

# IGBT 开关模块的附加支路恒导纳模型

侯延琦, 刘崇茹\*, 王鑫艳, 郑乐

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京市 昌平区 102206)

## Additional-branches Fixed-admittance Model of IGBT Switching Module

HOU Yanqi, LIU Chongru\*, WANG Xinyan, ZHENG Le

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University), Changping District, Beijing 102206, China)

**ABSTRACT:** Establishing the fixed-admittance model of power electronic devices is one of the main ways to realize small-step real-time simulation of large-scale power electronic systems. This paper focuses on the simulation accuracy of fixed-admittance model at high switching frequency. Firstly, the virtual power loss of fixed-admittance model is analyzed, and the influence of numerical integration method on the loss is quantified. Secondly, an additional-branches fixed-admittance model is proposed aiming at the structure of insulated gate bipolar transistor (IGBT) with anti-parallel diode, which changed the structure of the additional branches with the switching state, so that it could still ensure low power loss without interpolation. Thirdly, for the typical application scenarios-three-phase two-level voltage source converter (VSC), the losses of the proposed model with interpolation and without interpolation are quantitatively calculated and qualitatively analyzed separately. Finally, the applicability of the proposed model and the limitation of the equivalent interpolation are verified based on PSCAD/EMTDC.

**KEY WORDS:** fixed-admittance model; small-step real-time simulation; additional branches; interpolation

**摘要:** 建立电力电子器件的恒导纳模型是实现大规模电力电子系统小步长实时仿真的主要途径之一,文中针对高开关频率下恒导纳模型的仿真精度问题开展研究。首先,分析恒导纳模型虚拟功率损耗的来源,量化数值积分方法对模型损耗的影响;然后,针对绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)反并联二极管结构,提出一种附加支路恒导纳模型,配合开关状态改变附加支路结构,使模型在不采用插值算法的情况下仍能保证较低的功率损耗;其次,针对典型的三相两电平电压源型换流器应用场景,分别定量计算和定性分析采用插值和不采用插值两种情况下附

加支路恒导纳模型的损耗。最后,基于 PSCAD/ EMTDC 平台设置对照试验,验证所提模型的适用性和等效插值方法的局限性。

**关键词:** 恒导纳模型; 小步长实时仿真; 附加支路; 插值

## 0 引言

电力系统电磁暂态仿真是电力系统规划设计、稳定性分析、事故反演、控制保护设备开发等的重要工具<sup>[1-2]</sup>。随着新能源发电、直流输电等技术的不断发展,电力电子设备不断增加,电力电子器件的非线性特性严重制约了电磁暂态仿真效率<sup>[3-4]</sup>。尤其对于全控型器件,如绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT),通常应用于开关频率较高的场合,需要在小步长下仿真才能满足精度需求,因此会大大增加仿真负担<sup>[5-7]</sup>。

电磁暂态仿真分为离线仿真和实时仿真,系统级的离线仿真软件是常用的电力系统分析工具<sup>[8]</sup>。PSCAD/EMTDC 等离线仿真软件对电力电子器件的建模采用双值电阻模型,该模型类似于理想开关模型,对于系统级研究能够提供足够高的仿真精度,在电力电子器件的系统级建模研究中也通常作为对比对象<sup>[9]</sup>。但双值电阻模型导致系统的节点导纳矩阵随开关状态变化,增大了系统求解的计算量。另外,双值电阻模型需要配合插值算法来计算准确开关时刻,这些因素导致仿真速度随系统规模增大而降低,对于大规模系统甚至无法求解<sup>[10]</sup>。

相比于离线仿真,实时仿真与真实的时间流速一致,能够与实际控制器构建硬件在环实验,适用于控制器开发和装备出厂测试。由于实时仿真对仿真速度的要求更加严苛,因此双值电阻模型不适用于小步长实时仿真。目前,在诸如 RTDS 的实时仿

基金项目: 国网福建省电力有限公司科技支撑项目(SGFJJY00GHJS2100065)。

Science and Technology Support Program of State Grid Fujian Electric Power Co., Ltd. (SGFJJY00GHJS2100065).

真平台中,对电力电子设备的小步长仿真通常有两种方式<sup>[11]</sup>:一种方式是预存不同开关状态下的节点导纳矩阵的逆矩阵,通过判断当前时刻系统状态来选择投入计算的矩阵,但会因此占用大量内存,双端电压源型换流器(voltage source converter, VSC)就需要存储 64 个矩阵;另一种方式是建立电力电子器件的恒导纳模型,利用电感元件等效电力电子器件的导通状态,利用电容元件等效电力电子器件的关断状态,恒导纳思想体现在电感元件和电容元件的差分模型的等效导纳相等<sup>[12]</sup>。恒导纳模型能够使系统任意开关状态下的节点导纳矩阵恒定,这样只需要在仿真前的预处理过程中对矩阵求逆即可。

恒导纳模型最初利用梯形积分算法离散化电容和电感元件,但由于梯形积分算法的收敛域较小,在开关切换时刻会引发数值振荡,严重影响仿真精度<sup>[13]</sup>。

针对恒导纳模型的数值振荡问题,文献[14-16]提出利用收敛性较强的其他数值方法替代梯形积分算法,如后退欧拉法、Gear-3 积分法等;文献[17-18]提出一种参数化差分方法,通过系统的稳态响应和暂态响应来匹配差分模型的参数,能够实现振荡的快速收敛;RTDS 则采用在恒导纳模型电容支路串联电阻的方式来衰减振荡,是目前广泛应用的一种方法<sup>[19]</sup>。

尽管以上方法能够抑制状态切换过程中的数值振荡,但由于恒导纳模型切换过程中的能量问题,会使恒导纳模型产生虚拟功率损耗,同样严重影响仿真精度<sup>[20]</sup>。文献[21]提出一种附加受控源的恒导纳模型,通过受控源来补偿开关切换时刻的暂态误差,从而使功率损耗得到补偿,但受控源在开关切换时刻的控制信号需要根据外部电路信息计算,会降低模型的适用范围;文献[22]提出一种交叉初始化方法,通过在恒导纳模型状态切换时为电容或电感元件赋初值,来抵消切换时刻的暂态误差,同样地,初值的选取也需要根据外电路确定;文献[23]提出一种基于负电阻补偿的恒导纳模型,通过附加负电阻来补偿虚拟功率损耗,但在高开关频率下补偿效果有限。

针对恒导纳模型目前存在的仿真精度问题,本文提出一种附加支路恒导纳模型,模型通过附加独立支路来储存恒导纳模型储能元件中的能量,以降低模型的储能损耗,并能够降低模型状态切换时的暂态误差,同时采用后退欧拉积分算法加速暂态误

差收敛。在此基础上,针对典型电力电子小步长实时仿真应用场景,分别定量和定性分析附加支路恒导纳模型在采用插值处理和不采用插值处理时的损耗问题。最后,在多场景下验证理论分析和所提模型的正确性。

## 1 恒导纳模型基本原理

恒导纳模型如图 1 所示。在进行电磁暂态计算时,通常采用数值积分方法将电容、电感元件的方程进行差分处理,使储能元件等效为受控电流源并联等效电导的诺顿电路,或受控电压源串联等效电导的戴维南电路,等效电路参数随采用的数值积分方法不同而有所差异。

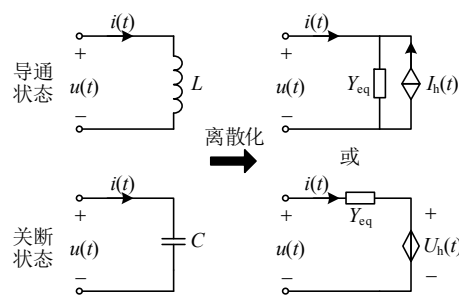


图 1 恒导纳模型

Fig. 1 Fixed-admittance model

PSCAD/EMTDC 软件采用梯形积分方法,等效电路参数见式(1)。

$$\begin{cases} Y_{eq\_T} = \Delta t / (2L) = 2C / \Delta t \\ I_{h\_T}(t) = \begin{cases} -i(t - \Delta t) - Y_{eq\_T} u(t - \Delta t), & \text{开} \\ i(t - \Delta t) + Y_{eq\_T} u(t - \Delta t), & \text{关} \end{cases} \\ U_{h\_T}(t) = I_{h\_T}(t) / Y_{eq\_T} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\Delta t$  为仿真步长;下标 T 表示梯形积分法。

梯形积分法的截断误差相对较小,能够使等效电路更加符合储能元件的电气特性,但该数值方法在状态量突变时会引发数值振荡,使用此方法建立的恒导纳模型在开关切换后会产生持续的数值振荡。后退欧拉法具有较强的阻尼数值振荡的能力,目前常被用来离散化恒导纳模型,等效电路参数见式(2)。

$$\begin{cases} Y_{eq\_B} = \Delta t / L = C / \Delta t \\ I_{h\_B}(t) = \begin{cases} -i(t - \Delta t), & \text{开} \\ Y_{eq\_B} u(t - \Delta t), & \text{关} \end{cases} \\ U_{h\_B}(t) = I_{h\_B}(t) / Y_{eq\_B} \end{cases} \quad (2)$$

式中下标 B 表示后退欧拉法。

通常认为,恒导纳模型的损耗源自开关时刻电

感、电容元件储能的丢失<sup>[16]</sup>,但仍有一部分损耗是由于数值积分方法导致的<sup>[20]</sup>,以下通过公式变换和物理等效,量化后退欧拉积分法对模型损耗的影响。

## 2 数值方法对模型损耗的影响

对式(2)进行变形,导通状态下有如式(3)所示形式,关断状态下有如式(4)所示形式。

$$I_{h\_B}(t) = -i(t - \Delta t) + u(t - \Delta t)Y'_{eq\_T} - u(t - \Delta t)Y'_{eq\_T} = -i'(t - \Delta t) - u(t - \Delta t)Y'_{eq\_T} = I'_{h\_T}(t) \quad (3)$$

$$U_{h\_B}(t) = \frac{i(t - \Delta t)}{Y''_{eq\_T}} + u(t - \Delta t) - \frac{i(t - \Delta t)}{Y''_{eq\_T}} = \frac{i(t - \Delta t)}{Y''_{eq\_T}} + u''(t - \Delta t) = U''_{h\_T}(t) \quad (4)$$

式中:  $Y'_{eq\_T} = \Delta t / (2L) = Y_{eq\_B} / 2$ ;  $Y''_{eq\_T} = 2C / \Delta t = 2Y_{eq\_B}$ 。

按照上述变换形式,电感元件的后退欧拉法差分模型可转化为梯形法差分模型并联电阻的形式;电容元件的后退欧拉法差分模型可以转化为梯形法差分模型串联电阻的形式,如图2所示。

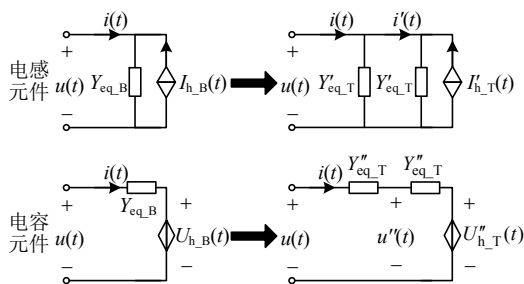


图2 后退欧拉法差分模型的等效变换

Fig. 2 Equivalent transformation of difference model of backward Euler method

以梯形法差分模型为准,当采用后退欧拉法求解电感、电容元件时,电感元件的差分模型在连续时间域中等效为理想电感并联电阻的形式,电容元件的差分模型在连续时间域中等效为理想电容串联电阻的形式,如图3所示。因此,后退欧拉法的截断误差会使电感元件产生并联电阻损耗,使电容元件产生串联电阻损耗。

综合以上分析,恒导纳模型的虚拟功率损耗,除了开关时刻储能元件自身造成的损耗外,还包含数值积分方法的截断误差造成的损耗。但由于恒导纳模型的导通状态模拟短路状态,端口电压很小;关断状态模拟断路状态,端口电流很小,因此稳态时由数值方法造成的损耗亦很小,仅在开关时刻的暂态过程中有相对较大的损耗。

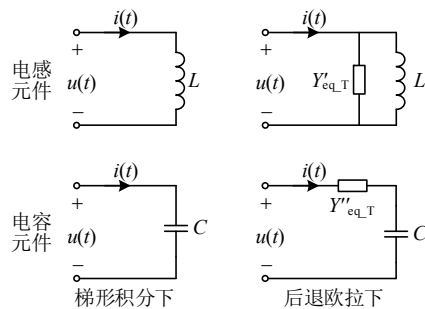


图3 数值积分下的等效物理模型

Fig. 3 Equivalent physical model under numerical integration

## 3 附加支路恒导纳模型

无论是储能元件产生的损耗,还是数值积分方法产生的损耗,均主要发生在开关动作的暂态过程中,前者是由于储能丢失,后者是由于开关时刻存在暂态误差,当恒导纳模型用于开关动作频繁的电力电子设备仿真时,将产生大量虚拟功率损耗,影响仿真精度。鉴于此,本节针对开关切换过程,研究提高恒导纳模型仿真精度的方法。

电力电子器件的开关状态受触发信号和支路电气量决定,单一器件导通与关断的判断条件相对简单,而目前柔性输电系统中常采用如图4所示的IGBT反并联二极管结构,为不失一般性,本节从这一特殊结构出发展开研究,以下简称此结构为开关模块。

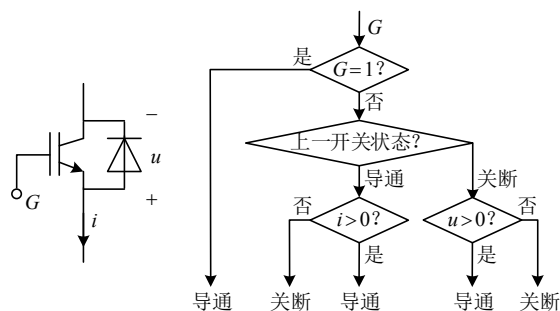


图4 开关模块恒导纳模型开关逻辑

Fig. 4 Switching logic of fixed-admittance model of switching module

在实时仿真中为了降低网络方程的维数,通常对开关模块整体建模,开关模块恒导纳模型的开关逻辑如图4所示,图中:  $G$  为 IGBT 触发信号,1 为触发导通,0 为触发关断;当  $G=0$  时,拓扑自动退化为二极管电路,由于采用电感和电容来等效导通和关断,因此不能以导通状态下电压小于 0 为关断依据,不能以关断状态下电流大于 0 为导通依据。

开关模块一般应用于桥式开关电路,如模块化多电平换流器的子模块、VSC、静止同步补偿器等,通常情况下,桥式开关电路上下桥臂互补通断,因为桥式开关电路的两端一般会建立起稳定的电压,在时间连续的物理系统中,一条桥臂导通后,反向电压立刻钳位在另一条桥臂的二极管两端,致使其关断。

但是在定步长的数字仿真系统中,如PSCAD,需要采用插值算法才能实现上下桥臂互补通断,否则会出现上下桥臂同时导通现象,当采用双值电阻模型时,由于此时上下桥臂的电阻值很小,受直流电压的作用,上下桥臂电流会出现很大的阶跃,导致仿真结果严重失真<sup>[24]</sup>。而恒导纳模型的导通状态为电感支路,因此不会产生很大的电流阶跃,即使不使用插值算法也会具有相对良好的仿真精度,但会因此延长开关的暂态过程,产生额外的损耗。

相比之下,插值算法下恒导纳模型的精度更高,但插值算法会导致计算量成倍增长,不适用于实时仿真,为提高开关模块的恒导纳模型在不采用插值情况下的仿真精度,提出如图5所示附加支路恒导纳模型,其中: $L$ 和 $C$ 即为图1中分别模拟导通状态和关断状态的电感和电容; $I_s$ 为受控电流源,控制信号为端口电流 $i(t)$ 。

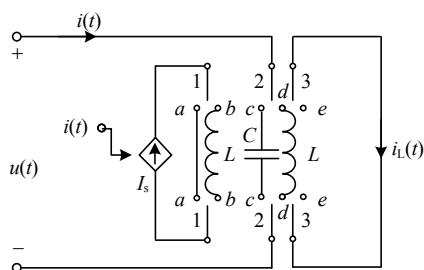


图5 附加支路恒导纳模型

Fig. 5 Additional-branches fixed-admittance model

当IGBT触发脉冲 $G=1$ 时,开关1置于触点 $b$ ,开关2置于触点 $d$ ,两个电感支路流过相同电流,开关3置于触点 $e$ ;当IGBT触发脉冲 $G=0$ 时,开关3置于触点 $d$ ,将此刻的电感能量储存,开关1置于触点 $a$ ,此时模型后退为二极管元件,当判定为二极管导通时,开关2置于触点 $b$ ,当判定为二极管关断时,开关2置于触点 $c$ 。

开关2所接支路为模型的对外支路,可以看出,无论开关模块处于何种状态,所提模型的对外支路始终为电感或电容,附加支路与对外支路相对独立,不会增加系统求解计算量。另外,附加支路结

构简单,只需利用简单的选择语句和少量存储单元即可实现附加支路求解,对时空复杂度影响较小。

附加支路的作用原理在于,当开关模块由关断状态变为导通状态时,触点 $c$ 间的电容支路被置为断路,此时关断状态下电容元件获得的能量被存储下来,待到开关模块再次变为关断状态时,电容中的能量又能回到对外支路中流动;当开关模块的IGBT由触发导通变为触发关断时,触点 $d$ 间的电感支路被置为短路,此时,电感元件中的能量被储存以待下一次投入,如此设计的目的是降低恒导纳模型损耗中的储能元件损耗。附加的受控电流源回路的作用是当开关模块的IGBT由触发导通变为触发关断,但开关模块中的二极管仍处于导通状态时,恒导纳模型能够存储IGBT关断时的能量,还能保持对外支路的电流连续,这样做的目的是限制桥式开关电路由于不采用插值算法而导致的暂态误差,降低数值积分方法对恒导纳模型损耗的影响。

虽然在实时仿真中难以实现插值算法,但对于具有上下桥臂互补通断特性的桥式开关电路,有时会采用等效插值的方式进行处理。例如在RTDS中,采用预存矩阵的方式对两电平VSC小步长仿真时,把每相分为两种状态,分别是上桥臂导通,下桥臂关断和上桥臂关断,下桥臂导通,这既能实现插值算法的效果,又能避免插值算法的计算量。

依据等效插值思想,可以近似认为桥式开关电路上下桥臂的开关状态仅由IGBT触发信号决定,此时附加支路恒导纳模型可以简化为如图6所示。

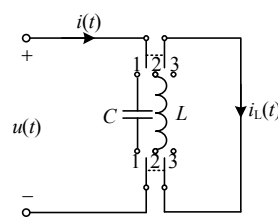


图6 简化附加支路恒导纳模型

Fig. 6 Simplified additional-branches fixed-admittance model

简化模型具有以下两种状态:

1) IGBT触发信号 $G=1$ 时,双刀开关置于触点2和3,此时模型由一条对外的电感支路和断路的电容支路构成;

2) IGBT触发信号 $G=0$ 时,双刀开关置于触点1和2,此时模型由一条对外的电容支路和短路的电感支路构成。

采用等效插值方式后,附加支路恒导纳模型不存在由储能元件造成的损耗,并且由于储能元件投入时具有初值,随着开关频率升高,初值与稳态值相差越小,即开关动作产生的暂态误差越小,数值积分方法造成的损耗也就越小。

虽然等效插值方式能够提高所提模型的仿真精度,但是由于使用了简化的开关逻辑,会限制模型的应用场景,以下将针对典型应用场景分析所提模型在采用插值和不采用插值两种情况下的模型损耗。

#### 4 附加支路恒导纳模型损耗分析

图7为三相两电平VSC拓扑结构,是目前应用较为广泛的高频开关场景,本节针对此场景的稳态工况,分析附加支路恒导纳模型的虚拟功率损耗。

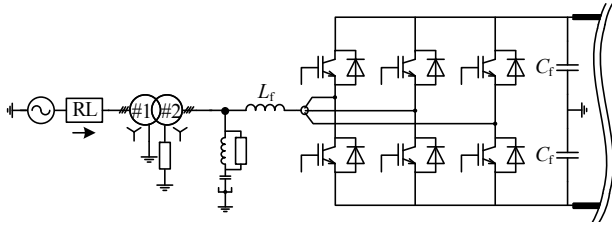


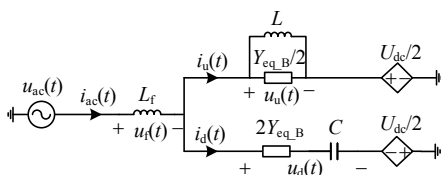
图7 三相两电平VSC拓扑

Fig. 7 Topology of three-phase two-level VSC

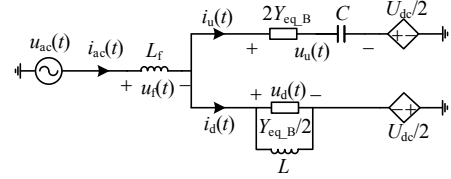
##### 4.1 插值处理下的损耗计算

为方便分析并且降低计算难度,对VSC模型进行一定程度的简化。首先,考虑稳态情况下三相对称,并且直流电压恒定,在交流侧换流变压器阀侧以及直流侧出口处将三相系统解耦为单相系统,单相系统交流侧连接额定交流电压源,直流侧连接额定直流电压源;另外,简化控制系统为开环控制系统,近似由正弦调制波与高频载波生成状态切换时间序列 $t=[t_1, t_2, \dots, t_n]$ ,鉴于各物理量的周期性,为了减小计算量,可以只计算一个工频周期(50Hz)内的模型损耗,因此 $t$ 中元素 $t_i \in [0, 0.02]\text{s}$ 。

采用等效插值,认为上下桥臂的开关状态互补,采用附加支路恒导纳模型后,结合图3,上述简化系统存在如图8所示两种状态。图中: $u_{ac}(t)$ 为额定交流相电压; $U_{dc}$ 为额定直流电压;下标u表



(a) 上桥臂导通,下桥臂关断



(b) 上桥臂关断,下桥臂导通

图8 单相等效电路

Fig. 8 Single phase equivalent circuit

示上桥臂;下标d表示下桥臂。

采用分段解析方法,利用式(5)所示状态方程和输出方程求取系统在序列 $t$ 中两个相邻时刻间的解析解,以此来计算此时间段内的模型损耗。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为状态变量列向量; $\dot{\mathbf{x}}$ 为 $\mathbf{x}$ 对时间的导数; $\mathbf{u}$ 为输入变量列向量; $\mathbf{y}$ 为输出变量列向量; $\mathbf{A}$ 为状态矩阵; $\mathbf{B}$ 为输入矩阵; $\mathbf{C}$ 为输出矩阵; $\mathbf{D}$ 为直接传递矩阵。

以电感电流、电容电压为状态变量,直流电压和交流电压为输入变量,则 $\mathbf{x}=[i_f(t), i_L(t), u_C(t)]^T$ , $\mathbf{u}=[U_{dc}, u_{ac}(t)]^T$ ,其中: $i_f=i_{ac}$ 为流过电感 $L_f$ 的电流; $i_L$ 为流过电感 $L$ 的电流; $u_C$ 为电容 $C$ 两端的电压,参考方向与图8中参考方向一致。

以电感电压、电容电流为输出变量,则 $\mathbf{y}=[u_f(t), u_L(t), i_C(t)]^T$ ,其中: $u_f$ 为电感 $L_f$ 两端的电压; $u_L$ 为电感 $L$ 两端的电压; $i_C$ 为流过电容 $C$ 的电流,参考方向与图8中参考方向一致。

根据图8所示电路关系,可以分别计算得到状态a(上桥臂导通,下桥臂关断)和状态b(上桥臂关断,下桥臂导通)下的系数矩阵 $\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{B}_1$ 、 $\mathbf{C}_1$ 、 $\mathbf{D}_1$ 和 $\mathbf{A}_2$ 、 $\mathbf{B}_2$ 、 $\mathbf{C}_2$ 、 $\mathbf{D}_2$ ,如式(6)—(9)所示。

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{2}{5L_f Y_{eq\_B}} & \frac{2}{5L_f Y_{eq\_B}} & -\frac{4}{5L_f} \\ \frac{2}{5L_f Y_{eq\_B}} & -\frac{2}{5L_f Y_{eq\_B}} & \frac{4}{5L_f} \\ \frac{4}{5C} & -\frac{4}{5C} & -\frac{2Y_{eq\_B}}{5C} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{3}{10L_f} & -\frac{4}{5L} & \frac{2Y_{eq\_B}}{5C} \\ \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{3}{10L_f} & \frac{4}{5L} & -\frac{2Y_{eq\_B}}{5C} \\ \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} -\frac{2}{5Y_{eq\_B}} & \frac{2}{5Y_{eq\_B}} & -\frac{4}{5} \\ \frac{2}{5Y_{eq\_B}} & -\frac{2}{5Y_{eq\_B}} & \frac{4}{5} \\ \frac{4}{5} & -\frac{4}{5} & -\frac{2Y_{eq\_B}}{5} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} \frac{3}{10} & 1 \\ -\frac{4}{5} & 0 \\ \frac{2Y_{eq\_B}}{5} & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$D_2 = \begin{bmatrix} -\frac{3}{10} & 1 \\ \frac{4}{5} & 0 \\ -\frac{2Y_{eq\_B}}{5} & 0 \end{bmatrix}$$

以相邻两个状态切换时刻  $t_i$ 、 $t_{i+1}$  为例说明损耗计算过程, 鉴于 PWM 载波的高频特性,  $t_i$  与  $t_{i+1}$  时间间隔较小, 为简化计算, 近似认为  $t_i \sim t_{i+1}$  时间段内,  $u_{ac}(t)$  恒为  $u_{ac}(t_i)$ , 求解式(5)可得该时间段内的状态变量  $\mathbf{x}(t)$  和输出变量  $\mathbf{y}(t)(t \in (t_i, t_{i+1}])$ 。

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t) = e^{A(t-t_i)} \mathbf{x}_0 + \int_{t_i}^t e^{A(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(t_i) d\tau \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} e^{A(t-t_i)} \mathbf{x}_0 + \mathbf{C} \int_{t_i}^t e^{A(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(t_i) d\tau + \mathbf{D} \mathbf{u}(t_i) \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $\mathbf{x}_0$  为时间段  $t_i \sim t_{i+1}$  内状态变量的初始值, 其中, 电流  $i_f$  连续, 即  $i_{f0} = i_f(t_i)$ ; 根据所提模型的特性, 开关支路的状态变量初始值应为上一次相同开关状态下状态变量的终值, 即  $i_{L0} = i_L(t_{i-1})$ ,  $u_{C0} = u_C(t_{i-1})$ 。

另外, 考虑到开关支路关断状态下稳态时相当于断路, 因此计算时近似认为, 当  $t_i$  时刻系统切换为状态 a 时,  $u_{C0} \approx U_{dc}$ ; 反之,  $u_{C0} \approx -U_{dc}$ 。

根据得到的输出变量  $u_L(t)$  和  $i_C(t)$  计算时间段  $t_i \sim t_{i+1}$  内的损耗, 如式(11)所示:

$$E_i = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \left( \frac{u_L^2(t) Y_{eq\_B}}{2} + \frac{i_C^2(t)}{2Y_{eq\_B}} \right) dt \quad (11)$$

附加支路恒导纳模型导致的包括整流站和逆变站在内的整体功率损耗  $P_{loss}$  为

$$P_{loss} = \frac{1}{0.02} \sum_{i=0}^n E_i \times 6 = 300 \cdot \sum_{i=0}^n E_i \quad (12)$$

#### 4.2 无插值处理时的损耗分析

针对 VSC 中的单相桥臂, 设  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$  为 3 个

相邻的触发信号变化时刻, 其中:  $t_1$  时刻, 上桥臂 IGBT 触发导通、下桥臂 IGBT 触发关断;  $t_2$  时刻, 上桥臂 IGBT 触发关断、下桥臂 IGBT 触发导通;  $t_3$  时刻上桥臂 IGBT 触发导通, 下桥臂 IGBT 触发关断, 且  $i_{ac}(t_1)$ 、 $i_{ac}(t_2)$  及  $i_{ac}(t_3)$  均大于零。设上桥臂触发信号为  $G_u$ , 下桥臂触发信号为  $G_d$ , 则触发信号的时序变化如图 9 所示。

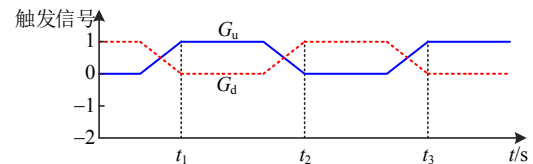


图 9 触发信号时序图

Fig. 9 Sequence diagram of trigger signals

上述条件下, 当仿真系统不采用插值处理时,  $t_2$  时刻将发生上桥臂延迟关断的情况。另外, 由于柔性直流输电的调制比  $m = 2\text{peak}(u_{ac})/U_{dc} < 1$  (其中  $\text{peak}(u_{ac})$  为交流相电压幅值), 所以,  $t_1 \sim t_2$  时间段内, 电感  $L_f$  两端电压  $u_f$  为负, 电流逐渐减小, 即  $i_{ac}(t_1) > i_{ac}(t_2)$ ; 同理,  $i_{ac}(t_3) > i_{ac}(t_2)$ 。

利用数值积分方法对图 8 中的电路进行离散化, 得到图 10 所示的单相差分电路模型, 其中换流电抗  $L_f$  采用梯形积分方法, 上下桥臂采用后退欧拉方法。

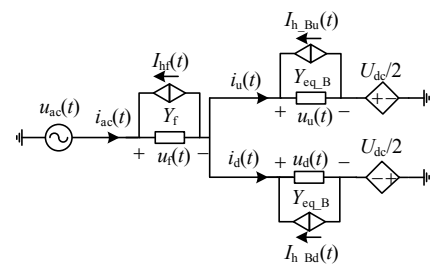


图 10 单相差分电路

Fig. 10 Single phase differential circuit

求解图 10 所示电路, 可以得到上下桥臂电流及电压表达式, 如式(13)所示。

$$\begin{cases} i_u(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2} - \frac{I_{h\_Bu}(t)}{2} + \frac{I_{h\_Bd}(t)}{2} - \frac{U_{dc} Y_{eq\_B}}{2} \\ i_d(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2} + \frac{I_{h\_Bu}(t)}{2} - \frac{I_{h\_Bd}(t)}{2} + \frac{U_{dc} Y_{eq\_B}}{2} \\ u_u(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2Y_{eq\_B}} + \frac{I_{h\_Bu}(t)}{2Y_{eq\_B}} + \frac{I_{h\_Bd}(t)}{2Y_{eq\_B}} - \frac{U_{dc}}{2} \\ u_d(t) = \frac{i_{ac}(t)}{2Y_{eq\_B}} + \frac{I_{h\_Bu}(t)}{2Y_{eq\_B}} + \frac{I_{h\_Bd}(t)}{2Y_{eq\_B}} + \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (13)$$

1)  $t_1$  时刻接收到触发脉冲后, 上桥臂导通, 下桥臂关断, 根据图 5 所示的附加支路恒导纳模型结构, 上桥臂的电容被断路, 下桥臂的电感被短路, 其能量分别以电压和电流的形式被储存, 其中上桥臂电容电压近似为  $-U_{dc}$ , 下桥臂电感电流为  $i_{ac}(t_1)$ 。

2)  $t_2$  时刻接收到触发脉冲后, 下桥臂由关断到导通, 下桥臂电容被断路, 电容电压近似为  $U_{dc}$ ; 由于交流电流方向为正, 因此上桥臂亦被判定为导通, 此时上下桥臂同时导通。根据附加支路恒导纳模型的物理特性, 此时下桥臂电感元件带初值投入,  $I_{h\_Bu}(t_2 + \Delta t) = -i_{ac}(t_1)$ , 上桥臂电感电流连续,  $I_{h\_Bu}(t_2 + \Delta t) = -i_{ac}(t_2)$ , 计算得到  $t_2 + \Delta t$  时刻上桥臂电流:

$$\begin{aligned} i_u(t_2 + \Delta t) &= \frac{i_{ac}(t_2 + \Delta t)}{2} + \frac{i_{ac}(t_2)}{2} - \frac{i_{ac}(t_1)}{2} - \frac{U_{dc}Y_{eq\_B}}{2} \approx \\ & i_{ac}(t_2) - \frac{i_{ac}(t_1)}{2} - \frac{U_{dc}Y_{eq\_B}}{2} \end{aligned} \quad (14)$$

根据文献[16]提出的参数设计方法, 模型的等效导纳  $Y_{eq\_B}$  满足式(15)。

$$Y_{eq\_B} = \frac{RMS(i_{ac})}{U_{dc}} \quad (15)$$

式中  $RMS(i_{ac})$  为交流电流有效值。

另外, 由于  $i_{ac}(t_1) > i_{ac}(t_2)$ , 因此, 一般情况下满足  $i_u(t_2 + \Delta t) < 0$ , 此时, 上桥臂才被判定为关断。

3)  $t_3$  时刻接收到触发脉冲后, 上桥臂导通, 下桥臂关断, 此时上桥臂电感元件带初值投入, 当不考虑所提模型附加支路的特殊设计, 仅考虑消除储能元件损耗时, 上桥臂电感元件的初值  $I_{h\_Bu}(t_3 + \Delta t) = -i_u(t_2 + \Delta t)$ ; 下桥臂电容元件带初值投入,  $I_{h\_Bd}(t_3 + \Delta t) = U_{dc}Y_{eq\_B}$ , 计算得到  $t_3 + \Delta t$  时刻上桥臂电压  $u_u(t_3 + \Delta t)$  及下桥臂电流  $i_d(t_3 + \Delta t)$ :

$$\left\{ \begin{aligned} u_u(t_3 + \Delta t) &= \frac{i_{ac}(t_3 + \Delta t)}{2Y_{eq\_B}} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2Y_{eq\_B}} \approx \\ & \frac{i_{ac}(t_3)}{2Y_{eq\_B}} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2Y_{eq\_B}} > 0 \\ i_d(t_3 + \Delta t) &= \frac{i_{ac}(t_3 + \Delta t)}{2} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2} \approx \\ & \frac{i_{ac}(t_3)}{2} - \frac{i_u(t_2 + \Delta t)}{2} > 0 \end{aligned} \right. \quad (16)$$

上桥臂导通状态下的稳态电压近似为 0, 下桥臂关断状态下的稳态电流近似为 0, 在暂态误差衰减的过程中, 后退欧拉法的截断误差会造成损耗, 暂态误差越大, 损耗越大。

由于未采取插值措施导致  $t_2$  时刻上桥臂关断时的电流小于 0, 而由于所提模型附加支路的特殊设计, 第 2 阶段上桥臂关断过程中被储存的电感电流是上桥臂 IGBT 触发关断时的电流, 即  $i_{ac}(t_2)$ , 对比式(16), 当  $I_{h\_Bu}(t_3 + \Delta t) = -i_{ac}(t_2)$  时,  $t_3 + \Delta t$  时刻的上桥臂电压和下桥臂电流的暂态误差更小, 因此附加支路恒导纳模型的特殊设计能够使开关模块在不插值的情况下仍具有相对较低的功率损耗。

## 5 仿真验证

### 5.1 VSC-HVDC 系统

在 PSCAD/EMTDC 平台中搭建如图 7 所示的三相两电平 VSC-HVDC 系统, 整流站采用定有功功率和定无功功率控制, 逆变站采用定直流电压和定无功功率控制, 直流侧采用背靠背连接方式, 系统参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数

| 参数                 | 数值   | 参数               | 数值                      |
|--------------------|------|------------------|-------------------------|
| 额定交流电压/kV          | 420  | 额定直流电压/kV        | $\pm 200$               |
| 额定有功功率/MW          | 200  | 交流等效阻抗/ $\Omega$ | $26.45 \angle 80^\circ$ |
| 额定无功功率/MW          | 0    | 换流变压器变比          | 420/230                 |
| 换流变压器容量/MVA        | 1500 | 换流变压器漏抗/pu       | 0.1                     |
| 直流电容 $C_f/\mu F$   | 300  | 换流电抗 $L_f/mH$    | 72.4                    |
| PWM 载波频率 $f_c/kHz$ | 2    | 滤波器品质因数          | 0.08                    |
| 滤波器截止频率/Hz         | 450  | 滤波器补偿容量/Mvar     | 75                      |

为验证本文所提模型的正确性和精度, 设置对照实验, 对照组分为 2 组, 分别采用高精度的双值电阻模型, 和 RTDS 使用的附加阻尼的恒导纳模型, 从模型损耗、暂态响应和极端工况响应 3 个方面进行验证。3 种模型的参数如表 2 所示, 其中 RTDS 使用的恒导纳模型的参数按照 RTDS 手册进行设计, 阻尼系数取  $0.1^{[19]}$ 。

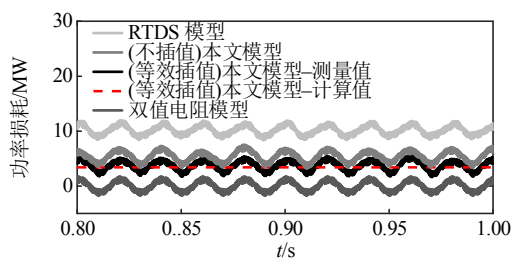
表 2 开关器件模型参数

| 模型      | 参数             |       |       |
|---------|----------------|-------|-------|
|         | 电阻/ $\Omega$   | 电感/mH | 电容/nF |
| 双值电阻模型  | $10^{-3}/10^6$ | —     | —     |
| RTDS 模型 | 159.3          | 0.880 | 1.387 |
| 本文所提模型  | 0              | 1.593 | 2.510 |

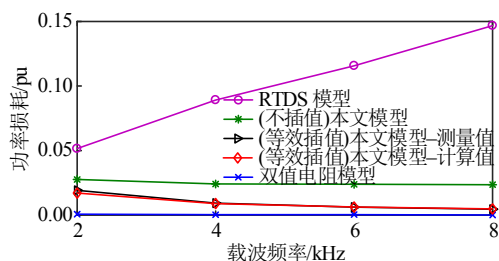
#### 5.1.1 模型损耗

以整流站交流出口处有功功率和逆变站交流出口处有功功率之间的差额作为衡量模型损耗的依据, 图 11(a)为载波频率 2kHz 下的各模型损耗测

量值及计算得到的插值处理下附加支路恒导纳模型损耗的理论值。首先,可以证明,相比于 RTDS 模型,本文所提模型在有无插值处理两种情况下均具有更低的虚拟功率损耗,更接近双值电阻模型;其次,可以证明,本文提出的损耗计算方法能够较准确地计算出插值处理下,附加支路恒导纳模型的虚拟功耗。



(a) 功率损耗曲线( $f_c=2\text{kHz}$ )



(b) 损耗随载波频率变化曲线

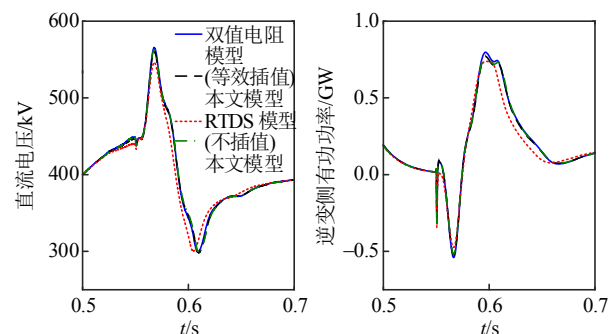
图 11 虚拟功率损耗

Fig. 11 Virtual power loss

由于功率波动具有周期性,以一段时间内的功率损耗的平均值作为当前载波频率下的模型损耗,得到如图 11(b)所示的损耗随载波频率变化曲线。可见,所提模型在较高的开关频率下仍能维持较低的功耗,而 RTDS 采用的恒导纳模型的损耗随开关频率增加而增大,无法保证高频下的仿真精度。

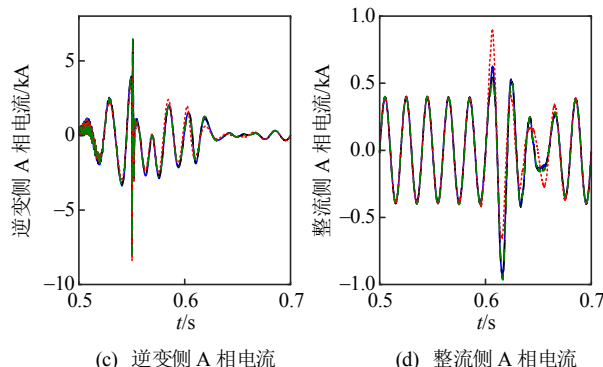
### 5.1.2 暂态响应

以三相短路为例测试暂态工况下模型仿真精度。在逆变站换流变压器网侧交流母线处设置三相接地短路故障,故障起始时刻为  $t=0.5\text{s}$ ,故障持续时间  $0.05\text{s}$ ,仿真结果如图 12 所示,由图可知,所



(a) 直流电压

(b) 逆变侧有功功率



(c) 逆变侧 A 相电流

(d) 整流侧 A 相电流

图 12 三相短路仿真

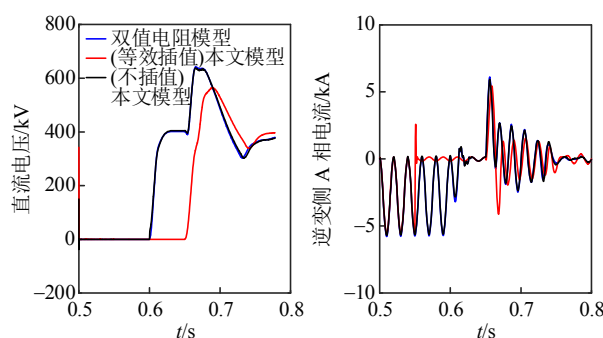
Fig. 12 Three phase short circuit simulation

提模型在暂态过程较为剧烈的三相短路工况下的仿真结果仍具有较高的精度。

### 5.1.3 极端工况响应

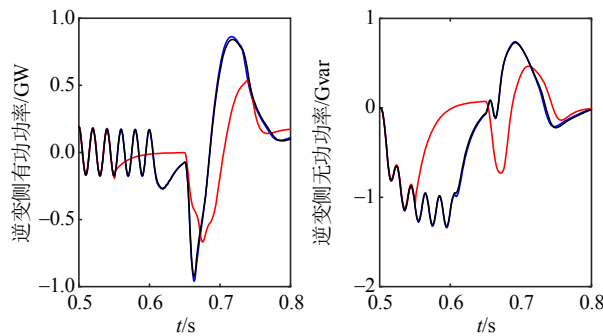
等效插值方法基于 VSC 上下桥臂互补通断,采用了简化开关逻辑,为了验证本文所提附加支路恒导纳模型在不插值的情况下应用场景更广泛,设置了非典型工况: $t=0.5\text{s}$  时系统发生直流双极接地短路, $t=0.55\text{s}$  时换流站闭锁, $t=0.6\text{s}$  时直流故障被清除, $t=0.65\text{s}$  时换流站解除闭锁重新启动。

从图 13 所示的极端工况下的仿真结果可知,附加支路恒导纳模型在不插值的情况下能够完全拟合双值电阻模型的仿真结果,而采用等效插值方



(a) 直流电压

(b) 逆变侧 A 相电流



(c) 逆变侧有功功率

(d) 逆变侧无功功率

图 13 极端工况仿真

Fig. 13 Extreme condition simulation

式后, 由于在换流站闭锁时不能够主动转换为二极管元件, 使得仿真结果失真。

## 5.2 其他系统

鉴于大多数电力电子设备都采用桥式结构, 且上下桥臂均为开关支路, 通常情况下互补通断, 为进一步验证所提模型在其他拓扑中的适用性, 建立如图 14 所示的简单电路, 其中上桥臂为开关支路, 下桥臂为电阻负载, 触发脉冲  $G$  由正弦调制波和高频三角载波生成。测量不同开关模型下的开关支路电流  $i_s$  和负载支路电流  $i_i$ , 如图 15 所示。

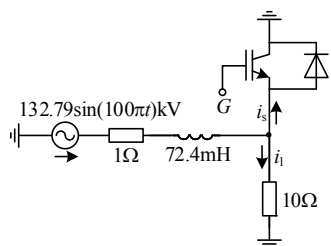


图 14 其他仿真电路

Fig. 14 Other simulation circuit

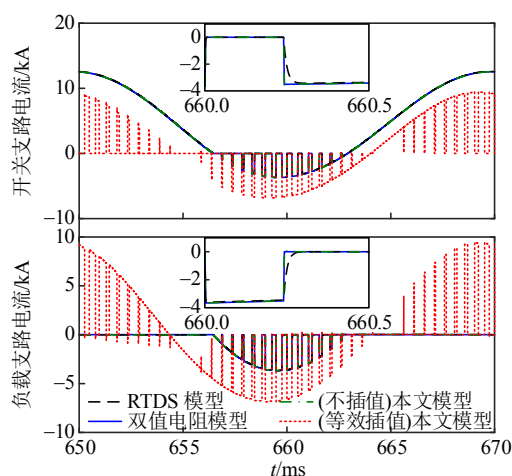


图 15 桥臂电流

Fig. 15 Arm current

当交流电流为正时, 上桥臂开关支路中的二极管导通, IGBT 的导通与关断不影响电流通路。由于等效插值方法基于简化的开关逻辑, 仅根据 IGBT 触发信号判断开关状态, 因此不能直接用于此电路结构, 否则会导致仿真结果失真, 而其他模型的仿真结果基本拟合。

放大交流电流为负时的一个开关过程, 可以看出, 与 RTDS 模型相比, 附加支路恒导纳模型的暂态误差更小, 能够更快收敛至稳态, 具有更高的仿真精度。

## 6 结论

本文量化了数值积分方法对恒导纳模型损耗的影响, 建立了附加支路恒导纳模型, 分析了其是否采用插值处理的两种情况下的损耗问题, 基于 PSCAD 仿真实验验证了所提模型和方法的正确性, 得到以下结论:

1) 附加支路恒导纳模型在等效插值处理下能够精确模拟上下桥臂互补通断的桥式开关电路, 模型损耗随开关频率升高而降低, 适用于 VSC-HVDC 等系统常规工况的小步长实时仿真;

2) 分段解析方法能够仅根据 PWM 载波频率、直流额定电压、交流额定电压和换流电抗, 精确计算附加支路恒导纳模型在 VSC-HVDC 系统中的虚拟功率损耗, 并且开关频率越高, 计算结果越精确;

3) 附加支路恒导纳模型在多种工况和拓扑下均具有较高精度, 虽然对于 VSC 系统, 采用等效插值方法会使模型的损耗更低, 但即使不采用插值, 随着开关频率升高, 所提模型的损耗仍能维持在较低水平。另外, 等效插值方法简化了开关逻辑, 使得经过等效插值处理的附加支路恒导纳模型的应用场景受限, 后续可进一步研究高效的插值算法。

## 参考文献

- [1] 田芳, 黄彦浩, 史东宇, 等. 电力系统仿真分析技术的发展趋势[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(13): 2151-2163.  
TIAN Fang, HUANG Yanhao, SHI Dongyu, et al. Developing trend of power system simulation and analysis technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(13): 2151-2163(in Chinese).
- [2] 多梅尔 H W. 电力系统电磁暂态计算理论[M]. 李永庄, 林集明, 曾昭华, 译. 北京: 水利电力出版社, 1991.  
DOMMEL H W. EMTF theory book[M]. LI Yongzhuang, LIN Jiming, ZENG Zhaohua, Trans. Beijing: Water Resources and Electric Power Press, 1991(in Chinese).
- [3] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, 等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 1893-1904.  
ZHOU Xiaoxin, CHEN Shuyong, LU Zongxiang, et al. Technology features of the new generation power system in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 1893-1904(in Chinese).
- [4] 肖湘宁. 新一代电网中多源多变换复杂交直流系统的基础问题[J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 1-14.  
XIAO Xiangning. Basic problems of the new complex AC-DC power grid with multiple energy resources and

- multiple conversions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(15): 1-14(in Chinese).
- [5] FARUQUE M D O, STRASSER T, LAUSS G, et al. Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis[J]. IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, 2015, 2(2): 63-73.
- [6] 王成山, 李鹏, 王立伟. 电力系统电磁暂态仿真算法研究进展[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(7): 97-103. WANG Chengshan, LI Peng, WANG Liwei. Progresses on algorithm of electromagnetic transient simulation for electric power system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(7): 97-103(in Chinese).
- [7] 杭丽君, 闫东, 胡家兵, 等. 电力电子系统建模关键技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 2966-2979. HANG Lijun, YAN Dong, HU Jiabing, et al. Review and prospect of key modeling technologies for power electronics system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(9): 2966-2979(in Chinese).
- [8] 徐政, 李宁臻, 肖晃庆, 等. 大规模交直流电力系统并行计算数字仿真综述[J]. 电力建设, 2016, 37(2): 1-9. XU Zheng, LI Ningcan, XIAO Huangqing, et al. A review of parallel computing digital simulation of large-scale AC/DC power system[J]. Electric Power Construction, 2016, 37(2): 1-9(in Chinese).
- [9] 内维尔·沃森, 乔斯·阿里拉加. 电力系统电磁暂态仿真[M]. 陈贺, 白宏, 项祖涛, 译. 北京: 中国电力出版社, 2017: 179-205. WATSON N, ARRILLAGA J. Power systems electromagnetic transients simulation[M]. CHEN He, BAI Hong, XIANG Zutao, Trans. Beijing: China Electric Power Press, 2017: 179-205(in Chinese).
- [10] 王成山, 高菲, 李鹏, 等. 电力电子装置典型模型的适应性分析[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(6): 63-68. WANG Chengshan, GAO Fei, LI Peng, et al. Adaptability analysis of typical power electronic device models [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(6): 63-68(in Chinese).
- [11] 王泽琳. 基于FPGA的双馈风电机组实时仿真系统研究[D]. 济南: 山东大学, 2021. WANG Zelin. Research on real-time simulation of doubly fed induction generator based on FPGA[D]. Jinan: Shandong University, 2021(in Chinese).
- [12] HUI S Y R, CHRISTOPOULOS C. A discrete approach to the modeling of power electronic switching networks [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(4): 398-403.
- [13] HUI S Y R, MORRALL S. Generalised associated discrete circuit model for switching devices[J]. IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology, 1994, 141(1): 57-64.
- [14] SONG Yankan, CHEN Laijun, CHEN Ying, et al. A general parameter configuration algorithm for associate discrete circuit switch model[C]//2014 International Conference on Power System Technology. Chengdu, China: IEEE, 2014: 956-961.
- [15] 龚文明, 王灿, 朱喆, 等. 基于LC二值等效开关模型的电力电子系统高效电磁暂态仿真方法[J]. 南方电网技术, 2018, 12(11): 37-43. GONG Wenming, WANG Can, ZHU Zhe, et al. High efficient EMT simulation method of power electronic system based on LC binary equivalent switch model [J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(11): 37-43(in Chinese).
- [16] 穆清, 周孝信, 王祥旭, 等. 面向实时仿真的小步长开关误差分析和参数设置[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(31): 120-129. MU Qing, ZHOU Xiaoxin, WANG Xiangxu, et al. Error analysis and parameters of switches in small step simulation for real-time simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(31): 120-129(in Chinese).
- [17] 徐晋, 汪可友, 李国杰, 等. 基于参数化历史电流源的广义小步长开关模型[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1647-1654. XU Jin, WANG Keyou, LI Guojie, et al. A general small time-step model based on the parameterized history current sources[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(6): 1647-1654(in Chinese).
- [18] 徐晋, 汪可友, 李国杰, 等. 基于响应匹配的电力电子换流器恒导纳建模[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3879-3888. XU Jin, WANG Keyou, LI Guojie, et al. Fixed-admittance modeling of power electronic converters using response-matching technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3879-3888(in Chinese).
- [19] MAGUIRE T, GIESBRECHT J. Small time-step ( $<2\mu\text{s}$ ) VSC model for the real time digital simulator [C]//2005 International Conference on Power Systems Transients. Montreal, Canada, 2005.
- [20] 林畅, 纪锋, 彭逸轩, 等. 一种面向实时仿真的两电平VSC建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 3056-3064. LIN Chang, JI Feng, PENG Yixuan, et al. A two-level VSC modeling method for real-time simulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(9): 3056-3064(in Chinese).
- [21] MU Qing, LIANG Jun, ZHOU Xiaoxin, et al. Improved ADC model of voltage-source converters in DC grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5738-5748.

- [22] 曹阳, 顾伟, 柳伟, 等. 基于交叉初始化的换流器参数化恒导纳模型[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(10): 3518-3527.  
CAO Yang, GU Wei, LIU Wei, et al. A parameterized fixed-admittance model of converters based on cross initialization[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(10): 3518-3527(in Chinese).
- [23] 侯延琦, 刘崇茹, 郑乐, 等. 基于负电阻补偿的 VSC 恒导纳建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(19): 6985-6995.  
HOU Yanqi, LIU Chongru, ZHENG Le, et al. Fixed-admittance modeling method of voltage source converter based on compensation of negative resistance [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(19): 6985-6995(in Chinese).
- [24] MAGUIRE T, ELIMBAN S, TARA E, et al. Predicting switch ON/OFF statuses in real time electromagnetic transients simulations with voltage source converters[C]// 2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2). Beijing, China: IEEE,

2018: 1-7.



侯延琦

在线出版日期: 2022-07-01。

收稿日期: 2021-11-04。

作者简介:

侯延琦(1995), 男, 博士研究生, 研究方向为柔性直流输电系统建模与控制, houyanqi@ncepu.edu.cn;

\*通信作者: 刘崇茹(1977), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为交直流混合系统分析与仿真、运行与控制等, chongru.liu@ncepu.edu.cn;

王鑫艳(1999), 女, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电系统建模与控制;

郑乐(1989), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力系统稳定分析与优化控制。

(编辑 吕鲜艳, 刘雪莹)

# Additional-branches Fixed-admittance Model of IGBT Switching Module

HOU Yanqi, LIU Chongru\*, WANG Xinyan, ZHENG Le

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources

(North China Electric Power University))

**KEY WORDS:** fixed-admittance model; small-step real-time simulation; additional branches; interpolation

Fixed-admittance modeling of power electronic devices is a research hotspot in the field of small-step real-time simulation. Aiming at the simulation accuracy of fixed-admittance model under high switching frequency, a fixed-admittance modeling method of IGBT switching module based on additional branches is proposed. In addition, the losses of the proposed model with interpolation and without interpolation are analyzed based on the three-phase two-level source converter topology.

The proposed additional-branches fixed-admittance model is shown in Fig. 1, which can improve the simulation accuracy of the switching module without interpolation.

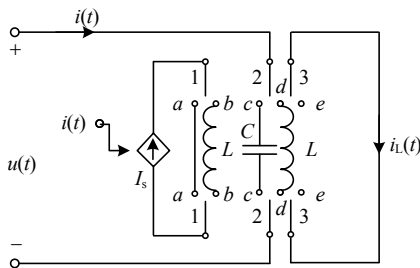


Fig. 1 Additional-branches fixed-admittance model

Where  $L$  and  $C$  are the inductance and capacitance simulating the on state and off state respectively,  $I_s$  is the controlled current source whose control signal is the port current  $i(t)$ .

When the trigger signal of IGBT is 1, switch 1 is placed at  $b$ , switch 2 is placed at  $d$ , the two inductance branches flow the same current, and switch 3 is placed at  $e$ . When the trigger signal of IGBT is 0, switch 3 is placed at  $d$  to store the energy of inductance at the moment, switch 1 is placed at  $a$ , and the model retreats to a diode. When it is determined that the diode is on, switch 2 is placed at  $b$ , otherwise, switch 2 is placed at  $c$ .

The branch connected to switch 2 is the external branch of the model. It can be seen that no matter what state the switching model is in, the external branch of the proposed model is always inductance or capacitance, and the additional branches are relatively independence of the external branch, which will not increase the amount of calculation of the system solution. When solving, the external branch is equivalent to the form of the current

source  $I_{h\_B}$  and the admittance  $Y_{eq\_B}$  in parallel or the voltage source  $U_{h\_B}$  and the admittance  $Y_{eq\_B}$  in series, based on the backward Euler method. The parameters of the equivalent circuit are shown in formula (1).

$$\begin{cases} Y_{eq\_B} = \frac{\Delta t}{L} = \frac{C}{\Delta t} \\ I_{h\_B}(t) = \begin{cases} -i(t - \Delta t), & \text{on} \\ Y_{eq\_B} u(t - \Delta t), & \text{off} \end{cases} \\ U_{h\_B}(t) = \frac{I_{h\_B}(t)}{Y_{eq\_B}} \end{cases} \quad (1)$$

The function of the additional branches is that when the switching module changes from the off state to the on state, the capacitance branch between  $c$  is set to open circuit, and the energy obtained by the capacitance in the off state is stored. When the switching module is turned off again, the energy in the capacitance can flow back to the external branch again. When the IGBT of the switching module changes from triggering on to triggering off, the inductance branch between  $d$  is set to short circuit, the energy in the inductance is stored for the next input. The purpose of this design is to reduce the losses of the energy storage elements in the losses of the fixed-admittance model.

The function of the additional controlled current source loop is that when the IGBT of the switching module changes from triggering on to triggering off, but the diode of the switching module is still in the on state, and the fixed-admittance model can store the energy when the IGBT is turned off and keep the current of the external branch continuous. The purpose of this is to limit the transient error of the bridge switch circuit due to not using the interpolation algorithm, and to reduce the influence of the numerical integration method on the loss of the fixed-admittance model.

Compared to traditional fixed-admittance model used by RTDS, the proposed model can significantly improve the simulation accuracy and effectively reduce the virtual power loss at high switching frequency. In addition, the additional branches of the proposed model can be solved by using simple select statement and a small number of storage space, which has little impact on the time and space complexity.