

Impulsschaltungen für die digitale Kurzzeitmessung

Gerd Nowack

Abstract: Bei der "Messung kleiner Größen" ist die "Messung kurzer Zeiten" technisch weit fortgeschritten. In der schnellen Digitaltechnik geht es dabei meist um Laufzeiten oder Taktperioden im Nano- bzw. Subnanosekundenbereich. Bei der Realisierung von Massenspektrometern für die Weltraum-Teilchenstrahlung wird neben der Energie die Laufzeit zwischen zwei Sensorfolien gemessen. Aus Energie und Geschwindigkeit folgt dann rechnerisch die Massenzahl des Teilchens. Bei dieser Meßanordnung führt ein räumlich kompakter Aufbau ebenfalls zu sehr kurzen Meßzeiten.

Bei der Verwendung normaler Leveltrigger entstehen systematische Meßfehler, wenn die Start- und Stoppsignale nicht identisch sind. Dazu kommt noch der Jitterfehler als Folge des Amplituden- Kanalrauschens bei endlichen Impulsanstiegszeiten. Insbesondere der relativ große amplitudenabhängige Walkfehler kann durch den Einsatz von Constant-Fraction- Triggern (CFT) vollständig unterdrückt werden. Dazu werden Nullspannungsdiskriminatoren benötigt. Die bekannten CFT's beruhen auf der Verarbeitung von Spannungssignalen, deren Bandbreite oft durch die Höhe der Arbeitswiderstände und der parasitären Kapazitäten limitiert wird. Unter der Voraussetzung, daß in modernen microelektronischen Aufbauten der kapazitive den induktiven Parasitäreinfluß übersteigt, ist es sinnvoll, die traditionellen Schaltungen mit Hilfe der Dualität in Schaltungen umzuwandeln, bei denen die Informationen als Parameter von Stromsignalen auftreten. Es werden CFT's für Stromsignale sowie Nullstromtriggerschaltungen entworfen, aufgebaut und getestet.

Keywords: Impulsschaltungen, Kurzzeitmessung, Massenspektrometer, Constant-Fraction-Trigger.

Manuscript received Oktoberber 19, 2002

Der Author ist am Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Universität Bochum, IC 4/146, D-44780 Bochum (e-mail: Nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de).

1 Einleitung

1.1 Air-born Flugzeit-Massenspektrometer

In konventionellen Massenspektrometern benutzt man starke elektrische und magnetische Ablenkfelder, um die Masse (meist ionisierter Atome) zu bestimmen. Insbesondere aber stehen in Satellitenmeßeinrichtungen aus Gewichtsgründen keine starken Magnetfelder zur Verfügung. Deshalb werden dort sog. Flugzeit-Massenspektrometer verwendet, deren prinzipielle Arbeitsweise in Abbildung 1 erklärt wird.

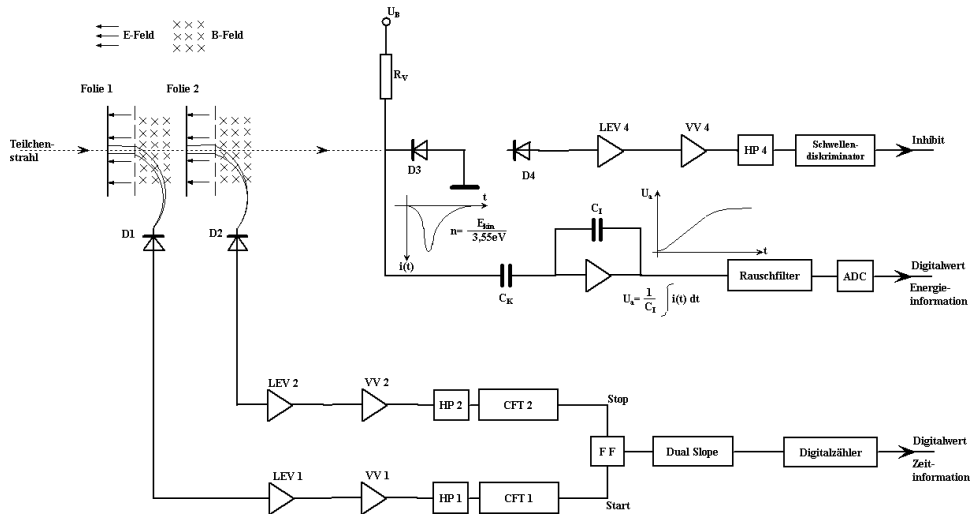


Fig. 1. Flugzeit-Massenspektrometer.

Über eine Verstellung des Öffnungswinkels wird erreicht, daß sich nur jeweils ein Teilchen in der Auswertelektronik befindet. Dieses Teilchen löst beim Durchtritt durch zwei dünne Kohlenstofffolien, die sich auf einem definierten Abstand von einigen Zentimetern befinden, Elektronen aus, die mittels Gitterspannungen zunächst beschleunigt und dann durch kleine magnetische Felder auf seitwärts gelegene Detektordiodes (D_1 , D_2) abgelenkt werden. Unter der Annahme geringster Energieverluste wird das Teilchen dann in der p/n-Schicht der Diode D_3 vollständig abgebremst. Der ladungsempfindliche Verstärker (LEV) gibt eine energiesignifikante Amplitude über das Rauschfilter an den ADC, der ein digitales Datenwort für die Größe der Teilchenenergie bildet. Sollte die Teilchenenergie extrem hoch sein, muß der Meßwert verworfen werden. Dies geschieht, wenn das aus der Detektordiode

D4 abgeleitete Signal eine Schwellenspannung überschreitet und so ein Inhibit Signal auslöst wird.

Die Start/Stop-Signale der Flugzeitmessung werden durch zwei parallele, ansonsten identische Ketten, bestehend aus je einem ladungsempfindlichen Verstärker (LEV), einem Vorverstärker mit anschließender Rauschfilterung zur Reduzierung des Jitterfehlers und einem CFT erzeugt. Die digitalen Signale haben dieselbe Amplitude, sind aber um die Flugzeit des Teilchens zeitversetzt. Über das Flipflop (FF) wird ein Dualslope-Rampengenerator so gesteuert, daß die kurzen Zeitenintervalle über einen festen Faktor vergrößert als Torsignale eines Digitalzählers zur Verfügung stehen. Dadurch können kurze Zeiten mit hoher Auflösung gemessen werden und als Digitalwert weiterverarbeitet werden.

In diesem Beitrag steht die Schaltungstechnik der CFT's im Vordergrund. Um aus den Signalen der Rechteckgeneratoren impulsförmige Eingangssignale für die CFT's abzuleiten, werden auch Hochpässe eingesetzt. Die Ausgangsstufe der CFT's ist jeweils ein Nullsignaltrigger, dessen Ausgangssignale auf einem Zweikanaloszillograph zur Zeitdifferenzmessung benutzt werden können. Die Digitalisierung der Zeitinformation ist nicht notwendig, um die erreichten Verbesserungen nachzuweisen.

1.2 Grundlagen der Constant-Fraction-Trigger

Die einfachste Methode zeitsignifikante Signale zu erhalten, ist der Einsatz von Schwellwerttriggern. Im Falle zweier identischer, zeitversetzter Signale können mit deren Hilfe Start- und Stoppsignale erzeugt werden, deren Zeitdifferenz genau der Zeitdifferenz zwischen den Impulsanfängen entspricht. Die gemessene Zeit Δt_m ist identisch der gesuchten Meßgröße Δt_x . Ein Meßfehler tritt nicht auf: $\Delta t_m = \Delta t_x$.

Je nach Applikation treten Unterschiede in Amplitude und Form der Start/Stopimpulse auf. Beim Flugzeit-Massenspektrometer variieren die Amplituden im Verhältnis 1:1 bis 100:1. Der Fall einer etwa doppelt so großen Amplitude des Stoppsignals ist in Abbildung 2 dargestellt.

Das Stoppsignal wird zu früh ausgelöst. Ein amplitudenabhängiger Meßfehler $\Delta t_{t,AW}$ tritt auf

$$\Delta t_m = \Delta t_x - \Delta t_{t,AW} \quad (1)$$

Die Formvariation der Signale, die durch die Absorption von Elektronen in der p/n-Schicht einer Siliziumdiode entsteht, hängt vom Weg des Elektrons durch das Kristall ab. Sie schwankt zwischen 1:1 und 1:3. Der Fall einer etwa doppelt so großen Anstiegszeit des Stoppsignals ist ebenfalls in Abbildung 2

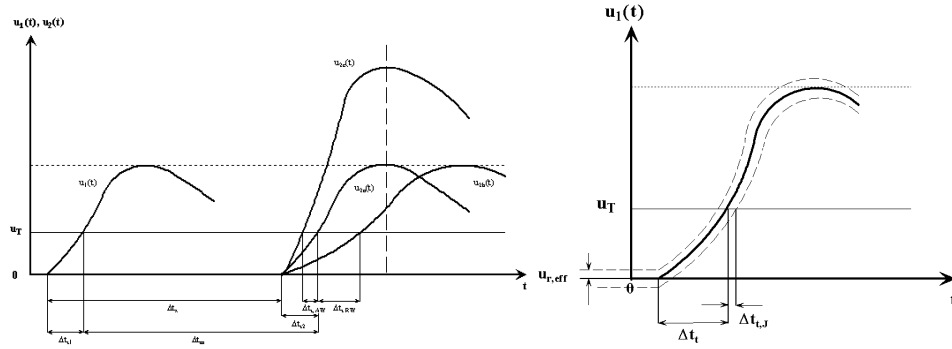


Fig. 2. Zeit-Meßfehler des Leveltriggers (Prinzip).

dargestellt. Das Stoppsignal wird jetzt zu spät ausgelöst. Ein formabhängiger Meßfehler $\Delta t_{t,RW}$ tritt auf

$$\Delta t_m = \Delta t_x + \Delta t_{t,RW} \quad (2)$$

Zusätzlich zu den beiden genannten, systematischen Fehlern tritt als Folge des Kanalrauschens ein Zufallsfehler auf: der Zeit-Jitterfehler. Er hängt zusätzlich von der Signalsteigung im Triggerzeitpunkt ab:

$$\Delta t_j = \frac{u_{r,eff}}{\frac{du(\Delta t_t)}{dt}} \quad (3)$$

Der Schwellwerttrigger ist für die geplante Anwendung ungeeignet. Eine Fehlerdiskussion führt zu folgenden Erkenntnissen:

- (a) Eine Unterdrückung des amplitudenabhängiger Meßfehler $\Delta t_{t,AW}$ ist vollständig möglich, wenn aus dem pulsformigen, unipolaren Signal durch entsprechende Filterung ein bipolares Signal erzeugt wird. Der dabei entstehende Nulldurchgang ist von der Signalamplitude unabhängig, wie man leicht zeigen kann. Er tritt immer bei einem bestimmten Teilungsfaktor der Impulsamplitude auf. Deshalb der Name: Constant-Fraction-Trigger (CFT). Der notwendige Nulldurchgangstrigger kann kein Komparator sein, denn der würde auch schon auf das Kanalrauschen triggern. Um das zu verhindern, benutzt man einen Schmitt-Trigger, der erst dann eingeschaltet wird, wenn das Signal über dem Rauscheffektivwert liegt. Der Rücksprung erfolgt im Nulldurchgang des Signals und ist also zeitsignifikant.

- (b) Eine Unterdrückung des formabhängigen Meßfehlers $\Delta t_{t,RW}$ ist nicht vollständig möglich. Er kann aber reduziert werden, wenn das zeit-signifikante Signal möglichst kurz hinter dem Impulsanfang abgeleitet wird. Dies ist möglich, wenn die Verarbeitungselektronik eine möglichst groe Bandbreite besitzt.
- (c) Während zur Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses (SNR) integrierende Tiefpaßfilter eingesetzt werden, verkleinert sich der Jitterfehler durch Verkürzung der Signalanstiegszeit. Dies geschieht durch Hochpaßfilterung, deren Grenzfrequenz optimal eingestellt werden muß.

Die historische Lösung für die Vorverarbeitung in einem CFT besteht aus einer Parallelstruktur, bei der im oberen Zweig das Signal abgeschwächt und im unteren verzögert wird. Das Differenzsignal besitzt einen Nulldurchgang, der durch die Wahl der Parameter in die Nähe des Impulsanfangs gelegt werden kann. In der Praxis hat sich diese Schaltung nicht bewährt, da wegen der hohen Signalbandbreite die notwendige Verzögerung durch eine Leitung realisiert werden muß. Abbildung 3 zeigt diesen Fall.

Ein wesentlicher Fortschritt bedeutet der CFT mit zweifacher Hochpaßfilterung. Das Blockschaltbild zeigt Abbildung 4. Er benötigt keine Verzögerungsstruktur, dafür allerdings einen Zwischenverstärker hoher Bandbreite. Die Bandbreite beträgt etwa 800 MHz. Sie wird stark beeinflusst durch parasitäre Kapazitäten, die zusammen mit den zugehörigen Umladungswiderständen Grenzfrequenzen in gleicher Größenordnung erzeugen. Die Zeitaufösung des CFT's liegt im Picosekundenbereich.

Der Einfluß parasitärer Kapazitäten kann vollständig unterdrückt werden, wenn man statt der Spannungssignale Stromsignale verwendet. Voraussetzung dabei ist die Realisation von Verstärkungseinheiten mit Stromeingang ($R_e \rightarrow 0$) und Stromausgang ($R_a \rightarrow \infty$). Allerdings tritt nunmehr der Einfluß parasitärer Induktivitäten zum Vorschein. Die Induktivität gerader Leiter wird zur Hauptsache von der Leiterlänge bestimmt, die im Falle microelektronischer Schaltungsstrukturen minimal wird. Für den Schaltungsentwurf bietet sich das Dualitätsprinzip an, mit dessen Hilfe Spannungsverstärker in Stromverstärker umgewandelt werden können.

1.3 Schaltungsentwurf mit Hilfe des Dualitätsprinzips

Für Spannungssignale stehen dem Entwickler bekannte Schaltungseinheiten zur Verfügung: u.a. als Verstärker die gegengekoppelte Emitter- bzw. Kaskodeschaltung, als Impedanzkonverter der Emitterfolger oder als Strom/Spannungskonverter die Basisschaltung. Für Stromsignale dagegen

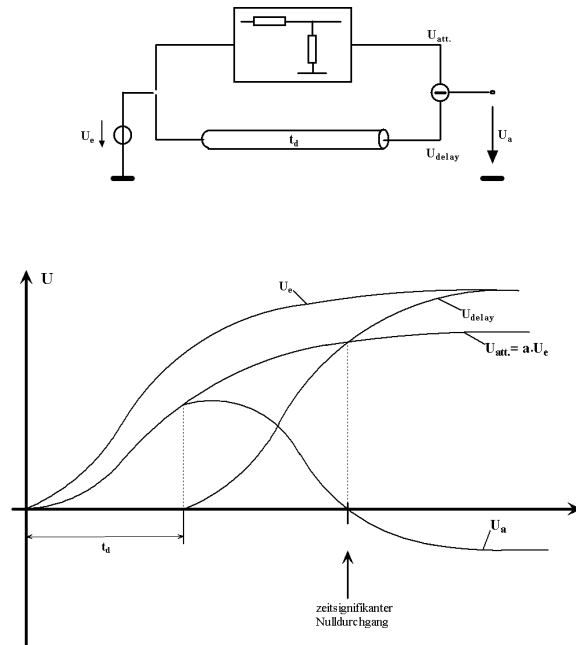


Fig. 3. Konventioneller CFT.

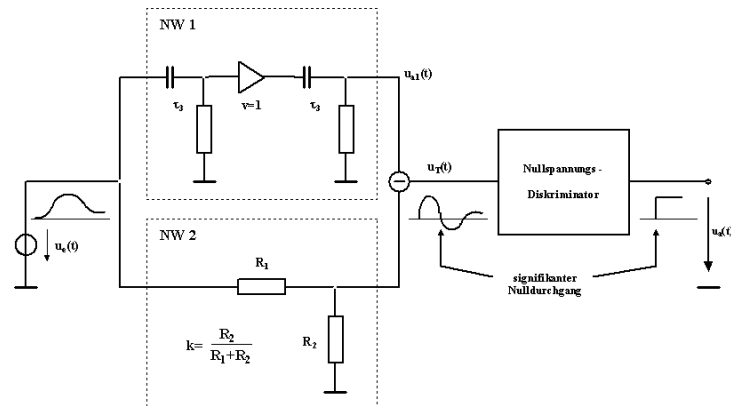


Fig. 4. CFT mit zweifacher Hochpaßfilterung.

sind grundlegende Schaltungsstrukturen wenig bekannt (mit Ausnahme des symmetrischen Stromspiegels). Das Dualitätsprinzip gestattet es nun, bekannte Spannungsverstärkerstrukturen in äquivalente Stromverstärker umzuwandeln. Als Beispiel soll der invertierende OP-Verstärker betrachtet werden und nach den Regeln der Dualität in einen gegengekoppelten Stromverstärker

mit HF-Transistoren für Breitbandanwendungen umgewandelt werden. In Abbildung 5 wird zunächst die Ausgangsschaltung angegeben. Danach folgt das Ersatzschaltbild. Im dritten Teil ist die duale Schaltung angegeben. Vom Ausgang her betrachtet, wird zunächst der Spannungsausgang (Leerlauf) zu einem Stromausgang (Kurzschluß). Die parallel liegende Spannungsquelle wird zu in Reihe zum Ausgang liegenden Stromquelle. Die Serienschaltung der beiden Widerstände wird nunmehr zur Parallelschaltung und die Eingangsspannungsquelle zur Eingangsstromquelle. Die Ausgangsstromquelle wird durch I_d gesteuert. Den Schaltungsabschnitt B-E-C kann man als vereinfachtes Transistorersatzschaltbild betrachten, so daß ein dynamisches Stromverstärkerschaltbild in Teil 4 der Abbildung angegeben werden kann.

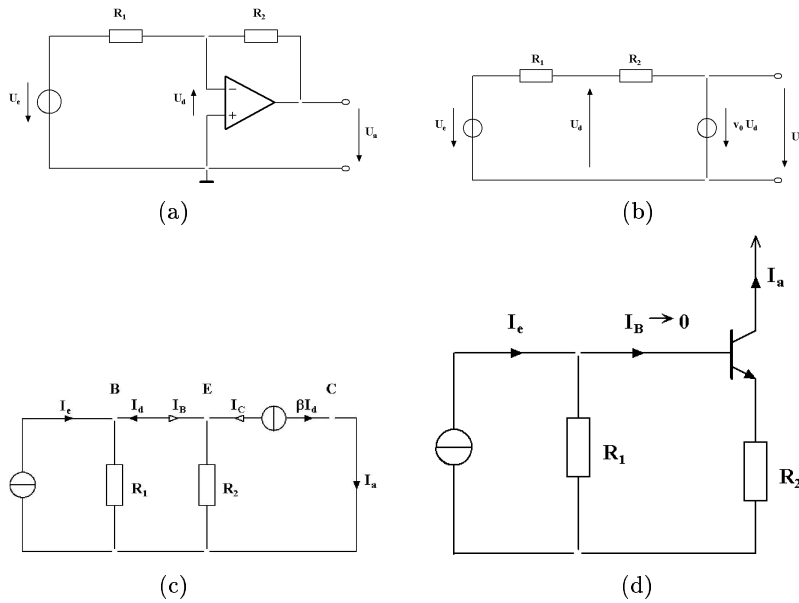


Fig. 5. Duale Transformation des invertierenden OP-Verstärkers.

Dieser Schaltung sind die notwendigen Elemente für den Arbeitspunkt hinzuzufügen. Die Verstärkung kann leicht bestimmt werden für den Fall $\beta \rightarrow \infty$. Die dynamischen Anteile von I_B und U_{BE} verschwinden, und es gilt:

$$I_e R_1 = -I_a R_2 \Rightarrow \frac{I_a}{I_e} = -\frac{R_1}{R_2} \tag{4}$$

Die reale Verstärkung bleibt unter diesem Idealwert, weil die Stromverstärkung des HF- Transistors nicht groß genug ist. Verbesserungen ergeben sich durch

den Einsatz von Darlington-Transistoren bzw. HBT's. In gleicher Weise lassen sich der nicht-invertierende OP-Verstärker, der Differenzverstärker, der Instrumentenverstärker in Stromverstärker transformieren. Im Rahmen dieses Beitrages wird eine vorgegebene spannungsgesteuerte CFT-Struktur in eine äquivalente stromgesteuerte Schaltung umgewandelt, aufgebaut und durchgemessen.

2 Spannungs- und stromgesteuerte Constant-Fraction-Trigger

2.1 Vorgegebene Schaltung eines CFT's

Abbildung 4 zeigt das Blockschaltbild der untersuchten Schaltung. Das Eingangssignal verzweigt sich zunächst auf zwei Netzwerke. Im oberen wird das Signal zweimal durch Hochpässe gefiltert, im unteren um den Faktor k abgeschwächt. Die Differenzspannung wird einem Nullspannungsdetektor zugeführt, der beim ersten Nulldurchgang des Signals ein zeitsignifikantes Start- bzw. Stoppsignal erzeugt. Der Abschwächer kann entfallen, wenn der Trennverstärker im oberen Netzwerk mit k verstärkt.

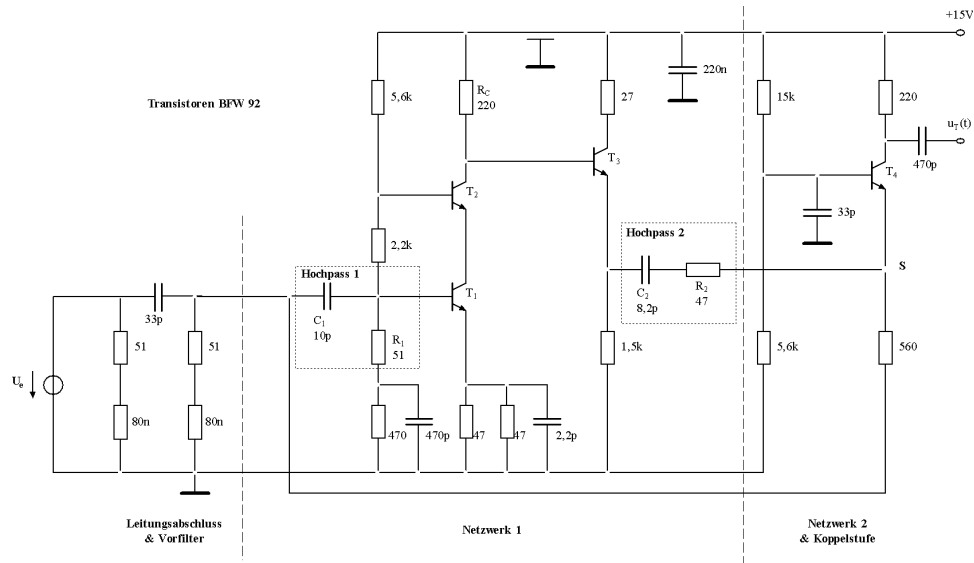


Fig. 6. Schaltung des CFT mit zweifacher Hochpaß filterung.

Abbildung 6 gibt die vorgegebene Schaltung des CFT's wieder. Nach

einer Anpaschaltung zur Leitungsanpassung und Erzeugung von Spannungsimpulsen aus Rechtecksignalen folgt im oberen Zweig der erste Hochpaß. Dann folgt eine Kaskodeschaltung mit Emitterfolger als Ausgangsstufe. Der folgende Hochpaß hat ein Spannungssignal als Eingang und ein gefiltertes Stromsignal im Ausgang, das durch die Kaskodeschaltung bereits invertiert ist. Durch den 560-Ω-Widerstand wird das Eingangsspannungssignal ebenfalls in ein Stromsignal konvertiert. Die Stromdifferenz ist der Eingangsstrom der folgenden Basisschaltung, die an dem 220-Ω-Kollektorwiderstand ein Ausgangsspannungssignal für den Nullspannungsdetektor zur Verfügung stellt. Das Herzstück der Schaltung ist die Kaskodeschaltung, die ohne Miller-Effekt mit einer Verstärkung von ca. 9 arbeitet.

2.2 Schaltung eines stromgesteuerten CFT's

Die Abbildung 7 zeigt die Signalvorverarbeitung für einen stromgesteuerten Nullstromdetektor. Die Schaltung ist testweise für Rechtecksignale eines Impulsgenerators ausgelegt. Durch die Π -Struktur des Eingangsfilters entsteht einerseits ein Quasi-Gauß-Spannungsimpuls, andererseits wird ein 50-Ω-Leitungsabschluß für das angeschlossene BNC-Kabel erreicht. Danach folgt die Parallelverarbeitung des Signals. Über den unteren Zweig wird das Spannungssignal durch den Konversionswiderstand R_p in ein Stromsignal verwandelt. Die Aufgaben des oberen Zweiges sind bis zum Summenpunkt S der beiden Signale dann: die erste HP-Filterung, die Spannungs/Stromkonversion, die Stromverstärkung, die zweite HP-Filterung und die Inversion. Der erste Hochpaß hat eine Grenzfrequenz von

$$f_{g,HP1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 312 \text{ MHz} \quad (5)$$

Die Spannungs/Stromkonversion erfolgt durch den Transistor T1. Durch den Signalleerlauf der Induktivität L muß der Kollektorstrom in voller Größe in die nächste Stufe fließen. Der Transistor T2 wirkt als gegengekoppelter Stromverstärker. Angenommen die Stromverstärkung β sei ∞ groß, dann ergibt sich für die Stromverstärkung

$$\frac{I_{C,T2}}{I_{C,T1}} = -\frac{R_3}{R_4} = -10 \quad (6)$$

Der zweite Hochpaß hat eine Grenzfrequenz von

$$f_{g,HP2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 327 \text{ MHz} \quad (7)$$

Die noch notwendige Vorzeicheninversion geschieht durch den Stromspiegel mit den Transistoren T_3 und T_4 . Die letzte Stufe ist eine Basisschaltung mit niederohmigem Eingangswiderstand, so daß die Stromsumme unabhängig von den Quellwiderständen ist. Die Ausgangsstromquelle von Transistor T_5 arbeitet dann sofort auf den Ausgang der Signalverarbeitung, der mit der folgende Stufe niederohmig abgeschlossen sein muß.

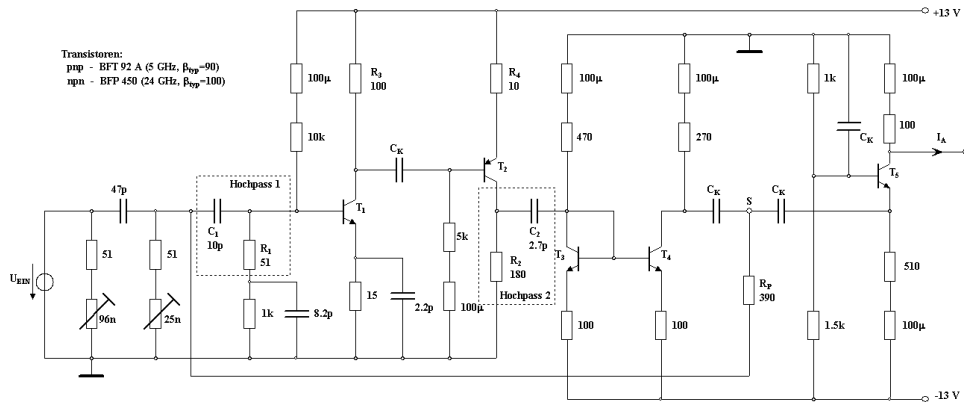


Fig. 7. Stromgesteuerter CFT.

3 Entwurf des stromgesteuerten Nullstromdetektors

Ein Nullstromdetektor ist ein Schmitt-Trigger, dessen Übertragungskennlinie so nach rechts verschoben ist, daß der Rücksprung des Ausgangssignals bei der Signalstromstärke Null auftritt. Hingegen wird die Einschaltswelle so gewählt, daß sie deutlich oberhalb des Kanalrauschens liegt, damit erst ein eintreffendes Signal den Schmitt-Trigger in den Einschaltzustand bringt. Anderenfalls würde der Trigger auf jeden Nulldurchgang des Rauschens ansprechen.

Der Schmitt-Trigger hat eine Schaltungsstruktur mit Mitkopplung wie man in Abbildung 8, oben sehen kann. Der Rückkopplungswiderstand geht auf den positiven, mikoppelnden OP- Eingang. Nach den Regeln der Dualität soll nunmehr aus dieser Schaltung ein Schmitt- Trigger für Stromsignale entwickelt werden. Das Ergebnis (3. Teilbild) liefert ein Ersatzschaltbild, das nicht durch eine Schaltung mit einem Transistor realisiert werden kann, weil die Stromzählrichtung für die Ausgangsstromquelle negativ ist. Für die Vorzeicheninvertierung von Stromsignalen steht der symmetrische

Stromspiegel zur Verfügung, so daß eine Schaltung mit drei Transistoren entworfen werden kann. Bei der Dimensionierung der Bauteilwerte kommt es darauf an, daß die Einschaltsschwelle deutlich über dem Rauschstromeffektivwert liegt und die Ausschaltsschwelle genau bei Null, denn nur dann verschwindet der amplitudenabhängigen Fehler.

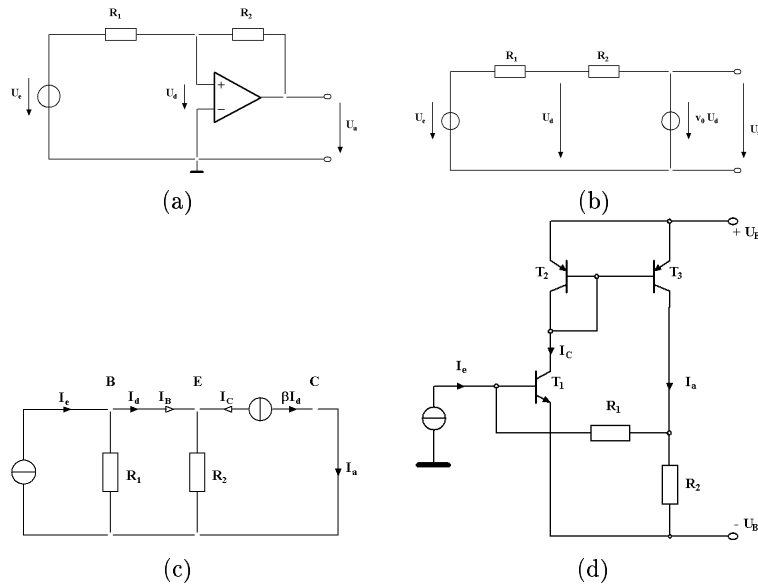


Fig. 8. Duale Transformation des OP-Schmitt-Triggers.

4 Schaltplan des Nullstromdetektors

Abbildung 9 zeigt den Schaltplan des Nullstromdetektors. Der Ausgangsstrom des Stromspiegels T_2 und T_3 wird über die Widerstände R_1 und R_2 geteilt.

Der mitkoppelnde Stromanteil beträgt

$$I_M = I_3 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{8}$$

Mit Hilfe der Größe der Betriebsspannungen und des Stromteilungsverhältnisses können die Ein- und Ausschaltsschwellen des Strom-Schmitt-Triggers genügend genau eingestellt werden.

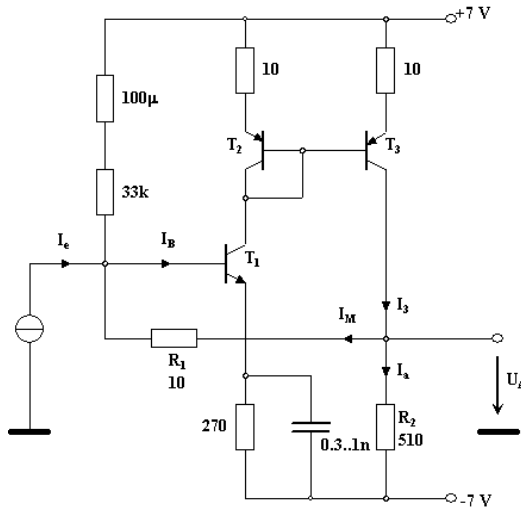


Fig. 9. Schaltplan des Nullstromdetektors.

5 Meßergebnisse

Die entscheidenden Messungen sind:

(1) Der Nachweis, daß der Constant-Fraction-Trigger tatsächlich keinen amplitudenabhängigen Fehler hat: Abbildung 10 zeigt den Meßaufbau.

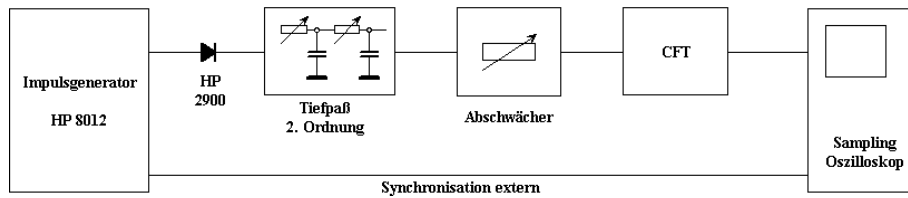


Fig. 10. Meßaufbau.

Das Signal des Pulsgenerators HP 8012 mit der kürzesten Anstiegszeit von 3 ns wird über einen einstellbaren Tiefpaß zweiter Ordnung (Variation der Impulsform) und ein einstellbares Dämpfungsglied an den CFT gelegt. Der 20 GHz-Sampling-Oszillograph wird extern getriggert, so daß der Nulldurchgang des Signals exakt gemessen werden kann. Wegen des überlagerten Rauschens beträgt die Meßunsicherheit allerdings ± 15 ps. Der Impulsgenerator zeigt vor der eigentlichen Impulsflanke kleine Vorsignale, die mit einer schnellen Schottky-Diode wirkungsvoll unterdrückt werden können. Die

Abbildung 11 zeigt den amplitudenabhängigen Fehler über eine Amplitudendynamik von 35 dB bei einer Signalanstiegszeit von 10 ns. Der Kennlinienverlauf wurde nicht weiter analysiert, weil der Fehler ausreichend klein ist.

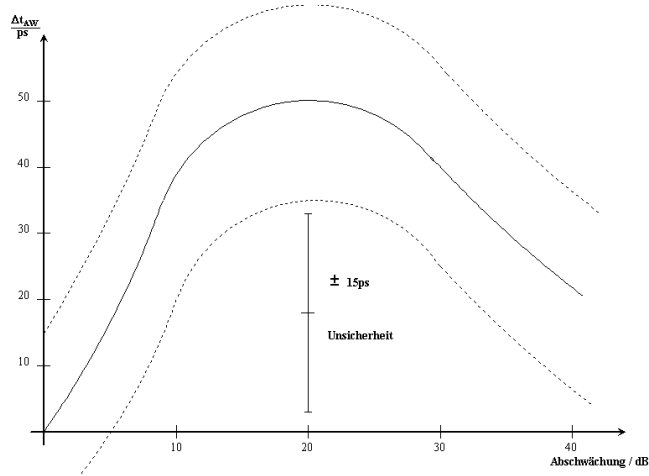


Fig. 11. Amplitudenabhängiger Fehler.

(2) Die Messung des formabhängigen Fehlers: Abbildung 12 zeigt den Verlauf des formabhängigen Fehlers. Er wurde bei einer maximalen Signalspannung von 1 V gemessen. Variiert die Anstiegszeit der Impulse bei Durchführung der Experimente z.B. im Verhältnis 1:5, so tritt ein Zeitfehler von maximal 160 ps auf.

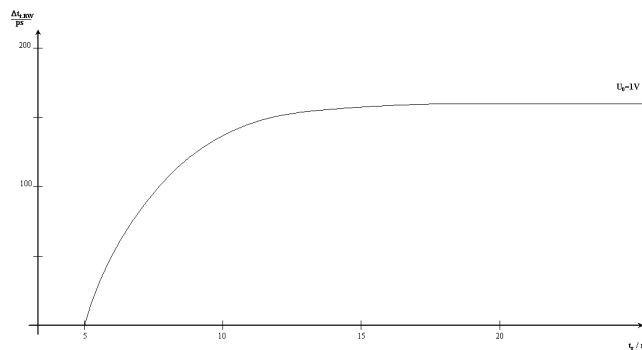


Fig. 12. Formabhängiger Fehler.

Danksagung

Dieser Text entstand auf der Grundlage von drei, von mir betreuten Examensarbeiten:

- (1) Heinz Josef Romanski: Signalvorverarbeitung im Constant-Fraction-Trigger zur Reduktion von Zeitfehlern durch Unterdrückung von Rise-time-Walk und Jitter (1976 am Lehrstuhl für Elektronische Schaltungen, Professor J.W. Klein),
- (2) Thorsten Höbusch: Schaltungsentwurf mittels dualer Transformation (2000/01 am Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Professor W. Weber) und
- (3) M. Reza Motavalli: Digitale Messung der Gatterlaufzeit schneller Schaltkreise (2002 am Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Professor W. Weber).

Ich danke besonders Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Weber, der die Meßtechnik für schnelle digitale Signale seit Jahren unterstützt.

References

- [1] Hartmann, J.W. Klein: *Theoretical Explanation of a New Triggering-Method*, Nuclear Instruments and Methods, 1969, pp. 317 -319
- [2] Kimbara, Kumahara: *Nuclear Instruments and Methods*, 1969, pp. 261 - 266
- [3] Gerd Nowack, Heinz Josef Romanski: *A Non-Conventional Constant Fraction Trigger (CFT) with Pulse-Differentiation for Time-Measurements with High Resolution*. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Phoenix, USA, 1977, pp. 23
- [4] Robert G. Meyer, Paul R. Gray: *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 3rd Edition, University of California, Berkeley, 1993
- [5] Gerd Nowack: *Creative Modelling for High-Speed Electronic Circuits above 10 GHz*. In Proceedings of the International Conference on Modelling and Simulation, Las Palmas de Gran Canaria, Spanien 2000, pp. 65