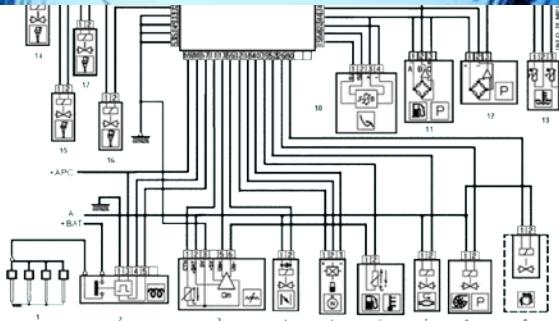
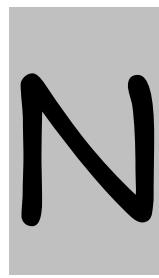


UF Capteurs et Physique de la mesure**Electronique analogique et numérique
pour le traitement de l'information**

**Notes de cours
Travaux pratiques
Exercices
Sujets d'examens**



Notions élémentaires

I. GENERALITES

I.1 - Electronique

L'électricité est l'interaction de particules chargées sous l'action de la force électromagnétique. Délicat d'attribuer la paternité de la découverte de l'électricité à un homme tant l'humanité depuis l'antiquité à observé des phénomènes naturels d'origine magnéto-électrique : triboélectricité, foudre, électricité statique de la laine, aimantation naturelle... S'il fallait se risquer à donner un nom, il faudrait remonter à 600 av. J.-C., chez les Hellènes, et confier à Thalès de Milet la paternité de la réflexion sur l'électricité et le magnétisme, avec une vision animiste de la matière où faute de notions théoriques (les propriétés de l'électricité ont commencé à être comprises au cours du XVIIIe siècle), on octroyait « une âme aux choses qu'on croyait inanimées ».

L'électronique est une science de l'ingénieur, orientée vers la conception et analyse de systèmes qui conditionnent des signaux électriques, sous la forme courants (faibles ou forts) ou de tensions électriques, porteurs d'information ou d'énergie.

I.2 – Utile à tout ingénieur ?

Observer, mesurer, calculer , prévoir, agir sont des actions que tout ingénieur doit conférer aux systèmes qu'il conçoit. L'ingénierie nécessitant du calcul, on peut en première approximation considérer que les observations traduites en signaux électriques par le biais de capteurs vont devoir converger vers un calculateur numérique où l'ingénieur va planter les lois de commande. Dès lors deux types de signaux électriques sont à considérer :

- **Les signaux analogiques** (« Analog electronics »). L'information $s(t)$ est véhiculée par une grandeur continue dans le temps qui peut prendre une infinité de valeurs dans un intervalle borné (fréquemment, la tension, plus rarement, le courant ou la puissance) :

$$\boxed{\forall t, \{ \exists (A, B) | s(t) \in]A, B[\}}$$

Conceptuellement on localise les signaux analogiques d'un système en début ou en fin de chaîne (respectivement capteurs ou actionneurs).

- **Les signaux numériques** (« digital electronics »). L'information $s(t)$ est *discrétisée dans le temps*, on la notera s_k pour l'instant k de prise d'information, et *est représentée* ou codée par un **nombre fini de niveaux** dont la valeur est représentée en base 2 (logique booléenne à base de 0 ou de 1).

$$\boxed{\forall k, \{ \exists (A, B, C, D, E, \dots) | s_k = A \text{ ou } s_k = B \text{ ou } s_k = C \text{ ou } s_k = D \text{ ou } \dots \}}$$

avec par exemple A=00001110101

I.3 . – Composant actif ou composant passif ?

Un composant actif est un composant électronique qui nécessite une source externe d'énergie fournie par une alimentation externe. Cet apport d'énergie externe confère au composant actif la capacité d'augmenter la puissance d'un signal (tension, courant, ou les deux). Le transistor, l'amplificateur opérationnel, le processeur sont des exemples de composants actifs.

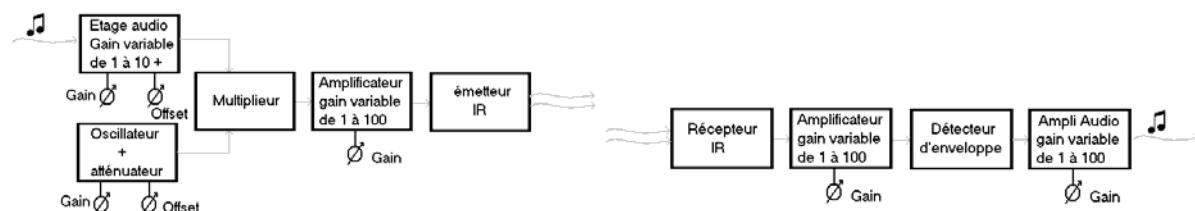
Par opposition, un composant passif ne permet pas d'augmenter la puissance d'un signal et même bien souvent il la diminue par effet Joule.

Diodes, transformateur, résistance, condensateurs, bobines, parfois agencés en structure pour réaliser des filtres passifs sont des exemples de composants passifs.

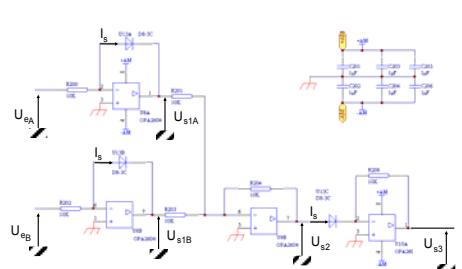
I.4 – Niveaux de représentation de l'électronique

Le concepteur électronique ou le maître d'œuvre de tout système intégrant des fonctionnalités électroniques échangent des informations de type :

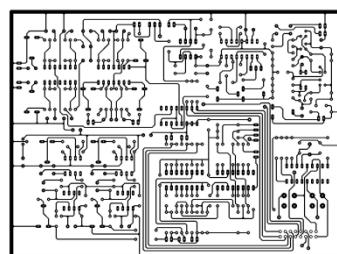
- **plan de principe** qui spécifie les fonctions à réaliser. Un exemple d'un synoptique présentant un émetteur/récepteur InfraRouge d'un Home cinéma est présenté



- **schéma électrique** qui présente la réalisation des fonctions au travers d'un agencement de composants



- Plan du circuit imprimé (Printed Circuit Board) d'une carte électronique avec le dessin des interconnexions entre tous les composants.



- Jusqu'à la fabrication/montage/tests fonctionnels de la carte électronique.



Remarques :

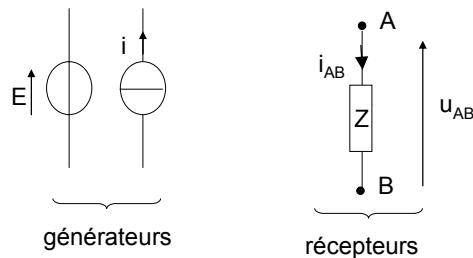
1) Le concepteur devra toujours s'efforcer de respecter le code de couleurs suivant :

- Alimentation positive : fil rouge.
- Alimentation négative : fil bleu.
- Masse : fil noir.

a) Générateurs / Récepteurs / Loi d'Ohm

Un générateur est un élément qui fournit de l'énergie électrique en garantissant constant une de deux grandeurs électriques

- on parle de générateur de tension lorsque la fem E est le paramètre constant (exemple d'une pile)
- on parle de générateur de courant lorsque l'intensité i est constante.



Tous les autres éléments seront considérés comme des récepteurs électriques vérifiant la loi d'Ohm généralisée : $u_{AB} = Z i_{AB}$, avec Z impédance du dipôle AB, impédance qui peut appartenir au corps des complexes.

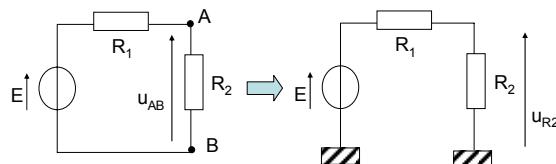
Nombreux sommes-nous à nous interroger un jour sur la vigilance à apporter quant à la définition du sens positif d'une intensité de courant. Il n'y a aucun risque, en respectant la convention récepteur (u et i de sens opposés) et générateur (u et i dans le même sens), un choix arbitraire du sens positif conduira après résolution des équations des mailles :

- ⇒ a une intensité ou une tension **positive** dans le cas où le sens arbitrairement choisi est physiquement le bon,
- ⇒ ou bien à une intensité ou une tension **négative** dans le cas contraire. Le signe négatif permettant ainsi de rester cohérent avec la physique des choses.

Pour l'anecdote, les scientifiques au début de l'étude de la conduction de l'électricité, ont pensé à tort que les particules qui se déplaçaient dans les métaux étaient chargées positivement et ont défini un sens conventionnel du courant comme étant le sens de déplacement des charges positives. Erreur, puisque ce sont majoritairement les électrons, particules négatives, qui se déplacent dans les métaux et qui vont dans le sens opposé au sens conventionnel qui a été conservé...avec tous les théorèmes fondamentaux...

b) Analyse d'un circuit électrique/ Théorème du pont diviseur de tension.

Considérons un circuit électrique constitué par la mise en série d'un générateur de tension, de force électromotrice E , et de deux résistances R_1 et R_2 . L'intensité i du courant qui circule dans la maille n'existe que si la maille est refermée (notion de maille ou de boucle), et s'écrit : $i=E/(R_1+R_2)$.

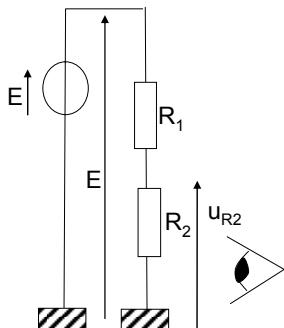


Pour simplifier la lisibilité des schémas électriques, tous les potentiels étant forcément référencés par rapport à un potentiel de référence appelé communément masse, on adopte les conventions suivantes :

- les équipotentialles de masse, bien que reliés physiquement ne sont pas représentées sur les schémas.
- les tensions aux bornes d'éléments sont représentées comme des vecteurs

La tension u_{AB} définie comme étant la différence de potentiel $V_A - V_B$ est aussi la tension aux bornes de la résistance R_2 , d'où $u_{AB} = u_{R2} = V_A - V_B = R_2 i = E R_2 / (R_1 + R_2)$.

Ce résultat est aussi connu sous le nom de théorème **du pont diviseur de tension** : en effet la tension u_{AB} est définie entre le potentiel de référence (appelé point froid en référence à sa valeur nulle) et un point du circuit qui représente une fraction de la somme des résistances.



En redessinant le circuit précédent, on fait apparaître d'une part la tension E appliquée aux bornes de la somme des résistances, et d'autre part la tension à prélever aux bornes de R_2 .

Aussi la simple lecture du montage doit permettre une écriture directe :

$$u_{R2} = \text{Potentiel de branche.} \frac{\text{impédance(s) du point chaud à la masse}}{\text{Somme des impédances}} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

c) Cas multi-sources

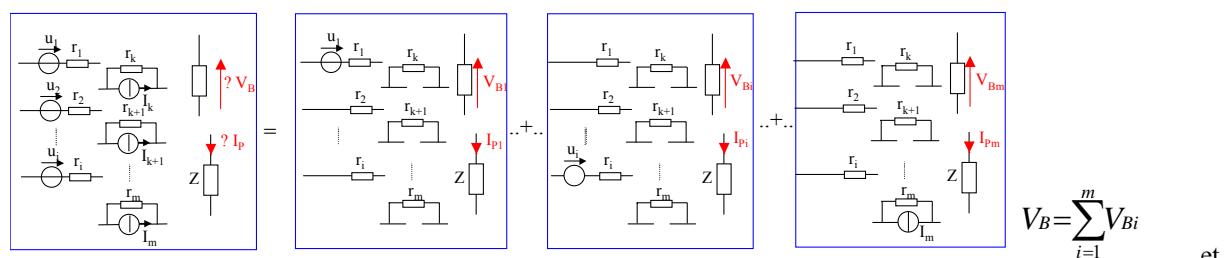
Pour un réseau constitué de dipôles linéaires, la mise en équation de la loi d'Ohm et des lois de Kirchhoff conduit à l'expression d'un système d'équations linéaires dont les seconds membres sont des combinaisons linéaires des termes de source type force électromotrices E_i ou courants électromoteurs J_m indépendants. On peut donc exprimer tout courant de la branche k comme une fonction linéaire des termes de sources sous la forme :

$$I_k = a_{1k} E_1 + a_{2k} E_2 + \dots + a_{nk} E_n + b_{1k} J_1 + \dots + B_{mk} J_m$$

où chaque contribution $a_{ik} E_i$ ou $b_{ik} J_i$ au courant I_k peut être calculée en considérant tous les termes nuls sauf un. Le courant I_k sera la somme de toutes ces contributions indépendantes.

Enoncé du théorème de superposition :

Dans un réseau linéaire comportant des générateurs indépendants, le courant I_k d'une branche peut se déduire de la somme de courants élémentaires de cette branche. Un courant élémentaire est le courant produit dans la branche en considérant successivement chacun des générateurs isolément, les autres générateurs étant rendus passifs ce qui est équivalent à les remplacer par leur résistance interne.



$$I_p = \sum_{i=1}^m I_{pi}$$

Remarque : déformation du théorème de superposition par abus de langage

Dans la plupart des montages étudiés les sources de tension ou de courant sont supposées parfaites. Dès lors, par abus de langage, la passivation de la source non considérée se traduit par sa mise en court-circuit dans le cas d'une source de tension ou sa mise en circuit ouvert dans le cas d'une source de courant.

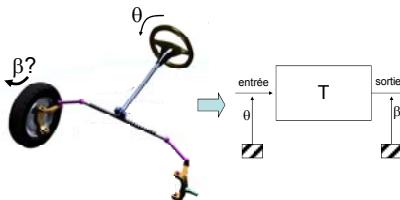
Fonction de transfert

Qu'ils soient à dominante mécanique, électronique, biologique, chimique, ou même humain, le scientifique a toujours cherché à prédire le fonctionnement temporel des phénomènes et objets de son environnement. La première technique mathématique enseignée est la résolution d'une équation différentielle, technique éprouvée mais qui requiert des méthodes et une connaissance du système pour poser l'équation à résoudre. La seconde méthode consiste à déterminer la fonction de transfert du système à étudier, par des méthodes de description ou d'identification expérimentale.

Pourquoi ce terme de fonction de transfert ? Car c'est l'opérateur mathématique relie le(s) entrée(s) à la sortie d'un système. Vu sous l'angle du praticien, c'est la fonction qui **TRANSFORME** l'entrée en sortie du système, d'où le qualificatif de fonction de transfert.

II. NOTION DE FONCTION DE TRANSFERT

Illustrons la définition de l'utilisation de la notion de fonction de transfert sur l'exemple ci-dessous.



On souhaite connaître la relation entre l'angle θ de rotation du volant et l'angle β de rotation des roues d'un véhicule. Sans modéliser l'ensemble des éléments mécaniques de la chaîne cinématique de transmission, la fonction de transfert T , se définit dans cet exemple à partir de la relation $T\theta=\beta$, d'où l'expression :

$$T = \frac{\text{sortie}}{\text{entrée}} = \frac{\text{image électrique grandeur } \beta}{\text{image électrique grandeur } \theta} = \frac{u_s}{u_e}$$

qui ne peut jamais s'exprimer directement dans l'espace du temps, mais qui s'exprime dans l'espace des pulsations (variable ω) ou de fréquences (f).

II.1 Régime permanent calculé à partir de la résolution de l'équation différentielle

Considérons une fonction de transfert d'ordre un qui s'écrit sous la forme :

$$\underline{T}(f) = \frac{u_s}{u_e} = \frac{T_0}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad \text{ou} \quad \underline{T}(\omega) = \frac{T_0}{1 + j \frac{\omega}{2\pi f_c}} = \frac{T_0}{1 + j\omega\tau_c} \quad \text{avec } \tau_c = \frac{1}{2\pi f_c} \text{ et } \omega = 2\pi f$$

La réponse en régime permanent du montage précédent est donnée par la solution particulière de l'équation différentielle :

$$\tau_c \frac{du_s}{dt} + u_s = T_0 u_e ; \text{ où } u_e \text{ est une tension constante, d'où } u_s = T_0 u_e$$

En régime permanent sinusoïdal, à la tension différentielle d'entrée $u_e(t) = U_s \sin(\omega t)$ correspond la solution particulière u_s de la forme $u_s(t) = U_s \sin(\omega t + \phi)$.

En injectant la forme de la solution dans l'équation différentielle, on identifie les constantes K et ϕ d'après l'expression :

$$K \sin(\omega t + \phi) + K\tau_c \omega \cos(\omega t + \phi) = T_0 U \sin \omega t$$

Par analogie avec le plan des complexes (les fonctions sinus et cosinus étant déphasées de $\pi/2$), le premier membre de l'équation précédente peut se mettre sous la forme module et argument :

$$K \sin(\omega t + \phi) + K\tau_c \omega \cos(\omega t + \phi) = K \sqrt{1 + (\tau_c \omega)^2} \sin(\omega t + \phi + \theta)$$

Avec

$$\theta = \text{Arc tan}(T_0 \omega / 1) = \text{Arc tan}(T_0 \omega)$$

En identifiant avec le second membre de l'équation différentielle, il vient :

$$K = \frac{T_0 U}{\sqrt{1 + (\tau_c \omega)^2}} = |\underline{T}(\omega)| U$$

$$\phi = -\theta = -\text{Arc tan}(T_0 \omega) = \text{Arg}[\underline{T}(\omega)]$$

Il s'en suit que la réponse du système en régime permanent pour une entrée différentielle sinusoïdale $\varepsilon(t) = U \sin \omega t$ est définie par l'expression :

$$u_s(t) = |\underline{T}(\omega)| U \sin \{\omega t + \text{Arg}[\underline{T}(\omega)]\} \text{ sous réserve de satisfaire les trois critères de non saturation.}$$

AINSII en traçant graphiquement $|\underline{T}(f)|$ et $\text{Arg}[\underline{T}(f)]$ on peut représenter TOUTES les solutions en régime sinusoïdal.

II.2 Représentation graphique dans le plan de BODE

L'exploitation d'un tracé référencée par rapport à des axes gradués linéairement n'est pas envisageable :

- en abscisse, l'intervalle des fréquences s'étend de quelques Hz à quelques centaines de MHz,
- en ordonnée le module du gain, varie de T_0 à des valeurs inférieures à l'unité.

Pour déterminer l'expression mathématique du gain $|\underline{T}|$ en fonction de la fréquence f on lui substitue une représentation dans le plan de BODE où :

- en abscisse, les fréquences sont portées sur une échelle logarithmique,
- en ordonnée, les gains sont portés sur une échelle linéaire graduée en décibels.

On définit le gain en tension exprimé en décibels par la relation :

$$G_{u,db} = 20 \lg |\underline{T}(f)| = 20 \lg \left| \frac{u_s(f)}{\varepsilon(f)} \right|$$

A titre d'exemple un gain de $100000 = 10^5$ correspond à $20 \lg 10^5 = 100$ dB.

On peut aussi remarquer que la « transcription d'un module », bien que défini strictement positif, en décibels, peut entraîner des valeurs négatives dès lors que la module sera inférieur à l'unité.

Remarque sur le décibel et le son:

1) Issue d'un quotient entre deux grandeurs de même dimension, cette unité n'a pas de dimension physique. On connaît un exemple d'application dédiée à la « mesure » du niveau sonore qui résulte d'une pression acoustique. On définit la relation de référence entre dB audio et pression: 0 dB équivaut à 2.10^{-5} Pa. La pression acoustique P est liée à l'intensité sonore I ou densité de puissance par l'impédance acoustique : $I (\text{W/m}^2) = P^2 (\text{Pa}) / R$; avec R impédance de l'air définie à 400 unités S.I. à l'air libre.

Le seuil de perception est défini à 0dB (soit une pression RMS de $20\mu\text{Pa}$ ou une intensité de 1pW/m^2) alors que le seuil de la douleur est estimé à 120 dB (20Pa ou 1W/m^2).

2) Tracer $20 \log \{T_0/[1+(f/f_c)^2]^{1/2}\}$ avec une fonction logarithme base10 incluant une racine carrée est inenvisageable sans moyen de calcul, aussi, en pratique on préfère effectuer le tracé des asymptotes en repérant les points caractéristiques.

Tracé asymptotique dans le diagramme de Bode

En décomposant l'espace des fréquences en trois zones, on identifie sans calcul le tracé des asymptotes :

Zone i) Pour $f_1 \ll f_c$ on a $|T(f)| \equiv T_0$, valeur réelle d'où :

- une phase nulle (ou un déphasage nul entre le signal de sortie et le signal d'entrée)
- une asymptote du module représentée par la droite horizontale

$$|T(f_1)|_{u,dB} = 20 \lg T_0 = G_{u,dB}$$

Zone ii) Pour $f \gg f_c$ on a : $\underline{T}(f) \equiv \frac{T_0}{j \frac{f}{f_c}} \equiv -\frac{j f_c T_0}{f}$

- l'asymptote du module est définie par

$$|\underline{T}(f)|_{u,dB} = 20 \lg T_0 - 20 \lg \left(\frac{f}{f_0} \right) = G_{u,dB} - 20 \lg \left(\frac{f}{f_0} \right) \text{ qui dans le tracé logarithmique représente}$$

l'équation d'une droite dont le coefficient directeur (la pente) vaut -20dB/dec où une décade correspond à une multiplication par dix de la fréquence ce qui se traduit par la graduation supérieure sur un tracé logarithmique.

- la phase est constante et égale à $-\pi/2$.

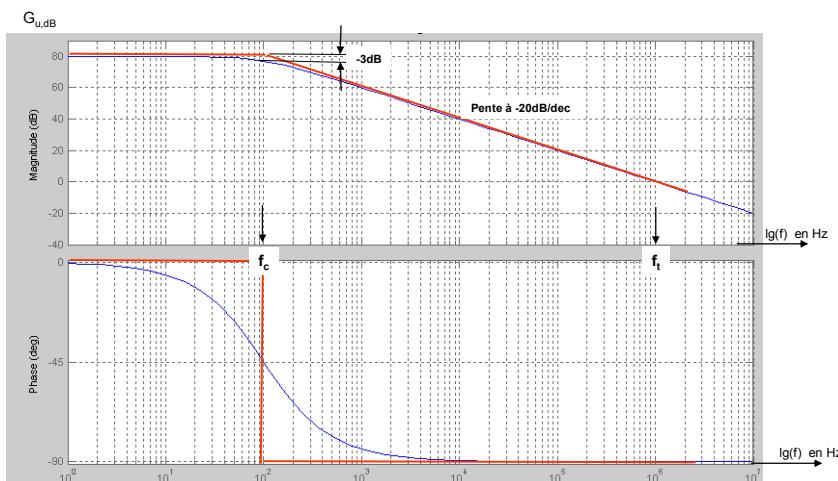
Zone iii) Si $f = f_c$ Alors on se situe à la fréquence de coupure de la fonction de transfert, qui s'écrit :

$$\underline{T}(f_c) = \frac{T_0}{1 + j}$$

- soit une valeur de module et d'argument:

$$|\underline{T}(f_c)|_{u,dB} = 20 \lg(T_0) - 20 \lg(\sqrt{2}) = G_{u,dB} - 3 \text{dB} \quad \text{Arg}(\underline{T}(f_c)) = -\frac{\pi}{4}$$

Notons sur le graphe suivant la différence entre le tracé exact et le tracé asymptotique, qui reste très exploitable en dehors de la zone de la fréquence. Dans cette zone de forte variation de comportement du système, on calculera systématiquement les valeurs module et argument..



Fréquences caractéristiques du tracé dans le plan de Bode et « bande passante à -3dB ».

Deux fréquences sont particulièrement riches en information :

- 1) La « **fréquence de coupure f_c à -3dB** » de l'amplificateur symbolise la rupture dans la courbe de gain et de phase. Définie par $f_c = 1/(2\pi\tau_c)$ elle délimite la limite supérieure de la « **bande passante à -3dB** » de l'amplificateur, la limite inférieure étant 0 hertz pour les amplificateurs opérationnels que l'on appelle également, de ce fait, amplificateurs continus (pouvant amplifier des variations de très basses fréquences). Ainsi dans la bande passante du système, le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie est constant (égal à 0 ou π selon le caractère déphaseur pur introduit par un signe négatif affecté à la fonction de transfert) et tend vers $-\pi/4$ (ou $-\pi-\pi/4$) pour $f=f_c$.

2) La seconde fréquence remarquable est celle pour laquelle le module **exprimé en dB est nul**, ce qui correspond à un module égal à l'unité d'où la frontière entre un fonctionnement du système en mode « amplification » et un fonctionnement en mode « d'atténuation » (respectivement module supérieur à l'unité, puis inférieur). Cette **fréquence de transition**, souvent notée f_T , (ou donnée par le constructeur sous la forme Gain-Bandwidth Product, ou « Unity Gain ») se situe à l'intersection de l'asymptote à -20dB/dec avec l'axe des abscisses et satisfait à la relation $f_T = A_0 f_c$

Généralisation à des fonctions de transfert d'ordre n

Avec « l'habitude » le tracé asymptotique d'une fonction sera quasi immédiat dès lors que la fonction de transfert sera exprimée sous la forme de fonctions dont le terme réel est normé :

$$\underline{C}(f) = C_0 \frac{\left[j \frac{f}{f_{z1}} \right] \dots \left[j \frac{f}{f_{zp}} \right] \left[1 + j \frac{f}{f_{z(p+1)}} \right] \dots \left[1 + j \frac{f}{f_{z(p+m)}} \right]}{\left[j \frac{f}{f_{p1}} \right] \dots \left[j \frac{f}{f_{pf}} \right] \left[1 + j \frac{f}{f_{p(f+1)}} \right] \dots \left[1 + j \frac{f}{f_{p(f+k)}} \right]}$$

De la propriété de la fonction logarithme où : $\lg(bp) = \lg b + \lg p$; et $\lg(b/p) = \lg(b) - \lg(p)$, la représentation dans le plan de BODE de cette fonction - produit de fonctions unitaires-, se traduira sous la forme de la somme des tracés de chaque fonction élémentaire.

Traitements du signal

III. FILTRER

Le lecteur est en droit de s'interroger sur le fait que l'analyse des fonctions de transfert s'étudie en régime sinusoïdal alors que la plupart des signaux utilisés, que ce soit en basse ou en haute fréquence, ne sont que très rarement purement sinusoïdaux.

On doit à Joseph Fourier (1768 - 1830) mathématicien et physicien français, dont le nom est inscrit sur la Tour Eiffel avec soixante-onze autres savants, les travaux sur la décomposition de fonctions périodiques en séries trigonométriques convergentes appelées séries de Fourier :

« Tout signal est constitué par un mélange de signaux sinusoïdaux dont les fréquences respectives sont multiples de la fréquence fondamentale, la fréquence la plus basse. Ces fréquences multiples de la fréquence fondamentale sont appelés harmoniques ».

En langage mathématique :

$$n \in \mathbb{N} \quad \text{et} \quad \omega = \frac{2\pi}{T} \quad f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt \quad \text{et} \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt$$

Le terme $(a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$ est appelé **Harmonique de rang n**, qui écrit sous la forme module argument d'un complexe :

$$(a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) = \left(\frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos n\omega t + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \sin n\omega t \right) = c_n \cos(n\omega t - \theta_n)$$

permet de parfaitement identifier tout signal sous la forme d'une somme de fonctions sinusoïdales :

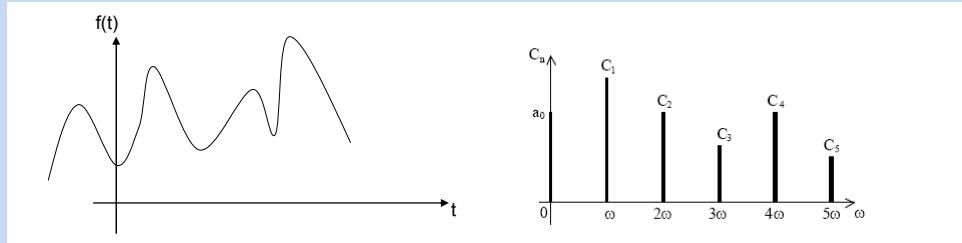
$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [c_n \cos(n\omega t - \theta_n)]$$

Avec :

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\cos \theta_n = \frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \quad \sin \theta_n = \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}$$

D'où deux formes de représentation d'un signal :



Représentation temporelle

Représentation fréquentielle (le SPECTRE d'un signal)

Soit le signal la3 du piano, de fréquence fondamentale 440 Hertz.

Fréquence	Rang de l'harmonique	Nom
440Hz	rang 1 : le FONDAMENTAL	La3
880Hz	rang2	La4
1320Hz	rang3	La5
1760Hz	rang4	La6
2200Hz	rang5	La7
2640Hz	rang6	La8
3080Hz	rang7	La9

La même note jouée par exemple sur un autre type d'instrument de musique ne rend pas du tout le même son et pourtant la fréquence fondamentale est la même : 440 Hz.

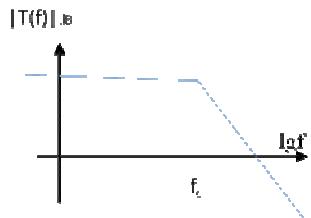
Ce qui fait la différence entre les deux sons est la **proportion d'harmoniques et leur valeur** : un son assourdi est pauvre en harmoniques, par opposition à un son brillant qui en comporte beaucoup.

Qu'il soit d'origine acoustique, mécanique, chimique, thermique, ..., tout signal électrique peut être analysé dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel.

Filtrer peut se définir comme TRIER les composantes d'un signal en fonction des fréquences :

- le filtre **passe-bas** ne modifie pas les signaux de fréquence basse,
- le filtre **passe-haut**, atténue les signaux faible fréquence,
- le filtre **passe-bande** autorise le passage d'une bande de fréquences,
- le filtre **coupe bande** ou **réjecteur de bande** supprime un intervalle de fréquences.

Dans le plan de Bode, la variation du module du filtre passe-bas d'ordre un, caractérisé par la fonction de transfert $T(x) = \frac{T_0}{1 + jx}$ avec $x = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{f}{f_c}$ se représente par la courbe ci-après :



Soit un réseau RC donné pour lequel on détermine l'expression de la tension de sortie u_s par rapport à la tension d'entrée u_e en appliquant le théorème du pont diviseur de tension :

$$u_s = \frac{1/(jC\omega)}{R + 1/(jC\omega)} u_e$$

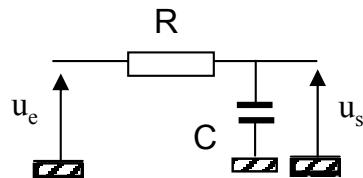
On en déduit la fonction de transfert :

$$H(j\omega) = \frac{u_s}{u_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \text{ soit encore}$$

$$H(x) = \frac{1}{1 + jx} \text{ avec } x = \omega/\omega_c, \omega_c = RC, f_c = 1/(2\pi RC)$$

On retrouve l'expression de la forme canonique du filtre passe-bas d'ordre 1.

Application qualitative :



Réponse temporelle pour des signaux quelconques : transformée de Laplace

Mathématicien Français, né le 23 Mars 1749 à Beaumont-en-Auge en Normandie, Pierre Simon Laplace est à l'origine de nombreux travaux sur les équations différentielles, théorie analytique des probabilités, mécanique analytique, mécanique céleste, équation de la chaleur en collaboration avec Lavoisier. Contemporain de d'Alembert, Lagrange, Condorcet, Coulomb, il est élu le 31 Mars 1773, membre de l'Académie des Sciences, et contribuera à la normalisation des poids et mesures. Enseignant dans de nombreux instituts, Ecole Normale, Ecole Polytechnique, il fonde avec le chimiste Berthollet la Société d'Arcueil en 1805 (1805-1813) d'où de nombreuses théories émergeront (Biot, Poisson, Arago, Fresnel, Fourier...). Pour l'anecdote, il occupa le poste de ministre de l'intérieur durant 6 semaines en 1799, avant d'être révoqué par Napoléon. Elevé au rang de marquis en 1817, il s'éteint le 5 mars 1827 à Paris.

Tout système physique évoluant dans le temps peut être décrit par un système d'équations différentielles. La constitution du système d'équations impose :

- la connaissance structurelle du système,
- la résolution analytique (ou numérique) du système différentiel.

Le calcul **opérationnel** (ou symbolique), permet, grâce à un changement de variable, de remplacer la résolution d'une équation différentielle linéaire, à coefficients constants, et d'ordre fini, par la résolution d'une équation algébrique.

Utilisant les propriétés de la transformée de Laplace, le calcul opérationnel est d'une utilisation plus systématique et peut être appliquée à l'étude de systèmes, pour lesquels on ne dispose que de données expérimentales conduisant à l'identification du système, sans nécessairement connaître les équations différentielles.

IV. CALCULER DES REPONSES TEMPORELLES QUELCONQUES

A toute fonction du temps $f(t)$, vérifiant $\forall t < 0, f(t)=0$ et $\forall t > 0 f(t)$, on peut faire correspondre une fonction $F(p)$ ou $L(f(t))$ de la variable complexe p appelée Transformée de Laplace de $f(t)$ définie

$$\text{par : } F(p) = \int_{0^+}^{\infty} f(t)e^{-pt} dt$$

Réciproquement, la transformée inverse de Laplace, $f(t) = L^{-1}(F(p))$, est appelée original de $F(p)$ et définie par la transformation inverse de Melin-Fourier :

$$f(t) = \frac{1}{2j\pi} \int_{\xi-j\infty}^{\xi+j\infty} F(a)e^{at}da$$

Remarques :

- 1) La variable symbolique de Laplace notée « p », est notée « s » par les anglo saxons.
- 2) Dans le calcul opérationnel par transformée de Laplace, on définit l'origine des temps ($t=0$) comme l'instant d'apparition du signal qui va être à l'origine du régime transitoire que l'on souhaite déterminer.

Alors qu'il n'est pas chose simple de dériver une fonction quelconque, le calcul opérationnel doit son succès à ses propriétés de dérivation et d'intégration, obtenue respectivement en multipliant par « p » ou en divisant par « p » les transformées de Laplace de la fonction cherchée.

a) Cas de la dérivation

	Fonction initiale	Fonction dérivée
Fonction temporelle	$f(t)$	$f'(t) = \frac{df}{dt}$
Fonction de Laplace	$F(p)$	$L\left[\left(\frac{df}{dt}\right)\right] = L[f'(t)] = pF(p) - f(0^+)$
Si $f(0^+) = 0$, alors on peut assimiler la dérivation à une multiplication par p .		

b) Cas de l'intégration

	Fonction initiale	Fonction primitive
Fonction temporelle	$f(t)$	$\gamma(t)$ définie par $\frac{d\gamma(t)}{dt} = f(t)$
Fonction de Laplace	$F(p)$	$L[\gamma(t)] = \frac{1}{p}F(p) + \frac{\gamma(0^+)}{p}$
Si $\gamma(0^+) = 0$, alors on peut assimiler l'intégration à une multiplication par $\frac{1}{p}$.		

Application à la transformation d'une équation différentielle :

La propriété de dérivation, permet ainsi grâce à un changement de variables, de remplacer une équation différentielle linéaire à coefficients constants par une équation polynomiale :

$$\text{L'équation : } A_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + A_{n-1} \frac{d^{n-1} s(t)}{dt^{n-1}} + \dots + A_0 s(t) = B_m \frac{d^m e(t)}{dt^m} + B_{m-1} \frac{d^{m-1} e(t)}{dt^{m-1}} + \dots + B_0 e(t)$$

$$\text{S'écrit : } S(p) = \frac{B_m p^m + \dots + B_0}{A_n p^n + \dots + A_0} E(p) + \frac{\eta(CI, p)}{A_n p^n + \dots + A_0}, \text{ avec } \eta(CI, p) \text{ fonction traduisant les conditions initiales}$$

$$s(t=0), s'(t=0), \dots, e(t=0), e'(t=0).$$

On définit :

$$T(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{B_m p^m + \dots + B_0}{A_n p^n + \dots + A_0} \text{ Comme étant la fonction de transfert ou } \text{transmittance symbolique}.$$

L'opérateur de Laplace est :

- non distributif pour la multiplication : $L^{-1}[F(p).G(p)] \neq L^{-1}[F(p)].L^{-1}[G(p)]$;
- distributif pour l'addition: $L^{-1}[F(p) + G(p)] = L^{-1}[F(p)] + L^{-1}[G(p)]$;

Aussi il sera nécessaire de transformer un produit de fonctions en somme par le biais d'une décomposition en élément simples. On lit parfois la remarque suivante résumant la propriété du calcul par transformée de

Laplace : « *La transformée de Laplace permet de résoudre par identification avec des tables de transformées toute forme d'équation différentielle sous réserve de savoir décomposer en éléments simples une fraction* ».

Fonction	$f(t)$	$F(p)$
Somme de fonctions	$\eta f_1(t) + \lambda f_2(t)$	$\eta F_1(p) + \lambda F_2(p)$
Fonction décalée	$f(t - t_1)$	$\exp[-t_1 p] F(p)$
Fonction dérivée	$\frac{df(t)}{dt}$	$pF(p) - f(0^+)$
Fonction Primitive	$\int f(\xi) d\xi$	$\frac{F(p)}{p} + \frac{f^{-1}(0^+)}{p}$
impulsion de Dirac	$\delta(t)$ telle que $\int_0^\infty \delta(t) dt = 1$ et $\delta(t) = 0 \quad \forall t \neq 0$	1
échelon unité	$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{pour } t \leq 0 \\ 1 & \forall t > 0^+ \end{cases}$	$\frac{1}{p}$
Constante	$\alpha \quad (t > 0)$	$\frac{\alpha}{p}$
rampe de pente α	$\alpha t \quad (t > 0)$	$\frac{\alpha}{p^2}$
fonction sinus	$\sin(\omega t).u(t)$	$\frac{1}{\omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{p^2}{\omega^2}}}$
fonction sinus	$\sin(\omega t + \theta) \quad (t > 0)$	$\frac{p \sin \theta + \omega \cos \theta}{p^2 + \omega^2}$
fonction cosinus	$\cos(\omega t).u(t)$	$\frac{1}{\omega^2} \frac{p}{\sqrt{1 + \frac{p^2}{\omega^2}}}$
fonction cosinus	$\cos(\omega t + \theta) \quad (t > 0)$	$\frac{p \cos \theta - \omega \sin \theta}{p^2 + \omega^2}$
fonction t^n	$t^n.u(t)$	$n! \frac{1}{p^{n+1}}$
fonction exponentielle	$\exp[-\alpha t] \quad (t > 0)$	$\frac{1}{p + \alpha}$
fonction exponentielle	$e^{-\frac{t}{T}} \cdot u(t)$	$\frac{T}{1 + Tp}$
fonction périodique amortie	$E e^{-\delta t} \cos \omega t \quad (t > 0)$	$\frac{p + \delta}{(p + \delta)^2 + \omega^2} E$
fonction exponentielle pondérée par t^n	$t \exp[-\alpha t] \quad (t > 0)$	$\frac{1}{(p + \alpha)^2}$

	$t^n \cdot e^{-\frac{t}{T}} \cdot u(t)$	$\frac{1}{n! T^{n+1}} \frac{1}{(1 + Tp)^{n+1}}$
fonction sinus pondérée par t^n	$t^n \cdot \sin(\omega t) \cdot u(t)$	$\frac{2^n n!}{\omega^{2n+1}} \frac{p^n}{\left(1 + \frac{p^2}{\omega^2}\right)^{n+1}}$
différence de deux fonctions exponentielles	$\left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}}\right) \cdot u(t)$	$\frac{(T_1 - T_2)}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}$
fonction périodique amortie par une exponentielle décroissante	$\left[e^{-\zeta\omega t} \sin(\omega t \sqrt{1 - \zeta^2})\right] \cdot u(t)$	$\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\omega} \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega} + \frac{p^2}{\omega^2}}$
fonction périodique non amortie superposée à un régime transitoire apériodique	$\left(\frac{\omega^2 T}{1 + \omega^2 T^2} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{\omega \sin(\omega t - \varphi)}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}\right) \cdot u(t)$ avec $\varphi = \text{Arctg}(\omega T)$	$\frac{1}{(1 + Tp)\left(1 + \frac{p^2}{\omega^2}\right)}$

Un calcul malin....

Utilisons le résultat de la transformée de Laplace de la fonction exponentielle pour calculer SIMULTANEMENT les transformées de Laplace des fonctions sinus et cosinus à partir de la propriété dans Laplace de la fonction exponentielle....

Considérons la fonction $g(t)$, définie sur l'intervalle $[0^+; \infty[$ par la relation, $g(t) = G \exp[pt]$, où $p = j\omega$.

La propriété de linéarité de l'opérateur de Laplace induit la relation :

$$G(p) = L(G \exp[pt]) = L(G \exp[j\omega t]) = L(G \cos \omega t + jG \sin \omega t) = L(G \cos \omega t) + jL(G \sin \omega t).$$

La fonction image $G(p)$ est donnée par : $G(p) = \frac{G}{p - j\omega} = G \frac{[p + j\omega]}{p^2 + \omega^2}$.

Par identification on obtient les transformées de Laplace des fonctions cosinus et sinus :

$$L(\cos \omega t) = \frac{p}{p^2 + \omega^2}, \quad L(\sin \omega t) = \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$$

Les impédances symboliques des trois éléments passifs R, C et L traduction dans l'espace de Laplace des équations régnant leur fonctionnement :

La tension u_R aux bornes d'un résistor de résistance R est définie par $u_R(t) = R i(t)$, d'où l'impédance symbolique

$$Z_R(p) = \frac{U_R(p)}{I_R(p)} = R$$

Impédance symbolique d'un résistor	Impédance symbolique d'un condensateur (sous réserve de conditions initiales nulles)	Impédance symbolique d'un condensateur (sous réserve de conditions initiales nulles)
$Z_R = R$	$u_C(t) = \frac{1}{C} \left(\int_0^t i(\tau) d\tau \right) \rightarrow Z_C(p) = \frac{U_C(p)}{I_C(p)} = \frac{1}{Cp}$	$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \rightarrow Z_L(p) = \frac{U_L(p)}{I_L(p)} = Lp$

Remarque : On retrouve ainsi la propriété de dérivation et d'intégration de l'opérateur p.

⇒ **Signal échelon (fonction de Heaviside) :**

La transformée de Laplace de la fonction $f(t)$ n'étant définie que dans le cas où $t > 0$, afin de traiter des fonctions indépendantes du temps et de définir l'origine des temps (par exemple une fonction constante associée à un régime continu) on définit la fonction $u(t) = \frac{1}{2}(1 + \text{sgn}(t))$ par :

$$\begin{array}{ll} u(t) = 0 & \forall t < 0 \\ u(t) = 1 & \forall t > 0 \end{array}, \text{ l'image de } u(t) \text{ est donnée par la relation : } U(p) = \int_{0^+}^{\infty} e^{-pt} dt = \frac{1}{p}$$

Remarque : Nombreux sont les mathématiciens ne sachant se mettre d'accord sur la relation $u(t=0)=1/2$; peu importe la transformée de Laplace étant défini pour $t=0^+$.

Exemple à traiter: réponse à échelon de tension du circuit passe-bas RC.

⚠ Cas des conditions initiales

Toute équation différentielle impose la connaissance des conditions initiales ce que le calcul opérationnel sait traduire sous réserve de traduire électriquement les conditions initiales. Deux composants sont susceptibles d'introduire des conditions initiales : la bobine ou le condensateur.

Condition initiale (à t=0) représentée par le courant d'intensité I_0 traversant une bobine d'inductance L		
Traduction dans LAPLACE	Mise en série avec l'impédance Lp de l'inductance d'une source de tension impulsionnelle $u_{ci,L}(t) = LI_0\delta(t)$ en série avec l'inductance	
	Mise en parallèle avec l'inductance d'une source de courant indicielle $I_{ci,L}(p) = \frac{LI_0}{Lp} = \frac{I_0}{p} \Rightarrow i_{ci,L}(t) = I_0u(t)$.	

Condition initiale (à t=0) représentée par la charge initiale U_0 d'un condensateur de capacité C		
	Mise en série de l'impédance $1/(Cp)$ d'une source de tension indicielle $u_{ci,C}(t) = U_0u(t)$	
	Mise en parallèle de l'impédance $1/(Cp)$ d'une source de courant impulsionnelle $i_{ci,C}(t) = CU_0\delta(t)$	

Amplification de signaux pour une meilleure observation

V. AMPLIFIER

Utilisé en tant que « système analogique », l'Amplificateur Opérationnel, composant ACTIF noté A.O., présente la propriété de délivrer en sortie un signal (tension ou courant) proportionnel à l'amplitude de :

- la grandeur (tension ou courant) présente en entrée,
- la somme de plusieurs grandeurs,
- la dérivée ou l'intégrale d'une grandeur.

L'ensemble de ces caractéristiques lui ont valu de nombreuses utilisations dans la résolution « analogique » d'opérations à base d'équations différentielles d'où son qualificatif d'Amplificateur Opérationnel.

Dans l'étude des systèmes à base d'A.O, on définit deux types de modèles :

- **le modèle idéal**, qui permet de faire une analyse ou une synthèse très efficace des montages à base d'A.O,
- **le modèle réel**, qui traduit les caractéristiques réelles de l'A.O au sens des imperfections du modèle.

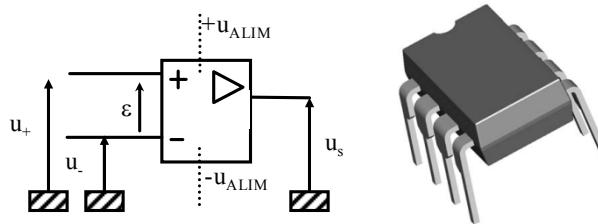
En pratique, il est toujours recommandé d'aborder la modélisation d'un système à base d'A.O en utilisant le modèle idéal, puis de prendre en considération les imperfections du composant dans l'identification des valeurs des éléments passifs (résistances, condensateur, ..) ou encore pour minimiser les effets des imperfections de l'A.O sur les performances globales du système.

V.1 – Symbole et représentation

L'amplificateur opérationnel est un composant ACTIF auquel on associe « au moins » 5 broches (ou plots de connexion) correspondant à :

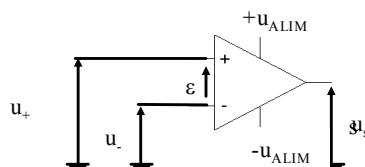
- deux entrées, respectivement notées u_+ et u_- ,
- une sortie, notée u_s ,
- une tension de polarisation positive, notée $+u_{ALIM}$
- une tension de polarisation négative, notée $-u_{ALIM}$

Le symbole électrique de l'A.O est :



Remarques sur la représentation schématique :

- 1) Par convention, on ne **représentera plus ni les tensions d'alimentation**, ni la connexion au potentiel de référence commune, ni les générateurs de tension en entrée du montage.
- 2) Dans certains ouvrages (ou en notation anglosaxonne) on trouve encore le symbole électrique de l'A.O associé à un triangle traduisant la caractéristique unidirectionnelle du composant.



figure(ref{aost})

L'assignation géographique des différentes entrées et sorties d'un composant sont données par la fiche technique du composant (data sheet) où il est conventionnel de repérer la broche (ou « pin ») numéro un par un point OU une encoche.

Sans se risquer à énoncer les différents types de boîtiers, on peut souligner que la plupart des A.O se présenteront dans le cas d'un boîtier de 8 broches :

- soit sous la forme unitaire,
- soit par paire

avec l'assignation conventionnelle détaillée ci-dessous et extraite d'un datasheet composant.

Boîtier unitaire	<p>Dual-In-Line or S.O. Package</p> <table border="1"> <tr> <td>OFFSET NULL</td><td>1</td><td>8</td><td>NC</td></tr> <tr> <td>INVERTING INPUT</td><td>2</td><td>7</td><td>V^+</td></tr> <tr> <td>NON-INVERTING INPUT</td><td>3</td><td>6</td><td>OUTPUT</td></tr> <tr> <td>V^-</td><td>4</td><td>5</td><td>OFFSET NULL</td></tr> </table>	OFFSET NULL	1	8	NC	INVERTING INPUT	2	7	V^+	NON-INVERTING INPUT	3	6	OUTPUT	V^-	4	5	OFFSET NULL	<p>Vue rayons X et vue optique</p>
OFFSET NULL	1	8	NC															
INVERTING INPUT	2	7	V^+															
NON-INVERTING INPUT	3	6	OUTPUT															
V^-	4	5	OFFSET NULL															
Boîtier double	<p>PIN CONFIGURATION</p> <p>Top View</p> <table border="1"> <tr> <td>Output A</td> <td>1</td> <td>8</td> <td>V^+</td> </tr> <tr> <td>$-In\ A$</td> <td>2</td> <td>7</td> <td>Output B</td> </tr> <tr> <td>$+In\ A$</td> <td>3</td> <td>6</td> <td>$-In\ B$</td> </tr> <tr> <td>V^-</td> <td>4</td> <td>5</td> <td>$+In\ B$</td> </tr> </table>	Output A	1	8	V^+	$-In\ A$	2	7	Output B	$+In\ A$	3	6	$-In\ B$	V^-	4	5	$+In\ B$	<p>Vue rayons X et vue optique</p>
Output A	1	8	V^+															
$-In\ A$	2	7	Output B															
$+In\ A$	3	6	$-In\ B$															
V^-	4	5	$+In\ B$															

En pratique, **il n'est aucunement nécessaire de connaître la structure interne d'un A.O** présenté ci-dessous pour en déduire l'équation linéaire reliant la sortie aux entrées différentielles.

On associe donc à tout amplificateur opérationnel le modèle comportemental mis sous la forme :

- d'une équation algébrique de variables dans l'espace des fréquences (ou des pulsations), avec un coefficient de proportionnalité $A(f)$

$$u_s(f) = A(f)(u_+ - u_-) = A(f)\varepsilon(f)$$

- d'une équation différentielle d'ordre un dans l'espace temps, équation présentant des analogies avec l'équation de la tension aux bornes de la capacité dans un filtre passe-bas type réseau RC :

$$\tau_c \frac{du_s}{dt} + u_s = A_0 \varepsilon$$

avec :

- u_s : tension de sortie
- u_+ : tension sur l'entrée non inverseuse
- u_- : tension sur l'entrée inverseuse
- ε : tension différentielle d'entrée.
- A : fonction complexe de la variable pulsation radiale associée au gain différentiel en boucle ouverte de l'A.O, définie par :

$$A(x) = \frac{A_0}{1 + jx} \quad \text{avec} \quad x = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{f}{f_c}$$

où : A_0 grandeur sans unité est le gain différentiel statique obtenu lorsque tend vers zéro (valeur typique comprise entre 10^4 , 10^7).

τ_c constante de temps de l'A.O, dont l'ordre de grandeur est la dizaine de millisecondes

ω_c pulsation de coupure l'A.O et f_c fréquence de coupure l'A.O, définie par $f_c = \frac{1}{2\pi\tau_c}$.

Remarque sur la « signalétique des entrées » :

Le repérage des entrées par les signes «+» et «-» est identifiable à partir de l'expression précédente lorsque :

- une tension est appliquée entre u_+ et u_- avec l'entrée u_- reliée à la masse, la tension de sortie u_s est en phase avec cette tension d'entrée. On qualifie u_+ d'entrée « non inverseuse » ou « non déphasante » de l'amplificateur,
- une tension est appliquée entre u_- et u_+ avec l'entrée u_+ reliée à la masse, la tension de sortie u_s est en opposition de phase avec cette tension d'entrée (déphasage de π). On qualifie u_- d'entrée « inverseuse » de l'amplificateur.

V.2 – Domaines de fonctionnement : régime linéaire et saturé

La caractéristique statique $u_s(\varepsilon)$ fait apparaître trois zones de fonctionnement de l'amplificateur suivant les valeurs de la tension d'entrée.

FEATURES

- LOW DISTORTION: 0.0003% at 1kHz
- LOW NOISE: 10nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- HIGH SLEW RATE: 25V/ μs
- WIDE GAIN-BANDWIDTH: 20MHz
- UNITY-GAIN STABLE
- WIDE SUPPLY RANGE: $V_s = \pm 4.5$ to ± 24 V
- DRIVES 600 Ω LOADS

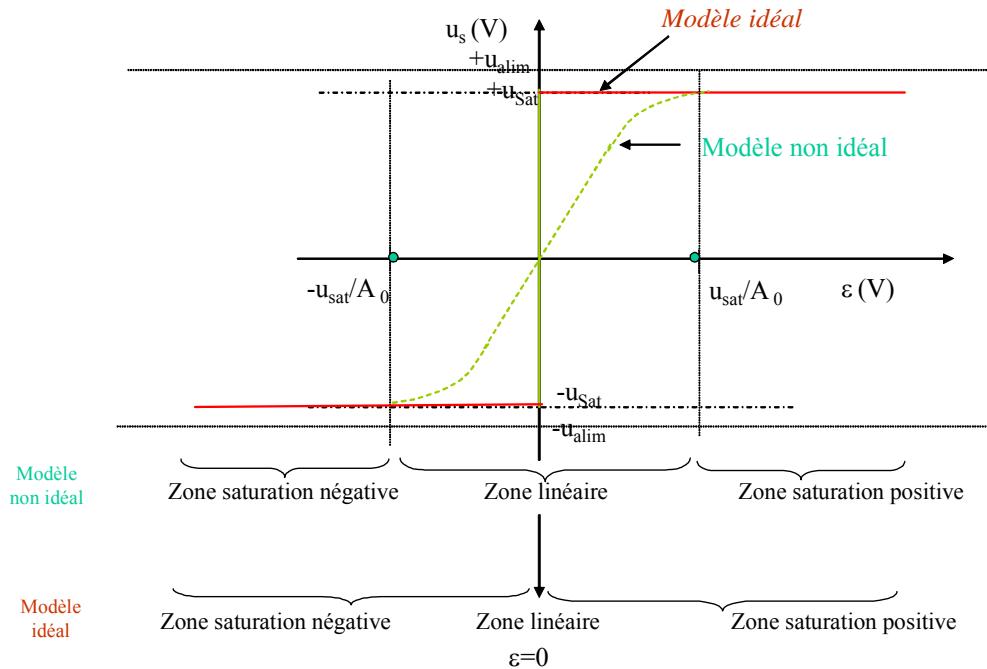
APPLICATIONS

- PROFESSIONAL AUDIO EQUIPMENT
- PCM DAC I/V CONVERTER
- SPECTRAL ANALYSIS EQUIPMENT
- ACTIVE FILTERS
- TRANSDUCER AMPLIFIER
- DATA ACQUISITION

DESCRIPTION

The OPA2604 is a dual, FET-input operational amplifier designed for enhanced AC performance. Very low distortion, low noise and wide bandwidth provide superior performance in high quality audio and other applications requiring excellent dynamic performance. New circuit techniques and special laser trimming of dynamic circuit performance yield very low harmonic distortion. The result is an op amp with exceptional sound quality. The low-noise FET input of the OPA2604 provides wide dynamic range, even with high source impedance. Offset voltage is laser-trimmed to minimize the need for interstage coupling capacitors. The OPA2604 is available in 8-pin plastic mini-DIP and SO-8 surface-mount packages, specified for the -25°C to $+85^\circ\text{C}$ temperature range.

* Patent Granted: #053718, 5019789



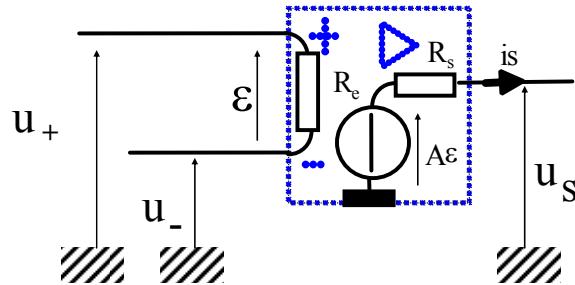
En fonctionnement en régime linéaire, **la structure interne de l'A.O va modifier sa tension de sortie pour assurer un potentiel quasiment nul ($\varepsilon=0$) sur son entrée différentielle.**

L'expression linéaire $u_s = A\varepsilon$, est limitée par le caractère « composant actif » de l'A.O qui implique au minimum trois limites :

- la fonction ne peut être obtenue que sous réserve de polariser le composant au travers des deux sources de polarisation $+u_{ALIM}$ et $-u_{ALIM}$. Cela induit **une limite en tension** pour la tension de sortie. Le principe de conservation de l'énergie suppose que la tension u_s soit toujours inférieure ou égale aux limites de tension imposées par $+u_{ALIM}$ et $-u_{ALIM}$. En pratique les limites autorisées seront $+u_{SAT}$ et $-u_{SAT}$ (parfois notées $+S_M$ et $-S_M$) avec $|u_{SAT}| \leq |u_{ALIM}|$ (la différence étant en partie liée à la tension Base-Emetteur ou Grille-Drain des transistors constituant le composant),
- la fonction est indépendante de la charge connectée, sous réserve que le courant induit en sortie de l'A.O soit inférieur à i_{sMAX} , grandeur fournie par le constructeur qui représente le courant maximal débité par l'A.O. On définit la notion de **limitation en courant**,
- la fonction présente une **vitesse de variation maximale** définie par $\max \left[\frac{du_s}{dt} \right] < \sigma_{A.O}$, où le paramètre $\sigma_{A.O}$, donné par le constructeur, représente la vitesse maximum de balayage (slew rate en anglais).

V.3 – Amplificateur IDEAL (ou PARFAIT)

La figure suivante représente sous la forme d'un schéma électrique équivalent les caractéristiques de l'A.O.



Il est d'usage de déterminer les caractéristiques d'un montage construit autour d'un A.O de considérer dans un premier temps l'A.O idéal.

Cette hypothèse de travail se traduit sur le symbole par la lettre ∞ positionnée sous le triangle.

Les hypothèses associées au modèle idéal sont :

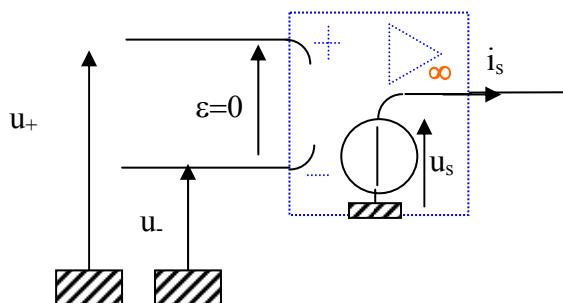
- gain statique A_0 infini
- impédance d'entrée infinie (vis-à-vis des impédances utilisées dans les montages)
- impédance de sortie nulle (vis-à-vis des impédances utilisées dans les montages)
- fréquence de coupure f_c infinie (cette hypothèse qui permet de considérer A comme une fonction réelle, n'est vraie qu'en régime statique). Néanmoins, en régime dynamique, au vu des valeurs de f_c cette hypothèse semble difficilement justifiable. On reviendra ultérieurement sur cette limitation de l'hypothèse A.O idéal dans le paragraphe relatif aux imperfections de l'A.O., ou bien on appliquera le modèle électrique équivalent « non idéal » (modèle réel présenté précédemment).

En régime linéaire, la relation $u_s = A_0 \varepsilon$ exprime une source parfaite de tension $A_0 \varepsilon$, avec A_0 qui tend vers l'infini. Comme $u_s = A_0 \varepsilon$ est une tension finie, on peut considérer que l'A.O idéal fait évoluer son potentiel de sortie pour garantir la relation $\varepsilon = 0$.

Dès lors un A.O idéal, en régime de linéarité, fait évoluer son potentiel de sortie pour garantir une entrée différentielle nulle, ce que traduit l'équation :

$$\boxed{\varepsilon = 0}$$

Dans le modèle idéal, la tension différentielle d'entrée peut se voir négligée par rapport aux autres potentiels présents, à condition d'être en régime linéaire : le générateur parfait de tension $G\varepsilon$ se retrouve remplacé par un générateur parfait de tension u_s limité dans sa capacité à fournir un courant inférieur au courant de saturation.



Rudiments d'électronique analogique

VI. MONTAGES ELECTRONIQUES

VI.1 – Montage Amplificateur Non inverseur

En supposant l'A.O idéal en fonctionnement en régime linéaire ($\varepsilon=0$). On a les relations :

$$u_+ = u_e \text{ et } u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_s ; \text{ d'où}$$

$$u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_e$$

soit un gain en tension :

$$T = \frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Remarque : au vu de l'hypothèse A.O idéal c'est en réalité de gain stationnaire en boucle fermée qui est calculé, soit $T=T_0$.

A supposer que l'on souhaite fixer le facteur d'amplification en tension du montage à la valeur 10 (soit 20dB), on ne dispose que d'une équation $R_2=9R_1$ pour fixer les valeurs de résistances des résistors R_1 et R_2 .

Néanmoins l'hypothèse **A.O idéal** qui a conduit à cette relation, suppose l'utilisation de résistances :

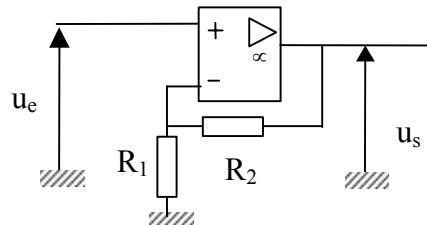
- **inférieures à l'impédance différentielle d'entrée R_e** qui a été considérée comme infinie,
- **supérieures à l'impédance de sortie R_s** qui a été considérée comme nulle.

Enfin, la structure interne du composant autorise des valeurs de courant de l'ordre de quelques mA. Dès lors les niveaux de tension maximum en entrée étant compris entre $+u_{ALIM}$ et $-u_{ALIM}$, avec $|u_{ALIM}|$ de l'ordre de 3 à 15 Volts, les résistances seront dans la gamme du kΩ.

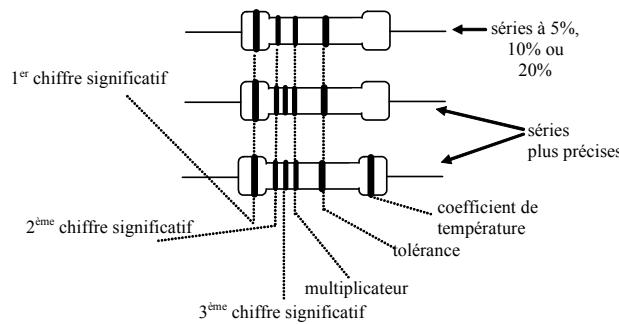
Par exemple le couple $(R_1, R_2)=(1\text{k}\Omega, 10\text{k}\Omega)$ induit un gain théorique de 11, alors que le couple $(R_1, R_2)=(10\Omega, 100\Omega)$ qui donne théoriquement le même gain est électriquement INTERDIT.

On rappelle que les résistances sont données dans des gammes de valeur (série E12, E24, E48, E96) avec une tolérance variant de 5% à 0.1 %, et des fluctuations selon la température. Aussi à faible coût, il serait vain d'essayer de construire avec cette architecture un gain strictement égal à 10.

Rappel : décodage de la valeur d'une résistance en composant discret :



Les résistances qui seront couramment utilisées en travaux pratiques sont marquées à l'aide d'anneaux fins et colorés qui permettent de déterminer la valeur de la résistance en ohms, sa tolérance et parfois son coefficient de température.



couleur	chiffres significatifs	multiplicateur	tolérance	coefficient de température
aucune			20%	
argent		0,01	10%	
or		0,1	5%	
noir	0	10^0		
marron	1	10^1	1%	100 ppm/°C
rouge	2	10^2	2%	50 ppm/°C
orange	3	10^3		15 ppm/°C
jaune	4	10^4		25 ppm/°C
vert	5	10^5	0,5%	
bleu	6	10^6	0,25%	
violet	7	10^7	0,1%	
gris	8			
blanc	9			

Exemple : Soit résistance marquée (de gauche vers la droite) par la succession des anneaux marron noir rouge et or, sa valeur sera donc égale à $1\ 0 \times 10^2 = 1000 \Omega$ avec une tolérance de 5%. De même la résistance marquée gris rouge jaune et argent aura pour valeur $820 \text{ k}\Omega$ avec une précision de 10%.

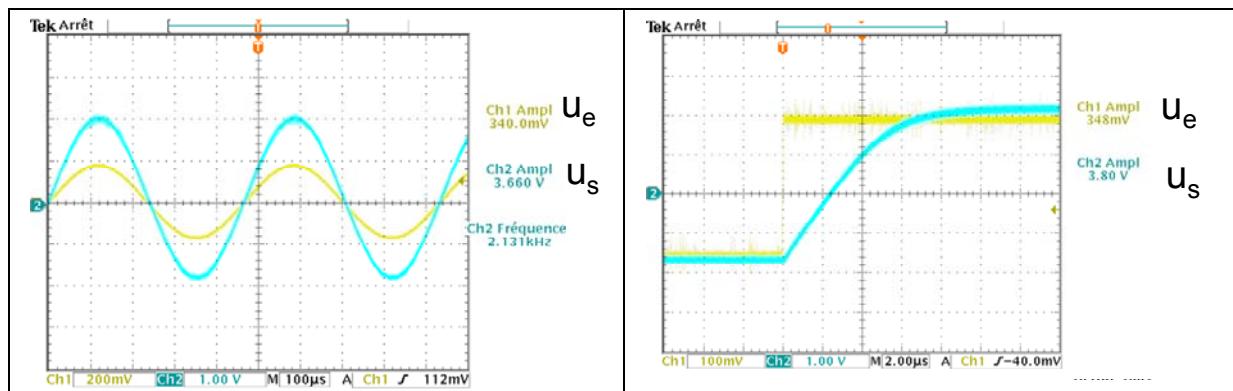
En pratique, pour éviter une surchauffe avec risque de feu, tout concepteur doit s'interroger en permanence sur la puissance électrique qu'une résistance est susceptible de dissiper dans le circuit où elle se trouve montée. On les distingue aisément par la taille du composant, une résistance pouvant dissiper 1 watt correspond à peu près à un cylindre long de 1,5 cm et de 5 mm de diamètre. La série la plus couramment utilisée correspond à une dissipation maximale de un quart de watt.

- Mise en évidence de la saturation en amplitude

On réalise le montage assurant le gain théorique de 11, en utilisant un A.O type LM741C.

■ Dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence 222Hz, on observe que le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée et présente une amplitude environ 11 fois plus grande (la mesure donne 10,8 dans le cas de résistances à 10%).

■ Dans le cas d'un signal « carré », le gain en tension est toujours de 11 même si lorsqu'on effectue un zoom sur la transition de l'état bas vers l'état haut il semble exister une déformation du signal de sortie en partie liée à la bande passante du montage et à la saturation en vitesse de l'A.O.

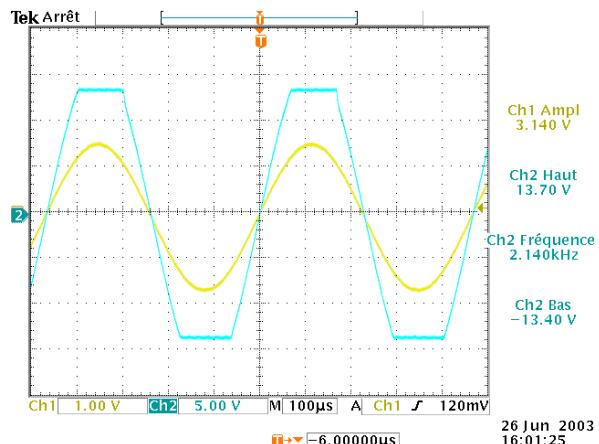


En augmentant l'amplitude du signal d'entrée, on observe sur le phénomène de saturation en amplitude inhérent aux tensions d'alimentation de l'A.O. Il est opportun de valider le fait que la saturation est obtenue pour un niveau de signal d'entrée légèrement inférieur au niveau de tension de saturation théorique :

dans notre exemple, on aurait un niveau de saturation positive pour une amplitude du signal d'entrée définie par

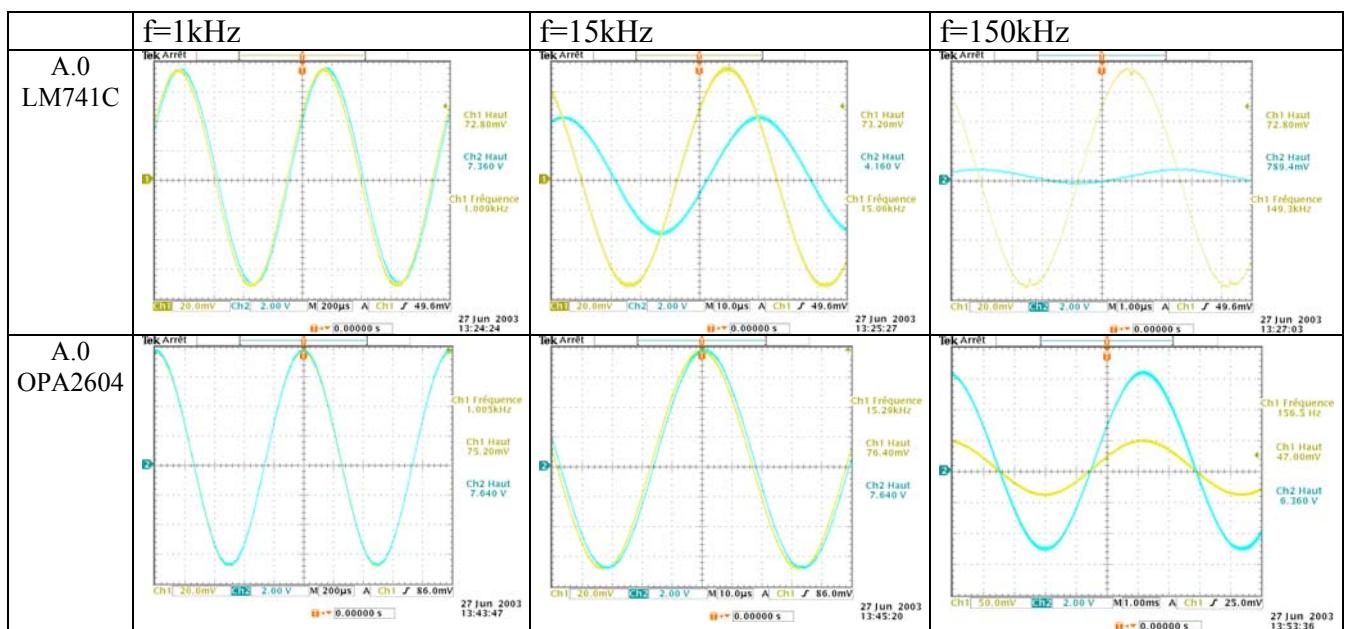
$$\text{la relations : } \frac{u_{ALIM}}{T_0} = \frac{15}{11} = 1,36V$$

Le fait de ne pas pouvoir considérer u_{ALIM} comme véritable niveau de tension de saturation, est directement lié aux pertes internes de la structure électronique de l'A.O : dans notre cas on observe des niveaux de tension de saturation non symétriques +13,7V et -13,4V et inférieurs aux tensions d'alimentation, $\pm u_{ALIM} = \pm 15V$.



- Mise en évidence de la bande passante du montage

On peut tout de même illustrer le phénomène de limitation en fréquence sur l'étude d'un montage à contre-réaction : considérons l'étude expérimentale du montage amplificateur de gain en tension $T_0=100$ défini par le couple $1k\Omega$, $100k\Omega$. En faisant varier la fréquence du signal d'entrée de forme sinusoïdal on remarque que le montage « amplificateur non inverseur » présenté auparavant ne remplit sa fonction que dans un intervalle de fréquences du signal d'entrée, qui dépend du choix de l'A.O utilisé.



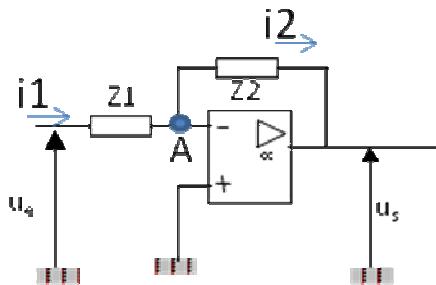
Cette remarque, de prime abord en contradiction avec le résultat obtenu en considérant l'A.O IDEAL, traduit la limite fréquentielle f_c de l'A.O, fréquence de coupure donnée par le constructeur qui avait été négligée (considérée comme infinie) dans l'hypothèse A.O idéal.

La valeur de cette nouvelle bande passante peut être calculée en utilisant le modèle de l'A.O réel ; ou bien en admettant que le produit [gain stationnaire * bande passante du montage] se conserve en boucle ouverte et en boucle fermée, ce que traduit l'équation

$$T_0 f_{c,r} = A_0 f_c$$

VI.2 – Montage Amplificateur INVERSEUR

Considérons le montage ci-après où on utilise deux impédances notées Z_1 et Z_2 .



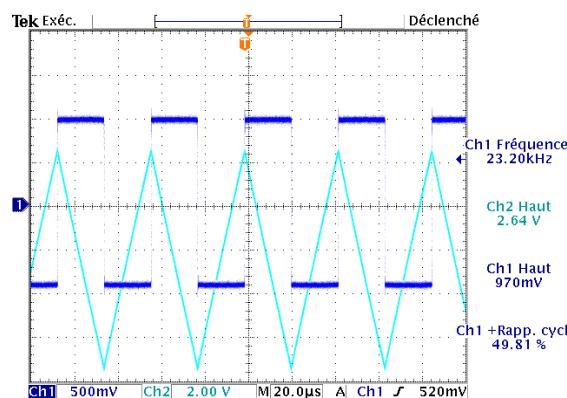
Au noeud A, la somme des intensités des courants s'écrit : $i_1 = i_2$
avec $i_1 = (u_e - u_A)/Z_1$ et $i_2 = (u_A - u_s)/Z_2$
et $u_A = u_-$ avec $u_- = u_+ = 0$ de par la propriété de rétroaction négative de l'AO.

En reportant ces relations dans l'expression des intensités des courants :
 $(u_e - u_A)/Z_1 = (u_A - u_s)/Z_2$

Il vient donc la relation entre u_e et u_s :

$$u_s = -\frac{Z_2}{Z_1} u_e$$

Remarque : en choisissant Z_2 un condensateur de capacité C et Z_1 une résistance R, on définit $Z_1 = R$ et $Z_2 = 1/(Cp)$ d'où l'expression $u_s = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1}{RCp} u_e$ qui confère d'après la propriété de Laplace la propriété de montage INTEGRATEUR.



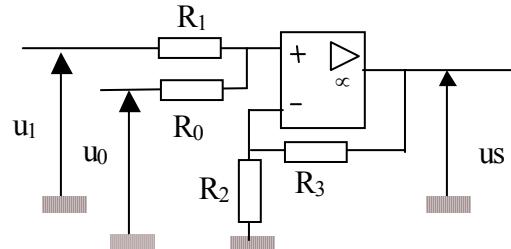
VI.3 – Montage Amplificateur SOMMATEUR

On reconnaît un montage à contre réaction d'où un fonctionnement de l'A.O en régime linéaire ($\varepsilon=0$).

Sur l'entrée non inverseuse, en appliquant le modèle idéal de l'A.O, les sources u_0 , u_1 et u_s étant indépendantes, on applique le théorème de superposition :

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_0} u_0 + \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_1$$

Sur l'entrée inverseuse : $u_- = \frac{R_2}{R_3 + R_2} u_s$



$$u_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \left[\frac{R_1}{R_1 + R_0} u_0 + \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_1 \right]$$

Remarque sur le choix des résistances :

R_2 et R_3 fixent le gain du montage alors que les résistances R_1 et R_0 fixent l'impédance d'entrée sur l'entrée non inverseuse. Il s'en suit que R_0 et R_1 doivent être inférieures à l'impédance différentielle d'entrée R_e de l'A.O mais doivent être suffisamment grandes vis-à-vis de l'impédance interne des générateurs u_1 et u_0 afin d'assurer l'adaptation en impédance. Dans le cas où le critère d'adaptation d'impédance entre le générateur équivalent de Thévenin (u_0, Z_0) ou (u_1, Z_1) et les résistances R_0 ou R_1 , ne serait pas assuré (la condition d'adaptation d'impédance étant $R_0 \gg Z_0$ et $R_1 \gg Z_1$) on intercalera en amont des résistances un montage suiveur de tension.

VI.4 – Montage Amplificateur DIFFERENTIEL

Dans le cas idéal, en fonctionnement en régime statique, on a les relations :

$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_s + \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1, \quad u_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 \quad \text{et}$$

$$u_- = u_+,$$

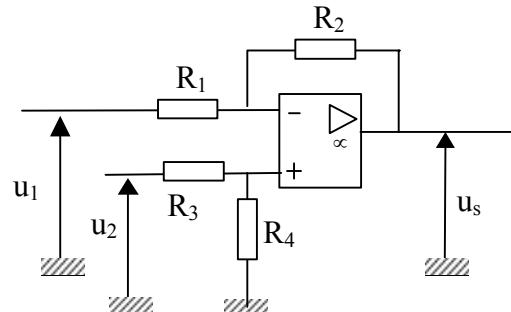
$$\text{soit } u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 \right]$$

En multipliant chacun des membres de l'équation par $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ on obtient :

$$u_s = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{\frac{R_1 + R_2}{R_2} u_2 - u_1}{\frac{R_3 + R_4}{R_4}} \right] = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{1 + \frac{R_1}{R_2} u_2 - u_1}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right]$$

Sous la condition $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ cette expression se simplifie :

$$u_s = \frac{R_2}{R_1} [u_2 - u_1], \text{ d'où : } T = \frac{u_s}{u_2 - u_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

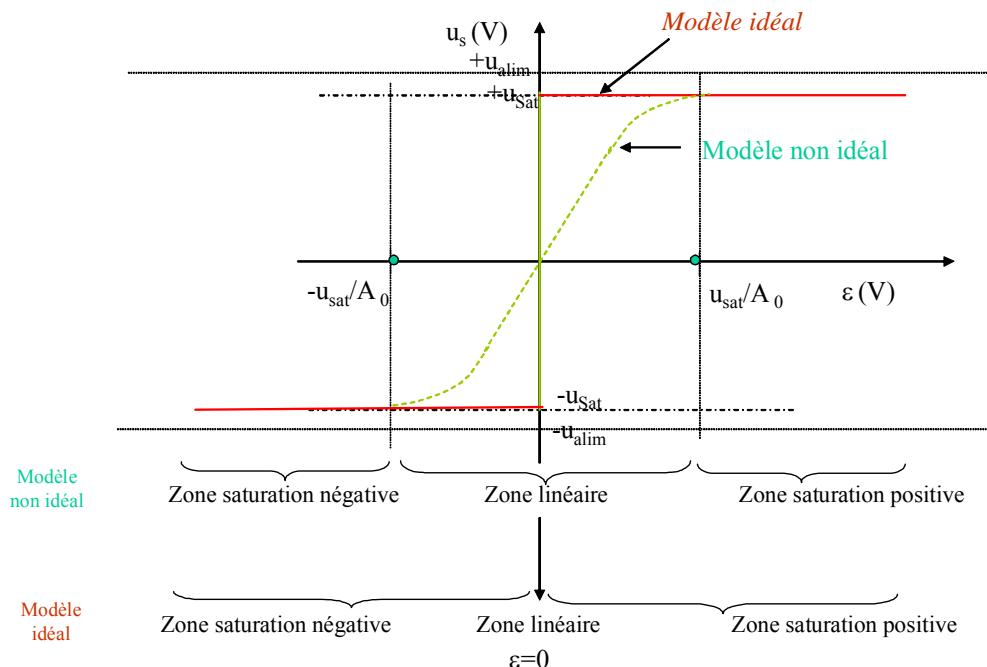


Rudiments de détection

VII. DETECTER

Si on analyse la courbe de réponse d'un A.O, ce composant peut être exploité dans selon deux zones de fonctionnement :

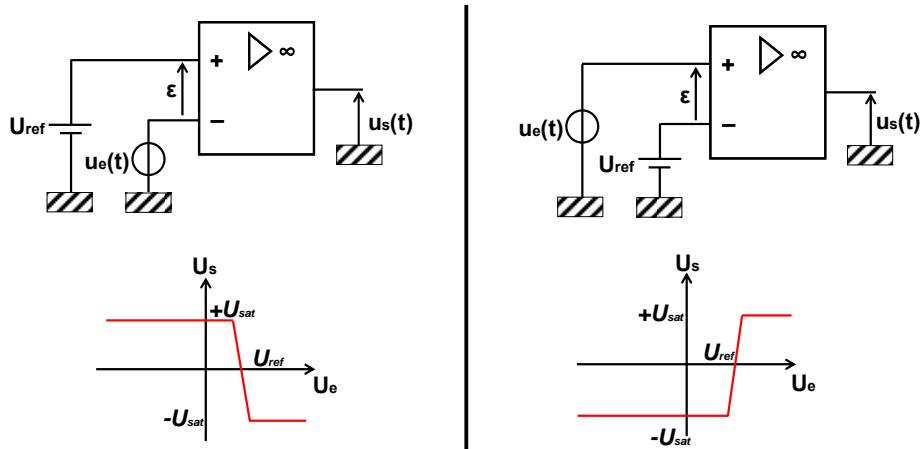
- ⇒ en régime linéaire, ce qui a été présenté dans les chapitres précédents,
- ⇒ en régime saturé, où il ne va plus exister aucune relation entre l'entrée différentielle et la sortie ne pourra être que dans la zone de saturation positive ou négative.



Non souhaitée pour les applications en régime linéaire, puisque qu'elle correspond à une perte de relation de proportionnalité entre entrée et sortie, la saturation peut être exploitée pour créer deux états de fonctionnement $u_s = U_{\text{sat}}$ ou $u_s = -U_{\text{sat}}$, auxquels on peut associer les deux états logique 0 et 1.

Utilisé dans ce mode de fonctionnement, l'A.O connu pour ses applications en électronique analogique, devient aussi un élément de base des fonctions numériques élémentaires.

Le montage comparateur est un circuit de détection du signe de la tension différentielle en entrée de l'A.O. La tension de sortie indique si une tension d'entrée est supérieure ou inférieure à une tension de seuil. Simple à réaliser puisque l'A.O est en boucle ouverte, il exploite la propriété de très fort gain de l'A.O avec comme conséquence qu'une différence même minime entre les entrées non inverseuse et inverseuse suffit à faire entrer l'A.O en régime de saturation.



Montage comparateur inverseur (à gauche) et non inverseur (à droite)

On peut par exemple imaginer un système de déclenchement d'alarme. La tension $u_e(t)$ représente un signal analogique fourni par un capteur (signal lumineux capté par une diode infrarouge). Tant que le signal est faible (luminosité faible), le signal en sortie est à $-U_{sat}$. Cette commande inhibe le déclenchement d'un circuit d'alarme placé en sortie. Dès qu'il atteint une tension seuil, la sortie de l'A.O bascule à $+U_{sat}$, provoquant le déclenchement de l'alarme.

Rudiments d'électronique numérique

VIII. CONVERTIR

Le monde qui nous entoure ne cesse de vanter les louanges du numérique : la musique est numérique, l'image est numérique, la téléphonie, nombreux sont les objets dont on attribue le qualificatif de numérique... Alors qu'on a persuadé que le « numérique c'est bien », ce chapitre présente et détaille les concepts associés de cette technologie qui a vraisemblablement bouleversé le XXI^e siècle.

Faire des opérations sur des signaux analogiques, représentés par un module et une phase, est équivalent à faire des opérations entre vecteurs. Fort de cette affirmation, il apparaît inconcevable de développer des calculs ou des algorithmes sur ces grandeurs. On préfère sans aucune comparaison traiter des grandeurs scalaires, ce que le processus de numérisation décrit ci-après autorise.

L'opération visant à transformer un signal analogique en un signal numérique est appelé conversion analogique numérique, Analog to Digital Conversion en anglais. L'opération inverse s'appelle conversion numérique analogique, Digital to Analog Conversion.

Alors qu'un signal analogique présente une infinité d'états électriques possibles (dans un intervalle de valeurs borné par les tensions d'alimentation du circuit), un signal numérique ne peut représenter qu'un nombre fini d'états.

Une conversion analogique numérique consiste à récupérer des échantillons du signal analogique à des instants donnés puis à les coder sur un nombre fini de bits.

Les **deux paramètres** principaux d'une conversion analogique numérique sont :

- la fréquence d'acquisition des échantillons du signal analogique ou **fréquence d'échantillonnage**
- **le nombre de bits** utilisés pour représenter sous forme binaire le signal numérisé.

La conversion analogique numérique comprend TROIS étapes successives :

- l'échantillonnage blocage,
- la quantification en amplitude du signal analogique
- le codage binaire.

VIII.1 .- Codage et Quantification en amplitude

La quantification consiste à transformer un signal analogique $u_{e,k}$, par hypothèse constant à l'instant k, en un nombre p, représenté en base binaire sur n bits.

Il ne faut pas confondre la représentation binaire $(u_{e,k})_2$ du nombre et le codage issu d'un CAN n bits défini par les relations :

- codage par troncature (ou valeur inférieure) :
 - si $u_{e,k} \in [p\Delta, (p+1)\Delta[$ alors le CAN codera en sortie sur les n bits la valeur $(p)_2$.
- codage par arrondi :

- o si $u_{e,k} \in [(p - \frac{1}{2})\Delta, (p + \frac{1}{2})\Delta]$ alors le CAN codera en sortie $(p)_2$.

Avec

$$\Delta = \frac{PE}{2^n}$$

n = Nombre de bits du convertisseur

PE = Pleine Echelle du convertisseur (en anglais Full Scale Range)

Δ : pas de conversion du CAN (ou quantum, noté parfois q) (en anglais « quantization intervals or bins ») associé à la largeur de chacun des 2^n intervalles de tension,

La Pleine Echelle représente l'amplitude de l'intervalle dans lequel la grandeur analogique à convertir prend ses valeurs découlant des notions de :

- convertisseur unipolaire : les tensions convertibles en entrée sont strictement positives,
- convertisseur bipolaire : les tensions autorisées en entrée peuvent être négatives et la pleine échelle est symétrique par rapport au potentiel de référence.

Exemple : soit un CAN 8bits, dont la tension maximale autorisée en entrée est :

$u_e \in [0, 5V]$. Donner le code associé à une tension analogique présentée à l'entrée d'amplitude $u_{e,k} = 3,456V$.

Rép : le pas de quantification D est défini selon $\Delta = \frac{5}{2^8}$, ce qui implique la relation $u_{e,k} = 176,9472 \Delta$

d'où le code en sortie du CAN:

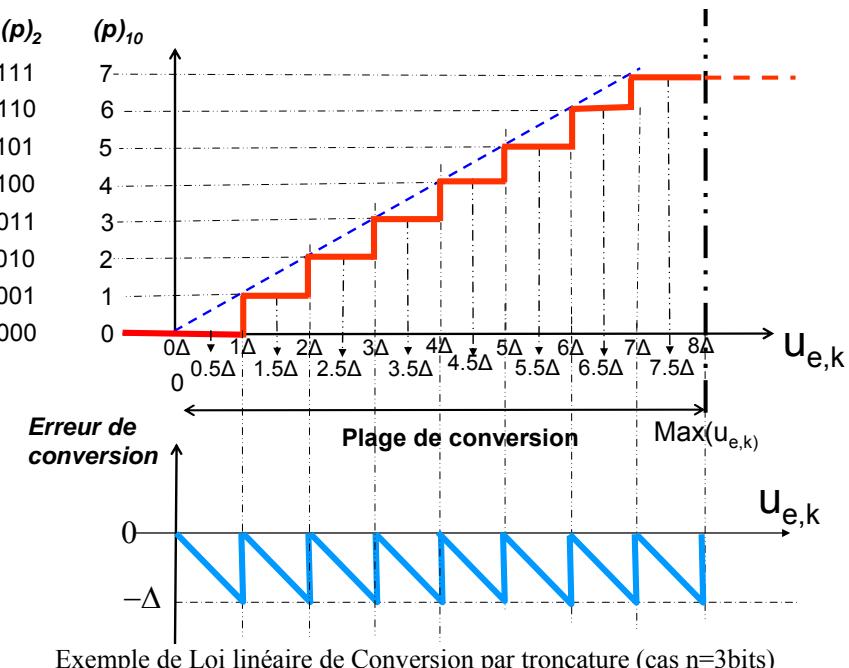
=> par arrondi : $p=(177)2=1011\ 0001=0xB1$ en hexadécimal

=> par troncature : $p=(176)2=1011\ 0000=0xB0$ en hexadécimal

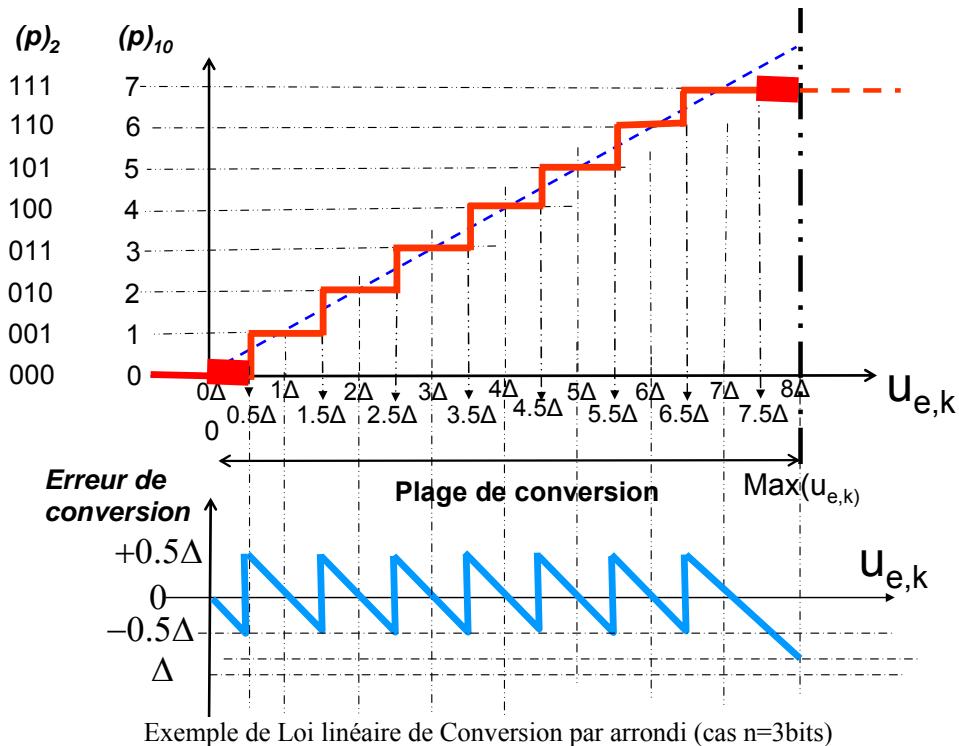
VIII.2 .- Erreur de conversion

La quantification d'un signal analogique génère nécessairement une erreur de conversion, puisque dans le cas où si $u_{e,k} \neq u_{e,j}$ mais $u_{e,k}$ et $u_{e,j}$ appartiennent au même intervalle, le code généré en sortie sera identique : on définit ainsi la notion d'erreur de conversion qui ne peut dépasser :

- $0,5\Delta$ dans le cas d'une conversion par arrondi,
- 1Δ dans le cas d'une conversion par troncature.



Exemple de Loi linéaire de Conversion par troncature (cas n=3bits)

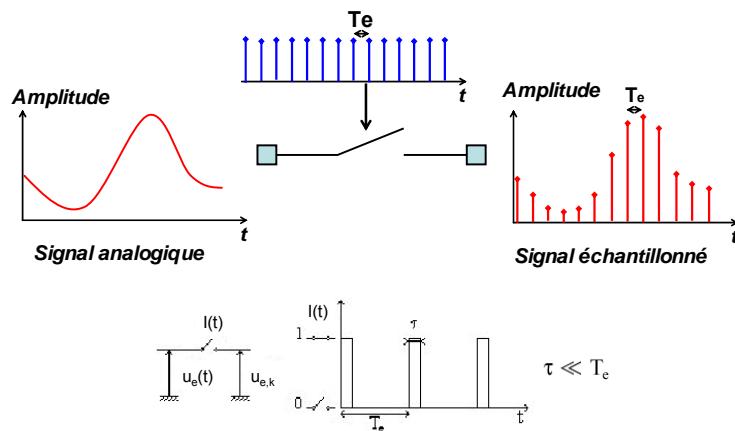


Remarque :

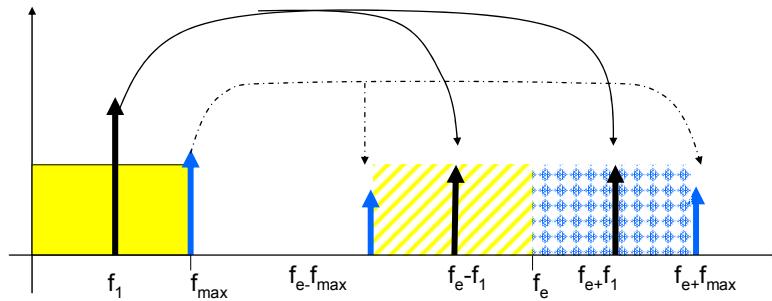
Le pas de conversion Δ étant inversement proportionnel au nombre de bits, on diminuera l'erreur de conversion en augmentant le nombre de bits, au prix d'un CAN plus cher et surtout une plus grande quantité d'information à stocker.

VIII.3 .- Constitution de la suite des échantillons $u_{e,k}$: échantillonnage de u_e .

Le signal analogique à convertir est mesuré à des instants précis espacés uniformément dans le temps avec une distance temporelle T_e : c'est l'échantillonnage, processus qui peut au premier ordre être vu comme un interrupteur qu'on ouvre puis qu'on fermerait pendant une durée infiniment courte. On conçoit donc que plus T_e est petit et moins on aura de perte dans 1 variation du signal à convertir.



Peut-on évaluer avec précision le choix de la fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/T_e$? La réponse est dans la représentation spectrale du signal à échantillonner : L'échantillonnage, c'est-à-dire la construction de la suite d'échantillons $u_{e,k}$ modifie le spectre $\hat{u}_e(f)$. Même si le spectre « théorique » n'est pas borné, on peut physiquement considérer qu'il existe une fréquence limite f_c au-delà de laquelle les harmoniques du signal peuvent être négligés. Dès lors, le spectre « effectif » entièrement contenu dans la bande de fréquence $[0, f_c]$, échantillonné à la fréquence f_e , se répartit de part et d'autre de la fréquence d'échantillonnage f_e étant donné que l'échantillonnage peut être modélisé dans l'espace de Fourier par un produit de deux fonctions cosinus.



Le spectre du signal d'entrée se retrouve réparti de part et d'autre de la fréquence f_e .

On évite tout recouvrement d'harmoniques en garantissant la condition : $f_e - f_{\max} > f_{\max}$

D'où la condition sur la fréquence d'échantillonnage, appelée critère de Shannon-Nyquist :

$$f_e > 2f_{\max}$$

IX. – CONVERSION NUMÉRIQUE ANALOGIQUE

La conversion numérique analogique est l'opération inverse de la conversion analogique numérique. A partir d'un flux binaire, elle permet la reconstitution d'un signal analogique.

L'observation et la commande de processus industriels font appel aux techniques numériques où un CNA peut par exemple constituer l'interface de sortie d'un ordinateur (port parallèle ou port série). Elément d'une chaîne de traitement du signal, un CNA transforme un nombre p , codé sur n bits ou digits, en tension (ou courant) proportionnelle à p .

On distingue deux grandes familles disjointes de CNA :

- les CNA à entrée parallèle, qui présentent n entrées associées à chacun des n bits de codage,
- les CNA à entrée série qui présentent une seule entrée de conversion (et des entrées logiques de commande). Pour ces architectures, le mot binaire est présenté en série avec un protocole associé qui définit le début et la fin du mot.

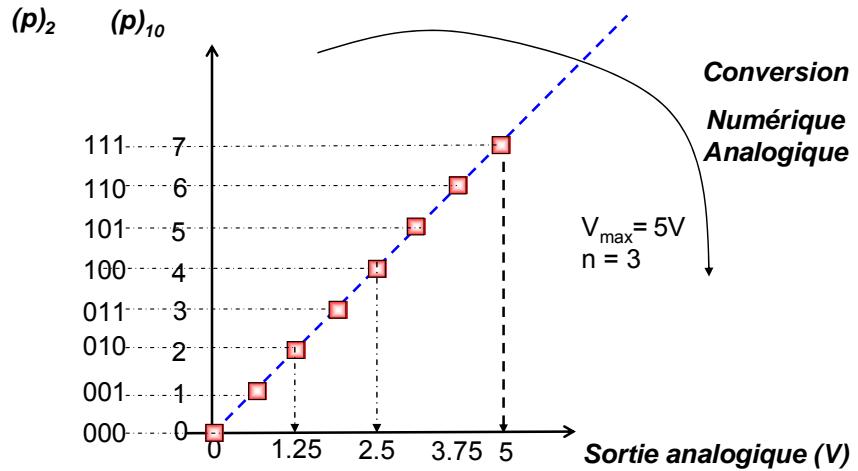
Dès lors une architecture à entrée parallèle ne pourra pas être envisagée étant donné le nombre trop important de ports d'entrée nécessaires. Même si la plupart du temps on privilégie la transmission série, qui nécessite la définition et contrôle d'un protocole, il perdure un certain nombre d'applications pour lesquelles on présentera les données numériques en parallèle en ayant pris soin d'ordonner les bits pour identifier le bit de poids faible.

On peut citer qu'il existe une famille de composants qui assurent la transcription « série vers parallèle » ou « parallèle vers série » que l'on appelle les UART (« Universal Asynchronous Receiver Transmitter »).

IX.1 .– Principe de la conversion numérique analogique

A la différence d'un CAN, un convertisseur numérique analogique (CNA) ne commet pas d'erreur de conversion : à chaque mot binaire est associé une amplitude unique, définie par :

$$U_{CNA} = \Delta_{CNA} (2^{n-1} b_{n-1} + 2^{n-2} b_{n-2} + \dots + 2^1 b_1 + 2^0 b_0), \text{ où } \Delta_{CNA} \text{ est le pas de conversion du CNA.}$$



Par exemple : si on veut faire correspondre au plus grand nombre codé sur n bits (dont la valeur est $2^n - 1$) une tension en sortie du CNA égale à V_{max} ; on a la relation :

$$(2^n - 1)\Delta_{CNA} = V_{max} \text{ soit un pas de conversion } \Delta_{CNA} = \frac{V_{max}}{(2^n - 1)}$$

Interrogation d'électronique

-0-0-0-

Une famille d'A.OP possède un gain statique $G_0 = 10^3$, un facteur de qualité égal à 10^5 s^{-1} , et une constante de temps égale à 1,59 ms. **Tracer dans le plan de Bode (représentation asymptotique - module et phase) la réponse fréquentielle d'un A.OP de cette famille.**

I On souhaite réaliser un circuit amplificateur A, de gain statique $A_0 = 20 \text{ dB}$ avec un de ces A.OP.

2°) Quelle sera la fréquence de coupure f_c de ce circuit amplificateur A ?

3°) Tracer dans le plan de Bode (module et phase) la réponse fréquentielle de ce circuit amplificateur A. On superposera ce tracé à celui de la figure précédente.

4°) Pour quelles fréquences ce circuit amplificateur A devient-il atténuateur ?

II On souhaite utiliser plusieurs circuits amplificateurs A identiques pour réaliser un montage amplificateur B de gain statique $B_0 = 80 \text{ dB}$.

5°) Combien d'étages (c'est-à-dire d'amplificateurs A) seront nécessaires pour cela ?

6°) Tracer dans le plan de Bode (module seul) la réponse fréquentielle de ce montage amplificateur B. On superposera à ce nouveau tracé à celui de la réponse fréquentielle d'un A.OP.

7°) Quelle est la fréquence de coupure f'_c du montage amplificateur B ?

8°) Pour quelle fréquence ce montage amplificateur B devient-il atténuateur ?

III On souhaite maintenant réaliser un montage amplificateur C de gain statique $C_0 = B_0 = 80 \text{ dB}$, mais avec deux étages identiques seulement (c'est-à-dire deux montages identiques utilisant des A.OP de la famille de la première question).

9°) Quel est alors le gain statique d'un seul des deux étages du montage amplificateur C ?

10°) Quelle est la fréquence de coupure f''_c du montage amplificateur C ?

11°) Quel est l'avantage de la solution C vis à vis de la solution B, en particulier si l'on envisage une application mobile, c'est à dire fonctionnant à partir d'une source d'énergie autonome ?

12°) Quel est l'inconvénient de la solution C vis à vis de la solution B ?

Les parties I et II seront illustrées d'un tracé dans le plan de Bode. La partie III pourra l'être également.

Barème : toutes les questions sont sur 1 point, sauf les trois dernières qui sont sur 2 points.

Interrogation d'électronique

-0-0-0-

On étudie ici le principe d'un système électronique de mesure de température dans la gamme 0-1500 °C. Toutes les températures sont exprimées en degrés Celsius. Dans la suite, T représente la température, et T_{amb} la température ambiante, c'est à dire celle de l'appareillage électronique.

On utilise deux capteurs de température :

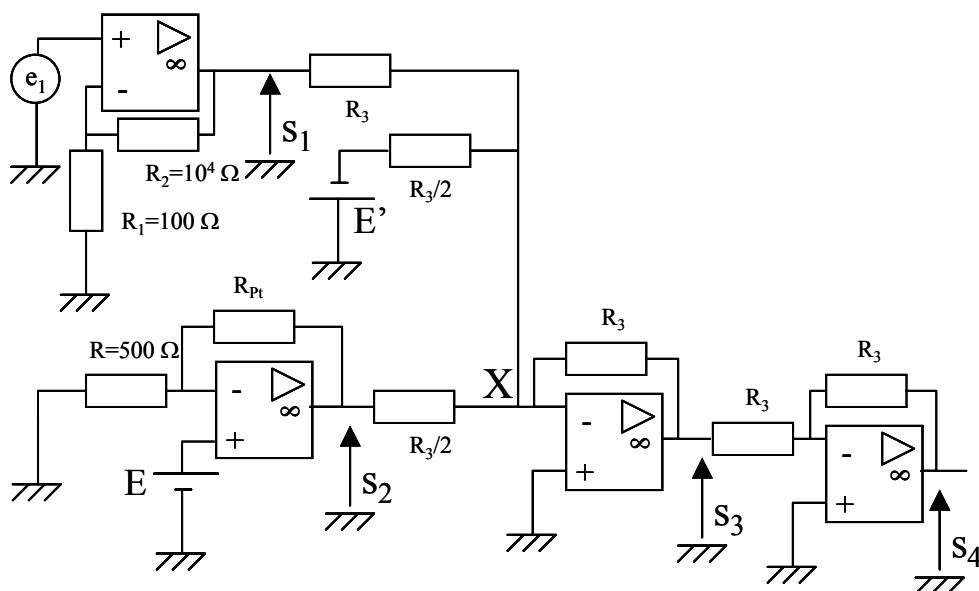
- un thermocouple (gamme de fonctionnement 0-1500°C), dont la sortie e_1 est proportionnelle à la différence entre la température à laquelle est portée l'extrémité du thermocouple (T) et la température de l'appareillage auquel il est connecté (T_{amb}),

$$e_1 = 10^{-5}(T - T_{amb}) \quad (\text{en volts})$$
- une sonde « platine » de type Pt500 (gamme de fonctionnement 0-800°C), dont la résistance notée R_{Pt} suit la loi

$$R_{Pt} = 500(1 + 10^3 T / 2) \quad (\text{en ohms})$$

Les amplificateurs opérationnels, tous identiques, seront considérés parfaits sauf lorsque la bande passante sera considérée. Cette famille d'A.OP possède un gain statique $G_0 = 10^4$, un facteur de qualité égal à 10^5 s^{-1} , et une constante de temps égale à 15,9 ms. Les A.OP sont alimentés en +/- 15 V et on suppose que V_{smax} est égale à la tension d'alimentation.

La structure étudiée est présentée ci-dessous. Le thermocouple est porté à la température à mesurer, et la sonde platine à la température ambiante.



$$E=1 \text{ V}, E'=2 \text{ V}$$

- 1°) Exprimer littéralement s_1 par rapport à e_1 .
- 2°) Exprimer s_1 , par rapport à T et T_{amb} (faire l'application numérique – on arrondira au %).
- 3°) Exprimer littéralement s_2 par rapport à E .
- 4°) Exprimer s_2 par rapport à T_{amb} (faire l'application numérique).

- 5°) Exprimer littéralement s_3 par rapport à s_1 , s_2 et E' . On pourra écrire pour cela la loi des nœuds (somme des courants nulle) au point X.
- 6°) Exprimer s_3 par rapport à T (faire l'application numérique).
- 7°) La sortie du système de mesure étant s_4 , quelle est, en V/degré, la sensibilité du système de mesure ? Quelle est la plage de variation (en volts) de la sortie ?
- 8°) Estimer la bande passante du système. Estimer le débit binaire minimum nécessaire à la transmission du résultat de la mesure dans le cas où le système étudié est suivi d'un CAN à 8 bits.

Barème : toutes les questions sont sur 2 points. (le CR de TP est sur 4)

Durée : 1h30mn

Documents autorisés. Durée 1h30. Il sera tenu compte de la présentation pour la notation.
Barème à titre indicatif : 2 points/question.

Dans le problème suivant tous les AO sont alimentés par des tensions symétriques $\pm 10V$. On assimile les tensions de saturation aux tensions d'alimentation.

On considère l'expression de la fonction de transfert : $T_1(f) = \frac{5000}{50 + jf5.10^{-3}}$.

$$1. \text{ Mettre } T_1(f) \text{ sous la forme : } T_1(f) = \frac{A}{1 + j \frac{f}{B}}$$

puis identifier les paramètres caractéristiques de la fonction de transfert :

- * gain « statique » (gain pour $f=0$) que vous exprimerez en décibels,
- * fréquence de coupure,
- * constante de temps τ_c .

Le système électronique du Montage1 est modélisé par la fonction de transfert T_1 et alimenté par deux tensions symétriques $U_{\text{alim}}=10V$ et $-U_{\text{alim}}=-10V$. On présente à l'instant $t=0$, en entrée du Montage1 le signal $e_1(t)$ dont les caractéristiques sont données sur la Figure 1.

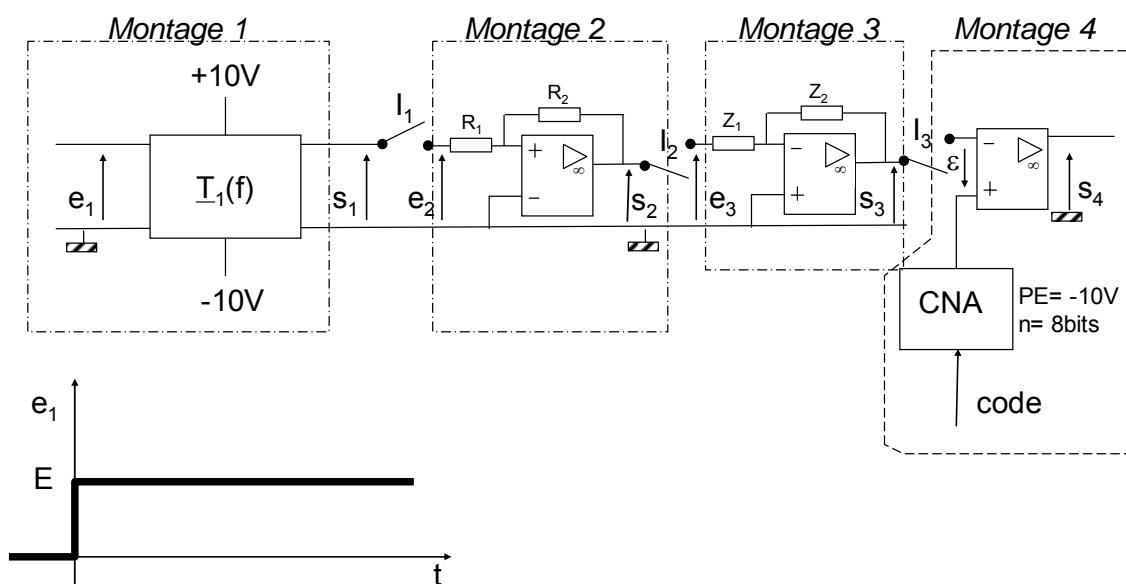


Figure 1

2. Donner la valeur maximale autorisée pour E sans risque de saturation du système.
3. On pose $E=50mV$, déterminer l'expression de $s_1(t)$ en utilisant le calcul par transformée de Laplace.
4. Quelle est la fonction du Montage2 où $R_1=10k\Omega$ et $R_2=50k\Omega$? Pourquoi peut-on déduire sans calcul la (ou les) valeur(s) de s_2 ? Calculer les valeurs de la tension e_2 qui déclenchent basculement de la sortie s_2 ? Tracer le graphe $s_2(e_2)$ et justifiez son appellation.

En fermant l'interrupteur I_1 on connecte le Montage2.

5. En supposant $s_2(t=0)=-10V$, et en fermant l'interrupteur I_1 à $t=0$, calculer le temps t_1 nécessaire pour que $s_2=10V$.

En fermant l'interrupteur I_2 on connecte le Montage3, où Z_1 est l'impédance d'une résistance $R=1k\Omega$ et Z_2 est l'impédance d'un condensateur de $10nF$ où on rappelle que $Z_c=1/(jC\omega)$ et $p=j\omega$.

6. Donner l'expression de la fonction de transfert $T_3(p)=S_3(p)/E_3(p)$.

7. Quelle propriété de l'opérateur p de la transformée de Laplace permet de justifier l'appellation de montage intégrateur inverseur ?

8. Tracer l'évolution de $s_3(t)$, sachant que $s_3(t_0)=0V$, en précisant la valeur de $s_3(t_1)$ avec $t_1=8\mu s$.

On ferme l'interrupteur I_3 qui connecte le dernier montage où on utilise un CNA 8 bits, dont la tension de sortie varie entre $0V$ et $-10V$.

9. Calculer le pas de conversion du CNA.

10. On présente le code binaire :

1 1 0 0 1 1 0 0
↑ ↑
MSB LSB

à l'entrée du CNA. Donner l'instant de basculement de s_4 de $-10V$ à $10V$?

UV Capteurs et physique de mesure : EXAMEN FINAL
Partie électronique

Durée 1h00; Documents autorisés.

Barème donné à titre indicatif. Il sera tenu compte de la qualité de la présentation de la copie.

Exercice 1 : [5points]

On utilise le compteur synchrone vu en Travaux Pratiques (compteur 4 bits ; Q_0 , Q_1 , Q_2 et Q_3 , changement d'état sur fronts montants, polarisé par des tensions d'alimentation entre 0Volts et 5Volts) dont la fréquence d'horloge est de 1kHz.

- 1) Donner (en précisant l'unité) la valeur de l'amplitude du signal d'horloge [1pt]
- 2) Donner (en précisant l'unité) la valeur $t_{(i+1)} - t_i$ qui sont représentés sur la feuille Annexe. [1pt]
- 3) Compléter les six chronogrammes présentés sur la feuille Annexe [3pts]

Exercice 2 : Problème de synthèse [15points]

Dans le problème suivant, on utilise un amplificateur opérationnel de gain 100V/mV dont les caractéristiques données par le constructeur précisent :

- des tensions de polarisation $+V_{cc} = 5V$ et $-V_{cc} = -5V$
- des tensions de saturation $U_{SAT,+} = 90\%$ de V_{cc} ; et $U_{SAT,-} = 70\%$ de $-V_{cc}$ avec $V_{cc} = 5V$.
- un produit gain bande passante (ou fréquence de transition f_T) de 1MHz

On utilise un capteur de PH, qui délivre un signal de tension définie par l'expression :

$$U_{capteur} = V_0 + \alpha[pH(t) - \beta]$$

Où : $pH(t)$ est la valeur du pH dans le temps $pH(t) \in [1 ; 14]$

$$\alpha = 35mV ; \beta = 7$$

V_0 est un offset de polarisation donné égal à 4V à $T = 300^\circ K$.

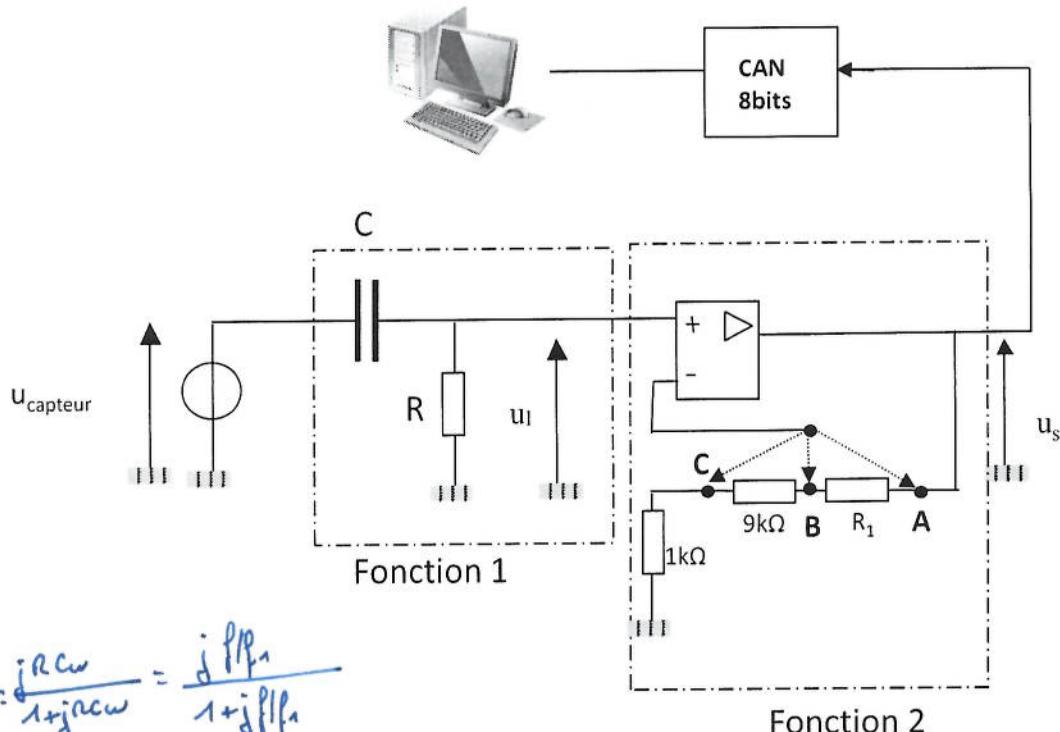
- $10^5 \Rightarrow 100dB$ 1) Exprimer en dB le gain en boucle ouverte de l'AO [1pt]
- $A_f = \frac{10^5}{1+jf/f_p}$; $A_o = 10^5$ 2) Donner l'expression canonique de la fonction de transfert $A(f)$ en démontrant que f_o fréquence de coupure en boucle ouverte vaut 10Hz. [1pt]
- $f_T = 1MHz = f_o$ 3) Donner la plage de variation de $U_{capteur}$. [1pt]
- $f_o = 10Hz$ 4) On souhaiterait amplifier le signal capteur par un montage amplificateur non inverseur alimenté avec des tensions symétriques égales à $\pm 5V$. Est-ce possible ? Quels risques encourt-on ? Donner avec précision, en utilisant les données utiles de l'énoncé, la valeur du gain maximal du montage amplificateur non inverseur. [2pts]

$3)$ $pH \in [1 ; 14]$ fonction croissante ; $u_c \in [3.73V ; 4.245V]$

4). Saturation $U_{SAT,+} = 0.9 \times V_{cc} = 4.5$.
Amplification : $4.5 / 4.245 = 1.06$
Soit Rien à gagner à cause du fort offset !

UV Capteurs et physique de mesure : EXAMEN FINAL
Partie électronique

Un constructeur propose le schéma suivant d'utilisation de son capteur vers un poste de commande ; où on utilise un **CAN 8bits**, conversion par troncature dont la pleine échelle s'étend entre 0 et 5V avec une fréquence d'échantillonnage de 1kHz



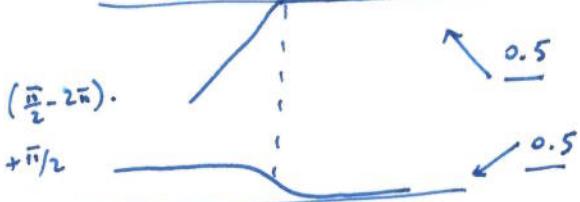
$$B(f) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega R C}{1 + j\omega R C} = \frac{j\omega f f_c}{1 + j\omega f f_c}$$

- 5) Déterminer l'expression sous forme canonique exploitable dans un tracé de Bode, de la fonction de transfert $B(f) = u_1/u_{capteur}$ [1pt]
- 6) Quel est le rôle de la fonction 1. Donner le tracé asymptotique de Bode module et argument ? [2pts]
- 7) Déterminer l'expression de la fonction de transfert $C(f) = u_s/u_1 = T_0/(1+jf/f_c)$ en précisant les valeurs numériques des couples (T_0, f_c) pour chacune des positions du curseur (on précise $R_1=90k\Omega$). [3pts]
- 8) Donner le pas de conversion du CAN. [1pt]
- 9) En position Interrupteur en C, donner en base 10 le code en sortie du CAN qui représente un PH qui varie temporellement autour 8. [2pts]
- 10) Le choix de $\beta = 7$ est-il pertinent pour mesurer des solutions acides ? Justifiez. [1pt]

Filtre passe haut
supprimer Vo !
(l'object)

1pt

6)



$$7). \text{ Gain} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

$$f_T/\text{Gain} = f_c$$

$$8). \Delta = \frac{5}{256} \text{ V. } (0.5 \text{ pt à enlever si pas d'unité})$$

$$9) \text{ Code} = 173.$$

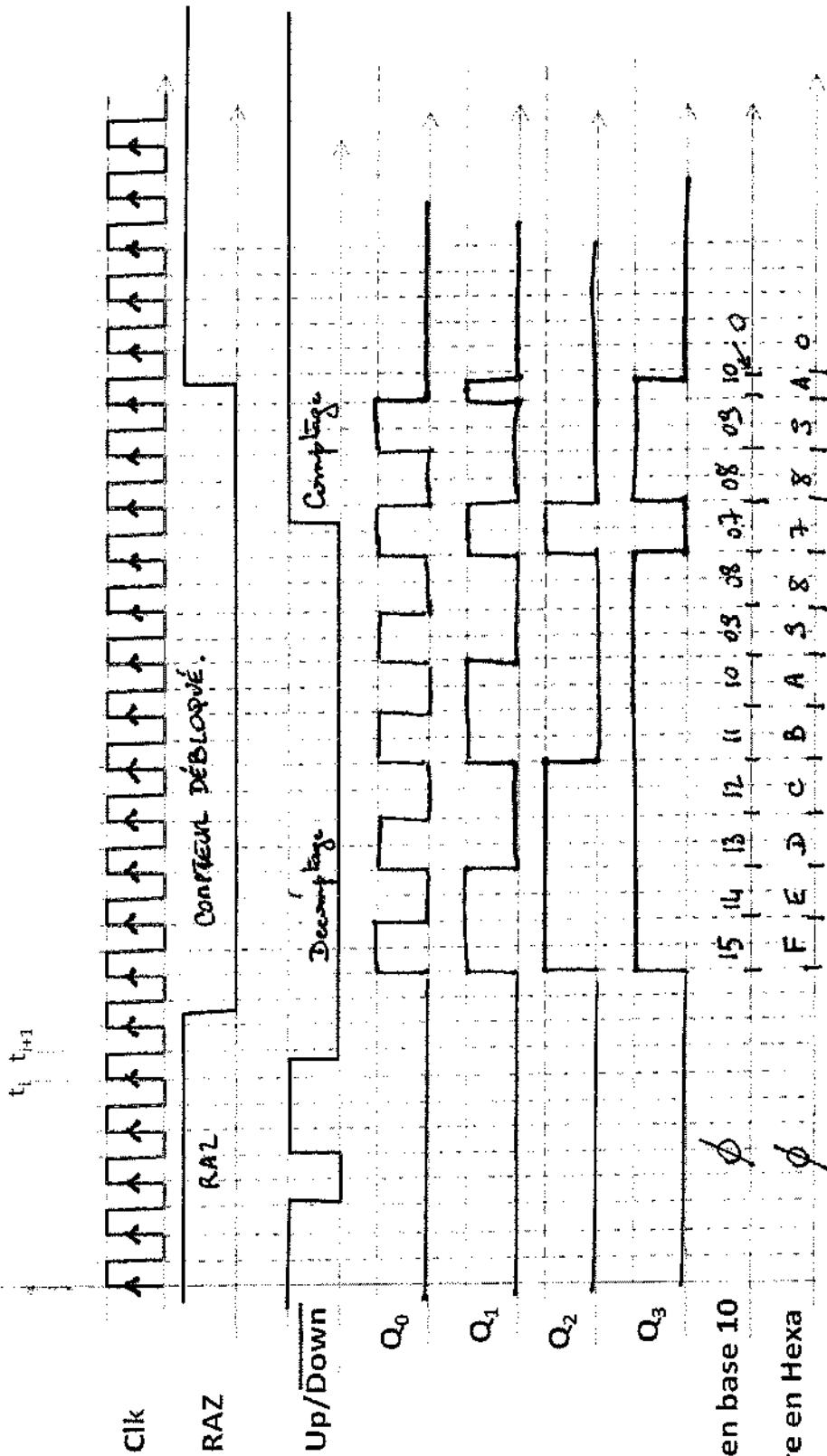
10) Non, car nuso non compatible avec PE du CAN.

position	A	B	C
Z_2/Z_1	0; 100k Ω	10k Ω	1k Ω
Gain	1	10	100
f_c	1MHz	100kHz	10kHz

6 réponses ; 0.5 pt / réponse .

UV Capteurs et physique de mesure : EXAMEN FINAL
Partie électronique

NOM : BOND Prénom : JAMES Groupe :



Nbre en base 10

φ

Nbre en Hexa

φ

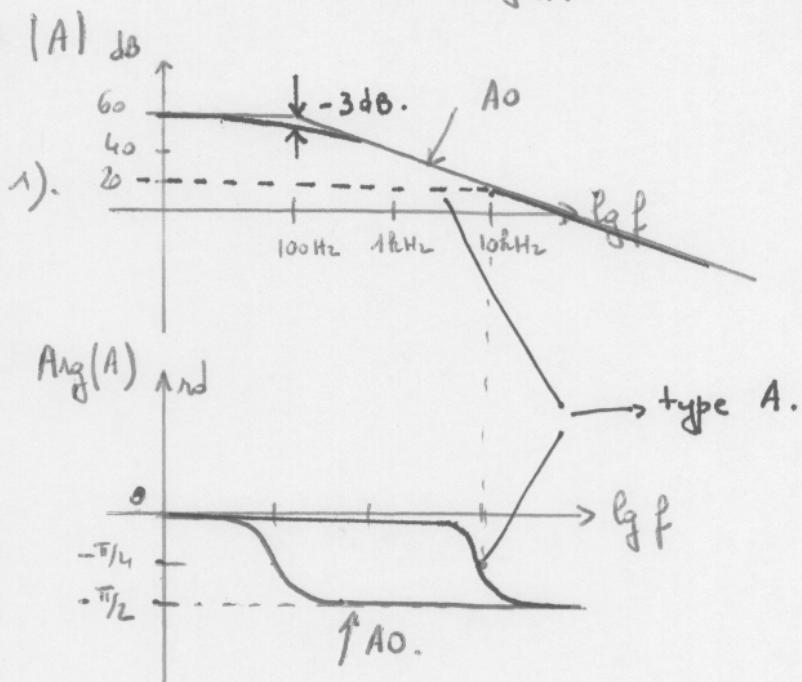
Intégration 2004-2005.

La fonction de transfert d'un AO se met sous la forme

$$A(f) = \frac{G_0}{1+j f/f_0}$$

avec $G_0 = \text{gain statique} = 10^3$
 $f_0 = \text{fréquence de coupure}$
 $G_0 f_0 = \text{facteur de qualité} = 10^5$

$$\Rightarrow f_0 = \frac{10^5}{10^3} = 100 \text{ Hz}$$



- 2). $A_0 = 20 \text{ dB}$; sur le graphe $|A| \text{ dB}$; on fait l'horizontale à $+20 \text{ dB}$ qui coupe le tracé en un pt dont l'abscisse est 10 kHz .

- 4). Ce circuit devient atténuateur lorsque le tracé coupe l'axe 0 dB soit $f > 100 \text{ kHz}$.

- II 5). On souhaite $B = 80 \text{ dB} = 4 \times 20 \text{ dB}$. \Rightarrow il faudra 4 montages type A.

- 6) superposer 4 tracés type A; en les ajoutant.

- 7) $f_c = 10 \text{ kHz}$; mais attention $|B(f_c)| = 4 \times 17 = 68 = 80 - 4 \times 3$

- 8). $f > 100 \text{ kHz}$.

III hors programme.

Interrogation 2005-2006.

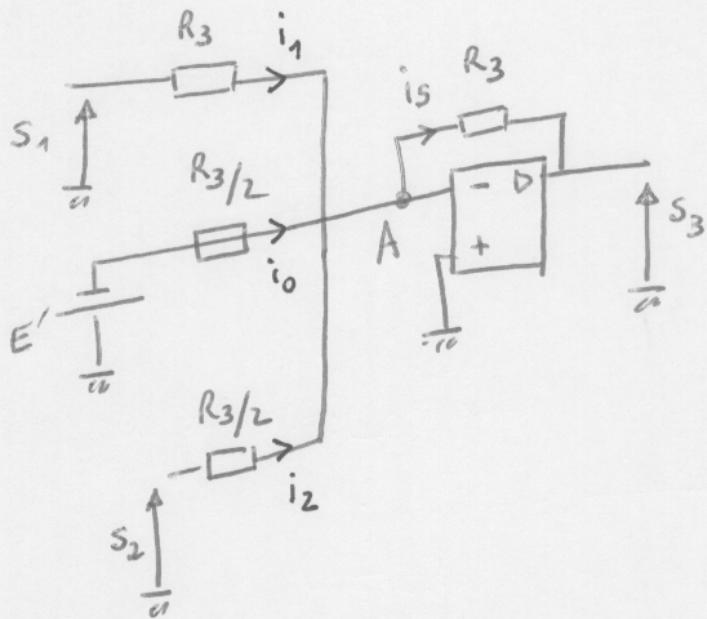
$$1). \quad s_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_1 = \left(1 + \frac{10^4}{10^2}\right) e_1 \approx 100 e_1.$$

$$2). \quad s_1 = 100 \left[10^{-5} (T - T_{\text{amb}}) \right] = 10^{-3} (T - T_{\text{amb}}).$$

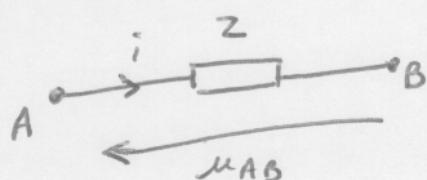
$$3). \quad s_2 = \left(1 + \frac{R_{PT}}{R}\right) E \quad \text{avec} \quad R_{PT} = 500 \left[1 + 10^3 \frac{T}{2} \right].$$

$$4). \quad s_2 = \left(1 + \frac{500 \left[1 + 10^3 \frac{T}{2} \right]}{500}\right) E = \left(2 + 10^3 \frac{T}{2}\right) E \\ s_2 = (2 + 500 T)$$

erren du enoncé : $R_{PT} = 500 \left(1 + 10^{-3} \frac{T}{2}\right)$. avec $T = T_{\text{amb}}$.
 5). Montage pour s_3 . $\Rightarrow s_2 = (2 + 500 \cdot 10^{-3} T_{\text{amb}})$



la rétroaction négative implique $u_+ = u_-$ avec $u_+ = 0$ par construction
 $\Rightarrow u_- = 0$. cette égalité permet de calculer
 facilement les intensités i_R puis on rappelle que pour un ~~générateur~~
 récepteur $i = \frac{u_A - u_B}{Z} = \frac{u_A - u_B}{Z}$.



$$i = \frac{u_A - u_B}{Z} = \frac{u_A - u_B}{Z}.$$

il vient:

$$i_1 = \frac{s_1 - u_-}{R_3} = \frac{s_1}{R_3}$$

$$i_0 = \frac{-E' - u_-}{R_3/2} = -2 \frac{E'}{R_3}.$$

$$i_2 = 2 \frac{s_2}{R_3}.$$

et $i_s = \frac{u_- - s_3}{R_3} = -\frac{s_3}{R_3}.$

la loi de Kirchhoff en A induit: $\sum i_{\text{entrant}} = \sum i_{\text{partant}}$

$$i_1 + i_0 + i_2 = i_s$$

$$-\frac{s_3}{R_3} = i_s = \frac{s_1}{R_3} - 2 \frac{E'}{R_3} + \frac{2s_2}{R_3}$$

$$\underline{s_3 = 2E' - (s_1 + 2s_2)}$$

6). $s_3 = 4 - \left[10^{-3} (T - T_{\text{amb}}) + 2 \left(2 + \frac{500}{10^{-3}} T_{\text{amb}} \right) \right].$
 $= 4 - [10^{-3} T + 4] = -10^{-3} T.$

7). $s_4 = -s_3 = 10^{-3} T.$ puisque $i_3 = i_4$ avec $i_3 = \frac{s_3}{R_3}$
 $\frac{ds_4}{dT} = 10^{-3}.$ $T \in [0; 1500^\circ\text{C}]$. $i_4 = -\frac{s_4}{R_3}.$

$$s_4 \in \left[273 \cdot 10^{-3} \text{ V}; \underbrace{(1500 + 273) \cdot 10^{-3} \text{ V}} \right].$$

8) hors programme.
impossible puisque $s_{4 \text{ max}} = \underline{\underline{15 \text{ V}}}$.

$$\underline{T_1(f)} = \frac{5000}{50 + jf \cdot 5 \cdot 10^{-3}}$$

$$= \frac{5000}{50 \left[1 + jf \frac{5 \cdot 10^{-3}}{50} \right]} = \frac{100}{1 + j \frac{f}{f_c}}$$

$$f_c = 10^4 \text{ Hz} = \underline{\underline{10 \text{ kHz}}}.$$

$$T_1(0) = 100 \Rightarrow \underline{\underline{40 \text{ dB.}}}$$

$$T_1(p) = \frac{100}{1 + \cancel{B_c} p} \quad \leftarrow \quad T_c = \frac{1}{2\pi f_c} \approx 16 \mu\text{s}$$

$$\begin{aligned} \text{Facteur de qualité: } & 100 \times 10^4 = \underline{\underline{10^6 \text{ Hz.}}} \\ & = \underline{T_1(0) \cdot f_c}. \end{aligned}$$

2). $s_{1,\max} = 10 \text{ V.}$

$$E = \frac{10}{T_1(0)} = \frac{10}{100} = \underline{\underline{0,1 \text{ V.}}}$$

3).

$$s_1(p) = \underline{T_1(p)} \cdot \frac{E}{P} = \frac{100}{1 + \cancel{B_1} p} \frac{E}{P}.$$

$$s_1(p) = \frac{100}{T_1 \left(\frac{1}{B_1} + p \right)} \frac{E}{P} = \frac{A}{P} + \frac{B}{P + \frac{1}{B_1}}.$$

$$A = 100E$$

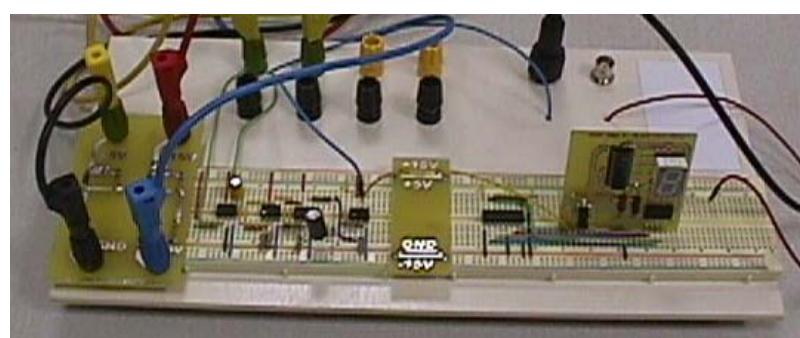
$$B = -100E$$

$$s_1(p) = 100E \left(\frac{1}{P} - \frac{1}{P + \frac{1}{B_1}} \right).$$

$$s_2(t) = 100E \left(1 - e^{-t/B_1} \right).$$

4). hors programme.

INSTRUMENTATION SUR ECOULEMENT DIPHASIQUE



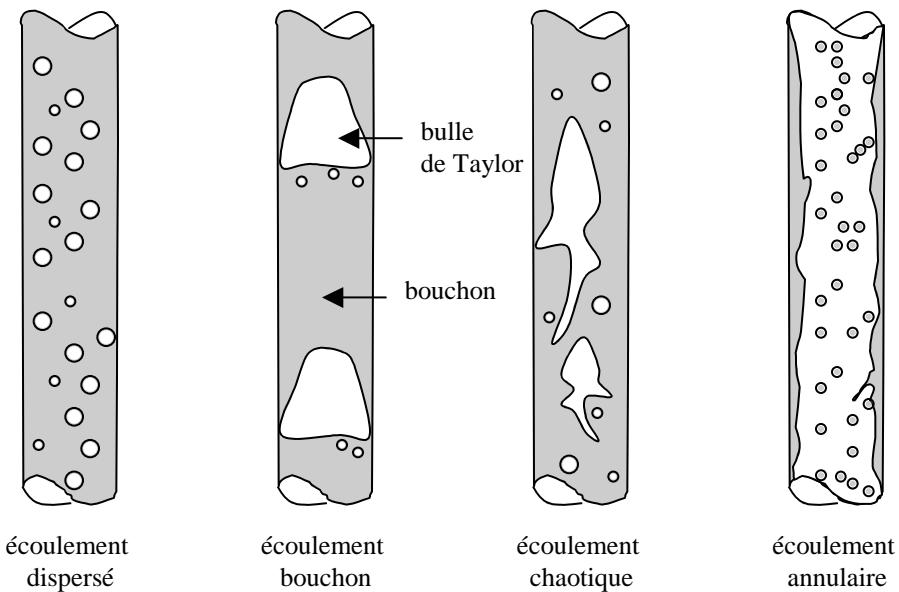
Document réalisé par JM. Dilhac et JY. Fourniols
avec la participation de J-F. Ribas, JM. Dorkel, T. Marino et J. Perez.

Département de Génie Electrique et Informatique

1. LES ECOULEMENTS DIPHASIQUES GAZ/LIQUIDE : GENERALITES :

Les principales configurations d'écoulements ascendants (tubes verticaux) à co-courant pour un système eau/air incluent les quatre configurations suivantes :

- écoulement à bulles (ou dispersé),
- écoulement bouchon,
- écoulement chaotique,
- écoulement annulaire.



Cette classification correspond, pour une vitesse de la phase liquide constante, à une vitesse d'écoulement gazeuse croissante. C'est ainsi que l'écoulement à bulles correspond à des débits de gaz faibles. La transition vers l'écoulement bouchon s'effectue lorsque la fraction gazeuse devient supérieure à environ 30%.

L'écoulement bouchon se compose de cellules géométriques constituées de deux zones :

- une zone à phases séparées : le gaz forme une longue poche, la bulle de Taylor, et le liquide est plaqué contre les parois. Ce film liquide est animé d'un mouvement descendant,
- une zone à phase dispersée : le bouchon, où la phase liquide est continue, et où la phase gazeuse est présente sous la forme de fines bulles.

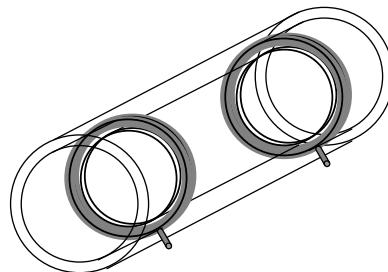
Une augmentation du débit de gaz va provoquer l'apparition d'un écoulement de transition, l'écoulement chaotique, dans lequel les poches gazeuses se fractionnent. La transition vers l'écoulement chaotique s'effectue lorsque la fraction gazeuse devient supérieure à environ 60%. Une augmentation supplémentaire du débit de gaz conduira au régime annulaire, avec un noyau central gazeux continu chargé en gouttelettes de liquide.

L'écoulement bouchon, qui nous intéresse ici, se rencontre dans de nombreux secteurs industriels tels la production de vapeur (géothermie), les réactions entre une phase liquide et une phase gazeuse dans des réacteurs chimiques et / ou biochimiques, le refroidissement des réacteurs nucléaires ou la production et le transport des hydrocarbures. Dans le cadre de ce type d'écoulement, la succession dans le temps et l'espace d'un écoulement annulaire et d'un écoulement dispersé est caractérisée par un facteur d'intermittence fixant leur importance relative, et quantifiant cet état qui est non-stationnaire bien que les débits d'entrée (eau / air) soient constants.

C'est l'instrumentation électronique destinée à l'étude de cette intermittence que nous nous proposons de concevoir et de tester.

2. DISPOSITIF EXPERIMENTAL :

La détection du passage des bouchons dans un tube vertical est réalisée grâce à des sondes conductimétriques, donnant une image de la différence de conductivité entre les deux phases (séparée et dispersée). Nous avons choisi une structure de sondes pariétales (développées à l'Institut de Mécanique des Fluides de Toulouse) composées de deux anneaux en acier inoxydable, dont la position ne perturbe pas l'écoulement du mélange.



La boucle d'essais est constituée d'une colonne en PVC de longueur 75 cm et de diamètre interne 14 mm. Deux sondes identiques à celle décrite ci-dessus sont ajoutées en série à l'extrémité supérieure du tube. Leur longueur totale est 27 cm.

L'eau du réseau est introduite au préalable pour remplir la boucle. L'air (air comprimé) est alors injecté à la base de la colonne, le débit étant réglé par une vanne à pointe placée en sortie d'un détendeur. A la sortie de la colonne, un tube ouvert permet la séparation des phases.

3. DESCRIPTIF DU TRAVAIL DEMANDE :

L'objectif des **deux séances** de TP est d'instrumenter une colonne d'eau en comptant le passage de bulles au moyen d'un système électronique autonome.

3.1 Plate-forme d'instrumentation sur un écoulement diphasique :

La plateforme d'expérimentation est construite sur un circuit fermée d'eau avec :

- **un réglage du débit et de la taille des bulles**, obtenu en actionnant le robinet situé sous le manomètre.

Réglage débit d'air
(taille et débit des bulles)



- **un accès à deux capteurs.** Il vous est demandé d'instrumenter par binôme un seul capteur en utilisant un des deux capteurs en prélevant le signal électrique au travers de câbles connectés dans les fiches spécifiées. Pendant les séances puis en fin de travail, vous utiliserez la plateforme avec un autre binôme et comparerez les performances des systèmes électroniques que vous aurez construits.



3.2 Conception électronique : règles élémentaires.

Tout au long de ce TP, des règles de conception devront être adoptées, en plus des règles habituelles de protection de l'appareillage et des composants ainsi que des règles de sécurité électrique.

Ne branchez jamais un appareil sans avoir obtenu l'aval des personnes qui encadrent votre travail ! Signalez instantanément toute fuite éventuelle d'eau.

Citons par exemple :

- Tout montage mettant en œuvre des circuits actifs (c'est-à-dire alimentés) par un générateur de tension continue, doit soigneusement distinguer les fils des masses des fils d'alimentation.
- A ce titre, dans un souci d'efficacité, on essaiera d'appliquer le code de couleurs ou conventionnel :

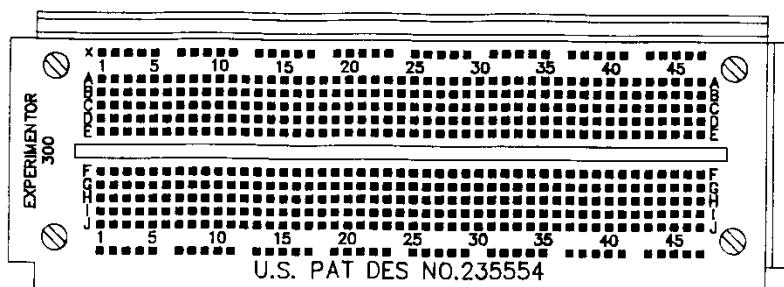
- Alimentation positive : fil rouge.
 - Alimentation négative : fil bleu.
 - Masse : fil noir.
 - Signaux en entrée : fil jaune.
 - Signaux en sortie : fil violet.
- Toute modification sur une partie d'un montage préalablement testée et validée doit être notée, afin de pouvoir facilement orienter la recherche de pannes éventuelles.
 - Dans la mesure du possible, on essaiera toujours d'effectuer un câblage par blocs, en essayant de hiérarchiser et partitionner le système en blocs fonctionnels. Cette approche de conception, que l'on retrouve dans le domaine de la simulation, permet de caractériser d'abord les blocs principaux, puis les interfaces.

3.3 Support de mise au point électronique : la plaque à insertion.

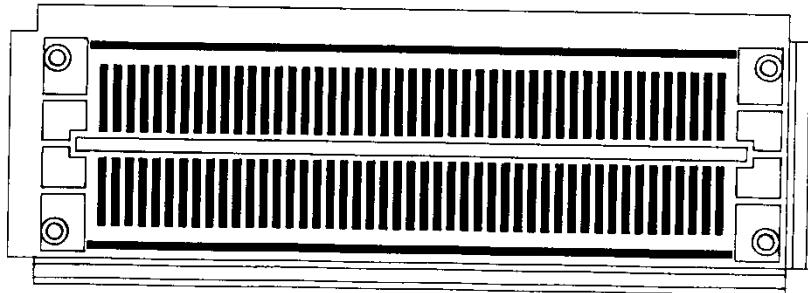
Technique très simple d'utilisation, elle consiste à enficher les composants dans des trous d'une plaque qui offre un certain nombre de connexions déjà câblées. En conséquence, seules certaines interconnexions entre les circuits sont à réaliser par fils ou éléments passifs (résistance, inductance, capacités selon la fonction recherchée).

Cette technique, très rapide dans sa mise en œuvre peut parfois présenter l'inconvénient de ne pas bien assurer un bon contact électrique (au sens ohmique) entre le fil ou l'élément passif et les équipotentielles de la plaque au niveau des trous.

On rappelle qu'un câblage soigné qui respecte le code des couleurs et minimise le nombre et la longueur des fils de connexion aura plus de chance d'être repris et dépanné.



Plaquette à insertion : Vue de dessus



Plaquette à insertion : Vue de dessous

Objectifs :

On souhaite à la fin des deux séances de TP compter automatiquement des bulles...Le système électronique que vous devez concevoir doit venir se brancher sur un des deux capteurs de la plateforme hydraulique.

Ainsi il est nécessaire de conserver à la fin de la séance 1 votre montage qui sera repris dans la séance 2. En revanche à la fin des deux séances il vous est demandé de ranger les composants dans les casiers dédiés.

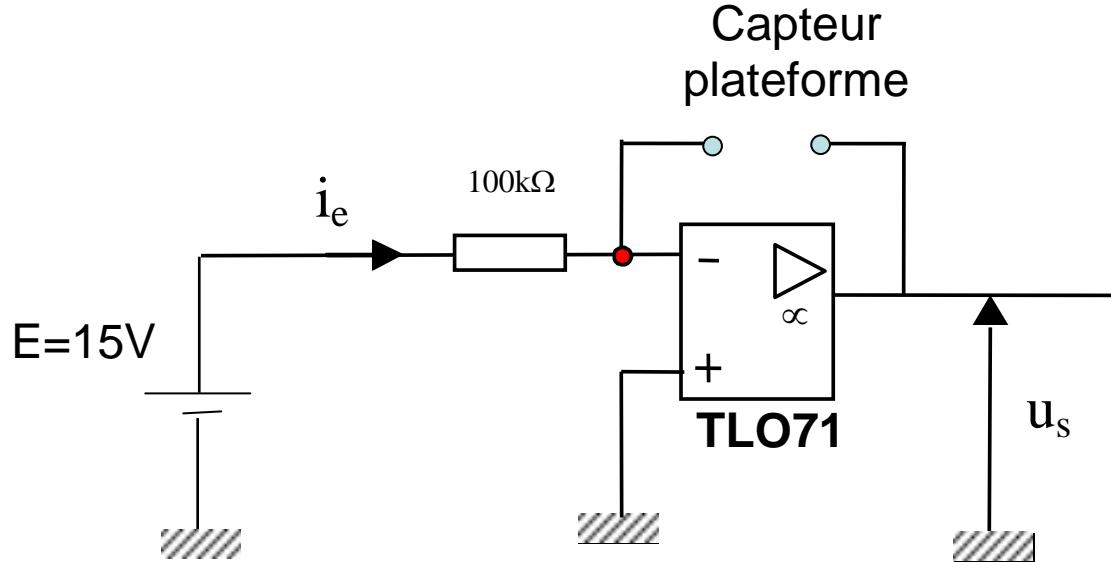
4. TPN°1 : OBSERVATION ELECTRIQUE DE BULLES

4.1 Observation électrique d'une bulle.

Le passage d'une bulle dans l'eau a pour effet de modifier la résistance électrique du capteur.



Réaliser le montage convertisseur courant tension et observer la signature électrique des bulles en fonction de la taille et du débit des bulles.



Remarque : on veillera à bien alimenter les A.Os en respectant les polarités des alimentations (cf. documentation technique du constructeur fournie en salle)



La fonction est-elle obtenue en absence de tensions de polarisation de l'A.O ? Pourquoi ?



Diminuer la valeur de la force électromotrice E. Qu'observe t-on ? Pourquoi ?

4.2 Suppression de la composante continue du signal : étude d'un filtre passe-haut.



Câbler le réseau RC de la figure ci-dessous avec $R=10k\Omega$ et $C=10nF$.



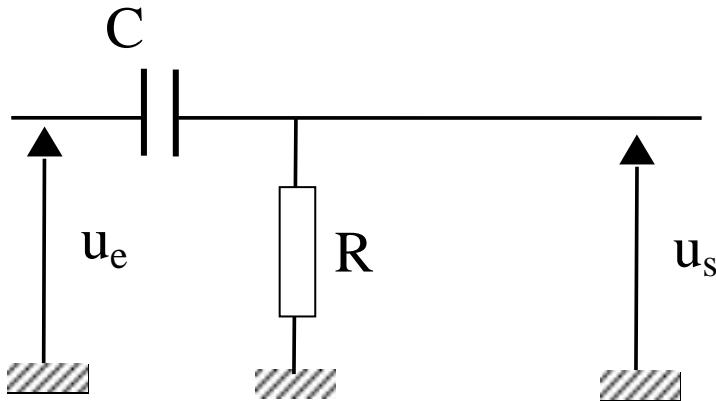
Le signal u_e étant délivré par un générateur de tension sinusoïdale, relevez quelques points pour effectuer le tracé expérimental dans le plan de Bode.



Donner la fréquence de coupure expérimentale.



Conclure sur la caractéristique du filtre.



4.3 Amplification du signal « signature électrique d'une bulle ».

La signature électrique du passage d'une bulle est une signal de très faible amplitude, pourquoi ? Pourquoi l'amplification directe du signal n'est-elle pas possible ?



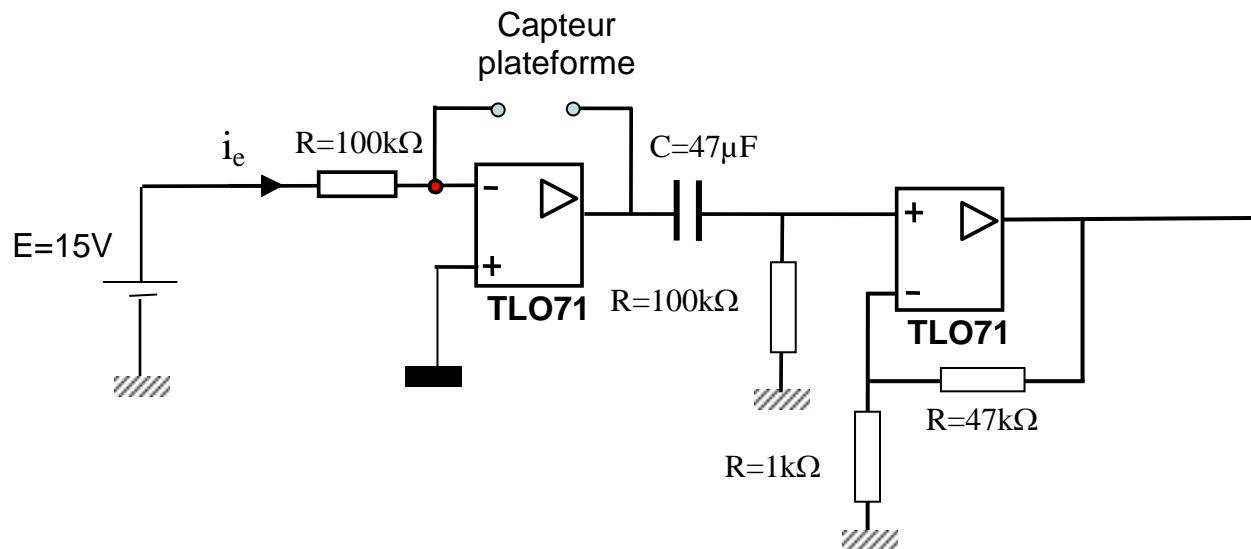
Réaliser le montage ci-dessous.



Estimer le gain en tension du second montage à base d'A.O.



Conclure sur la signature électrique du passage des bulles.



5. TPN°2 : COMPTAGE AUTOMATIQUE DE BULLES

5.1 Utilisation d'un compteur

La première étape concerne la réalisation d'un compteur type HCT191 avec son affichage hexadécimal associé câblé sur un circuit imprimé mis à votre disposition.

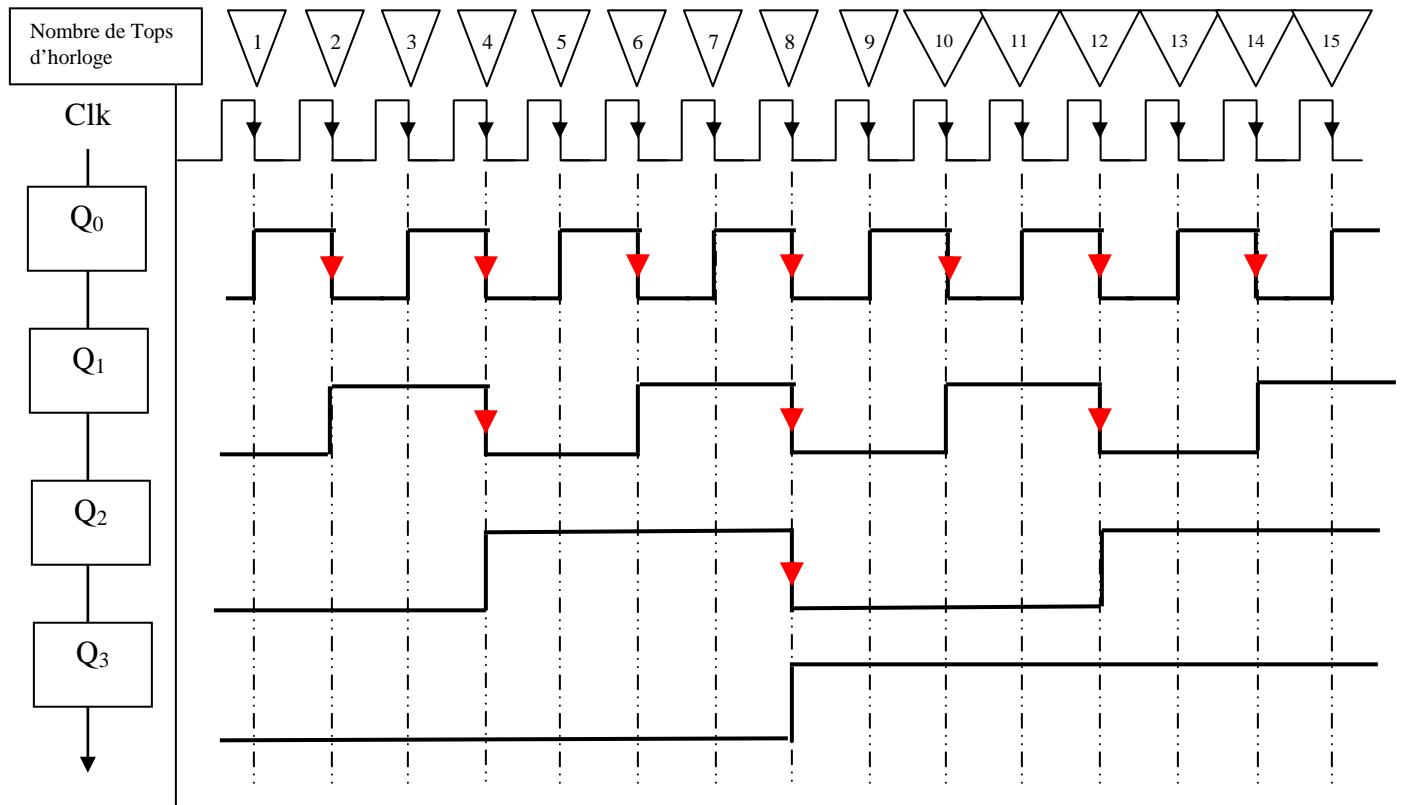
Pour résumer, un compteur est un élément logique qui sous l'action d'un événement (front montant ou front descendant) associé à un signal d'HORLOGE, incrémente sa sortie qui est représentée en base BINAIRE (base 2).

Les caractéristiques du signal d'HORLOGE sont :

- signal positif
- front, c-à-d passage d'un niveau à un autre, assez raide

Le chronogramme (évolution temporelle des sorties binaires du compteur) est décrit ci-dessous dans le cas d'un compteur 4 sorties, ou 4 BITS.

Le bit qui change d'état à chaque front d'horloge est appelé bit de poids faible, en référence au code binaire qu'il représente à savoir 2^0 .





Câbler le compteur type HCT191 en vous referant à la documentation constructeur.



Utiliser le générateur de signaux pour réaliser un signal d'horloge.



Compléter le tableau ci-dessous en indiquant l'information affichée par l'afficheur sept segments.

Code en base dix	Code binaire sur 4 bits (Q ₃ Q ₂ Q ₁ Q ₀) avec Q ₀ poids faible	Affichage
0	0000	
1	0001	
2	0010	
3	0011	
4	0100	
5	0101	
6	0110	
7	0111	
8	1000	
9	1001	
10	1010	
11	1011	
12	1100	
13	1101	
14	1110	
15	1111	



Donner les caractéristiques essentielles du signal d'horloge



Le signal électrique associé à la signature du passage d'une bulle peut-il être considéré comme un signal d'horloge ?

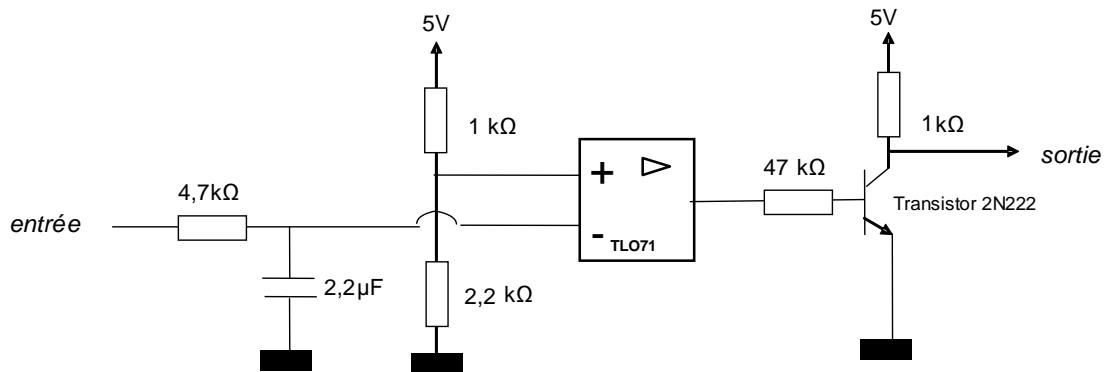
5.2 Transformation du signal « signature électrique d'une bulle » en signal d'horloge

On modifie le signal électrique associé à la signature du passage d'une bulle par le montage de la figure ci-dessous.

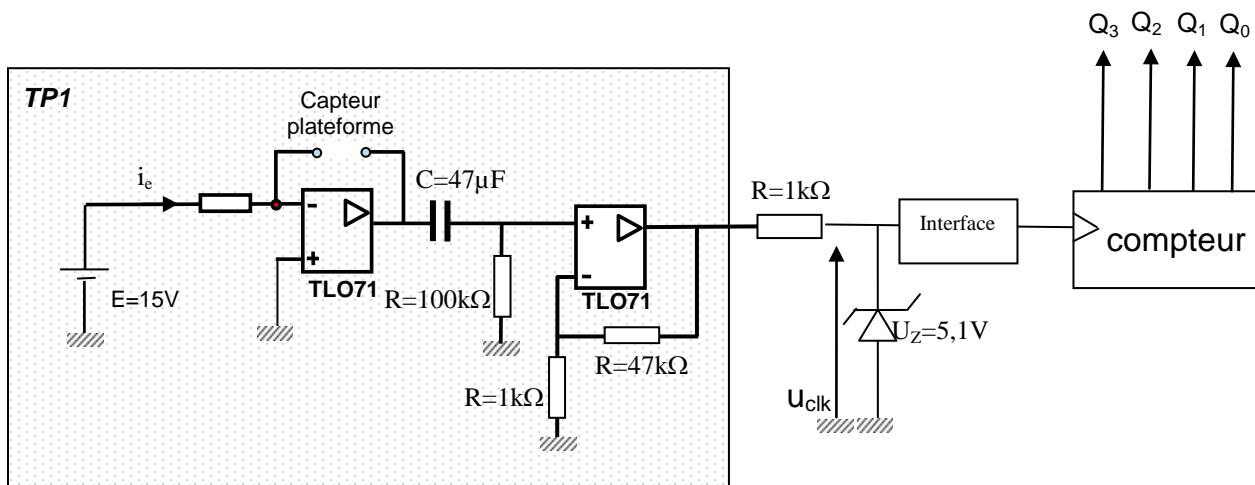


Réaliser le montage

Remarque : Il est nécessaire de garantir la compatibilité entre les familles de composants, aussi dans notre exemple, on pourra connecter un circuit d'interface dont le montage est donné ci-dessous :



Vérifier la forme du signal u_{clk} avant connexion au circuit d'interface





Valider et optimiser votre système en fonction de différentes configurations de bulles (débit, taille, type de plateforme, ...)



Comparer les performances de votre système de comptage avec un autre binôme en vous connectant sur le capteur1 et sur le capteur2