

Abstimmbare Sperrfilter

Für den NF-Bereich

Von Harro Kühne

Erweiterten zwei Opamps eine Wien-Robinson-Brücke, dann sind Sperrfilter realisierbar, deren Arbeitsfrequenz mit nur einem Widerstand kalibriert werden kann. Im Vergleich mit dem in Sperrfiltern oft benutzten Doppel-T-Netzwerk ist das ein erheblicher Vorteil.

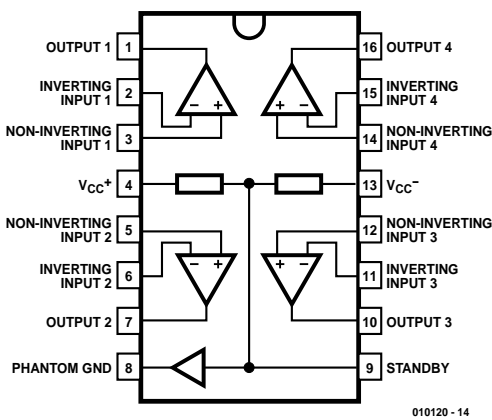


Bild 1. Bei diesem vierfachen Rail-to-Rail-Opamp wird intern ein gepuffertes Massenpotential erzeugt.

Das in diesem Beitrag vorgestellte Sperrfilter verwendet den Vielfach-Operationsverstärker TS925 von ST Microelectronics. Er ist sowohl ein- als auch ausgangsseitig zwischen Masse und U_S aussteuerbar (rail to rail) und hat den zusätzlichen Vorteil, dass ein interner Spannungsteiler und der Puffer IC1.E das virtuelle Massepotential $U_S/2$ für die Opamps bereitstellen (Bild 1).

Die Schaltung in Bild 2 stellt eine modifizierte Wien-Robinson-Brücke mit der Resonanzfrequenz f_0 dar. IC1.B bildet zusammen mit C2,

C4, R3, R6, R7 und R8 den komplexen Zweig, während R1+R2, R5 und IC1.C den realen Brückenzweig verwirklichen. IC1.C arbeitet dabei als invertierender Verstärker, dessen Verstärkungsbetrag mit R1 im Bereich von $|v'_{IC1.C}| = 0,93...1,07$ zur

bestmöglichen Filterdämpfung (von im Mustersaufbau ermittelten $u_{a_eff}/u_{e_eff} > -55$ dB) bei Eingangsspannungen mit der Frequenz f_0 korrigiert werden kann. Bei Eingangsspannungen mit Frequenzen von $f_e \ll f_0$ sind C2 und C4 praktisch

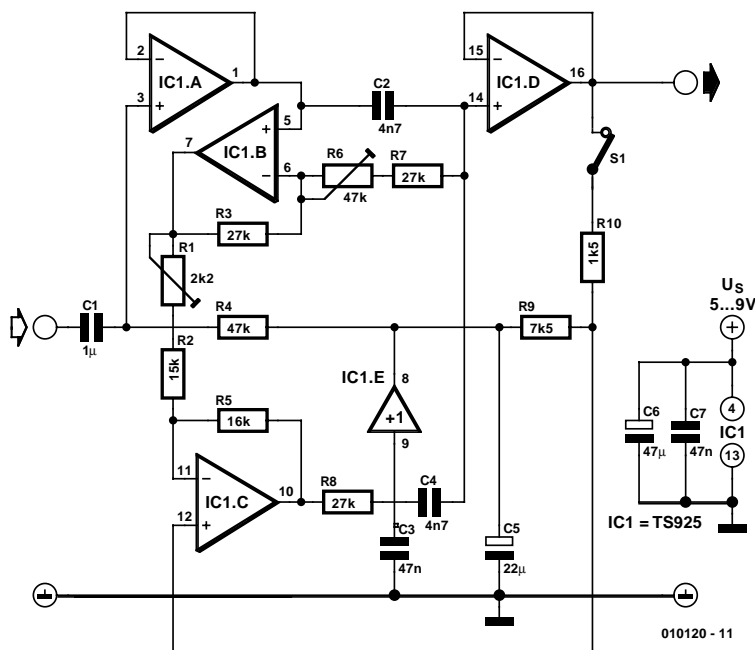


Bild 2. Einfach kalibrierbares Sperrfilter.

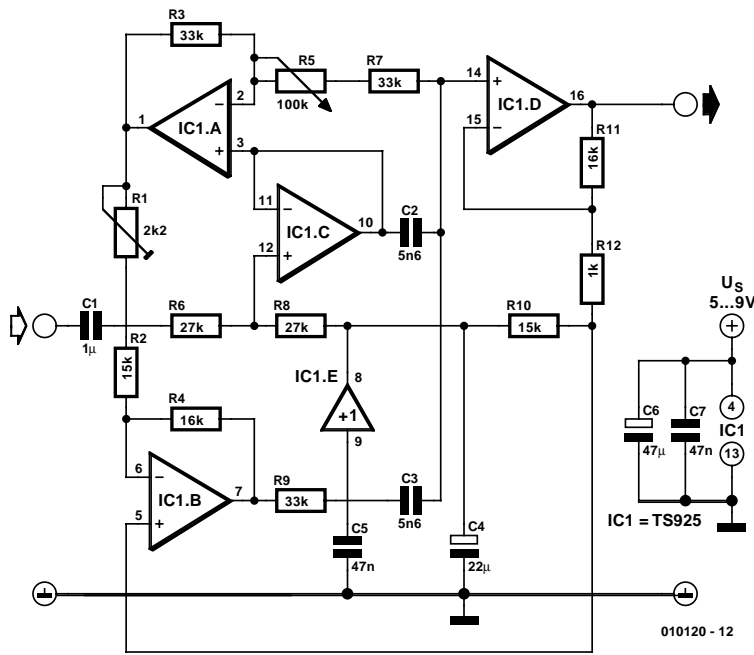


Bild 3. Sperrfilter für große Eingangsspannungen.

unwirksam und die Anordnung arbeitet als Spannungsfolger mit $|v_{SF}| = 1$. Im Fall von $f_e \gg f_0$ sind C2 und C4 als Kurzschlüsse zu betrachten, die ebenfalls zur gewünschten Spannungsfolgerfunktion im Durchlassbereich des Sperrfilters führen. Mit den zwingend einzuhaltenden Bemessungsvorschriften $R3 = R8$, $C2 = C4$ und $R1 + R2 = R5$ gilt für die Frequenz f_0 der mit IC1.B und IC1.C erweiterten Wien-Robinson-Brücke:

$$f_0 = 1 / [2\pi \cdot R8 \cdot C4 \sqrt{(R6 + R7)/R3}]$$

Grundsätzlich spielt es keine Rolle, ob $(R6 + R7)/R3$ kleiner oder größer 1 dimensioniert wird. $R6 + R7)/R3 \geq 1$ ist hinsichtlich der maximal zulässigen Filtereingangsspannung aber zweckmäßiger. Unabhängig von der Position des Abstimmpotis R6 erreichen dann nämlich die Spitzenwerte der Ausgangsspannungen von IC1.B und IC1.C maximal die Pegel $\pm \hat{u}_{IC1.B} = \pm \hat{u}_{IC1.C} \leq \pm 2\hat{u}_e$, wenn man eine sinusförmige Eingangsspannung voraussetzt. Bei den verwendeten Rail-to-Rail-Opamps mit der Dimensionierung $(R6 + R7)/R3 \geq 1$ sind

dann sinusförmige Eingangsspannungen mit Pegeln von maximal $\pm \hat{u}_e = U_S/4$ beziehungsweise $u_{e,eff} = U_S/4\sqrt{2}$ erlaubt.

Das Verhältnis $(R6 + R7)/R3$ beeinflusst auch die Güte Q_{SF} des Sperrfilters. Bei offenem Schalter S1 und $R6 + R7 = R3$ erreicht die Filtergüte mit $Q_{SF} = 0,5$ den Wert, der sich auch für die hier benutzte Wien-Robinson-Brücke ableiten lässt. Die Güte steigt mit der Rückführung eines Bruchteils der Ausgangsspannung auf den nichtinvertierenden Eingang von IC1.C. Für Q_{SF} gilt dann:

$$Q_{SF} = R9 + R10 / [2 \cdot R10 \sqrt{(R6 + R7)/R3}]$$

Bei $R9 = 0$ oder offenem S1 unterbleibt die Rückführung. Das Filter erreicht dann die Güte $Q_{SF} = 1/2 \cdot \sqrt{(R6 + R7)/R3}$. Dagegen strebt bei $R10 = 0$ die Filtergüte nach unendlich: Die Anordnung wird instabil und oszilliert. Der Musteraufbau wurde für sinusförmige Eingangsspannungen von $u_{e,eff} \leq 0,8 \text{ V}$ bei $U_S = 5 \text{ V}$ und den Frequenzbereich von $f_0 = 0,76 \dots 1,25 \text{ kHz}$ dimensioniert.

Eine Alternative

Die in Bild 3 vorgestellte Alternative ist erlaubt bei einer Filterverstärkung im Durchlassbereich von $v_{SF} = 1$ sinusförmige Eingangsspannungen von $\pm \hat{u}_e = U_S/2$. Erreicht wird das durch den Eingangsspannungsteiler $R6/R8$, dessen Dämpfung der mit $v'_{IC1.D} = 2$ arbeitende Verstärker IC1.D ausgleicht. Mit $C2 = C3$, $R3 = R9$ und $R1 + R2 = R4$ gelten für die Frequenz und Güte dieses Sperrfilters:

$$f_0 = 1 / [2\pi \cdot R9 \cdot C3 \sqrt{(R5 + R7)/R3}]$$

$$Q_{SF} = (R10 + R12) / [2 \cdot R12 \cdot \sqrt{(R5 + R7)/R3}]$$

Die Schaltung wurde für sinusförmige Eingangsspannungen von $u_{e,eff} \leq U_S/\sqrt{8}$, $U_S = 5 \dots 9 \text{ V}$ und den Frequenzbereich von $f_0 = 420 \dots 834 \text{ Hz}$ bemessen. Der letztgenannten Gleichung folgend variiert die Betriebsgüte des Filters mit der Größe des Abstimmwiderstandes R5, wie man aus den im Bild 4 dargestellten Übertragungskennlinien des Sperrfilters ablesen kann. Interessant ist, dass die Bandbreite $B_{SF} = f_0/Q_{SF}$ der Filter bei ihrer Abstimmung konstant bleibt:

$$B_{SF} = R12 / [\pi \cdot R9 \cdot C3 \cdot (R10 + R12)]$$

Bei $f_0 = 420 \text{ Hz}$ und $f_0 = 834 \text{ Hz}$ wurden Bandbreiten von jeweils $B_{SF} = 110 \text{ Hz}$ gemessen, rechnerisch ergeben sich $B_{SF} = 108 \text{ Hz}$. Das ist eine gute Übereinstimmung zwischen Mess- und Rechenwert.

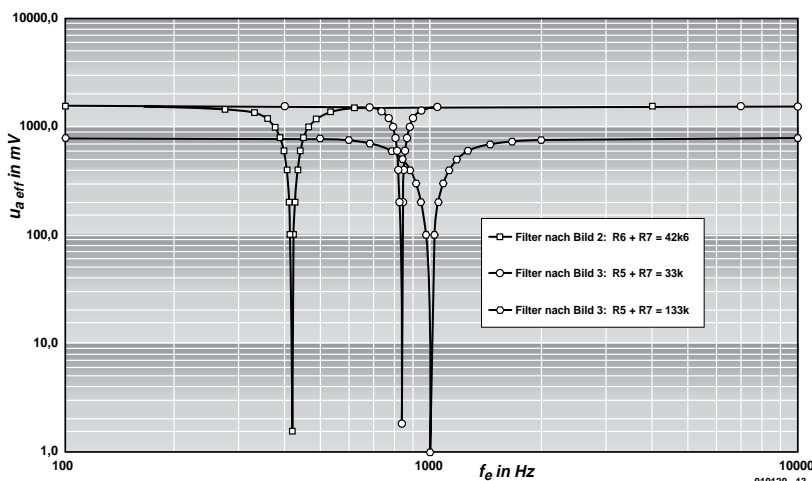


Bild 4. Frequenzgänge der beschriebenen Sperrfilter

(010220)rg