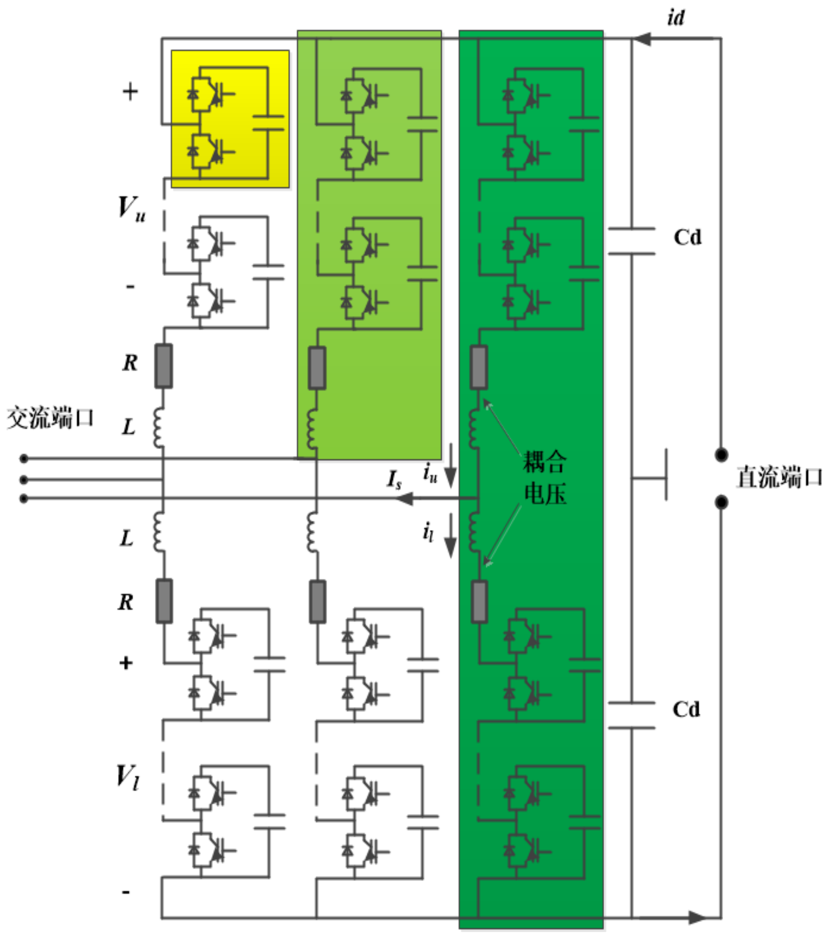
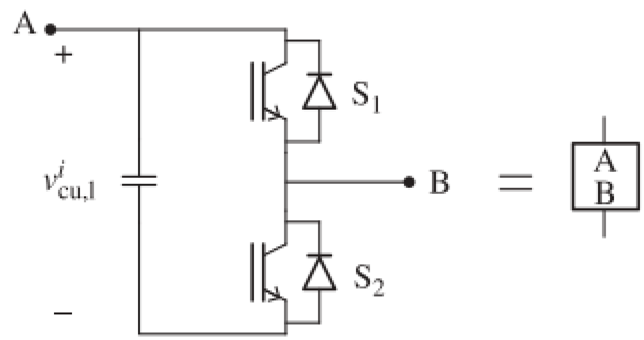
MMC-MTDC控制系统建模

王怀智
深圳大学

MMC子模块运行原理



MMC子模块如图：

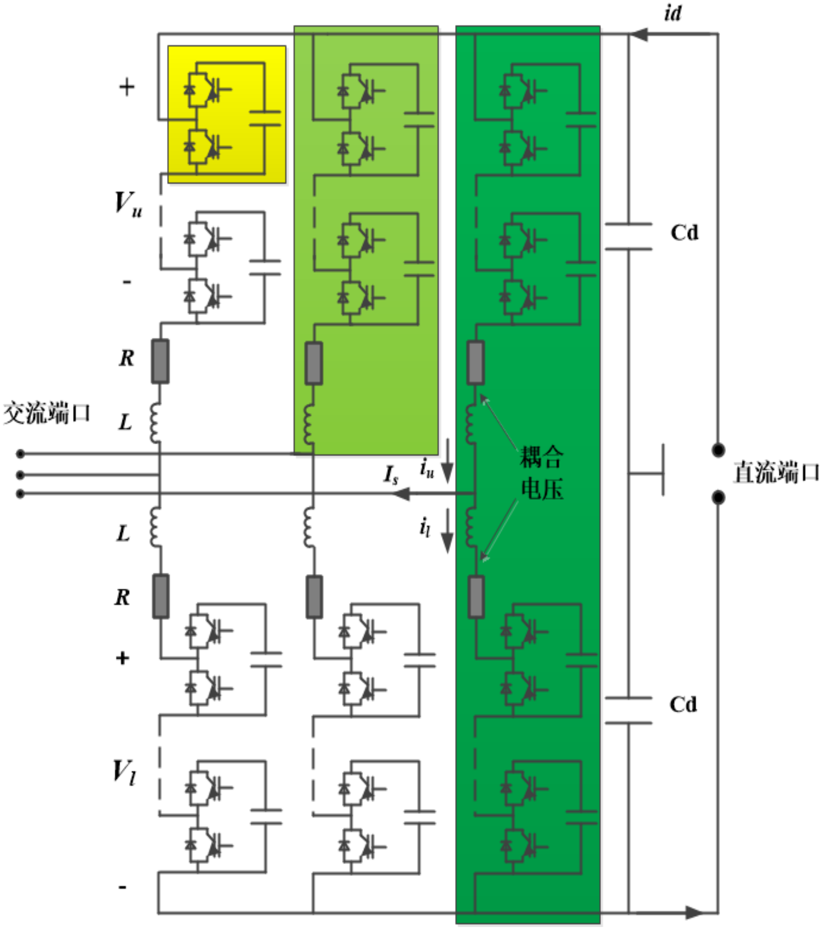


(b)

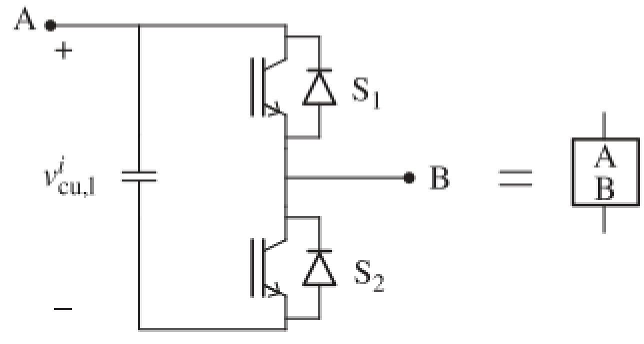
有三种状态

- **Inserted**：
  S_2开，S_1关，$n^i_{u,l}=1$，电容根据电流流向充电或放电；
- **Bypassed**：
  S_1开，S_2关，$n^i_{u,l}=0$，电容电压保持恒定；

MMC子模块运行原理



MMC子模块如图：



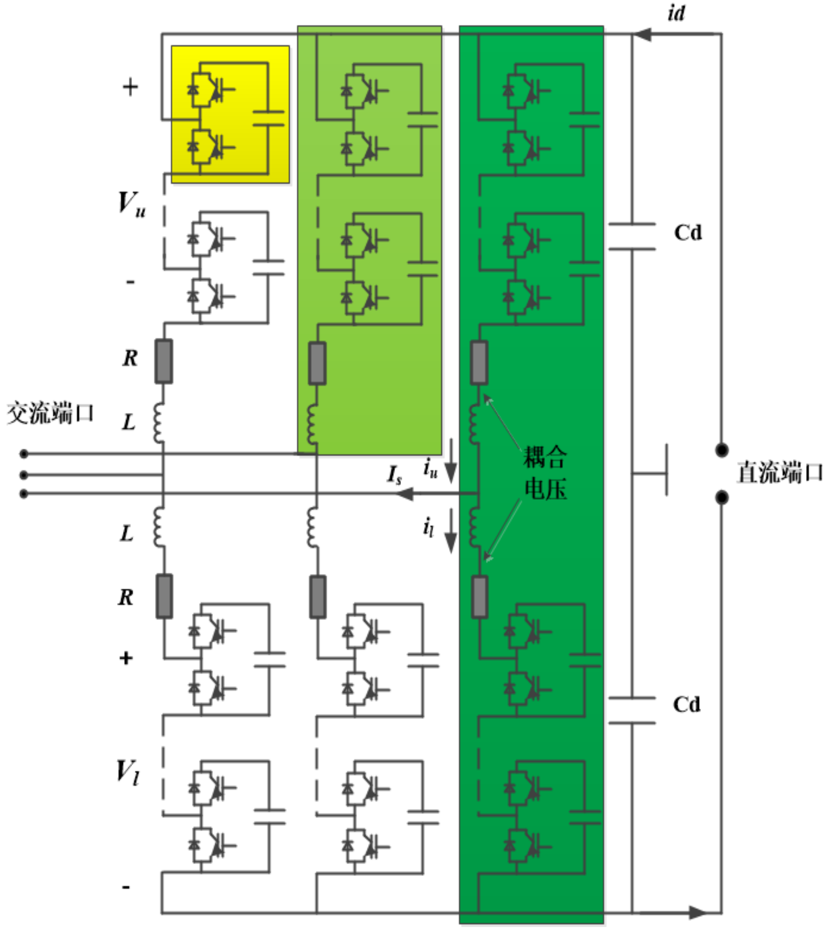
(b)

有三种状态

- Blocked：

  S_2关，S_1关，电容可通过S_2的并联二极管充电，但无法放电。可用于MMC的初始充能，可在故障期间保护晶体管，避免晶体管过电流。

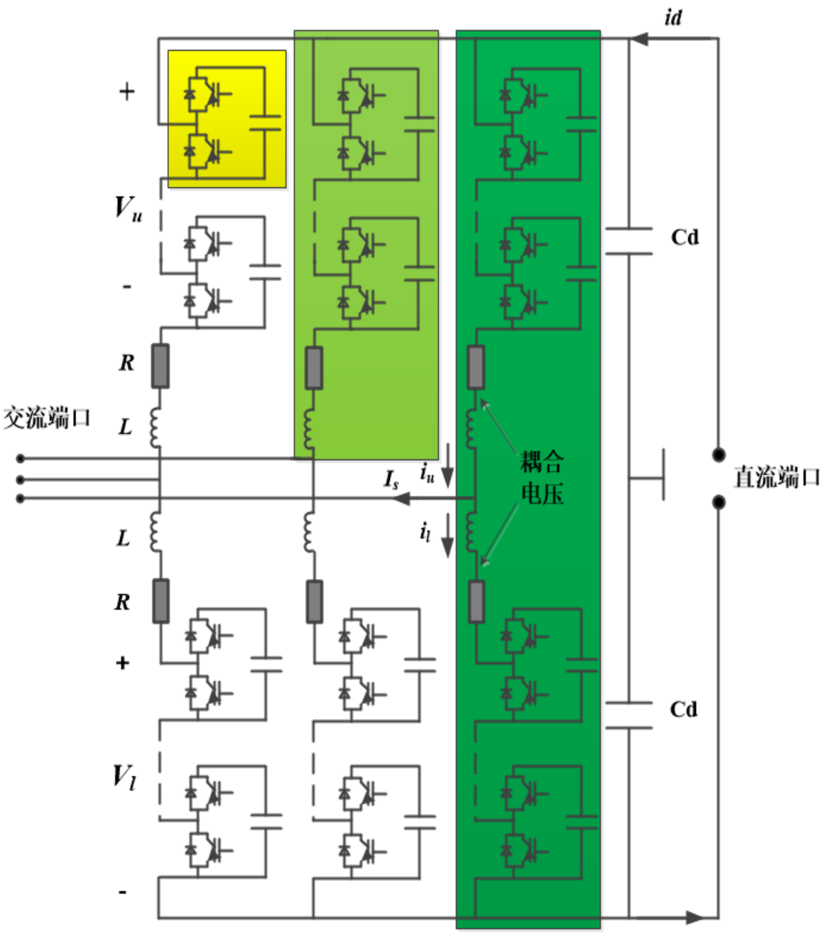
MMC子模块运行原理



当所有子模块均被Bypassed，则有 $v_{u,l} = 0$;

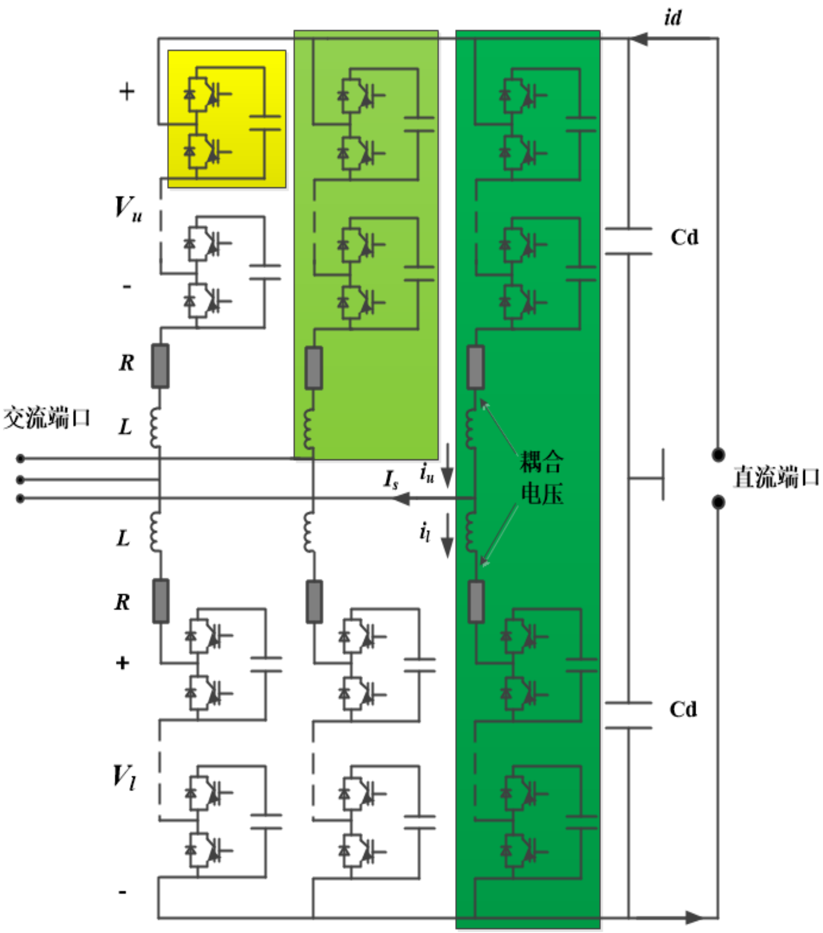
当所有子模块均Inserted，则有 $v_{u,l} = v_{cu,l}^{\Sigma}$

直流母线



中点到正极或负极的电容为$2C_d$；
正负极间电容为C_d。

MMC子模块运行原理



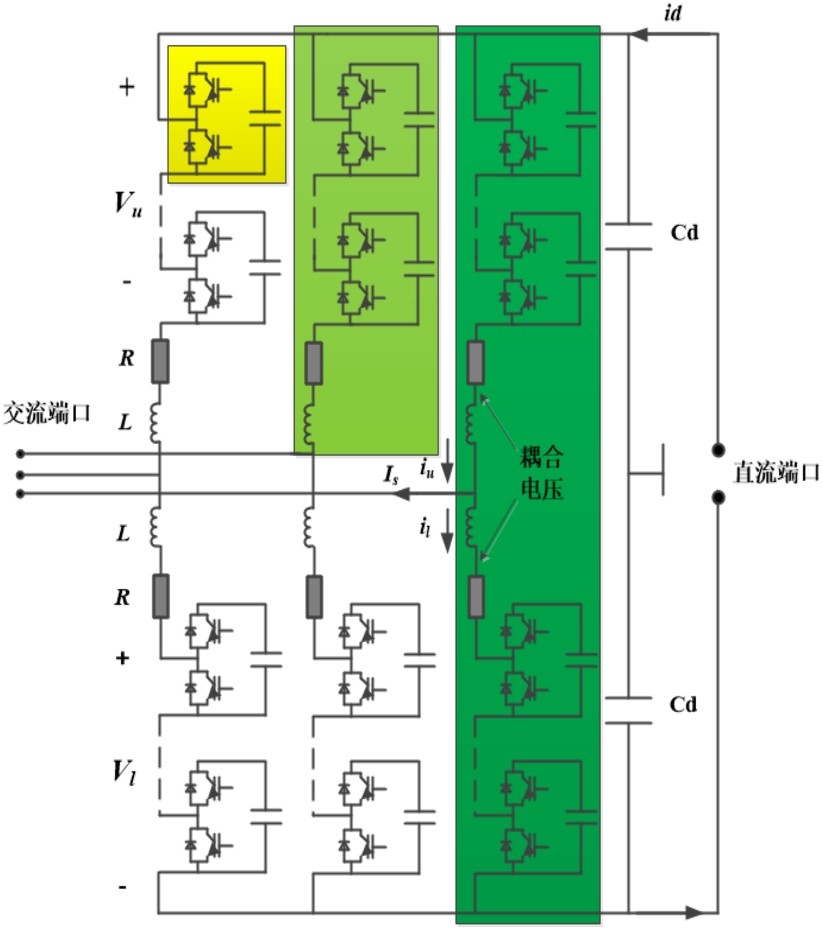
- 输出电流：$i_S = i_u - i_l$
- 循环电流：$i_c = (i_u + i_l)/2$
- 桥臂电流平均值之和等于直流电流

$$\sum_{k=1}^{M} i_{u,l}^{\bar{k}} = i_d \qquad (1)$$

- 桥臂电流中总存在直流分量，若各相电压和电流波形相同且对称，则直流分量为

$$\bar{i}_u = \bar{i}_l = \bar{i}_c = \frac{i_d}{\mathrm{M}} \qquad (2)$$

电流动态建模



根据KVL可写出输出电流和循环电流的动态方程

$$\frac{L}{2}\frac{di_s}{dt}=\frac{-v_u+v_l}{2}-v_a-\frac{R}{2}i_s$$

$$L\frac{di_c}{dt}=\frac{v_d}{2}-\frac{v_u+v_l}{2}-Ri_c \qquad (3)$$

其中$v_s=(-v_u+v_l)/2$为输出电压，$v_c=(v_u+v_l)/2$为内部电压，驱动循环电流i_c

MMC平均动态模型推导

MMC的子模块接入系数仅有两个值

- $n_{u,l}^{i}=0$上桥臂/下桥臂的第i个电容没有接入
- $n_{u,l}^{i}=1$上桥臂/下桥臂的第i个电容接入

那么上/下桥臂的电压可写为：

$$v_{u,l}=\sum_{i=1}^{N}n_{u,l}^{i}v_{cu,l}^{i} \qquad (5)$$

使桥臂的子模块电容电压间的差异在可忽略范围内，即子模块电容电压近似为相等，那么（5）可近似为

$$v_{u,l}=\sum_{i=1}^{N}n_{u,l}^{i}v_{cu,l}^{i}\approx\frac{v_{\mathrm{cu},l}^{\Sigma}}{N}\sum_{i=1}^{N}n_{u,l}^{i} \qquad (6)$$

MMC平均动态模型推导

定义桥臂接入系数

$$n_{n,l} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} n_{u,l}^{i} \tag{7}$$

假设N足够大时，可近似认为$n_{u,l}$在[0,1]上连续，那么（6）可以写为

$$v_{u,l} = n_{u,l} v_{cu,l}^{\Sigma} \tag{8}$$

将（8）带入（3）中，有

$$\begin{aligned} \frac{L}{2}\frac{di_s}{dt} &= \frac{-n_u v_{cu}^{\Sigma} + n_l v_{cl}^{\Sigma}}{2} - v_a - \frac{R}{2} i_s \\ L\frac{di_c}{dt} &= \frac{v_d}{2} - \frac{n_u v_{cu}^{\Sigma} + n_l v_{cl}^{\Sigma}}{2} - R i_c \end{aligned} \tag{9}$$

MMC平均动态模型推导

由（9），输出电流和循环电流是单相MMC动态模型的状态变量，实际中无法考虑每个子模块中电容的动态，需要将平均原理用于子模块电容动态的描述。

每个子模块电容动态为：

$$C\frac{dv_{cu,l}^{i}}{dt}=n_{u,l}^{i}i_{u,l},\ i=1,2,\cdots,N \tag{10}$$

将N个电容动态方程相加并简写有

$$\frac{C}{N}\frac{dv_{c}^{\Sigma}}{dt}=n_{u,l}i_{u,l} \tag{11}$$

MMC平均动态模型推导

将（11）中$i_{u,l}$表示为输出电流与循环电流，则可得到MMC的平均动态模型为：

$$\begin{cases} \dfrac{L}{2}\dfrac{di_{\rm s}}{dt} = \dfrac{-n_{\rm u}v_{\rm cu}^{\sum} + n_{\rm l}v_{\rm cl}^{\sum}}{2} - v_{\rm a} - \dfrac{R}{2}i_{\rm s} \\ L\dfrac{di_{\rm c}}{dt} = \dfrac{v_{\rm d}}{2} - \dfrac{n_{\rm u}v_{\rm cu}^{\sum} + n_{\rm l}v_{\rm cl}^{\sum}}{2} - Ri_{\rm c} \\ \dfrac{C}{N}\dfrac{v_{\rm cu}^{\sum}}{dt} = n_{\rm u}\left(\dfrac{i_{\rm s}}{2} + i_{\rm c}\right) \\ \dfrac{C}{N}\dfrac{v_{\rm cl}^{\sum}}{dt} = n_{\rm l}\left(-\dfrac{i_{\rm s}}{2} + i_{\rm c}\right) \end{cases} \tag{12}$$

桥臂接入系数参考值

由上述推导，输出电压和循环电压可表示为：

$$v_{\mathrm{s}}=\frac{-n_{\mathrm{u}}v_{\mathrm{cu}}^{\sum}+n_{\mathrm{l}}v_{\mathrm{cl}}^{\sum}}{2}\quad v_{\mathrm{c}}=\frac{n_{\mathrm{u}}v_{\mathrm{cu}}^{\sum}+n_{\mathrm{l}}v_{\mathrm{cl}}^{\sum}}{2}\tag{13}$$

求解（13）可得

$$n_{\mathrm{u}}=\frac{v_{\mathrm{c}}-v_{\mathrm{s}}}{v_{\mathrm{cu}}^{\sum}}\quad n_{\mathrm{l}}=\frac{v_{\mathrm{c}}+v_{\mathrm{s}}}{v_{\mathrm{cl}}^{\sum}}\tag{14}$$

桥臂接入系数的参考值表示为：

$$n_{\mathrm{u}}=\frac{v_{\mathrm{c}}^{*}-v_{\mathrm{s}}^{*}}{v_{\mathrm{cu}}^{\sum}}\quad n_{\mathrm{l}}=\frac{v_{\mathrm{c}}^{*}+v_{\mathrm{s}}^{*}}{v_{\mathrm{cl}}^{\sum}}\tag{15}$$

桥臂电容电压波动

将（15）代入MMC平均动态模型（12）中：

$$\frac{C}{N}\frac{dv_{\mathrm{cu}}^{\Sigma}}{dt}=\frac{v_{\mathrm{c}}^{*}-v_{\mathrm{s}}^{*}}{v_{\mathrm{cu}}^{\Sigma}}\left(\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+i_{\mathrm{c}}\right)\quad \frac{C}{N}\frac{dv_{\mathrm{cl}}^{\Sigma}}{dt}=\frac{v_{\mathrm{c}}^{*}+v_{\mathrm{s}}^{*}}{v_{\mathrm{cl}}^{\Sigma}}\left(-\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+i_{\mathrm{c}}\right) \tag{16}$$

（16）等号两边分别乘以v_{cu}^{Σ}和v_{cl}^{Σ}，整理得

$$\begin{aligned}\frac{dW_{\mathrm{u}}}{dt}&=\frac{C}{2N}\frac{d(v_{\mathrm{cu}}^{\Sigma})^2}{dt}=(v_{\mathrm{c}}^{*}-v_{\mathrm{s}}^{*})\left(\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+i_{\mathrm{c}}\right)\\ \frac{dW_{\mathrm{l}}}{dt}&=\frac{C}{2N}\frac{d(v_{\mathrm{cl}}^{\Sigma})^2}{dt}=(v_{\mathrm{c}}^{*}+v_{\mathrm{s}}^{*})\left(-\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+i_{\mathrm{c}}\right)\end{aligned} \tag{17}$$

其中W_u和W_1为桥臂电容中存储的能量。

桥臂电容电压波动

引入如下单相不平衡能量：

$$W_{\sum} = W_{\mathrm{u}} + W_{\mathrm{l}} \quad W_{\Delta} = W_{\mathrm{u}} - W_{\mathrm{l}} \tag{18}$$

根据（18）对（17）进行运算可得：

$$\frac{dW_{\sum}}{dt} = 2v_{\mathrm{c}}^{*} i_{\mathrm{c}} - v_{\mathrm{s}}^{*} i_{\mathrm{s}} \quad \frac{dW_{\Delta}}{dt} = v_{\mathrm{c}}^{*} i_{\mathrm{s}} - 2v_{\mathrm{s}}^{*} i_{\mathrm{c}} \tag{19}$$

由$v_c \approx \frac{v_d}{2}$，令$v_c^* = \frac{v_d}{2}$，并假定循环电流为纯直流，$v_s^*$和$i_s$为交流，其表达式为：

$$v_{\mathrm{s}}^{*} = \hat{V}_{\mathrm{s}} \cos \omega_1 t \quad i_{\mathrm{s}} = \hat{I}_{\mathrm{s}} \cos(\omega_1 t - \varphi) \tag{20}$$

将（20）代入（19）中得：

$$\begin{aligned} \frac{dW_{\sum}}{dt} &= v_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{c}} - \frac{\hat{V}_{\mathrm{s}} \hat{I}_{\mathrm{s}}}{2} \cos\varphi - \frac{\hat{V}_{\mathrm{s}} \hat{I}_{\mathrm{s}}}{2} \cos(2\omega_1 t - \varphi) \\ \frac{dW_{\Delta}}{dt} &= \frac{v_{\mathrm{d}} \hat{I}_{\mathrm{s}}}{2} \cos(\omega_1 t - \varphi) - 2\hat{V}_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{c}} \cos \omega_1 t \end{aligned} \tag{21}$$

桥臂电容电压波动

（21）第一式中第二项为每相平均有功功率输出的平均值，即$-\frac{P}{M}=-\frac{\hat{V}_s\hat{I}_s}{2}\cos\varphi$。为了使$W_\Sigma$的平均值在稳态时为常数，则需满足

$$v_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{c}}=\frac{P}{M}\quad i_{\mathrm{c}}=\frac{P}{Mv_{\mathrm{d}}} \tag{22}$$

上式也是直流侧与交流侧功率守恒的体现。
对（21）中剩余项积分得：

$$\begin{aligned} W_{\Sigma} &= W_{\Sigma 0}-\frac{\hat{V}_{\mathrm{s}}\hat{I}_{\mathrm{s}}}{4\omega_1}\sin(2\omega_1 t-\varphi) \\ W_{\Delta} &= W_{\Delta 0}+\frac{v_{\mathrm{d}}\hat{I}_{\mathrm{s}}}{2\omega_1}\sin(\omega_1 t-\varphi)-\frac{2\hat{V}_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{c}}}{\omega_1}\sin\omega_1 t \end{aligned} \tag{23}$$

通常希望$\bar{v}_{u,l}=v_d$，单个桥臂等效电容为C/N，单个桥臂所存储的能量为$C\,v_d^2/(2N)$。上下桥臂总能量在上下桥臂均分，则有

$$W_{\Sigma 0}=\frac{Cv_{\mathrm{d}}^2}{N}\quad W_{\Delta 0}=0 \tag{24}$$

桥臂电容电压波动

那么上下桥臂各自的能量可表示为$W_u=(W_\Sigma+W_\Delta)/2$和$W_l=(W_\Sigma-W_\Delta)/2$。将$W_\Sigma$和$W_\Delta$表示为平均值叠加波动的形式，有

$$W_{\mathrm{u}}=\frac{W_{\sum 0}+\Delta W_{\sum}+\Delta W_{\Delta}}{2}\quad W_{\mathrm{l}}=\frac{W_{\sum 0}+\Delta W_{\sum}-\Delta W_{\Delta}}{2}\qquad (25)$$

根据$W_u=\frac{C}{2N}v_{cu}^{\Sigma^2}$，且由于纹波比其平均值小很多，桥臂电压可以有如下近似

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{cu}}^{\sum} &\approx v_{\mathrm{d}}+\frac{N}{2Cv_{\mathrm{d}}}(\Delta W_{\sum}+\Delta W_{\Delta}) \\ v_{\mathrm{cl}}^{\sum} &\approx v_{\mathrm{d}}+\frac{N}{2Cv_{\mathrm{d}}}(\Delta W_{\sum}-\Delta W_{\Delta}) \end{aligned}\qquad (26)$$

桥臂电容电压波动

由（26）有

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{c}}^{\Sigma} &= v_{\mathrm{cu}}^{\Sigma} + v_{\mathrm{cl}}^{\Sigma} \approx 2v_{\mathrm{d}} + \frac{N}{Cv_{\mathrm{d}}}\Delta W_{\Sigma} \\ v_{\mathrm{c}}^{\Delta} &= v_{\mathrm{cu}}^{\Sigma} - v_{\mathrm{cl}}^{\Sigma} \approx \frac{N}{Cv_{\mathrm{d}}}\Delta W_{\Delta} \end{aligned} \tag{27}$$

将（23）代入（27），有

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{c}}^{\Sigma} &\approx 2v_{\mathrm{d}} - \frac{N}{Cv_{\mathrm{d}}}\frac{\hat{V}_{\mathrm{s}}\hat{I}_{\mathrm{s}}}{4\omega_1}\sin(2\omega_1 t - \varphi) \\ v_{\mathrm{c}}^{\Delta} &\approx \frac{N}{Cv_{\mathrm{d}}}\left[\frac{v_{\mathrm{d}}\hat{I}_{\mathrm{s}}}{2\omega_1}\sin(\omega_1 t - \varphi) - \frac{2\hat{V}_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{c}}}{\omega_1}\sin\omega_1 t\right] \end{aligned} \tag{28}$$

（28）可用于对桥臂电容电压波动进行精确预测。

直流电压母线动态方程

直流母线动态特性：

$$2C_{\mathrm{d}}\frac{dv_{\mathrm{du,l}}}{dt}=i_{\mathrm{d}}-\sum_{k=1}^{M}i_{\mathrm{u,l}}^{k} \tag{29}$$

令极间电压为$v_d=v_{du}+v_{dl}$，直流母线不平衡电压为$v_d^{\Delta}=v_{du}-v_{dl}$，有

$$\begin{aligned}C_{\mathrm{d}}\frac{dv_{\mathrm{d}}}{dt}&=i_{\mathrm{d}}-\sum_{k=1}^{M}i_{\mathrm{c}}^{k}\\C_{\mathrm{d}}\frac{dv_{\mathrm{d}}^{\Delta}}{dt}&=-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{M}i_{\mathrm{s}}^{k}\end{aligned} \tag{30}$$

在常规分析中我们认为$v^{\Delta}=0$，$v_{du}=-v_{dl}=v_d/2$

考虑子模块电容的有效直流电压母线动态方程

将（16）中的上下桥臂总电压动态叠加：

$$\frac{C}{N}\frac{d(v_{\mathrm{cu}}^{\sum}+v_{\mathrm{cl}}^{\sum})}{dt}=n_u\left(\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+i_{\mathrm{c}}\right)+n_{\mathrm{l}}\left(-\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+i_{\mathrm{c}}\right) \qquad （31）$$

令$v_c^{\Sigma}=v_{cu}^{\Sigma}+v_{cl}^{\Sigma}$，

$$\frac{C}{N}\frac{dv_{\mathrm{c}}^{\sum}}{dt}=(n_{\mathrm{u}}-n_{\mathrm{l}})\frac{i_{\mathrm{s}}}{2}+(n_{\mathrm{u}}+n_{\mathrm{l}})i_{\mathrm{c}} \qquad （32）$$

根据（15），令$v_c^*=v_d/2$，忽略分母中桥臂电容电压波动，可得

$$n_{\mathrm{u}}\approx\frac{v_{\mathrm{d}}/2-v_{\mathrm{s}}^*}{v_{\mathrm{d}}}\quad n_{\mathrm{l}}\approx\frac{v_{\mathrm{d}}/2+v_{\mathrm{s}}^*}{v_{\mathrm{d}}} \qquad （33）$$

考虑子模块电容的有效直流电压母线动态方程

（32）可简化为：

$$\frac{C}{N}\frac{dv_{\mathrm{c}}^{\Sigma}}{dt}=-\frac{v_{\mathrm{s}}^{*}i_{\mathrm{s}}}{v_{\mathrm{d}}}+i_{\mathrm{c}} \tag{34}$$

然后通过求平均值忽略电容电压纹波并假定循环电流为纯直流：

$$\frac{C}{N}\frac{d\overline{v_{\mathrm{c}}^{\Sigma}}}{dt}=-\frac{\overline{v_{\mathrm{s}}^{*}i_{\mathrm{s}}}}{v_{\mathrm{d}}}+i_{\mathrm{c}} \tag{35}$$

通常桥臂电压平均值将被控制到v_d，且对桥臂电压波动控制的时间远小于对直流母线电压v_d控制的时间尺度，则$\overline{v_c^{\Sigma}}=2v_d$，将其代入（35）：

$$\frac{2C}{N}\frac{dv_{\mathrm{d}}}{dt}=-\frac{P}{Mv_{\mathrm{d}}}+i_{\mathrm{c}} \tag{36}$$

考虑子模块电容的有效直流电压母线动态方程

假设MMC各相平衡，即$\Sigma_{k=1}^{M} i_c^k = M i_c$，代入（30）第一式：

$$C_{\mathrm{d}}\frac{dv_{\mathrm{d}}}{dt} = i_{\mathrm{d}} - Mi_{\mathrm{c}} \quad （37）$$

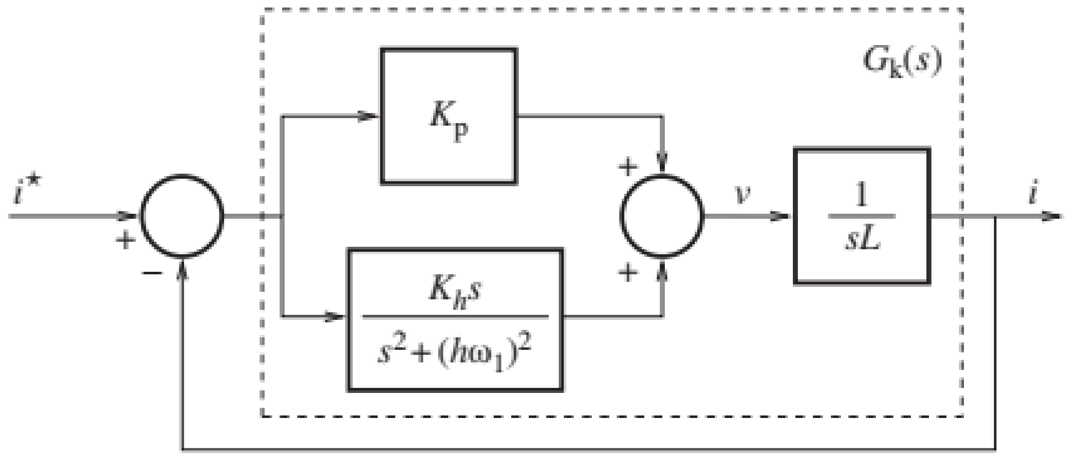
根据（36）和（37），消去i_c：

$$C'_{\mathrm{d}}\frac{dv_{\mathrm{d}}}{dt} = i_{\mathrm{d}} - \frac{P}{v_{\mathrm{d}}} \quad （38）$$

式中，$C'_d = C_d + 2MC/N$。（38）代表了考虑子模块电容的直流母线电压平均动态模型。

（12）和（38）共同构成了一个MMC的平均动态模型。

PR控制器用于正弦信号追踪



采用PR控制器实现电感电流的控制，R部分采用SOGI，令$\phi_h = 0$。
上图中开关传递函数为

$$G_k(s) = \frac{K_p[s^2 + (h\omega_1)^2] + K_h s}{[s^2 + (h\omega_1)^2]sL} \tag{1}$$

PR控制器用于正弦信号追踪

控制系统闭环传递函数为

$$G_{\mathrm{c}}(s)=\frac{G_{\mathrm{s}}(s)}{1+G_{\mathrm{k}}(s)}=\frac{K_{\mathrm{p}}[s^2+(h\omega_1)^2]+K_h s}{(sL+K_{\mathrm{p}})[s^2+(h\omega_1)^2]+K_h s} \qquad （2）$$

- 利用（2）可实现对频率为$h\omega_1$的参考电流信号的精确追踪
- 若要追踪具有多种频率成分的 参考信号，则控制回路中应增加对应于每一种频率成分的谐振控制器

PR控制器P参数的设计

考虑（2）的闭环传递函数，假设此时仅使用比例控制器，有

$$G_{\mathrm{c}}(s)=\frac{K_{\mathrm{p}}}{sL+K_{\mathrm{p}}}=\frac{K_{\mathrm{p}}/L}{s+K_{\mathrm{p}}/L} \qquad （3）$$

比例系统通常选取为

$$K_{\mathrm{p}}=\alpha_{\mathrm{c}}L \qquad （4）$$

其中α_c为所需要的闭环系统带宽，闭环系统传递函数变为

$$G_{\mathrm{c}}(s)=\frac{\alpha_{\mathrm{c}}}{s+\alpha_{\mathrm{c}}} \qquad （5）$$

PR控制器R参数的设计

通常PR谐振滤波器谐振增益选取为

$$K_h = 2\alpha_h\alpha_c L = 2\alpha_h K_p \tag{6}$$

将（6）和（4）代入（2）中有

$$G_c(s) = \frac{\alpha_c[s^2 + (h\omega_1)^2] + 2\alpha_h\alpha_c s}{(s + \alpha_c)[s^2 + (h\omega_1)^2] + 2\alpha_h\alpha_c s} \tag{7}$$

可改写为

$$G_c(s) = \frac{\alpha_c[s^2 + 2\alpha_h s + (h\omega_1)^2]}{(s + \alpha_c)[s^2 + 2\alpha_h s + (h\omega_1)^2] - 2\alpha_h s^2} \tag{8}$$

若（8）分母第二项可忽略，则可近似为

$$G_c(s) \approx \frac{\alpha_c[s^2 + 2\alpha_h s + (h\omega_1)^2]}{(s + \alpha_c)[s^2 + 2\alpha_h s + (h\omega_1)^2]} = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \tag{9}$$

PR控制器R参数的设计

闭环传递函数化简后与纯比例控制的闭环传递函数（5）相同，由于（7）和（9）中分母多项式展开后仅有两项不同，即$\alpha_c s^2$和$(\alpha_c+2\alpha_h)s^2$，因此上述化简成立的条件为

$$\alpha_h \ll \alpha_c \tag{10}$$

参数α_h为谐振带宽，可描述谐振控制器控制下跟踪误差的收敛速度

输出电流控制器设计

输出电流动态方程为

$$\frac{L}{2}\frac{di_{\mathrm{s}}}{dt} = v_{\mathrm{s}} - v_{\mathrm{a}} - \frac{R}{2}i_{\mathrm{s}} \qquad (11)$$

可得

$$i_{\mathrm{s}} = \frac{2}{sL+R}(v_{\mathrm{s}} - v_{\mathrm{a}}) \qquad (12)$$

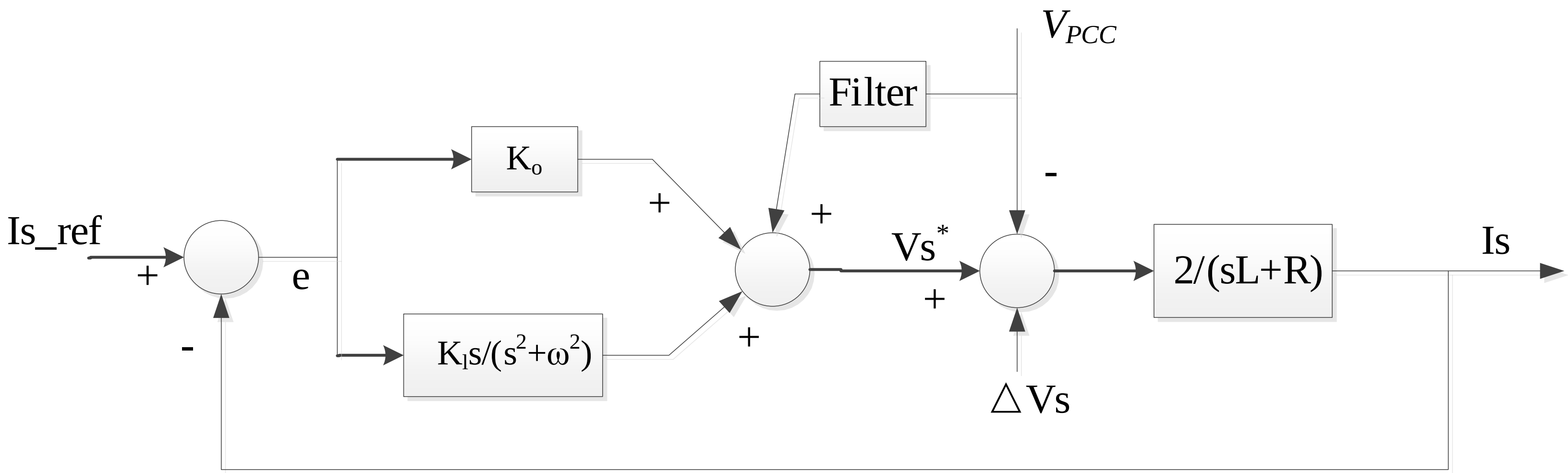
由于桥臂电阻非常小，（4）和（6）中给出的PR控制器的参数设计方法仍然有效

$$K_{\mathrm{p}} = \frac{\alpha_{\mathrm{c}}L}{2} \quad K_1 = 2\alpha_1 K_{\mathrm{p}} = \alpha_1\alpha_{\mathrm{c}}L \quad \alpha_1 \ll \alpha_{\mathrm{c}} \qquad (13)$$

$$K_0 = K_p$$

输出电流控制器设计

输出电流控制器的结构框图为：



控制器输出为：

$$V_s^* = K_o e + \frac{K_l s}{s^2+\omega^2} e + V_{PCC}^f \quad e = i_{s\_ref} - i_s \qquad (14)$$

循环电流控制

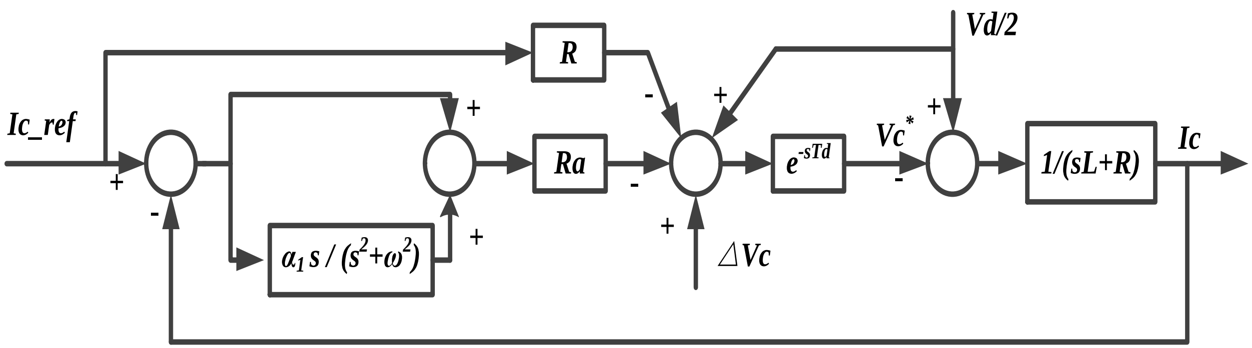
循环电流动态为：

$$L\frac{di_{\mathrm{c}}}{dt}=\frac{v_{\mathrm{d}}}{2}-v_{\mathrm{c}}-Ri_{\mathrm{c}} \qquad (15)$$

可得

$$i_{\mathrm{c}}=\frac{1}{sL+R}\left(\frac{v_{\mathrm{d}}}{2}-v_{\mathrm{c}}\right) \qquad (16)$$

循环电流控制器设计为



其中，$I_{c\_ref}=i_d/M=P/(Mv_d)$

循环电流控制

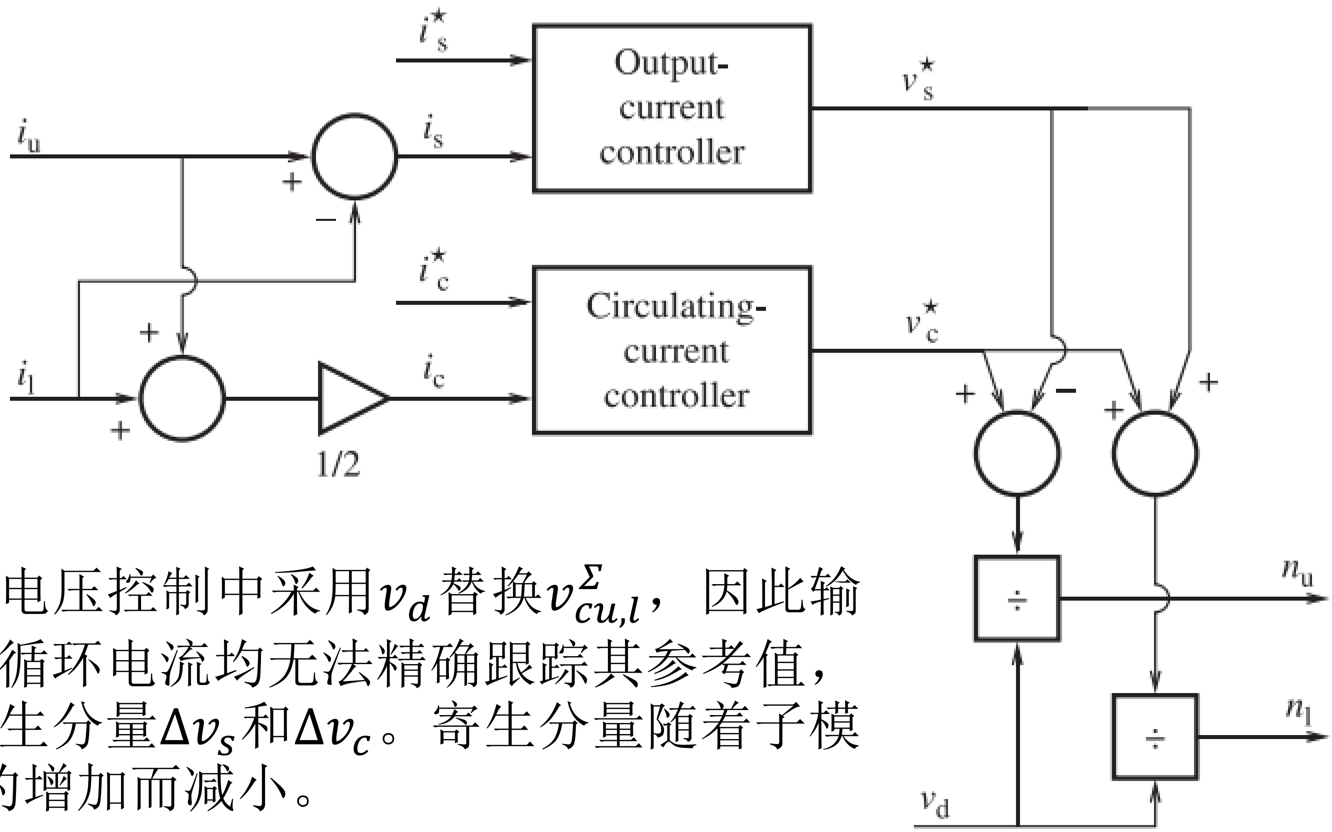
- 循环电流控制器中比例控制环节将换流器等效电阻从R增加到R+Ra，因此Ra也成为虚拟电阻，其值应满足：

$$R \ll R_a \ll K_p \qquad (17)$$

其中K_p为输出电流控制器的比例系数。
- 谐振控制器部分可选取$\alpha_2 < \omega_1$

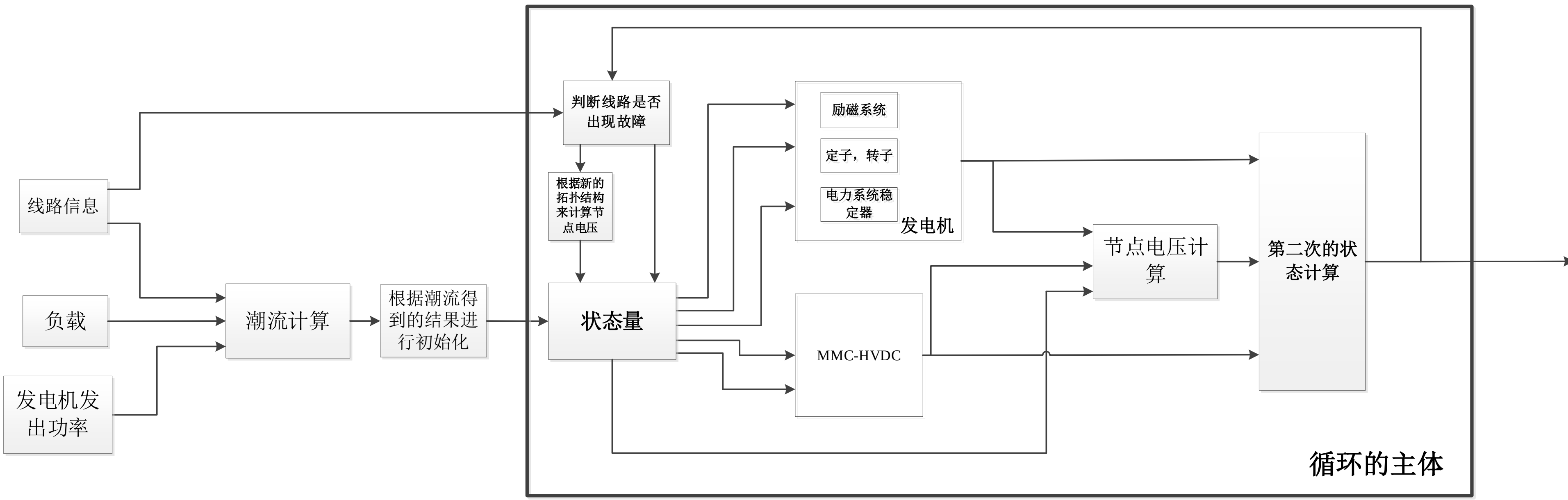
直接电压控制

直接电压控制框图如下所示：



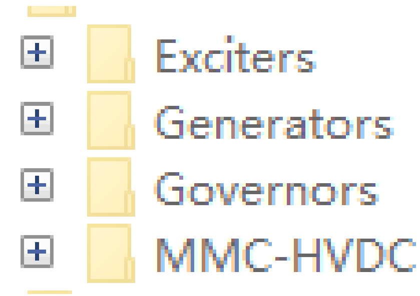
由于直接电压控制中采用v_d替换$v_{cu,l}^{\Sigma}$，因此输出电流和循环电流均无法精确跟踪其参考值，出现了寄生分量Δv_s和Δv_c。寄生分量随着子模块电容C的增加而减小。

MMC仿真流程


判断线路是否出现故障
根据新的拓扑结构来计算节点电压
励磁系统
定子，转子
电力系统稳定器
发电机
线路信息
负载
发电机发出功率
潮流计算
根据潮流得到的结果进行初始化
状态量
MMC-HVDC
节点电压计算
第二次的状态计算
循环的主体

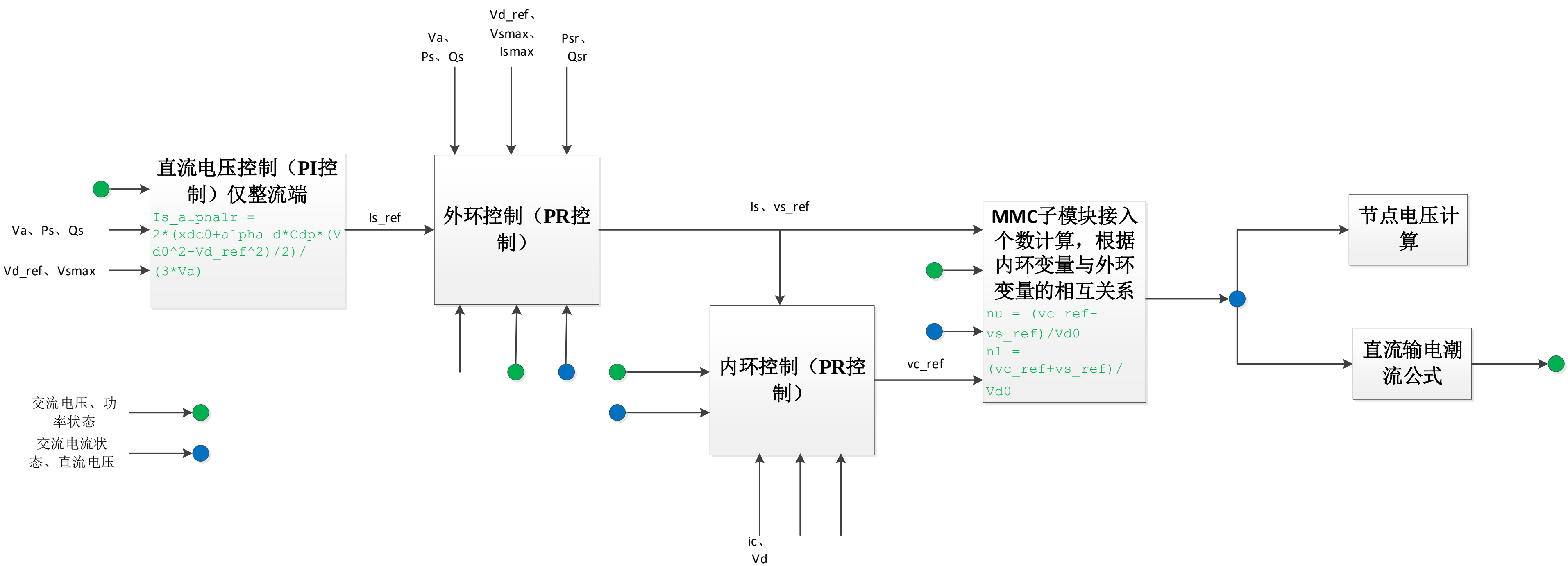
MMC仿真部分程序

```
%% MMC-HVDC
% DC voltage controller for inverter
dDcci0 = DvotCon(Xdcci0, Pdcc0, Vdcci0, Vmmci0, Xmmci0);
Xdcci1 = Xdcci0 + stepsize.*dDcci0;
Vdcci1 = RenewVdcc(Xdcci1, Pdcc0, Xmmci0, Pmmc0, Vmmci0);

% Output current controller for inverter
dFouci0 = OucCon(Xouci0, Pouc0, Vouci0, Xmmci0, Pmmc0, Vmmci0, Vdcci1, MMCflow0, Type1);
Xouci1 = Xouci0 + stepsize.*dFouci0;
% Output current controller for rectifier
Vdccr0 = 0;
dFoucr0 = OucCon(Xoucr0, Pouc0, Voucr0, Xmmcr0, Pmmc0, Vmmcr0, Vdccr0, MMCflow0, Type2);
Xoucr1 = Xoucr0 + stepsize.*dFoucr0;
[Vouci1, Voucr1] = RenewVouc(Xouci1, Xoucr1, Pouc0, Vouci0, Voucr0, Xmmci0, Xmmcr0, Pmmc0, Vmmci0, Vmmcr0, Vdcci1, MMCflow0, t);

% Circulating current controller for inverter
 % Sum-Capacitor-Voltage Ripples
dCiri0 = CirCon(Xciri0, Pcir0, Vciri0, Xmmci0, Pmmc0,MMCflow0,W_sumi,W_deltai,Type1,t);
Xciri1 = Xciri0 + stepsize.*dCiri0;
% Circulating current controller for rectifier
dCirr0 = CirCon(Xcirr0, Pcir0, Vcirr0, Xmmcr0, Pmmc0,MMCflow0,W_sumr,W_deltar,Type2,t);
Xcirr1 = Xcirr0 + stepsize.*dCirr0;
[Vciri1, Vcirr1] = RenewVcir(Xciri1, Xcirr1, Pcir0, Vciri0, Vcirr0, Xmmci0, Xmmcr0, Pmmc0, Vouci1, Voucr1);
```



MMC各元器件子程序

MMC控制框架



Va、
Ps、Qs
Vd_ref、
Vsmax、
Ismax
Psr、
Qsr
直流电压控制（PI控制）仅整流端
Is_alpha1r =
2*(xdc0+alpha_d*Cdp*(Vd0^2-Vd_ref^2)/2)/(3*Va)
Va、Ps、Qs
Vd_ref、Vsmax
Is_ref
外环控制（PR控制）
Is、vs_ref
MMC子模块接入个数计算，根据内环变量与外环变量的相互关系
nu = (vc_ref-vs_ref)/Vd0
nl =
(vc_ref+vs_ref)/Vd0
节点电压计算
直流输电潮流公式
内环控制（PR控制）
vc_ref
交流电压、功率状态
交流电流状态、直流电压
ic、
Vd