

計数型インピーダンス変換器の一方式

加屋野 洋・桐原 昭雄・手塚 慶一

A Digital Impedance Transducer

H. Kayano, A. Kirihara, K. Tezuka

1. は し が き

一般に、自動制御機構においては入力部にインピーダンス変換器を用いることが多い。従って計数型自動制御では直接変換部を計数化しアナログ量を用いずに装置を構成するのが簡単であり確実である。

従来、複素インピーダンス $z = |z|e^{j\theta}$ の測定においては、 $|z|$ はブリッジその他、比較的簡単な装置で正確（ホイット・ストンブリッジ使用の場合は 100Ω にて誤差 0.05% ）に求められるが、 θ の測定においては電圧レベル変動等の影響で大きい誤差（約 $\pm 3^\circ$ ）を生じ、しかも検出が非常に困難で、ブリッジの場合は操作が複雑である。¹⁾

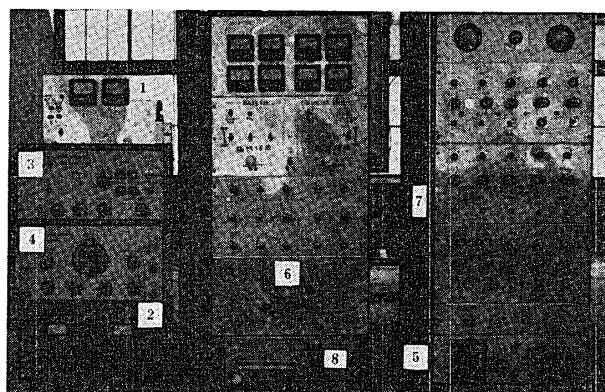
このような従来の複素インピーダンス測定装置を自動制御系に用いる場合は電圧変動等で動作が不安定になるため、制御系に用いるのは好ましくない。

筆者らは自動制御機構に用いる目的で計数型インピーダンス変換装置を試作し下記のような充分なる結果をえた。なお、従来用いられて来たこの種の変換器は単一入力をインピーダンスの絶対値に変換する方式が多いが、本装置を用いることにより互いに関連する2変数を同時に計数化することが可能である。

2. 装置の構成

試作計数型インピーダンス変換器（測定器）の実際とその構成を第1図、第2図に示す。

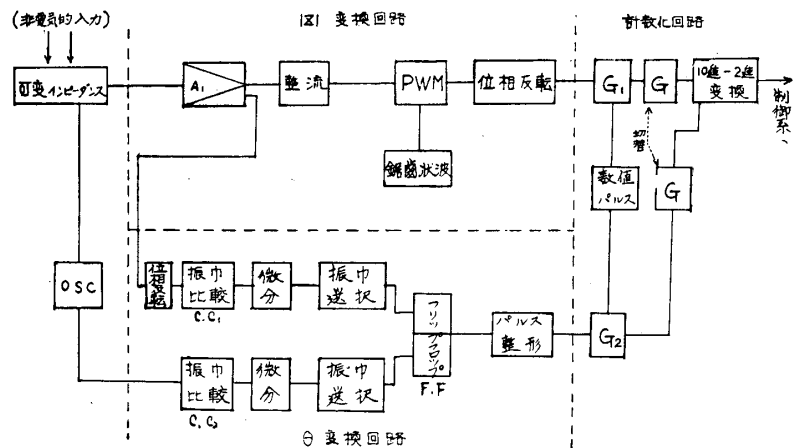
- (1), (2), (5) 定電圧電源装置
- (3) 数値パルス用水晶発振器
- (4) 鋸歯状波発生用矩形波発振器
- (6) $|z|$, θ 検出部
- (7) 10進→2進変換器, 計数装置
- (8) 標準正弦波発振器



図一 計数型インピーダンス変換装置

本装置は $|z|$ 変換回路, θ 変換回路, 計数化回路より構成されている。即ち、変換されるべき非電気的入力量は可変インピーダンスに加えられて、 z を変換し、この変化量を $|z|$ 変換回路, θ 変換回路でデジタル量に変換する。

$|z|$ 変換回路においては標準信号発生器 OSC より信号は可変インピーダンスを通して増巾器 A_1 で増巾され、さらに次段で、整流されて、入力量の絶対値に相当する直流信号に改められ変調回路 PWM に加えることにより、 $|z|$ を巾変調回路の出力パルス巾に対応させることができる。位相変換回路では $|z|$ 変換



図一2 試作計数型インピーダンス変換器の構成

回路の A_1 より出力信号が位相反転回路を経て振巾比較回路 CC_1 に加えられ、その後縁パルスはフリップフロップ FF の入力信号となり、この回路を駆動する。一方 OSC より信号は直接 CC_2 に加えられ、その後縁パルスは位相基準を与えて FF のリセット端子に加えられる。この結果、 FF の出力パルスの巾は両信号の位相差 θ に比例し、偏角 θ の変換が可能となる。計数回路では上記 2 変換部よりの信号をそれぞれの数変調回路 G_1, G_2 に入れて 10 進パルスに改め、それをさらに 2 進符号に改めて制御系に加えられる。

上記の装置は θ の変換、ならびに測定において、位相入力量をパルス巾に変換し、さらに計数化する方式を採用したため、操作を簡単ならしめ誤差を比較的小さくすることが可能となった。

3. インピーダンス変換部

試作装置のインピーダンス変換部は可変インピーダンス部分と標準信号発生器より構成されている。標準信号発生器よりの信号は、被変換量を伝達する唯一の信号となるため、この信号の周波数安定度は本装置全体の安定度及び誤差に影響し、したがって周波数誤差は可及的に小さく、しかも安定な信号発生器を使用することが必要である。

標準信号発生器の周波数の決定においては、標準周波数と数変調回路の数値パルス周波数によって本装置全体の理論誤差が決定される。本装置においては標準信号発生器の周波数は 50kc/s を用いている。理論誤差は数値パルス周波数が、一定のときには標準化周波数を低く選べば小さくなるが、低周波を用いることは広帯域増巾器を用いなくてはならず、また、増巾が不十分になり不安定になると考えられる。しかし、計数型インピーダンスメーターとして使用する場合には、数値パルスの周波数が計数化容量 (15 ビットのフリップフロップを用いている) によって制限をうけるため、あまり高くすることはできない。

インピーダンス変換部は自動制御系よりの非電氣的 (圧力、温度、位置変化等) 入力量に従って変化する。この変化量は標準信号発生器 OSC からの標準周波数 (50kc/s) で標準化されて、次段の $|z|$ 変換回路、 θ 変換回路に伝えられる。

4. $|z|$ 変換回路

本装置の $|z|$ 変換回路は増巾器 A_1 、整流回路、巾変調回路 PWM より構成されている。本回路を第 3 図に示す。可変インピーダンス z を通った信号は増巾器 A_1 に入る。増巾器入力信

号波形を第4図に示す。増巾器は入力信号の大きさに比例した出力信号をうるために直線性ならびに安定度のよいものを用いる必要がある。増巾器 A_1 よりの出力信号は次段の整流回路に加えられる。整流回路出力信号波形を第5図に示す。この出力信号は標本化されて巾変調回路のアナログ入力となる。

巾変調は矩形波発振器より出された 100kc の矩形波（波形を第6図に示す）を用いて、鋸歯状波（波形を第7図に示す）を発生させ、これとアナログ入力波（整流回路出力信号波）

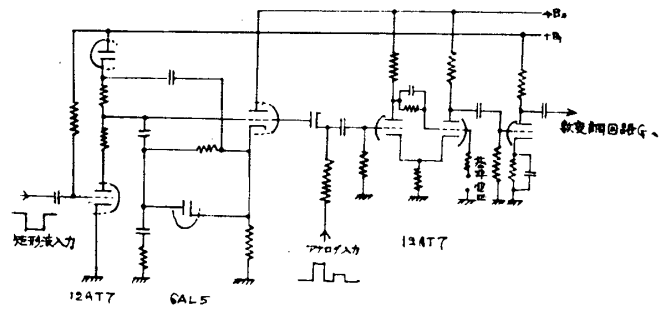


図-3 変換回路

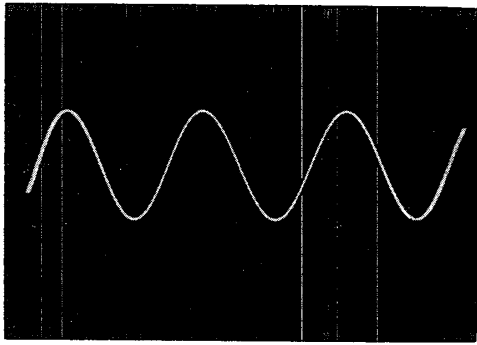


図-4 増巾器入力信号波形

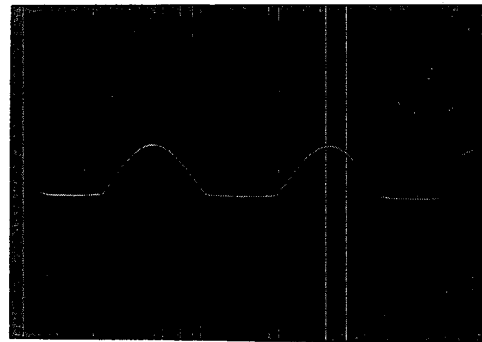


図-5 整流回路出力信号波形

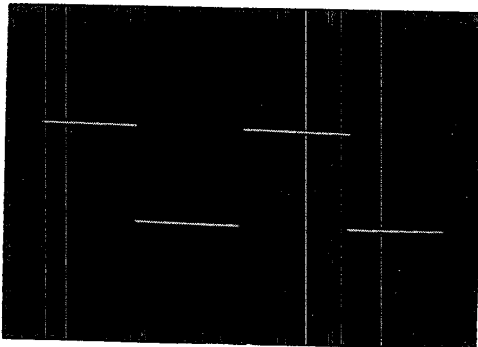


図-6 矩形波発振器出力信号波形

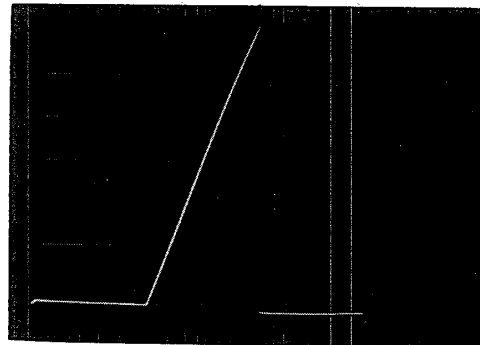


図-7 鋸歯状波発生回路出力信号波形

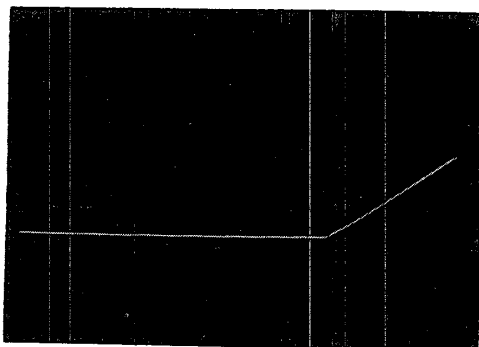


図-8 巾変調入力信号波形

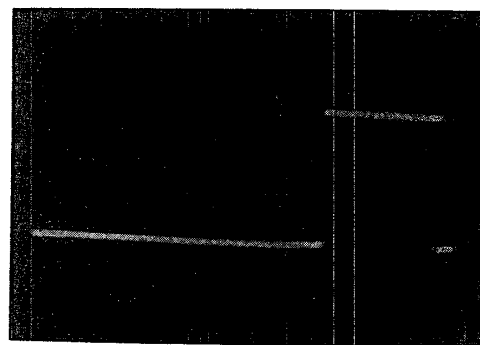


図-9 巾変調出力信号波形

を重畳して巾変調を行わされている。巾変調入・出力信号波形を第8・9図に示す。この矩形波の巾は $|z|$ 入力波形に対応させることが出来る。さらにこの巾変調出力を計数化回路に加え数変調することによって、デジタル化することが可能となる。

5. θ 変換回路

θ 変換回路は位相反転回路、振巾比較回路、微分回路の2組と、フリップフロップ回路 FF 、パルス整形回路より構成されている。本回路を第10図に示す。 $|z|$ 変換回路の増巾器 A_1 からの

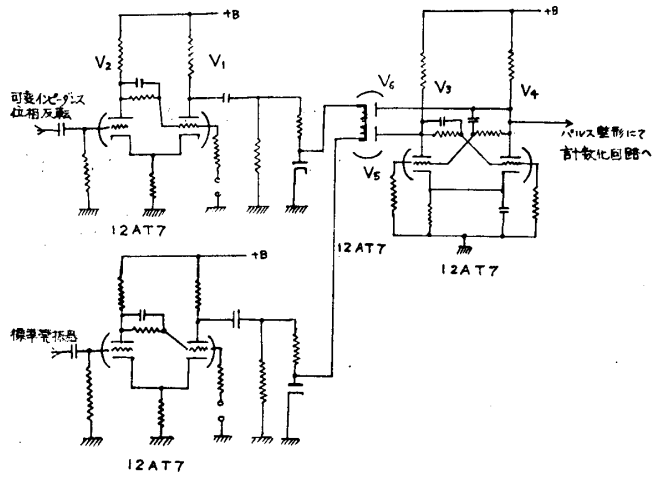


図-10 θ 変換回路

出力信号は位相反転回路に入る。反転回路出力信号は次段の振巾比較回路 MA_1 に加えられる。 V_1 は負の信号のとき、導通状態でありそのプレート電圧は低い状態に保たれているが、入力信号で V_2 の格子電位が正になると V_2 が導通状態となる。このとき V_1 の格子電位は負になり、 V_1 が不導通状態となって、 V_1 のプレート電圧は急昇する。即ち V_2 が導通状態の期間に等しい時間巾の正矩形パルス出力信号をうる。この正矩形パルス

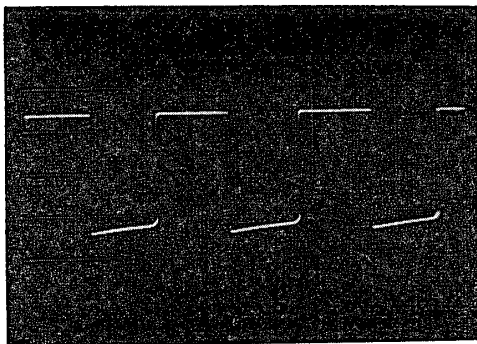


図-11 矩形パルス信号波形

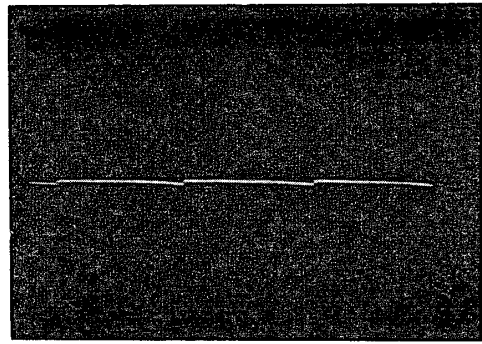


図-12 フリップフロップ入力信号波形

ス信号波形を第11図に示す。この正矩形波は次段の $C-R$ 微分回路で微分される。微分出力信号はその後縁パルスのみを取りだすために次段の振巾選択回路に加えられる。出力信号は正信号が消失して負のパルスのみとなり、次段のフリップフロップの入力信号となる。フリップフロップ入力信号波形を第12図に示す。 V_3 が導通で V_4 が遮断の状態においては、負のパルスが二極管 V_6 をえて V_2 の陽極に加えられると、負パルスの先端が V_3 の格子に加わる。このために V_3 が遮断され陽極電圧が上昇し V_4 の格子電圧を上昇させる。従って V_4 の陽極電圧を降下させ、さらに V_3 の格子電圧を降下させる。一方、標準発振器 OSC から直接、振巾比較回路、微分回路、振巾選択回路をえて与えられるパルスの後縁は位相基準を与えて、フリップフロップのリセット端子 V_5 に加えられる。 V_5 に加えられた負のパルスは上記 V_4 に加えられたパルスと同様に動作してこの回路を元の状態にもどす。フリップフロップ出力信号波形を第13図に示す。



図-13 フリップフロップ出力信号波形

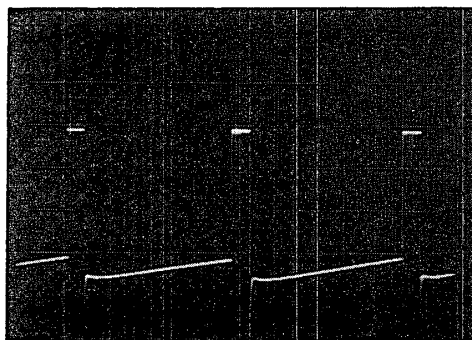


図-14 パルス整形回路出力信号波形

この結果フリップフロップの出力パルス巾は両信号の位相差 θ に比例し、偏角 θ の変換が可能となる。このフリップフロップ出力信号はパルス整形回路をえて、数変調回路に加えられる。パルス整形回路出力信号波形を第14図に示す。これによって、電源電圧のレベル変動等の影響を受けず、安定で誤差の小さい変換回路を構成することが可能となる。

6. 計 数 化 回 路

本回路は数変調回路、数値パルス発生回路、及びゲート回路より構成されている。本回路を第15図に示す。

水晶発振器よりの矩形波は $C-R$ 微分回路で微分され、次段の増巾器 V_1 で増巾される。増巾された信号は振巾選択回路 V_2 に加えられ、正信号波形のみをうる。この信号を数変調回路の数値パルスとして用いる。数値パルス波形を第16図に示す。数値パルスは数変調管 V_3 の第1制御格子に加えられ、 $|2|$ 変換回路、あるいは θ 変換回路からの出力信号は第3格子に加えられ

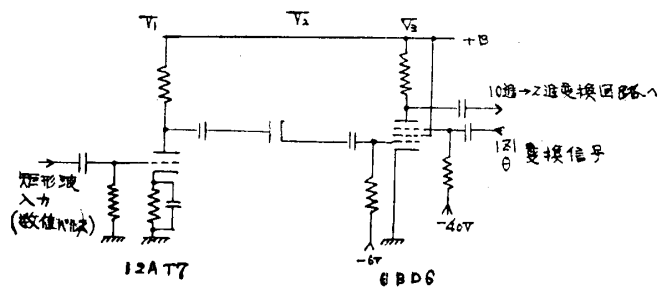


図-15 計 数 化 回 路

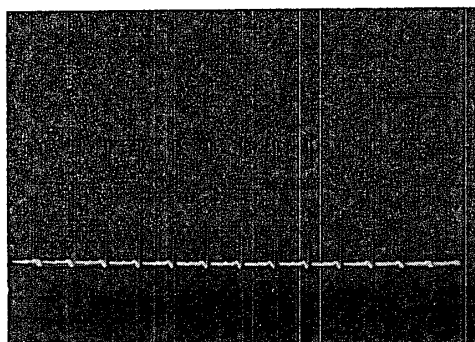


図-16 数値パルス波形

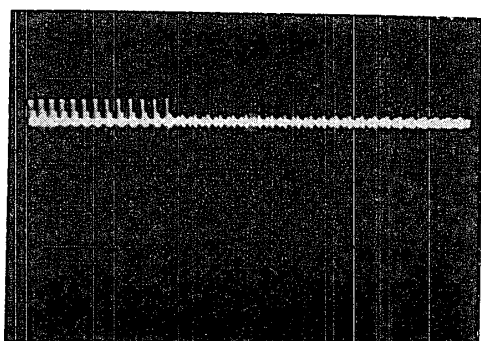


図-17 G_1 出力信号波形

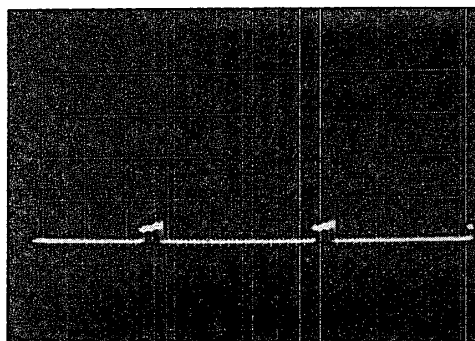


図-18 G_2 出力信号波形

る。しかるに、この回路で選択されるべき期間の間、入力信号に比例した出力信号波形を得ることが可能となる。期間の選択は外部から加えられる、 $|z|$ 変換回路、あるいは θ 変換回路からの矩形波ゲート信号でできる。 G_1 の出力信号波形を第17図に、 G_2 の出力信号波形を第18図に示す。数変調された10進パルスは次段のゲート回路をえて10進→2進変換回路に加えられる。

7. 10進→2進変換回路²⁾

本回路はフリップフロップを15ビット縦続的に接続して構成されている。回路を第19図に示す。

数変調回路からの出力信号は G の切替回路をえて $|z|$, θ 変換出力が交互に加えられる。 V_4 が導通で、 V_3 が不導通の状態にあるとき、数変調回路から負のパルスが V_1 , V_2 の陰極に加えられると、 V_4 の陽極電圧は V_2 の陰極電圧よりも低いから V_2

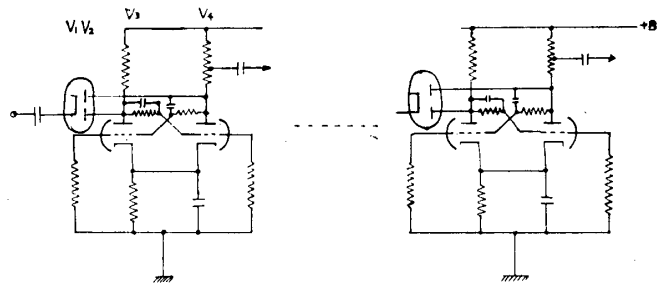


図-19 10進→2進変換回路

は通過せずに V_1 だけを通り V_3 の陽極に達する。このパルスは V_4 の格子におくられ V_4 の陽極電圧は上り、 V_3 の格子電圧を上昇させ、 V_3 の陽極電圧を降下せしめる。この結果もう一つの安定状態に移動する。そして次のパルスで再び同様の作用が行なわれ、安定状態を交互に転じて、2個のトリガパルスで1個の出力信号をうることができ、2進計数させることができる。本回路ではこの2進回路を15段縦続的に接続して 2^{15} 計数回路を構成している。

8. 使用例

本装置において誤差の生じる場所としては、 $|z|$ 変換回路が主に考えられる。すなわち、増巾器 A_1 、整流回路、巾変調回路共に電源電圧の安定度及び直線性が $|z|$ 変換回路の誤差を決定する。故に $|z|$ 変換回路の電源電圧の変動に対しては充分注意を払い、本装置は高安定電源を用いている。本装置に用いた電源は下記の通りである。

定 格	入力交流	80~100V	約150VA
	出力直流	100~300V	200mA
	安 定 度	約1%	

また、本装置の理論誤差は下記の通りである。 $|z|$ 変換回路においては、標準信号発生器周波数、鋸歯状波周波数、及び数値パルス周波数によって決定される。

標準信号発生器周波数	50kc/s
鋸歯状波周波数	100kc/s
数値パルス周波数	10Mc/s
誤 差	1 %

θ 変換回路においては、標準信号発生器周波数、数値パルス周波数によって決定される。

標準信号発生器周波数	50kc/s
数値パルス周波数	10Mc/s
誤 差	0.5 %

上記は試作装置であるために数値パルス周波数を 10Mc/s を用いているが計数型インピーダンス変換器（測定器）として用いる場合には，数値パルス周波数をより高周波で用いることによって理論誤差は非常に小さくすることが可能となる。

本装置はインピーダンス変換器のデジタル化として試作したものであるが，インピーダンス自身の測定においても充分有用であり，しかも誤差も小さく安定である。

9. む す び

筆者らは自動車，工作機械などの計数型不連続制御化を企画し，その設計を行って来た。本装置はこのための入力変換として試作したものであるが，光量，振動などを入力とする変換装置として充分使用しうることを確めた。すなわち，本装置をトランジスタなどを用いて小型・軽量化し，記憶装置と連結することにより，移動体の計画自動操縦装置の主部を構成することができるはずである。なお，装置の安定度を高度化し，誤差を更に小さくするために，計数化部の周波数特性ならびに各回路に多く用いられているゲート回路の周波数，温度に対する特性をさらに改善することも必要であろう。

文 献

- 1) 田中政男，金子友次，清水祐信：通研月報6（1953-07）455
- 2) 手塚慶一：電気四学会連合大会・昭和32年10月