

地铁辅助逆变器新型控制策略研究

毕京斌,周双雷,夏猛,马法运,于海阔,王梦谦

(中车青岛四方车辆研究所有限公司,山东 青岛 266000)

摘要:提出一种基于准比例-谐振控制与陷波器的新型地铁辅助逆变器控制策略,通过理论分析,实现在 α - β 坐标系下的输出电压谐波消除;并实现在输出电压存在不对称、谐波干扰等情况下的高精度锁相控制。通过软件仿真及硬件试验验证,该控制策略可有效抵抗非线性负载及单相负载对地铁列车中压母线(3N380 V)的干扰,实现逆变器无静差运行,符合我国地铁运营节能、高效的目标。

关键词:谐波消除;比例-谐振控制;陷波器;锁相

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20320

Research on New Control Strategy of Subway Auxiliary Inverter

BI Jingbin, ZHOU Shuanglei, XIA Meng, MA Fayun, YU Haikuo, WANG Mengqian

(CRRC Qingdao Sifang Rolling Stock Research Institute Co., Ltd., Qingdao 266000, Shandong, China)

Abstract: A new control strategy of subway auxiliary inverter based on quasi-proportional-resonant control and notch filter was proposed. Through theoretical analysis, harmonic elimination of output voltage in α - β system was realized. In addition, high-precision phase-locked control was achieved in the case of asymmetric output voltage and harmonic interference. Through software simulation and hardware test, the control strategy can effectively resist the interference of non-linear load and single-phase load to the medium voltage bus of subway train, and realize the static error-free operation of inverters. It conforms to the goal of energy saving and efficient operation of subway in China.

Key words: harmonic elimination; proportional-resonant control; notch filter; phase lock

地铁辅助逆变器(auxiliary power converter, APC)系统多采用并联模式为列车提供3N-380 V电源,以保证整车空调、制动空压机、应急电源、电暖风等设备的正常运行(见图1),并提高系统容量,增加系统冗余性。目前地铁列车为提高运行效率,实现节能减排的目标,多采用变频空调及单相整流设备等。非线性及单相负载的增加,导致地铁辅助逆变器系统输出电压总谐波含量(total harmonic distortion, THD)增大,加剧了整车3N-380 V母线(中压母线)负载压力,降低了负载的可靠性和使用寿命,同时THD含量增加也对APC锁相控制产生高频谐波干扰,导致逆变器并联系统谐波环流增加,进一步增加了逆变器损耗,增加逆变器滤波电容电流应力,降低硬件寿命。

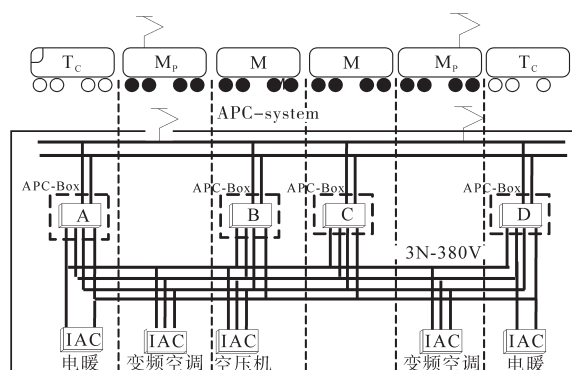


图1 地铁列车辅助系统分布

Fig.1 Distribution of subway auxiliary system

地铁列车辅助并联系统一般由列车装载的2台或多台APC实现内部组网(3N-380 V),并带负载运行。内部电网不具备广义电网的耐冲击特性,因此APC必须满足在组网电压谐波含量较大

基金项目:国家重点研发计划(2017YFB1200900)

作者简介:毕京斌(1986—),男,硕士,工程师,Email:bijingbin1986@163.com

的情况下依然可以精确锁相。传统锁相控制策略一般在 q 轴下对输出电压的直流分量 U_q 进行PID运算,文献[1]提出了一种在同步旋转坐标系下,依次提取谐波分量的控制方法,该方法可实现对谐波分量的提取,但存在运算量大及实时性不高的问题。在内网运行时, U_q 分量存在叠加的高频谐波分量,如采用传统直流滤波模式则会造成相位延时,严重时会造成锁相失败。陷波器能有效地抑制相移及边界畸变,具备高度实时性,因此对 q 轴分量采用陷波器代替传统滤波,可实现直流分量的准确提取,抑制谐波分量,保证锁相的实时性。

现阶段辅助逆变器多采用基于同步 $d-q$ 坐标系下的PID控制策略,其实现简单,可独立于被控对象数学模型,实现稳态跟踪,但对于时变的谐波分量很难实现无静差实时跟踪,且在 $d-q$ 坐标系下提取输出电压谐波分量的直流量也需要较大的计算量。准比例-谐振控制(准PR控制)可实现对交流信号的实时跟踪,并在跟踪点实现较大增益。因此准PR控制可以在 $\alpha-\beta$ 坐标系下实现对APC输出电压谐波分量的抑制^[2-3]。相比于传统的PID控制,既减少谐波分量的计算量,也减少了因滤波等因素造成的相位延迟,实现了对谐波分量的快速抑制。

1 APC控制策略

如图1所示,地铁列车辅助逆变器的输出侧短接,构成中压母线网络,列车负载统一悬挂在中压母线网络,以完成自身功能。APC多采用工频隔离变压器方案,其中变压器采用三相四线制输出以满足系统单相负载要求。本文中采用的控制策略使用准PR控制代替传统的PID控制实现输出电压幅值-频率控制,同时在工程应用中使用陷波器代替传统滤波器(见图2)实现精确锁相。

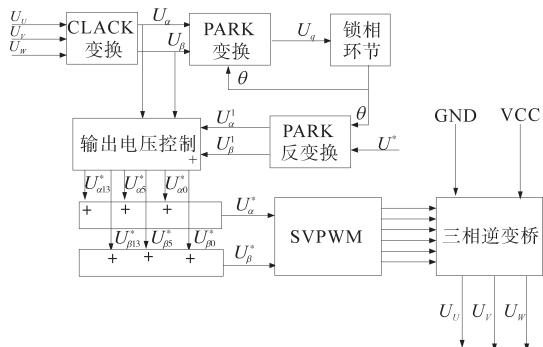


图2 APC并联控制系统结构图

Fig. 2 The structure diagram of parallel control system for APC

辅助逆变器并联系统为对输出电压和频率的控制,其核心部分包括2部分:

- 1)对输出电压相位进行判断的锁相环节。
- 2)对输出电压幅值、频率进行控制的输出电压控制环节。

1.1 锁相模式

图3中,传统锁相环节对 q 轴电压直流分量 U_q 进行低通滤波后送入PID调节器。低通滤波器截止频率一般设定在150 Hz左右,以达到对5次、7次、11次、13次谐波的抑制作用。因此通过滤波环节后 U_q 产生明显相移,锁相结果偏离实际目标值。

本文中采用陷波器代替低通滤波器,作为谐振电路的一种,合理设计陷波器截止频率,可使其只针对谐波含量较高的频率点(5次、7次、11次、13次谐波),既实现对低通滤波器对 U_q 的滤波功能,也消除了低通滤波器带来的固有的相位偏移问题。

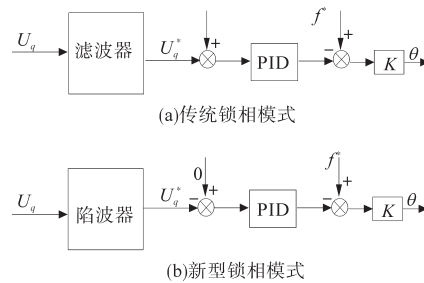


图3 锁相模式对比结构图

Fig.3 Phase-locked mode contrast structure diagram

1.2 输出电压控制

根据内模原理,控制器须包含信号的模型才可以实现对被控变量的无静差跟踪,PID控制策略中integral环节采用 $1/s$ 作为传递函数,因此其只能对阶跃信号进行调节及无静差跟踪,辅助逆变器输出电压为标准50 Hz正弦信号,采用传统控制策略只能对 d 轴电压直流分量 U_d 进行低通滤波后送入PID调节器,输出结果经Park反变换后生成脉冲控制分量。其存在控制滞后、抗干扰能力差、波形畸变等问题。

新型控制策略(见图4),系统使用 U^* 及 θ 生成 $\alpha-\beta$ 坐标系下基波电压的目标量 U_α^* 、 U_β^* ,通过基波准PR控制器,达到对基波电压的有效控制。对于系统输出电压谐波含量较大的5次、7次、11次、13次谐波,通过使用在该频率点的准PR控制器进行谐波抑制,最后将 $\alpha-\beta$ 坐标系下的控制变量进行综合并送入SVPWM中,生成控

制脉冲。

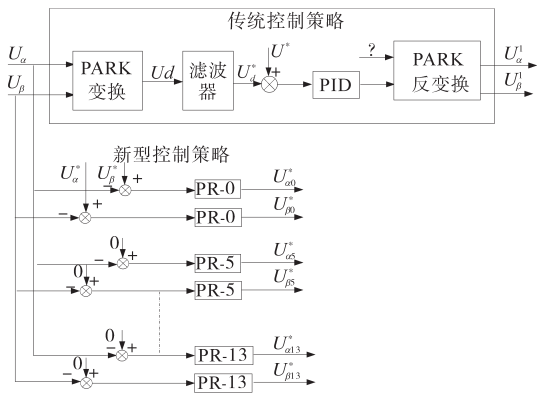


图4 输出电压控制对比结构图

Fig.4 Output voltage control contrast structure diagram

2 准PR控制特性及离散化处理

比例谐振控制器是一种基于内模原理的控制器,一般由比例项及广义积分项2部分构成^[4],其传递函数为

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (1)$$

式中: K_p 为比例环节系数; K_R 为谐振环节系数; ω_0 为谐振频率。

将 $s = j\omega$ 代入式(1),可以发现PR控制器在谐振频率点具备理论上的无穷大增益,但其增益频率范围过窄,且频率发生偏移时,增益衰减剧烈(见图5)。

地铁逆变器并联系统,其输出频率在下垂控制的作用下,处于一定范围内的波动状态(50 ± 0.5 Hz),因此为克服PR控制频带过窄的问题,引入准PR控制^[5]。准PR控制的传递函数为

$$G_{KPR}(s) = K_p + \frac{2K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (2)$$

式中: ω_c 为控制器截止频率。

将 $s = j\omega$ 代入式(2),可以发现 $G_{KPR} = K_p + K_R$,其增益可控,避免了无穷大增益带来的系统噪声。

将2种控制函数在同一个Bode图中绘制,采用系数 $K_p = K_R = 1, \omega_c = 0.05\omega_0$,可得图5。

如图5所示,在50 Hz处, $G_{KPR}(s)$ 相比于 $G_{PR}(s)$,其频带增加,且降低了谐振频率点的过高增益,进而降低系统噪声^[6-7]。

式(2)的核心控制参数包括 K_p, K_R, ω_c ,其分别取不同值时对系统影响如图6所示。

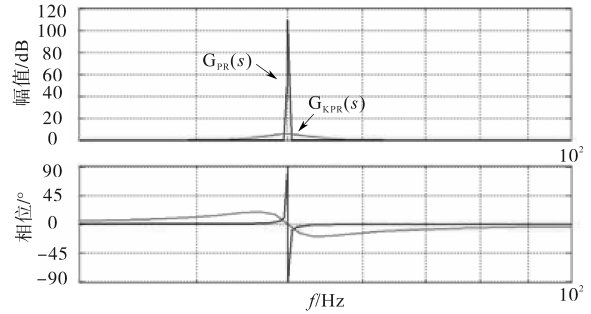


图5 PR控制-准PR控制 Bode图

Fig.5 Bode diagram of PR control-quasi PR control

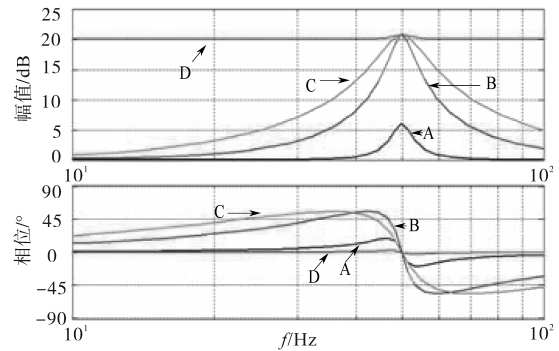


图6 准PR控制参数 Bode图

Fig.6 Bode diagram of quasi PR control parameter

图6中曲线取值如表1所示。

表1 K_p, K_R, ω_c 参数

Tab.1 K_p, K_R, ω_c parameters

序号	K_p	K_R	ω_c
A	1	1	0.05
B	10	1	0.05
C	1	10	0.05
D	1	1	0.1

结合图6及表1可以发现, K_p 增加可以影响整个频带范围内系统增益; K_R 对于谐振频率点系统增益及相位裕度有较大影响^[8]; ω_c 决定了系统的频带宽度, ω_c 越大频带宽度越宽。综合以上信息,采用 $K_p = K_R = 10, \omega_c = 0.00005\omega_0$ 作为控制参数。

当PR控制器需调节5次、7次、11次、13次电压谐波时,式(2)可扩展表达为

$$G_{KPR}(s) = K_p + \sum_{K=1, 5, 7, 11, 13} \frac{2K_{RK} \omega_{cK} s}{s^2 + 2\omega_{cK} s + \omega_0^2} \quad (3)$$

式中: K 为谐波次数; K_{RK} 为各次频率谐振环节系数; ω_{cK} 为各次频率控制器截止频率。

式中谐振频率分别为基波、5次、7次、11次、13次谐波。

通过仿真可以得到式(3)控制 Bode图,如图

7所示。

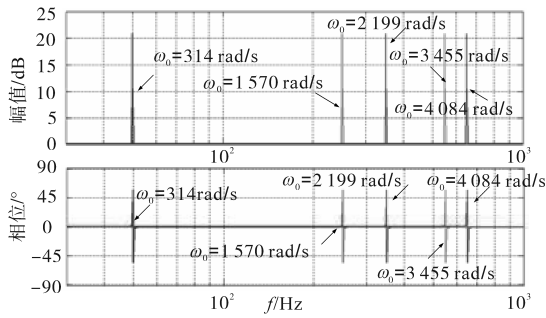


图7 准PR控制Bode图

Fig.7 Bode diagram of quasi PR control

从图7可知,准PR控制器在50 Hz,250 Hz,350 Hz,550 Hz,650 Hz等谐振频率点有20 dB以上增益,且具备1 Hz的频带宽度,满足系统频率波动范围。

准PR传递函数在DSP芯片中的计算频率一般在5 kHz以上,因此其离散化多采用一阶后向差分方程进行:

$$\begin{cases} G_{KPR}(s) = K_p + (2K_R \omega_c s) / (s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2) \\ S = (1 - z^{-1}) / T \\ G_{KPR}(z) = y(k) / x(k) \end{cases} \quad (4)$$

式中: T 为DSP采样时间; z 为传递函数零点。

由式(4)计算可得:

$$y(k) = k_x x(k) + k_{x-1} x(k-1) + k_{x-2} x(k-2) + k_{y-1} y(k-1) + k_{y-2} y(k-2) \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} k_x &= \frac{K_p T + K_p \omega_0^2 T + 2(K_p + K_R) \omega_c}{T + 2\omega_c + \omega_0^2 T} \\ k_{x-1} &= -\frac{2K_p T + 2(K_p + K_R) \omega_c}{T + 2\omega_c + \omega_0^2 T} \\ k_{x-2} &= (K_p T) / (T + 2\omega_c + \omega_0^2 T) \\ k_{y-1} &= (2T + 2\omega_c) / (T + 2\omega_c + \omega_0^2 T) \\ k_{y-2} &= T / (T + 2\omega_c + \omega_0^2 T) \end{aligned}$$

式中: k_x, k_y 为输入和输出信号系数。

将控制参数代入上述公式,即可得到在不同DSP计算频率下准PR控制器离散参数^[9]。

3 陷波器特性及其离散化处理

对于一个存在谐振的辅助逆变器系统,可以通过向系统控制中加入陷波滤波器来减小谐振频率点处的幅值,以达到谐振补偿的目的,抑制方法的基本原理如图8所示。从图8中可以看出,通过合理设计陷波器的参数,将谐振频率点处的幅值大致抵消,最后使系统频率响应趋近平

滑,达到谐振抑制的目的。

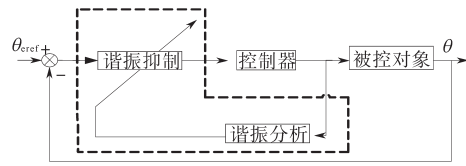


图8 基于陷波器的动态抑制原理图

Fig.8 Schematic of dynamic suppression based on notch filter

陷波器可理解为一种频带宽度极窄的带阻滤波器,优秀的陷波器必须同时满足以下2点^[1,10]:1)在设定频率点具备较大衰减,以保证具备较好的滤波效应;2)陷波频带宽可设置,以对有用频带不产生相移及幅值损伤。

陷波器是无限冲击响应(IIR)数字滤波器,该滤波器可以用以下常系数线性差分方程表示:

$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i x(n-i) - \sum_{i=1}^N b_i y(n-i) \quad (6)$$

式中: $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别为输入和输出信号序列; a_i 和 b_i 为滤波器系数; M 为用到的之前输入值的个数; N 为用到的之前输出值的个数。

对式(6)两边进行 s 变换,得到数字滤波器的陷波器传递函数^[11]如下式:

$$G(s) = (s^2 + \omega_0^2) / (s^2 + 2\omega'_c s + \omega_0^2) \quad (7)$$

式中: ω'_c 为陷波器截止频率; ω_0 为陷波器设定频率。

不同 ω'_c 取值对陷波器性能的影响如图9所示。随着 ω'_c 增加系统增益,相角裕度及频带宽度都会增大,文中选取控制参数 $\omega'_c = 0.002\omega_0$ 。

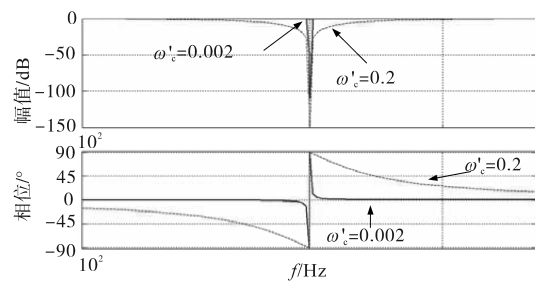


图9 ω'_c不同取值性能对比

Fig.9 Performance comparison with different values of ω'_c

针对 n 次电压谐波,在基波正序 $d-q$ 坐标系下表现为 $n-1$ 次谐波分量,因此在 n 次电压谐波抑制中需将设定频率设置在 $n-1$ 次谐波处,并绘制5次、7次、11次、13次谐波陷波器Bode图,如图10所示。

从图(10)中可得,陷波器在400 Hz,600 Hz,1 000 Hz,1 200 Hz等设定频率点有100 dB以上衰减,且具备大于1 Hz的频带宽度,同时在基波频率处,系统无衰减。

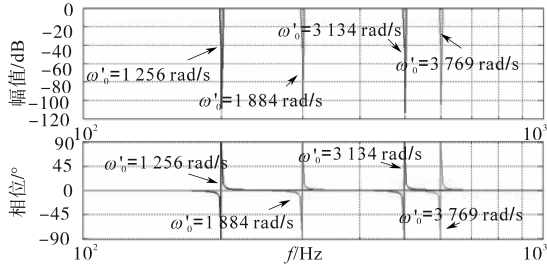


图10 陷波器控制Bode图

Fig.10 Bode diagram of Notch filter control

在高速DSP运算中对陷波器的离散化与准PR控制一致,均采用一阶后向差分进行离散化处理^[12]:

$$\begin{cases} G(s) = (s^2 + \omega_0'^2)/(s^2 + 2\omega_c's + \omega_0'^2) \\ s = (1 - z^{-1})/T \\ G(z) = m(k)/n(k) \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)计算可得:

$$\begin{aligned} m(k) &= k_n n(k) + k_{n-1} n(k-1) + k_{n-2} \\ & n(k-2) + k_{m-1} m(k-1) + k_{m-2} m(k-2) \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} k_n &= (T + \omega_0'^2 T)/(T + 2\omega_c' + \omega_0'^2 T) \\ k_{n-1} &= -(2T)/(T + 2\omega_c' + \omega_0'^2 T) \\ k_{n-2} &= T/(T + 2\omega_c' + \omega_0'^2 T) \\ k_{m-1} &= (2T + 2\omega_c')/(T + 2\omega_c' + \omega_0'^2 T) \\ k_{m-2} &= T/(T + 2\omega_c' + \omega_0'^2 T) \end{aligned}$$

式中: k_n, k_m 为输入和输出信号系数。

将控制参数代入上述公式,即可得到在不同DSP计算频率下陷波器离散参数。

4 系统仿真及试验验证

文中采用仿真分析—硬件试验的研究方法,对以上控制理论进行验证,其中仿真系统采用基于Matlab/Simulink-S-Function的在线离散化仿真,仿真系统使用DSP内置函数,运行时间及硬件参数与实物保持一致。

具体参数如下:直流输入电压1500V,三相变压器变比为640V/380V,输出滤波电感0.25mH,输出滤波电容 $3 \times 550 \mu\text{F}$ /三角接,负载为非线性负载,功率 $50 \text{ kV} \cdot \text{A}$,系统计算频率为20kHz,系统开关频率为1.35kHz,输出电压3N-380V,输出频率为50.5Hz。

其中采用新型控制策略的辅助逆变器系统输出电压、电流波形如图11所示。其输出电压FFT分析结果过如图12所示。

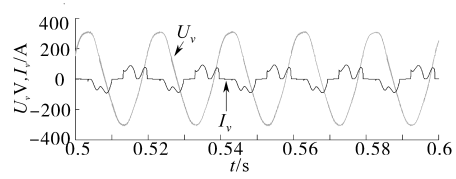


图11 采用新型控制策略V相输出相电压-电流
Fig.11 V-phase output phase voltage and current using new control strategy

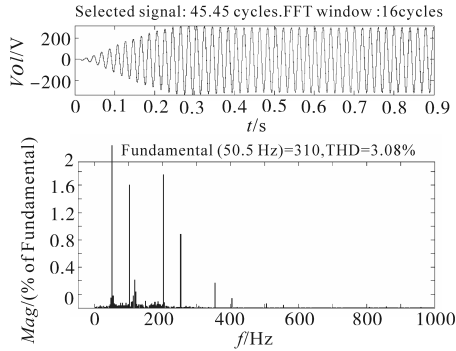


图12 采用新型控制策略V相输出相电压FFT分析
Fig.12 FFT Analysis of V-phase output phase voltage and using new control strategy

采用传统PID控制策略的辅助逆变器系统输出电压FFT分析结果如图13所示。

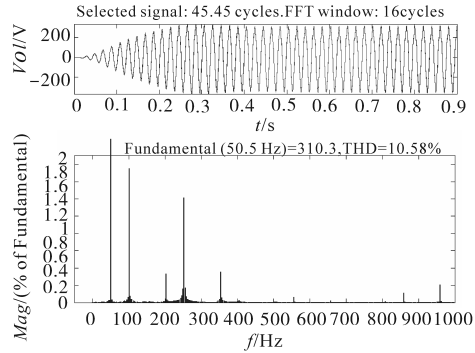


图13 采用传统PID控制策略V相输出相电压FFT分析
Fig.13 FFT Analysis of V-phase output phase voltage using traditional PID control strategy

如图11所示,在非线性负载条件下,逆变器输出电流表现为明显的马鞍波,图12、图13中系统选取0.4s作为FFT分析输入波形起点,对16个正弦波周期进行FFT分析,在负载为非线性负载及单相负载前提下,采用传统PID控制策略的辅助逆变器系统THD达到10%左右,电压发生了明显畸变;采用新型控制策略的辅助逆变器系统其THD仅为3.08%,且系统运行频率为50.5Hz,从而验证了文中设计的准PR控制器具备较高的频带宽度和增益幅度,满足铁路系统 $50 \pm 0.5 \text{ Hz}$ 的系统要求。

$d-q$ 坐标系下 q 轴直流分量滤波效果对比如图14所示。

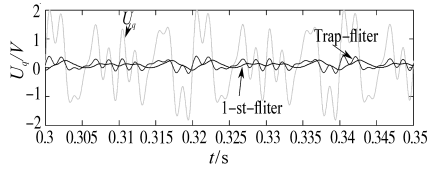


图14 q轴电压分量滤波效果对比

Fig.14 q axis voltage component filtering effect comparison

如图14所示,对于d-q变换生成的 U_q 直流分量,由于叠加了高次谐波分量,导致 U_q 出现畸变。分别采用一阶低通滤波及陷波器进行滤波,从图14可以看到,一阶低通滤波虽然可以减少谐波分量,但波形失真严重,对系统控制产生不必要的噪声;陷波器在保留基波直流分量幅值-相位的前提下,将谐波分量大大减少,保证了波形的实时性。

为验证仿真分析结果,构建了标准的地铁辅助逆变器试验平台,平台主要包括青岛地铁1号线辅助逆变器系统、变频空调系统、示波器、三相品质分析仪等。在试验平台进行了辅助逆变器带变频空调运行试验,试验结果如图15、图16所示。

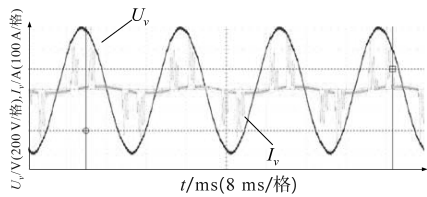


图15 V相输出相电压-电流

Fig.15 V-phase output phase voltage and Current

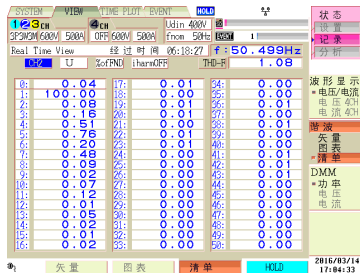


图16 V相输出相电压FFT分析

Fig.16 FFT analysis of V-phase output phase voltage

图15为示波器采集输出V相相电压及相电流,图中电流出现明显畸变,电压正弦度良好。通过三相品质分析仪对数据分析(图16),可以看到辅助逆变器运行频率为50.499 Hz,其THD含量为1.08%,满足系统设计要求。由于仿真系统使用变频负载作为整流负载,其无法模拟变频空调特性,且相比于变频空调,整流负载在运行时对辅助逆变器造成的影响更为恶劣,因此系统硬件试验结果优于仿真结果。

试验结果中,谐波主要集中在5次、7次、11

次、13次频率点,与理论分析及仿真试验结果保持一致,验证了基于准PR控制与陷波器的地铁辅助逆变器的性能满足系统设计要求。

5 结论

主要针对现阶段地铁辅助逆变器负载多样化导致中压母线电压畸变问题进行研究,提出针对性解决方案。方案通过对准PR控制及陷波器的理论分析,建立了新型逆变器控制策略,其克服了传统控制方案无法抑制连续电压畸变的难点,解决了在电压畸变情况下系统锁相失真的问题,并降低了系统运算量。通过软件仿真及硬件试验,验证了控制思路的可靠性,并应用在青岛地铁1号线辅助并联系统上,取得了良好的社会效益,具有很高的实用价值。

参考文献

- [1] 黄翔东,王兆华.基于双相移组合全相位法的FIR陷波器设计[J].系统工程与电子技术,2008,30(1):14-18.
- [2] 刘其辉,贺益康,卞松江.变速恒频风力发电机空载并网控制[J].中国电机工程学报,2004,24(3):6-11.
- [3] 马琳,金新民,唐芬,等.三相并网逆变器比例谐振控制及其网压前馈问题分析[J].电工技术学报,2012,27(8):56-63.
- [4] 杭丽君,李宾,黄龙,等.一种可再生能源并网逆变器的多谐振PR电流控制技术[J].中国电机工程学报,2012,32(12):51-58.
- [5] Karel De Brabandere, Bruno Bolsens, Jeroen Van den Keybus, et al. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007,22(4):1107-1115.
- [6] Yang Shuitao, Lei Qin, Peng Fang Z, et al. A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 202-212.
- [7] 陈红生,杨苹,曾晓生,等.单相并网逆变器准比例谐振控制器的设计[J].低压电器,2012,22(6):19-23,59.
- [8] 胡文平,周云飞.基于准比例谐振控制器的高性能逆变器研究[J].武汉理工大学学报,2010,32(23):85-88.
- [9] 刘斌,谢积锦,李俊,等.基于自适应比例谐振的新型并网电流控制策略[J].电工技术学报,2013,28(9):186-195.
- [10] Konstantopoulos George C, Zhong Qingchang, Ren Beibei, et al. Bounded droop controller for parallel operation of inverters[J]. Automatica, 2015, 53:320-328.
- [11] 王赞程,陈新,张旻,等.三相并网逆变器锁相环频率特性分析及其稳定性研究[J].中国电机工程学报,2017,37(13):3843-3853.
- [12] 霍群海,马明.基于负序补偿微源逆变器带不平衡负载研究[J].电力电子技术,2014,48(6):71-73.

收稿日期:2019-05-25

修改稿日期:2019-08-13