
Transistor - Multimètre

Transistor

- **Niard** : *Électronique* (terminale F2)
- **Malvino** : *Principes d'électronique*
- **Journeaux** : *TP de physique*
- **Duffait** : *Expériences d'électronique*

Multimètre

- **Duffait**, *Expériences d'électronique*, Chap.11 (on y trouvera énormément d'explications et d'expériences pour les montages reliés à l'instrumentation numérique).
- **BUP** no 754, J. Esquieu : *Traitement numérique du signal* (p. 707).
- **L. Quaranta**, *Dictionnaire de Physique expérimentale, Tomes III et IV*, Editions Pierron.
- **J. Niard**, Manuel de Terminale F₂, Editions Nathan.
- **Dattée**, *Electronique : Concepts de base*, Chap. I – 1.
- **F. Cottet**, *Traitement des signaux et acquisition des données*, Dunod (1997)

Première partie : le transistor

I) Rappels : définitions, notations, modélisation

Ces composants dont l'invention a été récompensée par un prix Nobel en 1956 se retrouvent dans de nombreuses situations : amplification de puissance (le Push-Pull), stabilisation de tension (TP conversion de puissance électrique en série III) ou encore interrupteur (à la base des portes logiques). Les montages concernés comportent notamment *Production et conversion d'énergie électrique* et *Amplification de signaux*.

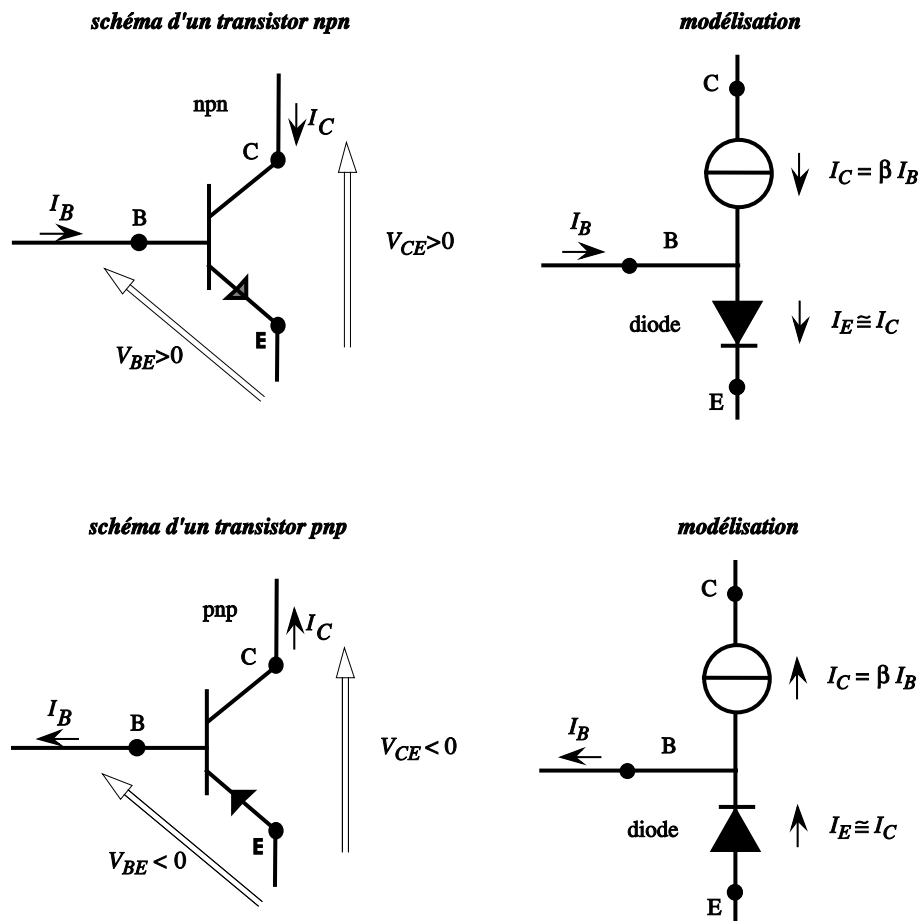


FIG. 1 – Transistor npn et pnp. B = base, C = collecteur, E = Émetteur. Le gain en courant β est de l'ordre de 100. La flèche noire sur l'émetteur indique le sens *réel* du courant dans l'émetteur. Pour passer du npn au pnp, changer le signe de toutes les tensions et inverser le sens des courants.

Dans la suite on travaillera uniquement avec des transistors de puissance avec leur radiateur :

- npn : BD 439 (ou TIP 29)
- pnp : BD 440 (ou TIP 30)

Vérifier à chaque fois qu'ils sont en bon état en utilisant un testeur de transistor : celui-ci mesure β .

NOTE : Si dans les expériences qui suivent, le signal de sortie contient une composante de haute fréquence (plusieurs MHz) dont l'amplitude peut valoir 10 mV à plusieurs volts (le signal

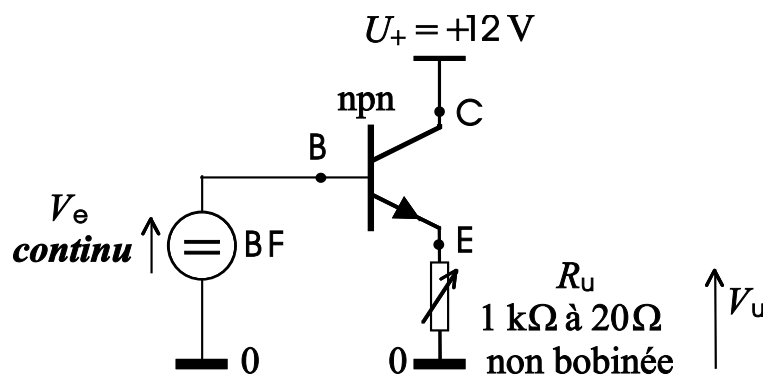
basse fréquence attendu semble «empâté»), c'est que l'amplificateur présente une instabilité. On indique dans la suite des précautions à prendre pour éviter ce phénomène¹

II) Étude d'un suiveur de tension de puissance

Ne pas passer trop de temps sur les premières expériences car c'est l'amplificateur push-pull qui est important en montage.

1) Étude en continu

Réaliser le montage ci-après à l'aide du matériel suivant :



- npn : BD 439 (ou TIP 29) sur radiateur ;
- U_+ représente la partie positive d'une alimentation continue symétrique (ou alimentation continue Sefram) ;
- V_e représente un générateur basse fréquence (GBF) réglé de façon à donner un signal continu (il servira en régime sinusoïdal par la suite)² ;
- Si la résistance utile R_u est obtenue par des boîtes de résistances, faire attention au courant maximum qu'elles peuvent supporter (utiliser plutôt deux boîtes $\times 1 \Omega$). **Ne pas utiliser de résistance de puissance bobinée** qui, étant inductive à haute fréquence, favorise l'instabilité ;
- Choisir la **valeur minimum de R_u** en fonction du courant maximum de l'alimentation U_+ (20Ω correspond à une alimentation de 12V qui peut donner 0,6A) ;
- Il s'agit d'un montage de puissance, il est normal que le transistor chauffe, mais pas trop ! Faire des expériences de courte durée pour les puissances les plus fortes ;
- Visualiser les tensions à l'oscilloscope. **Mesurer les tensions avec un voltmètre numérique.**

Expérience

¹Contrairement à ce que suggère l'intuition, c'est dans les montages suiveurs que le risque d'instabilité est le plus grand. En voici la cause : dans un amplificateur, il y a en général une réaction négative de la sortie sur l'entrée ce qui réduit le gain et accroît la stabilité. Dans le cas d'un suiveur le taux de réaction vaut 100%. Cependant à haute fréquence la réaction tend à devenir positive par rotation de phase, ce qui a un effet déstabilisant d'autant plus fort que le taux de réaction est élevé. En pratique, on peut parfois faire disparaître les instabilités en modifiant R_u ou la fréquence du GBF.

²Ne pas remplacer le GBF (résistance interne 50Ω) par une alimentation continue (résistance interne très faible). L'expérience montre que la résistance interne du GBF réduit nettement le risque d'instabilité signalé plus haut. On peut être tenté d'accroître cette résistance, mais la résistance de sortie du suiveur en pâtit.

1. En choisissant une valeur moyenne de $V_e (\simeq U_+/2)$, vérifier que quelle que soit R_u , la tension utile vérifie $V_u \simeq V_e - 0,6\text{V}$ ³. Comprendre que ceci est cohérent avec le modèle présenté plus haut.
2. En choisissant une valeur moyenne de R_u , faire varier V_e et observer les variations de V_u . Déterminer la plus faible valeur de V_e qui conserve cette propriété. Rechercher de même sa plus forte valeur⁴.
3. Pour montrer l'intérêt de ce montage, placer des ampèremètres, en mode continu, en série avec V_e et R_u . On illustre ainsi le fait que V_e ne fournit pratiquement pas de puissance mais contrôle la puissance fournie à R_u par l'alimentation U_+ ⁵.

On trouvera une mise en œuvre de ce montage dans l'expérience sur le «redressement» (plaquette redressement-filtrage, polycopié Conversion de Puissance électrique).

Retenir que, dans le montage suiveur, *la charge utile est placée sur l'émetteur et le collecteur est relié directement à l'alimentation* (montage "collecteur commun").

2) Étude en alternatif

Remplacer le signal continu sur la base du transistor par un signal purement sinusoïdal. Régler l'amplitude du signal à la limite de l'écrêtage de la partie positive de la tension de sortie (l'écrêtage correspond à une amplitude de environ 12V, mais les GBFs délivrant pour la plupart une amplitude maximale de 10V, il suffira de régler cette dernière sur 10V). Observer le signal d'entrée et le signal de sortie en même temps à l'oscilloscope. Expliquer le phénomène.

Remarque : on alimentant le transistor avec un alimentation continue de 5V (ou une valeur intermédiaire inférieure à 10V), on pourra observer facilement l'écrêtage.

3) Étude avec un transistor pnp

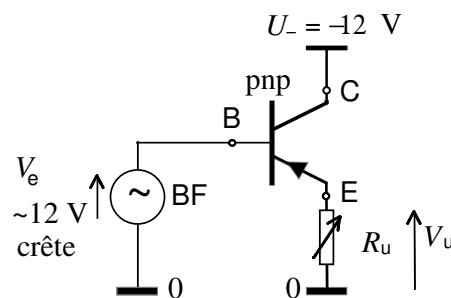


FIG. 2 – Transistor pnp en régime sinusoïdal.

En gardant le même signal sinusoïdal, remplacer le transistor npn par un transistor pnp, et l'alimentation U_+ par une alimentation $U_- = -12\text{V}$ (ou de -5V pour observer l'écrêtage). Observer.

En conclusion le suiveur à transistor npn permet de transmettre la puissance pendant l'alternance positive et le suiveur à transistor pnp pendant l'alternance négative. On utilise cette propriété dans l'expérience qui suit.

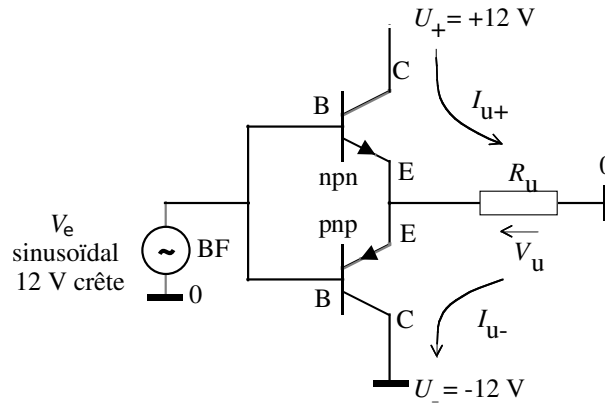
³l'écart peut en pratique atteindre $0,7 - 0,8\text{V}$

⁴Pour voir ce phénomène, il faut que le GBF puisse fournir une amplitude suffisante.

⁵Le rapport i_C/i_B n'est pas constant dans cette expérience. Voir Duffait p. 68 pour une modélisation plus élaborée.

4) Amplificateur push-pull (IMPORTANT)

Réaliser le montage ci-dessous, où les **émetteurs des deux transistors sont connectés entre eux**.



Comprendre son fonctionnement. On pourra notamment illustrer le rôle de chaque transistor en déconnectant sa base.

Comme précédemment, régler V_e à la limite de l'écrêtage (avec une alimentation symétrique -5V/0/+5V) ou, à défaut, à la tension maximum du GBF.

Remarquer la «distorsion de croisement»⁶.

D'où vient le nom de «push-pull» ?

a) Estimation de la résistance de sortie de l'amplificateur push-pull

Afin d'évaluer l'impédance de sortie du montage push-pull, il convient de tracer la caractéristique $V_u = f(I_u)$ où V_u est la tension de sortie du montage et I_u le courant de sortie. En effet, dans le cas idéal ($Z_s \approx 0$), on a $V_u = V_e$ (sans tenir compte des décalages de 0.6V au niveau des jonctions), et ce indépendamment de la charge de sortie. Dans le cas réel, on a $V_u = V_e - Z_s \cdot I_u$, où Z_s est l'impédance de sortie. Ainsi, en faisant varier la charge R_u , on fait varier le courant de sortie I_u ainsi que V_u . On reconstruit la courbe $V_u = f(I_u)$, dont la pente donne accès à l'impédance Z_s . En pratique, les composants étant non linéaires, on n'obtient pas une droite, mais la pente locale permet de définir, par extension, une impédance de sortie (Cf. cours d'électronique).

Manipulation : On modifie le courant débité I_u en variant R_u . Mesurer V_u pour quelques valeurs de R_u (de 1kΩ à 20Ω). Faire un tableau avec R_u , V_u et $I_u = \frac{V_u}{R_u}$. Représenter la courbe $V_u = f(I_u)$. Cette courbe n'est pas une droite mais déduire de ses variations une estimation de la résistance de sortie en signaux alternatifs de grande amplitude (dans le modèle du générateur de Thévenin).

⁶On sait réduire cette distorsion de croisement, mais cette étude n'est pas traitée ici. À ce sujet, on trouve dans certains ouvrages de TP un montage push-pull qui l'atténue : les deux transistors de puissance sont pilotés par un ampli-op *qui inclut ces transistors dans sa boucle de réaction*. Cependant, si la boucle de réaction est un simple court-circuit (montage suiveur), l'application du **critère de stabilité de NYQUIST** indique que ce système a une grande probabilité d'être instable (car la *compensation en fréquence* de l'ampli-op n'inclut pas les transistors) : des oscillations à une fréquence de l'ordre du MHz peuvent prendre naissance. Elles perturbent le fonctionnement tout en étant souvent peu visibles à l'oscilloscope. Elles provoquent des non linéarités et de l'hystérésis, disparaissant puis réapparaissant... au meilleur moment. On pourra cependant utiliser ce montage à condition de constituer la boucle de réaction sur l'amplificateur opérationnel par un pont diviseur avec deux résistances R_2 et R_1 à ajuster ($R_2/R_1 = 10$ convient souvent). L'amplificateur de puissance obtenu n'est plus un suiveur, il multiplie le signal d'entrée par $1 + R_2/R_1$. Dans la théorie des systèmes bouclés, l'introduction de R_2 et R_1 s'appelle «correction proportionnelle».

Dans la suite, choisir une valeur fixe de R_u qui corresponde à une puissance importante en régime permanent, sans cependant poser de problème d'échauffement ni de courant excessif : $R_u = 20\Omega$ devrait convenir⁷.

b) Détermination de la puissance reçue par la charge utile

La charge étant une résistance, il n'est pas nécessaire d'utiliser un wattmètre (pas de $\cos \phi$ notable dans une résistance).

Placer un **voltmètre alternatif RMS** aux bornes de R_u et appliquer la formule

$$P_u = \frac{V_{u,\text{efficace}}^2}{R_u}.$$

c) Détermination de la puissance fournie par les alimentations continues

Placer successivement un **ampèremètre en mode continu** en série avec chaque alimentation. Pourquoi utiliser un ampèremètre continu et non pas alternatif ?

On mesure alors $P_{\text{alim}} = \langle U_+ I_+ + U_- I_- \rangle = U_+ \langle I_+ \rangle + U_- \langle I_- \rangle$.

Déduire de ces deux mesures le **rendement** η de l'amplificateur. Un calcul théorique conduit à $\eta \simeq \frac{\pi V_{s,\text{crête}}}{4 U_+}$, qui vaut environ 79% si $V_{s,\text{crête}} \approx U_+$ i.e. le signal de sortie est à la limite de l'écrêtage.

d) Détermination de la puissance fournie par le générateur sinusoïdal (facultatif)

La charge vue par ce générateur n'est pas a priori modélisable par une simple résistance. Il faut donc utiliser un wattmètre (très sensible) pour effectuer cette mesure. En déduire le *gain* en puissance de l'amplificateur

e) Application pratique

Remplacer la résistance R_u par un haut parleur et comparer au son obtenu sans l'amplificateur de puissance.

III) Le transistor en commutation (facultatif)

Dans cette utilisation **non linéaire** (et en opposition avec le montage étudié précédemment), le transistor doit toujours avoir son *émetteur relié à la masse, la charge utile étant placée sur le collecteur*.

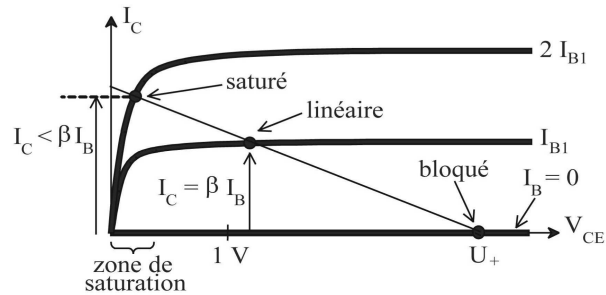
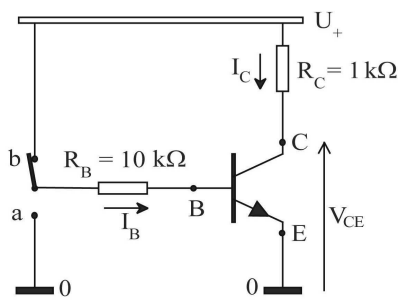
Réaliser le montage ci-dessous. Illustrer les points suivants :

- Interrupteur en position a, le transistor est **bloqué** :

$$V_{BE} = 0 \text{ donc } I_B = 0, \text{ d'où } I_C = 0, \text{ et ainsi } V_{CE} = U_+.$$

Le transistor se comporte comme si CE était un interrupteur ouvert ;

⁷12V pour 20Ω, soit 0,6A : c'est le courant maximum des alimentations utilisées ici.



– Interrupteur en position b, le transistor est **saturé** :

$$V_{CE} \simeq 0,1 \text{ V}$$

Le transistor se comporte comme si CE était un interrupteur fermé.

La condition de saturation est $I_C \ll \beta I_B$, d'où $R_B \ll \beta R_C$.

Avec $\beta \simeq 100$ et $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, la valeur proposée pour R_B convient (il ne faut pas choisir la résistance R_B trop petite car elle protège la base du transistor).

Applications ordinateurs ⁸, alimentations à découpage...

Seconde partie : Multimètre

Il s'agit d'expériences simples permettant d'aboutir à une mesure de tension continue ou alternative pouvant être utilisée sous un format numérique. Elles peuvent être intégrées aux montages *Mesures électriques, Acquisition, analyse et traitement des signaux* et *Mesure des fréquences temporelles*.

IV) Mesures de u et i

1) Voltmètres numériques de différents types

Les multimètres (instruments de mesure de différentes grandeurs électriques : I, V, R, \dots) sont de deux types : analogiques ou numériques.

– **ANALOGIQUE** : La grandeur à mesurer (éventuellement redressée et/ou amplifiée) est généralement convertie en intensité, et on lit finalement la déviation d'un galvanomètre à cadre mobile. Nous ne reviendrons pas ici sur les multimètres analogiques qui sont maintenant largement supplantés par les appareils numériques.

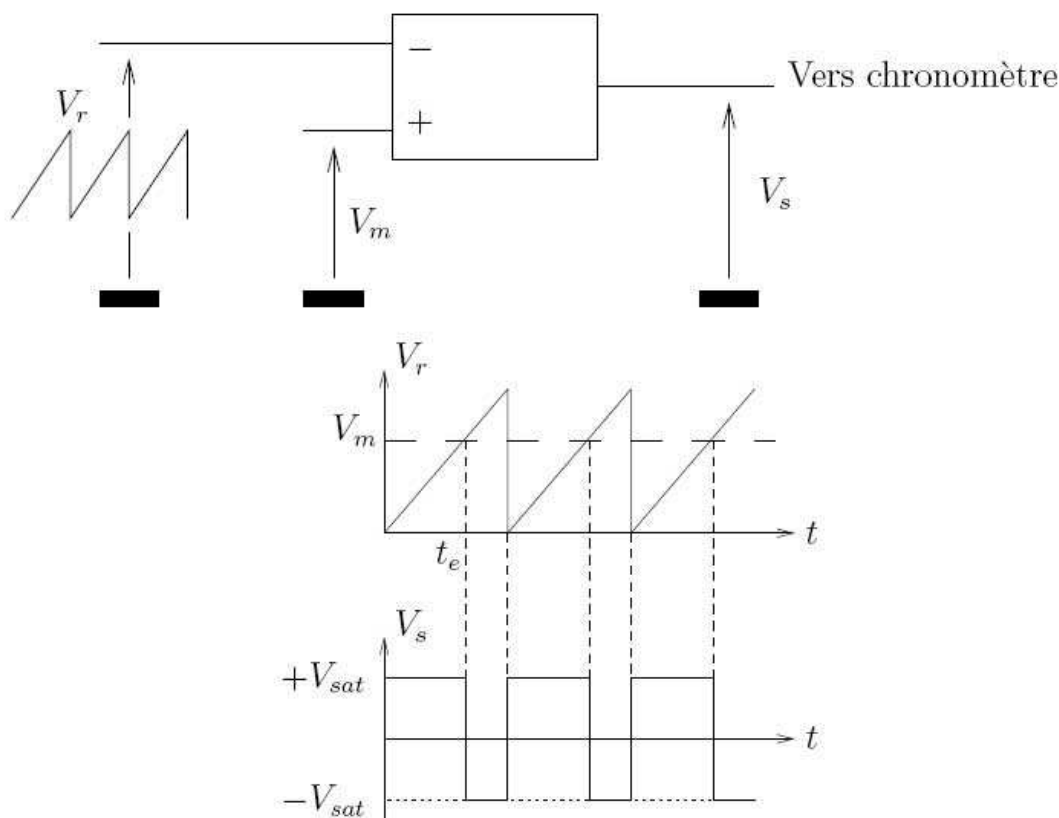
⁸Dans un ordinateur il n'y a pas d'interrupteur, la commande du transistor est faite par les transistors de l'étage qui précède.

- **NUMÉRIQUE** : La grandeur électrique à mesurer est transformée en signal *digital*, c'est-à-dire en un ensemble de grandeurs logiques (symbolisées par 0 ou 1) qui commandent un affichage numérique. L'élément de base est donc un convertisseur analogique-numérique (CAN) (en anglais *ADC* : *analog-digital converter*). Il existe plusieurs méthodes pour réaliser un CAN. Nous détaillons ici le principe d'un convertisseur tension-durée à simple rampe. On donne aussi à la fin du TP quelques informations pour la réalisation d'un CAN à partir d'un convertisseur numérique-analogique (CNA).

Les expériences sont présentées dans un ordre de difficulté croissante. (Il n'est pas nécessaire pour les montages en rapport avec ce sujet d'arriver au niveau le plus élevé.)

2) Principe du voltmètre numérique simple rampe

On propose ici une expérience illustrant le principe du convertisseur tension-durée à simple rampe. Le principe est le suivant : on compare la tension à mesurer (V_m) à une tension (V_r) uniformément croissante au cours du temps (rampe), et on mesure le temps que met V_r à atteindre V_m (voir figure). Cette expérience est limitée car le passage au numérique s'effectue avec un chronomètre électronique dont le fonctionnement n'est pas étudié ici.



L'AO en boucle ouverte constitue un comparateur simple. La tension à mesurer V_m est appliquée à l'entrée +. On applique à l'entrée - la tension de référence V_r en dents de scie (rampe de pente k). En sortie, la tension bascule entre V_{sat}^- et V_{sat}^+ lorsque $V_m = V_r$ (cf. figure). On a $V_m = kt_e$ et la mesure se ramène au comptage du temps t_e .

Manipulation :

- La dent de scie V_r doit être lente ($T \cong 10$ s), bien linéaire et croître à partir de *zéro* (par exemple, rampe du wobulateur TEKTRON TM 503).
- Contrôler que pour $V_r = V_m = 0$ on est à la limite du basculement (sinon ajuster l'offset de l'AO).
- Pour mesurer t_e , on utilisera ici un chronomètre électronique. Dans le cas du chronomètre AOIP, on affichera : période = 20 s, mode = non total, entrée E_1 ou E_2 .

Après avoir choisi V_m , appuyer sur RAZ lorsque l'AO est en saturation négative (sinon le déclenchement du chrono s'inverse), puis lire le temps affiché au bout d'une période. En ajustant la pente de V_r , on peut obtenir 1 seconde par volt.

Astuce : On peut accélérer le réglage en divisant par 1000 la durée de la rampe et en l'observant à l'oscilloscope.

Note sur le chronomètre AOIP : Sur la position E_1 et E_2 , le comptage commence lorsque E_1 est modifiée et s'arrête lorsque E_2 est modifiée. Sur la position E_1 ou E_2 avec E_2 non connectée, c'est E_1 qui effectue les deux commandes.

Chaque entrée n'est sensible qu'aux modifications d'état : si l'on appuie sur RAZ au moment où l'interrupteur est fermé, c'est l'ouverture de celui-ci qui va amorcer le comptage.

Remarque 1 : Le principal défaut du montage simple rampe est sa grande sensibilité au bruit autour du seuil de basculement, porté par le signal V_m (Duffait, p.272). Pour pallier ce problème, il est possible de réaliser un convertisseur double rampe qui intègre le signal à mesurer ; cependant sa réalisation est plus délicate.

Remarque 2 : Nous disposons également d'un chronomètre Jeulin (ENSP 4162).

3) Améliorations du voltmètre numérique

Un convertisseur analogique-numérique ne peut mesurer que des tensions continues, d'amplitude maximale fixée par construction. On propose ici d'élargir l'éventail des mesures que cet appareil peut effectuer.

Dans les manipulations qui suivent, on utilisera le convertisseur analogique-numérique commercial avec affichage *TEKELEC*. Il possède une sensibilité unique de 2V et une résistance d'entrée de 1 M Ω .

a) Augmentation du calibre

La réduction de la sensibilité d'un voltmètre s'opère par division potentiométrique.

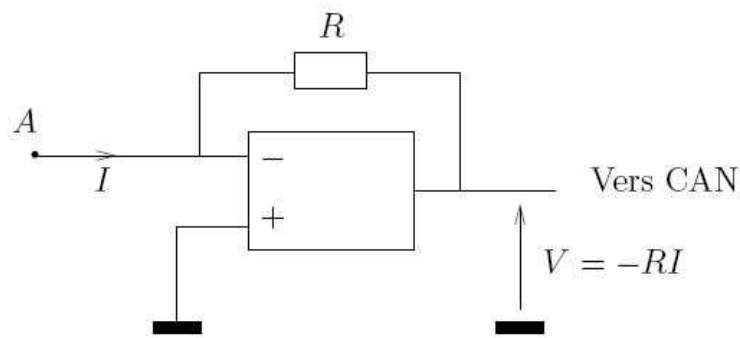
Ajouter une résistance en série avec le voltmètre. La choisir de façon à diviser par 10 la sensibilité initiale. Le calibre est ainsi multiplié par 10 et l'on peut alors mesurer des tensions jusqu'à 20V.

b) Mesure d'une intensité

Pour obtenir un ampèremètre, on transforme l'intensité I à mesurer en une tension V , au moyen du montage ci-dessous.

Cet ampèremètre est quasi idéal. En effet, si l'AO supposé idéal est en fonctionnement linéaire, l'impédance d'entrée du montage est nulle car quel que soit I , la tension d'entrée du montage V_A est nulle.

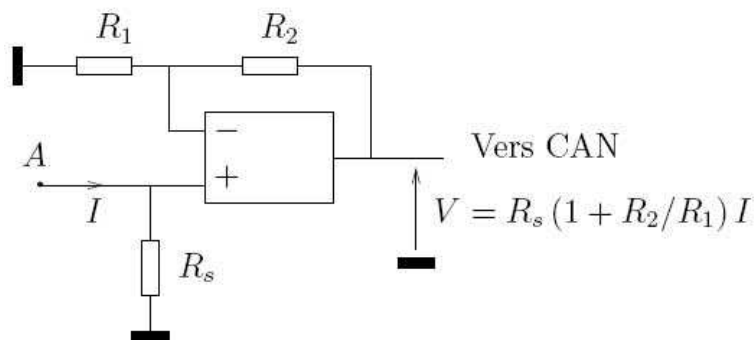
Manipulation



Produire I avec une alimentation continue (\cong qqs volts) en série avec une résistance $R_G \cong 1M\Omega$. Choisir R de manière à obtenir une tension de sortie mesurable.

Inconvénient : Le courant I pouvant ainsi être mesuré est limité à environ 10 mA à cause de la saturation en courant de l'AO.

En pratique, dans les multimètres usuels, on fait passer l'intensité I dans une résistance R_s . Par exemple, on peut utiliser le circuit représenté sur la figure suivante.



La résistance d'entrée de l'ampèremètre est R_s (ampèremètre non idéal), mais grâce au facteur d'amplification $(1 + R_2/R_1)$ cette résistance R_s peut être très petite.

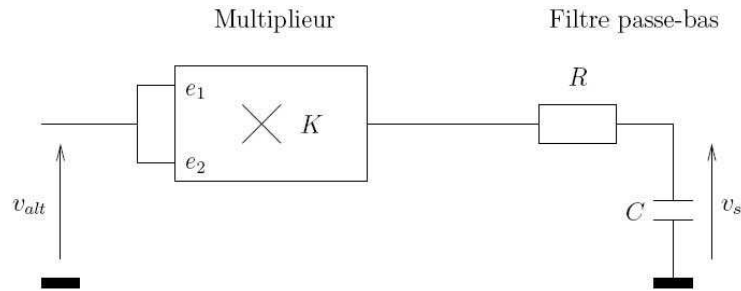
c) Mesure d'une tension alternative

Les voltmètres alternatifs numériques **échantillonnent** la tension à mesurer (acquisition d'un grand nombre de valeurs instantanées), **numérisent** (discrétisation des valeurs instantanées, codage binaire et mémorisation), et effectuent les calculs nécessaires pour extraire la valeur efficace, qui est envoyée sur un afficheur.

On propose ici une méthode plus simple, analogique, fondée sur l'utilisation d'un multiplieur. Cet appareil réalise la multiplication analogique de deux signaux d'entrée $e_1(t)$ et $e_2(t)$: il fournit en sortie un signal $Ke_1 \times e_2$. Une notice détaillée en donne la description et le principe.

Envoyer sur les deux entrées du multiplieur la tension alternative v_{alt} à mesurer. Placer un filtre passe-bas sur la sortie et lire avec le voltmètre numérique continu la tension $v_s = \langle Kv_{alt}^2 \rangle$, où K est le coefficient introduit par le multiplieur.⁹

⁹On pourrait ajouter à la suite du filtre passe-bas un montage analogique qui extrairait la racine carrée : il existe des schémas pour cela (avec AO et multiplieur), mais il se pose alors des problèmes de stabilité difficilement solubles ici (Duffait, p.277).



Comment faut-il choisir R et C ? (Tenir compte de la résistance interne du voltmètre placé en sortie et de la fréquence minimale de la tension à filtrer.)

En déduire la tension efficace vraie $v_{eff} = \sqrt{v_s/K}$.

Comparer rapidement les mesures avec celles d'un multimètre du commerce, dans le cas de signaux de diverses formes (sinus, carré) et fréquences.

Mesurer leur facteur de crête (rapport de leur valeur crête sur leur valeur efficace) et le comparer avec les valeurs théoriques.

Remarque 1 : Une tension variable périodique peut s'écrire : $v(t) = v_{DC} + v_{AC}(t)$ avec $\langle v_{AC}(t) \rangle = 0$.

Mesurée avec un voltmètre en mode continu (DC), on lit $\langle v(t) \rangle = v_{DC}$.

Mesurée avec un voltmètre en mode RMS (root mean square), on lit :

- en position AC : $\langle [v_{AC}(t)]^2 \rangle^{0,5} = v_{ACeff}$
- en position AC+DC : $\langle [v_{AC}(t) + v_{DC}]^2 \rangle^{0,5} = v_{eff}$

Remarque 2 : On trouvait jadis des voltmètres analogiques à redresseur, qui étaient calibrés pour donner la tension efficace en sinusoïdal mais qui étaient faux en dehors de ce cas.

V) Mesure de fréquences

La mesure numérique de fréquences est illustrée par un appareil de démonstration qui en montre les différents éléments (sauf la base de temps à quartz, remplacée ici par un monostable de 1 seconde). L'appareil est construit autour d'un circuit intégré logique : un compteur. Voir la notice donnant la description de l'appareil.

1) Principe d'un compteur

L'appareil nécessite une alimentation 8 V, pouvant débiter 0,5 A. Au moment du branchement de celle-ci, on constate un affichage quelconque ; le mettre à zéro. Pour étudier le comptage binaire, mettre la commande de porte en position de passage continu et la commande de signal sur la position "monocoup". En appuyant sur le poussoir "monocoup", faire défiler les chiffres. Remarquer que la sortie du premier compteur apparaît sous forme binaire :

$$\begin{array}{rcl}
 1 & = & 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 \quad \text{soit } 0001 \\
 2 & = & \dots \quad \text{soit } 0010 \\
 3 & = & \dots \quad \text{soit } 0011 \\
 \vdots & & \vdots \quad \text{soit } \vdots \vdots \vdots \\
 9 & = & \dots \quad \text{soit } 1001
 \end{array}$$

Puis retour à 0 0 0 0 avec envoi simultané d'une commande sur le compteur des dizaines.

Pour **mesurer une fréquence**, injecter un signal alternatif de fréquence 50 Hz environ et appuyer sur le déclenchement du monostable (qui génère un carré unique de durée 1 s) : le nombre d'impulsions du signal est compté pendant 1 seconde, on lit donc directement la fréquence en hertz.

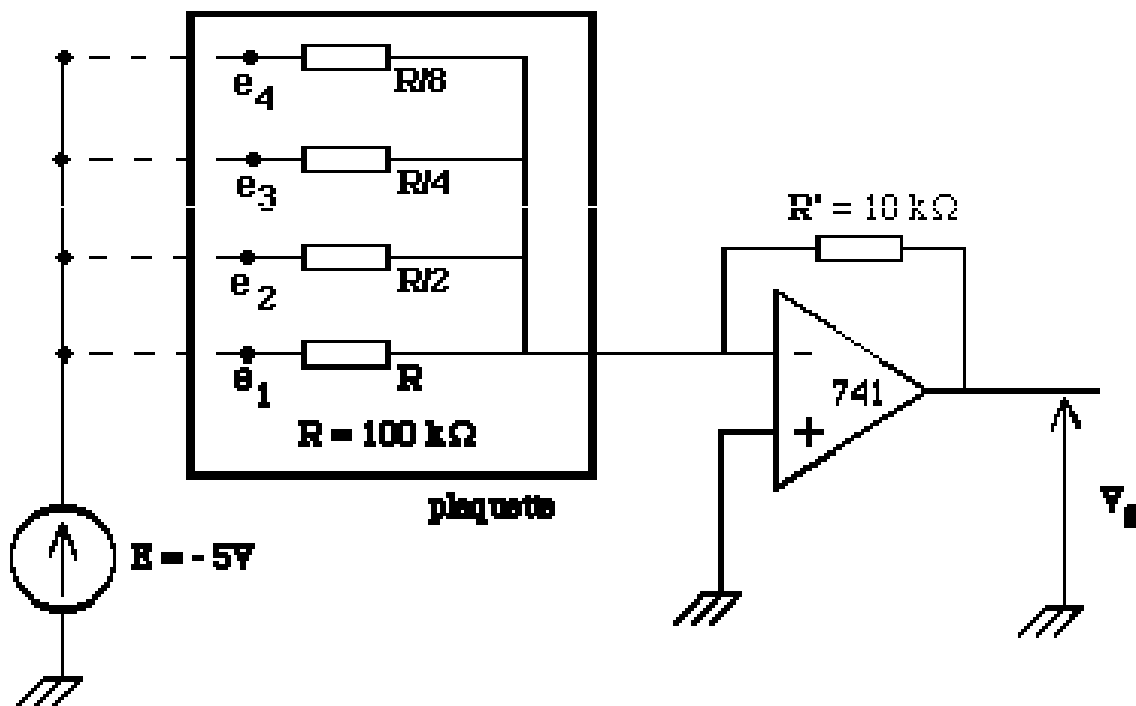
Quelle est la fréquence minimale que l'on peut ainsi mesurer ? Avec quelle résolution ? Qu'en serait-il si l'on s'autorisait des mesures répétées ?

Pour **mesurer une période**, il faut inverser les rôles : injecter le signal carré à étudier (de grande période) sur la commande externe de porte et un signal carré de période T_0 connue sur l'entrée "fréquence à mesurer". Si $T_0 = 1$ s, le comptage va donner le nombre de secondes incluses dans *une demi-période* du signal à étudier. Il faut effectuer manuellement la remise à zéro. Ce mode d'utilisation illustre aussi le principe de fonctionnement du chronomètre utilisé précédemment.

Remarque : Un compteur peut aussi être utilisé comme un diviseur de fréquence. En effet, quand des impulsions sont appliquées au compteur avec une fréquence f , le digit de droite prend alternativement les valeurs 0 et 1 avec une fréquence de $f/2$, le digit suivant avec une fréquence $f/4$, etc.

2) Convertisseur numérique-analogique (CNA)

Utiliser la plaquette de résistances prévue pour cet usage et réaliser le montage ci-après.



Par exemple, pour obtenir la valeur analogique V_s correspondant au nombre décimal 5 (0101 en binaire), relier la tension E aux entrées e_1 et e_3 . On obtient

$$V_s = -ER' \left(1 \cdot \frac{1}{R} + 0 \cdot \frac{2}{R} + 1 \cdot \frac{4}{R} + 0 \cdot \frac{8}{R} \right) = K(1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3)$$

Remarque 1 : Ce CNA permet ensuite de réaliser un CAN. Pour cela, envoyer le signal V_s ainsi que la tension à mesurer sur un comparateur. Faire croître progressivement le nombre binaire jusqu'à ce que le comparateur change d'état. Il y a alors égalité entre les deux tensions. On en déduit l'expression binaire de la tension à mesurer (à une constante multiplicative près qui peut être ajustée).

Remarque 2 : En pratique, ce réseau de résistances (R/n) n'est pas utilisé, essentiellement pour des raisons de précision. Pour obtenir un convertisseur à 8 bits, il faudrait utiliser des résistances allant de R à $R/2^7$, or la précision des composants est généralement de l'ordre de 5 à 10 %... On utilise donc en général un réseau ($R - 2R$) très astucieux qui, lui, n'utilise que 2 résistances R et $2R$ (Duffait, p.283). (Voir Niard et surtout Cottet pour une revue détaillée des CNA et CAN.)

3) Un exemple plus élaboré de convertisseur analogique-numérique (CAN)

a) Etude d'un compteur

Les compteurs sont des "composants logiques" qui permettent de compter des impulsions ou des créneaux. Le signal d'entrée d'un compteur est une tension pouvant prendre deux valeurs nominales (souvent 0V et 5V) qui codent des états "bas" et "haut" (on parle d'"électronique numérique" ou "booléenne"). Le compteur comptabilise les passages d'un état bas à un état haut du signal d'entrée. Le signal de sortie est un entier sous sa représentation binaire. Un compteur à 4 bits – par exemple – peut compter de 0 à $2^4 - 1 = 15$, et son signal de sortie est codé sur 4 sorties pouvant être dans les états "bas" ou "haut".

On dispose d'un compteur 4-bits monté sur plaquette. A partir de sa notice (N.19) et d'un générateur de créneaux (on peut utiliser la sortie "synchro" ou "TTL" d'un GBF, qui délivre des créneaux entre 0 et 5 V), illustrer son fonctionnement.

En branchant un fréquencemètre sur une des sorties du compteur, montrer que la fréquence mesurée est une fraction de la fréquence appliquée en entrée. Le compteur fonctionne donc comme diviseur de fréquence (applications : horlogerie, ...).

Que vaut le rapport entre la fréquence mesurée et la fréquence appliquée ?

Comment réaliser un compteur 8-bits à partir de deux compteurs 4-bits ?

Remarques :

- En électronique numérique, on distingue les composants de "logique combinatoire" et ceux de "logique séquentielle". Pour les premiers, l'état de sortie dépend *exclusivement* de l'état des entrées. Pour les seconds, la sortie dépend aussi des états *antérieurs* du système. Le compteur, tout comme les mémoires, relève de cette seconde catégorie.
- Le fonctionnement interne des composants logiques est fondé sur le fait qu'un transistor peut basculer entre deux états saturé et bloqué, caractérisés chacun par des tensions suffisamment différentes pour définir deux états logiques.

b) Synthèse d'une rampe

Vous avez vu précédemment comment réaliser un convertisseur numérique-analogique (CNA) à l'aide d'un réseau de résistances. Au lieu d'incrémenter les bits du réseau en agissant manuellement sur des interrupteurs, connecter les bornes du réseau à autant de sorties d'un compteur. En alimentant l'entrée du compteur avec un générateur de créneaux, montrer qu'on obtient en sortie du CNA un signal en escalier proche d'une dent de scie.

Quel est le nombre de marches, leur hauteur et leur durée ? On fera le lien avec le nombre de digits binaires du convertisseur (ou nombre de bits).

c) Réalisation du convertisseur analogique-numérique

Réaliser une rampe à l'aide du montage précédent. La brancher sur l'une des entrées d'un comparateur, et relier l'autre entrée à une tension continue que l'on cherche à mesurer. Observer simultanément la rampe et la sortie du comparateur.

Quand le basculement a-t-il lieu ? En déduire un encadrement de la tension inconnue.

On a ainsi réalisé un convertisseur analogique-numérique. Quelle est sa résolution ?

Il est intéressant de bloquer le compteur au moment du basculement. Pour cela, on peut brancher l'entrée du compteur à la sortie d'une porte ET (AND), dont une entrée est le générateur de créneaux et l'autre la sortie du comparateur. Comment faut-il brancher les entrées du comparateur ?

On dispose de portes NON-ET (NAND) ; comment réaliser une porte ET à l'aide de deux NON-ET ?

Remarque importante : On dispose d'une plaquette modulaire réalisant séparément chacune des étapes précédentes. Le module d'horloge qui délivre les créneaux possède une entrée blocage sur laquelle on branche la sortie du comparateur. De plus, cette plaquette permet de faire varier la fréquence des créneaux et le nombre de bits du compteur (2, 4 et 8). Un module de mémoire permettant de synthétiser différents signaux est également disponible. Consulter la notice de la plaquette (N.559) pour les différentes manipulations.

VI) Conséquences de la numérisation – critère de Shannon

1) Transformée de Fourier discrète

Les oscilloscopes numériques permettent de faire la transformée de Fourier d'un signal. On étudiera la transformée de Fourier en détail dans le TP «Télécommunications – Traitement du signal».

a) Propriétés de la transformée de Fourier discrète d'un signal

Caractéristiques du signal :

Fenêtre d'analyse Le calcul de la transformée de Fourier est fait sur une durée T finie, qui correspond à la partie du signal visible sur l'écran de l'oscilloscope et qui est facile à déterminer en utilisant le calibre temporel.

Numérisation Le signal est échantillonné régulièrement avec un pas t_e , appelé durée d'échantillonnage ; la fenêtre définie précédemment correspond donc à un nombre n de points tel que $T = n \times t_e$. Le nombre de points n est généralement une puissance de 2 (1024, 2048, 4096, ...), pour accélérer les calculs.

On définit aussi la fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/t_e$.

Caractéristiques du spectre obtenu :

Résolution en fréquence Deux points du spectre sont séparés par l'intervalle $\Delta f = 1/T$.

Bornes La borne supérieure du spectre vaut $f_{max} = 1/2t_e = f_e/2$, d'après le théorème de SHANNON. En toute rigueur, le spectre s'étend de $-f_{max}$ à $+f_{max}$, mais comme le signal de départ est réel, le module de ce spectre est symétrique par rapport à $f = 0$, et on limite généralement son tracé à l'intervalle $[0, f_{max}]$.

Les oscilloscopes permettent en général de tracer le spectre sur un intervalle plus limité $[f_{min}, f_{max}]$, que l'on peut régler avec les boutons appropriés.

b) Manipulation

Étudier le spectre d'une tension sinusoïdale, puis en créneaux. Lire attentivement la notice de l'oscilloscope pour être capable d'obtenir le spectre et de trouver les paramètres du calcul de la transformée de Fourier réalisée par l'oscilloscope. Vérifier expérimentalement les points suivants (utiliser les curseurs de l'oscilloscope) :

- identification de la fréquence du signal (comparer la mesure avec la valeur donnée par un fréquencemètre) ;
- résolution en fréquence du spectre ;
- fréquence maximale du spectre.

Pour les mesures d'amplitude, tenir compte du fait que l'axe vertical est gradué en décibels (dB).

c) Limitations du calcul de la transformée de Fourier

Pour une fréquence d'échantillonnage donnée, la fréquence maximale du spectre est fixée : $f_{max} = f_e/2$. En effet, d'après le théorème de SHANNON on ne peut pas analyser un signal à une fréquence $f > f_{max}$. Le vérifier en réalisant l'expérience suivante : fixer les paramètres de la transformée de Fourier et augmenter progressivement la fréquence du signal à analyser. Comparer la mesure de cette fréquence avec celle affichée par le GBF. Constaté que pour $f > f_{max}$, on obtient toujours un pic dans le spectre mais qu'il est à une fréquence différente de f . On a ce qu'on appelle un repliement du spectre (en anglais «aliasing») : le pic obtenu est symétrique du pic réel par rapport à f_{max} . Plus on augmente f , plus la fréquence apparente semble diminuer. Si l'on continue à augmenter f au-delà de $2f_{max}$, la fréquence du pic obtenu se remet à augmenter. . .

Ce phénomène de repliement du spectre se retrouve également en stroboscopie.