



3 并网光伏发电及逆变器技术

3.1

并网光伏发电系统的体系结构

3.2

并网光伏逆变器

3.3

光伏系统的最大功率点跟踪技术

3.4

光伏系统PID效应及防护措施



3 并网光伏发电及逆变器技术

3.1

并网光伏发电系统的体系结构

3.2

并网光伏逆变器

3.3

光伏系统的最大功率点跟踪技术

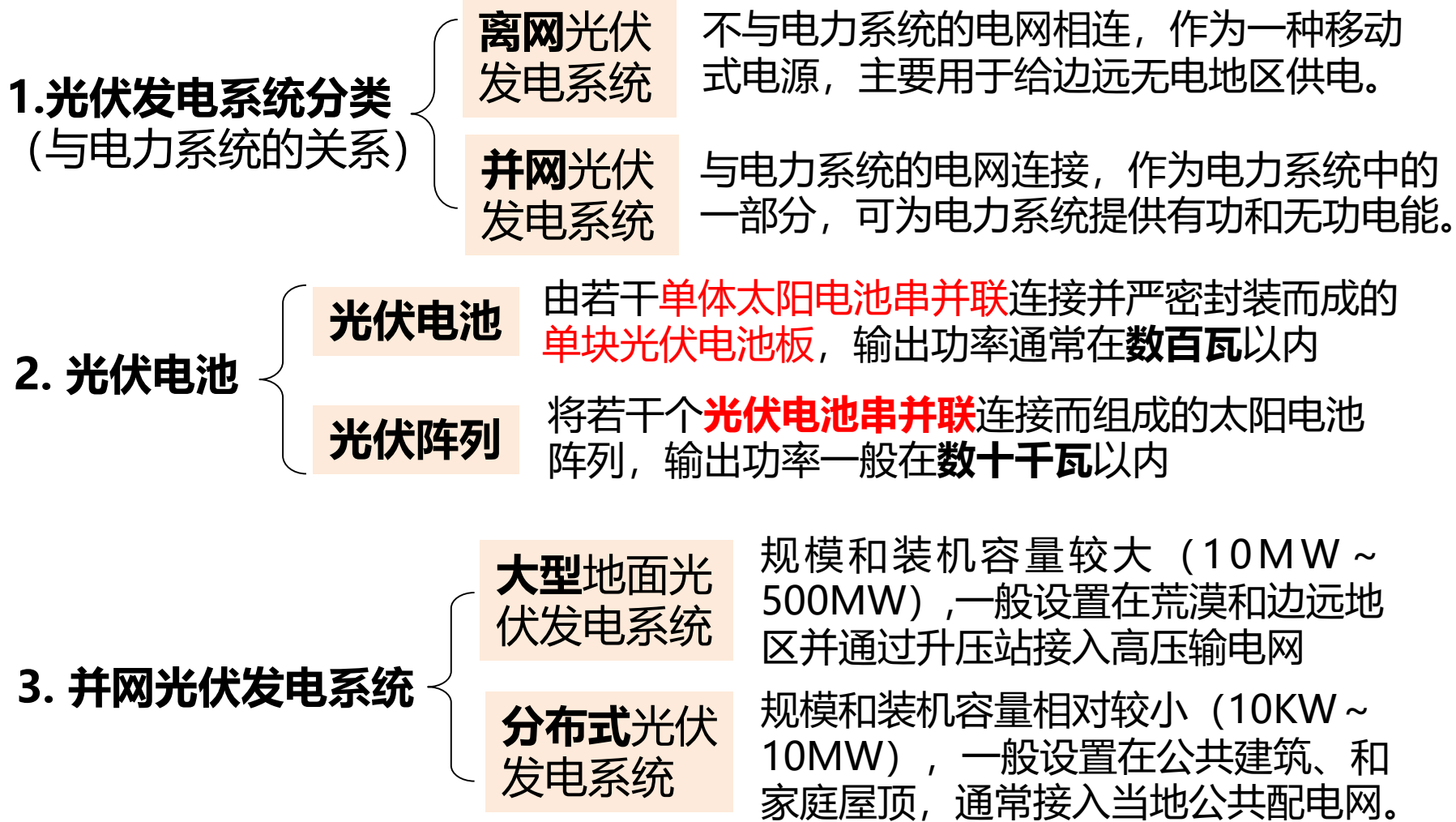
3.4

光伏系统PID效应及防护措施



3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1 概述





3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1 概述

对于需要接入高压电网的光伏发电系统而言，除配电系统（电器开关、汇流箱、防雷等）外，通常主要由**四部分**构成：**光伏电池（组件、阵列）**、**逆变器**、**升压变压器**、**电网**，如图3-1所示。

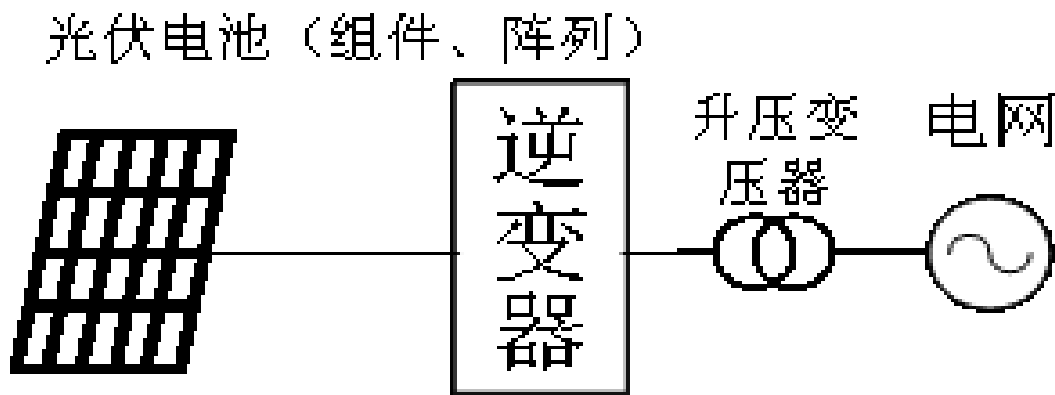


图3-1 并网光伏发电系统结构图

根据光伏阵列的不同分布以及功率等级，可以把并网光伏系统体系结构分为**集中式结构**、**组串式结构**、**集散式结构**以及**交流、直流模块**等结构。



3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1.1 集中式结构

在集中式结构中，多块光伏阵列经**直流汇流箱**接入一台**集中式逆变器**，通常由**两台集中式逆变器**联接一台**箱式变压器**而构成一个集中式发电单元。

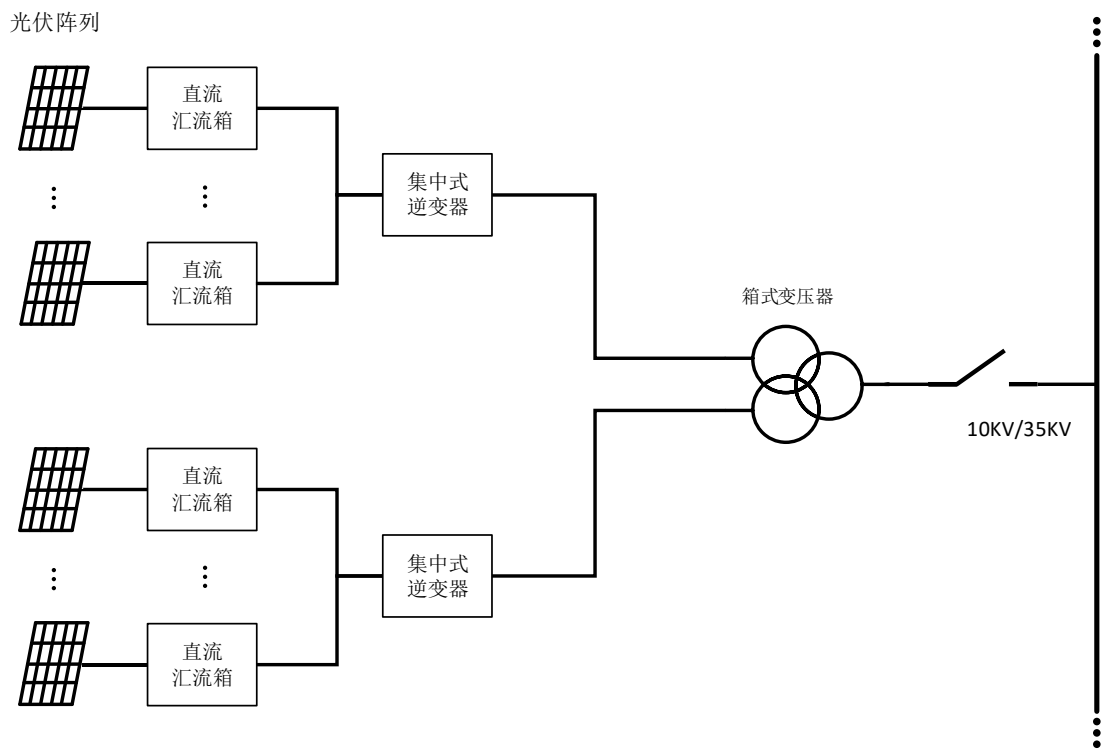


图3-2 集中式结构

优点:

- ✓ 逆变器功率大、效率高;
- ✓ 构建大型光伏电站时逆变器数量相对较少, 系统可靠性高;
- ✓ 系统运维成本相对较低。

缺点:

- ✓ 光伏电池**旁路**二极管、光伏阵列**阻塞**二极管使系统**损耗增加**;
- ✓ 抗热斑和抗阴影能力差, 单一或有限路难以实现良好的最大功率点跟踪, 影响了系统发电效率;
- ✓ 系统扩展和冗余能力差。



3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1.2 组串式结构

由多块光伏电池通过串联构成光伏组串；每路（或几路）光伏组串联接**一台组串式逆变器**；多台组串式逆变器输出经**交流汇流箱**联接**箱式变压器**而并入电网；通常每一台组串式逆变器其内置有多路MPPT控制单元，具有较宽的MPPT电压范围。

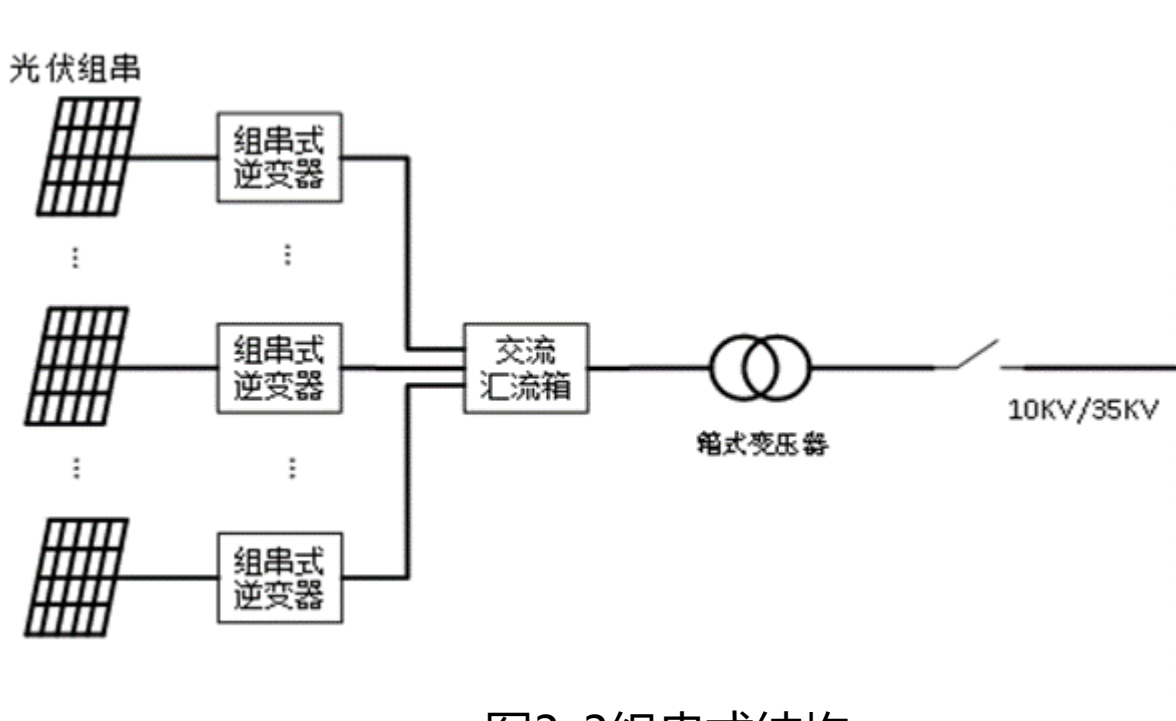


图3-3组串式结构

优点：

- ✓ 组串型结构中省去了**阻塞二极管**，阵列损耗下降；
- ✓ 抗热斑和抗阴影能力增加，多路MPPT设计，效率高；
- ✓ 系统扩展和冗余能力增强。

缺点：

- ✓ 系统仍有热斑和阴影问题，相对于集中式结构，组串式光伏逆变器功率小，逆变器效率有所降低。
- ✓ 随着光伏电站功率等级的增加，逆变器数量增多，扩展成本相应增加。



3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1.3 集散式结构

每一路（或几路）光伏组串连接一个**DC/DC变换器**，以实现直流升压和最大功率跟踪（MPPT）；而多路光伏组串通过多路MPPT控制器输出并汇集到**集中式逆变器的直流侧**。

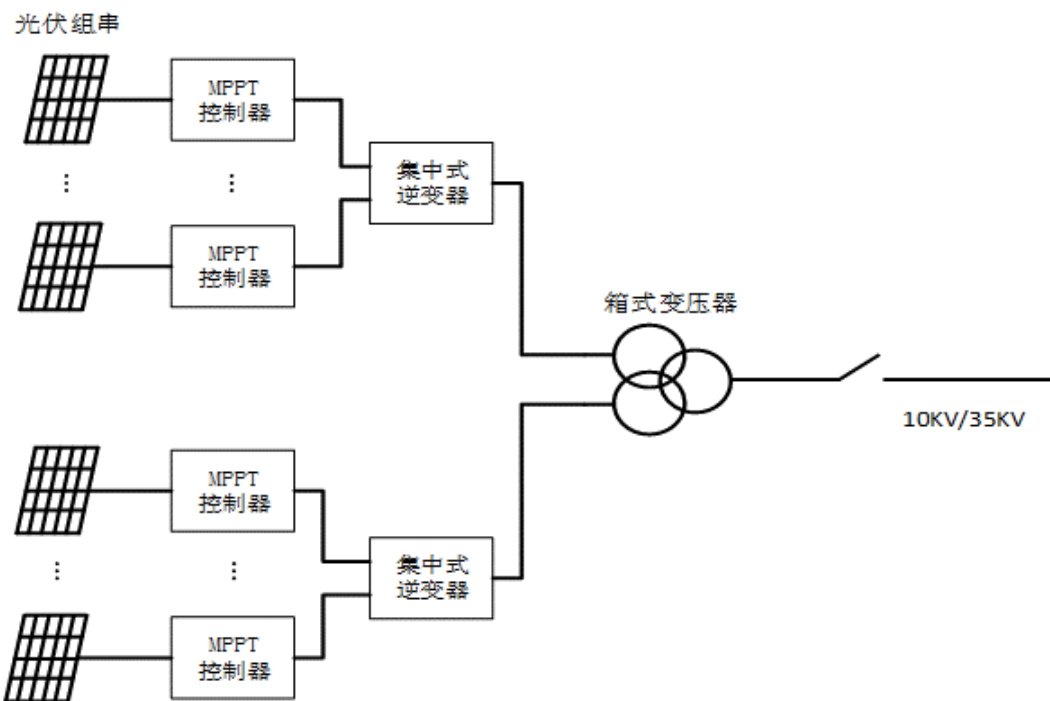


图3-4 集散式结构

优点：

- ✓ 每个DC/DC变换器及连接的光伏阵列拥有独立的MPPT。
- ✓ 通过DC/DC变换器的升压控制，可有效提高集中式逆变器的直流母线电压和逆变器的运行效率。
- ✓ 某个DC/DC变换器出现故障，系统仍然能够维持工作，并具有良好的可扩充性。
- ✓ 适合具有不同型号、大小、方位、受光面等特点的支路的并联。

缺点：

- ✓ 随着功率等级的增加，DC/DC变换器的数量也相应增加，一定程度也影响了系统可靠性，同时系统成本有所增加。



3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1.4 交流组件式结构

通常将一块光伏电池和一个微型逆变器（小功率并网逆变器）通过合理的设计**集成为一体**，从而构成一个可独立并网的光伏电池，通常称此类可并网的光伏电池为“交流组件”。

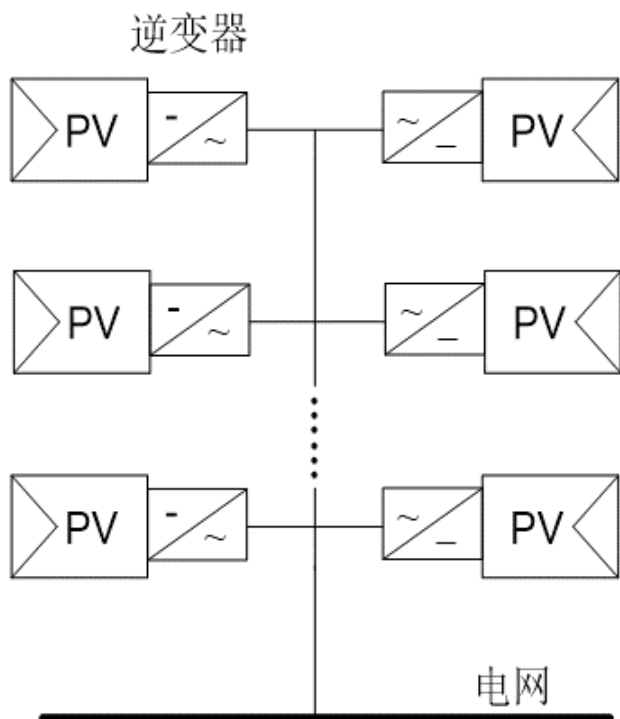


图3-5交流组件式结构

优点：

- ✓ 组件级低压快速切断控制，系统安全性高；
- ✓ 无阻塞和旁路二极管，光伏电池损耗低；
- ✓ 无热斑和阴影问题；
- ✓ 每个组件独立MPPT设计，最大程度的提高了系统发电效率；
- ✓ 易于标准化、规模化生产，每个模块独立运行（即插即用），系统扩展和冗余能力强

缺点：

- ✓ 由于采用小容量逆变器设计，因而逆变效率相对较低，系统应用时逆变器数量庞大，成本相对较高，运维也相对困难。

3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1.5 直流组件式结构

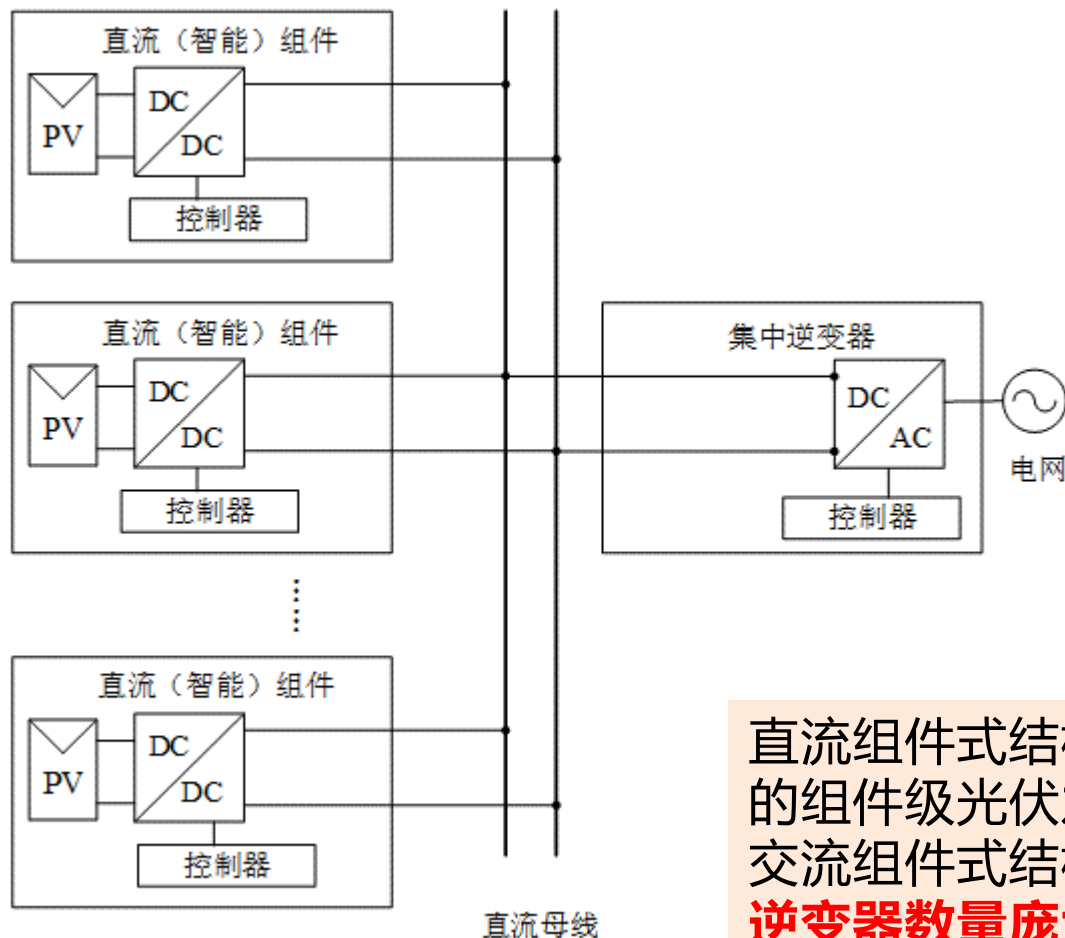


图3-6直流模块式结构

在直流组件式结构中，通常将高增益的DC-DC变换器和光伏电池通过合理的设计集成为一体，构成一个具有直流升压和MPPT功能的即插即用光伏电池，通常称此类组件为“直流组件”或“智能组件”。

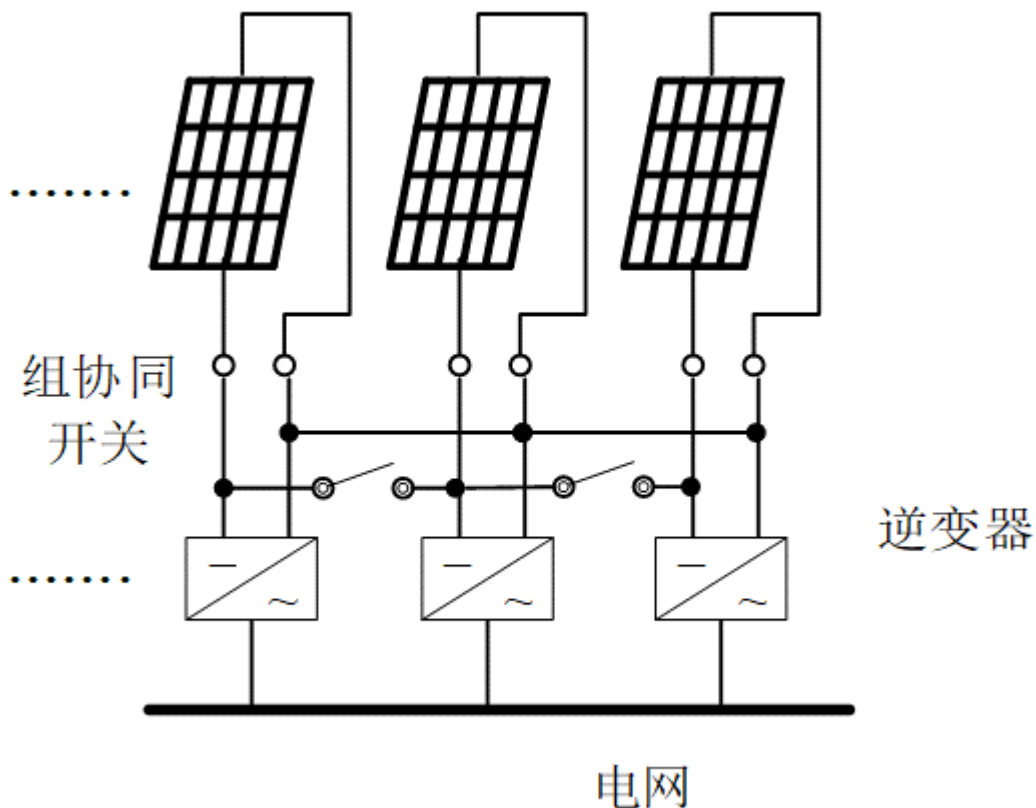
这种“智能组件”无疑是今后光伏电池技术发展的一个重要方向和趋势。

直流组件式结构不仅有与交流组件式结构相同的组件级光伏发电系统的优势，同时还克服了交流组件式结构中微型逆变器效率相对较低和逆变器数量庞大的不足，是一种应用于小型分布式光伏发电系统较为理想的结构。



3.1 并网光伏发电系统的体系结构

3.1.6 协同式结构



在协同式结构中，根据不同外部光照环境，并通过控制组**协同开关**动态调整并网系统结构，以期达到**最佳的光伏能量利用效率**。

图3-7 协同式结构



3 并网光伏发电及逆变器技术

3.1

并网光伏发电系统的体系结构

3.2

并网光伏逆变器

3.3

光伏系统的最大功率点跟踪技术

3.4

光伏系统PID效应及防护措施



3.2 并网光伏逆变器

3.2 概述

- ◆ 并网光伏逆变器是将太阳能电池所输出的直流电转换成符合电网要求的交流电再输入电网的设备，是并网型光伏系统能量**转换与控制的**核心。
- ◆ 本节将对并网光伏逆变器进行分类讨论，主要讨论**隔离型**和**非隔离型**并网光伏逆变器技术，最后介绍**微型逆变器**技术。

3.2.1 隔离型并网光伏逆变器结构

- ◆ 当光伏阵列输出电压范围不满足并网逆变器并网控制要求时，或者需要强制执行相应**电气隔离安全标准**时，并网光伏逆变器其输出必须通过**隔离变压器**并网运行，此时**变压器**成为光伏逆变系统的一部分。

隔离型并网光伏逆变器
(**工作频率**)

工频隔离型

高频隔离型



3.2 并网光伏逆变器

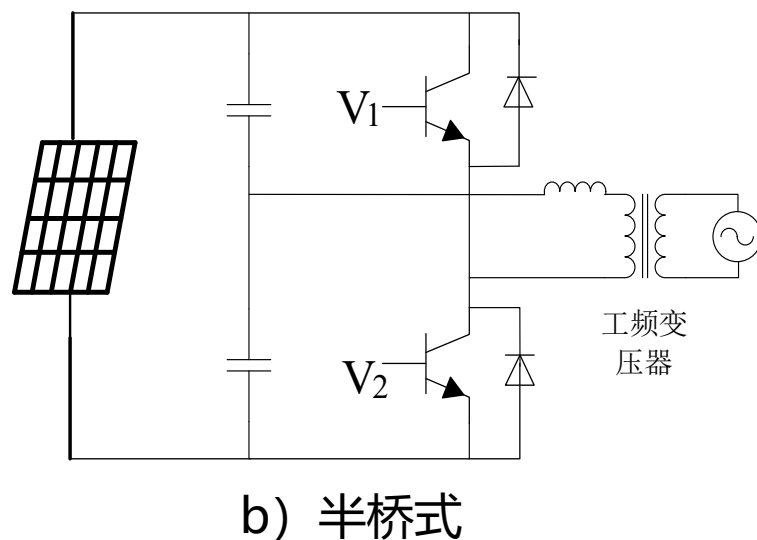
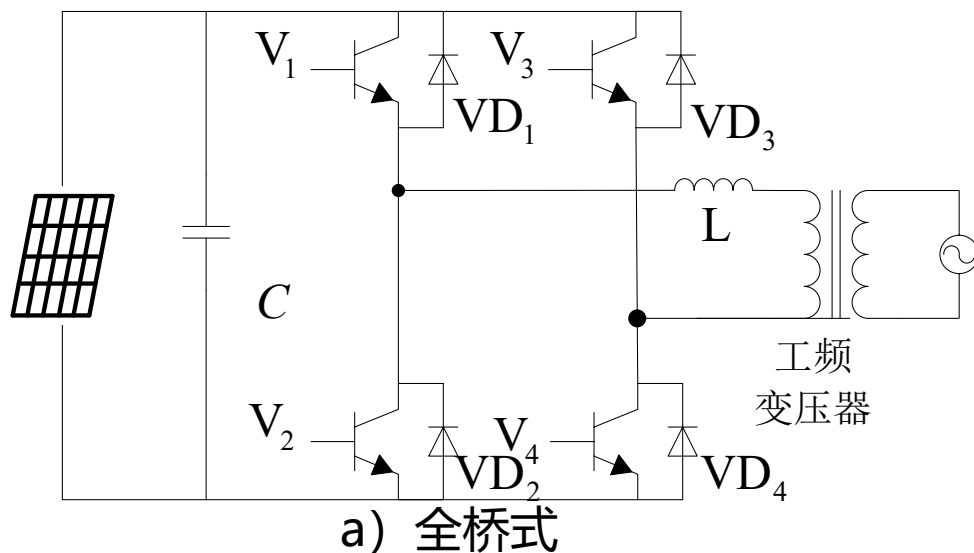
3.2.1.1 工频隔离型并网光伏逆变器

使用工频变压器进行电压变换和电气隔离，具有结构简单、可靠性高、抗冲击性能好、安全性能良好、无直流电流等优点，但也存在工频变压器体积大、重量重、系统功率密度低等缺点。

工频隔离型并网光伏逆变器

- 单相工频隔离型
- 三相工频隔离型

1. 单相工频隔离型并网光伏逆变器

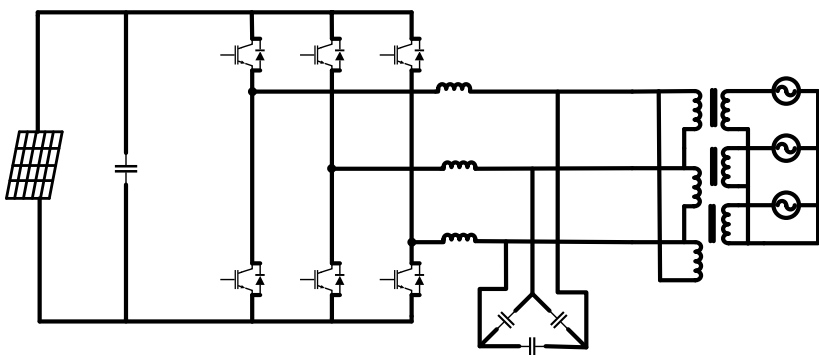




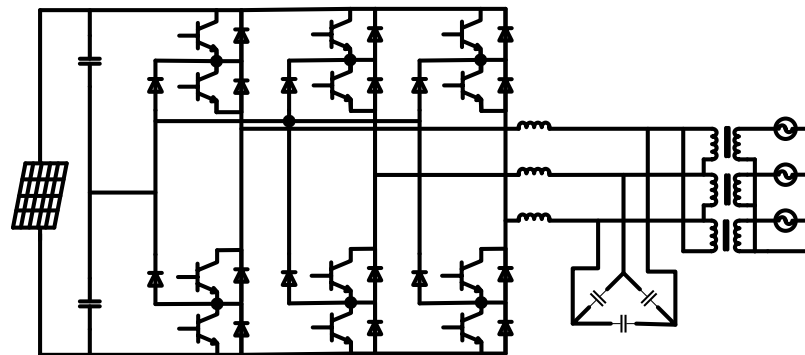
3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.1 工频隔离型并网光伏逆变器

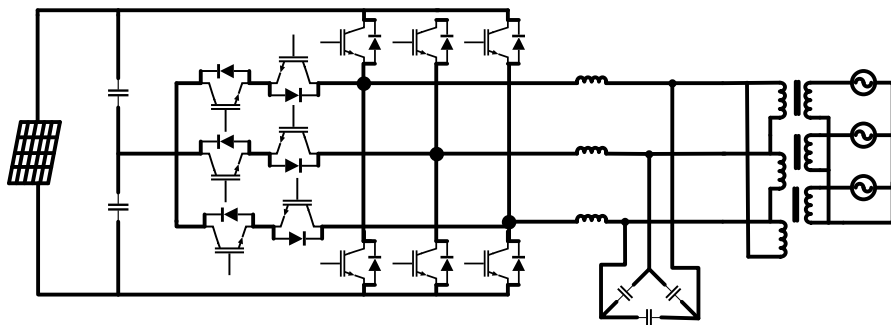
2. 三相工频隔离型并网光伏逆变器



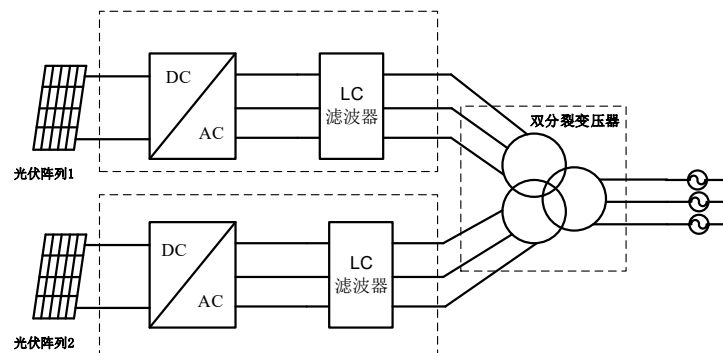
a) 两电平主电路结构



b) I型三电平主电路结构



c) T型三电平主电路结构



d) 组合隔离型主电路结构



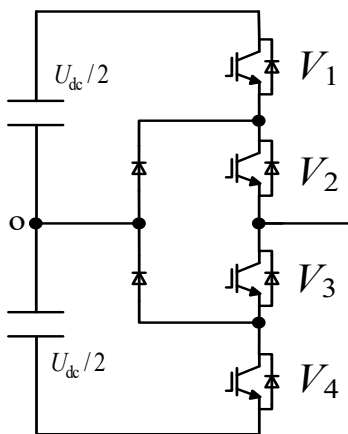
3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

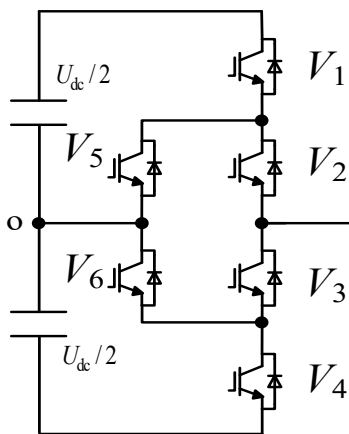
与两电平逆变器相比，中点钳位（NPC）三电平逆变器能获得**更低的输出谐波和更高的效率**。因此NPC三电平逆变器拓扑在光伏并网逆变器主电路拓扑设计中具有诸多优越性，并逐步成为光伏逆变器的主流电路拓扑。

NPC三电平逆变器拓扑主要包括：

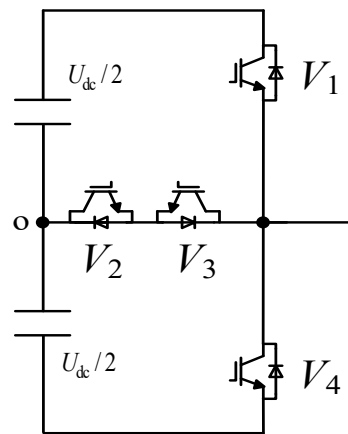
- **二极管中点钳位三电平拓扑**（简称I型NPC三电平拓扑）
- **有源中点钳位三电平拓扑**（简称ANPC三电平拓扑）
- **串联开关管NPC三电平拓扑**（简称T型NPC三电平拓扑）



a) I型NPC三电平拓扑



b) ANPC三电平拓扑



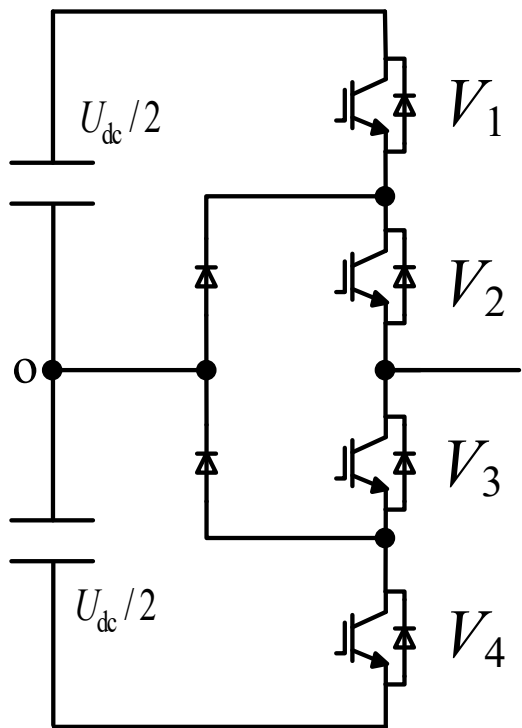
c) T型NPC三电平拓扑



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

1. NPC三电平逆变器拓扑结构



a) I型NPC三电平拓扑

工作原理:

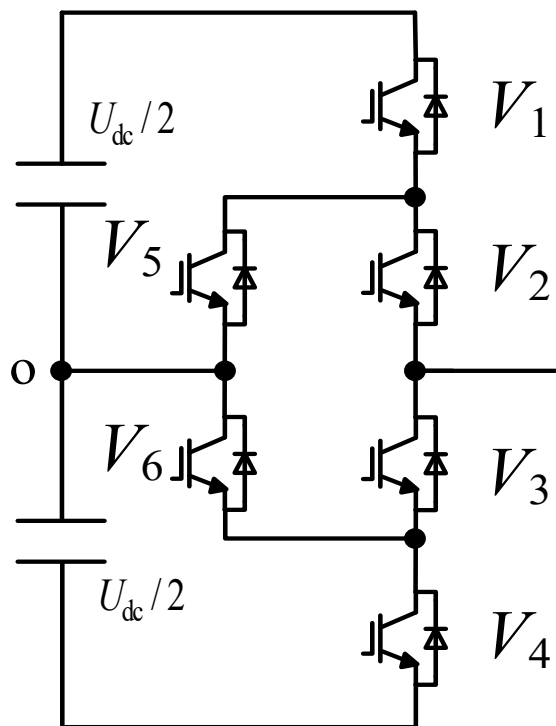
- ✓ 当输出电压正半周期时, V_1 、 V_2 同时导通, 即输出 $U_{dc}/2$ 电平
- ✓ 续流状态下同时驱动 V_2 、 V_3 (当电流正半周时 V_2 导通, 而当电流负半周时 V_3 导通), 即输出 **0 电平**;
- ✓ 当输出电压负半周期时, 在有源供电状态下 V_3 、 V_4 同时导通, 即输出 $-U_{dc}/2$ 电平



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

1. NPC三电平逆变器拓扑结构



b) ANPC三电平拓扑

工作原理:

- ✓ 当输出电压正半周期时, V_1 、 V_2 同时导通, 即输出 $U_{dc}/2$ 电平
- ✓ 当输出电压负半周期时, 在有源供电状态下 V_3 、 V_4 同时导通, 即输出 $-U_{dc}/2$ 电平

存在2种续流状态 (0电平输出) :

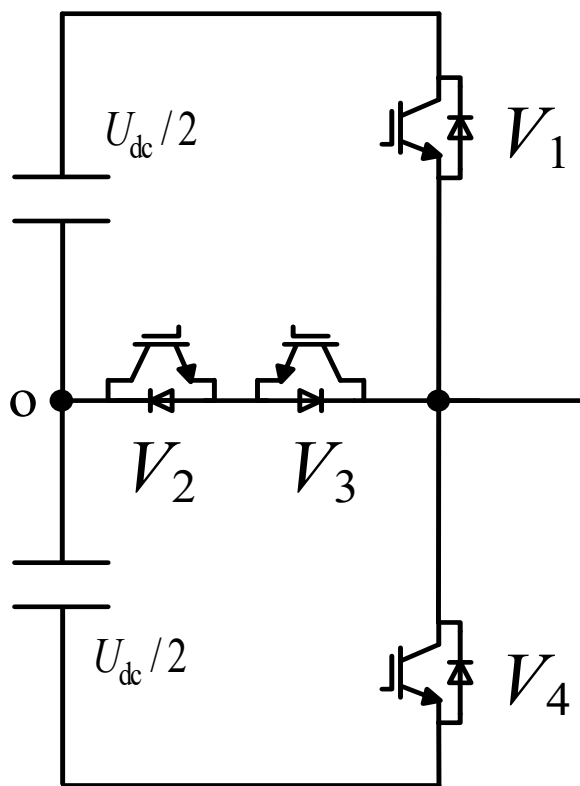
- ✓ 续流状态1——电流通过 V_2 、 V_5 续流
- ✓ 续流状态2——电流通过 V_3 、 V_6 续流



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

1. NPC三电平逆变器拓扑结构



c) T型NPC三电平拓扑

工作原理:

- ✓ 当输出电压正半周期时, V_1 导通, 即输出 $U_{dc}/2$ 电平
- ✓ 当输出电压负半周期时, V_4 同时导通, 即输出 $-U_{dc}/2$ 电平
- ✓ 在续流状态下开关管 V_2 和 V_3 同时驱动 (输出 0 电平) ;



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

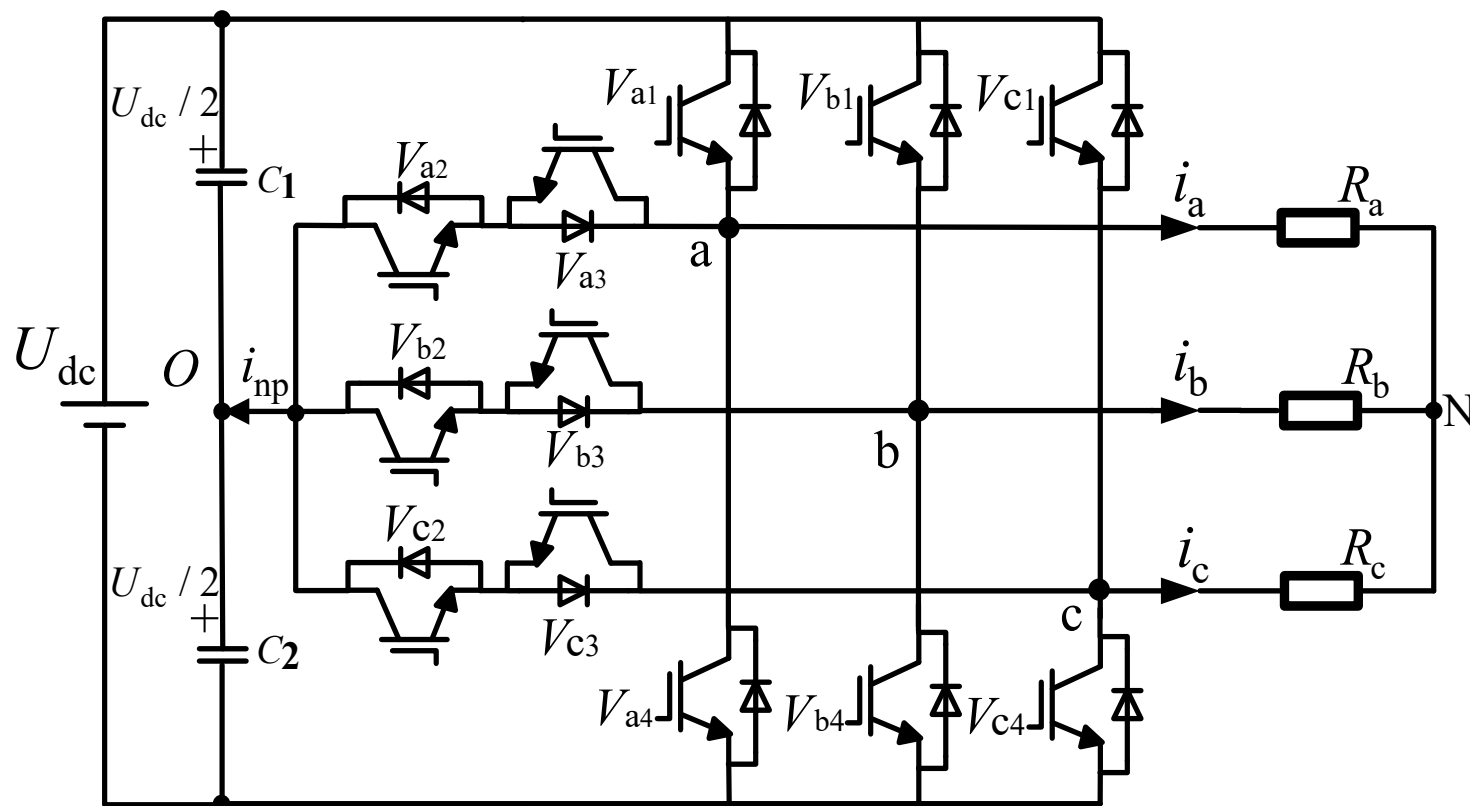


图3-12 三相T型三电平逆变器拓扑



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

表3.1 T 型三电平逆变器输出电平与开关状态关系 (以a相为例)

V_{a1}	V_{a2}	V_{a3}	V_{a4}	输出电平 (状态)
通	通	断	断	$U_{dc}/2$ (P状态)
断	通	通	断	0 (0状态)
断	断	通	通	$-U_{dc}/2$ (N状态)



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

(1) 负载电流方向为**正**时的换流过程。

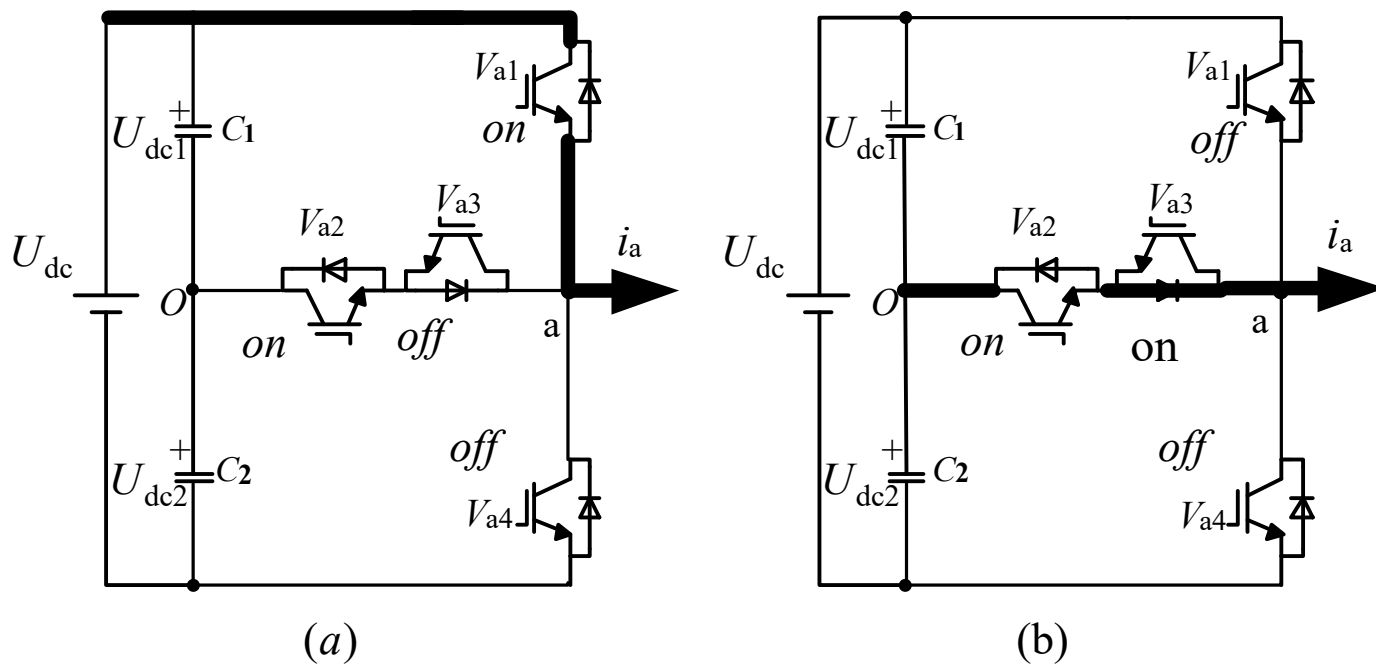


图3-13 负载电流方向为正时A相换流过程 (**P**状态到**O**状态)



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

(1) 负载电流方向为**正**时的换流过程。

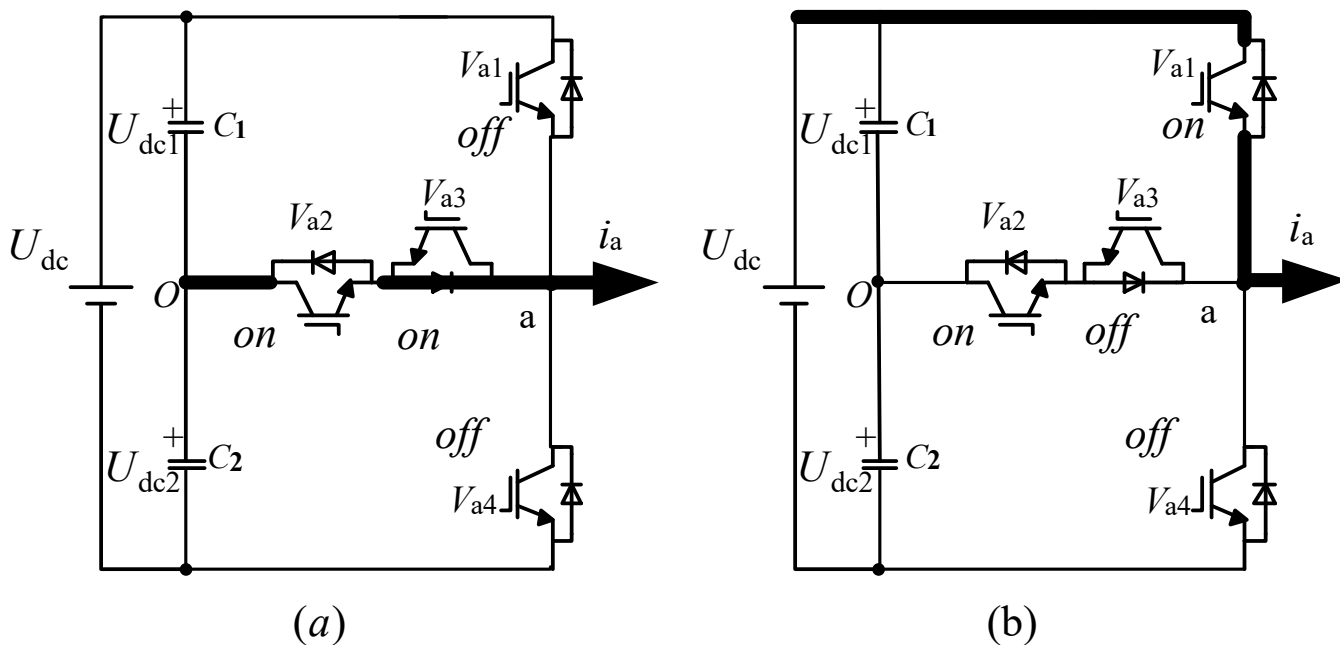


图3-14 负载电流方向为正时A相换流过程 (**0**状态到**P**状态)



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

(2) 负载电流方向为负时的换流过程。

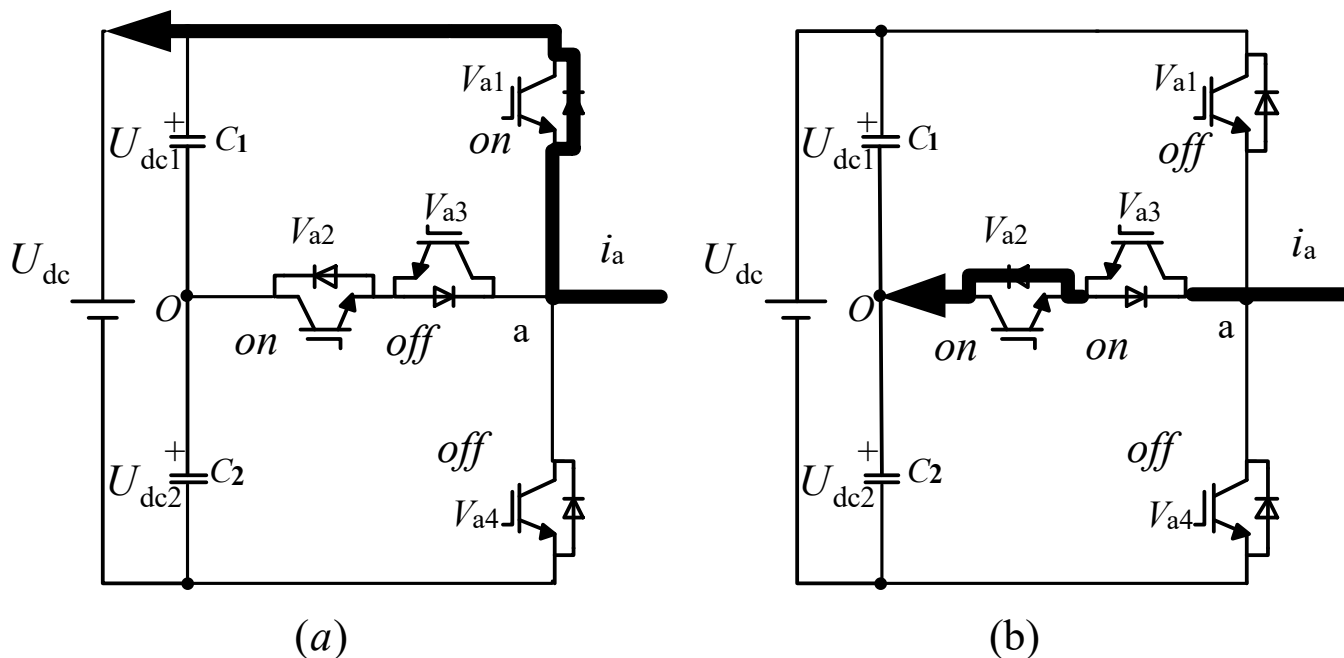


图3-15 负载电流方向为负时A相换流过程 (P状态到O状态)



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

(2) 负载电流方向为**负**时的换流过程。

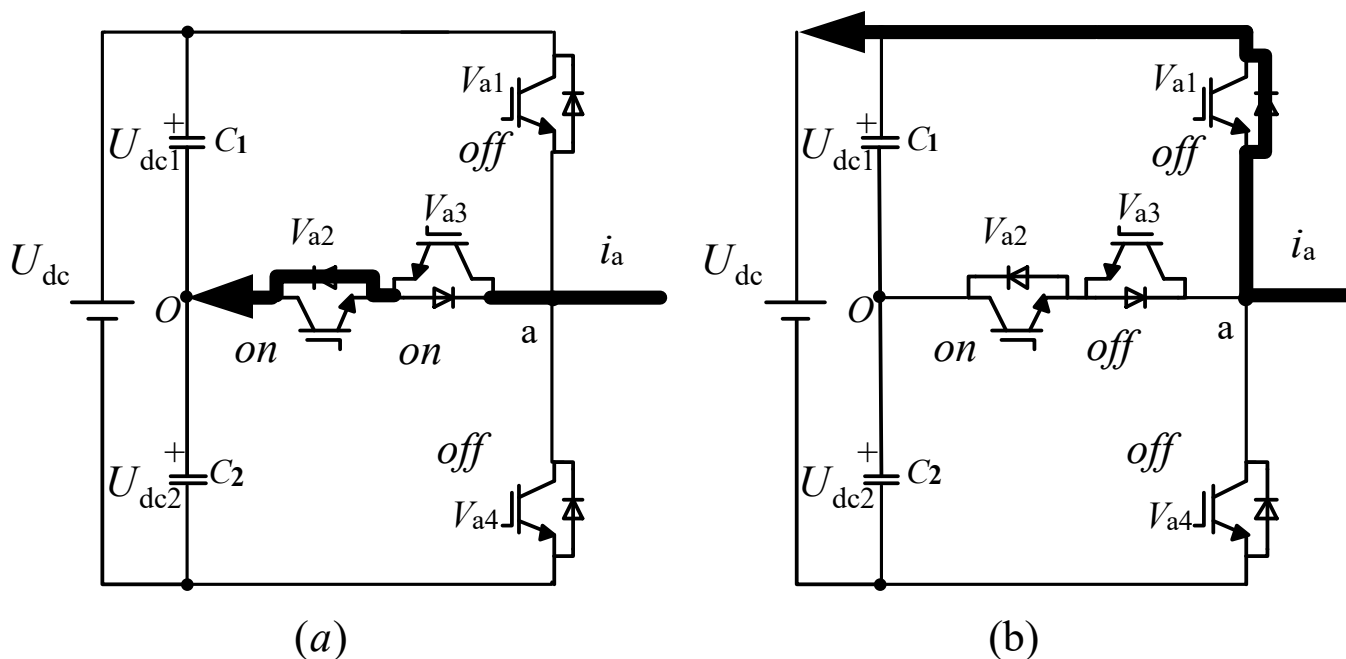


图3-16负载电流方向为负时A相换流过程（O状态到P状态）



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

2. T型三电平逆变器基本工作原理

- 在T型三电平拓扑中，每相输出利用连接中点o的两个反向串联开关管（如a相的 V_{a2} 、 V_{a3} ）实现中点钳位功能；
- 反向串联的两个开关管（如a相的 V_{a2} 、 V_{a3} ）与I型三电平拓扑中两个内开关管的耐压值一样，均为 $U_{dc}/2$ ；
- 每相上、下桥臂开关管（如a相的 V_{a1} 、 V_{a4} ）的耐压值为 U_{dc} ，这比I型三电平逆变器中两个外开关管的耐压值（ $U_{dc}/2$ ）高一倍。
- 但相比于由于I型三电平拓扑，T型三电平拓扑由于省去了6个钳位二极管，而且在输出非零电平时的电流仅通过一个开关管，因而一定程度上降低了逆变器的开关器件损耗，提高了逆变器运行效率。



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

3. T型三电平逆变器的调制策略

(1) SPWM调制策略

在SPWM中，可以将三相正弦调制波写为：

$$\begin{cases} u_a = m \sin(\omega t) \\ u_b = m \sin(\omega t - 2\pi / 3) \\ u_c = m \sin(\omega t + 2\pi / 3) \end{cases} \quad (3-4)$$

- ✓ 当正弦调制波 u_a 处于**正半周**时， V_{a2} 一直导通， V_{a4} 一直关断，而 V_{a1} 与 V_{a3} 互补导通；
- ✓ 当调制波 u_a 处于**负半周**时， V_{a3} 一直导通， V_{a1} 一直关断，而 V_{a2} 与 V_{a4} 互补导通。

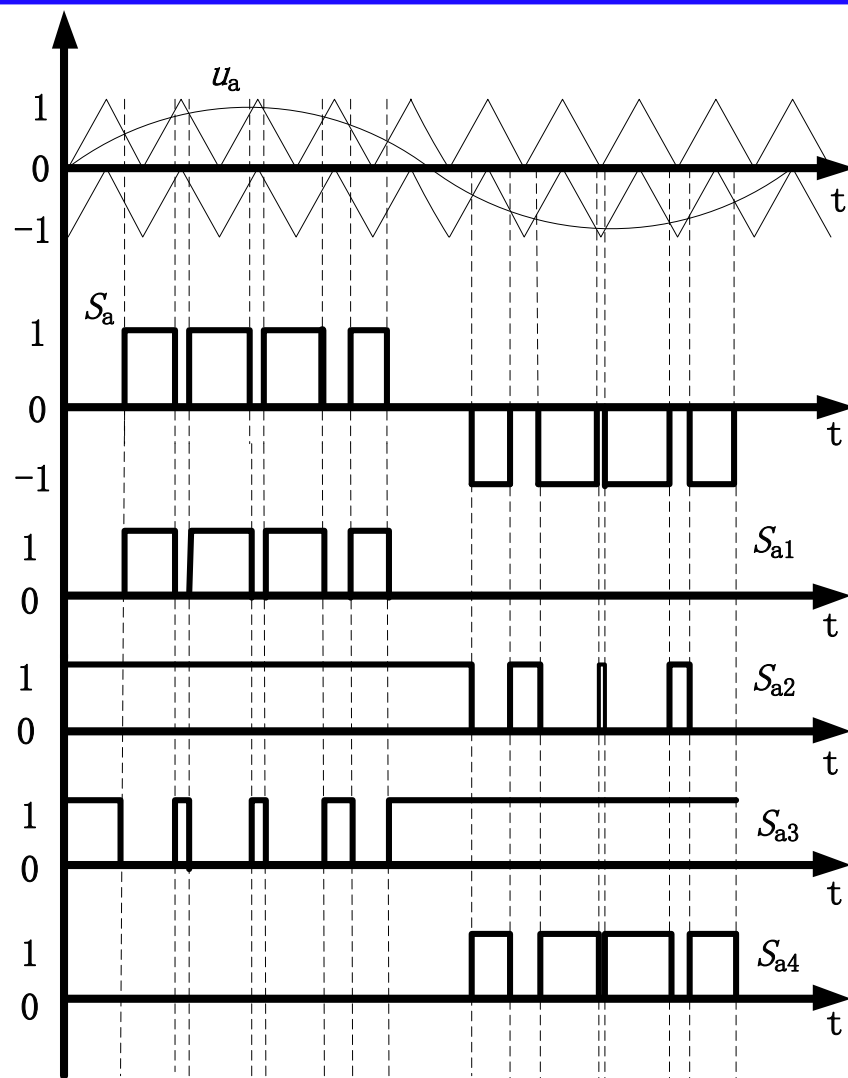


图3-18 T型三电平a相SPWM开关函数序列波形



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.2 NPC三电平逆变桥概述

3. T型三电平逆变器的调制策略

(2) LMZ矢量调制策略

1) LMZ矢量调制的矢量思想

LMZ矢量调制策略不仅具有较好的**共模电压抑制能力**，同时也较SPWM具有更高的**直流电压利用率**，因此在光伏三电平逆变器控制中得到了广泛应用。

L: 6, M:6, Z:1

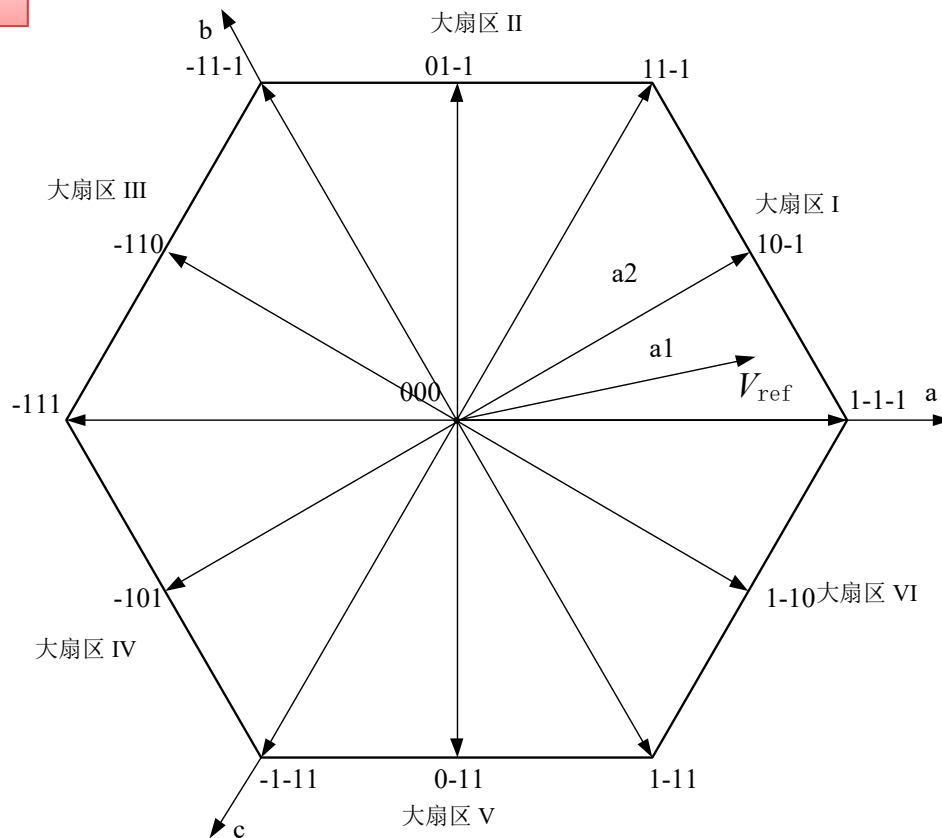


图3-19 **13矢量调制** (LMZ矢量调制) 矢量图



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

- 与工频变压器 (LFT) 相比, 高频变压器(HFT)具有**体积小、重量轻低**等优点, 因此高频隔离型并网光伏逆变器在**小型户用和建筑光伏领域**也有着较好的应用前景。
- 高频隔离型逆变器主要采用了**高频链逆变技术**, 该技术用高频变压器替代了低频逆变技术中的工频变压器来实现输入与输出的电气隔离, 减小了变压器的体积和重量, 并显著**提高了逆变器的功率密度**及综合性能。
- 在并网光伏发电系统中, 已经研究出多种基于高频链技术的高频隔离型并网光伏逆变器。一般而言, 实际应用的高频隔离型并网光伏逆变器, 其结构主要采用了**DC-DC变换型高频链结构**, 这种DC-DC变换型高频链采用了“直流 (DC) -高频交流(HFAC)-直流(DC)-低频交流(LPAC)” (DC-HFAC-DC-LFAC) 结构。



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

1) 电路原理结构与工作模式

DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器具有电气隔离、重量轻、体积小等优点，单机额定功率一般在**500W ~ 10kW**左右，系统效率大约在96%以上，其结构如图3-22所示。

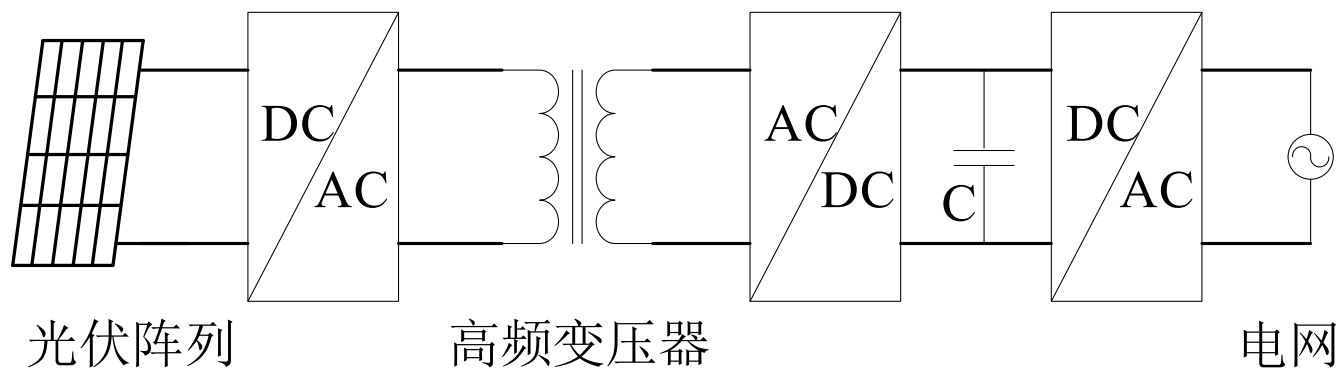


图3-22 DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器原理结构

DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器主要有**两种工作模式**。

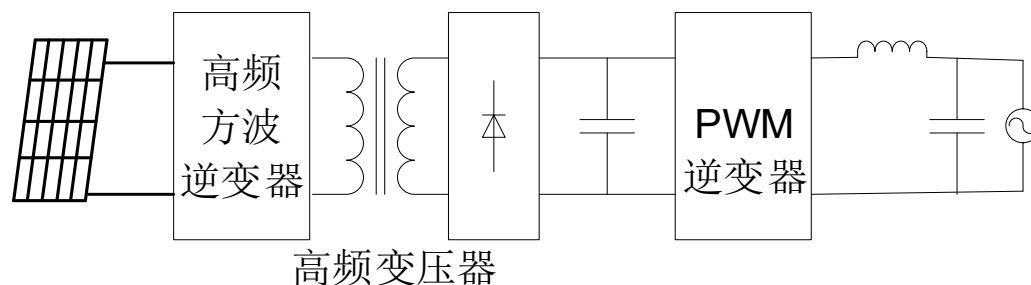


3.2 并网光伏逆变器

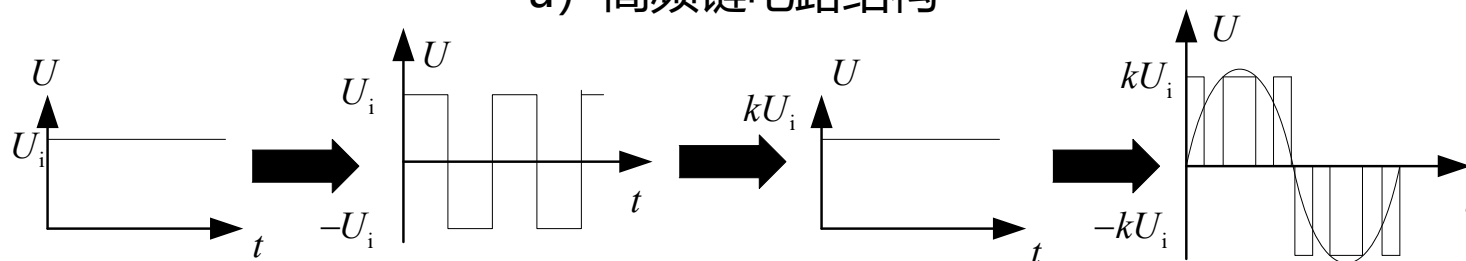
3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

1) 电路原理结构与工作模式

第一种工作模式：光伏阵列输出的直流电经过前级高频逆变器变换成等**占空比(50%)的高频方波电压**，经高频变压器隔离后，由整流电路**整流成直流电**，然后再经过后级PWM逆变器以及LC滤波器滤波后将电能馈入工频电网。



a) 高频链电路结构



b) 波形变换过程

图3-23 DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器**工作模式1** K——变压器的变比

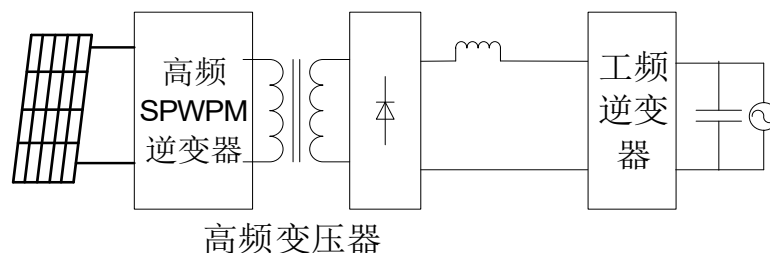


3.2 并网光伏逆变器

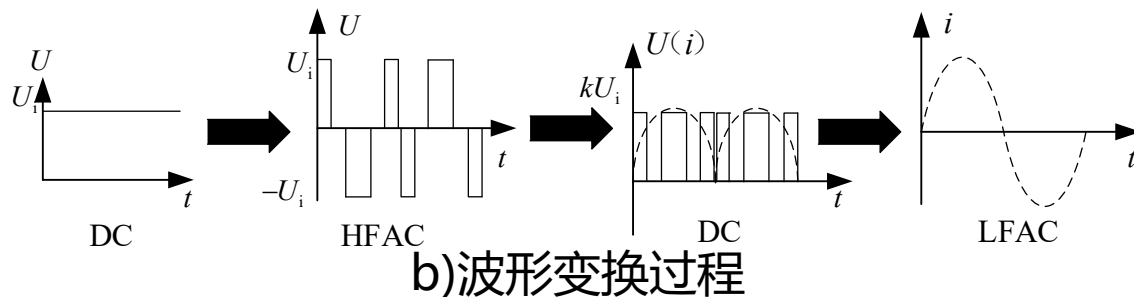
3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

1) 电路原理结构与工作模式

第二种工作模式：光伏阵列输出的直流电经过前级高频逆变器逆变成**高频正弦脉宽调制波**(SPWPM——Sinusoidal Pulse Width Position Modulation)，经高频隔离变压器后，再进行整流滤波成**正弦半波波形（双半波）**，最后经过后级的**工频逆变器**逆变将电能馈入工频电网。



高频变压器
a) 高频链电路结构



b) 波形变换过程

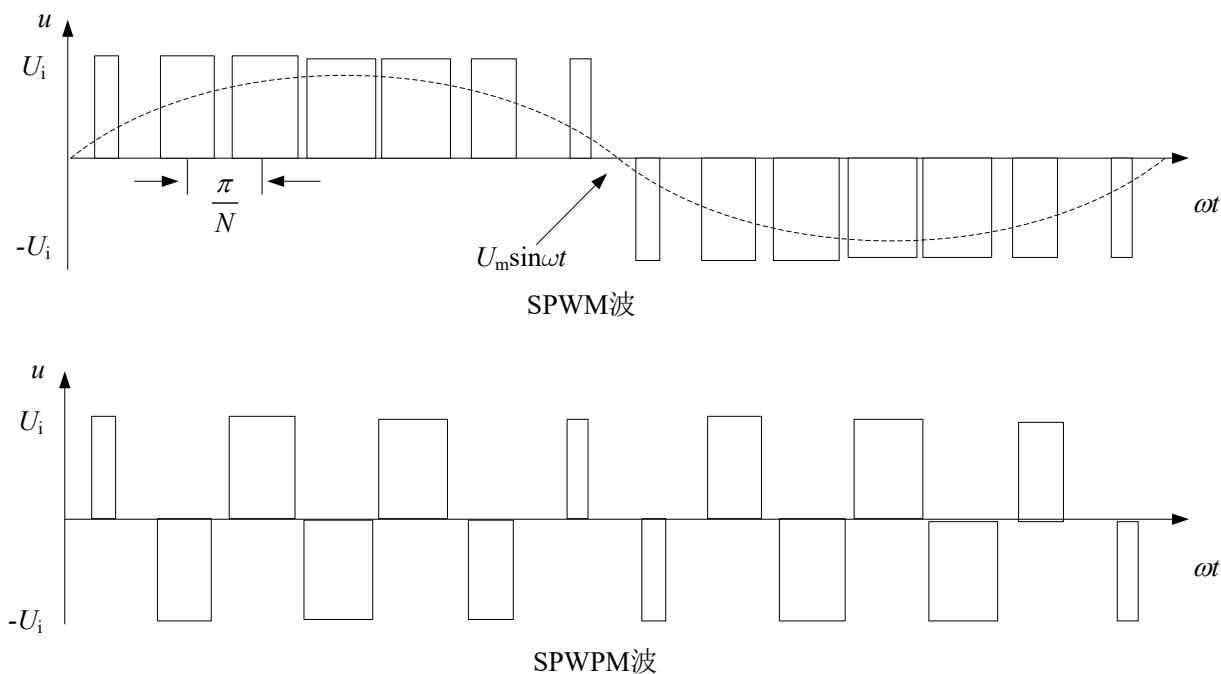
图3-24 DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器**工作模式2**



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

2) 关于SPWPM调制



Why
this?

图3-25 SPWM波与SPWPM波的波形图



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

3) 全桥式DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器

高频逆变器部分可采用：**推挽式**、**半桥式**以及**全桥式**等变换电路的形式
后级逆变器部分可采用：**半桥式**和**全桥式**等变换电路的形式

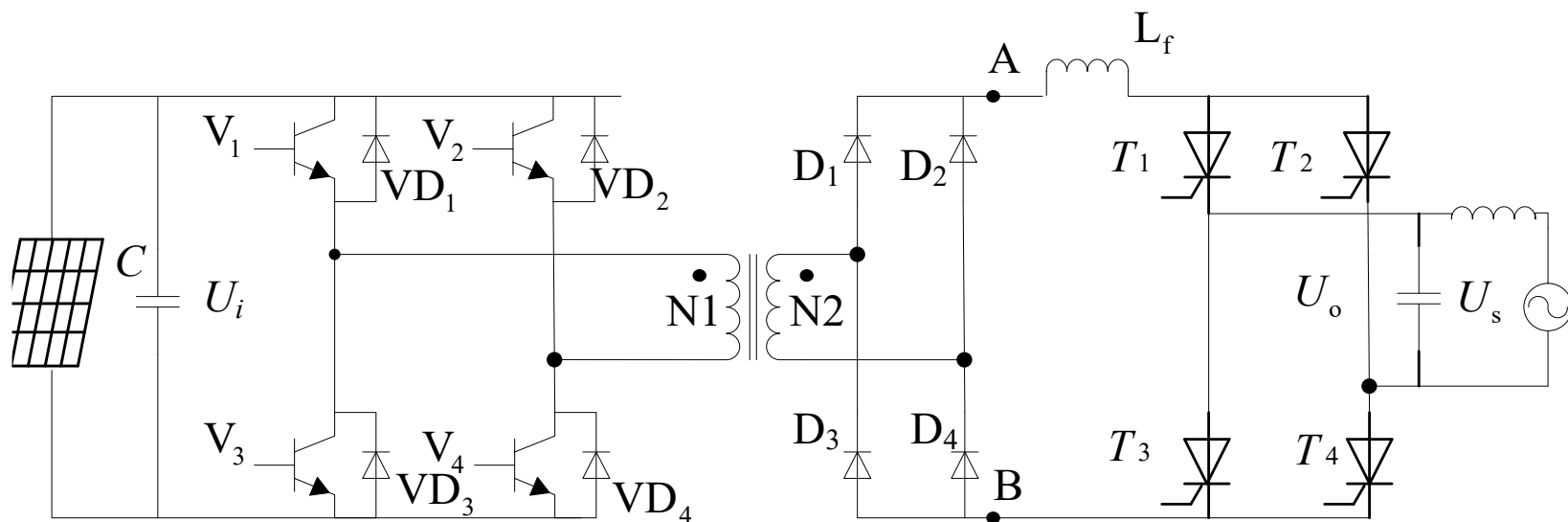


图3-26全桥式DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器拓扑



3.2 并网光伏逆变器

3.2.1.3 高频隔离型并网光伏逆变器

3) 全桥式DC-DC变换型高频链并网光伏逆变器

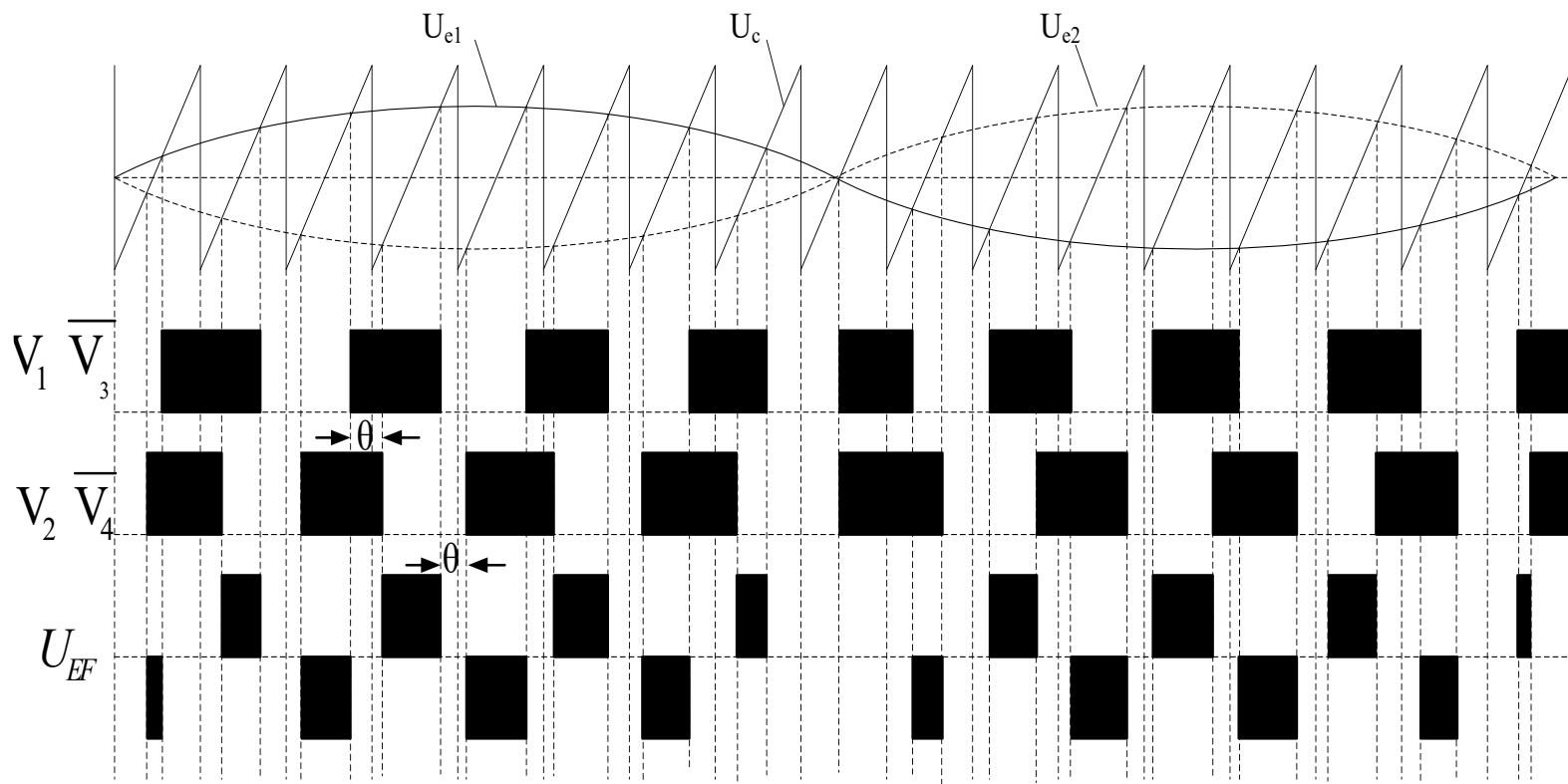


图3-27 SPWPM调制方式时的开关时序

3.2 并网光伏逆变器

3.2.2 非隔离型并网光伏逆变器

- 为了**提高**并网光伏系统的**效率**和降**低成本**，在光伏阵列输出电压变化范围满足逆变器并网要求时，且在**不需要强制电气隔离的条件下**，可以采用**无变压器的非隔离型**并网光伏逆变器直接并入低压电网的方案。
- 非隔离型并网光伏逆变器按结构可以分为：**单级型**和**多级型**两种。

3.2.2.1 单级非隔离型并网光伏逆变器

1. 典型单级非隔离型并网光伏逆变器

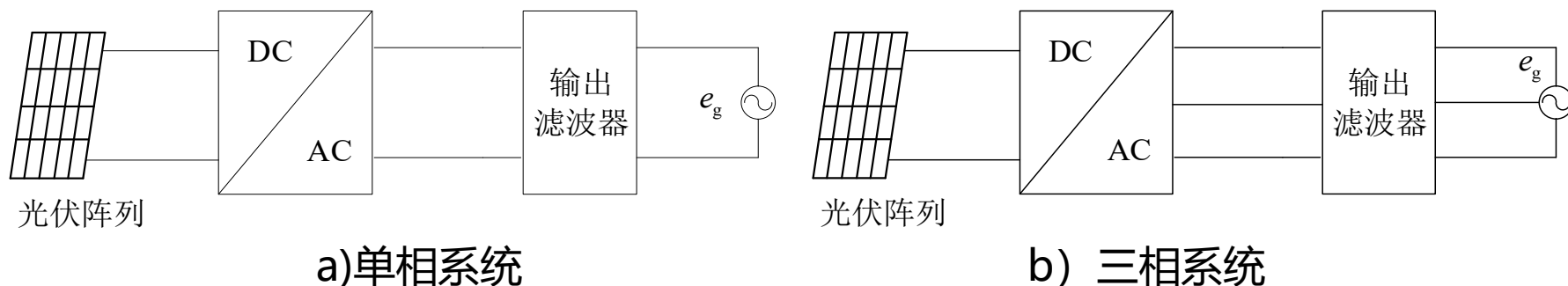


图3-28 典型单级非隔离型并网光伏逆变器系统结构

- ✓ 典型单级并网光伏逆变器主要有：**两电平**、**三电平**以及**五电平**等多种拓扑结构
- ✓ 多电平拓扑因其滤波器体积小、效率高以及较好的电磁兼容性等优势成为发展趋势

3.2 并网光伏逆变器

2. 基于Buck-Boost电路的单级非隔离型并网光伏逆变器

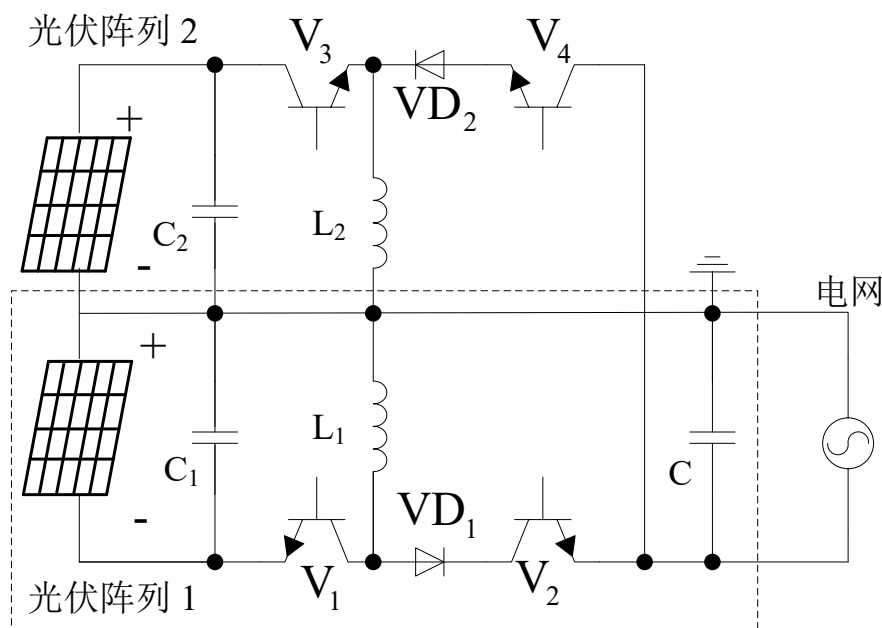


图3-29 基于Buck-Boost电路的单级非隔离型并网光伏逆变器主电路拓扑

- ✓ 两个Buck-Boost型斩波器工作在固定开关频率的非连续模式DCM (Discontinuous Current Mode) 下, 并且在工频电网的正负半周中控制两组光伏阵列交替工作。
- ✓ 由于中间储能电感的存在, 这种非隔离型并网光伏逆变器的输出交流端无需接入流过工频电流的电感, **因此逆变器的体积、重量显著减小。**
- ✓ 与具有较强直流电压适配能力的多级非隔离型并网光伏逆变器相比, 这种逆变系统所用开关器件的数目相对较少。

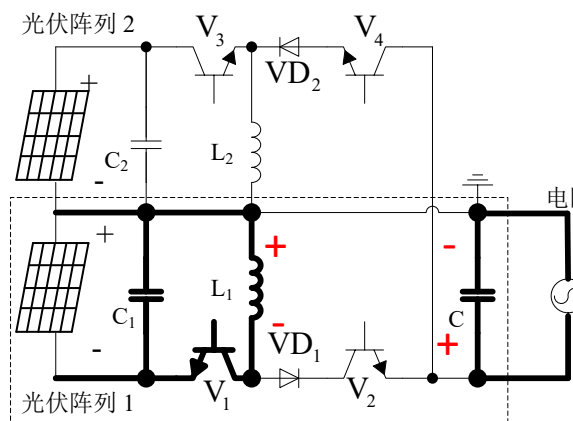


3.2 并网光伏逆变器

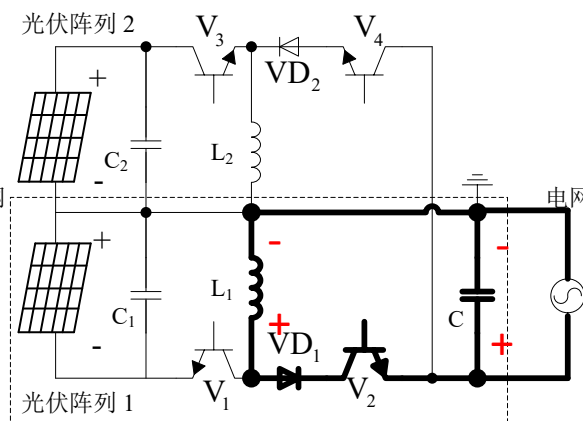
2. 基于Buck-Boost电路的单级非隔离型并网光伏逆变器

以下具体分析其逆变器**四个阶段的换流过程**：

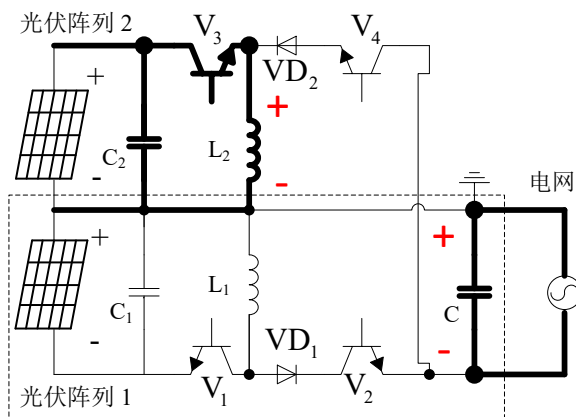
第一阶段： **V_1 开通**，光伏阵列的能量流向 L_1 ，电容 C 与工频电网并联。



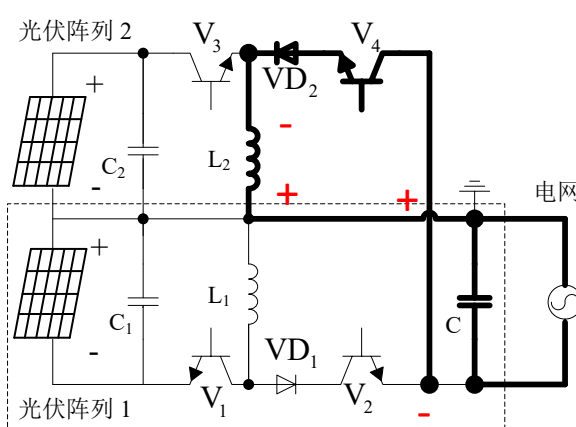
第二阶段： V_2 开通，储存在 C 或 L_1 中的能量释放到工频电网



与阶段一工作情况类似，但**极性相反**。



与阶段二工作情况类似，但**极性相反**。



3.2 并网光伏逆变器

3.2.2.2 多级非隔离型并网光伏逆变器

通常非隔离型并网光伏逆变器的拓扑有两部分构成：**前级的DC-DC变换器**和**后级的DC-AC变换器**

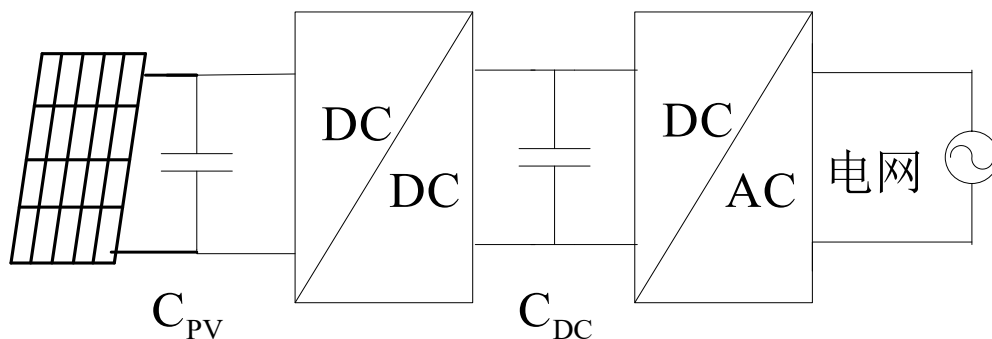
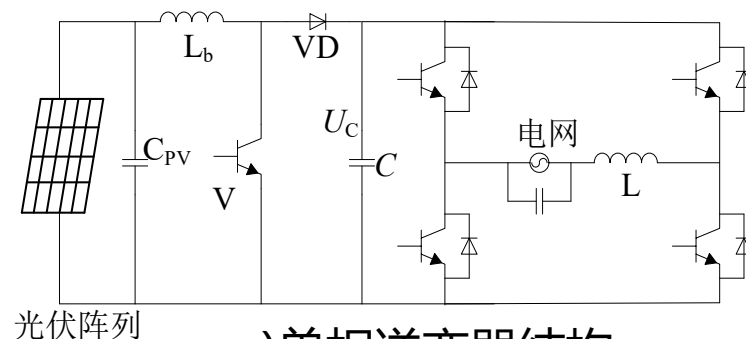


图3-31非隔离型并网逆变器结构图

1. 基于Boost多级非隔离型并网光伏逆变器

- 前级采用Boost变换器完成直流侧光伏阵列输出电压的**升压功能**和系统**MPPT**；
- 后级DC-AC部分一般采用典型的全桥逆变电路（两电平、三电平等）完成**直流母线电压的稳压控制**和**并网逆变控制**，是一种典型的小功率户用光伏逆变器方案；



a)单相逆变器结构

3.2 并网光伏逆变器

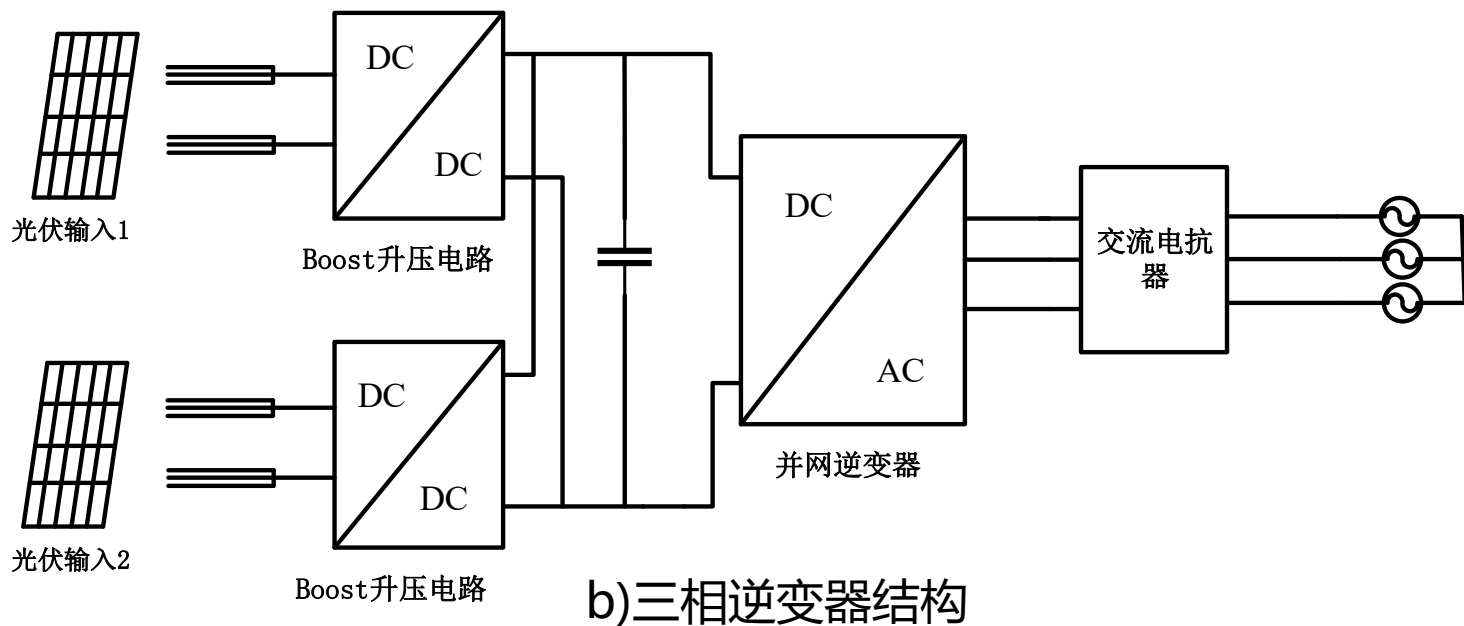


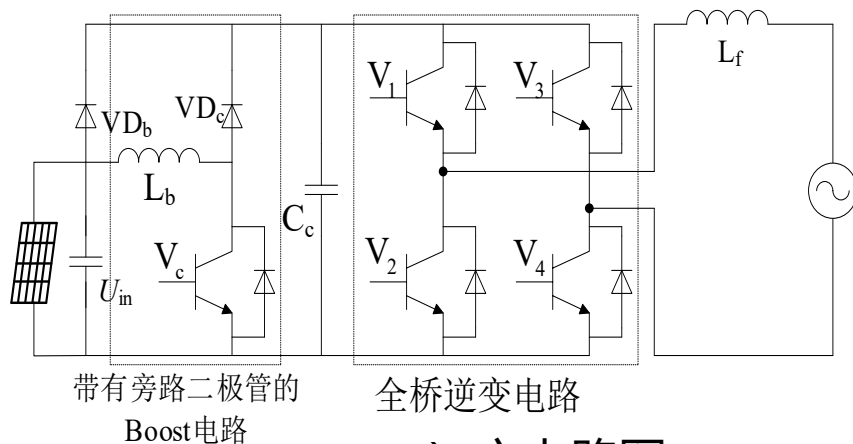
图3-32 基于Boost多级非隔离型并网光伏逆变器主电路拓扑

基于Boost多级非隔离型三相并网光伏逆变电路则是组串式光伏逆变器的典型方案，其输入采用了多路MPPT设计，最大限度地提高光电利用率，其逆变桥通常采用三电平逆变器设计，主要应用于**20kW ~ 100kW**功率等级的并网光伏系统中。

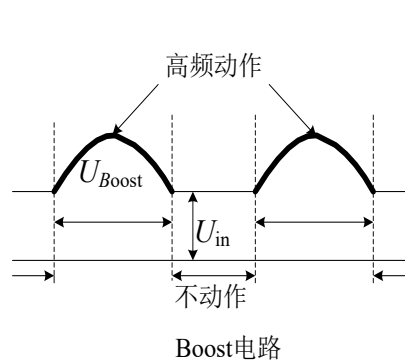


3.2 并网光伏逆变器

2. 双模式Boost多级非隔离型并网光伏逆变器



a) 主电路图



b) 工作波形图

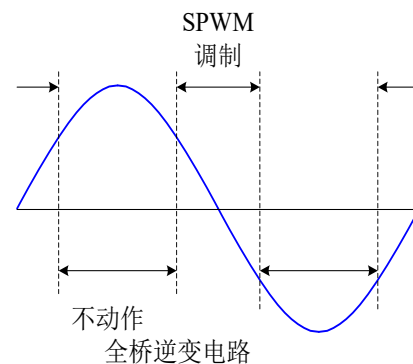


图3-33 双模式Boost多级非隔离型并网光伏逆变器主电路及工作波形

1) 工作原理

- 当输入电压 U_{in} 小于给定正弦输出电压 U_{out} 的绝对值时，Boost电路的开关 V_c 高频运行，前级工作的Boost电路模式下，在中间直流电容上产生准正弦变化的电压波形。同时，**全桥电路以工频调制方式工作**，使输出电压与电网极性同步。
- 当输入电压 U_{in} 大于等于给定正弦输出电压 U_{out} 的绝对值时，开关 V_c 关断。全桥电路在SPWM调制方式下工作。此工作方式称为“全桥逆变模式”。



3.2 并网光伏逆变器

2. 双模式Boost多级非隔离型并网光伏逆变器

- 当时 $U_{in} < |U_{out}|$ ，Boost 电路进行升压，通过改变占空比 D ，产生准正弦脉冲调制波形；
- 当时 $U_{in} > |U_{out}|$ ，全桥电路通过高频三角载波和给定正弦波比较获得触发信号，产生正弦输出信号。

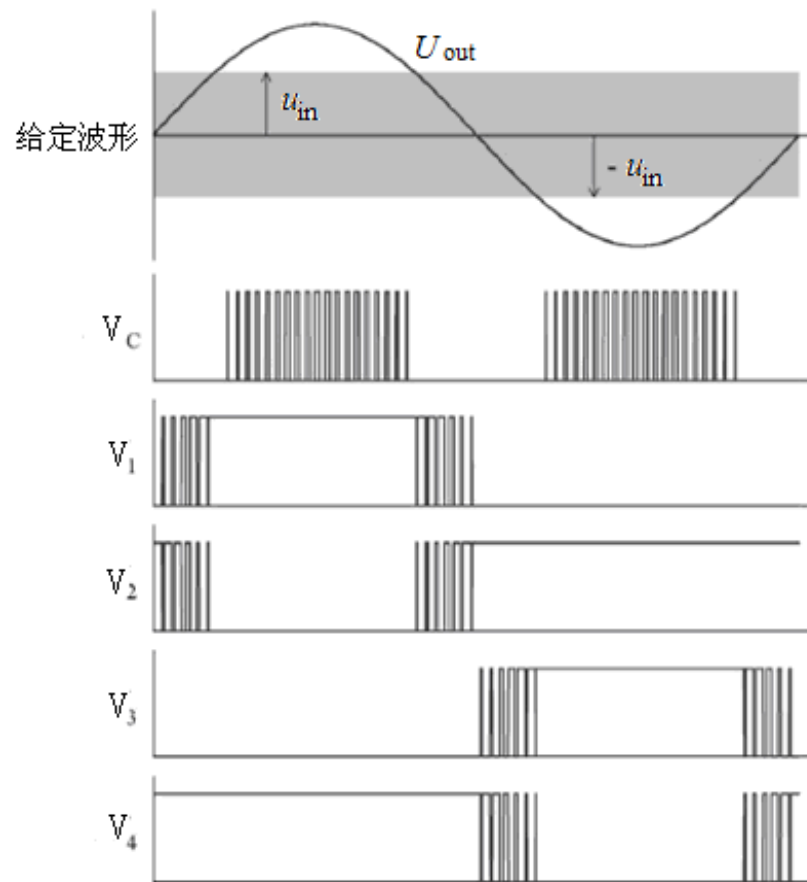


图3-34 双模式控制电路框图



3.2 并网光伏逆变器

3.2.2.3非隔离型并网光伏逆变器中共模电流的抑制

1.共模电流产生原理

当并网逆变器的功率**开关动作**时会引起寄生电容上电压的变化，而寄生电容上变化的**共模电压**能够激励这个谐振电路从而产生共模电流。共模电流的出现，增加了系统的传导损耗，降低了电磁兼容性并产生安全问题。

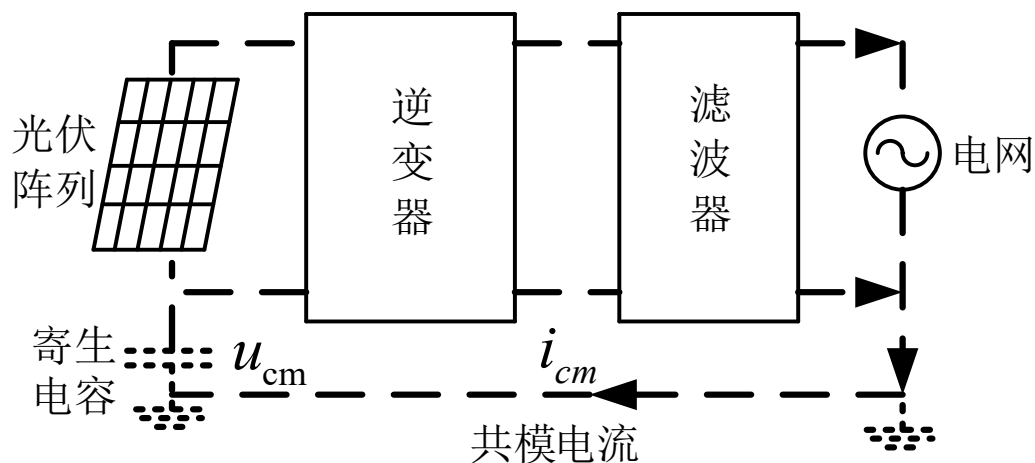


图3-36 非隔离型并网光伏系统中的**寄生电容**和**共模电流**



3.2 并网光伏逆变器

(1) 单相全桥逆变器的共模分析

根据基尔霍夫电压定律，可列出共模回路的**电压方程**：

$$-u_{a0} + u_L + u_g + u_{cm} = 0 \quad (3-11)$$

$$-u_{b0} - u_L + u_{cm} = 0 \quad (3-12)$$

以上两式相加可得**共模电压**为：

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) - 0.5u_g$$

流过寄生电容上的**共模电流**为：

$$i_{cm} = C \frac{du_{cm}}{dt}$$

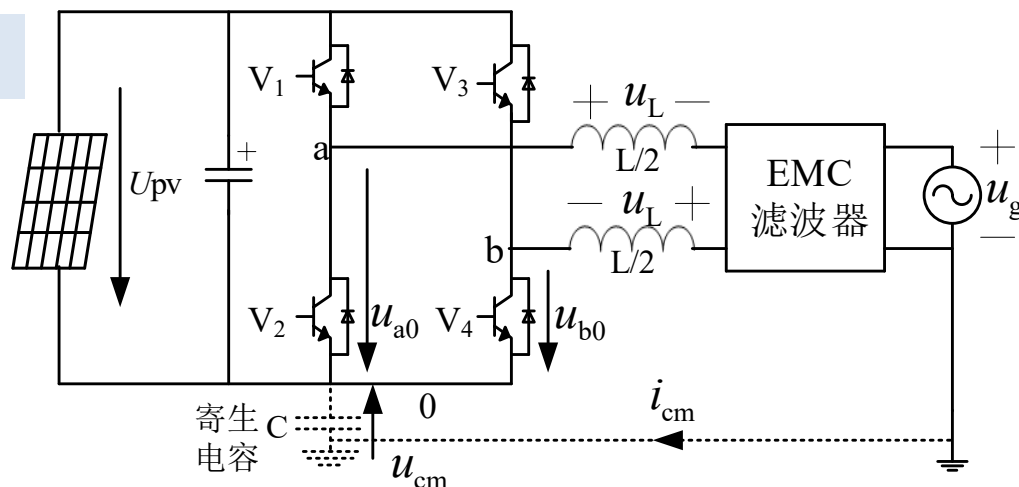


图3-37 单相全桥逆变器及其共模电压分析

U_{a0} 、 U_{b0} 表示单相全桥逆变器**交流输出a、b点**对直流负母线0点的电压， u_L 表示电感上的压降， u_g 表示电网电压， u_{cm} 表示寄生电容上的共模电压， i_{cm} 表示共模谐振回路中的共模电流。

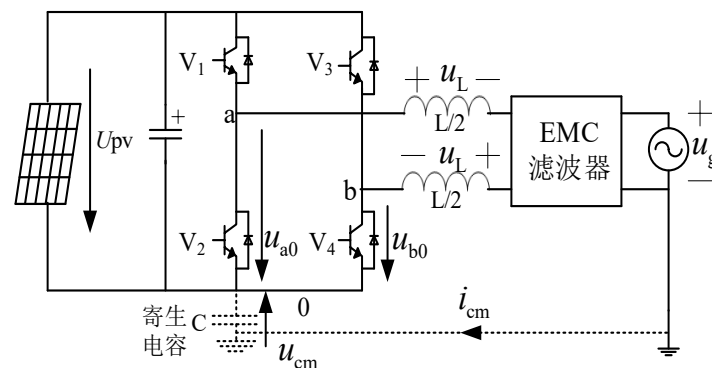
共模电流与**共模电压的变化率**成正比。由于 u_g 工频电网电压，则由 u_g 在寄生电容上产生的共模电流**可忽略**，而 u_{a0} 、 u_{b0} 为PWM高频脉冲电压，共模电流主要由此激励产生。**不同的调制策略**对共模电流的抑制相差很大



3.2 并网光伏逆变器

1) 单极性调制

若采用单极性调制，在调制电压正半周期， V_4 一直导通，而 V_1 、 V_2 则采用互补通断的PWM调制；而在调制电压负半周期， V_3 一直导通，而 V_1 、 V_2 则采用互补通断的PWM调制。



考虑到电流正、负半周期开关调制的类似性，以下只分析调制**电压正半周期**开关调制时的逆变器共模电压：

当 V_2 关断， V_1 、 V_4 导通时，共模电压为

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(U_{PV} + 0) = 0.5U_{PV}$$

当 V_1 关断， V_2 、 V_4 导通时，共模电压为

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0 + 0) = 0$$

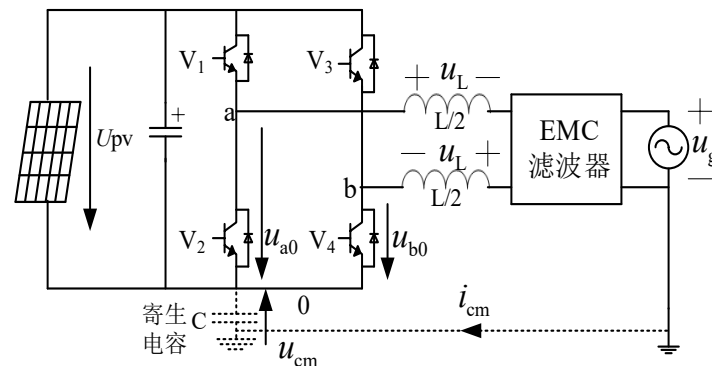
可见，采用单极性调制的单相全桥逆变器拓扑产生的**共模电压**其幅值在**0**与 **$U_{PV}/2$** 之间变化，且频率为开关频率的PWM高频脉冲电压。



3.2 并网光伏逆变器

2) 双极性调制

若采用双极性调制，桥臂开关对角互补通断即要么 V_1 、 V_4 导通，要么 V_2 、 V_3 导通，以下分析双极性调制时的逆变器共模电压：



当 V_1 、 V_4 导通，而 V_2 、 V_3 关断时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(U_{PV} + 0) = 0.5U_{PV}$$

当 V_1 、 V_4 关断，而 V_2 、 V_3 导通时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0 + U_{PV}) = 0.5U_{PV}$$

- 对于单相全桥并网逆变器，若采用双极性调制，在开关过程中，由于稳态时 U_{PV} 近似不变，因而近似为定值，由此所激励的共模电流近似为零。
- 对于单相全桥并网逆变器而言，若采用双极性调制则能够有效地抑制共模电流。



3.2 并网光伏逆变器

(2) 单相**半桥**逆变器的共模分析

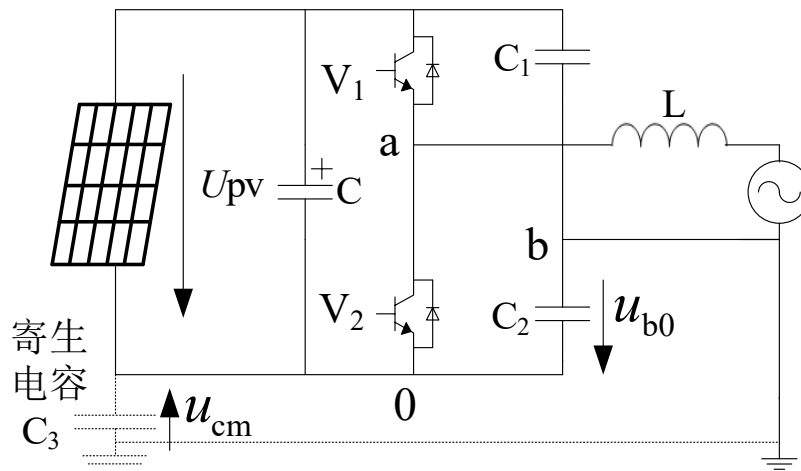


图3-38 单相半桥逆变器

单相半桥拓扑中寄生电容上的共模电压为半桥均压电容上的电压，而与开关频率无关，若电容 C_1 、 C_2 相等且容量足够大，则的幅值为 $0.5U_{pV}$ 且在功率器件开关过程中基本不变。



3.2 并网光伏逆变器

2. 共模电流抑制的实用拓扑

(1) 基于交流侧开关的单相全桥H6拓扑

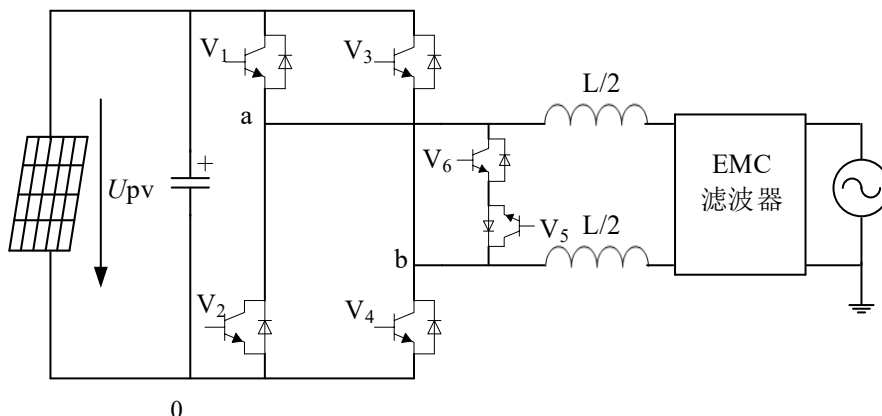


图3-39基于交流侧开关的单相全桥H6拓扑

在调制电压**正半周期**， V_5 始终导通而 V_6 始终关断， V_1 和 V_4 进行PWM控制， V_2 和 V_3 不工作。当 V_1 、 V_4 导通时

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(U_{PV} + 0) = 0.5U_{PV}$$

当 V_1 、 V_4 关断时，电流经 V_5 和 V_6 的反并联二极管续流，而此时H桥桥臂开关管均关断而处于高阻状态，以此使续流回路与逆变器直流侧呈高阻状态

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0.5U_{PV} + 0.5U_{PV}) = 0.5U_{PV}$$



3.2 并网光伏逆变器

2. 共模电流抑制的实用拓扑

(2) 基于直流侧开关的单相全桥H5拓扑

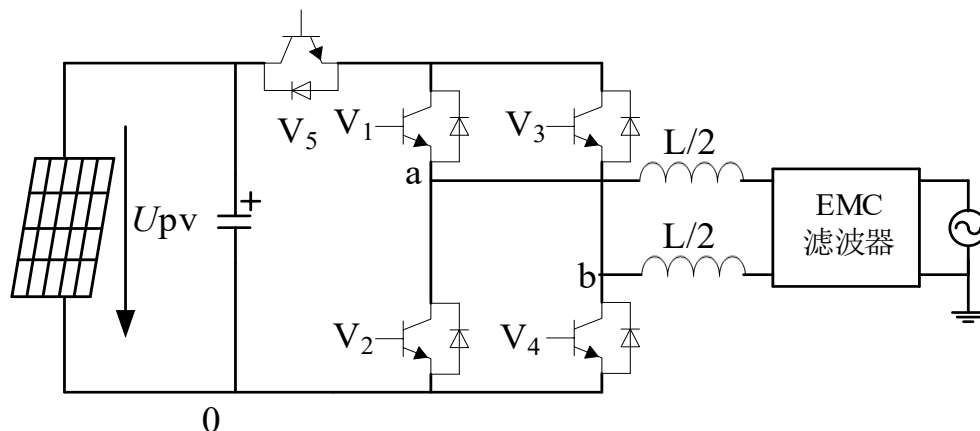


图3-40基于直流侧开关的单相全桥H5拓扑

在调制电压**正半周期**， V_1 始终导通。当 V_5 、 V_4 导通，共模电压 u_{cm} 为

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(U_{PV} + 0) = 0.5U_{PV}$$

当 V_5 、 V_4 关断，电流经 V_3 的反并联二极管以及 V_1 续流，此时由于 V_2 、 V_4 、 V_5 关断而处于高阻状态，**阻断了寄生电容的放电**， u_{a0} 、 u_{b0} 近似保持原寄生电容的充电电压 $0.5U_{PV}$ ，使续流回路与直流侧呈高阻状态，

$$u_{cm} = 0.5(u_{a0} + u_{b0}) = 0.5(0.5U_{PV} + 0.5U_{PV}) = 0.5U_{PV}$$