

Sommaire

4. Montages à base de l'amplificateur opérationnel

4.1. Amplificateur inverseur

4.2. Sommateur inverseur

4.3. Soustracteur

4.4. Amplificateur d'instrumentation

4.5. Détecteur de crête

4.6. Contrôle du courant

4.7. Déphaseur

4.8. Montage filtres actifs

5. Montage à amplificateur dans le régime NL

5.1. Comparateur simple avec seuil variable

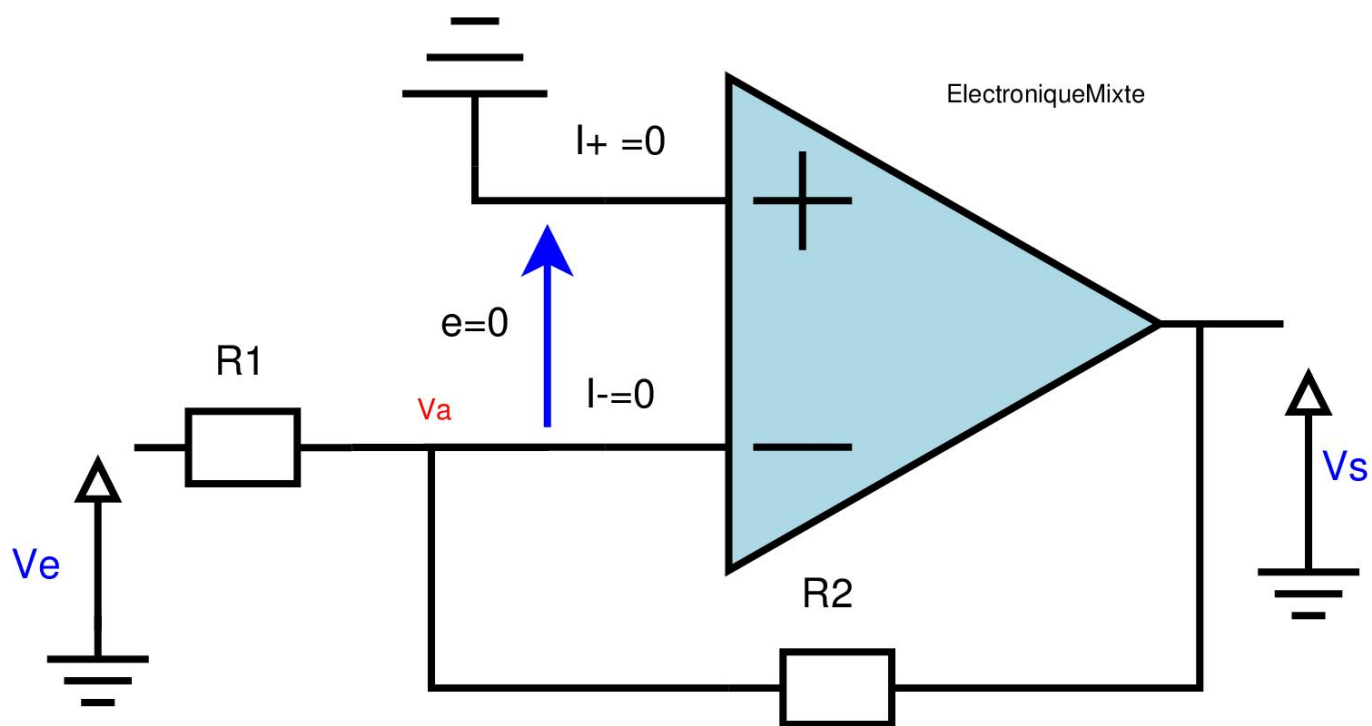
5.2. Comparateur à hystérésis

6. Complément de cours (PDF)

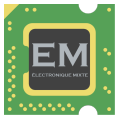


4. Montages à base de l'amplificateur opérationnel

4.1. Montage amplificateur inverseur



L'AOP étant parfait et fonctionnant en régime linéaire (réaction négative) :



$$e = 0 \Rightarrow V^+ = V^-$$

$$V^+ = 0 = V^- = V_a$$

$$V_a = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = 0 \Rightarrow \frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 0$$

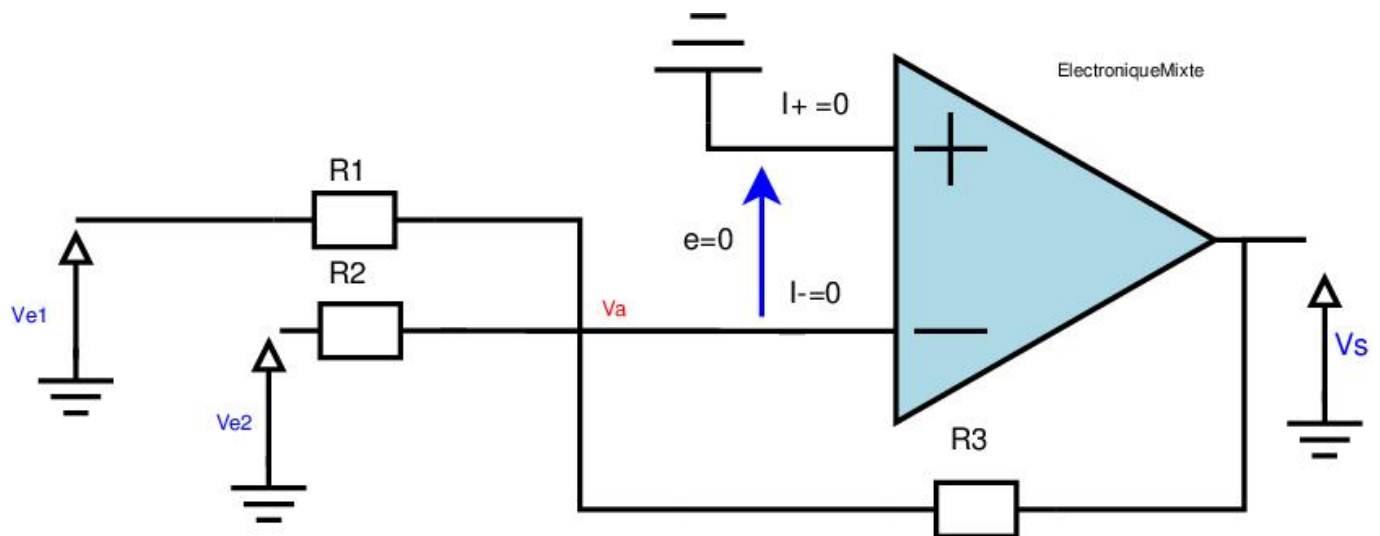
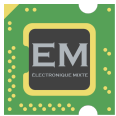
$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} < 0$$

La fonction de transfert de l'amplificateur est donnée par $H(f)=A_v = -R_2/R_1$ indépendante de la fréquence dans la bande passante de l'amplificateur (gain constant).

Le signal de sortie est en position de phase avec le signal d'entrée. L'amplificateur peut jouer le rôle d'un atténuateur de signal, dans ce cas $R_1 > R_2$ ou amplificateur de signal ($R_1 < R_2$).

L'amplification peut varier de 0 à $-\infty$.

4.2. Montage amplificateur sommateur inverseur



L'AOP étant parfait et fonctionnant en régime linéaire ($e=0 \Rightarrow v^+ = v^-$) :

$$V^+ = 0 = V^- = Va$$

$$Va = \frac{\frac{Ve1}{R1} + \frac{Ve2}{R2} + \frac{Vs}{R3}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R2}} = 0 \Rightarrow \frac{Vs}{R3} + \frac{Ve}{R1} + \frac{Vs}{R2} = 0$$

$$\text{d'ou: } Vs = - \left[\frac{R3}{R1} Ve1 + \frac{R3}{R2} Ve2 \right]$$

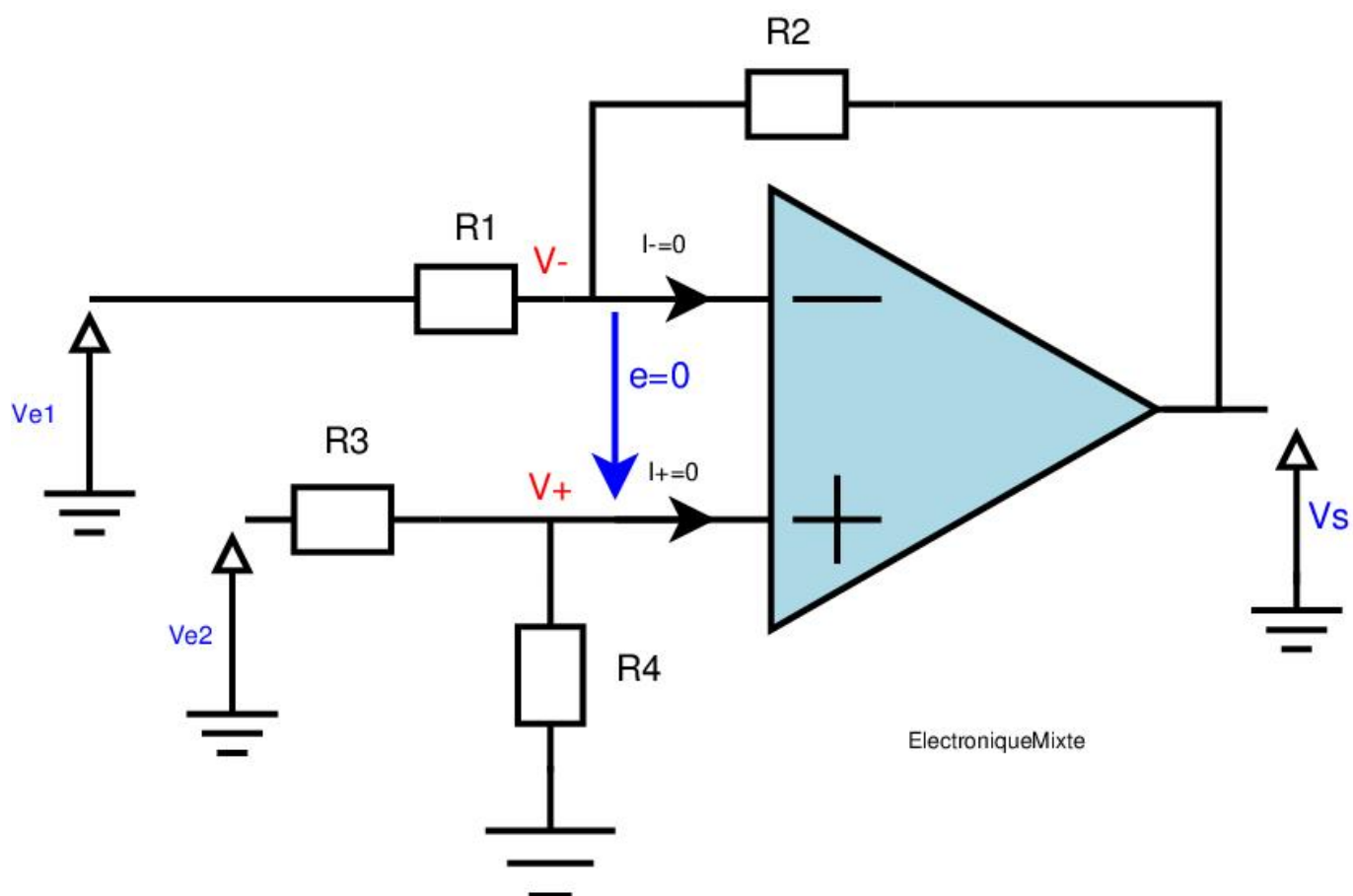
$$\text{Si } R1 = R2 = R3 \Rightarrow Vs = -[Ve1 + Ve2]$$

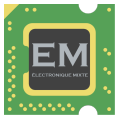
$$\begin{cases} \text{Si } R1 = R2 = R3 \text{ alors } Vs = -[Ve1 + Ve2] & (1) \\ \text{Si } R1 = R2 = R \text{ et } R3 = K \cdot R \text{ alors } Vs = -K \cdot [Ve1 + Ve2] & (2) \\ \text{Si } R1 = R2 = K \cdot R \text{ et } R3 = R \text{ alors } Vs = -\frac{1}{K} [Ve1 + Ve2] & (3) \end{cases}$$



- (1) Amplificateur sommateur avec sans amplification ($k=1$)
- (2) Amplificateur sommateur avec amplification ($k>1$)
- (3) Amplificateur sommateur avec atténuation ($k<1$)

4.3. Montage amplificateur soustracteur





$$V^+ = 0 = V^- = V_a$$

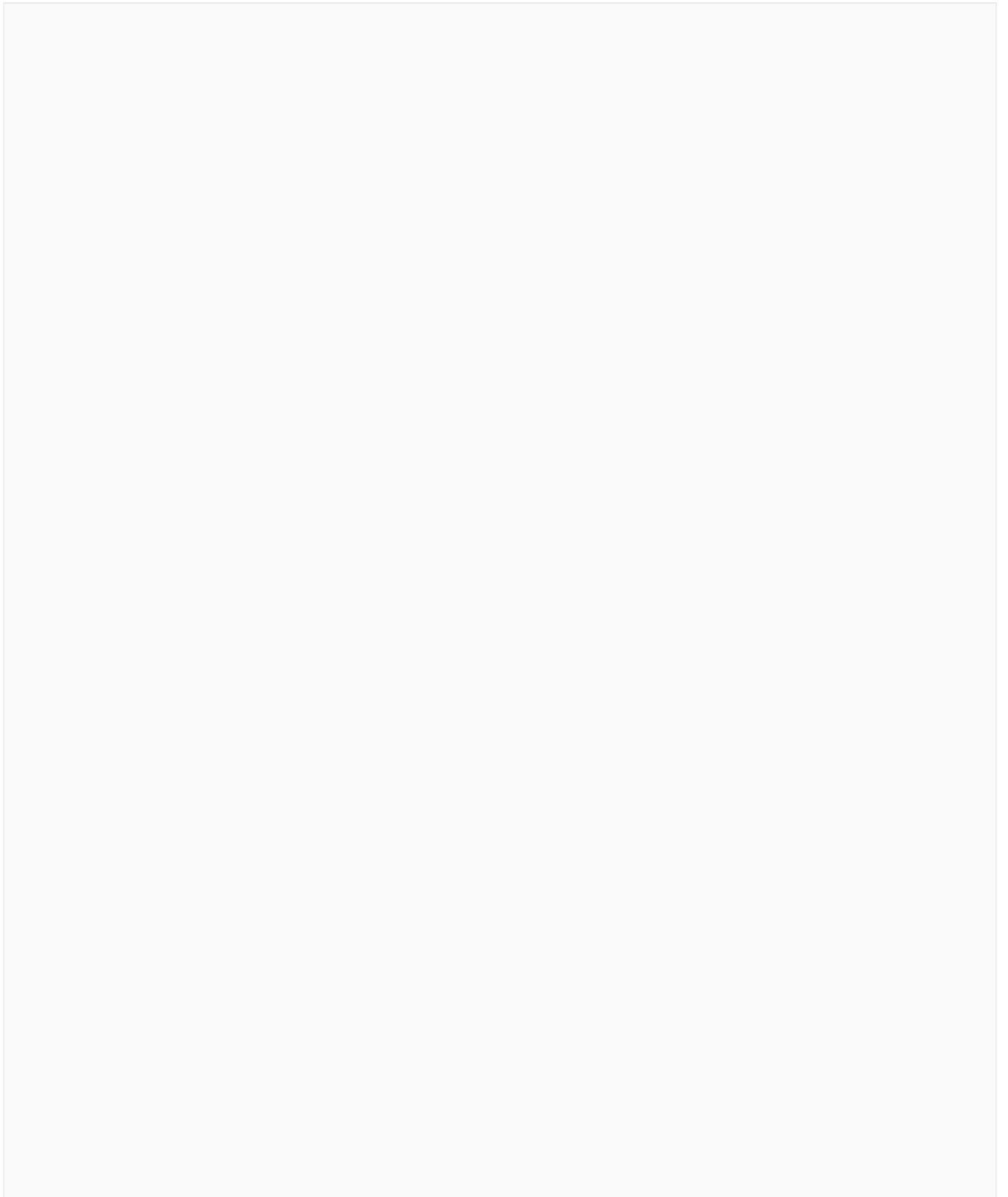
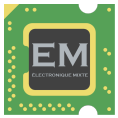
$$\left\{ \begin{array}{l} V^- = \frac{\frac{V_{e1}}{R1} + \frac{Vs}{R2}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}} \\ V^+ = V_{e2} \cdot \frac{R4}{R3 + R4} \end{array} \right.$$

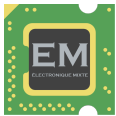
$$e = 0 \Rightarrow V^+ = V^-$$

$$\Rightarrow \frac{\frac{V_{e1}}{R1} + \frac{Vs}{R2}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}} = V_{e2} \cdot \frac{R4}{R3 + R4}$$

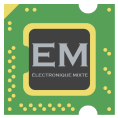
$$Vs = V_{e1} \cdot \frac{R2}{R1} - V_{e2} \cdot \frac{R4}{R1} \cdot \frac{R1 + R2}{R3 + R4}$$

Si $R1 = R2 = R3 = R4$ alors $Vs = Ve1 - Ve2$

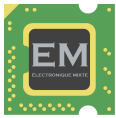




Si $R_4 = R_2$ et $R_1 = R_3$ on a donc : $V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_{e1} - V_{e2}) = K(V_{e1} -$



Ve2)



Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux à l'entrée. C'est un montage de base très important dans l'instrumentation.

Il permet de convertir un signal différentiel en un signal commun.

En pratique la sortie V_s ne dépend pas uniquement à la différence des deux entrées, mais aussi à leurs somme, à cause de l'imperfection des résistances.

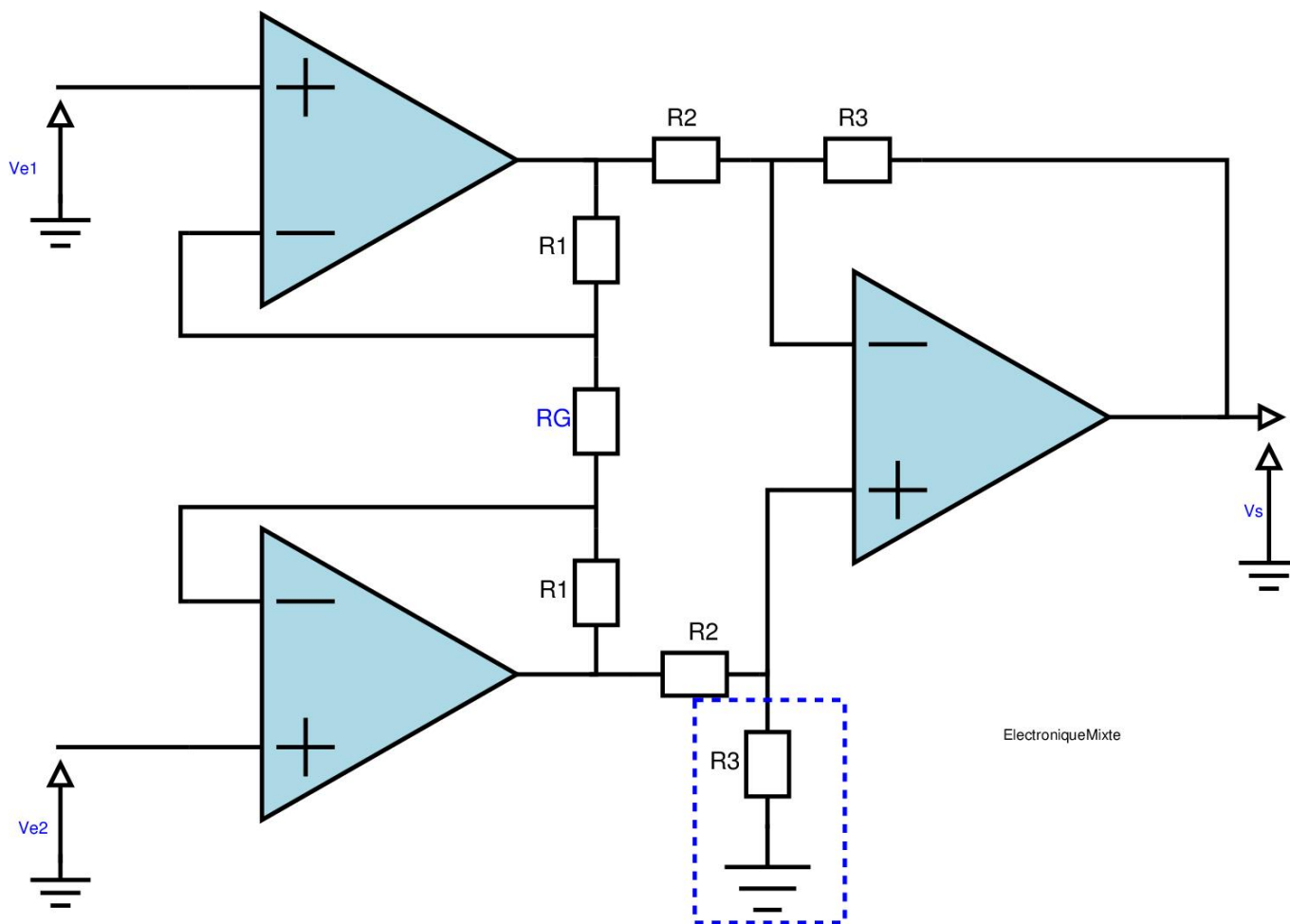
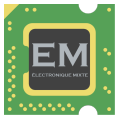
le gain ne sera plus purement différentiel ; il va apparaître un terme de mode commun. Ce défaut sera étudié dans les amplificateurs d'instrumentation.

Ce montage est principalement utilisé lorsque les contraintes de complexité, de coût, de taille, de faible consommation sont importantes. De plus ce montage autorise des excursions d'entrée au-delà de la tension d'alimentation. Il présente néanmoins certaines limitations : le TRMC du montage correspond au TRMC de l'AOP, l'impédance d'entrée est égale à $R_1 + R_2$, donc relativement faible. Ce montage conviendra donc pour des sources de faible impédance, et avec une faible fluctuation de la tension de mode commun.

Il faut également noter que ce montage est à la base de tous les amplificateurs de mesure. Les montages plus élaborés utilisent d'autres AOP pour limiter les inconvénients de l'amplificateur différentiel classique.

4.4. Montage amplificateur d'instrumentation

Schéma typique d'un amplificateur d'instrumentation

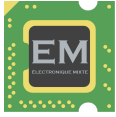


L'amplificateur d'instrumentation ou de mesure est basé sur le principe de l'amplificateur différentielle amélioré. La sortie V_s est la différence des deux entrées (V_{e1} et V_{e2}) multipliée par un gain G .

$$V_s = (V_{e1} - V_{e2}) \cdot \left[1 + \frac{2R_1}{R_G} \right] \frac{R_3}{R_2}$$

$$V_s = G(V_{e1} - V_{e2}) \text{ avec } G = \left[1 + \frac{2R_1}{R_G} \right] \frac{R_3}{R_2}$$

Le gain est généralement réglé par des composants externes (résistance,...).



L'amplificateur d'instrumentation idéal devrait avoir un gain en mode commun (TRMC) nul. En réalité, dans le circuit ci-contre, la valeur de ce gain est déterminée par les tolérances des valeurs des résistances qui rendent le schéma asymétrique, et par le gain de mode commun non nul des deux AOP utilisés. La réalisation de résistances appairées en valeur est la principale contrainte de fabrication des circuits d'instrumentation

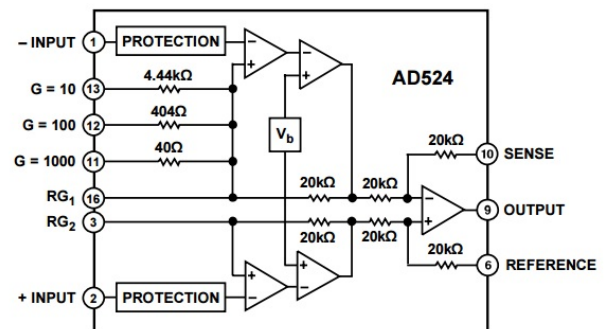
Caractéristique d'un amplificateur d'instrumentation :

- TRMC (taux de réjection en mode commun) important
 - Le gain en mode différentiel A_d est important
 - Le gain en mode commun A_c est faible
- Gain Important
- Bande passante importante
- Faible tension et courant de décalage
- Impédance d'entrée important
- Faible impédance de sortie
- Faible tension de bruit

Caractéristiques de l'amplificateur AD524 (Analog Device)

**AD524****FEATURES**

Low noise: 0.3 μV p-p at 0.1 Hz to 10 Hz
Low nonlinearity: 0.003% (G = 1)
High CMRR: 120 dB (G = 1000)
Low offset voltage: 50 μV
Low offset voltage drift: 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Gain bandwidth product: 25 MHz
Pin programmable gains of 1, 10, 100, 1000
Input protection, power-on/power-off
No external components required
Internally compensated
MIL-STD-883B and chips available
16-lead ceramic DIP and SOIC packages and 20-terminal leadless chip carrier available
Available in tape and reel in accordance with EIA-481A standard

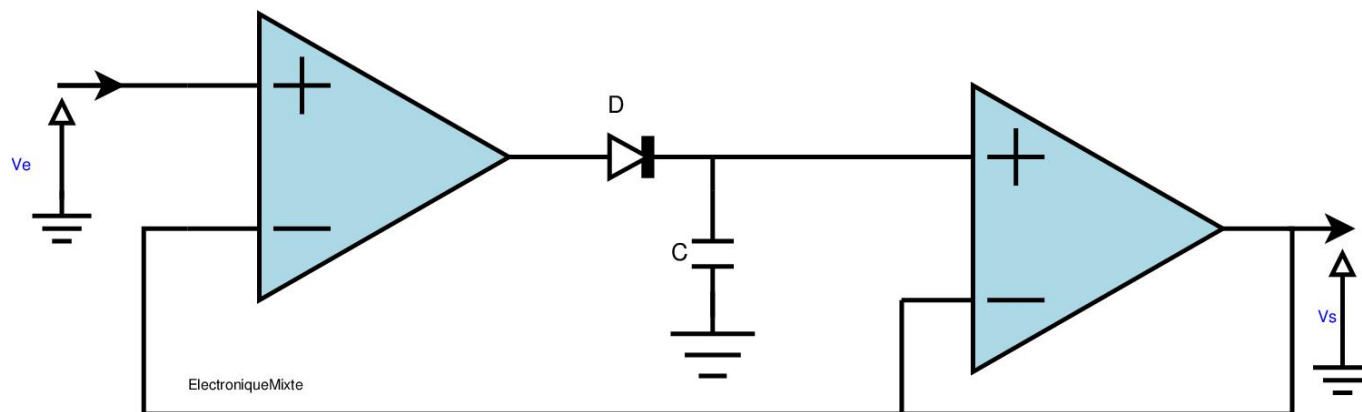
FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

Applications :

Les amplificateurs d'instrumentation peuvent être réalisés avec des AOP discrets et des résistances de précision, mais ils sont aussi disponibles en circuits intégrés chez de nombreux fabricants (Texas Instruments, Analog Devices, Linear Technology, etc.). Généralement ces circuits offrent de très bons TRMC, du fait de la fabrication très précise des résistances intégrées.

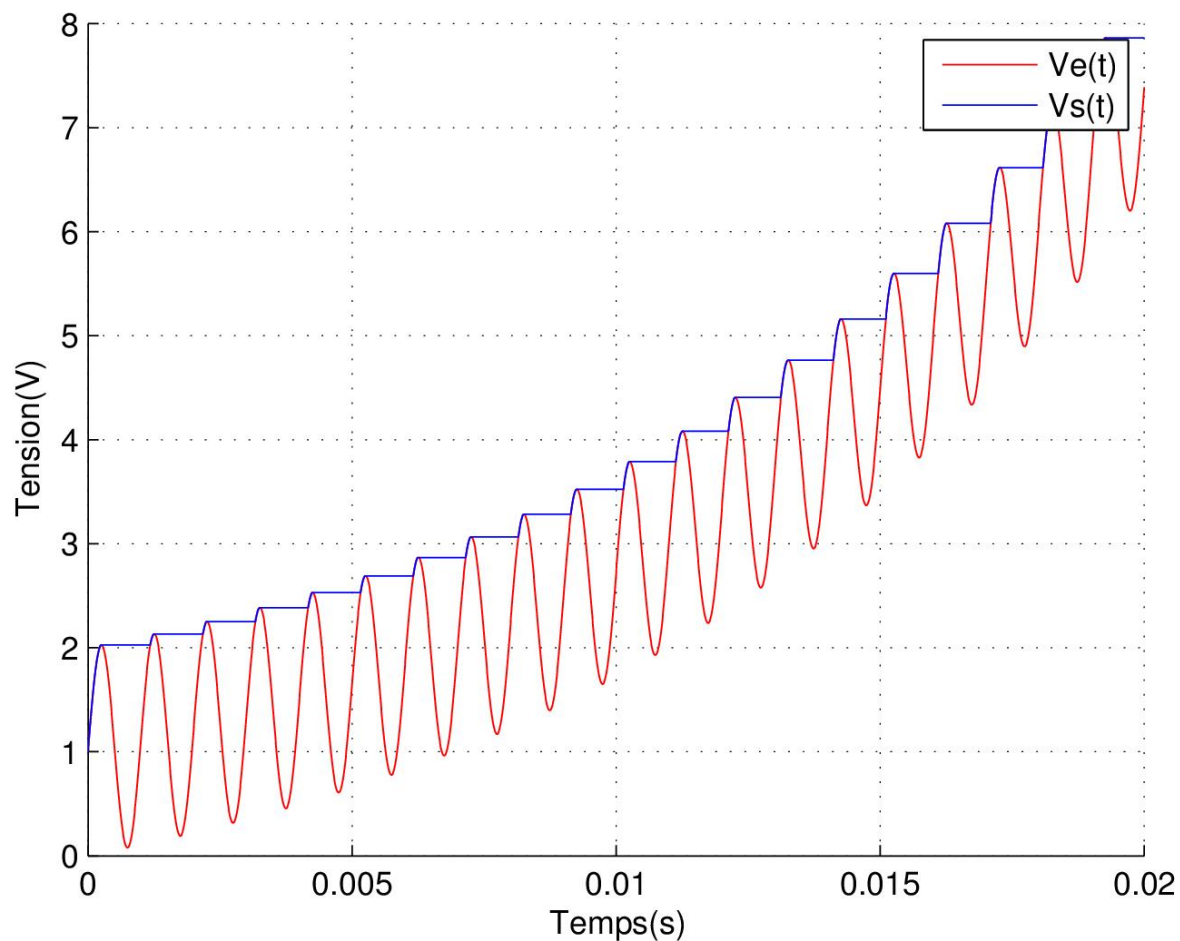
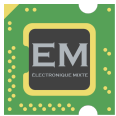
- Usage dans le cadre des boucles PLL
- Oscillateur VCO
- Soustracteur dans le boucle d'asservissement en automatique
- Chaîne de mesure dans les capteurs
- Conversion de la liaison différentielle en liaison commune
- Amplification des signaux basse fréquences
- etc.

4.5. Montage amplificateur détecteur de crête



Le détecteur de crête ou détecteur de la valeur maximale est un montage qui garde en mémoire la valeur crête du signal d'entre.

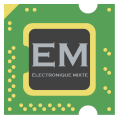
Le circuit équivaut à une diode sans seuil en série avec C , elle conduira dès que V_e sera supérieure à la tension aux bornes du condensateur. Le cas échéant, elle chargera ce dernier à cette nouvelle valeur de tension (*Dans ce cas de figure, l'AOP fonctionne en mode suiveur*). Si $V_e < V_s$, la diode sera bloquée (*l'AOP passe de facto en mode comparateur et sature en négatif*) et la tension aux bornes de C restera inchangée.



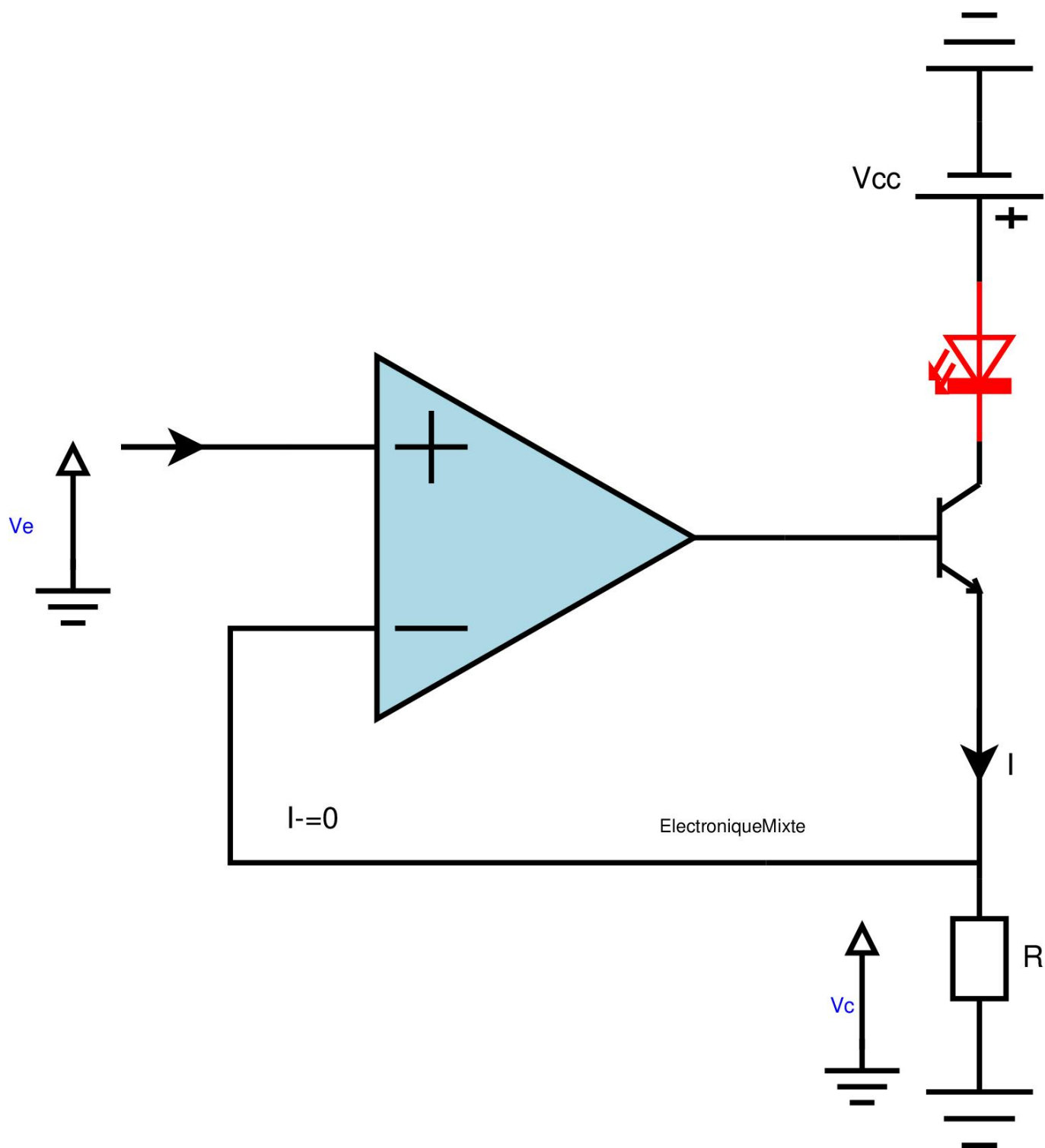
Le deuxième AOP sert à maintenir la valeur crête pour long temps. En pratique le condensateur ne tient pas la valeur finale du signal pour une durée infinie à cause de la décharge de la capacité à travers l'impédance commune de l'amplificateur opérationnel.

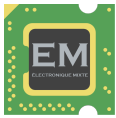
La valeur de crête (positive ou négative) dépend du sens de la diode.

On peut ajouter en parallèle avec le condensateur un interrupteur électronique (transistor) pour remettre à zéro la valeur du condensateur.



4.6. Montage amplificateur pour le contrôle du courant





Le montage du contrôle du courant de la charge par une tension d'entrée V_e .

Le courant I est proportionnel à la tension d'entrée, la relation qui relie entre les deux est : $V_e = V_c = RI$ d'où $I = V_e/R$.

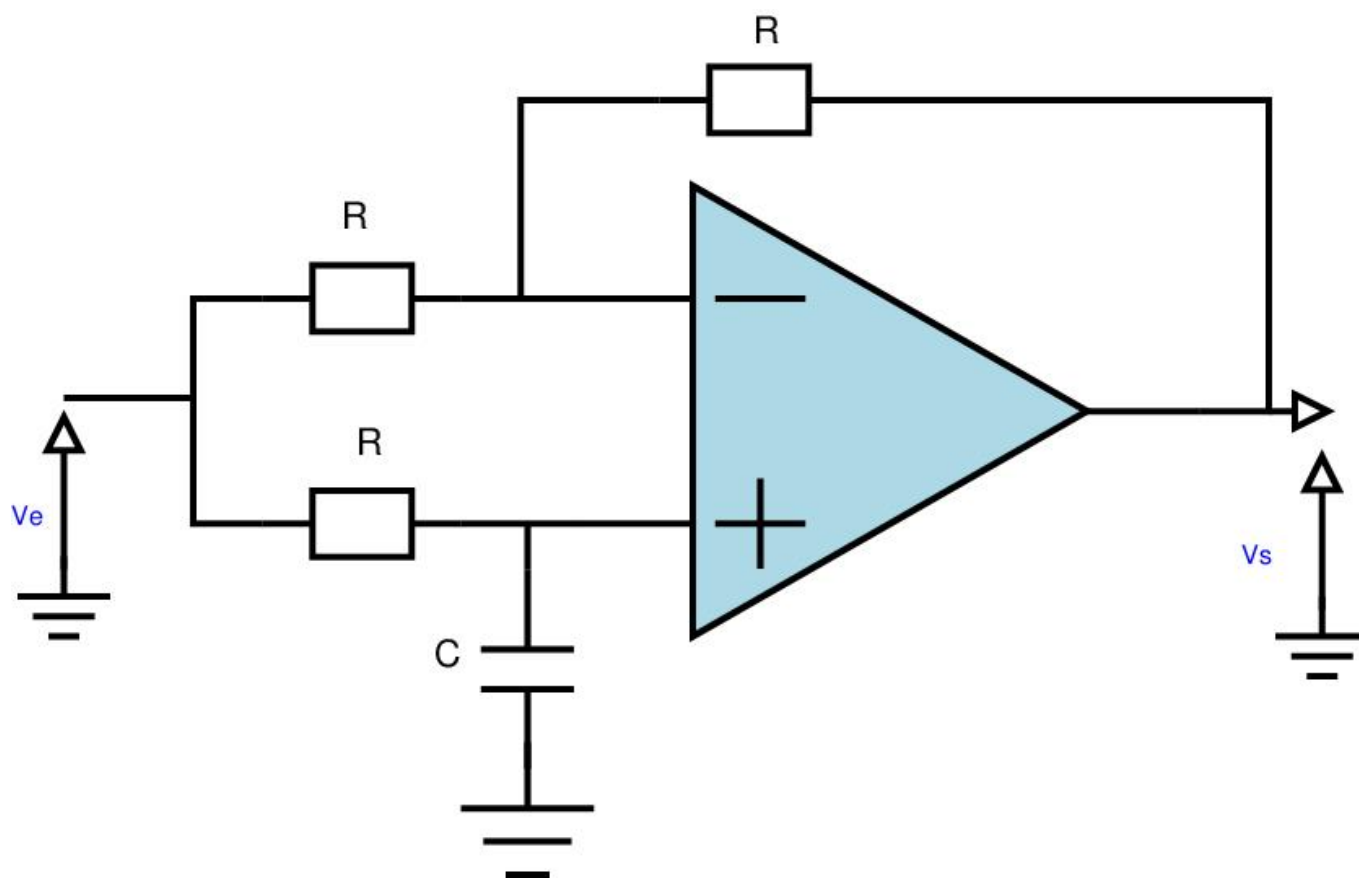
Le choix de la résistance R dépend de la dynamique de la tension d'entrée [V_{max} , V_{min}] et le courant max (I_{max}) supporté par la charge.

Exemple : Si par exemple $I_{max} = 600\text{mA}$ et la tension d'entrée varie entre 0 et 5V. On a $V_{max} = R.I_{max}$ alors $R > V_{max}/I_{max}$. R doit être supérieure strictement à 7 ohms pour ne pas endommager le transistor.

Applications :

- Contrôle de l'intensité d'éclairage d'une LED via un microcontrôleur en remplaçant V_e par une sortie DAC
- Contrôle de l'intensité d'éclairage d'une LED via un potentiomètre en pont diviseur à l'entrée sous une tension Fixe (V_{cc})
- Contrôle de la puissance d'un moteur à CC faible puissance
- Contrôle de la puissance d'un Émetteur IR (optique) en injectant une porteuse à l'entrée avec une amplitude variable
- Générateur de courant linéaire commandé par une tension
- etc.

4.7. Montage amplificateur Déphaseur

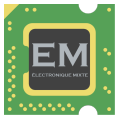


$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{1 - i.R.C.w}{1 + i.R.C.w} = G(i\omega)$$

$$|G| = 1 = 0\text{dB}$$

$$\varphi(i\omega) = \text{Atan}(G) = -2\text{Atan}(RCw)$$

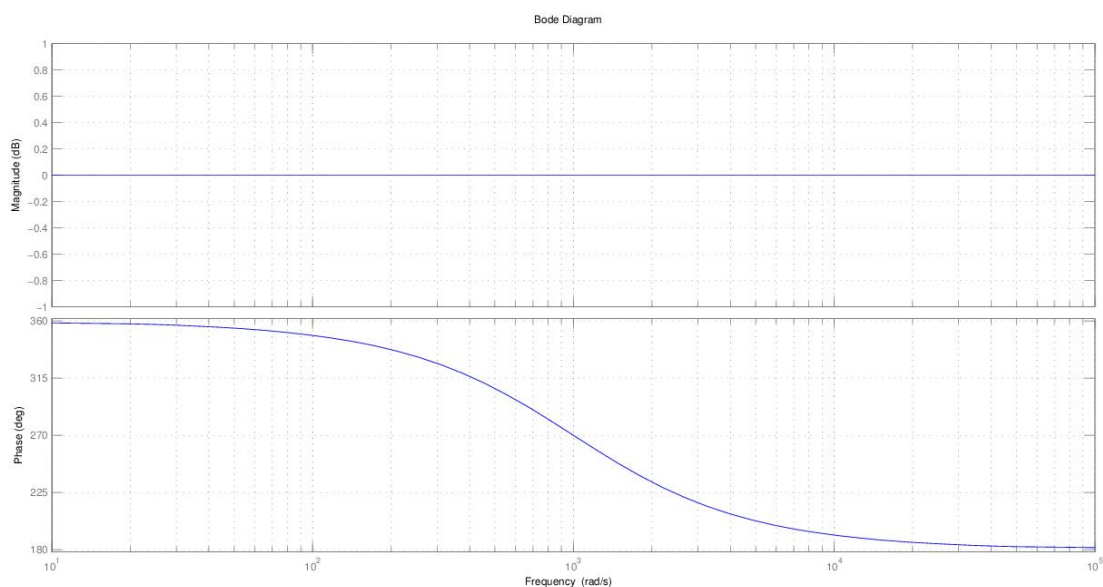
$$\begin{cases} \varphi(i\omega) \xrightarrow{\omega=0} 0 \\ \varphi(i\omega) \xrightarrow{\omega=\infty} -\pi \end{cases}$$



Le gain de l'amplificateur étant nul dans la bande passante de l'amplificateur opérationnel (égale au produit gain bande passante), ce circuit a pour seule fonction de déphaser le signal de sortie vis à vis de l'entrée. On parle donc de filtre passe-tout (ou déphaseur).

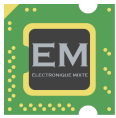
L'intérêt de ce filtre réside non dans sa courbe de gain puisque que le module de sa fonction de transfert reste égal à 1 quelle que soit la fréquence (d'où le nom de passe-tout), mais dans sa courbe de phase qui est fonction de la fréquence.

Exemple : $R=1k$ et $C=1\mu F$ ($\omega_0=1/RC = 1000\text{rad/s}$)



Applications :

- Démodulation FM
- Générateur des signaux retardés
- Modulateur complexe
- ...



4.8. Montage filtres actifs

Un filtre est un quadripôle transmettant un signal sans atténuation ou avec une atténuation de valeur donnée dans une bande de fréquence déterminée.

Les filtres sont utilisés dans de nombreuses circonstances. Lorsqu'il s'agit, par exemple, de limiter la bande passante en entrée ou en sortie d'un montage, d'annuler certaines fréquences perturbatrices indésirables (50Hz par exemple ou ses harmoniques qui polluent le réseau de distribution électrique) ou au contraire de ne retenir qu'une bande de fréquences particulière, etc.

Selon la fréquence de travail et le choix d'une amplification active ou non, les technologies employées pour réaliser les filtres analogiques sont différentes : filtres RLC passifs, filtres RC ou LC actifs, filtres à quartz, filtres à constantes réparties (guides d'ondes, etc.).

On distingue deux familles de filtres :

- Les filtres passifs : réalisés à partir de composants passifs (résistance, inductance et capacité). Ils ne permettent pas d'amplifier (la puissance de sortie est nécessairement inférieure à la puissance d'entrée)
- Les filtres actifs : réalisés à partir d'un ou plusieurs amplificateurs opérationnels, transistors et composants passifs. Ils nécessitent une alimentation spécifique. En contrepartie, ils permettent d'amplifier le signal.

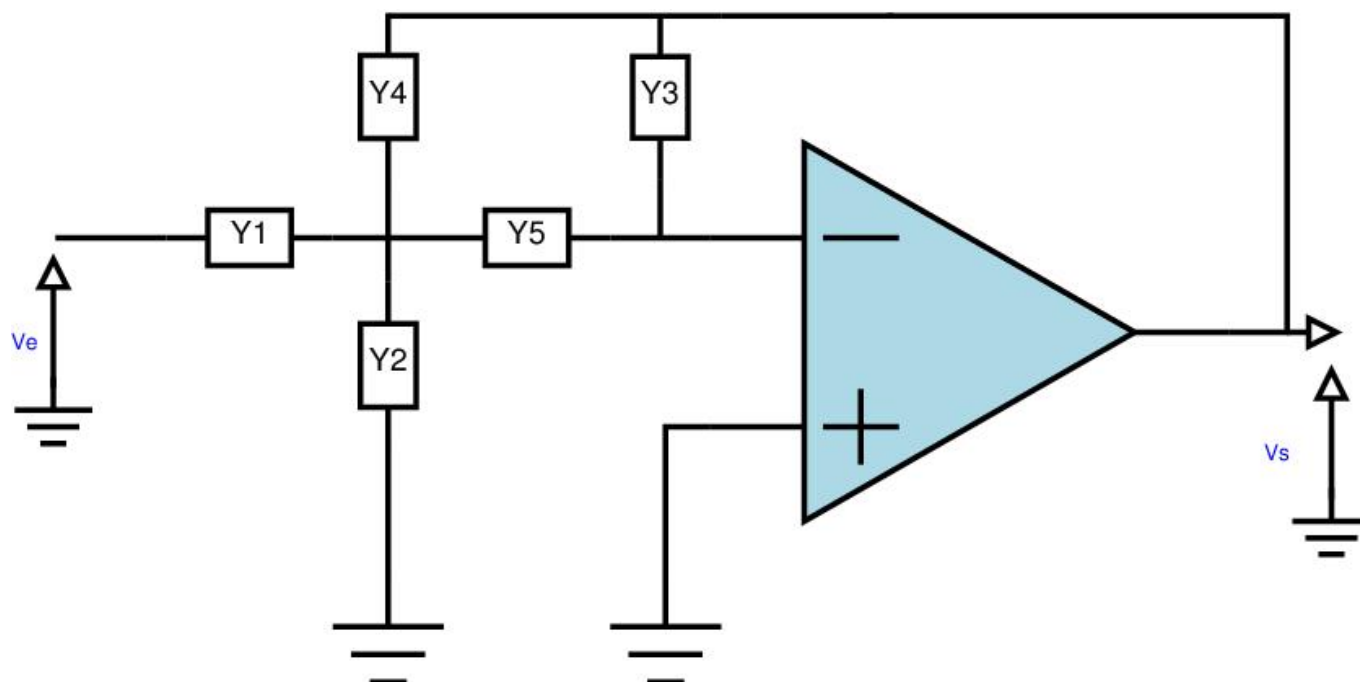
Il existe différentes catégories de filtres selon l'allure de leur courbe de réponse en fréquence :

- le filtre passe bas
- le filtre passe haut
- Le filtre passe-bande
- le filtre coupe-bande



Nous présenterons deux structures fondamentales qui permettent de réaliser des filtres actifs.

4.8.1 La structure de Rauch



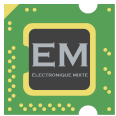
Cette structure très classique utilise un AOP monté amplificateur (contre réaction négative) et cinq admittances.

La fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{-Y_1 Y_5}{Y_4 Y_5 + Y_3 (Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5)}$$

Si $Y_1=Y_4=Y_5 = 1/R$, $Y_2 = jC_1\omega = C_1p$ et

$Y_3 = jC_2\omega = C_2p$ alors la structure est équivalente à un filtre passe-bas de second ordre. La fonction de transfert $T(p)$ du filtre s'écrit sous la forme suivante :



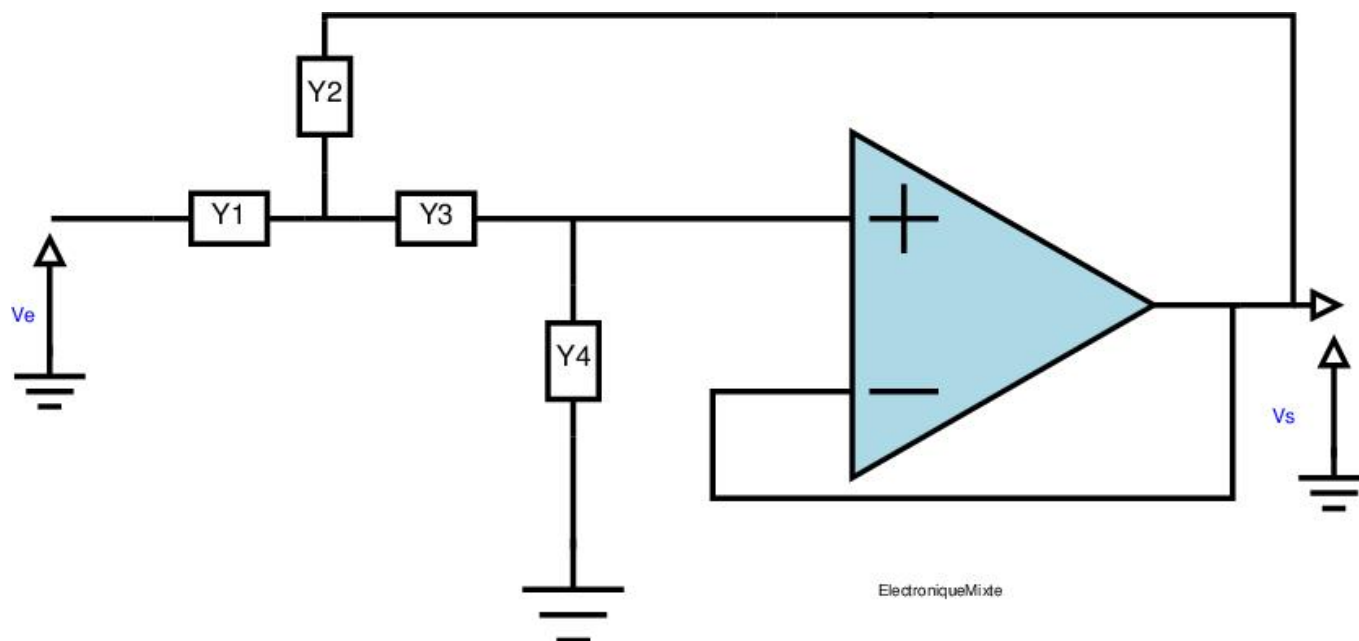
$$T(p) = \frac{-1}{R^2 C_1 C_2 p^2 + 3RC_2 p + 1}$$

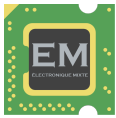
$$\xi = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}, \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, T_0 = -1$$

L'équation deux illustre les paramètres d'un filtre du second ordre sous forme canonique. T_0 est le gain statique, ω_0 la pulsation de coupure et ξ est le coefficient d'amortissement (coefficient de qualité).

4.8.2 La structure Sallen et Key

Cette structure utilise un AOP en amplificateur non-inverseur ou inverseur et quatre admittances.





La fonction de transfert global du circuit s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{KY_1Y_3}{Y_3(Y_1 + Y_2(1 - K)) + Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3)}$$

Remarque : Dans notre configuration $K=1$ (amplificateur suiveur), dans le cas général on peut mettre un amplificateur inverseur ou non inverseur pour le contrôle de gain indépendamment de la fréquence.

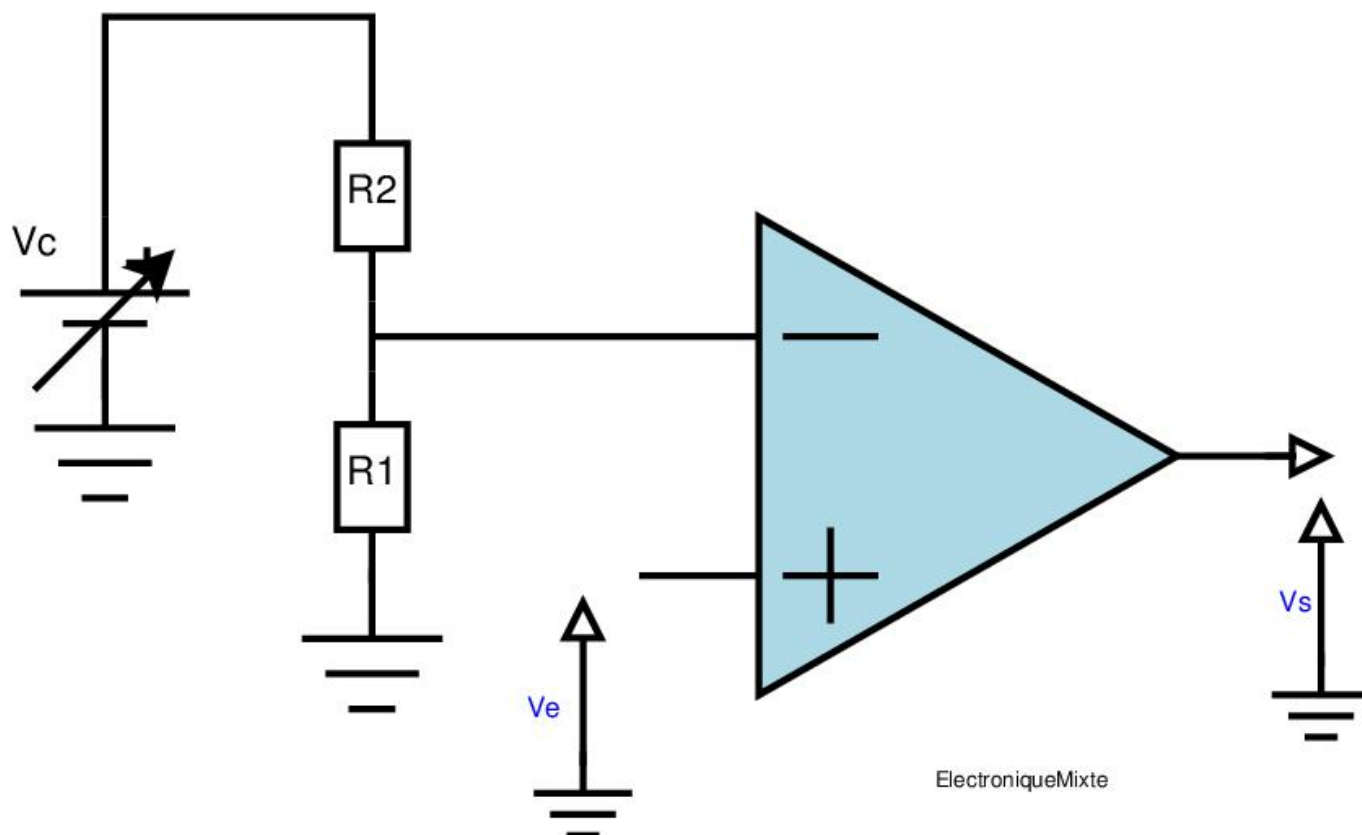
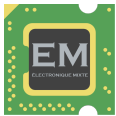
Pour réaliser un filtre passe-bas du second ordre on utilise deux résistances R identiques et deux condensateurs : Soit $Y_1 = Y_3 = 1/R$, $Y_2 = jC_1\omega$ et $Y_4 = jC_2\omega$.

5. Montage à amplificateur dans le régime NL

5.1. Comparateur simple avec seuil variable

La tension de seuil est fixer par le pont diviseur R_1 et R_2 . $V_{seuil} = V_c.R_2/(R_1+R_2)$. V_c est la tension de contrôle du seuil.

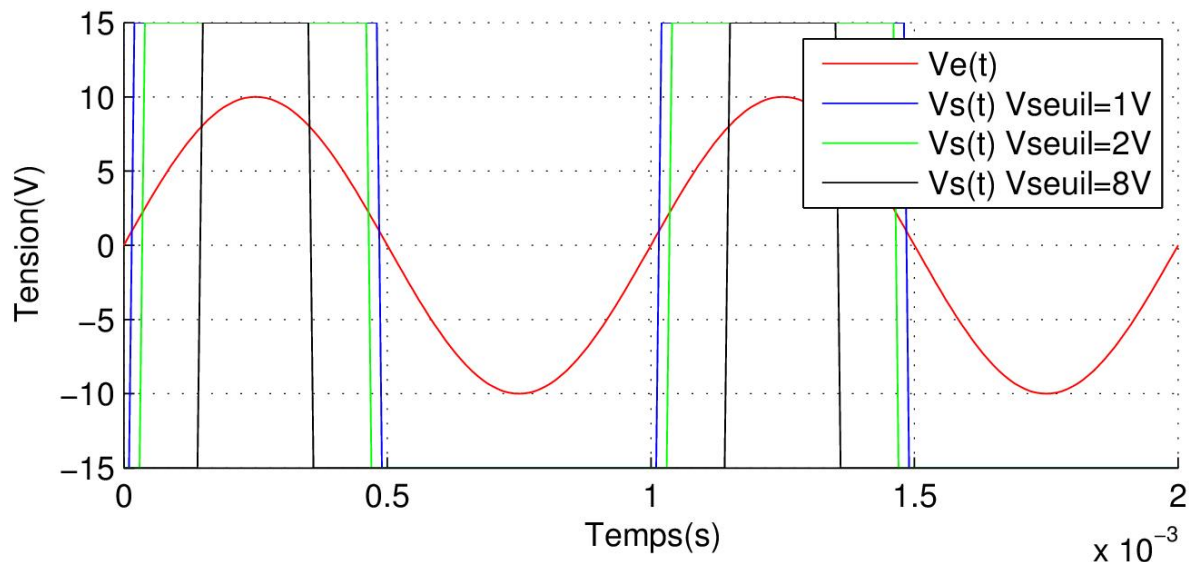
- Si $V_e > V_{seuil}$ alors $V_s = +V_{sat}$ (V_{sat} est légèrement inférieur à la tension V_{CC} de d'alimentation)
- Sinon $V_s = -V_{sat}$



Note : la tension V_c peut être générée par un microcontrôleur. Le rôle du pont diviseur est de définir (zoomer) la dynamique minimale et maximale de la tension du seuil.

- Si $R_1 = R_2$ alors la tension de seuil appartient à la plage $[0, V_c/2]$
- Si $R_2 = 9R_1$ alors la tension de seuil appartient à la plage $[0, V_c/10]$

Exemple : $R_1 = R_2$, $V_{sat} = \pm 15V$. Le graphe ci-dessus illustre la tension de sortie pour $V_c = 2V$, $V_c = 4V$ et $V_c = 16V$ ($V_{seuil} = 1,2$ ou $8V$)



Dans la pratique on utilise pas un comparateur simple, si la tension d'entrée fluctue, le système bascule un certain nombre de fois avant de trouver son état d'équilibre. Avec un comparateur à hystérésis, le système n'oscille pas si l'écart entre les seuils est supérieur à l'amplitude des fluctuations du signal d'entrée.

Applications :

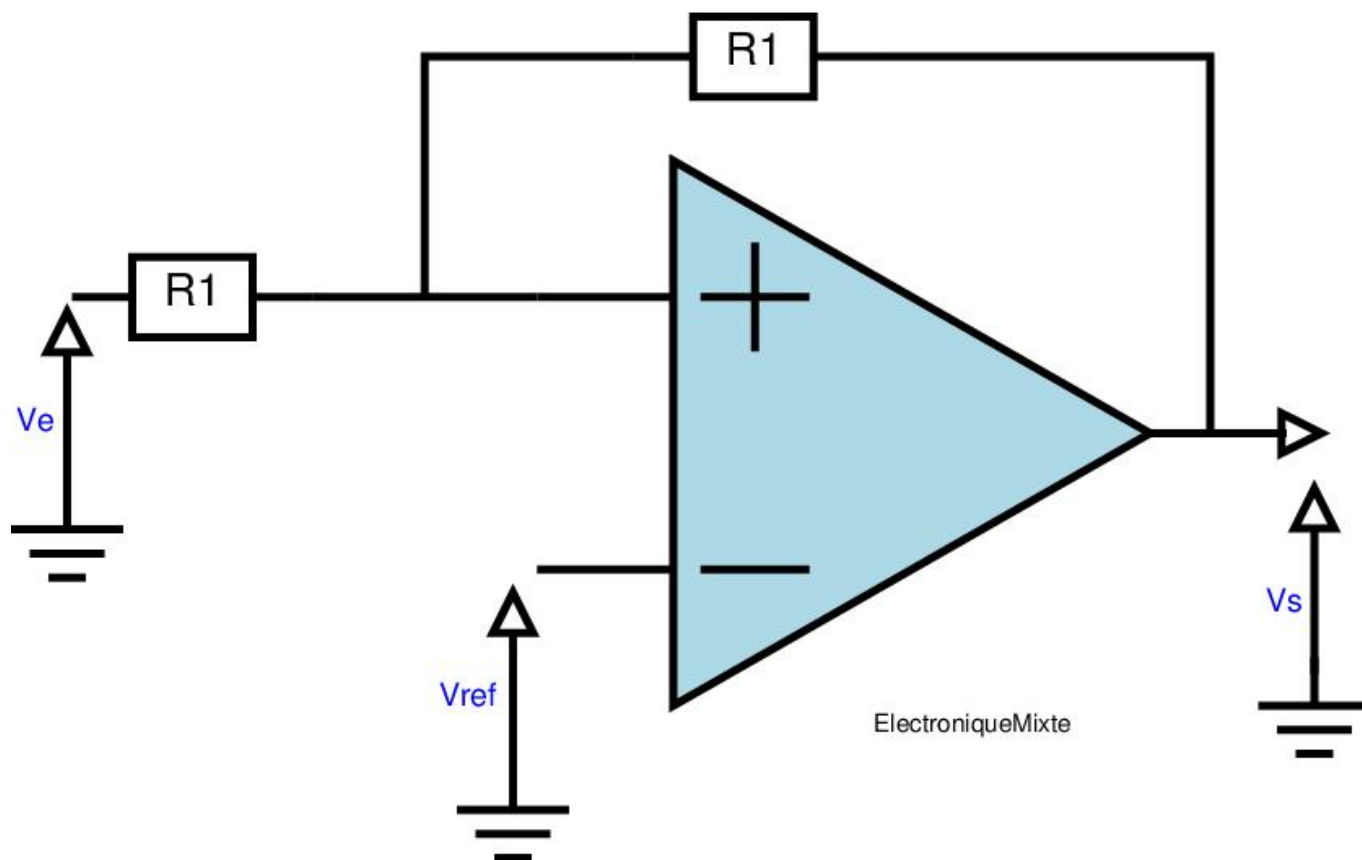
- Générateur de signaux à rapport cyclique variable
- Détecteurs

5.2. Comparateur à hystérésis

Le montage précédent (comparateur simple) présente l'inconvénient d'avoir une indétermination de la sortie au voisinage de la tension de comparaison (zone morte).

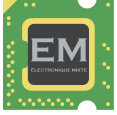
Cela est résolu sur le montage ci-dessous par ajout d'un hystérésis; pour avoir basculement, il faut que la tension comparée soit bien supérieure au seuil positif (V_p) ou inférieure au seuil négatif ($-V_p$).

La valeur du seuil est fixée par les valeurs des résistances R_1 et R_2 .



Fonctionnement du montage :

L'amplificateur travail en régime de commutation ($V_s = V_{sat}$ si $e = (V_+ - V_-) > 0$, sinon $-V_{sat}$).



$$\left\{ \begin{array}{l} V^+ = \frac{\frac{V_s}{R_2} + \frac{V_e}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = V_s \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_e \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ V^- = V_{ref} \end{array} \right.$$

$$e = V^+ - V^- = V_s \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_e \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{ref}$$

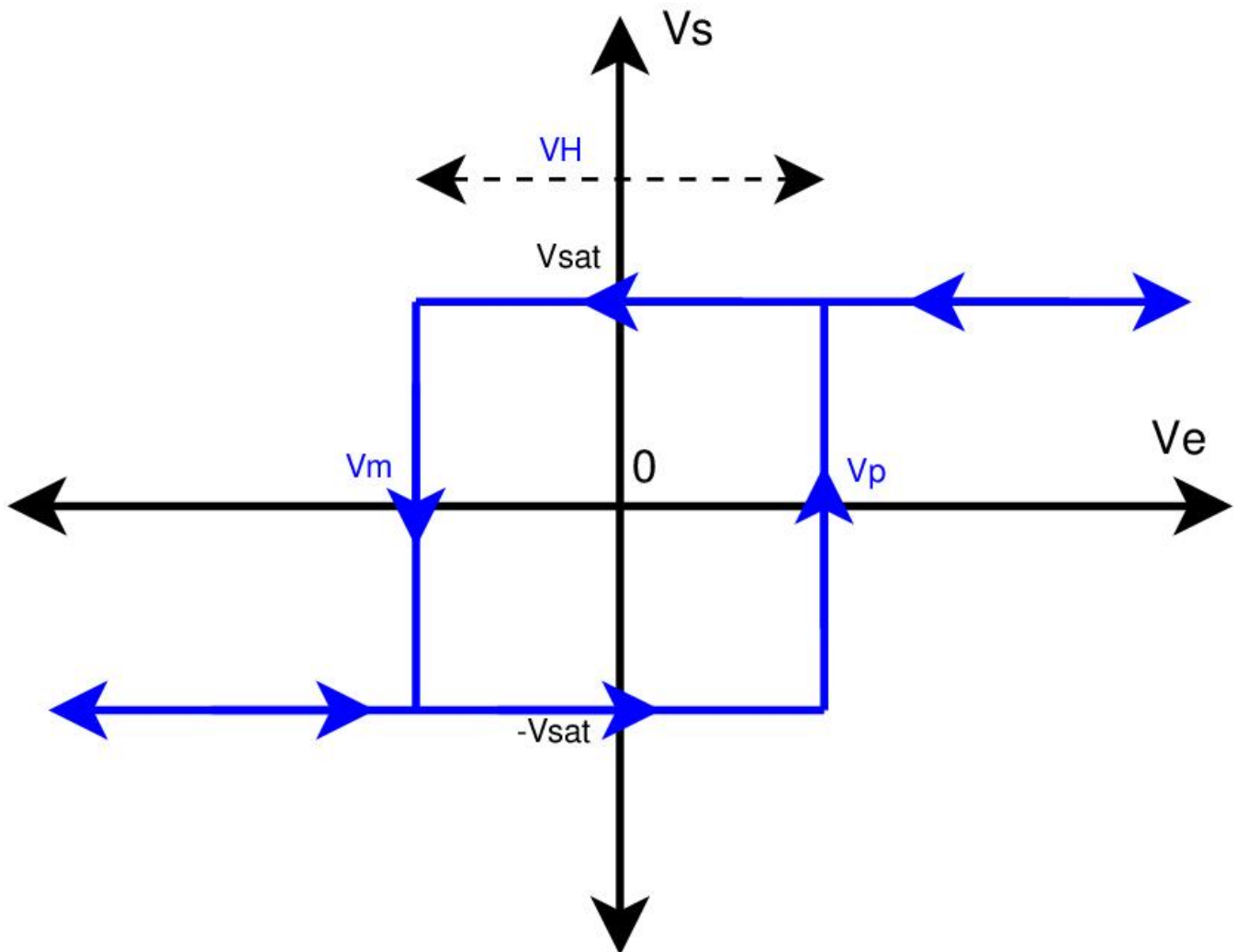
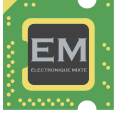
$$(1) \text{ si } e \geq 0 \text{ (} V_s = V_{sat} \text{)} \Rightarrow V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_e \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{ref} \geq 0$$

$$\Rightarrow V_e \geq V_{ref} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] - V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} = V_m$$

$$(2) \text{ si } e < 0 \text{ (} V_s = -V_{sat} \text{)} \Rightarrow -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_e \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{ref} < 0$$

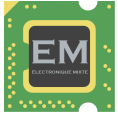
$$\Rightarrow V_e < V_{ref} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} = V_p$$

$$V_H = V_p - V_n = 2 V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$



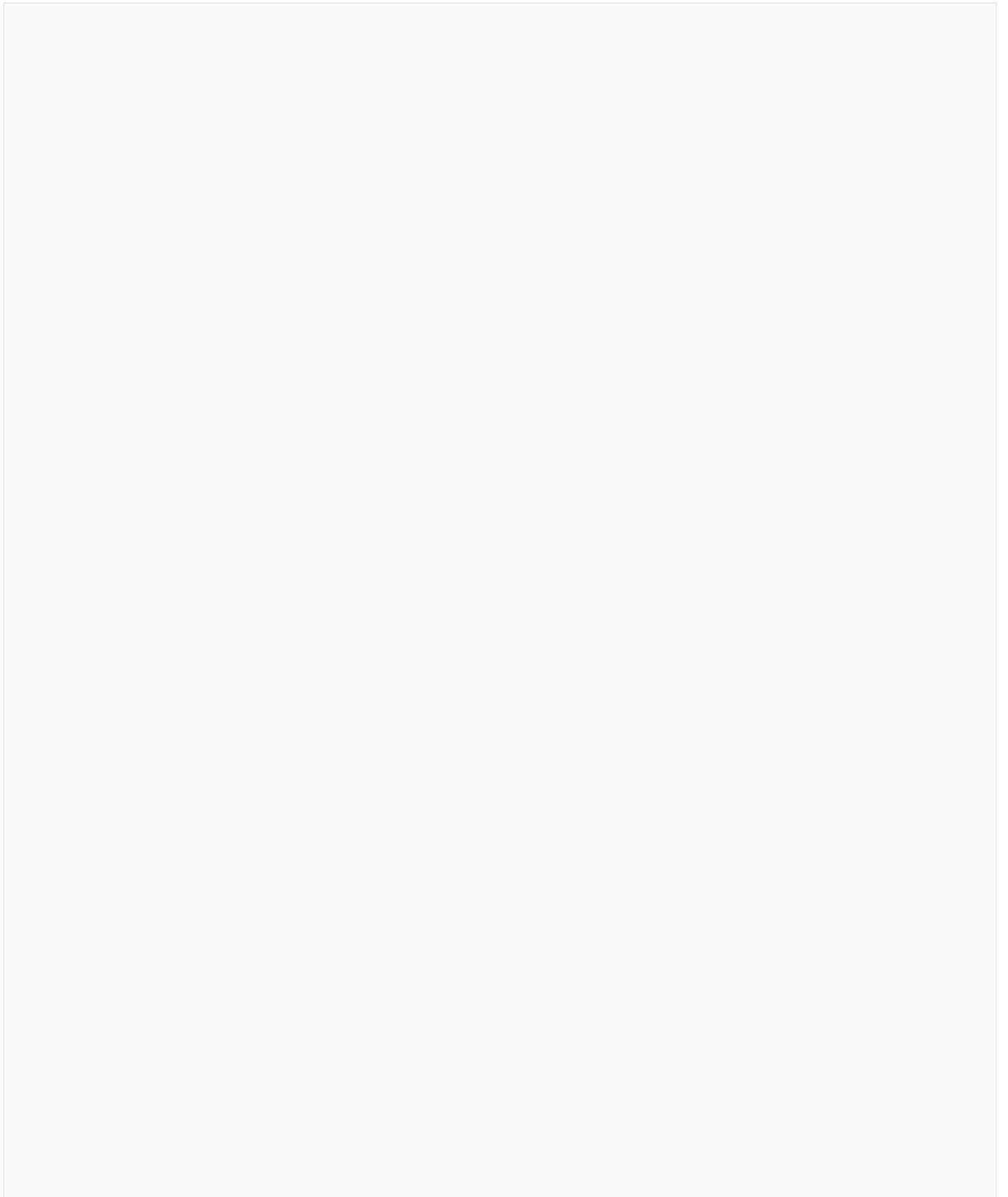
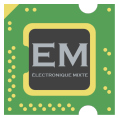
6. Complément de cours (PDF)

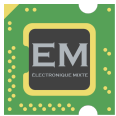
- **Montages à base de l'AOP**
- **Electronique analogique CNAM**



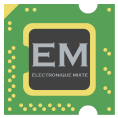
Montages à base de l'AOP

- **Cours électronique INSA Toulouse**
- **Amplificateur Opérationnel**





[Revenir au sommaire principal des cours en électronique analogique](#)



Montages à base de l'AOP