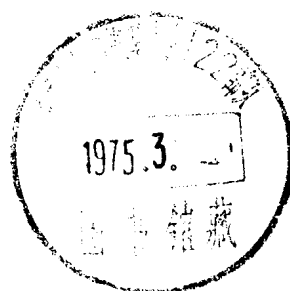


13.12.79
5270

Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern

“Ausgewählte Beiträge”



September 1974

0004401

5

INHALT

I. Innenschaltungen und Eigenschaften von Operationsverstärkern

运算放大器的内部电路和特性

Statik und Dynamik unsymmetrisch angesteuerter Differenzverstärker	3
不对称运用差动放大器的静态和动态 (<i>Elektronik</i> , 18 Jahrgang, Nr. 11, Nov. 1969, s. 337-340, Nr. 12, Dez. 1969, s. 371-374)	
Die Einwirkung der Eingangsstufe auf den Gleichspannungs-Differenzverstärker	12
输入级对直流电压差动放大器的作用 (<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 20 Jahrgang, Heft 11, 1971, s. 352-354)	
Amplificateur continu à impédance d'entrée élevée et faible dérive	15
高输入阻抗及漂移微小的直流放大器 (<i>Électronique</i> , Juillet-Août 1966, pp.269-275)	
Breitbandiger Gleichspannungs-Differenzverstärker mit hoher Gleichtaktunterdrückung	23
共模抑制作用的宽频带直流差动放大器 (<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 22 Jahrgang, H. 11, Nov. 1968, s. 295-298)	
Hinweise zur Dimensionierung eines einfachen Operationsverstärkers	27
简单的运算放大器的设计指导 (<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 19 Jahrgang, H. 16, 1970, s. 537-540)	
An Operational Amplifier with Differential FET Input	32
具有场效应差动输入级的运算放大器 (<i>Electronic Application (Netherlands)</i> , Vol. 29, No. 1, 1969, pp. 16-28)	
Rechenverstärkerschaltung für universelle Anwendung.....	45
通用的运算放大器电路 (<i>Elektronik</i> , 16 Jahrgang, Nr. 11, Nov. 1967, s. 329-330)	
Der Differenzverstärker in der integrierten Schaltung	47
集成电路中的差动放大器 (<i>Der Elektroniker</i> , 11 Jahrgang, Nr. 5, Okt. 1972, s. 221-228)	
Leistungsverstärker für integrierte Operationsverstärker	55
用于集成运算放大器的功率放大器 (<i>Elektronik</i> , 19 Jahrgang, Nr. 4, April 1970, s. 123-126)	
Der Einfluß der Belastung des Emitter-Basis-Übergangs auf die Parameter von Transistoren und integrierten Schaltungen	59
发射极-基极过渡层电荷对晶体管和集成电路参数的影响 (<i>Nachrichtentechnik · Elektronik</i> , 23 Jahrgang, H. 11, 1973, s. 425-427)	

Nullpunktfehler des Operationsverstärkers	63
运算放大器的零点误差	
(Int. Elektronische Rundschau, 27 Jahrgang, H. 5, 1973, s. 99-102, H. 6, 1973, s. 123-126)	
Über die Wirkung von Wärmedriften auf die Leistung von Differenzverstärkern	72
关于热漂移对差动放大器输出的作用	
(Radio Fernsehen Elektronik, 23 Jahrgang, H. 6, 1974, s. 198-199)	
Driftarmer Breitband-Operationsverstärker	75
漂移微小的宽带运算放大器	
(Elektronik, 22 Jahrgang Heft 9, Sept. 1973, s. 315-317)	
Analogverstärker mit sehr geringer Spannungsdrift	78
电压漂移非常微小的模拟放大器	
(Radio Fernsehen Elektronik, 18 Jahrgang, Heft 21, 1969, s. 692-693)	
Frequenzkompensierung bei monolithischen Operationsverstärkern	80
单片运算放大器的频率补偿	
(Int. Elektronische Rundschau, 22 Jahrgang, H. 10, Okt. 1968, s. 254-258)	

II. Messungen an Rechnerverstärkern

运算放大器的测量

Messung der wichtigsten Kenndaten von Transistor-Operationsverstärkern	86
晶体管—运算放大器重要特性数据的测量	
(Radio Fernsehen Elektronik, 19 Jahrgang, Heft 7, 1970, s. 216, 226-227)	
Messung der Kenndaten von Operationsverstärkern	89
运算放大器特性数据的测量	
(Elektronik, 21 Jahrgang, Nr. 7, Juli 1972, s. 259-260, Nr. 8, Aug. 1972, s. 291-292)	
Operationsverstärker-Messungen in der Praxis	93
运算放大器测量实践	
(Elektronik, 21 Jahrgang, Nr. 11, Nov. 1972, s. 375-378)	

III. Übersicht von Schaltungstechnik

电路技术概述

Der Operationsverstärker- ein universelles Bauelement der Elektronik	98
运算放大器—电子学中一种多用途的单元电路	
(Funk-Technik, 25 Jahrgang, Nr. 22, 1970, s. 876-880)	
Operational Amplifiers: I. Concepts and Terminology,	104
运算放大器：概念与术语	
(Electronic Applications (Netherlands), Vol. 26, No. 4, 1965-66, pp. 166-172)	
Operational Amplifiers: II. Properties and Accuracy of a Practical Circuit	111
运算放大器：实际电路的性能与精确度	
(Electronic Applications (Netherlands), Vol. 26, No. 4, 1965-66, pp. 173-188)	

Operational Amplifiers: III. Applications of a Practical D.C. Difference Amplifier.....	127
运算放大器：实用直流差动放大器的应用	
(<i>Electronic Applications (Netherlands)</i> , Vol. 27, No. 4, 1966-67, pp. 129-146)	
Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern.....	145
运算放大器的电路技术	
(<i>Funk-Technik</i> , 26 Jahrgang, Nr. 2, 1971, s. 57-59, 26 Jahrgang, Nr. 3, 1971, s. 85-89)	
Utilisation pratique des amplificateurs opérationnels	155
运算放大器的实际应用	
(<i>Électronique</i> , Juillet-Août 1966, pp. 277-281)	
Applikationsbeispiele des Operationsverstärkers in der industriellen Elektronik	161
运算放大器在工业电子学中的应用实例	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 20 Jahrgang, Heft 5, 1971, s. 165-168)	
Die Anwendung von Operationsverstärkern in der Tonstudiotechnik und in der Meßtechnik ...	165
运算放大器在音频技术和测量技术中的应用	
(<i>Elektrotechnik und Maschinenbau</i> , 90 Jahrgang, Heft 9, Sept. 1973, s. 423-430)	
Der Schutz von Operationsverstärkern vor Überlastung.....	173
运算放大器的过载保护	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 23 Jahrgang, H. 7, 1974, s. 231)	
Der invertierende Spannungsverstärker	174
倒相输出的电压放大器	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 20 Jahrgang, H. 1, 1971, s. 30-32)	
Formale Analyse des invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung	177
倒相输出的负反馈运算放大器的分析	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 28 Jahrgang, H. 1, Jan. 1974, s. 1-4, H. 2, Feb. 1974, s. 27-28)	
Elementare Operationen und einige Fehlereinflüsse von Operationsverstärkern	183
运算放大器的基本操作及其一些误差影响	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 20 Jahrgang, H. 10, 1966, s. 561-566)	
Die erreichbare Genauigkeit von Summierern und Integrierern mit monolithischen Differenzverstärkern	189
采用单块差动放大器的加法器和积分器可达到的精确度	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 23 Jahrgang, H. 7, 1969, s. 183-184)	
Einfluß von Widerstandstoleranzen auf Operationsverstärker-Schaltungen.....	191
电阻误差对运算放大器电路的影响	
(<i>Elektronik</i> , Band 23, Nr. 6, Juni 1974, s. 225-226)	
Optimale Verwendung von analogen Integrierten Schaltungen	193
模拟集成电路的最佳使用	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 21 Jahrgang, H. 10, Okt 1967, s. 249-253)	
Grundlagen der Berechnung eines Operationsverstärkers.....	198
运算放大器计算基础	

(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 26 Jahrgang, H. 8, Aug. 1972, s. 196-197, H. 9, Sept. 1972, s. 219-220)	
Zur hybriden Beschreibung der linearen Eigenschaften integrierter Operationsverstärker.....	203
集成运算放大器线性性质的混合描述	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 28 Jahrgang, H. 6, Juni 1974, s. 113-116)	
Einige theoretische Betrachtungen zum Operationsverstärker	207
对运算放大器的一些理论探讨	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 18 Jahrgang, H. 17, 1969, s. 533-536, H. 18, 1969, s. 589-592)	
Zur Berechnung von Schaltungen mit Operationsverstärkern.....	215
带有运算放大器的电路计算	
(<i>Nachrichtentechnik</i> , 22 Jahrgang, H. 5, 1972, s. 168-169, H. 7, 1972, s. 237-239, H. 8, 1972, s. 272-274, H. 11, 1972, s. 402-405)	
Analyse von Schaltungen mit Operationsverstärkern mit Blockschaltbild und Signalflußplan...	228
用方框图与讯号流程图分析具有运算放大器的电路	
(<i>Nachrichtentechnik · Elektronik</i> , 24 Jahrgang, H. 1, 1974, s. 12-15)	
Aktive Vierpolschaltungen mit Operationsverstärkern u. FET	233
含有运算放大器和场效管的有源四端网络电路	
(<i>Elektronik</i> , 19 Jahrgang, H. 1, Jan. 1970, s. 13-14)	
Ein Operationsverstärker mit hohem Ausgangsstrom	235
具有大输出电流的运算放大器	
(<i>Elektronik</i> , 19 Jahrgang, Nr. 5, Mai 1970, s. 145-148, Nr. 6, Juni 1970, s. 200-202)	
Der rechnerstabilisierte Operationsverstärker.....	243
运算稳定的运算放大器	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 20 Jahrgang, H. 2, 1971, s. 61-63, H. 3, 1971, s. 99-102, H. 4, 1971, s. 132-135)	
Mikrovoltverstärker mit driftkompensierender Rückführung	257
具有漂移补偿反馈的微伏放大器	
(<i>Elektronik</i> , 21 Jahrgang, Nr. 7, Juli 1972, s. 227-232)	
Impulsverstärker mit aktiver Verstärkungseinstellung bei Konstanter Bandbreite	263
在恒定频带宽度内具有可调的放大率整定的脉冲放大器	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 27 Jahrgang, H. 2, 1973, s. 37-40)	
Amplificateur de charge	268
电荷放大器	
(<i>Electronique Professionnelle (Belge)</i> , Juillet-Août 1967, pp. 32-34)	
Aufbau und Anwendung des Norton-Verstärkers	271
诺登放大器的构成与应用	
(<i>Elektronik</i> , Band 23, Nr. 4, April 1974, s. 127-129)	
Der OTA—eine Weiterentwicklung des Operationsverstärkers	275
运算放大器的一种新进展——跨导运算放大器	
(<i>Elektronik</i> , 22 Jahrgang, H. 7, Juli 1973 s. 247-251)	

IV. Regler

调节器

Der Operationsverstärker als elektronischer Regler	283
用作电子调节器的运算放大器	
(<i>Elektronik</i> , 22 Jahrgang, Nr. 1, Jan. 1973, s. 39-40, Nr. 2, Feb. 1973, s. 73-76)	
Baugruppen für Regelungen mit Thyristorstellgliedern	289
可控硅终端控制器调节用的单元装置	
(<i>Elektronik</i> , 18 Jahrgang, Nr. 9, Sept. 1969, s. 267-270)	
Regler mit Parallelstruktur	293
并联结构的调节器	
(<i>Elektronik</i> , 22 Jahrgang, Nr. 6, Juni 1973, s. 229-232)	
Der PID-Regler und seine Optimierung im Regelkreis	297
PID 调节器及其在调节系统中的最佳化	
(<i>Elektronik</i> , 17 Jahrgang, Nr. 12, Dez. 1968, s. 365-370)	
Optimale Regelung mit optimalem Regler	304
采用最佳调节器的最佳调节	
(<i>Elektronik</i> , 23 Jahrgang, Nr. 7, Juli 1974, s. 238-244)	
Schaltungskonzept für Reglerfunktionen im Bausteinsystem SIMADYN C	311
SIMADYN C 产品系列中调节器作用的电路概念	
(<i>Siemens-Zeitschrift</i> , 48 Jahrgang, Heft 1, Jan. 1974, s. 13-17)	
Regel-und Rechenbausteine im System SIMADYN C	316
SIMADYN C 产品系列中的调节单元和计算单元	
(<i>Siemens-Zeitschrift</i> , 48 Jahrgang, Heft 1, Jan. 1974, s. 18-23)	
Quasistetige Regler	323
亚稳态调节器	
(<i>Elektronik</i> , 22 Jahrgang, Nr. 2, Feb. 1973, s. 53-56)	

V. Rechenelement und Analogtechnik

计算单元与模拟技术

Der invertierende Integrator	329
倒相输出积分器	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 20 Jahrgang, H. 2, 1971, s. 59-60)	
Der Operationsverstärker als Summierer, Ladungsverstärker und Integrator	331
运算放大器用作加法器, 负荷放大器和积分器	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 23 Jahrgang, H. 8, 1969, s. 201-205)	
Schaltung mit logarithmischer Übertragungscharakteristik über fünf Dekaden	337
在五个十倍频范围内具有对数传输特性的电路	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 23 Jahrgang, Nr. 2, 1969, s. 45-48, Nr. 3, 1969, s. 74-76)	

Einfacher Multiplizierer mit zwei Operationsverstärkern	346
具有二个运算放大器的简单乘法器	
(<i>Elektronik</i> , 22 Jahrgang, Nr. 11, Nov. 1973, s. 402-404)	
Analog-Multiplikatoren: Verfahren und Anwendungen.....	349
模拟式乘法器: 方法与应用	
(<i>Der Elektroniker</i> , 12 Jahrgang, Nr. 8, Aug. 1973, s. EL 1-5, Nr. 9, Sept. 1973, s. EL 1-8)	
Preiswerter und genauer Analogmultiplizierer	363
低造价而精确的模拟式乘法器	
(<i>Elektronik</i> , 20 Jahrgang, Nr. 8, Aug. 1971, s. 265-268)	
Analogmultiplizierer mit isolierenden Kopplern	367
具有隔离耦合的模拟乘法器	
(<i>Elektronik</i> , 17 Jahrgang, Nr. 8, Aug. 1968, s. 233-238)	
Analoges Multiplizieren und Dividieren nach dem Sägezahnverfahren	373
锯齿波模拟式乘法器与除法器	
(<i>Elektronik</i> , 18 Jahrgang, Nr. 2, Feb. 1969, s. 43-45)	
Un multiplicateur analogique 4 quadrants	377
四象限模拟式乘法器	
(<i>Électronique Industrielle</i> , N° 130, Jan.-Fév. 1970, pp. 27-31)	
Der Funktionsgenerator.....	383
函数发生器	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 20 Jahrgang, H. 3, 1971, s. 97-99)	
Dimensionierung eines Funktionsgenerators.....	386
函数发生器的设计	
(<i>Radio Fernsehen Elektronik</i> , 23 Jahrgang, H. 8, 1974, s. 250, 255)	
Die Erzeugung nichtlinearer Funktionen mit analogen Funktionsgeneratoren	389
利用模拟式函数发生器产生非线性函数	
(<i>Der Elektroniker</i> , Nr. 5, 1970, s. 247-254)	
Diodenfunktionsgeber für empirische Funktionen unter Verwendung von Operations- verstärkern	397
使用运算放大器的经验函数二极管发生器	
(<i>Int. Elektronische Rundschau</i> , 21 Jahrgang, H. 11, Nov. 1967, s. 279-280)	
Elektronische Analogintegratoren für die Meßtechnik unter besonderer Berücksichtigung der Verwendung von Operationsverstärkern	400
采用运算放大器的测量技术用的电子模拟积分器	
(<i>Frequenz</i> , Band 25, Nr. 7, Juli, 1971, s. 188-196)	
Bausteine und Aufbau eines Analogrechners	409
模拟计算机的单元部分与装置	
(<i>Elektronik</i> , 17 Jahrgang, Nr. 2, Feb. 1968, s. 43-46, Nr. 3, März 1968, s. 87-90)	

Über Technik und Wirkungsweise von Rechenelementen elektronischer Analogrechner	418
电子模拟计算机计算单元的技术和作用	
(Radio Fernsehen Elektronik, 19 Jahrgang, H. 13, 1970, s. 418-420, 434, H. 41, 1970, s. 468-472)	

VI. Aktive Filter

有源滤波器

RC-Filter	429
RC 滤波器	
(Radio Fernsehen Elektronik, 22 Jahrgang, Heft 20, 1973, s. 677-680)	
Vom RC-Glied zum aktiven Filter	433
从 RC 单元到有源滤波器	
(Elektronik, 19 Jahrgang, Nr. 5, Mai 1970, s. 149-152)	
Aktive Filter	437
有源滤波器	
(Elektronik, 19 Jahrgang Nr. 10, Okt. 1970, s. 329-334, Nr. 11, Nov. 1970, s. 379-382, Nr. 12, Dez. 1970, s. 421-424)	
Etude de filtres actifs modernes	452
现代有源滤波器研究	
(l'électricité-electronique moderne (industrie sections), No. R 273, May 1973, pp. 24-26, 39-42)	
Aktives Bandpassfilter mit Operationsverstärker	460
采用运算放大器的有源带通滤波器	
(Der Elektroniker, 12 Jahrgang, Nr. 11, Nov. 1973, s. 12-19)	
Berechnung aktiver Hoch- und Tiefpaßfilter mit Tschebyscheff-Charakteristik	469
利用契比雪夫特性计算有源高通滤波器和低通滤波器	
(Elektronik, 23 Jahrgang, Nr. 1, Jan. 1974, s. 33-34, Nr. 2, Feb. 1974, s. 69-70)	

VII. Schalter und Dreieck-Rechteckgenerator

开关与三角波直角波发生器

Der Operationsverstärker als Schalter	475
作开关用的运算放大器	
(Elektronik, 22 Jahrgang, H. 10, Okt. 1973, s. 373-374, H. 11, Nov. 1973, s. 413-414)	
Ein elektronischer Meßstellenumschalter	480
一种电子选择开关	
(Radio Fernsehen Elektronik, 19 Jahrgang, H. 11, 1970, s. 370-373)	
Dreieck-Rechteckgenerator mit einem Operationsverstärker	485
用一个运算放大器构成三角波——直角波发生器	
(Radio Fernsehen Elektronik, 22 Jahrgang, H. 12, 1973, s. 397-399)	

Kippstufen mit Operationsverstärkern	488
运算放大器的扫描级	
(Int. Elektronische Rundschau, 22 Jahrgang, H. 8, Aug. 1968, s. 198-200)	

VIII. Stabilisierungsschaltungen und Netzgeräte

稳定电路与电源设备

Zweipol-Baugruppen zur Stabilisierung von Strom und Spannung	493
稳定电流和电压的二端装置	
(Elektronik, 19 Jahrgang, Nr. 3, März 1970, s. 89-92)	
Spannungsquelle mit linearem Anstieg und Höchstwert-Konstanthaltung	497
具有线性上升率与最高值保持恒定的电压源	
(Elektronik, 18 Jahrgang, Nr. 10, Okt. 1969, s. 305-308)	
Das dynamische Verhalten der Operationsverstärker, D/A-Converter und A/D-Converter ...	501
运算放大器的动态特性, D/A 变换器与 A/D 变换器	
(Der Elektroniker, 12 Jahrgang, Nr. 4, Apr. 1973, s. 1-10)	

I. Innenschaltungen und Eigenschaften von Operationsverstärkern

运算放大器的内部电路和特性



Statik und Dynamik unsymmetrisch angesteuerter Differenzverstärker 1. Teil

DK 621.375.127.083.6.001.24

1 Einführung

Rechenverstärker sind meist am Eingang mit Differenzstufen aus bipolaren Transistoren aufgebaut. In etwa 80 % aller Anwendungsfälle setzt man sie in der invertierenden Schaltung ein [1]. Hierbei werden die für die statischen und dynamischen Eigenschaften der Verstärker sehr wichtigen Eingangsdifferenzstufen unsymmetrisch angesteuert. Dadurch entfällt der Einfluß durch Gegentaktspannungen am Eingang, deren Beherrschung zusätzlichen Aufwand erfordert [2]. Auch in anderen Schaltungen der Analog- und Digitaltechnik sind unsymmetrisch angesteuerte Differenzstufen anzutreffen, z. B. in Komparatoren, Schmitt-Trigger.

Ein für Entwurf und Anwendung solcher Differenzverstärker sehr wichtiges Problem ist die optimale Nullpunkteinstellung, d. h. wie der Spannungs- und Stromoffset kompensiert und gleichzeitig eine minimale Drift erhalten werden. Hiermit hängt eng zusammen die statische Dimensionierung der Eingangs-Differenzstufe, die fast ausschließlich den Spannungs- und Stromoffset, die Temperatur-, Einschalt- und Aussteuerungsdrift eines Rechenverstärkers bestimmt. Es wird im Teil 2 gezeigt, daß hiermit auch die dynamischen Eigenschaften im Klein- und Großsignalbereich, wie 3-dB-Grenzfrequenz, Verstärkungs-Bandbreite-Produkt, größte Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung sowie Totzeit nicht nur der Eingangsstufe, sondern auch des gesamten Rechenverstärkers eng verbunden sind. Dies kommt zum Ausdruck in einer interessanten Verknüpfung zwischen der Stromdrift und dem Verstärkung-Bandbreite-Produkt. Ferner wird gezeigt, daß die verschiedenen dynamischen Eigenschaften im Klein- und Großsignalbereich durch einfache Beziehungen zusammenhängen. Mit diesen Ergebnissen lassen sich beim ersten Schaltungsentwurf und bei der Auswahl fertiger Bausteine die zu erwartenden Eigenschaften rasch abschätzen.

2 Statische Eigenschaften

2.1 Leerlaufverstärkung und Eingangswiderstand

Zur Berechnung dieser Größen ist in Bild 1 die Grundschaltung einer unsymmetrisch angesteuerten Differenzstufe dargestellt. Die Emitterbatterie mit $U_E = 10 \text{ V}$ liefert über den Einstromungswiderstand R_E einen nahezu konstanten gemeinsamen Emitterstrom I_E für T 1 und T 2. Es gilt:

$$I_E = \frac{U_E - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{10 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 9,4 \mu\text{A} \quad (1)$$

Dieser Strom teilt sich auf in die Emitterströme I_{E1} und I_{E2} , deren Verhältnis von der Art der Nullpunkteinstellung der Differenzstufe abhängt, d. h. wie die Ausgangsspannung $U_A = 0$ bei Eingangsspannung $U_1 = 0$ eingestellt wird. Im nächsten Abschnitt wird dazu festgestellt, daß hinsichtlich minimaler Spannungsdrift der Nullpunkt zunächst bei $R_{B1} = R_{B2} = 0$ und $U_{BE1} = U_{BE2}$ abzugleichen ist. Daraus folgt aus der Differenz der Basis-Emitterspannungen

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} \mid I_{E1} = I_{E2} \quad (2)$$

Der Autor schrieb diesen Beitrag als Mitarbeiter der Firma Rohde & Schwarz.

Es gehört zur Philosophie des modernen Schaltungs- und Geräteentwicklers, sich nicht mehr um das Innenleben der verwendeten Bausteine zu kümmern. Das gilt auch für den Operations- oder Rechenverstärker und unzählige seiner Anwendungen — nicht sämtliche allerdings, denn je strenger die Forderungen werden, z. B. in der Meßtechnik, desto eher stößt man auf Fälle, in denen eben doch noch Schaltungen mit diskreten Bauelementen individuell entwickelt werden müssen. Das lehrt der vorliegende Aufsatz speziell für den Fall der unsymmetrisch angesteuerten Differenzverstärkerstufen und der Autor will damit sagen, daß es noch nicht an der Zeit ist, die Methoden der klassischen Schaltungsentwicklung zu verlieren. Es ist ja auch ein offenes Geheimnis, daß trotz aller Preissenkungen die wirklich hochwertigen integrierten Verstärker für viele Zwecke unerschwinglich sind, was den diskreten Bauelementen noch ein gewisses Feld sichert.

von T 1 und T 2 das im Abschnitt 2.3 angegebene Stromverhältnis I_{E1}/I_{E2} . Mit geeigneten Transistoren hoher statischer Stromverstärkung $B_1, B_2 > 50$ auch bei niedrigen Kollektorströmen und kleinen Kollektor-Basis-Restströmen (z. B. Typ BCY 58) kann im Kollektorkreis $I_{C1} \approx I_{E1}$ und $I_{C2} \approx I_{E2}$ gesetzt werden.

Im Eingangskreis dürfen die Basisströme I_{B1}, I_{B2} und die Restströme I_{CB01}, I_{CB02} nicht vernachlässigt werden, da sie für den Stromoffset i_D und die Stromdrift i_{DT} (Abschnitt 2.4) verantwortlich sind. Im Basiswiderstand R_{B1} ist der Quellwiderstand der Signalspannung U_1 enthalten. In manchen Fällen ist auch ein Basiswiderstand R_{B2} zweckmäßig. Seine Vor- und Nachteile werden später diskutiert. Die Widerstände r_{E1} und r_{E2} sind die inneren differentiellen Emitterwiderstände (= reziproke Steilheiten) von T 1, T 2:

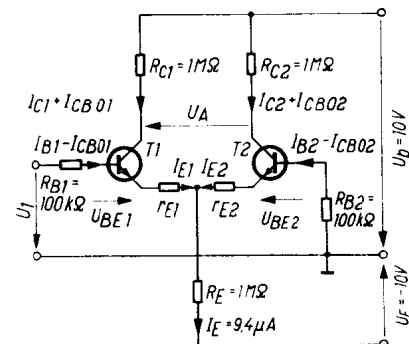
$$r_{E1} = \frac{dU_{BE1}}{dI_{E1}} = \frac{U_T}{I_{E1}} \quad \text{und} \quad r_{E2} = \frac{dU_{BE2}}{dI_{E2}} = \frac{U_T}{I_{E2}} \quad (3)$$

wobei $U_T = 26 \text{ mV}$ die Temperaturspannung bei Raumtemperatur ist.

Zwischen den Kollektoren liegt die Differenz-Ausgangsspannung

$$U_A = (I_{C2} + I_{CB02}) \cdot R_{C2} - (I_{C1} + I_{CB01}) \cdot R_{C1} \approx I_{C2} \cdot R_{C2} - I_{C1} \cdot R_{C1} \quad (4)$$

Bild 1. Grundschaltung einer unsymmetrisch angesteuerten Differenzstufe (ohne Abgleich-elemente zur Nullpunkteinstellung). Die Dimensionierung erfolgt als Beispiel im Text



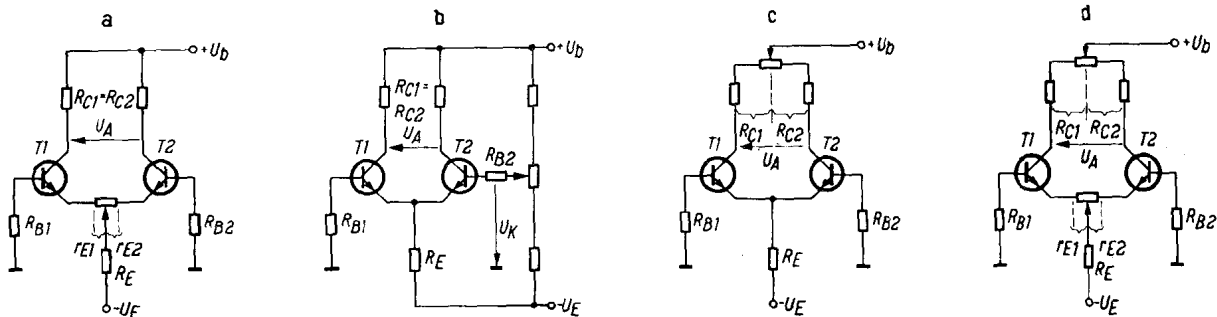


Bild 2. Einige gebräuchliche Schaltungen zum Nullpunktgleich von Differenzstufen

Die Kleinsignal-Leerlaufverstärkung für Frequenzen unter der Grenzfrequenz ist mit guter Näherung ($R_E \gg r_{E2}$)

$$V_0 = \frac{dU_A}{dU_1} = \frac{R_{C1} + R_{C2}}{r_{E1} + r_{E2} + \frac{R_{B1}}{\beta_1} + \frac{R_{B2}}{\beta_2}} \quad (5)$$

Für eine symmetrische Differenzstufe mit den Voraussetzungen $I_{C1} = I_{C2} = I_C = 1/2 I_E$, $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ sowie $r_{E1} = r_{E2} = r_E = 2 \cdot U_T / I_E$ und $R_{B1} / \beta_1 = R_{B2} / \beta_2 \approx R_B / \beta$ vereinfacht sich das Ergebnis nach einigen Umformungen zu

$$V_0 \approx \frac{R_C \cdot I_C}{U_T + I_B \cdot R_B} = \frac{1}{2} \frac{R_C \cdot I_E}{U_T} \frac{1}{1 + \frac{I_B \cdot R_B}{U_T}} \quad (6)$$

Diese für erste überschlägige Berechnungen gut geeignete Beziehung zeigt, daß V_0 ebenso groß ist wie bei einer einstufigen Emitterschaltung und sich einfach aus den Ruhestromen I_C und I_B errechnet. Es läßt sich zeigen, daß die Berechnung für V_0 auch bei einer unsymmetrischen Differenzstufe mit Spannungs-Nullabgleich nach Bild 2c und Strom-Nullabgleich nach Bild 3a dieses einfache Ergebnis liefert (dabei werden $R_C = \frac{R_{C1} + R_{C2}}{2}$ und $R_{B1} = R_{B2}$ gesetzt). Oft ist noch $I_B \cdot R_B \ll U_T = 26 \text{ mV}$ und es wird dann:

$$V_0 \approx \frac{I_C \cdot R_C}{U_T} = 38,5 I_C \cdot R_C = 38,5 \cdot \frac{I_E}{2} R_C \quad (7)$$

Nach Gl. (6) ergibt sich mit den Zahlenwerten in Bild 1:

$$V_0 = 1/2 \frac{10^6 \Omega \cdot 9,4 \mu\text{A}}{26 \text{ mV} + 5 \text{ mV}} = \frac{4,7 \text{ V}}{31 \text{ mV}} = 151,5 \approx 150$$

Der dynamische Eingangswiderstand für kleine Signale und tiefe Frequenzen ist ($R_E \gg r_{E2}$):

$$R_{in} = \frac{dU_1}{dI_1} = (r_{E1} + r_{E2}) \cdot \beta_1 + R_{B1} + R_{B2} \quad (7)$$

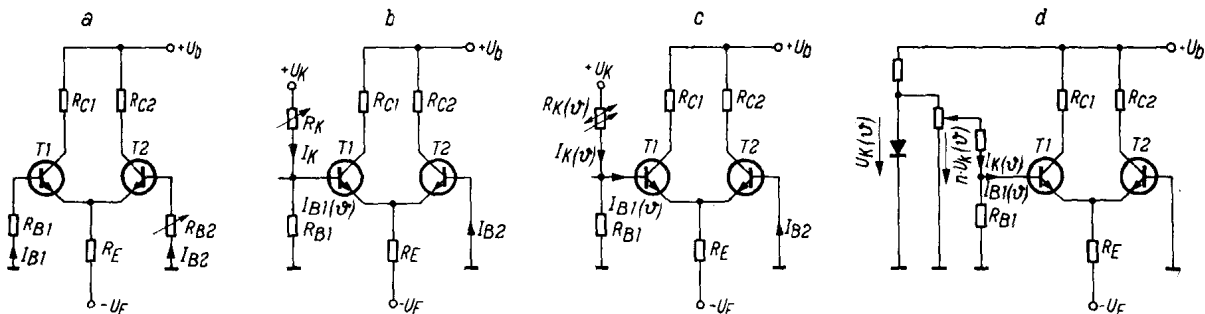


Bild 3. Einige Schaltungen zur Kompensation der Basisströme. Die Nullpunktabweichung aufgrund der Differenz der Basis-Emitterspannungen von T1 und T2 ist bereits nach Schaltung Bild 2c, jedoch mit nicht eingeschalteten Basiswiderständen ($R_{B1} = R_{B2} = 0$) abgeglichen

Für eine symmetrische Eingangsstufe mit den für Gleichung (6) angesetzten Bedingungen erhält man:

$$R_{in} = 2 \cdot r_E \cdot \beta + 2 R_B = 4 \cdot \frac{U_T}{I_E} \beta + 2 R_B \quad (8)$$

In Verbindung mit Gleichung (6) ergibt sich für die Leerlaufverstärkung:

$$V_0 \approx 2 \cdot \beta \cdot R_C / R_{in} \quad (9)$$

Nach den Gleichungen (5)...(8) sind somit bei gegebenen Transistoren (β_1, β_2) für geforderte Werte der Verstärkung V_0 und des Eingangswiderstandes R_{in} der Kollektorwiderstand R_C und der Strom I_E wählbar. Die Wahl von I_E wird wesentlich von der zulässigen Stromdrift (Abschnitt 2.4) und der Einschalt- und Aussteuerungsdrift (Abschnitt 3.1) bestimmt.

2.2 Nullpunktgleich in bezug auf Offsetspannung und -drift

Um den Nullpunkt $U_A = 0$ bei $U_1 = 0$ einzustellen, findet man häufig Schaltungen nach Bild 2a...d. In Bild 2a und 2b wird bei gleichgroßen Kollektorwiderständen und gleichgroßen Kollektorströmen die Nullbedingung $U_A = I_{C2} \cdot R_{C2} - I_{C1} \cdot R_{C1} = 0$ hergestellt. Der Abgleich geschieht im Eingangskreis: nach Bild 2a mittels Emittorpotentiometer und nach Bild 2b mit einer variablen Kompensationsspannung U_K zwischen der Basis von T2 und 0 V. Nach Bild 2c mit Abgleich im Kollektorkreis wird die Nullpunktbedingung bei $R_{C1} \neq R_{C2}$ und $I_{C1} \neq I_{C2}$ nach $I_{C1} / I_{C2} = R_{C2} / R_{C1}$ hergestellt.

In jeder dieser Schaltungen sind die Basiswiderstände R_{B1} und R_{B2} im Eingangskreis eingeschaltet. Hierdurch wird zwar mit nur einer Einstellung der Nullpunkt erhalten, d. h. die Wirkung der im Eingangskreis vorhandenen Spannungs-, Strom- und Widerstandsunsymmetrien ($U_{BE1} - U_{BE2}$) und $(I_{B1} - I_{CB01}) R_{B1} - (I_{B2} - I_{CB02}) \cdot R_{B2}$ wird in einem Pauschalabgleich beseitigt, jedoch ist die zu erwartende gesamte Temperaturdrift des Nullpunktes undefiniert. Sie kann große Exemplarstreuungen aufweisen und dabei hohe Werte ($> 100 \mu\text{V/grad}$) erreichen. Die guten

Eigenschaften hochwertiger Differenzpaare für T 1 und T 2 gehen fast ganz verloren.

Besser ist ein Nullabgleich in zwei Schritten mit zwei getrennten Abgleichelementen (Bild 2d). Im ersten Schritt wird bei $R_{B1} = R_{B2} = 0$ und $R_{C1} = R_{C2}$ (Mittelstellung des Kollektorpotentiometers) mit dem Emittorpotentiometer auf $U_A = 0$ abgeglichen. Im zweiten Schritt stellt man dann bei eingeschalteten Basiswiderständen den Nullpunkt wieder nach.

Die möglichen Minimalwerte für Spannungs- und Stromdrift werden hiermit jedoch nicht erreicht. Spannungsdriften von $3 \mu\text{V}/\text{grd}$ und kleiner lassen sich zwar durch doppelten oder mehrfachen Nullabgleich wechselweise am Kollektor- und Emittorpotentiometer in einem oder mehreren Temperaturversuchen erreichen [3], was jedoch entsprechend teuer und aufwendig ist. Genügt eine Spannungsdrift U_{DT} bis herab zu $3 \dots 10 \mu\text{V}/\text{grd}$ und soll eine minimale Stromdrift ohne besondere Maßnahmen (Temperaturversuche, Selektion usw.) erreicht werden, so ist jetzt der Nullpunkt im ersten Schritt mit $R_{B1}, R_{B2}, R_{E1}, R_{E2} = 0$ nach Bild 2c im Kollektorkreis und im zweiten Schritt mit eingeschalteten Basiswiderständen R_{B1} und R_{B2} nach einer der Schaltungen in Abschnitt 2.3 einzustellen.

Hierzu einige Erläuterungen: Die Transistoren T 1 und T 2 nach Bild 1 haben bei gleichen Emittorströmen $I_{E1} = I_{E2}$ verschieden große Basis-Emitterspannungen, also $\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$. Diese Differenzspannung bewirkt bei $R_{C1} = R_{C2}$ und $R_{B1}, R_{B2} = 0$ den Eingangs-Spannungs-Offset $U_D = \Delta U_{BE}$. Demgegenüber stellt sich beim Betrieb mit gleichgroßen Basis-Emitterspannungen ein bestimmtes Verhältnis der Emittorströme I_{E1}/I_{E2} ein. Die hierfür zu erwartende minimale Spannungsdrift U_{DT} aufgrund der geringen Differenz der Temperaturdriften der Basis-Emitterspannungen läßt sich aus der Theorie der Halbleiter [6] berechnen. Man erhält für den Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitterspannung eines Transistors:

$$\left. \frac{dU_{BE}}{dT} \right|_{I_E = \text{const.}} = \alpha U_{BE} = - \left(\frac{U_T}{T} \right) \cdot a - \left(\frac{U_g - U_{BE}}{T} \right)$$

wobei T die absolute Temperatur in Kelvin, $a = 1,45 \dots 1,55$ eine Materialkonstante und U_g der Abstand im Energieband bedeutet (für Silizium ist $U_g = 1,2 \text{ V}$).

Setzt man in diese Gleichung für $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ und für $T = 300^\circ \text{K}$ ein, ergibt sich

$$\begin{aligned} \alpha U_{BE} &= - \frac{26 \text{ mV}}{300^\circ \text{K}} \cdot 1,5 - \left(\frac{1,2 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{300^\circ \text{K}} \right) = \\ &= - 130 \frac{\mu\text{V}}{\text{grd}} - 2,0 \frac{\text{mV}}{\text{grd}} = - 2,13 \frac{\text{mV}}{\text{grd}} \quad (10) \end{aligned}$$

Aus Gleichung (10) folgt die in Differenzstufen wichtige Differenz der Temperaturkoeffizienten $\Delta \alpha U_{BE} = U_{DT}$

$$\begin{aligned} \Delta \alpha U_{BE} &= \alpha U_{BE1} - \alpha U_{BE2} = \\ &= \left(\frac{U_T}{T} \right) (a_2 - a_1) - \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{T} \quad (11) \end{aligned}$$

Wird nun die Differenzstufe beim Nullpunktgleich im ersten Schritt bei $U_{BE1} = U_{BE2}$ eingestellt, so beträgt die Differenz-Temperaturdrift $\Delta \alpha U_{BE}$ nur

$$\Delta \alpha U_{BE} = \alpha U_{BE \min} = \left(\frac{U_T}{T} \right) (a_2 - a_1)$$

Mit einer Differenz $(a_2 - a_1) = \pm 0,1$ wird

$$U_{DT} = \Delta \alpha U_{BE \min} = \pm \frac{26 \text{ mV}}{300^\circ \text{K}} \cdot 0,1 = \pm 8,6 \frac{\mu\text{V}}{\text{grd}}$$

Diese Differenz kann vom Halbleiterhersteller bei der Fertigung von Differenzpaaren gezielt auf $\leq \pm 3 \mu\text{V}/\text{grd}$ gehalten werden (kleine Differenzen der Konstanten $a_2 - a_1$). Werden Einzeltransistoren des gleichen Typs zu Paaren kombiniert, so sind wesentlich größere Differenzen als $a_2 - a_1 = \pm 0,1$ auch kaum zu erwarten.

2.3 Unsymmetrien in der Differenzstufe

Der im vorigen Abschnitt als am zweckmäßigsten festgestellte Nullabgleich mit $U_{BE1} = U_{BE2}$ und $R_{B1} = R_{B2} = 0$ hat nun verschieden große Emittor- und Kollektorströme zur Folge. Aus der Differenz der Basis-Emitterspannungen bei gleichen Emittorströmen $\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} \mid I_{E1} = I_{E2}$ folgen daraus:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \exp \left(\frac{\Delta U_{BE}}{U_T} \right) \approx 1 + \frac{\Delta U_{BE}}{U_T} \quad (13)$$

$$\frac{I_{C1}}{I_E} \approx \frac{I_{E1}}{I_E} = \frac{1}{1 + \exp \frac{\Delta U_{BE}}{U_T}} \approx \frac{1}{2 + \frac{\Delta U_{BE}}{U_T}} \quad (14)$$

Das Verhältnis der inneren differentiellen Emittorwiderstände ist dann $r_{E2}/r_{E1} = I_{E1}/I_{E2}$, ferner ist das Verhältnis der Kollektorwiderstände mit Gleichung (13)

$$\frac{R_{C1}}{R_{C2}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx \exp \left(\frac{\Delta U_{BE}}{U_T} \right)$$

So wird z. B. für $\Delta U_{BE} = + 10 \text{ mV}$: $\frac{R_{C1}}{R_{C2}} = 1,47$ (15)

Dieses Ergebnis zeigt, daß für Bild 2 mit $R_{C2} = 1 \text{ M}\Omega$ dann $R_{C1} = 1,47 \text{ M}\Omega$ groß sein müßte. Solche Unterschiede lassen sich meist nicht mehr mit einem einzigen Kollektorpotentiometer ausgleichen, und zwar einmal wegen der begrenzten Auflösung, zum andern wegen der relativ großen Instabilität der Potentiometer, die eine Eingangsspannungsdrift zur Folge hat. Eine kleine Differenz ΔU_{BE} von Differenzpaaren bringt hier Vorteile.

2.4 Nullpunktgleich in bezug auf Offsetstrom und -drift

Ist der Nullpunkt der Differenzstufe im ersten Schritt, wie unter 2.2 beschrieben, mit der Bedingung $U_{BE1} = U_{BE2}$ abgeglichen, so zeigt sich im zweiten Schritt bei Einfügen der Basiswiderstände R_{B1} und R_{B2} wieder eine Nullpunktabweichung $U_A \neq 0$. Die Ursache ist die Differenz der Spannungen $(I_{B1} - I_{CB01}) R_{B1} - (I_{B2} - I_{CB02}) R_{B2}$, die ebenso wie eine Signalspannung U_1 den Eingangskreis verstört. Zum Wiederherstellen des Nullpunktes sind grundsätzlich zwei Möglichkeiten gegeben.

Nach Bild 3a wird R_{B2} zum Wert $R_{B2} = \frac{I_{B1}}{I_{B2}} R_{B1}$ eingestellt. Da in R_{B1} der oft nicht beeinflussbare Innenwiderstand der Quelle U_1 enthalten ist (z. B. der vom Eingang eines Rechenverstärkers aus gemessene Gleichstromwiderstand des Gegenkopplungsnetzwerkes), eignet sich R_{B2} besser zum Abgleich als R_{B1} . Wie die folgende Rechnung zeigt, liefert diese Methode auch eine kleine Stromdrift. (Die gelegentlich empfohlene Bedingung $R_{B1} = R_{B2}$ liefert schlechtere Werte, da hierbei Strom- und Spannungsdrift pauschal abgeglichen werden.)

Mit dem Temperaturkoeffizienten der Gleichstromverstärkung B der Transistoren T 1 und T 2, $\alpha B_1 = dB_1/B_1 \cdot dT$ und $\alpha B_2 = dB_2/B_2 \cdot dT$ entsteht durch dT eine Änderung der Spannung

$$U(I_B) = I_{B1} \cdot R_{B1} - I_{B2} \cdot R_{B2} \approx \frac{I_{E1}}{B_1} R_{B1} - \frac{I_{E2}}{B_2} R_{B2}$$

$$\text{von } \frac{dU(I_B)}{dT} \Big|_{I_{E1}, I_{E2} = \text{const.}} = \frac{\partial U(I_{B1})}{\partial B_1} \cdot \frac{dB_1}{dT} - \frac{\partial U(I_{B2})}{\partial B_2} \cdot \frac{dB_2}{dT}$$

Das ergibt ausgerechnet:

$$\frac{dU(I_B)}{dT} = R_{B2} \cdot I_{B2} \cdot \alpha B_2 - R_{B1} \cdot I_{B1} \cdot \alpha B_1 \quad (16)$$

Da nach der Nullbedingung $I_{B1} \cdot R_{B1} = I_{B2} \cdot R_{B2}$ sein soll (R_{B1} const.), wird daraus:

$$\frac{dU(I_B)}{dT} = (\alpha B_2 - \alpha B_1) \cdot I_{B1} \cdot R_{B1} = \Delta \alpha B \cdot I_{B1} \cdot R_{B1} \quad (17)$$

Daraus ergibt sich die Stromdrift zu

$$i_{DT} = \Delta \alpha B \cdot I_{B1} \quad (18)$$

Es ist also nur die Differenz der Temperaturkoeffizienten der Gleichstromverstärkungen wirksam.

Hierzu einige Zahlenangaben:

Der Temperaturkoeffizient der Gleichstromverstärkung B ist für alle Transistoren positiv (üblicher Rechenwert: $\alpha B = +1\%/ \text{grd}$). Der genaue Betrag zeigt Typen- und Exemplarstreuungen. Ferner steigt er nach kleineren Emitterströmen zu etwas an. Im Bereich $I_E = 1 \text{ mA} \dots 1 \mu\text{A}$ etwa um $0,3\%/ \text{grd}$. Während bei hochwertigen Differenzpaaren Werte von $\Delta \alpha B \leq \pm 0,2\%/ \text{grd}$ erreicht werden, muß beim Zusammenstellen von Einzeltransistoren des gleichen Typs mit Werten bis zu $\pm 0,5\%/ \text{grd}$ gerechnet werden.

Im Beispiel nach Bild 1 mit $B_1 = 100$ und $\Delta \alpha B = \pm 0,2\%/ \text{grd}$ würde z. B. bei einer symmetrisch aufgebauten Differenzstufe die Stromdrift betragen:

$$i_{DT} = \Delta \alpha B \cdot I_{B1} = \Delta \alpha B \cdot \frac{1}{2} \frac{I_E}{B_1} = 0,2\%/ \text{grd} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{9,4 \mu\text{A}}{100} = 94 \text{ pA/grad}$$

Leider ist die Schaltung nach Bild 3a praktisch nur anwendbar, wenn R_{B1} konstant bleibt. Das ist z. B. nicht der Fall in einer invertierenden Rechenverstärkerschaltung mit umschaltbarer Gegenkopplung. Hierzu müßte gemeinsam mit deren Gegenkopplungsnetzwerk auch R_{B2} umgeschaltet werden. Ferner ist für jede Schaltstellung ein Nullabgleich erforderlich.

In solchen Fällen ist es zweckmäßig, nach Bild 3b bis 3d die Basis von T 2 auf 0 V zu legen und $I_{B1} = i_D$ (I_{B2} ist jetzt wirkungslos) durch einen Strom $I_K = I_{B1}$ zu kompensieren. Hierzu liefert eine Quelle U_K über den Widerstand R_K den Strom $I_K = U_K/R_K$. In Bild 3b ist die Stromdrift groß: $i_{DT} = \alpha B_1 \cdot I_{B1}$. Zur Verbesserung wird nach Bild 3c ein Kaltleiter R_K (θ) eingefügt, der von der Temperatur im gleichen Sinne beeinflusst wird wie der Basisstrom I_{B1} . In Bild 3d hingegen ändert die Temperatur die Spannung U_K . Wird z. B. für U_K die Spannung einer Ge-Diode mit $U_D = 200 \text{ mV}$ und einem TK der Diodenspannung

$$\frac{dU_D}{dT} = -2 \frac{\text{mV}}{\text{grd}} \text{ verwendet, so erhält man:}$$

$$\alpha U_K = \frac{dU_K}{U_K dT} = \frac{dU_D}{U_D dT} = -\frac{2 \text{ mV/grad}}{200 \text{ mV}} = -1\%/ \text{grd}$$

In der Schaltung nach Bild 3d beträgt die Stromdrift:

$$i_{DT} = (\alpha U_K - \alpha B_1) \cdot I_{B1} = \left(\frac{\alpha U_K - \alpha B_1}{\alpha B_1} \right) \cdot \alpha B_1 \cdot I_{B1} = K_i \cdot \alpha B_1 \cdot I_{B1} \quad (19)$$

Die ohne Temperaturkompensation gegebene Stromdrift $i_{DT} = \alpha B_1 \cdot I_{B1}$ wird also um den Faktor K_i verringert. Mit wenig Aufwand lassen sich Werte $K_i \leq 0,5$ erreichen.

Zur statischen Dimensionierung der Differenzstufe ist es zweckmäßig, die Gleichung (19) mit $I_{B1} = I_{C1}/B_1$ umzuformen nach

$$i_{DT} = K_i \cdot \alpha B_1 \cdot \frac{I_{C1}}{B_1} \quad (20)$$

Hiermit kann für eine vorgegebene Stromdrift der Ruhestrom I_{C1} festgelegt werden. Ist z. B. $|i_{DT}| \leq 300 \text{ pA/grad}$ gefordert, so wird dann mit $B_1 = 100$, $|\alpha B| = 1\%/ \text{grd}$ und $K_i = 0,3$:

$$I_{C1} \leq \frac{|i_{DT}| \cdot B_1}{\alpha B_1 K_i} = \frac{3 \cdot 10^{-10} \text{ A/grad} \cdot 10^2}{10^{-2}/ \text{grad} \cdot 0,3} = 10 \mu\text{A}$$

2.5 Einfluß des Kollektor-Basis-Reststromes I_{CBO}

In der Stromdrift i_{DT} ist auch der bisher noch nicht berücksichtigte Reststrom I_{CBO} enthalten. In der Schaltung nach Bild 3a erzeugen die Restströme der beiden Transistoren eine zusätzliche Spannungsdifferenz $I_{CBO1} \cdot R_{B1} - I_{CBO2} \cdot R_{B2}$. In den Schaltungen 3b bis 3d ist nur der Anteil $I_{CBO1} \cdot R_{B1}$ wirksam. Bei konstanter Temperatur lassen sich diese Spannungen beim Nullabgleich gemeinsam mit den Anteilen $I_{B1} \cdot R_{B1}$ kompensieren. Die Temperaturdrift macht jedoch größere Schwierigkeiten. Bekanntlich steigt I_{CBO} exponentiell mit der Temperatur an:

$$\frac{I_{CBO}(T_2)}{I_{CBO}(T_1)} = \exp [0,07 \cdot (T_2 - T_1)] = \exp (0,07 \cdot \Delta T)$$

Das ergibt eine Verdopplung pro $\Delta T = 10 \text{ grad}$.

Der Reststrom I_{CBO} bildet somit die untere Grenze der erreichbaren Stromdrift. Die in den Datenblättern der Hersteller garantierten Werte für $I_{CBO} < 10 \text{ nA}$ (bei Raumtemperatur) werden jedoch tatsächlich sehr oft bis auf Werte von $< 100 \text{ pA}$ eingehalten, was in etwa den Gate-Restströmen guter Feldeffekt-Transistoren entspricht.

Der im nächsten Heft erscheinende 2. Teil dieser Arbeit befaßt sich mit weiteren Driftursachen, mit den dynamischen Eigenschaften und mit dem interessanten Zusammenhang zwischen der Stromdrift und dem Produkt aus Verstärkung und Bandbreite.

Literatur

- [1] BUSSE, G.: Digital-Voltmeter mit Dual-Slope-Umsetzung. ELEKTRONIK 1969, H. 8, S. 235...238.
- [2] MEYER-BRÖTZ, G. und KLEY, A.: Zum Problem der Gleichtaktunterdrückung bei Transistor-Differenz-Verstärkern. NTZ 1966, H. 2, S. 65...69.
- [3] BENETEAU, P. J., RIVA, G. M., MURARI, B. und QUINZIO, G.: Drift Compensation in DC-Amplifiers. Solid state design, Bd. 5, H. 5 (Mai 1964), S. 19...23.
- [4] RUSCHE, WAGNER und WEITZSCH: Flächentransistoren, Eigenschaften und Anwendungen. Springer-Verlag, 1961.
- [5] OPPELT, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. 4. Auflage, Verlag Chemie, 1964.
- [6] BODE, H. W.: Network analysis and feedback amplifier design. D. van Nostrand, New York 1945.
- [7] MEYER-BRÖTZ, G.: Die Dimensionierung des Frequenzganges von breitbandigen Operationsverstärkern für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektron. Rechenanl., Bd. 6 (1964), H. 4, S. 178...183.

Statik und Dynamik unsymmetrisch angesteuerter Differenzverstärker 2. Teil

DK 621.375.127.083.6

Der erste Teil dieser Arbeit erschien in Heft 11, Seite 335...338; er behandelte die statischen Eigenschaften der zur Diskussion stehenden Schaltungen, insbesondere die Nullpunkteinstellung und Driftprobleme.

3 Weitere Driftursachen

Außer der bereits erwähnten Temperaturdrift der Basis-Emitterspannungen und der Basis- und Sperrströme im Eingangskreis sind noch eine Anzahl anderer Einflußgrößen in der Differenzstufe vorhanden, von denen die wichtigsten kurz behandelt werden.

3.1 Anwärm- und Aussteuerungsdrift der Transistoren

Die in den Abschnitten 2.2 und 2.4 behandelte Temperaturdrift gilt selbstverständlich nur unter der Voraussetzung, daß beide Transistoren von derselben Temperaturänderung betroffen werden. Ist das nicht der Fall, z. B. wenn die Gehäuse und Anschlüsse von Wärmeströmungen erfaßt werden, dann hat eine Temperaturdifferenz der Sperrschichten dieselbe Wirkung wie beim Einzeltransistor.

Außer Fremderwärmungen bewirken auch Eigenerwärmungen durch verschieden große Verlustleistungen Temperaturdifferenzen. Das verursacht eine Nullpunktwanderung bei der Inbetriebnahme (Anwärmdrift) und nach großen Aussteuerungen (Aussteuerungsdrift), insbesondere nach Übersteuerungen.

Minimale Temperaturdifferenzen der Sperrschichten der beiden Transistoren werden von auf demselben Chip angeordneten Differenzpaaren erreicht. Auch der Temperaturausgleich verläuft hier sehr rasch.

3.2 Drift durch Änderung der Kollektorwiderstände

Eine verschieden große relative Änderung der Kollektorwiderstände um

$$\frac{dR_{C2}}{R_{C2}} - \frac{dR_{C1}}{R_{C1}} = \delta R_{C1} - \delta R_{C2} = \Delta(\delta R_C)$$

bewirkt eine Änderung der Ausgangsspannung der Differenzstufe. Umgerechnet auf den Eingang entspricht diese Änderung einer Offsetspannung $U_D(\Delta \delta R_C) = 26 \text{ mV} \cdot \Delta(\delta R_C)$ und einem Offsetstrom $i_D(\Delta \delta R_C) = 0,5 \cdot I_B \cdot \Delta(\delta R_C)$.

Hieraus folgt für driftarme Differenzstufen am Eingang die Notwendigkeit zeitlich stabiler Kollektorwiderstände mit kleinen Temperaturkoeffizienten (Metallschicht- und Drahtwiderstände).

3.3 Emitterfolger am Eingang

Manchmal werden der Differenzstufe zur Verringerung der Eingangsstromdrift Emitterfolger nach Bild 4 vorgeschaltet. Diese Verbesserung wird jedoch mit einer vergrößerten Spannungsdrift erkauft. Außerdem geht die Spannungsverstärkung auf die Hälfte zurück.

Die Vergrößerung der Spannungsdrift wird einmal verursacht durch die Drift der Basisströme der inneren Transistoren T 1, T 2 der Differenzstufe, die an den Emitterwiderständen r'_{E1} , r'_{E2} der Emitterfolger T 1' und T 2' eine Spannungsdrift erzeugen von

$$U_{DT} = U_T(\alpha_{B1} - \alpha_{B2}) = U_T \cdot \Delta \alpha_B$$

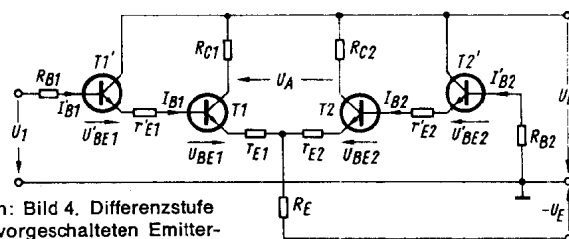
Mit $\Delta \alpha_B = \pm 0,2 \text{ \% / grd}$ wird zum Beispiel $U_{DT} = \pm 52 \text{ } \mu\text{V / grd}$. Diese Spannungsdrift wird sogar noch vergrößert, da die Transistoren T 1 und T 2 im Arbeitspunkt mit verschieden großen Basis-Emitterspannungen betrieben werden (Abschnitt 2.2).

Ferner entsteht noch ein dynamisches Problem, da die Emitterwiderstände r'_{E1} , r'_{E2} mit der Millerkapazität der Differenzstufe $C_{CB0} \cdot V_0$ einen neuen Tiefpaß bilden. Die hierdurch entstehende zusätzliche Phasendrehung verringert in Rechenverstärkern die Stabilität (siehe Abschnitte 4.1 und 4.2).

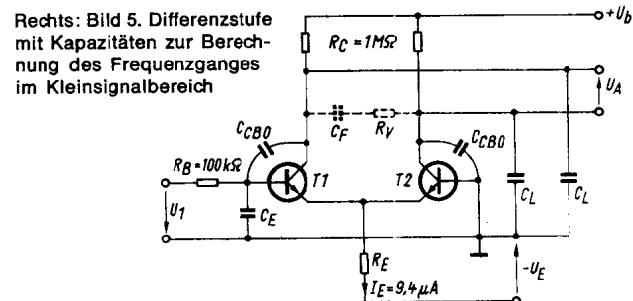
4 Dynamische Eigenschaften

4.1 Frequenzgang der Differenzstufe im Kleinsignalbereich

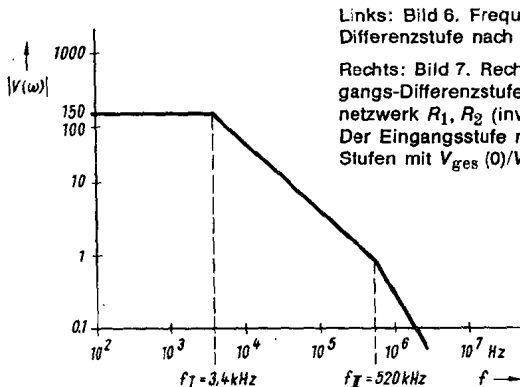
Zur besseren Übersicht der Ergebnisse werden folgende Vereinfachungen nach Bild 5 vorausgesetzt (eine exakte Berechnung mit Berücksichtigung aller Unsymmetrien liefert kompliziertere, jedoch nicht wesentlich andere Ergebnisse). Die Differenzstufe ist symmetrisch: $R_{C1} = R_{C2} = R_C$. Beide Kollektoren sind mit gleichgroßen Kapazitäten C_L belastet (Eingangskapazität einer nachgeschalteten Stufe und Streukapazitäten). Der Realteil der Kollektorbelastung ist $> 10 R_C$, um die Gleichstromverstärkung nicht wesentlich zu vermindern. Die Kollektor-Basis-Kapazitäten C_{CB0} von T 1 und T 2 sind gleichgroß. An T 2 ist der Basiswiderstand $R_{B2} = 0$. Der Basiswiderstand $R_{B1} = R_B$ ist für die in der Praxis fast immer zutreffenden Verhältnisse sehr viel kleiner als der Realteil des dynamischen Eingangswiderstandes R_{in} der Differenzstufe (Abschnitt 2.1). In der Kapazität C_E sind zusammengefaßt die interne Kapazität der Basis-Emitterstrecke von T 1 und Streukapazitäten (bei Rechenverstärkern die Kapazität des Summenpunktes gegen Masse). Das RC-Glied mit C_F und R_V wird im nächsten Abschnitt 4.2 behandelt.



Oben: Bild 4. Differenzstufe mit vorgeschalteten Emitterfolgern

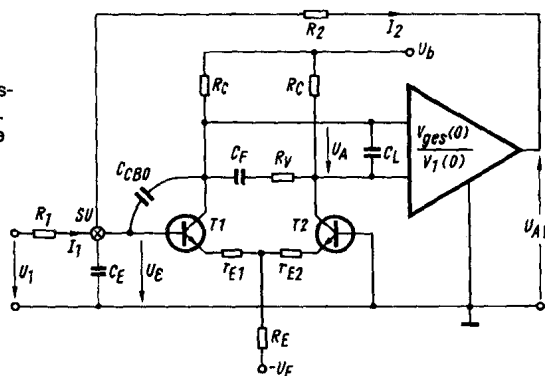


Rechts: Bild 5. Differenzstufe mit Kapazitäten zur Berechnung des Frequenzganges im Kleinsignalbereich



Links: Bild 6. Frequenzgang $|V(\omega)|$ der Differenzstufe nach Bild 5

Rechts: Bild 7. Rechenverstärker mit Eingangs-Differenzstufe und Gegenkopplungsnetzwerk R_1, R_2 (invertierende Schaltung). Der Eingangsstufe mit $V_1(\omega)$ sind weitere Stufen mit $V_{ges}(0)/V_1(0)$ nachgeschaltet



Der Frequenzgang der Verstärkung $V_1(\omega)$ der Differenzstufe nach Bild 5 ist (ohne Ableitung)

$$V_1(\omega) = \frac{V_1(0)}{1 + j\omega [R_B \cdot C_{CB0} \cdot 0.5 \cdot V_1(0) + R_C (C_{CB0} + C_L)]} \quad (21)$$

Darin beträgt die Gleichstromverstärkung nach Abschnitt 2.1 $V_1(0) \approx I_C \cdot R_C / U_T$.

Der Ausdruck für $V_1(\omega)$ bildet also einen zweigliedrigen Tiefpaß. Für die weitere rechnerische Behandlung ist die Umformung in eine Produktdarstellung des Nenners nach dem allgemeinen Schema des Frequenzganges $F(\omega)$ eines PT₂-Gliedes [5] zweckmäßig:

$$F(\omega) = \frac{K_p}{1 + j\omega T_1 - \omega^2 T_2^2} = \frac{K_p}{(1 + j\omega T_1)(1 + j\omega T_{II})} = \frac{K_p}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{II}}\right)} \quad (22)$$

Darin sind ω_1 und ω_{II} die Eckfrequenzen in Produktdarstellung (Wurzeln des Nenners in der Ausgangsgleichung mit T_1, T_2). Auf $V_1(\omega)$ angewendet wird dann aus Gl. (21) mit guter Näherung ($1/2 \cdot T_1/T_2 \geq 3$):

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} \approx T_1 \quad (23)$$

$$T_{II} = \frac{1}{\omega_{II}} \approx \frac{T_2^2}{T_1} = r_E \cdot C_E \cdot \frac{C_{CB0} + C_L}{0.5 \cdot C_{CB0} + \frac{r_E}{R_B} (C_{CB0} + C_L)} \quad (24)$$

Mit den in Bild 5 angegebenen Zahlenwerten für R_C, R_B und r_E sowie für $V_1(0) = 150$, $C_{CB0} = 5$ pF, $C_E = 20$ pF, $C_L = 5$ pF ergibt sich mit den Gleichungen (21) bis (24) der Frequenzgang der Verstärkung zu:

$$V_1(\omega) = \frac{150}{1 + j\omega (4.8 \cdot 10^{-8} \text{ s}) - \omega^2 (2 \cdot 10^{-11} \text{ s}^2)} = \frac{150}{[1 + j\omega (4.8 \cdot 10^{-8})] \cdot [1 + j\omega (3.1 \cdot 10^{-7} \text{ s})]}$$

In Bild 6 ist der Frequenzgang $|V_1(\omega)|$ grafisch dargestellt. Bei der ersten Eckfrequenz $f_{g1} = f_1 = \frac{1}{2\pi T_1} = 3.4$ kHz, auch 3-dB-Grenzfrequenz genannt, ist $|V_1(\omega)|$

$$= \frac{V_1(0)}{\sqrt{2}} = \frac{150}{\sqrt{2}} = 106 \text{ (Phasendrehung dabei } 45^\circ \text{) und}$$

bei der zweiten Eckfrequenz $f_{II} = \frac{1}{2\pi T_{II}} = 520$ kHz

$$\text{ist } |V_1(\omega)| = V_1(0) \cdot \frac{f_1}{f_{II}} = \frac{150}{153} = 0.975 \text{ (Phasendrehung } 135^\circ \text{).}$$

Im Gebiet f_1 bis f_{II} fällt $|V_1(\omega)|$ mit 6 dB/Oktave ab, im Gebiet $f > f_{II}$ mit 12 dB/Oktave.

4.2 Eingangsdifferenzstufen in Rechenverstärkern

In einem Rechenverstärker mit der Gesamtverstärkung V_{ges} (open-loop gain) und einer am Eingang liegenden Differenzstufe nach Abschnitt 4.1 sind dieser noch weitere Stufen nachgeschaltet. Mit einer Gegenkopplung über alles, z. B. in der invertierenden Schaltung nach Bild 7, treten jetzt Stabilitätsprobleme auf. Mit den (im Beispiel angenommenen) reellen Widerständen R_1, R_2 und dem reellen Gegenkopplungsfaktor

$$K_0 = \frac{U_e}{U_{AV}} \bigg|_{\substack{U_1 = 0 \\ f = 0}} = \frac{R_1 \parallel R_{in}}{R_1 \parallel R_{in} + R_2} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (25)$$

wird die Schleifenverstärkung (loop-gain) des aufgeschnittenen Regelkreises zu

$$V_s(\omega) = K_0 \cdot V_{ges}(\omega) \quad (26)$$

Eine Stabilität mit 35° Phasensicherheit [6] erhält man, wenn bei der zweiten Eckfrequenz f_{II} im Frequenzgang $V_s(\omega)$ der Betrag

$$|V_s(\omega)| \bigg|_{f=f_{II}} = 1 \quad (27)$$

ist.

Da die Eingangsdifferenzstufe nach Abschnitt 4.1 bereits zwei Eckfrequenzen f_1 und f_{II} enthält (der Widerstand R_B in Gl. (21) hat jetzt den Wert $R_B = R_1 \parallel R_2$), sollte also die tiefste Eckfrequenz der nachgeschalteten Stufen $f_{III} \gg f_{II}$ sein. Damit wird im stabilen Bereich der Frequenzgang der Leerlaufverstärkung durch den Frequenzgang der Eingangsstufe bestimmt. Es wird: