

基于Rosenbrock算法的城轨双向PWM变流器仿真

王 阔¹, 沙栋磊², 金泰木², 陈 雯¹, 林 飞¹

(1. 北京交通大学电气工程学院, 北京 100044;

2. 国家高速铁路技术创新中心, 山东 青岛 266000)

摘要: 由于二极管的单向导电特性, 阻碍了列车再生制动能量的回馈。近年来, 采用四象限变流器的城轨双向变电站在国内外得到广泛关注。对 PWM 变流器进行建模和计算是研究双向变电站的基础环节。首先分析了 PWM 变流器的工作原理和控制策略, 以三相交流电流和直流侧电压为状态变量, 得到了基于开关函数的 PWM 变流器的微分方程; 然后介绍了 Rosenbrock 算法, 并给出了算法流程图; 最后编写了 PWM 变流器的仿真程序, 调用 Rosenbrock 算法进行求解, 结果与 Simulink 仿真结果一致, 表明所开发的仿真程序代替 Simulink 仿真具有可行性。

关键词: 城市轨道交通; 双向变电站; PWM 变流器; 数学模型; Rosenbrock 算法

Simulation of urban rail bidirectional PWM converter based on Rosenbrock algorithm

WANG Kuo¹, SHA Donglei², JIN Taimu², CHEN Wen¹, LIN Fei¹

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. National Innovation Center of High Speed Train, Qingdao 266000, China)

Abstract: The unidirectional conductivity of the diode hinders the feedback of train regenerative braking energy. In recent years, bidirectional substations with four-quadrant converters have received wide attention at home and abroad. The modeling and calculation of PWM converter is the basic link in the research of bidirectional substation. The working principle and the control strategy of PWM converter are analyzed, and the differential equation of PWM converter based on switching function is obtained by taking three-phase AC current and DC side voltage as state variables. Then the Rosenbrock algorithm is introduced and the algorithm flow chart is given. The simulation program of PWM converter is compiled, and the Rosenbrock algorithm is used to solve the problem. The results are consistent with the Simulink simulation results, which shows that the simulation program developed in this paper is feasible to replace Simulink simulation.

Key words: urban rail transit; bidirectional substations; PWM converter; mathematical model; Rosenbrock algorithm

0 引言

地铁、轻轨等城市轨道交通的发展缓解了

日益严峻的交通运输压力和生态环境压力, 满足了群众出行的需求, 优化了城市结构布局, 对经

济发展具有重要的促进作用^[1]。目前,城市轨道交通牵引供电系统直流电压等级主要有750 V和1 500 V两种。整流方式通常采用12脉波或24脉波二极管不控整流,装置的交流侧谐波成分含量高,输出电压不可控。城市轨道交通站间距较短,列车制动频繁,会产生大量的制动能量^[2],当车辆处于制动工况时,再生制动能量通常占牵引能量的20%~40%,这些制动能量按一定比例被接触网上的其他车辆吸收利用,一部分被制动电阻以热能的形式消耗,造成资源的浪费,当制动电阻不能完全吸收这些能量时,若没有其他装置来吸收这些制动能量,过多的能量就会在直流侧产生积累,造成直流网压的升高^[3]。由于二极管具有单向导电性,能量只能单向流动^[4],阻碍了列车再生制动能量的回馈。四象限变流器可以将再生制动能量逆变回中压电网^[5]。

与二极管整流方式相比,采用PWM四象限变流器具有以下明显优势^[6]:

1) 输出直流电压的纹波系数较小,电流的谐波含量较低(<3%)。

2) 直流电压特性更“硬”且直流电压可控。

3) 通过PWM变流器可以将列车的再生制动能量逆变回中压电网给交流侧负载供电。因此,电网公司提供的电量可以显著减少。

4) PWM变流器除再生制动能量回收外,还可以产生一定量的无功功率,以提高中压电网的功率因数,替代静止无功补偿器等专用无功补偿设备。

1 PWM变流器的应用方案

PWM变流器在城轨交通中主要用于逆变回馈装置。逆变回馈型吸收再生制动能量的方案目前有混合型PWM变电站和双向变电站两种安装方案。

(1) 混合型PWM变电站

混合型PWM变电站是二极管整流器与PWM变流器并联的混合型拓扑方案,如图1所示。该方案在原有二极管整流回路的基础上,并联了

PWM逆变器作为再生制动能量逆变回馈回路。当列车处于牵引工况时,由二极管整流器将交流电整流为直流电为列车供电;当列车处于制动工况时,通过PWM变流器将再生制动能量返回电网,从而实现节能。该方案能有效地抑制直流网压的升高,不需要改造原有的系统,充分利用了二极管整流器,但由于需要单独增加逆变器,所以增加了占地面积。该方案已应用在国内多条线路,如北京地铁10号线、重庆地铁等。

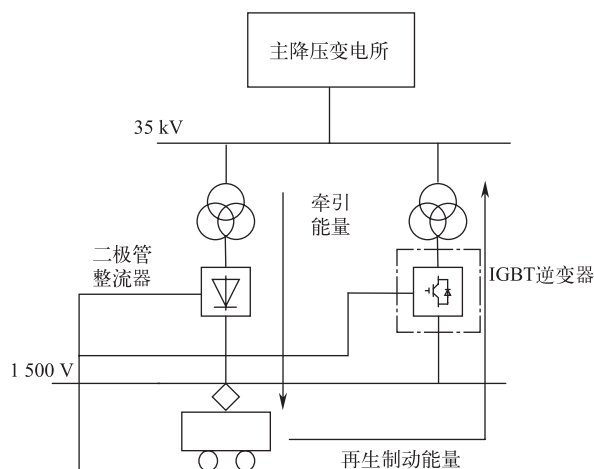


图1 混合型拓扑方案

Fig. 1 Scheme of hybrid PWM substation

(2) PWM双向变电站

采用IGBT构成的全控整流装置具有四象限工作的能力,能量可以实现双向流动,如果全控整流装置具备和原二极管整流机组相同的容量、短路耐受能力和过载能力,就可以实现列车在牵引工况和制动工况时能量都通过PWM变流器,即双向变电站方案,如图2所示^[7]。按现有的牵引变电所整流机组来看,通常情况下,整流机组容量为3 MW,两台并联组成的24脉波整流器容量为6 MW。如果用PWM变流器完全代替现有二极管整流,由于IGBT价格较高,要做到6 MW的容量,经济成本高^[8]。但相比于混合型PWM变电站,双向变电站方案的优点有很多^[9]:

1) PWM变流器的输入端网侧功率因数为-1或1(逆变或整流)。

2) 可以实现能量的双向传输,制动能量得到了充分的利用。

3) 双向变流器的直流侧电压在一定范围内可控, 但二极管整流器变电站的直流电压不可控, 其直流侧输出电压会跟随输出电流的上升而下降, 从而造成直流网压的波动, 而双向变电站可维持电压在设定值。

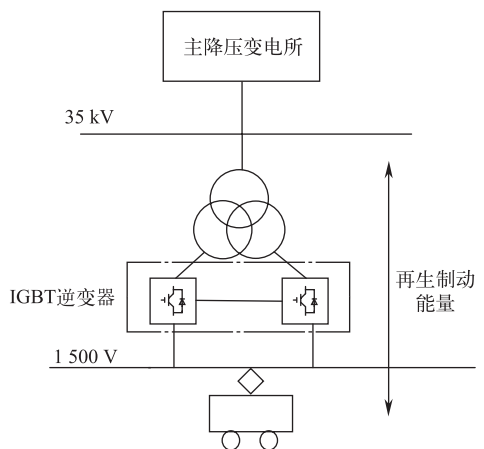


图2 双向变电站方案

Fig. 2 Scheme of PWM bidirectional substation

从长远来看, 相较于混合型PWM变电站, 双向变电站优大于劣, 是未来城市轨道交通牵引供电系统的发展趋势。

要研究PWM变流器, 通常需要对PWM变流器进行建模, 目前通常采用Simulink进行仿真, 但是由于近期部分高校及生产运营单位MATLAB的使用受到国外的限制, 因此选择采用编程的方式进行研究; PWM变流器的电路为非线性电路, 用欧拉法求解可能会存在稳定性的问题, 所以采用Rosenbrock算法对PWM变流器模型进行求解。

2 PWM变流器原理

目前, 城轨交通通常将四象限变流器用于能馈装置, 通过将再生制动能量回馈到中压电网, 实现再生制动能量的利用^[10], 如果四象限变流器具有足够的整流容量, 那么就可以取代二极管整流器, 实现整流和逆变两种功能, 可以作为双向变电站用于城市轨道交通。

2.1 主电路

四象限变流器的主电路拓扑如图3所示。

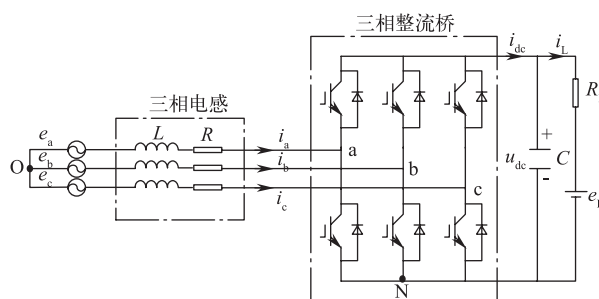


图3 四象限变流器主电路拓扑

Fig. 3 Main circuit topology of four-quadrant converter

取O点为参考零点, 电源输入为 e_a 、 e_b 、 e_c 三相电压, 变流器输入侧电流为 i_a 、 i_b 、 i_c , 变流器交流侧电压为 v_{aO} 、 v_{bO} 、 v_{cO} , 变流器输入的电感为 L 和电阻为 R , 在变流器的输出端直流电压为 u_{dc} , 变流器输出电流为 i_{dc} , 直流侧电容为 C , 直流侧电阻为 R_L 。

2.2 SPWM调制

PWM技术是利用全控型电力电子器件的通断情况, 将一个直流电压变换成一定形状的电压脉冲序列, 实现变压变频控制。正弦脉宽调制 (SPWM) 技术成本较低、实现较简单, 是一种应用较为广泛的调制策略^[11]。SPWM调制的原理是以三角波 (载波) 与调制波 (正弦波) 比较, 在载波和调制波的交点处对电路中的高频开关器件的通断进行控制, 在交点处产生脉冲的前后沿, 得到宽度正比于信号波幅值的脉冲, 即得到SPWM波形^[12]。

三相四象限变流器电路由三个单相桥式电路组成, 桥臂的电力电子开关器件为全控型器件IGBT, 各相开关器件的控制规律相同, 同一相的上下两个桥臂交替导电, 各相开始导电的角度依次相差 120° , 换相在同一相的上下两个桥臂之间进行, 同一时刻有3个桥臂同时导通, 则四象限变流器共有 $2^3=8$ 种开关状态, 定义四象限变流器的开关函数为 s_k ($k=a,b,c$), 因此变流器的开关状态可表示为^[13]

$$s_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{下桥臂导通, 上桥臂关断} \end{cases} \quad (1)$$

分析式 (1) 可得, 当 $s_a s_b s_c = 111$ 或者 $s_a s_b s_c = 000$ 时, 四象限变流器处于特殊的开关状态, 此时交

流侧为线电压输出。以a相为例,选取 $i_a > 0$ 、 $i_b < 0$ 和 $i_c > 0$ 电流工作模式分析四象限变流器的工作原理。

根据图3所示的四象限变流器电路主拓扑图,结合基尔霍夫电压电流定律,a相桥臂

$$u_{aO} = u_{aN}(t) + u_{NO}(t) \quad (2)$$

在电网平衡条件下,三相电压源型四象限变流器有如下关系

$$u_{NO}(t) = -\frac{u_{aN}(t) + u_{bN}(t) + u_{cN}(t)}{3} \quad (3)$$

结合式(1)和式(3)可得

$$u_{iN}(t) = s_i u_{dc}(t) \quad (4)$$

为了求得三相四象限变流器a相电压的开关函数表达式,联立上式可得

$$u_{aO}(t) = \frac{2s_a - s_b - s_c}{3} u_{dc}(t) \quad (5)$$

根据 s_a 、 s_b 、 s_c 不同的开关状态可得到三相四象限变流器电压取值,经分析可得,三相四象限变流器交流侧电压取值有三种情况: $\pm 2/3 u_{aO}(t)$ 、 $\pm 1/3 u_{aO}(t)$ 和0。

直流侧电流可表示为

$$i_{dc}(t) = i_a(t)s_a + i_b(t)s_b + i_c(t)s_c \quad (6)$$

由式(6)可以发现,直流侧电流瞬时值与交流侧电流和开关函数有一定的关系。

综上,三相四象限变流器各相之间的量存在相互耦合的关系,其某一相电压电流的变化受到另外两相电压电流的影响。

2.3 双闭环控制

四象限变流器的控制目标分为两个:一是保证直流侧直流电压的稳定,在电网电压波动和负载受到扰动时可以迅速地恢复稳定状态并达到给定的电压值;二是变流器交流侧电流的正弦化控制以及工作在单位功率因数^[14]。针对这两个要求,一般控制系统要求采用闭环控制系统,并且采用一个电压环和一个电流环的闭环控制系统,电压环可以稳定直流电压,然后将电压环输出的数值作为电流内环的给定值。

由交流电动机的矢量控制原理可知,三相正弦量的控制经过旋转坐标系变换后,可转化为

直流量的控制,这样给交流量的控制带来了很大的方便^[15]。利用旋转坐标系,对三相电流的跟踪控制转换为对两相旋转坐标系的直流电流的定值控制,由此得到了基于dq旋转坐标的四象限变流器系统控制结构如图4所示,电压调节器的输出作为有功电流的参考值,不考虑无功功率控制问题,无功电流参考值设为0^[16]。

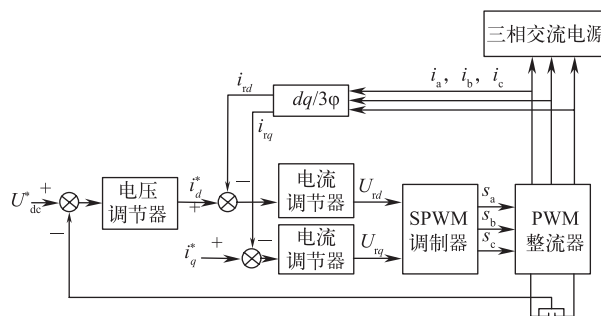


图4 基于dq坐标系的四象限变流器系统控制结构

Fig. 4 Control structure of four-quadrant converter system based on dq coordinate system

2.4 数学模型

2.4.1 主电路模型

根据电路拓扑列车交流侧的KVL方程可得

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (v_{aN} + v_{NO}) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - (v_{bN} + v_{NO}) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - (v_{cN} + v_{NO}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} v_{aN} = u_{dc} s_a \\ v_{bN} = u_{dc} s_b \\ v_{cN} = u_{dc} s_c \end{cases} \quad (8)$$

由对称三相系统可得

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (9)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (10)$$

联立式(7)~式(10)可以得到

$$v_{NO} = -\frac{u_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k \quad (11)$$

结合式(6)列写直流侧KCL方程

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c - \frac{u_{dc} - e_L}{R_L} \quad (12)$$

其中,直流侧电流可以表示为

$$\begin{aligned}
 i_{dc} &= i_a s_a \bar{s}_b \bar{s}_c + i_b \bar{s}_a s_b \bar{s}_c + i_c \bar{s}_a \bar{s}_b s_c + (i_a + i_b) s_a s_b \bar{s}_c + \\
 &\quad (i_a + i_c) s_a \bar{s}_b s_c + (i_b + i_c) \bar{s}_a s_b s_c + (i_a + i_b + i_c) s_a s_b s_c \\
 &= i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c
 \end{aligned} \quad (13)$$

以三相交流电流和直流侧电压为状态变量，联立以上各式可得四象限变流器的数学模型

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} i_k s_k - \frac{u_{dc} - e_L}{R_L} \\ L \frac{di_k}{dt} + Ri_k = e_k - (u_{dc} s_k - \frac{u_{dc}}{3} \sum_{j=a,b,c} s_j) \\ \sum_{k=a,b,c} e_k = \sum_{k=a,b,c} i_k = 0 \end{cases} \quad (14)$$

2.4.2 控制电路模型

以A相电源电压过零点作为电网同步角起点，并按如图5所示进行旋转坐标系定位。

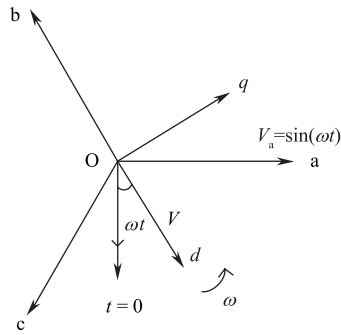


图5 旋转坐标系定位

Fig. 5 Rotating coordinate system positioning

分析三相静止对称坐标系abc与两相旋转坐标系dq间的变换关系为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = T(\omega t) \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中，abc坐标系到dq坐标系的旋转变换矩阵 T 为

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

若令 $U_{dq} = [u_d, u_q]^T$ 、 $U_{abc} = [u_a, u_b, u_c]^T$ ，则上式可以简化为

$$U_{dq} = T(\omega t) U_{abc} \quad (17)$$

由上式易求出逆变换

$$U_{abc} = T^{-1}(\omega t) U_{dq} \quad (18)$$

式中

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (19)$$

在两相dq同步旋转坐标系下的四象限变流器方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + Ri_d = e_d - u_{dc} s_d \\ L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + Ri_q = e_q - u_{dc} s_q \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d s_d + i_q s_q) - i_L \end{cases} \quad (20)$$

式中， e_x 和 i_x 为三相电源电压和输入电流变换到dq同步坐标系下的值，并且 $e_q = 0$ 。

三相四象限变流器在dq同步旋转坐标系下的四象限变流器输出控制电压为

$$\begin{cases} u_d = -L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q - Ri_d + e_d \\ u_q = -L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d - Ri_q \\ \frac{3}{2} (i_d s_d + i_q s_q) = u_{dc} i_{dc} \end{cases} \quad (21)$$

式中， u_x ($x=d, q$) 为四象限变流器输出电压变换到dq同步坐标系下的值。

在电流内环控制系统中，当电流调节器采用P调节器时， u_d 和 u_q 的控制方程为

$$\begin{cases} u_d = -K_p (i_d^* - i_d) + \omega Li_q + u_d \\ u_q = -K_p (0 - i_q) - \omega Li_d + u_q \end{cases} \quad (22)$$

式中， K_p 为电流内环比例调节增益； i_d^* 为 i_q 和 i_d 的电流指令值。

在电压外环控制系统中，当电流调节器采用PI调节器时，假设无功功率被彻底消除，则 $u_q = i_q = 0$ ， u_d 幅值为 U_m ， i_d^* 指令电流的幅值为 I_m^* ，结合式(21)得到

$$\begin{cases} u_{dc} = -\frac{LI_m^* s}{s_q} \\ u_{dc} = \frac{U_m + LI_m^* s}{s_d} \\ u_{dc} = \frac{3 s_d I_m^* R_L}{2 R_L C s + 1} \end{cases} \quad (23)$$

合并式 (23) 的后两个等式, 消去 s_d , 可得

$$\begin{cases} \frac{u_{dc}^2}{I_m^*} = \frac{3R_L(LI_m^*s + U_m)}{R_LCs + 2} \\ u_{dc} = -\frac{LI_m^*s}{s_q} \end{cases} \quad (24)$$

由于三开关是对内环控制服务的, 所以不考虑 s_q , 只能通过调节 I_m^* 来控制外环电压, 具体形式如图6所示。

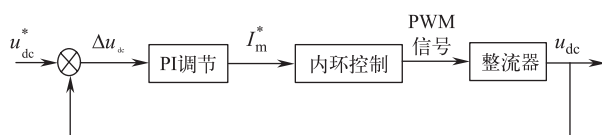


图6 电压外环控制流程图

Fig. 6 Control flow chart of voltage outer loop

一般采用PI调节的方法

$$I_m^* = K_P(u_{dc}^* - v_{dc}) + \frac{K_I}{s}(u_{dc}^* - u_{dc}) \quad (25)$$

在进行MATLAB编程时, 需要将上述过程离散化。PI调节器的传递函数为

$$G_c(s) = K_P + K_I \frac{1}{s} \quad (26)$$

PI调节器的输出为

$$E(s) = e(s)G_c(s) \quad (27)$$

对上式离散化得到

$$E(n) = e(n)K_P + K_I T_s \sum_{n=0}^N e(n) \quad (28)$$

根据主电路模型和控制电路模型, 其控制策略如下: 首先设置abc坐标系下三相电压初值, 并使其与三角波比较得到三相开关函数值。直流侧电压指令与实际直流侧电压的误差值经电压环PI调节器得到d轴电流指令值, d轴电流指令值与实际d轴电流值的误差值经过电流环P调节器, 利用式(22)算得dq坐标系下的电压值。q轴与d轴对称, 且q轴电流指令值取0。经坐标变换得到abc坐标系下更新后的三相电压值, 重新与三角波比较得到更新后的三相开关函数值, 循环往复, 实现四象限变流器的双环控制。

3 Rosenbrock算法

在这一节中, 首先考虑自治的微分方程:

$y=F(y)$, Rosenbrock方法具有以下形式^[17]

$$y_{n+1} = y_n + h \sum_{i=1}^s b_i k_i \quad (29)$$

式中, k_i 可以在 $i=1, 2, \dots, s$ 时通过求解以下方程得到

$$Wk_i = F(y_n + h \sum_{j=1}^{i-1} a_{ij} k_j) + hJ \sum_{j=1}^{i-1} d_{ij} k_j \quad (30)$$

式中, $W=I-hdJ$; $J=\partial F(y_n)/\partial y$, 这种方法被认为是线性隐式的, 因为 y_{n+1} 的计算需要线性方程组的解^[18]。

基于此公式, 可以用 $J \approx \partial F(y_n)/\partial y$ 拓展这种形式的公式。由Wolfbrandt得到的二阶公式为^[19]

$$\begin{cases} Wk_1 = F(y_n) \\ Wk_2 = F(y_n + \frac{2}{3}hk_1) - \frac{4}{3}hdJk_1 \\ y_{n+1} = y_n + \frac{h}{4}(k_1 + 3k_2) \end{cases} \quad (31)$$

在从 t_n 到 t_{n+1} 的一步里, 如果采用Wolfbrandt公式, F 只在 t_n 和 $t_n + 2h/3$ 处被计算, 如果在 $(t_n + 2h/3, t_n + h)$ 区间内, 解在某个时刻发生剧烈变化, 则在 t_{n+1} 处得到的结果误差会比较大, 计算准确度低。基于此问题, 对计算方法进行了改进, 主要是在求解区间的两端进行估计, 使下一个求解步骤的第一次估计值 F 与当前步骤的最后一次估计值相同。利用这一点, 导出了一对公式, 并避免了不必要的矩阵乘法。

当从 (t_n, y_n) 向 $t_{n+1}=t_n+h$ 前进一步时, 修正的Rosenbrock公式为^[20]

$$\begin{cases} F_0 = F(t_n, y_n) \\ k_1 = W^{-1}(F_0 + hdT) \\ F_1 = F(t_n + 0.5h, y_n + 0.5hk_1) \\ k_2 = W^{-1}(F_1 - k_1) + k_1 \\ y_{n+1} = y_n + hk_2 \\ F_2 = F(t_{n+1}, y_{n+1}) \\ k_3 = W^{-1}[F_2 - e_{32}(k_2 - F_1) - 2(k_1 - F_0) + hdT] \\ \text{error} \approx \frac{h}{6}(k_1 - 2k_2 + k_3) \end{cases} \quad (32)$$

其中

$$\begin{cases} W = I - hdJ \\ d = 1 / (2 + \sqrt{2}) \\ e_{32} = 6 + \sqrt{2} \\ J \approx \frac{\partial F}{\partial y}(t_n, y_n), T \approx \frac{\partial F}{\partial t}(t_n, y_n) \end{cases} \quad (33)$$

如果当前求解步骤能得到结果,则当前步骤的 F_2 是下一个步骤的 F_0 ,如果 $J=\partial F(y_n)/\partial y$,则二阶公式是稳定的,这就是改进的Rosenbrock公式。基于该公式编写算法程序,算法流程如图7所示。

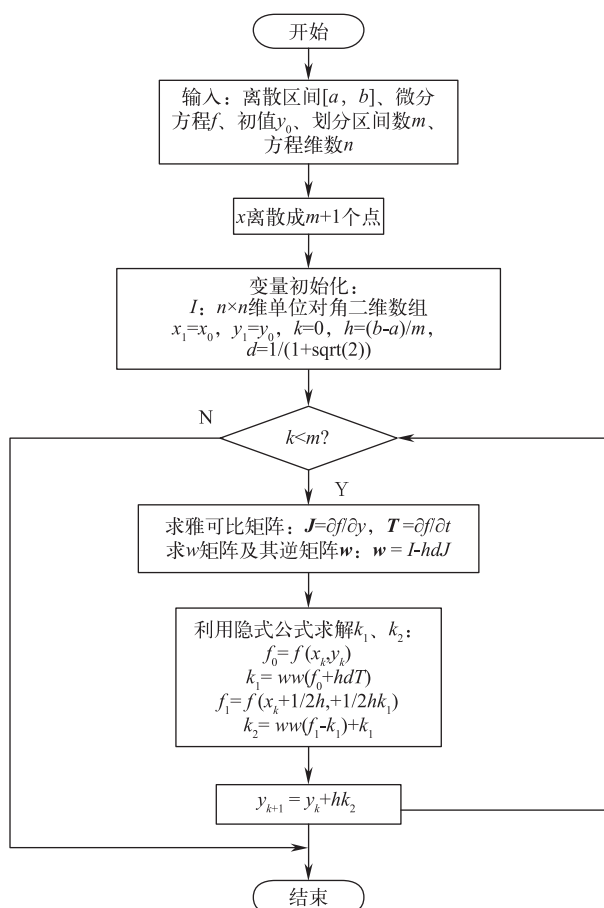


图7 Rosenbrock 算法流程图

Fig. 7 The algorithm flow chart of Rosenbrock

经过修正的Rosenbrock算法是一个单步求解器。由于计算的每一步都需要计算雅可比矩阵,雅可比矩阵的输入,提高了运算的效率和可靠性,在误差允许的范围内,求解的问题可以更复杂,同时在解算允许宽松容差的问题或者解变化很快的问题时,效率比较高,运算速度比较快。

4 仿真及结果

为了验证PWM变流器数学模型的准确性,编写调用Rosenbrock算法求解PWM变流器数学模型的程序,同时在Simulink中搭建PWM变流器模型,将两个结果进行对比。

求解PWM变流器模型时,先初始化变量,设置采样时间。主程序通过三角波与正弦波比较的方式实现SPWM调制,然后在该采样区间内,调用Rosenbrock算法求解相关微分方程,得到三相电流和直流侧电压,将三相交流侧电压、电流进行解耦得到 dq 轴分量,然后计算电流指令和调节后三相交流侧电压 dq 轴分量,再计算耦合后的三相交流侧电压并进行更新,得到新的正弦波与三角波进行比较,再进入下一次求解。该四象限变流器的算法流程如图8所示。

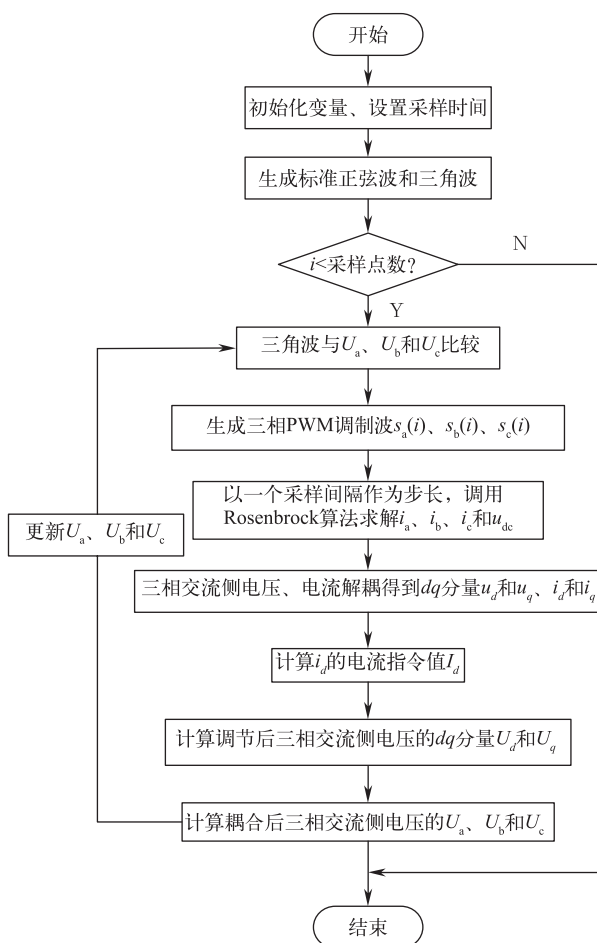


图8 四象限变流器算法流程图

Fig. 8 The flow chart of four-quadrant converter algorithm

在该程序中，主程序采样时间为0.000 05 s，交流电压幅值为707.1 V，调用Rosenbrock算法的步长为0.000 005 s，交流侧电阻 R 为0.1 Ω ，交流侧电感 L 为0.01 H，直流侧电容 C 为1.2 mF，负载电阻 R_L 为50 Ω 。交流侧电压电流相位相同为牵引工况，交流侧电压电流相位相反为制动工况。牵引工况和制动工况下的Simulink仿真和程序求解得到的直流侧电压对比图分别如图9和图10所示，Simulink仿真和程序得到的三相交流侧电流的对比图如图11所示。

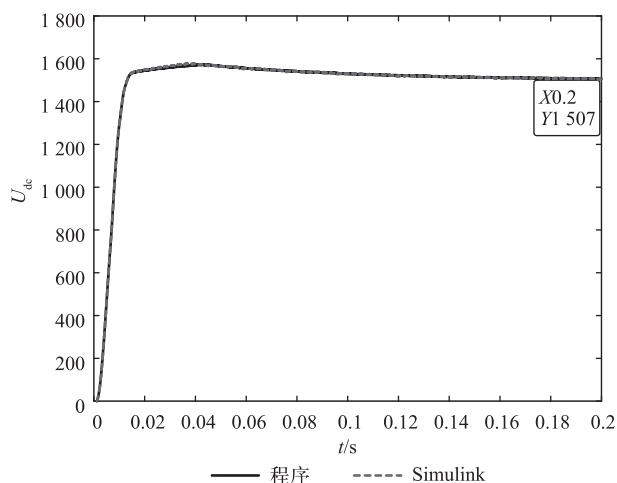


图9 四象限变流器直流侧输出电压波形图（牵引工况）

Fig. 9 The voltage of DC side of four-quadrant converter (traction condition)

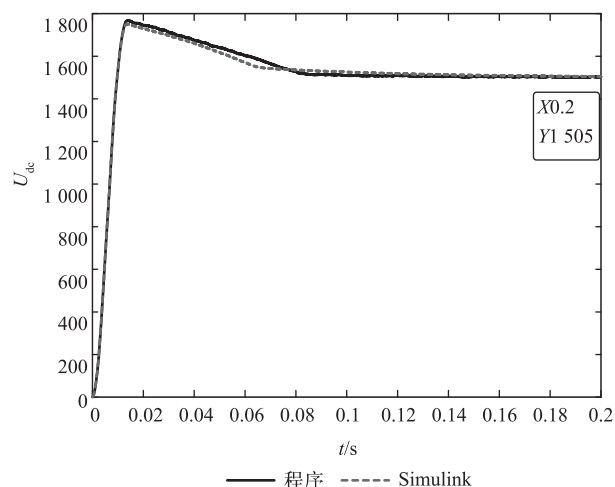


图10 四象限变流器直流侧输出电压波形图（制动工况）

Fig. 10 The voltage of DC side of four-quadrant converter (Braking condition)

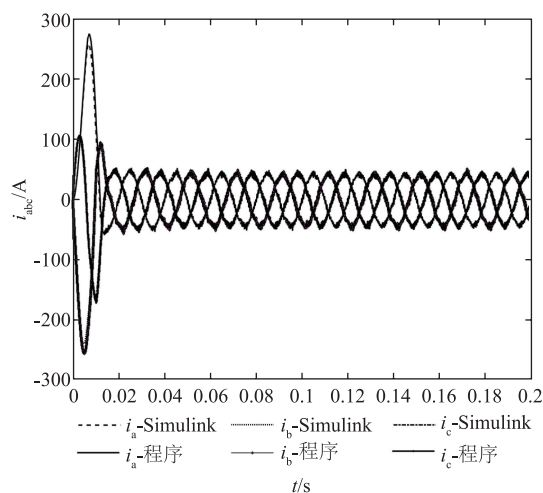


图11 四象限变流器交流侧电流波形图

Fig. 11 The currents of AC side of four-quadrant converter

从图9～图11发现，编程采用Rosenbrock求解的数学模型得到的结果与Simulink仿真得到的结果一致，由此证明了PWM变流器的数学模型和编程采用Rosenbrock算法求解的准确性，实现了基于Rosenbrock算法的PWM变流器的求解。

5 结束语

本文首先介绍了两种PWM变流器在城轨交通中的应用，然后分析了PWM变流器的原理，通过分析PWM变流器的工作情况得到了PWM的数学模型；然后给出了Rosenbrock算法的计算流程，最后通过编程调用Rosenbrock算法求解PWM变流器方程。和Simulink中搭建的PWM变流器模型结果进行对比，验证了基于Rosenbrock算法的仿真求解准确性，为后续采用PWM变流器的双向变电站的研究奠定了基础。**EA**

参考文献

- [1] 崔学忠. 城市轨道交通运营发展情况总结与展望[J]. 城市轨道交通, 2020 (10): 24-26.
- [2] 黄小红. 城市轨道交通车辆再生制动能量回馈系统PWM整流器容量计算方法[J]. 城市轨道交通研究, 2014, 17(1): 83-85, 110.
- [3] 张全柱, 李圆红, 邓永红, 等. 城市轨道交通再生制动能量吸收方案分析与研究[J]. 华北科技学院学报, 2018, 15(6): 68-73.

- [4] CHUANG H. Optimisation of inverter placement for mass rapid transit systems by immune algorithm[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2005, 152(1): 61-71.
- [5] 栾桂海. PWM变流器在城市轨道交通再生制动中的应用[J]. 变频器世界, 2013(2): 57-62.
- [6] ZHANG G, TIAN Z, TRICOLI P, et al. Inverter operating characteristics optimization for DC traction power supply systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3400-3410.
- [7] SUZUKI T. DC power-supply system with inverting substations for traction systems using regenerative brakes[J]. IEE Proceedings B - Electric Power Applications, 1982, 29(1): 18-26.
- [8] 郑旺. 城市轨道交通牵引供电双向变流器应用研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2019.
- [9] 邓霄. 基于下垂特性的地铁双向变电站直流电压控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- [10] HAYASHIYA H, AKAGI M, KONISHI T, et al. Survey of power electronics and electric machine application for on-site railway power system in Japan to realize eco-friendly transportation [C]. Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, 2010: S7-17-S7-24.
- [11] 高少波, 康真威. 基于SPWM控制策略的逆变器谐波分析[J]. 电子世界, 2021 (8): 47-48.
- [12] 于蕾, 王仁丽, 王峰, 等. SPWM逆变器供电的交流电动机系统仿真[J]. 电子世界, 2020 (19): 52-53.
- [13] 方鼎. 三电平PWM整流器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2011.
- [14] KIM J, PARK C R, PARK K, et al. A study on DC traction power supply system using PWM converter[J]. Journal of the Korean Institute of Electrical and Electronic Material Engineers, 2016, 29(4): 1729-1734.
- [15] 尧永. 16 kW三相三电平NPC-I型可PWM整流器的研发[D]. 扬州: 扬州大学, 2019.
- [16] 贾猛. 用于城轨双向变电站的LCL型四象限变流器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- [17] ENRIGHT W H, HULL T E, LINDBERG B. Comparing numerical methods for stiff systems of O. D. E: s[J]. BIT Numerical Mathematics, 1975, 15(1): 10-48.
- [18] STEIHAUG T, WOLFBRANDT A. An attempt to avoid exact Jacobian and nonlinear equations in the numerical solution of stiff differential equations[J]. Mathematics of Computation 1979, 33(146): 521-534.
- [19] 鲍泽峰. 求解刚性常微分方程的两类函数拟合 Rosenbrock方法[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
- [20] 岳洪. Stiff常微分方程数值解的Rosenbrock算法[J]. 计算机仿真, 1987 (4): 7-11.

作者简介



王 阔

王阔(1998—), 女, 硕士研究生, 主要从事城轨双向变电站研究。

(收稿日期: 2021-07-12)