

6-1-2020

Modeling and Simulation for Inter-harmonics of Double PWM AC Speed Control System for Port Bridge Crane

Wenhuan Yang

1. School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;;

Dirui Yang

1. School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;;

Ronggao Li

2. Tongsheng Electricity Power Company Ltd., Pudong District, Shanghai 200122, China;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the [Artificial Intelligence and Robotics Commons](#), [Computer Engineering Commons](#), [Numerical Analysis and Scientific Computing Commons](#), [Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons](#), and the [Systems Science Commons](#)

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Modeling and Simulation for Inter-harmonics of Double PWM AC Speed Control System for Port Bridge Crane

Abstract

Abstract: When the total capacity of double PWM reversible speed control system in distribution network accounts for a larger proportion of power grid capacity, the power quality pollution, or even voltage flicker is generated by interharmonics of double PWM system. Therefore the stable operation of the power grid is affected. *Based on the studies on bridge crane system in Shanghai Deep water Port area, a mathematical model of multi-quadrant double PWM reversible speed control system was established. In accordance with the operating characteristics of motor, the inter-harmonic currents, injected into grid were simulated at different speeds respectively in the power and feed state. Simulation outcomes and measured results both proved the feasibility and validity of the model.* The reasons for voltage flicker in distribution network were revealed by the model, and the model has been applied successfully in the power quality control system of Shanghai Deep water Port area and the micro-grid voltage flicker problems have been successfully solved.

Keywords

double PWM, bridge crane, mathematical model, grid-side current, interharmonic

Recommended Citation

Yang Wenhuan, Yang Dirui, Li Ronggao. Modeling and Simulation for Inter-harmonics of Double PWM AC Speed Control System for Port Bridge Crane[J]. Journal of System Simulation, 2017, 29(7): 1596-1604.

港区桥吊双 PWM 交流调速系统间谐波数学模型及仿真分析

杨文焕¹, 杨迪瑞¹, 李荣高²

(1.上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海 200093; 2.上海同盛电力有限公司, 上海 200122)

摘要: 配电网中双 PWM 可逆调速系统的总容量占电网容量的比例较大时, 双 PWM 产生的间谐波会引起电能质量污染, 严重时引起配电网电压闪变, 影响电网稳定运行。通过对上海洋山深水港配电网桥吊系统的研究, 建立了双 PWM 交流调速系统多象限运行间谐波数学模型。利用 MATLAB 依照双 PWM 可逆调速系统桥吊的运动规律, 对不同转速的用电和馈电状态下注入电网间谐波进行了仿真, 仿真与测试结果均表明该模型的可靠性。模型揭示了洋山深水港区配电网电压闪变的原因, 成功地在洋山深水港区电网电能质量控制中得到应用, 有效地解决了电压闪变问题。

关键词: 双 PWM; 港区桥吊; 数学模型; 网侧电流; 间谐波

中图分类号: U231.92; TP391

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2017) 07-1596-09

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201707026

Modeling and Simulation for Inter-harmonics of Double PWM AC Speed Control System for Port Bridge Crane

Yang Wenhuan¹, Yang Dirui¹, Li Ronggao²

(1. School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;

2. Tongsheng Electricity Power Company Ltd., Pudong District, Shanghai 200122, China)

Abstract: When the total capacity of double PWM reversible speed control system in distribution network accounts for a larger proportion of power grid capacity, the power quality pollution, or even voltage flicker is generated by interharmonics of double PWM system. Therefore the stable operation of the power grid is affected. Based on the studies on bridge crane system in Shanghai Deep water Port area, a mathematical model of multi-quadrant double PWM reversible speed control system was established. In accordance with the operating characteristics of motor, the inter-harmonic currents, injected into grid were simulated at different speeds respectively in the power and feed state. Simulation outcomes and measured results both proved the feasibility and validity of the model. The reasons for voltage flicker in distribution network were revealed by the model, and the model has been applied successfully in the power quality control system of Shanghai Deep water Port area and the micro-grid voltage flicker problems have been successfully solved.

Keywords: double PWM; bridge crane; mathematical model; grid-side current; interharmonic

引言

上海现代国际航运中心洋山深水港是中国首



收稿日期: 2015-08-04 修回日期: 2015-08-30;
基金项目: 上海市科委科技专项基金(11DZ1201802);
作者简介: 杨文焕(1954-), 男, 陕西, 硕士, 教授,
研究方向为电力系统电能质量控制, 电力拖动与控制;
杨迪瑞(1987), 男, 西安, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动、电力电子在电力系统中的应用。

个在海岛建设的港口。港区的大功率集装箱桥吊全面使用了双 PWM 交流调速系统。由于桥吊作业属于装卸工作性质, 必须频繁运行在上升、下放和平移状态, 网侧变流器也频繁处于用电、馈电和功率冲击工况。这种功率双向流动和突变现象, 对电能质量造成多大影响, 是用户和设计者十分关心的问题。洋山深水港开港以来, 港区供配电系统在同一

<http://www.china-simulation.com>

• 1596 •

供电母线下作业的桥吊负荷较高或作业密度较高的工况下多次发生电压闪变, 且随着港口桥吊负荷数量及装卸密度的增加, 电压闪变事件发生的概率愈发频繁。这影响了港口配电系统的安全稳定运行, 以及港口桥吊的工作效率及设备的使用寿命。

随着双 PWM 控制技术的改进, 桥吊网侧电流谐波分量大大降低^[1-2]。但是, 由于桥吊电机频繁改变运行状态, 引起直流环节电压波动加剧, 导致网侧电流的谐波中包含了间谐波。同时由于配电网内各桥吊相互影响, 加剧了背景谐波, 导致桥吊注入电网谐波加大。引起电网电压随着间谐波频率按一定规律闪变, 严重影响了供配电网的电能质量^[3-5]。

近年来, 国内外学者对间谐波其特性^[6-8]、检测计算方法^[9-12]作了大量的研究, 其研究成果应用于分析高压直流输电系统和大功率变频调速系统^[13-18]。文献[15]运用迭代谐波分析法对双 PWM 系统建模, 但并未基于开关函数详细计算间谐波的频谱。文献[17]建立了基于开关函数的交流调速系统数学模型, 分析了间谐波的产生情况, 但并未对系统向电网注入的间谐波电流频谱进行计算, 也没有考虑电机的不同工况。文献[18]分析了网侧采用二极管整流时, PWM 变频调速系统网侧电流的间谐波, 并且分析了电机的不同工况对间谐波的影响。在双 PWM 系统中在开关函数的调制下, 电机不同转速(逆变器不同频率)、不同运行工况(电动机或者发电机)下的间谐波都会通过直流环节交叉耦合, 极大地改变和丰富网侧间谐波的频谱信息, 这些都是准确分析简谐波频谱不可或缺的重要因素。

本文以上海洋山深水港区集装箱桥吊的可逆交流调速系统为对象, 建立了基于开关函数的“驱动电机——电机侧 PWM 变流器——直流环节——网侧 PWM 变流器”的桥吊系统注入电网间谐波电流数学模型。利用该模型, 对桥吊不同运行工况下向配电网注入的间谐波频谱在 Matlab/Simulink

平台上进行了仿真。仿真结果表明: 双 PWM 系统注入网侧电流中含有大量的间谐波, 其主要集中在次谐波的范围; 而电机低速运行时, 注入电网间谐波含量高于高速运行。最后利用电能质量分析仪对上海洋山深水港区桥吊网侧电流进行实地检测。证实了模型的正确性和有效性。

该模型提供了港口桥吊双 PWM 交流调速系统注入电网间谐波的仿真模型与分析方法。对港区电能质量控制装置的设计有十分重要的参考价值。

1 桥吊调速系统间谐波电流数学模型

大功率桥吊双 PWM 调速系统拓扑如图 1 所示。

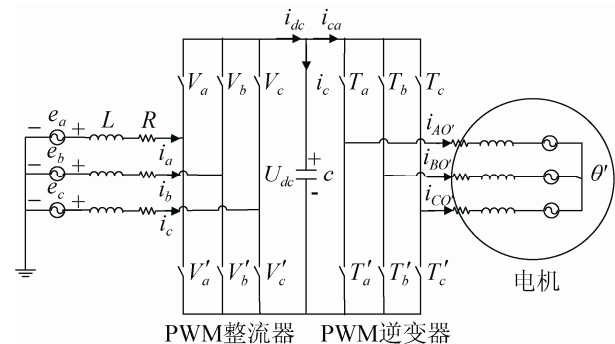


图 1 双 PWM 调速系统拓扑图

Fig. 1 Topology structure of dual PWM speed control system

图 1 中: e_a, e_b, e_c 为网侧电压, 在不考虑背景谐波时为正弦; L 为网侧等效电感; R 为开关管损耗等效电阻和变压器折算到二次侧电阻之和; i_a, i_b, i_c 为 PWM 整流器网侧电流; u_{dc} 为直流侧电压; i_{dc} 为网侧变流器流入直流环节的电流; i_c 为流过直流环节电容的电流; i_{ca} 为直流环节流入电机侧逆变器的电流, $i_{A0'}, i_{B0'}, i_{C0'}$ 为电机三相定子电流。

1.1 网侧 PWM 变流器电流数学模型

对网侧 PWM 变流器列写回路方程, 对于三相对称系统有^[19]

$$\begin{aligned}
 i_a &= \frac{1}{L} \int e_a dt - \frac{u_{dc}}{3L} \int (2s_a - s_b - s_c) dt \\
 i_b &= \frac{1}{L} \int e_b dt - \frac{u_{dc}}{3L} \int (2s_b - s_a - s_c) dt \\
 i_c &= \frac{1}{L} \int e_c dt - \frac{u_{dc}}{3L} \int (2s_c - s_b - s_a) dt
 \end{aligned} \tag{1}$$

式中: $s_k (k = a, b, c)$ 为开关函数, 当采取对称开关采样时, 以 a 相为例, 可用傅立叶级数展开成如下形式^[19]:

$$\begin{aligned}
 s_a &= 0.5 + 0.5M \sin(\omega t - \theta) + \\
 &\sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{n\pi} \sin n\pi [0.5 \cos(n\omega_s t) + \\
 &0.5M \sin(\omega t - \theta) \cos(n\omega_s t)]
 \end{aligned} \tag{2}$$

式中: $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s 为 PWM 载波频率, 为常数; ω 为网侧电压频率 50 Hz; M 为调制比, 由运行状态决定。

由于直流母线电压 u_{dc} 一般存在波动, 因此可分解为直流分量 \bar{u}_{dc} 和交流分量 \tilde{u}_{dc} , 其中 \bar{u}_{dc} 为已知。令 $u_{dc} = \bar{u}_{dc} + \tilde{u}_{dc}$ 并代入(1)式有:

$$\begin{aligned}
 i_a &= \frac{1}{L} \int e_a dt - \frac{\bar{u}_{dc}}{3L} \int (2s_a - s_b - s_c) dt - \\
 &\frac{\tilde{u}_{dc}}{3L} \int (2s_a - s_b - s_c) dt \\
 i_b &= \frac{1}{L} \int e_b dt - \frac{\bar{u}_{dc}}{3L} \int (2s_b - s_a - s_c) dt - \\
 &\frac{\tilde{u}_{dc}}{3L} \int (2s_b - s_a - s_c) dt \\
 i_c &= \frac{1}{L} \int e_c dt - \frac{\bar{u}_{dc}}{3L} \int (2s_c - s_b - s_a) dt - \\
 &\frac{\tilde{u}_{dc}}{3L} \int (2s_c - s_b - s_a) dt
 \end{aligned} \tag{3}$$

由(3)式可见, 网侧电流与 \tilde{u}_{dc} 和 \bar{u}_{dc} 有很大关系。对于确定的双 PWM 交流调速系统, (3)式中每相电流中关于 \bar{u}_{dc} 的直流项可以通过逆变器参数直接得到。以下推导 \tilde{u}_{dc} 。

1.2 直流母线电压波动数学模型

网侧的背景谐波、电机侧的不同工况所造成的间谐波通过开关函数的调制, 并进一步在直流母线上交叉耦合, 造成直流母线电压 \tilde{u}_{dc} 的波动, 并且联通两侧变流器相互传导。

对直流母线电容正极节点处应用基尔霍夫电流定律, 得:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{ca} \tag{4}$$

式中: i_{dc} 可用开关函数表示为^[19]:

$$i_{dc} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c \tag{5}$$

由于直流环节电压 u_{dc} 存在波动, (4)式中电流可分解为交流直流分量:

$$\begin{aligned}
 i_{dc} &= \tilde{i}_{dc} + \bar{i}_{dc} \\
 i_{ca} &= \tilde{i}_{ca} + \bar{i}_{ca}
 \end{aligned} \tag{6}$$

将(6)式代入(4)式, 分解直流母线的节点电流方程为:

$$\begin{aligned}
 C \frac{du_{dc}}{dt} &= C \frac{d\tilde{u}_{dc}}{dt} + C \frac{d\bar{u}_{dc}}{dt} = \\
 &(\tilde{i}_{dc} + \bar{i}_{dc}) - (\tilde{i}_{ca} + \bar{i}_{ca})
 \end{aligned} \tag{7}$$

式中, 交流分量方程为:

$$\tilde{i}_{dc} = C \frac{d\tilde{u}_{dc}}{dt} + \tilde{i}_{ca} \tag{8}$$

直流分量方程为: $\bar{i}_{dc} = C \frac{d\bar{u}_{dc}}{dt} + \bar{i}_{ca}$

由于 $\frac{d\bar{u}_{dc}}{dt} = 0$, 即:

$$\bar{i}_{dc} = \bar{i}_{ca} \tag{9}$$

将(8)式, (9)式代入(7)式有

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = C \frac{d\tilde{u}_{dc}}{dt} = \tilde{i}_{dc} - \tilde{i}_{ca}$$

将交流分量描述为:

$$\begin{aligned}
 \tilde{i}_{dc} &= \sum_{\lambda=1}^{\infty} I_{d\lambda} \cos(\lambda\omega_d t) \\
 \tilde{i}_{ca} &= \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{c\nu} \cos(\nu\omega_c t)
 \end{aligned} \tag{10}$$

式中: ω_d 为网侧变流器引起的直流侧电流 \tilde{i}_{dc} 脉动频率; λ 为 ω_d 的谐波次数, 当以分析间谐波为主时, 其值为正非整数; ω_c 为电机侧变流器引起的直流侧电流 \tilde{i}_{ca} 脉动频率; ν 为 ω_c 的谐波次数, 同样仅分析间谐波, 其值也为正非整数。由(10)式可得, 通过电容的电流 \tilde{i}_c 为:

$$\begin{aligned}
 C \frac{d\tilde{u}_{dc}}{dt} &= \tilde{i}_{dc} - \tilde{i}_{ca} = \\
 &\sum_{\lambda=1}^{\infty} I_{d\lambda} \cos(\lambda\omega_d t) - \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{c\nu} \cos(\nu\omega_c t)
 \end{aligned} \tag{11}$$

将(11)式积分得:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{dc} = & \frac{1}{C} \int \left[\sum_{\lambda=1}^{\infty} I_{d\lambda} \cos(\lambda\omega_d t) - \sum_{v=1}^{\infty} I_{cv} \cos(v\omega_c t) \right] dt = \\ & \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{I_{d\lambda}}{\lambda\omega_d C} \sin(\lambda\omega_d t + \beta) - \\ & \sum_{v=1}^{\infty} \frac{I_{cv}}{v\omega_c C} \sin(v\omega_c t + \gamma) \end{aligned} \quad (12)$$

从(12)式可见,网侧和电机侧均引起了直流母线 \tilde{u}_{dc} 的变化,且其相应的频率 ω_d 和 ω_c 越低, \tilde{u}_{dc} 波动越大。同时(12)式中的两项即为直流母线中由网侧整流器和电机侧逆变器 PWM 调制引起,并交叉耦合而产生的直流侧电压波动。这是产生间谐波的数学依据。

当不考虑电网背景谐波时,网侧电压 e_a, e_b, e_c 为正弦 50 Hz。因此由网侧 PWM 传递到直流侧电流脉动频率较高,且频率固定,电容的滤波作用非常明显。而电机侧 PWM,由于变频调速需要,频率不断变化,尤其在低频起升和低频下放工况时, \tilde{u}_{dc} 较大,电容的滤波作用受到限制。对(12)式进行分析,低频交流传递到直流母线的能力较强,电机侧的低频交流更容易的传递到电网,形成低频间谐波注入电网。

1.3 电机侧 PWM 变流器及电机数学模型

令电机侧逆变器电压方程为^[19]

$$\begin{aligned} u_{AO'} &= s_{AO'} u_{dc} \\ u_{BO'} &= s_{BO'} u_{dc} \\ u_{CO'} &= s_{CO'} u_{dc} \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $s_{KO'}$ ($K = A, B, C$) 为开关函数。

当同步 SPWM 正弦调制波起始点位置在三角波下降沿通过零点时, A 相的开关函数为^[20-23]:

$$\begin{aligned} s_{AO'} &= \frac{M}{2} \sin(\omega_1 t) + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{J_0(mM\frac{\pi}{2})}{m} \cdot \sin m\omega_c + \\ & \frac{2}{\pi} \sum_{m=1,3,5\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\frac{\pi}{2})}{m} \sin[(m\omega_c + n\omega_1)t] + \\ & \frac{2}{\pi} \sum_{m=2,4\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\frac{\pi}{2})}{m} \sin[(m\omega_c + n\omega_1)t] \end{aligned} \quad (14)$$

式中: M 为调制比; ω_1 为调制波频率; ω_c 为载波频率; n 为调制波的谐波次数; m 为载波的谐波的次数。B、C 相同理。

J_0, J_n 分别为 0 次和 n 次第一类 Bessel 函数,使用 Bessel 积分计算,其表达式为:

$$J_n(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(n\theta - z \sin \theta) d\theta \quad (15)$$

$u_{AO'}$ 为桥吊拖动电机 A 相绕组电压, B、C 两相同理可得, (14)和(15)式代入(13)式并化简有:

$$\begin{aligned} u_{AO'} &= u_{dc} \cdot \frac{M}{2} \sin(\omega_1 t) + u_{dc} \cdot \\ & \frac{2}{\pi} \sum_{m=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{J_0(mM\frac{\pi}{2})}{m} \sin m\omega_c + u_{dc} \cdot \\ & \frac{2}{\pi} \sum_{m=1,3,5\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\frac{\pi}{2})}{m} \sin[(m\omega_c + n\omega_1)t] + u_{dc} \cdot \\ & \frac{2}{\pi} \sum_{m=2,4\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \pm 5\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\frac{\pi}{2})}{m} \sin[(m\omega_c + n\omega_1)t] \end{aligned} \quad (16)$$

忽略桥吊电机电阻和电感随电机工作频率的变化;忽略励磁回路,电机每相阻抗为:

$$Z = \left(\frac{R_r}{s} + R_s \right) + j(sX_{2re} + \frac{\omega}{\omega_e} X_{lre}) \quad (17)$$

式中: R_r 电机转子每相折算电阻; X_{lre} 为额定频率时的定子漏抗; s 为转差率; R_s 为定子每相电阻; ω_e 为电机额定频率; ω 电机运转频率; X_{2re} 为转子折算额定漏抗。

可得电机三相定子电流为

$$\begin{aligned} i_{AO'} &= u_{AO'} / Z, \\ i_{BO'} &= u_{BO'} / Z, \\ i_{CO'} &= u_{CO'} / Z \end{aligned} \quad (18)$$

由电机学原理易知,对于三相鼠笼式异步电机有如下约束关系:

$$T_{em} = \frac{1}{\Omega_1} 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \quad (19)$$

式中: T_{em} 为负载转矩; Ω_1 为同步角频率; I_r 为转子电流。

根据电机 T 形等效电路,忽略励磁电流时电机定子电流 $i_{AO'}$ 表达式如下:

$$i_{AO'} = \dot{I}_r \quad (20)$$

式(20)代入(19)式可简化为:

$$T_{em} = \frac{1}{\Omega_1} 3I_{AO'}^2 \frac{R_r}{s} \quad (21)$$

认为所有电流谐波均不产生稳定转矩,同时忽略空载转矩,则 $i_{AO'}$ 的基波电流 $i_{1AO'}$ 如下式,其中 $I_{1AO'}$ 为电流有效值:

$$i_{1AO'} = \sqrt{2}I_{1AO'} \sin(\omega_1 t - \phi_Z) \quad (22)$$

式中: ϕ_Z 为电机一相等效阻抗的阻抗角。

由(22)式可得电机实际运行时 A 相的基波电压 $u_{1AO'}$ 为:

$$u_{1AO'} = Z\sqrt{2}I_{1AO'} \sin(\omega_1 t - \phi_Z) \quad (23)$$

同时,直流侧电流 i_{ca} 与逆变器桥臂电流 $i_{AO'}$, $i_{BO'}$, $i_{CO'}$ 和开关函数之间关系可描述如下:

$$i_{ca} = i_{AO'}s_{AO'} + i_{BO'}s_{BO'} + i_{CO'}s_{CO'} \quad (24)$$

联立(1), (2), (3)式得网侧 PWM 逆变器模型;

(4), (11), (12), (24)式得直流环节模型; (13), (14), (16)式得电机侧 PWM 逆变器模型; (17), (18), (21), (23)式得电机模型, 组成双 PWM 交流调速系统注入电网间谐波数学模型, 结构如图 2 所示。

2 仿真实验

2.1 仿真结构与参数

根据以上推导的数学模型, 通过 Matlab/

Simulink 仿真计算双 PWM 调速系统在不同工况下的网侧电流, 以及向供电电网输入的间谐波频谱, 如图 3 所示。仿真模型中 T_L , n , f 分别设置电机的负载转矩、电机转速和电机侧逆变器频率, 即 $f = \frac{\omega_l}{2\pi}$ (ω_l 为电机侧逆变器调制波频率);

M1PWM, M2PWM 分别设置电机侧逆变器和网侧逆变器调制比。

仿真参数基于实际三相笼型异步电机组成双 PWM 交流调速系统。额定电压 400 V, 额定频率 50 Hz, 额定转矩 5 760 N·m, 定子电阻为 7 mΩ, 转子电阻为 1.98 mΩ, 定子漏抗 0.655 Ω, 转子漏抗 0.027 6 Ω, 额定转差率 0.006 7, 极对数 2。两个 PWM 变流器均为双极性同步调制, 载波频率均 1 860 Hz。

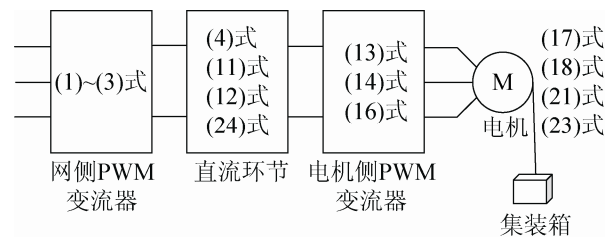


图 2 数学模型结构图

Fig. 2 Structure diagram of the mathematical model

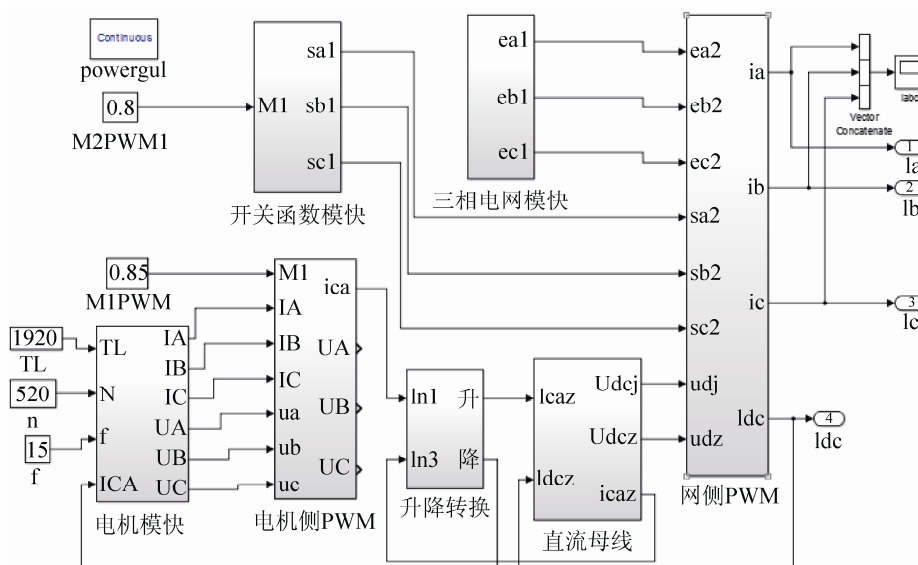


图 3 仿真模型结构图

Fig. 3 Structure diagram of the simulation model

2.2 验证的实验条件

为了验证模型推导方法的正确性, 主要检测了上海洋山深水港区中单起桥吊 126# 馈线电流以及间谐波频谱, 此桥吊实验负载约为 20 吨的一个标准箱, 桥吊经 ZBSCR-2250/10 型配电变压器接入电网。测试分析的时间长度为 1 s 左右, 且其同一供配电网中临近双起桥吊 124#, 122#, 120#, 单起桥吊 128#, 130#, 132#, 134# 均在以较大负荷运行。

126# 单起桥吊及其他桥吊接入中港降压站的 10 kV 母线, 而后通过 2 路长 43 km 的 110 kV 大桥电缆接入上海电力公司电网。

2.3 算例仿真

将桥吊电机分别设定于起升(电动机状态)和 下放(发电机状态)2 种工况。根据港口单起桥吊 126# 的实际工作情况在仿真模型中设定电机负载 T_L 为 1 920 N·m, 通过仿真模型分别计算系统的网侧电流 i_a, i_b, i_c 的各次谐波。与电能质量分析仪实际测量单起桥吊 126# 馈线的电流及间谐波频谱对比。

2.3.1 桥吊起升

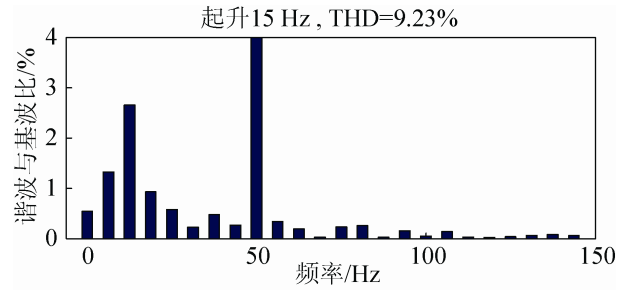
电机设定为起升状态, 电机侧逆变器频率 f 设定为 15 Hz, 电机转速 n 设定为 520 r/min。通过仿真得到网侧电流及频谱图 4(a), 并与实测馈线电流频谱图 4(b)对比。

图 4(b)上侧为实测的网侧电流三相时域图(单位毫秒)。下侧为三相频谱图, 其中一格为 6.25 Hz (每相 0~56.25 Hz), 纵轴为谐波占基波百分比的对数坐标, 图 5(b)均同。

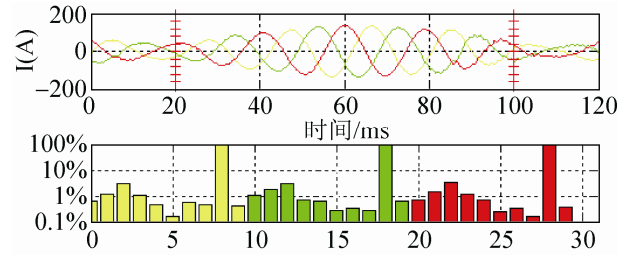
电机设定为起升状态, 电机侧逆变器频率 f 设定为 45 Hz, 电机转速 n 设定为 170 r/min。

2.3.2 桥吊下放

电机设定为下放状态, 电机侧逆变器频率 f 设定为 15 Hz, 电机转速 n 设定为 520 r/min。通过仿真得到以下网侧电流及频谱图 6(a), 并与实测馈线电流频谱对比图 6(b)。

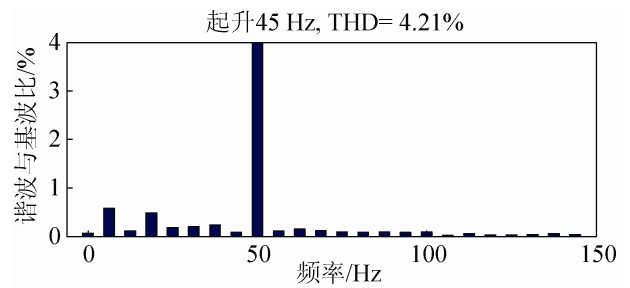


(a) 15 Hz 时模型仿真网侧电流及频谱

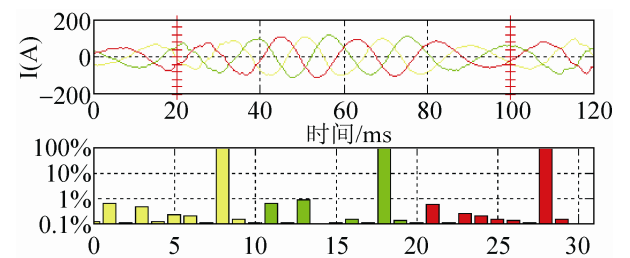


(b) 15 Hz 时实测桥吊馈线电流及频谱

图 4 电机起升、逆变器 15 Hz 时网侧电流及频谱
Fig. 4 Grid-side current waveform and its spectrum when motor operates in the first quadrant(15Hz)



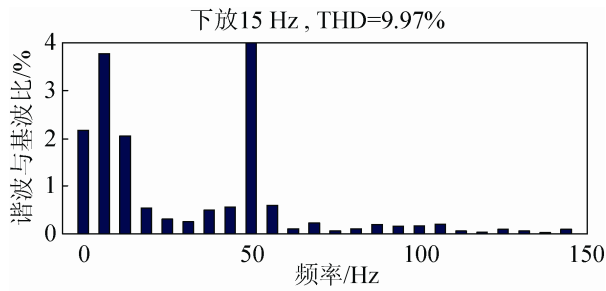
(a) 45 Hz 时计算网侧电流与频谱



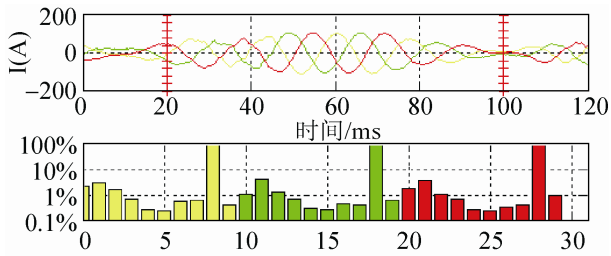
(b) 45 Hz 时实测桥吊网侧电流与频谱

图 5 起升(电动机状态) 45 Hz 时网侧电流及频谱
Fig. 5 Grid-side current waveform and its spectrum when motor operates in the first quadrant(45Hz)

电机设定为下放状态, 电机侧逆变器频率 f 设定为 45 Hz, 电机转速 n 设定为 170 r/min。仿真得到网侧电流及频谱及实测馈线电流频谱见图 7。



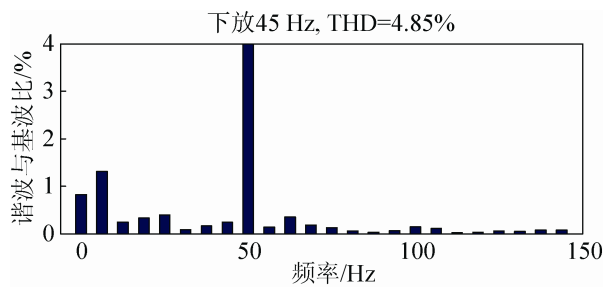
(a) 15 Hz 时计算网侧电流及频谱



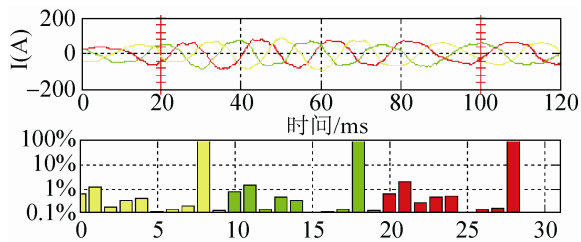
(b) 15 Hz 时实测桥吊馈线电流及频谱

图 6 下放(发电机状态)15 Hz 时网侧电流及频谱

Fig. 6 Grid-side current waveform and its spectrum when motor operates in the fourth quadrant(15Hz)



(a) 45 Hz 时计算网侧电流及频谱



(b) 45 Hz 时实测桥吊馈线电流及频谱

图 7 下放(发电机状态)45 Hz 时网侧电流及频谱

Fig. 7 Grid-side current waveform and its spectrum when motor operates in the fourth quadrant(45Hz)

2.4 仿真结果分析

从以上 4 个算例仿真结果图 4~7 中(a)可见, 在 0~150 Hz 的范围内均有谐波分布, 特别在 0 Hz, 6.25 Hz, 12.5 Hz, 18.75 Hz 上幅值较大, 在 1%~4%

的范围内。而频率较大的间谐波则幅值较小, 在 0.5%左右。高于基频 50 Hz 的谐波进一步减小, 在 0.1%左右。因此, 网侧电流中不仅包含谐波, 同时也包含大量的间谐波, 而这些间谐波的频率主要集中在低于网侧基波频率的次谐波范围内。桥吊双 PWM 调速系统向配电网注入了大量低频间谐波。

对于电机的不同工况(电机侧逆变器调制波频率), 通过仿真得到网侧电流 THD 的变化情况, 列出一部分如表 1 所示。

表 1 电机不同工况下网侧电流 THD

Tab. 1 THD of grid-side current under different motor-operating conditions

电机侧逆变器频率/Hz	起升 THD %	下放 THD %
5	13.43	13.82
15	9.23	9.97
25	7.50	7.98
35	4.94	5.37
45	4.21	4.85
50	4.28	4.32

从表 1 可见, 在相同的电机侧逆变器频率下, 下放工况的网侧电流 THD, 均高于起升工况的网侧电流 THD。对恒转矩位能负载, 在同一机械负荷下, 下放时系统损耗由重物承担, 因此下放时电机输出的基波有功电流低于起升时输入的基波有功电流。而电机的无功电流仍然由逆变器提供, 如(17)式。电机所需的无功电流和电机侧逆变器产生的间谐波加剧了直流电压的波动, 这是导致下放时 THD 较大的重要原因。

其次, 网侧电流 THD 随着电机侧逆变器频率的增加而减少, 当电机侧逆变器输出额定频率 50 Hz 时最低。电机低频运行时, 电容的滤波作用受到限制, 直流母线电压交流分量增加。低频间谐波注入到电网的能力增强, 与(12)式得出的结论相符。这也是网侧电流间谐波集中在 0 Hz, 6.25 Hz, 12.5 Hz, 18.75 Hz 的原因。

将算例仿真结果(图 4~7 中(a))与电能质量分析仪测得桥吊馈线电流波形及频谱(图 4~7 中(b))相比较, 可以发现数学模型计算得到的网侧电流间谐

波频谱在变化趋势与幅值大小上均与实测频谱吻合的较好。验证了上述谐波计算模型的有效性和结论的正确性。出现误差的原因在于模型采用了一定的近似取值。从测得的桥吊馈线电流波形(图 4~7 中(b))来看,网侧三相电流幅值有较明显变化,此时网侧电流中间谐波大量存在,已经严重影响了供配电网的电能质量。

综合下放工况双 PWM 网侧电流间谐波与基波比的仿真数据,为了突出重点将基波 50 Hz 的幅值舍去,如图 8 所示。可见间谐波主要集中在低频范围内,并随着频率减小递减。在另一个维度上随着电机侧逆变器频率增加而递减。

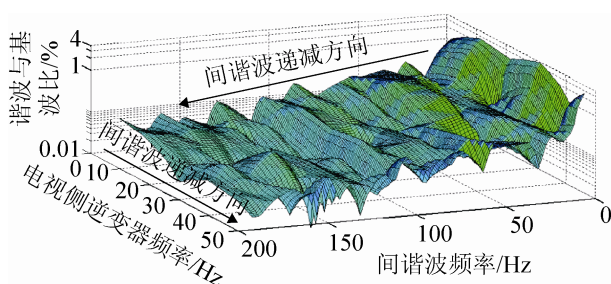


图 8 下放工况双 PWM 网侧电流间谐波分布
Fig. 8 Frequency spectrum of grid-side current when motor operates in the fourth quadrant

3 结论

(1) 推导了双 PWM 调速系统谐波数学模型,将整流器、直流母线、逆变器基于开关函数的模型统一起来,将谐波与间谐波的分析统一起来。

(2) 指出直流环节对电机侧、网侧谐波有交叉耦合作用,且其上电容对于电机侧、网侧滤波效果不同。并纳入数学模型。

(3) 模型很好的仿真了驱动电机在不同负载和运行状态下调速系统注入供配电网的间谐波频谱。

(4) 间谐波的频率主要集中于低于网侧基波频率的范围内。电机低频运行状态时,网侧电流 THD 较大。由于桥吊电机低频运行频繁,因此对电网的危害也大。

(5) 系统运行第四象限时,网侧 PWM 注入到

电网的间谐波电流和 THD 均大于第一象限。

本文从港区桥吊双 PWM 交流调速系统数学模型出发,对系统网侧电流间谐波的进行了建模和仿真分析,揭示了双 PWM 交流调速系统注入配电网间谐波的分布规律,港区实地测试的数据验证了模型的有效性和结论的正确性。该模型及所得结论,在实际治理配电网的电压闪变控制中,取得了成功。

参考文献:

- [1] 汪万伟,尹华杰,管霖. 基于直接功率控制的双 PWM 变频调速系统 [J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2011, 39(3): 67-72. (Wang Wan-wei, Yin Hua-jie, Guan Lin. Dual-PWM Frequency-Variable Speed Regulation System Based on Direct Power Control [J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2011, 39(3): 67-72.)
- [2] 金丽萍,邱晓燕,张瑞伟. 双 PWM 变换器的发展,现状及应用 [J]. 中国科技信息, 2008 (10): 123-125.
- [3] Virulkar V B, Aware M V. Modeling and simulation of flicker due to interharmonics [C]// Power Electronics (IICPE), 2010 India International Conference on. USA: IEEE, 2011: 1-5.
- [4] 王建勋,刘会金. 间谐波闪变效应计算及闪变源识别方法 [J]. 电力系统自动化, 2011, 35(12): 52-58. (Wang Jianxun, Liu Huijin. A Calculation Method for Interharmonics-caused Flicker and Flicker Source Identification [J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(12): 52-58.)
- [5] 熊杰锋,李群,袁晓冬,等. 电力系统谐波和间谐波检测方法综述 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(11): 125-133. (Xiong Jiefeng, Li Qun, Yuan Xiaodong, et al. Detection Methods of Harmonics and Inter-harmonics in Power System Automation of Electric Power Systems [J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(11): 125-133.)
- [6] Zhang D, Xu W, Liu Y. On the phase sequence characteristics of interharmonics [J]. Proceedings of the Csee (S0258-8013), 2005, 20(4): 2563-2569.
- [7] Yong J, Tayjasant T, Xu W, et al. Characterizing Voltage Fluctuations Caused by a Pair of Interharmonics [J]. IEEE Transactions on Power Delivery (S0885-8977), 2008, 23(1): 319-327.
- [8] Tayjasant T, Wang W, Li C, et al. Interharmonic-flicker curves [J]. IEEE Transactions on Power Delivery

- (S0885-8977), 2005, 20(2):1017-1024.
- [9] Sharmitha D. Estimation Of Harmonics And Interharmonics Using Phaselocked Loop [C]// International Conference on Power, Energy and Control 2013: 514-519.
- [10] HadianAmrei S R, Xu D, Lang Y. A New Approach to Harmonics and Interharmonics Generation in General VSI/CSI Converters [C]// Power Electronics Specialists Conference, 2006, 37th IEEE. USA: IEEE, 2006: 1-7.
- [11] 李明, 王晓茹. 一种用于电力系统间谐波谱估计的自回归模型算法 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(1):72-76. (LI Ming, WANG Xiao-ru. An Autoregressive Model Algorithm for the Inter-harmonic Spectral Estimation in the Power System Proceedings of the CSEE [J]. Proceedings of The Chinese Society for Electrical, 2010, 30(1):72-76.)
- [12] 王允建, 谢贝贝, 胡治国. 电力谐波检测迭代变权最小二乘快速基波提取方法 [J]. 系统仿真学报, 2014, 26(12): 2991-2995. (Wang Yunjian, Xie Beibei, Hu Zhiguo. Rapidly FundamentalWave Detection of Electric Power Harmonic Detection Based on Iteration VariableWeight Least Square Algorithm [J]. Journal of System Simulation (S1004-731X), 2014, 26(12): 2991-2995.)
- [13] Geethalakshmi B, Babu K, Santhoshma S S. Analysis of interharmonics in conventional and matrix converter fed adjustable speed drives [C]// Power Electronics (IICPE), 2012 IEEE 5th India International Conference on. USA: IEEE, 2012: 1-6.
- [14] 李琼林, 刘会金, 李智敏, 等. 异步联网 HVDC 系统中谐波产生过程分析 [J]. 南方电网技术, 2008, 2(2): 49-53. (Li Qiong-lin, Liu Hui-jin, Li Zhi-min, et al. Analysis on Interharmonics Generation in the Asynchronous Interconnection HVDC System [J]. Southern Power System Technology, 2008, 2(2): 49-53.)
- [15] Carbone R, De Rosa F, Langella R, et al. A new approach to model AC/DC/AC conversion systems [C]// IEEE/PES Summer Meeting, Calabria, Italy, 2001. USA: IEEE, 2001.
- [16] Hume D J, Wood A R, Osauskas C M. Frequency-domain modelling of interharmonics in HVDC systems [J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution (S1350-2360), 2003, 150(1): 41-48.
- [17] Carbone R, Rosa F D, Langella R, et al. A new approach for the computation of harmonics and interharmonics produced by line-commutated AC/DC/AC converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery (S0885-8977), 2005, 20(3): 2227-2234.
- [18] Basic D. Input Current Interharmonics of Variable-Speed Drives due to Motor Current Imbalance [J]. IEEE Transactions on Power Delivery (S0885-8977), 2010, 25(4): 2797-2806.
- [19] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 63-64.
- [20] Carbone R, Menniti D, Morrison R E, et al. Harmonic and interharmonic distortion modeling in multiconverter systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery (S0885-8977), 1995, 10(3): 1685-1692.
- [21] 李新君, 张敏. 三相 SPWM 逆变器的谐波分析及其抑制策略 [J]. 防爆电机, 2008, 43(1): 18-20. (Li Xinjun, Zhang Min. Harmonic Analysis of Three-Phase SPWM Inverter and its Inhibition Scheme [J]. Explosion-proof Electric Machine, 2008, 43(1): 18-20.)
- [22] Chang G W, Chen S K. An analytical approach for characterizing harmonic and interharmonic currents generated by VSI-fed adjustable speed drives [J]. IEEE Transactions on Power Delivery (S0885-8977), 2005, 20(4): 2585-2593.
- [23] Chang G W, Chen S K, Su H J, et al. Accurate Assessment of Harmonic and Interharmonic Currents Generated by VSI-Fed Drives Under Unbalanced Supply Voltages [J]. IEEE Transactions on Power Delivery (S0885-8977), 2011, 26(2): 1083-1091.