

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H05B 41/14 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02142472.1

[45] 授权公告日 2009年7月29日

[11] 授权公告号 CN 100521854C

[22] 申请日 2002.9.6 [21] 申请号 02142472.1

[30] 优先权

[32] 2001.9.6 [33] US [31] 09/948,994

[73] 专利权人 研能科技有限公司

地址 中国香港

[72] 发明人 邓柏村 林耀雄 钟树鸿 许树源

[56] 参考文献

US6172466B1 2001.1.9

US6208088B1 2001.3.27

US5422547A 1995.6.6

US5994848A 1999.11.30

US6208493B1 2001.3.27

审查员 季 珩

[74] 专利代理机构 北京戈程知识产权代理有限公司

代理人 程 伟 龚颐雯

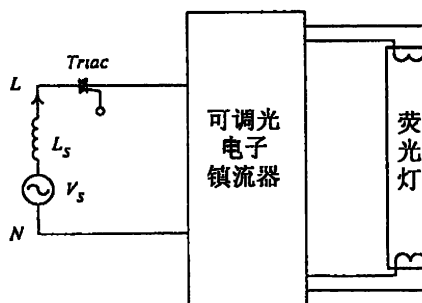
权利要求书 5 页 说明书 14 页 附图 14 页

[54] 发明名称

具有极宽调光范围的荧光灯相控可调光电子镇流器

[57] 摘要

为获得小型和管形荧光灯的较宽调光范围，提出了两种新颖控制方法：i) 在双向三端晶闸管电路中抑制振荡效应的新颖技术，可在较宽触发角范围上保持稳定的双向三端晶闸管运行；ii) 镇流器逆变器电路的混合调光控制技术，可获得从 100% 至 3% 的宽广调光范围。对于 i)，提议采用耗散性和非耗散性能量吸收电路 (EAS)，在双向三端晶闸管导通时抑制其电路中的瞬态效应。EAS 的本质是确保双向三端晶闸管电路能以稳定方式运行，没有振荡或意外断开。对于 ii)，提议采用混合调光方法，其与传统控制方法不同而使直流连接电压和逆变器频率都变化。新的调光控制的本质是减小逆变器频率变化的范围，从而尽可能加宽总的调光范围。



1. 一种对荧光灯提供相控调光控制的方法，其特征在于，其中所述荧光灯由通过相控装置连接至电源的电子镇流器控制，所述相控装置控制所述电源接通角范围，其中该接通角范围在 0° 与 180° 之间变化，并且其中在至少一部分接通角范围中，通过同时变化所述电子镇流器的直流连接电压和切换频率而控制荧光灯功率。

2. 根据权利要求1所述的方法，其特征在于，其中在接通角范围的第一部分中所述直流连接电压保持固定而所述切换频率变化，而且其中在接通角范围的其余部分中所述直流连接电压和所述切换频率都变化。

3. 根据权利要求2所述的方法，其特征在于，其中所述第一部分对应于 0° 与 90° 之间的角度范围。

4. 根据权利要求1所述的方法，其特征在于，其中所述相控装置包括双向三端晶闸管。

5. 根据权利要求4所述的方法，其特征在于，该方法进一步包括当所述双向三端晶闸管导通时，对该双向三端晶闸管电路的瞬态振荡进行抑制。

6. 根据权利要求5所述的方法，其特征在于，其中通过耗散能量吸收技术对所述瞬态振荡进行抑制。

7. 根据权利要求5所述的方法，其特征在于，其中通过非耗散能量吸收技术对所述瞬态振荡进行抑制。

8. 根据权利要求5所述的方法，其特征在于，其中通过耗散以及非耗散能量吸收技术对所述瞬态振荡进行抑制。

9. 根据权利要求5所述的方法，其特征在于，其中通过电荷抽运电容器电路对所述瞬态振荡进行抑制。

10. 一种对荧光灯的电子镇流器提供可调光控制的装置，其特征在于，所述装置包括：将所述电子镇流器连接至交流电源的装置；连接在所述电子镇流器的输入端与所述电源之间的相控装置，用于控制所述电源的接通角范围；用于调节所述荧光灯的输出逆变器；以及为该输出逆变器提供直流连接电压的装置，其中设置了装置，在至少一部分接通角范围中同时改变所述输出逆变器的直流连接电压和切换频率，以提供调光控制。

11. 根据权利要求10所述的装置，其特征在于，其中当所述接通角处于第一范围时，使所述直流连接电压保持固定，而使所述切换频率变化，并且当所述接通角处于第二范围时，使所述直流连接电压和所述切换频率都变化。

12. 根据权利要求10所述的装置，其特征在于，其中用于提供所述直流连接电压的所述装置为输入线电流整形器。

13. 根据权利要求12所述的装置，其特征在于，其中所述输入线电流整形器为升压变流器。

14. 根据权利要求13所述的装置，其特征在于，其中当所述接通角范围在 0° 与 90° 之间时，使所述直流连接电压保持固定并使所述切换频率变化，而当所述接通角范围大于 90° 时，使所述直流连接电压和所述切换频率都变化。

15. 根据权利要求10所述的装置，其特征在于，其中所述相控装置包括双向三端晶闸管。

16. 根据权利要求15所述的装置，其特征在于，该装置进一步包

括当所述双向三端晶闸管导通时，对所述双向三端晶闸管的振荡进行抑制的装置。

17. 根据权利要求16所述的装置，其特征在于，其中所述抑制装置包括耗散能量吸收装置。

18. 根据权利要求17所述的装置，其特征在于，其中用于提供所述直流连接电压的所述装置为输入线电流整形器，并且所述耗散能量吸收装置包括设置在所述双向三端晶闸管与所述输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-二极管电路，其中所述电阻器和电容器串联，而所述二极管与所述电阻器并联。

19. 根据权利要求17所述的装置，其特征在于，其中用于提供所述直流连接电压的所述装置为输入线电流整形器，并且所述耗散能量吸收装置包括设置在所述双向三端晶闸管与所述输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-开关电路，其中所述电阻器和电容器串联，而所述开关与所述电阻器并联，从而当所述初始振荡被抑制后，可使所述电容器接地并作为EMI滤波器的一部分而工作。

20. 根据权利要求19所述的装置，其特征在于，其中所述开关为功率金属氧化物半导体场效应晶体管。

21. 根据权利要求17所述的装置，其特征在于，其中用于提供所述直流连接电压的所述装置为输入线电流整形器，并且所述耗散能量吸收装置包括设置在所述双向三端晶闸管与所述输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-电感器电路，其中所述电容器和电阻器串联，而所述电感器与所述电阻器并联且与第二电阻器串联，从而当所述初始振荡被抑制后，可使所述电容器接地并作为EMI滤波器的一部分而工作。

22. 根据权利要求16所述的装置，其特征在于，其中所述抑制装置包括非耗散能量吸收装置。

23. 根据权利要求22所述的装置，其特征在于，其中用于提供所述直流连接电压的所述装置为输入线电流整形器，并且所述非耗散能量吸收装置包括当所述双向三端晶闸管导通时，瞬间增加所述电流整形器输入电流的装置。

24. 根据权利要求23所述的装置，其特征在于，其中所述用于增加输入电流的装置包括对所述电流整形器的输入电压进行微分的装置。

25. 根据权利要求16所述的装置，其特征在于，其中所述抑制装置包括耗散和非耗散能量吸收装置。

26. 根据权利要求16所述的装置，其特征在于，其中所述抑制装置包括电荷抽运电容器电路。

27. 一种用于对荧光灯提供电子镇流器可调光控制的装置，包括：设置在交流电源与所述电子镇流器之间的双向三端晶闸管；以及当所述双向三端晶闸管导通时，对该双向三端晶闸管的振荡进行抑制的耗散能量吸收装置；其中所述耗散能量吸收装置包括设置在所述双向三端晶闸管与输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-二极管电路，其中所述电阻器和电容器串联，并且所述二极管与所述电阻器并联。

28. 一种用于对荧光灯提供电子镇流器可调光控制的装置，包括：设置在交流电源与所述电子镇流器之间的双向三端晶闸管；以及当所述双向三端晶闸管导通时，对该双向三端晶闸管的振荡进行抑制的耗散能量吸收装置；其中所述耗散能量吸收装置包括设置在所述双向三端晶闸管与输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-开关电路，其中所述电阻器和电容器串联，而所述开关与所述电阻器并联，从而当所述初始振荡被抑制后，可使所述电容器接地并作为EMI滤波器的一部分而工作。

29. 根据权利要求28所述的装置，其特征在于，其中所述开关为功率金属氧化物半导体场效应晶体管。

30. 一种用于对荧光灯提供电子镇流器可调光控制的装置，包括：设置在交流电源与所述电子镇流器之间的双向三端晶闸管；以及当所述双向三端晶闸管导通时，对该双向三端晶闸管的振荡进行抑制的装置；其中所述耗散能量吸收装置包括设置在所述双向三端晶闸管与输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-电感器电路，其中所述电阻器和电容器串联，而所述电感器与所述电阻器并联且与第二电阻器串联，从而当所述初始振荡被抑制后，可使所述电容器接地并作为EMI滤波器的一部分而工作。

具有极宽调光范围的荧光灯相控可调光电子镇流器

技术领域

本发明涉及相控（phase controlled）可调光电子镇流器，例如二线式双向三端晶闸管控制（Triac-controlled）镇流器，尤其涉及能够在从100%至大约3%的调光范围内对荧光灯进行调光的这种镇流器。

背景技术

目前，在市场上还没有可以使用普通双向三端晶闸管调光器将荧光灯功率在100%至小于3%的范围内进行调节的小型荧光灯。为了使用双向三端晶闸管调光器在从100%至大约3%的非常宽的调光范围内对荧光灯的光强进行控制，必须满足两个条件。第一个条件是由两个反向并联（anti-parallel）设置的SCR晶闸管组成的双向三端晶闸管必须能够在非常宽的触发角（firing angle）范围内以稳定方式运行。第二个条件是调光方法必须能够控制向下调低荧光灯功率。现有技术能够实现从100%至大约20%到30%的调光范围，到目前为止尚未开发出有市场前景的将调光范围向下扩展至大约3%的技术。

发明内容

本发明提供了一种方法，对荧光灯进行相控调光控制，其中所述荧光灯由通过相控装置连接至电源的电子镇流器进行控制，相控装置控制所述电源接通的角度范围，其中该角度范围在 0° 至 180° 之间变化，并且其中在至少一部分角度范围上通过改变所述镇流器的直流连接电压和切换频率（switching frequency）对荧光灯功率进行控制。

在一个优选实施例中，在角度范围的第一部分上使直流连接电压保持固定而改变切换频率，在角度范围的其余部分上则同时改变直流连接电压和切换频率。在此实施例中，第一部分可对应于 0° 至 90° 的角度范围。

相控装置最好包括双向三端晶闸管（Triac），并且在实施例中

还设置了装置，用以在双向三端晶闸管导通时抑制双向三端晶闸管电路的瞬态振荡。可以使用耗散能量吸收（dissipative energy absorption）技术或者非耗散能量吸收（non-dissipative energy absorption）技术，最好是结合使用这两种技术，对瞬态振荡进行抑制。

从另一个方面看，本发明提供了一种用于对荧光灯的电子镇流器进行调光控制的方法，其中在交流电源与所述镇流器之间设置了双向三端晶闸管，并且其中所述方法包括在以能量吸收技术而使所述双向三端晶闸管导通时，对所述双向三端晶闸管的振荡进行抑制。

能量吸收技术可以是耗散能量吸收技术、非耗散能量吸收技术或者结合使用这两种技术。

从另一个更广泛的方面来看，本发明提供了一种装置，用于对荧光灯的电子镇流器进行调光控制，该装置包括：将所述镇流器连接至交流电源的装置；连接于所述镇流器的输入与所述电源之间的相控装置，用于控制所述电源接通的角度范围；输出逆变器(output inverter)，用于调节荧光灯；以及为所述输出逆变器提供直流连接电压的装置。其中为了提供调光控制，设置各装置，使得在至少一部分角度范围上同时改变输出逆变器的直流连接电压和切换频率。

在一个可能的实施例中，当触发角处于第一范围内时，直流连接电压保持固定而单独改变切换频率，当触发角处于第二范围内时，直流连接电压和切换频率都改变。

用于提供直流连接电压的装置可以是输入线电流整形器(input line current shaper)，例如升压变流器(boost converter)，并且当角度范围在 0° 至 90° 之间时，直流连接电压保持固定而切换频率变化，而当角度范围大于 90° 时，直流连接电压和切换频率都变化。

相控装置最好包括双向三端晶闸管，并且还可以设置其它装置，用于在双向三端晶闸管导通时抑制该双向三端晶闸管的振荡。这一抑制装置可以是耗散能量吸收装置、非耗散能量吸收装置、或者结合使用这两种装置。

从再一个更广泛的方面看，本发明提供了一种装置，用于对荧光灯的电子镇流器进行调光控制，该装置包括设置在交流电源和所述镇流器之间的双向三端晶闸管，以及在所述双向三端晶闸管导通时抑制

该双向三端晶闸管振荡的装置。

抑制装置可由耗散能量吸收装置构成。例如耗散能量吸收装置可由设置在双向三端晶闸管与输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-二极管电路构成，其中电阻器与电容器串联而二极管与电阻器并联。另外，耗散能量吸收装置还可由设置在双向三端晶闸管与输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-开关电路构成，其中电阻器与电容器串联而开关与电阻器并联，因此当初始振荡被抑制后电容器即可接地，并作为EMI滤波器的一部分而工作。开关最好为功率金属氧化物半导体场效应晶体管（power Mosfet）。另外，耗散能量吸收装置还可由设置在双向三端晶闸管与输入线电流整形器之间的电阻器-电容器-电感器电路构成，其中电容器与电阻器串联，而电感器与电阻器并联且与第二电阻器串联，因此当初始振荡被抑制后电容器即可接地，并作为EMI滤波器的一部分而工作。

抑制装置可由非耗散能量吸收装置构成。这一非耗散能量吸收装置可以包括在双向三端晶闸管导通时瞬时增加电流整形器的输入电流的装置。用于增加该输入电流的装置可包括对所述电流整形器的输入电压进行微分的装置。

抑制装置最好既包括耗散能量吸收装置，也包括非耗散能量吸收装置。

概括地看，本发明提供了一种对荧光灯的电子镇流器进行调光控制的装置，其中所述装置可以使荧光灯功率在最大额定荧光灯功率的3%至100%之间的范围内变化。

附图说明

下面将通过实例并结合附图说明本发明的若干实施例，其中：

图1显示了具有双向三端晶闸管控制可调光镇流器的荧光灯基本接线示意图；

图2是根据本发明实施例的可调光电子镇流器的功能方框图；

图3a和图3b说明了本发明的混合控制方法；

图4a至图4c示意性地显示了：(a)在本发明实施例中使用的输入线电流整形器，(b)通用瞬态能量吸收原理，(c)选择性通用瞬态能量吸

收原理；

图5显示了图4所示电流整形器的等效电路；

图6a至图6d说明了四种不同的耗散能量吸收电路；

图7说明了非耗散能量吸收电路；

图8说明了另一种非耗散能量吸收电路；

图9显示了在没有能量吸收的双向三端晶闸管输出处测量到的电压和电流的曲线图；

图10a和图10b显示了在只有耗散能量吸收的双向三端晶闸管输出处测量到的电压和电流的曲线图；

图11a和图11b显示了在具有耗散和非耗散能量吸收的双向三端晶闸管输出处测量到的电压和电流的曲线图；

图12示意性地显示了在本发明中使用的一种输出逆变器；

图13a和图13b显示了在本发明实施例中作为双向三端晶闸管触发角函数的（a）光强和（b）荧光灯功率曲线图；

图14a和图14b显示了在本发明使用荧光灯功率线性化的实施例中作为双向三端晶闸管触发角函数的（a）光强和（b）荧光灯功率曲线图；

图15示意性地显示了一种用于控制直流连接电压的方法；

图16示意性地显示了另一种用于控制直流连接电压的方法；

图17显示了能量吸收电路的另一个实施例；

图18显示了能量吸收电路的另一个备选实施例；

图19显示了能量吸收电路的再一个实施例。

具体实施方式

为了获得小型和管形荧光灯的宽广调光范围，提出了两种新颖的控制方法：（i）用于在双向三端晶闸管电路中抑制振荡效应的新颖技术，可以此在宽广触发角范围上保持稳定的双向三端晶闸管运行；（ii）镇流器逆变器电路中的混合调光控制技术，可以此获得从100%至大约3%的宽广调光范围。对于（i），提议同时采用耗散性和非耗散性能量吸收电路（EAS），以便在双向三端晶闸管导通时抑制双向三端晶闸管电路中的瞬态效应。EAS的本质是确保双向三端晶闸管电路能够以

稳定方式运行，没有振荡或意外断开。对于(ii)，提议采用一种混合调光方法，与仅出于调光目的而采用逆变器频率控制的传统控制方法不同，直流连接电压以及逆变器频率都变化。这种新的调光控制的本质是减小逆变器频率变化的范围，从而使得总的调光范围尽可能宽。

如图1所示，镇流器的输入通过双向三端晶闸管连接至交流电源。通过调节双向三端晶闸管的触发角控制荧光灯的功率（或者荧光灯的勒克司水平）。

本发明的可调光电子镇流器可以包括两个主级，即输入线电流整形器和输出逆变器，这种结构的功能方框图示于图2。 L_S 是电源的电源电感。电流整形器的功能是将线电流 I_S 整形为与双向三端晶闸管的输出电压 V_S' 具有相同外形，因而电流整形器的输入阻抗总是电阻性的。

输出逆变器级将荧光灯电流调节至基准值 $I_{lamp, ref}$ ， $I_{lamp, ref}$ 是从输入相控交流电压 V_S' 导出的。上述两级以直流连接电压 V_{dc} 和荧光灯电流基准 $I_{lamp, ref}$ 而互相连接。

在本发明的优选实施例中设置了混合调光控制，其中需要直流连接电压和逆变器频率都变化。直流连接电压和逆变器频率变化的方式根据为输入电流整形器所选择的电路布局而确定。在某些情况下，在整个触发角范围内直流连接电压和逆变器频率都可以一起改变，而在其它情况下，仅在一部分触发角范围中逆变器频率变化（同时直流连接电压保持恒定），而在其余部分的触发角范围中直流连接电压和逆变器频率都改变。

对于输入电流整形器而言，一种选择是采用升压变流器，并且也将以此作为示例说明混合调光方法的使用。下文中假定交流电源为220V和50Hz。

如图3a所示，当双向三端晶闸管的触发角 θ 为 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 时以输入线电流整形器使 V_{dc} 保持恒定，而当 $\theta > 90^\circ$ 时使 V_{dc} 减小。对于 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ （如图3a所示），为了减少荧光灯功率，使 V_{dc} 保持恒定并使输出逆变器的切换频率 f_{sw} 随 θ 的增加而增加。也就是说，对于 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ，通过频率控制而实现调光控制。对于 $\theta > 90^\circ$ （如图3b所示），为了控制荧光灯功率（增加(曲线(a))、不变(曲线(b))、或减小(曲线(c))），减小直流连接电压 V_{dc} 而且使 f_{sw} 也变化。从而通过同时进行直流连接电压控制和

频率控制，即实现了对双向三端晶闸管的这一部分触发角的调光控制。

采用混合控制模式是有优点的，这是因为：

a. 在低负载条件（例如25W的5%）下，所需功率仅为几瓦而且双向三端晶闸管的触发角很大。由于双向三端晶闸管的输出电压很低，如果升压直流电压与输入电压相比过高，则输入电流整形器（通常为升压变流器）的效率很低。减小直流连接电压可以减小输入线电流整形器的功率损耗。

b. 输出逆变器中的频率控制镇流器的灵敏度较小。如果直流连接电压减小，逆变器的切换频率的变化范围也将减小，这样就有可能在逆变器频率变化的实际限度之内获得非常宽的调光范围。

c. 对于 $\theta > 90^\circ$ ，在逆变器频率控制外还加之以直流连接电压控制，这样在整个调光范围内就可以很容易地使灯丝功率几乎保持恒定。

A. 输入线电流整形器

输入线电流整形器的示意图示于图4a中。整形器的电力电路由以下部分组成：

1. 电磁干扰（EMI）滤波器——用以抑制镇流器所产生的高频噪音，不使其进入电源。

2. 输入电感器 L_i ——用以提供输入电路中的最小电感。它还增加了输入电路的特性阻抗，因而可减小在双向三端晶闸管切换处产生的电流跳动（current ringing）的振幅。

3. 二极管电桥——为全波整流器。其主要功能是将相控交流电压 V_s' 整流为直流电压 V_{in} 。

4. 电流整形电路——其主要功能是将输入电流 I_{in} 整形为与 V_{in} 相符的波形，从而源电流（即 I_s ）将与 V_s' 的外形相符。图4a显示了升压类型的直流/直流变流器，这种变流器一般用于功率因数校正。它保证升压变流器的输入电流与整流后的输入电压相符。而且，稳定的直流电压 V_{dc} 在输出处受到调节。除了升压类型变流器以外，其它的变流器布局技术，例如具备适当控制方法的SEPIC、回扫（flyback）和Cuk变流器也可以用于这种输入电流整形功能。输入电容 C_{in} 用以过滤由变流器所产生的电压纹波。

电路运行

通过考察在交流电源频率的半个频率周期中的电路响应，对于电路运行进行说明。图4a用于描述稳态下的镇流器运行。借助于图5所示的等效电路说明瞬态运行，其中双向三端晶闸管（Triac）以SCR晶闸管为代表，并且考虑到了经整流的相控电压源 $V_{S, \text{rect}}'$ 。下面将说明稳态和瞬态运行。

稳态运行

如图4a所示，控制 I_{in} 与 V_{in} 的波形相符，并且调节 V_{dc} 至所要求的指定公差内的电压水平（如图3所示）。用电流控制器控制主开关 S_b 的开关方式（使用选通信号 V_g ）。在此将 V_{dc}' （即按比例降低的 V_{dc} 值）与基准电压 V_{ref} 进行比较。通过使输出电压误差（即 V_e ）与输入电压（即 V_{in} ）外形相乘而产生电流基准 I_{ref} ，其中该输入电压外形是 V_{in} 按比例降低的值（即 V_{in}' ）与瞬态电压脉冲 V_d 的和，而 V_d 是在双向三端晶闸管导通瞬间通过微分器（differentiator）或脉冲发生器获得的。通过这样一种方式而使电力开关 S_b 开关，从而对电感器电流 I_{Lb} 的外形进行整形，使得升压变流器的输入电流 I_{in} 的波形整形为与 V_{in} 的波形相符。用 C_{in} 将 V_{in} 的电压纹波滤除。

为了如图3所示对直流连接电压 V_{dc} 的外形进行控制，以峰值检测器（其提取 V_{in} 的最大值）控制 V_{ref} 的振幅以及 V_{dc} 与 V_{dc}' 的比率（用 η 表示）。因此， V_{ref} 和 η 被固定用于 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 。为了减小 V_{dc} 以用于 $\theta > 90^\circ$ ，可根据 V_{in} 而减小 V_{ref} 和/或 η 。 V_{in} 还用于对输出逆变器产生所要求的荧光灯电流基准。

瞬态运行

图4a可以简化为图5所示的等效电路。如图5所示， L_i' 、 C_{in} 和 R_{in} 形成阻尼谐振电路，其中 $L_i' = L_i + L_s$ ，式中 L_s 为交流电源电感。因为电压 $V_{S, \text{rect}}'$ 施加在等效LC电路上，当双向三端晶闸管导通时过渡周期即开始。当双向三端晶闸管导通时， I_{in} 和跨接 C_{in} 的电压都具有瞬态跳动。为保证双向三端晶闸管不会意外断开，在双向三端晶闸管正常导通时 I_{in} 不能为零或负值。否则双向三端晶闸管中的传导SCR晶闸管将在正常的“导通”周期中断开。所述谐振电路的阻尼系数与等效负载 R_{in} 数值相关。为避免由瞬态跳动所造成的这类问题，或至少将其减至最少，提供了一种瞬态能量吸收方案。这一方案可以通过若干能量吸收电路

(EAS) 实现, 所述能量吸收电路包括耗散性和非耗散性的, 如下所述。目的是使跨接 C_{in} 的等效阻抗较小, 从而可吸收瞬态能量并减少振荡跳动。

耗散能量吸收电路

为提供耗散方法, 可以增加示于图6a中的用于耗散部分瞬态能量的电路, 将其跨接在 C_{in} 上。图6b表示由 R_T 、 C_T 和 D_T 组成的电阻器-电容器-二极管(RCD)吸收电路。当 V_{in} 突然增加时, D_T 开路, 并且 C_T 的阻抗很小(可以忽略)。此时若施加 V_{in} , 跨接 C_{in} 的有效电阻即等于 R_{in} 与 R_T 并联(即 R_{in}/R_T)。因此, 部分谐振能量在 R_T 中耗散而谐振衰减。结果, LC电路中的电压和电流的跳动振幅均得以减小。 D_T 用作 C_T 的放电通路, 以减小吸收电阻 R_T 中的能量损耗。

另一种可执行与RCD电路相同功能的电路示于图6c中。该电路称为RCS电路, 包括一个电阻器、一个电容器和一个开关。当双向三端晶闸管导通时开关 S_T 暂时断开。用延迟控制确保在 S_T 接通之前瞬态跳动结束。因此, 输入瞬态跳动受到 R_T 的阻尼。随后, S_T 保持在“接通”状态, 从而使 C_T 还起到EMI滤波器的作用。实现RCS电路的一种实用方案是采用功率金属氧化物半导体场效应晶体管作为 S_T 。在此方案下, 具有固有反向并联(inherent anti-parallel)二极管的功率金属氧化物半导体场效应晶体管提供了RCD电路和RCS电路二者组合的功能。

除了使用有源元件之外, 还可以用电感器 L_T 来代替图6b中的二极管 D_T 和图6c中的开关 S_T 。该电路示于图6d。当双向三端晶闸管导通时, 因为跨接电感器将产生反电动势, 瞬态电感电流几乎等于零。电感器支路被认为是开路。在开关瞬态之后, 电感器将变为短路支路。从而 L_T 起到了 D_T 和 S_T 的作用。

应注意的是, 仅仅耗散EAS还不足以在双向三端晶闸管的宽广相位角度范围内抑制瞬态效应。因此为了有效抑制瞬态效应, 使双向三端晶闸管稳定运行, 最好使用非耗散EAS。

非耗散能量吸收电路

当双向三端晶闸管导通, 电压施加于功率变流器和负载上。电源电感和输入电容的存在即构成了谐振电路。当跨接输入电感和电容而施加电压时, 通常会产生振荡效应。非耗散能量吸收电路的原理是在

如图4b所示的功率变流器和/或负载中吸收瞬态能量。通过使用同步电路（例如微分器或边沿检测器），可以检测到相控电路（例如双向三端晶闸管）的接通瞬间。同步电路随后产生控制信号，送至输入功率控制电路，从而瞬时增加了功率变流器对于电源的输入需求。这种突然增加的额外需求使功率变流器和/或负载可以吸收瞬态能量并抑制瞬态跳动效应。通过这种方式，输入电流将不会骤变为零或负值，并且双向三端晶闸管不会意外截止。

图4a显示了这一原理的一种特定实施方案，该方案通过瞬时减小电流整形器的输入电阻，将瞬态能量传递至输入电流整形器的输出电容器中。这可通过检测 V_{in} 的电压前沿并瞬时增加图4a中的电流基准来实现。图7显示了由此得到的 I_{ref} 和 V_{in}' 。可以通过对 V_{in} 进行微分来实现此方法，从而在双向三端晶闸管导通时，即会产生较小的瞬态脉冲 V_d （图4a）。随后 V_d 将被叠加在 V_{in}' 上以产生 I_{ref} 。双向三端晶闸管导通时的额外电流需求使得更多的能量传递至电流整形电路的输出电容器。因此，这种方法将谐振能量传递至直流连接电容器，并且是非耗散性的。可以通过在如图4a所示的输入线电流整流器的电流基准电路上使用微分电路实现这种非耗散EAS。

在瞬态期间由于有谐振， V_{in} 可能高于 V_{dc} ，图4a中的升压变流器可能会运行不正常（对于升压变流器，输出电压应高于输入电压）。确保升压变流器正常运行的一种可能方法是，在瞬态期间将直流连接电压基准（即图4a中的 V_{ref} ）设定得高于标准值，从而使 V_{dc} 高于 C_{in} 上的电压跳动。

另一种方法是采用如图4a和图8所示的钳位二极管 D_p ，将 V_{in} 固定于 V_t （其小于 V_{dc} ）。升压变流器因而可在瞬态期间进行正常电压升压。 V_t 可以从电源电路中的一个节点获得。例如 V_t 为 V_{dc} 的分压节点的电压，如图8所示。

如图4c所示，还可以在第二功率级或负载中吸收瞬态能量。这里显示了可将瞬态能量吸收电路应用于某些电子镇流器电路的特殊实例。本实例显示了使用电荷抽运电路的电子镇流器。微分器被用作同步电路，以检测双向三端晶闸管导通瞬间，并向调制器发出指令，以在双向三端晶闸管导通时增加输入电流需求。通过控制如图4c所示开

关的切换频率，可以改变电源电路的阻抗 Z_1 和 Z_2 ，将瞬态能量引导至电源电路和负载中，并在其中被吸收。

吸收瞬态能量的另一种可能方法是用电荷抽运（charge pump）电容器 C_{ch} 作为低阻抗通路，当双向三端晶闸管导通时，允许电流（瞬态能量）从双向三端晶闸管流向逆变器电路。有许多形式的电荷抽运技术，这种技术的提出主要是用于直接连接至交流电源的电子设备的功率因数校正电路。这些方案通常都是设计用于不具有双向三端晶闸管调光器的全正弦输入电压，因此现有电荷抽运技术不能直接使用在双向三端晶闸管控制可调光小型荧光灯上。但是可以针对能量吸收而不是功率因数校正的目的而对电荷抽运的原理进行修改。

图17显示所提出的一种低成本单级电子镇流器，其不使用有源电流整形前级。这种设计成本较低，因其前级电路只使用无源元件。电荷抽运电容器 C_{ch} 连接至电压源 V_{ch} （从输出逆变器中的谐振电感器 L_r 获得），使电流得以从 V_{in}' 流向逆变器。作为选择，也可从电路中其它节点取得 V_{ch} 。通过调整耦合变压器 T_r 的匝比和 C_{ch} 的值， V_{ch} 的峰值可以设定得高于 V_{in}' 。因而可以控制二极管 D_{ch} 的阻断期和导通期以及整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 。

由 C_{ch} 吸收或从 C_{ch} 流出的电荷量将与 V_{in}' 的变化成比例地变化。在研究文献中，电荷抽运原理已经广为人知，用于进行功率因数校正[R1, R2]，其中设备的输入电压是平滑的正弦电压。但是，对于使用双向三端晶闸管调光器电路的情况，设备上施加的是非正弦电压，并且在双向三端晶闸管调光器的输出中，斩波电压的尖锐前沿不是光滑波形，但在本发明的这一实施例中，采用 C_{ch} 来吸收瞬态谐振能量。尤其是在双向三端晶闸管触发之后， V_{in}' 的值突然增加，并且电荷抽运电容器为初始瞬态电流提供了低阻抗通路，且在 D_{ch} 阻断时此电流将通过 C_{ch} 流向逆变器负载。这种特性引入了双向三端晶闸管导通之后吸收电流脉冲的所需功能。该电流脉冲的振幅由 T_r 的匝比和 C_{ch} 的值确定。

为了使输入电流平滑，可以将小的串联电感器 L_{ch} 连接在整流器的输出（直流侧）与 C_{ch} 之间。通常情况下这个电感器不与传统电荷抽运电路（该传统电荷抽运电路并非设计用于双向三端晶闸管设备）一起使用，但在使用双向三端晶闸管调光器的应用中，该电感器非常重要，

因为当双向三端晶闸管导通时它可以保持双向三端晶闸管中的电流流动，从而保证双向三端晶闸管电路的稳定运行。图18说明了这种作用。但是， L_{ch} 的值不能过大，否则在双向三端晶闸管切换瞬间对 C_{ch} 的电流脉冲将减小。这将削弱吸收谐振能量的功能。

还提议与谷值填充 (valley-filled) 电路一起使用电荷抽运电容器，作为一种可选电路而在双向三端晶闸管导通瞬间完成吸收电流脉冲的类似功能。该电路示于图19。在谷值填充电路中引入电阻器 R_{VF} ，从而当电荷抽取电容器充电时耗散部分谐振能量。按照这种方式，跳动效应可以得到极大削减。

无论在电流整形电路和/或逆变器电路中，瞬态能量（当双向三端晶闸管导通时）都可以被吸收。可以分别地或者结合在一起而使用耗散性和非耗散性EAS，从而提供有效的瞬态抑制以使双向三端晶闸管稳定运行。但是，结合使用耗散性和非耗散性EAS比单独使用其中一种EAS能提供更有效的瞬态抑制。

除了EAS之外，另一种使电流跳动减至最小的方法是在双向三端晶闸管导通前，确保在 C_{in} 上能够保持足够的初始电压($V_{C,0}$)。如果 C_{in} 部分充电，则谐振效应将减弱。 I_{in} 的跳动振幅取决于切换期间 $V_{S,rect}'$ 的振幅（即 $V_{S,rect}'(0)$ ）和切换前 C_{in} 上的初始电压。为了进行说明，假设输入电流整形器的输入电阻为无穷大。可知 I_{in} 的摆动分量将在 $\pm \hat{I}_{in}$ 之间变化，其中

$$\hat{I}_{in} = (V_{S,rect}'(0) - V_{C,0}) / (L_i / C_{in})^{1/2}$$

因而当 $V_{C,0}$ 增加时 \hat{I}_{in} 减小。一种可能的方法是控制 S_b 的切换持续时间，从而使得 $V_{C,0}$ 小于某一数值时电流整形器停止运行，该数值由下面公式确定

$$\begin{aligned} I_{in}(t) - \hat{I}_{in} &> 0 \\ \Leftrightarrow V_{C,0} &> V_{S,rect}'(0) - I_{in}(t)(L_i / C_{in})^{1/2} \end{aligned}$$

其中 $I_{in}(t)$ 为 I_{in} 的稳态值。

一个试验装置被用来评估EAS的性能。用一个25W的小型荧光灯(CFL)作为负载。交流电源电压为220V、50Hz。用一个双向三端晶闸管调光器来控制具有图4所示控制电路的CFL的调光。图9显示了在双向三端晶闸管输出处(图4)，在不使用所述EAS情况下所测得

的电流。可以看出，该双向三端晶闸管电路是不稳定的。瞬态效应导致电压和电流都发生振荡。当电流变为零或负值时，双向三端晶闸管意外截止。

第二组测试是使用耗散性EAS进行的。在RCS电路中使用功率金属氧化物半导体场效应晶体管作为 S_T ，结果是电路具有RSD和RCS电路结合的功能。图10a显示了当触发角设定为大约 $\theta=45^\circ$ 时在双向三端晶闸管输出处测得的电压和电流的波形。图10b显示了触发角为 $\theta=135^\circ$ 时的相关结果。与图9相比，可以看出大部分瞬态效应为所述耗散电路所抑制，尽管从 $\theta=135^\circ$ 时测量的波形上还可以观察到很小的振荡效应。

第三组测试用于评估同时使用耗散性和非耗散性EAS的有效性。图11a和图11b分别显示当触发角 $\theta=45^\circ$ (图11a)和 $\theta=135^\circ$ (图11b)时，在双向三端晶闸管输出处测得的电流和电压。通过在双向三端晶闸管导通瞬间增加电流基准 I_{ref} ，可以看出瞬态效应进一步得到抑制。这证明了结合使用所述耗散性和非耗散性EAS的有效性。非耗散性EAS使双向三端晶闸管调光器可在较宽相位角范围内运行，不会发生意外截止。

B. 输出逆变器

电压型半桥串联谐振并联负载逆变器 (voltage-fed half-bridge series-resonant parallelloaded inverter, HBSRI) 示于图12中，该逆变器由输入电流整形器的输出直流连接电压源供电，并用于控制荧光灯的调光。可以通过下面三种可能方法进行调光控制。

1) 具有可变切换频率的恒定直流连接电压

S_1 和 S_2 交替开关。通过控制 S_1 和 S_2 的切换频率 f_{sw} ，可改变 L_r 的电抗，从而可以调节荧光灯功率。

2) 具有恒定切换频率的可变直流连接电压

不是控制切换频率，而是通过调节直流连接电压的振幅（即通过控制 V_{dc} ）控制荧光灯功率。 f_{sw} 要选择得略微高于谐振回路电路的谐振频率。

3) 具有可变切换频率的可变直流连接电压

本方法结合了1、2两种方法。这种方法的基础是，使用荧光灯电流控制器在直流连接电压下将荧光灯电流调节到所需值。

混合调光控制的原理是改变逆变器直流连接电压和逆变器切换频

率，从而以所需方式控制荧光灯功率。下面将说明改变直流连接电压的方法。

可以通过监控输入电压 V_{in} 或相位角 θ 来控制直流连接电压 V_{dc} 。图15显示了功能框 f_1 ，其以直流输入电压 V_{in} 和/或触发角 θ 作为输入参数。功能框 f_1 产生所需的基准信号 V_{ref} （可变化），并将其与按比例减少的逆变器电压 V_{dc} 相比较。比例系数为 K 。可改变 V_{ref} 从而改变直流连接电压。

另一种可以进行直流连接电压控制的方法示于图16。在这种实现方法中， V_{ref} 固定，而比例系数 K 是可控的。 K 受到控制电压信号 v_c 的控制， v_c 来自功能框 f_2 。而 f_2 的输入参数是 V_{in} 和/或 θ 。也就是说，根据 V_{in} 和/或 θ 对图16中的比例系数 K 进行控制。

在上述使用升压变流器作为输入线电流整形器的实例中，采用下面的混合控制方案。如图3所示，当 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 时，将 V_{dc} 调节到一个相对恒定的值。仅仅通过控制 f_{sw} 而将荧光灯电流调节至 $I_{lamp, ref}$ （独立于 V_{in} ）。对于 $\theta > 90^\circ$ ， V_{dc} 减小，并且荧光灯电流控制器将调节 f_{sw} ，从而荧光灯电流将会跟随 $I_{lamp, ref}$ ， f_{sw} 可以增加、不变或减小（如图3b所示）。

需要指出，直流连接电压控制和切换频率控制结合起来提供调光控制的特定方式取决于电流线整形器所用的变流器布局的特定性质。在上述实例中使用了升压变流器，因此为了保证输出电压总是高于输入电压（这是为确保变流器正常运行所必须的），至少在 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 时要保持直流连接电压高于峰值输入电压。例如，如果电源为220V交流电源（这意味着在 90° 时峰值大约为312V），则直流电压在此范围内将保持在大约400V，而且只要超过峰值输入电压，即可减小直流连接电压。但是，如果同样的电路结构在110V交流电源下运行，由于峰值大约在156V，就可能在整个触发角范围内减小直流连接电压，而同时仍然使直流连接电压在所有时间都高于变流器输入电压。当使用其它类型的转换器替代升压变流器时，例如用升压转换器（step-up convertor）或降压转换器（step-down convertor），即可能在整个触发角内改变直流连接电压。

实际上，为了在非常宽范围内对荧光灯功率进行调光控制，至少在一部分调光范围内必须结合使用直流连接电压控制和切换频率控

制。在低功率水平上尤其是这样，因为如果只使用切换频率控制而将功率调节至例如大约10%，即意味着要使用非常高的切换频率，结果就需要非常昂贵的元件。另外，因为荧光灯功率的减小只与切换频率成反比，当切换频率增加到非常高的水平时，荧光灯功率中的相应减少就变得很狭小。

进行了一次实验，以检验采用所述EAS和调光控制技术的25W小型荧光灯的调光范围。测量是在灯仍处于“接通”状态的情况下进行的。图13a和图13b分别显示了在触发角范围上测得的光强（每单位）和荧光灯功率。获得了从100%至3%的调光范围。触发角下光强和荧光灯功率的变化接近符合余弦波形。

本发明提出的控制方案可以与USSN 09/883151中所描述的荧光灯功率线性化技术结合使用（在此将其内容引为参考文献），从而改变具有触发角的光强和荧光灯功率的变化外形。具有触发角的光强和荧光灯功率的变化可以用USSN 09/883151所述技术进行线性化。图14a和图14b显示了线性化的具有触发角的光强和荧光灯功率的变化。

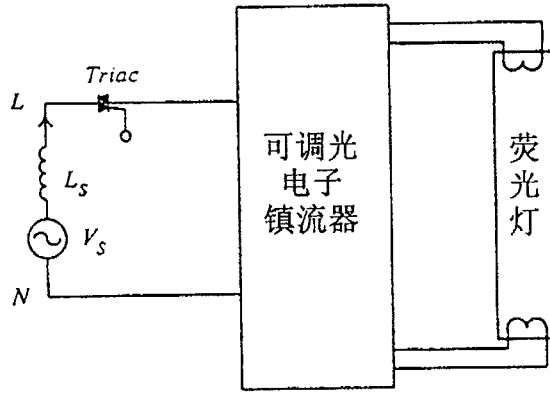


图1

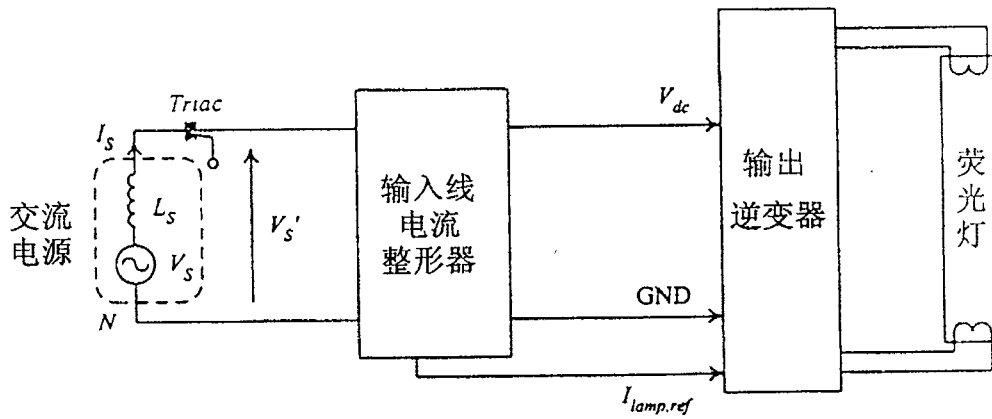


图2

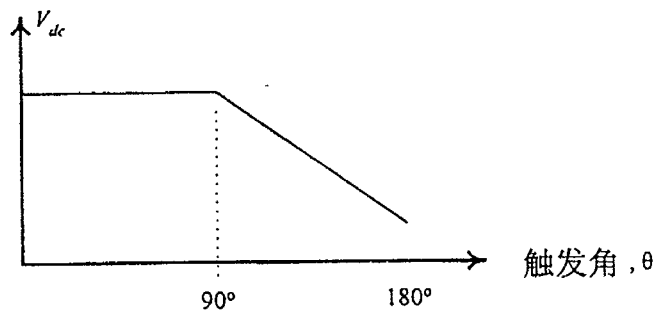


图3a

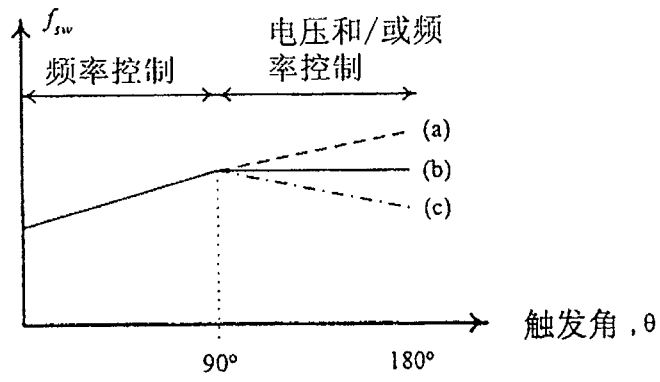


图3b

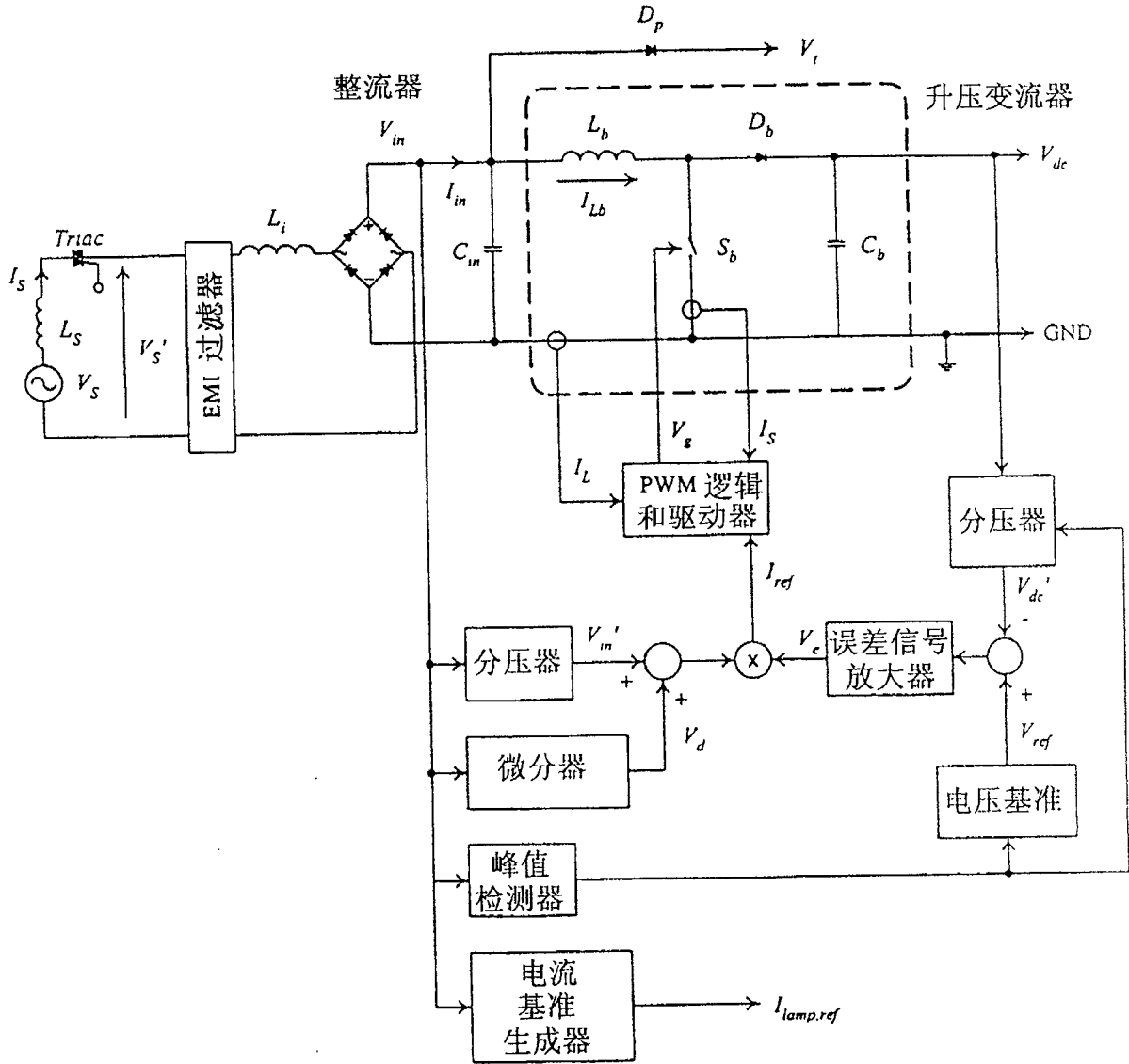


图4a

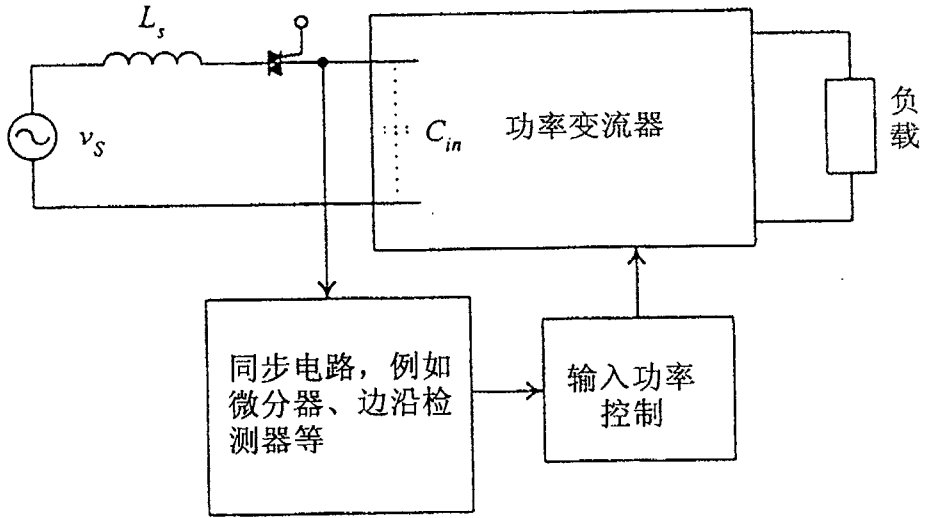


图4b

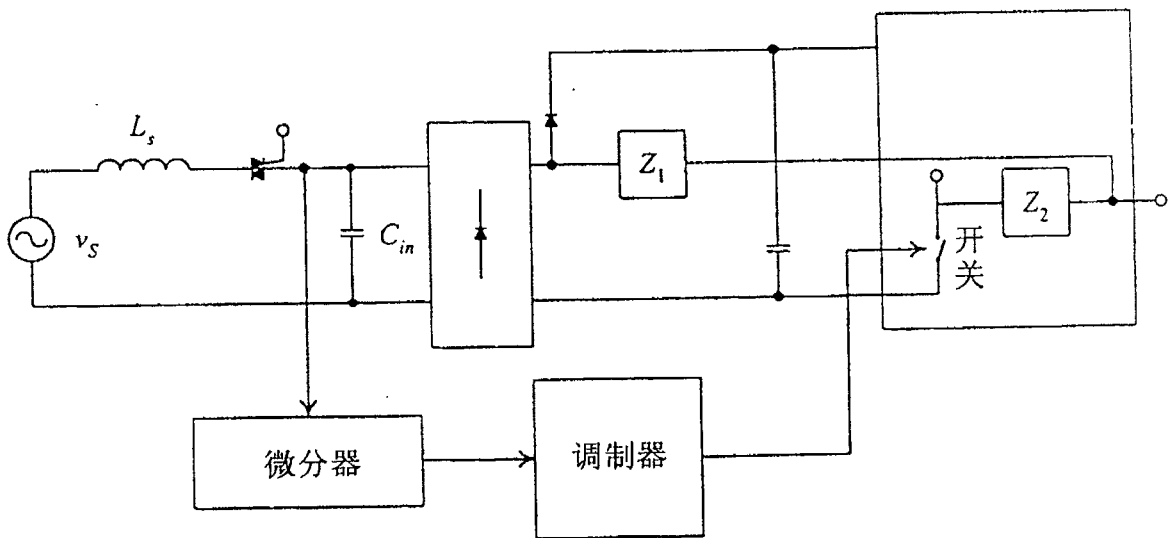


图4c

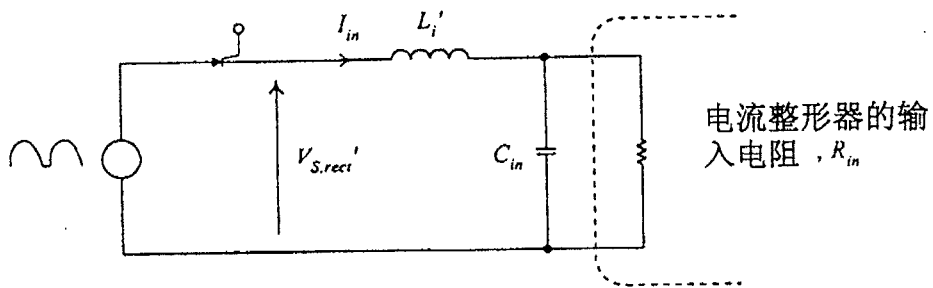


图5

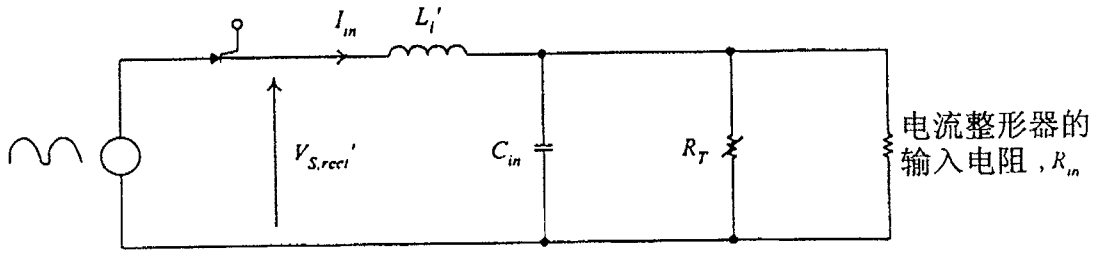


图6a

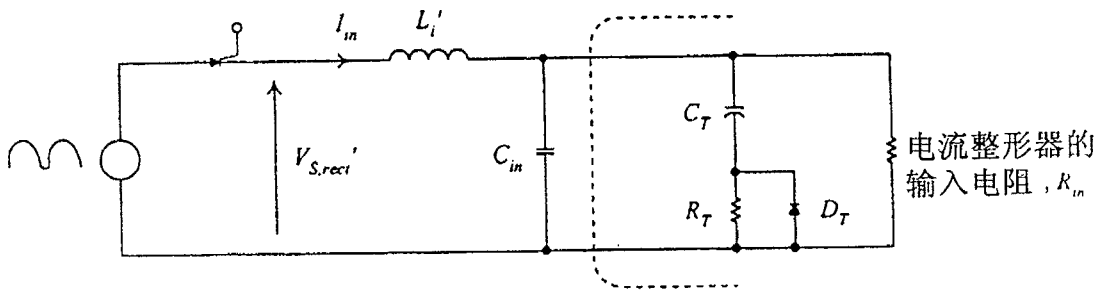


图6b

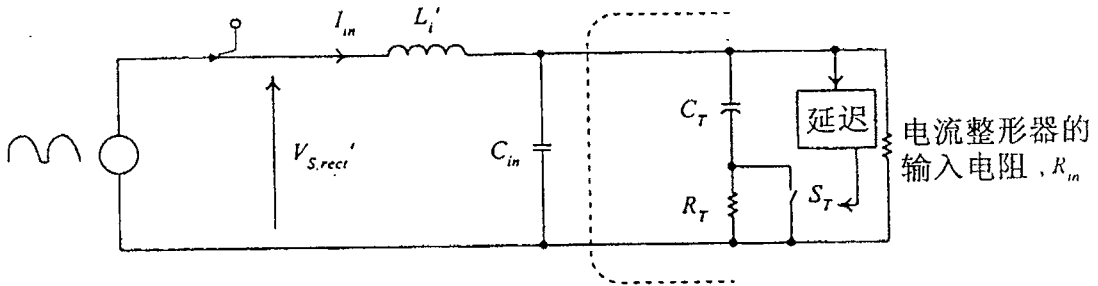


图6c

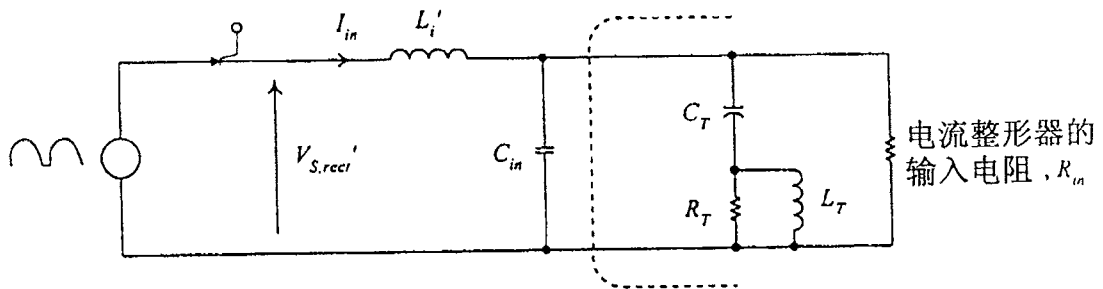


图6d

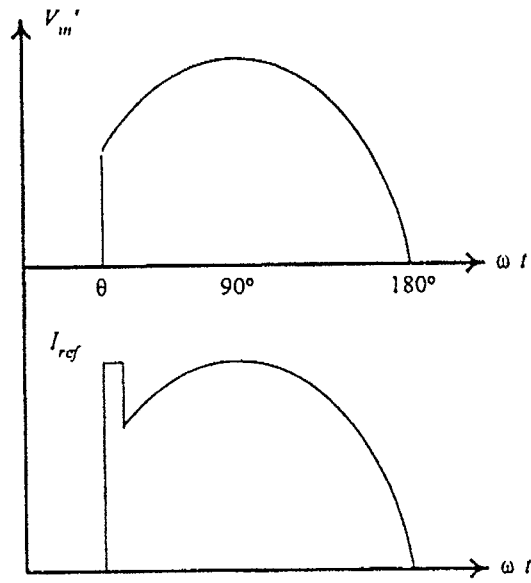


图7

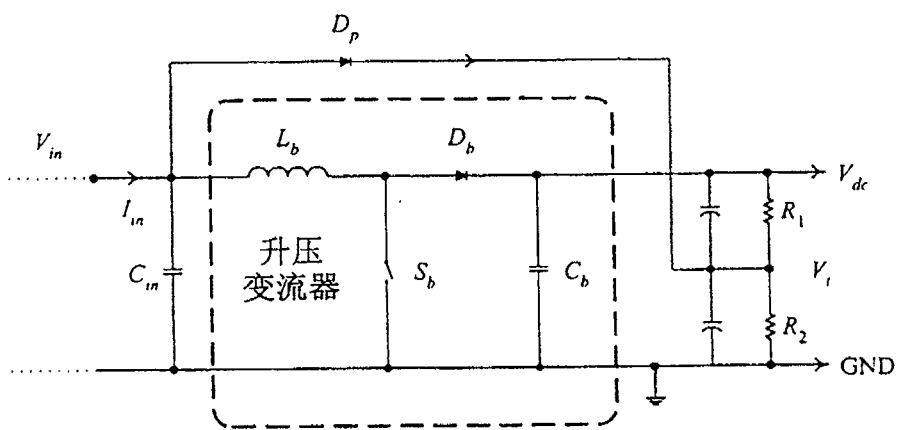


图8

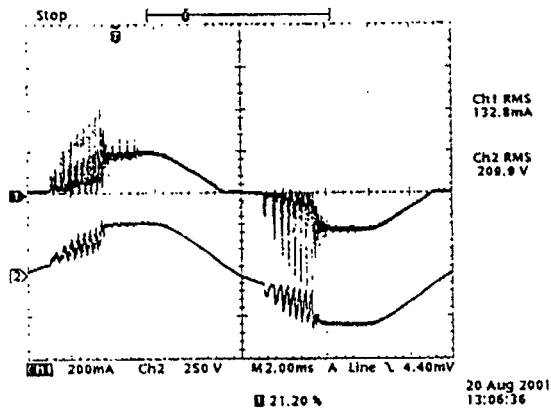


图9

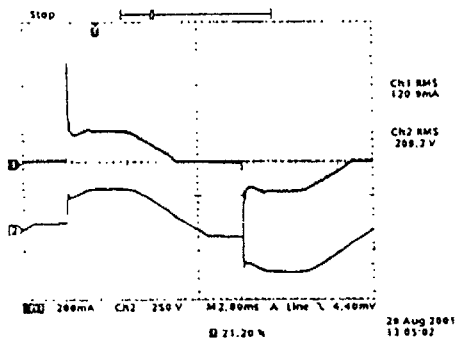


图10a

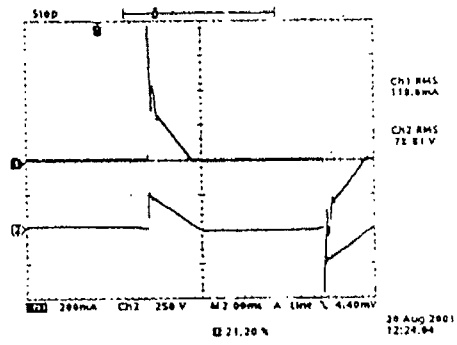


图10b

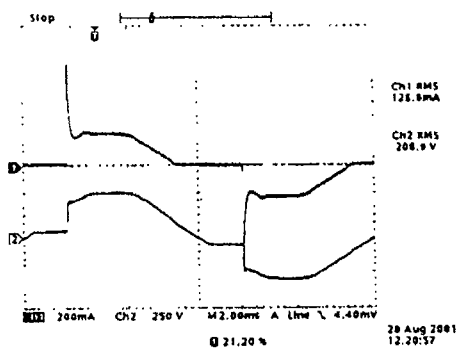


图11a

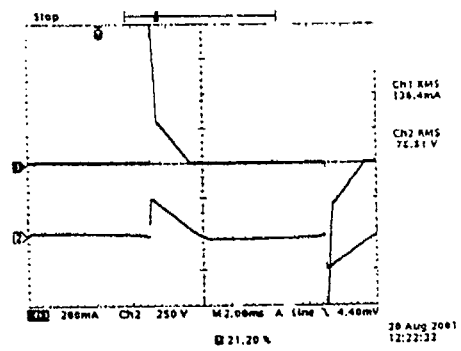


图11b

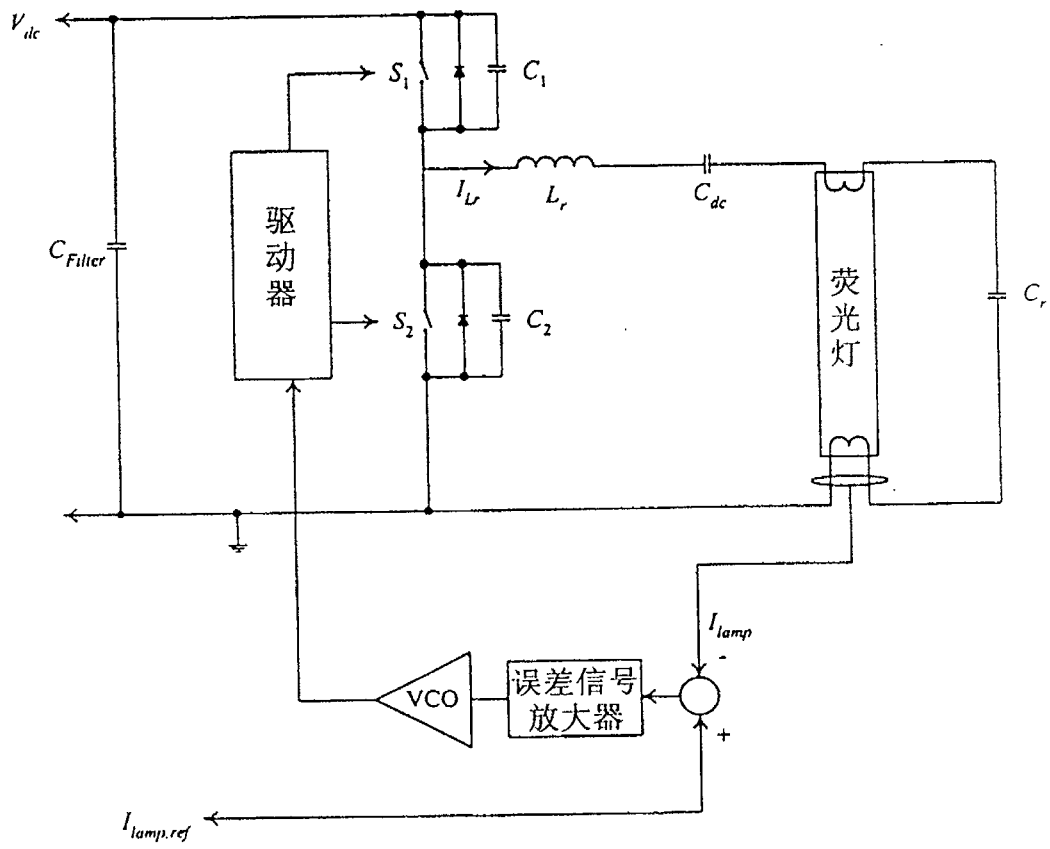


图12

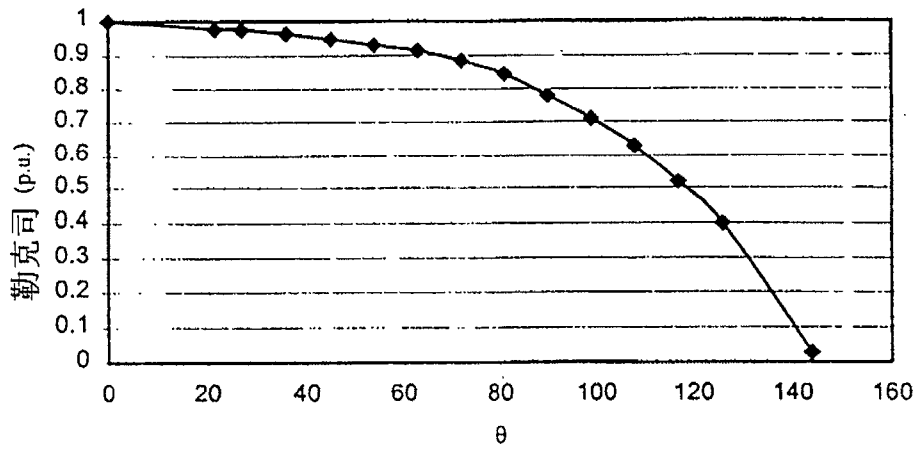


图13a

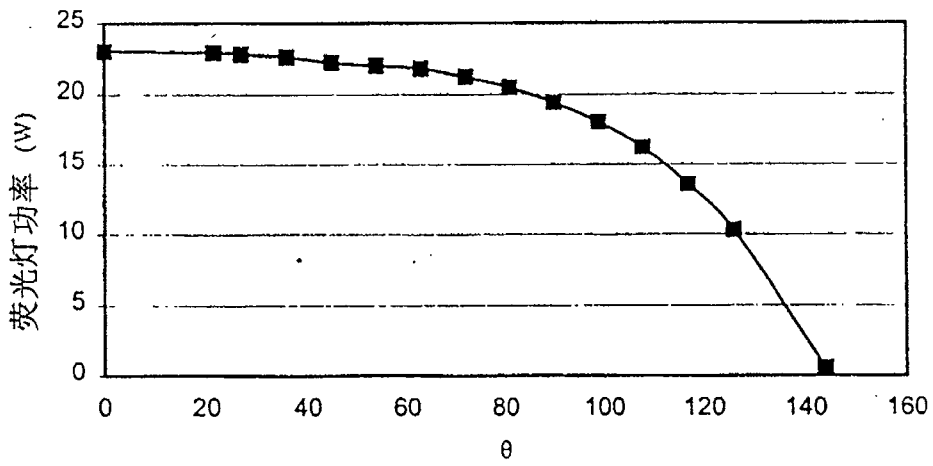


图13b

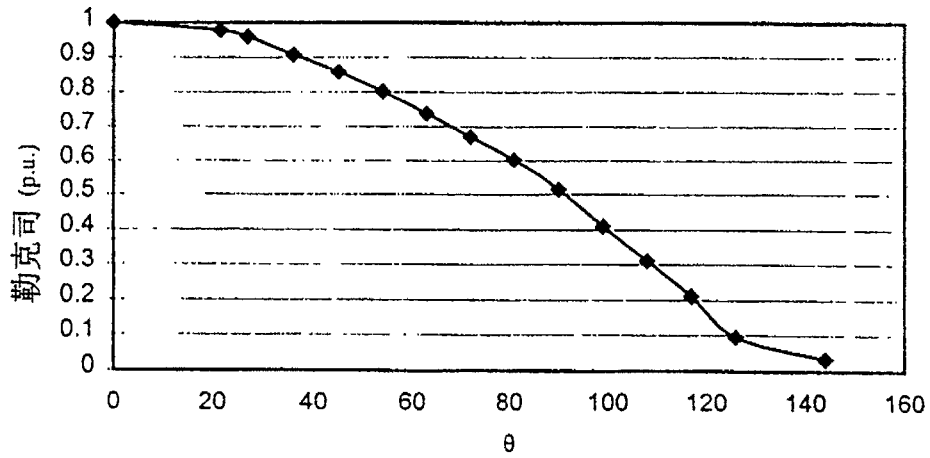


图14a

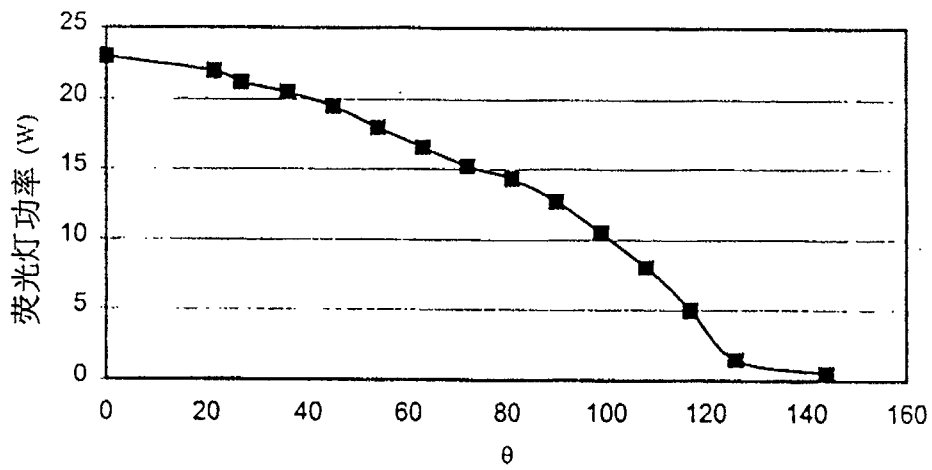


图14b

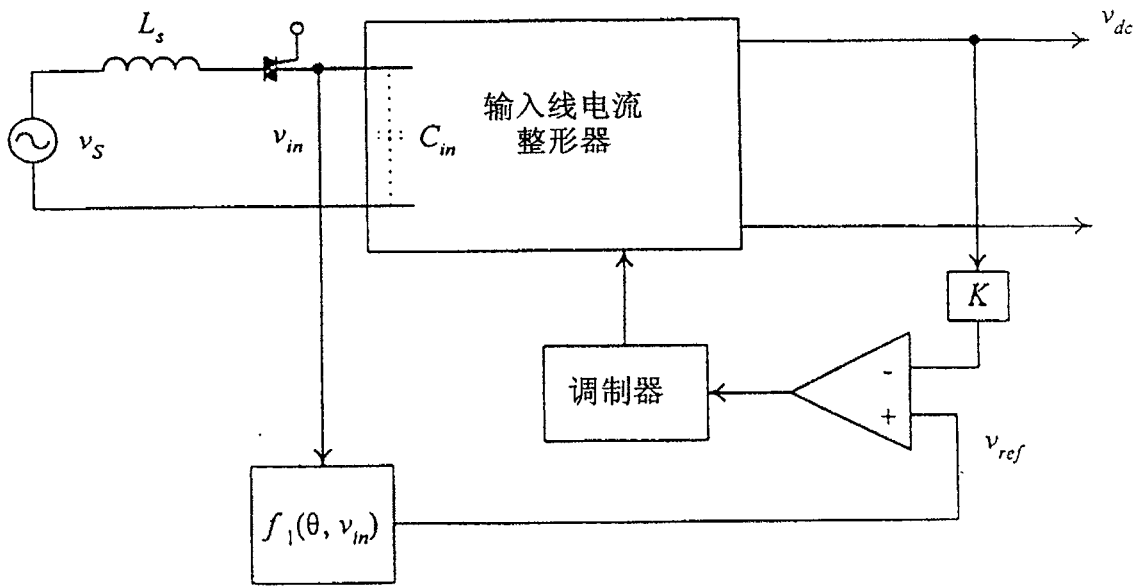


图15

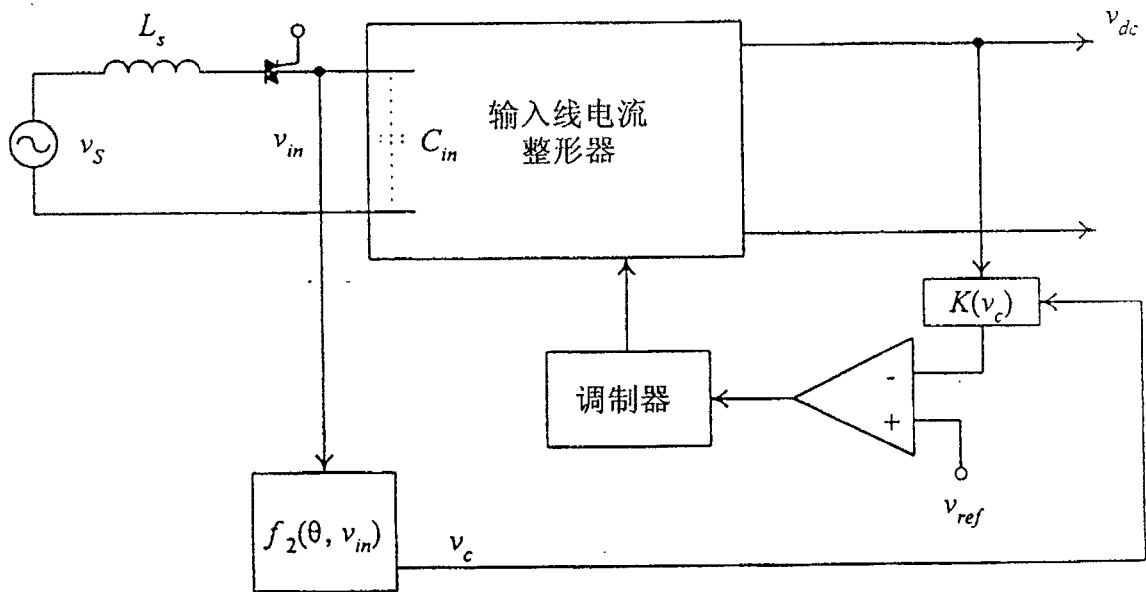


图16

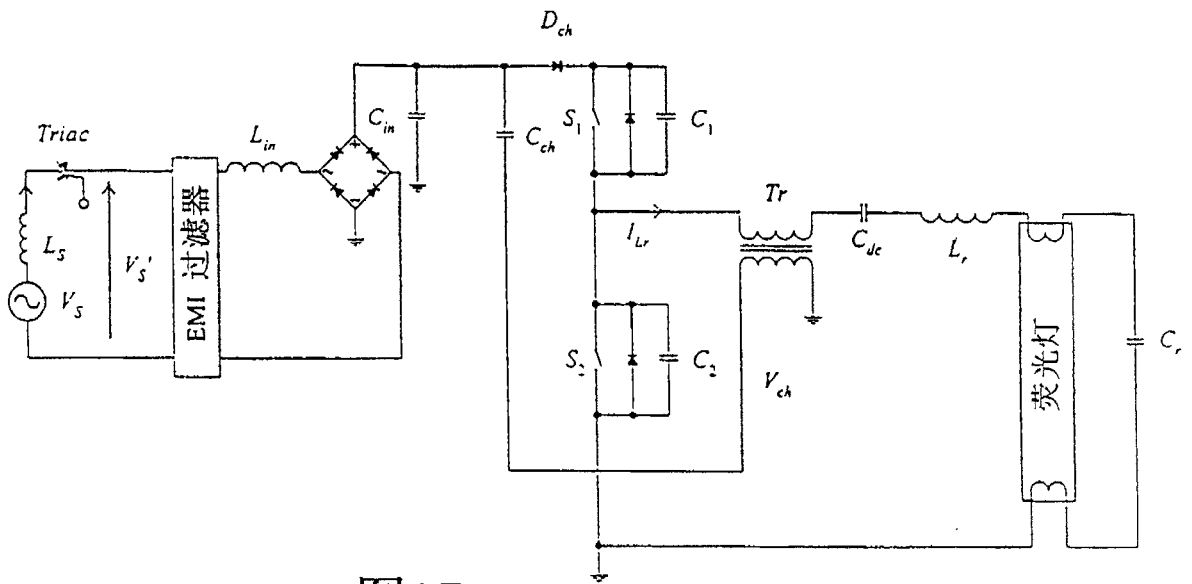


图17

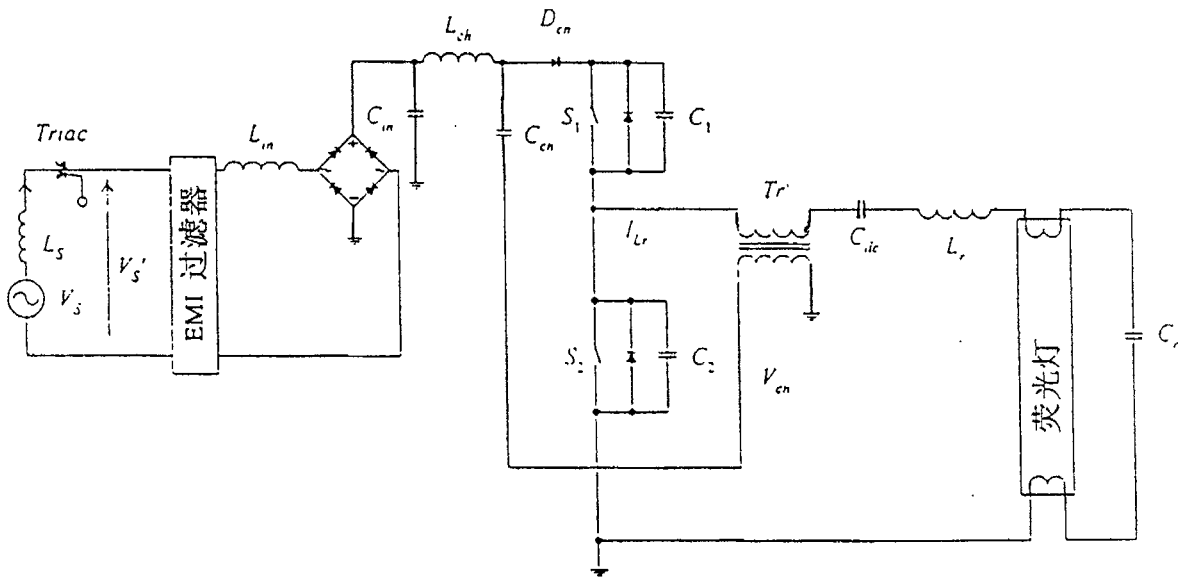


图18

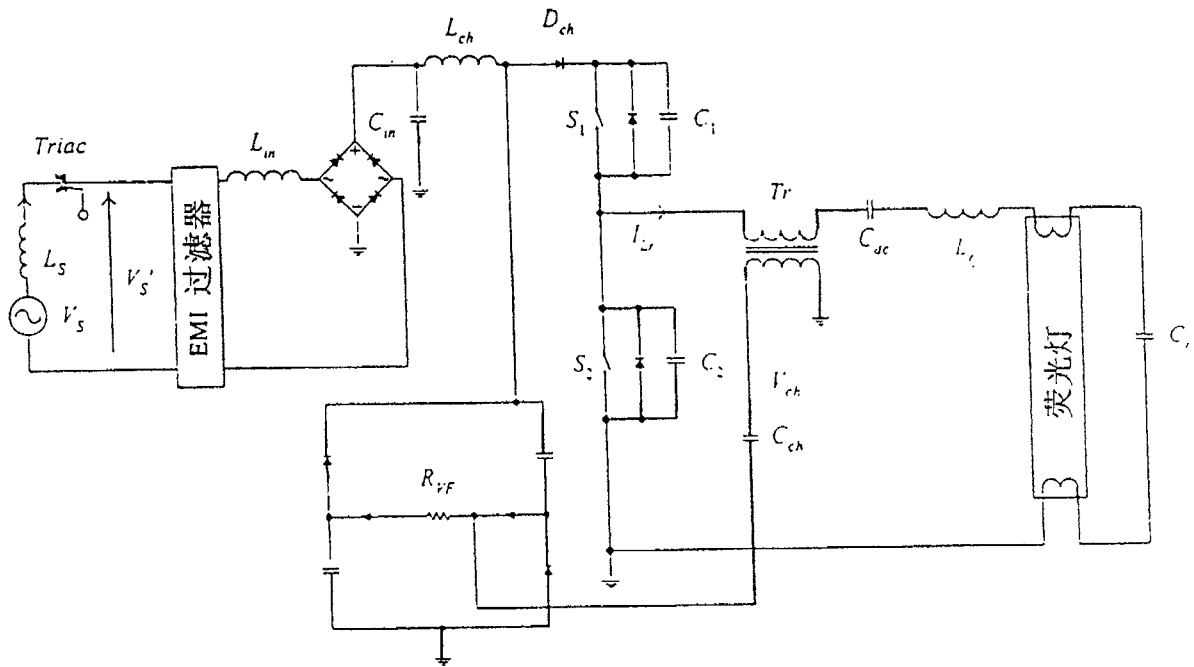


图19