

特点

- 高精度，支持 IEC60687, IEC61036, IEC61268 IEC62053-21, IEC62053-22 和 IEC62053-23
- 兼容三相三线、三相四线和其它三相系统
- 能量测量在 1000: 1 的动态范围内精度优于 0.1%
- ADE7758 提供有功/无功/视在能量，电压 RMS，电流 RMS 和其它测量数据
- 二路可设置频率的脉冲输出，一路为有功输出，一路可选择为无功输出或视在功率输出
- 功率、相位与输入失调数字化校准
- 片内用户可编程线电压 SAG 和过电压阈值检测
- 有一个与 SIP 兼容的串行接口
- 中断请求 (IRQ) 引脚和状态寄存器可以对寄存器溢出和其它情况提供预警
- 在环境条件变化很大和长时间使用条件下，采用专利技术的模数转换器 (ADC) 和数字信号处理器 (DSP) 仍能保证高精度
- 具有外部驱动能力的基准电压源 2.4V(温度系数典型值为 30ppm/°C)
- 5V 单电源、低功耗 (典型值 50mW)

ADE7758包含测量三相不同配置的有功、无功和视在能量，比如Y型接线方式和△型接线方式或三线和四线系统。ADE7758提供每相脉冲、电流、能量、通道失调修正、相位校准和功率校准。APCF引脚输出信号反映有功功率大小，VARCF引脚输出信号反映无功功率或视在功率大小。

ADE7758包含一个允许存取ADC输入的采样波形寄存器。该器件还包含短持续时间线电压降低或线电压跌落检测电路。线电压跌落阈值和跌落变化的持续时间(线电压半周期数)可由用户设置。可产生三相中任一相线电压过零同步信号!同时用于芯片内部能量累积方式。这种方式允许快速和更精确地校准在整数周期内能量累积值。

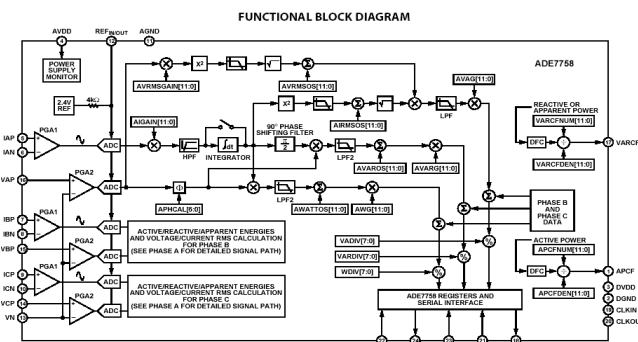
数据从ADE7758的SPI串行接口读出。中断请求输出(IRQ)是一种漏极开路的低电平有效逻辑输出。当一个或多个中断信号请求时，IRQ输出有效低电平。相应的中断事件由状态寄存器指示。

ADE7758采用24脚SOIC封装。

概述

ADE7758是一种带有串行接口和二路脉冲输出的三相电能计量集成电路。它含有二阶Σ-ΔADC，数据通讯接口，内部参考基准，温度传感器和有功、无功与视在电能计量所需的全部信号处理功能。

功能框图



## 目 录

特点 .....	有功功率计算
概述 .....	
功能框图 .....	恒载下积分定时.....44
说明 .....	能量累计模式.....44
时序特性 .....	有功功率频率输出.....44
绝对最大额定值 .....	线周期有功能量累计模式.....45
静电放电警告 .....	
术语 .....	无功功率计算.....47
典型性能特性 .....	无功功率增益校准
引脚图及功能描述 .....	无功功率偏移校准
抗混叠滤波器 .....	无功功率计算中的符号.....48
模拟输入 .....	无功能量计算
电流通道ADC .....	恒载下积分定时.....49
电流增益寄存器 .....	能量累计模式
电流通道采样 .....	无功功率频率输出
电流传感器di/dt和数字积分器 .....	线周期无功能量累计模式.....50
峰值电流检测 .....	视在功率.....51
峰值电流检测寄存器IPEAK .....	视在功率增益校准
过流中断 .....	视在功率偏移校准
电压通道ADC	视在能量计算.....52
电压通道采样	恒载下积分定时.....52
过零检测	能量累计模式.....53
过零截止.....28	视在功率频率输出.....53
相位补偿	线周期视在能量累计模式.....53
周期测量	能量寄存器比例计算.....54
线电压电压跌落SAG检测.....32	波形采样模式
峰值电压检测	用脉冲输出校准
利用VPEAK寄存器检测峰值电压	用脉冲输出进行增益校准
过电压中断检测	利用脉冲输出进行相校准
	利用脉冲输出进行功率偏移校准
相序检测.....35	用线周期校准.....63
电源监视器	增益校准用线周期累计
基准电路.....37	相校准用脉冲输出
温度测量	功率偏移校准用线周期
有效值（均方根RMS）测量.....39	电流有效值IRMS和电压有效值VRMS偏移校准...67
电流有效值计算	求校验和寄存器
电流有效值偏移补偿	ADE7758中断.....72
电压通道有效值计算.....40	利用MCU进行ADE7758中断
电压有效值偏移补偿.....41	中断时序
电压有效值增益校准	ADE7758串行接口.....74
有效功率计算.....41	ADE7758串行写操作
有效功率增益校准	ADE7758串行读操作
有效功率偏移校准	访问ADE7758片内寄存器.....77
有符号的有效功率的计算	通信寄存器
无载阈值.....42	操作模式寄存器（13h）

测量模式寄存器 (14h)  
 波形模式寄存器 (15h)  
 计算模式寄存器 (16h)  
 线周期累计模式寄存器 (17h)  
 中断屏蔽寄存器 (18h) .....85  
 中断状态寄存器 (19h) /复位中断状态寄存器 (1Ah)  
 外形尺寸.....87

ADE7758有一波形采样寄存器，它允许存储到ADC输出。ADE7758也并入了一个检测电路，检测持续短时间或低或高的电压变化。电压的阈值电平和变化周期（半线周期数）由用户编程设定。过零检测与三相中任一相线电压过零点同步。这样可以测量出三相电压输入任一相的周期。芯片内部用线周期能量累计模式。这种模式通过与整数个积分同步的能量累计，允许更快和更精确校准。

数据通过SPI串行口从ADE7758读出。中断相应输出（IRQ）是一个漏极开路的有效低电平输出。当一个或多个中断事件在ADE7758里产生时，IRQ输出低电平。状态寄存器指示中断的类别。ADE7758是24引脚SOIC封装。

说明：<sup>1, 2</sup>

AVDD = DVDD = 5 V ± 5%，AGND = DGND = 0 V，片内基准，内部时钟10 MHz，温度范围-40° C ~+85° C。

参数	说明	单位	测试条件/注释
精度			
有功功率测量误差（每相）	0.1	% typ	在动态范围1000~1上
两个通道相误差			线频率=45 Hz ~65 Hz
PF=0.8容性	±0.05 °	° max	在相位超前37°
PF=0.5感性	±0.05 °	° max	相位滞后60°
交流电源抑制 <sup>1</sup>			AVDD = DVDD = 5 V + 175 mV RMS/120Hz
输出频率变化	0.01	% typ	有效值V <sub>IP</sub> = V <sub>2P</sub> = V <sub>3P</sub> = 100 mV
直流电源抑制 <sup>1</sup>			AVDD = DVDD = 5 V ± 250 mV 直流
输出频率变	0.01	% typ	有效值V <sub>IP</sub> =

化			V <sub>2P</sub> = V <sub>3P</sub> = 100 mV
有功功率测量带宽	14	Hz	
IRMS测量偏差:	0.5	% typ	在动态范围500:1上
IRMS测量带宽	14	Hz	
VRMS测量偏差:	0.5	% typ	在动态范围20:1上
VRMS测量带宽	260	Hz	
模拟输入			参考模拟输入部分
最大信号值	±500	mV max	差动输入
输入阻抗 (DC)	380	KΩ min	
ADC偏移误差 <sup>3</sup>	30	mV max	不可校准误差, 参考术语部分
增益误差 <sup>3</sup>	±6	% typ	外部2.5V基准
波形采样			采样输入时钟 CLKIN/128 10Hz/128=78.1 kSPS
电流通道			参考电流通道 ADC部分
信噪比正失真	62	dB typ	
脉宽（—3SB）	14	Hz	
电压通道			参考电压通道 ADC部分
信噪比正失真	62	dB typ	
脉宽（—3SB）	180	Hz	
基准输入			
REF <sub>IN/OUT</sub> 输入电压范围	2.7 2.3	V max V min	2.5 V + 8% 2.5 V - 8%
输入电容	10	pF max	
片内基准值			REF <sub>IN/OUT</sub> 引脚上

			的额定值 2.4V
基准误差	±200	mV max	
电流源	6	μA max	
输出阻抗	4	kΩ min	
温度系数	30	ppm/°C typ	
CLKIN	15	MHz max	所有的说明都以CLKIN=10 MHz
输入时钟频率	5	MHz min	
逻辑输入 DIN, SCLK, CLKIN, CS			
输入高电压 $V_{INH}$	2.4	V min	DVDD = 5 V ± 5%
输入低电压 $V_{INL}$	0.8	V max	DVDD = 5 V ± 5%
输入电流 $I_{IN}$		μA max	典型值为10 nA, $V_{IN} = 0$ V ~ DVDD
输入电容 $C_{IN}$		10	pF max
逻辑输出 IRQ, DOUT, CLKOUT			DVDD = 5 V ± 5%, IRQ漏极开路, 需接10k上拉电阻
输出高电平电压 $V_{OH}$	4	V min	$I_{SOURCE} = 5$ mA
输出低电平电压 $V_{OL}$	1	V max	$I_{SINK} = 5$ mA
电源			指定特性
AVDD	4.75	V min	5V - 5%
	5.25	max 5V	5V + 5%
DVDD	4.75	V min	5V - 5%
	5.25	mA max	5V + 5%
$A I_{DD}$	13	mA max	典型值9 mA
$D I_{DD}$	8	mA max	典型值5mA

<sup>1</sup>详细解释参考术语部分

<sup>2</sup>参考典型性能特性

<sup>3</sup>参考抗混叠滤波部分

 时序特性<sup>1, 2</sup>

AVDD = DVDD = 5 V ± 5%, AGND = DGND = 0 V, 片内基准, 输入晶振CLKIN = 10 MHz XTAL, 温度范围-40 °C ~ +85 °C.

参数	最大值	最小值	单位	测试条件/注释
写时序				
$t_1$		50	ns	CS下降沿到第一个SCLK下降沿
$t_2$		50	ns	SCLK逻辑高电平脉宽
$t_3$		50	ns	SCLK逻辑低电平脉宽
$t_4$		10	ns	在SCLK下降沿之前有效数据建立时间
$t_5$		5	ns	在SCLK下降沿之后数据保持时间
$t_6$		900	ns	数据字节间传输结束的最小时间
$t_7$		50	ns	在串口写期间字节间传输的最小时间
$t_8$		100	ns	在SCLK下降沿之后CS保持时间
读时序				
$t_9$		1.1	us	读命令和读数据间的最小时间
$t_{10}$		50	ns	在多字节读期间数据字节间

				传输的最小时间
$t_{11}^3$		30	ns	SCLK上升沿之后紧跟写通信寄存器的数据存取时间
$t_{12}^4$	100		ns	SCLK下降沿之后的总线释放时间
		10	ns	
$t_{13}^4$	100		ns	CS上升沿后的总线释放时间
		10	ns	

1. 在初期产品中进行抽样测试，在重新设计或工艺改变后会影响到这些参数。所有的输入信号时间都指定为 $t_r$  (上升) =  $t_f$  (下降) = 5 ns (10%~90%)，并且从1.6V电平记录时间。
2. 参考下列的时序图和ADE7758数据表串行接口部分。
3. 用图2中的负载电路进行测量，并定义输出超出0.8 V或2.4 V所需的时间。
4. 当用图2中的电路加载时，到数据输出改变0.5 V所用测量时间的由来。测量值被推回，消除对50 pF电容充电或放电的影响。这种在时序特性中提供定时的方式是真正的总线释放部分的时间，与总线加载无关。

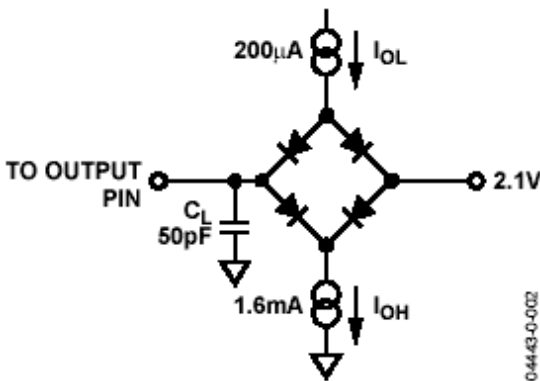


Figure 2. Load Circuit for Timing Specifications

图2 负载定时说明

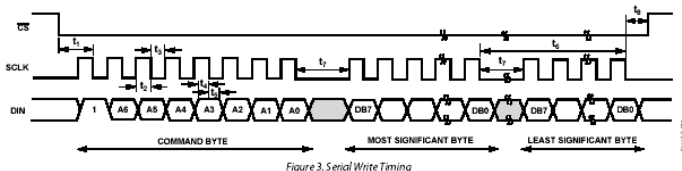


图3 串行写时序

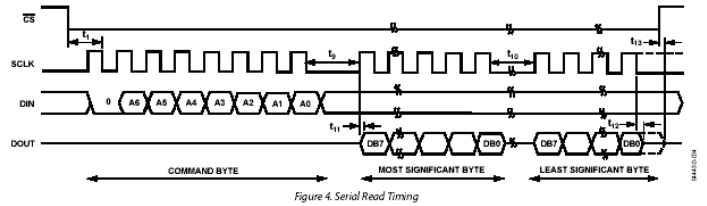


图4 串行读时序

绝对最大额定值

表3 TA = 25° C，有其他说明的除外。

AVDD ~ AGND	- 0.3 V ~ +7 V
DVDD ~ DGND	- 0.3 V ~ +7 V
DVDD ~ AVDD	- 0.3 V ~ +0.3 V
模拟输入电压端~AGND, IAP, IAN, IBP, IBN, ICP, ICN, VAP, VBP, VCP, VN	- 6 V ~ +6 V
基准输入电压~AGND	- 0.3 V ~ AVDD + 0.3 V
数字输入电压~DGND	- 0.3 V ~ DVDD + 0.3 V
数字输出电压~DGND	- 0.3 V ~ DVDD + 0.3 V
工作温度范围	- 40° C ~ +85° C
存储温度范围	- 65° C ~ +150° C
结温	150° C
24引脚SOIC封装, 能耗	88 mW
θ JA热阻抗	53° C/W
导程温度, 气相锡焊 (60 秒)	215° C
红外线 (15秒)	220° C

上述着重列出了在绝对最大额定值下可能对设备造成永久的损情况。这里仅仅强调了额定值，不包含设备在这些条件或上述表中列出其他情况下的运行功。延伸期内列出的绝最大额定值可能影响设备的可靠性。

静电放电警告

这是对ESD (静电放电) 敏感设备。静电荷很容易在人体与测试设备上聚集到4000V高的电压，并能在毫无觉察的情况下放电。虽然产品做了静电放电的保护电路，但对于高能量的静电还是能对设备产生损坏。因此，推荐使用正确的静电放电防范措施来避免产品性能的下降或功能的丧失。

术语

测量误差

误差与ADE7758能量设置有关，可由下列的公式计算得到：  
 能量误差 = (ADE7758设置的能量值 - 能量真值) / 能量真值 × 100%

两通道间的相位误差

高速滤波器和数字积分器能在电压和电流通道间产生很细微的相位失配。在45 Hz~ 65 Hz，所有的数字设计都能确保电流电压相位失配在 $\pm 0.1^\circ$ 内，在40 Hz~1 kHz电流电压相位失配在 $\pm 0.2^\circ$ 内。这种内部的相位失配能与外部的相位误差（从电流传感器或元件自身公差来）相结合，并且用相位校准寄存器进行校准。

电源抑制

当电源变化时，ADE7758的量化误差以读百分数来量化。对交流的PSR电源抑制量化，在额定电压5 V下读取测量值，当交流信号(有效值175 mV/100 Hz)被叠加到上电源时，以相同的输入信号值得到第二次读数。由交流信号引入的任何误差被表示成读百分数。参阅：“测量误差定义”。

对直流的PSR电源抑制量化，在额定电压5 V下读取测量值，当电源变化 $\pm 5\%$ 时，以相同的输入信号值得到第二次读数。再次用被读百分数表示引入的任何误差。

ADC偏移误差

ADC偏移（失调）误差用模拟输入的直流偏移电压表示，指模拟输入接AGND后，ADC的输出折合到ADC模拟输入端的直流电压值。偏移的大小取决于增益和所选定的输入范围。（参考典型性能特性部分）。但是，当HPF接通，电流通道的偏移被消除，功率累计不受这种偏移的影响。

增益误差

在ADE7758ADC中的增益误差是指是ADC输出代码的测量值（负偏移）与理想输出代码（参考电流通道ADC和电压通道ADC部分）间的差值。差值以理想代码的百分数来表示。

增益误差匹配

增益误差匹配是指在增益1, 2或4间转换时所获得的增益误差（负偏移）。在增益1下，由获得的输出ADC代码的百分数来表示。

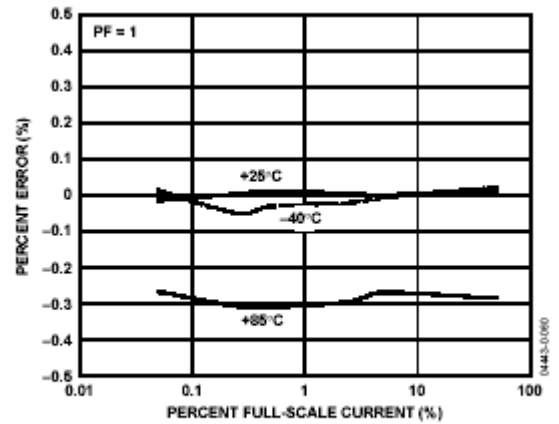


Figure 5. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Temperature with Internal Reference and Integrator Off

图5 在用内部基准的温度和积分器关闭时，读百分数的有功能量误差（增益 = +1）

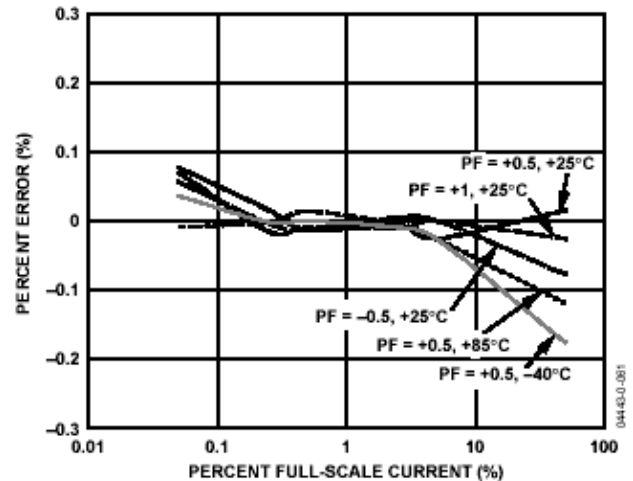


Figure 6. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Power Factor with Internal Reference and Integrator Off

图6 在用内部基准功率因数和积分器关闭时，读百分数的有功能量误差（增益 = +1）

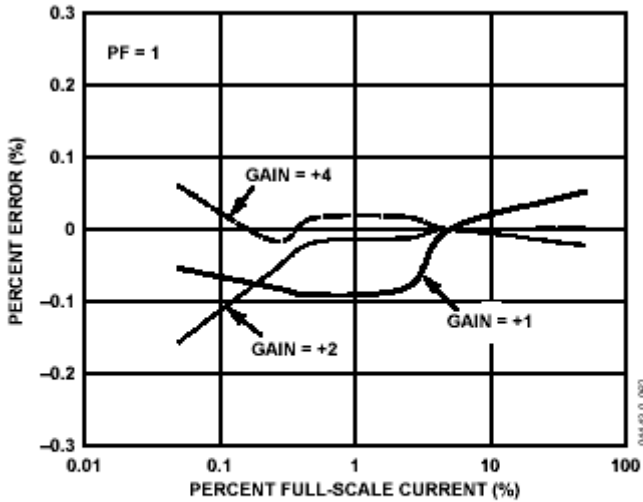


Figure 7. Active Energy Error as a Percentage of Reading over Gain with Internal Reference and Integrator Off

图7 在用内部基准增益和积分器关闭时，读百分数的有功能量误差

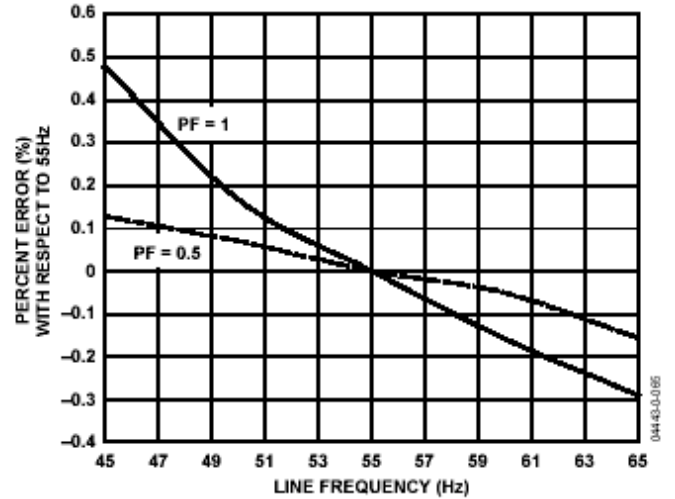


Figure 9. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Frequency with Internal Reference and Integrator Off

图9 在用内部基准频率和积分器关闭时，读百分数的有功能量误差（增益 = +1）

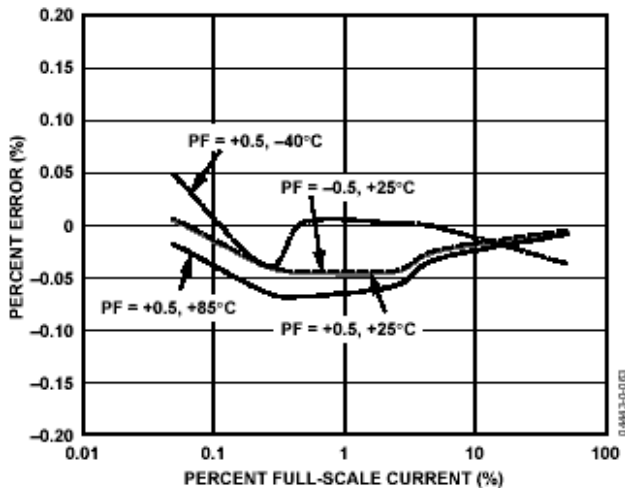


Figure 8. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Power Factor with External Reference and Integrator Off

图8 在用外部基准的功率因数和积分器关闭时，读百分数的有功能量误差（增益 = +1）

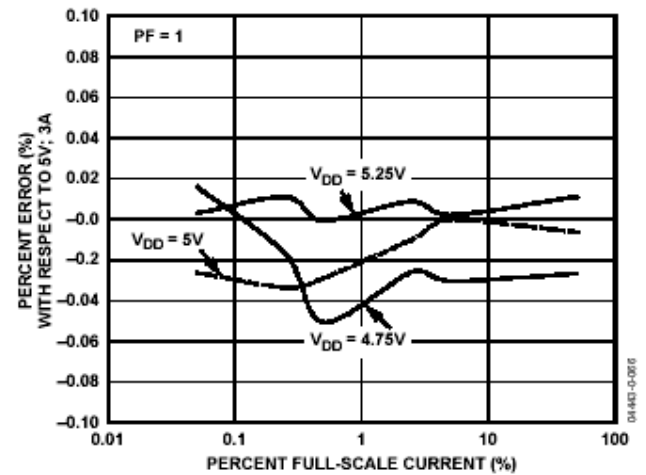


Figure 10. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Power Supply with Internal Reference and Integrator Off

图10 在用内部基准电源和积分器关闭时，读百分数的有功能量误差（增益 = +1）

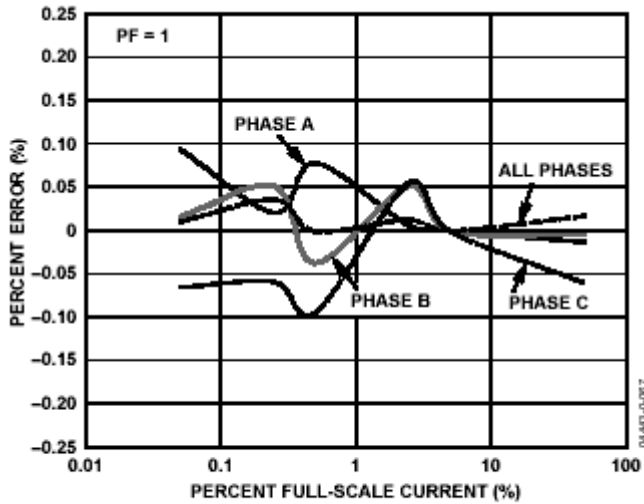


Figure 11. ACF Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) with Internal Reference and Integrator Off

图11 用内部基准和积分器关闭，读百分数的ACF误差（增益 = +1）

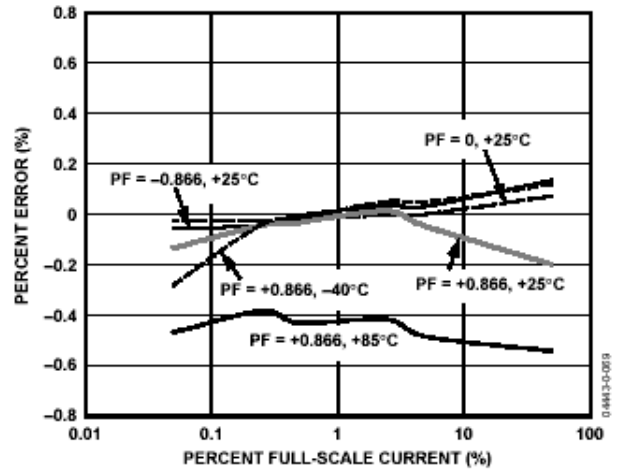


Figure 13. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Power Factor with Internal Reference and Integrator Off

图13 在用内部基准的功率因数和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）

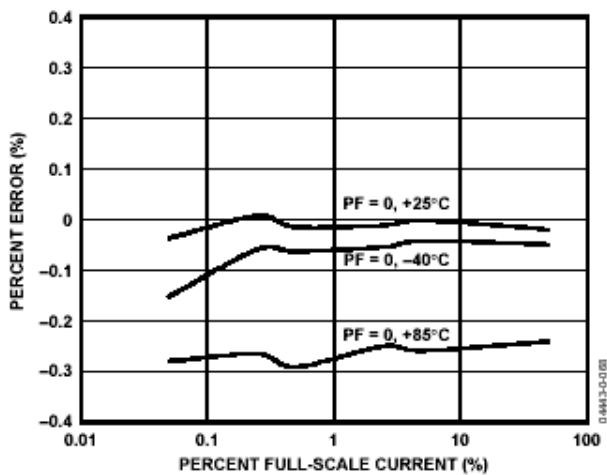


Figure 12. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Temperature with Internal Reference and Integrator Off

图12 在用内部基准温度和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）

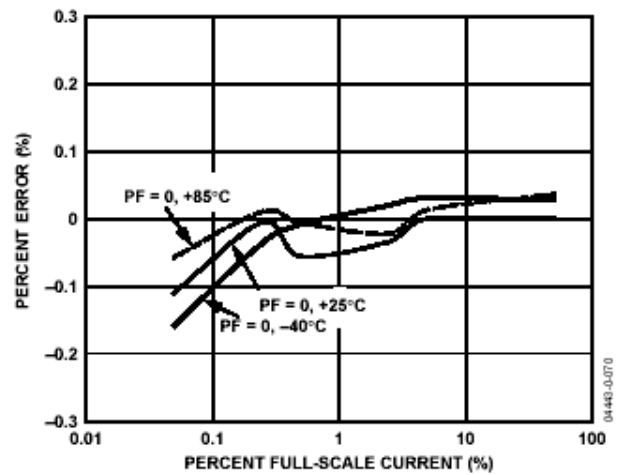


Figure 14. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Temperature with External Reference and Integrator Off

图14 在用外部基准的温度和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）



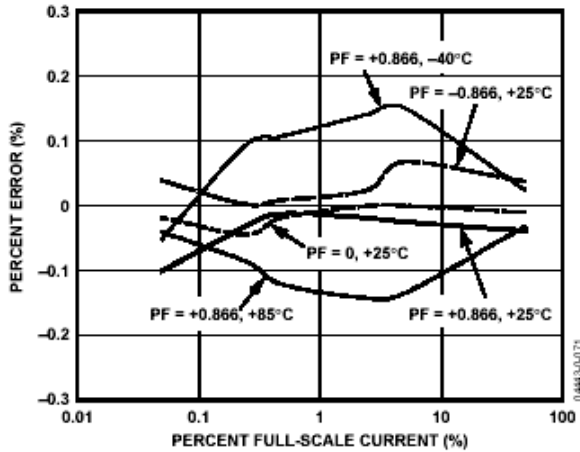


Figure 15. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Power Factor with External Reference and Integrator Off

图15 在用外部基准功率因数和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）

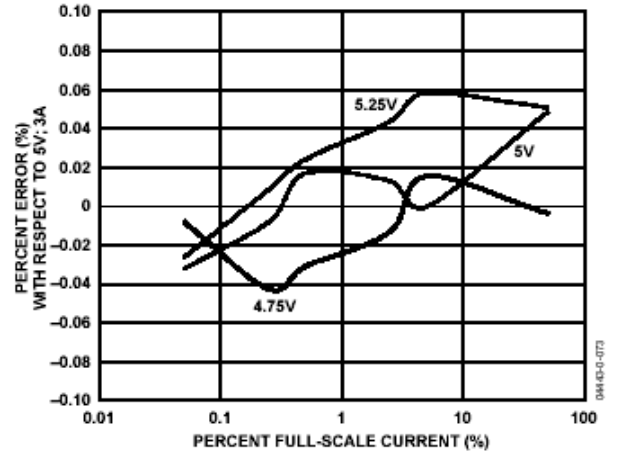


Figure 17. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Supply with Internal Reference and Integrator Off

图17 在用内部基准的电源和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）

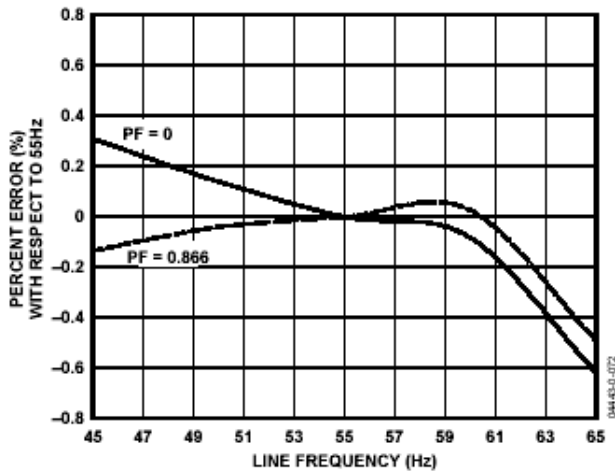


Figure 16. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Frequency with Internal Reference and Integrator Off

图16 在用内部基准频率和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）

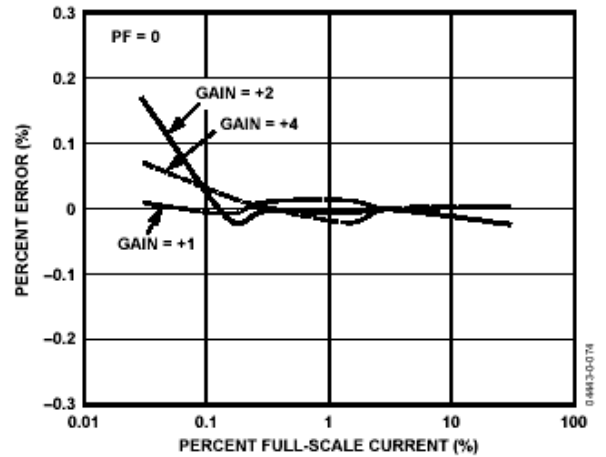


Figure 18. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading over Gain with Internal Reference and Integrator Off

图18 用内部基准和积分器关闭时，读百分数的无功能量误差（增益 = +1）

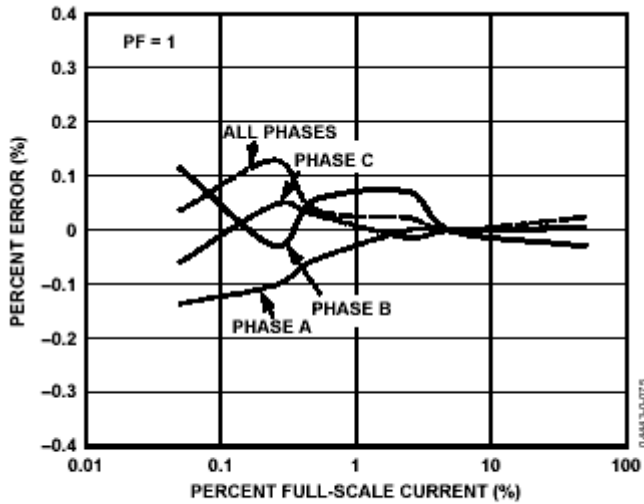


Figure 19. VARCF Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) with Internal Reference and Integrator Off

图19 用内部基准和积分器关闭时，读百分数的VARC误差（增益 = +1）

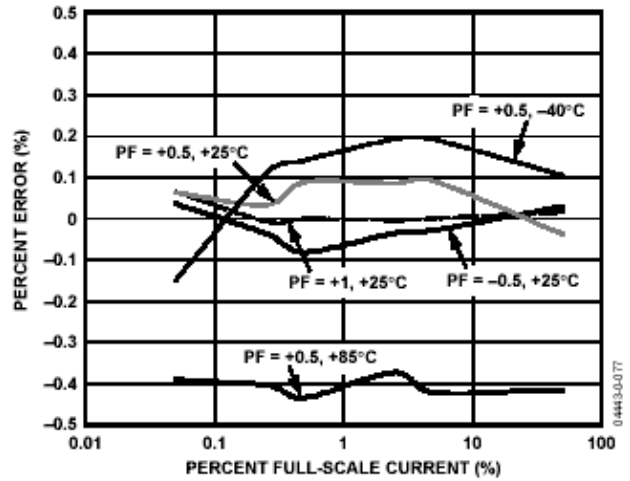


Figure 21. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) over Power Factor with Internal Reference and Integrator On

图21 用内部基准的功率因数和积分器打开时，读百分数的有功能量误差（增益 = +4）

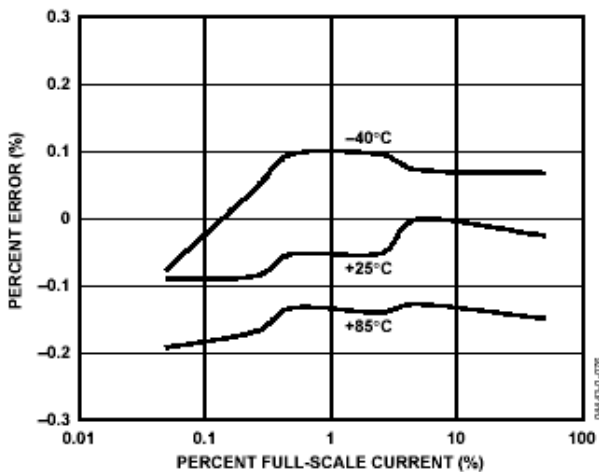


Figure 20. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) over Temperature with Internal Reference and Integrator On

图20 用内部基准的温度和积分器打开时，读百分数的有功能量误差（增益 = +4）

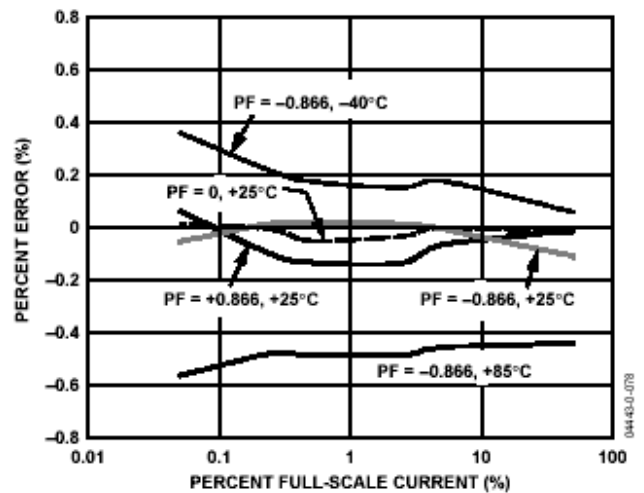


Figure 22. Active Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) over Power Factor with External Reference and Integrator On

图22 用外（？）部基准的功率因数和积分器打开时，读百分数的有功能量误差（增益 = +4）（？说明有错）

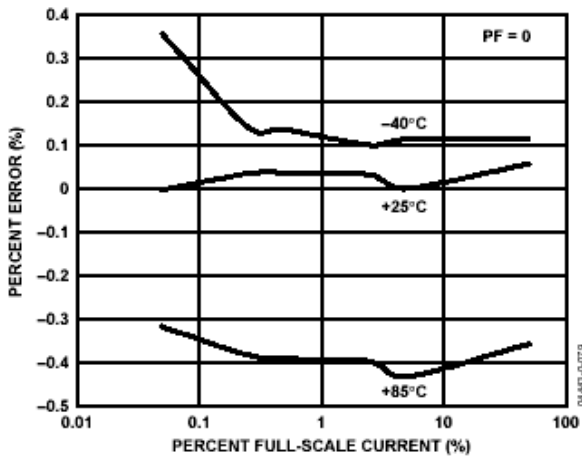


Figure 23. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) over Temperature with Internal Reference and Integrator On

图23 用内部基准的温度和积分器打开时，读百分数的无功能量误差（增益 = +4）

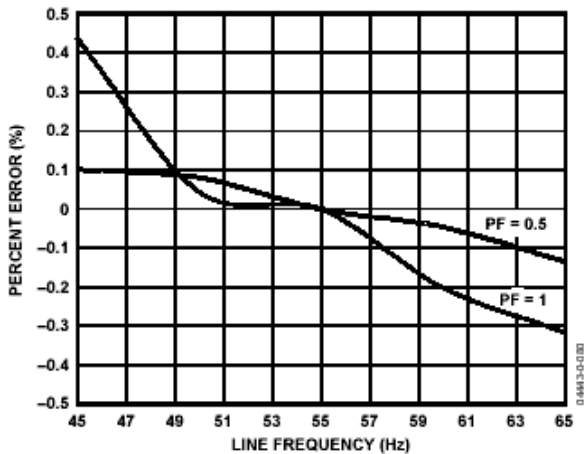


Figure 24. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) over Frequency with Internal Reference and Integrator On

图24 用内部基准频率和积分器打开时，读百分数的无功能量误差（增益 = +4）

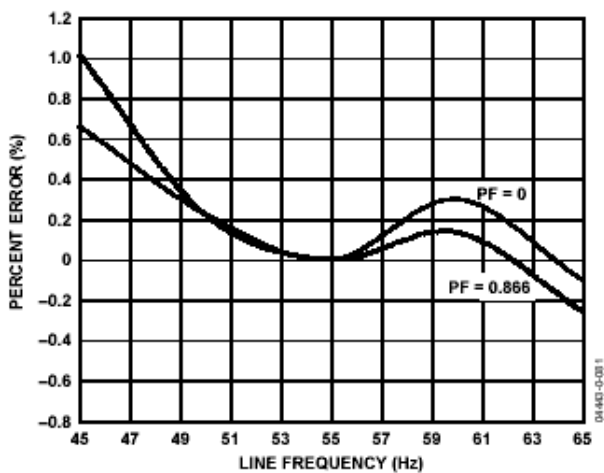


Figure 25. Reactive Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) over Frequency with Internal Reference and Integrator On

图25 用外(?)部基准频率和积分器打开时，读百分数的无功能量误差（增益 = +4）（说明有错?）

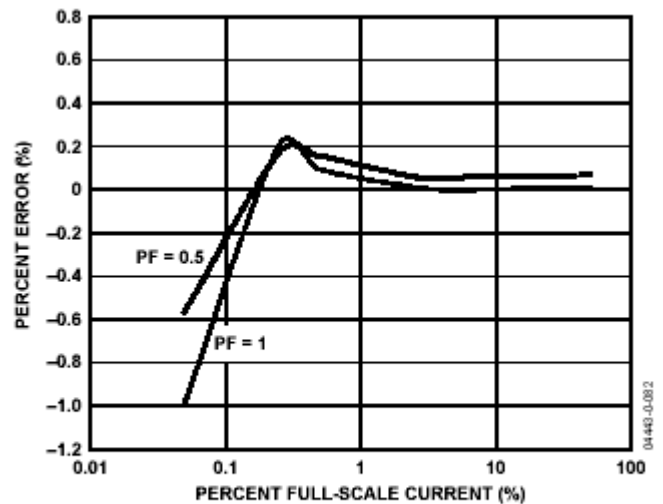


Figure 26. IRMS Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) with Internal Reference and Integrator Off

图26 用内部基准和积分器关闭时，读百分数的电流有效值IRMS误差（增益 = +1）

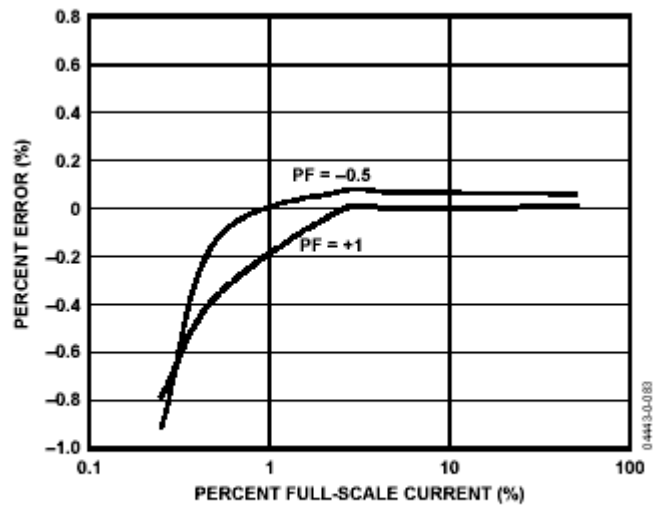


Figure 27. IRMS Error as a Percentage of Reading (Gain = +4) with Internal Reference and Integrator On

图27 用内部基准和积分器打开时，读百分数的电流有效值IRMS误差（增益 = +4）

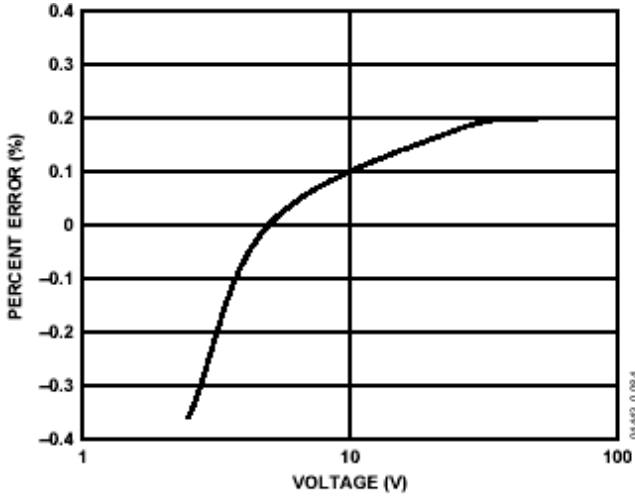


Figure 28. VRMS Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) with Internal Reference

图28 用内部基准，读百分数的电压有效值VRMS误差（增益 = +1）

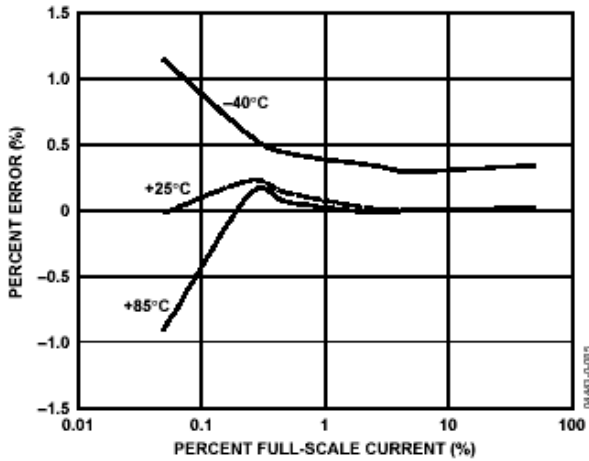


Figure 29. Apparent Energy Error as a Percentage of Reading (Gain = +1) over Temperature with Internal Reference and Integrator Off

图29 用内部基准的温度和积分器关闭，读百分数的视在能量误差（增益 = +1）

图30 A相通道1偏移分配

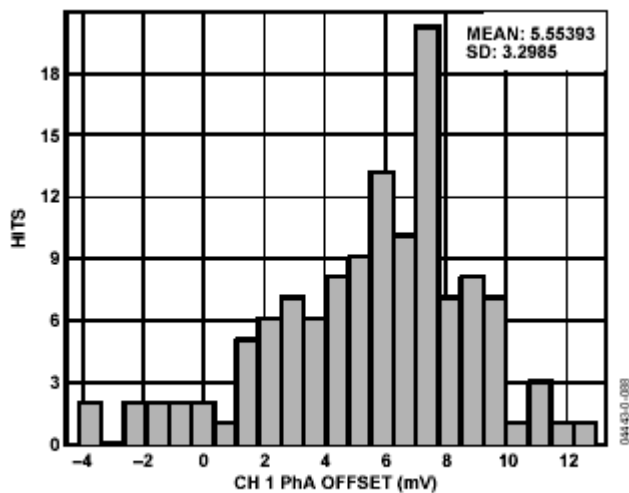


Figure 30. Phase A Channel 1 Offset Distribution

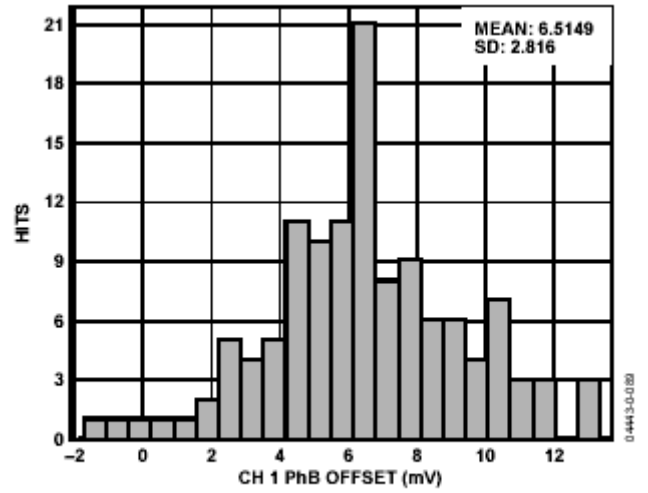


Figure 31. Phase B Channel 1 Offset Distribution

图31 B相通道1偏移分配

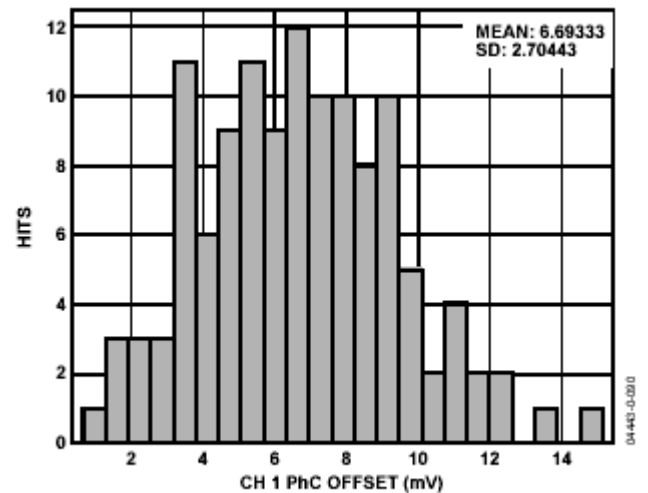


Figure 32. Phase C Channel 1 Offset Distribution

图32 C相通道1偏移分配

表4 引脚说明:

引脚号	引脚名称	说明
1	APCF	有功功率校准频率 (APCF) 逻辑输出, 提供有功功率信息。输出被用作运算和校准用途。满量程输出频率按写入 APCFNUM和APCFDEN寄存器值的比例计算。(参考能量-频率转换部分)
2	DGND	ADE7758为数字电路提供的基准地, 即对乘法器, 滤波器和数字-频率转换器来说。由于ADE7758里的数字回流很小, 该引脚可与整个系统的模拟地平面相连接。但是, 由于DOUT引脚上的大总线电容可能引起噪声数字电流, 这会其(数字引脚?)性能。
3	DVDD	数字电源。该引脚为ADE7758的数字电路提供电源电压。电源电压应维持规定的5 V ± 5%内, 。该引脚用一个10μF电容并一个100nF的陶瓷电容到DGND, 进行去耦。
4	AVDD	模拟电源。该引脚为ADE7758的模拟电路提供电源电压。电压保持在规定的5V ± 5%。为了使电源波纹和噪声减到最小限度, 该引脚上应用一个合适的退耦装置。在数据表中典型特性曲线图显示了电源的抑制特性。该引脚用一个10μF电容并联一个100nF的陶瓷电容到AGND, 进行去耦。
5, 6	IAP, IAN	电流通道模拟输入。该通道与电流互感器一起使用, 参考文档中的电流通道。所有输入采用全差动电压输入。最大的差动输入信号电平有±0.5 V, ±0.25 V, 和 ±0.125 V。它由内部PGA的增益选择决定(参考模拟输入部分)。所有输入都有内部的静电放电电路保护。另外, 即使输入端有持续的±6 V的过电压, 芯片也不会遭到永久性的破坏。
7, 8	IBP, IBN	
9, 10	ICP, ICN	

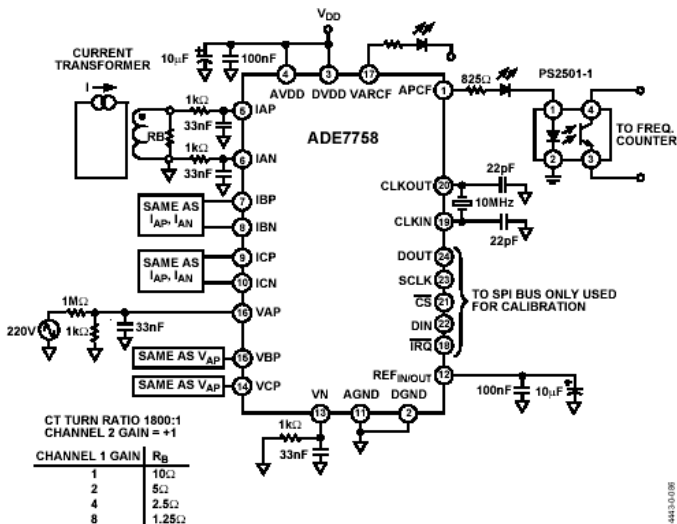


Figure 33. Test Circuit for Integrator Off

图33 积分器关闭测试电路图

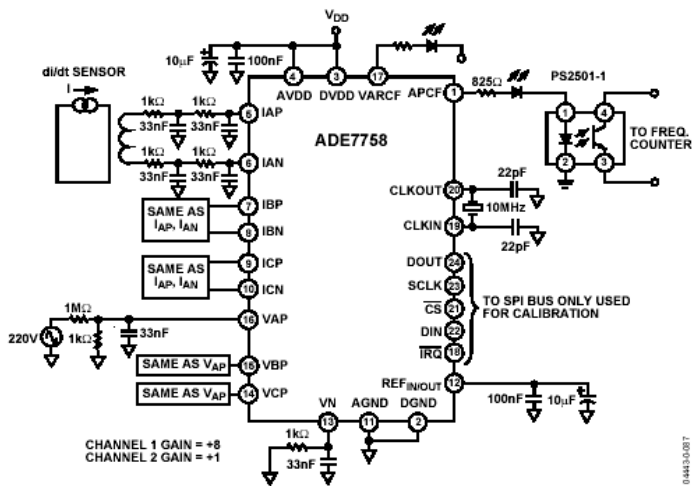


Figure 34. Test Circuit for Integrator On

图34 积分器打开测试电路图

17页

管脚配置及功能描述:

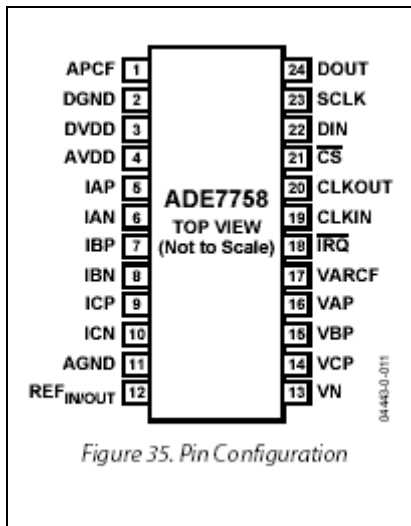


Figure 35. Pin Configuration

引脚配置图

11	AGND	ADE7758为模拟电路提供的基准地，即ADC、温度传感器和基准源。该引脚应接到系统的模拟地平面或者最净地基准上。净地基准应用在所有模拟电路上，如抗混叠滤波器，电流互感器，电压互感器。为了最小限度的控制ADE7758周围的地噪声，净地面板与数字地面板仅在一个点上相连。可以在模拟地面板上放置所有的器件。			满。波形采样可达26 kSPS（参考ADE7758中断部分）
12	REF <sub>IN/OUT</sub>	片上提供的基准电压端。该基准的额定电压值为2.5 V ± 8%，典型的温度系数是30 ppm/°C。该引脚也可接外部基准源。不管那种方式下，该引脚应接1 μF陶瓷电容来防止干扰。	19	CLKIN	ADC（模数转换器）和数字信号处理的主时钟，外部时钟从该引脚输入。另外，可以在CLKIN和CLKOUT引脚间并入一个谐振AT晶振给ADE7753提供时钟源。规定运行的时钟频率是10 MHz。应用几十PF（10PF数量级）的陶瓷负载电容与晶振门电路相连。参考晶振产品负载电容的要求数据表。
13, 14,	VN, VCP,	电压通道模拟输入。该通道与电压互感器一起使用，参考文档中的电压通道。这些输入的单端电压输入，最大输入信号是±0.5 V，与规定运行的VN有关。根据内部PGA的增益选择决定，这些输入的最大输入信号电平有±0.5 V，±0.25 V，±0.125 V。（参考模拟输入部分）。所有输入都有内部的静电放电（ESD）电路保护。另外，即使输入端有持续的±6 V的过电压，芯片也不会遭到永久性的破坏。	20	CLKOUT	该引脚和与上述的CLKIN间连接一晶振，为ADE7753提供时钟源。无论是CLKIN引脚上接外部时钟，还是接晶振，CLKOUT引脚都能驱动一个CMOS负载。
15, 16	VBP, VAP		21	CS	片选。4线串行口的一部分。这是一个有效低电平逻辑输入，允许ADE7758与多个其他的设备共享串行总线。
17	VARCF	无功功率计算频率逻辑输出。根据WAVMODE寄存器VACF位的设置来确定测量的是无功功率还是视在功率信号。该输出用作运算和校准用途。满量程输出频率可通过写VARCFNUM和VARCFDEN寄存器按比例计算。（参考能量—频率转换部分）	22	DIN	串行接口数据输入，在SCLK下降沿时数据从该引脚移入。（参考ADE7758串行接口部分）
18	IRQ	中断请求输出端，这是一个有效低电平漏极开路逻辑输出，可屏蔽中断包括：无功能量寄存器半满和视在能量寄存器半	23	SCLK	同步串行接口串行时钟输入，所有的串行数据输入都与该时钟同步（参考ADE7758串行接口部分）。SCLK有施密特触发输入，供缓慢边沿的的时钟源使用，例如光耦输出。
			24	DOUT	串行接口数据输出。在SCLK的上升沿，数据从该引脚移出。除非驱动串行数据总线上的数据，要不该逻辑输出通常处于高阻状态。（参考ADE7758串行接口部分）

19页  
抗混叠滤波器

滤波器应能防止混叠现象。所有采样系统都有混叠现象。当输入信号的组成频率高于ADC采样率的一半时，将扭曲采样信号，采样信号应低于采样率的一半。不管什么体系结构，这是所有ADC需遵守的。ADE7758的高速采样ΣΔADC与一相关的低宽带能量计结合使用。该能量计用很简单的低通滤波器（LPF）作为抗混叠滤波器。用转折频率为10kHz的的简单RC滤波器（单极LPF）来进行衰减，在

894kHz处大约衰减40dB。这对于除去混叠影响已足够。

模拟输入

ADE7758一共有6路模拟输入，分成两种通道：电流和电压。电流通道有三对全差动电压输入组成：IAP和IAN, IBP和IBN, ICP和ICN。这些全差动电压输入对具有最大的差动信号是±0.5 V。电流通道有一个可编程增益放大器(PGA)，能进行1, 2或 4的增益选择。除PGA之外，通道1对ADC有全量程输入范围选择。ADC的模拟输入范围选择通过增益寄存器来设定。(如图36)。上述提到最大差动输入电压是±0.5 V。但通过设置增益寄存器中的位3和位4，最大ADC输入电压可设置成±0.5 V, ±0.25 V, 或±0.125 V。这些可通过调整ADC基准得到(参考基准电路部分)。增益选择可通过写增益寄存器来设定。在全差动电流通道中，通过位0~位1进行PGA的增益选择。在单端电压通道里的PGA增益选择由位5~位6确定。图36显示了怎样用增益寄存器对电流通道进行增益选择。

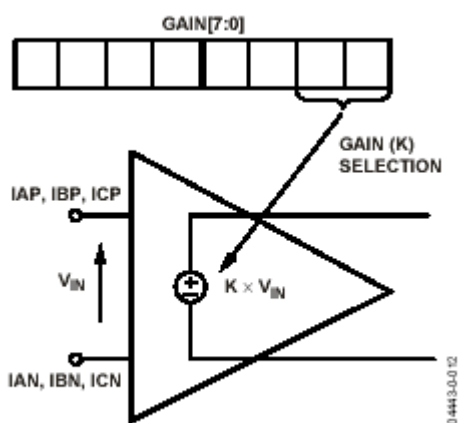


Figure 36. PGA in Current Channel

图36 电流通道中PGA

图37显示了如何由增益寄存器中的不同位来选择PGA 1 (电流通道)和PGA 2 (电压通道)中的增益设置。

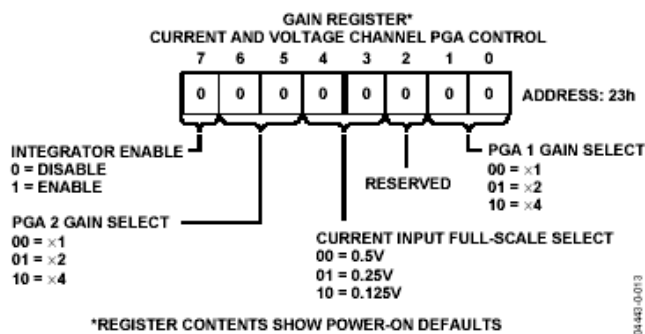


Figure 37. ADE7758 Analog Gain Register

图37 ADE7758模拟增益寄存器

增益寄存器的位7用作启动电流信号通道里的数字积分。设置该位可激活数字积分器。(参考di/dt电流传感器和数字积分部分)

21页

电流通道ADC

图38显示的是电流通道输入IA的ADC和信号处理通道。(IB与IC与此同)。在波形采样模式下，ADC以最大26.0kSPS(每秒1千次采样)的速率输出有符号的24位二进制补码数据字。定义的满量程模拟输入信号是±0.5 V,它是ADC产生的最大输出代码值(如图38)。该图示出了应用到差动输入IAP和IAN中的满量程电压信号。ADC输出在D7AE14h (-2,642,412)和2851ECh (+2,642,412)摆动。

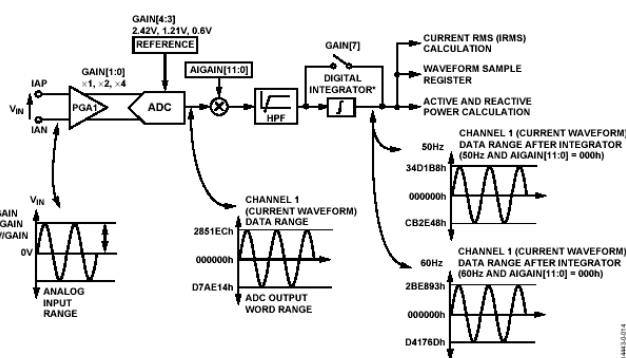


Figure 38. Current Channel Signal Path

图38 电流通道的信号路径

在每相电流通道的信号通道里有一个乘法器。电流波形通过写二进制补码数到12位有符号电流波形增益寄存器(AIGAIN[11:0], BIGAIN[11:0]和CIGAIN[11:0])中产生±50%的变化。例如：如果7FF被写入这些寄存器中，ADC输出将按比例提高+50%。另一方面，当写入0x800时，输出将按比例提高-50%(减少50%)。下面描述了电流波形增益寄存器的数学表达式。

Current Waveform =

$$ADC \text{ Output} \times \left( 1 + \frac{\text{Content of Current Gain Register}}{2^{12}} \right)$$

电流波形 = ADC输出 × (1 + 电流增益寄存器的内容 / 2<sup>12</sup>)

改变AIGAIN[11:0], BIGAIN[11:0]或CIGAIN[11:0]的内容将会影响基于电流的所有计算，即除了能影响电流有效值计算外，还影响有功、无功、视在能量的计算。另外，波形采样也相应的按比例变化。

将WAVMODE寄存器中的WAVSEL[2:0]位设置为000(二进制)，电流通道的波形采样将以固定采样率传送到WFORM寄存器。传送的是哪相采样，由WAVMODE寄存器中的PHSEL[1:0]位设定。在波形采样期间，能量计算保持连续。

在波形采样模式下，有四种输出波形采样率可选择，由WAVMODE寄存器(DTRT[1:0])设定。输出的采样率可以是26.0 kSPS, 13.0 kSPS, 6.5 kSPS或3.3 kSPS(参考表17)。

若将中断屏蔽寄存器中的WSMP位设置为逻辑1，当采样允许时，中断允许输出IRQ将产生有效低电平。图39给出了电流通道波形采样的时序图。24位波形采样值每次传送1个字节（8位），最大有效字节首先从ADE7758移出。

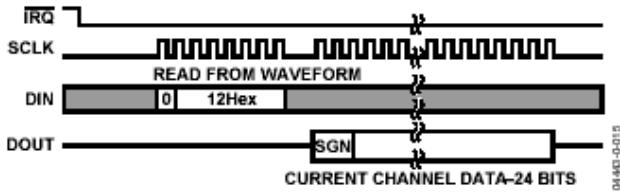


Figure 39. Current Channel Waveform Sampling

图39 电流波形采样

中断请求输出IRQ将保持低电平，直到中断程序读复位状态寄存器（参考ADE7758中断）。

ADE7758 di/dt电流传感器和电流积分器

di/dt电流传感器是检测交流电引起的磁场变化。图40给出di/dt电流感应原理。

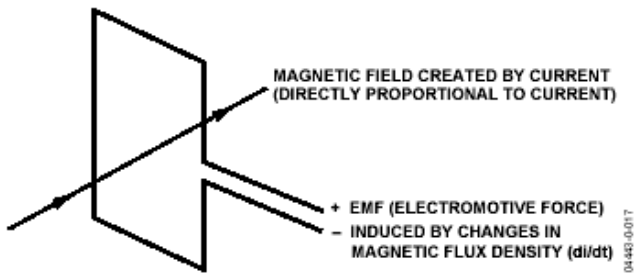


Figure 40. Principle of a di/dt Current Sensor

图40 di/dt电流感应原理

电流感应出的磁场的磁通量与电流成正比。通过导体线圈中磁密的变化，在线圈的两末端产生感应电动势（EMF）。电动势EMF是电压信号，它的大小与电流的变化量di/dt成比例。从di/dt电流传感器输出的电压由当前的运载导体和电流传感器间的互感系数决定。

在使用前，电流信号需要从di/dt信号重新获得，因必须用积分器来恢复它原始形式的信号，ADE7758用了一个内置的数字积分器来恢复从di/dt电流传感器来的电流信号。当ADE7758上电时，通道1上的数字积分器默认接通。设置增益寄存器中GAIN[7:0]的最高有效位打开积分器。图41~44显示了电流积分器的幅值和相位响应。

说明的是积分器有-20dB/十倍频的衰减和大约-90°的相移。当与di/dt传感器结合使用，在有用的频带上合幅值和相位响应有一个平缓的增益。但di/dt传感器自身有20 dB/十倍频的增益，产生一个有效的高频噪声，需要一个用更有效的抗混叠滤波器来避免噪声（参考抗混叠滤波器）。当数字积分器被关闭时，ADE7758可直接用常规的电流传感器，例如电流互感器（CT）或者低阻抗电流分流器。

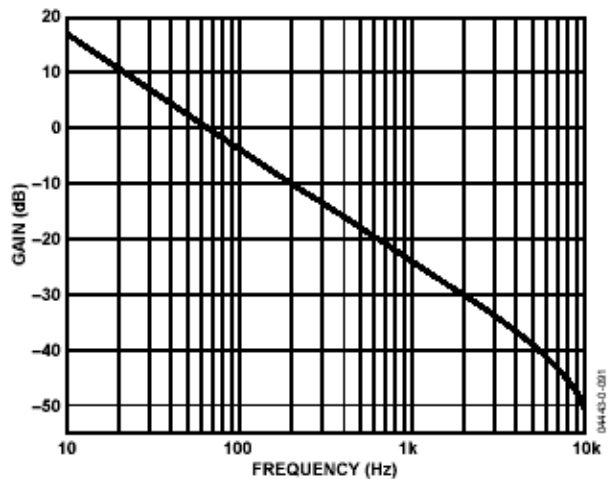


Figure 41. Combined Gain Response of the Digital Integrator and Phase Compensator

图41 数字积分器和相位补偿器混合增益响应

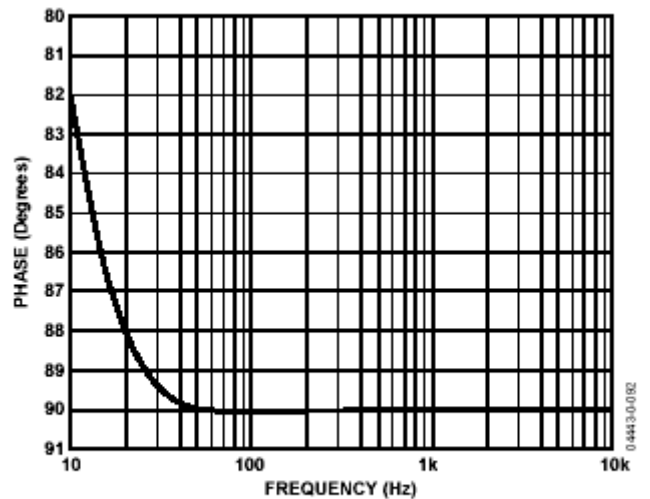


Figure 42. Combined Phase Response of the Digital Integrator and Phase Compensator

图42 数字积分器和相位补偿器混合相位响应



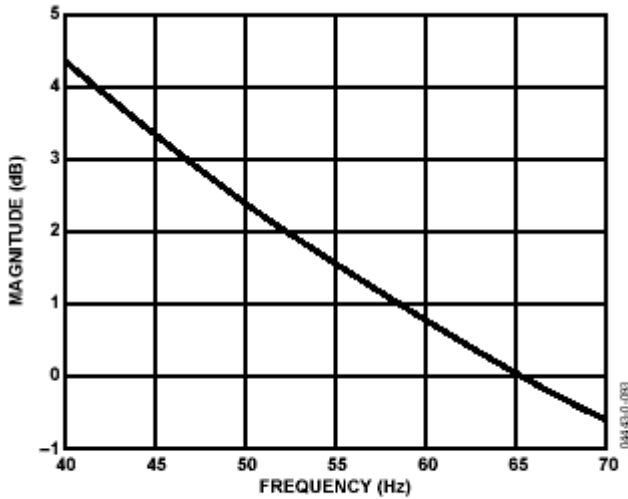


Figure 43. Combined Gain Response of the Digital Integrator and Phase Compensator (40Hz to 70Hz)

图43 数字积分器和相位补偿器混合增益响应（40Hz~70Hz）

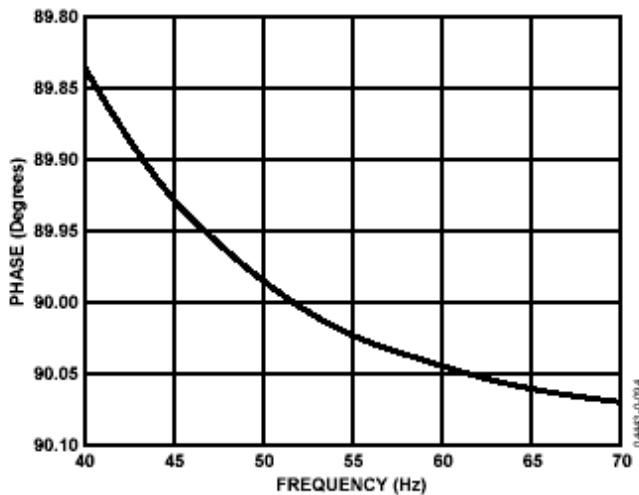


Figure 44. Combined Phase Response of the Digital Integrator and Phase Compensator (40Hz to 70Hz)

图44 数字积分器和相位补偿器混合相位响应（40Hz~70Hz）

### 峰值电流检测

ADE7758能对记录电流波形峰值进行编程，并且当电流超过预先设定值时产生中断。

#### 利用IPEAK峰值寄存器进行峰值电流检测

在固定的半周期内的电流波形的峰值绝对值被存储到IPEAK寄存器中。图45图示出了峰值电流检测的时序特性。

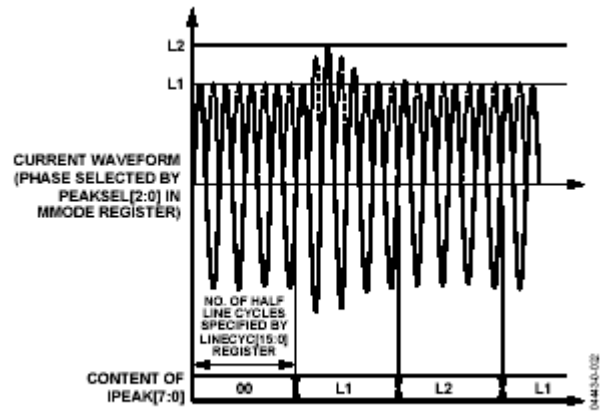


Figure 45. Peak Current Detection Using the IPEAK Register

电流波形（通过MMODE寄存器中的PEAKSEL[2:0]选择位相）

IPEAK寄存器中的内容 (\*)

半线周期数由LINECYC[15:0]定义。

#### 图45 利用IPEAK峰值寄存器进行峰值电流检测

IPEAK寄存器中的内容等于电流波形采样中的位14~位21的值。在满量程模拟输入下，电流波形采样值是2851EC（十六进制）。

另外，可以将MMODE寄存器中PEAKSEL[2:4]位设置成逻辑高电平，同时启动多相峰值检测。它们是电压和电流峰值检测的相选择位。注意，如果设置超过一位，VPEAK和IPEAK寄存器将保存两个不同相的值，也就是说，电压和电流峰值独自进行计算（参考峰值电流检测部分）。

半周期数建立在对电压通道的过零计算上。LCYCMODE寄存器中的ZXSEL[2:0]位决定对哪相电压通道进行过零检测。如果过零检测启动(?)，相同的信号也能用作线周期能量累计模式。

### 过流中断检测

图46给出过流检测图。

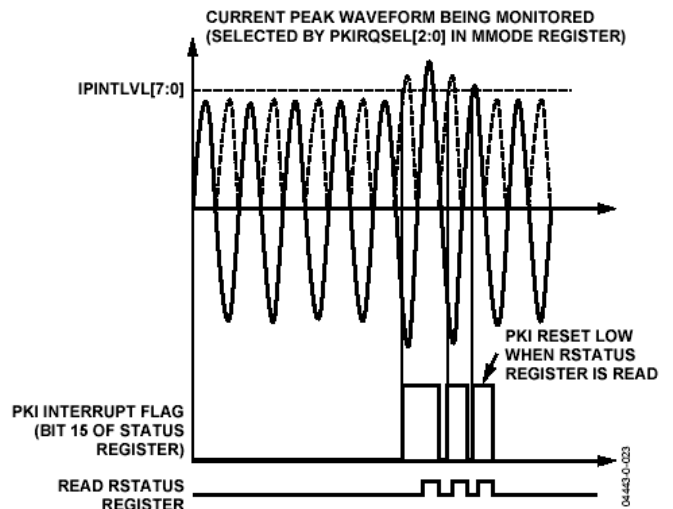


Figure 46. ADE7758 Overcurrent Detection

电流峰值波形被监测中（通过MMODE寄存器的PKIRQSEL[2:0]位选择）  
PKI中断标志（状态寄存器中的位15）（×）  
当读状态寄存器时，PKI被复位成低电平

图46 ADE7758 过流检测

说明的是IPINTLVL[7:0]寄存器中的内容等于电流波形采样中的位14~位21的值。因此，当该寄存器中的内容置成A1（十六进制）时，以满量程模拟输入进行峰值检测。图46给出了电流超出阈值的情况。通过置位中断状态寄存器中的PKI位（位15）来记录过流事件。如果在中断屏蔽寄存器中的PKI被设置为逻辑1，则IRQ逻辑输出产生有效低电平（参考ADE7758中断部分）

与峰值电平检测类似，可启动多相峰值检测。如果启动的任何一相产生的波形采样高于阈值，中断状态寄存器中的PKI标志将被置位。监控哪相过流，可通过设置MMODE寄存器的PKIRQSEL[2:0]位来确定（参考表16）。

电压通道ADC（模数转换器）

图47显示了电压通道输入VA中的ADC和信号处理链（VB和VC与此同）

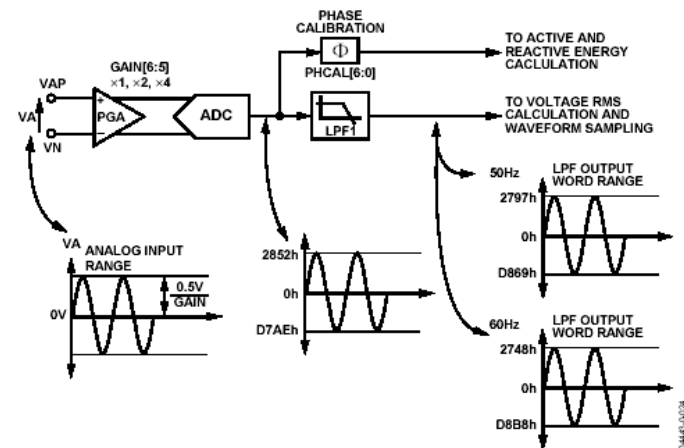


Figure 47. ADC and Signal Processing in Voltage Channel

图47 电压通道的ADC和信号处理

对于有功和无功能量的测量，ADC的输出值直接传递给乘法器，而不是滤波器。这种解决方法避免了用过大的多位乘法器且不影响测量精度。在电压通道上没有使用高通滤波器（HPF）来消除直流偏差，因为在电流通道上的高通滤波器（HPF）就已经足够消除在功率计算中由于ADC偏移产生的误差了。但是，在电压通道中ADC偏差在电压有效值计算中将产生更大的误差，并且会影响视在能量计算的精度。

电压通道采样

电压通道上的波形采样值也被送到WFORM寄存器。但在传送给WFORM寄存器之前，ADC输出通过一个具260 Hz截止频率的单极、低通滤波器（LPF1）。

图48显示了LPF1的幅度和相（幅相）响应。该滤波器能略微削弱信号。例如，如果线频率是60 Hz，在LPF1上输出的信号将被削弱3.575%。波形采样值是16位二进制补码数据，范围在2748h（+10,056d）和D8B8h（-10,056d）之间。在WFORM寄存器中，该数据被扩展成有符号的24位数据。

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{60 \text{ Hz}}{260 \text{ Hz}}\right)^2}} = 0.974 = -0.225 \text{ dB}$$

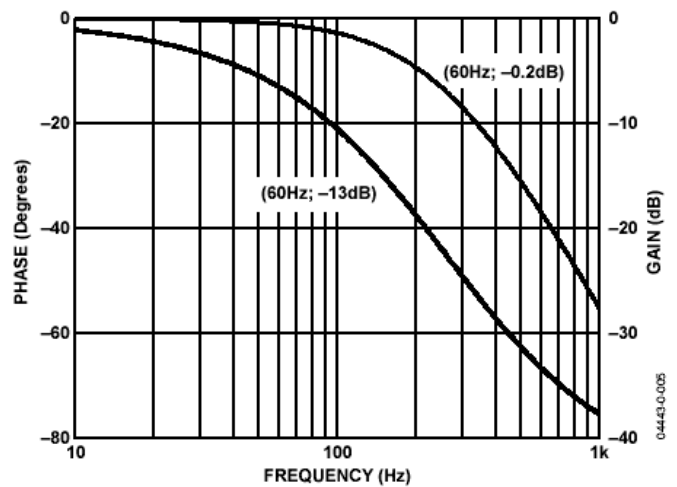


Figure 48. Magnitude and Phase Response of LPF1

图48 LPF1的幅度和相（幅相）响应

说明的是低通滤波器1（LPF1）不影响有功和无功率率计算，因为它仅仅在波形采样信号通道中使用。但是，波形采样值被用于电压有效值计算和后续的视在功率计算中。

若WAVMODE寄存器中的WAVSEL[2:0]位被设置成001

（二进制）时，将启动电压波形采样。PHSEL[1:0]位控制采样的相通道。在波形采样模式下，由WAVMODE寄存器中的位5和位6来选择四种采样频率一种（参考表17）。可使用的采样频率有26.0 kSPS，13.5 kSPS，6.5 kSPS或3.3 kSPS。中断屏蔽寄存器中的WSMP位设置成逻辑1，当允许采样时，中断请求输出（IRQ）产生有效低电平。时序如图39所示。24位波形采样值每次传送1个字节（8位），最大有效字节首先从ADE7758移出。寄存器的符号位在前8位里扩展。时序与电流通道的时序一样（参考图39）。

过零检测

对每个电压通道（VAN, VBN或VCN），ADE7758都有过零检测电路。图49显示如何从电压通道的ADC输出产生过零信号。

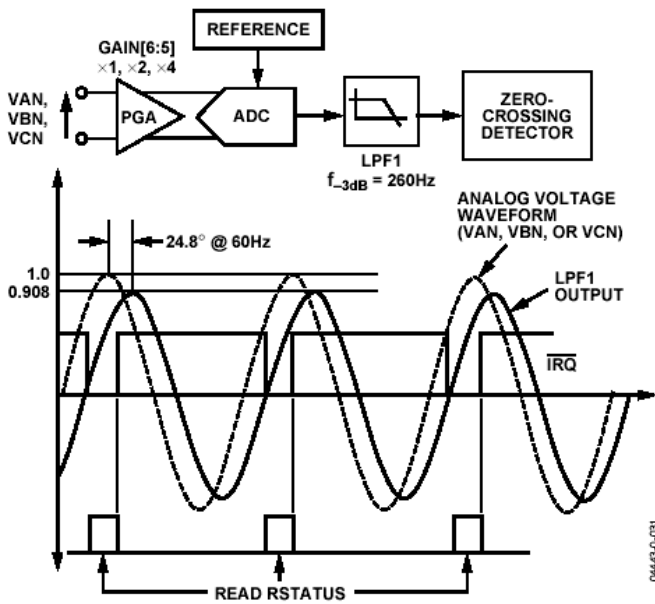


Figure 49. Zero-Crossing Detection on Voltage Channels

图49 电压通道过零检测

从LPF1的输出产生过零中断。LPF1在260 Hz (CLKIN = 10 MHz) 具有单极性。结果是，在电压通道的模拟输入信号和LPF1的输出间存在一相位滞后。该滤波器的相位响应已在电压通道部分说明。LPF1相位滞后响应在过零电压输入的过零信号间引起大约1.1 ms的延时 (@ 60 Hz)。说明的是过零信号用在线周期累计模式，过零中断和线周期/频率测量中。

### 过零截止

每个过零检测都有一个相关联的内部截止寄存器(用户不可用)。这个无符号16位寄存器每经过384/CLKIN 秒就减少1。该寄存器可被复位成普通用户编程值(?)，也就是说，过零截止寄存器(ZXTOUT[15:0]，地址1Bh)在它的相关输入上的每一次过零都会被检测到。

ZXTOUT的默认值是FFFFh。如果在相应输入的过零之前检测到它已经减到0，在同一时间通过ZXTOUT[15:0]指示过零缺省。在中断寄存器中相应相的ZXT0x检测位将被打开(位9~位11)。如果在中断屏蔽寄存器中的相应相的ZXT0x屏蔽位被置成逻辑1，则在IRQ输出上产生有效的低电平。图50显示当A相的线电压在固定的直流电平上保持时间超过CLKIN/384 × ZXTOUT[15:0]秒时的过零截止检测图。

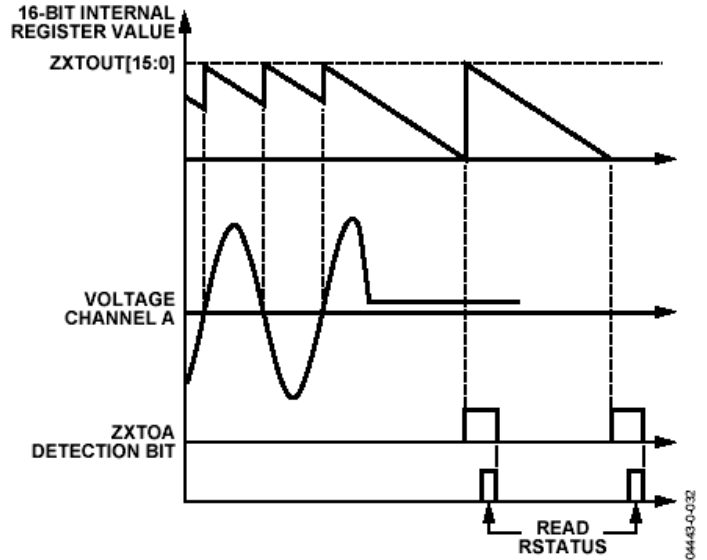


Figure 50. Zero-Crossing Timeout Detection

图50 过零截止检测

### 29页

### 相位补偿

当高通滤波器 (HPF) 电流通道禁止时，在电流通道 (IA, IB或IC) 和相应电压通道 (VA, VB或VC) 间的相位误差可忽略。当高通滤波器 (HPF) 允许时，电流通道有相应 (参考图51和图52)。图53是滤波器的幅相响应。当频率从45 Hz ~1 kHz时，相响应几乎是0。这种频率波段对典型能量测量的要求已足够了。

但是，尽管ADE7758从内部做了相位补偿，但它外接传感器时还会带来固有的相位误差。例如，0.1° ~0.3° 的相位误差对CT (电流互感器) 来说很常见。这些相位误差可能随传感器而变，为了得到精确的功率计算必须对其进行修正。与相位匹配相关的误差在低功率因素下特别显著。ADE7758提供了这些微小相位误差进行数字校准的方法。ADE7758允许一个小的时间延迟或超前引入到信号处理链中，进行小相位误差补偿。

相位校准寄存器 (APHCAL, BPHCAL和CPHCAL) 是二进制补码7位有符号寄存器，它们能改变电压通道信号通道中的时超或时延，范围是 -151.2 μs ~ +75.6 μs (CLKIN = 10 MHz) 间。对于1.2 μs时延或2.4 μs的时超相当于变化1LSB。线频率是50 Hz时，理论上有0.026° 的相分辨率，即在正向检测中是360° × 1.2 μs × 50 Hz，在负向检测中是0.052°。在50 Hz时，相应的总的修正范围是 -2.72° ~ +1.36°。

图54说明如何利用相位补偿来消除电流通道IA由于外部电流传感器的引起的0.1° 相位超前。为了消除A相电流通道中的相位超前 (0.1°)，相位超前必须于引入到相应的电压通道中。相位校正的分辨率允许引入0.104° 的相位超前。通过引入时超VA获得相位超前。通过写-4 (3Ch)

到延时单元实现4.48μs的时超，这样减少4.48μs的时延数在60Hz时大约等于 $360^\circ \times 4.8 \mu s \times 60 \text{ Hz} = 0.104$ 。

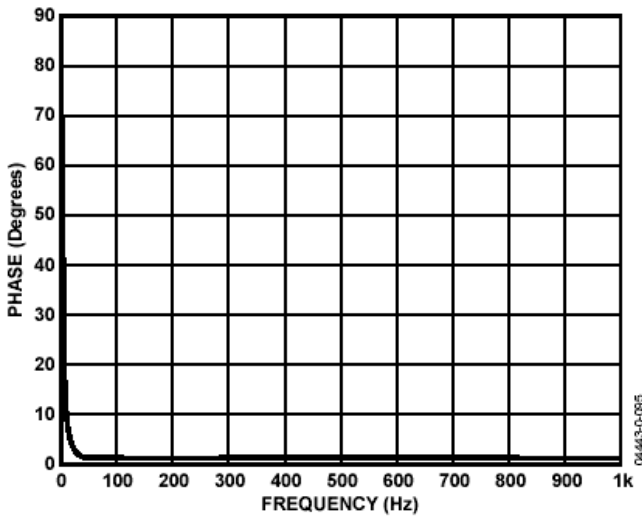


Figure 51. Phase Response of the HPF and Phase Compensation (10 Hz to 1 kHz)

图51 高通滤波器 (HPF) 和相补偿的相响应 (10 Hz ~1 kHz)

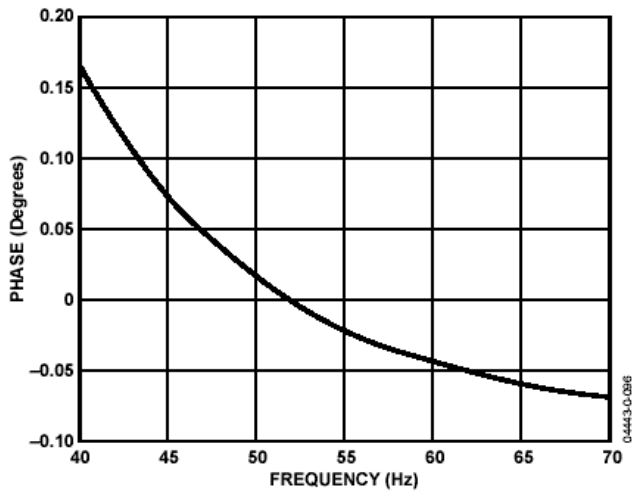


Figure 52. Phase Response of the HPF and Phase Compensation (40 Hz to 70 Hz)

图52 高通滤波器 (HPF) 和相补偿的相响应 (40 Hz ~70Hz)

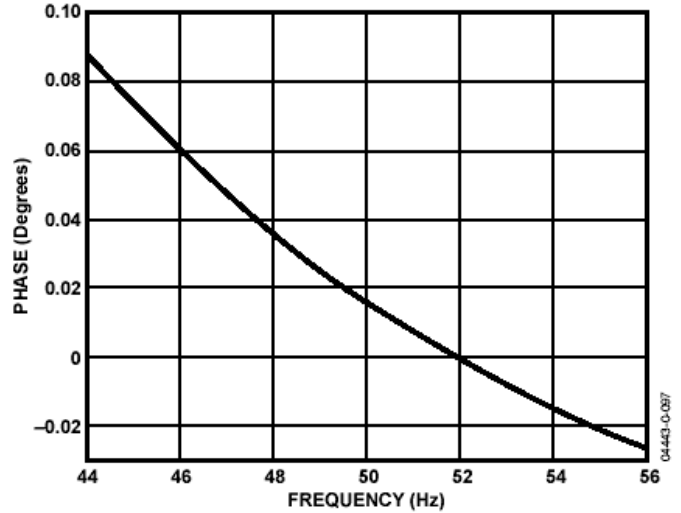


Figure 53. Gain Response of HPF and Phase Compensation (Deviation of Gain as Percent of Gain at 54 Hz)

图53 高通滤波器 (HPF) 和相补偿增益响应 (在54Hz增益偏差作为增益百分比)

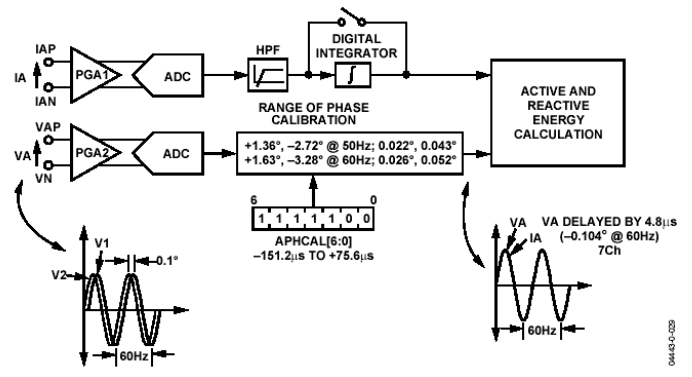


Figure 54. Phase Calibration on Voltage Channels

图54 电压通道相校准

周期测量

ADE7758提供了线电压的周期或频率测量。MMODE寄存器中的位0~位1定义了周期测量是哪相。周期寄存器是无符号12位FREQ寄存器，每四个周期更新所选的相。

LCYCMODE的位7选择周期寄存器是显示频率还是周期。该位设置成逻辑高电平寄存器显示周期，默认设置是低电平，寄存器显示频率。

寄存器的分辨率1LSB是384/CLKIN(38.4 μs/LSB 当CLKIN为10 MHz)，当线频率是60 Hz时，显示0.23%。在线频率是60 Hz时，周期寄存器的值大约是434d。寄存器的长度允许测线频率象25.5 Hz一样低。

线电压电压跌落SAG检测

在多个线周期内，ADE7758能对任一相线电压的绝对值跌落到某一最高值时进行检测。可对各相电压通道同时

控制。具体情况如图55所示。

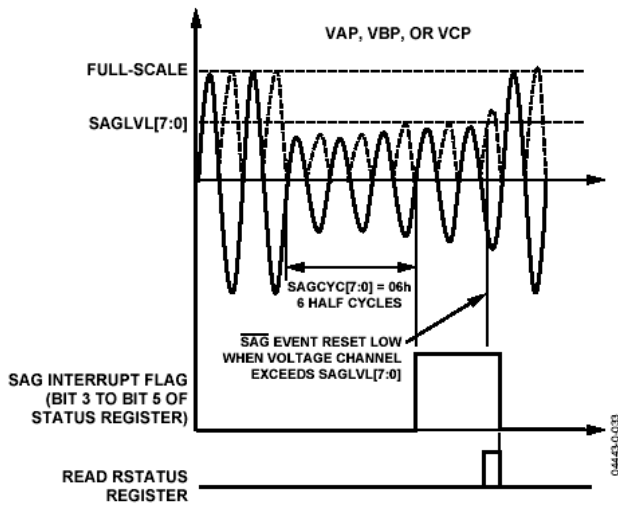


Figure 55. ADE7758 SAG Detection

SAG中断标志（状态寄存器中的位3~位5）

读状态寄存器

SAGCYC[7:0] = 06h 6个半周期（\*）

当电压通道超过SAGCYC[7:0]中的值时，SAG复位成低电平

图55 ADE7758电压跌落（SAG）检测

图55显示了在九个半周期内线电压跌落到在SAG电平寄存器(SAGLVL[7:0])设定的阈值以下。由于线电压跌落寄存器指定的值时6个半周期阈值(SAGCYC[7:0] = 06h)，在第六个半周期结束时，通过设定中断状态寄存器中的相应的SAG标志（中断状态寄存器中的位1~位3）记录SAG事件。如果该相的SAG位允许即设置成逻辑1（在中断屏蔽寄存器中的位1~位3），则IRQ逻辑输出产生有效的低电平（参考ADE7758中断部分）。相位与与SAGLVL和SAGCYC寄存器中定义的不同参数比较。

#### SAG电平设置

SAG是单字节的电平寄存器SAGLVL[0:7]，它的内容与电压波形采样值中的6~13位绝对值进行比较。例如，60 Hz时电压通道满量程信号输入的波形采样值的额定最大代码值是249Ch（参考电压通道采样部分）。位13~位6的值是92h。因此，92h写入SAG电平寄存器，并放到满量程的SAG电平检测上，设置SAG检测的最大量测值。

当线电压跌落SAG检测SAGLVL[7:0]寄存器的内容比引入的采样值大时，进行检测。写00h是把SAG检测电平放到0上。输入电压降低的检测在这种情况下被禁止。（?）

#### 峰值电压检测

ADE7758能记录电压波形峰值，如果电压超出预先限定值，将产生中断。

#### 利用VPEAK寄存器检测峰值电压

固定半周期数内的电压波形峰值绝对值被保存在VPEAK寄存器中。图56显示了峰值电压检测的时序特性。

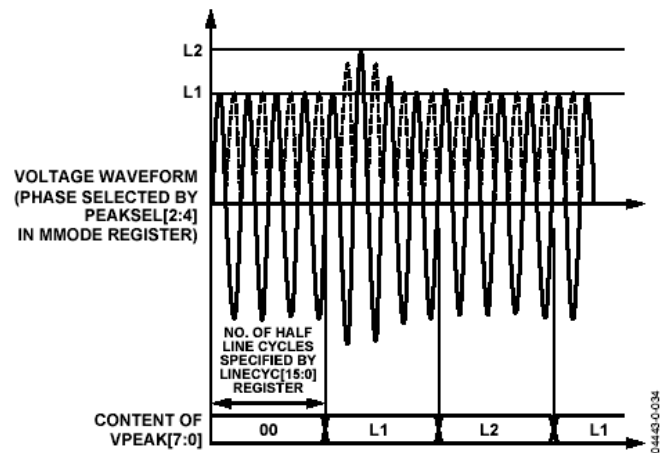


Figure 56. Peak Current Detection Using the IPEAK Register

电压波形（位相选择由MMODE寄存器中的PEAKSEL[2:4]位决定）

半线周期个数由LINECYC[15:0]定义。

图56 峰值电压检测用VPEAK寄存器

VPEAK寄存器的值等于16位电压波形值中6~13位就绝对值。在60 Hz时，满量程电压波形采样值的输入值是249Ch。因此VPEAK满量程输入时也期望是92h。

另外，也可对MMODE寄存器中的PEAKSEL[2:4]位进行多位逻辑高电平设置，同时启动多相峰值检测。这些位是电压和电流峰值测量的相选择位。如果设置超过一位，VPEAK 和IPEAK寄存器保存两个不同相的值，即电压和电流峰值可独立计算（参考电流峰值检测部分）。

说明的是半周期数建立在对电压通道的过零计算上。LCYCMODE寄存器中的ZXSEL[2:0]位确定对哪相电压通道进行过零检测。如果过零检测启动（?），相同的信号也能用作线周期能量累计模式。（参考线周期累计模式寄存器(17h)部分）

#### 过压中断检测

图57用图形说明了过压检测特性。

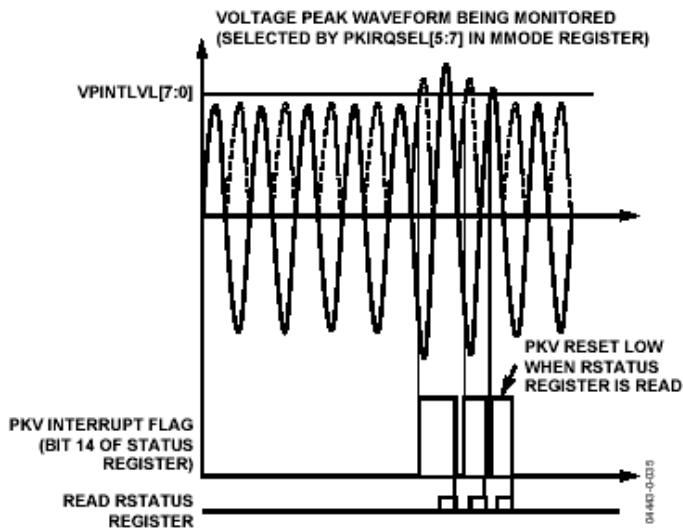


Figure 57. ADE7758 Overcurrent Detection

说明的是VPINTLVL[7:0]寄存器的内容等于16位电压波形采样值中位6~位13的值。因此，将92写入该寄存器，将以满量程模拟输入进行峰值检测(?)。图57显示了超出阈值的情况。通过置位状态寄存器中的PKV标志来记录过电压事件。如果在中断屏蔽寄存器中的PKV标志被设置成逻辑1，则在IRQ逻辑输出产生有效低电平。(参考ADE7758中断部分)。

可启动多相峰值检测。如果有效的任何一相产生的波形采样值超过上述阈值，在中断状态寄存器中的PKV标志被置位。通过设置MMODE寄存器中的PKIRQSEL[5:7]位，对过压相进行监测(参考表16)。

35页  
相序检测

ADE7758有相序错误检测中断。如果A相过零后跟随的不是B相，而是C相，状态寄存器中的SEQERR位(位19)将被置位。如果SEQERR位即位19在屏蔽寄存器中被置位，IRQ逻辑输出产生有效低电平(参考ADE7758中断部分)

电源监视器

ADE7758片内有一电源监视器。模拟电源(AVDD)不断地被ADE7758监视。如果电压低于 $4V \pm 5\%$ ，ADE7758将进入失效状态，即当电源低于4V时，能量将不被累计。这有助于上电或断电确保装置正确工作。电源监视器有一内置的滞后和滤波作用。这对由于电源噪声引起的误触发有很高的抗干扰能力。图58显示了当AVDD的值跌落到电源阈值以下时ADE7758的特性。在正常工作下，电源和器件的退耦应考虑到在AVDD上的波动不能超过规定的 $5V \pm 5\%$ 。

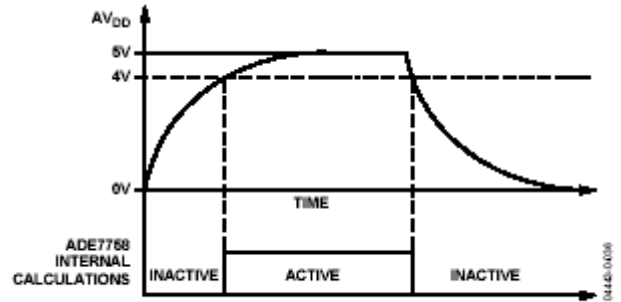


Figure 58. On-Chip Power-Supply Monitoring

图58 片内电源监视

基准电路

在引脚上的额定基准电压是2.42 V。这是ADE7758内部的ADC的基准电压。但电压通道有三个输入范围选择(满量程在0.5 V, 0.25 V和0.125 V选择)。通过将内部基准分成1, 1/2, 1/4实现。该基准值也用在电流通道的ADC上。注意的是对电流通道仅在满量程时使用。

REF<sub>IN/OUT</sub>引脚也可通过外部源来过驱动，例如外部2.5 V基准。注意对ADC提供的的额定基准值现在是2.5 V，而不是2.42 V。这将增加额定模拟输入信号范围，范围变为增加率 $2.5/2.42 \times 100\% = 3\%$ ，信号由0.5 V变为0.5165 V。

ADE7758的基准电压能随温度轻微的漂移——REF<sub>IN/OUT</sub>引脚可通过外部源即外部2.5V基准来过驱动。注意的是对ADC提供的额定基准值是现在2.5V，而不是2.42V。这将增加额定模拟输入信号范围，范围变为增加率 $2.5/2.42 \times 100\% = 3\%$ ，信号由0.5 V变为0.5165 V。

ADE7758的基准电压能随温度轻微的漂移——参考ADE7758说明，温度系数定义部分(in ppm/°C)。温度漂移数字的大小随元器件而异。由于所有的ADC都用该基准电压，在基准中任何x%漂移，将导致表精度有2x%的偏差。由温度变化引起的基准漂移通常是很小，远小于电流表其他元件引起的漂移。此外，表可以在对多温度下校准。

温度测量

ADE7758片内有一温度传感器。每4/CLKIN秒进行温度测量。温度检测电路上的电压输出将被接到ADC1(通道1)进行模数转换。对结果代码进行处理，然后送到温度寄存器(TEMP[7:0])中。该寄存器可被用户读，它的地址为11h(参考ADE7758串行接口部分)。温度寄存器的值是有符号的数(二进制补码)，具有3° C/LSB的分辨率。注意该寄存器偏移会因传感器而有所变化。为了校准该寄存器，额定值应被测量，并根据等式做相应的调整。例如，当周围环境温度大约是70° C时，寄存器产生代码00h，寄存器的值是：  
温度寄存器 = 温度(° C) - 70。

根据寄存器的额定值，一些限定的温度可能引起寄存器的翻转。这应在MCU中进行补偿。

ADE7758温度寄存器随电源而变化。推荐使用温度寄存器仅在固定、稳定的电源中的应用。随电源变化的典型误差如表5中所示。

表5 温度寄存器随电源变化误差

电压V	4.5	4.75	5	5.25	5.5
寄存器值	219	216	214	211	208
误差%	2.34	0.93	0	-1.4	-2.8

有效值（均方根）测量

有效值（均方根）是交流信号值中最基本的测量。它的定义既实用又精确。实际定义是：在交流信号的有效值等于在负载上产生的能量所需的直流值。数学上对连续信号f(t)的有效值定义为

$$FRMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} \quad (1)$$

对于定时采样信号，rms计算引入了信号的平方，取平均值，然后方根。

$$FRMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N f^2[n]} \quad (2)$$

在ADE7758中计算有效值rms方法是输入信号的平方到低通滤波器(LPF3)，然后在结果中引入平方根，见图59。

有效值计算在六个模拟输入通道中同时进行，每个结果在各自的寄存器中都是有效的。

由于ADE7758测量的是非正弦信号，应特别注意电压有效值rms测量，因此视在能量的波段限于160 Hz。电流有效值rms也和有功功率一样，有14kHz的带宽。

电流有效值计算

图59详细显示了电流通道上一相有效值计算的信号处理链。在电流通道波形采样模式下，计算采样值得到电流通道的有效值。通过校准IGAIN寄存器，电流通道ADC输出能按±50%比例，从而使有效值(rms)输出得到校准。应该说明的是：IGAIN的调整能影响有功、无功和视在功率的测量。电流有效值被存储在无符号24位寄存器(AIRMS, BIRMS和CIRMS)中。电流有效值(rms)寄存器中的1LSB等于电流波形采样值的1LSB。电流有效值测量的更新速度是CLKIN/12。

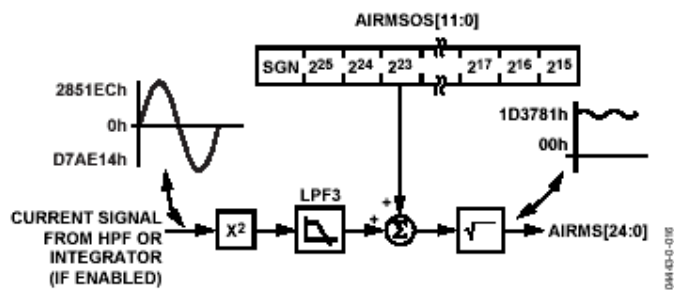


Figure 59. Current RMS Signal Processing

从高通滤波器或从积分器来的电流信号(\*)

图59 电流有效值信号处理(A相)

由于定义的满量程模拟输入信号是0.5 V，所以ADC的输出代码大约是±2,642,412d(参考电流通道ADC部分)。在60 Hz时，满量程的正弦信号的等价有效值是1,914,753 (1D3781h)。

电流有效值精确度典型值是0.2%的误差，即从满量程输入下落到满量程输入的1/500。另外，这种测量应有14 kHz的带宽。

电流有效值偏移补偿

对每一相(AIRMSOS, BIRMSOS和CIRMSOS)，ADE7758都合并了一个电流有效值偏移补偿。用12位有符号寄存器来消除电流通道中的偏移。由于输入噪声被积分到I<sup>2</sup>(t)的直流成分中，所以在有效值计算中存在偏差。当没有电流消耗时，偏移校准使IRMS寄存器值保持在0。电流有效值偏移寄存器的1LSB与电流有效值寄存器的平方值16,384(十进制)相等。假定满量程交流输入时电流有效值校准的最大值是1,868,467d，电流有效值偏移1LSB则是测量误差的0.94%，即在满量程上下跌-60 dB。关于如何校准电流有效值测量的更详细信息，参考校准部分。

$$IRMS = \sqrt{IRMS_0^2 - 16,384 \times IRMSOS}$$

其中IRMS<sub>0</sub>没有经过偏差修正的有效值测量。

电压通道有效值计算

图60详细显示了电压通道A相上有效值校准的信号流程图。经过低通滤波器LPF1后，从采样值上计算出电压通道有效值。通过改变VRMSGAIN[11:0]寄存器，电压通道ADC的输出按±50%计算，实现全部有效电压校准。VRMSGAIN寄存器既能按比例计算有效值，也能计算视在功率，因为视在功率是电压和电流有效值的乘积(视在功率=电压×电流)。电压有效值被保存在24位寄存器(AVRMS, BVRMS和CVRMS)中。电压有效值寄存器256 LSBs与电压波形采样1LSB近似相等。电压有效值测量的更新速度是CLKIN/12。

由于交流模拟输入信号的满量程定义为0.5 V，在60 Hz时，LPF1产生的输出代码大约是满量程值的63%，即

9, 372d (参考电压通道ADC部分)。VRMS寄存器中满量程交流信号的等效有效值大约是1, 639, 101 (1902BDh)。

电压有效值 (vrms) 测量精度典型值是0.5%的误差, 即从满量程输入下跌到满量程输入的1/20。另外, 该测量有160 Hz脉宽。

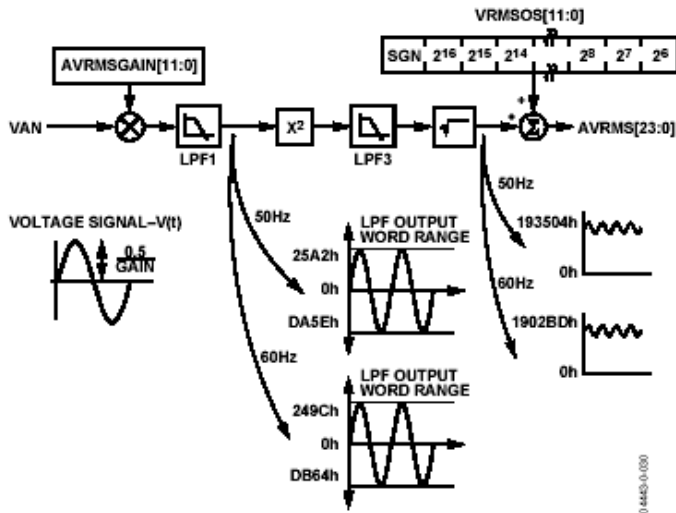


Figure 60. Voltage RMS Signal Processing

图60 电压有效值信号处理

**电压有效值偏移补偿**

对每一相(AVRMSOS, BVRMSOS和CVRMSOS), ADE7758 都都有一个电压有效值偏移补偿。它们是12位有符号寄存器, 用来消除在电压有效值计算中的偏差。由于噪声和输入采样中的偏差, 使有效值计算中也存在偏差。应该特别指出的是当没有电压时, 偏移校准在VRMS寄存器中的内容不能是0, 这是由电压有效值计算中的噪声所引起, 这应限定在满量程和满量程的1/50 th间的有效范围内(?)。电压有效值偏移1LSB等于电压有效值寄存器中的64 LSBs。

假定满量程交流输入时电压有效值计算的最大值是1, 639, 101d, 那么电压有效值偏移1LSB的值则是测量误差的0.042%, 即满量程1/10。

$$VRMS = VRMS_0 + VRMSOS \times 64$$

VRMS<sub>0</sub>是没有经过偏差修正的有效值测量。

**电压有效值增益校正**

利用电压有效值增益寄存器(AVRMSGAIN, BVRMSGAIN和CVRMSGAIN), 对有效值计算, 电压通道中每相ADC增益可进行调整。在LPF1之前的电压波形的增益通过写二进制补码, 12位字到电压有效值增益寄存器进行调整。下面的表达式显示了增益校准的大小涉及到电压增益寄存器的内容。

$$VRMS \text{ 寄存器中的内容} = \text{没有增益额定有效值} \times (1 +$$

$$VRMSGAIN/2^{12})$$

例如, 当7FFh写入电压增益寄存器中, ADC输出将按比例提高50%。

$$7FFh = 2047d, 2047/2^{12} = 0.5$$

同样, 800h = -2047d (有符号二进制补码), ADC输出将按比例减少50%。

**有功功率计算**

电能被定义为从电源到负载能量的流动率。它是电压和电流波形的乘积。合波形被称为瞬时功率, 等于每个瞬时的能量流动率。功率的单位是瓦特 (watt) 或焦耳/秒 (joules/sec)。等式5给出的就是交流系统中瞬时功率的表达式。

$$v(t) = \sqrt{2} \times VRMS \times \sin(\omega t) \tag{3}$$

$$i(t) = \sqrt{2} \times IRMS \times \sin(\omega t) \tag{4}$$

其中VRMS = 有效值电压, IRMS = 有效值电流

$$p(t) = v(t) \times i(t)$$

$$p(t) = IRMS \times VRMS - IRMS \times VRMS \times \cos(2\omega t) \tag{5}$$

等式6给出了整数个线周期 (n) 的平均功率的表达式。

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) dt = VRMS \times IRMS \tag{6}$$

t表示线循环周期。

P是有功或者真实功率。有功功率与等式5瞬时功p(t)的直流分量相等, 即VRMS × IRMS。ADE7758任一相有功功率计算都用此公式。瞬时功率p(t)等于每相中电压和电流的乘积。每相(A, B和C)中瞬时功率的直流分量然后由LPF2(低通滤波器)提取, 得到每相的平均有功功率。图61显示了该过程。每相有功功率累计在相应的16位瓦时寄存器(AWATTHR, BWATTHR和CWATTHR)中。对于每相有功功率寄存器的输入可根据累计模式设置改变(参考表18)。



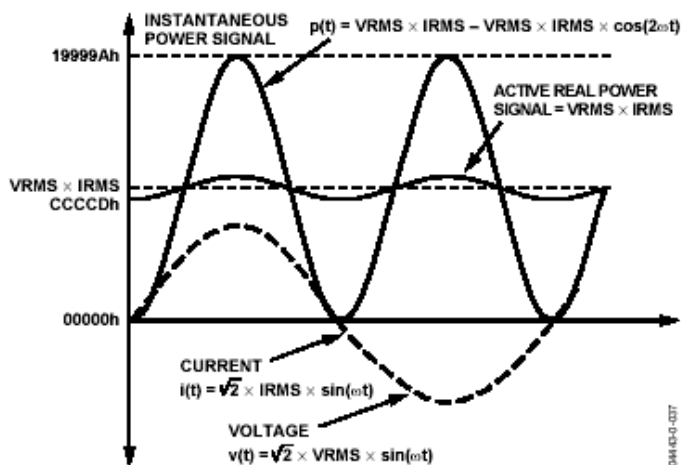


Figure 61. Active Power Calculation

图61 有功功率计算

由于LPF2频率响应不理想，没有象砖墙那样陡直的频率响应（如图62），有功功率信号由于瞬时功率会有一些波动。这种波动是正弦的，频率等于线频率的2倍由于波动是正弦信号，所以当有功功率信号随着时间推移积分计算能量时，实际上波动可以消除——参考能量计算。

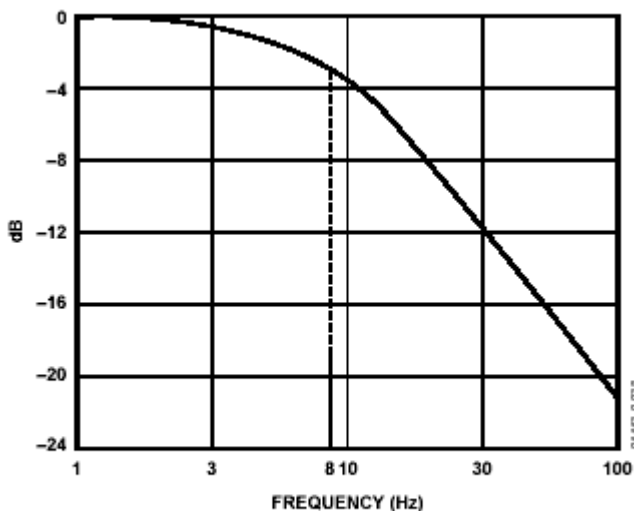


Figure 62. Frequency Response of the LPF Used to Filter Instantaneous Power in Each Phase

图62 用滤波器LPF的瞬时功率的频率响应

### 有功功率增益校准

说明的每相中从LPF输出的平均有功功率结果可以通过写“相有功功率增益寄存器 (AWG, BWG或CWG) 按±50%的比例计算(?)。有功增益寄存器是二进制补码的有符号寄存器，有0.024%/LSB的分辨率。下面的表达式从数学描述了有功功率增益寄存器的功能。

平均功率值 = LPF2输出 × (1 + 有功功率增益寄存器 / 2<sup>12</sup>)

当相有功功率增益寄存器的内容为800h时，输出按-50%计算。当写入的是7FFh时，输出增加+50%。该寄存器被用作校准ADE7758中每相有功功率（或能量）计算。

### 有功偏差计算

ADE7758的每相中有一个有功功率偏移寄存器 (AWATTOS, BWATTOS和CWATTOS)。它们是有符号二进制补码的12位寄存器，用来消除功率计算中的偏移。由于电路板上通道和芯片自身的串音，在功率计算时存在偏差。当没有功率消耗时，偏移校准使有功功率寄存器的值维持在0。在有效功率寄存器1LSB等于有功功率乘法器输出的1/16 LSB。以满量程输入，如果从乘法器中的输出是CCCCDh (838,861d)，那么LPF2输出的1 LSB就等于测量误差的0.0075%，电流通道的满量程上下跌-60 dB。在满量程上下跌的-60 dB（输入信号电平是满量程信号输入的1/1000），从LPF2的平均字节值是838.861 (838,861/1,000)。1LSB = 1/838.861/16 × 100% = 测量值的0.0075%。有功功率偏移寄存器的修正分辨率等于0.0075%，即-60 dB。（? 计算一下）

### 有功功率计算的符号

平均有功功率是有符号计算。如果电流和电压波形的相位不同，超过90°，平均功率变为负值。负的功率则表明能量被返回到输电网。ADE7758对有功功率计算有一符号检测电路。如果任何一相来的平均功率改变符号，中断屏蔽状态寄存器中的REVPAP位（位17）被置位。相监控通过COMPmode寄存器中的TERMSSEL位来选择（参考表18）。TERMSSEL位也能用作选择APCF和VARCF中的脉冲输出是哪相。如果屏蔽状态寄存器中的REVPAP位被置位，IRQ将产生以有效的低电平（参考ADE7758中断部分）。只要有符号改变，该位就被置位。也就是说只要符号位有从正到负或从负到正的变化，REVPAP位将被置位。由NUM [15:13]位显示各相的逆功率，如果A相上的功率的符号是负值，位15将被置位，同理位14对应B相，位13对应C相。

### 无载阈值

ADE7758每相上有一内部无载阈值。无载阈值可通过设置COMPmode寄存器中的NOLOAD位（位7）来启动。如果有功率跌落到满量程输入的0.005%，能量将不被累计到那相中。按照规定，平均乘法器满量程输出是CCCCDh。因此，如果平均乘法器输出跌落到2A（十六进制）以下，在仪表里功率将不被累计，避免漂移。无载阈值仅在有功功率累计时才被用。无功和视在能量没有无载阈值选择。

### 有功能量计算

早期的规定是：功率被定义为能量的流动率。数学上的表达式如等式7

$$Power = \frac{dEnergy}{dt} \quad (7)$$

相反，能量是功率的积分。

$$Energy = \int p(t)dt \quad (8)$$

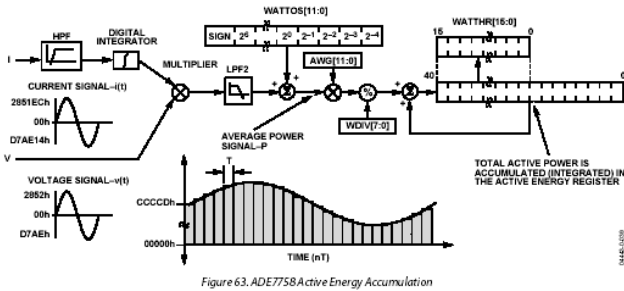


图63 有功能量计算

ADE7758通过内部40位能量寄存器的连续累计有功功率，得到有功功率积分值。瓦时（有功）寄存器(AWATTHR, BWATTHR和CWATTHR)等于这些内部寄存器的前16位值。这种离散时间的累计或总和等于连续时间的积分。等式9表达出了相互关系。

$$Energy = \int p(t)dt = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} p(nT) \times T \right\} \quad (9)$$

n是离散时间采样值， T是采样周期。

图63给出了能量累计的信号流程。平均有功功率被连续的加到内部有功能量寄存器。该加法是有符号的运算，负的能量从有功能量寄存器中减去。说明的是图62中显示的是额定的满量程，也就是在相应相位上的电流和电压输入是以满量程输入的。在加到相应瓦时（有功）累计寄存器前，瓦时分配器除平均功率。当WDIV[7:0]寄存器中的值是0或1时，有功功率不被除而累计。WDIV是8位无符号寄存器。（？）在瓦时（有功）累计寄存器溢出之前，有助于延长累计溢出的时间。图64给出了模拟输入时满量程信号（正弦）能量累计。三条显示曲线说明了当瓦时（有功）累计寄存器的相应相等于7FFh, 000h和800h瓦时（有功）时，累计寄存器溢出所花费的最小时间。瓦时（有功）累计寄存器在ADE7758中被用做有功功率计算。图也给出了当瓦时（有功）累计寄存器被置位成最大满量程7FFh时，将出现最快的积分时间。在溢出前所花费的时间可以通过写WDIV寄存器，因此它能增加到最大值255。应当注意，当功率或能量流动是正值时，能量寄存器的内容将翻转到负的满量程(80000h)，并且值继续增加。相反，如果功率是负值，能量寄存器将下溢到正的满量程(7FFFFh)，并且值继续减少。

通过设置中断屏蔽寄存器中的AEHF位（位0），当三

相瓦时（有功）累计寄存器任一相的位14有变化，ADE7758将产生中断，显示累计寄存器半满（正或负）。

设置LCYMODE寄存器中的RSTREAD（位6）允许对瓦时（有功）累计寄存器读一复位，也就是说在读操作后，寄存器将被置0。

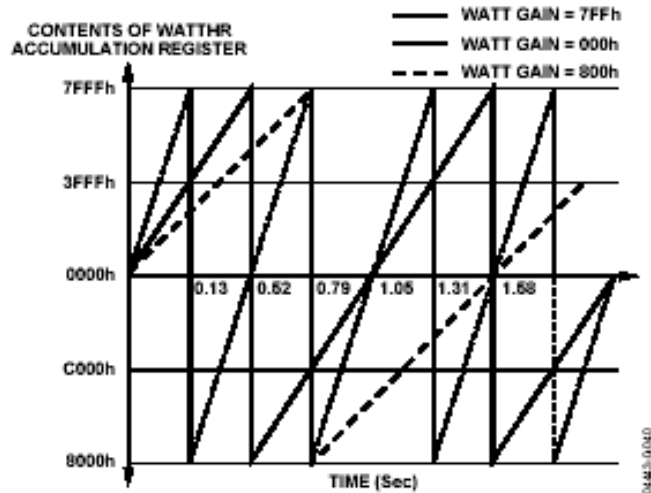


Figure 64. Energy Register Roll-Over Time for Full-Scale Power (Minimum and Maximum Power Gain)

图64 满量程功率（最大与最小功率增益）的能量寄存器翻转时间

45页

恒载下的积分时间

累计寄存器的离散时间采样周期是0.4 μs (4/CLKIN)。由于模拟输入是满量程正弦信号，有功功率增益寄存器设置成000h，从每个LPF2来的平均字节值是CCCCh（参考图61和图63）。在溢出之前，在瓦时（有功）寄存器存储的最大值是2<sup>15</sup>-1或7FFh。在溢出前平均字节第一个加到内部寄存器中，该内部寄存器的能存储的值为2<sup>40</sup>-1或FF, FFFF, FFFFh(?)，在这些条件下，WDIV = 0时，积分时间按照

Time = (FF, FFFF, FFFFh/CCCCh) × 0.4 = 0.524秒计算。

当WDIV从0开始设置不同的值，在溢出之前，积分时间将按等式10的比例计算。

$$Time = Time (WDIV=0) \times WDIV[7 : 0] \quad (10)$$

能量累计模式

每个瓦时（有功功率）累计寄存器(AWATTHR, BWATTHR或CWATTHR)中的有功功率累计依赖COMPmode寄存器中CONSEL位（位0和位1）的配置。表6中描述了不同的配置。

表6 瓦时（有功功率）累计寄存器输入

CONSEL[1, 0]	AWATTHR	BWATTHR	CWATTHR
00	VA × IA	VB × IB	VC × IC
01	VA × (IA - IB)	0	VC × (IC - IB)

10	VA × (IA - IB)	0	VC × IC
11	保留	保留	保留

瓦时（有功功率）累计寄存器的内容受到电流增益寄存器 (IGAIN) 和相应相的有功功率增益的影响。如果 COMPMODE[0:1] 中的 CONSEL 用作模式 0，则 IGAIN 不用。

依赖多相表服务，应该选择适当的公式来计算有功功率。美国国家标准化组织 C12. 10 标准定义了计量表的不同配置。表 7 描述了在不同配置某种模式被选择。

表 7 计量表形式配置

ANSI 计量表形式	CONSEL (d)	TERMSEL (d)
5S/13S 3线三角形	0	3, 5或6
6S/14S 4线Y型	1	7
8S/15S 4线三角形	2	7
9S/16S 4线Y型	0	7

ADE7758 提供的不同增益累计参数，保护在不同配置下表的累计。应该特别说明的是：在 CONSEL 模式 0 里，IGAIN 和 WGAIN 寄存器同样会影响最终的结果。但是，改变 IGAIN 也能改变其他所有用电流波形计算的量。换句话说，改变 IGAIN 既能改变电流有效值 RMS，也能改变有功、无功、和视在能量累计结果。

ADE7758 的引脚 1 (APCF) 提供了总的有功功率的频率输出。在生产期间初始校准后，厂商或终端用户要经常校验能量表刻度。一种方便的方法是用厂商提供输出频率对表的刻度进行校验，在恒载条件下，输出频率与能量或有功功率成比例。该输出频率能提供一个简单的，单线、光电隔离给外部的校准装置。图 65 图示了 ADE7758 中的能量—频率转换。

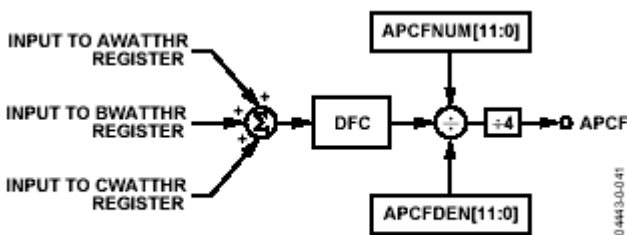


Figure 65. ADE7758 Active Power Frequency Output

图 65 ADE7758 有功功率频率输出

数字—频率转换 (DFC) 用来产生总有功功率的 APCF 脉冲输出。COMPmode 寄存器中的 TERMSEL 位 (位 2~4) 被用作选择哪些相被包括在总有功功率计算中。设置位 2, 位 3, 位 4, AWATTHR, BWATTHR 和 CWATTHR 的输入被包含在总有功功率累计里。总有功功率是有符号的叠加。但设置 COMPmode 寄存器中的 ABS 位 (位 5) 仅允许绝对值模式，也即仅考虑有功功率的绝对值。

在送到 APCF 脉冲输出之前，从 DFC 的输出被一对分频寄存器将频率往下分。也就是说在 APCF 引脚输出之前，APCFDEN/APCFNUM 脉冲必须先经 DFC 输出。在恒载条件下，

输出频率与总有功功率成正比例。

一相的满量程交流信号的最大输出频率 (APCFNUM = 00h and APCFDEN = 00h) 大约是 16 kHz。

ADE7758 并入了两个寄存器来设置 APCF (APCFNUM[11:0] 和 APCFDEN[11:0]) 的频率。它们是无符号的 12 位寄存器，以 1/2<sup>12</sup> 为步长，变化 1/2<sup>12</sup> 改变 1 来调整频率。例如，如果输出频率是 1.562 kHz，当 CFDIV 的内容为 0 (000h)，那么通过设置 FFh 到 CFDEN 寄存器，输出频率被设置为 6.103 Hz。

45 页

0 被写到任一分频寄存器中，分配器用 1 进行分频。另外，为了确保正确操作，比例 APCFNUM/APCFDEN 设置不能超过 1。换句话说，APCF 的输出频率不能高于 DFC 的输出频率。

当频率等于两倍的线频率时，输出频率有轻微的波动。这是由于对产生的有功功率信号的瞬时能量滤波不完善造成的 (参考有功功率校准部分) (?)。等式 5 给出了瞬时功率信号的表达式。这是通过 LPF2 滤波后的波形，等式 11 给出了该波形的幅值响应。

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{8^2}}} \quad (11)$$

有功功率信号 (LPF2 的输出) 被再写为

$$p(t) = VRMS \times IRMS \times \frac{VRMS \times IRMS}{\sqrt{1 + \frac{(2f_1)^2}{8^2}}} \times \cos(4\pi f_1 t) \quad (12)$$

其中 f<sub>1</sub> 是线频率 (例如 60 Hz)

由等式 12 可得:

$$E(t) = VRMS \times IRMS \times t - \frac{VRMS \times IRMS}{4\pi f_1 t \sqrt{1 + \frac{(2f_1)^2}{8^2}}} \times \cos(4\pi f_1 t) \quad (13)$$

从等式 13 可以看到，在能量累计中小的波动是由于 sin(2ωt) 造成的。图 66 显示了这点。随着负载增大，波动变大。在校准期间，对于 APCF 通过用一个大的 APCFDEN 值来选择更低的输出频率，保证 APCFNUM 相对小来减小波动。也即平均输出频率时间超过一个比较长的周期达到相同的结果。 (?)

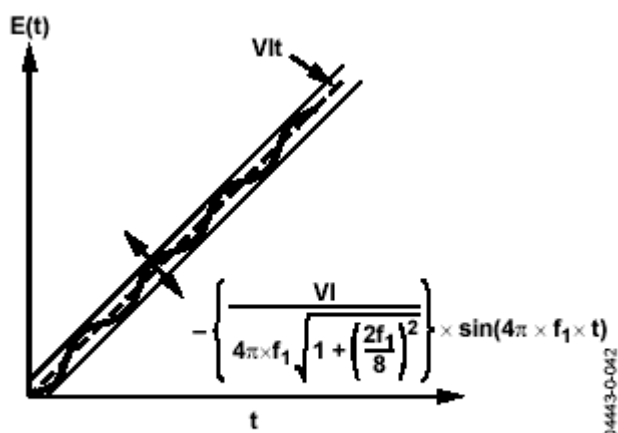


Figure 66. Output Frequency Ripple

图66 输出频率波动

### 线周期有功能量累计模式

ADE7758设计了一个简化累计处理的特殊能量累计模式。通过片内过零检测，在许多过零积分后，刷新瓦时（有功）累计寄存器(图67)。瓦时（有功）累计的线有功能量累计模式通过设置LCYCMODE寄存器中的LWATT位（位0）来启动。当检测到LINECYC中设置的过零数后，整数个半周期数总能量被写入瓦时（有功）累计寄存器。当用线周期模式时，LCYCMODE寄存器中的RSTREAD位（位6）应被置为逻辑0。

当通过设置LCYCMODE寄存器中的ZXSEL[0:2]位（位3~位5）来计数半周期个数时，A相，B相，C相过零点相互独立设置。对三相过零的任何组合方式都能进行过零计数（注：可取一相或两相或三相检测）。在校准期间，包含过零计数每次只能选择一相（注：校准只能一相，检测可多相）。

过零的个数由LINECYC寄存器指定。LINECYC是一个无符号的16位寄存器。结合过零，ADE7758累计的有功功率可达到65535。指出的是内部过零计算器一直活动的。通过设置LWATT位，第一个能量累计结果是不正确的。当LWATT被设置，写LINECYC寄存器复位过零计数器，这样确保第一个能量累计结果的正确性。

在能量累计周期结束时，状态寄存器STATUS中的LENERGY位（位12）被置位。如果在中断寄存器中的相应屏蔽位允许，IRQ能产生低电平，因此IRQ被用做累计结束信号。

在该模式里，有功功率对整数个半周期积分，所以正弦成分积分为0（注：正弦信号是奇函数）。这消除了能量计算中的任何波动。因此，利用用线周期累计模式，总能量累计为：

$$E(t) = VRMS \times IRMS \times t \quad (14)$$

其中t表示累计时间

说明的是：线周期有功能量累计模式与有功能量累计模式一样用相同的信号通道。两种方法中1LSB的大小是相等的。当线周期模式没有被选择时，用线周期来累计kWh/LSB的结果将被用到WATTHR寄存器中（参考校准部分）。

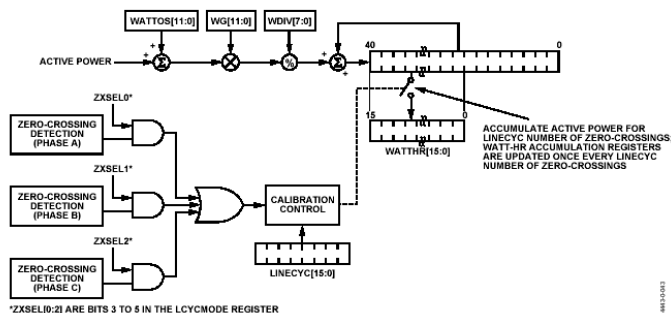


Figure 67. ADE7758 Line Cycle Active Energy Accumulation Mode

图67 线周期有功能量累计模式

### 47页

### 无功功率计算

负载中包含无功（电抗）元件（感应线圈或电容），它们能在外加的交流电压和合电流间产生相位差异。与无功元件相关联的功率称为无功功率，单位是VAR。无功功率被定义为当其中一个信号的相位被旋转90时电压和电流波形的乘积。等式17给出了当电流通道中的相位被旋转+90°时，交流系统中瞬时无功功率的表达式。

$$v(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \theta) \quad (15)$$

$$i(t) = \sqrt{2} I \sin(\omega t) \quad (16)$$

$$i'(t) = \sqrt{2} I \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

其中V = 电压有效值，I = 电流有效值，θ = 负载中由无功元件引起的总相移。然后瞬时无功功率q(t)被表达为

$$q(t) = v(t) \times i'(t)$$

$$q(t) = VI \cos\left(-\theta - \frac{\pi}{2}\right) - VI \cos\left(2\omega t - \theta - \frac{\pi}{2}\right)$$

i'(t) = 电流相位被旋转90°，则q(t)可被再次写为

$$q(t) = VI \sin(\theta) + VI \sin(2\omega t - \theta) \quad (17)$$

等式18给出了整数个(n)线周期的平均无功功率的表达式。

$$Q = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} q(t) dt = V \times I \times \sin(\theta) \quad (18)$$

其中T是线周期，Q是平均无功功率。每相中的瞬时无功功率q(t)是电压与相位旋转90°的电流的乘积。

瞬时无功功率信号的直流分量然后由低通滤波器（？）提取，获得每相上的平均无功功率。该过程由图68所示。每相无功功率被累计到相应16位乏时（无功）寄存器(AVARHR, BVARHR和CVARHR)中。每一个无功能量寄存器的输入可通过累计模式设置来改变（参考表18）。

无功功率信号通道LPF2的频率响应与用于平均有功功率计算的LPF2的频率响应相同。（参考图62）

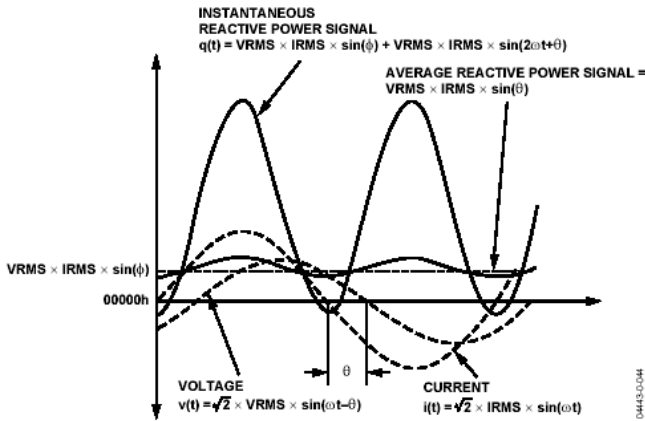


Figure 68. Reactive Power Calculation

图68 无功功率计算

由于低通滤波器不理想，因此无功功率信号有些波动。该波动是正弦的，频率等于两倍的线频率。因为波动是实际上的正弦波，所以当无功功率信号随着时间积分成无功能量时，波动被消除（参考有功功率累计部分）。

当积分器允许时，相移滤波器有  $-90^\circ$  的相移，当积分器被禁止时有  $+90^\circ$  的相移。另外，滤波器有一非统一幅值响应。在高频时，相移滤波器大量衰减，在线频率上计算的主要是无功功率。谐波影响在无功功率计算中极大地被忽略。说明的是由于相移滤波器的幅值特性，无功功率计算中的LSB与有功功率计算中的LSB稍微不同（参考能量寄存器计算部分）。

从LPF输出的每相平均无功功率通过写相VAR增益寄存器(AVARG, BVARG或CVARG)按  $\pm 50\%$  计算。VAR增益寄存器是二进制补码的有符号寄存器，具有  $0.024\%/LSB$  的分辨率。VAR增益寄存器的特性由下面公式表达。

$$\text{平均有功功率} = \text{LPF2输出} \times (1 + \text{VAR增益寄存器}/2^{12})$$

当VAR增益寄存器的内容被设置为800h时，输出按  $-50\%$  计算，当为7Ffh，按  $+50\%$  计算。该寄存器能校准每相ADE7758无功功率（能量）计算。

48页  
无功功率偏移校准

ADE7758在每相(AVAROS, BVAROS和CVAROS)中并入了一个VAR偏移寄存器。这些有符号的二进制补码的12位寄存器被用来消除无功功率计算中的偏差。由于PCB上通道

和自身芯片的串音，在无功计算时可能存在偏差。当没有无功功率消耗时，偏移校准使无功寄存器中的内容保持在0。该偏移寄存器的分辨率与有功功率偏移寄存器的一样（参考视在功率偏移校准部分）。

无功功率计算中的符号

说明的是平均无功功率是有符号的计算。按先前规定，当积分器允许时，相移滤波器有  $-90^\circ$  的相移，当禁止时，有  $+90^\circ$  相移。表8总结出了在电压和电流相位偏差与无功功率计算结果符号间的关系。

对有功功率计算，ADE7758有一有符号检测电路。如果从任一相来的平均无功功率有变化，在中断状态寄存器中的REVPRP位（位18）被置位。相检测通过COMPmode寄存器中的TERMSEL来选择（见表18）。如果屏蔽寄存器中的REVPRP位被设置，则IRQ逻辑输出产生一有效低电平（参考ADE7758中断部分）。说明的是只要有符号变化，该位被置位，也就是说，符号位只要有从正到负或从负到正的变化，该位被置位。

表8 无功功率累计的符号

$\Phi$	积分器	无功功率符号
$0 \sim +90$ 间	关闭	+
$-90 \sim 0$ 间	关闭	-
$0 \sim +90$ 间	打开	+
$-90 \sim 0$ 间	打开	-

$\Phi$ ：电压信号减去电流信号后的相角，也就是说如果负载是感性的， $\Phi$ 是正值，如果负载是容性的，则 $\Phi$ 为负值。

无功能量计算

无功能量被定义无功功率的积分。

$$\text{无功能量} = \int q(t) dt \quad (19)$$

与有功能量类似，ADE7758通过连续累计有功功率信号到内部的41位累计寄存器，完成对有功功率的积分。乏时（无功）寄存器(AVARHR, BVARHR和CVARHR)是16位寄存器。离散时间的累计或总和等于连续时间内的积分。等式20表达出了相互关系。

$$\text{Reactive Energy} = \int q(t) dt = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} q(nT) \times T \right\} \quad (20)$$

其中n表示的是定时采样数，T是采样周期。

图69给出了无功能量累计的信号流程图。平均无功功率信号被不断的加到内部无功能量寄存器中。这种加法是有符号运算。负的能量从无功寄存器中减去。在加到相应的乏时（无功）累计寄存器之前，VAR分配器寄存器的内容除平均无功功率。当VARDIV[7:0]中的值是0或1，无功功率不被分割而累计。VARDIV寄存器是一个8位无符号寄存器，有助于延长乏时（无功）累计寄存器溢出之前所需

的时间。

与有功功率类似，当VAR增益寄存器被设置成最大的满量程7FFh时，将产生最快的积分时间。溢出之前所花费的时间通过写VARDIV寄存器来按比例计算，因此它能被增加到最大值255。

只要无功功率是正，值将连续的增加，当溢出时，乏时（无功）累计寄存器的内容便翻转到满量程的负（8000h）。相反，如果无功功率为负，值连续减少，乏时（无功）累计寄存器的内容便翻转到满量程正（7FFFh）。

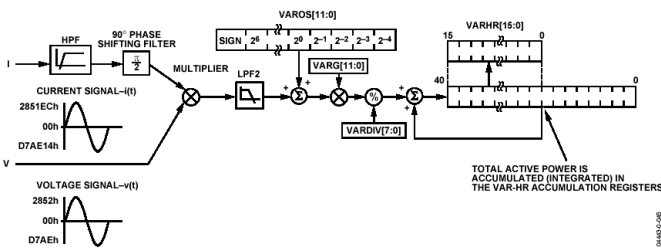


Figure 69. ADE7758 Reactive Energy Accumulation

图69 ADE7758无功能量累计

通过设置屏蔽寄存器中的REHF位（位1），当三个乏时（无功）累计寄存器任一个的位14有变化，ADE7758将产生中断（IRQ），显示累计寄存器是半满（正或负）。

设置LCYMODE寄存器中的RSTREAD（位6）允许对乏时（无功）累计寄存器读一复位，也就是说在读操作后，寄存器将被置0。

49页

在恒载下的积分定时

累计寄存器离散时间采样周期（T）是 $0.4 \mu s$  ( $4/CLKIN$ )。由于模拟输入是满量程正弦信号，并且电压和电流信号间有 $90^\circ$ 的相差（最大可能无功功率），VAR增益寄存器设置成000h，从每个LPP2输出出来的平均字节值是CCCCdh。在溢出之前，在无功能量寄存器中存储的最大值是 $2^{15}-1$ 或7FFFh。在溢出前平均字节第一个加到内部寄存器中，该内部寄存器的能存储的值为 $2^{40}-1$ 或FF, FFFF, FFFFh，在这些条件下，WDIV = 0时，积分时间按照

$Time = (FF, FFFF, FFFFh / CCCCdh) \times 0.4 = 0.5243 \mu s$  计算。

当VARDIV从0开始设置不同的值，在溢出之前，定时时间将按等式21的比例计算。

$$Time = Time (VARDIV=0) \times WDIV[7 : 0] \quad (21)$$

能量累计模式

根据COMPmode寄存器中CONSEL位（位0和位1）的配置，无功功率被累计在乏时（无功）累计寄存器中。表9列出了不同配置情况。

乏时（无功功率）累计寄存器的输入

CONSEL[1, 0]	AWATTHR	BWATTHR	CWATTHR
00	$VA \times IA'$	$VB \times IB$	$VC \times IC'$
01	$VA (IA' - IB')$	0	$VC (IC' - IB')$
10	$VA (IA' - IB')$	0	$VC \times IC'$
11	保留	保留	保留

注：IA'、IB'、IC' 是电流相移的电流波形。乏时（无功）累计寄存器的内容受到电流增益寄存器（IGAIN）和相应相的VAR寄存器的影响。

无功功率频率输出

ADE7758的引脚17 (VARCF) 提供了总的无功功率的频率输出。与ARCF类似，该引脚提供的输出频率与总的无功功率成正比。数字—频率转换器 (DFC) 用来产生总无功功率的VARCF脉冲输出。COMPmode寄存器的TERMSEL位（位2~位4）被用作选择哪些相包含在总无功功率中。设置位2，位3和位4，则AVARHR, BVARHR和CVARHR寄存器中输入包含在总的无功功率计算中。总的无功功率是有符号加法。但是，设置COMPmode寄存器中的SAVAR位（位6）允许绝对值计算。如果那相有功功率是正值，无功功率的符号则没有变化。如果那相有功功率符号是负的，在求和和产生VARCF脉冲之前，无功功率的符号将反相。对于APCF脉冲，应结合无功功率的绝对值模式（COMPmode寄存器中的位5），该模式才能备用。表10显示了设置COMPmode寄存器中的ABS和SAVAR位的结果。

表10 设置COMPmode寄存器中的ABS和SAVAR位的结果

ABS = 1; SAVAR = 1	
有功功率 > 0	APCF = 有功功率, VARCF = 无功功率
有功功率 < 0	APCF =  有功功率  , VARCF = - 无功功率

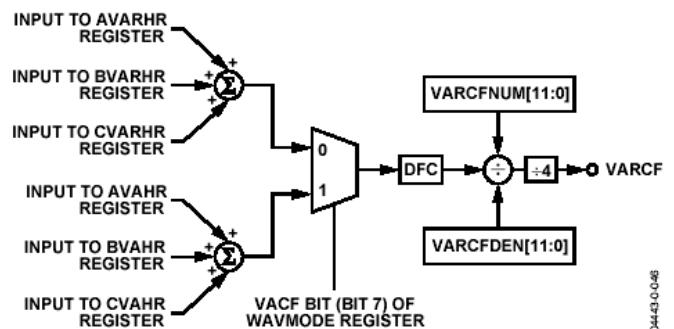


Figure 70. ADE7758 Reactive Power Frequency Output

图70 ADE7758无功功率频率输出

在送到VARCF脉冲输出之前，从DFC的输出被一对分频寄存器将频率往下分。也就是说在VARCF引脚输出之前，VARCFDEN/VARCFNUM脉冲必须先DFC输出。（原文有问

题?) 在恒载条件下, 输出频率与总无功功率成正例。

图65图示了ADE7758中能量-频率的转换。说明的是DFC的输入在总无功功率和总视在功率间选择。因此, VARCF引脚输出频率将与总无功功率或者总视在功率成比例, 可通过设置WAVMODE寄存器中的VACF位来选择。该位被设置成逻辑1时, 打开总视在功率的输入。该位的默认值时逻辑0。因此, 从VARCF引脚的默认输出是总无功功率。

这种频率输出的所有其他操作都与有功功率频率输出类似(参考有功功率频率输出部分)。

### 线周期无功能量累计模式

线周期无功能量累计模式通过设置LCYCMODE寄存器中的LVAR位(位1)来启动。当检测到LINECYC中的过零数后, 整数个过零的总无功功率被写入乏时(无功)累计寄存器, 这种操作模式与瓦时(有功)累计类似(参考线周期有功能量累计模式部分)。当用线周期累计模式, LCYCMODE寄存器中的RSTREAD位(位6)被置成逻辑0。

51页

### 视在功率计算

视在功率被定义为有功功率和无功功率的矢量和的幅度。图71显示了所谓的典型功率三角关系。

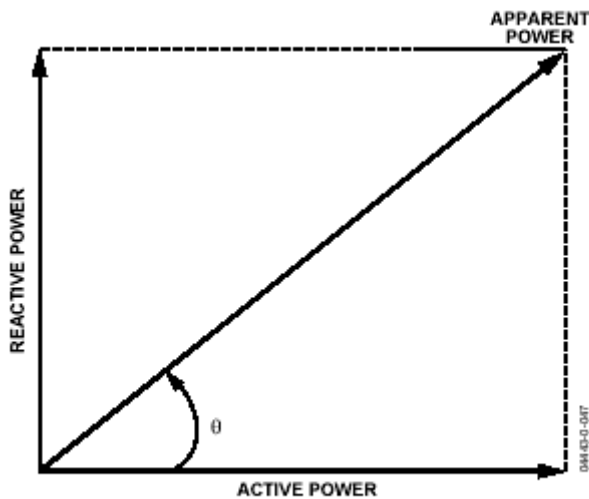


Figure 71. Power Triangle

图71 功率三角关系

有两种方法计算视在功率, 即数学途径或变量方法。数学方法是用电压有效值和电流有效值的乘积计算视在功率。等式22是数学上的表达方式。

$$S = V_{RMS} \times I_{RMS} \quad (22)$$

其中S是视在功率, VRMS和IRMS分别是电压和电流的有效值。

向量方法用的是当有功功率和无功功率分别平方后, 两者总和的平方根。等式23显示向量方式下的计算方法。

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (23)$$

其中S是视在功率, P是有功功率, Q是无功功率。

对于纯正弦系统, 两种方法应该得到相同的结果。在ADE7758中视在能量计算用的是数学方法。然而, ADE7758的线周期能量累计模式允许在有功能量和无功能量累计在相同的时间周期上进行能量累计, 因此, 用外部MCU可以方便的执行向量方法(参考线周期能量累计模式部分)。

说明的是视在功率值总是正的, 与有功或无功的流动方向无关。每相中的电流和电压有效值的乘积等于相应相的视在功率。从乘法器输出, 然后经过包含平均视在功率的低通滤波器。LPF在视在功率信号通道的频率响应与在平均有功功率累计中LPF2的频率响应一样(参考图62)。

### 视在功率增益校准

说明的是通过写VA增益相寄存器(AVAG, BVAG或CVAG), 每相中由LPF输出产生平均有功功率可按±50%的比例计算。VA增益相寄存器是二进制补码的有符号寄存器, 具有0.024%/LSB的分辨率。VA增益相寄存器可以通过下列数学式来表达。

$$\text{平均视在功率输出} = \text{LPF2输出} \times (1 + \text{VA增益相寄存器} / 2^{12})$$

当VAR增益寄存器的内容被设置为800h时, 输出按-50%的比例计算, 当设置7FFh到VAR增益寄存器时(原文似乎有问题?), 输出按+50%计算。该寄存器可用来校准ADE7758中每一相的视在功率(能量)的计算。

### 视在能量偏差校准

每一个有效值测量包含校准偏移补偿寄存器和除去有效值中的直流成分(参考电流有效值计算和电压通道有效值计算部分)。对视在功率信号处理是电压和电流有效值的乘积。由于在有效值的乘积中没有附加的偏移产生, 在视在功率信号处理中没有特效的偏移补偿。在每相中的视在功率计算的偏移补偿只能通过校准每个独立的有效值测量(参考校准部分)。

52页

### 视在能量校准

视在能量是视在功率的积分。

$$\text{视在能量} = \int S(t) dt \quad (24)$$

与有功和无功能量类似, ADE7758通过不断累计视在功率信号到内部40位无符号累计寄存器, 获得视在功率的积分。VA-hr(视在功率)寄存器(AVAHR, BVAHR和CVAHR)等于这些寄存器的前16位。(?)这种离散时间的积分或求和等于连续时间的积分。下面的等式25表达了相互关

系。

53页

$$Apparent\ Energy = \int S(t) dt = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} S(nT) \times T \right\} \quad (25)$$

其中n是离散时间采样数，T是采样周期。

图72显示了视在能量累计的信号流程。视在功率信号不断地加到内部视在能量寄存器中。在加到相应的VA-hr（视在功率）累计寄存器之前，VA除法器的内容除平均视在功率。当VADIV[7:0]寄存器中的值是0或1，有功功率不分割进行累计。VADIV寄存器是一个8位无符号寄存器，有助于延长乏时（视在）累计寄存器溢出之前所需的时间。

与有功和无功功率累计类似，当VA（视在）增益寄存器被设置成最大满即7FFh时，最快的积分时间产生。当溢出产生时，VA（视在）增益寄存器的内容能翻转成0，并且值继续增加。通过设置屏蔽寄存器中的VAEHF位（位2），当三个VA-hr（视在功率）累计寄存器任一个的MSB有变化，ADE7758将被配置发出一中断（IRQ），表示累计寄存器是半满。

设置LCYMODE寄存器中的RSTREAD位（位6）允许对VA-hr（视在功率）累计寄存器读一复位，也就是说在读操作后，寄存器将被置0。

在恒载下的积分定时

累计寄存器离散时间采样周期（T）是0.4 μs（4/CLKIN）。模拟输入是满量程，60 Hz正弦信号，VA增益寄存器设置成000h，从每个LPF2输出出来的平均字节值是B9954h。在溢出之前，在无功能量寄存器中存储的最大值是2<sup>15</sup>-1或7FFFh。在溢出前平均字节第一个加到内部寄存器中，该内部寄存器的能存储的值为2<sup>40</sup>-1或FFF, FFFF, FFFFh，在这些条件下，WDIV = 0时，积分时间按照

$$Time = (1F, FFFF, FFFFh / B9954h) \times 0.4 = 1.157 \mu s \text{ 计算。}$$

当VADIV从0开始设置不同的值，在溢出之前，定时时间将按等式26的比例计算。

$$Time = Time (VADIV = 0) \times VADIV [7: 0] \quad (26)$$

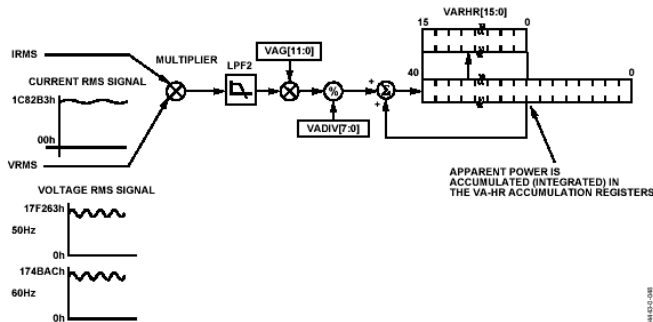


Figure 72. ADE7758 Apparent Energy Accumulation

图72 ADE7758视在能量累计

表11 VA-Hr（视在功率）累计寄存器的输入

CONSEL[1, 0]	AWATTHR	BWATTHR	CWATTHR
00	VARMS × IARMS	VBRMS × IBRMS	VCRMS × ICRMS
01	VARMS × IARMS	(VCRMS + VARMS) / 2 × IBRMS	VCRMS × ICRMS
10	VARMS × IARMS	VBRMS × IBRMS	VCRMS × ICRMS
11	保留	保留	保留

注：VARMS/VBRMS/VCRMS 电压波形有效值，IARMS/IBRMS/ICRMS 是电流波形有效值

能量累计模式

根据COMPMODE寄存器中CONSEL位（位0和位1）的配置，无功功率累计在每个VA-hr（视在功率）累计寄存器（AVAHR, BVAHR或CVAHR）中。表11列出了不同配置情况。

VA-hr（视在功率）累计寄存器的内容受电流增益寄存器（IGAIN）和电压增益有效值（VRMSGAIN）的影响，和相应相的VA增益寄存器一样。当CONSEL在模式0时COMPMODE[0:1]，IGAIN不被用。

视在功率频率输出

ADE7758的引脚17（VARCF）提供了总的视在功率的频率输出。通过设置WAVMODE寄存器中的VACF位（位7），该引脚提供的输出频率与总的视在功率成正比。

数字—频率转换器（DFC）被用作产生总视在功率的脉冲输出。COMPMODE寄存器的TERMSEL位（位2~位4）被用作选择哪些相包含总视在功率中。设置位2，位3和位4，则AVAHR, BVAHR和CVAHR寄存器中的输入包含在总的视在功率计算中。一对分频（频率分割）寄存器，即VARCFDEN和VARCFNUM能使该引脚输出频率按比例。说明的是在频率输出时，只能选择VAR或视在功率其中一个。（参考无功功率频率输出部分）

线周期视在能量累计模式

线周期视在能量累计模式通过设置LCYMODE寄存器中的LVA位（位2）来启动。当检测到LINECYC中的过零数后，整数个过零的总视在功率被写入VA-hr（视在功率）累计寄存器，这种操作模式与瓦时（有功）累计类似（参考线周期有功能量累计模式部分）。当用线周期累计模式，LCYMODE寄存器中的RSTREAD位（位6）被置成逻辑0。

说明的是在该模式下，若用户选择用向量方法来计算视在功率尤其有用。通过设置LCYMODE寄存器中的LWATT和LVAR位（位0和位1），有功能量和无功能量将相同的时



间周期被累计。因此MCU能对两个时期进行平方，然后得出他们的总和，最后得出在相同时间周期内的视在能量。

能量寄存器比例计算

对于有功、无功和视在能量的测量分别用独立的信号通道和滤波器来进行计算。在数据通道中的差异使在有功、无功和视在能量寄存器间的LSB有小的差异。因此当从1到1的近似比例计算，这些测量需内部补偿。这些寄存器间的关系如表12所示。

表12 能量寄存器比例计算

频率60 Hz	频率50 Hz
积分器关闭	
$VAR = 1.004 \times WATT$	$VAR = 1.0054 \times WATT$
$VA = 1.00058 \times WATT$	$VA = 1.0085 \times WATT$
积分器打开	
$VAR = 1.0059 \times WATT$	$VAR = 1.0064 \times WATT$
$VA = 1.00058 \times WATT$	$VA = 1.00845 \times WATT$

55页

波形采样模式

与有功、无功、视在功率乘法器输出一样，电压和电流波形采样通过设置WAVMODE寄存器中的WAVSEL[2:0]位（位2~4）全部传送到WAVEFORM寄存器。通过设置WAVMODE寄存器中的PHSEL[1:0]位（位0和位1），选择传送的是哪相。在采样波形期间，所有能量累计保持连续。通过WAVMODE寄存器中的位5和位6(DTRT[1:0])，可以选择四种输出采样率。输出采样率可以是26.0 kSPS, 13.0 kSPS, 6.5 kSPS, 或.3 kSPS（参考表17）。

将中断屏蔽寄存器中的WSMP设置成逻辑0，采样允许。每次以1个字节（8位）的速率传送24位波形采样值，最高有效位首先移出。

中断允许输出IRQ保持在低电平，直到中断程序读取复位状态寄存器（参考ADE7758中断部分）。

56页

校准

基准表或精确源被要求用来校准ADE7758能量表。当用基准表时，ADE7758校准输出频率APCF和VARCF应调整成与在相同负载下的基准表的输出频率匹配。在这种情况下，每相必须分别校准。当用精确源来校准，一个可利用线周期累计模式，三相同步校准。

校准表有两个目的：在脉冲输出上建立正确的脉冲/千瓦时（kW-hr）恒值，获得与能量和有效值寄存器中的LSBs相关联的Watt/VA/VAR时间，安培或电压数；另外，和由于电流传感器和/或输入网络引起的相移和偏差一样，校准补偿了计量设计中部分到部分（1到1）变化。

57页

用脉冲输出校准

ADE7758提供了一个与累计三相有功功率成比例的脉冲输出，叫APCF。另外VARCF的输出也与累计三相无功能量和视在能量其中的一个成比例。下面描述的是如何用脉冲输出校准增益、偏差和相角。该等式建立在ADE7758脉冲输出和基准表的脉冲输出或 $CF_{EXPECTED}$ 上。

图73显示了用脉冲输出校准ADE7758的流程图。因为脉冲输出与三相总能量成正比，每一相必须独自被校验。为了重新配置所校准的不同相部分，写寄存器是非常快的，因此图73给出的是在改变测试条件之前，在给定条件下校准所有相的方法。

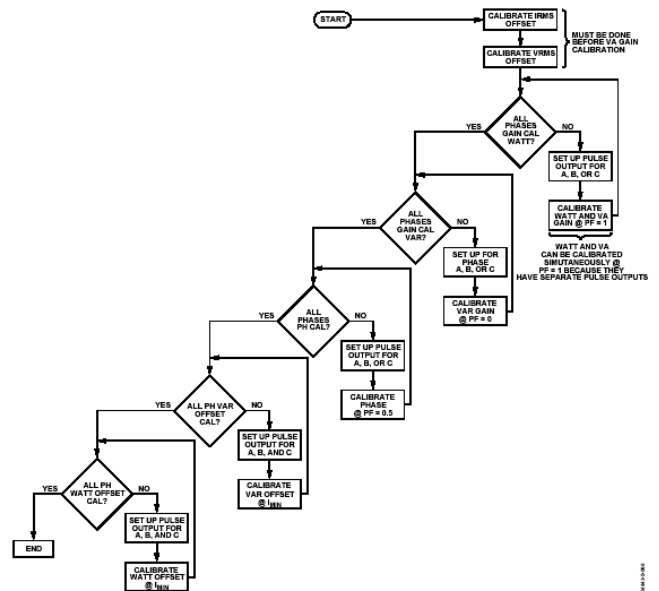


Figure 73. Calibration Using Pulse Output

图73 利用脉冲输出校准

58页

用脉冲输出进行增益校准

增益校准用作表一表增益调整、APCF或VARCF输出率校准，确定Wh/LSB, VARh/LSB和VAh/LSB的常数。用作瓦特（有功）增益校准的寄存器是CFNUM (0x45), CFDEN (0x46)和 xWG (0x2A to 0x2C)。等式32~34中显示这些寄存器对Wh/LSB和APCF输出影响的程度。

为了校准VAR寄存器，从32~34中等式中的寄存器被VARCFNUM (0x47), VARCFDEN (0x48)和xVARG (0x2D~0x2F)替代。图74显示了用脉冲输出的瓦特（有功）、VA（视在）或乏时（无功）的增益校准的步长。

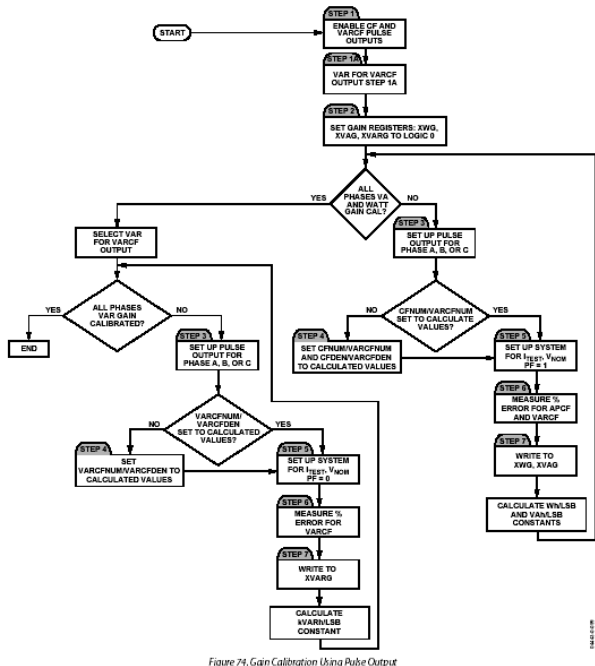


Figure 74. Gain Calibration Using Pulse Output

图74 利用脉冲输出进行增益校准

59页

步骤1: OPMODE寄存器(0x13)的位2设置成逻辑1, 允许脉冲输出。该位启动APCF和VARCF脉冲, VAR和VA共享VARCF脉冲输出。对WAVMODE寄存器(地址0x15)的位7进行设置, 在输出上选择是VAR还是VA脉冲。该位设置成逻辑1, 选择VA脉冲。默认是逻辑0, 输出VARCF脉冲。

步骤2: 确保xWG/xVARG/xVAG被设置成逻辑0。

步骤3: APCF和VARCF脉冲中禁止B相、C相的量(?)。通过COMPmode寄存器(地址0x16)的TERMSSEL[2:4]位来实现。设置位2逻辑1, 位3、位4为逻辑0, 在脉冲输出中仅包含A相。

步骤4: 设置APCFNUM(0x45)和APCFDEN(0x46)的校准值, 对imp/kWh比率进行粗校准。设置VARCFNUM(0x47)和VARCFDEN(0x48)的校准值, 对VAR/VA校准。以满量程输入的一相脉冲输出频率大约是16 kHz。应用更精确满量程脉冲输出值对采样设置表进行测试。

为了校准APCFNUM/APCFDEN和VARCFNUM/VARCFDEN的值得用下列公式

$$APCF_{NOMINAL} = 16 \text{ kHz} \times \frac{V_{NOM}}{V_{FULLSCALE}} \times \frac{I_{TEST}}{I_{FULLSCALE}} \quad (27)$$

$$APCF_{EXPECTED} = \frac{MC \times I_{TEST} \times V_{NOM}}{1,000 \times 3,600} \times \cos(\theta) \quad (28)$$

$$APCFDEN = INT\left(\frac{APCF_{NOMINAL}}{APCF_{EXPECTED}}\right) \quad (29)$$

其中MC是计量常量, I<sub>TEST</sub>是测量电流, V<sub>NOM</sub>是测试表的额定

电压, V<sub>FULLSCALE</sub>和I<sub>FULLSCALE</sub>满量程电流和电压值, 这与ADE7758的满量程ADC输入对应。θ是电流和电压通道间的角度, APCF<sub>EXPECTED</sub>的值等于下列测试条件下的基准表输出。校准VARCFNUM和VARCFDEN的等式与在VAR(无功)校准期间类似, 有一个除外

$$VARCF_{EXPECTED} = \frac{MC \times I_{TEST} \times V_{NOM}}{1,000 \times 3,600} \times \sin(\theta) \quad (30)$$

因为CFNUM和CFDEN的值从仪表设置得到计算, 在进行(乘积校准?)校准期间能分步自动写入。

步骤5: 设置I<sub>TEST</sub>, V<sub>NOM</sub>和整数功率因数的测试系统。在该步中, 对VAR(乏时)的校准, 功率因素应设置成0, 对watt(有功)和VA(视在), 应用整数功率因数。校准VAGAIN的同时可校准WGAIN, 因为VAGAIN校准是以整数功率因素校准的, 两者脉冲输出能被同时测量。

但是, 校准VAGAIN的同时校准WGAIN, 有效值偏差首先被校准(参考校准IRMS和VRMS有效值偏差部分)。

步骤6: 测量从基准表来的脉冲输出APCF和/或VARCF百分数误差

$$\%Error = \frac{APCF - CF_{REF}}{CF_{REF}} \times 100\% \quad (31)$$

其中CF<sub>REF</sub> = CF<sub>EXPECTED</sub> = 基准表脉冲输出

步骤7: 校准xWG调节器。在xWG中变化1 LSB, WATTHR寄存器以0.0244%变化, 因此APCF以APCF 0.0244%变化, 对于VARCF一样。

$$APCF_{EXPECTED} = APCF_{NOMINAL} \times \frac{APCFNUM[11:0]}{APCFDEN[11:0]} \times \left(1 + \frac{xWG[11:0]}{2^{12}}\right) \quad (32)$$

$$xWG = -\frac{\%Error}{0.0244\%} \quad (33)$$

当APCF被校准时, 如果计量常量和APCFNUM/APCFDEN比率保持一致, xWATTHR与从表到表的Wh/LSB相同(?) Wh/LSB常量是

$$\frac{Wh}{LSB} = \frac{1}{4 \times \frac{MC}{1,000} \times \frac{APCFDEN}{APCFNUM} \times \frac{1}{WDIV}} \quad (34)$$

步骤8: 回到步骤2校准B相和C相增益。

举例——利用脉冲输出对A相Watt(有功功率)增益校准

该例中, I<sub>TEST</sub> = 10 A, V<sub>NOM</sub> = 220 V, V<sub>FULLSCALE</sub> = 500 V, I<sub>FULLSCALE</sub> = 130 A, MC(计量常量) = 3200 impulses/kWh, Power Factor(功率因素) = 1, Frequency(频率) = 50

Hz.

设置APCFNUM (0x45) 和APCFDEN (0x46) 来imp/kWh比率进行粗校准。用等式27~29。

$$APCF_{NOMINAL} = 16 \text{ kHz} \times \frac{220}{500} \times \frac{10}{130} = 0.541 \text{ kHz}$$

$$APCF_{EXPECTED} = \frac{3,200 \times 10 \times 220}{1,000 \times 3,600} \times \cos(0) = 1.95 \text{ Hz}$$

$$APCFDEN = INT\left(\frac{541 \text{ Hz}}{195 \text{ Hz}}\right) = 227$$

(INT取整\*)

用 $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$ , 和整数功率因数, 例中的ADE7758表脉冲输出1.92 Hz。该值等于用等式31计算从基准表中输出偏差值×1.54%。

用等式33 AWG值被校准成63 d, 这就意味着值0x3F被写入AWG。

利用脉冲输出进行相校准

ADE7758在每相上有一相校准寄存器来补偿小的相误差。大的相误差应该通过调整抗混叠滤波器来补偿。对正和负检测因不同的位重(注: 1LSB有差别), ADE7758的相校准有一延时(参考相补偿部分)。因为CT(电流互感器)是一个相误差源, 所以在上电时应有一固定的额定值装载到xPHCAL寄存器中。整个校准期间, 该值被进行CT~CT的误差调整。图75显示了用脉冲输出校准相时包含的步骤。

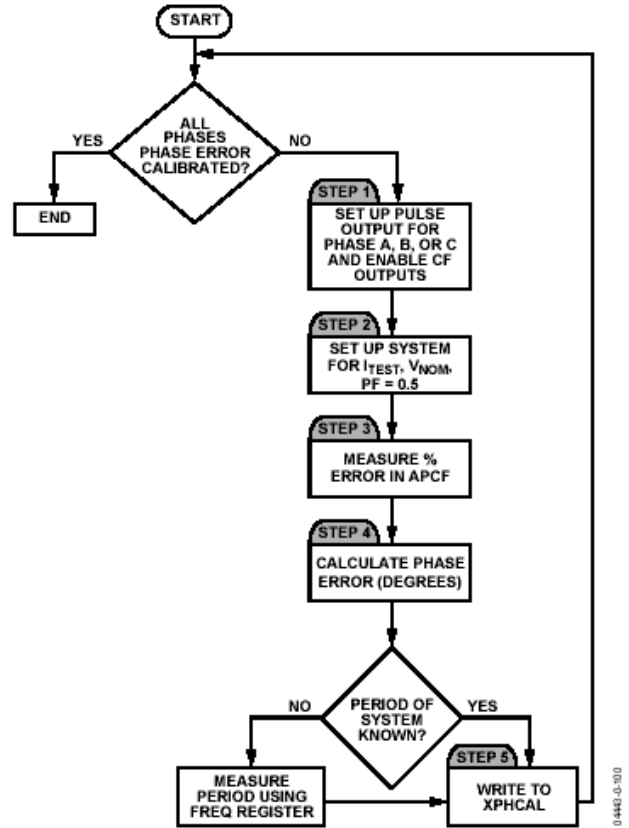


Figure 75. Phase Calibration Using Pulse Output

图75 用脉冲输出进行相校准

从增益校准步骤1和步骤3应该被重复配置ADE7758脉冲输出。

步骤2: 设置 $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$ , 和0.5整数功率因数的测试系统。

步骤3: 用等式31测量从基准表来的脉冲输出APCF的百分比误差。

步骤4: 用下列等式校准相误差度数

$$Phase \ Error(^{\circ}) = - \text{Arcsin}\left(\frac{CF_{ERROR}}{\sqrt{3}}\right) \quad (35)$$

步骤5: 校准xPHCAL

$$xPHCAL = \frac{-2.4 \mu\text{s} \times 360^{\circ} \times \frac{1}{Period(s)}}{Phase \ Error(^{\circ})} \quad (36)$$

如果周期未知, 周期可利用ADE7758频率寄存器FREQ (0x10)得到。等式37显示如何用周期寄存器测量来确定需要被写入到xPHCAL的值。在等式37中, 2.4 μs是负的相误差, 对于正的相误差, 用4.8 μs代替2.4 μs(参考相补偿部分)。

$$xPHCAL = \text{Arcsin}\left(\frac{Error}{\sqrt{3}}\right) \times \frac{9.6 \mu\text{s}}{2.4 \mu\text{s}} \times \frac{FREQ[11:0]}{360^{\circ}} \quad (37)$$

举例——用脉冲输出对A相相校准

在该例子中,  $I_{TEST} = 10 \text{ A}$ ,  $V_{NOM} = 220 \text{ V}$ ,  $V_{FULLSCALE} = 500$

$V$ ,  $I_{FULLSCALE} = 130\text{ A}$ ,  $MC$  (计量常量) = 3200 impulses/kWh, Power Factor (功率因素) = 0.5感性, Frequency (频率) = 50 Hz.

用  $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$  和 0.5 感性功率因数, ADE7758 表在脉冲输出上显示 1.185 Hz. 用等式 35 可得相偏差度数为  $-0.07^\circ$ .

$$Phase\ Error(^{\circ}) = -\text{Arcsin}\left(\frac{0.00215}{\sqrt{3}}\right) = -0.07^{\circ}$$

如果 50 Hz 时  $FREQ$  寄存器 = 2083d, 用等式 37 可得写到  $APHCAL$  (0x3F) 中的值是 0x02.

$$APHCAL\ Register = 0.07^{\circ} \times \frac{9.6\ \mu\text{s}}{2.4\ \mu\text{s}} \times \frac{2083}{360^{\circ}} = 2$$

62 页

利用脉冲输出进行功率偏移校准

在宽动态范围 (1,000:1) 上功率偏移校准有显著的特性。功率偏移校准以最小或接近最小电流值运行。ADE7758 有 watts (有功) 和 VAR (无功) ( $xWATTOS$  和  $xVAROS$ ) 功率偏移寄存器。在 VA (视在功率) 测量中的偏移通过校准有效值偏移寄存器来补偿 (参考 IRMS 和 VRMS 偏移校准部分)。图 76 显示了用脉冲输出校准功率偏差的步长。

63 页

步骤 1: 从增益校准重复步骤 1 和步骤 3, 配置 ADE7758 脉冲输出。

步骤 2: 设置  $xWATTOS$  和  $xVAROS$  寄存器为逻辑 0。

步骤 3: 设置  $I_{TEST} = I_{MIN}$ ,  $V_{NOM}$  和 整数功率因数的测试系统。对于步骤 6, 设置  $I_{TEST} = I_{MIN}$ ,  $V_{NOM}$  和 过零功率因数的测试系统。

步骤 4: 用等式 31 测量从基准表来的脉冲输出 APCF 或 VARCF 的百分比误差。

步骤 5: 用等式 38 校准  $xWATTOS$  (用等式 39 校准  $xVAROS$ )

$$xWATTOS = -(\%APCF_{ERROR} \times APCF_{EXPECTED}) \times \frac{2^4}{Q} \times \frac{APCFDEN}{APCFNUM} \quad (38)$$

$$xVAROS = -(\%VARCF_{ERROR} \times VARCF_{EXPECTED}) \times \frac{2^4}{Q} \times \frac{VARCFDEN}{VARCFNUM} \quad (39)$$

其中 Q 见等式 41, 42 中定义。

对于  $xWATTOS$

$$Q = \frac{CLKIN}{4} \times \frac{1}{2^{25}} \times \frac{1}{4} \quad (40)$$

对于  $xVAROS$

$$Q = \frac{CLKIN}{4} \times \frac{1}{2^{24}} \times \left(\frac{PERIOD}{4}\right) \times \frac{1}{4} \quad (41)$$

其中 PERIOD 从 FREQ 里中测量获得。

步骤 6: 对  $xVAROS$  校验, 重复步骤 3~步骤 5。

举例——用脉冲输出对 A 相偏移校准

在该例子中,  $I_{TEST} = 50\text{ A}$ ,  $V_{NOM} = 220\text{ V}$ ,  $V_{FULLSCALE} = 500\text{ V}$ ,  $I_{FULLSCALE} = 130\text{ A}$ ,  $MC$  (计量常量) = 3200 impulses/kWh, Power Factor (功率因素) = 1, Frequency (频率) = 50 Hz,  $CLKIN = 10\text{ MHz}$ 。

用  $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$  和 整数功率因数, 例中 ADE7758 表在 APCF 脉冲输出上显示 0.009773 Hz, 在 VARCF 输出上显示 0.009773 Hz, 等于瓦时测量的 0.24% 和 乏时测量的 0.24%。用等式 38~41, 值 0xFFB 和 0xFFA 被分别写到  $AWATTOS$  (0x39) 和  $AVAROS$  (0x3C) 中。

对  $AWATTOS$

$$Q = \frac{10E6}{4} \times \frac{1}{2^{25}} \times \frac{1}{4} = 0.0186$$

对  $AVAROS$

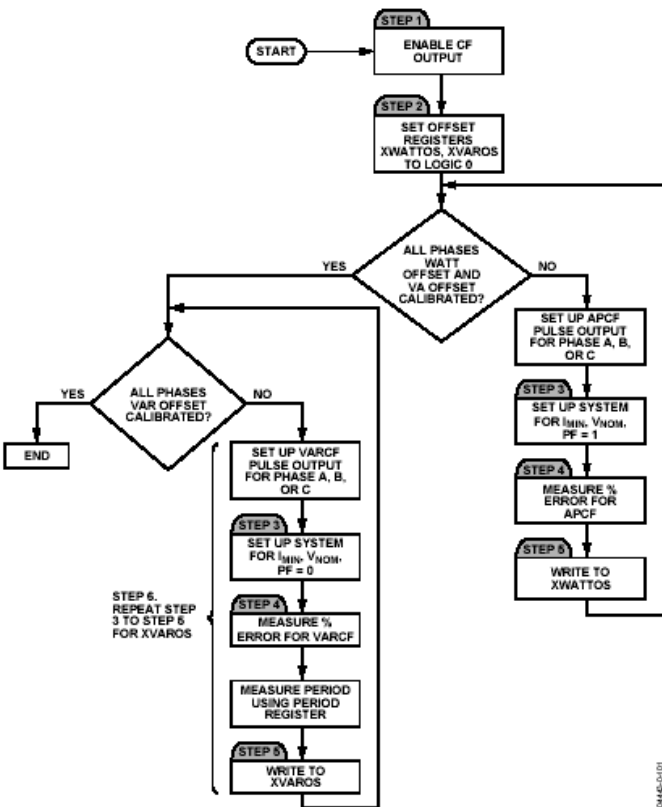


Figure 76. Offset Calibration Using Pulse Output

图 76 偏移校准用脉冲输出

$$Q = \frac{10E6}{4} \times \frac{1}{2^{24}} \times \frac{202}{2083} \times \frac{1}{4} = 0.014$$

$$AWATTOS = -(0.0024 \times 0.00975) \times \frac{2^4}{0.0186} \times \frac{227}{1} = -4.5$$

$$AVAROS = -(0.0024 \times 0.00975) \times \frac{2^4}{0.014} \times \frac{227}{1} = -6$$

用线周期校准

线周期累计模式配置了九个能量寄存器(?)，以便在LINECYC中断后，总能量累计在整数个半周期数存在寄存器里。用该模式的好处是有功能量中的正弦成分被消除。

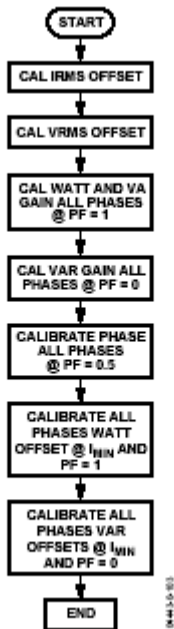


Figure 77. Calibration Using Line Accumulation

图77 用线周期校准

图77显示了用线周期累计模式如何校准ADE7758的流程图。用该模式，在校准期间，所有相和能量都通被同时校准，节省时间。

增益校准用线周期累计

增益校准用作表一表增益调整，APCF或VARCF输出率校准，确定Wh/LSB，VARh/LSB和VAh/LSB常数。  
 步骤0：在增益校准之前，设置CFNUM/CFDEN (0x45/0x46)和VARCFNUM/VARCFDEN (0x47/0x48)获得正确的mpulses/kWh，impulses/kVAh或impulses/kVARh。用的方法与在增益校准用脉冲输出部分的步骤4相同的。  
 xWG/xVARG/xVAG (0x2A~0x32)的校准用线累计模式实现。图78显示了用线周期模式校准增益寄存器包含的步长。

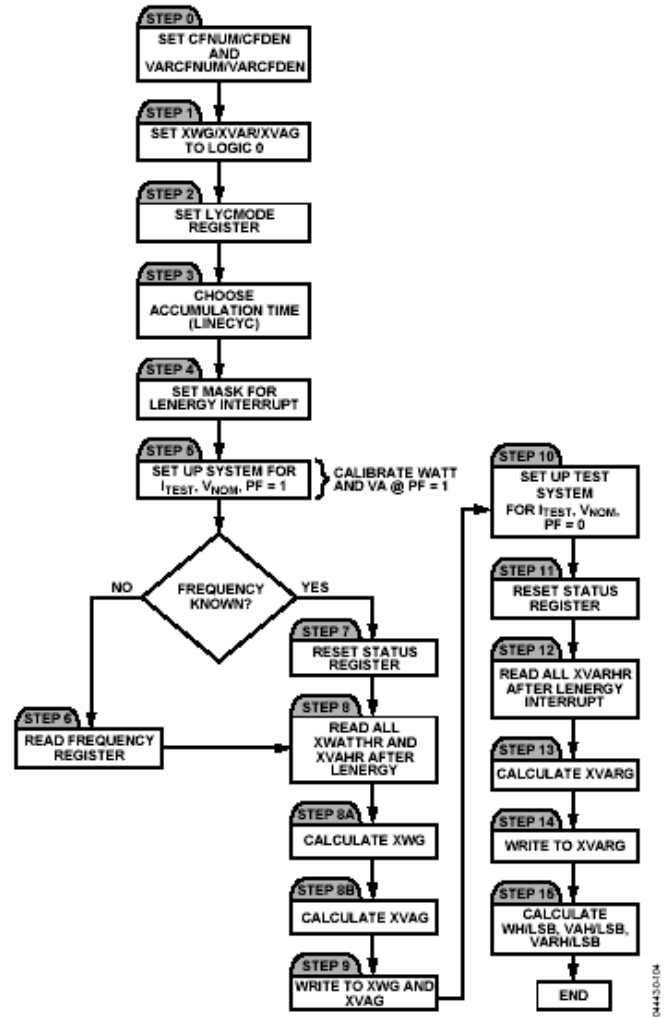


Figure 78. Gain Calibration Using Line Accumulation

图78 增益校准用线周期累计

65页

- 步骤1：设置xWG，xVARG和xVAG为逻辑0。
- 步骤2：通过写0x1F到LCYCMODE，开启ADE7758线累计。通过设置LWATT，LVAR和LVA位，即LCYCMODE[0:2] (地址0x17)为逻辑1，在xWATTHR，xVAHR和xVARHR (0x01~0x03)允许线累计模式。也能设置ZXSEL位，即LCYCMODE[3:5]为逻辑1，允许所有的相用线累计过零检测。另外设置FREQSEL位即LCYCMODE[7]位为逻辑0，使FREQ (0x10)存储线频率。当用线累计模式，LCYCMODE中的RSTREAD设置成0，禁止读—复位模式。
- 步骤3：通过写LINECYC (0x1C)，设定线累计半周期数。
- 步骤4：设置LENERGY位即MASK[12] (0x18)为逻辑1允许中断，该中断在线周期累计结束发出。
- 步骤5：设置I<sub>TEST</sub>，V<sub>NOM</sub>和整数功率因数的测试系统 (同时校准累计瓦特 (有功) 和 VA (视在)) (?)
- 步骤6：如果频率未知，读FREQ (0x10)寄存器。
- 步骤7：通过读STATUS (0x19)，复位中断状态寄存器。
- 步骤8：LENERGY中断后，读6个xWATTHR (0x01 ~0x03)

和xVAHR (0x07~0x09) 能量寄存器，存储值。

步骤8a: 根据下列等式校准写到xWG寄存器的值。

$$\frac{xWG}{2^{12}} = \frac{4 \times MC \times I_{TEST} \times V_{TEST} \times \cos(\theta)}{1,000 \times 3,600} \times \frac{AccumTime}{xWATTHR[11:0]} \times WDIV[7:0] \quad (42)$$

其中累计周期 (Accumulation Time) 是

$$AccumTime = \frac{LINECYC[15:0]}{2 \times Line\ Frequency \times No.\ of\ Phases\ Selected} \quad (43)$$

MC是计量常量，θ是电流和电压间的角度。从FREQ寄存器或已知读线周期，设置LCYCMODE (0x17)中ZXSEL位为逻辑1，选择用哪相。

步骤8b: 根据下列等式校准写入到xVAG寄存器中的值。

$$\frac{xVAG}{2^{12}} = \frac{4 \times MC \times I_{TEST} \times V_{TEST} \times \cos(\theta)}{1,000 \times 3,600} \times \frac{AccumTime}{xVAHR[11:0]} \times VADIV[7:0] \quad (44)$$

步骤9: 写xWG和xVAG。

步骤10: 设置I<sub>TEST</sub>，V<sub>NOM</sub>和整数功率因数的测试系统 (校准VAR增益)。

步骤11: 重复步骤7。

步骤12: 在LENERGY后读xVARHR (0x04~0x06)，存储值。

步骤13: 校准值写入到xVARG寄存器中。(校准VARCF到期望值)。

步骤14: 写xVARG。

步骤15: 校准Wh/LSB, VARh/LSB和VAh/LSB的内容。

$$\frac{Wh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xWATTHR} \quad (46)$$

$$\frac{VAh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xVAHR} \quad (47)$$

$$\frac{VARh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xVARHR} \quad (48)$$

举例——瓦时 (有功) 增益校准用线周期

这里中，仅显示了A相的瓦时校准。用线累计部分显示如何校准watt, VA和VAR在增益寄存器中的步长略述。

(?)。因为有九个能量寄存器，所有三相能被同时校准。

在该例子中，I<sub>TEST</sub> = 10 A, V<sub>NOM</sub> = 220 V, Power Factor (功率因数) = 1, Frequency (频率) = 50 Hz, LINECYC (0x1C)被设置成1FF, MC (计量常量) = 3200

impulses/kWh。

设置APCFNUM (0x45)和APCFDEN (0x46)的校准值，对the imp/kW-hr率进行粗校准，用等式27~29。

$$APCF_{NOMINAL} = 16\ kHz \times \frac{220}{500} \times \frac{10}{130} = 0.54$$

$$APCF_{EXPECTED} = \frac{3,200 \times 10 \times 220}{1,000 \times 3,600} \times \cos(\theta) = 1.95\ Hz$$

$$APCFDEN = INT \frac{541\ Hz}{1.95\ Hz} = 227$$

在上述测试条件下，在LENERGY 中断后，AWATTHR寄存器的值为24008d。用等式42和等式43，被写入AWG寄存器的值是02d。

$$AccumTime = \frac{0x1FF}{2 \times 50 \times 3} = 1.7\ s$$

$$xWG = 2^{12} \times \frac{4 \times 3,200 \times 10 \times 220 \times 1}{1,000 \times 3,600} \times \frac{1.7\ s}{24,008} \times 1 = 2.268$$

用等式46, Wh/LSB常量是

$$\frac{Wh}{LSB} = \frac{10 \times 220 \times 1.7}{3,600 \times 24,008} = 4.33 \times 10^{-5}$$

相校准用线周期

ADE7758每相包含一个相校准寄存器来补偿小的相误差。大的相误差应该通过调整抗混叠滤波器来补偿。对正和负检测因不同的位重 (注: 1LSB有差别), ADE7758的相校准有一延时 (参考相补偿部分)。因为CT是一个相误差源，所以在上电时应有一固定的额定值装载到xPHCAL寄存器 (0x3F~0x41)中。整个校准期间，该值被进行CT-CT的误差调整。图79显示了用脉冲输出出校准相位包含的步长。

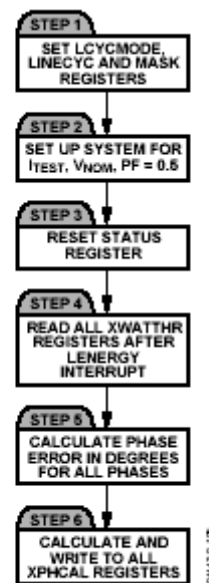


Figure 79. Phase Calibration Using Line Accumulation

图79 相补偿用线累计

步骤1: 如果在增益校准后值被改变，从增益校准后的步

骤1, 步骤3和步骤4应重新配置LCYCMODE和LINECYC寄存器。

步骤2: 设置 $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$ 和0.5功率因数的测试系统。

步骤3: 通过读STATUS (0x19), 复位中断状态寄存器。

步骤4: 在LINECYC中断后, xWATTHR寄存器被读。测量在能量寄存器读(AWATTHR, BWATTHR和CWATTHR)中的百分误差, 然后用等式49与相同功率因数下的能量寄存器读比较(增益校准后)。在增益校准后应以整数功率因数重复读, 然后利用相校准程序中存储。(?)

$$Error = \frac{xWATTHR_{PF=5} - \frac{xWATTHR_{PF=1}}{2}}{\frac{xWATTHR_{PF=1}}{2}} \quad (49)$$

步骤5: 用下列等式校准相误差度数

$$Phase\ Error(^{\circ}) = -Arcsin\left(\frac{Error}{\sqrt{3}}\right) \quad (50)$$

步骤6: 校准xPHCAL, 并且写xPHCAL寄存器(0x3F~0x41)

$$xPHCAL = \frac{-2.4\ \mu s \times 360^{\circ} \times \frac{1}{Period(s)}}{Phase\ Error(^{\circ})} \quad (51)$$

如果周期未知, 可用ADE7758中的频率寄存器。等式37显示了用周期寄存器测量如何将值写入xPHCAL(参考相校准用脉冲输出部分)。在等式37中,  $2.4\ \mu s$ 的相位误差是负的。对于正的相位误差, 应用 $4.8\ \mu s$ 代替 $2.4\ \mu s$ (参考相位补偿部分)。

67页

举例——用线累计对A相相校准

在该例子中, 只显示了对A相相校准, 所有三个PHCAL寄存器可用相同的方法同时校准。

在例题中,  $I_{TEST} = 10\ A$ ,  $V_{NOM} = 220\ V$ , Power Factor (功率因素) = 0.5感性, Frequency (频率) = 50 Hz。用 $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$ 和0.5感性功率因数, ADE7758表在AWATTHR寄存器中显示24020d。与26 LSBs的误差相等。用等式50得相偏差度数为 $-0.07^{\circ}$ 。

$$Phase\ Error(^{\circ}) = -Arcsin\left(\frac{0.00215}{\sqrt{3}}\right) = -0.07^{\circ}$$

如果在50 Hz时, FREQ寄存器=2083d, 用等式37可得写到APHCAL (0x3F)中的值是2d。

$$APHCAL\ Register = 0.07^{\circ} \times \frac{9.6\ \mu s}{2.4\ \mu s} \times \frac{2083}{360^{\circ}} = 2$$

功率偏移校准用线周期

在宽动态范围(1,000:1)上, 功率偏移校准有显著的

性能。功率偏移校准以最小或接近最小电流值运行。

ADE7758有watts (有功)和VAR (无功), xWATTOS(0x39~0x3B)和xVAROS(0x3C~0x3E)功率偏移寄存器。在VA (视在功率)测量中偏移通过校准有效值偏移寄存器来补偿(参考IRMS和VRMS偏移校准部分)。图80显示了用脉冲输出校准功率偏差的步骤。

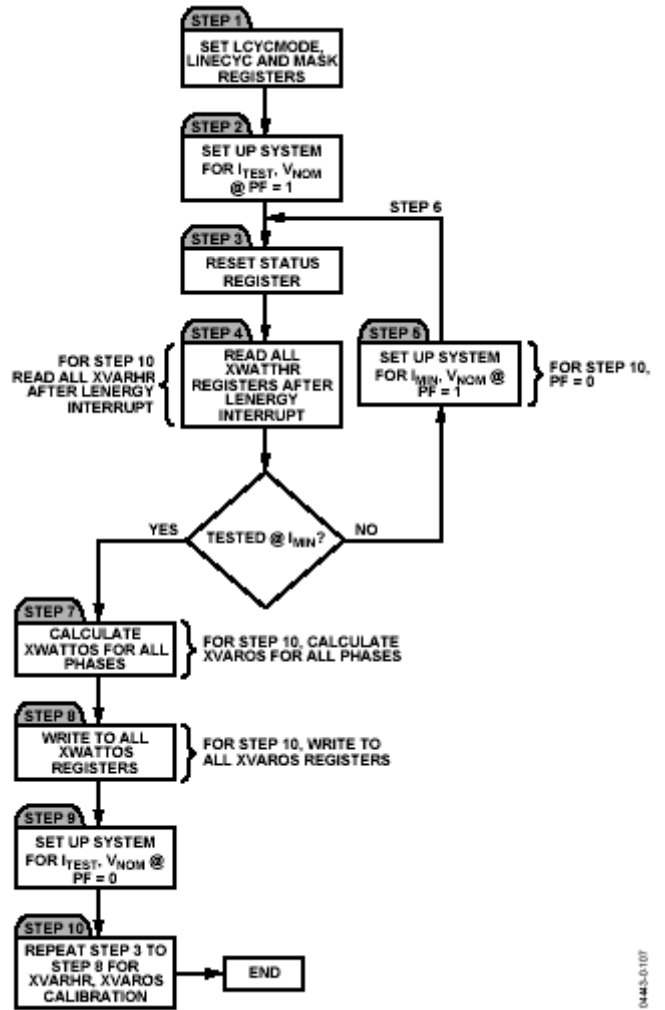


Figure 80. Power Offset Calibration Using Line Accumulation

图80 利用线周期进行功率偏移校准

68页

步骤1: 如果在增益寄存器校准后, 值被改变, 从增益校准后的步骤1, 步骤3和步骤4应该重新配置LCYCMODE, LINECYC和MASK寄存器。

步骤2: 设置 $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$ 和整数功率因数的测试系统。

步骤3: 通过读STATUS (0x19), 复位中断状态寄存器。

步骤4: 在LENERGY中断后读所有xWATTHR寄存器(0x01~0x03), 并且存储值。

步骤4a: 若频率未知, 读FREQ (0x10)寄存器。

步骤5: 设置 $I_{TEST}$ ,  $V_{NOM}$ 和整数功率因数的测试系统。

步骤6: 重复步骤3和步骤4。

步骤7: 根据下列等式, 校准值写入到xWATTOS寄存器。

$$Offset = \frac{xWATTHR_{I_{MIN}} \times I_{TEST} - xWATTHR_{I_{TEST}} \times I_{MIN}}{I_{MIN} - I_{TEST}} \quad (52)$$

$$xWATTOS[11:0] = \frac{Offset \times 4}{AccumTime \times CLKIN} \times 2^{29} \quad (53)$$

其中累计时间由等式43定义， $xWATTHR_{I_{TEST}}$ 是在 $I_{TEST}$ 时能量寄存器中的值， $xWATTHR_{I_{MIN}}$ 是在 $I_{MIN}$ 时能量寄存器的值。

步骤8: 写所有的 $xWATTOS$ 寄存器 (0x39~0x3B)

步骤9: 设置 $I_{TEST}$ ， $V_{NOM}$ 和过零功率因数的测试系统 (校准VAR (无功) 增益)。

步骤10: 重复步骤3, 4, 5。

步骤11: 根据下列等式校准值写入到 $xVAROS$ 寄存器中。

$$Offset = \frac{xVARHR \times I_{TEST} - xVARHR \times I_{MIN}}{I_{MIN} - I_{TEST}} \quad (54)$$

$$xVAROS[11:0] = \frac{Offset \times 4}{AccumTime \times CLKIN} \times 2^{29} \quad (55)$$

**举例——功率偏移校准用线累计**

该例仅显示了A相相有功功率偏移校准。可用功率偏移校准用线累计部分中的表达方法, 对所有相的有功和无功功率偏移同时校准。

在该例子中,  $I_{TEST} = 10 \text{ A}$ ,  $I_{MIN} = 100 \text{ mA}$ ,  $V_{NOM} = 220 \text{ V}$ , Power Factor (功率因素) = 1 (整数), Frequency (频率) = 50 Hz, LINECYC = 0xFFF。

以 $I_{TEST}$  的值, 在以0xFFF线周期增益校准之后, 例中ADE7758表在AWATTHR (0x01) 寄存器中显示192489d。以 $I_{MIN}$  的值, 在AWATTHR 寄存器中显示1919d。通过用等式52, 偏差等于6 LSBs。因此用等式53可知, 写入AWATTOS的值为94d。

**69页**

**电流有效值IRMS和电压有效值VRMS偏移校准**

IRMSOS和VRMSOS用来消除从输入产生的噪声和偏移。不管用脉冲输出校准还是用线累计校准, 校准的方法相同。由于没有有效值脉冲输出, 所以在该校验中必须读寄存器。在VA (视在功率) 增益校准之前, 应先进行有效值偏移校准。有效值校准也能消除从VA (视在功率) 来的偏差。因为这些原因, 在ADE7758中没有用VA (视在功率) 寄存器。低通滤波器通常获得的有效值测量值是不理想的, 因此推荐与电压波形过零同步的读, 然后当读有效值寄存器时, 对一些测量值平均。ADE7758电流有效值测量在500:1范围内是线性的, 电压有效值测量在20:1是线性的, 为了测量电压有效值偏差( $xVRMSOS$ ), 在两个不同的非零电压标准即 $V_{NOM}$ 和  $V_{NOM}/20$ 上测量有效值。为了测量电流有效偏差 (IRMSOS), 在两个不同非零电流标准即 $I_{TEST}$ 和

$I_{MAX}/500$ 上测量有效值。这转化为三个测试条件:  $I_{TEST}$ 和 $V_{NOM}$ ,  $I_{MAX}/500$ 和 $V_{NOM}$ ,  $I_{TEST}$  和 $V_{NOM}/20$ 。图81显示了校验有效值测量的流程图。

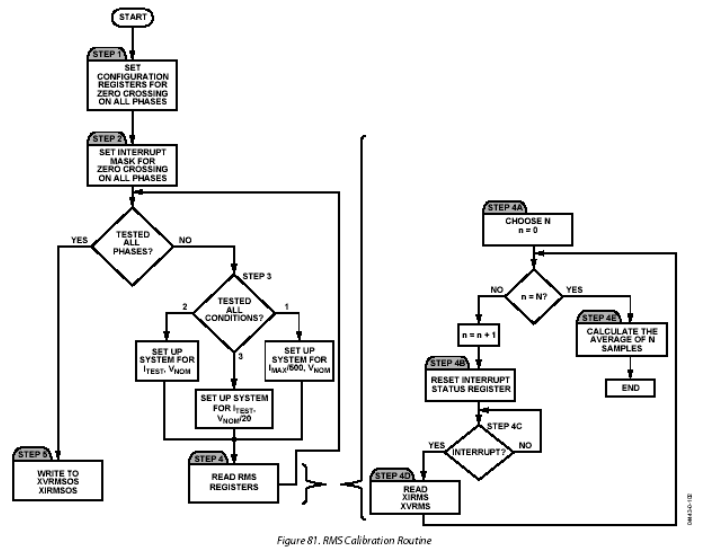


图81 有效值校准流程

**70页**

步骤1: 通过写值0x1C到LCYCMODE寄存器 (0x17), 为所有相设置过零配置寄存器。所有的ZXSEL被设置成逻辑1。

步骤2: 通过写0xE00到屏蔽MASK[0:24] 寄存器 (0x18), 设置所有相上过零检测中断屏蔽寄存器。设置所有的ZX为逻辑1。

步骤3: 为三个测试条件中的一个建立校准系统。三个条件为:  $I_{TEST}$ 和 $V_{NOM}$ ,  $I_{MAX}/500$ 和 $V_{NOM}$ ,  $I_{TEST}$  和 $V_{NOM}/20$ 。

步骤4: 在过零中断后读有效值寄存器, 然后取N个采样值的平均值。推荐用得到的最大稳定有效值读数。该过程在图81—步骤4a~步骤4e被详细描述。

步骤4a: 选择采样数 N, 取平均。

步骤4b: 通过写RSTATUS (0x1A) 复位中断状态寄存器。

步骤4c: 等待过零中断。当过零中断产生时, 转到步骤4d。

步骤4d: 读 $xIRMS$  (0x0A) 和 $xVRMS$  (0x0C) 寄存器。这些值在步骤4e中被平均。

步骤4e: 平均 $xIRMS$ 和 $xVRMS$ 的N个采样值。平均值在步骤5中被用。

步骤5: 根据下列等式写 $xVRMSOS$  (0x36~0x38) 和 $xIRMSOS$  (0x33~0x35) 寄存器。

$$IRMSOS = \frac{1}{16,384} \times \frac{(I_{TEST}^2 \times I_{TEST-RMS}^2) - (I_{MAX/X}^2 \times I_{MAX/X-RMS}^2)}{I_{MAX/X}^2 - I_{TEST}^2} \quad (56)$$

其中 $I_{TEST-RMS}$ 和 $I_{MAX/X-RMS}$ 分别是对输入 $I_{TEST}$ 和 $I_{MAX/X}$ 没有偏移修正的有效值寄存器值。



$$VRMSOS = 64 \times \frac{V_{NOM} \times V_{NOM/20-RMS} - V_{NOM/20} \times V_{NOM-RMS}}{V_{NOM/20} - V_{NOM}} \quad (57)$$

其中 $V_{NOM-RMS}$ 和 $V_{NOM/20-RMS}$ 分别是对输入 $V_{NOM}$ 和 $V_{NOM/20}$ 没有偏移修正的有效值寄存器值。

70页

有效值偏移校准

在该例子中,  $I_{TEST} = 10 \text{ A}$ ,  $I_{MAX} = 100 \text{ A}$ ,  $V_{NOM} = 220 \text{ V}$ ,  $V_{FULLSCALE} = 500 \text{ V}$ , Power Factor (功率因数) = 1, Frequency (频率) = 50 Hz。

以 $I_{TEST}$ 和 $V_{NOM}$ 的值为例, ADE7758表在AIRMS (0x0A) 寄存器中显示0x34266, 在AVRMS (0x0D) 寄存器中显示0x10B0A3。在 $I_{MAX/500}$ 时, 表在AIRMS里显示0x19F。在 $V_{NOM/20}$ 时, AVRMS寄存器中显示0xD598。这些是20个采样的平均值, 与所有三相过零同步(?)

利用这些数据, 根据等式56和57, 656d被写到AVRMSOS (0x33) 寄存器中, 02d写到AIRMSOS (0x36) 寄存器中。

$$xIRMSOS = \frac{1}{16,384} \times \frac{(10^2 \times 390^2) - (0.02^2 \times 213,606^2)}{(0.02 - 10^2)} = 1.85$$

$$xVRMSOS = 64 \times \frac{(220 \times 54680) - (11 \times 1,093,795)}{(11 - 220)} = 656$$

例中仅给出了A相的校准和测量。但是所有三相的 $xIRMS$ 和 $xVRMS$ 寄存器能同时被读, 得到每个 $xIRMSOS$ 和 $xVRMSOS$ 寄存器的估算值。(?)

71页

求校验和寄存器

ADE7758有一个求校验和寄存器CHECKSUM[7:0] (0x7E), 确保在最后的串口读操作中接收到的数据位无错误。在第一位(寄存器的MSB被读)被传输到DOUT引脚之前, 8位求校验和寄存器被复位。在串行读操作期间, 当每个数据在SCLK上升沿有效时, 该位被加到求校验和寄存器中。在串行读操作结束时, 求校验和寄存器中的内容等于先前读的寄存器中所有数的总和。利用求校验和寄存器, 用户可确定在最后一个读操作期间是否有误差产生。说明的是对求校验和读将产生对求校验和寄存器自身的校验和。

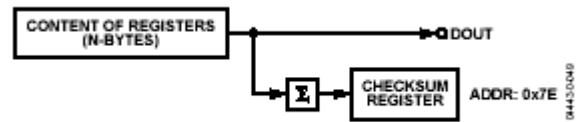


Figure 82. Checksum Register for Serial Interface Read

图82 串行接口读求校验和寄存器

72页

ADE7758中断

ADE7758中断通过中断状态寄存器(STATUS[23:0], 地址19h)和中断屏蔽寄存器(MASK[23:0], 地址18h)控制。当ADE7758中有一个中断事件发生时, 在中断状态寄存器中的相应标志位被置成逻辑1。(参考表21)。如果在中断状态寄存器中该中断的屏蔽位是逻辑1, 那么IRQ逻辑输出产生有效低电平。如果在中断状态寄存器中的标志位被设置, 则不考虑屏蔽位的状态。为了确定中断源, 系统主机(MCU)对中断状态寄存器执行一个带复位的读操作, 通过读RSTATUS(地址1Ah)获得。在中断状态寄存器读命令完成后, IRQ输出产生逻辑高电平(参考中断定时部分)。当执行带复位的读操作时, ADE7758能确保没有中断事件丢失。如果中断产生正好状态寄存器被读, 中断事件不会丢失。在再次产生低电平指示未解决的中断之前, IRQ逻辑输出在中断寄存器数据转换期间保证逻辑高电平。更详细的描述参考用带有MCU的ADE7758中断部分。

利用MCU进行ADE7758中断

图83显示了利用MCU执行ADE7758中断管理的时序图。在t1点时, IRQ线上产生有效低电平指示在ADE7758中有一个或一个以上的中断事件已发生。IRQ逻辑输出依靠MCU上外部中断的负沿触发。在检测到的负沿上, MCU被设置成启动执行其中断服务程序(ISR)。在进入中断服务程序时, 用全局中断屏蔽位禁止所有的中断。这时, MCU外部中断标志被清除, 以捕获在当前中断服务程序期间产生的中断。当MCU中断标志被清除, 带有读复位的操作使复位中断状态寄存器复位。(这使IRQ端被重新置成逻辑高电平(t2) - 参考中断定时部分)中断状态寄存器的内容被用来确定中断源, 以确定采取合适的操作。如果在执行中断服务程序期间相继有中断事件产生, 这些中断将再次置位MCU外部中断标志(t3)加以记录。当返回中断服务程序时, 这些全局的中断屏蔽位被清除(相同的指令周期), 然后外部中断标志位利用MCU再次跳转到它的中断服务程序, 确保MCU不丢失任何外部中断。

中断时序

在介绍中断时序之前, 首先回顾ADE7758串行接口部分。如前所述, 当IRQ输出变为低电平时, MCU ISR(中断

服务程序) 必须读中断状态寄存器, 以确定中断源。当读状态寄存器内容时, 在第一个字节转换的最后一个SCLK下降沿被设置成高电平(读状态寄存器命令)。在下一个8位转换的最后一位被移出前(中断状态寄存器内容), IRQ输出一直保持高电平——参考图83。如果那时有中断未执行, IRQ输出将再次变为低电平。如果没有中断未执行的中断, IRQ输出将保持高电平。

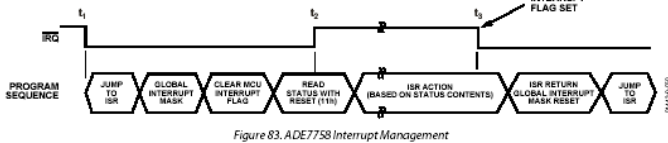


Figure 83. ADE7758 Interrupt Management

(程序顺序 跳到ISR 全局中断屏蔽 清除MCU中断标志 具有复位的读 ISR操作(基于状态寄存器内容) ISR返回全局中断屏蔽复位 跳到ISR\*)

图83 ADE7758中断管理

或CS上有一下降沿时, ADE7758就处于通信模式。在通信模式里, ADE7758 期望第一次通信就被写到内部通信寄存器。这些被写到通信寄存器的数据, 包含地址和指定下一个数据的转移是读命令还是写命令。因此ADE7758的所有数据转移操作, 不管读还是写, 都必须首先写通信寄存器。

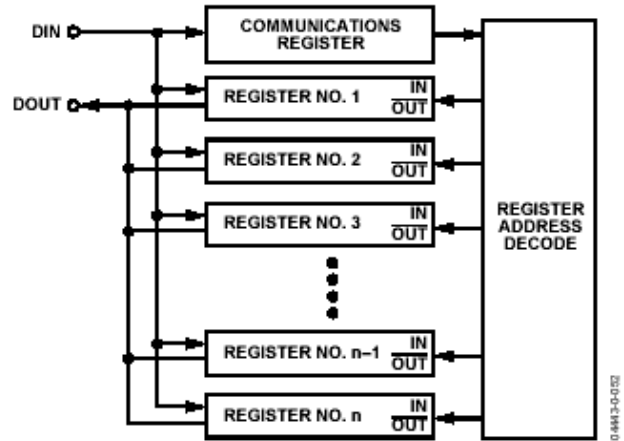


Figure 85. Addressing ADE7758 Registers via the Communications Register

图85 通过通信寄存器寻址ADE7758寄存器

通信寄存器是8位只写寄存器。MSB(最高有效位)确定下一个数据转移操作是读还是写。7个LSBs包含了存取的寄存器地址。更详细的描述请看表13。

图86和87分别显示了读和写操作的数据转移顺序。

在数据移位(读或写)完成时, ADE7758再次进入通信模式, 也就是下个紧随的指令是写通信寄存器。

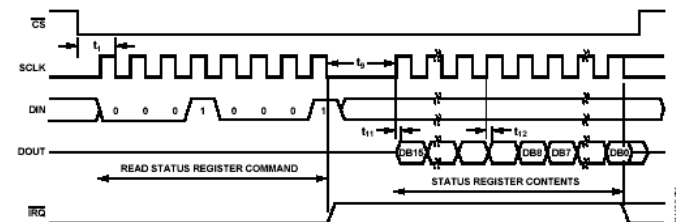


Figure 84. ADE7758 Interrupt Timing

图84 ADE7758中断时序

74页

**ADE7758串行接口**

ADE7758有一内置的SPI接口。ADE7758的串行接口有四个信号组成, 分别是SCLK, DIN, DOUT和CS。有一个SCLK逻辑输出, 就有一个数据被传输。该逻辑输出有一施密特输入结构, 允许使用缓慢上升(和下降)的时钟沿。所有数据移位操作与串行时钟同步。在SCLK的下降沿, 数据从DIN逻辑输入移入ADE7758中。在SCLK的上升沿, 数据从DOUT逻辑输出移出ADE7758。CS是片选输入。

当多个设备共享串行总线时, 该输入被用。在CS的下降沿上也能复位串行接口, 并且使ADE7758处在通信模式。在全部数据转移操作时, CS被拉成低电平。在数据转移操作期间CS拉成高电平, 则终止数据转换, 并使串行总线处在高阻状态。如果在串行总线上只有一个ADE7758, 则CS可接低电平。但是, 由于CS接低电平, 所有启动数据转移操作必须是完整(完全)的。因为没有其他的方法使ADE7758返回到通信模式, 不具备复位整个装置, 每个寄存器中的LSB必须被移位。也就是说用OPMODE[7:0]寄存器(地址13h), 执行软件复位。通过片内几个寄存器, ADE7758功能非常方便(图85)。用片内串行接口, 这些寄存器的内容能被更新或读。在上电, 或把RESET引脚接成低电平,

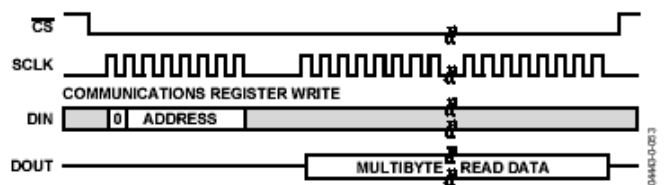


Figure 86. Reading Data from the ADE7758 via the Serial Interface

图86 通过串行接口从ADE7758读数据

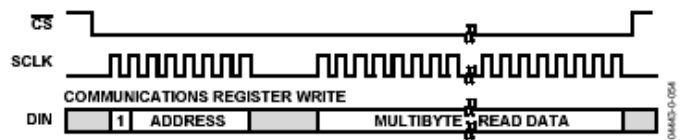


Figure 87. Writing Data to the ADE7758 via the Serial Interface

图87 通过串行接口写数据到ADE7758

当被寻址的(读或写) ADE7758寄存器的LSB移入或移出ADE7758时, 数据移位是完全的。

75页

**ADE7758串行写操作**

串行写顺序如下描述。由于ADE7758在通信模式里且

CS输入是逻辑低电平，首先写通信寄存器。该寄存器的最高位MSB设置成1，指示下个移位操作是写寄存器。该寄存器的7位LSBs写入寄存器地址。在下一个SCLK的下降沿的数据开始移进寄存器。其他位的数据在相继的SCLK下降沿被移入寄存器（参考图88）。

如前所述，通过写通信寄存器来启动数据写，紧跟着写数据。在对ADE7758写数据期间，数据在某一时刻以一个字节传送到片内的寄存器。一个字节被输入串行口后，在串行口缓冲器的内容被送到ADE7758片内的一个寄存器之前，有一个限定的时间。当先前的字节被传送到目的寄存器，虽然到串行口的另一个字节转移已启动，但直到先前字节的传输之后至少900 ns，才能结束第二个字节的传送。这个特性用时序特性t6中表示（参考图88）。如果在一个字节转换期间写操作停止（CS拉成高电平），那么该字节将不能被写入目的寄存器。

目的寄存器可达到3个字节宽（参考访问ADE7758片内寄存器）。因此在DIN引脚上移入到串行口的第一个字节被传送到目的寄存器的最高有效位(MSB)。例如，若被访问的寄存器是12位宽，必须进行双字节转换，假定该数据是右对齐的，因此，在这种情况下，第一个字节的四个最高有效位将被忽略，第一个字节的4LSBs被写入到ADE7758中，成为12位字的4MSBs。图89对这个实例做了说明。

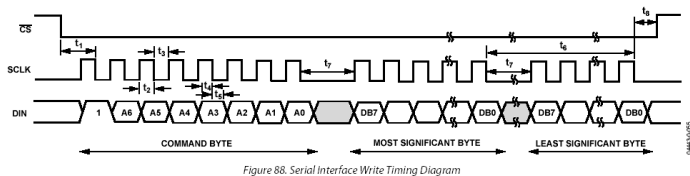


图88 串行接口写定时图

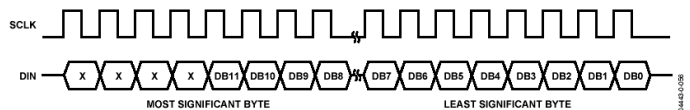


Figure 89. 12-Bit Serial Write Operation

图89 12位串行写操作

76页

**ADE7758 串行读操作**

从ADE7758进行数据读操作期间，在SCLK的上升沿数据从DOUT逻辑输出移出。当进行数据写操作时，数据读必须提前被写到通信寄存器里。（注：即在数据读出之前，必须先写入通信寄存器）。

当ADE7758在通信模式（即CS是逻辑低电平），首先应进行8位写通信寄存器。该字节转移的最高有效位（MSB）必须是0，指示下个字节转换操作是读。该字节的7个低有效位（LSBs）包含被读寄存器的地址。在SCLK的下个上升沿，ADE7753开始移出寄存器的数据（参考图90）。这时，DOUT逻辑输出处于高阻状态，并开始驱动数据总线。寄存

器所有其余位的数据将在相继的SCLK上升沿移出。读一结束，串行接口再次进入通信模式。这时，在最后一个SCLK脉冲输出的下降沿，DOUT逻辑输出进入高阻状态。在数据传送结束之前，如果CS逻辑输入被拉成高电平，则读操作停止。在CS的上升沿，DOUT输出进入高阻状态。

ADE7758寄存器是进行地址读操作时，寄存器的整个内容被移入串行口。这允许ADE7758修改片内寄存器的内容，而无需承担在多字节转换期间数据出错的风险。

说明的是当写入操作发生在读之前，写操作结束之后至少1.1 μs内不会有读命令（即写通信寄存器）。如果读命令在写操作的1.1 μs内被发送，那么写操作的最后一个字节将会丢失。

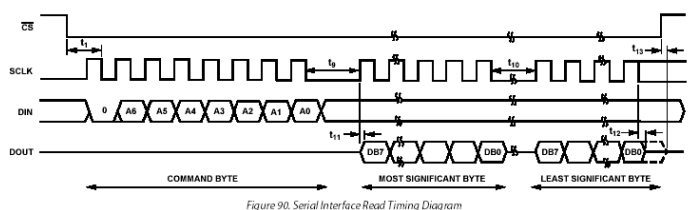


Figure 90. Serial Interface Read Timing Diagram

图90 串口读定时图

77页

**访问ADE7758片内寄存器**

每一个寄存器的访问首先写通信寄存器，然后传输数据给寄存器。对于所有的串行接口协议，参考ADE7758串行接口数据表部分。

**通信寄存器**

通信寄存器是8位只写寄存器，控制着ADE7753和主处理器间的数据传送。所有数据传送必须从写通信寄存器开始。写入通信寄存器的数据确定下一步操作是读还是写，以及访问的是哪一个寄存器。

下面的表13图示了通信寄存器各位的说明。

表13 通信寄存器

位号	位名称	说明
0-6	A0 - A6	通信寄存器的低7位，定义数据转换操作的寄存器。表14列出了ADE7758内每个寄存器的地址。
7	W/R	当该位为1时，数据转换操作写入ADE7758。当为0时，表示读操作

DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
W/R	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0

表14 ADE7758的寄存器列表:

地址 (A6:A0)	名称	读/ 写 (R/ W)	长 度	默 认 值	说明
00h	保留		16	0	保留
01h	AWATT HR	R	16	0	A相的瓦时(有功)累 计寄存器。有功功率 随着时间的推移被累 计到此只读寄存器 中。在没有溢出之前, 以满量程模拟输入, AWATTHR寄存器能保 持有有功功率信息的 最大时间为0.52秒(参 考有功功率能量计算 部分。)COMPmode寄 存器的位0,位1决定 了如何处理六路模拟 输入的有功功率。
02h	BWATT HR	R	16	0	B相的瓦时(有功)累 计寄存器。
03h	CWATT HR	R	16	0	C相的瓦时有功累计 寄存器。
04h	AVARH R	R	16	0	A相的乏时(无功)累 计寄存器。无功功率 随着时间的推移被累 计到此只读寄存器 中。在没有溢出之前, 以满量程模拟输入, AVARHR寄存器能保 持有有功功率信息的 最大时间为0.52秒(参 考无功功率能量计算 部分。)COMPmode寄 存器的位0,位1决定 了如何处理六路模拟 输入的有功功率。
05h	BVARH R	R	16	0	B相的乏时(无功)累 计寄存器。
06h	CVARH R	R	16	0	C相的乏时(无功)累 计寄存器。
07h	AVAHR	R	16	0	A相的VA-hour(视在 功率)累计寄存器。视 在功率随着时间的推
08h	BVAHR	R	16	0	B相的VA-hour(视在 功率)累计寄存器。
09h	CVahr	R	16	0	C相的VA-hour(视在 功率)累计寄存器。
0Ah	AIRMS	R	24	0	A相电流通道有效值 寄存器。该寄存器保 存A相电流通道输入 的有效值。由模式寄 存器中的数据位来选 择。(?)
0Bh	BIRMS	R	24	0	B相电流通道有效值 寄存器。
0Ch	CIRMS	R	24	0	C相电流通道有效值 寄存器。
0Dh	AVRMS	R	24	0	A相电压通道有效值 寄存器。
0Eh	BVRMS	R	24	0	B相电压通道有效值 寄存器。
0Fh	CVRMS	R	24	0	C相电压通道有效值 寄存器。
10h	FREQ	R	12	0	(?)由过零处理对 输入线频率的估计。 它也能显示线输入周 期。由LCYCMODE寄 存器的第7位决定读 的是频率还是周期,默 认为频率。MMODE寄 存器中的位0和位1决 定电压通道是进行频 率计算还是进行周期 计算。
11h	TEMP	R	8	0	温度寄存器。该寄存 器将保留最近一次温 度转换的结果。数据 表中的测量部分有该



					中的PKI 标志将置位。
21h	VPEAK	R	8	0	电压最高电平寄存器。该寄存器保存的是在固定半周期个数内所产生的最高电平电压波形值。半周期的个数通过LINECYC寄存器设置。
22h	IPEAK	R	8	0	电流最高电平寄存器。该寄存器保存的是在固定半周期个数内所产生的最高电平电流波形值。半周期的个数通过LINECYC寄存器设置。
23h	GAIN	R/W	8	0	PGA增益寄存器。该寄存器用来校正PGA电流和电压通道的增益选择。（参考模拟输入部分）
24	AVRMS GAIN	R/W	12	0	A相有效值增益寄存器。电压有效值计算范围通过写该寄存器来调整。它有±50%的校正范围，具有0.0244%/LSB的分辨率。
25	BVRMS GAIN	R/W	12	0	B相电压有效值增益寄存器。
26	CVRMS GAIN	R/W	12	0	C相电压有效值增益寄存器。
27	AIGAIN	R/W	12	0	A相电流增益寄存器。电流有效值计算范围通过写该寄存器来调整。它有±50%的校准范围，具有0.0244%/LSB分辨率。调整该寄存器也能进行有功和无功的计算。但不能用CONSEL的模式0，即COMPmode[0:1]=00。调整该寄存器也能进行有功和无功的计算。但不能用CONSEL
28	BIGAIN	R/W	12	0	B相电流增益寄存器。
29	CIGAIN	R/W	12	0	C相电流增益寄存器。
2Ah	AWG	R/W	12	0	A相有功增益寄存器。有功计算范围通过写该寄存器来调整。它有±50%的校准范围，具有0.0244%/LSB分辨率。
2Bh	AWG	R/W	12	0	B相有功增益寄存器。
2Ch	AWG	R/W	12	0	C相有功增益寄存器。
2Dh	AVARG	R/W	12	0	A相无功增益寄存器。无功计算范围通过写该寄存器来调整。它有±50%的校准范围，具有0.0244%/LSB分辨率。
2Eh	BVARG	R/W	12	0	B相无功增益寄存器。
2Fh	CVARG	R/W	12	0	C相无功增益寄存器。
30h	AVAG	R/W	12	0	A相视在功率增益寄存器。视在功率计算范围通过写该寄存器来调整。它有±50%的校准范围，具有0.0244%/LSB分辨率。
31h	BVAG	R/W	12	0	B相视在功率增益寄存器。
32h	CVAG	R/W	12	0	C相视在功率增益寄存器。
33h	AVRMS OS	R/W	12	0	A相电压有效值偏移修正寄存器
34h	BVRMS OS	R/W	12	0	B相电压有效值偏移修正寄存器
35h	CVRMS OS	R/W	12	0	C相电压有效值偏移修正寄存器
36h	AIRMS OS	R/W	12	0	A相电流有效值偏移修正寄存器
37h	BIRMS OS	R/W	12	0	B相电流有效值偏移修正寄存器
38h	CIRMS OS	R/W	12	0	C相电流有效值偏移修正寄存器
39h	AWATT	R/W	12	0	A相有功功率偏移校

	OS				准寄存器
3Ah	BWATT OS	R/W	12	0	B相有功功率偏移校准寄存器
3Bh	CWATT OS	R/W	12	0	C相有功功率偏移校准寄存器
3Ch	AVAROS	R/W	12	0	A相无功功率偏移校准寄存器
3Dh	BVAROS	R/W	12	0	B相无功功率偏移校准寄存器
3Eh	CVAROS	R/W	12	0	C相无功功率偏移校准寄存器
3Fh	APHCAL	R/W	7	0	A相校准寄存器。电流与电压通道间的关系通过写该寄存器位7的符号位来校准。(参考相补偿部分)
40h	BPHCAL	R/W	7	0	B相校准寄存器。
41h	CPHCAL	R/W	7	0	C相校准寄存器。
42h	WDIV	R/W	8	0	有功能量寄存器分配器
43h	VARDIV	R/W	8	0	有功能量寄存器分配器
44h	VADIV	R/W	8	0	视在能量寄存器分配器
45h	APCFNUM	R/W	16	0	有功功率CF比例分子寄存器。该寄存器被用作APCF 输出比例分子。(?)位[15:13]分别指示的是A、B、C相反相有功功率测量。(也就是说:位15是A相,位14是B相,位13是C相等。)
46h	APCFDEN	R/W	12	3Fh	有功功率CF比例分母寄存器。该寄存器的值被用做APCF 输出比例分母。
47h	VARCFNUM	R/W	16	0	无功功率CF比例分子寄存器。该寄存器的值被用做VARCF 输出比例分子。(?)位[15:13]分别指示的是A、B、C相反相有功功率测量。(也就是

48h	VARCFDEN				无功功率CF测量分母寄存器。该寄存器的值被用在APCF 输出测量分母里。
49h ~ 7Dh	RESERVED				保留
7Eh	CHKSUM	R	8		校验和寄存器。该寄存器表示的是从SPI 口最后一个寄存器读里所有寄存器的总值。
7Fh	VERSION	R	8	3Fh	

81 页

操作模式寄存器 (13H)

通过写入OPMODE寄存器来定义ADE7758的总配置。表15给出了OPMODE寄存器中每位功能。

表15 OPMODE寄存器

位号	位名称	默认值	说明			
0	DISHPF	0	当被设置为0时,所有电流通道中的HPF(高通滤波器)都禁止			
1	DISLPF	0	当被设置为0时,所有电流通道中的LPF(低通滤波器)都禁止			
2	DISCF	1	当该位被设置1时,禁止有功(APCF)和无功(VARCF)功率频率输出			
位3~5	DISMOD	0	这些位被设置成0时,ADE7758的ADCs(模数转换器)被关断。在正常运行情况下,这些位应该为逻辑0			
			DISMOD[2:0]		说明	
			0	0	0	正常运行
			1	0	0	电压输入信号通道变为电流输入通道,电流输入通道成电压输入通道
			0	0	1	仅关掉电流通道模数转换器

			1	0	1	关掉电流输入通道并使电流输入信号转换为电压输入通道信号
			0	1	0	仅关掉电压通道模数转换器
			1	1	0	关掉电压输入通道并使电压输入信号转换为电留输入通道信号
			0	1	1	使ADE7758进入休眠模式
			1	1	1	使ADE7758进入下拉电源模式
6	SWRST	0	软件复位。当软件复位后，至少要18μs ADE7758数据传输才发生			
7	RESERVED	保留	该为以0保留			

测量模式寄存器（14H）

通过写MMODE寄存器来定义ADE7758设置的周期和峰值的度量。

表16给出了MMODE寄存器中每位功能。

位号	位名称	默认值	说明
0 ~ 1	FREQSEL	0	电压线频率的测量相选择位
			FREQSEL1    FREQSEL0    相选
			0            0            A相
			0            1            B相
			1            0            C相
			1            1            保留
2到4	PEAKSEL	7	电压、电流峰值寄存器相选择位。设置位2表示开启A相的IPEAK和VPEAK寄存器，保存最大电流和电压波形（在固定的半周期数）的绝对值。半周期数由LINECYC寄存器的内容决定。在LINECYC的半周期个数结束时（当超过给定的半周期数时），寄存器的内容将被新的峰值替换。类似的，设置位3和位4分别表示开启B相和C相的峰值检测。如果进行多位设置，VPEAK和IPEAK寄存器能保存两个不同相的值，即电压和电流峰值

			可独立处理。（参考峰值电电流检测部分）。
5~7	PKIRQSEL	7	峰值中断相选择位。设置位5表示开启A相的绝对电流电压监视器。类似的，设置位6位7分别表示开启B相C相的波形检测。进行多位设置用在多相上，如果电压或电流波形的采样绝对值超过了PKVLVL和PKILVL寄存器中先前设置的值，在状态寄存器中的相应位将被置位。（参考峰值电压检测部分）

波形模式寄存器（15H）

ADE7758的波形采样模式通过写WAVMODE寄存器来定义。表17给出了WAVMODE寄存器中每位功能。

表17 WAVMODE寄存器

位号	位名称	默认值	说明
0 ~ 1	PHSEL	0	波形采样相选择位
			PHSEL[1:0]    相选
			0            0            A相
			0            1            B相
			1            0            C相
			1            1            保留
2 ~ 4	WAVSE	0	波形类别选择位
			WAVSEL[2:0]    类型
			0            0            0            电流
			0            0            1            电压



			0	1	0	有功功率乘法器输出
			0	1	1	无功功率乘法器输出
			1	0	0	乘法器
			其他			保留
5 ~ 6	DTRT	0	数据数度更新位			
			DTRT[1:0]		更新速度	
			0	0	26.0 kSPS (CLKIN/3/128)	
			0	1	13.0 kSPS (CLKIN/3/256)	
			1	0	6.5 kSPS (CLKIN/3/512)	
			1	1	3.3 kSPS (CLKIN/3/1024)	
7	VACF	0	当设置为1时，则开启VARCF输出引脚的输出频率与总的视在功率 (VA) 成比例。若时默认状态，即逻辑0，VARCF输出引脚的输出频率与总的无功功率 (VAR) 成比例。			

计算模式寄存器 (16H)

ADE7758的计算方法通过写COMPmode寄存器来定，表18给出了COMPmode寄存器中每位功能。

表18 COMPmode寄存器

位号	位名称	默认值	说明			
0~1	CONSEL	0	能量累计寄存器输入选择位			
			寄存器	CONSEL [1, 0] = 00	CONSEL [1, 0] = 01	CONSEL [1, 0] = 10
	AWATTHR		VA × IA	VA × (IA - IB)	VA × (IA - IB)	
	BWATTHR		VB × IB	0	0	
	CWATTHR		VC × IC	VC × (IC - IB)	VC × IC	

			AVARHR	VA × IA	VA × (IA - IB)	VA × (IA - IB)
			BVARHR	VB × IB	0	0
			CVARHR	VC × IC	VC × (IC - IB)	VC × IC
			AVAHR	VARMS × IARMS	VARMS × IARMS	VARMS × ARMS
			BVAHR	VBRMS × IBRMS	(VARMS + VCRMS) / 2 × IBRMS	VARMS × IBRMS
			CVAHR	VCRMS × ICRMS	VCRMS × ICRMS	VCRMS × ICRMS
			CONSEL [1, 1], 保留注: *IA, IB, 和 IC 分别是由 IA, IB, 和 IC 的相位旋转 - 90° 得到			
2~4	TERMS EL	7	在APCF和VARCF的脉冲输出中包含的相选择。设置位2允许A相 (AWATTHR和AVARHR寄存器)，位3和位4分别表示B相和C相。三位全被设置成允许，则频率输出中是三相的总和 (参考有功功率频率输出和无功功率频率输出部分)			
5	ABS	0	仅在绝对模式下设置该位放到APCF输出引脚上。也即，APCF的输出频率与瓦时 (有功功率) 累计寄存器 (AWATTHR, BWATTHR, and CWATTHR) 的绝对值总值成比例。该位只影响APCF引脚，对相应寄存器的内容无影响。			
6	SAVAR	0	在有符号校准模式下将该位设置的值送到VARCF输出引脚上。也即VARCF的输出频率是与乏时 (无功功率) 累计寄存器 (AVARHR, BVARHR, and CVARHR) 的有符号校准总值是成比例的。相应相位上的VAR的符号由瓦特的符号位决定，也即如果瓦特的符号位是负的，VAR的符号将反位，如果watt的符号为是正的，VAR的符号位不变化。该位的结果只影响APCF引脚，对相应寄存器的内容无影响。			

7	NOLOA D	设置该位将启动ADE7758内的无载阈值。(?)
---	------------	--------------------------

线周期累计模式寄存器 (17H)

ADE7758的线周期累计模式所包含的功能由LCYCMODE寄存器决定。表19给出了LCYCMODE寄存器中每位功能。

表19 LCYCMODE寄存器

位号	位名称	默认值	说明
0	LWATT	0	设置该位使瓦时(有功功率)累计寄存器进入(AWATTHR, BWATTHR和CWATTHR)进入线周期累计模式。
1	LVAR	0	设置该位使乏时(无功功率)累计寄存器进入(AVARHR, BVARHR和CVARHR)进入线周期累计模式。
2	LVA	0	设置该位使VA-hour(视在功率)累计寄存器进入((AVAHR, BVAHR和CVAHR)进入线周期累计模式。
3~5	ZXSEL	7	在线周期累计模式下计算过零次数的相选择位。位3、位4、位5分别表示选择A相、B相、C相。如果过零检测超过一相,则累计时间将缩短。
6	RSTRE AD	1	当该位设置时将使三相的所有的WATTHR, VARHR和VAHR寄存器都能读复位,即当这些寄存器的内容被读走后,所有这些寄存器将被置成0。当WATTHR, VARHR和VAHR位被置1,该位应该置0。
7	FREQS EL	0	该位置0时, FREQ(10h)寄存器将显示周期,不显示线输入频率。

中断屏蔽寄存器(18H)

当ADE7758里有一中断产生时,如果在屏蔽寄存器里的屏蔽位是1时,IRQ的逻辑输出将变成有效低电平,当读RSTATUS状态寄存器时,IRQ的逻辑输出将复位默认位。表20给出了中断屏蔽寄存器中每位功能。

表20 中断屏蔽寄存器每位的功能

位号	中断标志	默认值	说明
0	AEHF	0	当三相WATTHR(瓦时寄存器)中位14发生变化时,允许中断(即WATTHR半满)
1	REHF	0	当三相VARHR(乏时寄存器)中位14

			发生变化时,允许中断(即VAEHF半满)
2	VAEHF	0	三相VAHR寄存器中任一相的最大有效位从0到1转变时,允许中断。(即VAHR寄存器半满)
3	SAGA	0	在A相线电压上有SAG时,允许中断
4	SAGB	0	在B相线电压上有SAG时,允许中断
5	SAGC	0	在C相线电压上有SAG时,允许中断
6	ZXTOA	0	当A相有过零延时检测时,允许中断
7	ZXTOB	0	当B相有过零延时检测时,允许中断
8	ZXTOC	0	当C相有过零延时检测时,允许中断
9	ZXA	0	当A相电压通道过零时,允许中断
10	ZXB	0	当B相电压通道过零时,允许中断
11	ZXC	0	当C相电压通道过零时,允许中断
12	LENER GY	0	当能量累计超出(?)LINECYC,允许中断
13	RESER VED	0	保留
14	PKV	0	当MMODE寄存器中的电压输入选择高于PKILVL寄存器中的值时,产生中断
15	PKI	0	当MMODE寄存器中的电流输入选择高于PKILVL寄存器中的值时,产生中断
16	WFSM	0	当WAVEMODE寄存器的数据出现时,允许中断
17	REVPA P	0	当COMPmode寄存器中由TERMSSEL所定义的位相在进行有功功率计算时符号有变化,将产生中断。
18	REVPR P	0	当COMPmode寄存器中由TERMSSEL所定义的位相在进行无功功率计算时符号有变化,将产生中断。
19	SEQR R	0	当A相的过零点跟随的不是B相的过零点,而是C相的,则产生中断。

中断状态寄存器(19H)/复位中断状态寄存器(1AH)

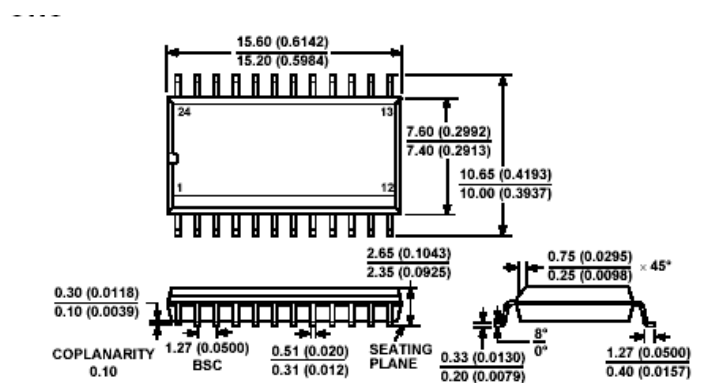
中断源的中断由中断状态寄存器决定。当中断产生时,中断状态寄存器中的相应标志将被置成逻辑高电平。如果中断屏蔽寄存器中的相应位被设置成高电平,IRQ引脚将变成低电平。当MCU执行中断服务程序时,它必须首先读中断状态寄存器来确定执行中断源。当事件发生时,状态寄存器中所有中断将保持在高电平状态。一旦复位状态寄存器中的被读,中断状态寄存器中中断位将被复位成默认状态。

表21 中断状态寄存器

位号	中断标志	默认值	事件说明
0	AEHF	0	指示由WATTHR中任一个位14发生变化时所引起的中断（即WATTHR寄存器半满时）
1	REHF	0	指示由VARHR中任一个位14发生变化时所引起的中断（即VARHR寄存器半满时）
2	VAEHF	0	指示由VAHR中任一个位15发生从0到1的变化时所引起的中断（即VAHR寄存器半满时）
3	SAGA	0	指示由A相线电压上由SAG引起的中断
4	SAGB	0	指示由B相线电压上由SAG引起的中断
5	SAGC	0	指示由C相线电压上由SAG引起的中断
6	ZXTOA	0	指示由A相线电压上缺少过零点所引起的中断
7	ZXTOB	0	指示由B相线电压上缺少过零点所引起的中断
8	ZXTOC	0	指示由C相线电压上缺少过零点所引起的中断
9	ZXA	0	指示A相电压通道里上升沿过零检测
10	ZXB	0	指示B相电压通道里上升沿过零检测
11	ZXC	0	指示C相电压通道里上升沿过零检测
12	LENERGY	0	在线能量计算时，指示半线周期内(LINECYC)的积分值的积分结束，参考校准部分。
13	RESET	1	指示5V的电源低于4V。
14	PKV	0	当所选的电压输入高于PKVLVL寄存器中的值时所引起的中断
15	PKI	0	当所选的电流输入高于PKILVL寄存器中的值时所引起的中断
16	WFSM	0	指示波形寄存器中有新的数据出现
17	REVPA P	0	当COMPmode中由TERMSEL所指定的任一相有功功率累计符号变化时，允许中断。
18	REVPR P	0	当COMPmode中由TERMSEL所定义的任一相无功功率累计符号变化时，允许中断。

19	SEQR	0	当A相的过零点跟随的不是B相的过零点，而是C相的，允许中断。
----	------	---	--------------------------------

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-013AD  
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS  
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR  
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

Figure 91. 24-Lead Wide Body Small Outline Package [SOIC]  
 (RW-24)  
 Dimensions shown in millimeters (inches)