



# (12)实用新型专利

(10)授权公告号 CN 205901700 U

(45)授权公告日 2017. 01. 18

(21)申请号 201620809077.8

(22)申请日 2016.07.25

(73)专利权人 天津理工大学

地址 300384 天津市西青区宾水西道391号

(72)发明人 杜明星 郑琦琦 魏克新

(74)专利代理机构 天津天麓律师事务所 12212

代理人 王里歌

(51) Int. Cl.

H03K 17/567(2006.01)

(ESM)同样的发明创造已同日申请发明专利

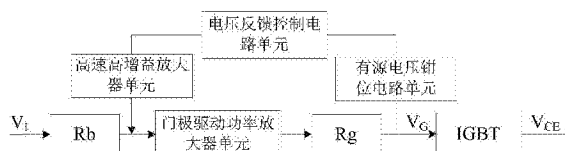
权利要求书1页 说明书7页 附图4页

## (54)实用新型名称

一种有源门极控制电路

## (57)摘要

一种有源门极控制电路,其特征在于它包括电压反馈控制电路单元、有源电压钳位电路单元、高速高增益放大器单元和门极驱动功率放大器单元;其优越性:1、电路结构简单、容易实现,工作效率和稳定性高;2、开关损耗低,抑制电磁干扰;3、准确度较高;4、对于开关控制的功率半导体器件具有通用性。



1. 一种有源门极控制电路,包括PWM单元、电阻Rb、电阻Rg及IGBT,其特征在于它包括电压反馈控制电路单元、有源电压钳位电路单元、高速高增益放大器单元和门极驱动功率放大器单元;其中,所述有源门极控制电路接在IGBT门极G端子和集电极C端子之间;所述门极驱动功率放大器单元的输入端与电阻Rb的一端连接,其输出端通过电阻Rg与IGBT的门极G端子连接;所述电阻Rb的另一端接收来自PWM单元的电压信号 $V_I$ ;所述高速高增益放大器单元的输入端与电压反馈控制电路单元的输出端连接,其输出端与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元的一端连接;所述电压反馈控制电路单元的输入端与有源电压钳位电路单元的输出端连接,其输出端与高速高增益放大器单元的输入端连接;所述有源电压钳位电路单元的输入端连接IGBT的门极G端子。

2. 根据权利要求1所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述电压反馈控制电路单元由电压上升率反馈模块、充放电电容C1、二极管D2以及二极管D3组成;其中所述电压上升率反馈模块由瞬态抑制二极管Z2、电阻R2和充放电电容C2相互串联构成;所述瞬态抑制二极管Z2的正极接电阻R2的一端;所述电阻R2的另一端接充放电电容C2的一端;所述充放电电容C2的另一端接二极管D2的正极以及二极管D3的负极;所述充放电电容C1与瞬态抑制二极管Z2、电阻R2之间呈并联连接。

3. 根据权利要求1所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述门极驱动功率放大器单元由三极管T2和三极管T3构成;所述三极管T2和三极管T3之间两个基极相连,两个发射极相连;所述三极管T2的集电极接+15V电源,并与高速高增益放大器单元连接;所述三极管T3的集电极接-15V电源,并且与电压反馈控制电路单元中二极管D3正极连接。

4. 根据权利要求3所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述三极管T2是NPN型三极管;所述三极管T3是PNP型三极管。

5. 根据权利要求1所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述高速高增益放大器单元由电阻R3、电阻R4、晶体管T4和二极管D构成;所述电阻R3和电阻R4串联;所述电阻R3的另一端与二极管D2的负极连接;所述电阻R4的另一端与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元的一端连接;所述晶体管T4的栅极与电阻R3连接电阻R4的一端连接,其源极与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元的一端连接,其漏极与门极驱动功率放大器单元中三极管T2的集电极连接;所述二极管D正极与晶体管T4的源极连接,负极与晶体管T4的漏极连接。

6. 根据权利要求5所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述晶体管T4为N沟道的MOSFET晶体管。

7. 根据权利要求1所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述有源电压钳位电路单元是由瞬态抑制二极管Z1、电阻R1和二极管D1串联构成;所述瞬态抑制二极管Z1的负极与瞬态抑制二极管Z2的正极连接,其正极与电阻R1的一端连接;所述电阻R1的另一端与二极管D1的正极连接;所述二极管D1的负极与IGBT的门极G端子连接。

8. 根据权利要求7所述一种有源门极控制电路,其特征在于所述有源电压钳位电路单元,还包括一个电压源和二极管D4;所述二极管D4的负极连接+15V电源,其正极与IGBT的门极G端子连接。

## 一种有源门极控制电路

### (一)技术领域：

[0001] 本实用新型涉及一种功率半导体器件的电磁干扰抑制技术,具体涉及一种AGC (Active Gate Control,简称AGC,有源门极控制)电路。

### (二)背景技术：

[0002] 随着电力电子技术的不断发展,电力电子系统在现代工业领域的作用逐渐明显,如电机传动、电动汽车、以及太阳能和风能等领域。电力电子系统应用领域的不断扩大,使得其产生的电磁干扰问题成为研究热点。因此,研究系统EMI(Electromagnetic interference,简称EMI,电磁干扰)的抑制技术是十分必要的。

[0003] IEC(International Electrotechnical Commission,简称,国际电工委员会)的相关标准对EMC(Electromagnetic compatibility,简称EMC,电磁兼容)的定义为:系统或设备在其工作的电磁环境中能够正常运行,并且不对同一环境中的其它设备产生无法忍受的电磁干扰的能力。电磁干扰具有很大的危害性,一方面影响装置、设备和系统的正常运行,大大缩短其使用寿命;另一方面在设备操作过程中可能会导致误动作或不工作等故障现象,人体自身也会受到电磁辐射的影响,扰乱正常的生活。早在上世纪40年代,欧美国家就已经提出EMC的概念,60年代出现了电磁兼容的计算机辅助分析,80年代以后,美国、日本、德国等国家在电磁兼容的仿真预测和系统设计领域取得较高成就,研制出大量不同规模的EMC分析预测软件,已经完成了许多实验性研究与分析建模工作,随后基于物理建模描述EMI的方法得到了发展。欧美等发达国家的EMC相关标准有基础标准、通用标准、产品类标准等,包括国际电工委员会的IEC61000及CISPR(International Special Committee on Radio Interference,简称CISPR,国际无线电干扰特别委员会)系列标准、欧共体的EN(European Norm,简称EN,欧洲标准)系列标准、美国联邦通信委员会的FCC(Federal Communications Commission,简称FCC,美国联邦通讯委员会)系列标准、北美标准等,形成了一套完整的EMC体系。如CISPR16《无线电干扰和抗扰度测量》是基础发射标准;IEC6100-4系列标准是目前国际上相对系统完善的抗扰度基础标准。

[0004] 我国在EMC研究方面起步较晚,目前主要停留在被动的或半主动的解决电磁干扰问题阶段。70年代,国内一些单位特别是军品单位在实际工作中遇到了电磁兼容问题,开始引起广泛重视。80年代成立了全国无线电干扰标准化技术委员会,90年代以后,航天、通信、电子等部门建立了一批EMC实验测试中心,在工程设计和预测分析方面开展了相应的研究和应用。相对于电磁干扰发射来说,20世纪70年代电磁敏感性的研究才开始起步。随着电磁兼容的迅速发展,国内的一些科研单位、大学也逐渐建立了电磁兼容实验室,进行电磁兼容的检测和认证及电磁环境的测试和评估工作。

[0005] EMC包括两个方面内容:EMI和EMS(Electromagnetic Susceptibility,简称EMS,电磁敏感度)。EMI是指电子设备产生干扰使产品工作性能降级;EMS是指产品能够抵抗周围设备干扰的能力。EMI的产生要同时具备干扰源、耦合路径和敏感设备三大要素。干扰源发出EMI能量,通过耦合路径将其传输到敏感设备上,从而影响敏感设备的正常工作。电磁干

扰源是研究EMC问题时考虑的首要因素,但干扰源的存在却不一定能够引起产生电磁干扰,即干扰源是产生EMI的必要条件。电磁干扰源包括任何能够使EMI发生的元器件、自然现象、电子设备或系统等。根据不同的干扰方式,干扰源可分为外部和内部干扰源。耦合途径也称耦合通道是传输EMI的通路或媒介。EMI的耦合途径有传导和辐射耦合途径。传导耦合路径需要电磁能量可以在EMI发射源与敏感设备间有一条电路回路连接。连接电路以电源、电源线、导线、接地平面等为传播媒介,一旦有两个电路直接连接返回通路,就会生成传导耦合。辐射耦合路径是干扰源以电磁场形式进行能量的传播,分为近场与远场耦合模式。敏感设备是指接收到EMI的设备,也可以说是对EMI产生影响的设备。敏感设备有可能是电子设备中的某个元器件、一部分或是整个电子设备。

[0006] 在电力电子系统中,常用的功率开关器件是IGBT,这主要是考虑到下面几个优点:1)IGBT可以用于在高电压大电流的环境下;2)IGBT具有快速的短路电流处理能力;3)IGBT属于压控型器件,故通过门极信号控制器件的开关动作较为容易。由于功率开关器件在快速通断动作过程中形成很高的 $du/dt$ 和 $di/dt$ ,产生高次谐波,成为电力电子系统中EMI的主要干扰源。在 $du/dt$ 作用下对电容或者是寄生电容不间断地展开充放电过程中会产生脉冲电流,当 $di/dt$ 作用于电感或杂散电感上时会感应出一定的脉动电压,由这些脉动信号引发的高频振荡波将会对整个系统造成极其严重的干扰问题。故从IGBT控制策略角度考虑抑制系统EMI的技术是非常必要的,基于此,提出一种新型的IGBT有源门极控制,通过集电极和发射极之间的电压 $V_{CE}$ 反馈网络限制电压超调量,有效减小关断损耗,抑制系统的电磁干扰。

### (三)实用新型内容:

[0007] 本实用新型目的在于提供一种有源门极控制电路,它解决了电磁干扰影响系统可靠性下降、故障率增高,无法达到电磁兼容标准的问题,是一种电路结构简单,操作方便,商业化利用前景好的结构,且通过集电极和发射极之间的电压 $V_{CE}$ 反馈网络限制功率半导体器件电压超调量,即可达到减小电磁干扰噪声的目的。

[0008] 本实用新型的技术方案:一种有源门极控制电路,包括PWM(Pulse Width Modulation,简称PWM,脉冲宽度调制)单元、电阻 $R_b$ 、电阻 $R_g$ 及IGBT,其特征在于它包括电压反馈控制电路单元、有源电压钳位电路单元、高速高增益放大器单元和门极驱动功率放大器单元;其中,所述有源门极控制电路接在IGBT门极G端子和集电极C端子之间;所述门极驱动功率放大器单元的输入端与电阻 $R_b$ 的一端连接,其输出端通过电阻 $R_g$ 与IGBT的门极G端子连接;所述电阻 $R_b$ 的另一端接收来自PWM单元的电压信号 $V_I$ ;所述高速高增益放大器单元的输入端与电压反馈控制电路单元的输出端连接,其输出端与电阻 $R_b$ 连接门极驱动功率放大器单元的一端连接;所述电压反馈控制电路单元的输入端与有源电压钳位电路单元的输出端连接,其输出端与高速高增益放大器单元的输入端连接;所述有源电压钳位电路单元的输入端连接IGBT的门极G端子。

[0009] 所述电压反馈控制电路单元由电压上升率反馈模块、充放电电容 $C_1$ 、二极管 $D_2$ 以及二极管 $D_3$ 组成;其中所述电压上升率反馈模块由瞬态抑制二极管 $Z_2$ 、电阻 $R_2$ 和充放电电容 $C_2$ 相互串联构成;所述瞬态抑制二极管 $Z_2$ 的正极接电阻 $R_2$ 的一端;所述电阻 $R_2$ 的另一端接充放电电容 $C_2$ 的一端;所述充放电电容 $C_2$ 的另一端接二极管 $D_2$ 的正极以及二极管 $D_3$ 的负极;所述充放电电容 $C_1$ 与瞬态抑制二极管 $Z_2$ 、电阻 $R_2$ 之间呈并联连接。

[0010] 所述门极驱动功率放大器单元由三极管T2和三极管T3构成；所述三极管T2和三极管T3之间两个基极相连，两个发射极相连；所述三极管T2的集电极接+15V电源，并与高速高增益放大器单元连接；所述三极管T3的集电极接-15V电源，并且与电压反馈控制电路单元中二极管D3正极连接。

[0011] 所述三极管T2是NPN型三极管；所述三极管T3是PNP型三极管。

[0012] 所述高速高增益放大器单元由电阻R3、电阻R4、晶体管T4和二极管D构成；所述电阻R3和电阻R4串联；所述电阻R3的另一端与二极管D2的负极连接；所述电阻R4的另一端与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元的一端连接；所述晶体管T4的栅极与电阻R3连接电阻R4的一端连接，其源极与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元的一端连接，其漏极与门极驱动功率放大器单元中三极管T2的集电极连接；所述二极管D正极与晶体管T4的源极连接，负极与晶体管T4的漏极连接。

[0013] 所述晶体管T4为N沟道的MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, 简称MOSFET, 金属-氧化物半导体场效应晶体管)晶体管。

[0014] 所述有源电压钳位电路单元是由瞬态抑制二极管Z1、电阻R1和二二极管D1串联构成；所述瞬态抑制二极管Z1的负极与瞬态抑制二极管Z2的正极连接，其正极与电阻R1的一端连接；所述电阻R1的另一端与二极管D1的正极连接；所述二极管D1的负极与IGBT的门极G端子连接。

[0015] 所述有源电压钳位电路单元，还包括一个电压源和二极管D4；所述二极管D4的负极连接+15V电源，其正极与IGBT的门极G端子连接。

[0016] 本实用新型的IGBT电磁干扰抑制方法：

[0017] ①输入PWM单元的电压信号 $V_I$ ，IGBT的集电极C端子与直流母线的正极相连，用于有源门极控制电路的通断；

[0018] ②在IGBT关断瞬间，门极和发射极间电压 $V_{GE}$ 处于下降时刻，AGC有源门极控制尚未起作用；

[0019] 当集电极和发射极间电压 $V_{CE}$ 开始上升的时刻，AGC开始起作用，集电极电流 $i_{c1}$ 经充放电电容C1、充放电电容C2和二二极管D2构成的电压反馈控制电路单元，得以超前控制IGBT关断过程中 $V_{CE}$ 的电压变化率 $dV_{CE}/dt$ ；

[0020] 此时，二极管D3的正极与电源负极相连，负极相当于接在电源正极，防止了电源受外电路的反向电压时损坏电源，起到保护作用，集电极电流 $i_{c1}$ 的表达式如下：

$$[0021] \quad i_{c1} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{dV_{CE}}{dt} \quad (1)$$

[0022] ③在IGBT关断过程中，当门极和发射极间电压 $V_{GE}$ 上升到 $V_{DC}$ ，即瞬态抑制二极管Z2的击穿电压，击穿瞬态抑制二极管Z2时，集电极电流 $i_{c2}$ 经瞬态抑制二极管Z2、电阻R2、充放电电容C2和二二极管D2构成的电压反馈控制电路单元，此时，由于瞬态抑制二极管Z2的击穿将充放电电容C1短路，集电极电流 $i_{c2}$ 经电阻R3和电阻R4，电阻R3起到限流作用，当电阻R4的电压足够大即电压变化率 $dV_{CE}/dt$ 足够大时，晶体管T4导通，降低门极电压 $V_G$ 对集电极电流 $i_c$ 控制的延时的影响；由三极管T2和三极管T3组成的门极驱动功率放大器单元向IGBT的门极进行再充电，从而保证 $V_{GE}$ 维持在Miller平台，补偿有源门极控制电路的延时；此时的集电极电流 $i_{c2}$ 仅流过充放电电容C2，电压变化率 $dV_{CE}/dt$ 则反映了IGBT的集电极电流 $i_c$ 的变化，

由于 $i_{c2}$ 的作用,降低了IGBT门极的放电速度,因此集电极电流变化率 $di_c/dt$ 也得以降低,从而改善了 $V_{CE}$ 电压尖峰,集电极电流 $i_{c2}$ 表达式如下:

$$[0023] \quad i_{c2} = C_2 \cdot \frac{dV_{CE}}{dt} \quad (2)$$

[0024] ④在IGBT关断过程中,当门极和发射极间电压 $V_{GE}$ 击穿瞬态抑制二极管Z1时,有源电压钳位电路单元开始起作用;电压源的作用是钳住门极电压 $V_G$ ,使得门极冲击电压不会过高,二极管D4是导通门极流向电压源的电流,截止电压源对门极的电流,起到保护IGBT的作用;门极驱动功率放大器单元向IGBT的门极进行再充电,从而抑制IGBT集电极和发射极间 $V_{CE}$ 电压尖峰;

[0025] ⑤在传统门极控制和有源门极控制的情况下,利用干扰提取器分别对系统直流侧电源两端的传导干扰进行测量,获取直流侧电源两端的相线L、中线N混合干扰的电磁干扰对比频谱;

[0026] ⑥将上述⑤所测得的混合干扰进行分离,获取传统门极控制和有源门极控制两种情况下的共模干扰频谱和差模干扰频谱。

[0027] 本实用新型的工作原理:有源门极控制电路的结构特点是设置不同的关断反馈增益,在关断过程中,电压上升率反馈模块是由瞬态抑制二极管Z2、充放电电容C2和电阻R2构成,由瞬态抑制二极管Z1、电阻R1和二极管D1以及电压源和二极管D4构成有源电压钳位电路单元,由电阻R3、电阻R4、晶体管T4和二极管D构成的高速高增益放大器单元,由三极管T2和三极管T3组成门极驱动功率放大器,对门极进行再充电。IGBT的GC端接入有源门极控制电路,电路通过控制在关断瞬间获得不同的反馈电压增益,抑制 $V_{CE}$ 电压尖峰。该抑制方法是采用有源门极控制电路连接到系统中,通过综合电压上升率反馈和稳压管钳位控制的优点,以简单的模拟元件组成控制电路,实现抑制 $V_{CE}$ 电压尖峰,在关断过程实现不同的电压变化率 $dV_{CE}/dt$ 。

[0028] 本实用新型的优越性:1、控制电路由模拟元件构成,电路结构简单、容易实现,与已有技术相比,在工作效率和稳定性方面均有所提高;2、控制电路结合瞬态抑制二极管和稳压管钳位控制,通过关断时获得不同的电压变化率,可以有效抑制集电极电流和关断电压尖峰,同时减小电压的开关损耗,抑制系统的电磁干扰;3、通过调节充放电电容C1可以控制 $V_{CE}$ 的上升斜率,充放电电容C2可以控制 $V_{CE}$ 的最大值,即使电路中的寄生电感很大,有源门极控制电路也可以通过调节电容值来有效抑制电压尖峰;4、准确度较高,可以将其与现有的驱动板融合在一起,具有可商业化利用的前景;5、以PWM控制策略为基础的,对于开关控制的功率半导体器件具有通用性。

#### (四)附图说明:

[0029] 图1为本实用新型所涉一种有源门极控制电路的电路结构框图。

[0030] 图2为本实用新型所涉一种有源门极控制电路的电路结构示意图。

[0031] 图3为本实用新型所涉一种有源门极控制电路的串联电路仿真原理示意图。

[0032] 图4为本实用新型所涉一种有源门极控制电路的IGBT电磁干扰抑制方法运行仿真示意图(其中,仿真条件为直流电压150V,电阻100 $\Omega$ ,寄生电感10 $\mu$ H)。

[0033] 图5为图3串联电路仿真模型下的同一型号的两个IGBT串联电路开关过程的仿真

电压波形。

[0034] 图6为一种有源门极控制电路的IGBT电磁干扰抑制方法的步骤⑤中直流侧电源两端相线L、中线N的混合干扰仿真对比图。

[0035] 图7为一种有源门极控制电路的IGBT电磁干扰抑制方法的步骤⑥中直流侧电源两端共模干扰,差模干扰仿真对比图。

[0036] 其中,1为高速高增益放大器单元;2为门极驱动功率放大器单元;3为有源电压钳位电路单元;4为电压上升率反馈模块。

#### (五)具体实施方式:

[0037] 实施例:一种有源门极控制电路(见图1、图2),包括PWM单元、电阻Rb、电阻Rg及IGBT,其特征在于它包括电压反馈控制电路单元、有源电压钳位电路单元3、高速高增益放大器单元1和门极驱动功率放大器单元2;其中,所述有源门极控制电路接在IGBT门极G端子和集电极C端子之间;所述门极驱动功率放大器单元2的输入端与电阻Rb的一端连接,其输出端通过电阻Rg与IGBT的门极G端子连接;所述电阻Rb的另一端接收来自PWM单元的电压信号V<sub>I</sub>;所述高速高增益放大器单元1的输入端与电压反馈控制电路单元的输出端连接,其输出端与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元2的一端连接;所述电压反馈控制电路单元的输入端与有源电压钳位电路单元3的输出端连接,其输出端与高速高增益放大器单元1的输入端连接;所述有源电压钳位电路单元3的输入端连接IGBT的门极G端子。

[0038] 所述电压反馈控制电路单元(见图2)由电压上升率反馈模块4、充放电电容C1、二极管D2以及二极管D3组成;其中所述电压上升率反馈模块4由瞬态抑制二极管Z2、电阻R2和充放电电容C2相互串联构成;所述瞬态抑制二极管Z2的正极接电阻R2的一端;所述电阻R2的另一端接充放电电容C2的一端;所述充放电电容C2的另一端接二极管D2的正极以及二极管D3的负极;所述充放电电容C1与瞬态抑制二极管Z2、电阻R2之间呈并联连接。

[0039] 所述门极驱动功率放大器单元2(见图2)由三极管T2和三极管T3构成;所述三极管T2和三极管T3之间两个基极相连,两个发射极相连;所述三极管T2的集电极接+15V电源;并且与高速高增益放大器单元1连接;所述三极管T3的集电极接-15V电源,并且与电压反馈控制电路单元中二极管D3正极连接。

[0040] 所述三极管T2是NPN型三极管;所述三极管T3是PNP型三极管(见图2)。

[0041] 所述高速高增益放大器单元1(见图2)由电阻R3、电阻R4、晶体管T4和二极管D构成;所述电阻R3和电阻R4串联;所述电阻R3的另一端与二极管D2的负极连接;所述电阻R4的另一端与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元2的一端连接;所述晶体管T4的栅极与电阻R3连接电阻R4的一端连接,源极与电阻Rb连接门极驱动功率放大器单元2的一端连接,漏极与门极驱动功率放大器单元2中三极管T2的集电极连接;所述二极管D正极与晶体管T4的源极连接,负极与晶体管T4的漏极连接。

[0042] 所述晶体管T4为N沟道的MOSFET管(见图2)。

[0043] 所述有源电压钳位电路单元3(见图2)是由瞬态抑制二极管Z1、电阻R1和二二极管D1串联构成;所述瞬态抑制二极管Z1的负极与瞬态抑制二极管Z2的正极连接,其正极与电阻R1的一端连接;所述电阻R1的另一端与二极管D1的正极连接;所述二极管D1的负极与IGBT的门极G端子连接。

[0044] 所述有源电压钳位电路单元3还包括一个电压源和二极管D4;所述二极管D4的负极连接+15V电源,其正极与IGBT的门极G端子连接。

[0045] 参见图1和图2,针对大功率开关器件IGBT,设置有源门极控制电路;

[0046] 图2所示,电路将关断过程分为三个部分,利用两个充放电电容和TVS(Transient Voltage Suppressors,简称TVS,瞬态电压抑制器)在关断瞬间获得不同的反馈增益,进而起到抑制关断电压和控制其上升斜率的作用。在IGBT关断瞬间,门极和发射极间电压 $V_{GE}$ 下降的时刻,AGC尚未起作用,当 $V_{CE}$ 开始上升的时刻,集电极电流 $i_{c1}$ 流经充放电电容C1和充放电电容C2,表达式如下:

$$[0047] \quad i_{c1} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{dV_{CE}}{dt} \quad (1)$$

[0048] 当 $V_{GE}$ 上升到 $V_{DC}$ (即瞬态抑制二极管Z2的击穿电压),瞬态抑制二极管Z2将充放电电容C1短路,此时的集电极电流 $i_{c2}$ 仅流过充放电电容C2,表达式如下:

$$[0049] \quad i_{c2} = C_2 \cdot \frac{dV_{CE}}{dt} \quad (2)$$

[0050] 图3为IGBT串联电路原理图,直流电源 $U_{dc} = 150V$ ;负载 $R_{load} = 100 \Omega$ ;杂散和寄生电感 $L_s = 10\mu H$ 。两路驱动信号为+20V,0V的脉冲调制波信号,其开关频率为10kHz;开关器件IGBT型号均为SKM75GB063D;电阻 $R_g$ 为 $50 \Omega$ 。利用LISN(Line Impedance Stabilization Network,简称LISN,线路阻抗稳定网络)提取直流侧电源两端的混合干扰,分离出CM(Common mode,简称CM,共模干扰)和DM(Differential mode,简称DM,差模干扰)。方式1为两个IGBT均接入电阻 $R_g$ 的传统门极控制,方式2为均接入AGC的有源门极控制。

[0051] 图4是在saber仿真环境下搭建的串联结构下的仿真结构示意图,仿真条件为直流电压150V,负载电阻 $100 \Omega$ ;杂散和寄生电感 $10\mu H$ 。

[0052] 图5为同一型号的两个IGBT串联电路在两种方式下的开关过程仿真电压 $V_{CE}$ 波形。其中, $V_{CE1}$ 线是方式1传统门极控制下的电压波形, $V_{CE2}$ 线是方式2有源门极控制下的电压波形。由图可见接入AGC情况下的 $V_{CE}$ 电压尖峰值明显降低,关断电压超调量抑制效果良好。证明此电路对IGBT的电压尖峰具有良好的抑制作用。而且电压的上升时间增加,减小了关断损耗,有源控制也能有效抑制电磁干扰。

[0053] 图6为直流侧电源两端相线L、中线N的混合干扰仿真波形。其中,L1线是方式1传统门极控制下直流侧电源两端相线L的混合干扰仿真曲线,L2线是方式2有源门极控制下直流侧电源两端相线L的混合干扰仿真曲线;N1线是方式1传统门极控制下直流侧电源两端中线N的混合干扰仿真曲线,N2线是方式2有源门极控制下直流侧电源两端中线N的混合干扰仿真曲线。由图可知串联电路的电磁干扰强度较大,混合干扰在60-120dBuV之间,超过了国标GB 9254-2008规定的限值,如表1所示。因此,采取AGC的控制方法对电磁干扰的抑制效果较好。

[0054] 表1B类待测设备电源端子传导骚扰限值



频率/MHz	限值/dBuV	
	准峰值	平均值
[0055] 0.15-0.5	66-56	56-46
0.5-5	56	46
5-30	60	50

[0056] 图7为直流侧电源两端的CM/DM仿真波形。其中,CM1线是方式1传统门极控制下直流侧电源两端的共模干扰仿真曲线,CM2线是方式2有源门极控制下直流侧电源两端的共模干扰仿真曲线;DM1线是方式1传统门极控制下直流侧电源两端的差模干扰仿真曲线,DM2线是方式2有源门极控制下直流侧电源两端的差模干扰仿真曲线。根据公式(3),运用波形计算器计算得到CM/DM波形,其中 $V_{R1}$ , $V_{R2}$ 分别为直流侧L、N线的干扰电压值。

$$[0057] \quad V_{CM} = \frac{V_{R1} + V_{R2}}{2}$$

$$[0058] \quad V_{DM} = \frac{V_{R1} - V_{R2}}{2}$$

公式(3)

[0059] 传统门极控制分离后的波形CM1在30-80dBuV,DM1在60-110dBuV之间。采用AGC的控制方法后,共模干扰CM2在低频段有所增加,2MHz频段以上下降了5-20dBuV;差模干扰DM2在整个频段下降了10-30dBuV。因此,AGC方法可以有效抑制系统共模/差模干扰。

[0060] 仿真结果表明,有源控制方法可以降低系统的干扰,在低频干扰(1MHz以下)的抑制效果较小,而对高频干扰(1MHz以上)的抑制效果明显,因此采取有源门极控制方法的抑制效果更好。可以应用在各种电力电子装置中,在工程实践中具有重要意义。

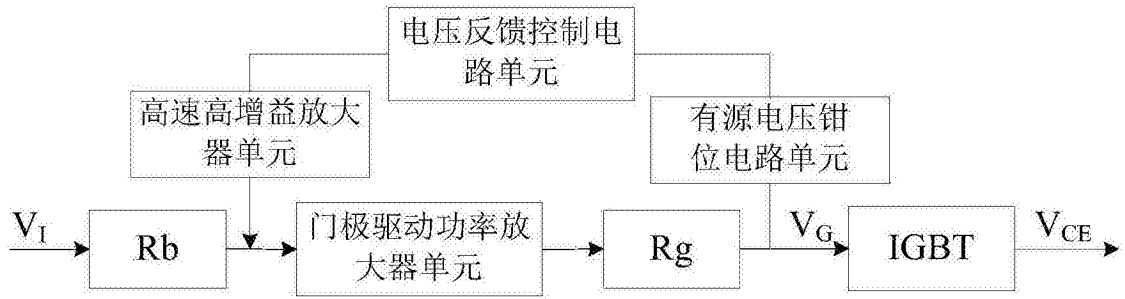


图1

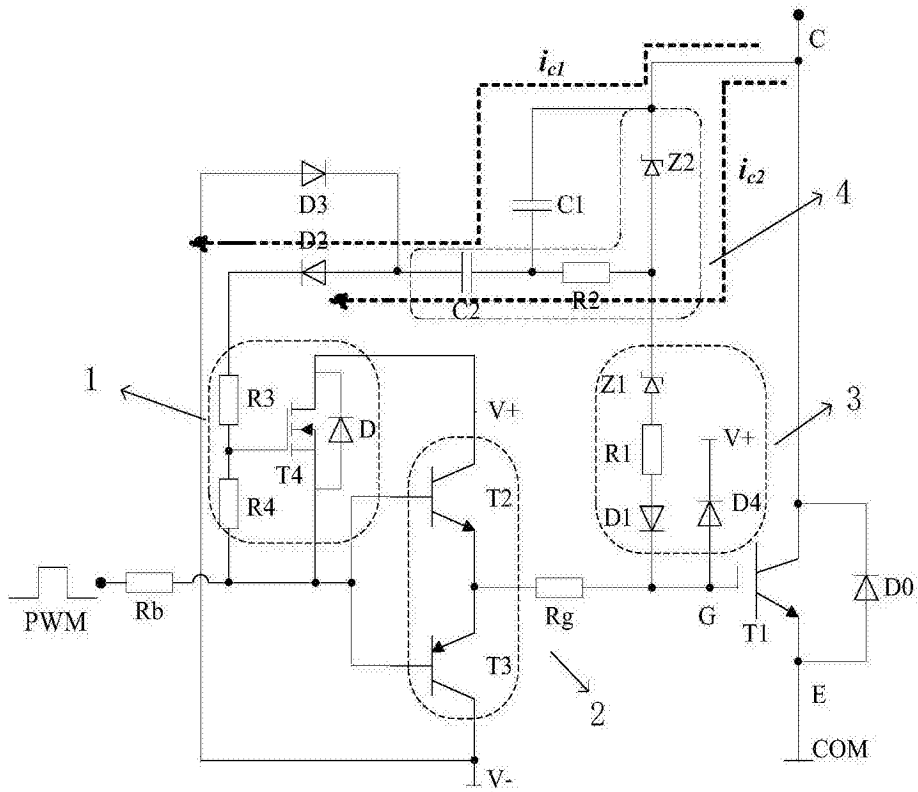


图2

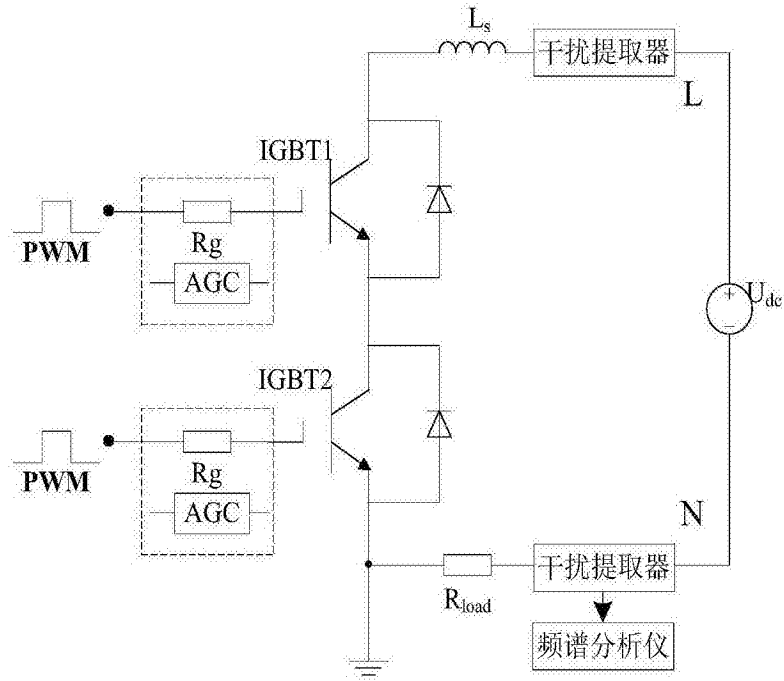


图3

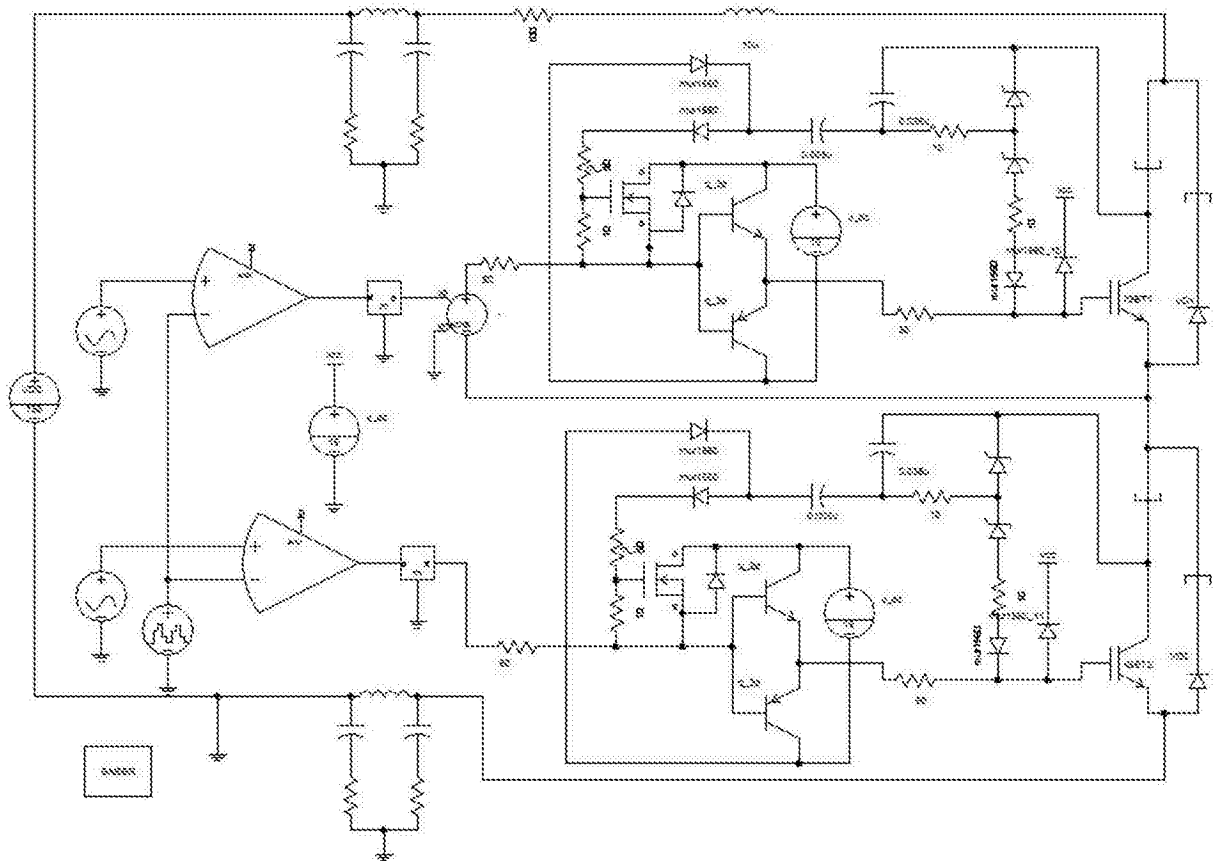


图4

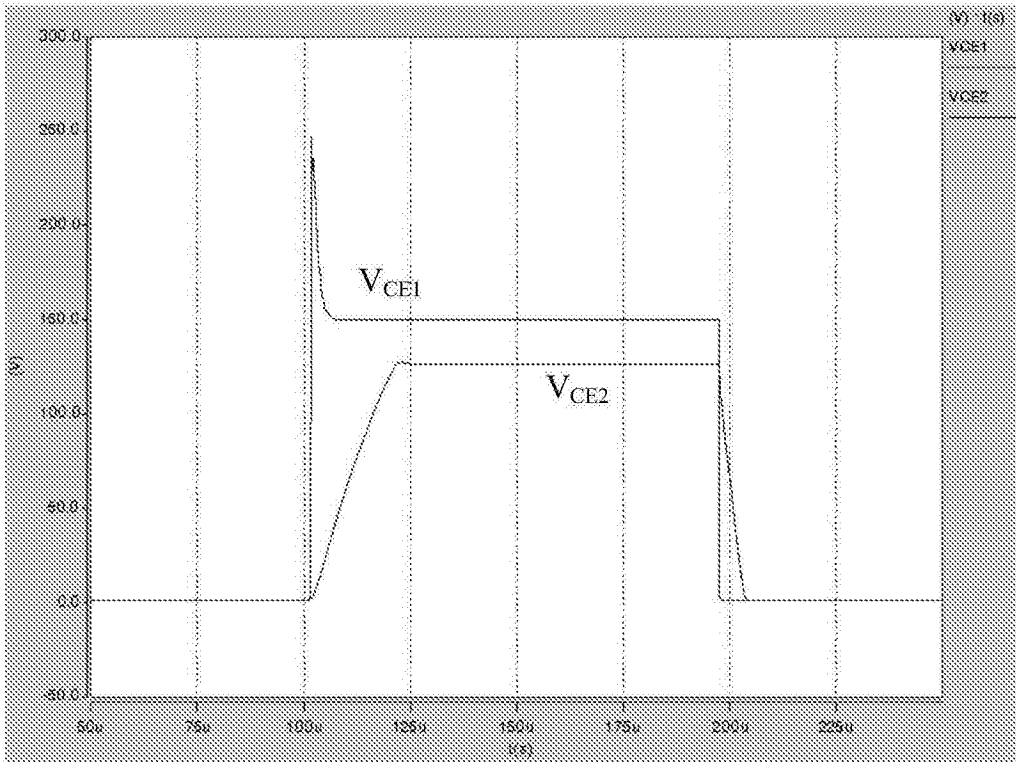


图5

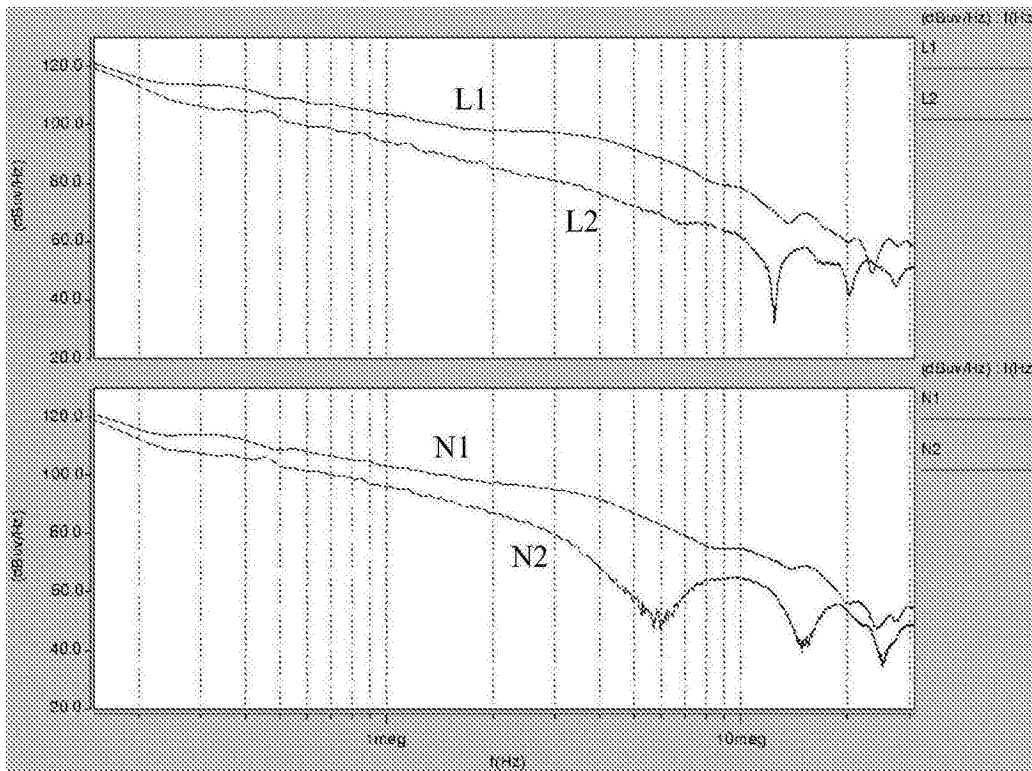


图6

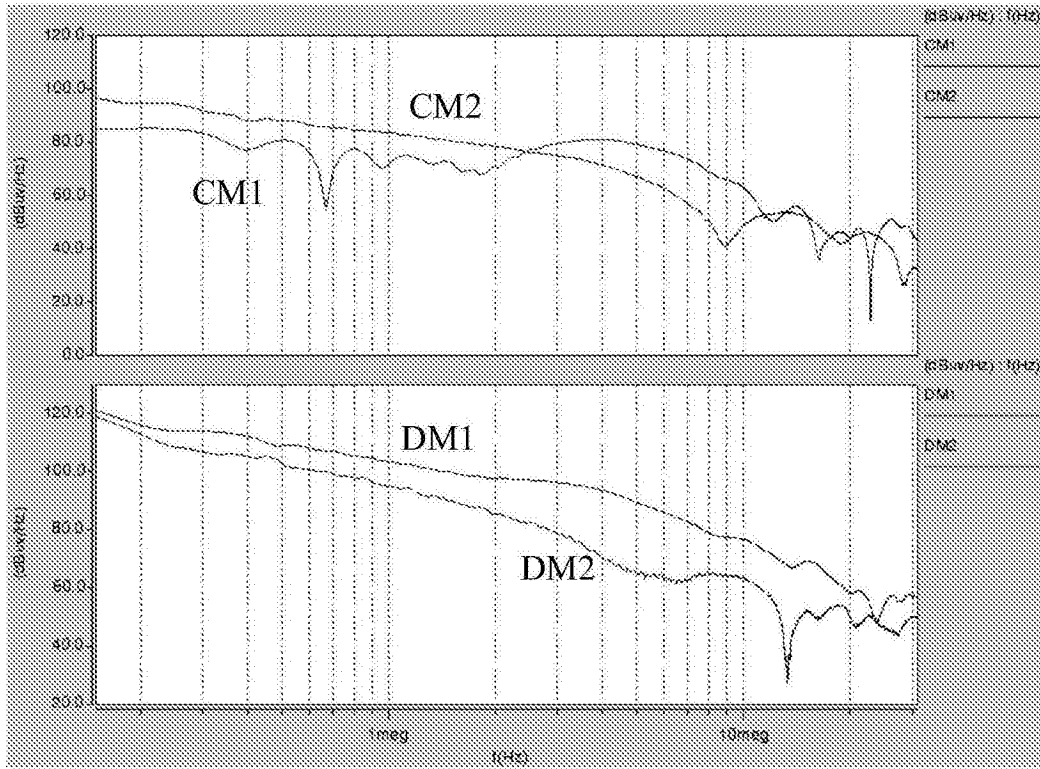


图7