

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240794

# 基于零极点匹配技术的电力电子开关恒导纳模型

杜金鹏, 王康, 汪光森, 刘著

(电磁能技术全国重点实验室(海军工程大学), 湖北 武汉 430033)

**摘要:** L/C 恒导纳开关模型具备导纳矩阵恒定、实时仿真效率高的优势, 是电磁暂态仿真中主要的开关模型之一, 但虚拟功率损耗问题严重影响仿真精度。为消除虚拟功率损耗, 提出一种基于零极点匹配技术的 L/C 恒导纳开关模型。首先, 根据 Z 变换下极点分布规律比较结构稳定性, 选择最优开关结构。其次, 以零极点匹配技术离散开关模型, 同时根据稳态特性与暂态特性确定模型参数。最后, 通过分析虚拟损耗产生机理, 提出一种恒定初始化技术, 计算不同开关状态下的历史电流源。以两电平电压源型换流器为实验对象, 搭建实时仿真硬件平台验证所提模型的可行性。仿真结果表明, 与传统 L/C 恒导纳模型相比, 所提开关模型的虚拟功率损耗减小 92%, 模型振荡时间减少 20%~30%, 恒定初始化技术可彻底消除虚拟功率损耗。

**关键词:** 电力电子开关; 恒导纳模型; 虚拟功率损耗; 零极点匹配技术; 恒定初始化

## A power electronic switch constant admittance model based on pole-zero matching technique

DU Jinpeng, WANG Kang, WANG Guangsen, LIU Zhu

(National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** An L/C constant admittance switch model has the advantages of a constant admittance matrix and high real-time simulation efficiency. This is one of the main switch models in electromagnetic transient simulation. However, virtual power loss significantly affects the simulation accuracy. To eliminate the virtual power loss, a L/C constant admittance switch model based on pole-zero matching technique is proposed. First, the switch structure is selected according to the Z-transform pole distribution law on the basis of stability. Then, the switch model is discretized with a pole-zero matching technique, while the model parameters are determined based on the steady-state and transient characteristics. Finally, by analyzing the mechanism of virtual power loss, a constant initialization technique is proposed to calculate the historical current sources in different switching states. Taking a two-level voltage source converter as the experimental object, a real-time simulation hardware platform is built to verify the feasibility of the proposed model. Simulation results show that, compared with the traditional L/C constant admittance switch model, the virtual power loss of the proposed switch model is reduced by 92%, the oscillation time of the model is reduced by 20%~30%, and the constant initialization technique can completely eliminate the virtual power loss.

This work is supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China (No. 51477179).

**Key words:** power electronic switch; constant admittance model; virtual power loss; pole-zero matching technique; constant initialization

## 0 引言

随着电力电子技术<sup>[1-2]</sup>在新能源发电、高压直流输电等领域的广泛应用, 有关换流器设备的电磁暂态仿真<sup>[3-5]</sup>成为分析系统特性的主要工具, 其中电力电子开关器件的建模尤为关键。开关建模的难点主

要体现在两个方面: 1) 电力电子开关动作频率高, 开关频繁切换过程中的暂态误差严重影响仿真精度; 2) 开关状态切换会导致电路拓扑结构发生变化, 增加电路求解的计算负担。

开关模型分为物理模型与行为模型。物理模型主要刻画开关自身特性, 用于 IGBT 开关的设计。行为模型主要刻画系统级响应, 用于电磁暂态仿真。目前常见的行为模型有理想开关模型、平均化模型、

**基金项目:** 国家自然科学基金面上项目资助 (51477179)

双值电阻开关模型、L/C 恒导纳开关模型等。

理想开关模型<sup>[6]</sup>通常用于系统理论分析,无法在仿真软件中实现。平均化模型<sup>[7]</sup>可提高仿真效率,但只适用于低频工况。在商用软件中应用最为广泛的是双值电阻和恒导纳模型。

PSCAD 等商用离线仿真软件均采用双值电阻开关<sup>[8]</sup>模型。此模型采用小电阻等效开关导通、大电阻等效开关关断,仿真性能接近理想开关模型,但等效导纳的频繁变化降低了仿真效率,不适用于高开关频率<sup>[9-11]</sup>的小步长实时仿真系统。

文献[12]提出 L/C 恒导纳开关模型,采用小电感等效开关导通、小电容等效开关关断,用历史电流源的迭代计算表征开关状态切换,保证了导纳矩阵的恒定,被广泛应用于 RTDS<sup>[13-14]</sup>、RT-LAB<sup>[15]</sup>、ADPSS<sup>[16]</sup>和基于 FPGA<sup>[17-19]</sup>的实时仿真平台。但恒导纳模型在状态切换过程中存在暂态误差,电容电感的离散过程会引入远高于实际开关损耗的虚拟功率损耗<sup>[20]</sup>,影响仿真精度。针对此问题,一般有 3 种解决思路。

1) 改变开关模型结构。如文献[21]在电容支路串联阻尼电阻抑制振荡;文献[22]通过增加补偿电源抵消暂态误差等。但目前对开关结构的研究较为浅显,多集中于开关关断时等效电容支路的改进,未对开关导通时的等效电感支路进行分析。为保证开关结构最优,需分别考虑开关通断状态选择开关结构。

2) 优化开关模型参数<sup>[23-24]</sup>。如文献[25]通过平衡误差与振荡的影响,设置优化函数进行参数配置;文献[26]提出一种损耗与误差最小化的参数优化方法;文献[27]提出参数化历史电流源的概念,根据响应匹配确定模型参数;文献[28]借助人工蜂群算法确定最优参数。虽然参数优化可提高恒导纳模型计算历史电流源时的迭代收敛速度,但由于恒导纳模型结构简单、参数较少,简单的参数优化对提高模型性能的作用有限。更有效的方式是改进离散方法,从根本上提升模型性能。

3) 改进开关模型初始化方式。未进行初始化时,历史电流源初值由上一时刻系统稳态值确定,与开关状态切换后的系统稳态值存在较大初始误差。为解决初值问题,文献[29]提出重新初始化技术(re-initialization technique, RIT),即在开关切换后为历史电流源提供一个接近稳态的初值。如文献[30]提出在开关切换时使用后向欧拉积分计算初值;文献[31]提出一种交叉初始化方式计算初值;文献[32]采用插值算法计算初值。各类初始化方式能够提供更准确的初值,从而减小初始误差,但无法提高历史电流源迭代计算过程的收敛速度,且对改善开关

模型状态的快速切换作用有限。

建立恒导纳开关模型有 3 个环节:开关结构选择、模型离散方式与最优参数确定、模型初值计算。3 个环节互相影响,并不独立,故传统改进方法针对单一环节进行优化的效果较差。为此,本文逐一分析上述 3 个环节,从整体上改进开关模型。

在开关结构选择环节,以稳定性为依据分别确定开关导通和关断状态的最优等效结构。在模型离散方式及参数确定环节,提出零极点匹配技术用于模型离散,根据暂态稳态特性及导纳恒定等约束条件确定最优参数。在初值计算环节,提出一种恒定初始化技术(constant initialization technique, CIT),从根本上消除模型迭代收敛过程中暂态误差大、虚拟功率损耗高的问题。

通过仿真实验可知,与传统 L/C 恒导纳开关模型相比,本文所提 L/C-PZM 模型暂态过程短、暂态误差小,具有更高的仿真精度。所提恒定初始化技术适用于所有 L/C 恒导纳开关模型,可彻底消除恒导纳模型特有的暂态误差与虚拟损耗,保留模型计算优势,同时大幅提高了模型的仿真精度。

## 1 基于零极点匹配技术的开关模型

仿真精度对开关模型而言是最重要的性能要求,其主要与开关离散方式及初始化方法有关。由于当前电力电子系统开关频率较高,开关的频繁切换易引发非原生数值振荡<sup>[33]</sup>问题,故稳定性也是开关模型的重要评价依据。

### 1.1 开关结构的选择

传统 L/C 恒导纳开关模型通过电容电感模拟开关通断特性,一般在电容支路串联小电阻进行改进,但均未对开关结构展开详细研究。

由于开关结构越稳定,抑制数值振荡的能力越强,因此本文以稳定性为依据选择最佳的开关结构。稳定性可通过 Z 变换下系统传递函数极点到单位圆圆心的距离进行量化,具体方法如下。

#### 1.1.1 开关物理结构

恒导纳开关模型以电容电感为基础模拟开关通断状态。根据是否添加阻尼电阻以及电阻与电容电感的串并联关系,恒导纳开关模型的备选物理结构分为 6 类,如图 1 所示。

#### 1.1.2 Z 变换与传递函数

以图 1 中单一电感的开关结构为例,其开关电压电流关系为

$$u_{on}(t) = L_{on} \frac{di_{on}(t)}{dt} \quad (1)$$

式中:  $u_{on}$  为开关导通电压;  $i_{on}$  为开关导通电流;  $L_{on}$

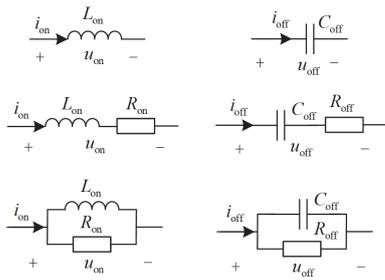


图 1 开关物理结构

Fig. 1 Physical structure of switch

为电感。

对式(1)采用梯形积分进行离散, 可得

$$\frac{\Delta t}{2}[u_{on}(t) + u_{on}(t - \Delta t)] = L_{on}[i_{on}(t) - i_{on}(t - \Delta t)] \quad (2)$$

式中,  $\Delta t$  为积分步长。

L/C 恒导纳开关模型一般采用 Norton 等效形式, 即以开关电压为输入, 以开关电流为输出, 对式(2)进行 Z 变换, 得到传递函数与极点为

$$\frac{\Delta t}{2}[U_{on}(z) + U_{on}(z)z^{-1}] = L_{on}[I_{on}(z) - I_{on}(z)z^{-1}] \quad (3)$$

$$H_1(z) = \frac{I_{on}(z)}{U_{on}(z)} = \frac{\Delta t}{2L_{on}} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4)$$

$$z_1 = 1 \quad (5)$$

式中:  $H_1$  为 Z 变换传递函数;  $z_1$  为 Z 变换极点;  $z$  为 Z 变换算子;  $I$ 、 $U$  分别为 Z 变换下的  $i$ 、 $u$ 。

同理可得 6 类备选结构的传递函数及极点分布, 如表 1 所示,  $L_{on}$ 、 $R_{on}$  为待定参数。

表 1 传递函数及极点分布

Table 1 Transfer function and pole distribution

开关结构	传递函数	极点
单一电感	$\frac{\Delta t}{2L_{on}} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$	$z_1 = 1$
电感电阻串联	$\frac{\Delta t(1+z^{-1})}{R_{on}\Delta t + 2L_{on} + (R_{on}\Delta t - 2L_{on})z^{-1}}$	$z_2 = \frac{2L_{on} - R_{on}\Delta t}{2L_{on} + R_{on}\Delta t}$
电感电阻并联	$\frac{R_{on}\Delta t + 2L_{on} + (R_{on}\Delta t - 2L_{on})z^{-1}}{2R_{on}L_{on}(1-z^{-1})}$	$z_3 = 1$
单一电容	$\frac{2C_{off}}{\Delta t} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$	$z_4 = -1$
电容电阻串联	$\frac{2C_{off}(1-z^{-1})}{\Delta t + 2R_{off}C_{off} + (\Delta t - 2R_{off}C_{off})z^{-1}}$	$z_5 = \frac{2R_{off}C_{off} - \Delta t}{2R_{off}C_{off} + \Delta t}$
电容电阻并联	$\frac{\Delta t + 2R_{off}C_{off} + (\Delta t - 2R_{off}C_{off})z^{-1}}{R_{off}\Delta t(1+z^{-1})}$	$z_6 = -1$

### 1.1.3 稳定性分析

以开关导通时的等效结构为例, 比较 3 类导通结构的稳定性。根据极点分布可知, 3 种导通结构的极点到单位圆圆心的距离  $|z_2|$  为

$$|z_2| = \left| \frac{2L_{on} - R_{on}\Delta t}{2L_{on} + R_{on}\Delta t} \right| < |z_1| = |z_3| = 1 \quad (6)$$

证明:

$$\left| \frac{2L_{on} - R_{on}\Delta t}{2L_{on} + R_{on}\Delta t} \right| < 1 \Leftrightarrow -1 < \frac{2L_{on} - R_{on}\Delta t}{2L_{on} + R_{on}\Delta t} < 1 \quad (7)$$

由式(7)可得

$$\begin{cases} -2L_{on} - R_{on}\Delta t < 2L_{on} - R_{on}\Delta t \\ 2L_{on} - R_{on}\Delta t < 2L_{on} + R_{on}\Delta t \end{cases} \quad (8)$$

求解式(8)可得

$$\begin{cases} L_{on} > 0 \\ R_{on}\Delta t > 0 \end{cases} \quad (9)$$

显然, 式(9)恒成立。

证毕。

由式(6)可知, 单一电感结构或电感与电阻并联结构的极点  $z_1$ 、 $z_3$  为 1, 恰好位于单位圆上; 而电感电阻串联结构的极点  $z_2$  位于单位圆内, 更靠近圆心, 稳定性更强, 故本文以电感与电阻的串联结构模拟开关导通。同理, 采用电容与电阻的串联结构模拟开关关断。

稳定性高低只与传递函数极点到单位圆圆心的距离有关。因此, 在分析不同结构的稳定性时, 只需确保采用相同离散方法处理上述 6 类结构即可, 对采用何种离散方法并无要求。

### 1.2 开关模型的离散方法

为更准确地刻画不同结构本身的物理特性, 采用零极点匹配技术确定开关模型表达式。零极点匹配法<sup>[34]</sup>原为电路方程求解方法, 通过匹配系统在  $s$  域与  $z$  域中零极点的位置以及系统终值, 构建差分方程替代连续微分方程。

将开关电压视为电压源, 则开关结构可构成单回路系统, 如图 2 所示。

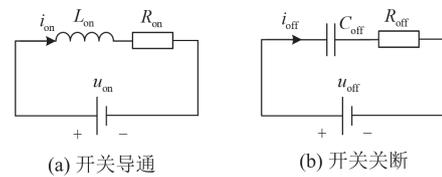


图 2 单回路系统

Fig. 2 Single-loop system

以图 2(a)的开关导通电路为例, 该系统在 Laplace 变换下的传递函数及终值为

$$H_{on}(s) = \frac{I_{on}(s)}{U_{on}(s)} = \frac{1}{R_{on} + sL_{on}} \quad (10)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left[ sH_{on}(s) \frac{1}{s} \right] = 1/R_{on} \quad (11)$$

式中:  $H_{on}(s)$  为 Laplace 变换传递函数;  $s$  为 Laplace 变换算子。

根据零极点匹配原理, 构造 Z 变换下系统传递函数, 并计算终值, 得到

$$H_{on}(z) = \frac{k_{on}z}{z - e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}}} \quad (12)$$

$$\lim_{z \rightarrow 1} \left[ \frac{z-1}{z} H_{on}(z) \frac{z}{z-1} \right] = \frac{k_{on}}{1 - e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}}} \quad (13)$$

式中:  $H_{on}(z)$  为 Z 变换传递函数;  $k_{on}$  为匹配常数。由系统终值相等, 确定匹配常数为

$$k_{on} = \frac{1 - e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}}}{R_{on}} \quad (14)$$

将匹配常数代入式(13), 并改写为差分方程形式, 得到开关导通模型表达式为

$$\begin{cases} i_{on}(t) = Y_{on}u_{on}(t) + i_{h_{on}}(t) \\ Y_{on} = (1 - e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}}) / R_{on} \\ i_{h_{on}}(t) = e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}} i_{on}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $Y_{on}$  为开关导通导纳;  $i_{h_{on}}$  为导通历史电流源。

同理可得开关关断模型表达式为

$$\begin{cases} i_{off}(t) = Y_{off}u_{off}(t) + i_{h_{off}}(t) \\ Y_{off} = C_{off}(1 - e^{-\Delta t/R_{off}C_{off}}) / \Delta t \\ i_{h_{off}}(t) = e^{-\Delta t/R_{off}C_{off}} i_{off}(t - \Delta t) - Y_{off}u_{off}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $u_{off}$  为开关关断电压;  $i_{h_{off}}$  为开关关断电流;  $Y_{off}$  为开关关断导纳;  $i_{h_{off}}$  为关断历史电流源;  $C_{off}$ 、 $R_{off}$  为待定参数。

### 1.3 开关模型参数的确定

#### 1.3.1 参数 $R_{on}$ 、 $R_{off}$ 的确定

当开关进入稳定导通状态后, 开关支路电压为零, 支路电流恒定为非零常数; 当开关进入稳定关断状态后, 开关支路电流为零, 支路电压恒定为非零常数, 即

$$\begin{cases} u_{on}(t) = 0, i_{on}(t) = i_{on}(t - \Delta t) = c_1 \\ i_{off}(t) = 0, u_{off}(t) = u_{off}(t - \Delta t) = c_2 \\ c_1 \neq 0, c_2 \neq 0 \end{cases} \quad (17)$$

将式(17)代入式(15)、式(16), 可得

$$\begin{cases} c_1 = e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}} c_1 + 0 \\ 0 = 0 + \frac{C_{off}(1 - e^{-\Delta t/(R_{off}C_{off})})}{\Delta t} (c_2 - c_2) \end{cases} \quad (18)$$

解得

$$R_{on}\Delta t / L_{on} = 0 \quad (19)$$

故为保证开关稳态特性,  $R_{on}$  取值越小越好, 本文  $R_{on}$  取值为  $10^{-3} \Omega$ 。

由 L/C 开关模型通断前后导纳恒定可得

$$Y_{on} = Y_{off} \quad (20)$$

$$\frac{1 - e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}}}{R_{on}} = \frac{C_{off}(1 - e^{-\Delta t/(R_{off}C_{off})})}{\Delta t} \quad (21)$$

解得

$$R_{off} = \frac{-\Delta t}{C_{off} \ln[1 - \Delta t(1 - e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}})/(R_{on}C_{off})]} \quad (22)$$

在已知  $R_{on}$  的前提下,  $R_{off}$  由  $L_{on}$  与  $C_{off}$  唯一确定。

#### 1.3.2 参数 $L_{on}$ 、 $C_{off}$ 的确定

对电力电子离散时间系统而言, 状态转移矩阵谱半径越小, 系统收敛性越强, 对应开关的暂态过程越短。将上述开关模型代入不同电力电子系统, 根据系统方程状态转移矩阵的谱半径即可确定开关参数  $L_{on}$ 、 $C_{off}$ 。

本文以图 3 所示两电平电压源型换流器为例进行分析。选取 a 相负载为研究对象, 将 a 相负载及对应的上下桥臂开关进行 Norton 等效, 等效电路如图 4 所示。

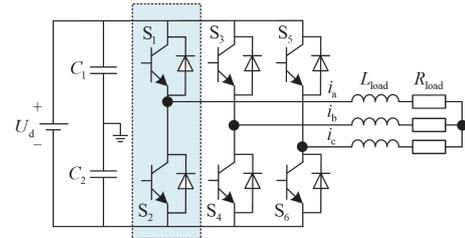


图 3 两电平电压源型换流器

Fig. 3 Two-level voltage source converter

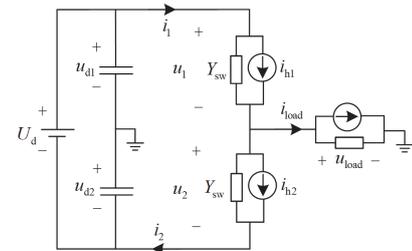


图 4 桥臂等效电路

Fig. 4 Bridge arm equivalent circuit

根据图 4 等效电路, 以直流侧电容电压  $u_{d1}$ 、 $u_{d2}$  与负载电流  $i_{load}$  为输入, 以上下桥臂开关电流  $i_1$ 、 $i_2$  与负载电压  $u_{load}$  为输出, 列写电路方程, 可得

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{h1}(t) \\ i_{h2}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{h1}(t - \Delta t) \\ i_{h2}(t - \Delta t) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_{d1}(t - \Delta t) \\ u_{d2}(t - \Delta t) \\ i_{load}(t - \Delta t) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ u_{load}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i_{h1}(t) \\ i_{h2}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{D} \begin{bmatrix} u_{d1}(t) \\ u_{d2}(t) \\ i_{load}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $A$  为状态转移矩阵;  $B$  为输入矩阵;  $C$  为观测矩阵;  $D$  为输出矩阵;  $i_{h1}(t)$ 、 $i_{h2}(t)$  分别为开关  $S_1$ 、 $S_2$  的历史电流。

当电路状态为上桥臂开关导通、下桥臂开关关断时, 状态转移矩阵为

$$A = A_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_{on}\Delta t}{L_{on}}} & e^{-\frac{R_{on}\Delta t}{L_{on}}} \\ e^{\frac{R_{off}C_{off}\Delta t}{L_{on}}} - 1 & e^{\frac{R_{off}C_{off}\Delta t}{L_{on}}} + 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

当电路状态为上桥臂开关关断、下桥臂开关导通时, 状态转移矩阵为

$$A = A_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{\frac{R_{off}C_{off}\Delta t}{L_{on}}} + 1 & e^{\frac{R_{off}C_{off}\Delta t}{L_{on}}} - 1 \\ e^{-\frac{R_{on}\Delta t}{L_{on}}} & e^{-\frac{R_{on}\Delta t}{L_{on}}} \end{bmatrix} \quad (25)$$

矩阵  $A_1$  与矩阵  $A_2$  特征值相同, 令

$$\begin{cases} \alpha = e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}} \\ \beta = e^{-\Delta t/R_{off}C_{off}} \end{cases} \quad (26)$$

则状态转移矩阵谱半径分布如图 5 所示。

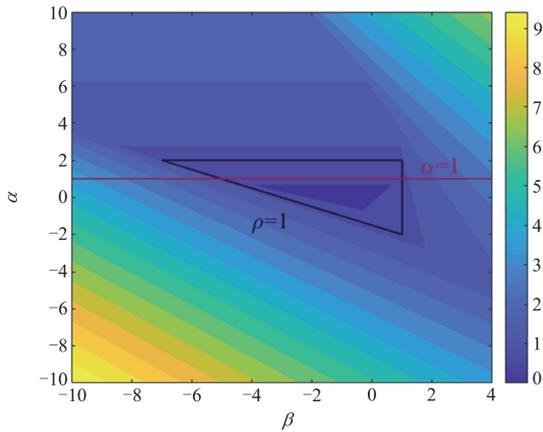


图 5 系统状态转移矩阵谱半径

Fig. 5 Spectral radius of system state transfer matrix

根据系统状态矩阵谱半径分布规律, 只要  $\alpha$ 、 $\beta$  的取值在图示黑色线框内, 即谱半径小于 1, 即可保证系统稳定收敛; 且谱半径越小, 暂态收敛过程越快。

确定  $\alpha$ 、 $\beta$  取值后, 将式(22)代入式(26)即可确定不同仿真步长  $\Delta t$  下  $L_{on}$ 、 $C_{off}$  的取值, 进而由式(22)可确定  $R_{off}$  取值。

### 1.3.3 谱半径与极点分布

除系统状态转移矩阵谱半径外, 部分文献会根据离散系统特征方程的极点分布规律确定最优参数。两种方法本质上相同, 此处做简要说明。

电路差分方程表示为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{C}\mathbf{u}(t - \Delta t) \quad (27)$$

其特征值与谱半径计算式为

$$\begin{cases} |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}| = 0 \\ \rho(\mathbf{A}) = \max\{|\lambda_1|, |\lambda_2|, \dots, |\lambda_n|\} \end{cases} \quad (28)$$

式中:  $\rho$  为谱半径;  $\lambda$  为特征值;  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

对式(27)进行 Z 变换, 可得

$$\mathbf{X}(z) = z^{-1}\mathbf{A}\mathbf{X}(z) + \mathbf{B}\mathbf{U}(z) + z^{-1}\mathbf{C}\mathbf{U}(z) \quad (29)$$

传递函数与极点计算式为

$$\begin{cases} \mathbf{H}(z) = \frac{\mathbf{X}(z)}{\mathbf{U}(z)} = \frac{\mathbf{B} + z^{-1}\mathbf{C}}{\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{A}} = \frac{z\mathbf{B} + \mathbf{C}}{z\mathbf{I} - \mathbf{A}} \\ \Delta(z) = z\mathbf{I} - \mathbf{A} = 0 \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $\mathbf{H}(z)$  为传递函数;  $\Delta(z)$  为极点计算式。

显然, 差分方程状态转移矩阵的特征值即 Z 变换传递函数的极点。因此谱半径小于 1 与系统传递函数极点全部位于单位圆内互为等价条件, 满足此条件的系统处于稳定状态。

## 2 开关模型的对比分析

### 2.1 开关模型结构及参数比较

传统 L/C 恒导纳开关模型在导通时等价为一电感, 关断时等价与电阻串联结构, 若采用后向欧拉积分(梯形积分同理)离散后, 历史电流源在开关通断时分别为

$$\begin{cases} i_{h, on}(t) = i_{on}(t - \Delta t) \\ i_{h, off}(t) = -Y_{off}u_{off}(t - \Delta t) + R_{off}Y_{off}i_{off}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (31)$$

将式(15)与式(16)对比发现, 传统开关模型相当于本文开关模型  $\alpha = 1$ 、 $\beta = R_{off}Y_{off}$  时的特例。

同理可得传统开关模型的谱半径分布, 即图 5 所示红色直线。由于传统开关模型的谱半径分布为直线, 本文开关模型的谱半径分布为二维平面, 且本文模型的谱半径最小值小于传统模型, 因此本文开关模型所选结构及参数优于传统开关模型。

### 2.2 开关模型离散方法比较

以图 1 所示电感与电阻的串联结构为例, 若采用传统后向欧拉积分进行离散, 则传统开关模型的导通表达式为

$$i_{on}(t) = \frac{L_{on}}{L_{on} + R_{on}\Delta t} i_{on}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{L_{on}} u_{on}(t) \quad (32)$$

对式(15)中的开关导通模型系数进行泰勒级数展开, 可得

$$e^{-R_{on}\Delta t/L_{on}} = \frac{1}{1 + R_{on}\Delta t/L_{on} + \dots} = \frac{L_{on}}{L_{on} + R_{on}\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (33)$$

$$\frac{1 - e^{-R_{\text{on}}\Delta t / L_{\text{on}}}}{R_{\text{on}}} = \frac{1}{R_{\text{on}}} (1 - 1 + R_{\text{on}}\Delta t / L_{\text{on}} + \dots) = \frac{\Delta t}{L_{\text{on}}} + O(\Delta t^2) \quad (34)$$

式中,  $O$  为高阶误差余项。

由式(33)、式(34)可知, 将零极点匹配法的系数进行一阶泰勒级数展开, 保留主项、忽略高阶余项, 即为后向欧拉积分系数。

若传统开关模型采用梯形积分离散, 则其表达式为

$$i_{\text{on}}(t) = \frac{2L_{\text{on}} - R_{\text{on}}\Delta t}{2L_{\text{on}} + R_{\text{on}}\Delta t} i_{\text{on}}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L_{\text{on}} + R_{\text{on}}\Delta t} [u_{\text{on}}(t) + u_{\text{on}}(t - \Delta t)] \quad (35)$$

对式(15)中的开关导通模型系数进行另一种形式的泰勒级数展开, 可得

$$e^{-R_{\text{on}}\Delta t / L_{\text{on}}} = \frac{e^{-R_{\text{on}}\Delta t / 2L_{\text{on}}}}{e^{R_{\text{on}}\Delta t / 2L_{\text{on}}}} = \frac{1 - R_{\text{on}}\Delta t / 2L_{\text{on}} + \dots}{1 + R_{\text{on}}\Delta t / 2L_{\text{on}} + \dots} = \frac{2L_{\text{on}} - R_{\text{on}}\Delta t}{2L_{\text{on}} + R_{\text{on}}\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (36)$$

$$\frac{1 - e^{-R_{\text{on}}\Delta t / L_{\text{on}}}}{R_{\text{on}}} = \frac{1}{R_{\text{on}}} \left( 1 - \frac{e^{-R_{\text{on}}\Delta t / 2L_{\text{on}}}}{e^{R_{\text{on}}\Delta t / 2L_{\text{on}}}} \right) = \frac{2\Delta t}{2L_{\text{on}} + R_{\text{on}}\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (37)$$

由式(36)、式(37)可知, 梯形积分法的系数也是零极点匹配法系数的泰勒级数近似展开。

综上所述, 对同一开关结构而言, 使用零极点匹配技术推导差分方程, 其精度高于传统后向欧拉积分和梯形积分。

由 1.1 节和本节分析可知, 本文开关模型在结构稳定性、离散方法准确性、待定参数收敛性等方面均优于传统 L/C 开关模型, 保证了本文开关模型稳态及暂态性能的优势。

### 3 历史电流源恒定初始化技术

#### 3.1 虚拟功率损耗产生机理

开关切换往往导致系统拓扑结构发生变化, 系统各处电压电流需从上一拓扑结构下的稳态值逐渐收敛至当前拓扑结构下的新稳态值, 开关模型的性能决定系统稳态过渡过程的快慢。

L/C 恒导纳开关模型以历史电流源的迭代计算表征开关状态变化, 保证系统导纳矩阵恒定。其数学表达式为

$$i_{\text{h}}(t) = \gamma_1 u(t - \Delta t) + \gamma_2 i(t - \Delta t) \quad (38)$$

$$i(t) = Y_{\text{sw}} u(t) + i_{\text{h}}(t) \quad (39)$$

式中:  $i$ 、 $u$ 、 $i_{\text{h}}$  分别为开关电流、开关电压、历史电流源;  $Y_{\text{sw}}$  为恒定导纳;  $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  为不同开关模型

的参数。

显然, 式(38)中历史电流源的差分迭代计算是导致 L/C 开关模型产生暂态误差和虚拟功率损耗的根本原因。

从迭代计算的数学原理来看, 优化开关参数只能改善收敛速度, 优化开关初值只能减小初始迭代误差, 均无法消除迭代过程的影响。因此传统 L/C 开关模型无法彻底解决暂态误差和虚拟功率损耗问题。

与 L/C 开关模型不同, 双值电阻模型以不同阻值的电阻等效开关通断, 模型求解不涉及迭代收敛过程, 虽然导致导纳矩阵频繁变化, 但可实现系统在不同开关状态间的直接切换, 模型精度较高。

通过对比 L/C 开关模型与双值电阻模型可知, 消除暂态误差和虚拟功率损耗的关键在于避免迭代计算, 故提出一种恒定初始化技术。

#### 3.2 恒定初始化技术

对电力电子开关而言, 完成状态切换的开关将工作于导通或关断的稳定状态, 因此以不同开关状态下的系统稳态值确定历史电流源的取值最为准确。

当图 4 电路在上桥臂开关导通、下桥臂开关关断状态下达到稳态后, 有

$$\begin{cases} u_1(t) = u_{\text{d1}}(t) - u_{\text{load}}(t) = 0 \\ i_1(t) = i_{\text{load}}(t) \\ u_2(t) = u_{\text{d2}}(t) + u_{\text{load}}(t) \\ i_2(t) = 0 \end{cases} \quad (40)$$

式中:  $u_1$ 、 $u_2$  为开关电压;  $i_1$ 、 $i_2$  为开关电流;  $u_{\text{d1}}$ 、 $u_{\text{d2}}$  为直流侧电容电压;  $u_{\text{load}}$  为负载电压;  $i_{\text{load}}$  为负载电流。

将式(40)代入式(15)、式(16), 可得此开关状态下历史电流源为

$$\begin{cases} i_{\text{h1}}(t) = i_{\text{load}}(t - \Delta t) \\ i_{\text{h2}}(t) = -Y_{\text{sw}} U_{\text{d}}(t) \end{cases} \quad (41)$$

式中:  $Y_{\text{sw}}$  为开关等效导纳;  $U_{\text{d}}$  为直流侧输入电压。

同理可得电路在上桥臂开关关断、下桥臂开关导通状态下的历史电流源为

$$\begin{cases} i_{\text{h1}}(t) = -Y_{\text{sw}} U_{\text{d}}(t) \\ i_{\text{h2}}(t) = -i_{\text{load}}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (42)$$

以上桥臂开关  $S_1$  为例, 采用恒定初始化技术的开关导通修正模型为

$$\begin{cases} i_{\text{on}}(t) = Y_{\text{on}} u_{\text{on}}(t) + i_{\text{h\_on}}(t) \\ Y_{\text{on}} = (1 - e^{-R_{\text{on}}\Delta t / L_{\text{on}}}) / R_{\text{on}} \\ i_{\text{h\_on}}(t) = i_{\text{load}}(t - \Delta t) \end{cases} \quad (43)$$

关断修正模型为

$$\begin{cases} i_{\text{off}}(t) = Y_{\text{off}} u_{\text{off}}(t) + i_{\text{h\_off}}(t) \\ Y_{\text{off}} = C_{\text{off}}(1 - e^{-\Delta t / (R_{\text{off}} C_{\text{off}})}) / \Delta t \\ i_{\text{h\_off}}(t) = -Y_{\text{sw}} U_d(t) \end{cases} \quad (44)$$

未采用恒定初始化技术时, 式(15)、式(16)所示模型的历史电流源由模型离散方式确定, 无法避免迭代计算, 暂态误差与虚拟损耗难以消除。

采用恒定初始化技术后, 式(43)、式(44)修正模型不涉及迭代计算, 不存在暂态收敛过程, 可彻底消除暂态误差和虚拟损耗。且由于恒定初始化技术是根据具体系统在不同开关状态下的稳态值推导历史电流源取值, 因此修正模型与系统的匹配度更高, 仿真性能更优。

### 3.3 不同初始化技术原理对比

历史电流源的3种初始化技术(恒定初始化、未初始化、重新初始化)示意图如图6所示。

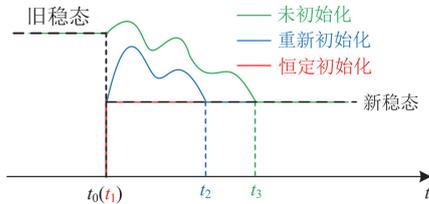


图6 初始化技术示意图

Fig. 6 Schematic diagram of initialization technology

如图6所示,  $t_0$  为开关状态切换时刻,  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$  为系统在不同初始化方式下重新达到稳态的时刻。

未进行初始化处理时, 历史电流源初值由上一时刻系统稳态值确定, 与新稳态值存在较大误差, 新旧稳态的过渡导致开关暂态过程较长。

重新初始化技术以新稳态值确定历史电流源初值, 减小了迭代计算的初始误差, 缩短了暂态收敛过程。

恒定初始化技术以系统新稳态值实时求解历史电流源在不同开关状态下的取值, 当开关状态切换时, 历史电流源的直接切换与双值电阻阻值的直接切换原理相同, 均不存在开关暂态过程, 可完成系统新旧稳态的直接切换。

因此, 采用恒定初始化技术的 L/C 恒导纳开关模型不仅可保留导纳矩阵恒定的优势, 也可从根本上消除暂态误差与虚拟损耗, 使得模型精度接近双值电阻开关模型。

## 4 仿真验证及分析

### 4.1 实验设计

本文以图3所示的两电平电压源型换流器为验

证对象, 搭建图7所示的实时仿真硬件平台, 通过实时仿真实验, 验证所提开关模型与恒定初始化技术的有效性。

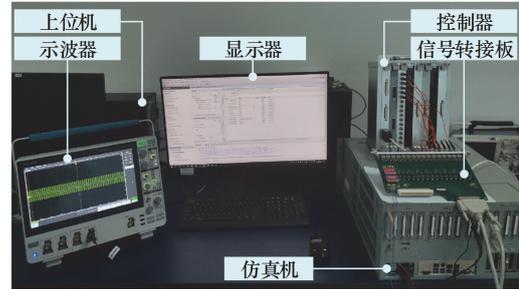


图7 实时仿真硬件平台

Fig. 7 Hardware platform for the real-time simulation

为便于对仿真波形进行细节放大处理, 将示波器波形数据导入 Matlab 进行处理。电路仿真参数如表2所示。

表2 电路仿真参数

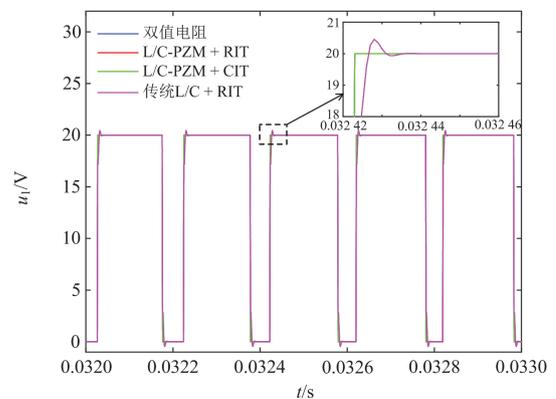
Table 2 Parameters of circuit simulation

实验参数	数值
直流电压源 $U_d/V$	20
电容 $C_1$ 、 $C_2/mF$	4、4
负载电阻 $R_{\text{load}}/\Omega$	10
三角载波频率/kHz	5
调制波频率/Hz	50
调制比	0.8
仿真步长/ $\mu s$	1

### 4.2 仿真波形的定性比较

实时仿真系统中开关模型的基本作用是反映真实开关的电压电流变化规律。因此以精度更高的双值电阻模型为参考, 定性比较各类恒导纳模型仿真波形的准确性。

当负载为纯电阻和阻感负载时, 分别比较 a 相上桥臂开关电压、电流的仿真波形, 结果分别如图8、图9所示。



(a) 开关电压

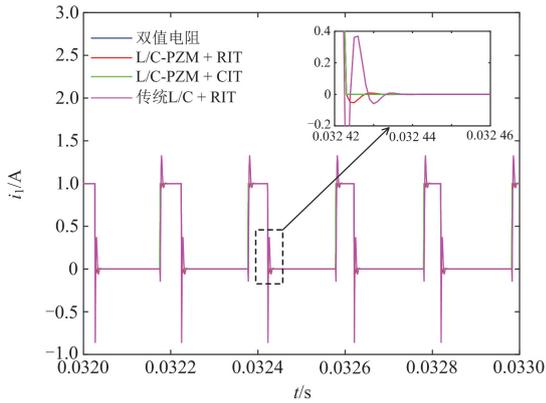
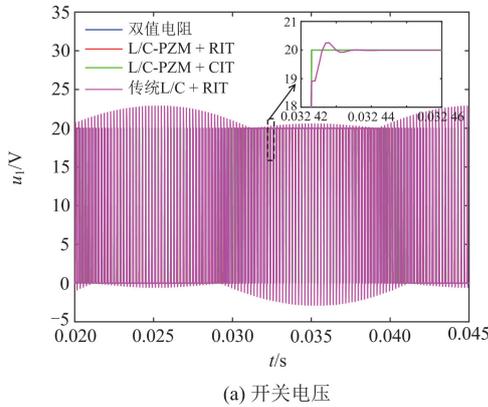
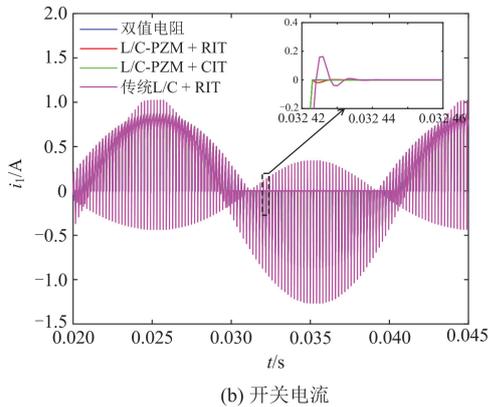


图 8 纯电阻负载上桥臂开关波形

Fig. 8 Waveform of upper bridge arm switch under pure resistance load



(a) 开关电压



(b) 开关电流

图 9 阻感负载上桥臂开关波形

Fig. 9 Waveform of upper bridge arm switch under resistance-inductance load

对图 8 中 3 种恒导纳模型波形进行两两对比，可分别验证开关模型与初始化方式的有效性。

当初始化方式相同，均采用重新初始化技术 RIT 时，对比 L/C-PZM 模型与传统 L/C 模型仿真波形可知：L/C-PZM 模型的收敛速度更快，开关切换

时暂态过程更短，波形振荡幅度更小，仿真性能优于传统 L/C 模型。

当开关模型相同，均采用 L/C-PZM 模型时，对比初始化方式 RIT 与 CIT 仿真波形可知：相较于重新初始化 RIT，恒定初始化 CIT 所得波形与双值电阻模型仿真波形基本重合，不存在数值振荡与暂态过程，波形准确性远高于重新初始化 RIT。

通过仿真波形的定性对比可知：L/C-PZM 模型仿真精度高于传统 L/C 模型，恒定初始化技术 CIT 仿真精度高于重新初始化技术 RIT。

同理，比较图 9 所示开关模型与初始化方式的性能，与图 8 所得结论一致。由此说明 L/C-PZM 模型与恒定初始化技术 CIT 性能稳定，无论是纯电阻负载还是阻感负载，都能保持良好的仿真精度。

### 4.3 虚拟功率损耗的定量比较

恒导纳模型在开关状态切换过程中会产生虚拟功率损耗，从而导致模型精度低于双值电阻开关模型。虚拟功率损耗是影响恒导纳模型精度的重要因素。

改变仿真步长，依次取为  $1\ \mu\text{s}$ 、 $2\ \mu\text{s}$ 、 $5\ \mu\text{s}$ ，不同开关的虚拟功率损耗变化曲线如图 10 所示。取 100 个开关周期，计算虚拟功率损耗最大值与持续振荡时间的平均值，结果如表 3 所示。

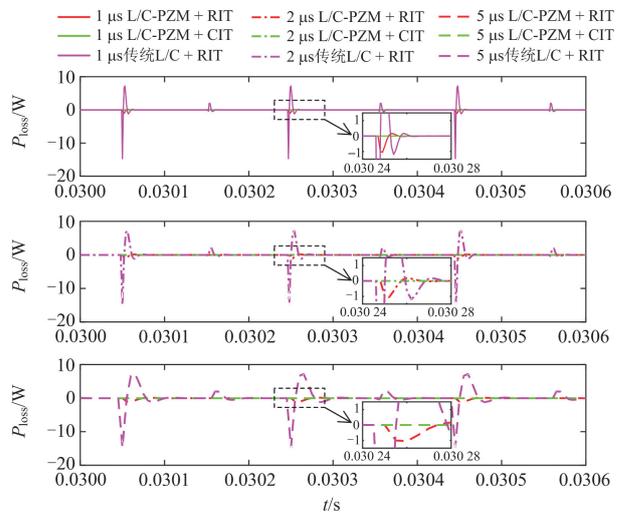


图 10 不同仿真步长虚拟功率损耗对比

Fig. 10 Comparison of virtual power loss with different simulation step

表 3 不同仿真步长  $P_{\text{loss}}$  比较

Table 3 Comparison of  $P_{\text{loss}}$  with different simulation step

步长/ $\mu\text{s}$	$P_{\text{loss}}$ 最大值/W			$P_{\text{loss}}$ 持续振荡时间/ms		
	P + RIT	P + CIT	L + RIT	P + RIT	P + CIT	L + RIT
1	1.049	0	14.721	0.017	0	0.023
2	1.049	0	14.721	0.032	0	0.046
5	1.049	0	14.721	0.085	0	0.109

表 3 中以 P、L 分别表示 L/C-PZM 模型与传统 L/C 模型; RIT、CIT 仍分别表示重新初始化与恒定初始化技术。

由图 10 波形与表 3 数据可知, 虚拟损耗最大值不受仿真步长的影响, 但虚拟损耗收敛为零所需的时间, 即开关持续振荡时间与仿真步长成正比。当采用相同初始化技术 RIT 时, 与传统 L/C 模型相比, L/C-PZM 模型虚拟功率损耗的最大值减少 92%, 持续振荡时间减少 20%~30%。以相同的 L/C-PZM 模型为基础, 采用恒定初始化技术 CIT 后, 模型虚拟功率损耗的最大值与持续振荡时间恒为 0, 说明 CIT 技术可彻底消除虚拟功率损耗, 效果远高于 RIT 技术。

改变开关频率, 依次取为 5 kHz、10 kHz, 比较不同开关虚拟功率损耗情况, 所得波形与数据分别如图 11、表 4 所示。

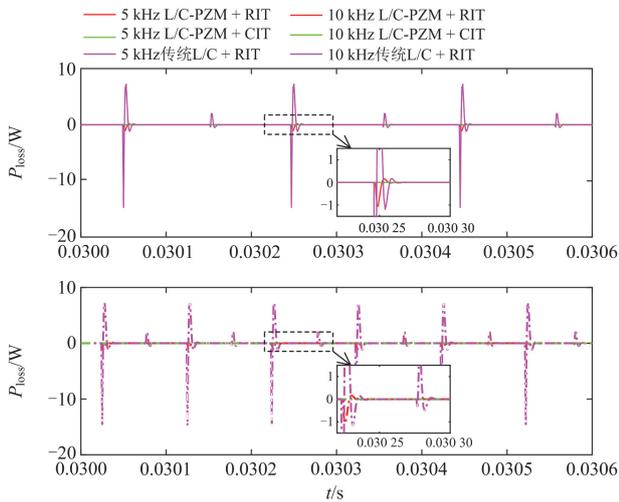


图 11 不同开关频率虚拟功率损耗对比

Fig. 11 Comparison of virtual power loss with different switch frequency

表 4 不同开关频率  $P_{loss}$  比较

Table 4 Comparison of  $P_{loss}$  with different switch frequency

开关频率/Hz	$P_{loss}$ 最大值/W			$P_{loss}$ 持续振荡时间/ms		
	P + RIT	P + CIT	L + RIT	P + RIT	P + CIT	L + RIT
5	1.049	0	14.721	0.017	0	0.023
10	1.049	0	14.721	0.017	0	0.023

由图 11 与表 4 可知, 虚拟功率损耗的最大值与持续振荡时间均不受开关频率的影响。在不同开关频率下, 与传统 L/C 模型相比, L/C-PZM 模型虚拟功率损耗的最大值减少 92%, 持续振荡时间减少 26%。在不同开关频率下, 采用恒定初始化技术 CIT 的开关模型, 虚拟功率损耗的最大值与持续振荡时

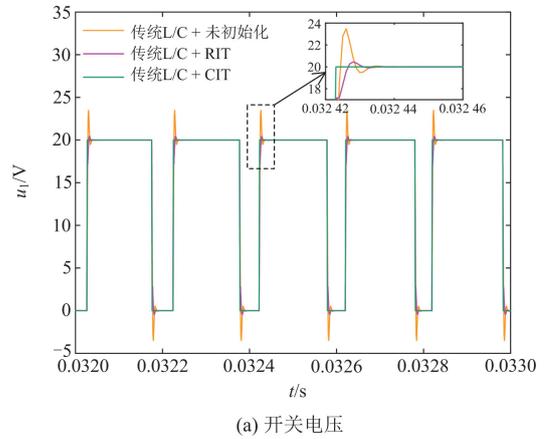
间恒为 0。开关频率越高则开关切换越频繁, 虚拟功率损耗出现的频率越高, 误差累计越快, 对开关模型精度的影响越大。

通过上述对虚拟功率损耗的定量比较可知, L/C-PZM 模型与 CIT 技术能有效减少虚拟功率损耗直至彻底消除, 且效果稳定, 不受仿真步长与开关频率的影响。

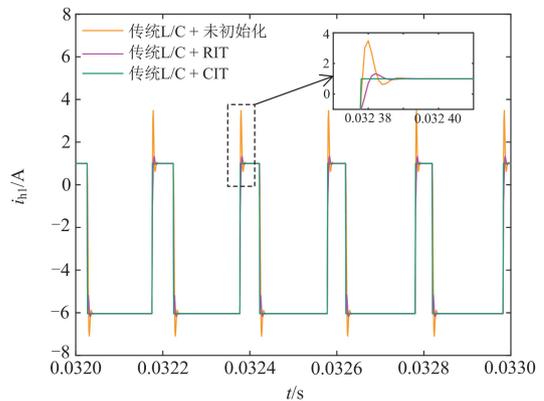
#### 4.4 初始化技术性能对比

为避免开关模型的干扰, 进一步说明恒定初始化技术的有效性, 以传统 L/C 开关模型为例, 设置对照实验。

分别对传统 L/C 模型进行未初始化、重新初始化(RIT)、恒定初始化(CIT)处理, 对比开关电压与历史电流源波形, 分析收敛特性, 结果如图 12 所示。



(a) 开关电压



(b) 开关历史电流源

图 12 不同初始化技术开关波形对比

Fig. 12 Comparison of switch waveforms with different initialization technology

对式(39)进行变换可得

$$i_h(t) = -Y_{sw}u(t) + i(t) \quad (45)$$

由式(45)可知, 对 L/C 模型而言, 开关电压与历史电流源“相位相反”, 且幅值不同, 与图 12 所

示波形的规律一致。

由图 12 可知, 在开关切换暂态收敛过程中开关电压与历史电流源的振荡波形一致。相位相反或幅值不同主要是由开关模型参数导致, 而开关切换过程中振荡波形一致恰恰说明开关电压的暂态收敛过程由历史电流源的暂态收敛过程决定。

通过开关电压与开关历史电流源的波形对比, 可直观验证恒定初始化技术的有效性。且由图 12 可知, 即便是传统 L/C 模型, 采用恒定初始化技术也可消除开关切换时的暂态过程, 证明了恒定初始化技术的通用性。

## 5 结论

针对传统 L/C 开关模型在开关切换时暂态收敛过程缓慢, 虚拟功率损耗大等问题, 提出一种基于零极点匹配技术的 L/C 恒导纳开关模型。根据理论分析与实时仿真实验可知, 所提 L/C-PZM 模型的准确性和有效性远高于传统 L/C 模型, 具体结论如下所述。

1) 本文提出的以电容电感与阻尼电阻串联的等效开关结构, 在相同离散方法下稳定性最高, 能有效抑制数值的振荡。

2) 通过引入零极点匹配技术改进开关离散方法, 以导纳恒定、稳态特性、暂态特性等为约束条件优化开关参数, 既保证了开关模型导纳矩阵恒定的计算优势, 又提高了模型的稳态性能与暂态性能。

3) 所提恒定初始化技术可彻底消除恒导纳模型特有的暂态收敛与虚拟功率损耗问题, 使得 L/C-PZM 模型具有与双值电阻开关模型相近的仿真精度。且效果稳定, 不受负载类型、仿真步长、开关频率等因素的影响。

但本文研究还存在以下不足:

1) L/C-PZM 模型为改进恒导纳模型, 属于行为模型, 在实时仿真中对系统高频响应的模拟不够准确, 有待进一步优化;

2) 虽然恒定初始化技术能够适用于所有 L/C 恒导纳类开关模型, 但相关求解方法与实际系统结构有关, 如何提供一种更为通用的求解方法有待进一步研究。

## 参考文献

- [1] WUNDERLICH A S and SANTI E. Closed-form implicit models for efficient simulation of power electronics[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1568-1577.
- [2] VIPIN V N, VENKATRAMANAN D, MOHAN N. An online-optimization-based high-frequency link control of an MMC-driven power electronic transformer for wind-energy systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(3): 1986-1998.
- [3] 刘伟, 夏敏学, 梁晨鹏. 高压直挂大容量电池储能系统实时仿真及控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(14): 154-166.
- LIU Wei, XIA Minxue, LIANG Chenpeng. Real-time simulation and control of a large capacity battery energy storage system directly connecting to a high-voltage grid without a transformer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(14): 154-166.
- [4] 李锋, 王莹, 周良松, 等. 基于 PSASP 的电网智能仿真工具设计与实现[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(17): 132-139.
- LI Feng, WANG Ying, ZHOU Liangsong, et al. Design and implementation of a power grid intelligent simulation tool based on PSASP[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(17): 132-139.
- [5] 燕豪, 陈卓, 郝正航, 等. 适用于多能源长输电线系统实时仿真的建模方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(20): 129-139.
- YAN Hao, CHEN Zhuo, HAO Zhenghang, et al. Modeling method for real-time simulation of multi-energy long-distance transmission line systems[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(20): 129-139.
- [6] BIRTEK G and YILDIZ A B. Analysis of switched capacitor circuits based on unified ideal switch model[C] // 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference, October 20-23, 2020, Izmir, Turkey: 98-101.
- [7] DESHMUKH R S, BAUER P, VAHEDI H. High-accuracy generalized average model of dual active bridge converters[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2024, 5(5): 452-460.
- [8] KUMAR S, PRAJAPATI D, SAHU S, et al. Reliability function evaluation for binary switching system[C] // 2020 8th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization, June 4-5, 2020, Noida, India: 1024-1027.
- [9] BAI Hao, HUANG Gang, LIU Chen, et al. A controller HIL testing approach of high switching frequency power converter via slower-than-real-time simulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(8): 8690-8702.
- [10] CHALANGAR H, OULD-BACHIR T, SHESHYEKANI K, et al. Methods for the accurate real-time simulation of high-frequency power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9613-9623.
- [11] CHALANGAR H, OULD-BACHIR T, SHESHYEKANI K, et al. A direct mapped method for accurate modeling and real-time simulation of high switching frequency resonant converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 6348-6357.
- [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] NAYAK B P, CHELLIAH T R, JENA P. RTDS implementation and stability analysis of PSS4B enabled large hydropower plant connected to a series compensated high voltage network[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2024, 60(4): 5499-5509.
- [14] YANG Zaixin, WANG Yunmin, XING Lixin, et al. Relay protection simulation and testing of online setting value modification based on RTDS[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 4693-4699.
- [15] ZHOU Zhiyong, ZHANG Liqiang, ZHU Xianye, et al. Research on DC microgrid simulation for marine energy and implementation of RT-LAB semi-physical simulation[C]//2022 Prognostics and Health Management Conference, May 27-29, 2022, London, United Kingdom: 77-82.
- [16] QIAO Xiaomin, MU Qing, TIAN Pengfei, et al. Application of automatic test of renewable energy electromagnetic transient model based on ADPSS[C]//2024 3rd International Conference on Energy, Power and Electrical Technology, May 17-19, 2024, Chengdu, China: 52-56.
- [17] LI Zirun, JIN Xu, WANG Keyou, et al. An FPGA-based hierarchical parallel real-time simulation method for cascaded solid-state transformer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(4): 3847-3856.
- [18] XU Han, ZHENG Jialin, ZENG Yangbin, et al. Topology-aware matrix partitioning method for FPGA real-time simulation of power electronics systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 71(7): 7158-7168.
- [19] MA Xin, YANG Conghuan, ZHANG Xiaoping, et al. Real-time simulation of power system electromagnetic transients on FPGA using adaptive mixed-precision calculations[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2023, 38(4): 3683-3693.
- [20] GUO Xizheng, YUAN Jiaqi, TANG Yiguo, et al. Hardware in the loop real-time simulation for the associated discrete circuit modeling optimization method of power converters[J]. *Energies*, 2018, 11(11): 1-14.
- [21] BAI Hao, LIU Chen, DUSAN M, et al. Real-time simulation technology for modern power electronics[M]. Singapore: Academic Press, 2023.
- [22] 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.
- [23] ZHAO Wenshuai, YANG Shubao, WANG Xi, et al. A simulation configuration method for real-time simulation based on requirements analysis[J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 77781-77790.
- [24] ZHAO Wenshuai, WANG Xi, YANG Shubao, et al. An optimal simulation configuration method for real-time simulation based on simulation requirements[J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 19988-19998.
- [25] SONG Yankan, CHEN Laijun, CHEN Ying, et al. A general parameter configuration algorithm for associate discrete circuit switch model[C]//IEEE International Conference on Power System Technology, October 20-22, 2014, Chengdu, China: 956-961.
- [26] HE Yangyang, ZHENG Xiaodong, TAI Nengling, et al. Research on the inductance/capacitance switch model for an LCC-HVDC converter in an AC/DC hybrid grid[J]. *Energies*, 2018, 11(4): 1-15.
- [27] WANG Keyou, XU Jin, LI Guojie, et al. A generalized associated discrete circuit model of power converters in real-time simulation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(3): 2220-2233.
- [28] ALSARAYREH S and SUTO Z. Optimal selection of switch model parameters for ADC-based full-bridge converter[C]//2023 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies, November 16-17, 2023, Cape Town, South Africa: 1-6.
- [29] DUFOUR C. Method and system for reducing power losses and state-overshoots in simulators for switched power electronic circuit: US, 9665672[P]. 2017-05-30.
- [30] REZAYATI M, ZOLGHADRI M R. Optimal down sampling for ADC-based real-time simulation of basic power electronic converters[C]//2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, February 14-16, 2017, Mashhad, Iran: 259-264.
- [31] ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, BAI Hua, et al. Electromagnetic transients of power electronics systems[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2019.
- [32] JI Weijiang, WANG Keyou, LI Guojie, et al. A real-time simulation algorithm for power electronics circuit considering multiple switching events and its application on PXI platform[C]//2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering, June 7-10, 2016, Florence, Italy: 1-6.
- [33] WATSON N R, ARRILLAGA J. Power systems electromagnetic transients simulation[M]. London, UK: Institution of Engineering and Technology, 2018.
- [34] WATSON N R, IRWIN G D. Comparison of root-matching techniques for electromagnetic transient simulation[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2000, 15(2): 629-634.

收稿日期: 2024-06-24; 修回日期: 2024-09-11

作者简介:

杜金鹏(1995—), 男, 博士研究生, 研究方向为数值积分、电力电子系统建模与仿真; E-mail: jpdu\_1409@163.com

王康(1991—), 男, 通信作者, 博士, 助理研究员, 研究方向为电力电子系统实时仿真; E-mail: 25729819@qq.com

汪光森(1969—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为大功率电能变换装置、电机控制、复杂机电系统实时仿真。E-mail: 21001402@nue.edu.cn

(编辑 许威)