

この製品の英語データシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2012年2月15日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

英語データシートのリビジョンが改定された場合、これらの誤りが訂正される場合があります。あらかじめご承知おきください。

正誤表作成年月日：2012年2月15日

製品名：ADE7762

対象となる英語データシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：

P.24

見出し「周波数出力 CF」の下の文章に誤りがありますので、次のように訂正します。

誤) 「CF の出力パルス・レートは、F1 と F2 のパルス・レートの最大 64 倍まで増大
できます。」

正) 「CF の出力パルス・レートは、F1 と F2 のパルス・レートの**最大 160 倍**まで増
大できます。」

周波数出力 CF

パルス出力のキャリブレーション周波数 (CF) は、キャリブレーションに使用します。CF の出力パルス・レートは、F1 と F2 のパルス・レートの**最大 64 倍**まで増大できます。表 7 は、ロジック入力 S0、S1、SCF の状態に応じて、2 つの周波数の関係がどのようになるかを示したものです。パルス・レートが比較的高いため、このロジック出力の周波数は瞬時有効電力に比例します。F1 や F2 と同様に、乗算後のローパス・フィルタの出力から周波数を生成します。ただし、出力周波数が高いため、有効電力情報はきわめて短い時間で積算されます。そのため、デジタル/周波数変換で実行される平均化は少なくなります。有効電力信号の平均化が大幅に減少するため、電力の変動に対する CF 出力の応答性が大幅に高くなります (図 12 を参照)。

特長

50 Hz/60 Hz IEC 62053-21 に対応する高い精度
500~1 のダイナミック・レンジで誤差が 0.1%未満
3 相/3 線のデルタ接続および 3 相/4 線の Y 接続構成に適合
周波数出力 F1 と F2 に平均有効電力を供給
キャリブレーション用の高周波出力 (CF) が瞬時有効電力を供給
ロジック出力 REVP が、誤配線やすべての相の合計電力が負であることを表示
LED ドライバ・ピンで各相のドロップアウトを表示
位相シーケンス・エラーの検出
電子機械式カウンタと 2 相ステップ・モータ (F1 と F2) の直接駆動
当社独自の ADC と DSP により、大きく変動する環境条件で長時間にわたり高精度を実現
電源モニタ内蔵
クリープ保護内蔵 (無負荷スレッシュホールド)
外部オーバードライブ機能付きの 2.4 V ± 8% (25 ppm/°C typ) リファレンス内蔵
5 V 単電源、低消費電力 (42.5 mW typ)
低コストの CMOS プロセス

概要

ADE7762¹ は高精度の多相電力量計 IC です。その仕様は、IEC62053-21 規格で定める精度条件を上回っています。

ADE7762 で使用されるアナログ回路は、A/D コンバータ (ADC) とリファレンス回路のみです。他の信号処理 (乗算、フィルタリング、加算処理など) は、すべてデジタル領域で実行されます。この手法により、極端な環境条件でも長時間にわたり優れた安定性と精度が得られます。

低周波出力の F1 と F2 からは平均有効電力情報が得られます。これらのロジック出力は、電子機械式カウンタの直接駆動や、マイクロコントローラ (MCU) とのインターフェースに使用できます。CF ロジック出力からは、瞬時有効電力情報が得られます。この出力はキャリブレーションに使用します。

ADE7762 は、V_{DD} ピンに電源モニタリング回路を内蔵しています。V_{DD} 上の電源電圧が 4 V に達するまで、ADE7762 は非アクティブの状態に維持されます。電源が 4 V を下回ると、ADE7762 はリセットされ、F1、F2、CF からパルスは出力されません。

複数の多重化ロジック出力は、各相の相ドロップアウト、各相の逆極性、および位相シーケンス・エラーを示します。電圧チャンネルと電流チャンネルは、内蔵の位相マッチング回路により位相マッチングするようになっています。また、内部無負荷スレッシュホールドにより無負荷時にクリープが生じないようにしています。

ADE7762 は 28 ピン SOIC パッケージを採用しています。

¹ 米国特許申請中です。

目次

特長.....	1	電流チャンネルの接続.....	15
概要.....	1	電圧チャンネルの接続.....	15
改訂履歴.....	2	計器の接続.....	15
機能ブロック図.....	3	電源モニタ.....	17
仕様.....	4	位相モニタ.....	18
タイミング特性.....	5	位相ドロップアウト・エラー.....	18
絶対最大定格.....	6	位相シーケンス・エラー.....	18
ESDに関する注意.....	6	位相逆極性の検出.....	18
ピン配置と機能の説明.....	7	HPF とオフセットの影響.....	20
代表的な性能特性.....	9	デジタル/周波数変換.....	21
テスト回路.....	10	3相電力の積算.....	22
用語の説明.....	11	伝達関数.....	23
動作原理.....	12	周波数出力 F1、F2.....	23
力率に関する留意事項.....	12	周波数出力 CF.....	24
非サイン波の電圧および電流.....	13	電力量計アプリケーション向けの周波数選択.....	25
アナログ入力.....	14	周波数出力.....	25
電流チャンネル.....	14	無負荷スレッショールド.....	26
電圧チャンネル.....	14	外形寸法.....	27
代表的な接続図.....	15	オーダー・ガイド.....	27

改訂履歴

8/07—Revision 0: Initial Version

機能ブロック図

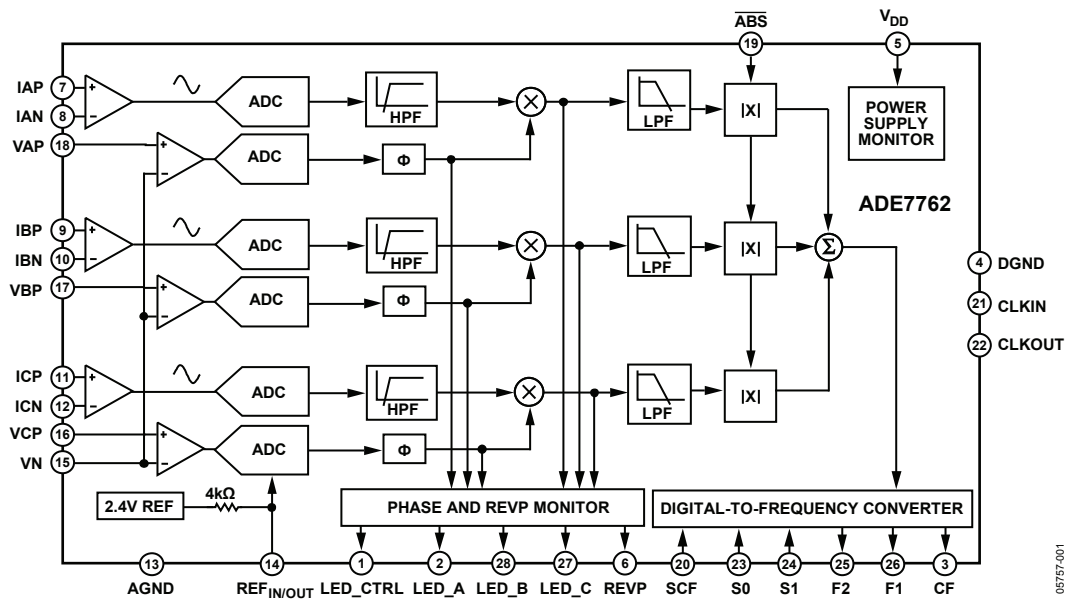


図 1.

05757-001

仕様

特に指定のない限り、 $V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$ 、 $AGND = DGND = 0\text{ V}$ 、内部リファレンス、 $CLKIN = 10\text{ MHz}$ 、 $T_{MIN} \sim T_{MAX} = -40 \sim +85^{\circ}\text{C}$ 。

表 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
ACCURACY^{1,2}					
Measurement Error on Current Channel	Voltage channel with full-scale signal ($\pm 500\text{ mV}$), 25°C , over a dynamic range of 500 to 1		0.1		% reading
Phase Error Between Channels					
PF = 0.8 Capacitive				± 0.1	Degrees
PF = 0.5 Capacitive				± 0.1	Degrees
AC Power Supply Rejection	SCF = 0, S0 = S1 = 1				
Output Frequency Variation (CF)	IA = IB = IC = 100 mV rms, VA = VB = VC = 100 mV rms @ 50 Hz, Ripple on V_{DD} of 200 mV rms @ 100 Hz		0.01		% reading
DC Power Supply Rejection	S1 = 1, S0 = SCF = 0				
Output Frequency Variation (CF)	V1 = 100 mV rms, V2 = 100 mV rms, $V_{DD} = 5\text{ V} \pm 250\text{ mV}$		0.1		% reading
ANALOG INPUTS					
Maximum Signal Levels	See the Analog Inputs section $V_{AP} - V_N$, $V_{BP} - V_N$, $V_{CP} - V_N$, $I_{AP} - I_{AN}$, $I_{BP} - I_{BN}$, $I_{CP} - I_{CN}$			± 0.5	V peak difference
Input Impedance (DC)	CLKIN = 10 MHz	370	410		k Ω
Bandwidth (-3 dB)	CLKIN/256, CLKIN = 10 MHz		14		kHz
ADC Offset Error ^{1,2}				± 25	mV
Gain Error	External 2.5 V reference, IA = IB = IC = 500 mV dc			± 9	% ideal
REFERENCE INPUT					
REF _{IN/OUT} Input Voltage Range	2.4 V + 8% 2.4 V - 8%			2.6	V
Input Impedance		3.3			k Ω
Input Capacitance				10	pF
ON-CHIP REFERENCE					
Reference Error	Nominal 2.4 V			± 200	mV
Temperature Coefficient			25		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
CLKIN (INPUT CLOCK FREQUENCY)					
	All specifications for CLKIN of 10 MHz		10		MHz
LOGIC INPUTS³					
ACF, S0, S1, and $\overline{\text{ABS}}$					
Input High Voltage, V_{INH}	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$	2.4			V
Input Low Voltage, V_{INL}	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$			0.8	V
Input Current, I_{IN}	Typically 10 nA, $V_{IN} = 0\text{ V}$ to V_{DD}			± 3	μA
Input Capacitance, C_{IN}				10	pF
LOGIC OUTPUTS³					
F1 and F2					
Output High Voltage, V_{OH}	$I_{SOURCE} = 10\text{ mA}$, $V_{DD} = 5\text{ V}$	4.5			V
Output Low Voltage, V_{OL}	$I_{SINK} = 10\text{ mA}$, $V_{DD} = 5\text{ V}$			0.5	V
CF and REVP					
Output High Voltage, V_{OH}	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $I_{SOURCE} = 5\text{ mA}$	4.5			V
Output Low Voltage, V_{OL}	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $I_{SINK} = 5\text{ mA}$			0.5	V
LED_CTRL					
Output Frequency	$V_{DD} = 5\text{ V}$, CLKIN = 10 MHz		17.39		kHz
Output High Voltage	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $I_{SOURCE} = 10\text{ mA}$	4.5			V
Output Low Voltage	$V_{DD} = 5\text{ V}$, $I_{SINK} = 10\text{ mA}$			0.4	V
LED_A, LED_B, LED_C					
Output Low I_{SINK}	$V_{DD} = 4.75\text{ V}$	8			mA
Output High Source	$V_{DD} = 4.75\text{ V}$	6			mA

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
POWER SUPPLY					
V_{DD}	For specified performance 5 V \pm 5%	4.75		5.25	V
I_{DD}			8.5	10	mA

¹ 仕様については、「用語の説明」を参照。

² 「代表的な性能特性」を参照。

³ 量産開始時およびこのパラメータに影響を及ぼすおそれのある再設計や製造プロセス変更後に、サンプル・テストを実施。

タイミング特性

特に指定のない限り、 $V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$ 、 $AGND = DGND = 0\text{ V}$ 、内部リファレンス、 $CLKIN = 10\text{ MHz}$ 、 $T_{MIN} \sim T_{MAX} = -40 \sim +85^\circ\text{C}$ 。

表 2.

Parameter ^{1,2}	Conditions	Value	Unit
t_1 ³	F1 and F2 pulse width (logic high)	120	ms
t_2	Output pulse period (see the Transfer Function section)	See Figure 2	sec
t_3	Time between F1 rising edge and F2 rising edge	$\frac{1}{2} t_2$	sec
t_4 ^{3,4}	CF pulse width (logic high)	90	ms
t_5 ⁵	CF pulse period (see the Transfer Function section)	See Table 7	sec
t_6	Minimum time between F1 and F2 pulse	4/CLKIN	sec
t_7	LED_CTRL pulse width	28.8	μs
t_8	LED_CTRL period	57.5	μs
t_9	LED pulse width	7.2	μs

¹ 量産開始時およびこのパラメータに影響を及ぼすおそれのある再設計や製造プロセス変更後に、サンプル・テストを実施。

² 図 2 を参照。

³ 高い出力周波数については、F1、F2、CF のパルス幅は固定されていません（「周波数出力」を参照）。

⁴ CF は、F1 または F2 周波数出力と同期しません。

⁵ 高周波モードでは、CF パルスは常に 1 μs です（「周波数出力」を参照）。

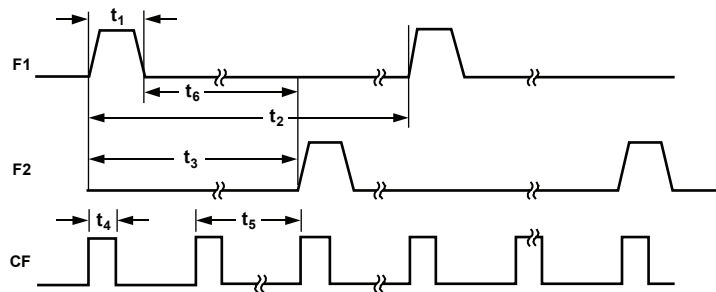


図 2. 周波数出力のタイミング図

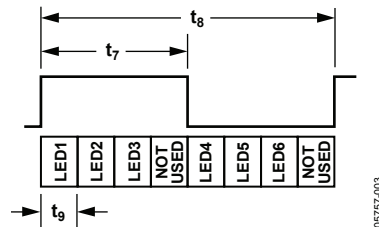


図 3. LED ドライバのタイミング図

絶対最大定格

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表 3.

Parameter	Rating
V_{DD} to AGND	-0.3 V to +7 V
V_{DD} to DGND	-0.3 V to +7 V
Analog Input Voltage to AGND VAP, VBP, VCP, VN, IAP, IAN, IBP, IBN, ICP, and ICN	-6 V to +6 V
Reference Input Voltage to AGND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3$ V
Digital Input Voltage to DGND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3$ V
Digital Output Voltage to DGND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3$ V
Operating Temperature Range, Industrial	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C
28-Lead SOIC, Power Dissipation	63 mW
θ_{JA} Thermal Impedance	55°C/W
Lead Temperature, Soldering	
Vapor Phase (60 sec)	215°C
Infrared (15 sec)	220°C

左記の絶対最大定格を超えるストレスを加えると、デバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。この規定はストレス定格のみを指定するものであり、この仕様の動作セクションに記載する規定値以上でのデバイス動作を定めたものではありません。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性に影響を与えることがあります。

ESDに関する注意



ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないうまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。

ピン配置と機能の説明

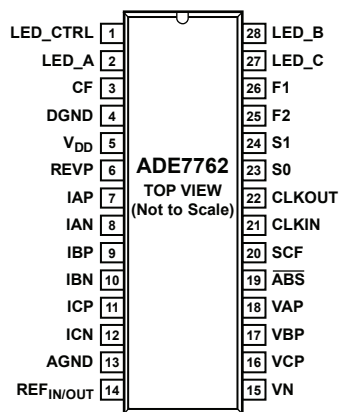


図 4. ピン配置

表 4. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	LED_CTRL	LED 制御出力。LED_CTRL 信号は、LED_A、LED_B、LED_C の各ピンで位相ドロップアウト、位相シーケンス・エラー、各相の逆電力の情報を多重化して通知します。
2	LED_A	相 A の位相モニタ出力。LED をこのピンに接続して、相 A の位相ドロップアウトまたは逆電力を示します（「位相モニタ」を参照）。
3	CF	キャリブレーション周波数ロジック出力。CF ロジック出力は、瞬时有効電力情報を供給します。この出力はキャリブレーション用に使用します。
4	DGND	このピンは、ADE7762 のデジタル回路（乗算器、フィルタ、デジタル/周波数コンバータ）にグラウンド・リファレンスを提供します。ADE7762 のデジタル・リターン電流が小さいため、このピンをシステム全体のアナログ・グラウンド・プレーンに接続できます。
5	V _{DD}	電源。このピンで、ADE7762 内のデジタル回路に電源電圧を供給します。仕様の動作を得るには、電源電圧を $5\text{ V} \pm 5\%$ に維持します。10 μF のコンデンサと 100 nF のセラミック・コンデンサを並列接続して、このピンと DGND の間をデカップリングしてください。
6	REVP	3 相の合計電力で負の電力が検出されると、このロジック出力はロジック・ハイになります。この出力はラッチされず、再び正の電力が検出されるとリセットされます（「負の合計電力検出」を参照）。
7, 8; 9, 10; 11, 12	IAP, IAN; IBP, IBN; ICP, ICN	電流チャンネルのアナログ入力。電流トランスデューサとともに使用されるため、本書では電流チャンネルと呼んでいます。これらの入力は完全差動電圧入力で、最大差動入力信号レベルは $\pm 0.5\text{ V}$ です（「アナログ入力」を参照）。両方の入力には ESD 保護回路が備わっており、また恒久的な損傷なしに $\pm 6\text{ V}$ の過電圧に耐えられます。
13	AGND	このピンから、ADE7762 内のアナログ回路（ADC とリファレンス）にグラウンド・リファレンスを提供します。このピンをシステム内のアナログ・グラウンド・プレーンまたは最もノイズの低いグラウンド・リファレンスに接続してください。この低ノイズのグラウンド・リファレンスは、アンチエイリアシング・フィルタ、電流トランスデューサ、電圧トランスデューサなど、すべてのアナログ回路に使用します。ADE7762 周辺のグラウンド・ノイズを最小限に抑えるために、低ノイズのグラウンド・プレーンをデジタル・グラウンド・プレーンと 1 点で接続してください。デバイス全体をアナログ・グラウンド・プレーン上に配置することが可能です。
14	REF _{IN/OUT}	このピンから内部電圧リファレンスを利用します。内部リファレンスの公称値は $2.4\text{ V} \pm 8\%$ 、温度係数は 25 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ (typ) です。このピンに外部リファレンス源を接続することもできます。いずれの場合も、このピンと AGND の間に 1 μF のセラミック・コンデンサを外付けしてデカップリングしてください。
15, 16, 17, 18	VN, VCP, VBP, VAP	電圧チャンネルのアナログ入力。電圧トランスデューサとともに使用されるため、本書では電圧チャンネルと呼んでいます。これらの入力はシングルエンドの電圧入力で、仕様の動作を得るための最大信号レベルは VN を基準として $\pm 0.5\text{ V}$ です。すべての入力に内部 ESD 保護回路が備わっており、また恒久的な損傷なしに $\pm 6\text{ V}$ の過電圧に耐えられます。
19	ABS	このロジック入力は、各相からの 3 つの有効電力量を加算する方法の選択に使用します。3 つの電力量の算術合計（ABS がロジック・ハイ）または絶対値合計（ABS がロジック・ロー）を選択します。「3 つの有効電力量合計のモード選択」を参照。
20	SCF	セレクト・キャリブレーション周波数。このロジック入力を使用して、キャリブレーション出力 CF の周波数を選択します。表 7 は、キャリブレーション周波数の選択方法を示します。

ピン番号	記号	説明
21	CLKIN	ADC とデジタル信号処理用のマスター・クロック。このロジック入力に外部クロックを供給できます。別の方法として、CLKIN と CLKOUT 間に共振 AT 水晶発振器を並列に接続して、ADE7762 のクロック源を供給することも可能です。仕様動作のクロック周波数は 10 MHz です。22~33 pF までのセラミック負荷コンデンサをゲート発振器回路とともに使用します。負荷容量の条件については、水晶発振器メーカーのデータシートを参照してください。
22	CLKOUT	21 番ピンで説明したように、このピンと CLKIN の間に水晶発振器を接続して、ADE7762 のクロック源を供給できます。外部クロックが CLKIN に供給されるとき、または水晶発振器の使用時に、CLKOUT ピンは 1 つの CMOS 負荷を駆動できます。
23, 24	S0, S1	これらのロジック入力を使用して、デジタル/周波数変換の周波数を 4 つのうちから 1 つ選択します。これにより、電力量計の柔軟な設計が可能になります。
25, 26	F2, F1	低周波数ロジック出力。F1 と F2 から平均有効電力情報が出力されます。これらのロジック出力を使用して、電子機械式カウンタと 2 相ステップ・モータを直接駆動できます（「伝達関数」を参照）。
27	LED_C	相 C の位相モニタ出力。LED をこのピンに接続して、相 C の位相ドロップアウトまたは逆電力を示します（「位相モニタ」を参照）。
28	LED_B	相 B の位相モニタ出力。LED をこのピンに接続して、相 B の位相ドロップアウトまたは逆電力を示します（「位相モニタ」を参照）。

代表的な性能特性

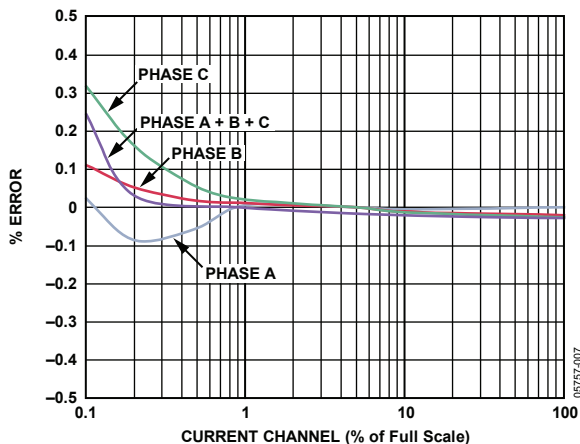


図 5. 測定値のパーセントとしての誤差 (内部リファレンス使用時、Y 接続)

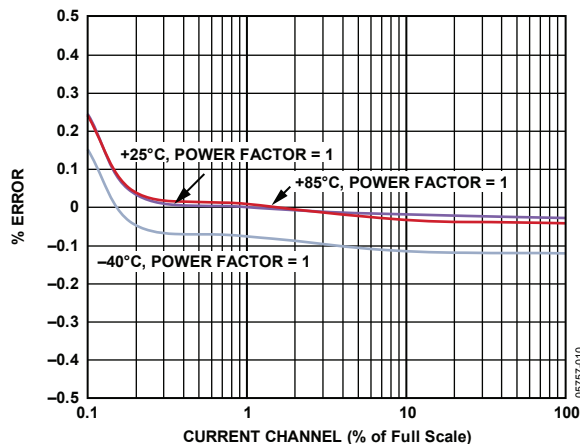


図 8. 各力率における測定値のパーセントとしての誤差 (外部リファレンス使用時、Y 接続)

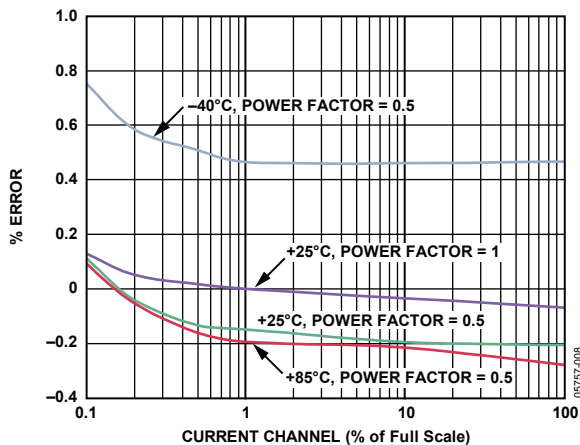


図 6. 各力率における測定値のパーセントとしての誤差 (内部リファレンス使用時、Y 接続)

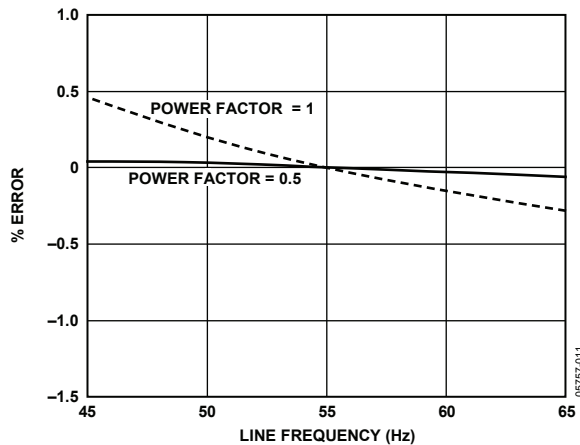


図 9. 周波数変化に対する測定値のパーセントとしての誤差 (内部リファレンス使用時、Y 接続)

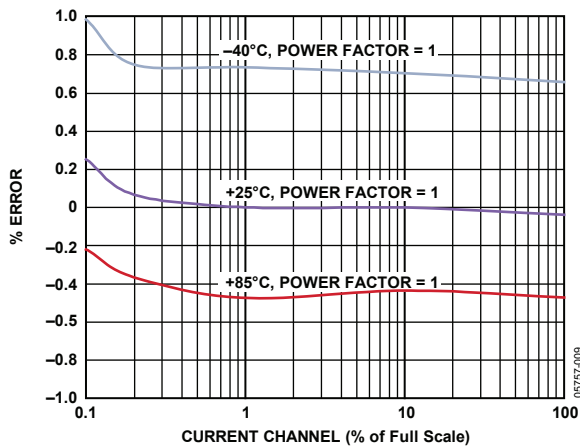


図 7. 各温度における測定値のパーセントとしての誤差 (内部リファレンス使用時、Y 接続)

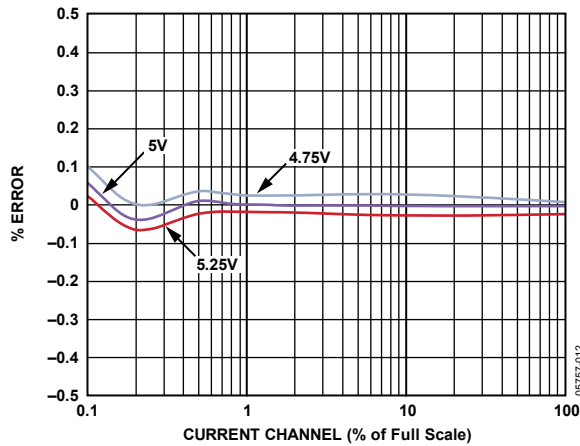


図 10. 各電源電圧における測定値のパーセントとしての誤差 (内部リファレンス使用時、Y 接続)

用語の説明

測定誤差

ADE7762 による電力量測定に関連する誤差は、次式によって定義できます。

$$\text{Percentage Error} = \left(\frac{\text{Energy Registered by ADE7762} - \text{True Energy}}{\text{True Energy}} \right) \times 100\% \quad (1)$$

チャンネル間誤差

電流チャンネル内のハイパス・フィルタ (HPF) には、位相進み応答があります。この位相応答をオフセット調整し、チャンネル間の位相応答を均等にするために、電流チャンネル内に位相補正回路が配置されています。この位相補正回路により、電流チャンネルと電圧チャンネルとの間の位相マッチングが 45~65 Hz の範囲で ±0.1° 以内、40 Hz~1 kHz の範囲で ±0.2° 以内に維持されます (図 24 と図 25 を参照)。

電源電圧変動除去比 (PSR)

電源電圧が変動したときの ADE7762 の測定誤差を測定値のパーセントで表したものです。

AC の PSR 測定では、最初に公称電源 (5 V) での測定値を読み出します。次に、この電源に 200 mV rms/100 Hz の信号を重畳させて、同じ入力信号レベルで出力を読み出します。この信号に伴う誤差は、測定値のパーセントで表します。「測定誤差」の定義を参照してください。

DC の PSR 測定では、最初に公称電源 (5 V) で測定値を読み出します。次に、電源を ±5% 変化させて、同じ入力信号レベルで出力を読み出します。この場合に伴う誤差も、測定値のパーセントで表します。

ADC オフセット誤差

ADC のアナログ入力に関連する DC オフセットです。アナログ入力が AGND に接続されていても、ADC はアナログ入力信号のオフセットを認識します。ただし、HPF が常に存在するため、オフセットは電流チャンネルから除去され、電力計算がこのオフセットにより影響を受けることはありません。

ゲイン誤差

ADE7762 のゲイン誤差は、出力周波数の測定値 (オフセットは除去) と理論値との差です。この差は、理論的な周波数のパーセントで表します。周波数の理論値は、ADE7762 の伝達関数から求めます (「伝達関数」を参照)。

動作原理

電流トランスデューサと電圧トランスデューサからの 6 つの信号は、ADC でデジタル信号に変換されます。これらの ADC は、オーバーサンプリング・レートが 833 kHz の 16 ビット、2 次 の $\Sigma\Delta$ (シグマ・デルタ) 型デバイスです。このアナログ入力構造は、トランスデューサと直接接続できるように幅広いダイナミック・レンジとバイポーラ入力を備えているため、トランスデューサとのインターフェースを容易にします。電流チャンネル内のハイパス・フィルタは、電流信号の DC 成分を除去します。そのため、電圧信号や電流信号のオフセットが原因となって有効電力の計算に誤差が生じることがありません(「HPF とオフセットの影響」を参照)。

有効電力の計算には、瞬時電力信号を利用します。瞬時電力信号は、各相の電流信号と電圧信号を直接乗算することにより生成します。ここから有効電力成分(DC 成分)を抽出するために、各位相の瞬時電力信号にローパス・フィルタをかけます。図 12 は、瞬時有効電力信号を示していますが、瞬時電力信号にローパス・フィルタをかけて有効電力情報を抽出する方法も示しています。この方法により、多相システムの相ごとに有効電力情報を抽出します。次に、各相の有効電力を加算して、有効電力合計値の情報を得ます。この方法を使用することで、あらゆる力率で非サイン波の電流と電圧に対する有効電力を正しく計算できます。信号処理はすべてデジタル領域で実行されるため、温度と時間の変化に対して優れた安定性が得られます。

ADE7762 の低周波数出力は、合計有効電力情報を積算して生成します。この低周波からわかるのは、出力パルス間に長い積算時間があるということです。したがって、出力周波数は平均有効電力に比例することになります。この平均有効電力情報を積算することで(カウンタを使用するなど)、有効電力量情報を生成できます。出力周波数が高いため積算時間が短くなることから、CF 出力は瞬時有効電力に比例します。定常負荷状態で行われるシステム・キャリブレーションにはこのパルスを利用できます。

力率に関する留意事項

各瞬時電力信号から有効電力情報を抽出する方法(ローパス・フィルタ処理を使用)は、各相の電圧信号と電流信号が同相でない場合にも有効です。図 13 は、多相のうち 1 つの相で、力率=1 の状態と、変位力率(DPF) = 0.5、つまり電流信号の位相が電圧よりも 60°遅れる状態を示します。電圧波形と電流波形がサイン波の場合、瞬時電力信号の有効電力成分(DC 項)は、次式で求められます。

$$\left(\frac{V \times I}{2}\right) \times \cos(60^\circ) \tag{2}$$

これで正しく有効電力を計算できます。

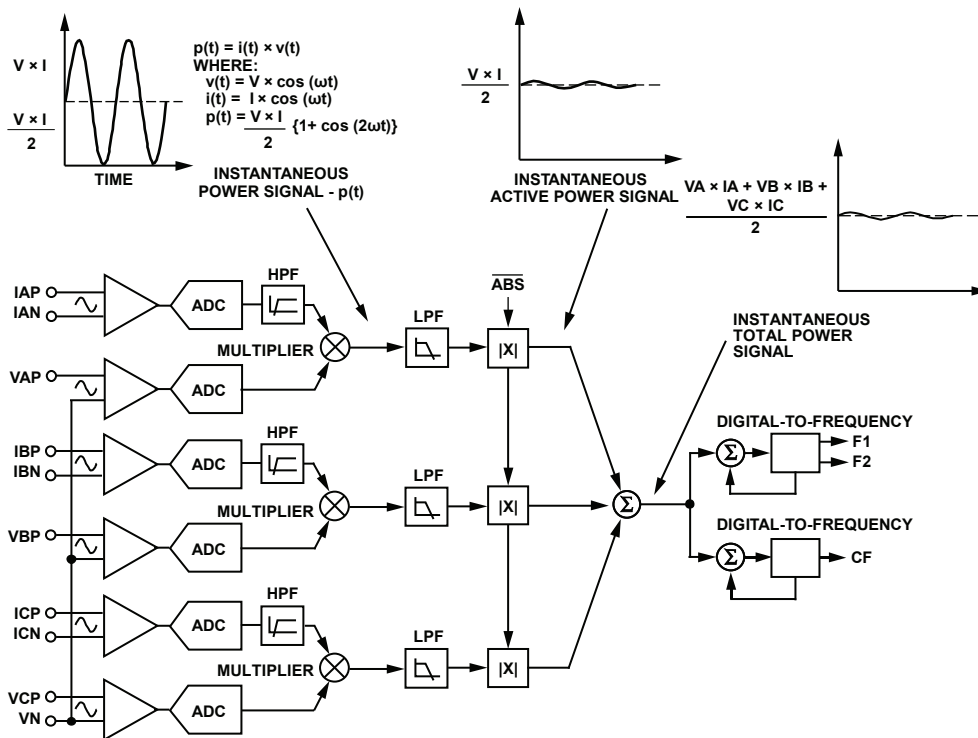


図 12. 信号処理のブロック図

05757-016

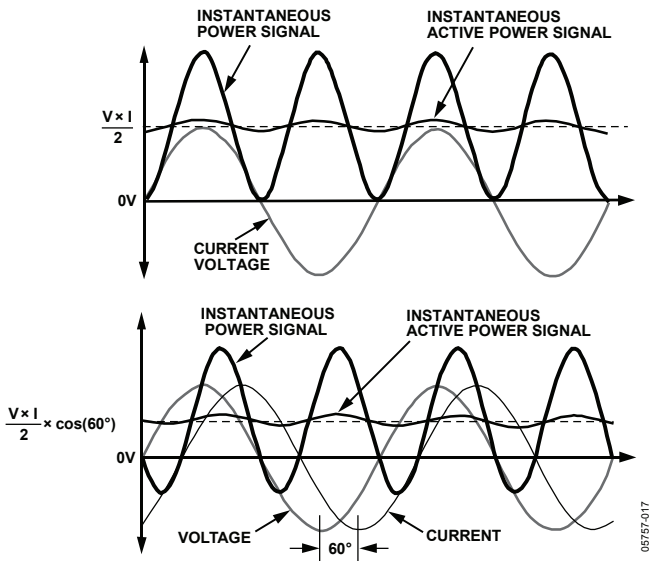


図 13. 瞬時電力信号の DC 成分

非サイン波の電圧および電流

この有効電力の計算方法は、非サイン波の電流および電圧にも適用できます。実際のアプリケーションでは、あらゆる電圧波形と電流波形に若干の高調波成分が含まれます。フーリエ変換を利用すれば、その高調波成分に基づいて瞬時電圧波形と電流波形を表すことができます。

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \times \sum_{n=1}^{\infty} V_n \times \sin(n\omega t + \alpha_n) \quad (3)$$

ここで、
 $v(t)$ は瞬時電圧です。
 V_0 は平均値です。
 V_n は電圧高調波 n の RMS 値です。
 α_n は電圧高調波の位相角です。

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \times \sum_{n=1}^{\infty} I_n \times \sin(n\omega t + \beta_n) \quad (4)$$

ここで、
 $i(t)$ は瞬時電流です。
 I_0 は DC 成分です。
 I_n は電流高調波 n の RMS 値です。
 β_n は電流高調波の位相角です。

式 3 と式 4 を使用して、有効電力 P をその基本波有効電力 (P_1) と高調波有効電力 (P_H) に基づいて表すことができます。

$$P = P_1 + P_H$$

ここで、

$$P_1 = V_1 \times I_1 \cos \phi_1 \quad (5)$$

$$\phi_1 = \alpha_1 - \beta_1$$

$$P_H = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \times I_n \cos \phi_n \quad (6)$$

$$\phi_n = \alpha_n - \beta_n$$

式 6 からわかるように、電圧波形と電流波形の両方に高調波が存在する場合、高調波ごとに高調波の有効電力成分が生成されます。純粋なサイン波の場合、すでに示したように力率計算は正確になります。高調波は一連の純粋なサイン波で構成されているため、高調波有効電力は力率も正しく表すこととなります。高調波測定の制限要因は帯域幅です。ADE7762 の場合、10 MHz のマスター・クロック周波数では、測定有効電力の帯域幅が 14 kHz となります。

アナログ入力

電流チャンネル

電流トランスデューサからの電圧出力は、完全差動の電圧入力である ADE7762 の電流チャンネルに接続されます。IAP、IBP、ICP はそれぞれ IAN、IBN、ICN に対応する正側入力です。

仕様の動作を得るには、電流チャンネルの最大ピーク差動信号は ± 500 mV（純粋なサイン波信号の場合は 353 mV rms）未満とします。

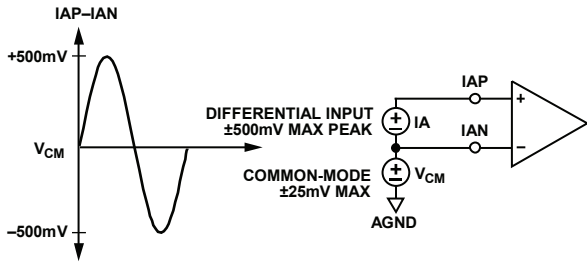


図 14. 最大信号レベル（電流チャンネル）

図 14 は、IAP と IAN の最大信号レベルを示します。IAP と IAN 間の最大差動電圧は ± 500 mV です。入力の差動電圧信号は、同相を基準にする必要があります（通常は AGND）。図 14 の最大同相信号は ± 25 mV です。

電圧チャンネル

ライン電圧トランスデューサの出力は、ADE7762 の電圧入力に接続されます。電圧チャンネルは、疑似差動電圧入力です。VAP、VBP、VCP は VN を基準とする正側入力です。

仕様の動作を得るための電圧チャンネル上の最大ピーク差動信号は、 ± 500 mV（純粋なサイン波信号の場合は 353 mV rms）です。

図 15 は、ADE7762 の電圧チャンネルに接続できる最大信号レベルを示します。

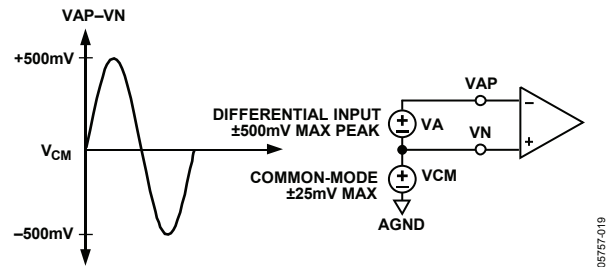


図 15. 最大信号レベル（電圧チャンネル）

電圧チャンネルは同相電圧から駆動します。すなわち、入力の差動電圧信号は同相（通常は AGND）を基準にする必要があります。ADE7762 のアナログ入力は、AGND を基準に最大 25 mV の同相電圧で駆動できますが、AGND に等しい同相を使用すれば最高の成果が得られます。

代表的な接続図

電流チャンネルの接続

図 16 は、電流チャンネル (IAN) の代表的な接続図を示します。この例では、電流トランスデューサとして変流器 (CT) を選択します。電流チャンネルの同相電圧は AGND であり、この電圧は負荷抵抗を AGND にセンター・タップする方法で生成しています。これにより、IAP および IAN に相補アナログ入力信号が供給されます。最大負荷時に ±500 mV のピーク差動電圧が得られるよう、CT 巻数比と負荷抵抗 Rb の値を選択します。

理論上は、Rb をセンター・タップする方法が望ましいのですが、そのためにはチャンネルの抵抗値が同一となるように、レイアウトと抵抗間のマッチングに細心の注意を払う必要があります。設計や実用面でのメリットを考慮した場合、抵抗は 1 個が妥当です。

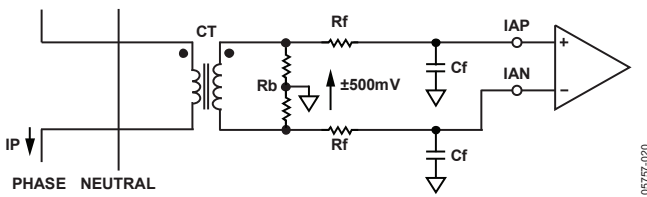


図 16. 電流チャンネルの代表的な接続

電圧チャンネルの接続

図 17 は、電圧チャンネルの代表的な接続図を 2 つ示します。第 1 の方法では、変圧器 (PT) を使用して主電源電圧から完全に絶縁します。第 2 の方法は、中性線を避けて ADE7762 をバイアスし、抵抗分圧器を使用してライン電圧に比例する電圧信号を得ます。計器でゲイン・キャリブレーションを行うときは、Ra、Rb、VR の比を調整すると便利です。VR はポテンショメータまたはバイナリ加重直列抵抗を使用して実装できます。いずれの構成も良好に動作しますが、ポテンショメータは時間の経過に伴ってノイズが発生することがあります。ノイズを最小限に抑えるには、VR の代わりに 2 個の固定値抵抗を使用します。

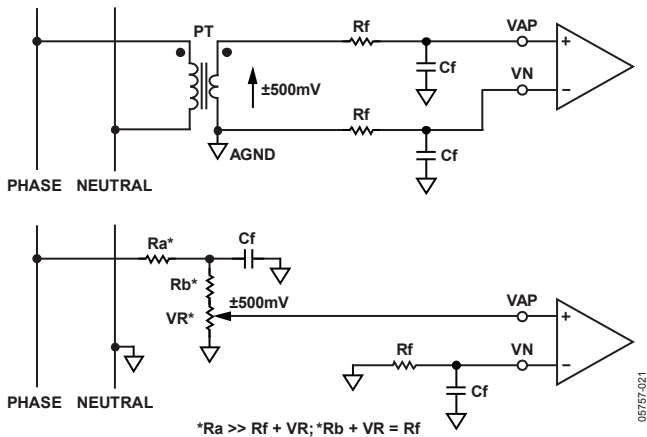


図 17. 電圧チャンネルの代表的な接続

計器の接続

3 相の電力供給には、3 相/4 線または 3 相/3 線の 2 つの配電供給があります。3 相/4 線方式では、中性線が追加されます。この各方式の電圧ラインの位相差は、±120° (±2π/3 ラジアン) です (式 7 を参照)。

$$V_A(t) = \sqrt{2} \times V_A \times \cos(\omega t)$$

$$V_B(t) = \sqrt{2} \times V_B \times \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (7)$$

$$V_C(t) = \sqrt{2} \times V_C \times \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)$$

ここで、 V_A 、 V_B 、 V_C は、各相の電圧 RMS 値です。

電流入力は、以下の式から求められます。

$$I_A(t) = \sqrt{2} I_A \times \cos(\omega t + \phi_A)$$

$$I_B(t) = \sqrt{2} I_B \times \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_B\right) \quad (8)$$

$$I_C(t) = \sqrt{2} I_C \times \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \phi_C\right)$$

ここで、

I_A 、 I_B 、 I_C は各相の電流 RMS 値です。

ϕ_A 、 ϕ_B 、 ϕ_C は、各相の電流チャンネルと電圧チャンネルの位相差です。

次に、瞬時電力は次のように計算できます。

$$P_A(t) = V_A(t) \times I_A(t)$$

$$P_B(t) = V_B(t) \times I_B(t)$$

$$P_C(t) = V_C(t) \times I_C(t)$$

したがって、式は以下のように展開されます。

$$P_A(t) = V_A \times I_A \times \cos(\phi_A) - V_A \times I_A \times \cos(2\omega t + \phi_A)$$

$$P_B(t) =$$

$$V_B \times I_B \times \cos(\phi_B) - V_B \times I_B \times \cos\left(2\omega t + \frac{4\pi}{3} + \phi_B\right) \quad (9)$$

$$P_C(t) = V_C \times I_C \times \cos(\phi_C) - V_C \times I_C \times \cos\left(2\omega t + \frac{8\pi}{3} + \phi_C\right)$$

式 9 に示すように、1 つの相の電流および電圧入力と同じチャンネル (A、B、C) に接続されるときに、相ごとの有効電力計算が行われます。その後、 $P(t) = P_A(t) + P_B(t) + P_C(t)$ のように、各相の有効電力計算値を加算することにより、合計有効電力情報が得られます。

図 18 は、3 相/3 線デルタ接続電力供給ラインに ADE7762 のアナログ入力を接続する構成を示します。

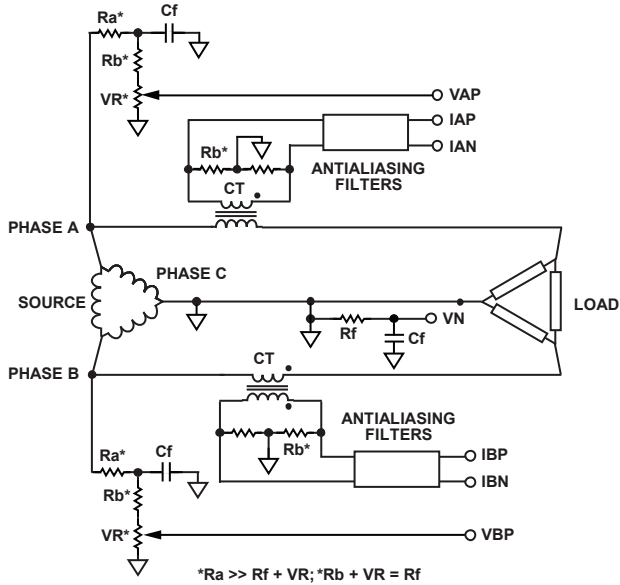


図 18. 3 相/3 線電力量計と ADE7762 の接続

この場合、ADE7762 の 2 つの電流入力と 2 つの電圧入力のみが使用されます。ADE7762 で計算される有効電力は、選択するチャンネルに依存しません。

図 19 は、3 相/4 線 Y 接続電力供給ラインに ADE7762 のアナログ入力を接続する構成を示します。

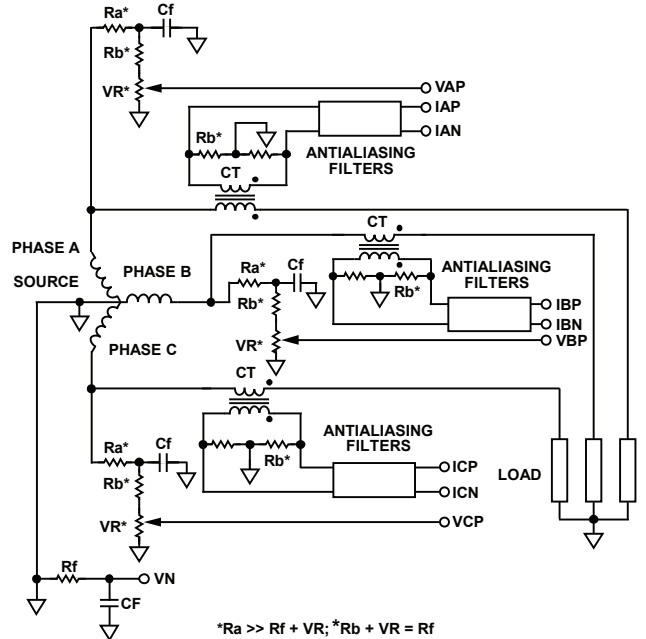


図 19. 3 相/4 線電力量計と ADE7762 の接続

電源モニタ

ADE7762は、内蔵の電源モニタによって電源 (V_{DD}) を連続的に監視します。パワーアップ時に電源が $4\text{ V} \pm 2\%$ を下回り、 V_{REF} が 1.9 V (typ) 未満になると、ADE7762 の出力は非アクティブ状態になり、データパスはリセット状態に保持されます。 V_{DD} が $4\text{ V} \pm 2\%$ を上回り V_{REF} が 1.9 V (typ) より大きくなると、チップがアクティブになり、電力量の積算が開始されます。パワーダウン時に V_{DD} が 4 V を下回るか、 V_{REF} が 1.9 V (typ) 未満になると、データパスが再度リセット状態に保持されます。この機能によって、パワーアップ時とパワーダウン時にデバイスの正しい動作が保証されます。電源モニタにはヒステリシスとフィルタ機能が内蔵されているため、電源ノイズによる誤ったトリガに対する高い耐性があります。

V_{DD} のリップルが通常動作仕様の $\pm 5\%$ を超えないように、電源とデカップリングを設計してください。

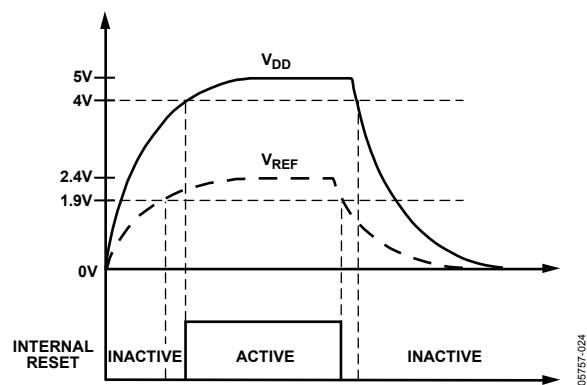


図 20. 内蔵電源モニタ

位相モニタ

ADE7762 は位相モニタ機能を備え、4つのピンで位相ドロップアウト、位相シーケンス・エラー、逆極性を検出します。これらの機能のうち優先度が最も高いのは位相ドロップアウトで、最も低いのは逆極性です。位相ドロップアウトが発生すると、位相シーケンス・エラー表示機能は3相がすべて位相ドロップアウト・レベルを上回るまでディスエーブルとなります（「位相ドロップアウト・エラー」を参照）。ドロップアウト検出レベルはゼロに設定されていないため、位相ドロップアウト状態のときは位相に小電圧が生じます。したがって、適正な状態になると、その位相に対して逆極性も示されます。

位相モニタ回路では、信号が4本のピンに多重化されます。4本の多重化ピンは LED_CTRL、LED_A、LED_B、LED_C です。2個の LED は図 21 に示すように各ピンに接続できます。LED_CTRL がハイレベルになると、LED_A はローレベルになって LED をオンにし、相 A の位相ドロップ状態を示します。LED_CTRL がローレベルになると、LED_A はハイレベルになって相 A の逆極性 (REVP) 状態を示します。位相シーケンス・エラーが発生すると、位相シーケンス (Phase Seq) LED/位相ドロップ (Drop) LED が点滅します。

LED_CTRL は 131 kHz のレートでスイッチングすることで、Phase Seq/Drop LED と REVP LED の両方を同時にオンにして位相ドロップアウトと REVP を同時に示すことができます。タイミング図については、図 3 を参照してください。

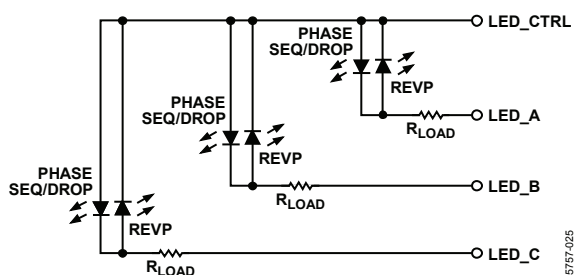


図 21. 位相モニタ回路

位相ドロップアウト・エラー

ADE7762 は、ある位相に関して低電圧信号が存在するか、または電圧信号がまったく存在しない場合に、位相ドロップ状態を通知します。位相ドロップアウト状態となるのは、位相の振幅がフルスケール・アナログ入力電圧の 20%未満に降下したとき、またはその位相でゼロ交差の後に別のゼロ交差が 150 ms 間発生しないときです。この状態が生じると、位相ドロップアウト信号が生成され、Phase Seq/Drop LED がオンになって位相喪失を示します。アナログ入力で位相ドロップ状態が発生してから LED 出力で状態が表示されるまでの遅延は約 150 ms です。位相ドロップアウト状態の間、電力はドロップ・チャンネルやほかのチャンネルで積算され続け、位相シーケンス・エラー表示はディスエーブルとなります。位相ドロップを通知する Phase Seq/Drop LED がオフになるのは、ゼロ交差が 150 ms 以上の期間発生して、その位相の電圧入力の振幅がフルスケール入力電圧の 20%を上回ったときです。

位相シーケンス・エラー

ADE7762 は各相のゼロ交差を検出します。位相シーケンス・エラーは、A>B>C>A>...のシーケンスが崩れたときに発生します。位相シーケンス・エラーが発生すると、Phase Seq/Drop LED が 1 Hz で点滅します（図 22 を参照）。

位相シーケンス・エラーと REVP は同時に表示できます。適正な状態の場合は、REVP LED が逆極性が継続的に通知されます。たとえば、位相シーケンスが A>C>B>A...になると、相 B は負の有効電力が積算され、相 B の REVP LED がオン状態となり、Phase Seq/Drop LED はすべて 1 Hz で点滅します。位相シーケンス・エラーが発生してから LED の点滅で位相シーケンス・エラーを示すまでの遅延は約 150 ms です。

位相逆極性の検出

特定の位相で逆電力が検出されると、その位相に対応した REVP LED がオンになります。たとえば、相 A の電力が負であれば、LED_A に接続されている REVP LED がオンになります。LED_A、LED_B、または LED_C ピン上の REVP は瞬時に状態を表示します。ADC の入力が変わって、特定の位相で逆電力状態が生じるように電力が計算されると、該当する LED がオンになります。

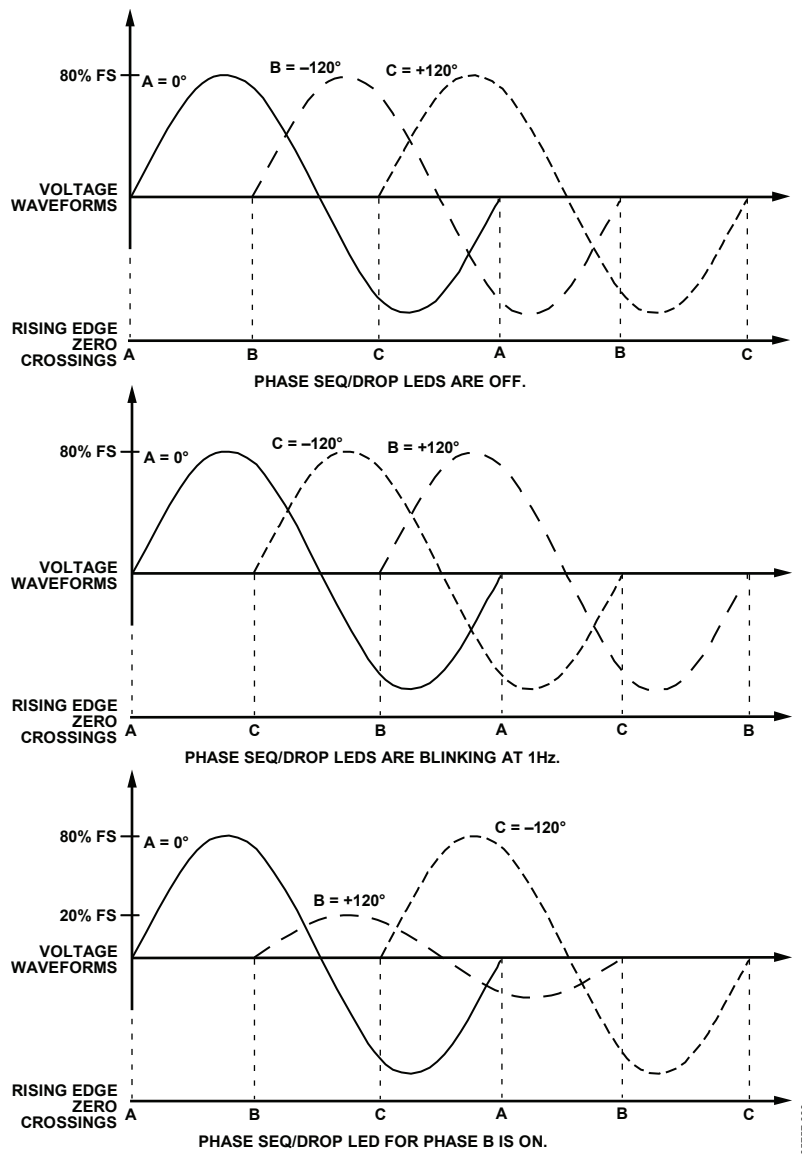


図 22. 位相シーケンスの検出

HPFとオフセットの影響

図 23 は、有効電力の計算に対するオフセットの影響を示します。図 23 からわかるように、電流チャンネルと電圧チャンネルのオフセットは乗算後の DC 成分の原因になります。この DC 成分は LPF によって抽出され、各相の有効電力情報の生成に使用されるため、オフセットが総有効電力の計算に一定の誤差をもたらすことになります。この問題は、電流チャンネルの HPF によって簡単に回避できます。少なくとも 1 つのチャンネルからオフセットを除去すれば、乗算によって DC の誤差成分が生じることはありません。cos(ωt) の誤差項は、LPF とデジタル/周波数変換によって除去します（「デジタル/周波数変換」を参照）。

$$\begin{aligned} & (V \cos(\omega t) + V_{OS}) \times (I \cos(\omega t) + I_{OS}) = \\ & \frac{V \times I}{2} + V_{OS} \times I_{OS} + V_{OS} \times I \cos(\omega t) + I_{OS} \times V \cos(\omega t) \\ & + \frac{V \times I}{2} \times \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (10)$$

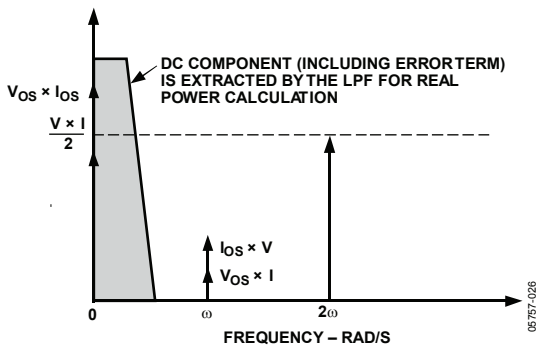


図 23. チャンネル・オフセットが有効電力の計算に及ぼす影響

電流チャンネル内の HPF には、位相応答が伴いますが、これはオンチップで補償します。図 24 と図 25 に、補償回路を起動しているときのチャンネル間の位相誤差を示します。

図からわかるように ADE7762 は 1 kHz まで位相補償されるため、低力率においても高調波有効電力を正しく計算できます。

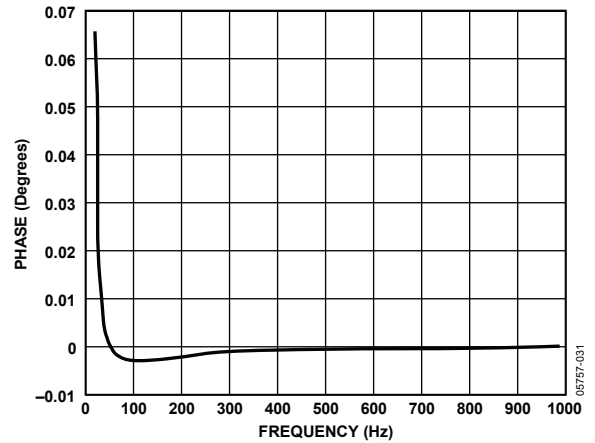


図 24. チャンネル間の位相誤差 (0 Hz~1 kHz)

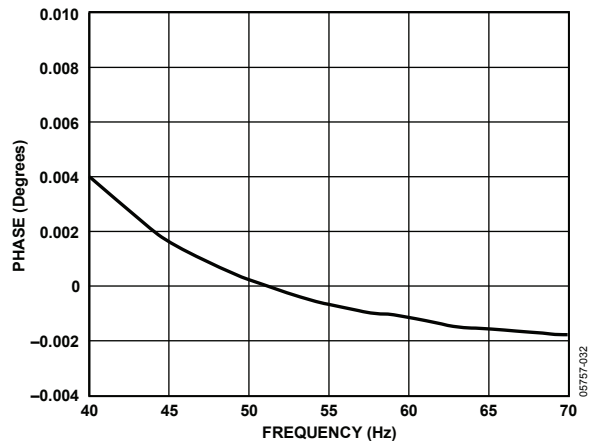


図 25. チャンネル間の位相誤差 (40~70 Hz)

デジタル／周波数変換

乗算後のローパス・フィルタのデジタル出力には、各相の有効電力情報が含まれています。ただし、この LPF は理想的なブリック・ウォール・フィルタにはならないため、出力信号の中にはライン周波数とその高調波、すなわち $\cos(h\omega t)$ (ここで、 $h = 1, 2, 3, \dots$) での減衰成分も含まれます。

フィルタの振幅応答は次式のとおりです。

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

ここで、ローパス・フィルタの-3 dB カットオフ周波数は 8 Hz です。

50 Hz のライン周波数では、 2ω (100 Hz) 成分の減衰量は約-22 dB です。瞬時電力信号により、支配的な高調波はライン周波数の 2 倍、 $\cos(2\omega t)$ にあります。図 26 は、CF の出力の瞬時有効電力信号を示します。これには、まだかなりの量の瞬時電力情報 $\cos(2\omega t)$ が含まれています。

その後、この信号はデジタル／周波数コンバータに渡され、そこで時間について積分(積算)されて出力周波数が得られます。信号のこのような積算により、瞬時有効電力信号内の DC 以外のすべての成分が抑制または平均化されます。

サイン波信号の平均値はゼロです。これにより、ADE7762 で生成される周波数は平均有効電力に比例したものになります。図 26 には、定常負荷状態(一定の電圧と電流)に対するデジタル／周波数変換も示されています。

定常負荷状態でも周波数出力 CF は時間とともに変化します(図 26 を参照)。この周波数変動の主な原因は、瞬時有効電力信号に含まれる $\cos(2\omega t)$ 成分です。CF の出力周波数は、F1 と F2 の周波数の最大 160 倍まで増大できます。高い出力周波数を生成するには、はるかに短い時間で瞬時有効電力信号を積算しながら周波数に変換します。積算期間が短いということは、 $\cos(2\omega t)$ 成分の平均化も少なくなるということです。このため、瞬時電力信号の一部はデジタル／周波数変換段を通過します。

CF をキャリブレーションに使用する場合、周波数カウンタによって周波数の平均化を行い、リップルを除去して周波数の安定を確保します。マイクロプロセッサ・ベースのアプリケーションのように電力量の測定に CF を使用する場合は、CF 出力も平均化して電力を計算してください。出力 F1 と F2 ははるかに低い周波数で動作するため、瞬時有効電力信号の重要な平均化が行われません。その結果、サイン波成分は大幅に減衰し、ほとんどリップルのない周波数出力が得られます。これらはステップ・モータ式の計器で電力量測定に使用されます。

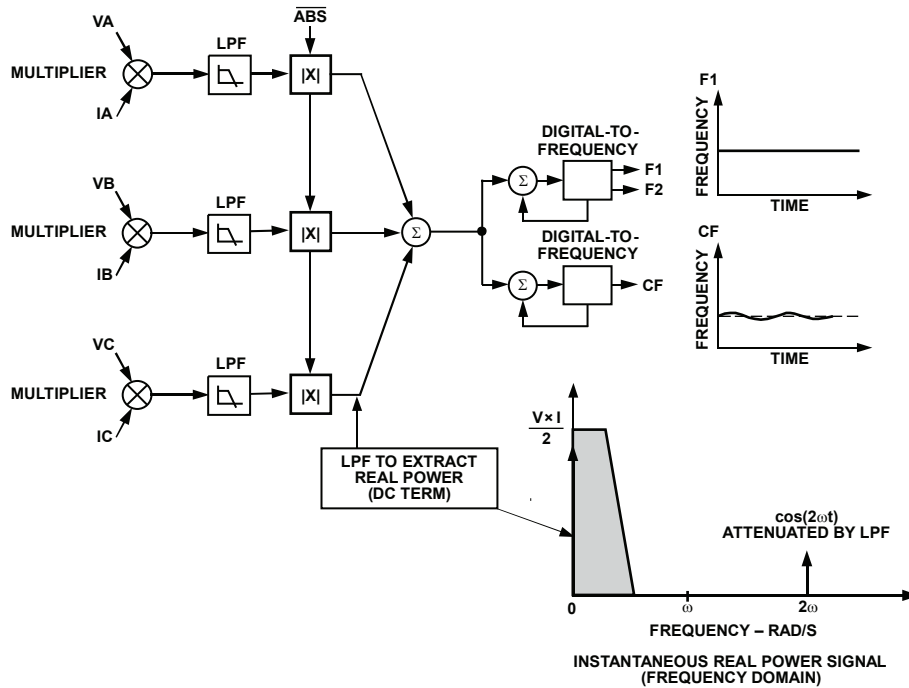


図 26. 有効電力／周波数変換

3 相電力の積算

電力量測定に関する留意事項

電力情報の計算と表示には、常に若干のリップルが伴いますが、そのリップルは MCU が平均電力と負荷を測定するために使用する積分時間に依りて変化します。たとえば、軽負荷で、出力周波数が 10 Hz という場合を考えます。積分時間が 2 秒の場合は、約 20 のパルスのみがカウントされます。ADE7762 の出力周波数は MCU タイマと非同期に動作するため、1 つのパルスが欠落する可能性が常に存在します。その結果、電力量測定で 1/20、つまり 5% の誤差が発生します。この問題を解消するために、所望の精度を達成するうえで適切な積分時間を考慮に入れる必要があります。

3 つの有効電力量合計のモード選択

ADE7762 は、3 つの有効電力量の算術合計 ($W_h = W_{h\phi A} + W_{h\phi B} + W_{h\phi C}$) または絶対値合計 ($W_h = |W_{h\phi A}| + |W_{h\phi B}| + |W_{h\phi C}|$) を実行するように構成できます。この 2 つのモードの選択は、ABS ピンの設定によって行います。ABS ピンがロジック・ハイのときに算術合計、ロジック・ローのときに絶対値合計がそれぞれ選択されます。

絶対値合計を選択すると、各相からの有効電力量は常に合計有効電力量の正方向にカウントされます。有効電力の符号を常に同一にする必要のある 3 相/4 線設備で、これが特に有用です。計器

の電力ライン接続に誤りがある場合、つまり CT が誤った方向に接続されている場合、この方法を適用せずに記録された合計有効電力量は、2/3 も低減することがあります。

絶対値合計を選択すれば、記録された有効電力量が実際に供給された有効電力量です。このモードでも、逆電力ピンは有効電力の算術合計が負になったことを検出しますが、符号に関係なく電力量の積算が継続されます。

負の合計電力検出

ADE7762 は、3 つの相の算術合計として計算された合計電力が負になったことを検出します。この検出は、3 つの電力の合計モード（算術または絶対値）とは無関係です。このメカニズムは、計器の誤接続または負の有効電力量の発生を検出できます。3 つの相の合計電力が負になると、REVP ピンの出力がアクティブ・ハイになります。3 つの相の合計電力が正になると、REVP ピンの出力はローレベルにリセットされます。

CF にパルスが出力されると同時に、REVP ピン出力の状態が変化します。3 相の合計電力が負の場合は、3 相の合計が正になるか、3 相すべてが無負荷スレッシュホールドを下回るまで、REVP 出力はハイレベルを維持します。

伝達関数

周波数出力 F1、F2

ADE7762 では、(電流チャンネルと電圧チャンネル上の) 6つの電圧信号の積を計算し、この積にローパス・フィルタをかけて有効電力情報を抽出します。それから、この有効電力情報を周波数に変換します。周波数情報は、アクティブ・ハイ・パルスとして F1 と F2 に出力されます。これらの出力のパルス・レートは比較的長く、たとえば、AC 信号が SCF = S0 = 0、S1 = 1 のとき最大 2.09 Hz です (表 6 を参照)。つまり、これらの出力での周波数は、比較的長時間にわたり積算された有効電力情報から生成されたものです。これにより、平均有効電力に比例した出力周波数が得られます。有効電力信号の平均化は、デジタル/周波数変換処理に含まれます。出力周波数またはパルス・レートと入力電圧信号の関係は、以下のとおりです。

$$Freq = \frac{6.313 \times (V_{AN} \times I_A + V_{BN} \times I_B + V_{CN} \times I_C) \times f_{107}}{V_{REF}^2} \quad (12)$$

ここで、

Freq は、F1 と F2 の出力周波数 (Hz) です。

V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN} は、電圧チャンネルの差動 RMS 電圧信号 (V) です。

I_A 、 I_B 、 I_C は、電流チャンネルの差動 RMS 電圧信号 (V) です。

V_{REF} は、リファレンス電圧 (2.4 V ± 8%) (V) です。

f_{107} は、ロジック入力 SCF、S0、S1 を使用して選択できる 7 つの周波数のうちの 1 つです (表 5 を参照)。

表 5. f_{107} 周波数の選択¹

SCF	S1	S0	f_{107} (Hz)
0	0	0	2.24
1	0	0	4.49
0	0	1	1.12
1	0	1	4.49
0	1	0	5.09
1	1	0	1.12
0	1	1	0.56
1	1	1	0.56

¹ f_{107} はマスター・クロックを分周した周波数であるため、規定された CLKIN 周波数が増減されると、これに応じて変化します。

例 1

この例では、電圧チャンネルと電流チャンネルに ±500 mV ピークの AC 電圧を印加した場合、予想出力周波数は次のように計算されます。

$$\begin{aligned} f_{107} &= 0.56 \text{ Hz}, SCF = S0 = S1 = 1 \\ V_{AN} &= V_{BN} = V_{CN} = I_A = I_B = I_C \\ &= 500 \text{ mV peak ac} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} \text{ V rms} \\ V_{REF} &= 2.4 \text{ V (nominal reference value)} \end{aligned} \quad (13)$$

なお、内部リファレンスを使用する場合は、±8% のリファレンス許容誤差があるため、実際の出力周波数はデバイスによって異なります。

$$Freq = 3 \times \frac{6.313 \times 0.5 \times 0.5 \times 0.58}{\sqrt{2} \times \sqrt{2} \times 2.4^2} = 0.230 \text{ Hz} \quad (14)$$

この 2 つの計算例からわかるように、AC 入力に対する最大出力周波数は DC 入力信号の場合の常に 1/2 になります。最大周波数は、ADE7762 に接続される相の数によっても変化します。3 相/3 線デルタ接続電力供給の場合、その最大出力周波数は 3 相/4 線 Y 接続電力供給の場合と異なります。その理由は、アナログ入力に 2 つの位相しか接続されておらず、またデルタ接続電力供給では同相の電流入力チャンネルと電圧入力チャンネルが通常動作時に同相ではなくなるからです。

例 2

この例では、図 18 に示すように、ADE7762 は 3 相/3 線デルタ接続電力供給ラインに接続されます。ADE7762 で処理された合計有効電力量の計算を、次式で表すことができます。

$$Total \ Active \ Power = (V_A - V_C) \times I_A + (V_B - V_C) \times I_B \quad (15)$$

ここで、

V_A 、 V_B 、 V_C はそれぞれ相 A、相 B、相 C の電圧です。

I_A と I_B はそれぞれ相 A と相 B の電流です。

式 7 と式 8 の電圧および電流入力を基準にすると、合計有効電力 (P) は、以下のよう求められます。

$$\begin{aligned} P &= (V_A - V_C) \times (I_{AP} - I_{AN}) + (V_B - V_C) \times (I_{BP} - I_{BN}) \\ P &= \left(\sqrt{2} \times V_A \times \cos(\omega t) - \sqrt{2} \times V_C \times \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \times \\ &\quad \sqrt{2} \times I_A \times \cos(\omega t) + \\ &\quad \left(\sqrt{2} \times V_B \times \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2} \times V_C \times \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \times \\ &\quad \sqrt{2} \times I_B \times \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

式を簡略化するために、 $\Phi_A = \Phi_B = \Phi_C = 0$ 、 $V_A = V_B = V_C = V$ と仮定すれば、上述の式は以下ようになります。

$$P = 2 \times V \times I_A \times \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \times \sin\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \times \cos(\omega_i t) + 2 \times V \times I_B \times \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \times \sin(\omega_i t + \pi) \times \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (17)$$

したがって、Pは以下の式から求められます。

$$P = V_{AN} \times I_A \times \left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) + V_{BN} \times I_B \times \left(\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(2\omega_i t + \frac{\pi}{3}\right) \right) \quad (18)$$

ここで、

$$V_{AN} = V \times \sin(2\pi/3)$$

$$V_{BN} = V \times \sin(\pi/3)$$

各チャンネルのLPFが式の $2\omega_i$ 成分を除去するため、ADE7762によって測定される有効電力は以下の式から求められます。

$$P = V_{AN} \times I_A \times \frac{\sqrt{3}}{2} + V_{BN} \times I_B \times \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (19)$$

± 500 mV ピークのフルスケールAC電圧を電圧チャンネルと電流チャンネルに印加した場合、予想出力周波数は、次のように計算されます。

$$f_{107} = 0.56 \text{ Hz}, SCF = S0 = S1 = 1$$

$$V_{AN} = V_{BN} = I_A = I_B = I_C = 500 \text{ mV peak ac} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} \text{ V rms} \quad (20)$$

$$V_{CN} = I_C = 0$$

$$V_{REF} = 2.4 \text{ V nominal reference value}$$

なお、内部リファレンスを使用する場合は、 $\pm 8\%$ のリファレンス許容誤差があるため、実際の出力周波数はデバイスによって異なります。

$$Freq = 2 \times \frac{6.313 \times 0.5 \times 0.5 \times 0.56}{\sqrt{2} \times \sqrt{2} \times 2.4^2} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.133 \text{ Hz} \quad (21)$$

表6は、3チャンネル入力をすべて使用するときの最大出力周波数の全リストを示します。

表6. F1およびF2の最大出力周波数

SCF	S1	S0	Maximum Frequency for AC Inputs (Hz)
0	0	0	0.92
1	0	1	1.84
0	0	1	0.46
1	0	1	1.84
0	1	0	2.09
1	1	0	0.46
0	1	1	0.23
1	1	1	0.23

周波数出力CF

パルス出力のキャリブレーション周波数(CF)は、キャリブレーションに使用します。CFの出力パルス・レートは、F1とF2のパルス・レートの最大64倍まで増大できます。表7は、ロジック入力S0、S1、SCFの状態に応じて、2つの周波数の関係がどのようになるかを示したものです。パルス・レートが比較的高いため、このロジック出力の周波数は瞬時有効電力に比例します。F1やF2と同様に、乗算後のローパス・フィルタの出力から周波数を生成します。ただし、出力周波数が高いため、有効電力情報はきわめて短い時間で積算されます。そのため、デジタル/周波数変換で実行される平均化は少なくなります。有効電力信号の平均化が大幅に減少するため、電力の変動に対するCF出力の応答性が大幅に高くなります(図12を参照)。

表7. CFの最大出力周波数

SCF	S1	S0	f_{107} (Hz)	CF Maximum for AC Signals (Hz)
0	0	0	2.24	$16 \times F1, F2 = 14.76$
1	0	0	4.49	$8 \times F1, F2 = 14.76$
0	0	1	1.12	$32 \times F1, F2 = 14.76$
1	0	1	4.49	$16 \times F1, F2 = 29.51$
0	1	0	5.09	$160 \times F1, F2 = 334$
1	1	0	1.12	$16 \times F1, F2 = 7.38$
0	1	1	0.56	$32 \times F1, F2 = 7.38$
1	1	1	0.56	$16 \times F1, F2 = 3.69$

電力量計アプリケーション向けの周波数選択

表5に示すように、ユーザは7つの周波数から1つを選択できます。F1とF2の最大周波数は、ここで選択した周波数によって決まります。これらの出力は、電力量レジスタ（電気機械式など）を駆動するために使用します。7つの異なる周波数を選択できるため、これらの選択肢は100インパルス数/kWhの計器定数と10~100Aの最大電流を持つ3相/4線電力供給ライン向けに最適化されています。表8は、220Vのライン電圧（中性相）を持ついくつかの最大電流（ I_{MAX} ）に対する出力周波数を示します。いずれの場合も、計器定数は100インパルス数/kWhです。

表8. 100インパルス数/kWhにおけるF1とF2の周波数

I_{MAX} (A)	F1 and F2 (Hz)
10	0.18
25	0.46
40	0.73
60	1.10
80	1.47
100	1.83

$f_{1\text{to}7}$ 周波数により、F1とF2の出力周波数でこの範囲を完全にカバーできます。電力量計の設計時には、計器定数のキャリブレーションを実行できるように、電圧チャンネルの公称設計電圧をハーフスケールに設定します。電流チャンネルも同様に、計器に最大負荷がかかるときにハーフスケールを超えないようにします。この設定により、過電流信号や高いクレスト・ファクタを持つ信号に対応できます。表9は、6つすべてのアナログ入力があるハーフスケールの場合のF1とF2の出力周波数を示しています。

表9. ハーフスケールのAC入力によるF1とF2の周波数

SCF	S1	S0	$f_{1\text{to}7}$ (Hz)	Frequency on F1 and F2 (Half-Scale AC Inputs) (Hz)
0	0	0	2.24	0.23
1	0	0	4.49	0.46
0	0	1	1.12	0.12
1	0	1	4.49	0.46
0	1	0	5.09	0.52
1	1	0	1.12	0.12
0	1	1	0.56	0.06
1	1	1	0.56	0.06

計器設計に適した $f_{1\text{to}7}$ 周波数を選択するには、計器定数が100インパルス数/kWhで I_{MAX} （最大負荷）の周波数出力を表9の第5列の数値と比較してください。表9の数値に最も近い周波数が、最適な周波数 ($f_{1\text{to}7}$) になります。たとえば、最大電流が25Aの3相/4線Y接続計器を設計する場合、計器定数が100インパルス数/kWhでF1とF2の出力周波数は、25Aおよび220V時で0.46Hzです（表8を参照）。表9を見ると、第5列の0.46Hzに最も近い周波数は0.46Hzです。したがって、この設計には $f_{1\text{to}7} = 4.49$ Hzを選択します。

周波数出力

図2は、さまざまな周波数出力に対するタイミング図です。F1とF2の各出力は低周波数出力で、ステップ・モータや電子機械式インパルス・カウンタを直接駆動するために利用できます。F1およびF2出力は、交互にハイレベルに変化する2つのパルスを発生します。このパルス幅 (t_1) は120msに設定され、F1とF2の立上がりエッジ間の時間 (t_2) は、F1の周期 (t_3) の約1/2です。ただし、F1とF2の周期が550ms (1.81Hz)を下回ると、F1とF2のパルス幅はその周期の1/2に設定されます。表6は、F1とF2の最大出力周波数を示します。

高周波数のCF出力は、通信やキャリブレーションに使用されません。CFは有効電力に比例した周波数で、90ms幅のアクティブ・ハイ・パルス (t_4) を発生します。表7は、CFの出力周波数を示します。F1やF2と同様、CFの周期 (t_5) が190msを下回ると、CFのパルス幅はその周期の1/2に設定されます。たとえば、CFの周波数が20Hzの場合、CFのパルス幅は25msです。

無負荷スレッシュヨールド

ADE7762 は、画期的な無負荷スレッシュヨールド検出回路が内蔵されています。この回路は、電流入力が 3 つの電圧入力のうち 1 つと乗算されるときに、無負荷スレッシュヨールドよりも大きい電力を生成できないかどうかを検出します。このスレッシュヨールドは、フルスケール出力周波数の 0.0075% です。

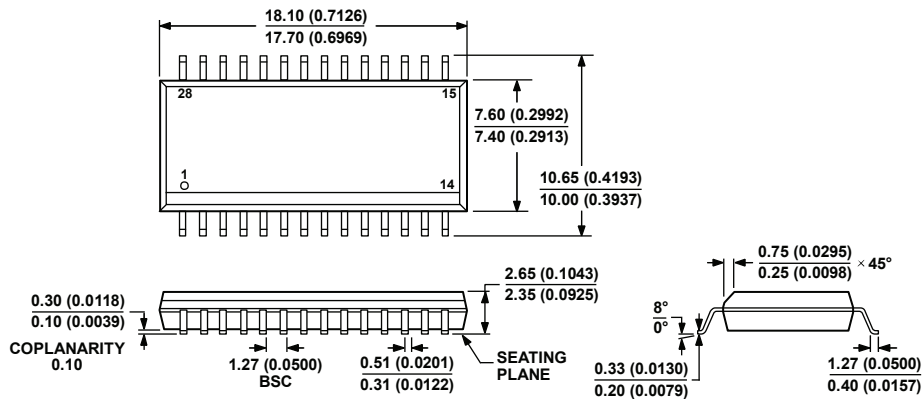
たとえば、A、B、C の電圧位相がフルスケール入力の 50% に相当し、それぞれ 120° 離れており、また電流位相 A が PF = 0 でフルスケールの 10% に相当する場合、 $V_A \times I_A$ は無負荷スレッシュヨールドよりも低くなり、 $V_B \times I_A$ と $V_C \times I_A$ は無負荷スレッシュヨールドを下回らないことをこの検出方式は検出します。したがって、ADE7762 は $V_A \times I_A$ に対して無負荷スレッシュヨールドを検出しないため、この位相は合計電力に寄与することになります。これに対し、同じ電圧条件下で電流位相 A が PF = 1 のときにフルスケールの 0.0075% である場合、この検出方式は $V_A \times I_A$ が無負荷スレッシュヨールドよりも低くなることを検出し、 $V_B \times I_A$ と $V_C \times I_A$ も同様であるため、 $V_A \times I_A$ は無負荷スレッシュヨールドを下回るものとして検出され、合計電力の計算に含まれなくなります。

無負荷スレッシュヨールドは、 f_{107} の各周波数に対してフルスケール出力周波数の 0.0075% として指定されます (表 10 を参照)。たとえば、計器定数が 100 インパルス数/kWh で、 f_{107} (4.49 Hz) を使用する計器の場合、F1 または F2 の最小出力周波数は 1.38×10^{-4} Hz です。これは、CF では 2.21×10^{-3} Hz ($16 \times F1$ Hz) になります。この例では、無負荷スレッシュヨールドは 4.8 W の負荷つまり 240 V で 20.7 mA のスタートアップ電流に相当します。

表 10. 無負荷スレッシュヨールド時の CF、F1、F2 の最小周波数

SCF	S1	S0	F1, F2 Minimum (Hz)	CF Minimum (Hz)
0	0	0	6.92E-05	1.11E-03
1	0	0	1.38E-04	1.11E-03
0	0	1	3.46E-05	1.11E-03
1	0	1	1.38E-04	2.21E-03
0	1	0	1.57E-04	2.51E-02
1	1	0	3.46E-05	5.53E-04
0	1	1	1.73E-05	5.53E-04
1	1	1	1.753-05	2.77E-04

外形寸法



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

060706-A

図 27. 28 ピン標準スモール・アウトライン・パッケージ [SOIC_W]
 ワイド・ボディ
 (RW-28)
 寸法単位：mm (インチ)

オーダー・ガイド

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADE7762ARWZ ¹	-40°C to +85°C	28-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_W]	RW-28
ADE7762ARWZ-RL ¹	-40°C to +85°C	28-Lead [SOIC_W], 13" Reel	RW-28
EVAL-ADE7762EBZ ¹		ADE7762 Evaluation Board	

¹ Z = RoHS 準拠製品