

Zeitschrift:	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri
Herausgeber:	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
Band:	51 (1973)
Heft:	2
Artikel:	Schaltungsprinzipien für lineare und Mikrowattschaltungen
Autor:	Rüegg, Heinz / Thommen, Werner
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-875275

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: 16.01.2026

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

Zusammenfassung. Ausgehend von der Standardtechnologie für lineare integrierte Schaltungen wird gezeigt, wie die konsequente Ausnützung der Stärken dieser Technologie zu neuen, integrationsgerechten Schaltungsprinzipien führt. Besonders wird auf den Ersatz von passiven Elementen durch aktive hingewiesen sowie auf die Verwendung des Transistors als spannungsgesteuertes Element, vor allem in Stromquellschaltungen. Als Beispiele werden aus dem linearen Gebiet Operationsverstärker-Schaltungen und aus dem Mikrowattgebiet eine binäre Teilerstufe näher beschrieben.

Principes de commutation pour circuits linéaires et micro-puissance

Résumé. En partant de la technologie normalisée des circuits intégrés linéaires, on décrit ici comment l'utilisation rigoureuse de ses avantages conduit à de nouveaux principes de commutation satisfaisant aux exigences des montages intégrés. En particulier, on indique le moyen de remplacer des éléments passifs par des éléments actifs et d'utiliser le transistor en tant qu'organe commandé par la tension, principalement dans des circuits générateurs de courant. Sont décrits en détail, à titre d'exemples, des circuits d'amplificateurs opérationnels dans le domaine de la technique linéaire et un étage diviseur de fréquence binaire dans celui des micro-puissance.

Principi d'accoppiamento di circuiti lineari e a microwatt

Riassunto. Gli autori, partendo dalla tecnologia di base dei circuiti integrati lineari, dimostrano come con lo sfruttamento coerente dei pregi di questa tecnologia si arrivi a principi d'accoppiamento idonei all'integrazione. In particolare si accenna alla sostituzione di elementi passivi con elementi attivi e all'utilizzazione di transistori quali elementi comandati dalla tensione, specialmente in circuiti generatori di corrente. Quali esempi, si descrivono in modo più dettagliato accoppiamenti di amplificatori operazionali tratti dal campo dei circuiti lineari e uno stadio binario di derivazione dal campo dei circuiti a microwatt.

1. Einleitung

Die ersten integrierten Schaltungen waren für digitale Anwendungen bestimmt; man wagte es anfänglich noch nicht, überhaupt an Schaltungen für analoge Signale zu denken. Diese Sachlage entstand nicht nur, weil digitale Schaltungen einfacher zu standardisieren sind, sondern hatte auch ihre technischen Gründe. Die aktiven Elemente, die in der Frühzeit der IC-Technologie hergestellt werden konnten, waren den individuellen Transistoren nicht ebenbürtig, genügten aber in den meisten Fällen zur Verarbeitung von digitalen Signalen. Die grossen Toleranzen und Nichtlinearitäten der integrierten Widerstände schienen ihre Verwendung in linearen Schaltungen geradezu auszuschliessen. Das Fehlen von Kondensatoren mit einigermassen hoher Kapazität verhinderte es auch, normale Wechselstromgekoppelte Verstärkerstufen zu integrieren.

Einige Jahre nach dem Aufkommen von digitalen, integrierten Schaltungen begann man sich allerdings trotzdem auf dem analogen Gebiet zu versuchen. Dabei ging man vorerst daran, die Technologie zu «verbessern», mit dem Ziel, auf die gewohnte Art auch lineare Schaltungen von hinreichender Qualität herstellen zu können. In diesem Zusammenhang wurde vorerst einmal die Notwendigkeit postuliert, über bessere Widerstände zu verfügen. Zu diesem Zwecke wurden zum Beispiel Schaltungen entwickelt, die nur die aktiven Komponenten in integrierter Form enthielten und mit externen Widerständen versehen werden mussten. Weiterhin wurde versucht, diese Widerstände in einer hybriden Schaltung mitzuentwickeln. Schliesslich verfiel man auch folgerichtig auf die Idee, dünne Filme direkt auf der Chip-Oberfläche, vom Silizium durch das Siliziumdioxid getrennt, herzustellen (kompatible Technologie).

Einen weiteren schwachen Punkt der etablierten IC-Technologie für digitale Schaltungen sah man darin, dass prinzipiell nur NPN-Transistoren hergestellt werden konn-

ten. Man versuchte deshalb, die Technologie für lineare Schaltungen derart zu erweitern, dass durch zusätzliche Diffusionsschritte auch mehr oder weniger gute PNP-Transistoren verwirklichbar waren.

Rückblickend muss festgestellt werden, dass keiner dieser Versuche, die Technologie der altgewohnten und bewährten analogen Schaltungstechnik anzupassen, sehr erfolgreich war. Die Prozesse wurden sehr umfangreich, komplex und teuer, die Ausbeuten sanken auf unannehbare Niveaus und die dabei entstehenden Schaltungen waren bestenfalls ein schlechter Ersatz der entsprechenden Lösung mit diskreten Elementen.

Erst etwa 1964 wurde, hauptsächlich durch die Arbeiten von R. Widlar [1], [2], der Spiess umgedreht. Statt neue Technologien für eine bekannte Schaltungstechnik zu entwickeln, beschränkte man sich auf die bewährte Standard-Technologie und versuchte durch Neuerungen in der Schaltungstechnik ein Maximum aus dieser Technologie herauszuholen. Der Erfolg stellte sich bald ein, indem die neuen integrierten Schaltungen die Qualität konventioneller Schaltungen nicht nur erreichten, sondern in vielen Fällen – zu einem Bruchteil des Preises – übertrafen.

Die Entwicklung von Mikrowatt-Schaltungen setzte noch später ein. Die Nachfrage nach solchen Schaltungen ergab sich einmal durch neue Anwendungen, bei denen nur kleinste Leistungen zur Verfügung stehen (elektronische Uhr), sowie aus dem zunehmenden Integrationsgrad, dem die Abführung der Verlustleistung bald Grenzen setzte, und ferner durch die stark fallenden Preise der integrierten Schaltungen, die es angezeigt erscheinen liessen, bei der elektrischen Speisung einzusparen. Während sich für dieses Gebiet grundsätzlich die Möglichkeit der Verwendung komplementärer MOS-Schaltungen anbietet, kann die konsequente Anwendung der Überlegungen, wie sie für lineare Schaltungen gelten, weitgehend ebenfalls zum gleichen Ziel führen.

2. Bipolare Standardtechnologie

Figur 1 zeigt einen Querschnitt durch typische, mit der linearen Standardtechnologie hergestellte Elemente. Die Struktur entsteht in gewohnter Weise, indem von einem leicht P-dotierten Substrat ausgegangen wird, in das vorerst selektiv stark dotierte N⁺-Regionen eindiffundiert werden. Über dieses Substrat wird dann eine leicht N-leitende Schicht epitaktisch aufgewachsen und dabei die vorher diffundierten, stark leitenden N⁺-Schichten begraben (buried layer). Anschliessend wird vorerst eine P-leitende Trennwand diffundiert, um die einzelnen Elemente durch rückwärts vorgespannte Dioden zu isolieren. In die so abgegrenzten Regionen folgt in einem nächsten Diffusions schritt die Herstellung der Basis-Regionen der NPN-Transistoren, der Kollektor- und Emitterregionen von lateralen PNP-Transistoren sowie der Widerstandsbahnen. In einem letzten Diffusionsschritt folgt eine stark dotierte N⁺-Region, die die Emitter der NPN-Transistoren sowie die Kontakte für den Kollektoranschluss der NPN- und den Basisanschluss der PNP-Transistoren bildet.

Die beschriebene Struktur unterscheidet sich nur hinsichtlich der Lebensdauer der Minoritätsträger von einer entsprechenden Technologie für sättigende, logische Schaltungen. Während man für sättigende, logische Schaltungen eine möglichst kleine Lebensdauer der Minoritätsträger anstrebt, um die Speicherzeiten zu reduzieren, ist man für lineare Schaltungen auf eine hohe Lebensdauer angewiesen. Es ist diese hohe Lebensdauer, die es gestattet, laterale PNP-Transistoren herzustellen, die trotz verhältnismässig grosser Basisbreite eine vernünftige Stromverstärkung haben. Gleichzeitig erreicht man, dass die Stromverstärkung der Transistoren im Gegensatz zu einem typischen TTL-Transistor auch für kleine Kollektorströme noch annehmbare Werte beibehält (Fig. 2). Die Prozessschritte, die zur Erreichung dieser hohen Lebensdauer notwendig sind

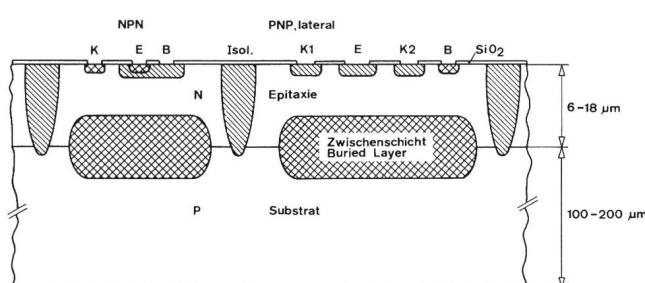
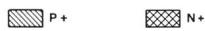


Fig. 1



Querschnitt, 4fach überhöht, durch einen integrierten NPN- und lateralen PNP-Transistor

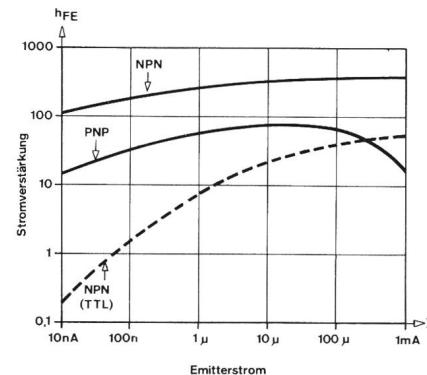


Fig. 2

Stromverstärkung in Funktion des Stromes für Transistoren, die mit einer linearen Technologie hergestellt wurden, verglichen mit einem typischen Transistor für digitale Schaltungen

(wenige Rekombinationszentren, möglichst perfekter Kristall), ergeben auch ein kleines Rauschen der Transistoren, was für lineare Schaltungen besonders wichtig ist.

Die in Figur 1 gezeigte Struktur wird sowohl für lineare Schaltungen mit Speisespannungen bis 50 V wie auch für Mikrowatt-Schaltungen verwendet. Der einzige Unterschied ist, dass die Dimensionen wegen der kleineren Durchbruchspannungen bei Mikrowatt-Schaltungen kleiner sind, wodurch der dynamische Leistungsverbrauch wegen der sich ergebenden kleineren Kapazitäten gesenkt werden kann.

Figur 3 zeigt die π -Ersatzschaltbilder der entstehenden integrierten NPN- und PNP-Transistoren. Sie unterscheiden sich vor allem in Bezug auf die Grenzfrequenz, die im Ersatzschaltbild in Form der Basis-Emitter-Kapazität auftritt, und den Ausgangswiderstand, der in erster Näherung umgekehrt proportional zum Emitterstrom ist und damit in Funktion des dynamischen Emitterwiderstandes ausgedrückt werden kann. Beide Unterschiede lassen sich leicht auf Grund der Struktur (Fig. 1) erklären. Die grössere Basis-Emitter-Kapazität der PNP-Transistoren beruht auf der 5...10 mal breiteren Basis. Der kleinere Ausgangswiderstand der PNP-Transistoren erklärt sich durch die Ausweitung der Verarmungszone in das leichter dotierte N-Gebiet, was im Falle der PNP-Transistoren zu einer Reduktion der Basisbreite und damit zu einer Erhöhung der Stromverstärkung führt (Early-Effekt).

3. Grundelemente einer neuen Schaltungstechnik

Die Denkweise der neuen linearen Schaltungstechnik soll im folgenden, am Beispiel einiger häufig verwendeter Grundschaltungen, aufgezeigt werden.

3.1 Verwendung aktiver Elemente

Figur 4a zeigt eine konventionelle Verstärkerstufe, bei der drei Widerstände für die Einstellung des Gleichstrom-Arbeitspunktes und ein weiterer Widerstand sowie eine Kapazität zur Erzielung der Verstärkung verwendet werden. Da bekannterweise in einer integrierten Schaltung Widerstände meist mehr Platz beanspruchen als Transistoren und damit teurer sind, besteht schon aus wirtschaftlichen Gründen das Bestreben, Widerstände durch aktive Elemente, das heißt Transistoren, zu ersetzen (Fig. 4b). Es zeigt sich, dass so auch die Verstärkung einer Stufe, bei gleichzeitiger maximaler Aussteuerung wesentlich erhöht werden kann. Wie aus Figur 4a leicht zu ersehen ist, ist die Spannungsverstärkung A_u einer konventionellen Stufe unter diesen Umständen auf etwa 20 je Volt Speisespannung beschränkt. Wird andererseits ein PNP-Transistor mit konstanter Basisspannung verwendet, so beträgt der äquivalente Lastwiderstand gemäß Figur 3 etwa $2000 R_e$. Da in Figur 4b dergleiche Strom sowohl durch den als Stromquelle wirkenden PNP-Transistor als auch den verstärkenden NPN-Transistor fließt, sind die beiden Emitter-Widerstände R_e gleich gross und somit beträgt die Verstärkung der Stufe unabhängig von der Speisespannung ungefähr 2000.

3.2 Stromquellen

Die Schaltung von Figur 4b ist offensichtlich noch unvollständig, da ein Netzwerk für die gleichstrommässige Einstellung des Arbeitspunktes fehlt. Auch hier wird man die konventionellen Widerstände vermeiden und stattdessen die Charakteristik des Transistors selbst verwenden.

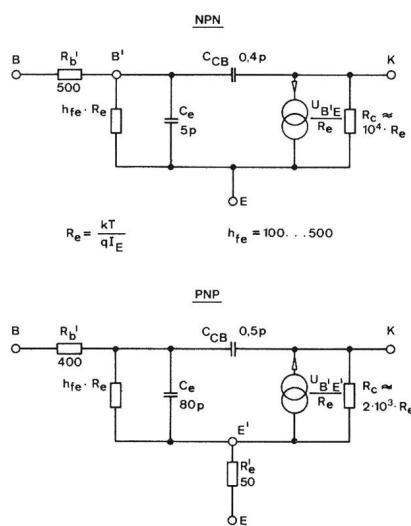


Fig. 3 $h_{fe} 30 \dots 150$
π-Ersatzschaltbilder von integrierten Transistoren

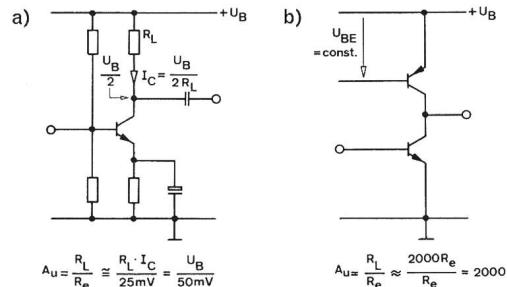


Fig. 4a $A_u = \frac{R_L}{R_e} \approx \frac{R_L \cdot I_C}{25 \text{ mV}} = \frac{U_B}{50 \text{ mV}}$

$$A_u = \frac{R_L}{R_e} \approx \frac{2000 R_e}{R_e} = 2000$$

Konventionelle, wechselstrom-gekoppelte Verstärkerstufe

Fig. 4b

Zur Integration geeignete Stufe mit höherer Verstärkung

Die in Figur 5 dargestellte Beziehung zwischen dem Kollektorstrom und der Basis-Emitter-Spannung eines Transistors ist eine absolut zuverlässige, für den Schaltungs-Entwickler wertvolle Beziehung. Die exponentielle Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Basis-Emitter-Spannung gilt für praktisch alle Transistoren über 6...9 Dekaden des Kollektorstromes. (Ein ähnlicher, physikalisch gut begründeter Zusammenhang zwischen Basis-Emitter-Spannung und Basisstrom besteht hingegen nicht. Die Stromverstärkung von zwei benachbarten Transistoren, in Figur 5, dargestellt als Abstand zwischen den entsprechenden Kurven für Kollektor- und Basisströme, kann deshalb auch in integrierten Schaltungen recht unterschiedlich sein.)

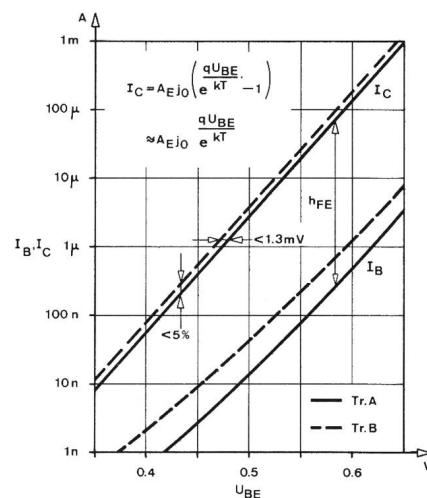


Fig. 5
Kennlinie, das heißt Kollektorströme und Basisströme in Funktion der Basis-Emitter-Spannung von zwei benachbarten integrierten Transistoren

Die Sättigungsstromdichte j_0 (Fig. 5) hängt von der Temperatur, der Technologie, der Struktur sowie von Prozessschwankungen ab und kann für Transistoren, die nicht unter vollkommen gleichen Bedingungen hergestellt werden, sehr verschieden sein. Benachbarte Transistoren in einer integrierten Schaltung haben hingegen ein j_0 , das sich normalerweise höchstens um 5% unterscheidet.

Diese Tatsache macht man sich in der Schaltung der in Fig. 6a gezeigten Stromsenke zunutze, indem man dafür sorgt, dass benachbarte Transistoren die gleiche Basis-Emitter-Spannung haben. Wird nun der Strom im ersten Transistor durch eine angelegte Spannung und einen Widerstand als Referenzstrom festgelegt, so sind damit auch die Kollektorströme der gesteuerten Transistoren innerhalb enger Grenzen bestimmt. Eine Stromsenke mit Steuerungs-Transistor kann auch als einzelner Transistor (B = Basis, C = Kollektor in Fig. 6a) mit einer konstanten Stromverstärkung von A_{EI}/A_{EO} (Verhältnis der Emitterflächen) betrachtet werden.

Das Verhältnis zwischen Referenzstrom und gesteuertem Strom lässt sich durch die Wahl der Emitterflächen A_E variieren. Dieser Möglichkeit sind allerdings Grenzen gesetzt, weil es unwirtschaftlich ist, Emitterflächen mit einem Verhältnis von grösser als 10 herzustellen. Anderseits besteht oft ein Bedarf nach Stromsenken für kleine Ströme, die unter Verwendung von Widerständen mit nicht allzu hohen Werten verwirklichbar sein müssen. Man hilft sich in solchen Fällen mit der in Figur 6b dargestellten Schaltung, bei der zum Beispiel mit einem Referenzstrom von 1 mA ein kontrollierter Strom von 10 μ A unter Verwendung eines Widerstandes von nur 12 $k\Omega$ hergestellt werden kann.

Werden die Schaltungen der Figur 6 mit PNP-Transistoren hergestellt, so erhält man eine Stromquelle, wie sie beispielsweise für die aktive Last der Figur 4b verwendet werden kann (Fig. 7a). Dabei stört manchmal die bereits erwähnte, relativ niedrige Ausgangsimpedanz der PNP-Transistoren, wie sie auch aus Figur 7b ersichtlich ist. Dieser Nachteil kann durch die Verwendung eines zusätzlichen Transistors in einer Rückkoppelungs-Schaltung (Fig. 7c) eliminiert werden. Eine Analyse ergibt, dass die

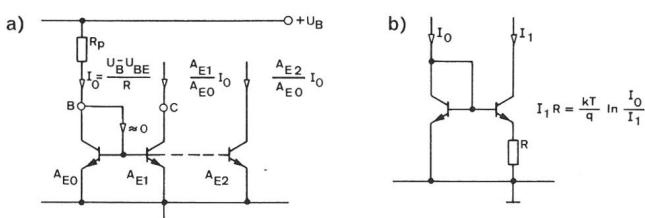


Fig. 6
a Stromsenke
b Stromsenke für kleine Ströme
 A_E = Emitterfläche

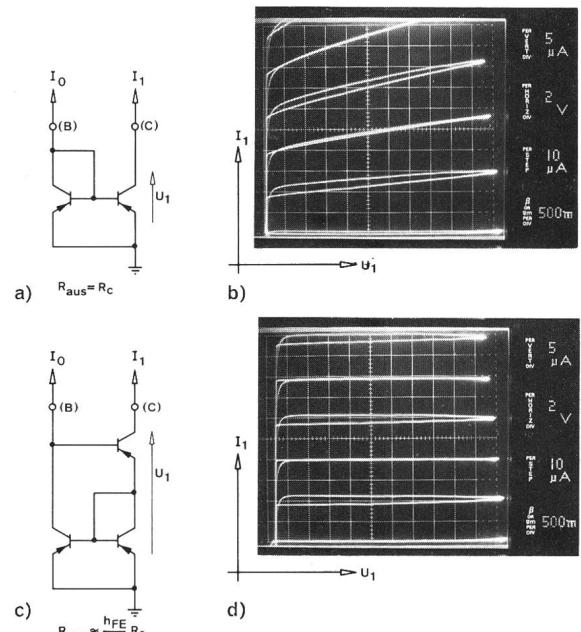


Fig. 7
a Normale Stromquelle
b Kennlinie einer normalen Stromquelle
c Gegengekoppelte Stromquelle
d Kennlinie der gegengekoppelten Stromquelle

Ausgangsimpedanz der neuen Stromquellenschaltung um den Faktor $h_{FE}/2$ grösser ist, als die der einfachen Stromquelle (Fig. 7d).

3.3 Differentialstufe

Die Möglichkeit einer genauen Gleichstromeinstellung durch die Verwendung von gleichstromgekoppelten Differentialstufen (Fig. 8) ergibt sich ebenfalls aus der Reproduzierbarkeit der in Figur 5 dargestellten Transistor-Charakteristik. Aus einer Übereinstimmung der Sättigungsstromdichte um 5% von zwei benachbarten Transistoren ergibt sich durch einfache Umrechnung, dass die Basis-Emitter-Spannungen für gleichen Kollektorstrom nur um etwa 1,3mV verschieden sind, und zwar unabhängig von der Grösse der Emitterstromsenke. Dies entspricht in einer Differentialstufe direkt der Eingangs-Offsetspannung. Dazu kommt, dass durch eine gute Anordnung erreicht werden kann, dass Transistoren einer Differentialstufe Tempera-

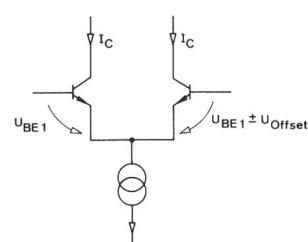


Fig. 8
Differentialstufe

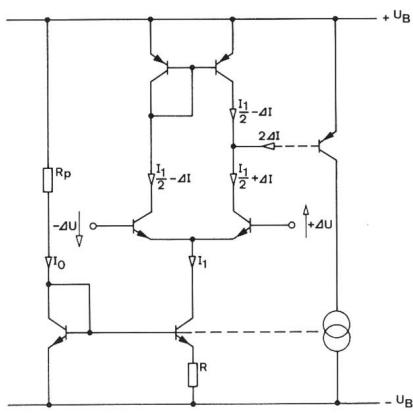


Fig. 9

Prinzipieller Aufbau eines Operationsverstärkers, bestehend aus Differentialstufe, Stromsenke für kleine Ströme und gesteuerter Stromquelle als Last der Differentialstufe

turen haben, die sich um weniger als $0,01^\circ\text{C}$ unterscheiden. Diese Tatsache äussert sich in einer Temperaturvariation der Offsetspannung von typisch nur $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Die in Figur 8 gezeichnete Stromquelle lässt sich durch die Schaltung der Figur 6 verwirklichen.

3.4 Gesteuerte Stromquelle

Währenddem in den Eingangsstufen eines Verstärkers ohne weiteres Differentialstufen verwendet werden können, wird das Signal am Ausgang meistens auf Erde bezogen gewünscht. Es stellt sich deshalb das Problem der Verwandlung eines symmetrischen Signales in ein unsymmetrisches Signal. Figur 9 zeigt eine Verstärkerstufe, die

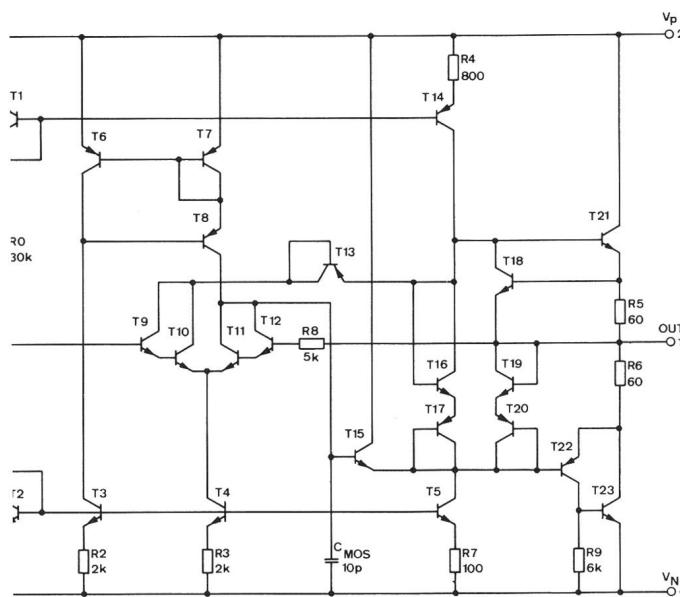


Fig. 10

Schaltbild des Spannungsfolgers TCA 410

die bereits erwähnten Elemente der linearen Schaltungstechnik verwendet. Die differentielle Stufe ist mit einer Stromsenke für kleine Ströme versehen. Anstelle von Lastwiderständen werden PNP-Transistoren verwendet. Allerdings sind diese Transistoren nicht, wie in Figur 4b dargestellt, als konstante, sondern als gesteuerte Stromquellen verwendet. Wird die Differentialstufe derart ausgesteuert, dass der Kollektorstrom in der linken Hälfte um einen Betrag ΔI ab- und rechts um den gleichen Betrag zunimmt, so muss, da die Ströme durch die beiden Last-Transistoren, wegen der gemeinsamen Basis-Emitter-Spannung gleich sein müssen, ein Strom von $2 \Delta I$ in den Ausgangsknotenpunkt hineinfließen. Das Signal wird folglich verdoppelt; beziehungsweise es werden beide Seiten des Differentialverstärkers ausgenützt. Dieses Signal kann dazu dienen, direkt eine Ausgangsstufe, wie sie in Figur 9 angedeutet ist, anzusteuern. Werden in Figur 9 die NPN- durch PNP-Transistoren ersetzt und umgekehrt, so erhält man direkt das Prinzipschema des bekannten Operationsverstärkers 741 (TBA 221).

4. Beispiele integrierter Verstärker

Im folgenden soll an zwei Beispielen von integrierten Operationsverstärkern gezeigt werden, wie die erwähnten Prinzipien in linearen Schaltungen angewendet und durch peripherie Elemente ergänzt werden. Figur 10 zeigt einen Spannungsfolger für sehr kleine Eingangsströme. Es handelt sich um einen einstufigen Operationsverstärker, der intern auf eine Verstärkung von 1 gegengekoppelt ist. Der Widerstand R_o , der die Speisespannungen überbrückt, legt den Referenzstrom fest, der über die Transistoren T1 und T2 die Ströme der Stromquellen und -senken bestimmt. Dabei bildet T4 die Stromsenke für die Differentialstufe und T3 legt den Strom in der gegengekoppelten Stromquelle T6, T7, T8 fest, die als Last der Differentialstufe arbeitet. Um möglichst kleine Eingangsströme zu erreichen, wurde die Differentialstufe als Darlingtonstufe ausgeführt. Das verstärkte Signal wird dem Emitterfolger, bestehend aus dem Transistor T15 und der Stromsenke T5 zugeführt. Die Gegenakt-Ausgangsstufe besteht einerseits aus T21 und anderseits aus den Transistoren T22 und T23, die im wesentlichen einen PNP-Transistor mit hoher Stromverstärkung verkörpern. Die Stromquelle T14 erzeugt einen Querstrom, der über den Dioden T16 und T17 den notwendigen Spannungsabfall erzeugt, um das tote Gebiet zwischen den beiden Ausgangstransistoren zu eliminieren. T18 und R5 einerseits und T19, T20 und R6 anderseits sorgen für die Kurzschlussfestigkeit der Schaltung. Die interne Rückführung vom Ausgang zum Eingang geschieht über R8. Der nicht benötigte Kollektor der Differentialstufe ist mit der Stromquelle T14 so verbunden, dass die Basis-Kollekt-

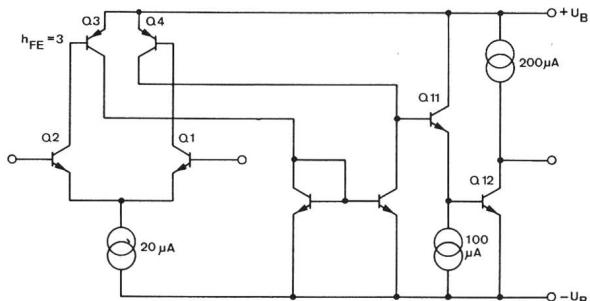


Fig. 11
Prinzipschema des Operationsverstärkers TCA 520

tor-Spannung, genau wie jene der rechten Seite, gleich Null ist. Dadurch wird der Einfluss der Leckströme vermindert. Zudem wird durch diese Bootstrapschaltung eine volle Symmetrie der Eingangsstufe erreicht und die Eingangskapazität reduziert. Um die Schaltung für die Gegenkopplung auf 1 stabil zu halten, wurde durch eine MOS-Kapazität von etwa 10 pF am Ausgang der Differentialstufe ein dominanter Pol geschaffen.

Die beschriebene Schaltung (TCA 410) hat eine Spannungsverstärkung von 0,999, eine Eingangsimpedanz von weit über $10\text{ G}\Omega$ und eine Ausgangsimpedanz von $2\text{ }\Omega$.

Figur 11 zeigt das Prinzipschema eines Operationsverstärkers, der praktisch über den ganzen Spannungsbereich ausgesteuert werden kann und sich daher besonders für kleine Speisespannungen eignet. Gleichzeitig kann die Schaltung als relativ schneller Komparator, zum Beispiel in 5 V TTL-Systemen, verwendet werden.

Die Wahl einer NPN Ausgangsstufe mit aktiver Last gestattet eine Aussteuerung bis um je eine Sättigungsspannung an die Speisung heran. Dies bedingt allerdings, dass das Ausgangssignal der Differentialstufe auf einem Niveau nahe an der negativen Speisespannung liegen muss. Wie Figur 11 zeigt, wird das dadurch erreicht, dass die aktive Last nicht direkt in den Kollektorkreis der Differentialstufe, sondern in Form einer gesteuerten Stromsenke auf die negative Speisespannung gelegt wird. Die Stromquellen Q3 und Q4, dargestellt als Transistoren mit einer konstanten Stromverstärkung von 3, transformieren das Signal von der positiven auf die negative Speisespannung hinunter.

Im vollständigen Schema der Figur 12 sind die Stromquellen Q3 und Q4 als Doppelkollektor-Transistor dargestellt. Dank gemeinsamer Basis und Emitter kann eine solche Struktur mit der Standard-Technologie sehr einfach hergestellt werden (Fig. 1). Beachtenswert ist ferner, dass der Kollektor des Emitterfolgers Q11 nicht direkt an der positiven Speisespannung liegt, sondern mit einem Kollektor des Stromquellen-Transistors Q10 verbunden ist. Da dieser Kollektor etwa $200\text{ }\mu\text{A}$ liefert, von denen aber die Stromsenke im Emitter von Q11 nur $100\text{ }\mu\text{A}$ braucht, befindet

er sich im Normalbetrieb in Sättigung, und der Effekt ist der gleiche, wie wenn der Kollektor von Q11 direkt an der positiven Speisespannung liegen würde. Fließen bei extremer Aussteuerung aber noch zusätzlich $100\text{ }\mu\text{A}$ in die Basis von Q12, so kommt der Stromquellen-Kollektor aus der Sättigung und Q11 sättigt. Auf diese Weise wird der maximale Basisstrom für Q12 auf etwa $100\text{ }\mu\text{A}$ begrenzt, was für den Betrieb als Komparator, bei dem der Verstärker längere Zeit in einem ausgesteuerten Zustand verweilen kann, unerlässlich ist.

Dieser Operationsverstärker (TCA 520) hat eine Verstärkung von 30 000, Eingangsströme von nur 30 nA und zeichnet sich als Komparator durch eine Anstiegsgeschwindigkeit von $50\text{ V}/\mu\text{s}$ aus.

5. Bipolare Mikrowattschaltungen

Unter den Sammelbegriff Mikrowattschaltungen fallen Schaltungen, die nicht nur einen minimalen Leistungsverbrauch haben, sondern die auch noch mit Speisespannungen von nur 1,0 V funktionieren müssen. Wie bereits erwähnt, wird dafür ein linearer Prozess verwendet, auch wenn die Schaltungsfunktion digital ist; denn bei den kleinen Leistungen spielt die Speicherzeit, im Vergleich mit den kapazitiven Verzögerungen, eine untergeordnete Rolle, während es anderseits wichtig ist, hohe Stromverstärkungen auch für sehr kleine Ströme zu haben.

Es soll im folgenden am Beispiel von Schaltungen für Quarz-Armbanduhren gezeigt werden, dass auch in Bezug auf die Schaltungs-Philosophie die Ideen der linearen Schaltungstechnik weitgehend übernommen werden können. Die kleine Speisespannung zwingt allerdings dazu, die Schaltungen so auszulegen, dass nie zwei leitende Dioden in Serie benötigt werden.

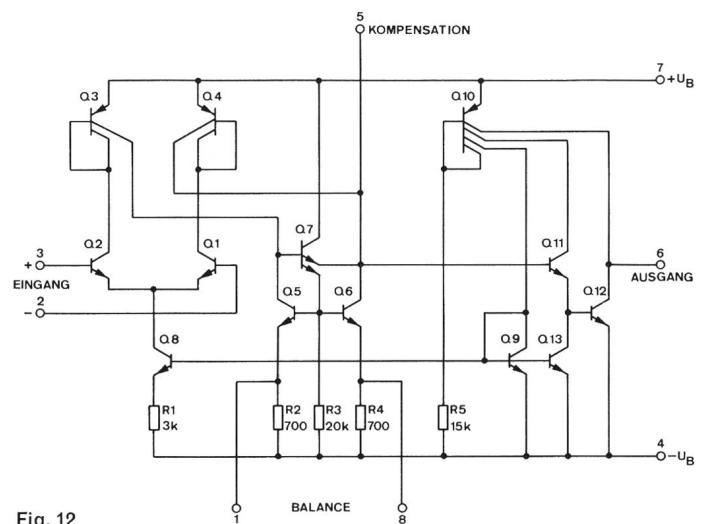


Fig. 12
Schaltbild des Operationsverstärkers TCA 520

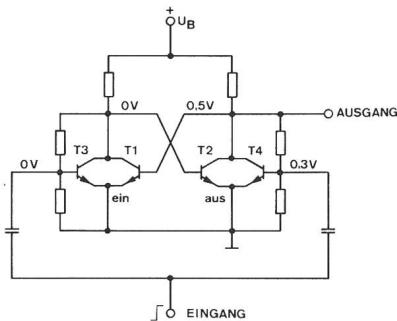


Fig. 13

Konventioneller wechselstrom-gekoppelter Trigger-flip-flop

Die integrierte Schaltung für eine Quarzuhr ist relativ komplex, enthält sie doch einen Oszillator, der die Schwingungen des Quarzkristalls aufrecht erhält, je nach verwendeter Quarzfrequenz 14...20 Frequenzteilerstufen, eine Steuer- und Treiberschaltung für die Anzeige sowie periphere Schaltungen. In diesem System verdient die Frequenzteilerschaltung besondere Beachtung, da sie sowohl die totale Stromaufnahme, als auch den Platzbedarf weitgehend bestimmt. Es ist deshalb wichtig, von einer möglichst einfachen und leistungsarmen Teilerstufe auszugehen.

In dieser Hinsicht bietet sich vor allem der wechselstrom-gekoppelte Flip-Flop an, wie ihn *Figur 13* in seiner konventionellen Form zeigt. Die Schaltung hat allerdings einen zu hohen Leistungsbedarf und benötigt überdies extrem hohe Widerstände, die in einer integrierten Schaltung, wegen ihres Platzbedarfes, mit hohen Kosten verbunden sind. Hier kann nun die in linearen Schaltungen bewährte Technik des Ersatzes der Lastwiderstände durch PNP-Transistoren, die als Stromquellen wirken, angewendet werden [3]. Es können auf diese Art sämtliche Teilerstufen von einem einzigen Referenz-Transistor gespeist werden. Die monolithische Konstruktion des so entstehenden lateralen Multikollektor-PNPs ist in *Figur 14* gezeigt. Einem länglichen Emitter liegt eine grosse Zahl von Kollektor-Balken gegenüber. Der Strom, der von einem einzelnen Kollektor abgenommen wird, ist proportional zu seiner Länge. Diese Tatsache wird für einen Frequenzteiler dazu benutzt, um jeder Stufe einen Strom zu liefern, der proportional zu ihrer Arbeitsfrequenz ist. Wie die Frequenzen in einem Frequenzteiler, sind deshalb die Arbeitsströme der einzelnen Teilerzellen binär abgestuft [4].

Während so die Lastwiderstände elegant beseitigt werden können, bleiben noch 4 weitere Widerstände in der Schaltung der *Figur 13*. Diese Widerstände haben die Funktion, die Triggertransistoren T3 und T4 entsprechend dem Schaltzustand des Halte-Flip-Flops, bestehend aus den Transistoren T1 und T2, vorzubereiten. Um mit kleinen Triggerkapazitäten auszukommen und damit den Leistungs-

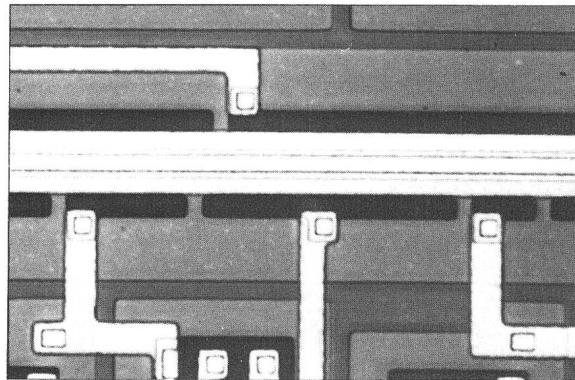


Fig. 14

Teil eines integrierten Frequenzteilers mit lateralem Multikollektor-PNP-Transistor mit abgestuften Kollektoren

verbrauch zu reduzieren, müssten diese Widerstände in der Grössenordnung von $100 \text{ M}\Omega$ sein. Ein entsprechender Flip-Flop wäre sehr störfest, da das Potential der Trigger-Transistoren durch einen sehr hochohmigen Spannungsteiler festgelegt wäre.

Genau wie bei den linearen Schaltungen hilft auch in diesem Falle der Ersatz passiver durch aktive Elemente [5]. *Figur 15* zeigt ein entsprechendes Schaltbild, bei dem die Basisspannungen der Triggertransistoren durch die Kollektoren je eines Hilfs-PNP- und -NPN-Transistors festgelegt werden. Aus *Figur 15* ist leicht ersichtlich, dass nun die Basis jenes Trigger-Transistors, der dem ausgeschalteten Haltetransistor gegenüberliegt, durch den eingeschalteten PNP-Transistor Q6 sehr gut zum Einschalten vorbereitet ist, während die Basis des anderen Trigger-Transistors durch den eingeschalteten NPN-Transistor Q7 auf 0 V festgehalten wird. Nicht nur sind so die Basis-Emitter-Spannungen der Trigger-Transistoren idealer vorbereitet als im Fall von *Figur 13*, was zu kleineren Kapazitäten und zu einem kleineren Leistungsverbrauch führt, sondern diese Spannungen sind durch die eingeschalteten Hilfstransistoren auch niederohmig bestimmt.

Es wurde im Zusammenhang mit *Figur 15* bewusst von einem Ersatzschaltbild gesprochen; in Wirklichkeit werden

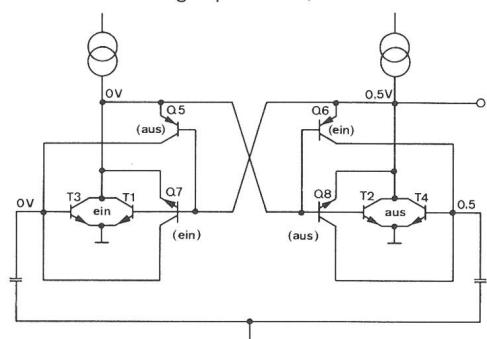


Fig. 15

Ersatzschaltbild eines integrierbaren, wechselstrom-gekoppelten Trigger-Flip-Flops

mehrere Transistoren durch einen einzigen Kombinationstransistor ersetzt. *Figur 16* zeigt einen Querschnitt durch einen solchen Kombinationstransistor zusammen mit einem möglichen Symbol. Grundsätzlich liegt dieser Struktur die Idee zugrunde, dass der Hilfstransistor Q_7 , an dessen Stromverstärkung keine grossen Anforderungen gestellt werden, sehr gut durch einen invers betriebenen Transistor ersetzt werden kann. Damit reduziert sich der ganze Transistor auf einen zusätzlichen Emitter des Haupttransistors T_1 . Der PNP-Hilfstransistor Q_6 anderseits hat einen Emitter, der mit der Basis des Haupttransistors T_1 , und eine Basis, die mit dessen Kollektor identisch ist. Um den lateralen PNP-Transistor zu vervollständigen fehlt also lediglich noch eine zusätzliche Kollektorregion.

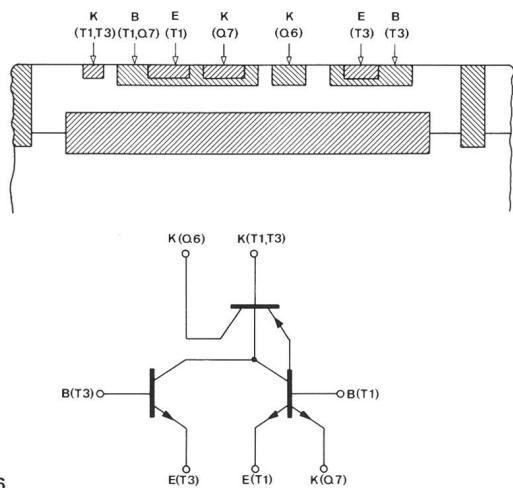


Fig. 16

Schematischer Querschnitt durch die Halbstufe der Figur 15 und entsprechendes Symbol

Figur 17 zeigt eine entsprechende Frequenzteilerzelle, die eine Fläche von $0,12 \times 0,37 \text{ mm}^2$ hat. Ihr Stromverbrauch liegt bei $40 \text{ nA}/\text{kHz}$; die erste Teilerstufe braucht also für die in Quarz-Armbanduhren am häufigsten verwendete Quarzfrequenz von 32 kHz einen Strom von etwa $1,3 \mu\text{A}$. Alle folgenden Teilerstufen verwenden wegen der erwähnten Abstufung der Speiseströme zusammen noch einmal rund $2,6 \mu\text{A}$.

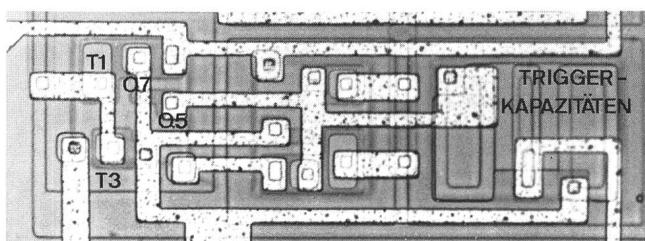


Fig. 17

Bild einer Teilerstufe gemäss Figur 15

Die Uhrenschaltung der *Figur 18* enthält einen Oszillator, 15 Frequenzteilerstufen und eine Impulsformerstufe mit Ausgangsverstärker sowie Regulator- und Rückstell-Schaltungen. Die Wahl einer einfachen Teilerstufe sowie die konsequente Anwendung einer integrationsgerechten Schaltungstechnik auch für die übrigen Teile gestattete die Integration des ganzen Systems auf einem Silizium-Chip mit einer Fläche von nur 3 mm^2 .

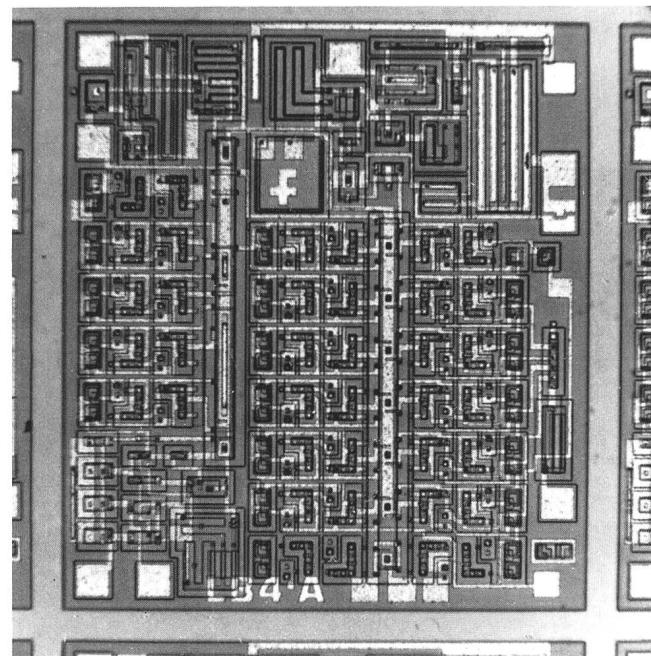


Fig. 18

Vollständig integrierte Schaltung für Grossuhren (SAJ 250)

Literatur

- (1) R. J. Widlar. Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-12, No. 4, 586...590.
- (2) R. J. Widlar. A Unique Circuit Design for a High Performance Operational Amplifier Especially Suited to Monolithic Construction. *Proc. of NEC*, Vol XXI, 85...89.
- (3) A. Greuter, A. Korom. Neuartiger Frequenzteiler für elektro-nische Armbanduhren. *Neue Zürcher Z.*, 1971, Nr. 15, 13...14.
- (4) H. Rüegg, W. Thommen. Bipolar Micropower Circuits for Crystal-Controlled Timepieces. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC7, 105...111.
- (5) H. Rüegg, W. Thommen, P. Sauthier. A saturation-controlled flip-flop for low voltage micropower systems. 1971 *ISSCC Digest Tech. Papers*, vol. 14, 60...61.

Adresse der Autoren: Dr. H. Rüegg, Dr. W. Thommen, c/o Faselec AG, Postfach A 111, 8045 Zürich.