

一种三相中低功率系统谐波改善的新方案

Igor AN

Connected MCU Central FAE Shanghai

摘要

本文首先分别介绍了三相 APF (Active Power Filter 有源滤波器) 与三相 PFC (Power Factor Correction 功率因数校正) 系统的电路拓扑、工作原理、数字控制方法, 并对仿真波形、仿真数据进行分析, 结合新型高性能 C2000 系列芯片对 PFC 及 APF 的数字化实现展开分析, 进而对两种方案进行综合对比, 给出两种方案各自更具优势的应用领域, 指出: APF 不仅适用于大功率场景, 在中低功率的很多应用中, 相较同等级 PFC, 同样具有优势; 以及在不需直流侧升压的大部分应用中, 用 APF 代替 PFC 在保证性能不变的前提下, 功率部分节省成本最高可达 50%~70%, 并且实现自由扩容, 及减少产品平台从而达到降低生产环节成本的目的。

关键词: APF (Active Power Filter 有源滤波器) PFC (Power Factor Correction 功率因数校正) 三相系统 低成本 自由扩容

目录

1	前言.....	3
2	三相 PFC 及其控制	3
	2.1 三相 PFC 的数学模型	3
3	三相 APF 及其控制	5
	3.1 APF 原理.....	5
	3.2 APF 控制建模.....	5
	3.3 APF 控制回路设计.....	6
	3.4 高频谐波电流检测.....	6
	3.5 APF 仿真波形.....	7
4	C2000 系列微控制器.....	9
5	谐波改善 PFC 方案及 APF 方案对比.....	10
6	结论.....	11
	参考文献.....	12

配图

图 1.	三相 PFC 电路拓扑.....	3
图 2.	三相 PFC 控制回路框图.....	4
图 3.	三相 APF 控制原理链接示意图 (含采样点)	5
图 4.	三相 APF 控制回路框图.....	6
图 5.	瞬时高频电流检测法框图	7
图 6.	负载电流仿真波形	8
图 7.	电网侧电流仿真波形	8
图 8.	APF 电流仿真波形.....	8
图 9.	TMS320F28004x 框图	9
图 10.	TMU 加速下 Park 变换运算汇编程序示例	10

表格

表 1,	TMS320F28004x TMU 性能列表	10
表 2,	PFC 方案与 APF 方案在改善谐波应用中优劣对比	11

1 前言

谐波性能指标一直是电力电子产品必须要满足的一项技术指标。但各个国家和地区，对于产品谐波的标准要求各有不同，如，欧盟、北美一般采用 IEC 标准，中国大陆地区采用的是 GB 国标标准。由于这些标准的不同，使得销售到不同地区的同一款产品需要分别满足不同的谐波标准，使得产品生产厂商必须同时维护数量众多的产品平台，为产品平台维护造成困难，给产品成熟度及生产成本带来了困难及挑战。

传统的改善三相系统输入端谐波方案一般是配备三相功率因数校正模块（PFC）[2]，但此种方案需要使 PFC 模块的功率等级与后端与负载相关的其他模块相同，不但成本较高且需要根据不同功率等级设计不同 PFC 方案，增加了产品平台数量，虽然就单一项目而言，单就成本而言可能有着一定优势，但综合全系列平台而言，由于平台数量众多，相互之间的可继承性不高，以致大大增加了生产和维护的复杂度和流程成本。同时，由于 PFC 模块与后端负载的串联关系，此种方案降低了系统的可靠度[5]。

针对上述弊端，本文讨论了利用有源滤波器模块（APF）[1]取代 PFC 的可行性及两者优缺点对比。从而得出，在无需 Dc 侧升压的应用情况下，用 APF 取代 PFC，无论在降低成本，缩减产品平台，还是提高产品稳定性方面都是十分具有竞争力和优势的。

2 三相 PFC 及其控制

2.1 三相 PFC 的数学模型

实现三相功率因数校正功能的电路拓扑有很多，也有着各自不同的优缺点，本文选择应用较广的三相六管半桥式两电平功率拓扑作为研究对象[2]。其电路拓扑图如图 1 所示。

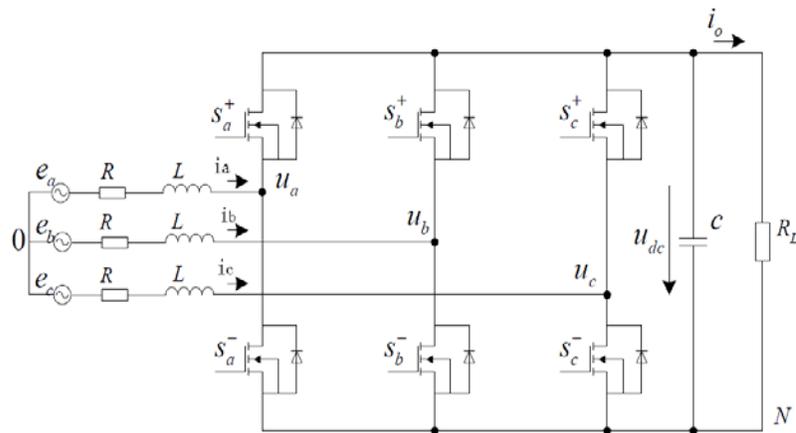


图 1. 三相 PFC 电路拓扑

PFC 的控制目标为，维持母线电压 (u_{dc}) 恒定，同时使得输入电流 (i_a , i_b , i_c) 与输入电压 (e_a , e_b , e_c) 同相，且 THD 达标。为了达到此控制目标，需要找到占空比变量 (d_a , d_b , d_c) 与输入电流及母线电压的数学关系。

参考图 1 所示及相关变量标识，对系统在 ABC 象限中建模如方程 (1) 所示。

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - \frac{u_{dc}}{3} (2d_a - d_b - d_c) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - \frac{u_{dc}}{3} (2d_b - d_a - d_c) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - \frac{u_{dc}}{3} (2d_c - d_a - d_b) \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (i_a d_a + i_b d_b + i_c d_c) - \frac{u_{dc}}{R} \end{cases} \quad (1)$$

其中，L 为电感值，C 为电容值；

经 Clark 和 Park 变换得到的 dq 象限模型如方程 (2) 所示，

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - u_{dc} d_d + L\omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - u_{dc} d_q - L\omega i_d \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d d_d + i_q d_q) - \frac{u_{dc}}{R} \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)关系式，可得到三相 PFC 在 dq 坐标系下的控制框图，如图 2 所示，经上述步骤，三相 PFC 的标准控制环路得以建立。

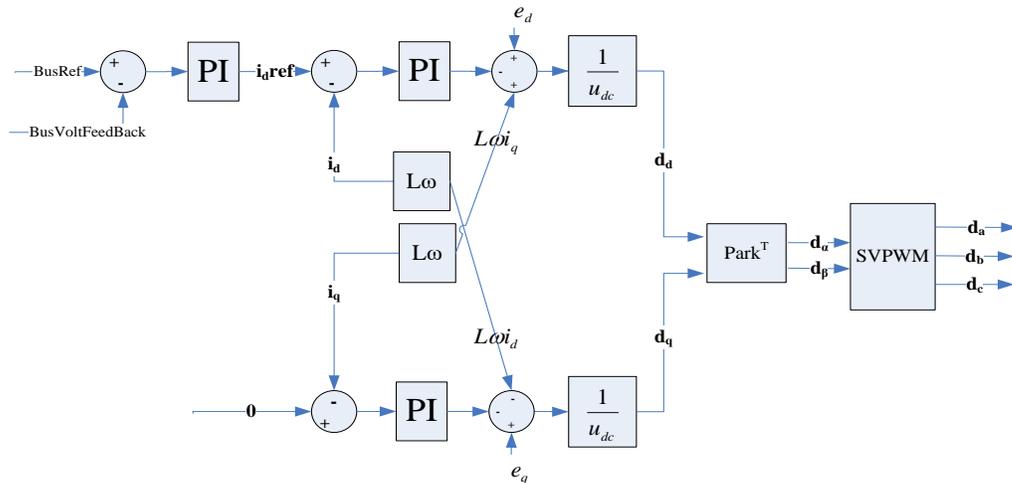


图 2. 三相 PFC 控制回路框图

为了达到输入电流与输入电压同相且 THD 指标达标，同时保持母线电压恒定的控制目标，需按照三相输入电压 dq 解耦的旋转坐标角度，对三相电流进行 dq 分解，即实现锁相，再按图 2 框图设计 PI 调节器，

从而实现控制目标。鉴于此拓扑的三相 PFC 控制方法比较成熟，并已经在工业界较广泛的使用，详细实现方式不再赘述[2]。

3 三相 APF 及其控制

3.1 APF 原理

运用于上述 PFC 相同的电路拓扑，将其并联在电网与负载之间，计算负载测电流谐波并通过控制向电网进行谐波补偿，从而使得从电网端观测到的负载电流 THD 指标达标。而负载侧 AC/DC 转换则通过一组二极管整流桥实现。由于流过 APF 的电流，仅为需补偿的谐波电流，因此，其与负载电流相比有效值会小很多，利用这个特性，对于相同功率的系统，选用 APF 方案与 PFC 方案相比，功率硬件配置上可以节省 50%~70% 的成本占用，但由于额外增加了电流采样及二极管整流桥电路，总体方案成本节省大概在 30%~50% 左右（比例数据为粗略估计值，具体数值须根据负载大小及负载电流谐波特性确定）。

其基本连接形式如图 3 所示。

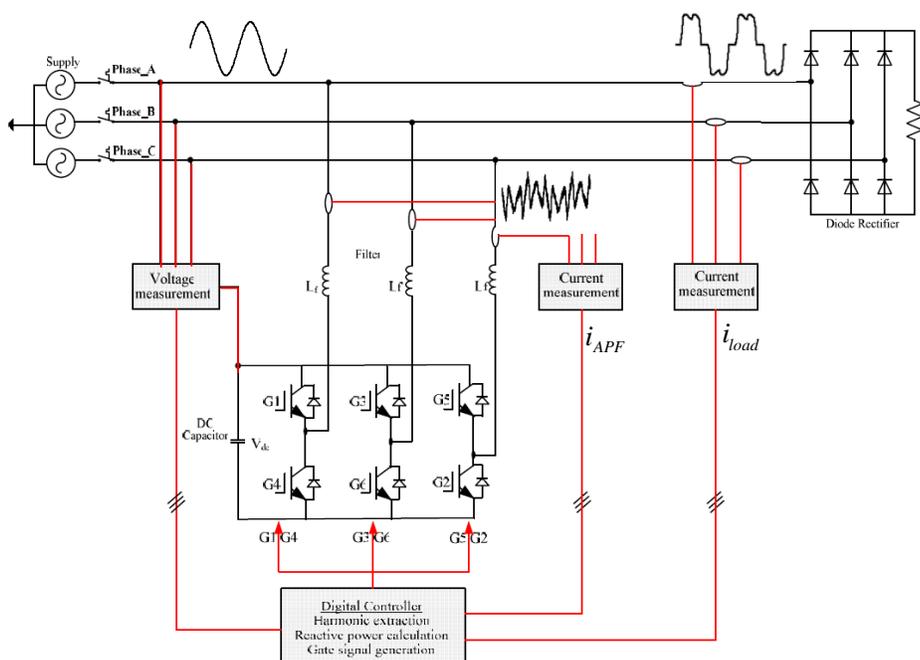


图 3. 三相 APF 控制原理链接示意图（含采样点）

实现 APF 功能，需要采集负载侧电流，及 APF 自身电流，同时需对网侧电压及 APF 自身母线电压采样。

3.2 APF 控制建模

由图 3 可知，系统电流关系可表示为： $I_{grid} - I_{load} + I_{apf} = 0$ 。APF 的控制目标为，创造合适的 I_{apf} 使得其与负载电流 I_{load} 的和，即点网侧电流 I_{grid} 的 THD 指标达标。对于 APF 的母线电压维持也应被理解为一个

控制目标，但其最终目的仍然是为了系统能够产生补偿电网所需要的谐波电流，若不设计电压环路来稳定母线电压，使之高于输入相电压峰值，则某些谐波电流成分将无法注入电网。

从控制原理角度看, APF 的控制基本与 PFC 控制相同，只是电流参考给定不同而已。因此，对系统的建模到控制回路设计，可直接利用式（1）或（2）完全按照 PFC 系统相同的方法实现。

3.3 APF 控制回路设计

APF 的数学模型与 PFC 完全相同，但其控制回路则有细微差别，在电流参考给定处加入了负载电流高频谐波量，环路其他部分均与 PFC 控制回路完全相同。

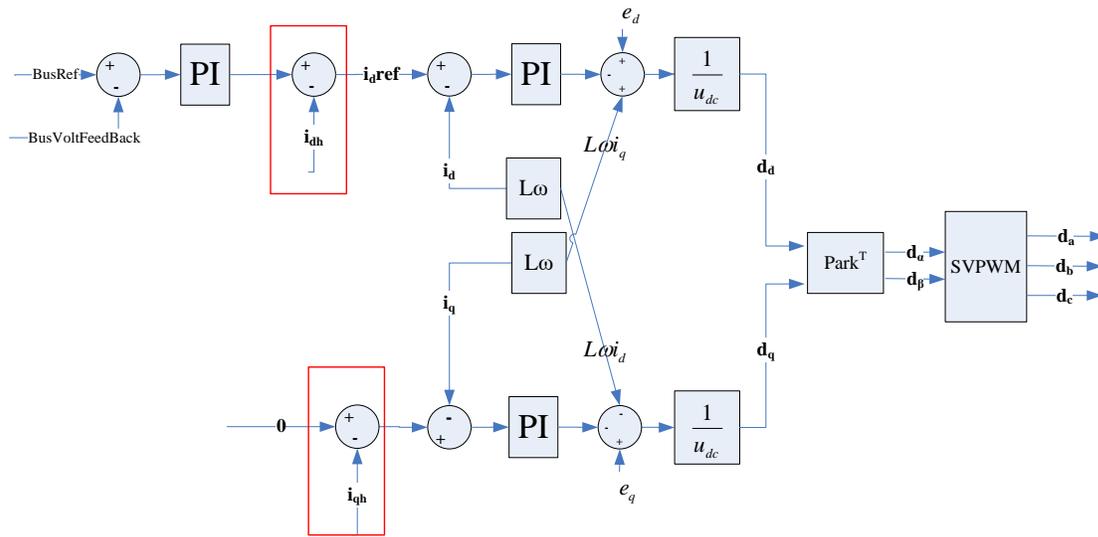


图 4. 三相 APF 控制回路框图

该环路设计的物理意义可以理解为，电压环输出量是 APF 维持母线电压恒定所需的 Id 分量，高频谐波量作为需要从 APF 侧注入到电网侧的电流参考被加入，方向与维持母线的电流相反。

3.4 高频谐波电流检测

从上述分析可见，APF 与 PFC 系统控制的主要区别在于 APF 加入了一个高频谐波电流参考，其获取方式早期一般应用 FFT 方式。但由于计算量大，实时性差的缺点，逐步被瞬时电流检测法取代[3] [5]。

设三相负载电流可表示为基波电流叠加谐波电流如式子（3）所示，

$$\begin{cases} I_{load_a}(t) = I_B \sin(\omega t) + \sum_{k \rightarrow n} I_k \sin(k\omega t) \\ I_{load_b}(t) = I_B \sin(\omega t + 120^\circ) + \sum_{k \rightarrow n} I_k \sin(k\omega t + 120^\circ) \\ I_{load_c}(t) = I_B \sin(\omega t - 120^\circ) + \sum_{k \rightarrow n} I_k \sin(k\omega t - 120^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

其中， I_B 为基波电流幅值， I_k 为除基波外相应谐波电流幅值。式 (3) 经 Clark 及 Park 变换后得到

$$\begin{cases} I_{ld}(t) = I_{ldb} + \sum_{k \rightarrow n} I_{ldk} \sin(k\omega t) \\ I_{lq}(t) = I_{lqb} + \sum_{k \rightarrow n} I_{lqk} \cos(k\omega t) \end{cases} \quad (4)$$

其中 I_{Bd} 与 I_{Bq} 为基波电流在 dq 坐标系所对应的直流量，第二项为各次谐波电流在 dq 坐标系所对应的交流量。

从式 (4) 可知，将三相负载侧电流进行 dq 分解，由于负载电流不但包含基波频率信号，也包含大量高次谐波。

将式 (4) 通过低通滤波器滤除交流信息，则得到的基波电流在 dq 坐标系的对应直流电流量 (i_{ldb} , i_{lqb})。而要得到谐波电流则只需从原始的 dq 电流中减去基波 dq 电流即可 (i_{ldh} , i_{lqh})。

高频电流计算框图如图 5 所示。

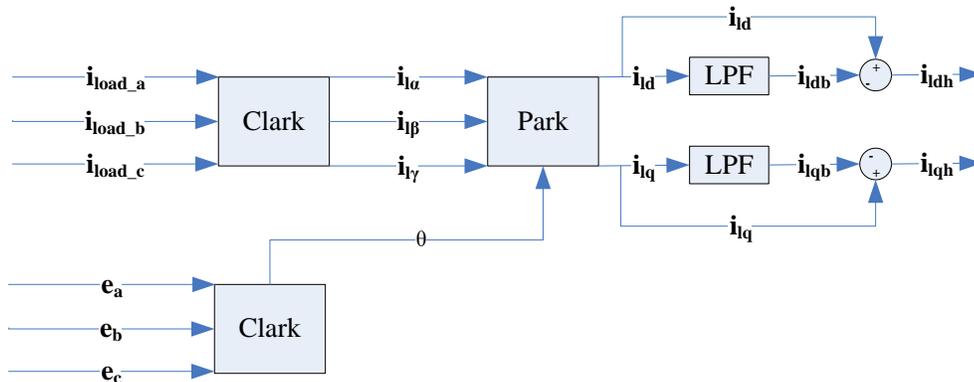


图 5. 瞬时高频电流检测法框图

其中，dq 坐标系角度的计算可直接利用电压经 Clark 变换后得到的 alpha, beta 坐标系的分解值求取。

从控制原理上分析，APF 所注入的谐波电流参考值的得到 (图 5 所示过程)，完全是一个开环计算的过程，因此此过程会带来一些计算误差，也是对 APF 最终性能影响较大的环节之一，进一步的工作也可针对该技术点进一步展开深入。

3.5 APF 仿真波形

按照上述理论，建立 APF 仿真模型，APF 设定在仿真时间 0.05s 时刻启动工作。

仿真系统参数选取一额定 20KVA 负载容量系统。

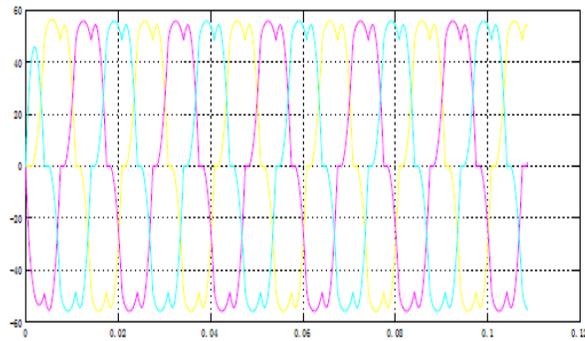


图 6. 负载电流仿真波形

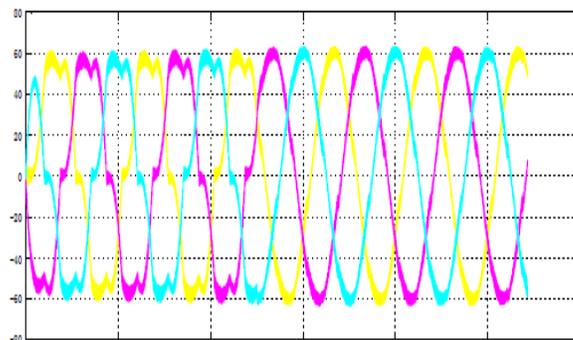


图 7. 电网侧电流仿真波形

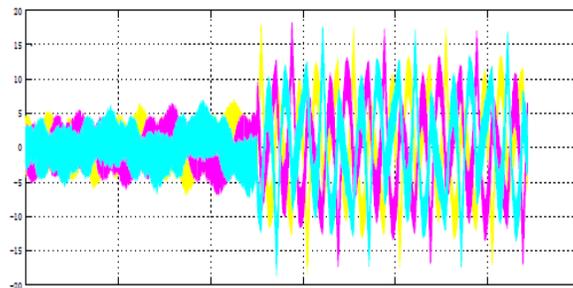


图 8. APF 电流仿真波形

从仿真波形图上可以看出，在 APF 启动前，网侧电流与负载电流基本相等；启动 APF 后，网侧电流 THD 指标明显改善。

同时，观察电流幅值可直观读出，网侧及负载电流峰值约为 60A，而 APF 流过的电流峰值仅为近 20A。APF 系统容量大约为负载容量的 30%左右。

4 C2000 系列微控制器

无论是三相 PFC 控制算法还是 APF 控制算法，都包含复杂且运算量较大的三角函数等数学运算，并且需要这一系列运算在每一次中断时间内完成，保证系统实时性要求。

因此，这种控制算法的运行，对 MCU 提出了较高的要求。需要 MCU 具有快速、精确采样的 ADC 模块，灵活稳定的 PWM 发生器以及高效的 CPU 计算能力。

C2000 系列 MCU 充分满足上述要求，尤其是新一代 C2000 芯片中高性价比的 TMS320F28004x[7] 系列，非常适合上述控制系统类似的应用场景，其系统框图如下图：

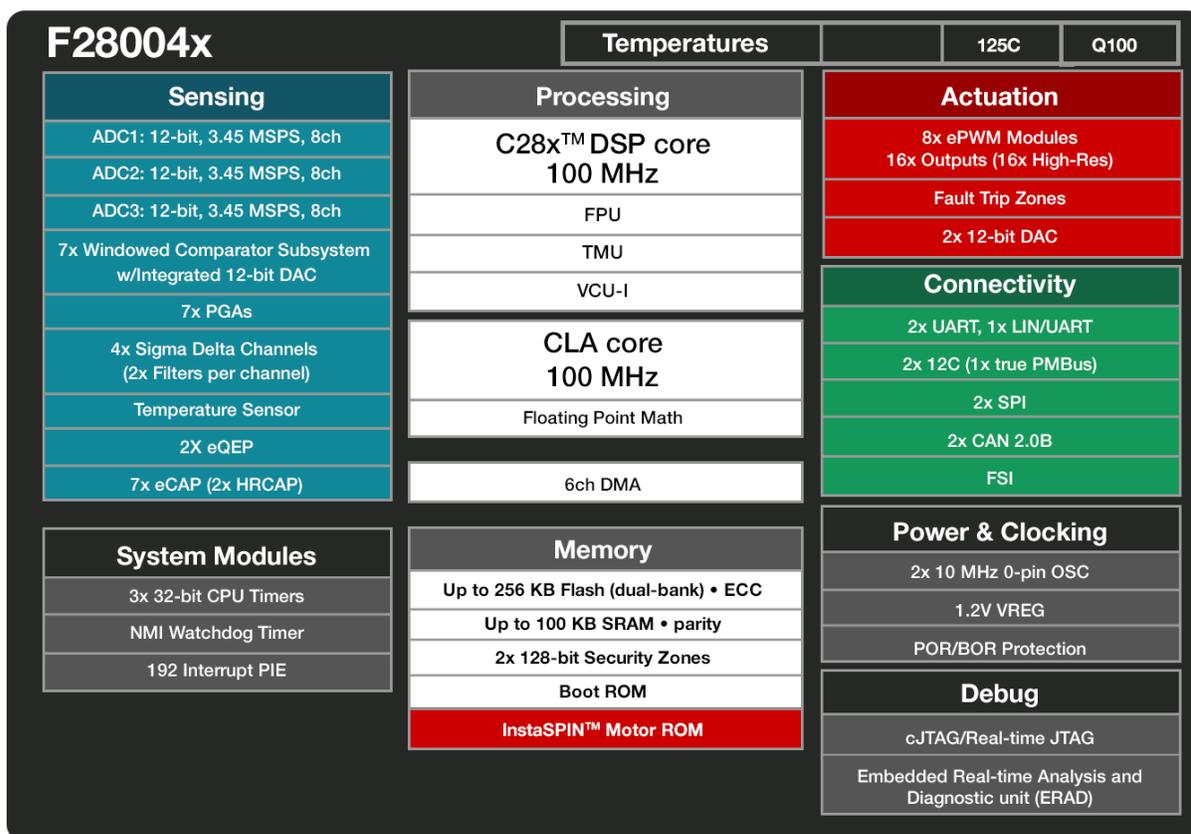


图 9. TMS320F28004x 框图

该芯片包含三组独立 12 位 ADC 采样模块，16 路 Type4 ePWM 模块，使之继承并进一步升级了 C2000 强大的 ADC 和 PWM 功能。同时，最新加入了 TMU（三角函数运算硬件加速单元），使得正弦、余弦、除法等运算的运算速度大幅提升，TMU 硬件运算加速单元支持的运算硬件指令如下表 1 详述，而图 10 是一个 Park 变换使用 TMU 时所需要的汇编代码示例。

表 1, TMS320F28004x TMU 性能列表

INSTRUCTIONS	C EQUIVALENT OPERATION	PIPELINE CYCLES
MPY2PIF32 RaH,RbH	a = b * 2pi	2/3
DIV2PIF32 RaH,RbH	a = b / 2pi	2/3
DIVF32 RaH,RbH,RcH	a = b/c	5
SQRTF32 RaH,RbH	a = sqrt(b)	5
SINPUF32 RaH,RbH	a = sin(b*2pi)	4
COSPUF32 RaH,RbH	a = cos(b*2pi)	4
ATANPUF32 RaH,RbH	a = atan(b)/2pi	4
QUADF32 RaH,RbH,RcH,RdH	Operation to assist in calculating ATANPU2	5

由图 10 可以看到，通常在一个 32 位浮点处理器上需要 80-100 个时钟周期执行的 Park 变换，在使用 TMU 的情况下，仅仅需要 13 个时钟周期即可完成，减少了 80%左右的执行时间，大大提高了核心代码的执行效率。

$$\text{Park} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix}$$

```
// Park Transform:
Id = Ia * cos(AnglePU*2pi) + Ib * sin(AnglePU*2pi)
Iq = Ib * cos(AnglePU*2pi) - Ia * sin(AnglePU*2pi)
```

```
MOV32    R0,@PUAngle    ; R0 - Per Unit Angle
PUSINF32 R1,R0           ; R1 - sin(AnglePU*2pi)
PUCOSF32 R2,R0           ; R2 - cos(AnglePU*2pi)
MOV32    R3,@Ia          ; R3 - Ia
MOV32    R4,@Ib          ; R4 - Ib
MPYF32   R6,R4,R1        ; R6 - Ib * sin(AnglePU*2pi)
MPYF32   R7,R3,R2        ; R7 - Ia * cos(AnglePU*2pi)
MPYF32   R0,R4,R2        ; R0 = Ib * cos(AnglePU*2pi)
MPYF32   R1,R3,R1        ; R1 = Ia * sin(AnglePU*2pi)
ADDF32   R7,R7,R6        ; R7 = Ia * cos(AnglePU*2pi) + Ib * sin(AnglePU*2pi)
SUBF32   R1,R0,R1        ; R1 = Ib * cos(AnglePU*2pi) - Ia * sin(AnglePU*2pi)
MOV32    @Id,R7          ; Id = R7
MOV32    @Iq,R1          ; Iq = R1
; 13 instructions, 13 cycles (65ns @200MHz)
```

图 10. TMU 加速下 Park 变换运算汇编程序示例

5 谐波改善 PFC 方案及 APF 方案对比

从上述分析可以了解，PFC 与 APF 均可以改善电网侧谐波指标，但由于其连接方式及原理不同，它们有着各自不同的优缺点。

表 2, PFC 方案与 APF 方案在改善谐波应用中优劣对比

比较项目	PFC 方案	APF 方案
直流母线电压	高于输入电压峰值	等于输入电压峰值
稳定性	串联, 系统可靠性系数下降	并联, 系统可靠性系数不受 APF 影响
容量	必须与直流负载容量相同	只需 30~50%负载容量
过载	输出功率限制, 直至关机	不影响负载工作, 只是网侧电流谐波补偿能力受限, 电流波形变差
扩容	需设计并机方案, 设计硬件改变	随意扩容, 互不影响
多功能	谐波补偿, 功率因数校正, AC-DC 变换	谐波补偿, 功率因数校正, 太阳能供电系统变换器
成本	相对较高	相对较低(需针对负载谐波状况具体探讨)
采样点	三路电流采样, 四路电压采样	六路电流采样, 四路电压采样
算法计算量	相对较少	相对较多

由于 PFC 与负载的串联关系, 则 PFC 的容量配置必须与负载容量一致, 但 APF 由于与负载并联, 并且只补偿负载的谐波电流, 因此, 总体上其容量只要与负载谐波电流相当即可。因此, APF 的容量计算, 须考虑负载的非线性特性, 即其谐波电流占比, 及要求网侧电流达到的 THD 指标, 综合两者考虑计算 APF 的配置容量。此外, 由于并联关系, 可自由的增加 APF 的数量, 无需进行其他额外系统更改, 便可提高谐波改善的性能。即使 APF 的容量配置不足, 所产生的后果也只是网侧电流谐波含量相对较高, 并不影响 Dc 侧负载运行。

从成本上考虑, 虽然 APF 增加了三路负载侧电流采样, 但其功率部分容量可大大节省, 同时考虑到生产流程, 如果在现有产品中增加 PFC 部分, 势必需要在系统级进行整体更改, 但如果采用 APF 方案, 则无需对现有方案更改, 只需加入 APF 模块即可。

6 结论

针对全球不同市场对谐波要求的不同, 各大三相系统生产厂商往往需要分别设计不同的产品架构, 以平衡成本与性能指标。通过上述分析对比可见, 当不需要 Dc 侧升压的条件下, 利用 APF 替代 PFC 进行谐波和无功功率补偿, 虽然增加了三路电流采样, 但仍然可在成本, 可靠性, 可扩展性等诸多方面体现较明显优势。同时, 只需根据功率及其他需求设计产品平台, 在所有产品平台上均使用同样的 APF 模块来进行谐波性能的改善, 从而减少产品平台, 降低生产和维护成本。

同时, APF 的数字化实现也十分便捷, 虽然其数字计算量相对 PFC 较高, 但随着 MCU 性能的大幅提升, 尤其是全新一代 C2000 系列芯片的投入使用, 使得 APF 的数字化产品性价比大幅提升, 并且令系统集成度和产品性能进一步改善和提升。单路三相 PFC 或三相 APF, 采用 TI C2000 系列的 Piccolo 系列高性价比芯片即可轻松实现。

参考文献

- [1] Cheng-Che Chen and Yuan-Yih Hsu *A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for an Unbalanced three-Phase Four-Wire System under No sinusoidal Conditions*. *ASHRAE Transaction*, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 15, NO. 4, OCTOBER 2000.
- [2] Ende Wang, Shenghua Huang, *A Control Strategy of Three-phase Voltage-sourced PWM Rectifier*, (ICEMS), 2011
- [3] HUANG Xinming, LIU Jinjun and ZHANG Hui, *A Simplified Shunt APF Model Based on Instantaneous Energy Equilibrium and Its Application in DC Voltage Control*
- [4] Zhikang Shuai, An Luo, John Shen, and Xiao Wang, *Double Closed-Loop Control Method for Injection-Type Hybrid Active Power Filter*, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 26, NO. 9, SEPTEMBER 2011
- [5] Hoyland, A and M. Rausand, *System Reliability Theory; Models and Statistical Methods*, Wiley, NY, 1994
- [6] 谢斌, 华中科技大学博士论文, 并联型有源电力滤波器谐波检测及控制技术研究, 2010
- [7] TMS320F28004x Piccolo™ Microcontrollers

有关 TI 设计信息和资源的重要通知

德州仪器 (TI) 公司提供的技术、应用或其他设计建议、服务或信息，包括但不限于与评估模块有关的参考设计和材料（总称“TI 资源”），旨在帮助设计人员开发整合了 TI 产品的应用；如果您（个人，或如果是代表贵公司，则为贵公司）以任何方式下载、访问或使用了任何特定的 TI 资源，即表示贵方同意仅为该等目标，按照本通知的条款进行使用。

TI 所提供的 TI 资源，并未扩大或以其他方式修改 TI 对 TI 产品的公开适用的质保及质保免责声明；也未导致 TI 承担任何额外的义务或责任。TI 有权对其 TI 资源进行纠正、增强、改进和其他修改。

您理解并同意，在设计应用时应自行实施独立的分析、评价和判断，且应全权负责并确保应用的安全性，以及您的应用（包括应用中使用的 TI 产品）应符合所有适用的法律法规及其他相关要求。就您的应用声明，您具备制订和实施下列保障措施所需的一切必要专业知识，能够 (1) 预见故障的危险后果，(2) 监视故障及其后果，以及 (3) 降低可能导致危险的故障几率并采取适当措施。您同意，在使用或分发包含 TI 产品的任何应用前，您将彻底测试该等应用和该等应用所用 TI 产品的功能而设计。除特定 TI 资源的公开文档中明确列出的测试外，TI 未进行任何其他测试。

您只有在为开发包含该等 TI 资源所列 TI 产品的应用时，才被授权使用、复制和修改任何相关单项 TI 资源。但并未依据禁止反言原则或其他法律授予您任何 TI 知识产权的任何其他明示或默示的许可，也未授予您 TI 或第三方的任何技术或知识产权的许可，该等许可包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何整合、机器制作、流程相关的其他知识产权。涉及或参考了第三方产品或服务的信息不构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用 TI 资源可能需要您向第三方获得对该等第三方专利或其他知识产权的许可。

TI 资源系“按原样”提供。TI 兹免除对 TI 资源及其使用作出所有其他明确或默示的保证或陈述，包括但不限于对准确性或完整性、产权保证、无屡发故障保证，以及适销性、适合特定用途和不侵犯任何第三方知识产权的任何默认保证。

TI 不负责任何申索，包括但不限于因组合产品所致或与之有关的申索，也不为您辩护或赔偿，即使该等产品组合已列于 TI 资源或其他地方。对因 TI 资源或其使用引起或与之有关的任何实际的、直接的、特殊的、附带的、间接的、惩罚性的、偶发的、从属或惩戒性损害赔偿，不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害赔偿，TI 概不负责。

您同意向 TI 及其代表全额赔偿因您不遵守本通知条款和条件而引起的任何损害、费用、损失和/或责任。

本通知适用于 TI 资源。另有其他条款适用于某些类型的材料、TI 产品和服务的使用和采购。这些条款包括但不限于适用于 TI 的半导体产品 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、[评估模块](http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm)和样品 (<http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm>) 的标准条款。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2018 德州仪器半导体技术（上海）有限公司