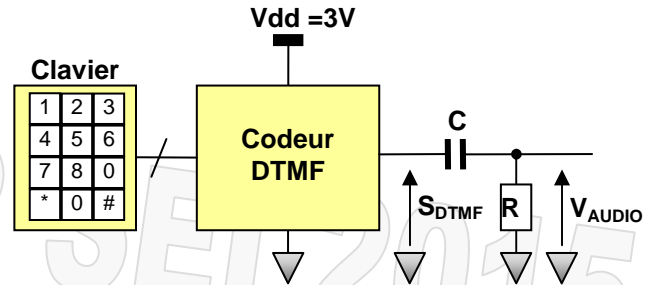


Exercice n°1 : Codeur DTMF

On considère le codeur DTMF (Dual Tone Multi Frequency) représenté ci-contre qui génère le signal :

$$S_{DTMF} = \frac{V_{dd}}{2} + \frac{V_{dd}}{4} \cdot [\sin(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_L t)]$$

On donne $f_L = 770\text{Hz}$ et $f_c = 1209\text{Hz}$ lorsque le bouton 4 est enclenché.



Q1 : Tracer le module du spectre en amplitude du signal S_{DTMF} en précisant analytiquement et numériquement les amplitudes et les fréquences de chaque composante fréquentielle. En déduire le spectre en puissance normalisée.

Q2 : Quelle est la nature du filtre qui se trouve à la sortie de ce montage ? On donne $R = 12\text{k}\Omega$ et $C = 680\text{nF}$. En déduire la fréquence de coupure.

Q3 : Tracer le module du spectre en amplitude du signal V_{AUDIO} . En déduire la valeur efficace du signal V_{AUDIO} .

Exercice n°2 : Un filtre passe bas anti-repliement

On vous propose d'étudier le filtre passe bas anti-repliement proposé comme exemple d'application de l'amplificateur opérationnel MAX44281 dont le schéma est représenté sur la figure 1 suivante.

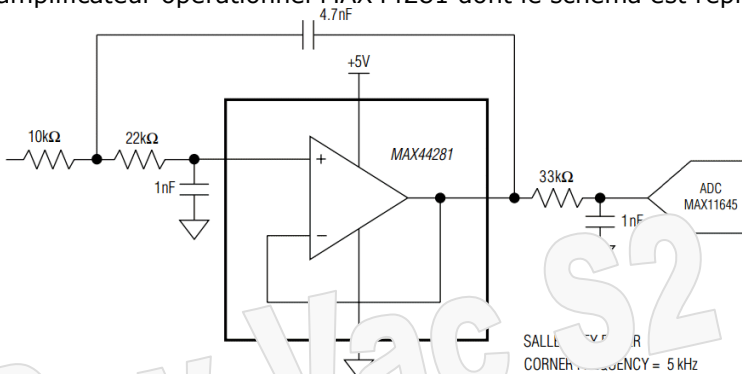


Figure 1 : Schéma filtre anti-repliement

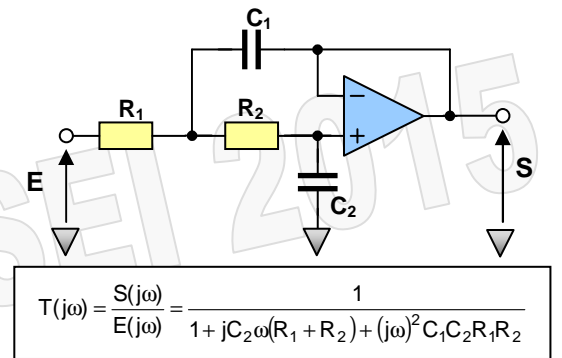


Figure 2 : Filtre Sallen & Key passe bas

Q1 : Le filtre passe bas est constitué d'un cellule de type Sallen&Key dont on rappelle le schéma et la fonction de transfert associée sur la figure 2. Montrer que la fonction de transfert peut se mettre sous la forme d'une fonction de transfert passe bas du 2nd ordre dont vous exprimerez les paramètres caractéristiques m & ω_0 en fonction des éléments R_1, R_2, C_1 et C_2 .

Q2 : Calculer les valeurs de m et f_0 en utilisant les valeurs du schéma de la figure 1.

Q3 : Calculer la fréquence de coupure du filtre RC passe bas qui se situe à l'entrée du convertisseur analogique numérique du montage de la figure 1.

Q4 : A partir des résultats précédents et des indications fournis ci-dessous, justifier que le choix des composants permet d'obtenir une solution de filtrage passe bas avec une fonction d'approximation de Butterworth. Quelle est la fréquence de coupure du filtre et quel est son ordre ?

Ordre	Fonction de transfert
2	$\frac{1}{1 + 1,4142 \cdot \left(\frac{jf}{f_c}\right) + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2}$
3	$\frac{1}{1 + \left(\frac{jf}{f_c}\right) + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{jf}{f_c}\right)}$
4	$\frac{1}{1 + 1,8477 \cdot \left(\frac{jf}{f_c}\right) + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + 0,7653 \cdot \left(\frac{jf}{f_c}\right) + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2}$
5	$\frac{1}{1 + 1,618 \cdot \left(\frac{jf}{f_c}\right) + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + 0,618 \cdot \left(\frac{jf}{f_c}\right) + \left(\frac{jf}{f_c}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{jf}{f_c}\right)}$

Fonction de transfert Butterworth normalisée

Exercice n°3 : Bio-impédance

Dans la plupart des pèses personnes actuel on propose la mesure de la bio-impédance qui permet de mesurer la masse d'eau corporelle et d'en déduire la masse de graisse d'un individu. Cette technique non invasive pour le corps humain consiste à mesurer l'impédance équivalente Z_{AB} en injectant un courant alternatif de très faible valeur ($100\mu A$) pour des fréquences comprises entre quelques centaines de Hz à 100kHz. Dans cette gamme de fréquence on peut alors considérer que le modèle équivalent d'une personne est représenté sur le schéma ci-contre dans lequel on donne les valeurs suivantes : $R_1=600\Omega$, $R_2=13k\Omega$ et $C=100nF$

On vous propose d'étudier dans la suite de cet exercice le comportement de cette impédance en fonction de la fréquence.

Q1 : Lorsque la fréquence tend vers 0, comment se comporte le condensateur C ? En déduire la valeur de l'impédance équivalente.

Q2 : Lorsque la fréquence est cette fois-ci très grande, comment se comporte le condensateur C ? En déduire la valeur de l'impédance équivalente.

Q3 : Afin d'affiner la connaissance de l'impédance en fonction de la fréquence, montrer que l'impédance

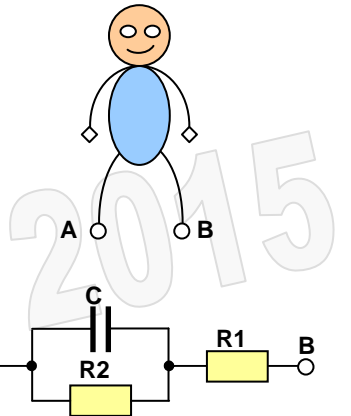
équivalente du dipôle AB peut s'écrire sous la forme $Z_{AB} = (R_1 + R_2) \cdot \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_1}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_2}}$. Exprimer et calculer les pulsations

ω_1 et ω_2 en fonction de R_1 , R_2 & C .

Q4 : Exprimer le module de l'impédance et calculer le module de l'impédance équivalente pour les fréquences suivantes : 100Hz, 300Hz, 1kHz, 3kHz, 10kHz, 30kHz, 100kHz

Q5 : En utilisant les mêmes techniques que pour le tracé des diagrammes de bode, tracer l'évolution de la quantité $\log(|Z_{AB}|)$ en fonction de la fréquence en indiquant les point caractéristiques.

Q6 : Vérifier votre résultat en effectuant une simulation sous LTSpice. Pour représenter le module de l'impédance en fonction de la fréquence vous choisirez une analyse AC et vous injecterez un courant AC (1A). En visualisant la tension aux bornes de l'impédance on en déduit directement le comportement de l'impédance équivalente.



Exercice n°4 : Un filtre passe bande

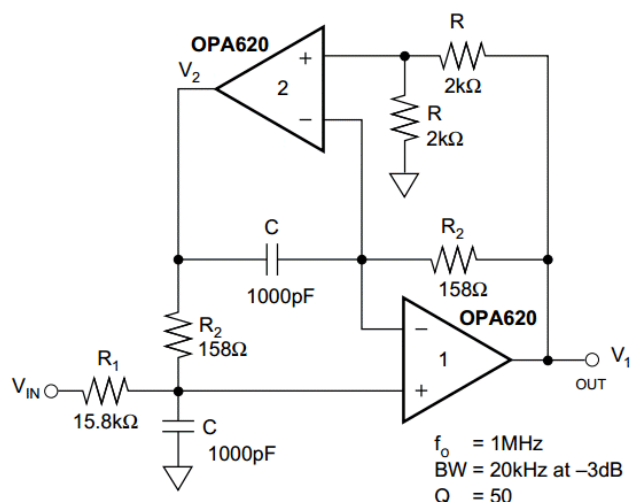
Le montage proposé ci-contre est extrait de la documentation constructeur de l'amplificateur opérationnel OPA620. On vous propose de justifier les informations données sur le schéma ci-contre.

On suppose bien évidemment que les 2 amplificateurs opérationnels sont parfaits et fonctionnent en régime linéaire.

Q1 : En utilisant le théorème de Millmann, exprimer V_{+AOP1} en fonction de V_{IN} , V_2 , R_1 , R_2 , C et $j\omega$.

Q2 : Exprimer V_{-AOP1} en fonction de V_1 , V_2 , R_2 , C et $j\omega$.

Q3 : Exprimer V_{+AOP2} en fonction de V_1 uniquement.



High-Q 1MHz Bandpass Filter

Q4 : En utilisant les résultats précédents, exprimer la fonction de transfert $T(j\omega) = \frac{V_1(j\omega)}{V_{IN}(j\omega)}$ et montrer quelle peut de mettre sous la forme d'un filtre passe bande du 2nd ordre caractérisé par f_0 & Q .

Q5 : En effectuant les applications numériques, justifier les résultats annoncés.

Exercice n°5 : Etude d'une note d'application

Pour répondre aux questions posées dans cette partie vous utiliserez l'extrait de la note d'application constructeur ainsi que le résultat d'une simulation LTSpice.

Q1 : Pour quelle(s) raison(s) effectue-t-on une modulation du faisceau infrarouge ?

Q2 : Comment évolue la tension de sortie en fonction de la distance de l'objet ?

Q3 : Quel est le type de la simulation proposée dans cette partie ? Le résultat est-il conforme aux indications données dans la note d'application ? Justifier votre réponse.

Q4 : Justifier le choix de la constante de temps pour le circuit RC du détecteur de crête.

Q5 : La note d'application mentionne une fréquence de coupure de 300Hz. Quels sont les éléments qui fixent cette fréquence de coupure. Justifier le résultat.

APPLICATION NOTE 4622 High-Speed Op Amp Enables Infrared (IR) Proximity Sensing

By: Arpit Mehta, Strategic Applications Engineer, Amplifiers & Sensors

<http://maxim-ic.com>

IR proximity sensors are widely used for sensing the presence of an object, its distance from a reference, or both. Applications include speed detection, sensing of the hand in automatic faucets, automatic counting or detection of objects on conveyor belts, paper-edge detection in printers, and many others. The latest-generation smart phones, for instance, can turn off the LCD touch screen to prevent accidental activation of buttons when the screen is pressed against your chin or ear.

To sense an object, the proximity sensor transmits IR pulses toward the object, and then "listens" to detect any pulses reflected back (Figure 1). An IR LED transmits the IR signals, and any reflected signal is detected by an IR photo-detector. The strength of this reflected signal is inversely proportional to the distance of the object from the IR transceiver. Because the reflected IR signal is stronger when the object is close, you can calibrate the output of the photodiode detector to determine the exact trigger distance of an object (the threshold distance for making a decision on whether the object is present or not).

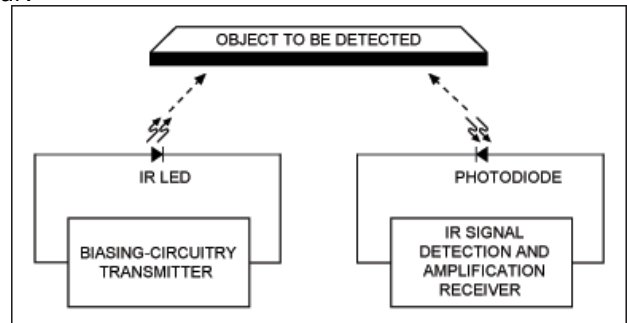


Figure 1. Basic principle of an IR proximity sensor.

The photodiode detects IR reflected from the object, but it detects IR produced by the ambient conditions as well. You must filter out this IR noise to prevent false detections. A common method is to modulate the LED's IR signal with a convenient frequency, and then detect only IR with that modulation, which identifies it as having been reflected by the object.

The IR proximity sensor of Figure 2 has simple transmitter and receiver sections. The transmitter consists of a 940nm IR LED (IR11-21C), which is turned ON and OFF using a 10kHz oscillator frequency. By varying the LED current you control the level of transmitted power, and hence the detection range. To save power, the transmit pulses have a small duty cycle (typically 10%).

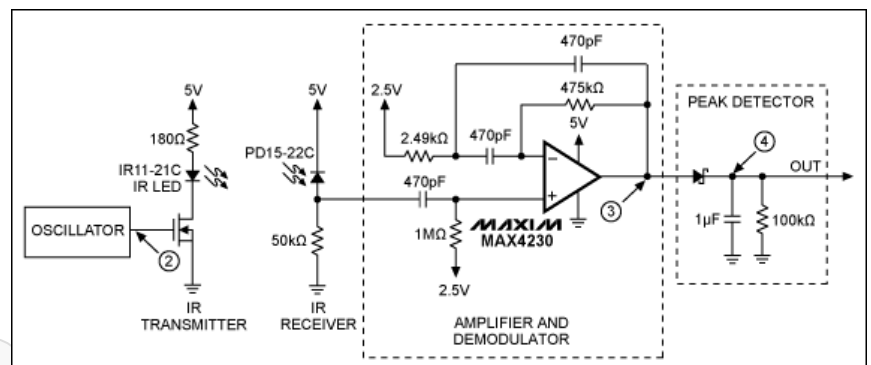


Figure 2. This simple IR transceiver detects the presence of an object, and provides an approximate distance from the transceiver.

The receiver circuit demodulates and amplifies IR signals detected by the photodiode (PD15-22C), whose peak sensitivity occurs at 940nm. The photodiode output is AC coupled to the op amp's noninverting input. AC coupling allows the 10kHz signal to pass, but the 300Hz cutoff frequency set by the coupling capacitor prevents DC noise and background IR from reaching the amplifier.

For the IR receiver, the op amp is configured as a gain-of-100, 2nd-order bandpass filter centered at 10kHz. Thus, while amplifying the incoming IR signals, the op amp also demodulates them with its bandpass filter.

With no input IR signal present, the op amp is biased at 2.5V. With a 10kHz IR signal incident, its output varies around 2.5V with a dynamic range of 5V. The output drives a simple diode detector, which rectifies the 10kHz signal and provides a DC signal proportional to its amplitude. This analog signal (OUT) is proportional to the distance of the object from the IR transmitter. It can be used directly, or fed to an ADC for further processing. Circuit operation is illustrated by waveforms taken at various nodes in the circuit, for objects at 1.2 inches and 1.4 inches from the IR transceiver (Figure 3). Note that these waveforms are keyed by number to the various circuit nodes.

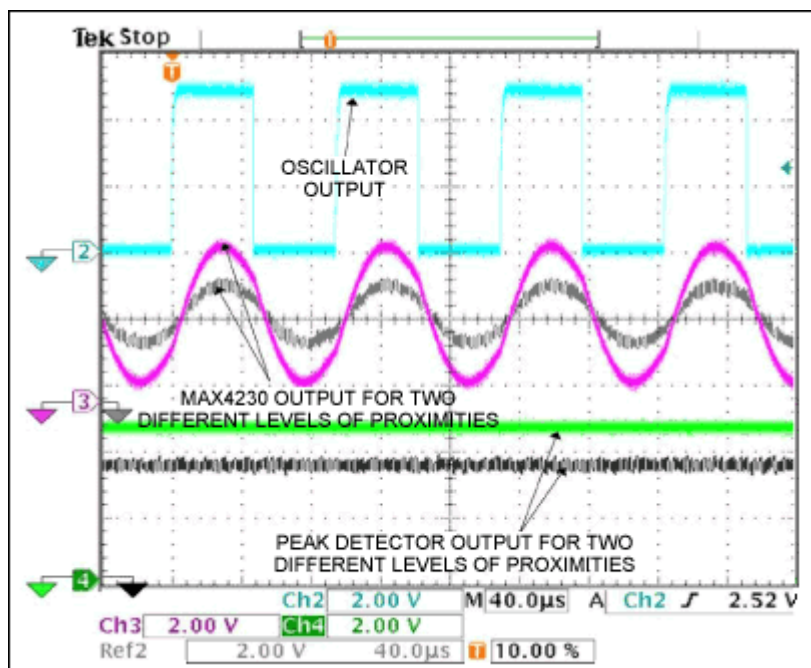


Figure 3. These waveforms from the Figure 2 circuit represent objects at 1.2 inches and at 1.4 inches from the IR transceiver.

SIMULATION LTSpice

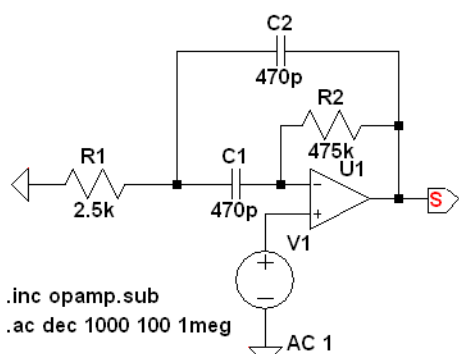


Figure 1 : Simulation LTSpice du montage à Aop

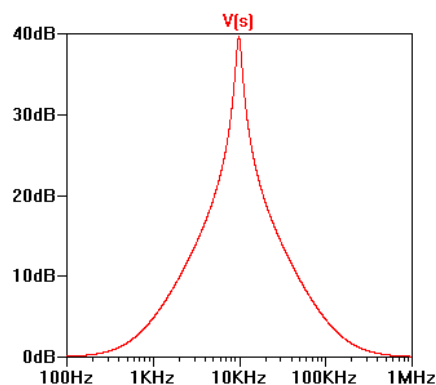


Figure 2 : Résultat de la simulation LTSpice

Dev Vac S2 SEI 2015