

# コンパレータAモジュールによる低価格測定手法

Luts Bierl (日本テキサス・インスツルメンツ(株) 菅原 仁一訳)

Mixed Signal Products

## まえがき

このアプリケーションレポートでは、MSP430ファミリー・コンパレータAモジュールによる入力信号比較と電圧、電流、容量、抵抗の測定を説明しています。2つの測定原理（チャージとディスチャージ）を説明しています。その他の原理につきましては、回路、および近似式を記述しています。

## 目次

1. コンパレータA .....	2
1.1. コンパレータAの特長と機能 .....	2
1.2. コントロール・レジスタ .....	3
2. アプリケーション .....	4
2.1. 2つの電圧比較 .....	4
2.2. コンパレータ入力の高速サンプリング .....	8
2.3. 抵抗の測定 .....	10
2.4. 電圧の測定 .....	12
2.5. デジタル・モーター・コントロール (DMC) .....	16
2.6. センサー・ブリッジの接続 .....	18
2.6.1. 増幅を伴わない測定 .....	18
2.6.2. 増幅を伴う測定 .....	21
2.7. キャパシタ（容量）の測定 .....	23
2.8. その他のアプリケーション .....	24
2.8.1. 2つの独立した測定回路 .....	24
2.8.2. 内部基準電圧の外部への使用 .....	25
3. 参考文献 .....	26

この資料は日本テキサス・インスツルメンツ(日本TI)が、お客様がTIおよび日本TI製品を理解するための一助としてお役に立てるよう、作成しております。製品に関する情報は随時更新されますので最新版の情報を取得するようお勧めします。TIおよび日本TIは、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。また、TI及び日本TIは本ドキュメントに記載された情報により発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。

SLAA071 翻訳版

最新の英語版資料

<http://www.ti.com/lit/slaa071>

## 1. コンパレータ A

コンパレータAは、多くのMSP430製品に搭載されています。これは精度の高いアナログ測定向けに設計されています。図1は、多目的用途のハードウェア・モジュールです。

### 1.1. コンパレータ A の特長と機能

コンパレータAの最も重要な特長は：

- コンパレータ入力 CA0 とCA1 への極めて低い入力電流
- オフにより、消費電流を最小限にできる(コントロール・ビット CAON)
- 3つのメモリー・マップされたコントロール・バイトにより制御(セクション1.2参照)
- 切り替え可能なアナログ・フィルタにより、入力電圧の低速変化でも安定したコンパレータ出力が可能
- 出力信号CAOUTのエッジによる割り込みが可能(割り込みなしでも使用可能)

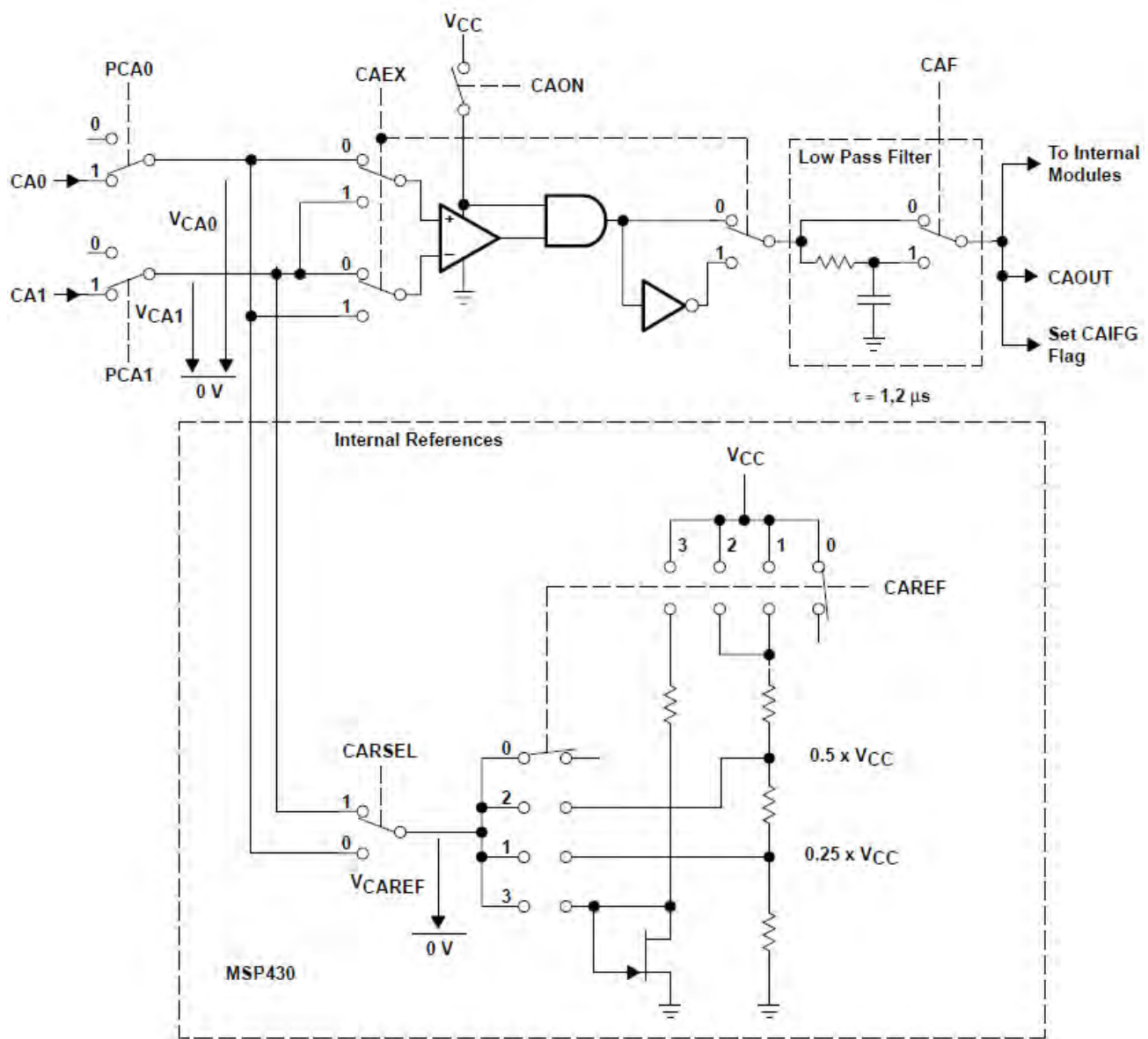


図1：コンパレータA ハードウェア

ビット CAOUT は比較結果を反映します。以下は、ハードウェアが提供可能な比較の組み合わせです：

- 2つの外部入力との比較
- 一方の外部入力と  $0.25 \times V_{CC}$  または、 $0.5 \times V_{CC}$  との比較
- 一方の外部入力と一つの内部入力基準電圧との比較

以下は、コンパレータAの追加機能となります：

- 内部基準電圧は、コンパレータ入力端子 CA0 と CA1 に出力可能（セクション 2.8.2 参照）
- レジスタ設定により、ポート2のデジタル入力バッファをオフにして、アナログ入力として使用可能。これにより、入力電圧が $V_{CC}$ または $V_{SS}$ と相違する場合（スレッシュホールド付近）でも、入力バッファへの電流の流入を回避することができます。
- 入力反転スイッチ CAEX により、オフセットを除去する測定が可能。CAEXを変更するとコンパレータ出力信号は反転しますが、同一のソフトウェアを利用できます。

上記特長により、電圧、電流、抵抗、容量を容易に測定することができます。

コンパレータAの主な機能は、2つの電圧  $V_{CA0}$  と  $V_{CA1}$  のどちらが高いかを示すことです。CAOUT出力は、下記の条件のときにセットされます。

$V_{CA0} > V_{CA1}$  のとき  $CAOUT = 1$ 、それ以外  $CAOUT = 0$

2つの電圧  $V_{CA0}$  と  $V_{CA1}$  は、外部または内部基準電圧にすることもできます。他の組み合わせも可能です。（図 1 参照）

## 1.2. コントロール・レジスタ

2つのコントロール・レジスタ CACTL1 と CACTL2 は、コンパレータAに必要な全てのコントロール・ビットを含みます。コントロール・ビットの機能は、図 1 を参照して下さい。

	7						0	
CACTL1 059h	CAEX	CA RSEL	CA REF1	CA REF0	CAON	CAIES	CAIE	CAIFG
	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)
	7						0	
CACTL2 05Ah	CACTL 2.7	CACTL 2.6	CACTL 2.5	CACTL 2.4	PCA1	PCA0	CAF	CAOUT
	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)

図 2：コンパレータAコントロール・レジスタ

コンパレータA コントロール・ビットで、図 1 に記載されていない機能は：

CAIFG	割り込みフラグ	0: 割り込みは保留されていない 1: 割り込みは保留中
CAIE	割り込みイネーブル・フラグ	0: 割り込みディスエーブル 1: 割り込みイネーブル
CAIES	割り込みエッジ選択ビット	0: 立ち上がりエッジ 1: 立ち下がりエッジ
CACTL2. x:		F1xx, F2xx, F4xx ユーザズ・ガイド参照

## 2. アプリケーション

以下のセクションは、コンパレータAのアプリケーション例を紹介しています。

**補足：** このアプリケーション例では、F1121 タイマA とコンパレータを使用しています。他のMSP430ファミリーでは、若干ハードウェア（ポートやタイマA）に相違があります。

### 2.1. 2つの電圧比較

2つの電圧を比較する最もシンプルなコンパレータAのアプリケーション例です。内部基準電圧やタイマAは必要ありません。図3は、抵抗分圧された電圧 $V_{IN0}$ とオペアンプ（増幅、シュミット・トリガ、コンパレータ、センサー・ブリッジ増幅回路）からの出力電圧 $V_{IN1}$ との比較を表しています。内部基準電圧を使用していないため、測定中にコンパレータの設定を変更する必要はありません。CAOUT出力は、下記の条件のときにセットされます。

$$V_{IN0} \times \frac{R2}{R1 + R2} > V_{IN1} \quad \text{のとき} \quad CAOUT = 1, \quad \text{それ以外} \quad CAOUT = 0$$

出力フィルタをオン(CAF=1)にすると、コンパレータの出力変化は、約1.2us 遅れます。

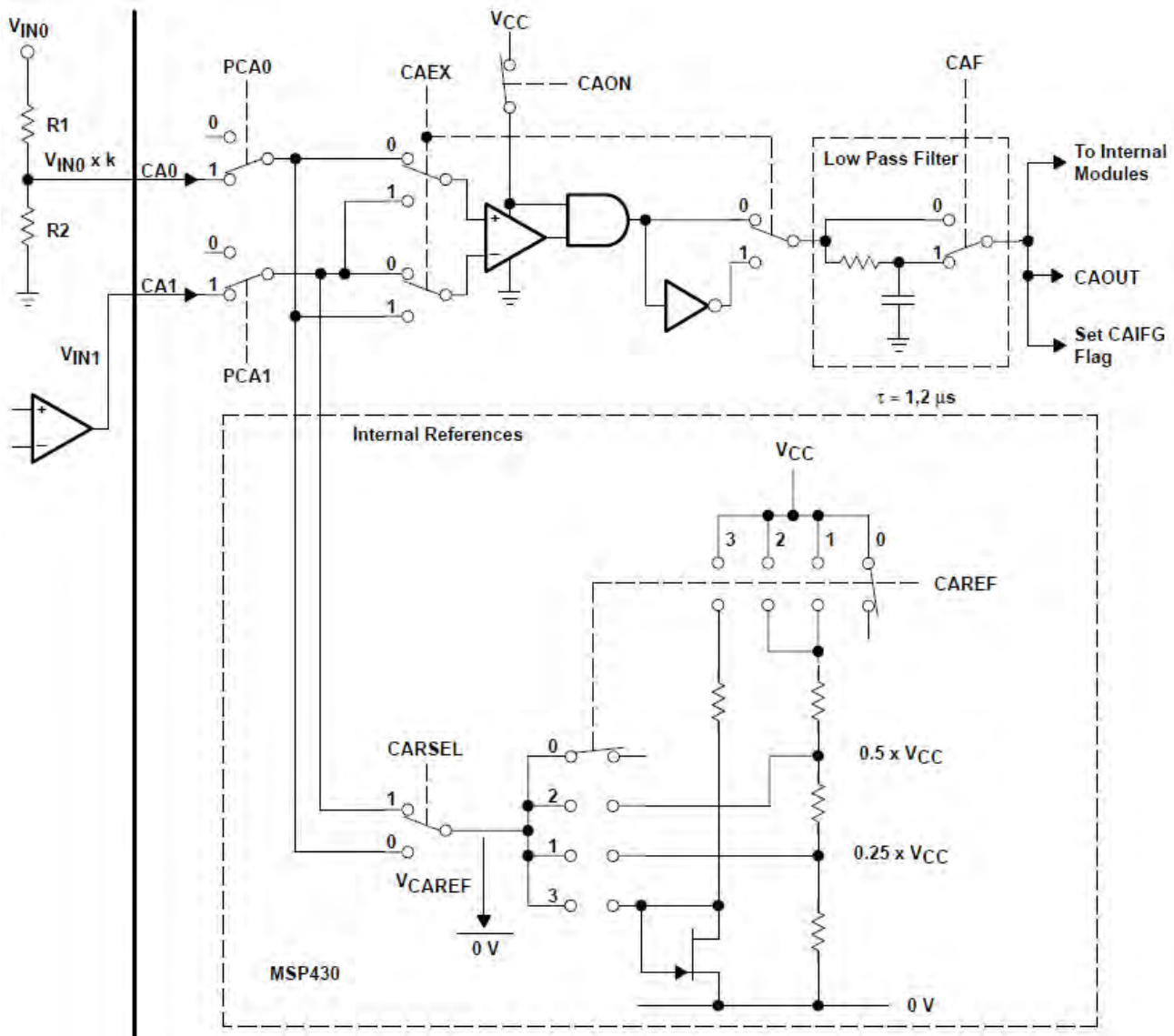


図3：2つの入力電圧の比較

下記ソフトウェアは、初期化とコンパレータ入力電圧の比較を行う例です。図3はハードウェア構成を表しています。

```
; Initialize Comparator_A for the input voltage test
;
      MOV.B #CAON, &CACTL1           ; Define Comp_A mode
      MOV.B #PCA1+PCAO+CAF, &CACTL2  ; Connect CAO and CA1
      ...                             ; Proceed with initialization
;
; Compare the two input voltages VINO*k and VIN1. k=R2/(R1+R2)
;
      BIT.B #CAOUT, &CACTL2           ; VINO*k > VIN1?
      JNZ VOGTV1                     ; Yes
      ...                             ; No, VINO*k < VIN1
```

図4は、その他の2つの入力電圧を比較する例です。4つの入力電圧  $V_{IN00}$  から  $V_{IN03}$  は、アナログ・マルチプレクサにより選択され、外部基準電圧と比較されます。その基準電圧は P1.2 により、未使用時にオフされ、消費電力を出来るだけ低くすることが可能です。CAOUT出力は、下記の条件のときにセットされます。

$$V_{IN0X} > V_{TLV431} \times \frac{R3+R4}{R4} \quad \text{のとき } CAOUT = 1, \text{ それ以外 } CAOUT = 0$$

$V_{INOX}$  は、 $V_{INO0}$  から  $V_{INO3}$  の一つが選択されます。

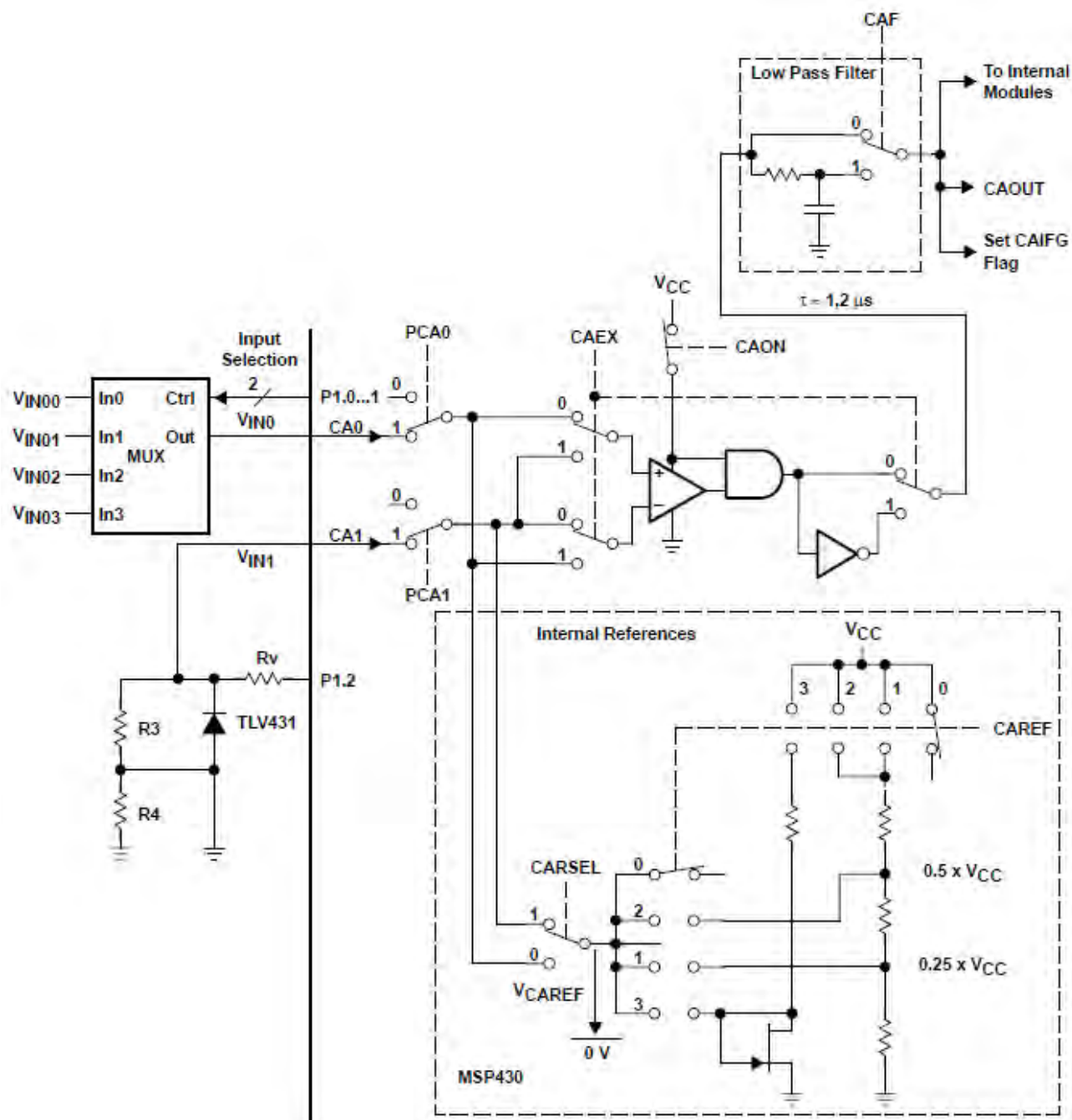


図 4 : 2つの外部入力比較例

下記ソフトウェアは、初期化と入力電圧 $V_{IN02}$ と基準電圧 $V_{IN1}$ との比較を行う例です。図4はハードウェア構成を表しています。

```
; Initialize Comparator_A for the input voltage test
;
      MOV.B #CAON, &CACTL1           ; Define Comp_A mode
      MOV.B #PCA1+PCAO, &CACTL2      ; Connect CA0 and CA1
      BIS.B #7, &P1DIR               ; P1.0...2: outputs
      ...                           ; Proceed with initialization
;
; Compare input voltage VIN02 with the ext. reference voltage
;
      BIC.B #7, &P1OUT               ; Select VIN02
      BIS.B #6, &P1OUT               ; Switch on VIN1
      ...                           ; Wait for settling of VIN1
      BIT.B #CAOUT, &CACTL2          ; VIN02 > VIN1?
      JNZ VOGTV1                    ; Yes
      ...                           ; No, VIN02 < VIN1
```

## 2.2. コンパレータ入力的高速サンプリング

連続した入力レベルを、より速くサンプリングする必要がある場合があります。下記測定では、コンパレータによる最も高速なサンプリングを実現する例を紹介します。n回の入力チェックの後、そのレベルの回数から結果を導き出します。図5は、この例で使用したハードウェア構成です。下記ソフトウェアは、電流 $I_{MEAS}$ が抵抗 $R_M$ に流れ込んで発生する電圧をサンプリングする例です。電圧降下が $0.25 \times V_{CC}$ より大きい場合は、CAOUTがセットされ、小さい場合は、CAOUTはリセットされます。n個のサンプリングの後、サンプルされた値をチェックします。その他の入力の組み合わせにも応用できます。

間接レジスタ・モードでのCACTL2 バイトの読み込みは、2 CPUサイクルしか必要としません。また、n回のサンプル中は、コントロール・レジスタCACTL2のCAOUTビット（0ビット）以外の値は変化しませんので、CAOUTの値は、CACTL2をn回加算した値と、 $n \times$ （レジスタCACTL2の初期値）との差で簡単に求めることができます。

（この例では、CAOUT=1 が任意の時間に何回発生したかをカウントします。その回数が  $n/2+1$  よりも多かった場合には、1、少なかった場合には、0としています。）

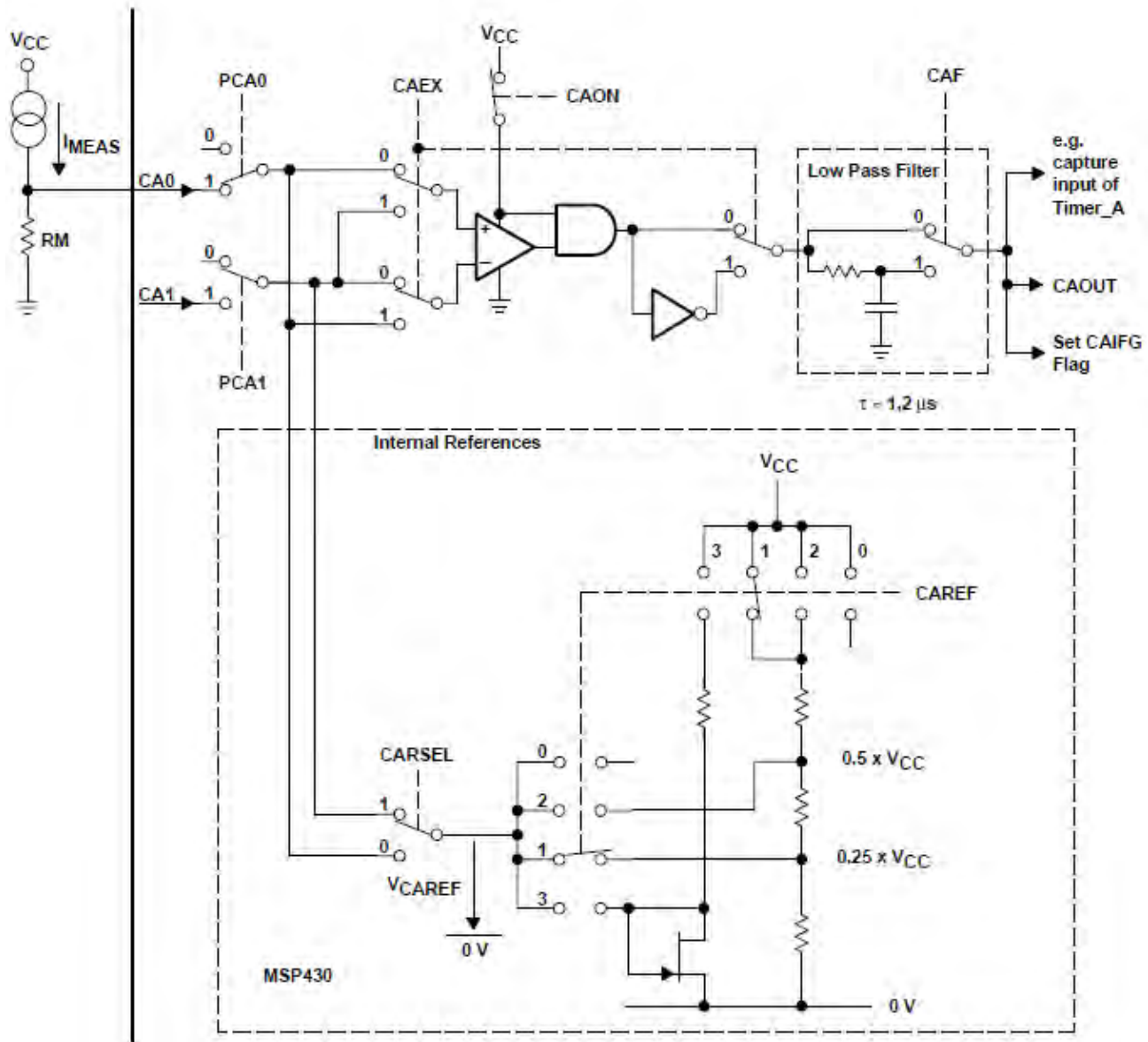


図5：高速コンパレータ入力サンプリング回路



```

; Fast test for the state of the Comparator_A input CA0
;
    MOV. B #CARSEL+CAREFO+CAON,&CACTL1      ; Define Comp_A mode
    MOV. B #PCAO,&CACTL2                     ; Connect CA0 to noninv. input
    MOV #CACTL2,R15                          ; Prepare pointer to reg. CACTL2
    ...
    MOV. B @R15,R5                           ; Sample CAOUT (CAOUT = CACTL2.0)
    ADD. B @R15,R5                           ; Add next sample
    ...                                       ; Add following samples
    ADD. B @R15,R5                           ; Add sample n
;
; Test if CAOUT showed more than n/2 times a positive result
;
    SUB #n*PCAO,R5                           ; Correct result
    CMP. B #(n/2+1),R5                       ; R5 - (n/2+1)
    JGE POS                                   ; More "1" samples
    ...                                       ; More "0" samples
or, for an even faster decision:
; Test if CAOUT showed more than n/2 times a positive result
;
    CMP. B #n*PCAO+(n/2+1),R5                ; R5- (n*PCAO+(n/2+1))
    JHS POS                                   ; More samples are 1
    ...                                       ; More samples are 0

```

この手法により、MCLK 4MHz 時に、5us 以内に10サンプリング行うことが可能です。(1/4 MHz×2 cycles×10samples = 5us)  
 入力CA1 には、内部基準電圧の代わりに、外部基準電圧を使用することもできます。

### 2.3. 抵抗の測定

図6は、抵抗素子センサーを測定する必要最低限のハードウェア構成です。センサー $R_{sens}$ 、基準抵抗  $R_{ref}$ 、とキャパシタ  $C_m$  が接続されています。

キャパシタ $C_m$ は、測定前に $V_{cc}$ までチャージ・アップされます。キャパシタのディスチャージ開始時に、タイマ・レジスタ TAR (連続モード：常にカウント・アップ)の値を保存します。キャパシタ $C_m$ の電圧が  $0.25 \times V_{cc}$  に到達したとき、CAOUTの立ち下がりがエッジにより、そのときのTAR値が、レジスタCCR1にキャプチャされます。保存した値と、CCR1 との値の差から、それぞれ  $t_{sens}$ 、と  $t_{ref}$  のディスチャージ時間が分かります。

コンパレータAは、測定中に変更されませんが、ポート1の複数出力をスイッチしながら、それぞれの抵抗値を測定します。

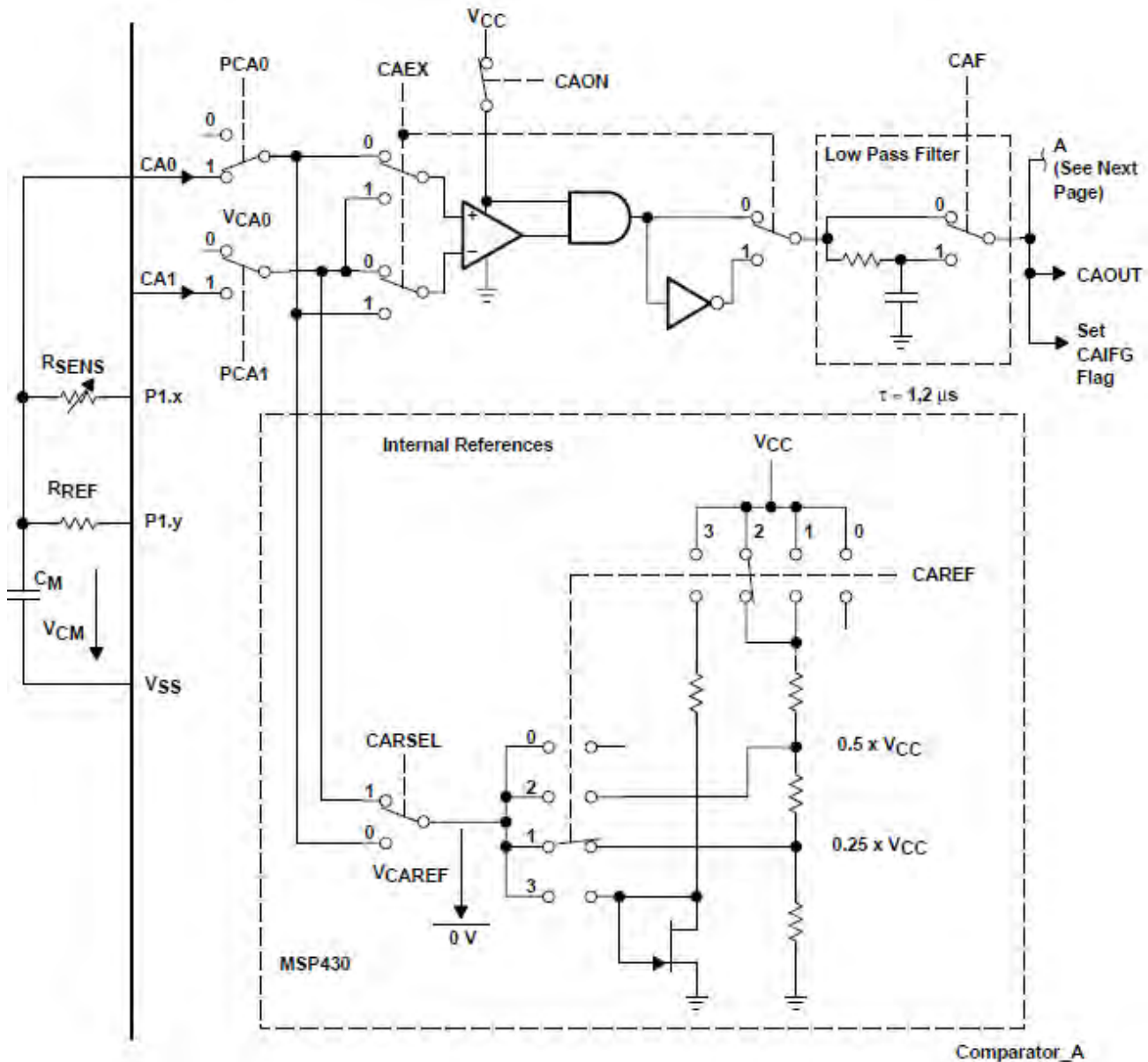


図6：それぞれの抵抗の測定

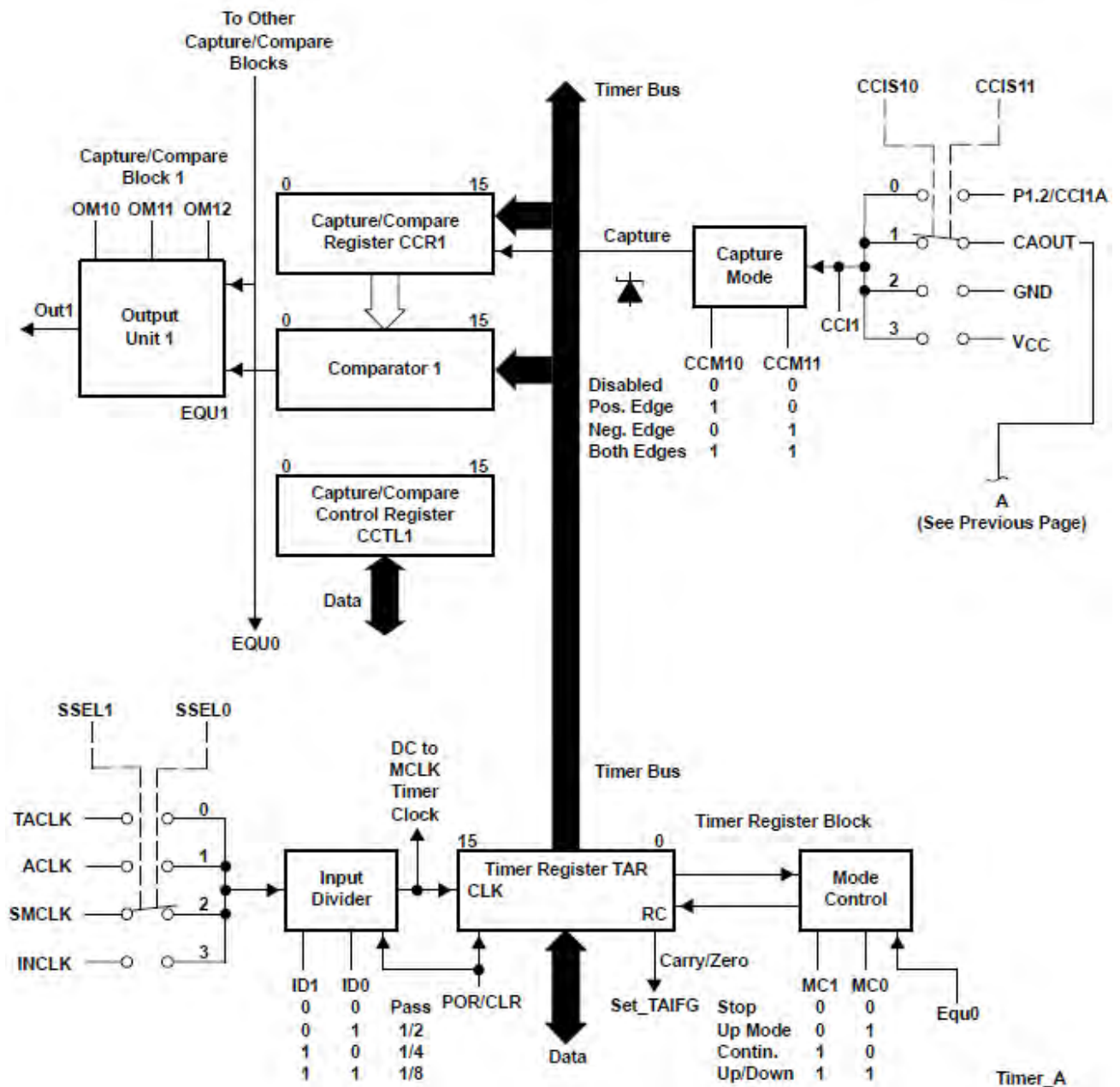


図 6 : それぞれの抵抗の測定 (つづき)

図7は、2回の測定でのキャパシタ $C_m$ の電圧 $V_{cm}$ を表しています。チャージ時間 $t_c$ は、 $5\tau$  (1%)から $7\tau$  (0.1%)が適切ですが、要求される測定精度に依存します。 $(\tau = R_{ref} \times C_m)$

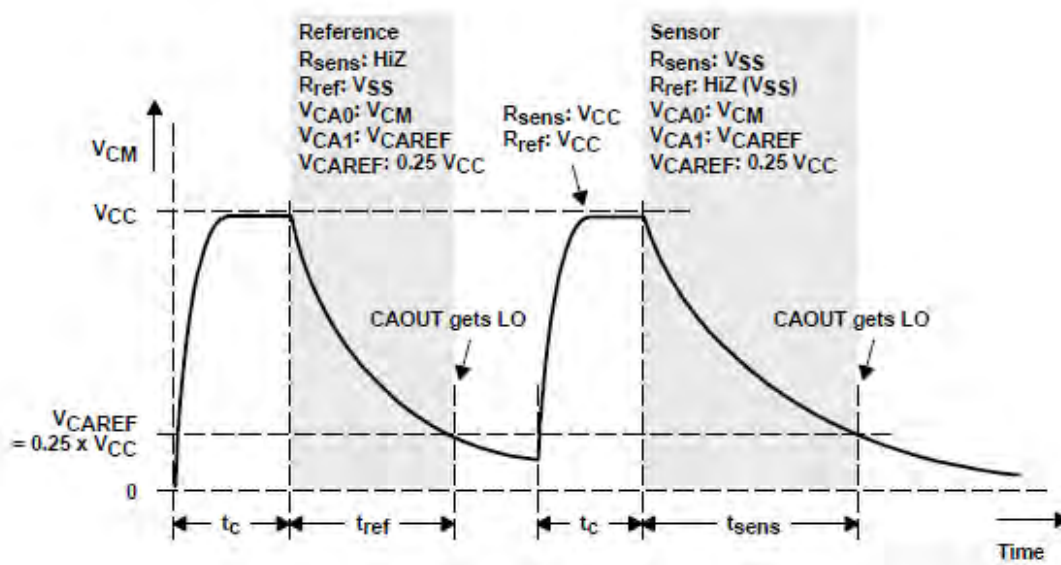


図7：抵抗測定時の $C_m$ からの電圧

基準抵抗 $R_{ref}$ 、センサー $R_{sens}$ それぞれを通してのキャパシタ・ディスチャージによって2つの指数方程式が求められます。さらに、単純化して、 $R_{sens}$ を計算できる式を導くことができます。

$$\frac{R_{sens}}{R_{ref}} = -\frac{t_{sens}}{C_m \times \ln \frac{V_{CAREF}}{V_{CC}}} \times -\frac{C_m \times \ln \frac{V_{CAREF}}{V_{CC}}}{t_{ref}} \rightarrow R_{sens} = R_{ref} \times \frac{t_{sens}}{t_{ref}}$$

極めて非線形なセンサー（NTCセンサーなど）のために、基準抵抗 $R_{ref}$ は、線形に最適化する抵抗が選択され、センサー測定時に、 $R_{sens}$ と並列に接続されます。計算式は下記になります。

$$R_{sens} = R_{ref} \times \frac{t_{sens}}{t_{ref} - t_{sens}}$$

2個以上のセンサーや2つの基準抵抗を接続することも可能です。

## 2.4. 電圧の測定

図8は、外部電圧 $V_{IN0}$ の測定方法を表しています。電源電圧 $V_{CC}$ を基準電圧として使用します。抵抗分割回路とディスチャージ回路の分離により、入力電圧 $V_{IN0}$ をキャパシタ $C_m$ のチャージに使用しなくてすむ利点があります。（通常、大きな時定数が伴います。）これにより、CA0入力端子には、常に正しい値の入力電圧が入力されます。図8は、基準測定時のコンパレータのスイッチの位置を表しています。

**補足：**これ以降で使用される下記計算式は、より単純化することが可能です。

$$V = A \times e^{x \times B} \quad \text{と} \quad V = A \times (1 - e^{x \times B})$$

指数関数は、下記のように近似可能であり、除算のみで計算できます。

$$V = \frac{D}{x + C} + E$$

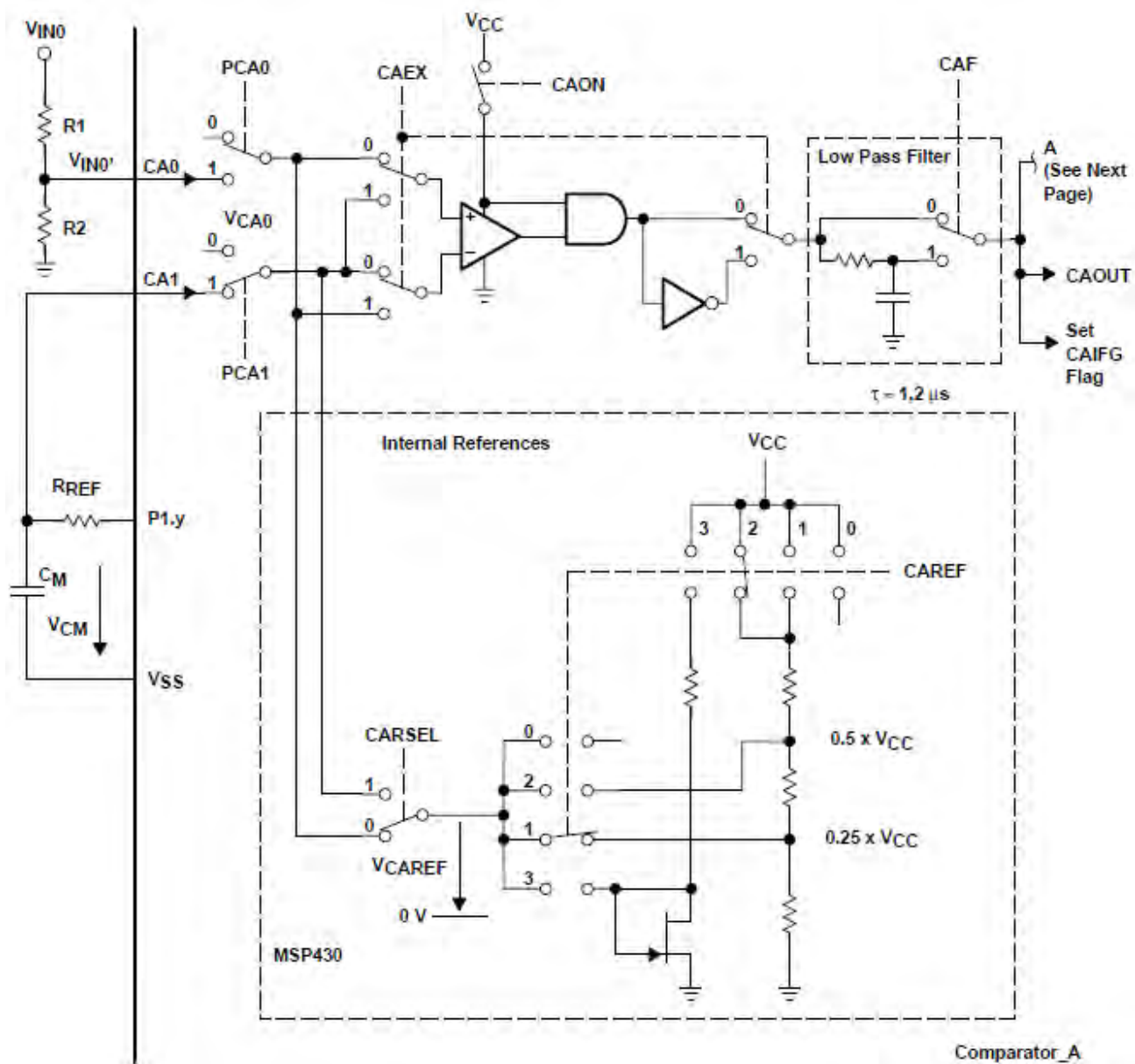


図 8 : 電圧の測定

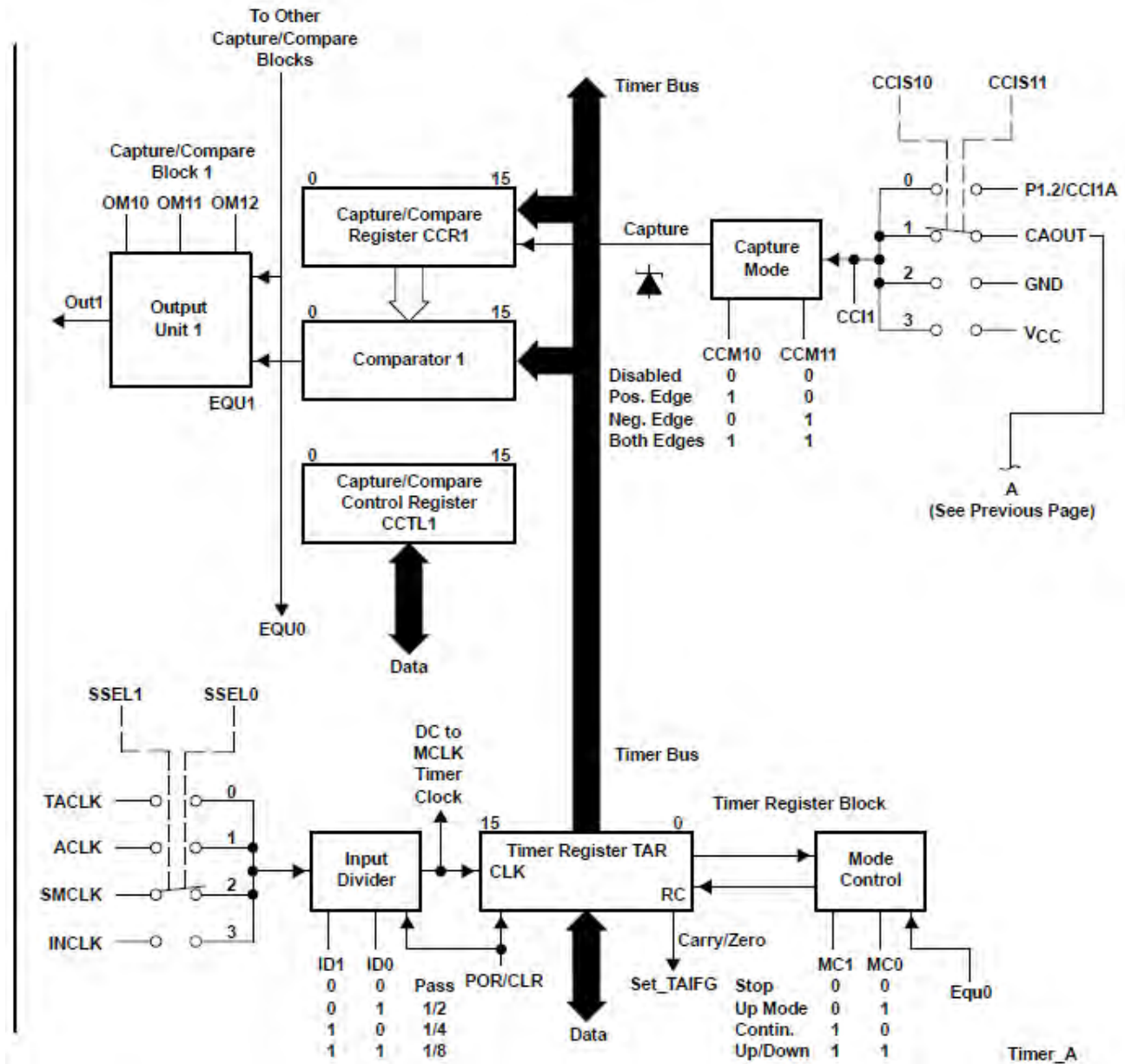


図 8 : 電圧の測定 (つづき)

ディスチャージ回路を使用して測定できる $V_{CA0}$  (コンパレータ入力CA0)の電圧は、次の電圧範囲に制限されます。

$$V_{CAREF} < V_{CA0} \leq V_{CM(MAX)} \quad (\text{デバイス・データ・シート参照})$$

電源電圧  $V_{CC} = 3.3V$ のとき、測定できる入力電圧 ( $V_{CA0}$ と $V_{CA1}$ )は、 $0.825V (0.25 \times 3.3V)$  から $V_{CM}$ までとなります。

分割抵抗 $R1$ と $R2$ からなる公称入力電圧は下記になります。

$$V_{CAREF} \times \frac{R1 + R2}{R2} < V_{IN0} \leq V_{CC} \times \frac{R1 + R2}{R2}$$



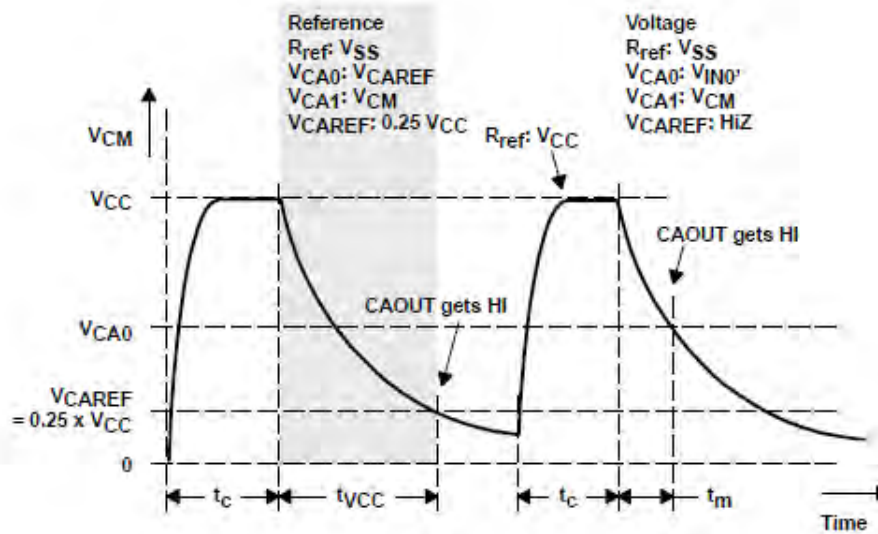


図 9 : ディスチャージ法による電圧の測定

図 9 にみられるように、キャパシタ  $C_m$  ( $V_{CC}$  にチャージされていた) は抵抗  $R_{ref}$  を通してディスチャージされます。時間  $tv_{cc}$  (ディスチャージ開始から  $V_{CREF}$  に到達まで) は前述の抵抗の測定と同様に、タイマ A により測定されます。

次に、PCA0 を 1 にセットします。(抵抗分圧された電圧  $V_{IN0}$  は、非反転入力に接続されます。) 内部基準電圧は  $CREF=0$  によりオフとなり、チャージされた  $C_m$  からディスチャージが繰り返されます。 $V_{cm}$  が  $V_{CA0}$  の電圧に到達したとき、コンパレータ出力 CAOUT は High になり正確な時間がタイマ A の CCR1 にキャプチャされます。

チャージ時間  $t_c$  は、 $5\tau$  (1%) から  $7\tau$  (0.1%) が適切ですが、要求される測定精度に依存します。(  $\tau = R_{ref} \times C_m$  )

入力電圧  $V_{IN0}$  は、 $t_m$  と  $tv_{cc}$  の 2 つの測定された時間から計算できます。

$$V_{IN0} = V_{CC} \times \frac{R1 + R2}{R2} \times e^{\frac{t_m}{tv_{cc}} \times \ln \frac{V_{CREF}}{V_{CC}}}$$

$V_{CREF} = 0.25 \times V_{CC}$  ですので、上記式は下記に置き換えることができます。

$$\ln 0.25 = -1.3862944$$

入力電圧  $V_{IN0}$  は、電流  $I_{IN0}$  に比例することから、電流測定も可能となります。

チャージ法は、測定する電圧または電流が 0 まで降下する場合に用いられます。この例では基準電圧を  $V_{CREF} = 0.5 \times V_{CC}$  にしてあります。測定は、完全にディスチャージされたキャパシタ  $C_m$  を使用します。次に、電圧が  $V_{CREF}$  と  $V_{CA0}$  に到達するまで、それぞれチャージします。(セクション 2.5 デジタル・モーター・コントロール参照) 2 つの測定された時間  $t_m$  と  $tv_{cc}$  を用いて、入力電圧  $V_{IN0}$  を計算します。

$$V_{IN0} = \frac{R1 + R2}{R2} \times V_{CC} \left[ 1 - e^{\frac{t_m}{tv_{cc}} \times \ln \left( 1 - \frac{V_{CREF}}{V_{CC}} \right)} \right]$$

$V_{CREF} = 0.5 \times V_{CC}$  ですので、上記式は下記に置き換えることができます。

$$\ln 0.5 = -0.6931471$$

## 2.5. デジタル・モーター・コントロール (DMC)

図 1 O は、MSP430F1121 と L293 によるモーター・コントロールです。L293 は一つのパッケージに 2 つの H-ブリッジを搭載しています。回転方向は P1.1 の出力により決定され、その速度はタイマ A の TA1 からの PWM 出力により決定されます。モーターの電流および温度はコンパレータ A と簡単な回路により測定されます。モーターの電流は常に正であるため、チャージ法のみが測定に適用され、ゼロの値までの到達が測定されます。

キャパシタCmは、測定開始前に0Vまでディスチャージされ、そして、電圧が $V_{SHUNT}$ に連動する $V_{CAREF}$ に到達するまでの時間を測定します。測定された時間 $t_{vcc}$ と $t_i$ の2つを使用して、モーターの電流の絶対値 $|I_{motor}|$ を計算します。計算式は、下記になります。

$$|I_{motor}| = \frac{1}{R_{shunt}} \times V_{CC} \left[ 1 - e^{-\frac{t_i}{t_{vcc}} \times \ln \left( 1 - \frac{V_{CAREF}}{V_{CC}} \right)} \right]$$

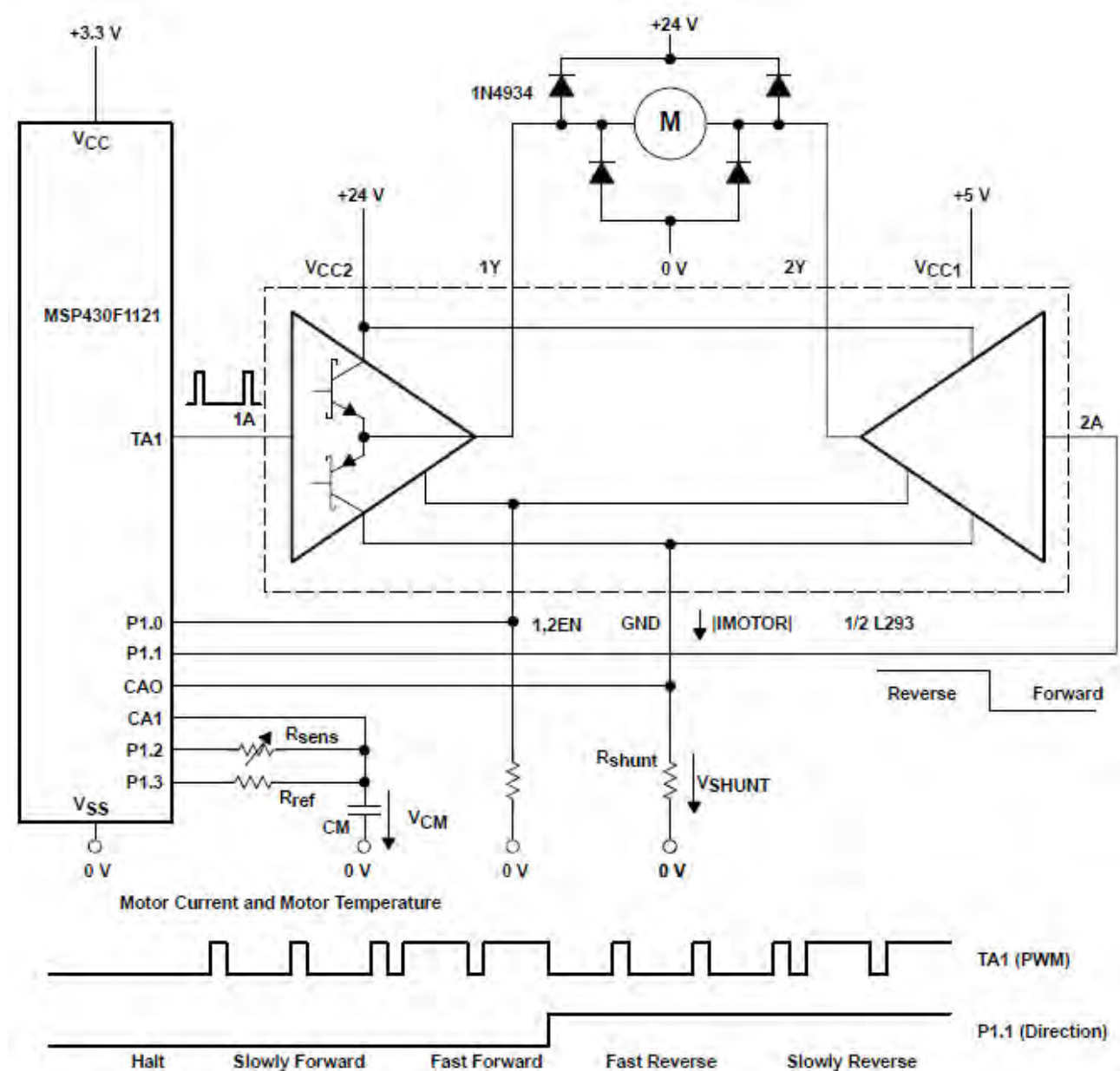


図 10 : PWM モーター・コントロール 電流と温度の測定



モーターの温度は、温度センサーRsensで測定されます。電流測定（tvccの値から求められる）の基準測定と、そして、温度測定のため、センサーRsensをチャージ法により測定します。2つの時定数tvccとtsensから、センサ抵抗を求めることができます。

$$R_{sens} = R_{ref} \times \frac{t_{sens}}{t_{vcc}}$$

図 1 1 は、電流と温度測定での、キャパシタCmの電圧Vcmを表しています。

ディスチャージ時間 td は、5τ (1%)から7τ (0.1%)が適切ですが、要求される測定精度に依存します。(τ=Rref×Cm.)

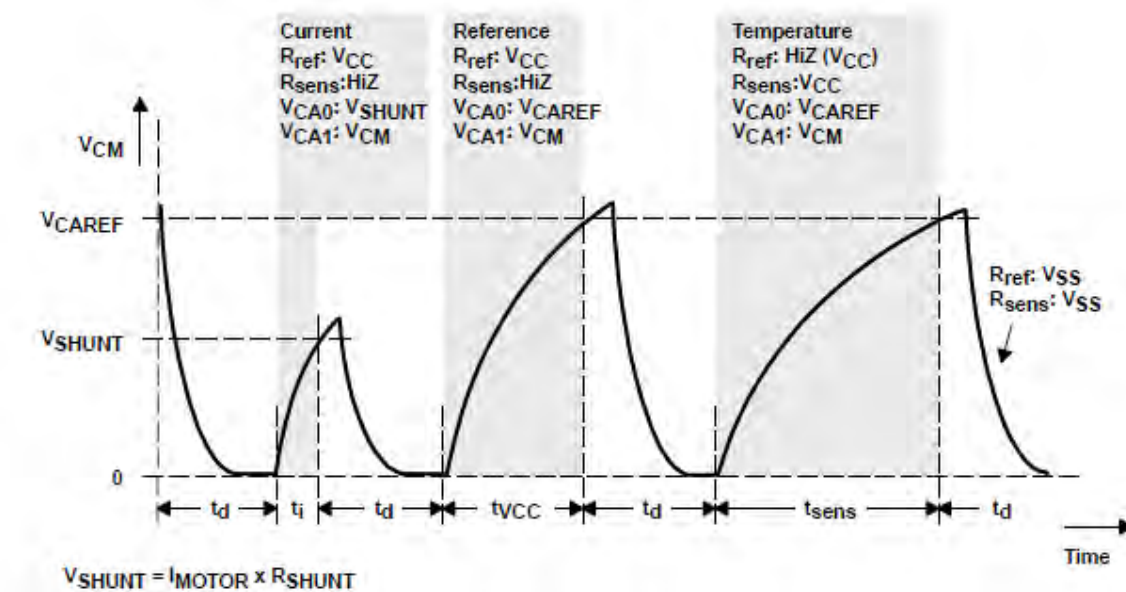


図 1 1 : 電流と温度の測定（チャージ法）

キャパシタCmは高い抵抗値により電圧 $V_{SHUNT}$ までチャージされませんので、周波数測定することもできます。測定周波数は、時定数τ=Cm×Rrefにのみ依存します。

トライアックによるモーター・コントロールでの電流も、コンパレータAを使って測定することができます。しかしながら、前述の方法は、モーター電流の正の半波を測定することのみができます。

## 2.6. センサー・ブリッジの接続

センサー・ブリッジをコンパレータAに接続して測定することもできます。増幅あり、または、増幅なしで異なったアプリケーションになります。それぞれの説明を記述します。

### 2.6.1. 増幅を伴わない測定

図12の回路図は、増幅の必要がない場合に利用できます。2つのキャパシタCm0とCm1は2つのブリッジの中間から接続され、電圧VmとVpまでチャージされます。その後、基準電圧0.25×Vccまでディスチャージされ、tm0とtm1それぞれの時間が測定されます。その時間から電圧VpとVmが計算されます。基準値は、電源電圧Vccから0.25×Vccまでのキャパシタのディスチャージ時間tvcc0とtvcc1から計算されます。

$$V_P = V_{CC} \times e^{\frac{tv_{cc1}-tm1}{tv_{cc1}} \times \ln \frac{V_{CAREF}}{V_{CC}}} \quad V_m = V_{CC} \times e^{\frac{tv_{cc0}-tm0}{tv_{cc0}} \times \ln \frac{V_{CAREF}}{V_{CC}}}$$

重要な値である $\Delta Rb/Rb$ （ブリッジ抵抗 Rb の圧力による変化）は、前述の2つの式から下記になります。

$$\frac{\Delta RB}{RB} = \frac{\Delta(V_P - V_m)}{V_{CC}}$$

4つの電圧測定 Vm, Vp, 2×Vcc により測定が完了します。

図12は、電圧Vpの測定時のコンパレータのスイッチを表しています。

スイッチ PCA0、PCA1、CARSEL、とCAEXは、Vm測定のためにトグルされます。これにより、同一のコンパレータのオフセットを含んだ電圧の測定が可能です。

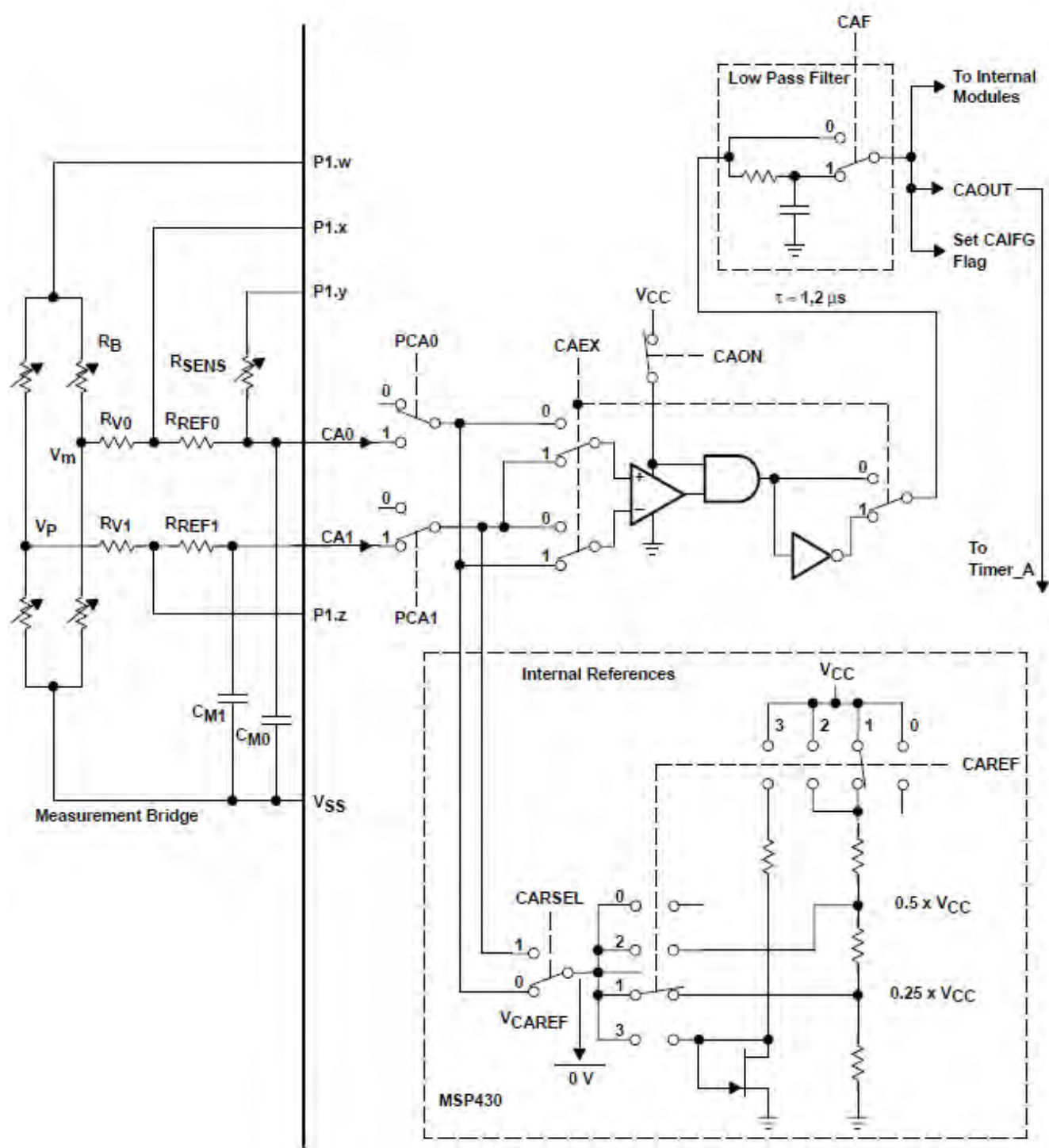


図 1 2 : ブリッジ測定時のコンパレータA接続

図13は、コンパレータ入力CA0に接続されたブリッジの接続点の電圧を表しています。ここでは、電圧 $V_m$ とその温度を測定しています。

チャージ時間  $t_c$  は、 $5\tau$  (1%) から  $7\tau$  (0.1%) が適切ですが、要求される測定精度に依存します。 $(\tau = R_{ref} \times C_m)$   $t_{ce}$  も同様となり、 $\tau_{ce} = (R_{ref0} + R_{v0} + R_{b/w}) \times C_{m0}$  となります。

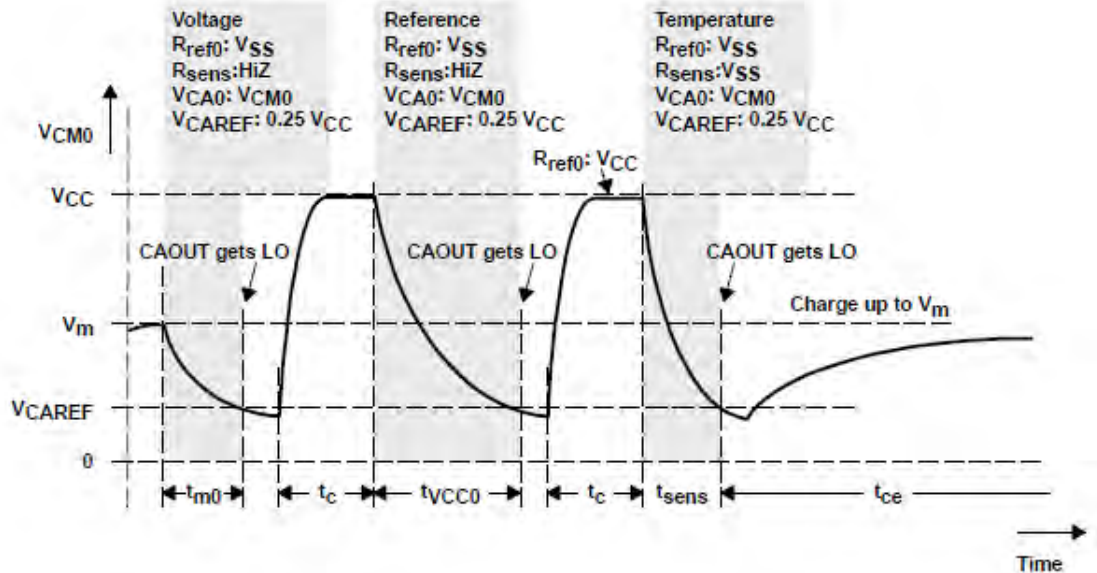


図13：ブリッジ測定中の電圧  $V_{cm0}$  ( $V_m$  と 温度)

ブリッジの温度はまた、図12のように測定されます。この温度は、ブリッジの温度補間に必要です。温度センサー $R_{sens}$ の値は、これまでのように測定されます。抵抗  $R_{ref0}$  は、温度センサーの線形化ができるように選択される必要があります。抵抗  $R_{ref0}$ は、完全にオフすることが出来ないため、このことは極めて重要になります。センサー抵抗 $R_{sens}$  は下記のように近似することができます。

$$R_{SENS} = R_{ref0} \times \frac{t_{sens}}{t_{vcc0} - t_{sens}}$$

#### 各構成部の計算

下記ステップは、図12の各構成部分の計算に用いられます。 $R_{ref1}$ 、 $C_{m1}$ 、 $R_{v1}$  は $R_{ref0}$ 、 $C_{m0}$ 、 $R_{v0}$ の構成部と等価であり、下記のように計算できます。

1.  $R_{sens} = f(T)$  となり、これは抵抗  $R_{lin}$ を最適に線形化します。
2.  $R_{lin} = R_{ref0}$
3. 時定数  $\tau$  は、 $\Delta R_b / R_b$ による最小分解能 $n$ を実現できるように選択されます。

$$\tau = R_{ref0} \times C_{m0} > \frac{n}{f_{meas} \times \left( \ln \left( 0.5 \left( 1 + \frac{\Delta R_b}{R_b} \right) \right) - \ln \left( 0.5 \left( 1 - \frac{\Delta R_b}{R_b} \right) \right) \right)}$$

4.  $\tau$  とキャパシタ  $C_m$  は、 $C_{m0} > \frac{\tau}{R_{ref0}}$
5. 抵抗  $R_{v0}$  は、ブリッジの最小負荷にします。  $R_b \ll R_{v0} \geq R_{ref0}$

ここで：

$n$ は、 $\angle Rb/Rb$ による最小分解能  
 $Rlin$ は、最適な線形化用抵抗 [Ω]  
 $fmeas$ は、測定周波数 [Hz]

例：ブリッジ・システムでは、下記のようなデータが必要です。

$Rlin = 10k\Omega$ 、 $n = 500$  ( $\angle Rb/Rb = 30\Omega/1k\Omega$ )、 $Rb = 1k\Omega$ 、 $fmeas = 3MHz$

1.  $Rlin$  は、 $Rref0$  を定義します。  $Rref0 = 10k\Omega$

2. 時定数  $\tau$  は、

$$\tau = \frac{500}{3MHz \times \left( \ln \left( 0.5 \left( 1 + \frac{30}{1000} \right) \right) - \ln \left( 0.5 \left( 1 - \frac{30}{1000} \right) \right) \right)} = \frac{500}{3MHz \times 0.06} = 2.78 \times 10^{-3} s$$

3. キャパシタ  $Cm0$  は、 $Cm0 > \frac{2.78 \times 10^{-3} s}{10k\Omega} = 278nF \rightarrow Cm0 = 330nF$

4. 抵抗  $Rv0$  は、 $1k\Omega \ll Rv0 \leq 10k\Omega \rightarrow Rv0 = 20k\Omega$

$\angle Rb/Rb = 30\Omega/1k\Omega$  から分解能  $n$  の結果は、

$$n = \tau \times fmeas \times \left( \ln \left( 0.5 \left( 1 + \frac{30}{1000} \right) \right) - \ln \left( 0.5 \left( 1 - \frac{30}{1000} \right) \right) \right)$$

$$n = 330nF \times 10k\Omega \times 3MHz \times 0.06 = 594$$

## 2.6.2. 増幅を伴う測定

図12の回路にで不十分の場合、オペアンプによる増幅が必要となります。このオペアンプは、2つのブリッジの中間電圧のそれぞれを増幅します。図14のようにコンパレータAに接続されます。これらの測定と近似は“電圧の測定”のセッションと同等です。重要な値 $\angle Rb/Rb$  ( $Rb \ll R2$ と仮定)は、下記のようになります。

$$\frac{\angle RB}{RB} = \frac{\angle V_{BR}}{v \times V_{CC}} = \frac{R2}{R1} \times \frac{\angle V_{BR}}{V_{CC}}$$

完全な測定サイクルは、2つの電圧測定から形成されています。

- ブリッジの負荷なしでの測定 (圧力なし)
- ブリッジの負荷ありでの測定

2つの測定から、電圧 $\angle V_{BR}$ が算出されます。温度測定が必要な場合は、“抵抗の測定”のセッションと同様に行われます。

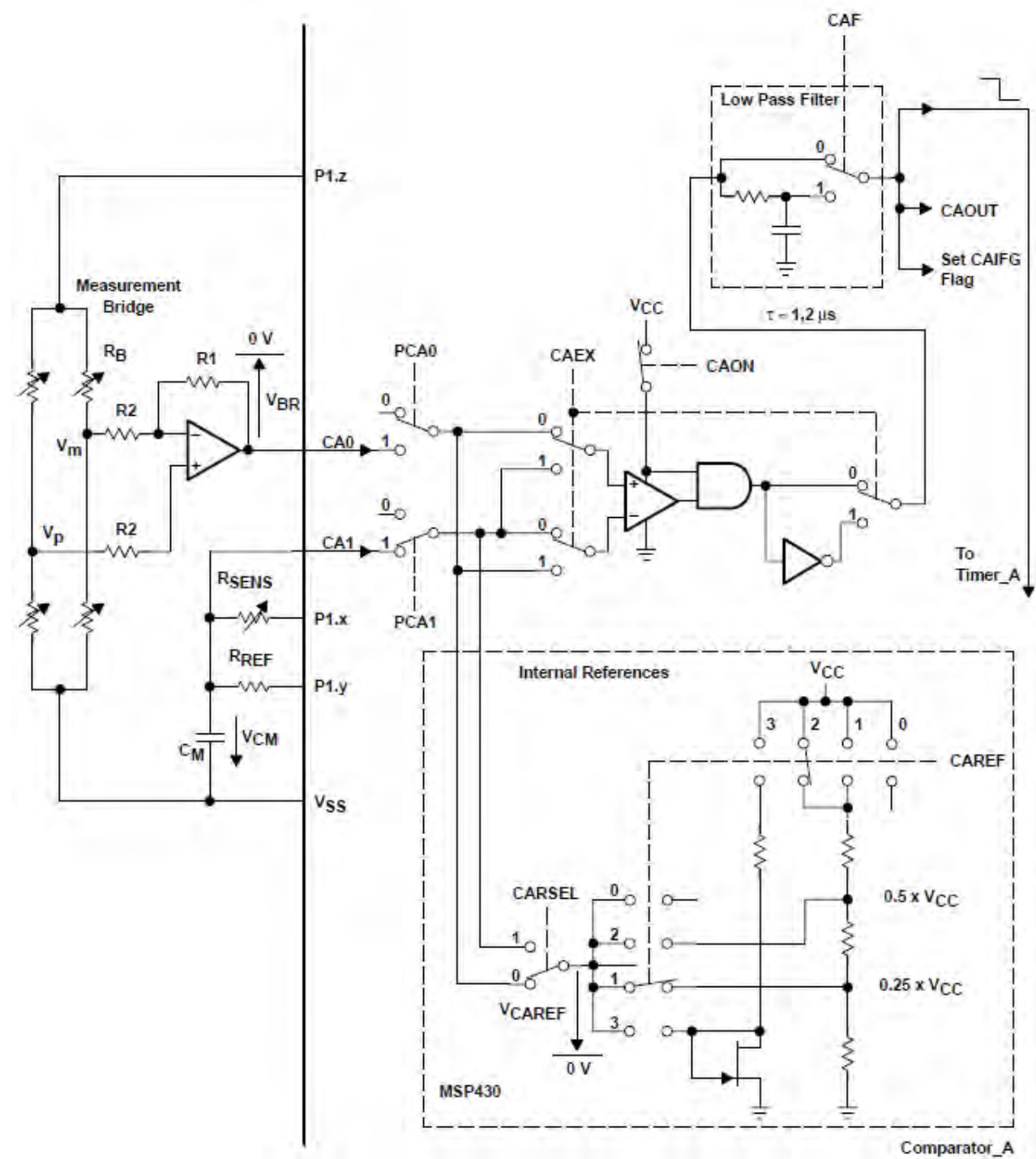


図 1 4 : 増幅を伴うブリッジ接続

## 2.7. キャパシタ（容量）の測定

図 1 5 は、基準キャパシタ  $C_{ref}$  を使用したキャパシタ  $C_x$  の測定回路図です。出力 P1.y は、キャパシタ  $C_x$  と基準測定時  $V_{ss}$  へ接続され、また、出力 P1.z は、未知の値のキャパシタ  $C_x$  と基準測定時  $V_{ss}$  へ接続されます。それ以外するとき、両方の端子はハイ・インピーダンスにします。 $C_s$  は回路上の浮遊容量です。

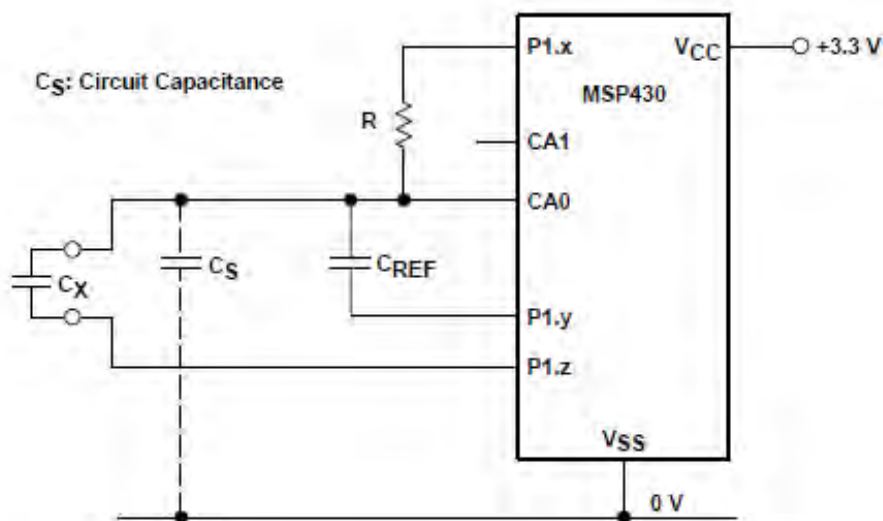


図 1 5 : 未知のキャパシタ（容量） $C_x$  の測定

2つの測定による電圧カーブは図 7（抵抗の測定）と同様になります。 $C_x$  を求める近似式は、下記になります。

$$C_x = \frac{t_x}{t_{ref}} \times (C_{ref} + C_s) - C_s$$

ここで、 $t_x$  と  $t_{ref}$  は、 $C_x$  と  $C_{ref}$  によるディスチャージ時間の測定から導かれます。キャパシタ  $C_m$  は、抵抗と電圧の測定回路で基準用に使用されます。キャパシタ入力 CA1 はまた、他の用途にも使用できます。以下のセクションをご覧ください。

## 2.8. その他のアプリケーション

2つのコンパレータAでの多用途向けアプリケーションを紹介します。

### 2.8.1. 2つの独立した測定回路

2つの完全に独立した回路をコンパレータA入力CA0とCA1に接続することができます。ただし、2つの回路は、内部基準電圧を使用する必要があります。例として、一つのチャンネルでは電圧を測定して、もうひとつは、スレッシュホールドを確認することができます。図16は、2つの独立した測定回路による抵抗の測定と入力信号の高速サンプリング処理(セクション2.2と2.3参照)を行う回路です。内部スイッチの位置は、抵抗測定用です。入力CA0を測定する場合は、全てのスイッチ（フィルタ・スイッチCAFを除く）をトグルします。

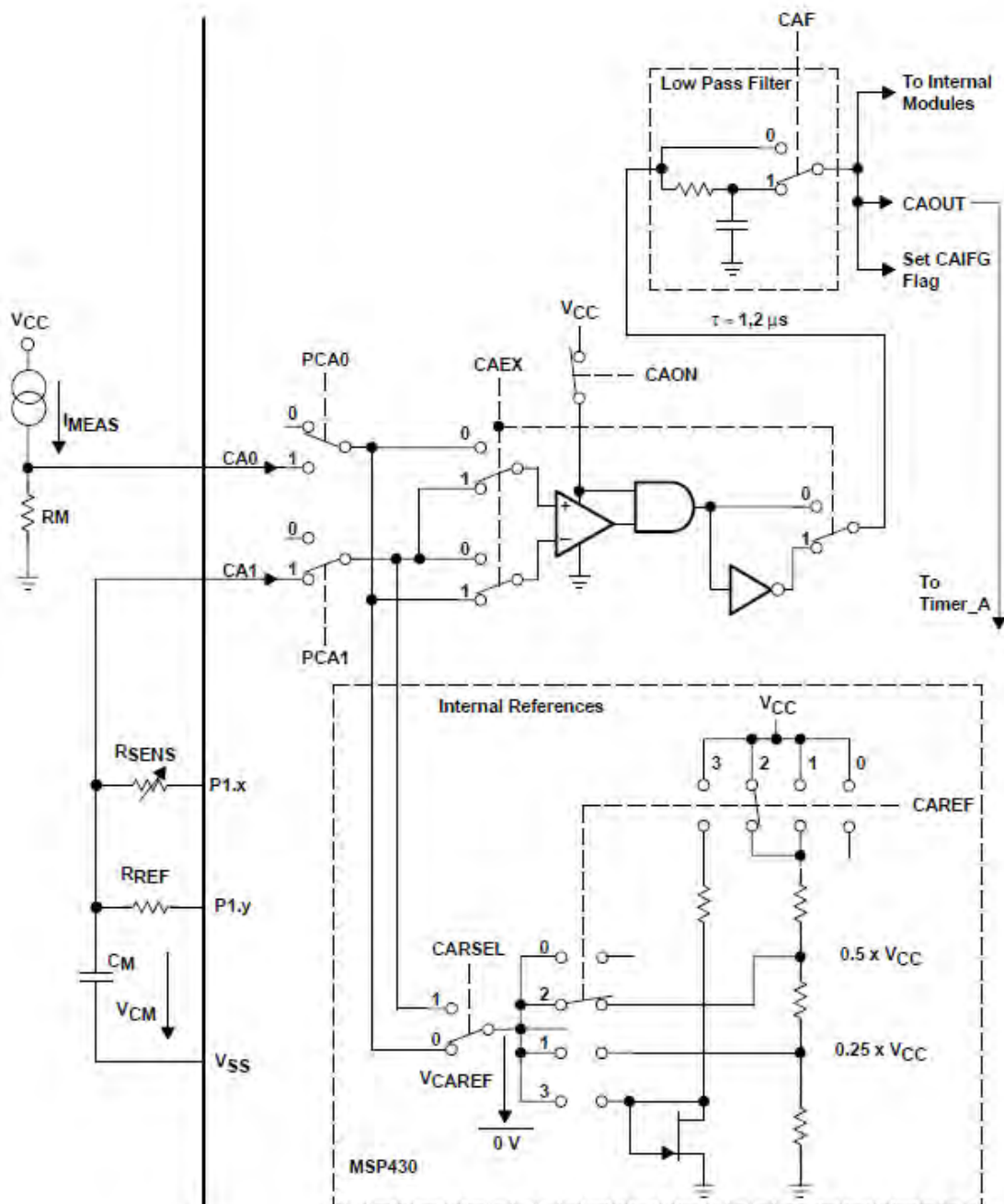


図16：2つのコンパレータA入力の独立した使い方



## 2.8.2. 内部基準電圧の外部への使用

比較目的で、コンパレータAの内部リファレンス電圧を使用できると便利な場合があります。これにより、外部回路への外部基準電圧とすることができます。図17は、コンパレータ入力端子CA1での内部基準ダイオード電圧を接続するスイッチの位置を表しています。

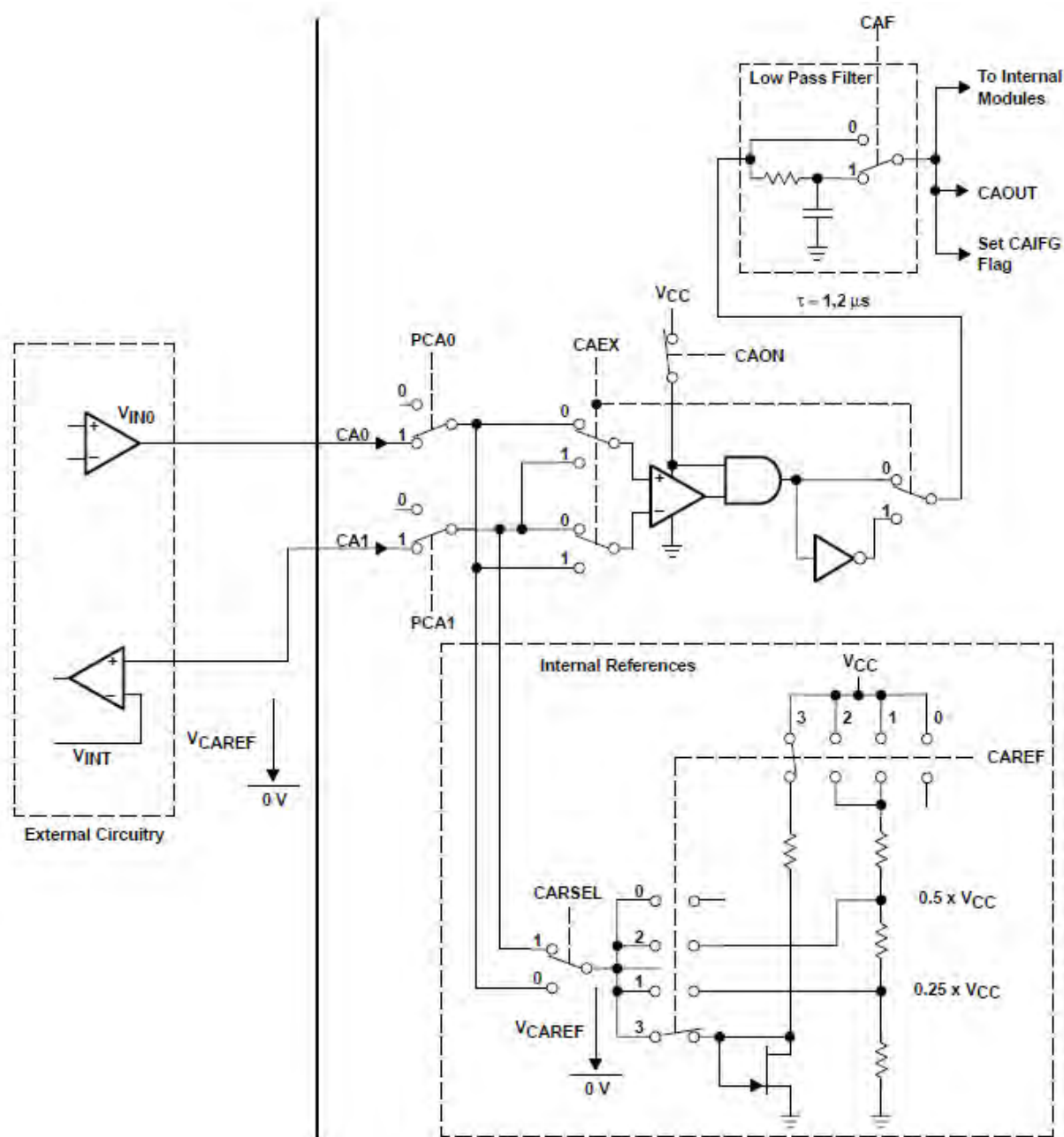


図17：内部基準電圧の外部への使用

### 3. 参考文献

1. MSP430x1xx Family ユーザーズ・ガイド (SLAU135)
2. MSP430x2xx Family ユーザーズ・ガイド (SLAU165)
3. MSP430x4xx Family ユーザーズ・ガイド (SLAU141)
4. MSP430x1xx Family User's Guide (SLAU049) (英文)
5. MSP430x2xx Family User's Guide (SLAU144) (英文)
6. MSP430x4xx Family User's Guide (SLAU056) (英文)
7. MSP430F1121A 日本語データシート (SLAS469)
8. MSP430F1121A Data Sheet (SLAS241) (英文)
9. MSP430 14-bit Analog-to-Digital Converter Application Report (SLAA045, SLAA046, SLAA047, SLAA048, SLAA050) (英文)

# ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated (TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間に取り引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定されうる危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えとか、保証もしくは是認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTI からライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不公正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不公正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されておられません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されておられません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2012, Texas Instruments Incorporated  
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

## 弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気
  - 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
  - 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
  - マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
  - 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。
2. 温・湿度環境
  - 温度：0～40℃、相対湿度：40～85％で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
    - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
  4. 機械的衝撃
    - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
  5. 熱衝撃
    - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
  6. 汚染
    - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
    - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上