



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112564307 B

(45) 授权公告日 2023. 07. 28

(21) 申请号 202011362180.X

(22) 申请日 2020.11.27

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 112564307 A

(43) 申请公布日 2021.03.26

(73) 专利权人 哈尔滨工业大学

地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区西
大直街92号

(72) 发明人 姜金海 周星健 张剑韬 朱春波
宋凯 董帅 赵梵丹 王子健

(74) 专利代理机构 哈尔滨市阳光惠远知识产权
代理有限公司 23211

专利代理师 张宏威

(51) Int. Cl.

H02J 50/12 (2016.01)

H02J 50/40 (2016.01)

H02J 7/02 (2016.01)

H02M 3/335 (2006.01)

B60L 9/00 (2019.01)

B60L 53/122 (2019.01)

(56) 对比文件

CN 105429313 A, 2016.03.23

审查员 赵芳芳

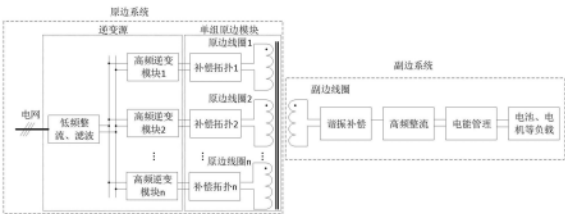
权利要求书2页 说明书6页 附图10页

(54) 发明名称

一种动态无线供电系统磁并联发射端电路
拓扑控制方法

(57) 摘要

本发明提供了一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑,所述发射端电路拓扑结构具体包括逆变源和原边模块;所述逆变源包含低频整流滤波模块和n个高频逆变模块,所述低频整流滤波模块和电网连接,所述n个高频逆变模块并联在低频整流滤波模块输出侧的直流母线上;所述原边模块的n个补偿拓扑和n个原边线圈单独进行谐振频率匹配,n个原边线圈磁并联集成到一组原边线圈中,与副边线圈进行耦合,实现无线电能传输;本发明解决了现有动态无线供系统高度依赖于单一高频逆变源与一条高频交流母线的问题,改善了传输效率低,原边系统体积过大,安全性和经济性差等缺点。



1. 一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 所述发射端电路拓扑结构具体包括逆变源模块和原边模块; 所述逆变源模块包含低频整流滤波模块和 n 个高频逆变模块, 所述低频整流滤波模块和电网连接, 所述 n 个高频逆变模块并联在低频整流滤波模块输出侧的直流母线上; 所述原边模块由 n 个补偿拓扑和 n 个原边线圈组成, 所述 n 个补偿拓扑和 n 个高频逆变模块一一连接, 所述 n 个原边线圈与 n 个补偿拓扑一一对应并单独进行谐振频率匹配, 所述 n 个原边线圈采用磁并联技术, 集成在一组原边线圈中, 与副边线圈进行耦合, 实现无线电能传输;

满额输出工况下, n 组高频逆变源模块对应位置IGBT管由同一时序PWM控制, PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} 、 $\dots$ 、 S_{n-1} , IGBT管 S_{1-4} 、 S_{2-4} 、 $\dots$ 、 S_{n-4} ; PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} 、 $\dots$ 、 S_{n-2} , IGBT管 S_{1-3} 、 S_{2-3} 、 $\dots$ 、 S_{n-3} ;

则高频逆变模块中第一组高频逆变模块的工作状态为:

工作状态1, PWM1处于高电平, PWM2处于低电平, IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通, IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

工作状态2, PWM1处于低电平, PWM2处于高电平, IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通, IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

其余高频逆变模块的工作状态和第一组高频逆变模块的工作状态相同;

设逆变源的总输出功率为 P_o , 单组高频逆变模块输出功率为 P_{module} ;

则每组高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o/n$, 通过控制PWM信号占空比实现单高频逆变模块输出功率的调整, 进而通过高频逆变模块磁并联实现需求功率的输出。

2. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 所述低频整流滤波模块由三相变压器、全波整流滤波电路、降压斩波器顺次串联组成。

3. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 所述低频整流滤波模块由三相或单相整流滤波电路和DC-DC变换器顺次串联组成。

4. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 所述低频整流滤波模块由可控整流或多脉波整流电路组成。

5. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 所述 n 个高频逆变模块均由4个IGBT管组成, 4个IGBT管构成H桥, 所述H桥的桥臂输入侧与低频整流滤波模块相连接, 输出侧与原边模块相连接。

6. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 所述 n 个补偿拓扑均由电容或电感和电容组成的谐振频率匹配网络组成。

7. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 原边线圈由多股线圈并列环形绕制成平板线圈, 仅在出线端引线有层叠。

8. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法, 其特征在于: 原边线圈由多股线圈并列环形绕制成平板线圈, 并在每一匝绕制结束后, 最外层线圈为下一匝并列线圈的最里层线圈, 次外匝线圈为下一匝绕制线圈的次里层线圈, 线圈依次交换绕制位置, 直至最终引出。

9. 根据权利要求1所述电路拓扑的控制方法: 限额输出工况下, 设逆变源的总输出功率为 P_o , 单组高频逆变模块输出功率为 P_{module} ; 则有: $(m-1) \times P_{\text{module}} < P_o \leq m \times P_{\text{module}}$, $0 < m < n$, $m \in \mathbb{Z}$;

则在限额输出的情况下, m 组高频逆变模块处于工作状态中, 对应位置IGBT管由同一时

序PWM控制: PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{m-1} , IGBT管 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{m-4} ; PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{m-2} , IGBT管 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{m-3} ; 其每组工作中的高频逆变模块的工作状态同满额工作状态下的第一组高频逆变模块, 有工作状态1和工作状态2两种工作状态:

工作状态1, PWM1处于高电平, PWM2处于低电平, IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通, IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

工作状态2, PWM1处于低电平, PWM2处于高电平, IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通, IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

同时, 每个高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o / m$, 通过控制PWM信号占空比实现单组高频逆变模块输出功率的调整, 剩余 $n-m$ 组高频逆变模块不加激励, 四个IGBT均关断, 高频逆变模块不工作, 即高频逆变模块不输出电能;

其中开通的 m 个高频逆变模块, 与标定的高频逆变模块序号无严格对应关系, 即开通的 m 个高频逆变模块可随机或按一定数学规律选取或组合, 但其开通总数仍为 m 个;

在 m 和 n 的计算仍符合上述工作状态下, 取: $m < a < n$, $a \in Z$;

则在降额输出的情况下, a 组高频逆变模块处于工作状态中, 对应位置IGBT管由同一时序PWM控制: PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{a-1} 、 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{a-4} ; PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{a-2} 、 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{a-3} ; 其每组工作中的高频逆变模块的工作状态同满额工作状态下的第一组高频逆变模块, 有工作状态1和工作状态2两种工作状态:

工作状态1, PWM1处于高电平, PWM2处于低电平, IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通, IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

工作状态2, PWM1处于低电平, PWM2处于高电平, IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通, IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

同时, 每个高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o / a$, 通过控制PWM信号占空比实现单高频逆变模块输出功率的调整, 进而通过高频逆变模块磁并联实现需求功率的输出; 剩余 $n-a$ 组高频逆变模块不加激励, 四个IGBT均关断, 高频逆变模块不工作, 即高频逆变模块不输出电能;

其中开通的 a 个高频逆变模块, 与标定的高频逆变模块序号无严格对应关系, 即开通的 a 个高频逆变模块可随机或按一定数学规律选取或组合, 但其开通总数仍为 a 个。

一种动态无线供电系统磁并联发射端电路拓扑控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线供电领域,具体地,涉及一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑及其控制方法。

背景技术

[0002] 目前市面上的大功率动态无线供电系统接收端能量变换电路方案普遍存在以下问题:

[0003] 动态无线供电系统的基本结构如图1所示,分为原边系统(地面部分)与副边系统(车载部分)两大部分;其中动态无线供电系统的原边系统现有技术的实施方式如图2所示,主要有串联配电、并联配电和二级耦合配电三种形式。其中串联配电拓扑将每组分组配谐的原边模块,即原边线圈(原边磁耦合机构)和谐振补偿网络顺次串联拓展;原边模块在地面路段上顺次铺设,副边线圈与对应一组或相邻几组原边线圈耦合,进行能量传输。

[0004] 并联配电拓扑和二级耦合形式采用多组分组配谐的原边模块,采用直接并联或经变压器二级耦合并联的形式,并联连接在高频交流母线上。原边模块在地面路段上顺次铺设,副边线圈与对应一组或相邻几组原边线圈耦合,进行能量传输。

[0005] 现有的能量传输,高度依赖于单一高频逆变源与一条高频交流母线;每组原边模块也只由一组原边线圈(磁耦合机构)和一组原边谐振补偿拓扑通常为串联或LCC谐振补偿拓扑。

[0006] 这会对系统设计带来以下限制:

[0007] 随着动态无线供电技术的大功率化,高电流、电压应力对电力电子器件有着更高的要求;即便采用模块化设计并进行多路并联均流或均压输出,在电动汽车动态无线电能传输的大反射阻抗和功率波动的情况下,也较难进行功率大波动下的高鲁棒性控制。

[0008] 同时由于依赖于单一直流母线和原边模块,需要选择从电流应力角度选择线材和电容;但由于趋肤效应和邻近效应,线材直径选择需要较大裕度,导致原边系统成本较大上升,同时也带来了较大的电压应力,不利于原边系统的轻薄化与小型化,其长期运行的安全性和经济性也存在一定风险。

发明内容

[0009] 本发明的目的是为了解决目前电动汽车,自动导引车(AGV),轨道交通等对象的动态无线供电系统的现有的能量传输,高度依赖于单一高频逆变源与一条高频交流母线的问题,改善了传输效率低,原边系统体积过大,安全性和经济性差等缺点,提出了一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑。

[0010] 本发明是通过以下技术方案实现的,本发明提出了一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑,所述发射端电路拓扑结构具体包括逆变源模块和原边模块;所述逆变源模块包含低频整流滤波模块和 n 个高频逆变模块,所述低频整流滤波模块和电网连接,所述 n 个高频逆变模块并联在低频整流滤波模块输出侧的直流母线上;所

述原边模块由n个补偿拓扑和n个原边线圈组成,所述n个补偿拓扑和n个高频逆变模块一一连接,所述n个原边线圈与n个补偿拓扑一一对应并单独进行谐振频率匹配,所述n个原边线圈采用磁并联技术,集成在一组原边线圈中,与副边线圈进行耦合,实现无线电能传输。

[0011] 进一步地:所述低频整流滤波模块由三相变压器、全波整流滤波电路、降压斩波器顺次串联组成。

[0012] 进一步地:所述低频整流滤波模块由三相或单相整流滤波电路和DC-DC变换器顺次串联组成。

[0013] 进一步地:所述低频整流滤波模块由可控整流或多脉波整流电路组成。

[0014] 进一步地:所述n个高频逆变模块均由4个IGBT管组成,4个IGBT管构成H桥,所述H桥的桥臂输入侧与低频整流滤波模块相连接,输出侧与原边模块相连接。

[0015] 进一步地:所述n个补偿拓扑均由电容或电感和电容组成的谐振频率匹配网络组成。

[0016] 进一步地:原边线圈由多股线圈并列环形绕制成平板线圈,仅在出线端引线有层叠。

[0017] 进一步地:原边线圈由多股线圈并列环形绕制成平板线圈,并在每一匝绕制结束后,最外层线圈为下一匝并列线圈的最里层线圈,次外匝线圈为下一匝绕制线圈的次里层线圈,线圈依次交换绕制位置,直至最终引出。

[0018] 进一步地:所述的电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑的控制方法:满额输出工况下,n组高频逆变源模块对应位置IGBT管由同一时序PWM控制,PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{n-1} ,IGBT管 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{n-4} ;PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{n-2} ,IGBT管 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{n-3} ;

[0019] 则高频逆变模块中第一组高频逆变模块的工作状态为:

[0020] 工作状态1,PWM1处于高电平,PWM2处于低电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

[0021] 工作状态2,PWM1处于低电平,PWM2处于高电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

[0022] 其余高频逆变模块的工作状态和第一组高频逆变模块的工作状态相同;

[0023] 设逆变源的总输出功率为 P_o ,单组高频逆变模块输出功率为 P_{module} ;

[0024] 则每组高频逆变模块的输出功率 $P_{module} = P_o/n$,通过控制PWM信号占空比实现单高频逆变模块输出功率的调整,进而通过高频逆变模块磁并联实现需求功率的输出。

[0025] 进一步地:所述的电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑的控制方法:限额输出工况下,设逆变源的总输出功率为 P_o ,单组高频逆变模块输出功率为 P_{module} ;则有: $(m-1) \times P_{module} < P_o \leq m \times P_{module}$, $0 < m < n$, $m \in Z$;

[0026] 则在限额输出的情况下,m组高频逆变模块处于工作状态中,对应位置IGBT管由同一时序PWM控制:PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{m-1} ,IGBT管 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{m-4} ;PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{m-2} ,IGBT管 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{m-3} ;其每组工作中的高频逆变模块的工作状态同满额工作状态下的第一组高频逆变模块,有工作状态1和工作状态2两种工作状态:

[0027] 工作状态1,PWM1处于高电平,PWM2处于低电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} ,

S_{1-3} 关断；

[0028] 工作状态2,PWM1处于低电平,PWM2处于高电平,IGBT管 S_{1-1}, S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2}, S_{1-3} 关断；

[0029] 同时,每个高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o/m$,通过控制PWM信号占空比实现单组高频逆变模块输出功率的调整,剩余 $n-m$ 组高频逆变模块不加激励,四个IGBT均关断,高频逆变模块不工作,即高频逆变模块不输出电能；

[0030] 其中开通的 m 个高频逆变模块,与标定的高频逆变模块序号无严格对应关系,即开通的 m 个高频逆变模块可随机或按一定数学规律选取或组合,但其开通总数仍为 m 个；

[0031] 在 m 和 n 的计算仍符合上述工作状态下,取: $m < a < n, a \in Z$ ；

[0032] 则在降额输出的情况下, a 组高频逆变模块处于工作状态下,对应位置IGBT管由同一时序PWM控制:PWM1信号控制IGBT管 $S_{1-1}, S_{2-1} \cdots S_{a-1}, S_{1-4}, S_{2-4} \cdots S_{a-4}$;PWM2信号控制IGBT管 $S_{1-2}, S_{2-2} \cdots S_{a-2}, S_{1-3}, S_{2-3} \cdots S_{a-3}$;其每组工作中的高频逆变模块的工作状态同满额工作状态下的第一组高频逆变模块,有工作状态1和工作状态2两种工作状态；

[0033] 工作状态1,PWM1处于高电平,PWM2处于低电平,IGBT管 S_{1-1}, S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2}, S_{1-3} 关断；

[0034] 工作状态2,PWM1处于低电平,PWM2处于高电平,IGBT管 S_{1-1}, S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2}, S_{1-3} 关断；

[0035] 同时,每个高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o/a$,通过控制PWM信号占空比实现单高频逆变模块输出功率的调整,进而通过高频逆变模块磁并联实现需求功率的输出;剩余 $n-a$ 组高频逆变模块不加激励,四个IGBT均关断,高频逆变模块不工作,即高频逆变模块不输出电能；

[0036] 其中开通的 a 个高频逆变模块,与标定的高频逆变模块序号无严格对应关系,即开通的 a 个高频逆变模块可随机或按一定数学规律选取或组合,但其开通总数仍为 a 个。

附图说明

[0037] 图1为现有技术中动态无线供电系统基本结构示意图；

[0038] 图2为现有技术中三种典型的原边系统结构示意图；(a)串联配电原边拓扑,(b)并联配电原边拓扑(c)为二级耦合配电原边拓扑；

[0039] 图3为发射端多模块磁并联拓扑结构；

[0040] 图4为整流滤波调压电路图；

[0041] 图5为磁并联型原边系统电路图；

[0042] 图6为磁并联型原边系统满额输出的工作模态图；(a)为工作模态1,(b)为工作模态2；

[0043] 图7为磁并联型原边IGBT时序图；

[0044] 图8为采用平面绕制的平板线圈；(a)为绕制2圈的平板线圈,(b)为绕制多圈的平板线圈；

[0045] 图9为采用单圈交换线圈位置的平板线圈；(a)为绕制2圈的平板线圈,(b)为绕制多圈的平板线圈；

具体实施方式

[0046] 下面将结合本发明实施例附图对本发明实施例的技术方案进行清楚、完整地描述。以下实施例将有助于本领域的技术人员进一步理解本,但不以任何形式限制本。应当指出的是,对本领域的普通技术人员来说,在不脱离本构思的前提下,还可以做出若干变形和改进,在没有做出创造性进步前提下所提出的实施例。这些都属于本发明的保护范围。

[0047] 本发明的目的是为了了解决目前电动汽车,自动导引车(AGV),轨道交通等对象的动态无线供系统的现有的能量传输,高度依赖于单一高频逆变源与一条高频交流母线的问题,改善了传输效率低,原边系统体积过大,安全性和经济性差等缺点,提出了一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑。

[0048] 本发明是通过以下技术方案实现的,本发明提出了一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑,所述发射端电路拓扑结构具体包括逆变源模块和原边模块;所述逆变源模块包含低频整流滤波模块和 n 个高频逆变模块,所述低频整流滤波模块和电网连接,所述 n 个高频逆变模块并联在低频整流滤波模块输出侧的直流母线上;所述原边模块由 n 个补偿拓扑和 n 个原边线圈组成,所述 n 个补偿拓扑和 n 个高频逆变模块一一连接,所述 n 个原边线圈与 n 个补偿拓扑一一对应并单独进行谐振频率匹配,所述 n 个原边线圈采用磁并联技术,集成在一组原边线圈中,与副边线圈进行耦合,实现无线电能传输。

[0049] 所述低频整流滤波模块的一种实施方式如图4所示:由三相变压器、全波整流滤波电路、降压斩波器顺次串联组成。

[0050] 所述低频整流滤波模块可由三相或单相整流滤波电路和DC-DC变换器顺次串联组成。

[0051] 所述低频整流滤波模块也可由可控整流或多脉波整流电路组成。

[0052] 所述低频整流滤波模块也可以将此模块移除,直接由所述后级“逆变模块”的H桥实现交流变变流器功能,将工频交流电能变换为电动汽车无线供电所需工作频率的电能。整流滤波电路的输出侧与逆变模块连接。

[0053] 所述 n 个高频逆变模块均由4个IGBT管组成,4个IGBT管构成H桥,所述H桥的桥臂输入侧与低频整流滤波模块相连接,输出侧与原边模块相连接。

[0054] 所述 n 个补偿拓扑均由电容或电感和电容组成的谐振频率匹配网络组成,图5仅给出以电容 C_{p1} 组成的形式。

[0055] 以平板线圈为例,原边模块中的原边线圈的一种实施方式如图8所示,线圈颜色标识和电气连接形式与图6一致,多股线圈并列环形绕制成平板线圈,仅在出线端引线有层叠。

[0056] 原边线圈的第二种实施方式如图9所示,线圈颜色标识和电气连接形式与图6一致:多股线圈并列环形绕制成平板线圈,并在每一匝绕制结束后,最外层线圈为下一匝并列线圈的最里层线圈,次外匝线圈为下一匝绕制线圈的次里层线圈,线圈依次交换绕制位置。

[0057] 直至最终引出;

[0058] 该种绕线方式包括在整数匝或分数匝,即每匝或每几匝线圈绕制时实施如上线圈绕制位置交换方式,即在固定位置,最外层线圈为下一匝并列线圈的最里层线圈,次外匝线圈为下一匝绕制线圈的次里层线圈,线圈依次交换绕制位置的实施方式。

[0059] 原边线圈的第三种实施方式为使用绞绕或编织方式绕制,即多股线材采用绞绕或

编织成为一股线材后,按照平板线圈绕制的一般方式进行绕制,即依次并排绕制。

[0060] 原边线圈的第四种实施方式为使用扁带线或一般线材绕制,即每一线圈分别按照平板线圈绕制的一般方式进行绕制,即依次并排绕制。而后将多个线圈层叠放置的形式。

[0061] 如图6所示为原边系统满额输出工况下的工作状态图,图7为对应的控制时序图;

[0062] 所述的电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑的控制方法:满额输出工况下, n 组高频逆变源模块对应位置IGBT管由同一时序PWM控制,PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{n-1} ,IGBT管 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{n-4} ;PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{n-2} ,IGBT管 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{n-3} ;

[0063] 则高频逆变模块中第一组高频逆变模块的工作状态为:

[0064] 工作状态1,PWM1处于高电平,PWM2处于低电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

[0065] 工作状态2,PWM1处于低电平,PWM2处于高电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

[0066] 其余高频逆变模块的工作状态和第一组高频逆变模块的工作状态相同;

[0067] 设逆变源的总输出功率为 P_o ,单组高频逆变模块输出功率为 P_{module} ;

[0068] 则每组高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o/n$,通过控制PWM信号占空比实现单高频逆变模块输出功率的调整,进而通过高频逆变模块磁并联实现需求功率的输出。

[0069] 所述的电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑的控制方法:限额输出工况下,设逆变源的总输出功率为 P_o ,单组高频逆变模块输出功率为 P_{module} ;则有: $(m-1) \times P_{\text{module}} < P_o \leq m \times P_{\text{module}}$, $0 < m < n$, $m \in Z$;

[0070] 则在限额输出的情况下, m 组高频逆变模块处于工作状态中,对应位置IGBT管由同一时序PWM控制:PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{m-1} ,IGBT管 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{m-4} ;PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{m-2} ,IGBT管 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{m-3} ;其每组工作中的高频逆变模块的工作状态同满额工作状态下的第一组高频逆变模块,有工作状态1和工作状态2两种工作状态:

[0071] 工作状态1,PWM1处于高电平,PWM2处于低电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

[0072] 工作状态2,PWM1处于低电平,PWM2处于高电平,IGBT管 S_{1-1} 、 S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} 、 S_{1-3} 关断;

[0073] 同时,每个高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}} = P_o/m$,通过控制PWM信号占空比实现单组高频逆变模块输出功率的调整,剩余 $n-m$ 组高频逆变模块不加激励,四个IGBT均关断,高频逆变模块不工作,即高频逆变模块不输出电能;

[0074] 其中开通的 m 个高频逆变模块,与标定的高频逆变模块序号无严格对应关系,即开通的 m 个高频逆变模块可随机或按一定数学规律选取或组合,但其开通总数仍为 m 个;

[0075] 在 m 和 n 的计算仍符合上述工作状态下,取: $m < a < n$, $a \in Z$;

[0076] 则在降额输出的情况下, a 组高频逆变模块处于工作状态中,对应位置IGBT管由同一时序PWM控制:PWM1信号控制IGBT管 S_{1-1} 、 S_{2-1} …… S_{a-1} 、 S_{1-4} 、 S_{2-4} …… S_{a-4} ;PWM2信号控制IGBT管 S_{1-2} 、 S_{2-2} …… S_{a-2} 、 S_{1-3} 、 S_{2-3} …… S_{a-3} ;其每组工作中的高频逆变模块的工作状态同满额工作状态下的第一组高频逆变模块,有工作状态1和工作状态2两种工作状态:

[0077] 工作状态1,PWM1处于高电平,PWM2处于低电平,IGBT管 S_{1-1} , S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} , S_{1-3} 关断;

[0078] 工作状态2,PWM1处于低电平,PWM2处于高电平,IGBT管 S_{1-1} , S_{1-4} 导通,IGBT管 S_{1-2} , S_{1-3} 关断;

[0079] 同时,每个高频逆变模块的输出功率 $P_{\text{module}}=P_o/a$,通过控制PWM信号占空比实现单高频逆变模块输出功率的调整,进而通过高频逆变模块磁并联实现需求功率的输出;剩余 $n-a$ 组高频逆变模块不加激励,四个IGBT均关断,高频逆变模块不工作,即高频逆变模块不输出电能;

[0080] 其中开通的 a 个高频逆变模块,与标定的高频逆变模块序号无严格对应关系,即开通的 a 个高频逆变模块可随机或按一定数学规律选取或组合,但其开通总数仍为 a 个。

[0081] 以上对本发明所提供的一种电动汽车大功率动态无线供电系统多模块磁并联发射端电路拓扑,进行了详细介绍,本文中对本发明的原理和实施方式进行了阐述,以上的说明只是用于帮助理解本发明的方法及其核心思想;同时,对于本领域的一般技术人员,依据本发明的思想,在具体实施方式及应用范围上均会有改变之处,综上所述,本说明书内容不应理解为对本发明的限制。

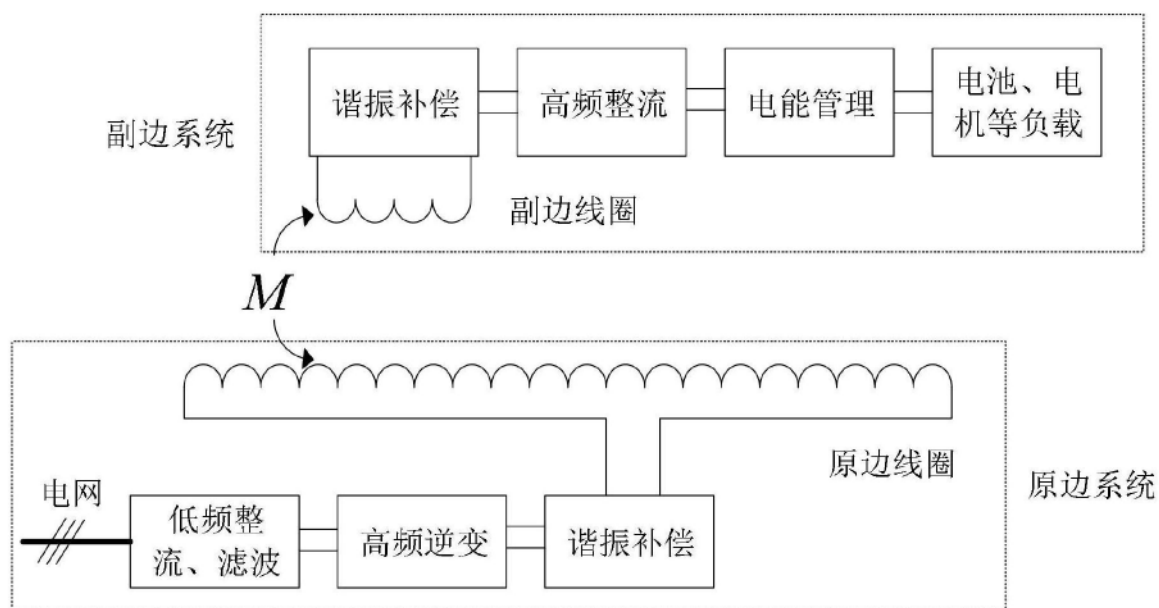
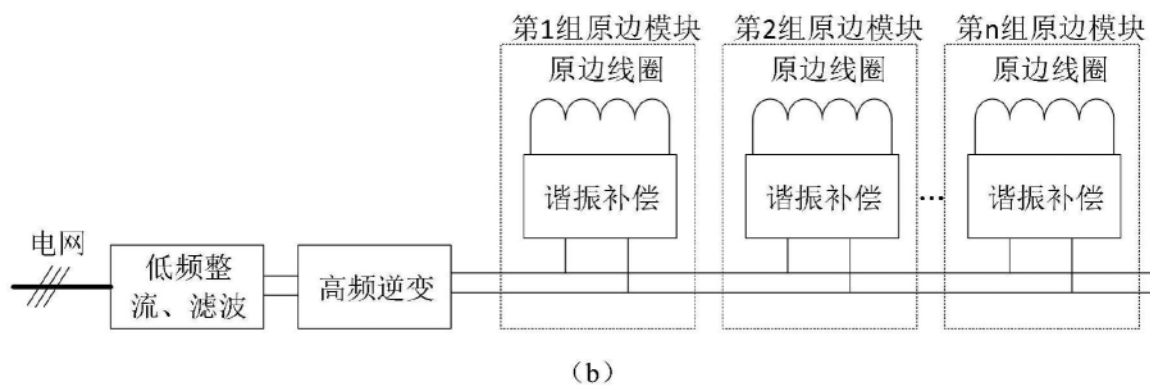
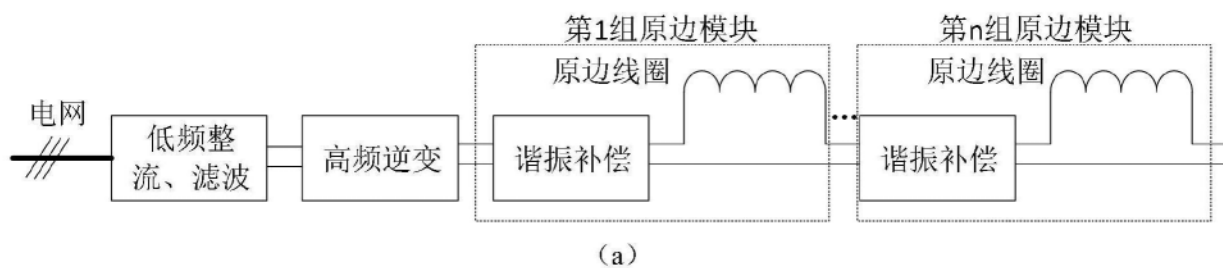


图1



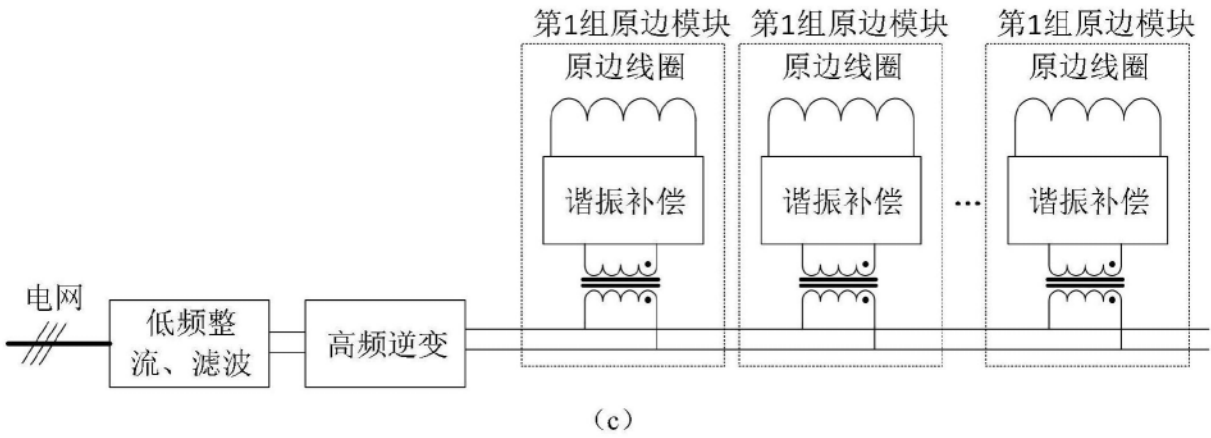


图2

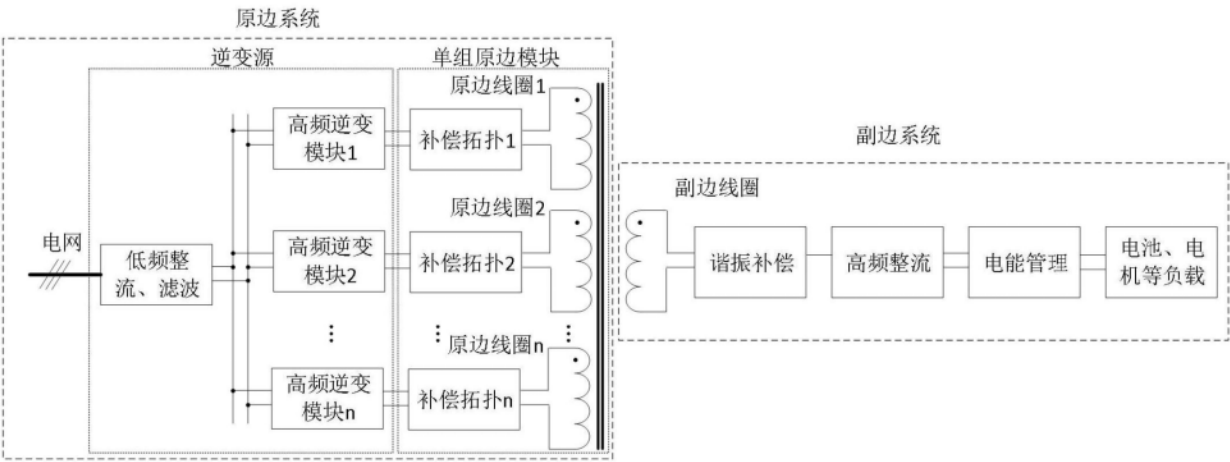


图3

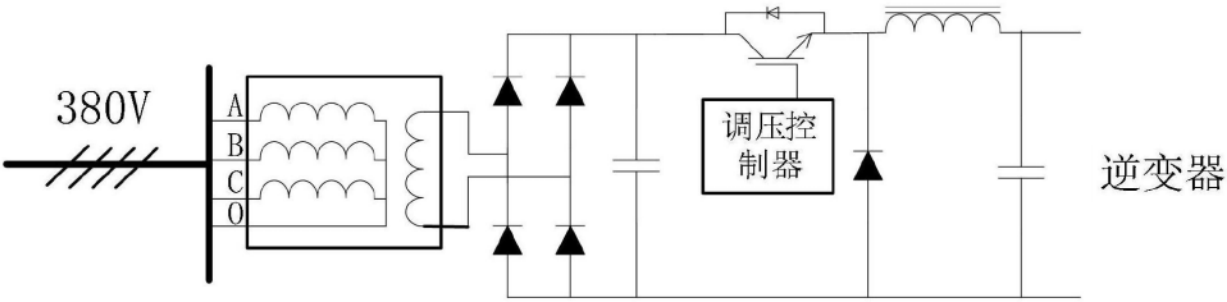


图4

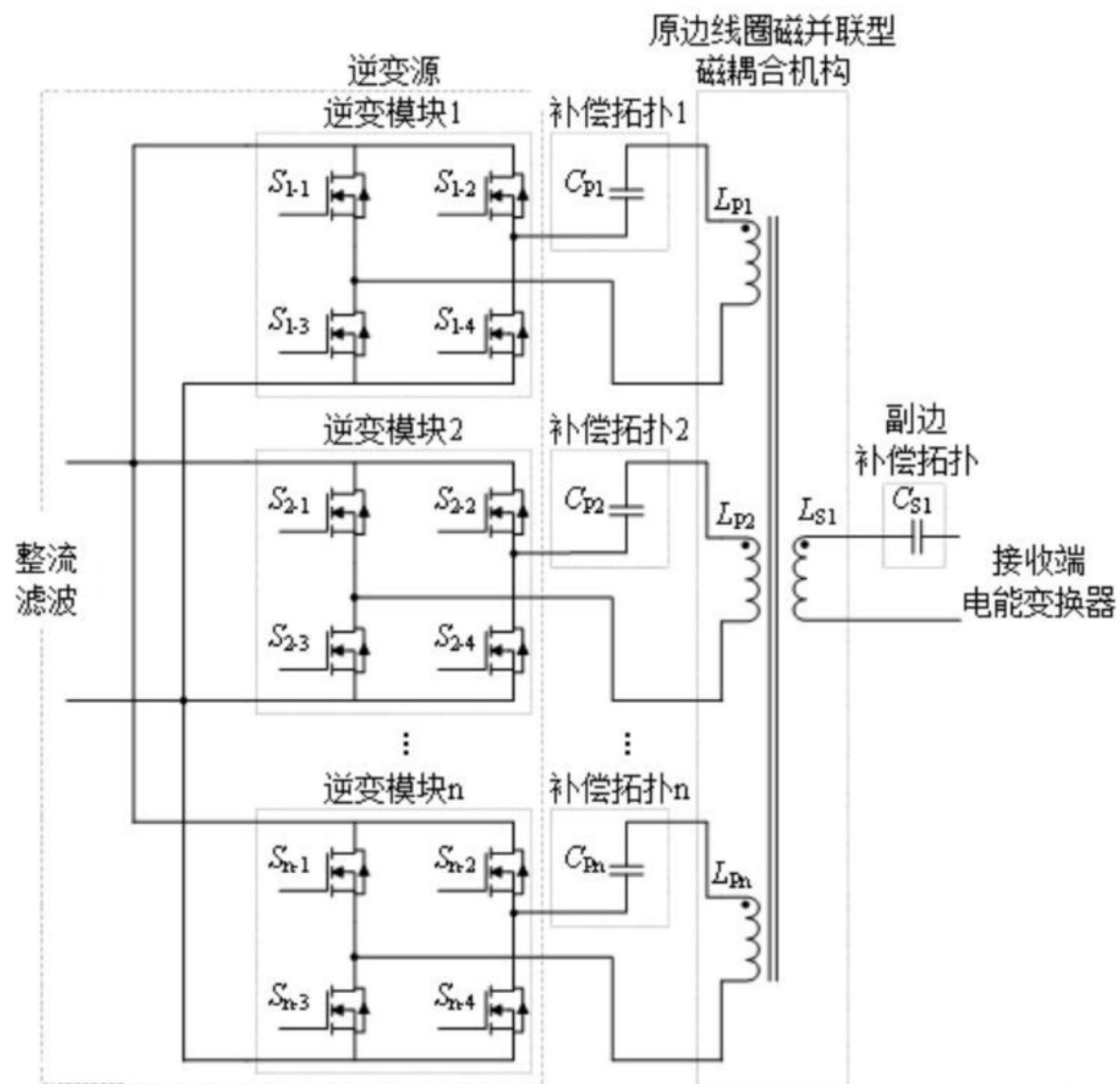
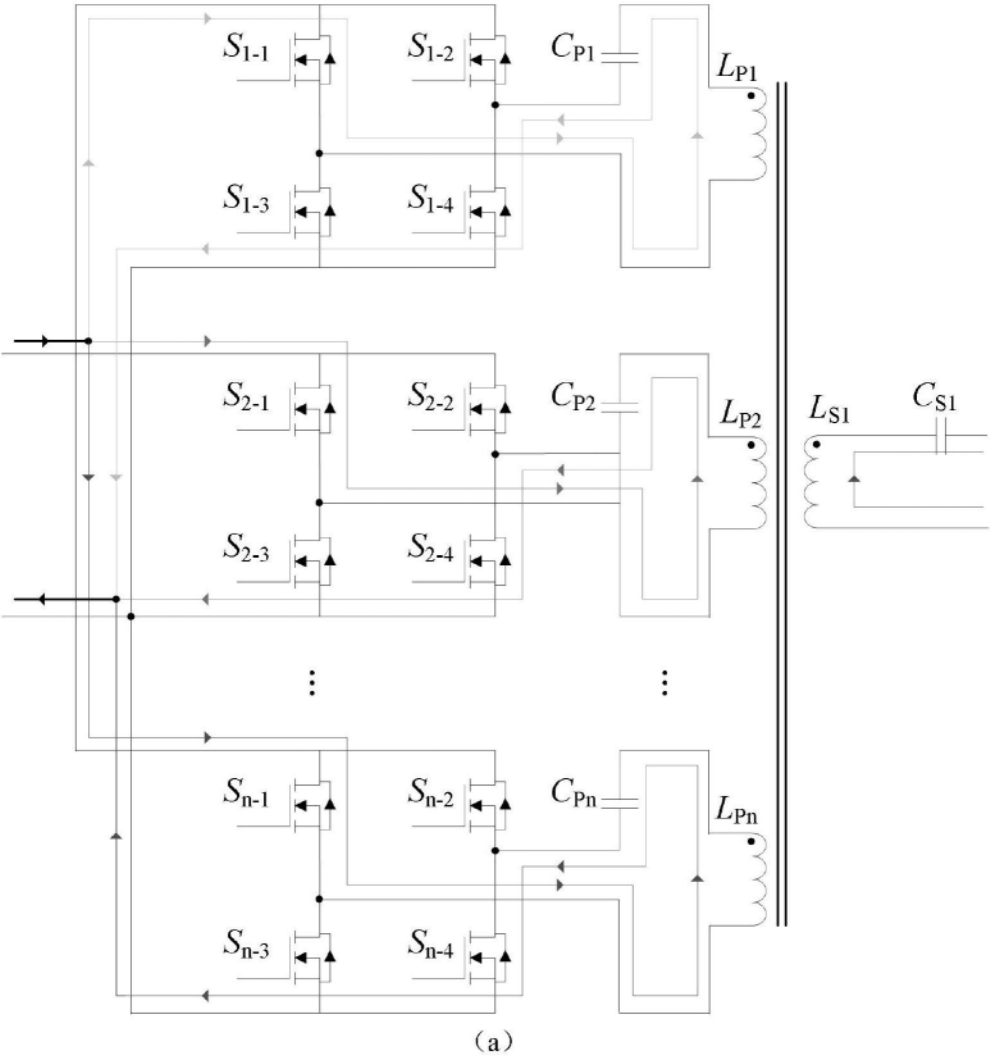


图5



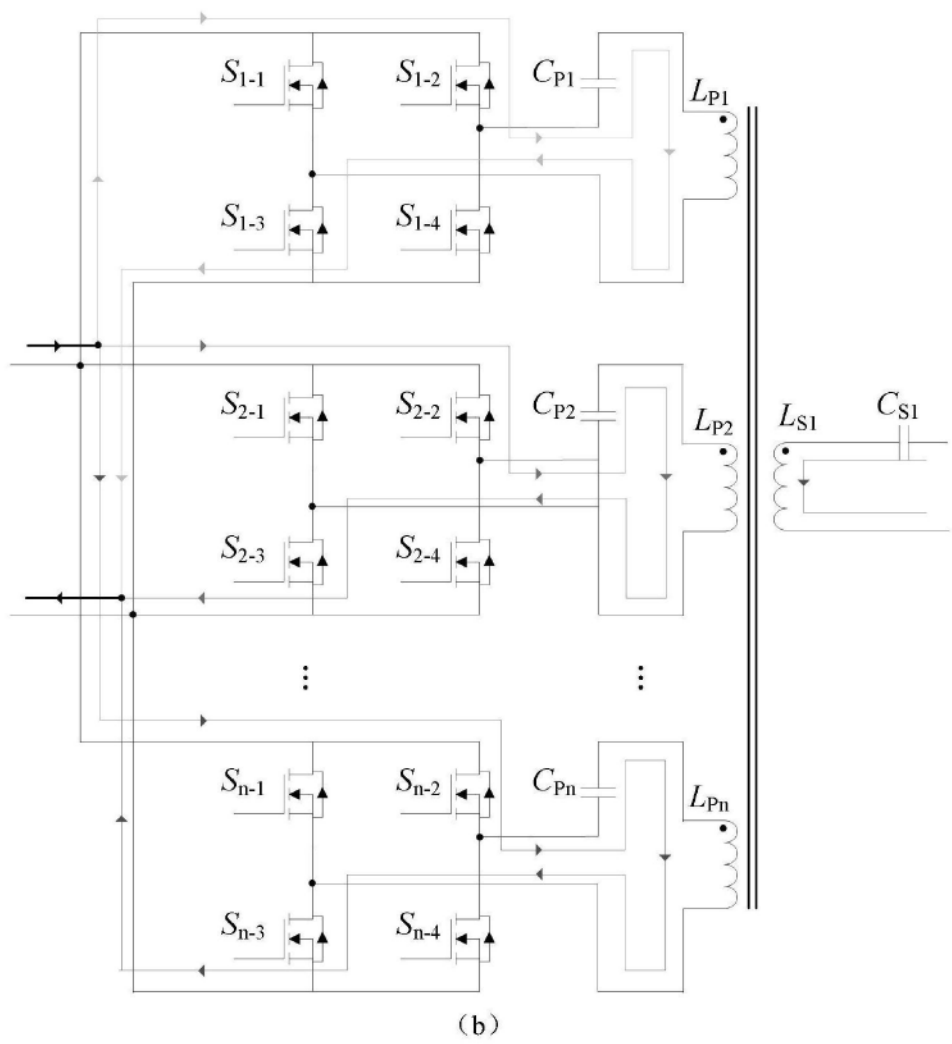


图6

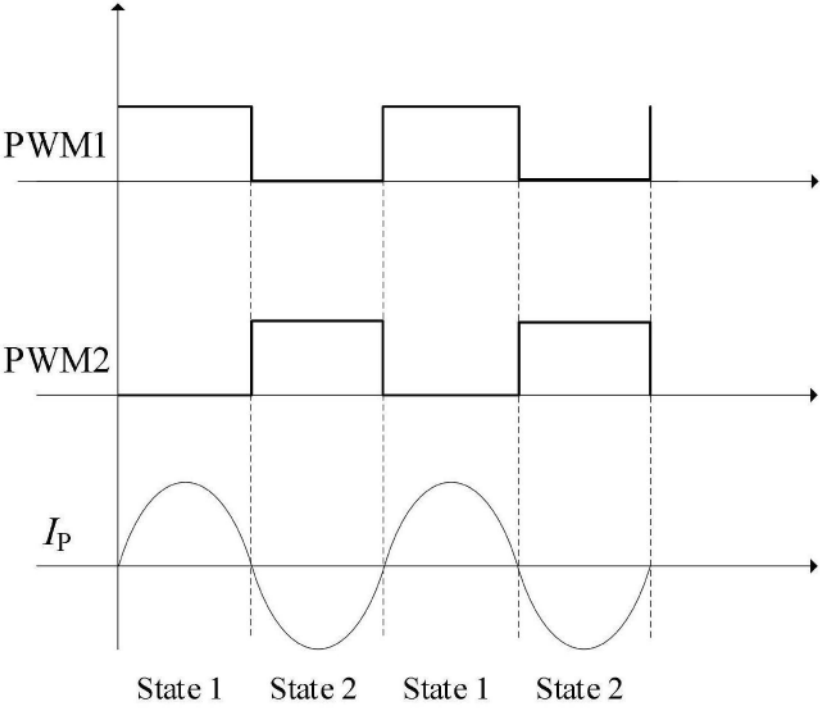
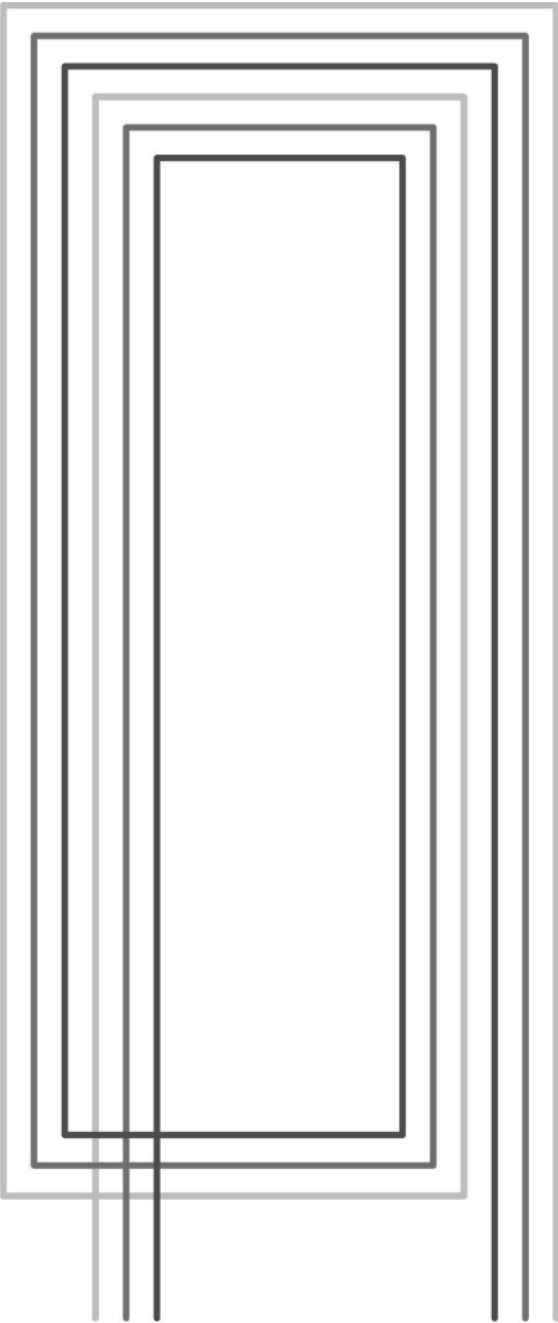
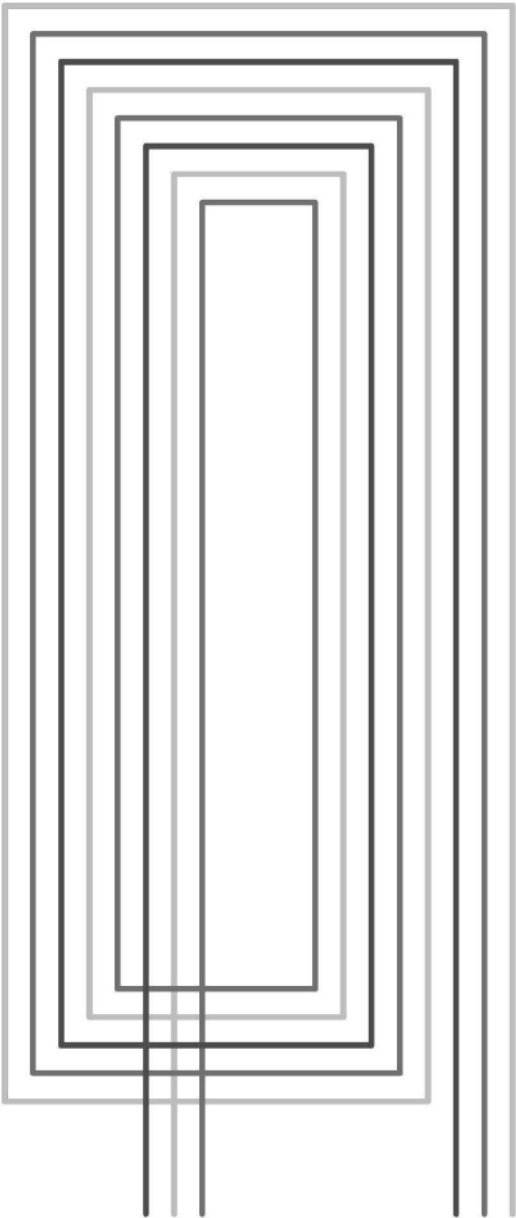


图7

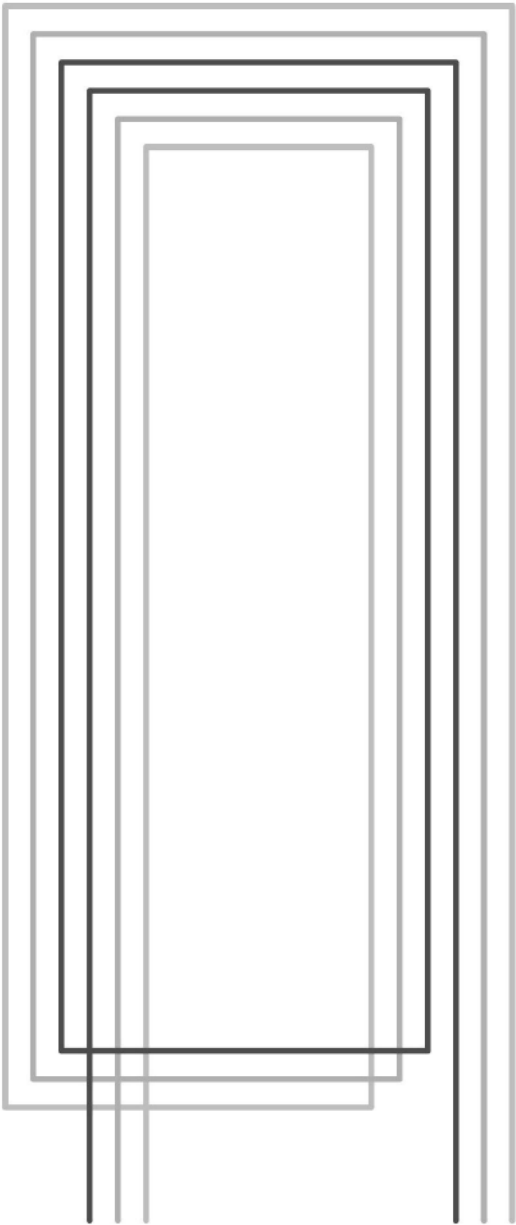


(a)

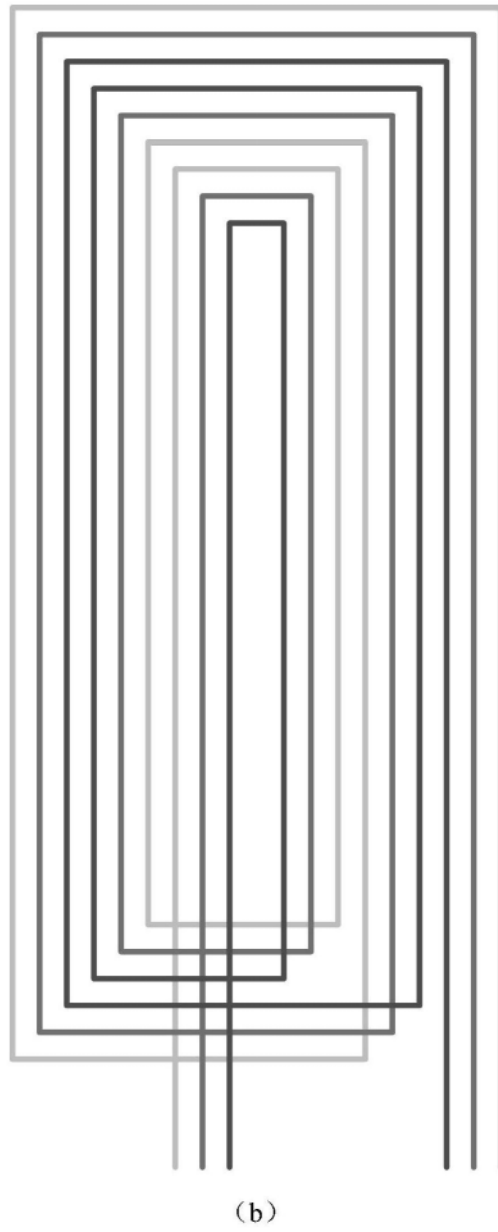


(b)

图8



(a)



(b)

图9