

# 逆变器并联系统的等效电路

吴云亚

(盐城工学院 实验教学部, 江苏 盐城 224051)

**摘要:**由典型的双闭环逆变器的控制框图,根据频率是否在逆变器的带宽范围内,得出了逆变器在直流、基波频率和高次谐波频率下的等效电路。说明了直流等效电路和基波频率下的逆变器等效电路与控制参数和主电路参数都相关,而高频等效电路只与逆变器主电路中的滤波器参数有关。根据单台逆变器的等效电路得到了并联系统的等效电路,给出了并联系统的在不同等效电路下环流的大小。仿真结果验证了所给等效电路的正确性。

**关键词:**逆变器;并联;输出阻抗;等效电路;环流

**中图分类号:**TM461 **文献标识码:**A **文章编号:**1671-5322(2010)01-0047-05

当前,交流用电负载对不间断电源(UPS)的容量和供电质量要求越来越高,通过扩大单台 UPS 的容量或者将多台 UPS 并联运行都可以实现扩容<sup>[1]</sup>。如一味的提高单台 UPS 的容量会降低用电的可靠性,因此 UPS 并联技术得到了广泛的应用,而 UPS 并联的核心技术就是逆变器并联控制技术。

逆变器并联的控制方法主要有集中控制方式<sup>[2]</sup>,主从控制方式<sup>[3]</sup>,分散逻辑控制方式<sup>[4]</sup>和无互联线控制方式<sup>[5]</sup>。所有这些控制方法都需要从研究逆变器并联系统等效电路出发,以确定出逆变器并联的具体适用控制方法。如无互联线逆变器并联控制技术通常采用有功调相、无功调幅的控制方法<sup>[6]</sup>,这种控制方法的基础是逆变器等效输出阻抗和线路阻抗之和为纯感性,但逆变器等效输出阻抗含有阻性分量时<sup>[7]</sup>,就需采用解耦控制策略<sup>[8]</sup>。因此正确分析出逆变器并联系统等效电路是得出正确控制策略的前提。

目前所能查到的逆变器并联的相关文章未能系统的提出逆变器并联的等效电路。绝大部分文献提供的等效电路仅仅局限于基波频率<sup>[9]</sup>,也有文献提出了直流情况下的等效电路<sup>[10]</sup>,但都没有说明等效电路的推导的过程。逆变器并联系统中存在的高频环流不仅降低了逆变器输出电压波形的质量,而且对并联系统的稳定性也存在这较大

的影响,而目前还未看到并联系统在高频(开关频率附近)下等效电路的相关研究。本文系统阐述了逆变器并联系统的等效电路,这对正确研究逆变器并联系统中各参数之间的关系和提出正确的逆变器并联控制方法有着积极的意义。仿真结果验证了等效电路的正确性。

## 1 单台逆变器等效电路

图 1 为单相全桥逆变器的主电路原理图,采用 SPWM 双极性调制方式。当开关频率远高于逆变器输出的基波频率时,逆变器可等效为一比例放大环节  $k_{pwm}$ 。

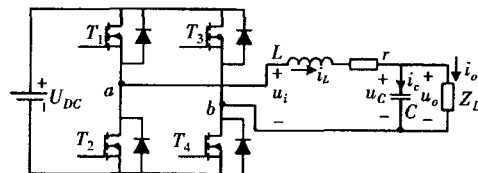


图 1 全桥逆变器主电路

Fig. 1 The main circuit of full-bridge inverter

图中  $L$  和  $C$  分别是逆变器的滤波电感和滤波电容, $r$  为滤波电感等效电阻、功率管导通电阻以及死区等效电阻之和,一般情况下,此值很小,可以认为  $r \approx 0$ 。典型的瞬时值双环逆变器控制框图如图 2 所示,内环反馈量为电感电流瞬时值,

收稿日期:2009-09-24

作者简介:吴云亚(1979-),女,江苏盐城人,讲师,硕士,主要研究方向为功率电子变换。

采用 P 调节器,外环反馈量为输出电压瞬时值,采用 PI 调节器。

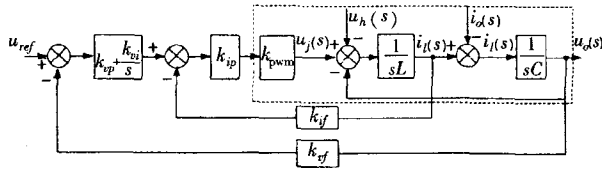


图 2 逆变器控制框图  
Fig. 2 The control diagram of inverter

图中,  $k_{vp}$  和  $k_{vi}$  为瞬时值电压环的比例系数和积分系数,  $k_{ip}$  为电流环的比例控制系数,  $k_{pwm}$  为逆变器全桥主电路的等效比例放大环节,  $k_{vf}$  和  $k_{if}$  分别为电压环和电流环的反馈系数,  $u_j$  为逆变桥输出基波分量。由于逆变器采用 SPWM 双极性调制方式, 因此逆变桥在放大调制波信号的同时, 引入了高频谐波  $u_h$ 。对双极性 SPWM 高频方波电压进行傅立叶分解可知, 逆变桥输出电压含基波、载波、载波的  $m$  次谐波及载波  $m$  次谐波的上下边频谐波,  $m$  为相对于载波的谐波次数<sup>[11]</sup>。载波频率等于逆变器中开关器件的开关频率。也就是说, 逆变桥输出电压谐波成分中与开关同频率的分量最大。因此, 单台逆变器的等效电路就可以分为基波频率和高次谐波频率下的等效电路。在不考虑高频谐波时, 有

$$u_o(s) = G(s)u_{ref}(s) - Z_o(s)i_o(s) \quad (1)$$

$$G(s) = \frac{Sk_{vp}k_{ip}k_{pwm} + k_{vi}k_{ip}k_{pwm}}{S^3LC + S^2Ck_{vf}k_{ip}k_{pwm} + [S(1 + k_{vp}k_{ip}k_{pwm}k_{vf}) + k_{vi}k_{ip}k_{pwm}k_{vf}]}$$

$$Z_o(s) = \frac{S^2L + k_{vf}k_{ip}k_{pwm}S}{[S^3LC + S^2Ck_{vf}k_{ip}k_{pwm} + S(1 + k_{vp}k_{ip}k_{pwm}k_{vf}) + k_{vi}k_{ip}k_{pwm}k_{vf}]}$$

从(1)式可看出, 一旦逆变器的控制参数确定以后, 逆变器的空载输出电压 ( $G_1(s)u_{ref}(s)$ ) 与逆变器的等效输出阻抗 ( $Z_o(s)$ ) 随之确定, 也就是说逆变器的输出电压外特性也就固定了。因此基波频率下逆变器的等效电路如图 3 所示。图中,  $\omega$ , 为基波角频率。

如果逆变器的基准电压  $u_{ref}$  存在直流偏差或检测反馈信号的传感器存在漂移, 则逆变桥输出电压中将含有直流分量。逆变器的带宽范围必定包含直流频段, 因此图 3 所给的基波等效电路形式同样适用于直流等效电路。因  $Z_o(j_0) = 0$ , 所

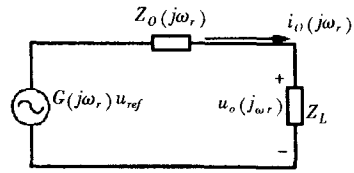


图 3 逆变器基波等效电路  
Fig. 3 The equivalent circuit in fundamental frequency

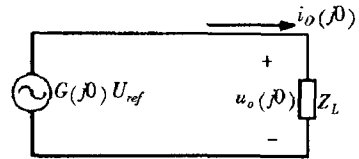


图 4 逆变器直流等效电路  
Fig. 4 The equivalent circuit of inverter in zero frequency

以逆变器直流等效电路形式如图 4 所示。逆变桥采用双极性 SPWM 调制方式引入了高次谐波  $u_h$ , 其频率在逆变器的带宽频率范围以外, 因此逆变桥输出的高频谐波不受双闭环控制, 也就是说, 逆变桥的高频输出谐波分量  $u_h$  的幅值与双环控制参数无关, 仅与逆变桥的输入直流电压有关。因此, 在高频段, 逆变器的等效电路如图 5 所示。

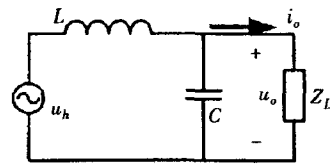


图 5 逆变器高频等效电路  
Fig. 5 The equivalent circuit of inverter in high frequency

## 2 逆变器并联系统等效电路

两台由 LC 滤波的逆变器组成的并联系统主电路如图 6 所示。

如果逆变器并联单元与负载之间的距离较远, 则在电路中存在一定的阻性线路阻抗, 如图 6 中的电阻  $R_1$  和  $R_2$ , 如果逆变器单元与负载之间距离很近, 可近似认为  $R_i = 0 (i = 1, 2)$ 。一般情况下, 电阻  $R_1$  和  $R_2$  处于逆变器单元闭环控制以外, 因此考虑到线路阻抗时, 只需在逆变器单元等效电路的基础上加线路阻抗即可。

根据单台逆变器的等效电路, 图 7 给出了两台逆变器并联系统分别在基波频率、直流和高频下的等效电路图。

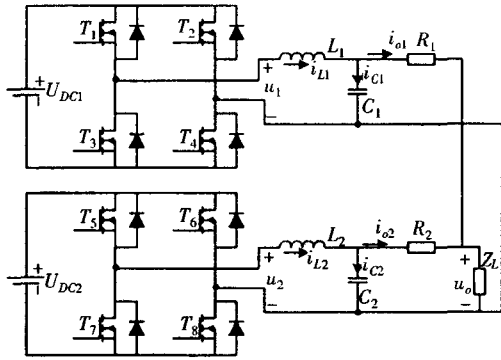


图 6 逆变器并联系统主电路  
Fig. 6 The main circuit of two parallel inverters

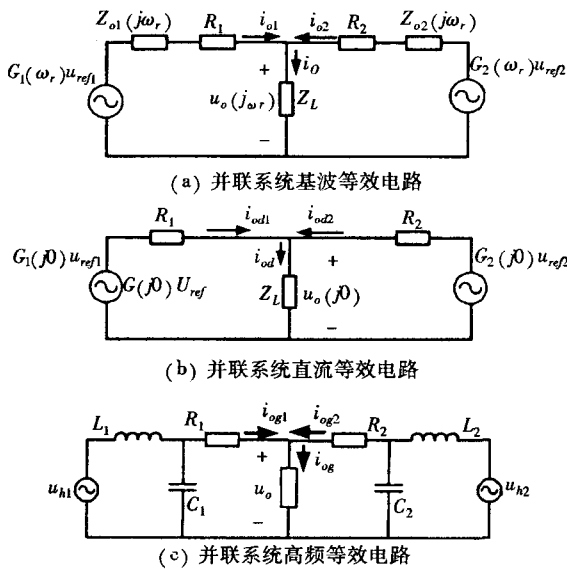


图 7 逆变器并联系统等效电路  
Fig. 7 The equivalent circuit of parallel inverter system

对于上述等效电路,由于负载阻抗值要远远大于逆变器的等效阻抗值,因此并联系统在空载和带载情况下的环流大小基本相等。为了便于分析,分析其在空载时的环流情况。根据图 7 所示并联系统的等效电路,分别求得基波、直流和高频下的环流表达式,分别如(2)式至(4)式所示。

$$i_{hr} = \frac{G_1(j\omega_r)u_{ref1} - G_2(j\omega_r)u_{ref2}}{R_1 + R_2 + Z_{o1}(j\omega_r) + Z_{o2}(j\omega_r)} \quad (2)$$

$$i_{hd} = \frac{G_1(j0)u_{ref1} - G_2(j0)u_{ref2}}{R_1 + R_2} \quad (3)$$

$$i_{hg} = \frac{\frac{u_{h1}}{S^2L_1C_1 + 1} - \frac{u_{h2}}{S^2L_2C_2 + 1}}{\frac{SL_1}{S^2L_1C_1 + 1} + \frac{SL_2}{S^2L_2C_2 + 1} + R_1 + R_2} \quad (4)$$

### 3 仿真验证

根据图 2 逆变器控制框图,建立了两台逆变器并联的 Matlab 仿真模型。由于验证所确定等效电路的正确性,所以将两台逆变器直接在某一参数不一致的情况下并联,而没有采用任何并联控制方法。

根据逆变器稳定的运行要求,确定一组参数: $k_{ap} = 1, k_{af} = 0.0257, k_{pwm} = 33.3, k_{ei} = 2500, k_{if} = 0.2, k_{ip} = 2$ ,基准电压幅值 8 V,输出电压频率 50 Hz,开关频率  $f_{sw} = 20$  kHz,  $L_1 = L_2 = 1$  mH,  $C_1 = C_2 = 30$   $\mu$ F,  $R_1 = R_2 = 0$ 。

图 8 为逆变器电压基准相差  $0.5^\circ$ ,且负载为  $20 \Omega$  时的逆变器单元输出电流,可以看出由于存在相位差,使得两台逆变器的逆变桥输出电压的基波分量也存在相位差,从而两台逆变器之间存在环流。

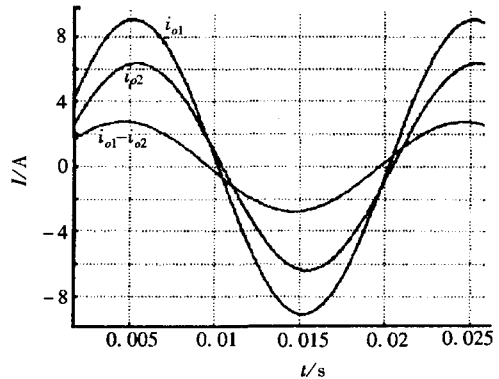


图 8 存在相位差时逆变器输出电流  
Fig. 8 The output current with phase difference between two inverters

据式(1),可得逆变器在基波频率下的等效输出阻抗为。表 1 给出了两台逆变器单元基准电压存在相位差时,两台逆变器的输出电流。可以看出,在并联系统空载和带载时,相同的相位差引起的系统环流大小基本一致。系统空载时,环流值的大小与式(2)的计算值一致,说明图 7(a)所给的并联系统的基波等效电路正确。

图 9 给出了逆变器 1 的基准电压有  $0.01285$  V 电压偏移时两台逆变器的输出电流波形。由于直流阻抗等于零,因此,两台逆变器之间的直流环流将趋于无穷大,正好与式(3)吻合。这也说明了图 7(b)所给的并联系统的直流等效电路正确。文献[12]给出了消除直流环流的一种方法,这里不再赘述。

表 1 逆变器单元之间相位差引起的基波环流

Table 1 The fundamental circulating current caused by phase difference between inverters

负载 Ω	电流		相位差(°)					
	A		0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
$Z_L = 20 \Omega$	$i_{o1}$		5.47	5.66	5.85	6.04	6.24	6.43
	$i_{o2}$		5.47	5.28	5.08	4.89	4.07	4.51
$Z_L = 40 \Omega$	$i_{o1}$		2.74	2.93	3.12	3.32	3.51	3.71
	$i_{o2}$		2.74	2.55	2.36	2.17	1.98	1.79
$Z_L = \infty$	$i_{o1}$		0	0.20	0.39	0.59	0.78	0.98
	$i_{o2}$		0	-0.20	-0.39	-0.59	-0.78	-0.98

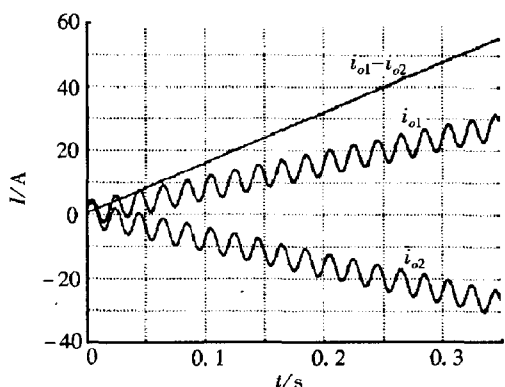


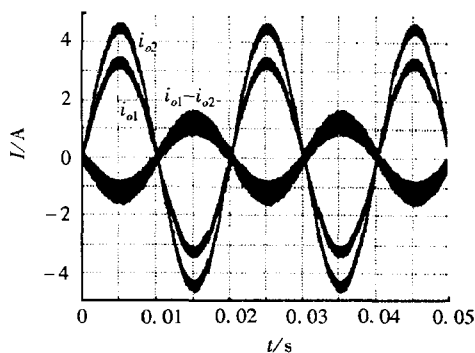
图 9 存在直流分量差时逆变器输出电流  
Fig.9 The output current with DC component difference between two inverters

图 10 为两台逆变器输入直流电压不同 ( $U_{DC1} = 380 \text{ V}$ ,  $U_{DC2} = 400 \text{ V}$ ) 时, 逆变器输出电流情况。可以看出, 两台逆变器之间存在较大的高频环流。图 10(b) 为图 10(a) 的局部放大图, 可以看出, 高频环流是以开关频率的三角波形式存在, 三角波的幅值为  $0.285 \text{ A}$ , 如对三角波傅立叶分解, 可得开关频率的环流大小与式 (4) 的计算值很接近。这也说明了图 7(c) 所给的并联系统高频等效电路正确。

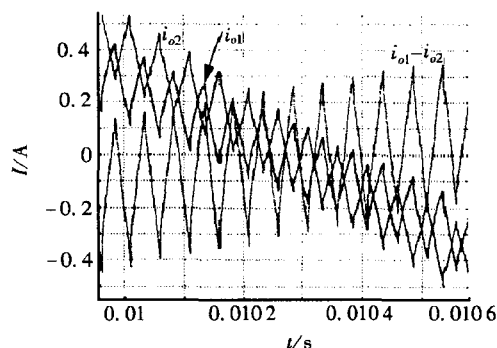
由于逆变桥等效比例放大环节  $k_{pwm1}$  等于逆变桥输入直流电压比载波幅值, 因此  $k_{pwm1} \neq k_{pwm2}$ , 根据 (1) 式, 这也会造成逆变器之间存在一定的基波环流。

参考文献:

[1] Xiao Sun, Yim - Shu Lee, Dehong Xu. Modeling, Analysis, and Implementation of Parallel Multi - Inverter Systems With Instantaneous Average - Current - Sharing Scheme [ J ]. IEEE Trans. On PE, 2003, 18 ( 3 ) : 844 - 856.  
[2] Chen Y K, Wu Y E, Wu T F, et al. CWDC strategy for paralleled multi - inverter systems achieving a weighted output current distribution [ C ]. IEEE APEC, Texas, 2002 : 1 018 - 1 023.



(a) 逆变桥输入直流电压不同时逆变器输出电流



(b) 逆变器输出电流局部放大图

图 10 逆变桥输入直流电压不同时逆变器输出电流  
Fig.10 The output current with input DC voltage difference between two inverter - bridges

4 结论

根据逆变器控制框图, 本文分析了逆变器在直流、基波频率和高频谐波下的等效电路, 进而得出了逆变器并联系统在直流、基波频率和高频谐波下的等效电路。直流和基波的频率在逆变器带宽范围以内, 因此直流等效电路和基波等效电路与控制参数和逆变器主电路的滤波参数相关; 频率高于逆变器带宽频率时, 其等效电路仅与逆变器主电路的参数相关。仿真结果验证了所提出的并联系统等效电路的正确性。

- [3] Lu H H C, Tse C K. Instability and bifurcation in parallel - connected buck converters under a master - slave current sharing scheme[ C]. IEEE PESC, Vancouver, 2000: 708 - 713.
- [4] Ramos R, Biel D, Guinjoan F, et al. Distributed control strategy for parallel - connected inverters. Sliding mode control approach and FPGA - based implementation[ C]. IEEE IECON, Sevilla, 2002: 111 - 116.
- [5] Kan jiarong, Xie shaojun. Research on the power sharing of the parallel inverters without control interconnection basing on droop characteristic[ C]. IEEE, IPENC, China, 2006: 1 537 - 1 541.
- [6] 姜桂宾, 裴云庆, 杨旭, 等. SPWM 逆变电源的无互联信号线并联控制技术研究[ J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 94 - 98.
- [7] 陈良亮, 肖岚, 胡文斌, 等. 双闭环控制电压源逆变器并联系统环流特性研究[ J]. 电工技术学报, 2004, 19(5): 21 - 25.
- [8] 阚加荣, 谢少军, 吴云亚. 无互联线并联逆变器的功率解耦控制策略[ J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 40 - 45.
- [9] 张纯江, 陈桂涛, 祖峰, 等. 一种全数字化互动跟踪式单相逆变电源并联均流控制策略[ J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 63 - 66.
- [10] 于玮, 徐德鸿, 周朝阳. 并联 UPS 系统均流控制[ J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 63 - 67.
- [11] 刘凤君. 正弦波逆变器[ M]. 北京, 科学出版社, 2002: 110 - 121.
- [12] 陈良亮, 肖岚, 龚春英, 等. 逆变器并联系统直流环流产生原因及其检测与抑制方法[ J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 56 - 61.

## Equivalent Circuit of Parallel Inverters

WU Yun-ya

(Department of Experimental Teaching, Yancheng Institute of Technology, Jiangsu Yancheng 224051, China;)

**Abstract:** The equivalent circuits of inverter in DC, fundamental frequency and high frequency are acquired from the typical double - loop inverter control diagram whether the frequency is in range of inverter bandwidth or not. This paper illustrates that the DC equivalent circuit and the fundamental frequency equivalent circuit are relate to not only the control parameters, but also the main circuit parameters of inverter. But the high frequency equivalent circuit is only relates to the main circuit parameters of inverter. The equivalent circuit of parallel inverters is acquired from the single inverter equivalent circuit and the circulating current of parallel system is given in condition of different frequency. The simulation proves the correctness of proposed equivalent circuits.

**Keywords:** inverter; parallel operation; output impedance; equivalent circuit; circulating current

(责任编辑:沈建新;校对:张英健)