

摘要

构建以光伏、风电为代表的新型电力系统是达成“双碳”能源战略的重要手段，储能则是解决新能源功率波动、能源消纳、确保电网稳定运行的关键技术支撑，储能双向直流变换器及相关控制技术持续收到广泛关注。储能系统中电池等储能设备通过通过双向直流变换器接入电网，向电网动态吸收、释放能量保持直流电网电压恒定。当直流电网中接有单相逆变负载或者三相不平衡负载时，直流电网中会被注入低频波动功率，如不加以抑制，低频波动功率会通过储能双向直流变换器传递至储能电池侧，不仅会增大器件电流应力，降低能量转换效率，同时还会影响储能电池等设备的使用寿命。

飞跨电容双向直流变换器因其向任意方向传递能量时，既可以实现升压变换，也可以实现降压变换，解决了双端宽电压变换范围运行工况下储能系统的双向功率控制问题，而被广泛应用于储能系统中。本文以飞跨电容双向直流变换器为研究对象，开展低频波动功率抑制策略的研究。文中分析了拓扑结构和工作原理，确定了变换器的最优运行模式，并给出了其硬件电路的设计规则。基于变换器工作模态，详细分析了变换器的低频波动功率抑制路径，相比于传统变换器更具有优势。

文中基于变换器的工作模态，构建了变换器的数学模型，提出了基于单目标定频模型预测控制（Model Predictive Control, MPC）策略，该控制策略只需对电感电流建立单目标约束函数，无需对飞跨电容电压进行单独寻优。同时，电压外环采用传统 PI 控制，即可实现对电感电流、输出电压和两端飞跨电容电压的统一控制，极大地降低了系统的运算量，且具有良好的控制性能。解决了传统 MPC 算法控制多目标时，权重系数选取的选取不当会影响变换器的性能及控制效果等问题。

单目标定频 MPC 策略虽具有良好的控制性能，但该策略不具备低频波动功率抑制能力，储能系统中含有低频波动功率时，该策略对其没有抑制效果。为了实现该目标，本文提出了低频波动功率抑制算法，该算法是一种高效的纹波抑制算法，具有很强的频率适应性，对特定次纹波抑制效果较好。低频波动功率抑制算法的引入与所提 MPC 策略相融合，使最终控制方案能够在实现储能控制目标的前提下，具备低频波动功率抑制能力，且保持良好的动态性能。

最后，通过搭建小功率实验平台进行验证。为了体现所提单目标定频 MPC 低频波动功率抑制策略的优越性，选择传统的低频波动功率抑制算法对对比控制算法进行对比实验，实验结果表明所提策略可以有效抑制低频波动功率，且可以大大提升系统的动态响应速度。

关键词：飞跨电容双向直流变换器；储能系统；模型预测控制；低频波动功率抑制；单目标约束

Abstract

Building a new power system represented by photovoltaic and wind power is an important means to achieve the "double carbon" energy strategy, and energy storage is the key technical support to solve the fluctuation of new energy power, energy consumption and ensure the stable operation of the power grid. Energy storage bidirectional DC converter and related control technologies continue to receive extensive attention. In the energy storage system, batteries and other energy storage devices are connected to the power grid through a bidirectional DC converter to dynamically absorb and release energy to the power grid to keep the voltage of the DC network constant. When a single-phase inverter load or a three-phase unbalanced load is connected to the DC network, low frequency fluctuating power will be injected into the DC network. If it is not suppressed, the low frequency fluctuating power will be transmitted to the energy storage battery side through the energy storage bidirectional DC converter, which will not only increase the current stress of the device and reduce the energy conversion efficiency, but also affect the service life of the energy storage battery and other equipment.

Flying capacitor bidirectional DC converter is widely used in energy storage system because it can realize both step-up conversion and step-down conversion when transmitting energy in any direction, which solves the bidirectional power control problem of energy storage system under the operation condition of double-terminal wide voltage conversion range. In this paper, the flying capacitor bidirectional DC converter is taken as the research object, and the low frequency fluctuation power suppression strategy is studied. This paper analyzes the topology and working principle, determines the optimal operation mode of the converter, and gives the design rules of its hardware circuit. Based on the working mode of the converter, analyzes the low frequency fluctuation power suppression path of the converter in detail, which is more advantageous than the traditional converter.

In this paper, based on the working mode of the converter, the mathematical model of the converter is constructed, and the Model Predictive Control, MPC) strategy based on single-objective fixed frequency model is proposed. This control strategy only needs to establish a single-objective constraint function for the inductor current, and does not need to optimize the flying capacitor voltage separately. At the same time, the traditional PI control is used in the voltage outer loop, which can realize the unified control of inductor current, output voltage and flying capacitor voltage at both ends, greatly reducing the calculation of the system and having good control performance. It solves the problems that the improper selection of weight coefficient will affect the performance and control effect of the converter when the traditional MPC algorithm controls multiple objectives.

Although the single-target fixed-frequency MPC strategy has good control performance, it does not have the ability to suppress low frequency fluctuating power, and it has no suppression effect when the energy storage system contains low frequency fluctuating power. In order to achieve this goal, this paper proposes a low frequency fluctuation power suppression algorithm, which is an efficient ripple suppression algorithm with strong frequency adaptability and good effect on specific secondary ripple suppression. The introduction of low frequency fluctuation power suppression algorithm and the proposed MPC strategy make the final control scheme have the ability to suppress low frequency fluctuation power and maintain good dynamic performance on the premise of achieving the energy storage control goal.

Finally, it is verified by building a low-power experimental platform. In order to reflect the superiority of the low-frequency fluctuation power suppression strategy of the target fixed-frequency MPC of the Bill of Lading, the traditional low frequency fluctuation power suppression algorithm is selected for comparative experiments. The experimental results show that the proposed strategy can effectively suppress the low frequency fluctuation power and greatly improve the dynamic response speed of the system.

Keywords: Flying-capacitor bi-directional DC converter; Energy storage system; Model predictive control; Low frequency fluctuation power suppression; Single objective constraint

目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 课题背景及研究意义.....	1
1.2 低频波动功率的产生及其危害	3
1.2.1 低频波动功率的产生.....	3
1.2.2 低频波动功率的危害.....	3
1.3 储能系统中低频波动功率抑制研究现状	4
1.3.1 低频波动功率的无源抑制法.....	4
1.3.2 低频波动功率的有源抑制法.....	5
1.4 模型预测控制在储能功率变换器中的应用	7
1.5 本文研究内容.....	8
第二章 基于 FCBDC 的储能系统功率变换分析	10
2.1 引言.....	10
2.2 FCBDC 拓扑结构及工作原理分析	10
2.2.1 Buck-Boost $0 < D < 0.5$ 模式	11
2.2.2 Buck-Boost $0.5 < D < 1$ 模式	12
2.2.3 飞跨电容电压控制.....	14
2.3 FCBDC 主电路参数设计	15
2.3.1 电感设计.....	15
2.3.2 飞跨电容设计.....	16
2.3.3 母线支撑电容设计	16
2.4 基于 FCBDC 的低频波动功率抑制机理分析	16
2.4.1 传统两电平变换器低频波动功率抑制机理分析	17
2.4.2 FCBDC 低频波动功率抑制机理分析	17
2.5 仿真分析.....	19
2.5.1 FCBDC 工作原理仿真分析	19
2.5.2 FCBDC 低频波动功率仿真分析	22
2.6 本章小结.....	22
第三章 FCBDC 的单目标定频 MPC 策略设计.....	24
3.1 引言.....	24
3.2 FCBDC 数学模型	24
3.3 MPC 策略	26
3.3.1 传统 MPC 策略	27
3.3.2 单目标定频 MPC 策略	29
3.4 仿真验证.....	32

3.4.1 电感电流阶跃变化.....	32
3.4.2 负载突变.....	34
3.5 实验验证.....	35
3.5.1 实验平台介绍.....	35
3.5.2 电感电流阶跃变化.....	36
3.5.3 负载突变.....	37
3.6 本章小结.....	38
第四章 基于单目标定频 MPC 的低频波动功率抑制策略.....	39
4.1 引言.....	39
4.2 低频波动功率抑制策略.....	39
4.2.1 低频波动功率抑制算法.....	39
4.2.2 单目标定频 MPC 低频波动功率抑制算法.....	40
4.3 单目标定频 MPC 低频波动功率抑制策略稳定性分析.....	41
4.4 仿真验证.....	42
4.5 实验验证.....	43
4.5.1 稳态实验验证.....	44
4.5.2 动态实验验证.....	46
4.6 本章小结.....	50
第五章 总结与展望.....	51
5.1 总结.....	51
5.2 未来展望.....	52
参考文献.....	53

第一章 绪论

1.1 课题背景及研究意义

近年来，我国能源结构持续优化，化石能源为主的传统能源结构污染严重，且难以满足人类可持续发展的各种需求，改善能源问题现状寻找新能源，降低对化石能源的需求问题迫在眉睫^[1]。在此背景下，以光伏发电和风力发电为代表的可再生能源呈现出跨越式发展，截至2021年底，我国发电总装机容量达到23.78亿千瓦，其中，风电、光伏发电装机分别达到3.29亿、3.07亿千瓦^[2]。随着技术的快速发展，发电技术也日益成熟，光电和水电等多项技术快速发展已位居世界前列，目前整体可再生能源利用水平持续提升，发电成本不断下降^[3]。然而，光伏发电系统受各个地区光照温度差异、气候不一致等影响，光伏板发电单元的输出功率呈现随机性、间隙性和波动性等特点，给大规模新能源并网消纳和电力系统安全稳定运行带来了极大地挑战，且对光伏发电技术的发展具有严重的限制^[4]。

在此背景下，光储系统作为协调光伏发电与电网之间的关键部分，解决新能源功率波动、能源消纳和确保电网稳定运行，还可以平滑可再生能源输出，实现削峰填谷，改善电网的供电可靠性，且光储系统建设简单，因此，近年来其控制技术持续受到广泛关注^[5-6]。基于交直流混合母线的光储系统电网架构如图1-1所示：

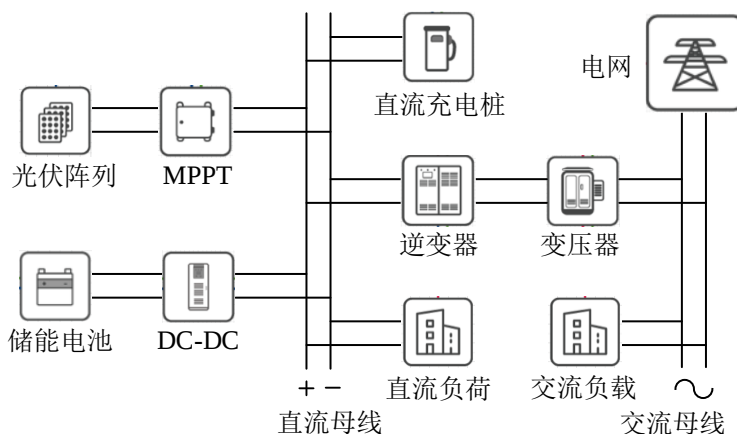


图 1-1 基于交直流混合母线的光储系统电网架构

图中，光储系统主要由光伏阵列、储能电池、直流变换器和负载组成^[7]，具体如下：

(1) 光伏发电系统：该系统是利用半导体材料的光伏效应，将太阳能辐射转换为电能^[8]。该系统主要是由光伏阵列和单向 Boost 变换器构成，光伏阵列由大量太阳能电池经过串联和并联组成，可以输出千瓦级的大功率，是整个系统中的电能产生器。单向直流变换器将光伏发电产生的直流电经过最大功率点(Maximum Power Point Tracking, MPPT)控制，生成具有高效率的直流电^[9]。

(2) 储能系统：该系统主要根据直流母线电压的值实时控制其运行模式，当直流

母线电压较高时, 储能系统储存电能; 当直流母线电压较低时, 储能系统释放电能, 可以有效维持系统的能量平衡。该系统主要是由储能电池和储能双向直流变换器构成, 储能电池主要是进行能量的储存和释放^[10]。储能双向直流变换器是实现能量在储能设备和直流电网之间转换的核心设备, 根据直流电网电压值调整能量经过变换器在直流电网和储能设备之间双向流动, 实现稳压目的。

(3) 负载: 主要分为交流负载和直流负载。交流负载与交流母线相连接, 直流负载与直流母线相连接, 当直流电网中发电部分发生故障时, 负载可以自行进行切断的操作, 保证系统正常稳定运行的作用。

储能系统接入直流电网后, 需保证能量在储能设备和直流电网之间的双向流动。当能量单向传递时, 储能双向直流变换器既要工作于 Buck 模式, 也要能够工作于 Boost 模式, 以满足能量双向流动的需求, 从而对变换器产生了更高的要求^[11]。目前, 储能双向直流变换器为提升能量转换效率常采用非隔离型大功率拓扑^[12], 常用的拓扑结构有交错并联型拓扑^[13]、级联型拓扑^[14]和三电平拓扑^[15]。交错并联型拓扑通过驱动信号让不同相的开关管移相, 将电流分成多条路径以适用于大功率场合, 具有高功率密度高效率的同时可以减小电流纹波, 但开关管承受的电压应力较大。级联型拓扑是由多个子模块组成的模块化结构, 开关管承受的电压应力较低, 当一个模块出现故障时可以继续运行对整体的影响不大等特点, 但多个开关器件的存在会导致开关损耗的增加, 降低了能量转换效率。

三电平拓扑开关管承受的电压应力相对于两电平拓扑缩减了一半, 同时具有更小的电感电流纹波。三电平拓扑包括中点钳位型和飞跨电容型^[16-17], 飞跨电容型相比于中点钳位型具有输入输出电压共地, 可以实现多机并联运行等优点, 在大功率场合具有明显优势^[18]。目前, 受限于拓扑结构, 三电平拓扑通常采用半个桥臂结构, 当能量单向传递时只能实现升压或降压模式, 难以实现稳定的双向功率变换^[19]。对此, 文献[20]提出了飞跨电容双向直流变换器(Flying Capacitor Bi-directional DC Converter, FCBDC), 当能量向任意方向传递时, 均可以实现双向升降压变换, 解决了双端宽电压变化范围运行工况下储能系统的双向功率控制问题。但控制飞跨电容双向直流变换器时, 不仅需要保证直流母线电压和电流的稳定控制, 还需要控制飞跨电容电压保持为对应端口电压的一半, 控制目标较多, 因此, 其控制问题也成为了关键问题^[21]。

此外, 当直流电网中接有单相逆变负载或者三相不平衡负载时, 其输出功率以两倍输出电压频率脉动^[22], 因此, 直流电网中会注入低频波动功率, 如不加以抑制, 低频波动功率则会通过储能功率变换器传递至储能电池侧, 不仅会增大器件电流应力, 降低能量转换效率, 同时还会影响储能电池等设备的使用寿命^[23-26]。

通过上述分析, 总结归纳出储能系统采用 FCBDC 是大致存在的问题有:

- (1) 采用 FCBDC 时, 需要解决其多目标控制的问题;
- (2) 低频波动功率传入 FCBDC 时, FCBDC 需具有低频波动功率抑制的能力。

1.2 低频波动功率的产生及其危害

1.2.1 低频波动功率的产生

当直流电网中接有单相逆变负载或者三相不平衡负载时，低频波动功率会通过直流电网传入储能系统中，以单相逆变负载为例分析低频波动功率的产生机理，基于 FCBDC 的储能及单相逆变器的直流电网示意图如图 1-2 所示：

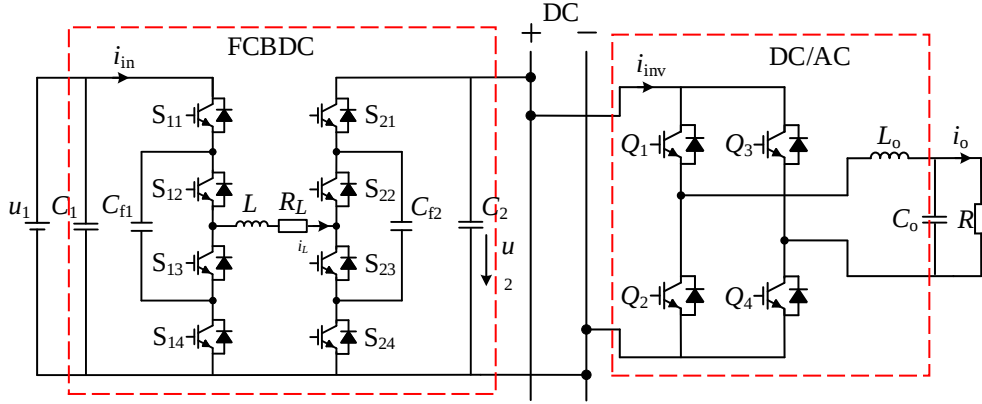


图 1-2 基于 FCBDC 的储能及单相逆变器的直流电网示意图

单相交流负载 R 上的电压及电流可以表示为：

$$\begin{cases} u_o = U_o \sin(\omega_o t) \\ i_o = I_o \sin(\omega_o t - \varphi) \end{cases} \quad (1-1)$$

式中： U_o 和 I_o 分别为单相交流负载 R 的输出电压 u_o 及输出电流 i_o 的幅值， ω_o 输出电压角频率， φ 为负载阻抗角。

根据式（1-1）可得单相交流负载的瞬时功率 P_o 为：

$$P_o = u_o i_o = \frac{1}{2} U_o I_o \cos \varphi - \frac{1}{2} U_o I_o \cos(2\omega_o t - \varphi) \quad (1-2)$$

由式（1-2）可知逆变器的瞬时输出功率由两部分组成，一部分为恒定值，另一部分以两倍电压频率（ $2f_o$ ）脉动。假设 FCBDC 和单相逆变器的能量转换效率均为 100%，且所有器件均为理想器件，则单相逆变器的瞬时输入输出功率相等。电容 C_2 的电压脉动较小，忽略高频分量则单相逆变器的输入电流 i_{inv} 可表示为：

$$i_{inv} = \frac{U_o I_o}{2u_2} \cos \varphi - \frac{U_o I_o}{2u_2} \cos(2\omega_o t - \varphi) = I_{dc} + i_{2nd} \quad (1-3)$$

由式（1-3）可知，逆变器输入电流包含两个分量， I_{dc} 是直流分量， i_{2nd} 是频率为 $2f_o$ 的交流分量，即低频波动功率分量。该低频波动功率分量将传播到如图 1-2 所示的储能系统中，不仅影响其他直流负载，同时也将导致储能系统的功率波动^[27]。

1.2.2 低频波动功率的危害

由逆变器产生的低频波动功率会传入直流电网中，该低频波动功率会对接入直流电网的储能系统和光伏发电系统造成影响。

（1）对储能系统的影响：

低频波动功率传入储能系统中，会增大输出电流的有效值，流过开关管电流的有效值也将会增大，导致开关管发热严重并增加损耗^[28]。若储能双向直流变换器采用软开关技术，则低频波动功率还会减小软开关的实现范围，导致软开关产生损耗，进一步降低变换器的转换效率^[29]。对于电感等磁性元件，低频波动功率会增大其电流瞬时值导致其摆幅增大，磁性损耗增加，甚至会出现饱和现象，磁芯的损耗也会导致效率降低^[30]。低频波动功率传入储能电池中时，储能电池需输出更大的瞬时输出功率，且需要更大的容量，使得导致系统的成本增加^[31]。当储能电池中低频波动功率的峰峰值超过额定电流的 8% 时，不仅会对储能电池的电解质造成损害，还会导致储能电池的寿命缩短，效率降低^[32]。

（2）对光伏发电系统的影响：

对于光伏发电系统，光伏发电单元瞬时输出功率受低频波动功率的影响，其输出电压和电流将会产生低频波动功率，使得光伏电池的输出功率在最大功率点附近震荡，影响 MPPT 的实现，降低了光伏发电系统的效率^[33-34]，低频波动功率对光伏发电系统最大输出功率的影响如图 1-3 所示：

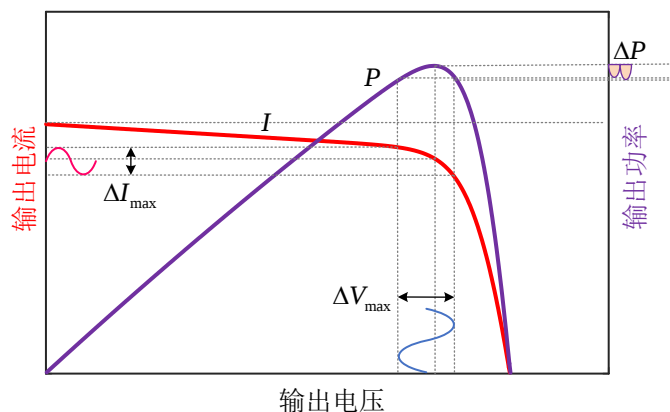


图 1-3 低频波动功率对光伏发电系统最大输出功率的影响

因此，为了提高储能系统的能量转换效率和光伏发电系统的效率，同时延长电力电子器件的使用寿命，必须对直流电网中因逆变器产生的低频波动功率进行抑制。

1.3 储能系统中低频波动功率抑制研究现状

目前国内外对于如何抑制储能系统中的低频波动功率进行了大量的研究工作，经过分析可知，无论是对抑制储能系统中还是两级式逆变器中的低频波动功率，其研究方法都有相似性，因此，本文中不在对拓扑的具体类型进行区别分析^[35]。目前，抑制低频波动功率的方法主要有无源抑制法和有源抑制法^[36]。本节将从这两个方面进行综述。

1.3.1 低频波动功率的无源抑制法

对于直流电网中储能双向直流变换器后级接单相逆变负载来说，抑制低频波动功

率最有效的方法是增大直流母线电容的容值，如图 1-4 所示，增大直流母线电容的容值可以降低该路径在二倍频处的阻抗大小，使得大部分低频波动功率流入直流母线电容中，减小流入储能双向直流变换器和储能电池中的低频波动功率^[37]。容值较大的电容对低频波动功率具有较好的抑制效果，因此，需采用储能密度较高的电解电容，而电解电容的寿命较短，通常只有 3000~5000 小时，而且温度每升高 10°C，寿命缩短为一半，极大地影响了系统的寿命与稳定运行，且电解电容的值增大到一定时会限制其低频波动功率的吸收效果，导致系统的动态响应十分缓慢^[38]。

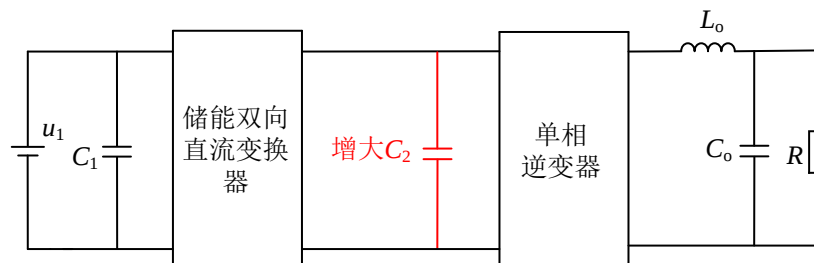


图 1-4 增大直流母线电容

此外，还可以在直流母线电容旁边并联一条 LC 串联谐振电路来吸收二次纹波电流，也可以吸收低频波动功率，减小流入储能系统中的电流^[39]，如图 1-5 所示。但 LC 串联谐振电路中电容和电感的谐振截止频率需设计和低频波动功率的频率相同，为低频波动功率提供一条零阻抗路径。但二倍频的频率很低，在大功率工况下系统所需滤波元件体积及重量较大，降低了系统的功率密度，且 LC 滤波支路的存在会有损耗，从而导致储能系统的转换效率降低^[40]。

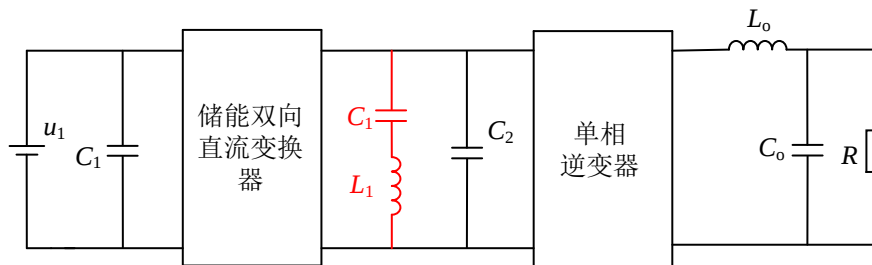


图 1-5 在直流母线电容处并联 LC 谐振电路

此外，文献^[41-43]均采用在直流母线电容两端并联额外的双向变换器和电容组成的额外辅助电路，通过合适的控制方式为低频波动功率提供零阻抗路径，以达到吸收低频波动功率的目的，但额外的电路会使系统损耗增加，同时系统的功率密度和转换效率将会降低。

1.3.2 低频波动功率的有源抑制法

有源抑制法主要从控制角度出发，通过控制策略重构系统闭环输出特性，不加任何额外的电路或器件，通过控制方式抑制低频波动功率注入储能系统中^[44]。其最明显的优点是成本低，且适合电路升级。该控制结构中，储能系统负责控制直流母线电压、

电感电流和功率变换的控制，单相逆变器根据需求控制其输出电压或输出电流^[45]，其控制结构如图 1-6 所示：

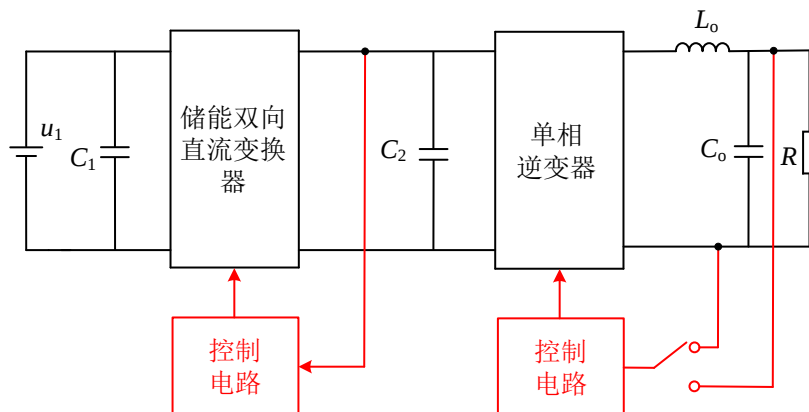


图 1-6 储能系统控制直流母线电压

文献[46]设计了储能变换器的电压环截止频率远低于 $2f_0$ ，增大了变换器在二倍频处的输出阻抗，使得流入储能变换器中的低频波动功率减小，但是储能变换器的滤波电感在 $2f_0$ 处的电抗幅值较小，即使储能双向变换器的电压环截止频率很低，储能变换器中仍存在较大的低频波动功率。因此，单个电压环的控制对于储能变换器中低频波动功率的抑制能力是有限的。文献[47]在此基础上做出了改进，在单电压环基础上，引入了电感电流反馈的控制方法，通过增加电流环的带宽来降低电压环的带宽，提出了基于电压电流双闭环的二次纹波抑制策略，但电压环较低的截止频率影响了整个系统的动态性能。在此基础上，文献[48]提出基于陷波器的电压电流双闭环负载电流前馈控制策略，可以有效抑制低频波动功率，且保证动态响应速度，但陷波器的引入使系统在中心频率处引入 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 的相位突变，弱化了系统稳定性。文献[49]在双闭环控制策略基础上，引入了单带通滤波器的电容电压反馈控制策略，但电感电流反馈未引入带通滤波器，导致其低频波动功率抑制效果不是很理想。张力等人从变换器端口阻抗的角度分析了二次纹波电流的抑制原理，提出了基于虚拟阻抗的低频波动功率抑制方法^[50]。然而该方法提高了全频段的阻抗幅值，无法兼顾对低频波动功率的抑制和动态性能的优化。通过引入串、并联虚拟阻抗，文献[51]提出的虚拟阻抗算法在非二倍频率下的输出阻抗远低于文献[50]，从而获得了更好的动态性能。由此可以看出，当储能变换器控制直流母线电压时，难以同时兼顾低频波动功率的抑制和动态响应的改善。

此外，针对不同的变换器的拓扑结构，文献[52]提出了一种基于 LLC 谐振变换器拓扑结构的低频波动功率抑制方案，但是由于拓扑结构的原因其应用场合较为局限，在实际应用中难以普及。储能系统中低频波动功率抑制大多是在两电平拓扑结构上进行研究。飞跨电容型三电平拓扑由于输入输出电压共地和开关器件承受电压应力低等特点，在大功率储能系统中具有明显的应用优势^[53]。针对飞跨电容型三电平拓扑，文献[54]提出了基于飞跨电容三电平 Boost 变换器的有源功率解耦的控制方案，将飞跨电容支路作为二次电流纹波导通路径，虽然能够提升变换器功率密度及能量转换效率，但

是在二倍频处飞跨电容环路增益有限，抑制效果相对较差。在此基础上，文献[55]进行了优化，提升了飞跨电容对二次纹波电流的吸收效果，并有效减小了母线电容容值，但飞跨电容较大的电压波动增大了开关器件的电压应力。

通过上述分析可知，对于储能系统中采用 FCBDC 时面临的低频波动功率的抑制，需要找到一种合适的低频波动功率抑制方法，在保证储能系统具有良好的低频波动功率抑制的同时还能具有良好的控制性能和动态响应性能。

1.4 模型预测控制在储能功率变换器中的应用

目前，低频波动功率抑制策略大多基于 PI 调节器实现，抑制策略的引入通常会降低控制器带宽。为提升直流变换器的动态性能，文献[56]针对两级式单相逆变器提出基于模型预测的电流控制策略，利用输入功率和输入电压预测电感电流的给定，达到了抑制二次纹波电流的目的，同时保证了系统具有良好的控制和较快的动态响应。模型预测控制（Model Predictive Control, MPC）在上世纪 70 年代提出^[57]，作为一种优化控制跟踪技术，在电力电子领域得到了广泛的应用,近年来，随着微处理器和电力电子技术不断发张，MPC 迅速成为该领域重要的控制方法^[58]。MPC 具有建模简单、能够适用于一切带有预测模型的线性和非线性系统中、快速的动态响应等优点。MPC 在每一个时刻都会对当前值进行采样，然后计算出一个未来序列，根据采样值和未来序列在满足约束条件的基础下，计算出一个最佳的输出值，在下一时刻，上一时刻的最佳输出值作用于被控制的系统中，每个时刻都重复以上步骤，基本形式都是预测模型、滚动优化及反馈校正^[59]。

在电力电子领域，MPC 通常可以将其分为两大类：有限控制集模型预测控制（Finite Control Set Model Predictive Control, FCSMPC）和连续控制集模型预测控制（Continues Control Set Model Predictive Control, CCSMPC）^[60]。FCSMPC 采用预测有限数量的开关状态来达到最优控制效果，解决优化问题，通过约束函数进行判断，选择出使约束函数值最小的一组开关状态，该最优开关状态直接对变换器进行调制^[61]。CCSMPC 是含有 PWM 调制器的模型预测控制，通常根据变换器离散模型的计算出最优占空比，预测控制器产生连续的输出，再经过 PWM 调制得到开关管的控制信号，因此，有利于实现变换器的固定频率的控制^[62]。

文献[20]提出面向宽母线电压波动的四象限飞跨电容双向升降压功率变换器，并提出了基于 MPC 的多闭环控制策略。在此基础上，文献[63]利用二分法优化了 MPC 控制策略，减少了运算负荷。但是仍然需要对多个控制目标进行动态寻优。MPC 算法中权重系数的选取最常用的方法是进行仿真来测试不同权重系数的组合效果，由于多目标的协调控制需要用到多个权重系数，各个权重系数之间相互影响、相互制约导致耗时严重、选择复杂^[64]。权重系数的选取对变换器的动态性能和稳定性影响极大^[65]，目前权重系数的选取方法主要有均方误差^[66]、动态优化^[67]和人工神经网络^[68]三种估计方法，通过对特定参数的模型进行多次实验得出的最佳权重系数，但计算过程较为繁杂，并

且不同参数的模型可能达不到预期的性能。

MPC 算法的运算量也一直是一个重要的问题。由于 MPC 算法中预测模型涉及大量的乘法和除法运算，这将会大大增加 DSP 的运算量，同时随着预测步数的增加，可选开关切换状态也呈指数增长^[69]。相比于传统 PI 控制算法，DSP 单次运算时间会大大增加，会给 DSP 造成较大的运算负荷。

因此，FCBDC 具备双端宽电压变化范围下的功率变换能力，适用于直流储能系统使用，但是采用 MPC 控制 FCBDC 时还面临以下问题：

(1) 面向含有单相逆变负载或者三相不平衡负载的直流电网，低频波动功率会通过直流电网传递至 FCBDC 中，MPC 算法需具备低频波动功率抑制能力；

(2) MPC 在控制 FCBDC 多目标时，需解决存在权重系数的问题，同时兼顾系统的稳态性能和负载突变时的动态特性；

(3) 传统 MPC 算法运算量大，运算量过大可能会超过 DSP 运算负荷，因此，需解决 MPC 控制多目标时的运算量问题。

1.5 本文研究内容

本文以光储系统为研究背景，对常见的储能双向直流变换器拓扑结构的进行了研究，选取了 FCBDC 为研究对象，对其拓扑结构和工作原理进行详细分析。针对直流电网中因单相逆变负载或三相不平衡负载导致的储能系统功率波动问题，分析了该低频波动功率在 FCBDC 中的流电路径，并提出了一种基于单目标定频 MPC 低频波动功率抑制策略。文中分别对单目标定频 MPC 策略和低频波动功率抑制算法进行了详细的叙述，并搭建实验平台进行了实验验证，通过理论和实验验证了该算法相对于其它算法的优越性。本文的主要研究内容如下：

(1) 面向直流母线电压宽范围变化工况，储能双向直流变换器需具备双向升降压变换能力，因此本文以 FCBDC 为研究对象，确定了 Buck-Boost 模式为 FCBDC 的最优运行模式，并给出了其飞跨电容电压控制原则。为对硬件电路设计提供参考，推导了电感电流纹波、飞跨电容电压纹波和直流母线电压纹波的表达式等。分析了传统两电平变换器和 FCBDC 的低频波动功率抑制机理，通过低频波动功率吸收路径可以看出 FCBDC 相比传统两电平结构拓扑增加了飞跨电容吸收支路，可以有效改善采用较大的电解电容影响系统寿命。

(2) MPC 算法控制多目标时，约束函数中会面临权重系数选取的问题，权重系数选取不当则会直接影响变换器的动态性能。为了消除权重系数，针对 FCBDC 提出了基于单目标定频 MPC 策略。首先基于变换器的工作模态，构建了变换器数学模型。单目标定频 MPC 策略相比于传统 MPC 策略无需对两端飞跨电容电压进行单独寻优，只需建立电感电流单目标约束函数，极大地降低了系统的运算量。为了稳定直流母线电压，FCBDC 的电压外环采用 PI 控制方式，实现了电流和电压的双闭环稳定的控制目标，且两端飞跨电容电压均具有稳定控制效果。仿真和实验的结果表明单目标定频 MPC 策略

具有良好的稳态和动态性能。

(3) 前文所提单目标定频 MPC 策略虽具有良好的控制效果, 但该策略不具备低频波动功率抑制能力。为实现该目标, 提出了低频波动功率抑制算法, 该算法是一种高效的纹波抑制方法, 具有很强的频率适应性, 对于特定次纹波的抑制效果较好。低频波动功率抑制算法与单目标定频 MPC 策略的相融合, 实现了储能系统中带低频波动功率抑制的单目标定频 MPC 策略, 并采用李雅普诺夫直接法证明了该策略的稳定性, 保证系统在该策略下可以正常稳定运行。为了验证单目标定频 MPC 低频波动功率抑制策略优越性, 设置传统 MPC 算法和传统 PI+带通滤波器算法为对比控制策略, 仿真和实验结果表明了所提策略相比于对比控制策略可以大大减小 i_L 中的低频波动功率, 且能够大大提升系统的动态响应速度。

第二章 基于 FCBDC 的储能系统功率变换分析

2.1 引言

通过第一章的分析可知，能量在 FCBDC 的储能设备和直流母线之间任意传递时，可实现双向升降压变换，解决了双端宽电压变化范围运行工况下储能系统的双向功率控制问题。同时，FCBDC 具有可以大大减小电感量、系统响应速度快和适用于高压场合等优点，可广泛应用于储能系统中。直流电网中接有单相逆变负载或者三相不平衡负载时，直流电网中会引入低频波动功率，如不加以抑制，低频波动功率则会通过储能功率变换器传递至储能电池侧，不仅会增大器件电流应力，降低能量转换效率，还会影响储能电池等设备的使用寿命。本章节以 FCBDC 为研究对象，首先对其拓扑结构介绍和工作原理进行分析，其次阐述了其主电路器件参数的设计原则，然后分析了基于传统变换器和基于 FCBDC 的低频波动功率抑制机理区别。最后，对 FCBDC 的工作原理以及低频波动功率抑制机理进行了仿真分析。

2.2 FCBDC 拓扑结构及工作原理分析

为适应直流母线与储能电池侧双端宽电压宽变化范围时能量双向流动的问题，FCBDC 在传统的飞跨电容三电平拓扑结构上增加一组桥臂，具有对称的拓扑结构，该拓扑的优点为：

- (1) 开关管承受的电压应力是传统两电平直流变换器的一半；
- (2) 三电平变换器可以减小电感电流纹波，因此可以使滤波电感的体积减小，同时提升系统的动态响应时间；
- (3) 输入和输出共地，易于多机并联运行；
- (4) 可以实现双向升降压变换：能量向任意方向传递时，既可以实现 Buck 变换，也可以实现 Boost 变换。

FCBDC 拓扑结构如图 2-1 所示：

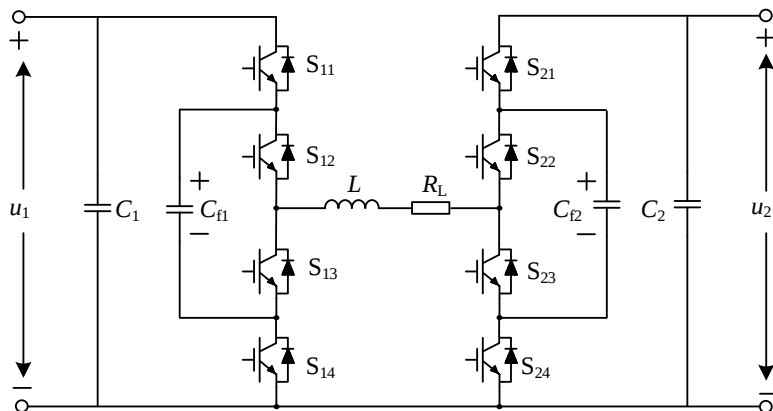


图 2-1 FCBDC 拓扑结构

图 2-1 中, C_{f1} 、 C_{f2} 分别为变换器两侧飞跨电容, C_1 和 C_2 分别为电池侧和直流母线侧支撑电容, u_1 和 u_2 为端电压, 在储能模块中可以为电池侧电压和直流母线侧电压, u_{f1} 和 u_{f2} 为两个飞跨电容电压, 正常工作时飞跨电容电压为对应端口电压的一半, 即 $u_{f1}=u_1/2$, $u_{f2}=u_2/2$, L 为电感, i_L 为电感电流, R_L 为电感等效电阻。

对称的电路结构使得变换器的控制更加灵活, 具有 Buck、Boost 和 Buck/Boost 三种工作模式。FCBDC 在三种模式下, 用占空比 D 表示的输出电压增益与传统变换器的输出电压增益对比如表 2-1 所示:

表 2-1 输出电压增益

工作模式	传统变换器输出电压增益	FCBDC 输出电压增益
Buck	D	D
Boost	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$
Buck-Boost	$D/(1-D)$	$D/(1-D)$

由表 2-1 可知, FCBDC 在三种模式下的输出电压增益与传统变换器输出电压增益相同, 根据上述三种模式下的输出电压增益表达式绘制出增益曲线如图 2-2 所示:

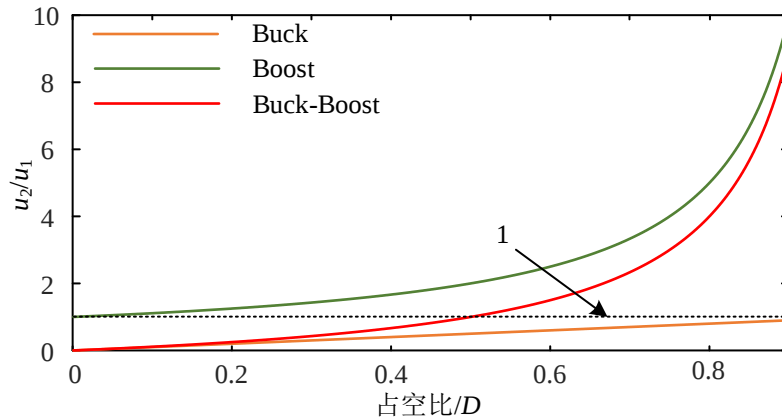


图 2-2 FCBDC 输出电压增益曲线

由图 2-2 的输出电压增益曲线可知, FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式下的电压增益是连续变换的, 表明变换器在占空比变化时可以实现连续的输出控制, 且不受两侧压差的影响, 在不同模式下能保证较快的响应速度。因此, FCBDC 更适合以 Buck-Boost 模式运行, 下文的研究中, 主要针对 FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式中开展。

变换器工作在 Buck-Boost 模式下时, 以能量由左向右流动为例, 开关管 S_{11} 与 S_{24} 、 S_{12} 与 S_{23} 驱动信号同相位, 且 S_{11} 与 S_{12} 、 S_{23} 与 S_{24} 交替导通, 令开关器件的占空比相同为 D 。

在研究工作原理之前, 先作如下假设:

- (1) 变换器稳定工作时, 飞跨电容电压稳定控制为对应端口电压的一半;
- (2) 所有电感和电容均为理想器件。

2.2.1 Buck-Boost $0 < D < 0.5$ 模式

在 Buck-Boost $0 < D < 0.5$ 模式下, 开关管 S_{11} 、 S_{12} 和 S_{23} 、 S_{24} 的占空比均小于 0.5,

其工作模态如图 2-3 所示，在一个开关周期内，共有四种工作模态。

1) 工作模态 a ($t_0 \sim t_1$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 、 S_{12} 、 S_{23} 关断，时间为 $D \cdot T_S$ ，工作于图 2-3 中的模态 a，此时飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 没有电流流过，电压保持不变；电感电流通过反并联二极管续流，电感电流下降。

2) 工作模态 b ($t_1 \sim t_2$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 导通， S_{12} 、 S_{23} 关断，时间为 $(0.5-D) \cdot T_S$ ，工作于图 2-3 中的模态 b，此时 u_1 给飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 充电，电感电流上升。

3) 工作模态 c ($t_2 \sim t_3$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 、 S_{12} 、 S_{23} 关断，时间为 $D \cdot T_S$ ，工作于图 2-3 中的模态 c，与 $t_0 \sim t_1$ 时刻相同。

4) 工作模态 d ($t_3 \sim t_4$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 关断， S_{12} 、 S_{23} 导通，时间为 $(0.5-D) \cdot T_S$ ，工作于图 2-3 中的模态 d，此时飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 给后级负载供电，电压下降；电感电流上升。

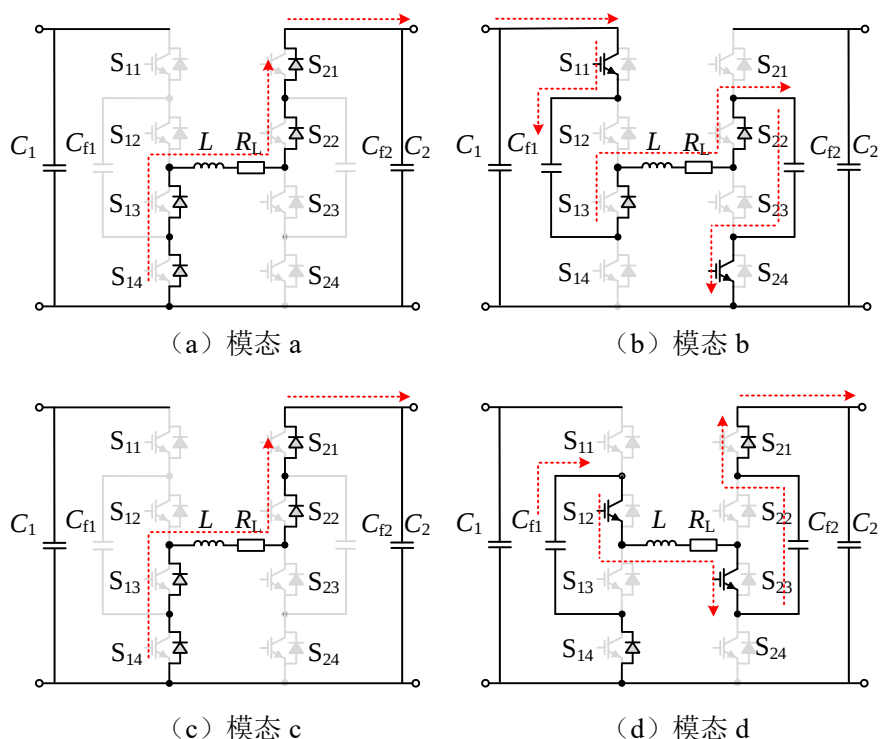


图 2-3 Buck-Boost $0 < D < 0.5$ 模式下工作模态

2.2.2 Buck-Boost $0.5 < D < 1$ 模式

在 Buck-Boost $0.5 < D < 1$ 模式下，开关管 S_{11} 、 S_{12} 和 S_{23} 、 S_{24} 的占空比均大于 0.5，其工作模态如图 2-4 所示，在一个开关周期内，共有四种工作模态。

1) 工作模态 a ($t_0 \sim t_1$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 、 S_{12} 、 S_{23} 导通，时间为 $D \cdot T_S$ ，工作于图 2-4 中的模态 a，此时飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 没有电流流过，电压保持不变；电感电流通过反并联二极管续流，电感电流下降。

2) 工作模态 b ($t_1 \sim t_2$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 关断， S_{12} 、 S_{23} 导通，时间为 $(0.5-D) \cdot T_S$ ，工作于图 2-4 中的模态 b，此时飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 给后级负载供电，电压下降，

电感电流上升。

3) 工作模式 c ($t_2 \sim t_3$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 、 S_{12} 、 S_{23} 导通, 时间为 $D \cdot T_s$, 工作于图 2-4 中的模式 c, 与 $t_0 \sim t_1$ 时刻相同。

4) 工作模式 d ($t_3 \sim t_4$ 时刻): 开关管 S_{11} 、 S_{24} 导通, S_{12} 、 S_{23} 关断, 时间为 $(0.5-D) \cdot T_s$, 工作于图 2-4 中的模式 d, 此时 u_1 给飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 充电, 电感电流上升。

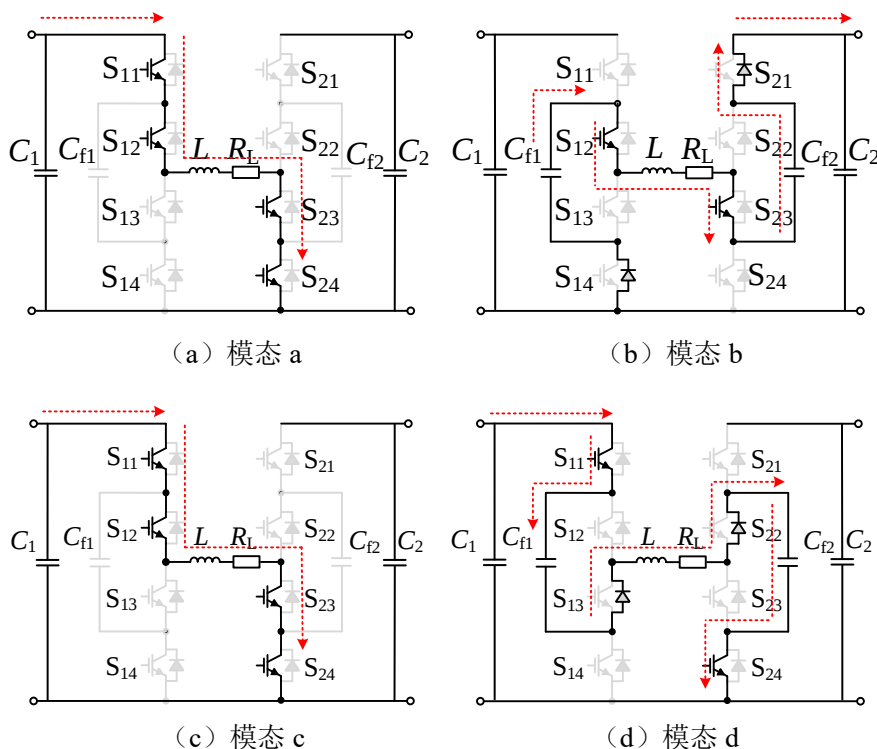


图 2-4 Buck-Boost $0.5 < D < 1$ 模式下工作模式

FCBDC 工作于 Buck-Boost 模式下时开关管驱动波形和电感电流波形如图 2-5 所示。根据占空比的不同区间进行划分, 可以分为 $0 < D < 0.5$ 和 $0.5 < D < 1$ 两个区间进行讨论。

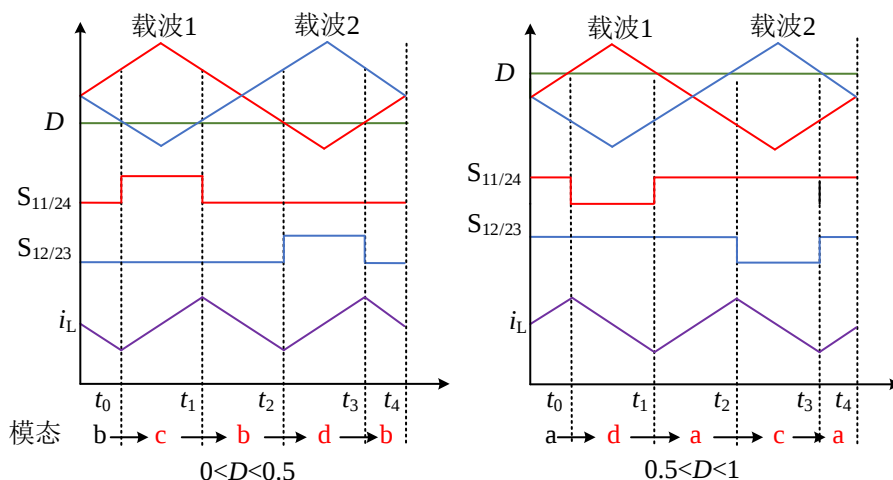


图 2-5 Buck-Boost 模式下模式切换方式

由图 2-5 可知, 电感电流 i_L 以两倍开关频率脉动, 表明变换器工作在三电平模式下。传统三电平变换器工作在 Buck 或 Boost 模式时, 占空比适宜的工作范围为 $0.1 < D < 0.4$ 和

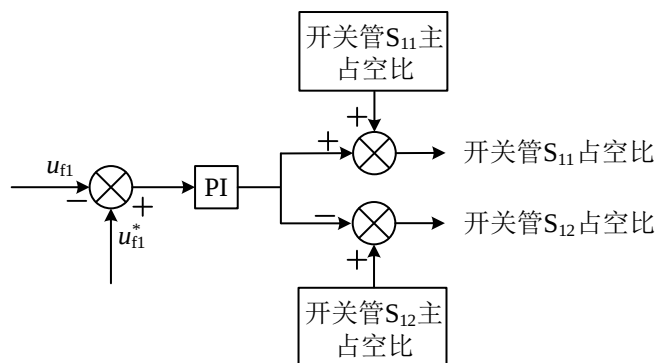
$0.6 < D < 0.9$ 之间, 当变换器工作在 $0.4 < D < 0.6$ 时, 变换器不能取得良好的工作状态。而由图 2-2 可知, FCBDC 工作于 Buck-Boost 模式时, 在 $0.1 < D < 0.9$ 的区间中, 变换器均可以实现连续的输出控制, 且能取得良好的工作状态。

2.2.3 飞跨电容电压控制

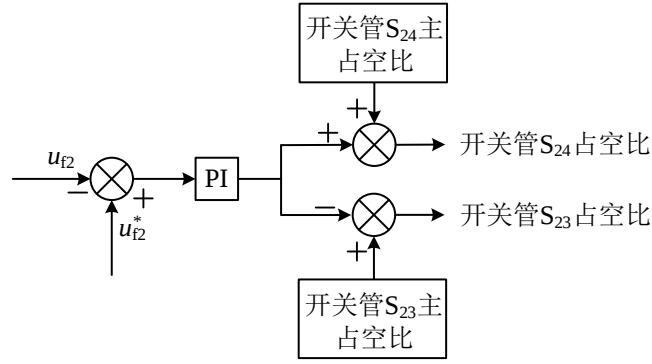
由上节的分析可知, 当 FCBDC 工作在稳定状态下时, 必须保证两个飞跨电容的电压为对应端口电压的一半。文献[70]中指出, 实际电路中, 由于制造工艺的原因, 会造成飞跨电容和开关管等器件的实际参数不一致, 同时由于驱动电路和控制器的差异, 每个开关管的实际占空比必然会存在一定的差异。而开关管占空比的不一致则会导致飞跨电容在一个开关周期内吸收和输出的能量不一致, 此时飞跨电容的电压则会偏离对应端口电压的一半。飞跨电容电压的控制不稳定则会导致开关管承受的电压应力发生变化, 变换器输出的三电平波形也不对称, 影响开关管的使用寿命。

而影响飞跨电容电压不稳定的因素有很多种, 飞跨电容大小不一致和驱动器和控制器的差异影响都较小, 而开关管占空比的不一致则是对飞跨电容电压的影响最大, 甚至可以直接导致飞跨电容电压失控, 影响三电平变换器的基本特性。因此, 需要对两个飞跨电容电压进行稳定控制。

飞跨电容三电平变换器需要控制的目标主要有直流母线电压、电感电流和飞跨电容。而直流母线电压和电感电流则是采用传统的双闭环控制方式, 通常直流母线电压环作为电压外环, 电感电流环作为内环, 最后输出的占空比为应用于驱动开关管的主占空比。而飞跨电容环用于调节飞跨电容电压, 输出的为副占空比, 通常副占空比的值很小。由图 2-3 和图 2-4 可知, FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式下, S_{11} 、 S_{24} 导通且 S_{12} 、 S_{23} 关断时, 储能设备给飞跨电容 C_{f1} 和 C_{f2} 供电, 飞跨电容电压升高。 S_{11} 、 S_{24} 关断, S_{12} 、 S_{23} 导通时, 飞跨电容 C_{f1} 和 C_{f2} 给后级负载供电, 两个飞跨电容电压降低。当飞跨电容电压大于对应端口电压一半时, 增大开关管 S_{12} 和 S_{23} 的占空比, 减小 S_{11} 和 S_{24} 的占空比, 使飞跨电容电压降低, 反之, 当飞跨电容电压小于对应端口电压一半时, 则增大 S_{11} 和 S_{24} 开关管的占空比, 同时减小 S_{12} 和 S_{23} 的占空比, 使飞跨电容电压升高。因此可以通过调整开关管的占空比来保证两个飞跨电容在一个周期内的充放电相等, 确保飞跨电容电压控制为对应端口电压的一半。



(a) 飞跨电容 C_{f1} 电压控制



(b) 飞跨电容 \$C_{f2}\$ 电压控制

图 2-6 飞跨电容电压控制原理图

飞跨电容电压控制原理图如图 2-6 所示，图中 u_{f1} 和 u_{f2} 表示飞跨电容电压采样值， u_{f1}^* 和 u_{f2}^* 表示飞跨电容电压的给定值。以传统 PI 控制器为例分析，飞跨电容电压实时采样值与给定值作差比较后，经过 PI 控制器后产生用于飞跨电容电压调节的副占空比，再与开关管的主占空比进行加减后产生各开关管的占空比，实现两个飞跨电容电压的控制。

2.3 FCBDC 主电路参数设计

由 2.2 节分析可知，FCBDC 的电压增益和传统三电平变换器的电压增益相同。因此，FCBDC 中主电路参数设计原则可以参考传统飞跨电容三电平变换器。储能系统中设计选取直流变换器的电感和电容的大小时，主要是依据电流和电压的纹波大小，在满足特定范围内电压电流最大纹波的前提下，并结合开关频率、输出电压和占空比来设计电感和电容的大小。

2.3.1 电感设计

由于 FCBDC 可以实现能量在储能设备和直流母线之间双向流动，故变换器的电感电流始终连续，本文以 Buck-Boost 模式设计电感值。

(1) 当 $0 < D < 0.5$ 时，电感的最小取值可以表示为：

$$L_{\min} = \frac{u_1 - u_2}{2\Delta i_{L_{\max}}} DT_s = \frac{u_1(1-2D)D}{2(1-D)\Delta i_{L_{\max}} f_s} \quad (2-1)$$

(2) 当 $D > 0.5$ 时，电感的最小取值可以表示为：

$$L_{\min} = \frac{u_1 - u_2}{2\Delta i_{L_{\max}}} (1-D)T_s = \frac{u_1(2D-1)}{2\Delta i_{L_{\max}} f_s} \quad (2-2)$$

式中， $\Delta i_{L_{\max}}$ 为电感电流纹波最大值， f_s 为开关频率， T_s 为开关周期， $L_{\min}$ 为电感的最小取值。

由式 (2-1) 和 (2-2) 可知，当 $D=1$ 时，电感电流纹波取最大值，此时有：

$$L_{\min} = \frac{u_1}{2\Delta i_{L_{\max}} f_s} \quad (2-3)$$

2.3.2 飞跨电容设计

FCBDC 中飞跨电容的电压始终需保持为对应端电压的一半，保证开关管不会承受过大的电压应力。因此，在设计飞跨电容的大小时，需对飞跨电容电压的纹波进行分析。

(1) 当 $0 < D < 0.5$ 时，飞跨电容的最小取值可以表示为：

$$C_{f_{\min}} = \frac{1}{\Delta u_{f_{\max}}} \int_0^{DT_s} \left(i_L - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{DT_s} t \right) dt = \frac{i_L}{\Delta u_{f_{\max}} f_s} D \quad (2-4)$$

(2) 当 $D > 0.5$ 时，电感的最小取值可以表示为：

$$C_{f_{\min}} = \frac{1}{\Delta u_{f_{\max}}} \int_0^{(1-D)T_s} \left(i_L + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{DT_s} t \right) dt = \frac{i_L}{\Delta u_{f_{\max}} f_s} (1-D) \quad (2-5)$$

式中， $\Delta u_{f_{\max}}$ 为飞跨电容电压纹波最大值， $C_{f_{\min}}$ 为飞跨电容的最小取值。

由式 (2-4) 和 (2-5) 可知，当 $D=0.5$ 时，飞跨电容电压纹波达到最大值，此时有：

$$C_{f_{\min}} = \frac{i_L}{2\Delta u_{f_{\max}} f_s} \quad (2-6)$$

2.3.3 母线支撑电容设计

图 2-3 中，当 FCBDC 工作于模式 a 和 c 时，输出电流完全由母线支撑电容放电提供，从而会使输出电容产生纹波，因此母线支撑电容的容值大小也完全可以根据纹波电压的大小来计算。

FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式下，母线支撑电容 C_2 的最小取值可以表示为：

$$C_{2_{\min}} = \frac{I_L(1-D)}{\Delta u_{2_{\max}} f_s} D \quad (2-7)$$

式中， $\Delta u_{2_{\max}}$ 为母线输出电压纹波最大值， $C_{2_{\min}}$ 为母线支撑电容的最小取值。

由式 (2-7) 可知，当 $D=0.5$ 时，母线支撑电容电压纹波达到最大值，此时有：

$$C_{2_{\min}} = \frac{I_L}{4\Delta u_{2_{\max}} f_s} \quad (2-8)$$

2.4 基于 FCBDC 的低频波动功率抑制机理分析

目前关于储能系统低频波动功率抑制研究中，前级直流变换器大多数采用两电平拓扑 Boost 拓扑结构，而传统三电平拓扑由于其结构的复杂性，相比两电平 Boost 拓扑增加了飞跨电容支路吸收低频波动功率。而本文所提 FCBDC 在传统三电平拓扑结构基

础上多增加一侧桥臂，相应地增加了一条低频波动功率抑制路径。因此，FCBDC 相比传统三电平拓扑具有更复杂的低频波动功率抑制机理。

2.4.1 传统两电平变换器低频波动功率抑制机理分析

传统两电平 Boost 变换器及单相逆变器的直流电网示意图如图 2-7 所示， L_1 为滤波电感， C_{dc} 为母线支撑电容， S_1 和 S_2 为功率开关管。通常储能设备的电压等级较低而直流母线的电压等级较高，所以两电平储能功率变换器一般采用 Boost 变换器。

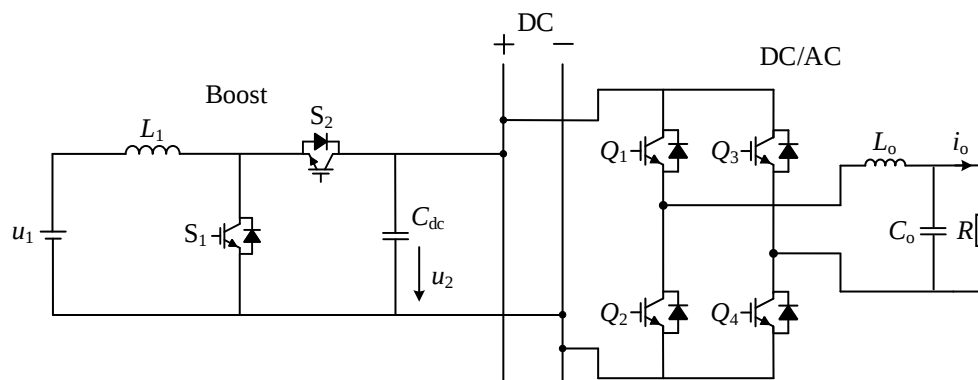


图 2-7 含有两电平 Boost 变换器及单相逆变器的直流电网示意图

低频波动功率在传统两电平 Boost 变换器中流电路径如图 2-8 所示：

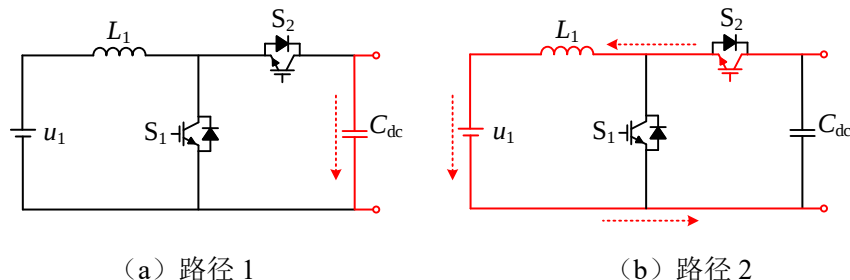


图 2-8 Boost 变换器中低频波动功率流电路径

图 2-8 中，Boost 变换器一共有两条低频波动功率抑制路径，分别采用母线支撑电容 C_{dc} 和滤波电感 L_1 吸收低频波动功率。由 1.3 分析可知，采用 C_{dc} 吸收低频波动功率时，需采用容值较大的电解电容，会影响系统寿命，而 FCBDC 因存在两个飞跨电容，低频波动功率的抑制路径较多，因此可以有效改善上述问题。

2.4.2 FCBDC 低频波动功率抑制机理分析

传统三电平拓扑由于其结构的复杂性，相比传统两电平结构拓扑增加了飞跨电容支路吸收低频波动功率。FCBDC 在传统三电平拓扑结构基础上多增加一侧桥臂，增加了一条低频波动功率抑制路径。因此，FCBDC 相比传统两电平变换器低频波动功率的抑制路径增加了两条，主要是飞跨电容 C_{f1} 和 C_{f2} 两条路径。当低频波动功率向图 1-4 中的储能系统传递时，根据图 2-3 和图 2-4 中变换器的工作模态可得低频波动功率的流电路径，如图 2-9 所示。

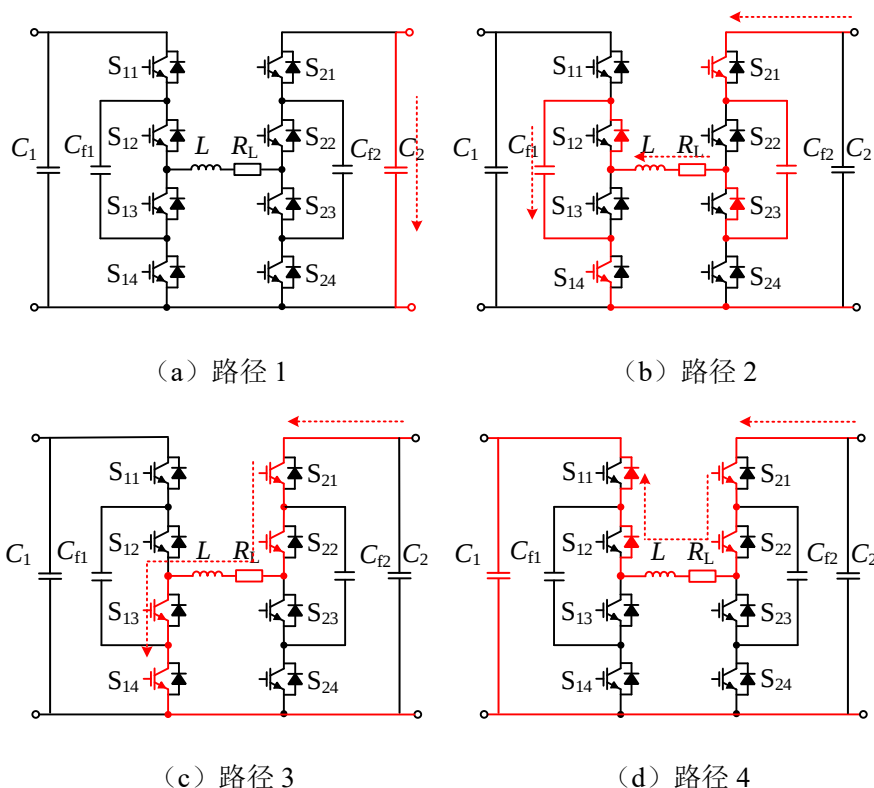


图 2-9 FCBDC 中低频波动功率流通过路

图 2-9 中，路径 1 和路径 4 为 FCBDC 和传统两电平变换器共有的低频波动功率抑制路径。路径 1 采用母线支撑电容 C_2 吸收低频波动功率，较大容量的 C_2 可以有效抑制低频波动功率， C_2 往往采用储能密度较高的电解电容。而电解电容的使用寿命极大地限制了变换器的工作寿命和可靠性。路径 4 采用储能设备吸收低频波动功率，大大降低了储能设备的寿命和系统效率，因此该路径需避免。FCBDC 相对于传统两电平变换器增加了路径 2 和路径 3 两条低频波动功率抑制路径，路径 3 中采用电感吸收低频波动功率，但会造成电感电流的纹波增大，增大开关管的电流应力。因此，为了抑制低频波动功率流入储能设备中，基于 FCBDC 的储能系统可以采用图 2-9 中的路径 1 和路径 2 吸收低频波动功率。

在图 1-2 中已经指出， i_{inv} 中低频波动功率会传递至前级直流变换器中，导致前级直流变换器中出现功率波动，因此 i_L 可以表示为：

$$i_L = i_{L_dc} + i_{L_2nd} \quad (2-6)$$

式中电感电流 i_L 包含两部分： i_{L_dc} 为电感电流中的直流分量， i_{L_2nd} 为电感电流中的低频波动功率分量。

当低频波动功率流经母线支撑电容 C_2 时，会导致母线电压 u_2 出现波动，此时 u_2 可表式为：

$$u_2 = u_{2_dc} + u_{2_2nd} \quad (2-7)$$

式中： u_{2_dc} 为母线电压 u_2 的直流分量， u_{2_2nd} 为母线电压 u_2 的低频波动功率分量。

由表 2-1 输出电压增益可知, FCBDC 占空比 d 的表达式为:

$$d = \frac{u_2}{u_2 + u_1} = d_{dc} + d_{2nd} \quad (2-8)$$

式中: d_{dc} 为占空比 d 的直流分量, d_{2nd} 为占空比 d 的低频波动功率分量。

由图 1-2 可知, FCBDC 的输入电流 i_{in} 可表示为:

$$i_{in} = (d_{dc} + d_{2nd})(i_{L_{dc}} + i_{L_{2nd}}) = d_{dc} \cdot i_{L_{dc}} + d_{dc} \cdot i_{L_{2nd}} + d_{2nd} \cdot i_{L_{dc}} + d_{2nd} \cdot i_{L_{2nd}} \quad (2-9)$$

由式 (2-9) 可知, FCBDC 的输入电流 i_{in} 中低频波动功率不仅与 $i_{L_{2nd}}$ 有关, 还与 d_{2nd} 有关。 d_{2nd} 的大小和 $u_{2_{2nd}}$ 的大小有关, $u_{2_{2nd}}$ 越大, d_{2nd} 也越大。因此, 为有效抑制低频波动功率流入储能设备中, 需适当增大母线电容 u_2 的容值, 以确保 $u_{2_{2nd}}$ 的值较小。此时, d_{2nd} 的大小可忽略不计。所以, 只要抑制电感电流 i_L 中的低频波动功率分量 $i_{L_{2nd}}$, 即可减小输入电流 i_{in} 中的低频波动功率。因此, 在保证 u_2 的脉动 $u_{2_{2nd}}$ 值很小的情况下, 通过控制算法抑制 i_L 中的低频波动功率即可抑制流入储能电池侧的低频波动功率, 采用图 5 的路径 1 和路径 2 中吸收低频波动功率。采用路线 2 中飞跨电容吸收低频波动功率可有效减小母线电容的容值, 提升系统的使用寿命和可靠性。在有效抑制低频波动功率流的同时还要保证母线电压、电感电流及两侧飞跨电容电压可控。

2.5 仿真分析

为了验证 FCBDC 的工作原理及对低频波动功率的抑制, 本节利用 Matlab/Simulink 搭建基于 FCBDC 的电路模型进行仿真分析, 仿真的具体参数如表 2-2 所示:

表 2-2 仿真参数

参数名称	数值	单位
输入电压	48	V
开关频率	10	kHz
电感	1	mH
飞跨电容	220	uF
负载	10	Ω
母线支撑电容	500	uF

2.5.1 FCBDC 工作原理仿真分析

为验证 FCBDC 工作原理, 分别从 Buck-Boost $0 < D < 0.5$ 和 $0.5 < D < 1$ 两个不同模式下进行仿真验证分析, 当 FCBDC 达到稳态时, 观察主控开关管驱动信号和各变量纹波波形验证其原理。控制直流母线输出电压 $u_2=30V$, 根据表 2-1 输出电压增益可计算出占空比 $D \approx 0.4$, 表明 FCBDC 工作在 Buck-Boost $0 < D < 0.5$ 模式中, 此时主控开关管 $S_{11} \sim S_{24}$ 的驱动信号如图 2-10 (a) 所示, 控制 $u_2=60V$, 占空比 $D \approx 0.6$, 表明 FCBDC 工作在 Buck-Boost $0.5 < D < 1$ 模式中, 此时主控开关管 $S_{11} \sim S_{24}$ 的驱动信号如图 2-10 (b) 所示。

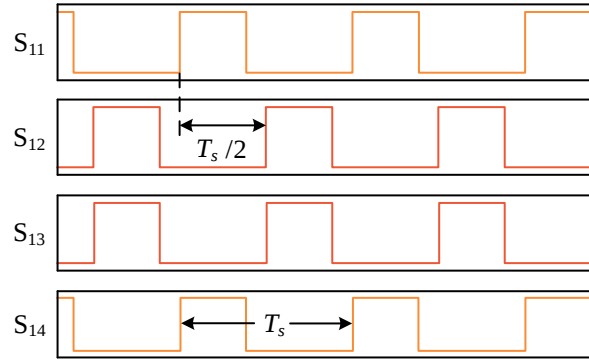
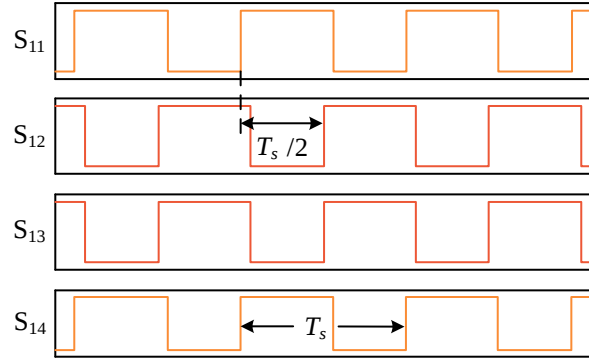
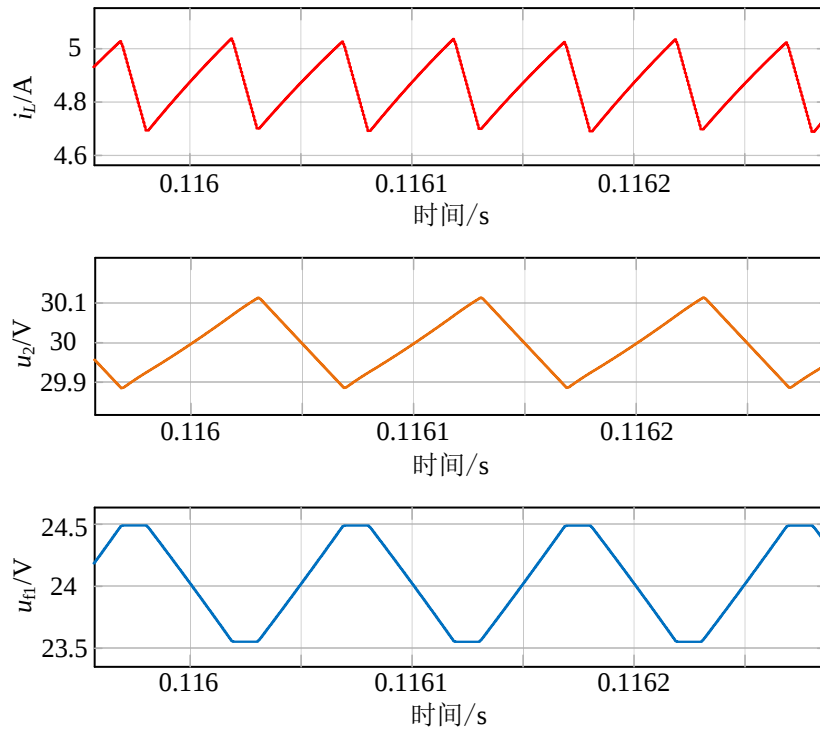
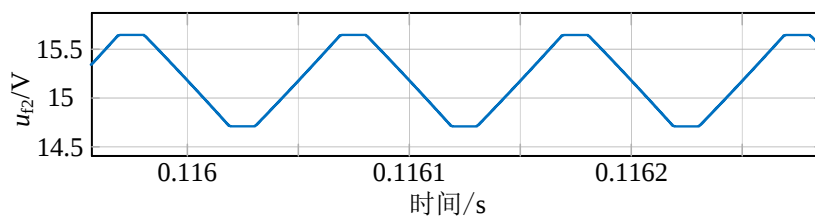
(a) Buck-Boost $0 < D < 0.5$ (b) Buck-Boost $0.5 < D < 1$

图 2-10 主控开关管驱动信号

由图 2-10 可知, FCBDC 在 Buck-Boost 模式下稳定工作时, 开关管 S_{11} 与 S_{24} 、 S_{12} 与 S_{23} 驱动信号同相位, 且 S_{11} 与 S_{12} 、 S_{23} 与 S_{24} 驱动信号相位相差半个周期, 即 180° 。

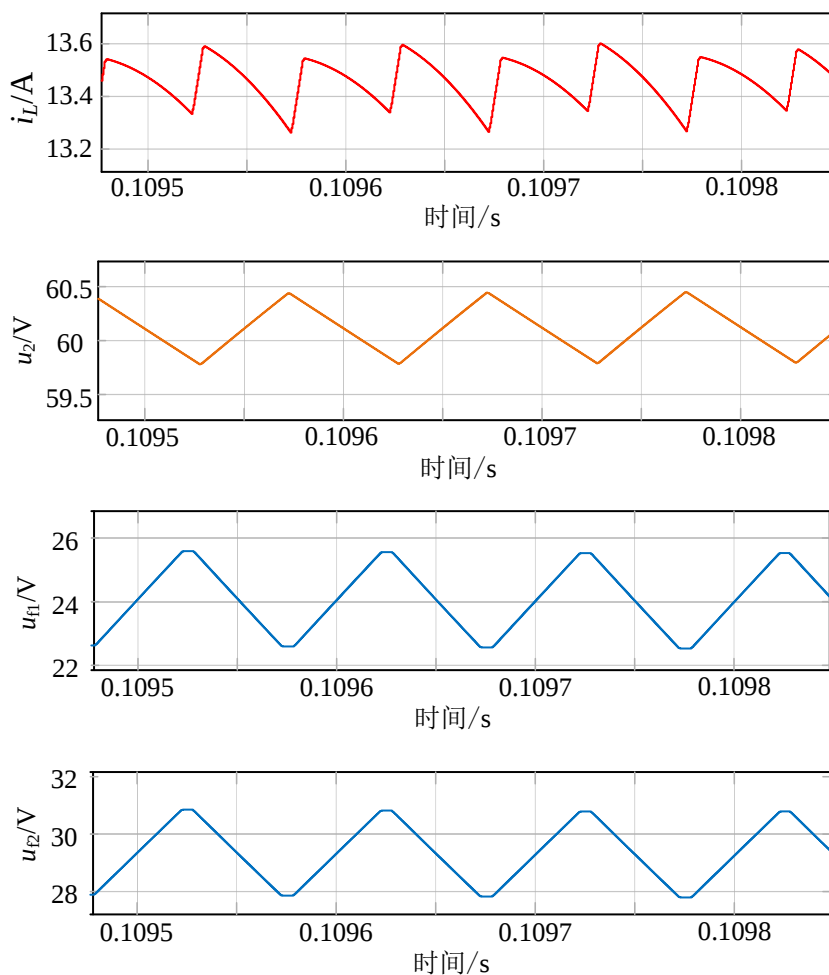
当直流母线电压 $u_2=30\text{V}$ 时, 此时电感电流 i_L 、直流母线电压 u_2 和两个飞跨电容电压的纹波波形如图 2-11 所示:



图 2-11 $u_2=30\text{V}$ 时各变量纹波波形

由图 2-11 可知, i_L 纹波大小约为 0.4A , 在一个周期内脉动两次, 表明 FCBDC 工作在三电平模式下, u_2 值稳定控制在 30V 左右, 纹波大小约为 0.2V , 两端飞跨电容电压均稳定控制为对应端口电压的一半, 飞跨电容电压纹波大小约为 1V 。

当直流母线电压 $u_2=60\text{V}$ 时, 此时电感电流 i_L 、直流母线电压 u_2 和两个飞跨电容电压的纹波波形如图 2-12 所示:

图 2-12 $u_2=60\text{V}$ 时各变量纹波波形

由图 2-12 可知, i_L 的平均值约 13.4A , 纹波大小约为 0.4A , 且频率为开关频率的两倍。 u_2 值稳定控制在 60V 左右, 纹波大小约为 0.8V 。两端飞跨电容电压均稳定控制为对应端口电压的一半, 飞跨电容电压 u_{C1} 平均值约为 24V , 纹波的大小约为 3V , 飞跨电容电压 u_{C2} 平均值约为 30V , 纹波的大小约为 3V , 对前文所提 FCBDC 的工作原理进行了有效验证。

2.5.2 FCBDC 低频波动功率仿真分析

当直流电网中接有单相逆变负载或者三相不平衡负载时，会向直流电网中注入低频波动功率。如不加以抑制，低频波动功率会传入FCBDC中。通过前文分析，FCBDC中共有四条低频波动功率抑制路径，其中电感、母线支撑电容和两端飞跨电容均可吸收低频波动功率。控制直流母线电压为30V，当低频波动功率传入FCBDC后，电感电流 i_L 、直流母线电压 u_2 和两个飞跨电容电压的仿真波形如图2-13所示。

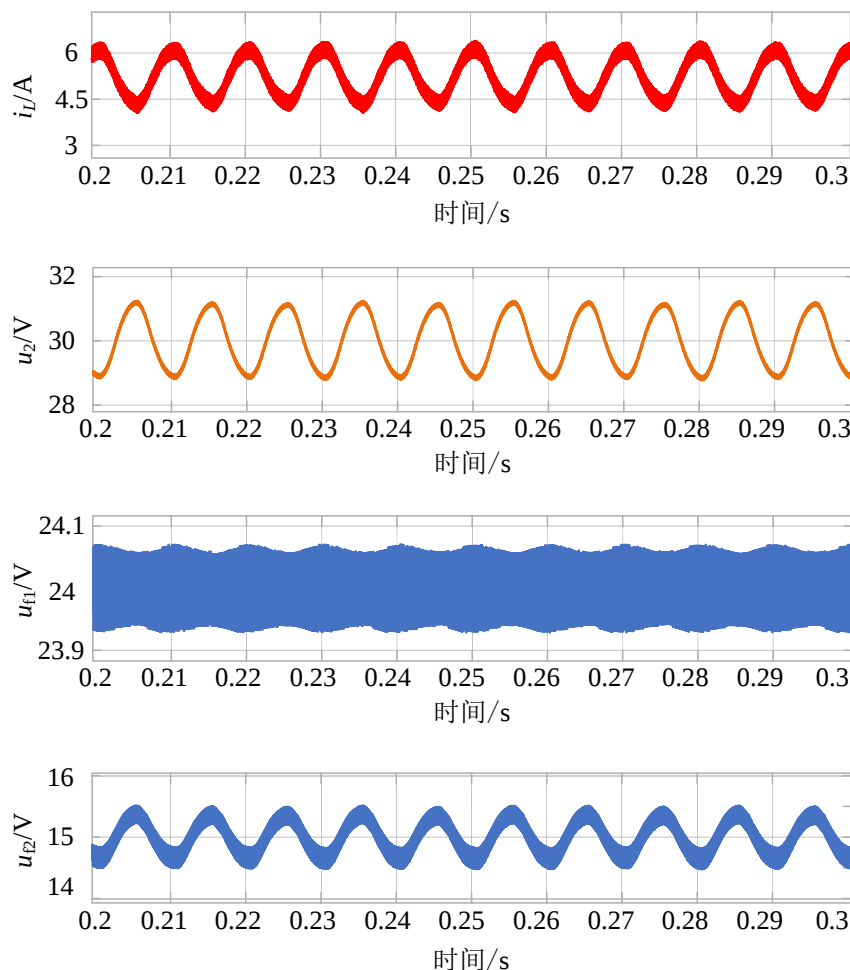


图 2-13 低频波动功率传入 FCBDC 波形图

由图 2-13 可知，当低频波动功率传入 FCBDC 后， i_L 、 u_2 、 u_{f1} 和 u_{f2} 均出现频率为 100Hz 的低频波动功率，验证了本文 2.4 节所提的低频波动功率在 FCBDC 中的传输路径。电感电流 i_L 的低频波动功率纹波大小约为 1.5A 左右，直流母线电压 u_2 纹波大小约为 3V，飞跨电容 C_{f1} 的纹波大小较小约为 0.1V，飞跨电容 C_{f2} 的纹波大小约为 1V。由于低频波动功率传入 FCBDC 后，大部分被母线支撑电容 C_2 、飞跨电容 C_{f2} 和电感 L 吸收，导致飞跨电容 C_{f1} 的纹波大小小于 C_{f2} 。

2.6 本章小结

本章通过理论表明 FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式下电压增益具有连续性，当占空

比变化时可以实现连续的输出控制，且不受两侧压差的影响，在不同模式下能保证较快的响应速度，因此，确定了 Buck-Boost 模式为 FCBDC 的最优运行模式，并分析了 FCBDC 在 Buck-Boost 模式下变换器工作模态及切换方式。参考传统三电平变换器，设计了 FCBDC 中主电路参数，在满足特定范围内电感电流、飞跨电容电压和直流母线电压的纹波大小的前提下，并结合开关频率和占空比来设计电感和电容的最小取值。对于储能系统的低频波动功率，FCBDC 相比传统两电平结构拓扑增加了飞跨电容吸收支路，可以有效改善采用较大的电解电容影响系统寿命。最后，仿真的结果与理论说明一致。

第三章 FCBDC 的单目标定频 MPC 策略设计

3.1 引言

FCBDC 具备双端宽电压变化范围下的功率变换能力,适用于直流储能系统中使用。当采用 MPC 控制 FCBDC 时,需要控制电感电流、飞跨电容电压和直流母线电压等多个目标, MPC 控制多目标时需面临权重系数选取的问题,选取不当会对变换器的动态性能和稳定性产生极大影响,文献[20]研究了其基本工作原理并提出了稳压 MPC 控制策略,对各个控制目标进行单独控制,省去了权重系数的分配环节,但是还面临以下问题:

(1) 虽实现了三环独立控制,但还需对两飞跨电容电压进行单独寻优,算法计算量大;

(2) 控制直流母线电压,需采样后级负载电流,引入负载电流的采样估算负载值,根据电感电流、负载电流和占空比之间关系达到输出电压的稳定控制,但后级负载电流采样并不易获取;

针对上述问题,本文基于 FCBDC 提出单目标定频 MPC 策略,该策略的设计从 MPC 算法优化展开。

3.2 FCBDC 数学模型

由图 2-3~图 2-5 分析的 FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式下的工作模态和切换方式,可总结出 Buck-Boost 模式下电感电流和两个飞跨电容电压的暂态参数,如表 3-1 所示:

表 3-1 Buck-Boost 模式下暂态参数

占空比	模态	时间	时长	i_{l1}	i_{l2}
$D < 0.5$	a	t_0-t_1	$d_{11} T_s$	i_L	i_L
	b	t_1-t_2	$(0.5-0.5(d_{11}+d_{12})) T_s$	0	0
	c	t_2-t_3	$d_{12} T_s$	$-i_L$	$-i_L$
	d	t_3-t_4	$(0.5-0.5(d_{11}+d_{12})) T_s$	0	0
$D > 0.5$	a	t_0-t_1	$(1-d_{11})T_s$	$-i_L$	$-i_L$
	b	t_1-t_2	$(0.5(d_{11}+d_{12})-0.5) T_s$	0	0
	c	t_2-t_3	$(1-d_{12})T_s$	i_L	i_L
	d	t_3-t_4	$(0.5(d_{11}+d_{12})-0.5) T_s$	0	0

表中: $d_{11} \sim d_{14}$ 分别为开关 $S_{11} \sim S_{14}$ 的占空比。实际工况中, FCBDC 各开关管采用独立占空比调节方式,主要是防止由于控制电路和驱动电路导致的飞跨电容电压控制时出现不稳定的问题。

对图 2-3 和图 2-4 的开关管不同的导通状态建立电路状态方程,相同的导通状态只建立一个状态方程,然后根据占空比区间的不同建立平均状态方程。FCBDC 工作于图

2-4 中模态 a 和 c 时, 开关管 S_{11} 、 S_{24} 、 S_{12} 、 S_{23} 均导通, 飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 无充放电回路, 此时的电路状态方程可以表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

变换器工作于图 2-3 中模态 a 和 c 时, 开关管 S_{11} 、 S_{24} 、 S_{12} 、 S_{23} 均关断, 飞跨电容 C_{f1} 、 C_{f2} 也无充放电回路, 此时的电路状态方程可以表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

变换器工作于图 2-3 中模态 b 和图 2-4 中模态 d 时, 开关管 S_{11} 、 S_{24} 导通, S_{12} 、 S_{23} 关断, 飞跨电容电压增大, 流经两个飞跨电容的电流为 i_L , 此时的电路状态方程可以表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{f1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{f2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

变换器工作于图 2-3 中模态 d 和图 2-4 中模态 b 时, 开关管 S_{12} 、 S_{23} 导通, S_{11} 、 S_{24} 关断, 飞跨电容电压减小, 流经两个飞跨电容的电流为 $-i_L$, 此时的电路状态方程可以表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{f1}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{f2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

当 FCBDC 系统达到稳态时, 两个飞跨电容的电压稳定控制为对应端口电压的一半, 以保证系统的稳定运行, 可以得到:

$$\begin{cases} u_{f1} = \frac{1}{2}u_1 \\ u_{f2} = \frac{1}{2}u_2 \end{cases} \quad (3-5)$$

将式 (3-5) 带入式 (3-3) 和 (3-4) 可得修改后的式子为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{f1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{f2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{f1}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{f2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

FCBDC 工作在 Buck-Boost 模式中, 占空比 $D < 0.5$ 和 $D > 0.5$ 时, 变换器的状态空间平均方程具有相同的结构形式, 因此, 以 $D < 0.5$ 为例推导出 FCBDC 在一个开关周期内的状态空间平均方程。单个周期内模态切换顺序为模态 a、模态 b、模态 c 和模态 d, 相对应的模态持续时间为 $d_{11} T_s$ 、 $(0.5-0.5(d_{11}+d_{12}))$ 、 $T_s d_{12}$ 和 $T_s(0.5-0.5(d_{11}+d_{12})) T_s$ 。将上述各模态的状态方程与模态相对应的时间相乘, 即可得出 FCBDC 的状态空间平均方程, 如式 (3-8) 所示:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ \frac{d_{11}-d_{12}}{C_{f1}} & 0 & 0 \\ \frac{d_{24}-d_{23}}{C_{f2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{f1} \\ u_{f2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_{11}+d_{12}}{2L} & \frac{d_{11}+d_{12}-2}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

储能系统中控制 FCBDC 时, 需要控制其母线电压 u_2 、电感电流 i_L 以及两侧飞跨电容电压 u_{f1} 和 u_{f2} 。以 i_L 、 u_{f1} 和 u_{f2} 为状态变量建立的如式 (3-8) 所示的状态空间平均方程可知, 电感电流值的大小主要由开关管 S_{11} 和 S_{12} 的占空比 d_{11} 和 d_{12} 的大小和两端电压的大小决定, 而飞跨电容电压值的大小除了与占空比和端电压有关以外, 还与电感电流值大小有关。这表明电感电流受控是变换器稳定运行的前提, 电感电流稳定可控, 飞跨电容电压稳定可控。

3.3 MPC 策略

直流储能系统的基本功能是用于稳定直流母线电压, 而针对于 FCBDC, 同时要实现电感电流及两侧飞跨电容电压的稳定控制, 因此需要控制多个目标。本节先通过变换器的数学模型建立传统 MPC 策略约束控制函数, 并选择最佳的直流母线电压控制方式。并提出了单目标定频 MPC 策略解决了传统 MPC 策略所存在的问题。

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/978044010025006042>