

## Die Erzeugung von Impulsen an der Vorder- und Rückflanke des Eingangsimpulses

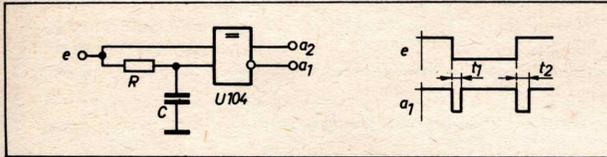


Bild 1

Die Anordnung nach Bild 1 ist besonders geeignet zur Erzeugung sehr kurzer Impulse. Ein gewisser Nachteil ist darin zu sehen, daß unabhängig von der Dimensionierung immer  $t_2 \approx 2t_1$  ist. Es gilt näherungsweise

$$t_1 = 0,4 RC$$

$$t_2 = 0,85 RC$$

unter der Voraussetzung, daß die Übergangzeiten des Eingangsimpulses ausreichend klein ( $t_{ij} \leq 0,3 RC$ ) sind. Mit wachsendem  $t_{ij}$  werden die Impulse am Ausgang zunächst breiter, und die Flankensteilheit verschlechtert sich. Selbst bei  $t_{ij} = 2RC$  wird jedoch noch der volle Ausgangspegel erreicht, wenn  $RC \geq 1,5 \mu s$  ist. Mit der Dimensionierung  $R = 47 k\Omega$ ,  $C = 33 pF$  und bei Ansteuerung durch ein Signal mit  $t_{ij} = 0,2 \mu s$  wurde  $t_1 = 0,8 \mu s$  gemessen.

Anstelle des U 104 kann auch ein U 101 eingesetzt werden.

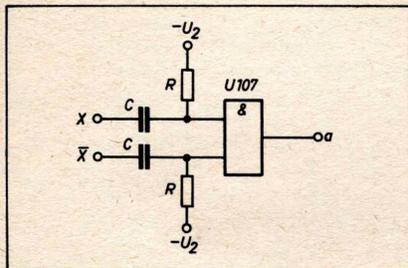


Bild 2

Legt man den dritten Eingang an 0 V (-13 V), so entstehen negativ (positiv) gerichtete Impulse am Summenausgang. Die Anordnung nach Bild 2 benötigt das unnegierte und das negierte Signal an den Eingängen. Am Ausgang entstehen positiv gerichtete Impulse der Breite  $t \approx 0,4 RC$ , wenn für die ansteuernden Impulse  $t_{ij} \leq 0,07 RC$  gilt. Dabei ist der Einfluß der Eingangskapazität und des Innenwiderstandes der Impulsquellen noch nicht berücksichtigt. Mit größer werdenden Übergangzeiten des Eingangssignals werden die Impulse am Ausgang schmaler. Bei  $t_{ij} > 0,2 RC$  entstehen keine Ausgangsimpulse mehr.

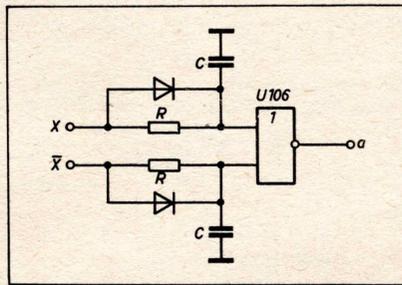


Bild 3

Am Ausgang der Schaltung nach Bild 3 entstehen negativ gerichtete Impulse der Breite  $t \approx 0,4 RC$ . Kurze Impulse lassen sich besser als mit der Anordnung nach Bild 2 erzeugen. Die Flankensteilheit der Rückflanke ist jedoch schlechter als bei den ersten beiden Varianten. Es gelten in Näherung die für die erste Schaltung genannten Bedingungen. Der Kondensator C muß  $< 10 nF$  sein.

Bei den ersten beiden Varianten ändern sich die angegebenen Zeiten, wenn die Breite des Impulses oder der Pause am Eingang  $< 3 RC$  wird.

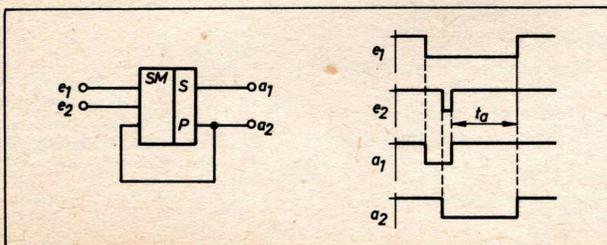
Peter Taege,

Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

## Triggerschaltungen mit dem U 101 D

### 1. Auffangtrigger

Wie im Bild verdeutlicht, wird ein an  $e_2$  liegender kurzer Impuls gespeichert, wenn am Vorbereitungseingang  $e_1$  logischer 1-Pegel liegt (Ausgang  $a_2$ ). Mit dem Wegfall des



Signals an  $e_1$  wird der Trigger gelöscht, wenn zu diesem Zeitpunkt  $e_2 = 0$  ist. Ist letzteres nicht garantiert, so läßt sich der Trigger unter den angegebenen Umständen nicht löschen.

### 2. Schmitt-Trigger

Werden die Eingänge  $e_1$  und  $e_2$  miteinander verbunden, so arbeitet die Anordnung als Schmitt-Trigger. In diesem Fall sind die Signale an  $a_1$  und  $a_2$  bis auf geringen zeitlichen Versatz, der durch Laufzeiten innerhalb des Schaltkreises bedingt ist, gleich. Die Steilheit beider Flanken beträgt etwa  $0,2 \mu s$ . Die Triggerschwelle beträgt etwa  $-5 V$  bei einer Hysterese von etwa  $0,3 V$ .

Peter Taege,

Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

# Impulsgeneratoren mit Hochvolt-MOS-IS

## Schaltung 1

Der positive Strom in den Eingang von  $G_1$  wird durch den Widerstand  $R_2$  auf ungefährliche Werte begrenzt. Wird der ausgangsseitige innere Widerstand der Gatter vernachlässigt und ideales Umschalten bei  $U_1 = U_T$  angenommen, so erhält man für die Frequenz und das Tastverhältnis

| $U_T$ in V | $f \cdot T$ | $t_1/t_2$ |
|------------|-------------|-----------|
| 4          | 0,43        | 1,63      |
| 5          | 0,45        | 1,33      |
| 6          | 0,45        | 1,09      |

$T = R_1 C$

In der Regel ist  $U_T \approx -5V$ . Die Werte gelten bis zu einer Frequenz von 30 kHz. Bei  $f > 30$  kHz ist die Wirkung von  $R_2$  in Verbindung mit der Eingangskapazität von  $G_1$  zu berücksichtigen (nur mit einem Eingang von  $G_1$  steuern). Bei 100 kHz ergibt sich hierdurch eine Verlängerung der Periodendauer um 10...20%. Die gestrichelt eingezeichnete Diode ergibt am Ausgang eine steilere H-L-Flanke (bei  $f > 30$  kHz), wirkt aber praktisch nicht auf die andere Flanke. Eine im Prinzip mögliche Parallelkapazität zu  $R_2$ , die auf beide Flanken wirken würde, muß genau dimensioniert werden, um den Schaltkreiseingang (die Schutzdiode) nicht zu überlasten.

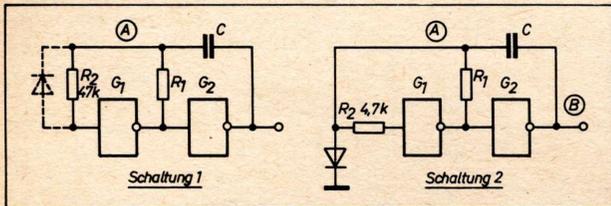


Bild 1: Schaltungen 1 und 2

## Schaltung 2

Die Wirkung der positiven Spannung auf den MOS-Eingang wird durch die Diode in Verbindung mit  $R_2$  unterdrückt. In der Phase  $t_2$  liegt der auf  $(13V - U_T)$  aufgeladene Kondensator in Reihe mit der Diode am Ausgang, weshalb der L-H-Sprung zunächst nur  $-5,7V$  beträgt und C nicht größer als die für MOS-Schaltkreise vom Kombinat Funkwerk Erfurt zugelassene Kurzschlußkapazität von 10 nF sein darf. Unter den Bedingungen wie bei Schaltung 1 gilt:

| $U_T$ in V | $f \cdot T$ | $t_1/t_2$ |
|------------|-------------|-----------|
| 4          | 0,55        | 3,92      |
| 5          | 0,55        | 2,41      |
| 6          | 0,55        | 1,72      |

$t_2 = 0$ , weil  $R_1 = 0$  angenommen wurde,  $T = R_1 C$ .

Wegen  $t_2 \neq 0$  ist der Näherungsfehler größer als bei Schaltung 1.

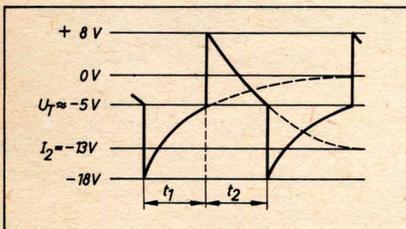


Bild 2: Signalverlauf zu Schaltung 1

## Gegenüberstellung

Schaltung 1 hat eine größere Abhängigkeit der Frequenz von  $U_T$ . Das Tastverhältnis ist dagegen weniger von  $U_T$  abhängig. Bei Schaltung 2 kann die nicht einwandfreie L-H-Flanke stören, z. B. wenn differenziert wird.

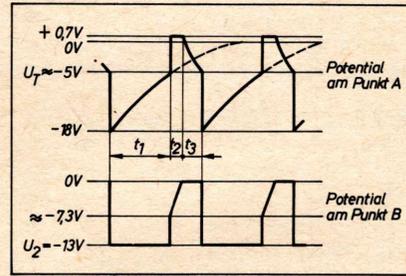


Bild 3: Signalverlauf zu Schaltung 2

## Hinweise zur Dimensionierung

Es sind nur Gatter mit Gegentaktausgang verwendbar. Die Werte für  $f \cdot T$  und  $t_1/t_2$  bzw.  $t_1/t_3$  gelten für  $U_2 = -13V$ , also z. B. nicht bei Verwendung von U 102 D.

$$R_1 \geq 47 \text{ k}\Omega$$

Bei sehr hohen Frequenzen muß  $R_1 < 47 \text{ k}\Omega$  werden, wenn C infolge von Schaltkapazitäten nicht mehr verringert werden kann. (In der Regel  $C \geq 100 \text{ pF}$ .) Dann kann der Ausgangsstrom des durch  $R_1$ -C belasteten Gatters so groß werden, daß die Pegelwerte für das folgende Gatter nicht mehr eingehalten werden. Die durch  $R_1$ -C belasteten Gatter dürfen

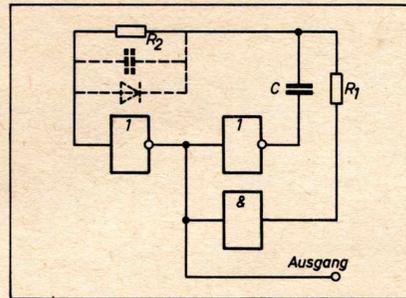


Bild 4: Variante für hohe Frequenzen

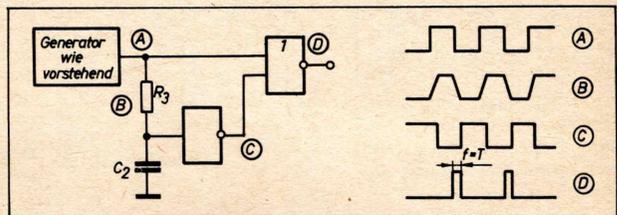


Bild 5: Variante für andere Tastverhältnisse

dann nicht im Nutzsinalweg liegen. Bild 4 zeigt eine Variante für hohe Frequenzen, Bild 5 eine Variante für andere Tastverhältnisse. Das Tastverhältnis von Signal D wird durch die Verzögerung mit  $R_3, C_2$  eingestellt,  $R_3 \geq 47 \text{ k}\Omega$ . Die mit  $R_3, C_2$  eingestellte Impulsbreite ist unabhängig von der Frequenz und näherungsweise  $t = R_3 \cdot C_2$ .

Dr. Alfred Tolk,  
Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Das ideale Kontaktmittel  
**Spezial-Wellenschalteröl**  
in jeder Elektronik-Werkstatt

Rundfunk-Spezialist  
6822 Rudolstadt, PF 1/33

## Übernahme

Reparatur elektron. Meß- und Prüfgeräte sowie  
**Elektronik-Entwicklung**  
für Kleinautomatisierung und Einzelprobleme, eig. Labor und PKW vorhanden.

Hertzsch, 1405 Glienicke,  
Straßburger Str. 6

## Suche jetzt oder später

BRUEL + KJAER, NF-Wobbel-Meßplatz, SV 61, GF 22, von Präcitronic, Plattenschere 500...1000 mm (Schlagschere oder Motorbetrieb).

I. SCHOLZE, 8501 Naundorf  
Nr. 7