

带谐波抑制的新型异步电机无功补偿控制策略

唐 晓, 庞金虎, 迟 诚, 张茂元, 白玉庆, 刘德才
(山东省电力公司聊城供电公司, 山东 聊城 252000)

摘 要: 针对由电容器和静态无功发生器组合而成的异步电机无功补偿装置仍然存在的谐波放大的问题, 研究了相应的控制策略。首先, 研究了基于多个二阶广义积分器的负载谐波电流准确提取算法; 其次, 在传统的 d 轴电网电压定向矢量控制的基础上, 加入谐振控制器来控制脉宽调制并网变换器向电网输出的谐波电流, 从而实现对电网谐波电流的抑制。构建系统的仿真模型, 进行了仿真研究, 仿真结果验证了谐波提取方法和控制策略的有效性。

关键词: 无功补偿; 谐波抑制; 异步电机; 二阶广义积分器

中图分类号: TM 343 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)10-0029-05

A Novel Control Strategy of Reactive Power Compensation and Harmonic Suppression for Asynchronous Motor

TANG Xiao, PANG Jinhu, CHI Cheng, ZHANG Maoyuan, BAI Yuqing, LIU Decai
(Liaocheng Power Supply Company of Shandong Power Company, Liaocheng 252000, China)

Abstract: The control strategies were studied to solve the problem of the harmonic currents increment in the reactive power compensator consisting of capacitors and static var generator. Firstly, accurate extraction algorithm of load harmonic current based on multiple second-order general integrator was investigated. Secondly, resonant controller was applied to control the harmonic current flowing from the pulse width modulation grid-connected converter to the grid based on the traditional d -axis grid-voltage-oriented vector control, so as to suppress the harmonic current in the grid. Simulation model of the system was established and simulation research was carried out. The validity of the extraction algorithm of load harmonic current and the control strategy of harmonic suppression was verified by the simulation results.

Key words: reactive power compensation; harmonic suppression; asynchronous motor; second-order general integrator

0 引 言

在电力系统中, 三相异步电动机和变压器等设备需要消耗大量的无功功率。无功功率导致系统电流增大, 增加线路损耗, 浪费电能, 降低变压器输出端和负载端电压, 同时对电网的安全、稳定运行产生不利影响^[1]。因此, 对无功功率进行合理有效的补偿十分重要。通常采用固定电容器(Fixed Capacitor, FC)、晶 闸 管 投 切 电 容 器

(Thyristor Switched Capacitor, TSC)^[2]和静态无功发生器(Static Var Generator, SVG)进行无功补偿。由于电容器的容值不能快速、连续地变化, 故 FC 和 TSC 只适合稳态无功的补偿, 且易发生过补偿或欠补偿的现象。SVG 是电力电子装置, 可以实现动态无功补偿, 但系统自身的损耗和成本较高。由 FC 或 TSC 与 SVG 结合构成的无功补偿装置既可以实现高效、快速、精确的补偿, 还能够保证系统的经济性^[3]。除异步电动机外, 公共耦合点也

作者简介: 唐 晓(1984—), 女, 高级工程师, 研究方向为节能管理。

庞金虎(1990—), 男, 工程师, 研究方向为节能管理。

迟 诚(1995—), 男, 助理工程师, 研究方向为配电运维及管理。

有非线性负荷,会引起公共耦合点的电网电压发生畸变。电容的容抗与频率成反比,因此,FC 或 TSC 中的电容器中会有较大的谐波电流^[4],从而进一步恶化公共耦合点的电压,使异步电机产生谐波转矩和附加损耗,影响电容器的寿命。因此,需要在无功补偿的同时进行谐波的抑制。

本文构建了由脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 并网变换器和 TSC 构成的带谐波抑制的新型异步电机无功补偿系统,给出了 PWM 并网变换器的数学模型,研究了基于多个二阶广义积分器 (Multiple Second-Order General Integrator, MSOGI) 的负载谐波电流提取算法和基于谐振控制器的谐波抑制策略,并进行仿真研究,仿真结果验证了谐波提取、谐波抑制和无功补偿的效果。

1 PWM 并网变换器的数学模型

PWM 并网变换器可以通过改变变换器输出电压实现对并网电流的控制,从而实现无功补偿、有源滤波、可控整流和并网发电等功能,主电路如图 1 所示。图 1 中, u_{ga} 、 u_{gb} 、 u_{gc} 分别为三相电网的相电压; i_{ga} 、 i_{gb} 、 i_{gc} 分别为网侧 PWM 变换器的三相输入电流; U_{dc} 为直流母线电压; L 为每相进线电抗器的电感; R 为包括电抗器电阻在内的每相线路的电阻; C 为直流母线电容。

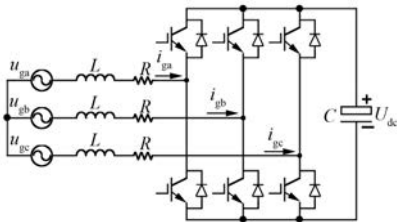


图 1 PWM 并网变换器的主电路

由基尔霍夫电压、电流定律,可得:

$$\begin{cases} u_{ga} - i_{ga}R - L \frac{di_{ga}}{dt} - S_a U_{dc} = \\ u_{gb} - i_{gb}R - L \frac{di_{gb}}{dt} - S_b U_{dc} = \\ u_{gc} - i_{gc}R - L \frac{di_{gc}}{dt} - S_c U_{dc} = \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} \end{cases} \quad (1)$$

式中: S_a 、 S_b 、 S_c ——三相桥臂的开关函数。其中: $S_k = 1$ ($k = a, b, c$) 表示相应桥臂上管导通,下管关断; $S_k = 0$ 表示相应桥臂下管导通,上管关断。

式(1)是关于网侧 PWM 变换器的一般化的精确数学描述。其他不同形式的数学模型都是从式(1)演变得到的。由于:

$$i_{ga} + i_{gb} + i_{gc} = 0 \quad (2)$$

式(1)可以写为

$$\begin{cases} u_{ga} - \frac{u_{ga} + u_{gb} + u_{gc}}{3} = Ri_{ga} + L \frac{di_{ga}}{dt} + v_{ga} \\ u_{gb} - \frac{u_{ga} + u_{gb} + u_{gc}}{3} = Ri_{gb} + L \frac{di_{gb}}{dt} + v_{gb} \\ u_{gc} - \frac{u_{ga} + u_{gb} + u_{gc}}{3} = Ri_{gc} + L \frac{di_{gc}}{dt} + v_{gc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\begin{cases} v_{ga} = \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ v_{gb} = \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ v_{gc} = \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \end{cases}$$

对式(3)进行 d 轴电网电压定向的同步旋转坐标变换,可得 dq 同步旋转坐标系下 PWM 并网变换器的数学模型为

$$\begin{cases} u_{gd} = Ri_{gd} + L \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_1 Li_{gq} + v_{gd} \\ u_{gq} = Ri_{gq} + L \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_1 Li_{gd} + v_{gq} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_d i_{gd} + S_q i_{gq} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{gd} 、 u_{gq} ——电网电压的 d 、 q 轴分量;

i_{gd} 、 i_{gq} ——输入电流的 d 、 q 轴分量;

ω_1 ——电网电压的角频率;

v_{gd} 、 v_{gq} ——变换器中三相全控桥交流侧输出电压的 d 、 q 轴分量;

S_d 、 S_q ——开关函数的 d 、 q 轴分量。

由式(4)可得 d 轴电网电压定向同步旋转坐标系下 PWM 并网变换器的传递函数框图,如图 2 所示。

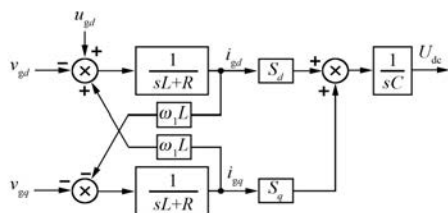


图2 PWM并网变换器的传递函数框图

2 控制策略

在本文所研究的系统中, PWM 并网变换器要同时实现动态无功补偿和有源滤波的功能。目前动态基波无功功率补偿的策略已比较成熟^[4]。本文主要研究谐波电流的检测方法及使 PWM 并网变换器输出相同谐波电流的控制策略。

2.1 基于 MSOGI 的谐波检测

二阶广义积分器 (Second-Order General Integrator, SOGI) 可以实现对正弦信号的准确提取。其结构如图 3 所示^[5]。

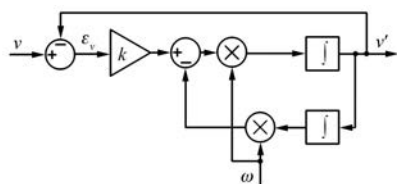


图3 SOGI 结构图

图 3 中, \$v\$ 表示输入信号, \$v'\$ 表示输出信号, \$\omega\$ 表示被提取信号的角频率, \$\varepsilon_v\$ 表示误差信号, \$k\$ 为调节系数。因此传递函数为

$$D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (5)$$

令 \$\omega = 100\pi\$、\$k = \sqrt{2}\$, 可得 SOGI 的伯德图, 如图 4 所示。

由图 4 可看出, 在 SOGI 设定频率处幅值增益 0 dB, 且相移为零, 在其他频率处的增益均为负值, 因此可应用于对设定频率正弦信号的提取。其对离设定频率越远的信号衰减越强, 而对临近设定频率处的谐波衰减作用有限。对于同时含有多种频率成分且频率相近的输入信号而言, 仅用 SOGI 提取设定频率的正弦信号将存在一定的误差。实际中通过使用多个 SOGI 进行并联的方式^[6], 即 MSOGI, 来提取基波与各次谐波。其结构如图 5 所示。

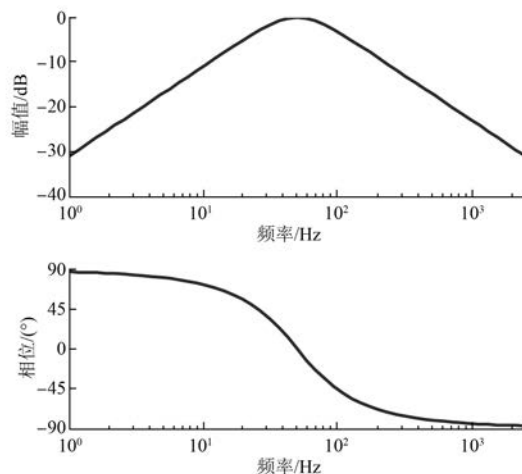


图4 SOGI 伯德图

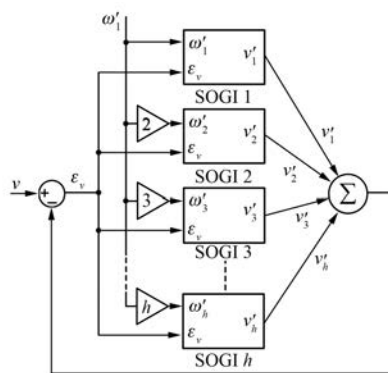


图5 基于 MSOGI 的谐波提取结构图

由图 3 可得误差信号 \$\varepsilon_v\$ 与输出信号 \$v'\$ 之间的传递函数为

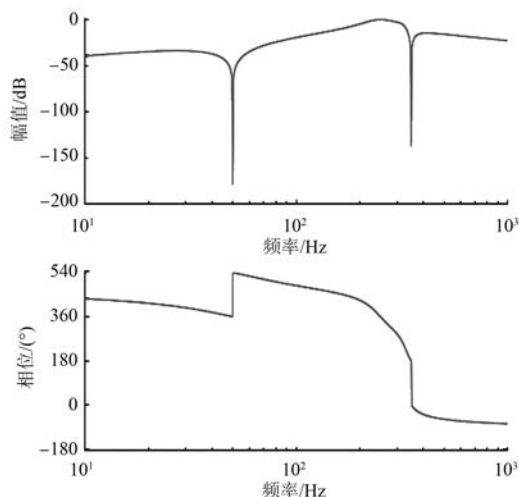
$$E(s) = \frac{v'(s)}{\varepsilon_v(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + \omega^2} \quad (6)$$

令 \$\omega = h\omega'_1\$, 其中, \$\omega'_1\$ 为基波角频率, \$h = 1, 2, \dots\$。结合图 5 可得 MSOGI 的传递函数为

$$M_h(s) = \frac{v'_h(s)}{v(s)} = \frac{E_h(s)}{1 + \sum_{h=1,2,\dots} E_h(s)} \quad (7)$$

以 5 次谐波提取为例, 由式 (7) 可得 \$M_5(s)\$ 的伯德图, 如图 6 所示。

由图 6 可以看出, 对于 5 次谐波而言, 其相位偏差为 \$360^\circ\$, 即 \$0^\circ\$; 其幅值增益在 250 Hz 处为 0 dB, 而基波与 7 次谐波频率处的幅值增益均在 -100 dB 以下。由此可见, \$M_5(s)\$ 可以在含有基波和 7 次谐波的畸变信号中, 准确地提取 5 次谐波分量。相比于直接使用 SOGI 进行谐波电流提

图6 用于5次谐波提取的 $M_5(s)$ 伯德图

取,MSOGI形成了多个SOGI之间的相互配合,在实际应用中只需根据系统谐波组成成分,通过合理地配置多个频率的SOGI通路,就可有效地提高谐波提取的准确性。

2.2 基于谐振控制器的谐波抑制策略

通过MSOGI提取得到负载的谐波电流分量,控制PWM并网逆变器,使其产生相应的谐波电流分量,即可抑制流向电网的谐波电流,实现有源滤波的功能。在传统电网电压矢量控制实现基波无功补偿的基础上,通过谐振控制器来实现对PWM并网变换器输出谐波电流的控制,如图7所示。图7中,直流母线电压外环控制器采用PI控制器,其参数的计算已非常成熟^[7],其输出作为 d 轴基波电流的指令,需要补偿的负载基波无功电

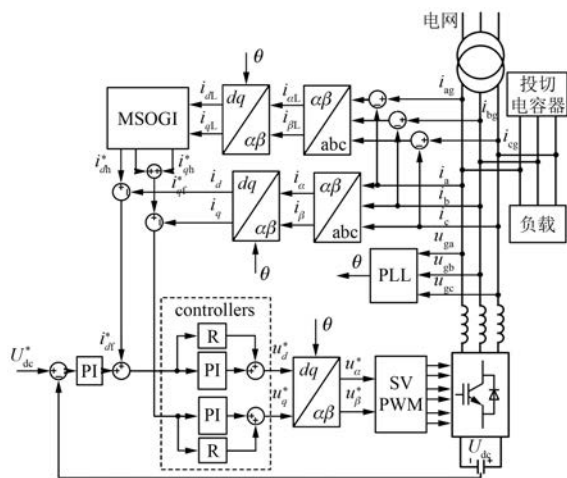


图7 带谐波抑制的动态无功补偿控制策略

流作为PWM并网变换器的 q 轴基波电流指令。通过MSOGI提取的负载谐波电流分量也进行 dq 变换,叠加到 d,q 轴基波电流指令上,形成 d,q 轴电流指令。 d,q 轴电流环控制器采用PIR控制器,其中,PI控制器可以实现对基波电流的无差跟踪,R控制器可以实现对相应谐波的无差跟踪。

R控制器的传递函数为

$$C_R(s) = K_R \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (8)$$

由式(8)可知,在设定频率 ω 处,谐振控制器传递函数分母将趋近于零,从而在设定频率的输入信号有无穷增益,因此可实现对该频率信号的稳态无静差控制。

负载谐波电流主要是 $6k \pm 1$ 次,在同步旋转坐标系下, $6k+1$ 和 $6k-1$ 次谐波均将变换为 $6k$ 次谐波,因此可根据实际系统中的具体谐波情况,配置相应的 $6k$ 次谐振控制器,令其与基波PI调节器并联运行即可同时实现对基波电流和谐波电流的闭环反馈控制。

3 仿真和试验结果

为了验证图7给出的带谐波抑制的动态无功功率补偿方案的有效性,在MATLAB/Simulink中构建系统的仿真模型,进行仿真研究。设负载总无功功率为18 kvar,同时并联三相不控整流电路作为谐波电流源,其中PWM并网变换器的开关频率为20 kHz,网侧电感为1.5 mH,电感等效电阻为0.08 Ω ,直流母线电容为1 230 μF ,直流母线电压给定值为650 V。在系统工作0.10 s后PWM并网变换器开始进行无功补偿,在0.14 s时通过控制晶闸管投入1组2.5 kvar的电容器,用以验证PWM并网变换器的动态补偿特性,最后在0.16 s时PWM并网变换器使能谐波抑制功能,观察其谐波抑制能力。

由图8可看出,0.10 s后PWM并网变换器开始进行无功补偿,电网电流的幅值明显减少,线损减少。在0.14 s投入一组电容器,PWM并网变换器迅速自动地减小了输出的无功功率电流,验证其具有良好的动态无功功率补偿性能。在0.18 s后,PWM并网变换器开始进行谐波抑制,电网电流波形明显有所改善,同时PWM并网变换器输出电流也产生了畸变。

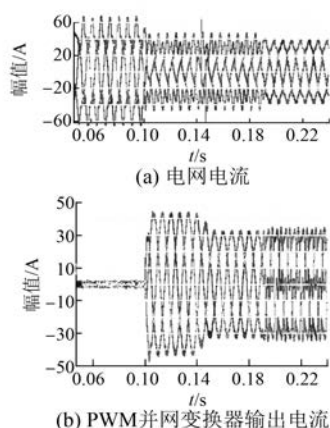


图8 动态无功补偿及谐波抑制的仿真结果

4 结 语

本文分析了传统的电容类和 SVG 类无功补偿方案的不足,提出了由电容补偿加带谐波抑制和动态无功补偿功能的 PWM 并网变换器构成的新型异步电动机无功补偿系统,研究了基于 MSOGI 的谐波提取方法和基于 R 控制器的谐波抑制方法。仿真结果表明:该系统不仅能够实现对异步电机的动态无功补偿,还可实现谐波抑制的功能。

【参考文献】

- [1] 王兆安,杨君,刘进军,等.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,2005.
 - [2] 巩庆.晶闸管投切电容器动态无功补偿技术及其应用[J].电网技术,2007,31(增刊2):118-122.
 - [3] 王思宇.组合式无功补偿控制策略研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
 - [4] 崔仙政.油田无功补偿装置故障分析及对策研究[D].青岛:中国石油大学(华东),2017.
 - [5] XIN Z, ZHAO R, MATTAVELLI P, et al. Re-investigation of generalized integrator based filters from a first-order-system perspective [J]. IEEE Access, 2016, 4: 7131-7144.
 - [6] ZHAO R, XIN Z, LOH P C, et al. A novel flux estimator based on SOGI with FLL for induction machine drives [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, 2016: 1995-2002.
 - [7] HOLMES D G, LIPO T A, MCGRATH B P, et al. Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2417-2426.
- 收稿日期: 2018-04-25
-
- (上接第4页)
- [4] 周振华,崔学深,王月欣,等.感应电机软起动初始两相瞬态电流解析与控制[J].现代电力,2012,29(2):50-55.
 - [5] GINART A, ESTELLER R, MADURO A, et al. High starting torque for AC SCR controller [J]. IEEE Transactions on Energy Control, 1999, 14(3): 553-559.
 - [6] 赵凯岐,王毅,徐殿国,等.晶闸管控制的感应电机中提高起动电磁转矩的一种新策略[J].中国电机工程学报,2004,24(3):145-150.
 - [7] GORBUNOV R L, POSKONNYY G I. Symmetrical discrete frequency control for AC-chopper with mutual switching function [C] // Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, International Conference of Young Specialists on, IEEE, 2014: 353-358.
 - [8] LI D H, DENG X B. Research on discrete variable frequency soft starting and electricity-economizing control system of induction motor [C] // International Conference on Electric Information and Control Engineering, IEEE, 2011: 4391-4394.
 - [9] NIED A, OLIVEIRE J D, CAMPOS R D F, et al. Soft starting of induction motor with torque control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(3): 1002-1010.
 - [10] 孟彦京,张陈斌,陈君,等.一种基于正弦波电压空间矢量的新型软起动器[J].电力电子技术,2014,48(7):28-35.
 - [11] 高泽宇.一种基于空间电压矢量的软起动器特性分析及其优化研究[D].西安:陕西科技大学,2017.
 - [12] 陈君.基于预充磁的空间电压矢量变频软起动器研究[D].西安:陕西科技大学,2016.
- 收稿日期: 2018-05-31