

# Elektronischer Elektrizitätszähler hoher Präzision

Autor(en): **Vonarburg, H. / Vries, J.H. de**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins : gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)**

Band (Jahr): **62 (1971)**

Heft 7

PDF erstellt am: **14.08.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-915809>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern. Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Elektronischer Elektrizitätszähler hoher Präzision <sup>1)</sup>

Von H. Vonarburg und J. H. de Vries, Zug

621.317.785

Es werden das Prinzip und der schaltungstechnische Aufbau eines elektronischen Elektrizitätszählers beschrieben. Innerhalb eines Strombereiches zwischen 10 und 200 % des Nenn-Laststromes kann eine Genauigkeit von 0,2 % eingehalten werden. Die Präzision des statischen Zählers hängt sehr wenig von Spannungs-, Frequenz- und Temperaturschwankungen ab. Er ist naturgemäss auch nicht von der Lage der Aufhängung abhängig. Ausser dem elektro-mechanischen Impuls-Zählwerk und dem Reed-Sendekontakt für die Fernübertragung der Messwerte hat er keine bewegten Teile.

On décrit le principe et la structure de la commutation d'un compteur d'électricité électronique. Dans un régime du courant allant de 10 à 200 % du courant de charge nominale, on peut maintenir une précision de 0,2 %. La précision de ce compteur statique n'est que faiblement influencée par les variations de tension, de fréquence et de température et ne dépend pas non-plus de sa position de suspension. A l'exception du mécanisme du compteur à impulsions et du contact émetteur Reed pour la transmission à distance des valeurs de mesure, ce compteur ne comporte pas de pièces mobiles.

## 1. Einleitung

Für die Verrechnung des elektrischen Energie-Verbrauches in Haushaltungen und für Elektrizitätszähler der Präzisionsklassen 1,0 und 0,5 stehen die robusten und einfachen Ferrarismotor-Systeme mit rotierenden Scheiben zur Verfügung. Für höhere Genauigkeiten als 0,5 % steigen die Fertigungskosten der Ferraris-Zähler stark an. Zur Erfassung sehr grosser Energiemengen, z. B. an Übergabestellen zwischen zwei Verteilgesellschaften, besteht jedoch der Wunsch nach höheren Präzisionen, z. B. 0,2 %, denn auch Spannungs- und Stromwandler der Hochspannungsleitungen verwirklichen diese Genauigkeit.

Mit dem in den folgenden Abschnitten beschriebenen elektronischen Präzisionszähler, der einer Klasse 0,2 entsprechen würde, wird erstmalig ein serienreifer Apparat dieser Art vorgestellt. Er erfüllt alle Bedingungen bei tragbarem Aufwand.

## 2. Genauigkeitsanforderungen

Da die Genauigkeitsbereiche der verschiedenen Klassen nicht mit denjenigen der üblichen Definitionen für Laborinstrumente (z. B. Spannungs- oder Leistungsmesser) übereinstimmen, ist es angebracht, diesen Unterschied kurz in Erinnerung zu rufen:

In Fig. 1 sind die Fehlerbereiche der genormten Elektrizitätszählerklassen in Funktion des Laststromes gezeichnet. Dabei ist zu beachten, dass hier der relative Fehler massgebend ist, also der Quotient aus dem absoluten Fehler der Energiemessung und der betreffenden Sollenergie. Bei Messinstrumenten oder bei Messumformern für Fernmessanwendungen wird der Klassenfehler hingegen immer auf den Vollausschlag des Instrumentes, bzw. den Nennwert, bezogen. Die gestrichelte Hyperbelkurve in Fig. 1 zeigt als Vergleich die Grenze der Instrumentenklasse 1,0, bezogen auf 100 % Laststrom. Ein Zähler der Klasse 1,0 (doppelt schraffiertes Feld) muss also bei 10 % des Laststromes zehnmal genauer messen als z. B. das entsprechende Wattmeter der Klasse 1,0.

Die Zählergenauigkeit der Klasse 2,0 wird für Haushaltanwendungen gefordert.

<sup>1)</sup> Vortrag, gehalten im Rahmen des Kolloquiums für Forschungsprobleme der Energietechnik an der Eidg. Techn. Hochschule Zürich, am 2. Februar 1971.

Die Präzisionsklassen 1,0 und 0,5 werden bei der Verrechnung grösserer Energiemengen verwendet. Der senkrecht schraffierte Bereich der Klasse 0,2 ist noch nicht offiziell genormt und wurde proportional zu den anderen Klassenfehlergrenzen umgerechnet.

## 3. Grundsätzliche Bemerkungen zur Energiemessung

Die Energie  $W$  ist bekanntlich durch das zeitliche Integral der Leistung  $P$ , d. h. des Produktes aus der Spannung  $U$  und dem Strom  $I$  bestimmt<sup>2)</sup>:

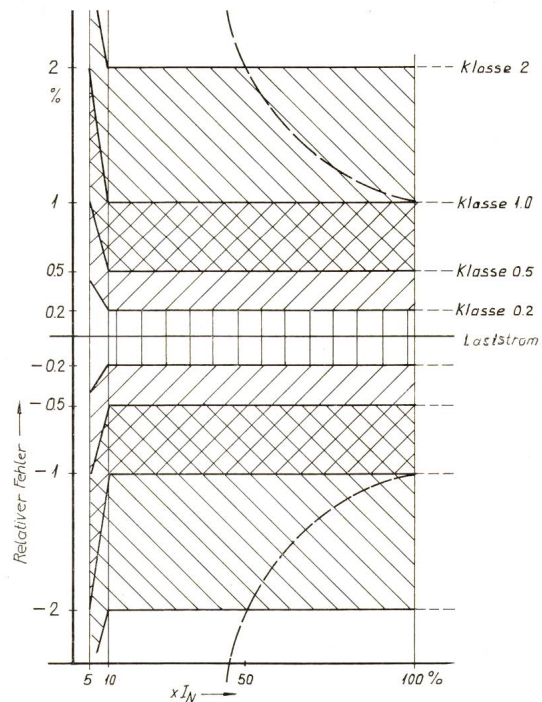


Fig. 1

Fehlerbereiche für die verschiedenen Zähler-Genauigkeitsklassen bei  $\cos \varphi = 1$

- ▨ Zählerklasse 2,0; ▩ Zählerklasse 1,0; ▤ Zählerklasse 0,5;
  - ▧ Zählerklasse 0,2;
  - Fehlergrenze für Messinstrumente Klasse 1,0
- $I_N$  Nennstrom

<sup>2)</sup> Für die Momentanwerte wurden entgegen den Normen grosse Buchstaben gewählt, da in den folgenden Abschnitten  $U$  und  $I$  oft sowohl Momentanwerte von Wechselspannungen (bzw. -Strömen) als auch Gleichspannungs- oder Gleichströme bedeuten können.

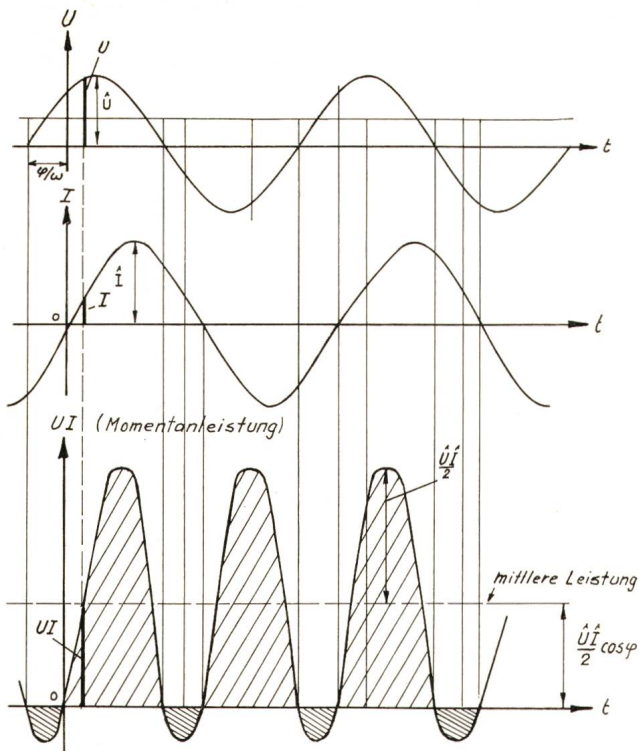


Fig. 2

Verlauf der Momentanleistung  $UI$  bei harmonischen Spannungen und Strömen

$\hat{U}$  Maximalamplitude der Spannung;  $\hat{I}$  Maximalamplitude des Stromes;  
 $t$  Zeit;  $\varphi$  Phasenwinkel  
 Kreis- (Netz-) Frequenz

$$W = \int UI dt \quad (1)$$

Die Leistung  $UI$  ist also dauernd zeitlich zu summieren. Nimmt man vorerst an, dass die Leistung von zwei genau sinusförmigen

$$\text{Strömen} \quad I = \hat{I} \sin \omega t \quad (2)$$

$$\text{und Spannungen} \quad U = \hat{U} \sin (\omega t + \varphi) \quad (3)$$

mit der gegenseitigen Phasenverschiebung um den Winkel  $\varphi$  bestimmt werden soll, so ergibt eine kleine goniometrische Umformung

$$P = UI = \frac{\hat{U}\hat{I}}{2} [\cos \varphi - \cos (2\omega t + \varphi)] \quad (4)$$

In Fig. 2 ist der aus dieser Formel abgeleitete zeitliche Verlauf der Leistung skizziert. Man sieht, dass während einer Halbperiode die Leistung auch negativ sein kann.

Bei der Messung der Momentanleistung  $UI$  muss also der Multiplikator das Vorzeichen richtig erfassen. Mittelt man die Leistung über eine Periode  $2\pi/\omega$ , so fällt der Anteil der doppelten Frequenz

$$-\frac{\hat{U}\hat{I}}{2} \cos (2\omega t + \varphi) \quad (5)$$

heraus und es bleibt für die mittlere Wirk-Leistung  $\bar{P}$  der bekannte Ausdruck

$$\bar{P} = \frac{\hat{U}\hat{I}}{2} \cos \varphi \quad (6)$$

Bei rein harmonischen Schwingungen könnte nun also die Energie durch die Multiplikation der mittleren Leistung  $\bar{P}$

mit der Zeit bestimmt werden. Bestehen Spannung und Strom nun aber aus einem Gemisch von verschiedenen Frequenzen (z.B. einer Grundschwingung von 50 Hz und deren Oberwellen), so wird der Einfluss der Oberwellen nur dann richtig berücksichtigt, wenn für die Wirkenergiemessung dauernd die Momentanleistung  $UI$  gebildet und über die Zeit unter Berücksichtigung des Vorzeichens summiert (integriert) wird.

In den folgenden Abschnitten sei die schaltungstechnische Verwirklichung der Multiplikation  $UI$  und der Integration besprochen.

#### 4. Der Impulsbreiten-Impulspausen-Impulsamplituden-Multiplikator

(«Time-Division» oder «Mark-Space»-Amplituden-Multiplikator)

##### 4.1 Prinzip

Es wurde eine Multiplikationsmethode gesucht, deren Genauigkeit möglichst unabhängig von nichtbeherrschbaren Parameterstreuungen und -abwanderungen der verwendeten Halbleiter- und anderen elektronischen Komponenten ist.

Der im folgenden diskutierte sehr genaue Mark-Space-Amplituden-Multiplikator (MSA-Multiplikator) wird diesen Wünschen gerecht. Zwar scheint dessen Prinzip im ersten Moment etwas kompliziert und dementsprechend auch eine mögliche Realisierung aufwendig, doch gelang es, durch Vereinfachungen von an sich bekannten Grundschaltungen – unter Berücksichtigung der modernsten elektronischen Komponenten, ohne Genauigkeitseinbuße – eine einfache Lösung zu finden.

In Fig. 3 bedeuten  $U$  die Netz-Spannung,  $I$  der Netzstrom;  $k_1, k_2, k$  sind Konstanten.  $U$  und  $I$  werden vorerst als Gleichspannungen, resp. Ströme, vorausgesetzt. Man geht nun bei der Multiplikation von einer symmetrischen Rechteckimpulsfolge mit konstanter beliebiger Frequenz  $1/T$  aus. Deren Impulsdauer ist also gleich der Impulspause, d.h. gleich der halben Periodendauer  $T/2$  (Fig. 3a).

Ändert man nun die Impulsdauer proportional zu einem Faktor  $k_1 U$ , wählt man während der Impulsdauer  $T_a$  die Amplitude proportional zum zweiten Faktor,  $k_2 I$ , sowie während der Zeit  $T_b = T - T_a$  die Amplitude gleich  $-k_2 I$  und bildet dann das zeitliche Mittel  $U_m$  dieser modulierten Impuls-Spannungen, so gilt nach Fig. 3b:

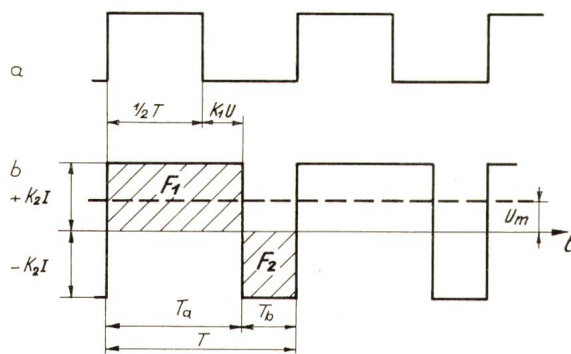


Fig. 3

a Symmetrische Rechteckimpulsfolge bei Eingangsspannung  $U = 0$   
 b Modulierte Rechteckimpulsfolge bei Eingangsspannung  $U = 0$   
 $F_1$  Positive Spannungs-Zeitfläche;  $F_2$  Negative Spannungs-Zeitfläche;  
 $I$  Netzstrom;  $K_1, K_2$  Konstanten;  
 $T$  Periode der Rechteckschwingung;  $T_a$  Impulsdauer;  
 $T_b$  Impulspause;  $U$  Primär (Netz) -Spannung;  $U_m$  Ausgangsspannung;  
 $K_1 U$  Sekundär-Spannung;  $t$  Zeit

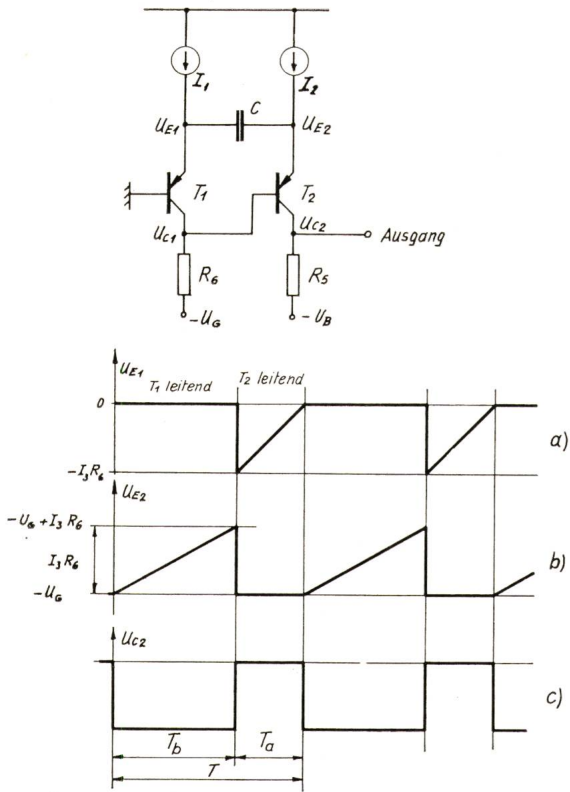


Fig. 4

**Der Mark-Space-Modulator**

- a Zeitlicher Spannungsverlauf am Emitter  $E_1$  des Transistors  $T_1$ ,  $U_{E1}$ ;
- b Zeitlicher Spannungsverlauf am Emitter  $E_2$  des Transistors  $T_2$ ,  $U_{E2}$ ;
- c Ausgangs-Spannungsverlauf am Kollektor  $C_2$  des Transistors  $T_2$ ,  $U_{C2}$ ;
- C Kapazität des Koppelkondensators;  $I_1, I_2, I_3$  Ströme;  $I_3 = I_1 + I_2$ ;
- $R_5, R_6$  Widerstände;  $T_1, T_2$  Transistoren;  $U_B$  Batteriespannung;
- $U_{C1}, U_{C2}$  Kollektorspannungen;  $U_{E1}$ , Emitterspannungen;
- $U_G$  Gleichspannung

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 3

$$U_m = \frac{F_1 - F_2}{T} = \frac{2 k_1 k_2}{T} U I = k U I \quad (7)$$

$$k = \frac{2 k_1 k_2}{T} \quad (8)$$

$U_m$  ist also proportional zum Produkt  $UI$ , wenn  $k_1 k_2 / T$  konstant bleibt.

Das sog. «Mark-Space»-Verhältnis aus der Differenz und der Summe von Impulsdauer  $T_a$  und Impulspause  $T_b$  lässt sich aus obiger Figur wie folgt darstellen:

$$\frac{T_a - T_b}{T_a + T_b} = \frac{2 k_1 U}{T} = k_4 U \quad (9)$$

$$k_4 = \text{konstant}$$

Bei der Schaltungsrealisierung gilt es also zuerst dieses Verhältnis (9) im Mark-Space-Modulator zu bilden und nachher die Amplitude der Rechteckimpulsfolge während der Impulsdauer  $T_a$  gleich  $k_2 I$  positiv und während der Impulspause  $T_b$  gleich  $-k_2 I$  negativ im Amplitudenmodulator zu steuern.

$U$  und  $I$  können dabei auch Momentanwerte von Wechselspannungen und -strömen sein. Die Vorzeichen werden dabei richtig verarbeitet (Vierquadrant-Multiplikator). Die Abtast-Impulsfrequenz  $1/T$  muss dabei gross sein gegen die grösste Frequenz der zu messenden Leistung, d. h. bei 50 Hz ca. 5 kHz, damit die Oberwellen genügend gut erfasst werden. Der Leistungsmittelwert wird also über ein kleines Zeitintervall  $T$

gebildet, welches klein ist gegenüber der Netzperiode von 20 ms.

**4.2 Der Mark-Space-Modulator**

Eine genaue und stabile Realisierung des Mark-Space-Verhältnisses (9) ist mit einem asymmetrischen, emittergekoppelten, astabilen  $RC$ -Multivibrator möglich (Fig. 4).

Nimmt man an, dass vorerst  $T_1$  leitet, dann liegt (bei Vernachlässigung der Emittterbasis-Spannungen) der Emitter des Transistors  $T_1$  an der Spannung  $U_{E1} = 0$ . Durch  $T_1$  fliessen beide Ströme  $I_3 = I_1 + I_2$ , da  $T_2$  gesperrt ist (was noch zu beweisen ist). Am Kollektor von  $T_1$  beträgt dann die Spannung  $U_{C1} = -U_G + I_3 R_6$ . Über den Kondensator  $C$  fliesst der Strom  $I_2$  Richtung  $T_1$ . Die Spannung  $U_{E2}$  (welche vorher negativ war, Beweis folgt) steigt linear an, da aus der rechten Stromquelle ein konstanter Strom  $I_2$  geliefert wird. Wenn  $U_{E2}$  die Spannung  $U_{E2} = -U_G + R_6 I_3$  erreicht hat (vergl. Diagramm, Fig. 4b), beginnt  $T_2$  zu leiten. Der Strom durch  $T_1$  wird dadurch plötzlich kleiner, die Spannung an  $U_{C1}$  sinkt ab, so dass  $T_2$  noch stärker leitend wird. Dieser regenerative Effekt bewirkt, dass  $T_1$  ganz gesperrt wird und der volle Strom  $I_3 = I_1 + I_2$  nun über  $T_2$  fliesst. Die Spannung  $U_{C1}$  springt beim Umkippen der Schaltung auf  $-U_G$ . Die Emitterspannung  $U_{E2}$  macht diesen negativen Sprung von der Grösse  $R_6 I_3$  mit (da  $T_2$  leitend bleibt).  $U_{E2}$  bleibt auf dieser Spannung  $-U_G$ , solange  $T_2$  leitet. Der Kondensator  $C$  lag vor dem Kippen beim Emitter von  $T_1$  an der Spannung  $U_{E1} = 0$ . Der negative Spannungssprung bei  $U_{E2}$  wird beim Sperren von  $T_1$  auf  $U_{E1}$  plötzlich übertragen, so dass nach dem Kippen  $U_{E1} = -R_6 I_3$  beträgt. Der über den Kondensator  $C$  gegen  $T_2$  fliessende Strom  $I_1$  lädt den Kondensator  $C$  wieder linear auf, da von der linken Stromquelle der konstante Strom  $I_1$  geliefert wird. Erreicht  $U_{E1}$  wieder die Spannung 0, so beginnt  $T_1$  wieder zu leiten. Die Spannung  $U_{C1}$  am Kollektor von  $T_1$  steigt und sperrt den Transistor  $T_2$ , denn die Spannung  $U_{E2}$  bleibt im Moment auf  $-U_G$ , da  $U_{E1}$  an Spannung Null in folge der Leitung von  $T_1$  festgehalten wird. Hierauf steigt die Spannung  $U_{E2}$  wieder linear an, da der Strom  $I_2$  über den Kondensator  $C$  fliesst, etc.

Am Kollektor des Transistors  $T_2$  kann die Rechteckimpulsfolge  $U_{C2}$  entsprechend Fig. 4c abgenommen werden.

Aus Fig. 4a folgt, dass die Spannungsdifferenz am Kondensator  $C$  nach der Zeit  $T_a$   $\Delta U_C = I_3 R_6$  beträgt, wobei der Kondensator mit dem konstanten Strom  $I_1$  umgeladen wurde. Folglich gilt:

$$\Delta U_C = (I_1 + I_2) R_6 = \frac{1}{C} \int_0^{T_a} I_1 dt = \frac{I_1 T_a}{C} \quad (10)$$

Analog gilt für die Zeit  $T_b$  (aus Fig. 4b):

$$\Delta U_C = (I_1 + I_2) R_6 = \frac{1}{C} \int_0^{T_b} I_2 dt = \frac{I_2 T_b}{C} \quad (11)$$

Daraus folgt:

$$\frac{T_a - T_b}{T_a + T_b} = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} \quad (12)$$

Steuert man nun die Stromquellen  $I_1$  und  $I_2$  (Fig. 4) so, dass

$$I_1 = k_3 (U_0 - k_1 U) \quad (13)$$

und

$$I_2 = k_3 (U_0 + k_1 U) \quad (14)$$

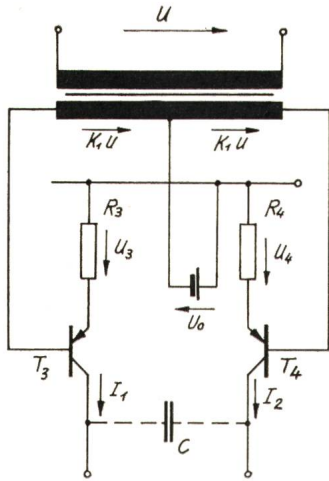


Fig. 5

**Realisierung und Aussteuerung der Stromquellen**

$R_3, R_4$  Widerstände;  $T_3, T_4$  Transistoren;  $U_0$  Referenzspannung;  
 $U_3, U_4$  Spannungen über  $R_3$ , resp.  $R_4$

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 3 und 4

(wobei  $U_0$  eine konstante Spannung und  $k_1 U$  proportional zur Netzspannung  $U$  sei sowie  $k_3 = \text{konstant}$ ), so erhält man die gesuchte Bedingung in Gl. (9):

$$\frac{T_a - T_b}{T_a + T_b} = \frac{k_1 U}{U_0} \quad (9)$$

Es muss nun noch gezeigt werden, wie die Forderungen in Gl. (13) und (14) erfüllt werden können.

Aus Fig. 5 folgt bei Vernachlässigung der Emitterbasis-Spannungen:

$$U_3 = U_0 - k_1 U \quad (15)$$

$$U_4 = U_0 + k_1 U \quad (16)$$

Folglich wird:

$$I_1 = \frac{U_0 - k_1 U}{R_3} \quad (17)$$

$$I_2 = \frac{U_0 + k_1 U}{R_4} \quad (18)$$

Mit  $R_3 = R_4 = 1/k_3$  sind die Forderungen in Gl. (13) und (14) und damit die Bedingung in Gl. (9) erfüllt.

Die Ausgangs-Spannung  $U_{C2}$  muss nun entsprechend ihrem Impulsdauer- und Impulspausen-Verhältnis den Amplituden-Modulator steuern.

**4.3 Prinzip des Amplitudenmodulators**

Der Sekundärstrom  $I'$  des Stromwandlers (Fig. 6) fließt fast vollständig durch die beiden Widerstände  $R$ , wenn der Lastwiderstand  $R_L$  gross gegen  $R$  gewählt wird. Über den Widerständen  $R$  entstehen die Spannungen

$$U_2 = I' R = k_2 I$$

welche also proportional dem Primärstrom  $I$  sind. Ist der Schalter  $S_2$  (wie in Fig. 6 gezeichnet) geschlossen und  $S_1$  offen, so entsteht über dem Lastwiderstand  $R_L$  die positive Spannung  $+U_2$ . Umgekehrt wird die Spannung  $U_L$  negativ und gleich  $-U_2$ , wenn der Schalter  $S_1$  geschlossen und  $S_2$  offen ist. An die Schalter wird dabei die Bedingung gestellt, dass deren Leitungswiderstand sehr klein gegen  $R_L$  ist, keine

Nullspannungen (Spannung bei Strom Null) im leitenden Zustand auftreten und für positive und negative Durchlassströme ungefähr den gleichen Widerstand haben. Feldeffekt-Transistoren realisieren diese Bedingungen am besten. In Fig. 6a ist zwischen den Punkten  $A$  und  $B$  vor dem Lastwiderstand  $R_L$  noch ein Tiefpass  $LC$ -Filter geschaltet. Über  $R_L$  kann dann der gesuchte zeitliche Spannungsmittelwert  $U_m$  abgenommen werden, welcher proportional der gesuchten Leistung  $UI$  ist.

**Vor- und Nachteile des MSA-Multiplikators**

**Vorteile:**

- genaueste bekannte Methode;
- relativ einfache Realisierung möglich;
- weitgehend unabhängig von Halbleiter-Kennlinien-Streuungen und -Abwanderungen, also zeitlich sehr stabil;
- Vierquadrantmultiplikator (richtige Erfassung des Vorzeichens des Produktes);
- erfasst bei der Messung der 50-Hz-Netzleistung auch die Oberwellen genügend gut;
- gibt genügend Spannung ab, so dass nachher nicht hoch verstärkt werden muss;

**Nachteil:**

- für Hochfrequenz weniger geeignet (für 50-Hz-Wechselstrom bildet dies also keine Einschränkung);

**5. Prinzip des Spannungs-Frequenz-Wandlers**

Die Spannung  $U_m$  am Ausgang des Multiplikators ist also proportional der Momentanleistung  $P = UI$ . Diese muss zur Bestimmung der Energie  $W$  nun noch integriert werden:

$$W = \int P dt = \int UI dt = \int kU_m dt$$

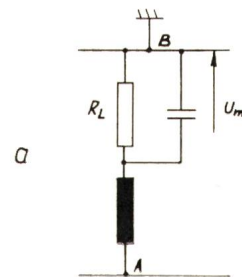
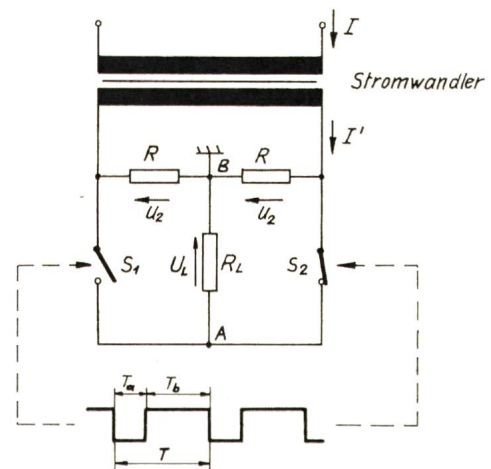


Fig. 6

**Der Amplituden-Modulator**

$\alpha$  Tiefpassfilter;  $A$  Bezugspunkt;  $B$  Bezugspunkt;  
 $I$  Primär (Last) -Strom;  $I'$  Sekundärstrom;  $R$  Lastwiderstand am Stromwandler;  $R_L$  Lastwiderstand des Multiplikators;  $S_1, S_2$  Schalterkontakte

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 3

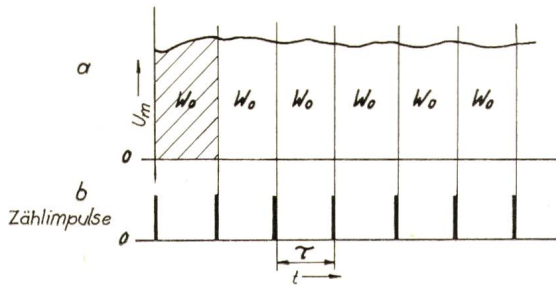


Fig. 7  
Verlauf der Spannung  $U_m$  in Funktion der Zeit  $t$   
 $t$  Zeit;  $W_0$  Energiequanten;  $\tau$  Periode

Diese Integration wird teilweise in analoger Form im Spannungs-Frequenz-Wandler und nachher digital im Impulszählwerk durchgeführt.

In Fig. 7 ist ein angenommener Verlauf der Spannung  $U_m$  in Funktion der Zeit  $t$  gezeichnet. Der Spannungs-Frequenz-Wandler bildet analog das zeitliche Integral  $\int U_m dt$  bis zu einem Endwert:

$$W_0 = \int_0^{\tau} U_m dt$$

Dann leitet er einen Impuls (Fig. 7b) ab und beginnt die analoge Integration von neuem. Durch Summierung aller konstanten «Energie-Quanten»  $W_0$  [d.h. digitale Zählung der Impulse (Fig. 7b)] erhält man den gesuchten Energiewert  $W$ .

Nimmt man vorerst an, dass die Leistung konstant sei, so ist auch die Periode  $\tau$  konstant:

$$W_0 = U_m \tau$$

Die Frequenz der Ausgangsimpulse beträgt also:

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{U_m}{W_0}$$

Diese Frequenz ist also proportional der Spannung  $U_m$  am Eingang des Analog-Integrators: Daher der Name Spannungs-Frequenz-Wandler ( $U_m/f$ ).]

### 5.1 Schaltungstechnische Realisierung

In Fig. 8 ist schematisch der Multiplikator mit dem Mark-Space-Modulator 4 und dem Amplitudenmodulator 5 ge-

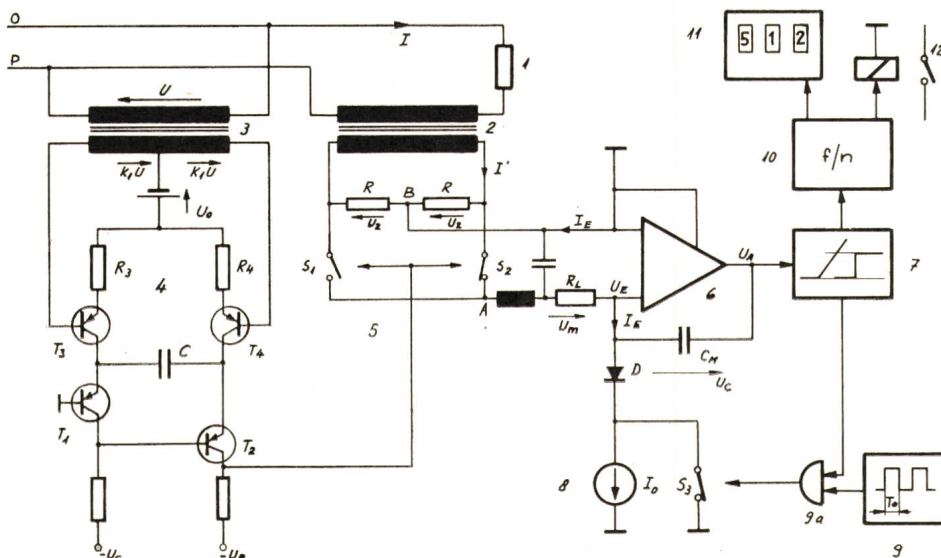


Fig. 8  
Prinzipschema Elektronische  $\tau$  Präzisions-Elektrizitätszähler

$I$  Last; 2 Stromwandler; 3 Spannungswandler; 4 Mark-Space-Modulator; 5 Amplituden-Modulator; 12 Reed-Relais mit Sendekontakt;  $O$  Netz-Null-Leiter;  $P$  Phase;  $I$  Primär (Last)-Strom;  $I'$  Sekundärstrom;  $I_0$  Kompensationsstrom;  $U$  Primär (Netz)-Spannung;  $k_1 U$  Sekundär-Spannung;  $U_2$  Sekundär-Spannung am Stromwandler;  $U_2 = RI' = k_2 I$ ;  $R$  Lastwiderstände am Stromwandler;  $U_m$  Ausgangs-Spannung des Multiplikators;  $R_L$  Lastwiderstand des Multiplikators.

Weitere Bezeichnungen siehe im Text

zeichnet und anschliessend nun auch der Spannungs-Frequenz-Wandler mit den Elementen 6...9:

- 6 Millerintegrator
- 7 Schwellenschalter
- 8 Stromquelle  $I_0$
- 9 Zeitbasisoszillator
- 9a Maltor

Dem Spannungs-Frequenz-Wandler folgen die Funktionsgruppen 10, 11 und 12:

10 bedeutet einen digitalen Frequenzuntersetzer ( $f/n$ ),  
11 das Impulszählwerk, welches die unteretzten Impulse auf-addiert und die Energiewerte anzeigt.

10 und 11 haben also die Funktion von digitalen Integratoren.

Die Zählimpulse können auch ein Reils mit *Sendekontakt* 12 ansteuern, so dass die Impulse nach der Übertragung über eine Leitung am einem weiter entfernten Ort gezählt und angezeigt werden können.

Der Spannungs-Frequenz-Wandler arbeitet folgendermassen: Der Verstärker 6 kann nur eine endliche Ausgangsspannung  $U_A$  haben. Bei sehr grosser Verstärkung des Verstärkers ist also die Spannung an dessen Eingang  $U_E$  sehr klein und nahezu gleich Null. Die Ausgangs-Spannung  $U_m$  des Multiplikators erzeugt deshalb über dem Lastwiderstand  $R_L$  einen proportionalen Strom  $I_E$ . Da der Eingangswiderstand des Verstärkers sehr gross ist, kann dieser Strom  $I_E$  vorerst nur in den Kondensator  $C_M$  hineinfliesen. (Wegen des geschlossenen Schalters  $S_3$  und der sehr kleinen Spannung  $U_E$  bleibt nämlich die Halbleiter-Diode  $D$  durch ihre Schwellenspannung von ca. 0,6 V gesperrt.)  $I_E$  fliesst dann in den Verstärkerausgang hinein (da 7 sehr hochohmig ist) und über den Schaltungs-Nullpunkt nach  $B$  zurück. Die Spannung  $U_C$  über dem Kondensator  $C_M$  wird dann:

$$U_C = \frac{1}{C_M} \int_0^t I_E dt$$

$$U_C C_M = Q$$

$Q$  ist die momentane Ladung auf dem Kondensator  $C_M$ .

Wenn die Spannung  $U_C$  einen bestimmten Wert  $U_{CS}$  erreicht, kippt der Schwellenschalter und bewirkt, dass der Schalter  $S_3$  während einer Halbperiode  $T_0$  des Impulsgenerators geöffnet wird. Während dieser Zeit  $T_0$  wird dann dem

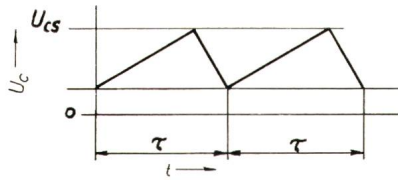


Fig. 9

**Impulsspannung über Kondensator  $C_M$**

$U_C$  Spannung über dem Kondensator  $C_M$ ;  $U_{CS}$  Schwellenspannung;  $\tau$  Periode der Dreieckschwingung

Kondensator  $C_M$  der Strom  $I_0$  entnommen, d.h. es wird die Ladung

$$Q_0 = \int_0^{T_0} I_0 dt = I_0 T_0$$

abgezogen. Dabei wird angenommen, dass die Entladezeit  $T_0$  kleiner ist als die Periode  $\tau$  des Wandlers.

Zwischen dem Aufladevorgang durch  $I_E$  und der Entladung durch  $I_0$  entsteht im eingeschwungenen Zustand ein Gleichgewicht:

$$Q = \int_0^{\tau} I_E dt = I_0 T_0 = Q_0$$

$$I_E \tau = I_0 T_0$$

(Für vorerst konstant angenommenen Strom  $I_E$ )

Über dem Kondensator  $C_M$  entsteht eine periodische Impuls-Spannung mit Dreiecksform (Fig. 9) der Periode  $\tau$ . Die Frequenz  $f$  der Schwingung über  $C_M$  ist dann

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{I_E}{I_0 T_0} = \frac{U_M}{R_L I_0 T_0} \approx \frac{kUI}{R_L I_0 T_0}$$

Diese Beziehung gilt auch, wenn die Leistung  $IU$  variiert. Man beachte, dass in der obigen Formel für  $f$  weder der Wert  $C_M$  des Kondensators noch die Schwellenspannung  $U_{CS}$  vorkommt, sondern der Strom  $I_0$  der Stromquelle  $\delta$  und die Zeitbasis  $T_0$ . Diese lassen sich sehr stabil halten, so dass der Spannungs-Frequenz-Wandler sehr genau arbeitet und dessen Genauigkeit also unabhängig von  $C_M$  und  $U_{CS}$  ist.

Für negative Ströme  $I_E$  (bei Umkehrung der Energieflussrichtung) existieren (in Fig. 8 nicht gezeichnete) entsprechende Schwellenschalter für  $-U_{CS}$  sowie eine negative Kompensations-Stromquelle  $-I_0$ , ein dazugehöriges Zählwerk und ein Reedrelais mit Sendekontakt.

**6. Aufbau eines Mehr-Phasen-Zählers für beide Energie-richtungen**

Ein 3-Phasen-4-Leiter-Zähler braucht drei Multiplikatoren mit den entsprechenden Eingangswandlern (vergl. Blockschaltbild Fig. 10).

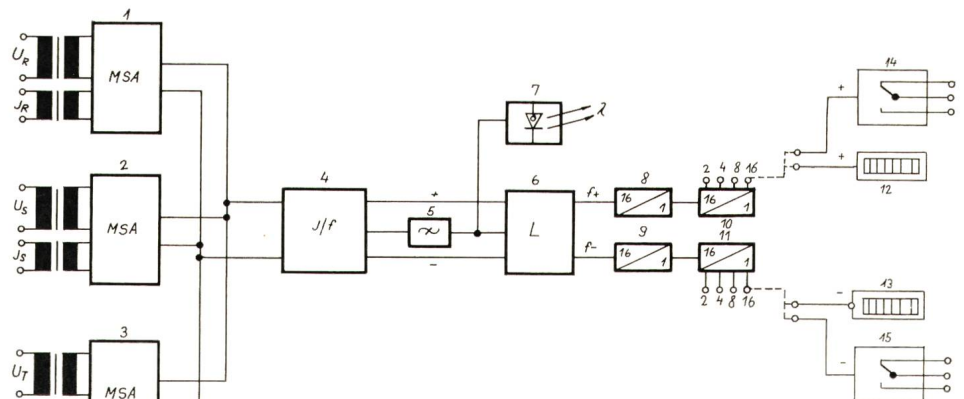


Fig. 10

**Blockschema Elektronischer Zähler, Klasse 0,2**

1, 2, 3, Mark-Space-Amplituden-Multiplikatoren; 4 Strom/Frequenzwandler; 5 Anlaufsperr; 6 Logikbaugruppe; 7 Halbleiter-Leuchtdiode; 8, 9, 10, 11 Untersetzter; 12 Zählwerk für Lieferung +; 13 Zählwerk für Bezug -; 14 Reedrelais für Lieferung +; 15 Reedrelais für Bezug -; 16 Überspannungsableiter; 17 Speisung;  $U_R, U_S, U_T$  Netzspannungen,  $I_R, I_S, I_T$  Netzströme,  $U_H$  Hilfs-Spannung

**Eingänge**

Nennstrom:  $I_N = \dots$  A (Normal 1 oder 5 A)  
 Strombereich: 0,05...2,0  $I_N$   
 Nennspannung:  $U_N = \dots/\sqrt{3}$  V (Normal 100/ $\sqrt{3}$  V  
 200/ $\sqrt{3}$  V)  
 Spannungsbereich: 0,9 ... 1,1  $U_N$   
 Nennfrequenz: 50 Hz  
 Frequenzbereich: 45...66 Hz  
 Eigenverbrauch:  
 Stromwandler: ca.  $3 \times 0,1$  } W  
 Spannungswandler: ca.  $3 \times 0,1$  }  
 Hilfsspannung für die Elektronik: max 9 W

**Ausgänge**

Zählwerk: Siebenstellig  
 Sendekontakt: Kontakte galvanisch frei, 250 V~, 0,5 A  
 Impulslänge: ca. 80 ms  
 $I_{Imp} \triangleq \dots$  Wh  
 Ausgangsfrequenz bei Nennlast:  
 $f_N = 1,92$  Imp/s

**Genauigkeit:**

Grundfehler bei  $U_N$ , Nennfrequenz  $f_N$  und Temperatur 25 °C:  $\pm 0,2\%$

**Lastkurve:**

Max. Fehler: 0,2 % für  $0,1 I_N < I < 2,0 I_N$  bei  $\cos \varphi = 1$   
 0,3 % für  $0,2 I_N < I < 2,0 I_N$  bei  $\cos \varphi = 0,5$

**Spannungseinfluss:**

Zusatzfehler bei 10 % Spannungsänderung  
 $\pm 0,1\%/10\%$  bei  $\cos \varphi = 1$   
 $\pm 0,2\%/10\%$  bei  $\cos \varphi = 0,5$ , kap. und ind.

**Frequenzeinfluss:**

Zusatzfehler im Bereich 45...65 Hz:  
 $\pm 0,1\%$  für  $45 < f_N < 65$  Hz

**Temperatureinfluss:**

Zusatzfehler bei Abweichung um 1 °C  $\pm 0,02\%/^{\circ}\text{C}$   
 für  $-5^{\circ}\dots45^{\circ}\text{C}$

**Fremdfeldeinfluss:**

0,1 % bei  $\hat{B} = 5$  Gs (= 0,5 mT, 50 Hz)

**Lageinfluss:**

kein Fehler

**8. Konstruktive Gestaltung**

Fig. 11 zeigt einen Dreiphasen-Vierleiter-Zähler. Die Strom- und die Spannungswandler der verschiedenen Phasen sind je zusammen vergossen. Die Elektronik in hybrider Technik mit diskreten und integrierten Elementen ist auf acht Printplatten aufgeteilt.

Als Zählwerke finden normale Einheiten der Ferraris-Zähler Anwendung, welche mit einem kleinen Schrittmotor angetrieben werden. Die Ableseeinheit der Energie kann mit Untersetzungs-Zahnrädern gewählt werden.

Die Reedrelais für die Fernübertragung der leistungsproportionalen Messimpulse haben quecksilberbenetzte Kontakte. Der Energiewert pro Impuls kann mit der Wahl der Frequenzumsetzung im Zähler bestimmt werden.

Die Speisung der Elektronik ist mit Überspannungsableitern geschützt und der ganze Apparat gegen Spannungstöße von 8 kV (1/50) geprüft.

Als Zählerkonstante wurde die noch nicht untersetzte Ausgangsfrequenz des Spannungs-Frequenzwandlers definiert. Damit sie direkt für Messzwecke zugänglich ist, erregen diese

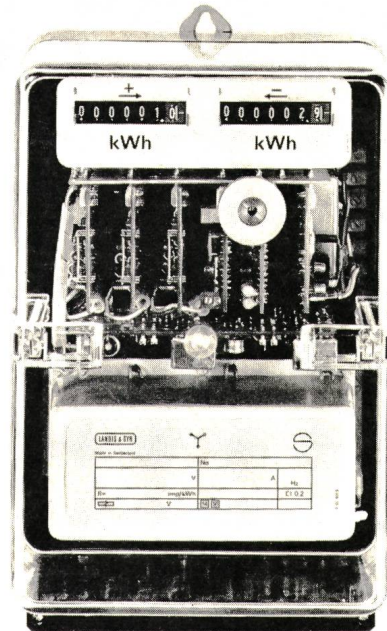


Fig. 11

**Elektronischer Dreiphasen-Vierleiterzähler** mit zwei Zählwerken für die Lieferung und den Bezug elektrischer Energie

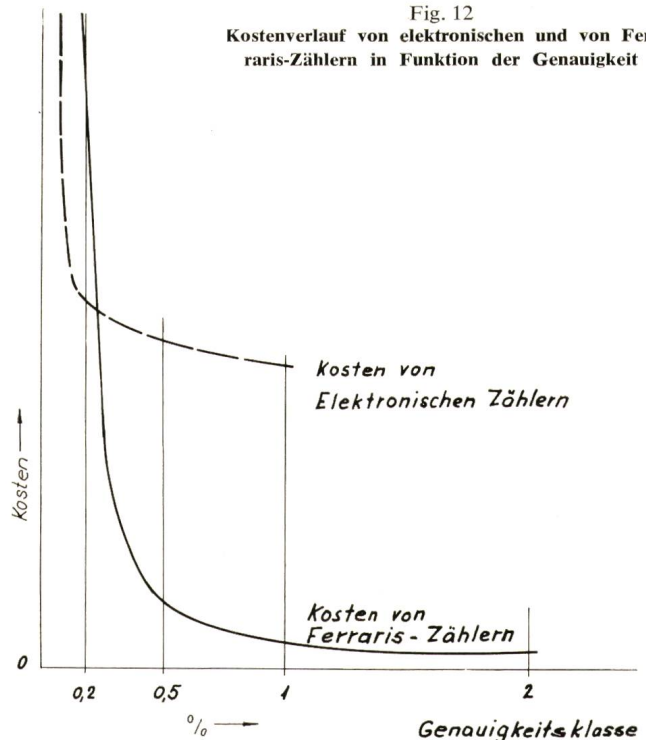
Ausgangsimpulse über einen Verstärker eine Halbleiter-Leuchtdiode (7 in Fig. 10). An einem magnetisch an den Zähler gehefteten optischen Abtastmesskopf kann die Impulsfrequenz dieser Lichtquelle galvanisch getrennt (ohne Beeinflussung der Energiemessung) abgenommen werden.

**9. Schlussbemerkungen**

Die Eigenschaften des elektronischen Elektrizitätszählers können wie folgt qualitativ zusammengefasst werden.

Fig. 12

**Kostenverlauf von elektronischen und von Ferraris-Zählern in Funktion der Genauigkeit**





- Hohe Genauigkeit in einem weiten Lastbereich
- Sehr kleine Abhängigkeit von Spannungs-Schwankungen, Temperaturänderungen und Frequenzabweichungen.
- Sehr kleine Zusatzfehler bei kapazitiver und induktiver Last ( $\cos \varphi \neq 1$ )
- Unabhängig von Netzspannungs-Unsymmetrien
- Erfasst die Oberwellenwirkleistung mit guter Genauigkeit
- Die senkrechte Lage bei der Montage ist unkritisch
- Sehr gute Langzeitstabilität
- Tragbarer Aufwand

In Fig. 12 sind die Fertigungskosten von elektronischen Zählern und Ferraris-Systemen in Funktion der Genauigkeitsklassen einander gegenübergestellt. Man sieht, dass bei den Genauigkeitsklassen 1,0 und 2,0 die Kosten der Ferraris-Zähler konkurrenzlos niedriger sind. Bei der Klasse 0,2 jedoch wird sich der elektronische Zähler in den nächsten Jahren mit seinen sehr guten Eigenschaften ohne Zweifel durchsetzen.

**Adresse der Autoren:**

H. Vonarburg, Dipl. Physiker, und J. H. de Vries, Dipl. El.-Ing., Zentral-laboratorium der Landis & Gyr AG, 6300 Zug.

## Commission Internationale de Réglementation en vue de l'Approbation de l'Equipement Electrique (CEE)

Tagung vom 8. bis 11. Dezember 1970 in Mailand

### Technische Komitees für Motorische Apparate (CT 311) und Wärmeapparate (CT 321)

#### Gemeinsame Sitzung

Die Technischen Komitees 311 und 321 diskutierten an einer gemeinsamen Sitzung in Mailand unter dem Vorsitz von M. H. Huizinga (Holland) die zwischen den CEE-Publikationen 10 (Motorische Apparate) und 11 (Wärmeapparate) einerseits und der CEI-Publikation 335 (Motorische- und Wärmeapparate) andererseits bestehenden Differenzen.

Im Zusammenhang mit Teil I, Allgemeine Anforderungen, wurde zuerst das auf Grund der Beschlüsse der Sitzung in Frankfurt verfertigte Dokument diskutiert und genehmigt. Nachher wurden die Dokumente über die sog. grösseren, kleineren und weiteren Differenzen behandelt.

Vom Teil II wurden die speziellen Anforderungen für Staubsauger und Bügeleisen behandelt. In beiden Fällen wurden auch zuerst die auf Grund der Sitzung in Frankfurt verfertigten Dokumente und nachher die neuen Dokumente über die Differenzen diskutiert.

Als Resultat der Sitzung wurden viele Differenzen zwischen den CEE- und CEI-Publikationen eliminiert, jedoch nicht alle. Die Komitees waren der Meinung, die CEE habe ihr Bestes getan, um die Differenzen zu eliminieren. Die CEI wird in einem Brief über die Beschlüsse der CEE in Mailand orientiert werden, worauf es ihr möglich sein sollte, der CEE einen Schritt entgegenzukommen. Wichtig ist, dass alle Differenzen auf irgendeine Art behoben werden.

Das weitere Vorgehen kann folgendermassen zusammengefasst werden: Auf Grund der Beschlüsse in Mailand werden Dokumente von den Änderungen verfertigt. Diese werden so schnell wie möglich genehmigt. Es besteht die Absicht, hierauf die CEE-Publikationen 10 und 11 neu herauszugeben. Die Herausgabe einer zusammengefassten CEE-Publikation auf Grund der Publikationen 10 und 11 ist, wie das bei der CEI mit der Publikation 335 bereits durchgeführt wurde, erst für später vorgesehen.

J. Martos

### Technisches Komitee für Steckvorrichtungen und Schalter (CT 22/23)

An dieser ausserordentlichen CEE-Sitzung des TC 22/23 wurde der zweite Entwurf der CEE-Publikation 14, Ausgabe

1955, «Anforderungen an Schalter für Hausinstallation und ähnliche Zwecke» [Dok. CEE(221)E 109/69], behandelt. Einzelne Stellungnahmen von Nationalkomitees, insbesondere über die Schaltertypen A und B, Grösse von Einlasskästen, Zulassung von Minischalter im Hauptstromkreis, wurden eingehend behandelt und die Abschnitte 22 und 23, Anhang I über Schalter mit eingebauter Signallampe, Anhang II mit zusätzlichen Anforderungen für Fernschalter, sowie die Normblätter I bis VII bereinigt. Zusätzlich in die Publ. 14 soll ein Normblatt nach DIN 49 075 über den Mittenabstand von 71 mm bei Unterputzapparaten aufgenommen werden. Der in der Schweiz gebräuchliche Mittenabstand von 60 mm ist in den CEE-Ländern nicht genormt. Mit grosser Mehrheit wurde im weiteren der Aufnahme der sog. Türzargenapparate — mit einem Modul von 25 mm für die Aussenabmessungen — in die Publ. 14 zugestimmt. Bei den Prüfvorschriften soll die Glühornprüfung durch die Glühdrahtprüfung ersetzt werden. Die im Verlaufe der Prüfungen vorgesehenen verschiedenen Altersprüfungen sollen möglichst zusammengefasst und ein entsprechender Vorschlag im neuen Entwurf aufgeführt werden.

Der dritte Entwurf zur Publ. 14 soll im Frühjahr 1971 als 6-Monate-Dokument veröffentlicht werden. E. Richi

### Groupe de travail du Comité Technique 313 (Outils mobiles)

Au cours de la séance des 16 et 17 octobre 1970, à Madrid, le CT 313 a constitué un groupe de travail chargé d'étudier deux propositions importantes faites par divers comités nationaux. La première consiste à introduire dans la partie I de la nouvelle édition de la publication 20, actuellement en révision, un essai de destruction; la seconde a trait à la suppression, dans cette même publication, de la notion de «charge normale» et des formules qui s'y rapportent, étant entendu que les essais correspondants seraient basés sur la puissance nominale de l'outil.

Ce groupe de travail a examiné en détail les propositions faites au sujet des modalités d'exécution d'un essai de destruction. Le résultat des discussions permettra au secrétariat d'élaborer un premier projet qui sera distribué prochainement aux comités nationaux, pour examen.

Le temps disponible n'a malheureusement pas permis au groupe de travail de se prononcer sur la seconde proposition relative à la suppression de la notion de «charge normale».

Ch. Ammann