

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 59 (1968)
Heft: 9

Rubrik: Mitteilungen SEV

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: 13.01.2026

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

Erregung von Synchronmotoren durch rotierende elektronische Gleichrichter

621.313.323.013.8 : 621.314.63

[Nach P. Geralde: Excitation des moteurs synchrones par redresseurs électroniques tournants. Rev. gén. Electr. 76(1967)11, S. 1341...1342]

Ein Synchronmotor kann mittels rotierender elektronischer Gleichrichter erregt werden, wenn ein Generator mit feststehender Spule und rotierendem Anker das Polrad des Synchronmotors über einen mitrotierenden Gleichrichter in Brückenschaltung speist. Da während des Laufes keine Möglichkeit besteht, den Anlasswiderstand zu- oder abzuschalten, muss das durch ein elektronisches Steuergerät, «Pulsesyn» genannt, besorgt werden. Dies Gerät ist auch in der Lage, bei starker Überlastung oder grossem Spannungsabfall, welche den Motor ausser Tritt fallen lassen, nach dem Verschwinden der Störung den Motor wieder zu beschleunigen und zu synchronisieren.

Die Prinzipschaltung des Pulsesyn ist in Fig. 1 dargestellt; es kontrolliert im wesentlichen die beiden Thyristoren T_1 und T_2 .

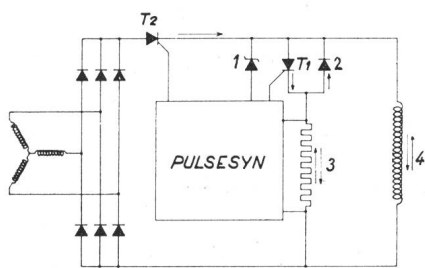


Fig. 1

Prinzipschema der Erregung ohne Bürsten und Schleifringe bei Verwendung des Steuergerätes «Pulsesyn»

T_1 , T_2 Thyristoren; 1 Zenerdiode; 2 Sperrdiode; 3 Anlasswiderstand; 4 Spule

Die gesteuerte Diode T_1 wird durch die Zenerdiode gezündet, sobald die Spannung an den Klemmen der Spule über ihren normalen Wert steigt. Im normalen Betrieb liegt die Erregerspannung unterhalb der Ansprechspannung der Zenerdiode. Die gesteuerte Diode T_1 sperrt somit den Stromdurchgang durch den Anlasswiderstand, welcher nach dem Anlaufvorgang nicht mehr benötigt wird. In gleicher Weise sperrt der Gleichrichter T_2 während des Anlaufes den Durchgang von Wechselstrom durch die Gleichrichterbrücke in Graetzschaltung.

Die Vorteile der Erregung von Synchronmotoren ohne Bürsten und Schleifringe durch rotierende Gleichrichter sind:

- a) Selbsttätige Kühlung der Halbleiter;
- b) Einfacher Unterhalt;
- c) Kein Risiko von Funkenbildung in explosionsgefährdeter Atmosphäre;
- d) Wegfallen des Synchronisierschranks;
- e) Beibehaltung des typischen Verhaltens von Synchronmotoren.

Als Nachteil sind der höhere Preis der Erregereinrichtung zu nennen (welcher besonders bei Langsamläufern ins Gewicht fällt) und die durch die Zeitkonstanten des Erregers bedingte langsame Einstellung auf äussere Veränderungen im Betrieb.

A. Baumgartner

Ursachen des Koronaeffektes von Hochspannungsleitungen

621.315.051.2 : 621.3.015.532

[Nach H. H. Newell u. a.: Corona and RI Caused by Particles on or Near EHV Conductors: I-Fair Weather. IEEE-Trans. PAS-86(1967)11, S. 1375...1383]

Um Einflüsse der Luftverschmutzung, der Luftfeuchtigkeit und anderer Faktoren auf den Koronaeffekt an Freileitungen zu ermitteln, wurden an einigen 230-kV-Leitungen Messungen durchgeführt. Für die Untersuchungen dienten Spezialfahrzeuge sowie ein Turmwagen mit isolierter Plattform. Der Turmwagen erwies sich als besonders zweckmässig, da man von seiner Plattform aus

die Freileitungen von nur wenigen Metern Abstand beobachten konnte.

Die Auswertung der Messergebnisse ergab, dass der Koronaeffekt in beträchtlichem Mass von organischen Partikeln verursacht wird, die sich auf die Leitung ablageren. Solche Partikel können sowohl pflanzlicher (z. B. Nadeln von Bäumen) als auch tierischer Herkunft (z. B. verschiedene Insekten) sein. Da nun der Wind die erwähnten Partikel in vermehrter Masse an die Leiter führt, ist dieser auch ein nicht zu vernachlässigbarer Faktor im Entstehen der Koronaerscheinung.

Auch die Luftfeuchtigkeit hat den Einfluss auf die Korona, da anscheinend das elektrische Feld die Feuchtigkeitsteilchen der Luft zu Dipolen macht. Allerdings ist es noch nicht gelungen, weder diese Hypothese noch den Einfluss der Temperatur auf die Korona nachzuweisen.

Im weiteren konnte festgestellt werden, dass die 345- und 500-kV-Leitungen sich betreffend die Untersuchungen im wesentlichen ähnlich verhalten.

W. Sterling

Frequenzumformer ohne Gleichstromglied mit Umladekondensator

621.314.26

[Nach G. P. Grabowjezkij und W. W. Semjenow: Frequenzumformer ohne Gleichstromglied mit Kommutierungskapazität. Elektritschestwo 89(1968)1, S. 79...81]

Asynchronmaschinen haben eine Reihe von Vorteilen gegenüber von Gleichstrommaschinen. Ihr Hauptnachteil ist jedoch, dass ihre Drehzahl nicht direkt beeinflusst werden kann. Zur Elimination dieses Nachteiles ist es notwendig, einfache, in der Frequenz regelbare Speisequellen auszubilden. Für höhere Frequenzen (200...1000 Hz) sind statische Umformer durch ihre Robustheit besonders geeignet. Schliesst man an die Sekundärseite eines Drehstromtransformators 12 gesteuerte Ventile und an deren Ausgang eine LC-Serieschaltung an, so lässt sich am Kondensator eine gleichstromgliedlose Wechselspannung abgreifen, wenn die Reihenfolge und der Zündzeitmoment der einzelnen Ventile entsprechend gewählt werden. Die Ausgangsspannung ist dabei praktisch lastunabhängig; durch ein aus drei Kondensatoren bestehendes Filter können Oberwellen weitgehend unterdrückt werden. Da kein Gleichstromglied auftritt ist ein Rekuperationsbetrieb, d. h. Rückgewinnung von Energie bei Lastbremsung, ohne weiteres möglich. Eine Versuchsanordnung mit einer Leistung von 10 kVA brachte gute Ergebnisse.

A. Kolar

Schnelle Schutzrelais für den Amplitudenvergleich zweier Messgrössen

621.316.925

[Nach W. A. Suschko: Schnellwirkende Schutzrelais für die Vergleichschaltung zweier Grössen. Elektrotechnika (russ.) 39(1968)1, S. 25...28]

Statische Schutzrelais für den Amplitudenvergleich zweier Messgrössen (Minimalimpedanzrelais, Distanzrelais, Konduktanzrelais usw.) sind normalerweise so aufgebaut, dass die beiden Messgrössen in einer Brückenschaltung voneinander subtrahiert und dann geglättet werden. Je nach Vorzeichen der geglätteten Grösse kommt es zur Auslösung. Durch die Zeitkonstanten der Glättungsglieder ergeben sich vor allem bei kleinen Differenzen zwischen den zu vergleichenden Messgrössen erhebliche Auslösezeitverzögerungen solcher Schutzrelais.

Misst man nur die Zeitdauer der Impulse gleichen Vorzeichens der ungeglätteten Vergleichsgrösse hinter der Brückenschaltung, so lässt sich ebenfalls ein eindeutiges Messkriterium finden. Der Vorteil dieser Schaltung besteht darin, dass durch Wegfall der Glättungsglieder theoretisch Ansprechzeiten bis zu einer Viertel-Periode erreicht werden können. Wegen transients Ausgleichtvorgänge sind in der Praxis Schaltungen zu verwenden, die die Zeitdauer der positiven und negativen Impulse miteinander vergleichen.

A. Kolar

Fertigung integrierter Schaltungen

621.38-181.4

[Nach A. D. Brisbane und T. M. Jackson: The pulsed gas laser and its application to microcircuit fabrication. Electronic Components 9(1968)1, S. 73...76]

Bei der Fertigung von integrierten Schaltungen tritt unter anderem die Aufgabe auf, die einzelnen Schaltungskreise oder Schaltungselemente eines integrierten Halbleiter-Bausteines untereinander in einer bestimmten Weise elektrisch zu verbinden. Zur Lösung dieser Aufgabe wendet man beispielsweise photolithographische Verfahren an, oder man setzt Laser ein. In jedem Falle benötigt man eine Schablone mit dem gewünschten Leitermuster.

Die Herstellung einer solchen Schablone, die im Hinblick auf die geforderte Präzision beträchtliche Schwierigkeiten verursacht, lässt sich mit einer Einrichtung mit einem im Pulsbetrieb arbeitenden Gaslaser durchführen. Der von dem Laser ausgesandte Lichtstrahl wird nach Ablenkung durch einen Spiegel mittels eines Linsensystems auf einen als Ausgangsmaterial für die Schablone dienenden Film fokussiert, wodurch die Filmschicht an dieser Stelle verdampft wird, und nur noch der transparente Träger erhalten bleibt. Unterhalb des Filmes ist ein Prisma angeordnet, das von einer zusätzlichen Lichtquelle ausgehende Lichtstrahlen durch den Film und das Linsensystem auf einen oberhalb des Gaslasers angeordneten Beobachtungsschirm lenkt.

Der Film und das Prisma sind auf einem in den x, y-Koordinaten beweglichen Tisch angeordnet, der mittels Schrittschaltmotoren und Präzisions-Führungsschrauben in Schritten von 12,5 µm bewegt werden kann. Zur Steuerung der Tischbewegung sind zwei Register vorgesehen, von denen das eine die augenblickliche Position und das andere die geforderte Position gespeichert enthält. Die Vorgabe der geforderten Position kann mittels Lochstreifen erfolgen, oder unter Einsatz eines Rechners entsprechend den Messwerten vorgenommen werden, die sich bei der Prüfung des Halbleiter-Bausteines ergeben.

D. Krause

Nichtlineare Verzerrungen und Mischungsprozesse mit Feldeffekttransistoren

621.382.323:621.391.832.4:621.372.622

[Nach J. S. Vogel: Nonlinear distortion and mixing process in field-effect transistors. Proc. IEEE 55(1967)12, S. 2109...2116]

Infolge seiner stark nichtlinearen Charakteristik eignet sich der Feldeffekttransistor (FET) als sehr leistungsfähiger Mixer. Er weist ein flach verlaufendes Maximum seiner Konversionssteilheit in Funktion der Torvorspannung auf, wodurch ein Bereich gefunden werden kann, in dem das Verhältnis zwischen Mischstrom und den Verzerrungsströmen am günstigsten ist. So können aus den charakteristischen Kurven des Feldeffekttransistors seine nichtlinearen Verzerrungen und sein Verhalten als Mixer ohne Mühe berechnet werden.

Mischstufen mit Feldeffekttransistoren weisen kleinere Mischsteilheiten auf als solche, die mit bipolaren Transistoren bestückt sind. Die Eingangsimpedanz des FET ist aber wesentlich höher und gestattet daher die Verwendung besserer und selektiverer Eingangsresonanzkreise. Auch die Belastungsimpedanz kann höher gewählt werden, da die Ausgangsimpedanz ebenfalls höher ist. Damit steht aber eine grössere Mischstufenleistung zur Verfügung. Wenn allerdings die Lastimpedanz allzu gross wird, treten Schwierigkeiten in Bezug auf die Stabilität des Mischkreises auf.

Sofern es möglich wird, die Torkapazität weiter zu reduzieren, kann erwartet werden, dass Mischstufen mit hohem Wirkungsgrad bis zu sehr hohen Frequenzen entwickelt werden können.

D. Kretz

Aktiver, phasenlinearer Tiefpass

621.372.542.2:621.372.63

[Nach D. J. Lloyd: Linear-phase low-pass active filter with switched cutoff frequencies. Electronic Engng. 40(1968)480, S. 69...71]

Die Signale von Beschleunigungsgebern sind oft von Störungen überlagert, die von Körperschall, wie Laufgeräuschen und

Vibrationen herrühren. Diese unerwünschten Komponenten begrenzen die Messdynamik für das Nutzsignal und sollten deshalb mittels Tiefpass abgeschwächt werden. Da aber die Grenzfrequenz des Durchlassbereichs meist sehr tief liegt und zudem wenigstens in Oktavschritten wählbar sein sollte, sind passive Tiefpässe ihrer Schwerfälligkeit wegen nicht sehr beliebt.

Das gewünschte Filter sollte oberhalb der wählbaren Bandgrenze einen steilen Dämpfungsanstieg haben und im Durchlassbereich einen linearen Phasengang aufweisen um das Nutzsignal nicht zu verfälschen. Dies ist besonders im Hinblick auf eine allfällige Integration wichtig (\int Beschleunigung = Geschwindigkeit). Bei einem aktiven Filter ist aus demselben Grund die Drift minimal zu halten.

Ein Tiefpass, der diesen Anforderungen entspricht, ist nun aktiv sehr einfach aufzubauen und nach Taylor zu dimensionieren. Den gewünschten Dämpfungsanstieg von 18 dB/Oktave liefert ein dreipoliges Butterworth-Filter, wobei der nichtlineare Phasengang im Durchlassbereich durch leichte Verschiebung der konjugiert komplexen Pole (allerdings auf Kosten des Amplitudengangs) verbessert werden kann. Für den günstigsten Kompromiss lässt sich die Übertragungsfunktion berechnen und die Werte ableiten.

M. S. Buser

Transistorverstärker mit stabilisierter Spannungsverstärkung

621.375.4

[Nach A. Bilotti: Gain stabilisation of transistor voltage amplifiers. Electronics Letters 3(1967)12, S. 535...537]

Änderungen der Spannungsverstärkung eines Transistorverstärkers sind unter anderem auf Schwankungen des Scheinleitwertes des verwendeten Transistors zurückzuführen. Dieser unerwünschte Einfluss des Scheinleitwertes auf die Spannungsverstärkung lässt sich durch Dioden beseitigen, die in Serie mit dem Kollektorwiderstand angeordnet sind (Fig. 1).

Es lässt sich nämlich mathematisch nachweisen, dass die Spannungsverstärkung nicht nur vom Verhältnis des Kollektorzum Emitterwiderstand und von dem Transistor-Scheinleitwert, sondern auch von der Anzahl der in Serie geschalteten Dioden und deren Scheinleitwert abhängt. Diese Abhängigkeitsverhältnisse haben zur Folge, dass eine vollständige Beseitigung des Einflusses von Scheinleitwert-Änderungen des Transistors nur dann eintritt, wenn die Scheinleitwerte des Transistors und der Dioden gleich sind

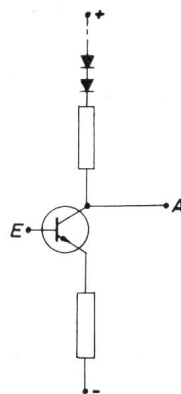


Fig. 1
Transistorstufe mit stabilisierter Spannungsverstärkung
E Eingang; A Ausgang

und der Quotient aus der Anzahl der Dioden und dem Verhältnis der Werte von Kollektor- und Emitterwiderstand gleich Eins ist. Voraussetzung zur Erfüllung der zweiten Bedingung ist, dass das Verhältnis der Werte von Kollektor- und Emitterwiderstand eine reelle ganze Zahl ist. In diesem Falle muss dann zur Erzielung einer stabilisierten Spannungsverstärkung nur noch eine diesem Widerstandsverhältnis entsprechende Anzahl von Dioden vorgesehen werden.

Praktisch lässt sich eine stabilisierte Spannungsverstärkung am besten mit Dioden erreichen, die durch Kurzschliessen von Basis- und Kollektoranschluss von Transistoren gebildet sind, die dem als Verstärkerelement wirkenden Transistor entsprechen. Auch durch integrierte Schaltungen lässt sich eine stabilisierte Spannungsverstärkung erzielen.

D. Krause