

一种新的基于 DSP 的数字功率因数校正控制策略

郭丽娜, 陈星弼, 许维胜, 余有灵

(同济大学 电子信息与工程学院, 上海 200092)

摘要: 提出一种新的数字功率因数校正控制策略。其采用两环控制模式, 电流环采用预测的无差拍控制(PDB)技术, 可提高输出带宽; 电压前馈及电压反馈环则通过隔周期采样电感电流, 从功率变换中电感电流与电压的转换关系, 得到需要的输入、输出信息来实现前馈及反馈补偿的功能。

关键词: 数字功率因数校正 预测的无差拍控制技术 隔周期采样 电压前馈补偿

在开关变换器的功率因数校正(PFC)控制器中, 电流连续导通模式(CCM)的模拟实现方法以简易、调节速度快、成本低的特点得到广泛应用。随着数字信号处理器(DSP)速度的提高和价格的下降, 基于 DSP 的数字功率因数校正 DPFC (Digital Power Factor Correction) 实现方法的研究越来越多。数字实现方法相比模拟实现方法有以下一些优点: (1) 可实现较复杂的算法, 可与其他控制器兼容, 扩展性强; (2) 较强的抗干扰能力; (3) 对器件参数及环境变量的非线性变化不敏感。但由于 DSP 处理速度以及 A/D 转换等各种延迟时间的影响, DPFC 的工作带宽仍有一定的限制。若常用的 CCM 控制模式用 40MHz 的 DSP 来实现, 则控制器输出工作频率可达到 20kHz~50kHz。较低的工作频率无法进一步降低电感值, 因而降低了高频工作下的开关电源所具有的优势。

预测技术以及无差拍控制技术 DBC (Dead Beat Control) 在 DPFC 中的应用^[6], 可提高 DPFC 的工作带宽, 其基本控制思想是基于预测, 而不是反馈。DBC 是一种全数字化的控制技术, 它将输出参数波形等间隔地划分为若干个取样周期, 根据电路在每一取样周期的起始值, 预测某电路变量在取样周期末尾时的值, 并调整每一取样周期内方波脉冲的宽度, 使预测值与参考值一致, 就能得到需要的控制输出。其优点是动态响应快, 易于用计算机执行。但无差拍控制对系统参数依赖性较大, 其控制精度依赖于系统模型的准确度。文献[7]中基于 PDB 算法加入了输入电压前馈补偿及输出电压反馈, 但需加入两个 A/D 转换器, 这使电路实现的复杂性增加。本文提出一种新的 DPFC 的控制策略, 只对电感电流隔周期采样, 得到输入电压 V_{in} 及输出电压 V_o 的估算值, 用于调节预测算法中的参考值, 实现输入电压前馈补偿和输出电压调整的功能。电流环则采用 PDB 控制技术实现, 可提高工作带宽。

1 PDB 控制技术

传统的 APFC 模拟实现方法通过采样电流和电压信

号得到反馈信号, 调节输出 PWM 占空比, 可以工作于很高的工作频率, 其工作频率的限制主要来自于器件的开启和关断时间。而对于 DPFC 实现方法, 反馈信号的采样、A/D 转换、计算处理等需要占用很长时间, 且占空比只能在下一个周期开始更新。这样 DPFC 有两个缺点, 一个是反馈信号有延迟, 不能及时对输出进行调节; 另一个是限制了 PWM 输出带宽。

PDB 技术是提高 DPFC 工作带宽的一种常用方法。PDB 电感电流谷值控制的基本思想是根据前一个周期的信息以及已知参考值进行预测得到输出占空比, 无需电流反馈, 因此电流环可工作于很高的频率。下面简单介绍其工作原理。

对于 Boost 型结构变换器, 设第 k 个周期由 $(k-1)T_s$ 开始到 kT_s 结束, 占空比为 d_k , kT_s 时刻的电感电流为 $i_L(k)$ 。 $i_L(k)$ 可由上个周期的电感电流 $i_L(k-1)$ 及输入输出电压表示为:

$$\begin{aligned} i_L(k) &= i_L(k-1) + \frac{V_{in}(k)}{L} dT_s + \frac{V_{in}(k) - V_o}{L} (1-d_k)T_s \\ &= i_L(k-1) + \frac{V_{in}(k)}{L} T_s - \frac{V_o}{L} d'_k T_s \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} i_L(k+2) &= i_L(k-1) + \frac{V_{in}(k) + V_{in}(k+1) + V_{in}(k+2)}{L} T_s \\ &\quad - 2\frac{V_o}{L} d'_k T_s - \frac{V_o}{L} d'_{k+2} T_s \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} i_L(k+m) &= i_L(k-1) + (m+1)\frac{\overline{V_{in}}}{L} T_s \\ &\quad - m\frac{V_o}{L} d'_k T_s - \frac{V_o}{L} d'_{k+m} T_s \end{aligned} \quad (3)$$

$$d_{k+m} = \frac{L}{T_s V_o} [i_{ref}(k) - i_L(k-1)] - (m+1)\frac{\overline{V_{in}} - V_o}{V_o} - md_k \quad (4)$$

如图 1 所示, 若占空比 d_k 每两个周期更新一次, 则可由式(1)得到第二个周期电感电流为式(2); 若将其推广到 $(k+m)$ 个周期, 则电感电流由式(3)得到; 若在第 $k+m$ 周期的终值等于设置的电流参考值, 即 $i_L(k+m) = i_{ref}(k)$,

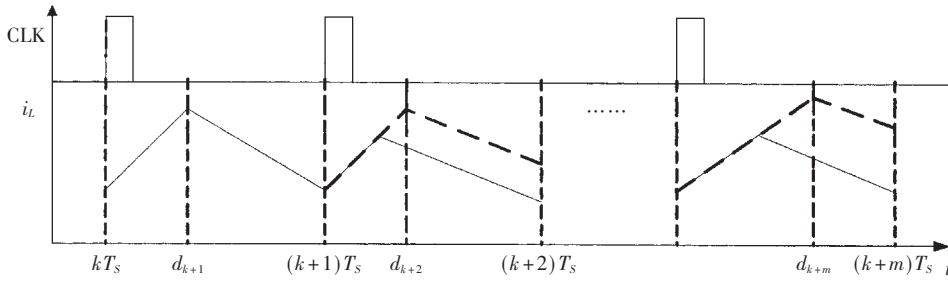


图1 PDB方法计算占空比

则由式(3)可得到占空比为式(4)。其中, $\overline{V_{in}}$ 为第 k 个周期到 $k+m$ 个周期的 V_{in} 的均值

$$\overline{V_{in}} = \frac{\sum_{n=kT_s}^{(k+m)T_s} V_{in}(n)}{m} \quad (5)$$

其中:

$$V_{in}(n) = |A \sin \omega_n t_n| \quad t_n = 0, T_s, 2T_s, \dots, nT_s \quad (6)$$

由式(4)可知,占空比可由目标参考值以及前面已知的信息进行推测,使当前周期电感电流的谷值与目标值相等,但该算法的准确度依赖于结构模型的准确度。文献[7]在模型中加入了电感电阻 R_L 、输出二极管电压 V_D 、输出电压纹波 V_{ripple} 、功率器件导通电阻 R_m 等器件寄生参数,使预测占空比的调节更接近理想情况。

2 新 DPFC 实现方法的工作原理

以上分析的 PDB 算法,其占空比不依赖于瞬态工作点,电压信息可由内部设定或加入前馈电压补偿以进行功率调节,从而使 DPFC 工作在很宽的输入电压范围。输入电压前馈以及输出电压反馈组成的电压环虽不要求很高的采样和处理速度,但仍需要两组 A/D 转换器^[7],占用资源。本文提出一种新的方法,只通过检测电感电流和隔周期采样,再进行 A/D 转换,便可得到 V_{in} 、 V_o 的电压信息。

2.1 V_{in} 、 V_o 信息提取的方法

假设 PWM 工作于很高的频率 ($f_s = 100\text{kHz}$),且输出电容很大,则可假设相邻两个周期 V_{in} 相等、 V_o 相等。图 2 为电感电流工作在稳态下的示意图。 t_1 和 t_2 为第一个周期的采样点,分别用于计算输入电压 V_{in} 和输出电压

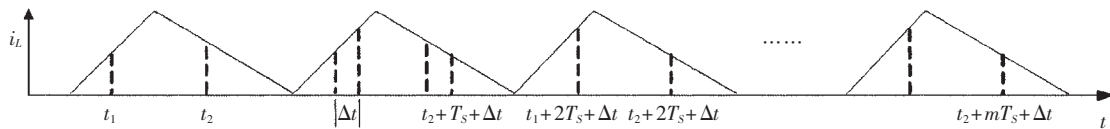


图2 电感电流工作于稳态下的示意图

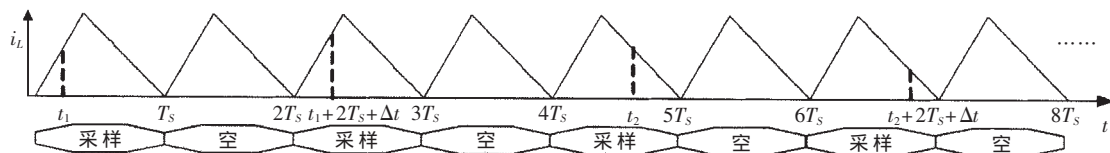


图3 电感电流隔周期采样方法

压 V_o 。设采样时间为 $t_{sam} = 1\mu\text{s}$,则第二个周期采样点为 $t_1 + T_s + \Delta t$, Δt 可根据 A/D 转换器的分辨率决定,且 $\Delta t \geq t_{sam}$;第二个周期的另一个采样点为 $t_2 + T_s + \Delta t$,依此类推。根据两个周期的采样值,可得到 V_{in} 、 V_o 分别为:

$$V_{in1} = L \frac{i_L(t_1 + T_s + \Delta t) - i_L(t_1)}{\Delta t} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_o &= V_{in1} - L \frac{i_L(t_2 + T_s + \Delta t) - i_L(t_2)}{\Delta t} \\ &= \frac{L}{\Delta t} \{ [i_L(t_1 + T_s + \Delta t) - i_L(t_2 + T_s + \Delta t)] - [i_L(t_1) - i_L(t_2)] \} \quad (8) \end{aligned}$$

以上每两个周期得到一个 V_{in} 、 V_o 的近似值,电压的采样频率为 50kHz ,远超过电压环的带宽要求,但对电流采样的要求过高,为 200kHz 。下面以此为基础介绍一种得到 V_{in} 、 V_o 信息的实用方法。

图 3 为该方法的采样示意图,对于电感电流采样得到的 V_{in} 信息,可在第 1 个周期的 t_1 时刻和第 3 个周期的 $t_1 + 2T_s + \Delta t$ 时刻进行采样,得到 V_{in} 近似值,再在第 5 个周期根据前面得到的 V_{in} 近似值 V_{in1} 由式(6)进行线性外推,得到 V_{in2} ;对于 V_o 的计算,可在第 5 个周期的 t_2 时刻以及第 7 个周期 $t_2 + 2T_s + \Delta t$ 时刻对电感电流进行采样,则 V_o 为:

$$V_o = V_{in2} - L \frac{i_L(t_2 + T_s + \Delta t) - i_L(t_2)}{\Delta t} \quad (9)$$

以后从第 9 个周期循环,重新采样并计算 V_{in} 、 V_o 的值。

若每 40 个周期对电压取一次均值,则电压信息的更新频率为 2.5kHz ,完全满足电压环的带宽要求 ($5\text{Hz} \sim 20\text{Hz}$)。由于 V_{in} 的频率为 100Hz ,用在每个周期内可得到的 V_{in} 均值,与内置的正弦波查找表相比较,在 V_{in} 过零时更新查找表幅值,达到电压前馈补偿的目的。

2.2 采样点的选取

下面分析采样时刻 t_1 及 t_2 应选取何种条件,才会减少由于开关动作噪声的存在而引起的控制误差。设开关动作引起的噪声时间为 t_{osc} ,则 t_1 和 t_2 应满足:

$$\begin{cases} t_{osc} < t_1 < dT_s \\ dT_s < t_2 < T_s - t_{osc} \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)知, dT_s 要大于噪声时间, 但是在 V_{in} 较高、负载较轻时, 占空比非常小, 此时可采用文献[8]中的方法, 用另一个符合条件的采样点 t_1' 时刻的值推算需要的 t_1 时刻的值。同理在占空比很大时, 用另一个采样点 t_2' 的值推算 t_2 的值, 以此避开由于采样开关动作引入噪声而造成的误差。

2.3 DPFC 算法实现

由以上分析的 V_{in} 、 V_o 信息提取方法与 PDB 算法相结合, 可实现有前馈补偿以及很宽工作范围的 DPFC。

图 4 为 DPFC 控制器电路结构框图, 采样电感电流经 A/D 转换后, 得到 V_{in} 、 V_o 信息, V_{in} 信息每 100Hz 更新内置的正弦波查找表。 V_o 信息与 V_{ref} 相比较得到的误差电压调节电流参考 i_{ref} 的幅值, 再通过 PDB 算法, 求出占空比 d 值, 达到功率因数校正的目标。

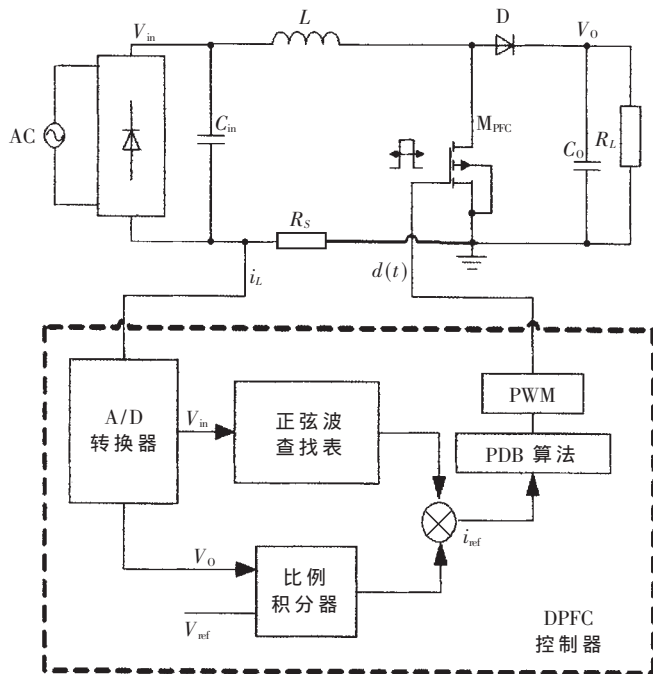


图 4 简化的 DPFC 控制器电路实现框图

软件算法如图 5 所示, 初始参数的设置及更新由 i_L 采样、A/D 转换及 V_{in} 、 V_o 的推导算法决定, 更新频率可与电压环的带宽要求一致。因此, 对 A/D 变换器的速度要求不高, 整个算法的实现可分为: (1) i_L 采样; (2) A/D 转换; (3) 计算 V_{in} ; (4) 外推 V_{in} ; (5) 计算 V_o ; (6) 输出电压反馈的 PI 环节; (7) 更新初始参数; (8) PDB 计算 d ; (9) PWM 输出。而以上消耗的时间主要来自于 A/D 转换、PDB 计算两个部分。

DPFC 控制器可实现复杂算法且有较高的稳定性, 尤其是随着 IC 的发展, 其成本有所降低, 应用也随之增加。但由于算法实现及运算过程带来的延迟而使其工作带宽受到限制。PDB 技术在 DPFC 中的应用可大大

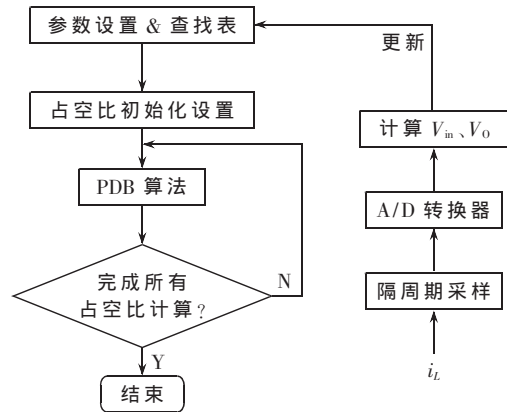


图 5 基于 PDB 的 DPFC 算法实现示意图

提高其工作带宽。本文提出的控制策略基于 PDB 控制算法, 由电感电流的变化得到输入及输出信息, 从而可进行输入前馈补偿及输出电压的调节。应用此方法节约了 DSP 资源, 且电路实现简便, 可工作于很宽的输入电压范围。该方法亦可进一步推广于其他开关功率变换器中。

参考文献

- [1] GARCIA O, COBOS J A. Single phase power factor correction: A survey. IEEE Trans on Power Electronics, 2003, 18(3)
- [2] LAI Zh R, SMEDLEY K M. A family of power-factor-correction controllers. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC'97 Conference Proceedings 1997.
- [3] BIBIAN S, JIN H. High performance predictive dead-beat digital controller for DC power supplies. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001.
- [4] BIBIAN S, JIN H. Digital control with improved performance for boost power factor correction circuits. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001.
- [5] BIBIAN S, JIN H. Time delay compensation of digital control for DC switchmode power supplies using prediction techniques. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(5): 835-842
- [6] CHEN J Q, PRODIC A, ERICKSON R W et al. Predictive digital current programmed control. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 411-419
- [7] ZHANG W F, FENG G, LIU Y F et al. A digital power factor correction (PFC) control strategy optimized for DSP. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1474-1485
- [8] ZHOU J H, LU Zh, LIN Zh et al. Novel sampling algorithm for DSP controlled 2 kW PFC converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(2): 217-222

(收稿日期: 2006-08-26)