

BOOST PFC 双闭环反馈设计

杨汶，朱月，高帅帅

开关电源的广泛应用，产生了大量的谐波分量，影响供电质量，而功率因数校正（PFC）能够有效的提高功率因数。本文以单相 BOOST PFC 电路为例，就电路原理分析，小信号模型的建立，控制器参数设计和改善功率因数等方面展开了研究。再使用 sisotool 工具获取内外环控制器参数后，用 PSIM 软件仿真实验验证了 BOOST PFC 电路在负载突变、外部干扰的方面有很强的自平衡能力，并且使功率因数保持在 0.95 以上。

关键词—BOOST PFC，sisotool，PSIM 仿真，单相桥式不可控整流电路，平均状态方程，双闭环反馈

I. 引言

在快速发展的电力电子系统中，开关电源的广泛应用，会产生大量的谐波分量，给电力网带来了波形畸变、功率因素降低等多种问题，其直接关系到电力传输的能量损耗和经济浪费。功率因素校正技术因为其可以有效减少谐波分量、提升功率因素而得到人们的认可。其中升压型功率因素校正 (Boost PFC) 技术更是得到了大家的广泛应用。

II. BOOST PFC 双闭环电路原理

BOOST PFC 双闭环电路由全桥电路、BOOST 电路以及控制电路构成，如图 1所示。交流电源通过整流电路变换成符合 BOOST 电路的直流输入电压，BOOST 电路将输入电压变成更高的电压输出，控制电路调节 IGBT 的导通控制输出电压的值，并让输入电流与输入电压同相位，获得良好的功率因数。

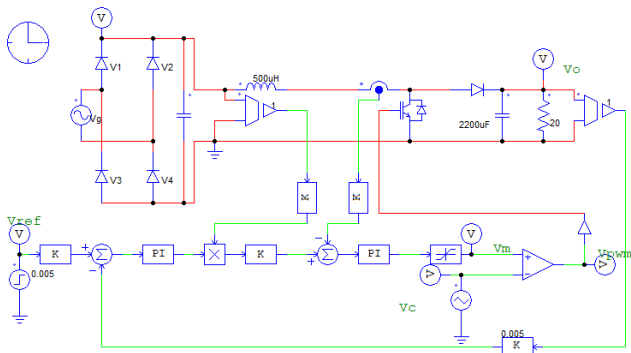


图 1: BOOST PFC 电路

A. 全桥电路

因为电流源是 220V 的交流电源，而 BOOST 变换器需要的是直流电压输入，因此我们需要添加一个整流

电路，使交流电压变成直流电压，同时增加一个滤波电容滤除开关纹波。其电路和输出电压波形分别如图 2、3所示

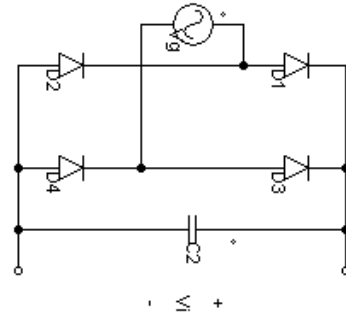


图 2: 单相桥式不可控整流电路

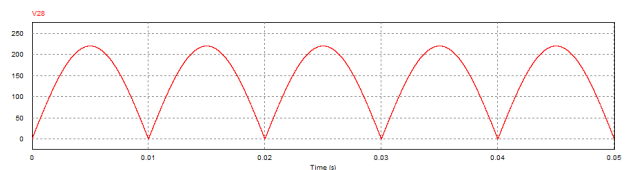


图 3: 整流电路输出波形

整流电路输出的平均电压为：

$$V_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_g \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_g \quad (1)$$

B. BOOST 电路

输入电压通过 BOOST 电路变换成电压更高的直流电压。当开关管 IGBT 导通时，电源给电感 $L1$ 充电，电容 $C1$ 维持负载 R 的电压；当开关管 IGBT 关闭时，电源和电感 $L1$ 一起向负载供电，从而使输出电压高于

输入电压。因此根据伏秒平衡，一个周期内 BOOST 电路的输入电压 V_i 和输出电压 V_o 相等，即

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2)$$

同时根据上式易推得电感电流 I 的关系式：

$$I = \frac{V_i}{D^2 R} \quad (3)$$

其中 R 为负载。

C. 控制电路

1) 电流内环

控制电路对电感电流进行采样，并与参考电流做差获得误差电流 $\hat{e}_i(s)$ ，经过控制器的调节后，再与调制载波比较获得 PWM 波，控制 IGBT 的导通时长，从而使输入电流和输入电压同相位，其控制框图如 4 所示。

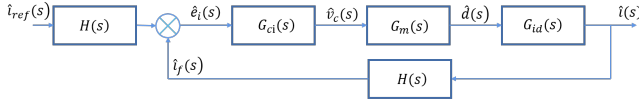


图 4: 电流内环控制框图

2) 电压外环

控制电路对输出电压进行采样，通过负反馈的形式使输出电压跟踪参考电压，由于电压外环的截止频率远小于电流内环的截止频率，因此可以将内环增益近似看作单位 1，其控制框图如 5 所示。

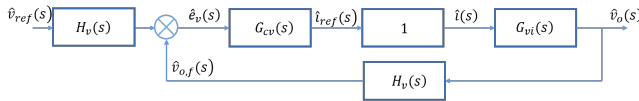


图 5: 电压外环控制框图

3) 功率因数校正装置

由于开关管等原因，仅靠电流内环很难使输入电流和电压的相位接近，因此需要增加一个功率因数校正装置，使输入电流尽可能相同与输入电压保持相同。对 boost 电路中的输入电压进行采样得到 PFC 的输入电压 u_s ，输入电压除去电压峰值 $\sqrt{2}u_g$ 后获得与 u_s 相位相同幅值为 1 的波形，再与电压环的输出相乘即可使输入电流和输入电压相位接近^{[1][2]}。

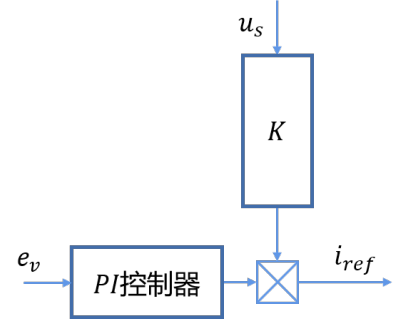


图 6: 功率因数校正装置

III. BOOST PFC 数学模型

我们通过平均状态方程法来建立 BOOST 变化器小信号模型，从而推出电流内环和电压外环的被控变换器对象传递函数。

A. 建立平均状态方程

1) 瞬时状态方程的建立

开关导通：

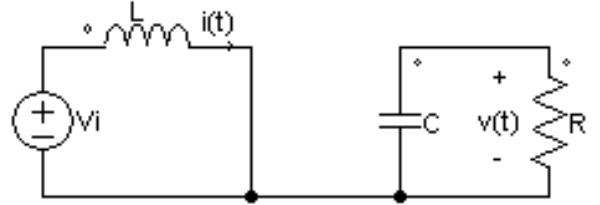


图 7: 开关导通时的等效电路图

$$\begin{cases} L \frac{di(t)}{dt} = v_i(t) \\ C \frac{dv(t)}{dt} = -\frac{v(t)}{R} \end{cases} \quad (4)$$

开关断开：

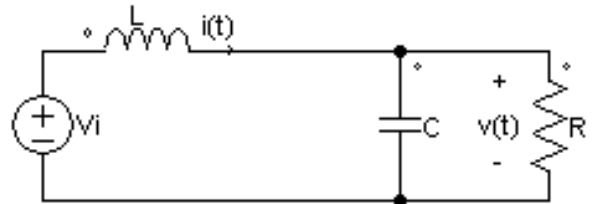


图 8: 开关断开时的等效电路图

$$\begin{cases} L \frac{di(t)}{dt} = v_i(t) - v(t) \\ C \frac{dv(t)}{dt} = i(t) - \frac{v(t)}{R} \end{cases} \quad (5)$$

2) 平均状态方程的建立

利用开关平均算子概念建立平均状态方程

$$\begin{cases} L \frac{d\langle i(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_i(t) \rangle_{T_s} - (1 - d(t)) \langle v(t) \rangle_{T_s} \\ C \frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} - (1 - d(t)) \langle i(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (6)$$

B. 小信号扰动注入

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = \hat{v}_i(t) - \hat{v}(t) + [V\hat{d}(t) + D\hat{v}(t)] \\ C \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = \hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} - [I\hat{d}(t) + D\hat{i}(t)] \end{cases} \quad (7)$$

C. 拉氏变换

$$\begin{cases} sLi(s) = v_i(s) - v(s) + Vd(s) + Dv(s) \\ sCv(s) = i(s) - \frac{v(s)}{R} - Id(s) - Di(s) \end{cases} \quad (8)$$

D. 内外环传递函数推导

消去 $v(s)$ 且另 $v_i(s) = 0$

$$G_{id} = \left. \frac{i(s)}{d(s)} \right|_{v_i(s)=0} = \frac{sCRV + V + RID'}{s^2CRL + sL + RD'^2} \quad (9)$$

消去 $d(s)$ 且另 $v_i(s) = 0$

$$G_{vi} = \left. \frac{v_o(s)}{i(s)} \right|_{v_i(s)=0} = \frac{-sIRL + VRD'}{VRCs + V + IRD'} \quad (10)$$

IV. 内外环控制器参数设计

A. 内环控制器参数设计

我们借助 sisotool 来设计内外环控制器的参数, 在满足相位裕度 $PM \geq 45 \text{ deg}$ 、幅值裕度 $AM \geq 10 \text{ dB}$ 、内环截止频率 $f_{ci} \in (f_{sw}/10, f_{sw}/5)$ 的前提下。获得此时的内环控制器为:

$$G_{ci} = \frac{0.24(s + 62)}{s} \quad (11)$$

由图 4 和式 (9) 可知原始内环开环增益:

$$\begin{aligned} \Phi_{i1} &= H(s)G_m(s)G_{id}(s) \\ &= 0.2 \frac{sCRV_o + V_o + RID'}{s^2CRL + sL + RD'^2} \end{aligned} \quad (12)$$

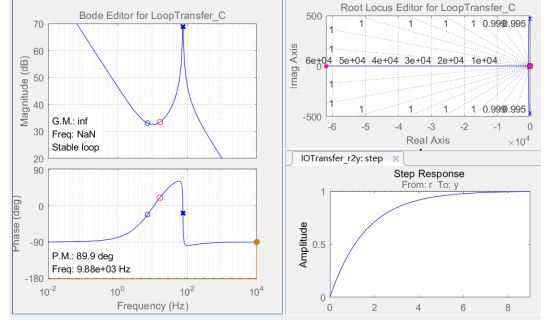


图 9: 内环伯德图

改造后的内环开环增益:

$$\begin{aligned} \Phi_{i2} &= H(s)G_{ci}(s)G_m(s)G_{id}(s) \\ &= 0.2 \frac{sCRV_o + V_o + RID'}{s^2CRL + sL + RD'^2} \cdot \frac{0.38(s + 100)}{s} \end{aligned} \quad (13)$$

改造后的内环闭环增益:

$$\begin{aligned} \Phi_{i3} &= \frac{H(s)G_{ci}(s)G_m(s)G_{id}(s)}{1 + H(s)G_{ci}(s)G_m(s)G_{id}(s)} \\ &= \frac{0.2G_{ci}(s)G_{id}(s)}{1 + 0.2G_{ci}(s)G_{id}(s)} \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $G_{ci}(s), G_{id}(s)$ 见式 (9) 和 (11)。

B. 外环控制器参数设计

同样在满足外环截止频率 $f_{cv} \leq f_{ci}/10$ 、相位裕度 $PM \geq 45 \text{ deg}$ 、幅值裕度 $AM \geq 10 \text{ dB}$ 的条件下, 获得外环控制器参数:

$$G_{cv} = \frac{63(s + 83)}{s} \quad (15)$$

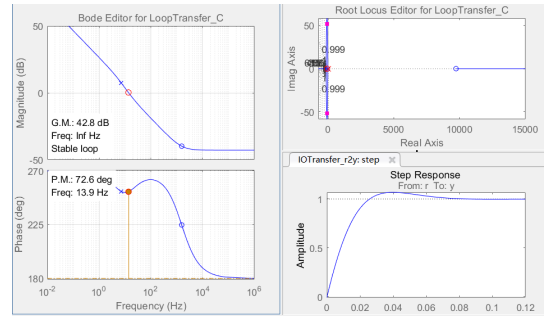


图 10: 外环伯德图

由图 5 和式 (10) 可知

原始外环开环增益:

$$\begin{aligned} \Phi_{v1} &= H_v(s)G_{vi}(s) \\ &= 0.005 \cdot \frac{-sIRL + V_oRD'}{V_oRCs + V_o + IRD'} \end{aligned} \quad (16)$$

改造后的外环开环增益:

$$\begin{aligned}\Phi_{v2} &= H_v(s)G_{cv}(s)G_{vi}(s) \\ &= 0.005 \cdot \frac{63(s+83)}{s} \cdot \frac{-sIRL + V_oRD'}{V_oRCs + V_o + IRD'}\end{aligned}\quad (17)$$

改造后的外环闭环增益:

$$\begin{aligned}\Phi_{v3} &= \frac{H_v(s)G_{cv}(s)G_{vi}(s)}{1 + H_v(s)G_{cv}(s)G_{vi}(s)} \\ &= \frac{0.005G_{cv}(s)G_{vi}(s)}{1 + 0.005G_{cv}(s)G_{vi}(s)}\end{aligned}\quad (18)$$

其中 $G_{cv}(s), G_{vi}(s)$ 见式 (10) 和 (15)

V. PSIM 仿真

将上面所求得的控制变换器得参数放入 PI 控制器后仿真可得满载、半载、10% 负载情况下的输出电压曲线和 PF 值。

A. 满载

满载情况下的 PF 为 0.999, 输出电压曲线和输入电流、电压曲线如下图所示。发现输出电压未超调, 在 0.1 秒左右就稳定在 400V, 稳定后的电压波动在 5% 范围内。

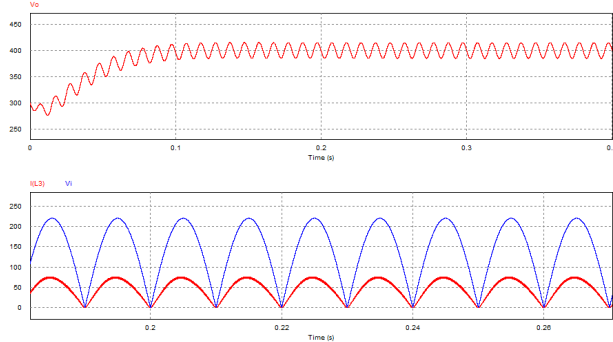


图 11: 满载下的各曲线

B. 半载

半载情况下的 PF 为 0.997, 输出电压曲线和输入电流、电压曲线如下图所示。发现输出电压略微超调, 在 0.15 秒左右稳定在 400V, 稳定后的电压波动在 5% 范围内。

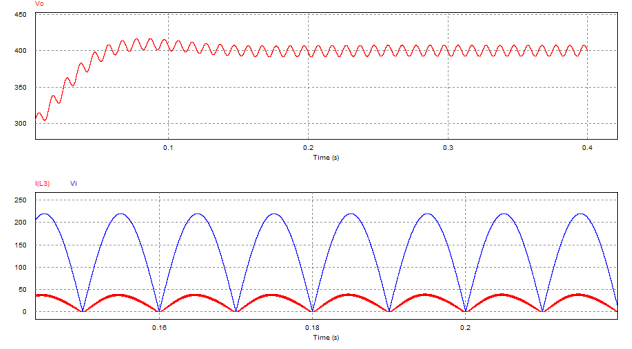


图 12: 半载下的各曲线

C. 10% 负载

10% 负载情况下的 PF 为 0.962, 输出电压曲线和输入电流、电压曲线如下图所示。发现输出电压有较大超调, 但超调量在 8% 范围内, 在可接受范围内。在 0.2 秒左右稳定在 400V, 稳定后的电压波动在 2% 范围内。

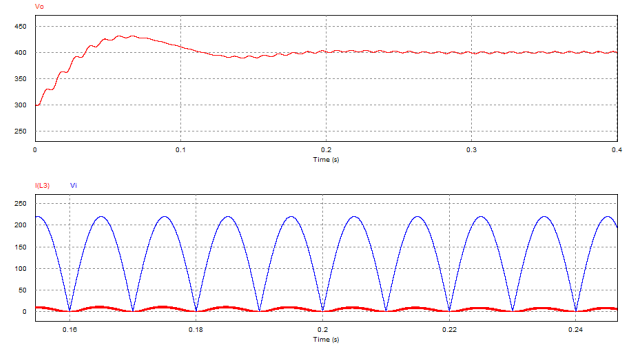


图 13: 10% 负载下的各曲线

D. 负载突变

负载从 10% 负载突变到半载后再突变到满载的曲线如下图所示。发现负载有较大突变后, 系统仍能快速稳定的维持在 400V。

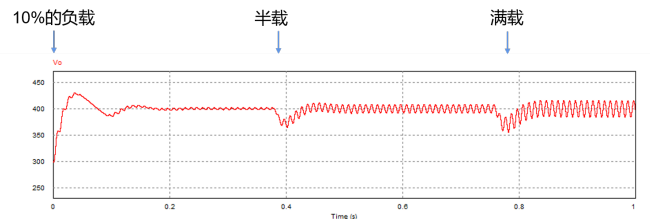


图 14: 负载突变

参考文献

- [1] 楚冰清, 郭琳.Boost 型 APFC 电路的双闭环控制研究 [J]. 微型电脑应用,2019,35(12):45-47.
- [2] 马晓露, 薛亚彬. 双闭环 PI 控制 Boost PFC 电路的仿真研究 [J]. 电子世界,2018(01):147+149.