



## (12)实用新型专利

(10)授权公告号 CN 210724563 U

(45)授权公告日 2020.06.09

(21)申请号 201921861383.6

(22)申请日 2019.11.01

(73)专利权人 青岛理工大学

地址 266555 山东省青岛市经济技术开发区  
嘉陵江东路777号

(72)发明人 李海滨 张民 韦正怡 周明珠  
刘丰羽 杨朔 陈光

(74)专利代理机构 青岛高晓专利事务所(普通合伙) 37104

代理人 于正河

(51)Int.Cl.

H02M 3/155(2006.01)

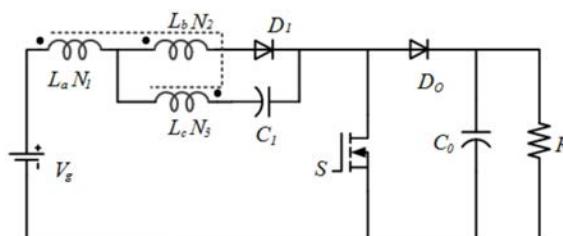
权利要求书1页 说明书5页 附图1页

### (54)实用新型名称

一种T $\Gamma$ 新型升压DC-DC直流变换器拓扑

### (57)摘要

本实用新型属于DC-DC变换设备技术领域,涉及一种T $\Gamma$ 新型DC-DC直流升压变换器电路拓扑,利用改进后的新型耦合电感单元,通过调节耦合电感绕组的匝数比,避免了极限占空比的出现,实现了小占空比条件下获得高升压增益的理想目的,利用设计的耦合电感绕组的连接方式,减少了电路的电压应力,减少了电磁干扰、增加了电路结构的可靠性,新型T $\Gamma$ 升压变换器拓扑结构整体设计合理、使用安全、操作简单,具有较大的应用潜力,使用的器件较少、设计成本低,减少了器件损耗,提高了电路的工作效率,基本上达到了设计要求的理想效果。



1. 一种TΓ新型DC-DC直流升压变换器电路拓扑,其特征在于主体结构包括直流电源、耦合电感绕组单元、开关切换模块和变换输出侧,其中耦合电感单元由第一耦合电感、第二耦合电感、第三耦合电感、第一回路二极管和回路储能电容组成,第一耦合电感、第二耦合电感、第三耦合电感的匝比为 $1:n_1:n_2$ ,其中 $n_1$ 和 $n_2$ 为整数,第一耦合电感的同名端连接直流电源的正极,另一端分别与第二耦合电感的同名端和第三耦合电感的非同名端相连,第二耦合电感的非同名端与第一回路二极管的正极连接,第三耦合电感的同名端与回路储能电容的负极连接,回路储能电容的正极与第一回路二极管的负极连接并作为电路下一级的输入侧与开关管的一端连接;切换模块采用开关管,开关管的另一端与变换输出侧连接,变换输出侧由第二回路二极管、第二输出电容和输出负载构成,第二回路二极管的负极与第二输出电容的正极连接作为输出负载的输入。

## 一种T $\Gamma$ 新型升压DC-DC直流变换器拓扑

### 技术领域：

[0001] 本实用新型属于DC-DC变换设备技术领域，涉及一种T $\Gamma$ 新型DC-DC直流升压变换器电路拓扑。

### 背景技术：

[0002] 目前，能源危机和环境污染问题的不断加剧，促进了清洁能源与绿色能源的快速发展。光伏系统、燃料电池以及潮汐能发电等清洁能源转换技术都具有很大的发展前景，在实际的应用中，这些电能转换电路结构都必须具有效率高、升压增益高等特点，但是由于能源转换过程中单个模块的升压能力太低，无法得到较高的输出电压。例如，太阳能发电是目前使用非常广泛的一种清洁能源，但是一个太阳能电池板的输出很低，许多光伏面板必须采用串-并联的方式进行联合输出，才能达到电力市场实际所需的电压值，但采取这样的方式，会使得整个供电系统出现故障率升高、整机体积过大以及效率低等问题。因此研究如何利用一个独立的模块得到稳定的高增益输出电压，成为了一个亟待解决的问题。在现有的研究中，已经出现了许多种类型的DC-DC升压变换器电路，例如，CN201610537360.4公开了一种非隔离高增益DC-DC升压变换器，该变换器拓扑单元包括：有源网络，倍压整流网络，稳压电容；所述有源网络，采用两个全控开关管和电感串联的模块相互并联而成；所述倍压整流网络，采用两个二极管串联，在两二极管之间接入电容一端形成三端网络；所述稳压电容，其正极和倍压整流三端网络中二极管负极相连，其负极和有源网络的输入电压负极相接；CN201710401368.2公开了一种带下拉有源钳位支路的隔离型DC-DC升压变换器，在单端反激型电路拓扑的基础上，在其变压器原边并联谐振电容，在主开关管漏源两端并联下拉有源钳位支路，在变压器副边级联高频倍压电路，并联的谐振电容与变压器原边电感进行谐振，使原电路变成双向励磁，提高磁芯利用率，并且提高隔离变换器输出对输入的电压增益；CN201610838091.5一种基于电压交调抑制的单电感双路输出DC-DC升压变换器，该变换器包括：输入端、功率级电路、系统控制电路、逻辑与驱动电路以及第一输出-、第二输出-；所述系统控制电路包括第一控制环路及第二控制环路，所述第一控制环路包括第一动态补偿单元、斜坡发生器以及第一比较器，所述第二控制环路包括第二补偿单元、电流检测电路，斜坡补偿电路以及第二比较器；其中，所述变换-还包括第一前馈检测电路、第二前馈检测电路及逻辑控制电路；等等。虽然上述这些DC-DC升压变换器结构简单且易于控制，但还是无法达到较高、较理想的升压增益。随着研究的深入，出现了一些引入开关电感、耦合电感等单元模块来实现高升压增益的拓扑，但是因为漏感的原因会出现电路电压应力较高，升压效率低等问题。此外还可以通过多级电路进行级联，在较小的直通占空比情况下，获得较高的电压增益，但这样增加了电路中元器件的数量，提高了电路的复杂程度、增加了设计成本、降低了工作效率。因此，寻找一种在较低直通占空比下能够获得较高的升压增益且结构简单、工作效率高的DC-DC变换电路已经成为该领域的研究热点。

**发明内容：**

[0003] 本实用新型的发明目的在于克服现有技术存在的缺点,设计提供一种新型T $\Gamma$ 升压DC-DC变换器拓扑,使其在直通占空比较小、调制因子较大的条件下,能够获得较高的电压增益,同时电路结构中使用器件较少、工作效率高、故障率低、实际应用也行之有效。

[0004] 为了实现上述目的,本实用新型所述T $\Gamma$ 新型DC-DC升压变换器拓扑的主体结构包括直流电源、耦合电感绕组单元、开关切换模块和变换输出侧,其中耦合电感单元由第一耦合电感、第二耦合电感、第三耦合电感、第一回路二极管和回路储能电容组成,第一耦合电感、第二耦合电感、第三耦合电感的匝比为 $1:n_1:n_2$ ,其中 $n_1$ 和 $n_2$ 为整数,第一耦合电感的同名端连接直流电源的正极,另一端分别与第二耦合电感的同名端和第三耦合电感的非同名端相连,第二耦合电感的非同名端与第一回路二极管的正极连接,第三耦合电感的同名端与回路储能电容的负极连接,回路储能电容的正极与第一回路二极管的负极连接并作为电路下一级的输入侧与开关管的一端连接;切换模块采用开关管,通过占空比的变化控制开关管的导通或截止实现电路不同工作状态的切换,开关管的另一端与变换输出侧连接,变换输出侧由第二回路二极管、第二输出电容和输出负载构成,第二回路二极管的负极与第二输出电容的正极连接作为输出负载的输入。

[0005] 本实用新型的开关切换模块通过控制开关管的导通或截止进行电路工作状态的切换,从而控制直流电源是否向耦合电感模块提供电路工作需要的能量,通过改变占空比的大小以及耦合绕组的匝比,实现输入输出电压增益的变化,此外,耦合绕组具有相互耦合的电感,通过改变对应耦合绕组的匝比,即可实现输出电压对所述直流电源的升降压控制。

[0006] 本实用新型所述开关管采用单极性的SPWM控制方式实现开关模块的切换控制,它可以提高开关管的工作效率、减小电路的开关损耗,从而提高整个电路的工作效率。目前,大量的DC-DC变换器控制中常采用SPWM控制方式实现开关管的导通或截止控制,SPWM具有单极性和双极性两种工作模式,其中双极性模式与单极性模式相比,它涉及到的控制电路与主电路都比较简单,但是采用单极性控制模式得到的输出电压中高次谐波的含量要比采用双极性控制模式时小得多,所以采用单极性的SPWM控制方式。

[0007] 本实用新型所述新型DC-DC变换器电路结构在实际工作中,由于开关管的导通和截止,实现了耦合电感单元不断进行充、放电的过程,从而达到高升压增益的目的;此外,由于三个耦合电感同名端之间独特的连接方式,具体连接方式如前描述以及附图所示,可以有效的降低整个电路的电压应力,减少损耗,并且可以减少变换器电路出现的谐振问题,所以对于涉及的新型T $\Gamma$ 升压DC-DC变换器而言,整个电路可以得到一个较高的输出效率,达到了理想的设计要求。

[0008] 本实用新型与现有的DC-DC升压变换器电路拓扑结构相比,利用改进后的新型耦合电感单元,通过调节耦合电感绕组的匝数比,避免了极限占空比的出现,实现了小占空比条件下获得高升压增益的理想目的,利用设计的耦合电感绕组的连接方式,减少了电路的电压应力,减少了电磁干扰、增加了电路结构的可靠性。新型T $\Gamma$ 升压变换器拓扑结构整体设计合理、使用安全、操作简单,具有较大的应用潜力,使用的器件较少、设计成本低,减少了器件损耗,提高了电路的工作效率,基本上达到了设计要求的理想效果。

**附图说明：**

[0009] 图1为本实用新型的主体结构电路原理示意图。

[0010] 图2为本实用新型的开关管S关断时电路的工作状态示意图。

[0011] 图3为本实用新型的开关管S导通时电路的工作状态示意图。

**具体实施方式：**

[0012] 下面结合附图与具体实施方式对本实用新型作进一步说明。

[0013] 实施例：

[0014] 本实施例所述T $\Gamma$ 新型升压DC-DC变换器拓扑的主体结构如图1所示,包括直流电源 $V_g$ 、耦合电感绕组单元、开关切换模块以及变换输出侧;其中耦合绕组单元用于代替传统升压拓扑中单个独立的储能电感,利用耦合电感同时充放电的特点,在原变换器只具有占空比 $D$ 这一调节因子的基础上,增加匝数比这一可以调节的自由因子,通过改变耦合绕组的匝数比,从而实现高电压转换的能力;耦合绕组单元由第一耦合电感 $L_a$ 、第二耦合电感 $L_b$ 、第三耦合电感 $L_c$ 、第一回路二极管 $D_1$ 和回路储能电容 $C_1$ 组成,三个耦合电感 $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$ 的匝比为 $1:n_1:n_2$ ,其中 $n_1$ 和 $n_2$ 为整数,第一耦合电感 $L_a$ 的同名端连接直流电源的正极,另一端分别与第二耦合电感 $L_b$ 的同名端和第三耦合电感 $L_c$ 的非同名端相连,第二耦合电感 $L_b$ 的非同名端与第一回路二极管 $D_1$ 的正极连接,第三耦合电感 $L_c$ 的同名端与回路储能电容 $C_1$ 的负极连接,回路储能电容 $C_1$ 的正极与第一回路二极管 $D_1$ 的负极连接并作为电路下一级的输入侧与开关管S的一端连接,这样就形成了耦合绕组一起充放电的拓扑工作回路;切换模块采用开关管S,通过占空比的变化控制开关管S的导通或截止实现电路不同工作状态的切换,开关管S的另一端与变换输出侧连接,变换输出侧由第二回路二极管 $D_0$ 、第二输出电容 $C_0$ 和输出负载R构成,第二回路二极管 $D_0$ 的负极与第二输出电容 $C_0$ 的正极连接作为输出负载R的输入,为负载R输出功能。

[0015] 在现有技术中常常采用SPWM控制方式进行电路中开关模块的整体控制,SPWM控制方式有单极性与双极性两种方式,与单极性相比,双极性SPWM控制方式涉及到的主电路以及控制电路的机构都比较简单,但是在实际应用中,单极性SPWM控制方式得到的输出电压波形中高次谐波的含量比采用双极性SPWM控制方式时小得多,所以本实施例采用单极性SPWM模式控制开关管S的导通或关断,完成不同工作方式的切换,从而整体电路结构中减少了开关损耗,挺高了电路的整体工作效率,开关管关断和导通时电路的不同工作状态分别如图2和图3所示:

[0016] 当开关管S关断时,此时电路工作于非直通状态,如图2所示,耦合电感单元中的第一回路二极管 $D_1$ 截止,从而第二耦合电感 $L_b$ 断开,直流电源 $V_g$ 给第一耦合电感 $L_a$ 、第三耦合电感 $L_c$ 以及储能电容 $C_1$ 供电,构成电路在非直通状态下的第一回路(如图2中所示),输出电容 $C_0$ 给负载R供电,输出直流变换电压,构成非直通状态下的第二回路(如图2)。从而整体形成T $\Gamma$ 新型升压变换电路的非直通状态工作模式,此时,电路存在以下电压关系式:

$$[0017] \quad \begin{cases} -V_g + V_{La} - V_{Lc} - V_{C1} = 0 \\ V_{Lb} = n_1 V_{La} \\ V_{Lc} = n_2 V_{La} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{La} = \frac{1}{1-n_2} (V_g + V_{C1}) \\ V_{Lb} = \frac{n_1}{1-n_2} (V_g + V_{C1}) \\ V_{Lc} = \frac{n_2}{1-n_2} (V_g + V_{C1}) \end{cases}$$

[0018] 当开关管S导通时,此时电路工作于直通状态如图3所示,TΓ电路中的第二回路二极管D<sub>0</sub>截止,电路结构可以分为两部分。在第一回路中直流电源V<sub>g</sub>分别给第一耦合电感L<sub>a</sub>、第二耦合电感L<sub>b</sub>、第三耦合电感L<sub>c</sub>以及第一回路二极管D<sub>1</sub>、回路储能电容C<sub>1</sub>供电;此外,回路储能电容C<sub>1</sub>可以给第二耦合电感L<sub>b</sub>供电,形成耦合单元中的内回路如图3所示;变换输出侧的输出电容C<sub>0</sub>给负载R供电,输出直流变换电压。从而构成电路在直通状态下的工作状态,此时,电路结构存在以下的电压关系:

$$[0019] \quad \begin{cases} -V_g + V_{La} + V_{Lb} + V_{C0} = 0 \\ V_{Lb} + V_{Lc} + V_{C1} = 0 \\ V_{Lb} = n_1 V_{La} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{La} = \frac{1}{1+n_1} (V_g - V_{C0}) \\ V_{Lb} = \frac{n_1}{1+n_1} (V_g - V_{C0}) \\ V_{Lc} = -\left[ \frac{n_1}{1+n_1} (V_g - V_{C0}) + V_{C1} \right] \end{cases}$$

[0020] 电路非直通状态和直通状态构成整个电路的整体工作过程,通过电路的变换可以得到理想的升压增益,根据电压增益计算原理,对第一耦合电感L<sub>a</sub>、第二耦合电感L<sub>b</sub>、第三耦合电感L<sub>c</sub>使用伏秒平衡法则可以得到:

$$[0021] \quad \begin{cases} D \left[ \frac{1}{1-n_2} (V_g + V_{C1}) \right] + (1-D) \left[ \frac{1}{1+n_1} (V_g - V_{C0}) \right] = 0 \\ D \left[ \frac{n_1}{1-n_2} (V_g + V_{C1}) \right] + (1-D) \left[ \frac{n_1}{1+n_1} (V_g - V_{C0}) \right] = 0 \\ D \left[ \frac{1}{1-n_2} (V_g + V_{C1}) \right] - (1-D) \left[ \frac{n_1}{1+n_1} (V_g - V_{C0}) + V_{C1} \right] = 0 \end{cases}$$

[0022] 化简可得:

$$[0023] \quad \begin{cases} V_{C1} = -V_g \left[ 1 + \frac{\alpha(1-D)}{D\beta} \right] + \frac{\alpha(1-D)}{D\beta} V_{C0} \\ V_{C1} = \frac{-V_g [Dn_2\beta - n_1\alpha(1-D)] - n_1\alpha(1-D)V_{C0}}{Dn_2\beta - \alpha\beta(1-D)} \end{cases}$$

$$[0024] \quad \begin{cases} 1-n_2=\alpha \\ 1+n_1=\beta \end{cases}$$

$$[0025] \quad \begin{cases} V_{C0} = \frac{\alpha}{\alpha - D\beta} V_g \\ V_{C1} = \frac{\alpha(1-D) - (\alpha - D\beta)}{\alpha - D\beta} V_g \end{cases}$$

$$[0026] \quad \begin{cases} V_{C0} = \frac{1-n_2}{1-n_2-D(1+n_1)} V_g \\ V_{C1} = \frac{D(n_1+n_2)}{1-n_2-D(1+n_1)} V_g \end{cases}$$

[0027] 从而得到TΓ新型直流升压变换器电路的升压增益B:

$$[0028] \quad B = \frac{V_{C0}}{V_g} = \frac{1-n_2}{1-n_2-D(1+n_1)}。$$

[0029] 本实施例的直流变换拓扑与传统的变换拓扑相比,升压增益高,特别需要注意的是,当设计要求输出电压转换为输入电压的10倍以上时,如果根据传统回流拓扑的升压增益的表达式 $V_o = V_g / (1-D)$ 来计算,当达到设计要求的10倍升压增益,此时要求的占空比D必须达到0.9,众所周知此时电路的开关管将处于极限状态下,这样会很容易影响整个电路的工作效率,增加器件损坏的概率,最终影响整个电路的升压转换效率。而在本实施方式中,根据电路电压关系的分析,发明中涉及的TΓ新型升压变换器拓扑的输出、输入电压关系式为:

$$[0030] \quad B = \frac{V_{C0}}{V_g} = \frac{1-n_2}{1-n_2-D(1+n_1)}$$

[0031] 从输出、输入电压关系会中可以得到,如果设计要求电路结构能够得到10倍的升压增益时,只需要合理的调节三个耦合电感绕组之间匝数比关系就可以得到理想的升压倍数,而且随着耦合电感绕组的匝数比的增加,占空比D也会有所降低。所以当设计要求得到很高的升压倍数时,避免了极限占空比情况的出现、减少了器件的开关损耗、降低器件损坏的概率、使得变换器拓扑的安全性、可靠性得到了进一步的提高,从而整体上提高了电路的工作效率。

[0032] 本实施例将TΓ新型升压变换器拓扑在输入、输出电压满足升压增益以及变换器功率在1KW的测试条件下进行测试,整个电路的整体工作效率可以达到90%左右,基本满足设计要求;上述分析和实验结果表明,本实施例的TΓ新型变换器拓扑具有提升电压转换比的能力,并且由于耦合电感的独特设计,可以有效的减少器件的电压应力,极大地减少损耗,提高电路结构的整体工作效率,非常适应于直流升压提升设备中。

[0033] 上述虽然结合附图对本实用新型的具体实施方式进行了描述,但并非对本实用新型保护范围的限制,所属领域技术人员应该明白,在本实用新型的技术方案的基础上,本领域技术人员不需要付出创造性劳动即可做出的各种修改或变形仍在本实用新型的保护范围之内。

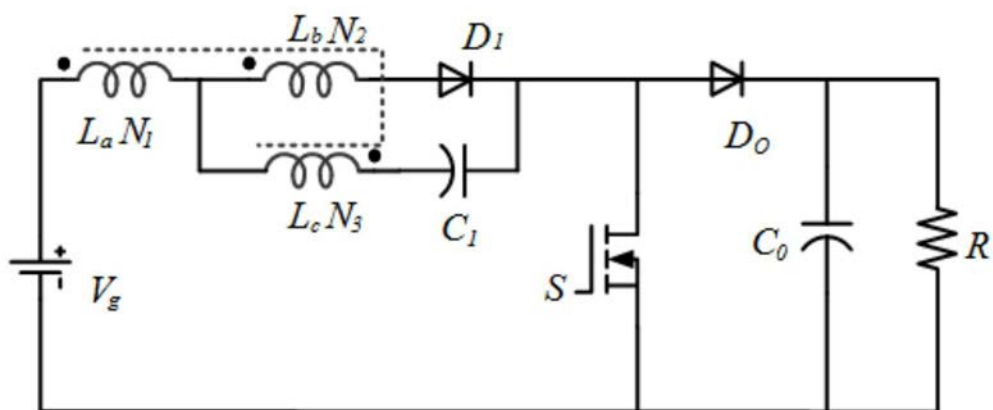


图1

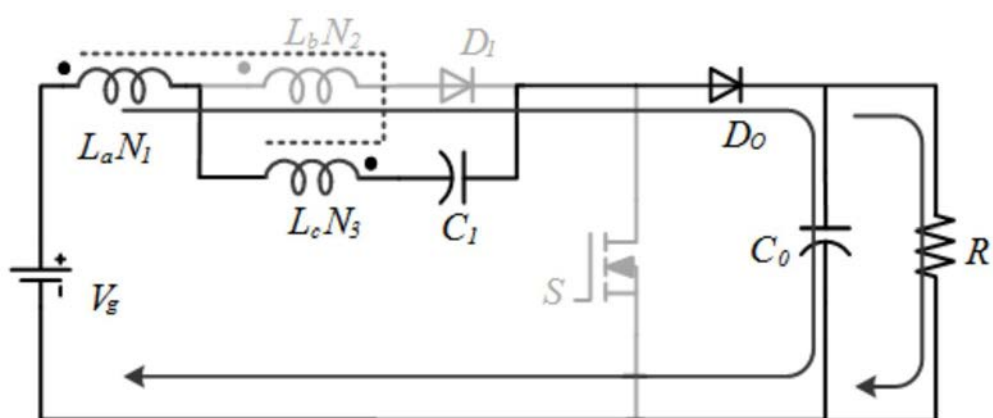


图2

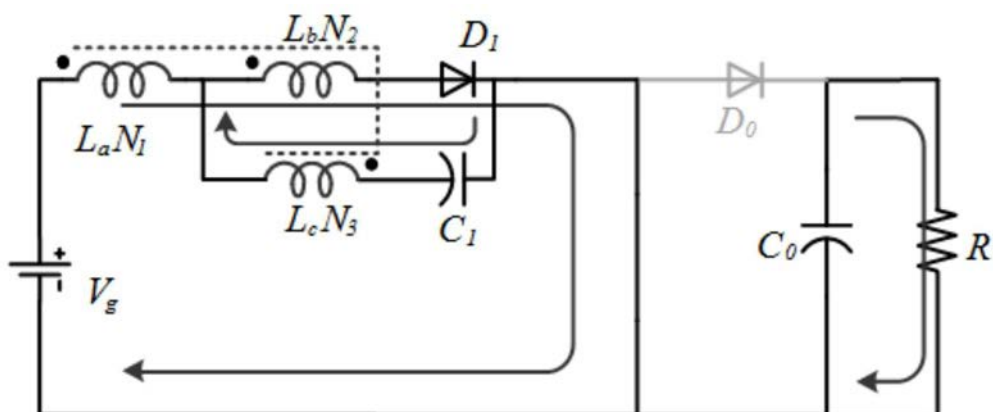


图3