

AVR465 : 干渉検出付き単相電力/電力量計

Atmel 8ビット AVR マイクロコントローラ

要点

- 費用効率と柔軟な単相電力量計
- 1級計器用IEC 61036精度必要条件を完全に満たす
- 最低20の各種干渉条件の下で正確な測定を検出、合図し続けます。
- 通常の単相電力量計へ格下げ容易な設計
- 内部フラッシュメモリ、SRAM、EEPROMでの簡潔な設計
- USARTと設定可能な入出力を含む
- 他のAVRマイクロコントローラへの移植によって容易に追加されるLCD
- 柔軟なファームウェア更新を許す安全で書き換え可能なフラッシュメモリ
- 追加の恩恵を与える1回、迅速、そして正確なデジタル校正
 - 自動化することができる校正
 - タイミング部品不要
 - 校正係数が内部的に格納されるため、外部EEPROM不要
- 10,000力積/kWhを超える調整可能な電力量パルス出力
- 有効電力、電圧、電流がUSARTインターフェース上で容易にアクセス可能
- 他のどのAVRマイクロコントローラへも容易な移植の設計
- 1.8Vへの低下動作を許す低電力AVRマイクロコントローラ

序説

この応用記述は干渉論理部を持つ単相電力/電力量計を記述します。この設計は単相分配環境での有効電力、電圧、電流を測定します。それは活(Live)線と中立(Neutral)線の両方で有効電力を測定するのに2つの電流変換器を使う通常の単相計と異なります。これは計器に信号の検出を許し、例え外部的な干渉の攻撃を受け易い時でも、信頼に足る測定を続けます。

計器の心臓はAVRマイクロコントローラです。全ての測定はデジタル領域で実行され、測定結果は周波数変調されたパルス出力の形式とUSARTインターフェース上でアクセス可能な平文の値として利用可能です。これは機械的な表示計数器に基づく費用効率的な応用での使用をこの設計に許します。代わりに、この設計は遠隔読み取り(AMR)、要求有り次第の記録、複数料金表、その他のような機能を持つより電算化された応用に簡単に合います。

230Vと10Aの動作用に構築された試作は500:1の動的範囲に渡って1%よりも良い精度を示しました。注意深いPCB設計とこの資料の最後で与えられる指針に従うことで、精度は更に増すことができます。この計器は他のどんな電圧と電流の設定にも合うように容易に構成設定されます。

目次

1. 概要	3	3.11. 要約:既定	14
2. 計器ハードウェア	3	4. 計器構成設定	14
2.1. 警告:衝撃危険	3	4.1. 警告:接地予防処置	14
2.2. 電源	3	4.2. ハードウェア構成設定	14
2.2.1. 電力予算	3	4.2.1. 警告:流電(ガルバニック)絶縁	15
2.2.2. 理屈	4	4.2.2. プログラミング	15
2.2.3. 雑音の供給元	4	4.2.3. 校正と計測	15
2.2.4. 部品値	4	4.3. ファームウェア構成設定	15
2.3. アナログ前処理部	5	5. 校正例	16
2.3.1. 電圧前処理部	5	5.1. 構成設定	16
2.3.1.1. 相互干渉	5	5.2. 段階1 - 初期化	16
2.3.2. 電流前処理部	5	5.3. 段階2 - 利得	16
2.3.2.1. 利得計算	6	5.4. 段階3 - 位相	17
2.3.2.2. 全尺計算	6	5.5. 段階4 - 最終利得	17
2.3.2.3. DC不結合	6	5.6. 段階5 - 検証	17
2.3.2.4. DCハイアス	6	6. 測定結果	17
2.3.2.5. 雑音除去	7	6.1. 電力消費	17
2.3.3. 保護回路	7	6.2. 精度	18
2.4. マイクロコントローラ部	7	7. 流れ図	18
2.4.1. 合図LED	7	7.1. 主プログラム	18
2.4.2. 表示計数器	7	7.1.1. 初期化	19
2.4.3. プログラミングインターフェース	7	7.1.2. 文字入力処理	19
2.4.4. 直列インターフェース	7	7.1.3. 計算周回処理	20
2.4.4.1. 通信雑音	8	7.1.4. SetPulse()	21
2.5. 要約:既定	8	7.2. タイマ/カウンタ割り込み処理ルーチン	22
3. 計器ファームウェア	8	7.3. ADC割り込み処理ルーチン	23
3.1. 採取とタイミング	8	8. 回路図	24
3.2. DC変位(オフセット)除去	8	9. 部品表	25
3.3. 有効電力測定	8	10. 計器の更なる開発	25
3.4. 電力量パルス出力	9	10.1. アナログ前処理部	25
3.4.1. 通常動作形態タイマ/カウンタ(T/C)	9	10.2. 電源	26
3.4.2. 拡張動作形態タイマ/カウンタ(T/C)	9	10.3. マイクロコントローラ部	26
3.5. 表示パルス出力	10	10.4. 計器ファームウェア	26
3.6. 電圧と電流の測定	10	11. 改訂履歴	26
3.7. 干渉検出	10		
3.7.1. 地絡	10		
3.7.2. 逆流	11		
3.8. 校正	11		
3.8.1. 位相	11		
3.8.2. 電流利得	11		
3.8.2.1. 例	12		
3.8.3. 電圧利得	12		
3.8.4. 有効電力利得	12		
3.8.5. 計器定数	12		
3.8.5.1. 制限	12		
3.8.6. 表示定数	13		
3.8.7. 係数配置	13		
3.9. プログラム定数	13		
3.9.1. AMP_LO	13		
3.9.2. SAT_LO,SAT_HI	13		
3.9.3. GAIN_HOLD	13		
3.9.4. I_MIN	13		
3.9.5. OFFSET	13		
3.9.6. NMAX	13		
3.9.7. NORM	13		
3.9.8. DP_ON	13		
3.10. デューティサイクル	14		

1. 概要

電力計は時々電力量計として参照され、そしてその逆もです。定義により、(有効)電力は有用な動きを実行するのに必要と(または消費)される何かの測定です。例えば、定格100Wの電球は光(と熱)を作成するために100Wの有効電力を消費します。電力量は定義により、既知の時間の期間でどれ位の動きが必要とされるかの測定です。電球の例では1時間の間、電球をONにして置くことは $100W \times 3600秒 = 360000Ws(ワット秒) = 100Wh(ワット時)$ の電力量を消費します。

この応用記述で記述される計器は電力計、電力量計、またはキロワット時計として参照することができます。電力量パルス(EP)出力は計器によって記録されるような有効電力の容易な指示で、パルスの周波数は有効電力に直接比例します。時間でパルスを積分することができます。記憶目的に関し、計器は様々な表示計数器を直接駆動するために2つのパルス出力(DPPとDPN)を含みます。全てのパルス出力はどんな妥当な速度にも構成設定することが容易です。既定はEP出力に対してキロワット時当たり10,000力積で、DPP/DPNパルスに対してキロワット時当たり100力積です。

パルス速度だけは容易く調整されません。全ての測定結果はデジタル領域で校正でき、どんなタイミング部品の必要も取り去ります。これは電流変流器での位相遅延に対する補償の調整を含みます。校正事象は自動化することができ、伝統的な電気機械計器で必要とされる時間を浪費する手動タイミングを一掃します。デジタル校正は高速且つ効率的で、製品全体の時間と費用を低減します。校正係数は内部EEPROMで安全に格納され、外部デバイスの必要性を更に減らします。計器の頭脳は提供される開放ソースであるファームウェアです。

それが干渉検出、単相計に対して必要とされる全機能を含むとは言え、それは何時でも変更して更新することができます。現場でさえ。ファームウェアは実装のための変更を容易にするCで全体的に書かれています。完全性と知的所有権はAVRマイクロコントローラの施錠ビットを使って保障することが未だ容易です。

2. 計器ハードウェア

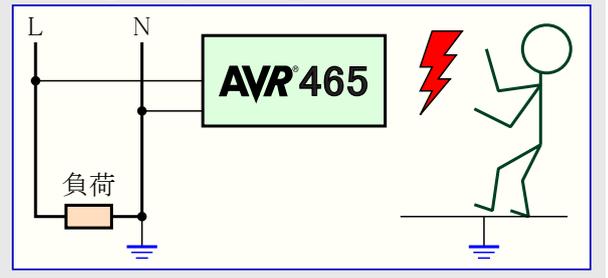
電力量計ハードウェアは電源、アナログ前処理部、マイクロコントローラ部、インターフェース部から成ります。

2.1. 警告: 衝撃危険

この応用記述で記述される計器は高電流と高電圧に接続します。高電流と高電圧は危険であり、致命的でさえ有り得ます。従って、計器は資格のある技術者だけによって操作されるべきです。Atmelはこの資料またはここで記述される応用の使用からの結果で有り得るどんな結果に対しても責任を取りません。

線の電圧と計器間に絶縁物が全くありません。従って、高電圧を含む計器の部分と電源の低電圧出力までもが主要部に接続されます。注意して使ってください。計器は不慮の電圧衝撃を避けるために非誘電体容器で囲まなければならない。

図2-1. 電気的な衝撃の危険



2.2. 電源

電源は低効率ですが、費用効率的で簡潔な設計です。それは可能な限り低い費用で、計器によって必要とされる電力量を丁度提供することを意図されます。計器に対して強化が行われる場合、部品のいくつかに対して新しい値を得る必要があるかもしれません。

2.2.1. 電力予算

表2-1は計器の主要部分の代表的な電流消費を要約します。

表2-1. 主要計器部分の代表的な電流消費

部分	内包物	継続	頂点
前処理部	演算増幅器 (注1)	0.2mA	0.2mA
マイクロコントローラ	AVR (活動動作, 4MHz) (注2)	1.8mA	3.5mA
LED	全LED (各々 1mcdの明るさ)	なし (注3)	3.0mA
表示	表示計数器 (400Ωの巻き線インピーダンス)	なし (注3)	7.5mA

注1: LMV358データシートに従った代表的な消費

注2: Atmel ATmega88データシートにより

注3: LEDは殆どOFFで表示計数器は稀に更新されます。

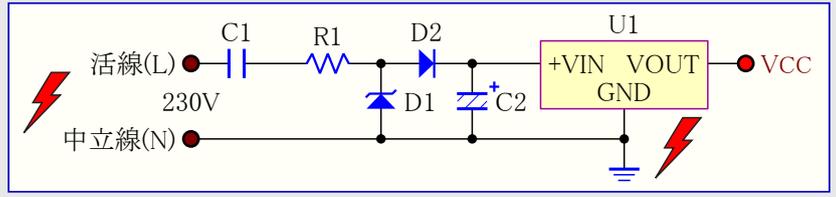
頂点電流は短時間で、主に表示計数器が更新される時に起きます。最悪の筋書きは表示計数器が更新され且つ全てのLEDが点灯する時です。代表的に、電源は(3Vで)10mW未満を供給できることが必要ですが、計数器の巻き線を逆にするのに必要とされる短い集中電力量も配給できなければなりません。

2.2.2. 理屈

電源は図2-2.で図解されます。図2-2.は8. 回路図章で図解されるような計器の電源部と同様ですが、部品番号が同じではありません。

活線と計器接地間の直流的接続に十分注意してください！。

図2-2. 安価な変圧器なし電源



電源は半波整流に基づきます。負の半波間にC1コンデンサが充電され、正の半波間にコンデンサは流出されます。D1 ツェナー ダイオード(-D2 ダイオードの順方向電圧)はC2の電圧が充電されるのを指図します。U1電圧調整器は安定な出力電圧を生成するのにC2内に格納された電力量を使います。R1抵抗器はC1の充電と放電を制御し、D1 ツェナー ダイオードを通る電流の流れも制限します。

2.2.3. 雑音の供給元

注: 貧弱な計画と実現の場合に、電源が雑音の供給源になり得ます。

GND接続が非常に重要です。例えば、ツェナーを通る電流の流れはむしろ大きく、同じGND布線がツェナー及び演算増幅器(電流前処理部をご覧ください)と共用される場合、測定結果は大きく低下されるでしょう。代表的に、これは測定される電流信号で奇数次高調波として見るすることができます。

GND接続に星型結線を使うことが推奨されます。

2.2.4. 部品値

3.3VのU1電圧調整器に関する消滅電圧は5Vです。入力電圧が消滅電圧以下に落ちる時に、デバイスは調整を止めます。調整器入力は例え流出周期の最後で且つ最悪電流消費であっても、この水準以上を保たなければなりません。

開始点として、ツェナー ダイオードは15Vに指定されます。これは調整器の最小入力電圧到達前に放電するためのC2コンデンサ用のより大きな上余裕にします。

次に、C2コンデンサの大きさが計算されます。最小の大きさは以下のように、コンデンサの標準的な放電関数に基づいて導き出されます。

式2-1. 充電コンデンサの大きさを計算する式

$$V = V_0 \times e^{-\frac{t}{RC}} \Rightarrow -\frac{t}{R \times \ln\left(\frac{V}{V_0}\right)}$$

ここでtは放電時間、V₀は初期電圧、Vは放電後の電圧、そしてRはコンデンサを放電する負荷です。最悪電流消費が14mA(表2-1.をご覧ください)の場合、等価負荷抵抗はR=3V/14mA=214Ωです。最悪電流消費は表示計数器を駆動する時に起こります。駆動パルスの長さは既定によって100msです。充電コンデンサの電圧が1つの表示パルスの長さの間に(電圧)調整器の最小へ落ちることを許すと仮定すると、コンデンサの最小の大きさは次のとおりです。

式2-2. C2コンデンサの最小の大きさ計算

$$C = \frac{0.1s}{214\Omega \times \ln\left(\frac{5V}{15V}\right)} = 425.3\mu F \approx 470\mu F$$

次に、C1コンデンサが計算されます。このコンデンサの大きさはそれが主線からどれ位の電力が引き出されるかを指示するため、可能な限り小さくあるべきです。また、より大きなコンデンサはそれがより高価です。このコンデンサの最小の大きさは格納される充電(Q=CU)と電流(I=Q/t)の基本関数から導き出されます。C1コンデンサに関して、C2コンデンサが短期的に電流を保持するのに十分な電力量を格納するため、それは上の最悪電流(14mA)を使うことが、もはや必要とされません。10mA定常電流、コンデンサが1つの50Hz半周期に渡って流出され、電圧が標準の80%と仮定すると、コンデンサの必要とされる最小の大きさは次のとおりです。

式2-3. C1コンデンサの最小の大きさ計算

$$C = \frac{I \times t}{U_{MANS}} = \frac{0.01A \times 0.01s}{0.8 \times 230V} = 0.543\mu F \approx 0.68\mu F$$

このコンデンサは各半周期で完全に充電されることが必要です。充電時間はR1抵抗によって指示され、この大きさは経験則の所謂5RCを用いて導き出すことができます。5RC則は充電段階に関し、電圧に於いて、コンデンサが5倍の(RC)時定数でその最終値の1%以内に充電することを言います。正の半周期の頂点で(殆ど)完全に充電されるべきコンデンサを指定すると、R1抵抗の最大の大きさは次のように予測することができます。

式2-4. 充電制限抵抗の最大の大きさ計算

$$t = 5 \times R \times C \Rightarrow R = \frac{t}{5 \times C} = \frac{0.005s}{5 \times 0.68\mu F} = 1470\Omega$$

R1抵抗の別の制限は、それが1つの半周期間で十分な充電をするために、C2コンデンサに対して十分に小さくしなければならないことです。より大きなR1は各周期でC2が充電されません。一方、C2充電が1つの半周期中に99%になるようなR1指定は、これがR1を非常に小さくしてD1ツェナーダイオードでの電力消費を非常に大きくするため、これは不合理です。代わりに、相当な充電水準が選択され、R1はそれによって指定されます。例えば、R1=470Ω設定は計器を上手く動かします(電圧調整器への入力電圧は代表的に何時も13V以上に留まります)。

2.3. アナログ前処理部

アナログ前処理部は高電圧線に対してインターフェースする部分です。それは高電圧と高電流の状態をもっと繊細な電気回路を傷つけない信号の水準に落とします。これは高電圧と高電流をマイクロコントローラのA/D変換器(ADC)によって直接的に測定されるべき、十分に小さな電圧に変換します。

この計器の公称線電圧は230Vで最大定格電流は10A、この両方はどのマイクロコントローラにも直接的に供給するのに明らかに大きすぎる信号です。アナログ前処理部は線電圧と線電流を1Vp-pよりも大きくない振幅を持つ電圧に変換します。この前処理部は以下で記述されるように、他のどの線電圧または電流に対しても構成設定が容易です。

2.3.1. 電圧前処理部

線電圧は図2-3.で図解されるように、最初に梯子型抵抗を使って大きさを小さくされ、その後DC濾波されて最後にDCバイアスされます。

注: 部品番号が図8-1.でと同じではありません。

R1-R2梯子型抵抗は既定によって線電圧が公称電圧の115%に達した時に次のように1.1Vp-p信号を生成します。

式2-5. 線電圧大きさ縮小

$$U_{MAX} = U_{NOM} \times 1.15 \times \frac{R2}{R1 + R2} = \frac{230V \times 1.15 \times 1k\Omega}{681k\Omega} = 0.388V = 1.099V_{P-P}$$

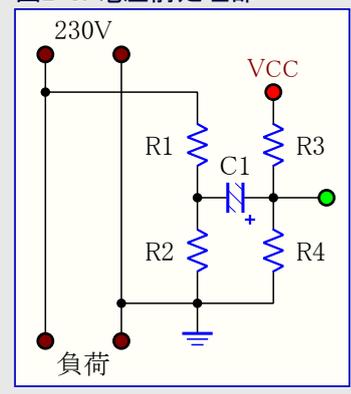
公称電圧は既定によって230Vで、過電圧に対して15%の上余裕にするため、265Vの限界があります。

R3-R4梯子のDCバイアスは中間のAC信号をADC基準電圧上に置きます。既定により、それは以下のようにAtmel ATmega88(1.1V基準電圧)と3V供給電圧に合う大きさにされます。

式2-6. 縮小した信号のDCバイアスレベル

$$U_{DC} = U_{VCC} \times \frac{R4}{R3 + R4} = \frac{3V \times 680k\Omega}{3.68M\Omega} = 0.55V \doteq \frac{U_{AREF}}{2}$$

図2-3. 電圧前処理部



2.3.1.1. 相互干渉

注: 電圧前処理部は雑音の潜在的な供給源を作る、相当な振幅の電圧を扱います。

妨害は電流測定回路内へ容易く放射され、そしてそれは測定されるべき実際の信号を妨害するでしょう。代表的に、これは小信号振幅と非単一性力率で非直線誤差として示されます。単一性力率で、電圧と電流の信号は電圧と電流のチャンネル間での位相と相互干渉に於いて、単に校正することができる利得誤差として現れます。電圧と電流が位相でない時に、相互干渉は校正することができない、測定での非直線効果を持ちます。

相互干渉は良いPCB設計と正しい濾波部品の使用の方法によって最小化されます。

2.3.2. 電流前処理部

電流前処理部は電圧前処理部よりも少しだけもっと複雑です。これは線電圧が230Vと言う一定に留まりますが、線電流は負荷で変化するためです。線電流は代表的に数mA~10Aまたはそれ以上の範囲に及びます。そのような広範囲に渡って1%の測定精度を達成するために、A/D変換器(ADC)は16ビット付近の分解能を持つことが必要でしょう。目的対象デバイスが10ビットのA/D変換器しか含まないため、この前処理部は小さな尺度の信号を増幅しなければなりません。電流前処理部は従ってMCUによって制御される設定可能な利得段を含みます。

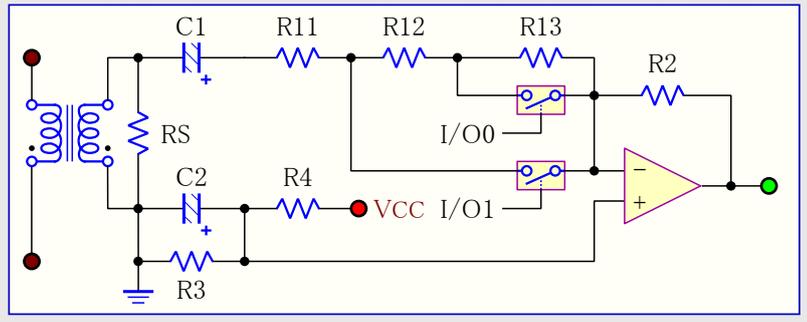
設定可能な利得段に対する設計基準は非常に寛大ではなく、利得段はAC信号を100倍付近まで増幅しなければなりません、少ししか、または全くDC増幅を提供しません。これは入力にDCバイアスされたAC信号で、利得段が小さなDC増幅でさえ提供する場合にその出力が飽和するからです。加えて、利得はMCUによって設定可能でなければならず、安定時間は1秒よりもかなり少なくなければなりません。最後に、設計は費用効率的でなければなりません。

上記を実現する方法の多くの例群がありますが、それらの殆どは遅かれ早かれ設計記述の最低1つによって除外されます。けれども良い開始点は演算増幅器で、それらは共通で、広い変種で存在し、そして非常に費用効率的にすることができます。

小さな実験は、殆どが高いACと低いDCの利得に関する必要条件のため、非反転増幅器がこの設計に対して実行可能な位相でないことを直ぐに示します。重要な周波数帯を考慮すると、AC結合の非反転増幅器はDC非結合のために非常に大きな(そして高価な)コンデンサを必要とします。また、DC非結合コンデンサは利得が切り替わった時に非常に長い切り換え時間を導きます。利得が可変を必要とするため、DCレベルは0に調節することができません。

やや(けれども非常にではない)大きなコンデンサが使われることを未だ必要とするとは言え、実行可能な解決策は反転増幅器位相数学から見つかります。利得構成設定抵抗は図2-4.で示されるように、74HC系論理素子での安価な切り換え器を使って入力と出力を容易く交互切り換えします。示される利得段は高速切り替え時間を持ち、高いAC利得と低いDC利得を許します。

図2-4. 両側性スイッチ(74HC4066)使用の可変利得を持つ反転増幅器



2.3.2.1. 利得計算

反転増幅器の利得は次のとおりです。

式2-7. 反転増幅器の利得

$$A = -\frac{R2}{R1}$$

ここでR1はR11、R12、R13の直列接続から成ります。利得はR12またはR13の抵抗の1つを短絡することによって調整されます。これは図2-4.でI/O0とI/O1として示されるMCUの2つの入出力ピンによって制御される双方向切り換え器を使って行われます。

利得調整抵抗は各範囲が前に対して約8倍の増幅を持つような範囲にされます。切り換え器の数は上手く増されて利得差が減らされるかもしれませんが、2つの連続する範囲間で8よりも大きな利得を持つことは推奨されません。これはそれが更なる増幅をされ得る前に10近辺の利得差は信号を1%精度以下に低下させるからです。

表2-2.は利得がMCUからどう調整されるかを説明します。

表2-2. 反転増幅器の利得調整 (R2=470kΩ)

I/O0	I/O1	範囲	R1インピーダンス	利得
Low	Low	低	R11+R12+R13=6.8kΩ+39kΩ+330kΩ (注2)	-(470/375.8)=-1.25
Low	High	中	R11+R12=6.8kΩ+39kΩ	-(470/45.8)=-10.26
High	x (注1)	高	R11=6.8kΩ	-(470/6.8)=-69.11

注1: I/O0がHighの時に効果なし

注2: 全ての切り換え器開放:全ての抵抗が直列に接続されます。

2.3.2.2. 全尺計算

RS分路抵抗と電流変流器は電流変流器の主巻き線を通して最大電流が流れ、増幅器が最小利得に設定される時に増幅器の出力で1VP-Pよりも大きな電圧の信号が存在しないように縮尺されます。例えば、2500:1の電流変流器、68Ωの抵抗、そして増幅を最小に設定(上をご覧ください)を使うと、出力での電圧は次のとおりです。

式2-8. 増幅器出力での全尺電圧

$$U_{MAX} = \frac{A \times R_S \times I_{MAX}}{N} = \frac{1.25 \times 68\Omega \times 10A_{RMS}}{2500} = 0.34V_{RMS} \approx 0.96V_{P-P}$$

2.3.2.3. DC不結合

増幅器の入力信号はDC不結合にされなければなりません。これは図2-4.でC1コンデンサを使うことによって行われます。それはR1+C1が特に高利得で歪信号かもしれない高域通過濾波器(HPF:High Pass Filter)を形成することに注意されるべきです。HPFの折点周波数またの-3dB点は次のように計算されます。

式2-9. HPFの折点周波数

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1}$$

HPFの折点周波数のより近くは周波数帯の重要なことで、より高くは位相と振幅の歪です。この2つの周波数間で最低100倍の距離を保つことが推奨されます。50Hz線周波数と最小R1=R11=68kΩに於いて、C1は47μFよりも小さくあるべきではありません。

2.3.2.4. DCバイアス

利得段の出力信号は演算増幅器の非反転入力に存在するDCレベル付近にバイアスされます。従って、このDCレベルはMCUのA/D変換器(ADC)の基準電圧の正確な半分であるべきです。1.1V基準と仮定すると、R3-R4分圧器は安定な0.55Vを生成すべきです。分圧器は低い電流消費を保つために大きなインピーダンスを持つべきで、そのため高インピーダンスが雑音を増します。例えば、3V供給電圧と仮定すると、適合する値の組は3MΩ+560kΩです。

DCレベルは1つまたは多くのコンデンサで安定化されます。最低1つのμF範囲のコンデンサを含むことが推奨されます。

2.3.2.5. 雑音除去

正確な測定をするために、入力信号は特に低振幅で可能な限り綺麗でなければなりません。低振幅の入力信号は採取して処理されるであろう前に増幅され、そしてそれは信号内の雑音も大きくされることも意味します。測定範囲の最低に於いて入力信号は10mV以下の振幅を持ち、これは(1mV以下だとすれば)代表的にオシロスコープで見ることが可能でない雑音が10%ほど信号を歪ませるかもしれないことを意味します。

雑音は良いPCB設計と濾波器部品の正確な大きさと配置を用いて除去することができます。

2.3.3. 保護回路

電力量計は過酷な環境で操作しがちです。計器は度々過電圧と電流のスパイクに晒されます。このような妨害が正しく防御されない場合、それらはMCUへの方向の全てを妨害し、それを動作限界の外へ駆動するかもしれません。

望まれない妨害を濾波するために利用可能な多くの技術があります。速い電圧スパイクは通常、一般的に非常に高いインピーダンスを持つバリスタを使って抑制されます。与えられた閾値で、非常に速く減少し、回路短絡を起こし、そして余分な電力量をGNDに導きます。バリスタはスパイクが大きすぎるまたは長く続きすぎる(換言すると、スパイクの電力量が大きくなりすぎる)場合に、それらが故障しないように選ばれなければなりません。

回路基板とコネクタの配置にもっと依存して、いくつかの入力は放射された雑音を拾いがちかもしれません。いくつかの場合に於いて、回路基板の布線さえもがアンテナとして実行されてその環境から雑音を拾い得ます。誘導された雑音はGNDと供給電圧間で信号を抑える良い配置のダイオードを使って抑圧することができます。

EMC保護技術は「AVR040:EMC設計の考察」応用記述で良く網羅されます。

2.4. マイクロ コントローラ部

マイクロ コントローラ部はAVRとそれを動かすためのクロック供給元を含みます。また含まれるのはデジタル入力と出力の回路です。

2.4.1. 合図LED

電力消費を低く保つために、LEDは低電流型です。低電流LEDは代表的に2mAの電流に対して2mcd付近の光量を生成します。LEDは約2Vの順方向電圧を持ち、従って1kΩの直列抵抗の使用がLED当たり電流を約1mAに制限します。結果のLEDの明るさは殆どの応用に対して良好です。

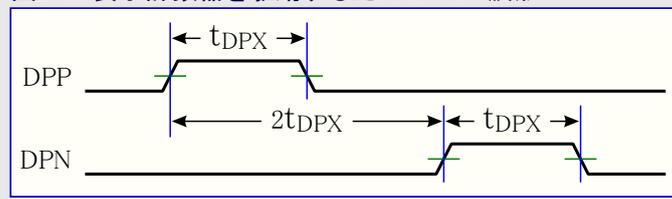
2.4.2. 表示計数器

表示目的に関して、この応用は時々ステップング電動機計数器として参照される物を使います。これらの形式の計数器は代表的に価格競争的な範囲に於いて利用可能で、むしろこのような設計で一般的な傾向があります。この計数器は図2-5.で図解されるようなパルス波形を使って駆動されます。

既定により、パルス長(t_{DPX})は100msですが、これはファームウェアから他のどんな値にも容易く調整されます。

当然、標準力積計数器を駆動するのにも、設計によって提供されるパルス出力を使うことができます。

図2-5. 表示計数器を駆動するためのパルス波形



2.4.3. プログラミング インターフェース

プログラミング インターフェースはマイクロ コントローラをプログラミングするのと計器を校正するために必要とされます。AVRの直列プログラミング インターフェース(SPI)を使うことで、同じコネクタ経由でフラッシュとEEPROMの両方にアクセスすることが可能です。完全なシステムプログラミングと校正は何時でも実行することができます。

プログラミング インターフェースのピン配列は表2-3.で示されます。

表2-3. SPIコネクタのピン配列

ピン	名前	方向	説明
1	MISO	出力	直列データ出力
2	VCC	N/A	供給電圧
3	SCK	入力	直列クロック
4	MOSI	入力	直列データ入力
5	RST	入力	デバイスリセット
6	GND	N/A	接地

2.4.4. 直列インターフェース

応用は測定データを送るのにAVRのUSART(Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter)インターフェースを使います。計器へ命令を送るのと測定データを受け取るのにどんな端末ソフトウェアも使うことができます。一度校正されると、測定結果はワット(W)、ボルト(V)、アンペア(A)の単位で与えられます。

表2-4.は非同期インターフェース コネクタのピン配列を示します。

注: 計器がレベル変換器を含まず、故に信号がコンピュータのシリアルポートに直接的に接続されないことに注意してください。Atmel STK500のRS-232 SPAREコネクタはレベル変換器を含み、故に計器とコンピュータ間の緩衝部として使うことができます。

表2-4. 直列インターフェースのピン配列

ピン	名前	方向	説明
1	RxD	入力	非同期データ入力
2	TxD	出力	非同期データ出力
3	GND	N/A	接地
4	GND	N/A	接地

2.4.4.1. 通信雑音

非同期通信は特に電源が必要とされる電流の量を提供することができない時やGND接続が正しく設計されなかった時に、測定結果に於いて雑音を誘引するかもしれません。既定により、電源は計器走行のために十分な電流を配給する能力がありますが、それが代表的に校正後に必要とされないため、USARTインターフェースを駆動するのに必ずしも充分ではありません。加えて、直列インターフェースケーブルは計器に対して妨害を配給するかもしれません。

2.5. 要約: 既定

要約として、ハードウェアに対するいくつかの既定値が表2-5で示されます。

表2-5. ハードウェアの既定

パラメータ	値	注記
システム クロック	4MHz	既定によって外部クリスタル
最大電流	10A	外部増幅器が10A以上を切る。
公称電圧	230V	バリスタが250V以上の信号を切る。
電流利得範囲	1.25/10/69	

3. 計器ファームウェア

ファームウェアはC言語で書かれ、IAR Embedded Workbench 3,10版とそれ以降でコンパイルします。これ以前のコンパイラ版はAtmel ATmega88を支援せず、それ故に使えません。ファームウェアが選んだ他のCコンパイラへ移すことが容易なように言語構文は標準Cです。

ファームウェアは主プログラムが規則的な基本での割り込み要求によって処理される終わり無き繰り返しから成ることを意味する割り込み駆動です。これはそれらが計算のための時間基準に使われるため、割り込み要求が規則的に到着することが重要です。割り込み間隔での変化は測定結果の精度で示します。

割り込み要求は前置分周されたシステム クロックによって駆動されるA/D変換器(ADC)によって生成されます。

3.1. 採取とタイミング

A/D変換器(ADC)は現在の変換完了後直ちに新しい変換が開始することを意味する連続変換(自由走行)形態での動作に設定されます。変換の最後で、ADCは割り込み要求を掲げ、MCUは割り込み処理ルーチン(ISR)の実行を開始します。ISRは採取したデータを読んで処理して計算し、その後主プログラムへの実行に戻ります。

主プログラムは殆どアトールで、開始するための計算周回の最後に対して十分なデータが累積された時にだけ活性にされます。一旦開始されると、ISRは例えそれが計算中で多忙の時でも、主プログラムへの割り込みを未だ続けます。

ADC割り込み要求は既定によって以下の採取速度で起きます。

式3-1. 既定採取速度

$$f_s = \frac{f_{CLK}}{128 \times 13} = \frac{4000000\text{Hz}}{1664} = 2403.85\text{Hz}$$

3.2. DC変位(オフセット)除去

割り込み処理ルーチン(ISR)が開始されるとき、その最初の作業はA/D変換器(ADC)から採取されたデータを読んで、新しいデータによって上書きすることができないSRAM内の位置にそれを格納することです。そしてデータ上で実行される最初の作業はDC変位を取り除くことです。これは無限インパルス応答(IIR: Infinite Impulse Response)型のデジタル高域通過濾波器(HPF: High-Pass Filter)を使って実行されます。この濾波器の伝達関数は次のように書くことができます。

式3-2. 高域通過濾波器、無限インパルス応用型

$$y[n] = 0.996 \times y[n-1] + 0.996 \times x[n] - 0.996 \times x[n-1]$$

これは短くて簡単なデジタル濾波器ですが、十分上手くDCを取り去り、妥当な安定時間を持ちます。入力での段階変化に対し、この濾波器は或る1200採取でその最終値の1%以内に安定します。これは電源ON後に計器が測定開始前に安定のために数秒を与えるべきであることを意味します。これはDCレベルでの大きな段階変化がないため、計器が走行している時の問題ではありません。

濾波器が入力または出力のデータよりも高いビット長で実現されていることに注意されるべきです。内部濾波器データが切り詰めされる場合、濾波器はそれを取り去るよりも、むしろ変位を生じるでしょう。従って、濾波器実装は中間と出力のデータに対して32ビット データ形式(符号付きlong)を使います。

3.3. 有効電力測定

有効電力は有用な動きを生じるために装置によって使われる電力として定義されます。数学的にそれは次のように電圧(U(t))の有効積分と時間電流(i(t))です。

式3-3. 有効電力定義

$$P \equiv \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \times i(t) dt \equiv U \times I \times \cos(\phi)$$

ここでUとIは各々電圧と電流の実効(RMS:Root-Mean-Square)値で、 ϕ は電流と電圧間の位相遅れです。等価離散時間は次のとおりです。

式3-4. 離散時間での有効電力定義

$$P \equiv \frac{1}{N} \int_{n=0}^{N-1} u(n) \times i(n)$$

ここでu(n)とi(n)はu(t)とi(t)の試料化された事例でNは試料数です。有効電力は単にN電圧-電流積の平均として計算されます。それはこの方法が正弦状と歪まされた両方の波形に対して有効であることを示すことができます。

この実装は格納する累積データに対して32ビットデータ形式(符号付きlong)を使います。結果は浮動小数点数として格納されます。計器が校正された時に有効電力の結果はワット(W)単位です。

3.4. 電力量パルス出力

殆どの電力量計は測定された有効電力の量に周波数が比例するパルスの提供を必要とします。このパルスは代表的に校正や照合の目的に使われるLEDを駆動します。電力量パルスの周波数(EP)と測定された有効電力の量は次のように関連付けられます。

式3-5. 電力量パルス出力の周波数

$$f = \frac{P \times MC}{3600000}$$

ここでPはワット(W)での有効電力でMCはパルス/キロワット時(kWh)での計器定数です。計器定数は校正係数の組の一部で、1~65535の範囲でどの整数値にも設定することができます。システムクロック(f_{CLK})とタイマ/カウンタ前置分周器(PS)に注意し、電力量パルス間隔は次のように導き出されます。

式3-6. 電力量パルス出力の間隔

$$T = \frac{f_{CLK} \times 3600000}{PS \times P \times MC}$$

計器定数(MC)が設定された後に1つの変数、有効電力(P)だけがあることに注意されるべきです。命令周期を節約するため、この式はT=N/Pに減少され、ここでのNは予め計算された分子です。分子はMCがEEPROMから読まれる時でファームウェア初期化中に計算されます。既定分子は次のとおりです。

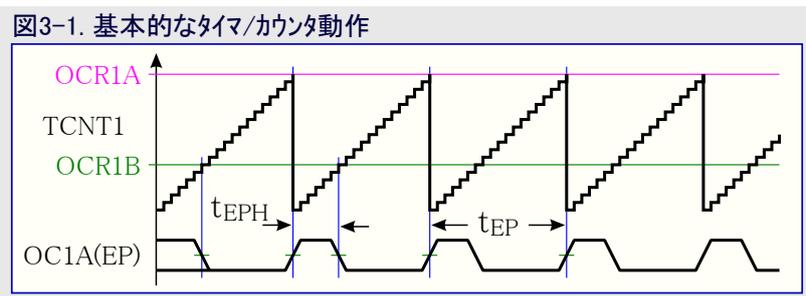
式3-7. 既定計器定数での定数分子

$$N = \frac{f_{CLK} \times 3600000}{PS \times MC} = \frac{4000000 \times 3600000}{1024 \times 10000} = 1406250$$

必要とされるパルス間隔が計算されてしまった後で、タイマ/カウンタ(T/C)は導き出されたものに可能な限り近い間隔でパルス出力を生成するように設定されます。16ビットT/Cは前置分周されたシステムクロックによってクロック駆動されます。最も小さなパルス間隔でさえも正確に表わすことができるように前置分周器が選ばれます。問題はまた非常に長い間隔でパルスを正確に生成することができることです。この目的に対してはファームウェア計数器でT/Cが拡張されます。

3.4.1. 通常動作形態タイマ/カウンタ(T/C)

通常のT/C機構は図3-1.で図解されます。この動作形態で電力量パルスは各比較一致で設定されます。

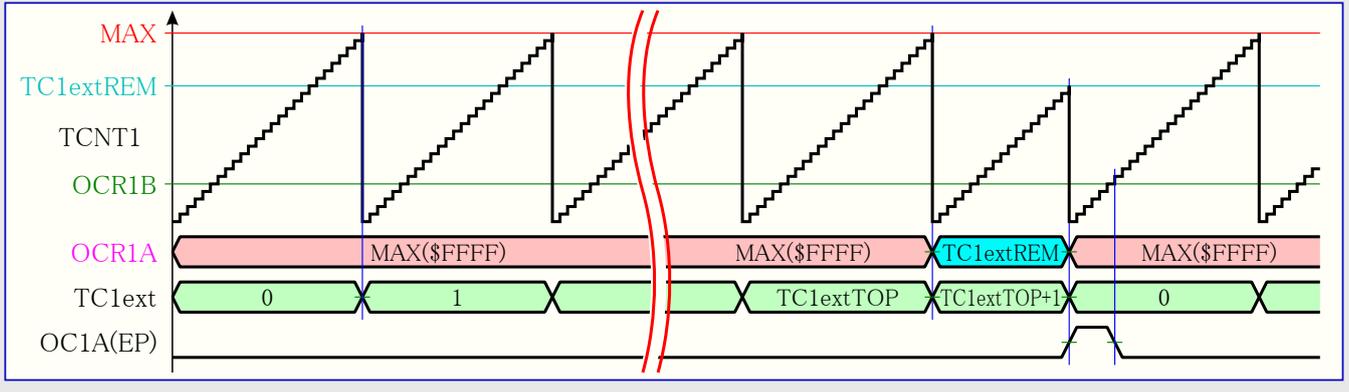


OCR1Aでの比較位置はOC1A出力を設定(H)し、OCR1Bでの比較一致は同じく解除(L)します。パルス間隔(t_{EP})はOCR1Aと、OCR1Bによるパルス幅(t_{EPH})によって制御されます。

3.4.2. 拡張動作形態タイマ/カウンタ(T/C)

計算された電力量パルス間隔が16ビットを超える時にファームウェア拡張された16ビット計数器(TC1_{ext})が活性にされます。ファームウェア計数器値はハードウェア計数器が16ビット最大に達する時毎に増加され、32ビット長の拡張計数器を効率的に作ります。拡張された計数器機構は図3-2.で図解されます。

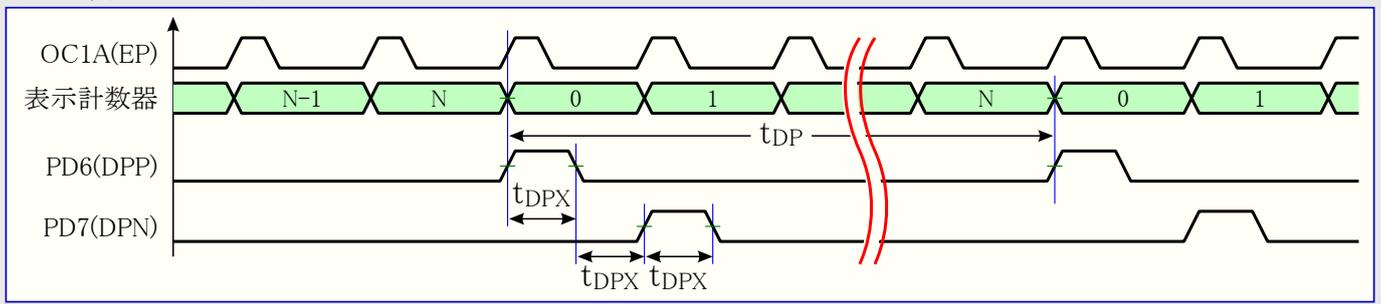
図3-2. 拡張されたタイマ/カウンタ動作



3.5. 表示パルス出力

発行される各電力量パルスに対して内部パルスカウンタが増加されます。このカウンタが与えられた閾値に達する時に、図3-3.で示されるように、一連の表示パルスが開始されます。

図3-3. 表示パルスの生成



パルス幅と空き(tDPX)は変更が容易なファームウェア定数です。既定設定は100ms長のパルスを生成します。

3.6. 電圧と電流の測定

ファームウェアは電圧と電流の実効(RMS:Root-Mean-Square)値を計算します。RMS値は1つの完全な周期に渡って平均化され、周期的に変わる量の瞬時値の2乗の平均値の平方根として定義されます。実効(RMS)電圧を計算するための離散時間式は右のとおりです。

式3-8. 離散時間領域での実効(RMS)電圧計算

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}{N}}$$

実効(RMS)電流は電圧試料の $u(n)$ を電流試料の $i(n)$ に取り替えるだけで、同じ式を用いて計算されます。

累積されたデータは32ビット幅(符号付きlong)で格納され、計算結果は浮動小数点数として格納されます。正しく計算されると、電圧測定の結果は単位がボルト(V)で、電流はアンペア(A)の単位で測定します。

3.7. 干渉検出

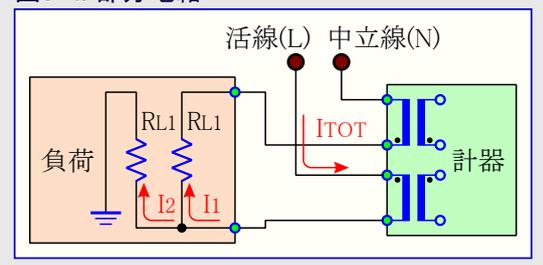
干渉状態は代表的に使用電力請求を減らす意図で、盗むやり方で計器配線が変更される時に登場します。ファームウェアは検出し、合図し、そして電流の逆流と全体または部分的な別の接地経路を含む20を超える既知の干渉状況の下で正確な測定を続けます。干渉検出は活線と中立線の両方で電流の流れを監視することに基づきます。干渉指示器は2つの電流間で何か矛盾が検出された場合に設定されます。それで活動は、盗もうとする形式に拘らず、測定データが正しく記録されるのを確実にするようにされます。

3.7.1. 地絡

地絡はいくつかまたは全ての負荷が中立線ではなく別の接地電位に接続されてしまったことを意味します。部分地絡は図3-4.で図解されます。全電流(I_{TOT})は、還流(I_2)が計器を通って行かないため、電流変流器の1つだけを通して流れます。結果として、中立線の電流(I_1)は活線でのそれ(I_{TOT})未満です。代わりに、活線と中立線が交換された場合、活線での電流は中立線でのそれ未満です。

ファームウェアは両方の線で電流の流れを定期的に監視し、2つの間の大きさの違いが与えられた閾値を超える場合に地絡を合図します。閾値は5%にハード的に配線されていますが、ソースコードで簡単に調整されます。

図3-4. 部分地絡



地絡指示器は初期化中に設定され、最低1組の有効な読み取りが見つかるまで解除されません。これは計器が無負荷状態で給電される場合に失敗指示器が定常的に設定に留まることを意味します。

ファームウェアは常に電力量パルス駆動するために2つの読み取りのより大きい方を使い、従って地絡は精度に於いて無効です。

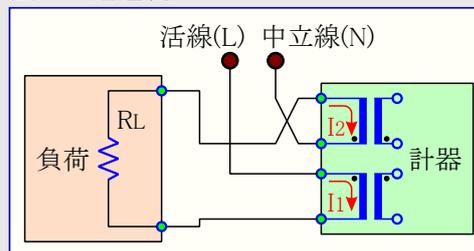
3.7.2. 逆流

逆流状態は1つまたは両方の線の電流が不正な方向に流れることを意味します。結果として、有効電力読み取りは不正な符号を持ちます。ファームウェアは2つの電流の何れかが意図したのと逆の符号を持つ時に逆流指示器を活性にします。図3-5は還流(I₂)がどう逆にされ、一方活線電流(I₁)がどう意図する方向で流れるかを図解します。

逆流指示器は初期化中に設定されますが、活線と中立線での電流が正しい方向で流れるなら、直ぐに解除されます。

ファームウェアは電力量パルスを駆動するために有効電力の絶対値を使い、従って電流の方向は精度に於いて無効です。

図3-5. 逆還流



3.8. 校正

2つの計器は似ておらず、個別偏差が予想されます。計器で使われる部品の代表的な許容誤差の程度は組み立てられた計器が本質的に同じ大きさを持つことを意味する5%です。従って、各計器は正確な測定結果が得られるのに先立って校正されなければなりません。調整用抵抗器を計器に装備して手動校正の遅さに依存するよりもむしろその手続きはデジタル領域で容易く実行されます。校正係数は最初に各計器個別に計算され、その後にチップ上のEEPROMに格納されて後でファームウェア初期化中に取得されます。係数は測定結果が限度内で正確なように計算を調整します。

デジタル校正は効率的で、実行が素早く、手動介入を少ししかまたは全く必要とせず、時間に関して品質を落としません。加えて、校正データは内部EEPROMへ完全に格納されます。

3.8.1. 位相

信号間の位相変位は電流変流器、入力濾波器、入力チャネルの多重化によって持ち込まれます。いくつかのDC耐性変流器は5°よりも大きな位相変位をかなり持ち込むかもしれず、一方多重化は採取周波数に逆比例して全てのチャネル間での時間差を持ち込みます。概ね2400Hzの採取周波数で、時間遅延は1/2400 Hz=0.42msで、そしてそれは50Hzの主周波数で360×(50Hz/2400Hz)=7.5°の位相差があることを意味します。

位相変位は高速で容易で且つ十分な精度の直線補間法を使って補正されます。制限は直線補間が信号に一定時間の遅延を持ち込み、そしてそれは位相が1つの周波数に対してだけ正しく補正することができることを意味します。主周波数以上の信号成分、換言すると高調波はこの近接法を使って同時に位相補正することができません。しかし、代表的に、信号電力量の殆どが第1高調波なのでこれは問題ではありません。

この算法は中間点を補間するのに連続する2つの試料を使います。これはより高い採取周波数とより低い位相補正余力を意味します。概ね2400Hzの採取速度(チャネル当たり800Hz)と50Hzの主周波数で、補間することができる最高位相遅延は360×(50Hz/800Hz)=22.5°です。

位相校正係数の影響は次式で示されます。

式3-9. 位相校正係数の影響

$$Z = \frac{PCC}{65535} \times \frac{360^\circ \times f_M \times 128 \times 13 \times 3}{f_{CLK}}$$

ここでPCCは位相校正係数、f_Mは主周波数、f_{CLK}はシステムクロック周波数です。各入力チャネルに対して1つ、換言すると合計で3つの位相校正係数があります。16ビットの位相校正係数が符号なしで扱われることに注意してください。

3.8.2. 電流利得

大きさの誤差は個別部品での偏差のために全ての測定結果に取り込まれますが、利得校正係数を使って容易に修正されます。電圧と両電流チャネルの増幅範囲に対して、換言すると合計で1+2×3=7つの独立した利得係数があります。

電流試料は濾波され、位相補正され、その後には累積されます。有効電力計算に対して、電流試料は最初に電圧試料で乗算され、その後には累積されます。各計算周回の最後で累積レジスタは正規化されてその結果はその後に対応する利得係数と乗算されます。各電流チャネルに対して、増幅器設定に応じて3つの利得係数の1つが使われ、換言すると、各種係数は低、中、高の増幅で使われます。

電流利得係数の影響は次式で示されます。

式3-10. 電流利得係数の影響

$$I_{CAL} = \frac{1}{I_{GN}}$$

ここでI_Gは電流利得係数で、Nは増幅器設定(N=1,2,3)を示します。同じ式は活線と中立線の両方の電流測定に適用できます。

注: この16ビット係数は符号なしで扱われます。

3.8.2.1. 例

計器は10Aの最大電流に構成設定されると仮定してください。全尺、正弦状入力と最低増幅設定で、採取されたデータの頂点から頂点の(P-P)値は1023です。前置尺度調整(×32)とDC除去後、採取した信号の振幅は次のとおりです。

式3-11. HPF後の振幅

$$\hat{i} = \frac{255 \times 1023}{2} = \pm 130432$$

尺度調整(1/64)と各試料の2乗を取った後、振幅は今や±4153444です。4MHzのシステムクロック、128ADC前置分周、50Hzの主周波数で、主周回当たり16.026採取(試料)があります。25×16.026=401試料に渡っての累積、正規化、平方根を取り、校正前の結果は次のとおりです。

式3-12. 校正前の結果

$$I = \sqrt{\frac{401 \times 4153444}{401 \times \sqrt{2}}} = 1713.755$$

1713.755/10=171.3755の校正係数で結果を除算するその結果は次のとおりです。

式3-13. 校正後の結果

$$I_{CAL} = \frac{1713.755}{171.3755} = 10.000$$

3.8.3. 電圧利得

電圧は電流と同様に校正されますが、利得が一定に留まるため、1つの係数だけが必要とされます。電圧係数(UG)の影響は次式で示されます。

式3-14. 電圧利得係数の影響

$$U_{CAL} = \frac{U \times UG}{65535}$$

16ビットの利得係数は符号なしで扱われます。

3.8.4. 有効電力利得

有効電力測定は専用の利得係数を必要としませんが、電流と電圧の利得係数を使います。測定結果は電圧係数と対応する電流係数で乗算されます。この影響は次式で示されます。

式3-15. 有効電力での電圧と電流の利得係数の影響

$$P_{CAL} = \frac{P}{UG \times I_{GN}}$$

3.8.5. 計器定数

計器定数は測定された有効電力の量とエネルギーパルス出力の周波数間の関連を指示します。より大きな有効電力、より高い周波数(f_{EP})は下の式で説明されます。

式3-16. 計器定数の影響

$$f_{EP} = \frac{P \times MC}{3600000}$$

ここでPはワット(W)で有効電力、MCはインパルス/キロワット時(imp/kWh)での計器定数です。パルス周波数もシステムクロックに依存することに注意してください。上の式は4MHzのシステムクロックの仮定です。

校正係数は16ビットの符号なし整数として扱われます。

3.8.5.1. 制限

電力量パルス出力は代表的にLEDへ配線され、校正と検証の目的に使われます。パルスはそれを記録するための光学読み取り器に対してLEDを充分長く点灯しなければなりません、妥当な高さの出力周波数を許すために充分短くもなければなりません。既定は周波数を約10Hzに制限する50msの活性時間です。4MHzのシステムクロック、10Aの最大電流、230Vの公称電圧で、最大計器定数は概ね15000imp/kWhです。計器定数をこれ以上増やすには最大電流とパルス長が減らされなければなりません。

別の制限はパルス間隔の量子化です。既定システムクロック(4MHz)と既定T/C前置分周(1024)で、計器は1024/4000000=0.256ms毎に1回更新されます。最高既定パルス速度(10Hz)の仮定で、パルス間隔は100msで最高量子化誤りは±(0.256/100)=±0.256%です。実用的な目的に関し、タイマ/カウンタ間隔が例えば決して500計器計数以下にならないように、システムクロック、最大電流、計器定数を尺度調整することが推奨されます。既定(4MHz、10A、230V、10000imp/kWh)によってパルス間隔は500計数以下になりません。

3.8.6. 表示定数

パルス対はステップング電動機計数器を駆動するために提供されます。代表的に、必要とされる表示パルス速度は電力量パルス速度よりもずっと低い速度です。パルス速度(f_{DP})は以下のようにDPC校正係数を使って調整することができます。

式3-17. 表示パルス定数の影響

$$f_{DP} = \frac{f_{EP}}{DPC}$$

ここで f_{EP} は電力量パルス速度です。16ビットの表示定数は符号なしで扱われます。

3.8.7. 係数配置

校正係数のEEPROM配置は表3-1.で示されます。全ての係数が16ビット幅で上位バイトが先に、その後に下位バイトが格納されます。

表3-1. EEPROM内の校正係数配置

アドレス	+\$00	+\$01	+\$02	+\$03	+\$04	+\$05	+\$06	+\$07
\$000	PCC0		PCC1		PCC2		ILG0	
\$008	ILG1		ILG2		ING0		ING1	
\$010	ING2		UG		MC		DPC	
\$018					CRCW		CRC16	

PCCは位相校正係数、ILGとINGは各々、活線と中立線に対する電流利得係数です。UGは電圧利得係数、MCは計器定数、DPCは表示パルス定数です。CRC16はEEPROMの下位32バイトに対するチェックサムを含みます。CRCWが\$4357に設定されている場合、チェックサムはファームウェアによって計算されてCRC16に書かれます。

3.9. プログラム定数

プログラム定数はファームウェアがコンパイルされる前に変更することができる値ですが、後ではできません。代表的な定数は様々なビットとフラグの定義ですが、パルス長や採取速度のようないくつかの基本的な不変量も含みます。基本的な定数のいくつかは下で検討されます。

3.9.1. AMP_LO

この定数は電流信号の増幅を増すための閾値を定義します。増幅は濾波された電流信号の振幅がこの水準以下に落ちる時に増やされます。(255×1023)/電流利得以下であるべきです。

3.9.2. SAT_LO,SAT_HI

これらは電流採取に対する飽和限界を定義する下位と上位の水準です。増幅は条件なしの電流採取が下位限度以下または上位限度以上になる時に減少されます。数LSBの最大以下と最小以上が推奨されます。

3.9.3. GAIN_HOLD

これは新しい利得切り替えが起こるのを許す前に待つための採取数です。既定による数100採取周回での増幅器設定は100の値が充分であるべきことを意味します。

3.9.4. I_MIN

I_MINはアンペア(A)での開始電流です。有効電力読み取りは電流測定がこの限度以下に落ちる時に解除されます。これはIEC 61036規格に従って設定されるべきです。

3.9.5. OFFSET

全ての測定結果に加算される定数変位(オフセット)。正確に尺度調整されるなら、低振幅での直線性を改善します。これは1/2 LSB×255=128付近であるべきです。

3.9.6. NMAX

これは各計算周回中に累積する採取数です。大きな値はもっと安定する結果を生じますが、より長い間隔です。これは主周回当たりの採取数の整数倍であるべきです。

3.9.7. NORM

これはNMAXの逆です。これは各累積周回の最後で使われる予め計算された定数です。

3.9.8. DP_ON

これは採取周回の単位での表示パルスの長さ空白です。

3.10. デューティ サイクル

主プログラムは殆どアイドル(繰り返し)で、A/D変換器(ADC)から新鮮な採取が利用可能な時またはタイマ/カウンタが処理を要求する時にだけ割り込まれます。最も頻繁に起こる事象は次の処理要求が到着する前に完了しなければならないADC割り込み処理です。ADC割り込み処理ルーチン(ISR)が多くの命令周期を消費し過ぎないことを監視するため、処理ルーチンは入口と出口で各々、パルスの設定と解除を行います。

既定により、デューティ サイクル パルスはポートBの最下位ビットに配線されます。デューティ サイクルはPB0に接続されたオシロスコープで容易く監視されます。100%に近いデューティ サイクル、より高いものは全てのデータを処理するための十分なクロック周期がない危険があります。控え目なデューティ サイクルは50%以下です。

3.11. 要約:既定

要約として、いくつかのファームウェアの既定が表3-2.で示されます。

表3-2. ファームウェアの既定

パラメータ	値	注記
コンパイラ	IAR™ 6.2	
デバイス	ATmega88	8Kバイトのフラッシュ、1KバイトのSRAM、512バイトのEEPROM
開始電流	2mA	LMIN定数をご覧ください。
計算周期	200ms	システム クロックとNMAX定数をご覧ください。
電力量パルス速度	10000imp/kWh	MC校正係数をご覧ください。
電力量パルス長	50ms	システム クロックとOCR1B初期化をご覧ください。
表示パルス速度	100imp/kWh	DPC校正係数をご覧ください。
表示パルス長	100ms	システム クロックとDP_ON定数をご覧ください。
端末設定	38400ボー	USART初期化をご覧ください。

4. 計器構成設定

自立動作形態に於いて計器は主線に取り付けることだけが必要です。校正と試験の間、計器はシリアル インターフェース経由でコンピュータ端末に接続されなければなりません。プログラミング目的に関しては計器が実装書き込み(ISP:In-System Programming)インターフェース経由でコンピュータに接続されなければなりません。

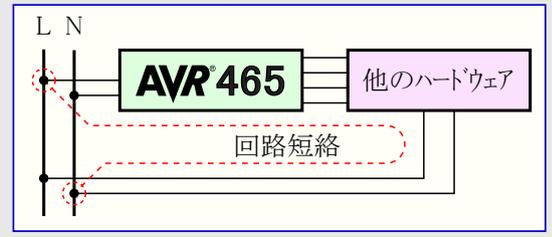
光結合器を使って他のハードウェアから計器を絶縁することが推奨されます。

4.1. 警告:接地予防処置

計器は主(高電圧)線に接続される時に注して操作されなければなりません。1つの共通する落とし穴は怠って接地配線をしないこととパーソナル コンピュータのような外部ハードウェアへの計器接続での無頓着な処置です。その結果は破壊的になり得ます。

計器は活線からの流電(ガルバニック)絶縁を持たず、そしてこれは明白に無害な計器接地が活電圧にしっかりとボルト付けすらされることを意味します。別の主給電されるハードウェアへの計器接続は図4-1.で示されるように、活線と中立線間での回路短絡を誘引し得ます。これをするのは推奨されません。

図4-1. 活線と中立線間の短絡



4.2. ハードウェア構成設定

自立動作に関し、計器は回路図で図解されるように主線へ単純に接続されます。計器は自動的に電力測定を開始して表示計数器に電力量消費データを格納します。

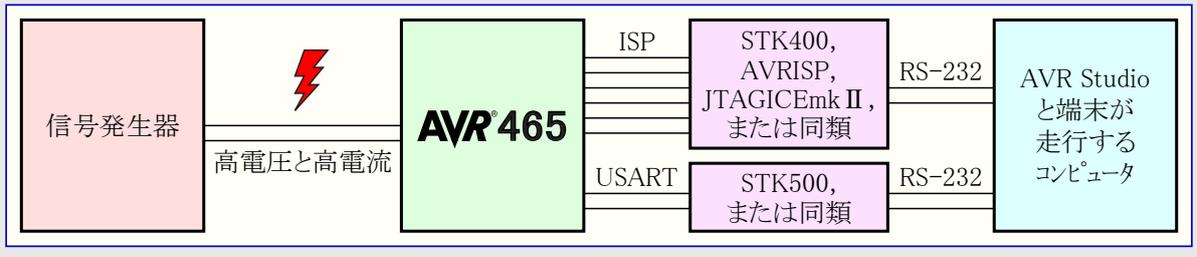
注: 信頼に足る測定データが期待できるのに先立って計器は校正される必要があります。

プログラミング、校正、試験の目的について、計器は一時的にコンピュータやマイクロ コントローラのような外部ハードウェアに接続されることが必要です。外部ハードウェアは計器MCUのフラッシュ メモリ内にファームウェアを書きます。その後に計器の精度を評価してMCUのEEPROM内に校正データを書きます。計器はプログラミングと校正が成功裏に完了された後で自立形態で走行する準備が整います。

プログラミング、校正、計測のために計器を接続する方法に於ける全般的な実例が図4-2.で示されます。

注: これは一般化された塊構成図で推奨される全ての安全予防処置を含みません。

図4-2. 外部ハードウェアへの計器接続



4.2.1. 警告: 流電(ガルバニック)絶縁

主線連結された計器と他のハードウェア間に流電絶縁障壁を作ることが推奨されます。これはISPとUSARTのインターフェースまたはRS-232インターフェースで光結合器を使って行うことができます。ISPとUSARTの両方を光結合することはAtmel STK500とデバッグ(Atmel AVR JTAG ICEmk IIまたは同類)に接続されます。そして目的対象AVRのフラッシュメモリとEEPROMをプログラミングするためにAtmel AVR Studioのようなソフトウェアを使うことができます。

別の代替は浮き前処理部を作成するために絶縁変圧器を使うことで、そしてこれは電気回路の残りと同じ接地にボルト付けすることができます。

4.2.2. プログラミング

計器AVRはプログラミングのためにデバイスが取り外される必要がないことを意味する、実装書き込み(ISP)インターフェース経由でプログラミングされます。ISPコネクタ(J1、回路図をご覧ください)は書き込み器(STK500、Atmel AVRISPまたは同類)またはデバッグ(Atmel AVR JTAG ICEmk IIまたは同類)に接続されます。そして目的対象AVRのフラッシュメモリとEEPROMをプログラミングするためにAtmel AVR Studioのようなソフトウェアを使うことができます。

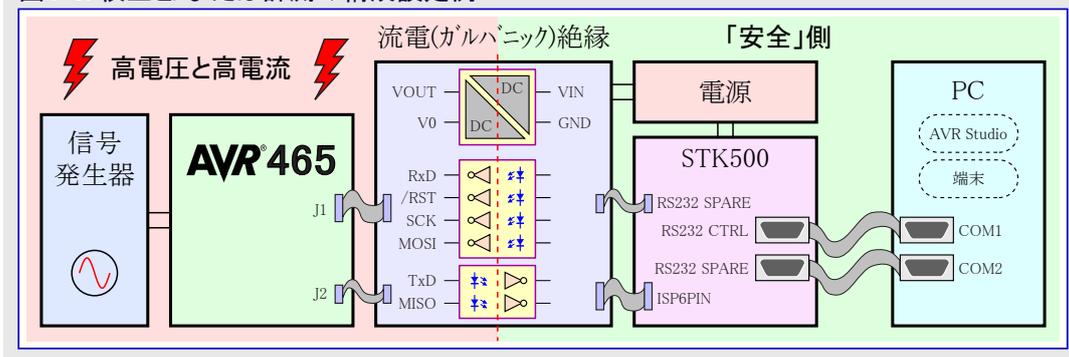
4.2.3. 校正と計測

計器は非同期インターフェース経由で継続的に測定データを送ります。(校正中にも)測定データを読むには、非同期インターフェースが接続されなければなりません。非同期コネクタ(J2、8. 回路図章をご覧ください)はマイクロコントローラへ直接、またはRS232緩衝器経由でコンピュータへ配線されます。非同期インターフェースはこれが緩衝されていないため、RS232ポートへ直接配線することができません。

RS-232緩衝器はSTK500上で容易に見つかります。計器の非同期インターフェースをRS232 SPAREと記されたSTK500のピンに接続してください。そしてRS232 SPAREと記されたSTK500のDB-9Sコネクタをコンピュータのシリアルポートに接続してください。シリアルポートからデータを読むのに選り抜きの端末ソフトウェアを使ってください。

プログラミング、校正、計測のための計器接続方法の全般的な実例が図4-3.で示されます。またこの図で示されるのは推奨された光絶縁基板です。

図4-3. 校正と/または計測の構成設定例



4.3. ファームウェア構成設定

計器にファームウェアをダウンロード(書き込み設定)するには、最初にコンパイラの作業空間を開いてプロジェクトをコンパイルし、先に記述されたようにコンパイルされたファイルを目的対象へ送るのにAVR Studioを使ってください。代わりに、予めコンパイルされたファームウェアを直接目的対象へ送るのにAVR Studioを使ってください。

ハードウェア環境を合わせるようにヒューズを構成設定してください。既定は完全な出力振幅と長い始動時間で外部クリスタルを使うことです。これはCKSELヒューズが0111、SUTヒューズが11に設定されることを意味します。CKDIV8とCKOUTのヒューズは非プログラム(1)にされるべきです。

5.4. 段階3 – 位相

公称電圧と大きな電流を計器に印加し続けてください。読み取りに安定を与え、その後有効電力、電圧、電流の読み取りを記録してください。皮相電力(S=UI)を計算するために電圧と電流の読み取りを使ってください。以下のように有効電力読み取りと比較して位相誤差を評価してください。

式5-1. 位相誤差

$$\phi = \arccos\left(\frac{|P|}{S}\right)$$

位相誤差に基づく校正係数を導き出してその結果を既定位相校正係数に加算してください。例は表5-4.で示されます。

表5-4. 読み取り例

入力	測定値	皮相電力	位相誤差	PCC
230V	U=230.038			PCC0=0
5A	IL=4.99541, PL=1131.194	SL=1149.1341	$\phi_L=10.138$	PCC1=\$7359
力率=1	IN=5.00943, PN=1106.641	SN=1152.3593	$\phi_N=16.193$	PCC2=\$B83E

位相校正係数をEEPROM内(\$000~\$005位置)に入力し、他の係数を触れずにそのままにし、CRCWに\$4357を書いてください。計器をリセットしてください。

5.5. 段階4 – 最終利得

未だ公称電圧と高電流を計器に印加してください。電流測定を記録し、そして計器が自動的に中増幅範囲に切り替わって採取されたデータが高振幅になるように約8倍の係数で入力電流を減らしてください。再び電流を記録し、そして再び約8倍の係数で入力電流を減らしてください。3つ目の電流測定の組を記録してください。そして表5-5.で示されるように、全ての構成設定に対して最終利得係数を計算するのに記録されたデータを使ってください。

表5-5. 読み取り例

入力	測定値	利得誤差	校正係数
230V	IL=4.90191	$(4.90191/5) \times 126.1276 = 123.66$	ILG[0]=\$007C
5A	IN=4.93608	$(4.93608/5) \times 125.3166 = 123.71$	ING[0]=\$007B
230V	IL=1017.25948	$1017.25948/1 = 1017$	ILG[1]=\$03F9
1A	IN=1016.93559	1017	ING[1]=\$03F9
230V	IL=687.69546	$687.69546/0.1 = 6877$	ILG[2]=\$1ADD
0.1A	IN=690.78431	6908	ING[2]=\$1AFC

注: 低増幅用の利得誤差は前に評価されたものと乗算されます。これはこの測定一式中に前の係数が有効だったからです。新しい電流利得係数をEEPROM(\$006~\$011の位置)に書き、CRCWを\$4357に更新して計器をリセットしてください。

5.6. 段階5 – 検証

例の計器は上の校正後に検査されました。信号発生器は計器の前処理部に接続され、10mA~10A電流掃引を実行するように設定されました。有効電力読み取りは電力量パルス出力から記録されました。測定結果は1%以内でした。

6. 測定結果

測定結果は手組みされた試作に対して室温で記録されました。

6.1. 電力消費

表6-1.はこの応用に代表的な電流消費見積もりを示します。

表6-1. 代表的な電流消費見積もり

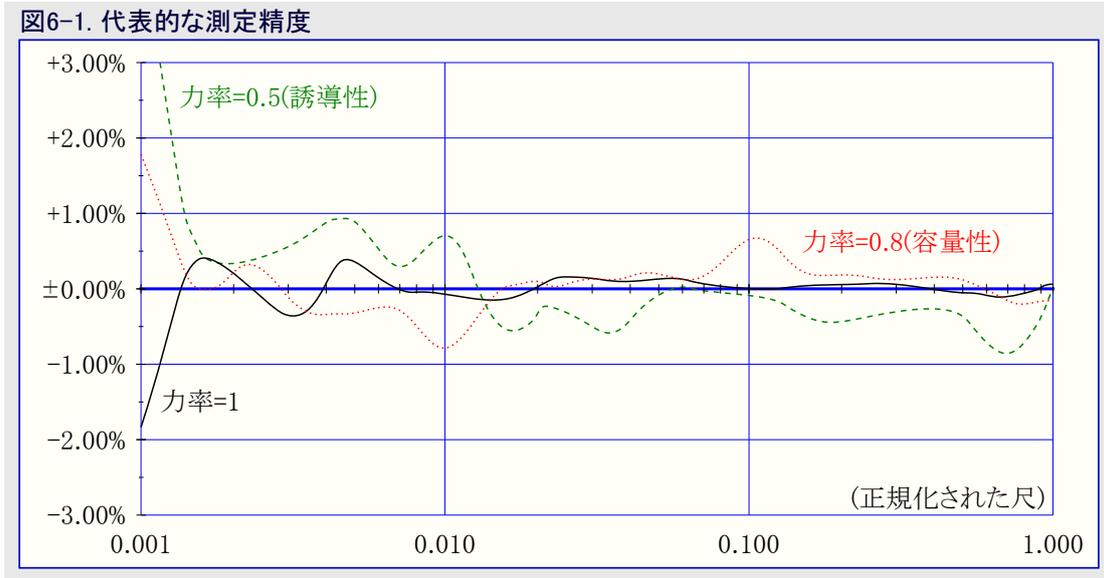
状況	代表値	持続時間
計器走行、全LED=OFF、表示パルス=Low	3.0mA	継続
計器走行、全LED=ON、表示パルス=Low	7.5mA	継続
計器走行、全LED=ON、表示計数器進行(増加)	12.5mA	100ms

6.2. 精度

測定精度は校正された電力量計で検査されました。基準は設定可能な3相信号発生器(Omicron型式CMC56)でした。信号発生器は様々な力率で既知の電圧と電流で計器に供給するように設定され、その後に各設定で電力量パルス(EP)の周波数を読み戻しました。

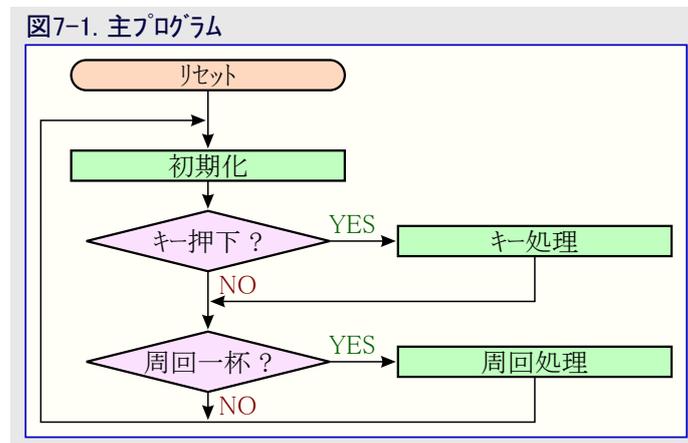
各測定点に対して、1つのパルス間隔だけが記録され、換言すると平均化は行われませんでした。57の測定点からの結果はその後に与えられた3つの力率に対して動的精度を図解する3つの曲線に取り纏められます。

図6-1.は計器精度が広い動的範囲に渡ってどう1%以内に留まるかを図解します。電流尺は正規化され、換言すると1.000が最大電流(10A、20A、何でも)に対応します。実線は力率1で(換言すると電圧と電流が同相の時の)相対誤差を表します。点線は力率0.8、容量性での相対誤差を示し、破線は力率0.5、誘導性での相対誤差を示します。



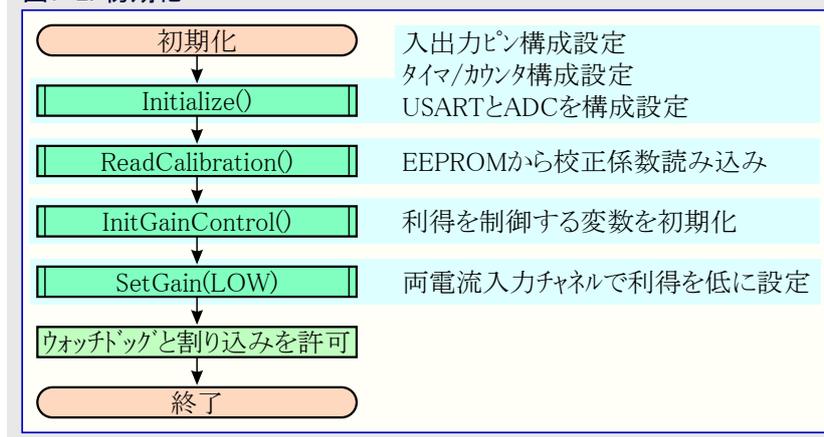
7. 流れ図

7.1. 主プログラム



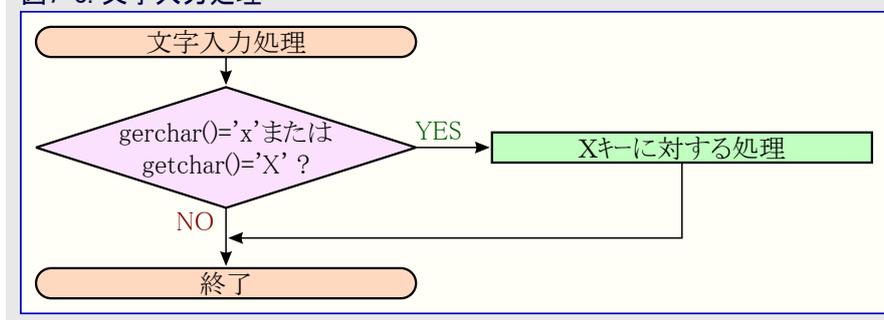
7.1.1. 初期化

図7-2. 初期化



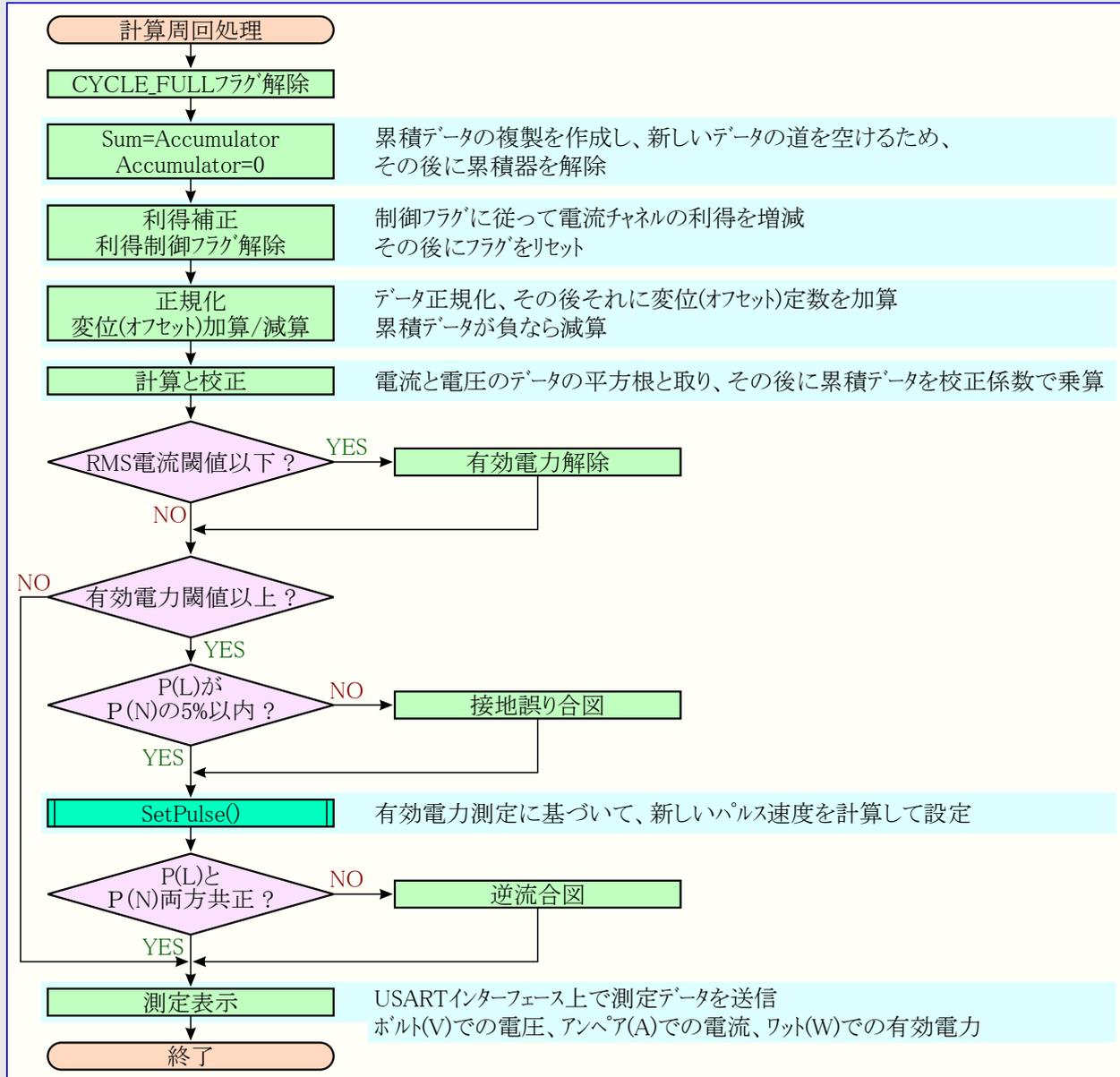
7.1.2. 文字入力処理

図7-3. 文字入力処理



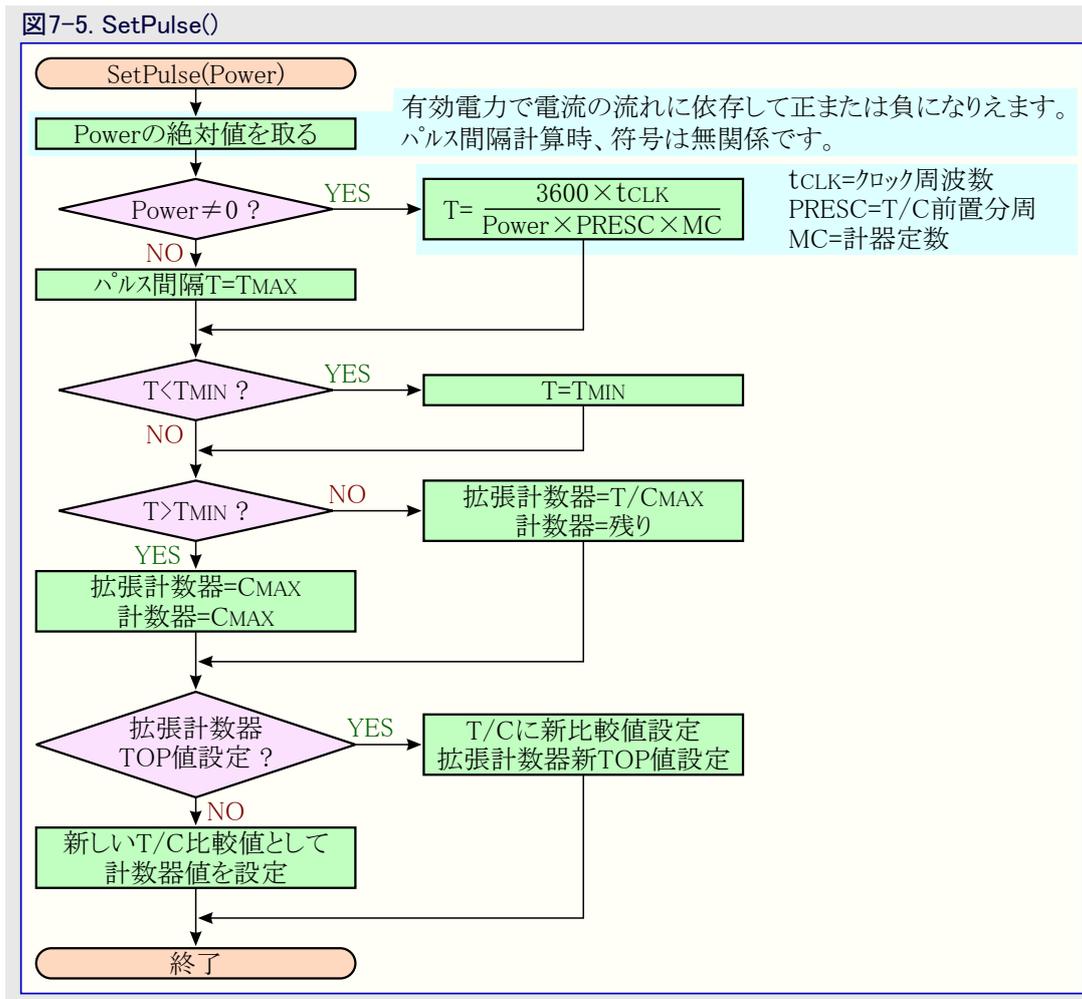
7.1.3. 計算周回処理

図7-4. 計算周回処理



7.1.4. SetPulse()

図7-5. SetPulse()



7.2. タイマ/カウンタ割り込み処理ルーチン

図7-6. タイマ/カウンタ比較A一致割り込み

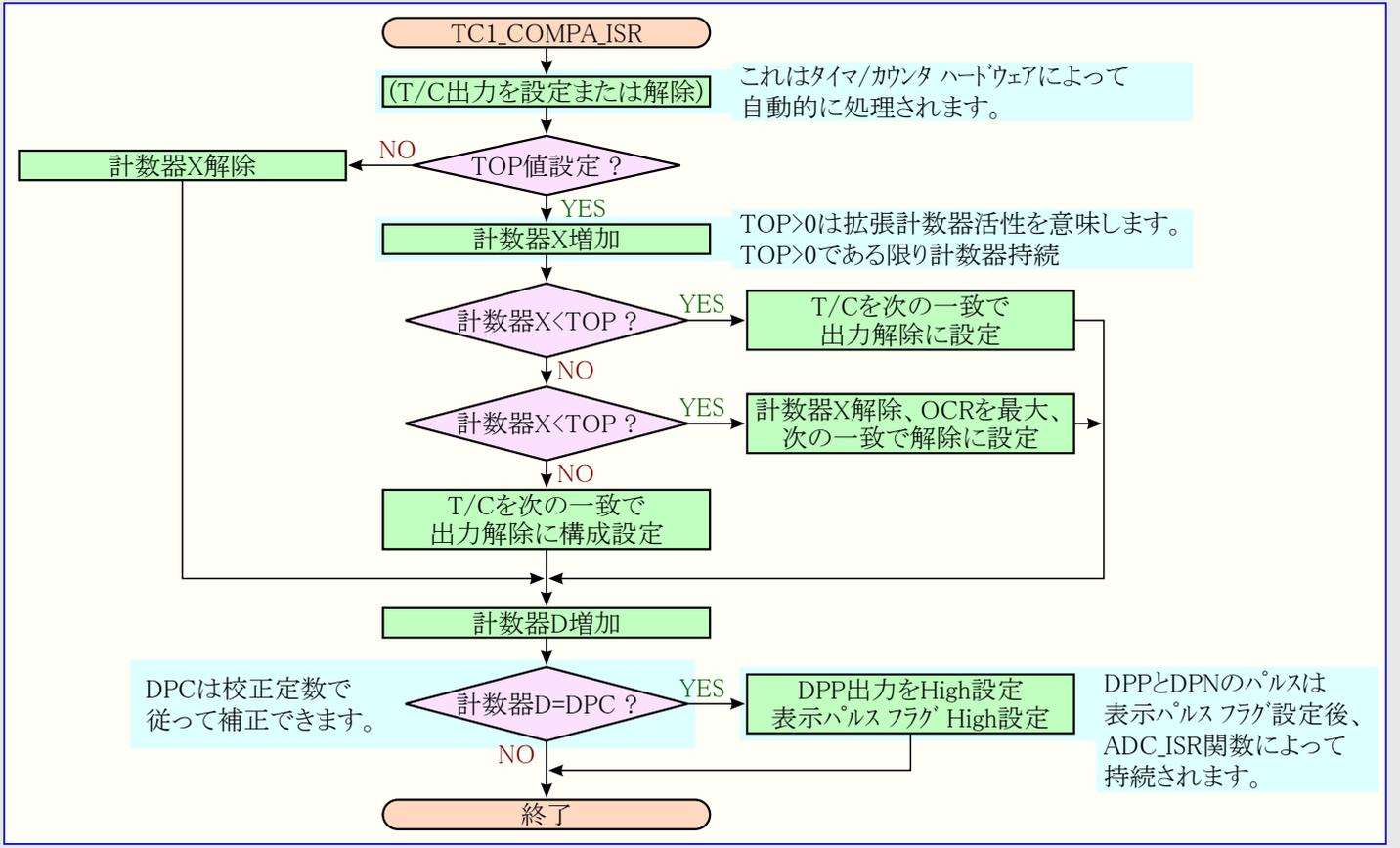
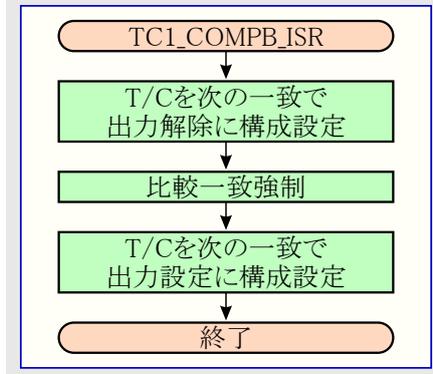
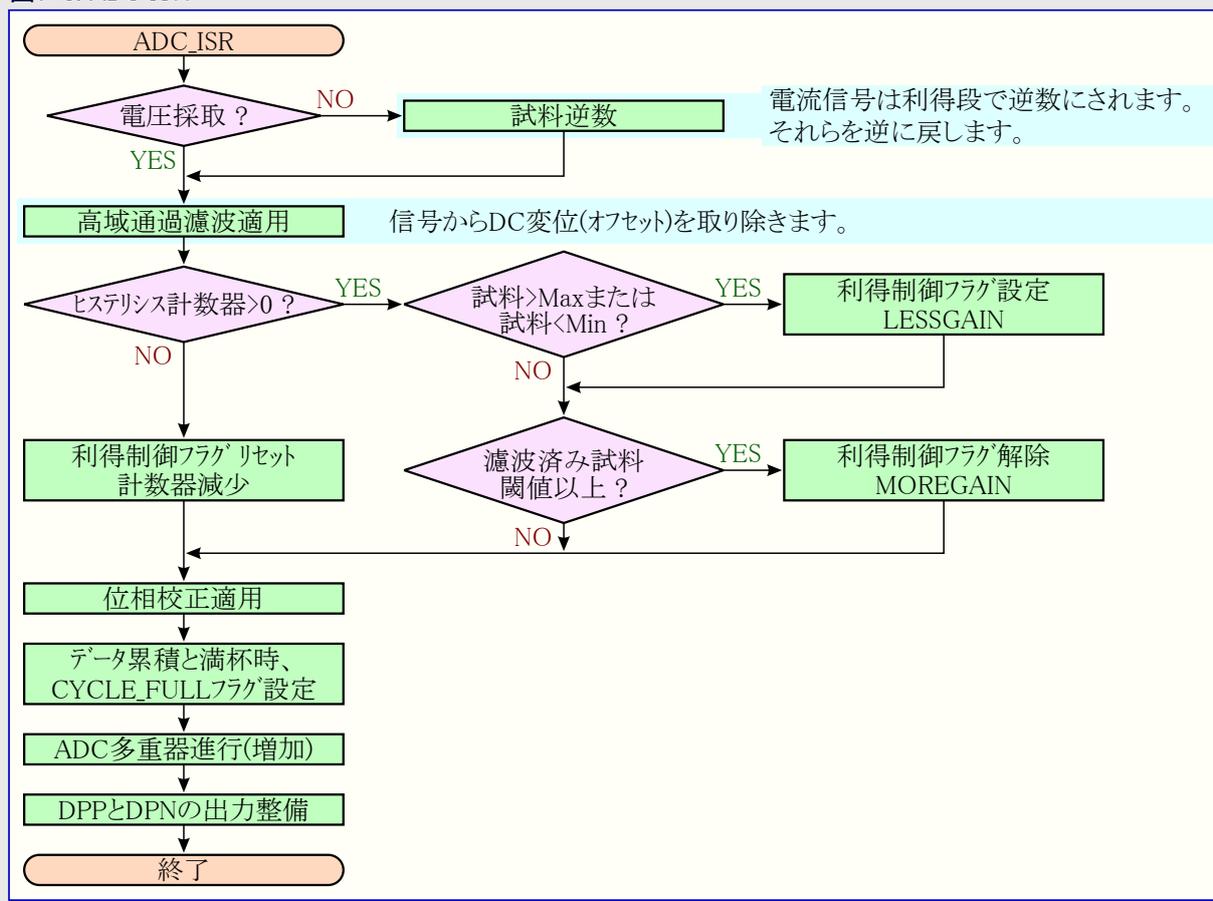


図7-7. タイマ/カウンタ比較B一致割り込み



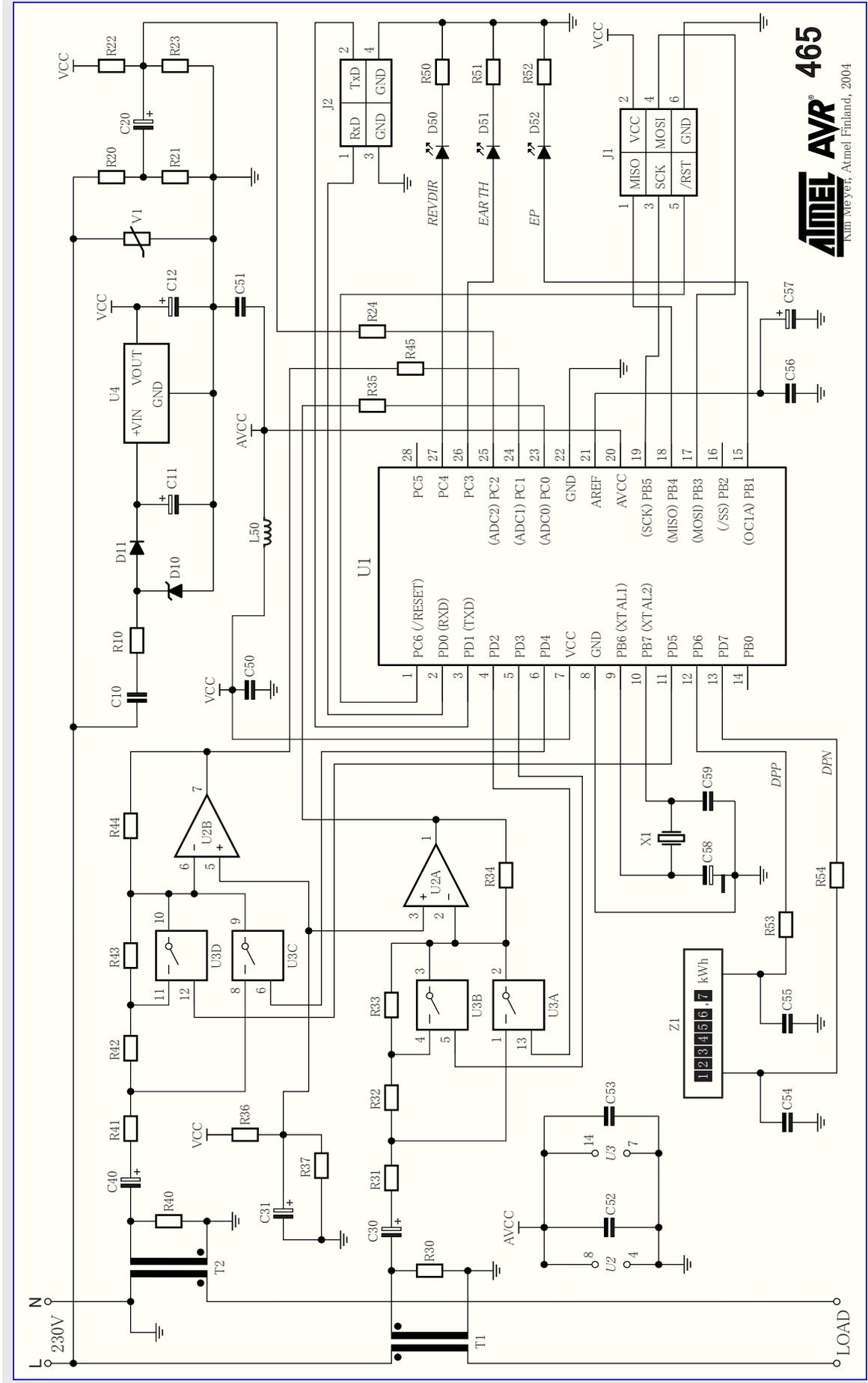
7.3. ADC割り込み処理ルーチン

図7-8. ADC ISR



8. 回路図

図8-1. 回路図



ATMEL AVR[®] 465
 Atmel, Atmel Finland, 2004

9. 部品表

注文符号は2004年版Farnell目録に従います。表示計数器と電流変流器は目録の部品ではありません。

表9-1. 部品表

参照番号	部品	値	注文符号
C10	金属化ポリエステル コンデンサ X2	0.68 μ F	3549460
C11	電解コンデンサ 16V	470 μ F	3201508
C12,31,57	電解コンデンサ 16V	10 μ F	3201454
C20,30,40	電解コンデンサ 16V	47 μ F	3201478
C50~56	セラミック コンデンサ	0.1 μ F	896755
C58,59	セラミック コンデンサ	18pF	236950
D10	ツェナー ダイオード 500mW,15V	BZX55-C15	369081
D11	ダイオード 1A,400V	1N4004	251707
D50,51	赤LED 5mm,低電流	HLMP-4700	323135
D52	黄LED 5mm,低電流	HLMP-4719	323147
J1	6ピン ピン ヘッダ	2 \times 3	511079
J2	2ピン ピン ヘッダ	1 \times 2	143187
L50	インダクタ	10 μ H	N/A
R10	炭素フィルム抵抗 1W,500V,5%	470 Ω	510476
R20,23,37	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	680k Ω	333037
R21,24,35,45	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	1k Ω	332690
R22,36	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	3.3M Ω	333116
R30,40	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	68 Ω	332550
R31,41	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	6.8k Ω	332793
R32,42	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	39k Ω	332884
R33,43	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	330k Ω	332999
R34,44	金属フィルム抵抗 0.4W,5%	470k Ω	333013
R50,51,52	炭素フィルム抵抗 0.125W,5%	1k Ω	477783
R53,54	炭素フィルム抵抗 0.125W,5%	10 Ω	477667
T1,2	電流変流器, TAEHWATRANS Co.	TD76V	N/A
U1	Atmel 8ビットAVRマイクロ コントローラ	ATmega88	N/A
U2	2個入り低電圧電源幅全幅演算増幅器	LMV358	3555768
U3	4個入り双方向切り替え器	CD4066BCN	380957
U4	直線電圧調整器,3.3V	LM1117MP-3.3	120765
V1	バリスタ,40J	250V	318619
X1	クリスタル発振子	4.000MHz	492917
Z1	表示計数器		N/A

部品表は地域変動が大きくなり得るためどんな想定価格も含めません。

10. 計器の更なる開発

この応用記述は干渉検出、単相計測用の費用効率的な代替として作成されました。全てのお客様が我々が持つと同じ仮定でのそれらの決定に基づくとは限らないかもしれず、従って何人かのお客様は計器のいくつかの部品の再設計の強行を経験するかもしれません。我々はそうするようにお客様を激励するだけでなく、それで始める方法の議論と提案を提供します。

10.1. アナログ前処理部

現在の前処理部はAVRのA/D入力用の入力信号を提供する演算増幅器を含みます。これはA/D変換器(ADC)入力がS/H(採取と保持)コンデンサを含み、演算増幅器が容量性負荷を駆動することに於いて非常に良好でないことに注意されるべきです(容量性負荷は出力信号内に位相遅れを持ち込み、それは増幅器での位相余力を減らします)。従って、それらは増幅器出力とADC入力間に直列抵抗の必要があります。代表的に、1k Ω の抵抗が良いのですが、これは演算増幅器の製造業者のデータシートと対照して確認されることが必要です。

この設計で説明されるのと同じ概念を用いて、追加の利得範囲が何故実装され得ないのかに理由はあります。勿論、雑音が増加するのを始める前に入力信号をどれ位増幅し得るかに制限がありますが、それは現在以上に動的範囲を増すことが可能です。代わりに、利得段階をもっと加えて現在の8からの段階差を減らし、即ち2または4はもっと直線的な伝達関数を提供して1%よりも良い方へ絶対精度を増すかもしれません。両代替は少しの追加費用(切り換え器と少数の必要な抵抗だけ)で含まれます。

10.2. 電源

電源は半波整流を使います。電源の効率は全波整流を使うことによって増すことができます。これは少数の追加ダイオードの費用で電源が主線からもっと電力量を引き出すことなく、計器へもっと電流を配給することができることを意味します。

供給の電力消費は10VA近辺で、これはいくつかの応用に対して高すぎることになるかもしれません。例えば、IEC60136規格は最大電力消費を10VAに制限します。この資料で与えられた部品値で、電力消費は丁度10VA付近です。より低い消費には、C10(8. 回路図章をご覧ください)の大きさを減らして先に記述されたように必要な部品の値を再計算してください。C10を小さくし過ぎた場合、電圧調整器への入力電圧が正しい動作のための調整に対して充分高く上昇しないでしょう。

マイクロコントローラ部の電力消費は採取周期の最後でデバイスを休止へ持って行き、新しいデータ変換が準備可の時に再び起き上がることによって減らすことができます。

10.3. マイクロコントローラ部

マイクロコントローラはデータシートで記述されるように内部RCクロックで走行するように構成設定することができます。内部発振器の使用は外部クリスタルに対する必要を取り去り、計器の全体価格をより低めます。欠点は内部発振器(まさにどのRC発振器でも)が温度での変化に敏感なことです。これは温度での周波数変化と測定結果がそれによって変化することを意味します。加えて、システムクロックが充分に安定しない場合に非同期通信のビット誤差率が増加します。

この応用記述はAtmel ATmega88を念頭に置いて書かれていますが、この設計は他の殆どどのAVRにも移植することが容易です。代替設計の考えは以下を含みます。

- 干渉検出論理部を取り去って設計を標準単相計に戻します。ファームウェアはその後に4Kバイトに合致すべきで、マイクロコントローラは例えばAtmel ATmega48によって置き換えることができます。
- 遠隔読み取り、要求記録、または多重課金のような機能追加。ファームウェアが8Kバイトを超える場合、例えば、Atmel ATmega168に格上げしてください。
- Atmel ATmega169への移植による統合されたLCD支援の単純な追加。

10.4. 計器ファームウェア

ソフトウェアは決して完成ではなく、恐らくこの資料の読者と同じ位多くの潜在的な改善があります。良い情報はファームウェアが公開ソースでの応用にも合うように編集できることです。

ソフトウェア増強に関するいくつかの推奨開始点には以下を含みます。

- 可能な限り度々MCUを休止へ持って行きます。
- 測定の組に皮相電力(S)を追加。助言、 $S=UI$
- 測定の組に無効電力(Q)を追加。助言、 $S^2=P^2+Q^2$
- 代替無効電力近接法の考察。助言: $u(t)$ が 90° 遅らされる場合、無効電力は有効電力と同じ方法、換言すると、 $Q=\text{Int}\{t-90\} \times i(t)$ で計算することができます。注:非正弦状状況下での本方法の有効性の学術的検討は1927年以来記録されています(C. I. Budeanu 著、Instytut Romain de l'Energieの「Puissances reactives et fictives」をご覧ください)。

11. 改訂履歴

資料改訂	日付	注釈
2566A	2004年7月	初版資料公開
2566B	2013年8月	新しい資料雛形と部品表更新



Enabling Unlimited Possibilities®

Atmel Corporation

1600 Technology Drive
San Jose, CA 95110
USA
TEL (+1)(408) 441-0311
FAX (+1)(408) 487-2600
www.atmel.com

Atmel Asia Limited

Unit 01-5 & 16, 19F
BEA Tower, Millennium City 5
418 Kwun Tong Road
Kwun Tong, Kowloon
HONG KONG
TEL (+852) 2245-6100
FAX (+852) 2722-1369

Atmel Munich GmbH

Business Campus
Parking 4
D-85748 Garching b. Munich
GERMANY
TEL (+49) 89-31970-0
FAX (+49) 89-3194621

Atmel Japan G.K.

141-0032 東京都品川区
大崎1-6-4
新大崎勸業ビル 16F
アトメル ジャパン合同会社
TEL (+81)(3)-6417-0300
FAX (+81)(3)-6417-0370

© 2013 Atmel Corporation. 不許複製 / 改訂:2566B-AVR-08/2013

Atmel®, Atmelロゴとそれらの組み合わせ、AVR®, AVR Studio®, Enabling Unlimited Possibilities®, STK®とその他はAtmel Corporationの登録商標または商標またはその付属物です。他の用語と製品名は一般的に他の商標です。

お断り: 本資料内の情報はAtmel製品と関連して提供されています。本資料またはAtmel製品の販売と関連して承諾される何れの知的所有権も禁反言あるいはその逆によって明示的または暗示的に承諾されるものではありません。Atmelのウェブサイト位置する販売の条件とAtmelの定義での詳しい説明を除いて、商品性、特定目的に関する適合性、または適法性の暗黙保証に制限せず、Atmelはそれらを含むその製品に関連する暗示的、明示的または法令による如何なる保証も否認し、何ら責任がないと認識します。たとえばAtmelがそのような損害賠償の可能性を進言されたとしても、本資料を使用できない、または使用以外で発生する(情報の損失、事業中断、または利益と損失に関する制限なしの損害賠償を含み)直接、間接、必然、偶然、特別、または付随して起こる如何なる損害賠償に対しても決してAtmelに責任がないでしょう。Atmelは本資料の内容の正確さまたは完全性に関して断言または保証を行わず、予告なしでいつでも製品内容と仕様の変更を行う権利を保留します。Atmelはここに含まれた情報を更新することに対してどんな公約も行いません。特に別の方法で提供されなければ、Atmel製品は車載応用に対して適当ではなく、使用されるべきではありません。Atmel製品は延命または生命維持を意図した応用での部品としての使用に対して意図、認定、または保証されません。

© HERO 2021.

本応用記述はAtmelのAVR465応用記述(Rev.2566B-08/2013)の翻訳日本語版です。日本語では不自然となる重複する形容表現は省略されている場合があります。日本語では難解となる表現は大幅に意識されている部分もあります。必要に応じて一部加筆されています。頁割の変更により、原本より頁数が少なくなっています。

必要と思われる部分には()内に英語表記や略称などを残す形で表記しています。

青字の部分はリンクとなっています。一般的に赤字の0,1は論理0,1を表します。その他の赤字は重要な部分を表します。