

Aktive RC-Netzwerke mit reellen Polen und Nullstellen

Wirkungsweise

Die hier zusammengestellten aktiven RC-Netzwerke benutzen den Operationsverstärker als gegengekoppelten Spannungsverstärker. Auf Grund des niederohmigen Ausgangs-(Quell-)widerstandes können die Elementarstrukturen zur schaltungstechnischen Realisierung von Netzwerken mit reellen Pol-Nullstellenverteilungen rückwirkungsfrei in Kette geschaltet werden. Komplexe Pole und Nullstellen können mit den vorliegenden Strukturen nicht erzeugt werden.

Netzwerke

Die Operationsverstärker werden als ideale spannungsge- steuerte Spannungsquellen angesehen, deren Offenschlei- fenverstärkung V_0 gegen Unendlich geht. Unter dieser Vor- aussetzung ist die Angabe von Polen bei $p = 0$ bzw. $p \rightarrow \infty$ zu verstehen. Der Eingangswiderstand r_e ist im allgemeinen eine komplexe Größe. In Zeile 5 ist r_d der Differenzein- gangswiderstand des OPV, G ist die Schleifenverstärkung. (Hinweis: Eine Nullstelle verursacht in der Amplituden-Fre-

| laufende Nummer | Schaltung | Nullstellen | Pole | Grenz- werte $p \rightarrow 0$ $p \rightarrow \infty$ | $ T(p) $ $p \rightarrow \infty$ | Eingangs- widerstand | Amplituden-Frequenz- charakteristik (Prinzip) |
|-----------------|-----------|--|---|--|------------------------------------|-------------------------------|---|
| 1 | | $n_1 \rightarrow \infty$ | $p_1 = 0$ | ∞ | 0 | $r_e = R_1$ | |
| 2 | | $n_1 = \frac{1}{R_2 C_2}$ | $p_1 = -\frac{1}{R_1 C_1}$ | $\frac{C_1}{C_2}$ | $\frac{R_2}{R_1}$ | $r_e = R_1 + \frac{1}{p C_1}$ | |
| 3 | | $n_1 = 0$ $n_2 \rightarrow \infty$ | $p_1 = -\frac{1}{R_2 C_2}$ $p_2 = -\frac{1}{R_1 C_1}$ | 0 | 0 | $r_e = R_1 + \frac{1}{p C_1}$ | |
| 4 | | $n_1 = 0$ $n_2 = -\frac{1}{R_2 C_2}$ | $p_1 = -\frac{1}{R_1 C_1}$ $p_2 = -\frac{1}{C_2(R_2 + R_3)}$ | 0 | $\frac{R_2 R_3}{R_1(R_2 + R_3)}$ | $r_e = R_1 + \frac{1}{p C_1}$ | |
| 5 | | $n_1 = -\frac{1}{R_1 C_2}$ | $p_1 = 0$ | ∞ | 1 | $r_e = r_d \cdot G$ | |
| 6 | | $n_1 = -\frac{1}{R_1 C_2}$ | $p_1 = -\frac{1}{R_E C_E}$ | $\frac{R_E C_E}{R_1 C_2}$ | 1 | $r_e = R_E + \frac{1}{p C_E}$ | |
| 7 | | $n_1 = 0$ $n_2 = -\frac{1}{R_2 C_1}$ | $p_1 = \frac{1}{R_E C_E}$ $p_2 \rightarrow \infty$ | 0 | ∞ | $r_e = R_E + \frac{1}{p C_E}$ | |
| 8 | | $n_1 = 0$ $n_2 = -\frac{1}{C_1(R_1 + R_2)}$ | $p_1 = -\frac{1}{R_E C_E}$ $p_2 = -\frac{1}{R_1 C_1}$ | 0 | $1 + \frac{R_2}{R_1}$ | $r_e = R_E + \frac{1}{p C_E}$ | |

quenzdarstellung eine Steilheitsänderung von 6 dB/Oktave nach „oben“, ein Pol entsprechend nach „unten“.)

Hinweise zur Realisierung

Bei der Umsetzung der angegebenen Netzwerke in praktische Schaltungen müssen die schaltungstechnischen Aspekte bei der Anwendung von Operationsverstärkern beachtet werden. An einige sei hier erinnert:

- Beide Eingänge des OPV müssen einen Gleichstromweg haben. Wegen der Stabilität des Arbeitspunktes ist ein Gleichstromweg vom Ausgang auf den invertierenden Eingang erforderlich.
- Bei der Bemessung der passiven Netzwerkelemente sind

die realen Eingangs- und Ausgangswiderstände der OPV zu beachten.

- Die OPV müssen phasenkompensiert werden (siehe z. B. in [1]). Im Nutzfrequenzbereich sollte die Schleifenverstärkung mindestens 20 dB betragen.
- Erfolgt die Signaleinspeisung auf den nichtinvertierenden Eingang (Netzwerke 5 bis 8), so ist die Eingangsaussteuerbarkeit des OPV zu beachten.

Dr. Reinhard Adam,
Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Literatur

- [1] Fischer, B.: Frequenzgangkorrektur integrierter Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 25 (1975) H. 14, S. 451

Schaltung zur Pegelhaltung einer Gleichspannung (PHG) während der Dauer von Unterbrechungen und Schaltvorgängen

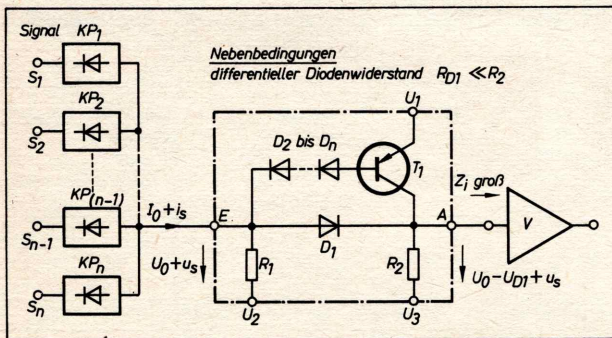


Bild 1: Schaltung zur Pegelhaltung einer Gleichspannung (pnp-Variante)

Für die Hilfsspannungen U_1 bis U_3 ergeben sich folgende Werte

| Hilfsspannungen | pnp | Variante | nnp |
|-----------------|-------------------------|----------|-------------------------|
| U_1 | $U_0 - U_{D1} + U_{Sä}$ | | $U_0 + U_{D1} - U_{Sä}$ |
| U_2 | $< U_0$ | | $> U_0$ |
| | $< U_0 - U_{D1}$ | | $> U_0 + U_{D1}$ |
| U_3 | $U_2 \geq U_3$ | | $U_2 \leq U_3$ |

Anmerkung: Bei der npn-Variante ist T_1 ein npn-Transistor, und die Dioden D_1 bis D_n werden umgepolt.

| | |
|-----------------|--|
| U_1 bis U_3 | Gleichspannungsquellen (R_i klein) |
| U_0 | Eingangsgleichspannung |
| U_{D1} | Diodengleichspannung der Diode D_1 |
| $U_{Sä}$ | Transistorsättigungsspannung |
| u_s, i_s | Signalspannung, Signalstrom |
| KP | Koppelpunkt, z. B. elektronischer Schalter |

Anwendung

Die Schaltung dient zur PHG während der Dauer von Unterbrechungen der Signalleitung und bei Umschaltvorgängen. Damit werden Potentialverschiebungen und Umladungsvorgänge bei RC-Kopplungen an nachfolgenden Verstärkern vermieden. Derartige Unterbrechungen können auch speziell in Videosignalschalteneinrichtungen bei einer „Aus“-Schaltung aller Koppelpunkte KP_1 bis KP_n auftreten.

Wirkungsweise

Die Koppelpunkte KP_1 bis KP_n einer Videosignalschalteneinrichtung erhalten einseitig je ein Videosignal S_1 bis S_n . Sie sind ausgangsseitig verbunden und arbeiten auf einen gemeinsamen Lastwiderstand (Eingang der PHG). Der jeweils geschaltete KP erzeugt am Lastwiderstand eine Gleichspannung U_i , mit einer überlagerten Signalspannung $u_s(t)$. Am Ausgang der PHG erscheint dann die Spannung $U_0 - U_{D1} + u_s$, die einen anschließenden Verstärker V steuert. Der Widerstand R_2 bestimmt den Ruhestrom durch D_1 . Die Hilfsspannung U_3 soll möglichst groß sein, damit

$R_{D1} \ll R_2$ ist. Der Ruhestrom durch die Diode D_1 ist so gewählt, daß er dem Ruhestrom der entgegengesetzt geschalteten Diode im gewählten KP entspricht, um eine Kompensation der Nichtlinearitäten zu bewirken. Bei „Aus“-Schaltung sämtlicher KP oder allgemein bei Unterbrechungen der Signalleitung wird der Strom $I_2 + i_s = 0$. Über die Hilfsspannung U_2 wird jetzt der bisher gesperrte Transistor T_1 in die Sättigung gesteuert und schaltet das Potential $U_1 = U_0 - U_{D1} + U_{Sä}$ abzüglich der Sättigungsspannung $U_{Sä}$ nahezu trägheitslos an den Eingang des Verstärkers, um Potentialverschiebungen bzw. Umladungsvorgänge zu vermeiden. Die Diode D_1 wird gesperrt und verhindert die Übertragung von Störsignalen. Die Dioden D_2 bis D_n verhindern, daß bei der Signalübertragung negative (pnp-Variante) oder positive (nnp-Variante) Signalanteile den Transistor öffnen. Die Anzahl der Dioden hängt von der Art der Signalübertragung (PHA, PHS, RC-Kopplung) und von der Größe der Signalspannung u_s ab. Die Polarität der KP-Dioden bestimmt die Wahl einer pnp- oder npn-Variante (entgegengesetzte Polarität).

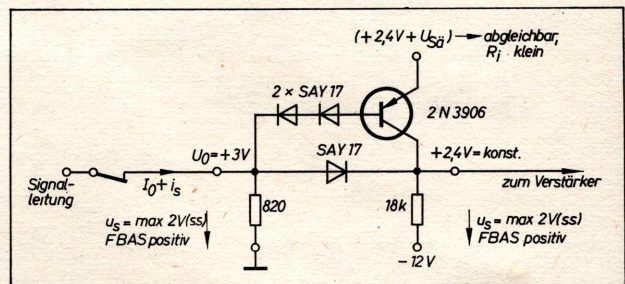


Bild 2: Dimensionierungsbeispiel. Art der Signalübertragung bis zum Eingang der Schaltung zur Pegelhaltung einer Gleichspannung: RC-Kopplung

Dimensionierungshinweise

- U_2 sollte nach Möglichkeit auf 0 V (Masse) gelegt werden.
- U_3 sollte nach Möglichkeit groß gewählt werden.
- U_1 sollte abgleichbar sein und einen kleinen Innenwiderstand haben.
- Bei einer Signalübertragung mit PHA oder PHS (Pegelhaltung Austast- oder Synchronwert) zum Eingang (E) der PHG und einer Signalspannung bis maximal $U_{SS} = 2$ V FBAS positiv werden keine Dioden D_2 bis D_n benötigt. Bei BO-Kopplung des Signals werden bis $U_{SS} = 1,3$ V FBAS positiv eine und bis $U_{SS} = 2$ V FBAS positiv zwei Dioden benötigt.
- Zur Unterdrückung auch kurzzeitiger Unterbrechungen sind für D_1 bis D_n schnelle Schaltioden und für T_1 ein schneller Schalttransistor zu wählen. Ein Dimensionierungsbeispiel zeigt Bild 2.

Dr. Diethard Hänßgen,
Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt