

# OPTO-ÉLECTRONIQUE

## Travaux Pratiques

Semestre 5

---

## Notions et Protocoles

---

### Protocoles

- ▶ Tracer la **caractéristique statique** d'un dipôle
- ▶ Tracer la **réponse indicielle** d'un système linéaire
- ▶ Tracer la **réponse en fréquence** d'un système linéaire (**gain et phase**)
- ▶ Mesurer la **bande passante** d'un système linéaire

### Notions

- ▶ Réseaux et Dipôles
- ▶ Systèmes linéaires et Superposition
- ▶ Capteurs
- ▶ Diode, LED et photodiode
- ▶ Photodétection
- ▶ Amplificateur Linéaire Intégré / Principe et montages de base
- ▶ Amplificateur Linéaire Intégré / Modélisation et rebouclage
- ▶ Régime Harmonique
- ▶ Filtrage / Analyse harmonique / Ordre 1
- ▶ Filtrage / Analyse harmonique / Ordre 2
- ▶ Systèmes bouclés simples / Exemple du transimpédance

Ce document est disponible au format électronique sur le site du LEnSE - <https://lense.institutoptique.fr/> dans la rubrique Année / Première Année / Opto-Electronique S5 / TP / Notions et Protocoles.



© 2025 by LEnSE-IOGS



## Tracer la caractéristique statique d'un dipôle

En électronique, la caractéristique statique d'un dipôle correspond à la relation mathématique  $i = f(u)$  qu'il existe entre la différence de potentiel  $u$  à ses bornes et le courant  $i$  le traversant, dans des conditions statiques, c'est-à-dire lorsque ces deux grandeurs ne sont pas dépendantes du temps.

Il existe deux méthodes principales pour caractériser statiquement un dipôle :

- **une méthode manuelle**, qui permet de tracer point à point cette courbe, en faisant varier  $u$  aux bornes du dipôle et en mesurant  $u$  et  $i$  pour un certain nombre de points,
- **une méthode automatique**, qui permet d'obtenir de manière plus rapide une allure de la caractéristique statique sur un oscilloscope.

## Exemple de résultats

La figure 1 présente un exemple de résultats obtenus pour une LED jaune classique (5 mm).

La caractéristique manuelle a été tracée à l'aide d'un multimètre Fluke 45 (en mode DC pour mesurer le courant et la tension) et en insérant une résistance  $R_P$  de  $150\Omega$  (voir circuit de mesure en figure 2).

La caractéristique automatique a été mesurée à l'aide d'un oscilloscope Voltcraft DSO1084F. Une résistance de protection  $R_P$  de  $150\Omega$  a été choisie ainsi qu'une résistance  $R_I$  de  $10\Omega$  (voir circuit de mesure en figure 3). Un signal triangulaire de fréquence de  $10\text{ Hz}$  et d'amplitude crête à crête de  $5\text{ V}$  a été appliqué sur l'ensemble du circuit.

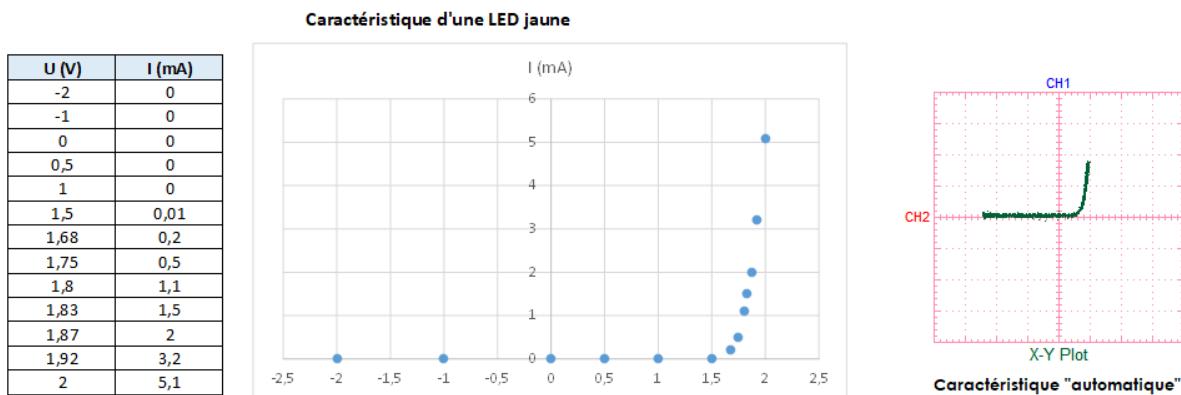


FIGURE 1 – Résultats de mesure de la caractéristique statique d'une LED jaune. Tableau et courbe obtenus par la méthode manuelle (à gauche). Capture d'écran d'oscilloscope obtenue par la méthode automatique (calibre de  $1\text{V}/\text{carreau}$  en horizontal et de  $100\text{mV}/\text{carreau}$  en vertical).

## Caractéristique Manuelle

Une première méthode pour pouvoir tracer la caractéristique statique  $i = f(u)$  d'un dipôle est de faire varier la différence de potentiel à ses bornes de manière statique (i.e. très lente) et de mesurer la différence de potentiel  $u$  aux bornes du dipôle, à l'aide d'un voltmètre, et le courant  $i$  le traversant, à l'aide d'un ampèremètre, point par point.

Pour faire varier la différence de potentiel aux bornes du dipôle, on pourra prendre une alimentation stabilisée réglable.

Pour mesurer la différence de potentiel aux bornes du dipôle, on pourra utiliser un multimètre en mode voltmètre câblé en parallèle du dipôle.

Pour mesurer le courant traversant le dipôle, on pourra utiliser un multimètre en mode ampèremètre câblé en série avec le dipôle.

## Circuit de mesure

On donne le schéma de la figure 2 pour mesurer à la fois le courant et la différence de potentiel aux bornes d'un dipôle (ici une LED).

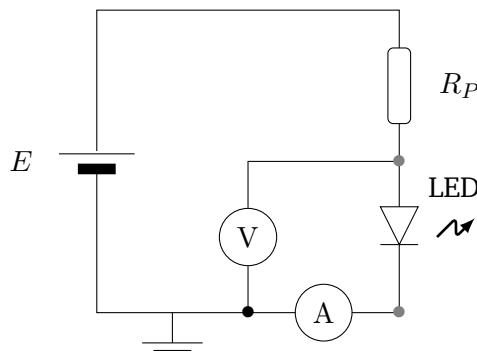


FIGURE 2 – Schéma du circuit de mesure de la caractéristique statique par la méthode manuelle. Le dipôle à caractériser est ici représenté par une LED. La résistance  $R_P$  est une résistance de protection permettant de limiter le courant dans le dipôle à caractériser.

## Méthode de mesure

On mesure à la fois le courant, à l'aide de l'ampèremètre branché en série, et la différence de potentiel aux bornes de la LED, à l'aide d'un voltmètre branché en parallèle.

On fait alors varier le potentiel de la source de tension  $E$ , pour relever, pour plusieurs points, les valeurs du courant (A) et de la différence de potentiel (V).

La plupart des multimètres permettent d'afficher simultanément la tension et le courant continu.

Les points peuvent ensuite être enregistrés dans un fichier de tableur (type Excel ou Calc). Cet outil logiciel permettra par la suite de tracer la courbe  $i = f(u)$ .

## Caractéristique Automatisée

Une seconde méthode permettant d'**obtenir une allure de la caractéristique statique**  $i = f(u)$  d'un dipôle est de faire varier la différence de potentiel à ses bornes en appliquant un signal dont l'amplitude varie lentement dans le temps. On peut alors mesurer la différence de potentiel  $u$  aux bornes du dipôle et le courant  $i$  le traversant à l'aide d'un oscilloscope en mode XY.

Cette méthode va nécessiter de **transformer le courant en différence de potentiel**, seule grandeur mesurable à l'aide d'un oscilloscope.

Pour faire **varier la différence de potentiel** aux bornes du dipôle, on utilisera une **générateur basse fréquence** (ou GBF).

Pour **mesurer la différence de potentiel** aux bornes du dipôle, on pourra utiliser une des voies de l'**oscilloscope câblée** en parallèle du dipôle.

Pour **mesurer le courant** traversant le dipôle, on insérera une **résistance de faible valeur** (afin de ne pas perturber le reste du montage par l'ajout d'un système de mesure) en série avec le dipôle que l'on cherche à caractériser. On pourra alors utiliser la seconde voie de l'**oscilloscope** pour mesurer la différence de potentiel aux bornes de cette résistance. Par la loi d'Ohms, on retrouvera alors la valeur du courant.

## Circuit de mesure

On donne le circuit de la figure 3 pour tracer de manière automatisée l'allure de la caractéristique statique.

La résistance  $R_P$  est une résistance de protection du dipôle à caractériser (ici une LED).

La résistance  $R_I$  permet de convertir le courant traversant la branche en différence de potentiel mesurable par l'oscilloscope.

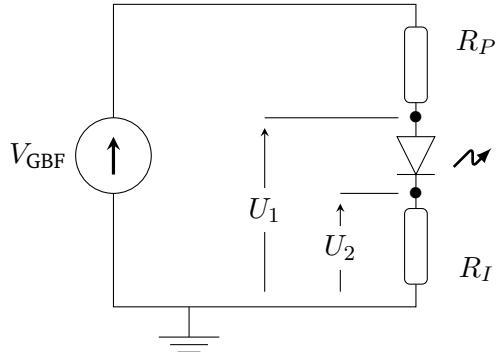


FIGURE 3 – Schéma du circuit de mesure de la caractéristique statique par la méthode automatique. Le dipôle à caractériser est ici représenté par une LED. La résistance  $R_P$  est une résistance de protection permettant de limiter le courant dans le dipôle à caractériser. La résistance  $R_I$  permet de convertir le courant en une tension mesurable à l'oscilloscope.

## Méthode de mesure

On applique un signal dont l'amplitude varie dans le temps à l'aide du GBF : un signal triangulaire par exemple à une fréquence de quelques Hertz. On s'assurera que l'amplitude du signal fourni par le GBF est inférieure aux limitations des composants du montage.

En mesurant à l'oscilloscope les tensions  $U_1$  sur une voie et  $U_2$  sur l'autre voie, on accède à une image de la tension aux bornes du dipôle  $U_1 - U_2$  (assimilable à  $U_1$  si  $U_2$  est faible pour toutes les valeurs de  $i$ ) et à une image du courant traversant  $R_I$  ( $U_2$ ).

En traçant alors  $U_2$  en fonction de  $U_1$  (mode XY de l'oscilloscope), l'allure de la caractéristique statique du dipôle s'affiche alors.

La figure 4 montre le résultat d'une acquisition à l'oscilloscope des signaux  $U_1$ ,  $U_2$  et  $V_{GBF}$  obtenu lors de la mesure de la caractéristique d'une LED jaune classique (5 mm) à l'aide de résistances  $R_P = 150 \Omega$  et  $R_I = 10 \Omega$ .

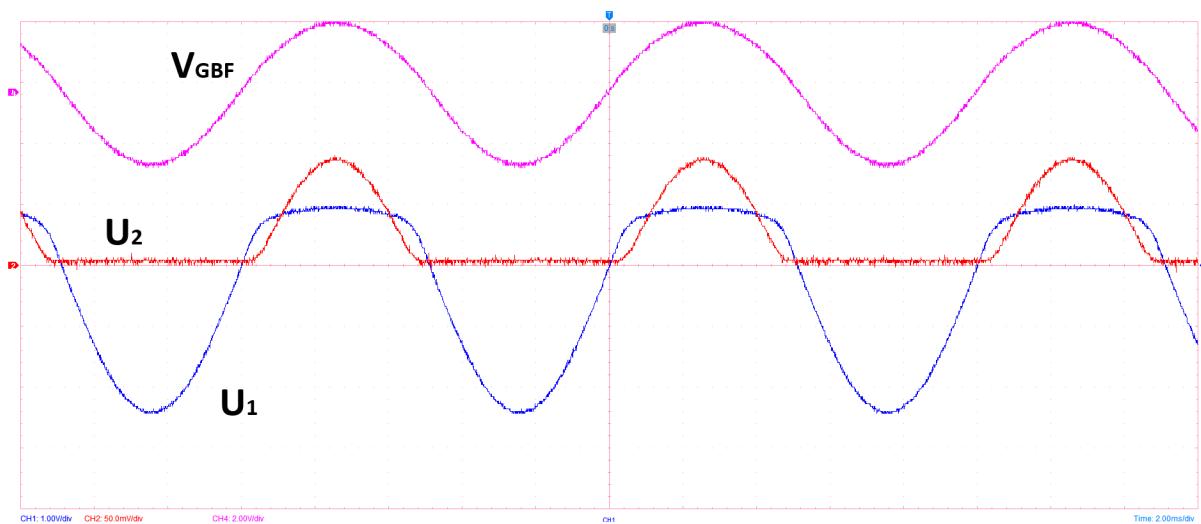


FIGURE 4 – Évolution de la tension d'entrée (voie 4 en haut), de la tension  $U_1$  aux bornes de l'ensemble LED et résistance  $R_I$  (signal bleu - voie 1) et de la tension  $U_2$  aux bornes de  $R_I$  (image du courant - signal rouge - voie 2). Calibre de 1V/carreau pour  $U_1$ , de 50mV/carreau pour  $U_2$  et de 2V/carreau pour  $V_{GBF}$ .

## Choix de $R_I$

On cherche à mesurer  $U_2$  (image du courant traversant le dipôle à caractériser) en fonction de  $U_1 - U_2$  (tension aux bornes du dipôle à caractériser).

A l'aide de l'oscilloscope, sans sonde différentielle, il n'est pas possible de mesurer  $U_1 - U_2$  directement et de l'affecter à son mode XY. Il sera donc uniquement possible de tracer  $U_2$  en fonction de  $U_1$ .

Pour que  $U_1 - U_2$  soit assimilable à  $U_1$  il faut que  $U_2$  soit négligeable par rapport à  $U_1$ . En choisissant  $R_I$  très faible on peut négliger  $U_2$  par rapport à  $U_1$  (sur une certaine gamme de courant).

*Attention :* en prenant  $R_I$  trop faible, on peut arriver à une tension non mesurable et donc non exploitable !

## Tracer la réponse indicielle d'un système linéaire

La réponse indicielle fournit des informations essentielles sur les **caractéristiques dynamiques** d'un système. Elle permet d'analyser le comportement transitoire et le comportement à l'état stable d'un système. Par exemple, on peut observer le temps de montée, le temps de stabilisation, le dépassement (ordre supérieur à 2), et l'erreur en régime permanent.

Elle est aussi appelée **réponse à un échelon** unitaire. Elle correspond à la sortie d'un système lorsqu'un signal de type échelon est appliqué en entrée. Un **échelon unitaire** est une fonction qui passe de 0 à 1 à un instant donné, généralement considéré à  $t = 0$ .

La figure 5 est une capture d'écran d'oscilloscope représentant la réponse indicielle d'un système passe-bas du second ordre.

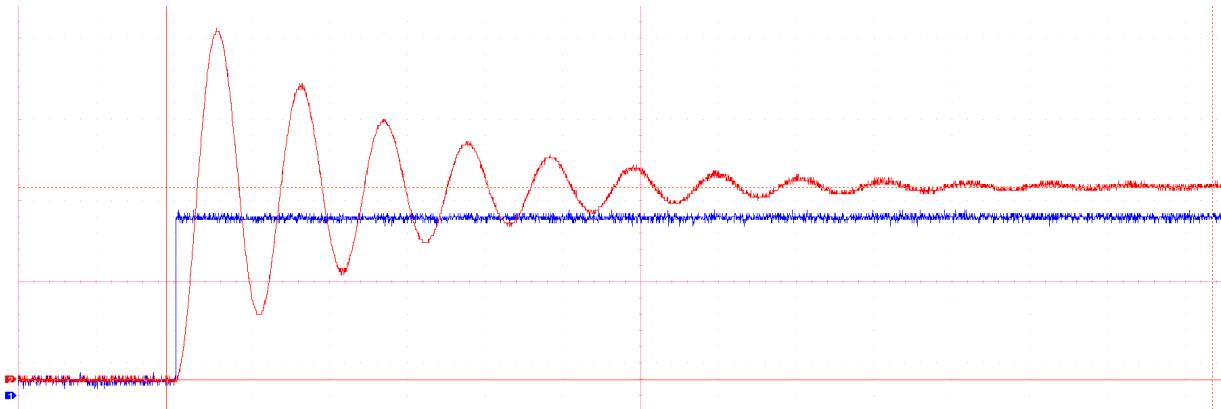


FIGURE 5 – Capture d'écran d'oscilloscope d'un échelon de tension  $V_E$  (en bleu) appliqué à un système de type passe-bas d'ordre 2 avec résonance. La tension de sortie  $V_S$  (en rouge) représente la réponse indicielle de ce système. Le calibre vertical est de 1V/carreau pour  $V_E$  et de 2V/carreau pour  $V_S$ . L'échelle horizontale est de 1ms/carreau.

## Méthode de mesure

Pour mesurer la réponse à un échelon, il faut appliquer un signal rectangulaire lent, laissant le temps au système de revenir à un état stable.

*Il faut également faire en sorte que l'amplitude du signal d'entrée n'entraîne pas de saturation du signal de sortie (cas des systèmes actifs intégrant des amplificateurs linéaires par exemple).*

On visualise ensuite le signal d'entrée à l'oscilloscope, qui nous servira de signal de déclenchement (front montant), et le signal de sortie du système à analyser.

## Mesure du gain

Un élément caractérisant un système linéaire est son gain dans la bande passante. On peut mesurer à l'aide des curseurs l'amplitude de l'échelon sur l'entrée  $\Delta V_e$  et l'écart de tension entre les deux états stables de la sortie  $\Delta V_s$ . Le gain du système dans la bande-passante vaut alors  $G = \Delta V_s / \Delta V_e$ .

La figure 6 montre une capture d'écran de l'acquisition à l'oscilloscope d'une réponse indicielle d'un système passe-bas du premier ordre.

Les valeurs de  $\Delta V_e$  et  $\Delta V_s$  peuvent être mesurées aux endroits indiqués par les flèches (cas d'un passe-bas).

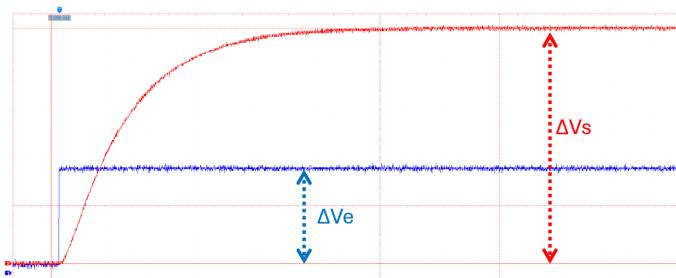


FIGURE 6 – Capture d'écran d'oscilloscope d'un échelon de tension  $V_E$  (en bleu) appliqué à un système de type passe-bas d'ordre 1. La tension de sortie  $V_S$  (en rouge) représente la réponse indicielle de ce système. Le calibre vertical est de 1V/carreau pour  $V_E$  et de 1V/carreau pour  $V_S$ . L'échelle horizontale est de 1ms/carreau.

## Mesure du temps de réponse

Une autre information importante, en lien avec la bande-passante du système, est son temps de réponse.

Dans le cas des systèmes d'ordre 1, le temps que met le système à atteindre 63% de la valeur finale correspond à  $\tau$ , la constante de temps du système.

Dans la majorité des cas, on cherche à mesurer le temps que met le système à atteindre 95% de sa valeur finale.

La figure 7 montre une capture d'écran de l'acquisition à l'oscilloscope d'une réponse indicielle d'un système passe-bas du premier ordre.

Les positions de relevé de mesures des différents temps de réponse (63% de la valeur finale pour un système d'ordre 1 ou 95% de la valeur finale dans la majorité des cas) sont indiquées également sur cette figure.

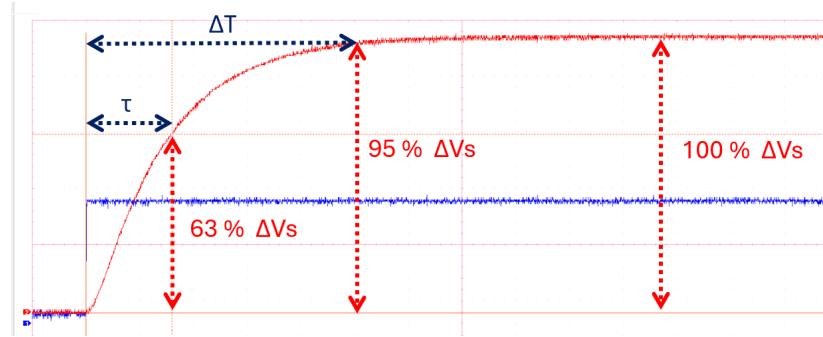


FIGURE 7 – Capture d'écran d'oscilloscope d'un échelon de tension  $V_E$  (en bleu) appliqué à un système de type passe-bas d'ordre 1. Mesures de la constante de temps et du temps de réponse à 95%. La tension de sortie  $V_S$  (en rouge) représente la réponse indicielle de ce système. Le calibre vertical est de 1V/carreau pour  $V_E$  et de 2V/carreau pour  $V_S$ . L'échelle horizontale est de 1ms/carreau.

## Autres mesures

Il peut être intéressant de relever les valeurs des surtensions lors des **dépassemens** (cas de systèmes d'ordre supérieur à 2). On peut par exemple, à l'aide des curseurs, mesurer le dépassement  $D_1$  (en lien avec le facteur de qualité d'un système du second ordre).

La période des oscillations  $T$  peut également être mesurée (en lien avec la pulsation propre du système).

La figure 8 est une capture d'écran d'oscilloscope suite à l'acquisition d'une réponse indicielle d'un système passe-bas du second ordre. La méthode de mesure du premier dépassement ainsi que de la période des pseudo-oscillations est représentée.

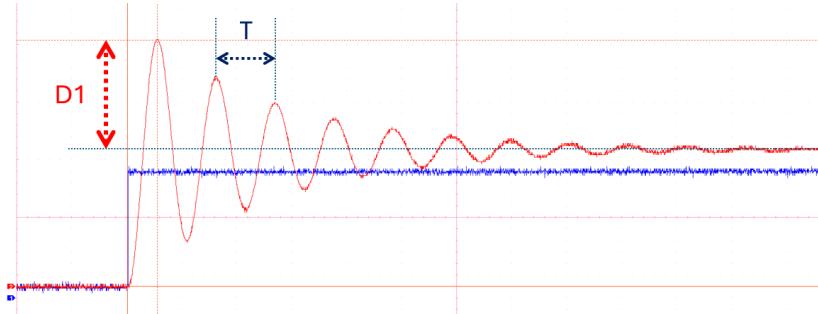


FIGURE 8 – Capture d'écran d'oscilloscope d'un échelon de tension  $V_E$  (en bleu) appliqué à un système de type passe-bas d'ordre 2 avec résonance. La tension de sortie  $V_S$  (en rouge) représente la réponse indicielle de ce système. Le calibre vertical est de 1V/carreau pour  $V_E$  et de 2V/carreau pour  $V_S$ . L'échelle horizontale est de 1ms/carreau.

## Lien avec la réponse impulsionale et la réponse en fréquence

La réponse indicielle est liée à la réponse impulsionale  $h(t)$  d'un système par la relation suivante :

$$u_S(t) = \int_0^t h(x)dx$$

Cela signifie que la réponse indicielle est l'intégrale de la réponse impulsionale.

On rappelle également que la réponse en fréquence, que l'on peut modéliser par la fonction de transfert d'un circuit en fonction de la fréquence  $H(j\omega)$  est la transformée de Fourier de la réponse impulsionale  $h(t)$ .

## Tracer la réponse en fréquence d'un système linéaire

La réponse en fréquence décrit la manière dont **un système réagit à différentes fréquences d'entrée**. Elle indique comment l'amplitude et la phase d'un signal sont modifiées lorsqu'il passe à travers un système ou un circuit, en fonction de la fréquence du signal.

Cette étude traduit le **comportement harmonique** d'un circuit, c'est à dire sa réponse à une excitation (en tension) sinusoïdale.

Cette fonction n'est définie que dans le cas de circuits linéaires. La tension de sortie est dans ce cas sinusoïdale et de même fréquence que le signal d'entrée.

### Objectif

Obtenir l'allure de la **courbe du gain** et éventuellement de celle **du déphasage** apportés par le circuit en fonction de la fréquence du signal sinusoïdal placé en entrée.

Le **diagramme de Bode** est une manière spécifique de représenter la réponse en fréquence. Il s'agit d'une **représentation graphique** qui se compose de deux parties distinctes :

- diagramme de Bode en gain (gain en dB),
- diagramme de Bode en phase.

La courbe est souvent tracée avec une **échelle logarithmique** en fréquence.

### Intérêt du passage en décibels (dB)

Lorsqu'on cascade plusieurs systèmes entre eux, leurs fonctions de transfert se multiplient. Il n'est alors pas simple de pouvoir comparer **graphiquement** les systèmes à plusieurs étages facilement.

$$A = \prod_{k=1}^n A_k$$

En passant par une échelle logarithmique (en décibels par exemple), on transforme ce produit en une somme. Ainsi il sera plus simple de cumuler les effets d'une mise en cascade de systèmes linéaires et de voir le comportement global en additionnant les comportements de chacun des étages.

$$G_{dB} = \log(A) = \log\left(\prod_{k=1}^n A_k\right) = \sum_{k=1}^n \log(A_k)$$

## Protocole d'étude

- Régler un **générateur de fonction** (ou GBF) pour avoir un **signal sinusoïdal** à sa sortie, avec une amplitude compatible avec les limites du circuit à tester.
- Relier le générateur de fonction à la fois à l'entrée du circuit et à une des entrées de l'oscilloscope.
- Relier la tension de sortie à une deuxième voie de l'oscilloscope.
- **S'assurer que le signal de sortie est bien sinusoïdal** avant d'aller plus loin. Dans le cas contraire, le système ne fonctionne pas de manière linéaire (amplitude trop élevée en entrée par exemple qui entraîne une saturation en sortie...)

## Procédure classique

Un premier balayage rapide en fréquence permet de **repérer les gammes de fréquences d'intérêt**.

Une analyse du **comportement du circuit pour les valeurs extrêmes de fréquences** (sur la phase et l'amplitude) apporte les informations sur le comportement asymptotique de la réponse en fréquence. Ce sont les **2 premiers points de mesure**.

**3 à 5 mesures supplémentaires** sont ensuite suffisantes :

- l'une à la fréquence caractéristique du circuit, qui peut être :
  - la fréquence centrale d'un circuit passe-bande,
  - la bande passante à  $-3\text{ dB}$  pour un circuit passe-bas ou passe-haut,
  - la fréquence d'un déphasage particulier (en général la fréquence pour laquelle le déphasage apporté est égal à la moitié du déphasage maximal que le circuit peut apporter )
- les autres de part et d'autres de cette fréquence caractéristique, à une octave au dessous (à la fréquence moitié) et une octave au dessus ( à la fréquence double)

La figure 9 montre une capture d'écran d'oscilloscope d'un signal sinusoïdal  $V_E$  appliqué à un système linéaire et sa sortie  $V_S$ . La méthode de mesure du gain du montage et du déphasage pour une fréquence particulière est représentée sur cette figure également.

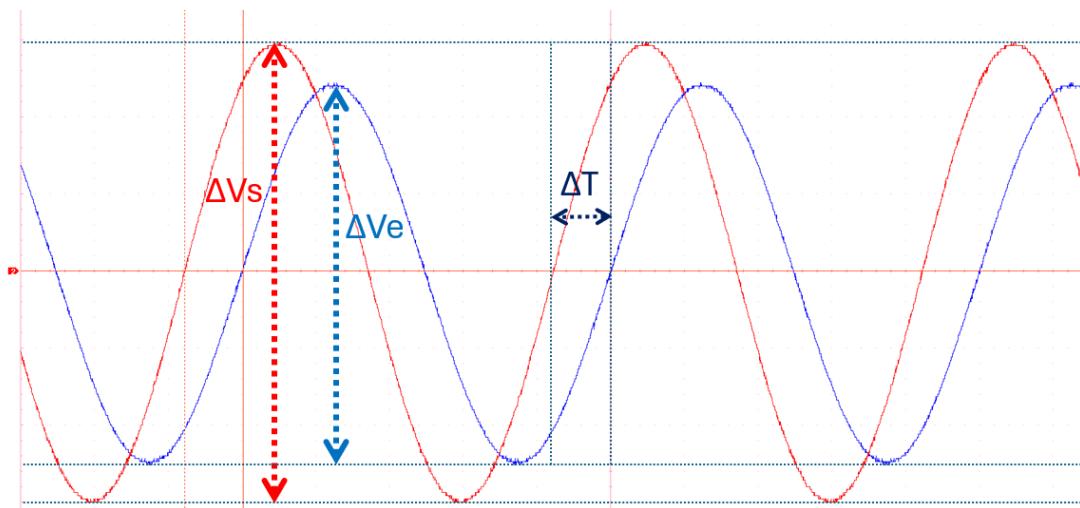


FIGURE 9 – Capture d'écran d'oscilloscope d'un signal sinusoïdal  $V_E$  (en bleu) appliqué à un système linéaire et sa sortie  $V_S$  (en rouge). Le calibre vertical est de  $200\text{mV}/\text{carreau}$  pour  $V_E$  et pour  $V_S$ . L'échelle horizontale est de  $2\text{ms}/\text{carreau}$ .

## Mesure du gain du circuit

Il existe **deux solutions pour déterminer la valeur du gain :**

- Utiliser les mesures automatiques de l'oscilloscope, pour relever l'amplitude du signal d'entrée ( $\Delta V_e$ ) et du signal de sortie ( $\Delta V_s$ ), et utiliser un logiciel pour convertir le gain en dB
- Utiliser le multimètre en dB-mètre (voir documentation annexe des instruments de mesure).

On rappelle que le gain en décibel est égal à :

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A)$$

où  $A = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e}$  est le gain du système.

## Mesure du déphasage

Certains oscilloscopes proposent des mesures automatiques du déphasage. En leur absence, une mesure aux curseurs du décalage temporel  $\Delta T$  entre les deux tensions (entrée et sortie) permet de remonter au déphasage  $\Delta\phi$  par la formule :

$$\Delta\phi = +/ - \frac{\Delta T}{T} \cdot 2\pi$$

où  $T$  est la période du signal.

Il est important de déterminer lequel des deux signaux est en avance sur l'autre, afin de donner un signe au déphasage apporté par le circuit. Si la tension de sortie est en retard sur la tension d'entrée, le déphasage est négatif.

## Allure rapide

Il existe également une **méthode automatique** pour obtenir l'allure de la réponse en fréquence du système, selon le modèle de GBF que vous possédez.

En effet, certains d'entre eux sont capables de réaliser automatiquement un balayage en fréquence.

Pour les GBF **Agilent** (des salles de TP d'électronique, par exemple), il faut utiliser au préalable sélectionner un **signal sinusoïdal**, de n'importe quelle fréquence mais d'amplitude et de valeur moyenne (offset) compatible avec le système à étudier (si ALI/AOP, vérifiez que le signal de sortie ne sature pas, par exemple).

Puis sélectionner ensuite le menu **Sweep** du GBF. Se référer ensuite à la documentation du GBF fournie sur vos paillasses pour les réglages (voir aussi figure 10).

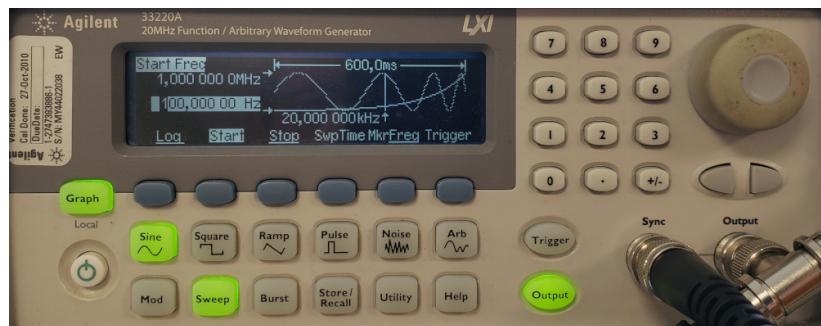


FIGURE 10 – Photographie d'un générateur de fonction Agilent 33220A en mode *sweep* (balayage).

Il est ensuite possible de synchroniser l'oscilloscope avec le GBF en utilisant la sortie **Sync**, qui fournit un signal rectangulaire de même période que le balayage, connectée à l'une des entrées de l'oscilloscope (EXT si on ne souhaite que synchroniser) et en réglant les paramètres du déclenchement de l'oscilloscope.

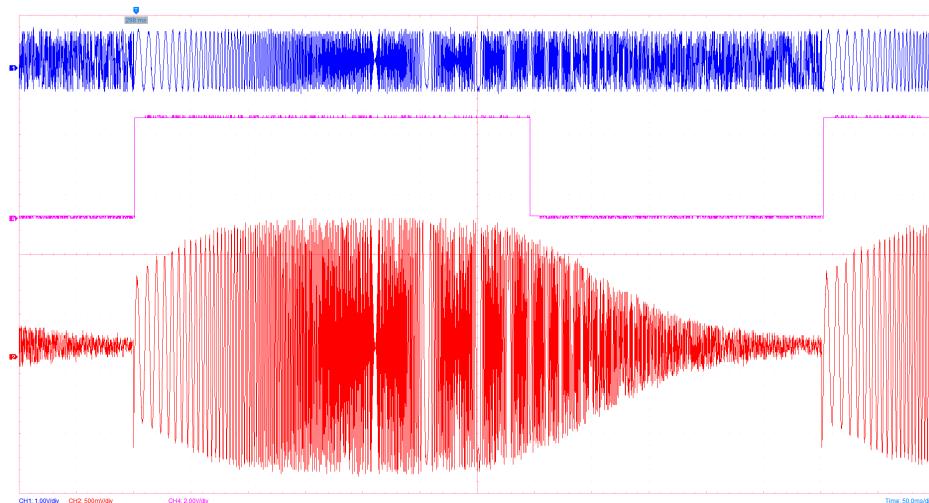


FIGURE 11 – Capture d'écran d'oscilloscope d'un balayage en fréquence  $V_E$  (en bleu) appliquée à un système linéaire et sa sortie  $V_S$  (en rouge) - cas d'un passe-bande. En haut signal d'entrée  $V_E$  (amplitude constante), au centre signal de synchronisation (avec marqueur en fréquence - retour à l'état bas) et en bas signal de sortie  $V_S$ . Le calibre vertical est de 1V/carreau pour  $V_E$  et de 200mV/carreau pour  $V_S$ . L'échelle horizontale est de 50ms/carreau.

## Quelques rappels

### Déphasage

En régime harmonique (à même fréquence), deux ondes sinusoïdales peuvent avoir des phases initiales différentes.

Soient  $u_1(t) = A_1 \cdot \sin(2\pi ft + \varphi_1)$  et  $u_2(t) = A_2 \cdot \sin(2\pi ft + \varphi_2)$ , le déphasage de l'une par rapport à l'autre à l'instant  $t$  vaut :  $\Delta\varphi = (2\pi ft + \varphi_2) - (2\pi ft + \varphi_1) = \varphi_2 - \varphi_1$

Si  $\Delta\varphi$  est positif, l'onde 2 est en avance de phase par rapport à l'onde 1. Sinon, l'onde 2 est en retard de phase par rapport à l'onde 1.

### Phase et ordre d'un filtre

Lorsqu'on étudie des systèmes linéaires de type filtre, il est intéressant de relever le déphasage entre le signal de sortie et le signal d'entrée pour différents points remarquables :

- à la fréquence caractéristique du système, le déphasage est égal à  $k \cdot \pi/4$  où  $k$  est un entier correspondant à l'ordre du filtre
- loin de cette fréquence caractéristique (au moins une décade avant et après), pour vérifier le caractère inverseur d'un système par exemple.

## Mesurer la bande-passante d'un système linéaire

La **bande-passante** est un **paramètre crucial** pour évaluer et concevoir des systèmes électroniques, des filtres, des amplificateurs et des circuits de communication. Elle est définie comme l'**intervalle de fréquences** pour lequel le système peut **transmettre des signaux avec une atténuation minimale**.

Pour les systèmes linéaires et les filtres, la bande-passante est souvent mesurée entre les points où la puissance du signal de sortie est **réduite de 3 dB** par rapport à la puissance du signal de sortie dans la bande-passante (voir figure 12).

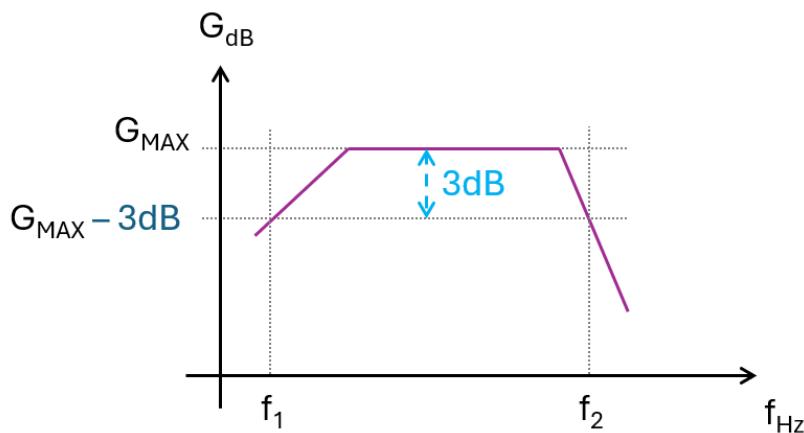


FIGURE 12 – Schéma de principe de la mesure de la bande-passante d'un système linéaire. Allure de la courbe de réponse en fréquence. La bande-passante de ce système s'étend de  $f_1$  à  $f_2$ . Cela correspond donc à l'intervalle  $[f_1, f_2]$ .

## Mesure graphique

A partir de la **réponse en fréquence**, il est possible de mesurer graphiquement la bande passante en cherchant le gain maximal du système et en regardant l'intersection des points passant par ce gain maximal réduit de 3 dB et l'axe des fréquences.

## Mesure expérimentale

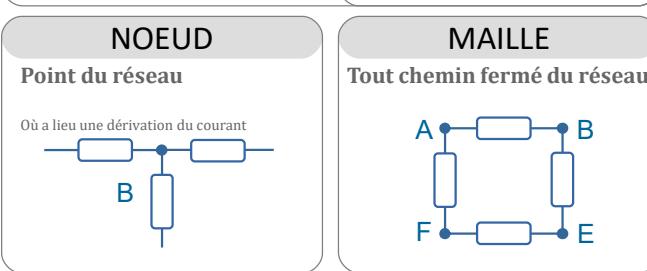
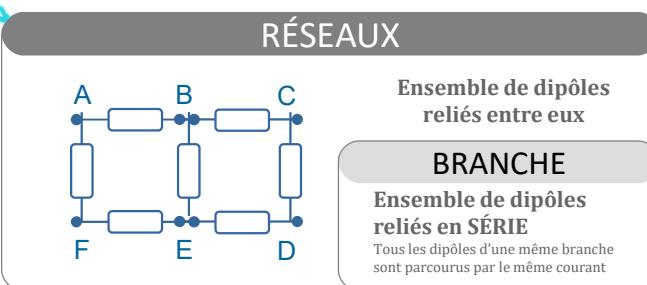
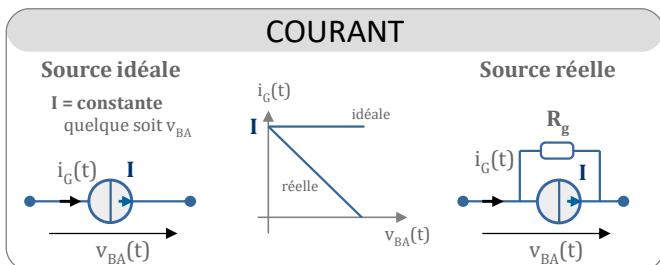
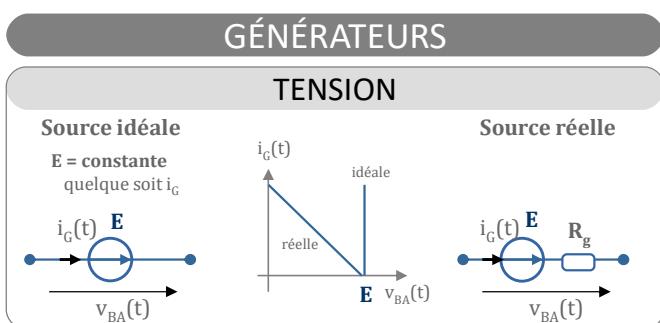
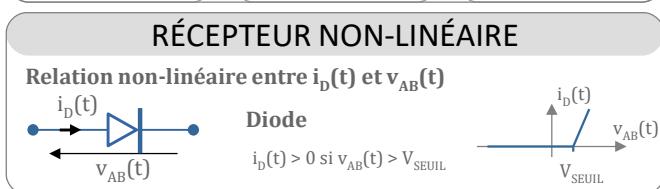
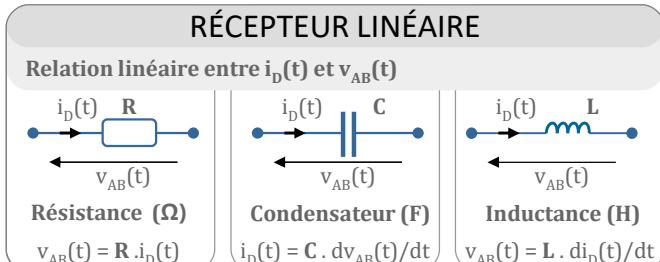
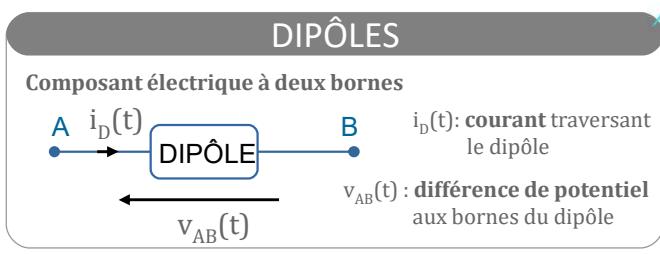
Cette réduction de 3 dB peut aussi être interprétée comme une **diminution de l'amplitude du signal d'un facteur  $\sqrt{2}$**  par rapport à l'amplitude du signal de sortie dans la bande-passante (*en supposant que le signal d'entrée reste constant en amplitude quelque soit sa fréquence*).

Il est donc possible de mesurer le gain maximal (à l'aide d'un oscilloscope ou d'un multimètre) en cherchant une fréquence telle que l'amplitude du signal de sortie sur celle d'entrée est maximale, en mesurant ces deux valeurs.

On cherche ensuite les amplitudes telles que le gain maximal est divisé par  $\sqrt{2}$  et on relève les fréquences associées. Ces fréquences correspondent à la bande-passante.



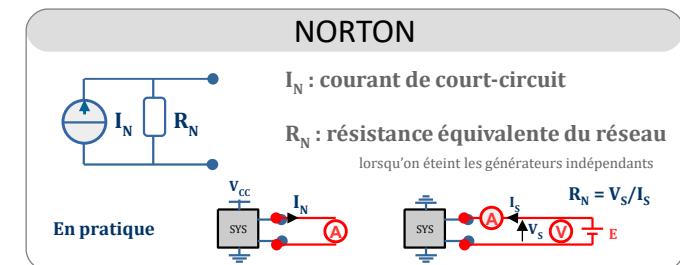
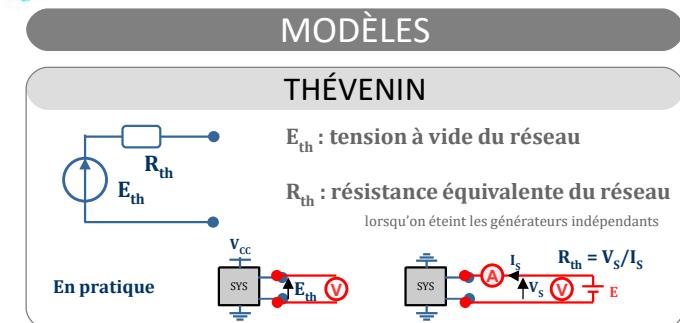
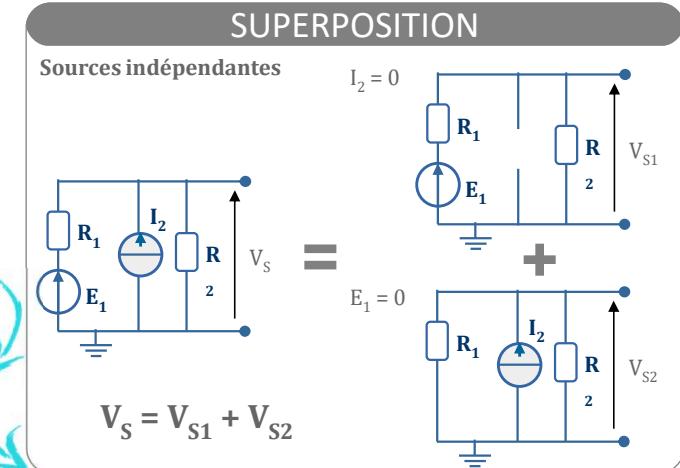
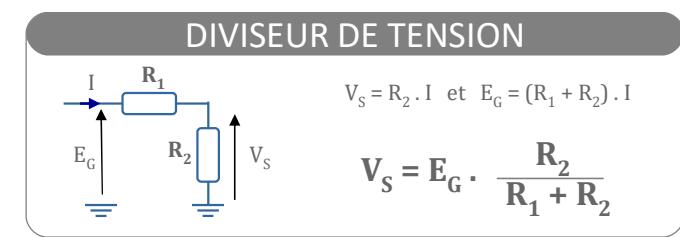
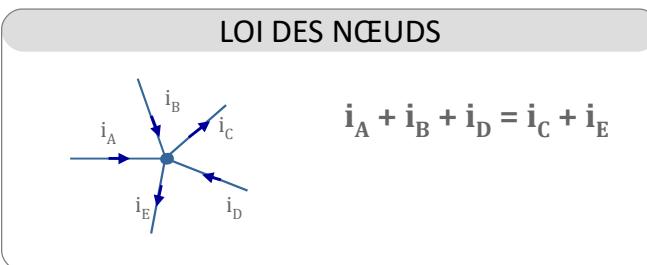
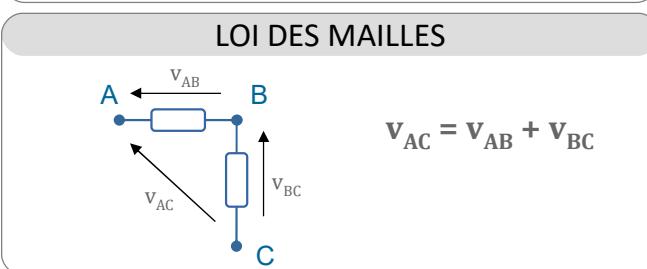
# Fondamentaux / Dipôles et réseaux



## LOIS DE KIRCHHOFF

**MAILLE**: la tension aux bornes d'une branche d'un réseau est égale à la somme algébrique des tensions aux bornes de chacun des dipôles qui la composent

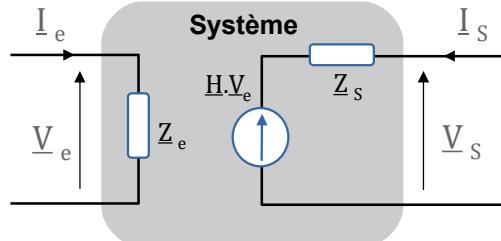
**NŒUD**: en un nœud, la somme des courants entrants est égale à la somme des courants sortants



# Systèmes linéaires / Superposition

## MODÈLE

Regroupement de composants (dipôles ou autres) régi par des équations linéaires (pouvant être différentielles) dans sa relation entre son entrée et sa sortie, permettant le transfert d'énergie entre deux dipôles (ou systèmes)



$V_e \ I_e$  : tension / courant d'entrée

$V_s \ I_s$  : tension / courant de sortie

$H$  : fonction de transfert

$Z_e$  : impédance d'entrée

$Z_s$  : impédance de sortie

## CARACTÉRISTIQUES

### GAIN EN TENSION

$$H = \frac{V_s}{V_e} \quad \text{lorsque } I_s = 0$$

c'est à dire, lorsque la charge n'est pas connectée au système

Lorsque ce gain dépend de la fréquence\* du signal d'entrée ( $\omega = 2\pi f$ ), on parle alors de **fonction de transfert** :  $T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$

Les impédances d'entrée et de sortie peuvent également dépendre de la fréquence du signal d'entrée appliquée

\*Voir également la fiche sur le régime harmonique

### IMPÉDANCE D'ENTRÉE

Impédance vue par le générateur (ou le système placé en amont) lorsque le système à étudier est chargé (connecté à sa charge)

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e}$$

### IMPÉDANCE DE SORTIE

Impédance associée au générateur parfait (gain en tension) vue par la charge en sortie du système lorsque  $V_e = 0 \text{ V}$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s}$$

## EN PRATIQUE

### GAIN EN TENSION

#### CAS CONTINU :

- on déconnecte la charge  $Z_L$
- on applique une tension  $V_e$  continue
- on mesure la tension  $V_s$
- $A = \frac{V_s}{V_e}$

#### ANALYSE HARMONIQUE :

- on applique une tension sinusoïdale  $V_e$  d'amplitude constante
- on mesure l'amplitude de la tension  $V_s$  pour diverses fréquences de  $V_e$  (en vérifiant qu'elle soit toujours sinusoïdale)
- $A(\omega) = \frac{V_s(\omega)}{V_e(\omega)}$
- On peut ensuite tracer l'évolution de A en fonction de  $\omega$  (Bode)

### IMPÉDANCE D'ENTRÉE

#### CAS CONTINU :

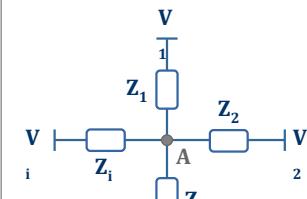
- on connecte la charge  $Z_L$  au quadripôle
- on applique une tension  $V_e$  continue en entrée
- on mesure le courant  $I_e$  entrant dans le quadripôle
- $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$

### IMPÉDANCE DE SORTIE

#### CAS CONTINU :

- on court-circuite l'entrée :  $V_e = 0 \text{ V}$
- on applique une tension  $V_s$  continue sur la sortie
- on mesure le courant  $I_s$  entrant dans le quadripôle, côté sortie
- $Z_s = \frac{V_s}{I_s}$

## SIMPLIFICATION DE MILLMAN



En un **nœud A** d'un réseau de branches en parallèle de générateurs de tension réels (source de tension et impédance)

la **tension au point A** vaut : avec  $Y = 1/Z$

$$V_A = \frac{Y_1 \cdot V_1 + Y_2 \cdot V_2 + Y_3 \cdot V_3 + Y_i \cdot V_i}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_i}$$

#### Attention !

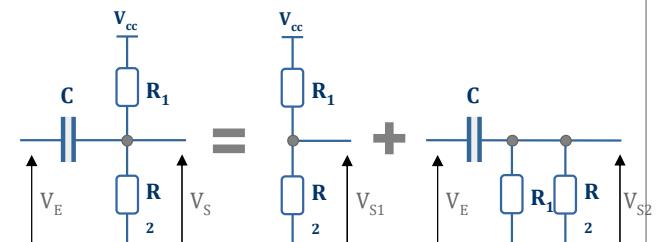
Tous les potentiels doivent être référencés par rapport à un même potentiel, souvent noté masse.

#### Généralisation à N branches en parallèle

$$V_A = \frac{\sum_{k=1}^N Y_k \cdot V}{\sum_{k=1}^N Y_k}$$

## ASTUCE / VALEUR MOYENNE

Par superposition



$V_E$  : composante fréquentielle  
 $V_{CC}$  : composante continue

$V_E = 0$   
 $V_{CC} = 0$

#### POLARISATION

$$V_{S1} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

#### PETITS SIGNAUX

$$V_{S2} = V_E \cdot \frac{j \cdot R_E \cdot C \cdot \omega}{1 + j \cdot R_E \cdot C \cdot \omega}$$

Passe-haut de fréquence  
 $f_c = \frac{1}{2\pi(R_1/R_2)C\omega}$

# Capteurs



## GRANDEURS PHYSIQUES

### MESURANDE

Grandeurs analogues à la grandeur physique à observer

- Température
- Force
- Position
- Luminosité
- Pression
- Débit
- ...

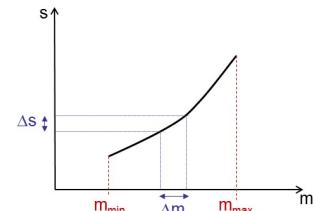
## PERFORMANCES

### FONCTION DE TRANSFERT

Relation entre  $s(t)$  et  $m(t)$

Cette relation peut être

- non-linéaire
- non continu
- par morceaux



### ÉTENDUE DE MESURE

Plage dans laquelle le capteur répond aux spécifications

$$E.M. = m_{\max} - m_{\min}$$

En dehors de cette plage de mesure, le constructeur ne garantit pas les performances de son système

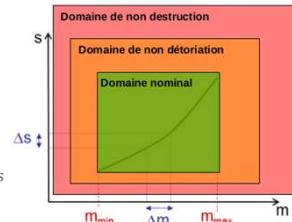
### DOMAINE D'UTILISATION

Domaine nominal équivaut à l'étendue de mesure

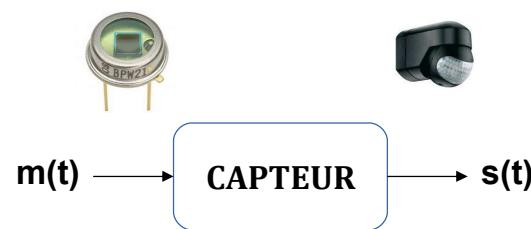
Domaine de non détérioration le capteur retrouve ses paramètres nominaux dans le domaine nominal

Domaine de non destruction le capteur ne retrouve pas ses paramètres nominaux dans le domaine nominal mais il n'est pas détruit

En dehors de ces domaines spécifiés par le constructeur, il peut y avoir destruction du capteur



Ex : Capteur de force à jauge piézorésistive N556-1	Mesurande	Température
Domaine Nominal	0-10 N	0°C à 60°C
Non-Détrioration	150 %	-20°C à 100°C
Non-Destruction	300 %	-50°C à 120°C



Transforme une grandeur physique observée (mesurande) vers une autre grandeur physique utilisable (électrique)

## GRANDEURS ELECTRIQUES

### SORTIE

Grandeurs mesurables analogiques ou numériques (souvent électriques)

- Courant
- Tension
- Fréquence
- ...

## TYPES DE CAPTEURS

### PASSIF

Impédance variable



Nécessite une alimentation externe

### ACTIF



Transforme directement en grandeur électrique

### ANALOGIQUE

Infinité de valeurs continues

Tension, courant...  
Ex : Thermocouple

### NUMERIQUE

Tout Ou Rien (TOR)  
'0' ou '1' Ex : Fin de course

Intelligent / Smart  
SPI/I2C Ex : Accéléro Num

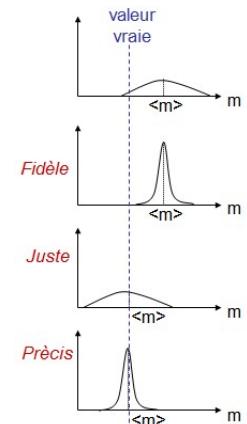
## PRÉCISION

Aptitude du capteur à donner une mesure proche de la valeur vraie

Etude statistique sur n mesures

$$\langle m \rangle = \frac{\sum m_i}{n}$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (m_i - \langle m \rangle)^2}{n-1}}$$



Un capteur précis est un capteur fidèle et juste

### RÉSOLUTION

Plus petite variation de grandeur mesurable

### LINÉARITÉ

Écart de sensibilité sur l'étendue de mesure

### TEMPS DE RÉPONSE

#### Temps de réaction du capteur

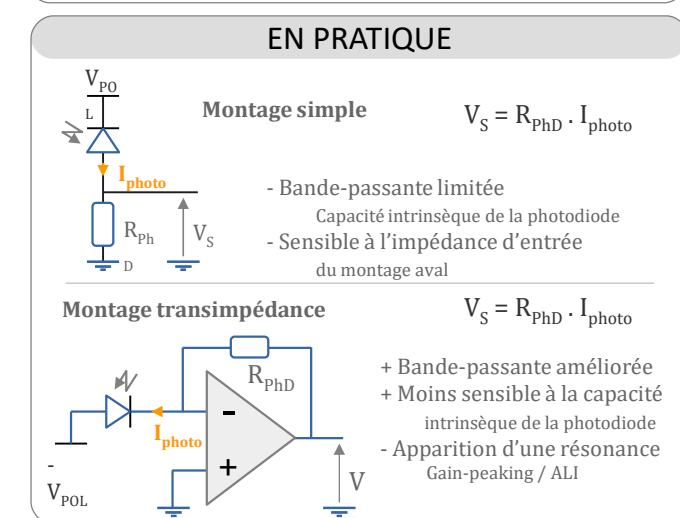
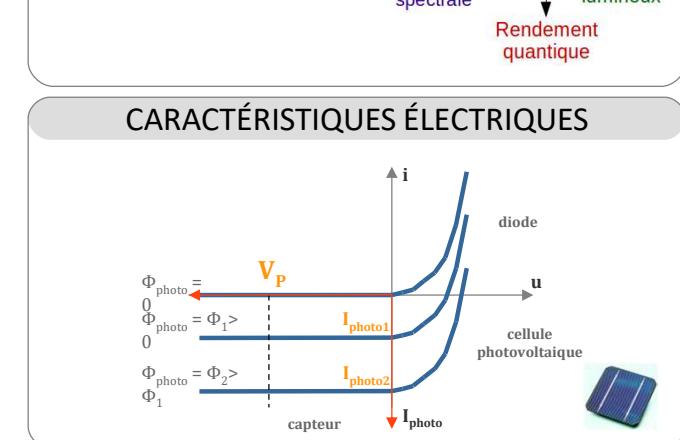
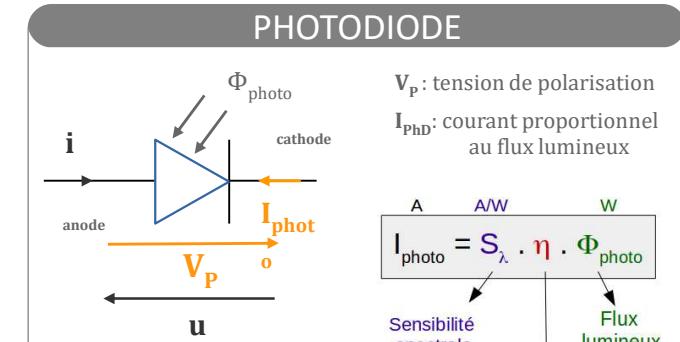
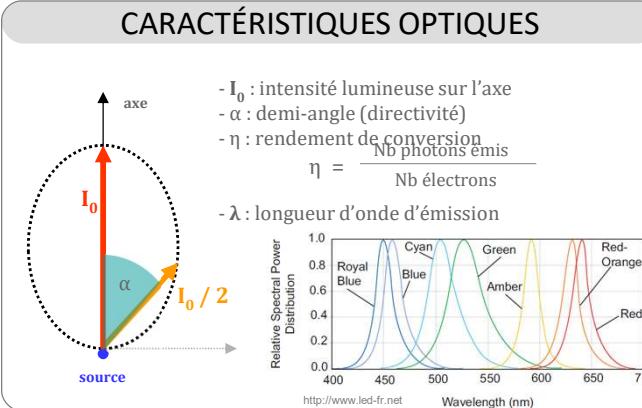
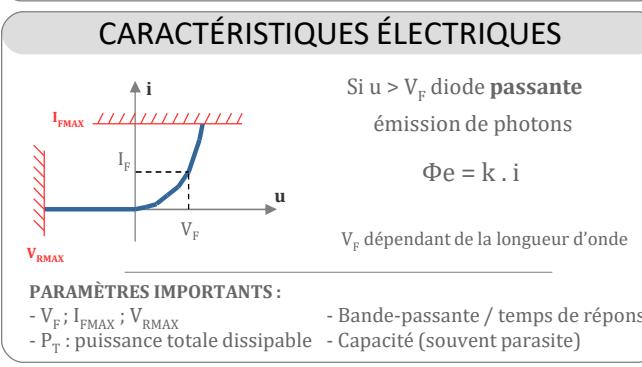
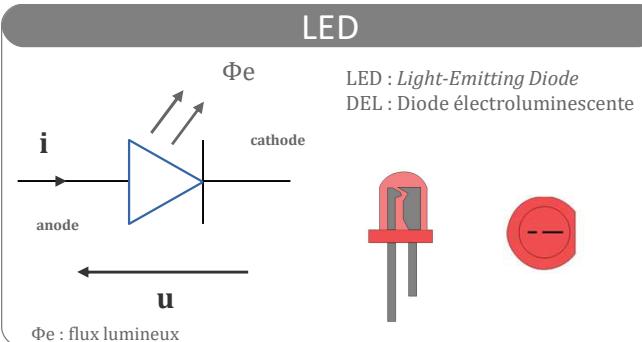
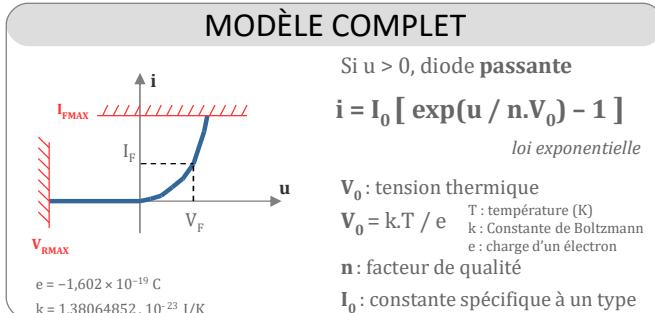
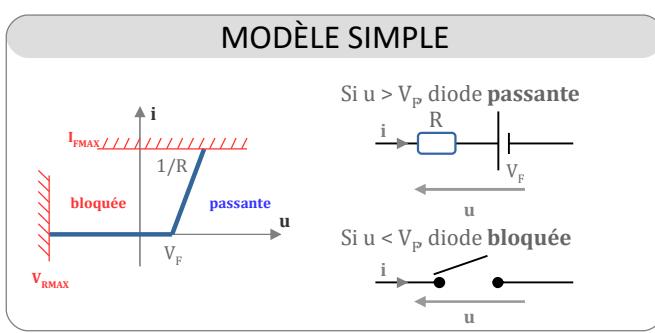
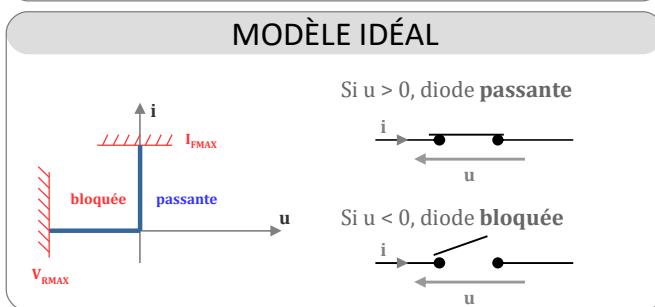
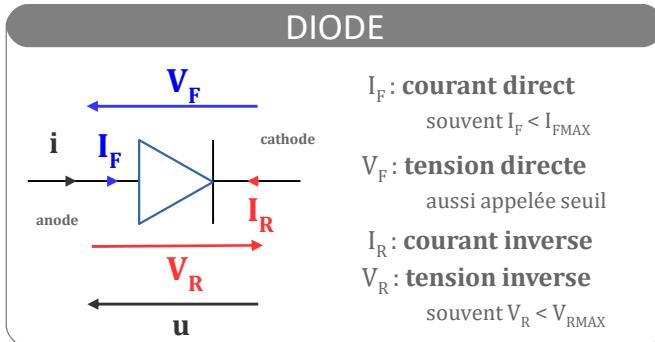
Souvent lié à sa bande-passante

La sensibilité du capteur peut en effet dépendre de la fréquence à laquelle on souhaite l'utiliser\*



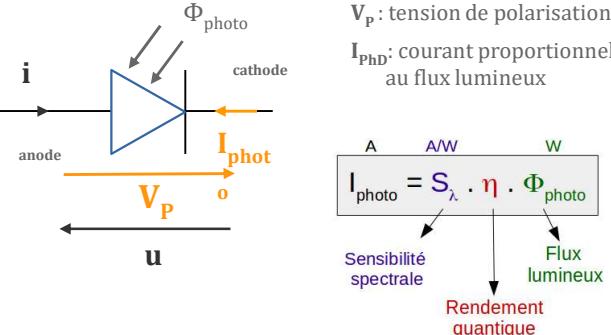
\* Voir aussi Régime Harmonique / Analyse Harmonique d'ordre 1 et 2

# Diode / LED / Photodiode

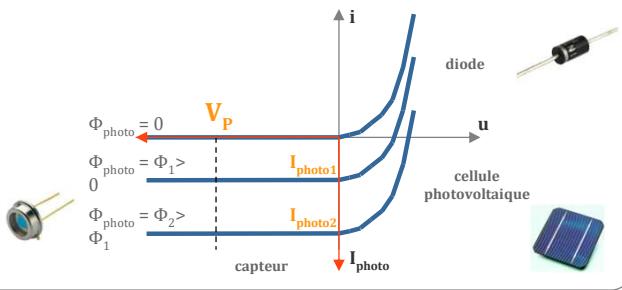


# Photodétection

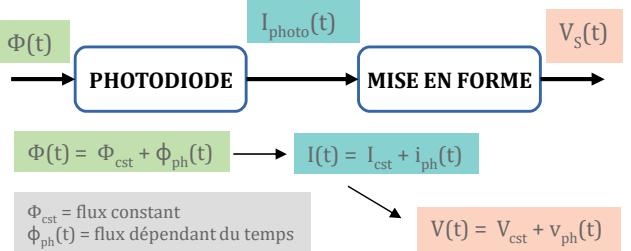
## PHOTODIODE = CAPTEUR



## CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES



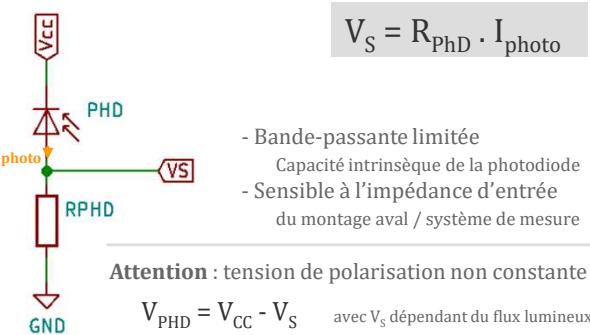
## SYSTÈME DE PHOTODÉTECTION



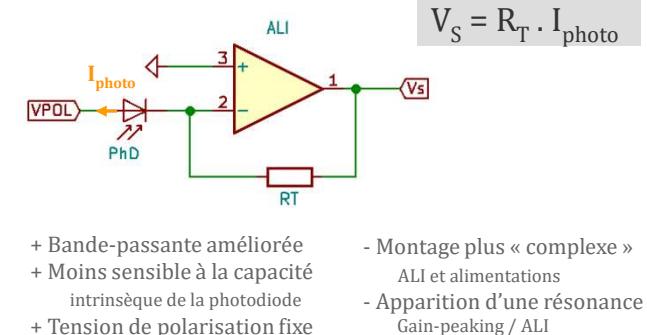
**Photodiode**: capteur permettant de mesurer un flux lumineux et de le convertir en courant

**Mise en forme**: étage de conversion d'une grandeur électrique vers une autre grandeur électrique plus facilement mesurable (amplification, filtrage...)

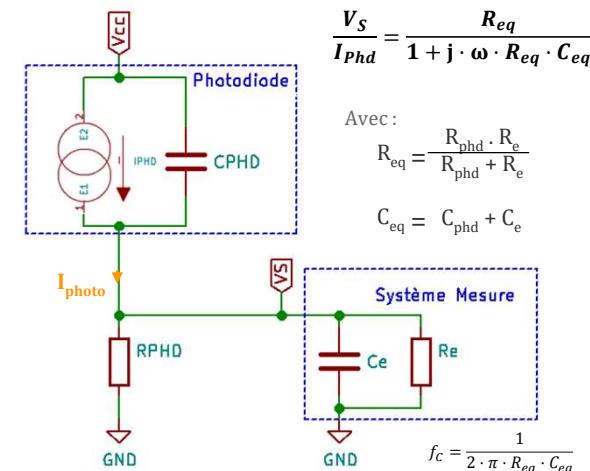
## MONTAGE « SIMPLE »



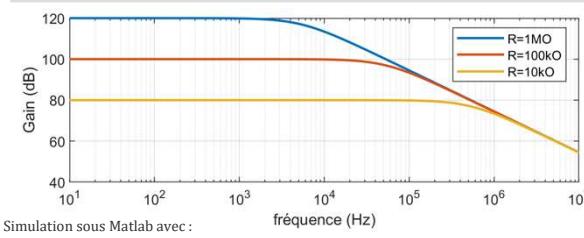
## MONTAGE TRANSIMPÉDANCE



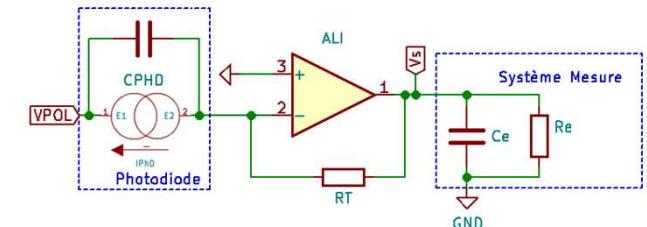
## MODÈLE DU SYSTÈME DE MESURE



$R_e$  : résistance d'entrée du système de mesure (oscilloscope, multimètre...)  
 $C_e$  : capacité d'entrée du système de mesure (câble coaxial, oscilloscope...)



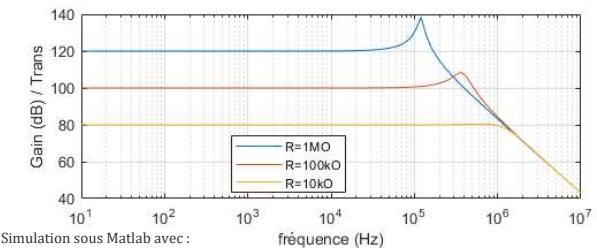
## MODÈLE DU SYSTÈME DE MESURE



$$\frac{V_S}{I_{phd}} = \frac{R_T \cdot A_0}{\left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_0}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_c}\right) + A_0}$$

En utilisant le modèle du premier ordre pour l'amplificateur intégré ( $A_0$ ,  $\omega_0$ )

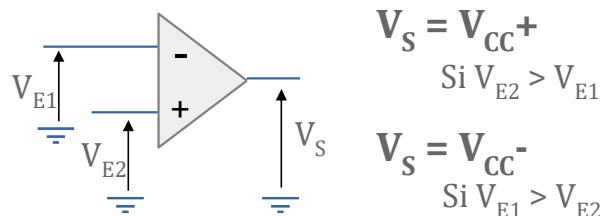
Gain-peaking :  $f_T = \sqrt{f_C \cdot GBP}$       avec       $f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{phd} \cdot C_{phd}}$



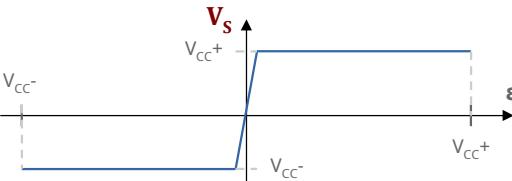
# Amplificateur Linéaire Intégré / Principe et montages de base

## MODE NON-LINÉAIRE

### COMPARATEUR SIMPLE



Caractéristique  $V_S = f(\varepsilon)$  avec  $\varepsilon = V_+ - V_-$



### COLLECTEUR OUVERT / ÉMETTEUR OUVERT

Comparateur associé à un transistor

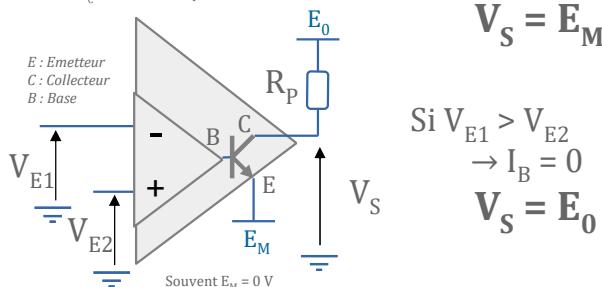
T :

$I_B$ : courant entrant dans la base

$I_C$ : courant entrant dans le collecteur

→ si  $I_B > 0$  alors  $I_C > 0$ , T = interrupteur fermé

→ sinon  $I_C = 0$ , T = interrupteur ouvert



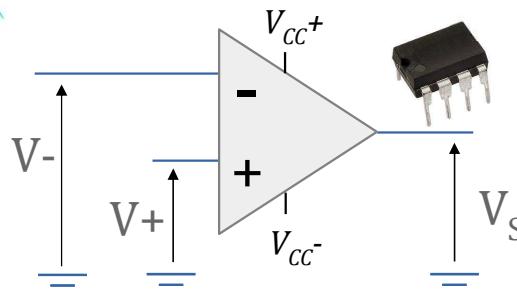
### COMPOSANTS

- LM311 : asymétrique, CO, EO
- LM339 : asymétrique, CO, 4 comparateurs

NON

CONTRE-RÉACTION  
NÉGATIVE ??

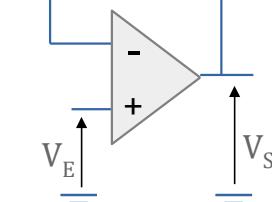
OUI



## MODE LINÉAIRE

$$V_- = V_+$$

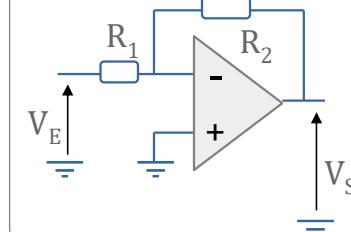
### SUIVEUR



$$V_S = V_E$$

Adaptation d'impédance

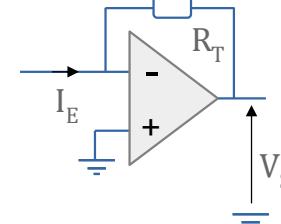
### INVERSEUR



$$V_S = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_E$$

Amplification

### TRANSIMPEDANCE



$$V_S = -R_T \cdot I_E$$

Conversion courant/tension

### FONCTION DE TRANSFERT

$$V_S = A \cdot (V_+ - V_-)$$

avec  $10^5 < A < 10^7$

Saturation à  $V_S = V_{CC+}$

### CARACTÉRISTIQUES

- Slew Rate (SR) en  $V/\mu s$
- Produit Gain Bande Passante en MHz  
 $G \cdot BP = \text{constante}$
- Puissance dissipable en W
- Courant maximal en sortie en A

### ALIMENTATION

- Symétrique :  $V_{CC+} = +U$  et  $V_{CC-} = -U$
- Asymétrique :  $V_{CC+} = +U$  et  $V_{CC-} = 0V$ 
  - avec  $3 V < U < 18 V$

### CHECK-LIST PRATIQUE

- Vérifier les alimentations
- Vérifier le signal d'entrée  $V_{CC-} < V_E < V_{CC+}$
- Vérifier que  $V_+ = V_-$  si mode linéaire
- Vérifier la tension de sortie, si  $V_S = V_{CC+}$  ou  $V_{CC-}$ 
  - modifier la tension d'entrée
  - modifier le gain du montage

### COMPOSANTS

- TL071 / TL081 : symétrique, GBP = 3 MHz
- TL082 / TL084 = 2 x TL081 / 4 x TL081
- TLE2072 : symétrique, GBP = 9 MHz
- LM358 : asymétrique, GBP = 1 MHz

# Amplificateur Linéaire Intégré / Modélisation ordre 1

## MODÈLE DU PREMIER ORDRE

### LIMITATION EN FRÉQUENCE

Les amplificateurs linéaires intégrés, comme beaucoup d'autres composants, ont un comportement fréquentiel non constant.

Ils se comportent comme un **filtre de type passe-bas**, que l'on peut modéliser par un **système du premier ordre**.

NB : la limitation en tension de l'amplitude du signal de sortie est toujours effective, elle dépend de la tension d'alimentation.

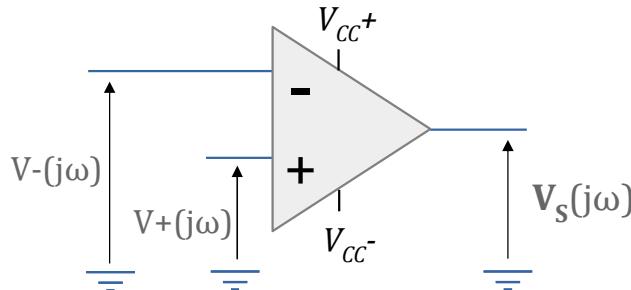
Le paramètre important à prendre en compte est le **gain unitaire**, aussi appelé **produit gain - bande-passante**.

Ce paramètre est donné en Hz et il est **constant**.

Exemple pour un produit gain - bande-passante  $GBW = 3 \text{ MHz}$

- pour une amplification de 1 du système, la bande-passante du système sera de 3 MHz (3 MHz / 1)
- pour une amplification de 1000 du système, la bande-passante du système sera de 3 kHz (3 MHz / 1000)

### FONCTION DE TRANSFERT



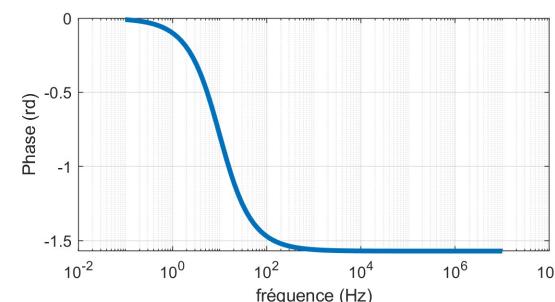
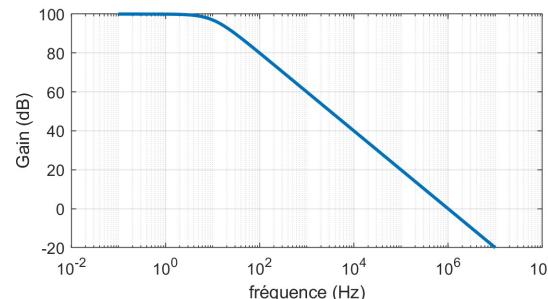
$$V_s(j\omega) = A(j\omega) \cdot [V_+(j\omega) - V_-(j\omega)]$$

$$\text{Où } A(j\omega) = \frac{Av}{1 + j\omega/\omega_c}$$

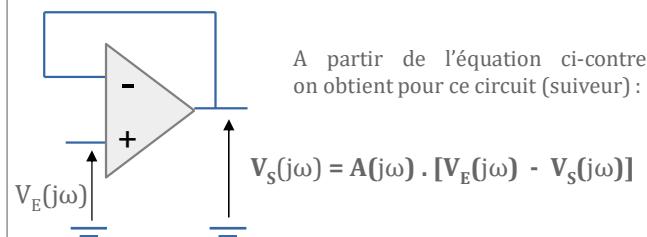
Av : amplification différentielle

$$\omega_c = GBW / Av$$

### RÉPONSE EN FRÉQUENCE



### FONCTION DE TRANSFERT EN SUIVEUR



A partir de l'équation ci-contre, on obtient pour ce circuit (suiveur) :

$$V_s(j\omega) = A(j\omega) \cdot [V_E(j\omega) - V_s(j\omega)]$$

On obtient la fonction de transfert suivante :

$$T(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_E(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)}$$

## REBOUCLAGE

### INTÉRÊT DU REBOUCLAGE / SUIVEUR

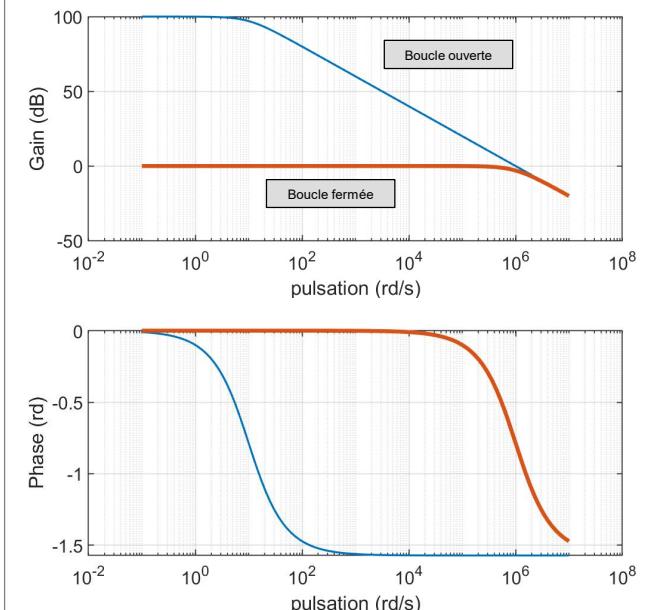
Le fait de **reboucler un système**, ou de le fermer, c'est-à-dire réinjecter une image de la valeur de sortie sur l'une de ses entrées (ici l'entrée négative), permet de **modifier son comportement fréquentiel**.

Un ALI non rebouclé a un **gain important** (minimum 100 dB) mais une **bande-passante très faible** (de l'ordre de la dizaine de Hz). Ce fort gain entraîne malheureusement une **saturation de la sortie assez rapidement**.

Un ALI rebouclé a une **meilleure bande-passante** (produit gain fois bande-passante constant) mais un **gain plus faible**.

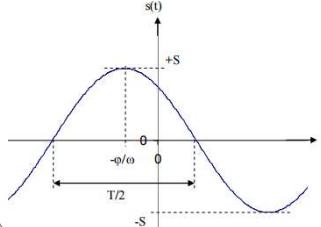
### RÉPONSE EN FRÉQUENCE

Exemple d'un ALI ayant un produit gain - bande-passante  $GBW = 1 \text{ MHz}$  et une amplification différentielle de  $10^5$  (identique ci-contre) et le rebouclage en mode suiveur.



# Régime Harmonique

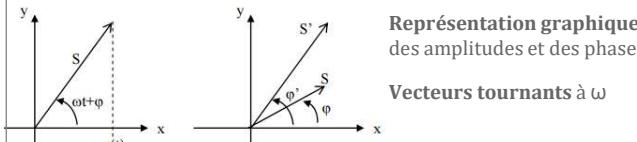
## REPRÉSENTATION TEMPORELLE



$$s(t) = S \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

S : amplitude du signal  
 $\omega$  : pulsation du signal (rad/s)  
f : fréquence du signal (Hz)  
 $\omega = 2\pi f$   
 $f = 1/T$   
T : période du signal (s)  
 $\varphi$  : déphasage du signal (rad)

## REPRÉSENTATION DE FRESNEL



Représentation graphique des amplitudes et des phases  
Vecteurs tournants à  $\omega$

En régime harmonique, linéaire, invariant, tous les signaux évoluent à la même pulsation  $\omega$

Pour des signaux plus élaborés, on décompose en somme de signaux sinusoïdaux, par application du théorème de superposition

## REPRÉSENTATION COMPLEXE

$$\begin{aligned} \text{Projection sur } y: \quad s_1(t) &= S \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ s_2(t) &= S \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

On pose :  $s(t) = s_1(t) + j \cdot s_2(t)$  avec  $j^2 = -1$

On a alors :  $s(t) = S \cdot \exp(j(\omega t + \varphi))$   
 $s(t) = S \cdot \exp(j\varphi) \cdot \exp(j(\omega t))$

$$s(t) = \underbrace{S}_{\text{AMPLITUDE COMPLEXE}} \cdot \exp(j(\omega t))$$

ne dépendant pas du temps

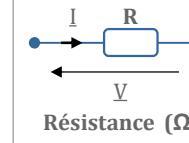
**ANALYSE HARMONIQUE** = **COMPORTEMENT FRÉQUENTIEL**

## IMPÉDANCE COMPLEXE

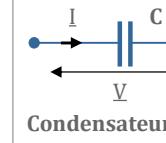
En régime harmonique :  $v(t)$  et  $i(t)$  ont la même pulsation  
Ainsi :

$$\frac{v(t)}{i(t)} = \frac{V}{I} = Z$$

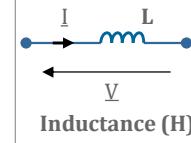
## DIPÔLES LINÉAIRES



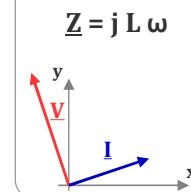
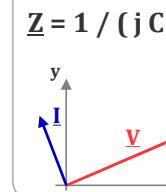
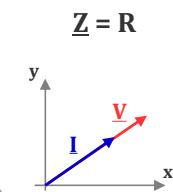
Résistance ( $\Omega$ )



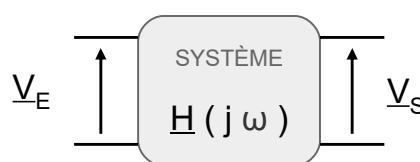
Condensateur (F)



Inductance (H)



## FONCTION DE TRANSFERT



Un système peut être caractérisé par sa **réponse en fréquence**, qu'on appelle aussi **fonction de transfert**  $H(j\omega)$

$$V_S(j\omega) = H(j\omega) \cdot V_E(j\omega) \quad \leftarrow \text{TF}$$

$$v_s(t) = h(t) * v_e(t) \quad \text{convolution}$$

Par application de la transformée de Fourier inverse, on obtient la **réponse impulsionnelle** du système notée  $h(t)$

## RÉPONSE IMPULSIONNELLE

## DIAGRAMME DE BODE

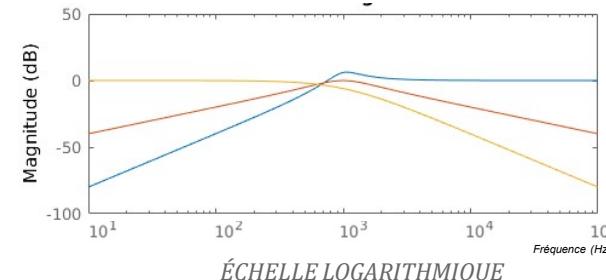
Un **diagramme de Bode** est une représentation graphique de l'évolution en fonction de la fréquence :

- du **gain de la fonction de transfert**, noté  $G_{dB}(j\omega)$

$$G_{dB}(j\omega) = 20 \cdot \log(|H(j\omega)|)$$

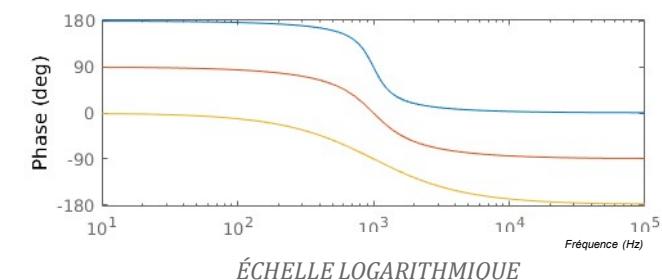
- de la **phase de la fonction de transfert**, notée  $\arg(H(j\omega))$

## GAIN EN DECIBEL



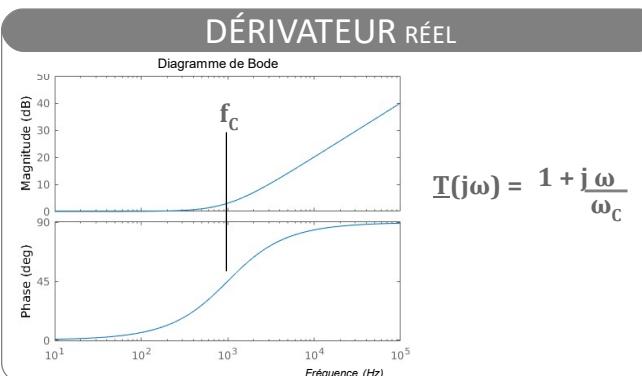
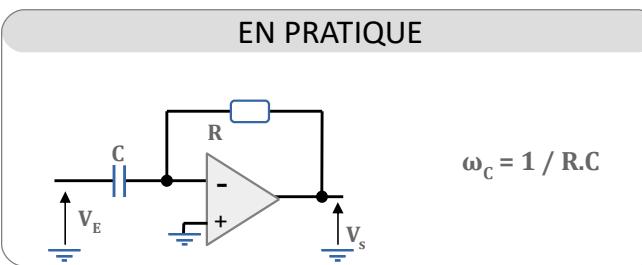
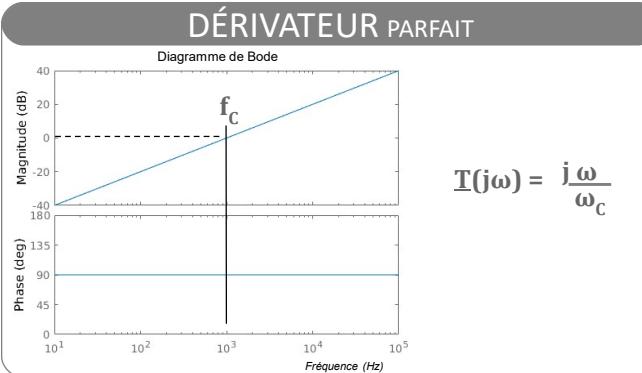
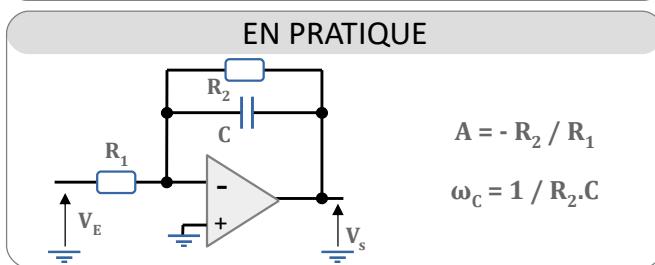
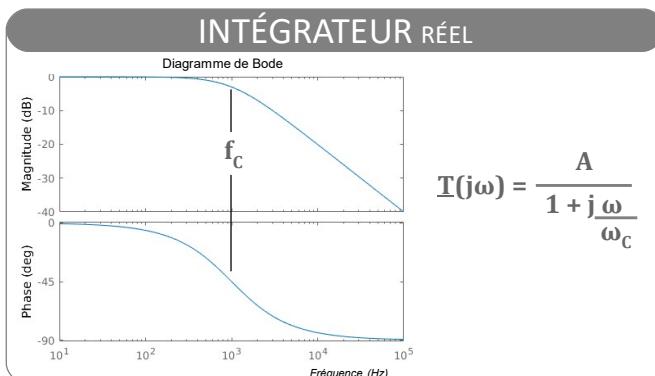
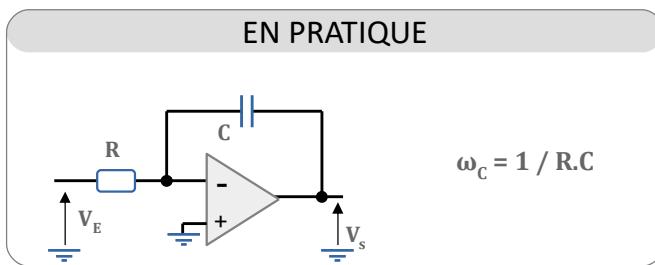
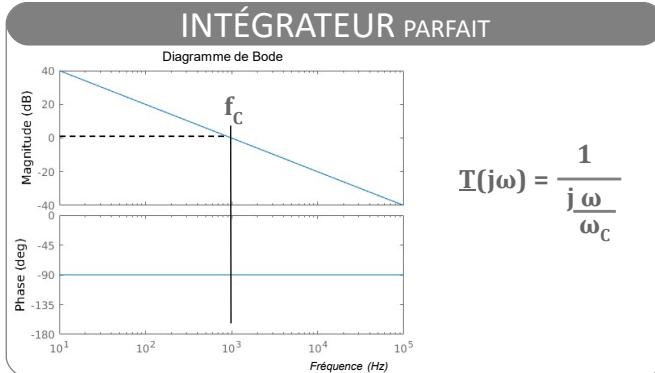
ÉCHELLE LOGARITHMIQUE

## PHASE

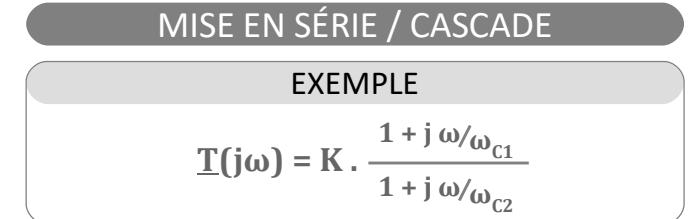


ÉCHELLE LOGARITHMIQUE

# Filtrage / Analyse harmonique / Ordre 1



- ### CHECK-LIST PRATIQUE
- Vérifier les *alimentations*
  - Vérifier le *signal d'entrée*
  - Vérifier que  $V_+ = V_-$  (*mode linéaire*)
  - Vérifier la *tension de sortie*,
    - si  $V_s = V_{CC^+}$  ou  $V_{CC^-}$ , modifier la tension d'entrée
  - Vérifier le comportement rapidement par un *balayage en fréquence* du signal d'entrée (*mode sweep*)



#### PASSAGE EN DECIBEL

$$T_{dB} = 20 \cdot \log(|T(j\omega)|)$$

$$= 20 \cdot \log(|1 + j\omega/\omega_{c1}|)$$

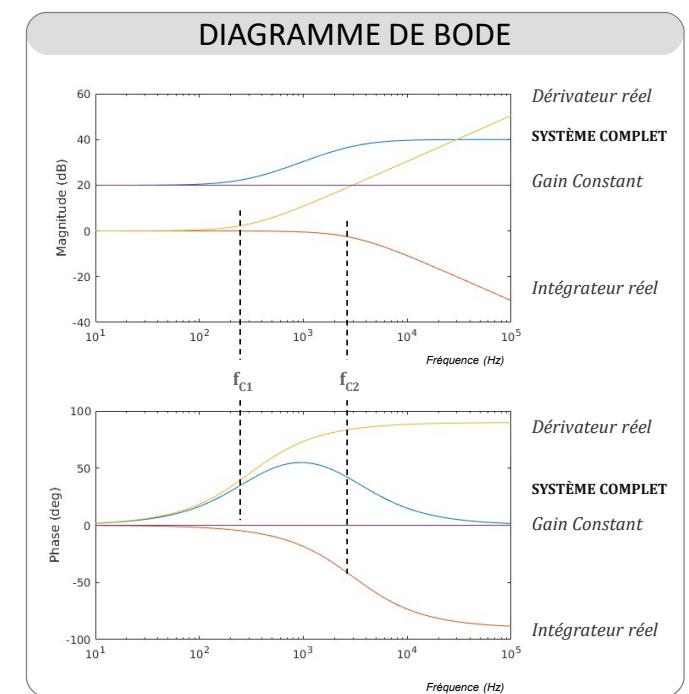
Modèle Dérivateur réel

$$+ 20 \cdot \log(1 / |1 + j\omega/\omega_{c2}|)$$

Modèle Intégrateur réel

$$+ 20 \cdot \log(|K|)$$

Gain Constant



# Filtrage / Analyse harmonique / Ordre 2

## FILTRE ORDRE 2 / FORMES CANONIQUES

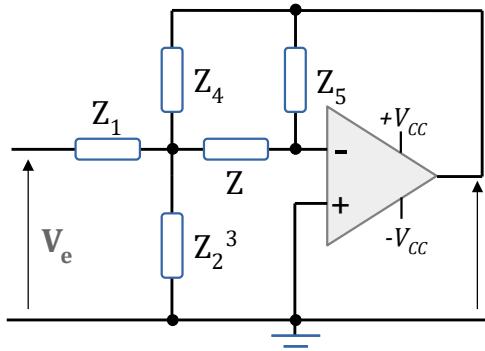
### PARAMÈTRES

**A** : amplification dans la bande passante  
**f<sub>c</sub>** : fréquence caractéristique du filtre  
**m** : facteur d'amortissement  
**Q** : facteur de qualité

$$\omega = 2\pi f$$

$$m = 1/2Q$$

### STRUCTURE DE RAUCH



### FONCTION DE TRANSFERT

$$T(j\omega) = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{(Y_3 \cdot Y_4) + Y_5 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

### TYPES / A = -1

**Passe-bas :** Z<sub>1</sub> : R / Z<sub>2</sub> : C<sub>2</sub> / Z<sub>3</sub> : R / Z<sub>4</sub> : R / Z<sub>5</sub> : C<sub>5</sub>

$$\omega_c = 1 / R \sqrt{C_2 C_5} \quad m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_5}{C_2}}$$

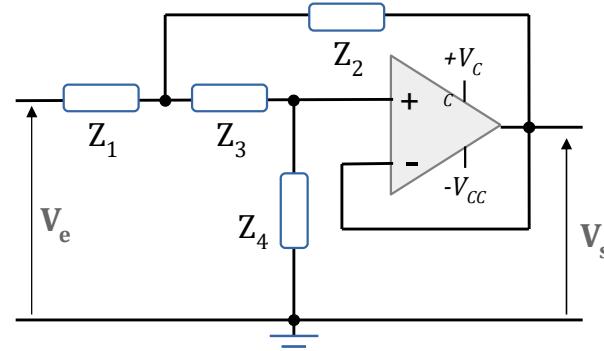
**Passe-haut :** Z<sub>1</sub> : C / Z<sub>2</sub> : R<sub>2</sub> / Z<sub>3</sub> : C / Z<sub>4</sub> : C / Z<sub>5</sub> : R<sub>5</sub>

$$\omega_c = 1 / C \sqrt{R_2 R_5} \quad m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_5}}$$

### PASSE-HAUT

$$T_{HP}(j\omega) = \frac{A \cdot \left(j \frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}{1 + 2 \cdot m \cdot j \frac{\omega}{\omega_c} + \left(j \frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

### STRUCTURE DE SALLEN-KEE



### FONCTION DE TRANSFERT

$$T(j\omega) = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{(Y_1 + Y_2) \cdot (Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot (Y_4 - Y_2)}$$

### TYPES / A = 1

**Passe-bas :** Z<sub>1</sub> : R<sub>1</sub> / Z<sub>2</sub> : C<sub>2</sub> / Z<sub>3</sub> : R<sub>3</sub> / Z<sub>4</sub> : C<sub>4</sub>

$$\omega_c = 1 / \sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4} \quad m = \frac{C_4 (R_1 + R_3)}{2 \sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}}$$

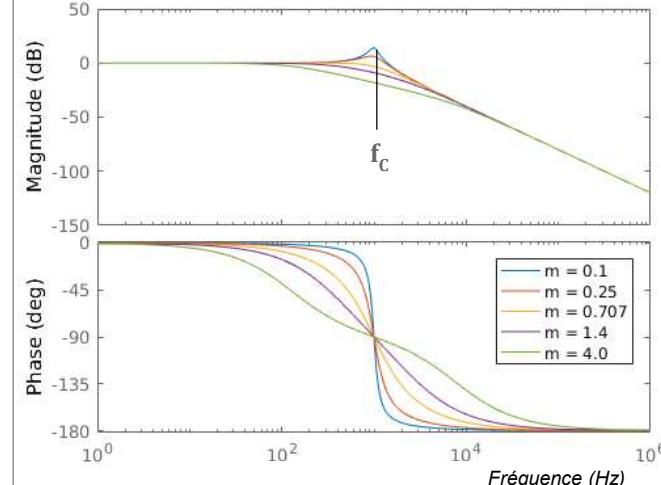
**Passe-haut :** Z<sub>1</sub> : C<sub>1</sub> / Z<sub>2</sub> : R<sub>2</sub> / Z<sub>3</sub> : C<sub>3</sub> / Z<sub>4</sub> : R<sub>4</sub>

$$\omega_c = 1 / \sqrt{R_2 R_4 C_1 C_3} \quad m = \frac{R_2 (C_1 + C_3)}{2 \sqrt{R_2 R_4 C_1 C_3}}$$

### PASSE-BAS

$$T_{LP}(j\omega) = \frac{A}{1 + 2 \cdot m \cdot j \frac{\omega}{\omega_c} + \left(j \frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

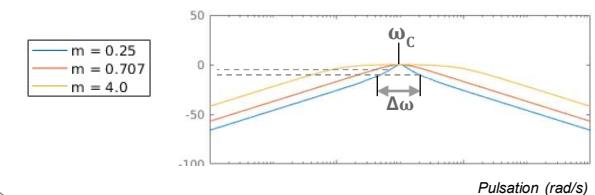
### Diagramme de Bode / Passe-Bas



### PASSE-BANDE

$$T_{BP}(j\omega) = \frac{A \cdot 2 \cdot m \cdot j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + 2 \cdot m \cdot j \frac{\omega}{\omega_c} + \left(j \frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

Largeur de la bande-passante (3 dB)  $\Delta\omega = 2m\omega_c$



# Systèmes bouclés simples : les circuits à amplificateurs opérationnels. Exemple du transimpédance.

Fabienne BERNARD  
lense.institutoptique.fr

12 novembre 2023

Pourquoi un circuit de photodétection fait-il apparaître parfois un phénomène de résonance ? Comment prédire la valeur de la fréquence de cette résonance ? Comment l'éviter ?

## Modèle du circuit sous forme de système bouclé

Le schéma d'un circuit transimpédance utilisé pour mettre en forme le signal provenant d'une photodiode est donné sur la figure ci-dessous :

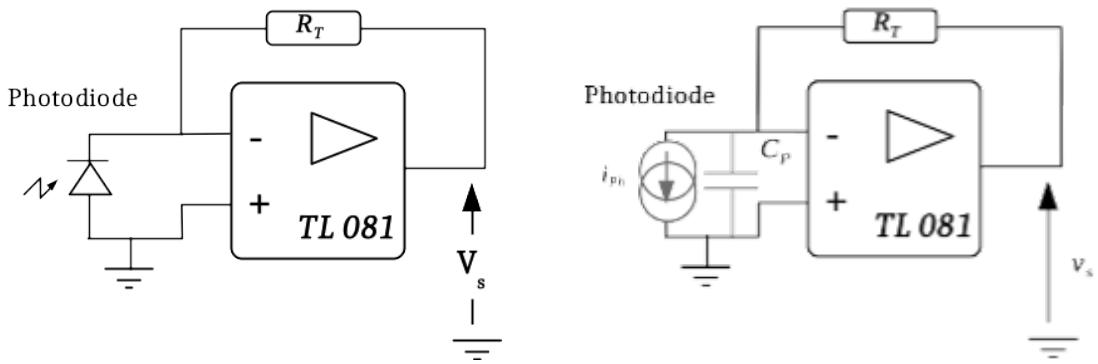


Schéma du circuit transimpédance

Modèle du circuit. La photodiode est modélisée par une source de courant et une capacité parasite  $C_p$ .

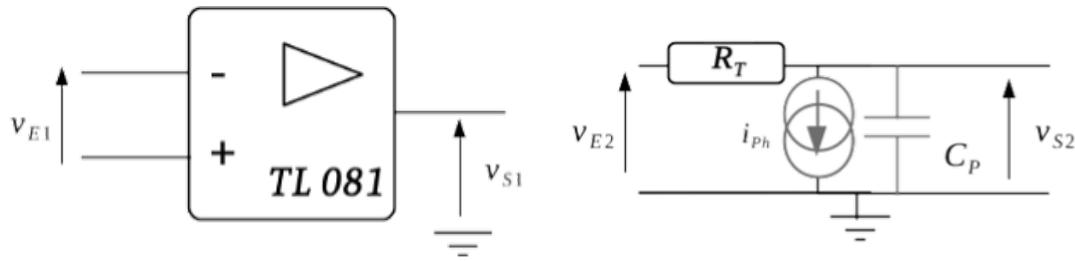
FIGURE 1 – Circuit transimpédance

Pour expliquer le phénomène de résonance qui apparaît dans ce type de circuits, il est nécessaire de ne pas se contenter du modèle de l'amplificateur "idéal". Le modèle simple de la dynamique de l'amplificateur opérationnel est celui d'un circuit passe-bas du premier ordre. L'amplificateur opérationnel peut être modélisé par un filtre passe-bas de très grand gain et de faible bande passante, sa réponse en fréquence s'écrit :

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

Le produit  $GBP = A_0 * f_0$  est appelé *Produit Gain bande-passante* (ou *unity gain bandwidth*). Par exemple, pour un TL081, la valeur de cette grandeur est  $GBP = 3 \text{ MHz}$ . Le gain  $A_0$  est de  $1,5 \cdot 10^5$  environ, et donc  $f_0 = 20 \text{ Hz}$  environ (voir documentation). Pour l'étude de la résonance, on peut séparer le circuit en 2 parties, comme sur la figure 2 ci-dessous. On note :

$$\omega_c = \frac{1}{R_T C_P}$$



$$\underline{v}_{S1} = \frac{A_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \cdot \underline{v}_{E1}$$

$$\underline{v}_{S2} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \cdot \underline{v}_{E2} - \frac{R_T}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \cdot i_{ph}$$

FIGURE 2 – Décomposition du circuit transimpédance en deux sous-circuits

Le circuit complet est l'association des 2 circuits de la figure 2, bouclés l'un sur l'autre (Figure 3) avec :

$$v_{E2} = v_{S1}$$

$$v_{E1} = -v_{S2}$$

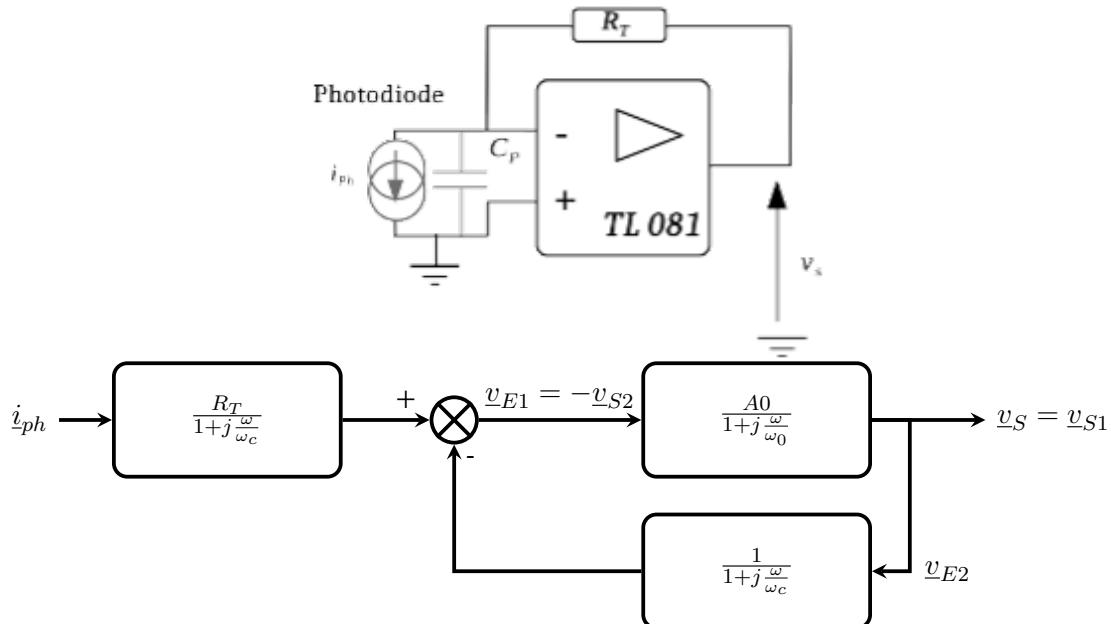


FIGURE 3 – Modèle du circuit transimpédance sous forme d'un système bouclé

## Fréquence de résonance

On peut alors en calculer la réponse en fréquence :

$$v_S = \frac{R_T \cdot A_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_c}\right) + A_0} \cdot i_{ph}$$

On obtient l'expression d'une fonction de transfert du second ordre. Cette expression peut être réécrite :

$$v_S = \frac{R_T \cdot \frac{A_0}{A_0+1}}{1 - \frac{\omega^2}{(A_0+1)\omega_0\omega_c} + j\omega \frac{\omega_0+\omega_c}{(A_0+1)\omega_0\omega_c}} \cdot i_{ph}$$

Pour les faibles fréquences, on retrouve :

$$V_S \approx R_T \cdot I_{ph}$$

La pulsation propre de cette fonction est égale à

$$\sqrt{\omega_c \cdot (A_0 + 1)\omega_0}$$

et son facteur de qualité :

$$\frac{\sqrt{\omega_c \cdot (A_0 + 1)\omega_0}}{\omega_0 + \omega_c}$$

Le gain  $A_0$  de l'amplificateur est de l'ordre de  $10^5$ , sa bande passante est très faible (quelques dizaines de Hz), on peut donc légitimement faire les approximations :

$$A_0 + 1 \approx A_0 \quad \omega_0 + \omega_c \approx \omega_c$$

et obtenir ainsi des valeurs approchées de la fréquence propre du circuit transimpédance :

$$f_{\text{TransImp}} \approx \sqrt{f_c \cdot GBP}$$

ainsi que celle de son facteur de qualité :

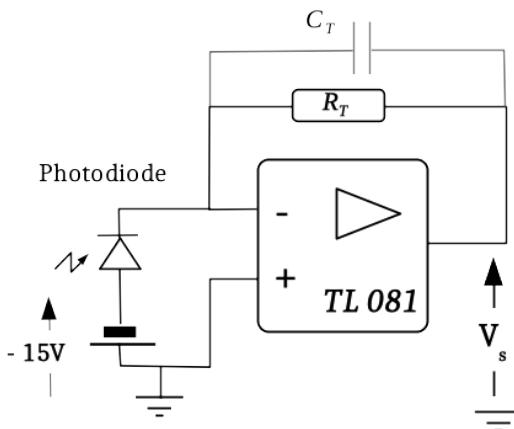
$$Q_{\text{TransImp}} \approx \sqrt{\frac{GBP}{f_c}}$$

On voit donc que dès que la fréquence caractéristique du circuit formé par la résistance de charge  $R_T$  et de la capacité parasite de la photodiode  $C_P$  est inférieure au produit gain bande passante de l'AOP, un phénomène de résonance peut apparaître, créateur d'oscillations parasites.

Par exemple, une photodiode ayant une capacité parasite de  $10 \text{ pF}$ , câblée sur un circuit transimpédance avec une résistance de charge de  $100 \text{ k}\Omega$  ( $f_c = 160 \text{ kHz}$ ) et un amplificateur opérationnel TL081 de produit gain-bande-passante  $GBP = 3 \text{ MHz}$ , verra un phénomène de résonance ( $Q = 4,3$ ; pic de  $12 \text{ dB}$ ) apparaître à une fréquence proche de  $700 \text{ kHz}$ .

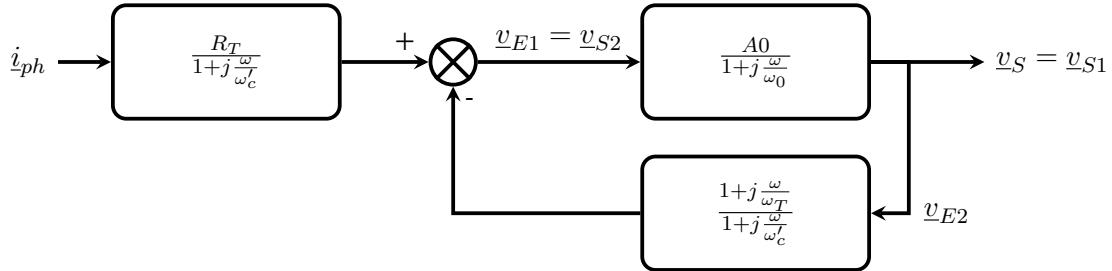
### Ajout d'un condensateur anti-résonance

Comment éviter les résonances dans un circuit de photodétection ? La méthode couramment employée est de rajouter un condensateur de faible capacité  $C_T$  en parallèle de la résistance de charge  $R_T$  selon le schéma de la figure 4 :



**FIGURE 4 – Montage transimpédance avec condensateur de faible capacité ajouté en parallèle de la résistance de charge**

Le schéma-bloc décrivant la réponse en fréquence de ce circuit est donné sur la figure 5ci dessous :



**FIGURE 5 – Schéma bloc du circuit transimpédance avec condensateur anti-résonance.** On note  $\omega'_c = \frac{1}{R_T(C_p+C_T)}$  et  $\omega_T = \frac{1}{R_T C_T}$ .

Et la réponse en fréquence de ce circuit est à nouveau du deuxième ordre :

$$\underline{v}_S = \frac{R_T \cdot A_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega'_c}\right) + A_0 \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_T}\right)} \cdot i_{ph}$$

La pulsation propre est faiblement modifiée :

$$\sqrt{\omega'_c \cdot (A_0 + 1) \omega_0}$$

et l'expression du facteur de qualité devient plus complexe :

$$\sqrt{\frac{(A_0 + 1) \omega_0}{\omega'_c}} \cdot \frac{\omega_T + A_0 \omega_0}{\omega_T}$$

En choisissant de façon adéquate la valeur de la capacité  $C_T$ , on peut obtenir un circuit non résonant, non oscillant. En général, on prend une valeur la plus petite possible vérifiant :

$$C_T > \sqrt{\frac{C_p}{\pi R_T \text{GBP}}}$$