

Spectrum-Analyzer

Erweiterungen: Spectrum-Analyzer für den Bassbereich

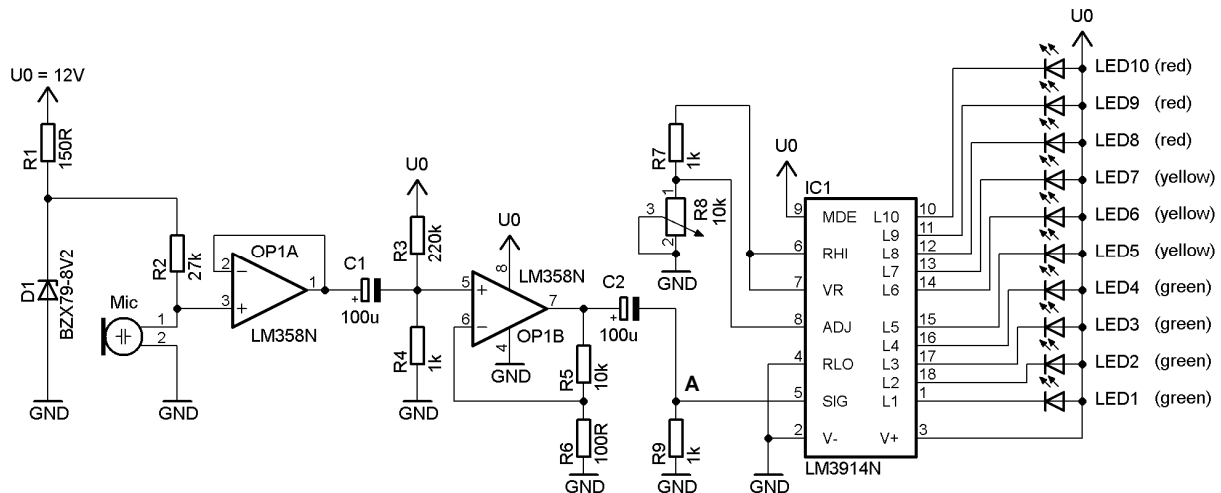


Abb. 1: Schaltplan

Versuchsbeschreibung

Der Spektrum-Analyzer bildet den Geräuschpegel durch die Umgebungsgeräusche auf einen LED-Balken ab. Je höher der Geräuschpegel, desto weiter schlägt der LED-Balken aus. Genau genommen handelt es sich eher um eine Lautstärkeanzeige, als um einen Spectrum-Analyzer. Durch eine Erweiterung um ein Tiefpassfilter wird die Schaltung jedoch zu einem Spectrum-Analyzer für den Bassbereich.

Funktionsbeschreibung

Das Mikrofonsignal wird mit Hilfe einer nicht invertierenden OP-Verstärkerschaltung verstärkt und an den Eingang des Treiberbausteins LM 3914 gelegt. Der Treiberbaustein ist so eingestellt, dass alle LEDs bis zur entsprechenden Vergleichsspannung leuchten. Dadurch erhält man einen LED-Balken, welcher in Abhängigkeit des Lautstärkepegels mehr oder weniger weit ausschlägt.

Betrachten wir die einzelnen Schaltungsteile nun etwas genauer.

Das Netzteil eignet sich nur bedingt als direkte Spannungsversorgung für das Elektret-Mikrofon, da die Spannung sehr stark schwankt und einen nicht unwesentlichen Brumm aufweist. Diese Störgrößen würden in weiterer Folge verstärkt werden und zu einem Flackern des LED-Balkens führen. Wir verwenden daher eine 8,1V Zener-Diode zur Spannungsstabilisierung.

Der Schaltungsteil zwischen den Koppelkondensatoren C_1 und C_2 bildet den Verstärker, welcher bei einer Dimensionierung laut Abb. 1 eine Verstärkung von 101 aufweist. Da wir den OP asymmetrisch versorgen, könnte dieser grundsätzlich keine negativen Eingangssignale verstärken. Der aus R_3 und R_4 gebildete Spannungsteiler löst dieses Problem. Am positiven Eingang des OPs liegt nun zusätzlich zum Mikrofonsignal ein DC-Anteil, der dafür sorgt, dass der Verstärkerausgang DC-mäßig etwa um $U_0/2$ angehoben wird und der Verstärker symmetrisch in beide Richtungen aussteuern kann. Der Spannungsteiler weist aber einen wesentlichen Nachteil auf. Er erniedrigt den sonst sehr hochohmigen Eingangswiderstand des Verstärkers auf etwa $1k\Omega$. In Kombination mit dem relativ

hochohmigen Mikrofon Ausgang würde dies zu einer massiven Abschwächung des Signals führen. Es ist daher notwendig einen Impedanzwandler (OP_{1A}) zwischen Mikro und Verstärker zu schalten¹.

C_1 sorgt dafür, dass das Mikrofonsignal, nicht aber die Ruhespannung des Mikros an den Verstärkereingang gelangt. Ebenso bewirkt C_2 , dass der oben erwähnte Gleichspannungsanteil am Verstärkerausgang herausgefiltert wird. Da der Eingang des Treiberbausteins sehr hochohmig ist, könnte sich C_2 nicht auf seinen Gleichspannungswert aufladen. Es ist daher notwendig einen vergleichsweise niederohmigen Widerstand (R_9) vom Kondensator gegen Masse zu schalten. Erst die Kombination von C_2 und R_9 bildet das eigentliche Hochpassfilter.

Mit Hilfe des Potis (R_8) ist es möglich, den Aussteuerbereich des Treiberbausteins an den Lautstärkepegel anzupassen. Die genaue Funktionsweise des Treiberbausteins *LM 3914* finden Sie in der Einleitung bzw. im Datenblatt. Die Dimensionierung des Spannungsteilers für die Vergleichsspannung wird ausführlich in der Anleitung zum Versuch "Knight-Rider Lauflicht" erklärt.

Zum besseren Verständnis zeigt *Abb. 2* die Signalverläufe einer Spice-Simulation mit den Bauteilwerten laut *Abb. 1*. Als Mikrofonsignal wurde ein Sinussignal mit $f = 1\text{kHz}$ und $\hat{u} = 20\text{mV}$ gewählt.

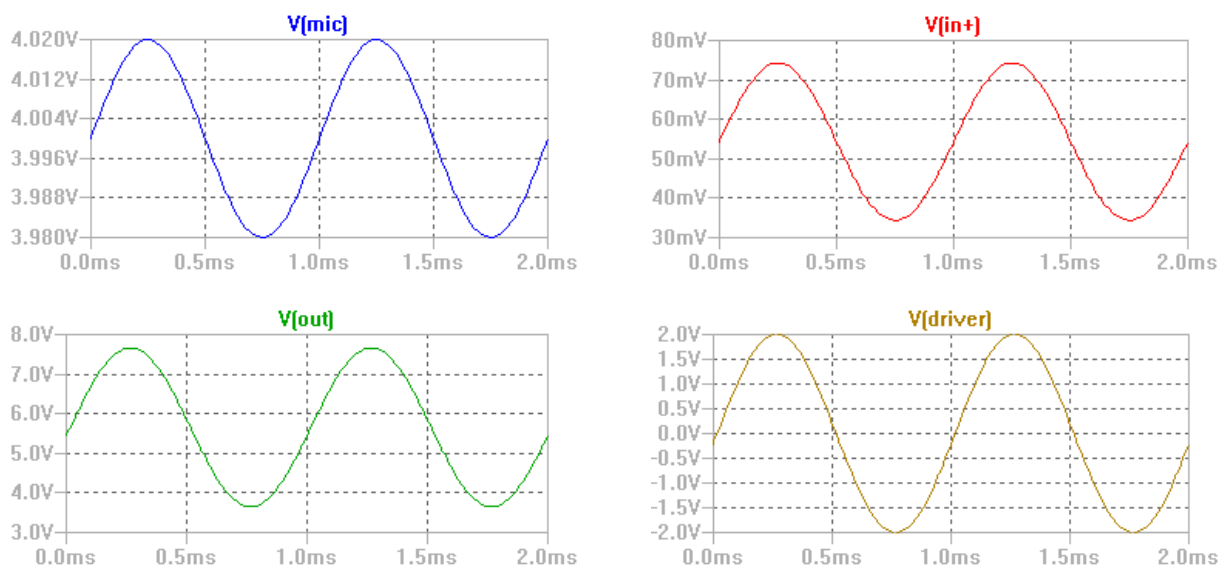


Abb. 2: Signalverläufe am Mikrofon Ausgang (V_{mic}), Verstärkereingang (V_{in+}), Verstärkerausgang (V_{out}) und Treibereingang (V_{driver})

Dimensionierung

Beginnen wir mit dem Vorwiderstand für die Zener-Diode. Der Diodenstrom ist nach oben hin durch die maximale Verlustleistung limitiert. Wir wollen jedoch auch nicht, dass der Strom geringer als 10mA ausfällt, damit die Steilheit der Diodenkennlinie und somit die Stabilisierungswirkung möglichst gut ausgenutzt wird. Der Laststrom, bedingt durch das Mikro, ist sehr gering und wird daher in der Berechnung vernachlässigt. Die Versorgungsspannung schwankt, je nach Belastung, zwischen 10V und 12V .

$$I_{Z,\max} = \frac{P_{\text{tot}}}{U_Z} = \frac{500\text{mW}}{8,2\text{V}} = 61\text{mA} \quad I_{Z,\min} = 10\text{mA} \quad U_{0,\max} = 12\text{V} \quad U_{0,\min} = 10\text{V}$$

$$I_Z = \frac{U_0 - U_Z}{R_1} \quad I_{Z,\max} = \frac{U_{0,\max} - U_Z}{R_{1,\min}} \quad I_{Z,\min} = \frac{U_{0,\min} - U_Z}{R_{1,\max}}$$

¹ Anm. d. Redakteurs: Alternativ hätte ein Koppelkondensator in Serie zu R_6 die DC-Verstärkung auf 1 reduzieren könne, gemäß dem Autor hat das aber zu Schwingungen geführt. Probieren Sie am besten selbst einige Alternativen aus.

$$\rightarrow R_{1,\min} = \frac{U_{0,\max} - U_Z}{I_{Z,\max}} = \frac{12V - 8,2V}{61mA} = 62\Omega \quad R_{1,\max} = \frac{U_{0,\min} - U_Z}{I_{Z,\min}} = \frac{10V - 8,2V}{10mA} = 180\Omega$$

$\rightarrow R_1 = 150\Omega$ gewählt

Die Verstärkung der nicht invertierenden OP-Verstärkerschaltung berechnet sich unter der Annahme eines idealen OPs zu

$$V_U = \frac{R_5 + R_6}{R_6} = 1 + \frac{R_5}{R_6}$$

Wir möchten eine Verstärkung von etwa 100 erreichen und wählen daher $R_5 = 10k\Omega$, $R_6 = 100\Omega$. Zu hohe Widerstandswerte sind hier nicht empfehlenswert, da die Rauschleistung an einem Widerstand mit dessen Widerstandswert zunimmt (siehe [HLST-Skript, Kapitel 14.4]). Das Rauschen von R_5 und R_6 überträgt sich auf die Verstärkung und in weitere Folge auf das Ausgangssignal.

Damit sich der Verstärkerausgang DC-mäßig auf etwa $U_0/2$ befindet, muss am Eingang eine Gleichspannung von ca. $U_0/200$ anliegen. R_3 und R_4 müssen also einen 1:200 Spannungsteiler realisieren.

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = 200 \rightarrow R_4 = 1k\Omega, R_3 = 220k\Omega \text{ gewählt}$$

Der nutzbare Frequenzbereich des Mikros liegt zwischen 50Hz und 10kHz. Die Koppelkondensatoren wählen wir beliebig mit $100\mu F$ und überprüfen anschließend, ob die -3dB Grenzfrequenzen der Hochpassfilter unterhalb von 50Hz liegen.

$$f_{g,HP1} = \frac{1}{2\pi(R_3 \parallel R_4)C_1} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 1k\Omega \cdot 100\mu F} = 1,6Hz \quad f_{g,HP2} = \frac{1}{2\pi R_9 C_2} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 1k\Omega \cdot 100\mu F} = 1,6Hz$$

Die Hochpass-Grenzfrequenzen liegen also wesentlich unter 50Hz und beeinflussen die Nutzsignale daher praktisch nicht.

Erweiterungen

Spectrum-Analyzer für den Bassbereich

Um nur den Bassbereich zum Eingang des Treiberbausteins durchzulassen, ist es nötig zwischen Klemme A (siehe Abb. 1) und dem Treibereingang nachfolgendes Tiefpassfilter einzufügen.

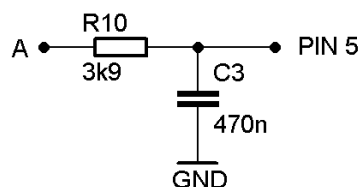


Abb. 3: Tiefpassfilter

Die -3dB Grenzfrequenz des Tiefpassfilters liegt bei einer Dimensionierung laut Abb. 3 bei

$$f_{g,TP} = \frac{1}{2\pi R_{10} C_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,9k\Omega \cdot 470nF} = 87Hz$$

Sie können die Grenzfrequenz natürlich auch etwas höher wählen, wenn Sie möchten. Beachten Sie aber, dass Sie für C_3 keinen ELKO verwenden dürfen, da an C_3 reine Wechselsignale anliegen.

Durch das TP-Filter wird zwar $f_{g,HP2}$ etwas nach oben verschoben, da wir die Koppelkondensatoren aber ohnehin überdimensioniert haben, soll uns das nicht weiter stören. Abb. 4 zeigt das Bodediagramm der Spannung am Treibereingang (PIN 5) im Verhältnis zum Mikrofonsignal. Bei etwa 10kHz ist im Betragsgang ein weiterer Knick zu erkennen. Diese Grenzfrequenz entspricht der 1. Grenzfrequenz des OPs (siehe [HLST-Skript, Kapitel 13.1]).

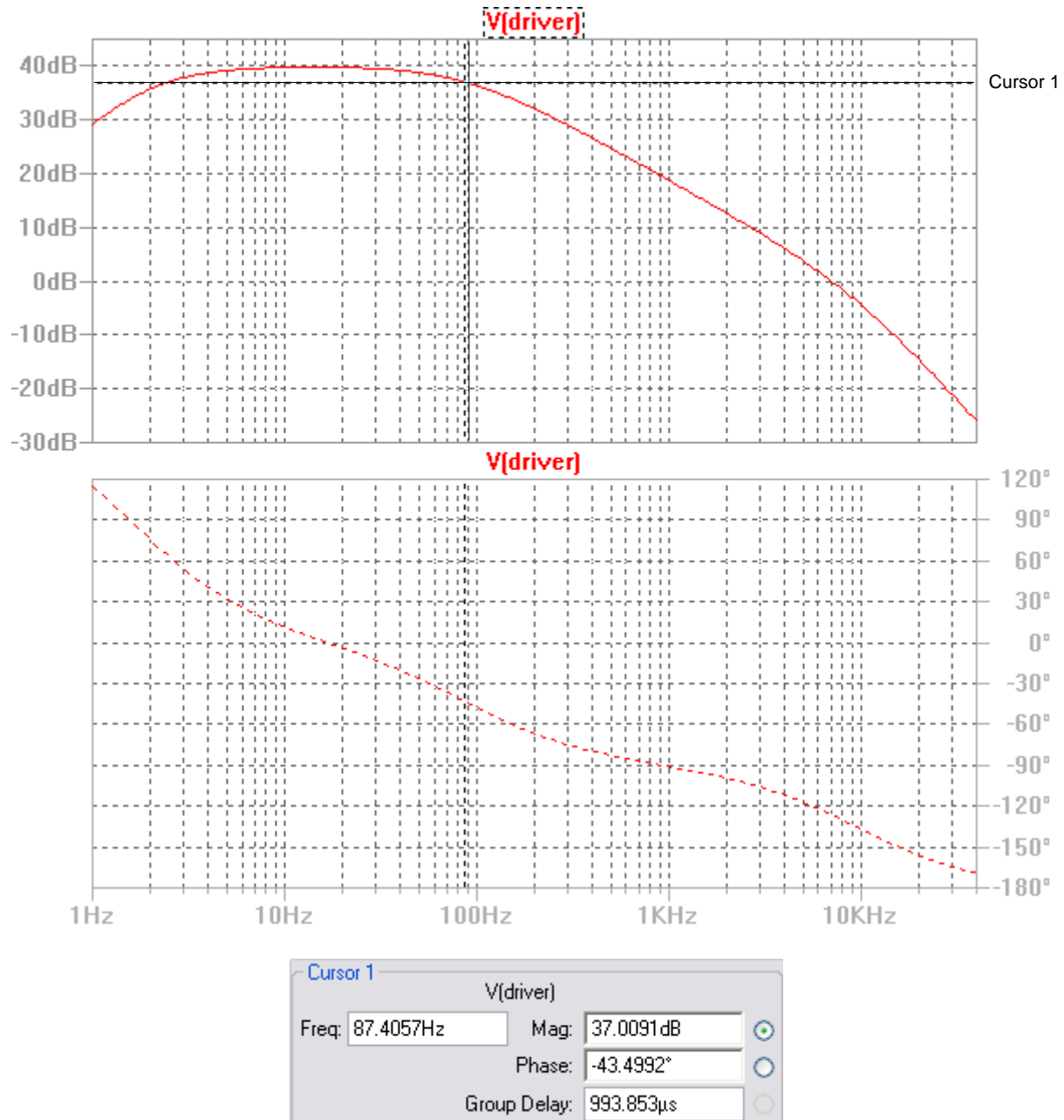


Abb. 4: Bodediagramm der Eingangsspannung am Treiberbaustein im Verhältnis zum Mikrofonsignal