



[12] 发明专利申请公开说明书

[21]申请号 94117133.7

[51]Int.Cl⁶

H02M 3/04

[43]公开日 1995年7月19日

[22]申请日 94.10.14

[30]优先权

[32]93.10.15 [33]US [31]137,682

[71]申请人 美国电报电话公司

地址 美国纽约

[72]发明人 马克·E·杰克鲍斯

理查德·W·法瑞特

威杰雅·J·索图威利

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商
标事务所

代理人 陆立英

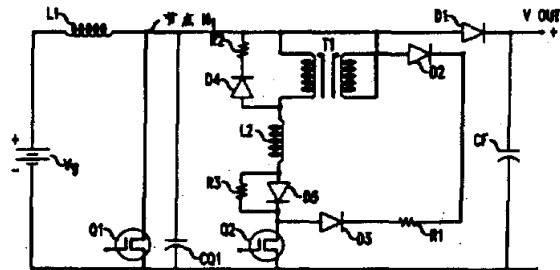
说明书页数:

附图页数:

[54]发明名称 高效开关式调节器

[57]摘要

开关升压调节器包括辅助电路，它具有辅助开关和电感，连接起来使调节器以零电压转换的方式工作，通过减小用来完成零电压转换工作的辅助电路中的损耗，从而实现较大的效率改善。损耗降低电路与辅助电路一起减少接通和导通损耗，并抑制辅助电路元件的振荡。



权 利 要 求 书

E 940703

1. 一种升压转换器,它包括一个能量存贮电感(L_1),一个整流二极管(D_1),将此电感耦合到输出端,以及一个功率开关(Q_1),用于控制电感中能量的存贮,

能使功率开关以零压开关转换方式工作的电路包括:

网络(Q_2, D_3, L_2),由辅助开关(Q_2)起动,用以驱使功率开关的一端该在功率开关导通过渡期时基本上为零电压;

其特征在于:

限制损耗电路,它包括:

箝位电路(D_3),用以限制辅助开关一端电压;

第一和第二磁耦合器件(T_1),其第一绕组与辅助开关相串联;以及

放电电路(D_4, R_2),用于释放第一和第二磁耦合器件的磁能。

2. 权利要求 1 中所述的升压转换器,其特征在于:

上述箝位电路包括二极管(D_3);

上述限制损耗电路包括二极管电阻网络(D_4, R_2)以限制二极管的反向复原。

3. 权利要求 2 中所述的升压转换器,其特征在于:

二极管电阻网络的电阻元件(R_2),其阻值基本上是网络的电

感与辅助开关的漏极和源极电容之比的平方根的一半。

高效开关式调节器

本发明涉及开关式调节器,特别涉及高效开关式调节器,其内开关元件的损耗被降低到最小程度。

开关式调节器作为低损耗电源具有广泛的应用。一种特别的应用是在功率(power)整流器的前端,利用脉宽调制技术来控制该整流器,以便在输入 AC 供电线路上提高功率因数。选择高效的调节器可使整个功率处理系统具有高效率。据此,利用受控波形和精确定时设计开关调节器,以使各种非线性开关元件的开关转换过渡期的损耗降低到最小程度。这些调节器包括在侧重接近零或零电压开关转换的电路布局中。在零电压开关转换期间,当功率开关的电压处在基本上为零电平时,完成向有源功率(active power)开关的导通状态的导通转换。在某些情况下,电路的其它开关转换元件可能被控,以便在零或近零电压时实现开关转换。

该电路的一个特定的例子是用于实现零或近零电压开关转换的升压调节器。这种电路可能真正达到低耗或无耗开关转换的标准(至少对于有源功率开关),但是为了达到近零或零电压开关转换而增加的电路会引起其它的过渡现象,这会降低零电压开关转换的效

率增益,还会进一步引起功率调节器的其它电路元件上不希望有的反应。

开关升压调节器包括辅助电路,它具有辅助开关和电感,连接起来使调节器以近零或零电压开关转换方式(此后标记为 ZVS)工作,它通过减小;辅助电路(用来完成 ZVS 工作方式)中的损耗,从而实现较大的效率改善。损耗降低电路与辅助电路一起,减少接通和导通损耗,并抑制辅助电路元件的振荡。

损耗降低电路包括用于减少辅助电路(用来箝位和整流)的无源开关元件中导通和开关损耗的电路。用于减少辅助开关的振荡和反向峰压的电路,它包括吸收箝位电路的瞬态能量的电路,以及耗散存贮在辅助电路磁存贮元件中能量的电路。

图 1 示出一种常规的开关升压型调节器的原理图。

图 2 示出具有降低损耗的 ZVS 电路的开关升压型调节器的原理图。

图 3 示出图 2 所示开关升压调节器的各种工作波形图。

图 4 示出具有降低损耗的 ZVS 电路的另一种开关升压型调节器的原理图。

图 1 示出一种典型的现有技术的升压开关式调节器,它可用来将输入的直流(DC)电压(如加在连接到电感 L_1 的输入端电压 V_g)转换为在输出端上输出的具有更高 DC 电压电平的 DC 输出电压 (V_{out})。该电压电平的变换是周期性地在功率开关 Q_1 施加偏压使

其进入导通状态从而建立流过电感 L_1 的电流而完成的。在每一次周期性的导通时间之后,功率开关 Q_1 被周期性地偏置不导通,而此时电感 L_1 的惯性电流特性偏置整流二极管 D_1 使其导通,将电感 L_1 中存贮的能量耦合到输出端,输出端的 DC 电压电平高于输入 DC 电压 V_g 的电压电平。图 1 中所示形式的升压调节器在功率开关 Q_1 和整流二极管 D_1 中有很大的开关损耗,在很多应用中,这种降低的效率是不能接受的。

可以设计一种升压型开关调节器,采用 ZVS 开关转换技术,通过控制有源和无源开关转换元件,改变在过渡期间它们各自的导通状态(此时开关转换元件电压基本上保持零值),从而大大提高了效率。

在图 2 的升压调节器中,辅助网络包括 FET 辅助开关 Q_2 和电感 L_2 ,它可被控制以使功率开关 Q_1 按 ZVS 开关转换,还被控制来吸收与整流二极管 D_1 的开关转换有关的能量。二极管能量由二极管 D_1 的开关转换所引起,并由网络吸收,该能量是当二极管由导通过渡到截止模式时,与反向复原期间产生的电流有关的能量。功率开关 Q_1 具有能量损失,这是由于非零电压/电流损耗和部分由于其固有电容 C_{Q1} 存贮电荷的缘故。应用这种 ZVS 网络,电路典型地降低了出现在初级供电系统的损耗约一半。

ZVS 调节器的辅助网络,包括辅助开关 Q_2 以及电感 L_2 ,它本身就有很大的接通和导通损耗,该损耗降低了主供电系统电路中得

到的能量节余。辅助网络中另外的损耗由开关转换过渡时发生的辅助开关 Q_2 的电压振荡引起。该振荡给整个电路的 EMI (抗电磁干扰) 性能带来不利影响。

对辅助网络进行修改, 可以提高 ZVS 电路的效率, 这包括增加电感器 T_1 , 它有两个绕组 T_{w1} 和 T_{w2} , 电感耦合, 绕组 T_{w1} 与绕组 T_{w2} 电气上串联。绕组 T_{w1} 与辅助开关 Q_2 电气上串联, 以大幅度地降低由辅助开关 Q_2 转换的电流电平。第二绕组 T_{w2} 由箝位二极管 D_2 连接到输出端 V_{out} 。该二极管 D_2 的反向复原将附加的大量转换和导通损耗引入调节器。

此外, 将降耗电路加入到辅助网络, 以提高调节器的整体效率, 这是通过将辅助网络传导的电流减少到远小于调节器的输出电流的电平, 以及通过消除或至少大幅度地降低调节器中二极管的反向复原损耗来实现的。辅助网络还包括附加的电路来吸收损耗和降低由辅助网络元件的转换动作引起的振荡。

在图 2 的调节器基本工作过程中, 在有源开关 Q_1 或 Q_2 偏置导通之前, 电流起初由电压源 V_g 经电感 L_1 和二极管 D_1 流到输出端 V_{out} 。在每一工作周期接通的第一开关是辅助开关 Q_2 。开关 Q_2 恰在功率开关 Q_1 接通之前, 在定时标记 T_0 处, 由图 3 中的波形 V_{GS2} 标识的一脉冲偏置导通。辅助开关 Q_2 的导通时间与驱动脉冲电压 V_{GS2} 的持续时间相符, V_{GS2} 决定了开关 Q_2 的导通时间。电压脉冲驱动功率开关 Q_1 , 如图 3 中波形 V_{GS1} 所示, 共持续时间从 T_1 延伸到

T_3 。辅助开关 Q_2 相应的导通时间,如图示,被定时以全部覆盖功率开关 Q_1 的接通过渡时间。

辅助开关 Q_2 的导通引起在电感 L_2 中建立第一电流。该电流由图 3 中所示的波形 I_{LR} 在时间标记 T_0 处示出。磁器件 T_1 的电感耦合绕组 T_{W1} 和 T_{W2} 引起正向偏置的二极管 D_2 中流动的第二电流,它与第一电流成比例。当第一和第二电流(由图 3 中波形 I_{LR} 和 I_{TS2} 示出)之和等于或超过输入电流时,节点 N_1 的电压衰减到零。这使得功率开关 Q_1 的固有电容 C_R 全部放电。二极管 D_1 被反向偏置,而二极管 D_1 的反向复原能量被电感 L_2 吸收。随着节点 N_1 的电压基本为零,功率开关 Q_1 被偏置导通,而没有开关损耗。在功率开关 Q_1 变为导通之后不久,在时间标记 T_3 ,辅助开关 Q_2 接着被偏置为不导通。随着辅助开关 Q_2 不导通,电感 L_2 中存贮的能量返回到输出端 V_{out} 。它到终端 V_{out} 的导通通路,包括流过二极管 D_3 的电流以及通过电感耦合(由绕组 T_{W1} 提供)并流经二极管 D_2 的电流。在定时标记 T_5 ,功率开关 Q_1 的后续偏置到不导通状态,是响应于调节控制电路来调节输出的电压。

辅助开关 Q_2 两端的电压必须限制在其峰值电压额定值内。二极管 D_3 将辅助开关的漏极连接到输出端 V_{out} ,对该电压箝位。辅助开关 Q_2 的电压从而箝住到输出电压。当辅助开关 Q_2 被偏置为不导通时,二极管 D_3 中的电流必须基本上降低到零,以避免二极管 D_3 中的反向复原损耗导致效率降低。与二极管 D_3 串联的电阻 R_1 的值,

理想上约等于 L_2/C 的平方根的一半,其中 C 是辅助开关 Q_2 的漏极和源极两端之间呈现的总电容。电阻 R_1 的实际值是 100Ω 的量级。

磁器件 T_1 的磁化电感的复原把电压加在二极管 D_2 上。复原能量由消散 (*dissipative*) 网络控制,它包括电阻 R_2 和二极管 D_4 ,用于消散磁化电感的能量。该能量由图 3 所示的定时标记 T_3 和 T_7 之间的电流波形 I_{TS2} 示出。电阻 R_2 的实际值是几 $K\Omega$ 的量级。

当辅助开关 Q_2 接通时,与二极管 D_3 的反向复原有关的能量被一子网络吸收,它包括与电阻 R_3 并联的二极管 D_5 。该子网络与辅助开关 Q_2 串联。该子网络吸收二极管 D_3 的反向复原能量,并进一步地消除辅助开关 Q_2 断开后 ZVS 电路振荡的趋势。电阻 R_3 的实际值是几百 Ω 的量级。

通过结合考查与图 2 的电路相联系的图 3 的波形,考虑该电路的七个明显的工作模式的序列的工作,可以很容易地理解该电路的工作情况。所有波形的关键部分都由共同的定时标记 T_x 表示,其中 x 标记为 0 到 8。图 2 中每一波形都用 V 表示电压,用 I 表示电流,而 I 和 V 加上下标表示具有特定波形特性的元件。波形 V_{GS1} 和 V_{GS2} 分别代表加到功率开关 Q_1 和辅助开关 Q_2 的电压脉冲。 I_{LR} , I_{TS1} 和 I_{TS2} 分别是流经电感 L_2 和绕组 T_{W1} 以及绕组 T_{W2} 的电流波形。电压波形 V_{DS1} 是功率开关 Q_1 的漏极和源极两端的电压。电压波形 V_{DS2} 是辅助开关 Q_2 的漏极和源极两端的电压。电压波形 V_{D2} 是二极管 D_2 两端的电压。电压波形 V_T 是绕组 T_{W1} 两端的电压。流经二极

管 D_3 的电流由波形 I_{D3} 示出,与下面的描述相联系,参照这些波形,可以使本领域的技术人员理解图 2 的电路的工作。

在定时标记 T_0 之前的初始工作条件是功率开关 Q_1 和辅助开关 Q_2 均为不导通。由存贮在电路中的能量提供的功率通过二极管 D_1 传送到输出端。

初始工作阶段包括定时标记 T_0 和 T_1 间的时间间隔。辅助开关 Q_2 在定时标记 T_0 接通,相应的通过电感 L_2 的电流 I_{L2} 开始线性增长。输出电流 I_{D1} 继续流过输出二极管 D_1 ,并将电感性元件 T_1 的耦合绕组两端的电压箝位到零电压。由波形 I_{L2} 所示的电流,流经电感 L_2 ,继续线性增长。这同一电流出现在磁器件 T_1 的耦合绕组 t_{w1} 。该增长率随磁器件 T_1 的耦合绕组的线圈比率 $N:1$ 调节。流经二极管 D_1 的电流逐渐减少。其减少的速度与经过磁器件 T_1 的两个绕组的电流之和增加的速度相同。在定时标记 T_1 ,流过磁器件 T_1 两绕组的电流之和变为与流过电感 L_1 的输入电流 I_{IN} 的数值相同。从而二极管 D_1 以软方式断开(即缓和的反向复原特性)。

在下一阶段(它由定时标记 T_1 和 T_2 之间的时间间隔组成),二极管 D_1 在定时标记 T_1 被反向偏置。通过磁器件 T_1 两绕组的电流之和继续增加,引起电荷以谐振方式从电容 C_{Q1} 消除, C_{Q1} 与功率开关 Q_1 并联,并可能包括固有电容或外部电容或二者的组合。该电容上存贮的能量最后转移到输出端。随着二极管 D_1 不导通,在磁器件 T_1 两绕组两端产生一电压。当电容 C_{Q1} 全部放电时,功率开关 Q_1 被接

通,从不导通到导通状态是零电压转换。

在下一阶段工作的开始(从定时标记 T_2 到定时标记 T_3 的间隔),功率开关 Q_1 导通。反射的输出电压出现在磁器件 T_1 绕组 T_{w1} 的两端。该电压使电感 L_2 (其电流正在线性减少)复原。通过电感 L_2 的电流在定时标记 T_3 达到零值,导致辅助开关 Q_2 的零电流断开。此时,所有输入电流都被转换给功率开关 Q_1 。

在后续工作阶段期间(包括定时标记 T_3 和 T_4 之间的时间间隔),磁器件 T_1 的铁芯通过一网络复原,该网络包括二极管 D_4 和电阻 R_2 。该网络与绕组 T_{w1} 并联,并使铁芯受控复原,限制了二极管 D_2 两端的电压。

功率开关 Q_1 在定时标记 T_4 时被断开。功率开关 Q_1 两端的电压随着输入电流给电容 C_{Q1} 充电而线性增加。与辅助开关 Q_2 相关的固有电容在定时标记 T_5 和 T_6 间的时间间隔内充电。充电电流流过绕组 T_{w1} 和电感 L_2 ,绕组 T_{w2} 中建立起一电流。

当功率开关 Q_1 两端的电压增加到输出电压的值时,辅助开关 Q_2 两端的电压在二极管 D_2 导通时箝位到输出电压值。电感 L_2 必须复原,以避免在功率开关 Q_1 的不导通期间有持续电流流过二极管 D_2 和 D_4 。电阻 R_1 用于保证电感 L_2 的复原。电阻 R_1 进一步地迫使二极管 D_2 和 D_4 中的电流为零,以防止当辅助开关 Q_2 接通,启动下一开关转换周期时,发生破坏性的反向复原。到定时标记 T_6 出现时,功率开关 Q_1 两端的电压已增加到输出电压的值,二极管 D_1 已被

偏置导通,电感 L_2 已完全复原。

在定时标记 T_6 和 T_7 之间的最后间隔期间,开关 Q_1 和 Q_2 都被偏置为截止,输入电流通过二极管 D_1 被送到负载。当辅助开关 Q_2 被偏置为导通时,后续开关转换周期在定时标记 T_8 处开始。

二极管 D_3 是一必要元件,在功率开关 Q_2 断开时(在定时标记 T_3 处)可使二极管 D_2 的固有电容和辅助开关 Q_2 的固有电容以及电感 L_2 谐振相互作用所引起的负效应降低到最小程度。

图 2 波形中出现的虚线代表出现在辅助网络中波形的不同轨迹,该网络不包括电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和二极管 D_3 、 D_5 。

图 2 电路的另一方案示于图 4,与图 2 电路的工作相似,半导体电压击穿器件 D_6 和 D_7 用来达到减小与辅助开关 Q_2 相关的电路中过渡现象的目的。

说明书附图

图1

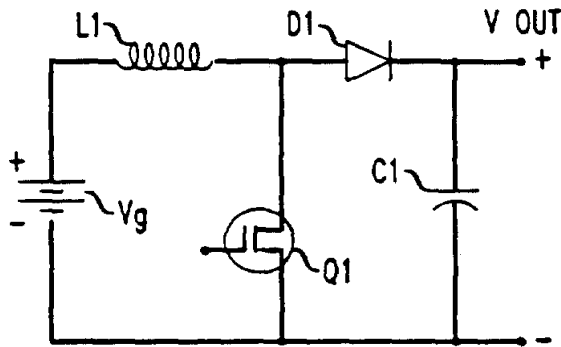


图2

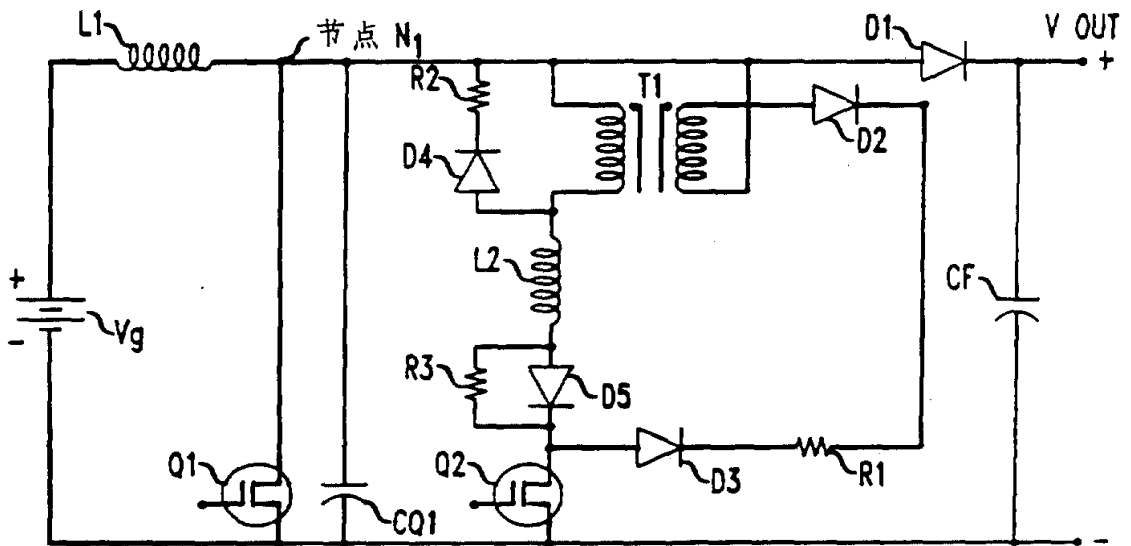


图 3

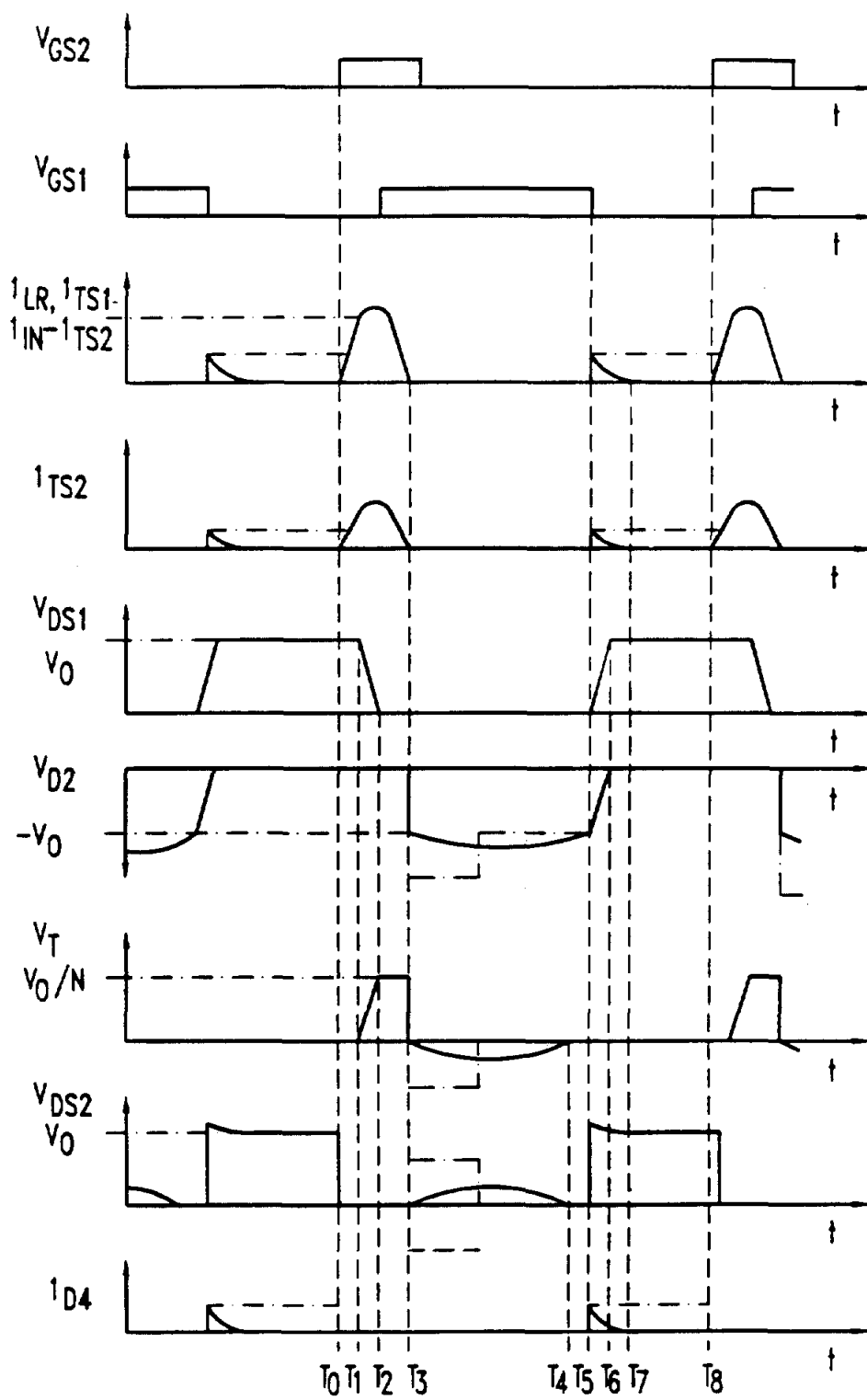


图 4

