

风力发电用大功率并网逆变器研究

王振欣

内蒙古呼伦贝尔海拉尔新区国华呼伦贝尔分公司, 内蒙古 呼伦贝尔 021000

[摘要]在高功率风力发电系统中, 连接到电力网络的 GTI 是实现电力上网的一个整体的重要组成部分, 但由于 GTI 使用的脉冲宽度调制信号开关电源的频率相对来说比较低。因此在发电网络中, 输出电流往往包含高电流谐波。高谐波将会增加电路的电损, 影响电路的正常运行, 加促电路老化甚至产生电路的安全事故, 为了减少电流谐振, 将 T 型滤波器连接到电网 GTI 系统中, 以替换掉传统上的电感滤波器, 并将 T 型滤波器引起的不稳定性提供了一种基于桥臂的闭合电流回路电压和电流的前馈控制组合的间接控制方案。有效地实现与电力网络连接的 GTI 可以持久稳定的正常工作, 并发挥良好的电力性能。

[关键词]GTI; T 型滤波器; 谐波衰减; 前馈补偿

DOI: 10.33142/hst.v2i3.852

中图分类号: TM315;TM464

文献标识码: A

Research on High Power Grid-connected Inverter for Wind Power Generation

WANG Zhenxin

Guohua Hulunbuir Branch of Hailar New Area, Hulunbuir, Neimenggu, Hulunbeier, Neimenggu, 021000, China

Abstract: In high power wind power generation system, GTI connected to power network is an important part of realizing power network, but the frequency of pulse width modulation signal switching power supply used in GTI is relatively low. Therefore, in the power generation network, the output current often contains high current harmonics. High harmonics will increase the power loss of the circuit, affect the normal operation of the circuit, promote the aging of the circuit and even produce the safety accident of the circuit. In order to reduce the current resonance, the T-filter is connected to the electric network GTI system to replace the traditional inductance filter and the instability caused by the T-filter. An indirect control scheme based on the combination of closed current loop of bridge arm and feedforward control of voltage and current is provided. The GTI connected to the power network can work stably and stably, and play a good role in power performance.

Keyword: GTI; T filter; harmonic attenuation; feedforward compensation

引言

近年来, 随着全球的不可再生能源持续紧张, 对于可再生的风能、水能、地热能、太阳能等能源的综合开发和利用得到了广泛的发展, 特别是在使用固定频率和可变速度发电机的风能发电系统中, 与电力网络连接并提供电能回路的 GTI 基本上已经普遍的推广使用了起来^[1-3]。通过使用脉冲宽度调制控制技术, GTI 的交流电一侧具有可控制的功率因子、正弦波输出波形和双向电力传输的可能性。然而, 由于电网的 GTI 的功率对于风力发电来说是容量很高的, 直流总线上的电压也非常高, 因此为了减少电源装置的应力, 脉宽调制信号的切换频率是有限的, 它的频率通常为 100Hz—3000Hz 左右。开关频率的降低导致 GIT 输出电流中的谐波占比的提升。为了减少输出电流中的开关频率谐波的量, 并减少电感设计, 可以在 GTI 的设计线路方案中加入 T 型滤波器^[4]。然而, 由于 T 型滤波器虽然减小了谐波但会提升系统阶数, 因此采用了一种典型的闭环电路的控制方案。

1 系统模型

如图 1 所示, 与使用电感滤波的 GTI 相反, T 型滤波器的拓扑结构增加了交流电输出一侧的电力容量和电感。如果在 GTI 的直流总线上的电压波动不包括在讨论范围内的情况下, 三相电网的电压是对称和稳定的。根据 Kirchhoff 电压和电流定律以及连接到网络的三相电压源 GTI 的操作原理, 主电路的开关部件被视为理想的开关部件。基于开关功能的 GTI 的数学模型^[6]可以用方程式 (1) 至 (6) 来表示:

$$c_1 \frac{du_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} i_{1k} s_k - i_{dc} \quad (1)$$

$$L_1 \frac{di_{1k}}{dt} + R_1 i_{1k} = u_{ck} - u_{dc} (s_k - \frac{1}{3} \sum_{n=a,b,c} s_n) \quad (2)$$

$$u_{sk} = u_{dc} * s_k \quad (3)$$

$$i_{2k} = i_{1k} - i_{ck} \quad (4)$$

$$\sum_{k=a,b,c} u_k = \sum_{k=a,b,c} i_{1k} = \sum_{k=a,b,c} i_{ck} = \sum_{k=a,b,c} i_{2k} = 0 \quad (5)$$

$$u_{ck} = 1/c_2 * \int i_{ck} dt = u_{sk} + L_1 \frac{di_{1k}}{dt} + R_1 i_{1k} =$$

$$u_k - (L_1 \frac{di_{1k}}{dt} + R_1 i_{1k}) \quad (6)$$

式(1)~(6)中：开关函数定义为

$$S_k = \begin{cases} 1, & (\text{上臂导通, 下臂关断}) \\ 0, & (\text{上臂关断, 下臂导通}) \end{cases};$$

L1, L2, C2 是形成与电力网络连接 GTI 的交流电一侧的 T 型滤波器的电感和电容量参数；USK 是 GTI 桥臂的输出电压；UK 是电力网络的电压；电感 L1 中的寄生电阻器是 R1；UCK 滤波电容器的电压；电感 L2 中的寄生电阻器是 R2；ICK 是电容器的电流；I2K 是连接逆变器网络的输出电流；I1K 是 GTI 桥臂的输出电流。

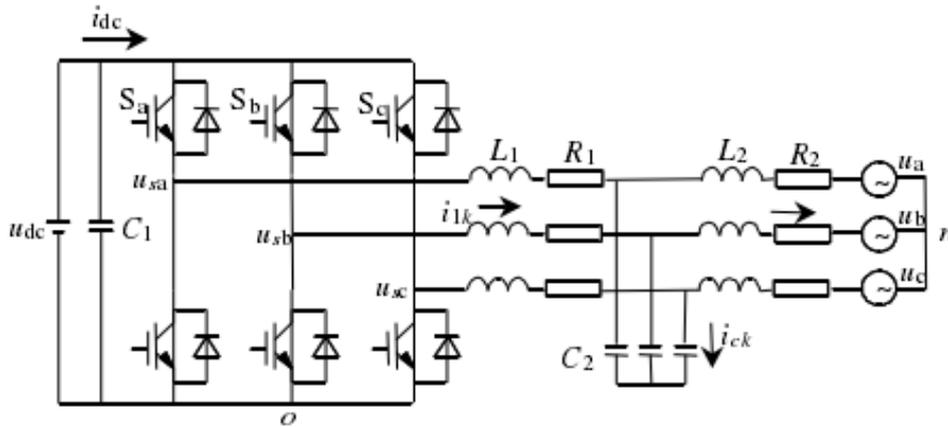


图1 三相并网逆变器拓扑结构

根据 GTI 的数学模型可以计算得出，连接到电力网络的 T 型滤波器的 GTI 在桥臂输出电压和输出电流之间具有三阶系统，与具有电感连接的 GTI 相比系统的阶数明显得到了提升，降低电源开关频率谐波的输出阻抗的同时，有助于电流滤波，但在实际的电力网络应用的过程中，由于在稳定的电力系统中增加了滤波器，产生了一些不稳定、不可控的相关因素，如果这些滤波器在运行过程中出现故障，将会导致电力网络的正常运行出现问题，所以，传统的 GTI 控制方案必须要作出一定的有针对性的更改和完善，以适应新的系统需求^[5]。

2 滤波器设计

对于图 1 展示出的 GTI 来说，控制系统的设计和 T 滤波器参数是有关系的，因此，必须在确定滤波器参数的基础上再去设计 GTI 的控制系统。对于一个传统意义上的 GTI 来说，输出电流开关频率的谐波分量必须通过滤波电感进行

衰减，而不考虑谐波的干扰。根据方程式 (7) 可以通过计算得到谐波的电流量：

$$i_L = \frac{u_k}{4L2\pi(f_s \pm 2f_{out})} \quad (7)$$

FS 是脉冲宽度调制信号的切换开关频率，FOUT 是输出电流 (50Hz) 的基本频率，IL 是滤波器感应器中开关频率的谐波电流，L 是滤波器感应器。同样，在设计 T 型滤波器时，首先参照 GTI 的典型电感设计策略，根据 (7) 方程确定 T 型滤波器所需总电感的最大数值。然后选择 L1 和 L2 的对称参数，并以适当的电感获得。对开关频率的谐波电流具有良好的旁路效应，并确保系统具有一定的工作频带。C2 电容器的相关参数可以根据方程式 (8) 来进行计算：

$$\left| \frac{1/C_2s}{1/C_2s + L_2s + R_2} \right| < \frac{Pi_2}{|i_L|} \quad (8)$$

P 是相对于额定输出电流的谐波电流衰减系数，S 等于 $Out2(2)S\pi f \pm F$ 。方程 (7) 和 (8) 提供了设计 T 滤波器参数以切换谐波电流的基本原理。实际上，电力网络的应用都是以基本的电力原理为依据的，但是还将会受到方方面面的其他因素的影响，所以需要根据项目实际在实验过程中按照数据结果对参数作出一定的修改。在这里，表 1 列出了试验设备中使用的 T 滤波器参数。滤波器参数在方程式 (12) 中被替换，以获得 T 滤波器的开环传输功能。滤波器的切断频率约为 430Hz，而开关频率是 2000Hz，切断频率约为开关频率的 20%左右，该开关频率作为滤波器发挥作用，并为系统保留一定的带宽。

表 1 主电路参数

$C_1/\mu F$	$C_2/\mu F$	L_1/mH	L_2/mH	R_1/Ω	R_2/Ω
6600	100	0.42	0.42	0.001	0.001

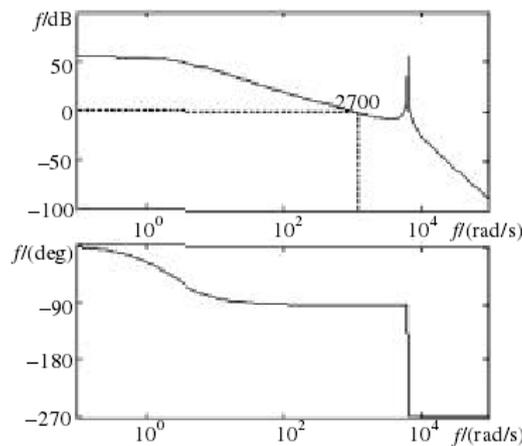


图 2 T 型滤波器伯德图

3 稳定性分析

在一个典型的具有感应连接的 GTI 中，连接到网络的输出电流被用作内部环路控制变量，图 1 所示 GTI 系统中，AC 侧 T 型滤波器必须选择适当的控制变量，对于与图 1 所示 GTI，如果不包括 USK 的连续部分，则 AC 的同等效力的电路在图 3 中表示。

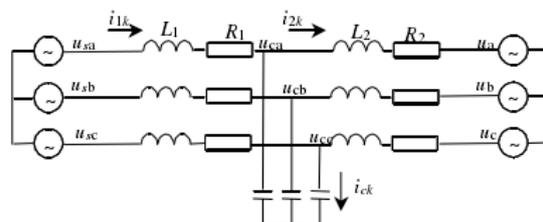


图 3 交流侧等效电路

根据 AC 侧等效电路，如果使用 T 型滤波器的逆变器还将连接到网络的 I2K 输出电流用作内部环路控制变量，则在

图 4 (a) 中显示闭环结构。

$$G_1(s) = 1/(L_1s + R_1) \quad (9)$$

$$G_2(s) = 1/c_2s \quad (10)$$

$$G_3(s) = 1/(L_2s + R_2) \quad (11)$$

方程式参数 (7) 至 (9) 见表 1。为了便于稳定性分析，GC (S) 调节器采用比例调节器。

$$G_{ir}(s) = \frac{i_{2k}}{i_{2k}^* - i_{2k}} = \frac{G_c(s)G_1(s)G_2(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s) + G_2(s)G_3(s)} \quad (12)$$

图 5 (a) 显示了该系统的根轨迹曲线，从该曲线可以看出，该系统的根轨迹跌到复杂平面的右半平面，而且只有 I2K 闭环控制系统是一种不稳定的情况。

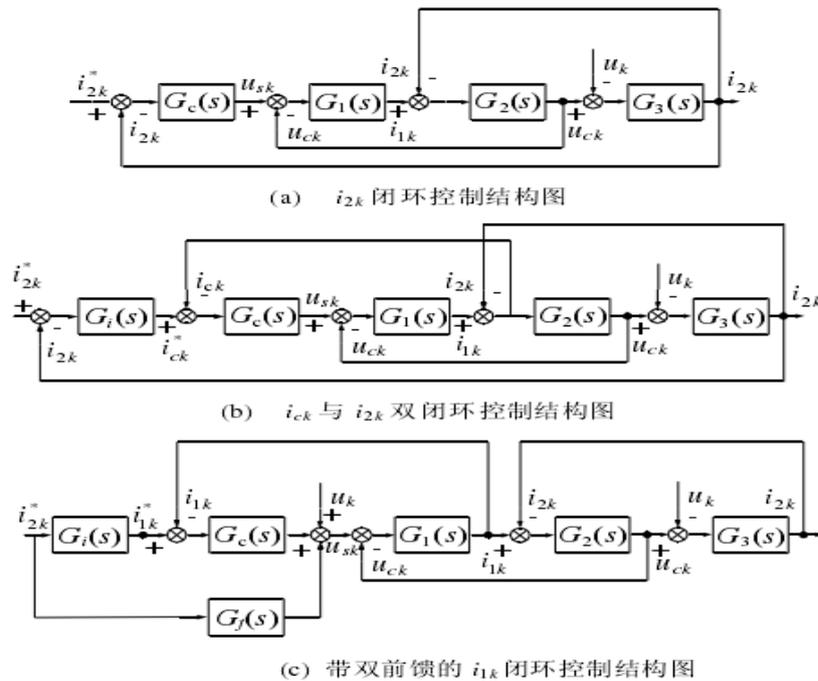


图 4 闭环控制结构框图

对于使用 T 型滤波器的逆变器，选择 ICK 为内部环路控制变量，I2K 为外部环路控制变量，其闭环结构见图 4 (b)。

$$G_{ir}(s) = \frac{i_{2k}}{i_{2k}^* - i_{2k}} = \frac{G_i(s)G_c(s)G_1(s)G_2(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s) + G_2(s)G_3(s) + G_c(s)G_i(s)} \quad (13)$$

图 4 (b) 所示的控制结构选择 ICK 电容器电流为内部环路控制变量，以消除输出电流中开关频率的谐波分量电流，并提高 S 系统的稳定性。年考虑控制精度。(s) 使用比例调节器，根据模拟结果选择 GC (S) =3。图 5 显示了该系统的根轨迹曲线。(b) 选择适当的 GC (S) 和 GI (S) 调节器，确保系统根的轨迹进入复杂平面的左平面，以确保系统的稳定性。然而，控制方法必须检测逆变器的输出电流和过滤电容器的电流，从而增加系统中的传感器数量。该系统的稳定性取决于 GC (S) 和 GI (S)。该控制方法被采纳。降低系统的可靠性^[6]。本条建议使用 I1K (K 是 A, B, C) 的闭环直接输出电流来间接控制与网络连接的输出电流。图 4 (c) 显示了系统的闭环控制结构。

$$G_{ir}(s) = \frac{i_{1k}}{i_{1k}^* - i_{1k}} G_c(s)G_1(s) \quad (14)$$

这里, SG (c) 还选择比例调节器, 图 5 (c) 显示系统根的轨迹曲线间接电流控制简化了系统控制结构, 并减少了电流回路的数量。如果 I2K、I1K 被控制, 则可以减少电流传感器的数量, 以提高系统的稳定性和可靠性。

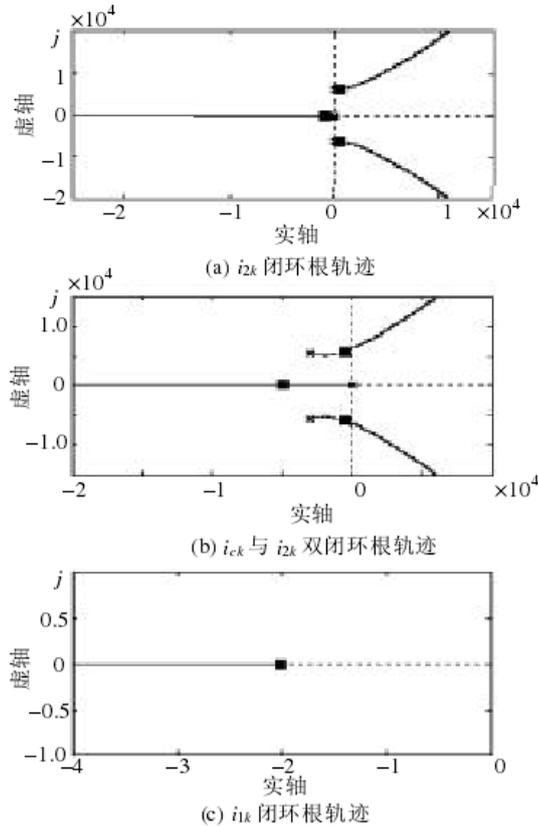


图 5 根轨迹曲线

4 控制策略

根据 GTI 的操作原则可以推测出, 与独立逆变器的控制输出电压相反, GTI 控制注入电力网络的电流, 而 I2K 则由应用于该网络的 UK 和 USK 电压决定。输出滤波器考虑到 UK 无法控制, I2K 输出电流由逆变器桥臂的输出电压决定, GTI 的控制策略是选择适当的变量来控制逆变器臂的输出电压。同时确保系统的稳定运行。I2K 控制输出电流符合系统要求。这里提出了一个控制策略, 利用 I1K 逆变器的直接输出电流间接控制连接到 I2K 网络的输出电流, 从图 6 可以看出, 通过从总线电压回路的 PI 调节器输出, 连接到间接电流控制网络的逆变器系统产生 I2K*作为电流回路参考输入信号^[7]。然后, 根据 I1K 和 I2K 之间的切换关系 (15), 获得 I1K*逆变器的直接输出电流控制参考信号, 并执行 I1K 闭环控制。

$$i_{1k}^* = i_{2k}^* * G_i(s) \quad (15)$$

$$G_i(s) = \frac{i_{2k}^*}{i_{1k}^*} = \frac{G_2(s)G_3(s)}{1 + G_2(s)G_3(s)} \quad (16)$$

为了提高控制精度和动态响应速度, 将 UK 网络电压和连接到网络的 I2K 电流前馈控制引入电流回路。电压前馈的目的是克服网络干扰对滤波器 T 的影响。电流强度可大大降低系统对 SG (c) 调节器的依赖, 加速系统反应。如图 4 (c) 所示, 当前 I2K 前馈组件与所需电流匹配, I2K*控制由 GF (S) 函数发射信号。Gf (s) 可表示为

$$G_f(s) = \frac{u_{sk}}{i_{2k}} = \frac{G_1(s)G_2(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s) + G_2(s)G_3(s)} \quad (17)$$

通过分析可知, 针对图 2 所示的 T 型滤波器等效电路, 并网逆变器桥臂输出电压的基波分量 u_{sk}

$$u_{sk} = i_{2k}^* * G_f(s) + u_k + G_c(s) * (i_{2k}^* - i_{2k}) \quad (18)$$

根据方程式 (18), 如果前馈系数足够精确, 一旦 I_{2k}^* 在动态过程中发生变化, 则电流注入可迅速改变 UK 输出电压, 并控制 I_{2k}^* 网络输出电流 I_{2k} 的参考信号。系统在 $I_{2k}=I_{2k}^*$ 运行, 前馈的值完全等于所需基本 SKU 基波的桥臂输出电压。可以看出, 在电流环路设计过程中引入电流前馈对 SG 电流调节器有利, 即使简单的比例调整, 也能提供更好的电流跟踪的特性。在使用前前电流的同时, 电源增加了系统的增益并扩大了调节器的参数范围。

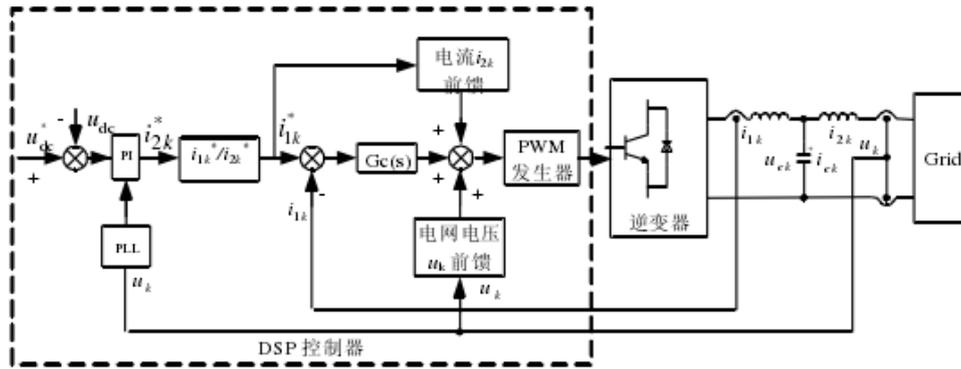
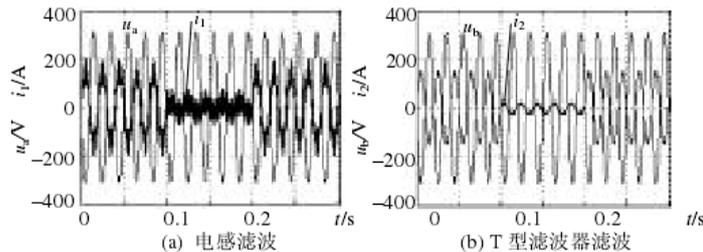


图 6 控制系统结构图

5 系统实验

5.1 仿真实验

为了根据使用 T 滤波器 GTI 开关功能模型核实上述控制策略的准确性, 用 MATLAB 软件进行了模拟, 并将其与电感滤波的逆变器进行了比较。表 1 列出了试验参数。图 7 显示了两个 GTI 系统的输出曲线模拟结果。图 7 (a) 显示了驱动器输出电流的响应, 以及利用直接输出电流控制进行电感滤波的网络电压波形; 图 7 (b) 为采用桥臂输出电流间接控制具有 T 型滤波器的逆变器输出电流响应与电网电压波形。图 7 显示, 与具有电感滤波的逆变器相比, 具有相同的电流控制和电感参数的逆变器, 通过 T 型滤波器 GTI 的输出电流更加稳定, 谐波成分大幅度降低, 且该系统具有快速的动态性能, 同时可以保持系统的稳定的运行, 并可与电力网络连接并网发电运行。



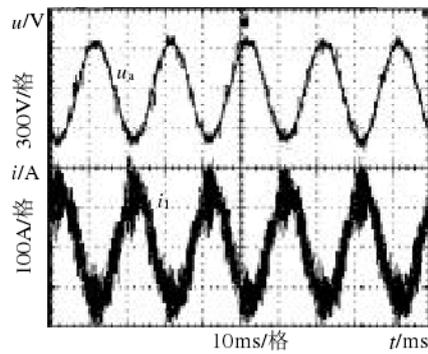
曲线 u_a 为三相电网中一相的电压波形, 曲线 i_1 为采用电感滤波的逆变器电流波形, 曲线 i_2 为采用 T 型滤波器的逆变器电流波形

图 7 电网电压与输出电流 100A-20A-100A 阶跃仿真波形

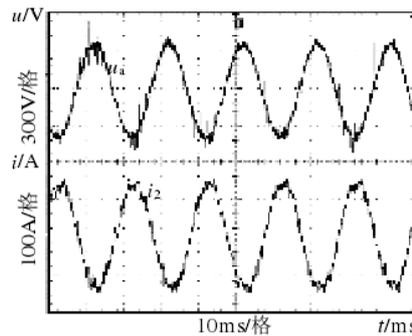
5.2 样机实验

为了继续测试连接 T 型滤波器的 GTI 的性能, 并且在模拟研究中选择了相同的实验参数, 建立了一个基于数字信号处理技术控制的 110 千瓦的试验平台。实验设备的直流总线操作电压为 660 伏, 额定 AC 电流为 160 伏, 开关的频率为 2 千伏。图 8 和图 9 说明了试验结果。图 8 (a) 显示了与电感滤波的 GTI 系统的电压和电流形态, 其中包括与网络连接的电感滤波。图 8 (b) 显示了使用 T 滤波器 GTI 系统的电压和电流形式。通过比较图 7 中的两种波形, 可以看出, 当在低开关频率下进行稳定的工作运行时, GTI 采用 T 型滤波器, 该滤波器能够有效地减小谐波的数量。滤波器的输出和电感波纹具有数值, 不影响系统以负单位功率因子稳定运行。图 9 显示了两个 GTI 系统在连接电网的时候当前响应的电流波形。图 9 (a) 显示, 与传统的感应滤波逆变器系统相比, 与 T 型滤波器网络连接的逆变器系统也具有好的稳定性。图 9 (b) 与图 9 (c) 分别为进行正负阶跃扰动实验时的电流响应波形, 显示与 T 型滤波器网络连接的逆变器与典型的网络逆变器相比。该装置动态响应也很快: 步骤 100A-20A 和步骤 20A-100A 的响应可以以一个单一的正弦波周

期进入稳定的状态，只是在动态过程中由于 T 型滤波器阶数，引起的电流震荡幅值较大。

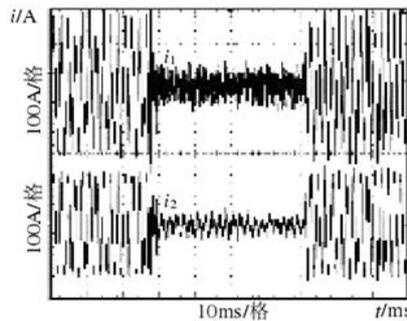


(a) 电感滤波逆变器并网输出电压电流波形
(图中 u_a 、 i_1 含义同图 7)

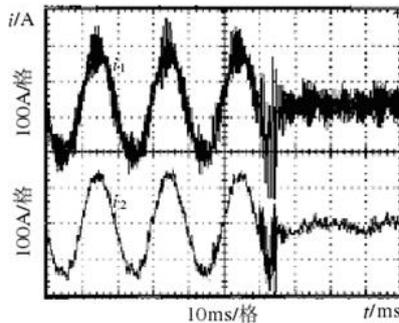


(b) T 型滤波逆变器并网输出电压电流波形
(图中 u_a 、 i_1 含义同图 7)

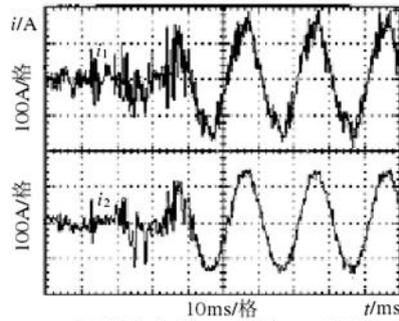
图 8 并网输出电压电流波形



(a) 并网输出电流 100A 到 10A 到 100A 阶跃响应
(图中 i_1 、 i_2 含义同图 7)



(b) 并网输出电流 100A 到 10A 阶跃响应
(图中 i_1 、 i_2 含义同图 7)



(c) 并网输出电流 100A 到 10A 阶跃响应
(图中 i_1 、 i_2 含义同图 7)

图 9 并网输出电流阶跃波形

6 结论

在该文章中, 我们通过使用检测连接到电力网络的逆变器的输出电流来分析系统的稳定性, 选择逆变器输出电流的闭环控制以及电力网络一侧的电压和电流双前馈补偿相结合的控制策略进行了控制系统设计。如果滤波器的电感参数数值相同, 则使用两种滤波器来比较实验: 实验结果表明, 与 T 型滤波器联网的逆变器能够有效地使得特定的频率得以通过, 尽可能的将谐波衰减掉, 电流的谐波分量的降低可以大大减少电力系统中对电能的消耗, 减少设备过热, 降低设备的损耗, 延长电力系统寿命, 保障电力系统的正常运行, 本文中所阐述的 GTI 控制策略可以确保令人满意的电力网络的动态和静态的系统性能, 同时确保稳定的正弦电流, 在风力发电的系统设计应用的方面可以提供一定的参考。

[参考文献]

- [1]王蕊. 风力发电并网逆变器直接功率控制改进策略的研究[J]. 齐鲁工业大学学报, 2018, 32(04): 76-80.
 - [2]李慧鹏. 永磁直驱风力发电逆变器网侧控制策略研究[J]. 变频器世界, 2018(07): 129-132.
 - [3]玄兆燕, 马振宇, 景会成, 赵欣. 小型风力发电并网逆变器控制策略的研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(01): 26-28.
 - [4]黄守道, 杨剑波, 张阳. 基于 Z 源逆变器的风电系统全风速功率控制[J]. 电力电子技术, 2017, 51(10): 20-23.
 - [5]玄兆燕, 马振宇, 景会成, 赵欣. 小型风力发电并网逆变器控制策略综述[J]. 电气传动, 2017, 47(09): 44-49.
 - [6]马临超, 蒋炜华, 薛宝星. NPC 型三电平永磁同步风力发电并网逆变器模型预测控制满足低电压穿越要求研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(16): 151-156.
 - [7]计长安, 李伟, 罗亚桥, 洪伟, 朱明琳, 杭丽君, 李国杰, 冯琳. 基于虚拟同步发电机的并网逆变器在风力发电中的应用[J]. 电信科学, 2017, 33(01): 259-266.
- 作者简介: 王振欣 (1987.3-), 太原科技大学, 电气工程及其自动化, 副高级工程师。