

**Sylvain CONDAMIN**  
**Vincent DELAUBERT**  
**Julien HIGUET**  
**Renaud MATHEVET**

**Licence**  
**Prépas**  
**CAPES**  
**Agrégation**

# Réussir les TP de **Physique** **expérimentale**



**53 TP**

- TP posés aux concours
- Sujets commentés
- Corrigés rédigés  
(valeurs numériques,  
courbes,  
incertitudes...)





**Sylvain CONDAMIN**  
**Vincent DELAUBERT**  
**Julien HIGUET**  
**Renaud MATHEVET**

# **Réussir les TP de Physique expérimentale**

Pour toute information sur notre fonds et les nouveautés dans votre domaine de spécialisation, consultez notre site web :

**[www.deboecksuperieur.com](http://www.deboecksuperieur.com)**

Tous droits réservés pour tous pays.

Il est interdit, sauf accord préalable et écrit de l'éditeur, de reproduire (notamment par photocopie) partiellement ou totalement le présent ouvrage, de le stocker dans une banque de données ou de le communiquer au public, sous quelque forme ou de quelque manière que ce soit.

© De Boeck Supérieur SA, 2024  
Rue du Bosquet 7, B1348 Louvain-la-Neuve

Dépôt légal :  
Bibliothèque nationale, Paris : septembre 2024  
Bibliothèque royale de Belgique, Bruxelles : 2024/13647/121  
ISBN : 978-2-8073-6189-8

## TABLE DES MATIÈRES

|                                                            |     |
|------------------------------------------------------------|-----|
| Présentation de l'ouvrage                                  | 5   |
| Méthodes générales                                         | 6   |
| <br>                                                       |     |
| I     Électronique                                         | 11  |
| 1 Détermination de la capacité linéique d'un câble coaxial | 29  |
| 2 Détermination des caractéristiques d'un oscilloscope     | 35  |
| 3 Caractéristiques d'une bobine                            | 39  |
| 4 Filtres inconnus                                         | 43  |
| 5 Déparasitage                                             | 47  |
| 6 Filtrage d'une bande son musicale parasitée              | 51  |
| 7 Simulation de bobine                                     | 57  |
| 8 Déphaseur                                                | 65  |
| 9 Décalage fréquentiel                                     | 70  |
| 10 Radio                                                   | 76  |
| 11 Électronique de guitare                                 | 82  |
| 12 Diffusion de charge                                     | 92  |
| 13 Transducteur piézoélectrique                            | 101 |
| 14 Haut-parleur                                            | 107 |
| 15 Résonance                                               | 115 |
| <br>                                                       |     |
| II    Mécanique                                            | 121 |
| 16 Masses volumiques                                       | 124 |
| 17 Viscosité de l'huile de Colza                           | 129 |
| 18 Association de ressorts et de condensateurs             | 135 |
| 19 Étude énergétique d'un pendule                          | 141 |
| 20 Sismographe                                             | 147 |
| 21 Spaghetti                                               | 156 |
| 22 Réglet métallique                                       | 162 |
| <br>                                                       |     |
| III   Mécanique des fluides                                | 169 |
| 23 Masses volumiques de liquides                           | 173 |
| 24 Formule de Toricelli                                    | 177 |
| 25 Réalisation d'une clepsydre                             | 184 |
| 26 Loi de Poiseuille                                       | 190 |
| 27 Résistances hydrauliques                                | 195 |
| 28 Débitmètre                                              | 203 |
| 29 Ballon de baudruche                                     | 212 |
| 30 Porosité - Perméabilité                                 | 218 |

|           |                                                   |            |
|-----------|---------------------------------------------------|------------|
| <b>IV</b> | <b>Optique</b>                                    | <b>227</b> |
| 31        | Mesure d'indice à l'aide d'une caméra numérique   | 234        |
| 32        | Conditions de Gauss                               | 239        |
| 33        | Lentille divergente                               | 244        |
| 34        | Viseur à frontale fixe                            | 250        |
| 35        | Imagerie en réflexion                             | 255        |
| 36        | Microscope                                        | 261        |
| 37        | Lunette astronomique                              | 267        |
| 38        | Lunette astronomique pour enfant                  | 271        |
| 39        | Télescope                                         | 276        |
| 40        | Système optique épais                             | 282        |
| 41        | Capteur CCD                                       | 289        |
| 42        | Diffraction par la surface d'un DVD               | 294        |
| 43        | Spectroscopie                                     | 298        |
| 44        | Fluorescence                                      | 303        |
| 45        | Spectromètre et loi de Beer-Lambert               | 308        |
| 46        | Caractérisation d'une diode électroluminescente   | 313        |
| 47        | Faisceau laser                                    | 318        |
| <b>V</b>  | <b>Thermodynamique</b>                            | <b>323</b> |
| 48        | Mesure de la capacité thermique massique de l'eau | 326        |
| 49        | Mesure de l'enthalpie de fusion de la glace       | 330        |
| 50        | Enthalpie de vaporisation de l'eau                | 332        |
| 51        | Thermistance                                      | 340        |
| 52        | Hypothermie                                       | 345        |
| 53        | Dilatation thermique de l'eau                     | 352        |
|           | <b>Annexes</b>                                    | <b>359</b> |
| A         | Formulaire pour les calculs d'incertitudes        | 360        |
| B         | Détails sur la propagation des incertitudes       | 362        |
| C         | Évaluation                                        | 364        |
| D         | Logiciels utilisés                                | 366        |

# Présentation de l'ouvrage

Cet ouvrage présente un ensemble de sujets de travaux pratiques ayant vocation à être exploités en premier cycle universitaire, en classe préparatoire ou pour la préparation des concours d'enseignement. Ceux-ci sont tirés de l'épreuve expérimentale de physique du concours Agro-Véto, qui s'est déroulée de 2015 à 2022.

La décision de mettre fin à cette épreuve nous a donné l'opportunité rare de partager un corpus de sujets originaux ayant été conçus et testés avec un haut niveau d'exigence, puis peaufinés au fil des années. Ils pourront ainsi profiter à de nouveaux publics, sachant que leur difficulté peut très souvent être modulée en réduisant les indications données ou au contraire en éliminant les questions les plus délicates.

Une spécificité des sujets présentés est d'être écrits de façon ouverte, avec souvent plusieurs options pour répondre à la problématique soulevée, dans le but de favoriser l'autonomie des étudiants et la réflexion sur l'ensemble des aspects de l'expérience, de la modélisation à l'évaluation des incertitudes en passant par la conception de protocoles et l'optimisation du montage. Une utilisation en séance de travaux pratiques nécessitera donc des échanges réguliers avec l'enseignant pour en discuter et affiner les propositions des étudiants.

De nombreux domaines de la physique seront abordés : électrocinétique, mécanique du point, mécanique des fluides, optique et thermodynamique, avec un certain nombre de sujets transversaux. Les techniques expérimentales propres à chaque thématique seront discutées au début de la partie correspondante. Des méthodes à la portée plus générale seront également détaillées dans la suite de cette introduction.

L'essentiel de l'ouvrage sera consacré aux sujets proprement dits : pour chaque énoncé, nous avons ajouté des commentaires sur le matériel lorsque des précisions s'imposent et des éléments de correction, incluant les différentes approches envisageables et une discussion des résultats expérimentaux obtenus. Ces éléments de correction sont basés sur les mesures réalisées par les examinateurs lors de la conception du sujet, d'où une certaine hétérogénéité dans la présentation des résultats.

Les énoncés originaux comportaient, en plus de ce qui est présenté ici, un formulaire sur les incertitudes, donné en annexe A, ainsi que parfois des annexes donnant des modes d'emploi de logiciels spécifiques, que nous avons choisi de supprimer étant donné l'évolution rapide des outils informatiques. Par souci de complétude, nous avons cependant listé les logiciels utilisés dans l'annexe D.

Pour les lecteurs intéressés par l'utilisation des travaux pratiques dans un contexte d'évaluation, nous avons inclus dans l'annexe C une grille de notation « type » utilisée dans le cadre du concours ainsi que quelques commentaires généraux permettant de l'adapter.

# Méthodes générales

## I Évaluation des incertitudes

Une des tâches les plus délicates pour l'expérimentateur est l'identification et le calcul des incertitudes. Dans les sujets originaux, les candidats disposaient d'un formulaire, reproduit dans l'annexe A, donnant les incertitudes-type pour les cas les plus standard et les formules de propagation des incertitudes. En effet, au niveau visé, l'objectif n'était pas de faire de la métrologie, mais d'identifier les sources d'erreur et d'évaluer correctement l'ordre de grandeur des incertitudes. Quelques sujets (qui étaient par ailleurs plutôt simples sur d'autres aspects) mettaient d'avantage l'accent sur une évaluation soignée des incertitudes à l'aide d'incertitudes-type, mais dans la majorité des cas une évaluation correcte de l'ordre de grandeur était considérée comme satisfaisante. L'utilisation d'un formulaire et de logiciels dédiés à la propagation d'incertitude (cf. annexe D) permettaient de réduire le formalisme mathématique au minimum et de se concentrer sur les difficultés proprement expérimentales. Le lecteur intéressé par les détails de la théorie pourra trouver plus de détails dans l'annexe B.

### I.1 Incertitudes de mesure

Une mesure expérimentale n'est jamais d'une précision infinie, et peut correspondre à tout un intervalle de valeurs pour la grandeur mesurée, ou plus généralement à une distribution de probabilité pour la grandeur mesurée. On quantifie souvent l'imprécision des mesures par une *incertitude-type*<sup>1</sup>, correspondant à l'écart-type de cette distribution de probabilité.

Pour évaluer une incertitude de mesure, deux méthodes sont principalement possibles :

- Une évaluation de type A : il s'agit de répéter un « grand » nombre de fois la mesure (un minimum 5 fois paraît raisonnable). Cette évaluation est particulièrement pertinente lorsque la principale source d'incertitude est humaine, et qu'il n'y a pas de raison de soupçonner une erreur systématique (de sens identique pour toutes les mesures). On peut citer comme exemples l'incertitude de mise au point en optique, les mesures au chronomètre, des mesures de distance sur une image à haute résolution...

Pour un grand nombre  $N$  de mesures, l'incertitude-type sur une mesure est alors essentiellement<sup>2</sup> l'écart-type des mesures, qu'il faut diviser par  $\sqrt{N}$  pour obtenir l'incertitude-type sur la moyenne.

---

1. On rencontre également parfois des incertitudes exprimées sous forme d'intervalle de confiance à 95 %, correspondant à deux incertitudes-type sous l'hypothèse d'une distribution gaussienne. On peut faire exactement les mêmes calculs de propagation avec ce type d'incertitude (il y a juste un facteur 2 avec les incertitudes-type).

2. cf. annexe A pour la formule exacte.

Modéliser un ensemble de données par une loi dont on veut déterminer les paramètres à l'aide d'un logiciel capable d'évaluer lui-même les incertitudes à partir des points donnés est une approche que l'on peut assimiler à une incertitude de type A<sup>3</sup>.

- Une évaluation de type B, qui consiste à estimer l'incertitude en fonction de nos connaissances *a priori* sur le processus de mesure. Cette évaluation est souvent adaptée lorsque les mesures sont réalisées à l'aide d'un appareil ayant une tolérance  $t$  bien définie, c'est à dire une garantie qu'une mesure plus précise ne s'éloignerait pas de plus de  $t$  de la mesure de l'appareil. Cela recouvre les outils de mesure gradués, où la tolérance correspond à une demi-graduation, et les appareils de mesure pour lesquels la documentation donne une tolérance (comme les multimètres). Dans ce cas, si l'on suppose que l'erreur commise lors de la mesure est répartie uniformément entre  $-t$  et  $+t$ , on optient une incertitude-type  $\Delta x = \frac{t}{\sqrt{3}}$ <sup>4</sup>.

Cette évaluation n'a du sens que si l'incertitude liée à la mesure est bien l'incertitude dominante. Par exemple, si on lit la position d'une lentille sur un banc optique, l'incertitude de mise au point et le décalage entre la position du centre optique et la graduation dominant généralement par rapport à l'incertitude de lecture.

Dans les cas où l'on n'a pas une tolérance claire, et pas le temps ou la possibilité de faire une étude statistique poussée, on peut être amené à se contenter d'un ordre de grandeur de l'incertitude, là aussi estimé à partir de l'analyse des sources d'erreur.

Dans les éléments de correction, les incertitudes sont souvent données à titre indicatif et en ordre de grandeur, car elles dépendent fortement de la situation expérimentale et du matériel utilisé. Une discussion plus précise des incertitudes est cependant réalisée pour les sujets où cet aspect est mis en avant.

## I.2 Propagation des incertitudes

Lorsque l'on réalise un calcul à partir de mesures expérimentales, le résultat du calcul possède également une incertitude, qui dépend des incertitudes sur les mesures : on parle de propagation des incertitudes. On pourra se reporter au formulaire (annexe A) pour des cas simples, sachant que le cas général est discuté dans l'annexe B. Selon le public visé, l'utilisation d'un logiciel spécialisé dans le calcul des incertitudes peut être une option intéressante pour éviter les calculs trop complexes.

## I.3 Utilisation des incertitudes

Calculer les incertitudes permet d'avoir une idée de la précision de la mesure, ce qui est déjà une bonne chose en soi, mais aussi de vérifier si les mesures sont ou non compatibles entre elles, ou compatibles avec un modèle.

---

3. sous l'hypothèse que tous les points aient des incertitudes équivalentes.

4. Prendre directement la tolérance comme incertitude donne quelque chose qui se rapprochera plus d'un intervalle de confiance que d'une incertitude-type : cela peut suffire pour avoir un ordre de grandeur des incertitudes mais pas pour une étude plus précise.

Pour cela, il faut comparer l'écart entre les deux valeurs obtenues (par exemple une valeur issue de l'expérience et une valeur issue d'un modèle), à l'incertitude sur cet écart<sup>5</sup>.

Si la distribution sous-jacente est gaussienne, l'écart entre les deux valeurs a en principe 95 % de chances d'être inférieure au double de l'incertitude, et 99 % de chances d'être inférieure au triple. Un écart supérieur est donc le signe d'une incompatibilité des deux valeurs<sup>6</sup>.

Cette incompatibilité peut avoir plusieurs sources :

- une erreur expérimentale : pour éliminer cette hypothèse on peut refaire soigneusement les mesures ;
- une sous-estimation des incertitudes : il faut alors se demander si toutes les sources d'erreur ont bien été prises en compte ;
- un modèle non cohérent avec l'expérience : le modèle utilisé est en effet une simplification de la réalité, et des mesures suffisamment précises pourront parfois permettre de tester les limites du modèle. Ce cas est particulièrement intéressant car il permet de mettre en lumière de petits effets que l'on avait négligé en première approche.

Les incertitudes peuvent également être exploitées pour le tracé de courbes, comme il est discuté ci-après.

## II Tracé et exploitations des courbes

Le tracé des courbes est généralement un moyen assez efficace de synthétiser un ensemble de mesures, et de mettre en évidence des relations entre les paramètres.

Pour une bonne lecture des courbes, les réflexes de base sont d'identifier correctement les abscisses et ordonnées, et de préciser les échelles et unités. Dans le cas où les données se répartissent sur plusieurs ordres de grandeur, l'utilisation de l'échelle logarithmique est souvent une bonne idée ; cette échelle a également le mérite de mettre efficacement en évidence des lois de puissance (si  $x = y^a$ ,  $\ln x = a \ln y$ ).

Les données seront ensuite souvent modélisées par une courbe, linéaire ou non. Il est important à ce stade de réfléchir aux paramètres libres de la modélisation, qui doivent effectivement être des inconnues à déterminer : par exemple, si le modèle sous-jacent prévoit une loi de puissance en  $y = \frac{a}{x^2}$ , modéliser avec une loi de puissance générique  $y = ax^p$  n'est pas correct et conduit à des valeurs de  $a$  erronées (et dimensionnellement incorrectes!). Il faut également être vigilant vis-à-vis des écarts entre les conditions du modèle et les conditions expérimentales, qui peuvent conduire à ajouter un paramètre au modèle (par exemple, un modèle peut être calculé avec un zéro des temps bien défini, qui ne correspondra pas au zéro expérimental : le temps  $t_0$  correspondant au zéro théorique devient alors un paramètre ajustable).

La gestion des incertitudes peut également avoir son importance.

---

5. Pour deux valeurs  $x_1$  et  $x_2$ , elle vaudrait  $\sqrt{\Delta x_1^2 + \Delta x_2^2}$  dans le cas général, ce qui se ramène dans les cas où une valeur est nettement plus précise que l'autre à l'incertitude sur la valeur la plus imprécise.

6. On utilise parfois l'écart normalisé, qui est le rapport entre l'écart des deux mesures et l'incertitude sur cet écart : s'il est inférieur à 2 les mesures sont compatibles, et incompatibles s'il est supérieur à 3.



- Si on ne précise pas les incertitudes, les logiciels de modélisation chercheront à minimiser l'écart quadratique moyen entre la courbe et les points, ce qui correspond à une hypothèse d'incertitudes comparables entre les points expérimentaux. L'incertitude sur les paramètres de modélisation sera alors inférée à partir de la distribution des points autour de la courbe.
- Si on précise les incertitudes et que le logiciel est programmé pour en tenir compte, il cherchera à minimiser l'écart quadratique moyen relatif aux incertitudes<sup>7</sup>. Cela signifie qu'une petite incertitude contraindra beaucoup plus fortement la courbe. L'incertitude sur les paramètres dépendra alors des incertitudes fournies (c'est une propagation d'incertitudes un peu complexe). Il convient alors de vérifier que l'ordre de grandeur de l'écart entre la courbe et les points correspond bien aux incertitudes fournies<sup>8</sup>. Si les incertitudes sont nettement plus grandes, c'est qu'elles ont été surestimées. Si elles sont nettement plus petites, le modèle est alors incompatible avec les mesures, il convient de chercher l'origine de cette incompatibilité.

Rappelons à ce sujet que pour vérifier la compatibilité entre des données et un modèle, la méthode la plus fiable est d'exploiter les incertitudes de mesures. Dans le cas où les incertitudes n'auraient pas pu être estimées de manière fiable, il faut se demander si un autre modèle semble mieux expliquer les données. Dans le cas d'une régression linéaire, avoir des points régulièrement répartis autour de la droite est un élément encourageant ; en revanche, si les points semblent se répartir sur une parabole, c'est sans doute que le modèle n'est pas satisfaisant. Des exemples sont donnés sur la figure 1 : dans la figure de droite, le modèle sous-jacent est en réalité quadratique.

Le calcul du coefficient de corrélation, encore parfois rencontré, est en revanche à proscrire : dans la figure 1, le coefficient de corrélation est par exemple bien meilleur sur la figure de droite.

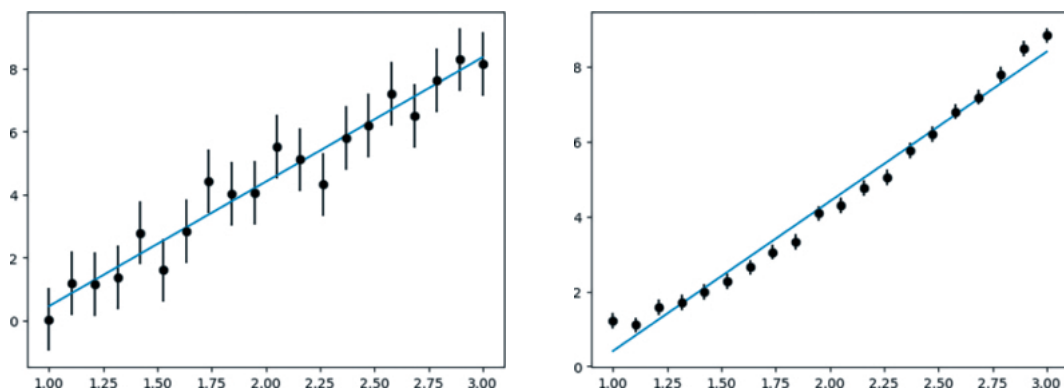


FIGURE 1 – Gauche : Modèle compatible avec les points. Droite : modèle incompatible avec les points. Les barres d'erreur sont de 2 fois les incertitudes-type.

7. Mathématiquement, pour un modèle  $f(x)$  et des données  $(x_i, y_i)$  avec des incertitudes  $\Delta x_i$ , on minimise  $\sum_i \left( \frac{y_i - f(x_i)}{\Delta x_i} \right)^2$ .

8. On trace souvent des barres d'erreur correspondant au double des incertitudes-type ou à la tolérance.



Première partie

Électronique

# Introduction aux TP d'électronique

Ce chapitre commence par des mesures de résistances, capacités et inductances de dipôles ou quadripôles simples avant d'aborder l'étude du filtrage, puis d'élargir notamment à des dispositifs électromécaniques. Dans la majorité des cas, un lien avec un dispositif électronique concret est établi.

Les sujets d'électronique comportent généralement une question préliminaire classique de mesure de capacité ou d'inductance. La méthode à utiliser pour ces mesures n'est pas précisée et il convient de la choisir judicieusement selon le matériel à disposition (voir protocoles et méthodes ci-dessous).

Si une grande partie des sujets explore des notions à la marge de l'enseignement usuel de BCPST<sup>9</sup> (mesures nécessitant des quadripôles, des montages à ALI permettant de réaliser des filtres<sup>10</sup> s'écartant des classiques filtres RC, des multiplieurs, des couplages de circuits par induction mutuelle), ceux-ci sont rédigés de sorte qu'aucune connaissance théorique préalable ne soit nécessaire à leur résolution. Une réflexion et une autonomie dans l'appropriation de ces concepts était néanmoins attendue à partir des notions fondamentales du cours. Les sujets proposés peuvent donc facilement être adaptés en fonction du niveau ciblé.

## I Matériel courant

On notera que le matériel courant suivant était systématiquement disponible sur les paillasses et ne sera pas mentionné dans les listes de matériel par la suite :

- des fils de connexion ;
- un Générateur Basse Fréquence (GBF) numérique ;
- un oscilloscope numérique ;
- un ordinateur muni d'un logiciel d'acquisition, d'un tableur et d'un logiciel de gestion des incertitudes (cf annexe D).

Le matériel spécifique complémentaire est systématiquement précisé dans l'énoncé du TP. Des précisions sur les caractéristiques ou la provenance sont parfois apportées lorsque le matériel est peu classique.

---

9. Nous tenons à signaler au lecteur surpris de ne pas trouver de tracé ou d'étude de diagrammes de Bode dans cet ouvrage que cette notion ne figurait pas au programme de BCPST. De même, la notion de spectre n'étant pas explicitement au programme, il n'y est que rarement fait référence. Les TP proposés peuvent facilement être approfondis sur ces axes.

10. On peut citer l'utilisation de filtres passe-bande (cf TP 4 et 7), passe-haut (cf TP 5), coupe-bande (cf TP 6), et déphaseur (cf TP 8 et 9).

## II Méthodes et précautions expérimentales

Nous précisons ici différentes méthodes de base utilisables de façon transverse dans les sujets d'électronique. Il ne s'agit en aucun cas de faire une présentation exhaustive, mais de donner des pistes pour aborder efficacement des activités expérimentales en électronique dans un cadre plus large.

### II.1 Appareils de mesure

L'utilisation d'un matériel spécifique nécessite d'en connaître le fonctionnement et les limites. On conseille de se reporter aux notices détaillées des appareils pour obtenir des valeurs correspondant aux dispositifs effectivement utilisés.

#### Multimètres (ampèremètre, voltmètre, ohmmètre)

On rappelle quelques points importants :

- Un multimètre utilisé en voltmètre ou ampèremètre doit être utilisé en mode AC pour faire des mesures de valeurs efficaces<sup>11</sup> de signaux alternatifs, ou en mode DC pour des mesures directes de signaux continus.
- Un multimètre possède une bande passante limitée (parfois jusqu'à quelques kHz seulement), et il est important de ne pas les utiliser à trop haute fréquence. On préférera l'oscilloscope dans ce cas.
- Le principe de fonctionnement d'un ohmmètre est de mesurer une tension aux bornes d'un composant dont on veut déterminer la résistance pour un courant imposé. En faisant le rapport de ces deux grandeurs, il fournit la résistance du composant. Par conséquent, en présence d'une autre source de courant, la valeur indiquée est faussée. Un ohmmètre doit donc systématiquement se brancher sur un composant déconnecté du reste du montage.
- Les impédances d'entrée des multimètres sont de l'ordre de 10 MΩ. Ces résistances sont très élevées de façon à pouvoir réaliser des mesures de tension en prélevant seulement un courant infime dans le circuit en amont. On veillera donc à n'utiliser que des résistances très faibles (typiquement inférieures à 100 kΩ si on veut limiter les erreurs à 1 %) devant ces valeurs dans les montages, sous peine de devoir prendre en compte leur influence.
- Un ampèremètre comporte une résistance interne. Celle-ci permet à l'appareil de mesurer un courant à partir de la tension mesurée à ses bornes. Celle-ci dépend fortement du calibre utilisé. Si elle est négligeable sur le calibre 10 A (inférieure à 1 Ω), il n'en est rien pour des mesures avec un calibre à 1 mA (typiquement de l'ordre du kΩ).

#### Oscilloscope

Il n'est pas question ici de détailler l'utilisation d'un oscilloscope, et nous invitons le lecteur à se reporter à la notice de l'appareil. Précisons néanmoins quelques points importants :

- L'oscilloscope possède une bande passante beaucoup plus élevée (typiquement de l'ordre de 100 MHz) que celle des multimètres.

---

11. On rappelle que pour un signal sinusoïdal d'amplitude  $U_0$ ,  $U_{eff} = U_0/\sqrt{2}$ .

- Son impédance d'entrée est généralement d'environ  $1\text{ M}\Omega$ , soit 10 fois plus faible que pour les multimètres. Comme expliqué plus haut, ceci impose d'utiliser des résistances inférieures à  $10\text{ k}\Omega$  pour conserver une précision de 1 % sur les mesures de tension. On se reportera au TP2 pour une approche plus complète du modèle d'impédance d'entrée de l'oscilloscope et sur ses conséquences en terme de filtrage.
- Contrairement au cas du multimètre, le mode AC de l'oscilloscope n'est pas lié à l'utilisation exclusive d'un signal alternatif. Ce mode correspond à l'ajout d'une capacité de l'ordre de quelques dizaines de nF en série dans le montage (cf TP2), permettant de supprimer la composante continue du signal d'entrée (le filtre passe-haut ainsi créé rejette typiquement les fréquences inférieures à 1 Hz).
- La masse de l'oscilloscope est reliée à la terre du réseau électrique, et est donc reliée aux autres prises de terre du montage<sup>12</sup>. Lorsqu'une masse a déjà été imposée en un point du montage et qu'une mesure de tension entre deux autres points de potentiel non nul est nécessaire, on peut utiliser les entrées différentielles prévues à cet effet dans une carte d'acquisition ou encore utiliser un transformateur d'isolement.
- Un oscilloscope ne permet de faire des mesures précises (automatiques ou non) que lorsque l'information recherchée est facilement lisible sur l'écran. Par exemple, pour extraire précisément l'amplitude et la période d'un signal sinusoïdal, il faut modifier le gain et la base de temps de façon à ce que le signal ait une amplitude maximale sur l'écran et qu'une - et une seule - période entière occupe l'écran.

## GBF

Là encore, nous n'évoquons que quelques remarques sur les propriétés des Générateurs Basses Fréquences (GBF) utilisés.

- Les GBFs ont une résistance interne standardisée à  $50\ \Omega$ , et sont modélisables par une source de Thévenin, c'est-à-dire une résistance en série avec un générateur idéal de tension (Fig. 2). Les caractéristiques de ce générateur sont celles affichées sur l'écran de l'appareil, mais ne sont donc pas nécessairement celles du signal de sortie à cause de l'influence de la résistance interne ! La méthode permettant de réaliser la mesure de cette résistance interne est présentée à la page 22.
- Certains GBFs comportent plusieurs modes de fonctionnement (sortie  $50\ \Omega$  ou *High - Z*) qui permettent ou non de compenser la chute de tension due à cette résistance interne. Par exemple, si le GBF est branché sur un montage d'impédance  $50\ \Omega$ , la tension réellement imposée au circuit est réduite de moitié par rapport à la consigne interne si le GBF est réglé sur une sortie  $50\ \Omega$ . Certains GBFs prennent ce facteur en compte, et affichent en pratique une tension moitié de la tension imposée en interne, avant l'impédance de sortie. Ce réglage n'est pas adapté au cas général et on préférera toujours en TP le réglage *High - Z* pour lequel le GBF affiche directement la tension interne qu'il génère, sans prendre en compte une potentielle chute de tension sur sa résistance de sortie.

En pratique, lorsque cela est possible, on n'utilisera dans le circuit que des résistances très supérieures (typiquement supérieures à  $5\text{ k}\Omega$ ) à la résistance de sortie du GBF

---

12. En cas de doute sur l'installation électrique on peut toujours doubler ces connexions.

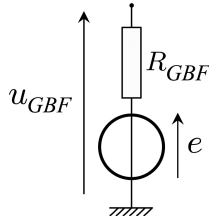


FIGURE 2 – Modèle électrique de Thévenin équivalent à un GBF. La résistance de sortie  $R_{GBF}$  est standardisée à  $50\ \Omega$  et les caractéristiques de la source idéale de tension  $e$  sont modifiables grâce à l'interface de l'appareil (amplitude, tension,...). La tension de sortie de l'appareil correspondant à  $u_{GBF}$  ne s'identifie avec  $e$  que lorsque l'influence de  $R_{GBF}$  est négligeable.

de façon à pouvoir négliger l'influence de cette dernière. Dans les autres cas, il faut la prendre en compte (cf section II.2 notamment).

- Comme celle de l'oscilloscope, la masse du GBF est reliée à la terre. Attention, si des appareils à masse flottante sont présents dans le montage, leurs masses respectives devront être reliées ensemble (sauf bien sûr si leur potentiel ne doit pas être nul).

## II.2 Régime transitoire du premier ordre

On parle de circuit<sup>13</sup> du premier ordre lorsque la tension de sortie  $u(t)$  vérifie une équation différentielle du premier ordre du type :

$$\frac{du}{dt} + \frac{u}{\tau} = \frac{e}{\tau}$$

dans laquelle  $\tau$  correspond au temps caractéristique du régime transitoire et  $e$  à l'échelon de tension délivré par le générateur passant de 0 à  $E$  à  $t = 0$ . Cette équation s'intègre en :

$$u(t) = E \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \quad (1)$$

qui correspond à la *réponse indicielle* du circuit (Fig. 3). Le temps caractéristique  $\tau$  correspond à la durée que met la tension  $u$  pour atteindre 63% de la tension maximale.

Il existe plusieurs méthodes permettant de déterminer  $\tau$  expérimentalement de façon précise :

- avec un oscilloscope, en utilisant à la fois les curseurs verticaux et horizontaux, on détermine la durée  $\tau$  que met la tension de sortie pour atteindre 63% de sa variation totale sur une montée complète jusqu'à la valeur finale<sup>14</sup> ;

13. Nous illustrons ici un système du premier ordre avec une tension dans un circuit électronique car il s'agit de la grandeur effectivement mesurée en TP, mais cette section est de portée plus générale et est par exemple transposable à la réponse en amplitude ou en vitesse d'un système mécanique du premier ordre.

14. Attention, dans le cas d'un générateur dont la tension passe de  $-E$  à  $E$  à  $t = 0$ ,  $\tau$  correspond à la variation de 63% de l'écart maximal entre les deux régimes permanents, c'est-à-dire  $2E$ . On notera que dans ce dernier cas, la mesure de la durée pour atteindre 50% de la valeur finale, donnée par  $t_{1/2} = \tau \ln(2)$ , est beaucoup plus adaptée. En effet,  $t_{1/2}$  se lit directement à l'intersection de la tension mesurée et de l'axe des abscisses sur l'écran de l'oscilloscope.

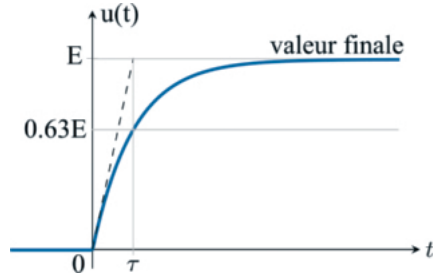


FIGURE 3 – Réponse indicielle d'un circuit du premier ordre. Le régime transitoire observé fait apparaître un temps caractéristique  $\tau$ .

- avec un système d'acquisition qui le permet, on peut aussi faire une mesure graphique en utilisant la tangente en début de montée et en repérant l'intersection de cette tangente avec la valeur finale<sup>15</sup> ;
- on peut réaliser un ajustement de la courbe à l'aide de l'expression (1). Cette dernière méthode est évidemment la plus précise puisqu'elle utilise un grand nombre de points de mesure.

## II.3 Régime transitoire du second ordre

Dans le cas d'un circuit du second ordre,  $u(t)$  vérifie une équation différentielle du second ordre du type :

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = \omega_0^2 e \quad (2)$$

dans laquelle  $\omega_0$  correspond à la pulsation propre,  $Q$  au facteur de qualité du circuit et  $e$  à l'échelon de tension délivré par le générateur, passant par exemple de 0 à  $E$  à  $t = 0$ .

L'allure de la réponse indicielle dépend cette fois de la valeur du facteur de qualité. En effet :

- pour  $Q < 1/2$ , on parle de *régime apériodique* ;
- pour  $Q = 1/2$ , on parle de *régime apériodique critique* ;
- pour  $Q > 1/2$ , on parle de *régime pseudo-périodique*.

Intéressons-nous en particulier à ce dernier régime pour lequel la tension  $u(t)$  présente des oscillations amorties<sup>16</sup> (Fig. 4) et s'écrit, en notant  $\Omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$  :

$$u(t) = \underbrace{E}_{u_p} + \underbrace{A \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right) \cos(\Omega t + \varphi)}_{u_h} \quad (3)$$

<sup>15</sup>. La méthode est peu performante pour des courbes bruitées ou perturbées comme dans le cas d'un régime transitoire en présence d'une bobine mentionné à la page 25.

<sup>16</sup>. On se reportera notamment au TP 20 pour l'analogie en mécanique.



où  $A$  et  $\varphi$  sont des constantes qu'on peut déterminer à partir des conditions initiales, et où  $u_p$  et  $u_h$  correspondent respectivement aux solutions particulière et homogène de l'équation différentielle (2).

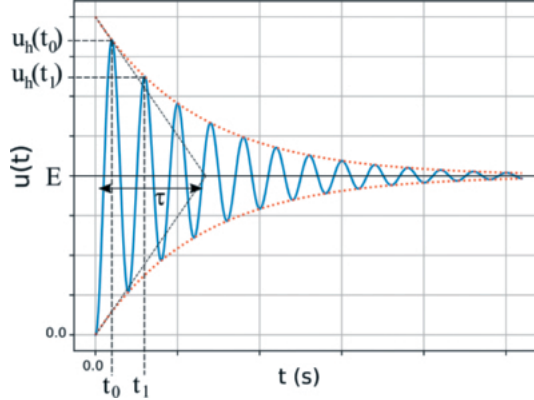


FIGURE 4 – Réponse indicielle d'un circuit du second ordre pour un facteur de qualité  $Q = 10$ . Le régime transitoire observé fait apparaître des oscillations de pseudo-période  $T = 2\pi/\Omega$  et un temps caractéristique d'amortissement  $\tau = 2Q/\omega_0$ .

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques  $\omega_0$  et  $Q$  de façon précise :

- On peut tout d'abord mesurer  $T = \frac{2\pi}{\Omega}$  par une lecture avec les curseurs temporels sur plusieurs oscillations de la courbe à l'oscilloscope. On en déduit aisément  $\Omega$ , qu'on peut assimiler à  $\omega_0$  si l'amplitude des oscillations ne décroît pas trop vite (cas  $Q$  grand).
- Pour évaluer  $Q$ , on peut utiliser la méthode du *décroissement logarithmique*<sup>17</sup>, qui exploite le fait que la courbe présente des oscillations amorties exponentiellement de part et d'autre de la solution particulière  $u_p$  de l'équation différentielle (2). On définit alors le *décroissement logarithmique*  $\delta$  par :

$$\delta = \frac{1}{p} \ln \left( \frac{u_h(t_n)}{u_h(t_{n+p})} \right)$$

où les  $t_n$ , avec  $n \in \mathbb{N}$ , correspondent aux instants successifs pour lesquels la solution homogène  $u_h$  admet un maximum local. On peut montrer simplement que  $\delta = \frac{\pi}{\sqrt{Q^2 - \frac{1}{4}}}$

et donc déduire  $Q$  de la mesure du décroissement logarithmique faite à l'oscilloscope à

17. On notera que, dans le cas où  $Q$  est grand, on peut également exploiter l'enveloppe exponentielle (cf Fig 3) du signal amorti pour déterminer  $\tau$  et en déduire la valeur de  $Q$  en ayant déterminé  $\omega_0$  au préalable. Enfin, la méthode consistant à évaluer  $Q$  en comptant le nombre d'oscillations visibles n'est que très approximative et permet simplement de prévoir si  $Q$  est grand ou non.

l'aide des curseurs de tension. Pour une précision optimale, on choisira un nombre  $p$  de périodes tel que l'amplitude soit environ divisée par 2.

- On peut réaliser un ajustement<sup>18</sup> de la courbe à l'aide de l'expression (3) et en tirer  $\omega_0$  et  $Q$ .

## II.4 Filtre passe-bas du premier ordre

Un filtre passe-bas du premier ordre est défini par la fonction de transfert suivante<sup>19</sup> :

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_c}}$$

où  $K$  est le gain maximal du filtre et  $f_c$  est la fréquence de coupure. On en déduit l'expression du gain  $G$  et de la phase  $\varphi$  :

$$G(f) = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi(f) = -\text{Arctan}\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad (4)$$

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques  $K$  et  $f_c$  de façon précise :

- Pour mesurer  $K$ , on alimente tout d'abord le circuit avec un signal sinusoïdal  $e(t)$  d'amplitude  $U_0$ , puis on se place en basse<sup>20</sup> fréquence pour déterminer  $G_{max} = K$  en faisant le rapport entre les amplitudes<sup>21</sup> du signal de sortie et du signal d'entrée.
- Pour mesurer  $f_c$ , on peut utiliser le fait que<sup>22</sup>  $G(f_c) = G_{max}/\sqrt{2}$  en cherchant la fréquence<sup>23</sup>  $f_c$  telle que l'amplitude de la courbe de sortie soit égale à la valeur calculée correspondant à l'amplitude du signal d'entrée divisée par  $\sqrt{2}$  (Fig. 5).
- Alternativement, l'expression de la phase donnée dans l'équation (4) montre que  $\varphi(f_c) = -\pi/4$ , et on peut également déterminer  $f_c$  en cherchant la fréquence  $f_c$  pour laquelle la mesure automatique<sup>24</sup> de la phase à l'oscilloscope conduit à  $\varphi(f_c) = -45^\circ$ .
- On peut enfin réaliser un ajustement des courbes de gain  $G(f)$  ou de phase  $\varphi(f)$  à l'aide des expressions (4) et en tirer  $K$  et  $f_c$ .

18. Cette méthode permet également d'extraire les valeurs de  $\omega_0$  et  $Q$  pour un régime apériodique.

19. On notera qu'on travaillera plus facilement avec les fréquences qu'avec les pulsations lorsqu'il s'agira ensuite de confronter la théorie aux mesures expérimentales.

20. On entend par basses fréquences ici une fréquence très basse devant la fréquence de coupure  $f_c$ . Le plus simple pour cela est d'avoir un signal continu, de fréquence rigoureusement nulle.

21. Ou simplement les valeurs pour un signal continu.

22. Il s'agit en fait de la définition d'une fréquence de coupure. On notera que la formule du gain dans (4) permet en théorie de remonter à la valeur de  $f_c$  à partir de la mesure du gain  $G(f)$  pour une fréquence  $f$  quelconque. Cependant, à basse fréquence ( $f \ll f_c$ ), la mesure du gain est imprécise puisque ce dernier est très proche de l'unité et varie très peu sur une large bande de fréquence. Au contraire, à haute fréquence ( $f \gg f_c$ ), les mesures sont souvent peu fiables car le gain tend vers zéro et le rapport signal sur bruit devient donc très mauvais, et que des effets parasites interviennent par ailleurs (cf section II.5). Il faut donc nécessairement se placer au voisinage de  $f = f_c$  pour pouvoir exploiter expérimentalement la relation (4).

23. Si on utilise un multimètre en mode AC, on veillera à ne pas dépasser sa bande passante (cf section II.1).

24. On notera que l'utilisation du mode XY de l'oscilloscope conduit à une ellipse "penchée" et n'est pas adaptée à la mesure de cette valeur de déphasage.

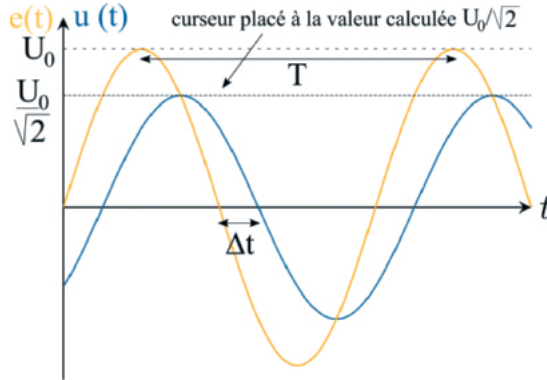


FIGURE 5 – Signal d’entrée  $e(t)$  d’amplitude  $U_0$  et signal de sortie  $u(t)$ . Pour déterminer la fréquence de coupure  $f_c$ , après avoir mesuré  $U_0$ , on place un curseur de tension à la valeur calculée  $U_0/\sqrt{2}$  et on fait varier la fréquence pour que cette valeur corresponde à l’amplitude du signal de sortie. On notera que le signal de sortie  $u(t)$  est bien en retard sur l’entrée  $e(t)$  lorsque la fréquence correspond à  $f_c$ , ce qui est cohérent avec le calcul de la phase donné par  $\varphi(f_c) = -\frac{2\pi\Delta t}{T} = -\frac{\pi}{4}$ , où  $T$  est la période et  $\Delta t$  l’écart temporel entre les signaux.

## II.5 Filtre passe-haut du premier ordre

Les propriétés d’un filtre passe-haut du premier ordre se déduisent de sa fonction de transfert canonique donnée par :

$$\underline{H} = \frac{Kj\frac{f}{f_c}}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

Nous ne détaillerons pas ici les méthodes d’analyse expérimentales de ce filtre qui sont très similaires à celles du filtre passe-bas d’ordre 1. Néanmoins, il convient de préciser que la modélisation habituelle d’un circuit électronique dans son ensemble est mise en échec à haute fréquence. En effet, typiquement au-delà de 100 kHz, des effets parasites<sup>25</sup> apparaissent. Ainsi, lorsqu’on cherche par exemple à déterminer le gain maximal à haute fréquence (HF) dans le filtre passe-haut, il faut certes se placer de telle façon que  $f \gg f_c$ , mais en s’assurant toujours que  $f < 100$  kHz.

## II.6 Filtre passe-bande

Un filtre passe bande est défini par la fonction de transfert canonique

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$

<sup>25</sup> Il s’agit par exemple d’effet de peau dans tous les conducteurs, d’effet capacitif dans les bobines (cf section II.9) ou encore d’effets inductifs entre les câbles.

à laquelle on peut associer le gain  $G(f)$  et la phase  $\varphi(f)$  suivants :

$$G(f) = \frac{K}{\sqrt{1 + Q^2 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi(f) = \text{Arctan} \left[ Q \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right] \quad (5)$$

où  $K$  est le gain maximal du filtre,  $Q$  son facteur de qualité et  $f_0$  sa fréquence propre.  $f_0$  s'identifie avec la fréquence de résonance (cf TP15) puisqu'elle correspond au maximum du gain.

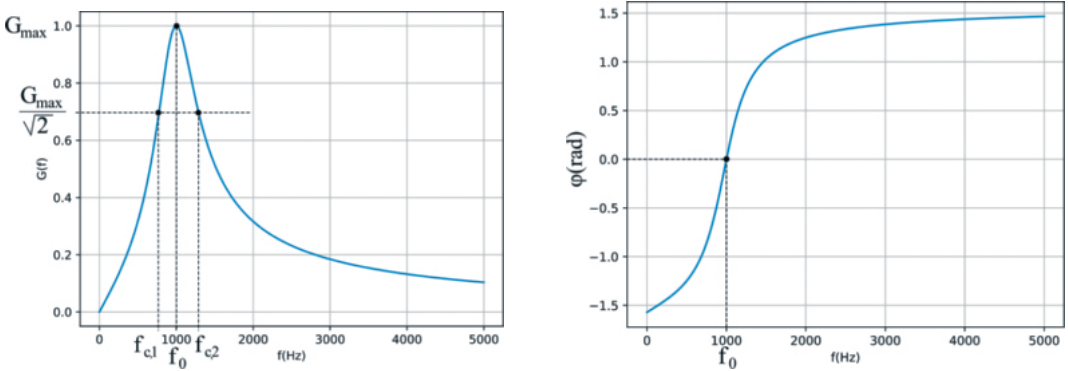


FIGURE 6 – (à gauche) Représentation du gain  $G(f)$  en fonction de la fréquence avec un gain maximum  $K = 1$ , une fréquence de résonance  $f_0 = 1 \text{ kHz}$  et un facteur de qualité  $Q = 2$ .  $f_{c,1}$  et  $f_{c,2}$  correspondent aux fréquences de coupure telles que  $G(f_c) = G_{\max}/\sqrt{2}$  et délimitent la bande passante définie par  $\Delta f = f_{c,2} - f_{c,1} = f_0/Q$ . On notera que les fréquences de coupures ne sont pas symétriques par rapport à  $f_0$  (ce n'est le cas qu'avec une échelle de fréquence logarithmique). (à droite) Représentation de la phase  $\varphi(f)$  en fonction de la fréquence, avec les mêmes paramètres. On peut simplement remarquer que la phase est nulle à la résonance :  $\varphi(f_0) = 0$ .

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques  $K$ ,  $f_0$  et  $Q$  de façon précise :

- On alimente le circuit avec un signal sinusoïdal  $e(t)$  d'amplitude  $U_0$ , puis on cherche tout d'abord la fréquence  $f_0$  telle que la tension d'entrée  $e(t)$  et la tension de sortie  $u(t)$  soient en phase, c'est-à-dire en mode XY lorsque la courbe elliptique observée s'écrase complètement et vient s'identifier avec la première bissectrice<sup>26</sup>. On détermine ainsi le gain maximum puisque  $K = G(f_0)$ .

<sup>26</sup>. Cette méthode est d'autant plus intéressante que la bande passante est large, puisqu'il est difficile de déterminer précisément  $f_0$  en repérant le maximum de la tension de sortie dans ce cas puisque la courbe est "plate".

- Pour déterminer le facteur de qualité  $Q$ , la meilleure<sup>27</sup> méthode est de mesurer la bande passante  $\Delta f = f_{c,1} - f_{c,2}$  en cherchant les fréquences de coupure telles que  $G(f_c) = G_{max}/\sqrt{2}$  avec la même méthode que celle présentée à la section II.4, puis d'exploiter la relation  $\Delta f = f_0/Q$ .
- Alternativement, si on trace le gain  $G(f)$  ou la phase  $\varphi(f)$  en fonction de la fréquence, on peut là encore réaliser un ajustement de la courbe à l'aide des expressions (5).

## II.7 Filtre passe-bas du second ordre

Un filtre passe-bas du second ordre est défini par la fonction de transfert canonique suivante :

$$\underline{H} = \frac{K}{1 + \frac{j}{Q} \frac{f}{f_0} - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}$$

où  $K$  est le gain à basse fréquence du filtre,  $Q$  son facteur de qualité et  $f_0$  sa fréquence propre.

Deux différences sont à mentionner par rapport au filtre passe-bas d'ordre 1 :

- Le gain chute bien plus rapidement à haute fréquence puisqu'il est proportionnel<sup>28</sup> à  $1/f^2$  pour l'ordre 2 contre  $1/f$  pour l'ordre 1. Un filtre d'ordre 2 coupe donc beaucoup plus efficacement les hautes fréquences.
- En fonction de la valeur du facteur de qualité, le filtre peut admettre une résonance. En effet, si  $Q > 1/\sqrt{2}$ , on peut montrer que  $G(f)$  admet un maximum pour la fréquence  $f_r = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$  qui s'écarte d'autant moins de la valeur de la fréquence propre  $f_0$  que le facteur de qualité  $Q$  est grand.

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer expérimentalement les paramètres caractéristiques  $K$ ,  $f_0$  et  $Q$  de façon précise :

- Comme pour le filtre passe-bas d'ordre 1 (cf section II.4), on commence par déterminer  $K$  à basse fréquence.
- On exploite ensuite le fait que  $\underline{H}(f = f_0) = -jKQ$  en cherchant la fréquence  $f_0$  telle que la phase soit égale à  $-\pi/2$ , c'est-à-dire lorsque les axes de l'ellipse sont horizontaux et verticaux en mode XY. On mesure ensuite le gain pour cette fréquence  $f_0$  et on en déduit  $Q$ , connaissant déjà  $K$ .
- Alternativement, après avoir tracé le gain  $G(f)$  en fonction de la fréquence, on peut aussi réaliser un ajustement de la courbe et en tirer  $K$ ,  $f_0$  et  $Q$ .

## II.8 Filtre passe-haut du second ordre

Un filtre passe-haut n'apporte pas de spécificité expérimentale supplémentaire par rapport aux remarques faites pour le passe-haut d'ordre 1 et le passe-bas d'ordre 2 et on se reportera aux sections II.5 et II.7.

27. Il est possible en théorie de faire des mesures de gain pour d'autres fréquences que les fréquences de coupure, par exemple en cherchant les fréquences à mi-hauteur, mais il faut éviter de faire des mesures à trop haute fréquence en particulier car les mesures s'écartent du modèle proposé au-delà de 100 kHz.

28. On notera que cela correspond usuellement dans un diagramme de Bode à des pentes de  $-40dB$  par décade pour l'ordre 2 contre  $-20dB$  par décade pour l'ordre 1.

## II.9 Mesures des caractéristiques d'un composant électronique

### Mesure de résistance

La méthode la plus simple pour mesurer une résistance est évidemment d'utiliser un ohmmètre (cf section II.1). Cependant, il peut parfois être intéressant d'exploiter un *pont diviseur de tension* pour lequel la tension de sortie  $u = \frac{R_v}{R + R_v} e$  est réduite de moitié par rapport à la tension d'entrée (i.e.  $u = e/2$ ) lorsque la résistance variable  $R_v$  est égale à la résistance  $R$  dont on veut déterminer la valeur (Fig. 7 à gauche).

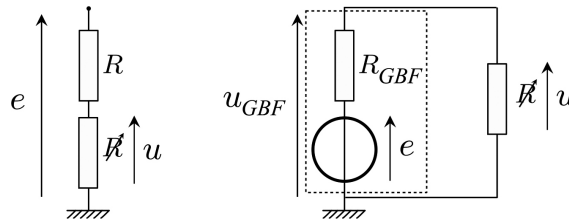


FIGURE 7 – Méthode du pont diviseur de tension permettant de déterminer la valeur d'une résistance  $R$  inconnue à l'aide d'une résistance variable  $R_v$ .  $R_v = R$  lorsque  $u = e/2$  (à gauche). Application de la méthode précédente à la détermination de l'impédance de sortie d'un GBF (à droite).

Une application directe de cette méthode est la détermination de l'impédance de sortie d'un GBF à l'aide d'une simple résistance variable  $R_v$  branchée à la sortie de l'appareil (cf Fig 7 à droite). Quel que soit le réglage du GBF (mode DC, sinusoïdal ou autre), on mesure  $u = e/2$  lorsque  $R_v = R = 50 \Omega$ . On rappelle que la tension  $e$  correspond à la tension affichée sur l'interface de l'appareil et non à la tension de sortie  $u_{GBF}$  (cf section II.1).

### Mesure de capacité

On propose ici 4 méthodes classiques permettant de déterminer la capacité  $C$  d'un condensateur. L'une ou l'autre peuvent être préférées en fonction des contraintes du montage ou du matériel disponible : on préférera en général les deux premières méthodes qui sont assez équivalentes en terme de précision et de temps de mesure (la première demande un peu plus de manipulation des curseurs, et on préférera par exemple la seconde méthode avec des oscilloscopes basiques ne comportant que des curseurs horizontaux pour mesurer les tensions). Les deux dernières nécessitent un matériel supplémentaire : une bobine dont on connaîtrait très précisément l'inductance ou une capacité variable.

#### • Méthode 1 : Mesure de $\tau$ en régime transitoire dans un circuit $RC$

On construit un montage  $RC$  (Fig. 8 à gauche) avec une mesure de tension  $u_C(t)$  aux bornes de  $C$  et on alimente le circuit par un signal crêteau  $e(t)$ . De façon presque équivalente, on peut également utiliser un montage  $CR$  avec une mesure de tension aux bornes de  $R$ .

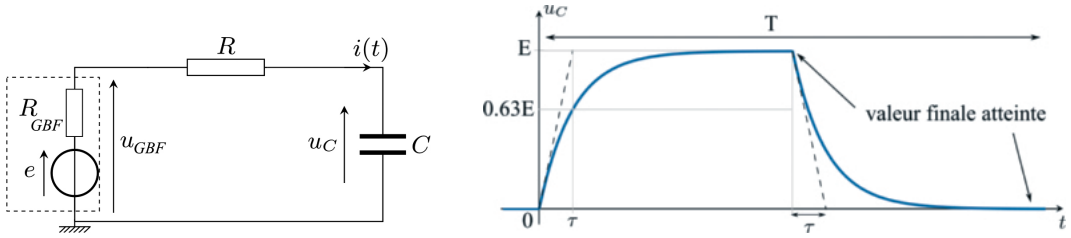


FIGURE 8 – Circuit  $RC$  alimenté par un GBF délivrant une tension  $u_{GBF}$  (à gauche), et réponse temporelle de la tension  $u_C(t)$  aux bornes du condensateur lorsque le montage est alimenté par une tension rectangulaire entre 0 et  $E$  (à droite). Cette dernière fait apparaître le temps  $\tau$  caractéristique de la réponse du circuit.

Afin que le générateur et le système d'acquisition puissent être considérés comme idéaux, on notera que la résistance  $R$  doit être choisie telle que  $50\ \Omega \ll R \ll 1\ M\Omega$ , c'est-à-dire à la fois très grande devant l'impédance de sortie du GBF, et très faible devant l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure (cf section II.1). En pratique, on peut par exemple choisir  $R = 5000\ \Omega$ .

Dans ce cas, on est ramené à l'étude d'un régime transitoire du premier ordre avec  $\tau = RC$ . L'allure du signal de sortie fait apparaître  $\tau$  lors de la charge et la décharge du condensateur (Fig. 8). Il faut bien s'assurer que la période  $T$  du signal crêteau délivré par le générateur soit suffisamment élevée pour permettre de mesurer correctement la valeur finale. En pratique, il faut choisir  $T > 5\tau$ . Connaissant  $R$ , la mesure de  $\tau$  permet d'en déduire<sup>29</sup>  $C$ .

- **Méthode 2 : Mesure de la fréquence de coupure  $f_c$  en régime sinusoïdal forcé dans un circuit  $RC$**

On construit un montage  $RC$  identique à celui de la figure 8 à gauche, avec les mêmes contraintes sur la valeur de  $R$ . On l'alimente cette fois par un signal sinusoïdal de fréquence  $f$  et d'amplitude  $U_0$ . Le montage  $RC$  joue ici le rôle d'un filtre passe-bas d'ordre 1 dont on veut déterminer la fréquence de coupure  $f_c$  (cf section II.4).

Dans le cas où la résistance  $R$  est choisie de telle façon que la résistance interne du GBF soit négligeable, on peut se contenter d'utiliser l'expression de la fréquence de coupure suivante  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$  et d'exploiter sa mesure pour en extraire la valeur de  $C$ .

Cependant, il existe des subtilités lorsqu'il faut prendre en compte la résistance  $R_{GBF}$ , par exemple lorsque  $R$  n'est pas suffisamment grande. L'expression de la fréquence de coupure dépend en effet de la façon dont le gain est mesuré. En se basant sur le schéma de gauche de la figure 8 :

<sup>29</sup>. La prise en compte de la résistance interne du GBF conduirait à la valeur  $\tau = (R + R_{GBF})C$ .

- si on mesure  $u_{GBF}$  en entrée à l'aide de l'oscilloscope par exemple, tout se passe comme précédemment et  $f_c = 1/(2\pi RC)$  car l'influence de  $R_{GBF}$  est mesurée par l'intermédiaire de  $u_{GBF}$ .
- si on lit l'amplitude de  $e$  en entrée sur l'affichage du GBF (cf section II.1), tout se passe comme si la résistance totale du circuit  $RC$  était  $R + R_{GBF}$ , de sorte que la fréquence de coupure est modifiée et  $f_c = 1/(2\pi(R + R_{GBF})C)$ .

• **Méthode 3 : Mesure de la fréquence de résonance  $f_0$  en régime sinusoïdal forcé avec un circuit  $RLC$  aux bornes de  $R$ .**

Si on dispose d'une bobine d'inductance  $L$  connue précisément, on peut alors construire un circuit  $RLC$  série alimenté par un GBF en mode sinusoïdal, en réalisant une mesure de tension aux bornes de  $R$  (cf Fig 9). On choisira typiquement  $R = 10 \Omega$  pour les raisons listées ci-après.

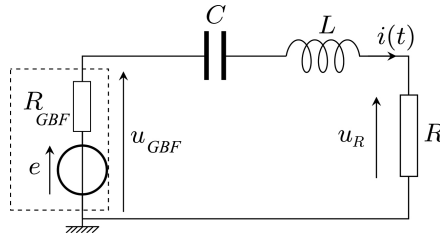


FIGURE 9 – Montage  $RLC$  série jouant le rôle d'un passe-bande et permettant de remonter à la valeur de  $C$  si on connaît précisément la valeur de l'inductance  $L$ .

Comme précédemment (cf section II.4), dans le cas général pour lequel on prend en compte l'influence de la résistance interne du GBF, les caractéristiques du filtre passe-bande dépendent de la méthode utilisée pour mesurer le gain. En se basant<sup>30</sup> sur le schéma de la figure 9 :

- si on mesure  $u_{GBF}$  en entrée, on peut montrer que  $K = 1$ ,  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$  et  $Q = 1/R\sqrt{L/C}$ . L'influence de  $R_{GBF}$  est mesurée par l'intermédiaire de  $u_{GBF}$ .
- si on lit l'amplitude de  $e$  en entrée sur l'affichage du GBF (cf section II.1), tout se passe comme si la résistance totale du circuit  $RLC$  était  $R + R_{GBF}$ , de sorte que  $K = R/(R + R_{GBF})$ ,  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$  et  $Q = 1/(R + R_{GBF})\sqrt{L/C}$ .

La fréquence de résonance  $f_0$  reste indépendante de la résistance  $R$  même lorsqu'on prend en compte la résistance interne du générateur. Sachant que la largeur de la bande passante  $\Delta f$  centrée sur  $f_0$  est d'autant plus étroite que  $R$  est faible, on a intérêt à

30. L'influence de la résistance interne  $r$  de la bobine est discutée dans la note de bas de page numéro<sup>31</sup>.

31. La résistance interne  $r$  de la bobine évoquée dans la section II.9 joue un rôle en tous points similaire ici à la résistance interne du GBF et ne modifie pas non plus la valeur de  $f_0$ . Il suffit de remplacer  $R_{GBF}$  par  $R_{GBF} + R$  dans les expressions de  $K$  et  $Q$ .



prendre une résistance  $R$  faible pour faire une détermination précise de la fréquence  $f_0$ . En pratique, une résistance de  $10\ \Omega$  est donc adaptée (prendre une résistance plus faible est inutile car la largeur de la bande passante est de toute façon limitée par les résistances internes du GBF et de la bobine).

La détermination précise de  $f_0$  (cf section II.6) permet finalement de déduire  $C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}$ .

• **Méthode 4 : Pont diviseur de tension avec un condensateur variable supplémentaire**

Si on dispose d'un autre condensateur de capacité variable  $C_v$  (une boîte à décades de condensateurs par exemple), on peut adapter la méthode du pont diviseur de tension (section II.9) puisque celle-ci se généralise de manière évidente à la mesure de toute impédance à partir d'une impédance pouvant varier de façon contrôlée.

### Mesure de l'inductance d'une bobine

Une bobine est constituée d'un enroulement de fil. Ce dernier étant nécessairement résistif, on modélise une bobine réelle en ajoutant à l'inductance pure, en série, une résistance  $r$ , appelée résistance interne de la bobine, typiquement de l'ordre de quelques  $\Omega$  avec les bobines utilisées en TP (Fig. 10 au milieu). À haute fréquence (typiquement au-dessus de 20 kHz), un effet capacitif entre les différentes spires de la bobine séparées par un isolant est également à prendre en compte. On modélise ce phénomène<sup>32</sup> par l'ajout d'un condensateur en parallèle (Fig. 10 à droite).

Lors de l'utilisation d'une bobine dans un circuit, on conseille d'introduire des résistances très grandes devant  $r$  (et devant  $R_{\text{GBF}}$  par ailleurs d'après la section II.9) tout en restant à relativement basse fréquence ( $f < 20\ \text{kHz}$ ). Dans ce cas, les 4 méthodes de la section II.9 permettant de mesurer une capacité se généralisent de manière immédiate au cas de la mesure d'une inductance.

Cependant, lorsque ce n'est pas le cas, on peut citer quelques précautions et manifestations expérimentales spécifiques qui peuvent potentiellement perturber une détermination précise de la valeur de l'inductance  $L$  :

- Si on veut exploiter un circuit du premier ordre avec une résistance  $R$  et une bobine, le seul montage convenable est celui de la figure 11, dans lequel on mesure la tension aux bornes de la résistance  $R$ . On peut alors transposer directement les méthodes 1 et

---

<sup>32</sup>. Le modèle proposé ici est néanmoins encore incomplet et ne peut par exemple rendre compte précisément de la variation de la résistance interne de la bobine avec la fréquence (cf TP3). Par exemple, à haute fréquence, le courant ne se distribue plus de façon uniforme dans le conducteur : c'est l'effet de peau qui permet d'interpréter qualitativement l'augmentation de la résistance avec la fréquence. On peut encore citer d'autres sources de perturbation de l'impédance d'une bobine à haute fréquence : l'effet de proximité entre les différentes spires et une variation avec la fréquence de l'auto-inductance associée au champ magnétique dans les fils. Le lecteur intéressé pourra se reporter à l'étude détaillée suivante : <https://www.f-legrand.fr/scidoc/docmml/sciphys/electro/bobine/bobine.html>.

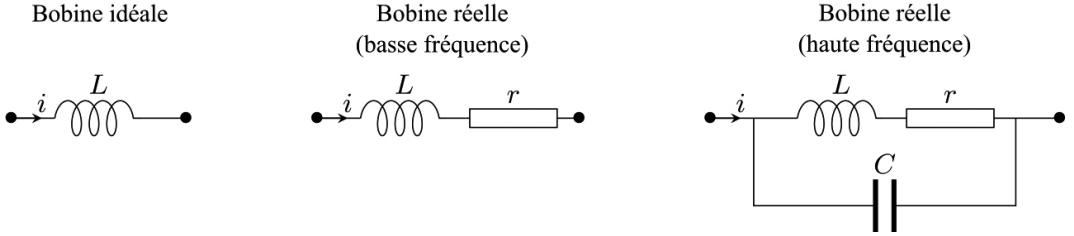


FIGURE 10 – Modèle électrique équivalent d'une bobine idéale (à gauche), d'une bobine réelle à basse fréquence comportant une résistance interne  $r$  en série (au milieu), et d'une bobine réelle à haute fréquence pour laquelle on ajoute un condensateur  $C$  en parallèle (à droite).

2 de la section II.9 avec :

$$\tau = \frac{L}{R_{tot}} \quad \text{et} \quad f_c = \frac{R_{tot}}{2\pi L}$$

où  $R_{tot}$  correspond à la résistance totale à prendre en compte<sup>33</sup>.

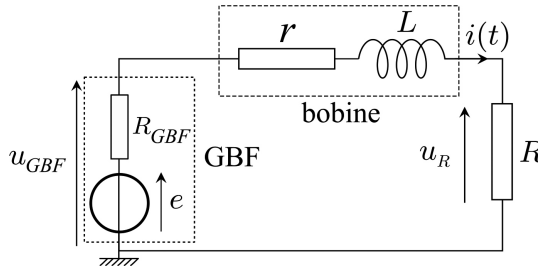


FIGURE 11 – Montage du premier ordre permettant de déterminer l'inductance d'une bobine.

Le montage similaire dans lequel on permuterait la bobine et la résistance conduit à la fonction de transfert suivante :  $\underline{H} = \frac{u_R}{u_{GBF}} = \frac{r+jL\omega}{R+r+jL\omega}$ . Si elle est bien du premier ordre au sens strict du terme, cette fonction de transfert ne s'identifie pas avec les expressions de celles des filtres passe-bas ou passe-haut du premier ordre. Les méthodes présentées doivent être réadaptées complètement dans ce cas. Le même problème se pose pour la méthode 3 de la section II.9. La méthode 4 reste valable, mais il faut que la bobine d'inductance variable et la bobine inconnue soient de résistances internes comparables.

- L'effet capacitif de la bobine peut se constater facilement dans le circuit de la figure 11 à haute fréquence puisque la fonction de transfert ne correspond plus au modèle

<sup>33</sup>.  $R$  est à remplacer systématiquement par  $R+r$ , de sorte qu'on aura  $R_{tot} = R+r$  ou  $R_{tot} = R+r+R_{GBF}$  selon les cas, comme expliqué dans la section II.9.

d'un premier ordre. Parallèlement<sup>34</sup>, toujours avec le même montage, ce même effet se manifeste par des oscillations rapides au tout début de la réponse impulsionnelle.

### III Commentaires de jury - morceaux choisis

On présente ci-dessous une sélection de points qui ont pu poser des difficultés aux candidats de manière récurrente d'année en année et qui ont été signalés dans les rapports de jury.

- *On rappelle que l'association parallèle d'un fil et d'un dipôle est équivalente à un fil. De même, l'impédance associée à un interrupteur ouvert est infinie et non pas nulle comme l'affirme la majorité des candidats.*
- *L'utilisation des multimètres pose souvent des problèmes, en particulier en régime sinusoïdal forcé, ou les candidats s'étonnent fréquemment de voir une tension nulle affichée... en mode DC! Le fait que les multimètres mesurent une valeur efficace en mode AC n'est pas toujours acquis.*
- *En électronique, les difficultés lors des mesures sont souvent liées à une méconnaissance des conditions d'utilisation des appareils : ainsi, les candidats tentent souvent d'utiliser un ohmmètre sur une résistance par ailleurs branchée au circuit ; les candidats ignorent souvent ce que mesurent les modes AC et DC du multimètre, la notion de tension efficace étant en particulier souvent source de difficultés. Pour ce qui est des mesures à l'oscilloscope, le jury rappelle que les mesures automatiques s'appliquent à ce qui est visualisé à l'écran et donc ne dispensent pas d'ajuster les bases de temps et de tension de manière à ce que le signal soit correctement visualisé à l'écran.*
- *Les mesures de temps caractéristiques sont souvent mal maîtrisées : tenter de faire une mesure à  $5\tau$  est extrêmement peu précis : il convient de mesurer le temps pour atteindre 50 % ou 63 % de la valeur finale pour une mesure rapide, ou, si l'on souhaite une grande précision, réaliser un ajustement de courbe après une acquisition.*
- *Pour les TP impliquant du filtrage, si le choix du type de filtre est en général correct, beaucoup de candidats choisissent ensuite leurs composants au hasard, oubliant que le choix de la fréquence de coupure est crucial pour que le filtre se comporte bien comme prévu.*
- *Une première étude fréquentielle rapide permet de mieux cerner la zone d'intérêt d'un filtre (voisinage de sa fréquence caractéristique). On rappelle que le comportement des filtres est typiquement logarithmique en fréquence (10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz...) : cela doit influencer dans le choix des valeurs pour l'étude rapide.*
- *Les candidats ont également pu rencontrer des difficultés quant aux observations du comportement d'un filtre à basse/haute fréquence : il est plus facile d'observer la limite basse fréquence avec un signal continu qu'en tentant de descendre au mHz, la période du signal étant alors de plus de 15 minutes, donc quasi-inobservable en pratique ; quant à la limite haute fréquence, tenter de l'observer à des fréquences supérieures à une centaine de kHz conduit à des conclusions erronées, dans la mesure où la modélisation des composants n'est plus toujours valable à de telles fréquences. Toujours dans l'étude*

---

34. On retrouve ici la correspondance classique temps courts  $\leftrightarrow$  hautes fréquences.

*des filtres, les candidats n'ont pas toujours le réflexe de mesurer à la fois la tension de sortie et la tension d'entrée. Attention également au fait que le gain n'est a priori pas nul dans la zone coupée (c'est sa limite qui est censée l'être), tout comme il peut être différent de l'unité dans la zone passante.*

- *Les candidats doivent penser à exploiter toutes les informations contenues dans une fonction de transfert fournie (l'utilisation du déphasage n'est que rarement proposée spontanément).*
- *Les candidats méconnaissent souvent les méthodes utilisant la phase dans l'étude des filtres. Ces méthodes sont pourtant souvent précises, la phase variant plus rapidement que le gain autour des fréquences caractéristiques. Par exemple, pour déterminer une fréquence de résonance en intensité dans un circuit RLC, il est plus rapide et précis de chercher un déphasage nul en mode XY plutôt qu'un gain maximal.*

# Détermination de la capacité linéique d'un câble coaxial

## Introduction

Un câble coaxial (BNC) est composé de 2 cylindres conducteurs concentriques séparés par un plastique isolant (en blanc dans la photo de la figure 1.1). Il peut donc être modélisé en première approximation par un condensateur dont la capacité est proportionnelle à la longueur du câble.

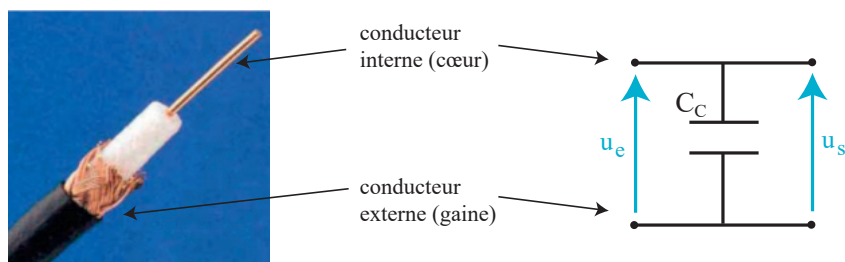


FIGURE 1.1 – Câble coaxial et sa modélisation électrique simplifiée.

## Objectif

Déterminer la capacité par unité de longueur d'un câble coaxial.



### Matériel

En plus du matériel courant d'électronique (voir p. 12) :

- Une boîte contenant une capacité de valeur inconnue ;
- des résistances variables (boîtes à décades de  $\times 1 \Omega$ ,  $\times 10 \Omega$ ,  $\times 100 \Omega$ ,  $\times 1 \text{ k}\Omega$ ,  $\times 10 \text{ k}\Omega$ ) ;
- une bobine de valeur connue  $L = 50 \pm 1 \text{ mH}$  ;
- une plaque de connexion ;
- un multimètre numérique ;
- quatre câbles coaxiaux (BNC) de même longueur ;
- des adaptateurs BNC/BNC et BNC/banane ;
- un mètre ruban.

## Travail demandé

### I Question préliminaire - détermination d'une capacité inconnue

Proposer et réaliser un protocole afin de déterminer le plus précisément possible la valeur d'une capacité inconnue placée dans une boîte (Fig. 1.2). On précisera l'incertitude associée aux valeurs obtenues.

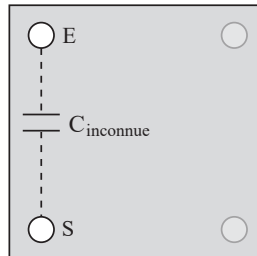


FIGURE 1.2 – Branchement de la capacité inconnue : le condensateur à déterminer est placé entre les bornes  $E$  et  $S$ . Un condensateur étant un dipôle, les deux autres bornes ne sont pas à utiliser.

### II Étude d'un câble coaxial

On souhaite déterminer la capacité  $C_c$  d'un câble coaxial en le branchant directement entre un GBF et un oscilloscope.

Le schéma de la figure 1.3 rappelle les modèles électriques équivalents des différents composants, sachant que  $R_g = 50 \Omega$ ,  $R_o = 1 \text{ M}\Omega$  et que  $C_o$  est de l'ordre de  $50 \text{ pF}$ . On s'attachera néanmoins à trouver un moyen de s'affranchir de l'utilisation de cette dernière valeur imprécise et on la déterminera expérimentalement de façon précise.

1. Justifier pourquoi, à haute fréquence, la fonction de transfert  $\underline{H} = \frac{u_s}{u_e}$  peut s'écrire sous la forme simple :

$$\underline{H} = \frac{u_s}{u_e} = \frac{1}{1 + jR(C_o + C_c)\omega}$$

2. Réaliser le montage ci-dessous avec  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et en faisant bien attention à n'utiliser que des fils simples à part le(s) câble(s) coaxial(aux) dont on veut mesurer la capacité. Déterminer la capacité linéique d'un câble coaxial, c'est à dire la capacité par mètre de câble. On ne cherchera pas à évaluer l'incertitude des mesures effectuées dans cette partie.

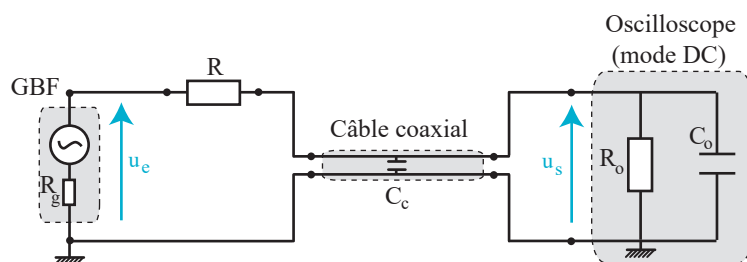


FIGURE 1.3 – Schéma électrique équivalent d'un câble coaxial branché entre un GBF et un oscilloscope.

# Commentaires



## Précisions sur le matériel

- Pour la question préliminaire, les valeurs de capacités inconnues peuvent être quelconques.
- La bobine peut également être quelconque et n'a d'importance que dans la question préliminaire. On notera que la résistance interne de la bobine n'a pas d'influence sur la fréquence de résonance.
- Prévoir un RLC-mètre pour vérifier les valeurs de capacités.



## Précisions sur l'énoncé

Le montage proposé avait pour objectif de faire réfléchir les élèves sur les caractéristiques d'un matériel utilisé couramment. Le fait qu'un seul câble soit équivalent à deux fils a perturbé beaucoup de candidats.

On notera que les adaptateurs BNC/banane comportent une très faible capacité, de l'ordre de quelques pF, mais qu'il convient de prendre en compte pour une détermination précise de la capacité linéique, de même que celle de l'oscilloscope. Ceci justifie d'effectuer une régression linéaire. Pour un TP plus court, on peut fournir un seul câble coaxial, mais il faudra garder en tête que la valeur finale obtenue n'est qu'approximative (cependant d'autant meilleure que le câble est long).

Par ailleurs, un modèle plus complet du câble coaxial fait apparaître un comportement résistif et inductif. Ces effets sont négligeables avec les fréquences et valeurs de composants choisis.



## Éléments de correction

### I Question préliminaire - Détermination d'une capacité inconnue

Voir partie introductive sur l'électronique.

### II Étude d'un câble coaxial

1. La fonction de transfert du montage se ramène à une fonction simple d'un filtre passe-bas du premier ordre car :

$$R_g = 50 \, \Omega \ll R = 10 \, \text{k}\Omega \ll R_o = 1 \, \text{M}\Omega$$



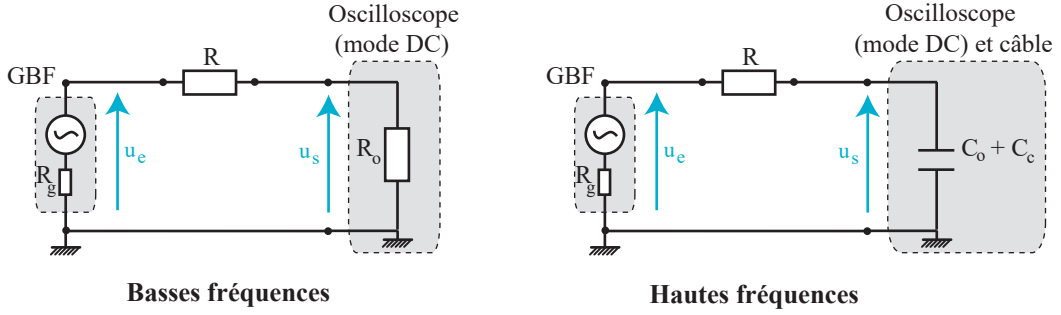


FIGURE 1.4 – Modèles équivalents au montage à basse (à gauche) et haute fréquence (à droite).

- À basse fréquence (Fig. 1.4 à gauche), la tension mesurée à la sortie du câble coaxial est pratiquement identique à la tension d'entrée d'après le montage équivalent, sachant que la résistance de sortie du GBF est négligeable :

$$\underline{H} = \frac{u_s}{u_e} = \frac{R_o}{R_o + R} \simeq 1$$

- À haute fréquence (Fig. 1.4 à droite), la résistance d'entrée de l'oscilloscope est court-circuitée par les deux condensateurs en parallèle dont les capacités s'additionnent, de sorte qu'on obtient bien :

$$\underline{H} = \frac{u_s}{u_e} = \frac{1}{1 + jR(C_o + C_c)\omega}$$

2. Le problème se ramène à la détermination de la valeur d'une capacité dans un filtre passe-bas « RC », similaire à la question introductive. La méthode reposant sur la mesure de la pulsation de coupure à  $G_{\max}/\sqrt{2}$  est la plus adaptée ici, même si d'autres méthodes pourraient convenir.

La valeur de  $C_o$  n'étant pas connue précisément, il faut faire nécessairement plusieurs mesures de pulsations de coupure en mettant en série plusieurs câbles (les capacités sont alors toujours en parallèle et leurs valeurs s'additionnent). On peut alors faire une régression linéaire en s'appuyant sur l'expression des fréquences de coupure  $f_{c,n}$  pour  $n$  câbles

$$f_{c,n} = \frac{1}{2\pi R(C_o + nC_c)}$$

On notera qu'on peut aussi utiliser des câbles de longueurs différentes et remplacer  $nC_c$  par  $\ell c_c$  où  $\ell$  est la longueur totale de câble utilisé et  $c_c$  est la capacité linéique recherchée.

## TP 1. Détermination de la capacité linéique d'un câble coaxial

On peut utiliser 2 méthodes pour en déduire  $C_c$  :

- Comme  $n = \frac{1}{2\pi R f_{c,n} C_c} - \frac{C_o}{C_c}$ , on trace  $n$  en fonction de  $\frac{1}{f_{c,n}}$  et on obtient une droite de pente  $\frac{1}{2\pi R C_c}$  et d'ordonnée à l'origine  $-\frac{C_o}{C_c}$  qu'on peut tracer à la calculatrice ou avec un logiciel de traitement de données expérimentales.
- On peut directement faire un ajustement de la courbe (Fig. 1.5).

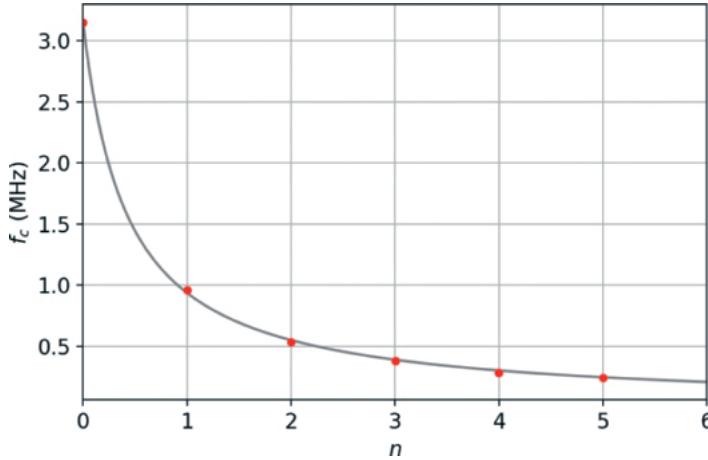


FIGURE 1.5 – Ajustement de la fréquence de coupure en fonction du nombre  $n$  de câbles coaxiaux identiques mis en série.

On notera que les fréquences de coupure se trouvent typiquement entre 100 kHz et 1 MHz en fonction des longueurs de câbles utilisées. Il faudra potentiellement aider les étudiants qui ne chercheraient pas à ces fréquences inhabituellement hautes.

On obtient finalement la capacité linéique suivante en mesurant la longueur  $\ell = 130$  cm d'un fil :

$$c_c = \frac{C_c}{\ell} = 100 \pm 5 \text{ pF.m}^{-1}$$

On retrouve également la valeur de  $C_o = 50 \pm 2$  pF qui est bien du même ordre de grandeur que la valeur donnée dans l'énoncé ( $C_o \simeq 50$  pF), et qui correspond aux capacités de l'oscilloscope (voir TP 2) et des adaptateurs BNC/banane. On notera que ces valeurs peuvent varier d'un modèle d'oscilloscope à l'autre.

## TP 2

# Détermination des caractéristiques d'un oscilloscope

## Objectif

Déterminer les composants électroniques équivalents aux bornes d'entrée d'un oscilloscope.



### Matériel

En plus du matériel courant d'électronique (voir p. 12) :

- Une boîte contenant une capacité de valeur inconnue ;
- une plaque de connexion ;
- une résistance variable ( $1\ \Omega$  -  $10\ \text{M}\Omega$ ) ;
- une bobine de valeur connue  $L = 50 \pm 1\ \text{mH}$  ;
- un multimètre numérique ;
- une alimentation stabilisée.

## Travail demandé

### I Question préliminaire - détermination d'une capacité inconnue

Proposer et réaliser un protocole afin de déterminer le plus précisément possible la valeur d'une capacité inconnue placée dans une boîte (Fig. 2.1). On précisera l'incertitude associée aux valeurs obtenues.

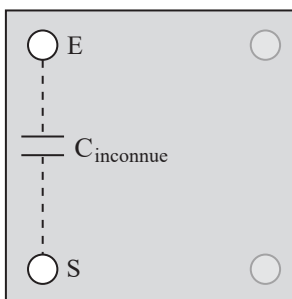


FIGURE 2.1 – Branchement de la capacité inconnue : le condensateur à déterminer est placé entre les bornes  $E$  et  $S$ . Un condensateur étant un dipôle, les deux autres bornes ne sont pas à utiliser.

# Réussir les TP de Physique expérimentale

Ce livre entièrement consacré aux travaux pratiques s'adresse aux étudiants de licence et de classe préparatoire, aux candidats aux concours de recrutement des enseignants et aux enseignants eux-mêmes.

Ce livre est directement issu de l'expérience des auteurs comme examinateurs et responsables des épreuves expérimentales de physique pendant près d'une dizaine d'années. Les sujets, sur des thèmes souvent originaux, sont volontairement courts et rédigés de façon ouverte afin de favoriser la réflexion et la prise d'initiative face à un problème concret parfois totalement nouveau. Des compléments théoriques sont apportés chaque fois que nécessaire. Les auteurs donnent des éléments de correction sous forme de pistes d'investigations possibles avec une discussion des résultats expérimentaux effectivement obtenus, les incertitudes associées et les limites des modèles utilisés.

De nombreuses photographies précisent la mise en œuvre du matériel et les conditions d'acquisition des données quantitatives. L'ouvrage couvre l'ensemble des thèmes suivants :

Chez le même éditeur



## SOMMAIRE

- |                          |   |                    |
|--------------------------|---|--------------------|
| 1. Électronique          | ⋮ | 4. Optique         |
| 2. Mécanique             | ⋮ | 5. Thermodynamique |
| 3. Mécanique des fluides | ⋮ | Annexes            |

## LES PLUS

- 100 % testé par des étudiants en conditions réelles
- Énoncés ouverts favorisant la démarche d'investigation et la prise d'initiative
- Éléments de correction détaillés

Les auteurs sont tous professeurs agrégés de physique, anciens élèves des Écoles Normales Supérieures.

**Sylvain Condamin**, **Vincent Delaubert** et **Julien Higuët** enseignent la physique-chimie en classe préparatoire MP\* au Lycée Albert Schweitzer (Le Raincy), MP au Lycée Janson De Sailly (Paris) et PCSI au Lycée Camille Jullian (Bordeaux).

**Renaud Mathevet** est maître de conférences à l'Université Paul Sabatier de Toulouse où il intervient principalement aux préparations à l'agrégation en optique et physique expérimentale.

29,90 €

ISBN : 978-2-8073-6189-8



9 782807 361898

[www.deboecksuperieur.com](http://www.deboecksuperieur.com)