

一种逆变电源带非线性负载的输出谐波抑制方法

曾明高, 袁 芳, 赵清良, 林超勇, 彭学标

(株洲中车时代电气股份有限公司 技术中心, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 车载逆变器, 如果其负载端存在非线性负载, 则会在逆变器输出端引入低次谐波, 影响逆变器的输出品质。研究通过控制的方法实现非线性负载下的谐波抑制, 并进行了仿真和试验, 确认了谐波抑制效果, 验证了研究方法的有效性。

关键词: 逆变器; 非线性负载; 谐波抑制

中图分类号: U264.3⁺72

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2017.02.100

A Harmonic Suppression Method for Nonlinear Load of Inverter Power Source

ZENG Minggao, YUAN Fang, ZHAO Qingliang, LIN Chaoyong, PENG Xuebiao

(Technology Center, Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: For on-board inverter, if there was a load of nonlinear load, the inverter output was introduced into the low harmonics, which would affect the output of the inverter. The control algorithm was studied to reduce these effects, and through the simulation and experiments, the harmonic suppression effect was confirmed.

Keywords: inverter; nonlinear load; harmonic suppression

0 引言

目前铁路车辆中辅助逆变器后端的负载种类多样, 存在大量非线性负载如 AC/DC 充电机负载, 变频空调负载等, 特别是采用 AC/DC/AC 变频器的变频空调的应用, 非线性负载占逆变器负载的比例将达到 90% 以上^[1-3]。非线性负载产生的非正弦电流给逆变器输出注入了大量的低次谐波, 大大增加了输出电压和电流的谐波含量, 严重污染了逆变器 AC 输出母线, 因而降低了逆变电源的输出品质, 并影响其他负载的正常运行。目前解决该问题的方法可以通过在非线性负载前端串入电感进行谐波抑制, 或者采用不同的变压器绕组把非线性负载和线性负载隔离开, 以减

小对其他负载的影响。本文研究在不改变主电路的情况下, 通过算法优化, 抑制输出电压谐波, 改善输出电压品质。

1 非线性负载分析

非线性负载分成两大类: 一类是瞬时突变的负载, 其特点是会产生瞬时大电流; 另一类是周期性的非线性负载, 产生的是周期性非正弦波电流的负载。不控整流桥装置负载为后一类, 将在逆变器输出电压产生谐波电压^[1,3]。

二极管不控整流电路, 其伏安特性呈现严重非线性。即使在输入标准正弦波电压的情况下, 负载电流中含有非常丰富的谐波。由于逆变电源的内阻都是不可忽略的, 谐波电流会在内阻上形成谐波压降, 特别是在辅助逆变电源供电的情况下, 由于输出滤波电感

的存在, 谐波电流会带来输出电压的畸变。甚至在一些严重情况下, 谐波电流引起的电压畸变, 会导致后端负载承受高的电压应力而发生损坏。

为此, 常见的解决措施是: ①在非线性负载的前端串入电感进行抑制; ②为非线性负载提供单独的变压二次侧绕组, 隔离非线性负载电流对逆变器输出电压的影响。这些措施无疑都会增加逆变电源的成本和体积。

2 不控整流负载电路

对于地铁辅助逆变器后端的非线性负载, 蓄电池充电机和变频空调为典型应用^[2, 4]。蓄电池充电机电路由两部分组成: 整流器以及高频 DC-DC 变换器。目前蓄电池充电机的整流部分为三相不控整流桥, 其电路如图 1 所示。

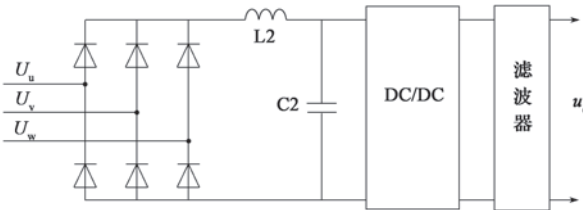


图1 充电机电路图

充电机电路拓扑为三相桥式整流和 IGBT 高频 DC/DC 的两级式结构。从辅助逆变器输出的稳定的三相 AC 380 V 输出电压输入到三相整流桥整流, 经过电抗器、电容器滤波后得到直流电压(中间直流环节电压)。中间直流环节电压经高频变换电路变换为矩形波电压, 经高频变压器进行隔离、降压后, 再经高频整流桥整流、电抗器电容器滤波后得到稳定的 DC 110 V 电源。

充电机前级整流电路等效电路图如图 2 所示。

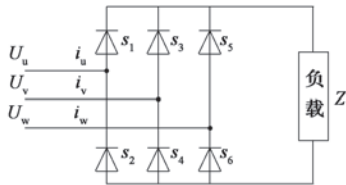


图2 整流电路等效电路图

令充电机的输入电压方程如下:

$$\left. \begin{aligned} u_u &= U_m \sin(\omega t) \\ u_v &= U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_w &= U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

图 2 中 \$s_1, s_2, \dots, s_6\$ 为二极管的开关函数, 上下管互补开通。表达式如下

$$S_n = \begin{cases} 1 & \pi/6 \leq \omega t \leq 5\pi/6 \\ 1 & 7\pi/6 \leq \omega t \leq 11\pi/6 \quad n=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (2)$$

三相整流桥产生的谐波主要是 \$6k \pm 1\$ 次, 并且各次谐波电流幅值与次数成反比^[1]。

$$\left. \begin{aligned} i_u &= a_1 \sin(\omega t) + a_5 \sin(5\omega t) + a_7 \sin(7\omega t) + \dots \\ i_v &= a_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + a_5 \sin(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + a_7 \sin(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ i_w &= a_1 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + a_5 \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + a_7 \sin(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

由式 (3) 可知, 非线性负载电流主要谐波成分是低次谐波。考虑到高次谐波的系数 \$a_n\$ 与次数成反比, 更高次的谐波可以忽略。主要谐波分布在 5 次、7 次上, 后续的措施也主要针对 5 次、7 次谐波进行抑制。

3 逆变电源电路

逆变电源主电路, 直流输入高压经直流滤波电抗器 (\$L_1\$)、直流滤波电容器 (\$C_1\$), 送至 IGBT 逆变器进行逆变后输出 PWM 波交流电压, 再经输出电感 (\$L\$) 电容 (\$C\$) 进行滤波, 得到低谐波含量的三相正弦电压, 输出三相交流电压。

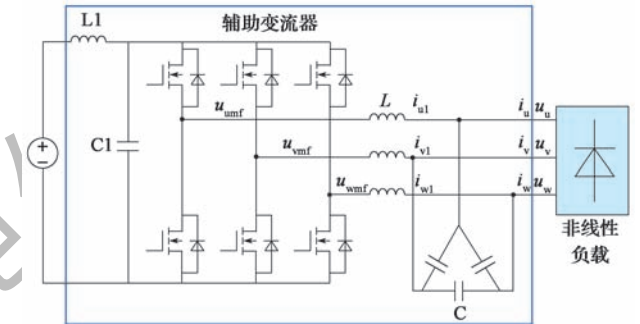


图3 主电路图

根据电路拓扑, 得出如下关系式:

$$\left. \begin{aligned} u_u &= u_{umf} - L \frac{di_{lu}}{dt} \\ u_v &= u_{vmf} - L \frac{di_{lv}}{dt} \\ u_w &= u_{wmf} - L \frac{di_{lw}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{lu} &= C \frac{du_u}{dt} + i_u \\ i_{lv} &= C \frac{du_v}{dt} + i_v \\ i_{lw} &= C \frac{du_w}{dt} + i_w \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

把式 (5) 代入式 (4) 得

$$\left. \begin{aligned} u_u &= u_{umf} - L \frac{di_u}{dt} - LC \frac{d^2 u_u}{dt^2} \\ u_v &= u_{vmf} - L \frac{di_v}{dt} - LC \frac{d^2 u_v}{dt^2} \\ u_w &= u_{wmf} - L \frac{di_w}{dt} - LC \frac{d^2 u_w}{dt^2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

考虑实际产品的电感值和电容值, $LC \frac{du_u^2}{dt}$ 的幅值数量级很小^[4]。作为影响的次要因素, 这里进行忽略, 等效关系式如下:

$$\left. \begin{aligned} u_u &= u_{umf} - L \frac{di_u}{dt} \\ u_v &= u_{vmf} - L \frac{di_v}{dt} \\ u_w &= u_{wmf} - L \frac{di_w}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

把式(3)代入式(7)可得

$$\left. \begin{aligned} u_u &= u_{umf} + b_5 \cos(5\omega t) + b_7 \cos(7\omega t) + \dots \\ u_v &= u_{vmf} + b_5 \cos(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + b_7 \cos(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ u_w &= u_{wmf} + b_5 \cos(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + b_7 \cos(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

由式(8)可以得出: 由于非线性负载的谐波电流和逆变器输出电感的原因, 导致了逆变器输出电压含有低次谐波。

在控制算法中, 引入低次谐波模型。

$$\left. \begin{aligned} u_{umf} &= c_1 \cos(\omega t) + c_5 \cos(5\omega t) + c_7 \cos(7\omega t) + \dots \\ u_{vmf} &= c_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + c_5 \cos(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + c_7 \cos(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ u_{wmf} &= c_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + c_5 \cos(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + c_7 \cos(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)得:

$$\left. \begin{aligned} u_u &= c_1 \cos(\omega t) + (b_5 + c_5) \cos(5\omega t) + (b_7 + c_7) \cos(7\omega t) + \dots \\ u_v &= c_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (b_5 + c_5) \cos(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (b_7 + c_7) \cos(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\ u_w &= c_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + (b_5 + c_5) \cos(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + (b_7 + c_7) \cos(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

通过PI控制, 当 $b_n + C_n = 0 (n=5, 7, \dots)$ 时, 电压输出谐波得到很好的消除。

4 算法控制原理

原有的输出闭环反馈控制框图, 如图4所示。

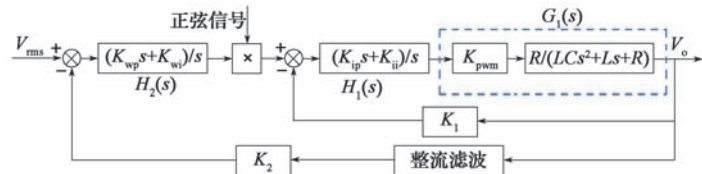


图4 控制原理图

输出电压有效值闭环反馈保证系统输出稳态精度, 电流瞬时值闭环反馈保证系统动态响应, 在带线性负载时系统稳定可靠。带非线性负载时无输出谐波抑制功能。

在控制器保证原系统的稳态精度和动态响应的同时, 引入低次谐波模型, 对脉宽进行调整, 消除周期性非线性负载引起的谐波。新控制算法框图如图5。

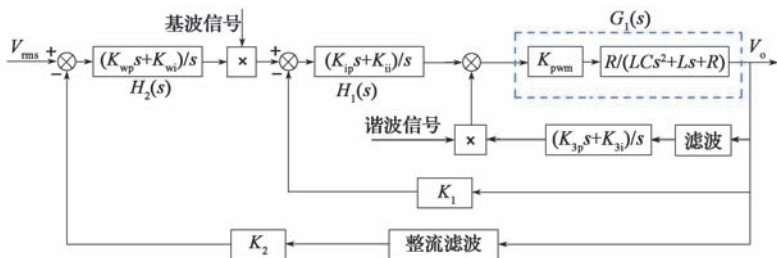


图5 控制原理图

算法中的脉冲补偿由实时计算得到, 对系统参数不同引起的不同谐波具有自动适应的特性, 在不同参数的主电路中可以通用。

5 仿真试验

搭建电路和控制仿真(图6), 分析控制算法的有效性。

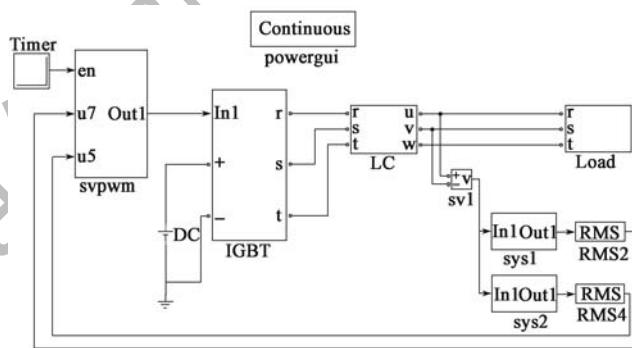


图6 电路和控制仿真

传统控制算法针对非线性负载(图7)产生的大量5次、7次谐波抑制效果不明显。

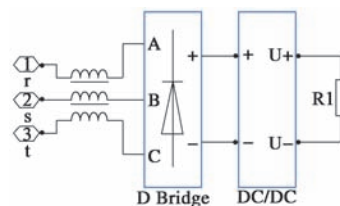


图7 非线性负载

其电压、电流波形如图8、图9所示。

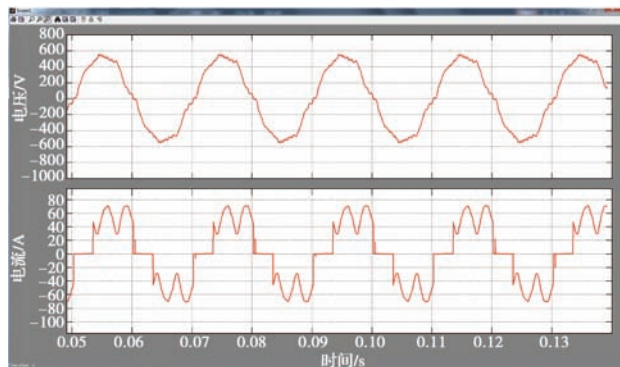


图8 带非线性负载电压、电流波形

采用本文控制算法, 通过抑制低次谐波, 输出电压波形的5次、7次谐波得到明显的改善, 其仿真波形如图10、图11所示。

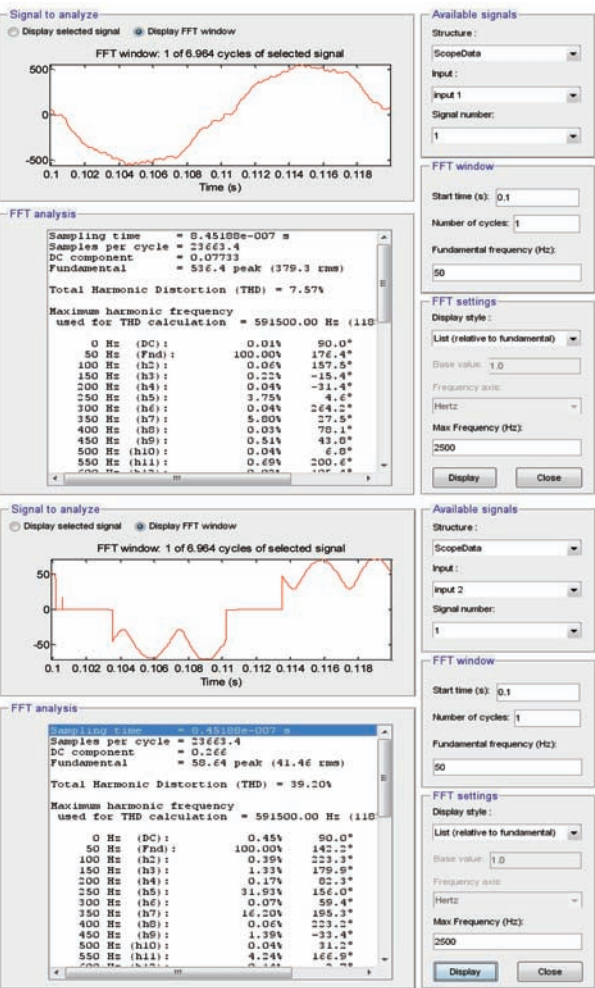


图 9 输出电压、输出电流谐波

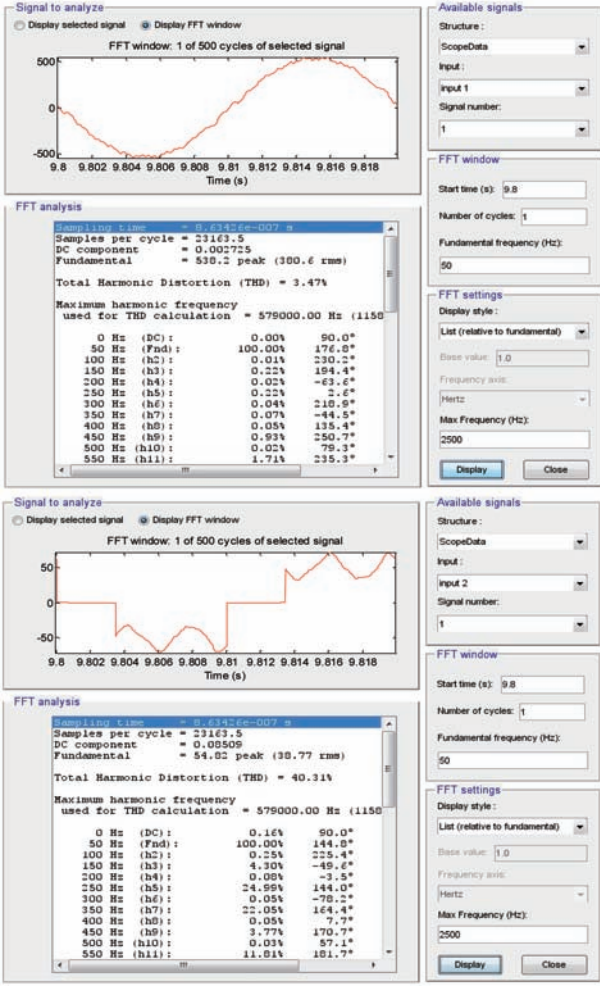


图 11 采用谐波抑制程序后的输出电压、输出电流谐波

电机非线性负载对逆变器输出电压的影响。

6 结语

针对地铁辅助逆变器后端不控整流桥负载引入的低次谐波进行分析研究, 提出了一种基于谐波注入模型, 消除输出电压谐波的控制算法。本算法对变流器的基波控制不造成影响, 且系统有效性不依赖具体的系统模型, 适应范围广, 具有非常好的工程实用价值。通过 Matlab 软件仿真, 验证了算法的可行性, 并在实际产品中得到应用, 控制效果理想。

参考文献:

[1] 王兆安, 杨君. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
[2] 赵清良. 城轨地铁车辆辅助电源系统研究与发展 [J]. 机车电传动, 2012(1): 52-57.
[3] Lewis L R, Cho B H, Lee F C, et al. Modeling, analysis and design of distributed power systems [C] //PESC'89 Record, 20th Annual IEEE. Milwaukee, Wis, USA: IEEE, 1989: 152-159.
[4] 陈敏. 非线性负载条件下的逆变器特性研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2006.

作者简介: 曾明高 (1980-), 男, 高级工程师, 现从事轨道交通车辆辅助变流器控制研发工作。

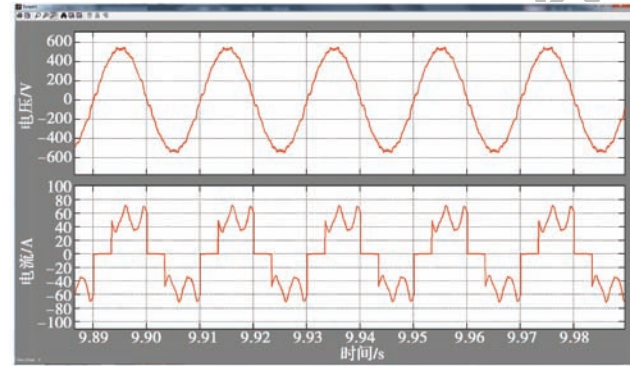


图 10 采用谐波抑制程序后的非线性负载电压、电流波形

从仿真数据可以看到, 非线性负载的负载电流含有大量的 5 次、7 次谐波, 对逆变电源的输出电压造成很大影响, 这与前面分析吻合。采用本文谐波抑制算法后, 输出电压中的低次谐波得到明显抑制, 电压波形畸变得得到显著改善。

将本控制算法应用到地铁辅助变流器中, 当非线性负载为 25 kW 充电机时试验数据见表 1。

试验表明, 采用谐波抑制算法能够基本消除充

表 1 逆变器带充电机负载谐波含量 %

谐波次数	逆变器空载	带 25 kW 充电机	带 25 kW 充电机并增加谐波抑制
总谐波	2.6	4.8	2.7
5 次	0.2	2.5	0.4
7 次	0.5	0.4	0.3