



# (12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107994770 A

(43)申请公布日 2018.05.04

(21)申请号 201810019722.X

(22)申请日 2018.01.09

(71)申请人 青岛大学

地址 266071 山东省青岛市崂山区香港东路7号

(72)发明人 陈道炼

(74)专利代理机构 青岛高晓专利事务所(普通合伙) 37104

代理人 张世功 于正河

(51) Int. Cl.

H02M 3/07(2006.01)

H02M 7/219(2006.01)

H02M 5/293(2006.01)

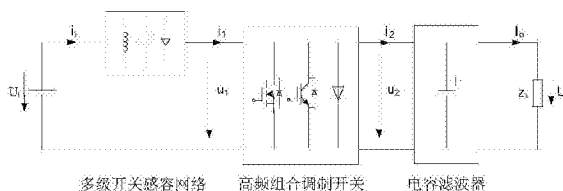
权利要求书2页 说明书12页 附图11页

## (54)发明名称

具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器

## (57)摘要

一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器电路结构,是由输入直流电源或单相交流电源、高频组合调制开关、电容滤波器、直流负载或单相交流负载依序级联构成,并且在输入电源与高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;多级开关感容网络是由储能电感和依序级联的n个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中n为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个功率二极管或两个四象限功率开关、一个储能电感、一个储能电容构成;高频组合调制开关是由功率二极管、两象限功率开关或四象限功率开关构成。这种变换器能将不稳定的宽变化范围低压直流电或单相交流电单级高效变换成稳定、优质直流电或单相正弦交流电。



1. 一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,其特征在于:这种变换器电路结构是由输入直流电源、高频组合调制开关、电容滤波器和直流负载依序级联构成,并且在输入直流电源与高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个功率二极管 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,功率二极管 $S_j$ 的阴极与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的正极性端相连接,功率二极管 $S_j$ 的阳极与储能电感 $L_j$ 的另一端分别与功率二极管 $S_j'$ 的阳极、阴极相连接,储能电容 $C_j$ 的负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的正极性端相连接,功率二极管 $S_j$ 与功率二极管 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与功率二极管 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入直流电源正极性与储能电容 $C_1$ 负极性的连接端和功率二极管 $S_1$ 与功率二极管 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的高频组合调制开关是由一个承受单向电压应力、双向电流应力的两象限功率开关 $S_1''$ 和一个功率二极管 $S_2''$ 构成,两象限功率开关 $S_1''$ 的漏极或集电极、功率二极管 $S_2''$ 的阳极和功率二极管 $S_n''$ 的阴极与储能电感 $L_n$ 的连接端相连接,两象限功率开关 $S_1''$ 的源极或发射极与输入直流电源的负极性端、输出滤波电容的负极性端相连接,功率二极管 $S_2''$ 的阴极与输出滤波电容的正极性端相连接。

2. 一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,其特征在于:这种变换器电路结构是由输入单相交流电源、单相高频组合调制开关、电容滤波器和直流负载依序级联构成,并且在输入单相交流电源与单相高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,四象限功率开关 $S_j$ 的一端与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 的另一端、储能电感 $L_j$ 的另一端分别与四象限功率开关 $S_j'$ 的两端相连接,储能电容 $C_j$ 的参考负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 与 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与四象限功率开关 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入单相交流电源参考正极性与储能电容 $C_1$ 参考负极性的连接端和四象限功率开关 $S_1$ 与四象限功率开关 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的单相高频组合调制开关是由四个承受单向电压应力和双向电流应力的两象限功率开关构成的单相全桥脉宽调制整流电路。

3. 一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,其特征在于:这种变换器电路结构是由输入单相交流电源、单相高频组合调制开关、单相电容滤波器和单相交流负载依序级联构成,并且在输入单相交流电源与单相高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单

元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,四象限功率开关 $S_j$ 的一端与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 的另一端、储能电感 $L_j$ 的另一端分别与四象限功率开关 $S_j'$ 的两端相连接,储能电容 $C_j$ 的参考负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 与 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与四象限功率开关 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入单相交流电源参考正极性与储能电容 $C_1$ 参考负极性的连接端和四象限功率开关 $S_1$ 与 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的单相高频组合调制开关是由两个承受双向电压应力和双向电流应力的四象限功率开关构成,四象限功率开关 $S_1''$ 和 $S_2''$ 的一端和储能电感 $L_n$ 与四象限功率开关 $S_n'$ 的连接端相连接,四象限功率开关 $S_1''$ 的另一端与输入单相交流电源、单相输出滤波电容的参考负极性端相连接,四象限功率开关 $S_2''$ 的另一端与单相输出滤波电容的参考正极性端相连接。

## 具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器

### 技术领域

[0001] 本发明所涉及的一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,属电力电子技术。

### 背景技术

[0002] 变换器是应用功率半导体器件将直流电或交流电转换成直流电或交流电的一种静止变流装置,供直流负载或交流负载(包括与交流电网并网发电)使用。

[0003] 由于石油、煤和天然气等化石能源(不可再生能源)日益紧张、环境污染严重、全球变暖、核能生产会产生核废料和污染环境等原因,能源和环境已成为21世纪人类所面临的重大问题。太阳能、风能、氢能、潮汐能和地热能等可再生能源(绿色能源),具有清洁无污染、廉价、可靠、丰富等优点,其开发和利用越来越受到人们的重视,这对世界各国经济的持续发展具有相当重要的意义。太阳能、氢能、潮汐能、地热能等可再生能源转化的直流电能通常是不稳定的,需要采用DC-DC变换器将其转换成另一种直流电能供给负载使用;风能等可再生能源转化的交流电能通常是变压变频的交流电,需要采用AC-DC变换器将其转换成直流电能供负载使用(如逆变器负载);交流发电机等一次电源产生的不稳定交流电,需要采用AC-AC变换器将其转换成同频恒压的交流电能供给交流负载使用。在以直流发电机、蓄电池、太阳能电池、燃料电池、风力机、交流发电机等为主直流、主交流电源的变换场合,直流变换器、整流器和交流变换器具有广泛的应用前景。

[0004] 目前,DC-DC、AC-DC、AC-AC变换场合通常采用传统的PWM变换器电路结构,存在桥臂功率器件需设置死区或重叠时间、可靠性和输出波形质量低、升压比不够大(非隔离型)、系统的体积重量大和成本高(输入或输出加单相工频变压器)等缺陷。

[0005] 因此,寻求一种桥臂无须设死区时间、高可靠性、单级电路结构的新型具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器已迫在眉睫。这对于有效地克服传统PWM变换器存在的桥臂须设死区时间、升压比不够大(非隔离型)、系统的体积重量大和成本高(输入或输出加单相工频变压器)等缺陷,提高变换系统的输出波形质量、可靠性和降低输入侧EMI,拓宽电力电子学变换技术和可再生能源发电技术理论,推动新能源发电产业的发展以及发展节能型与节约型社会均具有重要的意义。

### 发明内容

[0006] 本发明目的是要提供一种具有大升压比、单级功率变换、功率密度高、变换效率高、输出波形质量高、可靠性高、输入电压变化范围宽、成本低等特点的具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器。

[0007] 本发明的技术方案1在于:一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,是由输入直流电源、高频组合调制开关、电容滤波器和直流负载依序级联构成,并且在输入直流电源与高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为

大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个功率二极管 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,功率二极管 $S_j$ 的阴极与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的正极性端相连接,功率二极管 $S_j$ 的阳极与储能电感 $L_j$ 的另一端分别与功率二极管 $S_j'$ 的阳极、阴极相连接,储能电容 $C_j$ 的负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的正极性端相连接,功率二极管 $S_j$ 与功率二极管 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与功率二极管 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入直流电源正极性与储能电容 $C_1$ 负极性的连接端和功率二极管 $S_1$ 与功率二极管 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的高频组合调制开关是由一个承受单向电压应力、双向电流应力的两象限功率开关 $S_1''$ 和一个功率二极管 $S_2''$ 构成,两象限功率开关 $S_1''$ 的漏极或集电极、功率二极管 $S_2''$ 的阳极和功率二极管 $S_n'$ 的阴极与储能电感 $L_n$ 的连接端相连接,两象限功率开关 $S_1''$ 的源极或发射极与输入直流电源的负极性端、输出滤波电容的负极性端相连接,功率二极管 $S_2''$ 的阴极与输出滤波电容的正极性端相连接。

[0008] 本发明的技术方案2在于:一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,是由输入单相交流电源、单相高频组合调制开关、电容滤波器和直流负载依序级联构成,并且在输入单相交流电源与单相高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,四象限功率开关 $S_j$ 的一端与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 的另一端、储能电感 $L_j$ 的另一端分别与四象限功率开关 $S_j'$ 的两端相连接,储能电容 $C_j$ 的参考负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 与 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与四象限功率开关 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入单相交流电源参考正极性与储能电容 $C_1$ 参考负极性的连接端和四象限功率开关 $S_1$ 与四象限功率开关 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的单相高频组合调制开关是由四个承受单向电压应力和双向电流应力的两象限功率开关构成的单相全桥脉宽调制整流电路。

[0009] 本发明的技术方案3在于:一种具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器,是由输入单相交流电源、单相高频组合调制开关、单相电容滤波器和单相交流负载依序级联构成,并且在输入单相交流电源与单相高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,四象限功率开关 $S_j$ 的一端与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 的另一端、储能电感 $L_j$ 的另一端分别与四象限功率开关 $S_j'$ 的两端相连接,储能电容 $C_j$ 的参考负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的参考正极性

端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 与 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与四象限功率开关 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入单相交流电源参考正极性与储能电容 $C_1$ 参考负极性的连接端和四象限功率开关 $S_1$ 与 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的单相高频组合调制开关是由两个承受双向电压应力和双向电流应力的四象限功率开关构成,四象限功率开关 $S_1''$ 和 $S_2''$ 的一端和储能电感 $L_n$ 与四象限功率开关 $S_n'$ 的连接端相连接,四象限功率开关 $S_1''$ 的另一端与输入单相交流电源、单相输出滤波电容的参考负极性端相连接,四象限功率开关 $S_2''$ 的另一端与单相输出滤波电容的参考正极性端相连接。

[0010] 本发明将“由(单相)高频组合调制开关、(单相)滤波器、(单相工频变压器)级联构成的传统单级(单相)PWM变换器电路结构或多级级联PWM变换器电路结构”构建为“由多级开关感容网络与依序级联的(单相)高频组合调制开关、(单相)滤波器串联构成的单级电路结构”,首次提出了具有串联多级开关感容网络的单级电流型变换器新概念与电路结构,即通过提供依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元,利用前级SLCS型二端口开关感容网络单元的输出作为后级SLCS型二端口开关感容网络单元的输入来提高变换器的升压比。通过调节SLCS型二端口开关感容网络单元的级数 $n$ 和变换器储能电感的充磁占空比 $D_0 = T_0/T_s$ 来实现变换器升压比的调节,其中 $T_s$ 为高频开关周期时间, $T_0$ 为(单相)高频组合调制开关在一个 $T_s$ 内的导通时间(对于DC-DC、AC-AC变换)、下桥臂或上桥臂共同导通时间(对于AC-DC变换)。

[0011] 本发明的优点在于:本发明能将不稳定的宽变化范围低压直流电或单相交流电单级变换成稳定、优质的直流电或单相正弦交流电,具有单级功率变换、功率密度高、变换效率高、升压比大、输出波形质量高、可靠性高、成本低等优点,适用于DC-DC、AC-DC和AC-AC电能变换场合。

## 附图说明

[0012] 图1.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的电路结构。

[0013] 图2.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的原理波形。

[0014] 图3.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的电路拓扑实例。

[0015] 图4.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器储能电感在高频组合调制开关导通期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路。

[0016] 图5.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器储能电感在高频组合调制开关截止期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路。

[0017] 图6.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的控制原理框图。

[0018] 图7.具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的控制原理波形。

[0019] 图8.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的电路结构。

[0020] 图9.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的原理波形。

[0021] 图10.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的电路拓扑实例。

[0022] 图11.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器储能电感在下桥臂导通期间 $D_0T_s$ 且输入电压正半周时的充磁等效电路。

[0023] 图12.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器储能电感在桥臂交叉导通期间 $(1-D_0)T_s$ 且输入电压正半周时的祛磁等效电路。

[0024] 图13.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器储能电感在下桥臂导通期间 $D_0T_s$ 且输入电压负半周时的充磁等效电路。

[0025] 图14.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器储能电感在桥臂交叉导通期间 $(1-D_0)T_s$ 且输入电压负半周时的祛磁等效电路。

[0026] 图15.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的控制原理框图。

[0027] 图16.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的控制原理波形。

[0028] 图17.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的电路结构。

[0029] 图18.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的原理波形。

[0030] 图19.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的电路拓扑实例。

[0031] 图20.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器储能电感在高频组合调制开关导通期间 $D_0T_s$ 且输入电压正半周时的充磁等效电路。

[0032] 图21.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器储能电感在高频组合调制开关截止期间 $(1-D_0)T_s$ 且输入电压正半周时的祛磁等效电路。

[0033] 图22.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器储能电感在高频组合调制开关导通期间 $D_0T_s$ 且输入电压负半周时的充磁等效电路。

[0034] 图23.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器储能电感在高频组合调制开关截止期间 $(1-D_0)T_s$ 且输入电压负半周时的祛磁等效电路。

[0035] 图24.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的控制原理框图。

[0036] 图25.具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的控制原理波形。

### 具体实施方式：

[0037] 下面结合附图及实施例对本发明的技术方案1做进一步描述。

[0038] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器,是由输入直流电源、高频组合调制开关、电容滤波器和直流负载依序级联构成,并且在输入直流电源与高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个功率二极管 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,功率二极管 $S_j$ 的阴极与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的正极性端相连接,

功率二极管 $S_j$ 的阳极与储能电感 $L_j$ 的另一端分别与功率二极管 $S_j'$ 的阳极、阴极相连接,储能电容 $C_j$ 的负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的正极性端相连接,功率二极管 $S_j$ 与功率二极管 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与功率二极管 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入直流电源正极性与储能电容 $C_1$ 负极性的连接端和功率二极管 $S_1$ 与功率二极管 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的高频组合调制开关是由一个承受单向电压应力、双向电流应力的两象限功率开关 $S_1''$ 和一个功率二极管 $S_2''$ 构成,两象限功率开关 $S_1''$ 的漏极或集电极、功率二极管 $S_2''$ 的阳极和功率二极管 $S_n'$ 的阴极与储能电感 $L_n$ 的连接端相连接,两象限功率开关 $S_1''$ 的源极或发射极与输入直流电源的负极性端、输出滤波电容的负极性端相连接,功率二极管 $S_2''$ 的阴极与输出滤波电容的正极性端相连接。

[0039] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器电路结构与原理波形,分别如图1、2所示。图1、2中, $U_i$ 为输入直流电压, $Z_L$ 为输出直流负载, $U_o$ 、 $I_o$ 分别为输出直流电压和直流电流。多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口阻抗网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数,每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个功率二极管 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成;高频组合调制开关是由一个承受单向电压应力、双向电流应力的两象限功率开关 $S_1''$ 和一个功率二极管 $S_2''$ 构成;输出滤波器只能为电容滤波器;输入直流电源 $U_i$ 与多级开关感容网络之间可设置或不设置输入滤波器,设置输入滤波器时能降低输入直流电流的脉动。当高频组合调制开关导通时,输入直流电源 $U_i$ 和储能电容 $C_1$ 、 $\dots$ 、 $C_n$ 一起对储能电感 $L_0$ 、 $L_1$ 、 $\dots$ 、 $L_n$ 充磁,输出直流负载依靠输出电容滤波器维持供电;当高频组合调制开关截止时,储能电感 $L_0$ 、 $L_1$ 、 $\dots$ 、 $L_n$ 祛磁且和输入直流电源 $U_i$ 一起共同向储能电容 $C_1$ 、 $\dots$ 、 $C_n$ 和输出直流负载供电。多级开关感容网络和高频组合调制开关将输入直流电压 $U_i$ 调制成高频脉冲直流电压 $u_1$ ,经滤波后在输出直流负载上获得平滑的直流电压 $u_2$ ,即输出直流电压 $U_o$ 。

[0040] 本发明所述的单级直流-直流变换器,是利用依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元并且前级二端口开关感容单元的输为后级二端口开关感容单元的输入来提高变换器升压比的单级电路结构,与传统的单级PWM直流-直流变换器电路结构存在着本质上的区别。因此,本发明所述的单级直流-直流变换器具有新颖性和创造性,并且具有变换效率高(意味着能量损耗小)、功率密度高(意味着体积、重量小)、升压比大(意味着变化范围更宽或更低的输入直流电压可变换成所需要的输出直流电压)、输出电压纹波小、可靠性高、输入电压配制灵活、成本低、应用前景广泛等优点,是一种理想的节能降耗型直流-直流变换器,在大力倡导建设节能型、节约型社会的今天更具有重要价值。

[0041] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器电路拓扑实施例,如图3所示。图3中,高频组合调制开关 $S_1'$ 选用MOSFET器件,也可选用IGBT、GTR等器件。所述的单级直流-直流变换器能将一种不稳定的低压直流电(如蓄电池、光伏电池、燃料电池、风力机等)变换成所需的稳定、优质的高压直流电,广泛应用于升压场合的民用工业直流电源(如通讯直流变换器和光伏直流变换器24VDC/220VDC、48VDC/380VDC、96VDC/380VDC)和国防工业直流电源(如航空直流变换器27VDC/270VDC)等。

[0042] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的每个储能电感在一

个高频开关周期 $T_s$ 内充磁和祛磁各一次,充磁期间对应高频组合调制开关 $S_1''$ 导通( $S_2''$ 截止)期间 $D_0T_s$ ,而祛磁期间对应高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ (即对输出侧输出能量期间)。所述的直流-直流变换器储能电感在高频组合调制开关 $S_1''$ 导通( $S_2''$ 截止)期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路和高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路,分别如图4、5所示。图4、5中,输出电压 $U_o$ 的极性为参考方向,而各电流极性为实际方向。

[0043] 设储能电容端电压在一个高频开关周期 $T_s$ 内是恒定不变的,用 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 、 $\dots$ 、 $U_{Cn}$ 表示。由图4所示储能电感在高频组合调制开关 $S_1''$ 导通( $S_2''$ 截止)期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路可得,

$$-U_i + L_0 \frac{di_{L0}}{dt} = 0 \quad (1.0)$$

$$-(U_i + U_{C1}) + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (1.1)$$

$$-(U_i + U_{C1} + U_{C2}) + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \quad (1.2)$$

[0044]  $\vdots$

$$-(U_i + U_{C1} + U_{C2} + \dots + U_{Cj}) + L_j \frac{di_{Lj}}{dt} = 0 \quad (1.j)$$

$\vdots$

$$-(U_i + U_{C1} + U_{C2} + \dots + U_{Cn}) + L_n \frac{di_{Ln}}{dt} = 0 \quad (1.n)$$

[0045] 式(1.0) - (1.n)中, $n$ 为大于1的自然数, $j$ 为不大于 $n$ 的自然数。由图5所示储能电感在高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路可得,

$$L_0 \frac{di_{L0}}{dt} + U_{C1} = 0 \quad (2.0)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + U_{C2} = 0 \quad (2.1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + U_{C3} = 0 \quad (2.2)$$

[0046]  $\vdots$

$$L_{j-1} \frac{di_{Lj-1}}{dt} + U_{Cj} = 0 \quad (2.j)$$

$\vdots$

$$-(U_i + U_{C1} + U_{C2} + \dots + U_{Cn}) + L_n \frac{di_{Ln}}{dt} + U_1 = 0 \quad (2.n)$$

[0047] 式(2.n)中, $U_1$ 为高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ 的电压 $u_1$ 的幅值。根据状态空间平均法,式(1)  $\times D_0$  + 式(2)  $\times (1-D_0)$ ,令 $\frac{di_{L0}}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} = \dots = \frac{di_{Ln}}{dt} = 0$ ,可得,多

级开关感容网络储能电容电压值 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 、 $\dots$ 、 $U_{Cn}$ 为

$$[0048] \quad U_{C1} = \frac{D_0}{1-D_0} U_i \quad (3.1)$$

$$[0049] \quad U_{C2} = \frac{D_0}{(1-D_0)^2} U_i \quad (3.2)$$

[0050]  $\vdots$

$$[0051] \quad U_{Cj} = \frac{D_0}{(1-D_0)^j} U_i \quad (3.j)$$

[0052]  $\vdots$

$$[0053] \quad U_{Cn} = \frac{D_0}{(1-D_0)^n} U_i \quad (3.n)$$

[0054] 高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ 的电压 $u_1$ 的幅值,也就是电压 $U_2$ 、输出电压 $U_0$ ,即

$$[0055] \quad U_o = U_1 = \frac{1}{(1-D_0)^{n+1}} U_i \quad (4)$$

[0056] 因此,具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器的电压传输比为

$$[0057] \quad \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_1}{U_i} = \frac{1}{(1-D_0)^{n+1}} \quad (5)$$

[0058] 由式(5)可知,所述单级直流-直流变换器的电压传输比在不同 $n$ 、 $D_0$ 值时均大于1,并且大于传统单级PWM直流-直流变换器的电压传输比 $D_0$ (Buck型)、 $1/(1-D_0)$ (Boost型)、 $D_0/(1-D_0)$ (Buck-Boost型);从图4、5所示储能电感充磁和祛磁等效电路可知,所述单级直流-直流变换器属于电流型(Boost型)变换器,特别是可以通过增大 $n$ 值来提高变换器的升压比。“具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器”中的多级、单级分别指“开关感容网络的级数”和“变换器的变换级数”。

[0059] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型直流-直流变换器只有单级功率变换环节,其控制系统需要实现输出电压的控制,光伏电池供电时还需要实现光伏电池的最大功率点跟踪控制MPPT。因此,这种单级直流-直流变换器采用输出电压反馈的PWM控制策略,如图6、7所示。输出电压反馈信号 $U_{of}$ 与基准电压 $U_r$ 比较、误差放大后得到信号 $U_e$ , $U_e$ 与三角形载波 $u_c$ 交截后输出高频组合调制开关 $S_1''$ 的控制信号。当输入电压 $U_i$ 或负载 $Z_L$ 变化时,通过调节导通占空比 $D_0$ 来实现输出电压 $U_o$ 的稳定。因此,所述单级直流-直流变换器采用输出电压反馈的PWM控制策略是切实可行的。

[0060] 下面结合附图及实施例对本发明的技术方案2做进一步描述。

[0061] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器,是由输入单相交流电源、单相高频组合调制开关、电容滤波器和直流负载依序级联构成,并且在输入单相交流电源与单相高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,四象限功率开关 $S_j$ 的一端与储能电感 $L_j$ 的一端、储

能电容 $C_j$ 的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 的另一端、储能电感 $L_j$ 的另一端分别与四象限功率开关 $S_j'$ 的两端相连接,储能电容 $C_j$ 的参考负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 与 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与四象限功率开关 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入单相交流电源参考正极性与储能电容 $C_1$ 参考负极性的连接端和四象限功率开关 $S_1$ 与四象限功率开关 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的单相高频组合调制开关是由四个承受单向电压应力和双向电流应力的两象限功率开关构成的单相全桥脉宽调制整流电路。

[0062] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器电路结构与原理波形,分别如图8、9所示。图8、9中, $u_i$ 为输入单相交流电压, $Z_L$ 为输出直流负载, $U_o$ 、 $I_o$ 分别为输出直流电压和直流电流,多级开关感容网络中储能电容的符号“+”表示储能电容电压的参考正极性端。多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数,每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成;单相高频组合调制开关,是由四个承受单向电压应力和双向电流应力的两象限功率开关构成的单相全桥脉宽调制整流电路;输出滤波器只能为电容滤波器;输入交流电源 $u_i$ 与多级开关感容网络之间可设置或不设置输入滤波器,设置输入滤波器时能降低输入交流电流的谐波含量。当单相高频组合调制开关(单相整流桥)的下桥臂导通时,输入交流电源 $u_i$ 和储能电容 $C_1$ 、 $\dots$ 、 $C_n$ 对储能电感 $L_0$ 、 $L_1$ 、 $\dots$ 、 $L_n$ 充磁,输出直流负载依靠电容滤波器维持供电;当单相高频组合调制开关(单相整流桥)桥臂开关交叉导通时,储能电感 $L_0$ 、 $L_1$ 、 $\dots$ 、 $L_n$ 祛磁且和输入交流电源 $u_i$ 一起共同向储能电容 $C_1$ 、 $\dots$ 、 $C_n$ 和直流负载供电。多级开关感容网络和单相高频组合调制开关(单相整流桥)将输入交流电压 $u_i$ 调制成幅值按一倍输入频率正弦包络线规律变化、脉宽按正弦规律变化的三态SPWM波 $u_1$ ,经单相高频组合调制开关(单相整流桥)、电容滤波器后在直流负载上获得高质量的直流电压 $u_2$ ,即输出直流电压 $U_o$ 。

[0063] 本发明所述的单级单相交流-直流变换器,是利用依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元并且前级二端口开关感容网络单元的输出为后级二端口开关感容网络单元的输入来提高变换器升压比的单级电路结构,与传统的单级单相PWM交流-直流变换器(无论是否添加单相输入工频变压器)电路结构存在着本质上的区别。因此,本发明所述的单级单相交流-直流变换器具有新颖性和创造性,并且具有变换效率高(意味着能量损耗小)、功率密度高(意味着体积、重量小)、升压比大(意味着变化范围更宽或更低的单相输入交流电压可变换成所需的输出直流电压)、输入电流波形畸变小、输出电压波形纹波小、可靠性高、输入电压配制灵活、成本低、应用前景广泛等优点,是一种理想的节能降耗型单相交流-直流变换器,在大力倡导建设节能型、节约型社会的今天更具有重要价值。

[0064] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器电路拓扑实施例,如图10所示。图10中,输出滤波器为电容滤波电路;单相高频组合调制开关(单相整流桥)选用MOSFET器件,也可选用IGBT、GTR等器件;多级开关感容网络中储能电容的符号“+”表示储能电容电压的参考正极性端。所述的单级单相交流-直流变换器能将一种不稳定的低压交流电(如风力机、地面交流电源和航空交流电源等)变换成所需的稳定、优质、高压直流电,广

泛应用于升压场合的民用工业单相整流电源(如通讯整流器和风力发电整流器 220V50HzAC/380VDC、变频交流电压/380VDC)和国防工业整流电源(如航空整流器 115V400HzAC/270VDC)等。

[0065] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的每个储能电感在一个高频开关周期 $T_s$ 内充磁和祛磁各一次,充磁期间对应下桥臂导通期间 $D_0T_s$ ,而祛磁期间对应桥臂交叉导通期间 $(1-D_0)T_s$ (对直流侧输出能量期间)。所述的单级单相交流-直流变换器在输入电压正、负半周时储能电感下桥臂导通期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路、桥臂交叉导通期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路,分别如图11、12、13、14所示。图11、12、13、14中,输入电压 $u_i$ 和各级开关感容网络中储能电容电压的极性均为参考极性,而各电流极性为实际方向。

[0066] 设储能电容端电压在一个高频开关周期 $T_s$ 内是恒定不变的,用 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 、 $\dots$ 、 $U_{Cn}$ 表示。由图11、13所示储能电感在高频组合调制开关 $S_3''$ 、 $S_4''$ 导通期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路可得式(1.0)-(1.n);由图12、14所示储能电感在高频组合调制开关 $S_1''$ 、 $S_4''$ ( $S_2''$ 、 $S_3''$ )导通期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路可得式(2.0)-(2.n);根据状态空间平均法,式(1) $\times D_0$ +式(2) $\times (1-D_0)$ ,令 $\frac{di_{L0}}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} = \dots = \frac{di_{Ln}}{dt} = 0$ ,得多级开关感容网络储能电容电压值 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 、 $\dots$ 、 $U_{Cn}$ 由式(3.1)-(3.n)表示;单相高频组合调制开关(单相整流桥)交流侧的电压幅值 $U_1$ 和直流侧的电压 $U_2$ 由式(4)表示。因此,具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器的电压传输比为

$$[0067] \quad \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_1}{U_i} = \frac{1}{(1-D_0)^{n+1}} \quad (6)$$

[0068] 由式(6)可知,所述的单级单相交流-直流变换器的电压传输比在不同 $n$ 、 $D_0$ 值时均大于1,并且大于传统单级PWM交流-直流变换器的电压传输比 $D_0$ (Buck型)、 $1/(1-D_0)$ (Boost型)、 $D_0/(1-D_0)$ (Buck-Boost型);从图11、12、13、14所示储能电感充磁和祛磁等效电路可知,所述单级交流-直流变换器属于电流型(Boost型)变换器,特别是可以通过增大 $n$ 值来提高变换器的升压比。“具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器”中的多级、单级分别指“开关感容网络的级数”和“变换器的变换级数”。

[0069] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器只有单级功率变换环节,其控制系统需要实现多级开关感容网络的储能电容电压和输出直流电压的控制,风力发电时还需要实现风力机的最大功率点跟踪控制MPPT。因此,这种单级单相交流-直流变换器采用输出直流电压外环、多级开关感容网络储能电容电压内环控制的双环SPWM控制策略,如图15、16所示。输出电压反馈信号 $U_{of}$ 与基准电压 $U_r$ 比较、误差放大后的信号作为内环的基准信号 $U_{cnr}$ ,储能电容电压反馈信号 $U_{cnf}$ 经绝对值电路后与基准信号 $U_{cnr}$ 比较、误差放大得到信号 $u_e$ , $u_e$ 与三角形载波 $u_c$ 交截得到的信号与输入电压极性选择信号经适当的逻辑电路后输出单相高频组合调制开关(单相整流桥) $S_1''$ 、 $S_3''$ 、 $S_2''$ 、 $S_4''$ 和多级开关感容网络的四象限功率开关 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $\dots$ 、 $S_n$ 、 $S_1'$ 、 $S_2'$ 、 $\dots$ 、 $S_n'$ 的控制信号。当输入电压 $u_i$ 或输出负载 $Z_L$ 变化时,通过调节占空比信号 $D_0$ 来实现输出电压 $U_o$ 的稳定。因此,所述的单级单相交流-直流变换器采用输出直流电压外环、多级开关感容网络储能电容电压内环控制的双环SPWM控制策略是切实可行的。

[0070] 下面结合附图及实施例对本发明的技术方案3做进一步描述。

[0071] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器,是由输入单相交流电源、单相高频组合调制开关、单相电容滤波器和单相交流负载依序级联构成,并且在输入单相交流电源与单相高频组合调制开关之间串联有多级开关感容网络;所述的多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数;每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成,四象限功率开关 $S_j$ 的一端与储能电感 $L_j$ 的一端、储能电容 $C_j$ 的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 的另一端、储能电感 $L_j$ 的另一端分别与四象限功率开关 $S_j'$ 的两端相连接,储能电容 $C_j$ 的参考负极性端与相邻的前级SLCS型二端口开关感容网络单元中同一位置的储能电容的参考正极性端相连接,四象限功率开关 $S_j$ 与 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考负极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输入端口,储能电感 $L_j$ 与四象限功率开关 $S_j'$ 的连接端和储能电容 $C_j$ 的参考正极性端构成了第 $j$ 个SLCS型二端口开关感容网络单元的输出端口,输入单相交流电源参考正极性与储能电容 $C_1$ 参考负极性的连接端和四象限功率开关 $S_1$ 与 $S_1'$ 的连接端之间连接有储能电感 $L_0$ ,其中 $j$ 为不大于 $n$ 的自然数;所述的单相高频组合调制开关是由两个承受双向电压应力和双向电流应力的四象限功率开关构成,四象限功率开关 $S_1''$ 和 $S_2''$ 的一端和储能电感 $L_n$ 与四象限功率开关 $S_n'$ 的连接端相连接,四象限功率开关 $S_1''$ 的另一端与输入单相交流电源、单相输出滤波电容的参考负极性端相连接,四象限功率开关 $S_2''$ 的另一端与单相输出滤波电容的参考正极性端相连接。

[0072] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器电路结构与原理波形,分别如图17、18所示。图17、18中, $u_i$ 为输入单相交流电压, $Z_L$ 为单相输出交流负载(包括单相交流无源负载和单相交流电网负载), $u_o$ 、 $i_o$ 分别为单相输出交流电压和交流电流,多级开关感容网络中储能电容的符号“+”表示储能电容电压的参考正极性端。多级开关感容网络是由储能电感 $L_0$ 和依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元级联构成,其中 $n$ 为大于1的自然数,每个SLCS型二端口开关感容网络单元,是由两个四象限功率开关 $S_j$ 和 $S_j'$ 、一个储能电感 $L_j$ 、一个储能电容 $C_j$ 构成;单相高频组合调制开关,是由两个承受双向电压应力和双向电流应力的四象限功率开关构成;单相滤波器为单相电容滤波器(单相交流无源负载时)或单相CL滤波器(单相交流电网负载时);输入交流电源 $u_i$ 与多级开关感容网络之间可设置或不设置输入滤波器,设置输入滤波器时能降低输入交流电流的谐波含量。当单相高频组合调制开关导通时,输入交流电源 $u_i$ 和储能电容 $C_1$ 、 $\dots$ 、 $C_n$ 对储能电感 $L_0$ 、 $L_1$ 、 $\dots$ 、 $L_n$ 充磁,输出交流负载依靠单相电容滤波器维持供电;当单相高频组合调制开关截止时,储能电感 $L_0$ 、 $L_1$ 、 $\dots$ 、 $L_n$ 祛磁且和输入交流电源 $u_i$ 一起共同向储能电容 $C_1$ 、 $\dots$ 、 $C_n$ 和交流负载供电。多级开关感容网络和单相高频组合调制开关将输入交流电压 $u_i$ 调制成幅值按一倍输入频率正弦包络线规律变化、脉宽基本相同的三态SPWM波 $u_1$ ,经输出滤波后在交流负载上获得高质量的正弦电压 $u_2$ ,即输出电压 $u_o$ 。

[0073] 本发明所述的单级单相交流-交流变换器,是利用依序级联的 $n$ 个相同的SLCS型二端口开关感容网络单元并且第一级二端口开关感容网络单元的输出为第二级二端口开关感容网络单元的输入来提高变换器升压比的单级电路结构,与传统的单级单相PWM交流-交流变换器(无论是否添加单相输入或输出工频变压器)电路结构存在着本质上的区别。因此,本发明所述的单级单相交流-交流变换器具有新颖性和创造性,且具有变换效率高(意

味着能量损耗小)、功率密度高(意味着体积、重量小)、升压比大(意味着变化范围更宽或更低的单相输入交流电压可转换成所需要的单相输出交流电压)、网侧功率因数高、输出电压THD小、可靠性高、输入电压配制灵活、成本低、应用前景广泛等优点,是一种理想的节能降耗型单相交流-交流变换器,在大力倡导建设节能型、节约型社会的今天更具有重要价值。

[0074] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器电路拓扑实施例,如图19所示。图19给出的是单相电容滤波电路,限于篇幅未给出适用于对输出波形质量要求更高的单相CL滤波器电路;单相高频组合调制开关选用MOSFET器件,也可选用IGBT、GTR等器件;多级开关感容网络中储能电容的符号“+”表示储能电容电压的参考正极性端。所述的交流-交流变换器能将一种不稳定的单相低压交流电(如风力机、地面交流电源和航空交流电源等)变换成所需的稳定、优质、高压单相交流电,广泛应用于升压场合的民用工业单相交流稳压和变压电源(如电子变压器110V50HzAC/220V50HzAC)和国防工业交流稳压和变压电源(如航空电子变压器36V400HzAC/115V400HzAC)等。

[0075] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的每个储能电感在一个开关周期 $T_s$ 内充磁和祛磁各一次,充磁期间对应单相高频组合调制开关 $S_1''$ 导通( $S_2''$ 截止)期间 $D_0T_s$ ,而祛磁期间对应单相高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ (对负载侧输出能量期间)。所述的交流-交流变换器在输入(输出)电压正、负半周情况下储能电感在单相高频组合调制开关 $S_1''$ 导通( $S_2''$ 截止)期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路、 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路,分别如图20、21、22、23所示。图20、21、22、23中,输入电压 $u_i$ 的极性为参考方向,而各电流极性为实际方向。

[0076] 设储能电容端电压在一个高频开关周期 $T_s$ 内是恒定不变的,用 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 、 $\dots$ 、 $U_{Cn}$ 表示。由图20、22所示储能电感在高频组合调制开关 $S_1''$ 导通( $S_2''$ 截止)期间 $D_0T_s$ 的充磁等效电路可得式(1.0)-(1.n);由图21、23所示储能电感在高频组合调制开关 $S_1''$ 截止( $S_2''$ 导通)期间 $(1-D_0)T_s$ 的祛磁等效电路可得式(2.0)-(2.n);根据状态空间平均法,式(1) $\times D_0$ +式(2) $\times (1-D_0)$ ,令 $\frac{di_{L0}}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} = \dots = \frac{di_{Ln}}{dt} = 0$ ,得多级开关感容网络储能电容电压值 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 、 $\dots$ 、 $U_{Cn}$ 由式(3.1)-(3.n)表示;单相高频组合调制开关(单相整流桥)交流侧的电压幅值 $U_1$ 和直流侧的电压 $U_2$ 由式(4)表示。因此,具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器的电压传输比为

$$[0077] \quad \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_1}{U_i} = \frac{1}{(1-D_0)^{n+1}} \quad (7)$$

[0078] 由式(7)可知,所述的单级单相交流-交流变换器的电压传输比在不同 $n$ 、 $D_0$ 值时均大于1,并且大于传统单级PWM交流-交流变换器的电压传输比 $D_0$ (Buck型)、 $1/(1-D_0)$ (Boost型)、 $D_0/(1-D_0)$ (Buck-Boost型);从图20、21、22、23所示储能电感充磁和祛磁等效电路可知,所述单级交流-交流变换器属于电流型(Boost型)变换器,特别是可以通过增大 $n$ 值来提高变换器的升压比。“具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-直流变换器”中的多级、单级分别指“开关感容网络的级数”和“变换器的变换级数”。

[0079] 具有串联多级开关感容网络的单级电流型交流-交流变换器只有单级功率变换环节,其控制系统需要实现输出交流电压的控制,风力发电时还需要实现风力机的最大功率点跟踪控制MPPT。因此,这种单级单相交流-交流变换器采用输出交流电压瞬时值反馈PWM

控制策略,如图24、25所示。输出电压反馈信号 $u_{of}$ 与基准电压 $u_r$ 比较、误差放大、取绝对值后得到信号 $u_e$ , $u_e$ 与三角形载波 $u_c$ 交截得到的信号作为单相高频组合调制开关 $S_1''$ 和多级开关感容网络的四象限功率开关 $S_1'$ 、 $S_2'$ 、 $\dots$ 、 $S_n'$ 的控制信号,交截得到的信号的反相信号作为单相高频组合调制开关 $S_2''$ 和多级开关感容网络的四象限功率开关 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $\dots$ 、 $S_n$ 的控制信号。当输入电压 $u_i$ 或输出负载 $Z_L$ 变化时,通过调节占空比信号 $D_0$ 来实现输出电压 $u_o$ 的稳定。因此,所述的单级单相交流-交流变换器采用输出交流电压瞬时值反馈PWM控制策略是切实可行的。

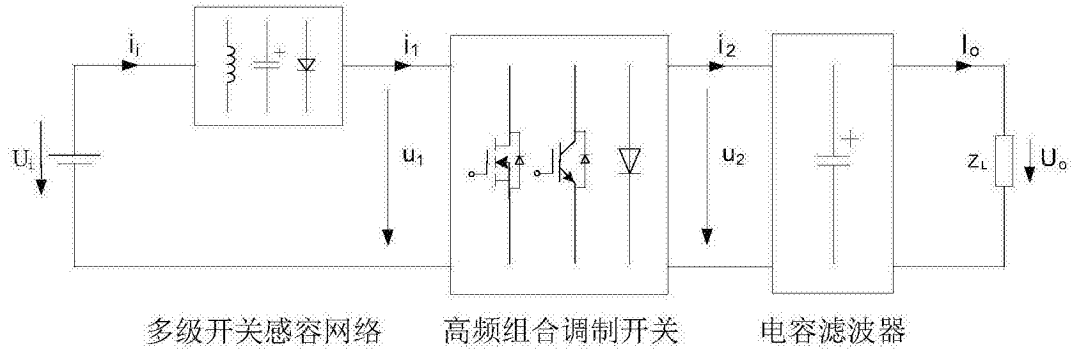


图1

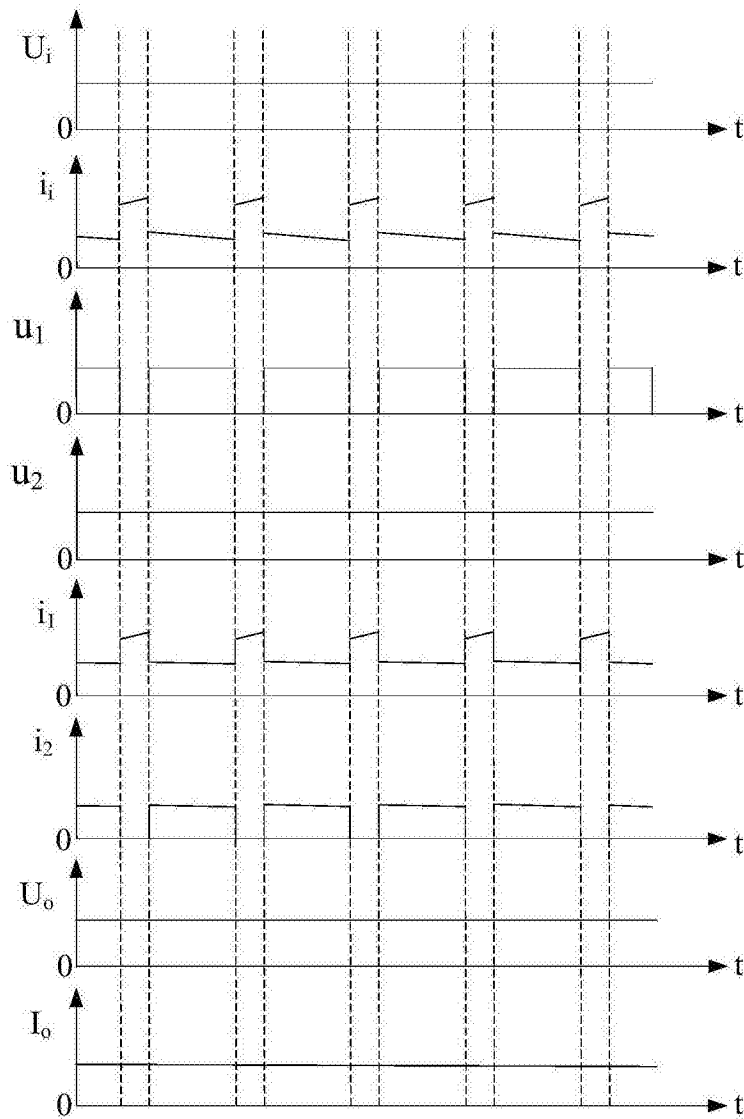


图2

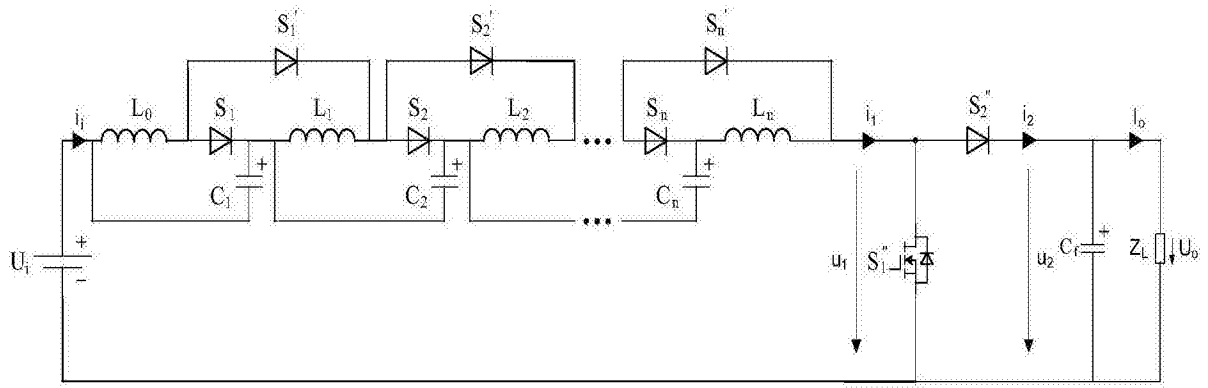


图3

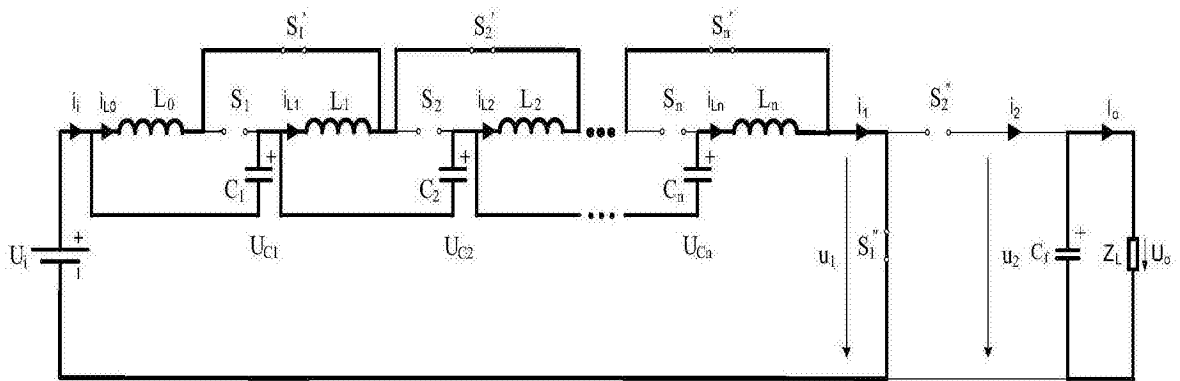


图4

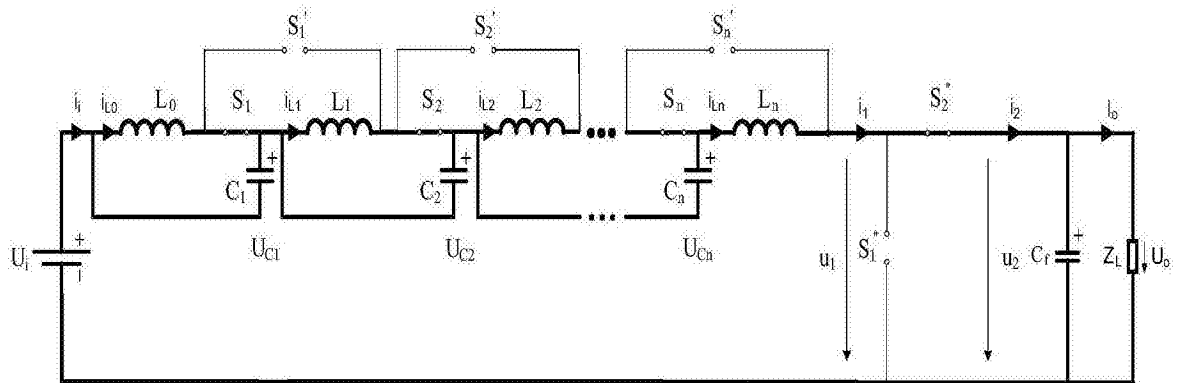


图5

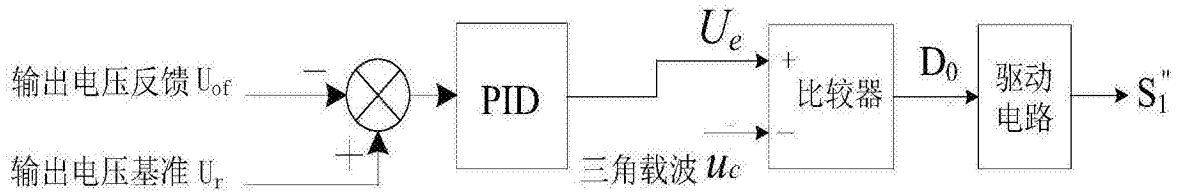


图6

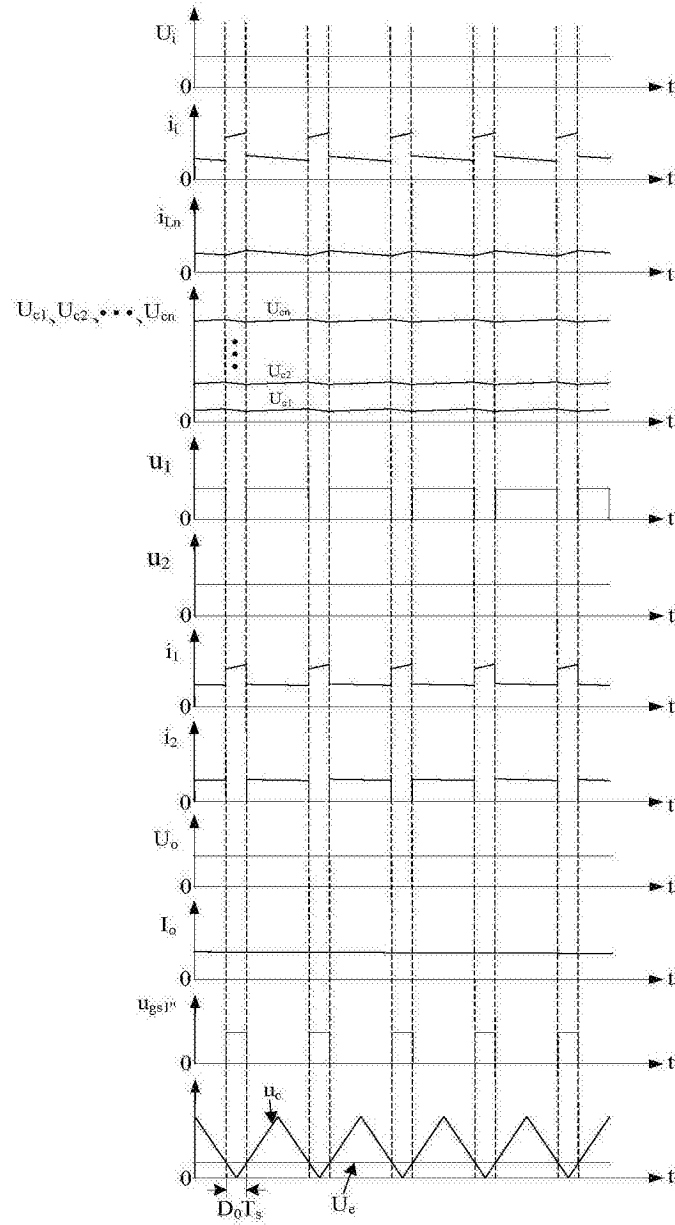


图7

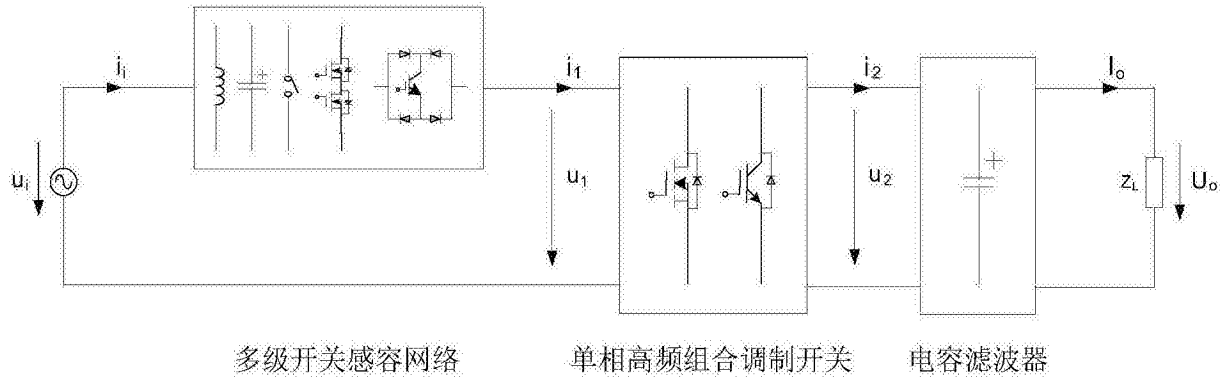


图8

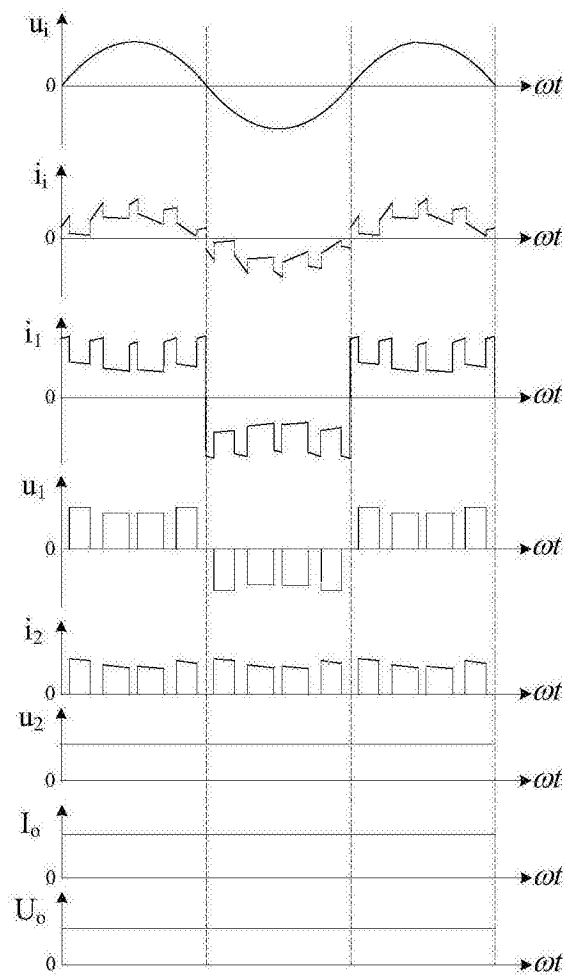


图9

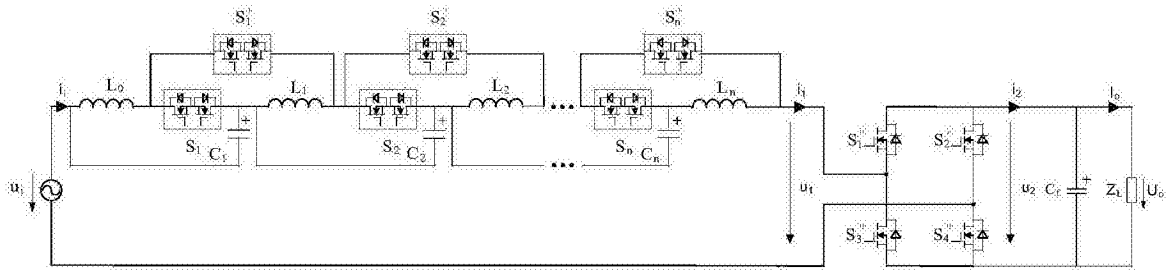


图10

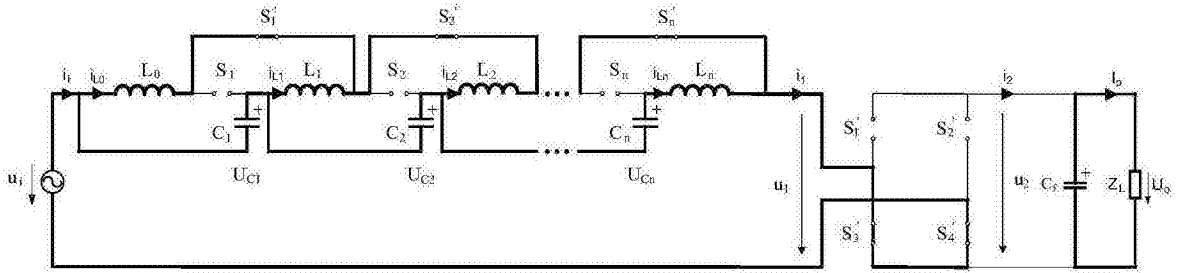


图11

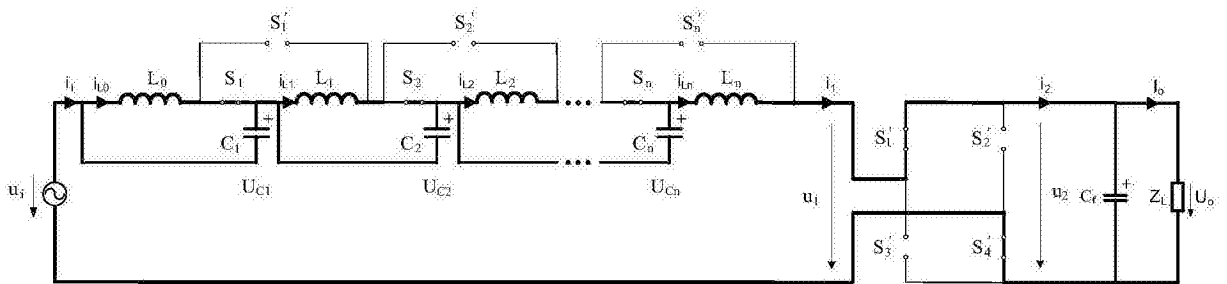


图12

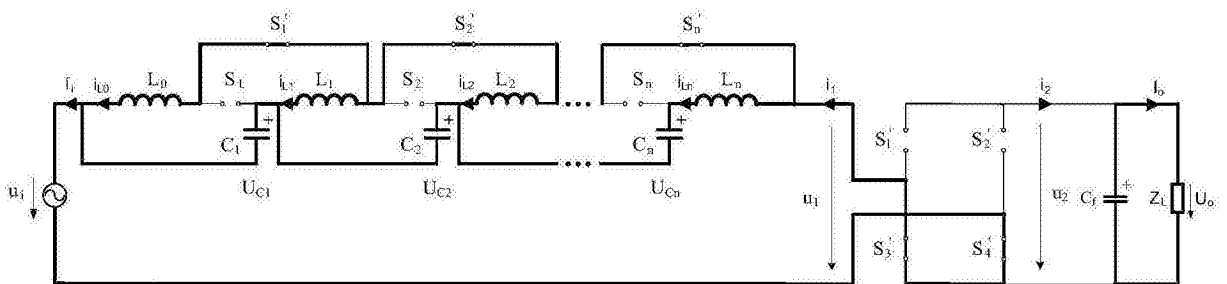


图13

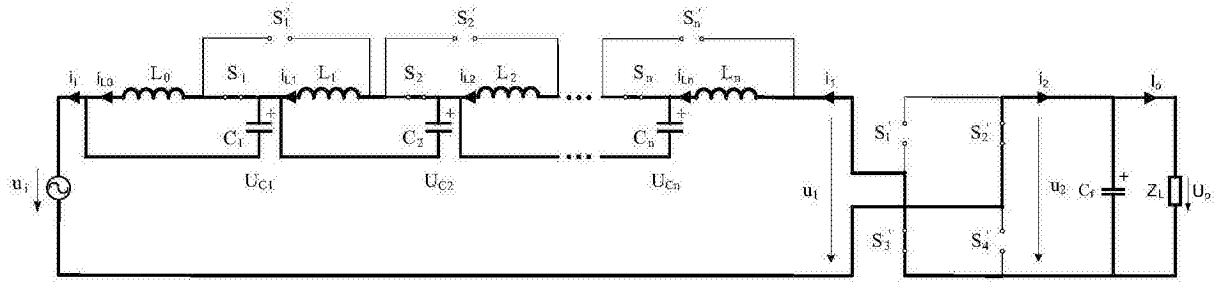


图14

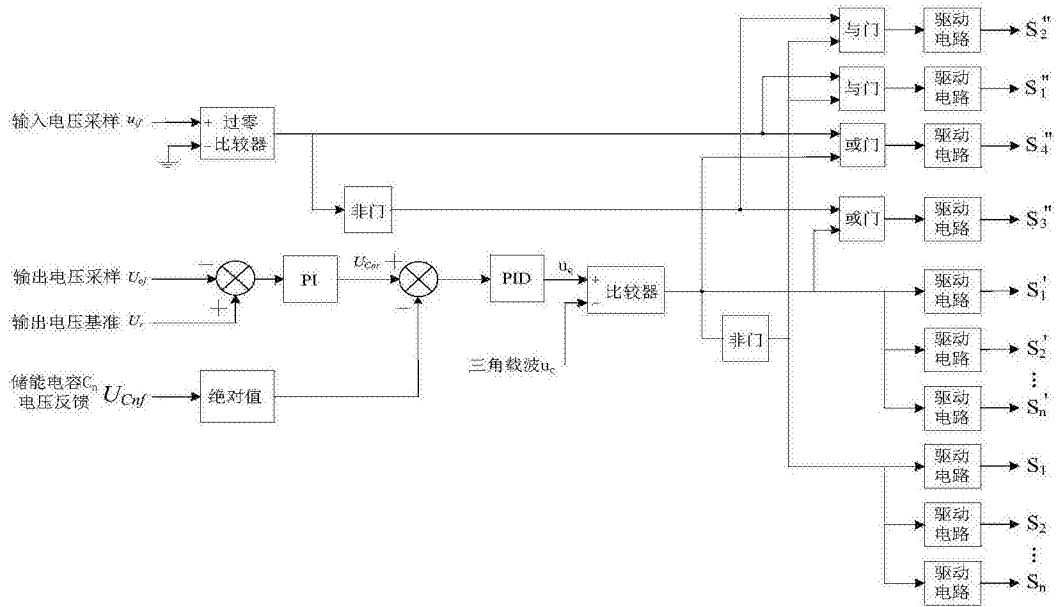


图15

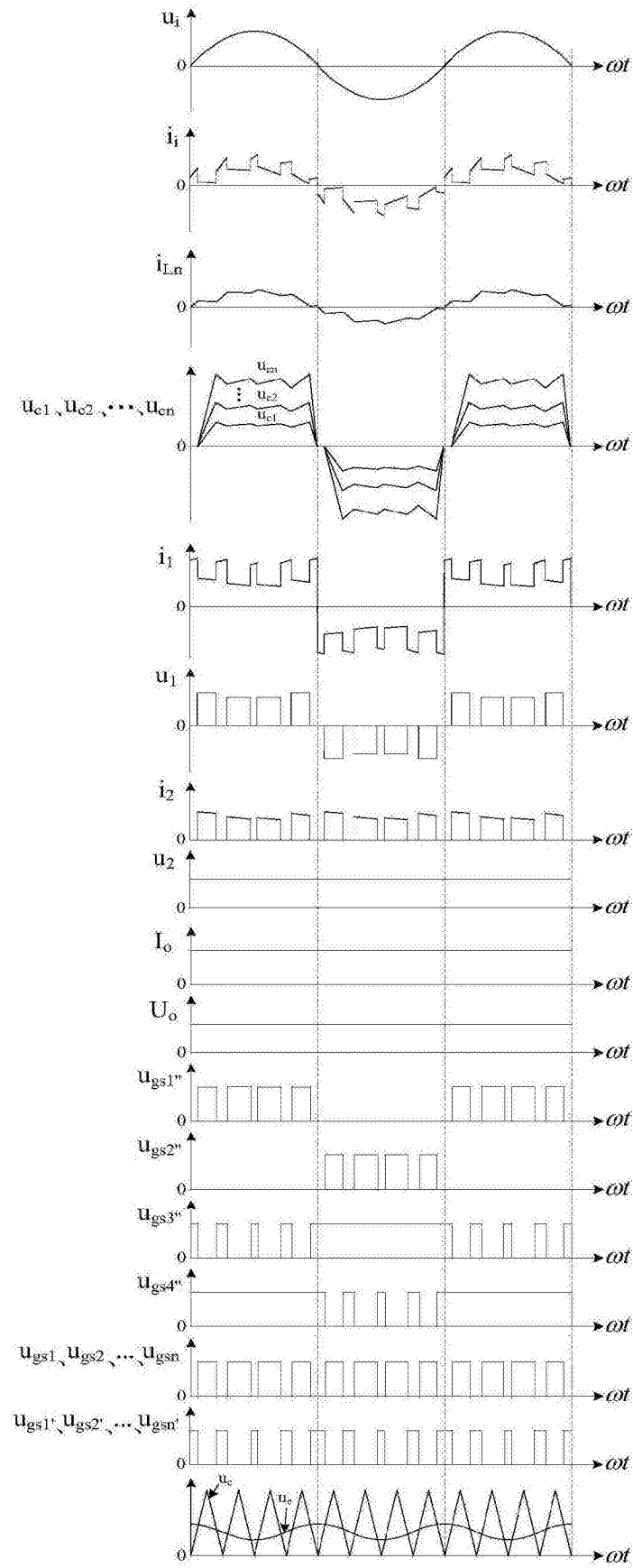


图16

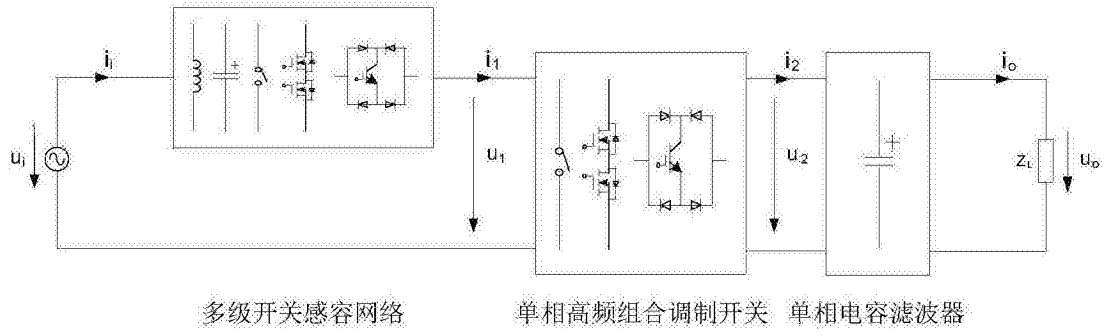


图17

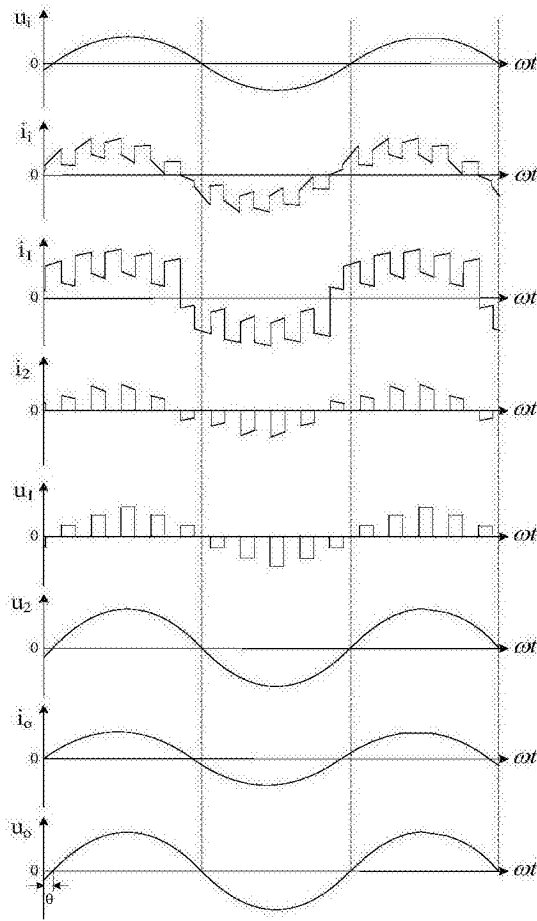


图18

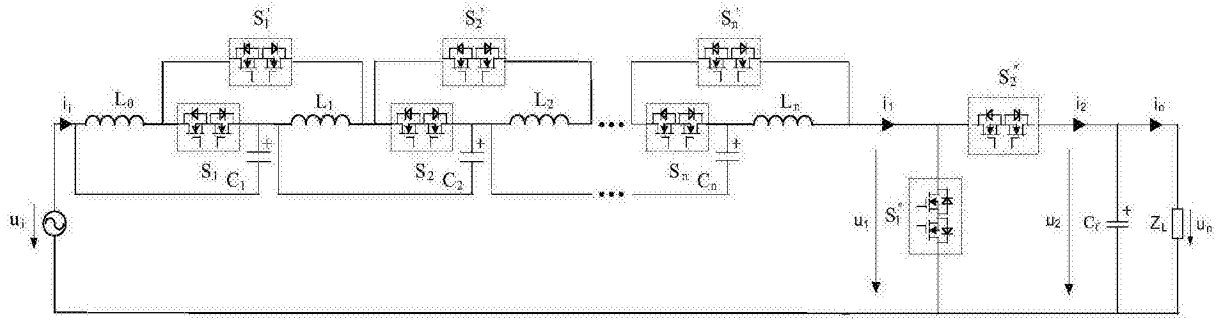


图19

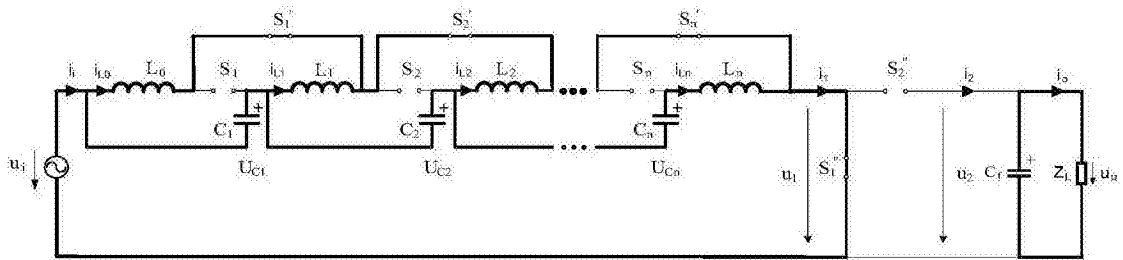


图20

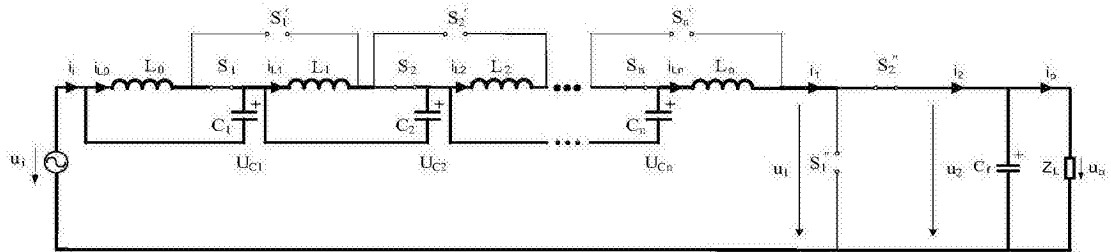


图21

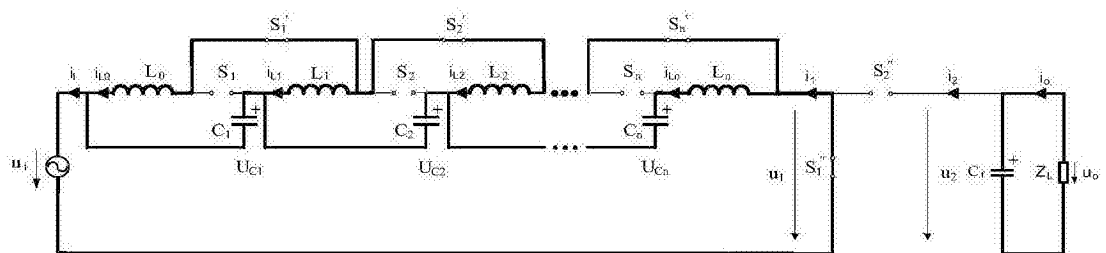


图22

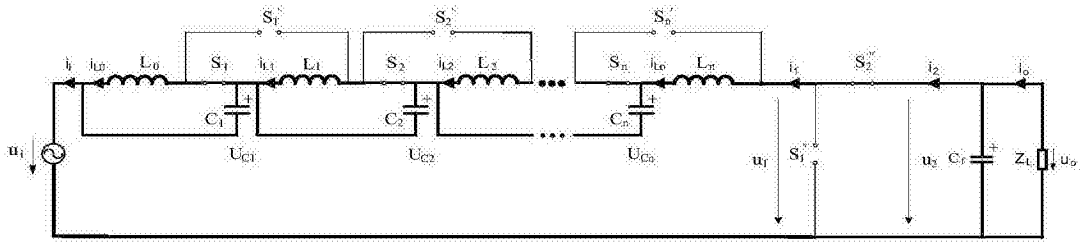


图23

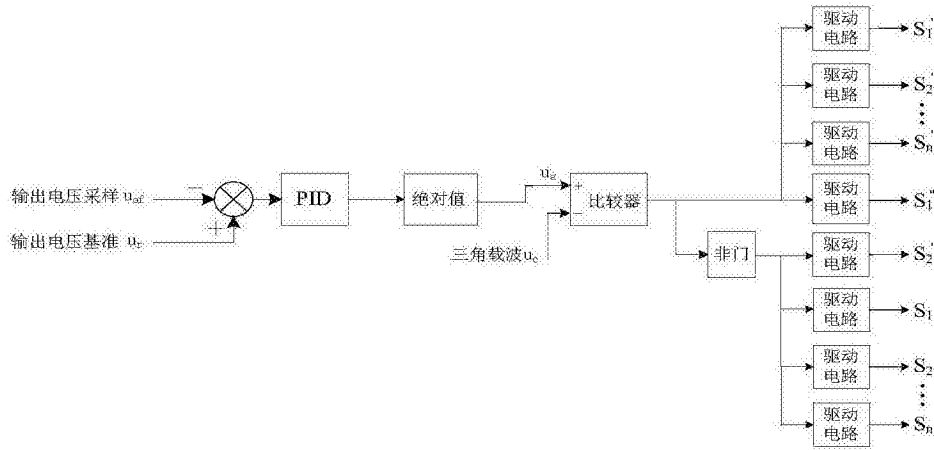


图24

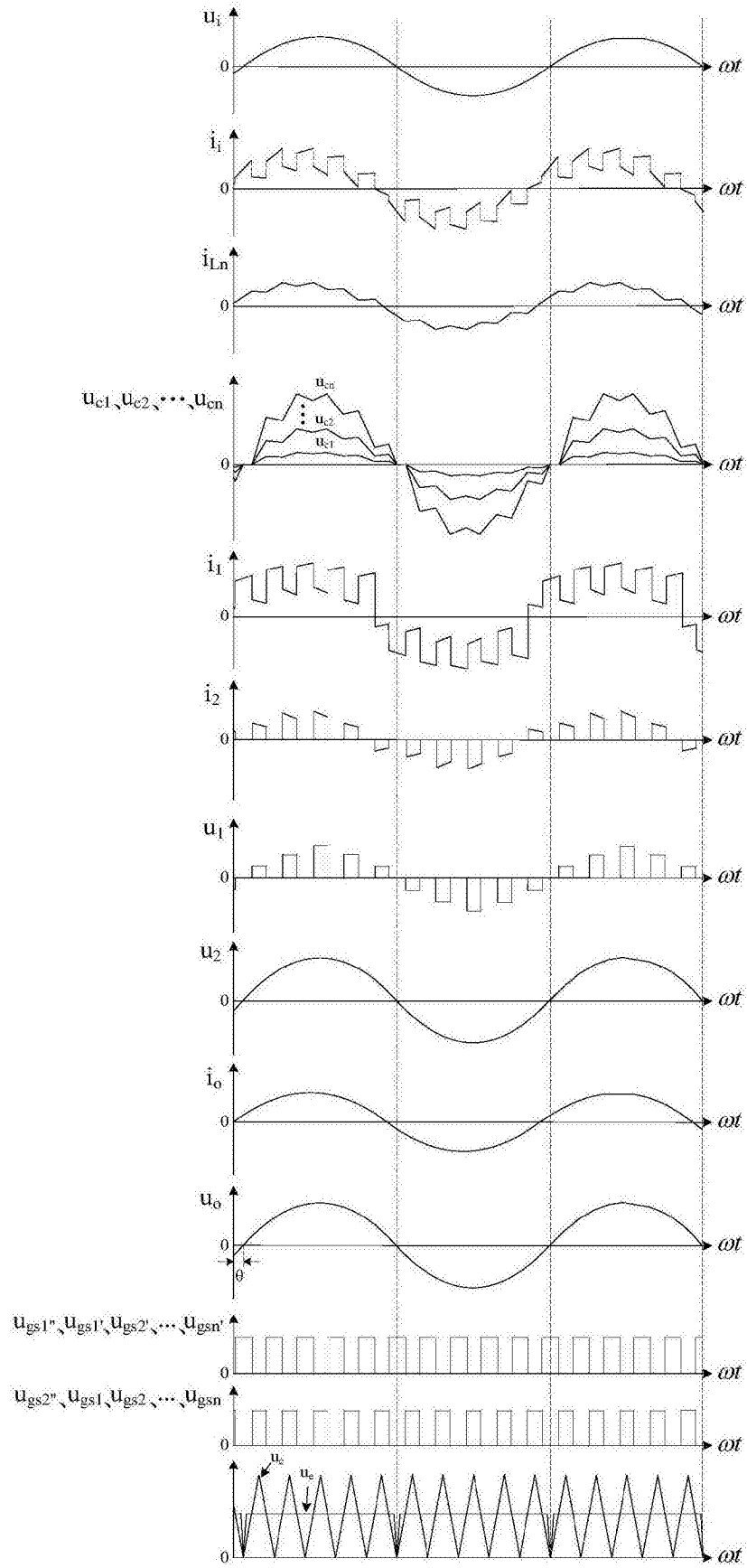


图25