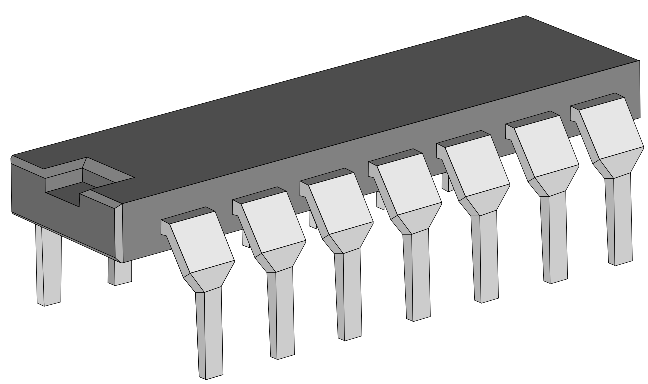
École Normale Supérieure de Lyon

Préparation à l'Agrégation de physique

Fascicules de TP
Électronique



École Normale Supérieure — Lyon 2020-2021

version du 18 août 2020

Préambule

Ce fascicule contient les énoncés des huit premières séances de travaux pratiques d'électronique. Il a pour but de vous aider à réaliser des expériences de base, que vous pourrez présenter lors de vos leçons et montages. Chaque TP contient de nombreuses expériences, et il sera difficile de toutes les réaliser au cours d'une seule séance. Les expériences dites de "seconde lecture" ne sont pas indispensables pour la première séance sur le sujet et vous pouvez donc les réaliser uniquement si vous avez le temps. Il sera possible de revenir dessus au cours des moments libres ou des séances de révisions plus tard dans l'année. Cependant, ce fascicule n'est pas exhaustif, et il est tout à fait possible (et même conseillé) de développer de nouvelles expériences au cours de l'année. Vous pouvez alors demander aux responsables, encadrants et techniciens des conseils si vous avez besoin pour concevoir et monter de nouvelles expériences pertinentes.

Une séance de TP se prépare à l'avance. Il faut arriver en séance de TP en sachant quelles expériences vous voulez réaliser, pourquoi vous la faite et avoir compris un minimum la théorie sous-jacente. Á partir de cette année, le jour de l'oral vous aurez accès à internet (pages uniquement publiques sans mot de passe et accessibles par tous). Cela ne vous empêche en aucun cas de vous renseigner où il est possible de trouver ces expériences dans les livres et de porter un regard critique sur celles-ci. Ce fascicule est une base de travail mais les manipulations que vous allez présenter le jour J doivent être personnelles, abouties et réfléchies.

Ce fascicule est une sélection de manipulations non exhaustive qui peut aussi contenir quelques erreurs. Si vous avez des requêtes, ajouts ou correction de ce fascicule, vous pouvez contacter le responsable des TP, *jeremy.ferrand[at]ens-lyon.fr* (merci pour les futures promotions d'agrégatifs qui bénéficieront de ces ajouts). Enfin, je tiens à remercier Charles-Edouard Lecomte, Vincent De Zotti et Valentin Raban pour la rédaction de ce fascicule.

Bon travail à tous,

Jérémy Ferrand, responsable des TP de la préparation à l'agrégation de Physique

Table des matières

TP 1

Acquisition et traitement de base d'un signal en électronique

Bibliographie

✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*

✍ [Krob], *Électronique expérimentale*

✍ [BUP 822(1)], Arbouet, *Réalisation d'un analyseur de spectre*

1 L'oscilloscope et le générateur de fonctions

Les paramètres seront détaillés pour l'oscilloscope numérique Keysight DSOX3014A et le générateur de fonctions Agilent 33220A (appelé GBF dans la suite, pour générateur basses fréquences), mais ils sont analogues sur les autres oscilloscopes numériques et générateurs de fonctions.

Avant de commencer, il est conseillé de réinitialiser les paramètres de base de l'oscilloscope en appuyant sur le bouton `Default Setup`, ainsi que ceux du GBF en appuyant sur `Store/Recall`, puis sélectionner `Set to Default`. Paramétrer ensuite le GBF en mode High Z (bouton `Utility`, puis `Output Setup`, et sélectionner `High Z`).

1.1 Observation d'un signal sur l'oscilloscope

✍ [Krob] p.10-14

Mesures à l'oscilloscope :

Observer sur l'oscilloscope le signal d'un GBF délivrant une tension sinusoïdale d'amplitude peak-to-peak 1 V, de fréquence 1 kHz et un offset de 2 V (utiliser la sortie Output, et ne pas oublier de l'activer en appuyant sur le bouton `Output`). On pourra utiliser le bouton `Auto scale` pour avoir une première visualisation du signal. Mesurer les caractéristiques de ce signal (fréquence, amplitude, moyenne) avec les mesures automatiques de l'oscilloscope (bouton `Meas`).

L'utilisation du bouton `Auto scale` peut se révéler pratique pour observer rapidement un signal, mais n'est pas toujours efficace, et il est alors indispensable de savoir synchroniser l'oscilloscope.

Synchronisation du temps : Pour observer de manière stable un signal périodique, il faut que le balayage en temps de l'oscilloscope soit synchronisé sur le signal pour démarrer toujours au même moment. Pour cela, il faut choisir l'amplitude que doit dépasser le signal pour commencer le balayage avec la molette `Level`. Avec le bouton `Trigger`, il faut ensuite choisir la source (voie d'entrée) et le type de déclenchement (front montant ou descendant). Enfin, le bouton `Mode Coupling` permet 2 modes d'observation :

— Le mode Auto (utilisé le plus souvent), pour lequel le balayage est automatiquement déclenché. Si le niveau de déclenchement est supérieur à la tension appliquée, le signal défile sur l'écran sans synchronisation.

— Le mode Normal, pour lequel le balayage ne se déclenche que si la tension appliquée est supérieure au Trigger. Si ça n'est pas le cas, l'oscilloscope reste en attente. Ce mode est particulièrement utile pour visualiser des régimes transitoires, car en appuyant sur le bouton `Single` de l'oscilloscope, il gardera affiché sur l'écran le signal qui a suivi le déclenchement (appuyer ensuite sur le bouton `Run Stop` pour le relancer).

Envoyer une rampe de tension sur la voie 1 de l'oscilloscope, et relier la sortie Sync du GBF (tension créneau de même fréquence que le signal, utilisée pour la synchronisation) à la voie 2 de l'oscilloscope. Afficher les signaux sur l'écran et tester les différentes synchronisations : changer la voie, le type et le niveau de déclenchement.
Réaliser un circuit RC série (avec $R \approx 10$ kΩ et $C \approx 1$ μF par exemple), alimenté par une tension continue U délivrée par un GBF (bouton `Utility`, puis sélectionner `DC`), et intercaler un interrupteur `P30.23` entre l'alimentation et le circuit (figure 1.1). Fermer l'interrupteur pour observer la charge du condensateur en mesurant la tension à ses bornes. Utiliser le bouton `Single` en mode Normal pour déclencher la synchronisation au moment de la charge et garder la courbe affichée sur l'écran. Utiliser un niveau de déclenchement assez haut, typiquement $U/2$.

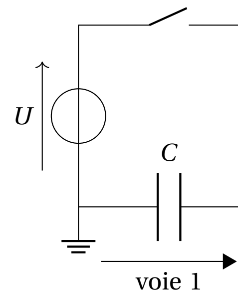


FIGURE 1.1 – Charge et décharge d'un circuit RC.

Couplage d'entrée : Il existe 2 modes de couplages pour visualiser un signal envoyé sur l'oscilloscope :

— le couplage CC (ou DC), qui permet d'observer la totalité du signal sur l'écran (composante continue et alternative).

— le couplage CA (ou AC), qui permet d'éliminer la composante continue d'un signal (grâce à un condensateur), pour n'observer que sa composante alternative. La fréquence de coupure étant d'environ 10 Hz, ce mode peut altérer la forme des signaux de basses fréquences.

Dans la pratique, la quasi-totalité des signaux observés doit se faire en couplage CC, le passage en CA ne présente que peu d'intérêt et **doit toujours se faire dans un second temps.**

Délivrer une tension sinusoïdale présentant un offset avec le GBF, et l'observer sur l'oscilloscope en couplage CC (bouton `1`, puis `Couplage`). Passer en couplage CA, et observer que l'offset a disparu.
Délivrer une tension créneau basse fréquence (10 Hz par exemple) avec le GBF, et observer comment le signal se déforme lors du passage de CC à CA.

1.2 Tracé de caractéristique et problème de masse

✍ [Krob] p.29-31

Pour tracer la caractéristique intensité-tension d'un dipôle D sur l'oscilloscope, il faut lui appliquer une tension basse fréquence, puis visualiser la tension à ses bornes (voie 1) en fonction du courant qui le parcourt (voie 2) grâce au mode XY (bouton `Horiz`, puis `XY`). Le courant est obtenu en mesurant la tension aux bornes d'une résistance placée en série avec D (figure 1.2, circuit de gauche).

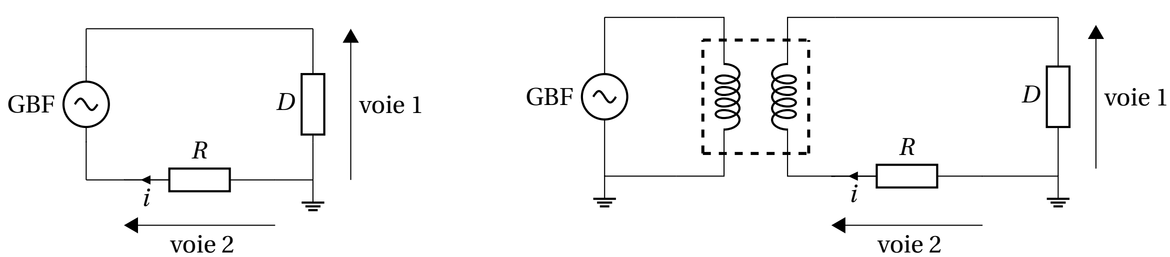


FIGURE 1.2 – Tracé de caractéristique d'un dipôle D : avec un GBF à masse flottante (à gauche), en isolant la masse du GBF (à droite).

Les tensions mesurées par un oscilloscope sont toujours mesurées par rapport au potentiel d'une référence (la masse), qui doit être commune entre les différentes voies de l'oscilloscope et avec les autres appareils du circuit (GBF, AO...). Ce qui a plusieurs conséquences pour notre montage :

— La masse de l'oscilloscope, qui est reliée à la terre, doit donc être placée entre R et D, comme indiqué sur la figure 1.2. Il faudra donc inverser la tension mesurée par la voie 2 (bouton 2, puis `Invert`).

— La masse du GBF doit être isolée de la terre.

La plupart des générateurs, comme le Agilent 33220A, sont à « masse flottante » (ils sont isolés de la terre). C'est donc la solution à privilégier pour tracer une caractéristique.

Si ce n'est pas le cas, il existe différents dispositifs pour isoler la masse entre le GBF et le circuit, comme par exemple un transformateur d'isolement `P66.24` (figure 1.2, circuit de droite). Cependant, la bande passante n'est pas très large (de 10 Hz à 10 kHz environ), ce qui risque de déformer le signal en sortie.

Une autre solution consiste à insérer une sonde différentielle `P37.12` entre la tension à mesurer et l'oscilloscope, dans le but d'isoler la masse du circuit de l'oscilloscope. Elle fonctionne pour une gamme de fréquences très large (jusqu'à 1 MHz), et produit en sortie un signal est identique au signal d'entrée, mais atténué d'un facteur 10 (ou 100).

Il faut également choisir avec soin la fréquence à utiliser pour tracer la caractéristique. En effet, comme l'on souhaite obtenir la caractéristique statique d'un dipôle, il faut choisir une fréquence inférieure à celle de son comportement dynamique : une diode présente un hystérésis à partir de 1 kHz, un AO a une fréquence de coupure à 10 Hz (comportement passe-bas)... Dans la pratique, il est donc conseillé de tracer les caractéristiques autour de 10 Hz, en utilisant le mode Haute résolution de l'oscilloscope (bouton `Acquire`, puis dans `Mode acquisition` sélectionner `Haute résolution`). Il est possible de laisser le tracé affiché sur l'écran en utilisant le mode Persistance (bouton `Display`, puis sélectionner `Persistance` ∞, appuyer sur `Effacer Persistance` pour remettre à zéro).

> Tracer la caractéristique d'une diode, par exemple une diode de redressement 1N4007 ou une diode signal 1N4148, sur l'oscilloscope (figure 1.2), avec une alimentation sinusoïdale d'amplitude 5 V et de fréquence 10 Hz, en isolant la masse du GBF de différentes manières (penser à inverser la tension de la voie 2).

1.3 Impédance du GBF (en seconde lecture)

✍ [Krob] p.20

Un GBF peut être modélisé comme un **générateur de fém.** E **en série avec une résistance interne** $Z_{\text{int}} \approx 50\ \Omega$ (figure 1.3). Lorsque le GBF est relié à un circuit d'impédance Z, la tension aux bornes du circuit est celle d'un pont diviseur de tension $V = \dfrac{Z}{Z + Z_{\text{int}}} E$.

Pour la plupart des circuits électriques étudiés : $Z \gg Z_{\text{int}}$, la tension aux bornes de la résistance interne est alors négligeable. En réglant le GBF sur une tension E, il délivre alors une tension $V \approx E$ dans le circuit (s'il est utilisé en mode High Z comme décrit précédemment).

Lorsque Z est du même ordre de grandeur que Z_{int}, la tension V délivrée dans le circuit est différente de celle affichée sur le GBF. Pour compenser cet effet, il est possible d'utiliser le mode `Load` du GBF (bouton `Utility`, puis `Output Setup`, et sélectionner `Load`) en rentrant l'impédance Z du circuit (50 Ω par défaut). En paramétrant sur le GBF la tension V souhaitée pour le circuit, il augmentera alors sa fém. E en conséquence. Cependant, l'utilisation de ce mode nécessite de connaitre exactement l'impédance du circuit. Nous vous conseillons de ne pas l'utiliser (**rester toujours en mode High Z**), mais plutôt de mesurer la tension de sortie du GBF avec un oscilloscope, puis de l'ajuster manuellement si besoin.

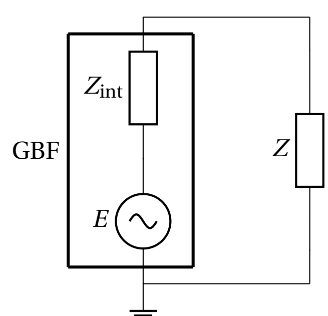


FIGURE 1.3 – Schéma équivalent d'un GBF.

Mesure de Z_{int}

> Relier une résistance variable Z à la sortie du GBF, l'alimenter avec une tension sinusoïdale d'amplitude 2 V (en mode High Z), et mesurer la tension à ses bornes avec un oscilloscope.
> Pour $Z \approx 10$ kΩ ($Z \gg Z_{\text{int}}$), retrouver l'amplitude de 2 V sur l'oscilloscope. Puis réduire progressivement Z jusqu'à mesurer une tension de 1 V (méthode de la tension moitié), on déduit alors du pont diviseur de tension que $Z_{\text{int}} = Z$ (retrouver $Z_{\text{int}} \approx 50\ \Omega$).

1.4 Impédance de l'oscilloscope (en seconde lecture)

En position CC, l'impédance d'entrée de l'oscilloscope est équivalente à une résistance d'entrée R_e (de 1 MΩ ou 50 Ω) en parallèle avec un condensateur C_e (de quelques dizaines de pF), comme représenté sur la figure 1.4.

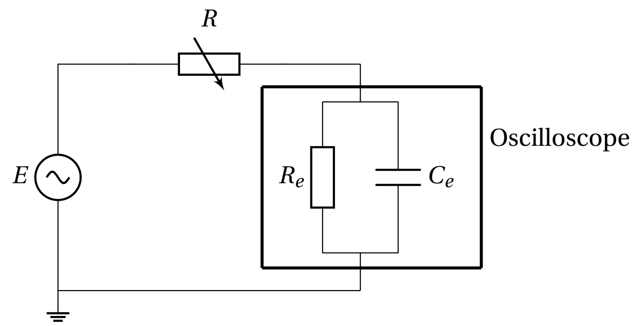


FIGURE 1.4 – Schéma équivalent d'un oscilloscope.

Il est possible de passer d'une résistance à l'autre avec le bouton 1, puis en sélectionnant l'impédance. Pour la plupart des mesures, il faut utiliser la résistance de 1 MΩ pour éviter que du courant passe dans l'oscilloscope, mais la résistance de 50 Ω peut être utile dans des cas d'adaptation d'impédance à très hautes fréquences (pour l'étude de la fonction de transfert d'un câble coaxial par exemple). L'effet de la capacité est négligeable pour des signaux à basses fréquences, mais elle ne l'est plus à hautes fréquences.

Mesure de R_e :

> Relier en série le GBF (délivrant une tension sinusoïdale d'amplitude 2 V) avec une résistance variable R et l'oscilloscope (figure 1.4). Retrouver cette tension de 2 V sur l'oscilloscope en court-circuitant la boîte à décades ($R = 0\ \Omega$). Augmenter R jusqu'à mesurer une tension de 1 V sur l'oscilloscope (méthode de la tension moitié), on en déduit alors que $R_e = R$.

Mesure de C_e :

> Garder la résistance variable à $R = R_e$, et appliquer une tension créneau 0-2 V de fréquence 1 kHz. Lors des phases de décharge du condensateur, la tension sur l'oscilloscope chute de 1 V à 0 V. Mesurer la constante de temps $\tau = R_e C_e/2$ (temps pour que la tension chute de 1 V à 0,37 V), en utilisant les curseurs de l'oscilloscope (bouton `Cursors`) pour remonter à C_e.

2 La carte d'acquisition SYSAM et le logiciel Latis-Pro

2.1 Description

La carte d'acquisition SYSAM (Eurosmart) est constituée d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) de 12 bits, et d'un Convertisseur Numérique Analogique (CNA). Les 8 voies d'entrée analogique (EA0 à EA7) et les 2 voies de sortie analogique (SA1 et SA2) sont situées sur un périphérique externe relié à l'ordinateur. L'impédance d'entrée de la carte est d'environ 1 MΩ (il est possible de la mesurer par une méthode similaire à celle de l'oscilloscope).

Le logiciel Latis-Pro permet de programmer la carte d'acquisition, de visualiser les signaux mesurés, puis de les traiter et de les enregistrer.

2.2 Acquisition et traitement d'un signal

Acquisition d'un signal

> Délivrer avec un GBF une tension sinusoïdale d'amplitude 2 V et de fréquence 100 Hz, et l'envoyer sur la voie EA0 de la carte. Lancer le logiciel Latis-Pro, cliquer sur l'icône au centre de l'écran pour démarrer, puis paramétrer la carte avec la fenêtre à gauche `Paramètres` puis l'onglet `Paramétrage de l'Acquisition` : sélectionner la voie EA0, régler le calibre (clic droit sur la voie) sur ±5 V), le nombre de points sur 2000, puis le pas de temps Te sur 50 μs. Il est également possible de choisir le mode de déclenchement pour la synchronisation. Appuyer sur F10 pour lancer l'acquisition.

Gestion des courbes

Familiarisez-vous avec la gestion des courbes sur Latis-Pro : renommer la courbe tracée (fenêtre `Paramètres`, puis onglet `Liste des courbes`, et double-clic), modifier les axes (double-clic), retirer une courbe (clic-droit sur son nom)...

Mesure automatique des caractéristiques

Menu `Outils/Mesures Automatiques` : mesurer les caractéristiques (amplitude, fréquence, valeur moyenne) du signal précédent.

Modélisation par un modèle

Menu `Traitement/Modélisation` : modéliser la courbe expérimentale par un modèle Sinus, puis comparer ses paramètres au signal.

Utilisation de la feuille de calcul Menu `Traitement/Feuille de calculs` : il est possible de traiter les données et de définir de nouvelles variables et fonctions dans la feuille de calculs. Chaque ligne tapée est considérée comme une nouvelle commande qui sera calculée en appuyant sur F2 (ou `Calcul/Exécuter`). Par défaut, les variables mesurées ont les noms EA0,..., EA7, et le temps d'acquisition s'écrit `Temps`. La fenêtre `Aide` décrit les principales fonctions que propose Latis-Pro et leur syntaxes.

Utiliser la feuille de calculs pour créer une fonction sinusoïdale de même fréquence et amplitude que le signal mesuré (syntaxe : `U=sin(2*pi*100*Temps)`), et afficher les 2 courbes en mode XY (pour cela, glisser le nom d'une des courbes sur l'axe des abscisses). Puis calculer le déphasage entre cette courbe et le signal (syntaxe : `phi=Dephasage(U;EA0)`).

2.3 Une limite de la carte d'acquisition : la quantification de la mesure

✍ [Duffait] p.46

Le pas de quantification : Lors de la conversion analogique-numérique d'un signal, la résolution de la mesure est donnée par le nombre de bits n du convertisseur. Pour une étendue de mesure (un calibre) X, le pas de quantification de la mesure vaut $X/2^n$. Il convient donc d'utiliser toujours le calibre le plus petit permettant de réaliser une mesure pour réduire cet effet. La carte SYSAM étant une carte 12 bits, pour le calibre ±10,24 V (X = 20,48 V) on obtient un pas élémentaire $\Delta V = 20,48/2^{12}$ = 5 mV.

Brancher la sortie analogique SA1 de la carte sur l'entrée EA0, et utiliser cette sortie en générateur pour délivrer une tension triangle ±1 V et de fréquence 10 Hz (fenêtre `Paramètres` puis onglet `Paramètres de l'émission`, sélectionner `Émettre pendant l'acquisition`, cocher "Mode GBF"). Lancer une acquisition avec 2000 points, un pas de temps de 10 μs et le calibre ±10 V pour EA0. Zoomer sur la courbe pour observer le pas élémentaire de quantification ΔV.

Dérivée et lissage d'une courbe : La quantification peut poser des problèmes lors du traitement d'un signal, en particulier pour la dérivation numérique.

Dériver le signal précédent avec Latis-Pro (menu `Traitement/Dérivée`). On observe que la dérivée est fortement bruitée à cause de la quantification.

Pour réduire cet effet, il faut d'une part choisir un calibre plus adapté, et d'autre part augmenter le pas de temps de l'acquisition. En effet, contrairement à ce que l'on pourrait penser, utiliser un pas de temps très petit n'est pas toujours bénéfique.

Recommencer l'acquisition avec un pas de temps de 1 ms, et calculer sa dérivée. Elle est beaucoup moins bruitée.

Pour réduire encore ce bruit, il est conseillé de lisser les courbes expérimentales avant de les dériver (menu `Traitement/Lissage`).

Lisser fortement la courbe obtenue avec un pas de 1 ms avant de la dériver. Le bruit est encore davantage réduit.

2.4 Analyse de Fourier (FFT)

✍ [Duffait] p.47-53

2.4.1 Tracé du spectre d'un signal

Il est possible de tracer le spectre en fréquence d'un signal dans le menu `Traitements/Calculs Spécifiques/Analyse de Fourier`.

> Acquérir une tension sinusoïdale de fréquence 100 Hz avec un pas de temps de 100 μs, puis tracer sa FFT. La comparer aux FFT d'une tension triangulaire et d'une tension créneau de même fréquence. Le spectre est plus riche en fréquence pour ces signaux.

La FFT est très utilisée en physique pour la caractérisation des systèmes, mais son utilisation pratique présente plusieurs limites dont il faut être conscient lors de son utilisation.

2.4.2 Échantillonnage et critère de Shannon

Pour conserver l'information sur la fréquence d'un signal, l'échantillonnage doit respecter le critère de Shannon : « la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à 2 fois la plus haute fréquence du signal à échantillonner ». Si ce critère n'est pas respecté, on se trouve en situation de sous-échantillonnage, ce qui se manifeste par l'apparition de fausses fréquences sur le spectre (repliement spectral).

> Acquérir une tension sinusoïdale de fréquence 1130 Hz avec un pas de temps de 100 μs, et tracer sa FFT. On retrouve la fréquence du signal, bien que la courbe ne contienne que quelques points pour chaque oscillation. Recommencer avec un pas de temps de 1 ms, puis tracer sa FFT. Elle détecte alors une basse fréquence (à 130 Hz) qui n'existe pas dans le signal (car le critère de Shannon n'est pas respecté).
> Acquérir une tension créneau de fréquence 1130 Hz avec un pas de temps de 100 μs, et tracer sa FFT. Avec ce pas, le critère de Shannon nous permet de détecter les fréquences inférieures ou égales à 5000 Hz. Nous observons bien le fondamental à 1130 Hz sur le spectre, ainsi que son premier harmonique à 3390 Hz, mais l'harmonique suivant (théoriquement à 5650 Hz) apparait autour de 4350 Hz. Il y a repliement du spectre : tous les harmoniques supérieurs à 5000 Hz sont « repliés » (comme le reflet d'un miroir). Essayer de retrouver dans le spectre les harmoniques suivants à 7910 Hz (vers 2090 Hz), 10170 Hz (vers 170 Hz, replié 2 fois)...

2.4.3 Sélection de la durée d'analyse

Lorsque l'on calcule la FFT d'un signal, l'algorithme est réalisé sur une durée d'analyse finie T (composée de N points). Il renvoie un spectre discret composé de N coefficients de Fourier. Si on tente de reconstruire le signal à partir de ces coefficients, on obtient alors un signal de durée infinie, qui est une duplication du signal d'origine sur la durée T (le signal est « périodisé »). Au final, **la FFT d'un signal sur une durée d'analyse T est donc identique à celle du signal périodisé sur cette durée T**.

La durée d'analyse fixe également la résolution du spectre obtenu. C'est une conséquence de la relation d'incertitude de Heisenberg-Gabor : la résolution fréquentielle Δf d'un spectre est liée à la durée T du signal correspondant par la relation $T\Delta f \geq 1/4\pi$. On en conclut que **plus la durée d'analyse est grande, et plus le spectre sera résolu en fréquence**.

Le choix de la durée d'analyse est donc capital pour faire une bonne analyse spectrale, et il est possible de la sélectionner manuellement avec Latis-Pro (dans le `Mode Avancé`, utiliser la `Sélection de Période` en `Manuelle` plutôt que `Automatique`).

Pour un signal périodique : il faut que la durée d'analyse soit constituée d'un nombre entier de période, pour reconstruire un signal infini similaire à celui d'origine. Si ce n'est pas le cas, il apparait des fréquences parasites dans le spectre (à cause des problèmes de raccordement du signal périodisé). On veillera également à sélectionner un maximum de périodes pour améliorer la résolution fréquentielle.

> Tracer la FFT d'une tension sinusoïdale de fréquence 100 Hz avec un pas de temps de 100 μs, en sélectionnant manuellement une durée d'analyse qui est un multiple de sa période, puis recommencer avec une durée d'analyse quelconque. Les pics apparaissent alors plus larges.

Pour un signal non-périodique (régime transitoire par exemple) : il faut sélectionner une durée d'analyse la plus longue possible (avec un maximum de points), pour obtenir une bonne résolution en fréquence. Nous reviendrons sur le cas des régimes transitoires lors de l'étude de la réponse indicielle d'un filtre RC.

Une autre possibilité pour diminuer l'importance des discontinuités lors de la construction du signal infini est d'utiliser des fenêtres de pondération (dans le `Mode Avancé`, puis `Fenêtres de pondération`). Le principe consiste à diminuer le poids des échantillons situés aux extrémités de la durée analysée en les multipliant par une fonction de pondération (Hamming par exemple). Pour plus de détails, il est conseillé de lire le paragraphe correspondant dans [Duffait] p.51.

Enfin, le nombre de points utilisé pour calculer une FFT a également une influence. En effet, l'algorithme de calcul d'une FFT est toujours réalisé avec un nombre de points qui est une puissance de 2 (1024, 2048...). Si la durée d'analyse ne contient pas exactement 2^n points, un signal de 2^n points est recalculé par interpolation. La FFT est ensuite réalisée sur ce signal, les hautes fréquences du spectre peuvent alors être modifiées. Il est donc préférable de sélectionner une durée d'analyse composée de 2^n points (mais ce critère est moins important que les précédents).

2.5 Résumé

Pour réaliser une bonne acquisition et une bonne analyse spectrale d'un signal, il faut :

— faire une acquisition avec un calibre adapté,

— utiliser un pas de temps suffisamment petit pour respecter le critère de Shannon, c'est-à-dire au moins inférieur à $1/2f_{max}$ (bien qu'un pas inférieur à $1/10f_{max}$ soit préférable), mais suffisamment grand pour éviter d'être perturbé par la quantification,

— lisser fortement la courbe (plusieurs fois si nécessaire) avant de la dériver numériquement,

— pour la FFT : si le signal est périodique, sélectionner une durée d'analyse qui correspond à un maximum de périodes entières; si le signal n'est pas périodique, sélectionner la durée d'analyse la plus longue possible.

3 Application à l'étude du filtre passe-bas RC

3.1 Quelques rappels sur les filtres

✍ [Krob] p.34, [Duffait] p.139-140

Considérons un système linéaire et invariant dans le temps (SLIT) qui reçoit un signal d'entrée sinusoïdale $e(t) = \Re\left(\underline{E}\, e^{j\omega t}\right)$ et qui délivre un signal de sortie sinusoïdale $s(t) = \Re\left(\underline{S}\, e^{j\omega t}\right)$. Il est caractérisé par sa fonction de transfert $\underline{H}(j\omega) = \underline{S}(j\omega)/\underline{E}(j\omega)$. Pour la représenter, on trace dans un diagramme de Bode : son gain $G_{dB} = 20\log\left(\left|\underline{H}(j\omega)\right|\right)$, et sa phase $\phi = \arg\left(\underline{H}(j\omega)\right)$.

Pour un signal d'entrée quelconque, la réponse d'un SLIT s'écrit sous la forme d'un produit de convolution :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h\left(t-t'\right) e\left(t'\right) \mathrm{d}t'$$

où $h(t)$ est une fonction qui contient toute l'information sur le système. Or la transformée de Fourier de cette convolution donne : $\underline{S}(j\omega) = \mathrm{TF}(h).\underline{E}(j\omega)$. Avec la définition de la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$, on déduit que $\mathrm{TF}(h) = \underline{H}(j\omega)$.

Si le système est excité par une impulsion de Dirac $e_{\text{imp}}(t) = \delta(t)$, alors $s_{\text{imp}}(t) = h(t)$, c'est la réponse impulsionnelle du système. On déduit des relations précédentes que la fonction de transfert peut s'exprimer comme : $\underline{H}(j\omega) = \mathrm{TF}\left(s_{\text{imp}}\right)$.

De même, si le système est excité par un échelon de tension (fonction de Heaviside : $e_{\text{ind}}(t<0) = 0$ et $e_{\text{ind}}(t>0) = 1$), alors $s_{\text{ind}}(t) = \int_0^{+\infty} h(t-t')\mathrm{d}t'$, et comme le filtre est causal ($h(t<0) = 0$) :

$$s_{\text{ind}}(t) = \int_0^t h(t')\mathrm{d}t'$$

C'est la réponse indicielle du système. On déduit que la fonction de transfert peut s'exprimer comme : $\underline{H}(j\omega) = \mathrm{TF}\left(\frac{\mathrm{d}s_{\text{ind}}}{\mathrm{d}t}\right) = j\omega\,\mathrm{TF}\left(s_{\text{ind}}\right)$.

Expérimentalement, il existe donc 3 façons d'obtenir la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ d'un SLIT :

— mesurer directement le rapport $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{\underline{S}(\omega)}{\underline{E}(\omega)}$ en balayant une gamme de fréquences pour des excitations sinusoïdales,

— mesurer sa réponse impulsionnelle s_{imp}, puis calculer sa transformée de Fourier : $\underline{H}(j\omega) = \mathrm{TF}(s_{\text{imp}})$,

— mesurer sa réponse indicielle s_{ind}, la dériver, puis calculer sa transformée de Fourier : $\underline{H}(j\omega) = \mathrm{TF}\left(\dfrac{\mathrm{d}s_{\text{ind}}}{\mathrm{d}t}\right)$; ou multiplier sa transformée de Fourier par $j\omega$: $\underline{H}(j\omega) = j\omega\mathrm{TF}\left(s_{\text{ind}}\right)$.

Dans la pratique, il est difficile de réaliser une réponse impulsionnelle (impulsion de Dirac). En effet, si l'impulsion est trop courte, l'amplitude du signal de sortie sera très faible; à l'inverse si elle est trop longue, elle ne peut plus être considérée comme une impulsion. On préfèrera donc mesurer une réponse indicielle, plus simple à réaliser.

Dans la suite, nous allons nous intéresser au filtre passe-bas RC (figure 1.5), dont la fonction de transfert vaut :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

Nous allons tracer son diagramme de Bode par mesure directe en régime sinusoïdal, puis en réalisant une réponse indicielle.

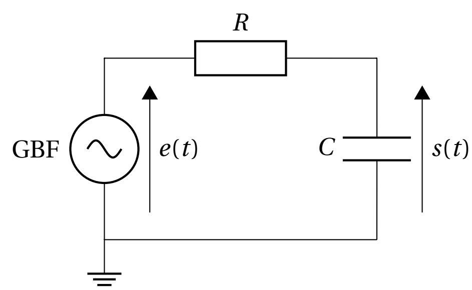


FIGURE 1.5 – Filtre passe-bas RC.

3.2 Tracé du diagramme de Bode par mesure directe : utilisation du logiciel Regressi

✍ [Duffait] p.141-142

Réaliser un filtre passe-bas RC (figure 1.5), avec $R = 10$ kΩ et $C = 10$ nF (d'où une fréquence de coupure $f_0 = 1/(2\pi RC) \approx$ 1,6 kHz), alimenté par un GBF en régime sinusoïdal d'amplitude 2 V. Afficher la tension d'entrée et celle aux bornes du condensateur sur un oscilloscope, puis utiliser les mesures automatiques pour obtenir leurs amplitudes et le déphasage entre les courbes. Balayer une large gamme de fréquence (de 10 Hz à 100 kHz par exemple) pour pouvoir tracer le diagramme de Bode sur plusieurs décades.

Pour tracer une courbe expérimentale (comme ce diagramme de Bode par exemple), nous vous conseillons d'utiliser le logiciel Regressi. C'est un outil simple et pratique pour présenter des courbes expérimentales, puis pour effectuer des modélisations simples ou plus complexes, pouvant prendre en compte les incertitudes de chaque point.

Lancer le logiciel Regressi, sélectionner `Fichier/Nouveau/Clavier`, rentrer les noms des variables expérimentales `f`, `E`, `S` et `phi` (exprimées en V plutôt qu'en mV, pour éviter les problèmes avec Regressi) et valider. Vous pouvez compléter le tableau avec vos données, ainsi que les incertitudes en sélectionnant l'onglet `Incertitudes`. Il est aussi possible de rajouter des paramètres (des constantes par exemple) et de calculer de nouvelles variables avec les onglets `Paramètres` et `Expressions`. Pour représenter le diagramme de Bode, créer les variables : `w=2*pi*f_rad/s` et `H=S/E` (ne pas oublier de cliquer sur `Mise à jour`).
Pour tracer le diagramme de Bode à partir des données, il faut aller dans la fenêtre `Graphe`, puis l'onglet `Coord`.
Pour effectuer une modélisation, il faut cliquer sur le bouton `Modélisation` à gauche, puis choisir un modèle prédéfini ou rentrer une expression manuellement. Essayer les modélisations : `H=1/sqrt(1+(w/w0)∧2)` et `phi=-atan(w/w0)`, puis comparer les valeurs obtenues. Il est possible d'améliorer une modélisation en prenant en compte les incertitudes (chaque point est pondéré en fonction de son incertitude). Pour cela, faire un clic droit dans la fenêtre de modélisation, puis dans `Options de modélisation`, cocher `Utilisation des incertitudes`.
Il est préférable de réaliser des régressions linéaires plutôt que des modélisations non-linéaires (car nous ne savons pas comment celles-ci sont calculées). Pour cela, définir les nouvelles variables : `Hmoins2=H∧(-2)` et `w2=w∧2`, puis réaliser la régression linéaire `Hmoins2=1+w2/w0∧2`, et comparer la valeur de la pulsation de coupure obtenue aux précédentes.

3.3 Étude du régime transitoire et réponse indicielle

✍ [Duffait] p.144

Observation sur l'oscilloscope :

Reprendre le filtre RC précédent (figure 1.5), et l'alimenter avec une tension créneau 0-4 V basse fréquence (par exemple 10 Hz). La période de ce créneau étant beaucoup plus grande que le temps de relaxation $\tau = RC \approx$ 0,1 ms, la réponse du système lors d'une phase de montée est analogue à celle d'un échelon de tension. Mesurer la constante de temps τ sur l'écran avec les curseurs et la comparer à la valeur prédite.

Réponse indicielle sur Latis-Pro :

> Conserver le même montage (figure 1.5), et mesurer la tension aux bornes du condensateur et du GBF avec la carte d'acquisition SYSAM. Paramétrer Latis-Pro pour que l'acquisition se déclenche dès que la tension créneau dépasse un seuil montant (de 100 mV par exemple), avec un pas de temps de 10 μs et un nombre de points égal à 2000 pour bien voir le régime stationnaire.
> Pour obtenir le diagramme de Bode du système à partir de sa réponse indicielle : lisser fortement la courbe, la dériver, puis faire une analyse de Fourier en Amplitude (pour obtenir $|\underline{H}|$) en sélectionnant manuellement une durée d'analyse courte ne contenant que le régime transitoire. La résolution en fréquence obtenue n'est alors pas de bonne qualité. Recommencer avec une durée d'analyse la plus longue possible (contenant le régime transitoire et un maximum de régime permanent) : la résolution est bien meilleure (due à la relation d'incertitude de Heisenberg-Gabor).
> Tracer également la FFT en Argument (pour obtenir $\arg(\underline{H})$) avec le mode `Avancé`. La courbe est moins satisfaisante à hautes fréquences que celle obtenue par mesure directe.

Tracer un diagramme de Bode avec une réponse indicielle permet donc de balayer un large spectre de fréquence très rapidement. Cependant, sa résolution étant limitée, le diagramme de Bode (en échelle logarithmique) paraît plus incomplet aux basses fréquences que par mesure directe (attention à la composante continue, qui correspond à $\log\omega = -\infty$). De plus, l'évolution de la phase n'est pas concluante à hautes fréquences à cause d'un problème de position d'échantillonnage (pour plus de détail et une correction de ce problème, voir [Krob] p.209).

4 Application à l'étude du filtre passe-bande RLC (en seconde lecture)

✍ [Duffait] p.145-146

Nous allons recommencer la même étude pour le filtre passe-bande RLC (figure 1.6). En mesurant la tension aux bornes de la résistance (figure 1.6), pour avoir accès à l'intensité, on obtient une fonction de transfert :

$$\underline{H} = \frac{jRC\omega}{1 - LC\omega^2 + jR_{\text{tot}}C\omega}$$

Il faut penser à prendre en compte la résistance du GBF et celle de la bobine : $R_{\text{tot}} = R + R_{\text{GBF}} + R_L$. La résonance en intensité est obtenue pour $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, avec un facteur de qualité $Q = L\omega_0/R_{\text{tot}}$.

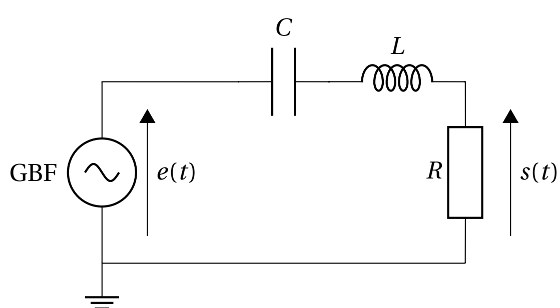


FIGURE 1.6 – Filtre passe-bande RLC.

Diagramme de Bode par mesure directe :

> Réaliser un filtre passe-bas RLC (figure 1.5), avec $R = 100\ \Omega$, $C = 100$ nF et $L = 0{,}1$ H, l'alimenter par un GBF en régime sinusoïdal. Afficher la tension d'entrée et celle aux bornes de la résistance sur un oscilloscope, puis tracer le diagramme de Bode du filtre en utilisant les mesures automatiques.
> Mesurer la fréquence de résonance du filtre ($f_0 \approx 1{,}59$ kHz), ainsi que son facteur de qualité $Q = f_0/(f_2 - f_1)$ où f_1 et f_2 correspondent aux limites de la bande passante du filtre ($V_s(f_1) = V_s(f_2) = V_s(f_0)/\sqrt{2}$), et les comparer aux valeurs prédites.

Réponse indicielle : Lorsque $Q > 1/2$, le régime transitoire provoqué par un échelon de tension est un régime d'oscillations amorties, de pseudo-pulsation $\omega^2 = \omega_0^2 - (R_{tot}/(2L))^2$.

Pour différentes valeurs de R avec le circuit précédent, en conservant $Q > 1/2$, mesurer la pseudo-période des oscillations, et remonter par régression linéaire à f_0.
Alimenter le filtre avec une tension créneau basse fréquence, et mesurer la réponse indicielle du filtre avec la carte d'acquisition. Lisser fortement la courbe, la dériver, puis calculer sa TF en amplitude et en phase (en sélectionnant manuellement une durée d'analyse la plus longue possible). Retrouver les caractéristiques de ce filtre avec son diagramme de Bode.

Lorsque $Q < 1/2$, le régime transitoire provoqué par un échelon de tension est un régime apériodique. Il n'est plus possible de remonter à f_0 par des mesures de pseudo-périodes, mais la réponse indicielle permet toujours de retrouver la fonction de transfert. Cependant, les courbes obtenues dans la pratique sont beaucoup moins exploitables que précédemment.

Réaliser le traitement de la réponse indicielle avec $R = 3$ kΩ, et comparer le diagramme de Bode obtenu au précédent.

Nous nous sommes limités à l'étude de filtres passifs dans ce TP. Cependant il pourrait être intéressant d"étudier également des filtres actifs (avec AO), comme un passe-bas du 1er ordre ([Duffait] p.145), ou un passe-bande du second ordre ([Krob] p.47).

5 L'analyseur de spectre (en seconde lecture)

5.1 Utilisation d'un analyseur de spectre commercial

✍ Notice de l'analyseur de spectre

Pour obtenir les composantes fréquentielles d'un signal, il est également possible d'utiliser un analyseur de spectre. On utilisera l'analyseur de spectre commercial HP35665A `P0.18`, dont nous présenterons deux applications simples : le tracé d'un diagramme de Bode et l'analyse spectrale d'un signal émis par un GBF.

Reprendre le filtre passe-bas RC précédent. Mettre en entrée du filtre la sortie `source` de l'analyseur de spectre. Mesurer sur les deux chaînes : `channel 1` et `channel 2` correspondant à l'entrée et la sortie du filtre.

Il faut que le signal délivré par l'appareil contienne toutes les fréquences dans la gamme où l'on réalise le diagramme de Bode. On peut choisir par exemple un bruit blanc [1] : il a un spectre plat sur toute la gamme de fréquence considérée.

Mettre en route la source. Pour ce faire, appuyer sur le bouton $\boxed{\text{Source}}$: régler l'amplitude (`Level` : 2 V), choisir `Random Noise` puis mettre `On`.

On veut maintenant tracer le diagramme de Bode en échelle logarithmique.

Sélectionner le bouton $\boxed{\text{Inst mode}}$, choisir 2 `channel`, puis le bouton $\boxed{\text{Disp Format}}$, choisir `Bode diagramm`. Mettre en échelle logarithmique avec le bouton $\boxed{\text{Trace coord}}$, `X-axis` ⟶ `log`. Appliquer la fenêtre de pondération Hamming : bouton $\boxed{\text{Window}}$ ⟶ `Hamming`. Pour obtenir un affichage plus propre, moyenner avec le bouton $\boxed{\text{Avg}}$: régler le nombre sur 10, utiliser la fonction `Fast Avg` pour accélérer l'acquisition, et appuyer sur `On`.

Pour régler la fenêtre de fréquence : la gamme de fréquence est par défaut 128 Hz - 51,2 kHz et comprend 400 pas de fréquence (chacun fait donc 128 Hz).

Augmenter le pas avec le bouton $\boxed{\text{Freq}}$: `Resolution line`, entrer 800. On peut régler les fréquences minimales (`Start`, par exemple 1 Hz) et maximale (`Stop`, par exemple 60 kHz). L'analyseur choisira la puissance de 2 la plus proche automatiquement. La résolution fréquentielle sera alors d'une dizaine de Hz. Pour zoomer, il faut réduire la fenêtre de fréquence, dans ce cas la résolution sera meilleure (on conserve le pas de fréquence constant.)

La fréquence maximale est limitée à 51,2 kHz à cause de la source de bruit blanc. On peut également régler la fenêtre suivant les Y :

Avec le bouton $\boxed{\text{Scale}}$, sélectionner `Autoscale` ⟶ `On`. Puis appuyer sur le bouton $\boxed{\text{Active trace}}$ pour passer du réglage sur le gain au réglage sur la phase. On peut également régler la valeur en haut (`Top reference`, la valeur en bas (`Bottom reference`) avec le pavé numérique ou la molette mais la commande Autoscale fonctionne bien et permet d'éviter des réglages manuels à chaque changement.

Quelques astuces supplémentaires :

— Utiliser le bouton $\boxed{\text{Start}}$ pour rafraichir l'affichage.

— Pour obtenir le tracé de Nyquist, utiliser le bouton $\boxed{\text{Trace coord}}$: `More` ⟶ `Nyquist`.

1. On peut également choisir un signal sinusoïdal wobbulé.

Analyse spectrale d'un signal émis par le GBF

Mettre sur la chaîne 1 de l'analyseur un signal triangle ou carré de fréquence 1 kHz. Choisir sur le bouton $\boxed{\text{Disp Format}}$: `Single`, pour n'avoir qu'une fenêtre, sur le bouton $\boxed{\text{Instant mode}}$, `1 channel`, pour ne réaliser l'acquisition que de la première chaîne. Sur le bouton $\boxed{\text{Trace coord}}$, sélectionner `Linear magnitude`. Régler la fréquence entre 800 et 10 kHz par exemple (voir plus haut), et $\boxed{\text{Scale}}$ ⟶ `Autoscale`. Repérer la position des différents pics ou leur amplitude.

.

5.2 Principe de l'analyseur de spectre

✍ [BUP 822(1)] p.577

Il existe dans la collection `P41.27` un boîtier illustrant le principe d'un analyseur de spectre. La principale référence est le BUP 822. Le boîtier est constitué de trois étages :

— Le premier est un multiplieur, on multiplie le signal à analyser par un signal dont la fréquence est connue (par exemple issu d'un GBF).

— Le second est un filtre passe-bande très sélectif qui sélectionne autour de 40 kHz.

— Le dernier est un détecteur de crête avec diode sans seuil.

Si on analyse un signal, on aura en sortie l'amplitude (grâce au détecteur de crête) du mode de fréquence 40 KHz$-f_{\text{analyse}}$.

On peut illustrer cela d'abord par un signal sinusoïdal en entrée, en faisant varier progressivement la fréquence d'analyse (on obtient le spectre du signal). On peut ensuite utiliser un signal wobbulé et illustrer les limites du dispositif (compromis entre temps de wobbulation et la résolution fréquentielle de l'analyse spectrale).

TP 2

Autour de l'électronique numérique

Bibliographie

- ✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
- ✍ [Pérez], *Électronique. Fondements et applications*
- ✍ [Asch], *Acquisition de données*

Nous vous conseillons de terminer dans un premier temps le TP n°1, avant de commencer celui-ci.

1 Généralités sur la chaîne d'acquisition

✍ [Asch]

Les **capteurs** sont les premiers éléments d'une chaîne d'acquisition. À chaque mesurande est associé un capteur dont le rôle est de traduire la valeur m de cette dernière en une grandeur électrique $s(m)$. La plupart des dispositifs ne sont aptes qu'à traiter des signaux sous forme de tension électrique. Si $s(m)$ est une autre grandeur électrique, on utilise un **conditionneur** afin de convertir cette grandeur électrique en une tension dont l'amplitude est déterminée par la sortie du capteur.

Un **amplificateur** est parfois utilisé pour assurer d'une part la protection du signal vis-à-vis des parasites, et d'autre part un transfert optimal du signal. Les différents types de parasites et les moyens de lutter contre sont exposés dans [Asch], aux chapitres 11 à 13.

Lorsque l'on veut acquérir un signal variable, et où l'amplitude du signal porte l'information, on utilise un **échantillonneur-bloqueur**. Il prélève et mémorise un échantillon du signal à un instant connu avec précision, et délivre pendant un temps τ_e, appelé temps d'échantillonnage, une tension égale à celle de l'échantillon mémorisé. Il fournit alors une tension stable et représentative du signal au **convertisseur analogique-numérique**. Son but est de convertir la tension analogique issue du début de la chaîne en une suite de n bits.

Le **traitement du signal** permet d'extraire l'information utile d'un signal. Il peut être analogique (filtrage par exemple) ou numérique. Dans le premier cas, il est placé avant l'échantillonnage. Dans le second cas, il est réalisé après l'acquisition d'un signal en utilisant un logiciel adapté.

L'ensemble de la chaîne d'acquisition est résumée sur la figure 2.1.

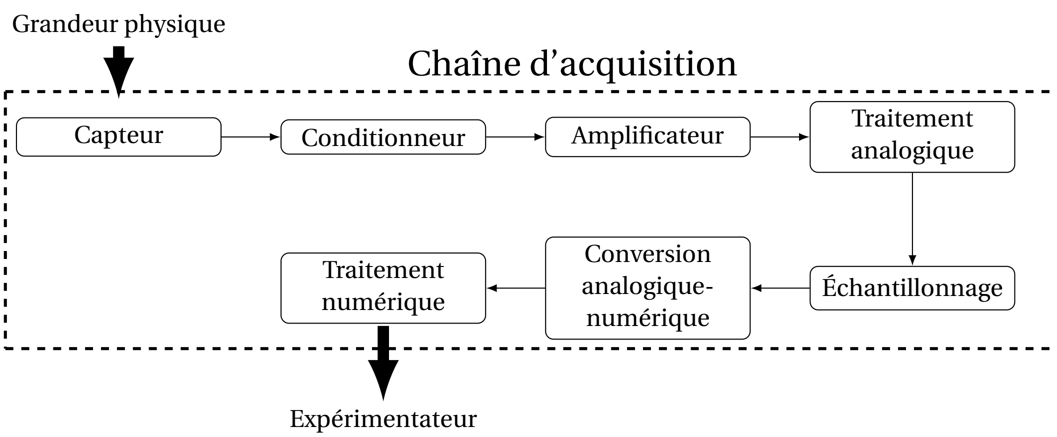


FIGURE 2.1 – Schéma typique d'une chaîne d'acquisition.

2 Introduction à l'électronique numérique

2.1 Quelques notions sur l'électronique numérique

✍ [Duffait] p.244-250, [Pérez] p.569

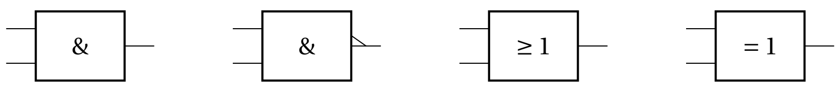
Les capteurs physiques fournissent des signaux analogiques : ce sont eux que vous avez étudié jusqu'ici. La chaîne d'acquisition les transforme en signaux numériques, qui sont plus faciles à transmettre, moins lourds à stocker et surtout moins sensibles au bruit. Les signaux numériques, qualifiés aussi de logiques (ou binaires, ou encore booléens), ne peuvent prendre que deux valeurs : 0 ou 1. En pratique, on utilise deux états électriques nettement séparables : le plus souvent 0 et 5 V. Par exemple, une tension inférieure à 0,5 V sera considérée comme le chiffre 0, une tension supérieure à 4,5 V sera considérée comme le chiffre 1, et on s'arrange pour qu'il n'y ait pas de tensions comprises entre ces deux valeurs.

On distingue :

— Les portes logiques : ce sont les éléments de base de la logique combinatoire : l'état de sortie des portes ne dépend que des variables d'entrée à cet instant : elles sont faciles à réaliser et disponibles sous forme de circuits intégrés. Certaines sont câblées dans des boîtiers disponibles dans la collection. Le tableau ci-dessous présente la sortie de différentes portes logiques en fonction des valeurs des variables d'entrée. Ce tableau est appelé **table de vérité** de la porte logique.

Entrée 1	Entrée 2	Porte `ET`	Porte `NON ET`	Porte `OU`	Porte `OU exclusif`
0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	1
0	1	0	1	1	1
1	1	1	0	1	0

Ces portes logiques seront schématisées ainsi dans la suite du polycopié.



Porte `ET` — Porte `NON ET` — Porte `OU` — Porte `OU exclusif`

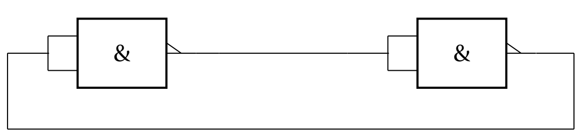
Notons qu'il est possible de réaliser toutes les fonctions logiques avec des portes `NON ET`. On dit que c'est une fonction complète. Quelques exemples de ces réalisations sont exposés dans [Duffait] p.251.

— Les bascules, dont la sortie dépend des entrées à l'instant présent, mais aussi de la sortie à l'état antérieur. Ils obéissent à une logique dite **séquentielle**. On pourra se reporter pour plus de détails à [Duffait] p.256 ou à [Pérez] p.579.

À l'aide d'un générateur de tension continue (module Hameg `P27.18` par exemple), vérifier la table de vérité d'une porte `NON ET` (`NAND` en anglais). On rappelle que le 1 logique correspond à +5 V et le 0 à 0 V (connexion à la masse). On utilisera le boîtier `P42.52`. Vous pouvez aussi câbler un circuit intégré 7400, disponibles dans la réserve. Les schémas de branchement sont donnés dans la notice ou à la dernière page de [Duffait]. Les composants logiques doivent être alimentés en 5 V.

Vérifier qu'en connectant les deux entrées d'une porte `NON ET`, on fabrique un opérateur `NON` (renvoyant 0 si l'entrée est 1, et inversement).

Boucler deux portes `NON ET`, comme sur le schéma ci-dessous. Imposer 0 à l'entrée de la première porte, *via* la masse. Retirer ensuite la masse et vérifier que le système conserve bien le bit en mémoire. On peut faire de même en imposant 1 (*via* l'alimentation).



Boucler maintenant trois portes `NON ET` en série. Le système est instable (0 en entrée de la première, donc 1 en entrée de la seconde, etc.). Observer les oscillations et mesurer leur période.

Dès que le nombre de portes `NAND` n est impair, le système est instable et on observe des oscillations dont la période est proportionnelle au temps de commutation τ : $T = 2n\tau$. En déduire le temps de commutation et comparer à la valeur fournie par le constructeur ($\tau \approx 100$ ns).

2.2 Application : mesure numérique d'une fréquence temporelle

✍ [Duffait] p.274

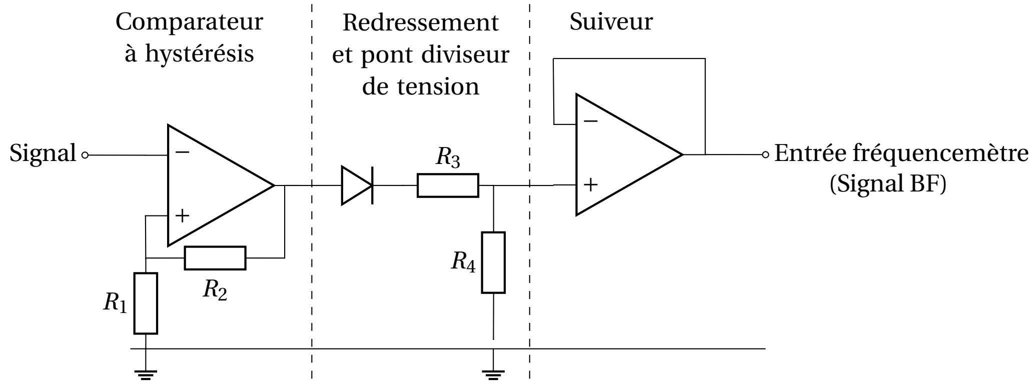


FIGURE 2.3 – Transformation d'un signal sinusoïdal en un signal numérique de même fréquence.

Principe La façon la plus simple de mesurer une fréquence est de compter le nombre d'oscillations au cours d'un temps fixé. On peut ainsi compter le nombre d'oscillations d'un pendule pendant un temps que l'on mesure au chronomètre.

Mesure de la fréquence d'un signal créneau numérique issu d'un GBF On désire compter le nombre de fois que ce signal (entre 0 et 5 V) atteint 5 V pendant 1 s. Pour cela, on va réaliser un ET logique entre le signal dont on veut mesurer la fréquence, et un signal d'horloge créneau TBF à 0,5 Hz (valant par conséquent 5 V pendant 1 s, puis 0 V pendant 1 s). Un compteur numérique se charge ensuite de compter le nombre de seuils montants du signal ainsi obtenu.

Pour remettre à zéro le compteur, il faut que la tension passe de 5 à 0 V. On utilise une bascule JK : pour $J = K = 1$, la sortie change d'état à chaque front montant de l'horloge TBF. C'est-à-dire que si l'état était 0 (resp. 1), il passe à 1 (resp. 0) lorsque l'horloge TBF passe de 0 à 1.

Finalement, le compteur compte le nombre de seuils montants pendant 1 s, laisse l'affichage 1 s, remet à zéro puis recommence le comptage 2 s plus tard.

Utiliser le boîtier "Principe du fréquencemètre" P42.49 schématisé figure 2.2. Alimenter le boîtier ainsi que le compteur avec une tension continue de 5 V. Les signaux d'entrée et d'horloge TBF sont des créneaux entre 0 et 5 V, 40 Hz pour le premier, 0,5 Hz pour le second (utiliser des GBF). Observer simultanément sur un oscilloscope à quatre voies les signaux d'entrée, le signal arrivant sur le compteur P70.9 et le signal de remise à zéro (RAZ). Mesurer la fréquence d'un signal de fréquence inférieure à 100 Hz.

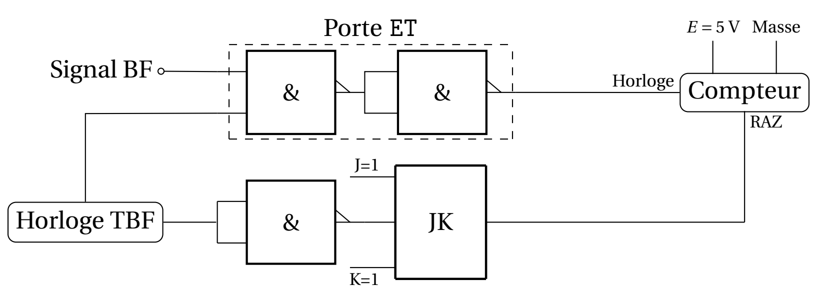


FIGURE 2.2 – Principe du fréquencemètre.

Pour mesurer une fréquence supérieure à 100 Hz, il faut utiliser plusieurs compteurs. Pour cela, la sortie "Dépassement", située sur le côté, doit être branchée sur l'entrée "Horloge" du second. Les remises à zéro, les alimentations et les masses doivent être connectées. Vérifier le bon fonctionnement du fréquencemètre à des fréquences supérieures.

Mesure de la fréquence d'une note émise par un diapason Pour mesurer la fréquence d'un signal quelconque, il faut d'abord transformer ce signal en un signal créneau entre 0 et 5 V, de même fréquence. Pour cela, on va utiliser un comparateur à hystérésis : ce montage sera vu plus en détail dans le TP sur les amplificateurs opérationnels.

Le comparateur à hystérésis bascule lorsque la tension d'entrée passe au-dessus de $\dfrac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}$: il faut donc choisir un rapport $\dfrac{R_1}{R_2}$ assez petit : par exemple $R_2 = 390$ kΩ et $R_1 = 100$ Ω. La seconde partie du montage convertit les tensions de $+V_{\text{sat}}$ et

$-V_{sat}$ en 5 V et 0 V : on peut choisir $R_3 = 6,2$ kΩ et$R_4 = 3,9$ kΩ. Le second amplificateur opérationnel, câblé en suiveur, permet une bonne adaptation d'impédance avec l'entrée du fréquencemètre.

Câbler le montage 2.3. Tester le montage avec un signal délivré par le GBF de faible amplitude (20 mV) et de fréquence connue. Vérifier que la sortie du suiveur est un créneau entre 0 et 5 V à la fréquence du GBF. Si ce n'est pas le cas, vérifier l'offset de l'AO (voir TP3,1.1).

À l'aide d'un micro P74.37 (demandez-les aux techniciens), relié a un adaptateur P74.38, mesurer la fréquence d'une note émise par un diapason P71.1.

Évolution possible (en seconde lecture)

▷ Pour ne rafraîchir l'affichage qu'après la mesure effectuée, vous pouvez utiliser un registre à décalage : voir [Duffait], p.275.

3 Conversion analogique-numérique (en seconde lecture)

✍ [Duffait] p.268-273, [Asch] p.261, [Pérez] p.604

3.1 Généralités

La conversion analogique-numérique consiste à transformer une tension analogique et continue, en un nombre binaire de n bits, prenant 2^n valeurs différentes s'échelonnant entre 0 et $2^n - 1$.

Un convertisseur analogique-numérique est caractérisé par :

— la plage de tension analogique convertible (par exemple 0 à 10 V),

— le nombre de bits,

— le temps nécessaire pour effectuer la conversion.

Quantification lors d'une conversion analogique-numérique Dans une conversion analogique-numérique à n bits, on subdivise l'amplitude maximale du signal en $N = 2^n$ intervalles réguliers. On définit ainsi le **pas de la conversion** ou quantum $q = U_{max}/N$. Cette quantification induit une erreur qui est de l'ordre du pas de quantification. Tout se passe comme si une tension de bruit était ajoutée à la tension réelle, permettant d'avoir une tension ne prenant comme valeurs que des multiples du pas de quantification. On définit le rapport signal sur bruit comme le rapport de l'écart-type de l'erreur sur la valeur efficace du signal : le calcul est réalisé dans [Pérez] p.607 et dans [Asch] p.263.

3.2 Le convertisseur analogique-numérique simple rampe

✍ [Duffait] p.269

Principe Le convertisseur analogique-numérique simple rampe est unipolaire, c'est-à-dire que les signaux d'entrée que l'on peut convertir sont nécessairement positifs. Le temps d'acquisition étant d'une dizaine de seconde, la fréquence d'échantillonnage des signaux doit être très faible : on prendra en pratique des signaux continus.

Le principe du convertisseur analogique-numérique simple rampe est le suivant. Une tension de référence est intégrée à l'aide de l'intégrateur, à partir du temps $t = 0$ où l'on ouvre l'interrupteur. À l'instant initial (interrupteur fermé), la tension de sortie est $v_- = v_+ = 0$. D'où :

$$V(t) = \frac{E_{ref}}{RC} t$$

Un comparateur permet de repérer le moment où l'on dépasse la tension à mesurer U. Le temps d'intégration est directement relié à la tension à mesurer :

$$T = RC \frac{U}{E_{ref}}$$

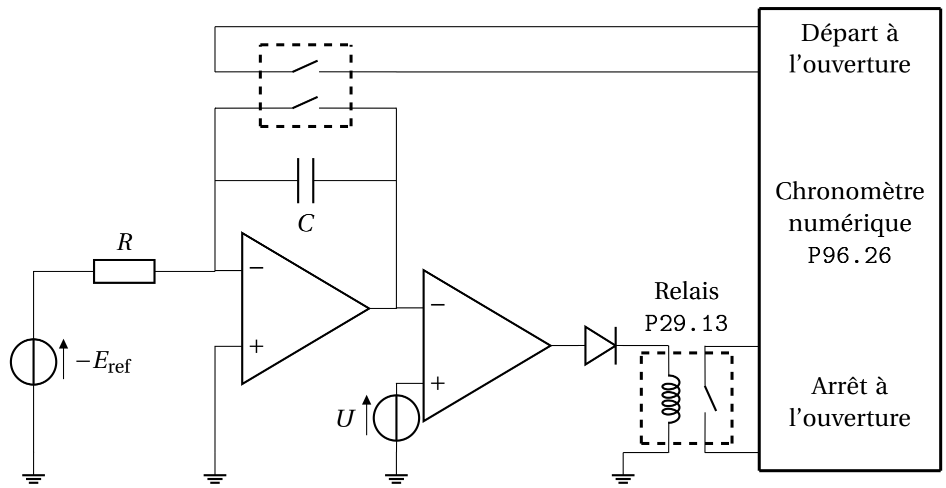


FIGURE 2.4 – Principe du convertisseur analogique-numérique.

Illustration du principe

Câbler le montage 2.4. On choisira une constante de temps RC autour de la seconde, par exemple $R = 4{,}7$ MΩ et $C = 1$ μF, et une valeur de tension de référence autour de 5 V. Attention au câblage, la tension en amont de la résistance doit être $-E_{\text{ref}}$: utiliser un générateur isolé (module HAMEG ou GBF). On envoie une tension U de 1 V (à l'aide d'un GBF), que l'on souhaite mesurer. On doit utiliser en parallèle un double interrupteur mécanique (`P30.24` par exemple), le premier sert à débuter la rampe de tension, l'autre à déclencher le chronomètre dès son ouverture. L'arrêt du chronomètre est causé par l'ouverture d'un relais.

Observer à l'oscilloscope la rampe de tension en sortie de l'intégrateur, la tension à mesurer U puis le signal en sortie du comparateur. Vérifier le déclenchement du chronomètre au départ de la rampe (ouverture de l'interrupteur) et son arrêt après le dépassement de la tension à mesurer. Comparer avec la valeur lue à l'oscilloscope (en utilisant les curseurs).

Pour plusieurs tensions U, mesurer le temps T au chronomètre numérique et montrer qu'il est proportionnel à la tension à mesurer.

Quantification et immunité au bruit [Duffait] p.271

Reprendre le circuit précédent pour câbler le circuit 2.5. On prendra $R_1 = 2{,}2$ kΩ et $R_2 = 3{,}9$ kΩ. La première porte logique utilisée est un OU exclusif : on utilisera un circuit intégré 7486. Les portes logiques suivantes sont des NON ET (NAND) : on utilisera le boîtier prévu `P42.52` ou deux sorties d'un circuit intégré 7400. On utilisera les mêmes compteurs que pour la mesure de fréquence temporelle `P70.9`.

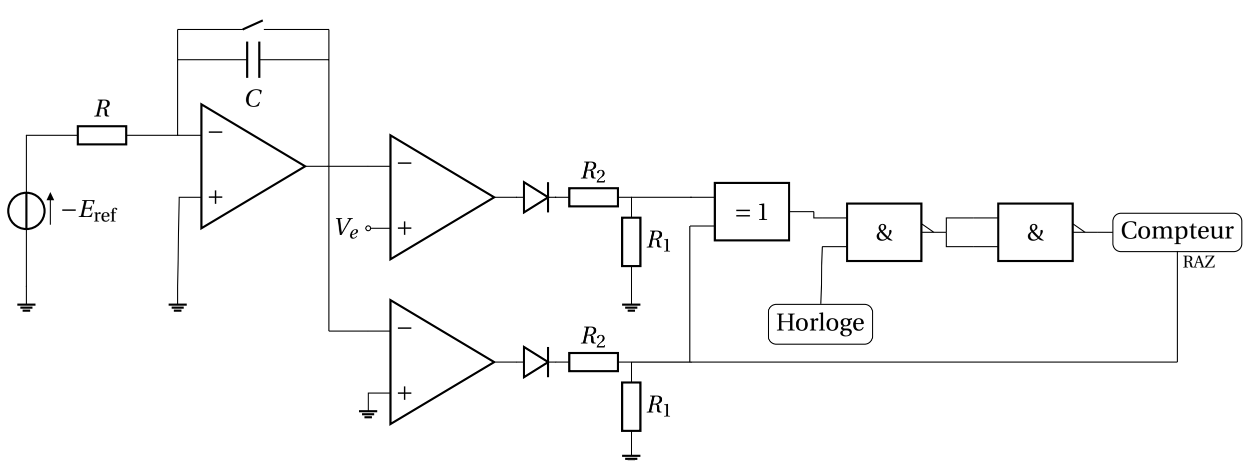


FIGURE 2.5 – Convertisseur analogique-numérique : illustration de la quantification.

On ajoute un second comparateur qui détecte le début de la rampe. Les deux diodes ainsi que les deux ponts diviseurs de tension ont pour but de ramener les tensions $\pm V_{\text{sat}}$ à 0/5 V. Le compteur est ainsi remis à zéro au début de la rampe. L'utilisation de l'opérateur OU exclusif a pour but d'obtenir une tension nulle sauf entre le début et la fin de la rampe. Les deux portes logiques NAND qui suivent ont pour but d'obtenir un signal créneau 0/5V entre le début et la fin de la rampe. Le nombre de montée est ensuite compté et affiché. Connaissant la fréquence du signal d'horloge, on connaît ainsi le temps d'intégration.

Vérifier à une fréquence d'horloge élevée (autour du kHz) la linéarité de la valeur affichée par le compteur N en fonction de la tension à mesurer U.

Si on baisse la fréquence d'horloge, le nombre de créneau diminue et le pas de quantification devient non négligeable. Refaire la droite ci-dessus à une fréquence d'horloge plus faible (autour de la dizaine de Hz). Observer l'évolution de N en fonction de U par paliers. Calculer le pas de quantification.

Mesurer, au lieu d'une tension continue, une tension sinusoïdale présentant un offset : on mime alors l'acquisition d'un signal bruité. Observer la dépendance de la valeur N affichée en fonction de l'amplitude et de la fréquence du bruit.

On détecte le franchissement par la rampe de la tension d'entrée. Si celle-ci est fortement bruitée, cela induit de nombreux basculements du comparateur.

3.3 Autres convertisseurs analogique-numérique

✍ [Duffait] p.272, [Asch] p.270, [Pérez] p.614

Les principaux problèmes du CAN simple rampe sont :

— La sensibilité de la mesure du temps d'intégration à toute variation du produit RC (en particulier en fonction de la température).

— Sa très grande sensibilité au bruit.

On peut alors utiliser un convertisseur analogique-numérique double rampe. On intègre d'abord la tension à mesurer, ce qui a pour effet également de la lisser, avant d'intégrer la tension de référence. On se ramène ensuite à la mesure d'un temps de la même façon que pour le CAN simple rampe. Un exemple de réalisation est présenté dans [Duffait] p.272.

D'autres types de CAN sont détaillés dans [Asch], avec leurs avantages et inconvénients. Un exemple de réalisation est présenté sur le site culturesciencesphysique.ens-lyon.fr.

4 Échantillonnage

4.1 Généralités

✍ [Duffait] p.279, [Asch] p.251

La conversion analogique-numérique nécessite une tension stable pendant l'acquisition. Pour réaliser l'acquisition de signaux variables dans le temps, on échantillonne le signal, c'est-à-dire que la valeur de la tension variation $u(t)$ est maintenue constante, ou bloquée, pendant la durée de la conversion analogique-numérique.

4.2 Mise en œuvre expérimentale : l'échantillonneur-bloqueur

✍ [Duffait] p.280

Pour réaliser expérimentalement un échantillonneur, on utilise un interrupteur commandé par un signal d'horloge. La fréquence de ce signal est la fréquence d'échantillonnage. Lorsque la valeur du signal d'horloge est 10 V, l'interrupteur est fermé, il est ouvert si elle vaut 0 V. On place ensuite un condensateur afin de bloquer la valeur de la tension.

Pour réaliser le signal d'horloge, utiliser un GBF délivrant des pulses entre 0 et 10 V. La durée des pulses doit être la plus petite possible (pendant que le signal vaut 10 V, l'interrupteur commandé se comporte comme un fil et le signal n'est pas constant), mais pas trop courte pour laisser le temps au condensateur de se charger.

Tester le fonctionnement de l'interrupteur commandé. Pour cela, utiliser le boîtier échantillonneur bloqueur `P41.24` alimenté par l'alimentation spécifique `P42.39`. Mesurer à l'ohmmètre la résistance entre l'entrée et la sortie de l'interrupteur, pour une tension de commande U_H continue de 0 V, puis de 10 V. La résistance varie de quelques ohms (fil) à une valeur importante (interrupteur ouvert).

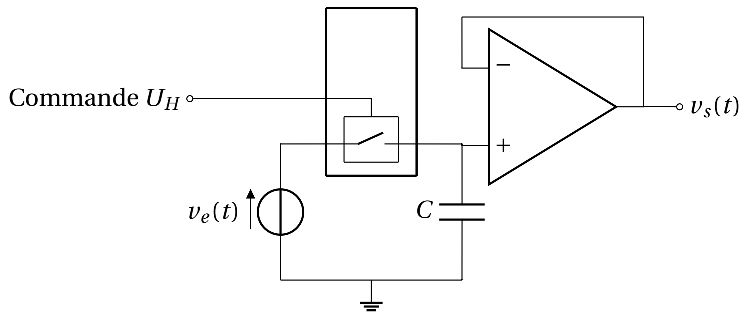


FIGURE 2.6 – Échantillonneur-bloqueur.

Câbler le circuit 2.6. On pourra prendre $C = 47$ nF. On pourra commencer par un signal de commande U_H pulsé, à 1 kHz et une largeur de pulse de quelques dizaines de μs, et pour le signal échantillonné $v_e(t)$, un signal sinusoïdal de 100Hz, d'amplitude quelques volts.

Observer l'échantillonnage du signal $v_e(t)$ sur la sortie $v_s(t)$. Calculer la transformée de Fourier du signal (à l'oscilloscope ou sur Latis-Pro après acquisition du signal échantillonné). Abaisser la fréquence du signal d'horloge. Mettre en évidence le critère de Shannon ainsi que le repliement spectral.

5 Stratégie d'acquisition

✍ [Duffait] p.219-222

5.1 Principe

Pour illustrer une stratégie d'acquisition, on va considérer le problème suivant : on désire mesurer la fréquence du "Do" émis par un diapason dans un environnement très bruité. On suppose également que la carte d'acquisition ne peut échantillonner que jusqu'à 200 Hz. C'est un problème qu'on rencontre souvent lors de l'acquisition de signaux hautes fréquences (GHz à THz). On sait que la fréquence du diapason est voisine de 500 Hz, mais on aimerait la mesurer plus précisément.

Ce problème sera l'occasion d'illustrer les éléments successifs de la chaîne d'acquisition, qui ont été présentés en première partie.

Le principal outil pour le traitement du signal sera la détection synchrone. Cette technique est très utilisée en instrumentation pour extraire un signal informatif d'un bruit. Un bruit est une variation stochastique temporelle de la quantité physique portant le signal, s'ajoutant au signal. Le bruit est présent le plus souvent sur une très large gamme de fréquence (pour le bruit blanc, le spectre est constant sur l'ensemble du domaine fréquentiel). Pour quantifier l'amplitude du bruit par rapport au signal informatif, on utilisera le rapport signal-sur-bruit, le plus souvent abrégé par son acronyme anglais SNR (*signal-to-noise ratio*), défini ainsi, en dB :

$$\mathrm{SNR} = 20\log\left(\frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{bruit}}}\right)$$

5.2 Exemple

On réalise l'acquisition du signal physique par un micro : le signal sonore est converti en une tension.

Placer le micro `P74.37` (demandez-les aux techniciens), relié à un adaptateur `P74.38`, à l'entrée de la caisse de résonnance du diapason `P71.1`. Observer sur l'oscilloscope le signal en sortie du micro après avoir frappé le diapason.

Le signal étant une tension, il n'est pas nécessaire d'utiliser un conditionneur. En revanche, la tension obtenue est de faible amplitude, et la résistance interne du micro est élevée : on ne peut donc pas assurer un transfert optimal du signal entre le micro et la suite de la chaîne d'acquisition.

Câbler un amplificateur non-inverseur (voir schéma 2.7). Prendre R_1 = 100 Ω et R_2 = 39 kΩ. Observer de même le signal en sortie de l'amplificateur opérationnel.

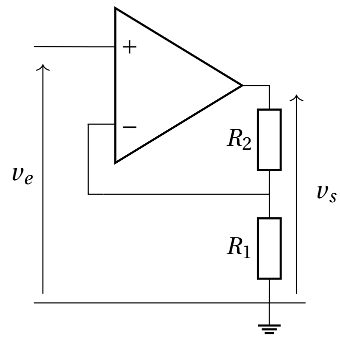


FIGURE 2.7 – Amplificateur non inverseur.

Avant de réaliser l'acquisition numérique, on va devoir réaliser un traitement analogique du signal pour extraire le signal du bruit d'une part, et résoudre le problème de la fréquence d'échantillonnage d'autre part : la détection synchrone. Son principe est schématisé figure 2.8.

Pour gagner en résolution sur le spectre en fréquence du signal, tout en évitant le repliement lié à une fréquence d'échantillonnage trop faible, on translate le spectre du signal dans un domaine de plus basse fréquence. Pour ce faire, on multiplie le signal $V(t) = V_s \cos\left(2\pi f t\right)$ par un signal de fréquence f_0 connue $V_0 \cos\left(2\pi f_0 t\right)$, tel que $\delta f = f - f_0$ soit petit :

$$\begin{aligned} V_\times(t) &= K A_s V_0 \cos\left(2\pi f_0 t\right) \cos\left(2\pi f t\right) \\ &= \frac{K A_s A_0}{2} \cos\left(2\pi \delta f t\right) + \frac{K A_s A_0}{2} \cos\left(2\pi \left(2 f_0 + \delta f\right) t\right) \end{aligned}$$

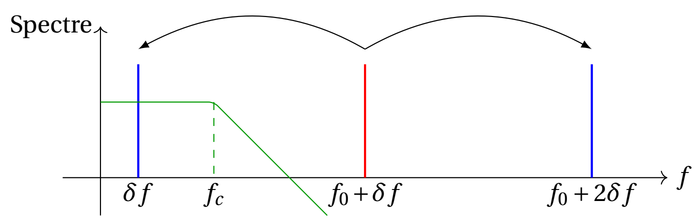


FIGURE 2.8 – Principe de la détection synchrone.

On élimine ensuite la haute fréquence grâce à un filtre passe-bas sélectif :

$$V_f(t) = \frac{K A_s A_0}{2} \cos\left(2\pi \delta f t\right)$$

Pour permettre une détection synchrone efficace, il faut :

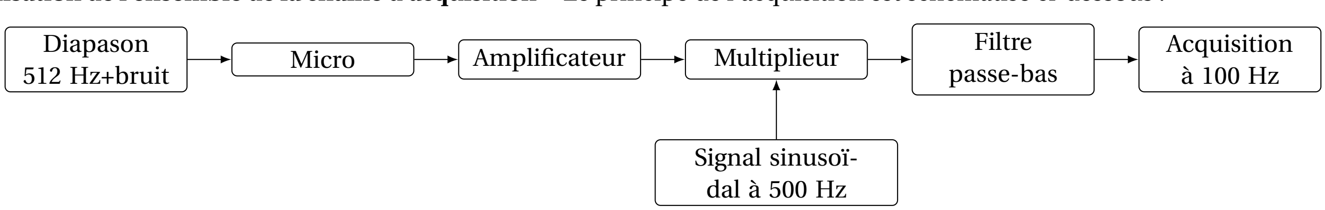
- Connaître précisément f_0 et assurer sa stabilité pendant l'acquisition. C'est le cas pour le GBF utilisé.
- Que le filtre passe-bas soit sélectif tout en conservant une réponse plate autour de δf. C'est le cas des filtres de Butterworth. On utilise le filtre de Butterworth d'ordre 4 de la collection `P41.21`.

Cela permet également d'éliminer une grande partie du bruit car seuls les composantes fréquentielles proches de f_0 ne sont pas filtrées.

(facultatif) Tracer le diagramme de Bode du filtre de Butterworth `P41.21`, réglé sur $f = 10$ Hz.

Observer à l'oscilloscope les signaux en entrée et en sortie du multiplieur `P41.15`, et en sortie du filtre passe-bas.

Utilisation de l'ensemble de la chaîne d'acquisition Le principe de l'acquisition est schématisé ci-dessous :



Placer à côté du diapason une radio (P74.8 par exemple) dans le but de bruiter fortement le signal issu du micro. Faire l'acquisition des signaux en sortie du micro, du multiplieur et du filtre passe-bas sur Latis-Pro. Estimer le rapport signal sur bruit en comparant les amplitudes du pic principal et des autres pics. Constater l'amélioration du rapport des écarts-types avant et après la détection synchrone.

Pour illustrer une stratégie d'acquisition, on peut aussi étudier le signal variable émis par une lampe à incandescence au sein d'une pièce éclairée par différentes sources par ailleurs. On peut se reporter à la fiche TP "Effet Doppler". On reverra également la détection synchrone dans des TP futurs, notamment la démodulation d'amplitude et l'étude de l'effet Doppler.

6 Filtrage numérique (en seconde lecture)

La notion de filtrage numérique a fait son apparition aux nouveaux programmes de la filière MP. Le principe du filtrage numérique est de pouvoir réaliser un traitement des signaux après leur acquisition. Ce qui suit est un résumé de ce que l'on peut faire, il est en grande partie inspiré de [Tout-en-un MP-MP*, p.167], et d'un polycopié de TP du lycée du Parc, disponible sur le portail des études.

6.1 Filtres numériques usuels

La dérivation numérique s'écrit :

$$\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t}(t_n) = \frac{v_s(t_n) - v_s(t_{n-1})}{T_e}$$

Où T_e désigne la période d'échantillonnage. Ainsi, pour un filtre passe-bas du premier ordre dont la fonction de transfert est :

$$v_s = \frac{1}{1 + \mathrm{j}\frac{\omega}{\omega_c}} v_e$$

l'équation différentielle vérifiée par v_s et v_e est :

$$v_s + \frac{1}{\omega_c}\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t} = v_e$$

et ainsi :

$$v_s(t_n) = \frac{\omega_c T_e}{1 + \omega_c T_e} v_e(t_n) + \frac{1}{1 + \omega_c T_e} v_s(t_{n-1})$$

Un tel filtre peut assez facilement se coder : on trouvera un exemple de réalisation en Scilab dans [Tout-en-un MP-MP*, p.168], ou en Python, dans le polycopié du lycée du Parc.

Ces filtres numériques sont dits à réponse impulsionnelle infinie (RII), car leur réponse en impulsion met (mathématiquement) un temps infini à s'annuler. Au contraire, si sa réponse à une impulsion a une durée finie, le filtre est qualifié de RIF (réponse impulsionnelle finie). Ces derniers n'existent que pour des signaux numériques.

6.2 Limitation des filtres

Les filtres numériques peuvent trouver leur limite à cause du fait que les composants utilisés n'ont pas le comportement idéal voulu (dépendance des valeurs de R, L et C en fonction de la fréquence, apparition d'effets capacitifs ou inductifs parasites, etc.). Les filtres numériques ont d'autres défauts :

- erreurs d'arrondis pendant le calcul,
- quantification du signal par l'étape de conversion analogique-numérique.

Le principale défaut est néanmoins lié au mode de calcul, à l'origine de perturbations de la fonction de transfert à haute fréquence (par rapport à la fréquence d'échantillonnage). Ce point est discuté de façon détaillée dans [Tout-en-un MP-MP*, p.168].

TP 3

Amplificateur opérationnel et transistor bipolaire

Bibliographie

- ✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
- ✍ [Krob], *Électronique expérimentale*
- ✍ [Brenders], *Électronique PSI, Précis Bréal*
- ✍ [Malvino], *Principes d'électronique*
- ✍ [Donnini-Quaranta], *Introduction à l'électronique*

1 L'amplificateur opérationnel

1.1 Généralités

Avant de commencer les manipulations, il est utile de rappeler quelques généralités sur l'AO [1] :

Le composant C'est un circuit intégré, comportant normalement huit broches. Étant par nature un amplificateur différentiel, les trois broches utiles sont les deux entrées V_+ et V_- (nommées respectivement non-inverseuse et inverseuse) ainsi que la sortie V_s. L'énergie nécessaire à l'amplification est fournie grâce aux deux broches d'alimentation E_+ et E_-, qui ne figurent jamais sur les schémas mais qu'il ne faut évidemment pas oublier en pratique. Enfin, deux autres broches servent au réglage de l'offset : il faut pour cela intercaler un potentiomètre entre celles-ci et ajuster la valeur de la résistance. La dernière broche ne sert à rien. La répartition de ces huit broches est donnée dans la notice du composant.

Modèle de l'AO idéal Puisque ce TP va se concentrer en partie sur l'illustration expérimentale des limites de l'AO, on commence par rappeler les caractéristiques de son fonctionnement idéal :

- courants d'entrée nuls (équivalent à impédance d'entrée infinie),
- impédance de sortie nulle,
- gain statique infini,
- bande passante infinie,
- offset nul,
- pas de slew-rate.

En pratique, les courants d'entrées sont effectivement très faibles (< 10 pA) et seront donc considérés nuls. Au contraire, les autres critères seront mis en défaut dans ce TP.

Pour tous vos montages, il est conseillé de prendre un AO en boîtier `P41.4`, car ils s'alimentent facilement par une prise secteur. Ce sont des TL081. Un récapitulatif de leurs valeurs typiques est proposé dans [Krob] p.96.

Tester un AO Pour commencer, il n'y a pas de test miracle pour vérifier qu'un AO fonctionne correctement, mais on peut déjà vérifier qu'il sature à environ ± 15 V.

> Réaliser le montage figure 3.1. Imposer une tension continue $V_+ = 1$ V et $V_- = 0$ V (masse) en entrée, et mesurer V_s en sortie (oscilloscope ou multimètre). On attend $V_s \approx 15$ V. De même, on attend $V_s \approx -15$ V si $V_+ = -1$ V.

Si l'AO est grillé, on n'obtient pas les tensions voulues. Si l'AO délivre les bonnes tensions mais qu'il présente un comportement douteux lors de son utilisation ultérieure, le plus aisé sera de le sortir de votre montage et de le tester sur un circuit simple (amplificateur non inverseur par exemple, voir plus loin).

1. Désormais appelé *amplificateur linéaire intégré* ou ALI dans les nouveaux programmes de prépa.

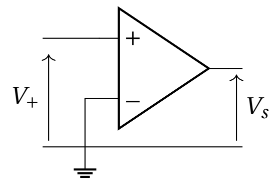


FIGURE 3.1 – Test de saturation de l'AO.

Régler la tension d'offset La tension d'offset est un défaut interne à l'AO, dont on propose une illustration en figure 3.3. Pour pouvoir la compenser, il faut relier deux broches de l'AO par un potentiomètre dont on ajuste la résistance. Ce potentiomètre est déjà intégré sur les boîtiers `P41.4`, ce qui rend ce réglage très facile. Son ajustement se fait par le bouton de réglage en haut à gauche.

> Câbler le montage suivant (figure 3.2). Observer la sortie à l'oscilloscope en mode *Roll* et tourner le bouton de réglage de l'offset jusqu'à obtenir une tension nulle en sortie (on a $V_s \approx \pm$ 15 V si l'offset est mal réglé). Remarquer la faible plage pour passer de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$: annuler l'offset est un travail minutieux.

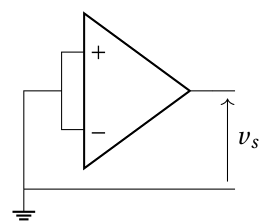


FIGURE 3.2 – Montage rapide pour régler (annuler) l'offset.

Pour votre amusement personnel, vous pouvez vérifier l'extrême sensibilité de ce réglage en soufflant (éventuellement avec un sèche-cheveux `P101.10`) sur l'AO : il devrait re-saturer directement. L'annulation de l'offset n'est donc pas définitive : il faut souvent la refaire. Notons malgré cela que peu de montages en boucle fermée sont sensibles à la présence de l'offset. L'exception notable est le montage intégrateur.

1.2 En boucle ouverte (en seconde lecture)

Toute cette partie concerne l'AO en boucle ouverte hors saturation, ce qui n'est quasiment jamais réalisé en pratique. L'énorme gain statique conduit en effet très rapidement à la saturation de la tension de sortie. Par conséquent les manipulations suivantes sont difficiles, car vous devrez probablement retoucher l'offset très souvent. Il est néanmoins utile de les avoir en tête car elles permettent de comprendre certains problèmes qui peuvent apparaître même lorsqu'il y a une rétroaction.

Tracer la caractéristique statique de l'AO Il s'agit de tracer V_s en fonction de $\varepsilon = V_+ - V_-$ en régime statique. Le comportement attendu dans le régime linéaire est :

$$V_s = \mu\,(V_+ - V_- - V_{\text{off}})$$

avec μ le gain statique de l'ordre de 10^5 et V_{off} la tension de décalage ou d'offset. Hors du régime linéaire, l'AO est saturé. Cela conduit à la caractéristique donnée en figure 3.3.

On considérera dans toute la suite que $V_{\text{sat}}^+ = V_{\text{sat}}$ et $V_{\text{sat}}^- = -V_{\text{sat}}$.

Sachant que l'AO sature vers ± 15 V et en supposant $V_{\text{off}} = 0$ V, le régime linéaire est délimité par $|\varepsilon| = |V_+ - V_-| < V_{\text{sat}}/\mu \approx 15 \cdot 10^{-5}$ V. Pour obtenir ces tensions très faibles, on utilise un pont diviseur de tension (fig. 3.4).

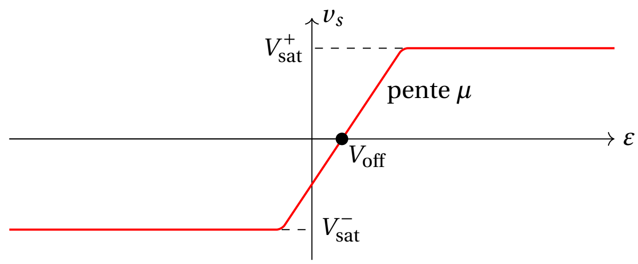


FIGURE 3.3 – Caractéristique statique de l'AO.

Câbler le montage de la figure 3.4 avec $R_1 = 1$ MΩ et $R_2 = 620$ Ω. Envoyer un signal sinusoïdal basse fréquence (0,1 Hz, à comparer à la fréquence de coupure de 10 Hz) d'amplitude 1 V pour u_1. Alors :

$$\varepsilon = u_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\ u_1 \approx 10^{-4}\ u_1$$

Acquérir à l'oscilloscope u_1 (u_+ est bien trop petit !) et u_2 en mode XY pour visualiser directement la caractéristique. On attend une allure similaire à celle de la figure 3.3. Mesurer la pente dans la zone linéaire (c'est $\mu\ R_2/(R_1 + R_2)$) et les tensions de saturation. La caractéristique est souvent bruitée, mais on obtient $\mu \approx 4 \cdot 10^5$, conforme à ce qui est attendu. Si la caractéristique ne passe pas par l'origine, c'est à cause de la tension de décalage.

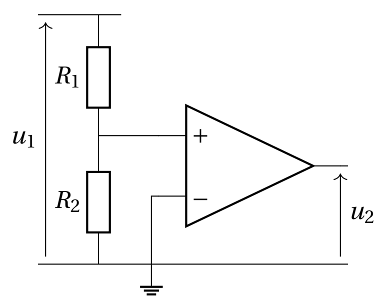


FIGURE 3.4 – Schéma pour le tracé de la caractéristique statique.

REMARQUE : On peut utiliser un AO TL081 seul, alimenté par deux batteries `P54.21` pour tracer la caractéristique, car la tension d'alimentation des AO dans les boîtiers `P41.4` est bruitée. Ceci n'est pas gênant pour la plupart des manipulations.

Résistance d'entrée et de sortie Outre le gain statique μ, les impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s sont des propriétés importantes des AO. En pratique, il faut Z_e très grande et Z_s petite. La figure 3.5, qui représente une situation typique, permet de comprendre pourquoi. Les signaux d'entrée et de sortie sont e et v_s, mais l'amplification concerne v_e et v (on a $v = Av_e$, avec A le coefficient d'amplification, qu'on noterait μ pour un AO). Par un pont diviseur de tension, on obtient :

$$v_e = \frac{Z_e}{Z_g + Z_e}\ e$$

Il faut donc effectivement $Z_e \gg Z_g$ pour ne pas avoir de chute de tension à l'entrée de l'amplificateur. On aura alors bien $v_e = e$. En sortie, on a :

$$v_s = \frac{Z_u}{Z_s + Z_u}\ v$$

Il faut cette fois $Z_s \ll Z_u$ pour ne pas avoir de chute de tension en sortie de l'amplificateur ($v_s = v$).

En résumé, pour une transmission optimale de la tension entre une source et une charge par un amplificateur, il faut que ce dernier ait une très grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

De manière générale, les impédances d'entrée et de sortie d'un quadripôle se mesurent par la méthode de la « tension moitié ». Cela se fait en deux temps : on mesure la tension directement aux bornes de la sortie (à vide), puis on rajoute une résistance réglable (boîte à décades) et on ajuste cette résistance pour obtenir la moitié de la tension précédente. Un calcul par pont diviseur de tension montre que la résistance de sortie et la résistance rajoutée sont alors égales (voir TP1).

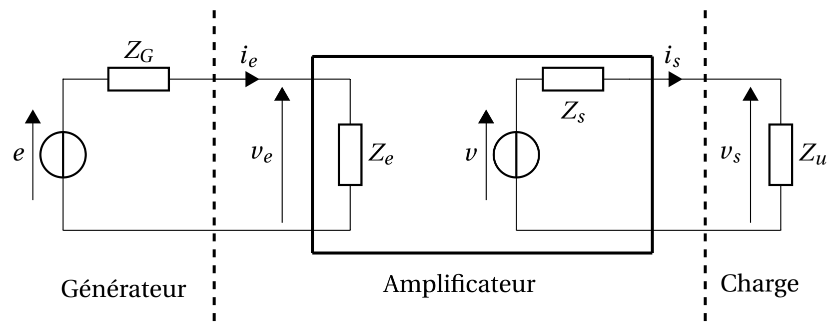


FIGURE 3.5 – Schéma pour les impédances d'entrée et de sortie d'un amplificateur.

L'impédance d'entrée du TL081 est uniquement résistive, et $R_e \approx 10^{12}$ Ω, ce qui est bien supérieur à celles des boîtes à décades [2]. Il est par conséquent impossible de mesurer l'impédance d'entrée de l'AO par cette méthode.

L'impédance de sortie, elle aussi quasi uniquement résistive, s'obtient quant à elle en réalisant à nouveau le montage 3.4.

> Reprendre le montage figure 3.4. Prendre $R_1 = 1$ MΩ , $R_2 = 620$ Ω, et $u_1 = 1$ V continue. S'assurer d'être dans le régime linéaire (pas de saturation en sortie). Brancher la boîte à décades (résistance R) en sortie. Relever u_2 à ses bornes en simulant un circuit ouvert par une grande valeur de résistance ($R = 5$ MΩ). Abaisser ensuite la résistance de sorte à avoir maintenant $u_2/2$. La résistance de la boîte à décades a alors la même valeur que la résistance de sortie de l'AO. On attend environ 300 Ω.

REMARQUE : La précision n'est pas capitale dans ces expériences (la tension de sortie est d'ailleurs sûrement très bruitée, et peut dériver dans le temps). Remarquons cependant que le bon protocole de mesure est de sortir la boîte à décades du montage et de mesurer sa résistance avec un appareil de mesure (ohmmètre : Fluke 187 par exemple), plutôt que de lire la valeur sur la boîte (qui n'est qu'une indication).

Comportement dynamique de l'AO Le comportement linéaire de l'AO en régime dynamique est très bien modélisé par un filtre passe-bas d'ordre 1 jusqu'aux plus hautes fréquences utilisées en pratique (MHz). En fréquentiel, on peut écrire $v_s(j\omega) = \mu(j\omega)\,\varepsilon(j\omega)$ avec :

$$\mu(j\omega) = \frac{\mu}{1 + j\,\omega/\omega_c}$$

ce qui correspond du point de vue temporel à l'équation différentielle suivante :

$$\tau\,\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t} + v_s = \mu\,\varepsilon$$

où $\varepsilon = v_+ - v_-$ et $\tau = 1/\omega_c$. On a toujours $\mu \approx 10^5$ et la fréquence de coupure $f_c = \omega_c/2\pi \approx 10$ Hz.

> On propose ici de tracer le diagramme de Bode (gain et déphasage) point par point avec un oscilloscope (et exploitation des données par Regressi) en réalisant toujours le montage de la figure 3.4. Prendre $R_1 = 1$ MΩ , $R_2 = 620$ Ω, et $u_1 = 1$ V sinusoïdal. On peut raisonnablement balayer deux décades en fréquence pour u_1 de part et d'autre de la coupure, soit de 0,1 Hz à 1 kHz. Au-delà la sortie peut être très bruitée. La fréquence de coupure $f_c = \omega_c/2\pi$ est d'environ 10 Hz. L'obtenir par un ajustement sur Regressi.

1.3 En boucle fermée stable

✍ [Duffait], [Krob], et [Brenders] pour l'obtention des lois théoriques.

Cette partie a deux vocations : revoir les montages courants d'une part, et illustrer sur chacun de ceux-ci une des limitations du composant. Noter que les limitations ne sont pas spécifiques au montage sur lequel elles sont présentées.

Le bouclage de V_s sur V_- conduit d'après l'équation différentielle ci-dessus à une solution exponentiellement décroissante. C'est donc une situation stable pour l'AO. En pratique les expériences seront donc plus aisées que celles en boucle ouverte.

2. et aussi à celles des multimètres et oscilloscopes ($\approx 10^6\Omega$). Par une méthode de tension moitié, on mesurerait par conséquent plutôt l'impédance de l'appareil de mesure.

Montage suiveur et limitation en courant - [Krob] p.105 Le montage suiveur (figure 3.6) est utilisé généralement pour découpler deux parties d'un circuit, grâce au courant i_+ nul de l'AO.

> Réaliser le montage suiveur de la figure 3.6. Pour cela, on prend $v_e = 10$ V sinusoïdale 1 kHz, et une boîte à décades pour R. Commencer à 10 kΩ par exemple. Constater que $v_s = v_e$. Tout en observant v_e et v_s à l'oscilloscope, diminuer progressivement R. On finit par voir v_s saturer. Mesurer alors i^+_{sat} et i^-_{sat} comme les tensions saturées divisées par la résistance de la boîte à décades. On attend environ 20 mA.

ATTENTION : On a grâce à la rétroaction $v_s = v_e < V_{\text{sat}}$: la saturation observée n'a donc rien à voir avec la saturation de la tension de sortie ! Elle est due au fait que l'AO ne peut pas délivrer un courant trop important.

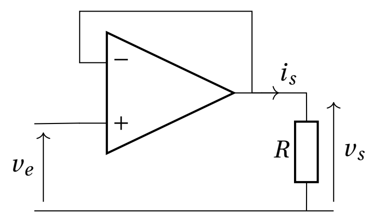


FIGURE 3.6 – Montage suiveur, avec une résistance en sortie.

Montage amplificateur inverseur et slew-rate - [Duffait] p.86 Sur le montage amplificateur inverseur (figure 3.7), on a $V_- = V_+ = 0$ V et puisque $i_- = 0$ A, un pont diviseur de tension donne $v_s = -R_2/R_1\ v_e$ d'où le nom d'amplificateur « inverseur ».

> Réaliser le montage de la figure 3.7. Pour cela, prendre $R_1 = 1$ kΩ , $R_2 = 10$ kΩ, et $v_e = 1$ V sinusoïdal à 10 kHz. Observer v_e et v_s à l'oscilloscope : constater que $v_s = -10 v_e$. Augmenter la fréquence jusqu'à voir une triangularisation du signal de sortie (en ordre de grandeur, vers les 100 kHz). Continuer à augmenter la fréquence : la pente du signal triangle ne change pas : c'est une caractéristique interne à l'AO. Mesurer alors cette pente en V.s^{-1} grâce aux curseurs sur l'oscilloscope. On appelle le phénomène et la valeur de la pente *slew-rate* ou « vitesse de balayage ». On attend 13 V/μs.

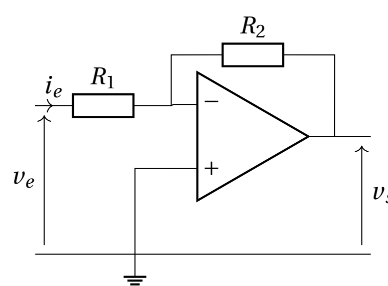


FIGURE 3.7 – Mesure du slew-rate sur un circuit amplificateur inverseur.

L'origine du slew-rate est complexe. Il provient en partie des condensateurs présents dans le circuit intégré de l'AO, mais c'est un effet clairement non linéaire puisque la sortie correspondant à une entrée sinusoïdale n'est pas elle-même sinusoïdale.

ATTENTION : Le slew-rate apparaît ici comme une fréquence maximale d'utilisation de l'AO. Il n'en est rien ! Il y a seulement un compromis amplitude/fréquence. Notamment, la triangularisation devrait disparaître si à fréquence fixée on diminue l'amplitude de v_e (et par conséquent de v_s).

> Descendre par exemple à $v_e = 100$ mV et observer la disparition de la triangularisation.

Produit gain-bande Avant de poursuivre, on rappelle le principe de la conservation du produit gain-bande. L'amplificateur opérationnel peut se modéliser comme un filtre d'ordre 1 et de fonction de transfert :

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

Par définition son produit gain-bande vaut $A_0\omega_c$. Prenons maintenant le circuit bouclé figure 3.8, avec l'amplificateur opérationnel en chaîne directe et un filtre B d'ordre 0 en chaîne de retour. On a alors $v_s(j\omega) = A(j\omega)\,(v_e(j\omega) - v_r(j\omega))$ avec $v_r(j\omega) = B\,v_s(j\omega)$ soit :

$$v_s(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)B(j\omega)}\, v_e(j\omega)$$

En utilisant l'expression de $A(j\omega)$, on obtient :

$$v_s(j\omega) = \frac{A_0/(1+A_0B)}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c(1+A_0B)}}\, v_e(j\omega)$$

Le nouveau produit gain-bande est donc $A_0/(1+A_0B)\cdot\omega_c(1+A_0B) = A_0\omega_c$. On dit que le produit gain-bande est conservé : augmenter le gain diminue la bande passante[3].

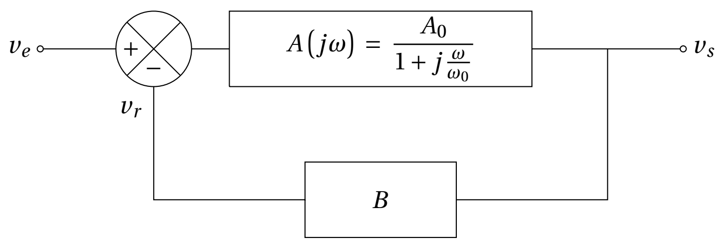


FIGURE 3.8 – Système bouclé avec une chaîne directe d'ordre 1 et une chaîne de retour d'ordre 0.

Intégration non souhaitée sur un amplificateur non inverseur La discussion se fait sur le montage 3.9. La rétroaction est sur l'entrée inverseuse donc $V_+ = V_- = v_e$. Un pont diviseur de tension (possible car $i_- = 0$ A) donne :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_e$$

C'est donc un circuit amplificateur non-inverseur. Il est intéressant de visualiser ce montage comme un circuit bouclé, dans lequel l'AO joue le rôle de filtre d'ordre 1 en chaîne directe, et le pont diviseur celui de la chaîne de retour. Le produit gain-bande de l'AO en boucle ouverte vaut $\mu\omega_c \approx 10^6$ rad.s^{-1}. Pour un retour de faible gain, par exemple $B = R_1/(R_1+R_2) = 10^{-1}$, la pulsation de coupure devient :

$$\omega_c\left(1 + \mu\,\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) \approx 10^4\,\omega_c \approx 10^5 \text{ rad.s}^{-1}$$

et par conséquent l'amplificateur non-inverseur se comportera comme un intégrateur au-dessus d'environ 16 kHz.

> Câbler le montage 3.9. Prendre $v_e = 10$ V, $R_2 = 10$ kΩ et $R_1 = 1$ kΩ. En balayant quelques décades, observer par exemple le déphasage du signal de sortie sur le signal d'entrée. Les signaux sont en phase à basse fréquence, mais déphasés à haute fréquence de $\pi/2$ (comportement passe-bas attendu). À haute fréquence, envoyer alors un signal carré pour observer directement son intégration en signal triangle.

REMARQUE : L'intégration d'un signal triangle en bouts de parabole est moins spectaculaire puisqu'on confond facilement ces derniers avec un sinus.

Montage intégrateur et problème d'offset Dans ce paragraphe, on considère que la tension d'offset V_{off} n'est pas nulle. Sur le montage de gauche de la figure 3.10, on a grâce à la rétroaction stabilisante, $V_+ - V_- - V_{\text{off}} = 0$ (et plus seulement $V_+ - V_- = 0$) donc $V_- = V_{\text{off}}$ et le théorème de Millman conduit alors à :

$$v_s(j\omega) = V_{\text{off}}\,\delta(\omega) - \frac{1}{jRC\omega}\,(v_e(j\omega) - V_{\text{off}}\,\delta(\omega)) \quad \text{soit} \quad v_s(t) = v_s(0) + V_{\text{off}} - \frac{1}{RC}\int_0^t (v_e(t') - V_{\text{off}})\,\mathrm{d}t'$$

On peut poser $V_{\text{off}} = 0$ pour voir plus facilement qu'il s'agit bien d'un circuit intégrateur. On constate ainsi qu'en plus du signal d'entrée, l'offset est aussi intégré par ce montage. Cela conduit à un terme de dérive $V_{\text{off}}t/RC$ dans v_s qui finira par atteindre sa valeur de saturation.

Pour empêcher cela, on peut utiliser le montage pseudo-intégrateur de droite (figure 3.10). Il s'agit d'un filtre passe-bas d'ordre 1, qui n'intègre que les fréquences typiquement supérieures à $1/R_2C$. Un choix judicieux de R_2 permet donc de ne pas intégrer l'offset (de fréquence nulle), tout en intégrant le signal d'intérêt de fréquence caractéristique f : il faut pour cela $R_2 \gtrsim 1/Cf$.

3. La conservation du produit gain-bande passante a été obtenue pour ce système, mais elle n'est pas valable pour tout système bouclé de ce type.

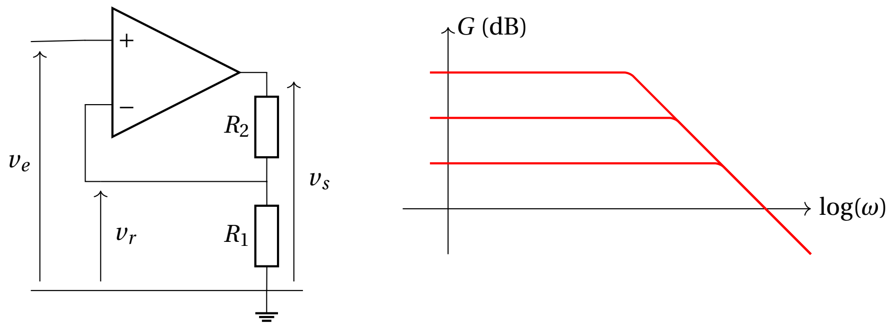


FIGURE 3.9 – Schéma d'un montage amplificateur non-inverseur. À droite l'illustration graphique de la conservation du produit gain-bande : plus le gain statique est faible, plus la fréquence de coupure est grande.

Câbler le montage de droite de la figure 3.10. On choisira R_1 = 10 kΩ, C = 10 nF et R_2 = 100 kΩ, avec un signal sinusoïdal de fréquence 5kHz. Constater qu'il s'agit bien d'un circuit intégrateur, par exemple en obtenant rapidement son diagramme de Bode en amplitude grâce à la méthode de la réponse indicielle. En enlevant ensuite R_2 (montage de gauche), observer la dérive du signal de sortie (pour v_e, prendre un sinus de 1 V_{pp} et 5 kHz). Il peut être nécessaire de toucher le bouton de réglage de l'offset pour le dérégler, puisque le phénomène est d'autant plus marqué que ce dernier est grand.

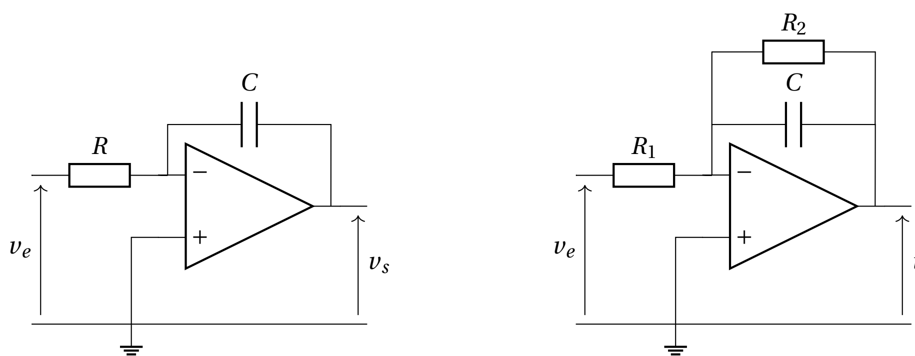


FIGURE 3.10 – Montage intégrateur (gauche) et pseudo-intégrateur (droite).

Diode sans seuil - [Krob] p.113 L'association « diode-résistance » est très utilisée pour redresser un signal, c'est-à-dire couper toutes ses valeurs négatives. Elle souffre néanmoins du fait que les tensions inférieures à 0,6 V sont aussi coupées, à cause de la tension de seuil de la diode. On peut utiliser le montage de la figure 3.11 pour s'affranchir de ce problème.

Un calcul expliquant ce montage est proposé dans [Krob], mais on peut également raisonner par l'absurde.

— On suppose d'abord que v_e est négative, dans ce cas on veut $v_s = 0$ pour redresser. On suppose alors que la diode est passante, dans ce cas $i_{\text{diode}} = v_s/R$ (car $i_- = 0$) mais la boucle de rétroaction est fermée donc $v_s = v_e < 0$ donc $i_{\text{diode}} < 0$. C'est absurde car la diode est passante. On conclut que la diode est bloquée donc $i_{\text{diode}} = 0$ et $v_s = 0$ V : c'est bien ce qu'on veut.

— Supposons maintenant que v_e est positive, dans ce cas on veut $v_s = v_e$. Supposons alors que la diode est bloquée, alors il n'y a pas de courant dans la résistance donc $v_s = v_- = 0$. Il n'y a pas de rétroaction et $v_e - v_- > 0$ donc la sortie de l'AO est à + 15 V. La tension aux bornes de la diode est donc 15 V > 0,6 V et elle devrait donc conduire. L'hypothèse de départ étant ainsi absurde, la diode doit être passante, donc la boucle de rétroaction est fermée et $v_s = v_e$ comme souhaité.

Réaliser le montage 3.11 avec une diode « signal » 1N4148 ou 1N4107 `P29.2` et R = 10 kΩ. Observer le redressement sans seuil d'un signal sinusoïdal v_e = 5 V à 1 kHz. Comparer au redressement avec seuil qu'on obtient avec un simple montage diode-résistance en série.

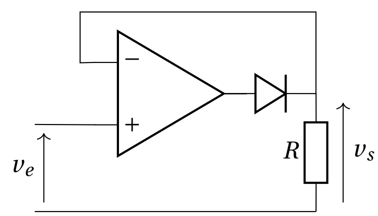


FIGURE 3.11 – Montage d'une diode sans seuil pour redresser un signal.

1.4 En boucle fermée instable

Le bouclage de V_s sur V_+ conduit d'après l'équation différentielle de l'AO à une solution exponentiellement croissante. Ce dernier est donc dans une situation instable. Ce sont les non-linéarités (ici la saturation en tension de sortie) qui stoppent la croissance exponentielle : en pratique, l'AO est donc toujours saturé dans cette configuration.

Comparateur simple Ce montage très simple n'a pas de rétroaction. Il ne sert qu'à introduire l'utilisation de l'AO comme comparateur. V_- est à la masse, le signal est sur V_+, voir figure 3.12. On compare V_+ à V_- donc à 0. Si $V_+ > 0$, alors $V_s = V_{\text{sat}}^+$, sinon $V_s = V_{\text{sat}}^-$.

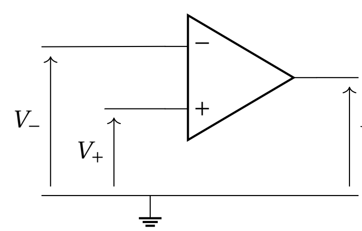


FIGURE 3.12 – Comparateur simple.

Le comparateur simple est très sensible au bruit : pour un signal de faible amplitude, les fluctuations peuvent être suffisantes pour changer le signe de la tension d'entrée et ainsi provoquer des basculements intempestifs du comparateur. On peut s'affranchir de cela en réalisant un comparateur à double seuil ou « à hystérésis ».

Comparateur à hystérésis - [Duffait] p.94-95 La rétroaction permet cette fois de comparer V_- à $\pm\, R_1/(R_1+R_2)\ V_{\text{sat}}$ plutôt qu'à 0, ceci afin d'être moins sensible au bruit. Le montage proposé est celui d'un comparateur à hystérésis inverseur.

On peut raisonner par hypothèse sur les différents cas :

— Supposons que $v_s = +V_{\text{sat}}$. Cela n'est possible que si $v_+ - v_- > 0$. Le pont diviseur de tension donne $v_+ = R_1/(R_1+R_2)\ V_{\text{sat}}$, donc il faut $v_- < R_1/(R_1+R_2)\ V_{\text{sat}}$.

— Supposons maintenant $v_s = -V_{\text{sat}}$. Cela n'est possible que tant que $v_+ - v_- < 0$. Le pont diviseur de tension donne $v_+ = -R_1/(R_1+R_2)\ V_{\text{sat}}$, il faut donc $v_- > -R_1/(R_1+R_2)\ V_{\text{sat}}$.

On peut alors tracer le portrait de phase suivant, avec le sens de parcours.

> Câbler le circuit 3.13 et obtenir le cycle d'hystérésis en mode XY à l'oscilloscope. On peut pour cela choisir $R_2 = 4\ R_1$ et pour v_e une tension sinusoïdale d'amplitude 5 V. Se mettre à basse fréquence (0,5 Hz) pour observer le sens du cycle.

2 Le transistor bipolaire

Cette partie a pour but de se familiariser avec le transistor bipolaire, qui est probablement un composant nouveau. On se contentera dans ce TP du tracé des caractéristiques et d'un exemple d'utilisation en régime de commutation. Un autre TP beaucoup plus complet lui sera entièrement consacré. On pourra se référer pour des détails supplémentaire à l'annexe A.

On utilise un transistor bipolaire NPN 2N2222. Sa notice est disponible dans les classeurs de la salle de TP.

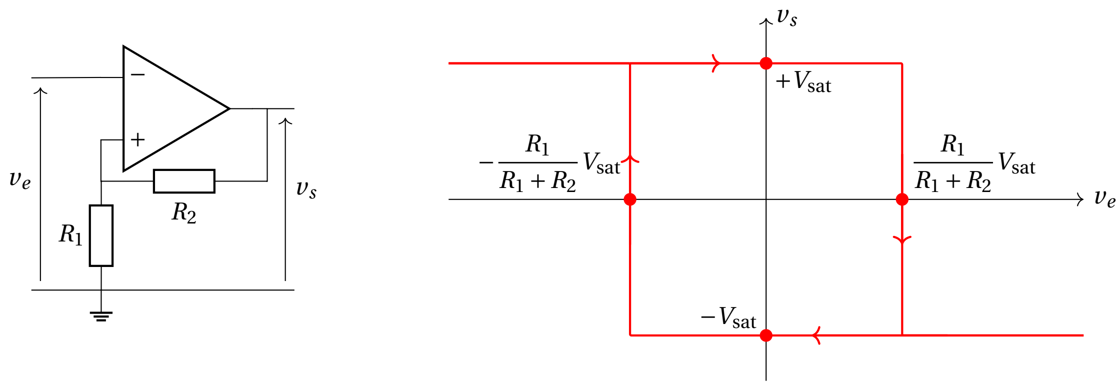


FIGURE 3.13 – Comparateur à hystérésis et cycle.

2.1 Quelques rappels théoriques

✍ [Malvino], [Donnini-Quaranta]

Schéma C'est un composant à trois broches : la base (dopée p), l'émetteur et le collecteur (dopés n, mais pas de la même façon : le transistor n'est donc pas symétrique). En salle de TP, ils sont montés sur une plaquette sur laquelle ces trois dernières sont indiquées par B, E et C.

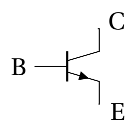


FIGURE 3.14 – Schéma d'un transistor bipolaire NPN.

Tester un transistor Pour comprendre la manipulation suivante, il faut voir grossièrement le transistor comme deux diodes B→E et B→C. Avec un multimètre en mode « diode », on attend donc ≈ 0,6 V dans le sens indiqué, et *overload* dans le sens contraire. Le transistor est grillé si vous obtenez autre chose.

Identification de B, C et E Si vous utilisez un 2N2222 [4] isolé, il est nécessaire d'identifier les broches avant de l'utiliser. Pour cela, on teste avec un multimètre en mode « diode » tous les couples B-E-C possibles dans les deux sens. On identifie B par la broche qui donne deux fois ≈ 0,6 V. On identifie ensuite C comme la borne qui est reliée à la carcasse du transistor.

Grandeurs pertinentes Le transistor peut être vu comme une source de courant I_C commandée en courant par I_B. Ce sont donc a priori les deux grandeurs les plus pertinentes. On tracera par conséquent les caractéristiques du transistor en fonction de ces deux courants. Le courant I_E se déduit par une loi des nœuds $I_E = I_C + I_B$. Pour décrire complètement l'état du transistor, il faut aussi préciser deux tensions. On choisit V_{BE} et V_{CE}. V_{BC} s'en déduit par une loi des mailles $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE}$. Toute la phénoménologie du transistor est représentée sur les trois caractéristiques suivantes : $I_C = f(I_B)$, $V_{BE} = f(I_B)$ et $I_C = f(V_{CE})$. La quatrième, $V_{BE} = f(V_{CE})$ traduit l'effet de la sortie V_{CE} sur l'entrée V_{BE}, qui est négligeable en pratique.

Lois simples La loi la plus utile est $I_C = \beta I_B$. Avec $\beta \approx 160$ pour un 2N2222, c'est elle qui justifie que le transistor peut amplifier des signaux : c'est justement l'« effet transistor ». Mais attention, cette loi n'est valable que hors saturation. On peut aussi retenir que V_{BE} vaut 0,6 V dès que $I_B > 0$, et 0 V si $I_B = 0$ (caractéristique de diode). Ces deux lois sont résumées sur les deux quadrants de gauche de la figure 3.15.
REMARQUE : Notons qu'on ne peut pas avoir $I_B < 0$ puisque le transistor équivaut à deux diodes B→E et B→C.

4. forcément NPN donc. Le test serait différent s'il s'agissait d'un PNP.

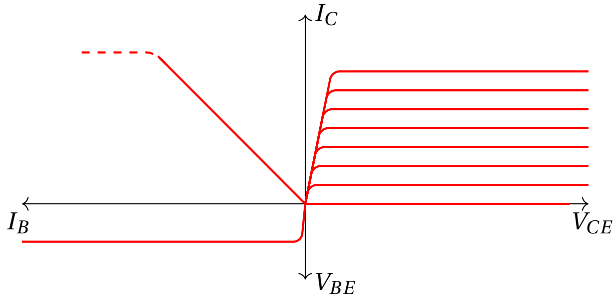


FIGURE 3.15 – Tracé des caractéristiques en 4 quadrants pour le transistor bipolaire.

Les différents régimes On peut ensuite identifier sur le quadrant en haut à droite les différents régimes d'utilisation du transistor.

- Le premier régime est celui pour lequel $I_B = 0$ A. Alors $I_C = 0$ A : on parle de régime *bloqué*. Le transistor équivaut alors à un interrupteur ouvert entre C et E, et V_{CE} est fixée par le reste du montage.
- Le second régime, qui occupe quasiment l'ensemble de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$, est celui pour lequel $I_C = \beta\, I_B$. On parle de régime *linéaire*. V_{CE} est encore donnée par le circuit extérieur.
- Le dernier régime est celui pour lequel $I_C = I_C^{sat} \neq \beta\, I_B$. Le courant $\beta\, I_B$ appelé par le transistor ne peut pas être fourni par le circuit extérieur. Par exemple, sur la figure 3.17, le courant maximal qui peut être appelé pour I_C est e_C/R_C. Si $\beta\, I_B > e_C/R_C$, alors on est en régime de *saturation* : $I_C = I_C^{sat} = e_C/R_C$. Dans ce cas, $V_{CE} \approx 0$ V et le transistor équivaut à un fil entre E et C.

REMARQUE : Dans le régime de saturation, c'est donc bien le circuit extérieur qui « sature » dans le sens où il ne peut pas délivrer le courant appelé par le transistor !

2.2 Tracé des caractéristiques

✍ [Duffait] p.66

On propose dans cette partie des méthodes pour obtenir les caractéristiques expérimentalement. De manière générale, le but est toujours de faire varier un paramètre et de regarder la réponse d'un deuxième en gardant les autres constants.

Tracé de $V_{BE} = f(I_B)$ C'est la caractéristique la moins intéressante puisqu'il s'agit de celle d'une diode.

> Elle se trace en réalisant le montage figure 3.16, avec une acquisition sur Latis-Pro. Prendre $R_B = 100$ kΩ. Ici $e_C = 2$ V (continu) fixe V_{CE}, et on fait varier I_B en mettant une rampe e_B avec un GBF à basse fréquence (1 Hz) entre 0 et 3 V. On acquiert directement V_{BE}, et on obtient I_B par $(e_B - V_{BE})/R_B$. Tracer alors $I_B = f(V_{BE})$.

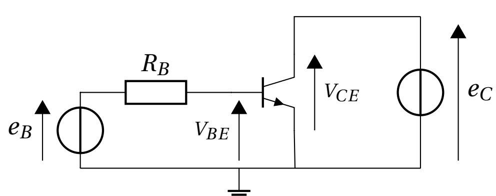


FIGURE 3.16 – Montage pour le tracé de la caractéristique $V_{BE} = f(I_B)$.

Notons que sur ce montage il n'y a pas de résistance en sortie du transistor. On peut donc y appeler des courants arbitrairement grands, ce qui peut conduire à la détérioration du transistor. Pour ne pas le griller, il faut lui fournir une puissance inférieure à la puissance maximale qu'il peut dissiper [5]. On doit donc s'assurer que $V_{CE} I_C < \mathscr{P}_{max}$ i.e. $V_{CE}\, \beta\, I_B < \mathscr{P}_{max}$. Ici, pour $V_{CE} = 2$ V et $\beta = 160$, on a $I_B^{max} \approx 1$ mA en ordre de grandeur. Avec $R_B = 100$ kΩ, cela demande $e_B < 100$ V (toujours en ordre de grandeur), ce qu'on respectera en pratique.

5. Celle-ci est donnée dans sa notice ($\mathscr{P}_{max} \approx 500$ mW), mais on peut lui ajouter un radiateur à ailettes pour l'augmenter.

Tracé de $I_C = f(V_{CE})$ C'est le réseau de caractéristiques du quadrant supérieur droit.

Câbler le montage 3.17. Fixer I_B en fixant e_B (2 V continu pour commencer) et faire varier V_{CE} en imposant avec un GBF une rampe e_C de basse fréquence 1 Hz entre 0 et 3 V. Garder R_B = 100 kΩ et prendre R_C = 200 Ω. On acquiert directement V_{CE} et on obtient I_C par $(e_C - V_{CE})/R_C$. Tracer à Latis-Pro la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$. Recommencer pour différents I_B, en notant ces I_B (qu'on obtient par exemple avec un ampèremètre).

REMARQUE : On rappelle que pour tracer plusieurs courbes d'abscisses différentes sur une même figure avec Latis-Pro, il faut tracer chacune de ces courbes dans une fenêtre (à raison d'une courbe par fenêtre). Les noms de ces courbes apparaissent alors en bas à gauche. Il faut ensuite ouvrir une nouvelle fenêtre, et cliquer-glisser les noms un par un dans celle-ci.

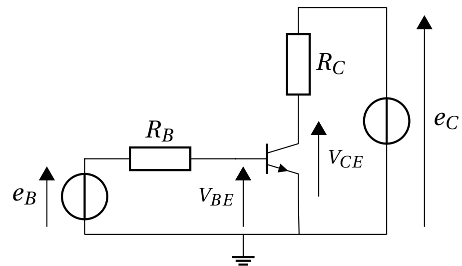


FIGURE 3.17 – Montage pour le tracé des caractéristiques $V_{CE} = f(I_C)$.

Tracé automatique des caractéristiques

Pour tracer rapidement ces caractéristiques, on peut utiliser la sortie analogique de LatisPro : on impose E1=Int(Temps) et E2=10*(Temps-Int(Temps)).

Tracé de $I_C = f(I_B)$

Relever les I_C sur les plateaux des caractéristiques précédentes et les tracer point par point en fonction des I_B correspondants.

Calculer la pente de $I_C = f(I_B)$ par un ajustement linéaire. On trouve typiquement $\beta \approx 160$.

2.3 Utilisation en régime de commutation (en seconde lecture)

Dans le TP suivant on utilisera le transistor en régime linéaire (montage émetteur commun). On propose ici un exemple de circuit dans lequel le transistor fonctionne sur les régimes bloqué et saturé. On se place dans un contexte d'électronique logique. Les potentiels valent 0 ou 5 V (resp. le 0 ou le 1 logique).

Porte NON On raisonne sur la figure 3.18.

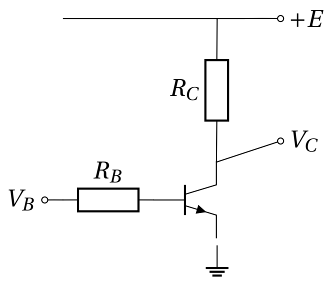
— Si V_B est nul, I_B vaut 0 A donc I_C aussi (régime bloqué) et par conséquent $V_C = E$.

— Sinon, V_B = 5 V et alors $I_B = (5-0,6)/R_B \approx 0{,}4$ mA . Le courant appelé $\beta I_B \approx 70$ mA étant supérieur à celui que peut fournir le circuit extérieur E/R_C = 20 mA, on est en régime saturé : $I_C = I_C^{sat}$ = 20 mA et V_C = 0 V (car $V_{CE} \approx 0$ V).

Réaliser le montage 3.18 avec R_B = 10kΩ, E = 5 V et R_C = 250 Ω. Vérifier la table de vérité.

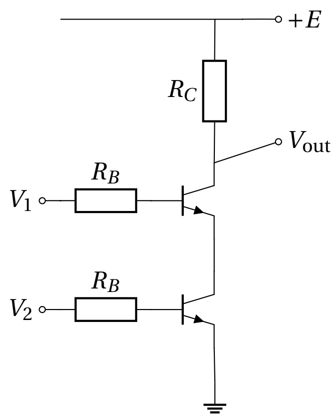
Porte NON ET Sur le montage 3.19, si l'un des deux transistors est bloqué (I_B = 0 A) l'intensité en sortie est nulle et V_C vaut 5 V. Si les deux sont saturés alors les deux V_{CE} sont nulles et V_C = 0 V. On a construit une porte NON ET.

Réaliser la porte NON ET de la figure 3.19 avec les mêmes valeurs de composants que pour la porte NON.



V_B	V_C
0 V	5 V
5V	0 V

FIGURE 3.18 – Schéma d'une porte NON avec un transistor. À droite, sa table de vérité.



V_1	V_2	V_{out}
0 V	0 V	5 V
5 V	0 V	5 V
0 V	5 V	5 V
5 V	5 V	0 V

FIGURE 3.19 – Schéma d'une porte NON ET avec un transistor. À droite, sa table de vérité.

Cette porte est dite universelle puisque toutes les autres portes logiques peuvent être obtenues à partir de portes NON ET : c'est donc un élément très répandu en électronique logique. En pratique cependant, les technologies ont évolué et les circuits intégrés avec des transistors bipolaires se font rares.

TP 4

Amplification de signaux

Bibliographie

- ✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
- ✍ [Pérez], *Électronique. Fondements et applications*
- ✍ [Malvino] *Principes d'électronique*
- ✍ [Donnini-Quaranta], *Introduction à l'électronique*
- ✍ [Mérat], *Génie électronique*

1 Amplification de signaux

✍ [Duffait] p.116, [Mérat] p.158

1.1 Définition

Comme on l'a vu dans le TP2, la fonction amplification est essentielle car les signaux produits par les capteurs, la plupart du temps des tensions, sont de faible amplitude. Il est alors nécessaire d'amplifier en tension pour interpréter les signaux issus des capteurs. Mais cette amplification en tension n'est pas toujours suffisante. Lorsque l'on veut commander un actionneur (haut-parleur, moteur,...), il faut également amplifier en puissance (pour réaliser un asservissement, utiliser un haut-parleur par exemple).

> Brancher directement un micro P74.37 (demandez-le au techniciens), via un adaptateur P74.38 sur un haut-parleur P74.29 : on n'entend aucun son en sortie du haut-parleur.

Un amplificateur est un quadripôle unidirectionnel transformant une grandeur électrique $\underline{g}_e$, imposée en entrée en une grandeur $\underline{g}_s$ délivrée en sortie, de façon à ce que :

$$\underline{g}_s = \underline{A}\underline{g}_e$$

On peut distinguer les amplificateurs inverseurs, pour lesquels $\underline{A} < 0$, des amplificateurs non inverseurs, pour lesquels $\underline{A} > 0$. Toutes les grandeurs sont *a priori* complexes et dépendent de la pulsation ω.

1.2 Description générale d'un amplificateur

En pratique, on considèrera un amplificateur transformant les grandeurs d'entrées (v_e, i_e) en grandeurs de sortie (v_s, i_s). La figure 4.1 présente le schéma général d'un amplificateur :

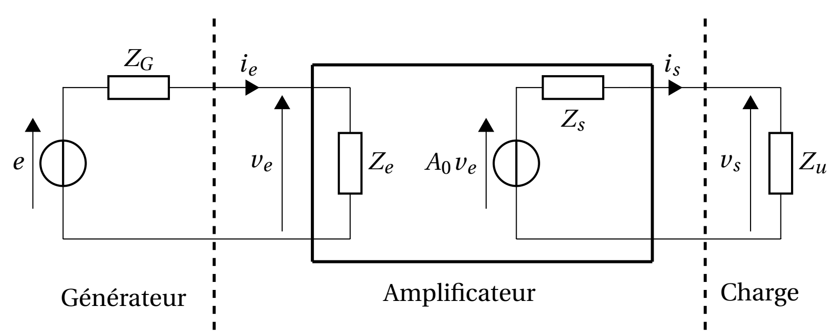


FIGURE 4.1 – Quadripôle amplificateur.

L'amplificateur est alors caractérisé par plusieurs grandeurs :

— son **impédance d'entrée** Z_e :

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

On a alors :

$$v_e = \frac{Z_e}{Z_e + Z_g} e$$

Il faut donc assurer $Z_e \gg Z_g$ pour éviter une chute de tension en entrée de l'amplificateur.

— son **impédance de sortie** Z_s. Pour la charge, le quadripôle se comporte comme un générateur de Thévenin dont la force électromotrice est reliée à la tension d'entrée v_e et dont la résistance est Z_s. En sortie, on a :

$$v_s = \frac{Z_u}{Z_s + Z_u} A_0 v_e$$

L'impédance de sortie doit donc être la plus petite possible pour un amplificateur dont la grandeur de sortie est une tension. En général, les impédances d'entrée et de sortie sont globalement résistives et dépendent assez faiblement de la fréquence (tant qu'on reste à relativement basse fréquence).

— l'**amplification en tension en sortie ouverte** A_0. Elle dépend de manière générale de la fréquence. Si on note $A_{0,\max}$ la valeur maximale que prend l'amplification en tension, on définit alors la **bande passante** comme l'intervalle de fréquence pour lequel le gain est au moins égal à $\frac{A_{0,\max}}{\sqrt{2}}$.

On verra comment ces grandeurs sont mesurées dans le cas pratique des amplificateurs qui seront présentés dans la suite.

Nous définirons alors :

— l'amplification en tension $A_v = \frac{v_s}{v_e}$;

— l'amplification en courant $A_i = \frac{i_s}{i_e}$;

— l'amplification en puissance $A_p = \frac{\Re\left(v_s i_s^*\right)}{\Re\left(v_e i_e^*\right)}$.

Il est important de garder à l'esprit que ces amplifications dépendent des caractéristiques de la charge Z_u.

Pour les amplificateurs de puissance, on peut enfin s'intéresser à leur rendement énergétique, rapport de la puissance fournie à la charge et des puissances fournies (puissance en entrée et puissance fournie par l'alimentation du circuit) :

$$\eta = \frac{\mathscr{P}_{\text{charge}}}{\mathscr{P}_{\text{alim}} + \mathscr{P}_{\text{e}}} \approx \frac{\mathscr{P}_{\text{charge}}}{\mathscr{P}_{\text{alim}}}$$

La puissance fournie en entrée $\mathscr{P}_{\text{e}}$ est en effet souvent négligeable dans le bilan énergétique de l'amplificateur.

2 L'amplificateur émetteur-commun

Au cours de ce TP, on se référera à une fiche théorique en annexe A en annexe détaillant le fonctionnement des différents circuits à transistors, et justifiant le choix des composants. L'amplificateur émetteur-commun est un montage qui permet d'obtenir un gain en tension élevé ; il constituera pour cette raison souvent le premier étage d'une chaîne d'amplification. Par contre, comme il possède une impédance de sortie élevée, il ne peut pas délivrer de forts courants et ainsi servir d'amplificateur de puissance.

2.1 Premier montage : émetteur à la masse et résistance de base

✍ [Duffait] p.119-120, [Malvino] p.235

Ce premier montage, exposé figure 4.2, nous permettra de comprendre comment est construit un amplificateur à transistor et son principe. Nous étudierons le circuit de polarisation, ses défauts, et quelques caractéristiques de l'amplificateur. L'étude complète d'un amplificateur sera faite à l'occasion d'un second montage.

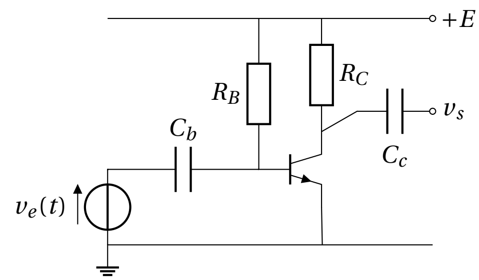


FIGURE 4.2 – Amplificateur émetteur-commun : première méthode

2.1.1 Polarisation du transistor

But du montage La polarisation, par un choix adéquat de résistances, permet d'obtenir un point de fonctionnement statique (en l'absence de signal) dans le régime linéaire, sur le plateau des caractéristiques $i_C = f(V_{CE})$ (voir figure 4.3). Les deux condensateurs du montage 4.2 permettent le découplage entre la polarisation statique du transistor, maintenue constante et les tensions d'entrée et de sortie, imposées par l'utilisateur de l'amplificateur. En effet, ils se comportent comme des coupe-circuits pour le courant continu, et comme des fils pour les signaux variables. On superpose alors les courants de polarisation du transistor aux signaux utiles.

Ainsi, pour trouver le point de polarisation du transistor, il suffit d'étudier le circuit en ignorant les capacités. Le circuit considéré alors présenté à gauche de la figure 4.3.

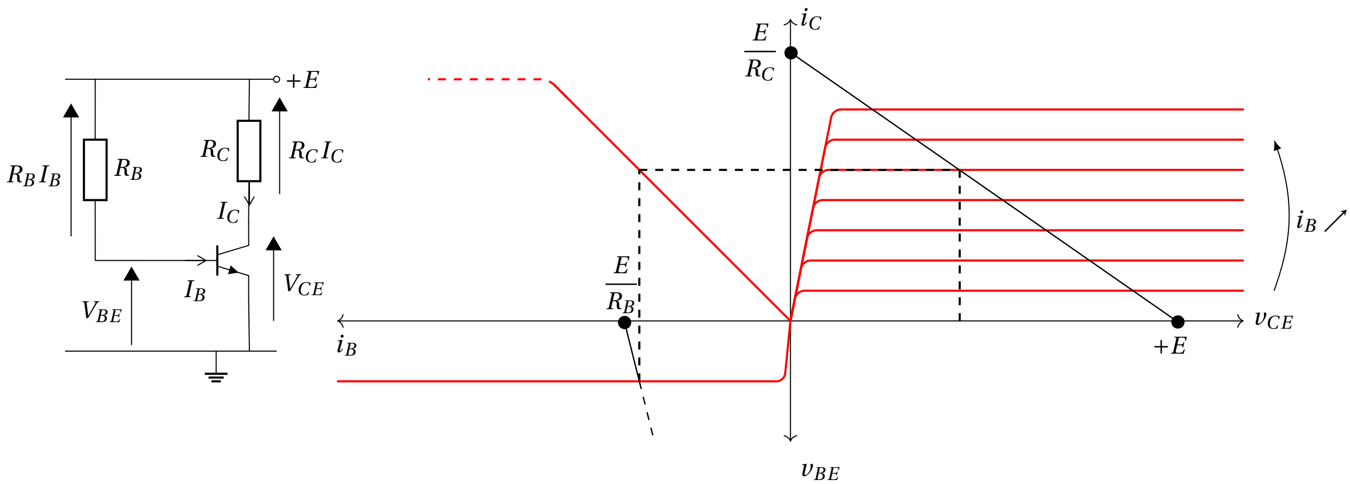


FIGURE 4.3 – Montage de polarisation du transistor.

On rappelle (voir fiche en annexe A) que l'analyse du circuit de polarisation donne :

$$V_{BE} = 0,6\,\text{V} \quad , \quad I_B \approx \frac{E}{R_B} \quad , \quad I_C \approx \beta \frac{E}{R_B} \quad , \quad V_{CE} \approx E - \beta \frac{R_C}{R_B} E$$

Câbler le montage de la figure 4.3. Utiliser $R_C = 1$ kΩ, $E = 10$ V et une résistance variable pour R_B.

Attention, la résistance R_B ne doit pas s'annuler ! Pour s'en assurer, placer par sécurité une résistance de 10 kΩ en série avec la boîte à décades.

Mesurer V_{CE} et I_B (au multimètre) pour différentes valeurs de R_B entre 200 kΩ et 800 kΩ. Tracer $I_C = \dfrac{E - V_{CE}}{R_C}$ en fonction de I_B : le coefficient directeur correspond au facteur d'amplification β. On attend une valeur proche de 200. Ajuster R_B pour avoir $V_{CE} \approx 5$ V. Noter la valeur de I_B.

Défauts du montage La valeur de R_B que l'on doit choisir dépend du rapport d'amplification β. Or, β dépend fortement de la température : le point de polarisation changera donc aussi si les conditions d'utilisation de l'amplificateur changent.

Mesurer V_{CE} et constater sa dérive lorsque l'on chauffe le transistor au sèche-cheveux `P101.10`.

2.1.2 Paramètres hybrides de fonctionnement

✍ [Duffait] p.68-70, [Donnini-Quaranta] p.72-75

L'examen des caractéristiques du transistor montre qu'il existe des zones où son comportement est pratiquement linéaire. Si l'on choisit le point de fonctionnement dans ces zones, on peut relier linéairement les variations des grandeurs d'entrée et de sortie. On rappelle la définition des paramètres hybrides de fonctionnement :

$$\begin{pmatrix} v_{BE} \\ i_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_B \\ v_{CE} \end{pmatrix}$$

L'étude qui a précédé nous a déjà permis de déterminer le coefficient $h_{21} = \beta$. Il est possible d'avoir accès expérimentalement à la résistance d'entrée du transistor h_{11}.

Câbler le montage 4.4. On choisira $C_B = 10\ \mu$F et $C_C = 10\ \mu$F. Placer un ampèremètre pour mesurer i_B. Pour le signal d'entrée, utiliser un GBF délivrant un signal de faible amplitude (moins de 60 mV) à 1 kHz.

- Les deux condensateurs de grande capacité sont électrochimiques : ils doivent être placés dans le bon sens (la borne + vers les tensions continues les plus élevées, c'est-à-dire vers le transistor).

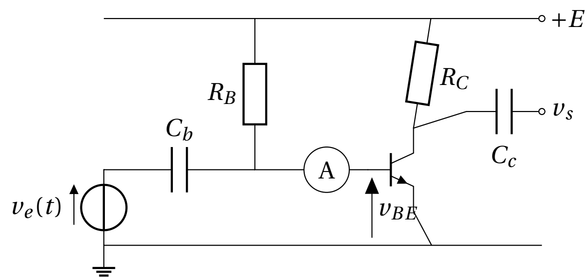


FIGURE 4.4 – Mesure de l'impédance d'entrée du transistor.

- Utiliser un ampèremètre de bonne qualité (Fluke 187 `P69.25` ou multimètre de précision 8846A `P69.35`), car les courants mesurés sont faibles.

Mesurer i_B pour différentes valeurs de v_{BE} en mode AC (utiliser un voltmètre en mode AC, attention à son placement car l'impédance de l'ampèremètre n'est pas négligeable) et tracer v_{BE} en fonction de i_B : la pente correspond à h_{11}. Comparer à la valeur théorique (en Ohms) ≈ 30 mV$/I_B$ avec I_B en mA.

L'impédance de sortie $1/h_{22}$ est grande devant R_C : pour cette raison, il est difficile de la mesurer expérimentalement. En pratique, cette résistance n'intervient pas dans les montages courants.

Le coefficient de réaction de la sortie sur l'entrée h_{12} est négligeable. Le système se réduit donc à :

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11}\, i_B \\ i_C = h_{21}\, i_B \end{cases}$$

2.1.3 Fonctionnement en régime alternatif

✍ [Duffait] p.120, [Donnini-Quaranta] p.75-77

Reprendre le montage de la figure 4.2 (enlever l'ampèremètre). Mesurer, pour des signaux sinusoïdaux d'entrée à 1 kHz et d'amplitude inférieure à 40 mV, l'amplitude en sortie v_s. Calculer le rapport d'amplification $G_0 = v_s/v_e$. Vérifier qu'il vaut :

$$G_0 = -\frac{R_C \beta}{h_{11}}$$

REMARQUE : Garder toujours un œil sur la valeur de V_{CE} pour vérifier que le point de polarisation ne se déplace pas.

Constater la déformation des signaux pour des amplitudes plus importantes. Pour mettre en évidence la distorsion due à la non-linéarité de la caractéristique d'entrée, observer la transformée de Fourier du signal amplifié à l'oscilloscope : des harmoniques de la fréquence du signal d'entrée apparaissent. Mettre en évidence l'écrêtement pour de plus grand signaux.

2.2 Second montage : résistance d'émetteur découplée et pont de base.

Ce second montage permettra l'étude détaillée d'un amplificateur de tension, en particulier son gain et sa dépendance en fonction de la fréquence, ses impédances d'entrée et de sortie. On considèrera le montage figure 4.5. La tension d'entrée est v_e et celle de sortie est v_s.

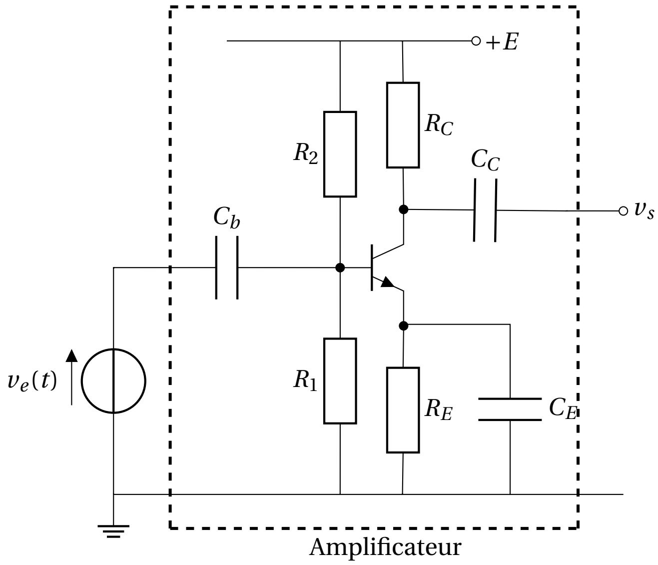


FIGURE 4.5 – Amplificateur émetteur commun : second montage.

2.2.1 Analyse du circuit de polarisation

✍ [Duffait] p.121, [Malvino] p.267, [Donnini-Quaranta] p.46-47

Comme on l'avait fait précédemment, on commence par étudier le circuit de polarisation : là encore, les capacités servent à découpler les tensions d'entrée et de sortie des tensions et courants de polarisation.

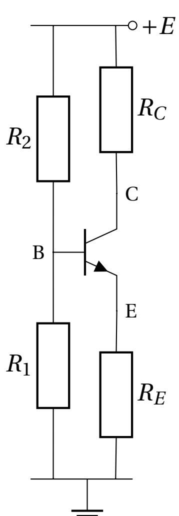


FIGURE 4.6 – Analyse du circuit de polarisation.

On rappelle les valeurs des tensions et des courants continus dans le montage de polarisation (voir fiche en annexe A) :

$$\begin{cases} V_B = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}E \\ I_B = \left(\dfrac{R_1}{R_1+R_2}E - 0{,}6\text{ V}\right)\dfrac{1}{R_E(\beta+1)} \\ I_C \approx \dfrac{1}{R_E}\left[\dfrac{R_1}{R_1+R_2}E - 0{,}6\text{ V}\right] \\ V_{CE} = E - (R_C+R_E)\,I_C \end{cases}$$

La valeur de V_B est imposée par le pont diviseur de tension en entrée. Si le transistor n'est pas bloqué, V_E est imposé car $V_{BE} = 0{,}6\text{ V}$ donc $I_E \approx I_C$ est imposé par la valeur de R_E. Enfin, R_C impose la valeur de V_{CE}. Le point de polarisation est alors entièrement fixé par les valeurs de résistance : le montage de polarisation sera beaucoup plus stable en température.

Câbler le montage de polarisation 4.6. On choisira $R_C = 820\ \Omega$, $R_E = 200\ \Omega$, $R_1 = 1{,}56\text{ k}\Omega$ et $R_2 = 8{,}2\text{ k}\Omega$. Vérifier que les valeurs de V_{CE} (4,9 V) et V_{BE} (0,6 V) correspondent aux prévisions théoriques. À l'aide d'un sèche-cheveux, chauffer le transistor, tout en mesurant V_{CE}. Constater que la dérive est faible.

2.2.2 Fonctionnement en régime alternatif

✍ [Duffait] p.122-124, [Malvino] p.328, [Donnini-Quaranta] p.91

On utilise là encore des condensateurs afin de superposer les courants de polarisation du transistor aux signaux utiles. Ils se comportent comme des coupe-circuits pour le courant continu, et comme des fils pour les signaux variables.

Câbler le montage de la figure 4.5. On choisira $C_B = 10\ \mu$F, $C_C = 10\ \mu$F également et $C_E = 1$ mF pour un signal de 1 kHz.

Les deux condensateurs de grande capacité sont électrochimiques : ils doivent là encore être placés dans le bon sens (la borne + vers les tensions continues les plus élevées, c'est-à-dire vers le transistor).

Mesurer, pour des signaux sinusoïdaux d'entrée à 1 kHz et d'amplitude inférieure à 50 mV, l'amplitude en entrée et l'amplitude en sortie (utiliser un multimètre en AC). Calculer le rapport d'amplification $G_0 = v_s/v_e$. Vérifier qu'il vaut :

$$G_0 = -\frac{R_C\beta}{h_{11}}$$

Le gain en courant est de l'ordre de β mais il dépend très fortement de la charge.

Constater la déformation des signaux à l'oscilloscope pour des amplitudes plus importantes. Pour mettre en évidence la distorsion due à la non-linéarité de la caractéristique d'entrée, observer la transformée de Fourier du signal amplifié : des harmoniques de la fréquence du signal d'entrée apparaissent. Mettre en évidence l'écrêtement pour de plus grand signaux.

On peut se fixer un critère arbitraire sur l'amplitude pour pouvoir dire si la distorsion est acceptable ou non. Par exemple, l'amplitude de l'harmonique suivant doit être inférieur à une fraction de l'amplitude de l'harmonique principal. Ce critère dépendra de l'utilisation pratique de l'amplificateur.

Observer le déphasage de π entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

Si le déphasage est légèrement différent, c'est que les capacités C_1 ou C_E sont trop faibles : les changer ou augmenter la fréquence.

Mesurer le gain G_0 pour différentes fréquences du signal d'entrée (entre 1 Hz et quelques MHz). Tracer le diagramme de Bode de l'amplificateur. En déduire sa bande passante.

2.2.3 Impédances d'entrée et de sortie

On rappelle en figure 4.7 la modélisation de l'amplificateur, détaillée en première partie.

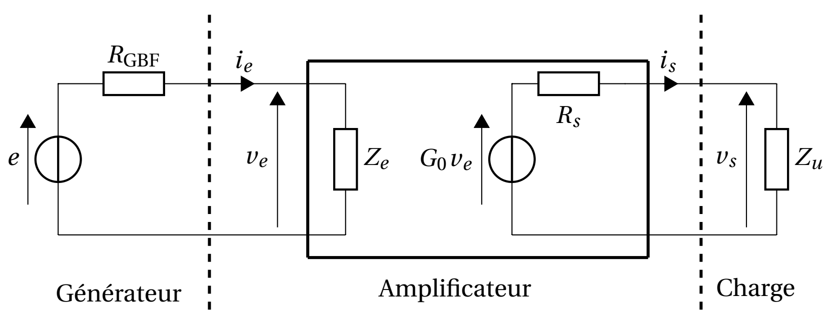


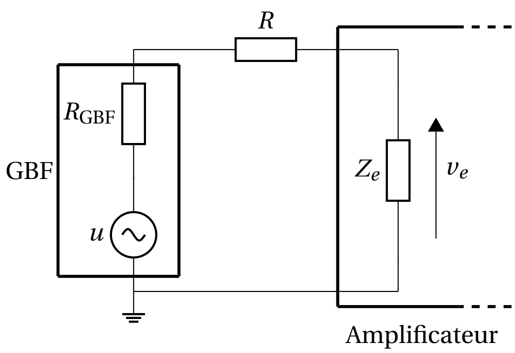
FIGURE 4.7 – Quadripôle amplificateur.

On désire maintenant accéder expérimentalement aux résistances d'entrée (notée Z_e) et de sortie (notée Z_s) de l'amplificateur.

Impédance d'entrée Pour déterminer la résistance d'entrée de l'amplificateur, on utilise la méthode de la tension moitié.

Revenir au montage figure 4.5 et à un signal d'entrée de 1kHz et d'amplitude 50 mV. Intercaler entre le GBF et l'entrée de l'amplificateur une résistance variable R (voir figure 4.8). Mesurer la valeur de la tension en entrée v_e de l'amplificateur quand R est court-circuitée. Ajuster ensuite R pour diminuer de moitié la tension en entrée de l'amplificateur. Relever la valeur de la résistance et retrancher la résistance interne du GBF (50 Ω) pour obtenir Z_e. Comparer à la valeur théorique :

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}} \approx \frac{1}{600\ \Omega}$$



Si R est court-circuitée par un fil ($R = 0$), alors :

$$v_{e0} = \frac{Z_e}{Z_e + R_{\text{GBF}}} u$$

En général :

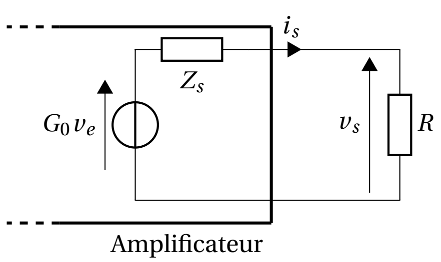
$$v_e = \frac{Z_e}{Z_e + R + R_{\text{GBF}}} u$$

Si $R = R_{\text{GBF}} + Z_e$, alors $v_e = v_{e0}/2$.

FIGURE 4.8 – Mesure de l'impédance d'entrée.

Impédance de sortie Pour déterminer la résistance de sortie de l'amplificateur, on utilise une méthode analogue.

Mettre en sortie de l'amplificateur une résistance variable R (voir figure 4.9). En gardant l'entrée de l'amplificateur constante, mesurer la valeur de la tension à ses bornes v_s lorsque R est très grande. Ajuster ensuite R pour diminuer de moitié la tension de sortie. Relever la valeur de la résistance. Comparer à la valeur théorique $Z_s = R_C / (1 + h_{22} R_C) \approx R_C$



De façon générale :

$$v_s = \frac{R}{R + Z_s} G_0 v_e$$

Si R est infinie (circuit ouvert), alors :

$$v_{s0} = G_0 v_e$$

Si $R = Z_s$, alors $v_s = v_{s0}/2$.

FIGURE 4.9 – Mesure de l'impédance de sortie.

Le montage possède une impédance d'entrée élevée : c'est un point positif. Par contre, il possède une impédance de sortie élevée et ne peut donc pas délivrer de forts courants. Ce montage ne peut donc servir d'amplificateur de puissance.

Intercaler l'amplificateur émetteur-commun entre le micro et le haut-parleur : ça ne marche toujours pas. Mesurer la résistance du haut-parleur et la comparer avec l'impédance de sortie de l'amplificateur. Ne démontez pas votre amplificateur émetteur-commun : on s'en reservira.

3 Le montage push-pull

✍ [Duffait] p.129-132, [Donnini-Quaranta] p.102

3.1 Première approche

On considère le montage push-pull figure 4.10, constitué de deux transistors NPN et PNP placés tête-bêche.

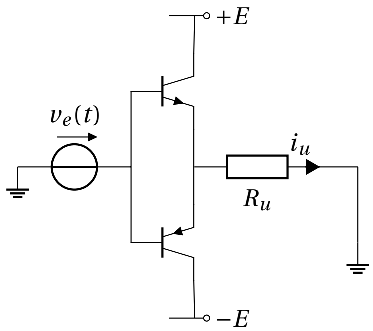


FIGURE 4.10 – Circuit push-pull : première approche.

On rappelle que (voir fiche en annexe A) :

— Si -0,6 V< v_e < 0,6 V, la tension de sortie, ainsi que les différentes intensités dans le montage sont nulles.

— Si la tension d'entrée est supérieure à 0,6 V, ou inférieure à -0,6 V, le montage se comporte comme un amplificateur de gain 1 et de résistance de sortie $R_{\text{int}}/(\beta+1)$. À cause du seuil de la jonction B/E, les tensions positives sont décalées de 0,6 V vers le bas, et les tensions négatives de 0,6 V vers le haut.

— Si la tension d'entrée excède ($E-1$ V) en valeur absolue, le signal de sortie est écrêté à cette valeur.

N'utiliser en sortie que des rhéostats ou le haut-parleur : le montage peut délivrer de fort courants et détruire une boîte à décades !

Utiliser le circuit push-pull câblé `P41.18`. On prendra $E = 15$ V (module HAMEG, attention à la limitation en courant). On pourra prendre pour commencer une tension sinusoïdale de 10 Hz d'amplitude quelques volts, délivrée par un GBF.

Observer la tension de sortie à l'oscilloscope et constater la distorsion du signal.

Par la méthode de la tension moitié, mesurer l'impédance de sortie du montage et la comparer à sa valeur théorique.

Mesurer la puissance délivrée par l'alimentation $2EI_{\text{moy}}$ (I_{moy} est l'intensité moyenne en sortie des alimentations), et la puissance délivrée dans la charge $P_u = R_u I_u^2$, lorsque R_u est égale à l'impédance de sortie du montage. En déduire le rendement maximal du push-pull.

3.2 Correction de la distorsion (en seconde lecture)

Pour corriger la distorsion, l'astuce consiste à placer des diodes qui seront polarisées par les tensions $+E/-E$. La tension aux bornes de la diode sera donc de 0,6 V, corrigeant ainsi la distorsion.

L'intensité traversant la résistance est $\dfrac{E - v_e - 0{,}6\text{ V}}{R} \approx 1$ mA si $R = 10$ kΩ et est d'autant plus petite que v_e est important. En revanche, l'intensité i_B est d'autant plus grande que v_e est grand, et est également de l'ordre du mA. Ainsi, dès que le signal d'entrée sera trop important (et que la résistance de charge sera petite), le signal sera écrêté. Pour remédier à ce problème, il faut simplement prendre une résistance plus petite (quelques centaine de ohm).

Si la température augmente, le seuil de la jonction diminue : cela induit une forte augmentation de l'intensité y circulant (pour une jonction, une petite augmentation de tension de δU induit une multiplication du courant par $\exp\left(\dfrac{\delta U}{26\text{ mV}}\right)$). Le transistor dissipe alors beaucoup et l'effet s'accentue : il y a emballement thermique jusqu'à destruction des transistors. Il est donc déconseillé d'essayer de câbler ce montage !

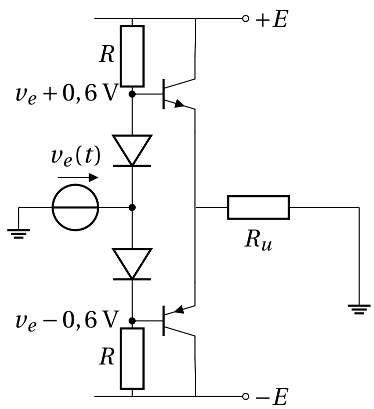


FIGURE 4.11 – Correction de la distorsion. Ne pas câbler ce montage !

La solution à ce problème est de placer deux résistances à l'émetteur qui limiteront le courant de sortie et permettront de stabiliser le montage par une contre-réaction négative. Elles ajoutent à l'amplificateur une impédance de sortie, leur valeur doit donc être assez petite devant la résistance de charge (utiliser des rhéostats).

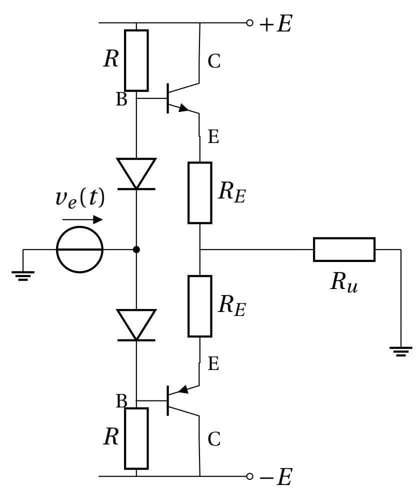


FIGURE 4.12 – Circuit push-pull corrigé et stabilisé.

Câbler le montage 4.12. Utiliser comme transistor NPN un BD135 (celui du haut), et comme PNP (celui du bas) un BD136. On choisira $R = 620\ \Omega$, $R_E = 5\ \Omega$ (rhéostats de puissance P61.5 et P61.6), et des diodes de redressement 1N4007. Veiller à égaliser les valeurs des deux résistances R_E à l'ohmmètre. Vérifier au multimètre les tensions aux bornes des diodes. Observer à l'oscilloscope la tension en sortie et constater la disparition de la distorsion.

Calculer l'impédance de sortie et conclure sur la possibilité d'utiliser cet amplificateur en amplificateur de puissance.

Câbler à la suite le micro, l'amplificateur émetteur-commun, le push-pull et le haut-parleur. Écouter.

On peut aussi réaliser une contre-réaction par amplificateur opérationnel. Le principe est le même que celui de la diode sans seuil (voir TP3) et est expliqué dans [Duffait], p. 132.

TP 5

Oscillateurs quasi-sinusoïdaux

Bibliographie

✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
✍ [Krob], *Électronique expérimentale*
✍ [Brenders], *Électronique PSI, Précis Bréal*
✍ [Pérez], *Électronique. Fondements et applications*
✍ [BUP 691], Millet J.-M., Julliard P., *Montage simulant une résistance négative*
✍ [BUP 727], Kervaec R., *Résistance négative*

Introduction

✍ [Duffait] p.165, [Krob] p.119

Un oscillateur est un système qui génère un signal périodique. Dans le cas où la source est elle aussi périodique, on parle d'oscillateur forcé. On va s'intéresser ici au cas des oscillateurs auto-entretenus, c'est-à-dire dont l'excitation est une source continue.

Dans ce TP, nous allons voir les principes de base des oscillateurs quasi-sinusoïdaux en électronique. Le but est de créer des oscillations sinusoïdales à partir de sources de tension continues. Ces oscillations sont considérées comme faiblement non linéaires : même si les non-linéarités sont essentielles pour fixer l'amplitude des oscillations, elles sont relativement faibles et ne jouent pas sur la fréquence ou la forme des oscillations. Les signaux créés seront alors très proches de signaux sinusoïdaux.

1 Oscillations et systèmes bouclés

✍ [Krob] p.131-139, [Duffait] p.179-181, [Brenders] p.237-241

Pour réaliser un oscillateur quasi-sinusoïdal, il faut créer un système bouclé, qui peut être représenté à l'aide de schémas-bloc, tant que les fonctions qui décrivent les différents blocs sont linéaires. Un exemple est représenté en figure 5.1.

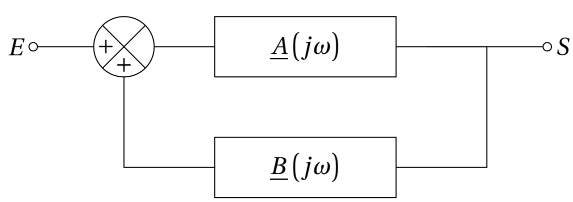


FIGURE 5.1 – Schéma-bloc d'un système bouclé à rétroaction positive.

La sortie S s'exprime en fonction de l'entrée E par la relation $S = \underline{A}(j\omega) \times \left(E + \underline{B}(j\omega) S\right)$ donc :

$$S = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 - \underline{A}(j\omega)\underline{B}(j\omega)} E$$

Comme on cherche à avoir un système auto-entretenu, l'entrée du système doit être nulle, $E = 0$. Pour avoir une sortie non nulle, il faut alors vérifier la condition de Barkhausen :

$$\underline{A}(j\omega)\underline{B}(j\omega) = 1$$

Cette condition doit être vérifiée en module et en phase pour la fonction de transfert $\underline{A}\,\underline{B}$. Le gain de la boucle ouverte (le module de $\underline{A}\,\underline{B}$) doit donc être de 1. La condition sur la phase signifie que le signal de sortie de la boucle ouverte doit être en phase avec le signal en entrée : le signal, après un tour dans la boucle, doit avoir la même phase qu'au départ.

Cette condition d'instabilité peut également se traduire graphiquement. Pour cela il faut tracer le diagramme de Nyquist de la fonction de transfert en boucle ouverte (qui est ici la fonction $\underline{A}\,\underline{B}$) et vérifier le critère dit du revers : si la courbe de Nyquist de la fonction de transfert en boucle ouverte entoure le point $(1,0)$, le système en boucle fermée est instable.

2 Oscillateur de Wien

✍ [Duffait] p.181-183, [Krob] p.131-139, [Brenders] p.242-245

2.1 Description

Nous allons étudier un système simple permettant de mettre en évidence le critère de Barkhausen : l'oscillateur de Wien, présenté en figure 5.2.

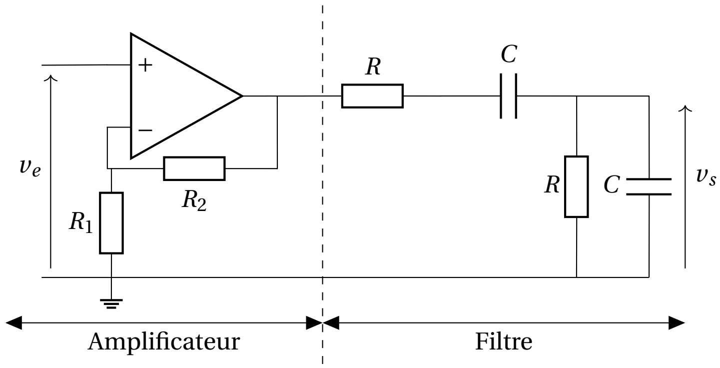


FIGURE 5.2 – Oscillateur à pont de Wien.

Ce montage peut se décomposer sous la forme d'une chaîne directe et d'une contre-réaction/chaîne de retour :

— la chaîne directe est un filtre passe-bande d'ordre 2 (RC série RC parallèle) de fonction de transfert

$$A = \frac{j\omega RC}{1+3j\omega RC+(j\omega RC)^2}$$

— la contre-réaction est un amplificateur non-inverseur de fonction de transfert $B = 1 + R_2/R_1$.

Des oscillations peuvent alors naître : le bruit électronique va être amplifié par la chaîne directe, puis filtré par la chaîne de retour. Si la résistance R_2 est suffisamment grande, certaines fréquences seront amplifiés après être passées par l'amplificateur et le filtre. Ces fréquences sont celles qui sont les moins atténuées par le filtre, c'est-à-dire celles qui se situent autour de la fréquence propre du filtre passe bande. Si le gain de l'amplificateur est à peine plus grand que l'atténuation minimale du filtre, seule la fréquence du filtre sera amplifiée, les autres étant atténuées. On crée donc un signal (quasi-) sinusoïdal.

Après plusieurs passages dans le système bouclé, le signal à la fréquence du filtre passe bande sera de grande amplitude. Toutefois, cette amplitude est limitée par les effets non-linéaires de l'amplificateur opérationnel, et dépend du système utilisé pour amplifier.

Si on applique le critère de Barkhausen à ce système, on trouve la condition d'oscillation suivante :

$$R_2 \gtrsim 2R_1$$

La condition de Barkhausen est une condition stricte : $R_2 = 2R_1$, impossible à réaliser en pratique. Si l'on se place légèrement au-dessus de ce seuil, les oscillations apparaissent mais ne sont pas purement sinusoïdales. Plus on s'éloigne du seuil et plus les oscillations s'écartent d'oscillations sinusoïdales. C'est l'objet de l'étude qualitative de la partie 2.4.

2.2 Étude en boucle ouverte

Les critères d'oscillation précédents permettent de déduire si le système va osciller en boucle fermée à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle ouverte. Nous allons donc commencer l'étude de l'oscillateur de Wien en boucle ouverte.

Câbler le circuit 5.2. On prendra $R_1 = 1$ kΩ, R_2 variable (boîte à décade), $R = 1$ kΩ et $C = 1$ μF. Envoyer en entrée v_e une tension sinusoïdale de quelques volts. Relever la tension en sortie v_s et son déphasage ϕ par rapport à l'entrée pour différentes fréquences entre 1 Hz et 100 kHz. Réaliser cela pour $R_2 = 1{,}9$ kΩ (donc légèrement inférieure à $2R_1$), puis pour $R_2 = 2{,}1$ kΩ (donc légèrement supérieure à $2R_1$). Tracer le diagramme de Bode de la boucle ouverte en gain et en module et le caractériser (ordre, fréquence de coupure, facteur de qualité).

Le filtre obtenu est un filtre passe-bande de facteur de qualité $Q = 1/3$. Pour R_2 inférieure à $2R_1$, le gain de la fonction de transfert doit toujours être inférieur à 1. Pour $R_2 > 2R_1$, à la résonance, le gain doit être légèrement supérieur à 1 dans une petite bande de fréquence et les oscillations peuvent apparaître. Pour s'en convaincre et sans faire de mesure supplémentaire, on peut tracer le diagramme de Nyquist dans les deux cas, et vérifier le critère graphique.

À partir des données précédentes, calculer la partie réelle ($G\cos(\phi)$, $G = v_s/v_e$) et la partie imaginaire ($G\sin(\phi)$) de la fonction de transfert et tracer le diagramme de Nyquist, c'est-à-dire la partie imaginaire en fonction de la partie réelle. On doit obtenir un cercle dans les deux cas, et dans le second cas, la courbe doit entourer le point (1,0), signe de l'instabilité et donc des oscillations.

On peut également tracer le diagramme de Nyquist à l'aide d'un analyseur de spectre (voir TP1, partie 5.1). Cela permet de voir l'évolution en direct du diagramme lorsqu'on change R_2.

2.3 Oscillations faiblement non linéaires

Étude des oscillations

Dans le cas où R_2 est légèrement supérieure à $2R_1$, enlever le générateur et brancher la sortie du filtre v_s sur l'entrée v_e. Le système est alors bouclé. On observe l'apparition d'oscillations. Déterminer la fréquence des oscillations à l'aide de l'oscilloscope ou d'un fréquencemètre.

Si l'on n'observe pas d'oscillations, on peut encore augmenter la valeur de R_2, en particulier si on utilise des boîtes à décades. En effet les incertitudes sur ces types de composants peuvent être importantes (de l'ordre de 5%). Penser à les sortir du circuit pour mesurer leur résistance à l'ohmmètre.

On doit trouver la même fréquence d'oscillation que la fréquence propre du filtre passe-bande.

Démarrage des oscillations On peut s'intéresser à la façon dont les oscillations naissent lorsqu'on boucle le système. Un bon moyen de visualiser le démarrage des oscillations est de tracer le portrait de phase du signal d'entrée $e(t)$.

Dans le cas où R_2 est légèrement supérieure à $2R_1$, acquérir la naissance des oscillations sur Latis-Pro. Pour cela on règle le début de l'acquisition avec un seuil de quelques dizaines de millivolts : dans le menu "Déclenchement", choisir `EA0`, seuil montant, 20 mV sans pre-trig. Ensuite, court-circuiter R_2 avec un fil, lancer l'acquisition, puis débrancher le fil de court-circuit. Lisser puis dériver la courbe obtenue, et tracer $\dfrac{\mathrm{d}v_e}{\mathrm{d}t}$ en fonction de v_e.

Il est également possible d'effectuer une dérivation analogique, qui a l'avantage de réaliser la dérivation et le lissage en une seule étape. Pour le montage dérivateur, on peut se reporter aux indications de [Krob] p.139.

Le signal est une spirale dans le plan de phase, qui converge vers un cycle limite elliptique. On peut voir que l'ellipse est légèrement aplatie sur les côtés, à cause des non linéarités.

On peut observer plus précisément la forme de l'enveloppe lors de la croissance des oscillations en utilisant un détecteur de crête.

Ajouter un détecteur de crête sans seuil (montage 5.3) en sortie de la boucle et acquérir sur Latis-Pro les signaux v_s et v'_s, et les comparer. Pour le détecteur de crête, prendre $C_c = 1\ \mu$F et $R_c = 1$ MΩ. Pour l'acquisition, utiliser le même protocole que pour la naissance des oscillations.

Tracer $\ln\left(v'_s(t)\right)$ en fonction de t et ajuster la courbe par une droite : sélectionner les bornes de la modélisation avant de lancer celle-ci. On remonte ainsi au temps τ de croissance des oscillations : c'est l'inverse du coefficient directeur. Faire de même pour différentes valeurs de R_2. Tracer $1/\tau$ en fonction de R_2.

On attend une croissance exponentielle de l'amplitude des oscillations avec un temps typique $\tau = \dfrac{R_1 C}{\frac{R_2}{2R_1} - 1}$, donc une croissance linéaire de $1/\tau$ en fonction de R_2.

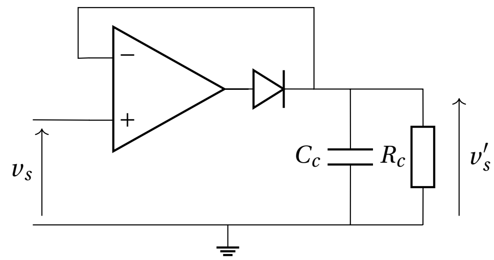


FIGURE 5.3 – Détecteur de crête à diode sans seuil.

2.4 Oscillations fortement non linéaires : introduction aux oscillateurs à relaxation

On peut maintenant s'intéresser au caractère quasi-sinusoïdal des oscillations.

> Reprendre le montage 5.2. À l'aide de l'oscilloscope, tracer la transformée de Fourier du signal. En augmentant R_2, augmenter progressivement le gain de l'amplificateur et noter les changements sur l'amplitude et la forme du signal, ainsi que sur son spectre. On peut également tracer le portrait de phase comme dans le cas précédent.

L'augmentation du gain ne change pas ici l'amplitude des oscillations qui sont fixées par la saturation de l'AO, qui ne peut pas amplifier de signaux au-delà d'une douzaine de volts. Cependant le signal est de moins en moins sinusoïdal quand on augmente le gain. En effet, lorsque le gain n'est plus à la limite de l'apparition des oscillations, toute une bande de fréquences autour de la fréquence d'oscillation est amplifiée et se retrouve dans le signal de sortie.

Le portrait de phase n'est alors plus du tout elliptique dans le cas fortement non linéaire et l'on peut distinguer deux phases lorsqu'on parcourt le graphe : une partie de la courbe est parcourue rapidement et l'autre partie est parcourue plus lentement. Ces oscillations sont appelées "oscillations de relaxation". On en observe dans de nombreux systèmes électroniques (et mécaniques). Des exemples classiques seront étudiés dans le TP6, où les oscillateurs "fortement" non linéaires seront étudiés plus en détail.

3 Oscillateur à quartz

✍ [Krob] p.147-152, [Brenders] p.259-262

L'oscillateur précédent est un bon exemple pédagogique, mais du fait de son mauvais facteur de qualité ($Q = 1/3$), les oscillations obtenues ne sont pas très pures. Nous présentons ici un deuxième oscillateur qui est très utilisé en pratique pour deux raisons principales : il possède un facteur de qualité très important (de l'ordre de 10^5) et la fréquence des oscillations peut être très élevée (ce qui ne peut pas être le cas pour l'oscillateur de Wien, notamment à cause du slew-rate de l'AO).

3.1 Oscillateur de Colpitts

L'oscillateur à quartz est un cas particulier de l'oscillateur de Colpitts, présenté en figure 5.4. Cet oscillateur fonctionne de manière tout à fait analogue à l'oscillateur de Wien, les différences résidant dans les composants utilisés pour réaliser les fonctions d'amplification et de filtrage :

- L'amplification est ici réalisée par un circuit à transistor (bipolaire ou à effet de champ).
- Le filtrage est réalisé par une cellule CLC.

L'amplification à l'aide d'un transistor permet d'avoir une bande passante plus large, ce qui permet d'amplifier à haute fréquence.

Le facteur de qualité du filtre fait intervenir les impédances d'entrée et de sortie du transistor, on peut qualitativement retenir qu'il dépend de la valeur de l'inductance et que plus celle-ci est élevée, plus le facteur de qualité est important.

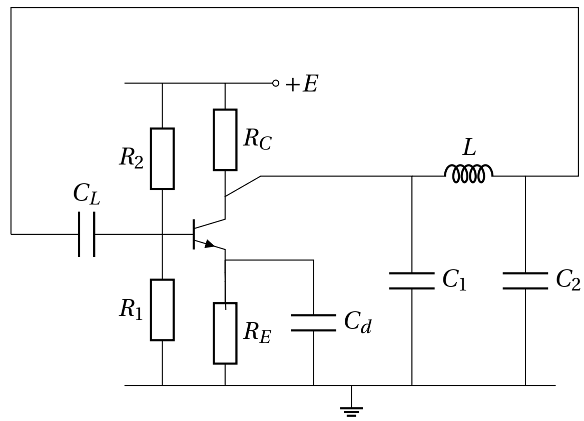


FIGURE 5.4 – Oscillateur de Colpitts.

3.2 Oscillateur à quartz

L'oscillateur à quartz est simplement un oscillateur de Colpitts dans lequel on a remplacé l'inductance L par un cristal de quartz. Le modèle électrocinétique du quartz est complexe mais dans un certain régime de fréquence, il peut être assimilé à une inductance pure de grande valeur ($L \simeq 100$ H). Le facteur de qualité résultant est alors très important.

Prendre un boîtier "oscillateur à quartz" (P42.47, la fréquence de résonnance est indiquée sur le boîtier) et étudier d'abord le circuit en boucle ouverte. Alimenter le boîtier (une tension continue $E = 1$ V suffit (borne rouge)), connecter les deux bornes vertes. Tracer le diagramme de Bode du circuit : délivrer en entrée de l'amplificateur un signal sinusoïdal (borne bleue de gauche). Faire varier la fréquence pour tracer le diagramme de Bode du circuit. La sortie peut sembler tout le temps nulle, ce qui est normal car la résonance est très piquée autour de f_0. Proche de celle-ci, il faut faire varier la fréquence d'entrée Hertz par Hertz ! On peut trouver la fréquence d'oscillation f_0 et la bande passante Δf au Hertz près et ainsi mesurer le facteur de qualité $Q = f_0/\Delta f$ qui est de l'ordre de 50 000.
Un potentiomètre permet de faire varier le gain de l'amplificateur. Vérifier que le gain de la boucle ouverte est supérieur à 1 à la résonance.

Boucler le circuit en enlevant le GBF et en reliant les deux bornes bleues, et observer les oscillations. Comme dans la partie précédente, on peut observer la pureté spectrale du signal à l'oscilloscope. L'observation du régime transitoire est délicate.

3.3 Raffinement : utilisation d'une sonde passive à oscilloscope (en seconde lecture)

✍ [Duffait] p.27-28, [Notice de l'oscilloscope] p.37

À hautes fréquences, l'impédance d'entrée de l'oscilloscope n'est pas très élevée, à cause de sa capacité d'entrée (de l'ordre de 10 pF). La mesure à l'oscilloscope peut donc parasiter le circuit, en particulier car les capacités C_1 et C_2 sont choisies de manière à faire fonctionner le quartz dans sa partie inductive et sont par conséquent très faibles, de l'ordre de 10 – 100 pF. De plus, la forme des signaux non-sinusoïdaux peut être altérée car l'amplitude observée des signaux dépend de la fréquence de ceux-ci.

Pour éviter ces problèmes, on utilise une sonde de mesure, dont on présente le circuit simplifié figure 5.5.

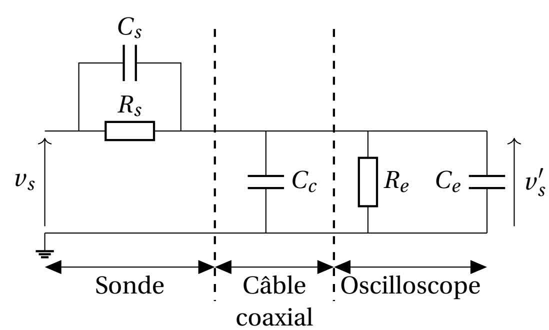


FIGURE 5.5 – Principe simplifié d'une sonde passive à oscilloscope.

La tension observée sur l'oscilloscope est alors :

$$v'_s = \frac{R_s}{R_s + R_e \frac{1+\mathrm{j}R_sC_s\omega}{1+\mathrm{j}R_e(C_e+C_c)\omega}} v_s$$

Si la condition $R_sC_s = R_e(C_e + C_c)$ est réalisée, alors :

$$v'_s = \frac{R_s}{R_s + R_e} v_s$$

La sonde atténue toutes les tensions sinusoïdales d'un facteur indépendant de leur fréquence. Les sondes doivent être réglées afin de correspondre exactement aux caractéristiques d'entrée de l'oscilloscope que vous utilisez.

Brancher une sonde `P37.3` sur une des voies de l'oscilloscope, et connecter son extrémité sur la sortie `Probe Comp` (à droite de la sortie USB). On observe un signal créneau déformé. Le condensateur peut être réglé au moyen de la vis jaune située sur la pointe. À l'aide d'un tournevis, ajuster la capacité de façon à obtenir un signal parfaitement carré. La sonde étant maintenant réglée, on peut tracer le diagramme de Bode de l'oscillateur à quartz sans craindre que l'oscilloscope n'influe sur les caractéristiques du circuit.

4 Oscillateur à résistance négative

✍ [Duffait] p.169-171, [Brenders] p.253-259

L'oscillateur à résistance négative peut se comprendre en ayant recours à la notion de filtre et de système bouclé. On peut également le voir autrement : on sait qu'un circuit RLC est le siège d'oscillations amorties avec un temps caractéristique qui dépend de la résistance R. Pour créer un oscillateur non amorti, il suffit de rajouter une résistance négative R' qui compense la résistance R, de telle sorte qu'idéalement on se retrouve dans le cas d'un circuit LC qui obéit à l'équation de l'oscillateur harmonique. Avant de considérer l'oscillateur à résistance négative, nous allons créer à l'aide d'un AO, un dipôle qui peut se modéliser sous certaines approximations comme une résistance négative.

4.1 Étude de la résistance négative

✍ [BUP 691] p.209 et [Pérez] p.388 pour des explications théoriques, [BUP 727] p.1047 pour les valeurs des composants.

On trace d'abord la caractéristique de la résistance négative, dont la forme est présentée figure 5.6.

— La partie linéaire du dipôle est celle obtenue pour les faibles tensions et se comporte comme une résistance négative : $v = -R'\,i$ avec $R' = \dfrac{R_1R_0}{R_2}$.

— Les deux zones de part et d'autre de la partie linéaire sont les zones dues à la saturation de l'AO. Leurs équations sont $v(i) = R_1\,i + V_{\text{sat}}$ et $v(i) = R_1\,i - V_{\text{sat}}$.

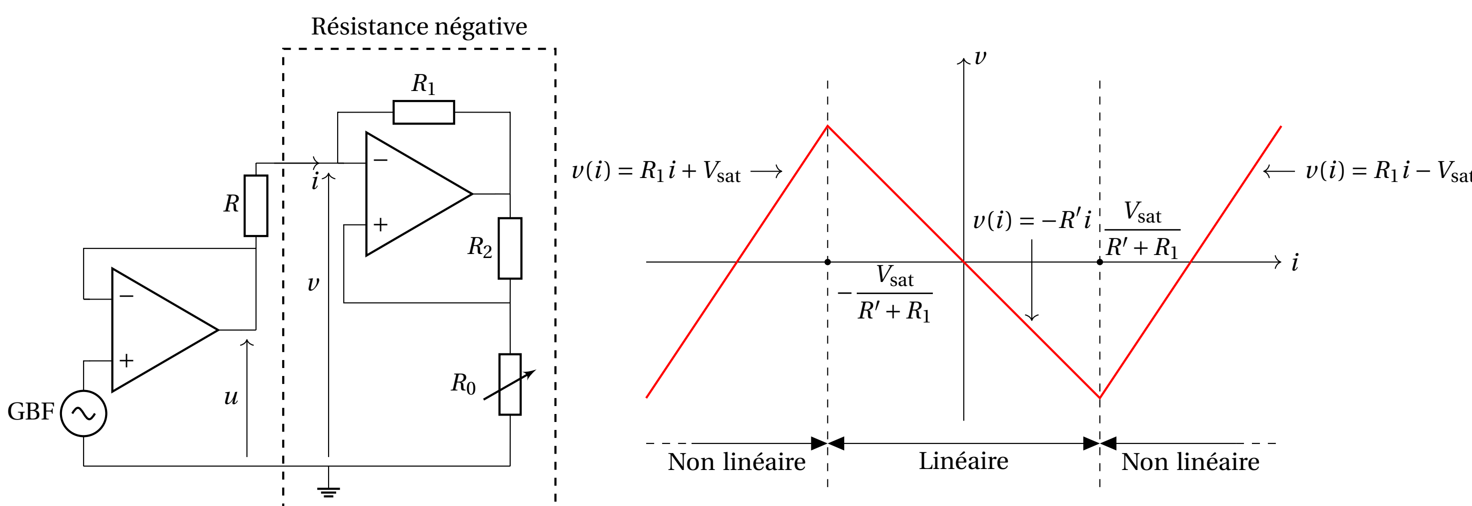


FIGURE 5.6 – À gauche, circuit pour le tracé de la caractéristique de la résistance négative. Un montage suiveur a été intercalé entre le GBF et le circuit. À droite, caractéristique de la résistance négative.

Réaliser le montage de la figure 5.6. On prendra $R_1 = R_2 = 10$ kΩ, $R = 1$ kΩ et $R_0 = 500$ Ω variable. Pour l'excitation, on utilisera une oscillation sinusoïdale de quelques volts, de fréquence de l'ordre de 10 Hz. L'important est que l'amplitude de l'excitation soit suffisante pour voir toute la caractéristique. Observer les tensions u et v sur l'oscilloscope, puis en faire l'acquisition sur Latis-Pro. Tracer v en fonction de $i = \dfrac{u-v}{R}$. Modéliser la partie linéaire (résistance négative) et en déduire R'. Comparer à la valeur attendue $R' = \dfrac{R_1 R_0}{R_2}$.

Pour le tracé de la caractéristique, un problème peut se poser. Si $R < (R_1 R_0)/R_2$, le système est instable car la rétroaction positive devient supérieure à la rétroaction négative. On peut le comprendre en prenant en compte le modèle à l'ordre 1 de l'amplificateur opérationnel, un calcul analogue est réalisé dans [Pérez] p.388. L'amplificateur opérationnel fonctionne alors en régime saturé et un effet d'hystérésis apparaît lors du tracé de la caractéristique. Une interprétation visuelle de cet effet est proposée dans [BUP 691] p.220.

4.2 Oscillateur à résistance négative

Il suffit maintenant d'insérer le dipôle à résistance négative dans un simple circuit RLC.

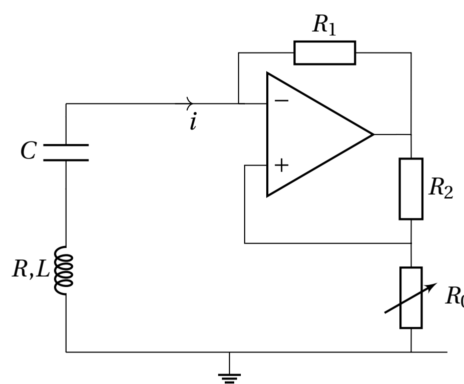


FIGURE 5.7 – Oscillateur à résistance négative.

L'équation différentielle que vérifie l'intensité est alors :

$$\frac{\mathrm{d}^2 i(t)}{\mathrm{d}t^2} + \frac{R-R'}{L}\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{LC}i(t) = 0$$

R désigne la résistance interne de la bobine.

Câbler le montage 5.7 et observer la tension aux bornes de la bobine par exemple. Prendre $C = 100$ nF, $L = 0.2$ H (P60.8), $R_1 = R_2 = 10$ kΩ. En partant de $R_0 = 10$ Ω et en augmentant R_0, augmenter progressivement la valeur de la résistance négative jusqu'à obtenir des oscillations. Noter la fréquence f_0 des oscillations et la comparer à celle de l'oscillateur LC pur : $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Augmenter encore R_0 : les oscillations deviennent de moins en moins sinusoïdales.

De même que précédemment, on peut étudier la pureté du signal, sa représentation dans un portrait de phase et le temps de montée des oscillations en fonction de l'écart $R' - R$.

TP 6

Oscillateurs à relaxation et non-linéarité en électronique

Bibliographie

- ✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
- ✍ [Krob], *Électronique expérimentale*
- ✍ [Brenders], *Électronique PSI, Précis Bréal*

1 Oscillateurs à relaxation

Les oscillateurs à relaxation sont des oscillateurs fortement non-linéaires. Ils sont caractérisés par une alternance entre deux phases :

— Une première phase où l'énergie est progressivement accumulée, la contrainte du système augmente alors jusqu'à atteindre un certain seuil.

— Une seconde phase de décharge d'énergie, qui débute dès que le seuil est dépassé, le système relaxe alors jusqu'à une contrainte plus faible, puis le cycle recommence.

Nous allons dans la suite principalement nous intéresser à différents exemples d'oscillateurs à relaxation en électronique. Cependant, des oscillateurs à relaxation existent également dans d'autres domaines de la physique, en particulier en mécanique : l'expérience du vase de Tantale est proposée dans ce TP et le frottement en stick-slip d'un patin est détaillé dans le fascicule de TP Divers.

1.1 Montage de base

✍ [Duffait] p.187, [Brenders] p.313

Nous allons étudier l'oscillateur à relaxation présenté en figure 6.1. Il composé de 2 parties : un intégrateur à AO, suivi d'un comparateur à hystérésis non-inverseur.

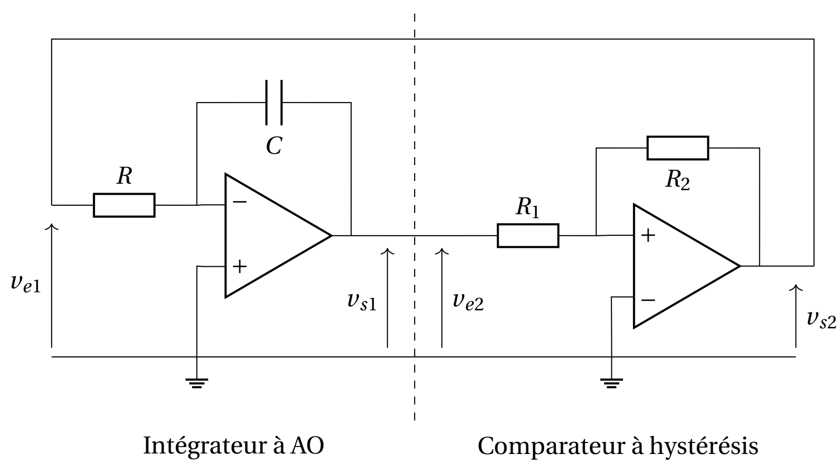


FIGURE 6.1 – Oscillateur à relaxation de base.

Le comparateur à hystérésis non-inverseur renvoie une tension de sortie $v_{s2} = \pm V_{\text{sat}}$. À saturation positive $v_{s2} = +V_{\text{sat}}$, l'intégrateur va intégrer cette tension au cours du temps, sa tension de sortie décroit alors linéairement à la vitesse $-V_{\text{sat}}/(RC)$. Lorsque $v_{s1} = v_{e2}$ atteint le seuil de l'oscillateur à relaxation $-V_0 = -R_1 V_{\text{sat}}/R_2$, le comparateur bascule à saturation négative $v_{s2} = -V_{\text{sat}}$. La tension en sortie de l'intégrateur est alors croissante à la vitesse $V_{\text{sat}}/(RC)$, jusqu'à atteindre le seuil $+V_0$. Il y a alors à nouveau basculement, et le cycle recommence.

Au final, la tension v_{s2} est une tension créneau $\pm V_{\text{sat}}$ de période $T = 4R_1 RC/R_2$, et la tension v_{s1} est une tension triangulaire $\pm R_1 V_{\text{sat}}/R_2$ de même période. Il s'agit bien d'un oscillateur à relaxation.

Réaliser l'oscillateur à relaxation de base (figure 6.1) avec $R = 100$ kΩ, $C = 10$ nF, $R_1 = 3{,}3$ kΩ et $R_2 = 10$ kΩ.
Observer les tensions v_{s1} et v_{s2} sur un oscilloscope, et comparer leurs périodes à la valeur théorique $T = 4R_1RC/R_2$. La légère différence peut provenir de la résistance de sortie du second AO.
Tracer la trajectoire dans l'espace des phases de l'oscillateur en mode XY. On observe les phases de remplissage et de décharge de l'énergie.

1.2 Multivibrateur astable

✍ [Duffait] p.189, [Brenders] p.307

Il est possible de condenser le montage précédent en remplaçant l'intégrateur à AO par un pseudo-intégrateur RC. Comme il n'y a plus d'inversion, il faut remplacer la seconde partie par un comparateur inverseur, on obtient alors un multivibrateur astable (figure 6.2).

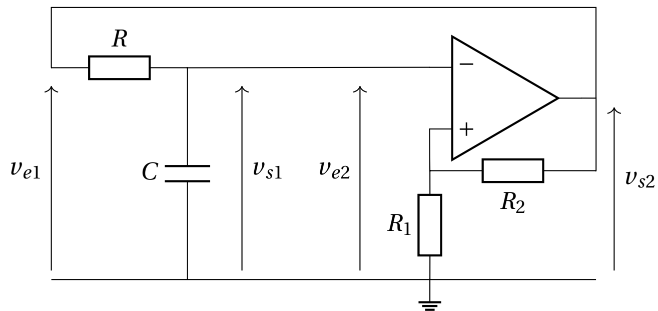


FIGURE 6.2 – Multivibrateur astable.

Le principe de fonctionnement est le même que le montage précédent, mais cette fois la charge et la décharge du condensateur suivent une loi exponentielle en $\exp\left(-\dfrac{t}{RC}\right)$, et la tension seuil du comparateur à hystérésis vaut $V_0 = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}V_{\text{sat}}$. À saturation positive ($v_{s2} = +V_{\text{sat}}$), la tension v_{s1} met un temps $T_+ = RC\ln\left(\dfrac{V_{\text{sat}}+V_0}{V_{\text{sat}}-V_0}\right)$ pour croître de $-V_0$ à $+V_0$. À saturation négative ($v_{s2} = -V_{\text{sat}}$), elle met le même temps $T_- = T_+$ pour décroître de $+V_0$ à $-V_0$.

Au final, la tension v_{s2} est une tension créneau $\pm V_{\text{sat}}$ de période $T = 2RC\ln\left(1+\dfrac{2R_1}{R_2}\right)$, et la tension v_{s1} est une suite de croissance/décroissance exponentielle d'amplitude $\pm\dfrac{R_1}{R_1+R_2}V_{\text{sat}}$ et de même période.

Réaliser un multivibrateur astable (figure 6.2) avec $R = 10$ kΩ, $C = 10$ nF et $R_1 = R_2 = 10$ kΩ.
Observer les tensions v_{s1} et v_{s2} sur un oscilloscope, et comparer leurs périodes à la valeur théorique $T = 2RC\ln\left(1+\dfrac{2R_1}{R_2}\right)$, puis tracer sa trajectoire dans l'espace des phases en mode XY.

1.3 Oscillateur commandé par une tension (OCT)

✍ [Duffait] p.192

Il est possible de commander la fréquence de l'oscillateur à relaxation de base par une tension v_c, en introduisant un multiplieur analogique `P41.15` dans sa boucle (figure 6.3). Pour éviter de saturer l'entrée de ce multiplieur, on limite la tension de sortie du comparateur avec 2 diodes Zener `P29.8` tête bêche ($V_Z \approx 1{,}7$ V par exemple).

La tension v_{e1} intégrée pour cet oscillateur est $\pm K v_c V_{\text{sat}}$ (avec K le facteur d'échelle du multiplieur), au lieu de $\pm V_{\text{sat}}$ pour l'oscillateur à relaxation de base. On en déduit que la fréquence des oscillations de v_{s1} et v_{s2} vaut $f = \dfrac{K}{4RC}\dfrac{R_2}{R_1}v_c$. Cette fréquence est proportionnelle à v_c, on a donc réalisé un oscillateur commandé par une tension (OCT).

Réaliser un oscillateur commandé en tension (figure 6.3) avec $R = 10$ kΩ, $C = 10$ nF, $R_1 = 3{,}3$ kΩ et $R_2 = 10$ kΩ.
Pour plusieurs tensions continues v_c comprises entre 1 et 8 V, mesurer la fréquence f des oscillations de v_{s1} (ou v_{s2}) et montrer qu'elle évolue linéairement avec v_c.
Envoyer un signal sinusoïdal en v_c d'amplitude 2 V avec un offset de 3 V (il faut toujours garder $v_c > 0$), et observer la tension v_{s1}. On obtient un signal modulé en fréquence (nous reviendrons sur ce type de modulation dans le TP8).

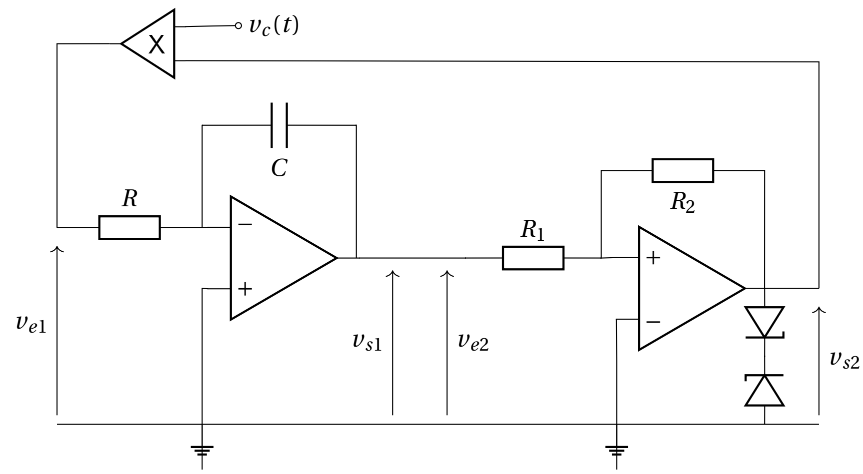


FIGURE 6.3 – Oscillateur commandé par une tension (OCT).

1.4 Vase de Tantale (en seconde lecture)

Le vase de Tantale est un exemple d'oscillateur à relaxation mécanique. Le dispositif est schématisé en figure 6.4.

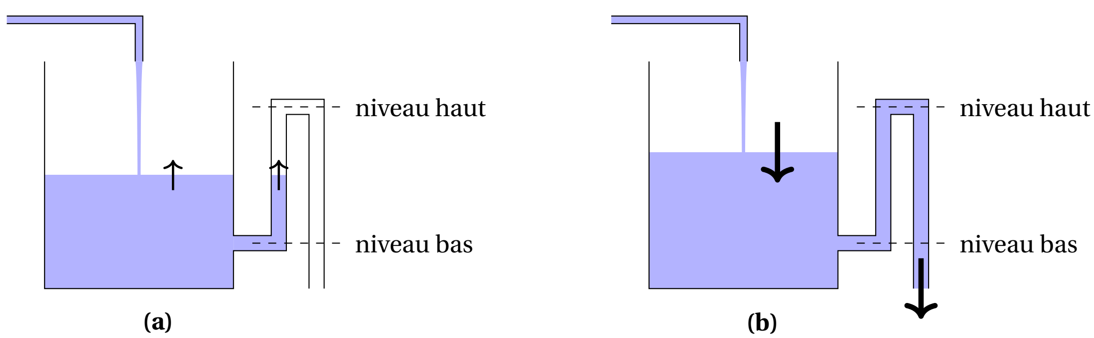


FIGURE 6.4 – Vase de Tantale : phase de remplissage (a) puis de vidange (b).

Un robinet alimente en continu le vase de Tantale. Durant la phase de remplissage, il se remplit jusqu'à ce que le niveau d'eau atteigne le haut du tuyau. Le siphon s'amorce alors et vide le vase plus rapidement qu'il ne se remplit. La vidange s'arrête lorsque le niveau d'eau atteint le bas du tuyau. Le vase se remplit alors à nouveau, et le cycle recommence.

Placer le vase de Tantale `P105.5` sous un filet d'eau continu pour observer l'alternance des phases de remplissage et de vidange du vase.

2 Oscillateur de Van der Pol

L'oscillateur de Van der Pol montre qu'il est possible de passer de façon continue d'un oscillateur quasi-sinusoïdal à un oscillateur à relaxation, en modifiant l'un de ses paramètres. Pour observer cette transition, il faut insérer un élément non-linéaire dans l'oscillateur. Nous allons donc dans un premier temps étudier cet élément non-linéaire, puis nous réaliserons l'oscillateur de Van der Pol. Il existe au `P42.51` un oscillateur de Van der Pol entièrement câblé.

2.1 Étude d'un élément non-linéaire

✍ [Krob] p.167

Le circuit étudié est présenté en figure 6.5. On utilise un premier multiplieur de coefficient K, et un second multiplieur de coefficient $-K$. La tension continue V_0 permet de modifier la caractéristique de l'élément non-linéaire.

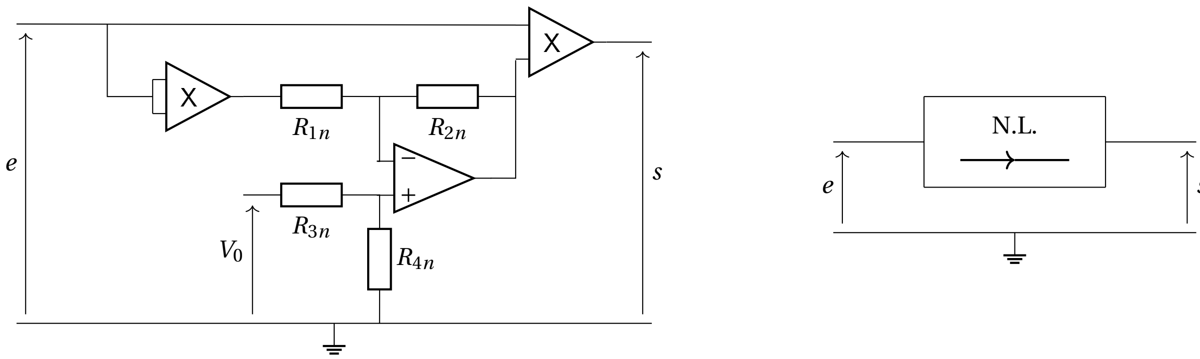


FIGURE 6.5 – Élément non-linéaire.

Description En considérant que les multiplieurs sont idéaux, l'expression qui relie la sortie s du montage à son entrée e peut s'écrire sous la forme :

$$s = \left(-\frac{R_{4n}}{R_{4n}+R_{3n}}\frac{R_{1n}+R_{2n}}{R_{1n}}KV_0\right)e + \left(\frac{K^2R_{2n}}{R_{1n}}\right)e^3 \equiv \alpha e + \beta e^3$$

Cet élément a une fonction de transfert polynomiale cubique, et on remarque qu'il est possible de modifier α en faisant varier V_0.

Tracé de la fonction de transfert

Utiliser le boitier P42.46 qui contient cet élément non-linéaire (avec $R_{1n} = R_{3n} =$ 6,2 kΩ, $R_{2n} =$ 82 kΩ, $R_{4n} =$ 2 kΩ et $K =$ 0,1 V^{-1}), et l'alimenter avec le boitier P42.39. Appliquer une tension sinusoïdale d'amplitude 3 $\mathrm{V_{pp}}$ de fréquence $f =$ 100 Hz à l'entrée du circuit, et tracer la fonction de transfert de cet élément sur un oscilloscope en mode XY. Il ne faut pas appliquer une tension trop importante pour éviter la saturation de l'AO, ou une fréquence trop élevée pour éviter l'effet d'hystérésis des multiplieurs. Observer comment la fonction de transfert est modifiée en appliquant différentes tensions continues V_0 comprises entre -2 V et 2 V.
Fixer la tension continue à $V_0 =$ 1 V (ne plus modifier cette valeur jusqu'à la fin du TP pour garder le même coefficient α), et tracer la fonction de transfert de l'élément non-linéaire sur Latis-Pro (faire glisser la tension d'entrée sur l'axe des abscisses). Réaliser une modélisation polynomiale cubique sous Latis-Pro (en faisant glisser la fonction de transfert EA1=fct(EA0)) pour remonter aux coefficients α et β, et les comparer aux valeurs théoriques ($\alpha =$ -0,347 et $\beta =$ 0,132 V^{-2}).
Pour prouver que cette modélisation cubique est valide, tracer la FFT de la tension de sortie sur Latis-Pro. On doit retrouver 2 pics : l'un à f, et le second à $3f$.

2.2 Étude de l'oscillateur de Van der Pol

✍ [Krob] p.170

Il existe dans la collection un boîtier "oscillateur de Van der Pol" P42.51. Nous allons cependant construire l'oscillateur nous-même au cours de ce TP.

2.2.1 Description

L'oscillateur de Van der Pol étudié est présenté en figure 6.6, il contient l'élément non-linéaire étudié précédemment.

En prenant en compte la caractéristique de l'élément non-linéaire ($s_{NL} = \alpha e_{NL} + \beta e_{NL}^3$), l'équation de cet oscillateur peut s'écrire sous la forme de l'équation de Van der Pol :

$$\frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} + \varepsilon\omega_0\left(\left(\frac{s}{s_0}\right)^2 - 1\right)\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + \omega_0^2 s = 0$$

avec $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$, $s_0 = \sqrt{-\dfrac{\alpha R_{C1}+R_{NL}}{3\beta R_{C1}}}$ et $\varepsilon = -\sqrt{\dfrac{R_1R_2C_2}{C_1}}\dfrac{\alpha R_{C1}+R_{NL}}{R_{NL}R_{C1}}$.

Cette équation est proche de celle d'un oscillateur harmonique amorti, mais son comportement va dépendre du signe de l'amortissement. Plusieurs cas sont possibles :

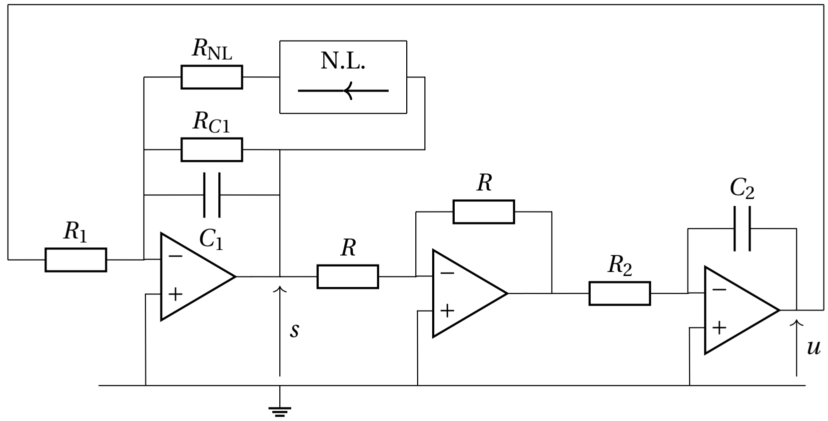


FIGURE 6.6 – Oscillateur de Van der Pol.

— Si $\varepsilon > 0$: lorsque $s(t) < s_0$, l'amortissement est négatif et $s(t)$ croît. A l'inverse lorsque $s(t) > s_0$, l'amortissement est positif et $s(t)$ décroît, d'où l'apparition d'oscillations dans le circuit. La forme de ces oscillations dépend de ε :
  - Pour $\varepsilon \ll 1$, l'importance du terme non-linéaire est très faible dans l'équation, et les oscillations seront quasi-sinusoïdales. Le circuit se comporte alors comme un oscillateur quasi-sinusoïdal.
  - Lorsque ε croit, les non-linéarités deviennent de plus en plus importantes. Le circuit se comporte alors comme un oscillateur à relaxation. On peut montrer que la période des oscillations devient proportionnelle à ε/ω_0 lorsque $\varepsilon \gg 1$.

— Si $\varepsilon < 0$: la dynamique de l'oscillateur dépend des conditions initiales. En considérant que l'oscillateur est initialement au repos, le point de l'espace des phases $\left\{s = 0, \dfrac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = 0\right\}$ est stable et attracteur, l'oscillateur ne démarre pas.

2.2.2 Oscillations quasi-sinusoïdales

Pour notre circuit, la condition de démarrage des oscillations ($\varepsilon \geq 0$) s'écrit : $R_{NL} \leq -\alpha R_{C1}$.

Réaliser l'oscillateur de Van der Pol présenté figure 6.6, avec $R = 1$ kΩ, $R_1 = R_2 = 10$ kΩ, $C_1 = C_2 = 0{,}1$ µF, $R_{C1} = 100$ kΩ, R_{NL} une résistance variable et l'élément non-linéaire précédemment utilisé (attention au sens du boitier sur le schéma, l'entrée est à droite et la sortie est à gauche). Afficher les tensions s et u sur un oscilloscope.
Pour $R_{NL} > 40$ kΩ, observer l'absence d'oscillation dans le circuit. Réduire progressivement R_{NL} jusqu'à observer la naissance des oscillations aux alentours de $R_{NL} = -\alpha R_{C1} \approx 35$ kΩ (dans la pratique, cette valeur peut légèrement fluctuer).

Il est possible de visualiser la trajectoire du système dans l'espace des phases $\left\{u\,,\, s \propto \dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right\}$ en utilisant le mode XY de l'oscilloscope. Cette trajectoire est analogue à celle de l'espace des phases $\left\{s\,,\, \dfrac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t}\right\}$. La convergence vers un cycle limite peut-être observée à partir de différentes conditions initiales.

Observer la trajectoire du système en utilisant le mode XY de l'oscilloscope. On obtient un cercle pour R_{NL} légèrement inférieur à $-\alpha R_{C1}$, et un point fixe pour $R_{NL} > -\alpha R_{C1}$.
Pour visualiser la disparition des oscillations dans l'espace des phases, on peut utiliser le mode Persistance de l'oscilloscope (bouton $\boxed{\text{Display}}$, puis sélectionner Persistance ∞, et appuyer sur Effacer Persistance pour remettre à zéro), ou acquérir les tensions s et u sur Latis-Pro et afficher les courbes en mode XY. Partir du cercle limite avec R_{NL} légèrement inférieur à $-\alpha R_{C1}$, puis ouvrir la branche du circuit contenant l'élément non-linéaire (ce qui correspond à $R_{NL} \to \infty$) pour voir la convergence des oscillations vers le point fixe.
On peut voir de façon analogue la convergence depuis une condition initiale éloignée : court-circuiter l'entrée inverseuse du premier AO en la reliant à la masse par un fil, puis retirer ce fil pour observer la convergence depuis la condition initiale (correspondante à la saturation des AO) vers le cercle.

On considère que les oscillations dans le circuit restent quasi-sinusoïdales tant que $0 < \varepsilon < 0{,}05$, ce qui équivaut à $23{,}1$ kΩ $< R_{NL} < 34{,}7$ kΩ. Sous cette condition, les oscillations ont une fréquence constante $f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \approx 159$ Hz, et une amplitude crête-à-crête

$$s_{cc} = 4\sqrt{-\frac{\alpha}{3\beta} - \frac{R_{NL}}{3\beta R_{C1}}}$$

🛑 L'expression de l'amplitude dans [Krob] présente une erreur !

Pour différentes valeurs de R_{NL} comprises entre 23,1 kΩ et 34,7 kΩ, mesurer l'amplitude crête-à-crête s_{cc} des oscillations sur l'oscilloscope, puis tracer s_{cc}^2 en fonction de R_{NL} et remonter aux coefficients α et β par régression linéaire.

2.2.3 Oscillations de relaxation

En diminuant la valeur de R_{NL}, ε croit, et les oscillations quasi-sinusoïdales tendent progressivement vers des oscillations de relaxation plus riches en harmoniques.

Réduire progressivement R_{NL} de 20 kΩ jusqu'à quelques centaines de ohms, et observer la transition vers les oscillations de relaxation (ne pas descendre trop bas car dans la pratique les oscillations disparaissent à cause de la saturation des composants). En mode XY, le cycle limite se déforme.

On peut montrer que lorsque $\varepsilon \gg 1$, la période des oscillations de relaxation T tend vers $(3-\ln 4)\varepsilon/\omega_0$.

Pour différentes valeurs de R_{NL}, mesurer la période des oscillations T et calculer ε. Tracer T en fonction de ε, puis superposer la droite d'équation $T = (3-\ln 4)\varepsilon/\omega_0$ pour observer la convergence vers cette droite.

3 Oscillateur anharmonique double-puit

3.1 Description

✍ [Krob] p.176

L'oscillateur anharmonique double-puit étudié est présenté figure 6.7, il contient le même élément non-linéaire que précédemment.

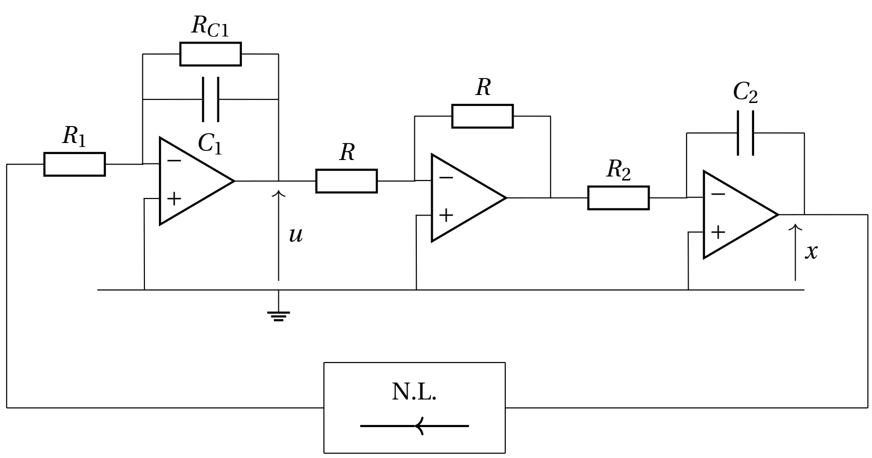


FIGURE 6.7 – Oscillateur anharmonique double-puit.

En prenant en compte la fonction de transfert de l'élément non-linéaire ($s_{NL} = \alpha e_{NL} + \beta e_{NL}^3$), l'équation différentielle de cet oscillateur anharmonique double-puit s'écrit sous la forme :

$$\frac{\mathrm{d}^2 x}{\mathrm{d}t^2} + r\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} + \delta x + \lambda x^3 = 0$$

avec $r = \dfrac{1}{R_{C1}C_1}$, $\delta = \dfrac{\alpha}{R_1R_2C_1C_2}$ et $\lambda = \dfrac{\beta}{R_1R_2C_1C_2}$.

Le système est analogue à un oscillateur mécanique amorti soumis à une force de rappel non-linéaire. Le potentiel qui dérive de cette force vaut $V(x) = \dfrac{1}{2}\delta x^2 + \dfrac{1}{4}\lambda x^4$, avec $\delta < 0$ et $\lambda > 0$, son allure est représentée figure 6.8. Il y a 2 états d'équilibres stables (en $x = \pm\sqrt{-\delta/\lambda}$) et 1 état d'équilibre instable (en $x = 0$), d'où le nom de potentiel « double-puit ».

En connectant les tensions x et $u = R_2C_2\dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}$ au mode XY d'un oscilloscope, il est possible de visualiser la trajectoire du système dans l'espace des phases $\left\{x, \dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\right\}$.

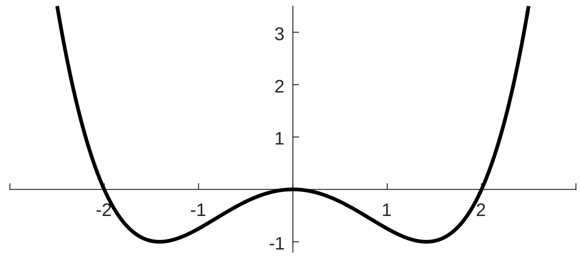


FIGURE 6.8 – Allure d'un potentiel double-puit $V(x)$.

3.2 Étude en régime libre

✍ [Krob] p.178

Réaliser l'oscillateur anharmonique double-puit présenté figure 6.7, avec $R = 1$ kΩ, $R_1 = 1$ kΩ (attention la valeur est différente du Van der Pol), $R_2 = 10$ kΩ, $C_1 = C_2 = 3$ μF, R_{C1} une résistance variable et l'élément non-linéaire précédemment utilisé. Afficher les tensions u et x sur un oscilloscope.

La période des oscillations est contrôlée par l'intermédiaire de C_1, tandis que l'amortissement du système est contrôlé par l'intermédiaire de R_{C1}. Il est possible de réduire fortement cet amortissement en ouvrant le circuit au niveau de R_{C1} (à la résistance de fuite de C_1 près).

Observer la trajectoire du système dans l'espace des phases, dans le cas d'un amortissement faible (prendre $R_{C1} \approx 1$ MΩ), en partant d'une condition initiale éloignée. Pour cela, on peut court-circuiter l'entrée inverseuse du troisième AO en la reliant à la masse par un fil, puis retirer ce fil pour laisser le système évoluer à partir de la condition initiale éloignée (correspondant à la saturation des AO). On peut également court-circuiter de la même façon la tension x pour partir d'une autre condition initiale.

La trajectoire dans l'espace des phases passe par plusieurs états successifs (représentés sur la figure 6.9) :

A) Au-dessus des puits de potentiel, le système évolue périodiquement autour des 2 puits (en trait continu sur la figure 6.9). L'oscillation est anharmonique mais présente une symétrie suivant l'axe des ordonnées. Le spectre d'amplitude de $s(t)$ ne contient alors que des harmoniques impairs.

B) Dès que le système est piégé par l'un des puits, il n'évolue plus que dans celui-ci (en tiret sur la figure 6.9). Étant encore éloigné de la position d'équilibre (le fond du puit), son oscillation est anharmonique et asymétrique. Le spectre d'amplitude de $s(t)$ contient alors des harmoniques pairs et impairs.

C) Lorsque le système se rapproche de la position d'équilibre du puit de potentiel, sa trajectoire devient quasi-elliptique (en pointillé sur la figure 6.9). Ses oscillations sont alors quasi-sinusoïdales et les harmoniques disparaissent.

En reproduisant plusieurs fois l'expérience précédente avec une même condition initiale, le système doit converger vers le même puit de potentiel. Cependant, ce n'est pas toujours le cas en pratique, car l'ouverture du court-circuit modifie légèrement la condition initiale.

Pour modifier l'état final du système, il faut jouer sur son amortissement, en modifiant R_{C1}.

Modifier l'amortissement du système en faisant varier R_{C1}, puis recommencer l'expérience précédente, et tenter de prédire vers quel puit de potentiel le système converge.
Répéter plusieurs fois chaque expérience avec la même condition initiale pour observer le déterminisme de la trajectoire (convergence vers le même puit).

Il est possible d'observer l'évolution des harmoniques au cours de la trajectoire en traçant le spectre d'amplitude de $s(t)$ à différents instants.

Acquérir les tensions x et u sous Latis-Pro en parallèle de l'oscilloscope, puis ouvrir le circuit au niveau de R_{C1} pour réduire fortement l'amortissement, et court-circuiter l'entrée inverseuse du troisième AO comme précédemment. Lancer une acquisition lorsque le système balaye chacun des 3 états présentés ci-dessus (A, B, C), puis tracer leurs FFT pour observer l'évolution des harmoniques : uniquement des harmoniques impairs (état A), harmoniques pairs et impairs (état B), disparition des harmoniques (état C).

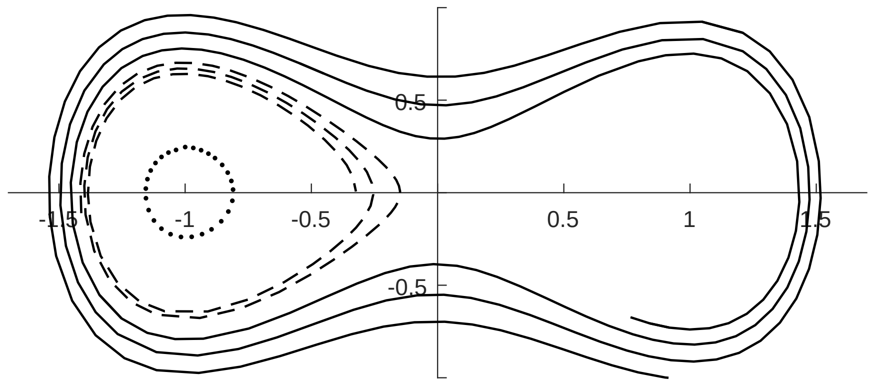


FIGURE 6.9 – Trajectoire dans l'espace des phases $\left(x, \dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\right)$ de l'oscillateur anharmonique double-puit : état `A` en trait continu, état `B` en tiret, état `C` en pointillé.

3.3 Étude en régime forcé et en régime chaotique (en seconde lecture)

✍ [Krob] p.181

L'oscillateur anharmonique double-puit précédent peut être étudié en régime forcé, en ajoutant un GBF dans le circuit. Lorsque le forçage est suffisamment faible pour que le système reste piégé dans un puit de potentiel, la courbe de résonance de l'oscillateur présente alors un hystérésis dépendant de la fréquence de forçage. Son étude est réalisée dans [Krob] p.181 (attention les valeurs de l'élément non-linéaire sont différentes de celles utilisées précédemment).

Lorsque le forçage devient suffisamment important pour permettre au système de s'échapper d'un puit de potentiel, l'oscillateur rentre alors dans un régime chaotique et semble sauter aléatoirement d'un puit à l'autre (il « semble » car en réalité le chaos n'est pas aléatoire mais bien déterministe). Le phénomène de cascade sous-harmonique apparaît lors de la transition vers le chaos, son étude est réalisée dans [Krob] p.184.

TP 7

Asservissement et couplage

Bibliographie

✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
✍ [Brenders], *Électronique PSI, Précis Bréal*
✍ [Granjon], *Automatique*
✍ [Manneville], *Systèmes bouclés linéaires, de communication et de filtrage*
✍ [Quaranta], *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV*
✍ [BUP 685], Benarroche, *À propos d'oscillateurs couplés*

Ce TP est constitué de deux parties totalement indépendantes. L'une étudie l'asservissement en position d'un moteur à courant continu, la deuxième aborde le couplage capacitif puis inductif de deux circuits RLC. Nous vous conseillons de consacrer un temps similaire aux deux parties.

1 Asservissement en position d'un moteur à courant continu

✍ [Duffait] p.328 pour la manip et [Brenders] pour la théorie

Les plaquettes « asservissement en position » utilisées dans ce TP sont celles du placard `P95.16`. Avant de commencer, nous vous conseillons de lire (rapidement) le chapitre XIII.2 de [Duffait]. La présente fiche n'en est qu'une incomplète reprise. Il y a également une notice pour la plaquette qui fournit le schéma de branchement. Elle se trouve dans la salle des notices, dans le coin « ENS Lyon ».

1.1 Généralités théoriques

Une bonne présentation des systèmes bouclés est proposée dans [Brenders]. Pour de plus amples généralités sur les systèmes asservis, vous pouvez survoler (au choix) les chapitres 4, 5 et 6 de [Granjon] ou les chapitres 1, 4 et 5 de [Manneville]. Enfin, il est intéressant de faire le lien avec le TP sur les oscillateurs quasi-sinusoïdaux, où les systèmes linéaires bouclés sont utilisés en régime instable. Dans ce TP, on étudiera au contraire une rétroaction stabilisante.

1.2 Prise en main

Cette partie décrit succinctement le moteur ainsi que le montage électronique.

Test du moteur Un GBF a une puissance suffisante pour faire tourner le moteur. On peut donc l'utiliser pour vérifier que le moteur fonctionne correctement.

> Brancher directement le GBF à l'entrée v_m du moteur `P95.16` comme sur la figure 7.1 (ne rien mettre sur les entrées +15 V/-15 V et v_{out} pour l'instant), et envoyer 1 V continu. Le moteur se met à tourner. Augmenter la tension : le moteur tourne plus vite. Changer le signe de la tension : le moteur tourne dans l'autre sens.

La caractéristique d'une machine à courant continu est $e = Ri + k\Omega$ avec e la tension qu'on lui applique, Ω sa vitesse de rotation, R sa résistance interne et i l'intensité qui le traverse. À une tension constante correspond donc une vitesse de rotation constante, comme ce qui est observé.

Circuit électrique C'est celui présenté dans [Duffait] p.333. On le reproduit en figure 7.2. Le dernier AO, ainsi que tout ce qui l'entoure (y compris les deux résistances de 10 kΩ) est remplacé par un amplificateur de puissance HSA 4005 `P47.6` ou HSA 4011 `P47.5`. La sortie de l'AO 2 est alors directement branchée sur l'entrée « Input A » de l'amplificateur. Notons que le circuit de [Duffait] utilise deux montages inverseurs (AO2 et aussi AO3 d'amplification −1). Un circuit équivalent mais avec deux montages non-inverseurs est proposé dans [Brenders] p.196, on peut l'utiliser aussi.

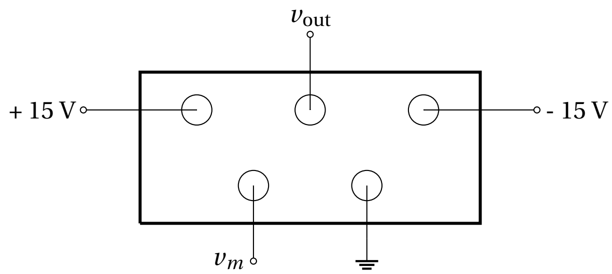


FIGURE 7.1 – Branchement du moteur.

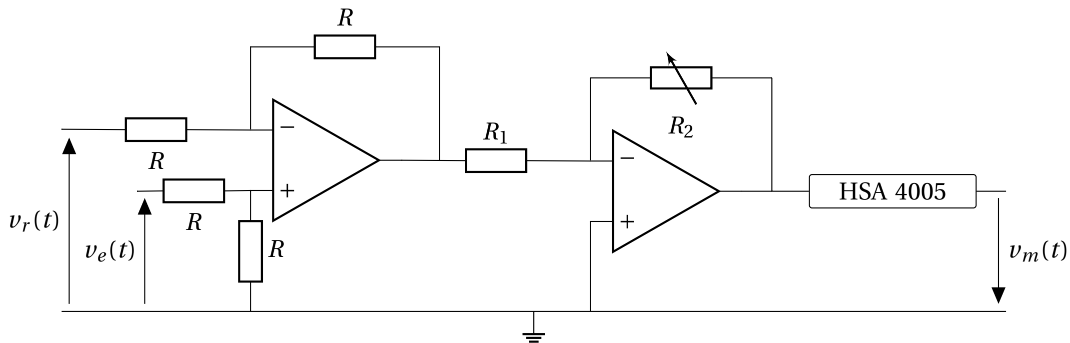


FIGURE 7.2 – Schéma électrique pour l'asservissement.

Réaliser le montage figure 7.2, identique à celui de [Duffait] en remplaçant le dernier AO par un amplificateur de puissance HSA. Sélectionner « Input A », régler le gain sur x10 (c'est le minimum), Z_{in} sur 600 Ω et BIAS sur OFF. Prendre R = 100 kΩ, R_1 = 10 kΩ, et utiliser une boîte à décade pour R_2 = 1kΩ.

Le premier AO est le cœur d'un montage soustracteur. Par deux théorèmes de Millman, on obtient en effet :

$$v_s = v_e - v_r$$

La deuxième partie est un amplificateur inverseur, de facteur $-R_2/R_1$. L'amplificateur de puissance doit aussi inverser le signal. En pratique, on branche simplement sa sortie à l'envers sur le moteur pour avoir un gain total 10 R_2/R_1.

Notons que l'amplificateur de puissance est effectivement utile ici car contrairement à un GBF, les AO ne peuvent pas fournir une puissance suffisante pour alimenter le moteur. Une fois le circuit électrique correctement câblé, on le branche sur le moteur (figure 7.1).

Brancher v_m sur le moteur. Pour cela, relier la sortie Output de l'amplificateur à la masse du moteur, et la masse de l'amplificateur sur l'entrée v_m du moteur (figure 7.2) afin d'avoir un gain de -10 pour l'amplificateur. Mettre v_r à la masse pour l'instant, et appliquer avec un GBF une tension 1 V continue sur v_e. Le moteur doit tourner.

Chaîne de retour On boucle maintenant le circuit par la chaîne de retour. Le signal de sortie du moteur provient d'un capteur potentiométrique. La tension qu'il délivre est proportionnelle à la position (angulaire) θ de la vis. On a bien sûr $\Omega = \mathrm{d}\theta/\mathrm{d}t$ avec Ω la vitesse angulaire du moteur, qu'on commande par notre tension d'entrée. La chaîne de retour comprend donc implicitement un intégrateur, ce qu'on schématise sur la figure 7.3.

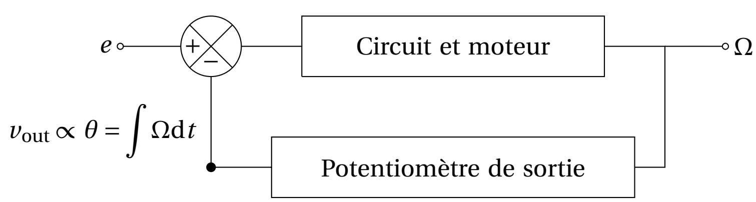


FIGURE 7.3 – Schéma succinct de l'asservissement en position.

Avec une alimentation +15/-15 V Jeulin P54.12, alimenter le potentiomètre en +15/-15 V. ATTENTION, la masse de l'alimentation doit être reliée à celles des AO, mais pas à celle du boîtier du moteur (pour éviter un court-circuit). Par pont diviseur de tension, on a alors v_{out} compris entre +5/-5 V (à cause des deux résistances de part et d'autre du potentiomètre). Relier v_r et v_{out}. Mettre en entrée une tension continue 1 V. Observer que la position de la vis est maintenant asservie (elle ne tourne plus). Appliquer un signal créneau de fréquence 0,5 Hz pour voir la vis passer d'une position à une autre.

Description du système bouclé Pour résumer, la tension d'entrée v_e se voit soustraire $v_r = v_{\text{out}}$, qui est proportionnelle à la position de la vis. La tension en sortie du soustracteur $v_e - v_r$ commande ensuite la vitesse de rotation du moteur. On comprend donc que pour la position pour laquelle le potentiomètre renvoie $v_r = v_e$, on commandera une vitesse nulle pour le moteur : si la vis est sur cette position, elle y reste. Si maintenant on s'en écarte d'un angle négatif, alors v_r diminue et on se retrouve avec $v_r < v_e$. Par conséquent on commande en sortie de soustracteur une vitesse positive, qui ramène la vis vers sa position d'équilibre. On peut faire le même raisonnement pour un angle positif, et on se rend compte qu'on est bien en train d'asservir *en position* la machine à courant continu.

On peut dès lors observer que, sur une tension continue, le moteur répond plus ou moins fortement à un écart à la consigne. La « résistance » qu'oppose la vis lorsqu'on appuie dessus avec notre doigt change quand R_2 varie. On reviendra plus en détail sur l'influence de R_2 sur l'asservissement.

1.3 Étude de l'asservissement

Le but de cette partie est de tracer la fonction de transfert du système bouclé.

Réponse statique On commence par mesurer l'angle de la vis en fonction de la tension en entrée. Attention, pour une trop grande tension d'entrée (en valeur absolue) la chaîne de retour ne joue plus son rôle. Le potentiomètre est en effet « à course infinie », c'est-à-dire qu'on peut le tourner indéfiniment contrairement aux potentiomètres habituels. La plage de tension étant restreinte à +5/-5 V, il sautera à -5 V une fois arrivé à +5 V et renverra donc une tension qui ne correspond plus à la véritable position angulaire de la vis. Si cela arrive, la vis se met à tourner indéfiniment.

Balayer toutes les tensions pour lesquelles la sortie est bien asservie. Tracer l'angle θ en fonction de la tension d'entrée v_e. On obtient une droite.

Ces mesures sont surtout utiles pour connaître la plage sur laquelle on peut faire varier v_e sans rencontrer de problème avec le potentiomètre en sortie. La pente de la droite ne nous intéresse pas ici.

Fonction de transfert On peut obtenir la fonction de transfert par la méthode de la réponse indicielle. Le système est un passe-bas du deuxième ordre (cf. [Duffait] pour la mise en équation (XIII-15)). La fonction de transfert présentera donc un pic si le facteur de qualité est suffisamment grand.

Appliquer un échelon de tension en v_e (en pratique, créneau de fréquence 0,2 Hz par exemple), et faire l'acquisition avec Latis-Pro de la réponse v_r. Utiliser $v_e = 1$ V et $R_2 = 1$ kΩ. Prendre peu de points car on va dériver (environ 2000). Lisser, dériver, prendre la transformée de Fourier (le module), et la tracer en log/log. Vérifier qu'on obtient bien l'allure d'un passe-bas, mais qui ne présente pas de pic.

Changer R_2 permet de passer d'un régime apériodique à un régime pseudo-périodique, ce qui se traduit en fréquentiel par l'apparition d'un pic avant la coupure.

Prendre maintenant $R_2 = 5$ kΩ et observer l'apparition d'un régime pseudo-périodique dans la réponse à un échelon de tension (ou créneau basse fréquence). Lisser la courbe, la dériver, prendre la transformée de Fourier, et la tracer en log/log. Observer cette fois l'apparition d'un pic.

Le module de la fonction de transfert s'exprime :

$$\left|H(\mathrm{j}\omega)\right| = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{\left(\omega^2 - \omega_0^2\right)^2 + (2m\omega_0\omega)^2}}$$

Pour déterminer l'amortissement m, on peut ajuster la courbe expérimental (en lin/lin) par la formule avec ω_0 et m en paramètres d'ajustement. Mais on peut aussi remarquer que, lorsque $m^2 < 1/2$, $|H|$ possède un maximum

$$|H|_{\max} = \frac{1}{2m\sqrt{1-m^2}}$$

soit

$$m^2 = \frac{1 - \sqrt{1 - 1/|H|^2_{\max}}}{2}$$

Mesurer $|H_{\max}|$ pour différents R_2, dans le régime pseudo-périodique, et en déduire m^2. Tracer m^2 en fonction de $1/R_2$.

On obtient une droite, ce qui correspond bien à ce qui est attendu ([Duffait] formule (XIII-12) et (XIII-17), le facteur d'amplification A_v du livre est pour nous 10 R_2/R_1). Ici, le coefficient directeur de la droite ne nous intéresse pas : il dépend en partie des grandeurs mécaniques du moteur, que nous n'avons pas mesurées [1].
On veut ensuite vérifier la loi du dépassement en fonction de l'amortissement [Duffait] (XIII-27) [2]. Le dépassement est donné par

$$D = \frac{v_{\max} - v_\infty}{v_\infty}$$

avec $v_{\max}$ la tension maximale mesurée lors des oscillations et v_∞ la tension de consigne.

Tracer par exemple $\ln(D)$ en fonction de $\pi m/\sqrt{1-m^2}$ qui devrait donner une droite de pente -1. Notons qu'on ne s'attend pas à un résultat fabuleux, déjà parce qu'on trace une évolution logarithmique sur moins d'une décade (on relève typiquement des valeurs de dépassement dans un seul ordre de grandeur), et parce que l'abscisse est alambiquée : une petite erreur sur m peut conduire à une grosse erreur sur $m/\sqrt{1-m^2}$, ce qu'on vérifie par propagation des incertitudes.

Ainsi, plus R_2 augmente, plus l'amortissement est faible donc le dépassement grand, comme on peut le remarquer dans le domaine temporel. Ce dépassement peut être problématique dans certains contextes (usinage...). Afin d'améliorer notre asservissement, on a donc a priori tout intérêt à diminuer R_2.

1.4 Performance des asservissements

En réalité, le choix de R_2 est plus subtil. Il y a un compromis à faire entre différentes caractéristiques de l'asservissement, comme par exemple entre la précision et le temps de réponse.

Précision (statique) La précision d'un système asservi caractérise la fidélité avec laquelle il peut répondre à la consigne. Sur l'asservissement en position du moteur, il n'y a pas d'erreur intrinsèque en raison de la présence d'un intégrateur dans le modèle (caché dans le potentiomètre de la chaîne de retour). Le système est donc précis.

À faible R_2 (prendre 100 Ω par exemple), déplacer la vis avec le doigt. La vis ne revient pas à la position de la consigne.

Attention, ici, ce sont les frottements solides qui empêchent la vis de revenir. Le gain est trop petit, donc la réponse face à l'erreur à la consigne trop faible devant les frottements pour la mettre en mouvement. Notons que les frottements solides ne sont pas pris en compte dans le modèle linéaire, cette absence de précision n'est donc pas en contradiction avec la présence de l'intégrateur.
À nouveau, on constate qu'augmenter R_2 permet de résoudre ce problème.

Temps de réponse Il y a plusieurs façons de définir un temps de réponse pour l'asservissement. On peut prendre le temps de réponse t_r à 5% au bout duquel la valeur est comprise entre 95% et 105% de la valeur de consigne. On peut aussi regarder le temps de montée t_m : c'est le temps nécessaire au système pour passer de 10% à 90% de la valeur de consigne. Un bon asservissement devrait a priori avoir des temps de réponse courts.

Toujours sur une réponse à un échelon, constater en changeant R_2 que le temps de montée t_m diminue lorsque R_2 diminue. Vous pouvez si vous le souhaitez vérifier la loi approchée (XIII-29) proposée dans [Duffait], mais il faut reconnaître qu'elle n'est pas très explicite. Vous pouvez préférer la loi simplifiée $t_r = 3/m\omega_0$ (elle aussi proposée dans [Duffait]).

Cette fois il faut augmenter R_2 pour améliorer la rapidité de l'asservissement. Il y a donc un compromis à faire entre précision/dépassement et temps de réponse.

0. Si cela vous intéresse, des protocoles de mesure pour ces grandeurs sont proposés dans [Duffait].
2. En montage, assurez-vous de savoir démontrer toutes les formules que vous utilisez. Ici, le calcul de (XIII-27) est long mais direct.

Notes sur la stabilité On évoque souvent le compromis « précision-stabilité » pour les systèmes asservis. Il se trouve en effet qu'un trop grand gain déstabilise le système linéaire qu'on étudie, dans le sens où il peut apparaître des oscillations spontanées au sein de celui-ci (se référer au TP sur les oscillateurs quasi-sinusoïdaux). MAIS ATTENTION! Ici, on peut observer que le système se met en rotation (et n'est donc plus asservi) à grand gain mais c'est à cause d'un mauvais signal de retour envoyé par le capteur potentiométrique : voir le paragraphe « Réponse statique ». Cela n'a donc rien à voir l'instabilité linéaire du TP sur les oscillateurs. Le problème du potentiomètre fait que celle-ci n'est pas observable sur notre expérience.

1.5 Correction des asservissements (en seconde lecture)

Des généralités sur la correction des asservissements sont présentées dans [Granjon] ou dans [Manneville]. On peut se contenter d'en illustrer le principe avec un type de correcteur dits *à avance de phase*. Le paragraphe 2.7 chapitre XIII de [Duffait] est très clair sur la théorie et sur l'expérience.

Ajouter les condensateurs en parallèle des résistances sur l'amplificateur non-inverseur. Observer le changement dans la réponse à un échelon de tension (voir [Duffait] p.339-341).

2 Couplage d'oscillateurs

✍ [Quaranta], Tome IV, à « Couplages » p.144-155

Cette deuxième partie est indépendante de la première. On y présente deux expériences qui illustrent le couplage linéaire de deux oscillateurs (R)LC. Les équations générales de ce système sont (pour des résistances nulles) :

$$\begin{cases} \ddot{x}_1 &=& \omega_1^2\, x_1 + f(x_2) \\ \ddot{x}_2 &=& \omega_2^2\, x_2 + g(x_1) \end{cases}$$

Si f et g sont proportionnelles à $\ddot{x}$, on parle de couplage inductif (ou inertiel pour l'équivalent mécanique). Si elles sont proportionnelles à x, on parle de couplage capacitif (ou élastique). Il existe évidemment beaucoup d'autres façons, notamment non linéaires, de coupler deux oscillateurs.

De manière générale, si les deux oscillateurs sont accordés (même pulsation propre $\omega_1 = \omega_2$), l'effet du couplage est de lever la dégénérescence entre les deux pulsations. Suivant le couplage choisi, le clivage ne sera pas le même. La lecture de [BUP 685] est particulièrement instructive à ce propos.

2.1 Couplage capacitif

Ce couplage est intéressant car on contrôle facilement son intensité : il suffit d'utiliser une boîte à décades de capacités pour en changer la valeur.

Résonance aux bornes de la résistance Rappelons que dans un circuit RLC les tensions aux bornes des condensateurs ou des bobines ne présentent pas de résonance. Au mieux, si le facteur de qualité est suffisamment élevé, on aura un pic dans la fonction de transfert, mais il ne s'agit pas d'une résonance pour au moins deux raisons :

— le pic n'est pas à la fréquence propre, mais décalé,

— on définit une résonance comme le transfert maximale de puissance entre la source et le système. Mais aux bornes d'un condensateur ou d'une bobine, on a (sur l'exemple du condensateur)

$$\mathscr{P} = u\; i = u\; C\; \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{2} C\; u^2\right)$$

La puissance est ainsi une dérivée exacte, et par conséquent sa valeur moyenne sur une période est nulle [3] : il n'y a donc en moyenne aucun transfert d'énergie entre le générateur et le condensateur (ou la bobine) !

Au contraire, on a une vraie résonance de la tension aux bornes de la résistance. Pour cette raison, on en placera une de 50 Ω dans le circuit qu'on souhaite étudier et on regardera la tension à ses bornes. Pour des valeurs typiques $L \approx 10$ mH et $C \approx 10$ nF, le facteur de qualité est alors de l'ordre de

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \approx 20$$

3. on a en effet $\frac{1}{T}\int_0^T f'(t)\, \mathrm{d}t = f(T) - f(0) = 0$ si f est périodique de période T.

On devrait donc observer une vingtaine de pseudo-périodes dans la réponse à un échelon de tension[4]. Notons par ailleurs que sur le montage asymétrique 7.5, on s'attend à ce que les deux pics aient quasiment la même largeur (même Q) car même si on ne met pas de résistance dans le circuit de gauche, le GBF a une impédance interne de 50 Ω.

Accordage des deux RLC On souhaite coupler deux circuits RLC série avec $L \approx 10$ mH et $C \approx 10$ nF pour obtenir une fréquence de résonance $1/2\pi\sqrt{LC}$ de l'ordre de 10 kHz.

> Commencer par construire deux circuits RLC série : le premier composé d'une bobine L_1 d'environ 10 mH `P60.20`, d'un condensateur C_1 d'environ 10 nF et d'une résistance $R = 50\ \Omega$; et le second d'une bobine L_2 d'environ 10 mH `P60.20`, d'une boîte à décades pour C_2 `P58.17` et d'une résistance $R = 50\ \Omega$. On peut les faire sur deux plaquettes différentes pour clarifier le montage.

On souhaite maintenant accorder ces deux circuits. Il s'agit de repérer la fréquence de résonance d'un circuit et d'ajuster la capacité du deuxième afin d'obtenir sa résonance à la même fréquence.

> Appliquer au circuit 1 une tension sinusoïdale 1 V et 10 kHz avec un GBF (figure 7.4). Observer à l'oscilloscope la tension excitatrice e et la tension aux bornes de la résistance s en mode XY. Faire varier la fréquence de telle sorte à avoir une droite en XY. On est alors à la résonance (puisque la phase de la fonction de transfert est nulle à la résonance), mesurer cette fréquence à l'oscilloscope.

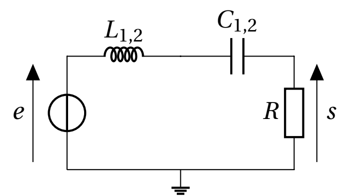


FIGURE 7.4 – Circuit pour l'étude de la résonance des deux RLC.

On va maintenant accorder le deuxième circuit.

> Ne pas changer la fréquence. Alimenter le circuit 2 à la place du circuit 1. Faire varier la capacité pour obtenir à nouveau une droite en XY. Les deux oscillateurs sont accordés et on a alors $L_1C_1 = L_2C_2$.

Excitation asymétrique des deux oscillateurs On souhaite observer la levée de dégénérescence des fréquences de résonance. Pour cela, on couple les deux oscillateurs par une capacité variable Γ (boîte à décade), comme représenté sur la figure 7.5, et on souhaite obtenir la fonction de transfert du système couplé par la méthode de la réponse indicielle. Les calculs donnent :

$$w_{\text{antisym}}^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{et} \quad w_{\text{sym}}^2 = \frac{1}{LC}\left(1 + 2\,\frac{C}{\Gamma}\right)$$

On définit le coefficient adimensionné du couplage par $K = C/\Gamma$. Il peut varier entre 0 et ∞ : nous verrons que ce n'est pas le cas pour le couplage par inductance mutuelle.

> Réaliser le montage de la figure 7.5, avec une capacité variable Γ `P58.17` réglée sur 10 nF (la résistance R du circuit 1 est remplacée par l'impédance de 50 Ω du GBF). Envoyer un signal créneau basse fréquence à 20 Hz d'amplitude 2 V. Relever la tension aux bornes de la résistance dans le deuxième circuit sous Latis-Pro (10 000 points pendant 20 ms). Penser à synchroniser le déclenchement avec le signal du GBF. Lisser, dériver, prendre le module de la transformée de Fourier. Déterminer les deux fréquences de résonance par les maxima de ce dernier. Le faire pour différents couplages (Γ entre 5 nF et 50 nF) et tracer ω_a^2 et ω_s^2 en fonction de $1/\Gamma$. On doit obtenir une droite de pente nulle et une droite de pente $2/L$. Vérifier que la pente est bien $2/L$, en mesurant L au RLC-mètre (LCR 4080 de VoltCraft `P69.33`).

4. Effectivement, $Q = \omega_0\tau$ où τ est le temps typique de la décroissance exponentielle et ω_0 est proche de la pseudo-pulsation.

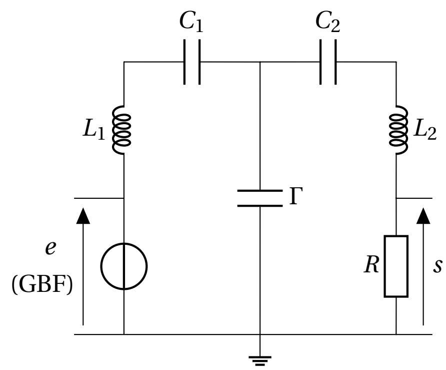


FIGURE 7.5 – Circuit pour l'excitation asymétrique du système couplé.

La fréquence de l'un des modes ne dépend donc pas du couplage. Il s'agit du mode antisymétrique. Un montage simple permet d'observer l'autre mode, qui est lui symétrique.

Remarquons que pour un couplage trop faible (Γ trop grand), les deux résonances ne sont plus discernables à cause de leur largeur (reliée à leur facteur de qualité Q). Cela peut être vu comme un « critère de Rayleigh », exactement comme en diffraction.

Observation du mode symétrique En excitant les deux RLC en phase, on isole le mode symétrique. La fonction de transfert est alors

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{s}(j\omega)}{\underline{e}(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{L\omega}{R} - \frac{1+2C/\Gamma}{RC\omega}\right)}$$

pour un circuit simplifié où on a $R_1 = R_2 = R$, $L_1 = L_2 = L$ et $C_1 = C_2 = C$.

Réaliser le montage de la figure 7.6, en commençant avec $\Gamma = 400$ nF. Comme précédemment, appliquer une tension créneau et mesurer la tension aux bornes de l'une des deux résistances. Remonter par réponse indicielle au module de la fonction de transfert. Il n'y a qu'un seul maximum, dont la fréquence dépend de la valeur du couplage $1/\Gamma$. C'est le mode symétrique. Observer ensuite à l'oscilloscope les tensions aux bornes des deux résistances pour un signal sinusoïdal du GBF proche de la résonance : elles sont bien en phase, c'est pourquoi on parle de mode symétrique.

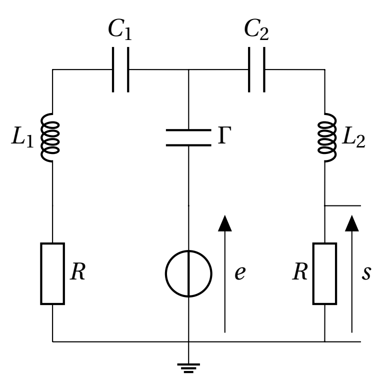


FIGURE 7.6 – Circuit pour l'excitation symétrique du système couplé.

Observation du régime libre Les deux systèmes étant couplés, ils peuvent échanger de l'énergie. Cela se traduit par un phénomène de battement dans le régime libre.

Réaliser le montage de la figure 7.7. S'assurer que le GBF est à masse flottante (c'est normalement le cas des Agilent, sauf s'ils sont défectueux). Comme précédemment, appliquer une tension créneau et mesurer la tension aux bornes des deux résistances à l'oscilloscope. Observer les battements entre les deux signaux, pour un couplage fort ($\Gamma = 20$ nF) et un couplage faible ($\Gamma = 100$ nF).

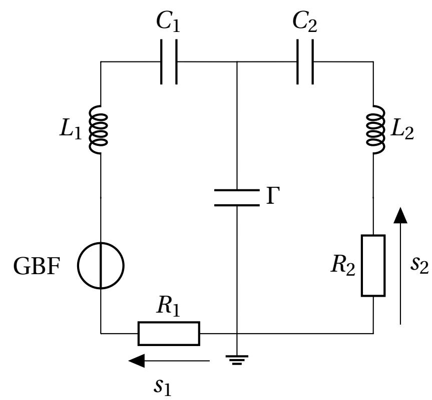


FIGURE 7.7 – Circuit pour l'observation des battements.

2.2 Couplage inductif par inductance mutuelle

Ce couplage est intéressant car le clivage des fréquences propres n'est pas le même que celui dû à un couplage capacitif, cf. [BUP 685]. On pourrait proposer un système tout à fait symétrique au cas précédent, où la capacité Γ de couplage est remplacée par une inductance (voir schéma [Quaranta] p.147, couplage de Houdin), mais on préférera étudier un couplage différent qui utilise l'induction mutuelle. Remarquons tout de suite qu'on contrôlera alors moins l'intensité du couplage, puisque l'inductance mutuelle M n'est pas aussi accessible que la capacité du paragraphe précédent. On commencera donc par étalonner M en fonction de la distance entre les deux bobines.
REMARQUE : Dans un montage approprié, on pourrait aussi exploiter ce couplage pour remonter à M en mesurant les deux fréquences de résonance.

Notons que ces expériences sont a priori plus difficiles que celle du couplage capacitif, car le couplage par induction mutuelle est toujours assez faible et par conséquent le signal à l'induit est facilement noyé dans le bruit. Pour avoir un couplage raisonnable, il faut une intensité importante dans le circuit inducteur pour que son flux magnétique dans l'induit soit conséquent. C'est pourquoi on utilise un amplificateur de puissance HSA 4005 (`P47.6`) ou 4011 (`P47.5`) et des rhéostats de 33 Ω à l'inducteur et à l'induit (`P61.3`), comme sur la figure 7.9. Pour maximiser le flux, on présente les bobines face à face. On peut les mettre sur un banc optique pour pouvoir les écarter l'une de l'autre sans changer leur alignement, et pour pouvoir mesurer facilement la distance entre les deux. On peut aussi utiliser le dispositif des bobines de Helmholtz. L'avantage de ces dernières est qu'elles sont fines : il est donc plus aisé de définir la distance d entre elles.

> Commencer par mesurer l'inductance des deux bobines du dispositif de Helmholtz `P64.18` avec le RLC-mètre VoltCraft `P69.33`. Réaliser ensuite un circuit inducteur 1 avec un rhéostat de 33 Ω `P61.3`, un condensateur de 10 nF et une des bobines du dispositif de Helmholtz. Pour le circuit induit 2, prendre un rhéostat de 33 Ω, une boîte de capacités variable `P58.17` et la deuxième bobine du dispositif de Helmholtz.

Accordage des circuits En éloignant les deux bobines d'une vingtaine de centimètres, on les découple suffisamment pour les considérer indépendantes.

> Avec une capacité variable à l'induit, accorder les deux circuits RLC avec la même méthode que pour le couplage capacitif (figure 7.4). Il n'y a pas besoin de l'amplificateur de puissance pour l'instant. Avec les valeurs données, la résonance est autour de 40 kHz.

Étalonnage de M en fonction de la distance La définition de l'inductance mutuelle est

$$u_2^{\mathrm{L}} = M\,\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}$$

Câbler le circuit 7.8. Rapprocher les deux bobines à quelques centimètres. Utiliser maintenant l'amplificateur de puissance avec gain x10 (c'est le minimum) en sortie du GBF (sinus 1 V_{pp}, à résonance). Le courant peut devenir important [5] et les rhéostats ne peuvent supporter plus de 3 A : on doit donc le surveiller. Relever le courant à l'inducteur i_1 par un ampèremètre Fluke 187 `P69.25` en mode alternatif et la tension aux bornes de la bobine à l'induit u_2^L au voltmètre Fluke 187 en mode alternatif. Observer que la tension à l'induit change quand on déplace les bobines. On a $M = u_2^L/(\omega i_1)$ en régime harmonique. Mesurer M avec cette formule pour différentes distances d entre les bobines en gardant la même fréquence pour chaque d (de l'ordre de 10 kHz, ce qui sera notre fréquence de travail ensuite puisque de l'ordre de grandeur de celle de résonance) et tracer la courbe d'étalonnage. On attend typiquement la dizaine de μH.

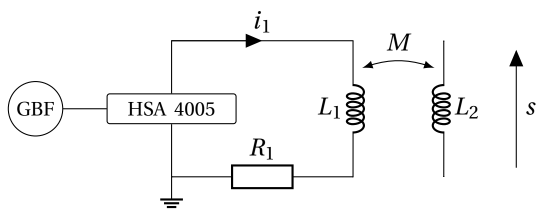


FIGURE 7.8 – Circuit pour l'étalonnage de M.

Il semble qu'un ajustement par $M \propto 1/d^3$ fonctionne raisonnablement, mais c'est une loi phénoménologique [6].

Fréquences de résonance

Comme pour le couplage capacitif, on excite de manière asymétrique le système couplé (figure 7.9). Pour différentes distances d entre les bobines, obtenir par réponse indicielle avec Latis-Pro les fréquences de résonance **comme les maxima** de la tension aux bornes de la résistance à l'induit, et tracer ces fréquences en fonction du couplage (obtenu par la courbe d'étalonnage précédente - en pratique, reprendre les mêmes distances). Observer que les résonances sont d'autant plus séparées que le couplage est fort, donc que les bobines sont rapprochées.

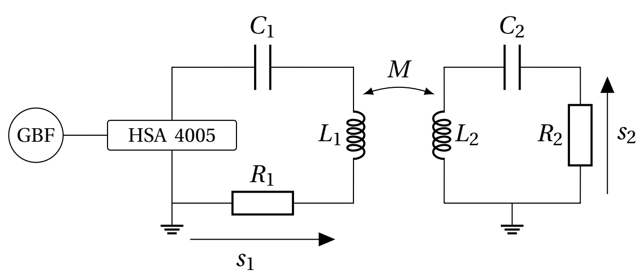


FIGURE 7.9 – Circuit pour l'excitation asymétrique du système couplé.

Les expressions sont (pour un circuit simplifié où on a $L_1 = L_2 = L$ et $C_1 = C_2 = C$)

$$w_+ = \frac{1}{\sqrt{C(L+M)}} \quad \text{et} \quad w_- = \frac{1}{\sqrt{C(L-M)}}$$

Les courbes correspondantes sont montrées dans [Quaranta] p.152. On peut avantageusement tracer $1/\omega_\pm^2 = f(M)$ qui doit donner des droites de pentes ± C et une ordonnée à l'origine LC.

Enfin, rappelons que $M < \sqrt{L_1 L_2}$ soit ici $M < L$. Le coefficient de couplage adimensionné $K = M/L$ est donc toujours plus petit que 1 : le couplage est toujours faible et les résonances peu séparées.

5. À la résonance, l'impédance du circuit RLC est en effet seulement R (la partie imaginaire y est rigoureusement nulle), qui est ici seulement de 33 Ω + 50 Ω (rhéostat + amplificateur).

6. Le calcul est en effet impossible analytiquement puisque pour déterminer le flux, il faut connaître $\vec{B}$ partout et pas seulement sur l'axe.

TP 8

Télécommunications

Bibliographie

- ✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
- ✍ [Quaranta 4], *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome 4*
- ✍ [Girard], *Boucles à verrouillage de phase*
- ✍ [Malvino], *Principes d'électronique*
- ✍ [Manneville], *Systèmes bouclés linéaires, de communication et de filtrage*

Nous allons voir dans ce TP comment sont transmis la plupart des signaux que nous utilisons au quotidien. L'information que l'on cherche à transmettre est généralement de basse fréquence : entre 20 Hz et 20 kHz pour un signal audio et entre 0 et 6 MHz pour un signal vidéo; mais on peut aussi utiliser des plus hautes fréquences, comme pour les signaux numériques dans les fibres optiques. Nous avons plusieurs canaux disponibles pour transmettre l'information : les lignes électriques, les guides d'ondes (fibre optique) ou encore le support hertzien (propagation dans l'air). La modulation permet le transport de l'information dans un canal choisi, et surtout elle offre la possibilité de transporter plusieurs signaux dans le même canal (ce qu'on appelle le multiplexage).

1 Le câble coaxial comme ligne de transmission

✍ [Quaranta 4] à « Lignes électriques »

1.1 Modélisation du câble coaxial

Nous allons caractériser une ligne de transmission couramment utilisée en TP : le câble coaxial. Il se compose de deux conducteurs de même axe de révolution, séparés par un isolant interne et un isolant externe. Les pertes par effet Joule ainsi que par rayonnement y sont moindres que dans un fil de cuivre. Il tolère aussi une plus grande gamme de fréquence que ces derniers. On peut modéliser la propagation d'une onde électromagnétique dans un câble coaxial avec la représentation en impédance équivalente (figure 8.1).

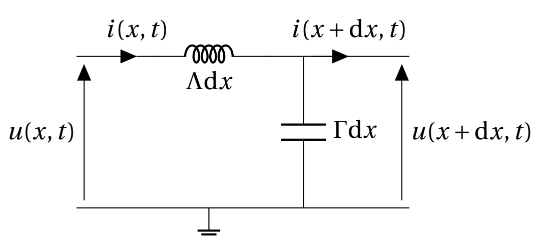


FIGURE 8.1 – Schéma électrocinétique du câble coaxial.

En utilisant la loi des mailles et la loi des nœuds, on obtient une équation de propagation pour la tension :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \Gamma\Lambda \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

Λ désigne l'inductance linéique et Γ la capacité linéique. La vitesse de propagation est $c = 1/\sqrt{\Gamma\Lambda}$. De plus, pour une onde plane progressive vers les x positifs, la tension et le courant sont reliés par l'impédance caractéristique de la ligne $Z = \sqrt{\Lambda/\Gamma}$.

1.2 Caractérisation du câble coaxial

La mesure de la célérité c et de l'impédance Z du câble permettent donc de remonter aux grandeurs linéiques Λ et Γ.

Mesure de la vitesse de propagation

> Prendre la bobine de 100 m de câble coaxial `P58.34`. Envoyer en entrée un burst sinusoïdal (1 cycle, fréquence 5 MHz, amplitude 5 V, intervalle entre les burst : suffisamment long par rapport au temps de propagation dans le câble, par exemple 1 ms), ne rien mettre en sortie. En regardant à l'oscilloscope le signal à l'entrée du câble, on doit voir le pulse envoyé puis ce même pulse qui a été réfléchi et qui est revenu. Mesurer la durée entre le signal envoyé et le signal réfléchi. Le plus aisé est de prendre comme référence le premier maximum. En déduire la vitesse de propagation dans le câble. On attend environ 2×10^8 m.s^{-1}.

Le pulse réfléchi est déformé : le câble est en réalité dispersif, ce qui n'est pas pris en compte dans notre modélisation.

Mesure de Z L'impédance du câble est purement résistive, dans le sens où u et i ne sont pas déphasés. Attention cependant à ne pas conclure trop vite : il n'y a pas d'effet Joule dans ce modèle, puisque nous n'avons pas pris en compte de résistance linéique.

> Placer une boîte à décades ou un potentiomètre de 100 Ω en sortie du câble (résistance R). Chercher à annuler autant que possible l'onde réfléchie à l'entrée du câble en réduisant la résistance en sortie. Lorsqu'il n'y a plus d'onde réfléchie, sortir la boîte à décades ou le potentiomètre du circuit et mesurer sa résistance à l'ohmmètre. On attend 50 Ω (attention, il existe d'autres câbles d'impédances différentes dans la collection).

Le coefficient de réflexion en amplitude est $r = (Z - R)/(Z + R)$. À l'annulation de l'onde réfléchie, on a donc $R = Z$.

Fonction de transfert du câble coaxial Le câble coaxial se comporte comme un filtre passe-bas.

> Retirer la boîte à décades et brancher la sortie sur l'oscilloscope. Régler l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sur 50 Ω (voir TP1, partie 1.4). Pour différentes tensions sinusoïdales (amplitude 5 V) en entrée de fréquence variable entre 1 Hz et 20 MHz, relever la tension en entrée u_e et en sortie u_s du câble. Tracer le gain linéique $G_{\mathrm{dB}} = 20\log(u_s/u_e)/l$ avec l la longueur du câble, en fonction de la fréquence. On attend un comportement passe-bas de coupure de l'ordre du MHz.

Ce moyen de transport sera alors efficace pour transporter des signaux contenant des fréquences inférieures au MHz et sur des distances de l'ordre de la centaine de mètres.

2 Introduction à la modulation

Pour émettre une onde électromagnétique de fréquence 1 kHz, il faudrait une antenne de l'ordre de 300 km de haut. On voit donc l'impossibilité de transmettre directement l'information dans ce cas. La modulation propose de résoudre ce problème en utilisant à la place un signal que l'on peut facilement émettre (100 MHz pour la radio par exemple), appelé la porteuse. L'information est alors encodée sur ce signal, dans son amplitude ou sa fréquence. De plus, la modulation permet le multiplexage, augmentant ainsi le débit de la ligne de transmission.

Une télécommunication typique comporte donc trois étapes : modulation, transport et démodulation. Un schéma plus complet est proposé en figure 8.2.

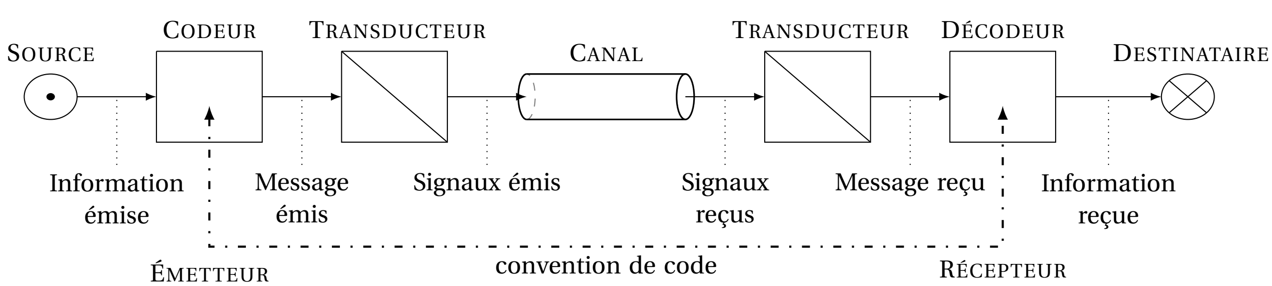


FIGURE 8.2 – Schéma d'un système de transmission idéal.

3 Modulation d'amplitude

3.1 Principe

✍ [Duffait] p.209

La porteuse est un signal sinusoïdal $v_p(t) = A_p \cos(2\pi f_p t)$. Le signal informatif est noté $v_i(t)$. Un signal modulé en amplitude est un signal pour lequel l'amplitude de la porteuse varie en fonction de $v_i(t)$. On réalise cela en multipliant les deux signaux :

$$v_m(t) = kA_p v_i(t)\cos(2\pi f_p t)$$

avec k une constante en V^{-1}.
Considérons un signal informatif sinusoïdal de fréquence f : $v_i(t) = A_i \cos(2\pi f t + \phi)$. Le signal $v_m(t)$ devient

$$v_m(t) = \frac{kA_pA_i}{2}\Big(\cos(2\pi(f_p - f)t - \phi) + \cos(2\pi(f_p + f)t + \phi)\Big)$$

Le spectre de $v_m(t)$ a alors deux composantes : $f_p + f$ et $f_p - f$. En pratique cependant, on peut avoir besoin de rajouter une composante continue à $v_i(t)$:

$$v_i(t) = A_i\Big(1 + m\cos(2\pi f t + \phi)\Big)$$

où m est appelé le taux de modulation. Dans ce cas

$$v_m(t) = kA_pA_i\Big(\cos(2\pi f_p t) + \frac{m}{2}\cos\big(2\pi(f_p + f)t + \phi\big) + \frac{m}{2}\cos\big(2\pi(f_p - f)t - \phi\big)\Big)$$

et le spectre de $v_m(t)$ a alors trois composantes f_p, $f_p + f$ et $f_p - f$. L'ajout d'une composante continue est en particulier nécessaire si la technique de démodulation est la détection d'enveloppe (et il faut alors $m < 1$). Une illustration est présentée dans [Duffait] p.209.

3.2 Modulation par multiplieur

✍ [Duffait] p.211

Pour réaliser une modulation d'amplitude, il suffit donc de faire le produit des deux signaux $v_p(t)$ et $v_i(t)$. Le plus simple est d'utiliser un multiplieur intégré `P41.15`, sa constante k vaut 0,1 V^{-1}.

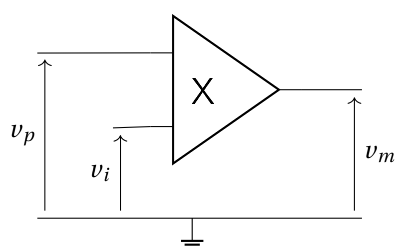


FIGURE 8.3 – Circuit pour la modulation d'amplitude.

Réaliser le montage 8.3. Pour la porteuse v_p prendre un signal sinusoïdal d'amplitude 2 V et de fréquence 10 kHz. Pour le signal informatif v_i prendre un sinus d'amplitude 1 V et de fréquence 500 Hz. Observer le signal informatif v_i et le signal modulé v_m à l'oscilloscope (synchroniser la base de temps sur le signal v_i). Acquérir ensuite le signal modulé v_m avec Latis-Pro, et observer la fréquence des pics de sa FFT. on attend 9 500 Hz et 10 500 Hz. Observer le signal en temporel. L'enveloppe a une fréquence apparente de 1000 Hz, soit le double de celle attendue : on parle de surmodulation. Rajouter alors une composante continue de 1,5 V ($m < 1$) à v_i. Cette fois, l'enveloppe a une fréquence apparente de 500 Hz comme attendu : le signal est démodulable par détection d'enveloppe. Observer l'apparition d'un pic à 10 000 Hz dans la FFT. Baisser la composante continue à 0,5 V ($m > 1$) et voir que l'enveloppe n'est plus le signal informatif.

On notera que les GBF ont une fonction qui permet de sortir directement des signaux modulés.

En utilisant la fonction de modulation du GBF (bouton $\boxed{\text{Mod}}$), observer à l'oscilloscope le signal modulé en amplitude en sortie du GBF. Par exemple, choisir une porteuse de 10 kHz, d'amplitude 2 V (bouton $\boxed{\text{Sine}}$), puis à l'aide du bouton $\boxed{\text{Mod}}$, choisir `AM`, `Int`, un taux de modulation (`AM Depth`) de 50 %, et une fréquence du signal informatif (`AM Freq`) de 500 Hz. Faire varier les différents paramètres et observer le signal résultant.

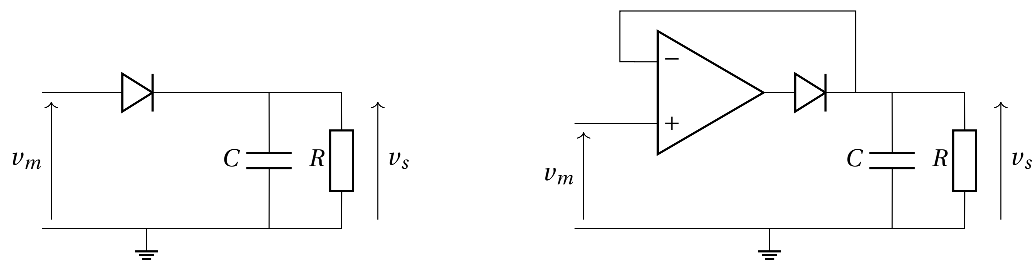
En pratique, la modulation d'amplitude consiste à utiliser les propriétés non linéaires de composants semi-conducteurs. Cependant, le signal obtenu comporte de nombreux harmoniques. Un exemple est proposé dans [Duffait], p.213.

4 Démodulation d'amplitude

4.1 Démodulation par détecteur d'enveloppe

✍ [Duffait] p.215

La démodulation d'un signal AM est en théorie aisée. Comme on l'a vu, si $m < 1$, il suffit de récupérer l'enveloppe du signal modulé pour retrouver le signal informatif. On utilise pour cela les circuits en figure 8.4.



(a) Avec simple diode.

(b) Avec diode sans seuil.

FIGURE 8.4 – Circuits pour la détection d'enveloppe.

Le temps caractéristique $\tau = RC$ du détecteur d'enveloppe doit respecter les conditions suivantes :

- $\tau \gg 1/f_p$, sinon le signal en sortie du détecteur de crête suit les oscillations de la porteuse, alors que nous voulons suivre l'enveloppe.
- $\tau < 1/f$, sinon le signal en sortie n'accroche pas les oscillations lentes de l'enveloppe.

Il y a donc un compromis à réaliser. Cela est d'autant plus facile que les fréquences de la porteuse et du signal informatif sont éloignées.

Câbler le montage de détecteur d'enveloppe de la figure 8.4a, avec une boîte à décades $R = 10$ kΩ et $C = 4{,}7$ nF ($\tau = 50$ μs) et une diode signal 1N4148. Avec le GBF, envoyer sur l'entrée v_m un signal modulé en amplitude (porteuse sinus 100 kHz et 2 V, modulation avec taux de 50 %, à 5 kHz). Observer v_m et v_s à l'oscilloscope et vérifier qu'on récupère la porteuse. Prendre maintenant $R = 500$ kΩ et observer qu'on ne suit plus l'enveloppe lors des phases de descente.

ATTENTION : Vérifier que l'amplitude des crêtes soit toujours supérieure à 0,7 V (ce qui est le cas avec les valeurs proposées), sinon la tension de sortie du détecteur de crête est nulle à cause du seuil de la diode.

REMARQUE : les diodes signal 1N4148 ou 1N4107 peuvent déformer le signal si on travaille à trop haute fréquence. Ne pas dépasser 100 kHz.

Évolution du montage : on rappelle en figure 8.4b le montage de détection avec diode sans seuil, rencontré lors du TP 3. Ce montage permet de s'affranchir de la tension de seuil de la diode et donne donc un meilleur résultat lors de la démodulation.

4.2 Démodulation par détection synchrone

✍ [Duffait] p.217

Il existe une autre méthode pour démoduler un signal modulé en amplitude : la détection synchrone. Celle-ci est très répandue car ses applications dépassent la démodulation : on l'utilise notamment pour réduire le bruit ou pour acquérir un signal de fréquence connue noyé dans un fort bruit (dans les « lock-in amplifiers »).

Cette méthode consiste à multiplier le signal modulé par un signal de même fréquence que la porteuse, puis à filtrer passe-bas. On peut comprendre simplement ce principe dans le domaine spectral. Les fréquences d'un signal de fréquence f modulé par une porteuse f_p sont $f_p - f$ et $f_p + f$ (dans le cas où il n'y a pas de composante continue ajoutée au signal informatif). Si l'on multiplie ce signal par un sinus de fréquence f_p on obtient des pics aux fréquences suivantes : f, $2f_p - f$, $2f_p + f$. En filtrant passe-bas de telle sorte que les fréquences de l'ordre de $2f_p$ soient supprimées, on se retrouve avec seulement la composante f du signal informatif (on pourra consulter la partie 5 du TP 2 pour rappel). Notons qu'il n'y a ici aucune condition sur le taux de modulation. Il est d'ailleurs a priori inutile d'avoir une composante continue dans le signal informatif.

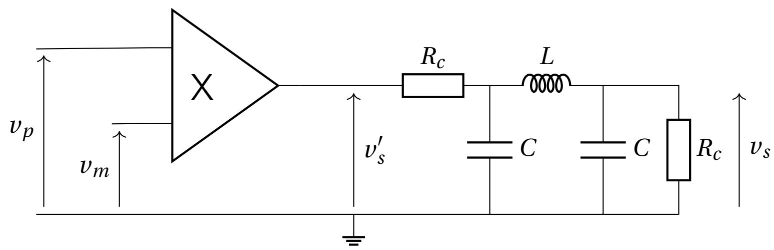


FIGURE 8.5 – Circuit pour la détection synchrone.

Câbler le circuit 8.5 en prenant deux GBF. Avec le premier, reprendre le signal modulé en amplitude v_m précédent (utilisé pour le détecteur d'enveloppe). Avec le second, créer une sinusoïde v_p de fréquence 100 kHz et d'amplitude 5 V. La seconde partie est un filtre passe-bas du troisième ordre : on prendra $R_c = 4,7$ kΩ, $C = 2$ nF, et $L = 100$ mH. On doit récupérer en sortie du filtre un sinus à 5 kHz, auquel s'ajoute un offset de très basse fréquence (voir remarque). Vérifier que cela fonctionne aussi si le signal informatif est un triangle, puis si le taux de modulation dépasse 100 %.

REMARQUE : on observe qu'un offset oscillant de très basse fréquence s'ajoute à la tension. Ceci est dû au fait que les GBF ne sont pas parfaitement synchronisés, il persiste un déphasage entre les deux signaux.

Pour pallier ce problème, on utilise une boucle à verrouillage de phase, qui est étudiée dans la partie suivante. Il est alors nécessaire de rajouter une composante continue au signal informatif pour avoir une composante à f_p dans le signal modulé. On peut alors s'accrocher à cette fréquence par une boucle à verrouillage de phase (voir plus loin), et ainsi pouvoir re-multiplier par la bonne fréquence f_p afin de démoduler le signal. On pourra lire après la séance de TP [Manneville], p.132.

Autre manipulation possible (en seconde lecture) Pour éviter ce problème en TP, on peut reprendre le montage 8.5. Pour obtenir la tension v_m, on utilise un multiplieur (voir partie 3.2), avec les tensions v_p et v_i en entrée. La tension v_p du modulateur et du démodulateur seront délivrées par le même GBF, ce qui supprime le problème de synchronisation. En pratique cependant, un émetteur et un récepteur radio sont physiquement séparés et on ne peut pas faire une telle chose.

Multiplexage (en seconde lecture) On peut facilement montrer le multiplexage dans le cas de la modulation d'amplitude.

Créer deux signaux modulés 1 et 2 par deux porteuses de fréquences différentes, et avec deux signaux informatifs différents (par exemple un sinus et un triangle). Sommer ces deux signaux à l'aide d'un montage soustracteur [Duffait] p.90, puis envoyer la sortie du soustracteur sur le montage démodulateur précédent. En fonction de la fréquence du démodulateur choisie, on observe en sortie du filtre le signal informatif 1 ou 2.

5 Modulation de fréquence

✍ [Duffait] p.222

Dans ce type de modulation, l'information est encodée dans la variation de la fréquence instantanée de la porteuse $v_p(t) = A_p \cos(2\pi f t)$. Si $v_i(t)$ est le signal informatif, la fréquence instantanée du signal modulé est du type :

$$f(t) = f_p + k.v_i(t)$$

où k est un facteur de proportionnalité s'exprimant en Hz.V^{-1}. Un signal modulé en fréquence est donc décrit par trois grandeurs différentes : la fréquence centrale f_p, la plage de fréquence $f_{\max} - f_{\min}$ qui dépend de l'amplitude de $v_i(t)$, et la fréquence de balayage en fréquence, qui est la fréquence de $v_i(t)$.

L'outil fondamental pour moduler en fréquence est un oscillateur commandé en tension (OCT), qui est étudié dans le TP 6. Ici, on utilisera directement les GBF qui ont la possibilité de délivrer un signal modulé en fréquence à partir d'un signal d'entrée qu'on branche sur la face arrière.

Créer un signal sinusoïdal de fréquence $f = 100$ kHz et d'amplitude 4 V. À l'aide d'un deuxième GBF, envoyer un signal constant 1 V en commande sur la face arrière du premier GBF (entrée `Modulation In`). Pour le moduler de manière externe, utiliser le bouton $\boxed{\text{Mod}}$ puis `FM` et `Ext` (sur le premier GBF). Régler la plage d'excursion `Freq Dev` sur 100 kHz. La fréquence du signal en sortie du premier GBF est modifiée. Appliquer pour la commande (second GBF) un sinus de 0,5 Hz et d'amplitude 5 V (c'est le maximum qu'elle doit recevoir) et observer le signal modulé en fréquence.

La modulation en fréquence est largement répandue pour les signaux hertziens (radio FM évidemment). Comparée à la modulation en amplitude, elle est moins sensible au bruit et à l'atténuation du signal lors de la propagation.

Étalonnage de l'OCT

Pour différentes tensions continues de commande v_i entre -5 V et 5 V, mesurées au voltmètre, mesurer la fréquence de sortie du premier GBF à l'aide de l'oscilloscope. Tracer $f = f(v_i)$ et en déduire la constante k, pente de la droite.

La valeur attendue pour k (en Hz.V^{-1}) correspond à `Freq Dev` divisée par 5 V[1].

6 Démodulation de fréquence - Boucle à verrouillage de phase (PLL)

✍ [Duffait] p.233, [Malvino] p.973, [Girard]

La boucle à verrouillage de phase est le système le plus couramment utilisé pour démoduler les signaux modulés en fréquence. Le but est de créer un oscillateur de fréquence variable qui va osciller à la même fréquence que le signal à démoduler. La commande envoyée à l'OCT qui se trouve à l'intérieur de la PLL donnera alors le signal démodulé.

REMARQUE : Avant de démarrer cette partie, il est conseillé de lire [Duffait] p233-237.

Description de la PLL Elle se compose de 3 parties (figure 8.6) :

- Un multiplieur qui multiplie le signal à démoduler avec le signal en sortie de la boucle.
- Un filtre passe-bas, ici RC, auquel on ajoute un montage suiveur pour éviter les problèmes d'adaptation d'impédance.
- Un oscillateur commandé en tension.

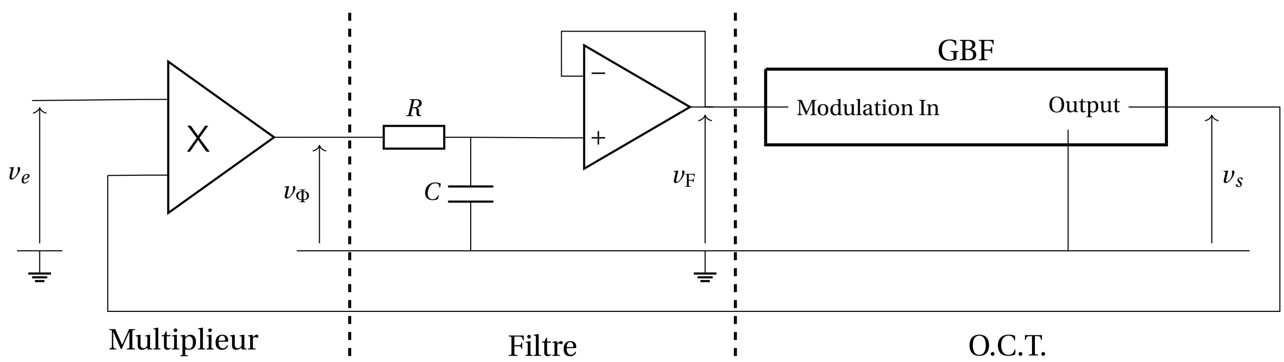


FIGURE 8.6 – Circuit d'une boucle à verrouillage de phase.

L'association du multiplieur et du filtre passe-bas donne un **comparateur de phase**. Si on multiplie $v_e = \cos(2\pi f t)$ et $v_s = \cos(2\pi f t + \phi)$, on obtient en effet un terme en $\cos(\phi)$ et un terme en $\cos(4\pi f\ t + \phi)$. En filtrant avec une fréquence de coupure $f_c \ll 2f$, on obtient juste un terme qui ne dépend que de la différence de phase entre les signaux.

Pour comprendre la boucle, on commence par étudier le cas statique.

1. 5V correspond à la tension usuelle des signaux numériques (signaux TTL).

Cas statique : verrouillage de la PLL On prend un signal en entrée non modulé : $v_e(t) = A\cos(2\pi f_e t)$.

> Câbler le montage figure 8.6. Pour l'OCT, utiliser un GBF qui délivre une tension sinusoïdale d'amplitude 4V, de fréquence 100 kHz, modulée de façon externe avec une excursion en fréquence `Freq Dev` de 100 kHz. On choisira $R = 10$ kΩ et $C = 15$ nF. Envoyer une sinusoïde non modulée de fréquence 100 kHz et d'amplitude 4 V en v_e. On doit alors avoir une tension v_F nulle. Si on observe le signal d'entrée v_e et le signal en sortie de l'OCT v_s, ils doivent être identiques mais déphasés de $\pi/2$.

En effet, dans notre cas, nous avons déjà réglé l'oscillateur à la bonne fréquence, et la rétroaction ne la modifie donc pas. Cependant même dans ce cas simple, il y a eu une synchronisation. Les phases des deux signaux ne sont a priori pas identiques au moment de la multiplication : la sortie du comparateur v_F est alors proportionnelle à $\cos\phi$, et la fréquence de l'OCT est modifiée : v_s se décale alors par rapport à v_e jusqu'à ce que $\cos\phi$ soit nul. La PLL se verrouille sur cette position. Cela correspond à un déphasage de $\pm\pi/2$. Pour des raisons de stabilité, c'est la position $+\pi/2$ qui est choisie. En effet, si ϕ est légèrement supérieure à $\pi/2$, son cosinus est négatif et la fréquence instantanée de v_s diminue, ce qui diminue le déphasage entre v_s et v_e, et on revient bien vers $\pi/2$.

> On peut maintenant modifier la fréquence de l'entrée v_e sans modifier celle de la sortie. Changer f_e de quelques hertz pour vérifier que la PLL reste verrouillée. La tension en sortie du filtre v_F doit être une constante, et v_e et v_s restent déphasés, mais plus de $\pi/2$. Regarder sur quel intervalle de fréquence la PLL reste accrochée. Cet intervalle s'appelle la **plage de verrouillage**. L'expression théorique est fournie dans [Duffait] p.234. Le coefficient k de l'OCT a été déterminé lors de son étalonnage.

On définit une seconde plage qui s'appelle la **plage de capture** et qui correspond à la zone de fréquence pour lequel la boucle se verrouille alors qu'elle n'est pas verrouillée.

> Modifier la fréquence f_e, par exemple en l'augmentant, jusqu'à sortir de la plage de verrouillage. Une fois que la PLL n'est plus verrouillée, re-diminuer cette fréquence jusqu'à qu'au ré-accrochage. Constater l'hystérésis : la plage de capture n'est pas identique à la plage de verrouillage. Vous pouvez faire varier k, les amplitudes v_e et v_s et observer l'influence sur les plages de verrouillage et de capture.

Évolution du montage (seconde lecture) L'OCT est conçu pour recevoir une commande comprise entre +5 et -5 V. Ce seuil est loin d'être atteint : on peut rajouter un amplificateur non-inverseur entre la sortie du filtre et l'entrée de l'OCT, et régler son gain afin de se rapprocher de 5 V.

On peut désormais passer au cas dynamique.

Cas dynamique : démodulation

> Envoyer maintenant un signal modulé en fréquence sur l'entrée v_e en utilisant deux autres GBF (par exemple le signal décrit dans la partie 5 : OCT du modulateur : $f = 100$ kHz, amplitude 4 V, modulation FM externe, `Freq Dev`$= 100$ kHz ; GBF de commande : sinus de fréquence $f = 0.5$ Hz et d'amplitude 100 mV). Prenez garde à ce que l'excursion en fréquence soit bien comprise dans la plage de verrouillage : pour une déviation de fréquence de 100 kHz du premier OCT, il ne faut pas dépasser 300 mV d'amplitude pour le signal modulant. Observer le signal en sortie du filtre. On doit retrouver le signal modulant.

Multiplexage (en seconde lecture) On peut aussi montrer le multiplexage dans le cas de la modulation de fréquence.

> Créer deux signaux modulés 1 et 2 par deux porteuses de fréquences différentes, et avec deux signaux informatifs différents (par exemple un sinus et un triangle). Sommer ces deux signaux à l'aide d'un boîtier sommateur, puis envoyer la sortie du sommateur sur le montage démodulateur précédent. En fonction de la fréquence du démodulateur choisie, on observe en sortie du filtre le signal informatif 1 ou 2.

REMARQUE : La boucle à verrouillage de phase est également utilisée en pratique en modulation d'amplitude afin de retrouver avec exactitude la fréquence de la porteuse. La réalisation pratique est un peu plus délicate, on pourra néanmoins trouver des explications théoriques dans [Manneville]. À titre d'exemple, lorsqu'on veut écouter une radio, on règle grossièrement la fréquence d'oscillation de l'oscillateur interne. Si l'on est suffisamment proche de la fréquence du signal à démoduler, la boucle à verrouillage de phase accroche et la fréquence est modifiée de façon à être exactement celle de la porteuse : le déphasage entre les deux signaux est alors constant, ce qui permet de démoduler.

Annexe A

Amplification de signaux : considérations théoriques

Bibliographie

- ✍ [Duffait], *Expériences d'électronique*
- ✍ [Pérez], *Électronique. Fondements et applications*
- ✍ [Malvino], *Principes d'électronique*
- ✍ [Donnini-Quaranta], *Introduction à l'électronique*

1 Généralités sur le transistor

1.1 Constitution et fonctionnement

Le transistor possède trois régions dopées mises les unes à la suite des autres. Celle du haut est appelée l'**émetteur**, celle du milieu la **base** et celle du bas le **collecteur**. Le transistor schématisé en figure A.1 est appelé npn : une région p est intercalée entre deux régions n. Il existe aussi des transistors pnp, où une région dopée n est intercalée entre deux régions dopées p.

Ces trois semi-conducteurs sont dopés de façon différente :

— La base est peu dopée, et fine.

— Le collecteur est moyennement dopé.

— L'émetteur est fortement dopé.

À l'établissement des jonctions B/E et C/B s'établissent deux zones désertes : pour chacune la barrière de potentiel est d'environ 0,6 V à température ambiante pour un transistor au silicium.

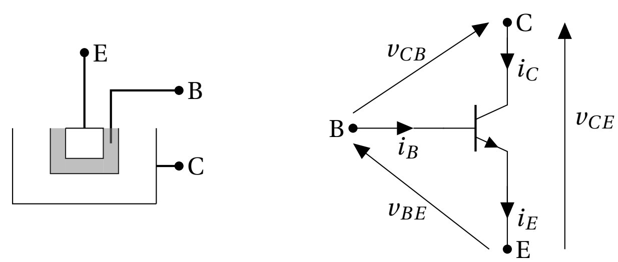


FIGURE A.1 – Schéma de principe et schéma électrique du transistor npn.

Les différentes intensités et tensions sur la figure A.1 ne sont pas indépendantes. En effet, la loi des nœuds et la loi des mailles donnent :

$$i_B + i_C = i_E$$

$$v_{CB} + v_{BE} = v_{CE}$$

Transistor bloqué Si on applique une tension inférieure au seuil de la jonction B/E (0,6 V pour le silicium), celle-ci est bloquée. Tous les courants sont dus aux porteurs minoritaires et sont par conséquent très faibles. Le transistor se comporte comme si les trois fils de connexion étaient coupés : on dit que le transistor est **bloqué**.

Transistor conducteur Si on applique une tension $v_{BE} \approx 0,6$ V, les électrons arrivent par l'émetteur en bon nombre. Vu le faible dopage de la base, le nombre de trous est faible, le taux de recombinaison électron-trou est faible. Les électrons ont donc une longue durée de vie dans la base et celle-ci étant fine, l'essentiel des électrons arrivent dans le collecteur : typiquement 99.5 %. On définit alors α, le rapport du courant collecteur sur le courant émetteur :

$$\alpha = \frac{i_C}{i_E}$$

On définit enfin β, nommé **gain statique** d'un transistor, comme le rapport entre le courant collecteur et le courant de base :

$$\beta = \frac{i_C}{i_B}$$

Connaissant la loi des nœuds, α et β sont reliés par la relation :

$$\beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1}$$

α étant de l'ordre de 99.5 %, on en déduit que β est de l'ordre de 200. À une faible valeur du courant de base i_B est associée une forte valeur du courant collecteur i_C : c'est l'**effet transistor**.

1.2 Grandeurs pertinentes et caractéristiques

La loi des nœuds et la loi des mailles donnent deux relations entre les trois courants d'une part et les trois tensions d'autre part. Quatre de ces grandeurs sont donc réellement indépendantes. Pour les montages que l'on étudiera dans la suite, les caractéristiques pertinentes sont :

$$i_C = f(v_{CE}, i_B)$$
$$v_{BE} = g(v_{CE}, i_B)$$

Tracé des caractéristiques (figure A.2)

— Lorsque l'on augmente v_{CE}, le courant i_C croît d'abord rapidement, mais, à partir d'une certaine valeur, tous les électrons injectés par l'émetteur participent à la valeur de i_C. Le courant reste ensuite constant bien que v_{CE} augmente, à la valeur $i_C = \beta i_B$. Ce régime est appelé régime linéaire.

— On représente sur le quadrant $i_C = f(i_B)$ la relation $i_C = \beta i_B$.

— $v_{BE} = f(i_B)$ est la caractéristique d'une diode.

— La courbe $v_{BE} = f(v_{CE})$ caractérise la réaction de la sortie sur l'entrée : elle est en général négligeable. C'est pour cela qu'on ne tracera pas cette caractéristique en général.

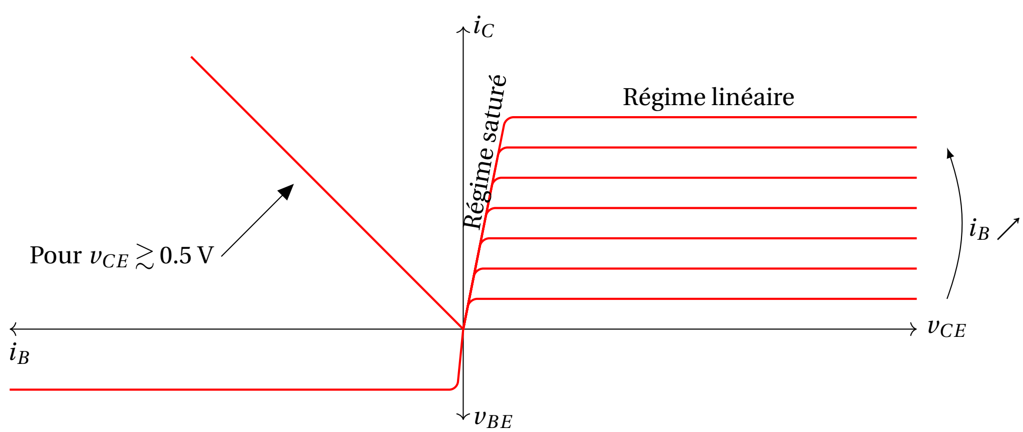


FIGURE A.2 – Caractéristiques statiques du transistor *npn*.

2 Premier montage : émetteur à la masse et résistance de base

Ce premier montage nous permettra de comprendre comment est construit un amplificateur à transistor, son principe. Nous verrons ses défauts qui seront corrigés dans un second montage.

2.1 Polarisation du transistor

On considère le montage figure A.3.

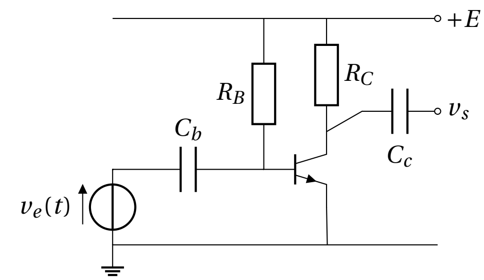


FIGURE A.3 – Amplificateur émetteur-commun : première méthode

But du montage La polarisation permet d'obtenir un point de fonctionnement statique (en l'absence de signal d'entrée) dans le régime linéaire (où la relation $i_C = \beta i_B$ est valide). Le point de fonctionnement doit donc se situer sur le plateau des caractéristiques $i_C = f(v_{CE})$.

Les deux condensateurs permettent le découplage entre :

— La polarisation statique du transistor, maintenue constante, qui permet d'avoir un fonctionnement dans le régime linéaire (plateaux des courbes $i_C = f(v_{CE})$). Ces tensions et intensités continues seront notés avec des majuscules dans la suite (I_C, V_{CE}, etc.).

— Les tensions d'entrée et de sortie, imposées par l'utilisateur de l'amplificateur, qui peuvent prendre des valeurs quelconques. Ces tensions et intensités seront notés avec des primes (i'_C, v'_{CE}, etc.).

Ainsi, pour trouver le point de polarisation du transistor, il suffit d'étudier le circuit en ignorant les capacités. L'ajout des signaux d'entrée et de sortie ajoutera des variations autour de ce point de polarisation. Le circuit considéré alors est en figure A.4.

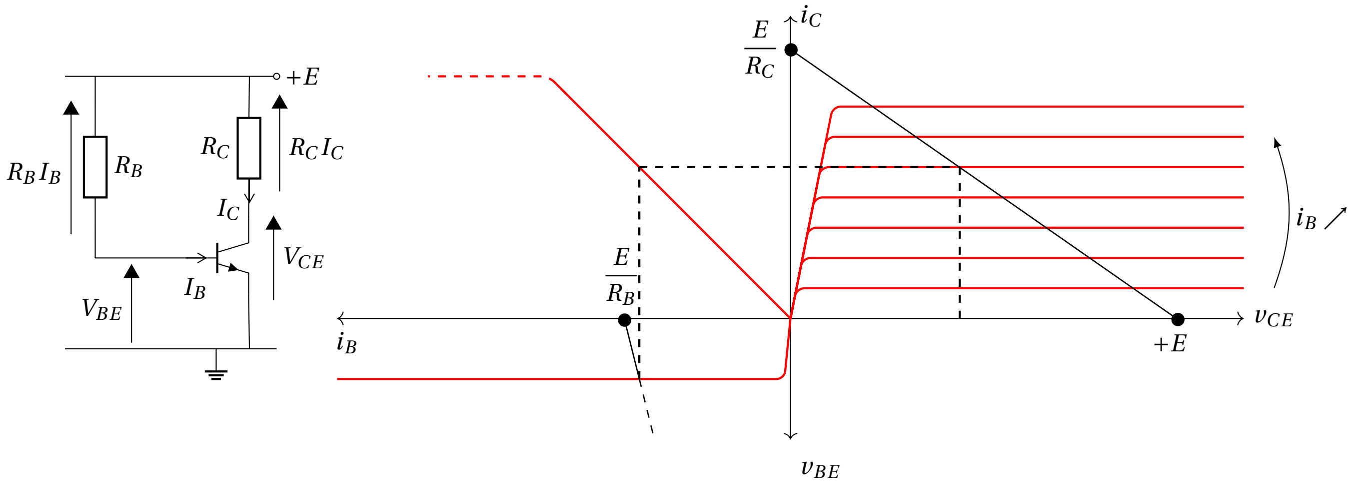


FIGURE A.4 – Analyse du circuit de polarisation.

La loi des mailles permet d'obtenir deux relations :

$$V_{BE} + R_B I_B = E$$

$$V_{CE} + R_C I_C = E$$

Pour commencer, $V_{BE} = E - R_B I_B$: traçons cette droite sur la caractéristique $V_{BE} = f(I_B)$ pour obtenir le point de fonctionnement. On obtient ainsi $V_{BE} = 0,6$ V. Ensuite :

$$I_B = \frac{E - 0,6\,\text{V}}{R_B} \approx \frac{E}{R_B}$$

En fonctionnement linéaire, $I_C = \beta I_B$, d'où :

$$V_{CE} = E - \beta R_C i_B \approx E - \beta \frac{R_C}{R_B} E$$

Choix des composants La sortie v_s étant le signal d'entrée amplifié, sa valeur peut atteindre une amplitude de quelques volts, et des valeurs positives et négatives. Le signal V_{CE} est somme de ce signal amplifié et de la tension continue servant à la polarisation du transistor. Pour avoir un fonctionnement dans la zone linéaire le plus large possible, on doit imposer une valeur médiane de V_{CE} au repos, par exemple $V_{CE} = E/2$. Dans ce cas, $I_C = \dfrac{E}{2R_C}$. Or, en régime linéaire, $I_C = \beta I_B = \beta \dfrac{E}{R_B}$. On doit donc choisir $R_B = 2\beta R_C$. La caractéristique $v_{BE} = f(i_B)$ étant celle d'une diode, il faut utiliser la zone où cette dernière est la plus linéaire. On prendra $I_B = 25\ \mu$A donc $I_C = 5$ mA. D'où, si $E = 10$ V et $\beta = 200$, $R_C = 1$ kΩ et $R_C = 400$ kΩ.

Limites du transistor

— **Zone saturée** : la zone de saturation correspond à $v_{CE} < 0.5$ V. Dans cette zone, $i_C < \beta i_B$ ($i_C = \beta i_B$ correspond aux plateaux des courbes $i_C = f(v_{CE})$). Dans ce cas, $i_C \approx E/R_C$ et une augmentation de i_B n'a alors aucune influence sur i_C. On s'affranchit de ce souci en choisissant de façon adéquate la polarisation du transistor.

— **Zone bloquée** : la zone de blocage correspond à des intensités i_C et i_B quasiment nulles, et à une valeur de v_{BE} inférieure à 0,6 V. Or $v_{BE} + R_B i_B = E$. Si $E \approx 10$ V, ce régime ne peut être atteint dans le montage présenté.

Défauts du montage Comme on l'a vu, la valeur de R_B choisie dépend du rapport d'amplification β. Or il n'est pas rare de voir des dispersions sur la valeur de β d'un facteur 2, pour un même type de transistor. De plus, β dépend fortement de la température (environ 1% par degré) : le point de polarisation changera donc aussi si les conditions d'utilisation de l'amplificateur changent. Par exemple, si β(20°C)≈ 200, on peut avoir β(70°C)≈ 350 : pour les valeurs choisies ($R_B = 400$ kΩ, $R_C = 1$ kΩ et $E = 10$ V) : $V_{CE} = 5V$ à 25°C et $V_{CE} \approx 1V$ à 70°C : on est à la limite du régime linéaire !

2.2 Paramètres hybrides de fonctionnement

Une fois le point de polarisation défini, on peut déterminer le comportement du transistor pour des variations des grandeurs électriques autour de ce point de fonctionnement. On a vu que l'on pouvait considérer v_{BE} et i_C comme des fonctions de v_{CE} et i_B :

$$i_c = f(v_{CE}, i_B) \qquad \text{et} \qquad v_{BE} = g(v_{CE}, i_B)$$

Le transistor fonctionne avec des signaux variables, de faible amplitude, autour du point de fonctionnement fixé grâce au montage de polarisation du transistor : le signal variable d'entrée provoque de faibles variations des tensions et des courants autour de ce point. Les courants de base et collecteur i_B et i_C ont donc pour expressions :

$$i_B = I_B + i'_B \text{ avec } |i'_B| \ll I_B \quad \text{et} \quad i_C = I_C + i'_C \text{ avec } |i'_C| \ll I_C$$

De la même façon, les tensions seront notées ainsi :

$$v_{BE} = V_{BE} + v'_{BE} \text{ avec } |v'_{BE}| \ll V_{BE} \quad \text{et} \quad v_{CE} = V_{CE} + v'_{CE} \text{ avec } |v'_{CE}| \ll V_{CE}$$

Dans le cas de petites variations autour du point de fonctionnement (fonctionnement **petits signaux**), on pourra écrire :

$$v'_{BE} = \left(\frac{\partial g}{\partial i_B}\right)_{I_B, V_{CE}} \times (i_B - I_B) + \left(\frac{\partial g}{\partial v_{CE}}\right)_{I_B, V_{CE}} \times (v_{CE} - V_{CE})$$

Donc :

$$\begin{cases} v'_{BE} = \left(\dfrac{\partial g}{\partial i_B}\right)_{I_B, V_{CE}} i'_B + \left(\dfrac{\partial g}{\partial v_{CE}}\right)_{I_B, V_{CE}} v'_{CE} \\ i'_C = \left(\dfrac{\partial f}{\partial i_B}\right)_{I_B, V_{CE}} i'_B + \left(\dfrac{\partial f}{\partial v_{CE}}\right)_{I_B, V_{CE}} v'_{CE} \end{cases}$$

On introduit alors traditionnellement les paramètres h_{ij}, dont les valeurs dépendent en général du point de fonctionnement, et on écrit :

$$\begin{cases} v'_{BE} = h_{11} i'_B + h_{12} v'_{CE} \\ i'_C = h_{21} i'_B + h_{22} v'_{CE} \end{cases}$$

— $h_{11} = \dfrac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}$: c'est la pente de la tangente au point de fonctionnement. La caractéristique $v_{BE} = f(i_B)$ est celle d'une diode :

$$i_B = i_{\text{sat}} \exp\left(\frac{e v_{BE}}{k_B T}\right)$$

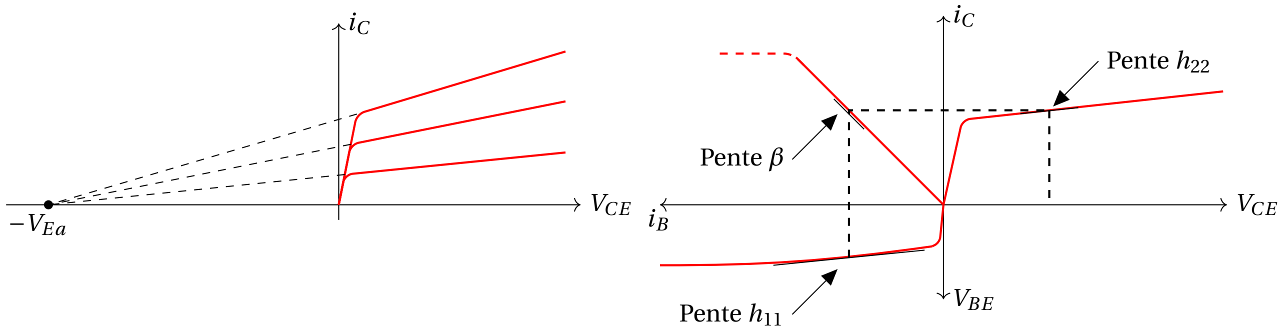


FIGURE A.5 – À gauche, caractéristique de sortie – effet Early. À droite, illustration des paramètres hybrides du transistor au voisinage du point de fonctionnement.

Donc :

$$h_{11} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} = \frac{k_B T}{e}\frac{1}{i_B} \approx \frac{26\text{ mV}}{I_B}$$

Il s'agit de la caractéristique la moins linéaire : le paramètre h_{11} dépend beaucoup du point de fonctionnement.

— $h_{21} = \dfrac{\partial i_C}{\partial i_B}$: au voisinage du point de fonctionnement, c'est le gain en courant du transistor β : ce paramètre dépend très faiblement du point de polarisation.

— $h_{22} = \dfrac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}$: c'est la pente des caractéristiques du transistor à saturation. Cette pente est faible, mais pas totalement nulle (voir figure A.5). Ces droites se croisent au point d'intensité $i_C = 0$, à une tension commune notée v_{Ea} de l'ordre de 100 V (voir schéma). Cet effet est appelé effet Early. On a donc : $h_{22} \approx \dfrac{I_C}{V_{Ea}}$. L'ordre de grandeur de $1/h_{22}$ est de 20 kΩ.

— $h_{12} = \dfrac{\partial v_{BE}}{\partial V_{CE}}$ caractérise la réaction de la sortie sur l'entrée : ce dernier paramètre est négligeable.

Le schéma équivalent à ces relations est exposé en figure A.6.

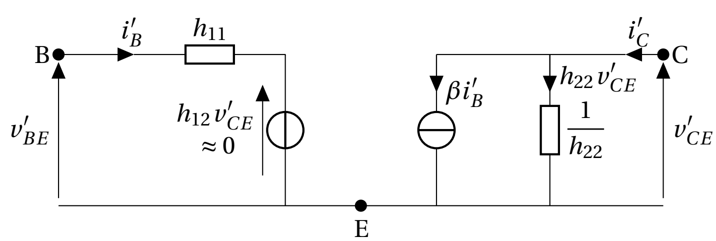


FIGURE A.6 – Modèle petits signaux du transistor bipolaire polarisé.

2.3 Fonctionnement en régime alternatif

Après avoir introduit les paramètres hybrides de fonctionnement, le circuit A.3 schématisé du point de vue des petits signaux est exposé figure A.7.

Capacité d'entrée Afin de superposer les courants de polarisation du transistor sans modifier ces derniers, on utilise un condensateur de capacité C_B en série avec le générateur sinusoïdal : ce condensateur se comporte comme un coupe-circuit pour le courant continu. L'association de la capacité et des résistances donne un filtre passe-haut de fréquence de coupure :

$$\frac{1}{\frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} C_b} \equiv \frac{1}{Z_e C_b}$$

Il faut que cette pulsation soit assez faible pour faire passer le signal. En pratique $h_{11} \approx 1$ kΩ donc $Z_e \approx h_{11}$. On choisira $C = 10\ \mu$F pour un signal d'une centaine de Hz.

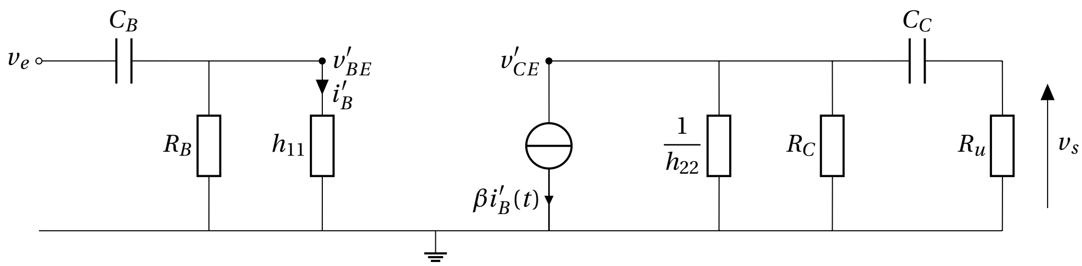


FIGURE A.7 – Montage émetteur-commun : montage petits signaux après polarisation.

Capacité de sortie Notons $Z_s = \dfrac{R_C/h_{22}}{R_C + 1/h_{22}} = \dfrac{R_C}{1 + h_{22}R_C}$. Le générateur de courant $\beta i'_B$ de résistance interne Z_s est équivalent à un générateur de tension de force électromotrice $Z_s\beta i'_B$ et de résistance interne Z_s. L'association des résistances et de la capacité induit donc :

$$v_s = \frac{jR_uC\omega}{1 + j(R_u + Z_s)C\omega} Z_s\beta i'_B$$

La fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_u + Z_s)C} < \frac{1}{2\pi Z_s C}$$

En pratique, $h_{22} \approx 20$ kΩ, donc $Z_s \approx R_C$: on prendra également une capacité C_2 de 10 μF.

Du point de vue du signal alternatif, les condensateurs se comportent donc comme des fils. Dans ce cas, le montage se simplifie ainsi :

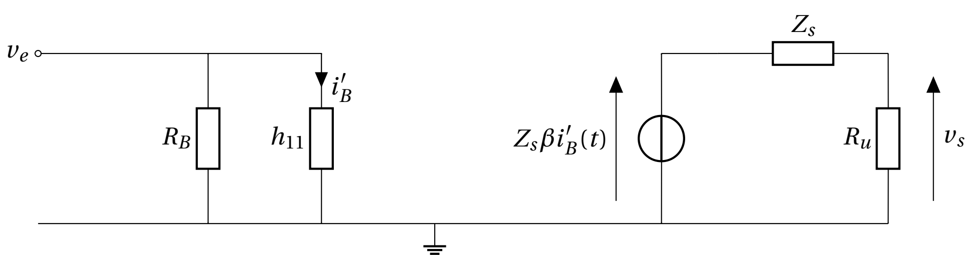


FIGURE A.8 – Amplificateur émetteur-commun : schéma petits signaux.

Gain L'intensité i'_B est simplement :

$$i'_B = \frac{v_e}{h_{11}}$$

Donc, en régime linéaire, comme $i'_C = \beta i'_B$:

$$i'_C = \beta\frac{v_e}{h_{11}}$$

La tension à vide (courant de sortie nul) est donc :

$$v_s = Z_s\beta\frac{v_e}{h_{11}}$$

D'où l'expression du gain à vide :

$$G_0 = \frac{Z_s\beta}{h_{11}}$$

Dépendance du gain en fonction de la fréquence

— À basse fréquence, ce sont essentiellement les capacités d'entrée et de sortie qui jouent le rôle d'un filtre passe-bas. La multiplication des deux donne un filtre passe-bas du second ordre.

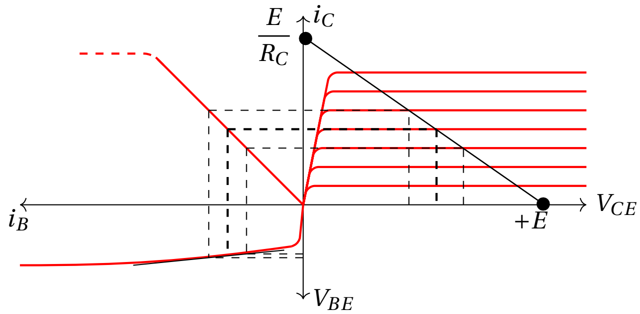


FIGURE A.9 – Addition d'un signal variable au point de polarisation statique (les pointillés signalent les valeurs extrêmes).

— À haute fréquence, le gain est diminué par des effets capacitifs entre les trois conducteurs (base, émetteur et collecteur) : ceux-ci sont en effet matériellement très proches, induisant des capacités parasites très faibles mais dont les effets peuvent se manifester à haute fréquence. Nous pouvons admettre que l'effet produit peut-être modélisé par un filtre passe-bas du premier ordre dont la fréquence de coupure se situe autour du MHz.

Impédances d'entrée et de sortie On peut facilement les obtenir vu le schéma A.8 :

— L'impédance d'entrée est le rapport des tensions et intensités d'entrée :

$$Z_e = \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B}$$

— L'impédance de sortie est tout simplement Z_s :

$$Z_s = \frac{R_C}{1 + R_C h_{22}}$$

Limites du modèle petits signaux : distorsion Lorsque le signal d'entrée est trop important, la caractéristique $v'_{BE} = f\left(i'_B\right)$ étant fortement non linéaire, le signal i'_B, donc i'_C puis v_s par conséquent, peut être distordu, comme le montre le schéma A.10.

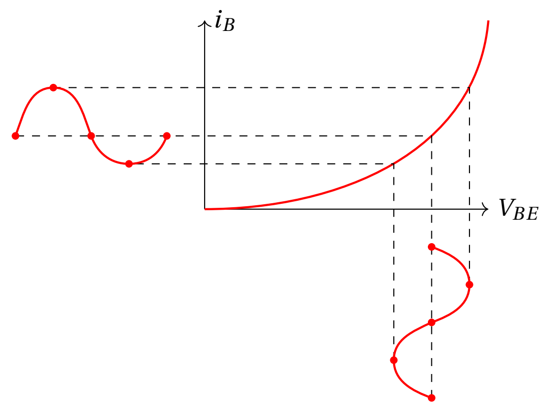


FIGURE A.10 – Quand l'amplitude du signal d'entrée devient trop importante, le signal est déformé.

La figure A.9 montre que la tension v_{CE} est limitée entre 0 et E, et l'intensité i_C entre 0 et E/R_C, et ceci peu importe la valeur de i_B. Si ce fonctionnement est atteint, le signal de sortie de l'amplificateur sera écrêté.

3 Second montage : résistance d'émetteur découplée et pont de base

On considère le montage exposé figure A.11.

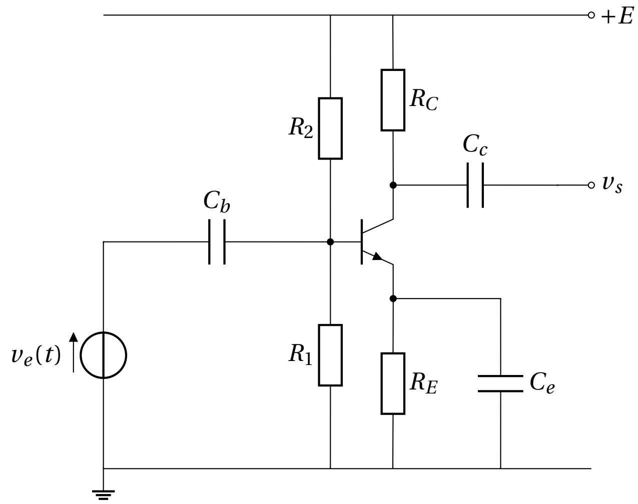


FIGURE A.11 – Montage émetteur-commun : résistance d'émetteur découplée et pont de base.

3.1 Analyse du circuit de polarisation et choix des composants

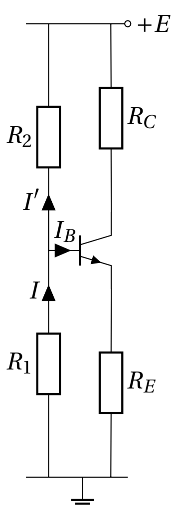


FIGURE A.12 – Analyse du circuit de polarisation.

Comme précédemment, on commence par étudier le circuit de polarisation A.12 : là encore, les capacités servent à découpler les tensions d'entrée et de sortie des tensions et courants de polarisation.
La méthode d'analyse est semi-empirique : on tient compte des ordres de grandeur des tensions et des courants dans le circuit.
Appliquons d'abord la loi des nœuds au nœud d'entrée : $I = I' + I_B$. Si R_1 et R_2 sont de l'ordre de quelques kΩ, I et I' sont de l'ordre de la dizaine de mA : $I_B \ll I, I'$. En appliquant de ce fait la formule du pont diviseur de tension, on en déduit :

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E$$

Donc :

$$\begin{aligned} V_{BE} = V_B - V_E &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} E - R_E I_E \\ &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} E - R_E \left(\beta + 1\right) I_B \end{aligned}$$

En traçant cette droite sur la caractéristique $V_{BE} = f(I_B)$, on obtient de la même façon que pour le premier circuit :

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$I_B = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} E - 0,6 \text{ V}\right) \frac{1}{R_E \left(\beta + 1\right)}$$

On obtient une première exigence : pour éviter un fonctionnement dans la zone bloquée de la jonction B-E, et avoir $V_{BE} = 0,6$ V, il faut avoir $V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E$ supérieur à 1 V typiquement. On prendra $V_B = 1,6$ V donc $V_E = 1$ V. Imposons donc $\frac{R_1}{R_1 + R_2} E = 1,6$ V. Pour garder $I, I' \gg I_B$, on prendra $R_1 = 1,6$ kΩ et $R_2 = 8,4$ kΩ.
REMARQUE : V_B étant imposé par le pont diviseur de tension, et V_{BE} étant fixée à 0,6 V, la valeur de V_E est fixée **quelque soit** la valeur de I_E.

La valeur de R_E impose donc $I_E = \dfrac{V_E}{R_E}$ et la valeur de I_C par conséquent :

$$I_C = \frac{1}{R_E}\left[\frac{R_1}{R_1+R_2}E - 0,6\,\mathrm{V}\right]\frac{\beta}{\beta+1}$$

Choisissons là encore $I_C = 5$ mA : $R_E = 200\,\Omega$.

On applique enfin la loi des mailles à droite du circuit :

$$R_E I_E + V_{CE} + R_C I_C = E$$

Or $I_C \approx I_E$ donc :

$$V_{CE} = E - (R_C + R_E)\,I_C$$

C'est l'équation de la droite de charge. On constante que la valeur de R_C permet de fixer V_{CE}. Fixons $V_{CE} = 5$ V (pour un fonctionnement au milieu des plateaux des courbes $I_C = f(V_{CE})$). $I_C = 5$ mA, donc $R_E + R_C = 1$ kΩ, i.e. $R_C = 800\,\Omega$.

On remarque alors que le point de polarisation est entièrement fixé par les valeurs de résistance : le montage de polarisation sera beaucoup plus stable en température. Le point de fonctionnement est également moins sensible à de petites variations de résistance.

3.2 Fonctionnement en régime alternatif

On reprend les notations utilisées lors de l'étude du premier montage :

$$i_B = I_B + i'_B \text{ avec } \left|i'_B\right| \ll I_B \quad \text{et} \quad i_C = I_C + i'_C \text{ avec } \left|i'_C\right| \ll I_C$$

$$v_{BE} = V_{BE} + v'_{BE} \text{ avec } \left|v'_{BE}\right| \ll V_{BE} \quad \text{et} \quad v_{CE} = V_{CE} + v'_{CE} \text{ avec } \left|v'_{CE}\right| \ll V_{CE}$$

La caractéristique d'entrée $i_B = f(v_{BE})$ reste inchangée. Au voisinage du point de polarisation $v'_{BE} = h_{11} i'_B$ où $h_{11} = \dfrac{k_B T}{e}\dfrac{1}{I_B}$. On a également en sortie $i_C = h_{22} v_{CE}$, où $h_{22} = \dfrac{I_C}{V_{Ea}}$. Le schéma de l'amplificateur émetteur-commun est donc équivalent celui présenté figure A.13.

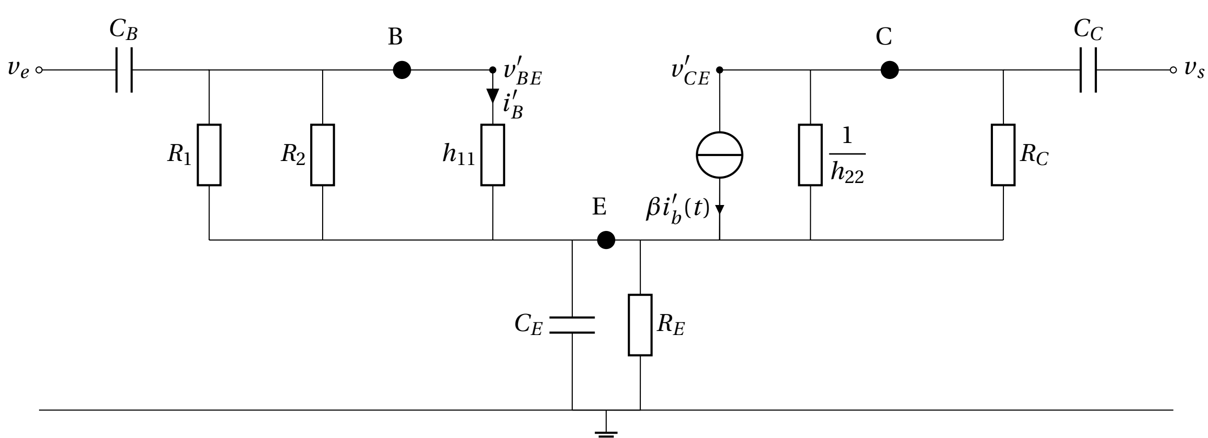


FIGURE A.13 – Montage émetteur-commun : montage petits signaux après polarisation.

Capacité d'entrée Comme pour le montage précédent, afin de superposer les courants de polarisation du transistor sans modifier ces derniers, on utilise un condensateur de capacité C_B en série avec le générateur sinusoïdal : ce condensateur se comporte comme un coupe-circuit pour le courant continu. L'association de la capacité et des résistances donne un filtre passe-haut de fréquence de coupure :

$$\frac{1}{Z_e C_b} \quad \text{où} \quad \frac{1}{Z_e} = \frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Il faut que cette pulsation soit assez faible pour faire passer le signal. En pratique $h_{11} \approx 1$ kΩ donc $Z_e \approx 600\,\Omega$. On choisira $C = 10$ μF pour un signal d'une centaine de Hz.

Capacité de sortie Là encore, pour couper la composante continue, on utilise une capacité. Comme pour le premier montage, l'association de la résistance des capacités et des résistances induit donc que, en notant $Z_s = \dfrac{R_C}{1+h_{22}R_C}$:

$$v_s = \frac{jR_uC\omega}{1+j\left(R_u+Z_s\right)C\omega} Z_s\beta i'_B$$

La fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\left(R_u+Z_s\right)C} < \frac{1}{2\pi Z_s C}$$

En pratique, $h_{22} \approx 20$ kΩ, donc $Z_s \approx R_C$: on prendra également une capacité C_2 de 10 μF.

Capacité à l'émetteur La résistance d'émetteur est nécessaire pour polariser correctement le transistor, mais sa présence diminue beaucoup le gain en régime variable. En effet, si on ignore la capacité C_E :

$$\begin{aligned} v_e &= Z_e i'_B + R_E i'_E \\ &= \left(Z_e + R_E\left(\beta+1\right)\right) i'_B \end{aligned}$$

Ainsi $i'_B = \dfrac{v_e}{Z_e + R_E\left(\beta+1\right)}$ contre $i'_B = \dfrac{v_e}{Z_e}$ en l'absence de la résistance d'émetteur. Or $Z_e \approx 600\ \Omega$ et $R_E\left(\beta+1\right) = 20$ kΩ. La tension de sortie étant commandé par i'_B, le gain est considérablement diminué !

L'astuce consiste donc à placer en parallèle de cette résistance une capacité de forte valeur qui se comporte comme un court-circuit en alternatif. On doit choisir une valeur telle que :

$$\frac{\beta+1}{C\omega} \ll Z_e$$

En prenant la plus grande valeur de capacité disponible, $C_E = 1$ mF. Pour $f = 100$ Hz, on a :

$$\frac{\beta+1}{C\omega} \approx 300\ \Omega$$

Le gain est tout de même diminué de 30% pour cette fréquence.

Du point de vue du signal alternatif, les condensateurs se comportent donc comme des fils. Dans ce cas, le montage se simplifie ainsi :

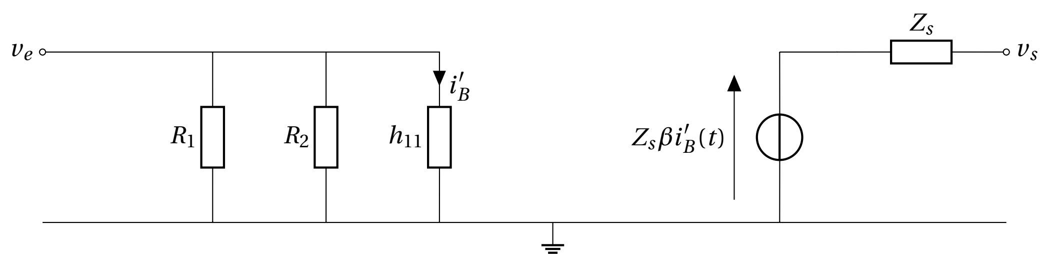


FIGURE A.14 – Amplificateur émetteur-commun : schéma petits signaux.

Gain Pour calculer le gain, on procède de la même façon que pour le premier montage. À vide :

$$v_s = Z_s i'_C = \beta Z_s i'_B = \frac{\beta Z_s}{h_{11}} v_e$$

D'où l'expression du gain à vide :

$$G_0 = \frac{Z_s\beta}{h_{11}}$$

Dépendance du gain en fonction de la fréquence

- À basse fréquence, c'est surtout la capacité à l'émetteur qui affecte le gain. Celle-ci ne se comporte plus comme un coupe-circuit parfait. Cela donne un filtre passe-haut du premier ordre dont la fréquence de coupure est autour de 100 Hz.
- À haute fréquence, ce sont encore les effets capacitifs entre les trois conducteurs (base, émetteur et collecteur) dont les effets peuvent se manifester à haute fréquence. L'effet produit peut être modélisé par un filtre passe-bas du premier ordre dont la fréquence de coupure se situe autour du MHz.

Impédances d'entrée et de sortie On peut facilement les obtenir vu le schéma A.8 :

— L'impédance d'entrée est le rapport des tensions et intensités d'entrée :

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}}$$

$$Z_e = \frac{h_{11}R_1R_2}{h_{11}R_1 + h_{11}R_2 + R_1R_2}$$

— L'impédance de sortie est tout simplement Z_s :

$$Z_s = \frac{R_C/h_{22}}{R_C + 1/h_{22}} = \frac{R_C}{1 + h_{22}R_C}$$

Limites du modèle petits signaux : distorsion Lorsque le signal d'entrée est trop important, la caractéristique $v'_{BE} = f\left(i'_B\right)$ étant fortement non linéaire, le signal i'_B, donc i'_C puis v_s par conséquent, peut être distordu, comme le montre le schéma A.10.

La tension V_{CE} est encore limitée entre 0 et E, et l'intensité i_C entre 0 et $E/(R_C + R_E)$, et ceci peu importe la valeur de i_B. Si on atteint ce fonctionnement, le signal de sortie de l'amplificateur sera écrêté.

4 Le montage push-pull

L'impédance de sortie du montage émetteur-commun est élevée : il ne peut donc pas délivrer de forts courants. Si on veut obtenir un fort courant, on doit utiliser un autre montage à la suite du montage émetteur-commun. On étudiera ici le montage push-pull, dont une version simplifiée est présentée en figure A.15.

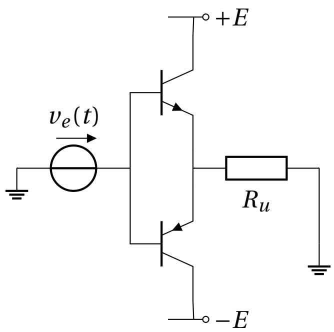


FIGURE A.15 – Circuit push-pull.

Pour comprendre son fonctionnement, étudions d'abord ce montage simplifié figure A.16.

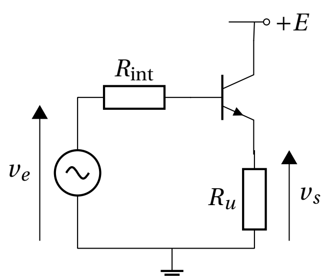


FIGURE A.16 – Circuit push-pull pour les entrées positives.

Appliquons d'abord la loi des mailles à droite du circuit :

$$v_{CE} + v_s = E$$

Dès que $v_{CE} > 1$ V environ, on est en régime linéaire (sur les plateaux des courbes $i_C = f(v_{CE})$). C'est le cas si $v_s < (E - 1\text{ V})$. Supposons maintenant cette condition vérifiée, et appliquons la loi des mailles à gauche :

$$v_e - R_{\text{int}} i_B + R_u i_E - v_{BE} = 0$$

Ainsi :

$$v_{BE} = v_e - \left(R_{\text{int}} + (\beta + 1)\right) i_B$$

En traçant cette droite sur la caractéristique $v_{BE} = f(i_B)$, on trouve une condition pour que le transistor ne soit pas bloqué : $v_e > 0{,}6$ V approximativement. Sinon, les trois intensités sont nulles et la tension de sortie également.

Cette loi des mailles peut ensuite se réécrire si le transistor n'est pas bloqué :

$$v_e - 0{,}6\text{ V} = \frac{R_{\text{int}} i_E}{\beta + 1} + R_u i_E$$

Donc, les courants et tension de sortie valent :

$$i_s = i_E = \frac{v_e - 0{,}6\text{ V}}{R_u + \frac{R_{\text{int}}}{\beta+1}}$$

$$v_s = R_u i_S = \frac{R_u}{R_u + \frac{R_{\text{int}}}{\beta+1}} (v_e - 0{,}6\text{ V})$$

À vide (R_u grande), $v_s = v_e - 0{,}6$ V. L'impédance de sortie du montage est donc $\dfrac{R_{\text{int}}}{\beta + 1}$.

Conclusion

- Si la tension d'entrée est inférieure à 0,6 V, la tension de sortie, ainsi que les différentes intensités dans le montage sont nulles.
- Si la tension d'entrée est supérieure à 0,6 V, le montage se comporte comme un amplificateur de gain 1 et de résistance de sortie $R_{\text{int}}/(\beta + 1)$.
- Si la tension d'entrée excède $E - 1$ V environ, le signal de sortie est écrêté à cette valeur.

Le transistor *pnp* se comporte comme le transistor *npn* mais pour les tensions négatives. Ainsi, si la tension d'entrée est positive, le premier transistor est passant tandis que l'autre est bloqué : tous les courants provenant du second transistor sont nuls et on se ramène au montage étudié ci-dessus. Si la tension d'entrée est négative, c'est le transistor *npn* qui est bloqué et le fonctionnement est identique.

Bibliographie

[**Duffait**] R. DUFFAIT et J.-P. LIÈVRE, *Expériences d'électronique à l'agrégation de sciences physiques*, Bréal (2010)

[**Krob**] M. KROB , *Électronique expérimentale*, Ellipses (2002)

[**Quaranta**] J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)

[**Brenders**] P. BRENDERS et al., *Électronique PSI*, Les nouveaux précis Bréal (2005)

[**Pérez**] J.-P. PÉREZ et C. LAGOUTE, *Électronique. Fondements et applications*, Dunod (2012)

[**Malvino**] A.P. MALVINO et D.J. BATES, *Principes d'électronique*, Dunod (2008)

[**Donnini-Quaranta**] J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Introduction à l'électronique*, Masson (1998)

[**Asch**] G. ASCH et al. *Acquisition de données : du capteur à l'ordinateur*, Dunod (2011)

[**Mérat**] R. MÉRAT et al., *Génie électronique*, Nathan (1997)

[**Girard**] M. GIRARD, *Boucles à verrouillage de phase*, McGraw-Hill (1988)

[**Granjon**] Y. GRANJON, *Automatique*, Dunod (2003)

[**Manneville**] F. MANNEVILLE et J. ESQUIEU, *Systèmes bouclés linéaires, de communication et de filtrage*, Dunod (1995)

[**BUP 685**] M. BENARROCHE, *À propos d'oscillateurs couplés*, BUP 685 p.1001 et suivantes (1986)

[**BUP 691**] J.-M. MILLET et P. JULLIARD, *Montage simulant une résistance négative*, BUP 691 p.209 et suivantes (1987)

[**BUP 727**] KERVAEC R., *Résistance négative*, BUP 727 p.1047 et suivantes (1990)

[**BUP 822(1)**] A. ARBOUET, *Réalisation d'un analyseur de spectre*, BUP 822(1) p.577 et suivantes (2000)

Liste du matériel

Matériel de base en électronique

— Oscilloscope numérique Keysight DSOX3014A `P36.7`
— GBF Agilent 33220A `P44.11`
— Alimentation continue Hameg `P27.18`
— Multimètre Fluke 187 `P69.25`
— Résistance à décades `P56.14`
— Condensateur à décades `P58.17`
— Amplificateur opérationnel `P41.4` et `P41.5`
— Diode signal 1N4148 `P29.2`

TP 1 : Acquisition et traitement de base d'un signal en électronique

— Interrupteur simple `P30.23`
— Transformateur d'isolement `P66.24`
— Sonde différentielle `P37.12`
— Self 0,1 H `P60.7` (en seconde lecture)
— Analyseur de spectre HP35665A `P0.18` (en seconde lecture)

TP 2 : Autour de l'électronique numérique

— Portes NAND `P42.52`
— Boitier Principe du fréquencemètre `P42.49`
— Compteur `P70.9`
— Micro-cravate `P74.37`
— Adaptateur micro-cravate `P74.38`
— Interrupteur double `P30.24`
— Chronocompteur numérique `P96.26`
— Relais Reed `P29.13`
— Boitier Principe d'un échantillonneur bloqueur `P41.24`
— Alimentation boitiers électroniques `P42.39`
— Diapason C2 512Hz `P71.1`
— Filtre passe-bas à réponse de Butterworth `P41.21`
— Radio `P74.7` ou `P74.8`

TP 3 : Amplificateur opérationnel et transistor bipolaire

— Sèche-cheveux `P101.10`

TP 4 : Amplification de signaux

— Micro-cravate `P74.37`
— Adaptateur micro-cravate `P74.38`
— Haut-parleur `P74.29`

— Sèche-cheveux `P101.10`
— Amplificateur Push-Pull `P41.18`
— Rhéostat 5Ω `P61.5` et `P61.6` (en seconde lecture)
— Diode de redressement 1N4007 `P29.4` (en seconde lecture)

TP 5 : Oscillateurs quasi-sinusoïdaux

— Oscillateur à quartz 2 MHz `P42.47`
— Sonde pour oscilloscope `P37.3` (en seconde lecture)
— Self 0,1 H `P60.7`

TP 6 : Oscillateurs à relaxation et non-linéarité en électronique

— Diode Zener 4,7 V `P29.8`
— Multiplieur analogique `P41.15`
— Élément non-linéaire `P42.46`
— Alimentation boitiers électroniques `P42.39`
— Vase de Tantale `P105.5`

TP 7 : Asservissement et couplage

— Banc pour asservissement de position `P95.16`
— Amplificateur de puissance HSA 4011 `P47.5` ou HSA 4005 `P47.6`
— Alimentation stabilisée Electronic 2 Jeulin `P54.12`
— Bobine 500 spires `P60.20`
— RLC-mètre LCR4080 `P69.33`
— Rhéostat 33Ω `P61.3`
— Bobines de Helmholtz `P64.18`

TP 8 : Télécommunications

— Câble coaxial 50Ω 100m `P58.34`
— Multiplieur analogique `P41.15`