Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 62 (1971)

Heft: 7

Artikel: Elektronischer Elektrizitätszähler hoher Präzision

Autor: Vonarburg, H. / Vries, J.H. de

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915809

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 16.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Elektronischer Elektrizitätszähler hoher Präzision [1])

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 nominal, 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.

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[2]):

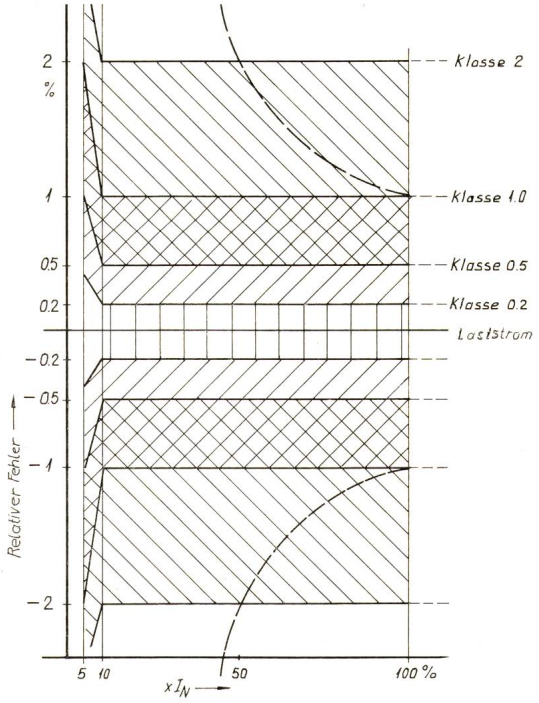


Fig. 1

Fehlerbereiche für die verschiedenen Zähler-Genauigkeitsklassen bei cos φ = 1

Zählerklasse 2,0; Zählerklasse 1,0; Zählerklasse 0,5; Zählerklasse 0,2;

--- Fehlergrenze für Messinstrumente Klasse 1,0

I_N Nennstrom

[1]) Vortrag, gehalten im Rahmen des Kolloquiums für Forschungsprobleme der Energietechnik an der Eidg. Techn. Hochschule Zürich, am 2. Februar 1971.

[2]) 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.

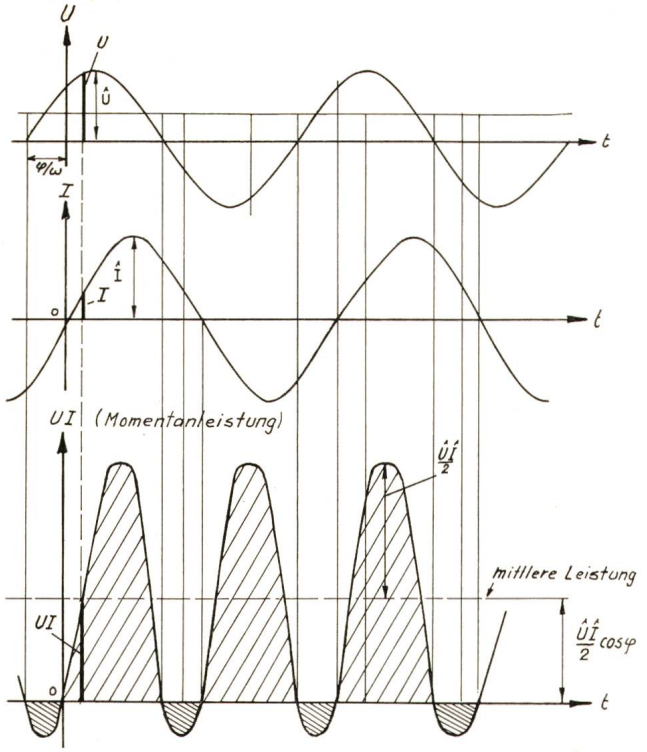


Fig. 2
Verlauf der Momentanleistung *UI* bei harmonischen Spannungen und Strömen
$\hat{U}$ Maximalamplitude der Spannung; $\hat{I}$ Maximalamplitude des Stromes; t Zeit; φ Phasenwinkel
Kreis- (Netz-) Frequenz

$$W = \int U I \, dt \tag{1}$$

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

Strömen $$I = \hat{I} \sin \omega t \tag{2}$$

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

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

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

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

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

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

$$\overline{P} = \frac{\hat{U}\hat{I}}{2} \cos \varphi \tag{6}$$

Bei rein harmonischen Schwingungen könnte nun also die Energie durch die Multiplikation der mittleren Leistung $\overline{P}$ 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 Impulsspannungen, so gilt nach Fig. 3b:

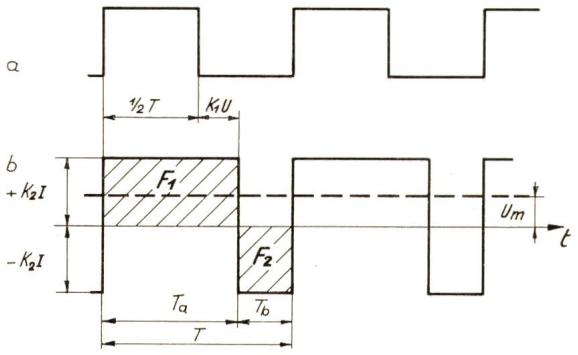


Fig. 3
a Symmetrische Rechteckimpulsfolge bei Eingangsspannung U = o
b Modulierte Rechteckimpulsfolge bei Eingangsspannung U = o
F_1 Positive Spannungs-Zeitfläche; F_2 Negative Spannungs-Zeitfläche; I Netzstrom; K_1, K_2 Konstanten;
T Periode der Rechteckschwingung; T_a Impulsdauer;
T_b Impulspause; U Primär (Netz) -Spannung; U_m Ausgangsspannung; K_1 U Sekundär-Spanung; t Zeit

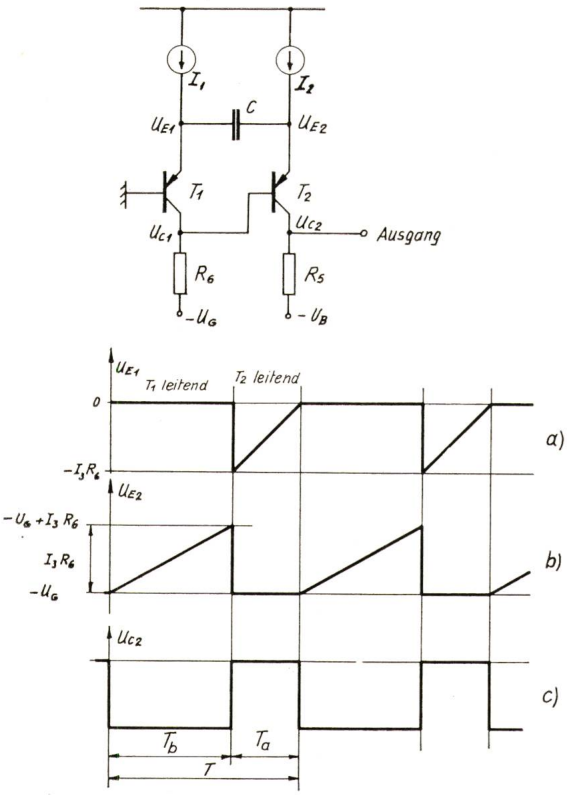


Fig. 4
Der Mark-Space-Modulator

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

$$U_m = \frac{F_1 - F_2}{T} = \frac{2\,k_1\,k_2}{T}\,U\,I = k\,U\,I \tag{7}$$

$$k = \frac{2\,k_1\,k_2}{T} \tag{8}$$

U_m ist also proportional zum Produkt UI, wenn k_1k_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:

$$\frac{T_a - T_b}{T_a + T_b} = \frac{2\,k_1\,U}{T} = k_4\,U \tag{9}$$

$$k_4 = \text{konstant}$$

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_2I positiv und während der Impulspause T_b gleich $-k_2I$ 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 Emitterbasis-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 $U_{C1} = -U_G + I_3R_6$. 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 $U_{E2} = -U_G + R_6I_3$ 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_6I_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 $U_{E1} = -R_6I_3$ 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 infolge 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 $\Delta U_C = I_3R_6$ beträgt, wobei der Kondensator mit dem konstanten Strom I_1 umgeladen wurde. Folglich gilt:

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

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

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

Daraus folgt:

$$\frac{T_a - T_b}{T_a + T_b} = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} \tag{12}$$

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

$$I_1 = k_3\,(U_0 - k_1\,U) \tag{13}$$

und

$$I_2 = k_3\,(U_0 + k_1\,U) \tag{14}$$

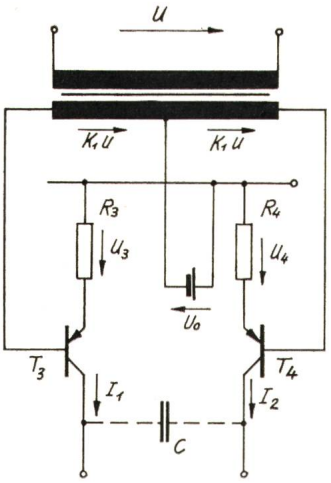


Fig. 5
Realisierung und Aussteuerung der Stromquellen
R_3, R_4 Widerstände; T_3, T_4 Transistoren; U_0 Referenzspannung; U_3, U_4 Spannungen über R_3, resp. R_4
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 3 und 4

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

$$\frac{T_a - T_b}{T_a + T_b} = \frac{k_1\,U}{U_0} \tag{9}$$

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:

$$U_3 = U_0 - k_1\,U \tag{15}$$

$$U_4 = U_0 + k_1\,U \tag{16}$$

Folglich wird:

$$I_1 = \frac{U_0 - k_1\,U}{R_3} \tag{17}$$

$$I_2 = \frac{U_0 + k_1\,U}{R_4} \tag{18}$$

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 Durchlass-Ströme 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:

$$W = \int P\,\mathrm{d}t = \int U\,I\,\mathrm{d}t = \int \mathrm{k}U_m\,\mathrm{d}t$$

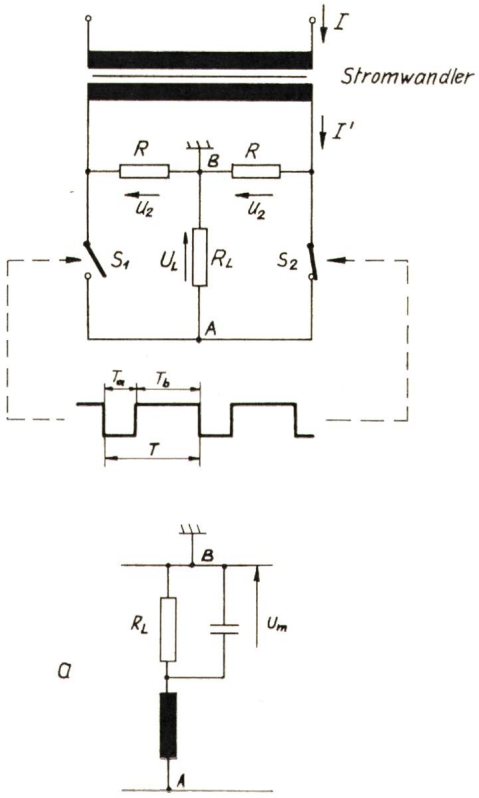


Fig. 6
Der Amplituden-Modulator
a Tiefpassfilter; *A* Bezugspunkt; *B* Bezugspunkt; *I* Primär (Last) -Strom; *I'* Sekundärstrom; *R* Lastwiderstand am Stromwandler; R_L Lastwiderstand des Multiplikators; S_1, S_2 Schalterkontakte
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 3

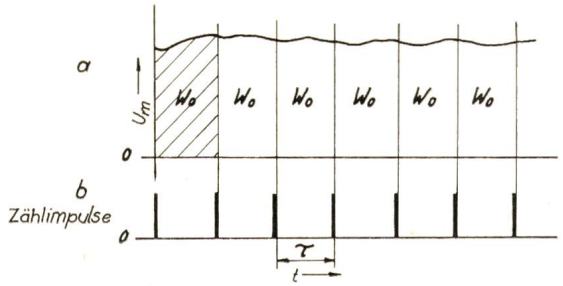


Fig. 7
Verlauf der Spannung U_m in Funktion der Zeit t
t Zeit; W_0 Energiequanten; τ Periode

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 τ 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 gezeichnet 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 untersetzten Impulse aufaddiert und die Energiewerte anzeigt.

10 und 11 haben also die Funktion von digitalen Integratoren.

Die Zählimpulse können auch ein Reails 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 hineinfliessen. (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

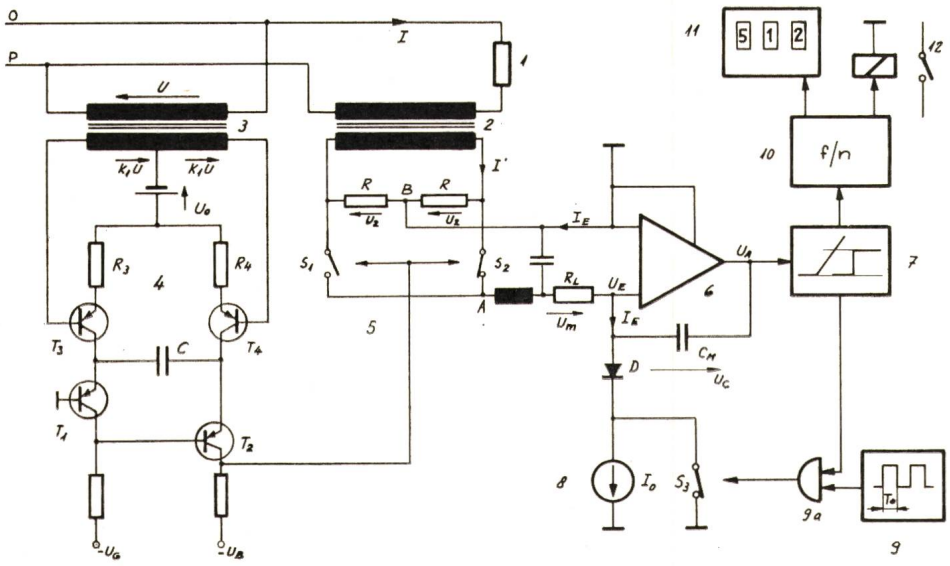


Fig. 8
Prinzipschema Elektronische τ Präzisions-Elektrizitätszähler
1 Last; *2* Stromwandler; *3* Spannungswandler; *4* Mark-Space-Modulator; *5* Amplituden-Modulator; *12* Reed-Relais mit Sendekontakt; *O* Netz-Null-Leiter; *P* Phase; *I* Primär (Last)-Strom; *I'* Sekundärstrom; I_0 Kompensationsstrom; *U* Primär (Netz) -Spannung; k_1U 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

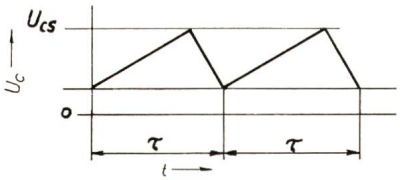


Fig. 9
Impulsspannung über Kondensator C_M
U_C Spannung über dem Kondensator CM; U_{CS} Schwellenspannung; τ Periode der Dreieckschwingung

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 τ 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 τ. Die Frequenz f der Schwingung über C_M ist dann

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{I_E}{I_0 T_0} = \frac{U_M}{R_L I_0 T_0} \approx \frac{k U I}{R_L I_0 T_0}$$

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 *8* 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 Energierichtungen

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

Die den Momentanleistungen entsprechenden Ströme am Ausgang der Multiplikatoren werden direkt in einem gemeinsamen Strom-Frequenz-Wandler summiert.

Beim Wechsel der Energieflussrichtung (z.B. in einer Hochspannungsleitung) wechselt auch das Vorzeichen der über eine Periode gemittelten Wirkleistung. Der Integrator muss also für positive und negative Energie ausgelegt sein; d.h. symmetrisch aufgebaut sein. Je nachdem, ob der positive oder der negative Schwellenschalter anspricht, werden die Ausgangsimpulse des Strom-Frequenz-Wandlers dem Zählwerk 12 (resp. Reedrelais 14) für Lieferung oder dem zweiten Zählwerk 13 (resp. Reedrelais 15) für Bezug zugeführt.

Eine zusätzliche elektronische Anlauf-Sperre verhindert die Abgabe von Impulsen unterhalb von 0,1 % des Laststromes.

7. Messergebnisse und Langzeitverhalten

Die Genauigkeit des elektronischen Zählers hängt im geforderten Strombereich (5...200 % der Nennlast) nur von drei Zenerdioden-Spannungen, einigen Präzisionswiderständen und einer mit einem Quarzkristall gesteuerten Zeitbasis ab. Diese Komponenten sind mit sehr guten zeitlichen Stabilitätseigenschaften und sehr kleinen Temperaturkoeffizienten erhältlich.

Es werden noch gewisse Forderungen an die zeitliche und temperaturmässige Konstanz des Verstärker-Nullpunktes (Spannungs- und Stromdrift) gestellt, welche mit modernen elektronischen Komponenten erfüllt werden können. Diese Vorzüge der Schaltung und der massgebenden, beherrschbaren Komponenten garantieren die hohe Präzision und Stabilität des elektronischen Zählers.

Eigene Messungen und Kontrollen bei mehreren in- und ausländischen Prüfämtern und Elektrizitätsgesellschaften bestätigten, dass die Toleranz von ± 0,2 % sowohl bei Laborbedingungen wie auch im Feld unter strengen Umgebungsbedingungen (z.B. bei grösserem Störpegel in 400-kV-Schaltfeldern) über lange Zeit eingehalten wird. In Tabelle I sind unter anderem die Toleranzgrenzen angegeben, welche vom elektronischen Zähler Kl. 0,2 in Abhängigkeit von der Spannung, der Frequenz und der Temperatur garantiert werden können.

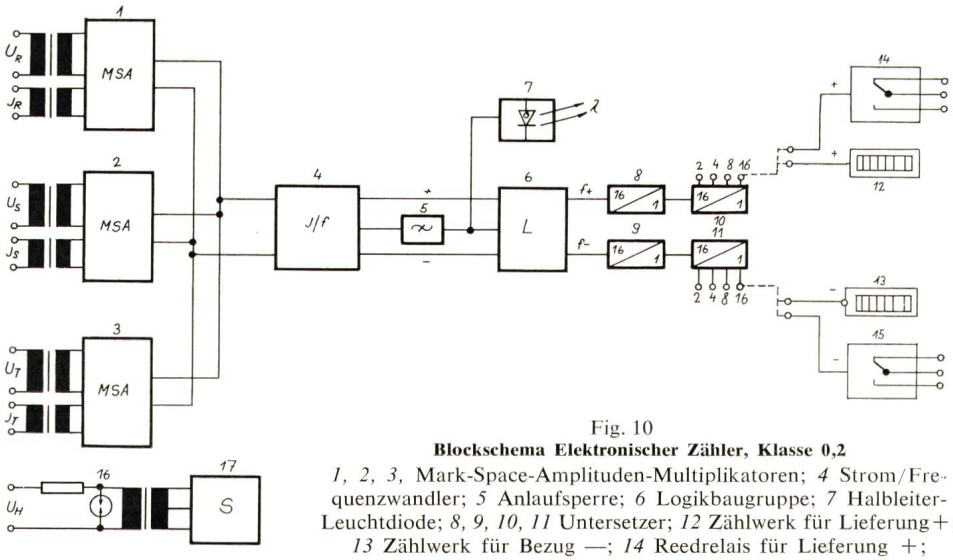


Fig. 10
Blockschema Elektronischer Zähler, Klasse 0,2
1, 2, 3, Mark-Space-Amplituden-Multiplikatoren; *4* Strom/Frequenzwandler; *5* Anlaufsperre; *6* Logikbaugruppe; *7* Halbleiter-Leuchtdiode; *8, 9, 10, 11* Untersetzer; *12* Zählwerk für Lieferung +; *13* Zählwerk für Bezug —; *14* Reedrelais für 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 Hilfsspannung

Technische Daten des elektronischen Zählers Kl. 0,2

Tabelle I

Eingänge

Nennstrom: I_N = ... A (Normal 1 oder 5 A)

Strombereich: 0,05...2,0 I_N

Nennspannung: $U_N = .../\sqrt{3}$ 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 × 0,1 } W
Spannungswandler: ca. 3 × 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
1 Imp ≙ ... Wh
Ausgangsfrequenz bei Nennlast:
f_N = 1,92 Imp/s

Genauigkeit:

Grundfehler bei U_N, Nennfrequenz f_N und Temperatur 25 °C: ± 0,2 %

Lastkurve:

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

Spannungseinfluss:

Zusatzfehler bei 10 % Spannungsänderung
± 0,1 %/10 % bei cos φ = 1
± 0,2 %/10 % bei cos φ = 0,5, kap. und ind.

Frequenzeinfluss:

Zusatzfehler im Bereich 45...65 Hz:
± 0,1 % für 45 < f_N < 65 Hz

Temperatureinfluss:

Zusatzfehler bei Abweichung um 1 °C ± 0,02 %/°C für − 5°...45° C

Fremdfeldeinfluss:

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

Lageeinfluss:

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 Ferrariszähler 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 Frequenzuntersetzung im Zähler bestimmt werden.

Die Speisung der Elektronik ist mit Überspannungsableitern geschützt und der ganze Apparat gegen Spannungs-Stösse 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

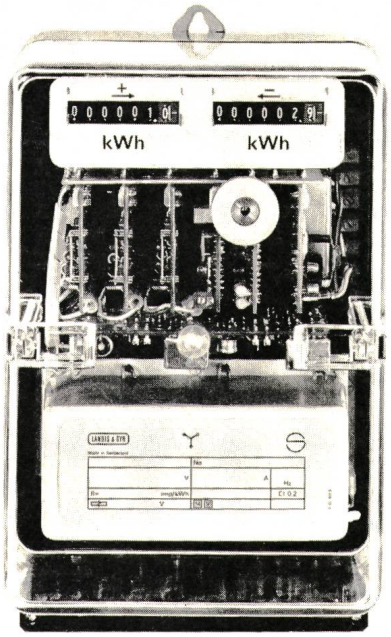


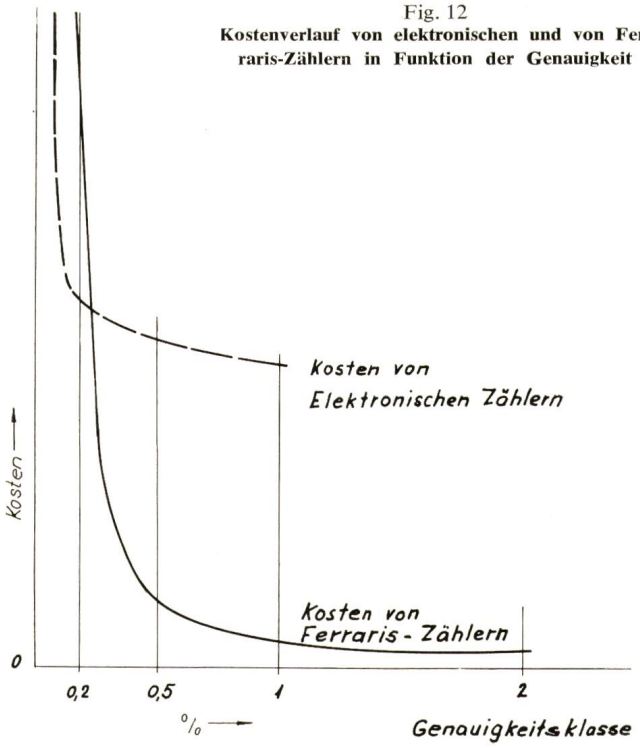
Fig. 11
Elektronischer Dreiphasen-Vierleiterzähler
mit zwei Zählwerken für die Lieferung und den Bezug elektrischer Energie

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 nieder 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., Zentrallaboratorium 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) anderseits 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 Glühdornprüfung 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