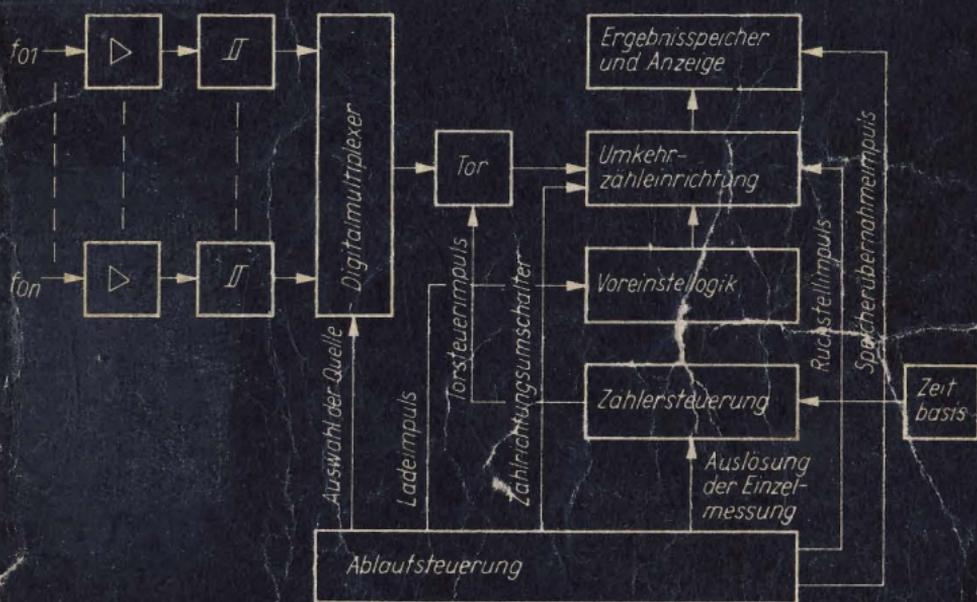


amateurreihe

# electronica



Andreas Hertzsch

# 192

onische

er



electronica . Band 192

ANDREAS HERTZSCH

# **Elektronische Zähler**

Teil 2



MILITÄRVERLAG

DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

1. Auflage 1981

© Militärverlag

der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1981

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539

Lektor: Dipl.-Phys. Hans Joachim Mönig

Zeichnungen: Gudrun Maraun, A. Prüfert

Typografie: Helmut Herrmann

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Redaktionsschluß: 19. Dezember 1980

Bestellnummer: 746 310 9

DDR 1,90 M

# Inhaltsverzeichnis

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Inhaltsverzeichnis des 1. Teiles</b> .....                            | <b>3</b>  |
| <b>3. Frequenzteiler auf Zählbasis</b> .....                             | <b>6</b>  |
| 3.1. Allgemeines .....   | 6         |
| 3.2. Frequenzteiler mit TTL-IS 7490, 7492, 7493 .....                    | 8         |
| 3.3. Frequenzteiler mit TTL-IS D 192, D 193 .....                        | 16        |
| 3.4. Frequenzteiler mit CMOS-IS .....                                    | 21        |
| 3.5. Frequenzteiler mit nichtganzzahligem Teilerfaktor ..                | 25        |
| 3.6. Teiler für hohe Frequenzen .....                                    | 30        |
| <b>4. Elektronische Zählmeßgeräte</b> .....                              | <b>33</b> |
| 4.1. Aufbau eines elektronischen Zählers .....                           | 35        |
| 4.2. Meßprinzipien .....   | 42        |
| 4.2.1. Frequenzmessung .....   | 42        |
| 4.2.2. Periodendauermessung .....  | 44        |
| 4.2.3. Periodendauermessung mit Mittelwertbildung .....                  | 45        |
| 4.2.4. Frequenzverhältnismessung .....                                   | 45        |
| 4.2.5. Frequenzverhältnismessung mit Periodendauer-<br>vielfachung ..... | 46        |
| 4.2.6. Pulsbreiten- und Pulspausenmessung .....                          | 46        |
| 4.2.7. Zeitintervallmessung .....  | 47        |
| 4.2.8. Zeitintervallmessung mit Mittelwertbildung .....                  | 48        |
| 4.2.9. Ereigniszählung .....   | 51        |
| 4.2.10. Ereignisratenmessung .....                                       | 52        |
| 4.2.11. Selbsttest des Zählers .....                                     | 53        |
| 4.2.12. Messung sehr niedriger Frequenzen .....                          | 53        |
| 4.2.13. Messung sehr hoher Frequenzen .....                              | 55        |
| 4.3. Eigenschaften des elektronischen Zählers .....                      | 58        |
| 4.3.1. Eingangskenngrößen .....  | 58        |
| 4.3.2. Quantisierungsfehler .....  | 61        |
| 4.3.3. Auflösung .....   | 64        |
| 4.3.4. Genauigkeit .....   | 67        |
| 4.3.5. Triggerproblematik .....  | 73        |
| 4.4. Ausgewählte Schaltbeispiele .....                                   | 78        |
| 4.4.1. Zeitbasisoszillatoren .....                                       | 79        |

|           |  |            |
|-----------|--|------------|
| 4.4.2.    | Zeitbasisteiler .....  | 85         |
| 4.4.3.    | Eingangskanal .....  | 90         |
| 4.4.4.    | Steuerung .....  | 96         |
| 4.4.5.    | Einfacher 3 1/2stelliger Zähler für TTL-Signale .....                                      | 100        |
| 4.4.6.    | 50-MHz-Universalzähler .....   | 102        |
| 4.5.      | Digitale Frequenzanzeige im Empfänger .....  | 108        |
| <b>5.</b> | <b>Einige Anwendungsbeispiele für Zählschaltungen in der Automatisierungstechnik .....</b> | <b>112</b> |
| <b>6.</b> | <b>Anhang .....</b>  | <b>121</b> |
| 6.1.      | Formeln für elektronische Zählschaltungen .....  | 121        |
| 6.2.      | Übersicht der Fehlereinflüsse bei elektronischen Zählmeßgeräten .....                      | 122        |
| 6.3.      | Erklärung allgemeiner Abkürzungen und Symbole ..   | 122        |
| <b>7.</b> | <b>Literaturverzeichnis (Teil 1 und Teil 2) .....</b>                                      | <b>125</b> |

# **Inhaltsverzeichnis des 1. Teiles**

## **Vorwort**

### **1. Allgemeine Einführung in die elektronische Zähltechnik**

#### **2. Elektronische Zählerhaltungen**

##### 2.1. Flip-Flop-Arten

##### 2.2. Asynchron- und Synchronzähler

##### 2.3. Kodierung der Zählerhaltung

##### 2.3.1. Allgemeines zur Kodierung und Zahlendarstellung

##### 2.3.2. Rein binär kodierte Zählerhaltungen

##### 2.3.3. Binär-dezimal-kodierte Zählerhaltungen

##### 2.3.4. Modulo-m-Zählerhaltungen

##### 2.3.5. Zählerhaltungen auf Schieberegisterbasis

##### 2.4. Umkehrzählerhaltungen

##### 2.5. Zusammenschaltung von Zählern

##### 2.6. Beispiel zur Synthese synchroner Zählerhaltungen

##### 2.7. Zählerhaltungen mit MOS-IS

##### 2.7.1. Schaltbeispiele mit CMOS-IS

##### 2.7.2. Schaltbeispiele mit Hochvolt-MOS-IS

## 3. Frequenzteiler auf Zählbasis

### 3.1. Allgemeines

Grundsätzlich gibt es eine Reihe von Möglichkeiten, Signalfrequenzen zu verkleinern. Man kann z. B. durch Mischung, durch Verzögerungsschaltungen, PLL-Schaltungen, durch linear rückgekoppelte Schieberegister oder durch direkte Teilung in Zähl-schaltungen Frequenzen untersetzen. In dieser Broschüre wird nur die letztgenannte Möglichkeit behandelt. Praktisch ist der Frequenzteiler auf Zählbasis in so vielen Varianten möglich, daß nur auf einige gebräuchliche Prinzipien und Schaltungen eingegangen werden kann.

Das Grundprinzip der Frequenzteilung auf Zählbasis verdankt man der Tatsache, daß jeder Zähler bei periodischem Eingangssignal nach jeweils  $m$  Zuständen (modulo  $m$ ) seine Zustandstabelle in gleicher Weise wiederholt durchläuft. Die dabei zyklisch umlaufenden Zählzustände gestatten es, Signale an den Zählerausgängen abzugreifen, die — bezogen auf das Eingangssignal — zeitlich weniger oft auftreten, d. h. deren Frequenz oder Impulszahl *geteilt* ist.

Der Unterschied zwischen Teiler und Zähler ist anwendungsbedingt. Beim Zählbetrieb kommt es vor allem auf die Kodierung und Speicherung des Zählergebnisses an. Für die Funktion des Zählers als Frequenzteiler ist hingegen nur die an den Zählstufen bzw. Übertragsausgang untersetzte Zähltaktfrequenz von Interesse. Während man jeden Zähler als Frequenzteiler einsetzen kann, ist das umgekehrt nicht immer möglich. Das liegt daran, daß der Frequenzteiler mit beliebigen Kodierungen arbeiten kann, denn es interessiert nur sein Teilerfaktor. Als *Teilerfaktor* wird das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsfrequenz bzw. Eingangs- zu Ausgangsimpulszahl bezeichnet.

Als einfachster Frequenzteiler ist ein Trigger-FF anzusehen, das z. B. durch ein entsprechend geschaltetes JK-MS-FF oder D-FF gebildet werden kann. Sein Teilerfaktor ist 2, d. h., es teilt die Eingangsfrequenz durch 2. Darauf wurde bereits in Abschnitt 2.1. (Teil 1) eingegangen.

Die in den Abschnitten 2.2., 2.3., 2.4., 2.5. und 2.7. angegebenen Zählschaltungen eignen sich alle auch als Frequenzteiler. Oft lassen sie sich noch vereinfachen, weil die Kodierung keine Rolle spielt. Man kann auch mehrere Schaltungen kombinieren, z. B. an einen Modulo-3-Zähler einen Modulo-5-Zähler asynchron koppeln. Im Ergebnis erhält man den Teilerfaktor 15 ( $3 \cdot 5$ ). Dem findigen Amateur bleibt ein großer Spielraum für Kombinationen und Auswahl geeigneter Teilerschaltungen aus den vorgeannten Abschnitten. Der Schwerpunkt liegt im folgenden deshalb beim Einsatz von MSI-IS als Frequenzteiler. Auf die Darstellung von Hochvolt-MOS-IS-Schaltbeispielen wird dabei verzichtet, da sie schon in der Reihe „electronica“, Band 163, ([37]) ausführlich behandelt worden sind. Weitere Schaltbeispiele enthält dazu auch [31].

Neueste Entwicklung unserer Halbleiterindustrie sind die in I<sup>2</sup>L-Technik hergestellten IS *E 350 D* und *E 355 D*. Der Typ *E 355 D* enthält fast alle zur Erzeugung großer Verzögerungszeiten und deren Verarbeitung notwendigen Schaltungsdetails. Auch ein Frequenzteiler mit  $m = 1024$  sowie 2 dekadische und ein Modulo-6-Teiler sind integriert. Der Typ *E 350 D* enthält mehrere 2:1-, 5:1- und 3:1-Teiler, die zur Erweiterung des Zeitsteuerbausteins *E 355 D* dienen. Die IS sind TTL-kompatibel und stellen eine interessante Bereicherung des Bauelementesortimentes dar. Eine ausführliche Beschreibung der Typen ist in [39] bzw. [40] zu finden.

Frequenzteiler mit ungeradzahligem Teilerfaktor, also z. B. 3, 5, 7 usw. ergeben kein symmetrisches Tastverhältnis. Nachträglich kann man z. B. durch Impulsverlängerungs- oder -verkürzungsschaltungen das Tastverhältnis der Ausgangsimpulsfolge korrigieren. Meist ist das mit Nachteilen wie eingeschränkter Frequenzbereich oder Auswirkungen von Bauelementetoleranzen verbunden. In [22] wird eine Schaltung angegeben, die für alle Teilerfaktoren von 1 bis 16 ein symmetrisches Tastverhältnis erzeugt. Dabei wurden folgende TTL-IS eingesetzt:

2 7476 (2 JK-MS-FF), 1 7486 (4 Exklusiv-OR-Gatter), 1 7408 (4 AND-Gatter mit je 2 Eingängen).

Normalerweise ist es am günstigsten, einen Teiler vor Betriebsbeginn zurückzustellen. In diesem Fall läuft er immer im richtigen Zyklus. Manchmal hat es aber Vorteile, den Teiler, der meist von einem Oszillator angesteuert wird, mit der Betriebsspannung ein-

zuschalten. Dabei kann es passieren, daß zunächst einige undefinierte Zustände durchlaufen werden. Auch durch äußere Störungen kann der Teiler aus dem vorgesehenen Zyklus geraten. Findet der Teiler nach einigen Taktperioden selbst in seinen normalen Zyklus zurück, so spricht man von *selbststartenden Teilern*. Ist das nicht der Fall, so muß durch geeignete Maßnahmen (z. B. Rückstellen, Korrektur mit logischen Elementen, Löschimpulsfolge) der richtige Zyklus eingestellt werden. Die im folgenden vorgestellten Teiler sind selbststartend. Bei größeren Teilerfaktoren muß entsprechend lange gewartet werden, bis der Teiler eingeschwungen ist.

Nicht selbststartende Teiler sind z. B. die in [18] beschriebenen Schaltungen mit *D 191* und *D 195*. Sie benötigen eine Löschimpulsfolge, um den Grundzustand zu erreichen.

### **3.2. Frequenzteiler mit TTL-IS 7490, 7492, 7493**

Mit den TTL-IS 7490 (Dezimalzähler), 7492 (Modulo-12-Zähler) und 7493 (4-Bit-Binärzähler) lassen sich einfache Frequenzteiler mit verschiedenen Teilerfaktoren zusammenschalten. Das Prinzip ist die Rückstellung des Zählers vor Erreichen der Zählkapazität, indem die Ausgangssignale je nach Teilerfaktor unterschiedlich dekodiert an den Rückstelleingang des Zählers gelegt werden. Bei den Typen 7490, 7492 und 7493 enthält der Rückstelleingang auf Null bereits eine NAND-Schaltung mit 2 Eingängen ( $R_{01}$  und  $R_{02}$ ). Die Ausgänge, die bei der Zahl  $m$  (entspricht Teilerfaktor) ein H-Signal führen, werden mit  $R_{01}$  bzw.  $R_{02}$  verbunden. Erreicht der Zähler den  $m$ -ten Zustand, so wird  $R_{01}$  bzw.  $R_{02}$  rückgestellt. Der Zähler gelangt damit in den Grundzustand und läuft dann wieder bis zum  $m$ -ten Zustand. Die geteilte Frequenz wird an einem der Ausgänge abgenommen. Für den Typ 7490 sind die möglichen Teilerfaktoren und die dazu notwendigen Verbindungen in Tabelle 3.1. zusammengefaßt. In Bild 3.1 sind die bei allen Teilerfaktoren gleichen Verbindungen gezeigt. Für die Typen 7492 und 7493 gelten Bild 3.2 sowie die Tabellen 3.2. und 3.3. Einige Teilerfaktoren lassen sich nur mit zusätzlichen Gattern erzeugen, weil mehr als 2 Ausgänge ausgewertet werden müssen. Diese Varianten sind in den Bildern 3.3 und 3.4 dargestellt. Bild 3.4e zeigt eine zweite Möglichkeit für  $m = 11$ . Anhand des

Impulsdiagramms für den Teilerfaktor  $m = 7$  (Bild 3.3b) kann die Funktion dieser Teilerarten näher studiert werden.

Die maximale Eingangsfrequenz wird u. a. durch die Rückstellimpulsdauer (etwa 50 ns) begrenzt. Falls externe Gatter eingesetzt werden müssen, sind deren Durchlaufverzögerungszeiten eben-

**Tabelle 3.1. Notwendige Verbindungen für Frequenzteiler mit TTL-IS 7490**

| Teilerfaktor $m$ | Verbindung von   | $f_e$ am Anschluß | $f_a$ am Anschluß |
|------------------|--|-------------------|-------------------|
| 2                | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse   | E <sub>A</sub>    | Q <sub>A</sub>    |
| 3                | Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> und E <sub>B</sub><br>Q <sub>B</sub> mit R <sub>02</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 3                | Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> , Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 4                | Q <sub>C</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub><br>Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 4                | Q <sub>D</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub>   | E <sub>B</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 5                | Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> und E <sub>B</sub><br>Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 5                | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse   | E <sub>B</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 6                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 6                | Q <sub>D</sub> mit E <sub>A</sub> , Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>B</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>B</sub>    | Q <sub>A</sub>    |
| 8                | Q <sub>D</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub><br>Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 9                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> und R <sub>01</sub><br>Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 9                | Q <sub>D</sub> mit E <sub>A</sub> und R <sub>01</sub><br>Q <sub>A</sub> mit R <sub>02</sub>                    | E <sub>B</sub>    | Q <sub>A</sub>    |
| 10               | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse<br>Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub>                            | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |

**Tabelle 3.2. Notwendige Verbindungen für Frequenzteiler mit TTL-IS 7492**

| Teilerfaktor $m$ | Verbindung von   | $f_e$ am Anschluß | $f_a$ am Anschluß |
|------------------|--|-------------------|-------------------|
| 2                | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse   | E <sub>A</sub>    | Q <sub>A</sub>    |
| 3                | Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> und E <sub>B</sub><br>Q <sub>B</sub> mit R <sub>02</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 3                | Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> , Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 4                | Q <sub>C</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub><br>Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 4                | Q <sub>D</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub>   | E <sub>B</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| 5                | Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> und E <sub>B</sub><br>Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub>                    | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 5                | Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> , Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 6                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 6                | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse   | E <sub>B</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 7                | Q <sub>D</sub> mit E <sub>A</sub> , Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>B</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>B</sub>    | Q <sub>A</sub>    |
| 8                | Q <sub>D</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub> ,<br>Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 9                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> und R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 10               | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 12               | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , R <sub>01</sub> oder<br>R <sub>02</sub> mit Masse                          | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |

falls zu berücksichtigen. Die Ausgangsfrequenzen haben je nach Teilerfaktor unterschiedliche Tastverhältnisse. Ein Tastverhältnis 1:1 kann durch Nachschalten eines Trigger-FF erzielt werden. Außerdem muß dann die Eingangsfrequenz doppelt so groß sein wie vorher.

**Tabelle 3.3. Notwendige Verbindungen für Frequenzteiler mit TTL-IS 7493**

| Teilerfaktor $m$ | Verbindung von   | $f_e$ am Anschluß | $f_a$ am Anschluß |
|------------------|--|-------------------|-------------------|
| 2                | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse   | E <sub>A</sub>    | Q <sub>A</sub>    |
| 3                | Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> und E <sub>B</sub> ,<br>Q <sub>B</sub> mit R <sub>02</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 3                | Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> , Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 4                | Q <sub>C</sub> mit R <sub>01</sub> und R <sub>02</sub> ,<br>Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>B</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 4                | Q <sub>D</sub> mit R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| 5                | Q <sub>A</sub> mit R <sub>01</sub> und E <sub>B</sub> ,<br>Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 5                | Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> , Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 6                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>C</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 6                | Q <sub>C</sub> mit R <sub>01</sub> , Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub>  | E <sub>B</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 8                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>D</sub> mit R <sub>01</sub><br>und R <sub>02</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>C</sub>    |
| oder             |  |                   |                   |
| 8                | R <sub>01</sub> oder R <sub>02</sub> mit Masse   | E <sub>B</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 9                | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> und R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub>                  | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 10               | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>B</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 12               | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , Q <sub>C</sub> mit R <sub>01</sub> ,<br>Q <sub>D</sub> mit R <sub>02</sub> | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |
| 16               | Q <sub>A</sub> mit E <sub>B</sub> , R <sub>01</sub> oder<br>R <sub>02</sub> mit Masse                          | E <sub>A</sub>    | Q <sub>D</sub>    |

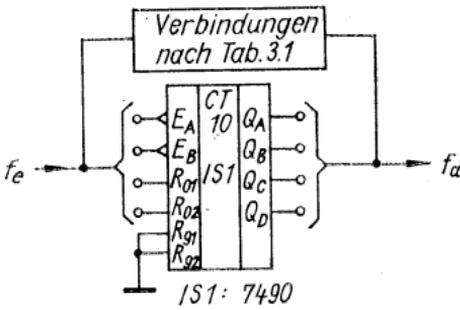


Bild 3.1  
Frequenzteiler mit  
TTL-IS 7490

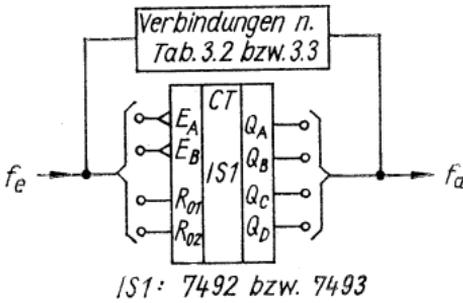


Bild 3.2  
Frequenzteiler mit  
TTL-IS 7492, 7493

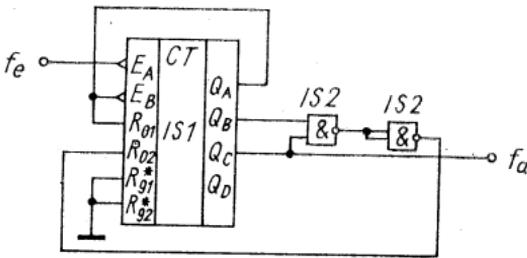
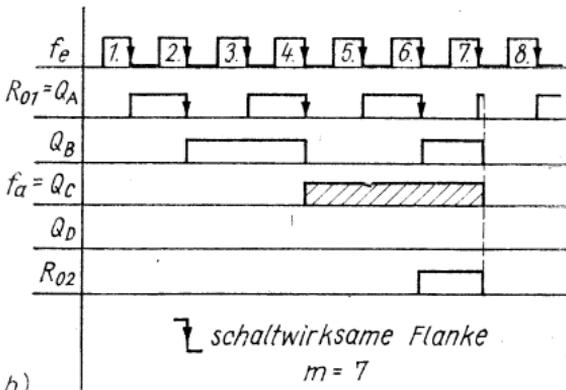
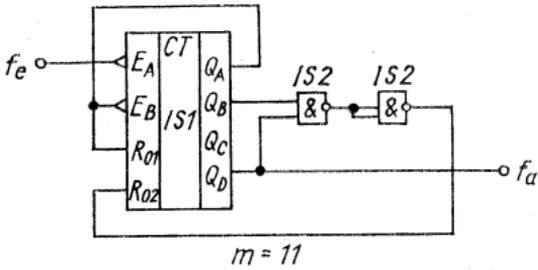


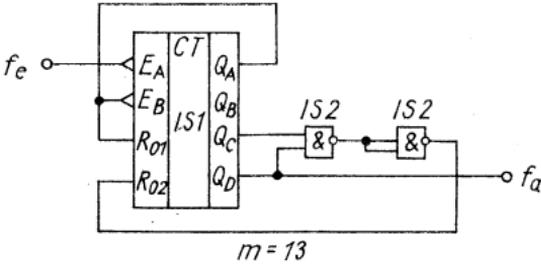
Bild 3.3  
Frequenzteiler mit  
TTL-IS 7490, 7492, 7493,  
Teilerfaktor  $m = 7$ ;  
a — Stromlaufplan,  
b — Impulsdiagramm

- a)  $m = 7$   
IS1: 7490, 7492, 7493 ; IS2: D100  
\*nur bei 7490 vorhanden

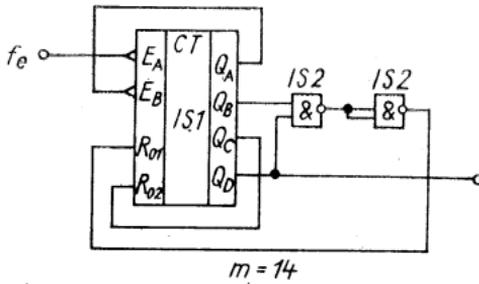




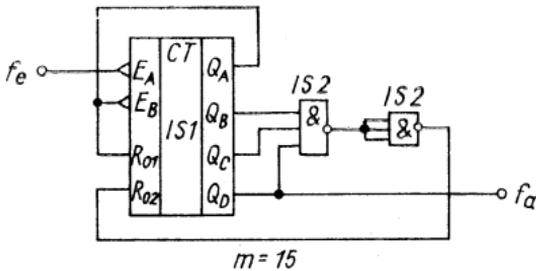
a) IS1: 7492 bzw. 7493 ; IS2: D100



b) IS1: 7493 ; IS2: D100



c) IS1: 7493 ; IS2: D100



d) IS1: 7493 ; IS2: D110

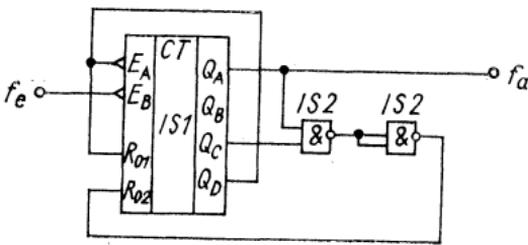


Bild 3.4  
 Frequenzteiler mit  
 TTL-IS 7492, 7493 und  
 D 100;  
 a —  $m = 11$ , b —  $m = 13$ ,  
 c —  $m = 14$ , d —  $m = 15$ ,  
 e —  $m = 11$

e) IS1: 7492 bzw. 7493 ; IS2: D100

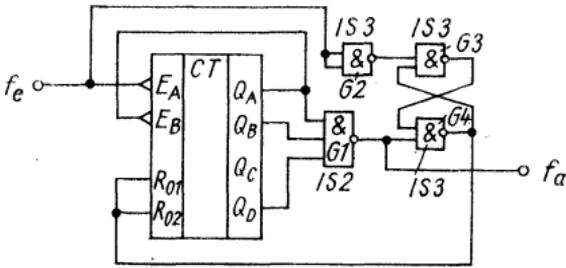


Bild 3.5  
 Modifizierte Frequenz-  
 teilerschaltung mit  
 TTL-IS 7493, D 100,  
 D 110, Teilerfaktor  
 $m = 11$

IS1: 7492 bzw. 7493 ; IS2: D110 ; IS3: D100

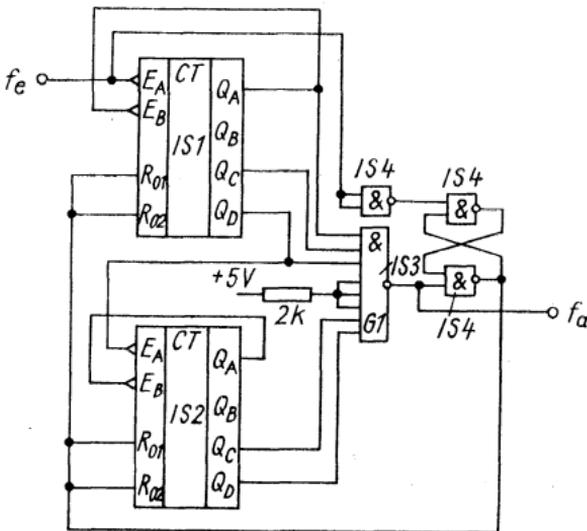
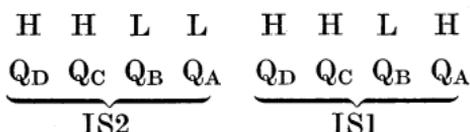


Bild 3.6  
 Frequenzteiler mit  
 TTL-IS 7493, D 100,  
 D 130, Teilerfaktor  
 $m = 205$

IS1, IS2: 7493 ; IS3: D130 ; IS4: D100

Eine etwas erweiterte Schaltung, die nach dem gleichen Prinzip arbeitet (Bild 3.5), nutzt für die Rückstellimpulsdauer die Zeit zwischen der (aktiven) H/L-Taktflanke und der nächsten L/H-Taktflanke aus. Nachdem der zu dekodierende Zustand erreicht ist, wird über G1 ein RS-FF (G3, G4) gestellt. Damit liegen  $R_{01}$  und  $R_{02}$  auf H-Signal, d. h., der Zähler wird rückgestellt. Mit der nächsten L/H-Flanke des Eingangssignals schaltet das RS-FF über G2 zurück und gibt damit den Zähler wieder frei.

Für Teilerfaktoren  $> 16$  kann man mehrere Teiler zusammenschalten. Bild 3.6 zeigt als Beispiel eine Schaltung für den Teilerfaktor  $m = 205$ . Der Ausgang von G1 geht auf L-Signal, wenn alle Eingänge auf H-Signal liegen. Das ist für den Zustand 205 der Fall.



Soll der Teilerfaktor mit einem Schalter wählbar sein, so bietet sich eine Schaltung gemäß Bild 3.7 an. Für die Dekodierung ist der TTL-IS 7442 (VRP: *UCY 7442 N*) vorgesehen. Dieser Dekoder liefert TTL-gerechte Ausgangssignale.

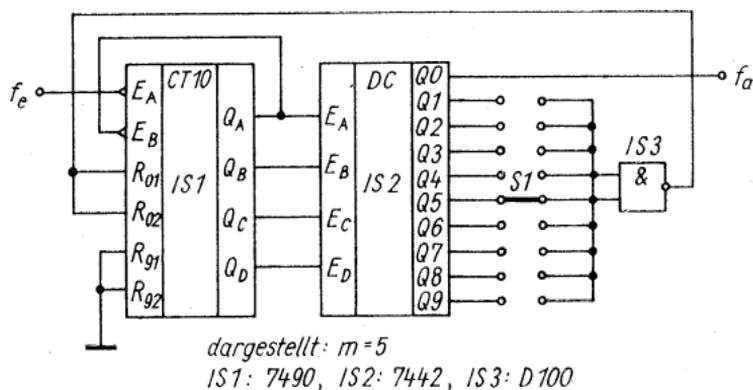
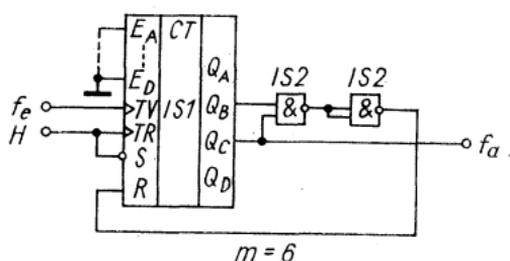


Bild 3.7 Frequenzteiler mit einstellbarem Teilerfaktor, aufgebaut mit TTL-IS 7490, 7442, D 100

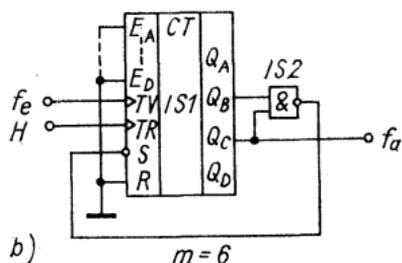
### 3.3. Frequenzteiler mit TTL-IS *D 192, D 193*

Das in Abschnitt 3.2. genannte Prinzip läßt sich auch für die Typen *D 192* und *D 193* anwenden. Bild 3.8a zeigt ein Beispiel für den Teilerfaktor  $m = 6$ . Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Dateneingänge  $E_A$  bis  $E_D$  auf L-Signal zu legen und mit dem dekodierten Zustand über den Ladeeingang  $S$  den Zähler auf Null zu stellen (Bild 3.8b). In beiden Fällen sind zur Dekodierung des gewünschten Zustandes externe Gatter erforderlich, weil nur ein Rückstell- bzw. Ladeeingang vorhanden ist.

Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse beim Rückwärtszählbetrieb. An den Eingängen  $E_A$  bis  $E_D$  wird der Teilerfaktor BCD-kodiert (*D 192*) bzw. rein binär kodiert (*D 193*) eingestellt. Da man durch Wechsel dieser Einstellung den Teilerfaktor ändern kann, spricht man von einem *programmierbaren Teiler* (Bild 3.9). Während des Betriebes müssen die Daten an  $E_A$  bis  $E_D$  stabil sein. Zum Beispiel lassen sich entsprechend kodierte Schalter oder ein Registerspeicher (7475 oder ähnlicher IS) dafür einsetzen.

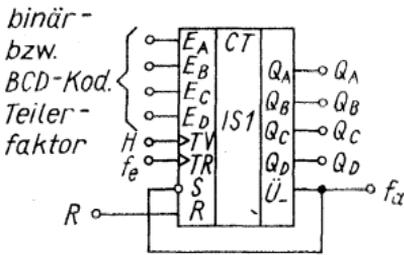


a) *IS1: D192 oder D193; IS2: D100*



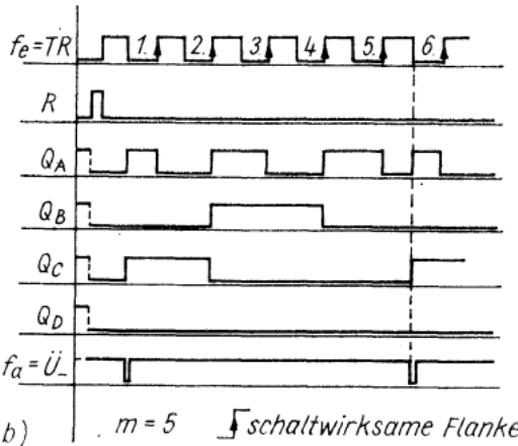
b) *IS1: D192 oder D193; IS2: D100*

Bild 3.8  
Frequenzteiler mit TTL-IS  
*D 192* oder *D 193* im Vorwärtszählbetrieb,  $m = 6$ ;  
a — Benutzung des Rückstelleingangs, b — Benutzung des Ladeeingangs



a) IS1: D192 oder D193

Bild 3.9  
 Programmierbarer Frequenzteiler  
 mit TTL-IS D 192 oder D 193 im  
 Rückwärtszählbetrieb;  
 a — Stromlaufplan,  
 b — Impulsdiagramm für  $m = 5$



Anhand des Impulsdiagramms (Bild 3.9b) soll die Wirkungsweise verdeutlicht werden. Als Beispiel wird der Teilerfaktor  $m = 5$  gewählt. Nach dem Rückstellsignal ist der Zähler im Grundzustand ( $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = L$ ). Mit der darauffolgenden H/L-Flanke am Takteingang  $T_R$  („rückwärts“) entsteht am Übertragungsausgang  $\ddot{U}_-$  („rückwärts“) ein H/L-Wechsel. Da  $\ddot{U}_-$  mit dem Ladeeingang  $S$  verbunden ist, wird in diesem Augenblick der Zähler auf den durch  $E_A$  bis  $E_D$  vorgegebenen Wert (hier 5) gestellt. Die nun folgende L/H-Flanke an  $T_R$  setzt den Zähler in den Zustand 4. Der Rückwärtszählbetrieb geht nun so weiter vor sich. Mit der L/H-Flanke des 5. Taktimpulses erreicht der Zähler den Grundzustand. Die nun folgende H/L-Flanke wird über  $\ddot{U}_-$  an  $S$  übertragen und damit der Zähler wieder auf 5 voreingestellt. Der Vorgang setzt sich in dieser Weise fort. Der Impuls an  $\ddot{U}_-$  ist mit etwa 50 ns relativ kurz. Er kann mit üblichen Verfahren, z. B. mit Monoflop, verlängert werden. Zur Abschätzung der maximalen Eingangsfrequenz reicht das Impulsdiagramm in Bild 3.9b nicht aus.

Legt man die maximalen internen Verzögerungszeiten (Worst-case-Bedingungen) zugrunde, so kann man für einen sicheren, von Exemplarstreuungen unabhängigen Betrieb eine obere Eingangsfrequenz folgendermaßen abschätzen. Das gilt zunächst für den Einzelbetrieb eines *D 192* oder *D 193* als Teiler nach Bild 3.9. Die H/L-Taktflanke, die an  $\ddot{U}_-$  den H/L-Wechsel bewirken soll, wird bis zum Ausgang  $\ddot{U}_-$  um maximal 24 ns intern verzögert. Weiter vergehen maximal 55 ns (40 ns bis Q, 15 ns bis  $\ddot{U}_-$ ), bis der durch S eingestellte Teilerfaktor über die FF-Ausgänge den L/H-Wechsel an  $\ddot{U}_-$  auslöst. Von diesem Zeitpunkt an müssen noch mindestens 20 ns vergehen, bis die für den Zählbetrieb schaltwirksame L/H-Taktflanke erscheinen darf. Das ist notwendig, weil das H-Signal am S-Eingang zunächst die Stell-  
 eingänge der FF sperren muß. Im Ergebnis erhält man für den L-Zustand des Eingangssignals eine minimale Dauer von 99 ns unter Worst-case-Bedingungen (Bild 3.10a). Geht man von einem Rechtecksignal aus, so ergibt sich eine minimale Periodendauer von 198 ns. Das entspricht einer maximalen Eingangsfrequenz von 5,05 MHz.

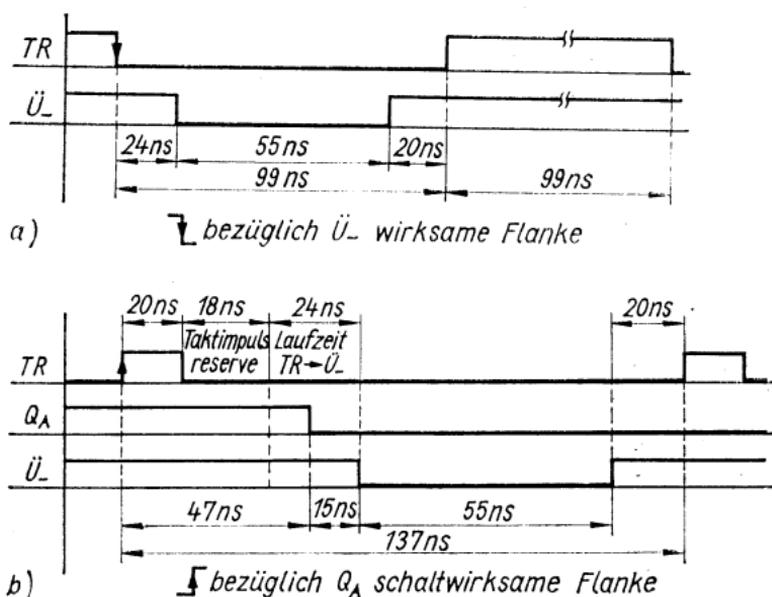


Bild 3.10 Impulssdiagramm zur Abschätzung der maximalen Eingangsfrequenz bei *D 192*, *D 193* im Teilerbetrieb;  
 a — sym. Taktsignal, b — 20 ns-H-Taktsignalbreite

In praktischen Untersuchungen lagen die erzielten Werte weit-  
 aus höher. Bei mehrstufigen Teilern konnten etwa 180% der  
 Worst-case-Frequenz verarbeitet werden. Bis zu 220% der  
 Worst-case-Frequenz arbeiteten sie noch stabil, allerdings in  
 einem  $(m + 1):1$ -Teilermodus. Nach Bild 3.10a trägt die Zeit, in  
 der das Taktsignal im H-Zustand ist, nicht viel zum Funktionieren  
 des Teilers bei. Für einen sicheren Betrieb werden nur  
 20 ns H-Taktzustand benötigt. Beachtet man nun, daß von der  
 L/H-Taktflanke bis zum Umschalten des noch interessierenden  
 Ausganges  $Q_A$  maximal 47 ns vergehen können, und daß bis  
 zum Ausgang  $\ddot{U}_-$  noch eine Laufzeit von maximal 15 ns entstehen  
 kann, so erscheint die H/L-Flanke an  $\ddot{U}_-$  nach 62 ns. Jetzt müssen  
 noch die maximal 55 ns addiert werden, die vom Laden des Teiler-  
 faktors bis zur L/H-Flanke an  $\ddot{U}_-$  vergehen. Außerdem sind noch  
 20 ns wegen des Sperrens der Dateneingänge zu berücksichtigen.  
 Insgesamt ergibt sich eine Taktperiodendauer von  $T_{20} = 47 \text{ ns} +$   
 $15 \text{ ns} + 55 \text{ ns} + 20 \text{ ns} = 137 \text{ ns}$ . Das entspricht einer maximalen  
 Eingangsfrequenz von 7,3 MHz (s. hierzu Bild 3.10b).

Mit einer einfachen Impulsformerschaltung (z. B. aus *D 100*-  
 Gattern) kann man einen 20 ns breiten Taktimpuls bereitstellen  
 und damit die maximale Eingangsfrequenz beim Teilerbetrieb  
 um etwa 44% erhöhen.

Aus Bild 3.10b läßt sich auch ablesen, daß man unter Worst-  
 case-Bedingungen die Taktsignalbreite gegenüber den minimal  
 geforderten 20 ns sogar noch um 18 ns erhöhen kann, ohne eine  
 Einbuße an maximaler Eingangsfrequenz zu erleiden. Für die

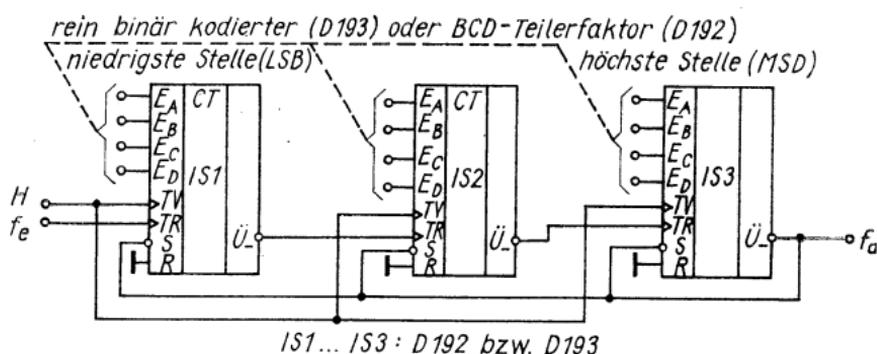


Bild 3.11 Schaltbeispiel eines programmierbaren Teilers mit TTL-IC  
*D 192* oder *D 193*

Toleranz der Impulsformerschaltung ergeben sich daraus z. B.  $\pm 9$  ns, wenn man die Signalbreite mit 29 ns dimensioniert, also  $\pm 31\%$ . Praktisch ist es jedoch meist günstiger, mit nur 20 ns Taktimpulsbreite zu arbeiten, denn dann können oft höhere Eingangsfrequenzen erreicht werden, weil Worst-case-Bedingungen nur selten vorliegen.

Schaltet man mehrere Teiler hintereinander (Bild 3.11), so müssen die Laufzeiten von  $T_R$  zu  $\dot{U}_-$  mit maximal je 24 ns zusätzlich ab 2. Teiler berücksichtigt werden. In den nachfolgenden Formeln ist das berücksichtigt. Sie gelten für eine beliebige Anzahl von IS unter Worst-case-Bedingungen.

Für ein Eingangssignal mit symmetrischem Tastverhältnis gilt:

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\text{sym}}} = \frac{1}{2 \cdot [99 \text{ ns} + (a - 1) \cdot 24 \text{ ns}]}$$

Beträgt die Impulsbreite des Eingangssignals 20 ns, so gilt:

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{20}} = \frac{1}{137 \text{ ns} + (a - 1) \cdot 24 \text{ ns}};$$

$a$  — Anzahl der IS.

**Tabelle 3.4. Maximale Teilerfrequenzen unter Worst-case-Bedingungen für D 192 und D 193**

| Anzahl der IS | $f_e$ in MHz.                               |                           |
|---------------|---|---------------------------|
|               | Taktsignal mit symmetrischem Tastverhältnis | 20-ns-H-Taktsignallbreite |
| 1             | 5,05  | 7,3                       |
| 2             | 4,07  | 6,21                      |
| 3             | 3,4   | 5,41                      |
| 4             | 2,92  | 4,78                      |
| 5             | 2,56  | 4,29                      |
| 6             | 2,28  | 3,89                      |
| 7             | 2,06  | 3,56                      |
| 8             | 1,87  | 3,28                      |
| 9             | 1,72  | 3,04                      |
| 10            | 1,59  | 2,83                      |

In Tabelle 3.4. sind die maximalen Eingangsfrequenzen unter Worst-case-Bedingungen für bis zu 10 hintereinandergeschaltete IS aufgeführt.

### 3.4. Frequenzteiler mit CMOS-IS

Die Vielfalt der Möglichkeiten, Frequenzteiler mit CMOS-IS aufzubauen, ist besonders groß und gestattet keine auch nur einigermaßen vollständige Darstellung in dieser Broschüre. Es gibt heute bereits spezielle Teiler in LSI-Technik, die kaum noch Wünsche offenlassen.

Wie schon bei den Zehlschaltungen in CMOS-Technik sollen auch hier nur einige Beispiele stellvertretend für die vielen möglichen Varianten stehen und an die interessante CMOS-Technik heranhelfen. Zum besseren Verständnis der CMOS-Teiler lese man auch Abschnitt 2.7.1. (Teil 1). Die dort angegebenen Zehlschaltungen lassen sich auch als Teiler einsetzen. Deshalb werden an dieser Stelle nur ergänzende Beispiele aufgeführt.

Bild 3.12 zeigt den Stromlaufplan eines synchronen 3:1-Teilers mit dem CMOS-FF 4013. Die ungeradzahlige Teilung ergibt sich, indem der Rückstelleingang von FF1 während des 3. Taktimpulses

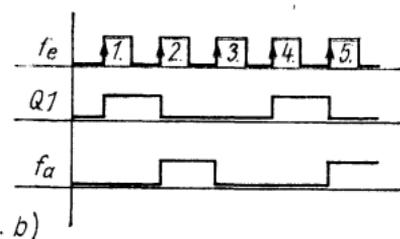
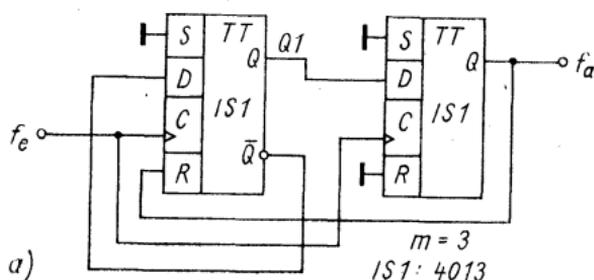


Bild 3.12  
Synchroner 3:1-Teiler  
mit CMOS-IS 4013;  
a — Stromlaufplan,  
b — Impulsdiagramm

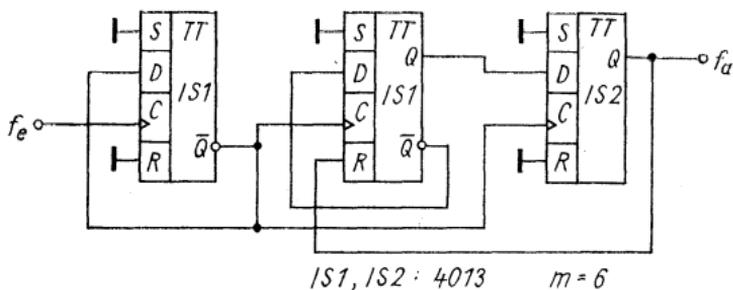


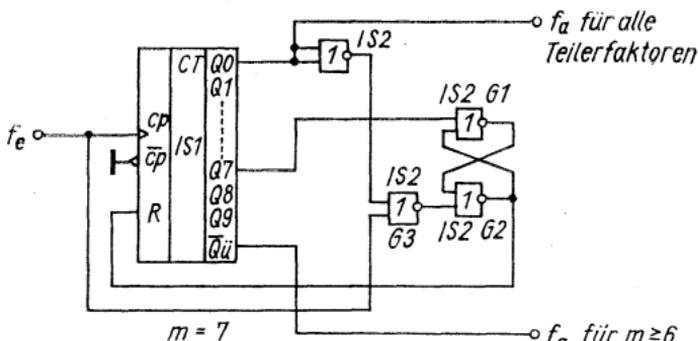
Bild 3.13 Asynchroner 6:1-Teiler mit CMOS-IS 4013

ses auf H gehalten wird. Bis zum 2. Taktimpuls arbeitet die Schaltung wie ein 4:1-Teiler. Mit der L/H-Flanke des 3. Taktimpulses wird FF2 ausgeschaltet und gibt erst danach den R-Eingang von FF1 frei. FF1 konnte deshalb mit dem 3. Taktimpuls nicht einschalten. Damit ist der Grundzustand wieder erreicht, und der Vorgang beginnt von vorn.

Der 3:1-Teiler läßt sich einfach zum asynchronen 6:1-Teiler durch Vorschalten eines Trigger-FF erweitern (Bild 3.13).

Zur Einstellung von Teilerfaktoren zwischen 2 und 10 kann man vorteilhaft den CMOS-Zähler 4017 einsetzen. Eine Beschreibung dieses IS ist in Abschnitt 2.3.5. gegeben. Da 10 dekoderte Dezimalausgänge zur Verfügung stehen, ist es sehr einfach, das bereits in Abschnitt 3.2. vorgestellte Prinzip der Rückstellung des Zählers vor Erreichen der Zählkapazität anzuwenden.

Bild 3.14 zeigt den Stromlaufplan des Teilers für den Teilerfaktor  $m = 7$ . Der noch benötigte CMOS-IS 4001 (UdSSR-Äquivalent: *K 561 LE 5*) enthält 4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen.



a) IS1: 4017 ; IS2: 4001

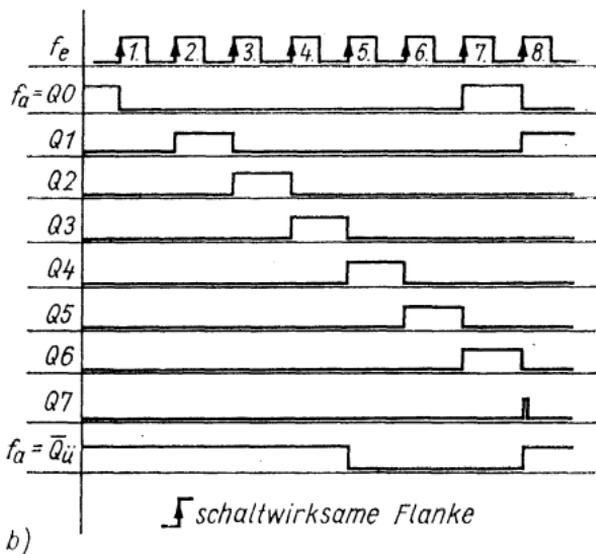


Bild 3.14 Einstellbarer Teiler mit Teilerfaktor  $m = 2$  bis 10, aufgebaut mit CMOS-IS 4017, 4001;  
a — Stromlaufplan, b — Impulsdiagramm

damit das aus G1 und G2 gebildete RS-FF so, daß am Ausgang von G2 und damit auch an R ein H-Signal entsteht und der Zähler in den Zustand 0 zurückkehrt. Die nächste H/L-Flanke der Eingangsimpulsfolge stellt das RS-FF über G3 zurück und gibt damit den Zähler wieder frei. Die geteilte Frequenz läßt sich an Q0 abnehmen. Für Teilerfaktoren  $m \geq 6$  kann dazu auch der Übertragsausgang  $\overline{Q_u}$  dienen. An  $\overline{Q_u}$  erscheint ab Zustand 6 L-Signal. Nach dem Rückstellen ist  $\overline{Q_u}$  wieder auf H-Signal. Einzelheiten können aus dem Impulsdiagramm in Bild 3.14b ersehen werden, das für  $m = 7$  gilt.

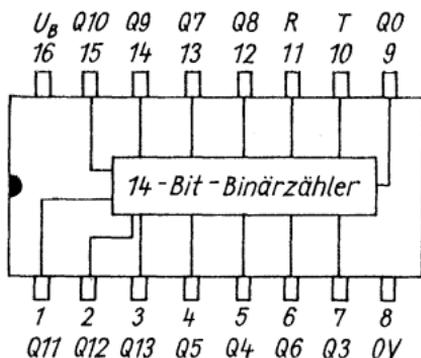


Bild 3.15  
Anschlußbelegung des  
CMOS-IS 4020

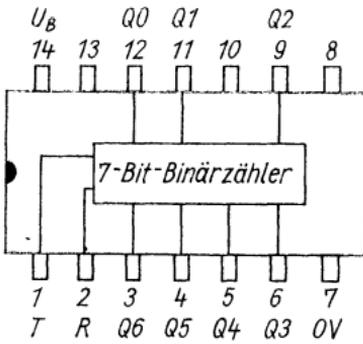


Bild 3.16  
Anschlußbelegung des CMOS-IS 4024

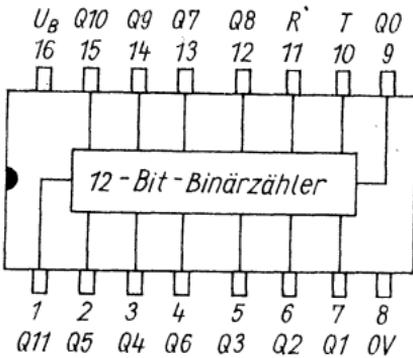


Bild 3.17  
Anschlußbelegung des  
CMOS-IS 4040

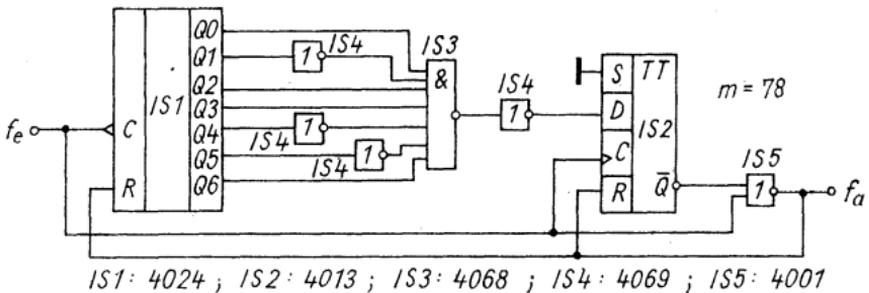


Bild 3.18 Einstellbarer CMOS-Teiler (Teilerfaktor bis 128), dargestellt für  $m = 78$

Außerordentlich vielseitig einsetzbar sind die asynchronen Binärteiler-IS 4020 (14 Bit), 4024 (7 Bit) und 4040 (12 Bit), deren Anschlußbelegung aus den Bildern 3.15 bis 3.17 hervorgeht. Sie werden mit der H/L-Flanke am Takteingang T geschaltet. Mit H-Signal am Rückstelleingang R stellt man den Grundzustand ein. Als Beispiel ist der Typ 4024 in einem einstellbaren Frequenz-

teiler gezeigt (Bild 3.18). Über IS3 und IS4 wird der letzte gültige Zustand dekodiert und steht als H-Signal am D-Eingang von IS2. Mit der nächsten L/H-Flanke der Eingangsimpulsfolge schaltet das D-FF ein. Wenn nun die H/L-Flanke am NOR-Gatter (IS5) erscheint, kann dieses am Ausgang auf H schalten und damit IS1 und IS2 zurückstellen. Anschließend beginnt dieser Vorgang wieder von vorn.

### 3.5. Frequenzteiler mit nichtganzzahligem Teilerfaktor

Diese Teiler nehmen eine Sonderstellung unter den Frequenzteilern auf Zählbasis ein. Das Kennzeichen dieser Teiler besteht darin, daß abhängig von einem angelegten Bitmuster nur ein Teil der Eingangsimpulse am Ausgang erscheinen. Im Prinzip sind es keine echten Frequenzteiler, denn es wird keine entsprechend dem Teilverhältnis regelmäßige Folge von Ausgangsimpulsen erzielt. Die Ausgangsimpulse haben voneinander verschiedene Abstände, so daß sich mehrere Tastverhältnisse ergeben. Praktisch wird eine Eingangsimpulszahl in einem durch Voreinstellung gegebenen Verhältnis reduziert. Deshalb hat sich im Englischen für solche Teiler der Ausdruck „Binary Rate Multiplier“ eingebürgert. Darin kommt zum Ausdruck, daß die Eingangsimpulszahl mit einem Binärteilerfaktor multipliziert und deshalb kleiner wird. Im Deutschen ist kein entsprechender Ausdruck bekannt, weshalb im folgenden die Abkürzung BRM eingeführt wird. Der Einsatz solcher BRM ist z. B. in Rechenschaltungen auf Zählbasis zur Operandenaufbereitung gegeben. Andere Anwendungen sind spezielle Frequenzteiler und A/D- bzw. D/A-Wandler.

Einen einfachen BRM (Bild 3.19) kann man mit 2 D-FF und NAND-Gattern aufbauen. Sein Teilerfaktor ist  $m = 4/3$ , d. h., für 4 Eingangsimpulse erhält man 3 Ausgangsimpulse. Während des 1. bis 3. Taktimpulses liegt mindestens 1 Eingang von G1 an L und damit an Punkt A ein H-Signal, so daß über G2 das Takt-signal den Ausgang B erreichen kann. Jeder 4. Taktimpuls wird ausgeblendet, weil dann A auf L liegt.

Ein BRM als TTL-IS stellt der Typ 7497 (UdSSR-Äquivalent: *K 155 IE 8*) dar. Der Schaltkreis (Bild 3.20; Tabelle 3.5.) enthält einen synchronen 6-Bit-Binärzähler und ein kombinatori-

ches Netzwerk, in das neben die für den Teilerfaktor maßgebenden Eingänge auch alle FF-Ausgänge eingehen. Je nach Zählerstand und eingestelltem Teilerfaktor können die Taktimpulse den Ausgang  $\bar{Q}$  über die entsprechenden Verknüpfungsgatter er-

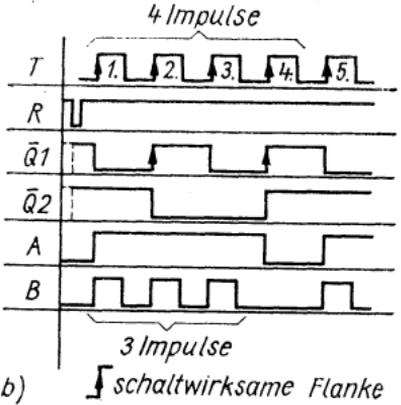
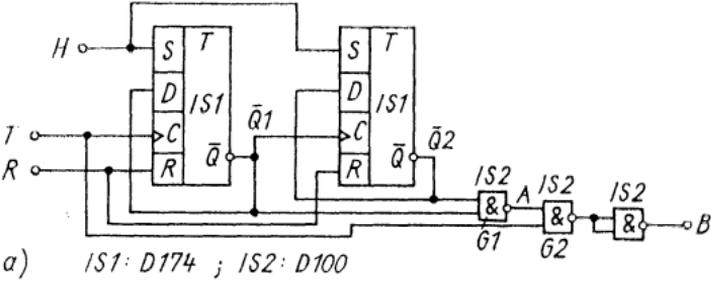


Bild 3.19  
BRM mit Teilerfaktor  $m = 4/3$ ,  
aufgebaut mit TTL-IS D 174,  
D 100; a — Stromlaufplan,  
b — Impulsdiagramm

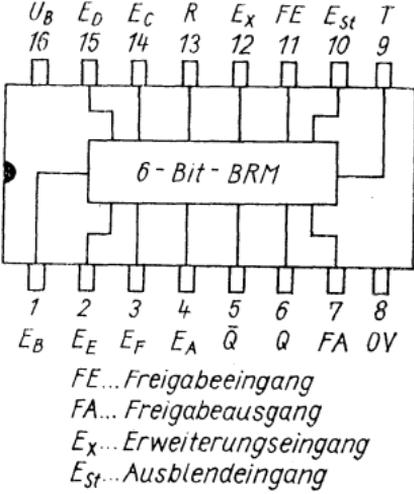


Bild 3.20  
Anschlußbelegung des  
TTL-IS 7497

**Tabelle 3.5. Logische Daten der TTL-IS 7497 und 74167**

| R | FE | E <sub>st</sub> | E <sub>x</sub> | Q | $\bar{Q}$ | FA | Funktion                |
|---|----|-----------------|----------------|---|-----------|----|-------------------------|
| H | X  | H               | H              | L | H         | H  | Rückstellen             |
| L | L  | L               | L              | H | X         | X  | Sperrung des Ausgangs Q |
| L | L  | L               | H              | X | X         | X  | Teilerbetrieb           |

X - H- oder L-Signal

reichen oder werden ausgeblendet. Die FF-Ausgänge der internen Zähler-schaltung sind dabei so berücksichtigt, daß sich für die Eingänge zur Einstellung des Teilerfaktors  $m$  eine rein binäre Kodierung wie folgt ergibt:

$$m = \frac{64}{M},$$

wobei  $M \geq 1$  ist und durch E<sub>A</sub> bis E<sub>F</sub> gebildet wird.

$$M = E_A \cdot 2^0 + E_B \cdot 2^1 + E_C \cdot 2^2 + E_D \cdot 2^3 + E_E \cdot 2^4 + E_F \cdot 2^5.$$

Die Zahl  $M$  wird also durch Addition derjenigen 2er-Potenzen gebildet, deren zugeordnete Eingänge H-Signal führen.

*Beispiel:*

$$E_A = H, E_B = H, E_C = L, E_D = L, E_E = H, E_F = L \\ M = 2^0 + 2^1 + 2^4 = 19.$$

Der Teilerfaktor  $m$  ist dann  $m = \frac{64}{19}$ .

Insgesamt können Teilerfaktoren zwischen  $\frac{64}{63}$  und  $\frac{64}{1}$  eingestellt werden. Für  $M = 0$  erscheinen am Ausgang keine Impulse. Mit L-Signal an FE wird der BRM freigegeben. Über den Ausblendeingang E<sub>st</sub> läßt sich der Ausgang  $\bar{Q}$  mit H-Signal sperren. Die Ausgangsimpulse werden an  $\bar{Q}$  abgenommen. Der Erweiterungseingang E<sub>x</sub> steuert den Ausgang Q an, damit bei der Zusammenschaltung mehrerer IS alle Einzelteilerfaktoren einen binär bewertbaren Gesamteilerfaktor ergeben. Deshalb wird  $\bar{Q}$  des vor-

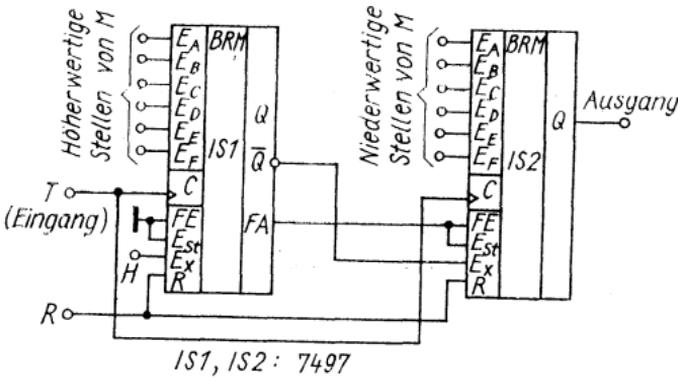


Bild 3.21 Zusammenschaltung von 2 TTL-IS 7497 zu einem 12-Bit-BRM

geschalteten BRM jeweils mit  $E_x$  des nachfolgenden BRM verbunden. Der vorgeschaltete BRM erhält damit immer die höherwertigen Binäreingänge zur Darstellung von  $M$ . Der Rückstellungseingang  $R$  hat Vorrang und ist mit H-Signal aktiv.

Die komplette Zusammenschaltung zweier 7497 zu einem 12-Bit-BRM zeigt Bild 3.21. Damit sind Teilerfaktoren zwischen  $\frac{4096}{4095}$

und  $\frac{4096}{1}$  einstellbar.

Ein ähnlich aufgebauter BRM ist der TTL-IS 74167 (UVR-

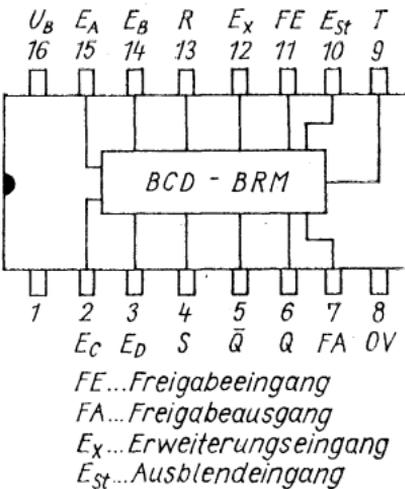


Bild 3.22  
Anschlußbelegung des  
TTL-IS 74167

Äquivalent: 74167 PC). Er enthält einen Dezimalzähler und das für den Betrieb als BRM erforderliche kombinatorische Netzwerk (Bild 3.22). Es können Teilerfaktoren  $m = \frac{10}{M}$  eingestellt werden.

$M$  läßt sich zwischen 1 und 9 im BCD-8-4-2-1-Kode wählen. Die logischen Daten sind dem Typ 7497 ähnlich und gehen aus Tabelle 3.5. hervor. Am Eingang S wird auf 9 voreingestellt. Die Zusammenschaltung mehrerer 74167 ist analog zu der für 7497 geltenden vorzunehmen.

In [23] wird ein interessantes Verfahren zur nichtganzzahligen Teilung angegeben, das gegenüber dem BRM ein symmetrisches Tastverhältnis des Ausgangssignals ermöglicht. Das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsfrequenz wird in Primzahlen zerlegt. Die daraus resultierende Darstellung teilt man dann in folgende Bruchfaktoren auf:

**Teil 1:**  $1/2$ , zur Erzielung eines symmetrischen Tastverhältnisses;

**Teil 2:**  $\frac{1}{n_1^k \cdot n_2^1 \cdot \dots}$   $n_1, n_2 \dots$  ganzzahlige Teilerfaktoren;

**Teil 3:**  $\frac{x}{y}$ , als nichtganzzahligen Rest.

Zunächst realisiert man Teil 3 durch einen BRM, dem die Eingangsfrequenz zugeführt wird. Daran schließt sich Teil 2, bestehend aus einer Reihe von ganzzahligen Teilern, an. Schließlich folgt ein 2:1-Teiler (Teil 1), der ein symmetrisches Tastverhältnis der Ausgangsfrequenz gewährleistet.

Bei dem in [23] angegebenen Beispiel wird die Teilung von 1 MHz auf 150 Hz (Teilerfaktor 6666,67) gezeigt.

Zerlegung in Primzahlen:

$$\frac{150}{1\,000\,000} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 5^2}{2^6 \cdot 5^6} = \frac{3}{2^5 \cdot 5^4}$$

Bildung der Teile 1 bis 3:

$$\frac{3}{2^5 \cdot 5^4} = \underbrace{\frac{3}{4}}_{\text{Teil 1}} \cdot \underbrace{\frac{1}{2^2 \cdot 5^4}}_{\text{Teil 2}} \cdot \underbrace{\frac{1}{2}}_{\text{Teil 3}}$$

3

Während für Teil 3 ein BRM ( $m = 4/3$ ; z. B. nach Bild 3.19) aufgebaut werden muß, genügen für Teil 2 herkömmliche ganzzahlige Teiler (2 2:1-Teiler und 4 5:1-Teiler). Teil 1 besteht aus einem weiteren 2:1-Teiler.

Der Vorteil gegenüber einer PLL-Schaltung, mit der man ebenfalls nahezu beliebige Teilverhältnisse realisieren kann, besteht in der geringen Einschwingzeit bei Frequenzwechsel und dem geringeren Schaltungsaufwand. Nachteilig ist, daß sich jeweils nur ein Teilerfaktor wählen läßt, während die PLL-Schaltung eine Vielzahl von Ausgangsfrequenzen erzeugen kann. Weitere Einzelheiten sowie Fehlerbetrachtungen können aus [23] ersehen werden.

### 3.6. Teiler für hohe Frequenzen

Die in der VHF- und UHF-Technik benötigten Frequenzteiler werden in ECL-Technik (Emittergekoppelte Logik) hergestellt. Diese ungesättigte Logik ermöglicht die notwendigen geringen Schaltverzögerungszeiten im Bereich weniger Nanosekunden. Damit lassen sich integrierte Teiler für Frequenzen bis etwa 1,5 GHz herstellen. Der dekadische Teiler *SP 8665 B* der englischen Firma *Plessey* arbeitet z. B. bis 1 GHz bei einem Eingangssignal von etwa 600 mV und einer typischen Verlustleistung von 550 mW.

Solche Vorteiler (engl. Prescaler) gestatten es auf einfache Weise, den Frequenzbereich eines Zählfrequenzmessers erheblich zu erweitern. Sie arbeiten meist rein binär (2:1, 4:1, 8:1, 16:1, 64:1) oder dekadisch. Vor einiger Zeit wurden sie mit Tunneldioden oder ECL-Flip-Flop realisiert. Heute sind sie, wie schon erwähnt, als IS erhältlich. Neuerdings finden diese „superschnellen“ Teiler auch Eingang in die Konsumgüterelektronik. Innerhalb integrierter Abstimmssysteme für Rundfunk- und Fernsehgeräte, die auf Frequenzsynthese und digitaler Frequenzanzeige beruhen (z. B. *VALVO*-System *RTS* oder *Siemens*-System *SDA 100*), werden sie zur Teilung der Tunerfrequenzen eingesetzt. Als Beispiel sei der *Siemens*-Typ *S 0436* genannt, der als 64:1-ECL-Teiler im Bereich 80 MHz bis 1 GHz arbeiten kann. Für den Amateur sind solche IS derzeit noch schwer erhältlich. Deshalb sollen Schaltungstechnik und Einsatz dieser Teiler nicht weiter

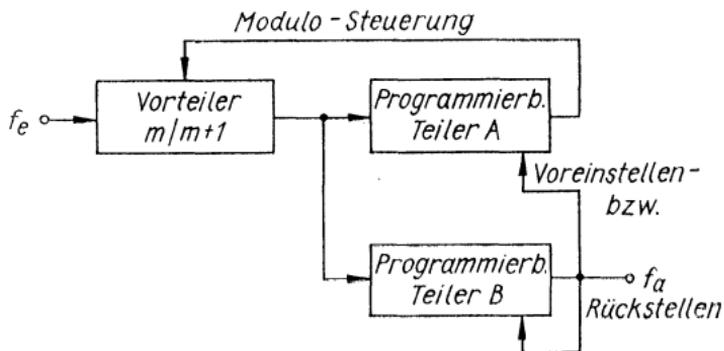


Bild 3.23 Prinzip des Zwei-Modulo-Teilers

ausgeführt werden. Für den UKW-Amateur dürften sich zukünftig gute Chancen bieten, seine Frequenzen direkt messen zu können.

Für die Frequenzsynthese im VHF- und UHF-Bereich werden ebenfalls solche Teiler benötigt. Hier ergibt sich meist noch die zusätzliche Forderung nach Programmierbarkeit. Mit *Schottky-TTL-IS* erreicht man dabei meist nicht viel mehr als 30 MHz, und in ECL-Technik liegen die Grenzen für programmierbare Teiler herkömmlicher Schaltungstechnik etwa beim doppelten bis dreifachen Wert, also nicht ausreichend im VHF- und UHF-Bereich. Man bedient sich dann meist einer speziellen Teiler-technik, die als *Zwei-Modulo-Teiler-Technik* bezeichnet wird. Ein Vorteiler, der z. B. im Bereich bis 1 GHz arbeiten kann, hat einen Steuereingang, über den sich sein Teilerfaktor umsteuern läßt. Er weist also 2 Teilerfaktoren auf.

Bild 3.23 zeigt das Prinzip. Zunächst steuert der Zwei-Modulo-Teiler mit dem Teilerfaktor  $m + 1$  die programmierbaren Teiler niedrigerer maximaler Eingangsfrequenz A (Teilerfaktor  $m_A$ ) und B (Teilerfaktor  $m_B$ ) an. A stellt den Zwei-Modulo-Teiler auf den Teilerfaktor  $m$  um, wenn durch  $m_A$  geteilt worden ist. Nun wird mit Teilerfaktor  $m$  weitergeteilt. Ist auch  $m_B$  erreicht, so gibt es einen Ausgangsimpuls, und die Teiler A und B werden wieder voreingestellt. Im Ergebnis erhält man folgenden Teilerfaktor:

$$m_{\text{ges}} = m_A (m + 1) + m (m_B - m_A) .$$

Diese Gleichung läßt sich vereinfachen zu

$$m_{\text{ges}} = m m_B + m_A \text{ für } m_B > m_A .$$

Bedingung ist, daß  $m_B$  nicht kleiner als  $m_A$  wird, sonst würde praktisch immer durch  $m + 1$  geteilt. Daraus ergibt sich eine Grenze für einen minimalen Teilerfaktor:

Wenn jedes Teilverhältnis einstellbar sein soll, muß Teiler A bis  $m - 1$  teilen können. Da  $m_B > m_A$  gilt, ist  $m_{B \min} = m$ .

Damit wird der minimale Gesamtteilerfaktor  $m_{\text{ges min}}$ :

$$m_{\text{ges min}} = m m_{B \min} + m_{A \min} = m \cdot m + 0 = m^2 .$$

Bei einem Zwei-Modulo-Teiler mit  $m = 10/11$  beträgt der minimale Teilerfaktor beispielsweise 100. Zu niedrigeren Teilerfaktoren gelangt man z. B. mit einem Drei-Modulo-Teiler, dessen Steuerung jedoch etwas aufwendiger ist. Der Teiler A muß die Umschaltung des Modulo-Betriebes sehr schnell durchführen können. Bei  $f_e = 350$  MHz und  $m = 10$  stehen nur 23 ns zur Verfügung.

## 4. Elektronische Zählmeßgeräte

Die wissenschaftlich-technische Revolution hat bei elektronischen Meßgeräten in den letzten 10 Jahren zu außerordentlichen Fortschritten geführt. Durch neue Meßmethoden oder solche, die durch neue, moderne Bauelemente technisch realisierbar wurden, entstanden mehrere Generationen von Meßgeräten mit jeweils verbesserten elektrischen und ergonomischen Daten. Die wohl unvergleichlich schnelle Entwicklung der Mikroelektronik übernahm bei der Innovation in der elektronischen Meßtechnik die eigentliche Schlüsselrolle. Besonders die Digitaltechnik profitierte davon in einem Umfang, der vor 28 Jahren, als die Firma *Hewlett-Packard* ihren ersten elektronischen Zähler vorstellte, noch nicht für möglich gehalten worden wäre. Durch den breiten Einsatz von IS in elektronischen Zählmeßgeräten sind heute Frequenz-, Zeit- und Zeitdifferenzmessungen und über entsprechende Wandler eigentlich alle denkbaren Meßgrößen mit hoher Genauigkeit meßbar. ✓

Wie auch für die in Abschnitt 2. beschriebenen Zählaltungen ist für Zählmeßgeräte der Ausdruck „Elektronischer Zähler“ üblich, so daß im folgenden der Geräteaspekt damit angesprochen ist. In Abschnitt 4.1. wird der grundsätzliche Aufbau eines elektronischen Zählers anhand des Übersichtsschaltplanes besprochen. Die damit möglichen Meßprinzipien sind in Abschnitt 4.2. beschrieben. Zum Kennenlernen der Arbeitsweise, zur Abschätzung von Meßergebnissen und allgemein beim Umgang mit elektronischen Zählern sind neben deren Struktur besonders Eigenschaften wie Empfindlichkeit, Auflösung, Genauigkeit usw. wichtige aussagekräftige Charakteristika. Darauf wird in Abschnitt 4.3. näher eingegangen.

In Abschnitt 4.4. sind einige praktische Schaltbeispiele ausgewählter Baugruppen des elektronischen Zählers vorgestellt. Dem findigen Amateur muß es überlassen bleiben, sich daraus seine Anregungen zu entnehmen. Bauanleitungen für Zähler sind öfter in der Literatur erschienen. Hinweise kann man auch aus dem Literaturverzeichnis gewinnen. Die fortschreitende Technik gestattet nicht die Heraushebung der einen oder ande-

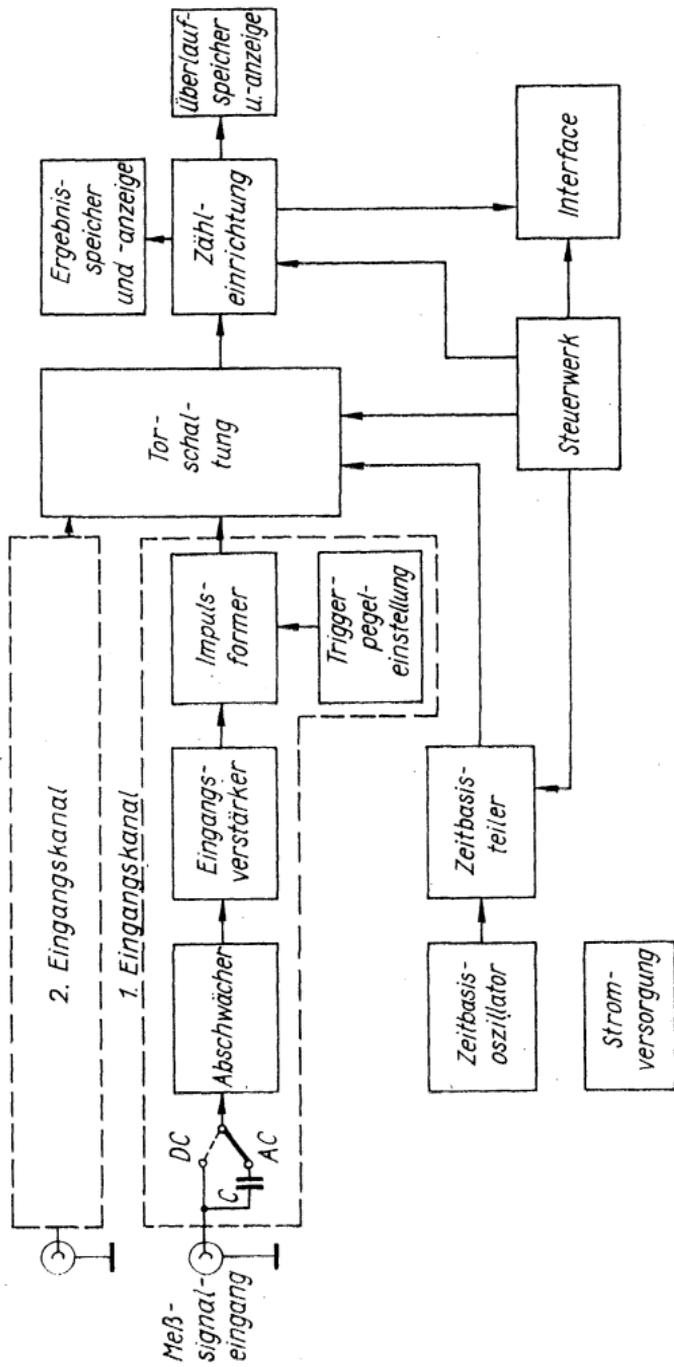


Bild 4.1 Übersichtsschaltplan des elektronischen Zählers

ren Schaltungsvariante als „Standardschaltung“, insbesondere, wenn man bedenkt, daß in der Praxis recht unterschiedliche Bedürfnisse und Wünsche bestehen. Ebenso unterschiedlich dürften die Möglichkeiten zu deren Realisierung sein (verfügbares Bauelementsortiment, technologische, konstruktive, und finanzielle Voraussetzungen).

In Abschnitt 4.5. wird kurz auf eine spezielle Anwendung der Zählmeßtechnik, die digitale Empfangsfrequenzanzeige, eingegangen.

#### 4.1. Aufbau eines elektronischen Zählers

Anhand von Bild 4.1 sollen die einzelnen Funktionsgruppen eines elektronischen Zählers näher vorgestellt werden. Eingangssignale gelangen über die Eingangsbuchse zum *Schalter AC — DC*. Man unterscheidet zwischen Wechselfspannungs- und Gleichspannungskopplung (AC bzw. DC). Bei AC ist die untere Frequenzgrenze verschieden von Null, weil der zur Trennung des Gleichanteils der Eingangsspannung fast ausschließlich verwendete Kondensator einen endlichen Wert hat. Bei kleinen Signalen, die mit einer Gleichspannung überlagert sind, ist die AC-Kopplung vorteilhaft. Sofern der Triggerpegel bei 0 V liegt, muß er dann nicht korrigiert werden, weil die Gleichspannung abgetrennt wird. Manche Frequenzzähler enthalten eine automatische Verstärkungsregelung (AGC), durch die das Signal immer im Triggerpegelbereich gehalten wird.

Mit einem umschaltbaren *Abschwächer* lassen sich große Eingangssignale soweit reduzieren, daß sie innerhalb des zulässigen Eingangssignalsbereiches des Verstärkers liegen. Mitunter erfüllen diese Funktion auch Spannungsteilertastköpfe, die an den Eingang angeschlossen werden, Abschwächer sollen innerhalb des Frequenzbereiches des Eingangsverstärkers so ausgelegt sein, daß sie das Meßsignal nicht frequenzabhängig, sondern nur reell bedämpfen. Allerdings sind die Forderungen im Vergleich zu Abschwächern in Meßgeneratoren oder Oszilloskopen meist geringer. Die einfachste Form eines Abschwächers, die sich einsetzen läßt, ist ein Potentiometer. Für höhere Ansprüche kommen umschaltbare Widerstandsnetzwerke (Spannungsteiler,

$\pi$ - oder T-Schaltungen) zum Einsatz. Geeichte Umschaltwerte des Abschwächers werden an der Frontplatte oft unter der Bezeichnung „Empfindlichkeit“ (engl. Sensitivity) angegeben. Üblich ist z. B. 0,01; 0,1; 1; 10 V Effektivwert. Dabei entspricht der Wert 0,01 V der Empfindlichkeit des Zählers ohne Abschwächer, die weiter verringert werden kann. Mitunter wird auch nur die Abschwächung dekadisch (z. B. 1:1, 1:10, 1:100) oder in dB (z. B. 0, 10, 20, 30 dB) angegeben. Es gibt auch Zähler, die den Abschwächer automatisch auf das Eingangssignal einstellen und auch sonst optimale Bedingungen für die Messung automatisch herstellen. Man bezeichnet diese Funktion als automatische Bereichswahl (engl. Autoranging). Sie soll hier jedoch nicht beschrieben werden, da sie keine grundlegende Funktion des Zählers ist, sondern nur zur Erhöhung des Bedienungskomforts dient und allgemein auch in anderen digitalen Meßgeräten angewendet wird (z. B. Digitalvoltmeter).

Im *Eingangsverstärker* wird das Meßsignal soweit verstärkt, daß es über der Triggerschwelle des nachfolgenden Impulsformers liegt. Eingangsverstärker gibt es in unterschiedlichen Konfigurationen, als Eintakt- oder Differenzverstärker, häufig aufgebaut mit Transistoren oder monolithischen IS. Für sehr hohe Frequenzen bis in den GHz-Bereich werden hybride Mikrowellenverstärker eingesetzt. Die Eingangskapazität sollte möglichst niedrig sein. Der Eingangswiderstand richtet sich ebenfalls nach dem Frequenzbereich. Übliche Werte sind 1 M $\Omega$  und 25 pF bis etwa 250 MHz, oberhalb davon arbeitet man fast ausschließlich mit angepaßten Leitungen, so daß dann der Eingang dem Wellenwiderstand des Kabels angepaßt wird (meist 50  $\Omega$ ). Die Verstärkungsfaktoren liegen gewöhnlich zwischen 10 und 1000. Höhere Werte sind nur bei genügend großem Signal-Rausch-Abstand des Eingangssignals sinnvoll, da es sonst zur Fehltriggerung des Impulsformers durch das ebenfalls hochverstärkte Rauschen kommen kann. Vergrößert man deshalb das Hysterese-fenster des Impulsformers, so egalisiert man damit wieder die durch höhere Verstärkung erzielte Empfindlichkeit.

An den Ausgang des Eingangsverstärkers schließt sich der *Impulsformer* an, der die Kurvenform des Meßsignals normalisiert, denn zur Ansteuerung der Zählstufen werden flankensteile Impulse benötigt. Das Meßsignal hingegen kann eine beliebige Kurvenform haben. Für den Zählvorgang sind nur dessen Ampli-

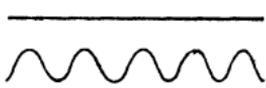
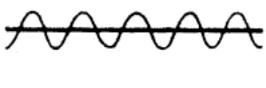
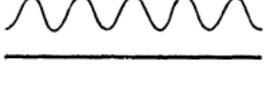
| Triggerpegel—; Meßsignal $\mathcal{N}$  | LED-Anzeige   | Bedeutung                           |
|---|---|-------------------------------------|
|  | <br>+<br>- | Triggerpegel zu hoch eingestellt    |
|  | <br>+<br>- | Triggerpegel im richtigen Bereich   |
|  | <br>+<br>- | Triggerpegel zu niedrig eingestellt |

Bild 4.2 Triggerpegelanzeige mit 2 Leuchtdioden

tudenwechsel von Interesse. Aus diesen Betrachtungen ergibt sich auch die praktische Schaltungstechnik solcher Impulsformer; man verwendet dazu Komparatoren bzw. Schwellwertschalter (*Schmitt-Trigger*). Der Impulsformer ist eine für die zufriedenstellende Funktion des Zählers kritische Baugruppe, besonders bei der Messung nichtperiodischer Signale. Sein Triggerpegel, d. h. der Schwellwert der Eingangsspannung, bei dem sein Ausgang umschaltet, sollte einstellbar sein. Das wird meist durch eine Gleichspannung am Komparatoreingang erreicht. Sinnvoll ist auch eine Anzeige dieser Gleichspannung mittels Indikatormeßinstrumentes (Triggerpegelmonitor) oder wenigstens eine grobe Kalibrierung der Einstellung in Volt an der Frontplatte. Eine andere einfache Möglichkeit mit 2 LED ist in Bild 4.2 angedeutet. Besonders bei der Zeitintervallmessung ist der Auslegung der Triggerpegelwahl große Aufmerksamkeit zu schenken, weil die Meßgenauigkeit davon stark abhängt. Die Triggerpegel-einstellung kann z. B. zur Vermeidung der Hysterese (s. dazu Abschnitt 4.3.) für ansteigende Flanke (+ slope) und abfallende Flanke (— slope) des Meßsignals getrennt einstellbar sein.

Die bis jetzt beschriebenen Funktionsgruppen des elektronischen Zählers kann man zusammenfassend als *Eingangskanal* bezeichnen. Das Meßsignal ist nun so aufbereitet, daß es sich zur Verwirklichung der in Abschnitt 4.2. beschriebenen Meßprinzipien eignet. Für Frequenzmessungen genügt bereits ein solcher Eingangskanal. Bei Zeitintervallmessungen müssen 2 Eingangskanäle

(Startkanal, Stopkanal) vorhanden sein. Ebenso sind für Frequenzverhältnismessungen 2 Kanäle notwendig. Für die Ereignisratenmessung benötigt man sogar 3 Eingangskanäle.

Für die Verwirklichung der meisten Meßprinzipien eines elektronischen Zählers müssen Zeitintervalle mit großer Genauigkeit bereitgestellt werden. Dazu dienen der *Zeitbasisoszillator* und der *Zeitbasisteiler*. Der Zeitbasisoszillator ist wegen der benötigten großen Frequenzstabilität immer quarzgesteuert. Betriebsspannungseinflüsse werden durch ausreichende Spannungsstabilisierung vernachlässigbar gering gehalten. Wesentlich problematischer ist das Temperatur- und Alterungsverhalten. Während das Alterungsverhalten durch in gewissen Zeitabständen durchgeführte Nacheichungen beherrscht werden kann, ist der Aufwand für die Temperaturunabhängigkeit des Zeitbasisoszillators am größten. Zuerst wird vom Quarz als frequenzbestimmendes Element eine geringe Temperaturdrift verlangt (z. B. *NARVA*-Präzisionsschwingquarz *E 151*:  $f = 100,000 \text{ kHz}$ ,  $TK_f \leq |2 \cdot 10^{-7} \text{ |/K}$ ). Weiter läßt sich die Stabilität durch temperaturkompensierte Quarzoszillatoren, sogenannte *TCXO* (*Temperatur Controlled X-tal Oszillator*), erhöhen. Das Maximum an Stabilität wird durch den Einbau des Quarzoszillators in einen Thermostaten gewährleistet. Hochwertige Universalzähler enthalten meist einen solchen thermostatisierten Zeitbasisoszillator, womit Werte der Temperaturabhängigkeit seiner Frequenz zwischen  $10^{-8}/\text{K}$  bis  $10^{-10}/\text{K}$  im Bereich 0 bis 50 °C erreicht werden können. Die Eichung solcher sehr präziser Oszillatoren wird in den Laboratorien der Hersteller durch Phasenvergleich mit Atomzeitnormalen durchgeführt, die um 2 bis 3 Zehnerpotenzen bessere Genauigkeit erzielen. Eine auch dem Amateur zur Verfügung stehende Möglichkeit zur Kalibrierung bieten die Funkzeitnormale bzw. -frequenznormale.

Die Frequenz des Zeitbasisoszillators wird meist so gewählt, daß sich mit dekadischen Teilern dezimale Werte ergeben, also z. B. 10 MHz, 1 MHz oder 100 kHz. Werden andere Frequenzen erzeugt, so muß man das beim Zeitbasisteiler berücksichtigen, damit letztlich wieder dezimalgeteilte Zeitintervalle entstehen. Wenn z. B. der Zeitbasisoszillator mit einem 4-MHz-Quarz betrieben wird, muß dem Zeitbasisteiler ein 4:1-Frequenzteiler vorgeschaltet werden, um 1 MHz zu erhalten.

Der Zeitbasisteiler stellt verschieden lange Impulse mit definier-

ten dezimalgeteilten Zeiten (z. B.  $1 \mu\text{s}$ ,  $10 \mu\text{s}$ ,  $100 \mu\text{s}$ ,  $1 \text{ms}$ ,  $10 \text{ms}$ ,  $100 \text{ms}$ ,  $1 \text{s}$ ,  $10 \text{s}$ ) bereit. Da der Zeitbasisteiler vom Zeitbasisoszillator angesteuert wird, haben alle Zeitintervalle dessen hohe Genauigkeit. Der Zeitbasisteiler besteht aus dekadischen Teilern, deren Ausgänge mit dem *Zeitbasisschalter* verbunden sind. An der Frontplatte wird damit das zur Messung günstigste Zeitintervall ausgewählt.

Zeitbasisoszillator und Zeitbasisteiler werden zusammen kurz als *Zeitbasis* bezeichnet.

In der *Torschaltung* münden die Ausgänge der Zeitbasis und der Eingangskanäle. Je nach Meßprinzip werden deren Signale zur Zählung in der nachfolgenden Zähleinrichtung durchgeschaltet oder dienen zur Steuerung der EIN/AUS-Funktion des Tores. Mitunter wird die Öffnung des Tores durch eine Anzeige an der Frontplatte signalisiert. Die Torschaltung muß eine geringe *Aperturzeit* (Zeit, bis Tor geöffnet bzw. geschlossen ist) haben. Ein weiteres Problem ist die statistische Unsicherheit dieser Aperturzeit, auch *Aperturjitter* genannt. Von diesen Größen wird die Meßgenauigkeit bei voller Ausnutzung anderer Faktoren für deren Maximierung mitbestimmt. Sofern die Aperturzeit für Ein- und Ausschalten des Tores gleich ist, beeinflußt sie Frequenzmessungen nicht, weil sie nur eine Phasenverschiebung, relativ zum Meßsignal, erzeugt. In einfachen Fällen kann als Torschaltung ein logisches Verknüpfungsgatter (AND, NAND, NOR) in Verbindung mit einem FF verwendet werden. Für sehr hohe Frequenzen eignen sich z. B. Brückenschaltungen von *Schottky*-Dioden in Verbindung mit ECL-FF.

Die von der Torschaltung „durchgelassenen“ Impulse erreichen nun die *Zähleinrichtung*. Hier werden sie in Zähldekaden zu einem Zählergebnis addiert, das dann im BCD-Kode an deren Ausgängen bereit steht. Für die praktische Verwirklichung der Zähleinrichtung können Beispiele aus Abschnitt 2. ausgewählt werden. Üblich ist die Verwendung von Zähler-IS in Form von Zähldekaden. Modernere Konzeptionen basieren auf dem Einsatz von LSI-Zähler-IS, die neben Zähleinrichtung auch Ergebnisspeicher, Dekoder und Funktionssteuerungen, zuweilen auch Zeitbasis enthalten.

Für jede Einzelmessung muß sich die Zähleinrichtung im Grundzustand befinden. Das Zählergebnis muß deshalb zwischen den Messungen im *Ergebnisspeicher* festgehalten werden. Er wird

ständig mit dem bei jeder Messung erhaltenen Zählergebnis überschrieben.

Direkt verbunden mit dem Ergebnisspeicher ist die *Anzeigeschaltung* des Zählers. Sie besteht aus der Dekoderschaltung, den Anzeigetreiberstufen und der optoelektronischen Ziffernanzeige. Das im BCD-Kode am Dekodereingang anliegende Zählergebnis, das wegen des zwischengeschalteten Ergebnisspeichers unabhängig vom Meßzyklus ist und nur der Änderung des Eingangssignals unterliegt, wird nun in der Dekoderschaltung auf die der Anzeige entsprechende Kodierung (z. B. 7-Segment-Kode, 1-aus-10-Kode usw.) umgesetzt. Die sich daran anschließende Anzeigetreiberschaltung schafft die elektrischen Anschlußbedingungen zum Betrieb der eigentlichen „Anzeige“, also den optoelektronischen Bauelementen wie Ziffernanzeigeröhren, Digitronröhren, LED-Anzeigeelemente oder LCD-Anzeigeelemente. Zur Anzeigeschaltung gehört auch die Aufgabe der stellenrichtigen Darstellung, also die Dezimalpunktumschaltung und die Anzeige der Maßeinheit. Beide Funktionen werden in Verbindung mit dem Zeitbasisschalter und dem Betriebsartenschalter des Zählers realisiert.

Falls die Zählkapazität der Zählschaltung einmal überschritten wurde (z. B. durch falsche Bereichswahl), so wird das in einem *Überlaufspeicher* (1 Bit) festgehalten und z. B. durch eine LED signalisiert.

Über das *Interface* des Zählers werden Zählergebnisse und Steuersignale an einer vielpoligen Buchse, die an der Rückwand des Zählers befestigt ist, in Form elektrischer Signale angeboten. Die Interfaceschaltung schafft die Bedingungen zum Anschluß von Auswertegeräten und ist deshalb bei billigen, kleinen oder Einzweckzählern nicht immer enthalten.

Über das Interface werden z. B. Ergebnisdrucker oder analog arbeitende Schreiber angeschlossen (z. B. Aufnahme von Frequenzdriftkurven). Außerdem können Anschlüsse zur Steuerung der Zeitbasis von einem externen Generator sowie Ausgänge des Zeitbasisteilers vorhanden sein. Mitunter sind auch interne Meßzyklussignale verfügbar (z. B. Tor geöffnet). Bei programmierbaren bzw. fernsteuerbaren Zählgeräten enthält das Interface auch die zur Einstellung der Betriebsparameter des Gerätes notwendigen Dateneingänge (engl. remote control).

Das *Steuerwerk* stellt eine sequentielle logische Schaltung dar, die

alle den Meßzyklus steuernden Signale erzeugt bzw. verarbeitet. Diese sind je nach Meßprinzip bzw. Betriebsart des Zählers unterschiedlich. Auch die Betriebsartenumschaltung kann mit zum Steuerwerk gerechnet werden. Besonders wichtig sind die Funktionen Torsteuerung, Speicherübernahme und Rückstellung der Zählleinrichtung. Die Anzahl der Messungen je Zeiteinheit (auch Meßrate oder engl. *sample rate*) wird ebenfalls vom Steuerwerk bestimmt und läßt sich meist zwischen einem Maximalwert (z. B. 50/s) und einem Minimalwert (z. B. 1/20 s) einstellen. Der Maximalwert wird durch die zwischen der Messung liegenden Zeitabläufe für Ergebnisspeicherung und Rückstellen der Zählleinrichtung begrenzt.

Schließlich bleibt noch die *Stromversorgung* zu erwähnen. Sie ist bei der heute durch die Mikroelektronik mögliche enorme Reduzierung des Aufbauvolumens elektronischer Zähler nicht entsprechend „geschrumpft“. Vorteilhaft ist der Einsatz der sehr stromarmen CMOS-IS, wodurch sich günstige Batteriegerätelösungen anbieten, die oft bei Serviceaufgaben benötigt werden. Für mit TTL-IS bestückte Zähler liegt der Aufwand bei der Stromversorgung in der notwendigen Stabilisierung auf etwa 1 bis 2%, wobei Ströme  $> 1$  A fließen. Auch die eingesetzten Anzeigeelemente spielen eine große Rolle für die Auslegung der Stromversorgung. LED-Anzeigen benötigen relativ großen Strom, der durchaus 50% oder mehr des Gesamtstromes betragen kann. Für Digitronröhren gilt das wegen der benötigten Heizleistung in ähnlicher Weise. Am günstigsten verhalten sich LCD-Anzeigen, die praktisch nur einen vernachlässigbaren Strom im  $\mu\text{A}$ -Bereich benötigen. Zusammen mit CMOS-IS lassen sich Gerätelösungen verwirklichen, die mit kleinen Batterien einen jahrelangen Betrieb gewährleisten. Zähler mit HV-MOS-IS haben eine mit TTL-IS-Zählern vergleichbare Leistungsaufnahme. Die in diesem Abschnitt beschriebenen Funktionsgruppen sind nicht unbedingt in allen praktischen Geräteschaltungen vollständig enthalten. Als Minimum ist anzusehen: Torschaltung, Zählleinrichtung, Zeitbasis, Steuerwerk, Stromversorgung. Der Ergebnisspeicher kann bei geringen Anforderungen an den Meßablauf (kleine Meßrate) und an die Auflösung (Torzeit  $\leq 100$  ms) eingespart werden. Ebenso sind Einsparungen beim Eingangskanal möglich, wenn nur eine bestimmte Meßsignalform vorliegt, z. B. TTL-Signale.

## 4.2. Meßprinzipien

Mit elektronischen Zählern können folgende Meßprinzipien verwirklicht werden:

- Frequenzmessung,
- Periodendauermessung,
- Periodendauermessung mit Mittelwertbildung,
- Frequenzverhältnismessung,
- Frequenzverhältnismessung mit Periodendauervervielfachung,
- Pulsbreiten- und Pulsphasenmessung,
- Zeitintervallmessung,
- Zeitintervallmessung mit Mittelwertbildung,
- Ereigniszählung,
- Ereignisratenmessung,
- Selbsttest des Zählers.

Nicht jeder Zähler kann und muß alle Meßprinzipien realisieren. Ein Universalzähler ist für mehrere Meßprinzipien ausgelegt. Darüber hinaus gibt es Zähler, die nur einem Anwendungszweck dienen, z. B. Frequenzzähler.

Betrachtungen zur Genauigkeit und Auflösung dieser Verfahren sind in Abschnitt 4.3. enthalten, so daß in diesem Abschnitt qualitative Aussagen genügen. Die Bilder zu den Meßprinzipien enthalten nur die jeweils für das beschriebene Prinzip wesentlichen Funktionsgruppen. Die Torschaltung mit der Bezeichnung „TOR“ beinhaltet auch die Steuerung des Tores. Die Bedeutung der Abkürzungen sind: EK – Eingangskanal, ZBO – Zeitbasisoszillator, ZBT – Zeitbasisteiler, ZBS – Zeitbasisschalter, ZE – Zählleinrichtung und Anzeige.

### 4.2.1. Frequenzmessung

Dieses Verfahren ist die am meisten angewendete Methode zur hochgenauen Bestimmung der Frequenz von beliebigen periodischen Signalen. Der wesentliche Vorteil gegenüber anderen Verfahren (z. B. Frequenzvergleich) ist die direkte Anzeige der unbekanntes Frequenz. Besonders für den Funkamateure ist die Frequenzzählung von unschätzbarem Wert zur Kontrolle seiner Aussendungen sowie zur Entwicklung und Kalibrierung hochstabiler Oszillatoren.

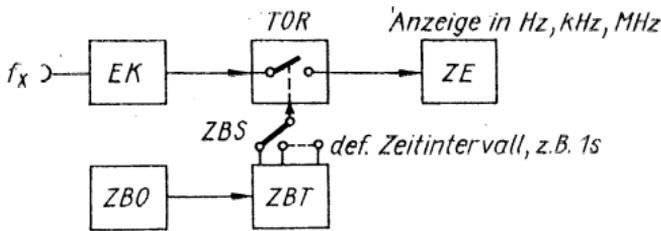


Bild 4.3 Prinzip der Frequenzmessung

Die *Frequenz* eines periodischen Signals wird als Anzahl seiner Schwingungen je Zeiteinheit (s) definiert. Zur Messung legt man das Signal unbekannter Frequenz an den Eingangskanal des Zählers. Von der Zeitbasis gelangt ein definiertes Zeitintervall, z. B. 1 s, an die Steuerung der Torschaltung und öffnet damit das Tor während dieser Zeitdauer. Die vom Eingangskanal an der Torschaltung liegenden Impulse kommen über das geöffnete Tor in die Zählleinrichtung. Nachdem das Tor wieder geschlossen ist, stellt das im Zähler gespeicherte Zählergebnis den Zahlenwert der Eingangssignalfrequenz dar und wird dann in den Ergebnisspeicher und zur Anzeige übertragen. An der Anzeige kann der Mittelwert der Frequenz des Eingangssignals bezüglich der Toröffnungszeit abgelesen werden. Beträgt die Toröffnungszeit z. B. 1 s, und vom Eingangssignal gelangen 5348 Impulse während dieser Zeit in die Zählleinrichtung, so zeigt dieses Zählergebnis an, daß die mittlere Eingangsfrequenz während der Meßzeit 5348 Hz war.

Durch den Zeitbasiswahlschalter wird ein günstiges Zeitintervall zur Messung ausgewählt und damit die Anzeige in Hz, kHz oder MHz ermöglicht. Welcher Zeitintervallbereich für einen Zähler sinnvoll ist, hängt von Genauigkeitsforderungen und maximaler Zählfrequenz ab. Für spezielle Frequenzmessungen wird mitunter ein anderer Maßstabsfaktor benötigt. Ein Beispiel ist die Drehzahlmessung an rotierenden Teilen, deren Ergebnisse in Umdrehungen/min angegeben werden. Durch ein Meßzeitintervall von z. B. 6 s oder 60 s läßt sich die Anzeige in U/min realisieren.

Zur Messung sehr hoher Frequenzen werden oft Vorteiler mit nichtdekadischen Teilerfaktoren (z. B. 2, 4, 8, 16) eingesetzt. Um auch in diesen Fällen eine frequenzrichtige Anzeige zu erhalten, wird vor dem Zeitbasisteiler ein zusätzlicher Teiler mit dem Teilerfaktor des Vorteilers angeordnet.

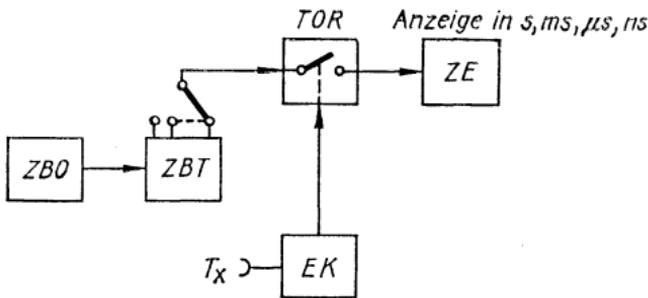


Bild 4.4 Prinzip der Periodendauermessung

#### 4.2.2. Periodendauermessung

Die *Periodendauer* einer Impulsfolge ist als Reziprokwert der Frequenz definiert, also

$$T = \frac{1}{f}.$$

Während der unbekannt Periodendauer  $T_x$  (Bild 4.4) wird das Tor geöffnet. Von der Zeitbasis gelangen in dieser Zeit Impulse zur Zählleinrichtung. Da diese Impulse einen dekadischen Frequenzwert haben, repräsentiert das Zählergebnis direkt den Zahlenwert der unbekannt Periodendauer des Eingangssignals und kann in s, ms,  $\mu$ s oder ns abgelesen werden. Je höher die Zeitbasisfrequenz gewählt wird, desto größer ist die Auflösung bei der Messung. Eine Möglichkeit der genauen Messung niedriger Frequenzen ist die Messung der Periodendauer und deren Umrechnung (s. dazu auch Abschnitt 4.2.12.).

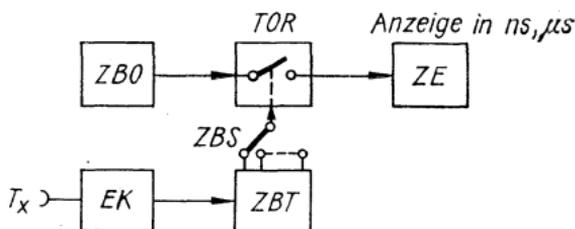


Bild 4.5 Prinzip der Periodendauermessung mit Mittelwertbildung

### 4.2.3. Periodendauermessung mit Mittelwertbildung

Bei höheren Frequenzen wird die Auflösung bei der Messung einer einzelnen Periode schnell begrenzt, weil die größte einzählbare Frequenz vom Zeitbasisoszillator bestimmt ist (meist 10 MHz). Bildet man aber den Mittelwert über viele Perioden des Meßsignals (Bild 4.5), so können mehr Impulse des Zeitbasisoszillators die Zähleinrichtung erreichen. Die Auflösung steigt, der Meßfehler sinkt. Dazu wird das Eingangssignal im Zeitbasisteiler – dekadenweise wählbar – unternetzt, d. h. dessen Periodendauer vervielfacht und damit das Tor gesteuert. Durch den Betriebsartenschalter und den Zeitbasisschalter läßt sich eine stellenrichtige Anzeige in ns oder  $\mu$ s erzielen.

### 4.2.4. Frequenzverhältnismessung

Das Verhältnis zweier Frequenzen kann man bestimmen, wenn die niedrigere Frequenz das Tor steuert, während die höhere Frequenz zur Zähleinrichtung gelangt. Dazu sind 2 Eingangskanäle erforderlich. Gezählt werden also die Impulse der höheren Frequenz während *einer* Periodendauer der niedrigeren Frequenz. Im Ergebnis erhält man

$$\frac{f_A}{f_B},$$

wobei  $f_A > f_B$  gilt.

Das Verhältnis ist ein dimensionsloser Zahlenwert, der um so größer ist, je weiter die Frequenzen voneinander entfernt sind. Mit diesem Prinzip können z. B. schnell Teilungsfaktoren größerer programmierbarer Teiler, Frequenzvervielfacher oder PLL-Schaltungen überprüft werden. Über geeignete Meßwandler ergeben sich viele Möglichkeiten zur Messung mechanischer Größen, z. B. Messung von Getriebeüber- oder -untersetzungen.

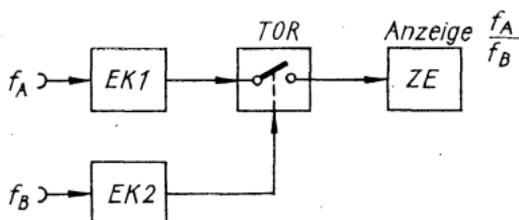


Bild 4.6  
Prinzip der Frequenzverhältnismessung

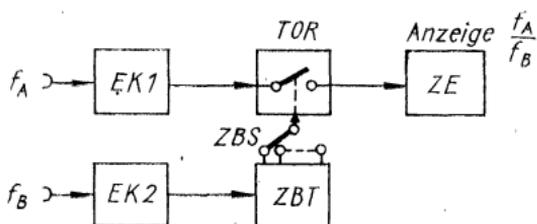


Bild 4.7

Prinzip der Frequenzverhältnismessung mit Periodendauervervielfachung

#### 4.2.5. Frequenzverhältnismessung mit Periodendauervervielfachung

Wenn die beiden zu messenden Frequenzen nahe beieinander liegen, lassen sich kaum noch brauchbare Werte ablesen, denn während der Toröffnungszeit gelangen in diesem Fall nur noch sehr wenige Impulse zur Zähleinrichtung. Ähnlich wie bei der Periodendauermessung mit Mittelwertbildung kann man die Periode der niedrigeren Frequenz vervielfachen und erhält damit größere Toröffnungszeiten, d. h., mehr Impulse der höheren Frequenz können die Zähleinrichtung erreichen, die Auflösung steigt, und der Meßfehler sinkt. Die Kommastelle im Ergebnis wird durch den Zeitbasisschalter in Verbindung mit dem Betriebsartenschalter entsprechend berücksichtigt.

#### 4.2.6. Pulsbreiten- und Pulsphasenmessung

Das Meßprinzip ist ähnlich dem der Periodendauermessung mit dem Unterschied, daß beide Flanken der Eingangsimpulse zur Steuerung des Tores ausgenutzt werden. Bild 4.8 zeigt, welche

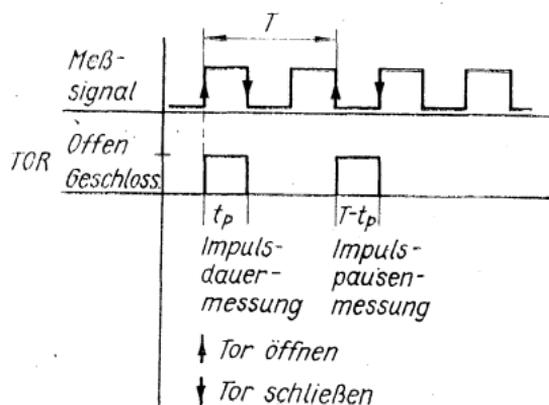


Bild 4.8

Pulsbreiten- und Pulsphasenmessung

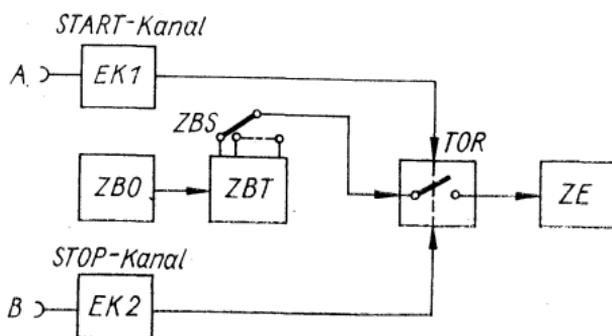


Bild 4.9 Prinzip der Zeitintervallmessung

Flanke des Eingangssignals jeweils das Tor öffnet bzw. schließt. Die Triggerschaltung des Impulsformers und die Torsteuerung müssen so ausgelegt sein, daß beide Flanken (ansteigend und abfallend) des Eingangssignals zur Torsteuerung genutzt werden können. Zur Unterscheidung zwischen Pulsbreite oder Pulspause wählt man dann zwischen beiden Flanken aus, welche die Toröffnung bzw. -schließung herbeiführen soll.

#### 4.2.7. Zeitintervallmessung

Zeitabstände zwischen 2 Ereignissen genau messen zu können, ist eine in der Praxis oft vorkommende Aufgabe. In der Elektronik sind damit z. B. Messungen von Impulsanstiegszeiten, Impulsbreiten, Verzögerungszeiten in Digitalschaltungen u. ä. möglich. Im Sport können über optoelektronische Sensoren sehr genaue Zeitdifferenzen ermittelt werden, die eine neue Qualität in der Auswertung kritischer Zielankünfte ermöglichen. In der Radar-entfernungsmessungstechnik kommt es ebenfalls auf die hochauflösende Messung oft sehr geringer Zeitabstände an. Diese wenigen Beispiele mögen stellvertretend für eine sehr breite Anwendung dieses Meßprinzips stehen.

Für die Zeitintervallmessung werden 2 Eingangskanäle mit unabhängig einstellbaren Triggerpegeln und -flanken benötigt. Oft bezeichnet man sie als START- bzw. STOP-Kanal, denn der eine Kanal öffnet das Tor und startet damit den Meßvorgang, während der andere Kanal später das Tor wieder schließt und damit den Meßvorgang beendet. Das Tor wird also durch 2 äußere

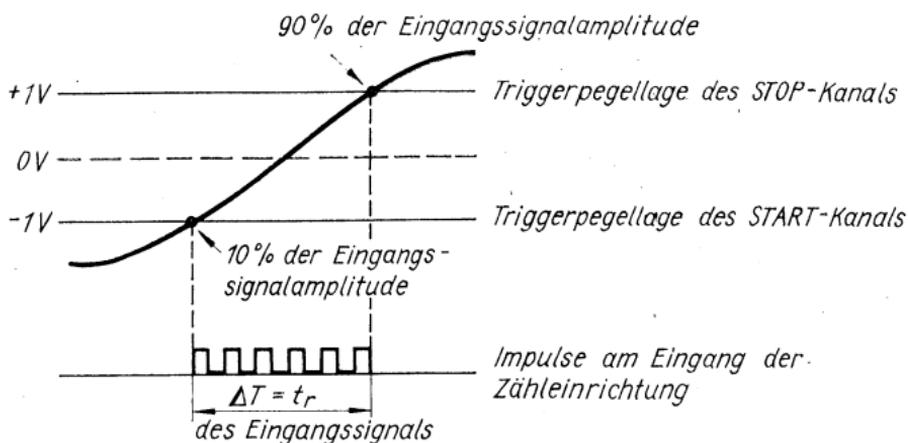


Bild 4.10 Beispiel zur Triggerpegellage bei Anstiegszeitmessungen

Signale, die voneinander völlig unabhängig sein können, gesteuert. Während das Tor offen ist, gelangen die Impulse der Zeitbasis in die Zähleinrichtung und bilden damit ein Maß für die Zeit, die zwischen den Ereignissen am Eingangskanal 1 und 2 vergeht. Die Anzeige kann direkt in ns,  $\mu s$ , ms oder s erfolgen. Bild 4.10 zeigt als Beispiel die Messung der Anstiegszeit eines Impulses. Wie bei der Periodendauermessung ist die Auflösung von der Frequenz des Zeitbasisoszillators abhängig (je höher, desto größere Auflösung). Die Eingangskanäle und die Torschaltung müssen der maximalen Frequenz des Zeitbasisoszillators angepaßt sein. Die Auflösungsgrenze liegt bei etwa 10 ns, wenn nicht spezielle Verfahren zum Einsatz kommen. Will man nur geringe Meßfehler zulassen, so ist der exakten Triggerpegel-einstellung große Beachtung zu schenken. Man kann die beiden Eingangskanäle auch zusammenschalten, wenn nur eine Quelle zur Messung dient. Zum Beispiel läßt sich leicht die Pulsbreite oder Pulspause eines Signals messen, indem der START-Kanal mit der ansteigenden und der STOP-Kanal mit der abfallenden Flanke (bzw. umgekehrt) des Eingangssignals getriggert werden.

#### 4.2.8. Zeitintervallmessung mit Mittelwertbildung

Die Zeitintervallmessung nach Abschnitt 4.2.7. ist eine Einzelmessung, bei der der allen digitalen Geräten zugrunde liegende

ten Stelle) voll eingeht und die  
rvalen schnell begrenzt. Durch  
r Ergebnismittlung läßt sich dieser  
1. Bei  $n$  durchgeführten Einzelmessun-  
sung um den Faktor  $\sqrt{n}$  steigern. Das ist  
satz zum Meßsignal der Quantisierungs-  
er Art ist und deshalb durch Mittelwertbildung  
den kann. Für  $n = 100$  erhält man immerhin eine  
ung der Auflösung von z. B. 10 ns auf 1 ns.

Die Anwendung des Meßprinzips müssen 2 Bedingungen er-  
füllt sein:

### *Bedingung 1*

Das Meßsignal muß ein sich ständig wiederholender Zeitvorgang sein.

### *Bedingung 2*

Die Frequenz des Meßsignals muß von der Zeitbasisfrequenz völlig unabhängig, also asynchron sein.

Bei der praktischen Realisierung dieses Meßprinzips ist eine Reihe von Problemen zu lösen. Neben dem Aufwand zur Speicherung und Mittelwertbildung gehören dazu u. a. eine rauscharme Dimensionierung der Schaltung und Synchronisierstufen in den Eingangskanälen. Ein weiteres Problem stellt die Bedingung 2 bei bestimmten Zeitintervallen dar, die eine zufällige Übereinstimmung mit Zeitbasissignalen haben. Dafür bringt die Mittelwertbildung keinen Gewinn. Eine mögliche Lösung dieses Problems stellt der von der Firma *Hewlett-Packard* patentierte rauschmodulierte Zeitbasisoszillator dar.

Der Aufwand für derartige Geräterealisierungen ist relativ groß, so daß der Amateur sicher nicht allzu tief in diese spezielle, sehr interessante Meßtechnik vordringen wird. Die praktische Grenze der Auflösung dieses Prinzips liegt bei  $< 50$  ps und wird durch geräteinterne Rauschprobleme gebildet. Spitzengeräte liefern allerdings sogar bis zu 1 ps Auflösung. Einen Eindruck von der Leistungsfähigkeit eines solchen elektronischen Zeitmessers gewinnt man, wenn man sich vor Augen führt, daß das Licht in der Zeit von 50 ps eine Wegstrecke von nur 15 mm zurücklegen kann.

Die Nachteile des Meßverfahrens an die praktische Schaltung.

- Es eignet sich nur für sich sta
- Man benötigt eine große Meßzeit, wiederholenden Meßsignalen.
- Messungen an statistisch verteilten Messungen an Triggerstufen, sind nicht. Meßprinzip selbst statistischen Gesetzen und halb versucht, solche Meßsignale zu „verbessern“. jedoch gerade die interessante Information, nämlich fälligen Abweichungen, verloren.

Eine andere Möglichkeit, die Auflösung bei Zeitintervallmessungen zu erhöhen, ist als *Interpolationsverfahren* bekannt. Das Ergebnis einer Zeitintervallmessung kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$t_x = \Delta t_0 + t_1 - t_2 .$$

$\Delta t_0$  ist das mit der Zeitbasisfrequenz gemessene Zeitintervall.  $t_1$  stellt den Quantisierungsfehleranteil beim Start und  $t_2$  den beim Stop der Messung dar. Man kann während einer Messung  $t_1$  und  $t_2$  mit einer Kondensatorumladung so dehnen, daß sie z. B. mit 1000 multipliziert werden. Wenn man sie nun mit der gleichen Zeitbasisfrequenz ausmißt, so entstehen  $n_1$  bzw.  $n_2$  Impulse. Die bei der Messung des unbekanntes Zeitintervalls entstandenen Impulse  $n_0$  werden nun mit 1000 multipliziert, so daß als Ergebnis

$$1000 n_0 + n_1 - n_2$$

entsteht. Da die Quantisierungsfehleranteile  $t_1$  und  $t_2$  mit dem Faktor 1000 aufgelöst gemessen und voneinander abgezogen wurden, bleibt ein Rest, der zum gemessenen Zeitintervall  $\Delta t_0$  gerade den Anteil liefert, um den dieses wegen des Quantisierungsfehlers ungenau war. Die Auflösung ist praktisch um den Faktor 1000 gesteigert worden, ohne die Zeitbasisfrequenz zu erhöhen.

Im Gegensatz zur Mittelwertbildung kann mit diesem Prinzip auch ein einzelnes Zeitintervall gemessen werden. Die Zeitkreise, die Steuerung des Ablaufs sowie die für die Ergebnisermittlung notwendige Arithmetik erfordert einigen Aufwand. Ein Gerät, das nach diesem Prinzip arbeitet, ist z. B. das *HP 5360 A Com-*

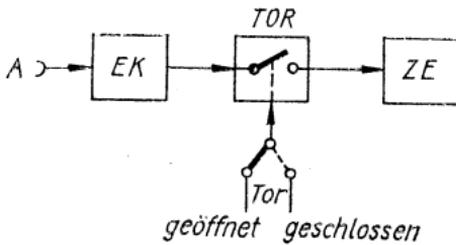


Bild 4.11  
Prinzip der Ereigniszählung

*puting Counter System* der Firma *Hewlett-Packard*. Es erreicht eine Auflösung von 100 ps.

In jüngster Zeit wurde für Zeitintervallmessungen ein neues Meßverfahren entwickelt, dessen Herzstück ein getriggertes PLL-Kreis ist. Damit wird bei einer Einzelmessung eine Auflösung von 20 ps erreicht.

#### 4.2.9. Ereigniszählung

Das Tor wird mit einem Schalter manuell geöffnet bzw. geschlossen. Die während der Torzeit am Eingang A anliegenden Impulse gelangen zur Zählleinrichtung und werden dort summiert (Bild 4.11). Die Anwendung ist universell, da man über geeignete Sensoren beliebige Dinge zählen kann. Überschreitet die Eingangsimpulszahl die Zählkapazität der Zählleinrichtung, so wird ein Überlauf signalisiert. Für diesen Fall ist es möglich, die Eingangsimpulse im Zeitbasisteller soweit zu untersetzen, daß sich immer ein gültiges Zählergebnis einstellt (Bild 4.12). Der Teilerfaktor wird mit dem Zeitbasisschalter entsprechend gewählt. In der Anzeige stehen dann die jeweils höchstwertigen Stellen des

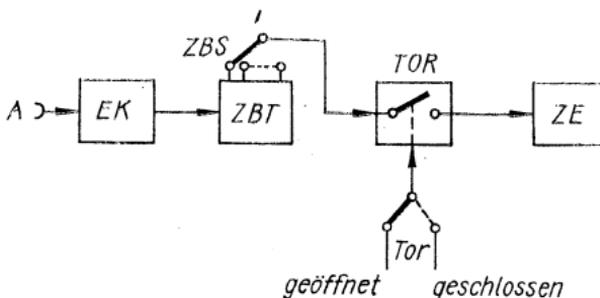


Bild 4.12 Prinzip der Ereigniszählung mit Untersetzung

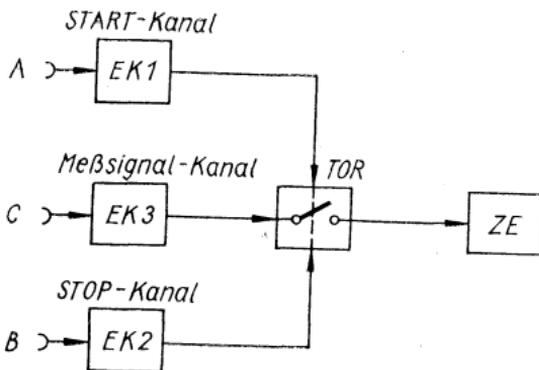


Bild 4.13  
Prinzip der Ereignisraten-  
messung

Zählergebnisses, während die niederwertigen Stellen verlorengehen.

Dieses als „Scaling“ bekannte Verfahren teilt also die Eingangsimpulsfolge durch den am Zeitbasisschalter eingestellten „Skalenfaktor“, wobei das Ergebnis auf eine ganze Zahl gerundet wird. Zuweilen führt man auch die am Zeitbasisschalter abgegriffene, geteilte Eingangsimpulsfolge zusätzlich einer Ausgangsbuchse zu. Damit kann der Zähler als dekadisch einstellbarer Teiler genutzt werden.

#### 4.2.10. Ereignisratenmessung

Bei periodischen Signalen bezeichnet man die Anzahl der Impulse bzw. Schwingungen je Zeiteinheit als Frequenz. Wenn die Impulse am Eingang des Zählers unregelmäßig und nicht vorhersehbar eintreffen, kann man analog zum Frequenzbegriff eine *Ereignisrate* definieren (Bild 4.13). Sie ergibt sich aus der Anzahl der Ereignisse (d. h. Signaländerungen, die eine Triggerrung des Impulsformers auslösen) je Zeiteinheit. Steuert man das Tor mit einem START/STOP-Zeitintervall an den Eingangskanälen 1 und 2, so kann die Ereignisrate in der Zählrichtung gemessen werden, vorausgesetzt, daß am Eingangskanal 3 das Eingangssignal liegt. Durch individuelle Festlegung des Toröffnungsintervalls sind beliebige Dimensionen und Skalierungen möglich. Im Ergebnis erhält man eine mittlere Ereignisrate (z. B. Impulsdichte).

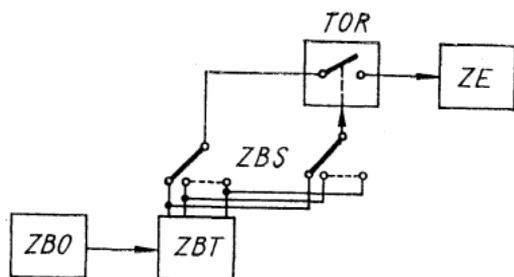


Bild 4.14  
Prinzip des Selbsttestes

#### 4.2.11. Selbsttest des Zählers

Diese oft auch als „Check“ bezeichnete Betriebsart ist eine elegante Möglichkeit, die Funktion von Zeitbasisteiler und Zähl-einrichtung ohne Zusatzaufwand zu prüfen. Dazu wird die Zeit-basisfrequenz über einen Schalter wählbar (z. B. den zur Aus-wahl von Standardfrequenzen benötigten) an das Tor gelegt. Die Steuerung des Tores übernimmt ebenfalls die Zeitbasis, so daß das Zählergebnis je nach Stellung des Zeitbasisschalters z. B. 1000, 100, 10 oder 1 ist. Davon abweichende Anzeigewerte können auf unkorrektes Arbeiten der Zeitteilerdekaden, Zähldekaden sowie deren Dekodierung und Anzeige hinweisen.

#### 4.2.12. Messung sehr niedriger Frequenzen

Bei der Messung sehr niedriger Frequenzen, z. B. im Hz-Bereich, gelangen entsprechend wenige Zählimpulse während der üblichen Torzeit (z. B. 1 s) zur Zähl-einrichtung. Für eine Torzeit von immerhin 10 s wird die Meßgenauigkeit eines 10-Hz-Signals auf  $\pm 1\%$  begrenzt. Das liegt an dem Quantisierungsfehler, der in der Stelle niedrigster Wertigkeit mit  $\pm 1$  sehr stark in das Ergebnis eingeht. Die Torzeit ließe sich nun so vergrößern, daß genügend Impulse zur Zähl-einrichtung gelangen können. Dem stehen 2 entscheidende Nachteile gegenüber:

1. Die Meßzeit ist entsprechend groß, d. h., man erhält z. B. erst nach Minuten ein Ergebnis. Damit verbunden, können Kurzzeitfrequenzabweichungen überhaupt nicht mehr festgestellt werden.
2. Das Meßergebnis kann durch Störsignale verfälscht werden, die während der langen Torzeit in die Zähl-einrichtung gelangen können.

Torzeiten über 10 s sind deshalb selten in Zählern vorgesehen. Eine Möglichkeit, zu genauen Meßergebnissen zu gelangen, ist die Periodendauermessung, denn es gilt  $f_x = 1/T_x$ . Für niedrige Frequenzen ergibt sich eine große Periodendauer, so daß Auflösung und Genauigkeit dieser Messung recht groß sind. Man bildet dann den Reziprokwert und erhält je nach Rechengenauigkeit ein befriedigendes Ergebnis für die Frequenzmessung. Die Meßgenauigkeit nimmt mit niedrigwerdender Frequenz zu. Die Umrechnung kann im einfachsten Fall mit dem Taschenrechner geschehen. Auch der Einsatz des derzeit gut erhältlichen Taschenrechner-schaltkreises *U 821 D* als integraler Bestandteil der Zähler-schaltung läßt sich zu dieser Umrechnung nutzen. Der Einsatz von Mikroprozessoren ist auch schon für diese Aufgabe vorge-stellt worden [42]. Für kommerzielle, moderne Zähler sind solche Umrechnungen Standard, da sie meist mikroprozessorgesteuert arbeiten.

Eine von der Eingangsfrequenz unabhängige Erhöhung der Auf-lösung ist durch phasenstarre Vervielfachung des Meßsignals möglich. Praktisch werden dazu PLL-Schaltungen eingesetzt, deren Aufgabe es ist, die Eingangsfrequenz mit einem festen, dekadischen Vervielfachungsfaktor zu vergrößern. Bild 4.15 zeigt das Prinzip, wie es z. B. in Zählern der Firma *Fluke* (USA) zum Einsatz kommt. Frequenz und Phase werden mit der durch 1000 geteilten VCO-Frequenz im Phasendetektor verglichen, dessen Ausgangsspannung schließlich den VCO nachsteuert. Die Realisierung dieses allgemein bekannten PLL-Prinzips verlangt einigen Zusatzaufwand. Man benötigt einen großen Fangbereich, um über mehrere Dekaden ohne Umschaltung messen zu können. Ein Beispiel zur Messung der Netzfrequenz von 50 Hz mit PLL-Verzehnfacher ist auch in [41] beschrieben.

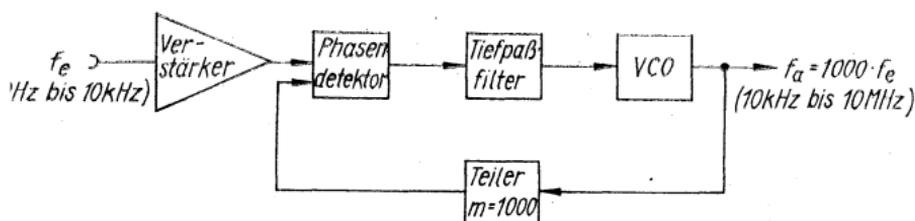


Bild 4.15 Prinzip der Frequenzvervielfachung mit PLL-Schaltung

### 4.2.13. Messung sehr hoher Frequenzen

Bedingt durch die Schaltzeiten der Zählstufen und deren Verknüpfungselemente kann die obere Frequenzgrenze von Zählern in TTL-Technik nicht wesentlich über 100 MHz liegen, wobei über 50 MHz schon *Schottky-TTL-IS* eingesetzt werden müssen. Die direkte Zähltechnik ist noch bis etwa 500 MHz mit ECL-Zähler-IS (Emittergekoppelte Logik) möglich. Beispiele sind die Zähler *5383 A* von *Hewlett-Packard* (USA) mit  $f_{\max} = 520$  MHz oder *PM 6650* von *Philips* (Niederlande) mit  $f_{\max} = 512$  MHz. Im Bereich 100 MHz bis 1,5 GHz bietet sich auch der Vorteiler an, der die Eingangsfrequenz so teilt, daß sie in den Frequenzbereich des Eingangskanals und der Zählleinrichtung fällt. Darauf wurde schon kurz in Abschnitt 3.6. eingegangen. Das Meßzeitintervall muß man entsprechend dem Vorteilungsfaktor wählen, um eine frequenzrichtige Anzeige zu erhalten. Frequenzen über 1,5 GHz setzt man mit speziellen Verfahren, die im folgenden kurz erläutert werden sollen, so herab, daß sie sich direkt zählen lassen.

Für den 10-GHz-Amateurfunk dürfte eine exakte Meßmöglichkeit mittels Zählers sicher wünschenswert sein. Die Schaltungstechnik der Mikrowellenzähler erfordert allerdings einen nicht unerheblichen Aufwand an Spezialbauelementen und einschlägige Kenntnisse auf dem Gebiet der Mikrowellentechnik, so daß ein Selbstbau derartiger Geräte sicher die Ausnahme sein dürfte. Trotzdem erscheint es sinnvoll, wenigstens die 3 Arbeitsprinzipien solcher kommerziell gefertigter Geräte kennenzulernen. Bei der *Heterodyne-Umsetzung* wird zunächst ein Frequenzver-

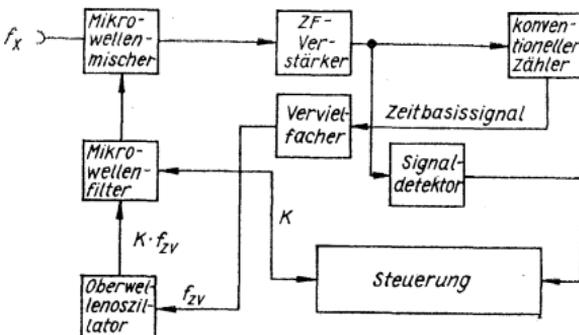


Bild 4.16 Prinzip der Heterodyne-Umsetzung

vielfacher von der Zeitbasis eines konventionellen Zählers angesteuert, so daß Ausgangssignale mit der Frequenz  $f_{FV}$  (üblicherweise zwischen 100 MHz und 500 MHz) erzeugt werden. Der konventionelle Zähler muß diese Frequenz verarbeiten können. Mit  $f_{FV}$  wird nun ein Oberwellenoszillator angesteuert, der Vielfache  $K \cdot f_{FV}$  liefert. Diese sind über den gesamten interessierenden Meßbereich verteilt und haben einen Abstand von  $f_{FV}$  voneinander. Durch ein Mikrowellenfilter wird eine dieser Frequenzen  $K \cdot f_{FV}$  ausgewählt und gelangt zum Mischer, der die Differenzfrequenz zwischen Meßsignal und Oszillatorfrequenz, also  $f_x \rightarrow K \cdot f_{FV}$ , bildet. Eine Steuerung sorgt dafür, daß das Mikrowellenfilter der Reihe nach für  $K = 1, 2, 3, \dots$  durchgestimmt wird. Liegt ein verwertbares Meßsignal vor, so ergibt sich für irgendein  $K$  eine Differenzfrequenz, die im Zählbereich des konventionellen Zählers liegt. Sie wird im Signaldetektor erkannt; das Filter bleibt dann in dem gerade eingenommenen Zustand, und die Zahl  $K$  wird gespeichert. Außerdem läuft der Zählvorgang ab, zu dessen Ergebnis noch  $K \cdot f_{FV}$  addiert wird. In der Anzeige erscheint dadurch der direkte Frequenzwert des Mikrowellensignals.

Das Mikrowellenfilter ist eine kritische Stelle. Anwendung finden sogenannte YIG-Filter oder Filterbänke in Dünnschichttechnik, die durch PIN-Dioden umgeschaltet werden. Günstig ist oft die Einschaltung einer AGC für die ZF-Verstärkung, um einen hohen

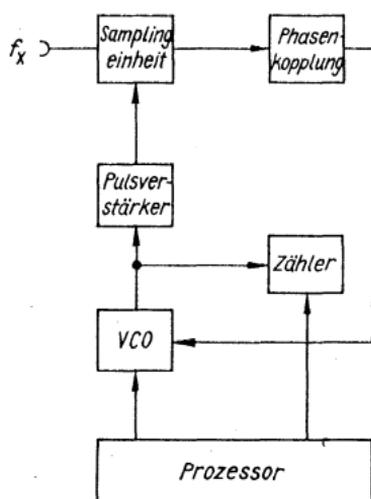


Bild 4.17  
Prinzip des Transfersoszillators

Störabstand bei Anwesenheit mehrerer Signale zu erhalten. Es gelangt dann nur das jeweils stärkste Signal zum Zähler.

Der *Transferoszillator* arbeitet nach der Methode der PLL-Technik. Die Frequenz eines VCO, der mit dem Mikrowelleneingangssignal phasenstarr gekoppelt wird, läßt sich in einem konventionellen Zähler messen. Die VCO-Frequenz wird dazu entsprechend niedrig gewählt, so daß sie für jede Eingangsfrequenz immer unterhalb der maximalen Zählfrequenz des Zählers bleibt. Die Eingangsfrequenz ist dann

$$f_x = N \cdot f_{\text{VCO}},$$

wobei  $N$  ein ganzzahliger Faktor ist und meist zwischen 1 und 200 liegt. Der größte Aufwand besteht in der Bestimmung des Faktors  $N$  und soll hier nicht näher beschrieben werden.

Das modernste Verfahren zur Messung von Mikrowellensignalfrequenzen ist die *harmonische Heterodyne-Umsetzung*. Die Eingangsfrequenz  $f_x$  wird durch einen Sampling-Mischer nach der Formel

$$f_{\text{ZF}} = f_x - N \cdot f_s$$

auf eine Zwischenfrequenz herabgesetzt, die direkt gezählt werden kann. Die Samplingfrequenz  $f_s$  wird durch einen mikroprozessorgesteuerten Synthesizer erzeugt, der so lange durchgestimmt wird, bis im Signaldetektor eine auswertbare ZF entsteht. Zur Bestimmung von  $N$  gibt es verschiedene Verfahren. Eines besteht darin, daß der Synthesizer 2 dicht beieinander liegende Frequenzen nacheinander erzeugt. Die sich daraus ergebenden unterschiedlichen Zählergebnisse stellen die Grundlage

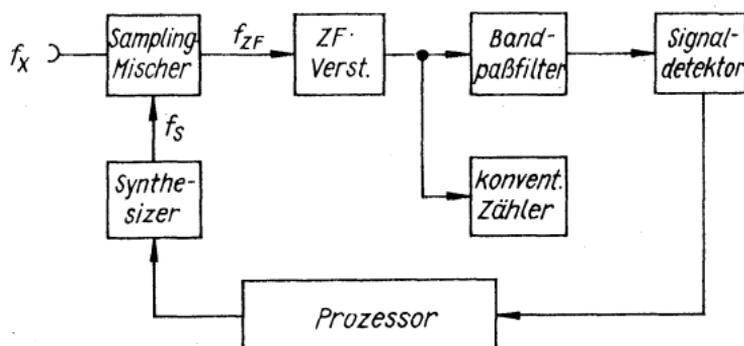


Bild 4.18 Prinzip der harmonischen Heterodyne-Umsetzung

für die Berechnung von  $N$  durch den Mikroprozessor dar. Ein großer Vorteil der Verfahren besteht darin, daß nur der Mischer als Mikrowellenbauelement erforderlich ist.

### 4.3. Eigenschaften des elektronischen Zählers

#### 4.3.1. Eingangskenngrößen

*Empfindlichkeit:* Mit Empfindlichkeit bezeichnet man die kleinste Amplitude des Eingangssignals, bei der der Zähler noch ordnungsgemäß arbeitet.

Der nach dem Eingangsverstärker folgende Impulsformer hat eine Einschaltspannungsschwelle und eine Ausschaltspannungsschwelle. Die Differenz beider Werte wird als Hysterese des Impulsformers bezeichnet. Bild 4.19 zeigt die Bedingungen für das Eingangssignal am Eingang des Impulsformers. Um am Ausgang des Impulsformers die zur Triggerung der Zählstufen notwendigen rechteckigen Impulse zu erzielen, muß die Amplitude des Eingangskanals beide Schwellen des Impulsformers über- bzw. unterschreiten. Dabei geht man davon aus, daß der nominelle Triggerpegel genau in der Mitte des Eingangssignals liegt. Ganz allgemein gilt bei jeder Signalform für die Empfindlichkeit der minimale Spannungswert von Spitze zu Spitze des Eingangssignals ( $U_{ss} = U_{ein} - U_{aus}$ ), der beide Triggerschwellen erreicht. Außerdem gehört die Angabe einer minimalen Impulsbreite des Eingangssignals dazu, denn Impulsformer und Ein-

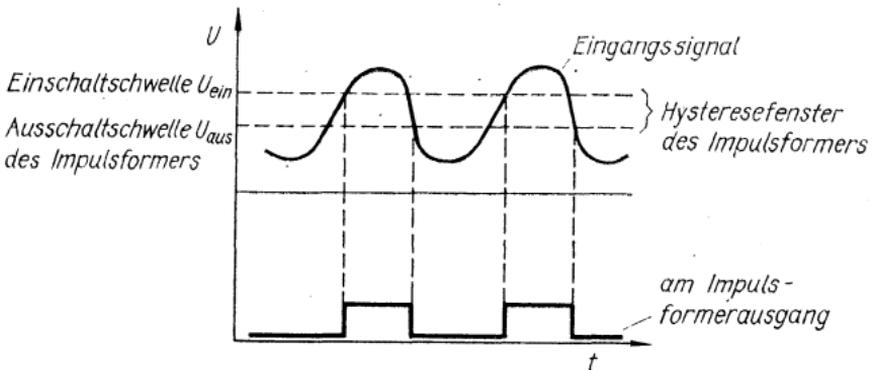


Bild 4.19 Eingangssignalbedingungen zur Definition der Empfindlichkeit

gangsverstärker haben eine Eigenanstiegszeit, die nicht unterschritten werden kann.

*Beispiel*

Die Empfindlichkeit eines Zählers beträgt

$$U_{ss} = 100 \text{ mV bei } t_{p \text{ min}} = 10 \text{ ns.}$$

Wenn das Eingangssignal sinusförmig ist, kann man die Empfindlichkeit  $E$  auch als Effektivwert in einem bestimmten Frequenzbereich angeben. Dabei gilt unter Beachtung von Bild 4.19

$$E = \frac{U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}}}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

*Beispiel*

$$U_{\text{ein}} = 1,05 \text{ V; } U_{\text{aus}} = 0,9 \text{ V; } f_{\text{min}} = 0; f_{\text{max}} = 20 \text{ MHz.}$$

$$E = \frac{1,05 \text{ V} - 0,9 \text{ V}}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{0,15 \text{ V}}{2,828} = 53 \text{ mV.}$$

Die Empfindlichkeit des Zählers beträgt 53 mV Effektivwert im Bereich 0 bis 20 MHz für sinusförmiges Eingangssignal. Man beachte, daß andere Signalformen gleichen Effektivwertes nicht notwendigerweise zur Triggerung ausreichen müssen. Die Wahl der Hysterese des Impulsformers bestimmt also die Empfindlichkeit des Zählers. Je schmaler das Hysterese Fenster gewählt wird, desto empfindlicher wird der Zähler. Andererseits steigt

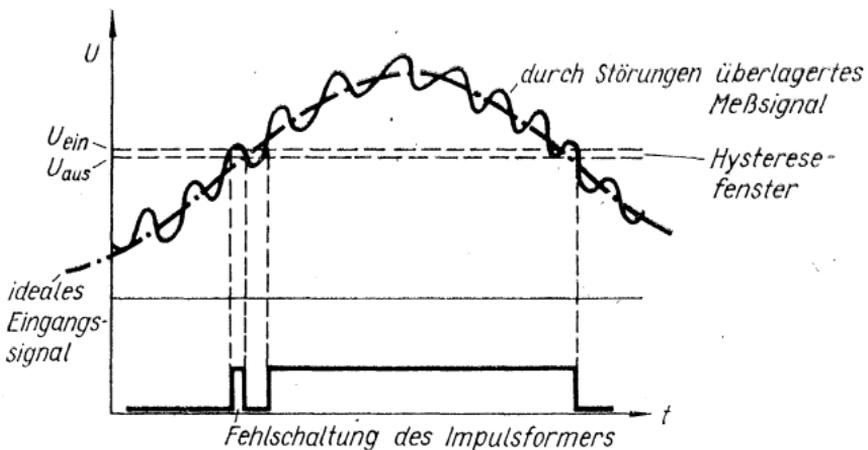


Bild 4.20 Fehlschaltung des Impulsformers durch Störungen auf dem Eingangssignal bei zu kleiner Hysterese

dabei die Gefahr von Fehlschaltungen, weil durch Störungen, Rauschen auf dem Eingangssignal der Impulsformer bereits getriggert werden kann. Bild 4.20 stellt das Problem anschaulich dar.

*Frequenzbereich:* Er wird durch die frequenzabhängige Verstärkung des Eingangsverstärkers bestimmt. Durch die Art der Kopplung des Eingangs entstehen 2 Frequenzbereichsangaben. *DC-Kopplung* bedeutet gleichstrommäßige, also galvanische Kopplung des Eingangssignals mit dem Eingangsverstärker. Die untere Frequenzgrenze ist demgemäß gleich Null. *AC-Kopplung* bedeutet Wechselspannungskopplung, also Trennung des Gleichanteils vom Eingangssignal beispielsweise durch einen Kondensator. Zu beachten ist, daß bei AC-Kopplung die echten Triggerpunkte u. a. auch von der Eingangsfrequenz und vom Tastverhältnis des Eingangssignals abhängen.

Beispiel einer Frequenzbereichsangebe:

0 bis 50 MHz bei DC-Kopplung,

10 Hz bis 50 MHz bei AC-Kopplung.

*Triggerpegelbereich:* Der Einstellbereich des Triggerpegels sollte möglichst etwa dem zulässigen Eingangsspannungsbereich entsprechen. Die echten Triggerpunkte für das Eingangssignal hängen von der Hysterese des Impulsformers ab. Der Triggerpegel liegt zwischen diesen beiden Punkten (Bild 4.21). Weitere Hinweise zur Triggerproblematik findet man in Abschnitt 4.3.5.

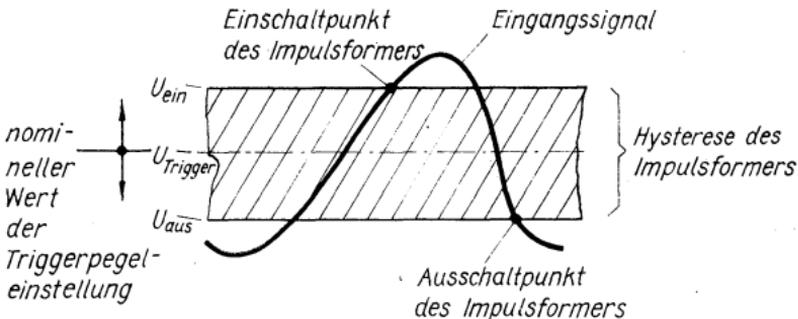


Bild 4.21 Lage der echten Triggerpunkte bezüglich des nominellen Triggerpegels

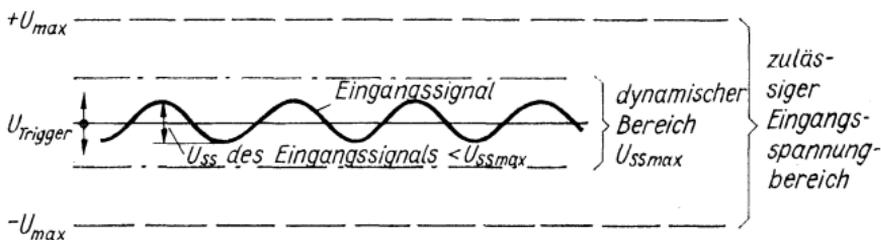


Bild 4.22 Korrekte Lage des Eingangssignals bezüglich des zulässigen Eingangsspannungsbereiches

**Zulässiger Eingangsspannungsbereich:** Die Amplitude des Eingangssignals muß sich immer innerhalb dieses Bereiches befinden. Er ergibt sich aus dem Aufbau und den Betriebsgrößen des Verstärkers. Beispiel:  $+U_{\max} = 5\text{ V}$ ,  $-U_{\max} = 3\text{ V}$ .

Zuweilen wird zusätzlich ein dynamischer Eingangsspannungsbereich angegeben. Dabei handelt es sich um die maximale Aussteuerung des Eingangsverstärkers ohne Sättigung. Übersteigt die Eingangssignalamplitude diese Grenzen, so verschlechtern sich die dynamischen Eigenschaften (z. B. Anstiegszeit) des Verstärkers. Für den Dynamikbereich wird der Spitze-zu-Spitze-Spannungswert angegeben. Beispiel:  $U_{ss\max} = 2\text{ V}$ .

Bild 4.22 soll diese Zusammenhänge noch einmal verdeutlichen. Mitunter wird auch noch eine *Zerstörfestigkeit* des Einganges vereinbart. Bis zu einer bestimmten Maximalamplitude, die sich aus Gleichspannungsanteil plus Wechsignal zusammensetzt, kann man den Eingangsverstärker ohne Schaden ansteuern. Dabei werden auch bestimmte Frequenzgrenzen berücksichtigt. Eine normale Funktion des Verstärkers während einer solchen Aussteuerung kann nicht erwartet werden.

### 4.3.2. Quantisierungsfehler

Zu den grundlegenden Eigenschaften digitaler Meßgeräte, die Analogwerte verarbeiten, gehört die Teilung des Meßwertes in kleine Abschnitte. Sie lassen sich kodieren und sind deshalb zur Verarbeitung in digitalen Schaltungen geeignet. Man nennt diesen Vorgang *Quantisierung* des Meßwertes. Je kleiner die Teile (Quantisierungsstufen) sind, desto genauer ist die Annäherung an den wirklichen, analogen Meßwert. In jedem Fall bleibt aber

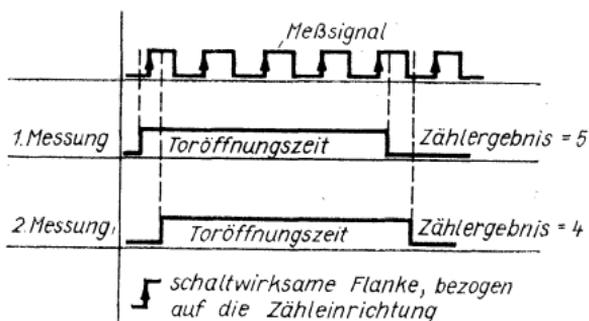


Bild 4.23 Quantisierungsfehler beim elektronischen Zähler

ein Rest, der nicht weiter geteilt werden kann. Das ist der Quantisierungsfehler. Beim elektronischen Zähler wirkt er sich in der niederwertigsten Stelle (LSD = *least significant digit*) der Zähl-einrichtung als ganzzahliger Schritt von  $\pm 1$  oder  $-1$  aus. Bild 4.23 zeigt am Beispiel der Frequenzmessung, wie der Quantisie-rungsfehler zustande kommt. Das Meßsignal ist im allgemeinen völlig unabhängig, also *asynchron* zur Zeitbasis des Zählers. Bei der Frequenzmessung gelangen nur Impulse während der defi-nierten Torzeit, z. B. 1 s, zur Zählleinrichtung. Die Phasenlage der Toröffnungsflanke zu der ersten schaltwirksamen Eingangsim-pulsflanke ist völlig unbestimmt. So kann es sein, daß bei einer 1. Messung eine schaltwirksame Impulsflanke noch in den Tor-öffnungsbereich fällt, während bei einer darauffolgenden 2. Messung sie davor abläuft. Dadurch erhält man 2 um den Betrag von 1 unterschiedliche Zählergebnisse. Da man nicht weiß, welches das richtige ist, d. h. welches dem echten Meßwert näherkommt, gibt man den Quantisierungsfehler als  $\pm 1$  der niederwertigsten Stelle des Zählers an. Wie stark der Quantisierungsfehler in das Meßergebnis eingeht, hängt zunächst grundlegend von der Stel-lenzahl der Zählleinrichtung (daraus ergibt sich die Anzahl der Quantisierungsstufen) ab.

### Beispiel

Bei einem 3stelligen Zähler beträgt der relative Meßfehler im besten Fall  $\frac{\pm 1}{999}$ , also rund  $\pm 10^{-3}$ . Ein 8stelliger Zähler hat im günstigsten Fall einen Meßfehler von nur  $\frac{\pm 1}{99999999}$ , also rund  $\pm 10^{-8}$ .

Weiterhin ist die Auswirkung des Quantisierungsfehlers auf den Meßfehler vom Meßsignal selbst und der Torzeit abhängig.

*Beispiel*

Es sei die Messung zweier Frequenzen von 50 Hz und 5000 Hz betrachtet. Bei einer Torzeit von 1 s erhält man für  $f = 50$  Hz einen relativen Meßfehler  $\frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = \pm 0,02 = \pm 2\%$ . Bei gleicher Torzeit liefert  $f = 5000$  Hz folgenden relativen Fehler:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1 \text{ Hz}}{5000 \text{ Hz}} = \pm 2 \cdot 10^{-4} = \pm 0,02\%$$

Für  $f = 50$  Hz müßte die Torzeit um den Faktor 100 vergrößert werden, um den gleichen Fehler von  $\pm 0,02\%$  zu erzielen.

Um den Einfluß des Quantisierungsfehlers möglichst klein zu halten, muß die Zählleinrichtung also in ihrer Stellenzahl voll ausgenutzt werden. Für die Frequenzmessung ist das durch große Torzeiten und bei hohen Meßfrequenzen möglich. Bei der Periodendauer- und Zeitintervallmessung steuern die Meßsignale das Tor, so daß es dabei auf große Zeiten des Meßsignals und auf hohe Zeitbasisfrequenzen ankommt, um den Quantisierungseinfluß auf das Meßergebnis klein zu halten. In Bild 4.24 sind

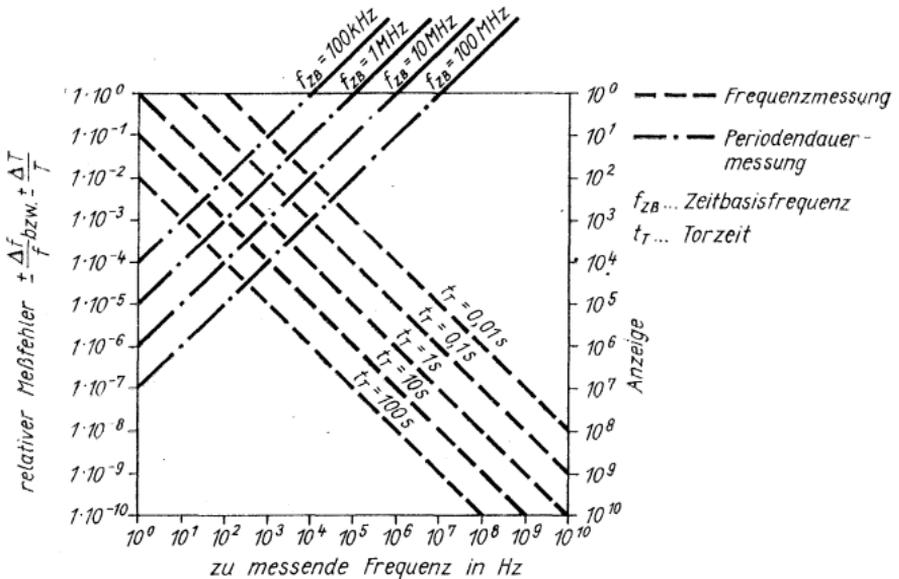


Bild 4.24 Einfluß des Quantisierungsfehlers auf den Meßfehler

diese Zusammenhänge für übliche Zeitbasisbereiche dargestellt. Für den Meßfehler wurde dabei nur der Quantisierungsfehler zugrunde gelegt, andere Einflüsse werden in Abschnitt 4.3.4. behandelt.

Auf die Ereigniszählung wirkt sich der Quantisierungsfehler nicht aus, da bereits ein quantisiertes Meßsignal vorliegt.

### 4.3.3. Auflösung

Unter der Auflösung eines Meßgerätes versteht man seine Eigenschaft, welche kleinste Änderung der Meßgröße noch durch 2 sich sinnvoll unterscheidende Meßergebnisse darstellbar ist. Die Auflösung elektronischer Zähler ist grundsätzlich durch statistische, zufällige Fehler bei der Messung begrenzt. Je nach Meßprinzip und Aufwand kommen folgende Faktoren zur Wirkung:

- Quantisierungsfehler und -jitter,
- Triggerfehler,
- Kurzzeitstabilität der Zeitbasis.

Auf den *Quantisierungsfehler* wurde schon in Abschnitt 4.3.2. näher eingegangen. Der *Quantisierungsjitter* ergibt sich aus dem Aperturjitter des Tores (Schwankungen der Schaltzeiten beim Öffnen und Schließen des Tores). Allgemein versteht man unter Jitter statistische Schwankungen der Verzögerungszeit einer Schaltstufe. Sie werden durch Instabilitäten der Schaltschwellen verursacht. Der Aperturjitter bewirkt statistische Schwankungen der Torzeit. Er muß deshalb noch zum Quantisierungsfehler hinzugerechnet werden, sofern er dagegen nicht vernachlässigbar klein ist. Dazu wählt man Torschaltungen, die eine möglichst geringe Aperturzeit im Verhältnis zur kleinsten Periode des Meßsignals haben. Der Aperturjitter ist dann im allgemeinen mindestens um eine Zehnerpotenz kleiner als die Aperturzeit.

Die *Kurzzeitstabilität der Zeitbasis* ist eine statistische Größe, die sich aus kurzzeitigen Instabilitäten und Rauschen des Zeitbasisoszillators (und genaugenommen dem Jitter des Zeitbasisteilers) ergibt. Sie nimmt mit Vergrößerung der Meßzeit ab, so daß eine quantitative Angabe immer mit einer Meßzeit, meist 1 s, verbunden sein muß. Wesentlich größere Meßzeitangaben sind sinnlos, weil sie die Aussagekraft des Kurzzeitstabilitätsfehlers wegen der Mittelwertbildung herabsetzen. Die Kurzzeitstabilität wird

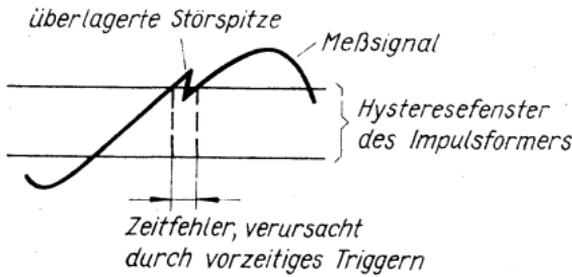


Bild 4.25  
 Triggerfehler, verursacht durch Störsignal

durch den relativen Frequenzfehler  $\frac{\Delta f}{f}$  der Zeitbasisfrequenz als Effektivwert während eines bestimmten Zeitabschnittes dargestellt. Normalerweise liegen praktische Werte unter  $5 \cdot 10^{-10} \text{ s}^{-1}$ , so daß dieser Fehler meist vernachlässigt werden kann und in Datenangaben oft gar nicht enthalten ist. Für Frequenzmessungen wird die Auflösung deshalb im wesentlichen durch den Quantisierungsfehler begrenzt.

Bei Zeitmessungen (z. B. Periodendauermessung oder Zeitintervallmessung) tritt eine zusätzliche Begrenzung der Auflösung durch den *Triggerfehler* auf. Ein dem Meßsignal überlagertes Störsignal, das die Triggerschwelle überschreitet, kann den Meßvorgang vorzeitig oder verzögert auslösen (Bild 4.25). Der Triggerfehler  $F_T$  für eine einzelne Triggerung ergibt sich zu

$$F_T = \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{t_{rM}}$$

Unter  $a$  ist der Effektivwert des dem Meßsignal überlagerten Störsignals zu verstehen, der sich auf den gesamten Frequenz-

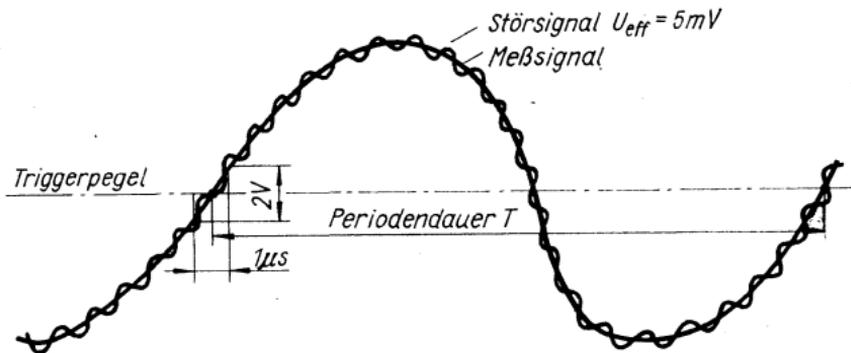


Bild 4.26 Beispiel zur Berechnung des Triggerfehlers

bereich des Zählers bezieht. Der Anteil  $b$  stellt den Effektivwert des Eingangskanalrauschens dar. Mit  $t_{\text{TM}}$  wird die Anstiegszeit des Meßsignals im Triggerpunkt bezeichnet (Bild 4.26).

Weil bei der Periodendauermessung der Triggerfehler zweimal (beim Öffnen und beim Schließen des Tores) auftritt, gilt für den Effektivwert des Triggerfehlers  $F_{\text{TP}}$  dann

$$F_{\text{TP}} = \frac{\sqrt{2 \cdot (a^2 + b^2)}}{t_{\text{TM}}}$$

### Beispiel

$a = 5 \text{ mV}$  Effektivwert,  $b = 300 \text{ } \mu\text{V}$  Effektivwert,  
 $t_{\text{TM}} = 2 \text{ V}/\mu\text{s}$ , Periodendauermessung

$$F_{\text{TP}} = \frac{\sqrt{2 \cdot [(3 \cdot 10^{-4} \text{ V})^2 + (5 \cdot 10^{-3} \text{ V})^2]}}{2 \text{ V}/10^{-6} \text{ s}} = 3,54 \text{ ns Effektivwert.}$$

Die genaue Messung des Eigenrauschens des Eingangskanals ist für Amateure schwierig. Bei üblicher Dimensionierung ergibt sich jedoch ein vernachlässigter Anteil des Eigenrauschens am Triggerfehler. Im obigen Beispiel beträgt der Unterschied im Ergebnis nur 0,18%, wenn man das Eigenrauschen nicht berücksichtigt. Die maximale Auflösung bei Periodendauermessung ergibt sich bei Vernachlässigung des Kurzzeitfehlers der Zeitbasis also aus Quantisierungsfehler und Triggerfehler. Bei einer Zeitbasisfrequenz von z. B. 10 MHz ist der Quantisierungsfehler  $\pm 100 \text{ ns}$ . Ein Triggerfehler wie im vorgenannten Beispiel von etwa 3,5 ns Effektivwert ist dagegen fast vernachlässigbar, so daß bei Periodendauermessung unter üblichen, nicht extremen Anforderungen meist mit dem Quantisierungsfehler der Hauptfehlereinfluß erfaßt ist. Das ist aber nur richtig bei Signalen mit gutem Signal-Stör-Abstand.

Bei der Periodendauermessung mit Mittelwertbildung geht der Triggerfehler ebenso wie der Quantisierungsfehler in das Meßergebnis, nur geteilt durch die Periodenanzahl, ein.

Abschnitt 6.2. enthält eine zusammenfassende Übersicht der Fehlereinflüsse bei den Meßprinzipien.

Für die Zeitintervallmessung ergibt sich die Auflösung aus folgender Näherungsformel:

$$A \approx \frac{\pm T_{\text{ZB}} \pm F_{\text{TST}} \pm F_{\text{TSP}}}{\sqrt{N}};$$

$T_{\text{ZB}}$  – Periodendauer des Zeitbasissignals,  $F_{\text{TST}}$  – Triggerfehler bei Start der Messung,  $F_{\text{TSP}}$  – Triggerfehler bei Stop der Messung,  $N$  – Anzahl der Messungen.

### Beispiel

Die Impulsbreite einer periodischen Impulsfolge mit  $f = 200 \text{ kHz}$  soll durch Zeitintervallmessung mit Mittelwertbildung während einer Meßzeit  $t_A = 1 \text{ s}$  ermittelt werden. Die Periodendauer des Zeitbasissignals sei  $100 \text{ ns}$ . Die Anzahl der Messungen ergibt sich aus

$$N = f \cdot t_A = 200 \text{ kHz} \cdot 1 \text{ s} = 2 \cdot 10^5 .$$

Der Einfachheit halber sei für den Start- und Stopkanal je ein Triggerfehler von  $3,5 \text{ ns}$  angenommen. Für  $A$  ergibt sich nun näherungsweise

$$A \approx \frac{\pm 100 \text{ ns} \pm 3,5 \text{ ns} \pm 3,5 \text{ ns}}{\sqrt{2 \cdot 10^5}} = \pm 0,24 \text{ ns} .$$

Generell ist also die Auflösung der Messung neben den Gerätespezifika auch durch die Qualität des Meßsignals (überlagerte Störspannungen, Verzerrung der Signalform) wegen des Triggerfehlers begrenzt. Gerätedaten enthalten deshalb oft den Hinweis auf Signal-Stör-Abstand des Meßsignals, meist bezogen auf Sinusform. Beispiel einer Auflösungsangabe bei Periodendauermessung:  $A = \pm 10 \text{ ns} \pm 0,3\%$  bei  $S/N = 40 \text{ dB}$  für Sinussignal.

### 4.3.4. Genauigkeit

Unter Genauigkeit des elektronischen Zählers versteht man den Grad der Annäherung seiner Meßergebnisse, bezogen auf einen allgemeingültigen Meßstandard. Sie wird im allgemeinen als größte zulässige Abweichung oder Fehler von diesem Standardwert relativ (z. B.  $10^{-6}$ ) oder absolut (z. B.  $10^{-5} \text{ Hz}$ ) ausgedrückt, so daß geringer Fehler mit hoher Genauigkeit sinngemäß gleichzusetzen ist. Man unterscheidet zwischen *systematischen* und *statistischen* Fehlern. Während man erstere durch Eichung und Kompensation beeinflussen kann, lassen sich die statistischen Fehler nur in bestimmten Grenzen halten, innerhalb derer sie nicht mehr kontrolliert werden können. Bild 4.27 illustriert das Problem. Der systematische Fehler ist in beiden Fällen gleich.

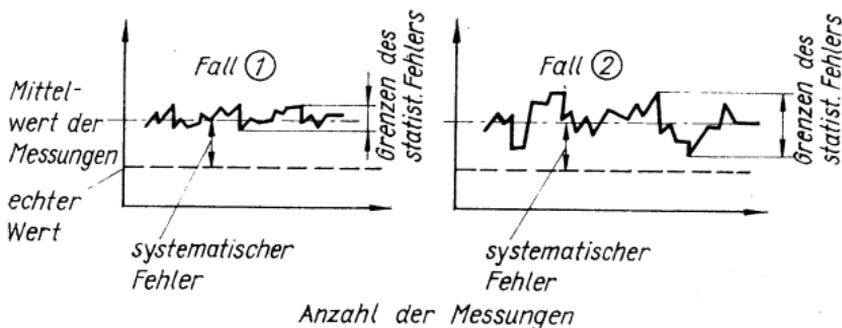


Bild 4.27 Systematischer und statistischer Fehler

Ihn kann man durch Justierung verringern. Fall 1 ist trotzdem günstiger, weil bei sich wiederholenden Messungen kleinere Abweichungen der Einzelmessungen untereinander entstehen. Das ist bei vergleichenden bzw. Differenzmessungen von großer Wichtigkeit.

Die Einflußfaktoren auf die Genauigkeit des Zählers sind in Bild 4.28 dargestellt und sollen nun, beginnend mit den systematischen Fehlern, näher betrachtet werden.

Der *Zeitbasisfehler* ist der in den meisten praktischen Fällen bestimmende Einflußfaktor auf die Genauigkeit. Er entsteht im Zeitbasisoszillator durch 3 Einflüsse: Temperaturschwankungen, Alterung des Quarzes und seiner Schwingungsschaltung sowie Versorgungsspannungsschwankungen.

Das *Alterungsverhalten*, meist als Langzeitstabilität der Zeitbasis bezeichnet, wird im wesentlichen von der Alterung des frequenzbestimmenden Schwingquarzes bestimmt. Geringfügige Masseänderungen des Quarzkristalls durch Abgabe von Flüssigkeits- bzw. Gasmolekülen sowie sich langsam zurückbildende Gefügeänderungen, die vom Quarzherstellungsprozeß herrühren, sind u. a. die Ursache für allmähliche Frequenzänderungen. Die Langzeitstabilität verbessert sich mit zunehmender Betriebszeit, so daß der Alterungseinfluß bei einem neuen Gerät am größten ist. Sie wird als maximaler, relativer Fehler je Tag, Monat oder Jahr angegeben. Übliche Werte sind z. B.  $5 \cdot 10^{-10}$ /Tag,  $5 \cdot 10^{-7}$ /Monat oder  $10^{-5}$ /Jahr.

### *Beispiel*

Mit welchem Meßfehleranteil – bedingt durch das Alterungsverhalten von  $5 \cdot 10^{-7}$ /Monat – muß bei einer 30-MHz-Frequenzmessung 10 Monate nach Eichung des Zeitbasisoszillators ge-

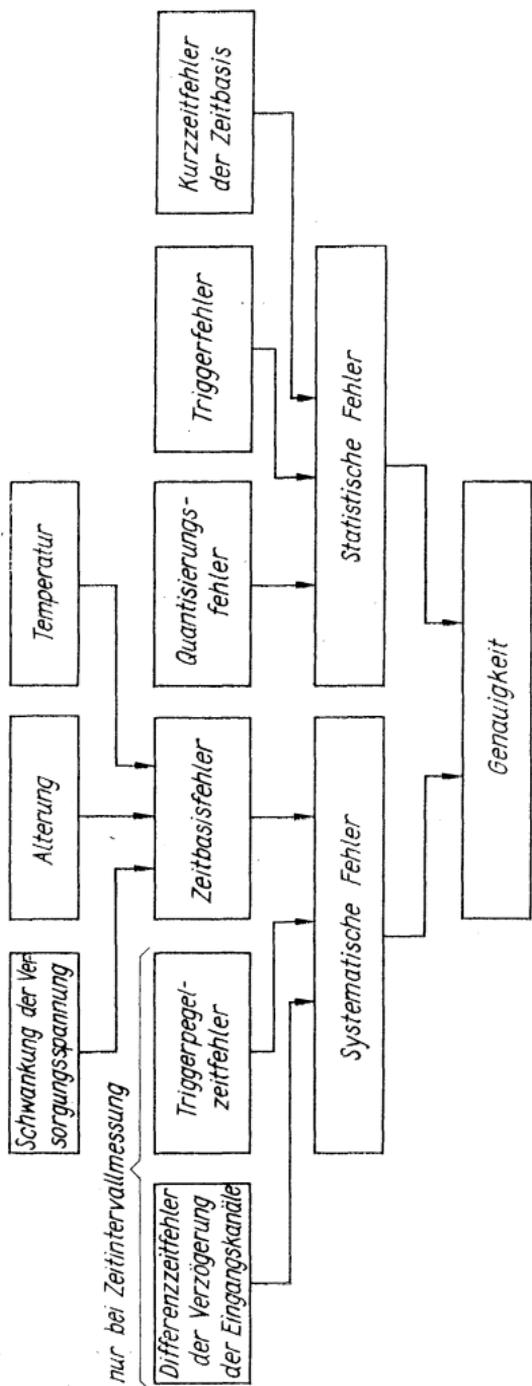


Bild 4.28 Einflußfaktoren auf die Genauigkeit des elektronischen Zählers

rechnet werden? In 10 Monaten kann der Alterungseinfluß maximal  $5 \cdot 10^{-6}$  betragen. Für  $f = 30$  MHz ergibt sich eine maximale Meßunsicherheit von 150 Hz, eine durchaus beachtliche Abweichung.

Der *Einfluß von Betriebsspannungsänderungen* des Zeitbasisoszillators auf seine Frequenz wird durch gute Stabilisierung gering gehalten. Meist bezieht man praktische Werte auf eine 10%ige Änderung der Versorgungsspannung des Zählers, also z. B.  $10^{-9}/\pm 10\%$  Änderung der Versorgungsspannung.

Die Umgebungstemperaturänderung und die Eigenerwärmung des Zeitbasisoszillators stellen den dritten und meist kritischsten Einflußfaktor auf die Frequenzstabilität dar. Bei einfachen Geräten arbeitet der Zeitbasisoszillator meist ohne zusätzliche Maßnahmen zur Verringerung des Temperatureinflusses. Entsprechend gering ist die Frequenzstabilität (abhängig vom Quarz

liegt  $\frac{\Delta f}{f}$  im allgemeinen zwischen  $10^{-4}$  und  $10^{-6}$  im Bereich 0 bis  $50^\circ\text{C}$ ). Größere Frequenzstabilität erzielt man durch Temperaturkompensation oder Temperaturstabilisierung.

Bei der *Temperaturkompensation* wird auf die Frequenz des Quarzes meist durch einen in Reihe geschalteten steuerbaren Blindwiderstand, z. B. Kapazitätsdiode, Einfluß genommen. Die Steuerspannung gewinnt man beispielsweise aus einem temperaturabhängigen Widerstandsnetzwerk. Einen solchen temperaturkompensierten Oszillator nennt man TCXO. Die erreichbare Frequenzstabilität liegt bei  $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-6}$  bis  $10^{-7}$  im Bereich 0 bis

$50^\circ\text{C}$ , wobei zu beachten ist, daß innerhalb des spezifizierten Temperaturbereiches der Fehler nicht linear verläuft. Der Aufbau eines TCXO beinhaltet unter anderem die Ermittlung der Frequenz-Temperatur-Charakteristik des Quarzes sowie der Sollspannungskompensation. Es sind Erfahrungen in der Oszillatorentwicklung und Regelungstechnik erforderlich. Nicht zuletzt müssen auch genaue Meßgeräte zur Verfügung stehen. Für den Elektronikamateur sind die Anforderungen recht hoch und die erzielbaren Ergebnisse nicht entsprechend befriedigend. Die Vorteile des TCXO sind die sofortige Betriebsbereitschaft innerhalb des spezifizierten Fehlers (sehr geringe „warm up“-Drift), kleines Volumen, Gewicht und geringe Leistungsaufnahme.

Die Möglichkeit der Temperaturstabilisierung eröffnet sich durch den Einbau des Zeitbasisoszillators in einen Thermostaten. Man erzielt damit die größte, in Zählern übliche Frequenzstabilität bezüglich der Umgebungstemperatur. Die üblichen Werte liegen bei  $\frac{\Delta f}{f} = 5 \cdot 10^{-8}$  bis  $10^{-10}$  im Bereich 0 bis 50 °C, wobei eine längere Einlaufzeit abgewartet werden muß (meist bis 72 h). Bereits nach einigen Minuten erreicht man jedoch Werte, die einem TCXO nahezu vergleichbar sind. Innerhalb des spezifizierten Temperaturbereiches kann man näherungsweise mit einem linearen Temperatur-Frequenz-Verlauf rechnen.

### *Beispiel*

Für eine Temperaturänderung von 5 K erhält man bei einem Fehler von  $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-8}$  (0 bis 50 °C) einen realen Fehler von höchstens  $\frac{5}{50} \cdot 10^{-8} = 10^{-9}$ .

Die Nachteile des thermostatisierten Zeitbasisoszillators sind größeres Volumen und Gewicht, höhere Leistungsaufnahme und mehr konstruktiver Aufwand. Für den Amateur lohnt sich der Bau eines Thermostaten aber durchaus, mitunter liegen auch schon Erfahrungen für den Aufbau derartiger stabiler Oszillatoren aus dem Amateurfunkgerätebau vor. In der Literatur sind Bauanleitungen für Thermostaten schon beschrieben worden. Größere Frequenzstabilität, die wenigstens einem guten Thermostatenoszillator gleichkommt, läßt sich auch mit der Anbindung des Zeitbasisoszillators an ein Funkzeit- bzw. -frequenznormal (z. B. DCF 77 oder Droitwich) erzielen. Dabei steuert man den Quarzoszillator z. B. mit einer Kapazitätsdiode.

Der maximale Zeitbasisfehler unter Worst-case-Bedingungen ergibt sich aus der Summe der eben beschriebenen 3 Fehlereinflüsse.

### *Beispiel*

Langzeitstabilität:  $\leq 5 \cdot 10^{-7}$ /Monat;

Betriebsspannungseinfluß:  $\leq 10^{-7}/\pm 10\%$  Änderung der Versorgungsspannung;

Temperatureinfluß:  $\leq 5 \cdot 10^{-6}$  für 0 bis 50 °C.

Die letzte Eichung liege 1,5 Jahre zurück.

$$\frac{\Delta f}{f} = 5 \cdot 10^{-7} / \text{Monat} \cdot 18 \text{ Monate} + 10^{-7} + 5 \cdot 10^{-6} = 1,41 \cdot 10^{-5}.$$

Für eine Zeitbasisfrequenz von 10 MHz ist eine maximale Abweichung von 141 Hz möglich. Bei einer Frequenzmessung von beispielsweise 14 MHz ergibt dieser Worst-case-Fall einen Fehler von  $\pm 197,4$  Hz. Eine Periodendauermessung von z. B.  $T = 5$  ms wird im ungünstigsten Fall mit einem Fehler von  $\pm 70,5$  ns behaftet sein.

Neben dem Zeitbasisfehler, der bei allen Frequenz- bzw. Zeitmessungen als systematischer Fehler auftritt, kommen bei der Zeitintervallmessung noch 2 Fehleranteile zum systematischen Fehler hinzu. Durch die in der Praxis etwas unterschiedlichen Durchlaufverzögerungszeiten im Start- bzw. Stop-Kanal entsteht ein *Differenzverzögerungszeitfehler*. Er läßt sich – soweit bekannt – im Meßergebnis rechnerisch berücksichtigen oder kann durch Justierung eines Kanals gering gehalten werden.

Wegen der begrenzten Genauigkeit der TriggerpegelEinstellung (z. B. durch Zifferschalter oder kontinuierliche Einstellung und Kontrolle mit Zeiger- oder Digitalvoltmeter) sowie auch wegen der Tatsache, daß nicht der wirkliche Triggerpunkt, sondern nur der dazu erforderliche Gleichspannungswert ermittelt werden kann, ergibt sich ein *Triggerpegelzeitfehler* (Bild 4.29). Er ist nicht mit dem bereits in Abschnitt 4.3.3. beschriebenen Triggerfehler, der ein statistischer Fehler ist, zu verwechseln. Der Triggerpegelzeitfehler leitet sich aus dem Verhältnis von Triggerpegelabweichung in V zur Anstiegszeit des Meßsignals im Triggerpunkt in V/s ab.

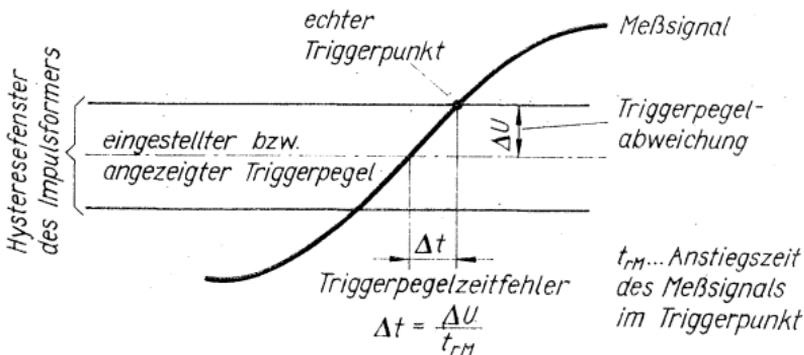


Bild 4.29 Triggerpegelzeitfehler

Die statistischen Fehler sind der in Abschnitt 4.3.2. behandelte Quantisierungsfehler, der in Abschnitt 4.3.3. erläuterte Triggerfehler und der Kurzzeitfehler der Zeitbasis. Diese 3 Einflußfaktoren sind in Abschnitt 4.3.3. unter dem Begriff „Auflösung“ bereits aufgeführt worden.

Der Gesamtfehler des elektronischen Zählers ergibt sich aus der Summierung aller systematischen und statistischen Fehlereinflüsse. Er dient als Richtwert zur Aufwandsabschätzung beim Eigenbau von Zählern, bei der Einschätzung von Meßergebnissen sowie nicht zuletzt bei Kaufentscheidungen. Detaillierte Betrachtungen zur Genauigkeit sind jeweils auf ein bestimmtes Meßprinzip bezogen.

### *Beispiel*

Frequenzmessung bis 30 MHz, wieviel Stellen soll die Zählrichtung haben bei einem erwarteten relativen Gesamtfehler von  $\pm 10^{-6}$ ?

$$\frac{\Delta f}{f} = \pm 10^{-6}, \Delta f = f \cdot \pm 10^{-6} = \pm 30 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 10^{-6} = \pm 30 \text{ Hz.}$$

Daraus ergibt sich ein LSD von 100 Hz, d. h., der Zähler soll 6stellig sein.

### **4.3.5. Triggerproblematik**

In Abschnitt 4.3.1. wurde bereits kurz auf den großen Einfluß der Triggerung in der Impulsformerstufe auf die Genauigkeit der Meßergebnisse hingewiesen. In dieser Stufe wird das Meßsignal, das in Form, Amplitude und Zeitverhalten völlig unterschiedlich sein kann, für die Zählrichtung so aufbereitet, daß Impulse konstanter Amplitude und hoher Flankensteilheit entstehen.

In diesem Abschnitt sollen nun einige wichtige Probleme bei der Auslegung der Triggerfunktion angesprochen werden. Bei Zeitmessungen ist die Wahl des Triggerpunktes oft von entscheidender Bedeutung für die Meßgenauigkeit. Die *Triggerschwelle* oder der *Triggerpegel* wird als Spannungswert definiert und ergibt sich aus der Messung einer Gleichspannung, mit der die Impulsformerstufe voreingestellt wird. Die Auslösung (Triggerung) dieser Stufe erfolgt dann durch ein Meßsignal, das die Trigger-

schwelle überschreitet. Praktisch haben alle Impulsformerschaltungen eine Einschalt- und eine Ausschaltchwelle. Die Differenz dieser Schwellwerte bezeichnet man analog zur Magnettechnik als Hysterese oder Hysteresefenster (s. auch Abschnitt 4.3.1.). Die Messung der Hysterese des Triggerpegels ist z. B. einfach mit einem NF-Sinussignal geringen Klirrfaktors möglich, dessen Amplitude soweit verringert wird, daß die Triggerung noch nicht aussetzt. Dabei muß meist der Triggerpegel nachgestellt werden. Der Spitze-zu-Spitze-Wert des Sinussignals (Messung z. B. mit Oszilloskop) entspricht dann der Hysterese des Triggerpegels und damit der Empfindlichkeit des Zählers.

Anhand von Bild 4.30 soll die grundsätzliche Auslegung des Eingangskanals bezüglich der Triggermöglichkeiten kurz besprochen werden. Der Eingangsverstärker und der Impulsformer wurden der Einfachheit halber in einem Symbol zusammengefaßt. S1 dient zur Umschaltung der Kopplungsart (AC-DC). Bei AC-Kopplung muß man beachten, daß abhängig von der Form des Meßsignals die Triggerung trotz fest eingestellten Triggerpegels an verschiedenen Punkten des Meßsignals erfolgen kann. Ist die durch C1 und den Eingangswiderstand gebildete Zeitkonstante

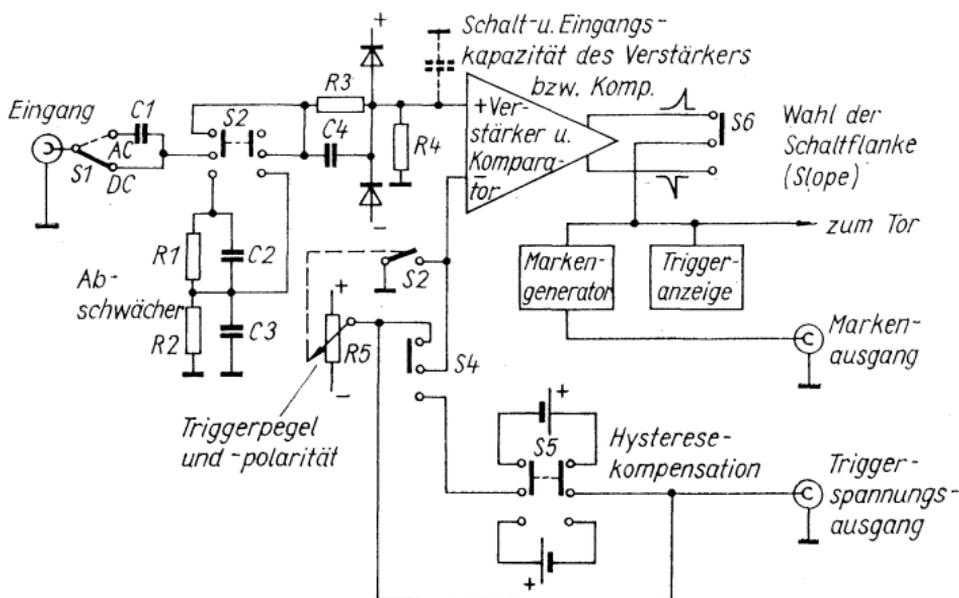


Bild 4.30 Prinzipschaltbild eines Eingangskanals bezüglich der Triggermöglichkeiten

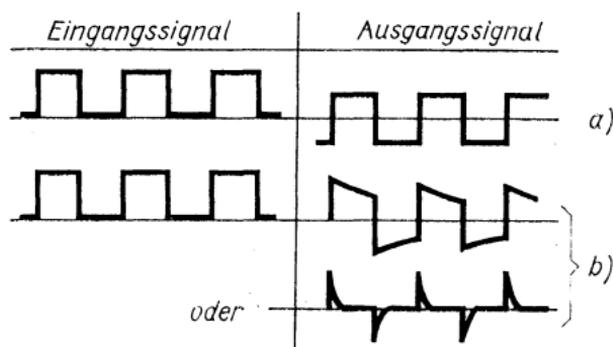


Bild 4.31 Einfluß der Eingangszeitkonstante bei AC-Kopplung;  
a — Verschiebung der Nulllinie, b — Signalverzerrung

groß gegenüber der Periodendauer des Meßsignals, so kommt es nur zu einer Verschiebung der „Nulllinie“ des Meßsignals (Bild 4.31 a). In allen anderen Fällen tritt zusätzlich eine Verzerrung des Meßsignals auf (z. B. Dachabfall bzw. Quasidifferentiation bei Impulssignalen), so daß eine DC-Kopplung günstiger ist (Bild 4.31b).

Um in allen Fällen innerhalb des zulässigen Eingangsspannungsbereiches zu arbeiten, ist oft ein Abschwächer vorzusehen. Aus der Sicht der Triggerproblematik vergrößert der Abschwächer das Hysterese Fenster, so daß Fehltriggerungen bei Signalen größerer Amplitude, verursacht durch Störsignale, verringert werden können.

Durch R3 in Verbindung mit D1 und D2 wird eine Überlastung des empfindlichen Komparator- bzw. Verstärkereinganges vermieden. Mit C4 läßt sich ein gleichmäßigerer Frequenzgang erzielen, indem der Empfindlichkeitsverlust, verursacht durch Eingangskapazität und Schaltkapazität, bei höheren Frequenzen teilweise ausgeglichen wird. Allerdings ist damit auch zwangsläufig ein geringerer Überlastschutz bei hohen Frequenzen verbunden. R4 dient zur Erzeugung eines definierten Eingangswiderstandes. Über S4 wird eine Gleichspannung an den Referenzeingang des Komparators gelegt, womit der Triggerpegel und seine Polarität festgelegt werden. Für diese Einstellung dient R5. Wird S2 betätigt, so ist der Triggerpegel mit 0 V festgelegt. Diese Einstellung ist bei AC-Kopplung für kleine Sinussignale vorteilhaft. Die Empfindlichkeit wird dabei am besten ausgenutzt, weil das Hysterese Fenster symmetrisch zur Amplitude des Meßsignals

liegt. Der Triggerfehler ist am kleinsten, da die Anstiegszeit des Sinussignals im Nulldurchgang am größten ist. Am Differenz-  
 ausgang des Komparators steht der geformte Impuls direkt oder  
 invertiert zur Verfügung. Über S6 kann man damit auswählen,  
 ob auf der ansteigenden oder abfallenden Meßsignalflanke ge-  
 triggert werden soll. Dabei spielt die absolute Polarität des Meß-  
 signals keine Rolle. Verläuft die Meßsignalspannung zu absolut  
 größeren Werten, so ist das eine ansteigende Flanke (+ slope).  
 Für sie führt ein Überschreiten der oberen Grenze des Hysterese-  
 fensters zur Triggerung. Genau umgekehrt liegen die Verhält-  
 nisse bei einer abfallenden Flanke (- slope), die sich aus einer  
 zeitabhängigen absoluten Verkleinerung der Meßsignalspannung  
 ergibt. Für die Triggerung mit einer solchen Flanke ist der untere  
 Wert des Hysterese Fensters zur Triggerung zu unterschreiten.  
 Zur genauen Triggerpunktwahl kann die Hysterese des Trigger-  
 pegels durch eine sogenannte *Hysteresekompensation* eliminiert  
 werden. Dazu schaltet man, abhängig von der Wahl der Schalt-  
 flanke (S6), eine kleine positive oder negative stabile Spannung  
 in Reihe zur Triggerpegeleinstellung (s. Bild 4.30). Der Span-  
 nungswert dieser Kompensation wird gleich der halben Hysterese-  
 spannung gewählt. Bild 4.32 zeigt die Wirkung der Hysterese-  
 kompensation. Die Triggerung geschieht unabhängig von der  
 Triggerflankenumschaltung (S6) immer an der gleichen Stelle, so  
 daß Fehlereinflüsse durch das Hysterese Fenster weitgehend aus-  
 geschlossen sind. Nachteile der Hysteresekompensation:

- Es ist eine stabile, kleine Referenzspannung notwendig.
- Verstärker- und Komparator drift werden nicht berücksichtigt.

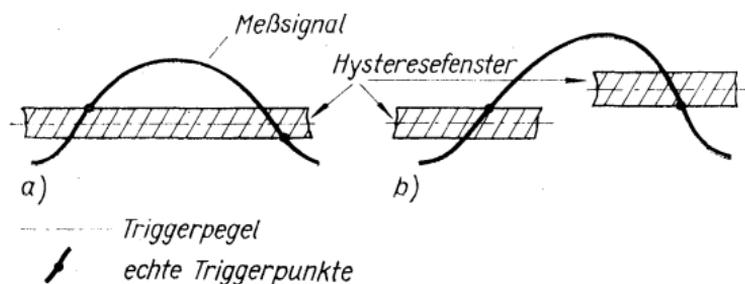


Bild 4.32 Wirkung der Hysteresekompensation; a — Triggerung ohne Hysteresekompensation, b — Triggerung mit Hysteresekompensation

- Die Frequenzabhängigkeit des Hysteresefensters (bei hohen Frequenzen wird es größer) bleibt unberücksichtigt.

Der Triggerpegel läßt sich z. B. über einen Ausgang am Zähler mit Digitalvoltmeter oder Zeigervoltmeter messen. Wichtig für die Einstellung des Triggerpegels ist eine entsprechende *Triggeranzeige*. Das kann z. B. mit einem Pulsdehner einschließlich optischer Anzeige (z. B. LED), den man am Ausgang von S6 (Bild 4.30) anschließt, realisiert werden. Eine andere Möglichkeit besteht in der Anzeige des gemessenen Zeitintervalls mittels Oszilloskops. Über einen *Markengenerator* können die Triggerpunkte in verschiedener Weise auf dem Schirm sichtbar gemacht werden. Zwei Möglichkeiten zeigt Bild 4.33. In beiden Fällen wird über den Z-Eingang des Oszilloskops der Katodenstrahl intensitätsmoduliert.

Nicht in Bild 4.30 enthalten ist eine gelegentlich verwendete Einrichtung, die als „Trigger-hold off“ bezeichnet wird. Bei

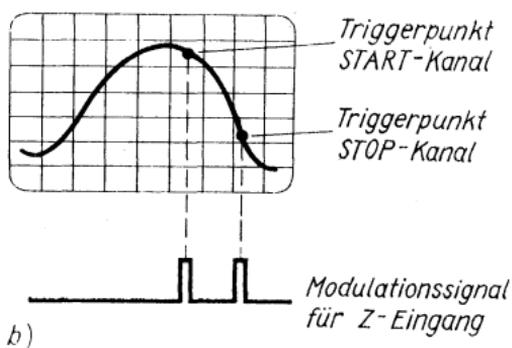
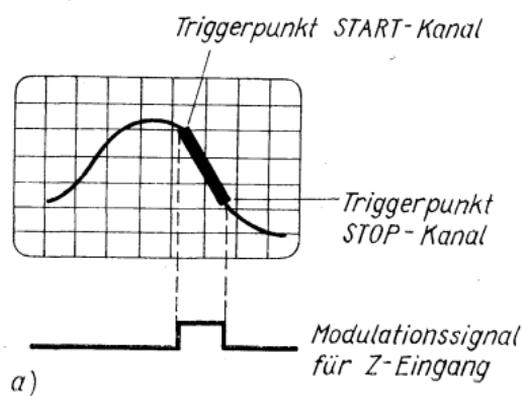


Bild 4.33  
Triggerpunktanzeige mit  
Oszilloskop; a — Strich-  
markierung,  
b — Punktmarkierung

Meßsignalen, deren Anfang durch Störsignale überlagert ist (z. B. nichtentprellte Schalter, Relais oder mit starken Reflexionen behaftete Signale), wird nach dem Start einer Zeitintervallmessung zunächst eine interne, einstellbare Verzögerung wirksam, die die Triggerung des Stop-Kanals verhindert. Damit haben alle störenden Meßsignalflanken keine Wirkung auf die Messung.

Die in diesem Abschnitt behandelten Triggerprobleme gelten nicht bei jedem Meßprinzip und in vollem Umfang. Die Ausführungen beziehen sich auf das Meßprinzip mit den größten Anforderungen, der Zeitintervallmessung, und können bei einfachen Zählmeßgeräten etwas relativiert werden.

Im Rahmen dieser Broschüre können nur die wesentlichen Probleme angesprochen werden. Wer sich näher mit dieser interessanten Technik beschäftigen will, benötigt zusätzlich einige Spezialliteratur.

#### **4.4. Ausgewählte Schaltbeispiele**

Zweck dieses Abschnittes soll es sein, einen kleinen Einblick in die praktische Schaltungstechnik elektronischer Zähler und Anregungen zum Selbstbau zu geben. Auf „kochrezeptartig“ aufbereitete Schaltungen wurde bewußt verzichtet. Sie sind in der Literatur zu finden. Die dabei entstehenden Probleme bei der Beschaffung bestimmter Bauteile, spezielle Wünsche des Amateurs und nicht zuletzt die technische Weiterentwicklung lassen in den meisten Fällen keine geschlossene Übernahme solcher Geräterealisierungen zu.

Auf die Stromversorgung von Zählern wird nicht eingegangen, da sie sich von der anderer Geräte nicht unterscheidet und Schaltungen als bekannt vorausgesetzt werden können. Ebenso soll die Darstellung des konstruktiv-technologischen Aufbaus elektronischer Zähler aus Umfangsgründen unberücksichtigt bleiben. Die praktischen Möglichkeiten sind vielfältig, stellen aber nichts Spezifisches dar. So wird man die IS auf Leiterplatten unterbringen, ein Gehäuse konstruieren und die Frontplatte mit den notwendigen Bedien-, Anzeige- und Verbindungselementen versehen. Der Selbstbau von Thermostaten, der einige Kenntnisse mechanischer, regelungs- und wärmetechnischer Art verlangt,

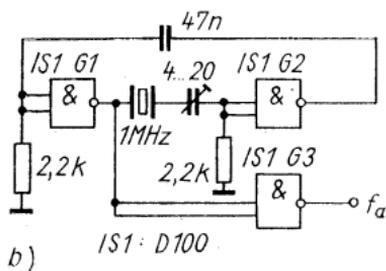
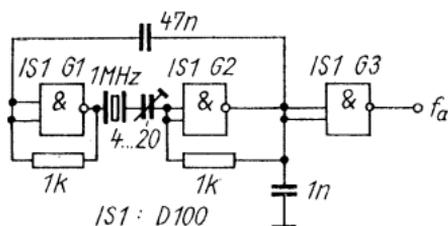
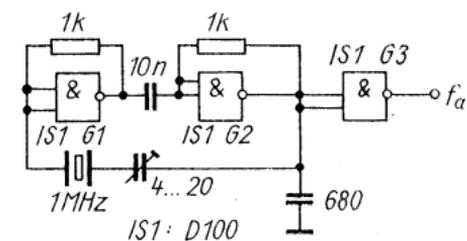
wird durch den Nachbau veröffentlichter Bauanleitungen sehr erleichtert. Große Sorgfalt sollte man dem Aufbau des Eingangskanals bei hohen Eingangsfrequenzen widmen. Hier gelten die bekannten HF-Grundsätze wie kurze Leitungsführung, Entkoppung der IS direkt an den Anschlüssen, kapazitätsarmer Aufbau usw.

#### 4.4.1. Zeitbasisoszillatoren

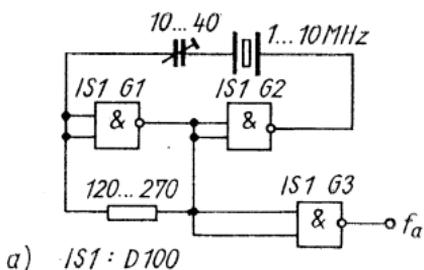
Wie schon aus Abschnitt 4.3.4. hervorgeht, hat der Zeitbasisoszillator einen großen Einfluß auf die Meßgenauigkeit des Zählers. Abgesehen von sehr einfachen Geräten geringer Genauigkeit, wird ausschließlich der Schwingquarz als frequenzbestimmendes Bauelement eingesetzt. Er verhält sich wie ein Schwingkreis sehr hoher Güte und weist einen kleinen Temperaturkoeffizienten auf. Neben dem Quarz selbst spielt auch die Schwingschaltung eine Rolle; insbesondere sollte sie den Quarz möglichst wenig belasten und eine geringe Abhängigkeit von Betriebsspannungsschwankungen haben. Für höhere Stabilitätsforderungen bieten sich Temperaturkompensation und Thermostatisierung der Schaltung an. Der Amateur kommt jedoch in vielen Fällen bereits ohne solche Maßnahmen aus und erreicht in der Praxis befriedigende Ergebnisse, die weit besser als solche vergleichbarer Analogmeßgeräte sind. Ein Thermostat für den Zeitbasisoszillator läßt sich aber auch mit Amateurmitteln gut aufbauen.

Der Feinabgleich des Zeitbasisoszillators geschieht durch „Ziehen“ der Quarzfrequenz mit einer kleinen Kapazität (z. B. Lufttrimmer), die bei dem meist verwendeten Serienresonanzbetrieb in Reihe zum Quarz liegt. Mitunter wird zusätzlich noch ein kleiner Festkondensator parallel zum Trimmer geschaltet. Bei den folgenden Schaltungen ist diese Zusatzkapazität nicht mit angegeben, weil sie vom verwendeten Quarz abhängt.

Bild 4.34 zeigt, wie man mit geringem Aufwand aus TTL-Gattern Quarzoszillatoren aufbauen kann. Die Stabilität dieser Schaltungen hängt neben dem verwendeten Quarz auch von der Quarzbelastung durch den Eingangswiderstand der Gatter und der Stabilität der Betriebsspannung ab. Die Schaltung nach Bild 4.34a hat nur eine geringe Stabilität ( $10^{-4}$  bis  $10^{-5}$ ), ist aber sehr aufwandsarm, und im Bereich 1 bis 10 MHz lassen sich



b)



a)

Bild 4.34

Zeitbasisoszillatoren mit TTL-IS *D 100*; a — Schaltung geringer Stabilität ( $10^{-4}$  bis  $10^{-5}$ ) für 1 bis 10 MHz, b — Schaltungen für 1 MHz

Quarze, deren Serienresonanzwiderstand  $< 250 \Omega$  ist, sicher betreiben. Die Schaltungen nach Bild 4.34 b sind für Quarze zwischen 1 MHz und 5 MHz sinnvoll einsetzbar. Quarze zwischen 100 kHz und 1 MHz lassen sich auch betreiben, wenn der parallel zu Gatter G1 liegende Widerstand durch eine 10-mH-Drossel (Richtwert) ersetzt wird. Geringere Quarzbelastung und günstigeren Betrieb bei Quarzfrequenzen  $< 1$  MHz sind mit Low-Power-TTL-Gattern möglich. Als Beispiel ist in Bild 4.35 ein 100-kHz-

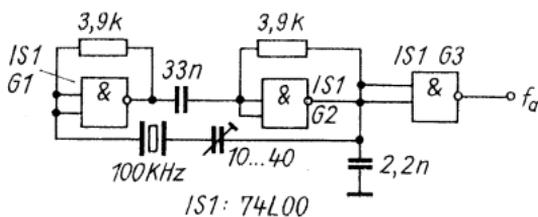


Bild 4.35  
100-kHz-Zeitbasisoszillator mit Low-Power-TTL-  
IS 74 L 00

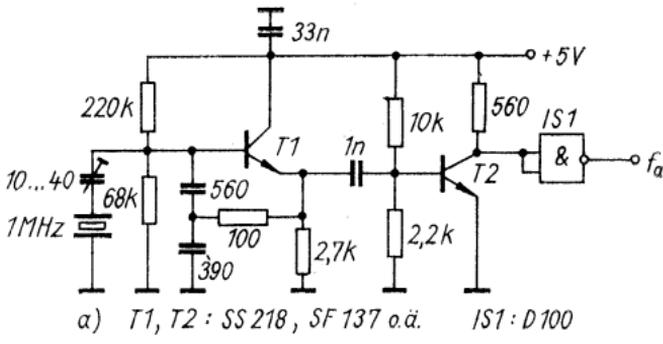
Oszillator dargestellt. Der IS 74 L 00 (UdSSR-Äquivalent: *K 158 ЛА 3*) entspricht in der logischen Funktion und der Anschlußbelegung dem IS *D 100*. Der Unterschied besteht in der hochohmigeren Auslegung der Innenschaltung, die zu geringerer Stromaufnahme und zu größeren Schaltzeiten führt.

Bei den Schaltungen nach Bild 4.34 und 4.35 dient der Kondensator am Ausgang von G2 zur Unterdrückung von Oberwellen, die durch die steilen Flanken des TTL-Ausgangssignals zu einer zusätzlichen Anregung für den Quarz führen könnten. Der Wert dieses Kondensators muß der Quarzfrequenz angepaßt werden. Für Standard-TTL-Gatter ist mit  $680 \text{ pF}/f_Q$  in MHz zu rechnen, für Low-Power-TTL-Gatter ist dieser Wert noch durch 3 zu dividieren. Die parallel zu den Gattern liegenden Widerstände dienen der Arbeitspunkteinstellung, damit die als digitales Schaltelement ausgelegten TTL-Gatter im linearen Teil der Übertragungskennlinie arbeiten können. Der Betriebsspannungseinfluß ist  $\frac{\Delta f}{f} =$

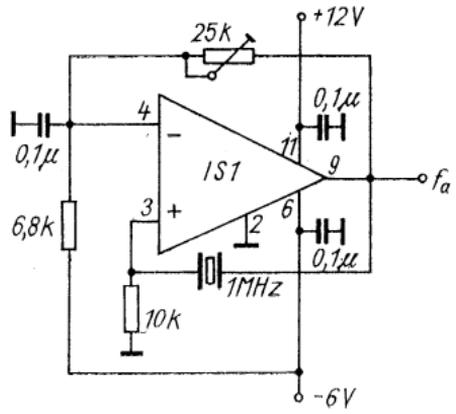
$10^{-7}$  bis  $10^{-8}$  bei 1%ig stabilisierter Betriebsspannung. Eine einfache Nachsteuerung des Zeitbasisoszillators, die man z. B. bei Empfang von Funknormalen vorsehen kann, läßt sich durch Parallelschalten einer Kapazitätsdiode zum Ziehkondensator erreichen.

Geringe Quarzbelastung, weiten Frequenzbereich und allgemein bessere Ausnutzung der Quarzfrequenzstabilität bieten lineare Schaltungen mit Transistoren oder IS. Jeweils ein Beispiel ist in Bild 4.36 dargestellt. Je nach Quarz kann ohne zusätzliche Maßnahmen mit einer Stabilität  $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-5}$  bis  $10^{-6}$  gerechnet werden.

Es eignen sich eigentlich alle aus der HF-Technik bekannten Quarzoszillatoren (gute Zusammenfassung z. B. in [47]). Prinzipiell können auch Quarze mit nichtdekadischen Frequenzen verwendet werden, wenn sie sich durch nachfolgende Teilung

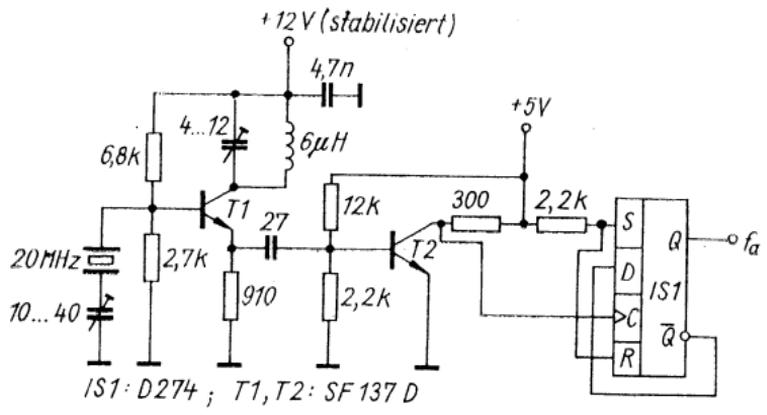


a) T1, T2 : SS 218, SF 137 o.ä. IS1 : D 100



b) IS1: A 110 oder B 110

Bild 4.36 1-MHz-Zeitbasisoszillatoren; a — mit Transistoren, b — mit Komparator-IS A 110 (nach [48])



IS1: D 274 ; T1, T2: SF 137 D

Bild 4.37 10-MHz-Zeitbasisoszillator mit 20-MHz-Quarz und 2:1-Teiler

wieder auf dekadische Werte bringen lassen. Ein Beispiel ist dafür der in Bild 4.37 gezeigte 20-MHz-Oszillator. Die Teilung auf 10 MHz übernimmt ein *D 274* (D-FF der High-Speed-TTL-Serie).

Wie auf anderen Gebieten der Schaltungstechnik stellen die CMOS-IS ihre Vorteile auch für Quarzoszillatoren unter Beweis. Der hochohmige Eingang gestattet eine geringe Quarzbelastung. Die kleine Verlustleistung wirkt sich günstig auf das Temperaturverhalten der Schaltung aus. Der Arbeitspunkt wird wie bei den TTL-Schaltungen mit Widerständen zwischen Ein- und Ausgang des CMOS-Gatters eingestellt. Allerdings können sehr viel größere Widerstandswerte gewählt werden (etwa 4,7 bis 22 M $\Omega$ ), so daß das frequenzbestimmende Rückkopplungsnetzwerk (Quarz, Ziehkondensator) fast unbeeinflußt bleibt.

Bild 4.38 zeigt ein einfaches Beispiel mit dem CMOS-IS *4011* (UdSSR-Äquivalent: *K 561 J1A 7*), der 4 NAND-Gatter enthält. Zur Schwingungserzeugung genügt ein Gatter, ein weiteres dient der Entkopplung und Flankenversteilerung der Ausgangsimpulse. Ebenfalls gut geeignet für Oszillatoren ist der CMOS-IS *4007*. Er enthält 2 CMOS-Transistorpaare und einen Inverter. In [49] wird damit ein Quarzoszillator vorgestellt, der in Bild 4.39 wiedergegeben ist. Die Anschlußzahlen beziehen sich auf ein 14poliges DIL-Gehäuse.

In [49] kommt ein 3,2-MHz-Quarz mit einer Stabilität von  $\frac{\Delta f}{f} = 7 \cdot 10^{-6}$  (– 20 bis + 70 °C) zum Einsatz. Mit C1 wird die Schwingstufe möglichst lose an die folgende Pufferstufe gekoppelt, während C2 der Frequenzjustierung dient. Zusammen mit der Schaltung wird im angegebenen Temperaturbereich mit einem

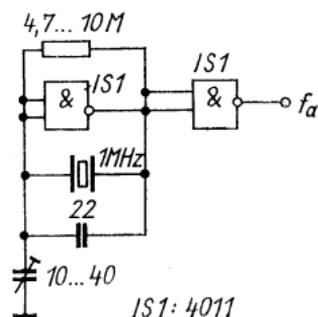
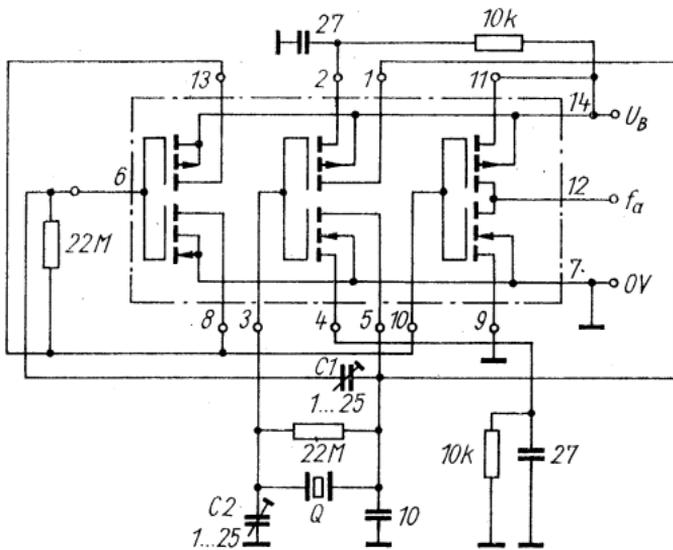


Bild 4.38  
1-MHz-Zeitbasisoszillator mit CMOS-IS 4011



Anschlußzahlen beziehen sich auf 14-poliges DIL-Gehäuse

Bild 4.39 Quarzoszillator mit CMOS-IS 4007

maximalen Fehler von  $\frac{\Delta f}{f} = 3 \cdot 10^{-5}$  bis  $4 \cdot 10^{-5}$  gerechnet. Beim praktischen Laborbetrieb in normaler Umgebungstemperatur kann eine Stabilität von  $\frac{\Delta f}{f} \leq 10^{-6}$  erwartet werden.

Die Frequenzstabilität von Zeitbasisoszillatoren läßt sich verbessern, wenn man Betriebsspannungs- und Temperatureinflüsse klein hält. Den Alterungseinfluß der Schaltung und des Quarzes kann man durch künstliche Alterung (z. B. mehrmalige Aufheizung auf etwa 80 °C und nachfolgende Abkühlung) und einen möglichst ununterbrochenen Betrieb über Wochen und Monate zurückdrängen. Die Betriebsspannung läßt sich zunächst einer stabilen Quelle ( $< 1\%$  Fehler) entnehmen und kann z. B. durch temperaturkompensierte Z-Dioden nochmals verbessert werden. Es bietet sich auch der Einsatz integrierter Spannungsregler, z. B. *MAA 723*, an. Für die Verringerung der Temperatureinflüsse wurden schon Hinweise gegeben. Mit einer einfachen Proportionaltemperaturregelung (z. B. mit Operationsverstärker *A 109* oder *MAA 741* und Thermistorbrücke) läßt sich im Thermostat die Temperatur der Quarzschaltung  $< 1$  K konstant halten. Dadurch steigt die Stabilität wenigstens um eine Größenordnung.

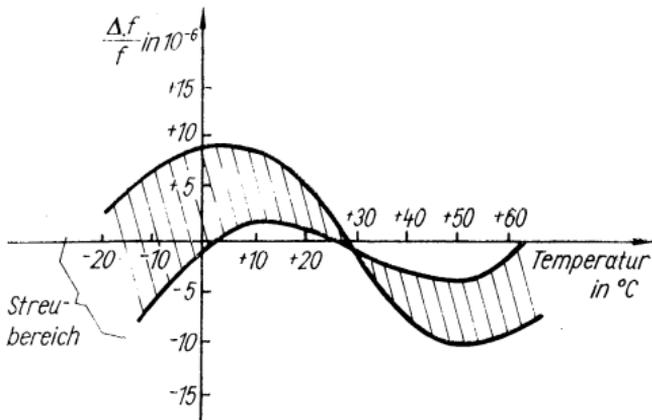


Bild 4.40 Frequenz-Temperatur-Charakteristik eines Quarzes (Dickenscherschwinger,  $\Delta T$ -Schnitt)

Zweckmäßigerweise bemißt man die Innentemperatur so, daß der Quarz in der Nähe des Umkehrpunktes seiner Frequenz-Temperatur-Charakteristik (Bild 4.40) betrieben wird. An dieser Stelle ist der Quarzfehler am kleinsten.

Eine andere Möglichkeit, die Stabilität des Zeitbasisoszillators zu erhöhen, besteht in der Anbindung seiner Frequenz an ein Funkfrequenz- oder Funkzeitnormal (z. B. Droitwich oder DCF 77). Diese hochstabilen Aussendungen lassen sich auch gut zur Kalibrierung des Zeitbasisoszillators heranziehen. Droitwich-Empfänger werden z. B. in [51] und [52] vorgestellt. Die Nachsteuerung einer Zählerzeitbasis vom Sender Droitwich ist z. B. in [50] beschrieben.

#### 4.4.2. Zeitbasisteiler

Als Zeitbasisteiler können z. B. die in Abschnitt 2.3.3. beschriebenen Schaltungen eingesetzt werden. Zur Zusammenschaltung der Zähldekaden beachte man die Ausführungen in Abschnitt 2.5. Üblich ist heute der Einsatz von MSI-Zähler-IS, wie die Typen 7490, D 192 oder 4017. Für diese IS wird je ein Beispiel angegeben (Bilder 4.41 bis 4.43). Modernste Geräte arbeiten mit nur wenigen hochintegrierten Schaltungen (LSI-IS), die nahezu alle Funktionen beinhalten. Solche IS stehen dem Amateur der-

zeit im allgemeinen noch nicht zur Verfügung, so daß dazu keine Schaltbeispiele angegeben werden.

Der Eingang der Teilerkette wird – abgesehen von Einzeckgeräten – an den Betriebsartenschalter geführt, um für die verschiedenen Meßprinzipien zur Verfügung zu stehen. Die maximale Eingangsfrequenz des Teilers muß für die Zeitbasisoszillatorfrequenz ausreichend sein. Für Standard-TTL-IS stellt das meist kein Problem dar, da Frequenzen  $> 10$  MHz selten verwendet werden. Mit CMOS-IS liegt die Grenze bei einigen Megahertz. Die für den Zeitbasisoszillator erforderliche Anzahl von IS hängt u. a. von der gewünschten größten Torzeit und der Zeitbasisoszillatorfrequenz ab. Beispiel: Für eine größte Torzeit von 1 s und einer Zeitbasisoszillatorfrequenz von 1 MHz benötigt man insgesamt 6 Teilerdekaden. Die Zusammenschaltung der Teilerdekaden ist der Einfachheit halber meist asynchron. Bei selbststartenden Teilern kann die Rückstellung (z. B. beim Einschalten des Gerätes) entfallen. Der Mehraufwand ist jedoch gering und beschränkt sich auf eine Rückstelleitung, an die die Rückstellgänge der Teilerdekaden angeschlossen werden. Den Rückstellimpuls kann man von der Steuerung des Zählers ableiten, die beim Einschalten auch in eine definierte Lage gebracht werden muß. Die Ausgänge der Teilerdekaden führen zum Zeitbasisschalter. Parallel dazu läßt sich ein zweiter Auswahlschalter anschließen, mit dem unter Zwischenschaltung eines einfachen Trennverstärkers (z. B. Logikgatter) die Zeitbasisfrequenzen als hochgenaue Eichmarken an einer Buchse des Zählers zur Verfügung gestellt werden (Anwendung z. B. zur Kalibrierung von Empfängerskalen).

Bei automatischer Wahl der Zeitbasis übernimmt ein Digitalmultiplexer (z. B. TTL-IS 74151) die Funktion des Zeitbasisschalters, an dessen Eingängen die dekadisch gestuften Zeitbasissignale liegen. Von der Steuerung wird (meist binär kodiert) ein Eingang angewählt, der dann auf den Ausgang des Multiplexers durchgeschaltet wird.

Der Einsatz von TTL-IS 7490 (Bild 4.41) hat gegenüber der Variante mit *D 192* (Bild 4.42) Vorteile, da nur etwa der halbe Strombedarf auftritt. Am günstigsten hinsichtlich des Strombedarfs schneidet die Schaltung mit dem CMOS-IS 4017 ab (Bild 4.43). Der Verdrahtungsaufwand ist ebenfalls am kleinsten. Alle Anschlußzahlen in den Bildern beziehen sich auf DIL-Gehäuse.

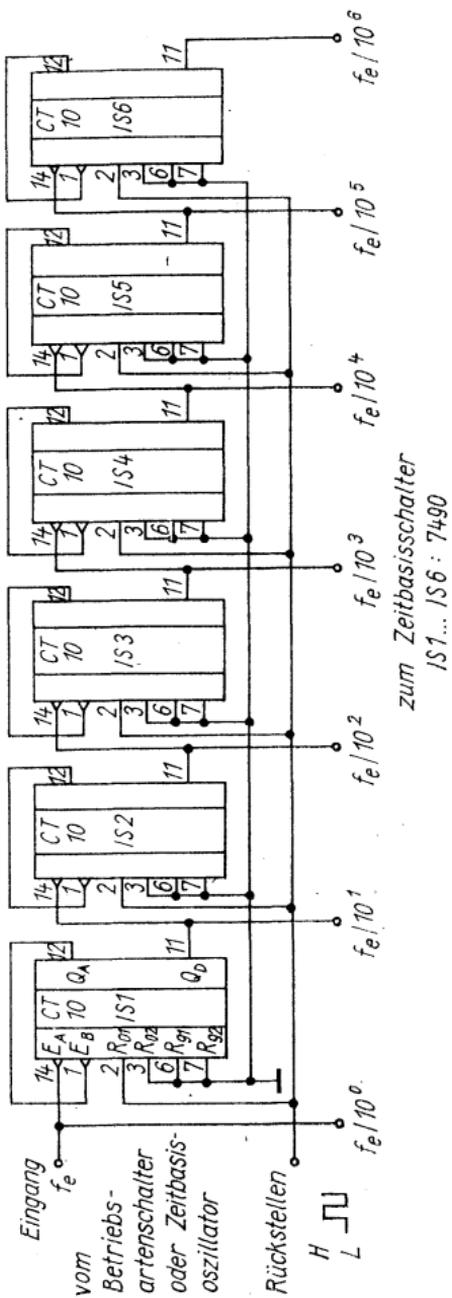


Bild 4.41 Zeitbasisteiler mit TTL-IS 7490

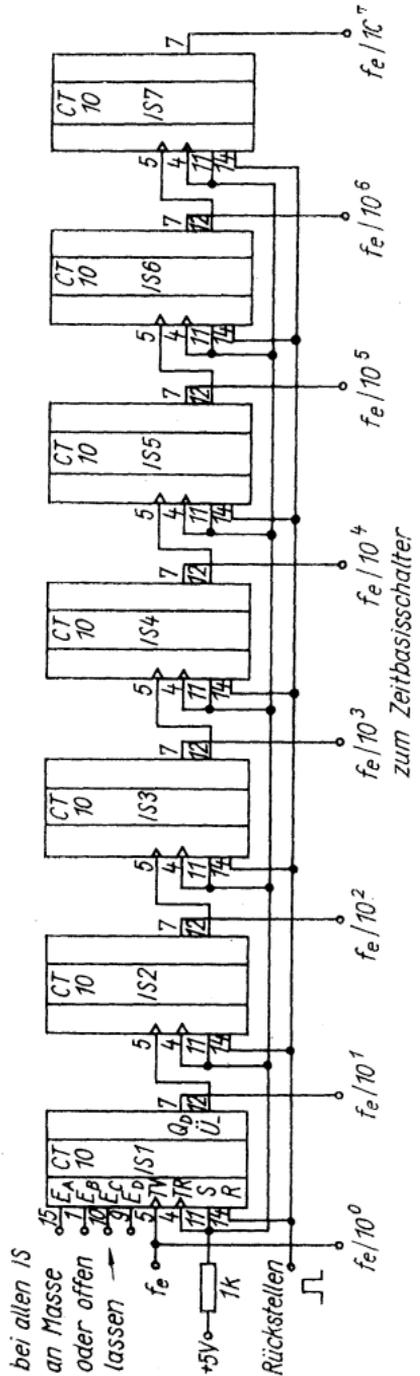


Bild 4.42 Zeitbasisteiler mit TTL-1S D 192

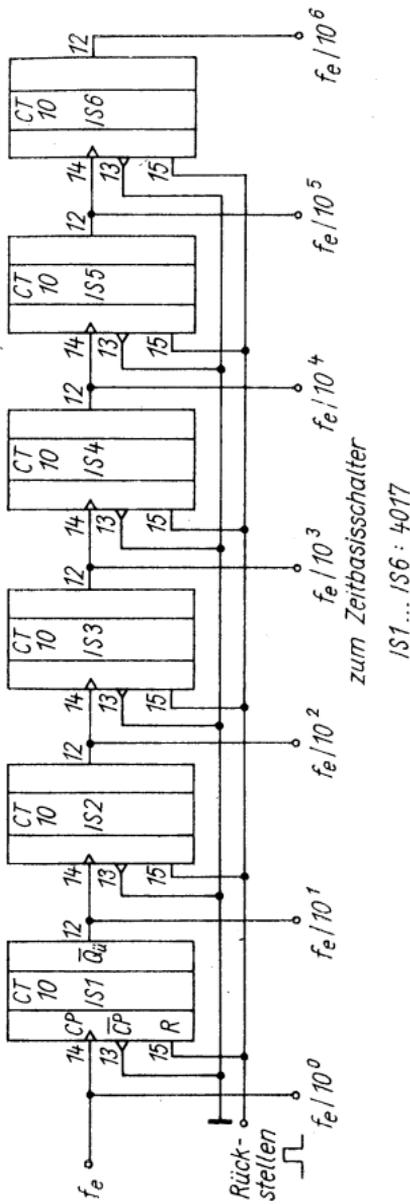


Bild 4.43 Zeitbasisteiler mit CMOS-IS 4017

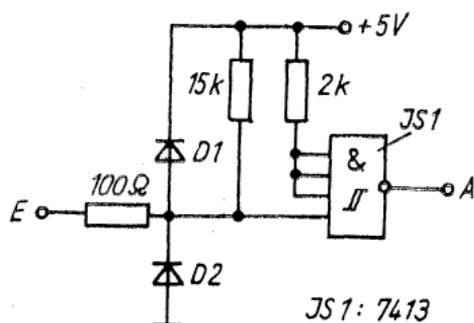
Die Stromaufnahme des 6stelligen Teilers mit 7490 liegt zwischen 150 mA und 350 mA, während der 7stellige Teiler mit D 192 350 bis 700 mA aufnimmt. Der 6stellige Teiler mit 4017 hat eine Stromaufnahme von wenigen Milliampere. Sie hängt von der gewählten Betriebsspannung und der höchsten zu verarbeitenden Frequenz ab.

Die gezeigten Schaltbeispiele können selbstverständlich in der Anzahl der IS variiert und damit dem konkreten Einsatzfall angepaßt werden.

### 4.4.3. Eingangskanal

Der Eingangskanal eines elektronischen Zählers kann recht unterschiedlich ausgeführt werden. Welche Stufen prinzipiell in Betracht kommen, ist in Abschnitt 4.1. erläutert worden. Je nach Anforderungen an das Gerät bezüglich Empfindlichkeit und Frequenzbereich sind Schaltungslösungen üblich, die vom einfachen TTL-Gatter bis zum Mikrowellenverstärker reichen können. Im folgenden wird deshalb nur eine kleine Auswahl praktischer Schaltungen vorgestellt.

Will man nur TTL-Signale verarbeiten, so ist bereits ein NAND- oder NOR-Gatter geeignet. Liegen die Eingangssignale zwar im Bereich einiger Volt, aber die Signalfanken sind nicht TTL-gerecht (z. B. Sinussignale), so eignet sich die einfache Schaltung nach Bild 4.44, in der der TTL-Schmitt-Trigger 7413 (UdSSR-Äquivalent: *K 155 TJI 1*) die Funktion des Impulsformers übernimmt. Die Einschalttriggerschwelle liegt fest bei etwa 1,7 V. Die Triggerhysterese beträgt 0,8 V. Ebenso eignet sich der TTL-Typ 74132, der 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen enthält. Der 7413 weist 2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen auf. Frequenzen bis über 10 MHz können damit verarbeitet werden. Von Nachteil ist neben der geringen Empfindlichkeit in manchen Fällen auch die niedrige Eingangsimpedanz.



JS 1: 7413  
D1, D2: SAY17

Bild 4.44  
Einfache Impulsformerstufe  
mit TTL-IS 7413

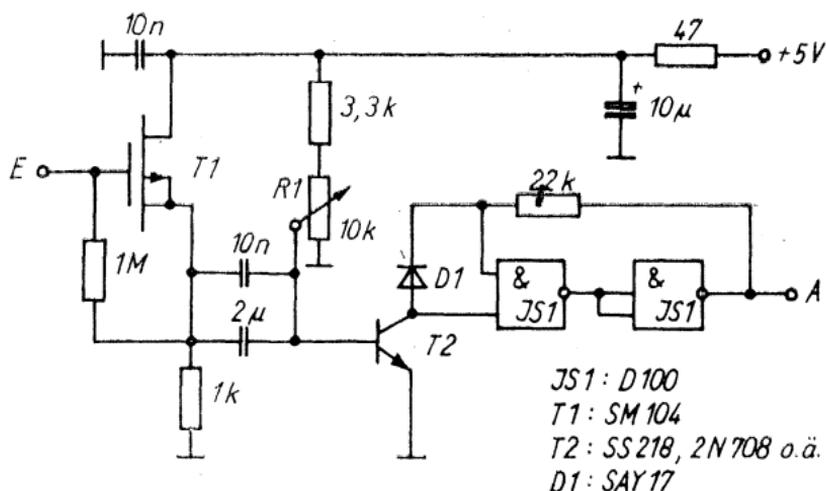


Bild 4.45 Eingangskanal mit hochohmigem Eingang bis 5 MHz

Bei der Schaltung gemäß Bild 4.45 treten diese Nachteile nicht auf. Sie hat wegen des MOS-Feldeffekttransistors *SM 104* (T1) einen hohen Eingangswiderstand, der in der Bootstrap-Schaltung noch vergrößert wird (etwa 2,5 MΩ). Die Eingangskapazität ist mit etwa 3,5 pF ebenfalls recht klein. Mit R1 stellt man die Empfindlichkeit ein, indem der Basisstrom von T2 so dimensioniert wird, daß nur etwa 30 bis 50 mV fehlen, bis die nachgeschaltete TTL-Triggerstufe mit *D 100* (IS1) schaltet. Man erreicht in der angegebenen Dimensionierung eine Empfindlichkeit

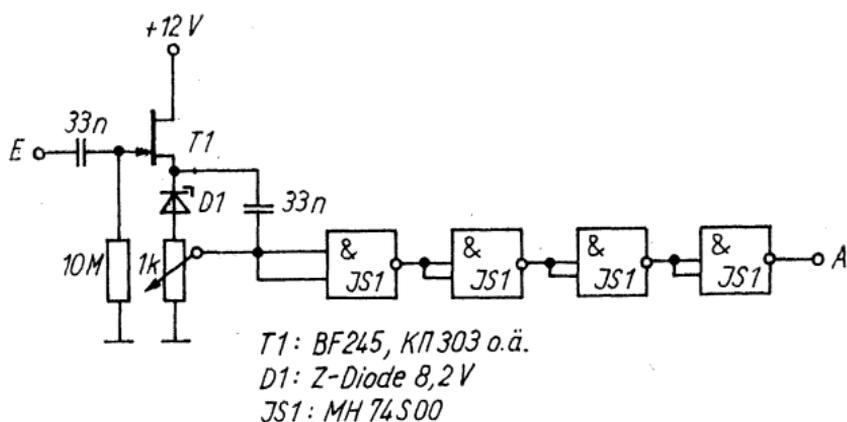
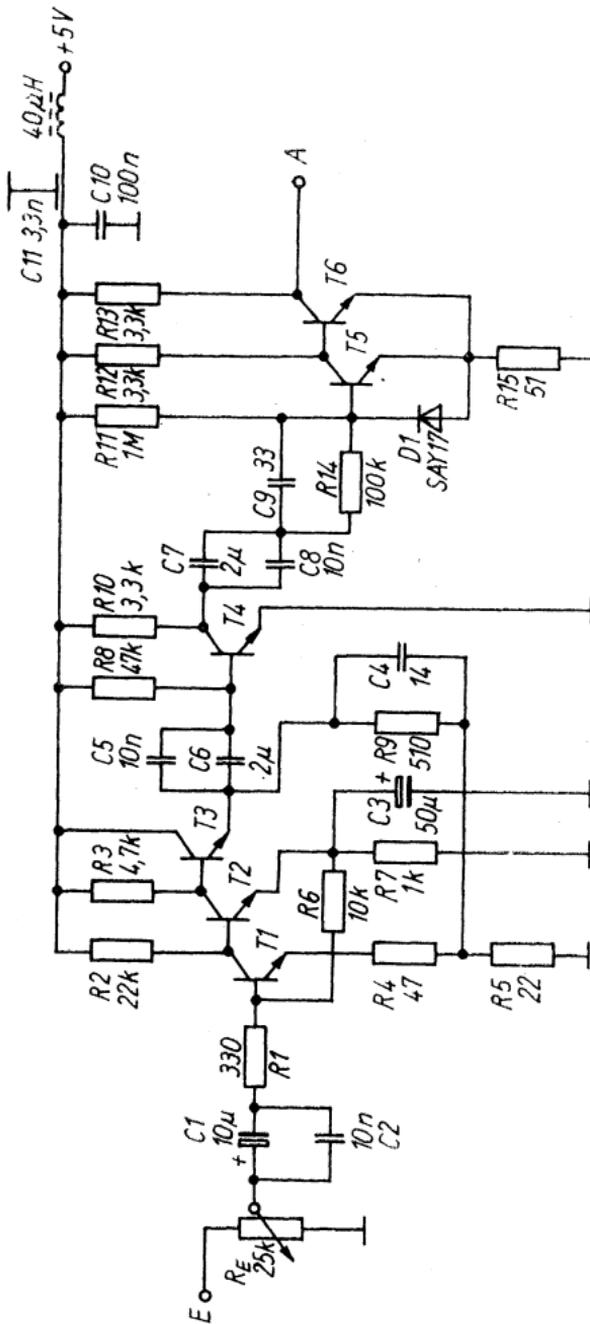


Bild 4.46 Eingangskanal mit hochohmigem Eingang bis 65 MHz (nach [53])



T1, T2, T3 : SF137D

T4 : 2N708, SF137D o.ä.

T5, T6 : 2N2369, KSY71 o.ä.

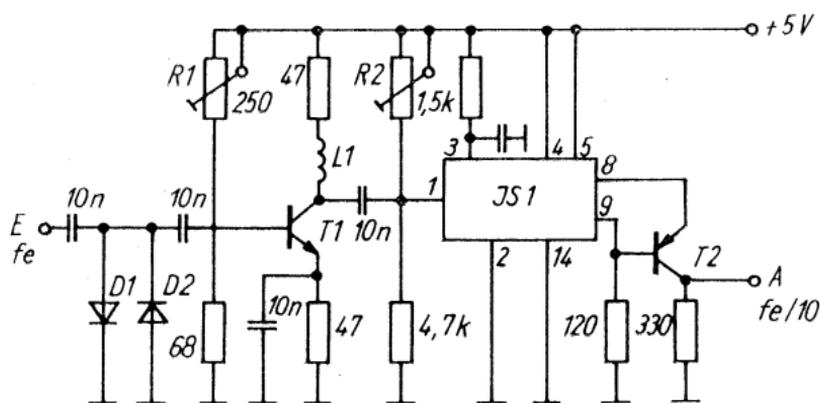
Bild 4.47 Eingangskanal bis 20 MHz mit einer Empfindlichkeit von  $U_{\text{eff}} = 40 \text{ mV}$

von  $U_{\text{ss}} = 50 \text{ mV}$  im Frequenzbereich 50 Hz bis 5 MHz. Die Ausgangsimpulse sind TTL-gerecht.

Eine ähnliche Lösung für höhere Frequenzen ist in [53] angegeben (Bild 4.46). Der HF-Feldeffekttransistor *BF 245 B* läßt sich

durch den *KП 303* aus der UdSSR ersetzen. Indem als Impulsformer *Schottky-TTL-Gatter 74 S 00* eingesetzt werden, kann eine obere Eingangsfrequenz von 65 MHz erreicht werden. Der *IS 74 S 00* wird z. B. auch von TESLA (ČSSR) unter der Typenbezeichnung *MH 74 S 00* und in der UdSSR als *K 531 JIA 3* gefertigt.

Bild 4.47 zeigt eine bewährte Eingangskanalschaltung, die bis 20 MHz bei einer Empfindlichkeit von  $U_{\text{eff}} = 40 \text{ mV}$  zufriedenstellend arbeitet. Das Meßsignal wird je nach Bedarf mit dem Potentiometer abgeschwächt, damit es immer im Dynamikbereich des Breitbandverstärkers T1 bis T4 liegt. Seine 3-dB-Bandbreite beträgt etwa 22 MHz. Die Gleichstromverstärkung der Transistoren *SF 137 D* und *2 N 708* liegt ist etwa mit 200 zu wählen. Durch eine starke Gleichstromgegenkopplung über R6 und R4, R5 wird eine stabile Verstärkung erreicht. Die Wechselstromgegenkopplung über R9, C4 hebt die Verstärkung im oberen Frequenzbereich an. Der Impulsformer mit den Transistoren T5 und T6 ist als *Schmitt-Trigger* geschaltet. Diese Transistoren sollten eine geringe Schaltzeit aufweisen (z. B. *KSY 71*). Werden die Typen *SF 136* bzw. *SF 137* eingesetzt, so geht die maximale Eingangsfrequenz zurück, im Muster auf etwa 14 MHz. Da der Verstärker wechselspannungsgekoppelt ist, liegt die untere Frequenzgrenze nicht



JS1: 95H90  
D1, D2: MC 830 oder Hot Carrier Diode  
T1: 2N 5179  
T2: 2N 5910

Bild 4.48 Eingangskanal bis 250 MHz (nach [50])

bei Null, sondern etwa bei 10 Hz. Mit dem Ausgangssignal kann direkt ein Standard-TTL- oder High-Speed-TTL-Gatter angesteuert werden.

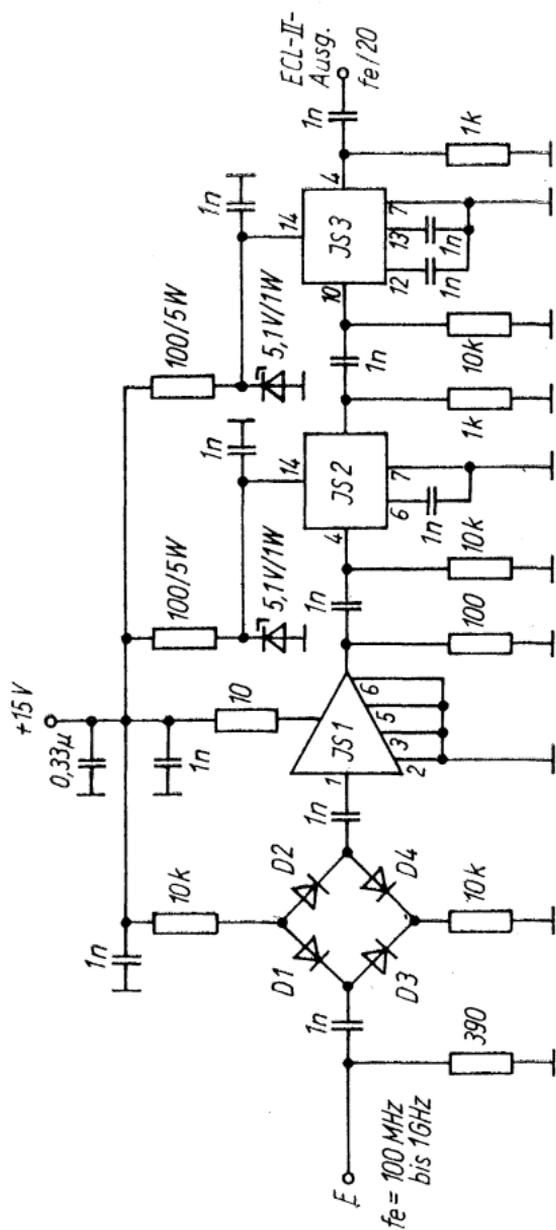
Eingangskanäle für VHF und UHF arbeiten meist mit ECL-IS. In [50] wird ein Eingangskanal bis 250 MHz vorgestellt, dessen Stromlaufplan in Bild 4.48 wiedergegeben ist. Der Vorverstärker (T1) wird direkt hinter der Eingangsbuchse handverdrahtet. T1 hat eine Transitfrequenz von 1 GHz, dafür käme eventuell als Austauschtyp der *KT 355 A* aus der UdSSR in Frage.

IS1 ist ein ECL-Teiler 10:1, dessen Gehäuse wegen der großen Verlustleistung mit einem Kühlflansch versehen ist. T2 dient als Pegelwandler ECL zu TTL. Dieser pnp-Transistor hat eine Transitfrequenz von 700 MHz und könnte durch den UdSSR-Typ *KT 363 A* ersetzt werden. L1 dient zur Frequenzgangkorrektur. Die Dioden D1 und D2 sollen den Eingang vor Überlastung schützen. R1 und R2 dienen der Arbeitspunkteinstellung.

Für hohe Empfindlichkeit und Frequenzen bis über 100 MHz kommen auch Differenzverstärkerschaltungen in Betracht. Vorteilhaft ist die mögliche Gleichspannungskopplung der Stufen und die einfache Triggerpegelstellung. Eine Seite des Differenzverstärkers erhält das Eingangssignal, während auf der anderen Seite mittels einer Gleichspannung der Triggerpegel eingestellt werden kann. Durch den Einsatz eines Feldeffekttransistorpaares erzielt man hohen Eingangswiderstand, geringe Eingangskapazität und ausreichende thermische Stabilität bei DC-Betrieb. Ein Beispiel für einen solchen 100-MHz-Eingangskanal ist in Abschnitt 4.4.6. angegeben.

In [56] wird ein 3stufiger Differenzverstärker bis 20 MHz beschrieben, der eine Empfindlichkeit von 10 mV bei einem Eingangswiderstand von 1 M $\Omega$  parallel 10 pF hat. Einfache Schaltungen sind z. B. auch in [54] und [55] enthalten.

Um einen Einblick in die Realisierung eines UHF-Zählereingangskanals zu gewinnen, ist in Bild 4.49 eine Anwendungsschaltung der englischen Firma *Plessey Ltd.* dargestellt. Die *Schottky*-Diodenbrücke (D1 bis D4) begrenzt das Eingangssignal auf maximal  $U_{ss} = 100$  mV, um den nachfolgenden Hybrid-Breitbandverstärker (IS1) nicht zu übersteuern. Damit wird bei  $U_B = 15$  V eine Verstärkung von 15 dB erreicht. Die Teilung des Signals durch 4 übernimmt der 1-GHz-ECL-Teiler *SP 8610 B* (IS2). Am Ausgang des nachfolgenden 5:1-Teilers *SP 8620 B*



- D1... D4 : Schottky-Dioden HP 5082 - 2811
- JS1 : Mikrowellenhybridverstärker Amperec AFT 417  
oder Philips OM 185
- JS2 : 1GHz - 4:1-Teiler Plessey SP8610B
- JS3 : 400 MHz - 5:1-Teiler Plessey SP8620B

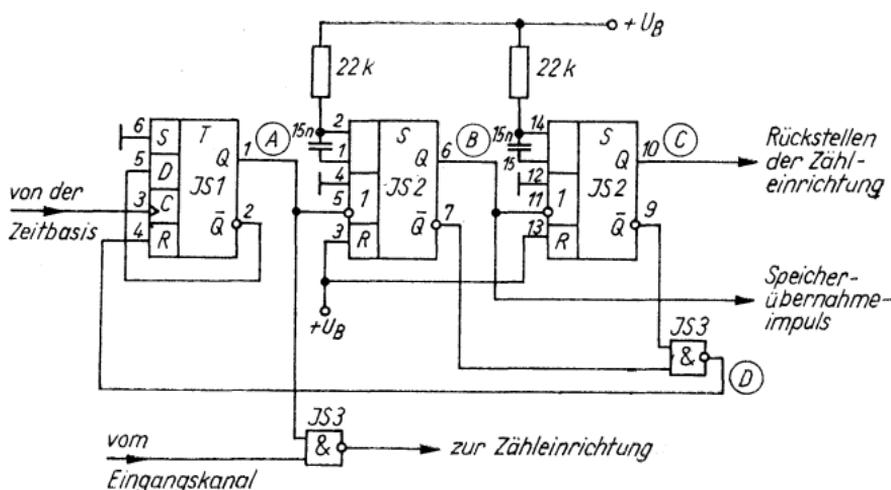
Bild 4.49 Eingangskanal bis 1 GHz (nach [57])

(IS3) kann man dann eine Frequenz von 5 bis 50 MHz entnehmen, die sich nach Anschaltung eines ECL-TTL-Pegelwandlers in TTL-Zählern leicht verarbeiten läßt. Die niedrigste Eingangsfrequenz ist 100 MHz, weil beim ECL-Teiler bestimmte Forderungen an die Flankensteilheit des Eingangssignals bestehen. Die obere Frequenzgrenze von 1 GHz ist u. a. durch den Be-

grenzer und Breitbandverstärker gegeben. Die Empfindlichkeit bei 1 GHz beträgt etwa  $-10$  dBm ( $\triangleq 71$  mV an  $50 \Omega$ ). Sie hat ein Maximum bei 350 bis 550 MHz mit  $-30$  dBm ( $\triangleq 7,1$  mV an  $50 \Omega$ ).

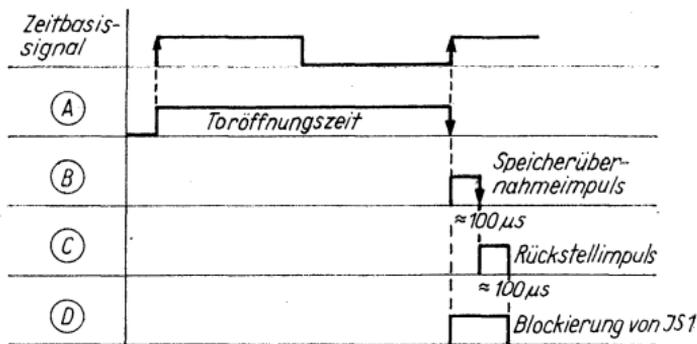
#### 4.4.4. Steuerung

Die Steuerung des Zählers dient dazu, Impulse für Torsteuerung, Ergebnisspeicherung und Rückstellen der Zählereinrichtung zu erzeugen. Die Schaltungspraxis ist vielfältig und paßt sich den im Zähler zu realisierenden Funktionen und den verwendeten Bauelementen an. Im folgenden werden 2 einfache Beispiele gegeben. Weitere Möglichkeiten kann man den Abschnitten 4.4.5. und 4.4.6. entnehmen. Bild 4.50 zeigt eine Realisierung mit einem D-FF (4013) und 2 Monoflop, die in einem CMOS-IS 4528 enthalten sind. IS1 dient zur Steuerung des Tores, das durch G1 gebildet wird. Bei der Frequenzmessung (im Bild dargestellt) erzeugt man mit der L/H-Fanke des Zeitbasissignals an Q von IS1 ein H-Signal, das das NAND-Gatter G1 freigibt. Vom Eingangskanal können nun Impulse über G1 die Zählereinrichtung erreichen. Mit der nächsten L/H-Fanke des Zeitbasissignals schaltet das D-FF wieder aus und trennt damit den Eingangskanal



a)

JS 1 : 4013  
 JS 2 : 4528  
 JS 3 : 4011



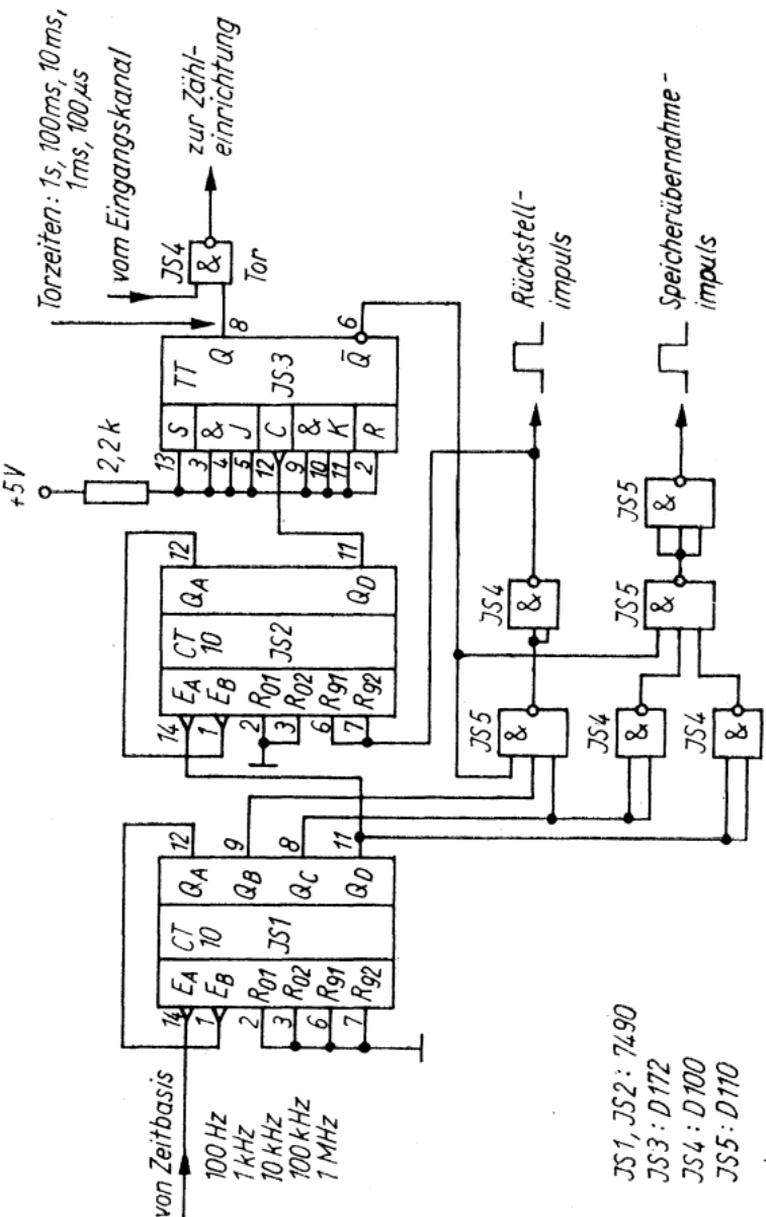
b)

Bild 4.50 Einfache Steuerschaltung mit CMOS-IS; a — Stromlaufplan, b — Impulsdigramm

wieder von der Zählleinrichtung. Die dabei an Q entstehende H/L-Flanke triggert IS2, das einen Speicherübernahmeimpuls abgibt. Mit dessen Rückflanke wird IS3 getriggert, wodurch ein Rückstellimpuls die Zählleinrichtung in den Grundzustand setzt. Für die Periodendauermessung funktioniert die Schaltung in gleicher Weise, wobei der Eingangskanal das Torsteuerungs-FF (IS1) ansteuert und die Zeitbasisimpulse über G1 zur Zählleinrichtung gelangen. Die Schaltung kann unter Beachtung der unterschiedlichen Pegelbedingungen auch mit TTL-IS aufgebaut werden (z. B. 7474,  $2 \times 74121$ , D 100).

Auch vom Zeitbasisteiler lassen sich notwendige Steuerimpulse ableiten. Ein Beispiel anhand der Frequenzmessung ist in Bild 4.51 dargestellt. IS1 und IS2 sind die beiden letzten Dekaden des Zeitbasisteilers. Der Speicherübernahmeimpuls und der Rückstellimpuls werden an den Ausgängen von IS1 dekodiert.  $\bar{Q}$  von IS3 sperrt während der Torzeit beide Impulse. Mit dem Rückstellimpuls wird IS2 auf 9 voreingestellt, so daß durch die nächstfolgende Flanke von H nach L an  $Q_D$  von IS1 auch  $Q_D$  von IS2 auf L-Signal schaltet und damit IS3 einschaltet. Man spart damit Zeit ein, weil IS2 nach dem Rückstellen der Zählleinrichtung nicht erst alle 10 Zustände durchlaufen muß, bevor die Toröffnungsflanke erzeugt wird. Für IS1 und IS2 können unter Beachtung ihrer teilweise anderen Beschaltung auch D 192 eingesetzt werden. Die Voreinstellung auf 9 an IS2 kann in diesem Fall in Verbindung mit dem Ladeeingang über die Dateneingänge geschehen.

Beispiele zur Zählleinrichtung, Dekodierung und Anzeige sollen an dieser Stelle nicht gegeben werden. Die Zählleinrichtung besteht aus Dekadenzählern, die jeweils eine Dezimalstelle repräsentieren. Schaltungen sind in Abschnitt 2.3.3. angegeben. Zur Zusammenschaltung beachte man die Hinweise in Abschnitt 2.5. Die Ergebnisspeicherung wird zweckmäßigerweise ebenfalls für



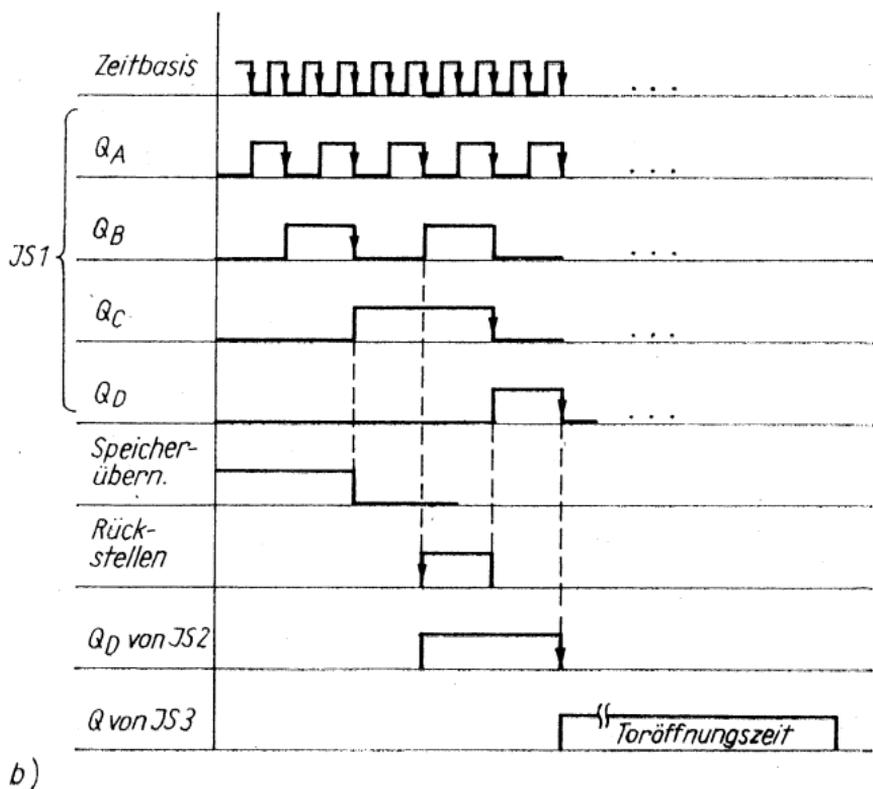


Bild 4.51 Steuerung mit TTL-IS; a — Stromlaufplan, b — Impulsdiagramm (am untersten Gatterausgang von IS 4 ist ein  $C = 680 \text{ pF}$  nach Masse zu schalten)

jede Dezimalstelle getrennt mit IS vorgenommen (z. B. 7475 oder D 195). Die Dekodierung richtet sich nach dem Anzeigesystem. Einen umfassenden Einblick in derzeitige Möglichkeiten und praktische Schaltungstechnik der Anzeigesysteme gewährt der Band 171 der Amateurreihe *electronica* [58]. Dort können alle im Zusammenhang mit der Anzeige stehenden Probleme (z. B. Nullausblendung, Dekodierung, Helligkeitsregelung der Anzeige, Aufbau einer universellen Zähldekade mit Anzeige usw.) studiert werden. Allgemein haben sich die für den Amateur gut erhältlichen 7-Segment-LED-Anzeigebauelemente VQB 71 durchgesetzt. Daneben können sowjetische Digitronröhren (z. B. IW 4 oder IW 6) zum Einsatz kommen. Auf Grund der niedrigen Preise lassen sich derzeit auch günstige Lösungen mit herkömmlichen gasgefüllten Ziffernanzeigeröhren des VEB Werk für Fernseh-elektronik realisieren.

Schaltbeispiele sind auch in den Abschnitten 4.4.5. und 4.4.6. sowie in den Quellen [53], [89], [90] und [91] zu finden.

### 4.4.5. Einfacher 3 1/2stelliger Frequenzzähler für TTL-Signale

Bei nicht allzu hohen Forderungen an die Auflösung und Genauigkeit eignet sich die in Bild 4.52 dargestellte Schaltung. Der

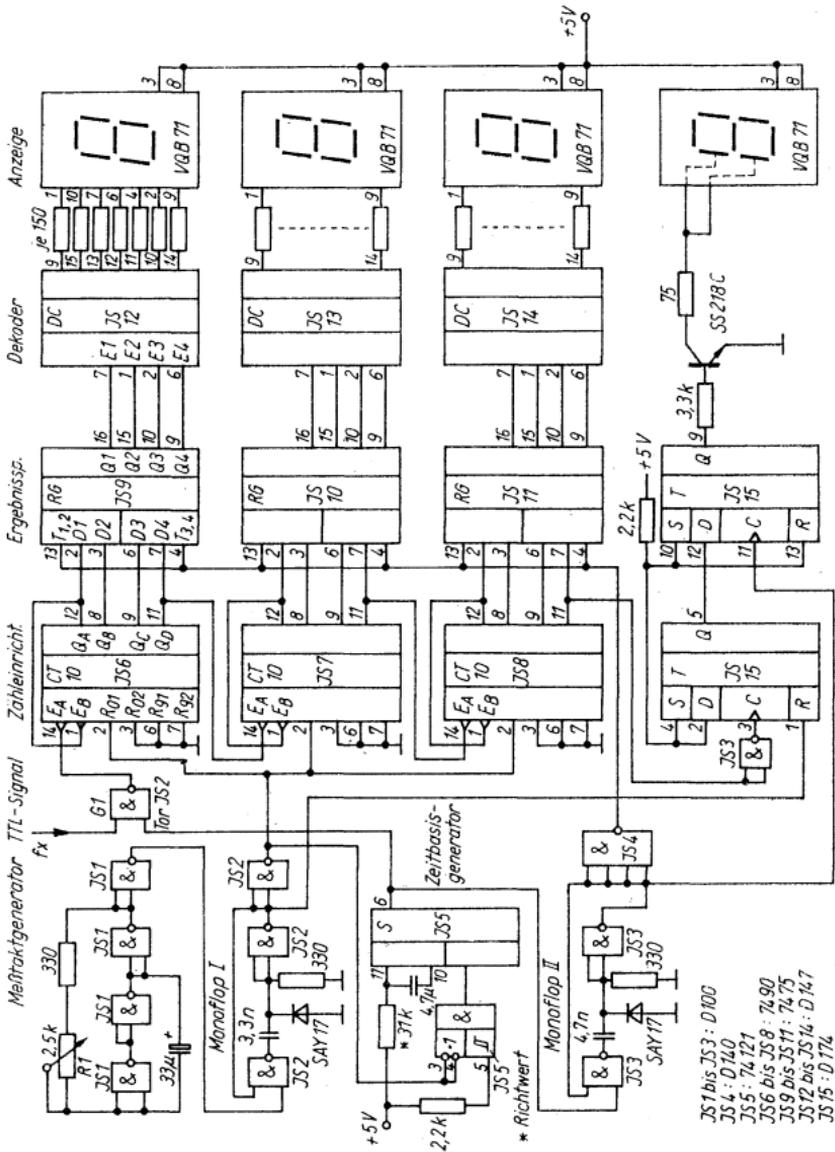


Bild 4.52 Einfacher 3 1/2stelliger Frequenzzähler

maximale Anzeigewert ist 1999. Betrachtet man die 2 wichtigsten Fehlereinflüsse, so ergibt sich folgende Worst-case-Genauigkeit: Fehler der Zeitbasis:  $\pm 4 \cdot 10^{-4}$  bei  $+ 10$  bis  $+ 30$  °C;

$$\text{Quantisierungsfehler: } \frac{\pm 1}{1999} \approx \pm 5 \cdot 10^{-4};$$

$F_{\text{gesamt}} \approx |\pm 4 \cdot 10^{-4}| + |\pm 5 \cdot 10^{-4}| = \pm 9 \cdot 10^{-4} \approx 10^{-3} = 0,1\%$ . Für manche Anwendungen, wie Zähler für einfache Digitalvoltmeter, Digitalskalen für Generatoren u. ä., reicht diese Genauigkeit oft aus. Die Besonderheit der Schaltung ist, daß weder Quarzoszillator noch Teilerdekaden benötigt werden.

IS1 bildet einen astabilen Multivibrator, der als Meßtaktgenerator dient. Damit wird die Anzahl der Messungen je Sekunde festgelegt. Die Einstellung läßt sich mit R1 von etwa 2 bis 0,5/s wählen. Die Torzeit beträgt 100 ms. Die vom Meßtaktgenerator erzeugten Impulse triggern Monoflop I, das etwa 1  $\mu$ s breite Impulse abgibt. Mit der L/H-Flanke dieser Impulse werden die Zähldekaden (IS6 bis IS8) und das D-FF (IS14), das die vordeste Stelle (0 oder 1) repräsentiert, rückgestellt. Mit der H/L-Flanke dieser Impulse wird der Zeitgeber (IS5) getriggert, der die Torzeit von 0,1 s erzeugt. Die Abhängigkeit der Torzeit von der Betriebsspannung kann bei guter Stabilisierung relativ zum Fehlereinfluß der Temperatur vernachlässigt werden. Die Temperaturabhängigkeit wurde mit  $2 \cdot 10^{-5}/\text{K}$  im Umgebungstemperaturbereich von  $+ 10$  bis  $+ 30$  °C ermittelt. Wesentlichen Einfluß auf die Stabilität nehmen die zeitbestimmenden externen Bauelemente R1 und C1. Für R1 eignen sich nur Widerstände mit kleinem TK, z. B. Metallschichtwiderstände. C1 sollte ebenfalls eine hochwertige Ausführung mit kleinem TK sein (z. B. MKC-Kondensator). Die genaue Einstellung der Torzeit geschieht durch Parallel- und/oder Reihenschaltung von Metallschichtwiderständen. Mit einem Universalzähler kann man den Justiervorgang am besten verfolgen. Ist diese Möglichkeit nicht gegeben, so kann man mit einem Quarzeichgenerator von 10 kHz am Zählengang die Torzeit so abgleichen, daß in der Anzeige der Wert 1000 erscheint. Der Zeitgeber wird durch den intern temperaturstabilisierten monostabilen Multivibrator 74121 gebildet, der als TTL-Schaltkreis international sehr bekannt ist (UdSSR-Äquivalenttyp: K 155 AF 1).

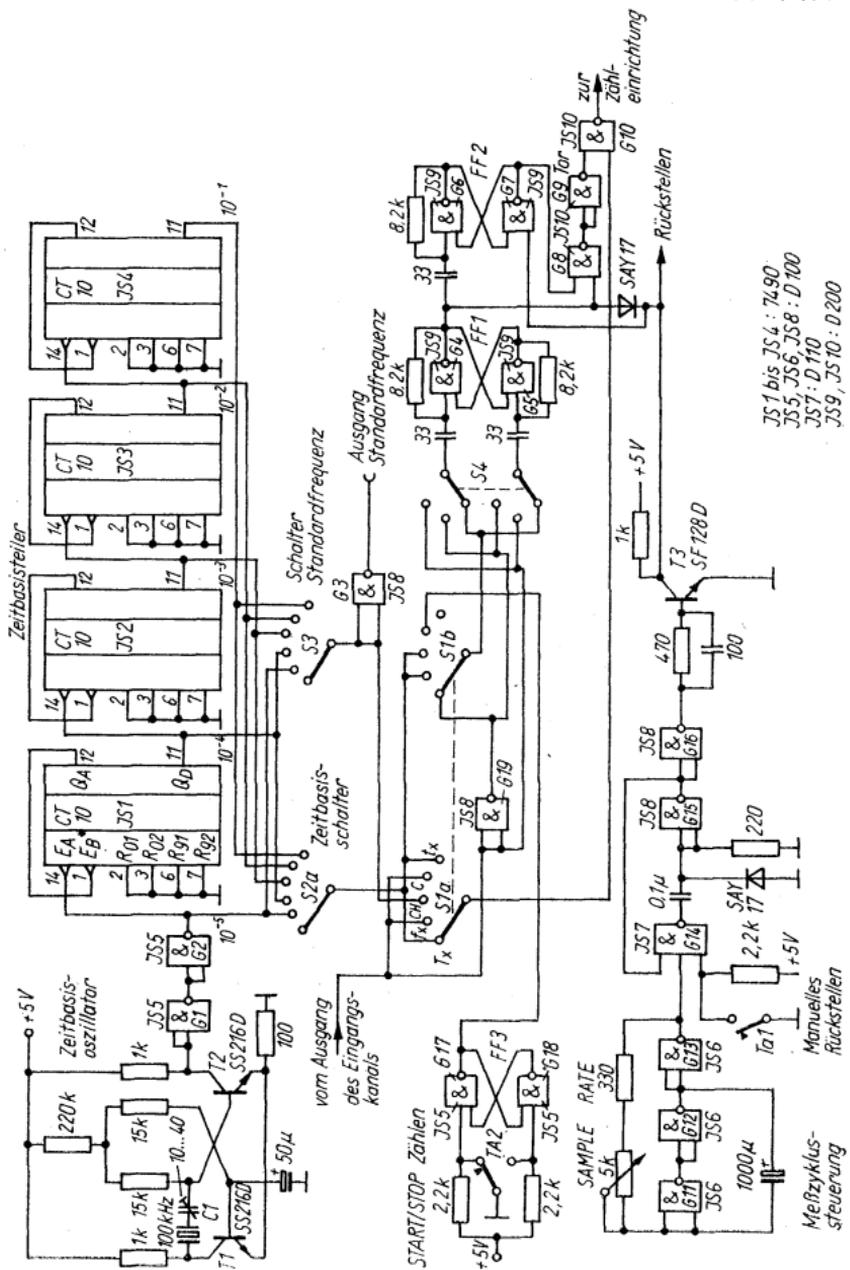
Das Zählertor wird durch G1 (IS2) gebildet, an dem ein TTL-ge-

rechtes Signal liegen muß. Die Anpassung an ein Meßsignal kann an dieser Stelle durch Verstärker- und/oder Triggerschaltungen individuell vorgenommen werden. Während des 100 ms dauernden H-Signals vom Zeitgeber können die Eingangsimpulse über G1 die Zählleinrichtung erreichen. Mit der danach folgenden H/L-Flanke des Zeitgebersignals wird Monoflop II getriggert und gibt einen etwa  $1,2 \mu\text{s}$  langen Speicherübernahmeimpuls ab. Damit wird das Zählergebnis in den Ergebnisspeicher (IS9 bis I1, IS15) eingetragen und gelangt zu den BCD-zu-7-Segment-Dekodern (IS12 bis IS14), die die LED-Anzeige mit  $4 \times V_{QB} 71$  ansteuern. Die vorderste Stelle wird über einen Transistor direkt vom Ergebnisspeicher angesteuert, da sie nur 0 oder 1 sein kann. Der Ergebnisspeicher kann auch weggelassen werden, da bei einer Torzeit von 100 ms die Anzeige nahezu stabil erscheint. In diesem Fall entfällt auch Monoflop II.

#### 4.4.6. 50-MHz-Universalzähler

Der nachfolgend beschriebene Zähler basiert auf einem vom Autor in [16] vorgestellten Konzept und wurde weiterentwickelt. Die Zeitbasisteilerdekaden und die Zählleinrichtung wurden mit TTL-IS 7490 ausgestattet. Als erste Zähldekade (LSD) fand die asynchrone TTL-Zähldekade 74196 mit einer typischen maximalen Zählfrequenz von 70 MHz Anwendung. Das Muster erreichte auch diesen Wert. Der Eingangskanal mußte ebenfalls neu ausgelegt werden. Dazu wurde die Schaltung des ungarischen Zählers *EMG-1646* ausgewählt, die bis 100 MHz mit einer Empfindlichkeit von  $U_{\text{eff}} = 100 \text{ mV}$  arbeitet. Die Anzeige mit Ziffernanzeigeröhren wurde beibehalten, da eine Umstellung auf eine andere Anzeige, z. B. LED-Anzeige, keine prinzipiellen Vorteile bringt. Bild 4.53 zeigt die Zeitbasis und die Steuerung. Der 100-kHz-Präzisionsschwingquarz (*NARVA*-Vakuumschwingquarz *E 151*) wird in Serienresonanz durch die mit den Transistoren T1 und T2 gebildete Oszillatorschaltung erregt. Mit C1 kann der Feinabgleich durchgeführt werden. G1 und G2 dienen der Flankenversteilerung, um die nachfolgenden Teiler 7490 (IS1 bis IS4) ansteuern zu können. Über eine Ebene des Zeitbasisschalters (S2a) läßt sich eine geeignete Zeitbasisfrequenz auswählen. S3 gestattet davon unabhängig die Auswahl einer Zeitbasisfrequenz

**Bild 4.53**  
**Zeitbasis und Steuerung des 50-MHz-Universalzählers**



JS1 bis JS4 : 7490  
 JS5, JS6, JS8 : D100  
 JS7 : D110  
 JS9, JS10 : D200

als Standardfrequenz, die man über G3 auskoppeln kann (Anwendung als Eichmarkengenerator). Mit 2 Ebenen des Betriebsartenwahlschalters (S1a, S1b) werden je nach Meßprinzip die Signale vom Zeitbasisschalter und Eingangskanal auf die Torsteuerung (G4 bis G10) gegeben. Die Bezeichnungen an S1 bedeuten:  $T_x$  - Periodendauermessung,  $f_x$  - Frequenzmessung, CH - Selbsttest (Check), C - Ereigniszählung (Count),  $t_x$  - Impulsbreitenmessung.

Bei der Periodendauermessung wird FF1 (G4, G5) durch die vom Eingangskanal kommende H/L-Eingangssignalfanke eingeschaltet (H-Zustand am Ausgang von G4) und öffnet über G8, G9 das Tor (G10). Über G10 können nun die Impulse der Zeitbasis die Zählleinrichtung erreichen. Die nächste H/L-Flanke vom Eingangskanal schaltet FF1 wieder aus und schließt damit das Tor. Die Frequenzmessung geht gerade umgekehrt vor sich. Das Tor wird durch die Zeitbasisflanken geöffnet bzw. geschlossen, und die Impulse des Eingangskanals gelangen über das Tor zur Zählleinrichtung. FF2, gebildet aus G6 und G7, dient der Verriegelung des Tores nach der Schließung durch FF1. Die nach der Schließflanke kommende nächste Zeitbasisflanke würde FF1 wieder einschalten und damit das Tor erneut öffnen. Das darf jedoch erst nach dem Rückstellen der Zählleinrichtung geschehen, d. h. im nächsten Meßzyklus.

In der Stellung Selbsttest des Betriebsartenwahlschalters wird eine über S3 einstellbare Zeitbasisfrequenz an das Tor gelegt. Die Torsteuerung erfolgt wie bei der Frequenzmessung durch Zeitbasisflanken. Das Zählergebnis lautet dann bei korrekter Arbeitsweise je nach Stellung von S2 und S3, 10 000, 1000, 100, 10 oder 1.

In der Betriebsart Ereigniszählung ist das Tor ständig geöffnet, und die vom Eingangskanal kommenden Impulse werden in der Zählleinrichtung summiert. Der Zählvorgang läßt sich mit dem Mikrotester Ta2 starten, der über FF3 (G17, G18) entprellt wird und die Torsteuerung betätigt.

Die Meßzyklussteuerung besteht aus einem einfachen Impulsgenerator (G11 bis G13), dessen Frequenz kontinuierlich einstellbar ist. Damit wird die Meßrate (sample rate) festgelegt. Sie liegt zwischen 0,5 s und einigen Sekunden. Da der Zähler ohne Zwischenspeicher auskommt, wird während der größten Torzeit von 0,1 s die Zählung wahrgenommen, was jedoch nicht weiter



stört. Bei kleineren Torzeiten ist das nicht mehr der Fall. Der Impulsgenerator triggert das aus G14 und G15 gebildete Monoflop. Dieses gibt einen etwa 20  $\mu$ s langen Impuls ab, der eine zentrale Bedeutung hat. Damit werden über T3 die Zählereinrichtung und die Torsteuerung rückgestellt. Mit dem Ende dieses Impulses ist der Zähler zur nächsten Messung bereit, die je nach

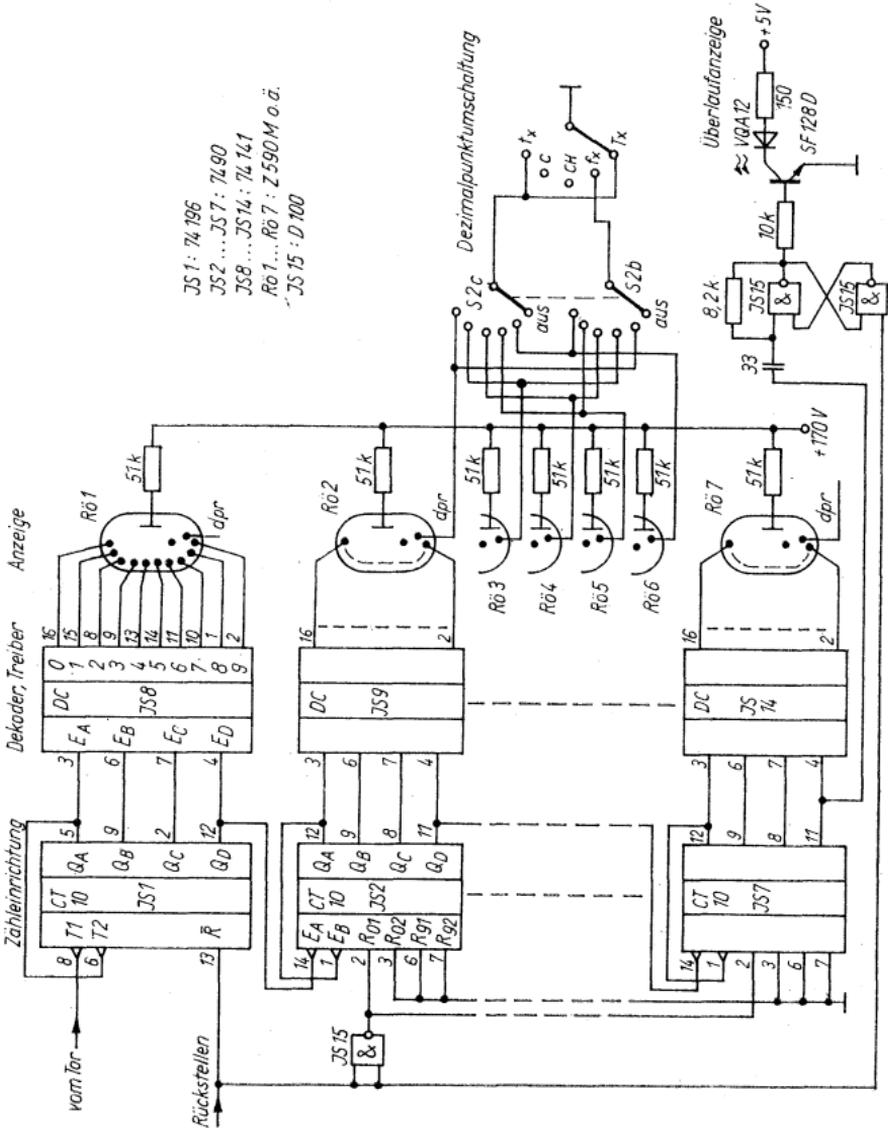


Bild 4.55 Zählereinrichtung, Dekodierung und Anzeige des 50-MHz-Universalzählers

Meßprinzip vom Meßsignal, der Zeitbasis oder dem Start-/Stop-Taster Ta2 ausgelöst wird. Ta1 dient dem manuellen Rückstellen des Zählers. Für die Torsteuerung werden Gatter der High-Speed-Serie *D 200* eingesetzt.

S4 ist für die Impulsbreitenmessung notwendig. Damit wird ausgewählt, ob mit der H/L- oder der L/H-Flanke vom Eingangskanal die Messung beginnen soll (Impulsbreiten- oder Impulspausenmessung). Für alle anderen Meßprinzipien muß S4 in der gezeichneten Stellung stehen.

Der Eingangskanal (Bild 4.54) besteht aus einem 2stufigen Differenzverstärker (T1 bis T5), einer Auskoppelstufe (T6), dem *Schmitt*-Trigger (T7, T8) und 2 nachfolgenden Puffer bzw. Pegelpaßstufen (T9, T10). Mit R1 kann der Triggerpegel eingestellt werden. Durch die Feldeffekttransistoren T1 und T2 wird ein hochohmiger und kapazitätsarmer Eingang realisiert. Die Schaltung benötigt folgende Spannungen und Ströme: + 6 V/80 mA; - 6 V/5 mA; + 12 V/75 mA; - 12 V/45 mA.

Die Zähleinrichtung ist asynchron aus Zähldekaden 7490 zusammenschaltet (IS2 bis IS7) und mit anschließender Dekodierung und Anzeige in Bild 4.55 dargestellt. IS1 ist eine 50-

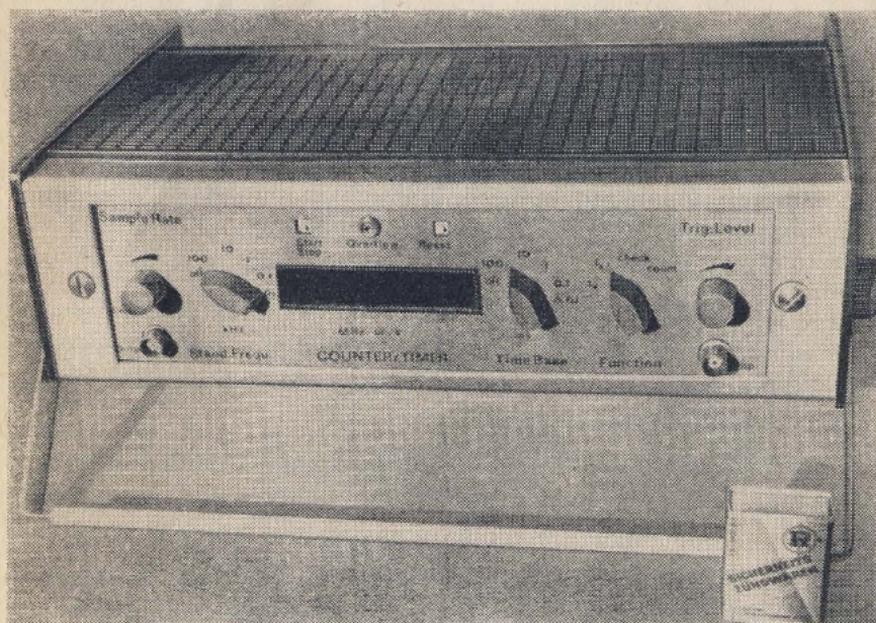


Bild 4.56 Ansicht des 50-MHz-Universalzählers

MHz-TTL-Zähldekade 74196, die auch in der Ungarischen Volksrepublik unter der Bezeichnung 74196 PC hergestellt wird. Die BCD-zu-1-aus-10-Dekoder 74141 haben spannungsfeste Ausgänge, die sich zur direkten Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhren (R01 bis R07) vom Typ Z 590 M eignen. Der UdSSR-Äquivalenttyp des 74141 heißt K 155 ИД 1. Die rechten Dezimalpunkte der Ziffernanzeigeröhren (mit Ausnahme von R01 und R07) werden über Ebenen des Zeitbasisschalters und Betriebsartenwahlschalters auf Masse geschaltet, so daß das Komma stellenrichtig für die Anzeige in „MHz“ bzw. „s“ erscheint.

#### 4.5. Digitale Frequenzanzeige im Empfänger

Eine digitale Anzeige der Empfangsfrequenz hat große Vorteile gegenüber den bisher üblichen mechanischen Skalanzeigen:

- hohe Genauigkeit und Auflösung der Anzeige;
- Unabhängigkeit der Anzeige von Drift, Linearität, Wiederkehrgenauigkeit und mechanischer Empfindlichkeit der Oszillatoren;
- weniger Ablesefehler wegen des direkten Zahlenwertes in der Anzeige.

Im Gegensatz zum Sender, dessen Betriebsfrequenz mit einem Zähler direkt ermittelt werden kann, läßt sich im Empfänger die Betriebsfrequenz nicht direkt messen. Das hat folgende Gründe: Die Antennenspannung ist sehr klein und unterliegt großen Schwankungen. Durch nicht ausreichende Selektivität am Empfängerausgang würde das Meßergebnis wegen der praktisch immer vorhandenen Störsignale höchst fragwürdig sein.

Einfach lassen sich im heute fast ausschließlich verwendeten Superhetempfängerprinzip die Frequenzen der Mischoszillatoren messen, da sie ausreichend große Ausgangsspannungen haben und nötigenfalls über eine einfache Trennstufe einem Frequenzzähler zugeführt werden können.

Im Superhetempfänger wird durch Mischung aus dem Empfangssignal mit der Frequenz  $f_e$  und einem Oszillatorsignal mit der Frequenz  $f_o$  ein Signal gebildet, das man leicht verstärken und filtern kann und dessen Frequenz man als Zwischenfrequenz  $f_z$  bezeichnet. Die Oszillatorfrequenz kann oberhalb oder unterhalb der Empfangsfrequenz liegen. Daraus ergibt sich, daß bei der

Anzeige der Empfangsfrequenz zu der gemessenen Oszillatorfrequenz der Wert der Zwischenfrequenz addiert oder subtrahiert werden muß.

$$f_o < f_e \text{ ergibt } f_c = f_o + f_z;$$

$$f_o > f_e \text{ ergibt } f_c = |f_o - f_z|.$$

Sind im Empfänger mehrere Signalmischungen (z. B. Doppelsuper, Dreifachsuper, BFO) vorhanden, so müssen deren Frequenzwerte ebenfalls alle zur Bildung des Anzeigewertes berücksichtigt werden. In welcher Form das geschieht, hängt von vielen Faktoren, wie Anforderungen an Anzeigegenauigkeit, Stabilität der Mischoszillatoren, Empfangsbereiche und Modulation des Empfangssignals, ab. Soll nur eine Oszillatorfrequenz gemessen werden, so muß man dafür sorgen, daß andere Oszillatoren so frequenzstabil arbeiten, wie es im Rahmen der Anzeigegenauigkeit notwendig ist (Quarzsteuerung erforderlich). Die Zählleinrichtung muß in diesem Fall mit einem Zahlenwert beaufschlagt werden, der meist vor Meßbeginn durch Voreinstellen gespeichert wird (Bild 4.57). Prinzipiell ließe er sich auch nach der Messung addieren bzw. subtrahieren. Für die Addition wird der Zahlenwert von  $f_z$  und für die Subtraktion das Komplement dieses Zahlenwertes voreingestellt.

#### Beispiel zur Komplementbildung

Ein 3stelliger Zähler soll den UKW-Rundfunkbereich anzeigen.

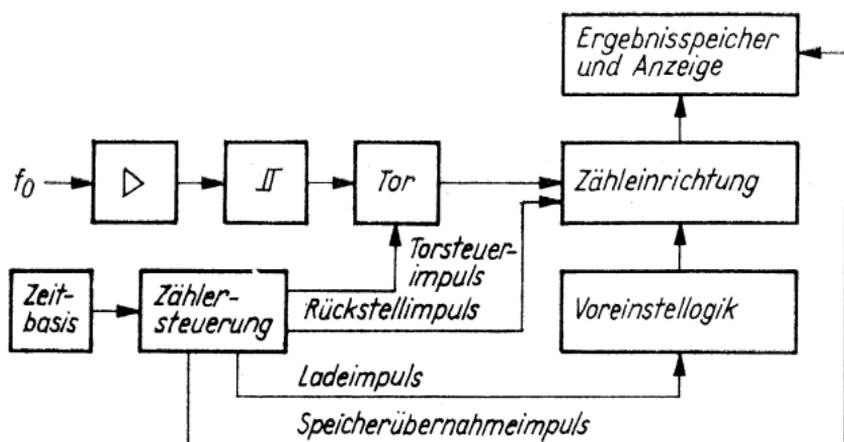


Bild 4.57 Prinzip einer Frequenzanzeige für Superhätempfänger

Die Zwischenfrequenz beträgt 10,7 MHz, die Empfangsfrequenz sei 88,5 MHz.

$$\begin{array}{r} 00,0 \text{ MHz 3stelliger Zähler im Grundzustand} \\ - 10,7 \text{ MHz } f_z \\ \hline 89,3 \text{ MHz Komplement zu } f_z \end{array}$$

Die Zählleinrichtung ist mit dem Wert 89,3 voreinzustellen. Die Oszillatorfrequenz beträgt  $f_o = f_e + f_z = (88,5 + 10,7) \text{ MHz} = 99,2 \text{ MHz}$ . Sie wird gemessen, und in der Zählleinrichtung ergibt sich

$$\begin{array}{r} 89,3 \\ + 99,2 \\ \hline 188,5 \end{array}$$

Da die Zählleinrichtung nur 3stellig ist, fällt der Übertrag 1 in der vordersten Stelle weg, und das Zählergebnis entspricht der Empfangsfrequenz von 88,5 MHz.

Ist  $f_z > f_o > f_e$  erfüllt, so kann der Wert von  $f_z$  voreingestellt und  $f_o$  im Rückwärtszählbetrieb davon abgezogen werden. Welcher Weg im Einzelfall gewählt wird, hängt vom Mischkonzept ab. Das beste Verfahren, das zugleich den größten Schaltungsaufwand erfordert, besteht darin, alle an der Signalaufbereitung beteiligten Oszillatoren zu berücksichtigen. Prinzipiell könnte man deren Signale mit Hilfssignalen zu einem Ergebnissignal mischen, das dann gezählt wird. Der zusätzliche Aufwand an Mischstufen mit ihren Problemen, wie Erzeugung von Pfeifstellen im Empfänger sowie die Frequenzabhängigkeit des Prinzips, haben derartige Realisierungen sehr erschwert.

Indem man die Oszillatoren nacheinander im Vorwärts- bzw. Rückwärtszählbetrieb mißt sowie dazwischen notwendige Voreinstellungen der Zählleinrichtung durchführt, läßt sich das Meßproblem wesentlich eleganter lösen. Die Zeit zwischen Meßbeginn und Anzeige des Endergebnisses liegt meist weit unter 1 s, so daß man fast von einem „Echtzeitbetrieb“ sprechen kann. Das Prinzip ist in Bild 4.58 angedeutet. Die Eingangssignale werden im Bedarfsfall durch einen Verstärker von der Quelle entkoppelt, verstärkt und im nachfolgenden Impulsformer in uniforme, flankensteile Impulse umgewandelt.

Ein Digitalmultiplexer (z. B. eignen sich die TTL-Typen 74150, 74151, 74153) gestattet die Auswahl jeweils einer Quelle für den

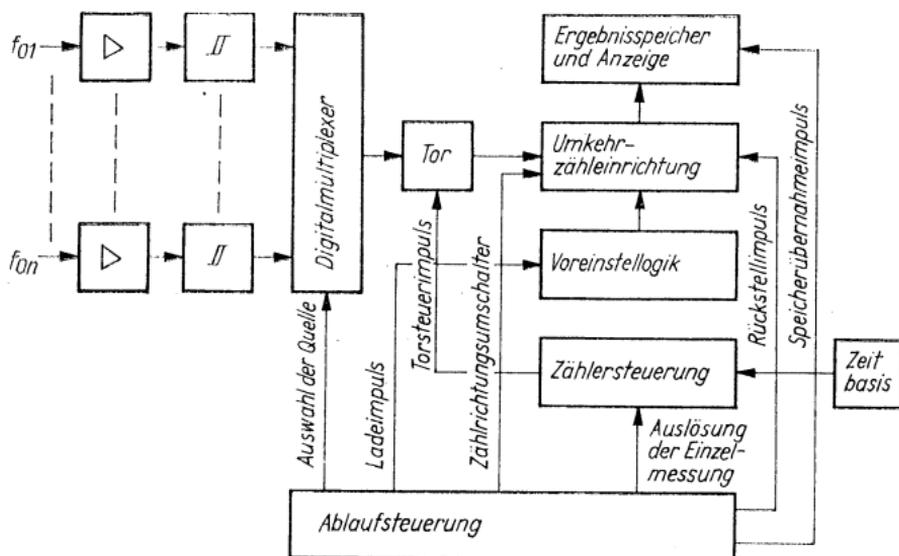


Bild 4.58 Prinzip einer Frequenzanzeige für komplizierte Mischkonzepte

Zählmeßvorgang. Durch die Ablaufsteuerung wird eine feste Reihenfolge der Einzelmessungen und Voreinstellungen entsprechend dem gewählten Mischkonzept des Empfängers festgelegt. Nach Ablauf aller Einzelmessungen, die im Vorwärts- oder Rückwärtszählbetrieb ablaufen können, gibt die Ablaufsteuerung einen Speicherübernahmeimpuls ab, um das Endergebnis in den Speicher und in die Anzeige zu überführen.

Wieviel Stellen angezeigt werden, hängt von der geforderten Auflösung ab. Für Rundfunkempfänger genügt eine Auflösung von 1 kHz im AM-Bereich und 100 kHz im FM-Bereich. Im KW-Amateurfunk sind 100 Hz üblich. Das mitunter als lästig empfundene „Springen“ der letzten Stelle um den Wert 1 (verursacht durch Quantisierungsfehler, s. hierzu Abschnitt 4.3.2.) kann vermieden werden, wenn die Zählleinrichtung um eine Stelle gegenüber der Anzeige vergrößert wird.

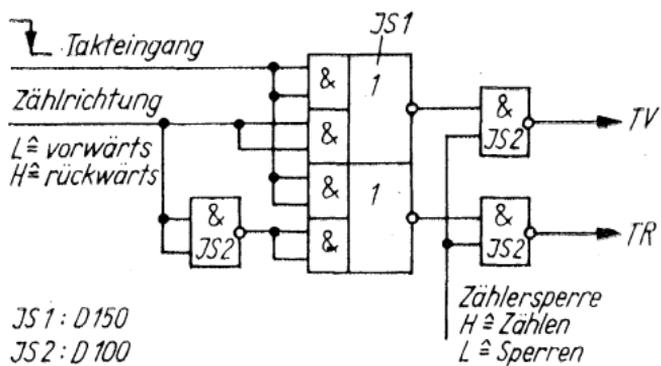
Hinweise zum Thema „Digitale Empfangsfrequenzanzeige“ bieten u. a. folgende Literaturstellen: [50], [54], [55], [73], [93], [94], [95], [97], [98], [99], [100].

## 5. Einige Anwendungsbeispiele für Zähl-schaltungen in der Automatisierungstechnik

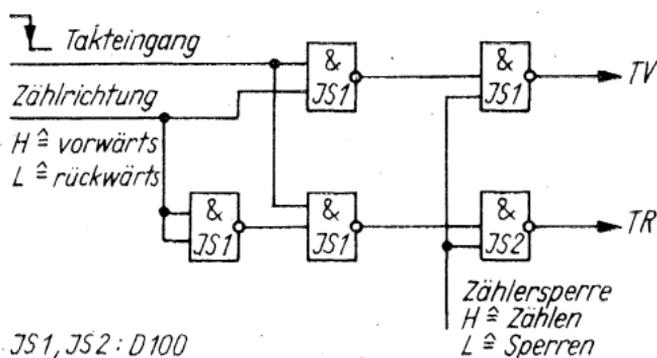
Die Anwendungsbreite ist außerordentlich groß. Die im folgenden aufgeführten Schaltbeispiele sind deshalb nur ein ganz kleiner Ausschnitt der Anwendungsmöglichkeiten.

Oft werden die TTL-Umkehrzähler-IS *D 192* und *D 193* für Steuerschaltungen eingesetzt. Sie haben getrennte Takteingänge für die beiden Zählrichtungen. Will man die Zählrichtung über nur einen Eingang steuern und den Zähler auch sperren können, so kann man die Schaltungen nach Bild 5.1 einsetzen. Für mehrstellige, asynchron zusammengeschaltete Zähler benötigt man eine dieser Schaltungen nur am Eingang der niederwertigsten Stelle (LSD). Bedingung für Zählbetrieb ist, daß der jeweils nichtbenutzte Takteingang auf H-Signal gehalten wird. Während der Zählrichtungsumschaltung müssen beide Takteingänge auf H-Signal liegen, d. h., der Zähler ist gesperrt.

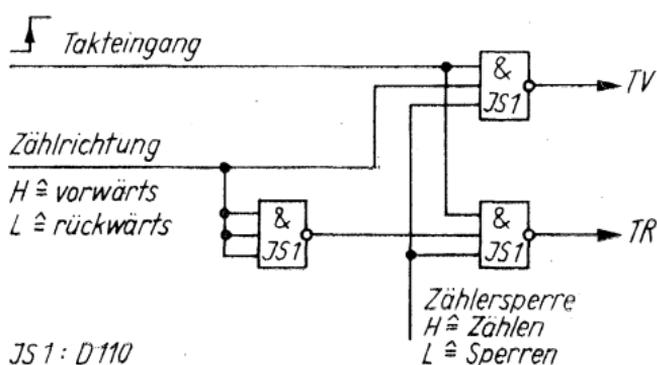
Höhere Anforderungen an die Zählrichtungsumschaltung werden bei kontinuierlichem Vor-/Rückwärtszählbetrieb von 2 Impulsquellen gestellt. Anwendungen finden solche Schaltungen z. B. bei der Auswertung richtungsabhängiger Signale oder bei Frequenzdifferenzmessungen. Mit dem Umkehrzähler läßt sich nicht gleichzeitig vorwärts und rückwärts zählen. Die von unterschiedlichen Quellen stammenden Vorwärts- und Rückwärtszählimpulse können aber gleichzeitig eintreffen oder sich überlappen. Für den Fall der Überdeckung könnte der Zählerzustand unverändert bleiben, denn je ein Vorwärts- und Rückwärtsimpuls zur gleichen Zeit verändern das Zählergebnis nicht. Das Auflösungsvermögen des Zählers ist durch die interne Zählverzögerungszeit begrenzt, so daß auch für sehr dicht aufeinanderfolgende Impulse eine Entkopplung notwendig ist. Schaltungen, die diesen Zweck erfüllen, sind in der Literatur als Koinzidenzsperrern bekannt geworden. Man kann bei gleichzeitig eintreffenden Impulsen den einen kurzzeitig in einer Verzögerungsschaltung speichern und nach Ablauf des anderen dann verarbeiten. Solche Lösungen beinhalten die Einschränkung, daß die Zeitglieder an die Eingangssignalfrequenz angepaßt sein müssen. Wenn man die beiden Eingangssignale, die in Impulsbreite, Frequenz und Phasenlage



a)



b)



c)

Bild 5.1 Zählrichtungsumschaltung und Zählersperre für TTL-IS D 192, D 193; a — mit TTL-IS D 150, D 100, b — mit TTL-IS D 100, c — mit TTL-IS D 110 und invertiertem Taktsignal



völlig unabhängig voneinander sind, mit einer Synchronisierungsschaltung zueinander in Beziehung bringt, lassen sich alle zu dicht aufeinanderfolgenden und überlappenden Impulse trennen. Bei sich überdeckenden Impulsen wirkt die Koinzidenzsperrschaltung, indem sie beide Impulse unterdrückt.

Bild 5.2 zeigt den Stromlaufplan einer Schaltung mit TTL-IS *D 174* und *D 100*. Einzelheiten können aus dem Impulsdiagramm in Bild 5.2b ersehen werden, das den Fall überlappender Impulse darstellt. Die Synchronisiertaktfrequenz muß mindestens der doppelten maximalen Eingangsfrequenz entsprechen. Je höher sie gewählt wird, desto größer ist die Auflösung für sich überlappende bzw. zu dicht aufeinanderfolgende Eingangsimpulse. Nach oben ist eine Grenze durch die minimal erforderliche Taktimpulsbreite für die FF (etwa 20 ns) gegeben.

Bild 5.3 zeigt den Stromlaufplan einer Schaltung zum Vergleich zweier Frequenzen, die auf einen Vorschlag in [102] zurückgeht. Ist z. B.  $f_{e1} > f_{e2}$ , wird nach einem Zählumlauf in ISI über  $\dot{U}_+$  das aus G3 und G4 gebildete RS-FF so gestellt, daß H-Signal am

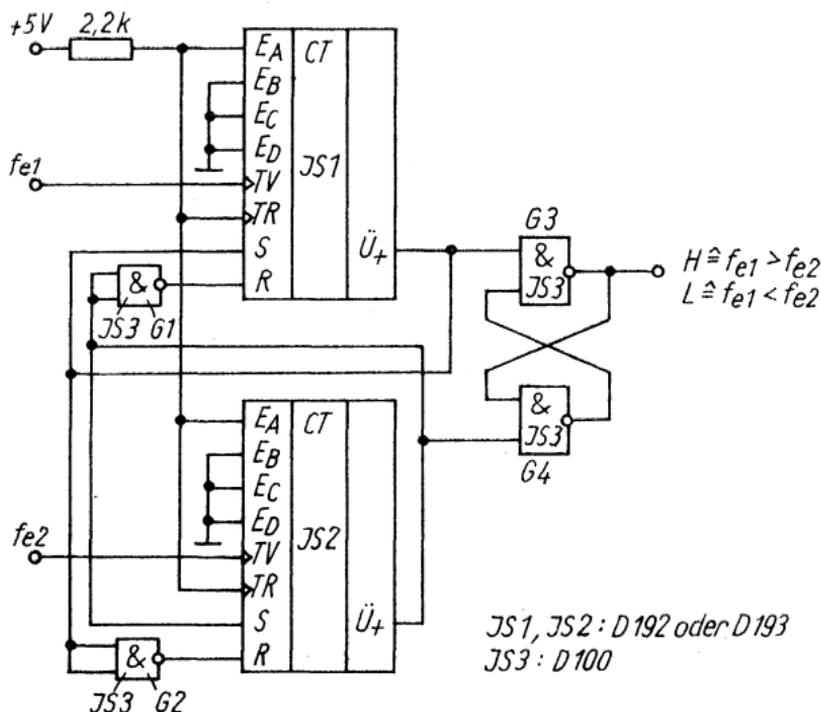


Bild 5.3 Frequenzkomparator mit TTL-IS *D 192* oder *D 193*, *D 100*

Ausgang erscheint. Gleichzeitig wird IS2 über G2 zurückgestellt, so daß der an  $\ddot{U}_+$  von IS2 liegende Zustand (H-Signal) nicht wechseln kann und IS2 wieder vom Grundzustand zu zählen beginnt. Außerdem wird IS1 voreingestellt, der damit einen „Vorsprung“ von 1 im Zählerinhalt erhält. Das ist notwendig, um eine Hysterese zwischen  $f_{e1}$  und  $f_{e2}$  zu erzielen und damit ein unstabiles Arbeiten bei annähernder Frequenzgleichheit zu vermeiden. Je größer die Bitbreite ist, desto kleiner kann die Hysterese gewählt und damit die Auflösung gesteigert werden. Im vorliegenden Fall liegt sie bei etwa 7%. Für den Fall  $f_{e1} < f_{e2}$  gelten die Abläufe entsprechend, da die Schaltung symmetrisch aufgebaut ist.

Der in Bild 5.4 gezeigte Umkehrzähler kann Werte zwischen 0 und 999 annehmen. An diesen Grenzen bleibt der Zählerinhalt auch beim Eintreffen weiterer Impulse unverändert. Im Vorwärtszählbetrieb werden mit dem nach Erreichen der Zählkapazität von 999 folgenden Eingangsimpuls über  $\ddot{U}_+$  IS1 bis IS3 auf 9 voreingestellt, so daß 999 im Zähler ständig gespeichert bleibt. Für Rückwärtszählbetrieb werden im Zustand 0 und weiteren Zählimpulsen IS1 bis IS3 ständig zurückgestellt (über  $\ddot{U}_-$ ), so daß diese untere Grenze stehenbleibt. Arbeitet man im reinen Binärkode, so muß man auf 15 anstatt 9 voreinstellen (z. B. bei D 193).

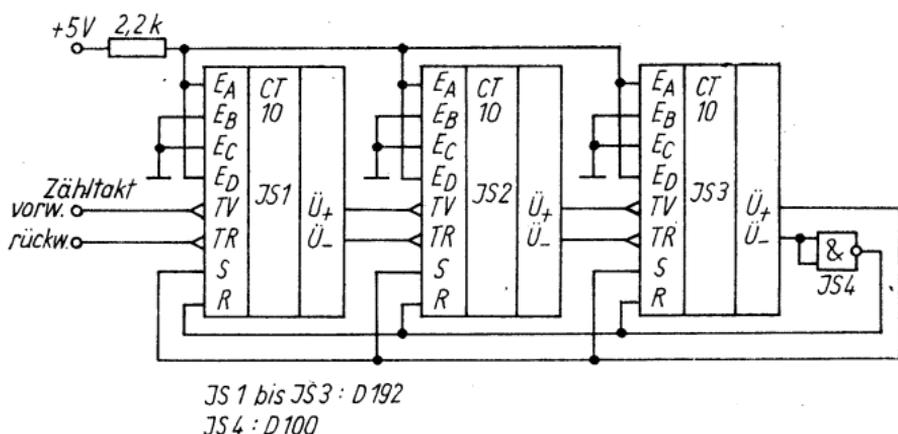


Bild 5.4 3stelliger Umkehr-Dezimalzähler mit oberer und unterer Bereichsgrenze

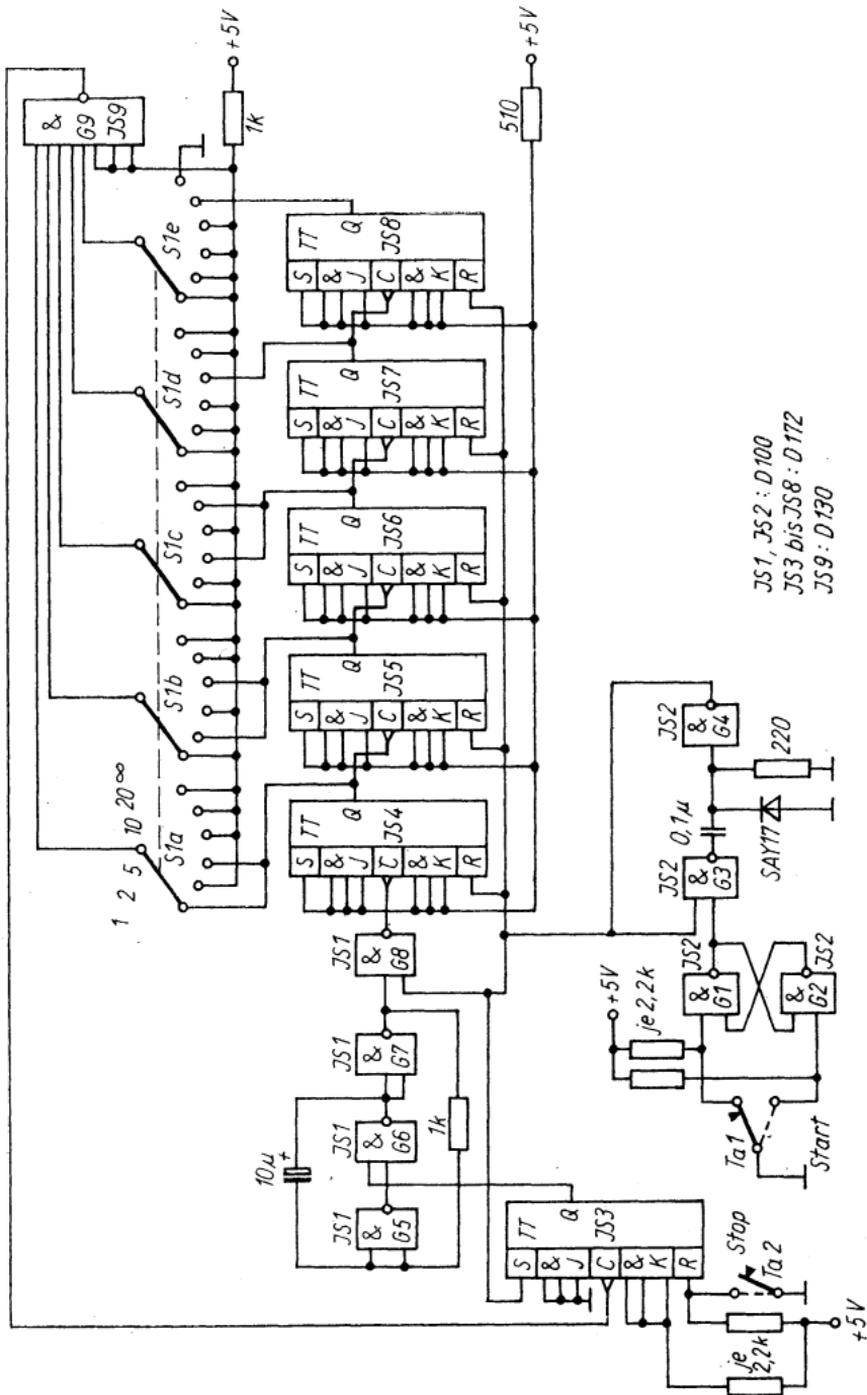


Bild 5.5 Vorwahlzähler zur Erzeugung von Impulszahlen 1, 2, 5, 10, 20, ∞

Eine Anwendung ist z. B. die Erzeugung einer analogen Steuerungsspannung in Abhängigkeit von 2 Impulsquellen. Dazu wird ein D/A-Wandler an die Datenausgänge der Zähler-IS angeschlossen. Da der Zähler nach dem Erreichen seiner Zählkapazität nicht in den Grundzustand zurückkehrt, wird ein Spannungssprung vermieden. Die Anzahl der Zähler-IS kann beliebig gewählt werden. *Vorwahlzähler* werden in der Steuerungstechnik häufig eingesetzt. Es sind Zähler, die nach Erreichen einer bestimmten Anzahl von Impulsen, die man vorwählen kann, ein Signal abgeben. Damit lassen sich z. B. Dosierungsvorgänge in der Abfüll- bzw. Abpacktechnik oder Positioniervorgänge von Werkzeugen bzw. Werkstücken steuern.

Bild 5.5 zeigt ein Beispiel zur Erzeugung einer bestimmten Anzahl von Impulsen (1, 2, 5, 10, 20). Mit Ta1 wird über G1, G2 ein Monoflop (G3, G4) getriggert, das den asynchronen Binärzähler (IS4 bis IS7) in den Grundzustand versetzt. Gleichzeitig schaltet das Steuer-FF (IS3) ein und gibt den Impulsgenerator (G5 bis G8) frei. Die an IS4 gelangenden Zählimpulse können als Ausgangssignal entnommen werden. Mit IS9 wird je nach Stellung von S1 ein bestimmter Zählerzustand dekodiert, das Steuer-FF zurückgeschaltet und damit der Impulsgenerator wieder gesperrt. Über S1e liegt in der letzten Position von S1 ein Eingang von IS9 an L-Signal. Dadurch entsteht nach dem Start durch Betätigen von Ta1 eine kontinuierliche Impulsfolge, die mit Ta2 wieder abgebrochen werden kann. Die starre Verdrahtung der FF-Ausgänge am Schalter S1 erlaubt nur bestimmte Vorwahlzahlen. Durch den Einsatz von Dekoder-IS (z. B. 7442) läßt sich das Prinzip universeller gestalten. Die in Bild 5.6 gezeigte Schaltung kann anstelle des 5-Bit-Binärzählers einschließlich IS9 in die Schaltung nach Bild 5.5 eingefügt werden. Man erhält einen Vorwahlzähler von 0 bis 99.

Ob man, wie in Bild 5.5, die Zählimpulse als Ausgangssignal benutzt oder das Dekodersignal auswertet, hängt von der jeweiligen Anwendung ab.

Eine andere Möglichkeit, Vorwahlzähler zu realisieren, besteht darin, daß die Ausgänge von BCD-kodierten Vorwahlschaltern und den Zähldekaden auf einen Digitalkomparator (z. B. TTL-IS 7485) geschaltet werden und bei Gleichheit dessen Ausgangssignal ausgewertet wird. Der Aufwand ist etwas höher als bei den vorangegangenen Beispielen.



Mit voreinstellbaren Umkehr- bzw. Rückwärtszählern kann man ebenfalls auf einfache Weise Vorwahlzähler aufbauen. Sie entsprechen im Prinzip den in Abschnitt 3.3. behandelten Frequenzteilern mit *D 192* und *D 193* im Rückwärtszählbetrieb mit einem Unterschied: Das Übertragungssignal  $\bar{U}$  wird nicht zum Ladeeingang geführt, sondern dient als Ausgangssignal. Allerdings müssen noch eine Start-/Stop-Einrichtung sowie Vorwahlschalter ergänzt werden.

Abschließend seien kurz noch einige andere interessante Einsatzgebiete für elektronische Zählschaltungen genannt.

– Kurvenformgeneratoren (z. B. Sinus, Dreieck, Treppenspannung usw.): Sie können mit an den Zählerausgängen angeschlossenen D/A-Wandlern realisiert werden.

– Wandlung BCD-Kode zu Binärkode und umgekehrt:

Der BCD-Zähler wird mit der BCD-Zahl voreingestellt und arbeitet als Vorwahlzähler. Die von ihm erzeugte Anzahl von Impulsen gelangt zu einem Binärzähler, dessen Zählergebnis dann diese Zahl im Binärkode repräsentiert. Die Binärkode-zu-BCD-Wandlung funktioniert genau umgekehrt.

Nach diesem Prinzip können auch rechnende Strukturen aufgebaut werden. Für ein Saldierwerk benötigt man Umkehrzähler. Da sich Multiplikation und Division auf wiederholte Addition bzw. Subtraktion zurückführen lassen, sind im Prinzip die 4 Grundrechenarten realisierbar. Die praktische Bedeutung ist jedoch gering, da solche Schaltungen langsam arbeiten, stör anfällig sind und zumindest seit Einführung von Taschenrechner-IS einen unvertretbar hohen Schaltungsaufwand erfordern.

Mit Zählschaltungen können auch sogenannte Pseudozufalls-generatoren aufgebaut werden. Damit lassen sich Zufallsimpuls-folgen bzw. Zufallszahlen (z. B. elektronischer Würfel) erzeugen.

## 6. Anhang

### 6.1. Formeln für elektronische Zählschaltungen

Zählkapazität  $n$ :  $n \leq 2^k - 1$

Teilerfaktor  $m$ :  $m = \frac{n_e}{n_a} = \frac{f_e}{f_a}$

Zählverzögerungszeit  $t_V$  einer aus FF zusammengesetzten Zählschaltung

a) Synchronzähler:  $t_V = (t_{FF})_{\max} + (t_G)_{\max}$

b) Asynchronzähler:  $t_V = (t_{FF1} + \dots + t_{FFn})_{\max} + (t_G)_{\max}$   
 $t_{FF}$  — Schaltverzögerungszeit eines FF,  
 $t_G$  — Durchlaufverzögerungszeit der Verknüpfungsgatter.

Maximale Zählfrequenz  $f_{\max}$  einer aus FF zusammengesetzten Zählschaltung

a) Synchronzähler:  $f_{\max} = \frac{1}{t_V + (t_p)_{\min}}$

b) Asynchronzähler:  $f_{\max} = \frac{1}{(t_{FF1})_{\max} + (t_R)_{\max}}$   
 $(t_p)_{\min}$  — minimale Taktimpulsbreite der FF,  $t_{FF1}$  — Schaltverzögerungszeit des 1. FF,  
 $t_R$  — Verzögerungszeit der Rückführlogik.

Zählverzögerungszeit  $t_{ZV}$  für die Zusammenschaltung von Einzelzählern aus FF oder Zähler-IS

a) Asynchrone Zusammenschaltung, serieller Übertrag (synchron oder asynchron):

$$t_{ZV} = n \cdot t_n + (n - 1) \cdot t_{\ddot{u}}$$

b) Synchrone Zusammenschaltung, serieller Übertrag:

$$t_{ZV} = t_n + (n - 1) \cdot t_{\ddot{u}}$$

c) Synchroner Zusammenschaltung, paralleler Übertrag:

$$t_{ZV} = t_n + t_{\ddot{u}}$$

$t_{ZV}$  - Zählverzögerungszeit des Gesamtzählers,  $t_n$  - Zählverzögerungszeit des Einzelzählers,  $t_{\ddot{u}}$  - Durchlaufverzögerungszeit des Übertrags,  $n$  - Anzahl der Einzelzähler.

Die maximale Zählfrequenz ergibt sich für den synchronen Gesamtzähler wie folgt:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{ZV}}$$

Beim asynchronen Gesamtzähler kann sie höher gelegt werden, wenn die Auswertung das zulässt.

## 6.2. Übersicht der Fehlereinflüsse bei elektronischen Zählmeßgeräten

Die Einbeziehung der Fehlereinflüsse bei Genauigkeitsbetrachtungen von elektronischen Zählmeßgeräten ist je nach Meßprinzip unterschiedlich. Tabelle 6.1. stellt die Formeln für die Abschätzung der 2 wichtigsten statistischen Fehlereinflüsse dar, Tabelle 6.2. zeigt die Einbeziehung der Fehlereinflüsse bei der Abschätzung des Gesamtfehlers.

## 6.3. Erklärung allgemeiner Abkürzungen und Symbole

|          |                               |
|----------|-------------------------------|
| CMOS     | Komplementär-MOS              |
| $f_a$    | Ausgangsfrequenz              |
| $f_e$    | Eingangsfrequenz              |
| FF       | Flip-Flop                     |
| HV-MOS   | Hochvolt-MOS                  |
| IS       | Integrierter Schaltkreis      |
| JK-MS-FF | JK-Master-Slave-Flip-Flop     |
| $k$      | Anzahl der Zählstufen         |
| LSI      | Großintegration               |
| $m$      | Teilerfaktor bzw. Modulo-Zahl |
| MSI      | Mittlere Integration          |
| $n_a$    | Anzahl der Ausgangsimpulse    |

**Tabelle 6.1. Quantisierungsfehler und Triggerfehler der Meßprinzipien**

| Meßprinzip                                 | Quantisierungsfehler                           | Triggerfehler  |
|--|--|--|
| Frequenzmessung                            | $\frac{\pm 1 \text{ Hz}}{f_x}$                 | —  |
| Periodendauermessung                       | $\frac{\pm T_{ZB}}{T_x}$                       | $\pm \frac{\sqrt{2 \cdot (a^2 + b^2)}}{t_{rM}}$  |
| Periodendauermessung mit Mittelwertbildung | $\frac{\pm T_{ZB}}{N \cdot T_x}$               | $\pm \frac{\sqrt{2 \cdot (a^2 + b^2)}}{N \cdot t_{rM}}$  |
| Zeitintervallmessung                       | $\frac{\pm T_{ZB}}{\Delta t_x}$                | $\approx \pm \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{t_{rM}} \text{ Start} \pm \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{t_{rM}} \text{ Stop}$               |
| Zeitintervallmessung mit Mittelwertbildung | $\frac{\pm T_{ZB}}{\sqrt{N} \cdot \Delta t_x}$ | $\approx \pm \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{t_{rM}} \text{ Start} \pm \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{t_{rM}} \text{ Stop}$<br>$\sqrt{N}$ |

Bemerkungen:  $f_x$  - Frequenz des Meßsignals  
 $T_x$  - Periodendauer des Meßsignals  
 $T_{ZB}$  - Periodendauer des Zeitbasissignals  
 $\Delta t_x$  - zu messendes Zeitintervall  
 $N$  - Anzahl der Einzelmessungen  
 $t_{rM}$  - Anstiegszeit des Meßsignals im Triggerpunkt  
 $a$  - Effektivwert der dem Meßsignal überlagerten Störspannung  
 $b$  - Effektivwert des Eingangskanalrauschens

**Tabelle 6.2. Zusammensetzung des Gesamtmeßfehlers der Meßprinzipien**

| Meßprinzip                                  | Quantisierungsfehler | Zeitbasisfehler | Triggerfehler | Triggerpegelzeitfehler | Differenzverzögerungszeitfehler |
|---|----------------------|-----------------|---------------|------------------------|---------------------------------|
| Frequenzmessung                             | ×                    | ×               | —             | —                      | —                               |
| Periodendauer-messung                       | ×                    | ×               | ×             | —                      | —                               |
| Periodendauer-messung mit Mittelwertbildung | ×                    | ×               | ×             | —                      | —                               |
| Zeitintervallmessung                        | ×                    | ×               | ×             | ×                      | ×                               |
| Zeitintervallmessung mit Mittelwertbildung  | ×                    | ×               | ×             | ×                      | ×                               |

Bemerkung: **x** – Einfluß ist zu berücksichtigen  
 – kein Einfluß auf Meßfehler

$n_c$  Anzahl der Eingangsimpulse  
 $S/N$  Signal-Stör-Abstand  
 SSI Kleinintegration  
 $t_p$  Impulsbreite  
 $t_{rLH}$  Anstiegszeit beim Übergang von L auf H

## 7. Literaturverzeichnis (Teil 1 und Teil 2)

- [1] *Hasehoff, E.*: Das TTL-Kochbuch; Texas Instruments Deutschland GmbH, München 1972
- [2] *Leonhardt, E.*: Grundlagen der Digitaltechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1977
- [3] *Kühn, E., Schmied, H.*: Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- [4] *Kühn, E., Schmied, H.*: Handbuch Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1978
- [5] *Eckhardt, D., Konrad, E., Leupold, W.*: Entwurf digitaler Schaltungen; Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 175, VEB Verlag Technik, Berlin 1976
- [6] *Dokter, F., Steinhauer, J.*: Digitale Elektronik in der Meßtechnik und Datenverarbeitung, Bd. I und Bd. II; Verlag Deutsche Philips GmbH, 1971 und 1972
- [7] Siemens-Datenbuch Digitale Schaltungen 1976/1977; Siemens AG (BRD)
- [8] Telefunken-Laborbuch, Bd. V; AEG-Telefunken, Ulm 1971
- [9] *Hertzsch, A.*: TTL-Vergleichsliste; Amateurreihe electronica, Bd. 157, Militärverlag der DDR, Berlin 1977, und Bd. 184, Militärverlag der DDR, Berlin 1980
- [10] Autorenkollektiv: Mikroelektronik in der Amateurpraxis; Militärverlag der DDR, Berlin 1980
- [11] *Kramer, M.*: Impulstechnik mit TTL-Schaltkreisen; Amateurreihe electronica, Bd. 156, Militärverlag der DDR, Berlin 1977
- [12] *Stürz, H., Cimander, W.*: Automaten; VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- [13] *Stürz, H., Cimander, W.*: Logischer Entwurf digitaler Schaltungen; VEB Verlag Technik, Berlin 1976
- [14] *Kühne, H.*: Eine Zähldekade mit getriggerten JK-Flip-Flop aus D 110 C-Bausteinen; radio fernsehen elektronik 21 (1972), H. 24, S. 814 bis 815
- [15] *Hertzsch, A.*: Elektronischer Zähler, nicht nur für den Funkamateur, Teil 1; FUNKAMATEUR, Nr. 4, 1974,

- S. 183 bis 185, Teil 2, FUNKAMATEUR, Nr. 5, 1974, S. 246 bis 247
- [16] *Hertzsch, A.*: 20 MHz -Universalzähler; FUNKAMATEUR, Nr. 12, 1975, S. 595 bis 598
- [17] *Tietze, U., Schenk, Ch.*: Halbleiter-Schaltungstechnik; 3. Auflage, Springer-Verlag, Berlin (West), Heidelberg, New York 1974
- [18] *Pawlizki, P.*: Möbius-Ringzähler mit D 195 C; radio fernsehen elektronik 23 (1974), H. 5, S. 166 bis 167
- [19] *Höhne, M., Koch, G., Meder, M.*: Eigenschaften und vorläufige technische Daten der Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik; radio fernsehen elektronik, 23 (1974), H. 22, S. 721 bis 725
- [20] *Pearson, E. E.*: Gated clock cuts counter delay to 60 ns; Electronics, June 21, 1972
- [21] *Fischer, W.-J.*: Der Entwurf digitaler Systeme; Elektronisches Jahrbuch 1974, S. 95 bis 109, Militärverlag der DDR, Berlin 1973
- [22] *Subba Rao, W. V.*: Programmable divide-by-n-counter provides symmetrical outputs for all divisors; Electronic Design 2, January 19, 1976
- [23] *van Holten, C.*: Divide frequencies by nonintegers; Electronic Design 18, September 1, 1976
- [24] *Schwabe, D., Wüstenhube, J.*: Digitale Teiler mit integrierten Schaltungen zur Untersetzung von Impulsfolgen; VALVO-Berichte, Band XVII, H. 1, S. 17 bis 42
- [25] -, Code-Übersicht, 1. Teil; Elektronik 1972, H. 9, S. 327 bis 328, 2. Teil, Elektronik 1972, H. 10, S. 361 bis 364
- [26] *Coers, G.*: Nonsequential counter design makes use of Karnaugh maps; Electronics, February 7, 1974, S. 128 bis 129
- [27] *Bürgel, E.*: Planung und Entwurf von sequentiellen Logikschaltungen; Elektronik 1971, H. 12, S. 433 bis 435
- [28] *Heath, Ch.*: Design of programmable sequential logic circuits; Electronic Engineering, February 1977, S. 45 bis 49
- [29] *Engler, P.*: Zähl- und Speicherdekaden mit U 106 D; radio fernsehen elektronik 25 (1976), H. 13, S. 420 bis 421
- [30] *Engler, P.*: Zähldekaden mit U 103 D und U 108 D; radio fernsehen elektronik 25 (1976), H. 2, S. 44 bis 45

- [31] *Klein, R.*: Anwendungsmöglichkeiten der integrierten MOS-Schaltung U 108 D; radio fernsehen elektronik 24 (1975), H. 2, S. 44 bis 48
- [32] *Will, G.*: Logischer Entwurf synchroner Zehlschaltungen mit TTL-Schaltkreisen; radio fernsehen elektronik 22 (1973), H. 16, S. 523 bis 524 und S. 543 bis 544
- [33] Autorenkollektiv: Integrierte Digitalschaltungen; Telekosmos-Verlag, Frankh'sche Verlagshandlung, Stuttgart 1972
- [34] RCA-COS/MOS-Integrated Circuits Manual; RCA, Solid State Division, Sommerville, USA 1972
- [35] *Engerl, P.*: MOS-IS U 311 D in Zehlschaltungen; radio fernsehen elektronik 25 (1976), H. 16, S. 543
- [36] *Kühne, H., Bilz, F.*: Zur Taktaufbereitung für U 311 D; radio fernsehen elektronik 28 (1979), H. 12, S. 761
- [37] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit digitalen p-Kanal-MOS-Schaltkreisen; Amateurreihe electronica Bd. 163, Militärverlag der DDR, Berlin 1978
- [38] *Gerlach, E.*: Anwendungen des Schieberegisters U 311 D; radio fernsehen elektronik, 28 (1979), H. 12, S. 757 bis 760
- [39] *Teichmann, J.*: Integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D; radio fernsehen elektronik 29 (1980), H. 5, S. 283 bis 287
- [40] *Boldt, J., Junge, K., Schönfelder, B.*: Integrierter I<sup>2</sup>L-Teiler E 350 D; radio fernsehen elektronik 29 (1980), H. 5, S. 287 bis 289
- [41] *Kühne, H.*: Digitaler Frequenzvervielfacher in PLL-Technik für Meßzwecke; FUNKAMATEUR, Nr. 6, 1977, S. 289 bis 291
- [42] *Pelka, H.*: 8080-Programm zur Periodendauer- und Frequenzmessung; Funkschau 1979, H. 23, S. 1363 bis 1364
- [43] *Friedberg, H.*: Zur Auswahl von Mikrowellen-Frequenzzählern; nachrichten-elektronik 12, 1977, S. 345 bis 348
- [44] Hewlett-Packard-Journal, May 1978, S. 5, Hewlett-Packard Company, Palo Alto (USA)
- [45] Applikationsbericht AN 192, Hewlett-Packard-Company, Palo Alto (USA), 1976
- [46] Applikationsbericht AN 200-4, Hewlett-Packard Company, Palo Alto (USA), 1977
- [47] *Lechner, D., Fink, P.*: Kurzwellensender, Militärverlag der DDR, Berlin 1979

- [48] *Subramanian, Ambati*: An electronic digital clock using integrated circuits for the data logger and recording annunciator system of a nuclear power reactor; Intern. Journal of Electronics, 1975, Vol. 38, Nr. 2, S. 177 bis 196
- [49] *Gerzelka, G.*: Normalfrequenz-Spektrum hoher Genauigkeit für Werkstätten und Amateure; Funktechnik, Nr. 6, 1975, S. 131 bis 135
- [50] *Aurenz, H.-D.*: Universeller digitaler Frequenzmesser; Funkschau 1976, H. 4, S. 151 bis 156
- [51] *Schreiber, H.*: Störfester Eichfrequenzempfänger; Funktechnik, 1973, Nr. 13, S. 469
- [52] —, Droitwich-Empfänger als Präzisionszeitbasis; Elektor, Juni 1977, S. 6—46 bis 6—49
- [53] *Arnoldt, M.*: Frequenzzähler mit Zeitmultiplexanzeige; Funktechnik 1974, Nr. 20, S. 721 bis 724 und Nr. 21, S. 749 und 752
- [54] *Hofmann, R., Barthels, E.*: Die digitale Transceiver-Skala MLZ 77; FUNKAMATEUR, Nr. 8, 1978, S. 393 bis 397
- [55] *Kramer, M.*: Voreinstellbarer Zählfrequenzmesser mit Speicher; FUNKAMATEUR, Nr. 2, 1978, S. 86 bis 87
- [56] —, Vorverstärker für Frequenzzähler; Elektor, September 1975 S. 9—16 bis 9—20
- [57] Firmenschrift Professional Radio Applications, August 1979 The Plessey Company Limited, England
- [58] *Müller, W.*: Elektronische Anzeigebaulemente; Amateurreihe electronica, Bd. 171, Militärverlag der DDR, Berlin 1979
- [59] *Künzel, R.*: Das State-Diagramm; Elektronik, H. 2, 1973, S. 47 bis 52 und H. 3, S. 97 bis 100
- [60] *Feichtinger, H.*: DCF 77- Frequenznormal; Funkschau 1977, H. 3, S. 70 bis 71
- [61] *Henze, W.*: Neue Zähltechnik für programmierbare Teiler; radio mentor elektronik, Jahrgang 46 (1980) 3, S. 058 bis 060 und S. 065
- [62] *Krupke, H.*: Programmierbare Ringzähler auf der Basis von integrierten Schaltkreisen des Typs D 195 C; Nachrichtentechnik-Elektronik 30 (1980), H. 6, S. 236 bis 237
- [63] Texas Instruments, Economical crystal-controlled clock generator, Electronic Engineering, August 1978, S. 19

- [64] *King, T.*: Stable crystal oscillator works over wide supply range; *Electronics*, June 21, 1973
- [65] *Chuang, S. S.*: CMOS minimizes the size of crystal oscillators; *Electronics*, June 7, 1973, S. 117
- [66] *Sukhendu Das.*: CMOS holds down parts count for digital clocks; *Electronics*, June 7, 1973, S. 118 bis 119
- [67] *Gleichmann, L.*: Quarzzeitbasis für Sekunden- und Minutenimpulse; *radio fernsehen elektronik* 29 (1980), H. 6, S. 396 bis 397
- [68] *Behnke, H.-D.*: Der elektronische Zähler; *radio fernsehen elektronik* 25 (1976), H. 15, S. 481 bis 485
- [69] *Fuchs, R.*: Achtstelliger Dezimalzähler mit LED-Anzeige; *radio fernsehen elektronik* 27 (1978), H. 7, S. 451 bis 453
- [70] *Knöttner, R.*: 50 MHz-Frequenzzähler mit automatischer Bereichswahl; *radio-mentor-elektronik*, Jahrgang 41 (1975) H. 3, S. 102 bis 104
- [71] *Ahner B., Classnitz, M.*: Synchroner Binärzähler variabler Zählweite mit D-Flip-Flops; *radio fernsehen elektronik* 24 (1975), H. 12, S. 407 bis 410
- [72] *Botway, F. L.*: Frequency-counter design minimizes number of parts; *Electronics*, September 16, 1976, S. 121
- [73] *Arnoldt, M.*: Voreinstellbarer Frequenzzähler für VHF-Empfänger; *Funkschau* 1976, H. 15, S. 645 bis 650
- [74] *McClellan, G.*: Prescaler and LSI-Chip from 135 MHz-counter; *Electronics*, December 21, 1978, S. 97 bis 98
- [75] *Masters, W. L., Blankenship, M. K., Ward J. M.*: A Low Cost, Microprocessor-Based 100-MHz-Universal Counter; *Hewlett-Packard Journal*, January 1979, S. 2 bis 11
- [76] *Förster, H.-J.*: Temperaturkompensierte Quarzoszillatoren für den Frequenzbereich 2 bis 60 MHz; *Siemens-Zeitschrift* 49 (1975), H. 5, S. 328 bis 332
- [77] Texas Instruments, *Applikationsbuch* Bd. 1
- [78] *Drewitz, B.*: Ein 1,5 MHz-Universalzähler zum Nachbau; *radio fernsehen elektronik* 22 (1973), H. 4, S. 129 bis 135
- [79] *Kilgenstein, S.*: 10 MHz-Vorverstärker für Multifunktionszähler ICM 7216 B; *Funkschau* 1980, H. 3, S. 89 bis 92
- [80] *Winkler, W., Pontow, Ch.*: Universeller Zählerbaustein; *radio fernsehen elektronik* 24 (1975), H. 16, S. 533 bis 535 und S. 542

- [81] *Markus, J.*: Sourcebook of Electronic Circuits; Chapter 2, 15, 20, 21, 33, 34, 39, 56, 63, 67, Mc Graw-Hill Book Company, New York
- [82] *Markus, J.*: Electronic Circuits Manual; Chapter 2, 13, 20, 32, 33, 36, 46, 59, 67, 93, Mc Graw-Hill Book Company, New York 1971
- [83] *Markus, J.*: Guidebook of Electronic Circuits; Chapter 2, 17, 25, 29, 30, 38, 39, 44, 82, 91, 126, Mc Graw-Hill Book Company New York
- [84] -, Elektronische Zähler; Funkschau 1975, H. 16, S. 43 bis 50
- [85] *Cornelius, K.*: Die 7 Betriebsarten für Zähler; radio-mentor-elektronik, 1973, H. 2, S. 62 bis 63
- [86] *Bauer, H.*: 50 MHz-Universalzähler; Funktechnik 27 (1972), H. 7, S. 238 bis 242
- [87] *Wilhelm, K.*: Elektronische Zähler; Funktechnik 24 (1969), H. 20, S. 802 bis 808
- [88] *Wilhelm K.*: Elektronischer Zähler mit integrierten Schaltungen; Funktechnik 25 (1970), H. 5, S. 165 bis 166
- [89] *Watzinger, W.*: Impulszähler für zwei Quellen; radio fernsehen elektronik 29 (1980), H. 1, S. 42 bis 44
- [90] *Jüchter, J.*: Zwischenspeicher für mehrstellige Ziffernanzeigen; radio fernsehen elektronik 29 (1980), H. 1, S. 44 bis 46
- [91] *Safferthal, R. R.*: Digitale Anzeigebereichumschaltung mit Hysterese; Elektronik 1978, H. 2, S. 74
- [92] *Hirt, W.*: Zähldekade mit TTL-Schaltkreisen und Lumineszenzanzeige; FUNKAMATEUR, Nr. 9, 1979, S. 432 bis 433
- [93] *Dirks, C., Schreiner, N.*: Digitale Frequenzanzeige im Superhetempfänger; Funkschau 1975, H. 25, S. 91 bis 93
- [94] *Weisser, H., Kannapinn, H. F.*: Digital-Frequenzanzeiger für die Amateurstation, Funkschau 1973, H. 4, S. 125 bis 128
- [95] *Schwarz, G.*: Digitale Anzeige von Empfangsfrequenzen; Funkschau 1974, H. 8, S. 262 bis 264
- [96] *Göbpler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer; Funkschau 1976, H. 7, S. 271 bis 276
- [97] *Klank, O., Rottmann, D.*: Digitale Frequenz-, Kanal- und Zeitanzeige in einem Spitzen-Receiver; Funkschau, 1976, H. 9, S. 334 bis 337

- [98] *Müller, H.*: Digitale Frequenzanzeige für UKW-FM-Rundfunkempfänger; FUNKAMATEUR Nr. 3, 1980, S. 120 bis 122 und Nr. 4, 1980, S. 172 bis 174
- [99] *Arnoldt, M.*: Frequenzzähler für VHF-Empfänger mit Frequenzregelschleife; Funkschau 1979, H. 23, S. 1371 bis 1374 und H. 24, S. 1423 bis 1426
- [100] *Bichler, H., Krüger, P.*: Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger; Funkschau 1980, H. 4, S. 93 bis 95
- [101] *Hassemer, D., Krohne, M.*: Koinzidenzsperrren; Elektronik 1979, H. 18, S. 35
- [102] *Shouler, O.*: Frequency comparator uses few components, Electronic Engineering: October 1977, S. 35
- [103] Applikationsbericht AN 172, Hewlett-Packard-Company, Palo Alto, USA



