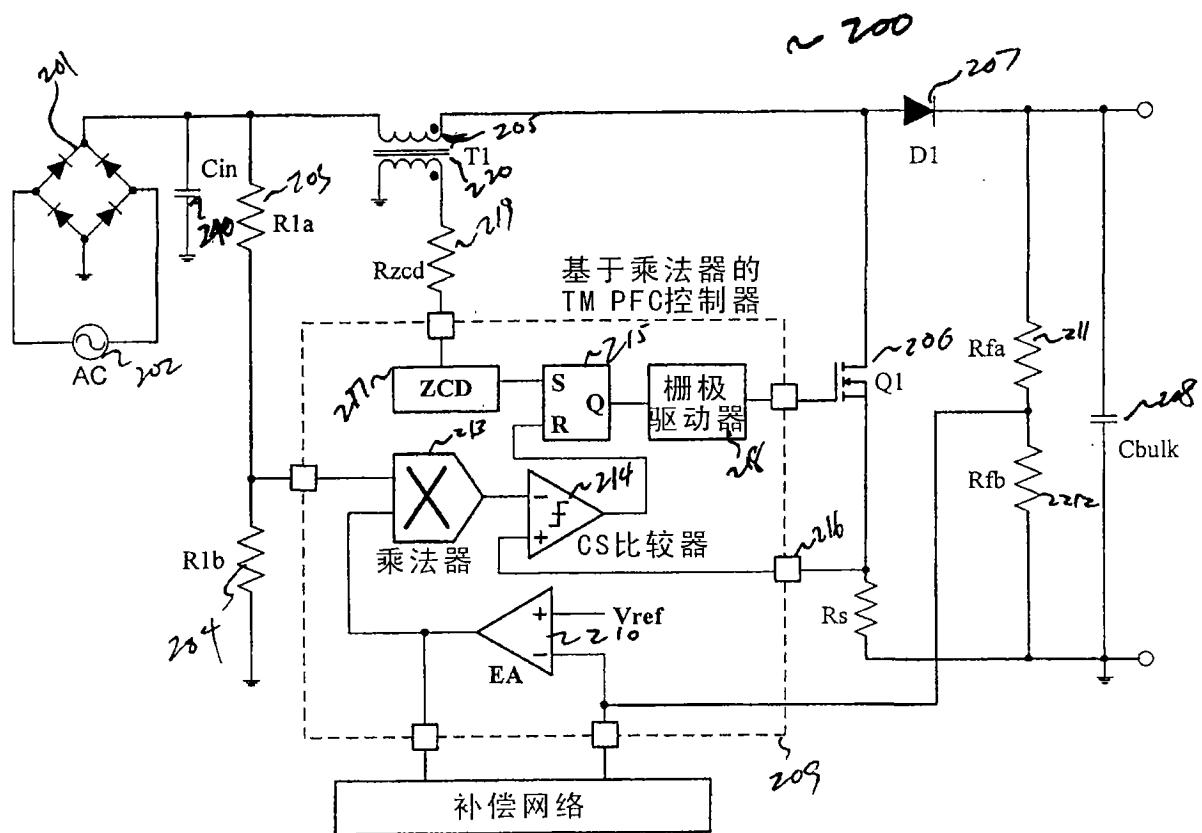
[0093] 根据另一个实施例，本发明提供了一种用于提供功率因数校正的方法。该方法包括提供乘法器组件的步骤。该方法还包括利用乘法器组件接收第一输入信号和第二输入信号的步骤。第一输入信号与经整流的交流信号相关联，第二输入信号与误差信号相关联。该

方法还包括利用乘法器组件基于第一输入信号和第二输入信号生成第一输出信号的步骤。该方法还包括利用比较器处理第三输入信号和第四输入信号的步骤。第三输入信号与第一输出信号相关联。此外，该方法包括基于第三输入信号和第四输入信号生成第二输出信号的步骤。另外，该方法包括在第一时间接收第五输入信号的步骤。此外，该方法包括在第二时间基于第五输入信号生成第三输出信号的步骤。另外，该方法包括利用开关控制器接收第二输出信号和第三输出信号的步骤。该方法还包括至少基于第二输出信号和第三输出信号利用开关控制器生成第一控制信号的步骤。第一控制信号能够使得开关关断。第五输入信号与控制信号相关联。第一时间和第二时间之间的时间差是基于装置的特性而预定的。例如，该装置可根据图 7 和图 9 来例示。

[0094] 应当意识到，本发明比起传统技术来提供了各种优点。根据一个实施例，本发明比起传统技术来提供了能量效率更高的解决方案。例如，本发明减少了电源的接通和关断状态之间的转变次数。根据另一实施例，本发明提供了较大的功率控制窗口，并且提供了巨大的灵活性。例如，在确定电源的各种状态时，使用了不止一个阈值电压阈值。还有其他的益处。

[0095] 虽然已经描述了本发明的具体实施例，但是本领域的技术人员将会理解，存在与所描述实施例等同的其他实施例。因此，应当理解，本发明并不由所例示的具体实施例所限，而只由所附权利要求的范围所限。





冬 2

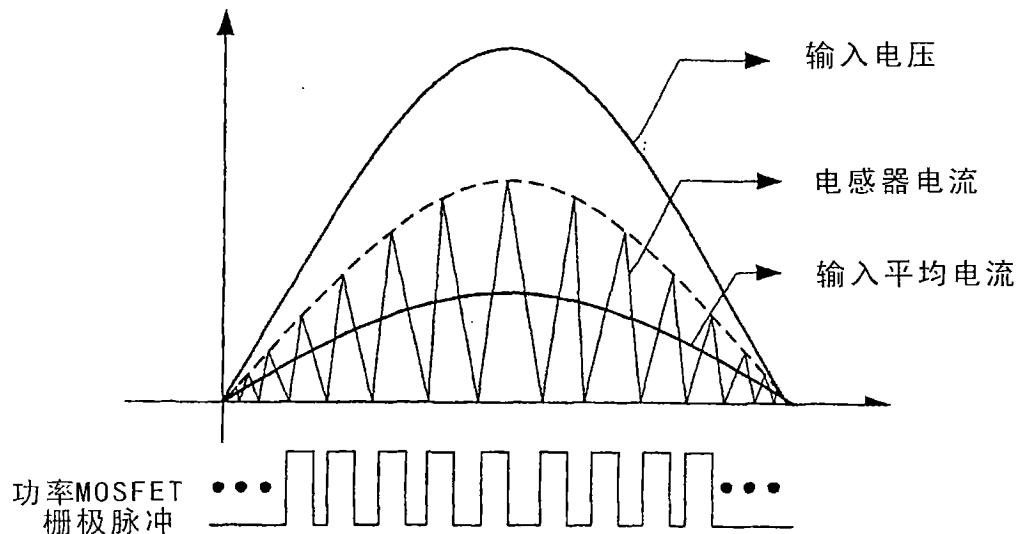


图3

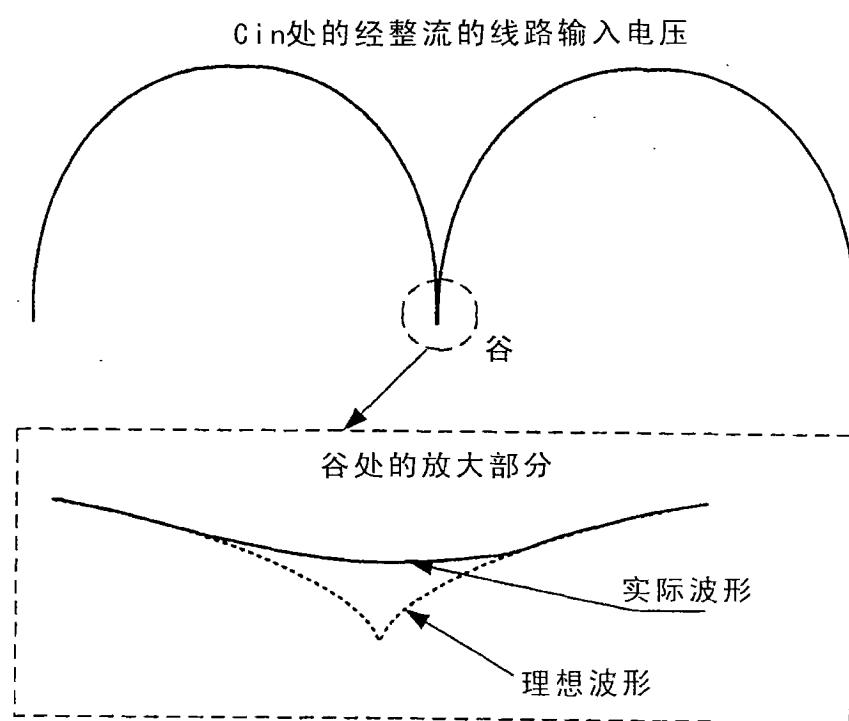


图4

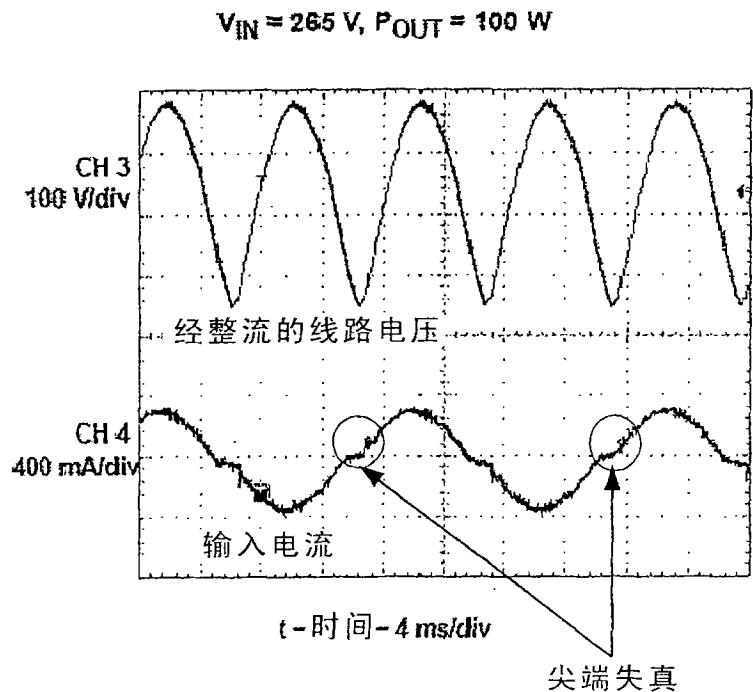


图5

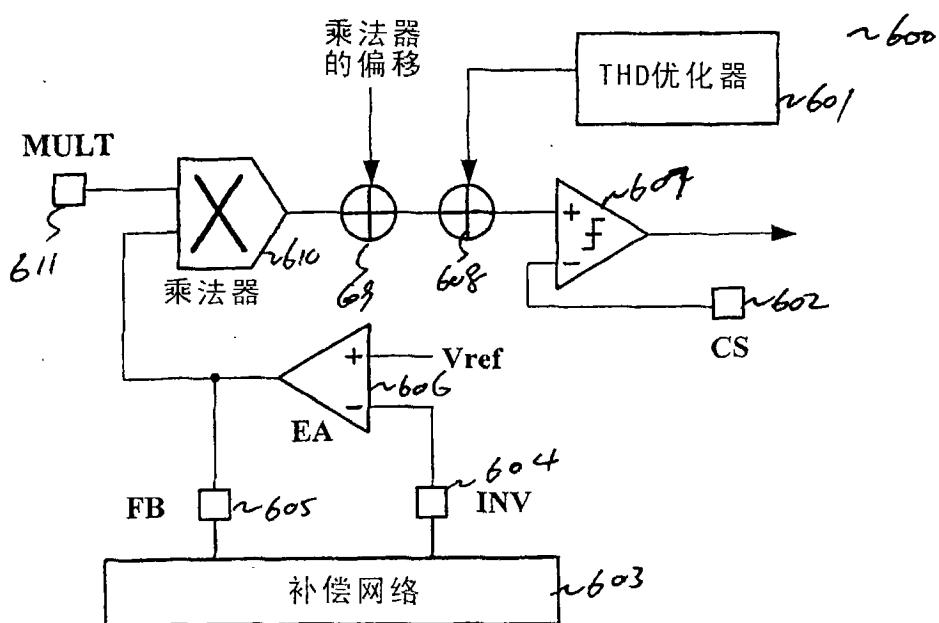


图6

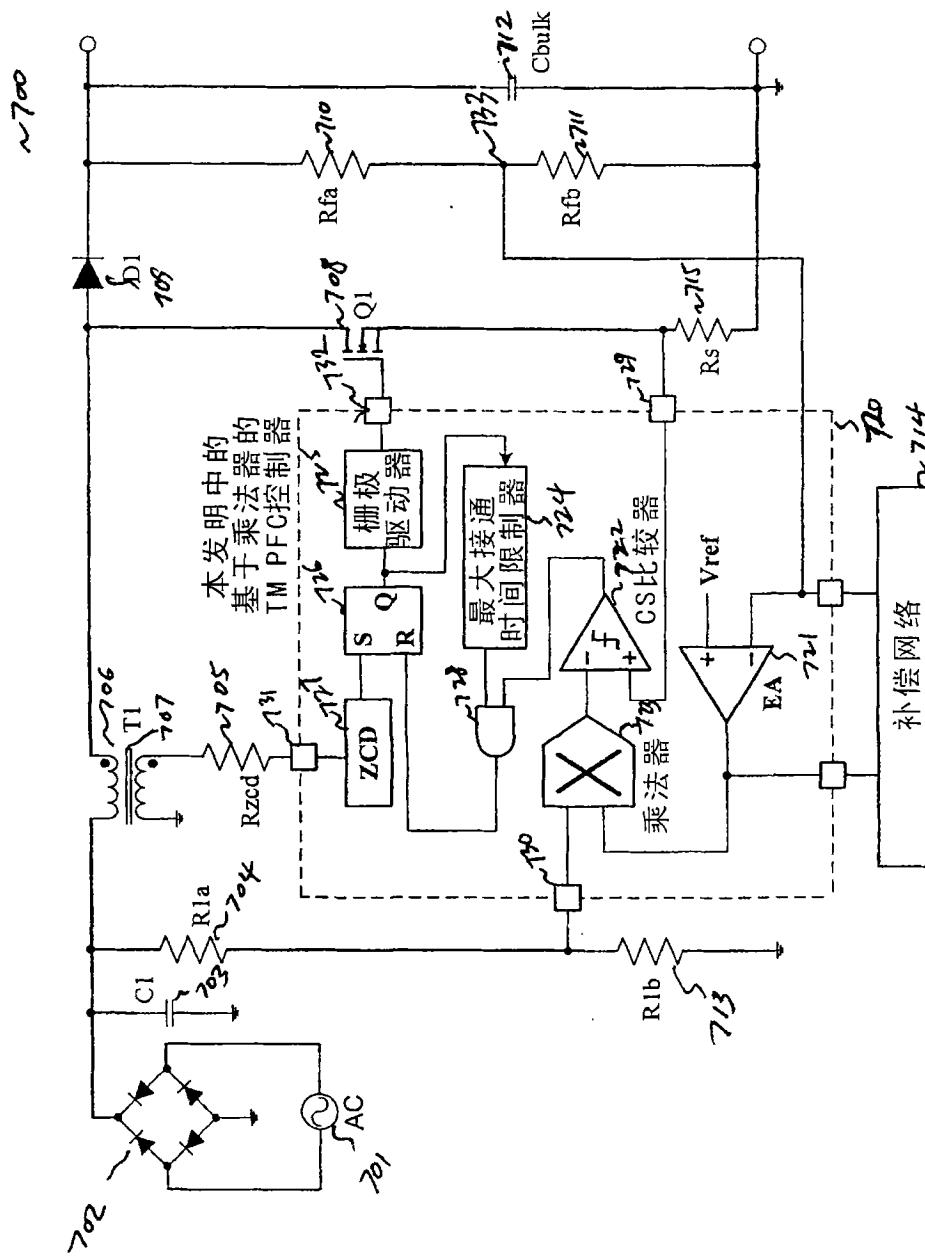


图 7

基于乘法器的TM PFC的谷中的  
有恒定接通时间的理想PWM波形

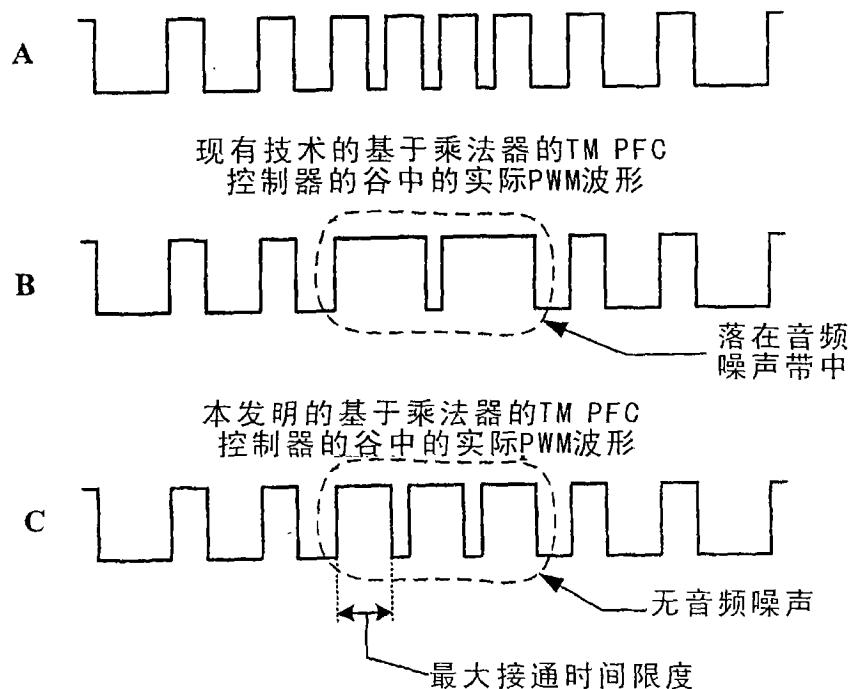


图8

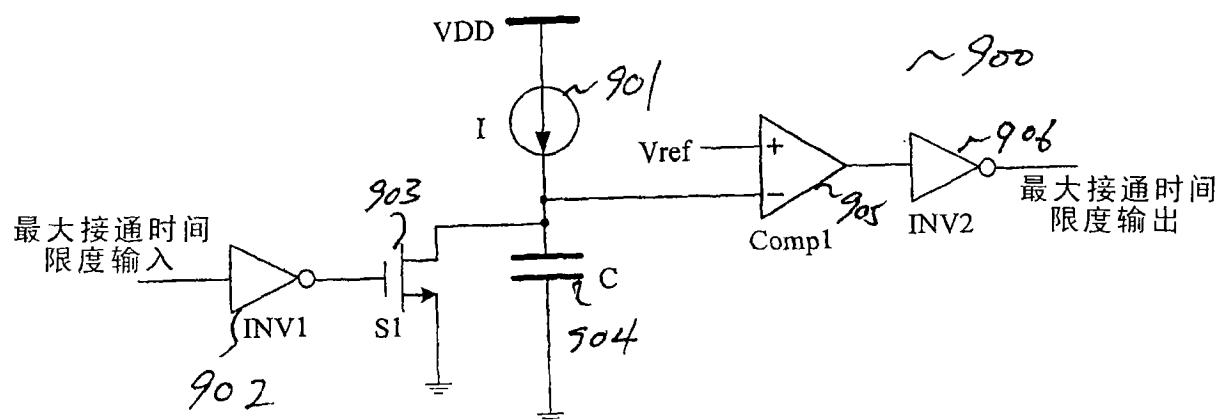


图9