

基于负电阻补偿的 VSC 恒导纳建模方法

侯延琦¹, 刘崇茹^{1*}, 郑乐¹, 辛蜀骏², 蔡晖³

(1. 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; 2. 国网经济技术研究院有限公司, 北京市 昌平区 102209; 3. 国网江苏省电力有限公司经济技术研究院, 江苏省 南京市 210008)

Fixed-admittance Modeling Method of Voltage Source Converter Based on Compensation of Negative Resistance

HOU Yanqi¹, LIU Chongru^{1*}, ZHENG Le¹, XIN Shujun², CAI Hui³

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

(North China Electric Power University), Changping District, Beijing 102206, China;

2. State Grid Economic and Technological Research Institute Co., Ltd., Changping District, Beijing 102209, China;

3. Economic Research Institute of Jiangsu Electric Power Company, Nanjing 210008, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: Fixed-admittance modeling of power electronic devices is a key technology to realize small-step real-time simulation of voltage source converters. Associated discrete circuit (ADC) is a fixed-admittance model which has been most widely used. Aiming at the problem of virtual power loss of ADC, this paper proposed a fixed-admittance model based on the compensation of negative resistance. This model was based on the traditional ADC model, the backward Euler method was used to discretize this model, and the virtual power loss caused by the energy storage of ADC was compensated by connecting a negative resistance in series in the switching on branch. In addition, based on the three-phase two-level voltage source converter topology, the optimal parameter design method of the proposed model was proposed to minimize the virtual power loss and maintain the stability of the switched system. The simulation results based on PSCAD/EMTDC show that the proposed model can significantly reduce the virtual power loss in steady state and improve the simulation accuracy in transient state.

KEY WORDS: small-step real-time simulation; fixed-admittance model; associated discrete circuit; compensation of negative resistance

摘要: 电力电子器件恒导纳建模是实现电压源型换流器小步长实时仿真的关键技术, 伴随离散电路(associated discrete circuit, ADC)是目前最为广泛使用的电力电子器件恒导纳模

型。针对 ADC 模型的虚拟功率损耗问题, 该文提出一种基于负电阻补偿的开关器件恒导纳建模方法, 该方法基于传统 ADC 模型, 采用后退欧拉积分算法对模型进行离散化处理, 通过在导通支路串联负电阻以补偿由 ADC 模型储能造成的虚拟功率损耗。基于三相两电平电压源型换流器拓扑, 从最小化虚拟功率损耗和维持切换系统稳定的角度出发, 提出所提模型的最优参数设计方法。最后, 在 PSCAD/EMTDC 仿真软件进行仿真实验, 实验结果表明, 所提模型能够显著降低稳态下换流器的虚拟功率损耗, 并提高暂态工况下的仿真精度。

关键词: 小步长实时仿真; 恒导纳模型; 伴随离散电路; 负电阻补偿

0 引言

随着电力电子技术的发展, 风机和光伏等新能源的大量投入, 电压源型换流器(voltage source converter, VSC)得到越来越广泛地应用^[1-3]。无论是理论研究还是工程应用, 对 VSC 电磁暂态仿真的实时性和精确性都具有很高要求^[4-6]。由于 VSC 的高频开关特性, 使得需要采用小步长(<2μs)仿真才能满足精度需求, 对 VSC 仿真的实时性带来巨大挑战^[7]。

电力电子器件的开关过程具有快速性和非线性特性, 能够精确描述其物理特征或行为特征的数学模型通常涉及到复杂的非线性微分方程或复杂的等效电路, 并且模型求解步长在 ns 级, 导致模型的求解效率低, 通常只用于元件的器件级研究^[8-9]。而在系统级仿真中, 通常忽略电力电子器件非线性开

基金项目: 国家电网有限公司总部科技项目(5105-202018129A-0-0-00)。

Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (5105-202018129A-0-0-00)。

关过程对系统的影响,以PSCAD/EMTDC为代表的离线电磁暂态仿真软件均采用双值电阻模型以模拟电力电子器件的导通和关断状态,能够满足系统级研究的精度需求^[10]。

然而,由于双值电阻的支路参数随开关状态变化,导致网络方程中的节点导纳矩阵变化,在求解电磁暂态方程时需要重新对节点导纳矩阵求逆,不可避免地造成仿真效率降低,而且采用双值电阻模型需要配合线性插值算法以迭代求解准确的开关时刻,这使得计算效率进一步降低,因此,双值电阻模型难以适用于小步长实时仿真^[11]。

建立电力电子器件的恒导纳模型是实现小步长实时仿真的主要途径之一。目前在RTDS、RT-LAB等主流实时仿真平台中,伴随离散电路(associated discrete circuit, ADC)模型是使用最为广泛的电力电子器件小步长模型。ADC模型最早由S. Hui等提出,其核心思想是利用电感和电容分别等效开关支路的导通状态和关断状态,并且使电感、电容的梯形法差分电路模型的等效导纳相等,但梯形法的收敛性差,在开关动作后容易引发持续的数值振荡^[12-13]。

为解决数值振荡问题,一种途径是通过改变等效支路结构来实现。在等效电容支路串联电阻以阻尼振荡的方法被广泛使用^[14],但这种方法会产生不合实际的有功功率损耗,被称为虚拟功率损耗,从而限制ADC模型仿真精度。等效支路附加受控源补偿的恒导纳建模方法具有较好的补偿效果,但模型求解时依赖外电路参数,影响仿真效率^[15]。

另一种途径是采用具有更高收敛性的积分算法代替梯形积分法,如后退欧拉法^[16]、指数积分法^[17],和Gear-3积分法^[18]等。高收敛性积分算法可以替代等效电容支路的串联电阻,但开关时刻的暂态误差仍不能完全消除,仍然存在由ADC模型中电感、电容的储能而造成虚拟功率损耗。文献[19-21]设计一种参数化的差分模型,根据应用场景,通过稳态响应匹配和暂态响应匹配确定差分模型参数,能够实现暂态误差以最快速度收敛,但须配合使用初始化解法才能实现暂态误差的抑制。

本文提出一种基于负电阻补偿的恒导纳建模方法,通过在电感支路串联负电阻以补偿虚拟功率损耗,同时采用后退欧拉积分算法提高模型收敛性。在此基础上,针对两电平换流器拓扑提出模型的参数优化方法,首先以虚拟功率损耗最小为目标

推导负电阻与差分模型等效导纳之间的关系;其次,基于离散切换系统稳定性原理,提出能够衡量切换系统稳定性的指标,确定满足系统稳定需求的负电阻保守边界值;最后,通过迭代得到模型最优参数。所提模型不以消除暂态误差为目标,因此,模型求解时无需依靠外电路电气量或辅助算法。

1 典型ADC模型

RTDS仿真软件小步长元件库中的电力电子器件恒导纳模型如图1所示,导通状态等效为电感支路,关断状态等效为电容与电阻的串联支路,模型采用梯形积分法离散,离散后的差分电路为等效电导并联等效电流源的诺顿形式,等效参数可表示为

$$\begin{cases} Y_{eq} = \frac{\Delta t}{2L} = \frac{1}{R + \frac{\Delta t}{2C}} \\ I_h(t) = \begin{cases} -i(t-\Delta t) - Y_{eq}u(t-\Delta t), & \text{合} \\ (1-2RY_{eq})i(t-\Delta t) + Y_{eq}u(t-\Delta t), & \text{开} \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

式中 Δt 为仿真步长。

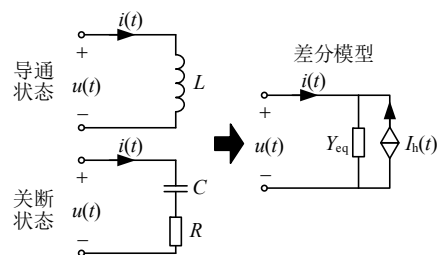


图1 典型ADC模型

Fig. 1 Typical ADC model

L 、 R 、 C 参数不仅影响模型的稳定性,还影响模型精度,为最小化虚拟功率损耗,模型参数^[22]须满足关系:

$$\begin{cases} L = \frac{\sqrt{2}(\Delta t F)U}{I} \\ C = \frac{(\Delta t F)^2}{L} \\ R = \frac{2L}{\Delta t} - \frac{\Delta t}{2C} \\ F = \frac{1}{2(\sqrt{\delta^2 + 1} - \delta)} \end{cases} \quad (2)$$

式中: U 为额定开关电压; I 为额定开关电流; δ 为阻尼系数,典型值为0.9。

ADC模型中储能元件产生功率损耗是由于开关状态改变时储能元件存储的能量不能够释放回电路,因此,1个开关状态内的能量损耗应等于开

关动作后储能元件的能量初值与达到稳态时储能元件能量之间的差值。

梯形积分法不能为差分电路提供阻尼，在不附加阻尼 δ 时，差分电路在开关动作后会持续数值振荡，储能元件的状态量在初值与峰值之间振荡，因此不会产生虚拟功率损耗，但这种振荡会严重影响仿真精度^[23]。

在附加阻尼 δ 后，模型的损耗来源于 2 个部分：储能元件造成的损耗；附加电阻造成的损耗。由于电阻串联于关断支路中，稳态时流过的电流近似为 0，因此，电阻损耗所占比例相对较小。

2 基于负电阻补偿的 ADC 模型

相较于梯形积分算法，后退欧拉法的收敛性更强；相较于高阶积分算法，后退欧拉法所含元素数更少，因此，本文采用后退欧拉法建立差分模型。由于后退欧拉法能够加速暂态误差收敛，抑制数值振荡，因此可以省略如图 1 所示附加电阻，此时虚拟功率损耗来源于电感电容元件的储能。

为能够补偿虚拟功率损耗，考虑在开关支路中添加能够发出功率的负电阻元件，同时考虑到关断状态下开关支路的稳态电流近似为 0，因此选择在开关支路的通态模型中串入负电阻，如图 2 所示。

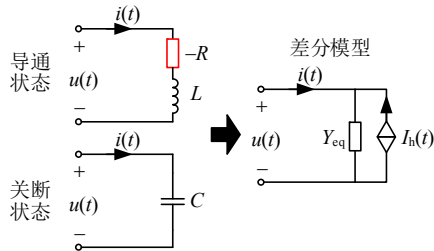


图 2 基于负电阻补偿的 ADC 模型

Fig. 2 ADC model based on compensation of negative resistance

后退欧拉积分算法下所提模型的差分电路中的等效参数满足：

$$\begin{cases} Y_{eq} = \frac{1}{\frac{L}{\Delta t} - R} = \frac{C}{\Delta t} \\ I_h(t) = \begin{cases} -(1 + RY_{eq})i(t - \Delta t), & \text{合} \\ Y_{eq}u(t - \Delta t), & \text{开} \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

柔性直流中通常使用 IGBT 反并联续流二极管的结构，在实时仿真中通常将 IGBT 反并联二极管作为 1 个开关单元整体建模。受可控电力电子器件影响，当 IGBT 导通时，开关单元形成双向电流通

路，由于触发时刻相对随机，通常会导致开关支路的电流阶跃，采用恒导纳模型时会产生暂态误差引发虚拟功率损耗，因此在触发导通阶段采用负电阻补偿；当 IGBT 关断时，开关单元仅由续流二极管提供单向电流通路，一般在零电压、零电流处导通和关断，不会产生虚拟功率损耗，因此不需要负电阻补偿。综上所述，结合所提建模方法，开关单元的恒导纳模型的计算逻辑如图 3 所示。

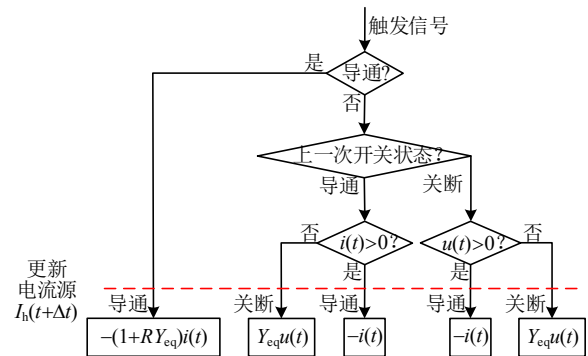


图 3 开关单元计算逻辑

Fig. 3 Calculation logic of switch unit

假设一个开关单元在 1 个开关周期 T 内触发导通时间为 t ，则负电阻能够提供的平均补偿功率 P_{comp} 可表示为

$$P_{comp} = \frac{R \int_0^t i^2(t)}{T} \quad (4)$$

以三相两电平 VSC 为例，如图 4 所示，稳态时换流器同相 2 个桥臂的触发信号相反，开关状态也相反，在 1 个基波周期 T 内，上下桥臂导通的时间总计为 T ，若忽略开关时刻桥臂电流暂态误差对补偿功率的影响，则可以近似地看做交流电流直接流过负电阻，设换流器额定交流电流为 I_{ac} ，则单个换流器能够提供的平均补偿功率 P_{comp} 可表示为

$$P_{comp} \approx 3I_{ac}^2 R \quad (5)$$

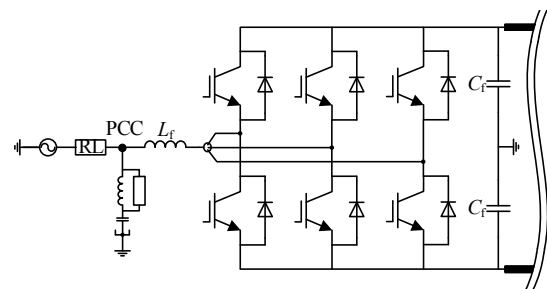


图 4 三相两电平 VSC 拓扑

Fig. 4 Topology of three-phase two-level VSC

虽然通过增大负电阻可以提高功率补偿效果，

但由于增大负电阻会使系统特征根向右移动,对系统稳定性有不利影响,因此不能无限制的增大。由开关器件构成的切换系统根据开关状态的不同可以分为多个子系统,尽管负电阻的引入使子系统不稳定,但当满足一定切换律时,仍可以实现切换系统的稳定^[24-25]。下文将以图4所示拓扑结构为例,以虚拟功率损耗最小、切换系统稳定为目标,设计和计算ADC模型的最优导纳参数和负电阻保守边界。

3 最优参数设计

3.1 基于损耗最小的参数优化

换流器在稳态情况下直流电压近似为常数,交流电流近似为正弦,由于三相对称所以每相的虚拟功耗相等,分析损耗时可以将三相解耦,因此,本文采用如图5所示单相差分电路进行分析。其中, i_{ac} 为单相交流电流; U_{dc} 为直流电压;下标u表示上桥臂;下标d表示下桥臂。

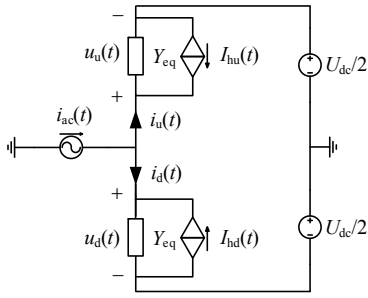


图5 单相差分电路

Fig. 5 Single-phase differential circuit

图5所示单相电路存在如下2种切换状态。

1) 切换状态1。设 $t < t_1$ 时,上桥臂导通,下桥臂关断; $t = t_1$ 时刻,上桥臂触发关断,下桥臂触发导通。

在状态1下,认为 $t < t_1$ 时,电路已经达到稳态,则 $t = t_1$ 时,电路中的电气量满足:

$$\begin{cases} u_u(t_1) = -Ri_{ac}(t_1), & i_u(t_1) = i_{ac}(t_1) \\ u_d(t_1) = U_{dc} - Ri_{ac}(t_1), & i_d(t_1) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

根据式(3)、(6),等效电流源 I_{hu} 、 I_{hd} 可表示为

$$\begin{cases} I_{hu}(t_1 + \Delta t) = Y_{eq}u_u(t_1) = -Y_{eq}Ri_{ac}(t_1) \\ I_{hd}(t_1 + \Delta t) = -(1 + RY_{eq})i_d(t_1) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

根据开关状态改变后等效电流源的初值 $I_{hu}(t_1 + \Delta t)$ 、 $I_{hd}(t_1 + \Delta t)$,求解图5所示电路,得到上桥臂等效电容和下桥臂等效电感的状态变量初始值,可表示为

$$\begin{cases} u_u(t_1 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_1 + \Delta t) - U_{dc}Y_{eq} - Y_{eq}Ri_{ac}(t_1)}{2Y_{eq}} \\ i_d(t_1 + \Delta t) = \frac{i_{ac}(t_1 + \Delta t) + U_{dc}Y_{eq} - Y_{eq}Ri_{ac}(t_1)}{2} \end{cases} \quad (8)$$

根据电路结构,开关状态改变后上桥臂等效电容和下桥臂等效电感的状态变量稳定值满足:

$$\begin{cases} u_u(\infty) = -U_{dc} - Ri_{ac}(\infty) \\ i_d(\infty) = i_{ac}(\infty) \end{cases} \quad (9)$$

由于步长 Δt 很小,并且从开关状态改变到暂态误差收敛至稳态的时间很短,因此可以近似认为 $i_{ac}(t_1) \approx i_{ac}(t_1 + \Delta t) \approx i_{ac}(\infty)$,结合式(8)、(9),计算此开关过程中ADC模型吸收的能量,即虚拟损耗 E_{loss1} ,可表示为

$$E_{loss1} = \frac{L}{2}(i_d^2(\infty) - i_d^2(t_1 + \Delta t)) + \frac{C}{2}(u_u^2(\infty) - u_u^2(t_1 + \Delta t)) = \frac{(ai_{ac}^2(t_1) + bU_{dc}i_{ac}(t_1) + cU_{dc}^2)\Delta t}{8Y_{eq}} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{cases} a = -Y_{eq}^3R^3 + 4Y_{eq}^2R^2 + 7Y_{eq}R + 2 \\ b = 2Y_{eq}R^2 + 6Y_{eq}^2R \\ c = 2Y_{eq}^2 - Y_{eq}^3R \end{cases}$$

2) 切换状态2。设 $t < t_2$ 时,上桥臂关断,下桥臂导通; $t = t_2$ 时刻,上桥臂触发导通,下桥臂触发关断。

参考状态1下ADC模型的虚拟损耗的计算思路,可以类比得到状态2下的ADC模型的虚拟损耗 E_{loss2} ,可表示为

$$E_{loss2} = \frac{(ai_{ac}^2(t_2) - bU_{dc}i_{ac}(t_2) + cU_{dc}^2)\Delta t}{8Y_{eq}} \quad (11)$$

设1个基波周期 T 内的开关切换时刻为 $t_n (n=1, 2, \dots, N)$,则基波周期内的总损耗 E_{loss} 可表示为

$$E_{loss} = \sum_{n=1}^N E_{lossn} \quad (12)$$

鉴于换流器脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)载波的高频特性和对称特性,假设 t_i 时刻发生如切换状态1所述切换过程,且 $t_i \approx t_1 + T/2$,则 $i_{ac}(t_i) \approx -i_{ac}(t_1)$, E_{loss1} 、 E_{lossi} 满足:

$$E_{loss1} + E_{lossi} = \frac{(ai_{ac}^2(t_1) + cU_{dc}^2)\Delta t}{8Y_{eq}} + \frac{(ai_{ac}^2(t_i) + cU_{dc}^2)\Delta t}{8Y_{eq}} \quad (13)$$

同理,假设 t_j 时刻发生如切换状态2所述切换

态变量为等效电流源, 输入变量为交流电压和直流电压, $\mathbf{G}$ 为状态矩阵, $\mathbf{H}$ 为输入矩阵。

$$\begin{bmatrix} I_{hf}(t+\Delta t) \\ I_{hu}(t+\Delta t) \\ I_{hd}(t+\Delta t) \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} I_{hf}(t) \\ I_{hu}(t) \\ I_{hd}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{H} \begin{bmatrix} u_{ac}(t) \\ U_{dc} \end{bmatrix} \quad (18)$$

根据开关状态推导不同子系统状态方程, 此处省略推导过程, 子系统 1、子系统 2 的状态矩阵 $\mathbf{G}_1$ 、 $\mathbf{G}_2$ 和输入矩阵 $\mathbf{H}_1$ 、 $\mathbf{H}_2$ 可表示为:

$$\mathbf{G}_1 = \frac{\begin{bmatrix} 2Y_{eq} - Y_f & 2Y_f & 2Y_f \\ Y_{eq}(1+Y_{eq}R) & (Y_{eq}+Y_f)(1+Y_{eq}R) & -Y_{eq}(1+Y_{eq}R) \\ -Y_{eq} & Y_{eq} & Y_{eq} \end{bmatrix}}{2Y_{eq} + Y_f} \quad (19)$$

$$\mathbf{G}_2 = \frac{1}{2Y_{eq} + Y_f} \begin{bmatrix} 2Y_{eq} - Y_f & 2Y_f & 2Y_f \\ -Y_{eq} & Y_{eq} & Y_{eq} \\ Y_{eq}(1+Y_{eq}R) & -Y_{eq}(1+Y_{eq}R) & (Y_{eq}+Y_f)(1+Y_{eq}R) \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{4Y_{eq}}{2Y_{eq} + Y_f} & 0 \\ -\frac{Y_{eq}Y_f(1+Y_{eq}R)}{2Y_{eq} + Y_f} & \frac{Y_{eq}(1+Y_{eq}R)}{2} \\ \frac{Y_{eq}Y_f}{2Y_{eq} + Y_f} & \frac{Y_{eq}}{2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{4Y_{eq}}{2Y_{eq} + Y_f} & 0 \\ \frac{Y_{eq}Y_f}{2Y_{eq} + Y_f} & \frac{Y_{eq}}{2} \\ -\frac{Y_{eq}Y_f(1+Y_{eq}R)}{2Y_{eq} + Y_f} & -\frac{Y_{eq}(1+Y_{eq}R)}{2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

由于切换系统的状态矩阵随切换律变化, 无法利用 Z 变换求取系统的解析解, 因此采用递推法推导切换系统的数值解, 可表示为

$$\mathbf{I}_h(k\Delta t) = \mathbf{G}^k \mathbf{I}_h(0) + \sum_{j=0}^{k-1} \mathbf{G}^j \mathbf{H} \mathbf{u}[(k-j-1)\Delta t] \quad (23)$$

式中: $\mathbf{I}_h$ 为状态变量矩阵; $\mathbf{u}$ 为输入变量矩阵; $\mathbf{G}^k = \mathbf{G}_1^i \mathbf{G}_2^{k-i}$, 其中, i 为 $0 \sim k\Delta t$ 时间内子系统 1 运行的步长数。

离散系统的稳定性与系统状态矩阵谱半径有关, 其渐进稳定的充分必要条件是迭代状态矩阵 $\mathbf{G}^k$ 的谱半径 $\rho(\mathbf{G}^k)$ 满足 $\rho(\mathbf{G}^k) < 1$ ^[26]。在非切换系统中, 若系统状态矩阵的谱半径 $\rho(\mathbf{G}) > 1$, 则系统是

不稳定的, 是由于 $\rho(\mathbf{G}^k)$ 随着 k 增大而不断增长; 而在切换系统中, 即使每个子系统状态矩阵的谱半径都大于 1, 但 $\mathbf{G}^k$ 作为不同状态矩阵的累乘, 其谱半径仍 $\rho(\mathbf{G}^k)$ 可能小于 1, 如当 $\mathbf{G}_1 = \text{diag}(1.5, 0.5)$, $\mathbf{G}_2 = \text{diag}(0.5, 1.5)$ 时, $\rho(\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2) = 0.75$, 而 $\rho(\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2) = 1.125$, 因此, 当切换系统满足一定切换律时能够实现稳定。

综上可知, 可以通过 $\rho(\mathbf{G}^k)$ 随 k 的变化趋势判断切换系统的稳定性, 设调制波周期为 T , 为降低初始误差的影响, 定义系统稳定性指标 S 为经过 $\rho(\mathbf{G}^k)$ 随时间变化曲线上 $t=0$ 时刻和 $t=4T$ 时刻所对应两点割线的斜率, 可表示为

$$S = \frac{\rho(\mathbf{G}^{1+\frac{4T}{\Delta t}} - \mathbf{G}^1)}{4T} \quad (24)$$

当 Y_{eq} 和 f_c 一定时, S 是关于负电阻 R 的函数, 随 R 单调递增。系统运行过程中, Y_{eq} 和 f_c 的值是固定的, 原系统负电阻 R 在固定 Y_{eq} 和 f_c 下的保守取值满足:

$$S(R)|_{Y_{eq}, f_c} \leq 0 \quad (25)$$

以 $R=0$ 为初始值, 对式(17)和(25)进行交互迭代, 直至 R 值满足精度需求, 所得 Y_{eq} 、 R 为最优参数。

4 仿真验证

4.1 仿真系统

本节基于 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真平台搭建如图 4 所示柔性直流输电系统, 整流器和逆变器在直流侧以背靠背形式联结, 仿真系统参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数

Table 1 Parameters of simulation system

项目	数值	项目	数值
额定交流电压/kV	230	额定直流电压/kV	400
额定有功功率/MW	200	交流等效阻抗/ Ω	$26.45 \angle 80^\circ$
直流电容 $C_d/\mu\text{F}$	300	换流电抗 L_f/H	0.0724
PWM 载波频率/ Hz	1980	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

基于 PSCAD 仿真软件的元件自定义功能实现本文所提模型, 此外设置 2 组对照组, 分别采用 $0.001/10^6 \Omega$ 的双值电阻模型和典型 ADC 模型。设置仿真步长为 $2\mu\text{s}$, 按照第 2 节所示方法计算模型参数, 取负电阻精度为 0.1Ω , 最终迭代时 $S(R)$ 的局

部曲线如图 8 所示，其与直线 $S=0$ 交点的横坐标 R_{BV} 为当前参数下负电阻的保守边界值，开关模型具体参数如表 2 所示。

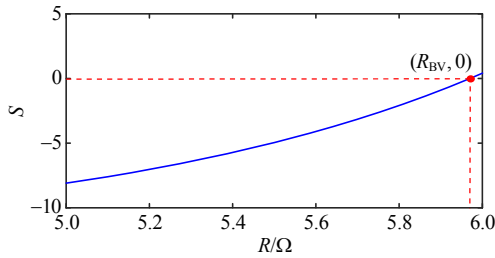


图 8 切换系统稳定性指标曲线
Fig. 8 Curve of stability index of switched system

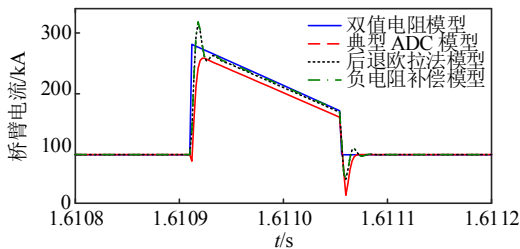
表 2 开关器件模型参数

Table 2 Parameters of switch models			
模型	电阻/ Ω	电感/mH	电容/nF
双值电阻模型	$0.001/10^6$	—	—
典型 ADC 模型	1.434×10^3	1.789	2.818
本文所提模型	-5.9	1.600	2.519

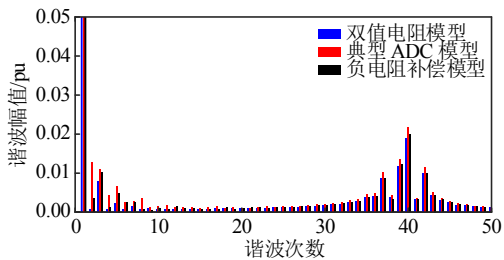
4.2 稳态响应

稳态下的系统响应情况如图 9 所示。桥臂电流在 1 个开关过程中的变化情况如图 9(a)所示，由于典型 ADC 模型串联较大电阻，在开关过程中暂态误差近似指数衰减，本文所提方法采用后退欧拉积分方法，具有振荡衰减的形式，但从收敛速度上看，2 种方法大致相同。另外，对比无负电阻补偿的后退欧拉算法模型，可以看出，附加负电阻并不会减弱模型的收敛性。

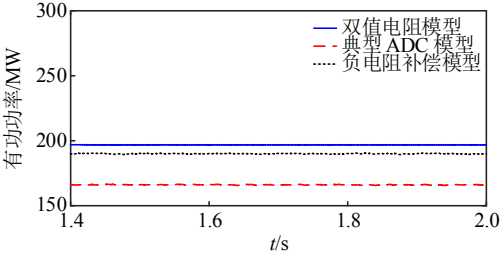
逆变站交流电流的谐波含量如图 9(b)所示，所提模型与双值电阻模型的高频谐波分量近似一致，



(a) 桥臂电流



(b) 输出交流电流谐波分量



(c) 换流站输出有功功率

图 9 稳态仿真结果

Fig. 9 Steady state simulation results

典型 ADC 模型谐波含量略高；恒导纳模型基频附近的低次谐波含量高于双值电阻模型，其中，典型 ADC 模型的谐波含量最高，但均低于 1.5%，具有相对良好的谐波特性。

逆变站输出的有功功率如图 9(c)所示，由于双值电阻模型导通状态下存在电阻，因此仍会产生少量损耗，相比之下，本文所提模型虽不能完全消除虚拟功率损耗，但能够提供较大补偿，相较于典型 ADC 模型具有较大改善。不同载波频率下的功率损耗情况如表 3 所示，随着开关频率增大，1 个基波周期内恒导纳模型的状态切换次数增加，恒导纳模型的虚拟功耗增大，本文所提模型的损耗低于典型 ADC 模型功耗的 1/3。

表 3 功率损耗比例

Table 3 Power loss ratio			
模型	损耗占比/%		
	$f_c = 1980\text{Hz}$	$f_c = 3000\text{Hz}$	$f_c = 6000\text{Hz}$
双值电阻模型	1.56	1.37	1.29
典型 ADC 模型	16.90	22.20	38.80
本文所提模型	5.00	6.00	12.00

4.3 暂态响应

为测试暂态工况下模型的精度，本文设置对称故障和非对称故障 2 组仿真试验，下文对比各种模型在故障过程中和故障后一段时间内的响应情况。

4.3.1 对称故障

在逆变侧 PCC 点处设置三相接地短路故障，故障起始时间为 $t=1.7\text{s}$ ，故障持续时间为 0.1s，仿真结果如图 10 所示。

故障点阀侧的交流电流如图 10(a)所示，整流侧交流电流如图 10(b)所示，由于发生对称故障，因此只测试 A 相电流，逆变侧输出的有功功率和无功功率分别如图 10(c)、(d)所示。

对称短路故障期间，流入故障点的有功功率和无功功率降为 0，此阶段恒阻抗模型的仿真精度均

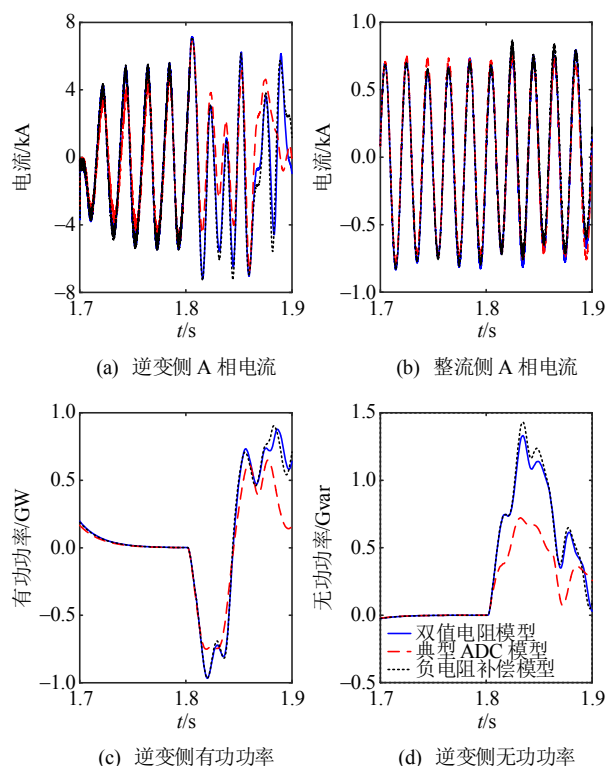


图10 对称故障仿真结果

Fig. 10 Symmetrical fault simulation results

较高;故障清除后的暂态过程中,典型ADC模型的精度明显变差,本文所提模型与双值电阻模型的仿真结果拟合程度较高。

4.3.2 非对称故障

在逆变侧PCC点处设置A相接地短路故障,故障起始时间为 $t=1.7\text{s}$,故障持续时间为 0.1s ,仿真结果如图11所示。

故障点阀侧的A相(故障相)电流如图11(a)所示,故障点阀侧的B相(非故障相)电流如图11(b)所示,整流侧A相电流如图11(c)所示,整流侧B相电流如图11(d)所示,逆变侧输出的有功功率和无功功率分别如图11(e)、(f)所示。

由图11可以看出,本文所提模型在故障侧和非故障侧的交流电流仿真精度均较高,其中,故障

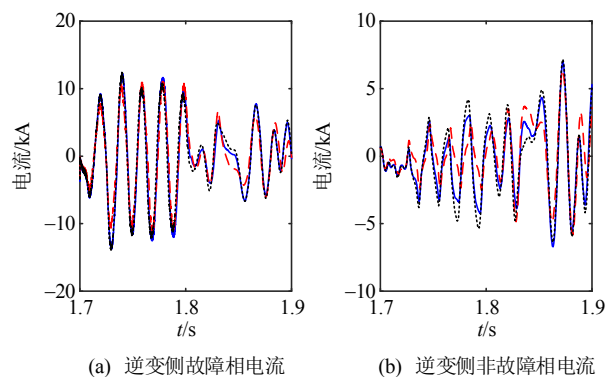


图11 非对称故障仿真结果

Fig. 11 Unsymmetrical fault simulation results

侧的非故障相电流的仿真精度相对较低,在故障期间其振幅略高,导致故障期间故障侧有功功率略高,但故障清除后误差逐渐降低。另外,仿真结果表明本文所提模型的仿真精度明显高于典型ADC模型的仿真精度。

5 结论

本文基于后退欧拉积分算法,提出电感支路串联负电阻的开关器件恒导纳模型,针对两电平电压源型换流器拓扑提出最优参数设计方法,基于PSCAD仿真验证所提模型和方法的正确性,并得到结论如下:

1) 由本文所提模型构建的换流器在优化参数下的谐波含量和功率损耗相较于典型ADC模型均有明显降低,更接近双值电阻模型的仿真结果。

2) 本文所提模型在暂态工况下的响应情况具有良好的精度,能够基本吻合双值电阻模型的仿真曲线,其中,对于对称工况的仿真精度更高。

3) 由本文所提切换系统稳定指标确定的负电阻保守参数在稳态和暂态工况下均不会使系统失稳,且不会影响开关过程中暂态误差的收敛速度。

本文所提模型虽然在两电平换流器中进行验证,可以推广到由开关单元构成的其他切换系统

中, 具有较好的适用性, 但参数优化方法需要针对具体拓扑进行调整。为维持系统稳定, 负电阻的补偿效果有限, 随着开关频率升高, 虚拟功率损耗仍有增长趋势, 如何更好地补偿较高开关频率下的虚拟功率损耗仍需进一步研究。

参考文献

- [1] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1760-1771.
TANG Guangfu, PANG Hui, HE Zhiyuan. R&D and application of advanced power transmission technology in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1760-1771(in Chinese).
- [2] BEERTEN J, GOMIS-BELLMUNT O, GUILLAUD X, et al. Modeling and control of HVDC grids: a key challenge for the future power system[C]//Proceedings of 2014 Power Systems Computation Conference. Wroclaw, Poland: IEEE, 2014.
- [3] 王永平, 赵文强, 杨建明, 等. 混合直流输电技术及发展分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(7): 156-167.
WANG Yongping, ZHAO Wenqiang, YANG Jianming, et al. Hybrid high-voltage direct current transmission technology and its development analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 156-167(in Chinese).
- [4] 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.
- [5] 朱艺颖, 于钊, 李柏青, 等. 大规模交直流电网电磁暂态数模混合仿真平台构建及验证(一)整体构架及大规模交直流电网仿真验证[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(15): 164-170.
ZHU Yiyang, YU Zhao, LI Baiqing, et al. Construction and validation of electromagnetic transient digital-analog hybrid simulation platform for large-scale AC/DC power grids part one general configuration and simulation validation of large scale AC/DC power grids[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(15): 164-170(in Chinese).
- [6] 朱艺颖, 于钊, 李柏青, 等. 大规模交直流电网电磁暂态数模混合仿真平台构建及验证(二)直流输电工程数模混合仿真建模及验证[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(22): 32-37.
ZHU Yiyang, YU Zhao, LI Baiqing, et al. Construction and validation of electromagnetic transient digital-analog hybrid simulation platform for large-scale AC/DC power grids part two modeling and validation of digital-analog hybrid simulation of DC transmission projects[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(22): 32-37(in Chinese).
- [7] 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).
- [8] 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 Jiabin, 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).
- [9] 沈卓轩, 姜齐荣. 电力系统电磁暂态仿真 IGBT 详细建模及应用[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(2): 235-247.
SHEN Zhuoxuan, JIANG Qirong. Detailed IGBT modeling and applications of electromagnetic transient simulation in power system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(2): 235-247(in Chinese).
- [10] WATSON N, ARRILLAGA J. 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).
- [11] 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).
- [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] PEJOVIC P, MAKSIMOVIC D. A method for fast time-domain simulation of networks with switches[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(4): 449-456.
- [15] 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.

- [16] SONG Yankan, CHEN Laijun, CHEN Ying, et al. A general parameter configuration algorithm for associate discrete circuit switch model[C]//Proceedings of 2014 International Conference on Power System Technology. Chengdu, China: IEEE, 2014.
- [17] 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).
- [18] 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).
- [19] 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).
- [20] 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).
- [21] 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).
- [22] MAGUIRE T, GIESBRECHT J. Small time-step ($<2\mu\text{Sec}$) VSC model for the real time digital simulator[C]//Proceedings of 2005 International Conference on Power Systems Transients. Montreal, Canada, 2005.
- [23] 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).
- [24] 玉强. 具有不稳定子系统的切换系统稳定性研究[D]. 西安: 陕西师范大学, 2014.
- YU Qiang. Research on the stability of switched systems with unstable subsystems[D]. Xi'an: Shaanxi Normal University, 2014(in Chinese).
- [25] 范忠鑫. 具有全不稳定子系统的切换系统的故障检测方法研究[D]. 吉林: 东北电力大学, 2020.
- FAN Zhongxin. Fault detection methods analysis for switched systems with all modes unstable[D]. Jilin: Northeast Electric Power University, 2020(in Chinese).
- [26] 李浚圣. 线性切换系统的最优切换律[D]. 沈阳: 东北大学, 2005.
- LI Junsheng. Optimal switched law of switched linear systems[D]. Shenyang: Northeastern University, 2005 (in Chinese).



侯延琦

在线出版日期: 2021-09-29。

收稿日期: 2021-06-30。

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;

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;

辛蜀骏(1990), 男, 博士, 工程师, 研究方向为电力系统稳定性分析与控制;

蔡晖(1984), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为电力系统稳定性分析与控制。

(编辑 刘雪莹)

Fixed-admittance Modeling Method of Voltage Source Converter Based on Compensation of Negative Resistance

HOU Yanqi¹, LIU Chongru^{1*}, ZHENG Le¹, XIN Shujun², CAI Hui³

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources
(North China Electric Power University); 2. State Grid Economic and Technological Research Institute Co., Ltd.;
3. Economic Research Institute of Jiangsu Electric Power Company)

KEY WORDS: small-step real-time simulation; fixed- admittance model; associated discrete circuit; compensation of negative resistance

Fixed-admittance modeling of power electronic devices is one of the main ways to realize small-step real-time simulation. Aiming at the problem of virtual power loss of the fixed-admittance model, this paper proposes a model based on the compensation of negative resistance. In addition, the optimal parameter design method of the proposed model is proposed based on the three-phase two-level voltage source converter topology.

The proposed model adds a negative resistance to the branch to compensate the virtual power loss. Considering that the steady-state current of the branch is approximately zero in the off state, the negative resistance is decided to be connected in series in the on-state model of the branch. The proposed model is shown in Fig. 1.

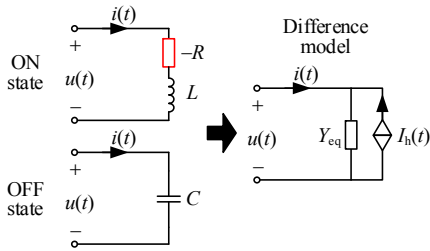


Fig. 1 ADC model based on compensation of negative resistance

The parameters of the difference model discretized using the implicit Euler method satisfy the follow formula:

$$\begin{cases} Y_{eq} = \frac{1}{\frac{L}{\Delta t} - R} = \frac{C}{\Delta t} \\ I_h(t) = \begin{cases} -(1 + RY_{eq})i(t - \Delta t), & \text{on} \\ Y_{eq}u(t - \Delta t), & \text{off} \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

In real-time simulation, the IGBT anti-parallel diode is usually modeled as a switch unit as a whole. Combined with the proposed modeling method, the calculation logic of the fixed-admittance model of the switch unit is shown in Fig. 2.

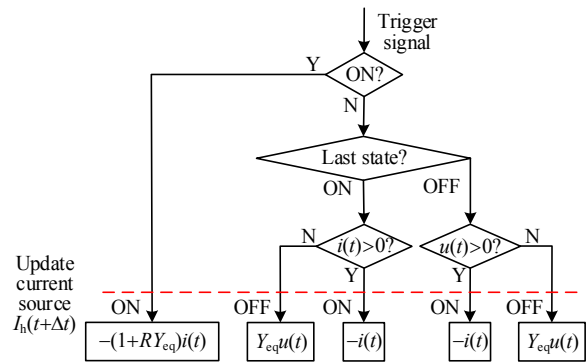


Fig. 2 Calculation logic of switch unit

In the topology of three-phase two-level voltage source converter, in order to minimize the virtual power loss of the model, the equivalent admittance Y_{eq} shall meet the following formula:

$$Y_{eq} = \frac{A^2 R + A \sqrt{5A^2 R^2 + 8U_{dc}^2}}{4U_{dc}^2 + 2A^2 R^2} \quad (2)$$

where, A is the amplitude of phase current and U_{dc} is the DC voltage.

The conservative maximum value of the negative resistance R is determined according to the stability of switched system. Firstly, the system dimension is reduced by simplifying the switched system, and then the numerical stability of the simplified system is judged according to the spectral radius ρ of the iterative state matrix $\mathbf{G}^k$ of the system.

If the stability index is defined as formula (3), the value of R should meet formula (4).

$$S = \frac{\rho(\mathbf{G}^{1+\frac{4T}{\Delta t}} - \mathbf{G}^1)}{4T} \quad (3)$$

$$S(R)|_{Y_{eq}, f_c} \leq 0 \quad (4)$$

The simulation results show that compared with the classical ADC model, the proposed model has higher accuracy and is closer to the results of the dual-value resistance model.