



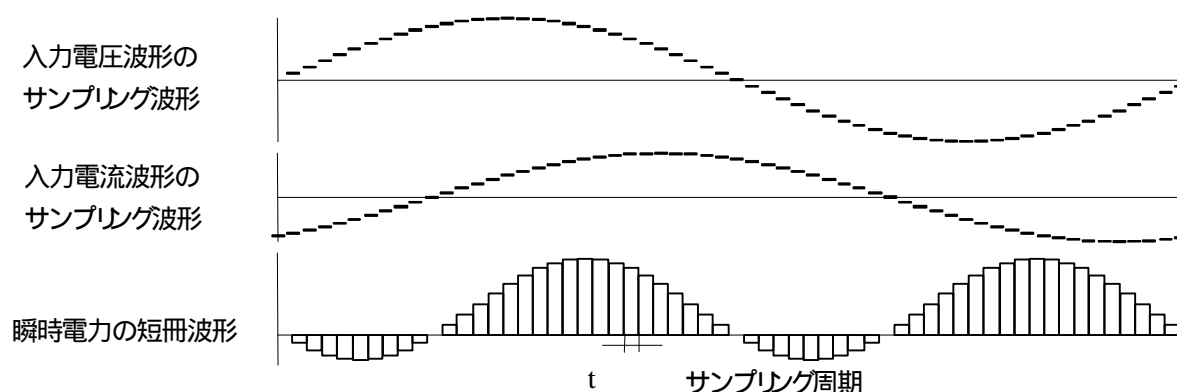
## 目 次

1. デジタルサンプリング電力計の測定方式. ....	2
2 電力計の測定誤差の算出 .....	4
3 三相電力の誤差算出 .....	7
4 皮相電力,無効電力の三相演算と結線に伴う測定誤差 .....	8
5. 高調波解析機能とIEC規制 .....	10
6 ひずみ波の計測とその誤差 .....	12
7. ひずみ波での位相角及び力率測定 .....	16

## 1. デジタルサンプリング電力計の測定方式

有効電力は電圧と電流の瞬時値の積を平均化することで求められます。デジタルサンプリング方式の電力計では電圧、電流入力をそれぞれADコンバータでデジタル化し、プロセッサを使って瞬時データの積の平均化を行います。デジタルサンプリング方式の電力計には演算手法上、FIR型(Finite Impulse Response:有限長インパルス応答)デジタルフィルタ方式とIIR(Infinite Impulse Response:無限長インパルス応答)型デジタルフィルタ方式があります。

FIR型デジタルフィルタ方式の測定原理は、有効サンプル期間(実際に入力波形を捕捉する期間)に得られた瞬時波形データを電力の定義式に基づいて総和平均する手法です(このため弊社では「総和平均方式」と示しています)。すなわち、 $t$ のサンプリングインターバル毎に得られた、電圧と電流の瞬時値から求まる瞬時電力の短冊を一周分(あるいは数周期)総和し、そのサンプリング回数 $N$ で平均することによって電力値を得る方法です(下図参照)。

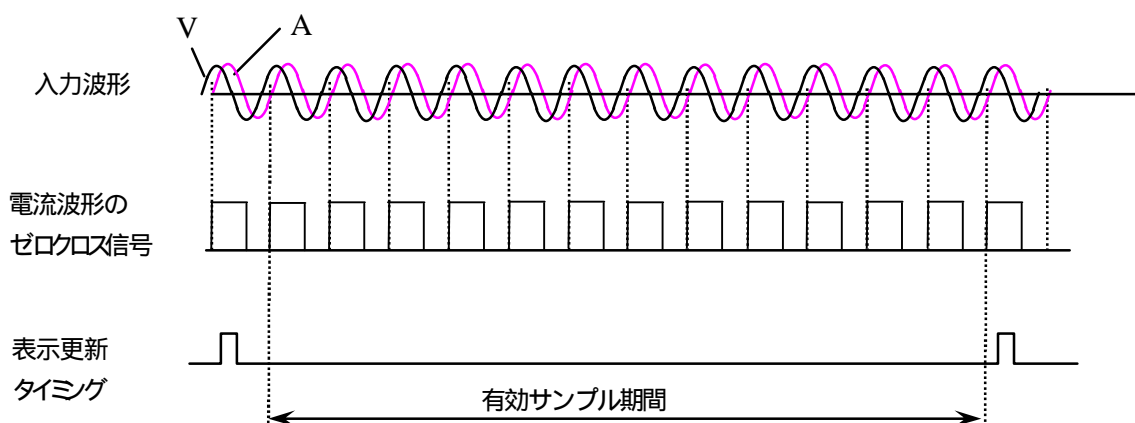


$$P = \frac{1}{T} \int_0^T e(t) \times i(t) dt \cong \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e(k) \times i(k) \times \Delta t$$

$e(t)$  時刻 $t$ の時の電圧の瞬時値  
 $i(t)$  時刻 $t$ の時の電流の瞬時値

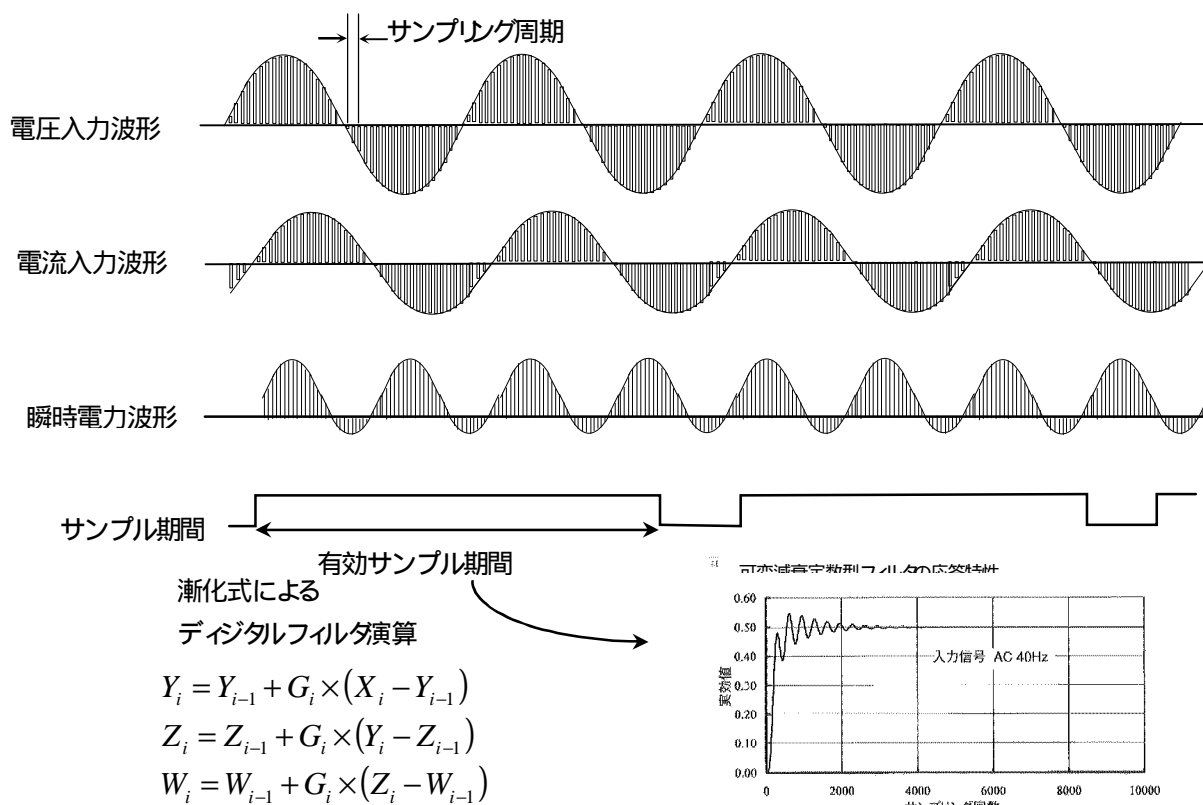
電力のFIR型デジタルフィルタ法

実際の測定においては、波形のゼロクロスポイント(交流振幅の中心のポイント)から数周期後のゼロクロスポイントまでの入力波形をサンプリングして、入力信号の周期を正確に捉え、その期間のサンプリングデータのみを演算することで精度を高めています。ゼロクロス信号は電流信号を優先するタイプ、あるいは、電圧または電流のいずれかを選択するタイプがあります。



デジタルサンプリング方式での測定タイミングチャート

IIR型デジタルフィルタ方式では算出した瞬時電力の結果をIIR型デジタルフィルタにて平滑することで有効電力を求めています。弊社ではこちらを便宜上「デジタルフィルタ方式」と示すことがあります。入力の周期を検出する必要がなく、原理的には測定休止期間がありません。そのため、安定した測定値が得られるという長があります。前述のFIR型デジタルフィルタ方式では原理的に1周期の結果を平均することで有効電力が算出できるため高速応答を実現できますが、IIR型デジタルフィルタは、十分な平滑効果を得るには数周期の波形が必要なため、高速応答性の点で不利になります。しかし弊社WT2000では適応フィルタを応用した可変減衰型フィルタを構成し高速応答を実現しています。



WT2000の電力演算原理(IIR デジタルフィルタ方式,可変減衰定数型フィルタ)

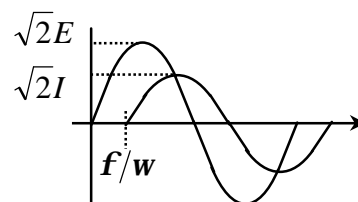
## 2. 電力計の測定誤差の算出

- 正弦波入力電力定義式 -

一般に、正弦波入力の際の電力は以下のように定義されています。

$$P_{\sin} = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2}E \sin \omega t \cdot \sqrt{2}I \sin(\omega t - f) dt$$

$$= EI \cos f$$



つまり、正弦電圧波形の実効値と正弦電流波形の実効値、および両波形間の位相差 (radian) から生じる力率 (=  $\cos$ ) の積が有効電力であることを示しています。

これは、電力計の誤差を考える場合には、電圧の振幅測定誤差、電流の振幅測定誤差および位相差誤差の三つの項目を考慮しなければならぬことを意味します。この中で、電圧・電流の各振幅誤差に関しては一般的な他の測定器の誤差と同様で理解しやすいと思われませんが、最後の位相差誤差はその定義が難しいために、通常無視して考えられることが多いようです。以下にこの位相差誤差 = 力率誤差について説明します。

- 正弦波の力率誤差 -

上の説明にもありますように、一般に力率誤差が議論されるのは基本波成分 = 正弦波に限られます。回路設計上、力率誤差は入力周波数によってほぼ一義的に決まります。従って、多くの高調波や高周波が含まれるひずみ波では、全ての周波数成分に対して逐一考慮する必要があるために全体を網羅することが困難となります。つまり、通常は成分比が大きく測定値に対して支配的な基本波成分に限って考えられることになるわけです。実際に、PWM型インバータ駆動モータにおいてもインバータ出力電力は基本波に大きく依存しており、高調波成分が十分小さく、基本波のみに限定してもそれ程大きな誤差にはならないと考えられます。

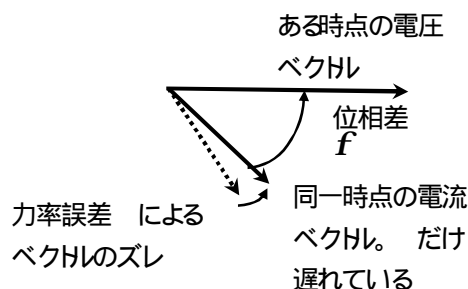
そもそも電力測定器における力率誤差とは、電圧および電流波形処理回路の位相遅れの差を意味します。電気回路を信号が通過する際には必ず遅れが生じます。同一周波数の電圧と電流間で差を生じてしまうことが、電力計の精度を決定する要因の一つとなっているわけです。

その遅れによる位相差を (radian) とすると、先の電力定義式は以下のようになります。

$$P_{\sin} = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2}E \sin \omega t \cdot \sqrt{2}I \sin\{\omega t - (f + d)\} dt$$

$$= EI \cos f - EId \sin f$$

$$= EI \cos f \cdot (1 - d \tan f)$$



上式において  $EI \sin$  は力率誤差を表しており、入力される皮相電力VA値、位相差 と回路の位相差 の関数となることを意味しています。また、 $\tan$  は指示値(ディスプレイでの表示値)に対する誤差の割合 ( $\times 100$ で% of reading) を示しています。

上式に従って、力率と指示値に対する力率誤差の関係を示すと次表の様になります。一方、上式で  $f$  が  $90^\circ$  の状態、すなわち零力率 ( $\cos = 0$ ) の状態を考えると、本来0となるべき電力値が  $-EI$  となり、 $f$  が皮相電力値に対するゼロ力率誤差であることが判ります。

力率( $\cos$ )	位相角(°, °)	指示値に対する力率誤差( $\tan$ % of reading)
1	0	0 × 100
0.5	60.0	1.73 × 100
0.2	78.5	4.90 × 100
0.1	84.3	9.95 × 100
0.05	87.1	20 × 100
0.01	89.4	100 × 100

日本工業規格JIS C1102 指示電気計器の力率の影響の規定」では、電力計は、定格電圧、力率1で電流を変えて最大目盛値の1/2に近い目盛に相当する電力を加えた場合の指示値と、定格電圧、力率0.5（進相および遅相）で電流を変化させて前と同じ電力を加えた場合の指示値との差によって試験する」となっています。従って、力率0.5のときの指示値に対する位相誤差<sup>1.73</sup>の値が指示電力計器の仕様に示されています。

このことに基づき、従来のデジタル電力計は力率0.5の時の確度を規定してきましたが、近年はその校正方法が変わってきたために、ゼロ力率状態において確度規定がなされています。弊社T&M事業部では、標準電力変換器及び標準キャパシタを用いた方法で電力計の校正を行っています。

#### - 電力計の測定誤差 -

電圧 $V$ 、電流 $A$ 、電力 $P$ 、位相差 $f$ の誤差を各々 $\Delta V$ 、 $\Delta A$ 、 $\Delta P$ 、 $\Delta f$ とすると、電力測定における誤差は以下の式より導き出せます。

$$\begin{aligned}
 P + \Delta P &= (V + \Delta V) \times (A + \Delta A) \times \cos(f + \Delta f) \\
 &= (V \times A + V \times \Delta A + \Delta V \times A + \Delta V \times \Delta A) (\cos f \times \cos \Delta f - \sin f \times \sin \Delta f) \\
 &= VA \cos f \cos \Delta f - VA \sin f \sin \Delta f + V\Delta A \cos f \cos \Delta f - V\Delta A \sin f \sin \Delta f \\
 &\quad + \Delta VA \cos f \cos \Delta f - \Delta VA \sin f \sin \Delta f + \Delta V\Delta A \cos f \cos \Delta f - \Delta V\Delta A \sin f \sin \Delta f \\
 &\cong VA \cos f - VA\Delta f \sin f + V\Delta A \cos f + \Delta VA \cos f \\
 &= VA \cos f \left(1 - \Delta f \tan f + \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta V}{V}\right) \\
 (\because \sin \Delta f &\cong \Delta f, \cos \Delta f \cong 1, V\Delta A\Delta f \sin f = \Delta VA\Delta f \sin f = 0)
 \end{aligned}$$

すなわち、電力の誤差は電圧の誤差、電流の誤差及び力率誤差の総和として算出することが可能です。待機時等での微小電力測定での誤差の算出では、この総和に電力固有の誤差が単純加算されますが、その絶対値が小さく影響が少ないことから、ここでは省略して説明します。

弊社T&M事業部の場合、従来機種との関連や電力値の校正から、電力の測定誤差は電圧、電流のそれとは独立に規定しており、力率1の時の電力誤差に力率誤差が単純和されています。

ここで、電力計の確度について、例として弊社WT1600シリーズを使用した場合を想定して測定確度を計算してみます。

WT1600シリーズの測定確度の項には以下のように記載されています。

$$45\text{Hz} \sim 66\text{Hz} : \pm (0.1\% \text{ of reading} + 0.05\% \text{ of range})$$

$$\text{力率の影響 } \cos \theta = 0 \text{ の時, } \pm 0.15\% \text{ of VA 加算}$$

簡単な例として、100V/1A/60Hz/cos $\theta$  = 0.5の電力を測定する場合の確度を考えてみますと、表示値がレンジ定格100Wの半分の50Wであることから、

$$\begin{aligned}
 \text{Error} &= 0.1\% \text{ of reading} + 0.05\% \text{ of range} = 0.1\% \times 50\text{W} + 0.05\% \times 100\text{W} \\
 &= 0.1\text{W}
 \end{aligned}$$

また、力率の影響では $\theta = 0.0015(\text{rad})$ ですので、cos $\theta$  = 0.5の時には $1.73 \times \theta = 0.26\% \text{ of reading}$ となり、

$$\text{Error}' = 50\text{W} \times 0.26\% = 0.13\text{W}$$

従って、確度は、両者の和の0.23Wで、この誤差分をレンジ定格の100Wで割ると、レンジ誤差0.23% of rangeとなります。し、ディスプレイの読み値（指示値もしくは表示値）50Wで割ると、0.46% of readingのトータル読み値誤差となります。

この計算例を、レンジ定格値 読み値両者に対して一般化すると、以下のようになります。

条件 読み値 (指示値or表示値)  $M$ , レンジ定格値  $F$

$$\pm (A[\% \text{ of reading}] + [B[\% \text{ of range}]]) , \text{ at } \cos \phi = 1$$

$$\pm C[\% \text{ of VA}] , \text{ at } \cos \phi = 0$$

読み値に対する確度 (% of reading) は下式で計算されます。

$$\text{Error}_r = A + B \times F/M + C \times \tan \phi$$

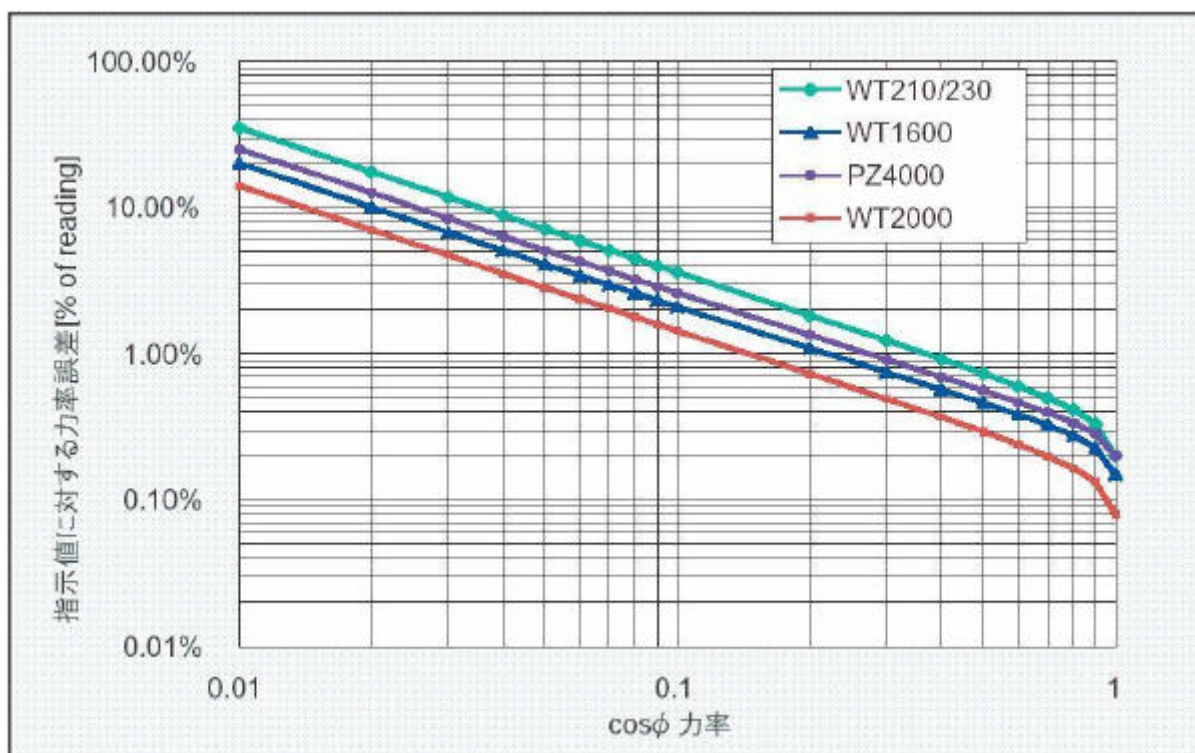
$$= A + C \times \tan \phi + B \times F/M$$

他方、レンジ定格に対する確度 (% of range) は下式で計算されます。

$$\text{Error}_f = A \times M/F + B + C \times \tan \phi \times M/F$$

$$= (A + C \times \tan \phi) \times M/F + B$$

以下に弊社電力計シリーズについて、電圧 電流間の位相差 (力率で表示) と、各電力計の力率誤差を含んだ表示値に対する電力誤差の関係を、設定レンジに対して定格入力された場合を想定してグラフに示します。



### 3. 三相電力の誤差算出

#### - 単相電力の誤差 -

単相電力の誤差の考え方に関しては2)電力計の電力測定誤差にて詳しく説明しましたので、ここでは考え方のみを示します。

電力値は、その定義式より電圧・電流・位相差の三要素で構成されるため、誤差の要因もそれら各々が関与します。一般には力率が1、すなわち入力電圧波形と入力電流波形間に位相差が無い場合の測定誤差に、位相差がある場合の力率の影響を単純和することで電力測定誤差が得られます。

一方、前者の力率が1の時の測定誤差には、ディスプレイの表示値に対して規定される読み値誤差と、電圧および電流の設定されたレンジによって一律に決定される電力のレンジ誤差(フルスケール誤差)があり、その両者を加えたものが通常測定誤差となります。以上をまとめると次のようになります。

$$\text{電力測定誤差} = \text{読み値誤差(at PF=1)} + \text{レンジ誤差(at PF=1)} + \text{力率誤差}$$

しかし、従来から使用されているアナログ式の指示計器の場合には、レンジ誤差のみしか規定されておらず、上で求めた電力測定誤差(単位W)をレンジ定格値で割ることで、アナログ式指示計器と同じ考え方で誤差が求められます。一方、実際のデジタルサンプリング方式の電力計でも、表示された値(読み値)にどれだけの誤差が含まれているかが必要となる場合があります。それを求めるために、電力測定誤差(単位W)を読み値(ディスプレイ指示値)で割った値を、電力測定読み値誤差と呼んでいます。

$$\text{電力測定レンジ誤差} = \text{電力測定誤差(単位W)} / \text{レンジ定格値} [\%]$$

$$\text{電力測定読み値誤差} = \text{電力測定誤差(単位W)} / \text{読み値} [\%]$$

#### - 三相電力の誤差 -

次に三相電力に関する測定誤差を考えます。

三相電力いわゆる Wは、その結線方式の三相3線・三相4線式 3V3AあるいはVirtual Ground等に関わらず、個々の相の電力の単純和で演算されます。デジタル電力計の場合、この単純和の演算にはアナログ加算器による方式と、弊社WTシリーズのようなCPUもしくはDSP演算による方式の2種類があります。そして、これらの単純和の演算誤差は、主に入力モジュールに起因する測定誤差に比較して十分小さいので、ほとんど無視できるレベルにあると考えられます。従いまして、三相電力の誤差(単位W)、基本的には単相電力の誤差が2ないし3ch分単純加算されたものと考えて演算することが可能です。

一般的な誤差伝播の考え方からは、個々のch(もしくは相)の測定は互いに独立であるために、電力測定誤差は各々chの測定誤差の二乗和の平方値にて求められそうに思えますが、三相負荷は三つの相で一体となり互いに干渉し合っていますので、ある相の電圧・電流・位相差の状態が変化した場合、直ちに他の二相の状態も変化して全体のバランスが保たれる(この場合、必ずしも三相平衡状態とは限りません)と考えられます。従いまして、三相電力測定誤差を考える場合には、一般的な二乗和平均ではなく単純和として考える方が良いと判断できます。

このような考え方で得られた誤差を、三相電力(W)の読み値(ディスプレイ表示値)もしくは三相電力のレンジ定格値で割ることで、三相電力測定読み値誤差(% of reading)もしくは三相電力測定レンジ誤差(% of range)が得られます。

#### 4. 皮相電力,無効電力の三相演算と結線に伴う測定誤差

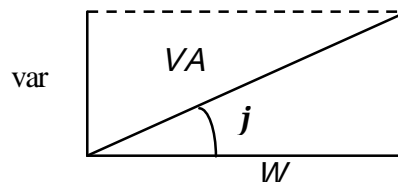
- 単相系での電圧V、電流A、有効電力W、皮相電力VA、力率PFおよび無効電力varの関係 -  
電力の定義式に基づいて正弦波入力を条件に考えると、以下の関係式が導き出せます。

$$W = V \times A \times \cos \theta$$

$$VA = V \times A$$

$$PF = \frac{W}{VA} = \cos \theta$$

$$\text{var} = \sqrt{(VA)^2 - (W)^2}$$



- 三相電源系の問題 -

三相電源系の場合、個々の相におけるV・A・W・VAおよびvarに関しては上に記述した式に従って関係が得られますが、問題となるのは三相（Y）の場合です。特にVA、及びそれに伴って計算されるvarに関しては、その定義式が国際的にも明確でないために混乱を招いています。

一般に、三相の皮相電力VAは次の三つの定義が確認されています。

(a)ベクトル和	:	$\Sigma VA_v = \sqrt{(\Sigma W)^2 + (\Sigma \text{var})^2}$
(b)算術和	:	$\Sigma VA_s = V_1 \times A_1 + V_2 \times A_2 + V_3 \times A_3$
(c)等価銅損和	:	$\Sigma VA_r = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2} \times \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2}$
上記三者の関係	:	$\Sigma VA_v \leq \Sigma VA_s \leq \Sigma VA_r$

これらの中でどれが正しいとは一概に断言できません。唯一、平衡三相条件では全て定義式の結果が一致することだけが知られております。弊社T&M事業部では、この三種類の中で(b)の算術和を用いてWTシリーズの設計を行っております。その理由は、個々の相におけるW・VAおよびvar値は正しく測定・演算されていても、になった途端にそれとの関連が見い出せなくなることを避けるためにあります。

従って、いずれの項目における演算式も各相の単純和、もしくはその平均値としました。しかしながら、一般にVA値は当該となる三相電源系の総合力率=PFにも直接影響するために、他社等多方面との協調が必要と考えられますので、今後(a)のベクトル和に移行する可能性があります。

- var値の演算 -

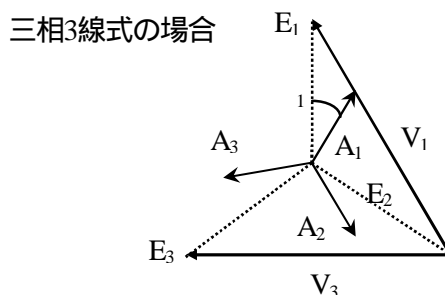
VAと同様にvarに関しても曖昧な点が多く、使用される電力計の原理・定義式によって結果が異なる可能性が高いようです。特に、弊社WTシリーズの計算方式のように平方根を含む演算がある場合には、機器内部の演算分解能にも大きく依存します。

先に説明しましたように弊社T&M事業部では、varは各相のvar値の単純和として演算しております。定義式から明らかのように、一般にはvar値は平方根を含む演算式なので必ず正符号の値になります。しかし、現実には位相の関係を示す目的で負符号の値となる場合も有り得ます。これは、実質的に演算が異なる結線方式間での整合を取るための処置となり、三相3線式の結線状況下において、便宜上正負両方の値を用いて演算する必要があります。具体的には、電圧に対する電流の位相差が進みの場合、var値を負値として演算します（いわゆるLEAD/LAGでのLEADに当ります）。

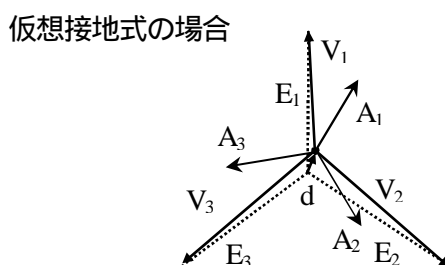
後者の方法は、各電圧入力の本端子側を3ch間で接続したままでどこにも接地しない方式で、このポイントを仮想接地点として測定する手法です。この場合、見かけ上は三相4線式の結線と同じように見えますが、この結線で三相の電力が測定できる条件を求めると、三相3線式結線と同じ条件が導き出せます。従いまして、理論的には三相3線式と何ら変わらない測定結果が得られることとなります。

以下の式にて導き出せる $A_1+A_2+A_3=0$ のベクトル式の物理的意味は、電源と負荷とを結線している配線に流れる高周波及び高調波成分を除く基本波のみにおいて成立すると考えられます。

$$\begin{aligned}\sum W &= w_1 + w_2 \\ &= \vec{V}_1 \cdot \vec{A}_1 + \vec{V}_3 \cdot \vec{A}_3 \\ &= (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \cdot \vec{A}_1 + (\vec{E}_3 - \vec{E}_2) \cdot \vec{A}_3 \\ &= \vec{E}_1 \cdot \vec{A}_1 + \vec{E}_3 \cdot \vec{A}_3 - \vec{E}_2 \cdot (\vec{A}_1 + \vec{A}_3) \\ &= \vec{E}_1 \cdot \vec{A}_1 + \vec{E}_2 \cdot \vec{A}_2 + \vec{E}_3 \cdot \vec{A}_3 \quad \because \vec{A}_1 + \vec{A}_2 + \vec{A}_3 = 0\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}\sum W &= w_1 + w_2 + w_3 \\ &= \vec{V}_1 \cdot \vec{A}_1 + \vec{V}_2 \cdot \vec{A}_2 + \vec{V}_3 \cdot \vec{A}_3 \\ &= (\vec{E}_1 - \vec{d}) \cdot \vec{A}_1 + (\vec{E}_2 - \vec{d}) \cdot \vec{A}_2 + (\vec{E}_3 - \vec{d}) \cdot \vec{A}_3 \\ &= \vec{E}_1 \cdot \vec{A}_1 + \vec{E}_2 \cdot \vec{A}_2 + \vec{E}_3 \cdot \vec{A}_3 - \vec{d} \cdot (\vec{A}_1 + \vec{A}_2 + \vec{A}_3) = 0 \\ &= \vec{E}_1 \cdot \vec{A}_1 + \vec{E}_2 \cdot \vec{A}_2 + \vec{E}_3 \cdot \vec{A}_3 \\ \therefore \vec{A}_1 + \vec{A}_2 + \vec{A}_3 &= 0\end{aligned}$$

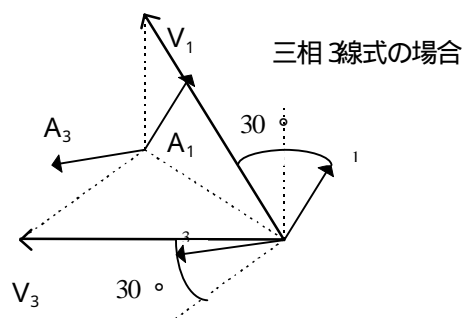
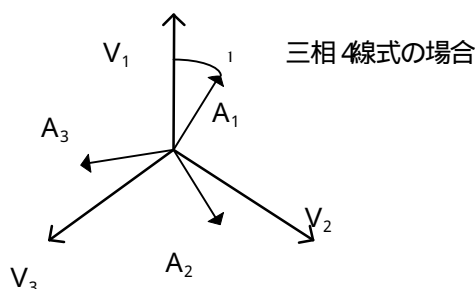


この三相3線式で問題となりやすい測定誤差に関して以下に考察します。

三相4線方式の測定方法では、各相の電圧 電流の振幅およびその位相差がほぼ揃っているために、各chの電力値がほぼ一定になりますが、三相3線式の場合には、弊社WTシリーズでの推奨結線方式で考えますと、ch 1の電圧に対する電流の位相差が、三相4線式の結線に比べて30°余計に離れた状態で測定することになります。一方、ch 3では電圧に対する電流の位相差は三相4線式と比較すると、30°近づいた状態で測定されます(下図参照)。

一般に、力率誤差は力率が0.5程度までは位相差が大きいほど誤差が大きくなる傾向があり、位相差0°付近ではほとんど誤差が生じないことから、モータに代表される誘導性負荷のように電流が遅れ位相の場合では、三相3線式の結線方式は三相4線の結線方式に比較して誤差が大きくなる可能性があります。この模様を以下のベクトル図で考えます。三相3線の場合、各相共に電圧に対する電流の位相差が最初から30°存在するために、ch 1の結線では力率誤差の影響が大きくなり、ch3の結線では三相4線での結線の際の誤差と差が少ない場合が多いので、三相3線の方が誤差が大きくなる可能性があります。これは、使用される電力計の読み値誤差・レンジ誤差 位相角誤差のバランスによっても状況が異なります。

また、線間電圧が相電圧の 倍であることから測定レンジが 倍以上に設定される場合が多いので、三相4線式の結線より先三相3線式の結線の方がレンジ誤差が大きくなるのが一般的です。従ってトータル誤差も大きくなる場合が多いようです。

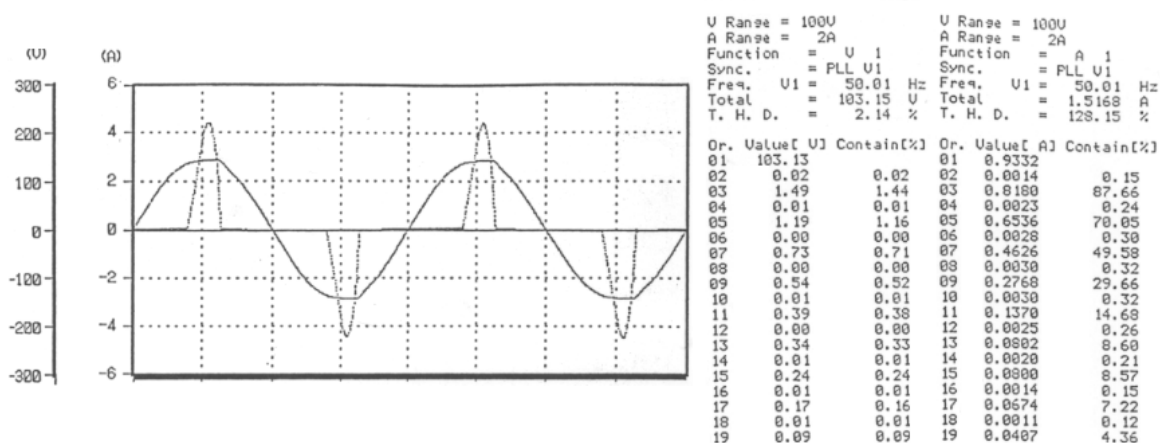


## 5. 高調波測定機能とIEC 規制

### 高調波電流の概要

高調波測定機能 (あるいは総称してFFT機能) は一般自然界における重ね合わせの理を原点として、ひずみ波が数多くの周波数成分の単純和によって形成されることを利用した解析技術です。特に近年においては、家電・産業・OA用機器にスイッチング電源が使用されるケースがほとんどであるために、商用電源ラインに高調波電流が流れ、さまざまな障害を引き起こしております。

例として、TVのスイッチング電源の波形を解析しますと下図のように多くの高調波成分が含まれていることが判ります。電圧の正弦波波形の山の部分の範囲で、尖ったような波形が重なっているのが電流波形です。このような、点対象となる波形の際には、一般に奇数次の高調波成分のみ観測されます。



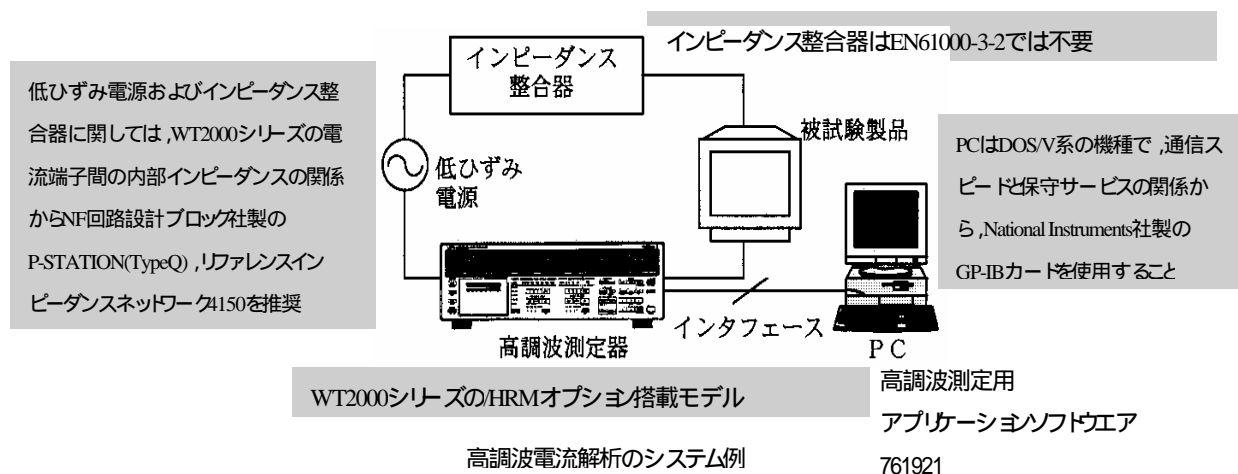
高調波電流波形の例 (TV)

上の図でも多少電圧波形のひずみが認められますが、高調波電流が高調波電圧ひずみとなり障害を引き起こすメカニズムは以下の通り解析されています。

通常、家庭やオフィスに供給されている商用電源ラインは、その配電系統に存在するインピーダンスや電流量を全く考慮せずに規定の電圧値が出力されているものとして利用しています。ところが、現実にはその無視できないインピーダンスのために、電気・電子機器によって発生した高調波電流による電圧降下が電源ラインにひずみ電圧をもたらします。これが他の機器の障害を引き起こす訳です。

上で説明したような高調波電流が発生しますと、力率改善用コンデンサ、リアクトルの焼損やモータ用ブレーカの誤作動などの障害を引き起こす可能性があります。

弊社T&M事業部にて設計された電力計WTシリーズは、そのデジタルサンプリング方式による測定原理を活用して、全ての機種で高調波測定機能を搭載することが可能です。特に、WT2000においては、EN61000-3-2に準拠させた方式にて測定するように設計されていますので、低ひずみ電源およびインピーダンス整合器、更にはアプリケーションソフトウェアを用意することで、システムとして機器の高調波測定を行うことが可能です（下図参照）。



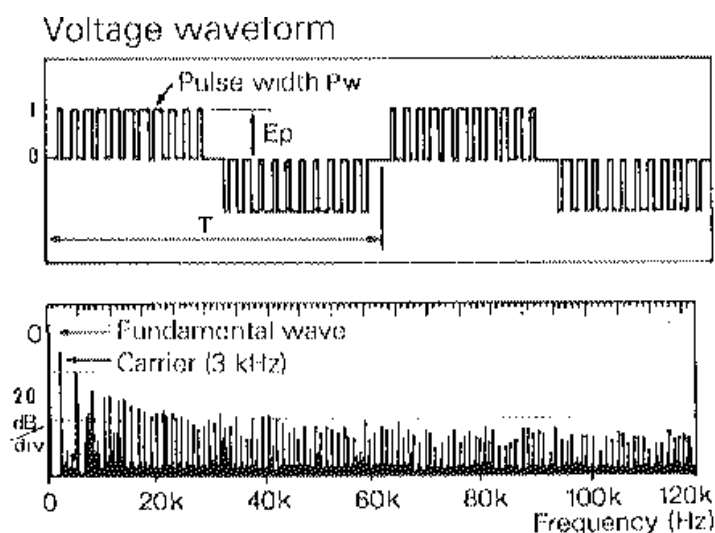
## 6. ひずみ波の計測とその誤差

電動機（いわゆるモータ）のインバータ駆動は、制御性、操作性及び経済性に優れていることから広く普及しています。しかし、その駆動波形はキャリア波の高周波成分を非常に多く含んだひずみ波であり、更に可変速モータでは一般に基本波が低周波であるために、これらを測定する測定器には広い帯域が必要とされ高精度な測定が困難とされています。

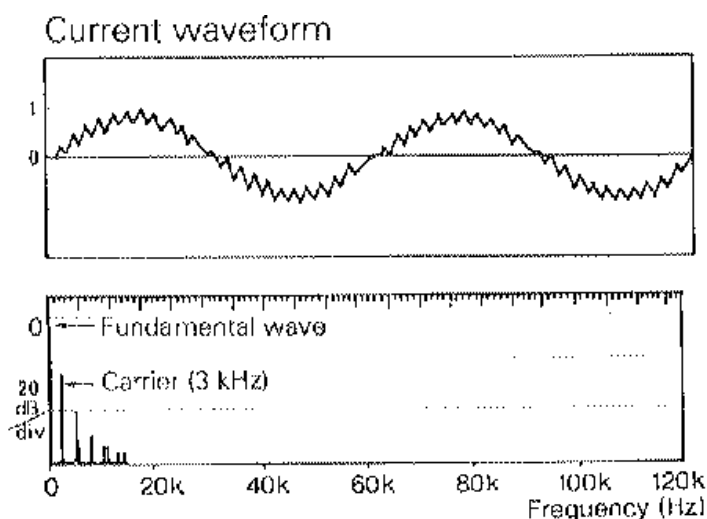
そこで、インバータ波形にFFTやデジタル演算による波形処理・解析を行い、その結果をもとに電力測定の測定帯域の見地からその留意点について考察します。

### - インバータ波形の周波数解析 -

測定誤差の推定のために、代表的な正弦波近似のPWM型インバータ波形について、時間領域と周波数領域の面からシミュレーションを行いました。波形は基本波の正弦波と基本波の48倍のキャリア周波数の三角波を用いてPWM波を合成しました。波形処理数は4096点で、FFT・逆FFT・フィルタ処理・波形データからの演算などを行ってあります。下図に合成した電圧波形を示します。電圧波形のスペクトラムはキャリア周波数の奇数次成分の測帯波を持ち、高調波成分を多く含んでいます。この波形の測定誤差の推定を行う際は、基本波と振幅が約1/2のキャリア周波数の方形波の合成波形と仮定して行いました。



下図に電流波形を示します。これは電圧波形のスペクトルをフィルタ処理後に逆FFTして近似しました。電流波形のスペクトラムはキャリア周波数の奇数次高調波を若干含んでおり、基本波振幅の約1/5の三角波が重畳したものと仮定することができます。



- ひずみ波の電圧 電流測定 -

一般に、ひずみ波は下式のような周波数成分の合成として表されます。

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \cos(n\omega t - j_n)$$

また、ひずみ波の測定においてはエネルギー換算の考え方から実効値演算方式が一般に用いられ

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \\ &= \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} |V_n|^2} \end{aligned}$$

と表されます。これは、直流及び基本波と高調波の各成分の実効値の二乗の和の平方根を示しています。例として、方形波と三角波についての実効値演算の周波数と誤差の関係を下表に示します。ここでの条件は、全ての帯域での測定誤差を0%として、上限帯域（高調波成分の測定限界）のみを制約のパラメータとして測定した場合の測定（ないしは演算）誤差を計算上で求めております。この結果より、方形波のような立上がり急峻な波形を測定する際には、より広い周波数帯域が必要であることが解ります。

誤差(%)	演算周波数 (基本波に対する次数表示)	
	方形波	三角波
5	5	1
2	9	1
1	21	1
0.5	41	3
0.2	101	3
0.1	205	5

上表によりますと、先の図のようなインバータ電圧波形の実効値を測定する場合には、キャリア周波数を3kHzとすると、誤差0.1%を得るためには最低でも600kHzの周波数帯域が測定精度0%で必要となることが解ります。

しかしながら、実際のインバータの電圧測定においては、全ての高調波（高周波成分を含む）実効値よりも、むしろモータのトルクに寄与している基本波の振幅値の方を必要とされている場合の方が多いようです。日本電機工業会(JEMA)技術資料148号「インバータの適応指針」によると電動機のトルク特性に近い出力電圧＝基本波の実効値を測定するための計器として、整流形電圧計を使用することが望まれています。また、電圧測定原理としては真の実効値(RMS)を測定する方式が一般的ですが、正弦波駆動方式のインバータ出力波形の場合には、整流形が基本波実効値に近い値を示すと記載されています。整流形電圧計の測定原理は電力計の測定モードあるいは測定アイテムでは電圧MEAN(平均値整流実効値換算式)に相当します。このためインバータ測定時の電圧測定はMEANを選択することが多いようです。

インバータの電圧波形から基本波成分を得るためには、適当なフィルタ処理を行った後に実効値演算することで測定可能ですが、正弦波駆動方式のインバータではキャリア周期毎の平均値が正弦波の瞬時値に対応するように設計されていますので、電圧MEAN(平均値整流実効値換算式)を用いれば、フィルタ無しでもほぼ基本波の実効値に近い値の測定が可能となります。これが、インバータ駆動モータの測定においては平均値整流形の電圧計を用いる背景です。電圧MEAN(平均値整流実効値換算式)は基本波実効値に近とはまったく一致しない場合もありますので注意が必要です。

最近のPWM制御は制御の最適化により正弦波駆動方式ではないことが多いため、整流形電圧計の指示と基本波実効値が一致しないことがあります。このような場合は測定フィルタにて高周波成分を除去して実効値測定をするか、高調波解析モードで基本波成分のみを測定する必要があります。

一方、電流測定では全電流値がモータの温度上昇に起因することから、実効値方式にて測定するのが一般的です。そして、その周波数特性は電圧波形に比較して高周波成分が少ないために、キャリア周波数の5倍以上であれば十分と思われれます。

ただし、近年の高調波電流抑制の動きから、電流値測定においても基本波成分のみ測定する議論が開始していますので、今後の動向に注意する必要があります。

- ひずみ波の電力測定 -

電力は、瞬時電圧と瞬時電流との積の一周期の平均値で示されますが、高調波成分のみによるひずみ波が含まれる場合には次の様に表されます。

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \times i(t) dt = V_0 \times I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} |V_n| \times |I_n| \times \cos \theta_n$$

上式は、有効電力が、互いに周波数の等しい電圧と電流の積から得られる有効電力の単純和であることを示しており、一方で、異なる周波数成分による電圧と電流の積は平均化処理によって除去され、有効電力にならないことを意味します。また、有効電力は電圧波形と電流波形との位相差 = 力率の関係を含んでいますので、それぞれの振幅のみの測定に比較して、高周波側及び低周波側両端ともに、ある程度の広い帯域での周波数特性が必要となることが解ります（これは入力部のアナログ回路上での特性として、設計上必要となる条件ですが、測定される場合にも目安の一つとなります）。

このことから、PWMインバータの電力測定の場合には電流波形の高調波成分が少ないために、電力として有効な高調波成分も少なくなり、キャリア周波数の5倍程度の帯域が必要との結論が見出せます。

この点についてのシミュレーションの結果を下表に示します。ここでは、電圧と電流の各々の瞬時波形の積から求めた

	理論値を1.0とする
フィルタなし	1.0000
フィルタあり	0.9994

- その他の測定上の注意 -

インバータの出力電圧波形では、基本波成分の振幅が小さくそれに伴って実効値が小さくなくても、キャリア波の振幅がほぼ一定であるために、いわゆるクレストファクタ（ピーク値/実効値）の大きな波形となります。従いまして、測定の際には、ピーク値がレンジ定格 × クレストファクタ（測定器の仕様値）のレベルを超えないようにレンジの設定に注意する必要があります。一般には、Auto Range機能を用いることで解決が図られますが、波形や測定器の設計定数によってはAuto Range機能によってレンジが定まらないケースもありますので、大きめのレンジ選択をしなければならないケースも多いようです。

基本波が低周波の場合には、入力部のトランスの磁気飽和現象による波形のひずみ、コンデンサ等の交流結合による低周波特性悪化、リップルの影響による表示値のフラツキ等で、低周波特有の問題に注意が必要となります。この場合には、直流から測れる測定器もしくは電流センサ類を用いることで解決が図られます。

また、一般の電源ラインの測定の際にも共通の注意になりますが、特にインバータにおいては高周波ノイズを多く発生しますので、ノイズに対する対策が重要となります。これには機器の完全な接地やモータの駆動系と測定系の電源の分離等を適切に行う処置が有効となります。一般には、信号ラインに重畳しているノイズ分（ノーマルモード電圧）は分離が難しいものの、コモンモード電圧として接地 - 入力端子間に印加された高周波電圧による測定器への影響は、測定のテクニックによって削減させることが可能となります。

特に、インバータ入出力間の消費電力測定の際に起こるインバータ効率が100%を超える（入力電力より出力電力の方が大きい現象の場合には、コモンモード電圧による測定器側の誤動作や、信号レベルが小さいことに起因してS/N比が悪く、信号成分のみならずノイズ成分までを測定して、実際に先大きな出力電力が測定されるケースが多いと考えられます。高性能の電圧電流センサを用いることで測定器側へのノイズやコモンモード電圧の影響を大幅に低減させ測定が可能となる場合があります。

- ひずみ波測定の誤差 -

ひずみ波の誤差計算は極めて困難で、各周波数成分毎の誤差を

$$\text{誤差} = \text{reading誤差} + \text{range誤差}$$

とは計算できません。この計算方式を用いて全周波数成分の誤差を加算した場合、誤差は収束せずに発散してしまいます。これはrange誤差を各成分毎に繰り返して加算してしまうためです。

一般に、電力計を含めた交流の測定器の誤差は、ある単一周波数の正弦波信号を測定した際に含まれるノイズの実効値と入力信号の振幅誤差の二乗和にて規定しています。すなわち、従来から使用している誤差は、 $a$  振幅、 $f$  周波数、 $f_0$  測定帯域としたとき

$$\text{誤差} = \text{振幅誤差} \pm \sqrt{\int_0^{f_0} (\text{Noise}(a, f))^2 df}$$

と表現できます。

これを各周波数成分の測定誤差に適用しようとした場合、内の積分項の部分が周波数分割と相反する計算となります。従いまして、各周波数成分の誤差計算に一般論を適用する事はできません。

このように周波数成分を多く含む入力波形の場合には、矩形波 三角波等の各周波数成分の実効値が既知の波形で実用に近いものを入力し、その測定誤差をTypical値として示すこと程度と認識されています。

もし、ひずみ波の測定誤差の仕様化しようとするならば、各周波数成分の信号を合成することによりひずみ波を作り、その測定誤差を評価する必要があります。一方、ひずみ波の測定器への影響は高周波になるほど誤差の振幅依存性が強くなります。そのための広帯域に及ぶ評価は容易ではありません。

## 7. ひずみ波での位相角及び力率測定

### - ひずみ波の位相角測定 -

弊社T&M事業部では、従来より電力計を製造販売してきましたが、正確な位相角測定ができる電力計はWTシリーズが初めてと思われます。この「正確な」の意味するところは、「入力波形が正弦波に限らずひずみ波であっても、その基本波成分の位相角を測定できる」という点です。

従来の機種は位相角測定可能と記載されてあっても、以下に示す演算式で行うために、正弦波入力の場合のみ正確な値が測定できていました。ところが入力波形がひずみ波の場合には、電圧もしくは電流に高周波及び高調波成分が含まれているので、実際の波形から観測される位相差とは異なる大きめの結果が表示されていました。これは、その演算過程で算出される力率の場合にも同様に当てはまり、実際より小さい値が表示されます。

$$f = \cos^{-1}\left(\frac{W}{VA}\right)$$

下図は、実際にお客様が弊社電力計を用いて位相角を測定し、さらにオシロスコープを用いてその波形観測から位相角を求めた時のデータです。インバータ機器のために電圧波形がパルス波状になっているので、上式における分母のV (実効値)の値が大きくなり、結果的にφの値が大きくなってしまいました。

### 波形データより

(基本波) = 300Hz

t = 500 μsec

ゆえに、φ = 500 μ / (1/300) × 360

= 0.15 = 54°

従って、cos φ = 0.58

この結果はフィルタON時の値に近い

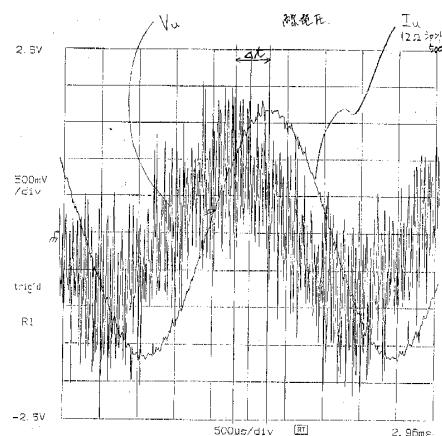
```
Normal 1994.07.04
Manual 13:39:59
U I 157.35 Arms
U U 126.69 Arms
U A 157.02 Arms
A I 0.0992 Arms
A R 0.1807 Arms
U E 0.1803 Arms
E I 0.27 U
E U 0.94 U
U F 10.21 U
F I 0.3742 U
I R 10.21 U
```

Filter off



```
Normal 1994.07.04
Manual 13:40:08
U I 109.76 Arms
U U 110.21 Arms
U A 109.99 Arms
A I 0.0922 Arms
A R 0.0955 Arms
U E 0.0938 Arms
E I 0.36 U
E U 9.05 U
U F 5.41 U
F I 0.5269 U
I R 9.41 U
```

Filter on



### 波形データからの位相差換算と電力計表示値の違い

弊社WTシリーズでは、高調波測定機能を用いてこの問題を解決しています。すなわち、演算上にて電圧波形の基本波成分、電流波形の基本波成分およびその位相差を高調波解析 (FFT解析手法)によって求めています。従って、その位相差とともに進相、遅相であるかの判定も得られます。