

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102163919 A

(43) 申请公布日 2011. 08. 24

(21) 申请号 201010625252. 5

H02M 3/338 (2006. 01)

(22) 申请日 2010. 12. 28

H02M 1/14 (2006. 01)

(30) 优先权数据

MI2009A002307 2009. 12. 28 IT

(71) 申请人 意法半导体股份有限公司

地址 意大利阿格拉布里安扎

(72) 发明人 C · 阿德拉格纳 A · V · 诺维利

C · L · 桑托罗

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 王茂华 郑菊

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006. 01)

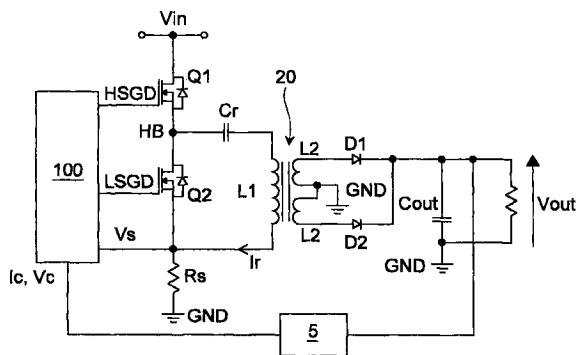
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 7 页

(54) 发明名称

用于谐振变换器的充电模式控制设备

(57) 摘要

本发明涉及一种用于谐振变换器的充电模式控制设备。描述了一种用于谐振变换器的控制设备；该谐振变换器包括适于驱动谐振负载 (Cr , 20) 的开关电路 (Q1-Q2)，所述谐振负载包括具有至少一个初级绕组 (L1) 和至少一个次级绕组 (L2) 的至少一个变换器 (20)。该谐振变换器适于将输入信号 (V_{in}) 转换为输出信号 (V_{out})，该开关电路包括第一开关 (Q1) 和第二开关 (Q2) 的至少一个半桥；所述半桥的中点 (HB) 连接到谐振负载。该控制设备包括适于将表示在初级绕组 (L1) 中流动的电流 (Ir) 的半波的至少一个信号 (V_s) 进行积分的第一装置 (110)；所述第一装置适于根据被积分的信号 (V_{int}) 产生开关电路的至少一个控制信号 (HSGD, LSGD)。该控制设备包括适于将所述第一和第二开关的导通时间段 ($Ton1$, $Ton2$) 设置为相等的第二装置 (120)。



1. 一种用于谐振变换器的控制设备,所述谐振变换器包括适于驱动谐振负载 (Cr, 20) 的开关电路 (Q1-Q2),所述谐振负载包括至少一个变压器 (20),所述至少一个变压器具有至少一个初级绕组 (L1) 和至少一个次级绕组 (L2),所述谐振变换器适于将输入信号 (Vin) 变换为输出信号 (Vout),所述开关电路包括第一开关 (Q1) 和第二开关 (Q2) 构成的至少一个半桥,所述半桥的中点 (HB) 连接到所述谐振负载,其特征在于,所述控制设备包括适于对表示在所述初级绕组 (L1) 中流动的电流 (Ir) 的半波的至少一个信号 (Vs) 进行积分的第一装置 (110),所述第一装置适于根据积分后的信号 (Vint) 产生所述开关电路的至少一个控制信号 (HSGD, LSGD),所述控制设备包括适于将所述第一开关和第二开关的导通时间段 (Ton1, Ton2) 设定为彼此相等的第二装置 (120)。

2. 根据权利要求 1 的设备,其特征在于,所述设备包括这样的装置 (C01),即所述装置 (C01) 适于将所述积分后的信号 (Vint) 与第一信号 (Vc, V2) 进行比较,并且当所述积分后的信号到达或者超过所述第一信号时产生高电平信号。

3. 根据权利要求 2 的设备,其特征在于,所述第一信号 (Vc) 是表示控制所述变换器的输出信号 (Vout) 的反馈环路的信号。

4. 根据权利要求 2 的设备,其特征在于,所述第一信号 (V2) 是恒定信号,所述第一装置 (111) 适于对表示在所述初级绕组 (L1) 中流动的电流的半波的所述信号 (Vs) 与表示控制所述变换器的输出信号 (Vout) 的反馈环路的电流信号 (Ic) 的和进行积分。

5. 根据权利要求 2 的设备,其特征在于,所述设备包括另一装置 (FF, C01),即所述另一装置 (FF, C01) 适于当所述积分后的信号到达或者超过所述第一信号 (Vc, V2) 时复位所述第一装置 (111)。

6. 根据权利要求 2 的设备,其特征在于,所述设备包括另一装置 (FF, C01, 113, C03),即所述另一装置 (FF, C01, 113, C03) 适于当所述积分后的信号到达或者超过所述第一信号 (Vc, V2) 或者当表示在所述初级绕组 (L1) 中流动的电流的半波的信号 (Vs) 低于零时,复位所述第一装置 (111)。

7. 根据权利要求 1 的设备,其特征在于,所述第二装置 (120) 适于测量所述半桥的两个开关中的前者 (Q1) 的导通时间段的持续时间 (Ton1),并且适于将第二开关 (Q2) 的导通时间段的持续时间 (Ton2) 设置为等于所述半桥的两个开关中的第一开关 (Q1) 的导通时间段的持续时间 (Ton1)。

8. 根据权利要求 7 的设备,其特征在于,所述设备产生用于所述半桥的第一开关 (Q1) 和第二开关 (Q2) 的两个单独的控制信号 (HSGD, LSGD),所述第二装置 (120) 包括由所述两个单独的控制信号驱动、并且适于对电容器 (Ct) 进行充电和放电的第一电流发生器和第二电流发生器,适于将跨越所述电容器 (Ct) 端子的电压与参考电压 (V1) 进行比较并输出信号 (S) 的比较器 (C02),其中所述输出信号 (S) 适于在跨越所述电容器 (Ct) 端子的电压达到所述参考电压 (V1) 时关断所述开关。

9. 根据权利要求 1 的设备,其特征在于,所述设备包括置位 - 复位触发器 (FF),所述置位 - 复位触发器 (FF) 的复位信号 (R) 是在所述比较装置 (C01) 的输出处的信号,所述置位信号 (S) 是所述比较器的输出信号,两个输出信号是用于所述半桥的第一开关 (Q1) 和第二开关 (Q2) 的控制信号 (HSGD, LSGD)。

10. 根据权利要求 2 的设备,其特征在于,所述第一信号 (V2) 是所述变换器的输入信号

(Vin) 的函数。

11. 一种集成电路,包括根据前述权利要求中的任意一个所述的用于开关变换器的控制设备。

12. 一种包括适于驱动谐振负载 (Cr, 20) 的开关电路 (Q1-Q2) 的谐振变换器,所述谐振负载包括具有至少一个初级绕组 (L1) 和至少一个次级绕组 (L2) 的至少一个变压器 (20),所述谐振变换器适于将输入信号 (Vin) 变换为输出信号 (Vout),所述开关电路包括第一开关 (Q1) 和第二开关 (Q2) 构成的至少一个半桥,所述半桥的中点 (HB) 连接到所述谐振负载,其特征在于,所述谐振变换器包括根据权利要求 1-10 中的任何一个所述的控制设备,并且所述至少一个半桥具有连接到所述初级绕组 (L1)、并且耦合到参考电压 (GND) 的端子,表示在所述初级绕组 (L1) 中流动的电流 (Ir) 的半波的所述信号 (Vs) 与在所述端子和所述参考电压之间流动的电流成比例。

13. 根据权利要求 12 的变换器,其特征在于,所述半桥的端子通过电阻 (Rs) 耦合到所述参考电压,表示在所述初级绕组中流动的电流的半波的所述信号为跨越所述电阻的端子的电压 (Vs)。

14. 一种用于谐振变换器的控制方法,所述谐振变换器包括适于驱动谐振负载 (Cr, 20) 的开关电路 (Q1-Q2),所述谐振负载包括具有至少一个初级绕组 (L1) 和至少一个次级绕组 (L2) 的至少一个变压器 (20),所述谐振变换器适于将输入信号 (Vin) 转换为输出信号 (Vout),所述开关电路包括第一开关 (Q1) 和第二开关 (Q2) 构成的至少一个半桥,所述半桥的中点 (HB) 连接到所述谐振负载,其特征在于,所述方法包括对表示在所述初级绕组 (L1) 中流动的电流 (Ir) 的半波的至少一个信号 (Vs) 进行积分,根据所述积分后的信号 (Vint) 产生所述开关电路的至少一个控制信号 (HSGD, LSGD),将所述第一开关和第二开关的导通时间段 (Ton1, Ton2) 设置为相等。

用于谐振变换器的充电模式控制设备

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于谐振变换器的充电模式控制设备。

背景技术

[0002] 在现有技术中已知强制开关变换器（开关变换器），具有用于对其进行控制的设备。谐振变换器是强迫开关变换器其中的一大类，其特征在于存在谐振电路，该谐振电路在确定输入 - 输出功率流方面起着积极的作用。在这些变换器中，由直流电压供电的包括 4(2) 个功率开关（典型地为功率 MOSFET）的桥（半桥）产生电压方波，该电压方波施加到被调谐至接近所述方波基频的频率的谐振电路。由此，由于其选择的特性，谐振电路主要响应于基频分量而忽略方波的更高次谐波。结果是，传递的功率可通过改变其占空比保持恒定在 50% 的方波的频率来调制。而且，根据谐振电路的配置，相关于功率流的电流和 / 或电压具有正弦或分段正弦的形状。

[0003] 这些电压被整流以及滤波，从而向负载提供 dc 功率。在离线应用中，为了遵照安全性规定，通过变压器将供电至负载的整流和滤波系统耦合至谐振电路，该变压器提供电源与负载之间的隔离，这是上述提及的规定所要求的。如在所有隔离网络变换器中那样，在这种情况下，也对连接至输入电源的初级侧（涉及变压器的初级绕组）以及通过整流和滤波系统向负载提供功率的次级侧（涉及变压器的次级绕组）之间进行区分。

[0004] 目前，在很多类型的谐振变换器中，所谓的 LLC 谐振变换器被广泛应用，特别是以其半桥形式被应用。其称谓 LLC 源自采用两个电感 (L) 和一个电容 (C) 的谐振电路；图 1 示出了 LLC 谐振变换器的原理示意图。谐振变换器 1 包括由驱动电路 3 驱动的位于输入电压 Vin 和地 GND 之间的晶体管 Q1 和 Q2 的半桥。在晶体管 Q1 和 Q2 之间的公共端子 HB 连接至电路块 2，该电路块 2 包括串联的电容 Cr、电感 Ls 以及与具有中间抽头次级的变压器 10 并联连接的另一电感 Lp。变压器 10 的中间抽头次级的两个绕组连接至两个二极管 D1 和 D2 的正极，两个二极管 D1 和 D2 的负极都连接至并联的电容 Cout 和电阻 Rout；跨越并联的 Cout 和 Rout 两端的电压是谐振变换器的输出电压 Vout，同时 dc 输出电流 Iout 流经 Rout。

[0005] 谐振变换器相较于传统的开关变换器（非谐振变换器，典型的为 PWM- 脉宽调制 - 控制）而言具有显著的优势：波形无陡峭边缘，由于其“软”开关，功率开关的开关损耗低，转换效率高（可容易地达到 95% 以上），能够运行在高频，产生的 EMI（电磁干扰）低，以及最后，功率密度高（即，能够建立具有在相对小的空间处理很大的功率水平的能力的变换系统）。

[0006] 在大多数 dc-dc 变换器中，闭环、负反馈控制系统使得变换器的输出电压在改变运行条件的情况下保持恒定，运行条件即其输入电压 Vin 和 / 或输出电流 Iout。这是通过将输出电压的一部分与参考电压 Vref 进行比较来实现的。由输出电压感测系统（通常为电阻分压器）提供的值与参考值之间的差或误差信号 Er 通过误差放大器放大。其输出 Vc 调制变换器中的量 x，其中在每个开关周期期间该变换器承载的能量基本上依赖于该量 x。

如上所述,在谐振变换器中这样的一个重要的量是激励谐振电路的方波的开关频率。

[0007] 在所有的 dc-dc 变换器的控制系统中,误差放大器的频率响应应当被恰当地设计以确保:

[0008] - 稳定的控制环路(即,在变换器的运行条件扰动的情况下,一旦由该扰动导致的瞬态结束,输出电压倾向于恢复到接近于扰动之前的稳定状态值);

[0009] - 高的稳压性(即,输出电压在扰动之后恢复到的新的恒定值极为接近扰动之前的值);

[0010] - 好的动态性能(即,在扰动随后的瞬态期间,输出电压不会很大地偏离期望值并且瞬态本身很短)。

[0011] 上述提及的控制目标可被表述为控制环路的传递函数的一些特征量,例如,带宽、相位裕度、dc 增益。在 dc-dc 变换器中,这些目标可通过作用于误差放大器的频率响应、修改其增益以及适当地安排其传递函数的极点和零点(频率补偿)来实现。这通常通过采用包括电阻和连接至电阻的具有合适值的电容器的无源网络来实现。

[0012] 但是,为了确定获得控制环路的传递函数的期望特征所需的频率补偿,必须要知晓调节器增益,即将控制电压 V_c 转换到控制量 x 的系统增益,以及变换器本身相对于量 x 的变动的频率响应。

[0013] 调节器增益通常不依赖于频率,并且在控制集成电路中固定。

[0014] 虽然 dc-dc 变换器由于开关动作作为强非线性系统,但在合适的近似以及某种假定下,其频率响应可由与用于线性网络的方式相同的方式来描述以及表示,由此,可由以增益、零点和极点为特征的传递函数来描述以及表示。该传递函数基本上取决于变换器的拓扑,即,处理功率的元件的共同配置,取决于其运行模式,即,在每个开关周期,在磁性部件中存在连续电流流动(连续电流模式,CCM)还是不存在连续电流流动(不连续电流模式,DCM),以及取决于由控制环路控制的量 x 。虽然在 PWM 变换器中,通常采用不同的控制方法-但传统地,在谐振变换器中,被用于控制变换器的量直接为施加至谐振电路的方波的开关频率。

[0015] 在所有的用于市场上可获得的 dc-dc 谐振变换器的集成控制电路中,其控制直接作用于半桥的谐振频率(直接频率控制,DFC)上。图 2 示出了用于该类型的谐振变换器的控制系统。次级侧的误差放大器 4,在其反相输入端具有输出电压 V_{out} 的一部分,在非反相输入端具有参考电压 V_{ref} ,其输出通过光耦合器 5 传输至初级侧以确保由安全规定要求的初级-次级隔离,并且该输出作用于控制集成电路 30 中的电压控制振荡器(VCO)6 或者电流控制振荡器(ICO)。

[0016] 这种类型的控制带来两类问题。第一类涉及以下事实:不同于 PWM 变换器,由增益、极点和零点表述的用于谐振变换器的动态小信号模型并不已知(仅具有不可靠的实际应用的一些近似形式)。换句话说,不知晓功率级的传递函数。第二类问题涉及以下事实:根据基于仿真的研究结果,所述功率级的传递函数显示出强可变 dc 增益,极点的数量依赖于运行点而从一个至三个变化并且具有非常易变的位置。最后,由于输出电容,存在一个零点。

[0017] 大增益变化以及高可变性极点配置导致反馈控制环路的频率补偿极为困难。这导致,实际上不可能获得在所有运行条件下的最优瞬态响应,并且需要在稳定性和动态性能

之间的极大的权衡。另外,能量传递极为依赖于输入电压(音频-敏感性),这使得控制环路不得不显著改变运行频率以补偿所述变动。由于变换器的输入电压中总是具有频率两倍于主电压的频率的交流分量,在该频率处的环路增益需要足够高以有效地抵制所述交流分量并且显著地减弱在输出电压中可见的剩余纹波。

[0018] 所有的这些因素导致了问题不能被全部解决的危险,尤其是当由变换器供电的负载具有高的动态变化以及 / 或对于动态精确性或者响应速度或者输入纹波抵制存在严格的要求时。

[0019] 最后,涉及 DFC 控制方法的另一个难题是开关频率对于谐振电路中的元件 (C_r , L_s 以及 L_p) 的值的敏感性。这些值由于其制造公差而具有统计学分布,并且这对保护电路的有效性产生不利影响。事实上,通常来说,为了避免变换器运行异常,应当限制控制量 x 。在谐振变换器的情况下,实施 DFC 的谐振控制器允许对半桥的操作频率进行上限和下限限制。设置这些限制应当考虑,由于上述提及的值的分布,变换器的操作频率范围将相应地改变。由此,对频率设定的最小限制应当小于作为所述范围的低端的最小值,并且最大限制应当大于作为所述范围的高端的最大值。这极大地减小了作为防止异常操作情况的手段的频率限制的有效性。

[0020] 所述难题的解决包括,采用基于充电模式控制(CMC)的变换器控制,所述方法在 W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridley 以及 I. Cohen 的论文“Charge Control :Analysis, Modeling and Design”中第一次论述,其发表在电力电子专家会议(Power Electronics SpecialistConference),1992. PESC' 92 记录, IEEE 年报第 23 期,1992 年 6 月 29 日 -7 月 3 日,页码 :503-511, 第 1 卷上。而将之应用至谐振变换器的想法则可以追溯到 W. Tang, C. S. Leu 以及 F. C. Lee 的论文“Charge control for zero-voltage-switching multi-resonant converter”中,其发表在电力电子专家会议(Power Electronics SpecialistConference),1993. PESC'93 记录, IEEE 年报第 24 期,1993 年 6 月 20 日 -24 日,页码 :229-233。

[0021] 在第一篇论文中,小信号分析显示由 CMC 控制的变换器的动态特性与峰值电流模式控制的系统类似,即,在半开关频率时具有一个单一的低频极点和一对复共轭极点。在峰值电流模式下,所述一对极点的阻尼系数仅依赖于占空比(当占空比高于 50% 时,其与已知的亚谐波不稳定性相关联),而与峰值电流模式不同的是,在 CMC 控制下,这样的阻尼系数还依赖于变换器的储能电感以及负载。对亚谐波不稳定性问题的分析更困难。作为一种趋势,该不稳定性倾向于在输入电流为低值时产生,由此倾向于在变换器的负载为低值时产生。然而,在两个方法中,通过在电流斜坡中(或者在 CMC 的情况下在积分中)增加补偿斜坡,可解决该问题。此外,该积分过程使得 CMC 方法相较于峰值电流模式而言更具有噪音不敏感性。

[0022] 在第二篇论文中(由 Tang 等发表),公开了 CMC 类型的控制设备。其适于谐振正激(forward)拓扑并且由分立的形式实现:流经初级功率电路的电流通过采用电流变压器直接积分,该电流变压器具有两个输出绕组和两个分立的用于对两个串联连接的积分电容进行充电的整流系统。该系统并不完全适合被集成;另外,由于成本原因,具有变压器的电流感测系统用于大功率变换系统而不同于低功率系统。

发明内容

[0023] 根据现有技术,本发明的目的是提供一种与已知不同的用于谐振变换器的充电模式控制设备。

[0024] 根据本发明,所述目的通过用于谐振变换器的控制设备来实现,所述变换器包括适于驱动谐振负载的开关电路,所述谐振负载包括具有至少一个初级绕组和至少一个次级绕组的至少一个变压器,所述变换器适于将输入信号转换为输出信号,所述开关电路包括第一开关和第二开关构成的至少一个半桥,所述半桥的中点连接到所述谐振负载,其特征在于:其包括适于将表示在初级绕组中流动的电流半波的至少一个信号进行积分的第一装置,所述第一装置适于根据积分后的信号产生所述开关电路的至少一个控制信号,所述控制设备包括第二装置,该第二装置适于将所述第一开关和第二开关的导通时间段设定为彼此相等。

[0025] 根据本发明,可提供一种用于谐振变换器的控制设备,通过可以将其等效为单极系统(至少在与频率补偿的设计相关的频率范围内),其使得变换器的动态等级减小,以便改进其对负载变化的瞬态响应。

[0026] 此外,通过对输入电压变化减小的敏感度和/或更自由设定环路增益的可能性,所述控制设备减小了变换器的音频敏感度,从而改进了对输入电压变化的瞬态响应,并且进一步抑制了输入电压纹波。

[0027] 所述控制设备还允许对变换器的运行限制进行设定,而不用考虑谐振电路参数的散布,以便改进控制力度。

附图说明

[0028] 本发明的特点和优点将从下面其特定实施例的具体描述中更加清楚,其以附图中的非限定性实施例的方式示出,其中:

- [0029] 图1示出了根据现有技术的LLC谐振变换器的电路示意图;
- [0030] 图2示出了根据现有技术的具有输出电压控制的谐振变换器的电路原理图;
- [0031] 图3示出了根据本发明的具有充电模式控制设备的谐振变换器的示意框图;
- [0032] 图4示出了根据本发明第一实施例的用于谐振变换器的控制设备的电路示意图;
- [0033] 图5示出了图4的设备中的某些信号时序图;
- [0034] 图6示出了图4中积分器的某些实现方式;
- [0035] 图7示出了根据本发明第二实施例的用于谐振变换器的控制设备的电路示意图;
- [0036] 图8示出了图7设备中的某些信号的时序图;
- [0037] 图9示出了根据本发明第三实施例的用于谐振变换器的控制设备的电路示意图;
- [0038] 图10示出了包含在图9设备中的某些信号的时序图。

具体实施方式

[0039] 图3示出了根据本发明的具有充电模式控制(CMC)设备100的谐振变换器的电路示意图。该变换器包括谐振负载,该谐振负载优选地包括变压器20,该变压器具有初级绕组L1和具有两个绕组L2的次级;初级绕组L1连接到半桥的中点HB,通过电容器Cr共同连接在晶体管Q1和Q2之间,并直接连接到检测电阻Rs,该检测电阻Rs连接到地GND。次级的

两个绕组 L2 连接在地 GND 和两个分别的二极管 D1 和 D2 之间, 二极管 D1 和 D2 具有共同的阴极并且连接到并联的电阻 Rout 和电容器 Cout, 该并联的电阻和电容器接地 GND。晶体管 Q1 和 Q2 优选的是 MOS 晶体管, 尤其是 NMOS 晶体管; 晶体管 Q2 的漏极端与晶体管 Q1 的源极端为共同的并且为半桥的中点 HB。电阻器 Rs 连接到晶体管 Q2 的源极端和初级绕组 L1 的端子的共同端和地 GND。谐振电流 Ir 流经初级绕组 L1。

[0040] 图 3 示出了由电阻器 Rs 所表示的开关电路 Q1-Q2 中的电流感测元件, 其中电阻器 Rs 设置成与半桥串联, 尤其是连接在晶体管 Q2 的源极端和地 GND 之间, 由此在其端子处将存在与通过其的电流成比例的电压。这仅仅是非限制性的示例: 如上所述, 也可以现有技术中能够提供精确代表瞬时谐振电流 Ir 的电压信号的其他方式(通过电容性或者电阻性分压器, 具有电流变压器, 霍尔传感器, 等等) 来实现。

[0041] 由于电流感测元件的上述连接, 电压信号 Vs 仅代表谐振电流 Ir 的主要为正的半波。谐振电流仅在晶体管 Q1 导通(并且晶体管 Q2 关断)的时候通过电阻器 Rs, 由此在其端子上产生主要为正的电压。当晶体管 Q2 导通(并且 Q1 关断)时, 谐振电流在没有电阻器 Rs 的电路中再流动, 由此使得 Rs 端子上的电压为零。如果检测元件实际上为电阻, 那么所述连接的优点是减小了所述元件中消耗的功率。

[0042] 显然的是, 假定谐振电流对称, 那么谐振电流 Ir 的另半波也可用于控制。

[0043] 控制设备 100 包括适于对表示谐振电流 Ir 的半波的至少一个信号 Vs 进行积分的第一装置 110, 该半波优选为其主要为正的半周期的半波。第一装置 110 适于产生作为积分信号 Vint 的函数的所述开关电路的控制信号 HSGD、LSGD, 优选地是用于半桥 Q1-Q2 的两个晶体管 Q1 和 Q2 的两个不同的控制信号。设备 100 包括适于将所述第一晶体管 Q1 和第二晶体管 Q2 的导通时间段 Ton1 和 Ton2 设置为彼此相等的第二装置 120。设备 100 在其输入处具有电阻器 Rs 端子处的电压 Vs, 以及由表示变换器的输出电压 Vout 的反馈环路的框 5 提供的电压信号 Vc 或电流信号 Ic; 电流 Ic 或电压 Vc 是控制信号, 并且表示控制输出电压 Vout 的反馈环路, 优选的是信号 Ic 或信号 Vc 是变换器的输出电流 Iout 和 / 或输入电压 Vin 的函数。

[0044] 图 4 示出了根据本发明第一实施例的谐振变换器的控制设备的电路示意图。电压 Vs(谐振电流的主要为正的半波的电压镜像)被引至可复位积分器 111 的输入。该积分器的输出电压 Vint 通过比较器 C01 与变换器的输出电压 Vout 的控制环路产生的控制电压 Vc 进行比较。具体而言, 电压 Vint 在比较器正输入端, 而电压 Vc 在负输入端。

[0045] 比较器 C01 输出处的电压被发送到置位 - 复位触发器 FF 的复位输入 R。触发器 FF 的输出 Q 连接到 AND 门 AND1 的输入, 而输出 \bar{Q} 连接到 AND 门 AND2 的输入, 并用作积分器 111 的复位输入 Res; AND 门 AND1 和 AND2 的输出处的信号 HSGD 和 LSGD 是图 3 中谐振变换器的半桥的晶体管 Q1 和 Q2 的驱动信号, 并可以具有逻辑高值或逻辑低值。

[0046] 假定触发器 FF 的输出 Q 最初为高。信号 HSGD 为高, 因此, 晶体管 Q1 导通; 信号 LSGD 为低, 因此晶体管 Q2 关断。积分器 111 预先复位, 因此电压 Vint 从零开始。谐振电流 Ir 最初为负(软开关的必要条件), 由此 Vs 也是负的, 而积分器的输出 Vint 最初为负值。谐振电流 Ir 和 Vs 然后变为正的, 因此 Vint 达到了其最小值并开始增长为正的。当 $Vint \geq Vc$, 比较器 C01 的输出变为高并复位触发器 FF; 因此, 输出 Q 与 HSGD 一起变低, 而

输出 \bar{Q} 变为高, 从而复位积分器并且使得 V_{int} 为零。

[0047] 低信号 HSGD 立即将晶体管 Q1 切换为关断, 但是由于信号 \bar{Q} 为高而应导通的晶体管 Q2 因为死时间发生器块 112 的动作而保持关断持续时间 T_d , 其中死时间发生器块 112 包括单稳态电路 MF 以及两个门 AND1 和 AND2。这个块将信号 LSGD 保持为低持续时间 T_d 。这个延迟是必须的, 通过关断 Q1, 使得节点 HB(半桥中点) 的电压变为零。这样, 当晶体管 Q2 导通时, 其漏源电压基本为零(具体地说略微为负, 由晶体管 Q2 的体二极管箝位)。在关断晶体管 Q2 和导通晶体管 Q1 之间的正向瞬变过程中这显然也同样出现。这是消除导通时的开关损耗的软开关机制。时间 T_d 由单稳态输出的低电平持续时间所固定, 其通过 AND 门在这个时间将信号 HSGD 和 LSGD 两者设定为低。时间 T_d 可以内部固定或者由合适的控制系统适配于中点电压的瞬变速度。

[0048] 因此, 在过去了时间 T_d 之后, 晶体管 Q2 将导通, 谐振电流的演进将与晶体管 Q1 导通的前半周期完全相同, 但是具有相反的符号。然而, 这种电流部分不是能看见的, 需要其他的机制来确定何时应再次关断晶体管 Q2 并导通晶体管 Q1(在死时间 T_d 之后)。

[0049] 在本发明的谐振变换器目标中, 在稳态情形下, 两个晶体管的导通时间段是相等的, 以便得到对称的电流和电压。根据本发明, 提供装置 120, 装置 120 适于测量晶体管 Q1 的导通时间段持续时间同时将晶体管 Q2 的导通时间段持续时间设定为与晶体管 Q1 的导通时间段持续时间相等。

[0050] 装置 120 优选地包括串联连接在电源电压 V_{dd} 和地 GND 之间的两个恒定电流发生器 +IM 和 -IM, 连接在两个电流发生器的共同点和地 GND 之间的电容器 C_t , 以及比较器 C02, 该比较器 C02 具有连接到电容器 C_t 的端子处的电压 V_t 的反向输入端以及连接到参考电压 V_1 的非反向输入端。当晶体管 Q1 导通时, 由信号 HSGD 驱动的发生器 +IM 也导通, 并以恒定电流给电容器 C_t 充电。 C_t 上的电压为从值 V_1 开始的线性斜坡。当晶体管 Q1 关断时这个斜坡达到峰值, 这是因为, 当 HSGD 变为低时, 发生器 +IM 关断。两个发生器均不工作, 这样这个值在时间段 T_d 维持。一旦信号 LSGD 在延迟 T_d 之后变为高, 那么晶体管 Q2 导通, 连接到信号 LSGD 的发生器 -IM 也导通, 并以与对电容器 C_t 进行充电相同的电流对其进行放电。因此, 电容器 C_t 两端的电压以与斜坡上升相同的斜率斜坡下降。它一经达到触发比较器 C02 的值 V_1 , 就经过了与晶体管 Q1 导通时间相等的时间。触发比较器 C02 停止 C_t (其电压在死时间 T_d 保持为值 V_1) 的放电, 并且使触发器 FF 置位。这将使得晶体管 Q2 立即关断, 并且晶体管 Q1 在死时间 T_d 之后导通。新的开关周期开始。图 5 示出了与图 4 的控制设备相关的信号 V_s , Res , V_{int} , V_t , $HSGD$ 和 $LSGD$ 的时序图。

[0051] 在刚刚描述的电路中, 与晶体管 Q1 的导通时间段的持续时间有关的信息存储在电压 V_t 的峰值中。明显的是电压峰值 V_t 将是固定的, 而其谷值用于存储晶体管 Q1 的导通持续时间。

[0052] 图 4 示出的积分器可以以不同的方式实现。在图 6 中示出一些示例。电路 a) 包括由电压 V_s 驱动的根据因子 α 以与 V_s 成比例的电流对电容器 C_i 充电的电流发生器 I_s 。发生器 I_{sc} 是运行补偿以避免次谐波不稳定性的发生器。 I_{sc} 值可以是固定的, 或者可取决于控制的一个参数, 或者更多地取决于整个变换器的一个参数(例如, 输入电压)。考虑到电容器的本构方程, 当 Q1 导通期间, 其两端的电压 V_{int} 将与 V_s 的积分成比例:

$$[0053] Vi(t) = \frac{1}{Ci} \int_0^t [\alpha Vs(t) + Isc] dt$$

[0054] 与电容器 Ci 并联连接并由信号 Res 控制的开关 SW 导通, 以使得电容器 Ci 本身放电并使其电压 Vint 为零(复位功能)。

[0055] 电路 a) 中示出的受控电流发生器可以如电路 b) 所示的运算跨导放大器来实现。其跨导 gm 对应于电路 a) 的受控发生器的增益 α 。在两种情况下, 电容器 Ci 将优选的是集成设备 U1 外部的元件, 其中该集成设备 U1 包括根据本发明的控制设备, 并因此电容器 Ci 连接到专用管脚从而为用户提供积分块的时间常数的校准装置。

[0056] 在电路 c) 中, 存在运算放大器, 该运算放大器具有通过电阻 R 连接到电压 Vs 的反向输入以及连接到固定电压 Vr 的非反向输入, 该固定电压可以方便地假定为零。电容器 Ci 设置在其反向输入和输出之间, 以便形成具有时间常数 $R \cdot Ci$ 的积分器电路。放电开关 SW 与在电路 a) 和 b) 中的操作完全相同。跨越 Ci 两端的电压 Vint 给出为:

$$[0057] Vi(t) = \frac{1}{Ci} \int_0^t \left[\frac{1}{R} Vs(t) + I_{sc} \right] dt$$

[0058] 因此其决定了与其他电路类似的操作。

[0059] 图 6 中电路的晶体管级的实现方式可能是复杂的, 这是由于 Q1 的初始导通阶段, 积分器的输出 Vint 选取了负值的事实。所采用的电路拓扑应该考虑到这一点。

[0060] 应该注意到, 在信号 Res 为高的所有时段期间, 开关 SW 仍然导通, 使得电流发生器短路。即使其未在图 6 的电路中专门示出, 但是在开关 SW 闭合的时段期间禁止所述发生器的装置可可选地设置, 以便减小能耗。

[0061] 在电路 a) 和 b) 中, 连接到电压 Vs 的管脚的输入阻抗还可以非常高(如果输入级由 MOSFET 形成, 其实质上为无穷大)。相反, 在电路 c) 中, Ci 的充电电流从所述管脚输出并且在电阻器 Rs 上流动。正常的是, 由于充电电流典型地为十到百微安, 其远小于谐振电流, 因此这不是问题。总之, 一旦这成为一个问题, 则当在特定设备中选择所采用的方案时这点是需要辨别的要素。

[0062] 当 $Is << Isc$ 时, 即当谐振电流并因此电压 Vs 较低时(这发生在变换器负载为低的时候, 或者变换器由于使得电流逐渐增加以限制功率元件上的压力的所谓的“软启动”电路而启动的时候), Ci 的充电由于 Isc 而基本完成。因此, 该控制趋于丧失了 CMC 特性, 而采用了导通时间段持续时间的那些直接控制的特性, 如由直接频率控制 DFC 完成的, 其中动态性能随之降低, 并且对谐振电路参数变化的控制鲁棒性也随之降低。

[0063] 图 7 示出了根据本发明第二实施例的控制设备。所述设备与第一实施例所示的设备不同之处在于: 出现了作用于可复位积分器 111 的信号 Res 的比较器 C03 和 OR 门 113。对此, 图 6 的一个示意性结构仍然可以考虑。比较器 C03 将电压 Vs 与 GND 进行比较; 其输出 ZC 与信号 \bar{Q} 一起去往 OR 门 113。113 的输出 Res 在积分器 111 的输入处。信号 ZC 在晶体管 Q1 的初始导通阶段上保持为高, 而谐振电流(因此, 还有电压 Vs)为负。因此, 即使信号 \bar{Q} 为低, 只要信号 ZC 变低, 即, 当电压 Vs(或者谐振电流)变为正时, OR 门的输出处的信号 Res 仍然保持为高。结果是, 当 Vs 为正, 而不是晶体管 Q1 导通时, 信号 Vs 和斜坡 Vint 的积分开始, 如图 4 中的电路中出现的那样。

[0064] 图 8 示出了与图 7 中的控制设备相关的信号 Vs, Res, Vint, Vt, HSGD 和 LSGD 的时序图。

[0065] 由于电压 Vint 现在仅采用了正值,因此关于图 7 中的控制设备可以简化积分器的晶体管级结构。

[0066] 图 9 示出了根据本发明第三实施例的控制设备。所述设备与第二实施例中示出的设备的不同之处在于出现了不同的积分电路,该积分电路在输入除了具有电压 Vs 以外,还具有表示控制谐振变换器的输出电压 Vout 的反馈环路的电流 Ic。事实上,由图 2 和图 3 的变换器中的块 5 所提供的信号通常是电流。当变换器从输入源汲取最大电流(即具有最大负载和最小输入电压)时,该电流为其范围内的最小值,而当输入电流最小(即,具有最小负载和最大输入电压)时其达到最大值。

[0067] 在该实施例中,直接使用电流 Ic,在其他可能的等效实施例中,可在之前将其转换为电压。

[0068] 在图 9 中,可复位的积分器 114 在输入除了具有复位信号 Res 之外,还具有电压 Vs 和电流 Ic。积分器 114 包括积分电容器 Ci,其由与电压 Vs 成比例的电流 If1 和与根据常数 β 与控制电流 Ic 成比例的电流 If2 之和充电,其中电流 If1 为图 6 中的电路 a) 那样的根据常数 α 的谐振电流的镜像。因此积分器 114 包括由电压 Vs 控制的电流发生器 If1 和由电流 Ic 控制的电流发生器 If2。然后通过比较器 C01 将电容器 Ci 上产生的电压斜坡与电压 V2 进行比较,用于确定半桥的开关。积分器 114 包括开关 SW,该开关设置成与电容器 Ci 并联,并由信号 Res 控制。图 9 中的控制设备的操作与图 7 中的设备相同。

[0069] 电压 V2 不受控制环路影响,这并不暗示它必须是固定电压。其可能是某些其他电量,例如变换器输入电压的函数。

[0070] 框 114 中实现的积分器 / 反馈组合与变换器的操作一致:当变换器的输入电流最大(根据上面的描述, Ic 在这些情形下最小)时, Ci 上对电压斜坡的大多数贡献应由 If1 提供;因此将存在高信号 Vs, 而高电流通过谐振电路。相反,当变换器的电流最小(根据上面的描述, 电流 Ic 在这些情形下最大)时, 电容器 Ci 上的电压斜坡 Vint 的大多数贡献应由电流 If2 提供,因此存在小幅值信号 Vs, 而小电流通过谐振电路。

[0071] 此外,电流 Ic 还将进行与为了防止次谐波不稳定性的所需的一致性的改变。当具有重负载时,不存在不稳定的问题,电流 Isc 相对 If1 将为小的,这样电压 Vint 主要取决于后者,操作尽可能接近纯 CMC 设备;然而,当具有轻负载时,发生问题,电流 Isc 应与 If1 相当或者更占优势,以确保系统稳定性。因此,控制电流还将起到补偿电流的作用。

[0072] 可实现包括根据本发明的开关变换器的控制设备的集成电路 U1;该控制设备可以是图 3,图 4,图 7 和图 9 中示出的任何一个。该电路集成在半导体芯片中。

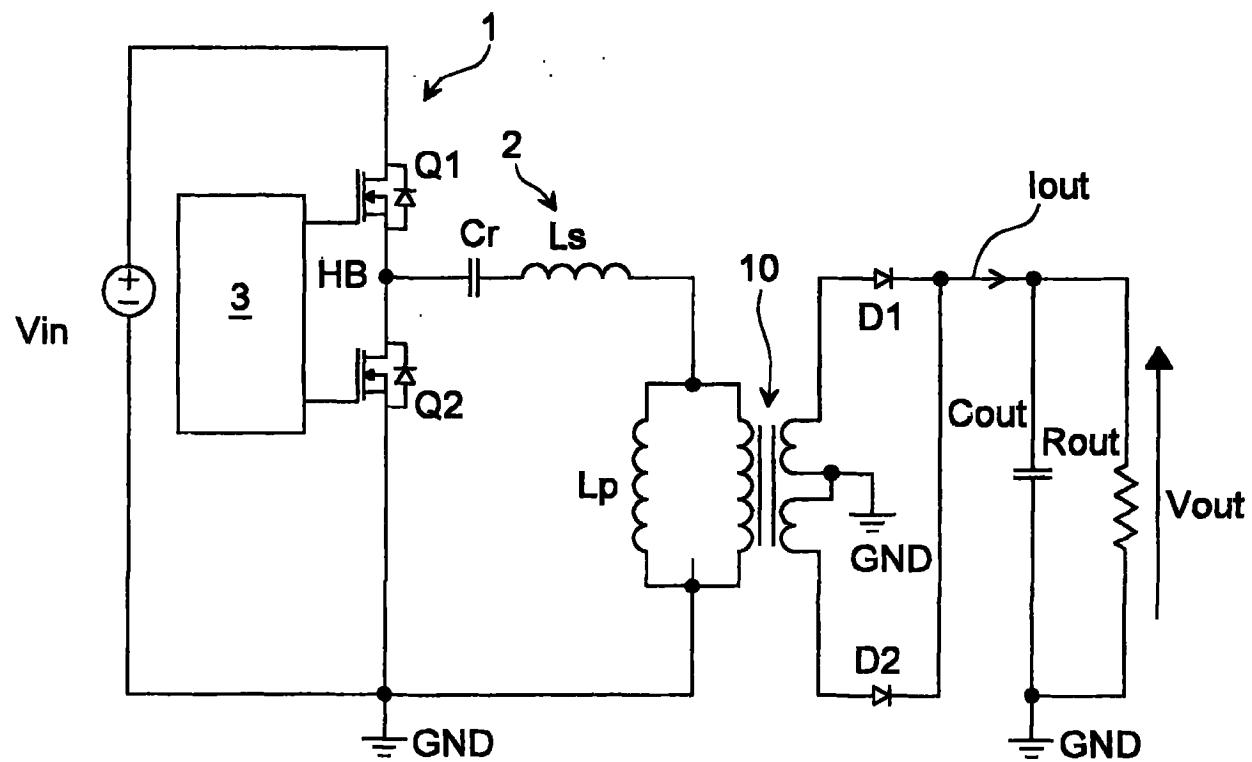


图 1

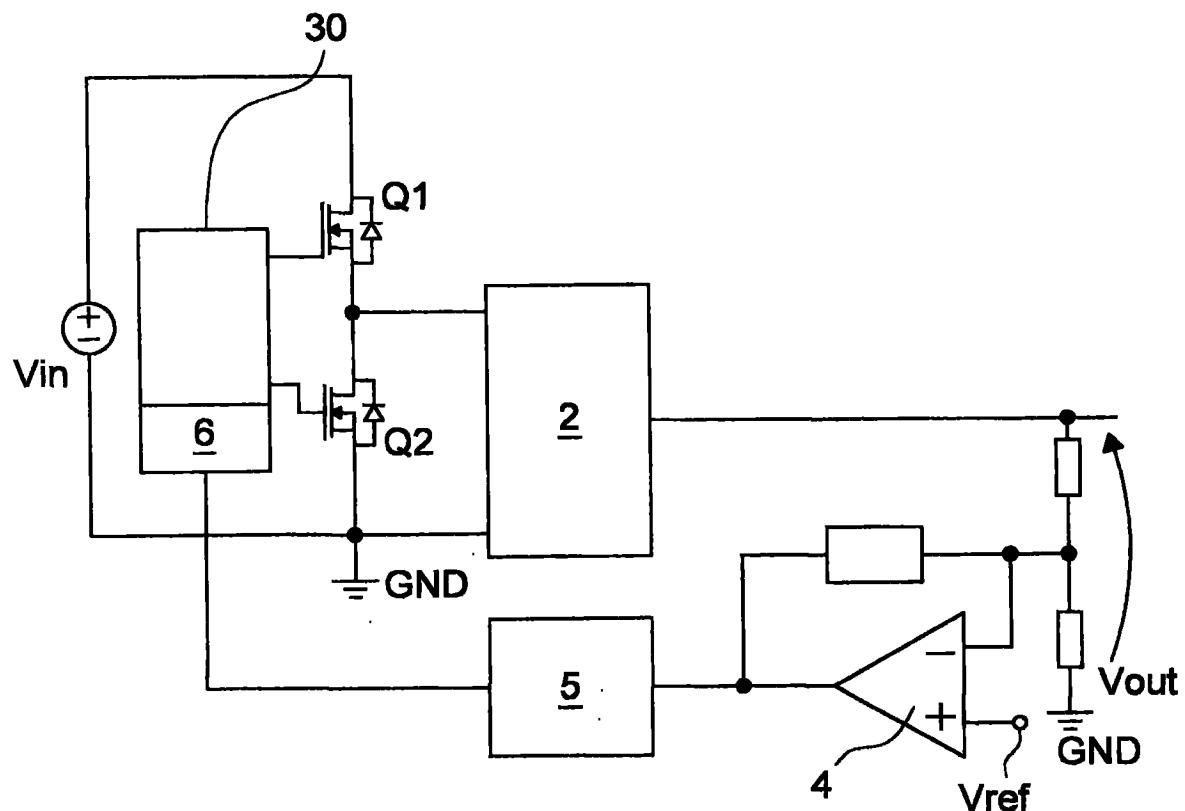


图 2

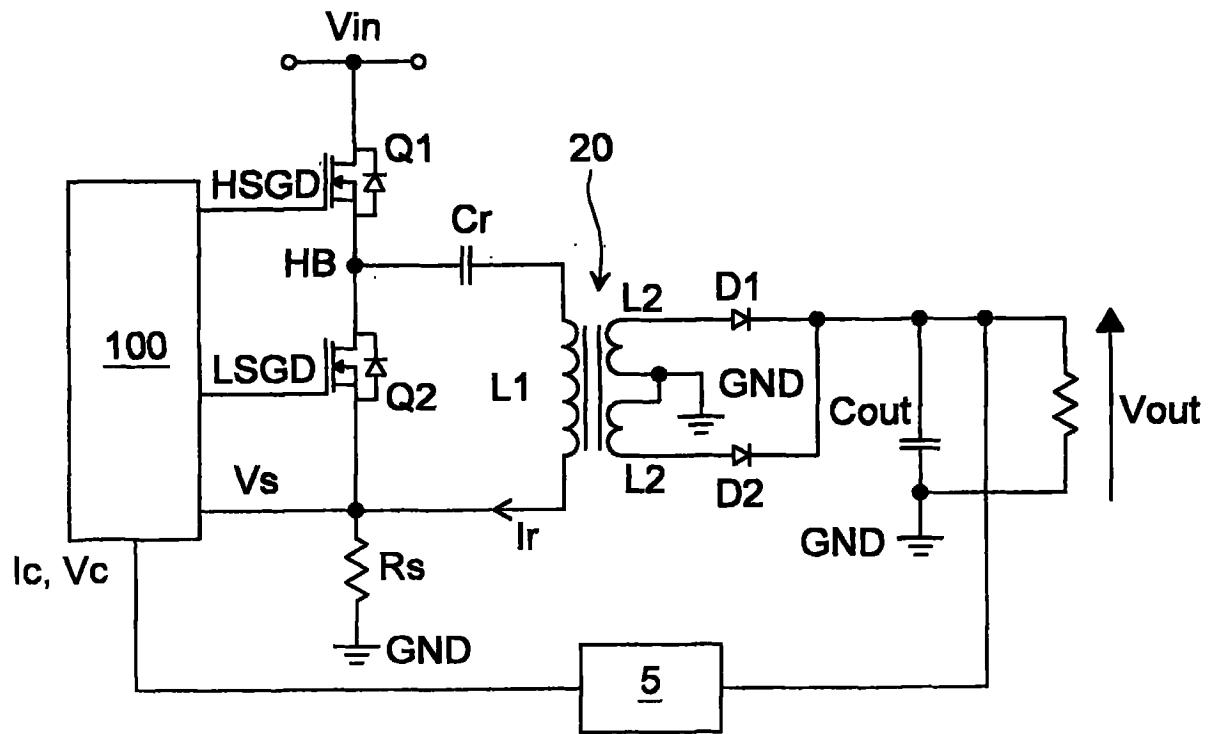


图 3

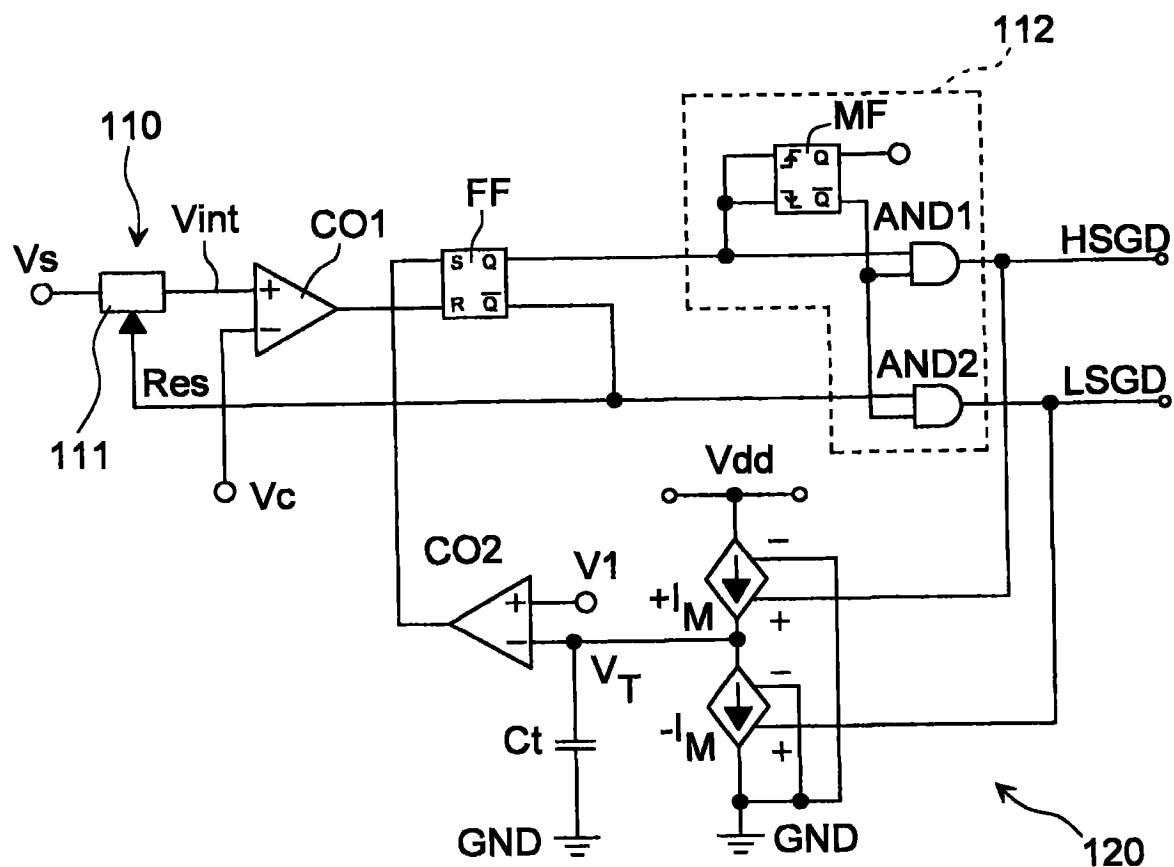


图 4

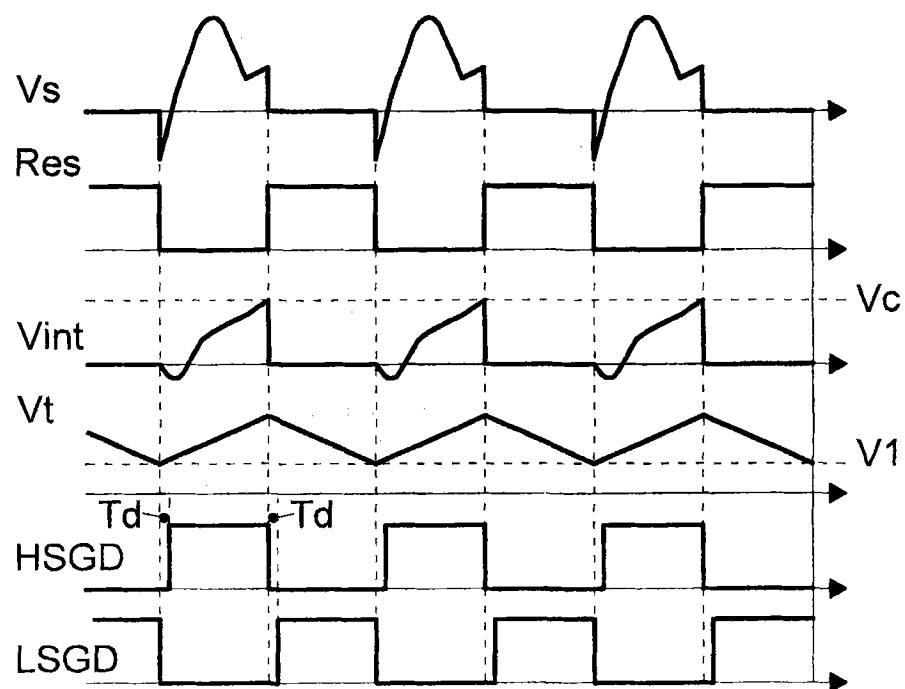


图 5

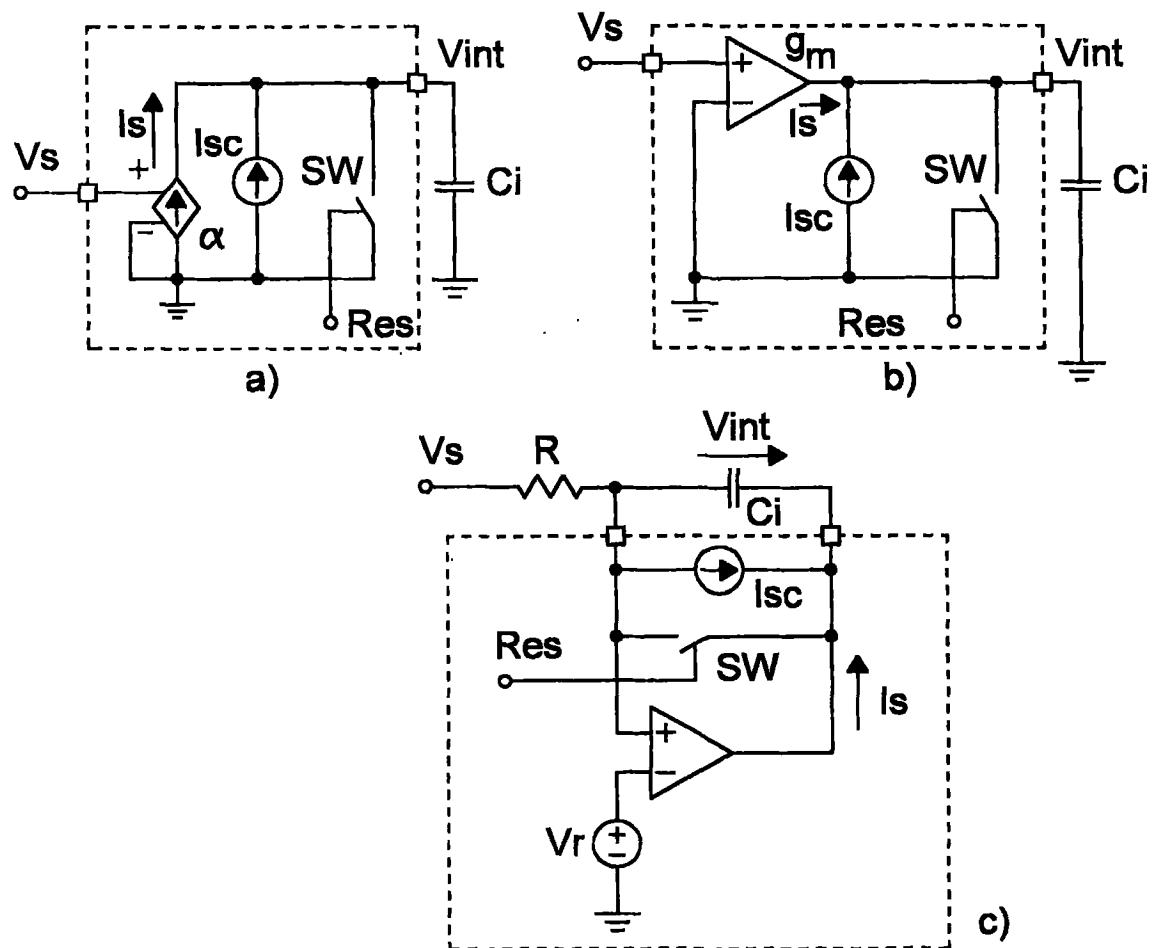


图 6

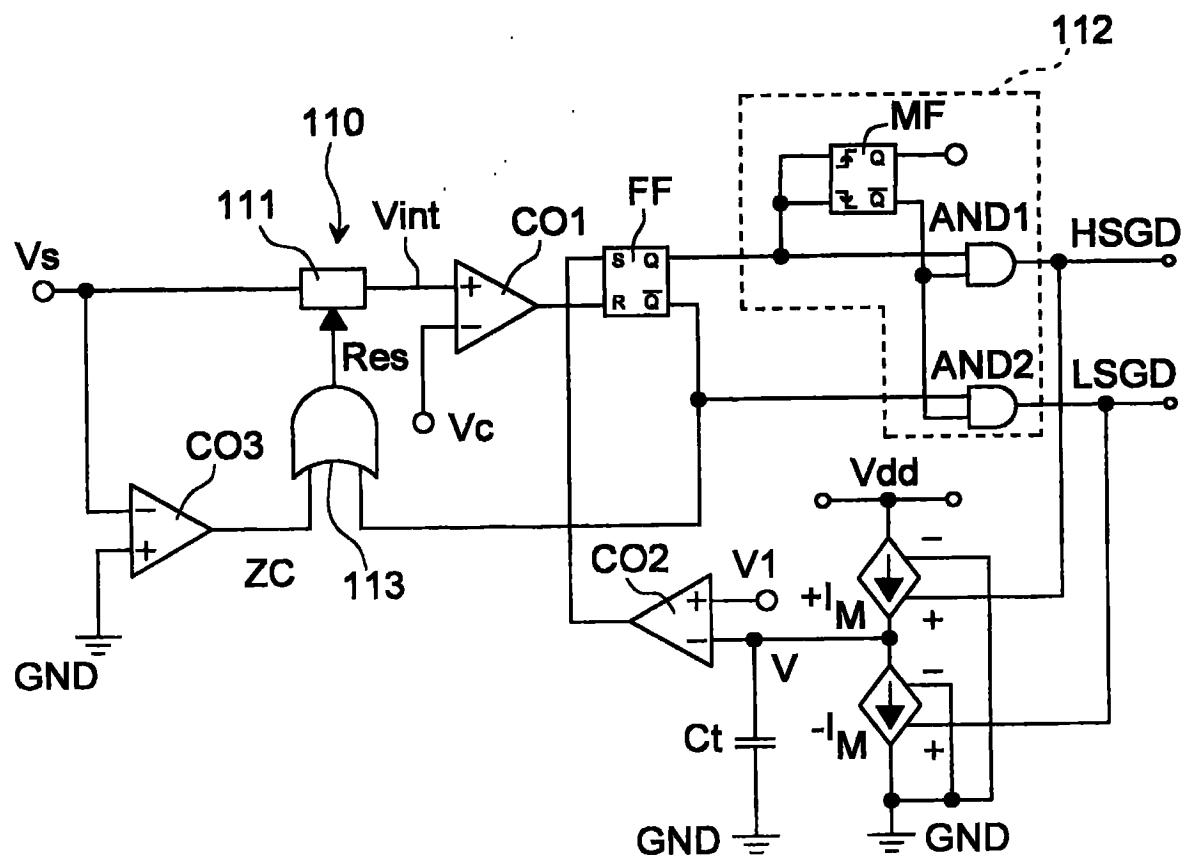
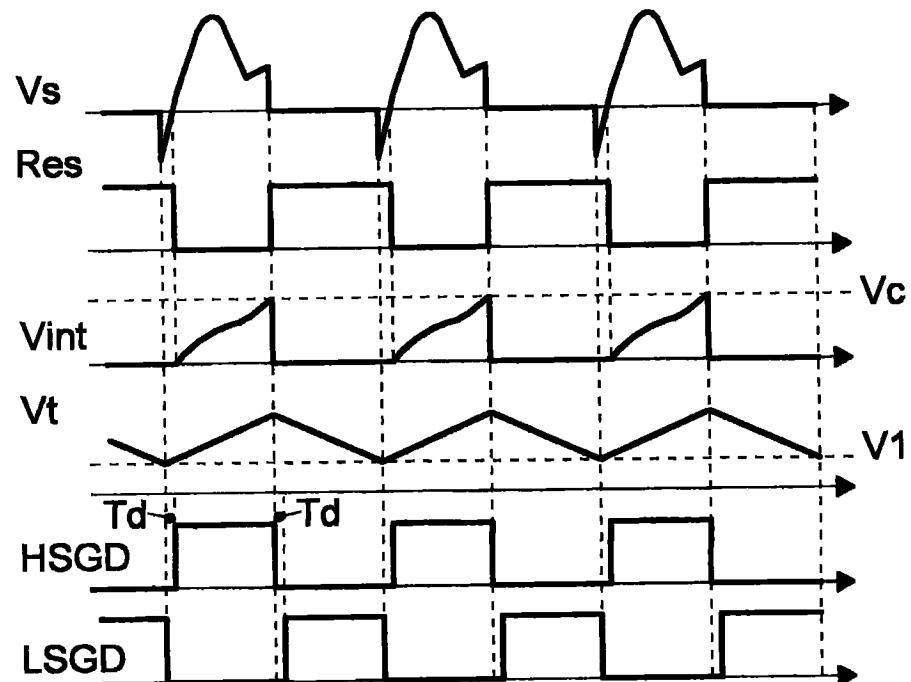


图 7



冬 8

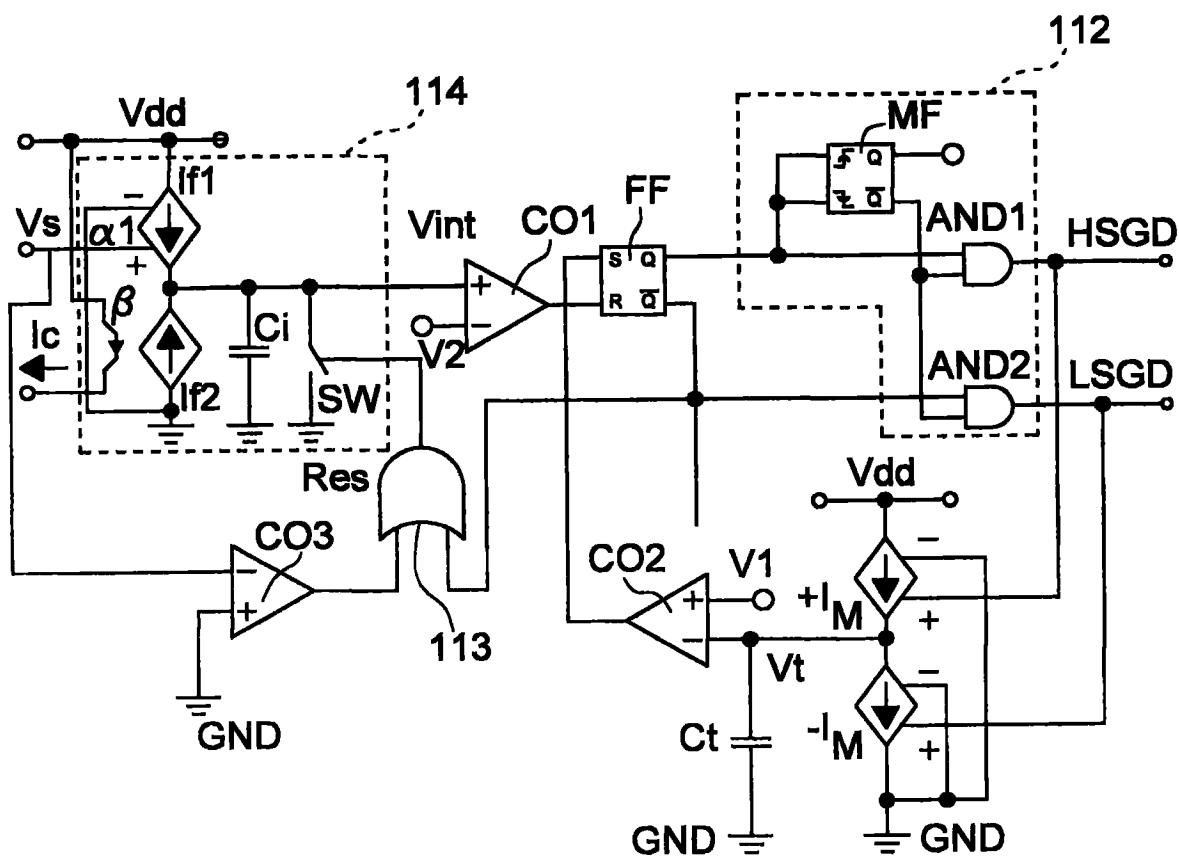


图 9

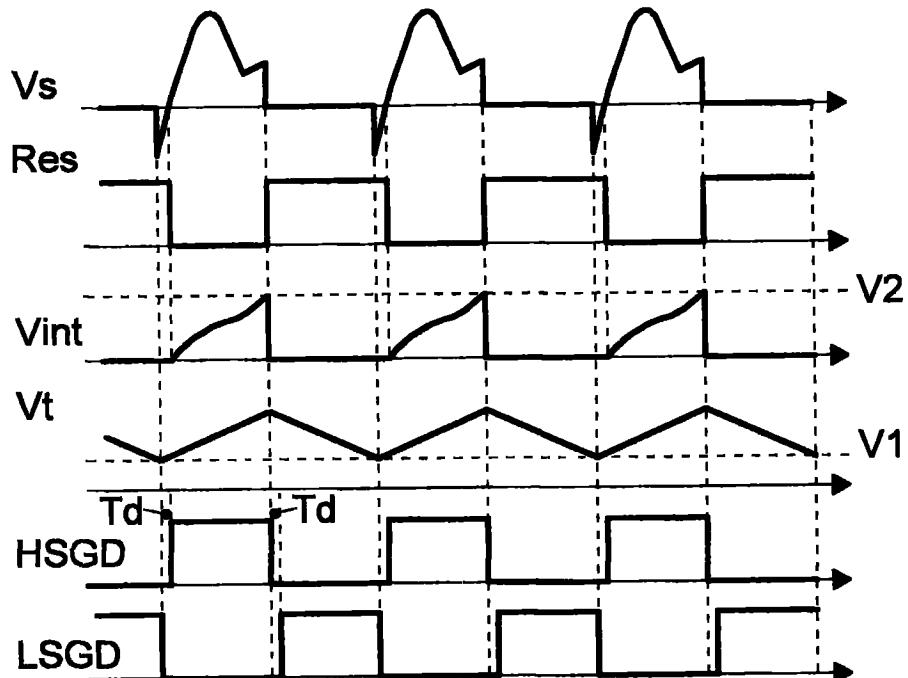


图 10