

PICOCAP

电容数字转换器

PS021

电容测量 用户手册

2006年6月2日



acam
mess·electronic

acam - 一切从时间开始

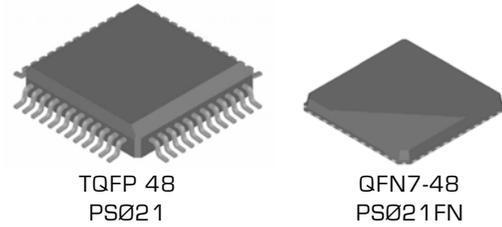
高精度时间间隔测量

1. 介绍

1.1 系统前瞻

PS021是PICOSTRAIN系列产品里高新技术的代表。在今天的高科技时代代表着一种新的测量金属应变片变化的数字化概念，这种全新概念是基于TDC 芯片技术(时间数字转换器)而产生的。这种高新的数字测量原理提供非常高的测量灵活性。

本手册是对于 PS021 手册的提取和扩展，是针对希望进行电容测量应用所写。这个手册具体描述了关于 PS021 的电容测量部分。

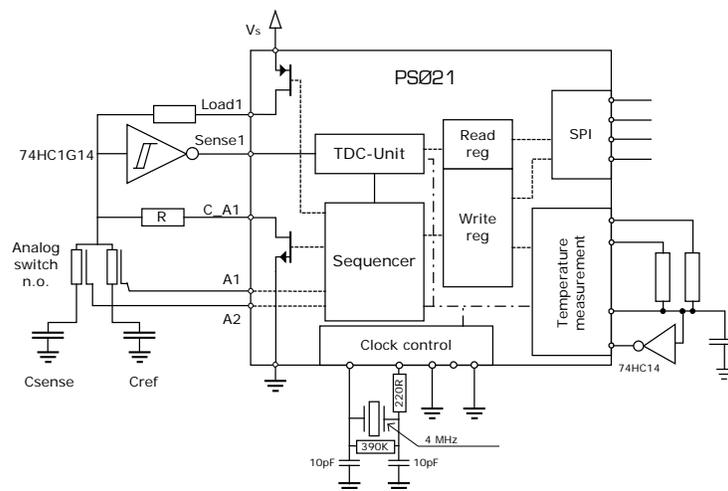


特性

- 基于 CMOS 技术的数字化测量原理
- 无补偿时最多接 4 对电容
- 有补偿时最多接 1 对电容
- 可以同漂移和接地电容工作
- 非常广的电容测量范围从 0 fF 到几十 nF (无限制)
- 可编程精度: 最高 6aF 有效精度. 在 10 Hz 和 5 pF
- Csense
- 高测量刷新率: 最高可达 50 kHz
- 超低电流消耗: 最低 10 μ A 在 10 Hz 和 500 aF 有效精度情况下
- 广的温度范围 -40°C 到 125°C
- 高温稳定性, 低 offset 漂移
- 独立温度测量
- 串行口通信 [SPI 兼容]
- 在补偿模式下超低增益误差 [一般. 7 ppm/K]
- I/O 和传感器的供电电压: 1.8 ... 5.5 V
- 利用信号开关的 SPI 接口独立供电可以使功耗降到非常低
- 供电电压 PS021-核心: 1.8 ... 3.6 V
- QFN48 / QFP48 封装[尺寸 7 x 7 mm²]

应用

- 力学传感器
- 压力传感器
- 位移传感器
- 太阳能驱动系统
- 电池驱动系统
- 无线应用



1.2 目录

1. 介绍	3
1. 介绍	3
1.1 系统前瞻	3
1.2 目录	4
1.3 手册结构	6
2 特性和规格	7
2.1 绝对最大额定值	7
2.2 推荐工作条件	7
2.3 电气特性	7
2.4 系统性能	8
2.4.1 精度	9
2.4.2 Gain 误差	10
2.5 时序	11
表 2: 操作码	12
2.6 管脚配置	13
2.7 封装图	15
推荐管脚模式	16
2.8 寄存器	17
2.8.1 写寄存器	17
2.8.2 读寄存器 / 输出数据格式	21
2.9 推荐的对默认值的修改	22
推荐值	22
3. 概述	23
3.1 测量原理	23
3.2 补偿模式	23
3.3 无补偿模式	24
3.3.1 无补偿漂移	24
3.3.2 无补偿接地	24
3.4 输出数据	25
4. 基础功能	26
4.1 放电时间选择	26
4.2 周期时间	26
4.3 平均 / 精度	27
4.3.1 单次测量的精度	27
4.3.2 利用平均提高测量精度	27
4.4 测量刷新率	28
4.5 振荡器	28
4.5.1 高速振荡器	28
4.5.2 32kHz 振荡器	29
4.6 串行接口 (SPI)	29
4.6.1 不同的供电电压Vio	29
4.6.2 写芯片	29
4.6.3 读芯片	29
4.7 控制 PS021	30
4.7.1 配置	30
4.7.2 测量的开始/控制	30
4.7.3 读数据	30

4.7.4 停止测量	31
5. 详述和特殊功能	32
5.1 测量范围 2 中的校准	32
5.1.1 CalcCycle	32
5.1.2 CalcAvRate	32
5.2 温度测量	32
5.2.1 温度测量的精确度	32
5.2.2 温度测量的时间	33
5.3 Auto-Offset	33
5.3.1 热身	33
5.4 ALU操作时间	33
5.4.1 MFake	34
5.5 电流消耗	34
5.5.1 流入传感器的电流	34
5.5.2 流入 PSØ21 的电流	35
5.5.3 其他电流消耗	35
5.6 ModMath	35
5.7 乘法运算	36
5.8 通过纽扣锂电池供电	36
6. 应用	37
7. 背景知识	37
7.1 什么是TDC?	37
7.1.1 测量范围 1	37
7.1.2 测量范围 2	37

1.3 手册结构

这个功能手册主要描述了如果在测量电容的情况下对 PS021 进行操作。

这些主要的部分包括:

2. 技术特性

这个部分主要介绍了所有重要技术数据的参考。管脚，操作条件，时序都在此章节介绍。一些表格数据则给出了对于读写寄存器的总括以及对于不同位的描述。此章节为在设计本产品的工程师提供了技术参考。

3. 概述

这个部分是对于测量电阻应变领域的一个概括的介绍。引入了一些基础的东西，在本手册当中出现频率非常高。我们着重解释和介绍了产品测量原理以及一些特殊方面。

4. 基本功能的描述

在这各部分可以找到第一次成功应用 PS021 所需要的所有东西。这个章节对于初次使用 PS021 的用户来讲至关重要。

5. 细节和特殊功能

在这个部分主要讨论了特殊功能和控制位的应用。它提供给那些想发挥 PS021 最大性能时所需要的一些有关信息。像温度测量和电流的消耗可以在这章找到。

6. 特殊模式

这个部分主要介绍关于测量范围 1 和电容测量。

7. 如何达到最佳性能

这个章节给出一些提示如何使 PS021 达到最佳工作性能及效果

©PICOCAP 为德国 acam-messelectronic 有限公司注册商标.

2 特性和规格

2.1 绝对最大额定值

供电电压

V _{cc} vs. GND	-0.3 到 4	V
V _{io} , V _{sg} vs. GND	-0.3 到 7	V

流入输出管脚电流(I_{out}) ±30 mA

存储温度(T_{stg}) -65 到 150 °C

阈值温度(T_j) max. 125 °C

2.2 推荐工作条件

符号	参数	条件	Min	Typ	Max	单位
V _{cc}	核心供电电压	V _{io} > V _{cc}	1.8		3.6	V
V _{io}	I/O 供电电压		1.8		5.5	V
V _{sg}	传感器电压		1.8		5.5	V
t _{ri}	普通输入上升时间				50	ns
t _{fa}	普通输入下降时间				50	ns
t _{ri}	Schmitt Trigger 上升时间				5	ms
t _{fa}	Schmitt Trigger 下降时间				5	ms
T _a	外界温度		-40		120	°C

2.3 电气特性

在 V_{cc}=3.3 V ± 0.3 V 的时候,除非特殊说明否则周围温度为 -40 °C ... +85 °C

符号	参数	条件	Min	Typ	Max	单位
I _q	静电流 32 kHz	I _{cc} + I _{io} , 仅 32kHz 振荡器工作。V _{cc} =V _{io} =3V		5		μA
I _q	静电流 4 Mhz	I _{cc} + I _{io} , 仅 4MHz 振荡器工作, V _{cc} =V _{io} =3V		150		μA
I _i	输入泄漏电流		-1		+1	μA
V _{oh}	高平输出电压	I _{oh} = tbd mA V _{io} =Min.	V _{io} -0.4			V
V _{ol}	低平输出电压	I _{ol} = tbd mA, V _{io} =Min			0.4	V
V _{ih}	高平输入电压	LVTTTL Level, V _{io} = Max.	2.0			V
V _{il}	低平输入电压	LVTTTL Level, V _{io} = Min.			0.8	V
V _{th}	高平 Schmitt Trigger 电压		1.1		2.4	V

V _{tl}	低平 Schmitt Trigger 电压	0.6	1.8	V
V _h	Schmitt Trigger 滞后	0.1		V

符号	参数	条件	Min	Typ	Max	单位
C _i	输入终端电容	f=1MHz, V _{cc} =0V			10	pF
C _o	输出终端电容	f=1MHz, V _{cc} =0V			10	pF
C _{io}	输入/输出终端电容.	f=1MHz, V _{cc} =0V			10	pF
t(POR)	上电复位时间延迟	从 WRN 的上升沿开始			360	ns

2.4 系统性能

在 V_{cc}=3.3 V ± 0.3 V 的时候,除非特殊说明否则周围温度为 -40 °C ... +85 °C

符号	参数	条件	Min	Typ	Max	单位
INL	非线性应变几分			t.b.d.		% of FS
	Offset drift	C _{meas} : 22 pF C _{ref} : 22 pF -10 °C 到 +90 °C		60		aF/K
	Gain drift 补偿后 Gain drift 未补偿	传感器 50pF, 10pF 满分度		-7 -100		ppm/FS
PSRR1 ¹	电源抑制比 V _{io}	V _{io} 3.3 V 或 5 V ±10% 22 pF 基础电容 5 pF 基础电容		95 85		dB
PSRR2 ¹	电源抑制比 V _{core}	V _{core} 3,3 V ±10% 22 pF Base Capacity 5 pF Base Capacity		100 100		dB
	Gain 误差 vs. 电压	V _{io} 3.3V 或 5V ±10% V _{core} 3.3V ±0.3V 22pF 基础电容		-0.25 <0.01		%/V %/V

¹ PSRR_x = 20 * log(dC_{out}/C_{base}), dC_{out} = 测量电容的实时变化在 C_{mess}/C_{ref} = 1.00, 所得值包括所有系统元件 (由 PSA21-Cap 测得)

2.4.1 精度

下面的表主要说明了在不同基础电容情况下的测量精度,所有的数据是在开启一个 sinc3filter 情况下获得的。为了得到高频率的测量输出时的温差请将表格数据乘以 1.73 或减少 0.8 个 LSB 值。

所有测量都是通过 PSA21-CAP 评估系统完成。
所测电容: 带 COG 介质的陶瓷 SMD

Table 1: 测量范围 2, $V_s = 5.0\text{ V}$, $V_{cc} = 3.3\text{ V}$

频率 单位Hz	基础电容 47 pF		基础电容 22 pF		基础电容 4.7 pF	
	RMS-噪声 in aF	基础电容的 ENOB	RMS-噪声 in aF	基础电容的 ENOB	RMS-噪声 in aF	基础电容的 ENOB
15.000	680	16,1	390	15,8	310	13,9
5.000	390	16,9	260	16,4	210	14,4
1.000	170	18,1	110	17,6	75	15,9
500	110	18,7	75	18,2	55	16,4
200	70	19,4	50	18,7	32	17,2
100	45	20,0	35	19,3	21	17,8
50	32	20,5	22	19,9	14	18,4
20	21	21,1	15	20,5	9	19,0
10	14	21,7	10	21,1	6	19,6

ENOB = 相对于基础电容的有效精度位

数据通过 PSA21-Cap 获得

aF = 阿法

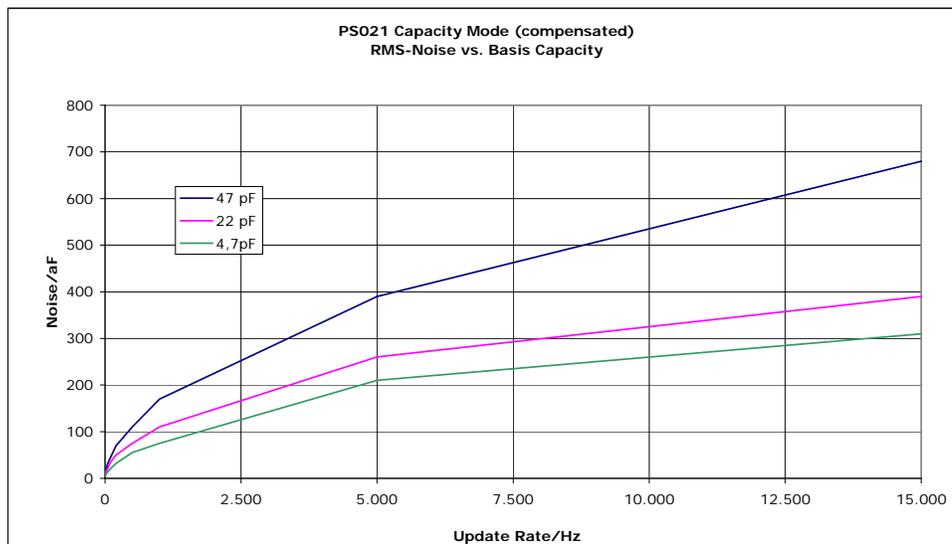


图 1

2.4.2 Gain 误差

图 3: 在整个系统下温度范围-10°C 到 +90°C Gain 补偿模式和未补偿模式比较

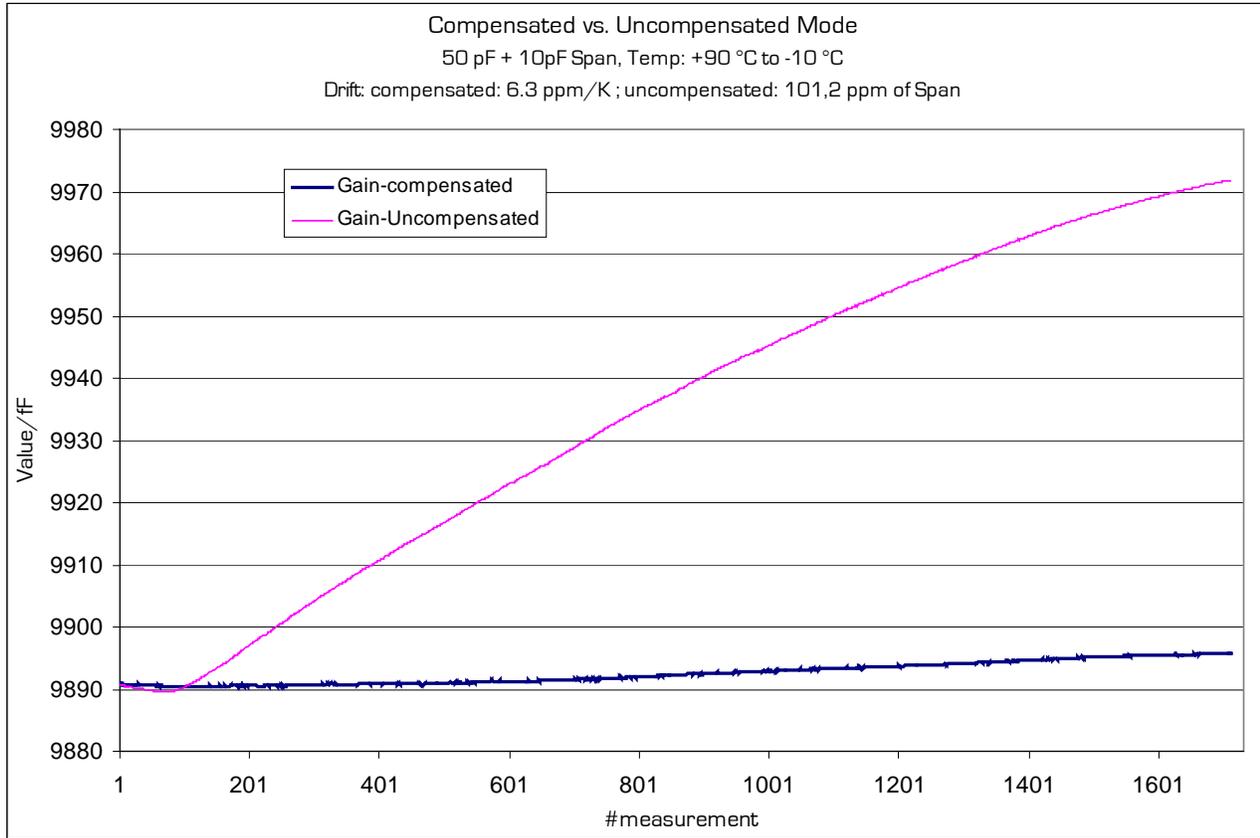


图 3

1 用 PSA21-CAP 评估版和电容放入温度室里面所测量的

2.5 时序

在 $V_{CC}=3.3V \pm 0.3V$ 的时候,除非特殊说明否则周围温度为 $-40^{\circ}C \dots +85^{\circ}C$

符号	参数	Min	Typ	Max	单位
	振荡器				
Clk32	32 kHz 参考振荡器		32,768		kHz
toszst	用陶瓷晶振振荡器启振时间		150		μs
toszst	用石英晶振振荡器启振时间		700		
ClkHS	告诉参考时钟	2	4	5	MHz
ClkEx	外部高速参考时钟输入	2	4	5	MHz
	串行口	Max @ $V_{IO} =$			
		1.8V	3.3V	5V V_{IO}	
fclk	串行口时钟频率	-	10	20	MHz
		Min @ $V_{IO} =^1$			
		1.8V	2.2V	3.0V	4.5V ²
tpwh	串口时钟,脉冲宽度高	80	50	30	25
tpwl	串口时钟,脉冲宽度低	80	50	30	25
tsussn	SSN 开启到有效时钟沿	20	10	8	7
tpwssn	SSN 在写循环中的脉冲宽度	100	50	30	25
tsud	数据准备到 SCLK 下降沿的时间	15	7	6	5
thd	SCLK 下降沿时数据等待时间	10	5	4	3
		Max @ $V_{IO} =$			
		1.8V	2.5V	3.3V	5V
tvd	SCLK 上升沿后知道数据有效的的时间	tbd.	40	26	18

¹供电电压为 2.5V, 3.3V 和 5V 最差情况

² 核心电压 $V_{CC}=3.3V$

串行接口 [SPI 兼容, 时钟相位 Bit =1, 时钟极性 Bit =0]:

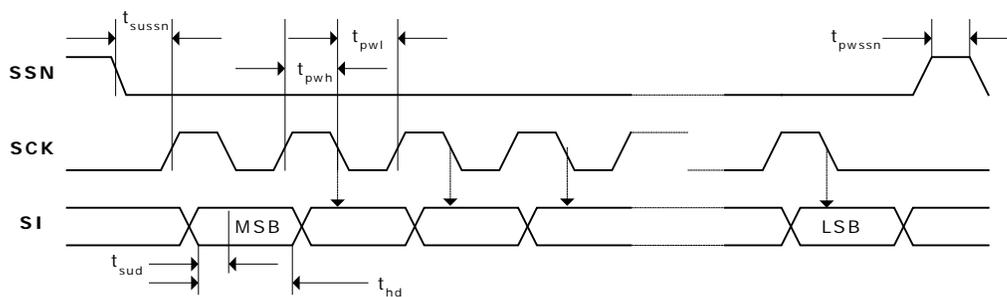


图2: 写时序

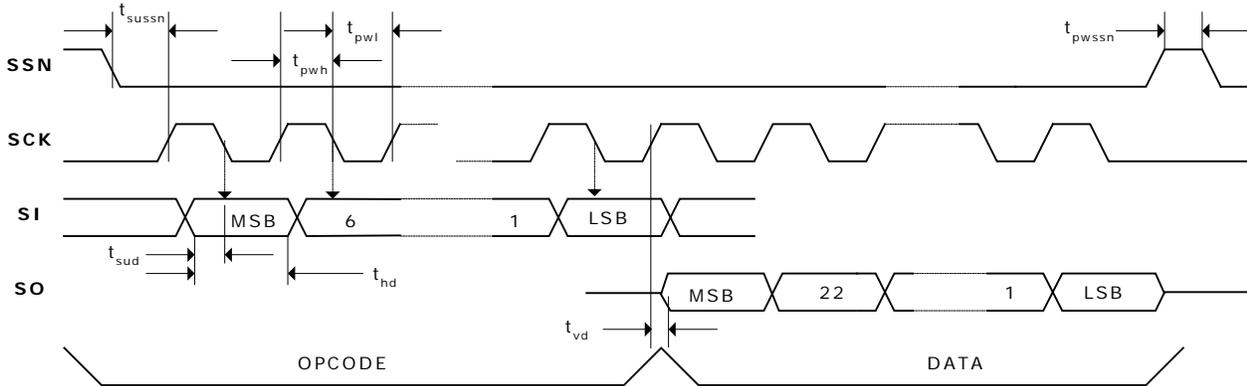


图3: 读时序

表 2: 操作码

8 位 OP Code								描述
MSB				LSB				描述
1	0	0	0	ADR3	ADR2	ADR1	ADRO	从地址线写入24位寄存器
1	0	1	1	0	ADR2	ADR1	ADRO	从地址线读24位寄存器
1	0	1	1	1	ADR2	ADR1	ADRO	从地址线读24位寄存器. 自动增址
1	1	0	0	0	0	0	0	初始化
0	1	0	1	0	0	0	0	上电复位
0	0	0	0	0	0	0	1	测量开始
0	0	0	0	1	0	0	0	选择双桥 1
0	0	0	0	1	0	0	1	选择双桥2
0	1	1	ADR4	ADR2	ADR3	ADR1	ADRO	写{Reg4, Reg5} 到RAM地址

2.6 管脚配置

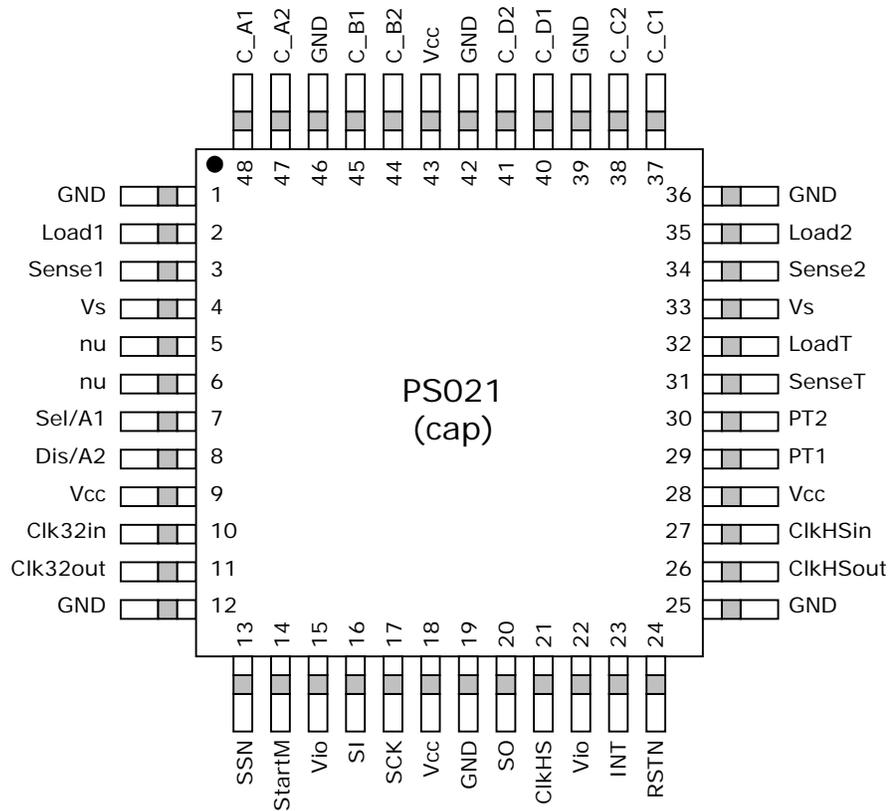


图4: TQFP48 / QFN7-48 管脚

Table 3: 管脚描述

No.	名称	描述	值	如果不用
1	GND	地线		
2	Load1	Load 输出 1		Pins 44, 48,47,48
3	Sense1	Sense 输入 1		GND
4	Vs	传感器电压		
5	nu	不用		n.c.
6	nu	不用, 接地		GND
7	Sel/A1	选择 电容器 / 模拟开关 1		n.c.
8	Dis/A2	关闭开关 / 模拟开关 2		n.c.
9	Vcc	核心供电电压		
10	CLK32in	32kHz 时钟源输入		GND
11	CLK32out	32kHz 时钟源输出		n.c.
12	GND			
13	SSN	从机选择	低平有效	GND
14	StartM	开始新的测量 [单一转换模式]	高平有效	GND
15	Vio	I/O 供电电压		

16	SI	串行口输入		
17	SCK	时钟串行输入		
18	Vcc	核心供电电压		
19	GND			
20	SO	串行口输出		
21	ClkEx	外部告诉参考时钟输入		GND
22	Vio	I/O 供电电压		
23	INTN	中断标志	低平有效	n.c.
24	RSTN	复位输入	低平有效	Vio
25	GND			
26	ClkHSout	高速时钟源输出		n.c.
27	ClkHSin	高速时钟源输入		GND
28	Vcc	核心供电电压		
29	PT1	Port 1 温度测量		管脚 32
30	PT2	Port 2 温度测量		管脚 32
31	SenseT	Sense 输入温度测量		GND
32	LoadT	载入温度测量值		管脚 29, 30
33	Vs	传感器电压		
34	Sense2	Sense 输出 2	一般不应用	Vs
35	Load2		一般不应用	n.c.
36	GND			
37	C_C1	Port 1 传感器 C		管脚 35
38	C_C2	Port 2 传感器 C		管脚 35
39	GND			
40	C_D1	Port 1 传感器 D		管脚 35
41	C_D2	Port 2 传感器 D		管脚 35
42	GND			
43	Vcc	核心供电电压		
44	C_B2	Port 2 传感器 B		管脚 2
45	C_B1	Port 1 传感器 B		管脚 2
46	GND			
47	C_A2	Port 2 传感器 A		管脚 2
48	C_A1	Port 1 传感器 A		管脚 2

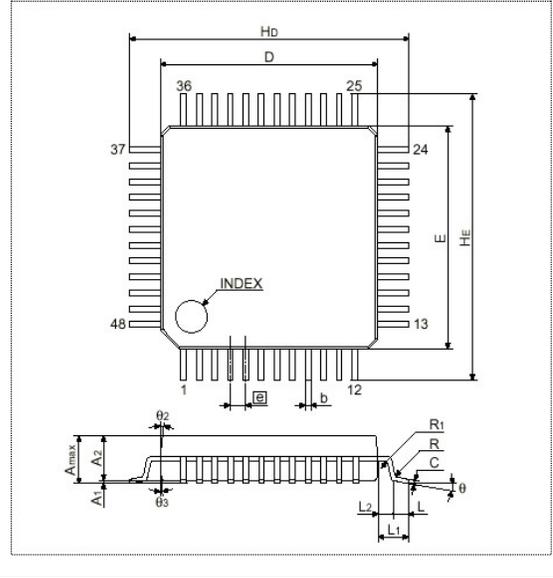
n.c. = 不连接, n.u. = 不使用

2.7 封装图

表 4: TQFP48 封装参数

Symbol	尺寸 毫米		尺寸 英寸 (*)		
	Min.	Nom.	Max.	Min.	Nom.
E	6,9	7	7,1	(0,272)	(0,276)
D	6,9	7	7,1	(0,272)	(0,276)
A			1,7		
A1		0,1			(0,004)
A2	1,3	1,4	1,5	(0,052)	(0,055)
e		0,5			(0,020)
b	0,13	0,18	0,28	(0,006)	(0,007)
C	0,1	0,125	0,175	(0,004)	(0,005)
θ	0°		10°	[0°]	
L	0,3	0,5	0,7	(0,012)	(0,020)
L1		1			(0,039)
L2		0,5			(0,020)
HE	8,6	9	9,4	(0,339)	(0,354)
HD	8,6	9	9,4	(0,339)	(0,354)
θ2		7°			(7°)
θ3		4°			(4°)
R		0,2			(0,008)
R1		0,2			(0,008)

图5: TQFP48 封装

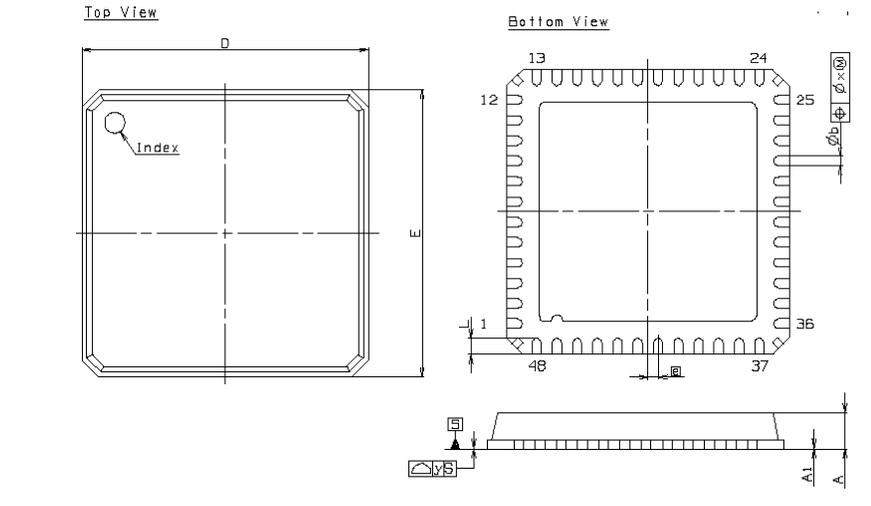


* 仅作参考

表 5: QFN7-48 封装参数

Symbol	尺寸 毫米	
	Min.	Nom.
E		7
D		7
A		1.00
A1		0.05
e		0,5
b	0,18	0,30
L	0,30	0,50
x		0,10
y		0,08

图 6: QFN7-48 封装



推荐管脚模式

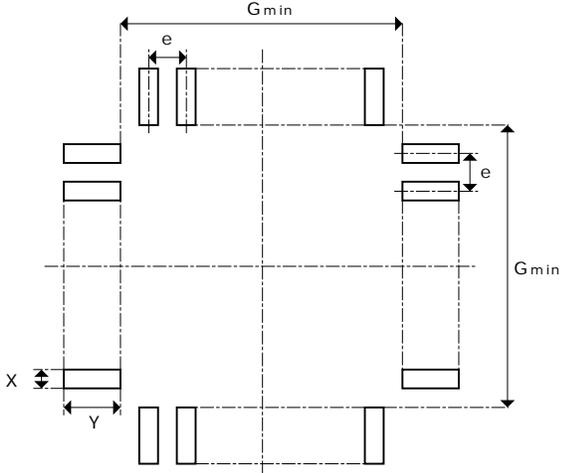
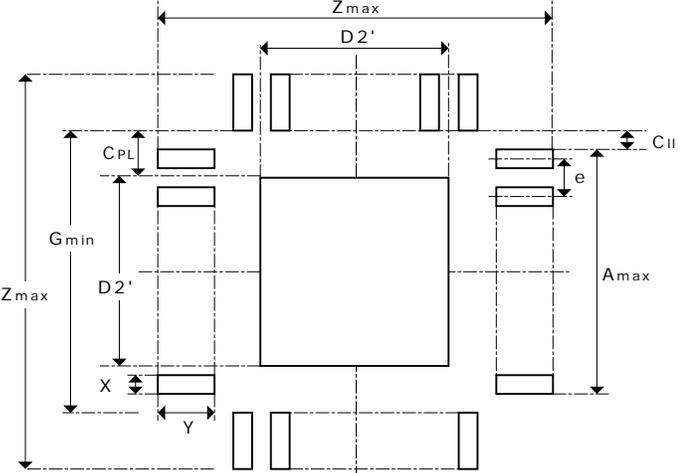
<p>TQFP48</p> <p>$e = 0,5 \text{ mm}$ $G_{\min} = 7,4 \text{ mm}$ $0,2 \text{ mm} < X < 0,25 \text{ mm}$ $Y \geq 1 \text{ mm}$ (推荐 2 mm)</p> <p>推荐测试的 sockets: Yamaichi IC51-0484-806 Seiko IC51-806.KS11882</p>	 <p>The diagram shows a square package layout with 48 pins. The pin pitch is labeled as e. The distance between the center of the top and bottom pins is labeled as G_{\min}. The distance from the center of the package to the center of a pin is labeled as X. The distance from the center of the package to the edge of a pin is labeled as Y.</p>
<p>QFN7-48</p> <p>$e = 0,5 \text{ mm}$ $G_{\min} = 5,93 \text{ mm}$ $Z_{\max} = 7,31 \text{ mm}$ $D2' < 5,63 \text{ mm}$ $CPL = \text{mm}$ $CII = \text{mm}$ $A_{\max} = 5,78 \text{ mm}$ $X = 0,28 \text{ mm}$ $Y = 0,69 \text{ mm}$</p>	 <p>The diagram shows a square package layout with 48 pins. The pin pitch is labeled as e. The distance between the center of the top and bottom pins is labeled as G_{\min}. The distance from the center of the package to the center of a pin is labeled as X. The distance from the center of the package to the edge of a pin is labeled as Y. The distance from the center of the package to the center of the top pins is labeled as $D2'$. The distance from the center of the package to the center of the bottom pins is labeled as Z_{\max}. The distance from the center of the package to the edge of the top pins is labeled as CPL. The distance from the center of the package to the edge of the bottom pins is labeled as CII. The distance from the center of the package to the edge of the side pins is labeled as A_{\max}.</p>

图 7: 推荐板布局

2.8 寄存器

在此手册当中我们仅描述关于 PS021 电容测量的寄存器设置。完整的寄存器描述请参看标准 PS021 手册。

2.8.1 写寄存器

表 6 写寄存器 (默认值)

Bit	Reg 0 Adr=0		Reg 1 Adr=1		Reg 2 Adr=2		Reg 3 Adr=3		Reg 6 Adr=6		Reg 7 Adr=7		
23	CalAvRate	1		0		0		x		0		0	
22		0		0		1		x		1		0	
21	s.c.: Set 1			0		0		x	s.c.	0		0	
20	0	0		0		x		1		0			
19	ClkHSDiv			0		1		x	s.c.	0		0	
18	0	0		0		x		0		0			
17	CM-Float	0	CycleTime	0		0		x		0		ClkHSON	1
16	MultEN	0		0		x		0		0			
15	SelClk32	1		0		0		x		0		0	
14	s.c.	0		0		s.c.: set 0		0		x		0	
13	NegSense2	0		0		0		x	s.c.: Set 0	1		0	
12	NegSense1	0		1		0		x		0			
11	NegSenseT	1		0		0	Mult1	x		0		0	
10	TempRate	0		0		0		x		1		0	
9		0	0	0	x	0	0	0					
8	FourSens	0		0		1		x	s.c.	1	s.c.	0	
7	SubOffset	0		0		x		0		0			
6	Sinc3	0	AvRate	0		0		x		0		0	
5	SingleCon	0		1		OffsetAvRate		1		x		0	1
4	HighRes	1		0		0		x		1		1	
3	Mrange2	1		0		0		x		0		0	
2	HighSpeed	0		0		0		x	WarmUp	0		1	
1	SensorCfg	0		0		CalCycle		1		x		0	
0		0	0	0	0	0	x	0	MFake	0		1	

s.c. = Acam 公司特殊配置位, n.c. = 不使用

Bit	Reg 8 Adr=8	Reg 9 Adr=9	Reg 10 Adr=10	Reg 11 Adr=11
23	0	0	SignMult2	0
22	0	0	SignMult1	0
21	0	0	PS021_Adj1	0
20	0	0	PS021_Adj1	1
19	0	s.c.	PS021_Adj1	0
18	0	0	PS021_Adj1	0
17	0	0	PS021_Adj1	0
16	0	0	PS021_Adj1	1
15	1	0	ModMath	0
14	1	0		0
13	1	Cmeas2		0
12	s.c.	0		0
11	0		s.c.: Set 63	0
10	1			0
9	0			0
8	0			0
7	0			0
6	0	AvRate2	s.c.	0
5	0	0	s.c.: Set 1	0
4	0	0	s.c.: Set 1	0
3	0	0	PS021_Adj2	0
2	0	0	PS021_Adj2	0
1	0	0	PS021_Adj2	0
0	Mult2En	0	PS021_Adj2	0

注:

当一次 INIT 或者 Power-on 完成时寄存器 Mult1, Mult2 并不被初始化. 非常有必要在启动乘法运算之前将正确值写入这些寄存器当中。
Service 位必须设置为默认值如果没有其它说明的话。

表7对于相关位的描述 (Service 位:如果没有描述请用默认值):

名称	描述	值
寄存器 0		
SensorCfg<1,0>:	选择传感器配置: One-sense (推荐) 或 Alternating 模式 (2 个分别的比较器) 1 或 2 个传感器 1 个传感器 = 一对 Cref 和 Csense [0,0],[1,1] 和 [1,0] 仅在未补偿模式下可用	[0,0] = 两个传感器, One-sense 模式 [1,1] = 两个传感器, alt. mode [0,1] = 传感器 1 (Ports A, B) [1,0] = 传感器 2 (Ports C, D)
HighSpeed:	选择在测量范围 1 的频率模式	0 = 32 kHz 时钟 1 = CLKHS
Mrange2	选择 PS021 到测量范围 2	0 = 测量范围 1 1 = 测量范围 2
HighRes	选择 TDC 测量单元的高精度模式	0 = 无高精度 1 = 有高精度
SingleCon	单一转换模式	1 = 单一转换模式开启
Sinc3	开启 SINC3 filter	0 = 快速 1 = SINC3-Filter 开启
SubOffset	选择 Auto-offset 计算	1 = 开启 Auto-offset

FourSens	转换到连接 4 个传感器 [仅在无补偿模式下]	
TempRate	控制温度测量	0 = 关闭 1 = 每次 AVRRate 2 = 每 6 次 AVRRate 3 = 每 9 次 AVRRate
NegSenseT	使反相 SenseT 输入	当用 74HC14 设置为 1
NegSense1	使反相 Sense1 输入	当用 74HC14 设置为 1
NegSense2	使反相 Sense2 输入	当用 74HC14 设置为 1
SelClk32	使用 32 时钟作为循环时间	1 = 开启, 仅在测量范围 1
MultEN	开启乘法运算	1 = 开启
CM-Float	开启补偿漂移电容测量	1 = 开启
ClkHSDiv	为 CLKHS 设置预置配器 测量范围 2: TDC 范围 = 最大放电时间 = $T_{ref} * 2^{ClkHSDiv} * 2^B$ 推荐使用 ClkHSDiv = 1	0 = 除以 1 1 = 除以 2 2 = 除以 4 3 = 除以 8
s.c.	Service 位, 设置为 1	Set 1 = 开启
CalAvRate	在测量范围 2 中设置校准的平均率 用默认值	0 = 1 1 = 8 2 = 32 [默认] 3 = 64

寄存器 1		
AVRate	单次测量的平均率	1 ... 4095
CycleTime	参考时钟周期乘法因数	1 ... 4095

Reg 2		
CalCycle	设置 TDC 在校准前的周期时间	1 = 每个周期后 2 = 每两个周期后 ... 15 = 每 15 个周期后
OffsetAVRate	自动漂移测量的平均率	1 = 1 2 = 2 3 = 4 ... 7 = 128
s.c.	Service 位, 设置为 1	设置为 0

寄存器 3		
Mult1	乘法因数, 固定浮点数, 8 位整数, 16 位小数	$Mult1 = 寄存器 3 / 2^{16} =$ 0 ... 255.9999

寄存器 6		
Mfake	在 AVRRate 测量前的假测量次数	0 = 0 1 = 1 2 = 2 3 = 4
WarmUp	在 INIT 之后的假测量次数	0 = 关闭

		1 = 16 2 = 32 3 = 64 ... 7 = 1024
s.c.	Service 位, Bit 14 设置为 0	
Noise1	修改内部噪声发生器	0 = 推荐

寄存器 7		
ClkHSon	开启高速振荡时钟	0 = 关闭 1 = 开启 2 = 启振时间 = 640 μ s 3 = 启振时间 = 1280 μ s

寄存器 8		
Mult2EN	开启第 2 个传感器或第 2 对传感器的乘法因数	1 = 开启

Reg 9		
AvRate2	在 FourSens 模式下第 2 对传感器的平均率	0 = 关闭, 第 2 个半桥的 AvRate
Cmeas2	用外部选择器切换电容测量 [补偿模式]	0 = 关闭 1 = 开启, 无补偿 2 = 开启, 有补偿, 模拟开关开启 3 = 开启, 有补偿, 2 个模拟开关

寄存器 10		
PS021_Adj2	需要设置为 17	17 = 推荐
s.c.	Service 位, 设置位 4, 5 和 8 到 14 为 '1'	
ModMath	设置数学算法到单一变化电容	1 = 开启
PS021_Adj2	设置为 1	1 = 推荐
SignMult2, SignMult1	乘法因数的符号	0 = 正 1 = 负

Reg 11		
Mult2	乘法因数, 固定浮点数, 8 位整数, 16 位小数	Mult1 = 寄存 3/2 ¹⁶ = 0 ... 255.9999

2.8.2 读寄存器 / 输出数据格式

表 8: 读寄存器

ADR	符号	位	描述								
0	S1	24	传感器 1, 固定浮点数, 8 位整数, 16 位小数								
1	S2	24	传感器 2, 固定浮点数, 8 位整数, 16 位小数								
2	STAT/ TMP	24	Bit 23 FourSens	Bit 22 TMP	Bit 21 Error PLL1	Bit 20 Error PLL2	Bit 19 Error DSP	Bit 18 Timeout TMP	Bit 17 Time- out S2	Bit 16 Time- out S1	Bit 15...0 Tempera- ture
3	REG 0	24	写寄存器 0 的内容, 用于测试通信								
4	TDC1	24	TDC 结果								
5	TDC2	24	在测量范围 2 中 TDC 校准值								

- 结果寄存器 S1 和 S2

寄存器 S1 和 S2 的您融与操作模式有关:

- a. 不用 FourSens

表 9:

SensorCfg[1:0]	内容 S1	内容 S2
0 或 3	S1	S2
1	S1	----
2	----	S2

- b. 用 FourSens

表 10:

SensorCfg[1:0]	DBStat	内容 S1	内容 S2
0 或 3	0	S1 在 Port A	S2 在 Port B
1	X	S1 在 Port A	S2 在 Port B
2	X	S1 在 Port C	S2 在 Port D
0 or 3	1	S1 在 Port C	S2 在 Port D

数据格式为固定浮点数, 8 位整数, 16 位小数:

表 11: 数据格式

23 ... 8	7 ... 0	
S1 etc.		$S1 = \text{Mult} \times \frac{\delta C}{C} \times 10^6 = \text{Register1} \div 256$
16 位整数	8 位小数	or with ModMath = 1: $S1 = \text{Mult} \times \frac{C_{\text{sense}} - C_{\text{ref}}}{2 \times C_{\text{ref}}} \times 10^6 = \text{Register1} \div 256$

- 内容寄存器 STAT (状态寄存器):

Temperature	温度测量结果
TimoTMP	在最后一次温度测量中有 time-out
TimoHB1	在最后一次传感器 1 的测量中有 time-out
TimoHB2	在最后一次传感器 2 的测量中有 time-out
TMP	温度测量有效
Error DSP	TDC 和 DSP 在进入 RAM 时有冲突. 增加 MFake 或者用单一转换模式
Error PLL1	在内部 PLL1 上由错误
Error PLL2	在内部 PLL2 上由错误
FourSens	表明当前的数据是传感器 A & B [=0] 还是传感器 C & D [=1]

寄存器 Reg 0

这个寄存器是对于写寄存器 0 的一个镜像反映,它可以被用作测量 SPI 串口通信

寄存器 TDC1

这个寄存器代表了时间测量的结果也就是放电时间的结果.

测量范围 2:

时间间隔是以参考时钟周期的倍数给出的.

表 12: 数据格式

23 ... 0		$\tau = \text{TDC1} \times T_{\text{ref}} \times 2^{\text{ClkHSDiv}}$ $= \text{register4} / 65536 \times T_{\text{ref}} \times 2^{\text{ClkHSDiv}}$
TDC1		
8 位整数	16 位小数	

TDC1 的值是固定浮点数, 8 位整数, 16 位小数. 因此 24 位寄存器内容必需除以 2 的 16 次方.

测量范围 1:

时间间隔是由 **TDC** 的精度(LSB)的倍数给出.

表 13: 数据格式

23 ... 0		$\tau \approx \text{TDC1} * 30 \text{ ps}$ [一般精度] $\tau \approx \text{TDC1} * 15 \text{ ps}$ [高精度]
TDC1		

TDC 的精度取决于外间温度和电压,测量值是在 5V 和 25° C 周围温度情况下给出.

寄存器 TDC2

在测量范围 2 中此寄存器给出了精度的 8-fold 倍数形式的标定时钟周期.由于时钟的周期是已知的,比如 250 ns 时 4MHz 时钟,所以 TDC 内部的精度是可以被测量出来的:

$$\text{resolution} = \frac{T_{\text{ref}} * 2^{\text{ClkHSDiv}}}{\text{TDC2} * 8}$$

表 14: 数据格式

23 ... 0		$\tau \approx \text{TDC2} * 8 * 30 \text{ ps}$ [一般精度] $\tau \approx \text{TDC2} * 8 * 15 \text{ ps}$ [高精度]
TDC2		

2.9 推荐的对默认值的修改

用默认设置是可以得到好的测量结果的.我们推荐下面的对默认值得修改以便得到最佳测量效果.

寄存器名称	位	默认值	推荐值
PS021_ADJ1	Reg 10, 位 16 到 21	'dec 17	16 当 AVRate < 10 时 ; 默认 AVRate > 10
PS021_ADJ2	Reg 10, 位 0 到 3	'dec 0	1 当 AVRate > 10 时; 默认 AVRate < 10
	Reg 3, 位 7 到 23		0
	Reg 6, 位 12 到 15		0
	Reg10, 位 4, 5, 8 到 14		1

3. 概述

3.1 测量原理

基于 Picostrain 的 PS021 展示了一种新的测量电容的全新概念。感应电容和参考电容与电阻相连接形成了一个低通滤波器。感应电容和参考电容应该是同样的范围值来减小增益误差。一般来讲对于电容值没有特输的界限。电容传感器从接近 0 直到几十 nF 都可以被测量。PS021 同时提供在 PS021 内部对于不同传感器进行显性化算法的计算。

电容器先充电到电源电压然后通过电阻放电。放电到任意电压的时间将会被高精度的 tdc (时间数字转换器) 所测量。

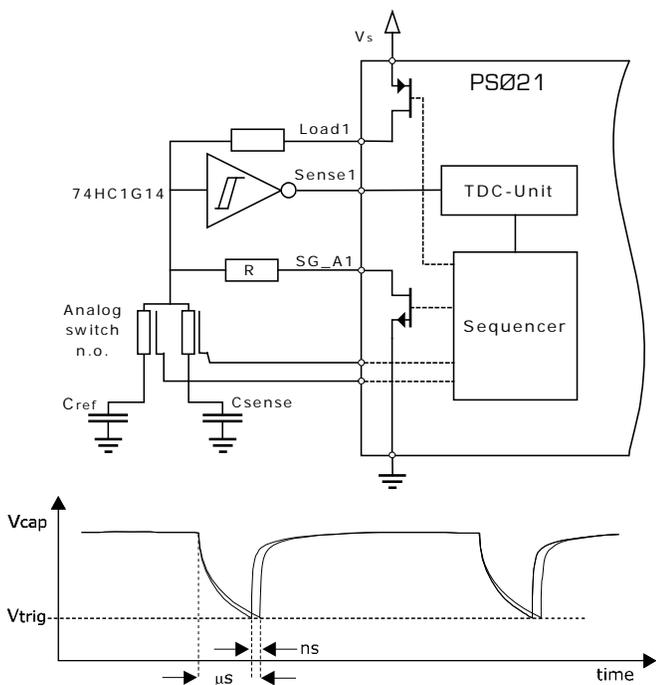


图 8

推荐的放电时间在 2 到 10 μs 范围内。PS021 内部的 TDC 测量单元的单次测量精度为 15ps, 如果通过平均的方法可依提高到飞秒级。

这个测量过程在应用相同的放电电阻和比较器, 重复在两个电容器进行。计算结果的比值将会给出绝对测量值和电阻和比较器的温度特性。

3.2 补偿模式

这个模式提供了高精度的测量和低 offset 和超低增益漂移。

电容器都接地。它们将分别得由一个模拟选择器选择通过一个电容放电。模拟选择器是由 PS021 控制的。只有 2 个电容可以进行相互比较。另外 C_A1 端口管脚部再被使用可以接地到。

在 Picostrain 系列产品中额外的专利电路和数学算法对于内部寄生电容进行了补偿。这个寄生电容不仅包括了芯片上的寄生电容同时包括在模拟开关后电路中所有元件寄生电容的补偿。如果不补偿, 寄生电容会对温度增益误差带来负面的影响。补偿过的结果增益误差范围非常小, 在满度时范围在 < 10 ppm 内。同时参见图。这比一般传感器的内部增益误差要好很多。

这个模式仅仅可以使用 1 对 Csense/Cref. 设置 PS021 到 Sensor1 模式 (SensorCfg = [0,1]). 电阻 R 也可以接地, 但是连接到脚 48 如下图所示可以减小电流消耗。

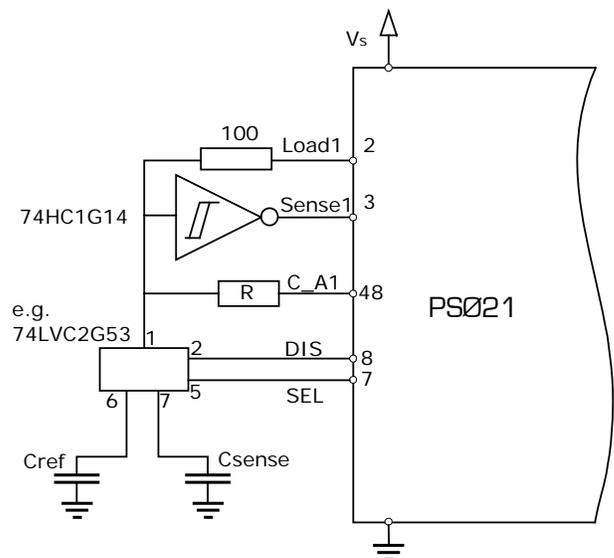


图 9

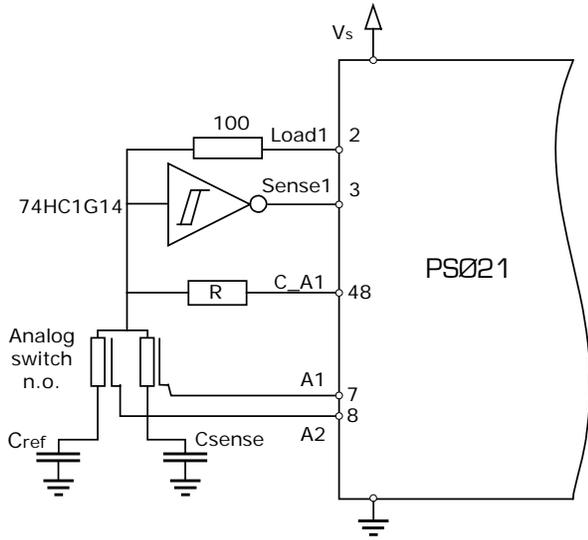


图 10

这个模式由设置寄存器 9, Cmeas2 如下子模式来开启:

- Cmeas2 = 0: 关闭
- Cmeas2 = 1: 开启, 无补偿, 模拟选择器关闭 [比如 74LVC2G53]
- Cmeas2 = 2: 开启, 有补偿, 模拟选择器关闭 [比如 74LVC2G53]
- Cmeas2 = 3: 开启, 有补偿, 应用两个分别的单一模拟选择器 [n.o.= 一般情况开路]

3.3 无补偿模式

3.3.1 无补偿漂移

电容器通过load管脚连接和充电到Vs 然后通过同一个电阻放电。 [见 图 11]. 这个模式可以在无需接地测量电容的情况。对于这个模式设置寄存器 1, CM-Float = "1".

在 4 电容模式下所有 4 个 PS021 的端口都可用。 [见 图 12]. 最多可测量 4 个传感器的 Csense/Cref 比值。不用的端口管脚可以接地。

3.3.2 无补偿接地

这个电路的主要优点 [图 13] 就是简单以及电容接地和所有口都有效。精度上大概比其它模式要少 1 位。因此温度漂移要高一些。

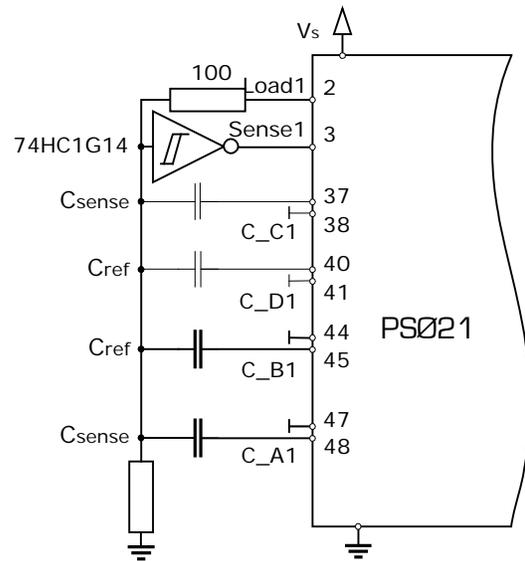


图 11

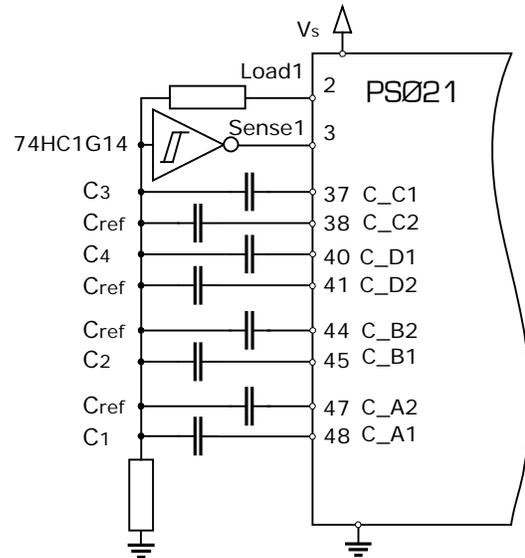


图 12

缺点: 电容接地并且通过不同的电阻放电。推荐使用相同封装的装在一个分压器的电阻。电阻温漂的不同将会影响整个系统得温漂。

可以在测量范围 1 和测量范围 2 内进行测量。

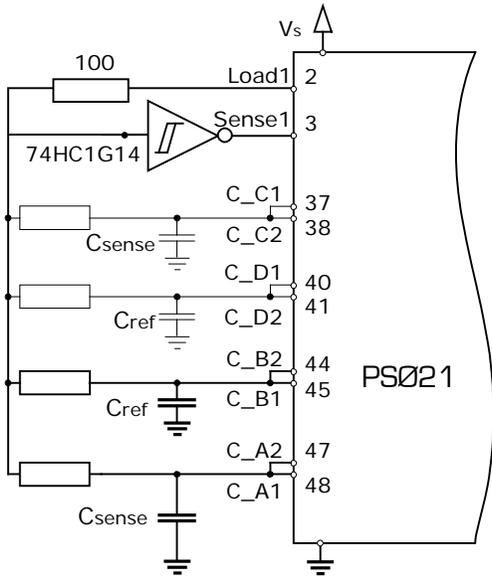


图 13
在 4 电容模式下 PSØ21 的 4 个端口都有效。可以最多测量 4 个传感器的 Csense/Cref 比值。

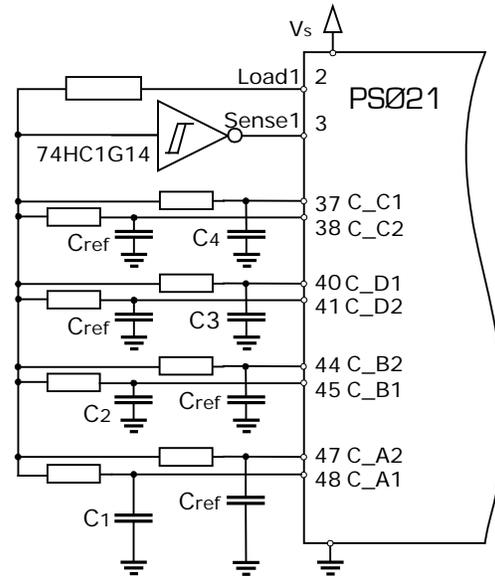


图 14

3.4 输出数据

PSØ21 输出数据为:

$$\text{result} = 10^6 \times \frac{C_A - C_B}{C_A + C_B}$$

如果电容是对称变化的, 可以将上式简化为:

$$\text{result} = 10^6 \times \frac{\delta C}{C}$$

输出数据的直接变化为 ppm.

在仅有一个感应电容变化而与另一个参考电容相比较的情况下, 上面的公式将有一个内部非线性变化。这个可以通过选择"ModMath" 模式来克服调。在这个模式输出数据的公式为:

$$\text{result} = 10^6 \times \frac{C_{\text{sense}} - C_{\text{ref}}}{2 \times C_{\text{ref}}}$$

Csense 必须接到端口 C_A 和 C_C, 参考电容接到端口 C_B 和 C_D.

4. 基础功能

4.1 放电时间选择

为了正确操作必须选择正确的电阻值。

放电时间粗略计算大约为

$$\tau \approx 0,7 * R * (C + 20^1 \text{pF}).$$

20 pF 为估计的寄生电容值由 Schmitt-Trigger, PS021 的 LOAD, 模拟开关 和 PCB 的输入电容产生.

为了得到最高精度放电时间应该在 4 到 10 μs 范围. 为了得到高的测量刷新率像 50kHz 最低可以将放电时间降到 2 微秒 [仅在测量范围 1].

PS021 提供两个时间测量模式:

测量范围 1:

整个放电时间间隔由 TDC 高速测量单元所测量. 时间测量范围被限制在 10 微秒. 这个模式需要高的电流但是测量刷新率可以达到很高. 推荐在刷新率高于 15 kHz 情况下使用.

测量范围 2:

在这个模式下时间间隔不仅被高速测量单元所测量, 还由参考时钟[预置配器]共同测量. 因此 TDC 的测量范围可以被扩展到 2 的 8 次方个参考时钟的周期. 这个模式展示了更高的测量精度合低电流消耗. 推荐最高刷新率为 15 kHz 下使用.

下面的值是在测量范围 2 中的推荐使用值:

C _{sense} , C _{ref}	R
5 pF	120 kOhm
10 pF	100 kOhm
50 pF	82 kOhm
100 pF	56 kOhm

在测量范围 2 为了测试目的可以读测量和校准的 TDC 时间间隔. 这个值在 TDC1[读寄存器 4]中以高速参考时钟的倍数(除以 CLKHSDiv)给出. 一般来讲电阻的大小并不是很重要. 电阻有一个比较宽的范围.

4.2 周期时间

周期时间是由电容的放电时间和充电时间的和构成的. 用户通过参考时钟的倍数来定义它. 对于周期时间的设置定义了每秒钟测量的次数和精度/测量刷新

率. 因此它是一个非常重要的值在定义时需要进行考虑.

Reg	1	Description
Bits	12 ... 23	
	0 ... 4095	CycleTime x Tref = Cycle time

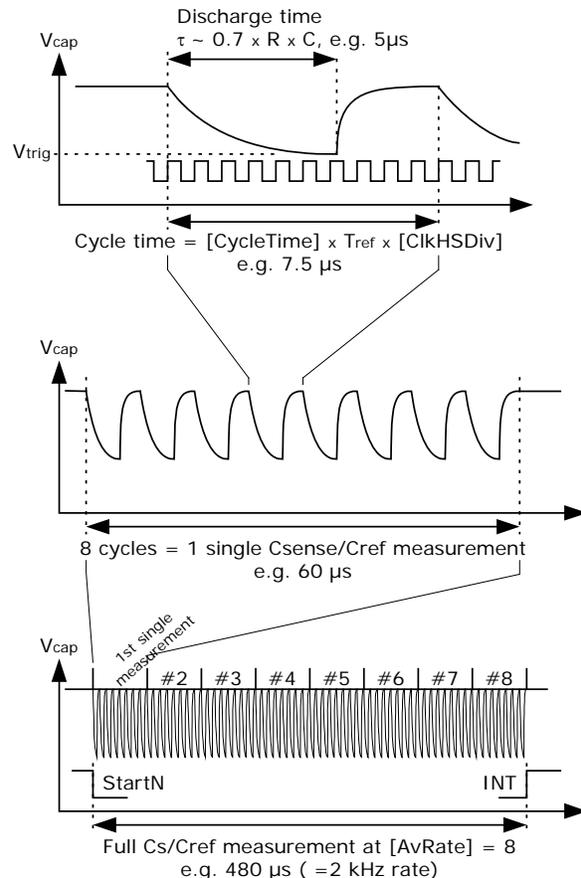


图 15

在一个周期内的测量顺序:

一个新的周期由内部测量电容的放电时间开始. 电容从 Vs 电压通过电阻被放电到一个阈值电压. 剩余的时间用来将电容器重新充电到 Vs. 因此根据电阻, 电容荷比较器的阈值选择正确的周期时间是非常重要的.

¹ 寄生电容, 估计值

为了正确操作放电时间不能太短。

当周期时间过短时的错误:

如果周期时间设置的比放电时间还短,那么测量就不能完成,设备将会出现 time out。如果留给在放电结束后的充电时间太短的话,电容器将不会充电到足够的电压,导致额外的误差出现。

推荐最短充电时间为:

$$T_{load-min} \approx 1 \mu s$$

在高刷新率像 50 kHz 放电时间应该为 500ns 左右。

另一方面,最大周期时间仅由寄存器 1 CycleTime 值的大小而限制。

通常高速时钟 CLKHS 被用于周期时间的参考时钟。在测量范围 1 中也可以选择 32 kHz 时钟。在测量范围 2 必须选择 CLKHS。

测量范围 2 中的参考时钟选择:

Sel_clk32k = 0 → CLKHS 作为参考时钟

Sel_clk32k = 1 → 32 kHz 作为参考时钟

例 1: 周期时间的选择

测量范围 2

Csense, Cref = 100 pF

R = 56 kOhm

参考时钟: CLKHS = 4 MHz

目的: 在 1 kHz 刷新率下数据有效

$$T_{meas} = 0.7 * (C + 20pF) * R \approx 4.7 \mu s$$

$$T_{load-min} = 1 \mu s$$

$$T_{cycle-min} = 4.7 \mu s + 1 \mu s = 5.7 \mu s$$

单次测量持续最短 (8 个周期) 45.6μs。

我们每 1 毫秒进行一次测量。最少可以进行 21 次单次测量然后平均。因此我们设置

$$CycleTime = 200$$

$$AVRate = 20$$

一次循环持续 200 * 250ns = 50μs。一次完整测量并且有 20 次平均持续正好 1 ms。

4.3 平均 / 精度

4.3.1 单次测量的精度

PSØ21 电容测量的精度与基础电容值有关:

基础电容: 47 pF		
频率 单位Hz	RMS-Noise in aF	ENOB
15.000	680	16,1
5.000	390	16,9
1.000	170	18,1
500	110	18,7
200	70	19,4
100	45	20,0
50	32	20,5
20	21	21,1
10	14	21,7

ENOB = 相对于基础电容的有效精度位, aF = 阿法数据通过 PSØ21 获得

基础电容: 22 pF		
频率 单位Hz	RMS-Noise in aF	ENOB
15.000	390	15,8
5.000	260	16,4
1.000	110	17,6
500	75	18,2
200	50	18,7
100	35	19,3
50	22	19,9
20	15	20,5
10	10	21,1

基础电容: 4.7 pF		
频率 单位Hz	RMS-Noise in aF	ENOB
15.000	310	13,9
5.000	210	14,4
1.000	75	15,9
500	55	16,4
200	32	17,2
100	21	17,8
50	14	18,4
20	9	19,0
10	6	19,6

4.3.2 利用平均提高测量精度

在不平均的情况下(AVRate=1) 根据不同的基础电容可以达到有效精度为 300-400 aF。如果需更高精度的话 PSØ21 可以通过选择 AVRate 寄存器来进行内部平均。

这个测量原理保证了没有大的统计误差影响结果。标准偏差将被提高平均率的平方根倍。

Reg	1	描述
Bits	0 ... 11	
	0 ... 4095	AVRate

4.4 测量刷新率

测量刷新率是由周期时间以及平均率而定的.必须注意的是 1 次测量需要 8 次充电放电的周期.

根据设置,额外的测量比如由于补偿增益,温度测量以及热身测量[s.5.5.1 MFake]等都必须计算在内.增益补偿最多在一次应变电阻测量后进行一次,一般1个周期时间,用分别的补偿电阻(SepGain= "1")每3个周期一个半桥.温度测量最多在一次应变电阻测量后进行一次,需要两个周期.热身测量在一次应变电阻测量后进行一次.

增益,温度和热身测量的刷新率是可以调整的.详见所属章节.

整个一次测量的计算时间如下:

$$t_{meas} = [AVRate \times 8 \times \#HBs + 2 + 0] \times T_{cycle}$$

(@ TempRate = 1, Mfake=0)

例 1:

Tcycle:	5 μ s
AVRate:	100
TempRate:	1 (每次测量)
Mfake:	1
电容器: Csense, Cref	
tmeasure	= [100 x 8 + 2 + 1] x 5 μ s
	= 4.015 ms
刷新率因此是	249 Hz

4.5 振荡器

需要在测量范围 2 中最多两个参考时钟, 根据模式不同:

- 高速时钟作为 TDC 单元的预置配器
- 高速时钟或 32 千赫时钟用来设置周期时间 (Cycle time)

在测量范围 1 中仅一个时钟即可。

在测量范围 2 中 32 kHz 时钟仅在单一转换模式下而且在内部高速时钟振荡开启的情况下需要。在这个情况下 32 kHz 时钟作为高速时钟起振到幅值的定时器 (640 μ s 或者 1280 μ s)。

4.5.1 高速振荡器

这个时钟在测量范围 2 中必须使用. 有两个高速振荡时钟的时钟源:

- 连接共振器或石英到 PS021 的时钟产生管脚 ClkHSin, ClkHSout
- 在 ClkEx 的外部参考时钟(管脚 21)

原理上讲我们推荐使用 PS021 上的时钟产生器。时钟是作为高速 TDC 测量单元的预置配器。它的质量直接影响到测量结果的质量。低跳变和短时稳定性是非常重要的特性。当用单片机时钟时额外的噪声会影响测量的结果。

所需振荡电路的质量大约 500 - 1000. 可以使用陶瓷振荡器. 石英振荡器没有必要; 石英振荡不会带来更好的结果而且起振时间比较长。

PS021 的高速振荡器 通过设置寄存器 7 中的 [ClkHSON] 开启. 下面的选择有效:

ClkHSON =

- 0 = 关闭振荡器
- 1 = 立刻打开振荡器, 持续工作. 在发送 OPCODE, StartMeasurement'或者外部出发情况下测量立刻开始.
- 2 = 在发送 OPCODE, StartMeasurement'或者外部出发情况下启动振荡器, 测量在 640 微妙延迟后开始在测量结束时振荡器关闭.
- 3 = 与 '2' 相同, 但是延迟时间为 1280 微妙.

2 和 3 的功能仅可以和 32 千赫振荡器使用. 它们只有在单一转换模式[SingleCon = "1"]下有意义.

所设延迟保证了在测量开始之前振荡器已经起振. 对于陶瓷振荡, 640 微妙就够用了, 石英振荡需要 1280 微妙延迟.

无论什么时候用到外部参考时钟, 管脚 ClkHSin 必须接地. 无论什么时候用到内部参考时钟, 管脚 ClkEx 必须接地.

图 16 为外部时钟电路

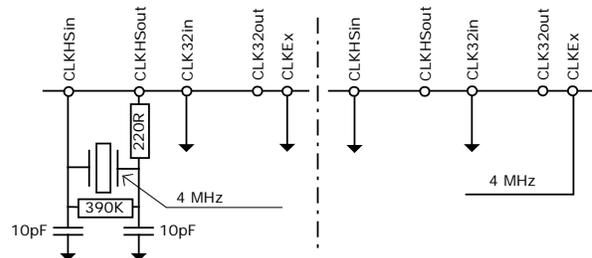


图 16

在芯片内部有一个专门为高速时钟而用的分频器, 无论用什么高速时钟:

ClkHSDiv	除以
0	1
1	2
2	4
3	8

必须注意到的是在内部分频器的背后内部频率在 2 到 5 MHz 范围内，因此外部高速时钟限制在 2 到 40 MHz 之间。出于降低噪声考虑推荐使用 5 MHz 以下的振荡器。我们推荐使用 4 MHz 频率。在这个情况下分频因数要被设置为 1。

4.5.2 32kHz 振荡器

可以用一个 32 千赫的时钟作为周期时间的基准。外部电路如下图所示。陶瓷振荡就满足条件了。没有必要用石英振荡。电流消耗在 3 V 时大约 3 微安。

另外 32 千赫振荡器应该在需要非常省电的应用中使用。在这种情况下单一转换模式也一同被选 (ClkHSON > 1)。高速时钟只在测量过程中工作。高速时钟在测量范围 2 中需要作为 TDC 的预置配器。

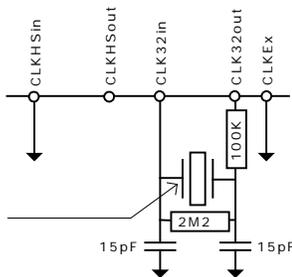


图 17

32 千赫时钟振荡外部电路只有在需要时使用。否则将 Clk32in 管脚接地。

4.6 串行接口 (SPI)

SPI 接口是串行 4 线接口:

- SSN - 从机选择
- SCK - SPI 时钟
- SI - 数据输入
- SO - 数据输出

额外有一条中断线:

- INT - 低平有效

PS021 只能在 4 种 SPI 可能模式中的一种当中应用:

时钟相位 Bit = 1

时钟极性 Bit = 0

读时序如图 4, 写时序如图 5 所示。

Incremental Access- SSN 做为 Reset

SerialSelectNot (SSN) 线在串行口通信中为高平复位。在 SSN 被置低后, 可以进行不同的地址操作, 与在复位前接口的状态无关。在 SSN 被设置为高后, incremental access 的地址被重新设置为 0。在 incremental access 之后必须在发送新 opcode 之前给接口发送一个 reset (SSN = HIGH) 指令。

不带 SSN 的 3 线 SPI

作为有限选项串行口可以在没有 SSN 线的情况下工作。在这种情况下 SSN 必须接地。任何读写命令由 32 位组成 (opcode + 数据)。在接通完成之后串行口准备接受新的 opcode。这对于 Reset 或 Start-New-Cycle 命令也同样适用, 尽管他们的长度只有 1 Byte。

注:

所有的在 SCK 线上的脉冲-包括尖峰脉冲都被计数在内。只要有一次错误计数, 通信将中断。这将需要在管脚 24RSTN 加一个低平的上电复位。

对于应用 3 线 SPI 的 Incremental Access 只是有限的的可能性, 因为读操作不能被打断。在这种情况下必须外部进行 Reset 来停止测量。

4.9.1 不同的供电电压 Vio

SPI 串行口以及微处理器的其他控制管脚都有不同的 I/O 电压。I/O 电压是在规格范围内可以自由选择, 并不依赖于其他的供电电压, 尤其不依赖于应变片的电压, 它们是完全分开独立的。

4.6.2 写芯片

表 15

MSB		LSB				ADR		描述
1	0	0	0	ADR	ADR	ADR	ADR	Write 24 Bit to address
1	1	0	0	0	0	0	0	INIT-Reset
0	1	0	1	0	0	0	0	Power-On Reset
0	0	0	0	0	0	0	1	Start Measurement

命令位的前 8 位指定了操作码的指令(opcode)。在操作码中的一些位则指定了哪条地址被选择。传输是从高位开始(MSB)低位结束(LSB)。当传输完最后一位后 PS021 则将数据传输到指定的寄存器当中或者执行命令。对于自动增加写入寄存器的地址是不可能的, 必须分别对每个寄存器进行寻址。

4.6.3 读芯片

表 16

MSB				LSB			描述	
1	0	1	1	0	ADR	ADR	ADR	Read 24 Bit from ADR
1	0	1	1	1	ADR	ADR	ADR	Read 24 Bit from ADR, Auto-increment

当对芯片进行读操作时也必须先发送操作码 [opcode]. 操作码是由命令码和地址码组成的. 在操作码后时钟的第一个正沿产生后,PS021 将被指定地址的寄存器中的最高位传到 SO 输出中. 每次正沿将下一个低位传输到输出端.

在读操作中增加了自动增址的功能. 在数据最低位被发送后时钟还在持续,而且如果 SSN 一直在 GND 水平,那么在下一个时钟的正沿产生的时候 PS021 将下一个寄存器的最大位传输到 SO 输出脚. 由此通过一个单一命令读出 PS021 的所有寄存器的内容是可能的.

一个中断将复位自动增址单元. 新的数据可以在不用发送新的操作码情况下从 0 地址中读出. 读操作可以在任何时间给 SSN 线高平的情况下被停止.

4.7 控制 PS021

在做任何测量之前必须要对 PS021 的测量模式进行设置.

4.7.1 配置

PS021 的配置通过以下方法完成:

1. 上电复位

当加电源之后,必须对系统进行复位. 一种途径就是给管脚 RSTN 加一个带宽最少为 250ns 的低平脉冲. 另一种方法就是通过发送操作码 0x50 给系统. 在复位之后 PS021 将处于等待的状态,测量处于静止状态. 所有的写寄存器将被设置成默认值.

2. 写入寄存器

写寄存器将从发送 opcode 0x80 & ADR 开始. 接下来的 24 位通过地址 ADR 被写入到寄存器中.

例 2:

0x83 是一个写入寄存器 3 的操作码,同时这个指令也指定了乘法因数.

只需要对那些默认参数可以更改或必须更改的寄存器进行设置.

注:对于芯片内部配置位的设置有时也是有必要的. 在这种情况下必须对寄存器进行完全的写操作,尤其是写入默认位的时候.

3. Init

发送 opcode 0xC0 将对于 PS021 进行初始化. 初始化命令与上电复位相似但是并不改变寄存器的值. 初始化命令保证了 PS021 在一个初始的而且正确定义的状态.

到此对 PS021 的配置完成.

4.7.2 测量的开始/控制

发送 opcode 0x01 将使 PS021 开始进行测量. 根据对寄存器的设置 PS021 将实行一套完整的测量顺序. 在顺序完成后管脚 INT (Pin 23) 被置地, 此时说明数据现在已经可读了. 管脚 INT 在第一次进入 SPI 穿行口时被复位置高. 尽管单一转化模式没有启动时, 测量开始也可以通过在 STARTM 管脚加一个正沿脉冲来实现.

自动模式

如果 PS021 被设置成自动测量模式 (SingleCon = 0), 那么下一次测量将在数据从 SPI 接口被读出后开始. 必须要保证在下次测量开始前所有数据都被读出. 否则数据将被覆盖. 当从接口读被覆盖的数据时, 任何错误的数值都可能出现.

单一转化模式

如果 PS021 被设置为单一转换模式 (SingleCon = 1), 芯片将在设置 INT 脚后进入一种等待的状态, 新的测量可以由两种方式开始:

- 通过 SPI 串行口发送 opcode 0x01
- 在管脚 STARTM (Pin 14) 加正沿脉冲

b 选项提供了一个可以使 PS021 刷新率与外部设备同步的机会. 当然要确保外部频率低于当前 PS021 设置的可能最大刷新率.

4.7.3 读数据

只要 INT 被置就可以和必须从 PS021 中读取数据了.

HB1 和 HB2 的数值得格式是 16 位整数和 8 位小数:

Table 17: 数据格式

S1 或 S2 ...	
23 ... 8	7 ... 0
16 位整数	8 位小数

在读寄存器的整数部分时, 这个值必须除以 256:

$$\text{result} = S_x \div 256 = \text{Mult} \times \frac{\delta C}{C} \times 10^6$$

or with ModMath = 1:

$$\text{result} = S_x \div 256 = \text{Mult} \times \frac{C_{\text{sense}} - C_{\text{ref}}}{2 \times C_{\text{ref}}} \times 10^6$$

值将以 2 的补码形式出现, 范围为 -32768 ... +32767.99.

Mult1/2 是在寄存器 3 和 11 中定义的乘法因数. 他们的格式为 8 位整数和 16 位小数的固定浮点数. 因此这个数要除以 2 的 16 次方也就是 65535.

$$\text{Mult} = \text{Reg3} / 2^{16} = 0 \dots 255.9999847$$

只要 Mult1/201 时结果将直接代表电容的变化值, 由 ppm 单位表示.

乘法因数额外还有一个符号位,在寄存器 10 中设置,位 SignMult1 和 SignMult2.

SignMultX = 0 正因数

SignMultX = 1 负因数

默认情况下 PS021 只被设置一个乘法因数[与 PS02 兼容].第 2 个乘法因数由设置寄存器 8 的 Mult2EN = 1 来启动. 在这个情况下第 2 个乘法因数将会被用在第 2 个传感器上 [在 FourSens 模式下的第 2 对传感器].

4.7.4 停止测量

测量可以有以下两种方式停止:

1. ●●SingleCon 位

设置这个位为 1 将仅仅启动单一测量,使 PS021 在单一转换模式.它将在测量后的 INT 置位,然后等待下一个命令.

为了正确操作必须将寄存器0的其他位保留为原来的值,因此只有AutoDis位在变动. 内部数值象Rson校正值和增

益校正值将被保留. 但是当再次转换到自动测量模式时,可能会出现这些内部的校正值将回到开始时的值而且需要一些测量之后再次回到正确的校正值.

2. INIT

当测量在进行的时候,可以在任何时候发送opcode 0xC0 (INIT),这将马上停止测量.当不继续对 INT 设置时,PS021 将处于等待状态.所有的内部校正值将会被删除[比如 Rson 校正值].只有在写寄存器中的值保留以前的值.

5. 详述和特殊功能

5.1 测量范围 2 中的校准

在测量范围2中的高速测量单元 TDC 使用了一个预划分器。必须对 TDC 高速测量单元进行校准。这个校准是由 PS021 自己进行的而且可以通过一些参数进行控制：

5.1.1 CalcCycle

给出了校准测量得周期数。这个数值对于电流有很大影响。在寄存器 2 CalCycle[3:0]位设置：

CalCycle[3:0]	校准周期数
0	1
1	2
2	3 (默认)
...	...
15	15

应用高值 CalCycle 可以将 PS021 的核心功耗降低 15% 到 20%。

5.1.2 CalcAvRate

通过平均可以降低校准值本身的噪声。平均的因数在寄存器 0 中的 CalAvRate [23:22]位设置：

CalAvRate[1:0]	平均系数
0	关闭
1	8
2	32 (默认)
3	64

推荐使用默认值。

5.2 温度测量

应变电阻的 K 因数是与温度有关的,在温度升高时 K 将下降.如果应变电阻的温度已知,就可以很容易的矫正主要的误差[主动温度补偿].

PS021 提供了一种可以测量温度的选择, 只需接外部温度传感器到 PS021 的管脚即可。相应的管脚为：

名称	管脚号
PT1	29
PT2	30
SenseT	31
LoadT	32

外部电路参照图 18.

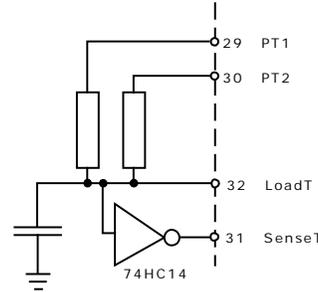


图 18

实际上温度测量无外乎在额外的管脚进行一个简单的应变电阻的测量.一次测量需要 2 个充电和放电循环每次正常测量后进行一次.

在第一个循环时电容通过连接脚 PT1 的电阻进行放电,这个脚应该连接温度灵敏电阻.被除电阻应该至少为 500 欧姆.

在第 2 次循环时电容通过连接脚 PT2 的温度灵敏电阻放电.

结果以比值 R_{PT1}/R_{PT2} 存放在寄存器 2 位 0-15 中.

结果的数据格式为 2 位整数和 14 位小数.

表 18: 温度测量的数据格式

Temp	
15 ... 14	13 ... 0
2 位整数	14 位小数

因此寄存器的整数部分必须要除以 $2^{14} = 16348$.

$$\frac{R_g}{R_{ref}} = Temp = \frac{Reg2}{16348}$$

5.2.1 温度测量的精确度

用于温度测量和应变电阻测量的测量单元是一样的。非常感谢这种测量的高质量致使没有其他一些相关噪声引进到温度测量。测量精度又测量结果的量化误差所限制。

温度测量的量化误差为 $1/2^{14} = 61 \text{ ppm}$.

一个温度灵敏的铂电阻的灵敏度大约是 3920ppm/K。在这种情况下温度测量的精度大概是 0.015 摄氏度, 这个精度绝对足以满足补偿电阻应变得测量。当然其他类型的温度传感器也可以使用, 比如 KTY...。他们一般会显示出更好的灵敏度, 对于精度会有进一步的提高。

用 NTC 时要有些需要注意的情况。NTC 对于温度的变化的反应是非常大的。在高温情况下放电时间可能会比 TDC 时间测量单元所能测得最小放电时间的极限还要小(在测量范围 2 大概是 1.5 微秒)。这样将会使 PS021 产生一个 timeout。当用 NTC 的时候一定要先检查这一点。

5.2.2 温度测量的时间

一次测量周期对于温度测量就可以了。另外温度敏感电阻非常剧烈的改变其值，比如用 KTY100 摄氏度时变化为 80%，铂电阻在 100 度时为 40%。温变电阻的值（25 摄氏度时）测量的时间应该是最大循环时间的一半。参考电阻的值应该和传感器电阻的值相同。

例 3:

温度敏感电阻:	2kOhm KTY82
参考电阻:	2 kOhm 金属薄膜50
周期时间:	30.50s
选择放电时间	≈ 10 μs
由上面信息得电容充电时间为:	
$C = T_{meas} / [0.7 * R_{nom}] = 7.1 \text{ nF}$	
选择电容值 6.8 nF.	

测量温度的测量频率在 TempRate[1:0]位中设置:

TempRate	频率
0	关闭
1	每次测量
2	每 6 次测量
3	每 9 次测量

一般来讲 TempRate 应该被设置为 1。

5.3 Auto-Offset

PS021 中在初始化之后可以做一次自动的 0 点偏移测量。这个零点偏移量将会在接下来的测量结果中减去。

在寄存器中控制 Auto-Offset 功能:

- SubOffset (REG0, Bit7)
- OffsetAvRate (REG2, Bit4-6)

设置 SubOffset = 1 将自动减去漂移。

OffsetAvRate 给出了用作测量计算 offset 的测量数: 在双桥模式的应用中并不推荐平均, OffsetAvRate 必须设置为 0。

OffsetAvRate	测量次数
0	1
1	2
2	4
3	8
...	...
7	128

当在单一转换模式下设置 SubOffset = 1 时 PS021 在一次 offset 测量后并不触发中断。因此 offset 测量必须由发送 opcode StartM 来触发。在等待测量结束之后 [推荐 $16 * AVRRate * Tcycle$].

例 4:

也就是说如果设置 OffsetAvRate 为 3 那么 opcode StartM 必须要发送 8 次来完成 offset 补偿得测量, 还要有一次实际的测量。

5.3.1 热身

热身功能引入了在初始化或上电复位后的热身测量。根据测量模式的不同, 更重要的是根据电容器的选择不同, 非常有可能一个额外的范围在几个 ppm 的噪声会被引入到开始的测量当中。利用 AutoOffset 可能会给出一个有轻微偏差的 offset 值。为了避免这种效应热身测量被引入来是电容器预先充满电。

Warm_Up	热身测量数目
0	0
1	16
2	32
3	64
...	...
7	1024

5.4 ALU 操作时间

PS021 内部有两个算数计算单元。根据整体的单元运行时间必需要引入假测量。测量单元的整体运行时间和以下因素有关:

- 一个还是两个传感器 (2 还是 4 个传感器在 FourSens 模式中)
- ALU 的速度设置

速度设置:

在默认设置情况下 ALU 的速度被设置为速度选项 1。我们推荐不要改动这个设置。选项 2 和 3 是为了安全方面考虑而增加的选项并且对于功能上没有任何影响。在此情况下 ALU 的操作时间将会加长。速度选项 0 将会使 ALU 的操作时间提高 30%, 但是不推荐使用这一选项, 因为会有故障出现。

用默认的设置 TALU +BALU 的操作时间为:

Computing time @ 3.3V

	典型 (3.3 V, 25 °C 典型处理)	最差 (3.0 V, 85 °C 最差处理)
一个传感器:	t.b.d. μs	t.b.d. μs
两个传感器:	t.b.d. μs	t.b.d. μs

Computing time @ 2.5V

	典型 (2.5 V, 25 °C 典型处理)	最差 (2.25V, 85 °C 最差处理)
一个传感器:	t.b.d. μs	t.b.d. μs
两个传感器:	t.b.d. μs	t.b.d. μs

5.4.1 Mfake

通过 Mfake 寄存器设置可以引入假测量, 在 Reset 后执行, 不需要数据预处理。

使用 Mfake 的原因是:

PS021 有两个独立的 ALU 工作。两个 ALU 共用一个 RAM。在一次测量结束和中断被设置之间这段时间内, 可能会出现两个 ALU 同时进入 RAM。这个冲突会造成在计算上的误差从而会导致错误的测量结果。

在任何情况下当这种冲突出现的时候, 都将会在状态寄存器位 ERROR-DSP 中有显示(Bit19, REG2).

为了避免这种冲突的发生引入假性测量来阻止两个 ALU 同时进入 RAM。是否需要假性测量取决于 PS021 的设置 [全桥或半桥]和工作电压。

在 TALU 和 BALU 的时间和比时钟周期还长的情况下必须设置假性测量(Mfake>0).

尤其当工作在非常短的周期时间情况下非常有必要引入多于一次的假性测量。最多 4 次[4 cycles, Mfake = 3]假性测量可以被引入。

Mfake	加入的加测量
0	0
1	1
2	2
3	4

5.5 电流消耗

整个系统的电流消耗被分为两个主要的部分:

- 通过应变计的电流
- 通过芯片的核心电流

这两个元素是电流消耗最大的两个主体。他们的电流消耗的变化范围也是非常大的。

还有其他的一些很低得电流消耗器件, 电流消耗相对稳定:

- 比较器
- 振荡器等

在大多数电流消耗计算当中这些电流并不参考。

5.5.1 流入传感器的电流

此电流消耗与下列因素有关:

- 电容值
- 每秒钟电容器充电循环次数(周期时间)
- 供电电压

通过电容传感器的电流和测量模式没有关系

电流计算公式如下:

$$I_{\text{Sensor}} = N_{\text{cycles}} \times C \times [k_c \times V_{\text{io}} + k_{\text{io}} \times R]$$

$$I_{\text{Sensor}} = \frac{f_{\text{Cycle}}}{\text{CycleTime}} \times C \times [k_c \times V_{\text{io}} + k_{\text{io}} \times R]$$

将寄存器中的周期时间和频率值代入公式则得出电容传感器的电流消耗值。

Kc 的值包括电容器的电流消耗。

Kio 包括 PS021 进入 I/O 部分的电流消耗和进入比较器的 AC 电流消耗。Kio 与电压以及测量模式有关。模式中有全桥和半桥的转换模式和全桥的 one sense 模式的不同。

下面的数据是应用推荐的比较器电路时得出。

电容器的 Kc 因数:

$$k_c = \text{t.b.d.}$$

I/O 电流由进入比较器的电流主导。下面的数据是在使用推荐的开关比较器情况下得出。

I/O 电流的因数 Kio:

表 19: kio

IO-Voltage/V	估计
5	t.b.d.
3,3	t.b.d.
3,0	t.b.d.
2,5	t.b.d.

由于传感器的低电容值和几十千欧姆的高电阻值使流入传感器和芯片 IO 部分得电流很小，在测量范围 2 中在大多数情况下不高于流入 PS021 本身电流的 20%。

5.5.2 流入 PS021 的电流

PS021 本身是主要电流消耗体，而且与所选择模式测量范围 1 还是测量范围 2 有很大关系。概括来说电流的消耗与核心电压有关。

测量范围 2:

$$I_{PS021} = I_{PS021[0]} \times \frac{f_{cycle}}{CycleTime}$$

在测量范围 2 流入 TDC 高速测量单元的电流被大大减少了。这要归功于在测量范围 2 中的预置配器，使得高速测量单元并不是所有得测量时间都开启。

$I_{PS021[0]}$ 是这个测量范围的参考电流 [注意工程单元的应用 !!!]。参考电流与划分的时钟 [CikHS/CikHSDiv] 有很大关系，因为这个时钟控制着电流的主要消耗源 TDC 标定单元。

在不同电压下测量范围 2 的电流消耗为：

CikHS / CikHSDivn 4 MHz:

$I_{PS021[0]}$ @ 3.3 V:	33.6 nAs
$I_{PS021[0]}$ @ 3.0 V:	28.3 nAs
$I_{PS021[0]}$ @ 2.5 V:	19.8 nAs

CikHS / CikHSDiv = 2 MHz:

$I_{PS021[0]}$ @ 3.3 V:	50.7 nAs
$I_{PS021[0]}$ @ 3.0 V:	42.1 nAs
$I_{PS021[0]}$ @ 2.5 V:	28.7 nAs

在更高频时钟下标定的时间会缩短因此流入 PS021 的电流也会降低。

通过控制标定数目来节省电流

在测量范围 2 PS021 的电流消耗与放电时间没有关系但是与周期时间有关。大约 40% 的电流是用于 TDC 的标定上。上面所提到的值都是基于每次测量标定一次得到的。这个只在比较长的周期时间在毫秒范围时有必要。大多数情况下校准的频率可以被降低。通过寄存器 2 中位 CalCycle[3:0 来设置。

CalCycle[3:0]	在校准中的周期数
0	1
1	2
2	3
...	...
15	15

测量范围 1:

在测量范围 1 流入 PS021 的电流与放电时间有线性关系。计算如下：

$$I_{PS021} = I_{PS021[0]} \times 0,65 \times R \times C \times f_{cycle} / CycleTime$$

在这里电流与供电电压有关：

$I_{PS021[0]}$ @ 3.3 V:	17 mA
$I_{PS021[0]}$ @ 3.0 V:	14 mA
$I_{PS021[0]}$ @ 2.5 V:	10 mA

电流值比在测量范围 2 中的值要高很多。原因是由于测量范围 1 的原理决定的。在这个模式下主要电流消耗体高速 TDC 单元在测量过程中是不停的在工作的。

5.5.3 其他电流消耗

它们包括：

- 振荡器
- 比较器静电流[无开关情况下]

振荡器:

32kHz 振荡器如果启用的话,在 3V 电压时大概需要 3 微安电流.[在 3.3V 时需要 4 微安]..

高速振荡器所需电流:

180 μ A @ 4 MHz / 3.3 V,
150 μ A @ 4 MHz / 3.0 V,
100 μ A @ 4 MHz / 2.5 V,

基于推荐电路.

振荡器的平均电流可以在单一转换模式下的 Switch-off 选择中被非常显著的减小.

比较器:

如果应用 74HC14 没有静电流。

5.6 ModMath

在 PS021 背后的输出数据的数学计算方法为：：

$$Res = 10^6 \times \frac{C_A - C_B}{C_A + C_B}$$

应用对称变化电容时两个传感器的电容的变化值是相同的但是符号相反时计算公式为线性的电容变化方程：

$$\frac{C_A - C_B}{C_A + C_B} = \frac{(C + \delta C) - (C - \delta C)}{(C + \delta C) + (C - \delta C)} = \frac{\delta C}{C}$$

在大多数应用当中仅有一个电容在变化，参考电容是固定电容。因此在计算方法中引入了非线性因素。

PS021 可以允许改变数学算法因为"ModMaths" 意味着仅有一个感应电容的应用. 通过设置寄存器 10, Mod-Math = "1" 新的计算为 is:

$$\text{Res} = 10^6 * \frac{C_{\text{sense}} - C_{\text{ref}}}{2 * C_{\text{ref}}}$$

这个公式是 C_{sense} 的线性方程.

在补偿模式下可变电容必须接到端口 C_A 或 C_C. 参考电容必须接到 C_B 或 C_D. 关于补偿模式请参看 3.2 章图 9 和图 10 .

5.7 乘法运算

PS021 有两个 24 位的乘法运算寄存器。这是一种很方便的方法使测量数据带入希望的范围中。可以选择乘法因数来使所显示的值为不同的单位。

乘法因数是 24 位固定浮点数，8 位整数部分和 16 位小数部分。范围从 0 到 255.9999。乘法运算可以由设置寄存器 0 的 17 位 MultEn = 1 启动，第 2 个乘法运算由设置寄存器 8 的 0 位 Mult2En = 1 启动。

当工作在两个乘法因数的情况:

1. 无 FourSens 模式时:

Mult1 乘以传感器 1 的结果

Mult2 乘以传感器 2 的结果

2. FourSens 模式

Mult1 乘以在 A 和 B 口的传感器的结果

Mult2 乘以在 C 和 D 口的传感器的结果

5.8 通过纽扣锂电池供电

纽扣锂电池是供电的一个非常好的媒介，这要归功于 Picostrain 的超低功耗设计。

当连接 Picostrain 产品到纽扣电池时为了能得到最佳效果需要设置两个特殊寄存器:

CalAvRate = 0 [Reg0, Bit 22 to 23]

CalCycle = 1 [Reg2, Bit 0 to 3]

由于锂电池的非线性和高阻因素这些设置是必须要做的。很重要的一点是 PS021 可以迅速的适应电压的变化，尤其在单一转换模式下。（电池的脉冲输入）。

这些设置当在炭锌电池或碱电池情况下不需要被设置。

6. 应用

7. 背景知识

7.1 什么是 TDC?

PS021 内部最基础的测量单元是 TDC[时间数字转换器]。数字化 TDCs 应用信号通过内部逻辑门的延迟时间来高精度的测量时间间隔。

7.1.1 测量范围 1

图 19 阐明了绝对时间 TDC 的测量原理结构。非常智慧的电路结构，担保电路和特殊的电路板布线方法使芯片可以非常精确的重新建构信号通过的逻辑门数。最高精度大大取决于芯片的最大逻辑门延迟时间。应用这样的基础的测量单元，和现代化的 CMOS 技术相结合可以使精度达到 25 皮秒。

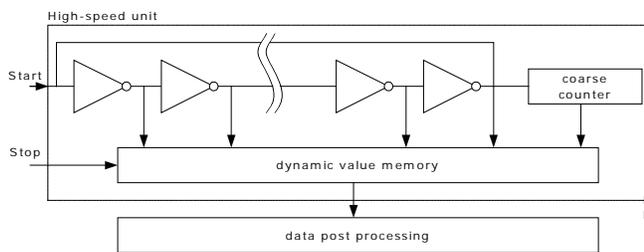


图19

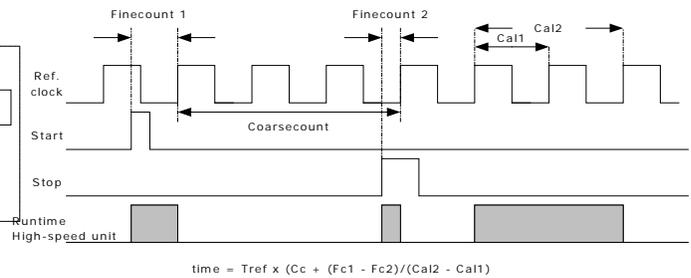
测量单元被一个 START 信号触发然后由一个 STOP 信号终止。基于环振荡器所处位置和粗略寄存器所记下的内容 START 和 STOP 之间的时间间隔可以在 20 位范围内被测量。

位的大小[LSB]在 3.3V, 25 摄氏度周围温度情况下是 28ps。结合两个这样的电路可以将精度加倍。这就是所谓的高精度模式。PS021 在高精度模式下有 14ps LSB 的精度。

通过逻辑门的延迟时间与温度和电压有密切关系。一般为了解决这个问题我们进行校准。在校准过程中 TDC 测量 1 个和 2 个参考时钟的周期。当 PS021 在测量范围 1 时校准并不是必须的，因为是计算两次电阻测量的比值得出结果。

7.1.2 测量范围 2

可以应用一个预置配器将最大测量时间间隔扩展。LSB 精度将不变。在这个模式下高速测量单元 TDC 并不是在整个时间间隔都工作，而仅仅测量了 START 信号和 STOP 信号到下一个参考时钟的上升沿[精密计数器]。之间的时间由数粗值寄存器参考时钟的周期来完成。



根据 PS021 信噪比可以被非常大的提高。另外，由于高速测量单元是电流的主要消耗者，因此在测量范围 2 电流消耗可以被非常显著的减小。

与测量范围 1 不同，测量范围 2 的测量结果是粗值寄存器和精细寄存器的和。因此必须要在测量范围 2 中对结果校准。在一次校准过程中 TDC 测量了 1 个和 2 个参考时钟的周期。

最后更改:

2006年1月23日:

3.3 图片纠正

2006年6月2日:

在章节 5.3 和图 18 中的纠正

总部	acam-messelectronic gmbh	Am Hasenbiel 27 76297 Stutensee-Blankenloch	Tel: +49 (0) 7244 7419-0 Fax: +49 (0) 7244 7419-29 support@acam.de www.acam.de
----	--------------------------	--	--

欧洲代理商

比利时	GenS (Micro) Electronics BV.	PO Box 2331/ NL 7332 EA Apeldoorn Lamfe Amerikaweg 67 NL 7332 BP Apeldoorn	Tel: +31 (0) 55 3558611 Fax: +31 (0) 55 3560211 info@censelect.nl www.censelect.nl
法国	microel (CATS S.A.)	Immeuble "Oslo" - Les Fjords 19, avenue de Norvège Z.A. de Courtaboeuf - BP 3 91941 LES ULIS Cedex	Tel. : +33 1 69 07 08 24 Fax : +33 1 69 07 17 23 commercial@microel.fr www.microel.fr
英国	2001 Electronic Components Ltd.	Stevenage Business Park, Pin Green Stevenage, Herts SG1 4S2	Tel. +44 1438 74 2001 Fax +44 1438 74 2001 a.parker@2k1.co.uk www.2k1.co.uk
匈牙利	ChipCAD ELEKTRONIKAI DISZTRIBUCIÓ KFT	Tuzolto u. 31. 1094 BUDAPEST	Tel: +36 231 7000 Fax: +36 231 7011 Email: szfarkas@chipcad.hu www.chipcad.hu
意大利	DELTA Elettronice s.r.l	Via Valpraiso 7/A 20144 Milano	Tel: +39 02 485 611 1 Fax: +39 02 485 611 242 email: afrigerio@deltacomp.it www.deltacomp.it
荷兰	GenS (Micro) Electronics BV.	PO Box 2331/ NL 7332 EA Apeldoorn Lamfe Amerikaweg 67 NL 7332 BP Apeldoorn	Tel: +31 (0) 55 3558611 Fax: +31 (0) 55 3560211 info@censelect.nl www.censelect.nl
波兰	W.G. Electronics Sp.z o.o.	ul. Modzelewskiego 35 02-679 WARSZAWA	Tel: +48 22 847 9720, 847 9721 Fax: +48 22 647 0642 Email: tgornicki@wg.com.pl www.wg.com.pl
瑞士	Computer Controls AG	Neunbrunnenstr. 55 8050 Zürich	Tel.: +41-1-308 6666 Fax: +41-1-308 6655 email: roeschger@ccontrols.ch www.ccontrols.ch
俄罗斯	Galant Electronics, Ltd.	100, Prospekt Mira, Moscow, 129626, Russia	Tel\Fax: +7-495-987-42-10, Tel: +7-095-107-19-62 Mobile +7-916-993-67-57 Email: leonid-k@galant-e.ru www.galant-e.ru

美洲代理商

美国	Transducers Direct, LCC	264 Center Street Miamiville, Ohio 45147	Tel: 513-583-9491 Fax: 513-583-9476 Email: sales@acam-usa.com www.acam-usa.com
----	-------------------------	---	---

亚洲代理商

印度	Brilliant Electro-Sys. Pvt. Ltd.	4, Chiplunker Building, 4 Tara Temple Lane, Lamington Road, Bombay – 400 007	Tel: +91 22 2387 5565 Fax: +91 22 2388 7063 www.brilliantelectronics.com besimpex@vsnl.net
以色列	ArazimLtd.	4 Hamelacha St. Lod P.O.Box 4011 Lod 71110	Tel: 972-8-9230555 Fax: 972-8-9230044 email: info@arazim.com www.arazim.co.il
日本	DMD–Daiei Musen Denki Co., Ltd.	10-10, Sotokanda, 3-Chome, Chiyoda-Ku Tokyo 101-0021	Tel: +81 (0)3 3255 0931 Fax: +81 (0)3 3255 9869 sales@daiei-dmd.co.jp www.daiei-dmd.co.jp
中国大陆	上海宽创电子科技有限公司	上海浦东新区长柳路 58 号 邮编: 200031	Tel.: +86-21-54654391 Tel.: +86-13916212954 Fax: +86-21-64454370 Email: info@acam-china.com www.acam-china.com
	深圳市强电讯有限公司	总部: 深圳市人民南路 3005 号深房广场 A 座 32 楼 邮编: 518001 南京 Office: 北京 Office: 青岛 Office: 上海 Office: 成都 Office: 武汉 Office: 西安 Office: 厦门 Office:	Tel.: +86 755 25155888 Fax: +86 755 25155880 Email: zorro_huang@secomtel.com www.secomtel.com Tel.: +86 25 84552900 Tel.: +86 10 82336866 Tel.: +86 86 532 85899132 Tel.: +86 21 52371820 Tel.: +86 28 82981751 Tel.: +86 27 87322726 Tel.: +86 29 88323435 Tel.: +86 592 5806950
韩国	SamHwa Technology Co., Ltd.	#4 4F Kyungwon building, 416-6 Jakjeon-dong GYEYANG-GU, INCHEON 407-060	Tel: +82 32 556 5410 Fax: +82 32 556 5411 www.isamhwa.com minjoonho@isamhwa.com

The information provided herein is believed to be reliable; however, acam assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. Acam assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. acam does not authorize or warrant any acam product for use in life support devices and/or systems.