

Summierender Stromwandler für den Bereich ± 10 mAWdg, 0...200 Hz

Autor(en): **Marek, A.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **70 (1979)**

Heft 5

PDF erstellt am: **22.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-905354>

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.



Summierender Stromwandler für den Bereich ± 10 mAWdg, 0...200 Hz ¹⁾

Von A. Marek

621.317.31:621.314.224.8;

Die beschriebene Versuchsausführung des potentialunabhängig summierenden Stromwandlers bildet den Summenstrom im Bereich ± 10 mAWdg (Momentanwert) zuerst in das Tastverhältnis einer Oszillatorspannung und dann in eine Ausgangsspannung (± 10 V) ziemlich linear ab. Im Frequenzbereich 0...200 Hz des Summenstromes beträgt die Verzögerung 2 ms. Besonderer Akzent ist auf die Nullpunktstabilität gelegt. Beim Kern mit einer Öffnung $\varnothing = 10$ mm (die für Primärleiter 4×100 A, 3 kV_{Prüt} reicht) ist die Nullpunktstabilität besser als ± 100 μ AWdg im Temperaturbereich $-10...+60$ °C und als ± 300 μ AWdg nach Summenstromstößen von ± 2 kAWdg. Andere Kompromisse zwischen Bereich, Stabilität und Primärleiterquerschnitt sind möglich.

L'exécution d'essai décrite du transformateur d'intensité totalisateur, indépendant du potentiel, transforme le courant totalisé dans le domaine de ± 10 mA-tours (valeur instantanée) de façon sensiblement linéaire d'abord en rapport d'impulsions d'une tension d'oscillateur, puis en une tension de sortie (± 10 V). Entre 0 et 200 Hz du courant, le retard est de 2 ms. La stabilité du zéro est particulièrement notable. Pour un noyau d'une ouverture de 10 mm \varnothing (suffisante pour conducteurs primaires de 4×100 A, 3 kV_{essai}), elle est meilleure que ± 100 μ A-tours entre -10 et $+60$ °C et meilleure que ± 300 μ A-tours après des chocs de courant totalisé de ± 2 kA-tours. D'autres compromis entre le domaine, la stabilité et la section des conducteurs primaires sont possibles.

1. Wahl der Eigenschaften

Die Bedingungen der 23. Preisaufgabe der Denzler-Stiftung [1] erlauben eine gewisse Freiheit im Grundkonzept des Gerätes. Das zur Zeit der Ausschreibung bereits entwickelte und in einem ETH-Kolloquium am 1. November 1976 vortragene Arbeitsprinzip [3] wurde weiterentwickelt, um einen linearen Messwandler mit ausreichender Nullpunktstabilität zu erreichen, der die Summe im mA-Bereich der vier Primärströme im 100-A-Bereich mit guter Übertragung der Transientenvorgänge beobachten lässt. Die verschiedenen Kompromisse in der Schaltung und in der Dimensionierung wurden so gewählt, dass ausser angemessener Temperaturstabilität auch eine nur geringe Nullpunktverschiebung nach grossen Summenstromstößen erreicht wurde und damit eine Entmagnetisierung des Kernes entfallen konnte.

Das Gerät ist in einer Versuchsversion beschrieben, die es dem interessierten Leser erlaubt, die für ihn wichtigen Eigenschaften weiterzuentwickeln auf Kosten der für seine Anwendung weniger kritischen Parameter.

Es wurde experimentell nachgewiesen, dass Geräte mit ähnlichem Prinzip so entworfen werden können, dass sie gegen jeden einzeln auftretenden Kurzschluss oder die Unterbrechung aller nichtlinearen (Magnetkern und Halbleiter) und der meisten linearen Komponenten sicher sind (fail-safe). Aus Platzmangel wird diese Eigenschaft hier nicht näher diskutiert.

2. Merkmale der Messmethode

2.1 Die Summation der Momentanwerte i_1, i_2, \dots, i_N der N Primärströme, die durch N (hier $N = 4$) gegenseitig isolierte Primärleiter PL_1, PL_2, \dots, PL_N mit je w_1, w_2, \dots, w_N (hier $w_1 = \dots = w_N = 1$) Windungen fließen (Fig. 1), ist als Summation der Primärstromdurchflutungen in einem magnetischen Kern verwirklicht:

$$w_s i_s = w_1 i_1 + w_2 i_2 + \dots + w_N i_N \quad (1)$$

Der Fehler der Summation wegen lokaler Sättigung des Kernes durch starke Nahfelder der Primärleiter PL_i kann entweder durch koaxiale Anordnung der PL_i oder durch ein Abschirmungsrohr zwischen dem Bündel der PL_i und dem Kern beseitigt werden.

2.2 Der Kern K soll die ideale Form eines homogenen Toroides haben, das sich möglichst homogen magnetisieren lässt. Andernfalls werden nach grossen Summenstromstößen in Bandenden und Teilen mit grossem Querschnitt remanente magnetische Flüsse gespeichert, die die Symmetrie der magnetischen Eigenschaften beeinflussen und die sich äusserst schwierig entmagnetisieren lassen. Zurzeit haben sich Toroide aus weichstmagnetischen Ferriten ($\mu_{rel} \geq 10^4$) am besten bewährt.

¹⁾ Dieser Aufsatz ist eine umgearbeitete verkürzte Version der Arbeit, die der Verfasser zur 23. Preisaufgabe der Denzler-Stiftung am 31. Dezember 1977 eingereicht hat und deren Preis ihm an der Generalversammlung des SEV am 26. August 1978 überreicht worden ist [2].

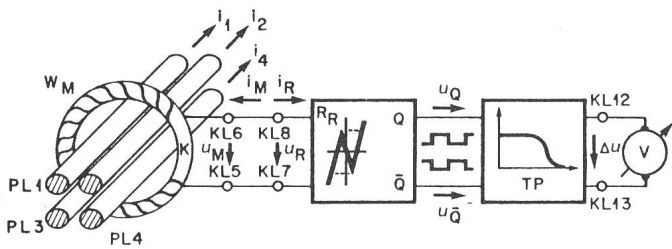


Fig. 1 Blockschaltbild des potentialunabhängigen Summenstromwandlers wo $\Delta u = R_W (i_1 + i_2 + i_3 + i_4)$

PL1...PL4	Gegenseitig isolierte Primärleiter (je 1 Windung)
$i_1...i_4$	Primärströme (Momentanwerte)
K	Magnetisch weicher Kern
W_M	Messwicklung
KL5, KL6, u_M, i_M	Elektromagnetischer Zweipol: Klemmen, Spannung, Strom
KL7, KL8, u_R, i_R	Elektrischer Zweipol (mit negativem differentiellem Widerstand): Klemmen, Spannung, Strom
Q, $\bar{Q}, u_Q, u_{\bar{Q}}$	Komplementäre Ausgänge, zugehörige Rechteckspannungen
TP, R_W	Aktiver Tiefpass mit einstellbarer Verstärkung (Einstellung der Wandlerkonstanten R_W nach Gl. 7)
KL12, KL13, $\Delta u, V$	Ausgang des TP: Klemmen, Spannungsdifferenz, externes Voltmeter ($4^{1/2}$ Dezimalstellen)

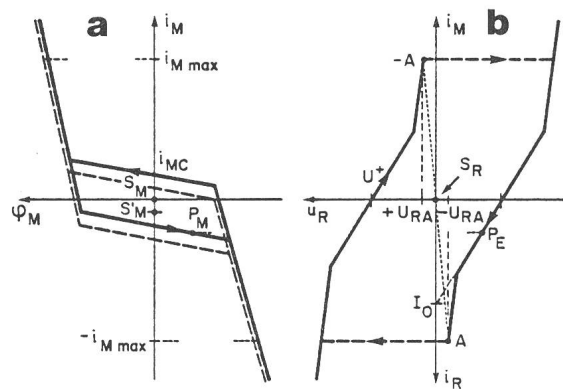


Fig. 2 Schematische Kennlinien der beiden Zweipole nach Fig. 1

- a Elektromagnetische Kennlinie (KL6–KL5) in Koordinaten: Spulenstrom i_M , Spulenfluss $\Phi_M = \int u_M dt$. Gestrichelt: durch Summendurchflutung verschobene Kennlinie
- b Elektrische Kennlinie (KL8–KL7) des nichtlinearen Widerstandes R_R . Punktirt: Bereich des negativen differentiellem Widerstandes
- S_M, S'_M, S_R Symmetriezentren der Kennlinien
- P_M, P_E Arbeitspunkte, die sich auf ihren Kennlinien in Pfeilrichtung bewegen, verknüpft durch die Gleichungen: $i_R = -i_M, u_R = u_M$. P_E springt sehr rasch auf den anderen Ast der Kennlinie (gestrichelt), sobald er einen der Entscheidungspunkte A, $-A$ erreicht.
- $-A, U_{RA}, i_{M \max}$ Entscheidungspunkt und dessen Koordinaten
- I_0 Extrapolierter Stromwert, der die Empfindlichkeit im Wesentlichen bestimmt

2.3 Für Unempfindlichkeit auf fremde magnetische Felder soll der Kern K samt seiner Messwicklung W_M magnetisch abgeschirmt werden.

2.4 Ein Erfahrungssatz [3] sagt, dass die einzige Eigenschaft der elektromagnetischen Kennlinie (in Koordinaten Spulenstrom i_M , Spulenfluss Φ_M) der Messwicklung W_M mit w_M Windungen, die unabhängig von individuellen Kerneigenschaften und der ganzen magnetischen, thermischen und mechanischen Vorgeschichte bleibt, die Punktsymmetrie dieser Kennlinie beim Beobachten unter sehr starker symmetrischer Erregung der Messwicklung W_M ist. Anders ausgedrückt, während allen äusseren Einflüssen und Nachwirkungen bleiben immer beide Äste der elektromagnetischen Kennlinie einander gleich. Die Lage des Symmetriezentrums S_M ist dabei nur von der Summendurchflutung abhängig:

$$S_M = (-w_s i_s / w_M, 0) \quad (2)$$

und sie folgt der Summendurchflutung $w_s i_s$ ohne merkliche Verzögerung und ohne Kriechen auch dann, wenn sich die elektromagnetische Kennlinie selber durch Nachwirkungen noch lange Zeit verformt.

Dieser Satz gilt desto genauer, je grösser die Extremwerte $\pm w_M i_{M \max}$ gegenüber der (statischen) Koerzitivdurchflutung $\pm w_M i_{MC}$ sind:

$$w_M i_{M \max} = c \cdot w_M i_{MC} \quad (3a)$$

$$c \gg 1 \quad (3b)$$

Im folgenden wird $c = 100$ benutzt, um remanente Magnetisation aus der Vergangenheit rasch zu «vergessen». Weiter wird vorausgesetzt, dass die Periode der Messdurchflutung

gegen charakteristische Zeiten der äusseren Einflüsse kurz ist. Nach diesen zwei Einschränkungen kann man die Abweichungen von obigem Satz als elektromagnetisches Rauschen betrachten.

2.5 Die Lage des elektromagnetischen Symmetriezentrums S_M wird in elektrische Grössen dadurch abgebildet, dass die Messwicklung W_M zu einem nichtlinearen elektrischen Widerstand R_R parallel geschaltet wird (Fig. 1). Dabei wird vorausgesetzt, dass R_R in der elektrischen Koordinatenebene (Spannung u_R , Strom i_R) eine möglichst perfekt punktsymmetrische Kennlinie mit dem elektrischen Symmetriezentrum S_R im Koordinatennullpunkt besitzt:

$$S_R = (0, 0) \quad (4a)$$

Bei geeigneter Kennlinie des R_R (z.B. mit negativem differentiellem Widerstand in einem Bereich um S_R) können in diesem nichtlinearen $L-R$ -Kreis starke Relaxationsschwingungen entstehen. Dadurch ist die Lage des elektromagnetischen Arbeitspunktes P_M auf der elektromagnetischen Kennlinie mit der Lage des elektrischen Arbeitspunktes P_E auf der elektrischen Kennlinie ein-eindeutig gekoppelt (Fig. 2). Die Symmetrieverschiebungen der elektromagnetischen Kennlinie spiegeln sich somit in den zeitlichen Symmetrieverschiebungen der Schwingungen der elektrischen Grössen, die schon gut beobachtbar sind. Die Nullpunktstabilität der Summendurchflutungsmessung basiert auf der Folge der Symmetrien: Wenn $y(t)$ eine der elektrischen Grössen u_R, i_R als Funktion der Zeit t bedeutet, und wenn

$$w_s i_s = 0 \quad (4b)$$

dann nach Gl. (2)

$$S_M = (0,0) \quad (4c)$$

und es gibt eine Konstante T (Periode der Schwingungen) so, dass

$$y(t) = -y(t - T/2) \quad (4d)$$

Die Abweichung von (4d) wird dann als Abweichung von (4b) interpretiert.

2.6 Durch zwei geeignet gewählte gegenüber S_R liegende Entscheidungspunkte A , $-A$ zerteilt man die elektrische Kennlinie des R_R in zwei Entscheidungshälften, und dann vergleicht man die Dauer der zeitlichen Abschnitte Δt , die für den elektrischen Arbeitspunkt P_E nötig sind, um die erste Entscheidungshälfte von A zu $-A$ und die zweite Entscheidungshälfte von $-A$ zu A zu durchlaufen. Wenn (4d) gilt, dann auch

$$\Delta t_{(-A) \rightarrow (A)} = \Delta t_{(A) \rightarrow (-A)} \quad (4e)$$

2.7 Um ein Mass für die Abweichungen von (4e) zu bekommen, wird eine Rechteckspannung u_Q konstruiert, die der Speisespannung U^+ gleicht, wenn P_R die erste Entscheidungshälfte der elektrischen Kennlinie durchläuft, und diese null ist, während P_R die zweite Entscheidungshälfte durchläuft. Das Tastverhältnis η dieser Rechteckspannung u_Q ist eine Funktion der Summendurchflutung:

$$\frac{\Delta t_{(-A) \rightarrow (A)}}{\Delta t_{(-A) \rightarrow (A)} + \Delta t_{(A) \rightarrow (-A)}} = \eta(w_s i_s) \quad (5a)$$

$$\eta(0) = 1/2 \quad (5b)$$

2.8 Man darf nicht ausser acht lassen, dass für sehr grosse Summendurchflutungen $w_s i_s$ der Arbeitspunkt P_M während der ganzen Schwingungsperiode T im Sättigungsbereich bleibt,

wobei er ein fast lineares Segment durchläuft, das auch annähernd symmetrisch gegenüber $i_M = 0$ verläuft ($\Phi_M \neq 0$), und die Relaxationsschwingungen erfüllen annähernd Gl. (4d), (4e), also ähnlich wie in Gl. (5b)

$$\lim_{w_s i_s \rightarrow \pm \infty} \eta(w_s i_s) = 1/2 \quad (5c)$$

Wegen kleinen Hubs in der Φ_M -Richtung steigt die Schwingungsfrequenz $f_{osc} = 1/T$ um einige Grössenordnungen. Die Erscheinung kann man leicht für eine Warnung (Fig. 3, KL 10) ausnutzen und so die Zweideutigkeit der Summendurchflutung als Funktion des Tastverhältnisses ausschliessen (vgl. Fig. 5a, 5b).

2.9 Genau genommen wurde im vorhergehenden nur die Nullpunktstabilität des Tastverhältnisses glaubhaft gemacht. In Wirklichkeit gibt es einfache Kennlinien des R_R mit so ungeschickt gewähltem Entscheidungspunkt, dass auch bei stark nichtlinearer elektromagnetischer Kennlinie $\eta = 1/2$ bleibt für alle Werte der Summenstromdurchflutung (vgl. [3, Fig. 2a, Gl. 13a]).

2.10 Ein plausibles Argument dafür, dass η sich mit der Summendurchflutung überhaupt ändern kann, ist das folgende Beispiel nach Fig. 2: Über die Durchlaufzeiten der zwei aufeinanderfolgenden Entscheidungshälften der elektrischen Kennlinie entscheidet am meisten die Durchlaufzeit der steilen Teile der elektromagnetischen Kennlinie (Fig. 2a). Bei $w_s i_s = 0$ sind beide Durchlaufzeiten gleich, dagegen bei $w_s i_s > 0$, wie gestrichelt gezeichnet, sind beide steilen Teile nach unten verschoben. Dadurch wird der obere Teil bei grösserer (positiverer) Spannung u_R rascher durchlaufen als bei (4a), und der untere Teil wird langsamer durchlaufen, weil die (jetzt negative) Spannung einen kleineren Absolutwert hat als vorher.

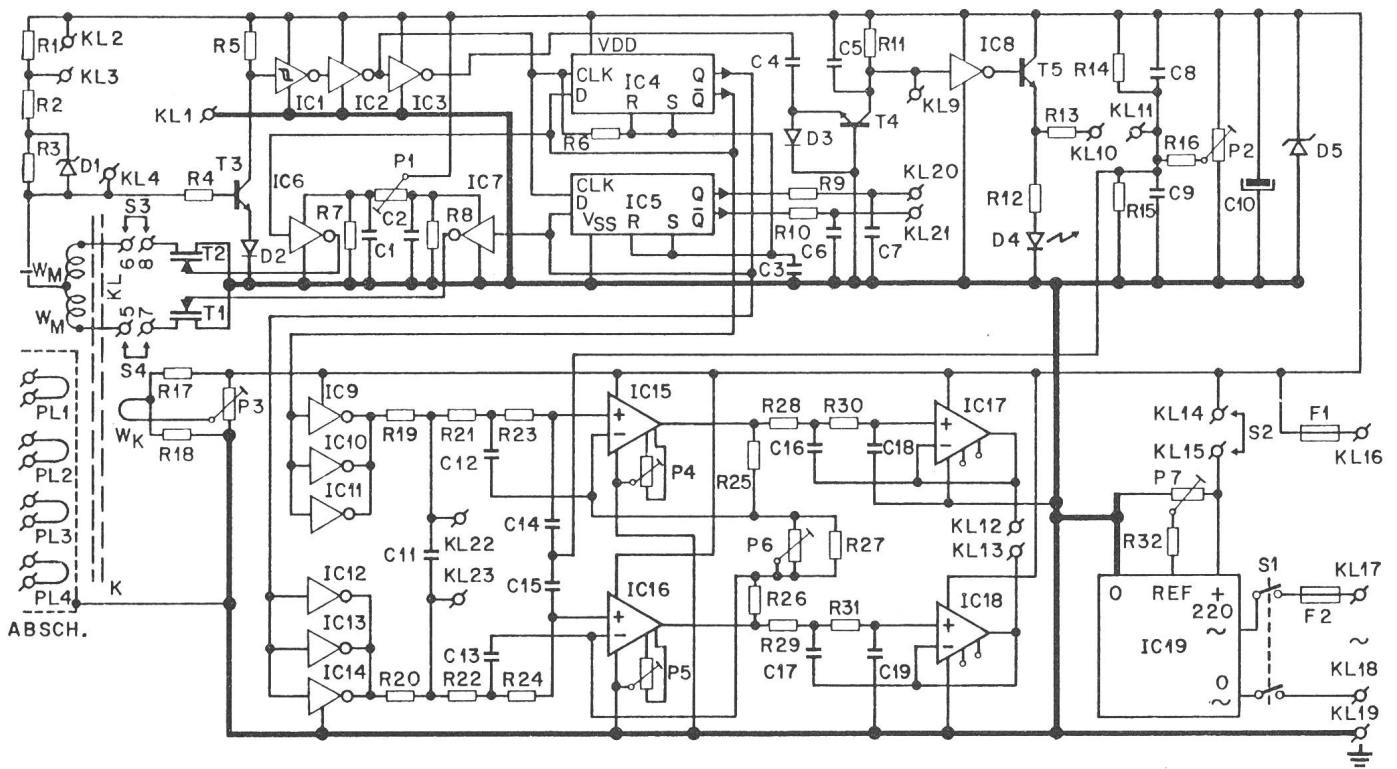


Fig. 3 Vollständiges Schaltbild der Versuchsausführung des Summenstromwandlers
Komponentenwerte und Klemmenbestimmung in Tabelle I, Justierungsvorschrift in Tabelle II des Anhangs

Also, in erster Näherung bleibt die ganze Schwingungsperiode T gleich, dagegen wird η grösser:

$$w_s i_s > 0 \Rightarrow \eta(w_s i_s) > 1/2 \quad (5d)$$

Hier stützt man sich auf die allgemeine Gleichung:

$$u_M \cdot dt = d(w_M \cdot P \cdot \mu\mu_0 \cdot i_M/l) \quad (5e)$$

wo P den Querschnitt des magnetischen Toroides, $\mu\mu_0$ die Permeabilität des magnetischen Werkstoffes und l die mittlere Länge der magnetischen Flusslinien bedeuten.

Es ist einleuchtend, dass der Symmetrien wegen

$$w_s i_s < 0 \Rightarrow \eta(w_s i_s) < 1/2 \quad (5f)$$

und die Änderung $\Delta\eta$ des Tastverhältnisses eine *ungerade* Funktion der Summendurchflutung ist:

$$\Delta\eta(-w_s i_s) \equiv \eta(-w_s i_s) - \eta(0) = -\Delta\eta(w_s i_s) \quad (5g)$$

und die Empfindlichkeit bei kleinen Summendurchflutungen positiv bleibt:

$$(w_s i_s \rightarrow 0) \Rightarrow d(\Delta\eta)/d(w_s i_s) \rightarrow \text{const.} > 0 \quad (5h)$$

2.11 Hier sieht man einen wesentlichen Unterschied gegenüber Messprinzipien, die auf einem symmetrischen Sättigungsprinzip basieren: Beim Messen der Spuleninduktivität oder des Kopplungsfaktors, der Oszillatorfrequenz, des Resonanzwiderstandes usw. *muss* die Empfindlichkeit für kleine Summendurchflutungen gegen null gehen (und auch das Vorzeichen der Summendurchflutung geht dabei verloren), weil dies *gerade* Funktionen der Summendurchflutung sind. Zum Beispiel gilt für die Schwingungsfrequenz des Relaxationsoszillators nach Fig. 1 und Fig. 2:

$$\Delta f(-w_s i_s) \equiv f_{osc}(-w_s i_s) - f_{osc}(0) = +\Delta f(+w_s i_s) \quad (6a)$$

$$(w_s i_s \rightarrow 0) \Rightarrow d(\Delta f)/d(w_s i_s) \rightarrow 0 \quad (6b)$$

(Vgl. Fig. 5a mit Fig. 5b.) Alle derartigen Methoden sind auf die Form der Nichtlinearität der elektromagnetischen Kennlinie sehr angewiesen, und für Anwendungen im Bereich um 10^{-2} AWdg muss die notwendige Empfindlichkeit hart erkämpft werden. Falls man den Arbeitspunkt durch eine konstante Hilfsdurchflutung in das Gebiet der höchsten Empfindlichkeit verschiebt, wird die Stabilität oft noch kleiner. Aus dem Erfahrungssatz (§ 2.4) folgt, dass man auch nicht von Kompensationsprinzipien, die zwei «identische» Kerne benutzen, viel erwarten darf, weil auch einmal bestens gepaarte Kerne mit der Zeit auseinanderkriechen.

Die hier erwähnten Methoden können für Summendurchflutungen ab etwa 10^{-1} AWdg gut funktionieren. Unter etwa 10^{-2} AWdg zeigen oft Geräte mit ausreichender nomineller Empfindlichkeit oder Ansprechgrenze versteckte Tücken: Weil dabei die Amplitude des Meßstromes im wesentlichen kleiner als etwa $10 \times$ Koerzitivstrom ist, sind grosse Nullpunktverschiebungen nach starken Summenstromstößen zu erwarten. Aus diesem Grund können nicht genügend streng geprüfte Geräte versagen, weil nach einem einzigen kurzen Summenstromstoss das Gerät wegen remanenter Magnetisierung entweder asymmetrisch weniger empfindlich werden oder dauernd Alarmzustand melden kann.

Wiederholt vorgeschlagene magnetische Kreise, die aus einem dicken Joch und einem sehr kurzen (0,1 mm) Teil mit sehr kleinem Querschnitt (10^{-2} ... 10^{-4} des Jochquerschnittes) bestehen, bringen erhöhte Empfindlichkeit, das Joch lässt sich aber kaum reproduzierbar entmagnetisieren (vgl. § 2.2).

2.12 Wichtig ist hier die Form der elektrischen Kennlinie des R_R , deren flache Teile wegen kleiner Subtangente I_0 (Fig. 2b zu der guten Empfindlichkeit wesentlich beitragen; die steilen Teile liefern dagegen in jeder Halbperiode der Schwingungen grosse Extremwerte der Messdurchflutung nach Gl. (3a).

2.13 Die Optimierung der Empfindlichkeit und Nullpunktstabilität bei gegebenen Nebenbedingungen, wie Temperaturbereich, maximale Summenstromstöße, maximale Primärströme, besteht aus der Wahl des kleinsten Toroides, das die Messwicklung W_M , die Abschirmung, die Primärleiter PL_i und die nötige Isolation noch beherbergen kann, dann aus der experimentellen Ermittlung der nötigen $w_M i_{Mmax}$, ferner aus der Ermittlung der Steigung der mittleren flachen Teile, die die grösste Empfindlichkeit bei ausreichender Temperaturstabilität sowohl des Nullpunktes als auch der Empfindlichkeit gibt.

2.14 Die aus § 2.13 resultierende elektrische Kennlinie wird synthetisch aus Spannungsquellen, Dioden und Schaltern hergestellt. Der zentrale (in Fig. 2b punktierte) Bereich mit negativem Widerstand wird ausgelassen und durch die unstetigen Sprünge des P_E an die andere Entscheidungshälfte ersetzt. Bei den Entscheidungspunkten A, $-A$ dient als Kriterium das Erreichen der Entscheidungsspannungen $\pm U_{RA}$.

2.15 In Wirklichkeit wird nur eine der Entscheidungshälften synthetisiert, und (vgl. Fig. 4a mit Fig. 2b) dann abwechselungsweise an die zwei Hälften der Doppelmesswicklung

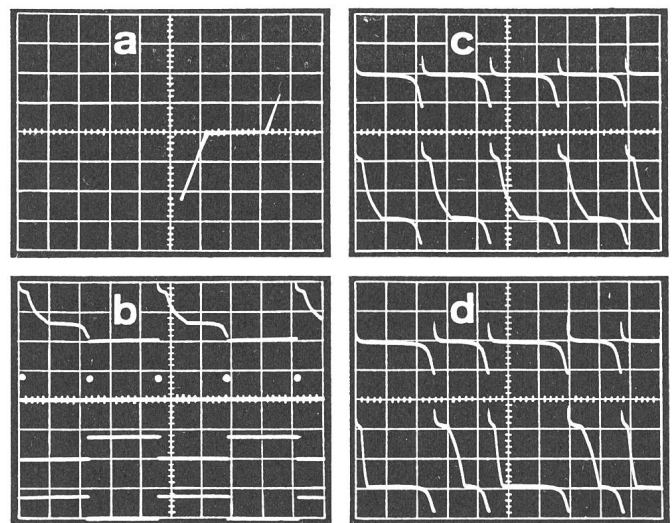


Fig. 4 Oszillogramme der wichtigsten internen Kurvenformen der Schaltung nach Fig. 3

- a Dynamische elektrische Kennlinie des synthetisierten Widerstandes R_N (Hälfte des R_R nach Fig. 2b). Koordinaten: horizontal u_{RN} (KL4-KL1), 5 V/Fenster, vertikal i_{RN} (KL3-KL2), 50 mA/Fenster, Koordinatennullpunkt in der Bildmitte
- b, c, d Zeitlicher Verlauf eigener Spannungen und Ströme, horizontal 50 μ s/Fenster
 - b Alle Kurven: vertikal 20 V/Fenster. Von oben: Spannung an KL7-KL1; Nadelpulse am Ausgang von IC2; Rechteckspannungen u_Q , u_Q an Ausgängen von IC4
 - c, d Oben: Strom i_{RN} , 100 mA/Fenster. Unten: Spannung u_{RN} , 5 V/Fenster
 - c Summendurchflutung $w_s i_s = 0$. Vgl. Gl. 4e, 5b
 - d $w_s i_s > 0$. Vgl. Gl. 5d

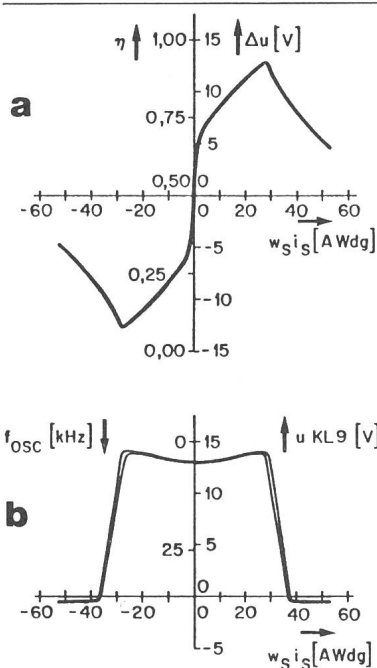


Fig. 5 Verhalten des Wandlers nach Fig. 3 für grosse Summendurchflutungen $w_s i_s$ (Gl. 1)

- a Tastverhältnisänderung $\Delta\eta$ und Ausgangsspannung Δu ohne Verstärkung (KL21–KL20) sind *ungerade* Funktionen von $w_s i_s$. Für kleines $w_s i_s$ beträgt die Empfindlichkeit $d\eta/d(w_s i_s) = 0.21/\text{AWdg}$
- b Hilfsspannung (KL9–KL1) ist mit der f_{osc} der Relaxationsschwingungen linear verbunden (soweit KL9 positiv bleibt). Somit sind u_{KL9} wie f_{osc} *gerade* Funktionen von $w_s i_s$ (Vgl. Gl. 6a, 6b)

Die Hysterese beider Kurven verschwindet bei kleinem $w_s i_s$

$W_M, -W_M$ in umgekehrtem Sinne angeschlossen. Die Perfektion der Symmetrie der elektrischen Kennlinie wird dadurch nur von der Perfektion von zwei Schaltern, der Äquivalenz der Messwicklungshälften und der Ausgänge Q, \bar{Q} des Binärzählers, die man für die Umschaltung verwendet, abhängig (Fig. 3, T1, T2, $W_M, -W_M, \text{IC4}$). Zurzeit sind die V-MOS-Transistoren die besten Schalter für diese Zwecke. Man kann sie entweder auf gleichen Widerstand paaren oder in fertiger Schaltung elektrisch abgleichen (P1, IC6, IC7). In naher Zukunft sollen angeblich monolithische Paare hergestellt werden.

2.16 Die Transformation des Tastverhältnisses η in eine Ausgangsspannungsdifferenz Δu entsteht durch die Mittelwertbildung der Rechteckspannung u_Q und ihres Komplementes $u_{\bar{Q}}$ im doppelten aktiven Tiefpass LP (Fig. 1), der die Reste der Rechteckspannung beseitigt, ferner durch seine einstellbare Spannungsverstärkung (Fig. 3, P6), die die gesamte Wandlerkonstante R_W auf einen erwünschten runden Wert einstellen lässt:

$$\Delta u = R_W \cdot w_s i_s \quad (7)$$

2.17 Wegen [1] wurde die -3dB -Frequenz des Tiefpasses TP auf 200 Hz gesetzt. Aus der Wahl der tiefsten $f_{\text{osc}} (= 2 \text{ kHz})$ und aus der dabei erwünschten Abschwächung um 80 dB folgte die 5. Ordnung des Besselschen Tiefpasses, der Transientenvorgänge gut reproduziert. Die Wahl des $i_{M\text{max}} (= 100 \text{ mA})$ gab für die $U^+ = +15 \text{ V}$ endlich die Windungszahl w_M und den Kernquerschnitt P (Gl. 5e). Dadurch wurden die wesentlichen Unterlagen für den Entwurf des Schaltbildes (Fig. 3 und Tab. I) festgelegt.

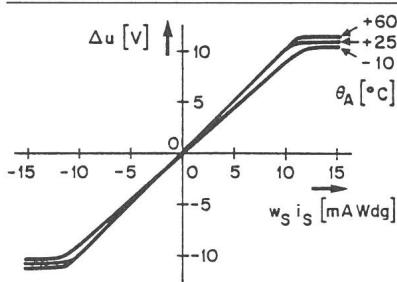


Fig. 6 Kennlinie des Hauptausganges (Δu , KL12–KL13) des Wandlers nach Fig. 3 bei drei Umgebungstemperaturen θ_A . Die Nichtlinearität rechts und links ist durch die begrenzte Ausgangsspannung der IC15...IC18 bedingt

3. Beschreibung der Versuchsschaltung

3.1 Das Schaltbild (Fig. 3) und die Komponentenwerte (Tab. I im Anhang) sind für bequemes Experimentieren mit dem Messprinzip entworfen worden. Für spezifische Anwendungen lässt sich aufgrund der gewonnenen Experimentaldaten die Schaltung wesentlich vereinfachen.

3.2 Der R_N (§ 2.15, Fig. 4a) wird aus $U^+, R1 + R2, R3$ und D1 synthetisiert. Für erste Versuche werden variable Widerstände $R2, R3$ empfohlen.

3.3 Die Kette R4, T3, IC1 bis IC4, IC6, IC7, T1, T2 dient der Umschaltung des R_N abwechslungsweise an $W_M, -W_M$. Nach jeder Senkung der u_{KL4} auf U_{RA} (Fig. 2b) erscheinen am Ausgang von IC2 Nadelpulse (Fig. 4b), die die Umschaltung auslösen. Per Periode der Relaxationsschwingungen erscheinen zwei Nadelpulse, die bei $w_s i_s = 0$ im Abstand $T/2$ folgen.

3.4 R6, C3 angeschlossen an die R-S-Eingänge des IC4 bilden eine zuverlässige automatische Starthilfe, die den Zustand eines dauernd leitenden Schalttransistors (T1, T2) ausschliesst.

3.5 Bei externer Speisung soll aus Rücksicht auf die C-MOS IC die $U^+ + 15 \text{ V}$ nicht überschreiten (D5, F1). Der Speisestrom bei $w_s i_s = 0$ bleibt unter 30 mA. Bei mittlerer Länge von 10 cm beträgt die Verlustleistung der PL_i bei $4 \times 100 \text{ A}_{\text{eff}}$ total 7,4 W.

3.6 Ein rationeller Justierungsvorgang, der die wichtigsten Nullpunktverschiebungen an der Quelle kompensiert, ist in Tab. II beschrieben. Für die meisten Anwendungen reicht ein Nullpunktjustierungsglied.

3.7 Man soll nicht vergessen, dass die Primärleiter PL_i die transformierte Oszillatorspannung tragen (ca. $100 \text{ mV}_{\text{SP-SP}}$) und deswegen ein Kurzschluss um den Kern K die Empfindlichkeit ändert.

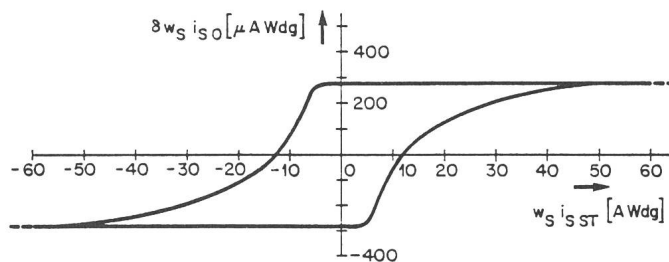


Fig. 7 Remanenzeffekte im Kern mit Abschirmungsbecher

Nach wiederholten Summendurchflutungsstößen mit Spitzenwert $w_s i_{s\text{st}}$ kehrt die Ausgangsspannung Δu (KL12–KL13) zum Wert $R_W \delta w_s i_{s0}$ zurück. Der hysteretische Verlauf dieser Abhängigkeit bleibt links und rechts bis zu mindestens $\pm 2000 \text{ AWdg}$ praktisch waagrecht. Ohne Abschirmung betragen diese Remanenzeffekte ca. $\pm 50 \mu\text{AWdg}$. Die abgeschätzte Genauigkeit dieser Messungen ist ca. $\pm 20\%$

4. Messungen am Versuchsgerät

4.1 Die Resultate sind mit der Kernhöhe $h = 0,76$ mm gewonnen worden. Ausgewählte interne Kurvenformen des Relaxationsoszillators zeigt die Fig. 4.

4.2 Die wichtigsten Eigenschaften des Gerätes dokumentieren Messungen an den Fig. 5, 6, 7.

4.3 Nach dem Erreichen stationärer Temperatur ist die Stabilität so gut, dass man im Labor Summendurchflutungen unterhalb $10 \mu\text{AWdg}$ beobachten kann (Oszillograph, Voltmeter oder Schreiber). Das eigene statistische Rauschen beträgt einige μAWdg .

5. Zusammenfassung

Die Messungen (Fig. 4 bis Fig. 8) zeigen, dass mit Werten nach Tab. I die Bedingungen der 23. Preisaufgabe der Denzler-Stiftung [1] erfüllt oder übertroffen worden sind.

Weil das Messprinzip eine Änderung der üblichen Denkweise verlangt, wurden zuerst die Einzelschritte des Informationsflusses im Gerät erläutert und dann das detaillierte elektrische Schaltbild mit den wichtigsten Messdaten präsentiert, um dem interessierten Leser seine eigenen anwendungsorientierten Experimente zu erleichtern.

Literatur

- [1] Preisausschreiben der Denzler-Stiftung. Bull. SEV/VSE 67(1976)18, S. 1009...1012.
 [2] Protokoll der 94. (ordentlichen) Generalversammlung des SEV, Samstag, 26. August 1978, 10.00 Uhr in St. Moritz. Bull. SEV/VSE 69(1978)20, S. 1083...1087.
 [3] A. Marek: A new principle for fast DC-sensitive potential-independent current comparators. IEEE Trans. MAG-13 (1977)5, p. 1149...1151.

Adresse des Autors

Dr. Alois Marek, c/o Brown Boveri Forschungszentrum, 5405 Baden-Dättwil.

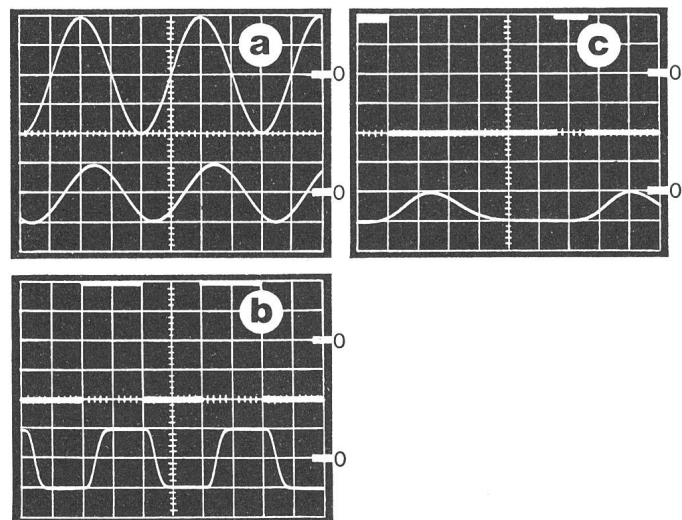


Fig. 8 Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung des Wandlers nach Fig. 3 bei Summendurchflutungen verschiedener Form

Obere Kurve in jedem Bild: Summendurchflutung $w_s i_s$ am Eingang (PL₁), 5 mAWdg/Fenster vertikal
 Untere Kurven: Ausgangsspannung $\Delta u/2$ asymmetrisch gemessen (KL12–KL11), 5 V/Fenster vertikal
 a Reaktion auf Sinusstrom 50 Hz zeigt Verzögerung um 2 ms; 5 ms/Fenster horizontal
 b Rechteckstrom 50 Hz; 5 ms/Fenster horizontal
 c Strompulse mit 1 ms Dauer; 1 ms/Fenster horizontal
 Die untere Kurve zeigt perfekte Übertragung der Gleichstromkomponente

Anhang

Komponentenwerte der Schaltung nach Figur 3

Tabelle I

Bezeichnung	Wert, Typ oder Bestimmung
T1, T2	VN46AF (Siliconix) oder Äquivalent
T3, T4	2N3904
T5	2N2219A
D1	Zenerdiode 9.1 V 1 W
D2, D3	1N4148
D4	LED rot 20 mA
D5	1N5354
IC1 bis IC3	1/6 MM74C14
IC4, IC5	1/2 CD4013
IC6 bis IC8	1/3 CD4007
IC9 bis IC14	1/6 CD4069B
IC15 bis IC18	LH0022CH
IC19	Speisemodul 15 V, 100 mA (PM576D Computer Prod., Inc.)
R1	1 Ω
R2	33 Ω oder Rheostat 100 Ω 1% mit Skala
R3	4k7 oder Rheostat 10 k Ω 1% mit Skala
R4	15k
R5	1k5
R6	270k
R7, R8	100k
R9, R10	10k 1%
R11	100k
R12, R13	1k2
R14, R15	5k 0,1% 15 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
R16	470k
R17, R18	6k8
R19 bis R24	1 M 0,1%
R25, R26	5k 0,1% 15 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
R27	70 Ω 15 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
R28 bis R31	100k 0,1%
R32	10k
P1 bis P5	10k Trimpot 20 Turn
P6	1k Trimpot 20 Turn
P7	10k Trimpot 20 Turn
C1, C2	33n
C3	1n
C4	330p 2%
C5	10n
C6 bis C9	1 μ
C10	2m2 (und 10n über Speisung jedes IC dazu)
C11	346p 0,5%
C12, C13	802p 0,5%
C14, C15	246p 0,5%
C16, C17	8n28 0,5%
C18, C19	2n46 0,5%
KL1, KL2	Speisespannung 0 V, $U^+ = +15$ V
KL3, KL4	Messung des i_R , u_R (Fig. 4a, b, c, d)
KL5, KL6	Enden der doppelten Messwicklung W_M , $-W_M$
KL8, KL9	Schalttransistorklemmen (§ 2.15)
KL9	Messung nach Fig. 5b
KL10	Warnungsausgang (§ 2.8)
KL11	$U^+/2$
KL12, KL13	Ausgangsklemmen
KL14, KL15	interne Speisung U^+
KL16, KL19	externe Speisung U^+
KL17 bis KL19	Netzanschlüsse
KL20, KL21	direkter Ausgang (Fig. 5a)
KL22, KL23	zum Kurzschliessen an KL11 bei Justierung
P4, P5	Netzschalter
S1	Unterbrechung interner Speisung
S2	Kommutierung der Messwicklungsenden (Schraub- oder Lötverbindungen)
S3, S4	Sicherung 1 A F
F1	Sicherung 100 mA F, 250 V
F2	Sicherung 100 mA F, 250 V
K	Ferritring, Material T38 (Siemens), $\Phi_a = 25$ mm, $\Phi_i = 15$ mm, $0,7$ mm $\leq h \leq 0,9$ mm (aus der normierten Grösse R25 abschneiden)

Bezeichnung	Wert, Typ oder Bestimmung
W_K	Kompensationswicklung, 1 Wdg. isol.
$W_M, -W_M$	doppelte Messwicklung, 2×314 Wdg. 0,2 mm CuL verdrillt
PL1 bis PL4	Primärleiter (z. B., 3 Phasen und Nulleiter des Netzes), $\Phi_{Cu} = 3,5$ mm, Isol. 0,3 mm (Prüfsg. ≥ 3 kV), deren Ströme zu summieren sind; Windungszahlen $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = 1$.
V_{DD}, V_{SS}	Speisespannung der IC ($U^+ = +15$ V, 0 V)
CLK, D, R, S	Eingänge des Dual-Flip-Flops IC4, IC5: Clock, Data, Reset, Set
Q, \bar{Q}	Ausgänge der IC4, IC5
REF	feine Spannungseinstellung am IC19
ABSCH.	Abschirmung des Kernes K mit Messwicklungen $W_M, -W_M$ und Kompensationswicklung W_K . Material: Reineisen (ARMCO); $\Phi_a = 31$ mm, $\Phi_i = 10$ mm, $H = 9,2$ mm

Schritt	Sollwert	zwischen Klemmen	justieren mit	dabei verbunden
1	+15,000 V	KL2-KL1	P7	-
2	+7,500 V	KL11-KL1	P2	-
3	0,000 V	KL12-KL11	P4	KL22 mit KL23 mit KL11
	0,000 V	KL13-KL11	P5	
4	0,000 V	KL12-KL13	P4	KL22 mit KL23
5	x V			KL5 mit KL7, KL6 mit KL8
	-x V	KL12-KL13	P1	KL5 mit KL8, KL6 mit KL7
6	0,000 V	KL12-KL13	P3	-
7	+10,000 V	KL12-KL13	P6	PL1 mit 10,000 mA Konstantstromquelle

John William Strutt/Lord Rayleigh 1842–1919



Union internationale des télécommunications, Genève

Obwohl Lord Rayleigh keine Erfindungen gemacht und ausser dem Edelgas Argon nichts entdeckt hat, ist er doch den grossen Physikern zuzuzählen. John William Strutt wurde am 12. November 1842 in Langford Grove (Essex) geboren. Seiner schwächlichen Konstitution wegen musste er der Schule oft längere Zeit fernbleiben. Im Herbst 1861 kam er ans Trinity College in Cambridge; er studierte Mathematik und arbeitete sich bis zur Graduierung zum Besten empor. Sowohl seine schriftlichen Arbeiten als auch sein mündlicher Ausdruck zeichneten sich durch Einfachheit und eine bestechende Klarheit aus.

Jugendliebbereien Strutts waren die Chemie, Magnete und die in den Kinderschuhen steckende Photographie. Darum besuchte er nach dem Studium zuerst einen Kurs über chemische Analysen. Während den folgenden Jahren befasste er sich vorwiegend mit Licht, Farben und mit Elektrizität. 1869 erschien sein erster wissenschaftlicher Bericht über «einige elektromagnetischen Phänomene, betrachtet in Verbindung mit der dynamischen Theorie». Mit der «dynamischen Theorie» war diejenige von J.C. Maxwell gemeint, über die dieser Ende 1864 berichtet hatte. Strutt baute in seiner Arbeit die komplizierten Gleichungen Maxwells etwas um und kleidete den Text in eine einfachere, klarere und damit besser verständliche Form. 1877/78 entstand Strutts Buch «Theorie der Akustik», das noch 1956 einen Neudruck erfuhr.

Mit 29 Jahren heiratete Strutt Evelyn Balfour, eine Schwester des nachmaligen Premierministers. Zur Ausheilung einer heftigen Rheumaerkrankung des Mannes machte das junge Paar eine Reise nach Griechenland und Ägypten. Kurz nach der Rückkehr starb Strutts Vater, was zur Folge hatte, dass John William, als ältester Sohn, zum 3. Baron of Rayleigh wurde und auf den Familiensitz Terling Place in Witham (Essex) zog.

1873 wählte ihn die Royal Society zum Fellow, und zwei Jahre später wurde er Mitglied des Oberhauses. Politik interessierte ihn aber nicht stark, ebensowenig wie seine geerbten Ländereien, deren Bewirtschaftung er seinem jüngern Bruder überliess.

1879 starb Maxwell, und Lord Rayleigh wurde dessen Nachfolger als Professor der Physik sowie als Direktor des Cavendish Laboratoriums in Cambridge. In dieser Eigenschaft setzte er sich für eine Neudefinition der elektrischen Einheiten ein. Nach 5 Jahren bat er um seine Entlassung, um sich in seinem Privatlabor wissenschaftlichen Arbeiten zu widmen. Daneben übernahm er als Nachfolger Stokes den Posten des Sekretärs der Royal Society sowie drei Jahre darauf die Professur für Naturphilosophie der Society.

Bei Experimenten zur Bestimmung der Dichte von Gasen fand Rayleigh, der atmosphärische Stickstoff müsse eine Mischung von reinem Stickstoff mit einem schwereren Gas sein. Zusammen mit Sir William Ramsey entdeckte er 1894 dieses schwerere Element, das Edelgas Argon. 1904 erhielten beide dafür den Nobelpreis.

Rayleigh war es auch, der die blaue Farbe des Himmels erklärte. Nach dem Tod von Lord Kelvin im Jahre 1907 galt er als unbestrittener Führer der englischen Physik. Er wurde Geheimer Staatsrat und Kanzler der Universität Cambridge sowie Präsident einer Kommission für Aeronautik. Von 1905 bis 1908 amtierte er als Präsident der Royal Society.

Vielseitig interessiert, wie immer, arbeitete er bis 5 Tage vor seinem Tod, der am 30. Juni 1919 in Witham eintrat. Er wurde in der Westminster Abbey beigesetzt.

H. Wüger