

U.K. Comp. 20/4/61

# A HIGHLY SENSITIVE D.C. CONTROLLING & MEASURING DEVICE

Report prepared by

FIELD INFORMATION AGENCY, TECHNICAL  
UNITED STATES GROUP CONTROL COUNCIL FOR GERMANY

This report is issued with the warning that, if the subject matter should be protected by British and/or U.S. Patents or Patent applications, this publication cannot be held to give any protection against action for infringement.

---

BRITISH INTELLIGENCE OBJECTIVES  
SUB-COMMITTEE

---

LONDON—H.M. STATIONERY OFFICE

Price 7s. 6d. net

**OFFICE OF MILITARY GOVERNMENT FOR GERMANY (US)**

FIAT FINAL REPORT NO. 954

29 April 1947

**A HIGHLY SENSITIVE D. C. CONTROLLING  
AND MEASURING DEVICE**

BY

**R. A. GOODMAN**

**TECHNICAL INDUSTRIAL INTELLIGENCE DIVISION  
U. S. DEPARTMENT OF COMMERCE**

THIS REPORT IS ISSUED WITH THE WARNING THAT IF THE SUBJECT MATTER SHOULD BE PROTECTED BY U.S. PATENTS OR PATENT APPLICATION, THIS PUBLICATION CANNOT BE HELD TO GIVE ANY PROTECTION AGAINST ACTION FOR INFRINGEMENT.

## A B S T R A C T

A description is given of the design principles, constructional details and method of use of an amplifier by means of which continuous and slowly-varying currents can be detected, measured and applied to control functions. The apparatus is characterised by a maximum electrical sensitivity of the order of  $10^{-17}$  watt and a high degree of freedom from disturbance by mechanical shock.

### TABLE OF CONTENTS

<u>Subject</u>	<u>Page</u>
Introduction . . . . .	1
The German Development of the d.c. Control Device . . . . .	1
The Control Converter . . . . .	3
Principles of Operation . . . . .	3
Characteristics of the Output Tubes . . . . .	5
Matching the Storage Coil with the Source of Potential . . . . .	7
Limit of Sensitivity . . . . .	9
The Influence of External Fields . . . . .	12
Use of the Control Converter for Measuring Purposes . . . . .	13
Use of the Control Converter for Control Purposes . . . . .	16
Control Device Independent of the Current Direction . . . . .	16
Control Device Dependent on the Current Direction . . . . .	16
Control Converter for Direct Current Mains Operation . . . . .	16
Control Converter for Alternating Current Mains Operation . . . . .	17
Results of Operating Experience . . . . .	20
Application of the Control Converter . . . . .	21
Glossary of Symbols . . . . .	24
Appendix	
1. List of Diagrams and Photographs . . . . .	26
"    2. Electrical Data for Control Converter Types St. W.3. and St. W.4. . . . .	28
"    3. Extracts from FIAT Final Report No. 761 . . . . .	30
"    4. List of German Scientific and Technical Personnel Concerned in the Development of the Control Converter . . . . .	35
"    5. Bericht ueber den Steuerumformer des Ernst-Orlich Institutes . . . . .	34
"    6. Bedienungsanweisung zum Steuerumformer, Baumanst. St. W.3. . . . .	36
"    Fig. 1 (Bild 1). Control Converter Circuit Diagram . . . . .	39
"    7. Technische Begutachtung des Steuerumformers St. W.3. und des quasistatischen Voltmeters . . . . .	40
Fig. 1 (Bild 1). Standard Control Converter Circuit Diagram . . . . .	45
Fig. 2 (Bild 2). Higher Sensitivity Control Converter Circuit Diagram . . . . .	46
Bericht ueber Erprobung eines Gleichspannungs-Kompensators . . . . .	47
Fig. 3 (Bild 3). Photographs of d.c. Converter . . . . .	48
Fig. 4 (Bild 4). D.c. Converter Circuit Diagram . . . . .	49
Fig. 5 (Bild 5). Vacuum Tube Voltmeter Circuit Diagram . . . . .	50
8. Der Steuerumformer . . . . .	51

## INTRODUCTION

### Objective:

The purpose of this report is to describe a D.C. amplifier capable of high sensitivity and stability, which was developed by a group of engineers and scientists of the Ernst Orlich Institute.

### Evaluation:

The amplifier, developed by the Ernst Orlich Institute under war conditions and for war applications, is of high industrial value since it is capable of reliable operation under severe mechanical conditions, has the overall sensitivity of some  $10^{-17}$  watt and can deliver a substantially larger amount of power to the various control devices, than a suspended-coil galvanometer.

### Guide to the Reader:

The material presented in this report is based on a digest of PIAT Final Report No. 761 on "Ernst Orlich Institute of the Reichsstelle für Hochfrequenzforschung" dated May 20, 1946 by Dr. T.M. Odarenko, and of the four original German papers obtained from the Institute in 1945 and held in the library of the British Central Radio Bureau, 143 Piccadilly, London, W.1. These papers are as follows, the numbers quoted being the file numbers of the Central Radio Bureau:

- III B/2013 Bericht über den Steuerumformer des Ernst-Orlich Institute.
- III B/2015 Bedienungsanweisung zum Steuerumformer Baustein St. - V.3.
- B/2016 Technische Begutachtung des Steuerumformer St. - V.3. und des quasistatischen Voltmeters.
- /2037 Der Steuerumformer.

Photostat copies of these papers are attached as Appendix 5, 6, 7 and 8.

### THE GERMAN DEVELOPMENT OF THE D.C. CONTROL DEVICE

One of the developments of the Ernst Orlich Institute, during the war years, was an instrument for the detection and measurement of direct currents of very small magnitude. The design was begun in 1939 under Prof. Dr.-Ing. Schwenkhausen, the director of the Institute, and was applied initially (in about 1941) to laboratory use, as an alternative to the moving-coil reflecting-mirror galvanometer. In this field the instrument seems to have met with a fairly good reception. It then became of interest

to the Armed Services on account of its ability to operate under comparatively severe mechanical conditions. Subsequent development and manufacture were given almost wholly to requirements of the Service.

The aim was to produce a device for the measurement of direct currents at least as sensitive as a suspended-ceil galvanometer and free from the inherent defects of a delicate moving system. The device was to be capable of delivering a fairly large amount of power to robust switchgear, indicators or recorders.

The requirements were successfully met. There were two forms of the instrument, which differed in design of the output stage. The principle of applying the d.c. signal under test to the primary winding of a transformer through an interruptor or chopper, to derive a pulsating signal from the secondary winding, was common to both. This principle and its application to low-power d.c. measurements is by no means new. In their particularly thorough attack on the subject, however, the staff of the Institute did much interesting work on the problems associated with the input circuit design and the use of a compensating feedback for null observations. The cost and scarcity of high permeability material for the storage coil probably had greater importance in the minds of the designers than would be reasonable in other countries. The tube stages as such have no special feature, although their application to this particular purpose is of interest. The quality of the vacuum tubes could no doubt be improved upon. Therefore, the validity of the conclusions which were reached by the German workers regarding minimum noise potentials and sensitivity limits require testing against present day conditions of supply, for both core material and tubes.

The apparatus is referred to in FIAT Final Report No. 761, by Dr. T.M. Odarenko, in which a list is given of the war-time projects of the Ernst Orlich Institute. Those which closely concerned the control converter were listed by Dr. Schwenkhagen as Nos. 39 to 44 inclusive. Extracts from the descriptions of these 6 projects, taken from Dr. Odarenko's report, are given in Appendix 1 for convenient reference, in connection with the further information now presented.

Of the two forms of instrument, one was termed "Der Steuerumformer" ("The Control Converter"). The control converter was developed first and had an output stage consisting of two thyratrons in pushpull. The thyratrons seem to have been troublesome for some applications - a grid clearance of 0.3 volt is low, and variations of the ignition point due to temperature changes in aircraft when in flight were mentioned as a disadvantage. The measuring converter, in which vacuum triode output tubes displaced the thyratrons, was introduced as an alternative. The two forms of instrument were also known by the code names, Hisenroll, applied to the control converter, and Hisenvert, for the measuring converter.

*all /  
ent*  
The measuring converter thus had a continuous output characteristic. Being free from the well-recognised and rather special requirements

of thyratrons, this instrument would be expected to give better stability with probably greater, or at least equal, sensitivity under field conditions, as distinct from those of a laboratory. Both instruments can be regarded as valuable alternatives to the reflecting galvanometer when insensitivity to mechanical shock and change of working position are desired, also as useful additions to the range of instruments already available, for measuring d.c. with negligible consumption of power. They are not, however, necessarily superior to the simpler, less expensive galvanometer for the test-bench situations in which low power d.c. measurements are most often made.

The St. W.3. and St. W.4. instruments, referred to in Appendix 2, reached the stage of small-scale production, and a feedback device used with the converter to form a d.c. amplifier was also produced in small quantity - about a score being produced. With these exceptions, however, construction of the several forms of the instrument does not seem to have progressed beyond the model stage.

The considerations underlying the design of the control converter are described in the following transcription of a paper, written in German, by Prof. Dr. Schwenkhagen in July 1942 - prior to the evacuation of the Institute from Danzig to Woltersdorf. The principle features are applicable also to the measuring converter.

#### THE CONTROL CONVERTER

The Electrotechnical Institute of the Technical College at Danzig developed this apparatus as a means of eliminating the effect of slowly-varying currents, of a few microamperes, induced in the null circuit of a Wheatstone bridge by external disturbing influences. The apparatus has been proved satisfactory in practice for this purpose and has also been found useful in a wider field, since the principle of the design is applicable in a simple manner to the measurement of low direct currents and voltages, and their utilization for control purposes. The apparatus converts the d.c. input into control impulses at the output, and is therefore termed a control converter.

#### Principles of Operation

If a source of electromotive force  $E$  is connected through a switch to a coil of resistance  $R$  and inductance  $L$ , in accordance with Fig. 1, operation of the switch results in current and voltage changes of the well-known forms illustrated in Fig. 2. When the switch is closed the current rises exponentially, with a time constant  $T = \frac{L}{R}$ , to the final value  $\frac{E}{R}$ .

During the period of rise, energy is stored in the magnetic field of the coil and finally reaches the value  $\frac{1}{2} L I^2$ . When the steady condition has been attained, power is drawn from the source of potential amounting to  $I_o^2 R$  and is converted into heat in the coil. If the switch is then opened, and if the values of voltage and current are small so that the interruption

takes place without sparking, the current flowing in the coil from the external circuit falls to zero in a very short period. The energy stored in the magnetic field of the coil is discharged to the electric field of the condenser C connected in parallel with the coil. This process is continued in the form of a damped oscillation (see Fig. 2) if the circuit elements are suitably dimensioned. If damping is neglected, the maximum potential difference at the terminals of the coil amounts to

$$U_A = L Z \quad (1)$$

where  $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$  is the impedance of the coil. Similarly, L and C

determine the frequency of oscillation in accordance with the well-known expression  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

If damping is taken into account, the peak value of the potential difference across the coil is given by:

$$U_A = I \cdot Z \cdot e^{-D} \quad (2)$$

where D is determined mainly by the sum of the losses occurring in the oscillatory circuit (heat loss in the coil, dielectric loss in the condenser and, in the case of an iron-cored coil, iron losses in the core) and also by the inductance and capacity.

Comparison of Equations (1) and (2) indicates that the peak voltage across the coil will be much higher than the potential of the source, immediately after the switch connection is broken, when the circuit constants are given appropriate values. The "amplification factor" is

$$V' = \frac{U}{E} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \cdot e^{-D}}{R}$$

The magnetic energy derived from the low-power source of potential during the relatively long period  $t_s$  is communicated to the condenser C during the short period of a quarter-oscillation, in an impulse of correspondingly higher power, and the voltage which appears at the condenser is of an appropriately high value. The arrangement has the further advantage, as a means of producing gain in power and voltage, of converting the original d.c. input into a.c. impulses, which may be amplified easily and conveniently by well-known means.

The device may be used for measuring purposes by merely indicating the impulses on an oscilloscope (Fig. 3). It may also be utilized for control processes which require a discontinuous output characteristic (Fig. 4), by applying the impulses to gas-filled triode tubes. If a voltage impulse is applied to the grid of a relay tube T to raise the grid

potential momentarily above the non-start value (point a, determined by the fixed steady potential in some convenient manner), anode current will flow in the tube and will continue to do so after the voltage impulse has ceased. The relay R in the anode circuit will then perform any desired switching or controlling function.

The process occurring in the use of the storage coil and the associated interrupter is essentially unchanged if the coil is constructed as a transformer and provided with an iron core in order to increase its inductance. The magnetic energy of the coil is now distributed to two capacities; thusly

$$\frac{1}{2} L \cdot I_o^2 = \frac{1}{2} [C_1 u_{A1}^2 + C_2 u_{A2}^2] = \frac{1}{2} u_{A2}^2 [C_2 + (\frac{u_1}{u_2})^2 C]$$

$$u_{A2} = I_o \sqrt{\frac{L}{C_B}} < I_o \sqrt{\frac{L}{C_2}} \quad (3)$$

and is therefore of rather smaller amplitude. This disadvantage is offset by constructing the primary winding of the storage coil to suit the input circuit (see page 9). The secondary winding, however, may have a large number of turns to produce high impulse peaks.

Tests have shown it is possible to achieve a voltage gain of 600 in this manner. The tests were made with coils and transformers of ordinary types; a further increase might be expected with specially designed coils, although such a high amplification factor is by no means necessary for all purposes. Similarly, impedances of  $10^5$  to  $10^6$  ohms can be obtained with ordinary coils or transformers, so that impulse peaks of some tenth of a volt can be produced from input currents of the order of  $10^{-6}$  amperes.

#### Characteristics of the Output Tubes

The proper positioning of the operating point and the ignition characteristic of the relay tube (Fig. 5) is of prime importance, in ensuring an adequate margin of safety from backfire caused by temperature change, ageing of the tube, or fluctuation of the supply voltages.

Vapour-filled triode tubes, although their operation is independent of temperature, are considered unsuitable on account of the variations of pressure associated with such tubes. The resulting shift of the ignition characteristic is avoided if gas-filled relays are used.

Fluctuations in the heater voltage of a directly-heated cathode, superimposed on the grid potential, likewise result in considerable variation of the ignition characteristic. Therefore, tubes having indirectly-heated cathodes are to be preferred.

In a tube having an unshielded cathode and a long anode-cathode discharge path, the stability of the ignition characteristic is adversely

affected by electric charges on the envelope of the tube itself and also by external electric and magnetic fields. It is therefore of advantage to shield the discharge path by suitable arrangement of the electrodes. The simplest method of doing so consists in surrounding anode and cathode by a completely closed control electrode. Movement of the electrodes must, of course, be prevented by sufficiently rigid construction.

Gas-filled relays of the AEG Type S1/0.2 i III-A, which were used in the final design of the control converter, satisfy all these requirements. They are filled with inert gas and have indirectly-heated cathodes; the box-like control electrode forms a very suitable support for the remainder of the electrode assembly. During prolonged tests under constant conditions they exhibited slow changes of ignition characteristic of less than 0.1 volt over a period of approximately three months.

Short-term fluctuations are superimposed on the slow changes of ignition characteristic, and are due to lengthy periods of flow of anode current. It would seem that, by a forming process during the prolongation of the arc, the ignition characteristic is shifted towards the region of negative grid potentials, and the ignition readiness is thus increased. The original ignition characteristic is mostly regained in the course of some hours, or perhaps days, even after a long period of ignition. It was observed that the recovery was preceded by a short period of decreased readiness of ignition, due perhaps to evaporation of active particles of the cathode layer during the lengthy discharge of the arc. These short-term fluctuations for the type of tube mentioned are also within plus or minus 0.1 volt. They can be reduced by running the cathode at less than the rated current value. The permissible useful anode load for these thyratrons is 300 watts; ample power is thus available for the operation of high-efficiency switching relays.

The addition of a safety factor of 0.1 volt, to provide for fluctuations of heater voltage, gives a difference of potential between the operating point and the ignition characteristic, necessary for reliable operation over a long period, of 0.3 volt. This difference may be reduced for cases in which the ignition point is checked regularly at short intervals and stability of the heater supply is ensured, since the short-term variation of the ignition characteristic is then less than 0.01 volt and thus small in comparison with the ignition gap.

These considerations, based on experimental tests with gas-filled relays, have been fully confirmed in practice; a control converter operated from the a.c. mains of the Institute, without stabilization, required no readjustment of the working point during an operating period of 5000 hours; the ignition gap being 0.15 volt. Another control converter was operated in the same manner from the same supply for 2000 hours at an ignition gap of only 0.1 volt, and was also free from noticeable change of the ignition point. The fluctuations of the mains voltage were smaller than plus or minus five percent. An increase of the ignition gap to 0.2 volt became necessary, however, when an a.c. supply was used having an unusually large voltage

fluctuation (plus or minus fifteen percent.) This was done to eliminate backfire at high values of the mains potential, which caused overheating of the cathodes. Therefore, when normal supply mains are available, or when a voltage stabilizer is provided for the heater circuit and, if necessary, for part of the grid bias requirements of the control converter (see Fig. 5), an ignition gap of 0.3 volt may be considered adequate.

#### Matching the Storage Coil with the Source of Potential

As is mentioned above, the amplitude of the impulse depends on the amount of energy stored in the magnetic field of the coil; this in turn is dependent on the number of turns in the winding of the coil, also on the resistance of the winding and the internal resistance of the source of potential. There is, furthermore, a dependence on the closing time  $t_s$  (see Fig. 2) which becomes noticeable as soon as the closing time reaches the order of the time constant of the circuit. If

$t_s$  = closing time

$T$  = time constant of the storage coil

$R_1$  = internal resistance of the source of potential

and  $R$  = resistance of the storage coil

then the height of the impulse peak is expressed by the equation

$$U_A = E \sqrt{\frac{TR}{c}} \cdot \frac{1}{R_1 + R} \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{t_s}{T} \left( 1 + \frac{R_1}{R} \right)} \right] \cdot e^{-D} \quad (4)$$

Using this equation it can be shown that for a given closing time the impulse peak is a maximum when the coil resistance has the value given by curve a of Fig. 7. The family of curves v of Fig. 7 shows the extent to which a mis-match of the resistances reduces the maximum attainable value of the impulse peak, the corresponding equation being:

$$U_A = E \cdot \frac{Z}{R} \cdot e^{-D} \cdot \frac{1}{1 + \left( \frac{2m+1}{2m} \cdot \frac{1}{X} \right) - \left( \frac{1}{2m} \cdot \frac{1}{X^2} \right)} \quad (5)$$

where  $m = \frac{t_s}{T}$  and  $X = \frac{R_1}{R}$ . Curve C in Fig. 7 shows the value of the fraction in this equation.

The output of the source of potential is in the form of a succession of impulses, of periodic time  $\gamma > t_s$ , the amplitude of which is always much smaller than the d.c. value due to the presence of the interruption periods and the gradual nature of the current rise during the

period of closure of the switch contact. The optimum amplitude, resulting from the matched condition (see Fig. 7) is:

$$N = N_0 \cdot t_s \cdot \frac{2mX^2 + 2mX - 1 - X}{\tau} \quad (6)$$

Curve d illustrates the ratio  $\frac{T}{t_0 t_s}$ . The value of this ratio will be

altered if a condenser is connected across the input terminals of the control converter in front of the switch. The condenser smooths the current impulse and reduces the internal resistance of the source of potentials. It also acts as a short circuit for currents induced by external interference in the feeder from the source of potential to the control converter. Owing to the reduction of the internal resistance of the source, a smaller coil resistance is now required for the optimum condition. From the equation for the peak potential for an infinitely large parallel condenser:

$$U_1 = E \sqrt{\frac{RT}{C}} \cdot \frac{T(1 - e^{-\frac{t_s}{T}})}{RT + R_1(t_s + T e^{-\frac{t_s}{T}} - T)} e^{-D} \quad (7)$$

it follows that the optimum coil resistance is

$$R = R_1 \cdot t_s - T \left( 1 - e^{-\frac{t_s}{T}} \right) \quad (8)$$

which becomes zero for large values of the switching period. With such a match, the peak impulse potential is

$$U_1 = E \cdot \frac{Z}{2R} \cdot e^{-D} \left( 1 - e^{-\frac{t_s}{T}} \right) \quad (9)$$

Fig. 8 shows the effect of a mis-match when a parallel condenser is used. From this curve it may be seen that a mis-match of any ratio between 1:4 and 4:1 results in the loss of less than 20 percent of the possible peak potential.

The condenser has an especially advantageous effect if its capacity is adjusted, to suit a high internal resistance of the potential source, so that the closing of the coil switch is periodic and the break takes place when the oscillating current is a maximum. If the input capacity has the mean value given by

(10)

$$C_m = \frac{L}{R \cdot R_1}$$

then the ratio between the maximum instantaneous current in the coil and the d.c. value  $\frac{B}{R + R_1}$  is

$$\frac{I}{I_d} = 1 + \sqrt{\frac{R_1}{R}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R_1}}} \quad (11)$$

The choice of a capacity value for the condenser will be discussed later.

The above considerations show that in principle it is possible to match the control converter with any source of input potential, although the matching is not so easily achieved for low resistance as it is for medium resistance sources on account of the effect of the feed liner. In the matching of high resistance sources the difficulties of constructing thin wire coils can be largely avoided by using the amplifying effect of an input condenser in unmatched conditions. Loss of sensitivity arising from mis-matching are not serious even when the degree of mis-match is considerable; as may be seen in Figs. 7 and 8.

#### Limit of Sensitivity

If the impulse from the coil is amplified immediately, the limit of sensitivity is no longer dependent on the ignition gap of the gas-filled relay and the optimum ignition potential peak, but is determined solely by the extent to which the amplitude of the signal impulses can be made to exceed the noise level of the whole arrangement. In comparison with the known arrangements employing commutator switching, the control converter has the advantage of utilizing, in place of the original low input voltage, the higher potential given by Equation 9, and thus has a greater initial difference between signal and noise. The noise level is determined by two interference potentials, in comparison with which all other sources of noise are negligibly small. These two are the tube noise in the first amplifier stage and noise in the impulse circuit itself when the switch opens. In the control converters so far manufactured, which have small storage coils, the circuit noise exceeds that due to tubes. We will therefore consider circuit noise first.

When the frequency of response of the amplifier is unlimited the magnitude of the circuit noise is determined by the room temperature and the circuit capacity only according to the equation

for a ratio of useful impulse to noise of  $N$ .

The limit of sensitivity, which differs from the output actually taken from the source of potential (see, for example, Equation 6 and Fig. 7 curve d) depends only on the effective weight of the coil and the mean permeability of the iron path. As small air-gaps are not only unavoidable in manufacture but are not entirely undesirable, the use of high-permeability alloy for the core is not justified, since the mean permeability is mainly determined by the airgap. Standard alloy transformer sheeting is adequate, having a mean relative permeability of 400. Fig. 10 shows the limit of sensitivity, expressed as a load, assuming a core of the material mentioned and copper for the winding, but ignores changes in the space-factor resulting from change of coil size. For the AKT transformer with a total weight of 250 g., the sensitivity is approximately  $1.5 \times 10^{-17} \text{ W}$ .

Further improvement of the power sensitivity may be achieved by limiting the bandwidth of the amplifier. Tests made to determine the bandwidth necessary for the amplification of an impulse have shown that in general it is sufficient to transmit frequencies up to 0.8 times the frequency of the impulse circuit, as the higher frequencies which are of small amplitude, contribute little to the impulse peak (see Fig. 11). For other reasons (see page 17), reduction of the bandwidth results in a displacement of the transmitted impulse whereby the main impulse can be diminished or entirely eliminated without reducing the height of the succeeding negative impulse. Such a limitation of bandwidth results in a noise reduction factor given by

$$\left( \frac{u_R}{u_{R_0}} \right)^2 = \int_{f_1=0}^{f_2=0.8} 4 \cdot R_W \cdot df. \quad (17)$$

Evaluation of the integral for the case of the amplifier stage of an resistance-capacity-coupled amplifier, the limiting frequency of which is fixed at 0.8 of the impulse frequency, gives 0.1 as the value of the noise reduction factor. This is illustrated by the second lead curve, b, in Fig. 10, lying below the curve for unrestricted bandwidth by a distance equivalent to a power reduction of ten. The theoretical power limit of  $10^{-18} \text{ watt}$  found in this manner for the AKT coil has been confirmed by experiment with a completed control converter. The curves also show that for a reasonable expenditure on materials a sensitivity limit of  $10^{-19} \text{ watt}$  cannot be exceeded.

It must be observed that a demand for increased sensitivity would require an increase in the closing time of the impulse contact, as well as more expensive materials for the input coil. The shortest permissible period of contact to give optimum conditions for coils of various weights is also shown in Fig. 10.

Finally, it must be noted that with increasing size of coil, and

consequent decreasing magnitude of circuit noise, tube noise and circuit noise become comparable. This occurs at present for values of the coil weight which lie in the shaded area of Fig. 10. An increase in the coil weight above these values could not be justified at the present stage of tube technique.

### The Influence of External Fields

Obviously, the noise potential sets the limit to the useful size of impulses only when all other disturbing potentials have been reduced to a comparatively low level. Some disturbance must be expected from the effect of external magnetic fields on the storage coil itself and the effect of electrical and magnetic fields on the vibrating impulse switch.

Disturbance produced in the coil can be minimized if the following precautions are taken:

#### (a) Use of astatic coils

The susceptibility to external field is of course much lower for coils of the core type (see Fig. 12c.) than for those of the shell type (Fig. 12a) or for those wound on one leg only (Fig. 12b.). With carefully equalized windings the core type might be expected to give entire freedom from disturbance. This is not realized in practice, as the reluctances of the two cores, which are in parallel with respect to the remote field, are not equal, especially if the airgaps are of different widths (Fig. 12d). Nor is equalization of the reluctances by adjusting the airgaps entirely successful; the susceptibility to remote fields in the direction of the core axis, shown in Fig. 12e. can thus be eliminated, but a considerable susceptibility will remain in the direction vertical to the axis. (Fig. 12e.). A greater reduction in the effect of external fields is possible if the core is of a different shape, for both positions of the magnetic field (Figs. 12f. and 12g.). Coils of this type can be made very nearly astatic, by equalizing the airgaps and the details of the windings, and the effects of remote fields will therefore be very small.

#### (b) Protection

A further decrease in susceptibility can be achieved by the usual method of using screens of a material which has good magnetic conductivity. Enclosing an AMT transformer in a double screen of 0.35 mm. Mu-metal results in a reduction of level of the disturbance voltage to 3 percent. of that present without screening. By the addition of outer screens of soft iron a further reduction by a factor of 1 : 100 can be realized.

With these precautions it is easily possible to reduce the disturbance to a level lower than that of the noise. It may be mentioned that the limit of sensitivity according to Fig. 10 was attained with an

experimental control converter in which the coil, by no means completely astatic (and without Mu-metal jacket) was enclosed in merely a 10 mm. thick soft iron shield.

Magnetic and electrostatic disturbance may occur in the interrupter for the storage coil, which is usually driven from the a.c. mains. Both influences were encountered in the course of some measurements on rectifiers made by the Siemens and Halske Co. and AEG, which actually proved to be satisfactory. Initially, however, the disturbance level was so high that attainment of the required sensitivity was impossible. However, by using 200 volt mains and by suitable arrangement of the input feeders, the use of compensating loops, and protection of the single-contact input switch by a second grounded concentric switchlever, the disturbing potentials in this case also could be reduced to values which were below the noise level. Additional magnetic and electrostatic screens would further reduce the disturbance level to permit the use of still greater sensitivity.

#### USE OF THE CONTROL CONVERTER FOR MEASURING PURPOSES

In order to measure low continuous voltages or currents it is sufficient if, as shown in Fig. 3, an amplifier is connected between the storage coil and a Braun tube serving as an indicating instrument. The amplifier should have a low noise level in its input circuit and a restricted frequency response, in accordance with the considerations given on page 10. The impulse peaks shown on the screen of the Braun tube indicate the input current or voltage, in both magnitude and direction. For calibration purposes the input of the control converter can be switched over to a source of higher potential whose magnitude can be either directly measured or calculated. Mistakes made in changing connections or plug positions, resulting in the appearance of thermal E.M.F.'s at the input, can be avoided as depicted in Fig. 3, potentials or currents are led into a fixed input-switching unit connected in the high-potential side of the input circuit, where thermal E.M.F.'s will be harmless.

Insofar as d.c. disturbance at the input is concerned, the control converter must be handled with the care necessary for a highly sensitive error galvanometer, or with even more care if the converter is of greater sensitivity.

If it is supplied with a current compensating arrangement, the control converter may be used as a zero instrument for the direct measurement of direct voltages or currents.

In principle, it should be sufficient for all applications to use manually operated interrupter contact for the storage coil. However, to facilitate reading the impulse peak on the screen of the Braun tube and to render the switching process mechanically and, therefore, electrically, uniform, it is of advantage to repeat the impulse periodically. The length

of the shortest permissible period of contact is fixed by the sensitivity desired (see Fig. 10). If the Braun tube is provided with a time base, the impulse may be distinguished from the noise background even if the noise is high, because the starting-point of an impulse is known and therefore the impulse itself is more clearly seen. This feature is especially applicable to zero instruments.

Table I contains data for a comparison of high-sensitivity galvanometers of known makes with the control converter. The term "switching period" when applied to the converter denotes the periodic time of the switching process; for a galvanometer it is the time taken to reach a steady deflection.

In comparing the data given in Table I, due weight should be given to the fact that in the control converter there are no mechanical parts held in position by forces or torques of small magnitude. The converter may therefore be used for work in which it is subjected to movement and heavy shocks. It is practically immune from the effects of motion, while its susceptibility to shock is limited by the extent to which the first tube is susceptible to microphonic noise. If the sensitivity is to be of a high order the electrodes of the first tube should be of rigid anti-microphonic construction and the tube socket should be of the proper type. If necessary in especially difficult cases the whole converter should be mounted on a spring suspension.

TABLE I.

Type	Sensitivity Watt	Switching period Sec.	Effect of Position	Shocks
H. & B. suspended strip (HLI-1)	$7 \times 10^{-11}$	4	Medium	Medium
S. & H. SG-1 No. 13835	$8 \times 10^{-15}$	10	High	High
S. & H. Super Galvo	$5 \times 10^{-16}$	7	Very high	High
Control Converter Galvanometer	a.c. mains without buffer stage	$10^{-4}$	0.03	0
	d.c. mains	$10^{-9}$	0.1	0
	a.c. mains with buffer stage	$10^{-11}$	0.03	0
	Highest sensitivity			Low
	Attainable limit	$10^{-19}$	1	0

## USE OF THE CONTROL CONVERTER FOR CONTROL PURPOSES

### Control Device Independent of the Current Direction

For the initiation of control processes or signals the control converter is operated according to Fig. 4 in conjunction with a gas-filled relay. If the impulse is produced with low damping (Fig. 14a) the operation of the gas-filled relay is independent of the input current, since either the first or the second peak actuates the relay. As the flow of anode current in the gas-filled tube, once started, will persist in the manner characteristic of these tubes, any rise of the input current above a pre-determined level will cause the electromagnetic relay in the tube anode circuit to be energized and give a continuous signal. The output conditions may then be restored to normal by means of a switch which breaks the tube anode circuit and thereby extinguishes the arc. A further observation of the input current value can be made by operating the interrupter in the input circuit.

The apparatus may be used, in conjunction with an electrical measuring gauge, to test the mechanical dimensions of parts for conformity within specified limits, the tolerance values being adjustable. It may also be used in conjunction with controlled switches to sort such parts automatically. The difference between the heights of the first and second impulses, which depends upon the damping of the coil (Fig. 14b) affords an opportunity for allotting different values to the plus and minus tolerances.

### Control Device Dependent on the Current Direction

Most control processes are required to operate in two directions, in accordance with the polarity of the input current or dependent on whether the value of this current is above or below a reference value with which it will be compared at the input of the control converter. A push-pull arrangement of the output stage of the control converter offers a simple means of satisfying this requirement.

### Control Converter for Direct Current Mains Operation

Figure 15 shows the complete wiring diagram of a control converter with two-way control, for d.c. operation. The storage cell,  $D_1$ , arranged to match the source of potential as described on page six, is disconnected periodically at the interrupter  $U$ , either by hand or automatically. Impulses are induced in both secondary windings  $W_2$  and are fed to the two gas-filled tubes  $T$  connected in phase opposition. The contacts  $A_1$   $A_2$  of the electromagnetic relays  $A_1$   $A_2$  in the anode circuits of the tubes may be used to switch on heaters, motors, or other apparatus. Depending on the polarity of the input current, either the upper or the lower tube will be ignited. The anode current is fed through  $R_{19}$ , which forms part of the potential divider supplying grid bias to both tubes. A higher negative potential is thereby applied to the grid of the un-operated tube, preventing its ignition by the succeeding halfwave of the impulse, which will be of

opposite polarity. The high resistance potentiometers  $R_{15}$   $R_{16}$  are for fine adjustment of the ignition point, while resistances  $R_{13}$   $R_{14}$  are provided to limit the grid current, in the usual manner, when either tube is ignited.

In order to restore the converter for further operations, switch S in the anode circuit must be opened, to extinguish the arc in the operated tube. U and S are then closed again, and the circuit is ready for another opening of interrupter U and the consequent introduction of a new control impulse. Resistances  $R_1$   $R_2$  are of such value that, in combination with condenser  $C_9$ , they prevent the backfire which would otherwise be possible due to oscillation in the tube anode circuit when the anode potential is applied. The condenser  $C_9$  causes a large momentary drop in the anode voltage of one tube when the other tube commences to pass current, thus preventing the simultaneous ignition of both tubes. This is necessary because the process of ignition gives rise to transient potentials which are transferred to the grid of the other tube and tend to cause its simultaneous ignition.

Switches U and S may be combined in one manually-operated push button. The required sequence of switching may also be effected by cam switches on a motor driven shaft which, if necessary, may be controlled by the source which is itself under tests.

Photograph one shows the assembly of an experimental model of such a converter. When the converter is used with an electric measuring gauge for sorting purposes, the resistance  $R_{17}$  of the potentiometer is made variable, for adjusting the tolerance width by varying the ignition point. The required setting of the working point may also be effected in a simple manner by the use of key switches. In place of the electromagnetic relays, signal lamps may be connected to the terminals provided in this model. Figure 16 shows a number of output curves for this converter at different settings of the tolerance.

#### Control Converter for Alternating Current Mains Operation

Usually a.c. is available for the operation of control converters. The a.c. type has some additional advantages, which will be described with reference to the diagram in Figure 18. The a.c. supply is taken from the main secondary winding of the power transformer Tr.1., which is reversible on the primary side. The grid bias potential is produced in the same manner as in the last example, by the potentiometer  $R_{17}$   $R_{18}$ , and fine adjustment is made by means of the high-resistance potentiometers  $R_{15}$   $R_{16}$ . As the anode current of the gas-filled relays passes through zero periodically, the provision of a special extinguishing switch in the output tube anode circuit is unnecessary.

Figure 17 shows the instantaneous values, during a half-period of the a.c. supply, of the anode voltage, the grid bias voltage, and the grid voltage necessary for anode ignition for the gas-filled tubes. The distance

between the last two curves represents the ignition clearance. For the usual form of ignition characteristic, the ignition clearance is a minimum, and the ignition readiness therefore greatest, approximately 20 degrees after the anode voltage passes through zero. This ignition clearance, as has already been stated, must be adjusted to 0.3 volt. The interruption of the impulse contact, breaking the input circuit to the storage coil Dr. must be effected at this instant. Its phase adjustment is made with sufficient exactitude by varying resistance  $R_{20}$  and condenser  $C_7$  in series with the driving coil of the mains-operated vibrating contact switch U.

False operation of one output tube when the other is ignited by the signal impulse does not occur in this converter, since anode current commences at the beginning of the half-period when the anode voltage is small. Capacitative coupling of the anodes is therefore not required.

By means of voltage-dependent resistances in the potentiometer from which grid bias is taken, the large ignition clearance already existing during the greater part of the half-period can be increased. This offers additional margin against backfire caused by external interference. Only towards the end of the half-period do the ignition characteristics re-approach each other to reach the same ignition clearance, but accidental ignition at this moment has no effect as the anode current ceases immediately.

Against these advantages of a.c. mains operation - elimination of the extinguishing switch in the anode circuit, reduction of risk of occasional backfire, freedom from interaction between the output tubes - we have a certain disadvantage in that a separating stage must be introduced between the storage coil and the gas-filled relays, on account of the altered nature of the tube grid condition. During the ignition half-wave, when the grid potential is negative, grid current flows. The space current is of very small value (of the order of  $10^{-8}$  ampere) before the start of an ignition, and thus, although noticeable, usually has no bad effect. When the tube is ignited, however, the grid emission currents reach the order of  $10^{-5}A$ ; no harm is caused if they are of the same value in both tubes, but we cannot expect equality in practice. The difference would be transferred via the storage coil to the input circuit and would add to the current interrupted by the impulse switch. The two grid currents are kept fairly low by pre-grid resistances  $R_{13}$  and  $R_{14}$ ; the magnitude of these resistances, however, is limited by the need for close adjustment of the grid bias potential for accurate setting of the ignition clearance, and must be low in comparison with the effective resistance of the grid-cathode path. In practice it must not be higher than about 300,000 ohms.

If the gas-filled tubes were direct-coupled to the secondary windings of the storage coil the resistances of the grid-cathode gaps would act as additional damping, which would be variable and quite uncontrollable in extent.

These factors would lead to a considerable increase in the ignition clearance - according to present experience, some volts - and thus to a loss of power sensitivity by a factor of  $10^2$  or  $10^3$ . The use of a buffer stage removes the difficulty; amplification of the ignition impulses and the use of a storage coil having one secondary winding only are then possible, and therefore the sensitivity may even be increased some ten times.

In the complete converter (Fig. 13) the buffer stage is fitted with an EF-14 tube. Anode and screen grid potentials are taken from the mains transformer via the rectifier  $G_3$  and the smoothing network  $C_4$ ,  $C_5$  and  $R_{10}$ . Grid bias is derived from the cathode resistance  $R_7$  which is shunted by condenser  $C_2$ . Resistances  $R_1$  to  $R_5$ , with switch  $S_3$ , form a sensitivity selector, by loading the secondary side of the storage coil. The output of the buffer stage works into a push-pull transformer for matching the impedance of the relay tube grid circuit in the usual manner.

If the storage coil impulse is only lightly damped and the ignition clearances are unequal, ignition of the wrong tube might occur. (See Fig. 14a). Experimental observations have proved, however, that if the ignition clearances are set at 0.3 volt and are checked from time to time, such false ignition is almost impossible - provided that the second halfwave of the ignition impulse is about 60 percent of the first (Fig. 14b) since the difference between the tube characteristic will not reach 0.1 volt.

Double ignition may occur at this low value of damping if the input current rises appreciably above the operating range for which the converter is adjusted, for example, to a value ten times greater. The second halfwave of the very high ignition impulse may then exceed the additional negative grid bias derived from the cathode resistance  $R_{17}$ , so that the blocking of the second tube by the first becomes inadequate. To prevent this, the rectifiers  $G_1$ ,  $G_2$  are used as voltage-dependent resistances to short-circuit the output of the buffer stage at high impulse amplitudes. The ignition impulses are thus limited in amplitude, so that the ignition limit of the blocked tube cannot be exceeded, without the loss of sensitivity which would result from heavy damping of the storage coil such as is illustrated in Fig. 14c.

The switches  $S_1$ ,  $S_2$  across the grid bias potentiometer provide a simple means of setting the ignition clearances. They bridge over a portion of the potential divider corresponding to a 0.3 volt bias. Each tube is adjusted separately to the ignition point by resistances  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ; while this is done the mains supply to the impulse interrupter is disconnected at  $S_{11}$  or  $S_{11}$  to prevent operation of the tubes from the input. While one tube is adjusted the other is turned off at one of the switches  $S_{11}$ ,  $S_{11}$ .

Ignition of the discharge is indicated by the glow lamp  $G_1$  which, with  $R_{19}$  is connected in parallel with  $R_{17}$ . All the switch contacts are controlled

by a key.

The control converter may be used to adjust its own input current from the control value to nominal zero (actually to the limit of sensitivity of the converter). In order to speed up the regulating process and simplify the regulator, the ignition gap may be decreased while the relay A<sub>1</sub> A<sub>2</sub> remains operated, the grid bias being altered by means of contacts all 1 2 all of these relays, as shown in Fig. 18. This device may be switched off if it causes overshoot and consequent oscillation of the regulator, or it may be used in the reverse direction to secure a prompt termination of the regulating process if the mechanical lag of the regulator is already too great. This type of adjustment for increasing or reducing the lag was proved superior in practice to an electrical method in which condensers were charged from the grid current of the tube with a suitable time constant for the discharge; the grid currents, as far as time is concerned, were not sufficiently constant.

#### RESULTS OF OPERATING EXPERIENCE

Particulars of the sensitivity of control converters in practice are given in Table 1. Design features which were found necessary in order to adapt the converter to particular applications or which were based on the behaviour of the converter itself have already been discussed (Figs. 15 and 18). There remains to be mentioned the experience obtained during the continuous operation of a number of converters which have been used for the following purposes:

1. Control converter with buffer stage, for a.c. mains operation, made in experimental form with a zero-correcting regulator, and used as a detector for a photo-cell bridge.
2. Control converter with buffer stage, for a.c. mains operations, made in final form as a model for small-scale production, and used as a d.c. amplifier for recording apparatus (Figs. 2 and 3).
3. Control converter for d.c. battery operation, made in experimental form as a combined temperature and humidity regulator.
4. Control converter for d.c. mains operation, experimental form, for use as a detector in conjunction with a measurements limit gauge.
5. Control converter of maximum sensitivity for the simple measurement of the electromotive force of a thermocouple, in connection with the measurement of radiation (d.c. battery operation with mains-operated interrupter).

The operation of all these instruments proved to be quite independent of external influences. There were no appreciable changes in the characteristics due to changes of location or after long periods of idleness. The auxiliary device provided for adjustment of the ignition clearances were easy to handle and worked satisfactorily. When it was necessary to change the thyratrons the apparatus was again ready for operation in a very short time.

Control converter 1 was in operation for 3000 hours without re-adjustment or attention of any kind. A large change then occurred in the light sensitivity of a photo-cell in the bridge, causing the zero-restoring device to reach the limit of its travel. The photo-cell was replaced and the converter remained in operation for a further 3000 hours, during which time it was used on occasion for other tests, with satisfactory results. After 6000 working hours new gas-filled relays were fitted, although both old ones were still functioning. Trouble with thyratrons occurred in two cases only. In the first of these the tubes had been supplied in a semi-finished condition and were completed in the Institute; they failed after about 300 hours owing to cracking of the paste cathode. Another tube failed, although almost new, during a shock test, by mechanical fracture of the grid connection.

Control converter 2 has been used for continuous recording of very low potentials and also as a substitute for converters 1 and 4, and has given good service. This converter may be regarded as a convenient compact unit for general control and regulating purposes. It performed its main purpose as a d.c. amplifier for 2000 hours, and has also been used for tests of increased ignition clearance and stabilized heating of tubes on mains supplies of unusually variable voltage at a rural sub-station (see page 6). It may also be mentioned that radio interference suppression in this instrument was satisfactory over the range from 10 m. to 10000 m.: the degree of suppression asked for was especially high.

#### APPLICATION OF THE CONTROL CONVERTER

The following summary of possible applications of the control converter is not intended to be complete. It includes only those fields for which the instrument is particularly suitable:

##### 1. Measurement of Small Direct Currents

Use of the control converter renders the measurement of small direct currents and voltages independent of the reflecting galvanometer with its high susceptibility to mechanical disturbance. As the statements on page 15 have shown, the converter is equivalent to the galvanometer in its electrical sensitivity and far superior as regards rapidity of observation. Its independence of position and shockproof construction enable measurements to be made in vehicles, ships and aircraft.

permits its application to regulating sources of low power, whereas the equipment controlled may be of considerable size. With suitable means of deriving the initial electrical indication, temperatures, liquid quantities and levels, pressures, speeds of revolution, concentrations, and so on can be controlled. By adding continuous feedback devices any desired slope or form of control characteristic can be obtained and may be varied during operation by adjusting or switching resistances in the feedback circuit. The low input of the control converter is of special advantage if a transient feedback is required which has to be operated by the first or higher differential co-efficient of the original d.c. feedback; such a condition can be established by means of an electrical differentiation device. As an example, it may be mentioned that the E.M.F. induced in the coil winding of an ordinary moving coil instrument due to its motion is sufficient to provide the necessary input for the control converter.

### 3. The Direct Current Amplifier

The control converter may be used as a d.c. amplifier if a current or voltage controlled by its output circuit is used to counteract the current or voltage measured at the input of the instrument. Figure 19 shows a method of recording a thermo-electric potential on an ordinary inkwriter. The output of the converter operates relays A and B, closing contacts a and b and thereby causing meter M to rotate in one direction or the other. The motor rotates the arm of the potentiometer W, which varies the current in the recording instrument R<sub>o</sub>. Part of the potential drop induced by this current in the resistance of the sensitivity selector M', as determined by the position of the selector arm, is fed to the input circuit of the converter, which contains the thermocouple T<sub>h</sub>, for compensating the thermal E.M.F. As the control converter continually adjusts its input potential to zero, the current in R<sub>o</sub> is proportional to the E.M.F. of the thermocouple, and is independent of fluctuations of the voltage of battery B<sub>1</sub> and of resistance variations in the compensating circuit. Other recording instruments may be connected in series with R<sub>o</sub> without disadvantages as regards the accuracy of measurement. The second compensating circuit B<sub>2</sub> serves as a wide-range pre-setting adjustment, and is operated by hand. Figure 20 shows a section of recorder tape taken by means of a control converter during observations of a cooling process.

### 3. Characteristics Transformer

By suitable arrangement of the compensating circuit, the relationship between the value of the feed back current and that of the input current may be varied. For example, the E.M.F. of a thermocouple increases as the square of the heater current, and therefore accurate readings are possible over a limited range only. If, as shown in Figure 21, the control converter is arranged to feed back a direct current through a second thermocouple which in turn feeds back to the input circuit, the measured current and the feedback will be directly proportional to each other. Other relationships may be secured by the use of resistances whose values depend on the applied current or voltage. Arrangements which are suitable for the extraction of roots, for raising to a power, or for the application of logarithms may thus be set up.

### 4. Regulator

The control converter may be used for the operation of any kind of regulating or switching equipment if the phenomena required to initiate the process can be represented in terms of direct current or voltage. The high sensitivity of the control

permits its application to regulating sources of low power, whereas the equipment controlled may be of considerable size. With suitable means of deriving the initial electrical indication, temperatures, liquid quantities and levels, pressures, speeds of revolution, concentrations, and so on can be controlled. By adding continuous feedback devices any desired slope or form of control characteristic can be obtained and may be varied during operation by adjusting or switching resistances in the feedback circuit. The low input of the control converter is of special advantage if a transient feedback is required which has to be operated by the first or higher differential co-efficient of the original d.c. feedback; such a condition can be established by means of an electrical differentiation device. As an example, it may be mentioned that the E.M.F. induced in the coil winding of an ordinary moving coil instrument due to its motion is sufficient to provide the necessary input for the control converter.

### GLOSSARY OF SYMBOLS

- a Basic dimension for a typical storage coil (Fig. 9).
- B B.M.F. of the measured circuit.
- C Capacity of the storage coil.
- $C_1$  Capacity in the primary circuit of the storage coil.
- $C_2$  Capacity in the secondary circuit of the storage coil.
- $C_B$  Effective capacity of the storage coil.
- $C_m$  Mean value of the input capacity of the control converter.
- D Damping co-efficient of the oscillatory circuit of the storage coil.
- f Frequency.
- $f_1$  Lower frequency limit.
- $f_2$  Upper frequency limit.
- G Total weight of metal in the storage coil.
- i Instantaneous current in the storage coil.
- $I_0$  Steady current in the storage coil.
- k  $1.36 \times 10^{-23} \text{ W}^{\circ}\text{K}$  (Boltzmann constant).
- L Inductance of the storage coil.
- u Effective permeability of the iron path in the storage coil.
- m  $\frac{s}{t_s}$  closing-time ratio.
- N Instantaneous load on the measured circuit.
- $N_0$  Final steady load on the measured circuit.
- n Ratio impulse peak  
noise level
- R Resistance of storage coil.
- $R_1$  Internal resistance of the measured circuit.
- $R_E$  Effective resistance.

### Glossary of Symbols (contd.)

- $\rho$  Specific resistance of material of coil winding.
- $\sigma_f$  Form factor of storage coil.
- $T$  Time constant of storage coil.
- $t_s$  Period of closure of coil circuit.
- $\tau$  Periodic time of coil interrupter.
- $\theta$  Absolute temperature.
- $U_A$  Impulse potential peak.
- $U_{R_0}$  Noise potential without frequency restriction.
- $U_R$  Noise potential with frequency restriction.
- $v$   $= \frac{u_A}{B}$  Amplification factor of storage coil.
- $v_1 = \frac{i}{I_0}$  Current gain factor for input circuit.
- $N_1$  Number of turns in primary winding.
- $N_2$  Number of turns in secondary winding.
- $w$  Frequency of impulse potential.
- $X = \frac{L_1}{Z}$  Adaptation ratio.
- $Z$  Impedance of storage coil.

$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} V = \frac{U_A}{E}$$

## APPENDIX 1

### LIST OF DIAGRAMS AND PHOTOGRAPHS

		Page
<b>Fig. 1 (Bild 1).</b>	Interruptor circuit - theoretical diagram . . . . .	72
<b>Fig. 2 (Bild 2).</b>	Input current and potential curves for storage . .	72
<b>Fig. 3 (Bild 3).</b>	Control converter with Braun tube for measurement purposes - theoretical diagram . . . . .	72
<b>Fig. 4 (Bild 4).</b>	Control converter for regulating purposes - theoretical diagram . . . . .	72
<b>Fig. 5 (Bild 5).</b>	Thyatron ignition characteristics . . . . .	72
<b>Fig. 6 (Bild 6).</b>	Storage coil of transformer type . . . . .	72
<b>Fig. 7 (Bild 7).</b>	Design curves for storage coil . . . . .	73
<b>Fig. 8 (Bild 8).</b>	Design curves for storage coil showing effect of input condenser . . . . .	74
<b>Fig. 9 (Bild 9).</b>	Typical dimensions of storage coil (Görler - AKT type)	74
<b>Fig. 10 (Bild 10).</b>	Curves of sensitivity, contact period and mass of storage coil . . . . .	75
<b>Fig. 11 (Bild 11).</b>	Impulse characteristics . . . . .	75
<b>Fig. 12 (Bild 12).</b>	Effects on external magnetic field on storage coils having different types of core. . . . .	76
<b>Fig. 13 (Bild 13).</b>	Calibration circuit for control converter . . . . .	77
<b>Fig. 14 (Bild 14).</b>	Impulse waveshapes for different degrees of damping	77
<b>Fig. 15 (Bild 15).</b>	Wiring diagram of control converter for d.c. mains operation . . . . .	77
<b>Fig. 16 (Bild 16).</b>	Output curves for different values of ignition clearance . . . . .	78
<b>Fig. 17 (Bild 17).</b>	Thyatron characteristics - a.c. mains operation . .	78
<b>Fig. 18 (Bild 18).</b>	Wiring diagram of control converter for a.c. mains operation - Type St. W. 3. . . . .	79

Page

Fig. 19 (Bild 19). Measurement of thermo-electric currents - diagram of feedback circuit . . . . .	80
Fig. 20 (Bild 20). Recorded curve of a cooling process . . . . .	80
Fig. 21 (Bild 21). Modification of Fig. 19 for special response characteristic . . . . .	80
Photograph 1 (Lichtbild 1). Control converter for d.c. mains operation	81
Photograph 2 (Lichtbild 2). " 3 " 3), Control converter for a.c. mains operation	81

## APPENDIX 2

ELECTRICAL DATA FOR CONTROL CONVERTER TYPES  
St.M.3. AND St.M.4.

	<u>St.M.3.</u>	<u>St.M.4.</u>
Minimum input	approx. $10^{-11}$ watt.	$10^{-15}$ watt.
Input resistance (interruptor closed)	1000 ohms.	12000 ohms.
<u>Both types</u>		
Maximum permissible input potential	1 volt	
Maximum permissible input current	1 mA	
Output power:		
a) without the use of the built-in output relays - approx. 10 W (pulsating d.c., half-wave 50 pps.) at 2500 ohms.		
b) using the built-in output relays - Maximum current 10 A. Maximum voltage 220 V. Relay operating time 20 milliseconds.		
Power supply -	220 v. 50 pps. from supply mains. Approx. load 50 VA.	
Tubes	1 amplifier, Telefunken EF -14. 5F14? 2 Thyratrons AEG S-1/0.2 1-A-II.	

Operating notes

When the output is taken from the thyratron anodes without using the built-in relays, the load should be approximately non-reactive. When large inductive or capacitative loads are used the operation of the thyratrons is adversely affected.

After switching on the apparatus, a delay of three minutes should be allowed before adjusting the ignition clearance. A further check of the ignition clearance should be made after one hour, and should be repeated at intervals of 200 hours during continuous operation.

The sensitivity selector has five positions, the lowest of which corresponds to a sensitivity of  $10^{-7}$  watt. Each successive position increases the sensitivity ten times.

The presence of strong external magnetic fields near the input circuit must be avoided.

## A P P E N D I X    3

Extracts from FIAT FINAL REPORT NO. 761 - "The Ernst Orlich Institute of the Reichsstelle fur Hochfrequenzforschung" of 20th May, 1946 by T.M. ODARENKO.

The control converter is referred to in this Report under Institute Projects Nos. 39 to 44 inclusive, as follows:

### "Project 39.

#### High sensitive d.c. controlling device (HISENTROLL)

The Hisentroll is a relay as sensitive as a galvanometer, but unaffected by mechanical vibration and the like. The input circuit consists of a coil in series with a breaker. When the breaker suddenly opens its contacts, the energy stored in the magnetic field of the coil gives rise to transient oscillations of the tension across the coil. These tensions are either immediately, or after amplification, applied to the grid of a gas-filled triode (thyatron), the plate of which is connected to the a.c. supply. The peak of the transient ignites the discharge of the triode, allowing a flow of plate current until the next zero value occurs. Opening of the breaker and flow of anode current, as long as the peak is high enough, are repeated at 50 c/s.

A number added to the word "Hisentroll" always indicates the sensitivity of the device. It is the reversed power of 10 in watts necessary to operate the output pulses of the device. Hisentroll 11, for d.c. supply, has been delivered to the A.E.G. This firm was a licensee for the Hisentroll patents. Devices for the type 11 have been designed and delivered to other laboratories. The development of Type 15 was completed, all drawings for manufacture were prepared. Making a score of apparatus of this type was considered by the BHF."

### "Project 40.

#### Highly sensitive d.c. measuring converter (HISENVERT)

The main principle of the Hisenvert is equal to that of the Hisentroll. The transient across the storage coil of the input circuit is, however, not used to ignite a thyatron, but the peaks are measured by means of a valve (electronic) voltmeter. The plate current of the last stage tube is within a certain range almost proportionate to the input tension. Repeated calibration can, however, not be disposed of. In order to allow measuring of tensions of both signs provision is made for entering an additional small d.c. voltage, tapped from a fixed resistance into the input circuit. Whereas the Hisenvert may be looked at as a somewhat

nonlinear d.c. amplifier with regard to the output current, the current fed to the resistance mentioned above is exactly proportionate to the input tension, if the device is compensated by hand to a fixed output.

The design of the Hisenvert 15 is completed, though not satisfactory, on account of too narrow assembly of power pack and metering element. An improved design is desirable.\*

Project 41.

Self-balanced Hisentrolls as linear d.c. amplifiers.

The output pulses of the Hisentroll are used to operate a small synchronous motor running in opposite direction according to the sign of the input voltage and stopping as soon as the input is reduced to zero. Geared to the motor axis a potentiometer is arranged for controlling a d.c. flowing through a resistance inserted into the input circuit of the Hisentroll, thus establishing an automatic feedback. The d.c. mentioned will always be exactly proportionate to the input tension as soon as the zero position has been reached. Within certain limits any type of indicating or recording instrument can be inserted in the feedback circuit. Provision has been made for internal feedback in the resetting equipment in order to evade hunting. The device worked reliably up to frequencies of the input 3 to 5 c/s. Amplification factors up to 1 to 1,000,000,000 have been realized by way of example.

The device has been developed up to a state which would allow for a large-scale manufacture after tests to be carried out with the first series should have given proof of ordinary function. On the lines fixed by the laboratory a score of feedback devices with automatic setting was manufactured by the Siemens factory in Danzig. The first score of samples had come from manufacture in January, 1945.

Project 42.

Limitations of the Hisentroll.

In connection with some of the magnetic projects as well as with infra-red measurements, hisentrolls and hisenverts of extreme sensitivity were urgently needed. Laboratory design of Hisenverts 17 and 18 has already been in use in connection with infra-red measurements.

The sensitivity of the Hisentroll and Hisenvert cannot be increased at will. Limitations are given by: Thermal noise of the resonant circuit consisting in the storage coil and its self capacity; thermal noise of the first tube of the amplifier; microphonic effect of such tube; interference from external magnetic and electric fields; state of the contacts of the breaker in the input circuit. This project was to deal with these influences and to set forth the limitations given by any of these effects under various matching and service conditions. The ultimate limit for

practical purpose should be in the range of  $10^{-17}$  to  $10^{-16}$  watts."

"Project 43.

Vibration-proof Hisentroll and Hisenvert.

The present investigation was dealing with all possibilities to render a Hisentroll device entirely unaffected by any kind of mechanical or acoustical vibration. The storage coil and its shielding, the first stage tube of the amplifying part and the vibrating chopper breaker were the parts most liable to trouble of this kind. By appropriate choice of material and design the number of faulty pulses could be removed to less than 1 in 1000 for a sensitivity of the device that was ten times the value practically required.

A Hisenvert with a sensitivity of  $10^{-16}$  watt input was completed in January 1945 and has already been tested under flight conditions with complete success."

"Project 44.

Highly Sensitive simple zero-indicating device for high-resistance d.c. measurements.

For ultra high resistances, matching of the galvanometer to the bridge or other source of tension cannot be done, as long as d.c. measurements must be executed. The project removes this difficulty. Instead of the galvanometer a condenser of appropriate size is inserted in the zero circuit; the condenser is periodically discharged across a phone connected in parallel with the zero-branch. Surprisingly high accuracy can be obtained by this means even for input resistances as high as 10 to 100 megohms. The investigation has pointed out the optimum for the elements of the wiring.

A high resistance Wheatstones bridge combined with an a.c. capacity bridge as well as a quasistatic compensating voltmeter (hisentroll) with an input of 10 megohms were designed and made."

## A P P E N D I X    4

List of German scientific and technical personnel concerned in the development of the control converter.

Prof. Dr. Schwenkhagen  
Dipl. Eng. Richard Schrader  
Dipl. Eng. Buchmann  
Dipl. Eng. Schmude  
Dipl. Eng. Johannes Pieguth  
Dipl. Eng. Kober  
Dipl. Eng. Hans-Heinrich Rummel  
Dipl. Eng. Schmidt  
Eng. Bierenbrodt

Officer Candidate Dietrich Helms

Candidate electrician Rudolf Todt  
Candidate electrician Kerkovius

All were staff members of the Electrotechnical Institute of the Technical High School at Danzig, which was later transferred to Wolfersdorf, near Jena, Post Neustadtforla.

## APPENDIX 5

Der Bevollmaechtigte der  
Hochfrequenzforschung  
2/IV Labor 1

Berlin-Gatow, den 15. Maerz 1945

BERICHTUEBER DEN STEUERUMFORMER DES ERNST-ORLICH-INSTITUTES.

Es war der Steuerumformer StW 4 (Probegeraet 2) des Ernst-Orlich-Institutes Danzig-Langfuhr zu untersuchen.

Zu diesem Zweck wurde ein geschirmter Spannungsteiler verwendet, der die angelegte Spannung (1 ... 10 V Batterie) im Verhaeltnis 1 :  $10^4$ , 1 :  $10^5$  oder 1 :  $10^6$  teilt. Die Messspannung  $E_0$  wurde dabei an einem Widerstand von 1 Ohm abgenommen und ueber 12 000 Ohm (guenstigste Anpassung) dem Messgeraet zugefuehrt. Somit betraegt die Eingangsleistung

$$N = \frac{E^2}{4R} + \frac{E^2}{5 \cdot 10^4}$$

Die bei guenstigster Anpassung allgemein angegebene Ansprechempfindlichkeit betraegt bei Empfindlichkeitsstufe 5 des Steuerumformers ca.  $10^{-15}$  Watt, was einer Spannung bei oben angegebenen Verhaeltnissen von  $E = 7 \mu V$  entspricht. Das Probegeraet 2 sollte sogar eine Ansprechempfindlichkeit von  $2 \cdot 10^{-16}$  Watt, d.h.  $3 \cdot 10^{-6} \mu V$  aufweisen. Bei der Zuendpunkt-einstellung nach Bedienungsanweisung konnte die angegebene Empfindlichkeit nicht erreicht werden. Einwandfreies Arbeiten war bei  $3 \cdot 10^{-5} \mu V$  Eingangsspannung noch moeglich. Durch Empfindlicherstellen des Zuendpunktes wurde Ansprechen bis zu etwa  $6 \cdot 10^{-6} \mu V$  erreicht, wobei allerdings die Relais bereits zu Abfallverzoerungen neigten.

Die Empfindlichkeit des Geraetes ist von zeusseren Einfluessen stark abhaengig. So wurde z.B. nurmehr eine Ansprechempfindlichkeit von 15  $\mu V$  entsprechend  $4,5 \cdot 10^{-15}$  Watt erzielt, nachdem das Geraet eine Woche in einem Arbeitskeller gestanden hatte (Feuchtigkeitseinfluss).

Das mitgelieferte Rueckstellgeraet StR 4 gestattet die Messung kleiner Gleichspannungen mit der geforderten Einstellsicherheit von 1 % bis zum Spannungsbereich 1 mV herunter einwandfrei, wie die Bedienungsanweisung angibt. Die Messung wesentlich kleinerer Spannungen war ebenfalls moeglich, nur war die Einstellsicherheit hier geringer, wie auch in der Bedienungsanweisung angegeben und rechnerisch erhaertet.

Versuchsauftrag ZVH Nr. 75. Bearbeitungsstelle: II E

Technische Begutachtung des Steuerumformers und quasi-statischen Voltmeters.

Der Steuerumformer wurde im angelieferten Zustand auf seine Empfindlichkeit untersucht. Sie betrug  $10^{-9}$  W. Durch Zuschalten einer weiteren Roehre ( EF 14 ) wurde die Empfindlichkeit auf  $10^{-14}$  W erhoehrt. Das Geraet wurde unter den verschiedensten Betriebsbedingungen erprobt und begutachtet. Die Ergebnisse, Wuensche und Verbesserungsvorschlaege wurden in dem Bericht vom 1.2.1945 festgelegt.

Zusammenfassend wurde festgestellt, dass der Steuerumformer in vielen Fael- len, insbesondere bei Fahr - und Flugbetrieb als Ersatz fuer Galvanometer wertvoll ist.

Die Untersuchungsergebnisse ueber das quasistatische Voltmeter sind in o.s. Bericht ebenfalls festgelegt.

## APPENDIX 6

### BEDIENUNGSANWEISUNG

zum Steuerumformer, Baumuster ST.W. 3  
Nr. 4227 (geliefert an B.H.F.)

#### Elektrische Werte:

Eingangsleistung zum Ansprechen der Thyratrons: ca  $10^{-11} \text{W}$

#### Eingangswiderstand: $1\text{k}\Omega$

(Ohmscher Widerstand bei geschlossenem Unterbrecher)

Max.zul. Eingangsspannung 1 V

Max.zul. Eingangsstrom 1 mA

#### Ausgangssteuerleistung:

a) ohne Verwendung der eingebauten Relais  
ca 10W (puls., Gleichstrom, Einweg)  $2500\Omega$

b) mit Verwendung der eingebauten Relais  
Arbeitskontakt, Schaltleistung: ca 300 VA, Hoechststrom 10 A,  
Hoechstspannung 220 V.

Ansprechzeit: 20 ms

Spannungs- und Leistungsbedarf: Netzanschluss 220 V 50 Hz  
ca 50 VA

#### Röhrenbestückung:

1 Verstärkerrohre Telefunken EF 14

2 Thyratrons AEG S1/0,2 1A II

1 Sicherung 0,8 A

Schaltbild: St. W. 3/6/3/

Wirkungsweise: s/ ZWB-Bericht Nr. 1627

#### Anschluss und Inbetriebnahme:

1.) Anschluss einer Erdung an die mit  $\frac{1}{-}$  bezeichnete Klemme

2.) Anschluss der Eingangsgleichspannung (Messspannung) an die mit "Eingang" bezeichneten Klemmen. Die mit  $\frac{+}{-}$  bezeichnete Eingangsklemme ist im St.U. mit der Erdleitung verbunden, weitere Erden in der Eingangsschaltung sind unzulässig.

3.) Der Betrieb ohne die eingebauten Relais:

Anschluss an A<sub>1</sub> und A<sub>2</sub> (s.Skizze) (Anpassung ca  $2500\Omega$ )  
Brücken B<sub>1</sub> und B<sub>2</sub> entfernen!

(Es sind nur annaehernd Ohmsche Belastungen anzuschliessen;  
bei stark induktiven oder kapazitiven Belastungen tritt  
fehlerhaftes Arbeiten des St.U. auf!)

b) Betrieb mit eingebautem Relais:

Anschluss lt. Skizze an die Arbeitskontakte I und II und Einsetzen der Bruecken  $B_1$  und  $B_2$ .

(Sollen statt der Arbeitskontakte Ruhekontakte bzw. Unschaltekontakte betrieben werden, so sind nach Oeffnen des St.U. die noch unbemutzen Kontakte der Relais zu beschalten).

4.) Netzanschluss mittels normaler Geräteanschlussnur an 230 V 50 Hz herstellen. Gerät am Netzschalter S einschalten.

(Umschaltungen auf 110 V müssen nach Oeffnung des St.U. am Netztransformator vorgenommen werden.)

5.) Zuendpunkteinstellung:

Von der genauen und richtigen Zuendpunkteinstellung hängt das richtige Arbeiten des St.U. ab!

Die Zuendpunkteinstellung ist ca. 3 min nach Einschalten des Gerätes wie folgt vorzunehmen:

Prüfschalter ("Prüfen") auf I umlegen und festhalten.

Drehknopf I solange von links nach rechts drehen, bis gerade die Zündung des Thykatrons I an der Glimmlampe G1 angezeigt wird. Prüfschalter in Mittelstellung bringen.

Prüfschalter auf II umlegen.

Drehknopf II so lange von links nach rechts drehen, bis gerade die Zündung des Thykatrons II an der Glimmlampe G1 angezeigt wird. Prüfschalter in Mittelstellung bringen. Eine Kontrolle der Zuendpunkteinstellung erfolgt zweckmässig nach einer Betriebsstunde. Im Dauerbetrieb ist eine Kontrolle alle 200 Betriebsstunden vorzunehmen. Auswechseln von Stromtoren erfordert eine Neueinstellung. (Neue Thykatrons ändern ihren Zuendpunkt in den ersten Betriebsstunden etwas!)

6.) Empfindlichkeitswähler.

Die Stellungen des Empfindlichkeitswählers sind nicht geeicht. Sie entsprechen etwa:

Stellung 5: (Groesste Empfindlichkeit) ca  $10^{-11}W$ .

Jede weitere Stelle etwa eine Zehnerpotenz mehr

Stellung 1: (geringste Empfindlichkeit) ca  $10^{-7}W$ .

Nach Beachtung der Punkte 1 bis 6 ist der St.U. betriebsbereit. Es spricht bei Ueberschreiten der obigen Anstrechleistungen in positiver Richtung Thykatron I, in negativer Richtung Thykatron II, bzw. die zugehörigen Relais an.

Aeußere Stoerungssurzeichen vermeiden!

Zu beachten:

Die Eingangsgleichspannung (Messspannung oder Messstrom) muss reiner Gleichstrom sein. Ueberlagerte Wechselstromkomponenten fuehren zum Fehlansprechen des St.U. Evtl. sind entsprechende Siebe vorzuschalten. (Kontrolle mit dem Kathodenstrahl-Oszillographen). Einstreuungen in die Eingangsschaltung vermeiden! Stark magnetisch streuende Geräte (Transformatoren) nicht in grosser Nähe des St.U. aufstellen, da sonst Einstreuungen auf die Eingangsdiode.

Erdungen in der Messschaltung vermeiden, keine Doppelerdungen. (Sollte die einseitige Erdung des Messföhlers ausserhalb des St.U. nicht zu vermeiden sein, muss Erdung des St.U. fortgelassen werden.)

Bei niederohmigen St.U. und Messkreisen Thermospannungen vermeiden!

Stoerungen mitteilen und um Rat fragen:

Elektrotechn. Inst. der Techn. Hochschule Danzig, Professor

Dr.-Ing. Schwenkhagen.

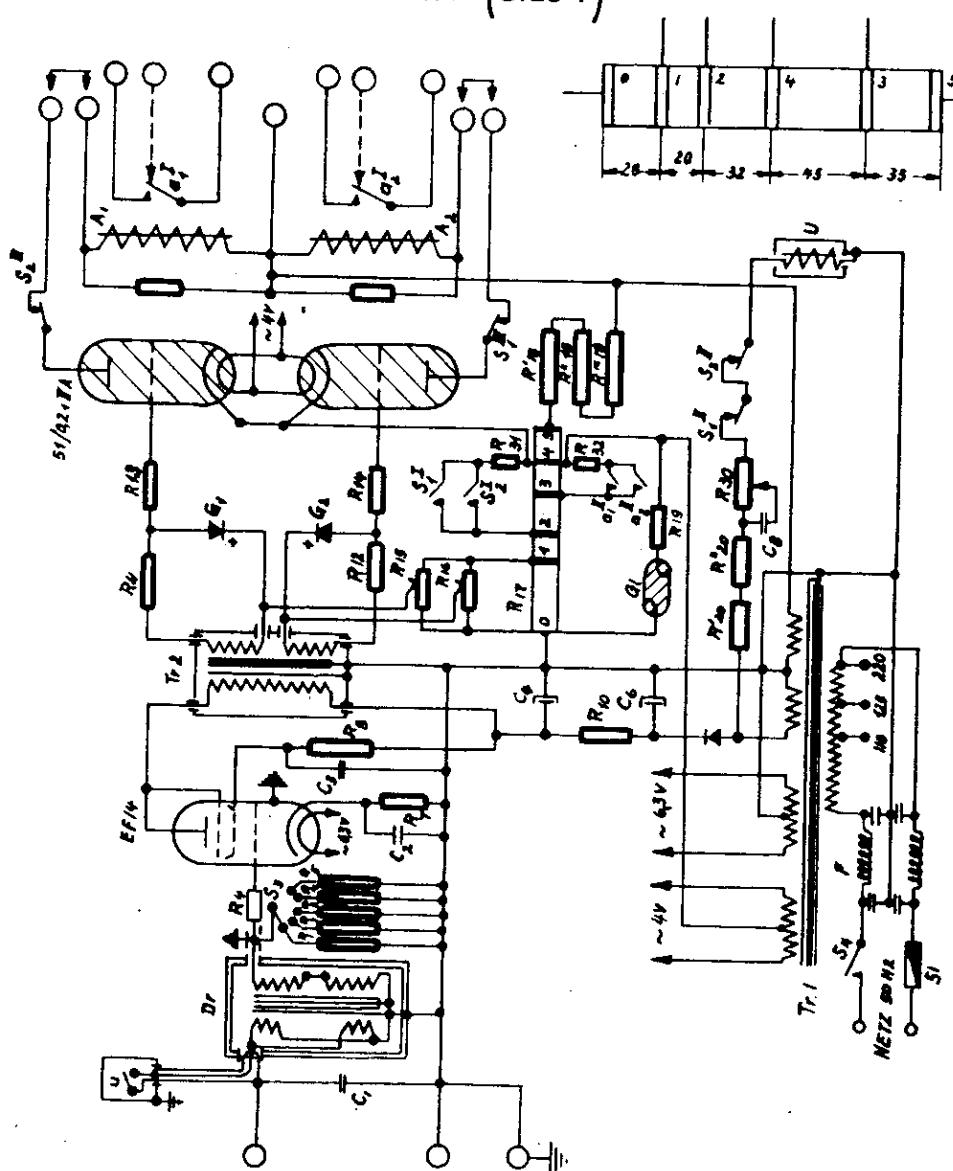
Measungen von Gleichstroemem bzw. Gleichspannungen erfolgen

unter Verwendung eines Rueckstellgerätes, zum St.U.

nach einer Kompensationsmethode. Die Rueckstellgeräte gestatten den Anschluss eines oder mehrerer anzeigen oder schreibender Messgeräte fuer 10 mA. Mit dem Steuerumformer St.W.3 mit 1 K Ohm ist bei einem Anpassungswiderstand von 4 K Ohm ein empfindlichster Messbereich von 100 mV bei 1% Einstellungssicherheit zu erreichen.

AUSGANG FIG. I (BILD I)

Appendix 6



EINGANG

STEUERUMFORMER SCHALTBILD.

FIAT FINAL REPORT No 954

## APPENDIX 7

Versuchsbericht Nr. 11

TECHNISCHE BEGUTACHTUNG  
des  
STEUERUMFORMERS ST. W.3  
und des  
QUASISTATISCHEN VOLTMETERS  
des Ernst Orlich Institutes Danzig.

Versuchsauftrag ZVH Nr. 75.

Bearbeitende Dienststelle:

Steuerumformer; Abt.II

Abt.Ltr.Stabsing.Prof.Goercke.  
Sachbearbeiter: Fl.Ing.H.Schweizer.

Voltmeter, quasistatisch Aussenstelle Gatow, Abt.I  
stellv.Abt.Ltr:Techn.Insp.H.Buerger.  
Sachbearbeiter: Dipl.Ing. G.Pilz.

Zusammenfassung: Die technische Begutachtung obiger Geräte erstreckt sich auf Anwendungsmöglichkeiten sowie den Vergleich mit anderen bereits vorhandenen Messgeräten hinsichtlich leichter Handhabung, Stoeranfälligkeit und Messgenauigkeit.

Die Beurteilung des Steuerumformers erfolgt in diesem Bericht in der Reihenfolge der von der Forschungs-Führung R.d.L. und Ob.d.L. mit Schreiben vom 14.12.1944 gestellten Fragen.

Reichsstelle fuer Hochfrequenzforschung e.V.

Zentralversuchsstelle  
der  
Hochfrequenzforschung  
Ulm-Dornstadt.

Der Institutsleiter:

Ulm-Dornstadt, den 1.Februar 1945.

Der Bericht umfasst 11 Seiten.

Ausfertigung Nr. 3

Technische Begutachtung und Betriebserfahrung mit dem  
Steuerumformer des Typs ST. W. 3.

1. Nr. des Steuerumformers und Eingangswiderstand ?

Nr. 4247, Eingangswiderstand 1000 Ohm.

2. Wozu wurde der Steuerumformer eingesetzt ?

Der Steuerumformer wurde eingesetzt

- a) zur Helligkeitsregistrierung an Kathodenstrahlroehren in Verbindung mit Fotoelementen,
- b) als Gleichstromverstaerker zum Nachweis schwacher Hochfrequenzstroeme mit Thermoelementen,
- c) als Nullinstrument in Brueckenschaltungen fuer Gleich- und niederfrequenten Wechselstrom.

3. Art der Spannungsquelle, aus der die Eingangsspannung fuer den  
Steuerumformer entnommen wurde ?

Die Art der Spannungsquelle fuer die Eingangsspannung ergibt sich aus dem Verwendungszweck unter Punkt 2. Der innere Widerstand der Eingangsschaltung betrug nach Moeglichkeit 1000 Ohm. Die Verbindungsleitungen zu den Eingangsklemmen waren aus abgeschirmten Kabeln hergestellt und die Abschirmung geerdet.

4. Belastung des Steuerumformers im Ausgang ?

a) Wurden die eingebauten Relais benuetzt ?

Die eingebauten Relais wurden wenig benuetzt.

Anstelle der gegefeueltten Stromtore wurde meistens eine Verstaerker-Schaltung mit Hochvakuum-Roehren zur unmittelbaren Anzeige verwendet.

b) Art und Groesse der Belastung ?

Falls die Relais benuetzt wurden, betrug ihre Belastung etwa 50 VA.

c) Wurde ein Rueckfahrgeraet benuetzt ?

Nein !

d) Wurden Rueckwirkungen der Belastung auf das Arbeiten  
des Steuerumformers festgestellt ?

Nein !

Es wurde beim Arbeiten darauf geachtet, dass Einstreuungen magnetischer oder statischer Art nicht erfolgen konnten. Stoerungen durch Schaltvorgaenge traten nicht auf.

## 5. Betriebsspannung.

### a) Netz, tragbarer Umformer, Zerhacker ?

Der Steuerumformer wurde am Netz 220 V oder ueber einen tragbaren Umformer (U.O.Ln. 27157) aus Starterbatterien betrieben.

### b) Spannungskonstanz, Frequenzkonstanz, Kurvenform ?

Die Frequenzkonstanz und Kurvenform des Netzes waren gut. Dagegen traten oft staerkere Spannungsschwankungen auf.

### c) Wurden Stoerungen bei Arbeiten des Steuerumformers, die ihre Ursache im Netz hatten, beobachtet ?

Es wurde festgestellt, dass der Steuerumformer auf Netzzspannungsschwankungen von mehr als 10 bis 15% reagiert, sodass der Zuendpunkt nachgestellt werden musste. Bei unstabilen Netzen ist die Anwendung eines selbststaendigen Spannungsgleichhalters deshalb notwendig.

## 6. Stationaerer Betrieb, Fahrbetrieb, Flugbetrieb ?

Das Geraet wurde sowohl im stationaeren Zustand im Laboratorium als auch bei Versuchen im Flugzeug benutzt.

## 7. Betriebsdauer ?

Insgesamt bisher etwa 500 Betriebsstunden.

## 8. Beobachtungen ueber Lageeinfluss und Erschuetterungsempfindlichkeit ?

Die Lage des Steuerumformers war ohne Einfluss auf sein Arbeiten. Die Erschuetterungsempfindlichkeit ist ebenfalls gering, sodass das Geraet fuer Fahr- und Flugzeugbetrieb geeignet ist.

## 9. Beobachtungen ueber:

### a) Arbeiten der Stromtore, Konstanz des Zuendpunktes ?

Die Stromtore (soweit mit diesen gearbeitet wurde) arbeiteten einwandfrei. Es macht sich jedoch bei Stromtoren besonders beim Betrieb in Flugzeugen nachteilig bemerkbar, dass der Zuendeinsatzpunkt von der Raumtemperatur abhaengig ist. Ebenso ist bei Stromtoren unangenehm, dass der Zuendeinsatzpunkt nach Veranderung des Eingangskreises bzw. beim Wiedereinschalten des Geraetes jedesmal neu eingestellt werden muss.

### b) Wurden Stoerungen im Arbeiten des Unterbrechers beobachtet ?

Stoerungen im Arbeiten des Unterbrechers traten im Betrieb nicht auf. Die Sauberkeit und Phasenlage der Unterbrechung wurden am Kathodenstrahlzosillographen beobachtet.

Gute Ergebnisse wurden auch mit Siemens-T-Relais als Unterbrecher erzielt, die in ihrer Eigenfrequenz angeregt wurden.

c) Sonstige Stoerungen ?

Wurden nicht beobachtet.

10. Mit welcher Empfindlichkeit wurde gearbeitet ?

Das Gerät wurde normalerweise auf der Empfindlichkeitsstufe 5 betrieben. Bei Lieferung desselben wurde eine Höchstempfindlichkeit von  $5 \cdot 10^{-9}$  W gemessen. Da diese Empfindlichkeit für die gestellten Anforderungen nicht ausreichte, wurde zwischen Eingangsdrossel und Empfindlichkeitswähler noch eine EF 14 eingebaut. In diesem Zustand erreicht das Gerät jetzt eine Empfindlichkeit von  $1,6 \cdot 10^{-14}$  W bei Gleichstrommessungen.

Eine weitere Steigerung der Empfindlichkeit war für die geforderten Aufgaben nicht notwendig.

11. Beobachtungen und eigene Messungen über die Empfindlichkeit

Es wurde die Empfindlichkeit des Gerätes im angelieferten Zustand in Abhängigkeit von Tonfrequenzspannungen am Eingang bestimmt. Es wurde hierbei ein angenähert lineares Ansteigen der Empfindlichkeit von

$$\begin{aligned} 0,25 \cdot 10^{-9} \text{ W bei } & 10 \text{ Hz auf} \\ 4 \cdot 10^{-9} \text{ W bei } & 15 \text{ kHz} \end{aligned}$$

gemessen.

12. Wünsche und Verbesserungsvorschläge.

Es hat sich als praktisch erwiesen, durch Zu- und Abschalten von Vorstufen die Empfindlichkeit des Steuerumformers in einem weiteren Großenordnungsbereich regelbar zu machen.

Ferner ist für viele Anwendungszwecke der Einbau eines Umschalters zwischen Trafo 2 und den Stromtoren zweckmäßig, durch welchen wahlweise anstelle der Stromtore 2 Messbuchsen eingeschaltet werden können, sodass anstelle der Stromtore ein Neumannschreiber oder anderes Messgerät angeschlossen werden kann.

Außerdem wäre wünschenswert, anstelle der einen Glimmlampe, welche das Zünden der Stromtore anzeigt, 2 Glimmlampen anzubringen, sodass sofort festgestellt werden kann, ob Stromtor 1 oder 2 gezündet hat.

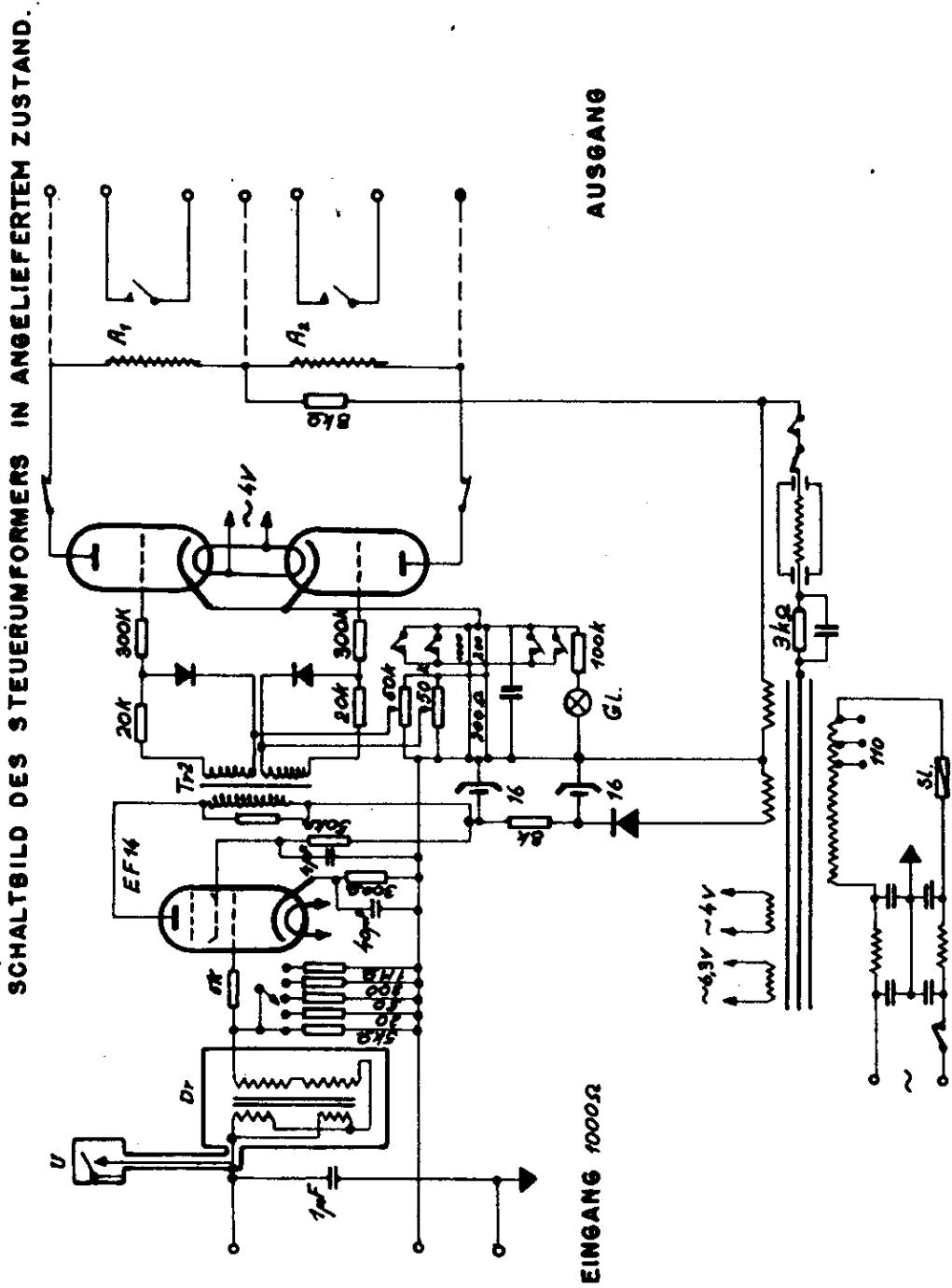
13. Zusammenfassende Beurteilung.

Der Steuerumformer ist für viele Verwendungszwecke als Ersatz für Galvanometer hervorragend geeignet, insbesondere an Stellen, wo empfindliche Galvanometer überhaupt nicht verwendet werden können, z.B. im Fahr- oder Flugzeugbetrieb.

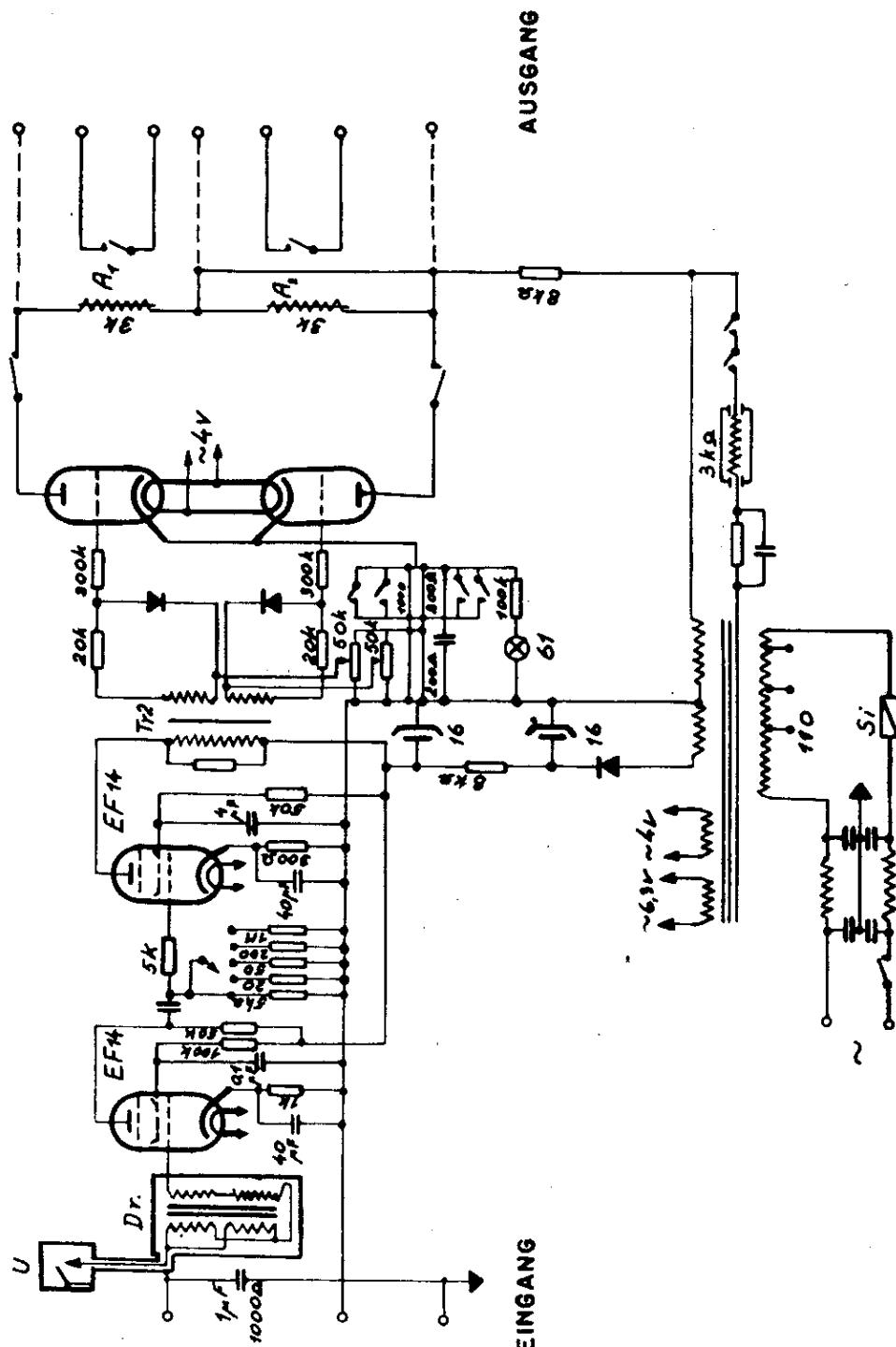
Ausser seiner Erschuetterungsempfindlichkeit besitzt der Steuerumformer noch den weiteren Vorteil, dass mit ihm ohne besonderen Aufwand groessere Leistungen unmittelbar gesteuert werden koennen. Im Laboratorium-Betrieb hat der Steuerumformer gegenueber Galvanometern (insbesondere gegenueber dem Multiflex-Galvanometer -Dr.B.Lange) den Nachteil eines groesseren Aufwandes, der auch entsprechend mehr Fehlermoeglichkeiten in sich schliesst.

Der Steuerumformer ist zwar nicht geeignet in allen Faellen Galvanometer zu ersetzen, er stellt jedoch eine wertvolle Bereicherung auf dem Gebiet der Messgeraete dar.

FIG. I (BILD I)



## SCHALTBILD DES STEUERUMFORMERS FUER ERHOEHTE EMPFINDLICHKEIT.



BERICHT UEBER ERPROBUNG EINES GLEICHSPANNUNGS-KOMPENSATORS,  
(quasistatisches Voltmeter).

Zusammenfassung:

Das Gerät ist zur leistungsarmen Messung von Gleichspannungen im Bereich von 0,1 ... 600 V eine sehr einfache, raummaessig kleine und mit wenig Aufwand hergestellte Lösung.

Messprinzip: Das zu untersuchende Gerät erlaubt eine fast leistungslose Messung von Gleichspannungen. Als Vergleichsspannung wird die einer eingebauten Taschenlampenbatterie benutzt, deren Alterung in gewissen Grenzen durch einen stromabhaengigen Widerstand (Gluehlampe) ausgeglichen wird. Anstelle eines optischen Nullspannungsanzeigers verwendet das Gerät eine akustische Anzeige. Der Indikatorstrom wird von einem durch einen Summer betätigten Kontakt unterbrochen und somit in einem Telefon hoerbar gemacht. Bei der Untersuchung des Gerätes wurden folgende Grenzen der Anwendung festgestellt:

Messbereich: 0,1 V ... 600 V. Die Vergleichsspannung an der Messbrücke beträgt ungefähr 3 V. Das führt zu einem Spannungsteilverhältnis von max. 200 : 1. Für die leistungsarme Messung noch grösserer Spannungen, z.B. 2 ... 6 kV für Brunsche Röhren, erscheint die Erhöhung dieses Verhältnisses nicht angebracht.

Innenwiderstand: = 10 MΩ.

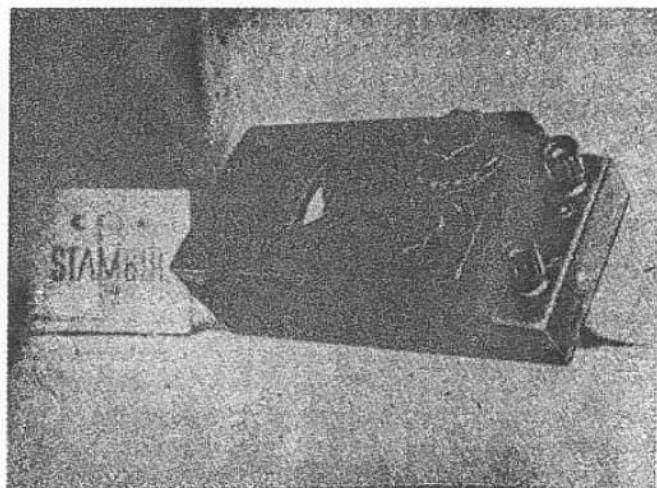
Messgenauigkeit: Das Tominimum ist sehr scharf ausgeprägt und lässt sich mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,5\%$  des Gesamtbereichs der Skala in allen Messbereichen feststellen, trotzdem der Summerton sehr tief liegt. Nach Anlegung einer anderweitig genau gemessenen Spannung und Eichung des Gerätes auf dieser Grundlage lässt sich die Messgenauigkeit für andere zu messende Spannungen bis auf die Genauigkeit des zur Eichung benutzten Voltmeters steigern.

Ungeübiger ist die Messgenauigkeit bei Verwendung der den Summer betreibenden Taschenlampenbatterie zugleich als Spannungsquelle zur Lieferung der Eichspannung. Das Eichpotentiometer E lässt nur eine Batteriespannung von  $4,5 \pm 0,6$  V zu. In der Eichstellung des Messbereichschalters ist auf so langsames Drehen des Eichknopfes zu achten, dass die dabei auftretende Erwärmung der Gluehlampe der jeweiligen Drehung folgen kann. Dadurch wird die Eichung in dieser Form etwas erschwert.

Das vorliegende Gerät weist eine Verdrehung der Messskala gegen die -Pot.-Achse (Pot.M) auf, die bei der Prüfung der Messgenauigkeit berücksichtigt wurde.

Die Außenstelle Berlin-Gatow der ZVH hat für den gleichen Zweck ein statisches Voltmeter hergestellt, dessen Schaltung beigegeben ist. Es gestattet, allerdings mit grösserem Aufwand, eine Messung mit gleicher Genauigkeit von Spannungen im Bereich von 1 ... 300 V bei einem durch den Isolationswiderstand der Röhre gegebenen Innenwiderstand. Durch Spannungsteilerzusatz lässt sich bis zur Messung von 10 kV bei ungefähr 50 MΩ Innenwiderstand erweitern.

Ansicht des Gleichspannungskompensators  
(quasistatischen Voltmeters) des  
Ernst-Orlich-Institutes, Danzig-Langfuhr,  
Prof. Schwenkhagen



FIC. 3 (BILD 3)

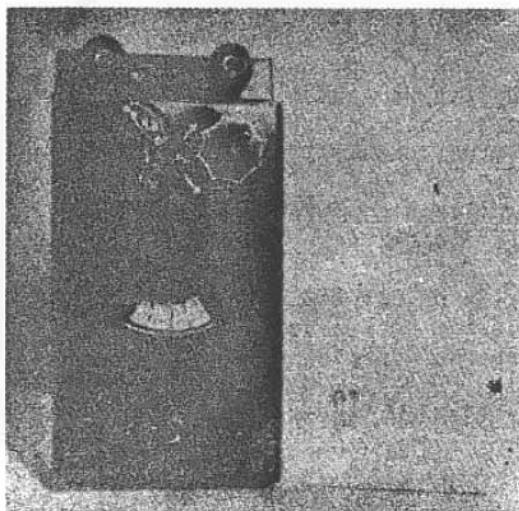
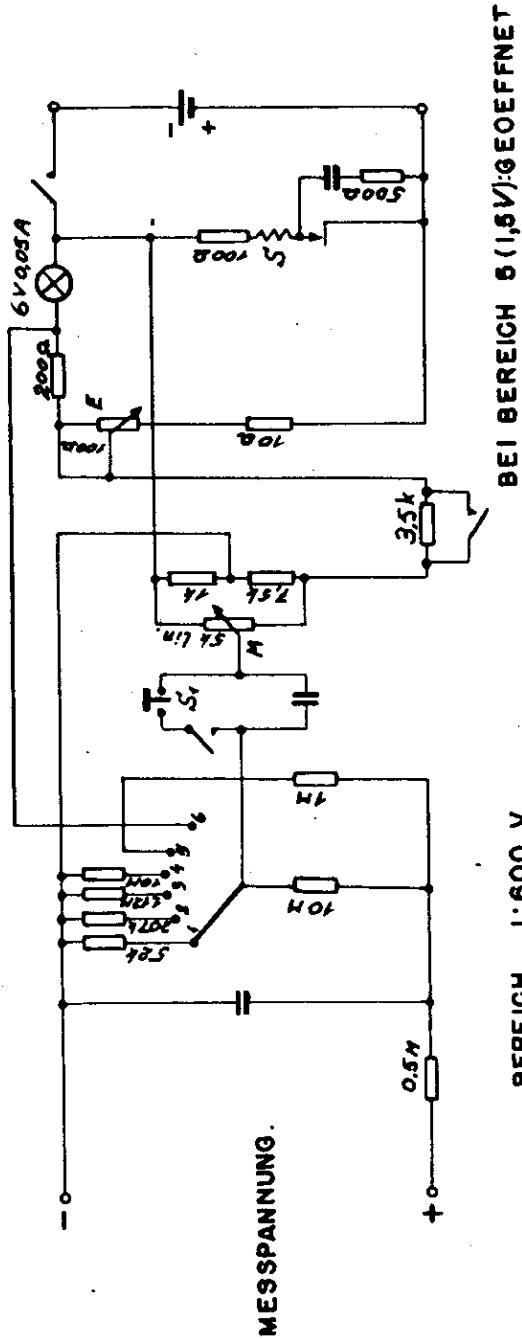


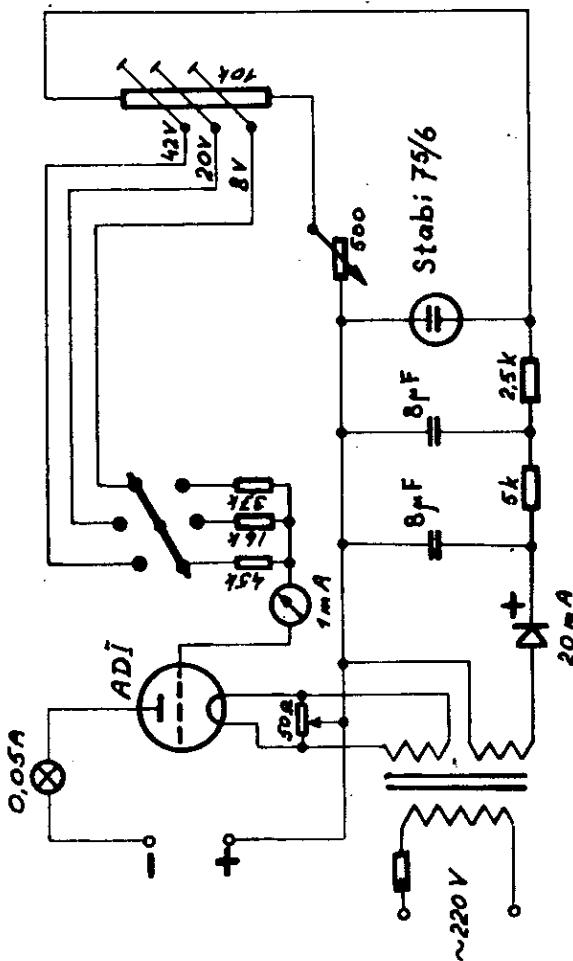
FIG. 4 (BILD 4)

## GLEICHSPANNUNGSKOMPENSATOR.



6 : EICHUNG

FIC. 5 (BILD 5)  
STATISCHES VOLTMETER DER ZVE AUSSENSTELLE GATOW.



## APPENDIX 8

### DER STEUERUMFORMER

#### Uebersicht

Es werden Arbeitsweise und praktische Ausfuehrung einer Einrichtung beschrieben, mit der kleine Strome gemessen und fuer Steuerzwecke ausgenutzt werden koennen. Das Geraet zeichnet sich durch hohe elektrische Empfindlichkeit bei geringster Beeinflussung durch mechanische Stoereinflusse aus. Die Anpassung des Geraetes an den Messtromkreis und seine Grenzempfindlichkeit werden ausfuehrlich besprochen.

An die Mitteilung von Betriebserfahrungen mit einigen ausgefuhrten Geraeten schliesst sich eine Uebersicht ueber die Verwendungsmoeglichkeiten an. Ausser fuer reine Messzwecke kann der Steuerumformer vor allem eingesetzt werden als Gleichstromverstaerker, als Kennlinienumsetzer, sowie fuer alle Zwecke der Regelung, besonders fuer Regelungen mit starren oder elastischen Rueckfuehrungen.

<u>Gliederung</u>	<u>Seite</u>
Grundlagen des Arbeitsprinzips . . . . .	52
Eigenschaften der Stromtore . . . . .	54
Anpassung der Speicherspule an die Spannungsquelle . . . . .	55
Erreichbare Grenzempfindlichkeit . . . . .	58
Fremdfeldseinflusse . . . . .	60
Anwendung des Steuerumformers fuer Messzwecke . . . . .	61
Anwendung des Steuerumformers fuer Steuerzwecke . . . . .	63
Stromrichtungsunabhaengige Steuerungen . . . . .	63
Stromrichtungsabhaengige Steuerungen . . . . .	63
Steuerumformer fuer Gleichstrombetrieb . . . . .	63
Steuerumformer fuer Wechselstrombetrieb . . . . .	64
Betriebserfahrungen . . . . .	67
Anwendungsmoeglichkeiten des Steuerumformers . . . . .	68
1. Messung kleiner Gleichstroeme . . . . .	68
2. Gleichstromverstaerker . . . . .	69
3. Kennlinienumsetzung . . . . .	69
4. Regelungen . . . . .	69
Bedeutung der benutzten Formelzeichen . . . . .	70

Elektrotechnisches Institut der  
Technischen Hochschule DANZIG

Der Leiter des Institutes:

d. 10.7.42

Der Bericht umfasst:  
46 Seiten  
21 Abbildungen  
3 Lichtbilder  
1 Tabelle

## DER STEUERTRANSFORMER

Aus dem Wunsch, den Brueckenstrom einer Wheatstonschen Bruecke von der Gleichspannung einiger  $\mu$  dauernd auf Null zu halten, obwohl er durch aussere Steuereinflüsse langsame Schwanungen unterworfen war, ist im Elektrotechnischen Institut der Technischen Hochschule Danzig ein Gerät entstanden, das sich im praktischen Betrieb für den genannten Verwendungszweck sehr bewährt hat. Es hat sich dabei zugleich gezeigt, dass es universell verwendungsfähig ist, da sich nach dem dabei benutzten Grundprinzip sehr kleine Gleichströme und Gleichspannungen in einfachen und betriebssicheren Weise messen und zu Steuerzwecken benutzen lassen. Da in dem Gerät die Umspeisung der dem Eingang zugeführten kleinen Gleichstromleistungen in Steuerimpulse erfolgt, die an den Ausgangsklemmen zur Verfügung stehen, wird das Gerät zweckmäßig als Steuertransformator bezeichnet.

### Grundlagen des Arbeitsprinzips.

Wirkt nach Schaltbild 1) eine EMK  $E$  über einen Schalter auf eine Drosselspule mit dem Widerstand  $R$  und der Induktivität  $L$ , so ergeben sich in bekannter Weise beim Schließen und Öffnen des Schalters Schaltvorgänge, die in Bild 2) schematisch dargestellt sind. Beim Schließen des Schalters steigt der Strom mit der Zeitkonstante  $T = \frac{L}{R}$  exponentiell auf den Endwert  $I_0$  an. Während der Zeit des Anstiegs wird im magnetischen Feld der Spule  $\frac{1}{2} I_0^2 L$  Energie gespeichert, die im Endzustand den Wert  $\frac{1}{2} I_0^2 R$  erreicht. Im statischen Zustand wird der Spannungsquelle eine Verlustleistung vom Betrage  $I_0^2 R$  entzogen, die sich im Ohmschen Widerstand der Spule in Wärme umsetzt. Wird der Schalter nach Erreichen des Endzustandes geöffnet, so fällt der der Spule von außen zufließende Strom in sehr kurzer Zeit auf Null, wenn es sich um kleine Spannungen und Ströme handelt, bei denen die Unterbrechung funkenfrei erfolgt. Die im magnetischen Feld der Spule gespeicherte Energie entlädt sich dabei in das elektrische Feld der zur Spule parallel liegenden Kapazität  $C$ . Dieser Vorgang erfolgt bei entsprechender Bemessung der Schaltelemente in Form einer gedämpften Schwingung (s. Bild 2). Bei Vernachlässigung der Dämpfung ergibt sich dabei an der Klemme der Spule eine grösste Überspannung vom Betrage

$$u_A = i \cdot Z \quad , \text{ wobei } Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 1$$

der Schwingungswiderstand der Spule ist.  $L$  und  $C$  bestimmen zugleich in bekannter Weise die Eigenfrequenz dieses Schwingungsvorganges.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 2$$

Bei Berücksichtigung der Dämpfung des Schwingungsvorganges ist der Scheitelpunkt der Spulenspannung gegeben durch

$$u_A = i_0 Z e^{-D}$$

worin D ausser durch Induktivitaet und Kapazitaet wesentlich bestimmt wird durch die Summe aller im Schwingkreis auftretenden Verluste (Stromwaerme in der Spule, dielektrische Verluste im Kondensator, gegebenenfalls Eisenverluste im Spulkern).

Der Vergleich der Formeln (1) und (2) zeigt, dass die Spitzenspannung an der Spule nach der Abschaltung bei geeigneter Bemessung der Schaltelemente erheblich groesser sein wird als die in der EMK verfuegbare Spannung. Der "Verstaerkungsfaktor" betraegt

$$v \frac{u_A}{u_A} : E \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \cdot e^{-D}}{R}$$

Die wahrend der langen Schliessungszeit  $t_s$  aus der zufliessenden geringen Leistung der Spannungsquelle gespeicherten magnetischen Energie entlaedt sich wahrend der kurzen Zeitdauer einer viertel Periode der Schwingung in einem entsprechend hohen Leistungsstoss in den Kondensator C, an dem entsprechend hohe Spannungen entstehen. Zugleich mit dieser Leistungs- und Spannungsverstaerkung, deren Vorteile auf der Hand liegen, ergibt die so gewonnene Schaltung nunmehr den Vorteil, dass die urspruenglich verfuegbare Gleichstromleistung in Wechselimpulse umgeformt ist, deren Verstaerkung mit einfachen und bekannten Mitteln moeglich ist.

Bei reiner Anzeige der Impulse kann die Einrichtung zu Messzwecken benutzt werden (Bild 3); der besondere Vorzug der Schaltung besteht jedoch darin, dass in Kombination mit gasgefuellten Dreipolroehren die Impulsspitzen benutzt werden koennen, um beliebige Steuervorgaenge auszulesen. (Bild 4). Wird naemlich dem Gitter der Relaisroehre T der Spannungsimpuls derart zugefuehrt, dass das Gitterpotential kurzzeitig aus dem Sperrgebiet (Bild 5) dieser Roehre (Punkt a, festgelegt durch die auf beliebige Weise erzeugte Vorspannung) gehoben, so wird damit der Anodenstrom des Rohres gezuendet und bleibt auch nach dem Abklingen des Spannungsstosses bestehen. Das im Anodenkreis liegende Relais R kann dann beliebige weitere Schalt- oder Steuerfunktionen auslesen.

An diesen grundlegenden Vorgaengen in der Speicherspule und den zugeordneten Schaltelementen aendert sich nicht, wenn die Spule nach Bild 6 als Transformator ausgebildet wird und zur Erhoehung ihrer Induktivitaet mit einem Eisenkern versehen wird. Die magnetische Energie der Spule verteilt sich zwar nunmehr auf zwei Eigenkapazitaeten

$$\frac{1}{2} L \cdot I_0^2 = \frac{1}{2} [C_1 U_{A1}^2 + C_2 U_{A2}^2] = \frac{1}{2} U_{A2}^2 [C_2 + \left( \frac{W_1}{W_2} \right) C_1]$$

$$U_{A2} = I_0 \sqrt{\frac{L}{C_2}} < I_0 \sqrt{\frac{L}{C_1}}$$

3

und wird dadurch in ihrer absoluten Hoehe etwas abgesenkt. Dieser Nachteil wird jedoch dadurch aufgehoben, dass nunmehr die Eingangsseite der Speicher-spule und die Spannungsquelle angepasst (s.S.9), die Ausgangsseite aber mit hoher Windungszahl zur Erzeugung hoher Impulsspitzen ausgefuehrt werden kann.

Unsere experimentellen Untersuchungen haben gezeigt, dass es auf diese Weise gelingt, die oben erwahnte Spannungsverstaerkung bis auf etwa den

Wert 600 zu steigern. Diese Untersuchungen sind an handelsueblichen Spulen und Transformatoren durchgefahrt; systemmatische Durchbildung der Spulen fuer diesen Sonderzweck duerfte eine weitere Steigerung erwarten lassen, obwohl durchaus nicht fuer alle Verwendungszwecke derart hohe Verstaerkungsziffern erforderlich sind, um die Vorteile des Gerätes zur Geltung kommen zu lassen. Desgleichen haben sich mit handelsueblichen Spulen bzw. Transformatoren Schwingungswiderstaende  $Z$  von der Grössenordnung  $10^5$  bis  $10^6$  realisieren lassen, sodass mit Stromen der Grössenordnung  $10^{-6}$  A Impulsspitzen von der Grössenordnung einiger zehntel Volt erzielt werden konnten.

### Eigenschaften der Stromtore

Wenn man auf eine Zwischenverstaerkung der Impulse verzichtet, ist es fuer die technische Ausnutzung dieser Vorgänge entscheidend, welchen Abstand man dem Punkt  $a$  im Sperrgebiet der Relaisrohre (Bild 5) von der Zuendkennlinie geben muss, um genügende Sicherheit gegen Fehlzuendungen durch zufällige Überschreitungen der Zuendkennlinie infolge von Verlagerungen durch Temperatur- oder Alterungseinflüsse bzw. Schwankungen der Betriebsspannungen zu erzielen.

Die gewünschte Temperaturunabhängigkeit lässt die Verwendung von dampfgefüllten Dreipolrohren wegen der damit verbundenen Druckschwankung in der Röhre von vornherein unzweckmäßig erscheinen. Die hierdurch bedingten Verlagerungen der Zuendkennlinien fallen dagegen bei gasgefüllten Stromtoren fort.

Die Überlagerung der schwankenden Heizspannung über die Gitterspannung bei direkt geheizten Kathoden ergibt ebenfalls erhebliche Schwankungen der Zuendkennlinie; also sind indirekt geheizte Röhren vorzuziehen.

Bei offenliegenden Kathoden und bei unbegrenztem Entladungsraum zwischen Anode und Kathode wird die Stabilität der Zuendkennlinien nachteilig beeinflusst sowohl durch Wandladungen des Rohres selbst, als auch durch äussere elektrische, aber auch magnetische Felder. Es ist deshalb vorteilhaft, durch den Elektrodenaufbau den Entladungsraum gegen Fremdfelder abzuschirmen. Am einfachsten geschieht das dadurch, dass Anode und Kathode im Innern einer vollständig geschlossenen Steuerelektrode angeordnet werden.

Dass gegenseitige mechanische Verlagerungen der Elektroden durch stabilen Aufbau ausgeschlossen sein müssen, bedarf kaum näherer Erläuterungen.

Die unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte in den praktischen Ausführungen des Steueraufmers schliesslich verwendeten Stromtore der AEG (Type S 1/0,2 i II A) weisen alle diese Kennzeichen auf: Edelgasfüllung, indirekte Heizung, kastenförmige Steuerelektrode, zuverlässige Halterung der Elektroden. Sie zeigten bei systematischen Untersuchungen unter konstanten Versuchsbedingungen langsame Änderungen der Zuendkennlinie von weniger als 0,1 V über einen Beobachtungszeitraum von etwa drei Monaten.

Diesen langsamen Änderungen der Zuendkennlinie überlagern sich jedoch kurzzeitige Schwankungen, die als Folge längerer Strombelastung der Röhre auftreten. Offenbar wird durch den bei fließendem Anodenstrom auftretenden Nachformierungsprozess an der Kathode die Zuendkennlinie in Richtung negativer Gitterspannungen verlagert, die Zuendwilligkeit also erhöht. Im Zeitraum von Stunden bis Tagen stellt sich jedoch die alte Zuendkennlinie

auch nach laengerer Brenndauer mit grosser Regelmässigkeit wieder ein, nachdem vorübergehend, vermutlich unter dem Einfluss des Wegdampfens aktiver Bestandteile der Schicht bei laengerer Brenndauer der Entladung, auch eine Verminderung der Zuendwilligkeit beobachtet werden kann. Diese kurzzeitigen Schwankungen liegen bei der obenerwähnten Type ebenfalls bei  $\pm 0,1$  V. Sie können vermieden werden durch schwächeres Belastung der Kathode gegenüber dem Hennstrom. Da die zulässige Anodenleistung der genannten Thyatronen mit 200 W recht hoch liegt, ist auch bei nicht voller Ausnutzung dieser Leistung noch ein reichlicher Leistungssuberschuss für die Betätigung betriebssicherer Relais hoher Schaltleistung vorhanden.

Setzt man als Sicherheitszuschlag für Schwankungen der Heizspannung noch weitere 0,1 V ein, so ergibt sich mit Rücksicht auf Betriebssicherheit über längere Zeiträume ein notwendiger Abstand des Betriebspunktes von der Zuendkennlinie von 0,3 V; dieser Abstand kann in allen Fällen, in denen eine regelmässige kurzzeitige Überwachung des Zuendpunktes und Stabilisierung der Heizung gesichert ist, bis auf etwa 0,1 V gesenkt werden, da die Verschiebung der Zuendkennlinie über kürzere Zeiträume dann unter 0,01 V liegt, also gegenüber dem Zuendabstand genügend klein ist.

Diese auf die experimentelle Prüfung der verwendeten Stromtrennen aufgebauten Überlegungen werden durch die praktischen Betriebserfahrungen mit ausgeführten Steuerumformern in vollem Umfang bestätigt. Ein im Elektrotechnischen Institut am Wechselstromnetz ohne jede Stabilisierung betriebener Steuerumformer hat mit einem Zuendabstand von 0,15 V bei einer Betriebszeit von 5000 h keine Nachstellung des Arbeitspunktes gefordert. Ein zweiter Steuerumformer arbeitet in gleicher Weise am gleichen Netz seit etwa 2000 h bei nur 0,1 V Zuendabstand ebenfalls ohne erkennbare Änderung der Zuendpunkte. Die Netzzspannungsschwankungen sind dabei kleiner als  $\pm 5\%$ . Dagegen erwies ich an einem Netzpunkt mit besonders stark schwankender Spannung ( $\pm 15\%$ ) eine Erhöhung des Zuendabstandes auf 0,2 V als erforderlich, um Fehlzündungen bei hoher Betriebsspannung und damit verbundener Überheizung der Kathoden mit Sicherheit zu vermeiden. In normalen Netzen bzw. bei Einführung einer Zusatzstabilisierung für den Heizkreis und gegebenenfalls eines Teiles der Gittervorspannung des Steuerumformers (s. Bild 5) dürfte somit ein Zuendabstand von 0,3 V reichlich bemessen sein.

#### Die Anpassung der Speicherspule an die Spannungsquelle

Wie oben bereits ausgeführt, hängt die Höhe der erreichbaren Impulsspitze von der im magnetischen Feld der Spule gespeicherten Energie ab; diese wiederum ist von der Höhe der Windungszahl, andererseits aber auch vom Widerstand der Spulenwicklung und vom inneren Widerstand der Spannungsquelle abhängig. Hierzu tritt fernerhin noch eine Abhängigkeit von der Schließungszeit  $t_s$  (s. Bild 2), die merklich wird, sobald die Schließungszeit in die Prozessordnung der Zeitkonstanten des Kreises fällt. Mit den Bezeichnungen

$t_s$  = Schließungszeit

$T$  = Zeitkonstante der Speicherspule

$R_1$  = innerer Widerstand der Spannungsquelle

$R$  = Widerstand der Speicherspule

ergibt sich für die Größe der Impulsspitze folgende Gleichung:

$$U_a = E \sqrt{\frac{TB}{C}} \cdot \frac{1}{R+R_i} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T} \left( 1 + \frac{R_i}{R} \right)} \right) \cdot e^{-D}$$

4

Aus ihr kann abgeleitet werden, dass sich bei konstanter Schliessungszeit ein Maximum der Impulsspitze dann ergibt, wenn man den Spulenwiderstand nach der Kurve a der Abb. 7 bemisst. Die Kurvenchar der Abb. 7 zeigt ausserdem, wie weit eine Fehlanpassung des Widerstandes den maximal erreichbaren Wert der Impulsspitze herabsetzt. Dieser betraegt

$$U_a = E \frac{Z}{R} \cdot e^{-D} \frac{1}{1 + \frac{2m+1}{2m} \cdot \frac{1}{X} - \frac{1}{2m} \cdot \frac{1}{X^2}}$$

5

mit  $m = \frac{t_s}{T}$  und  $X = R_1/R$ . Kurve c in Abb. 7 zeigt den Wert des Bruches aus dieser Gleichung.

Die der Spannungsquelle entnommene Leistung ist bei periodischer Wiederholung des Stoßvorganges mit der Periodendauer  $t_s$  wegen der Unterbrechungszeiten und des allmähhlichen Anstieges des Stromes in der Schliessungszeit stets erheblich kleiner als die stationäre Leistung. Sie beträgt im optimalen Anpassungszustand (s. Abb. 7)

$$N = N_0 \cdot \frac{t_s}{T} \cdot \frac{2mx^2 + 2mx - x - 1}{2mx^2 + 2mx + 1 + x}$$

6

Kurve d gibt das Verhältnis  $N/N_0 \cdot \frac{t_s}{T}$  wieder.

Diese Verhältnisse ändern sich jedoch, wenn man im Eingang des Steuerumformers unmittelbar vor den Schalter einen Kondensator parallel zu den Eingangsklemmen legt. Durch diesen Kondensator wird der der Spannungsquelle entnommene Strom geglättet und der innere Widerstand der Spannungsquelle heruntergesetzt. Zugleich wirkt dieser Kondensator als Kurzschluss für etwaige Stoerwechselspannungen, die auf der Zuleitung von der Spannungsquelle zum Steuerumformer einströmen könnten. Die Absenkung des inneren Widerstandes der Spannungsquelle wirkt sich naturgemaess dahin aus, dass nunmehr ein kleinerer Widerstand der Spule günstigere Verhältnisse gibt. Außerdem Ansatz für die Spitzenspannung für unendlich grossen Parallelkondensator:

$$U_a = E \sqrt{\frac{T \cdot R}{C}} \cdot \frac{\tau \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)}{R\tau + R_i(t_i + T_e - t - T)} \cdot e^{-D}$$

7

ergibt sich als optimaler Spulenwiderstand der Wert:

$$R = R_i \frac{t_i - T(1 - e^{-\frac{t}{T}})}{\tau}$$

8

der fuer lange Werte der Pruefperiode verschwindet. Mit dieser Anpassung ergibt sich die Spitze der Impulsspannung zu

$$U_s = E \frac{Z}{2R} e^{-D} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$$

9

Bild 8 zeigt die Wirkung einer Fehlanpassung fuer diesen Fall. Aus ihm geht hervor, dass man bei einer Fehlanpassung im Verhaeltnis 1 : 4 bis 4 : 1 erst 20% der moeglichen Spitzenspannung einbuesst.

Besonders vorteilhaft wirkt sich dieser Kondensator aus, wenn man ihn bei grossem inneren Widerstand der Spannungsquelle so bemisst, dass die Einschaltung der Spule periodisch verlaeuft, und dann die Unterbrechung im Augenblick des ueberschwingenden Strommaximums erfolgen laesst. Bei mittleren Werten der Kapazitaet mit

$$C_m = \frac{L}{R + R_1}$$

10

ergeben sich dabei moegliche Ueberhoechungen v ueber den Ruhestrom  $\frac{E}{R + R_1}$  vom Betrage

$$V_s = 1 + \sqrt{\frac{R}{R_1}} \cdot e^{-\frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{R}{R_1}}}$$

11

Ueber die zur Zeit laufenden Untersuchungen ueber die optimale Be-messung dieses Kondensators und die dann zu washlenden Anpassungen wird spaeter berichtet werden.

Die soeben angefuehrten Ueberlegungen zeigen, dass grundsaeztlich die Anpassung des Steuerumformer-Einganges an jede beliebige Eingangsspannungsquelle moeglich ist, wenn auch Anpassungen an niederohmige Spannungsquellen naturgemass wegen des Einflusses der Zuleitungen weniger leicht realisiert werden koennen als an solche mit mittleren Widerstandswerten. Bei der Anpassung an sehr hochohmige Spannungsquellen kann die Schwierigkeit der Verarbeitung sehr duenner Draehte durch die Ausnutzung der verstaeerten Wirkung eines Eingangskondensators bei Unteranpassung weitgehend vermieden werden. Auch die durch Fehlanpassung entstehenden Einbussen an moeglicher Empfindlichkeit sind jedoch, wie aus den Abb. 7 und 8 hervorgeht, selbst bei betraechtlichen Fehlanpassungen noch nicht entscheidend.

## Die erreichbare Grenzempfindlichkeit

Entschliesst man sich dazu, die gelieferte Impulsspitze von vornherein zu verstärken, so ist die erreichbare Grenzempfindlichkeit nicht mehr durch den Zündabstand und die optimale Ziendspannungsspitze gegeben, sondern allein noch dadurch, dass die gelieferten Impulsspitzen sich genügend aus dem Rauschpegel der ganzen Anordnung herausheben müssen. Von den bekannten Schaltanordnungen mit Kommutator unterscheidet sich der Steuerumformer dabei vorteilhaft dadurch, dass er nicht mit der ursprünglich verfügbaren kleinen Spannung, sondern mit einer nach Gl. 5 oder durch die Stoßwirkung überreichten Spannung arbeitet und somit von vornherein einen grosseren Abstand vom Stoerpegel besitzt. Der Stoerpegel ist dabei bedingt durch zwei Rauschspannungsquellen, gegenüber denen alle anderen vernachlässigbar kleine Beiträge liefern. Es sind dies das Rauschen der ersten Verstärkerstufe und das Rauschen des Impulskreises selbst bei geöffnetem Schalter. Da bei den bisher ausgeführten Steuerumformern mit kleiner Speicher- spule der Anteil des Kreisrauschen den des Roehrenrauschen noch überwiegt, beschäftigen wir uns zunächst nur mit dem Einfluss des Kreisrauschen.

Bei unbegrenzter Bandbreite des Verstärkers ist die Groesse des Kreisrauschen allein durch die Raumtemperatur und die Kreiskapazität bestimmt gemäss

$$U_R = \sqrt{\frac{e\Theta}{C}}$$

12

mit  $\Theta$  = Raumtemperatur,  $e$  = Boltzmann-Konstante. Die Impulsspannung andererseits wird nach Gl. (5) bestimmt durch

$$U = \frac{E}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ (Konst.)}$$

13

werin die Konstante von Schaltart, Dämpfung und Fehlanpassung abhängt. Das Verhältnis von Nutzspannung und Rauschspannung

$$\eta = \frac{U}{U_R} = \frac{E}{R} \cdot \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \text{ (Konst.)}}{\sqrt{\frac{e\Theta}{C}}} = \frac{E^2}{R} \cdot \frac{\sqrt{L \cdot \text{ (Konst.)}}}{\sqrt{e\Theta}}$$

14

ist somit unabhängig von der Kapazität nur von Induktivität und Widerstand der Speicherspule bestimmt, die ihrerseits durch den Aufwand an Kupfer- und Eisengewicht bedingt sind. Bezieht man die Empfindlichkeitsangaben auf Leistung, so bleibt als einzige maßgebende Konstante die Zeitkonstante der Spule, die von den Konstruktionsdaten abhängt. Für die gangbare Spule (AKT-Soerler) mit den aus Bild 9 ersichtlichen Abmessungen unter Annahme eines Cu-Füllfaktors für das Fenster zu 0,5 ergibt sich dieser Zusammenhang als

$$T = 70 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \cdot \frac{\mu}{\rho} \cdot \sqrt{\frac{G}{Kg^2}}$$

15

Fuer andere Spulen tritt hierzu noch ein Faktor  $\alpha$ , der die Verteilung des Gesamtgewichtes auf Cu und Fe und die Formgebung des Kernes beruecksichtigt. Mit diesem Wert und einer optimalen Anpassung nach Bild 7 mit  $x = 1$  und  $m = 3$  ergibt sich schliesslich die Grenzleistung

$$I_o^2 \cdot R \geq \frac{143}{\text{cm}^2 \cdot \mu} \cdot \frac{n^2 \alpha \cdot \Theta \cdot G_r}{(1 - e^{-\frac{1}{n}})} \cdot \frac{1}{\frac{G}{Kg^2}} \cdot e^{2D} \quad 16$$

wenn man n-fache Ueberhoehung des Nutzimpulses ueber das Rauschen fordert.

Die erreichbare Grenzempfindlichkeit, die im uebrigen noch nicht die der Spannungsquelle tatsaechlich entnommene Leistung darstellt - (s.z.B. Gl. (6) und Abb. 7, Kurve d) - haengt somit allein vom Einsatzgewicht der Spule uhd von der mittleren Permeabilitaet des Eisenweges ab. Da kleine Luftpalten nicht nur aus Fabrikationsgrunden unvermeidlich, sondern im vorliegenden Fall sogar nicht ganz unerwuenscht sind, lehnt dabei die Verwendung hochpermeabler Legierungen fuer die Spule nicht, da die Mittlere Permeabilitaet ja wesentlich vom Luftspalt bestimmt wird. Hochlegiertes normales Transformatorenblech ist ausreichend und ergibt etwa eine mittlere relative Permeabilitaet vom Betrage 400. Unter der Annahme dieses Materials und unter Zugrundelegung von Kupfer fuer die Wicklung ist ohne Rücksicht auf den an sich mit der Groesse der Spule veraenderlichen Fuellfaktor die erreichbare Grenzleistungsempfindlichkeit in Bild 10 aufgetragen. Sie betraegt fuer den AKT-Transformator mit einem Gesamtgewicht von rd. 250 g etwa  $1,5 \cdot 10^{-17} \text{ A}$ . Vulcanator

Eine weitere Verbesserung der Leistungsempfindlichkeit kann jedoch erreicht werden, wenn man im Verstaerker eine Bandbreitenbeschneidung vornimmt. Ausfuehrliche Untersuchungen der fuer die Verstaerzung eines Impulses erforderlichen Bandbreite haben gezeigt, dass es im allgemeinen genuegt, die Frequenzen bis zum 0,8fachen der Eigenfrequenz des Impulskreises zu uebertragen, da die hoeheren, an sich schon geringen Oberwellen zur Bildung der Impulsspitze nur noch verhaeltnismaessig wenig beitragen (s.Bild 11). Die Bandbreitenbeschneidung ergibt zugleich eine aus anderen Grunden (s.S.27) erwünschte einseitige Verlagerung des uebertragenen Impulses, durch den ohne Daempfung die Hoehe der auf den Hauptimpuls folgenden negativen Impulse vermindert bzw. diese ganz beseitigt werden koennen. Bei Einfuehrung einer derartigen Bandbreitenbeschneidung ergibt sich eine Rauschspannung vom Betrage

$$\left( \frac{U_R}{U_{Ro}} \right)^2 = \int_{f_1=0}^{f_2=\frac{\omega}{2\pi}} 4R_w \cdot df \quad 17$$

Die Auswertung des Integrals unter Berücksichtigung des Verstärkungsganges eines R-C gekoppelten Verstärkers, dessen Grenzfrequenz bei 0,8 der Impulsfrequenz liegt, ergibt als Reduktionsfaktor für die Rauschspannung den Wert 0,1. Somit ergibt sich die in Bild 10 eingetragene zweite Kurve der Grenzleistung, die um rd. eine Zehnerpotenz unter der Kurve ohne Bandbreitenbeschränkung liegt. Die für den ATR auf diese Weise ermittelte theoretische Grenzleistung von der Groessenordnung  $10^{-18}$  W ist experimentell an einem ausgeführten Steuerumformer bestätigt worden. Die Kurven lehren zugleich, dass man mit vernünftigem Materialaufwand eine Grenzempfindlichkeit von  $10^{-19}$  W nicht überschreiten kann.

Es ist dabei zu beachten, dass bei steigenden Forderungen an Empfindlichkeit nicht nur der erforderliche Materialaufwand steigt, sondern zugleich auch die Schließungszeit des Impulskontaktes gesteigert werden muss. Die mit Rücksicht auf die Optimalbedingungen für die einzelnen Spulengewichte erforderliche Mindestperiodendauer des Impulsorganges ist in Bild 10 ebenfalls mit eingetragen.

Es ist schliesslich zu beachten, dass bei steigender Vergroesserung der Spule und damit abnehmender Groesse des Kreisrauschen schliesslich Kreisrauschen und Röhrenrauschen vergleichbar werden. Diese Grenze wird jedoch etwa bei den Werten des Spulengewichtes erreicht, die im schraffierten Feld der Abb. 10 liegen. Eine Steigerung des Spulengewichtes über diese Werte hinaus würde also beim heutigen Stand der Röhrentechnik überhaupt nicht mehr vertretbar sein.

### Fremdfeld einflusse

Für die ausnutzbare Impulsspitze ist selbstverständlich nur dann die Rauschspannung als Grenze anzusehen, wenn alle übrigen Stoerspannungen unter oder auf den Betrag der Rauschspannung gesenkt werden. Dabei sind Stoerspannungen in besondere durch Einwirkung magnetischer Fremdfelder auf die Speicherspule selbst und durch Einwirkung elektrischer und magnetischer Felder auf den periodisch arbeitenden Impulsschalter zu erwarten.

Die Stoerspannung an der Spule kann durch folgende Massnahmen abgesenkt werden:

#### a) Astasierung

Wird die Spulenwicklung derart ausgeführt, dass die Spule als Kerntype (s.Bild 12c) ausgeführt wird, so ergibt sich naturgemäß eine wesentlich kleinere Fremdfeldempfindlichkeit als bei Anordnung der Spule als Manteltype nach Abb. 12a oder bei Bewicklung nur eines Schenkels nach Abb. 12b. Bei sorgfältigem Abgleich der Windungszahlen würde die Ausführung als Kerntype völlige Stoerspannungsfreiheit erwarten lassen. Diese findet sich praktisch nicht bestätigt, da die magnetischen Widerstände der beiden für das Fremdfeld parallelgeschalteten Kerne nicht gleich gross sind, vor allem sobald die Luftspalte verschiedene Werte haben (Bild d). Auch ein Abgleich der magnetischen Widerstände durch Einstellung der Luftspalte bringt jedoch noch keinen vollständigen Erfolg, da nach Abb. 12c zwar die Fremdfeldempfindlichkeit in der Kernachse nunmehr aufgehoben werden kann, senkrecht zur Kernachse bleibt jedoch eine beträchtliche Fremdfeldempfindlichkeit bestehen (Bild 12d). Eine weitere Senkung des Fremdfeldesinflusses ist bei Anwendung eines

abweichenden Kernschnittes möglich, wie ihn Abb. 12f und g bei beiden Lagen des Fremdfeldes zeigen. Derartig ausgeführte Spulen lassen sich bei Abgleich der Windungszahlen und Abgleich der Luftspalte weitgehend statisch machen, sodass Fremdfeldinflüsse außerordentlich niedrig bleiben.

### b) Abschirmung

Eine weitere Senkung der Fremdfeldempfindlichkeit kann in üblicher Weise durch die Verwendung von Schirmen aus magnetisch gutleitfähigem Material erzielt werden. Eine doppelte Abschirmung aus 0,35 mm Mu-Metall ergibt über einen AKT-Transformator bereits eine Absenkung der wirksamen Stoerspannung auf 3% des ohne Abschirmung entstehenden Stoerpegels. Durch zusätzliche aussere Schirme aus weichem Eisen kann dabei die Herabsetzung starker Fremdfelder nochmals um etwa den Faktor 1:100 erzielt werden.

Bei Zusammenfassung aller dieser Massnahmen gelingt die Senkung der Stoerspannung aus der Spule unter die Rauschspannung bei den bisher vorliegenden Ausführungen ohne weiteres. Es sei erwähnt, dass für einen hochempfindlichen Steuerumformer ohne einwandfreie Astasierung und ohne Mu-Metallmantel nur mit einem 10 mm starken Weicheisenpanzer bereits die Grenzempfindlichkeit nach Bild 10 erreicht werden konnte.

Am Unterbrecher für die Speicherspule, der normalerweise aus einem Wechselstromnetz gespeist wird, können sowohl magnetische als auch elektrostatische Einstreuungen auftreten. Beide Einflüsse waren bei Messgerichten von Siemens und Halske und der AEG, die sich grundsätzlich für diesen Zweck bewahrt haben, so hoch, dass zunächst an die Erreichung der Grenzempfindlichkeit nicht zu denken war. Durch geeignete Verlegung der Leitungen unter Verwendung von Kompensationsschleifen einerseits und Abschirmung der einen Kontaktgrifführung durch den konzentrisch angeordneten zweiten verdeten Schalterpol andererseits konnten auch hier die Stoerspannungen aus dem normalen 220 V-Netz auf Werte gesenkt werden, die unterhalb des Rauschpegels lagen. Durch Verwendung zusätzlicher magnetischer und elektrostatischer Abschirmungen wird auch bei noch höher empfindlichen Steuerumformern eine ausreichende Senkung des Stoerpegels möglich sein.

### Die Anwendung des Steuerumformers für Messzwecke

Für die Messung kleiner Gleichspannungen oder Gleichströme genügt nach Abb. 3 zwischen die Speicherspule und ein als Anzeigegerät dienendes Braunesches Rohr einen Verstärker mit rauscharmem Eingang und einer Frequenzbandbeschränkung nach den Überlegungen auf S.15 einzuschalten. Die auf dem Schirm des Braunschen Rohres angezeigten Impulsspitzen geben nach Stromstärke und Richtung den Eingangsstrom bzw. die Eingangsspannung an. Zur Eichung kann der Eingang des Steuerumformers auf eine berechenbar unterteilte, unmittelbar messbare größere Spannungsquelle umgeschaltet werden. Die hierbei durch die Einführung von Thermospannungen in den Eingangskreis beim Umklemmen oder Umstecken der Verbindungen leicht auftretenden Fehler können vermieden werden, wenn nach Bild 13 dem fest geschalteten Eingangskreis Spannungen oder Ströme als Eichwerte zugeordnet werden, deren Schaltung nur auf der Seite hoher Spannung erfolgt, auf der Thermospannungen unschädlich bleiben.

Selbstverstaendlich bedarf der Steuerumformer hinsichtlich der Rücksichtnahme auf Stoergleichstroeme im Eingang der gleichen Sorgfalt wie ein hochempfindliches Spiegelgalvanometer bzw. entsprechend hoherer Sorgfalt, wenn seine Empfindlichkeit grösser ist.

Die Einfuehrung einer Kompensationsspannung oder eines Kompensationstromes erlaubt auch die unmittelbare Messung von Gleichspannungen oder Gleichstroemen durch Anwendung des Steuerumformers als Nullinstrument.

An sich würde fuer alle diese Zwecke die Einfuegung eines handbestaetigten Unterbrecherkontaktees fuer die Speicherspule genuegen. Um die Ablesung der Impulsspitze auf dem Schirm des Braunschen Rohres zu erleichtern und zugleich den Schaltvorgang mechanisch und dadurch auch elektrisch regelmässig zu gestalten, ist es jedoch vorteilhaft, den Impuls periodisch zu wiederholen. Die erforderliche Mindestperiodendauer ist dabei durch die gewünschte Empfindlichkeit nach Bild 10 festgelegt. Wenn man dann am Braunschen Rohr zusätzlich eine Zeitablenkung vorsieht, ist der Impuls auch dann noch von der Röhrespannung unterscheidbar, wenn er verhältnismässig wenig aus ihr heransagt, weil der Einsatzpunkt der Impulsspitze bekannt ist und dadurch der Impuls selbst deutlicher erkennbar wird. Dieser Vorteil tritt vor allen bei Benutzung als Nullinstrument hervor.

Die Tabelle 1) gibt eine Zusammenstellung der Daten fuer hochempfindliche Galvanometer bekannter Bauart und fuer den Steuerumformer. Als Beruhigungszeit fuer den Steuerumformer ist dabei die Periodendauer des Schaltvorganges eingesetzt.

Type		Empfindlichkeit	Beruhigungszeit	Einfluss von	
				Lage	Erschütterungen
Galvanometer		Watt	sec		
	H.u.B Spannband (HL 31)	$7 \cdot 10^{-11}$	4	mittel	mittel
	S.u.H. (SGI Nr.13835)	$8 \cdot 10^{-15}$	10	hoch	hoch
Steuer-Umformer	S.u.H. Super-Galv.	$5 \cdot 10^{-16}$	7	sehr hoch	hoch
	~ ohne Trennstufe	$10^{-4}$	0,02	0	0
	==	$10^{-9}$	0,1	0	0
	~ mit Trennstufe	$10^{-11}$	0,02	0	0
	höchstempfindlich	$10^{-17}$	0,02	0	gering
	erreichbare Grenze	$10^{-19}$	1	0	gering

Tabelle 1.

Bei diesem Vergleich sind nicht allein die elektrischen Daten zu beachten, sondern insbesondere die Tatsache, dass der Steuerumformer keinerlei mechanische Teile enthaelt, deren Lage mit geringem Drehmoment bzw. geringer Kraft fixiert ist. Seine Verwendung ist somit auch bei wechselnder Lage und bei starken Erschütterungen möglich. Seine Lageunempfindlichkeit ist praktisch unbegrenzt, seine Erschüttungsunempfindlichkeit ist begrenzt durch die Klingsicherheit der ersten Verstärkerrohre. Beim Anstreben höchster Empfindlichkeiten ist ihrer Messzwecke deshalb klingsicherer, d.h. mechanisch stabiler, Aufbau der Elektroden der ersten Roehre, sowie entsprechende Sockelung dieser Roehre und in besonders schwierigen Fällen u.U. gefederte Aufhängung des ganzen Steuerumformers anzuraten.

#### Die Anwendung des Steuerumformers für Steuerzwecke

##### Stromrichtungsunabhängige Steuerungen

Zur Auslösung von Steuervorgängen oder Signalen wird der Steuerumformer nach dem Grundschaltbild (Bild 4) mit einem Stromtor zusammen betrieben. Lässt man den Impuls vorgang an der Spule mit geringer Dämpfung (Bild 14a) ablaufen, so ergibt sich ein Ansprechen des Stromtores unabhängig von der Richtung des Eingangsstromes, weil entweder die erste oder die zweite Spitze zum Ansprechen des Stromtores führt. Da der Anodenkreis wegen der bekannten Eigenschaften gasgefüllter Roehren nach einmaliger Zuendung gespeist bleibt, führt jede Überschreitung eines Schwellwertes des Eingangsstromes zu dauernder Signalgabe oder Meldebestätigung im Anfang. Durch einen Leeschschalter im Anodenkreis kann nach der Feststellung dieses Vorganges der Ausgangszustand wieder hergestellt werden und durch Neubestätigung des Unterbrechers im Eingangskreis eine erneute Prüfung des Eingangswertes erfolgen.

Im Zusammenhang mit elektrischen Messlehranlagen ist es auf diese Weise möglich, Überschreitung oder Unterschreitung des Nennmaßes von Werkstücke um einstellbare Toleranzbeträge anzuzeigen, oder im Zusammenhang mit gesteuerten Weichen diese Stücke automatisch zu sortieren. Die je nach der Dämpfung der Spule unterschiedliche Höhe des ersten und zweiten Impulses bietet dabei sogar die Möglichkeit (Bild 14b), die Plus- und Minustoleranz verschieden hoch zu bemessen.

##### Stromrichtungsabhängige Steuerung

Für Zwecke der Steuerung ist es jedoch meist erwünscht, je nach der Polarität des Eingangsstromes, d.h. abhängig von Überschreitung oder Unterschreitung eines Nennwertes, der am Eingang des Steuerumformers mit einem Istwert verglichen wird, Steuervorgänge in verschiedener Richtung einzuleiten. Die Verdoppelung der Ausgangsschaltung des Steuerumformers nach einer Gegentaktschaltung bietet hierfür eine einfache Möglichkeit.

##### Steuerumformer für Gleichstrombetrieb

Bild 15 zeigt das ausgeführte Schaltbild eines solchen Steuerumformers für doppelseitige Steuerung für Gleichstrombetrieb. Die nach S.9

an die Spannungsquelle angepasste Speicherspule Dr wird ueber den Unterbrecher u von Hand oder ueber einen automatischen Unterbrecher periodisch abgeschaltet. An den beiden Sekundarwicklungen W<sub>2</sub> entstehen hierbei die Zuendimpulse, die den beiden Stromtoren T gegenphasig zugefuehrt werden. Die Arbeitskontakte a<sub>1,2</sub> der Relais A<sub>1,2</sub> im Anodenkreis der Stromtore koennen zur Einschaltung von Heizwicklungen, Motoren oder dergl. beliebig benutzt werden. Je nach der Polaritaet des Eingangsstromes wird ein positiver Zuendimpuls zuerst im oberen oder im unteren Stromtor auftreten. Durch die Zufuehrung des Anodenstromes zur Kathode ueber den beiden Rohren gemeinsamen Teilwiderstand R<sub>17</sub> des Spannungsteilers, an dem die Gittervorspannung abgegriffen wird, entsteht dabei eine hohe negative Vorspannung des Gitters des anderen Stromtors, sodass dies durch die folgende negative Halbwelle des Zuendimpulses nicht mehr bestaetigt werden kann. Die hochohmigen Spannungsteiler R<sub>15,16</sub> dienen zur Feineinstellung des Zuendabstandes. Die Gitterwiderstaende R<sub>13,14</sub> sind in bekannter Weise zur Begrenzung des Gitterstromes bei gezaenderter Entladung vorgesehen.

Um den Steuerumformer fuer eine erneute Pruefung wieder betriebsbereit zu machen, muss der Schalter S im Anodenkreis zunaechst geoeffnet werden, damit die Entladung im Stromtor erloeschen kann. Werden dann u und S wieder geschlossen, so ist die Anordnung zur erneuten Oeffnung des Schalters u und damit zur Erzeugung eines neuen Steuerimpulses betriebsbereit. Die Widerstaende R<sub>21</sub> sind in Kombination mit den Kondensatoren C<sub>9</sub> dafuer bestimmt, Fehlzuendungen beim Anlegen der Anodenspannung zu verhindern, die bei ploetlichen Anstieg und Ueberschwingen der Anodenspannung moeglich waeren. Der Kondensator C<sub>9</sub> verhindert eine ungewollte gleichzeitige Zuendung beider Stromtore, indem er bei Zuendung eines Stromtores die Anodenspannung des anderen kurzzeitig kraeftig absenkt. Das ist erforderlich, weil beim Zuendvorgang Schaltspannungen entstehen, die sich auf das Gitter des anderen Rohres uebertragen und dort zu ungewollter Zuendung fuehren.

Die Schalter u und S koennen in einem gemeinsamen handbetaetigten Druckknopf vereinigt werden. Die richtige Reihenfolge ihrer Schaltung kann jedoch auch durch Nockenschalter auf einer motorisch angetriebenen Welle gesichert werden, die gegebenenfalls vom zu pruefenden Vorgang selbst gesteuert werden kann.

Das Lichtbild 1) zeigt die praktische Ausfuehrung eines derartigen Steuerumformers im Versuchsaufbau. Er kann zusammen mit einer elektrischen Messlehre fuer Sortierzwecke benutzt werden; zur Einstellung der Toleranzbreite ist in diesem Fall der Widerstand R<sub>17</sub> des Spannungsteilers und damit der Zuendabstand veraenderlich. Durch Prueftasten kann die richtige Einstellung des Arbeitspunktes in einfacher Weise kontrolliert werden. Anstelle der Relais koennen bei dieser Ausfuehrung an die parallel dazu liegenden Anschlussbuchsen Signallampen angeschlossen werden. Bild 16 zeigt Sortierkurven, die mit diesem Steuerumformer bei verschiedener Einstellung des Toleranzbereiches aufgenommen sind.

#### Steuerumformer fuer Wechselstrombetrieb

Im allgemeinen steht fuer den Betrieb von Steuerumformern Wechselstrom zur Verfuegung. Die Ausfuehrung fuer Wechselstrom bietet dabei noch eine Reihe weiterer Vorteile, die an Hand des Schaltbildes (Bild 18)

ausgefuehrter Umformer mit beschrieben werden sollen. Den Stromtoren wird sowohl als Anodenspannung, als auch als Gitterspannung Wechselspannung aus der Hauptsekundaerwicklung des primaeerseitig umschaltbaren Netztransformators (Tr 1) zugefuehrt. Die Gitterspannung wird dabei in gleicher Weise wie im vorigen Beispiel durch den Spannungsteiler  $R_{17,18}$  erzeugt und an den hochohmigen Spannungsteilern  $R_{15,16}$  fein eingestellt. Da der Anodenstrom der Stromtore periodisch durch Null geht, ist hier die Anordnung eines besonderen Loeschschalters im Anodenkreis ueberfluessig.

Bild 17 zeigt den zeitlichen Verlauf der Anodenspannung, der Gitterspannung und der fuer die Zuendung der Entladung erforderlichen Gitterspannung. Der Abstand der beiden letzten Linien ergibt den Zuendabstand. Bei der ueblichen Form der Zuendkennlinien ist etwa  $20^\circ$  nach dem Nulldurchgang der Anodenspannung der Zuendabstand am kleinsten, die Zuendwilligkeit somit am groessten. Dieser Zuendabstand ist nach den frueheren Ueberlegungen auf etwa 0,3 V einzustellen. Die Unterbrechung des Impulskontaktes u im Eingangskreis der Speicherdiode Dr muss nun in diesem Zeitpunkt erfolgen. Seine phasenrichtige Einstellung ist mit einem netzgesteuerten Schwingkontakteorschalter genuegend genau moeglich durch entsprechenden Abgleich der Schaltelemente  $S_20$  und  $C_7$  vor der Steuermutter U.

Da die Zuendung des Anodenstromes zu Beginn der Halbperiode mit kleinen Werten der Anodenspannung erfolgt, tritt ein Mitreissen des zweiten Stromtores bei Zuendung eines Stromtores nicht ein. Die kapazitive Kopplung der Anoden kann somit entbehort werden.

Durch spannungsabhaengige Glieder im Spannungsteiler fuer die Gittervorspannung kann der an sich schon waenrend des groessten Teiles der Periode bestehende groessere Zuendabstand kuenstlich erhoeht werden. Er bietet eine zusätzliche Sicherheit gegen Fehlzuendungen durch aussere Stoerimpulse. Nur kurz vor Schluss der Periode naehern sich die Zuendkennlinien nochmals auf den gleichen Zuendabstand. Eine zufaellige Zuendung in diesem Zeitpunkt hat jedoch keine Wirkungen, da der etwa geruendete Anodenstrom unmittelbar darauf bereits wieder geloescht wird.

Diesen Vorteilen des Wechselstrombetriebes (Fortfall des Loeschschalters im Anodenkreis, geringere Gefahr zufaelliger Fehlzuendungen, Fortfall des Mitreissens eines Stromtores durch das andere) steht als gewisser Nachteil die Notwendigkeit der Einfuehrung einer Trennschaltung zwischen Speicherdiode und Stromtoren bei Wechselstrom gegenüber. Sie ist bedingt durch die Vorgaenge am Gitter der Stromtore. Waehrend der Zuendhalbwelle, d.h. bei negativer Gitterspannung, fliessen bei Wechselstrombetrieb Gitterstroeme. Der Ionenstrom hat zwar vor dem Einsetzen einer Zuendung sehr kleine Werte. (Groessenordnung  $10^{-8} A$ ); er ist infolgedessen zwar merklich, aber meist unschaedlich. Dagegen treten Gitter-Emissionsstroeme in der Groessenordnung von  $10^{-5} A$  auf, die nur solange unschaedlich sind, wie sie bei beiden Stromtoren gleich gross bleiben. Das kann im praktischen Betrieb nicht erwartet werden. Ihre Differenz wuerde sich ueber die Speicherdiode auf die Primaeerseite uebertragen und wuerde dann beim Oeffnen des Impulsschalters unterbrochen, koennte somit zu Fehlzuendungen Anlass geben. Zwar werden die Gitterstroeme durch die Gitterwiderstaende  $R_{13,14}$  klein gehalten; deren Groesse ist aber durch die Notwendigkeit begrenzt, das Gitterpotential zur saueren Inhaltung des Zuendabstandes genau einzustellen. Sie muessen deshalb klein sein gegeneuber dem wirksamen Widerstand der Gitterkathodenstrecke. Praktisch duerfen sie nicht

hoher als etwa 300 k gewahlt werden.

Bei unmittelbarer Kopplung der Stromtore an die Sekundaerwicklungen der Speicherdrossel wuerden ueberdies die Widerstaende der Gitterkathodenstrecke als zusätzliche Daempfung mit unkontrollierbarer Veränderlichkeit wirken.

Diese Gesichtspunkte werden eine erhebliche Vergroesserung des Zuendabstandes - nach unseren Erfahrungen auf die Groessenordnung einiger Volt - bedingen und damit einen Verlust an Leistungsempfindlichkeit von zwei bis drei Zehnerpotenzen. Die Einfuegung einer Trennstufe dagegen beseitigt diese Schwierigkeiten, wie Verstaerkung der Zuendimpulse in ihr und die Moeglichkeit, die Speicherdrossel mit nur einer Sekundaerwicklung auszufuehren, erhöhen die Empfindlichkeit sogar noch um einige Zehnerpotenzen.

Beim ausgefuehrten Umformer (s.Bild 18) ist diese Trennstufe mit einer EF 14 bestueckt. Anoden- und Schirmgitterspannung werden dem Netztransformator ueber den Gleichrichter G<sub>3</sub> entnommen und in der Siebkette C<sub>4</sub>,C<sub>5</sub>,R<sub>10</sub> gegläettet. Die Gittervorspannung wird an dem mit dem Kondensator C<sub>2</sub> verblockten Kathodenwiderstand R<sub>7</sub> erzeugt. Die Widerstaende R<sub>1</sub> bis R<sub>5</sub> dienen als Empfindlichkeitswähler, indem sie die Sekundaerseite der Speicherdrossel mit einstellbarer Daempfung belasten. Der Ausgang der Trennstufe arbeitet ueber einen Gegentakttransformator zur Anpassung auf den Gitterwiderstand der Stromtore in ueblicher Schaltung.

Bei ungleicher Einstellung des Zuendabstandes koennten Zuendungen des falschen Stromtores auftreten, wenn die Impulsspannung als wenig gedämpfte Schwingung (Bild 14a) verlaufen. Die Beobachtung der ausgeführten Steuerumformer hat ergeben, dass bei 0,3 V Zuendabstand und gelegentlicher Kontrolle dieses Wertes die Gefahr solcher Fehlzuendungen praktisch ausgeschlossen ist, wenn die zweite Halbwelle des Zuendimpulses etwa 60% der ersten betraegt (Bild 14b), da die normalen relativen Schwankungen der Zuendkurvenlinie beider Rohre 0,1 V wohl nie erreichen duerften.

Dagegen koennten Doppelzuendungen bei dieser Mindestdaempfung vorkommen, wenn naemlich der Eingangsstrom des Steuerumformers den eingestellten Toleranzbereich sehr stark (um Zehnerpotenzen) ueberschreitet. Die zweite Halbwelle der dabei entstehenden sehr hohen Zuendspitze kann die am Kathodenwiderstand R<sub>17</sub> erzeugte negative Zusatzgitterspannung ueberschreiten, sodass die Verriegelung des zweiten Mohnes durch das erste unwirksam wird. Um das zu unterbinden, schliessen die Gleichrichter G<sub>1</sub> G<sub>2</sub> als spannungsabhaengige Widerstaende den Anodenkreis der Trennstufe bei hohen Messimpulsen kurz. Die so erreichte Begrenzung der Zuendimpulse verhindert ein Ueberschreiten der Zugangsgrenze am gesperrten Stromtor, ohne dass eine starke Empfindlichkeitseinbuße durch hohe Daempfung der Speicherdrossel (etwa nach Bild 14c) in Kauf genommen werden müsste.

Die Schalter S<sub>1</sub><sup>I</sup>, S<sub>2</sub><sup>I</sup> am Gitterspannungsteiler gestatten schliesslich die einfache Kontrolle des richtigen Zuendabstandes. Sie ueberbruecken einen Teil des betriebsmaessig vorgesehenen Gitterwiderstandes R<sub>17</sub>, an dem im Zuendzeitpunkt 0,3 V Gittervorspannung abfallen. Durch Feinregelung an den Widerstaenden R<sub>15</sub> R<sub>16</sub> kann jedes Stromtor fuer sich allein auf den Zuendpunkt genau eingestellt werden. Bei dieser Einstellung wird, um unerwuenschte Steuervorgaenge auszuschliessen, die Steuerspannung des Impulsschalters durch S<sub>1</sub><sup>II</sup> oder S<sub>2</sub><sup>II</sup> im Eingang unterbrochen und zugleich das jeweils nicht gepruefte Stromtor durch einen der Schalter S<sub>1</sub><sup>III</sup> oder S<sub>2</sub><sup>III</sup> abgetrennt. Die

Zuendung der Entladung wird durch die ueber  $R_{19}$  parallel zu  $R_{17}$  liegende Glimmlampe angezeigt. Beim Loslassen des Kippschalters, der alle diese Kontakte enthaelt, gehen alle automatisch in die richtige Betriebsstellung.

Wird der Steuerumformer zur Rueckfuehrung einer Regelgroesse auf einen Sollwert benutzt, so wuerde er bei traegheitsfreier Einstellung der Stell- und Messglieder jeweils genau bis auf die Grenze seiner Ansprechempfindlichkeit zurueckfuehren. Er wuerde somit bei monotoner Aenderung der Regelgroesse die Regelung in einer grossen Zahl kleinerer Regelschritte bewirken. Zur Schonung der mechanischen Regelglieder kann es zweckmaessig sein, ein Ueberregeln bis etwa in die Mitte des Unempfindlichkeitsbereiches kuenstlich herbeizufuehren und so den gleichen Vorgang mit wenigen groesseren Regelschritten zu beherrschen. Soweit das nicht schon durch den mechanischen Nachlauf der Steuerglieder sichergestellt ist, kann dafuer eine Verlagerung des Zuendabstandes waehrend des Steuervorganges ausgenutzt werden. Diese erfolgt ueber die Arbeitskontakte  $a_1^{II}$  und  $a_2^{II}$  der eigentlichen Steuerrelais  $A_1$  und  $A_2$ , die waehrend der Dauer ihres ansprechens den Zuendabstand vermindern. Sollte durch zusätzliches mechanisches Nachlaufen ein Ueberregeln des Steuerumformers hervorgerufen werden, das zu Pendelungen fuehrt, so kann diese Einrichtung abgeschaltet, bei zu grossem mechanischem Nachlaufen sogar in umgekehrter Richtung verwendet werden, um eine rechtzeitige Beendigung des elektrischen Steuervorganges vor dem Auslauf des mechanischen Steuervorganges sicherzustellen. Diese Art der Einstellung bezw. Begrenzung des Nachlaufes hat sich im praktischen Betrieb elektrischen Schaltungen unter Ausnutzung der Aufladung von Kondensatoren ueber den Gitterstrom der Stromtore mit entsprechender Zeitkonstante fuer die Entladung ueberlegen gezeigt, da die Gitterstroeme der Stromtore zeitlich nicht genuegend konstant sind.

### Betriebserfahrungen

Ueber die Empfindlichkeit praktisch ausgefuehrter Steuerumformer enthaelt die Tabelle 1 auf S.20 nachere Angaben. Schaltmassnahmen, die sich beim Zusammenarbeiten des Steuerumformers mit den Steuergeraeten selbst als notwendig erwiesen oder in der Eigenart seines eigenen Verhaltens begruendet waren, sind bereits bei der Besprechung der Schaltungen (Bild 15 u.18) miterortert. Es sind somit hier nur noch die Erfahrungen im Dauerbetrieb zu besprechen, der mit folgenden Geraeten durchgefuehrt wurde.

- 1.) Steuerumformer mit Trennstufe fuer Wechselstromnetzbetrieb in versuchsmaessigem Aufbau zur Nullpunktssueckfuehrung einer Foto-Elementen-Bruecke.
- 2.) Steuerumformer mit Trennstufe fuer Wechselstromnetzbetrieb im endgültigen Aufbau (Modell fuer Kleinserie) als Gleichstromverstaerker fuer ein Registriergeraet. (Lichtb. 2 u.3).
- 3.) Steuerumformer fuer Gleichstrom-Batteriebetrieb fuer kombinierten Temperatur- und Feuchteregler (Versuchsaufbau).
- 4.) Steuerumformer fuer Gleichstromnetzbetrieb als Sortierzusatz zu einer Messlehre (Versuchsaufbau).
- 5.) Steuerumformer hoechster Empfindlichkeit fuer reine Messung der EMK eines Thermoelementes bei Strahlungsmessungen (Gleichstrom-Batteriebetrieb mit netzgetriebenen Unterbrecher).

An allen Geraeten hat sich die zu erwartende Unabhaengigkeit der Betriebseigenschaften von ausseren Einflüssen voll erwiesen. Insbesondere war auch bei Ortsveraenderungen und nach laengeren Betriebspausen keine merkliche Veraenderung der Eigenschaften festzustellen. Die fuer die Einstellung des Zuendabstandes und zu seiner Kontrolle vorgesehenen Hilfseinrichtungen haben sich als leicht bedienbar erwiesen und voll bewahrt. Auch bei Auswechselung von Stromtoren war die Betriebsbereitschaft stets in kuerzester Frist vorhanden.

Der Steuerumformer 1 ist ohne jede Wartung oder Nachstellung zuzaechst 3000 Betriebstunden im Betrieb gewesen. Nach diesem Zeitpunkt ergab sich eine so starke Veraenderung der Lichtempfindlichkeit eines Foto-Elementes der Bruecke, dass die zur Nullpunktsrueckfuehrung vom Steuerumformer gesteuerte Blende den Endausschlag erreichte. Nach Auswechselung des Elementes ist der gleiche Steuerumformer ohne Aenderung weitere 3000 h mit Unterbrechungszeiten, wachrend derer er zur Erprobung in anderen Schaltungen benutzt wurde, im Dauerversuchbetrieb gewesen, ohne dass sich dabei irgendwelche Beanstandungen gezeigt haetten.

Nach 6000 stuendigem Betrieb wurden seine Stromtore durch neue ersetzt, obwohl beide Stromtore noch betriebsfachig waren. Ausfaelle an Stromtoren sind bisher ueberhaupt nur in zwei Faellen aufgetreten: das eine Mal an zwei Stromtoren, die als Halbfabrikate geliefert und im Institut formiert waren. Sie fielen nach etwa 300 Brennstunden durch Abplatzen der Pastekathode aus; ein weiteres Stromtor ist in fast fabrikneuem Zustand bei einer Erschuetterungsprobe durch mechanischen Bruch der Gitterzuleitung ausgefallen.

Der Steuerumformer 2 ist ausser zur Dauerregistrierung sehr kleiner Spannungen gelegentlich auch im Austausch gegen die Steuerumformer 1 und 4 fuer deren Verwendungszwecke eingesetzt worden, ohne dass sich daraus Unztraeglichkeiten ergeben haetten. Der Steuerumformer kann somit als in sich geschlossenes Bauelement fuer Steuer- und Regelzwecke angesehen werden. Fuer seinen Hauptverwendungszweck ist er bisher ohne Stoerung etwa 2500 h in Betrieb ohne Beanstandung. An ihm sind die Beobachtungen ueber die Notwendigkeit erhoehten Zuendabstandes oder stabilisierter Heizung bei Netzen mit stark schwankender Spannung gemacht worden, als er auf einer laendlichen Aussenstation eingesetzt war (s.S.8) An dieser Stelle, die besonders hohe Anforderungen an Funkenstoerung stellte, konnte auch festgestellt werden, dass die Entstoerung im gesamten Wellenbereich von 10 m bis 10000 m ausreichend war.

#### Anwendungsmoeglichkeiten des Steuerumformers

Die hierunter gegebene kurze Uebersicht der Anwendungsmoeglichkeiten des Steuerumformers erhebt keinerlei Anspruch auf Vollstaendigkeit. Sie soll nur einige der Gebiete aufzeigen, die durch den Einsatz des Steuerumformers der Technik im besonderen Masse zugaenzig gemacht werden.

##### 1. Messung kleiner Gleichstroeme

Die Anwendung des Steuerumformers macht die Messung kleiner Gleichstroeme und Gleichspannungen unabhaengig von dem mechanisch hochempfindlichen Spiegelgalvanometer. Wie die Ausfuehrungen im Abschnitt S.20 gezeigt haben, ist der Steuerumformer hinsichtlich seiner elektrischen Empfindlichkeit dem

Galvanometer gleichwertig, hinsichtlich seiner Beruhigungszeit weit ueberlegen. Seine Lageunabhaengigkeit und Erschuetterungssicherheit erlauben die Messung von Gleichstroemmen in Fahrzeugen, Schiffen und Flugzeugen.

## 2. Gleichstromverstaerker

Der Steuerumformer kann in einfacher Weise als Gleichstromverstaerker Verwendung finden, wenn ein von seinem Ausgangskreis gesteueter Strom oder eine von dort gesteuerte Spannung zur Kompensierung der zu messenden Groesse im Eingang des Steuerumformers verwendet wird. Das Bild 19 zeigt eine ausgefuehrte Schaltung fuer die Registrierung einer Thermospannung mit einem normalen Tintenschreiber.

Die Ausgangsimpulse des Steuerumformers betaetigen ueber die Relais A und B die Kontakte a und b und versetzen damit den Motor M in Rechts- oder Linksdrehung. Der Motor stellt den Mittelabgriff eines Drehwiderstandes W und damit den Strom im Registrierinstrument Re. Der von diesem Strom am eingeschalteten Widerstand des Empfindlichkeitswahlers E.W. hervorgerufene Spannungsabfall wird zur Kompensation der EMK in den Eingangskreis des Thermo-Elementes zurueckgefuehrt. Da der Steuerumformer seine Eingangsspannung stets auf Null einstellt, ist damit unabhaengig von Schwankungen der Batteriespannung E 1 des Kompensationskreises und Schwankungen seines Widerstandes der Strom in Re proportional der EMK des Thermoelementes Th. Mit dem Registrierinstrument koennen ohne Nachteil fuer die Richtigkeit der Messung weitere Instrumente in Reihe geschaltet werden. Der zweite von Hand einstellbare Kompensationskreis E<sub>2</sub> dient zur wahlweisen Einstellung einer am Strommesser S ablesbaren Vorspannung fuer den Messkreis. Bild 20 zeigt einen Ausschnitt aus einem Registrierstreifen, der unter Vermittlung eines Steuerumformers von einem Abkuehlvorgang aufgenommen wurde.

## 3. Kennlinien-Umsetzung

Durch eine geringfuegige Aenderung der Schaltung kann dabei die funktionale Abhaengigkeit der vom Steuerumformer eingestellten "Nachlaufgroesse" vom Eingangswert variiert werden. Die EMK eines Thermo-Umformers (T.U.1) z.B. steigt quadratisch mit dem Heizstrom. Sichere Ablesung und Interpolation ist also nur in kleinem Bereich moeglich. Schaltet man nach Bild 21 den Steuerumformer zur Regelung eines Gleichstromes, der ebenfalls einen Thermo-Umformer (T.U.2) durchfliesst, und fuehrt dessen EMK in den Eingangskreis ein, so ergibt sich proportionaler Zusammenhang beider Stroeme.

In aehnlicher Weise koennen durch Benutzungstrom- oder spannungsabhaengiger Widerstaende oder anderer Schaltelemente auch andere funktionale Abhaengigkeiten erzwungen werden. Es ergeben sich so Radizier-, Potenzier- oder Logarithmiergeraeete.

## 4. Regelungen

Fuer Regelungen beliebiger Art kann der Steuerumformer eingesetzt werden, sofern die Regelgroesse durch einen Messfuehler in eine Gleichspannung oder einen Gleichstrom umgewandelt werden kann. Die hohe Empfindlichkeit des Steuerumformers gestattet dabei die Anwendung des Messfuehlers auch bei

Objekten kleiner Eigenleistung. Im Zusammenhang mit der hohen Anfangsleistung koennen andererseits beliebig grosse Energien oder Leistungen geregelt werden. In Verbindung mit geeigneten Messfuehlern koennen Temperaturen, Fluessigkeitsmengen, Fluessigkeitsstaende, Drucke, Drehzahlen, Leistungen, Konzentrationen, Frequenzen, Spannungen, Stroms usw. geregelt werden. Durch Zufuegung starrer Rueckfuehrungen kann dabei der Regelkennlinie jede gewuenschte Neigung oder Form erteilt werden und durch Verstellung oder Umschaltung von Widerstaenden waehrend des Betriebes beliebig variiert werden.

Der geringe Leistungsbedarf des Steuerumformers ist besonders vorteilhaft, wenn elastische Rueckfuehrungen gefordert werden, die durch den ersten oder durch hoehere Differentialquotienten der Regelgroesse gesteuert werden sollen; sie sind mit Hilfe elektrischer Differentiationseinrichtungen leicht realisierbar. Es sei als Beispiel erwahnt, dass die in der Drehspule eines normalen Drehspulinstrumentes bei Zeigerbewegungen induzierten EMKs bei weitem ausreichen, um den Eingangsleistungsbedarf des Steuerumformers zu decken.

An den Arbeiten, ueber die in diesem Bericht zusammenfassend referiert ist, haben mitgewirkt die Herren:

Dipl. Ing.	Richard Schrader
Dipl. Ing.	Johannes Fieguth
Ob.Faehnrich (B)	Dietrich Halm
cand.electr.	Rudolf Todt
cand.electr.	Richard Schmidt
Dipl. Ing.	Hans-Heinrich Rummel

#### Bedeutung der benutzten Formelzeichen

- a Grundmass an einem Modelltyp der Speicherspule (Bild 9)
- E EMK des Messkreises
- C Kapazitaet der Speicherdrossel
- $C_1 C_2$  Kapazitaet im Primaerkreis (Sekundaerkreis) der Speicherspule
- $C_B$  Betriebskapazitaet der Speicherspule
- $C_m$  mittlerer Wert der Eingangskapazitaet des Steuerumformers
- D Daempfungsbeiwert des Schwingkreises der Speicherspule
- f Frequenz
- $f_1 f_2$  untere (obere) Grenzfrequenz
- G Gesamtgewicht der aktiven Teile der Speicherspule
- i Strom in der Speicherspule
- $I_o$  stationaerer Endstrom in der Speicherspule
- $\mathcal{R} = 1,36 \cdot 10^{-23}$  Ws/K Boltzmann-Konstante
- L Induktivitaet der Speicherspule
- $\mu$  wirksame Permeabilitaet des Eisenweges der Speicherspule
- $n = t_s/T$  Schlieessungsverhaeltnis
- N Leistungsentnahme aus der EMK des Messkreises
- $N_o$  Leistungsentnahme aus der EMK des Messkreises im Endzustand
- n Verhaeltnis der Impulsspitze zur Rauschspannung
- R Widerstand der Speicherspule
- $R_1$  innerer Widerstand der EMK des Messkreises
- $R_w$  Wirkwiderstand einer Schaltung

$\rho$	Artwiderstand der Wicklung der Speicherspule
$G_f$	Formfaktor der Speicherspule
T	Zeitkonstante der Speicherspule
$t_s$	Schliessungszeit der Speicherspule
$T$	Periode der Schaltung der Speicherspule
$\theta$	absolute Temperatur
u	Scheitelwert der Impulsspannung
$u_{Ro}$	Rauschspannung ohne Bandbeschneidung
$u_R$	Rauschspannung mit Bandbeschneidung
v =	$u/E$ Verstaerkfaktor der Speicherspule
$v_1 =$	$i/I_o$ Ueberhoehung des Stromes im Eingang des Steuerumformers
$w_1 w_2$	Windungszahl der Primaeerseite (Sekundaerseite) der Speicherspule
$\omega$	Kreisfrequenz der Impulsspannung
$x =$	$R_1/R$ Anpassungsverhaeltnis
Z	Schwingungswiderstand der Speicherspule

Alle Gleichungen sind Groessengleichungen.

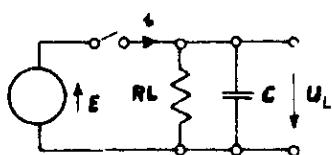


BILD 1.

GRUNDSCHALTBILD.

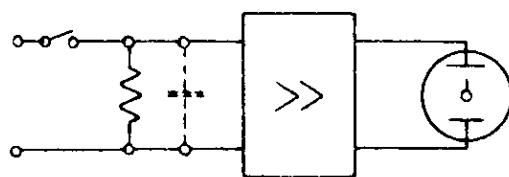


BILD 3.

STEUERUMFORMER MIT BRAUNSCHEM ROHR FÜR MESSZWECKE.

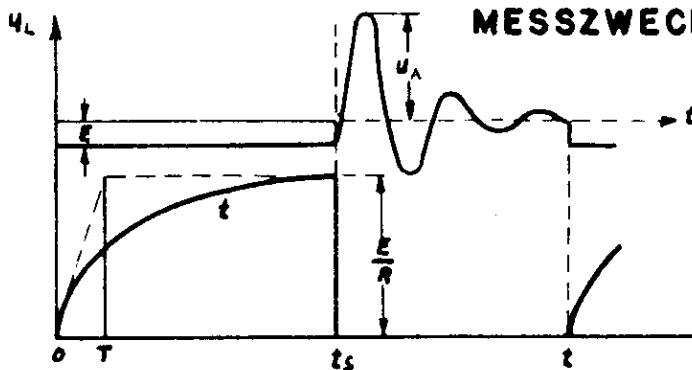


BILD 2.

EINGANGSSTROM UND SPANNUNG IN DER SPEICHER-SPULE.

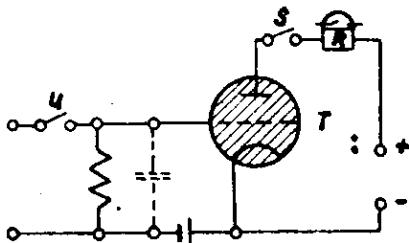


BILD 4.

STEUERUMFORMER FÜR REGELZWECKE.

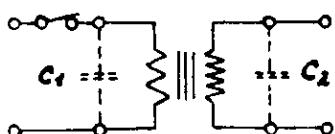


BILD 6.

SPEICHERSPULE MIT SEKUNDÄRWICKLUNG

Z - ZÜNDABSTAND  
G - ZU STABILIS.  
TEIL DER GITTERSP.

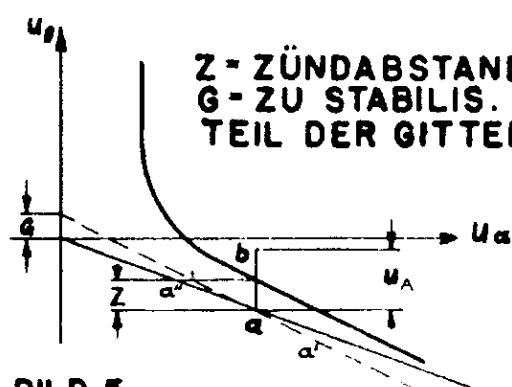


BILD 5.

ZÜNDKENNLINIE EINES STROMTORES UND ZÜNDABSTAND BEI SPANNUNGSSCHWANKUNGEN.

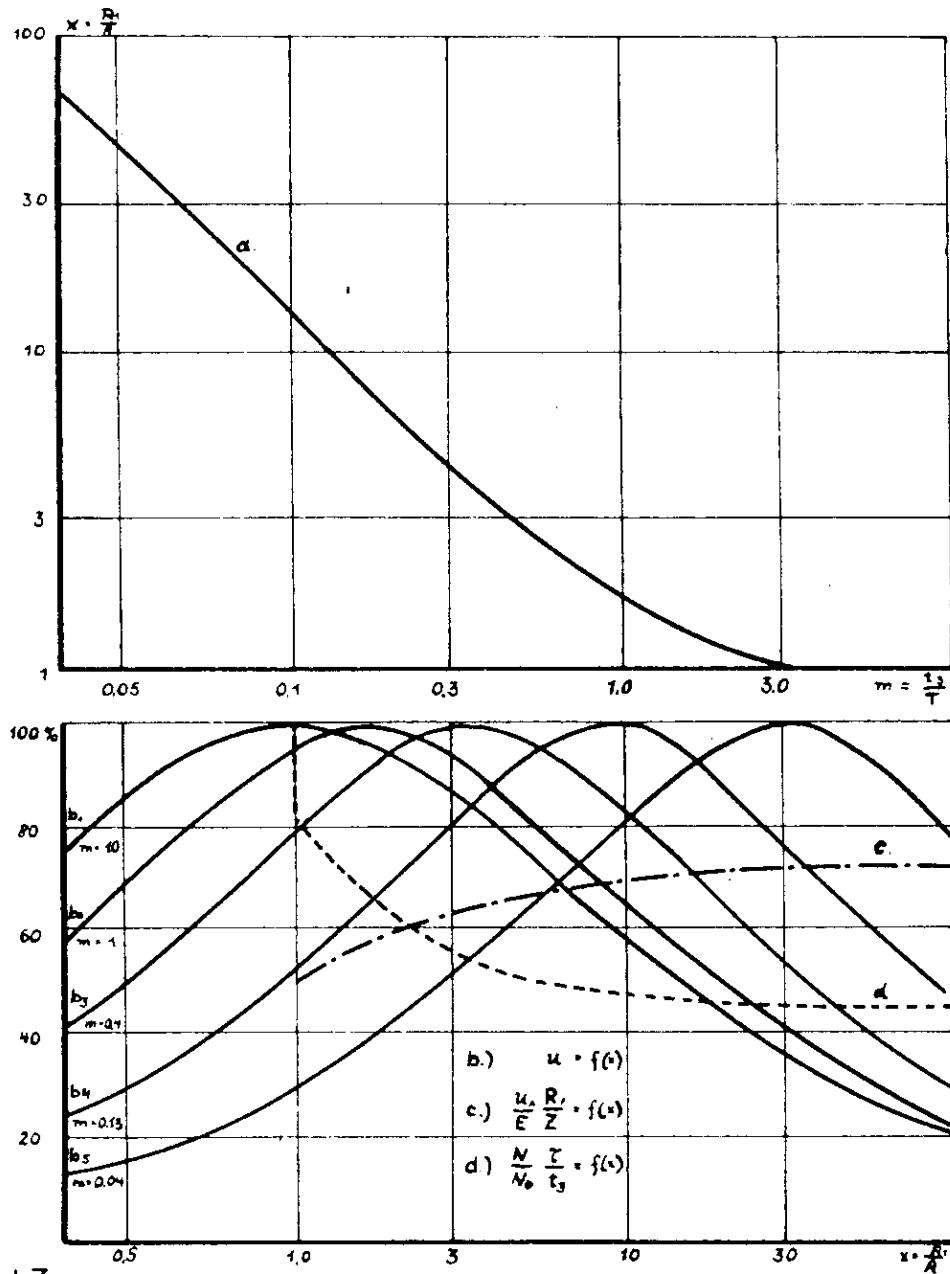


Bild 7. Anpassung der Speicherspule an die Spannungsquelle.

- Optimaler Anpassungswiderstand;
- Wirkung einer Fehlanpassung bei verschiedenem Schließungsverhältnis  $m$ ;
- Korrekturfaktor zur Berechnung der optimalen Zündspitze;
- Reduktionsfaktor für die Meßleistung.

FIAT FINAL REPORT No 954

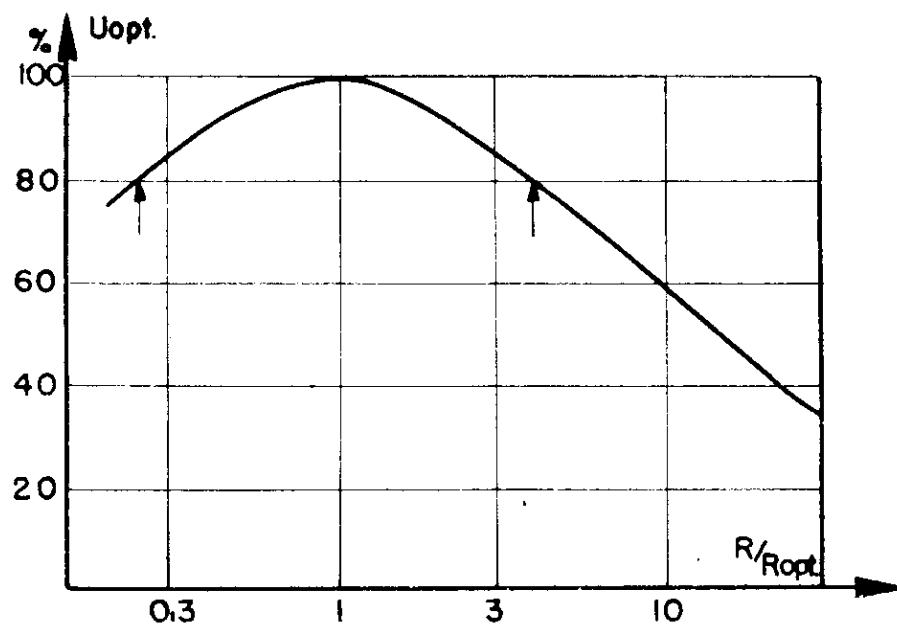


BILD 8. WIRKUNG EINER FEHLANPASSUNG  
BEI SCHALTUNG MIT SEHR GROSSEM EINGANGSKONDENSA-  
TOR.

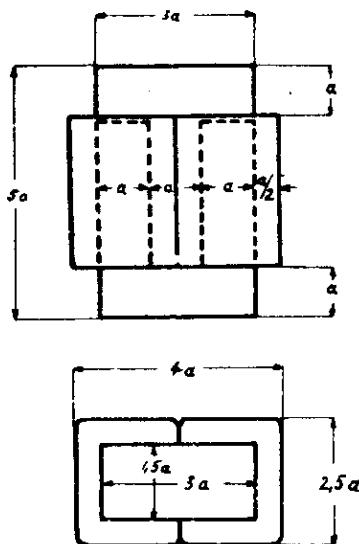


BILD 9. ABMESSUNGEN DER TYPENDROSSEL (GÖRLER AKT)  
 $a = 10 \text{ mm}$

FIAT FINAL REPORT No 954

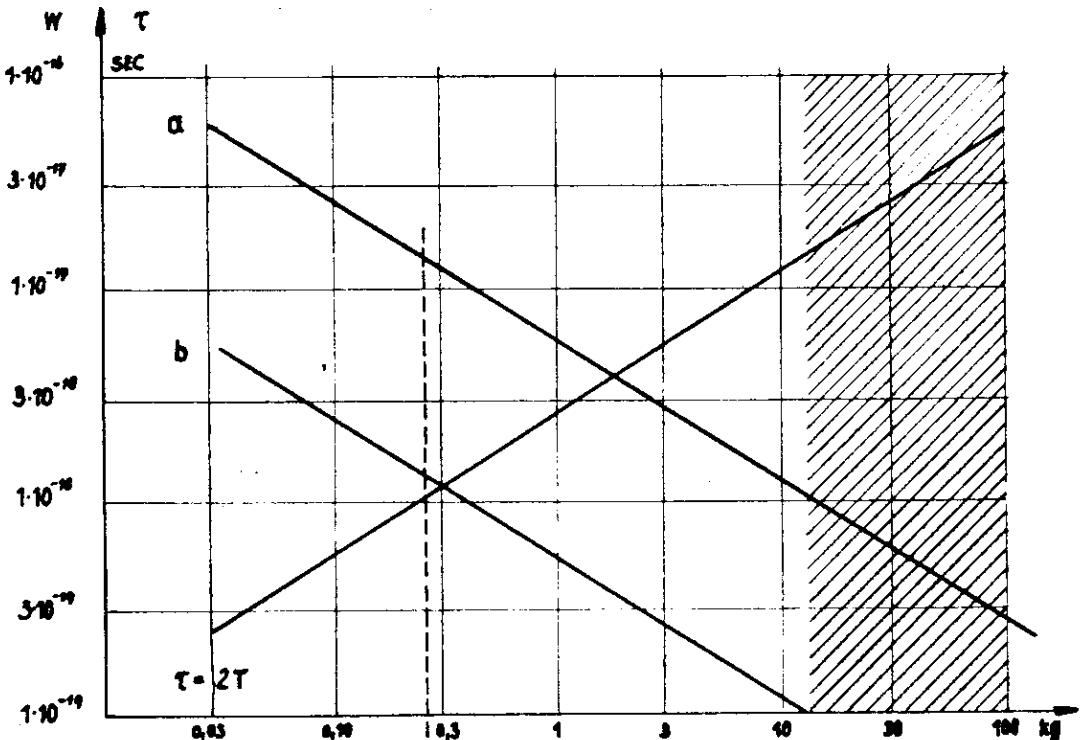


BILD 10. GRENZEMPFINDLICHKEIT, MINDESTSCHALTPERIODE UND SPULENGEWEIGHT  
A.) OHNE, B.) MIT BANDBESCHNEIDUNG DER IMPULSSPANNUNG.

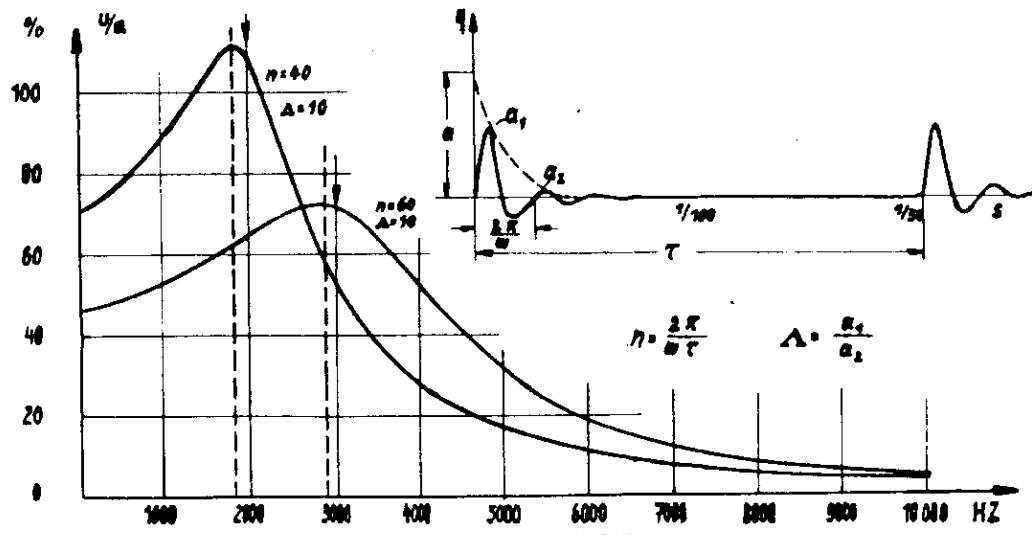


BILD 11. OBERWELLENGEBALT DER IMPULSSPANNUNGEN.

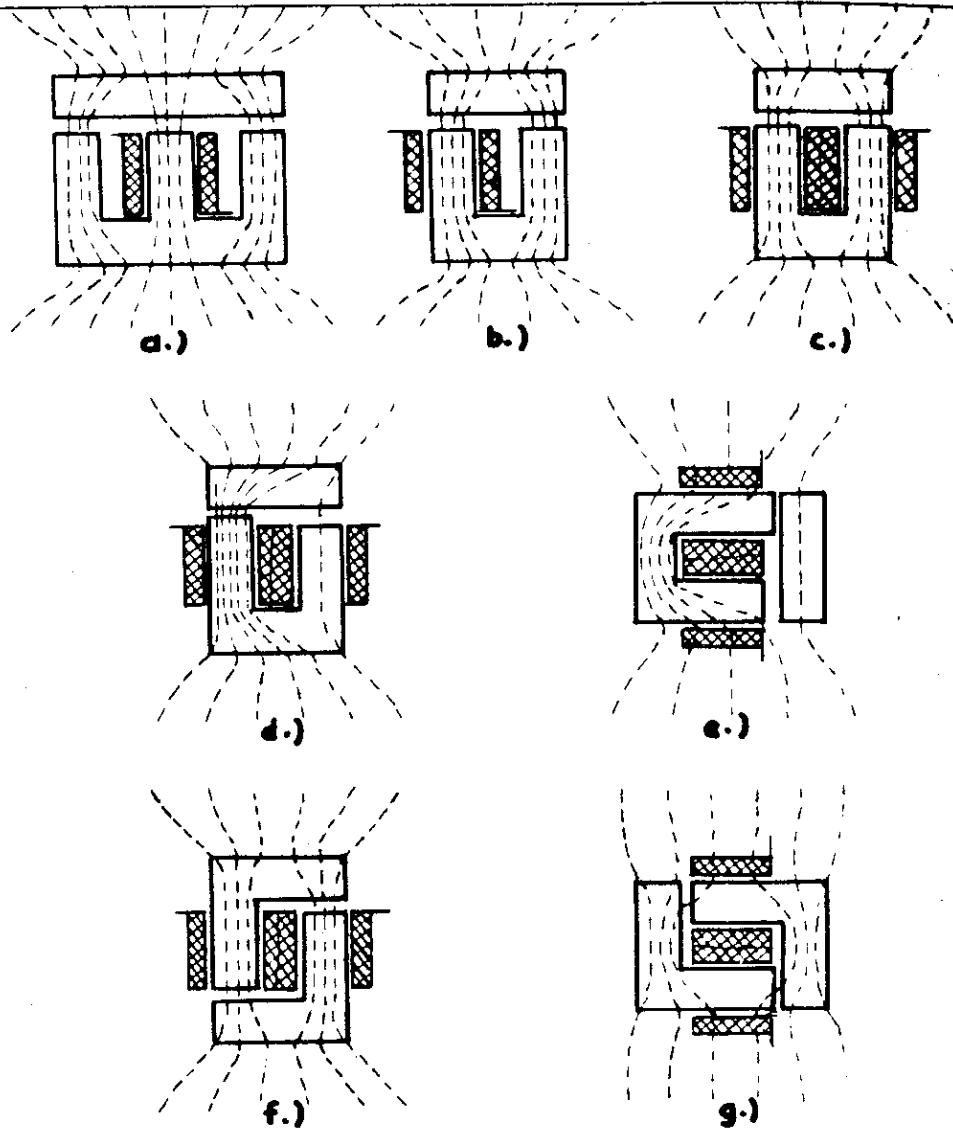


BILD 12.

- a.), b.):** NICHT ASTASIERTE SPULEN IM LÄNGSFELD
- c.):** EINACHSIG ASTASIERTE SPULE MIT GLEICHEM LUFTSPALT
- d.):** " " " " " UNGLEICHEM "
- e.):** EINACHSIG ASTASIERTE SPULE IM QUERFELD
- f.), g.):** VOLLASTASIERTE SPULE IM LÄNGS- UND QUERFELD

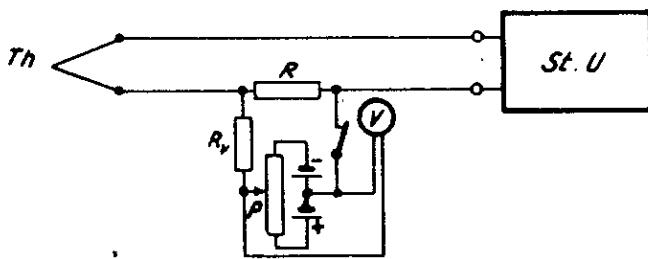


BILD 13. EICHSCHEITUNG ZUM STEUERUMFORMER FÜR MESSZWECKE.

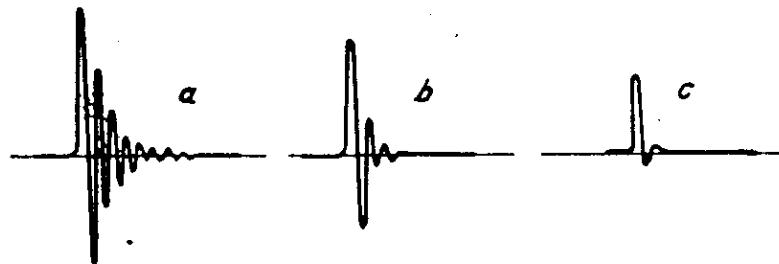


BILD 14. IMPULSSPANNUNG BEI VERSCHIEDENER DÄMPFUNG.

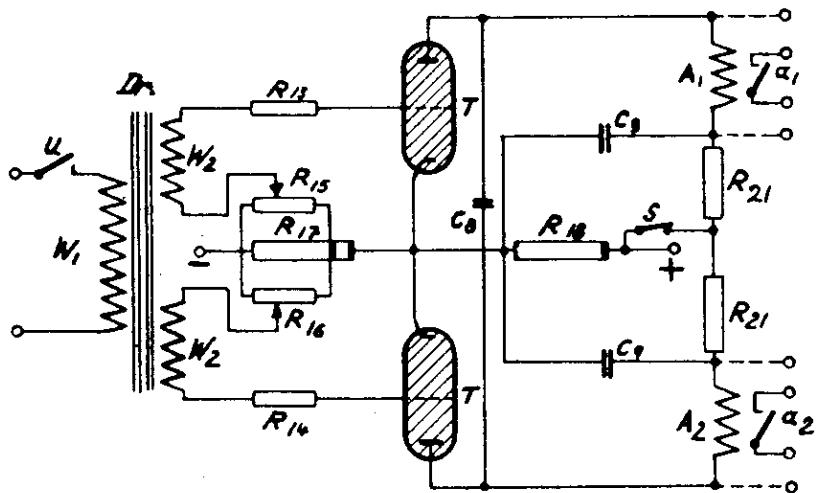
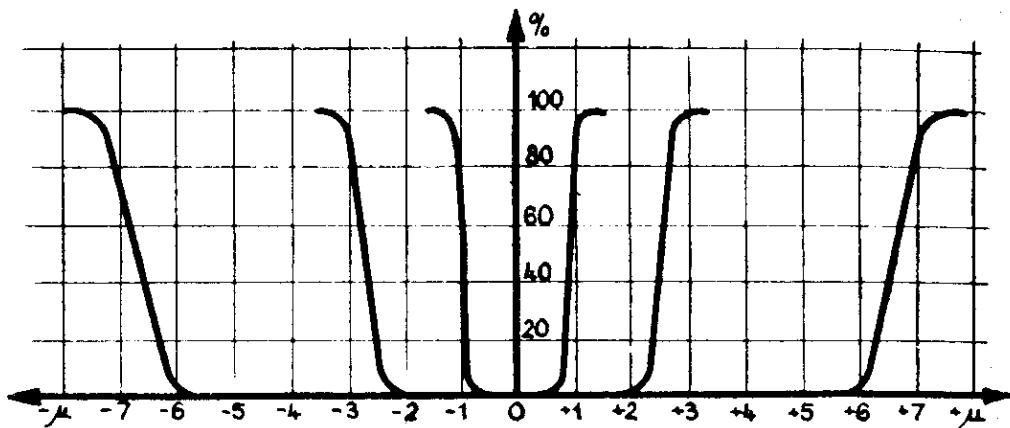
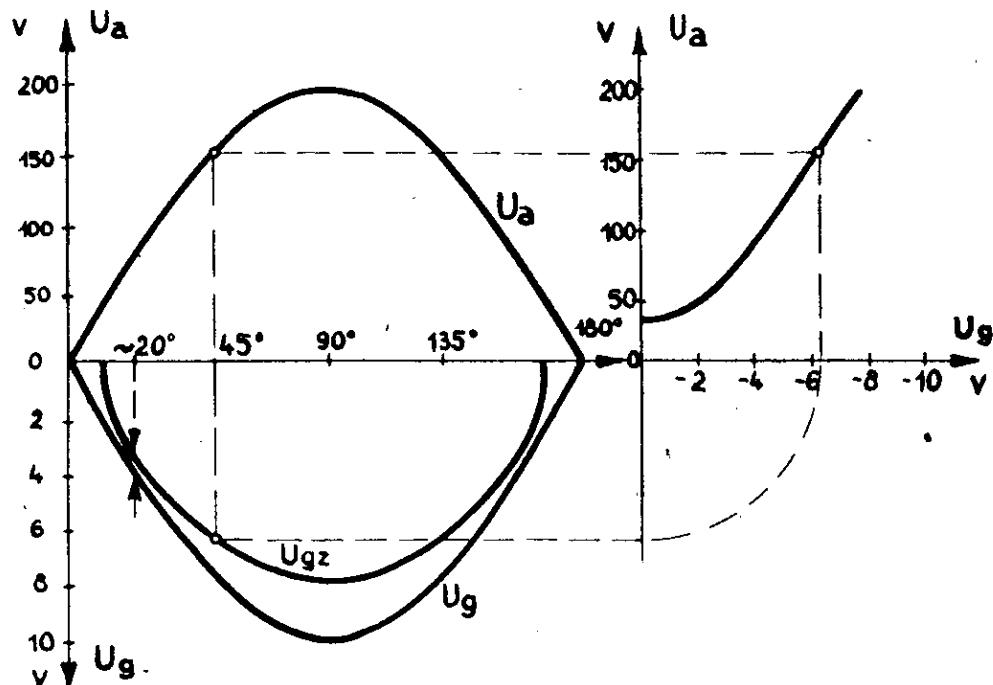


BILD 15. SCHALTBILD EINES STEUERUMFORMERS  
FÜR GLEICHSTROMBETRIEB.

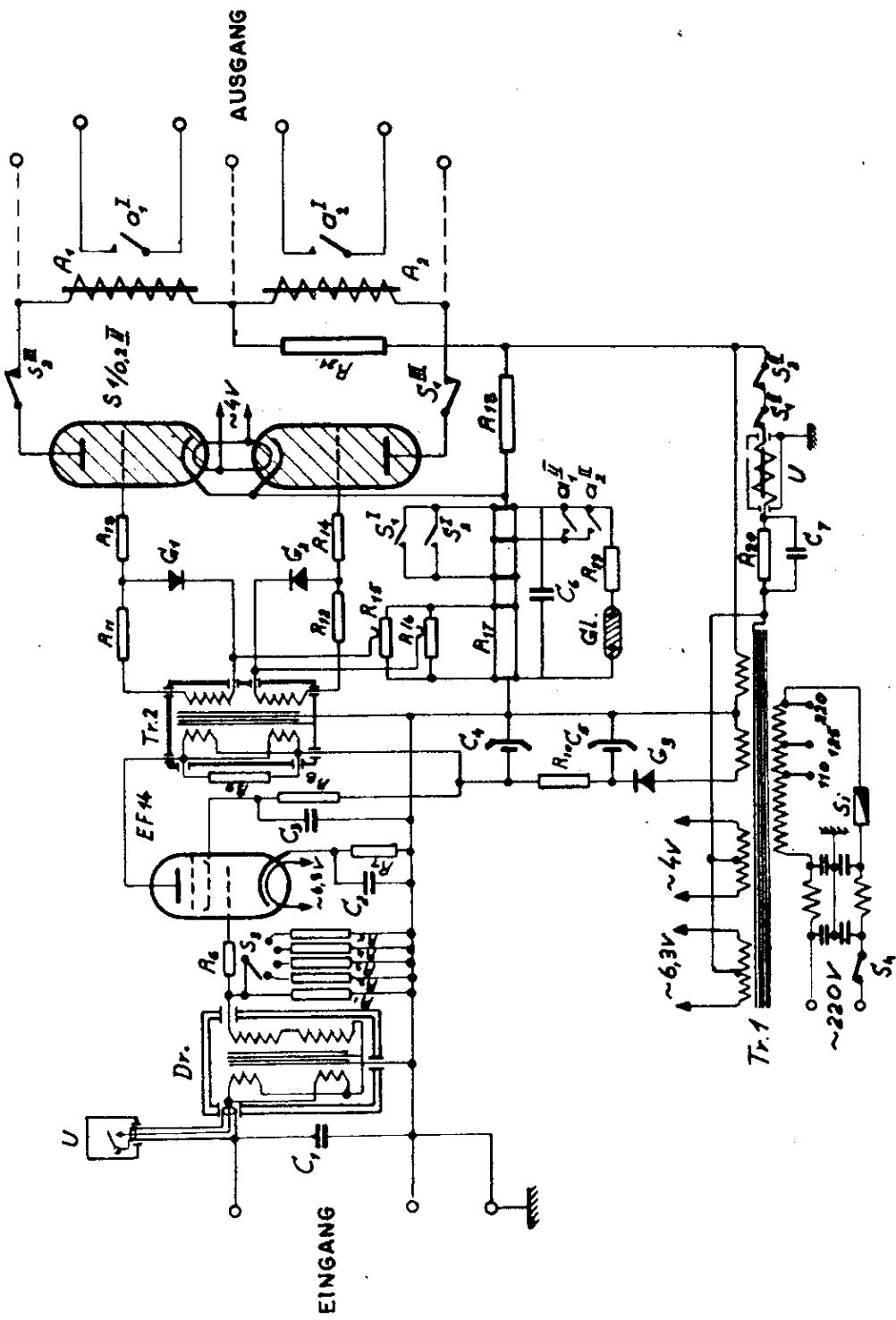


**BILD 16.** SORTIERKURVEN, AUFGENOMMEN MIT STEUERUMFORMER ALS ZUSATZ ZUR ELTAS-LEHRE.



**BILD 17.** VERLAUF DES ZÜNDABSTANDES BEI WECHSELSTROMBETRIEB.

BILDO 18. STEUERUMFORMER DES SCHALTBIODES.



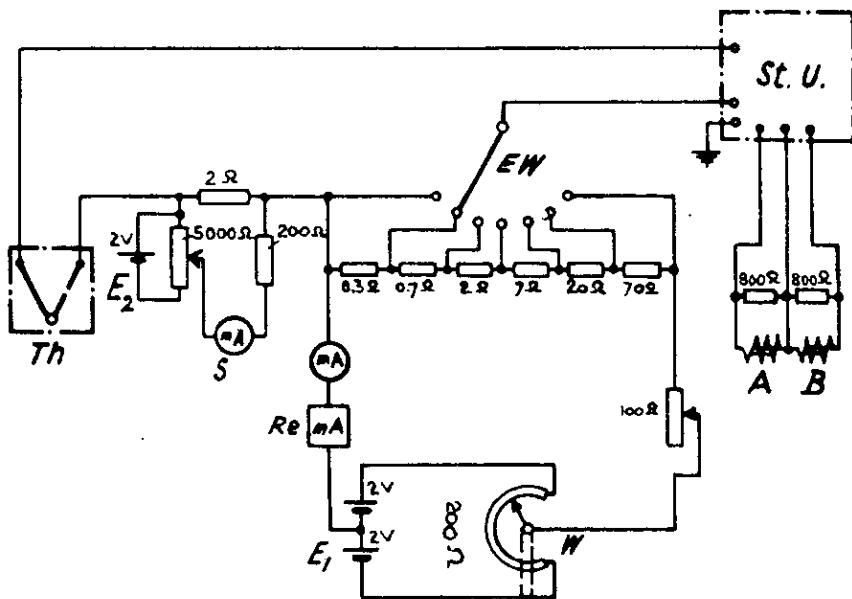


Bild 19. Steuerumformer als Kennlinienumsetzer.

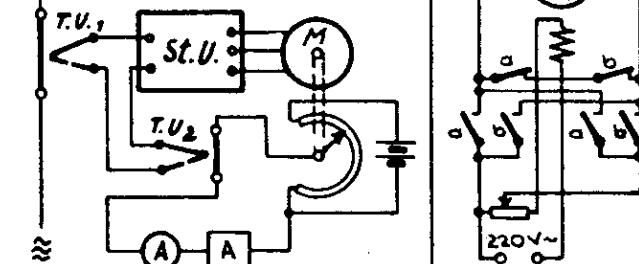
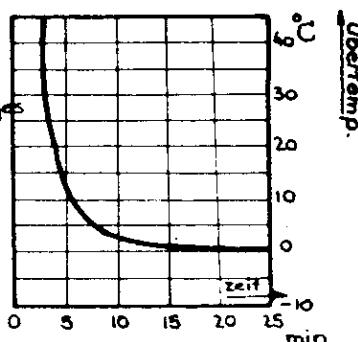
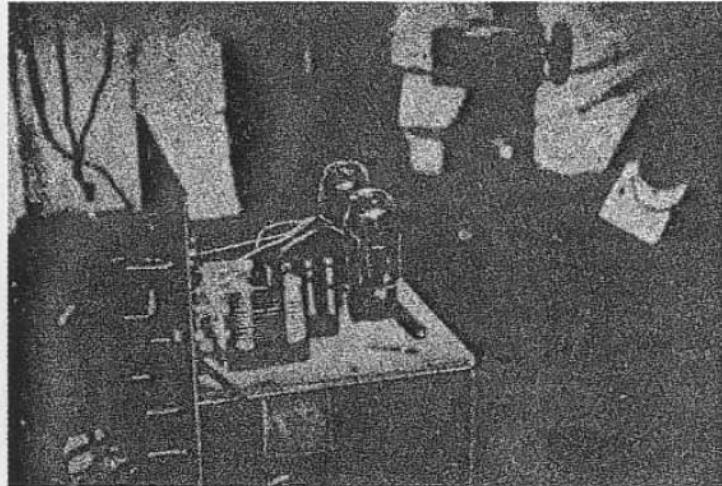


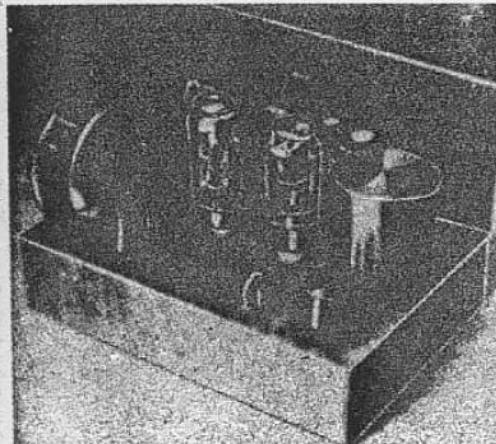
Bild 19. Steuerumformer als Gleichstromverstärker für Thermospannungen

Bild 20. Registrierung eines Abkühlvorganges



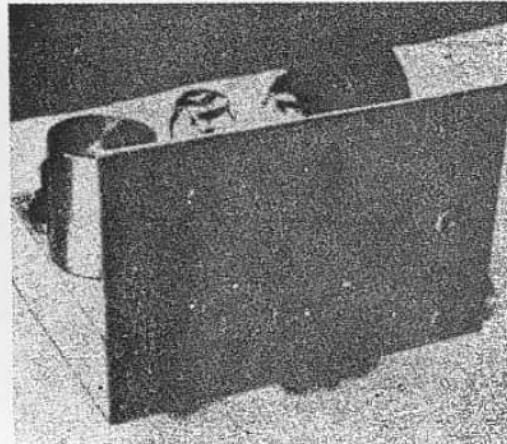


Lichtbild 1. Steuerumformer für Gleichstrombetrieb  
===== im Versuchsaufbau



Lichtbild 2.  
=====

Steuerumformer für Wechselstrombetrieb



Lichtbild 3.  
=====