

**SIEMENS**

# **ICs für industrielle Anwendungen Funkgeräte**

**Ausgabe 1989**







# **ICs für Industrielle Anwendungen**

**Funkgeräte**

**Ausgabe 1989**



## **Problemlos bestellen mit der SBS Preis- und Lagerliste**

### **Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West).**

Im Rahmen der hier vorliegenden Veröffentlichung möchten wir auch auf unseren jährlich neu erscheinenden Katalog „Siemens Bauteile Service“ hinweisen. Er umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens-Bauteile-Gesamtprogramm mit den wichtigsten technischen Daten sowie den neuesten Preisen.

Soweit Schwerpunkttypen in der hier vorliegenden Druckschrift enthalten sind, tragen sie das Kennzeichen **☐** oder **▣** und können über den Ihnen nächstgelegenen Siemens Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) bestellt und sofort und problemlos geliefert werden.

**Für Kunden im Ausland** dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

Die derzeit gültige SBS Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei

Siemens AG  
Infoservice  
Postfach 23 48  
D-8510 Fürth  
☎ (09 11) 30 01-260  
T x 6 23 313  
FAX (09 11) 30 01-271  
Stichwort „SBS Preis- und Lagerliste“.

### **Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Halbleiter, Marketing-Kommunikation, Balanstraße 73, D-8000 München 80.**

© Siemens AG 1989. Alle Rechte vorbehalten.

Gewähr für die Freiheit von Rechten Dritter leisten wir nur für Bauelemente selbst, nicht für Anwendungen, Verfahren und für die in Bauelementen oder Baugruppen realisierten Schaltungen.

Mit den Angaben werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland (siehe Anschriftenverzeichnis).

Bauelemente können aufgrund technischer Erfordernisse Gefahrstoffe enthalten. Auskünfte darüber bitten wir unter Angabe des betreffenden Typs ebenfalls über den Vertrieb Bauteile einzuholen.

---

**Allgemeine Angaben**

---

**PLL-Schaltungen**

---

**Teilerschaltungen**

---

**Oszillator/Mischer**

---

**FM-Empfänger**

---

**Gehäuseformen**

---

**Siemens in Ihrer Nähe**  
(Anschriftenverzeichnis)

---



---

## Allgemeine Angaben

---







# Inhalt

---

Seite

**Allgemeine Angaben** ..... 5

## PLL-Schaltungen

TBB 200	PLL-Frequenzsynthesizer mit I <sup>2</sup> C-Bus	21
TBB 200 G	PLL-Frequenzsynthesizer mit I <sup>2</sup> C-Bus	21
▼ TBB 206	PLL-Frequenzsynthesizer mit 3-Leiter-Bus	51
▼ TBB 206 G	PLL-Frequenzsynthesizer mit 3-Leiter-Bus	51

## Teilerschaltungen

TBB 202	Dual-Modulus-Teiler 128/129	75
TBB 202 G	Dual-Modulus-Teiler 128/129	75

## Oszillator/Mischer

TBB 042 G	Mischer	83
▼ TBB 204 G	Mischer/Oszillator	87

## FM-Empfänger

TBB 469	FM-Empfänger-IC	111
TBB 1469	FM-Empfänger-IC	118
▼ TBB 2469 G	FM-Empfänger-IC	122

**Gehäusebauformen** ..... 127

### ▼ Neuer Typ

I<sup>2</sup>C-Bus ist ein patentrechtlich geschütztes Bus-System der Fa. Philips  
SMD = Surface Mounted Device

## Allgemeine Angaben

---

### **Funkgeräte – Einsatzgebiete**

Die Zuweisung der neuen Frequenzbereiche ab 900 MHz für den mobilen Funkverkehr erfolgt weltweit im Hinblick auf zwei wesentliche Ziele. Erstens, Aufbau kostengünstiger und leistungsfähiger öffentlicher Autotelefonnetze mit Zellenstruktur und zweitens, Einführung preisgünstiger tragbarer Telefone für den Nahbereich.

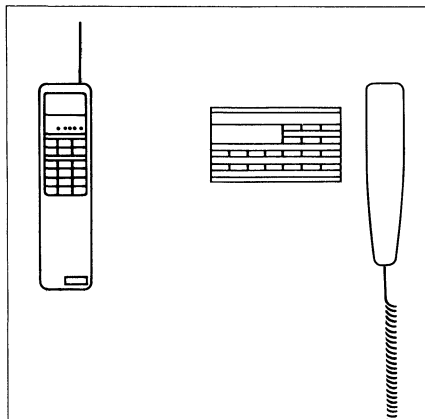
Eine wesentliche Voraussetzung zum Erreichen der genannten Ziele ist die Verfügbarkeit geeigneter elektronischer Bauelemente und integrierter Schaltungen. Dabei ist leicht verständlich, daß insbesondere die integrierten Schaltungen in diesen Systemen eine Schlüsselposition einnehmen werden, denn nur durch eine weitgehende Integration sind die Probleme der hohen Arbeitsfrequenzen bei kleinsten verfügbaren Leistungen zu lösen. Neben der HF-Verarbeitung sind zahlreiche Abläufe zu steuern, um Bedienkomfort und Zuverlässigkeit zu erzielen, für die nur Mikrocomputer in Frage kommen.

Siemens hat sich zum Ziel gesetzt, für die beschriebenen Anwendungen eine Systemlösung mit integrierten Schaltungen modernster Technologien anzubieten.

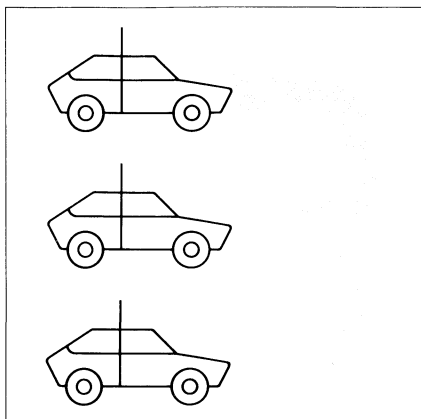
# Allgemeine Angaben

---

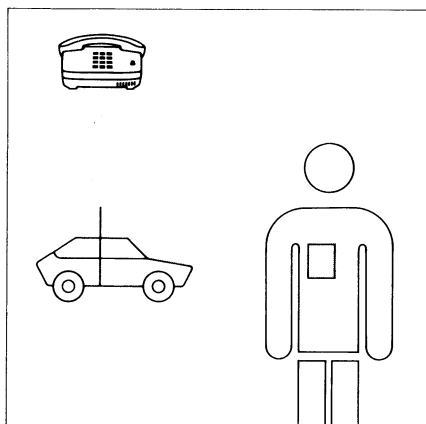
**Funktelefon**



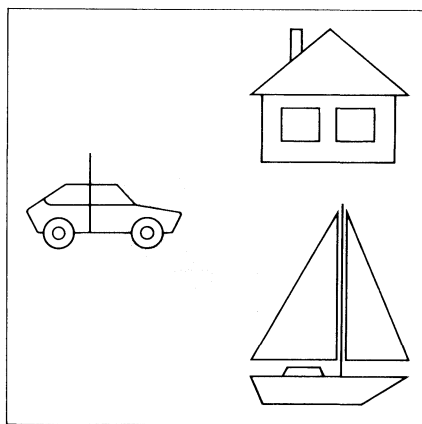
**Mobiltelefon**



**Pager**



**Mobiltelefon-Schiffsfunk**



# Allgemeine Angaben

## Systemkonzept

Das System besteht zur Zeit aus folgenden integrierten Schaltungen

- |   |                            |
|---|----------------------------|
| 1 a. PLL-Schaltung mit I <sup>2</sup> C-Bus                       | TBB 200; G                 |
| b. PLL-Schaltung mit 3-Leiter-Bus<br>geeignet für GSM-Anwendungen | TBB 206; G                 |
| 2 a. Teiler 1:128/129   | TBB 202; G                 |
| b. Teiler 1:64/65   | TBB 212; G in Vorbereitung |
| 3. VCO/Mischer  | TBB 204 G                  |
| 4. FM Schmalbandempfänger   | TBB 569; G in Vorbereitung |

Die prinzipielle Anwendung zeigt Bild 1. Grundgedanke des Konzeptes ist, ein hohes Maß an Standardisierung durch die Bildung von geeigneten Funktionsblöcken zu erreichen. Herd der Schaltung ist dabei die mehrfach verwendete PLL-Schaltung TBB 200 bzw. TBB 206. Die PLL-Schaltung ist so konzipiert, daß sie für die Synthese der Empfangsfrequenz als Dual-Modulus-PLL und auch der Senderfrequenz als Single-Modulus-PLL geeignet ist. Eingangsfrequenz und Eingangsspannung der PLL sind dabei so bemessen, daß die erforderlichen Frequenzkombinationen für Geräte bis 1 GHz problemlos realisiert werden können.

Die PLL-Schaltung funktioniert außerdem bei Betriebsspannungen bis 3 V. Um trotzdem hohe Abstimmungsspannungen für große Frequenzvariationen zu erreichen, ist ein Spannungsverdoppler integriert. Für Stromsparschaltungen ist ferner ein Standby-Betrieb möglich.

Bei der Entwicklung der HF-Vorteiler TBB 202 und TBB 212 wurde besonderer Wert auf die Reduzierung der Leistungsaufnahme gelegt. Für Stromsparschaltungen ist ebenfalls Standby-Betrieb vorgesehen.

Der FM-Schmalbandempfänger TBB 569 erzeugt aus der 1. ZF das NF-Signal. Bei der Entwicklung wurde darauf geachtet, daß Vorstufe, Mischer und Oszillator auch hohe Zwischenfrequenzen leistungsarm umsetzen. Der gleichspannungsgekoppelte ZF-Verstärker ist besonders temperaturstabil ausgelegt und liefert zusätzlich ein Feldstärkesignal. Der Koinzidenzdemodulator sorgt für günstige Signal/Rausch-Eigenschaften und ein frei beschaltbarer Verstärker kann als Bandpass dimensioniert werden z. B. für Sprachübertragung.

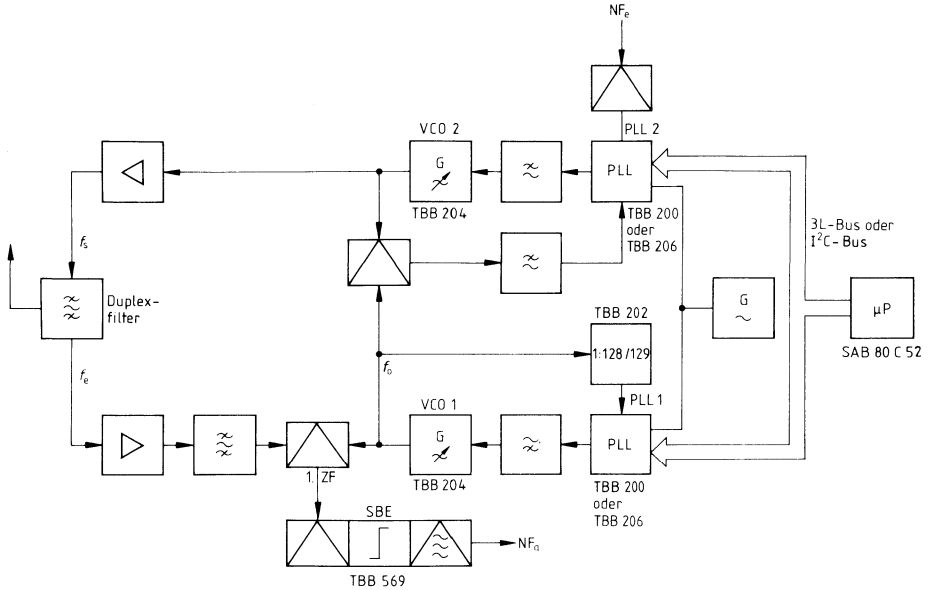
Die erforderlichen Steueraufgaben übernimmt ein 1-Chip-Prozessor z. B. SAB 80C52. Die ROM-Kapazität ist mit 8K für die vorgesehenen Anwendungen sicher ausreichend. Spannungsbereich, Stromaufnahme, Arbeitsfrequenz und Temperaturbereich dieses CMOS-Prozessors sind optimal für Batteriegeräte.

Alle ICs sind sowohl im P-DIP- als auch P-DSO-Gehäuse vorgesehen.

# Allgemeine Angaben

## Blockschaltbild des HF-Teils für den 900-MHz-Bereich

$f_s$  = Sendefrequenz,  $f_e$  = Empfangsfrequenz



## Beschreibung der Datenangaben

### Grenzdaten

Die Grenzdaten sind absolute Grenzwerte, bei deren Überschreitung auch nur eines Wertes die integrierte Schaltung zerstört werden kann.

### Kenndaten

Die Kenndaten umfassen den garantierten Streubereich der Werte, die im angegebenen Betriebsbereich von der integrierten Schaltung eingehalten werden.

Unter den typischen Kenndaten werden Mittelwerte angegeben, die fertigungsmäßig erwartet werden. Wenn nicht anders vermerkt, gelten die typischen Kenndaten bei  $T_U = 25\text{ °C}$  und angegebener Speisespannung.

### Funktionsdaten

Im Funktionsbereich werden die in der Schaltungsbeschreibung angegebenen Funktionen erfüllt. Dabei sind Abweichungen von den Kenndaten möglich.

### Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen

Integrierte Schaltungen sind elektrostatisch gefährdete Bauelemente (EGB). Die Forderung nach immer größeren Integrationsdichten hat zu immer kleineren Strukturen auf den Halbleiterchips geführt, so daß heute grundsätzlich jede integrierte Schaltung bipolar, MOS und CMOS elektrostatisch geschützt werden muß.

MOS- und CMOS-Schaltungen enthalten meist in den Bausteinen integrierte Schutzschaltungen und sind durch rein statische Elektrizität kaum mehr zerstörbar. Andererseits besteht eine akute Gefährdung durch elektrostatische Entladungen (ESD = Electrostatic Discharge).


Von der Vielzahl möglicher Entladungsquellen sind neben aufgeladenen Personen vor allem aufgeladene Bausteine zu nennen. Bei niederohmigen Entladungen können Spitzenleistungen im kW-Bereich auftreten.

Zum Schutz der Bausteine sind folgende Grundsätze zu beachten:

- a) Verringerung der Aufladungsspannung – möglichst unter 220 V.  
Wirksame Mittel sind die Erhöhung der relativen Luftfeuchte auf  $\geq 60\%$  und das Ersetzen hochaufladbarer Kunststoffe durch antistatische Werkstoffe.
- b) Bei jeglicher Berührung der Baueinanschlüsse ist mit einem Ladungsausgleich zu rechnen. Dieser soll stets hochohmig (ideal  $R = 10^6$  bis  $10^9 \Omega$ ) erfolgen.

Zusammengefaßt heißt dies, daß integrierte Schaltungen eine besondere Handhabung erfordern, da unkontrolliert aufgebrachte Ladungen, Spannungen von nicht geerdeten Geräten oder Personen, Überspannungsspitzen oder andere ähnliche Einflüsse das Bauelement zerstören können. Selbst wenn die Bauelemente Schutzschaltungen (z. B. Schutzdioden) an den Eingängen enthalten, müssen nachfolgende Handhabungsrichtlinien beachtet werden.

### Kennzeichnung

Die Verpackung elektrostatisch gefährdeter Bauelemente wird mit folgendem Kennzeichen herstellereitig versehen: 

### Geltungsbereich

Diese Richtlinie gilt für Lagerung, Transport, Prüfung und Verarbeitung aller Arten von integrierten Schaltungen, bestückten und gelöteten Leiterplatten, die mit solchen Bauelementen versehen sind.

### Handhabung der Bauelemente

1. Integrierte Schaltungen müssen bis zu ihrer Verarbeitung in der Verpackung bleiben.
2. Die Handhabung von integrierten Schaltungen darf nur an speziell eingerichteten Arbeitsplätzen erfolgen. Diese Plätze müssen hochohmig leitende Beläge in der Größenordnung von  $10^6$  bis  $10^9 \Omega/\text{cm}$  haben.
3. Bei Luftfeuchten  $> 50\%$  genügt ein Arbeitsmantel aus reiner Baumwolle. Bei Verwendung von aufladbaren Kunstfasern soll die Kleidung enganliegend getragen werden. Das Handgelenkband muß fest an der Haut anliegen und über einen Ableitwiderstand von  $50 \text{ k}\Omega$  bis  $100 \text{ k}\Omega$  geerdet sein.

## Allgemeine Angaben

---

4. Sind elektrisch leitende Fußböden  $R_E = 5 \times 10^4$  bis  $10^7 \Omega$  vorhanden, dann kann durch Verwendung von sog. MOS-Stühlen und Schuhen mit elektr. leitender Sohle ( $R_E \approx 10^5$  bis  $10^7 \Omega$ ) ein weiterer Schutz erzielt werden.
5. Alle Transporteinheiten für elektrostatisch gefährdete Bauelemente und bestückte Leiterplatten müssen zuerst durch Abstellen auf dem Arbeitsplatz bzw. Anfassen durch das beschäftigte Belegschaftsmitglied auf das gleiche Potential gebracht werden, bevor nach den einzelnen MOS-Bauelementen gegriffen wird. Der Potentialausgleich soll über einen Widerstand von  $10^6$  bis  $10^8 \Omega$  erfolgen.
6. Beim Beschicken von Maschinen und Fertigungseinrichtungen ist zu beachten, daß die Bausteine aufgeladen aus der Versandstange kommen und bei metallischer Berührung beispielsweise mit Maschinenteilen Schaden nehmen können.

Beispiel 1) volumenleitende (schwarze) Schienen.

Bausteine können durch aufgeladene Personen u.U. in der Schiene zerstört werden,

oder die Schiene aufgeladen verlassen, wenn diese von einer aufgeladenen Person entleert wird.

Volumenleitende Schienen dürfen nur an EGB-Arbeitsplätzen (hochohmige Arbeitsplatz- und Personenerdung) gehandhabt werden.

Beispiel 2) antistatisierte (transparente) Schienen.

Bausteine können durch aufgeladene Personen in der Schiene nicht zerstört werden (seltene Ausnahme kann es bei kundenspezifischen ICs mit ungeschützten Gate-Anschlüssen geben). Eine Bausteingefährdung ist wie bei 1) beim Entleeren der Schiene gegeben, wenn diese insbesondere bei geringeren Luftfeuchten nach längerer Lagerzeit ( $t > 1$  Jahr) nicht mehr genügend antistatisiert ist.

In beiden Fällen können Schädigungen dadurch vermieden werden, daß die Bausteine über einen geerdeten Adapter aus hochohmigem Material ( $\approx 10^6$  bis  $10^8 \Omega/\text{cm}$ ) zwischen Schiene und Maschine entladen werden.

Von der Verwendung metallischer Schienen – insbesondere aus eloxiertem Alu – wird wegen der Gefahr niederohmiger Bausteinentladungen abgeraten.

### Lagerung

Die Einlagerung von EGB nur an bestimmten, gekennzeichneten Lagerplätzen vornehmen.

Im Lager sollen die Bauelemente in der Anlieferverpackung verbleiben. Die Lagertemperatur sollte  $60^\circ\text{C}$  nicht übersteigen.

### Transport

EGB in zugelassenen Verpackungsschienen dürfen nur in geeigneten Behältern aus hochohmig leitenden bzw. langzeitantistatisch imprägnierten Kunststoffen evtl. unlackiertem Holz transportiert werden. Behälter aus hochaufladbaren Kunststoffen oder aus sehr niederohmigen Materialien sind gleichermaßen ungeeignet.

Transportwagen und dessen Rollen sollen eine hinreichende elektrische Leitfähigkeit besitzen ( $R < 10^6 \Omega$ ). Schleifkontakte und Erdungsketten bieten keine zuverlässige Ladungsableitung.

# Allgemeine Angaben

---

## Eingangsprüfung

Bei Eingangsprüfungen sind die Richtlinien zu beachten. Andernfalls erlischt ein evtl. Rückgaberecht bei Nichtbestehen der Eingangsprüfung.

## Betriebsmittel und Montage

1. Antriebsriemen von verarbeitenden Maschinen, soweit sie mit diesen Bauelementen in Berührung kommen (z. B. Biege- und Beschneidemaschinen, Transportbänder), sind mit Antistatikspray (z. B. Antistatikspray 100 der Fa. Kontaktchemie) zu behandeln. Besser ist es, solche Fälle ganz zu vermeiden.
2. Müssen EGB von Hand ein- oder ausgelötet werden, sind nur LötKolben ohne Thyristorregelung zu verwenden. Gegen Netztransienten haben sich Siemens Funkentstörkondensatoren vom Typ B 81711-A-B31...36 sehr gut bewährt.
3. Mit EGB bestückte und gelötete Leiterplatten sind grundsätzlich als gefährdet zu betrachten.

## Elektrische Prüfungen und Anwendungsschaltung

1. Die Bauelemente sind unter Beachtung dieser Richtlinien zu verarbeiten. Vor dem Prüfen der bestückten und gelöteten Leiterplatten sind noch eventuell vorhandene Kurzschlußbringe abzunehmen.
2. Prüffassungen bzw. integrierte Schaltungen müssen beim Stecken oder Ziehen von Einzelbauelementen oder bestückten Leiterplatten spannungsfrei sein, wenn in den entsprechenden Werksunterlagen nichts anderes angegeben ist. Es ist sicherzustellen, daß die Prüfgeräte und Stromversorgungen keine Spannungsspitzen erzeugen, weder bei betriebsmäßigem Ein- und Ausschalten noch beim Ausfall der Netzsicherung oder beim Ansprechen anderer Sicherungen.
3. Bei der Stromversorgung bipolarer integrierter Schaltungen ist immer zuerst die negative Spannung ( $-U_S$  bzw. Masse) anzuschließen. Eine Unterbrechung dieses Potentials im Betrieb ist in der Regel nicht zulässig.
4. Signalspannungen dürfen an Eingängen der integrierten Schaltungen erst mit oder besser nach dem Einschalten der Versorgungsspannung angelegt werden. Sie müssen mit oder möglichst vor dem Abschalten der Versorgungsspannung abgeschaltet werden.
5. Stromversorgungen von integrierten Schaltungen sind möglichst nahe an den Versorgungsanschlüssen des ICs abzublocken. Bei bipolaren integrierten Schaltungen ist die Verwendung eines induktivitätsarmen Elektrolytkondensators, zumindest jedoch die Parallelschaltung eines Keramikkondensators von z. B. 100 nF bis 470 nF empfehlenswert.

Bei integrierten Schaltungen mit hohen Ausgangsströmen muß der nötige Wert des Elektrolytkondensators der Prüf- bzw. Anwendungsschaltung angepaßt werden. Zu berücksichtigen sind Einschwingverhalten und dynamischer Ausgangswiderstand der Stromversorgungen, Leitungsinduktivitäten im Versorgungs- und Lastkreis und insbesondere induktive Lasten oder Motoren. Beim Abschalten von Leistungsinduktivitäten oder induktiver Lasten muß die gespeicherte Energie, wenn nicht anders angegeben, extern aufgenommen werden



## Allgemeine Angaben

---

- (z. B. durch einen Elektrolytkondensator, Dioden, Z-Dioden oder die Stromversorgung). Dabei ist auch ein Abschalten der Versorgungsspannung vor dem Zeitpunkt der Lastabschaltung zu beachten.
- Integrierte Schaltungen mit Tiefpasscharakter der Ausgangsstufen (z. B. PNP-Treiber oder PNP/NPN-Endstufen) benötigen in der Regel eine zusätzliche externe Kompensation am Ausgang. Dies gilt insbesondere bei komplexen Lasten. Bei NF-Leistungsverstärkern wird der Ausgang mit dem Boucherot-Glied kompensiert. Bei Brückenschaltungen genügt im Einzelfall die Überbrückung der Last mit einer Kapazität. Je nach Anwendung ist aber auch hier je ein Kondensator von jedem Ausgang gegen Masse zu empfehlen.
  - Die Hinweise mit den jeweiligen Datenbüchern sind zu beachten.

### Verpackung von bestückten Leiterplatten bzw. Flachbaugruppen

Das Verpackungsmaterial soll eine geringe Volumenleitfähigkeit besitzen:

$$10^5 \Omega/\text{cm} < \varrho < 10^{10} \Omega/\text{cm}.$$

In den meisten Fällen – insbesondere bei Luftfeuchten  $> 40\%$  – wird diese Forderung von einfacher Wellpappe erfüllt.

Einen besseren Schutz erzielt man mit Beuteln aus hochohmig leitfähigem Polyäthylenschaum; (z. B. RCAS 1200 von Richmond, Redlands, Californien; Vertreter Deutschland: Arno Marx, 7830 Emmendingen, Postfach 1129).

Grundsätzlich ist darauf zu achten, daß eine Berührung verschiedener Platinen ausgeschlossen wird.

In extremen Sonderfällen kann ein Schutz vor starken elektrischen Feldern notwendig sein, wie sie beispielsweise von Transportbändern erzeugt werden können.

Hierfür wird eine Umhüllung mit Alu-Folie empfohlen, wobei eine direkte Berührung der Folie mit der Platine ausgeschlossen werden muß.

Pappschachteln mit innenliegender Alu-Folie, wie sie zum Versand unserer Bausteine verwendet werden, liefert z. B. Fa. Laber, München.

### Ultraschallreinigung integrierter Schaltungen

Nachfolgende Empfehlung gilt für Kunststoffgehäuse. Für Hohlraumgehäuse (Metall und auch Keramik) sind gesonderte Vorschriften zu beachten.

Als Lösungsmittel kommen Freon und Isopropylalkohol (Handelsname Propanol) in Frage. Diese Lösungsmittel sind auch für Kunststoffgehäuse zulässig, da sie das Plastikmaterial nicht angreifen.

Ein Ultraschallbad in Doppel-Halbwellen-Betrieb ist aufgrund der geringen Bauteilebeanspruchung zu empfehlen.

Folgende Ultraschalleinwirkungen sind zulässig:

Schallfrequenz	$f > 40 \text{ kHz}$
Einwirkungszeit	$t < 2 \text{ min}$
Schallwechseldruck	$p < 0,3 \text{ atü}$
Schalleistung	$N < 0,5 \text{ W/cm}^2/\text{Liter}$

# Allgemeine Angaben

---

## Angaben zur Qualität

### Qualitätssicherungssystem

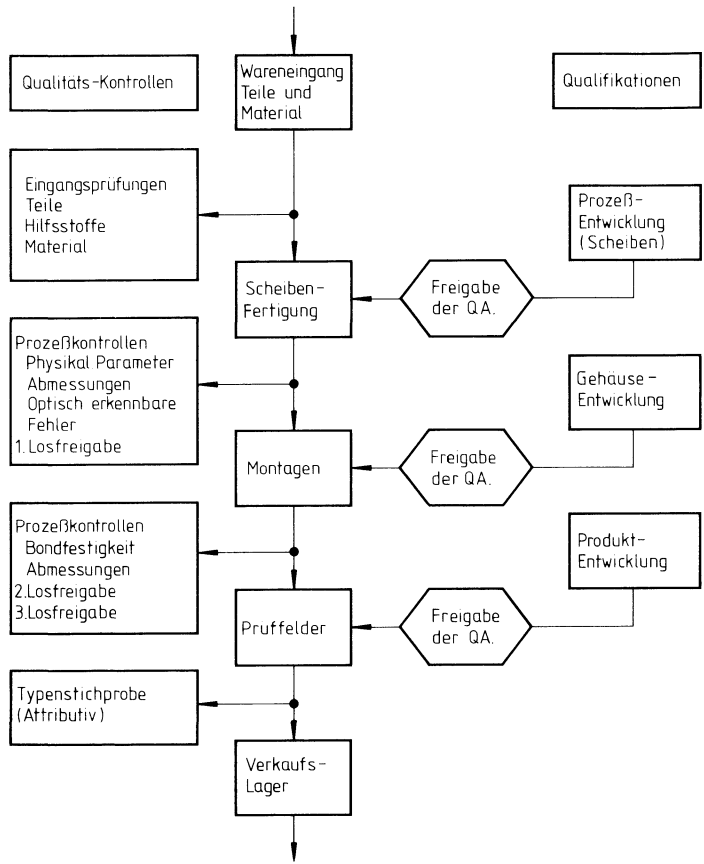
Der hohe Qualitätsstandard der integrierten Schaltungen von Siemens ist das Ergebnis eines sorgfältigen Herstellungsprozesses, der in jeder Phase systematisch überwacht wird. Dazu dient ein Qualitätssicherungssystem, das in der Druckschrift „SIEMENS Qualitätssicherung bei Integrierten Schaltungen“, kurz „SQS-IC“, ausführlich beschrieben ist.

Die wichtigsten Aspekte des „SQS-IC“ sind in **Bild 1** dargestellt. Für die ausgewählten Kontrollmaßnahmen, Freigaben und Informationsrückkopplungsschleifen ist eine, von der Entwicklung und Fertigung unabhängige Qualitätssicherungsabteilung (QA) verantwortlich. Diese Abteilung verfügt über modernste Prüf- und Meßeinrichtungen, sie arbeitet mit den bewährten Methoden der statistischen Qualitätskontrolle, und sie ist mit Einrichtungen für beschleunigte Lebensdauer- und Umweltkontrolltests ausgestattet, die zu Eignungs- und Routineüberwachungsprüfungen eingesetzt werden.

Zur ständigen Weiterentwicklung von Qualität und Zuverlässigkeit werden modernste Präparationsmethoden und Analysegeräte eingesetzt.

# Allgemeine Angaben

Bild 1



## Allgemeine Angaben

### Auslieferungsqualität

Jede integrierte Schaltung wird als Abschluß des Fertigungsprozesses einer Endprüfung unterzogen. Da diese Prüfung häufig Hunderttausende von Betriebszuständen, viele statische und dynamische Parameter zu berücksichtigen hat, wird sie von rechnergesteuerten Prüfautomaten durchgeführt. Diese Automaten sind äußerst zuverlässig. Die Qualitätssicherungsabteilung führt schließlich eine losweise Stichprobenprüfung der ICs durch, um so diese minimale Fehlerquote sowie die Herstellungsgrenzqualität (AQL) zu gewährleisten. Die Stichprobenprüfung bedient sich der Stichprobenpläne der DIN 40080 oder der identischen MIL-STD-105 oder IEC 410.

Die Ergebnisse solcher Stichprobenprüfungen, die an vielen Hunderttausenden von ICs im Jahre 1987 durchgeführt wurden, sind in der nachfolgenden Tabelle wiedergegeben. Diese Ergebnisse entsprechen der mittleren Auslieferungsqualität (Average Outgoing Quality, kurz: AOQ) und werden in „defectives per million“ (DPM) angegeben.

	Total- fehler AOQ (DPM)	Summe elektr. Fehler AOQ (DPM)	Summe mech. Fehler AOQ (DPM)
LSI/VLSI ≥ 1000 Gatterfunktionen	90	144	250

### Zuverlässigkeit

#### Maßnahmen bei der Entwicklung

Die Zuverlässigkeit der ICs wird bereits während der Entwicklung wesentlich beeinflusst. Deshalb hat Siemens für die Entwicklung der Schaltungen und Layouts Entwurfsregeln festgelegt, die u.a. die minimalen Breiten und Abstände von Leitbahnen auf dem Chip festlegen, die Abmessungen und elektrischen Parameter von Schutzschaltungen gegen elektrostatische Aufladungen angeben, und ähnliches mehr. Ausgefeilte Überprüfungsprogramme, die auf Großrechnern laufen, garantieren eine umgehende Lokalisierung und Behebung unbeabsichtigt eingetretener Verstöße gegen diese Entwurfsregeln.

#### Prozeßkontrolle in der Fertigung

Die Herstellung integrierter Schaltungen umfaßt mehrere hundert Fertigungsschritte. Da jeder Schritt fehlerfrei ausgeführt sein soll, kommt der Prozeßkontrolle eine überragende Bedeutung zu. Manche Prozesse enthalten mehr als hundert Kontrollmaßnahmen. Die Kontrollen sind so angelegt, daß die Stabilität der Prozeßparameter der Fertigungsschritte gesichert ist.

## Allgemeine Angaben

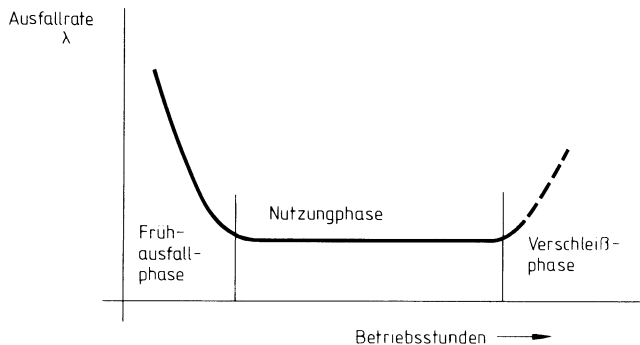
In den ständig sinkenden Ausfallraten zeigen sich die Erfolge dieser Bemühungen; im Laufe der Jahre wurde die Ausfallrate wesentlich reduziert, und dies trotz der erheblich gestiegenen Komplexität der ICs.

Beispielsweise konnte im Jahr 1987 bei beschleunigten Lebensdauerests an etwa 2 Millionen ICs mit verschiedener Komplexität eine durchschnittliche Langzeitausfallrate von etwa 80 Fit abgeschätzt werden.

### Zuverlässigkeitsüberwachung

Der allgemeine Verlauf der Ausfallrate bei ICs über die Zeit wird durch die sogenannte Badewannenkurve beschrieben (s. Bild 2). Die Ausfallrate ist in den ersten Betriebsstunden am höchsten (Frühausfallphase). Nach Abklingen der Frühausfallphase beginnt die „konstante“ Ausfallphase, während der Ausfälle in einer nahezu gleichbleibenden Anzahl auftreten können. Diese Phase endet mit einem Wiederanstieg der Kurve während der Verschleißphase. Für integrierte Schaltungen liegt diese Phase in aller Regel weit über der praktischen Betriebszeit der Geräte.

**Bild 2**



Zuverlässigkeitsuntersuchungen an ICs sind in der Regel zerstörende Untersuchungen. Sie werden daher in Stichproben durchgeführt. Die meisten Ausfallmechanismen laufen bei höheren Temperaturen schneller ab. Auf Grund dieser Temperaturabhängigkeit, kann die zur Simulation späterer Betriebsverhalten geforderte Zeit durch Anwenden höherer Temperaturen verkürzt werden; hierunter versteht man den Lebensdauerest.

## Allgemeine Angaben

Der Beschleunigungsfaktor  $F$  im Lebensdauertest errechnet sich aus der Arrheniusschen Gleichung

$$F = \exp \left( \frac{E_A}{k} \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right)$$

wobei  $T_2$  die Temperatur ist, bei welcher der Lebensdauertest durchgeführt wird,  $T_1$  die angenommene Betriebstemperatur und  $k$  die Boltzmann-Konstante ist.

Maßgebend für den Faktor  $F$  ist die Aktivierungsenergie  $E_A$ , die für Ausfallmechanismen sehr unterschiedlich ist und zwischen 0,3 und 1,3 eV liegt.

Für alle Siemens ICs werden Zuverlässigkeitsangaben aus Lebensdauertestuntersuchungen mit einer mittleren Aktivierungsenergie von 0,4 eV auf eine Betriebstemperatur von  $T_U = 40^\circ\text{C}$  umgerechnet. Damit ergibt sich ein Beschleunigungsfaktor für den Lebensdauertest von 24 gegenüber dem Betriebsverhalten. So werden auch Ausfallmechanismen berücksichtigt, die eine geringe Aktivierungsenergie haben, d. h. in geringer Weise durch die Temperatureinwirkung beschleunigt werden.

An Typen von integrierten Schaltungen, die repräsentativ sind für die Fertigungslinien, werden – wie in der „SQS-IC“ beschrieben – routinemäßig verschiedene Zuverlässigkeitsprüfungen durchgeführt. Solche Prüfungen sind u. a. Feuchtklimatests bei  $85^\circ\text{C}$  und 85% Feuchte, Dampfdruck-Test, sowie Lebensdauerprüfungen bis 1000 Stunden und mehr. Die Untersuchungsergebnisse liegen in Form zusammenfassender Berichte vor.

---

## PLL-Schaltungen

---







Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 200	Q67100-H8215	P-DIP-14
☒ TBB 200 G	Q67100-H8216	P-DSO-14 (SMD)

Der TBB 200 ist ein CMOS-IC, der speziell für den Einsatz in Funkgeräten und Telefonen entwickelt wurde. Er ist sowohl für einfache Frequenzsynthese als auch für Dual-Modulus-Synthese geeignet.

### Eigenschaften

- Bit-serielle Steuerung mit 2 Leitungen (I<sup>2</sup>C-Bus)
- Modulus-Umschaltung
- Spannungsverdoppler für hohe Phasendetektor-Ausgangsspannung
- Linearisierung des Phasendetektorausgangs durch Stromquellen
- Hohe Eingangsempfindlichkeit (50 mV), hohe Eingangsfrequenzen (70 MHz), bei Single-Modulus-Betrieb  
(bei  $U_{DD} = 5\text{ V}$ ,  $T_U = 25\text{ °C}$ )
- geringe Betriebsstromaufnahme (2 mA)
- Standby-Schaltung
- Extrem schneller Phasendetektor mit sehr kurzem Antibacklash-Impuls
- Linearisierung des Phasendetektorausgangs durch Stromquellen
- Große Teilerverhältnisse
  - A-Teiler 1 bis 127
  - N-Teiler 3 bis 4095
  - R-Teiler 3 bis 65535
- Polarität und Nachstimmteilheit des Phasendetektors umschaltbar
- PORT-Ausgang ansprechbar über I<sup>2</sup>C-Bus z. B.
  - für Standby des Prescalers
  - für Programmierung des Prescalers (128 bzw. 64)
- Lockdetektausgang

### Schaltungsbeschreibung

Der TBB 200 ist ein komplexer PLL-Baustein in CMOS-Technologie für prozessorgesteuerte Frequenzsynthese. Der Anschluß S/D bestimmt die Betriebsart **Single-** bzw **Dual-Modulus** Betrieb. Die Funktionseinstellung und Wahl der Teilverhältnisse erfolgt dabei über eine I<sup>2</sup>C-Bus-Schnittstelle (Philips Lizenz) an den Anschlüssen SDA und SCL. Der Ausgangsport PRT ermöglicht die Steuerung (z. B. Standby) weiterer Schaltungen. Die Referenzfrequenz wird am Eingang RI eingespeist; sie darf max. 30 MHz betragen. Die VCO-Frequenz wird am Eingang FI eingespeist, im Single-Modulus-Betrieb darf sie max. 70 MHz und im Dual-Modulus-Betrieb max. 30 MHz betragen. Die PLL kann wahlweise mit oder ohne internen Spannungsverdoppler betrieben werden, je nach erforderlicher Frequenzvariation (Varicap). Bei Betrieb mit einem Spannungsverdoppler ist eine Kapazität von typ. 1-10 µF (MKH) am Anschluß C anzuschließen. C muß geerdet werden, wenn der Spannungsverdoppler außer Betrieb ist.

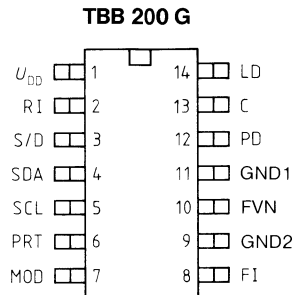
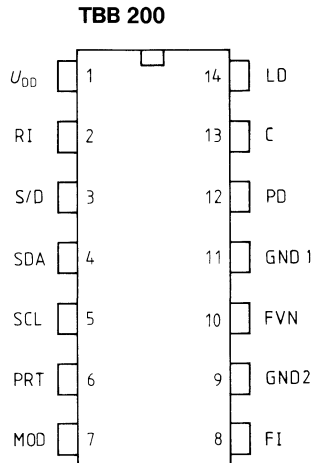
Der Ausgang PD liefert das Phasendetektorsignal mit besonders kurzen Antibacklash-Impulsen zur Ausregelung kleinster Phasenabweichungen. Ausgang LD liefert ein Lock-Detektor-Signal und Ausgang FVN die heruntergeteilte VCO-Frequenz. LD und FVN sind open-drain-Ausgänge.

Mittels eines kurzen Telegramms (3 Byte) über I<sup>2</sup>C-Bus kann der Baustein in einen Standby-Mode gebracht werden. Je nach Art des Standby-Modes liegt die Ruhestrom-Aufnahme unter 1 µA. Aus diesem Zustand kann die PLL mit einem Befehl wieder aktiviert werden. Ein Nachladen der R, N, A-Teiler und sonstiger Informationen ist nicht notwendig, da sie intern abgespeichert sind.

Betriebsart	S/D	MOD
Single-modulus	L	(nicht aktiviert)
Dual-modulus	H	L/H

**Anschlußanordnungen**

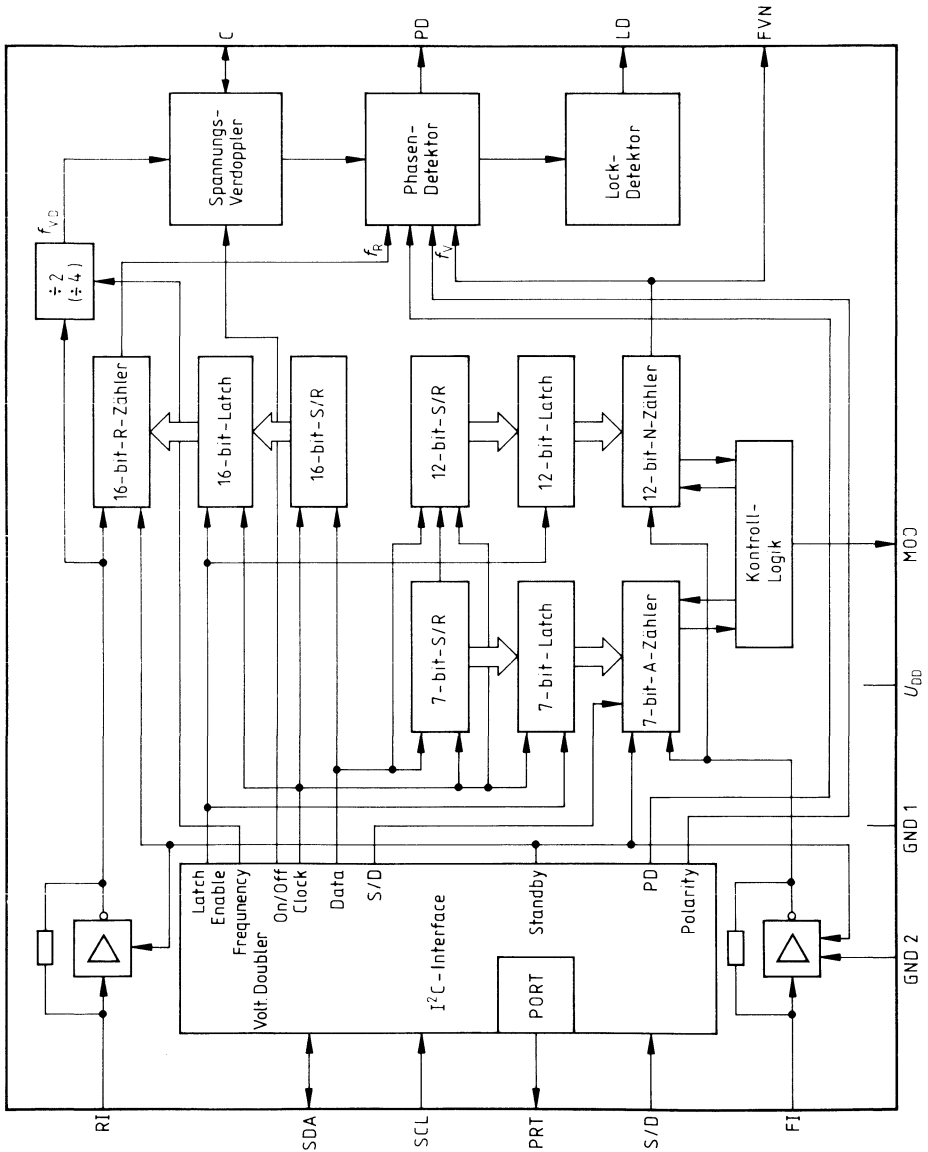
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{DD}$	Speisespannung
2	RI	Referenz-Frequenz
3	S/D	Betriebsart (Single Modulus/Dual Modulus)
4	SDA	I <sup>2</sup> C-Bus-Daten
5	SCL	I <sup>2</sup> C-Bus-Takt
6	PRT	PORT-Ausgang
7	MOD	Modulus-Kontrolle
8	FI	VCO-Frequenz
9	GND 2	Masse, FI-Vorverstärker
10	FVN	Vergleichs-Frequenz
11	GND 1	Masse
12	PD	Phasendetektor
13	C	Spannungsverdopplungs-Kapazität
14	LD	Lock-Detektor

Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_U = 40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3		6	V	Ausnahme: C (intern erzeugt)
Eingangsspannung	$U_{IM1}$	-0,3		$U_{DD}+0,3$	V	
Ausgangsspannung an C	$U_{IM2}$	$-U_{DD}$		0	V	
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$			10	mW	
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$			300	mW	
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	$^\circ\text{C}$	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50		125	$^\circ\text{C}$	

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	3	5	5,5	V	
Speisestrom Single Mode	$I_{DD}$		2,5	3,5	mA	①
Dual Mode	$I_{DD}$		2	3	mA	②
Stand-By	$I_{DD}$			1	$\mu\text{A}$	④
Stand-By Vorverst. ein/ Teiler aus	$I_{DD}$		1,5		mA	③
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	$^\circ\text{C}$	

**Meßbedingungen, PLL eingerastet, RI = 10 MHz**

ZU 1

ZU 2

ZU 3

 $f_i = 50\text{ MHz}$  $U_{FI} = 150\text{ mV}_{\text{eff}}$ 

NT, RT &gt; 1000

ohne Spannungs-  
verdoppler $I_{PD} = I_{PD\text{ min}}$  $f_i = 10\text{ MHz}$  $U_{FI} = 500\text{ mV}_{\text{eff}}$ 

NT, RT &gt; 1000

ohne Spannungs-  
verdoppler $I_{PD} = I_{PD\text{ min}}$  $f_i = 50\text{ MHz}$  $U_{FI} = 150\text{ mV}_{\text{eff}}$ 

NT, RT &gt; 1000

ohne Spannungs-  
verdopplerAusgangsbeschaltung  
siehe Meßschaltung

ZU 4

Ausgangsbeschaltung siehe Meßschaltung

Eingänge RI, FI offen

 $U_{IH\text{ min}}$  (SDA, SCL):  $U_{DD} - 0,5\text{ V}$  $U_{IH\text{ max}}$  (SDA, SCL):  $U_{DD}$

**Kenndaten**

$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$  bis  $5,5 \text{ V}$ ;  $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	---------

**Eingangssignale SDA, SCL**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		$0,7 \times U_{DD}$	$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0	$0,3 \times U_{DD}$	V
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 5,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal S/D**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		$0,7 \times U_{DD}$	$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0	$0,3 \times U_{DD}$	V
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 5,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal RI**

Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		30	MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)*	100		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal FI (Dual-Modulus)**

Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$	0,1	30	MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)*	50		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal FI (Single-Modulus)**

Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$	70		MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)*	10		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 3 \text{ V}$		75	MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)	100		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Ausgangssignal SDA**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 3,0 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 400 \text{ pF}$		0,4	V
--------------------	----------	---	--	-----	---

\* nur Funktionsmessung,  
Eingangsempfindlichkeit: siehe Anhang

**Kenndaten**

$U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}; T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Ausgangssignal PD<sup>1)</sup>  
(Tristate-Output)**

H-Current Mode	$I_{QH}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}, U_C = 0 \text{ V}$ $T_U = -25^\circ\text{C}$ bis $60^\circ\text{C}$	$\pm 1,9$	$\pm 2,5$	$\pm 3,1$	mA
L-Current Mode	$I_{QL}$		$\pm 0,475$	$\pm 0,625$	$\pm 0,775$	mA
Tristate	$I_Q$			$\pm 50$		nA

**Ausgangssignal FVN  
(Open-Drain-Output)**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 30 \text{ pF}$			0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite	$t_{QWL}$				1/FI	s

**Ausgangssignale MOD, PRT**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_{QH} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$U_{DD}-0,4$			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$				0,4	V

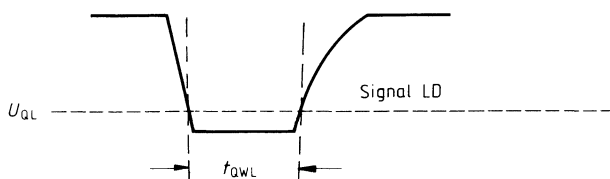
**Ausgangssignal MOD  
(N-Kanal Open-Drain)**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			0,4	V
--------------------	----------	---	--	--	-----	---

**Ausgangssignal LD  
(Open-Drain-Output)**

L-Ausgangssignal	$U_{QL}$	$I_{QL} = 3 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 30 \text{ pF}$			0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite	$t_{QWL}$			20	40	ns

**Impulsdiagramm**



Bemerkungen:

<sup>1)</sup> Symmetrie:  $\frac{|I_{QN} - I_{QP}|}{I_{Q \text{ typ}}} = 20\%$

**Dynamische Kenndaten** $U_{DD} = 5 \text{ V}; T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	---------

**Eingangssignal RI**

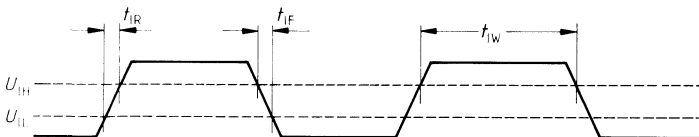
Anstiegszeit	$t_{IR}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	5		ns
Abfallzeit	$t_{IF}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	5		ns
Impulsweite	$t_{IW}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	10		ns

**Eingangssignal FI  
Dual Modulus**

Anstiegszeit	$t_{IR}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	3,5		ns
Abfallzeit	$t_{IF}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	3,5		ns
Impulsweite	$t_{IW}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	3,5		ns

**Single Modulus**

Anstiegszeit	$t_{IR}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	5		ns
Abfallzeit	$t_{IF}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	5		ns
Impulsweite	$t_{IW}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	10		ns

**Impulsdiagramm**



**Dynamische Kenndaten** $U_{DD} = 5 \text{ V}; T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Spannungsverdoppler**

Ausgangsspannung	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$-U_{DD} + 0,8 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 100 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$-U_{DD} + 1,5 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 3 \text{ V}$	$-U_{DD} + 0,8 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 100 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 3 \text{ V}$	$-U_{DD} + 1,5 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
Stromaufnahme	$I_{VD}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $f_{VD} = 2 \text{ MHz}$		250		$\mu\text{A}$
	$I_{VD}$	$U_{DD} = 3 \text{ V}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $f_{VD} = 2 \text{ MHz}$		180		$\mu\text{A}$

**Dynamische Kenndaten**

$U_S = 5\text{ V}$ ;  $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	---------

**Ausgangssignal PRT**

Anstiegszeit	$t_{QR}$	$C_L = 30\text{ pF}$		1	$\mu\text{s}$
Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$		1	$\mu\text{s}$

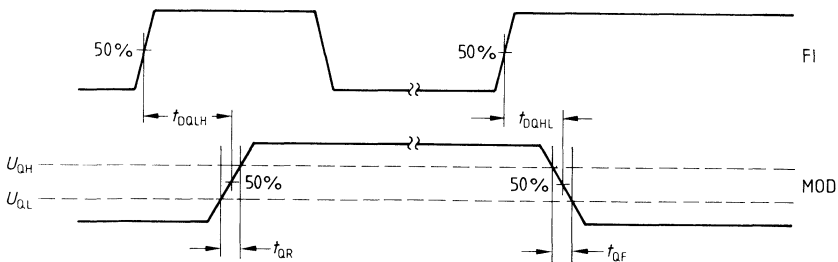
**Ausgangssignal FV**

Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$		20	ns
------------	----------	----------------------	--	----	----

**Ausgangssignal MOD**

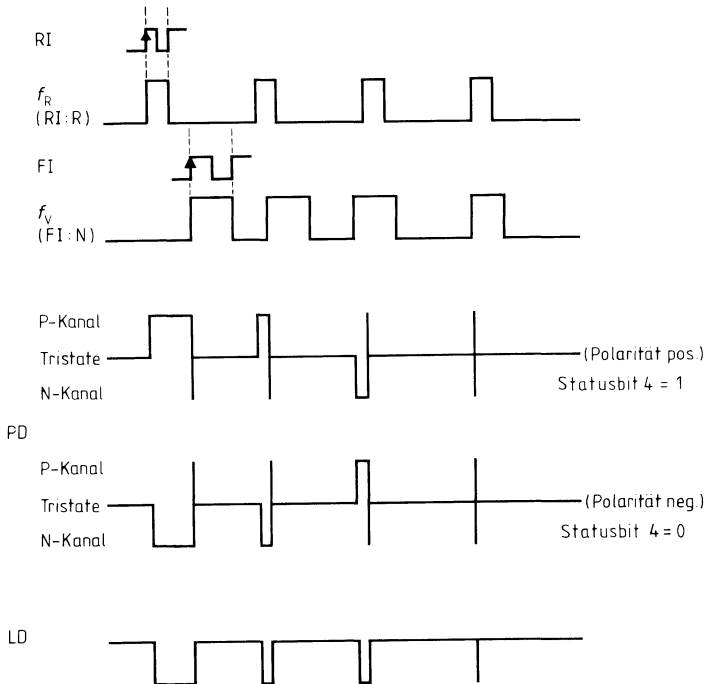
Anstiegszeit	$t_{QR}$	$C_L = 30\text{ pF}$		10	ns
Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$		10	ns
Verzögerungszeit L-H gegen FI	$t_{DQLH}$	$C_L = 30\text{ pF}$		25	ns
Verzögerungszeit H-L gegen FI	$t_{QDHL}$	$C_L = 30\text{ pF}$		15	ns

**Impulsdiagramm**

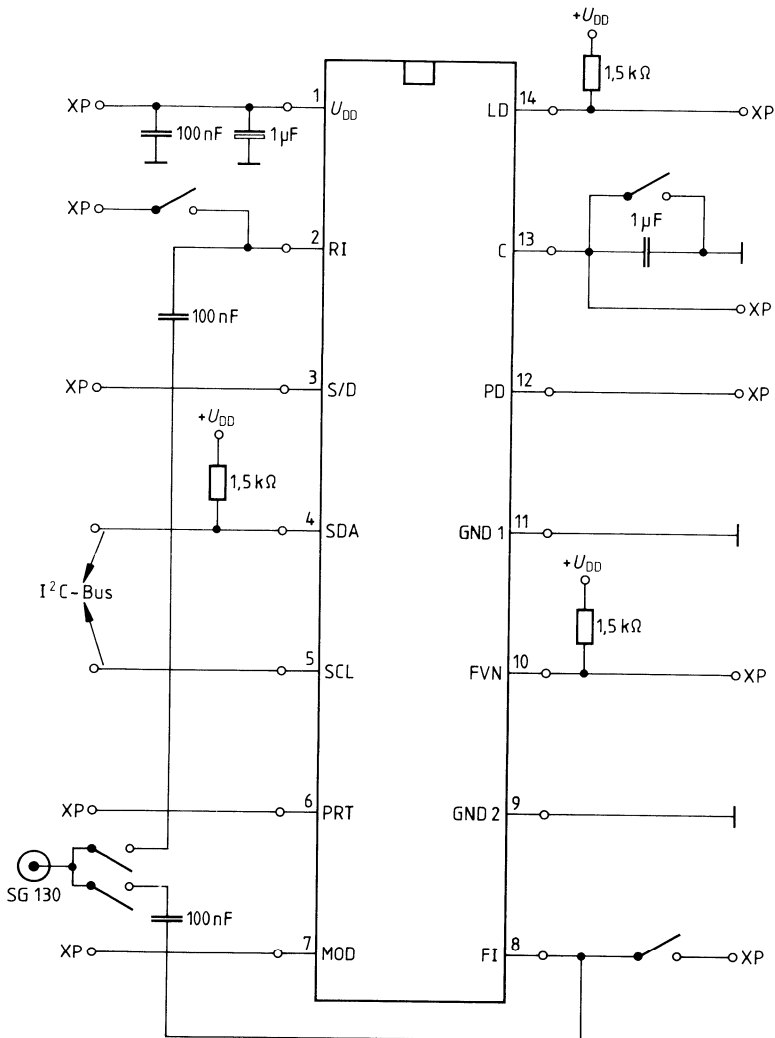


**Impulsdiagramm**

**Phasendetektor/Lockdetektor**



Meßschaltung



XP = Meß- bzw. Prüfanschluß lt. Datenblatt

SG = Signal Generator

**Eingangsempfindlichkeit Vorverstärker**

**Meßvorgang**

1. Feststellung des S/N-Verhältnisses des VCO mit CCITT-Bewertung:  
 Eingangsspannung an FI: 0 dBm  
 Eingangsfrequenz an FI:  $f_{VCO} - f_{RF}$
2. Vergrößerung der Eichleitungsdämpfung a bis -3 dB Punkt erreicht ist.  
 Empfindlichkeit  $\triangleq$  Eingangsspannung an FI

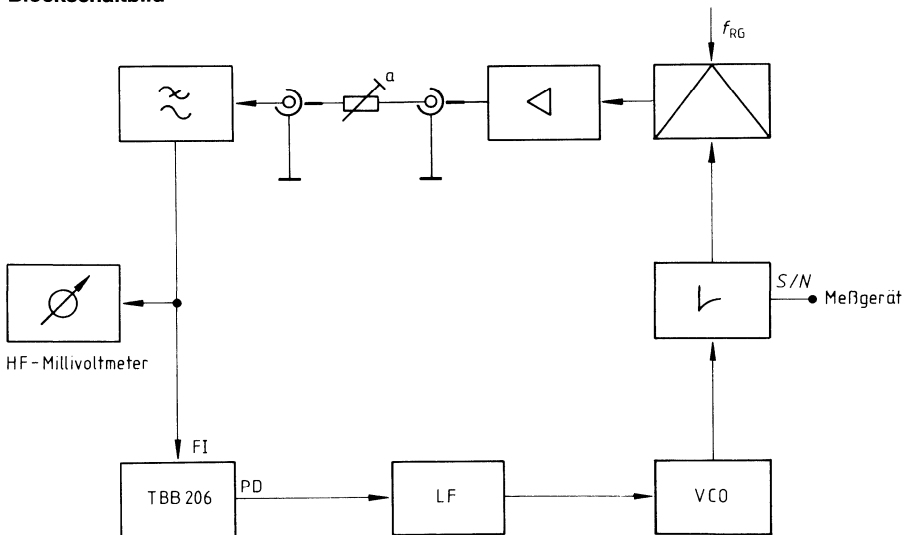
**Randbedingung:**

Die Eigenkreisfrequenz des Regelkreises muß erheblich größer sein als die obere Grenzfrequenz des CCITT-Filters.

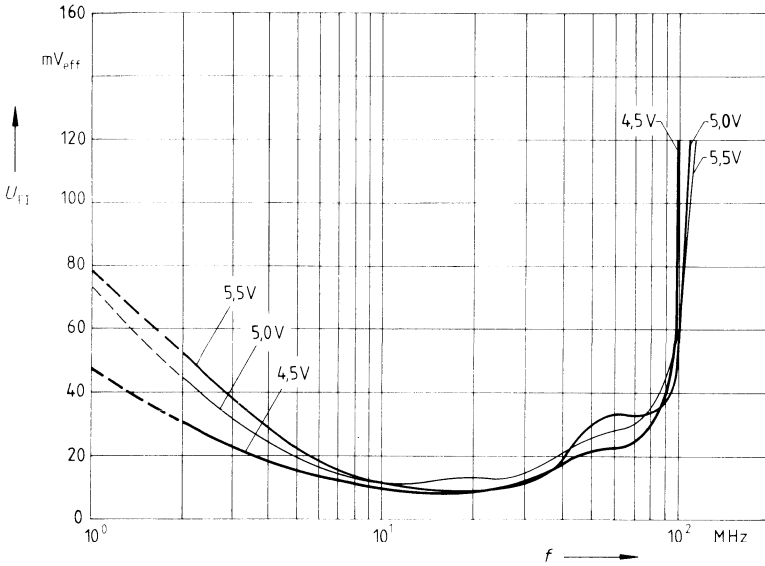
Lock-Detektor nicht beschaltet.

**Meßschaltung**

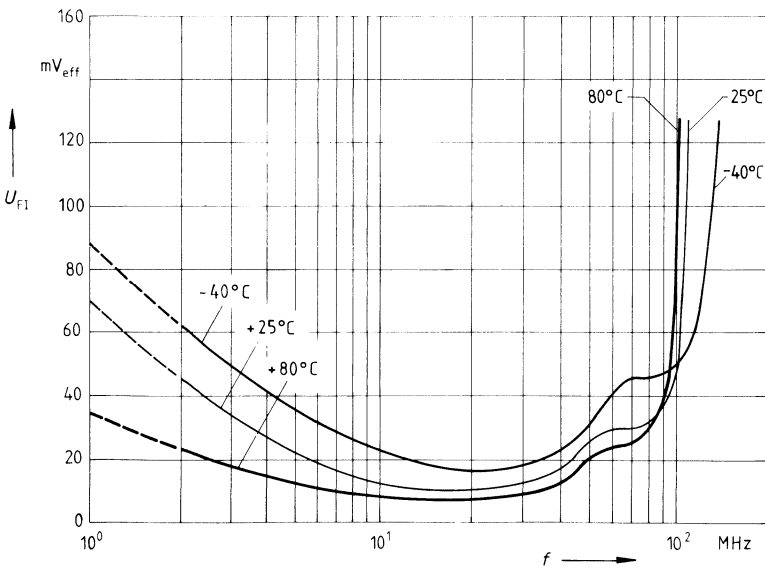
**Blockschaltbild**



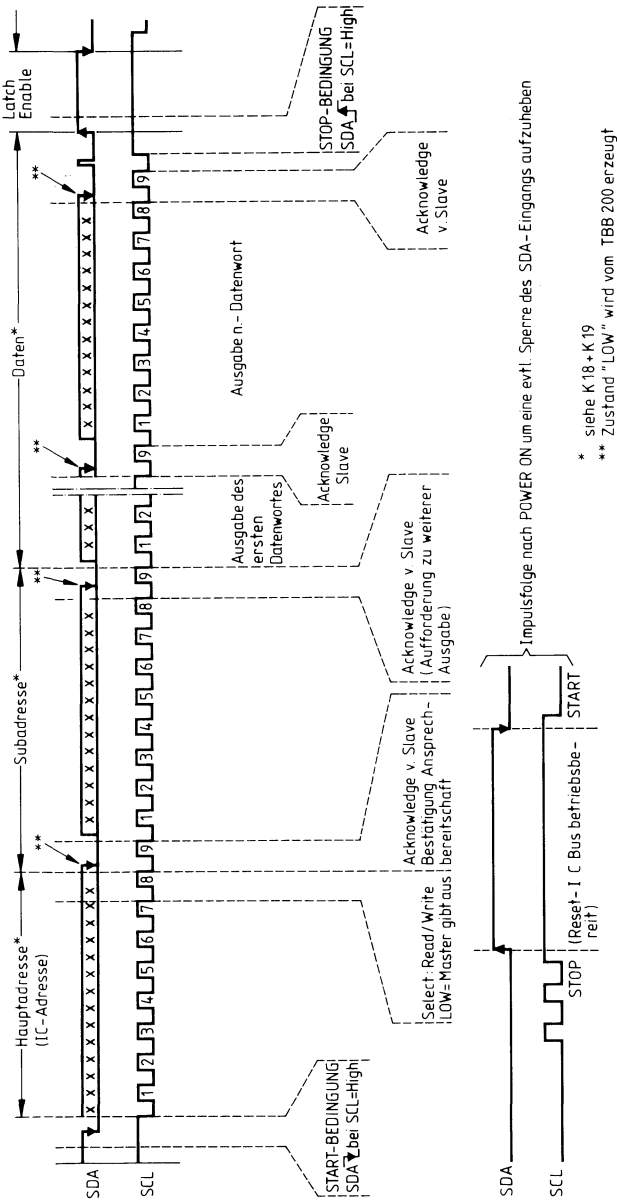
**Typische Eingangsempfindlichkeit des Vorverstärkers bei  $T_U = 25^\circ\text{C}$**



**Typische Eingangsempfindlichkeit des Vorverstärkers bei  $U_{DD} = 5\text{ V}$**



Übertragungsprotokoll für I<sup>2</sup>C-Bus



## Übertragungsprotokoll für das Programmieren

**STATUS**

**SDA**                      **Single Modulus**   **Dual Modulus**

Start				
1	IC-	1	1	
2	A	1	1	
3	D	0	0	
4	R	0	0	
5	E	0	0	
6	S	1	1	
7	S	0	1	
8	E	0	0	
ACK				
1	SUB-	0	0	
2	A	0	0	
3	D	0	0	
4	R	0	0	
5	E	1	1	
6	S	0	0	
7	S	0	1	
8	E	0	0	
ACK				
1		PORT	Low <sup>2)</sup>	High <sup>2)</sup>
2	S	Counter	off <sup>1)</sup>	on
3	T	FI, RI	off <sup>1)</sup>	on
4	A	PD-Polarity	neg.	pos.
5	T	PD-Current	0,625 mA	2,5 mA
6	U	Voltage-Doubler Frequency	÷ 2	÷ 4
7	S	Voltage-Doubler Status	off	on
8		Modulus Output	push pull	open drain
ACK				
Stop				

1) Standby: FVN, LD, MOD sind in H-Zustand, PD befindet sich im Tristate

2) PORT-Ausgangszustand



Übertragungsprotokoll für das Programmieren

	SDA	R Counter		SDA	N-Counter	SDA	A/N Counter	
		Single-Modulus	Dual-Modulus		Single-Modulus		Dual-Modulus	
IC-ADDRESS	Start			Start		Start		
	1	1	1	1	1	1	1	
	2	1	1	2	1	2	1	
	3	0	0	3	0	3	0	
	4	0	0	4	0	4	0	
	5	0	0	5	0	5	0	
	6	1	1	6	1	6	1	
	7	0	1	7	0	7	1	
	8	0	0	8	0	8	0	
SUB-ADDRESS	ACK			ACK		ACK		
	1	0	0	1	0	1	0	
	2	0	0	2	0	2	0	
	3	0	0	3	0	3	0	
	4	0	0	4	0	4	0	
	5	0	0	5	1	5	1	
	6	1	1	6	1	6	1	
	7	0	1	7	0	7	1	
	8	0	0	8	0	8	0	
	ACK			ACK		ACK		
	1			1	X	1	X	
	2			2	X	2	X	
	3			3	X	3	X	
	4			4	X	4	X	
	5			5		5	X	
	6			6		6		
	7			7		7		
	8			8		8		
	ACK			ACK		ACK		
	1			1		1		
	2			2		2		
	3			3		3		
	4			4		4		
	5			5		5		
	6			6		6		
	7			7		7		
	8			8		8		
	ACK			ACK		ACK		
	1			1		1		
	2			2		2		
	3			3		3		
	4			4		4		
	5			5		5		
	6			6		6		
	7			7		7		
	8			8		8		
	ACK			ACK		ACK		
	Stop			Stop		Stop		

	1							
	2							
	3							
	4							
	5							
	6							
	7							
	8							
	ACK							
	1							
	2							
	3							
	4							
	5							
	6							
	7							
	8							
	ACK							
	Stop							

	1							
	2							
	3							
	4							
	5							
	6							
	7							
	8							
	ACK							
	1							
	2							
	3							
	4							
	5							
	6							
	7							
	8							
	ACK							
	Stop							

	1							
	2							
	3							
	4							
	5							
	6							
	7							
	8							
	ACK							
	Stop							

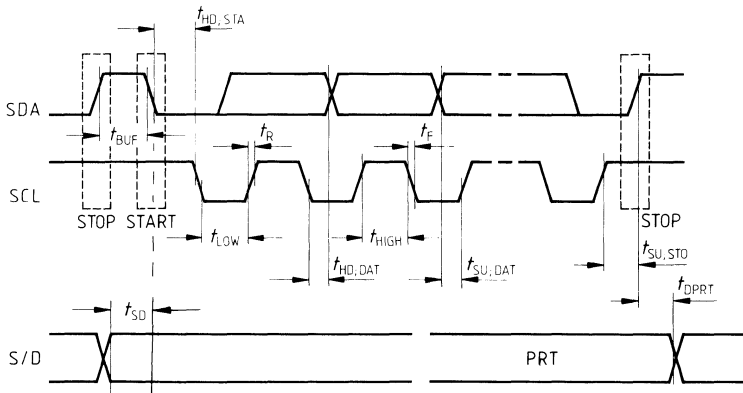
  

x = don't care

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Taktfrequenz	$f_{SCL}$	0	100	kHz
Haltezeit Daten zu SCL LOW	$t_{HD, DAT}$	0		$\mu s$
Inaktive Zeit vor neuem Übertragungsstart	$t_{BUF}$	4,7		$\mu s$
Haltezeit bei Startbedingung (nach dieser Zeit wird erster CLOCK-Impuls erzeugt)	$t_{HD, STA}$	4,0		$\mu s$
LOW-Phase des Taktes	$t_L$	4,7		$\mu s$
HIGH-Phase des Taktes	$t_H$	4,0		$\mu s$
Vorbereitungszeit für DATEN	$t_{SU, DAT}$	250		ns
Anstiegszeit für SDA- und SCL-Signal	$t_R$		1	$\mu s$
Abfallzeit für SDA- und SCL-Signal	$t_F$		300	ns
Vorbereitungszeit für SCL-Takt bei STOP-Bedingung	$t_{SU, STO}$	4,7		$\mu s$
Vorbereitungszeit für Status (S/D) Programmierung	$t_{SD}$	500		ns
Verzögerungszeit PRT gegenüber Stop-Bedingung	$t_{DPRT}$		500	ns

Alle Werte beziehen sich auf die spezifizierten Eingangspegel  $U_{IH}$  und  $U_{IL}$ .

**Impulssdiagramme für I<sup>2</sup>C-Bus, S/D, PRT**

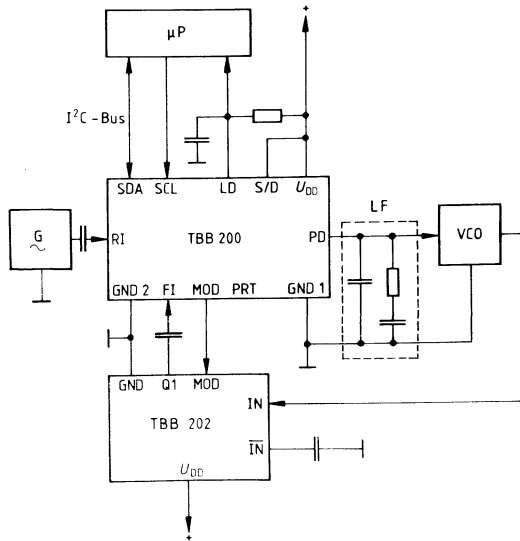


### Beschreibung einiger wichtiger Anschlüsse

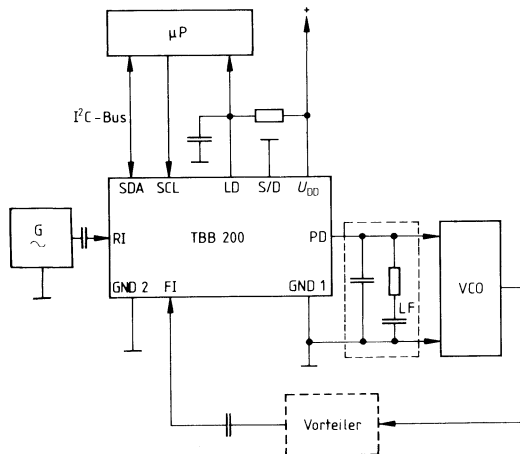
Anschluß	Symbol	Funktion	
2	RI	Eingang für 16 Bit R-Teiler (Referenz-Teiler). Der Eingang hat einen empfindlichen Vorverstärker. Bei kleinen Eingangssignalen ist eine AC-Kopplung vorzusehen, während bei großen Eingangssignalen eine DC-Kopplung möglich ist.	
3	S/D	Der S/D Eingang dient zur Einstellung von Single- oder Dual-Modulus Betrieb	
4	SDA	I <sup>2</sup> C-Bus Daten-eingang	jedes I <sup>2</sup> C-Bus Telegramm beginnt mit einem START-Signal und endet mit einem STOP-Signal. Mit dem Stop-Signal werden die empfangenen Daten in die Latches übernommen. Der IC quittiert den richtigen Empfang der IC-Adresse mit einem Acknowledge Impuls auf der Datenleitung.
5	SCL	I <sup>2</sup> C-Bus Takt-eingang	
6	PRT	PORT-Ausgang (push-pull), Zustand über BUS einstellbar, Daten werden mit STOP-Signal übernommen.	
7	MOD	<p>Modulus Control Ausgang für externen Dual Modulus Prescaler. Der Modulus Ausgang ist zu Beginn des Zyklus LOW. Wenn der A-Teiler seinen eingestellten Wert erreicht hat, geht MOD auf HIGH. Wenn der N-Teiler seinen eingestellten Wert erreicht hat, geht MOD wieder auf LOW, und der Zyklus beginnt von neuem. Wenn der Prescaler die Teilerfaktoren P bzw. P + 1 hat (P für MOD = H, P + 1 für MOD = L), dann ist der Gesamtteilungsfaktor: <math>N \cdot P + A</math>. Der Wert des A-Teilers muß kleiner sein als der Wert des N-Teilers.</p> <p>Im Single-Modulus Betrieb und bei Standby Operation in Dual Mode Betrieb ist der Ausgang bei open-drain-Betrieb hochohmig und im push-pull Betrieb "Tri-State".</p>	
8	FI	Eingang mit hochempfindlichem Vorverstärker für 12-bit-N-Teiler und 7-bit-A-Teiler. Bei kleinen Eingangssignalen ist eine AC-Kopplung vorzusehen, während bei großen Eingangssignalen eine DC-Kopplung möglich ist.	
9	GND2	Masse des internen Vorverstärkers des Eingangs FI. Wird extern mit GND1 verbunden.	
10	FVN	Vergleichsfrequenz-Ausgang (open drain), das Ausgangssignal entspricht der durch das N Teilverhältnis geteilten Eingangsfrequenz FI	

Anschluß	Symbol	Funktion
12	PD	<p>Tri-State Charge Pump Ausgang.</p> <p>Die integrierten positiven und negativen Stromquellen können über den Bus bezüglich der Stromdichte programmiert werden. Die Aktivierung bzw. Deaktivierung hängt von der Phasenbeziehung der heruntergeteilten Eingangssignale FI:N, RI:R, ab. (siehe Impulsdiagramm Phasendetektor).</p> <p><math>f_V &lt; f_R</math> oder <math>f_V</math> nacheilend: P-Kanal Stromquelle aktiv  <math>f_V &gt; f_R</math> oder <math>f_V</math> voreilend: N-Kanal Stromquelle aktiv  <math>f_V = f_R</math> und PLL eingerastet: Stromquellen abgeschaltet, Ausgang ist hochohmig (Tristate)</p> <p>Im Standby-Mode wird der Tri-State Zustand eingestellt. Über Status Bit PD-Polarity kann die Zuordnung der Stromquellen zu den Ausgangssignalen des Phasendetektors vertauscht werden, d. h. das Vorzeichen der Phasendetektorkonstante ist steuerbar.</p>
13	C	<p>Spannungsverdoppler-Ausgang.</p> <p>Der interne kapazitive Spannungsverdoppler arbeitet auf eine externe Kapazität an Anschluß 13 (C: + an Anschluß 11, – an Anschluß 13). Ein typischer Kapazitätswert ist 1...10 <math>\mu\text{F}</math>. Der Kondensator sollte geringe Leckströme haben. Wird der Spannungsverdoppler nicht benötigt, so ist Anschluß C mit GND1 zu verbinden. Anschluß 13 ist gleichzeitig Fußpunkt der N-Kanal Stromquelle des PD-Ausganges. Die Taktfrequenz des Wandlers wird über einen programmierbaren Teiler (:1, :2, :4) aus dem Signal an RI abgeleitet. Die interne Taktfrequenz sollte größer 2 MHz sein.</p>
14	LD	<p>Lock-Detekt Ausgang (open-drain).</p> <p>Unipolarer Ausgang des Phasendetektors in Form eines pulsweiten modulierten Signales.</p> <p>Im eingerasteten Zustand entspricht die LOW-Pulsweite dem Antibacklash-Impuls.</p> <p>Im Standby-Mode ist der Ausgang hochohmig.</p>

Anwendungsschaltungen

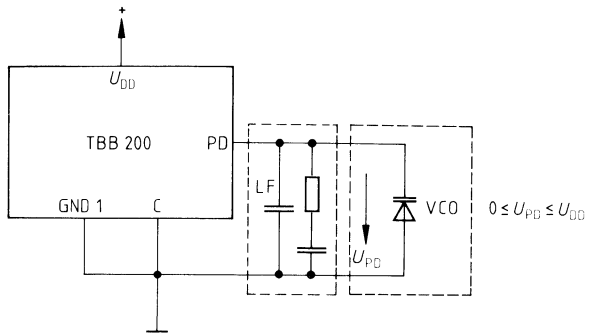


Betrieb: Dual-Modulus,  $f_{max} = 30$  MHz an FI

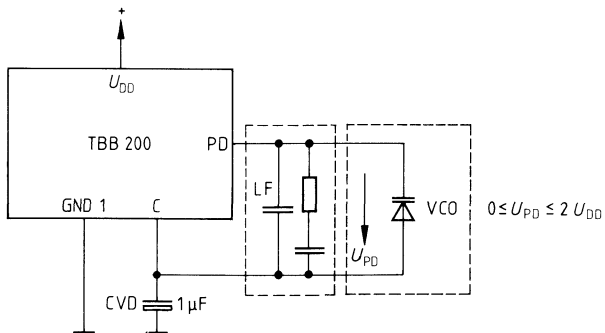


Betrieb: Single Modulus,  $f_{max} = 70$  MHz an FI  
LF: Loopfilter

Anwendungsschaltung VCO-Ankopplung



Betrieb ohne Spannungsverdoppler (Status-Bit 7 = 0)



Betrieb mit Spannungsverdoppler (Status-Bit 7 = 1)  
 LF: Loopfilter

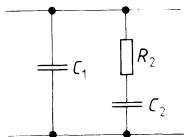
**Beispiel für Loopfilter Dimensionierung**

An die Loopfilter-Konfiguration werden folgende Anforderungen gestellt:

- a) die PLL soll sich wie ein PT2-Glied verhalten
- b) eine zusätzliche Zeitkonstante soll für eine effektive Dämpfung der referent-frequenten Linien im Spektrum sorgen.

Die abgebildete Anordnung genügt diesen Anforderungen.

**Loopfilter**



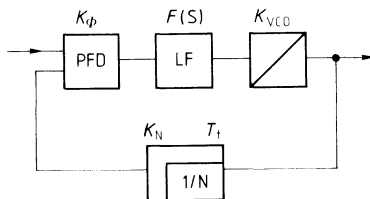
$$F(S) = \frac{1 + s\tau_2}{sC_1 (1 + s\tau_2 \frac{1}{K})} \tag{1}$$

$$\tau_2 = C_2 \cdot R_2$$

**Bild 1**

Diese Beschaltung entspricht nach Gardner /1/ einer PLL, **Typ 2, 3. Ordnung**. Die weitere Betrachtung dieses Regelkreises (**Bild 2**) erfolgt zweckmäßigerweise im Bodediagramm (**Bild 3**).

**Vollständiger Regelkreis mit dazugehörigem Frequenzgang des offenen Kreises**

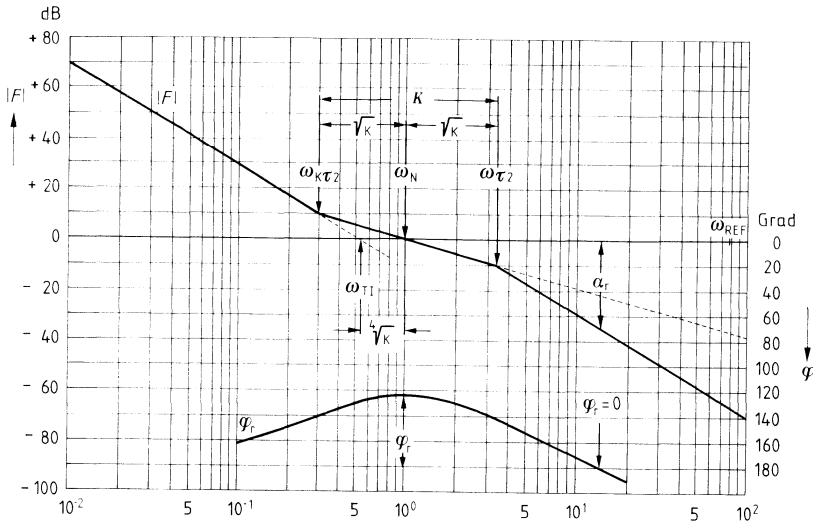


**Bild 2**

$$F_O = \frac{K_{VCO} K_\phi K_N (1 + s\tau_2) e^{sT_t}}{s^2 C_1 (1 + s\tau_2 \frac{1}{K})}$$

$$K = \frac{C_2}{C_1} + 1$$

**Bodendiagramm des offenen Regelkreises normiert auf  $\omega_N = 1$**



**Bild 3**

In diesem Diagramm gibt es einen ausgezeichneten Punkt  $\omega_N$ , in dem der wahre Verlauf die asymptotische Amplitudenkennlinie schneidet. Zudem erreicht der Phasenrand  $\varphi_r$  sein Maximum genau bei dieser Frequenz, die sich zu  $\omega_N = \sqrt{\omega_{\tau 2} \cdot \omega_{K\tau 2}}$  (3)

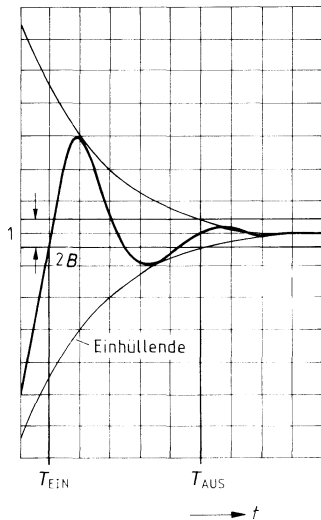
berechnet. In der Umgebung dieses Punktes verläuft die Amplitudenkennlinie näherungsweise mit einer Steigerung von 20 dB/Dek. Es besteht also die Möglichkeit, den Regelkreis mit den PT2-Parametern Dämpfung  $d$  und Eigenkreisfrequenz  $\omega_N$  zu beschreiben. Um im Punkt  $\omega_N$  den erforderlichen Phasenrand zu erhalten, wird das Verhältnis  $K$  (s. Bild 2) der Zeitkonstante variiert.

Anwendungsbedingt interessiert vielfach, nach welcher Zeit  $t$  bei einem Frequenzsprung ein vorgegebenes Toleranzband  $B$  erreicht und nicht wieder verlassen wird. Zu diesem Zweck wird die Sprungantwort eines PT2-Gliedes mit  $d < 1$  analysiert.



### Einschwingvorgang

Anwendungsbedingt interessiert vielfach, nach welcher Zeit  $t$  bei einem Frequenzsprung ein vorgegebenes Toleranzband  $B$  erreicht und nicht wieder verlassen wird. Zu diesem Zweck wird die Sprungantwort eines PT2-Gliedes mit  $d < 1$  analysiert.



$$h(t) = M \left[ 1 + \frac{e^{-d\omega_N t}}{\sqrt{1-d^2}} \sin(\sqrt{1-d^2} \omega_N t + \varphi) \right] \quad (4)$$

**Bild 4**

Aus diesen Betrachtungen resultieren die Berechnungsformeln für das Loopfilter. Die Vorgaben bestehen aus gewähltem Dämpfungsfaktor  $d$ , Ausregelzeit  $T_{\text{aus}}$  und dem Toleranzband  $B$ . Aus diesen Vorgaben läßt sich die Eigenkreisfrequenz  $\omega_N$  berechnen.

$$\omega_N = \frac{-\ln(B\sqrt{1-d^2})}{d \cdot T_{\text{aus}}} \quad (5)$$

$$A = \text{tg} \left( \frac{\omega_N}{\omega_{\text{REF}}} + \text{arc tan}(2d) \right) \quad (6)$$

$$K = (A + \sqrt{A^2 + 1})^2 \quad (7)$$

Für den Fall,  $\omega_N \ll \omega_{\text{REF}}$  vereinfacht sich die Beziehung 7 zu

$$K = (2d + \sqrt{4d^2 + 1})^2 \quad (7a)$$

Sind die Parameter  $K_\Phi$ ,  $K_{\text{VCO}}$  und  $N$  bekannt, so lassen sich die Loopfilterelemente  $C_1$ ,  $C_2$  und  $R_2$  berechnen.

$$C_1 = \frac{K_{\text{VCO}} \cdot K_\Phi}{N \cdot \omega_N^2 \cdot \sqrt{K}} \quad (8)$$

$$C_2 = (K - 1) C_1 \quad (9)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{\omega_N \cdot C_2} \quad (10)$$

#### Anwendungsbeispiel für Loopfilter entsprechend Bild 1

Der Frequenzbereich soll in Schritten von 25 kHz mit halbem Kanalversatz durchgestimmt werden. Die Referenzfrequenz wird daher zu  $f_{\text{REF}} = 12,5$  kHz bestimmt. Die ZF-Bandbreite beträgt 6 kHz. Bei einem Kanalsprung soll sich die Oszillatorfrequenz in der vorgegebenen Zeit  $t = 10$  ms der Endfrequenz so weit genähert haben, daß der Kanal auswertbar ist. Das Toleranzband wird zu  $\frac{1}{4}$  der ZF-Bandbreite gewählt.

$$B = \frac{1,5 \text{ kHz}}{25 \text{ kHz}} = 0,06$$

$$\text{Phasendekortkonstante } K_{\phi} = \frac{I}{2\pi} = 0,398 \frac{\text{mA}}{\text{rad}}$$

$$\text{VCO-Konstante } K_{\text{VCO}} = 5,03 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{Vs}}$$

$$d = d_{\text{opt}} = 0,7$$

$$f_{\text{min}} = 900,0125 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{max}} = 900,9875 \text{ MHz}$$

$$N_{\text{min}} = \frac{f_{\text{min}}}{f_{\text{REF}}} = 72001$$

$$N_{\text{max}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{REF}}} = 72079$$

Die PLL soll für den mittleren Teilungsfaktor  $\bar{N}$  ausgelegt werden:

$$\bar{N} = \sqrt{N_{\text{max}} \cdot N_{\text{min}}} = 72040$$

$$\omega_N = \frac{-\ln(B\sqrt{1-d^2})}{d \cdot T_{\text{aus}}} = 450 \text{ 1/s}$$

$$A = \tan\left(\frac{\omega_N}{\omega_{\text{REF}}} + \arctan(2d)\right)$$

$$K = (A + \sqrt{A^2 + 1})^2 = 9,9$$

$$C_1 = \frac{K_{\phi} \cdot K_{\text{VCO}}}{N \cdot \omega_N^2 \cdot \sqrt{K}} = 43,5 \text{ nF} \quad \text{gewählt } 43 \text{ nF}$$

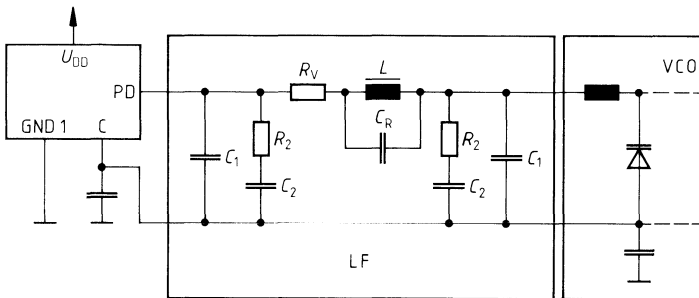
$$C_2 = (K - 1) C_1 = 387,2 \text{ nF} \quad \text{gewählt } 390 \text{ nF}$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{K}}{\omega_N \cdot C_2} = 17,9 \text{ k}\Omega \quad \text{gewählt } 17,8 \text{ k}\Omega$$

### Loopfilter höherer Ordnung

Aufgrund scharfer Forderungen bezüglich des Phasenrauschens ist häufig ein Filter höherer Ordnung nötig. Das einfache 3-Elementfilter wird in zwei gleiche Teile zerlegt und durch die Zusatzelemente  $R_V$ ,  $L$ ,  $C_R$  verbunden.

### Loopfilter



**Bild 5**

Es lassen sich durch Verwendung von  $R_V$  und  $L$  zusätzliche Eckfrequenzen in das Bodediagramm einfügen, nimmt man  $C_R$  hinzu, so lassen sich gezielt Spektralanteile unterdrücken, wie z. B. die Referenzfrequenzen oder deren Vielfache. Ein Programm zur Optimierung dieses Filters ist für AT/XT-kompatible PCs verfügbar.

### Zeichenerklärung:

PFD	Phase Frequency Detector
$N$	Teilerzahl
$f_{VCO}$	VCO-Frequenz
$K_N$	Übertragungsfaktor des Teilers
$K_{\text{p}}$	Übertragungsfaktor des PFD
$K_{VCO}$	Übertragungsfaktor des VCO
$T_I$	Totzeit
$f_{REF}$	Referenzfrequenz
$F_o$	Frequenzgang des offenen Regelkreises
$K$	Verhältnis der Zeitkonstanten
$B$	Toleranzband
$T_{\text{aus}}$	Ausregelzeit
$d$	Dämpfungsfaktor
$\omega_N$	Eigenkreisfrequenz des Regelkreises
$I$	Ausgangsstrom des Phasendetektors

**Literatur:** Gardner, Floyd: Charge-Pump Phase Locked Loops IEEE Vol. COM-28, 11.80

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 206	Q67100-H8722	P-DIP-14
TBB 206 G	Q67100-H8723	P-DSO-14 (SMD)

**Vorläufige Daten**

Der TBB 206 ist ein CMOS-IC, der speziell für den Einsatz in batteriebetriebenen Funkgeräten und Telefonen entwickelt wurde, und ist u. a. für den Einsatz in GSM Konzepte vorgesehen. Er ist sowohl für einfache Frequenzsynthese als auch Dual-Modulus-Synthese geeignet.

**Eigenschaften**

- Serieller Bus (3-Leiter-Bus: Data, Clock, Enable) für schnelle Programmierung ( $f_{max} \sim 1,3$  MHz)
- Modulus-Umschaltung
- mitintegrierter Spannungsverdoppler für großen Phasendetektoraussteuerbereich
- hohe Eingangsempfindlichkeit (100 mV), hohe Eingangsfrequenzen (90 MHz) bei Single-Modulus-Betrieb (bei  $U_{DD} = 5$  V,  $T_U = 25^\circ\text{C}$ )
- geringe Betriebsstromaufnahme (typ. 2,5 mA)
- Standby-Schaltung
- extrem schneller Phasendetektor mit sehr kurzem Antibacklashimpuls
- Linearisierung des Phasendetektorausganges durch Stromquellen
- große Teilerverhältnisse für kleine Rasterfrequenzen
  - A-Teiler           0 bis 127
  - N-Teiler         3 bis 4095
  - R-Teiler         3 bis 65535
- Polarität und Nachstimmteilheit des Phasendetektors durch Bus umschaltbar
- synchrone Programmierung der Teiler (N(N/A), R-Teiler)
- 2 Multifunktionsausgänge (über Bus steuerbar)
  - ØR, ØVN           (digitale Phasendetektorausgangssignale (z. B. für externe Charge-Pump)
  - FRN, FVN         Ausgänge der R- und N-Teiler
  - PRFT 1, 2         PORT-Ausgänge (z. B. für Standby des Prescalers)
  - Strom             externe Stromeinstellung für PD-Ausgang
- Lockdetektausgang (der Lockdetektausgang ist zusätzlich über Bus abfragbar)

### Schaltungsbeschreibung

Der TBB 206 ist eine komplexe PLL-Schaltung in CMOS-Technologie für prozessorgesteuerte Frequenzsynthese. Durch integrierte aktive Stromquellen (Charge Pump) mit programmierbaren Phasendetektor konstanten lassen sich z. B. die Forderungen des GSM-Konzeptes mit schnellen Schleifen erfüllen. Weiterhin zeichnet sich der Baustein durch Flexibilität und geringe Verlustleistung für unterschiedliche Anwendungen aus.

Die Funktionseinstellung (Single- bzw. Dual-Modulus Betrieb) und Wahl der Teilverhältnisse erfolgt dabei über einen 3-Leiter-Bus mit den Anschlüssen CL, DA, EN. Zur Initialisierung müssen zunächst alle Daten (S: 50 Bits, D: 57 Bits) übertragen werden. Das Bus-Interface ist so organisiert, daß Änderungen möglichst schnell durchgeführt werden können. Ein Kanalwechsel benötigt hierbei 15 Bits (S) bzw. 22 Bits (D).

Zur Reduzierung der Stromaufnahme besitzt der TBB 206 ein Stand-By-Mode. Hierbei können wahlweise die Teiler bzw. die Vorverstärker abgeschaltet werden. Die Aktivierung nach Stand-By kann mit dem kurzen Status Wort (Status 1:8 Bits) vorgenommen werden, d. h. die vormals programmierten Teilverhältnisse und sonstige Einstellungen bleiben erhalten.

Die Referenzfrequenz wird am Eingang RI eingespeist; sie darf max. 30 MHz betragen. Die VCO-Frequenz wird am Eingang FI eingespeist. Sie darf im Single-Modulus Betrieb max. 90 MHz und im Dual-Modulus Betrieb max. 30 MHz betragen.

Die PLL kann wahlweise mit oder ohne internen Spannungsverdoppler betrieben werden, je nach erforderlicher Frequenzvariation (Varicap). Die Frequenz ( $f_{VD}$ ) wird von RI abgeleitet. Der Teiler-Faktor wird über den 3-Leiter-Bus eingestellt.

Der Ausgang PD liefert das Phasendetektorsignal mit besonders kurzen Antbacklashimpulsen zur Vermeidung einer Totzeitzone ('dead-zone') und zur Ausregelung kleinster Phasenabweichungen. Hierbei werden Phasendifferenzen von 100ps noch aufgelöst. Der PD-Ausgang ist als Stromquelle ausgelegt, so daß mit einfachen, passiven Bauelementen das Loopfilter (Integrator) aufgebaut werden kann. Polarität und Stromergiebigkeit des PD-Ausgangs sind über den 3 Leiter-Bus umschaltbar. Der open drain Ausgang LD liefert das Lock-Detect Signal. Der Lock-Detect Ausgang ist über Bus abfragbar.

Die Funktion der Multifunktionsausgänge MFO1, MFO2 ist über Status 2 Programmierung wählbar.

Die Ausgänge können 4 Funktionen erfüllen, diese sind:

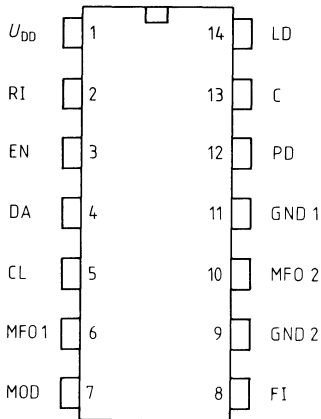
- a- PRT, wobei PORT 1 (MFO1) ein push-pull Ausgang ist, während Port 2 (MFO2) ein open-drain Ausgang mit großer Spannungsfestigkeit darstellt.
- b- Phasendetektorstrom stufenlos einstellbar über externen Widerstand R im Bereich 0,1..4 mA (interner Referenzwiderstand ist abgeschaltet).
- c- Testausgänge  $FVN = FI : NT$ ,  $FRN = RI : RT$
- d- Digitale Schaltausgänge des Phasendetektors  $\emptyset R$ ,  $\emptyset VN$  zur Ansteuerung z. B. externer aktiver Stromquellen oder aktiver Filter zur Vergrößerung der Phasendetektor konstante.

Um beim Kanalwechsel extreme Phasenabweichungen zu vermeiden, werden die neuen Daten für den N ( $N + A$ ) und R Zähler synchron zur Referenzfrequenz ( $FI : N$ ) übernommen (programmierbarer Zähler hat Stand Null erreicht). Hierdurch ist gewährleistet, daß der Regelvorgang mit der Phasendifferenz 'Null' beginnt.

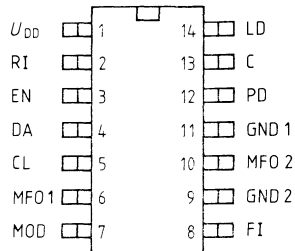
**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)

**TBB 206**



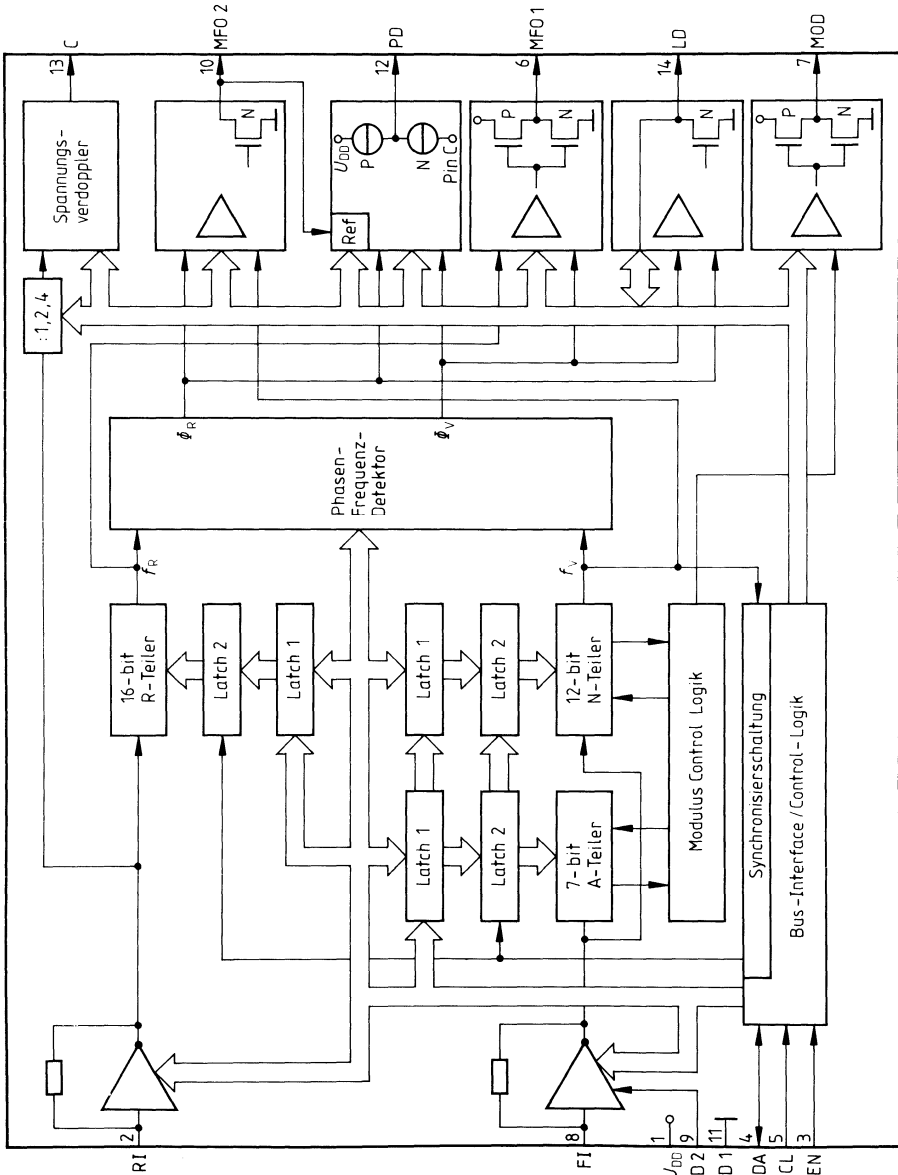
**TBB 206 G**



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{DD}$	Speisespannung
2	RI	Referenz-Frequenz
3	EN	3-Leiter-Bus: Enable
4	DA	3-Leiter-Bus: Daten
5	CL	3-Leiter-Bus: Takt
6	MFO1	Multifunktionsausgang
7	MOD	Modulus-Kontrolle
8	FI	VCO-Frequenz
9	GND2	Masse, FI-Vorverstärker
10	MOF2	Multifunktionsausgang
11	GND1	Masse
12	PD	Phasendetektor
13	C	Spannungsverdopplungs-C
14	LD	Lock-Detektor

Blockschaltbild





**Grenzdaten** $T_U = -40\text{ °C bis } +85\text{ °C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit	Anmerkung
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3		6	V	Ausnahme: C
Eingangsspannung	$U_I$	-0,3		$U_{DD} + 0,3$	V	
Ausgangsspannung C	$U_C$	$-U_{DD}$		0	V	
Ausgangsspannung (außer MFO1)	$U_O$	GND		$U_{DD}$	V	
Ausgangsspannung MFO 2	$U_H$			10	V	
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$			10	mW	
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$			300	mW	
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50		125	°C	

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,5	5	5,5	V	1)
Speisestrom Single Mode	$I_{DD}$		2,5	3,5	mA	2)
Dual Mode	$I_{DD}$		2	3	mA	3)
Standby Teiler	$I_{DD}$		1,5		mA	4)
Standby Vorverstärker	$I_{DD}$			1	µA	5)
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	°C	
Ausgangsspannung MFO 2	$U_{QH}$			8,5	V	

**Anmerkungen**

- 1) Der Baustein kann auch mit leicht eingeschränkten Eigenschaften mit  $U_{DD} = 3\text{ V}$  betrieben werden, insbesondere reduziert sich die Eingangsempfindlichkeit an FI (200 mV, 35 MHz). Zur optimalen Anwendung bei  $U_{DD} = 3\text{ V}$  mit Spannungsverdoppler sollte die Anti-Backlash Zeit auf den höheren Wert gesetzt werden (siehe Programmierung).
- 2)  $f_i = 50\text{ MHz}$ ,  $U_{FI} = 150\text{ mV}_{eff}$ , NT, RT > 1000, ohne Spannungsverdoppler,  $I_{PD} = I_{PD\ min}$
- 3)  $f_i = 10\text{ MHz}$ ,  $U_{FI} = 500\text{ mV}_{eff}$ , NT, RT > 1000, ohne Spannungsverdoppler,  $I_{PD} = I_{PD\ min}$
- 4)  $f_i = 50\text{ MHz}$ ,  $U_{FI} = 150\text{ mV}_{eff}$ , NT, RT > 1000, Ausgangsbeschaltung siehe Meßschaltung
- 5) Ausgangsbeschaltung siehe Meßschaltung  
Eingänge RI, FI offen

Alle Anschlüsse besitzen ESD Schutzschaltungen gegen  $U_{DD}$  und GND, mit Ausnahme von MFO 2 (nur gegen GND). Unbenutzte Eingänge müssen auf  $U_{DD}$  oder GND gelegt werden.

**Kenndaten**
 $U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}; T_U = -40 \text{ bis } +80 \text{ }^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Eingangssignale DA, CL, EN**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		$0,7 \times U_{DD}$		$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0		$0,3 \times U_{DD}$	V <sub>L</sub>
Eingangskapazität	$C_i$				10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 5,5 \text{ V}$			10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal RI**

Eingangsfrequenz	$f$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$ (Sinus)*			30	MHz
Eingangsspannung	$U_i$		100			mV <sub>eff</sub>
Eingangskapazität	$C_i$				10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD}$			10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal FI (Dual-Modulus)**

Eingangsfrequenz	$f$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$ (Sinus)*			30	MHz
Eingangsspannung	$U_i$		0,1 50			mV <sub>eff</sub>
Eingangskapazität	$C_i$				10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD}$			10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal FI (Single-Modulus)**

Eingangsfrequenz	$f$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$ (Sinus)*			90	MHz
Eingangsspannung	$U_i$		0,1 100			mV <sub>eff</sub>
Eingangskapazität	$C_i$				10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD}$			10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal MFO2****(externe PD-Stromeinstellung, Funktion: Strom)**

Eingangsstrom**	$I_i$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$		55		$\mu\text{A}$
-----------------	-------	------------------------	--	----	--	---------------

**Ausgangssignal PD (Tristate-Output)**

Ausgangsstrom (extrem eingestellt)	$I_O$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$			$\pm 4$	mA
Current mode "0,25"	$I_O$	$T_U = -25^\circ \dots +60^\circ\text{C}$		$\pm 0,25$		mA
Current mode "0,5"	$I_O$	$T_U = -25^\circ \dots +60^\circ\text{C}$		$\pm 0,5$		mA
Current mode "1"	$I_O$			$\pm 1$		mA
Current mode "2"	$I_O$			$\pm 2$		mA
Current mode "Tri-State"	$I_O$				$\pm 50$	mA

\* nur Funktionsmessung, Eingangsempfindlichkeit siehe Meßschaltung.

\*\* Eingangsstrom für Ausgangsstrom PD von typ 1 mA, siehe Programmier­tabelle Zeile 7.

**Kenndaten**
 $U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}; T_U = -40 \text{ bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Ausgangssignal MFO1 (push-pull)**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_{QH} = 2 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$U_{DD} - 1$			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 2 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			1	V

**Ausgangssignal MFO2 (N-Kanal open drain)**

L-Ausgangssignal	$U_{QL}$	$I_{QL} = 2 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			1	V
H-Ausgangssignal	$I_{QH}$	$U_{QH} = U_{DD} + 3 \text{ V}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			1	$\mu\text{A}$

**Ausgangssignale MOD (push-pull)**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_{QH} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$U_{DD} - 0,4$			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			0,4	V

**Ausgangssignal MOD (K-Kanal open drain)**

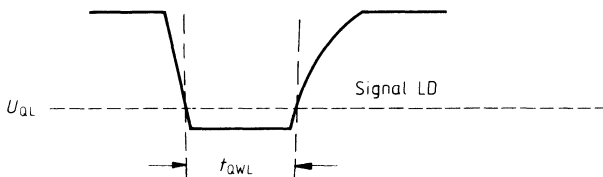
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			0,4	V
--------------------	----------	---	--	--	-----	---

**Ausgangssignal DA (N-Kanal open drain)**

L-Ausgangsspannung $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 400 \text{ pF}$	$U_{QL}$	$I_{QL} = 3,0 \text{ mA}$	0,4			V
--	----------	---------------------------	-----	--	--	---

**Ausgangssignal LD (N-Kanal open drain)**

L-Ausgangssignal	$U_{QL}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 30 \text{ pF}$	$I_{QL} = 3 \text{ mA}$			0,4	V
L-Ausg. Impulsweite	$t_{QWL}$	PLL eingerastet, STATUS 2, Bit 6=0		20	40	ns

**Impulsdigramm**

**Dynamische Kenndaten**

$U_{DD} = 5\text{ V}$ ;  $T_U = -40\text{ bis }+85\text{ °C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Spannungsverdoppler</b>						
Ausgangsspannung	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2\text{ MHz}$ $I_{QC} = 0\text{ }\mu\text{A}$ $U_{DD} = 5\text{ V}$ PLL eingerastet	$-U_{DD} + 0,8\text{ V}$		$U_{DD}$	V
Ausgangsspannung	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2\text{ MHz}$ $I_{QC} = 100\text{ }\mu\text{A}$ $U_{DD} = 5\text{ V}$ PLL eingerastet	$-U_{DD} + 1,5\text{ V}$		$U_{DD}$	V
Stromaufnahme	$I_{VD}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$ $I_{QC} = 0\text{ }\mu\text{A}$ $f_{VD} = 2\text{ MHz}$ PLL eingerastet		250		$\mu\text{A}$

**Ausgangssignal MFO1, MFO2, Funktion: FVN, FRN, ØR, ØVN**

Anstiegszeit (push pull)	$t_{QR}$	$C_L = 30\text{ pF}$			10	ns
Abfallzeit (open drain, push pull)	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$			10	ns

**Ausgangssignal MOD (push pull)**

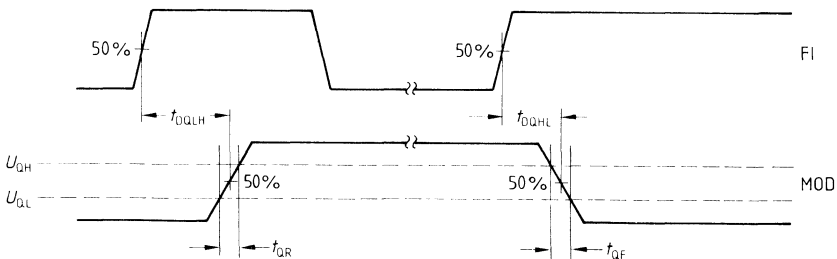
Anstiegszeit	$t_{QR}$	$C_L = 30\text{ pF}$			10	ns
Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$			10	ns
Verzögerungszeit L-H gegen FI	$t_{DQLH}$	$C_L = 30\text{ pF}$			25	ns
Verzögerungszeit H-L gegen FI	$t_{DQHL}$	$C_L = 30\text{ pF}$			15	ns

**Anmerkung:**

**Meßschaltungen**

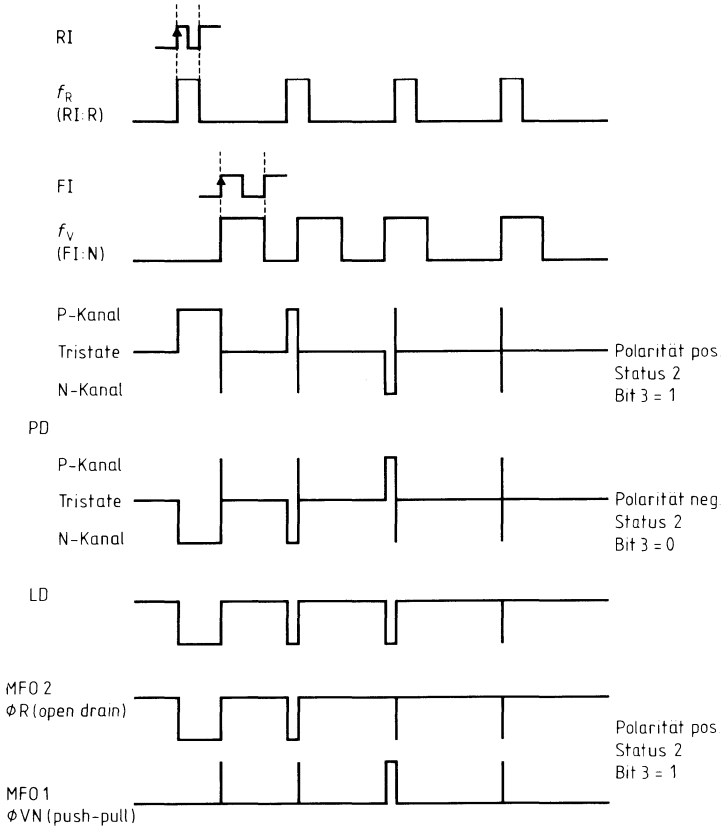
PLL-Grundfunktion entsprechend Meßschaltung TBB 200 (s. Seite 17).

Eingangsempfindlichkeit, Meßschaltung und Kurvenverlauf entsprechend TBB 200 (s. Seite 18 und 19).



externe PD-Stromeinstellung  
Eingangssignal MFOR (Funktion: Strom)

**Impulsdiagramm**  
**Phasendetektor/Lockdetektor**



## Programmierung

Die Programmierung der Teiler als auch die Status-Steuerung erfolgt beim TBB 206 über einen 3-Leiter-Bus. Die Zuordnung des Inhalts der Telegramme zu den Funktionseinheiten erfolgt hierbei über eine Zieladresse, die in den letzten drei Bits des Telegrammes vor dem EN-Signal abgelegt ist.

Die Zieladresse selbst enthält neben der Zuordnungsinformation auch noch 'Status'-Informationen:

Single/Dual Betrieb und synchrone/asynchrone Datenübernahme.

Folgende Adressen sind gültig:

...001 EN : Status 1

...010 EN : Status 2

...011 EN : Status 3

...110 EN : N-Counter Single Betrieb

...111 EN : N/A-Counter Dual Betrieb

...101 EN : R-Counter + synchrone Übernahme

...100 EN : R-Counter + asynchrone Übernahme

Die Entscheidung Single/Dual-Modulus erfolgt gleichzeitig mit der Programmierung des N- bzw. N/A-Teilers.

Die Zieladresse 000 ist für Testzwecke reserviert.

Im TBB 206 ist vorgesehen, die programmierbaren Teiler synchron zur Referenzfrequenz neu zu programmieren. Hierdurch ist gewährleistet, daß bei Frequenz/Kanaländerungen die Regelung vom momentanen Zustand des Phasendetektors ausgeht. Insbesondere im 'Lock-In'-Fall beginnt der Regelvorgang mit der Phasendifferenz 'Null'. Kurzzeitige Fehlsignale am Phasendetektor, wie sie bei asynchroner Datenübernahme vorkommen können, sind hiermit ausgeschlossen.

Bei der **asynchronen** Programmierung werden die „neuen“ Daten asynchron zum jeweiligen Zustand des R-, N- (N/A) Teilers in die Zwischenregister L2 übernommen. Da die rechtzeitige Bereitstellung aller Daten, d. h. R- und N- (N/A) Teiler, nicht gewährleistet ist, ergeben sich, durch nicht korrespondierende Teilerfaktoren in den Zählern, Fehlersignale am Phasendekoderausgang, die vom System als Phasendifferenz bewertet und somit zusätzlich ausgeregelt werden müssen.

## Programmierung

Die **synchrone** Programmierung bietet die Möglichkeit der Datenübernahme unter Beibehaltung der zum (internen) Programmierzeitpunkt bestehenden Phasendifferenz. Dies geschieht folgendermaßen:

1. **Einstellung** der Betriebsart „synchrone Übernahme“ durch entsprechende R-Teiler Programmierung. Diese Einstellung bleibt erhalten bis gegenteilige Programmierung erfolgt. Mit dem EN der R-Teiler Programmierung werden die „neuen“ Daten nur in das Auffangregister L1 übernommen.
2. **Programmierung** vom N- bzw. N/A-Teiler. Mit dem EN Signal der Programmierung werden die „neuen“ Daten ebenfalls nur in das Auffangregister L1 übernommen. Gleichzeitig wird für alle Teiler die synchrone Übernahme in das Zwischenregister L2 vorbereitet. Die Übernahme erfolgt dann beim nächsten Null-Durchgang des jeweiligen Teilers. Eine zum Übernahmezeitpunkt vorhandene Phasendifferenz bleibt erhalten, sie ist Anfangsbedingung für den weiteren Regelvorgang, basierend auf den „neu“ übernommenen Daten.

Bedingt durch die Synchroniserschaltung beträgt die Verzögerung der Datenübernahme daher maximal  $2 \cdot 1/f_{\text{ref}}$ .

Der synchrone Programmiervorgang wird immer durch das EN-Signal des N- bzw. N/A-Teilers ausgelöst und gilt auch für den R-Teiler, auch wenn dessen Daten nicht geändert wurden. Soll der Dateninhalt des R-Teilers (z. B. beim Referenzfrequenzwechsel) geändert werden, so ist dies daher **vor** der N- bzw. N/A-Teiler Programmierung zu machen.

Die synchrone Übernahme ist dann von besonderem Vorteil, wenn bei geforderter kleiner Einschwingzeit größere Kanalsprünge durchgeführt werden sollen. Hierzu wird zum schnellen „grobe“ Einschwingen auf eine größere Referenzfrequenz umgeschaltet, wodurch die Bandbreite der Schleife vergrößert wird. Beim Erreichen des „Quasi-Soll“-Zustandes wird wieder auf die ursprüngliche Referenzfrequenz zurückgeschaltet. Die Ausregelung auf den „Ist“-Wert erfolgt dann mit dem gewohnten Einschwingverhalten wie bei kleinen Kanalsprüngen. Durch die synchrone Übernahme ist gewährleistet, daß durch den Wechsel der Referenzfrequenzen keine zusätzliche Phasenfehler entstehen.

### Programmierung: Zeiten

Initialisierung, Reihenfolge: R-Teiler vor N-Teiler

Single Mode:	50 Bits	Dual Mode:	57 Bits
Status 2	16 Bits	Status 2	16 Bits
R-Teiler	19 Bits	R-Teiler	22 Bits
N-Teiler	15 Bits	N/A-Teiler	22 Bits

Kanalwechsel bei gleicher Referenzfrequenz

Single Mode	15 Bits
Dual Mode	22 Bits

Wird die Referenzfrequenz geändert, so ist zusätzlich der R-Teiler zu laden (+19 Bits).

Maximale Wiederholrate für Kanalwechsel ( $f_{\text{R1}} : N$ )

### Anmerkung:

Nach Anlegen der Speisespannung müssen vor dem ersten Telegramm mindestens 3 Takte am Clock-Eingang anliegen, während EN = LOW ist.

**Programmierung: Tabellen**

Status Bit		Multifunktionsausgänge	
MFO 1	MFO 2	MFO 1 (push-pull)	MFO 2 (open drain N)
0	0	FRN	FVN
0	1	ØVN	ØR
1	0	PRT 1	PRT 2
1	1	PRT 1	STROM*

\* Input

Status Bit		PD-Ausgangs- strom
PD-Strom 1	PD-Strom 2	typ. (mA)
0	0	0,25
1	0	0,5
0	1	1,0
1	1	2,0

Status Bit		Spannungs- verdoppler- frequenz
Spannungsverdoppler		$f_{INT}$
1	2	
0	0	Off
1	0	$R_i: 1$
0	1	$R_i: 2$
1	1	$R_i: 4$



**Programmierung: Übertragungsprotokoll**

**STATUS 1**

1
2
3
4
5
6
7
8

EN

MFO 1
MFO2
PD-Polarität
Modulus-Ausgang
Vorverstärker (Stand by)
Anti-Backlash Impuls
Spannungsverdoppler 1
Spannungsverdoppler 2
PORT 1
PORT 2
Teiler (Stand by)
PD-Strom 1
PD-Strom 2
0                    0
0    Zieladresse    1
1                    0

**STATUS 2\***

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16

EN

0	1
	} s. Tabelle
neg. push pull	pos. open drain
Stand by	aktiv
20 ns	40 ns
	} s. Tabelle
0**	1**
0**	1**
Stand by	aktiv
	} s. Tabelle

**STATUS 3: LOCK-Detekt Abfrage**

1
2
3

EN

1
---

EN

0
1    Zieladresse
1

Zustand Lock-Detekt: IN-Lock = LOW\*\*\*

\* Zur Initialisierung muß immer STATUS 2 verwendet werden.  
(Bit 1-8 von Status 2 haben keine Default-Werte)

\*\* Nur gültig, wenn Multifunktionsausgänge (s. Blatt K) in Status PORT, sonst don't care.

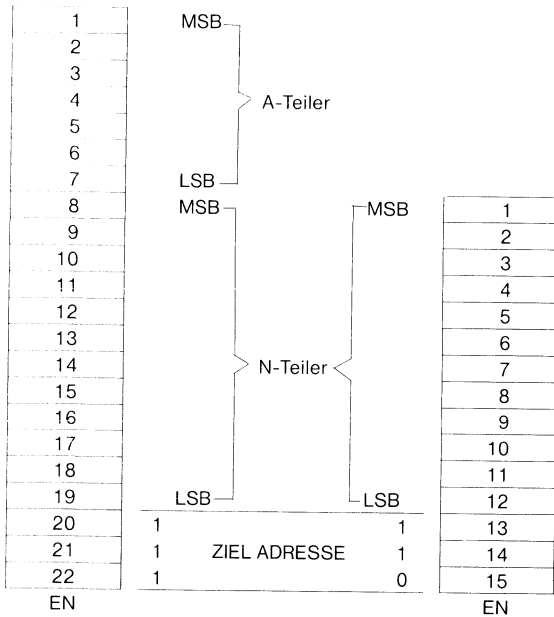
\*\*\* DA des TBB 206 kann nur "LOW" erzeugen (open-drain output).

**N/A-Teiler**

**N-Teiler**

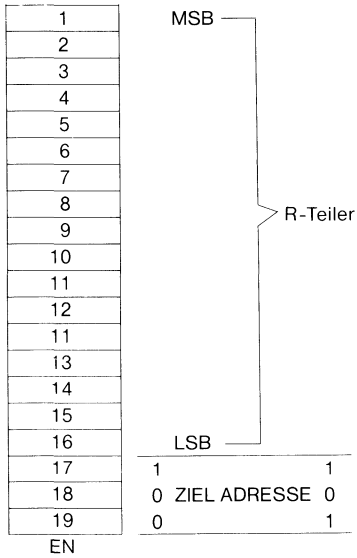
**Dual Betrieb**

**Single Betrieb**



Adresse 111: Dual Betrieb  
 Adresse 110: Single Betrieb

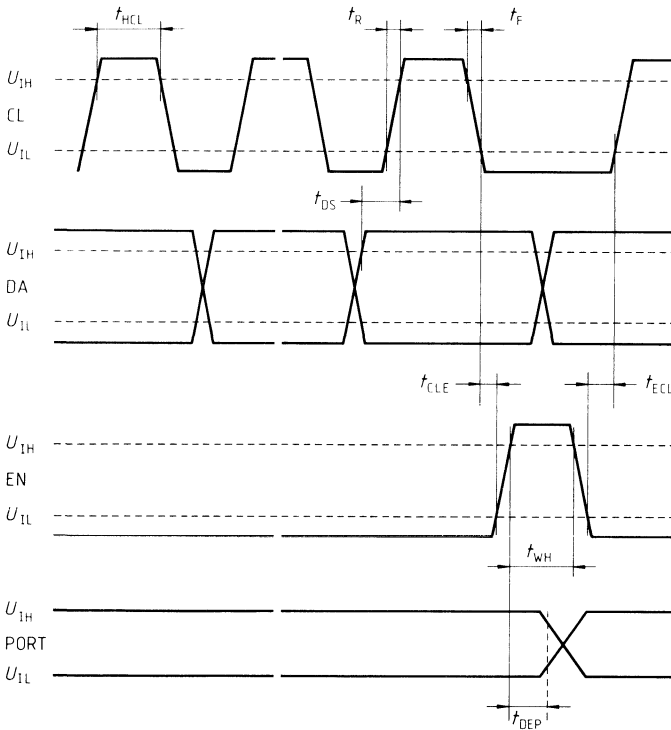
**R-Teiler**



Adresse 101: synchrone Übernahme \*  
 Adresse 100: asynchrone Übernahme \*

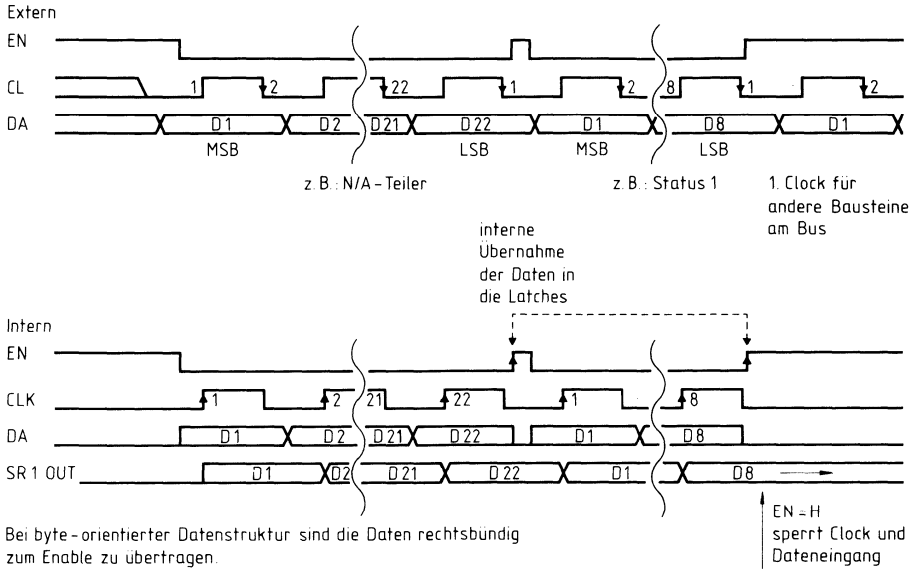
\* bestimmt auch Übernahmeart bei N-, N/A-Teiler

## Zeitdiagramm 3-Leiter-Bus



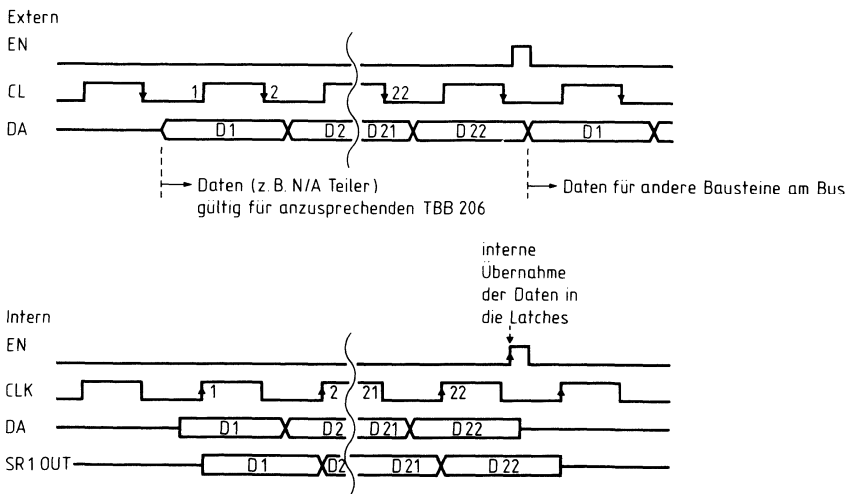
		min.	max.	Einheit
$f_{CL}$	Taktfrequenz		1,3	MHz
$t_{HCL}$	H-Impulsbreite (CL)	400		ns
$t_{DS}$	Data Setup	100		ns
$t_{CLE}$	Setup Time Clock-Enable	5		ns
$t_{ECL}$	Setup Time Enable-Clock	100		ns
$t_{WH}$	H-Impulsbreite (Enable)	80		ns
$t_R, t_F$	Übergangszeiten		10	$\mu$ s
$t_{DEP}$	Verzögerungszeit Enable-PORT		1	$\mu$ s

**Impulsdiagramm 3-Leiter-Bus**

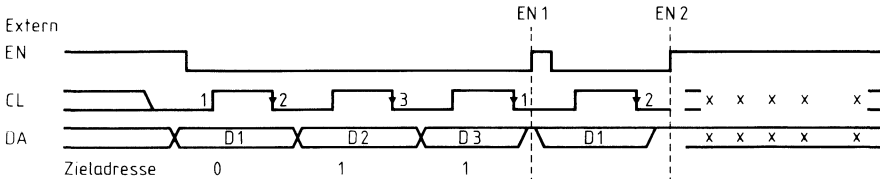


Bei byte - orientierter Datenstruktur sind die Daten rechtsbündig zum Enable zu übertragen.

**Impulsdiagramm 3-Leiter-Bus: „Dynamische“ EN-Steuerung**



**Impulsdiagramm 3-Leiter-Bus  
Abfrage Lockdetektor**



Daten-Leitung des Bus muß hochohmig sein (Pull-Up-Widerstand) EN1 → EN2

Der Zustand des Lock-Detekt Ausgangs LD zum Zeitpunkt der steigenden Flanke des Enable-Signales EN1 definiert das Ausgangssignal D1 in der Ausgabephase (LD=HIGH → D1=LOW).

Bei byte-orientierter Datenstruktur wird in der Ausgabephase während der Takte 2-8 kein weiteres Signal vom TBB 206 erzeugt, d. h. es stellt sich (Pull-Up-Widerstand) der Zustand HIGH ein.

**Beschreibung einiger wichtiger Anschlüsse**

Anschluß	Symbol	Funktion
2	RI	Eingang für 16-Bit R-Teiler (Referenz-Teiler). Der Eingang hat einen empfindlichen Vorverstärker. Bei kleinen Eingangssignalen ist eine AC-Kopplung vorzusehen, während bei großen Eingangssignalen eine DC-Kopplung möglich ist.
3	EN	'Enable'-Leitung des 3-Leiter-Bus. Wenn EN = HIGH ist, werden die Eingangssignale CL und DA des 3-Leiter-Bus intern abgeschaltet. EN = LOW aktiviert die Bus-Steuerung. Mit der positiven Flanke des EN-Signales werden die internen Flanke des EN-Signales werden die internen (empfangenen) Daten der DA-Leitung in die Latches übernommen.
4	DA	Serielle Daten Leitung des 3-Leiter-Bus. Die Anzahl der Daten ist abhängig von der gewünschten Programmierung (siehe Übertragungsprotokolle). Die letzten 3 Bits vor dem EN-Signal definieren, wohin die übertragenen Daten zuzuordnen sind. Bei byte-orientierter Datenstruktur sind die Daten bündig zum EN-Signal zu übertragen, d. h. aufzufüllende (don't care) Bits werden zuerst übertragen.
5	CL	Clock-Leitung des 3-Leiter-Bus. Mit der positiven Flanke werden die seriellen Daten in die internen Schieberegister übernommen (d. h. erscheinen am Ausgang des Schieberegisters).

## Beschreibung einiger wichtiger Anschlüsse (Fortsetzung)

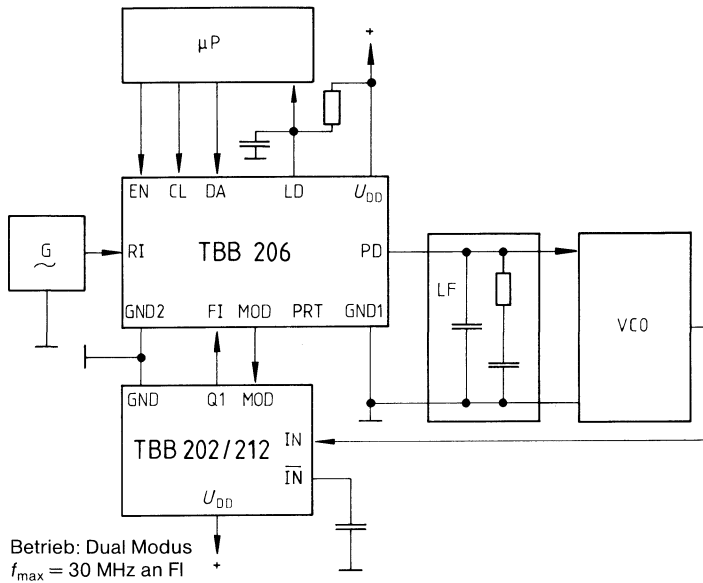
Anschluß	Symbol	Funktion									
6/10	MFO1/2	<p>Multi-Funktion-Ausgang 1 / Multi-Funktion-Ausgang 2</p> <p>Den Ausgängen können über den Bus verschiedene Funktionen zugeordnet werden (siehe Programmierung). MFO2 ist als open-drain N-Kanal Ausgang gebildet und besitzt eine größere Spannungsfestigkeit als die anderen Ausgänge des TBB 206. Hierdurch ist die Möglichkeit gegeben, externen Stufen mit einer höheren Betriebsspannung anzusteuern.</p> <p>Die Signale <math>\emptyset_R</math> und <math>\emptyset_{VN}</math> sind die digitalen Ausgangssignale des Phasen- und Frequenzdetektors und sind zueinander invertiert. Hierdurch können externe aktive Stromquellen (für größere Ströme) direkt angesteuert werden.</p> <p><math>f_V &lt; f_R</math> oder <math>f_V</math> nacheilend: <math>\emptyset_R</math> LOW aktiv  <math>f_V &gt; f_R</math> oder <math>f_V</math> voreilend: <math>\emptyset_{VN}</math> HIGH aktiv  <math>f_V = f_R</math> und PLL eingerastet: <math>\emptyset_R</math> hochohmig, <math>\emptyset_{VN}</math> LOW</p> <p>Die Signale FRN und FVN sind die heruntergeteilten Signale von RI und FI. Die LOW-Zeit entspricht dabei der Zeit <math>1/f_{RI}</math> bzw. <math>1/f_{FI}</math>. Der Anschluß MFO2 kann gleichzeitig als Eingang für die Strom-einstellung des PD-Ausganges geschaltet werden. Hierzu ist ein positiver Strom einzuspeisen. Die Bus-Steuerung zur Abstufung bleibt weiterhin erhalten.</p> <p>Über Status 2 Bit 3 (PD-Polarity) kann die Zuordnung der Ausgangssignale FVN, FRN bzw. <math>\emptyset_{VN}</math>, <math>\emptyset_R</math> zu den Eingangssignalen FI, RI vertauscht werden.</p> <p>In der Funktion PORT wird den Ausgängen die Information der Status Programmierung zugeordnet. Die Ausgänge reagieren mit der ansteigenden Flanke des EN-Signales. Der Standby-Mode beeinflusst die PORT-Funktion nicht.</p> <p>Im Standby-Mode stellen sich folgende Zustände ein:</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>Status</th> <th>MFO1 push-pull</th> <th>MFO2 open drain</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>FRN/FVN</td> <td>LOW</td> <td>hochohmig</td> </tr> <tr> <td><math>\emptyset_{VN}/\emptyset_R</math></td> <td>LOW</td> <td>hochohmig</td> </tr> </tbody> </table>	Status	MFO1 push-pull	MFO2 open drain	FRN/FVN	LOW	hochohmig	$\emptyset_{VN}/\emptyset_R$	LOW	hochohmig
Status	MFO1 push-pull	MFO2 open drain									
FRN/FVN	LOW	hochohmig									
$\emptyset_{VN}/\emptyset_R$	LOW	hochohmig									
7	MOD	<p>Modulus Control Ausgang für externen Dual Modulus Prescaler.</p> <p>Der Modulus Ausgang ist zu Beginn des Zyklus LOW. Wenn der A-Teiler seinen eingestellten Wert erreicht hat, geht MOD auf HIGH. Wenn der N-Teiler seinen eingestellten Wert erreicht hat, geht MOD wieder auf LOW, und der Zyklus beginnt von neuem.</p> <p>Wenn der Prescaler die Teilerfaktoren P bzw. P + 1 hat (P für MOD = H, P + 1 für MOD = L), dann ist der Gesamtteilungs-faktor: <math>N \cdot P + A</math>. Der Wert des A-Teilers muß kleiner sein als der Wert des N-Teilers.</p> <p>Im Single-Modulus Betrieb und bei Standby Operation in Dual Mode Betrieb ist der Ausgang bei open-drain-Betrieb hochohmig und im push-pull-Betrieb "Tri-State".</p>									

## Beschreibung einiger wichtiger Anschlüsse (Fortsetzung)

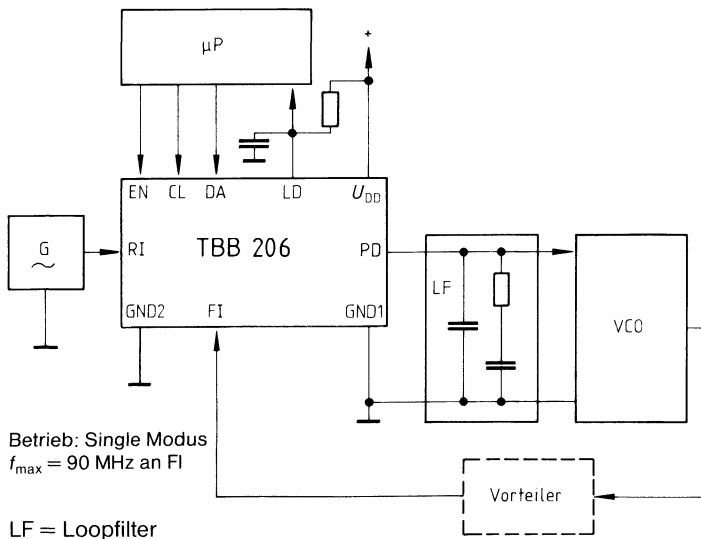
Anschluß	Symbol	Funktion
8	FI	Eingang mit hochempfindlichem Vorverstärker für 12-bit-N-Teiler und 7-bit-A-Teiler. Bei kleinen Eingangssignalen ist eine AC-Kopplung vorzusehen, während bei großen Eingangssignalen eine DC-Kopplung möglich ist.
9	GND2	Masse des internen empfindlichen Vorverstärkers des Eingangs FI. Wird extern mit GND1 verbunden.
12	PD	<p>Tri-State Charge Pump Ausgang.</p> <p>Die integrierten positiven und negativen Stromquellen können über den Bus bezüglich der Stromdichte programmiert werden. Die Aktivierung bzw. Deaktivierung hängt von der Phasenbeziehung der heruntergeteilten Eingangssignale FI:N, RI:R, ab. (siehe Impulsdiagramm Phasendetektor).</p> <p><math>f_V &lt; f_R</math> oder <math>f_V</math> nacheilend: P-Kanal Stromquelle aktiv  <math>f_V &gt; f_R</math> oder <math>f_V</math> voreilend: N-Kanal Stromquelle aktiv  <math>f_V = f_R</math> und PLL eingerastet: Stromquellen abgeschaltet,  Ausgang ist hochohmig (Tristate)</p> <p>Im Standby-Mode wird der Tri-State Zustand eingestellt. Über Status 2 Bit 3 (Polarity) kann die Zuordnung der Stromquellen zu den Ausgangssignalen des Phasendetektors vertauscht werden, d. h. das Vorzeichen der Phasendetektorkonstante ist steuerbar.</p>
13	C	<p>Spannungsverdoppler-Ausgang.</p> <p>Der interne kapazitive Spannungsverdoppler arbeitet auf eine externe Kapazität an Anschluß 13 (C: + an Anschluß 11, – an Anschluß 13). Ein typischer Kapazitätswert ist 1...10 µF.</p> <p>Der Kondensator sollte geringe Leckströme haben. Wird der Spannungsverdoppler nicht benötigt, so ist Anschluß C mit GND1 zu verbinden. Anschluß 13 ist gleichzeitig Fußpunkt der N-Kanal Stromquelle des PD-Ausganges. Die Taktfrequenz des Wandlers wird über einen programmierbaren Teiler (:1, :2, :4) aus dem Signal an RI abgeleitet. Die interne Taktfrequenz sollte größer 2 MHz sein.</p>
14	LD	<p>Lock-Detekt Ausgang (open-drain).</p> <p>Unipolarer Ausgang des Phasendetektors in Form eines pulsweiten modulierten Signales.</p> <p>Im eingerasteten Zustand entspricht die LOW-Pulsweite dem Antibacklash-Impuls.</p> <p>Im Standby-Mode ist der Ausgang hochohmig. Der Zustand ist über den Bus (Status 3) abfragbar. Eine Abfrage während des Standby-Modes ist nicht sinnvoll.</p>



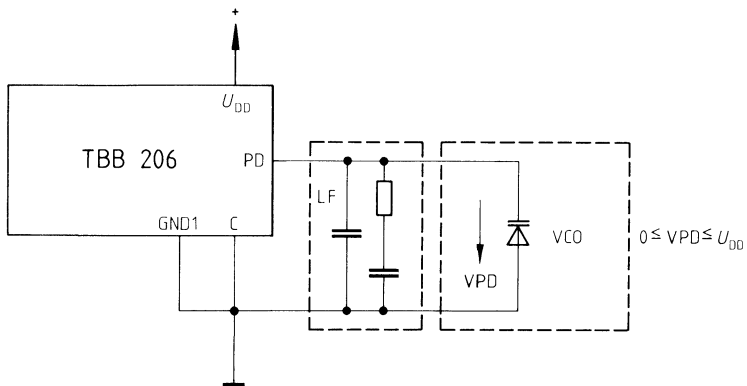
Anwendungsschaltung



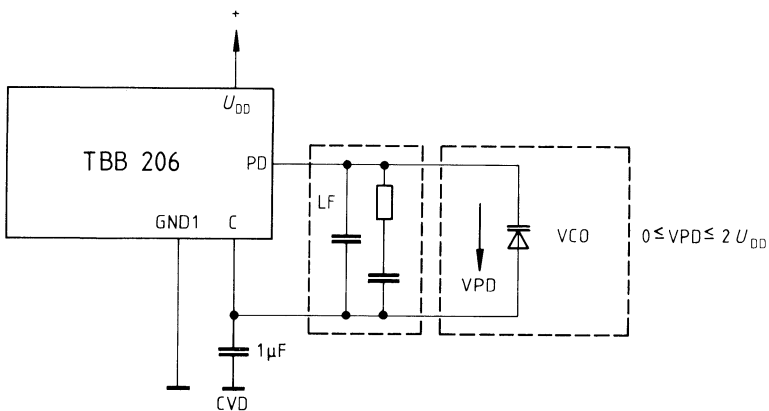
Entsprechend der Referenzfrequenz sind die geeigneten Teilverhältnisse des Dual-Modulus-Vorteilers 128/129 bzw. 64/65 zu wählen.



Anwendungsschaltung VCO-Ankopplung



Betrieb ohne Spannungsverdoppler (Status-Bit = s. Tabelle K)



Betrieb mit Spannungsverdoppler / Status-Bit = siehe Tabelle K)

LF = Loopfilter

---

## Teilerschaltungen

---





## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 202	Q67000-H8217	P-DIP-8
TBB 202 G	Q67000-H8218	ähnl. P-DSO-8 (SMD)

TBB 202 ist speziell für den Einsatz in Funkgeräten vorgesehen. Er enthält eine Reihe von ECL-Teilerstufen, die zusammen je nach Ansteuerung des Eingangs MOD das Teilerverhältnis 1:128/129 ergeben. Es besteht die Möglichkeit des Standby-Betriebs (Eingang STB = Low).

**Schaltungsbeschreibung**

Die Eingänge des Bausteins sind als symmetrische Gegentakteingänge ausgeführt. Wenn unsymmetrisch angesteuert wird, muß der nicht benutzte Eingang durch einen Kondensator (ca. 1,5 nF) mit geringer Serieninduktivität abgeblockt werden. Der Teiler des Bausteins besteht aus mehreren zustandsgesteuerten Master-Slave-Flipflops, die zusammen das Teilerverhältnis 1:128/129 ergeben. Die Eingänge MOD (Teilerverhältnisschalteneingang) sowie STB (Eingang für Standby-Betrieb) sind mit TTL-Pegeln ansteuerbar. Der ECL-Ausgang des Teilers ist kompatibel zu allen Standard PLL-Schaltungen. Der typische Hub beträgt  $1 V_{SS}$ .

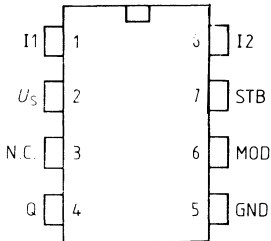
**Wahrheitstabelle für Betriebsarten**

Eingang	Pegel	Funktion an Q
MOD	HIGH oder unbeschaltet LOW	1 : 128 1 : 129
STB	HIGH oder unbeschaltet LOW	Teilerbetrieb HIGH, STANDBY

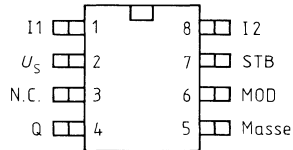
**Anschlußanordnungen**

(Ansicht von oben)

**TBB 202**



**TBB 202 G**



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	Eingang
2	$U_s$	Versorgungsspannung
3	N.C.	nicht verbunden
4	Q	Ausgang
5	GND	Masse
6	MOD	Eingang für Umschaltung 1:128/129
7	STB	Eingang für Standby-Betrieb
8	I2	Eingang

**Grenzdaten** $T_U$  -40°C bis +85°C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Versorgungsspannung	$U_S$	-0,3	6	V
Eingangsspannung (Anschluß 1; Anschluß 8)	$U_i$	-0,3	2,5	V
Eingangsspannung (Anschluß 6; Anschluß 7)	$U_{MOD}, U_{STB}$	-0,3	6	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4)	$U_Q$		$U_S$	V
Ausgangsstrom (Anschluß 4)	$-I_Q$		10	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-65	125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung P-DIP-8	$R_{th\ SU}$		105	K/W
P-DSO-8	$R_{th\ SU}$		180	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3,0	5,5	V
Eingangsfrequenz	$f$	200	1100	MHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	85	°C

**Kenndaten**
 $U_S = 3,0$  bis  $5,5$  V,  $T_U = -40$  °C bis  $+85$  °C

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme im Betrieb	$I_S$ $I_S$ $I_S$	Eingänge abgeblockt; STB frei Ausgang frei $T_U = 25$ °C	1		8		mA
		$U_S = 3$ V					
		$U_S = 4$ V					
		$U_S = 5$ V			9,5		mA
im Standby-Betrieb	$I_S$	Ausgang frei; STB = Masse Eingänge abgeblockt;	1		1,5		mA
Eingangspegel (Eingangs- empfindlichkeit)	$U_I$	Ausgang frei; STB = $U_S$	1	10		100	mV <sub>eff</sub>
		200 MHz (Sinusspannung)					
		400 MHz					
		600 MHz					
		800 MHz					
		900 MHz					
1000 MHz							

**MOD-Eingang**

Schaltswelle	$U_I$		1		0,7		V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	MOD = $U_S$ (1:128)	1		0	50	$\mu$ A
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	MOD = Masse (1:129)	1		110	200	$\mu$ A

**Standby-Eingang**

Schaltswelle	$U_{STB}$				0,7		V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	STB = $U_S$	1			50	$\mu$ A
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	STB = Masse	1			200	$\mu$ A

**Ausgang**

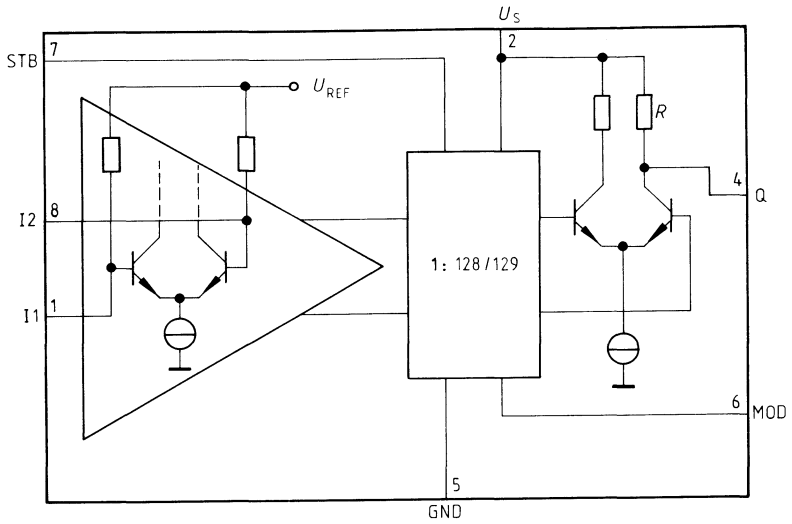
Ausgangsspannungshub	$U_Q$	$C_L \leq 15$ pF	1		1		V <sub>SS</sub>
Ausgangswiderstand	$R$				1		k $\Omega$

**Schaltzeiten**

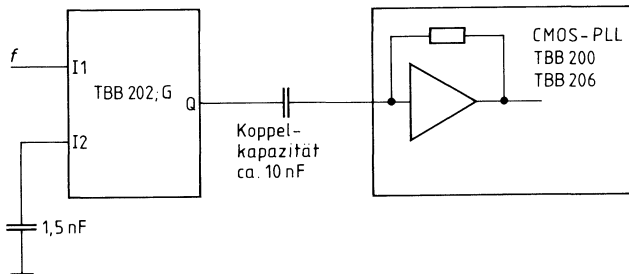
Vorbereitungszeit	$t_{v1}, t_{v2}$				5		ns
Haltezeit	$t_{h1}, t_{h2}$				5		ns



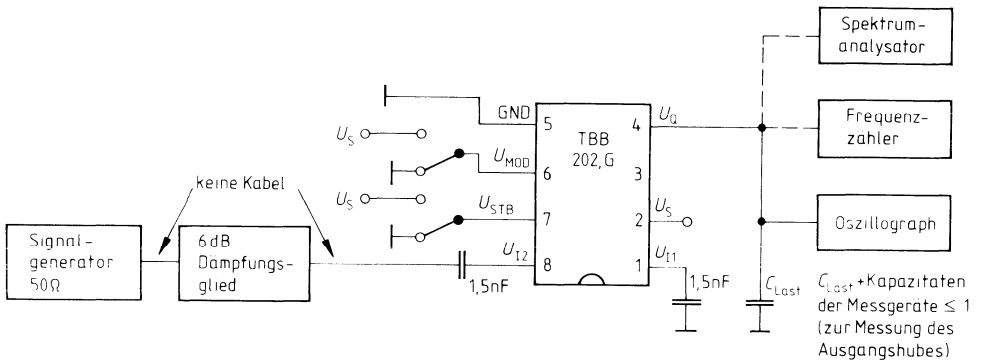
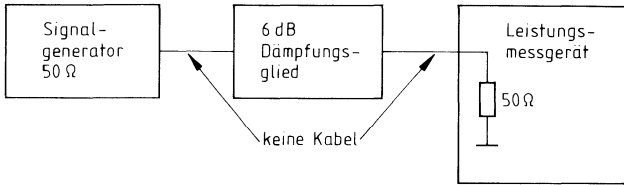
**Blockschaltbild**



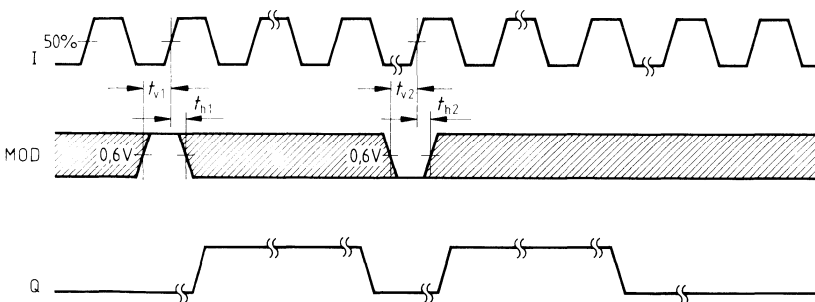
**Anwendungsschaltung**



Meßschaltung 1



Diagramm



---

**Oszillator/Mischer**

---





Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TBB 042 G	Q67000-A8059	P-DSO-14 (SMD)

Der TBB 042 G ist ein symmetrischer Mischer für Frequenzen bis 200 MHz. Er kann fremdgesteuert oder mit internem Oszillator betrieben werden.

Sein Anwendungsgebiet ist der übliche Mischbetrieb in Empfängern, Umsetzern und Demodulatoren für AM- und FM-Signale.

- Großer Speisespannungsbereich
- Geringe Außenbeschaltung
- Große Mischsteilheit
- Hohe Signalfestigkeit
- Geringes Rauschen

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	15	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	150 -40 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	125	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4 bis 15	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-15 bis 70	°C

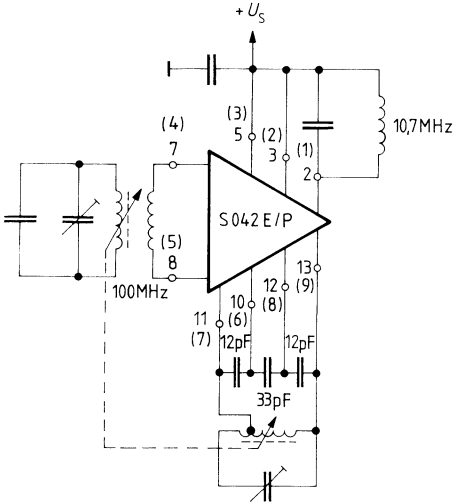
**Kenndaten**

$U_S = 12\text{ V}$ ,  $T_U = +25\text{ °C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S = I_2 + I_3 + I_4$	1,4	2,15	2,9	mA
Ausgangsstrom	$I_2 = I_3$	0,36	0,52	0,68	mA
Ausgangsstromdifferenz	$I_3 - I_2$	-60		60	µA
Versorgungsstrom	$I_4$	0,7	1,1	1,6	mA
Leistungsverstärkung $f_e = 100\text{ MHz}$ , $f_{OSZ} = 110,7\text{ MHz}$	$V_P$	14	16,5		dB
Durchbruchspannung $I_{2,3} = 10\text{ mA}$ ; $U_{7,8} = 0\text{ V}$	$U_2, U_3$	25			V
Ausgangskapazität	$C_{2-M}, C_{3-M}$		6		pF
Misch-Steilheit $f = 455\text{ kHz}$	$S = \frac{I_2}{U_6 - U_7} = \frac{I_3}{U_6 - U_7}$		5		mS
Rauschzahl	$F$		7		dB

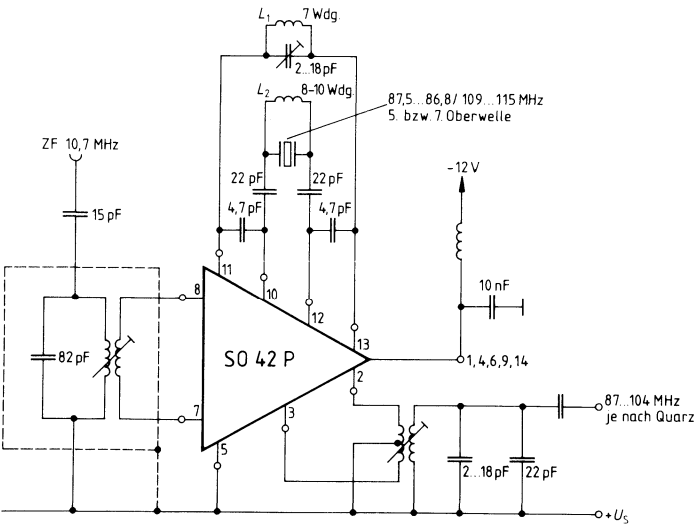
Anwendungsschaltungen

UKW-Mischer mit induktiver Abstimmung



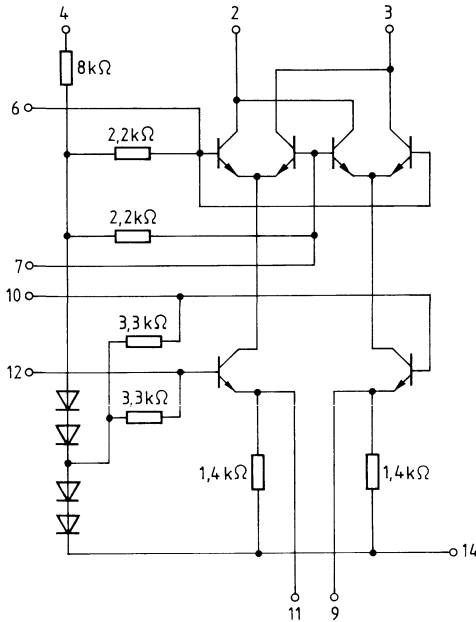
Anschlüsse in Klammern gelten für S 042 E

UKW-Mischer mit Quarz-Oszillator



Bei Oberton-Quarzen empfiehlt sich eine entsprechende Induktivität zwischen Anschluß 10 und 12, die Schwingungen auf dem Grundton verhindert

## Schaltbild



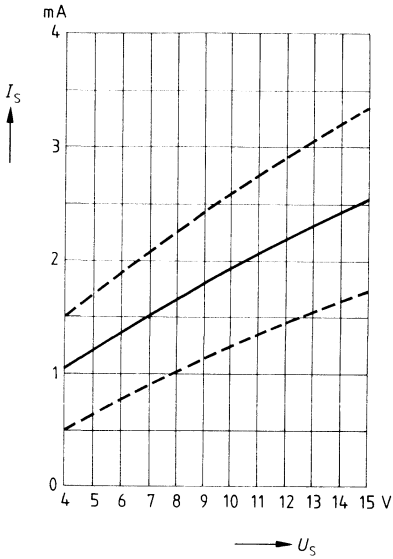
Die Anschlüsse 1, 5, 8, 13 sind mit 14 (Masse) zu verbinden, um optimale HF-Eigenschaften zu erreichen.

Eine galvanische Verbindung zwischen Anschluß 6 und 7 bzw. 10 und 12 über Koppelwicklungen wird empfohlen.

Zwischen Anschluß 9 gegen 14 (Masse) und 11 gegen 14 darf je ein Widerstand von wenigstens  $220\ \Omega$  geschaltet werden, der die Ströme und damit die Steilheit erhöht. Die Anschlüsse 9 und 11 dürfen über eine beliebige Impedanz verbunden werden. Sind 9 und 11 direkt verbunden, darf der Widerstand von dieser Verbindung nach 14 minimal  $100\ \Omega$  betragen. Je nach Aufbau kann ein Kondensator (10 bis  $50\ \text{pF}$ ) zwischen Anschluß 6 und 7 erforderlich sein, um Schwingungen im VHF-Bereich zu unterbinden.

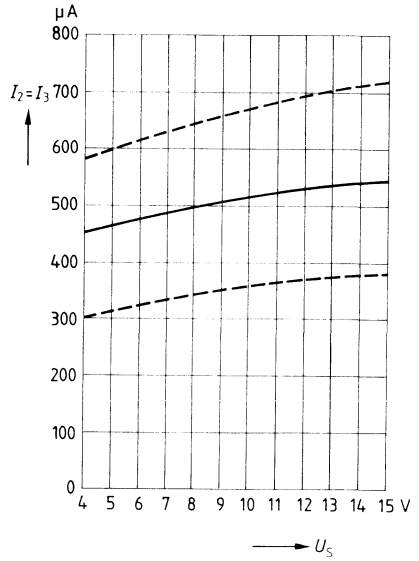
**Gesamtstromaufnahme**

$I_S = f(U_S)$



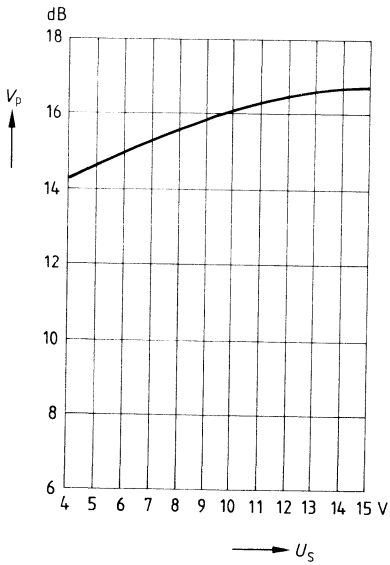
**Ausgangsstrom**

$I_2 = I_3 = f(U_S)$



**Leistungsverstärkung**

$V_P = f(U_S)$





Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 204 G	Q67000-A8213	P-DSO-14 (SMD)

Der Schaltkreis, bestehend aus einer Mischer-schaltung, einem symmetrischen HF-Oszillator und einem Oszillator-Mischer-Trennverstärker, und ist im Frequenzbereich 10 MHz – 1,1 GHz einsetzbar.

Mischer und Oszillator werden durch den Trennverstärker optimal voneinander entkoppelt.

Die erforderlichen Ströme für den Mischer und Oszillator können für jeden Anwendungsfall durch externe Widerstände eingestellt werden.

Somit eignet sich der Baustein als universeller Aufwärts- bzw. Abwärtsmischer z. B. in Funk- und Meßgeräten. Geeignet ist der Baustein auch für Anwendungen, bei denen nur der Mischerteil oder nur der Oszillatorteil verwendet werden soll.

### Schaltungsbeschreibung

#### Mischerschaltung

Der IC enthält einen multiplikativen Single-Balanced-Mischer, dessen Eingangsstufe wahlweise in Basis- oder Emitterschaltung beschaltbar ist. Emitter und Basis des Mischereingangstransistors sind extern zugänglich.

Um einen niederohmigen Mischereingang zu erhalten, wird das Eingangssignal am Emitter des Eingangstransistors eingespeist und die Basis extern gegen Masse abgeblockt. Benutzt man die Basis des Transistors als Eingang, so ist der Mischereingang hochohmiger. Man hat dann die Möglichkeit, über eine externe vom Emitter nach Masse geschaltete RC-Reihenschaltung, die Mischerverstärkung in einem bestimmten Bereich zu variieren.

Der Mischerstrom ist intern auf 1 mA eingestellt und kann durch einen externen Widerstand von Anschluß 2, bzw. vom Emitter des Eingangstransistors, nach Masse erhöht werden. Somit hat der Anwender die Möglichkeit, Verstärkung, Rauschen und Linearität des Mixers für seinen speziellen Anwendungsfall zu optimieren.

Der Open-Kollektor-Ausgang des Mixers ist symmetrisch. Mischer- und Trennverstärkerteil haben gemeinsame Anschlußpins für Masse und Versorgungsspannung.

Der symmetrische Oszillatoreingang des Mixers ist zwischen den Anschlüssen 9, 10 direkt zugänglich. Mit Hilfe einer externen Induktivität zwischen den Anschlüssen 9, 10, kann die Eingangskapazität des Mixers kompensiert und auf diese Weise seine Eigenschaften bei hohen Frequenzen verbessert werden.

Soll nur der Oszillatorteil des Bausteins genutzt werden, so kann man den Mischerteil als Treiberverstärker für einen Frequenzteiler verwenden.

### Oszillatorteil

Der Oszillator ist als symmetrische Colpitts-Schaltung ausgeführt. An den Anschlüssen 4-7 sind die Anschlüsse der Oszillatortransistoren verfügbar. Je nach Außenbeschaltung ist der Oszillator im Frequenzbereich 0.01-1.1 GHz einsetzbar. Bei hohen Frequenzen können die Kapazitäten zwischen den Anschlüssen 4-7 unter Umständen entfallen, da diese durch die parasitären Kapazitäten zwischen den Anschlüssen bereits vorhanden sind. Wegen der guten Transistoreigenschaften wird die maximale Schwingfrequenz durch die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten des Gehäuses festgelegt und der Störphasenhub von der Kreisgüte des Oszillatorschwingkreises bestimmt.

Die Steilheit des Oszillatorverstärkers ist für niedrige Schwingfrequenzen ausgelegt. Für höhere Schwingfrequenzen kann der Oszillatorstrom und damit die Steilheit durch externe Widerstände von Anschluß 5,6 nach Masse erhöht werden. (interner Strom 2 x 0.5 mA)

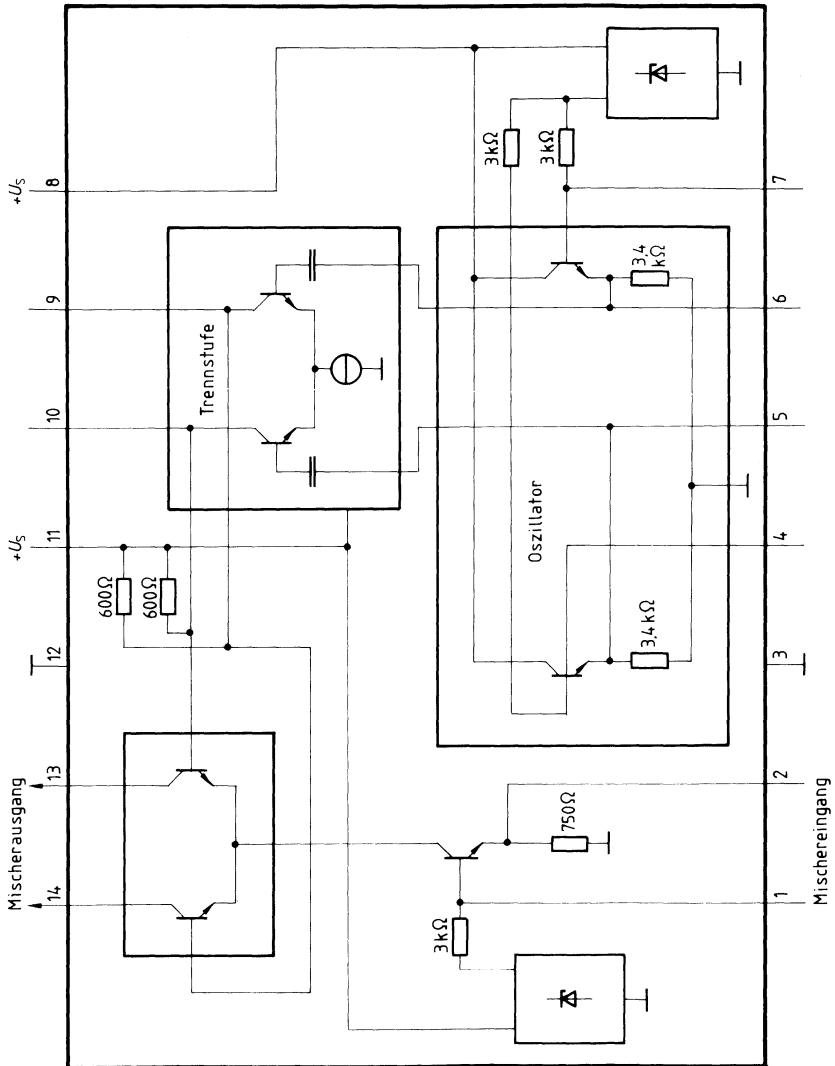
Um Rückwirkungen vom Mischer auf den Oszillator möglichst gering zu halten, sind beide Schaltungsteile durch einen Trennverstärker voneinander getrennt. Auch im Layout ist auf größtmögliche Isolation der beiden Schaltungsteile geachtet worden.

Sollte bei hohen Frequenzen der interne Trennverstärker den Oszillatorteil nicht mehr genügend vom Mischerteil entkoppeln, so kann der Oszillatorverstärker als Trennstufe für ein extern erzeugtes Oszillatorsignal genutzt werden. Legt man Anschluß 8 auf Masse, so nimmt der Oszillatorteil keinen Strom auf. Die Oszillatorsignaleinkopplung muß dann an Anschlüsse 5 und 6 erfolgen. Bei unsymmetrischer Einkopplung ist der unbenutzte Anschluß an Masse zu legen. Das Oszillatorsignal kann für einen Frequenzteiler über den Mischerteil (Anschluß 13, 14) oder über den Trennverstärker (Anschluß 9,10), je nach Anwendungsschaltung, ausgekoppelt werden.

### Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Basis des Mischereingangstransistors (hochohmiger Mischereingang)
2	Emitter des Mischereingangstransistors (niederohmiger Mischereingang)
3	Masse für den Oszillator
4	hochohmiger Eingang des Oszillatoreingangs
5	niederohmiger Ausgang des Oszillatoreingangs
6	niederohmiger Ausgang des Oszillatoreingangs
7	hochohmiger Eingang des Oszillatoreingangs
8	Betriebsspannung für den Oszillator
9	Symmetrischer Oszillatoreingang des Mixers
10	Symmetrischer Oszillatoreingang des Mixers
11	Betriebsspannung für den Mischer und den Trennverstärker
12	Masse für den Trennverstärker und Mischer
13	Symmetrischer Mischerausgang
14	Symmetrischer Mischerausgang

Blockschaltbild



**Beschreibung der Anschlüsse**

<b>Anschluß</b>	<b>Funktion</b>
1	Hochohmiger unsymmetrischer Eingang des Mixers. Mit Hilfe einer RC-Reihenschaltung von Anschluß 2 nach Masse läßt sich die Mischerverstärkung und Linearität erhöhen.
2	Niederohmiger unsymmetrischer Eingang des Mixers. Durch einen externen Widerstand von Anschluß 2 nach Masse kann der Mischerstrom erhöht werden.
5, 6	Über externe Widerstände von Anschluß 5, 6 nach Masse kann der Oszillatorstrom und damit die Steilheit des Oszillatorverstärkers erhöht werden.
3	Masse für den Oszillator.
4, 7	Über externe Widerstände von Anschluß 4, 7, nach Masse kann der Oszillatorstrom und damit die Steilheit des Oszillatorverstärkers reduziert werden. (Bei $U_S = 5 \text{ V}$ )
8, 11	Anschlußpins für die Versorgungsspannungen vom Mischer- bzw. Oszillatorteil
9, 10	Durch eine externe Induktivität, zwischen Anschluß 9, 10, können die parasitären Kapazitäten des Mischereingangs sowie andere interne und externe Kapazitäten kompensiert werden. Dadurch kann das Schaltverhalten der Mischertransistoren deutlich verbessert werden.
12	Masse für den Trennverstärker und Mixer.
13, 14	Open-Kollektor-Ausgang des Mixers.

**Grenzdaten**

$T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Versorgungsspannung (Anschluß 8 bzw. Anschluß 11)	$U_S$	-0,3	7	V
Spannung an Anschluß 13 bzw. Anschluß 14 AC-Spannung zwischen Anschluß 5,3 bzw. Anschluß 6,3, wenn $U_8 = 0\text{ V}$	$U_{13, 14}$ $U_{AC5, 3}$	-0,3	7 500	V mV <sub>eff</sub>
Strom aus Anschluß 2 $U_{11} = 5\text{ V}$	$I_2$		8	mA
Strom aus Anschluß 5 bzw. Anschluß 6 $U_8 = 5\text{ V}$	$I_5, I_6$		8	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{thSU}$		125	K/W

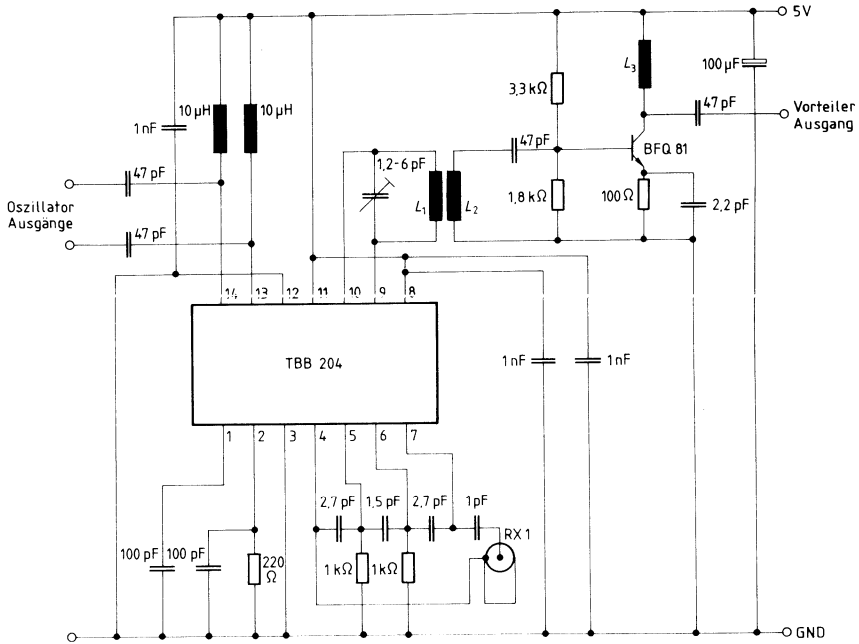
**Funktionsbereich**

Versorgungsspannung	$U_{S 8, 11}$	3	6,5	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	85	$^\circ\text{C}$
Strom aus Anschluß 4 bzw. Anschluß 7	$I_4, I_7$	$U_8 = 3\text{ V}$ $U_8 = 5\text{ V}$	10 550	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Eingangsfrequenz Anschluß 1,2	$f_S$	10	1000	MHz
Oszillatorfrequenz	$f_{OSZ}$	10	1100	MHz

**Kenndaten** $T_U = 25\text{ °C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüf-schltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_8$	$U_S = 3\text{ V}$		0,9	1,3	1,7	mA
	$I_8$	$U_S = 5\text{ V}$		1,4	2,1	2,7	mA
	$I_{11}$	$U_S = 3\text{ V}$		1,5	2,2	2,8	mA
	$I_{11}$	$U_S = 5\text{ V}$		2,1	3,0	3,9	mA
	$I_{13,14}$	$U_{13,14} = 3\text{ V}$		0,7	1	1,3	mA
	$I_{13,14}$	$U_{13,14} = 5\text{ V}$		0,75	1,1	1,45	mA
Spannung (DC)	$U_1$	$U_S = 3\text{ V}$			1,6		V
		$U_S = 5\text{ V}$			1,69		V
	$U_2$	$U_S = 3\text{ V}$			0,8		V
		$U_S = 5\text{ V}$			0,9		V
	$U_{9,10}$	$U_S = 3\text{ V}$			2,7		V
		$U_S = 5\text{ V}$			4,7		V
	$U_{4,7}$	$U_S = 3\text{ V}$			2,5		V
		$U_S = 5\text{ V}$			2,8		V
	$U_{5,6}$	$U_S = 3\text{ V}$			1,8		V
		$U_S = 5\text{ V}$			2,1		V
Osz.freq-bereich	$f_{OSZ}$	Osz.-Strom (Steilheit) durch externe Widerstände der Schwingfrequenz angepaßt, externer Schwingkreis ebenfalls der Schwingfrequenz angepaßt.		10		1100	MHz
Einschaltelaufdrift der Osz.-Frequenz	$\Delta f_{OSZ}$	$U_S = 5\text{ V}$ $f_{OSZ} = 1085\text{ MHz}$ TK-Wert des Kondensators im Osz. Kreis ist 0. Die Frequenzdrift ist nur auf die Eigenerwärmung des Bausteins bezogen. $t = 0,5\text{--}60\text{ s}$ . Stromerhöhung durch externe Widerstände. $R_{5,6ex} = 1\text{ K}$	1		200		kHz
Oszillator-Rest-FM (Residual carrier FM)	$\Delta f_{OSZeff}$	$f_{OSZ} = 1085\text{ MHz}$ , $U_S = 5\text{ V}$ Mischerteil wird als Auskoppelstufe für das Oszillatorsignal benutzt.	1		2,7		Hz
Mischerverstärkung	$V_M$	$U_{13,14} = 5\text{ V}$ $f_S = 913,5\text{ MHz}$ $R_x = 220\ \Omega$	3		16		dB
Mischerrauschen	$F$	$U_{13,14} = 5\text{ V}$ $f_S = 913,5\text{ MHz}$ $R_x = 210\ \Omega$	3		8		dB
Intercept point (third order)	$IP$	$U_{13,14} = 5\text{ V}$ $f_S = 913,5\text{ MHz}$ $R_x = 210\ \Omega$	7		2,5		dBm
Wirksamer Parallelwiderstand	$R_{WP}$	$U_{13,14} = 5\text{ V}$ $f = 45\text{ MHz}$	2		4		k $\Omega$

Meßschaltung Oszillator



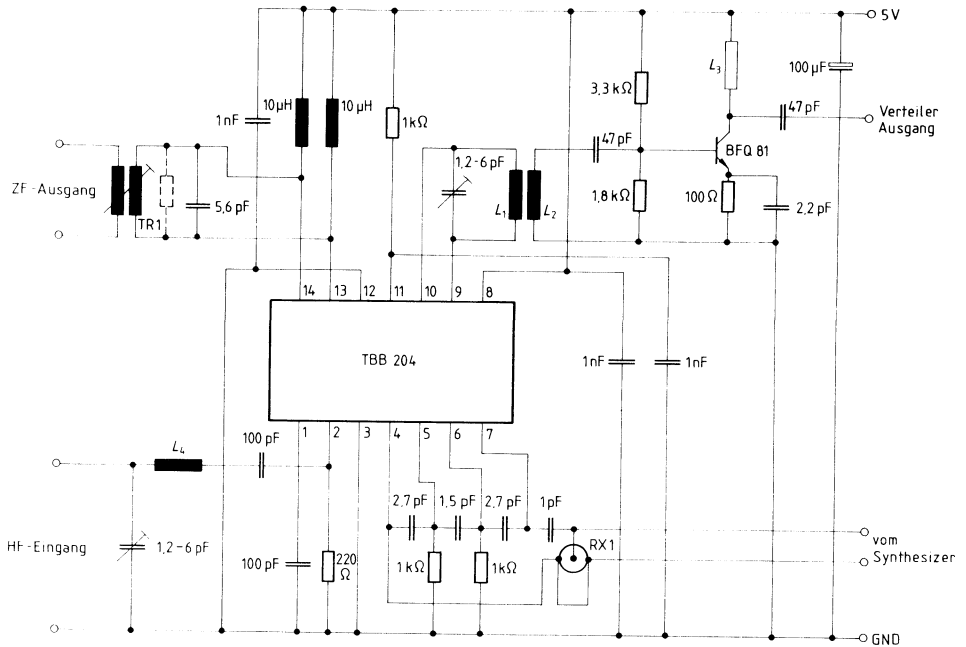
$L_1$  1 Windung auf 2,5 mm CuL 0.5

$L_2$  3 Windungen auf 2,5 mm CuL 0.5

$L_3$  6 Windungen auf 2,5 mm CuL 0.5

RX1 1,15 GHz Keramik-Resonator

### Meßschaltung für wirksame Parallelwiderstands-Messung



$L_1$  1 Windung auf 2,5 mm CuL 0.5

$L_2$  3 Windungen auf 2,5 mm CuL 0.5

$L_3$  6 Windungen auf 2,5 mm CuL 0.5

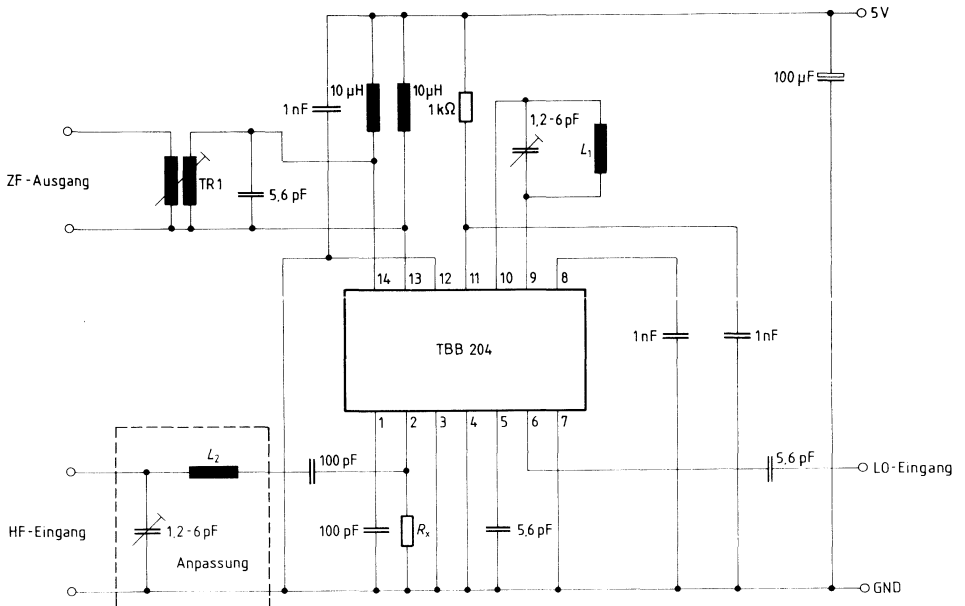
$L_4$  5 mm 0,8 CuAg

TR1 Vogt 517 11 000 02 Pri 18Wdg - Sec 2Wdg CuL 0.08

RX1 1.15 GHz Keramik-Resonator



Meßschaltung für Verstärkungs-, Rausch- und Intercept-Point-Messung

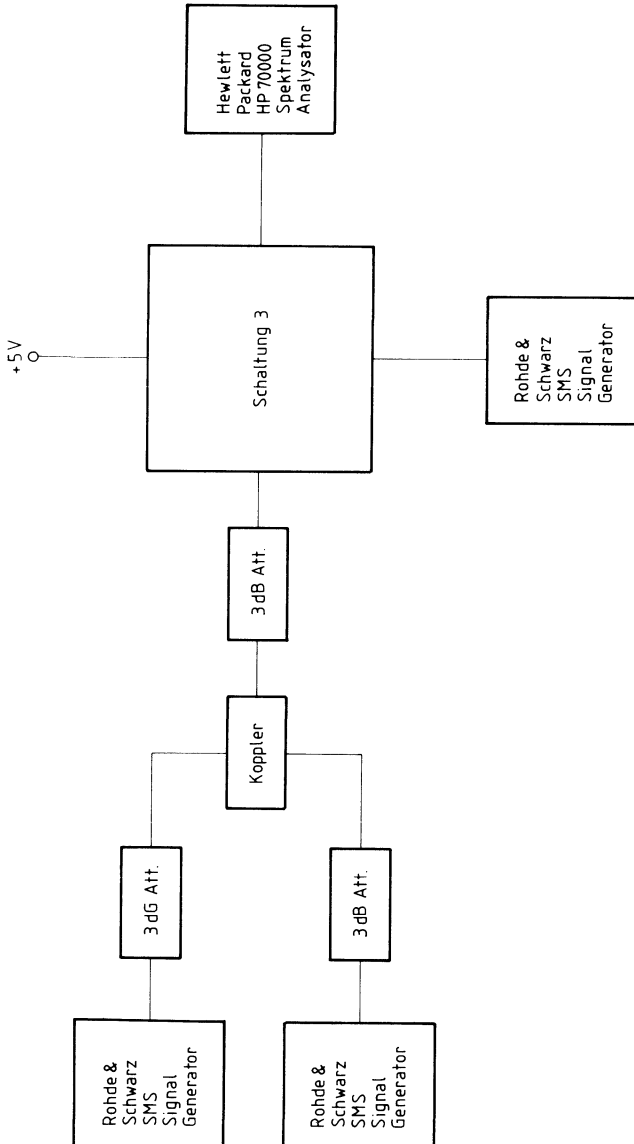


$L_1$  1 Windung auf 2,5 mm CuL 0.5

$L_2$  5 mm 0,8 CuAg

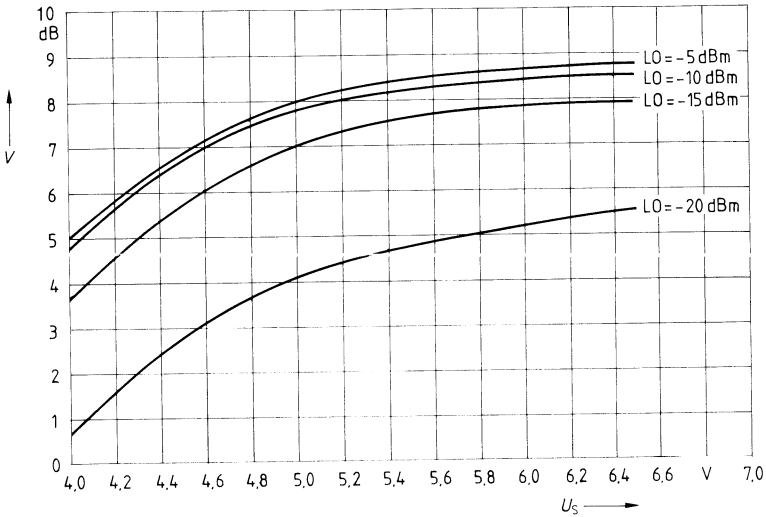
TR1 Vogt 5171100002 Pri 18Wdg - Sec 2Wdg CuL 0.08

## Meßschaltung für Intercept Point-Messung

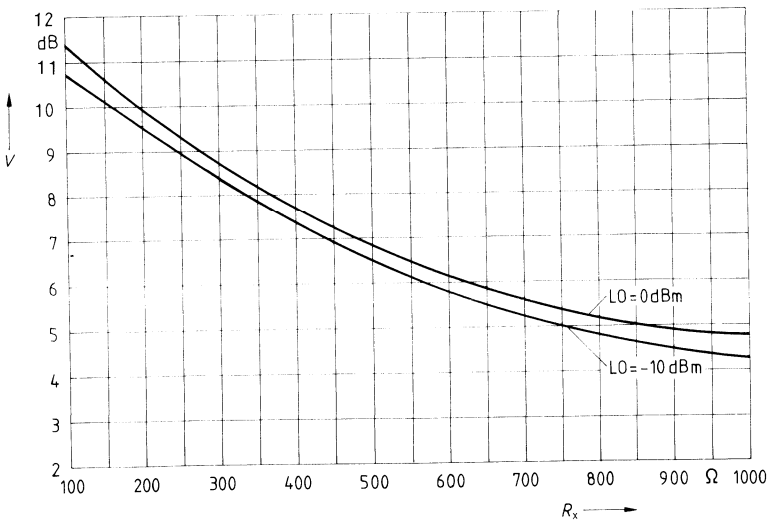


**Diagramme**

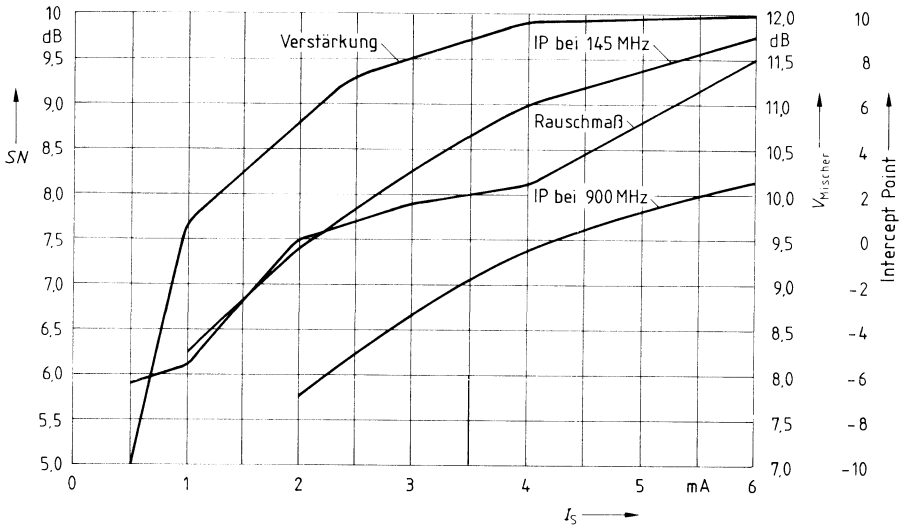
**Verstärkung über  $U_s$  bei 950 MHz**  
 IF = 45 MHz



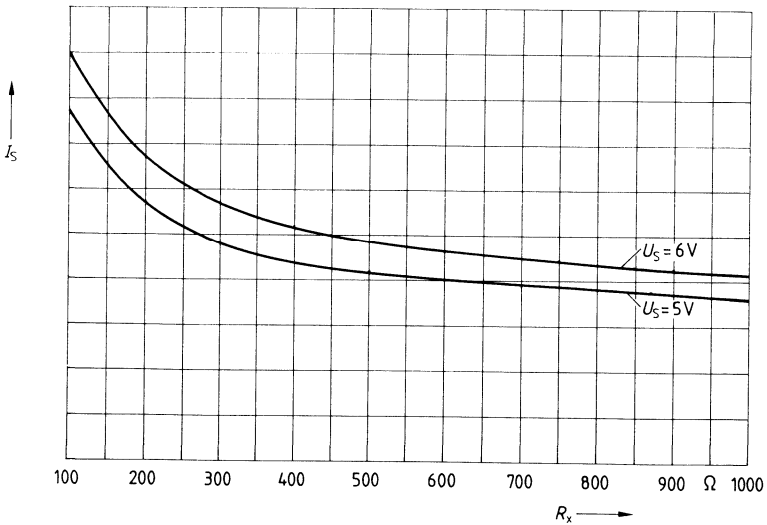
**Verstärkung über  $R_x$  bei 950 MHz**  
 (paralleler Widerstand gegen Masse an Anschluß 2)  
 ZF = 45 MHz



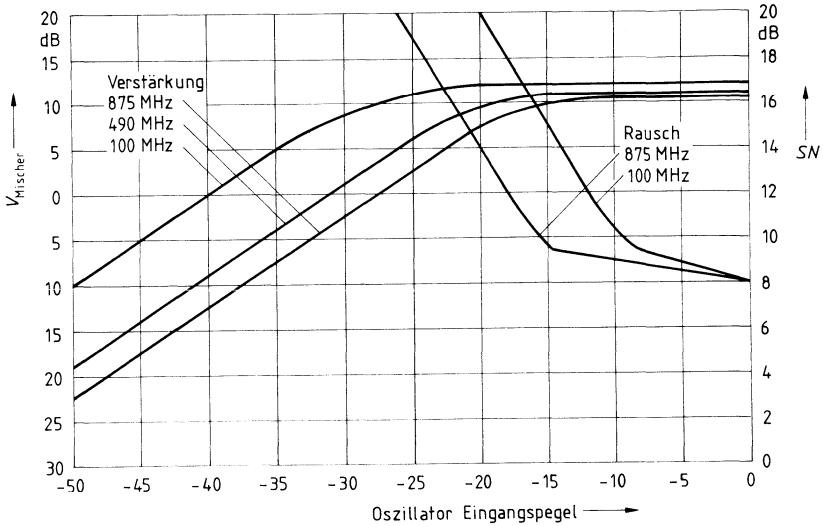
**Rauschmaß, Intercept Point und Verstärkung über  $I_S$**   
 ZF = 45 MHz



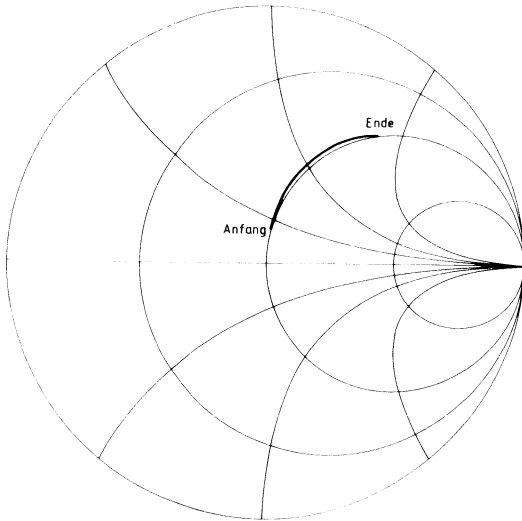
**$I_S$  über  $R_x$**



**Rauschmaß und Verstärkung über Oszillator Eingangspegel**  
 ZF = 45 MHz

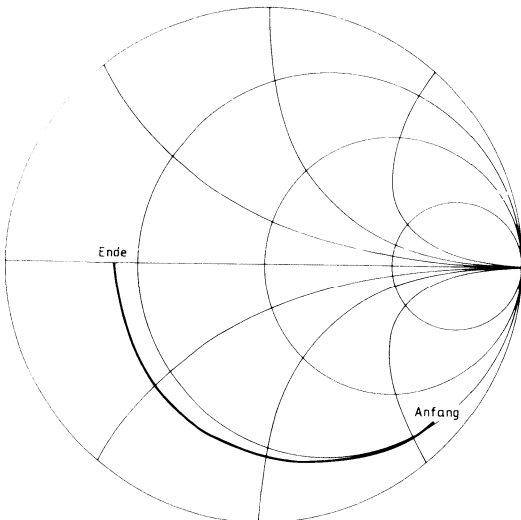


**Eingangsimpedanz an Anschluß 1**



Anfangsfrequenz 400 MHz: ohne  $R_x$ , Endfrequenz 1 GHz

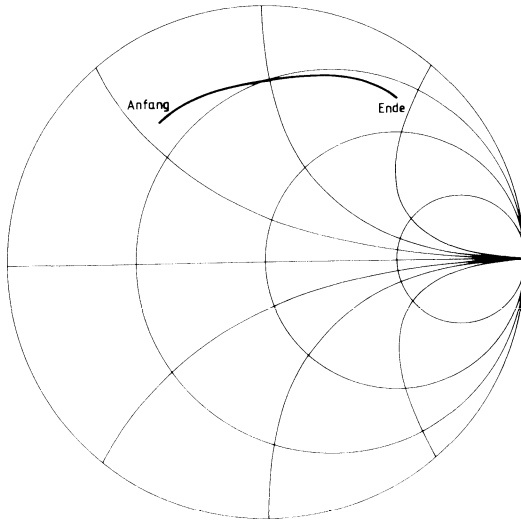
**Eingangsimpedanz an Anschluß 2**



Anfangsfrequenz 400 MHz: ohne  $R_x$ , Endfrequenz 1 GHz

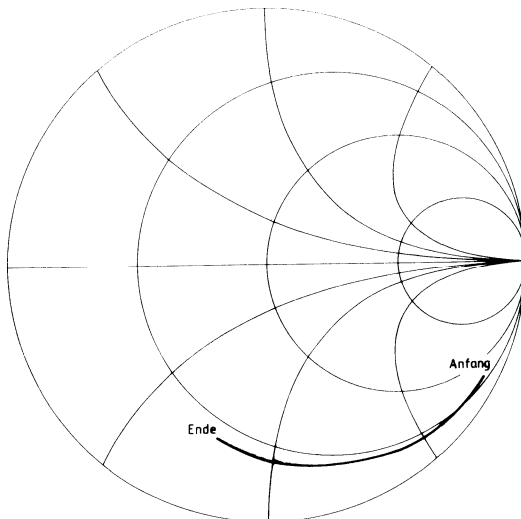
**Eingangsimpedanz an Anschluß 2**

$R_x = 220$



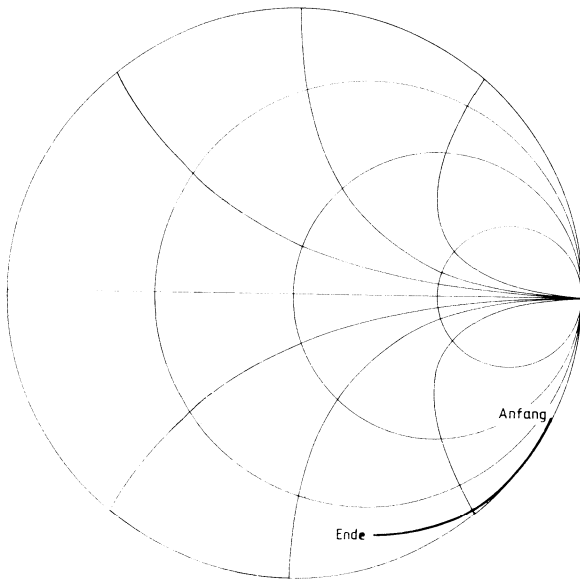
Anfangsfrequenz 400 MHz, Endfrequenz 1 GHz

**Eingangsimpedanz an Anschluß 5 oder 6**



Anfangsfrequenz 400 MHz, Endfrequenz 1 GHz

Eingangsimpedanz an Anschluß 4 oder 7



Anfangsfrequenz 400 MHz, Endfrequenz 1 GHz



## Anwendungsbeispiele

**Schaltung 1** zeigt ein komplettes Meß- und Empfangsmodul für den Bereich ab 900 MHz bestehend aus nachfolgenden Schaltungsteilen:

Schaltung 2: Oszillator-Mischer mit TBB 204

Schaltung 3: FM-Schmalband ZF-Verstärker und Demodulator mit TBB 2469

Schaltung 4: Synthesizer mit PLL TBB 200 und Vorteiler TBB 202

Das Modul ist prinzipiell für alle infrage kommenden Empfangsfrequenzen im Bereich von 0,3 bis 1 GHz geeignet. Die Eingangsfrequenz wird dabei im wesentlichen von der Schaltung 4 durch die Wahl des Resonators, der Koppelkondensatoren und dem Wert des Resonanzkreises L1/C1 bestimmt.

Nachfolgend eine kurze Beschreibung der wesentlichen Eigenschaften dieser Schaltungen:

### Schaltung 2

#### TBB 204 UHF Mischer-Oszillator

In dieser Anwendung wird der TBB 204 als kombinierter Mischer-Oszillator benutzt. Die Frequenz des Oszillators ist abhängig vom Wert des Resonators und der Kondensatoren mit ihrem Anschluß an den IC und an die Varicap-Diod. Die eingegebenen Werte ergeben das optimale Ergebnis zwischen 913 und 914 MHz. Das Eingangssignal wird über einen Kondensator 100 pF am Eingang 2 des ICs eingespeist. Der Eingang ist als Basisschaltung ausgeführt. Das Eingangssignal wird mit dem Oszillatorsignal gemischt. Das entstehende erste ZF-Signal bei 45 MHz gelangt über den Übertrager von dem Mischerausgang an eine Quarzfilter.

An der Spule zwischen 9 und 10 ICs steht das Ausgangssignal für die Ansteuerung des Synthesizers zur Verfügung. Dieses Signal wird mit einem Transistor auf den zur Ansteuerung des TBB 202 erforderlichen Signalpegel verstärkt.

### Schaltung 3

#### TBB 2469 Schmalband-FM-Demodulator

Das 45 MHz ZF-Signal wird durch einen 4-poligen 45 MHz Quarzfilter übertragen, dadurch wird die Selektivität verbessert. In diesem Fall beträgt die Bandbreite 7,5 kHz. Um die Dämpfung des Filters zu kompensieren wird das ZF-Signal an einem Transistor verstärkt bevor es am Eingang des TBB 2469 angeschlossen wird. In dem TBB 2469 wird das Signal weiter verstärkt bevor es mit einem zweiten 45,455 MHz Oszillatorsignal gemischt wird. Das Ausgangssignal der zweiten ZF von 455 MHz durchläuft ein Keramikfilter und wird dann weiter verstärkt bevor es demoduliert wird. Der demodulierte Tonträger wird mit einem gleichspannungsgesteuerten Verstärker verstärkt und steht an Anschluß 3 zur Verfügung.

Bei Messung an Anschluß 3 hat (mit Nachentzerrung von 750 us über einen CCITT Filter) dieser Musteraufbau eine Empfindlichkeit von -113 dBm (0,5 uV) mit einem S/N von 20 dB SINAD.

## Schaltung 4

### TBB 200/202 Vorteiler und Synthesizer

Das verstärkte Oszillatorsignal wird über einen Kondensator am Eingang des TBB 202 Vorteilers eingespeist. Der TBB 202 wird im dual modulus mode betrieben. Die Teilerate wird bei dem Modulus-Kontrollsignal an Anschluß 6 des ICs kontrolliert. Das vorgeteilte Signal wird über einen Kondensator an Anschluß 4 des TBB 202 an dem VCO-Eingang an Anschluß 8 des TBB 200 angeschlossen.

Die Oszillatorfrequenz des TBB 204 ergibt sich aus den an Anschlüsse 4 und 5 über einen I<sup>2</sup>C Bus eingegebenen seriellen Daten am TBB 200. Die VCO-Steuerspannung umfaßt den Positiv- und Negativspannungsbereich. Dadurch erhöht sich der Spannungshub und der Frequenzbereich wird größer. Die Spannung wird über ein Filter an die Varicap-Diode angeschlossen. Das Filter ist für die Geschwindigkeit des Frequenzgangs und der Unterdrückung der Referenzfrequenz optimiert. In diesem Fall ist die benutzte Referenzfrequenz 12,5 kHz und die Umschaltzeit von einem Bandende zum anderen 10 ms. Die Referenzfrequenzunterdrückung beträgt im Vergleich mit dem Hauptoszillatorausgang 66 dB.

### I<sup>2</sup>C-Programmierung

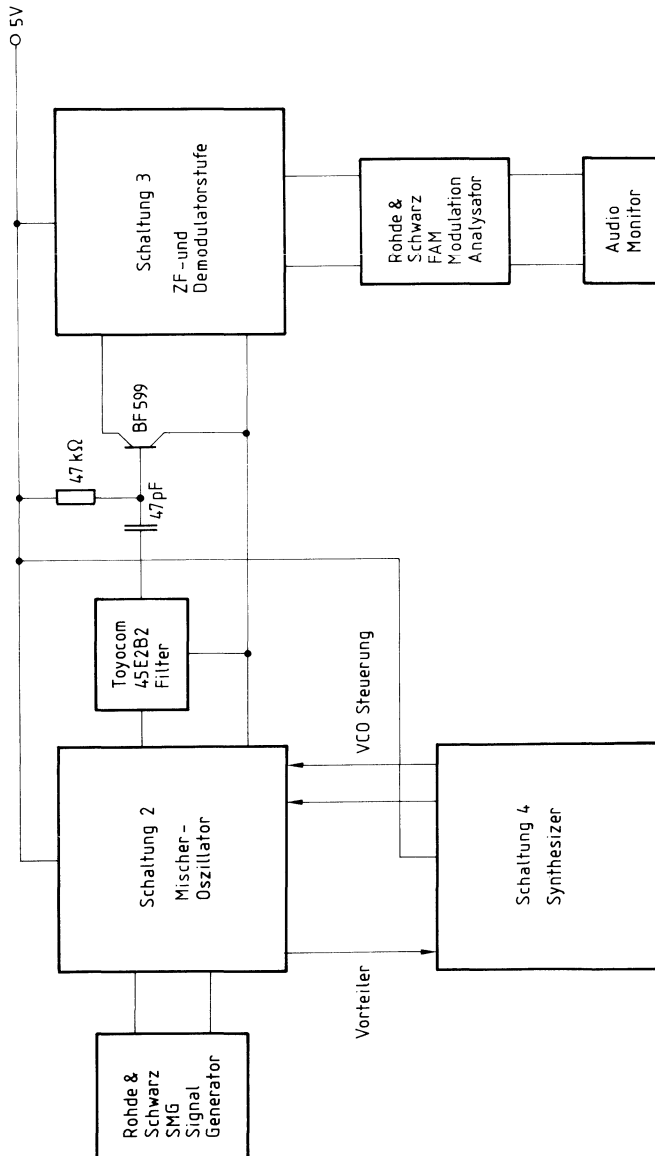
Über die I<sup>2</sup>C-Bus-Adresse lassen sich zwei unterschiedliche PLL-Schleifen ansteuern. Es ist aber empfehlenswert, bei sehr hohen Anforderungen an das S/N-Verhältnis der VCO-Ausgangsspannung zwei getrennte Bussysteme zu verwenden.

Zum Ansteuern zweier gleichartiger Schleifen müssen getrennte Bussysteme verwendet werden, da keine Adressierung per Busadresse möglich ist.

Eine Leitung kann eventuell eingespart werden, wenn die SCL-Leitung gemeinsam für beide Steuerkreise benutzt wird. Aber auch hier muß der höhere Einfluß auf das S/N-Verhältnis beachtet werden.

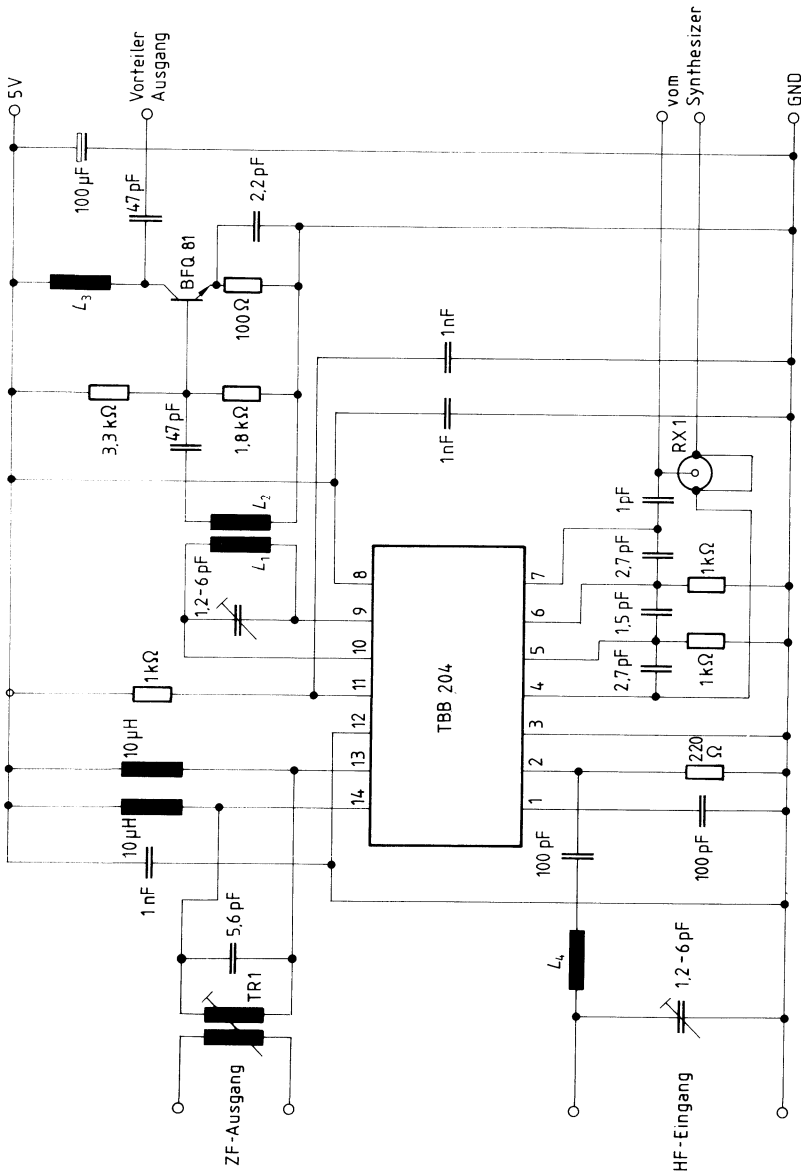
**Schaltung 1**

Gesamtschaltung für Empfindlichkeitsmessung eines kompletten HF-Empfängermodulus von 0,3 bis 1 GHz



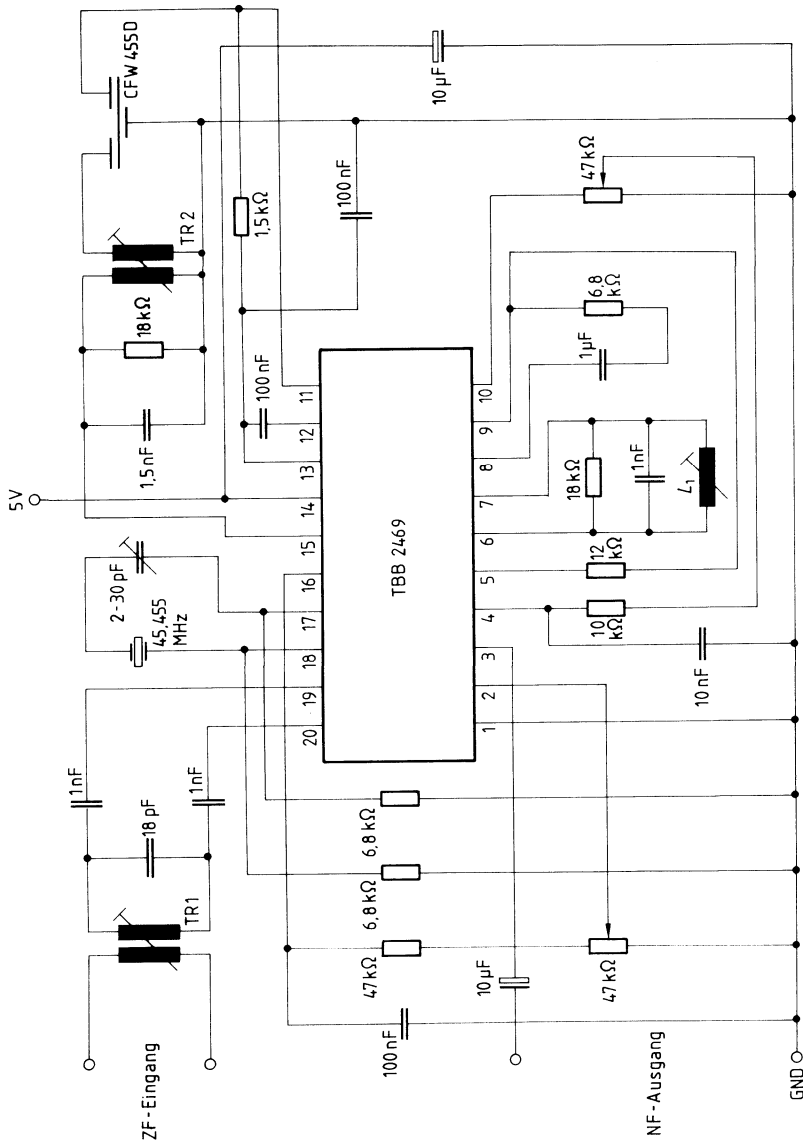
Schaltung 2

Schaltplan des Mischer-Oszillators



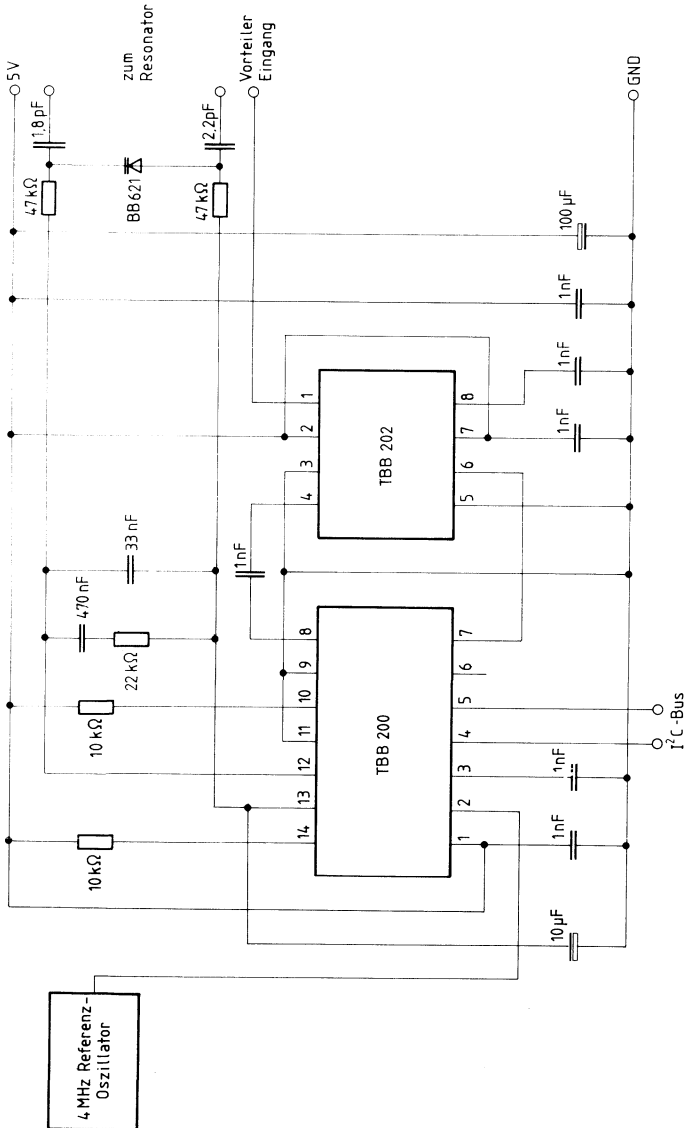
Schaltung 3

Schaltplan der zweiten ZF- und Demodulator-Stufe



Schaltung 4

Schaltplan des Synthesizers



---

**FM-Empfänger**

---







Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 469	Q67000-A2025	P-DIP-22

TBB 469 ist ein FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Er eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals. Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quartzesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem einstellbaren Begrenzerverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzdemodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß einem NF-Verstärker zugeführt. Die Verstärkung und der Frequenzgang des 1. Verstärkers können extern eingestellt werden. Der 2. Verstärker enthält die Lautstärkeregelung und einen Muteeingang für eine zusätzliche feldstärkeabhängige Regelung.

**Grenzdaten**

$T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	0	15	V
Laststrom der Referenz	$I_{\text{Stab}}$	0	50	$\mu\text{A}$
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{\text{thSU}}$		70	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3	12	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	85	$^\circ\text{C}$

**Kenndaten**

$U_S = 4,5 \text{ V}$ ,  $T_U = -30^\circ\text{C}$  bis  $60^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$			3,0	5,0	mA
Referenzspannung	$U_{\text{Stab}}$		1,9	2,2	2,5	V

**HF-Vorstufe**

Verstärkung	$V_U$	$f_i = 10 \dots 50 \text{ MHz}$ (-3 dB)	36*)	42*)	48*)	dB
Eingangsimpedanz	$Z_i$			10/3		k $\Omega$ /pF
Rauschzahl	$F$			6		dB

**Begrenzerverstärker bei  $\Delta f = \pm 2,8 \text{ kHz}$ ,  $f_{\text{IZF}} = 455 \text{ kHz}$** 

$f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $U_{\text{IZF eff}} = 10 \text{ mV}$ ,  $Q_B \approx 15$ :

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Eingangswiderstand	$R_i$			20		k $\Omega$
ZF-Bandbreite	$B_{\text{ZF}}$	$U_{\text{qNF1}} = -3 \text{ dB}$	500			kHz
Begrenzungseinsatz	$U_{\text{Begr eff}}$	$U_{\text{qNF1}} = -3 \text{ dB}$		10	20	$\mu\text{V}$
Einstellbereich des Begrenzungseinsatzes	$\Delta U_{\text{Begr}}$	$U_{10} = 0 \text{ V}/U_{\text{Stab}}$ $m = 30\%$	14	20	22	dB
AM-Unterdrückung	$AMU$		40	40		dB
Signal-Störabstand	$a_{\text{S/N}}$					dB
Feldstärke	$U_{10}$ $U_{10}$	$U_{\text{IZF}} = 0 \text{ V}$ $U_{\text{IZF}} = 10 \text{ mV}$	0,8	1,2	100	mV V
NF-Ausgangsspannung	$U_{\text{qNF1}}$		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	$R_{\text{q1}}$		300			$\Omega$
NF-Bandbreite	$B_{\text{NF}}$	$U_{\text{qNF1}} = -3 \text{ dB}$	20	35		kHz
Klirrfaktor	$k$			1	2	%

**NF-Verstärker 2**

Verstärkung	$V_U$	$U_{\text{NF}} = 1 \text{ mV}$	31	37	32	dB
Min. Lastwiderstand	$R_{\text{q2}}$		1			k $\Omega$
Eingangsimpedanz	$R_i$		10			k $\Omega$
Signalstörabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB
Klirrfaktor*)	$k$			2		%

\*) abhängig von Außenbeschaltung

\*\*) AQL = 2,5

**Begrenzerverstärker bei  $\Delta f = \pm 2,8$  kHz,  $f_{iZF} = 455$  kHz**  
 $f_{\text{mod}} = 1$  kHz,  $U_{iZF \text{ eff}} = 10$  mV,  $Q_B \approx 15$ :

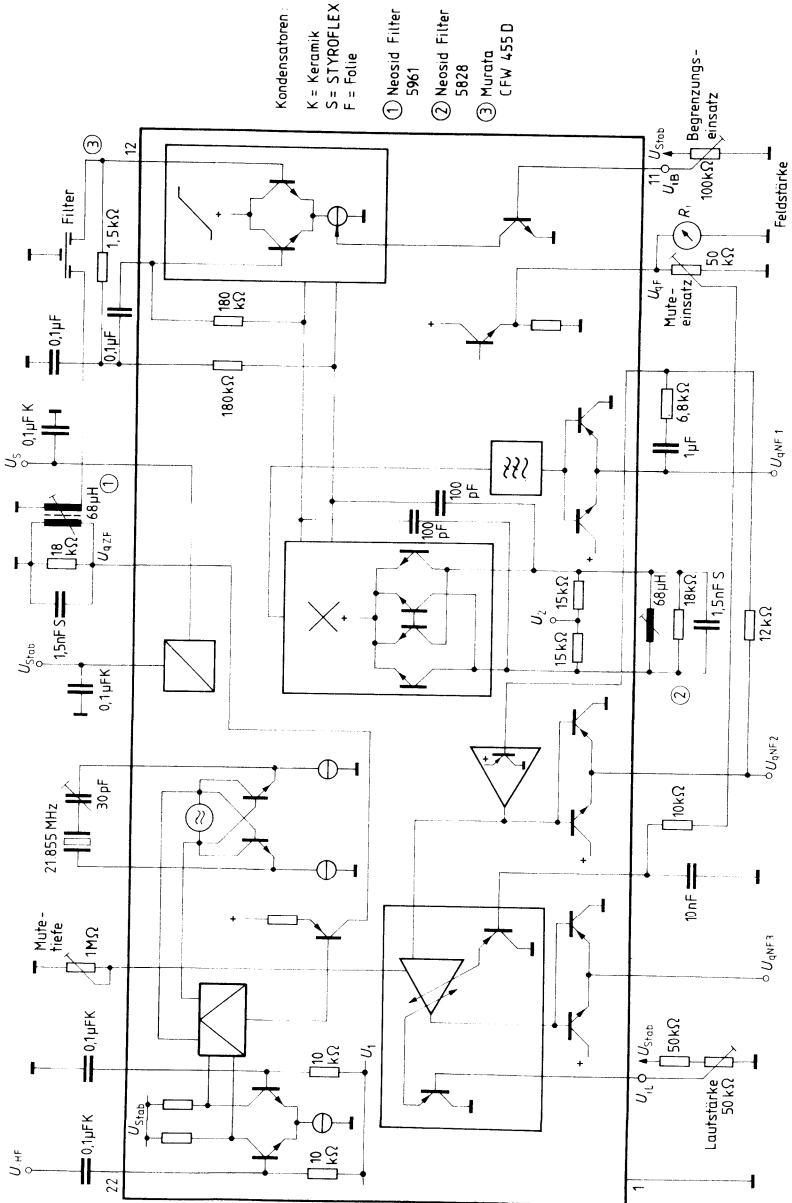
**NF-Verstärker 3**

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Verstärkung	$V_U$	$U_2 = 0 \text{ V}, U_{11} = 1 \text{ V}$		10		dB
Max. Ausgangsspannung	$U_{qNF 3 \text{ eff}}$	$k = 10\%$			300	mV
Min. Lastwiderstand	$R_{q 3}$		5			k $\Omega$
Klirrfaktor	$k$			2		%
Stellumfang der Lautstärke Mutetiefe	$\Delta V_L$ $M$	$U_4 = 0 \text{ V}/1 \text{ V}$ $R_{\text{Mute}} = \infty$ $R_{\text{Mute}} = 0$		80		dB
			3	6	10	dB
			20	26	40	dB
Geräuschspannung nach DIN 45 405**)	$U_N$	$U_2 = 1/2 U_{\text{Stab}}$		30		$\mu\text{V}_{0s}$

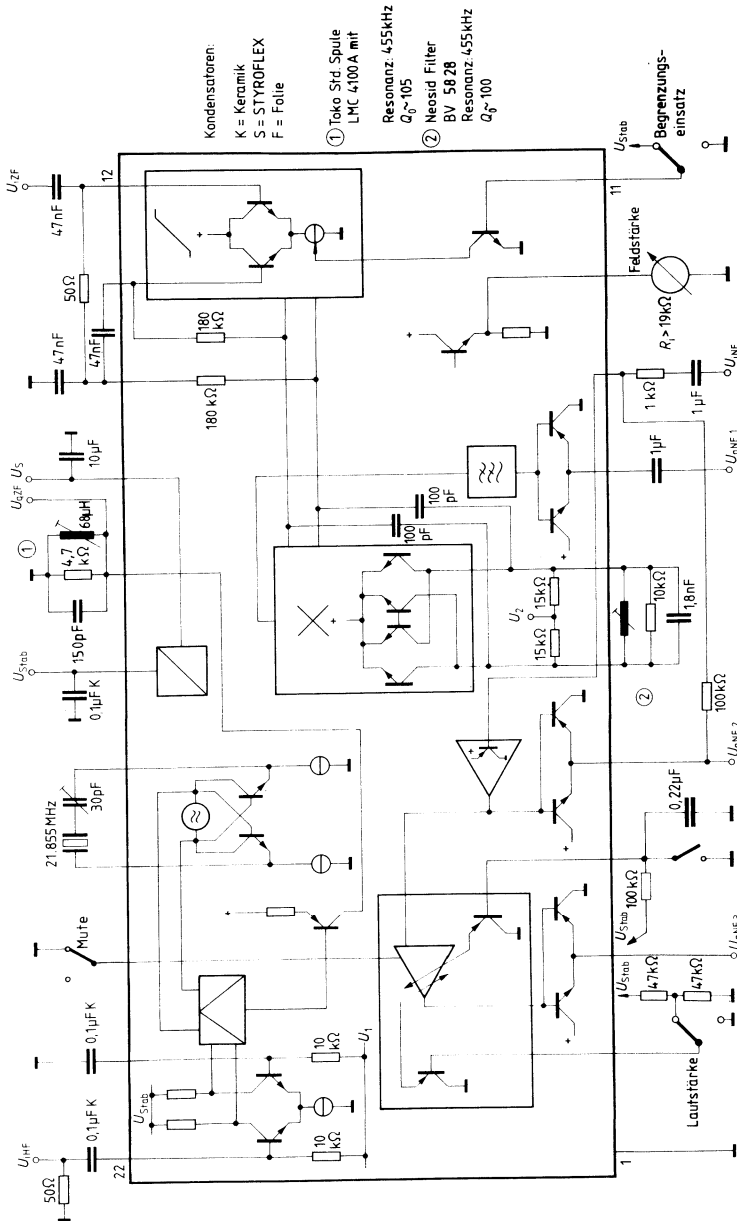
\* abhängig von Außenbeschaltung

\*\* AQL = 2,5

Anwendungsschaltung

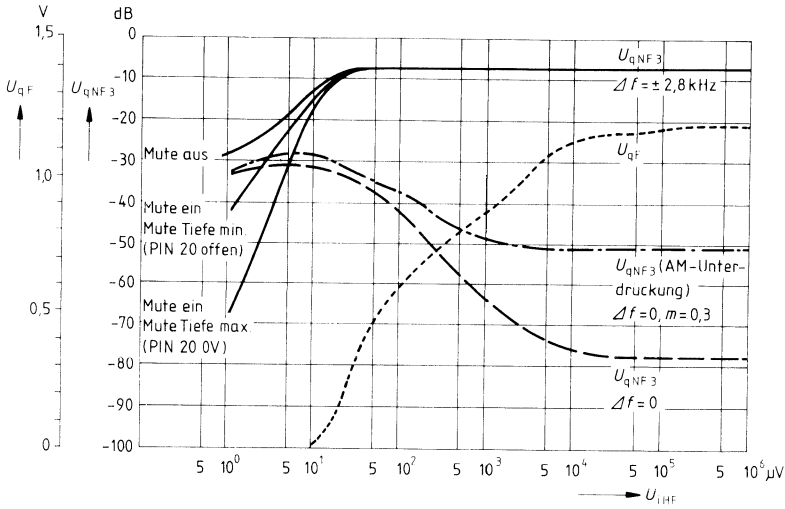


Meßschaltung



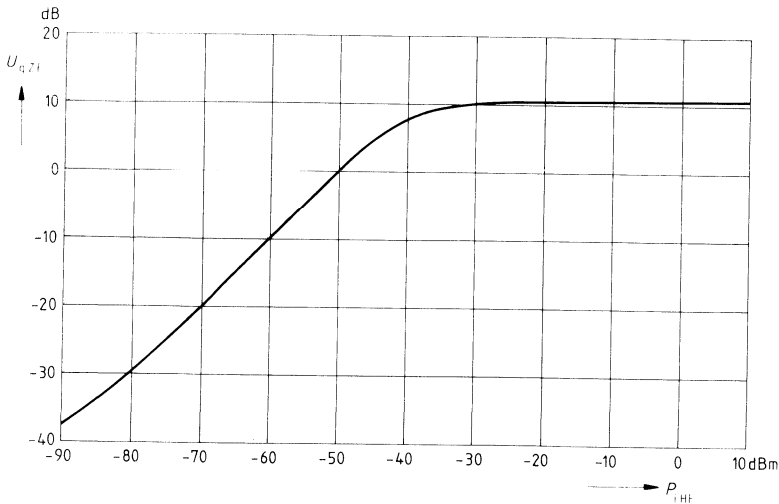
**NF-Ausgangsspannung  $U_{q,NF3}$  bezogen auf 775 mV<sub>eff</sub> und Feldstärkenausgangsspannung  $U_{p,F}$  als Funktion der Eingangsspannung  $U_{i,HF}$**

$U_S = 4,5 \text{ V}$ ,  $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$



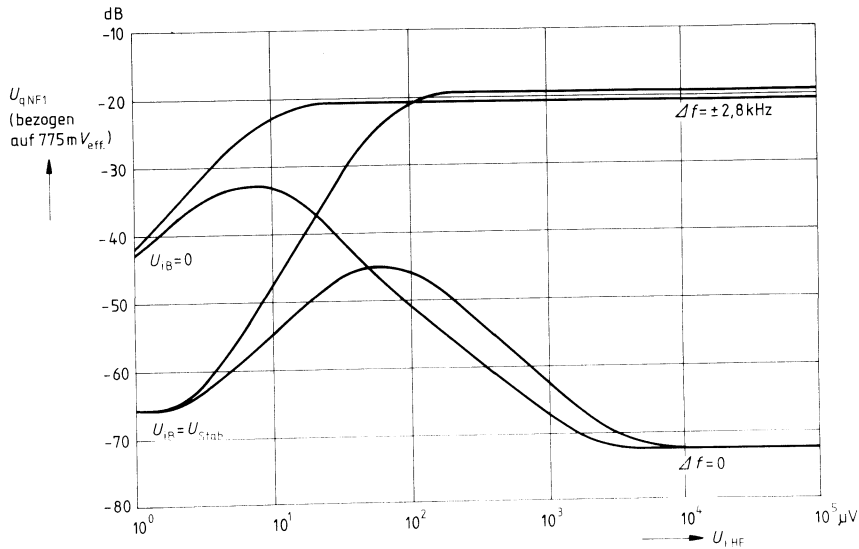
**MischerAusgangsspannung  $U_{q,ZF}$  bezogen auf 775 mV<sub>eff</sub> an 18 k $\Omega$  als Funktion des Eingangspegels  $P_{i,HF}$**

$U_S = 4,5 \text{ V}$



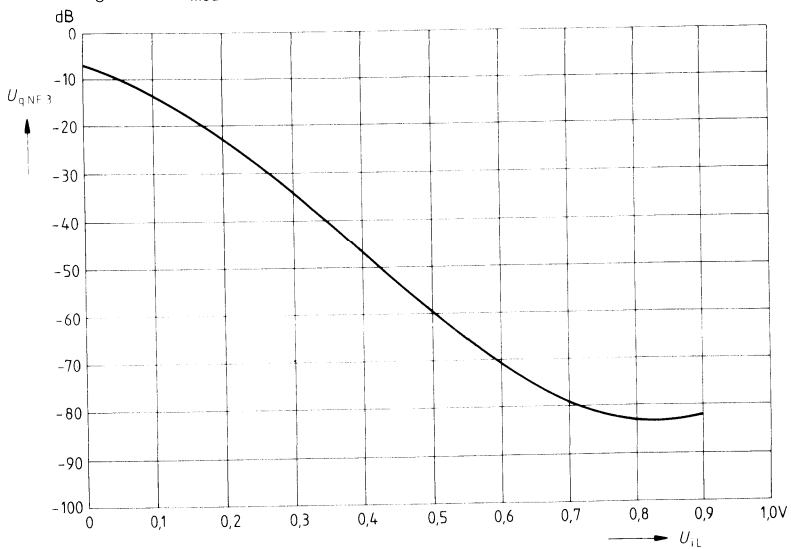
**ZF-Begrenzer-Charakteristik**

$U_S = 4,5 \text{ V}$ ,  $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$



**NF-Ausgangsspannung  $U_{q,NF3}$  bezogen auf  $775 \text{ mV}_{\text{eff}}$  als Funktion der Steuerspannung  $U_{iL}$**

$U_S = 4,5 \text{ V}$ ,  $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 1469	Q67000-A1909	P-DIP-16

TBB 1469 ist ein FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Er eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals. Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem Begrenzungsverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzdemodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß an einen von außen beschaltbaren NF-Verstärker zugeführt. Die HF-Eingänge sind intern mit ESD Schutzdioden beschaltet.

**Grenzdaten**

$T_U = -40\text{ °C bis }+85\text{ °C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	0	15	V
Laststrom	$I_{Stab}$	0	50	$\mu\text{A}$
Sperrschichttemperatur	$T_J$		125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_S$	- 40	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\text{SU}}$		85	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3	12	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	$T_U$	- 40	85	$^{\circ}\text{C}$



**Kenndaten**
 $U_S = 4,5 \text{ V}$ ,  $T_U = -30 \text{ °C}$  bis  $60 \text{ °C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$			2,7	4,0	mA
Referenzspannung	$U_{\text{Stab}}$		1,9	2,2	2,5	V

**HF-Vorstufe**

Verstärkung	$V_U$	$f_i = 10 \dots 50 \text{ MHz}$ (-3 dB)	36*)	42*)	48*)	dB
Eingangsimpedanz	$Z_i$			10/3		k $\Omega$ /pF
Rauschzahl	$F$			6		dB

**Begrenzerverstärker bei  $\Delta f = \pm 2,8 \text{ kHz}$ ,  $f_{iZF} = 455 \text{ kHz}$** 
 $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $U_{iZF \text{ eff}} = 10 \text{ mV}$ ,  $Q_B \approx 15$ :

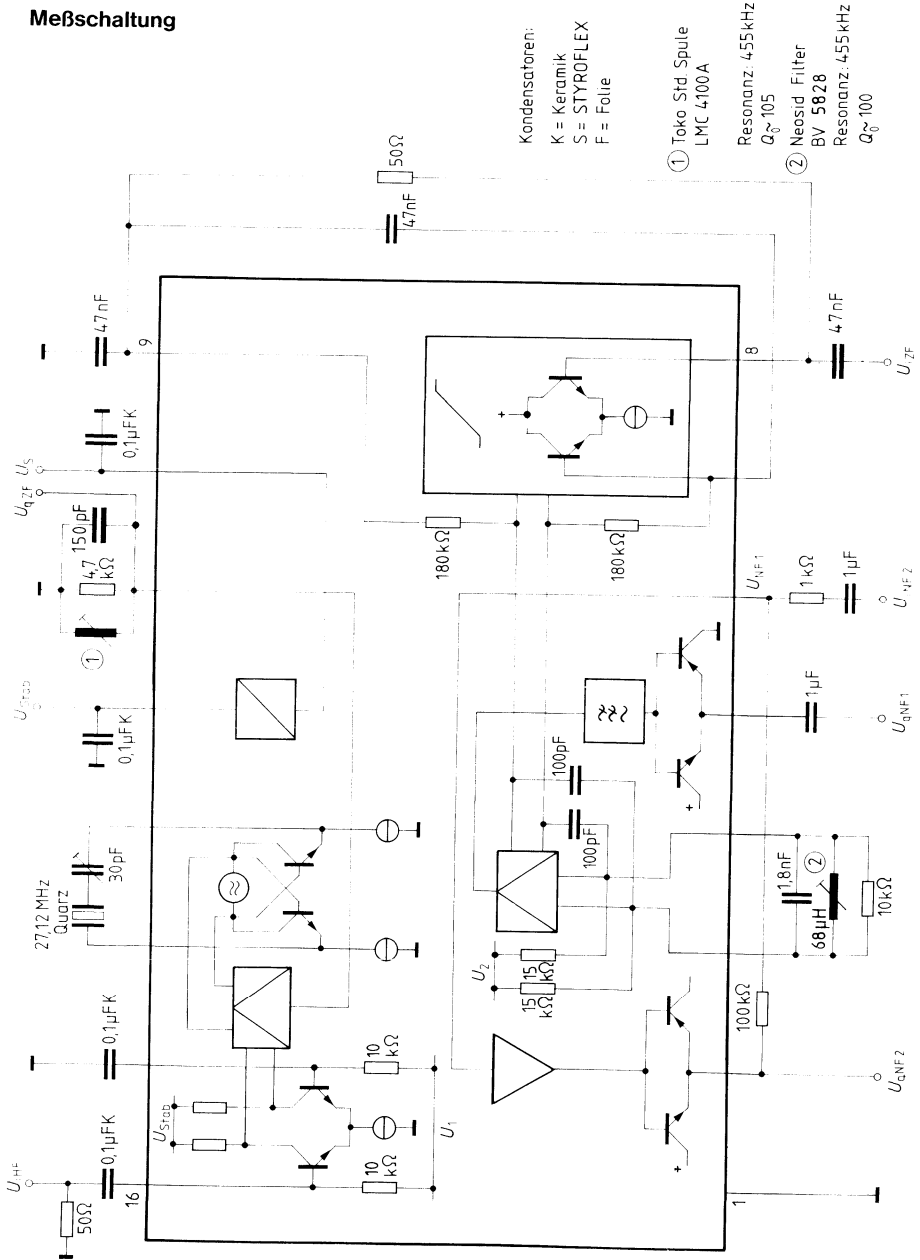
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Eingangswiderstand	$R_i$			20		k $\Omega$
ZF-Bandbreite	$B_{ZF}$	$U_{qNF1} = -3 \text{ dB}$	500			kHz
Begrenzungseinsatz	$U_{\text{Begr eff}}$	$U_{qNF1} = -3 \text{ dB}$		10	30	$\mu\text{V}$
AM-Unterdrückung	$AMU$	$m = 30\%$	40			dB
NF-Ausgangsspannung	$U_{qNF1}$		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	$R_q$		300			$\Omega$
Klirrfaktor	$k$			1	2	%
Signal-Störabstand	$a_{S/N}$			40		dB
NF-Bandbreite	$B_{NF}$	$U_{qNF1} = -3 \text{ dB}$	20	35		kHz

**NF-Verstärker**

Verstärkung	$V_U$	$U_{NF} = 1 \text{ mV}$	31	37	43	dB
Min. Lastwiderstand	$R_L$		1			k $\Omega$
Eingangsimpedanz	$R_i$		10			k $\Omega$
Signalstörabstand	$a_{S/N}$			40		dB

\*) abhängig von Außenbeschaltung

Meßschaltung



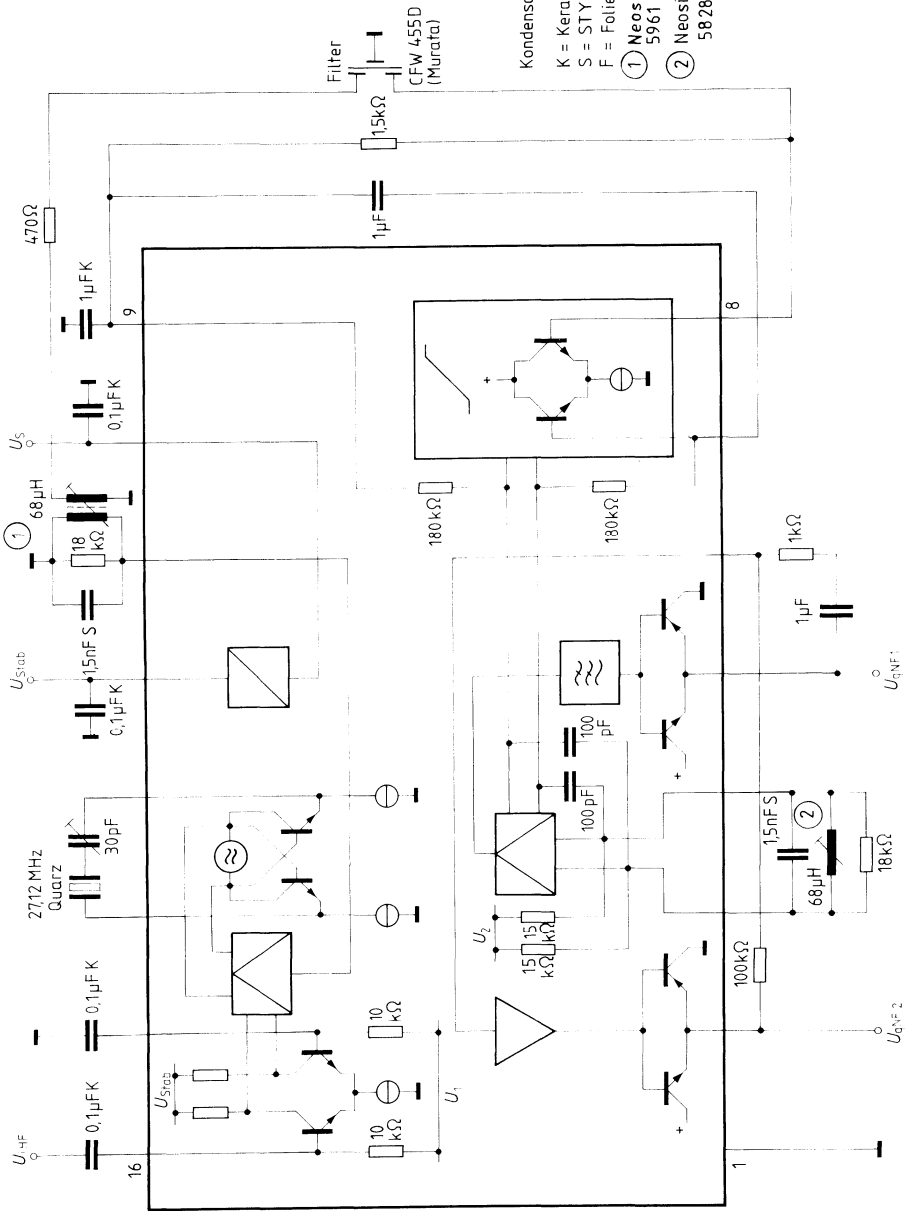
Kondensatoren:  
 K = Keramik  
 S = STYROFLEX  
 F = Folie

① Toko Std. Spule  
 LMC 4100A

Resonanz: 4.55 kHz  
 $Q \sim 105$

② Neosid Filter  
 BV 5828  
 Resonanz: 4.55 kHz  
 $Q \sim 100$

# Anwendungsschaltung



- Kondensatoren  
K = Keramik  
S = STYROFLEX  
F = Folie  
① Neosid Filter 5961  
② Neosid Filter 5828

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 2469 G	Q67000-A2392	SO-20-L (SMD)

TBB 2469 G ist ein FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Er eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals.

Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem Begrenzungsverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzdemodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß einem NF-Verstärker zugeführt. Die Verstärkung und der Frequenzgang des 1. Verstärkers kann extern eingestellt werden. Der 2. Verstärker enthält die Lautstärkeregelung.

Grenzdaten

$$T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$$

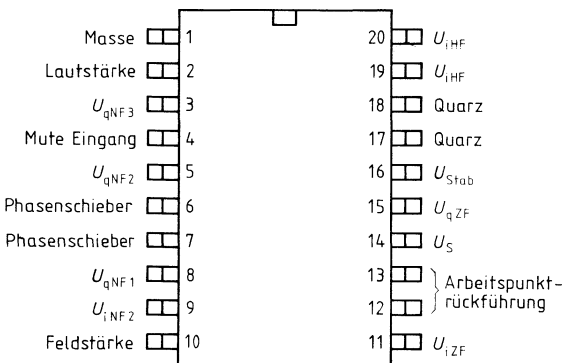
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	0	15	V
Laststrom	$I_{Stab}$	0	50	$\mu\text{A}$
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_s$	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	$U_S$	3	12	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	85	$^\circ\text{C}$

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



**Kenndaten**

$U_S = 4,5 \text{ V}$ ,  $T_U = -30^\circ\text{C}$  bis  $60^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$			3,0	5,0	mA
Referenzspannung	$U_{\text{Stab}}$		1,9	2,2	2,5	V

**HF-Vorstufe**

Verstärkung	$V_U$	$f_i = 10 \dots 50 \text{ MHz}$ (-3 dB)	36*)	42*)	48*)	dB
Eingangsimpedanz	$Z_i$			10/3		kΩ/pF
Rauschzahl	$F$			6		dB

**Begrenzerverstärker** bei  $\Delta f = \pm 2,8 \text{ kHz}$ ;  $f_{\text{Zf}} = 455 \text{ kHz}$

$f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $U_{\text{Zf eff}} = 10 \text{ mV}$ ,  $Q_B \approx 15$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Eingangswiderstand	$R_i$			20		kΩ
ZF-Bandbreite	$B_{\text{ZF}}$	$U_{\text{q NF1}} = -3 \text{ dB}$	500			kHz
AM-Unterdrückung	$AMU$	$m = 30\%$	40			dB
Signal-Störabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB
Feldstärke	$U_{10}$ $U_{10}$	$U_{\text{Zf}} = 0 \text{ V}$ $U_{\text{Zf}} = 10 \text{ mV}$		1,9	100	mV V
NF-Ausgangsspannung	$U_{\text{q NF1}}$		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	$R_{\text{q1}}$		300			Ω
NF-Bandbreite	$B_{\text{NF}}$	$U_{\text{q NF1}} = -3 \text{ dB}$	20	35		kHz
Klirrfaktor	$k$			1	2	%

**NF-Verstärker 2**

Verstärkung	$V_U$	$U_{\text{i NF1}} = 1 \text{ mV}$		37		dB
min. Lastwiderstand	$R_{\text{q2}}$		1			kΩ
Eingangsimpedanz	$R_i$		10			kΩ
Signalstörabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB
Klirrfaktor*)	$k$			2		%

**NF-Verstärker 3**

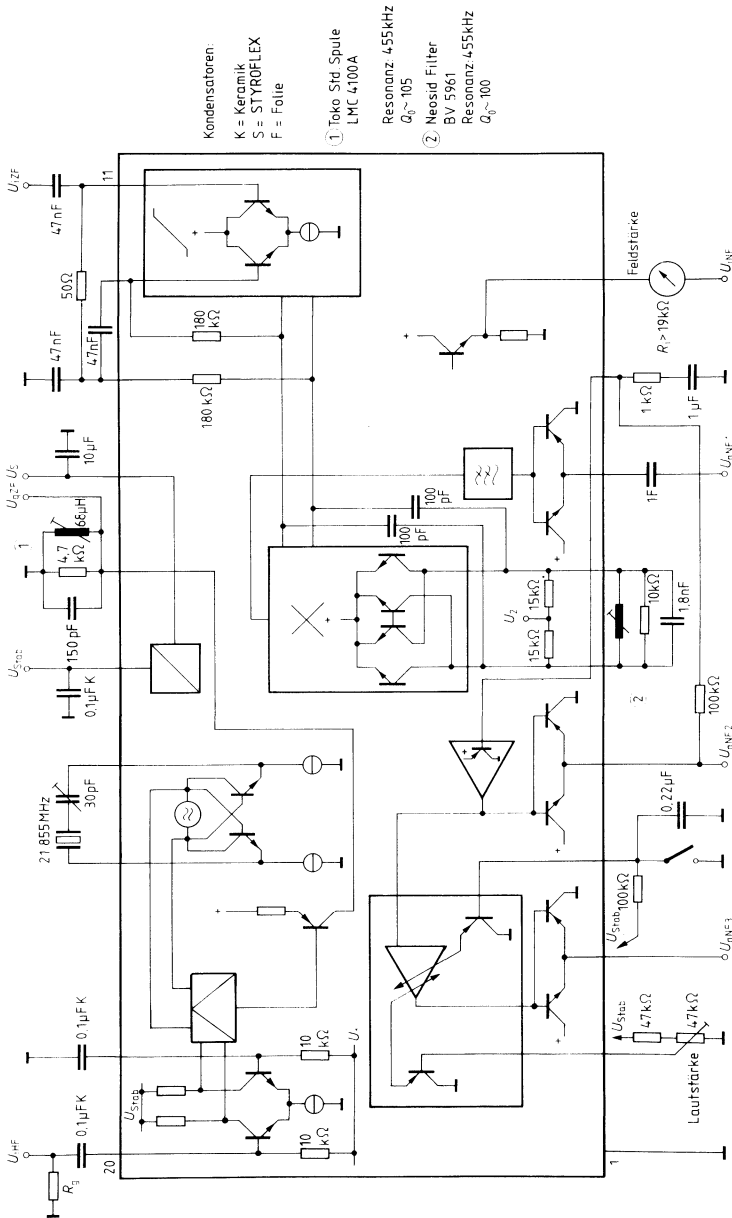
Verstärkung	$V_U$	$U_2 = 0 \text{ V}$ , $U_{11} = 1 \text{ V}$		10		dB
Max. Ausgangsspannung	$U_{\text{q NF3 eff}}$	$k = 10\%$			300	mV
Min. Lastwiderstand	$R_{\text{q3}}$		5			kΩ
Klirrfaktor*)	$k$			2		%
Stellumfang der Lautstärke	$\Delta V_L$			80		dB
Geräuschspannung nach DIN 45405**)	$U_N$	$U_2 = 1/2 U_{\text{Stab}}$		30	50	μV <sub>0S</sub>

\*) abhängig von Außenbeschaltung

\*\*) AQL = 2,5



Meßschaltung







---

**Gehäuseformen**

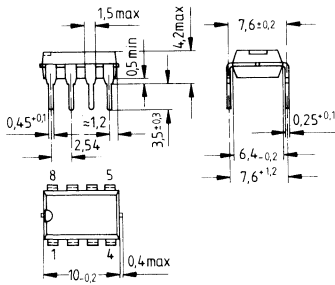
---





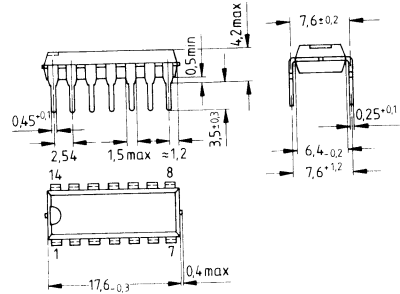
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-8**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 8 DIN 41870 T9



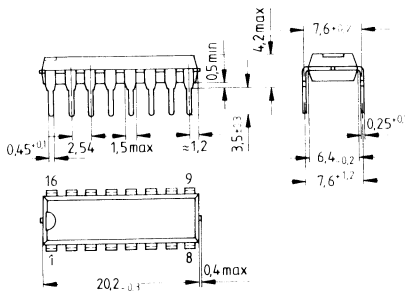
Gewicht etwa 0,7 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-14**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 14 DIN 41870 T9



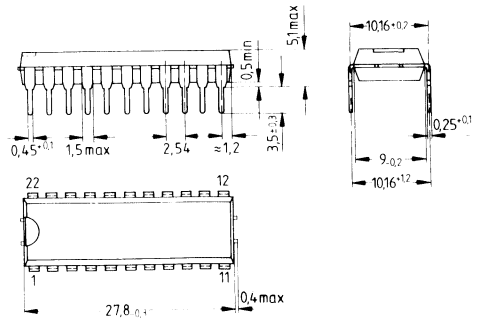
Gewicht etwa 1,1 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-16**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 16 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,2 g

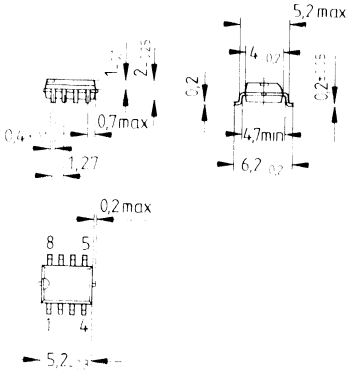
**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-22**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 D 22 DIN 41870 T11



Gewicht etwa 2,1 g

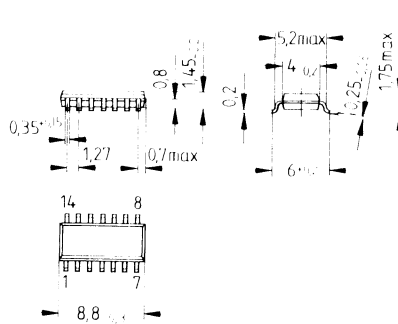
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-8-G (SMD)**  
 (ähnlich P-DSO-8)  
 (Plastic-Dual-in-Line-Package,  
 Small Outlines)  
 24 A 8 DIN 41870 T16



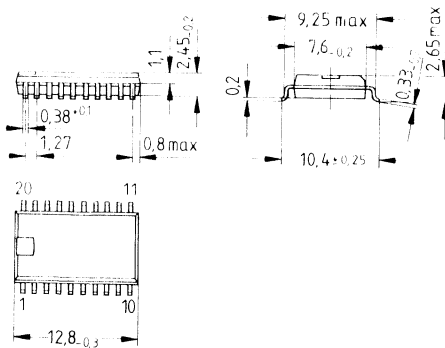
Gewicht etwa 0,15 g

**Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-DSO-14 (SMD)**  
 (Plastic-Dual-in-Line-Package,  
 Small Outlines)  
 24 A 14 DIN 41870 T16



Gewicht etwa 0,2 g

**Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-DSO-20 (SMD)**  
 (Plastic-Dual-in Line-Package,  
 Small Outlines)  
 24 B 20 DIN 41870 T17

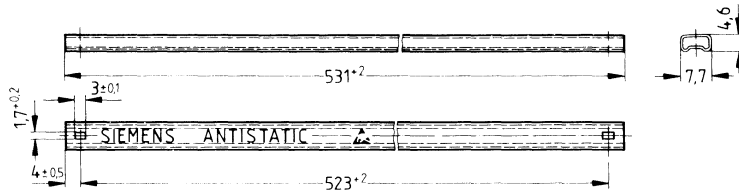


Gewicht etwa 0,6 g

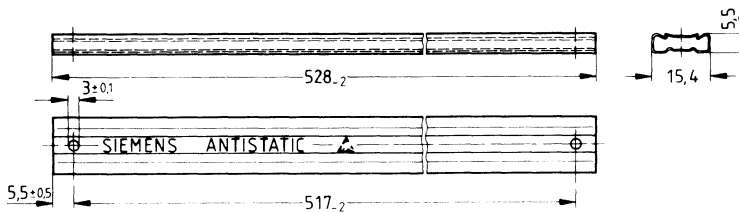
SMD = Surface Mounted Device

# Verpackungsschienen

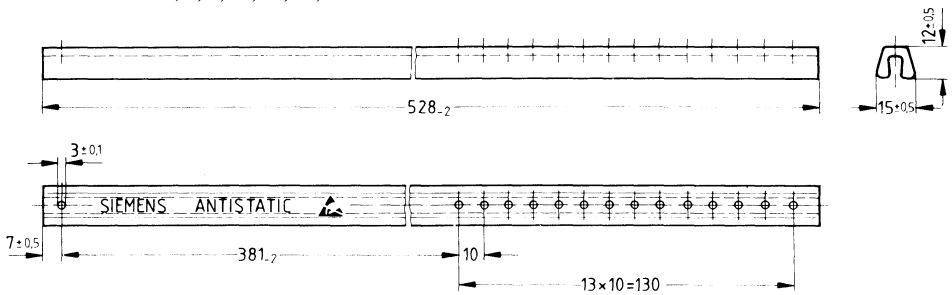
Gehäuse: P-DSO-6; 8; 14; P-MIP-6-G; 8-G



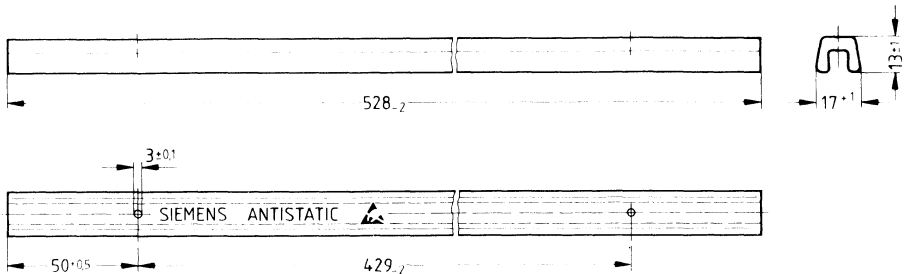
Gehäuse: P-DSO-20



Gehäuse: P-DIP-4; 6; 8; 14; 16; 18; 20



Gehäuse: P-DIP-22





---

**Siemens in Ihrer Nähe**  
(Anschriftenverzeichnis)

---

**Siemens AG**, Bereich Halbleiter  
Balanstraße 73, Postfach 8017 09, **D-8000 München 80**  
☎ (089) 41 44-0 Itx 52108-0 sied FAX (089) 41 44-26 89

## Siemens in Ihrer Nähe

### Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG  
Salzulei 6-8  
**1000 Berlin 10**  
☎ (030) 3939-1, Tx 18100-278  
FAX (030) 3939-2630  
Itx 308190 - sieznb

Siemens AG  
Schwerner Straße 1  
Postfach 7820  
**4800 Bielefeld 1**  
☎ (0521) 291-0, Tx 932805  
FAX (0521) 291-375

Siemens AG  
Lahnweg 10  
Postfach 1115  
**4000 Düsseldorf 1**  
☎ (0211) 399-0, Tx 21134401  
FAX (0211) 399-2506

Siemens AG  
Rodelheimer Landstraße 5-9  
Postfach 111733  
**6000 Frankfurt 1**  
☎ (069) 797-0, Tx 414131-0  
FAX (069) 797-2253

Siemens AG  
Habsburgerstraße 132  
Postfach 1380  
**7800 Freiburg 1**  
☎ (0761) 2712-0  
Tx 772842  
FAX (0761) 2712-234

Siemens AG  
Lindenplatz 2  
Postfach 105609  
**2000 Hamburg 1**  
☎ (040) 282-1, Tx 215584-0  
FAX (040) 282-2210

Siemens AG **Hannover**  
Hildesheimer Str. 7  
Postfach 110551  
3014 Laatzen  
☎ (0511) 877-0, Tx 922333  
FAX (0511) 877-2799

Siemens AG  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postfach 202109  
**8000 München**  
☎ (089) 9221-4380  
Tx 529421-19  
FAX (089) 9221-4390  
Itx 8985061

Siemens AG  
Von der Lann-Straße 30  
Postfach 4844  
**8500 Nürnberg 1**  
☎ (0911) 654-0, Tx 622251  
FAX (0911) 654-4064

Siemens AG  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 120  
**7000 Stuttgart 1**  
☎ (0711) 2076-0, Tx 723941-0  
FAX (0711) 2076-3706

Siemens AG  
Nicolaus-Otto-Straße 4  
Postfach 3606  
**7900 Ulm 1**  
☎ (0731) 499-0  
Tx 712826  
FAX (0731) 499-267

Siemens AG  
Andreas-Grieser-Str. 30  
Postfach 3280  
**8700 Würzburg 21**  
☎ (0931) 801-0  
Tx 68844  
FAX (0931) 801-348



## Siemens in Europa

### Belgien

Siemens S.A.  
chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
☎ (02) 536 2111, Tx 21347

### Dänemark

Siemens A/S  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
☎ (02) 656565, Tx 35313

### Finnland

Siemens Osakeyhtiö  
PL 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
☎ (80) 1626-1, Tx 124465

### Frankreich

Siemens S.A.  
39/47, Bd. Ornano  
**F-93527 Saint-Denis CEDEX 2**  
☎ (1) 49223100, Tx 620853

### Griechenland

Siemens AF  
Paradissou & Artemidos  
P.O.B. 61011  
**GR-15110 Amaroussio**  
☎ (01) 6864 111

### Großbritannien

Siemens Ltd.  
Siemens House  
Windmill Road  
**Sunbury-on-Thames**  
Middlesex TW 16 7HS  
☎ (09327) 85691, Tx 8951091

### Irland

Siemens Ltd.  
Unit 8-11 Slaney Road  
Dublin Industrial Estate  
Finglas Road  
**Dublin 11**  
☎ (01) 302855, Tx 32547

### Italien

Siemens Elettra S.p.A.  
Via Fabio Filzi, 25/A  
Casella Postale 10388  
**I-20100 Milano**  
☎ (02) 6248, Tx 330261

### Niederlande

Siemens Nederland N.V.  
Postb. 16068  
**NL-2500 BB Den Haag**  
☎ (070) 782782, Tx 31373

### Norwegen

Siemens A/S  
Østre Aker vei 90  
Postboks 10, Veitvet  
**N-0518 Oslo 5**  
☎ (02) 633000, Tx 78477

### Österreich

Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
Postfach 326  
**A-1031 Wien**  
☎ (0222) 71711 0, Tx 1372-0

### Portugal

Siemens S.A.R.L.  
Avenida Almirante Reis, 65  
Apartado 1380  
**P-1100 Lisboa-1**  
☎ (01) 538805, Tx 12563

### Schweden

Siemens AB  
Hälsingegatan 40  
Box 23141  
**S-10435 Stockholm**  
☎ (08) 7281000, Tx 19880

### Schweiz

Siemens Albis AG  
Freilagerstraße 28  
Postfach  
**CH-8047 Zürich**  
☎ (01) 495-3111, Tx 823781

### Spanien

Siemens S.A.  
Ortense, 2  
Apartado 155  
**E-28080 Madrid**  
☎ (01) 4552500, Tx 27247

### Türkei

ETMAŞ Elektrik İtesisatı ve  
Mühendislik A.Ş.  
Mecidi Mecidiyeköy Caddesi 55/35  
Etiler  
P.K. 1001 Karakoçy  
**Istanbul**  
☎ (01) 1510900, Tx 24233

---

**Allgemeine Angaben**

---

**PLL-Schaltungen**

---

**Teilerschaltungen**

---

**Oszillator/Mischer**

---

**FM-Empfänger**

---

**Gehäuseformen**

---

**Siemens in Ihrer Nähe**  
(Anschriftenverzeichnis)

---



