

comparateur à hysteresis à niveaux indépendants

simulations, feuilles de calcul et algèbre

Stephen Bernhoeft (Royaume-Uni)

Souvent, on a besoin de niveaux d'hystérésis à la fois précis et indépendants. Pour les comparateurs ordinaires, c'est tout à fait possible. Voici comment.

La sélection des valeurs de résistance nécessaires pour atteindre précisément les niveaux d'hystérésis pour les montages comparateurs n'est pas couramment abordée dans la documentation disponible, sauf dans le cas où les seuils de basculement sont équidistants des rails d'alimentation. Dans cet article, nous utilisons quelques notions d'algèbre pour dériver des formules pour les circuits à « entrée -ve » et à « entrée +ve » couramment utilisés. Les feuilles de calcul, les dérivations et les schémas *LTSpice* correspondants sont disponible sur [1]. Les résultats présentés s'appliquent à :

- montages à sortie *rail-to-rail*
- montages à collecteur ouvert où $R_{PULLUP} \ll R_{FEEDBACK}$

Pour réaliser un montage à collecteur ouvert, nous devons d'abord choisir R_{PULLUP} puis choisir $R_{FEEDBACK}$ (noté « F » dans la suite de cet article) au moins $10 \times R_{PULLUP}$. Les autres résistances sont calculées en fonction de F.

Paramètres

Pour réaliser le circuit, il faut choisir les seuils de basculement requis et noter les niveaux de sortie. Les valeurs sont ratiométriques et vous pouvez les adapter, mais pour les composants à collecteur ouvert, vous devez tenir compte de la valeur de la résistance de tirage.

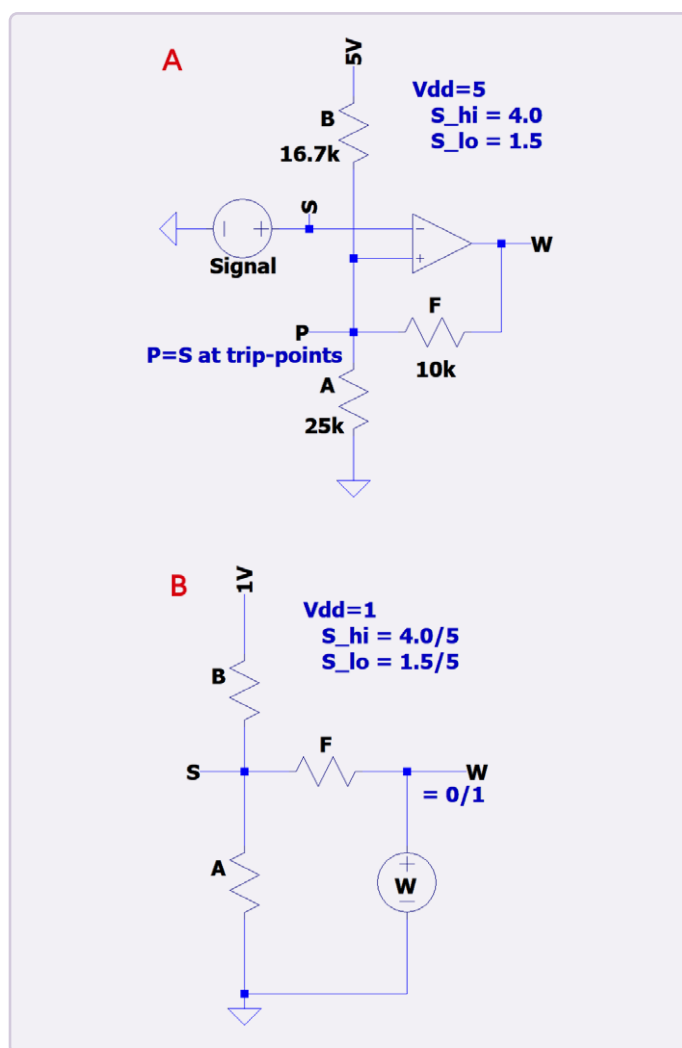


Figure 1. En haut, le circuit réel (A) ; en bas, une version simplifiée pour l'analyse (B).

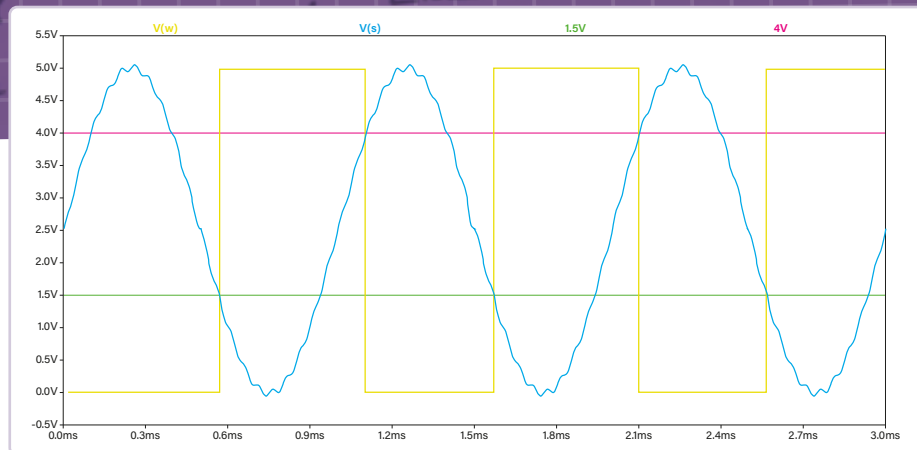


Figure 2. Simulation des signaux du circuit (A) de la figure 1.

Montage inverseur

La **figure 1** montre le premier exemple. Ce circuit se caractérise par une impédance d'entrée élevée et peu de composants et il ne nécessite pas une référence séparée. L'inconvénient est le caractère inverseur, qui peut être indésirable, en particulier lorsqu'on essaie de réduire le nombre de composants.

Dans le montage simplifié de la **figure 1B**, F est effectivement en parallèle avec B (si $W = 1$) ou A (lorsque $W = 0$). Pour simplifier les calculs, la tension d'alimentation est de 1 V. Vous pouvez modifier cette valeur. Par exemple, une alimentation de 5 V avec un niveau de basculement de 4 V est équivalente à une alimentation de 1 V avec un niveau de basculement de $4/5$ V, soit 0,8 V.

W change d'état lorsque $P = S$. Supposons que $P = S$ à l'un des deux niveaux de basculement. Dans la **figure 1A**, le nœud P change en fonction de la sortie du comparateur. Nous pouvons renommer P en S dans le schéma de la **figure 1B** car ils sont égaux.

Si nous définissons :

- S_{LO} = seuil de basculement inférieur
- S_{HI} = seuil de basculement supérieur

et nous avons :

$$k_{BF} = \frac{S_{HI} - S_{LO}}{S_{LO}} = \frac{B}{F}; \quad k_{AB} = \frac{S_{LO}}{1 - S_{HI}} = \frac{A}{B}$$

alors :

1^{er} Case : A fixe

$$B = \frac{A}{k_{AB}}; \quad F = \frac{B}{k_{BF}}$$

2^e cas : B fixe

$$A = B \cdot k_{AB}; \quad F = \frac{B}{k_{BF}}$$

3^e cas : F fixe

$$B = F \cdot k_{BF}; \quad A = B \cdot k_{AB}$$

Nous avons maintenant établi les rapports $A : B$ et $B : F$ en fonction des niveaux de basculement. Le choix d'une résistance (A , B ou F)

permet de calculer les deux autres valeurs. La **figure 2** montre la simulation des signaux du circuit (A).

Considérations

Nous devons choisir les niveaux de basculement, en tenant compte de plusieurs facteurs :

- Pour le **timing** des circuits RC : évitez les extrémités de la « partie lente » de

la courbe de charge du circuit RC, car de petites variations de tension entraînent d'importantes variations de temps.

- Les seuils de basculement doivent être indépendants des tensions de décalage du comparateur. Par conséquent, le seuil de basculement inférieur doit être beaucoup plus supérieur à la valeur (absolue) de la tension de décalage.

En examinant la feuille de calcul [1], nous constatons que si nous choisissons une valeur très faible pour S_{LO} , nous obtenons plusieurs valeurs possibles de résistance requises pour A , B et F . Ce n'est évidemment pas l'idéal en termes de précision relative des valeurs. Nous obtenons la meilleure précision relative (ratio) lorsque les valeurs de A , B et F sont proches.

Applications

Pour donner un exemple réel, l'auteur a travaillé sur un système de détection de fumée. Nous avons d'abord créé un circuit analogique basé sur un capteur à métal-oxyde (nous doutons de nos compétences en programmation pour une telle application).

Supposons que nous avons besoin de 3 secondes de détection de fumée avant que la sortie d'alarme ne se déclenche, mais de 6 secondes sans fumée avant que l'alarme ne retentisse. La **figure 3** montre un circuit réalisable, la **figure 4** montre une simulation du signal de sortie.

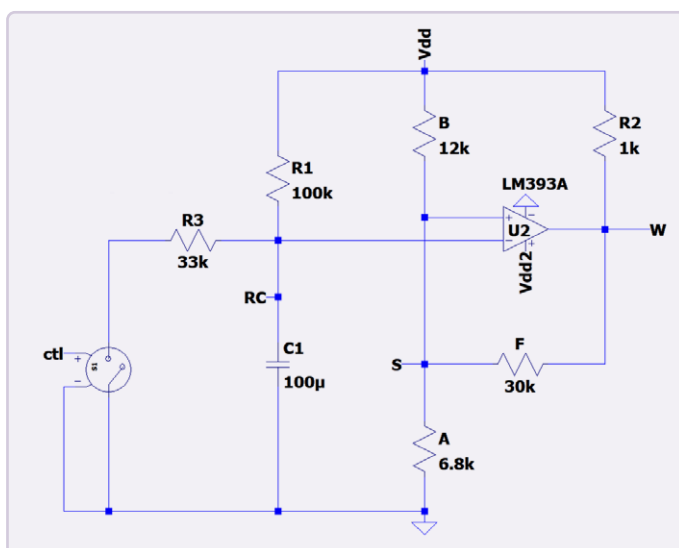


Figure 3. L'étage d'entrée d'un circuit de détection de fumée. Lorsque l'interrupteur est fermé, $R_{EQ} = 25 \text{ k}\Omega$, $V_{EQ} = 1.25 \text{ V}$. Lorsque l'interrupteur est ouvert, $R_{EQ} = 100 \text{ k}\Omega$, $V_{EQ} = 5 \text{ V}$. $\Delta V = (5 - 1.25) = 3.75 \text{ V}$.

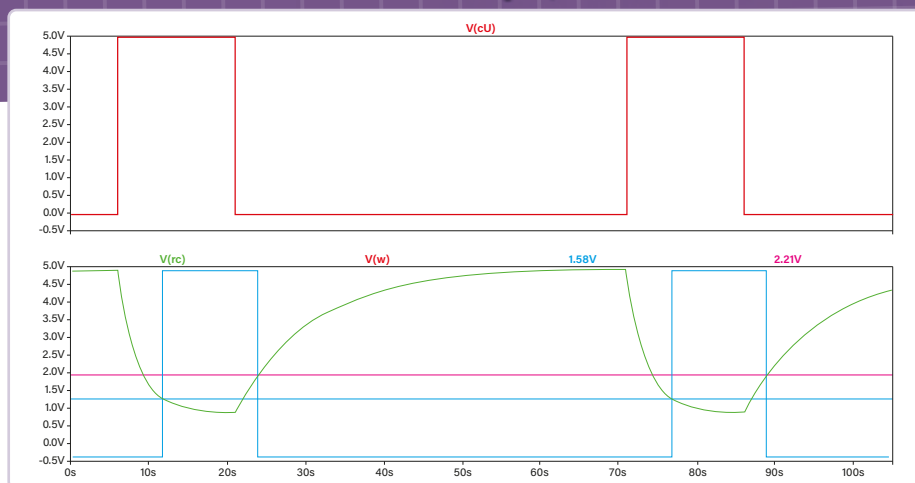


Figure 4. Simulation de la sortie du circuit de la figure 3.

Si aucune fumée n'est détectée, l'interrupteur est fermé et le condensateur se charge à un niveau de 5/4 V à travers une résistance efficace $REQ = R1||R3$. Si de la fumée est détectée, l'interrupteur s2 s'ouvre par le signal *ctl*, chargeant le circuit RC de 1,25 V à $VDD = 5$ V. Les niveaux de basculement requis sont indiqués dans une feuille de calcul, tandis qu'une autre feuille de calcul montre les conversions de ces tensions en valeurs de résistance pour *A*, *B* et *F*.

Montage non-inverseur

Examinons maintenant le circuit à entrée positive (ou non inverseur), comme le montre la **figure 5**. Un tel circuit présente une impédance d'entrée de $A+F$ et est un peu plus difficile à analyser.

Alors :

$$\Delta S = S_{HI} - S_{LO} ; \quad \Delta W = W_{HI} - W_{LO}$$

$$\Sigma S = S_{HI} + S_{LO} ; \quad \Sigma W = W_{HI} + W_{LO}$$

Alors :

$$\frac{A}{F} = \frac{\Delta S}{\Delta W}$$

$$M = \frac{A \cdot \Sigma W + F \cdot \Sigma S}{2 \cdot (A + F)}$$

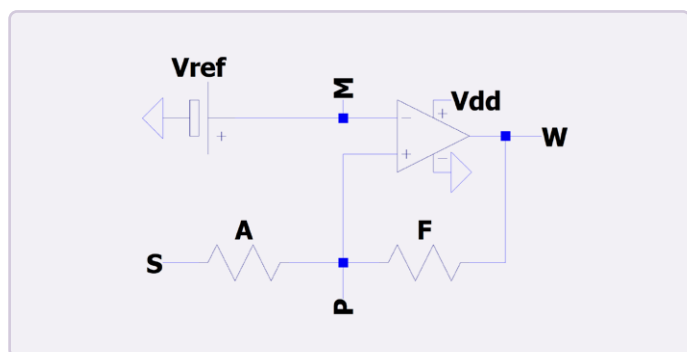


Figure 5. Circuit non inverseur.

Il est possible d'exprimer *M* indépendamment de *A* ou de *F* :

$$M = \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left(\frac{1}{\Delta W + \Delta S} \right) \cdot (\Delta S \cdot \Sigma W + \Delta W \cdot \Sigma S)$$

Exemple

Supposons que le seuil inférieur $S_{LO} = 0.5$, le seuil supérieur $S_{HI} = 3.0$, alors que les niveaux de sortie sont

$W_{LO} = 0$ et $W_{HI} = 5$. Alors, $A/F = (3-0.5)/(5-0) = 0.5$ et

$$M = 0.5 \times 1/(5+2.5) \times (2.5 \times 5 + 5 \times 3.5) = 2 \text{ V.}$$

La **figure 6** montre les résultats.

Hystérésis du courant d'entrée

Si nous connectons la résistance *A* à la masse, le circuit de la **figure 3** se transforme en un comparateur dont le signal d'entrée est un courant, comme le montre les **figures 7** et **8**. La valeur de la résistance *F* est obtenue directement à partir de ΔW et ΔI . Ensuite, nous pouvons déterminer le rapport du diviseur β . Enfin, nous calculons la valeur de *A*. Une feuille de calcul est utile ici car β et *A* doivent être aussi précis que possible en utilisant des valeurs de résistance standard.

$$\beta = \frac{A}{A + F} ; \quad R_p = \frac{A \cdot F}{A + F}$$

$$P = \beta \cdot W_H + I_L \cdot R_p = \beta \cdot W_L + I_H \cdot R_p$$

$$\beta \cdot \Delta W = R_p \cdot \Delta I ; \quad \frac{R_p}{\beta} = F = \frac{\Delta W}{\Delta I}$$

$$W_L = \frac{P - I_H \cdot R_p}{\beta} = \frac{P - I_H \cdot F \cdot \beta}{\beta} = \frac{P}{\beta} - I_H \cdot F$$

$$\frac{P}{\beta} = W_L + I_H \cdot F \rightarrow \beta = \frac{P}{W_L + I_H \cdot F}$$

$$A = \frac{F \cdot \beta}{1 - \beta}$$

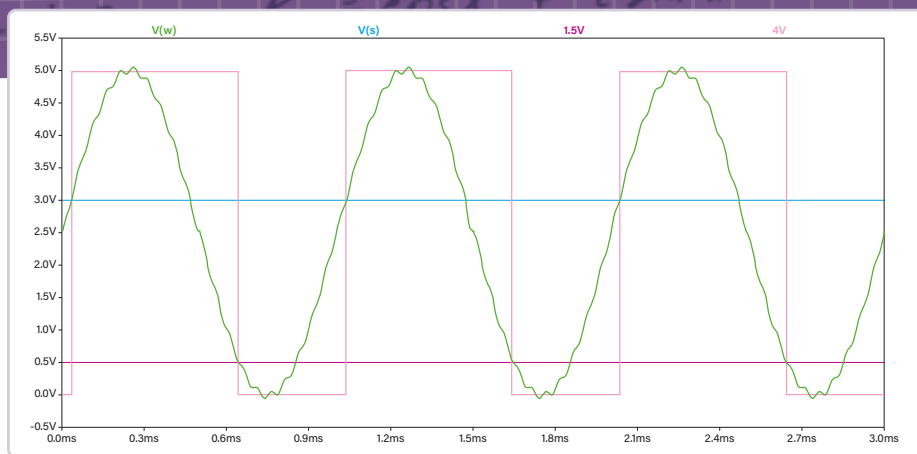


Figure 6. Les signaux simulés du circuit de la figure 5

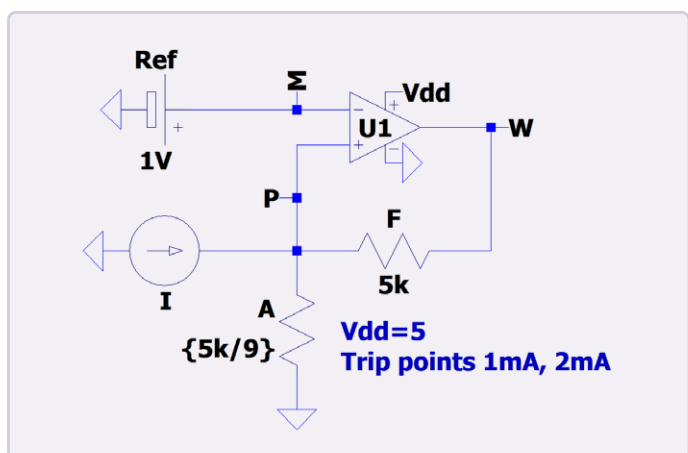


Figure 7. Le circuit de la figure 3, adapté à une entrée de courant.

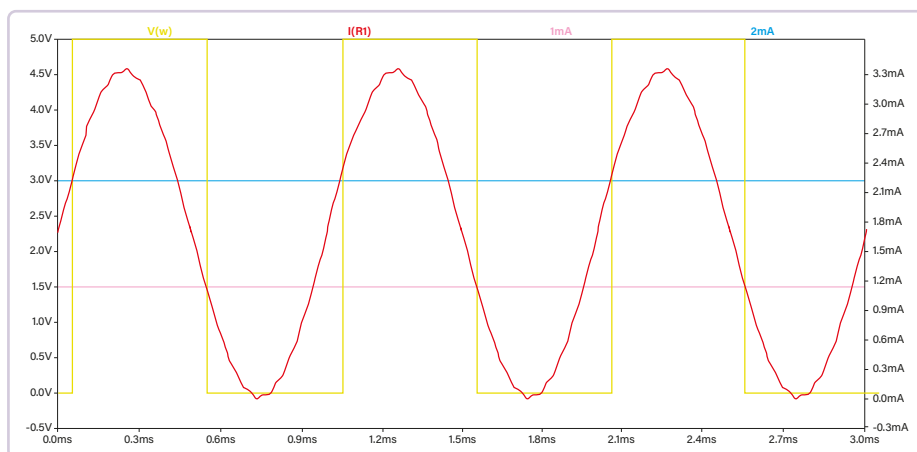


Figure 8. La sortie du simulateur pour le circuit de la figure 7.

Simulations, feuilles de calcul et algèbre

Les simulations, les feuilles de calcul et les calculs complets des formules présentées dans cet article sont disponibles en téléchargement sur la page web de cet article [1].

200559-04

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

> Paul Horowitz, Winfield Hill, *The Art of Electronics (3rd Edition)* (SKU 17167) <https://elektor.fr/17167>

> Gilles Brocard, *The LTspice XVII Simulator* (SKU 19741) <https://elektor.fr/19741>

LIEN

[1] Téléchargements pour cet article : <https://elektormagazine.fr/200559-04>