

Département de Physique

Travaux Pratiques

**- Circuits Electriques -
(ES3, ME3)**

Responsable :

Pr. Mohammed LAHSAINI

Année Universitaire : 2025/2026

Sommaire

I. Organisation et règlements	1
1.1 Présence :	2
1.2 Règlements généraux :	2
1.3 Evaluation :	2
1.4 Manipulation et compte rendu	3
II. Mesures physiques.....	5
1.1 Introduction.....	6
1.2 Erreurs et incertitudes.....	6
1.3 Présentation d'un résultat numérique	8
1.4 Méthodes statistiques pour la détermination de l'incertitude	12
1.5 Incertitude des mesures indirectes	14
1.6 Tracé des graphiques et des courbes.....	15
1.7 Utilisation de l'ampèremètre et du voltmètre.....	19
1.8 Système International d'unités (SI).....	22
TP 1. FILTRES PASSIFS.....	25
1.1 But :	26
1.2 Exploitation de l'oscilloscope	26
1.3 Partie théorique.....	29
1.4 Partie pratique	37
TP 2. ETUDE D'UN CIRCUIT RLC SERIE	40
1.1 But	41
1.2 Partie théorique.....	41
1.3 Partie pratique	45
TP 3. ETUDE NUMERIQUE : THEOREMES GENERAUX ET FILTRES	50

1.1 But :	51
1.2 Partie théorique.....	51
1.3 Partie pratique (Simulation avec ADS).....	63
TP 4. ETUDE NUMERIQUE D'UN CIRCUIT RLC EN REGIME ALTERNATIF.	69
1.1 But	70
1.2 Partie théorique « Voir les détails dans le TP2 pour plus d'informations sur le circuit RLC »	70
1.3 Partie pratique (Simulation avec ADS) :	71
Références.....	75
Annexe	77

I. Organisation et règlements

ORGANISATION ET REGLEMENTS

1.1 Présence :

- La présence aux Travaux Pratiques est obligatoire : toute absence doit être justifiée (un certificat médical, ...).
- Une absence non justifiée entraînera la note zéro au TP concerné.
- Deux absences non justifiées entraîneront la NON Validation du module « Circuits Électriques ».

1.2 Règlements généraux :

- Une séance de TP dure 2h 30 min. La ponctualité et l'assiduité sont de rigueur !
- Chaque étudiant doit être muni de son polycopié. Il doit préparer au préalable le TP avant de venir au Laboratoire (Questions à préparer, but de la manipulation, etc...).
- L'étudiant doit avoir tout le matériel nécessaire pour son rapport ; il ne sera pas autorisé à quitter la salle.
- Des étudiants peuvent être choisis au hasard et questionnés sur leur préparation du TP. Le professeur peut exclure l'étudiant du laboratoire s'il juge que la préparation n'est pas satisfaisante ou qu'il n'a pas respecté le règlement.
- Le travail est effectué par un groupe d'étudiants (binôme ou trinôme) qui doivent remettre un seul compte rendu à la fin de la séance (suivant le modèle de la figure 1).
- **Toute destruction volontaire des appareils et du matériel sera sévèrement sanctionnée.**
- Les étudiants ne faisant pas partie d'un groupe de TP ne sont pas autorisés dans la salle sans l'accord de l'enseignant.

1.3 Evaluation :

- Le chapitre intitulé « Mesures Physiques » doit être lu et compris au préalable comme un travail personnel.
- La note finale inclut une note moyenne des notes des comptes rendus et une note d'une colle (pratique, écrite ou orale) qui aura lieu à la fin du semestre :

$$Note\ du\ TP = \frac{1}{4}(Moyenne\ des\ notes\ des\ comptes\ rendus) + \frac{3}{4}(Note\ de\ la\ colle)$$

1.4 Manipulation et compte rendu

Chaque séance de travaux pratiques est prévue pour faire une manipulation en relation avec une partie du cours des **Circuits Électriques**. Chaque manipulation doit être bien préparée chez soi. La séance de TP doit être entièrement consacrée à la réalisation des montages, aux mesures, au traçage des courbes et aux interprétations.

La manipulation est divisée essentiellement en quatre parties :

But :

C'est l'objectif qu'il faut atteindre avec des moyens pratiques et qui doit être pris en considération tout au long de la manipulation.

Partie théorique :

Elle comprend un résumé de la théorie ainsi que les lois du phénomène étudié. **Les questions théoriques (calcul d'incertitudes, démonstrations,...) doivent être traitées avant de venir à la salle des TP.**

Partie pratique :

Elle concerne les mesures à faire dans la salle de TP ainsi que leur exploitation.

A la fin de chaque séance, le binôme (ou trinôme) doit remettre un compte rendu (double feuille format papier ministre : (figure 1)), qui regroupe tous les résultats de la manipulation faite. Sur la première page doivent figurer les noms des étudiants, la filière (SMP, SMC, MA, SMI), le groupe de TP (A₁₁, A₁₂,..., B₇₂) et la date ; ceci doit éventuellement figurer sur les feuilles intercalaires et les papiers millimétrés. Laisser une marge (d'environ 3 cm) à gauche de **chaque page**. Ecrire le titre et le but de la manipulation. **La présentation du compte rendu est prise en considération lors de la correction.**

Conclusion générale :

La conclusion générale d'un TP résume l'objectif principal, rappelle les étapes clés, analyse les résultats obtenus et les compare aux attentes, en expliquant leur signification. Elle se termine par une conclusion sur la réussite ou non des objectifs et propose des pistes d'amélioration ou des perspectives pour de futurs travaux.

	Nom & Prénom :	Filière : Groupe : Date :
	<u>Titre de la manipulation</u>	
3 cm 	- But :	
	- Partie théorique (résumé)	
	- Partie pratique	
	⇒ Expérience N°1	
	○ Résultats ○ Interprétation	
	⇒ Expérience N°2	
	○ Résultats ○ Interprétation	
	. . .	
	- Conclusion générale :	

Figure 1: Modèle d'un compte rendu (Double feuille format papier ministre)

II. Mesures physiques

MESURES PHYSIQUES

1.1 Introduction

L'objectif des Travaux Pratiques (TP) du module « Circuits Électriques » est de vous permettre d'appliquer certaines connaissances déjà acquises ou en cours d'acquisition dans le cadre du cours théorique. Ces travaux visent à vérifier certaines lois fondamentales ou à déterminer et mesurer des propriétés physiques bien connues, telles que la loi d'Ohm, le théorème de Thévenin, ou encore l'analyse des circuits en régime sinusoïdal. Dans cette perspective, vous serez amenés à :

1. Préparer et prendre des mesures expérimentales à l'aide d'appareils de mesure,
2. Evaluer et analyser les résultats obtenus,
3. Comparer les mesures aux prédictions de la théorie.

Pour faciliter l'analyse, on trace éventuellement des courbes et on effectue un calcul d'erreurs et d'incertitudes.

1.2 Erreurs et incertitudes

1.2.1 Origine des erreurs

Les moyens d'observation utilisés dans les techniques expérimentales ont toujours une précision limitée à cause des fluctuations de la grandeur mesurée par l'appareillage ou par l'expérimentateur. Par conséquent, toute mesure est sujette à des erreurs qu'il est très important de pouvoir estimer. On distingue deux types d'erreurs :

1.2.1.1 Erreurs systématiques

Elles sont dues aux imperfections du dispositif expérimental utilisé pour effectuer une mesure. Par exemple, l'appareil de mesure (Voltmètre, Ampèremètre, Teslamètre, etc.) peut-être faux, mal calibré ou plus ou moins fidèle. L'erreur devient systématique et se répète constamment de la même manière. Elle conserve un signe et une amplitude constants.

1.2.1.2 Erreurs aléatoires ou accidentelles

Elles proviennent généralement des caractéristiques de l'appareil, de la mauvaise prise de mesure par le manipulateur. Généralement, on ne peut pas quantifier toutes ces causes. Ces erreurs ont des signes variables et sont estimées par des méthodes statistiques en calculant des incertitudes sur les mesures obtenues par un grand nombre de répétitions.

1.2.2 Incertitude absolue

Ces erreurs et leurs répétitions produisent des valeurs différentes. On définit alors une incertitude absolue sur chacune des mesures, x comme étant l'erreur maximale commise dans son évaluation :

$$\Delta x = \sup |x_{\text{mesurée}} - x_{\text{exacte}}|$$

Où $x_{\text{mesurée}}$ est la valeur mesurée et x_{exacte} est la valeur exacte. Généralement, on n'a pas accès à la valeur exacte. On écrit alors :

$$x = (x_{\text{mesurée}} \pm \Delta x) \text{ unité}$$

Ou encore :

$$x_{\text{mesurée}} - \Delta x \leq x \leq x_{\text{mesurée}} + \Delta x$$

L'incertitude absolue s'exprime avec la même unité que la grandeur physique x !

Exemple :

La hauteur d'une table est : $H = (25,3 \pm 0,1) \text{ cm}$.

L'incertitude absolue est $\Delta H = 0,1 \text{ cm}$. La valeur exacte de la hauteur de la table est comprise entre 25,2 cm et 25,4 cm.

1.2.3 Incertitude relative

Il est parfois possible de déterminer l'incertitude absolue sachant la valeur de l'incertitude relative de l'appareil de mesure exprimée en **pourcentage** :

$$\delta_x = \left| \frac{\Delta x}{x} \right| \times 100 \%$$

Elle indique la **précision** sur la mesure. C'est un nombre sans unité que l'on exprime en %.

1.3 Présentation d'un résultat numérique

1.3.1 Chiffres significatifs

L'incertitude absolue détermine le nombre de chiffres de la valeur de x dans lesquels on peut avoir confiance, ces chiffres sont appelés **chiffres significatifs**. Ils concernent le nombre et la position des chiffres qu'on utilise pour représenter un nombre.

Comment déterminer lesquels des chiffres qui sont significatifs ? Examinons ces trois nombres :

0, 0051002400 a huit chiffres significatifs

0,099 a deux chiffres significatifs

200 possède 1 ou 2 ou 3 chiffres significatifs.

1. Tout chiffre différent de zéro est significatif :

✓ **0, 0 0 5 1 0 0 2 4 0 0**

⇒ 4 chiffres différents de zéros donc significatifs : **5, 1, 2 et 4**

✓ **8 0 0 0**

⇒ 1 chiffre différent de zéros donc significatif : **8**

2. Les zéros qui sont placés entre deux chiffres significatifs sont significatifs :

✓ **0, 0 0 5 1 00 2 4 0 0**

⇒ Les deux zéros au milieu sont significatifs

3. Les zéros qui sont placés à gauche du 1^{er} chiffre qui est différent de zéro ne sont pas significatifs

0,00 5 1 0 2 4 0 0

00 2 0 0

⇒ Les zéros barrés ne sont pas significatifs

4. Les zéros qui sont placés à droite sont significatifs s'ils sont placés après la virgule

✓ 0,0051024 00

⇒ Les deux zéros placés après le chiffre 4 sont significatifs car ils sont placés après la virgule

5. Les zéros placés à la fin d'un nombre sans virgule peuvent être ou ne pas être significatifs

$I = 200 \text{ mA}$ possède 1 ou 2 ou 3 chiffres significatifs

Pour sortir de l'ambiguïté :

✓ On peut changer d'unité et faire apparaître une virgule :

0,2 A a un seul chiffre significatif

0,20 A a deux chiffres significatifs

0,200 A a trois chiffres significatifs

✓ On peut encore écrire un nombre en **notation scientifique** sous la forme :

$$x = (x_{\text{mesurée}}) \times 10^n \text{ unité}$$

Avec n un entier. Dans la notation scientifique, on ne garde qu'un seul chiffre avant la virgule !

$I = 200 \text{ mA}$

S'écrit :

$I = 2,00 \times 10^2 \text{ mA}$ a trois chiffres significatifs

$I = 2 \times 10^2 \text{ mA}$ a un seul chiffre significatif

On présente un résultat en notation scientifique sous la forme :

$$x = (x_{\text{mesurée}} \pm \Delta x) \times 10^n \text{ unité}$$

1.3.2 Comment arrondir les nombres et les incertitudes

Règle #1

Les incertitudes ne comportent qu'un seul chiffre significatif et sont toutes majorées à la hausse

Exemples :

$\Delta x = 0,00325$	s'écrit	$\Delta x = 0,004$
$\Delta x = 0,025$	s'écrit	$\Delta x = 0,03$
$\Delta x = 0,91$	s'écrit	$\Delta x = 1$

Cas particulier :

Si le calcul d'une incertitude donne un résultat du type : $\Delta x = 0,06025$

On admet que la majoration n'est pas nécessaire et on écrit : $\Delta x = 0,06$

Règle #2

La valeur de x ne peut être arrondie qu'après avoir déterminé l'incertitude Δx

La valeur de x doit avoir autant de décimales que l'incertitude. Si Δx comporte après sa majoration un nombre de **n décimales**, alors x doit comporter également **n décimales**. Il faut supprimer toutes les autres décimales ($n+1$, $n+2$ etc.) qui se trouvent à droite de la **$n^{\text{ème}}$** décimale après avoir arrondi x correctement. La valeur de x doit alors être arrondie de la manière suivante :

1. Si la **$(n + 1)^{\text{ème}}$ décimale à supprimer est < 5** , la **$n^{\text{ème}}$ décimale à conserver** dans x est gardée telle quelle.

2. Si la $(n + 1)^{\text{ème}}$ décimale à supprimer est ≥ 5 , la $n^{\text{ème}}$ décimale à conserver doit être majorée d'une unité.

Exemple :

Etant données les valeurs x et de son incertitude Δx obtenues par le calcul :

$$x = 0,023167 \quad \text{et} \quad \Delta x = 0,000472$$

$$x = (0,023167 \pm 0,000472) \text{ unités}$$

Pour exprimer correctement le résultat, on procède de la manière suivante :

Premièrement, on majore Δx (Règle 1) :

$$\Delta x = 0,000472 \quad \text{s'écrit} \quad \Delta x_{\text{majorée}} = 0,0005$$

Δx comporte 4 chiffres après la virgule (**4 décimales**)

Donc x qui ne doit comporter que 4 décimales !

On arrondit $x = 0,023167$ (Règle 2)

$$\Delta x_{\text{majorée}} = 0,0005$$

$$x = 0,023167$$

Comme la 5^{ème} décimale à supprimer (ici c'est le chiffre 6) est > 5 ; donc la 4^{ème} décimale à conserver (c'est-à-dire ici le chiffre 1) doit être majorée.

D'où

$$x = 0,0232$$

Le résultat final avec 3 chiffres significatifs s'écrit :

$$x = (2,32 \pm 0,05) \times 10^{-2} \text{ unités}$$

Remarques :

R1. Lorsque nous avons plusieurs opérations mathématiques pour déterminer un résultat, nous effectuons les calculs sans arrondir. A la toute fin, nous ajustons la réponse finale avec le bon nombre de chiffres significatifs pour le résultat et son incertitude.

R2. Lorsqu'une grandeur x est affectée de plusieurs incertitudes, $\Delta x_1, \Delta x_2$ etc, la résultante Δx est la somme arithmétique :

$$\Delta x = \Delta x_1 + \Delta x_2 + \dots$$

Si un terme est relativement faible devant les autres, il peut être négligé.

R3. Dans certains cas simples, l'incertitude absolue est déduite à partir de la graduation de l'appareil. En général pour simplifier, on prend pour l'incertitude **absolue la moitié de la plus petite graduation** de l'instrument de mesure utilisé.

Par exemple, si on désire mesurer une longueur L avec une règle graduée en mm, précise à 1 mm près, alors l'incertitude absolue est :

$$\Delta x = 0,5 \text{ mm}$$

Si, parfois on rencontre des difficultés dans la lecture pour distinguer entre les graduations (par exemple dans le cas d'un thermomètre à graduations), alors, on peut tout simplement prendre la **plus petite division ou plus** :

$$\Delta T = 1^\circ \text{C}$$

1.4 Méthodes statistiques pour la détermination de l'incertitude

Quand on a la possibilité de répéter un assez grand nombre de N mesures d'une même grandeur x dans les mêmes conditions expérimentales, on calcule la moyenne x_m sur les N différentes mesures x_i effectuées.

$$x_m = \frac{1}{N} \sum x_i = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_N}{N}$$

Le plus grand écart est considéré comme étant l'incertitude absolue :

$$\Delta x = \sup |x_i - x_m|$$

Exemple :

Par exemple, considérons les valeurs prises d'une grandeur x par six étudiants avec une règle de 1 mm de graduation :

	Etudiant 1	Etudiant 2	Etudiant 3	Etudiant 4	Etudiant 5	Etudiant 6
$x_i(cm)$	1,30	1,34	1,36	1,35	1,30	3,50

La sixième valeur (3,50) est à écarter !

La valeur moyenne est :

$$x_m = \frac{1,30 + 1,34 + 1,36 + 1,35 + 1,30}{5} = 1,33 \text{ cm}$$

$ x_i - x_m (cm)$	0,03	0,01	0,03	0,02	0,03
--------------------	------	------	------	------	------

Le plus grand écart est considéré comme étant l'incertitude absolue sur la mesure :

$$\Delta x_{\text{expérimentale}} = \sup |x_i - x_m| = 0,03 \text{ cm}$$

L'incertitude absolue due à l'appareil (ici la règle) :

$$\Delta x_{\text{appareil}} = 0,5 \text{ mm}$$

L'incertitude absolue totale est :

$$\Delta x = \Delta x_{\text{expérimentale}} + \Delta x_{\text{appareil}} = 0,3 + 0,5 = 0,8 \text{ mm} = 0,08 \text{ cm}$$

Le résultat final s'écrit sous la forme :

$$x = (1,33 \pm 0,08) \text{ cm}$$

Le résultat présente 2 chiffres significatifs !

N.B. Si dans une série de mesures, une valeur s'écarte trop de la moyenne, elle doit être refaite ! Au cours d'un TP, on n'en tient pas compte.

1.5 Incertitude des mesures indirectes

- ✓ Quand on mesure une grandeur physique X de façon **directe** (par exemple : une longueur mesurée avec une règle ou un pied à coulisse), l'incertitude absolue Δx correspond au niveau de précision de l'instrument de mesure.
- ✓ Néanmoins, quand on veut estimer une grandeur physique X qui dépend de plusieurs variables a, b, c etc.

$$X = f(a, b, c, \dots)$$

Il est nécessaire de connaître individuellement l'incertitude absolue sur chacune des variables pour ensuite déterminer l'incertitude absolue globale. Pour cela, on procède en utilisant la méthode de la dérivée en chaîne comme suit :

$$dX = \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial a} da + \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial b} db + \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial c} dc + \dots$$

Pour estimer l'incertitude maximale sur X , on écrit alors :

$$\Delta X_{\max} = \left| \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial a} \right| \Delta a + \left| \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial b} \right| \Delta b + \left| \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial c} \right| \Delta c + \dots$$

Exemple 1

1) $X = a^\alpha - b^\beta$

On différencie : $dX = \alpha a^{\alpha-1} da - \beta b^{\beta-1} db$

On passe à l'incertitude maximale :

$$\Delta X = |\alpha a^{\alpha-1}| \Delta a + |\beta b^{\beta-1}| \Delta b$$

2) $X = a^\alpha b^\beta$

❖ On différencie : $dX = \beta a^\alpha b^{\beta-1} db + \alpha a^{\alpha-1} b^\beta da$

On passe à l'incertitude maximale :

$$\Delta X = |\beta a^\alpha b^{\beta-1}| \Delta b + |\alpha a^{\alpha-1} b^\beta| \Delta a$$

❖ En utilisant la méthode du logarithme :

$$\ln X = \alpha \ln a + \beta \ln b$$

En dérivant, on a

$$\frac{dX}{X} = \alpha \frac{da}{a} + \beta \frac{db}{b}$$

Ou encore

$$\frac{\Delta X}{|X|} = \left| \frac{\alpha}{a} \right| \Delta a + \left| \frac{\beta}{b} \right| \Delta b$$

$$3) \quad X = \frac{a^\alpha b^\beta}{c^\gamma}$$

Passons au logarithme :

$$\ln X = \alpha \ln a + \beta \ln b - \gamma \ln c$$

En dérivant, on a :

$$\frac{dX}{X} = \alpha \frac{da}{a} + \beta \frac{db}{b} - \gamma \frac{dc}{c}$$

Ou encore

$$\frac{\Delta X}{|X|} = \left| \frac{\alpha}{a} \right| \Delta a + \left| \frac{\beta}{b} \right| \Delta b + \left| \frac{\gamma}{c} \right| \Delta c$$

1.6 Tracé des graphiques et des courbes

1.6.1 Généralités

Avant de tracer une courbe, on doit procéder comme suit:

1. Prendre deux axes perpendiculaires
2. Chaque axe doit porter l'indication de l'unité
3. L'échelle doit être adéquatement choisie pour que la courbe occupe **le maximum d'espace disponible avec tous les points expérimentaux.**
4. On place chaque point expérimental (x_i, y_i) sous forme d'une croix (**x**) sur le graphe et on trace tous les **rectangles d'incertitudes** sur le graphe.

Chaque **rectangle d'incertitude** est centré autour d'un point expérimental (x_i, y_i) (voir figure 2)

- i. La grandeur x_i est affectée de l'incertitude $\pm\Delta x$
 - ii. La grandeur y_i est affectée de l'incertitude $\pm\Delta y$
5. Si l'incertitude sur une valeur est petite, on parle de **barres d'incertitudes**.

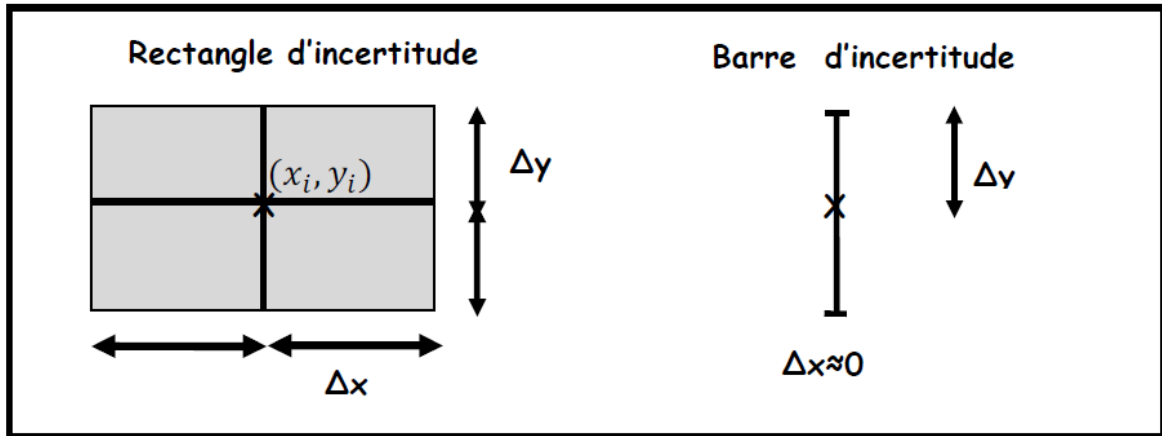


Figure 2: Représentation d'un rectangle et d'une barre d'incertitude

1.6.2 Courbe de type $y = ax$

C'est une droite qui passe par l'origine. On trace deux droites qui passent par tous les rectangles d'incertitudes :

1. Une **droite maximale de pente maximale** P_{max} qui passe de façon maximale par tous les rectangles d'incertitudes.
2. Une **droite minimale de pente minimale** P_{min} qui passe de façon minimale par tous les rectangles d'incertitudes.

On détermine alors la pente de la droite moyenne :

$$P_{moy} = \frac{P_{max} + P_{min}}{2}$$

Et l'incertitude est :

$$\Delta P_{moy} = \frac{|P_{max} - P_{min}|}{2}$$

Le résultat s'écrit alors :

$$a = P = (P_{moy} \pm \Delta P_{moy}) \text{ unité}$$

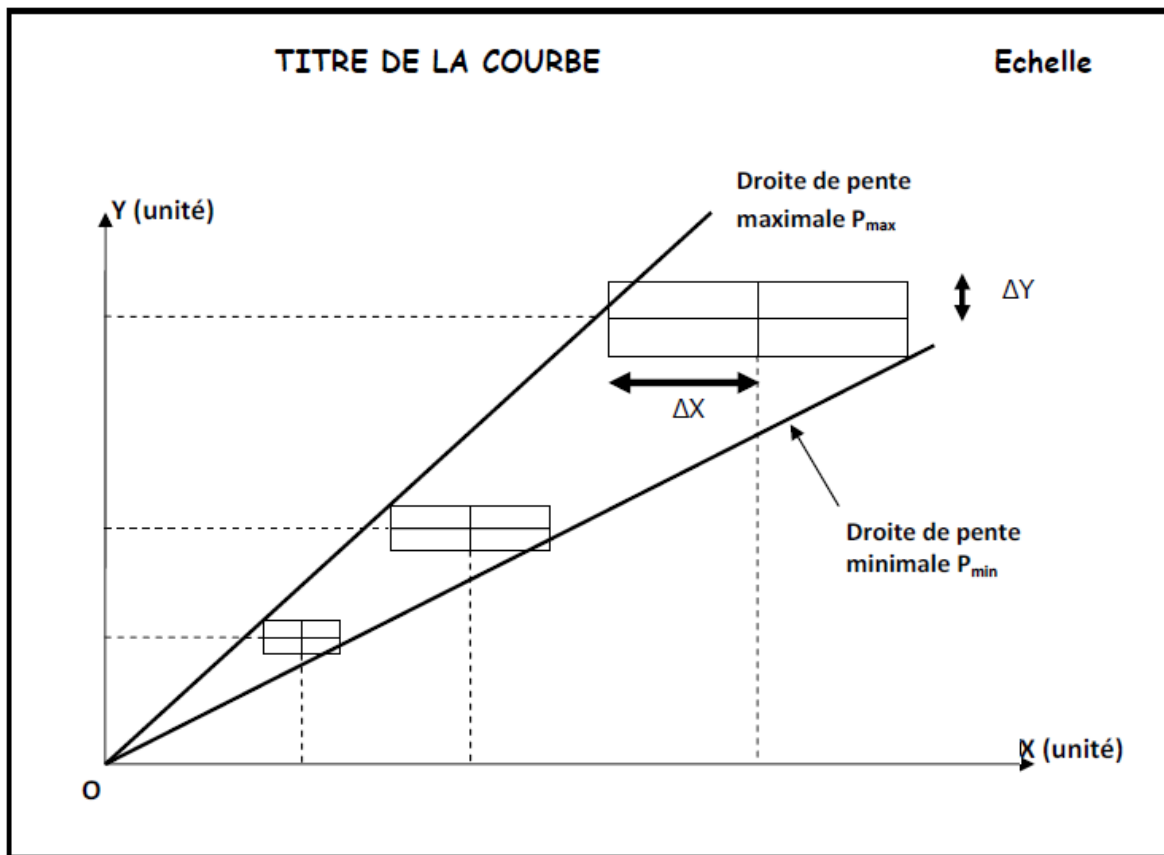


Figure 3: Représentation d'une courbe de type $y = ax$

1.6.3 Courbe de type $y = ax + b$

La droite moyenne ne passe pas par l'origine mais coupe l'axe des Y au point $(0, b)$. On trace deux droites qui passent par tous les rectangles d'incertitudes :

1. Une droite **maximale** de pente maximale P_{max} qui passe par le **coin droit et bas** du 1^{er} rectangle d'incertitude et par le **coin gauche et haut** du dernier rectangle d'incertitude
2. Une droite **minimale** de pente minimale P_{min} qui passe par le **coin gauche et haut** du 1^{er} rectangle d'incertitude et par le **coin droit et bas** du dernier rectangle d'incertitude

On détermine la pente moyenne et l'incertitude sur la pente de manière similaire que dans le cas 1. De plus le graphe permet également de déterminer l'incertitude sur **b**.

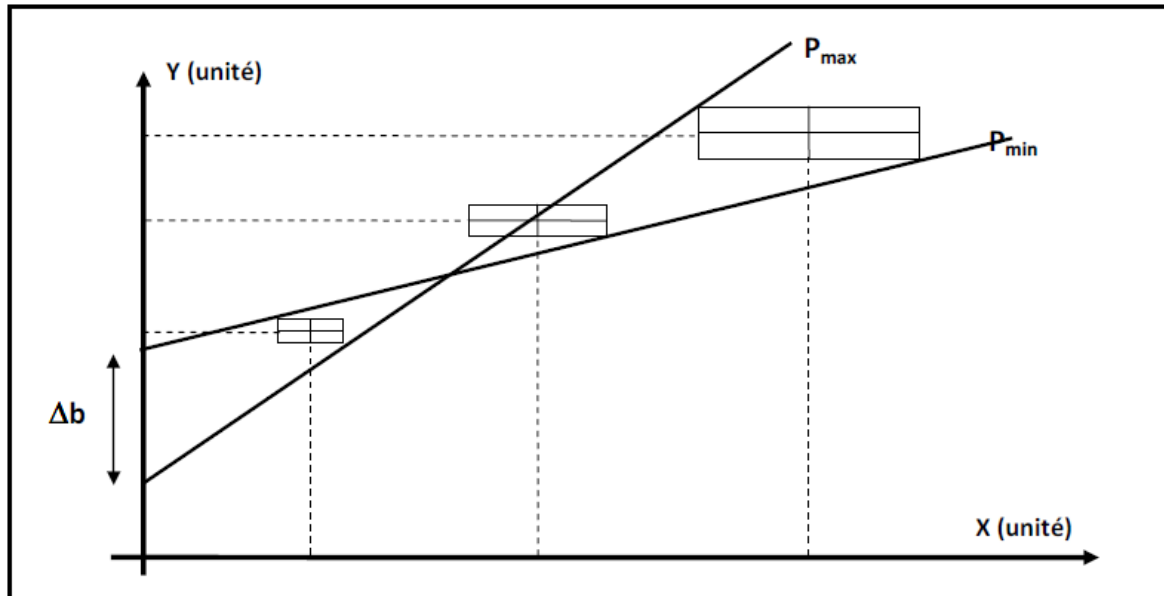


Figure 4: Représentation d'une courbe de type $y = ax + b$

1.6.4 Courbe de type $y = ax^2$

Si on a une fonction de type parabolique, il est préférable de tracer la droite y en fonction de x^2 . La pente de la droite permettra alors de remonter à la valeur de **a**

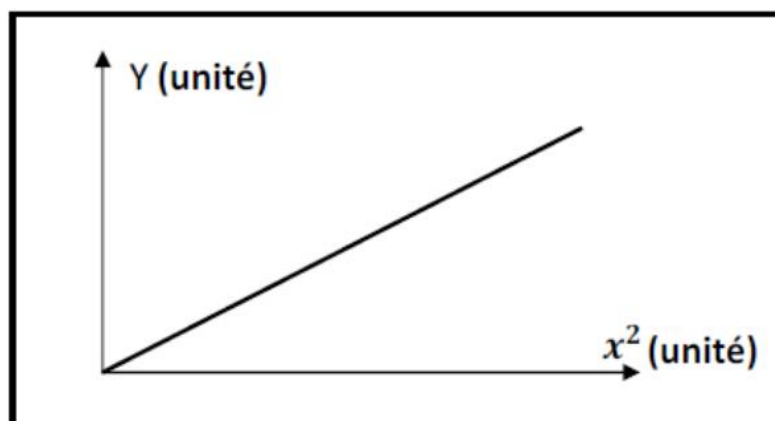


Figure 5: Représentation d'une courbe de type $y = ax^2$

1.7 Utilisation de l'ampèremètre et du voltmètre

L'ampèremètre et le voltmètre sont des appareils qui permettent de mesurer respectivement un courant et une différence de potentiel. Ce sont des appareils numériques ou à cadre mobile où se déplace une aiguille sur un cadran gradué.

1.7.1 Schéma de l'ampèremètre

Les différentes parties d'un ampèremètre sont représentées ci-dessous (figure 6) :

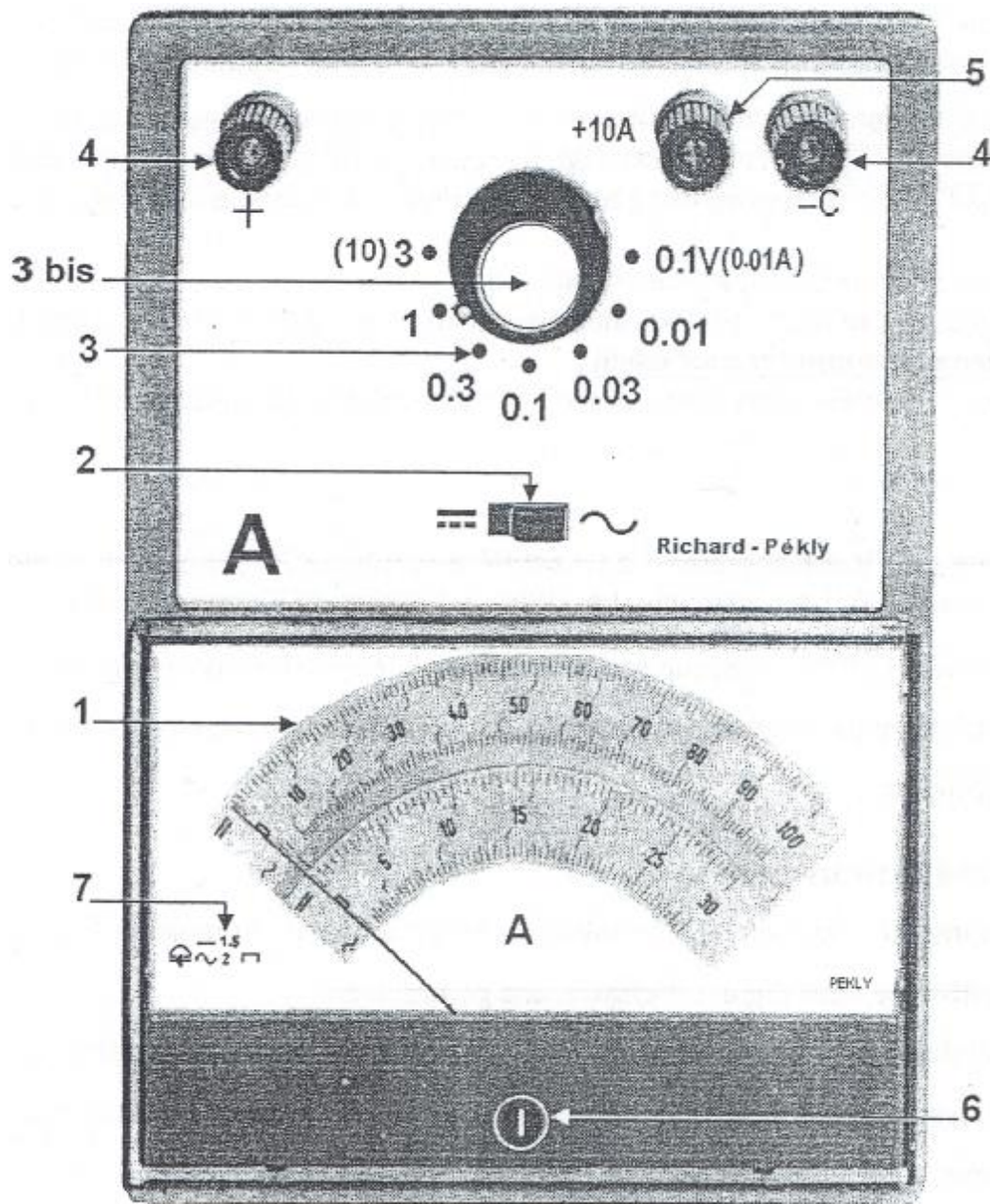


Figure 6: Schéma de l'ampèremètre analogique

1 : Un cadran comportant **l'échelle** et **l'aiguille** (sur cet appareil il y a 4 échelles : **30** et **100** divisions pour le courant continu (=) et la même chose pour le courant alternatif (~)).

2 : Sélecteur pour choisir **la nature du courant** à mesurer (**continu** ou **alternatif**).

3 : **Calibre** (de **3** à **0,01** Ampères), sélectionné par le commutateur **3 bis**.

4 : **Bornes de connexion**. La borne 4 notée C est commune ; elle doit être toujours connectée.

5 : **Borne** correspondant au calibre « + **10 A** », utilisée lorsque le courant à mesurer est supérieur à 3A. Dans ce cas, le commutateur **3 bis** doit être devant le calibre **(10)3**.

6 : **Vis** pour ajuster l'aiguille au Zéro.

7 : **Classe** de l'appareil : elle a pour valeur **1,5** en continu et **2** en alternatif sur cet appareil.

L'ampèremètre se branche en série aux bornes du circuit étudié alors que le voltmètre se branche en parallèle.

Le calibre **C** est la valeur maximale que peut mesurer un appareil. Son unité est celle de la grandeur mesurée.

1.7.2 Comment mesurer une grandeur électrique G (U ou I)

La mesure **g** d'une grandeur électrique **G** (une tension ou une intensité de courant), se fait de la façon suivante.

- On commence par choisir le calibre le plus grand (calibre **10 A** pour l'ampèremètre) afin d'éviter la détérioration de l'appareil. Cette étape nous permet d'avoir aussi l'ordre de grandeur de la mesure **g**.

- On cherche le calibre qui permet d'obtenir la plus grande déviation de l'aiguille, sans dépasser le maximum de l'échelle. On lit ensuite **N : le nombre de divisions** lues sur l'échelle choisie, indiqué par la position de l'aiguille sur le cadran.

- La valeur d'une tension **U** par exemple s'exprime par la relation suivante :

$$U = \frac{N \times \text{Calibre}}{\text{Echelle}}$$

- La classe du voltmètre est un nombre sans unité, qui permet d'avoir l'incertitude systématique ΔU de la mesure de U :

$$\Delta U = \frac{\text{Classe} \times \text{Calibre}}{100}$$

NB : Les mêmes formules sont valables pour le courant I , lu sur un ampèremètre. Il suffit de remplacer U par I .

Remarques :

- Avant toute mesure, il est nécessaire de vérifier si l'aiguille est confondue avec le zéro de l'échelle, puis sélectionner le plus grand calibre.

- Le cadran est muni généralement d'un miroir ; pour relever une mesure, il faut se positionner de telle manière que l'aiguille et son image sur le miroir soient confondues, afin d'éviter les erreurs de parallaxe.

- **Pour minimiser l'incertitude ΔU (ou ΔI), on cherche toujours le calibre qui donne le maximum de déviation de l'aiguille du voltmètre (ou de l'ampèremètre), sans que celle-ci sort de l'échelle.**

Exemple : (Figure 7)

Pour une tension alternative, on a : **Calibre = 10V**, **Echelle 30 ($\sim$)**, **$N = 12$** graduations ; on a alors : **$U = 4V$** .

On retrouve le même résultat en utilisant l'échelle 100 alternatif.

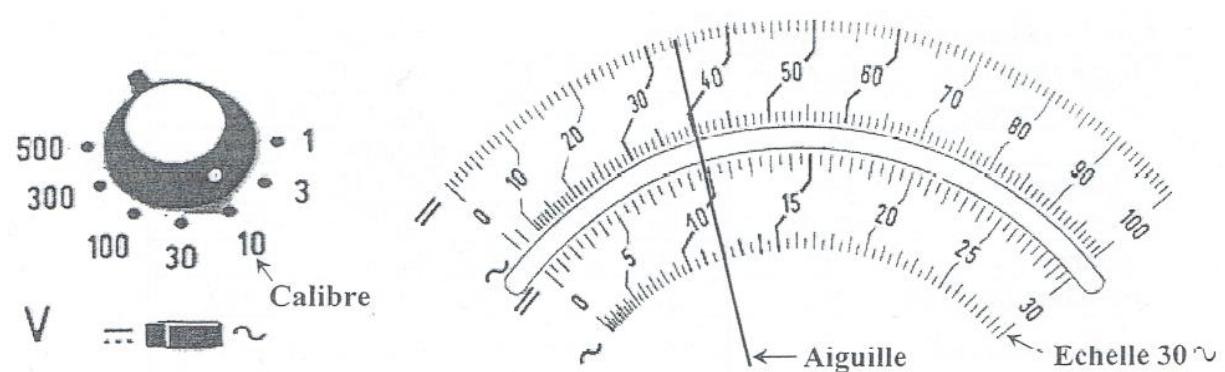


Figure 7: Mesure d'une tension alternative

1.8 Système International d'unités (SI)

1.8.1 Unités de base du SI

Grandeur de base		Unité SI de base	
Nom de la grandeur de base	Symbole	Nom de l'unité SI de base	Symbole
Longueur	$l, x, r, \text{etc.}$	mètre	m
Masse	m	kilogramme	kg
Temps, Durée	t	seconde	s
Courant électrique	I, i	ampère	A
Température thermodynamique	T	kelvin	K
Quantité de matière	n	mole	mol
Intensité lumineuse	I_v	candela	cd

1.8.2 Exemples d'unités SI dérivées cohérentes exprimées à partir des unités de base

Grandeur dérivée		Unité SI dérivée cohérente	
Nom	Symbole	Nom	Symbole
superficie	A	mètre carré	m^2
volume	V	mètre cube	m^3
vitesse	v	mètre par seconde	m s^{-1}
accélération	a	mètre par seconde carrée	m s^{-2}
masse volumique	ρ	kilogramme par mètre cube	kg m^{-3}
masse surfacique	ρ_A	kilogramme par mètre carré	kg m^{-2}
densité de courant	j	ampère par mètre carré	A m^{-2}
champ magnétique	H	ampère par mètre	A m^{-1}
indice de réfraction	n	(le nombre) un	1
perméabilité relative	μ_r	(le nombre) un	1

1.8.3 Unités en dehors du SI dont la valeur en unités SI est obtenue expérimentalement

Grandeur	Nom de l'unité	Symbole de l'unité	Valeur en unités SI
Unités en usage avec le SI			
énergie	électronvolt	eV	$1 \text{ eV} = 1.602\,176\,53(14) \times 10^{-19} \text{ J}$
Unités naturelles (u.n.)			
vitesse	unité naturelle de vitesse (vitesse de la lumière dans le vide)	c_0	$299\,792\,458 \text{ m s}^{-1}$
Unités atomiques (u.a.)			
charge	unité atomique de charge (charge électrique élémentaire)	e	$1.602\,176\,53(14) \times 10^{-19} \text{ C}$

masse	unité atomique de masse (masse de l'électron)	m_e	$9.109\,382\,6(16)\times 10^{-31}\text{ kg}$
-------	---	-------	--

1.8.4 Unités SI dérivées cohérentes ayant des noms spéciaux et des symboles particuliers

Grandeur dérivée	Unité SI dérivée cohérente			
	Nom	Symbole	Expression utilisant d'autres unités SI	Expression en unités SI de base
angle plan	radian	rad	1	m m^{-1}
angle solide	stéradian	sr	1	$\text{m}^2 \text{m}^{-2}$
fréquence	hertz	Hz		s^{-1}
force	newton	N		m kg s^{-2}
puissance, flux énergétique	watt	W	J/s	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3}$
charge électrique, quantité d'électricité	coulomb	C		s A
différence de potentiel électrique force électromotrice	volt	V	W/A	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-1}$
capacité électrique	farad	F	C/V	$\text{m}^2 \text{kg}^{-1} \text{s}^4 \text{A}^2$
résistance électrique	ohm	Ω	V/A	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-2}$
conductance électrique	siemens	S	A/V	$\text{m}^2 \text{kg}^{-1} \text{s}^3 \text{A}^2$
flux d'induction magnétique	weber	Wb	V s	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{A}^{-1}$
induction magnétique	tesla	T	Wb/m ²	$\text{kg s}^{-2} \text{A}^{-1}$
inductance	henry	H	Wb/A	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{A}^{-2}$
température Celsius	degré Celsius	°C		K

1.8.5 Exemples d'unités du SI dérivées cohérentes dont le nom et le symbole comprennent des unités du SI dérivées cohérentes ayant des noms spéciaux et des symboles particuliers

Grandeur dérivée	Nom	Unité SI dérivée cohérente	
		Symbole	Expression en unités SI de base
vitesse angulaire	radian par seconde	rad/s	$\text{m m}^{-1} \text{s}^{-1} = \text{s}^{-1}$
accélération angulaire	radian par seconde carrée	rad/s ²	$\text{m m}^{-1} \text{s}^{-2} = \text{s}^{-2}$
champ électrique	volt par mètre	V/m	$\text{m kg s}^{-3} \text{A}^{-1}$
charge électrique volumique	coulomb par mètre cube	C/m ³	$\text{m}^{-3} \text{s A}$
charge électrique surfacique	coulomb par mètre carré	C/m ²	$\text{m}^{-2} \text{s A}$
induction électrique, déplacement électrique	coulomb par mètre carré	C/m ²	$\text{m}^{-2} \text{s A}$
permittivité	farad par mètre	F/m	$\text{m}^3 \text{kg}^{-1} \text{s}^4 \text{A}^2$
perméabilité	henry par mètre	H/m	$\text{m kg s}^{-2} \text{A}^{-2}$

1.8.6 Préfixes SI

Facteur	Nom	Symbole	Facteur	Nom	Symbole
10^1	déca	da	10^{-1}	déci	d
10^2	hecto	h	10^{-2}	centi	c
10^3	kilo	k	10^{-3}	milli	m
10^6	méga	M	10^{-6}	micro	μ
10^9	giga	G	10^{-9}	nano	n
10^{12}	téra	T	10^{-12}	pico	p
10^{15}	péta	P	10^{-15}	femto	f
10^{18}	exa	E	10^{-18}	atto	a
10^{21}	zetta	Z	10^{-21}	zepto	z
10^{24}	yotta	Y	10^{-24}	yocto	y

TP 1. FILTRES PASSIFS

FILTRES PASSIFS

1.1 But :

Le but de cette manipulation est l'étude des filtres passifs du premier ordre, ainsi que la représentation des diagrammes de Bode (gain et phase) de ces filtres.

Les objectifs pédagogiques spécifiques sont les suivants :

1. Apprendre à utiliser des appareils de mesure comme un oscilloscope et un générateur de signaux pour caractériser ces filtres.
2. Comprendre le principe de fonctionnement des filtres passifs (RC et CR).
3. Étudier la réponse en fréquence des filtres passe-bas (RC) et passe-haut (CR).
4. Analyser la phase et l'atténuation du signal à différentes fréquences.
5. Mesurer la fréquence de coupure d'un filtre.

1.2 Exploitation de l'oscilloscope

A- Mesure des tensions

Un oscilloscope peut jouer le rôle d'un voltmètre, puisque la déviation verticale est proportionnelle à la tension appliquée entre les plaques. Si la tension à mesurer est périodique, il est possible de faire apparaître un oscillogramme fixe et de mesurer l'amplitude de la tension. Pour cela il faut connaître la sensibilité verticale, c'est-à-dire la tension (**en volt**) correspondant à une déviation verticale du spot de **1 division (1cm = 1 division)**.

B- Mesure des fréquences (ou des temps)

A l'aide du commutateur de la base de temps, on choisit la vitesse de balayage (en secondes/division) qui correspond à un oscillogramme fixe comportant au moins une demi-période de la tension ; le calcul du nombre de division contenu dans une période **T** permet

de connaître la valeur exacte de cette période et ainsi la valeur de la fréquence qui est donnée par la relation : $f = 1/T$ (Hertz)

C- Mesure du déphasage entre deux fonctions sinusoïdales de même fréquence et d'amplitudes différentes

1.2.1.1 Méthode de la double trace (figures 1.1 et 1.2)

On envoie sur les entrées X et Y deux tensions sinusoïdales $x(t)$ et $y(t)$ de même fréquence :

$$\left. \begin{array}{l} x(t) = x_M \sin(\omega t) \\ y(t) = y_M \sin(\omega t - \varphi) \end{array} \right\} \quad (1)$$

φ : angle qui représente le déphasage de $y(t)$ par rapport à $x(t)$, l'origine des temps étant l'instant où $x(t)$ passe par zéro (par valeurs croissantes). $\omega = 2\pi f = 2\pi / T$ (ω est la pulsation). $y(t)$ passe par zéro, (par valeurs croissantes), à l'instant t_0 tel que :

$$\omega t_0 - \varphi = 0 \quad \text{d'où} \quad t_0 = \frac{\varphi}{\omega}$$

Sur la figure 1.1, la valeur de d correspond au temps $t_0 = \frac{\varphi}{\omega}$

D correspond à l'instant T , où T est la période commune aux deux tensions x et y .

$$\frac{d}{D} = \frac{\varphi / \omega}{T} = \frac{\varphi}{2\pi} \quad \text{d'où} \quad \varphi = 2\pi \frac{d}{D}$$

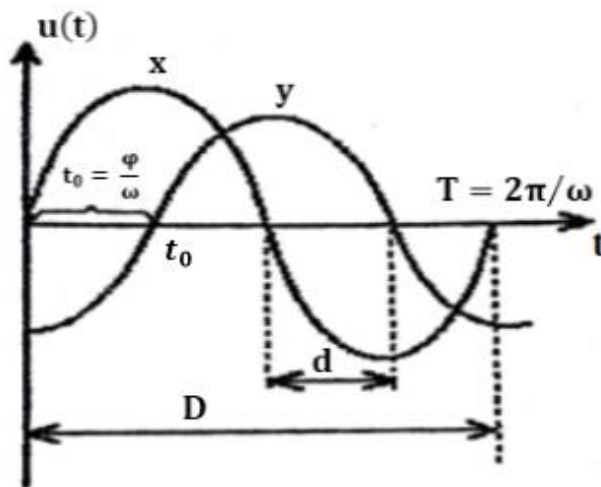


Figure 1.1

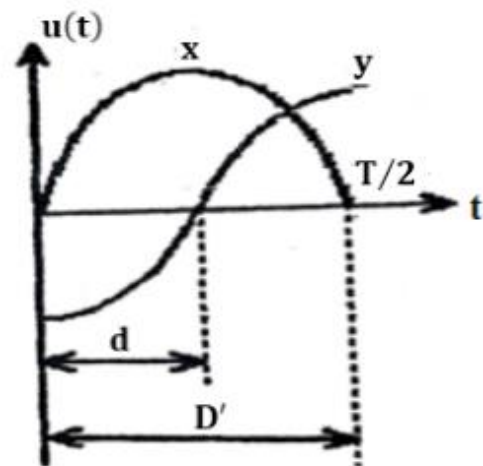


Figure 1.2

Dans le cas où la tension $y(t)$ est déphasée en avance par rapport à $x(t)$; le principe de la méthode reste le même.

Remarque : il est possible d'augmenter la précision due à la mesure de l'angle en faisant apparaître seulement une arche de la sinusoïde $x(t)$ (figure 1.2). Dans ce cas :

$$\varphi(\text{degrés}) = 180 \frac{d}{D} \quad (D' = \frac{D}{2})$$

1.2.1.2 Méthode de l'ellipse

Le balayage en dents de scie étant supprimé (fonctionnement en mode X-Y) ; on applique simultanément sur X et Y deux tensions périodiques. En prenant pour origine des phases celle de la tension appliquée sur X, l'oscillogramme a pour équations paramétriques :

$$\left. \begin{array}{l} x(t) = x_M \sin(\omega t) \\ y(t) = y_M \sin(\omega t - \varphi) \end{array} \right\}$$

La courbe décrite par le spot est alors une ellipse inscrite dans un rectangle de cotés $2x_M$ et $2y_M$ (figure 1.3).

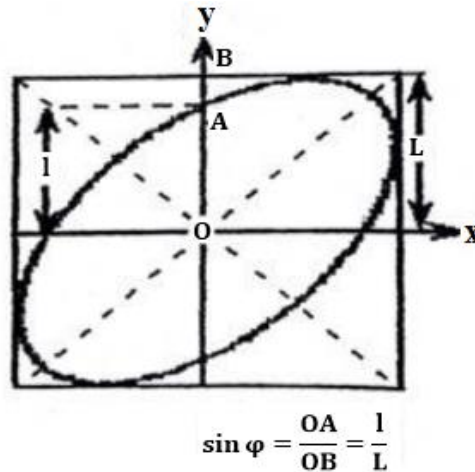


Figure 1.3

En effet, en éliminant le paramètre " t " dans les équations (1) on obtient l'équation :

$$\sin^2 \varphi = \frac{x^2}{x_M^2} + \frac{y^2}{y_M^2} - \frac{2xy}{x_M y_M} \cos \varphi$$

qui est bien l'équation d'une ellipse.

Considérons le cas où $0 \leq \varphi \leq \pi/2$, on peut évaluer φ en considérant l'ordonnée de l'ellipse pour $x = 0$. On obtient :

$$\sin \varphi = \frac{OA}{OB} = \frac{y(x = 0)}{y_M}$$

1.3 Partie théorique

Introduction :

Un filtre est un circuit électronique linéaire qui réalise une opération de traitement du signal et dont le comportement dépend de la fréquence. Lorsqu'il s'agit, par exemple, de limiter la bande passante en entrée ou en sortie d'un montage, d'annuler certaines fréquences perturbatrices indésirables ou, au contraire, de ne retenir qu'une bande de fréquences particulière, etc., on s'intéresse aux **filtres analogiques passifs** réalisés à partir de composants passifs (résistance, inductance et capacité). Ces filtres ne permettent pas d'amplifier le signal d'entrée (la puissance de sortie est nécessairement inférieure à la puissance d'entrée). On distingue trois types de filtres : **passe-bas**, **passe-haut**, et **passe-bande**.

1.3.1 Filtre passe bas

Le circuit étudié est composé d'une résistance de valeur $R = 1\text{ k}\Omega$ et d'un condensateur de capacité $C = 43\text{ nF}$, montés en série. Ces deux composants sont connectés à une source de signal V_e , qui fournit une tension d'entrée sinusoïdale d'amplitude $V_e = 1,4\text{ V}$. **Le signal de sortie V_s est mesuré aux bornes du condensateur**, ce qui en fait un filtre passe-bas de premier ordre. Ce filtre permet de laisser passer les basses fréquences tout en atténuant les hautes fréquences. La configuration du montage (figure 1.4) facilite l'analyse de la réponse fréquentielle et permet d'identifier la fréquence de coupure du filtre.

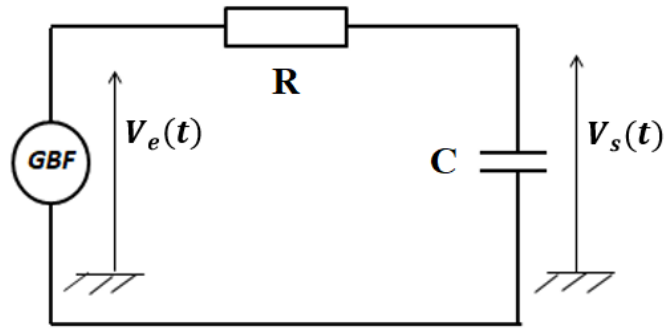


Figure 1.4 : Filtre passe-bas (RC) de premier ordre

⇒ **Filtre RC passe-bas** : Atténue les hautes fréquences et laisse passer les basses fréquences.

1.3.1.1 Etude de la fonction de transfert

La fonction de transfert est définie par :

$$T(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} \quad (1.1)$$

Par application du théorème de diviseur de tension on obtient :

$$V_s(j\omega) = \frac{Z_c}{R + Z_c} V_e(j\omega) \Rightarrow \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_c}{R + Z_c}$$

Avec $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + jRC2\pi f}$$

Donc

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (1.2)$$

Où : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 3700 \text{ Hz}$, f_0 est appelée la fréquence de coupure.

1.3.1.2 Etude asymptotique du gain et de la phase ϕ de la fonction de transfert

❖ Diagramme de Bode du Gain pour un filtre passe-bas

Le **gain** d'un filtre en **décibels (dB)** est défini par la relation suivante :

$$G(\text{dB}) = 20. \log |T| \quad (1.3)$$

Où **T** représente le rapport entre l'amplitude du signal de sortie V_s et celle du signal d'entrée V_e .

Dans le cas d'un **filtre passe-bas** de premier ordre, le gain dépend de la fréquence du signal **f**, et est donné par l'expression :

$$G(\text{dB}) = 20. \log \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad (1.4)$$

Où f_0 est la **fréquence de coupure** du filtre, qui correspond à la fréquence à laquelle le gain chute de 3 dB par rapport au gain maximum (0 dB).

En analysant l'évolution du **gain** $G(\text{dB})$ en fonction de la fréquence, on obtient les comportements suivants pour un **filtre passe-bas** de premier ordre :

1. Pour les basses fréquences, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log(1) = 0 \text{ dB}$$

Cela signifie que le signal passe sans atténuation à très basse fréquence.

2. À la fréquence de coupure $f = f_0$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3 \text{ dB}$$

À cette fréquence, le signal est atténué de 3 dB, ce qui correspond à une réduction de l'amplitude du signal à environ 70% de sa valeur maximale.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$G(\text{dB}) = -20. \log\left(\frac{f}{f_0}\right) \rightarrow -\infty$$

À très haute fréquence, le gain diminue de manière significative, tendant vers une atténuation infinie. Cela correspond à la suppression complète du signal à des fréquences très élevées.

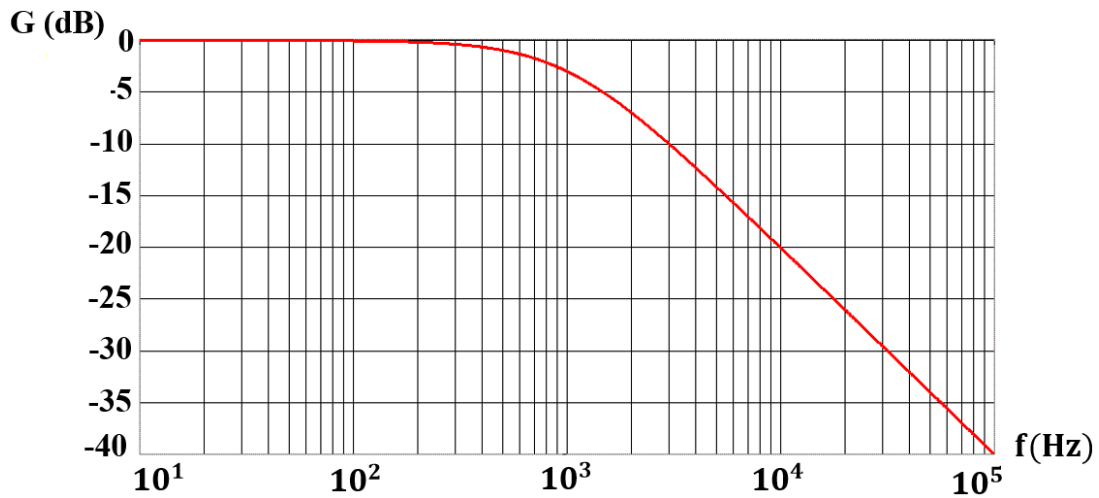


Figure 1.5 : Diagramme de Bode du gain d'un filtre passe-bas de premier ordre

❖ Diagramme de Bode de la Phase pour un filtre passe-bas

La **phase** d'un filtre est définie par l'argument de la fonction de transfert T , qui peut être exprimée comme suit :

$$\varphi = \arg(T) \quad (1.5)$$

Dans le cas d'un **filtre passe-bas**, la fonction de transfert T prend la forme suivante :

$$\varphi = \arg\left(\frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)}\right) = -\arg\left(1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)\right) = -\arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) \quad (1.6)$$

L'angle de phase φ varie en fonction de la fréquence f . On peut observer les comportements suivants :

1. Pour les basses fréquences, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$\varphi = -\arctan(0) = 0$$

À très basse fréquence, la phase est nulle.

2. À la fréquence de coupure $f = f_0$:

$$\varphi = -\arctan(1) = -\frac{\pi}{4}$$

À cette fréquence, la phase est égale à -45° ou $-\pi/4$ radians.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$\varphi = -\arctan(+\infty) = -\frac{\pi}{2}$$

À très haute fréquence, la phase tend vers -90° ou $-\pi/2$ radians.

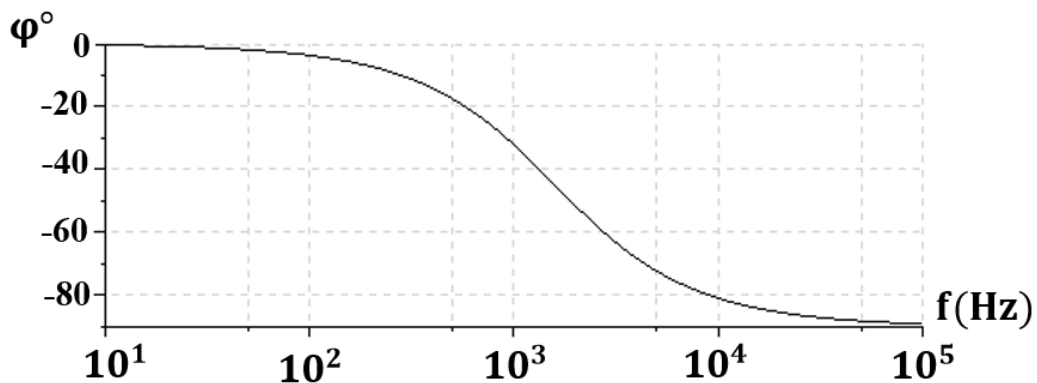


Figure 1.6 : Diagramme de Bode de phase d'un filtre passe-bas de premier ordre

1.3.2 Filtre passe haut

Le circuit étudié est composé d'une résistance de valeur $R = 1\text{ k}\Omega$ et d'un condensateur de capacité $C = 43\text{ nF}$, montés en série. Ces deux composants sont connectés à une source de signal V_e , qui fournit une tension d'entrée sinusoïdale d'amplitude $V_e = 1,4\text{ V}$. **Le signal de sortie V_s est mesuré aux bornes de la résistance R**, ce qui en fait un **filtre passe-haut** de premier ordre. La configuration du montage (figure 1.7) permet de **filtrer les basses fréquences**, laissant passer les hautes fréquences, et d'analyser la réponse fréquentielle du circuit.

⇒ **Filtre CR passe-haut** : Atténue les basses fréquences et laisse passer les hautes fréquences.

1.3.2.1 Etude de la fonction de transfert

On considère le montage suivant, où le générateur de tension délivre une tension sinusoïdale V_e d'amplitude constante et de fréquence variable.

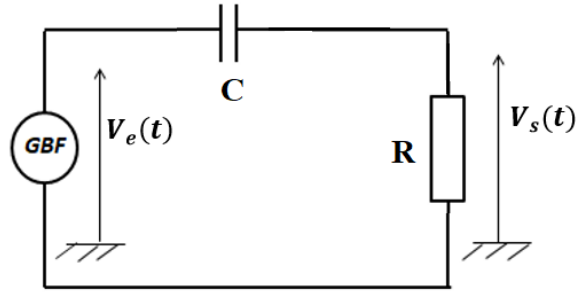


Figure 1.7 : Filtre passe-haut (CR) du premier ordre

Soit

$$V_s = \frac{R}{Z_C + R} V_e \quad (1.7)$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{R}{\frac{1}{jC\omega} + R} V_e \quad \Leftrightarrow V_s = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} V_e$$

Alors :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{j2\pi RCf}{1 + j2\pi RCf} \quad (1.8)$$

Donc la fonction de transfert T s'écrit sous la forme :

$$T = \frac{j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (1.9)$$

Avec $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ est la fréquence de coupure.

Dans notre cas, on a $C = 43 \text{ nF}$ et $R = 1 \text{ K}\Omega$

$$\text{Donc } f_{0th} = \frac{1}{2\pi \cdot 43 \cdot 10^{-6}} = 3700 \text{ Hz}$$

1.3.2.2 Diagramme de Bode du Gain pour un filtre passe-haut

Le **gain** en décibels est défini par la relation suivante :

$$G(\text{dB}) = 20. \log |T|$$

Pour un filtre passe-haut, la fonction de transfert T est donnée par :

$$T(j\omega) = \frac{j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

Le gain en dB s'exprime alors comme suit :

$$G(\text{dB}) = 20. \log \left(\frac{f}{\sqrt{f_0^2 + f^2}} \right)$$

1.3.2.3 Comportements aux limites :

1. Pour les basses fréquences, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log(0^+) = -\infty$$

Cela signifie que le gain est très faible et tend vers $-\infty$, indiquant que les basses fréquences sont fortement atténuées.

2. À la fréquence de coupure $f = f_0$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log \left(\frac{f_0}{\sqrt{2}f_0} \right) = -3 \text{ dB}$$

Le gain est atténué de 3 dB à la fréquence de coupure.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log(1) = 0$$

À haute fréquence, le gain tend vers 0 dB, ce qui signifie que le signal passe sans atténuation.

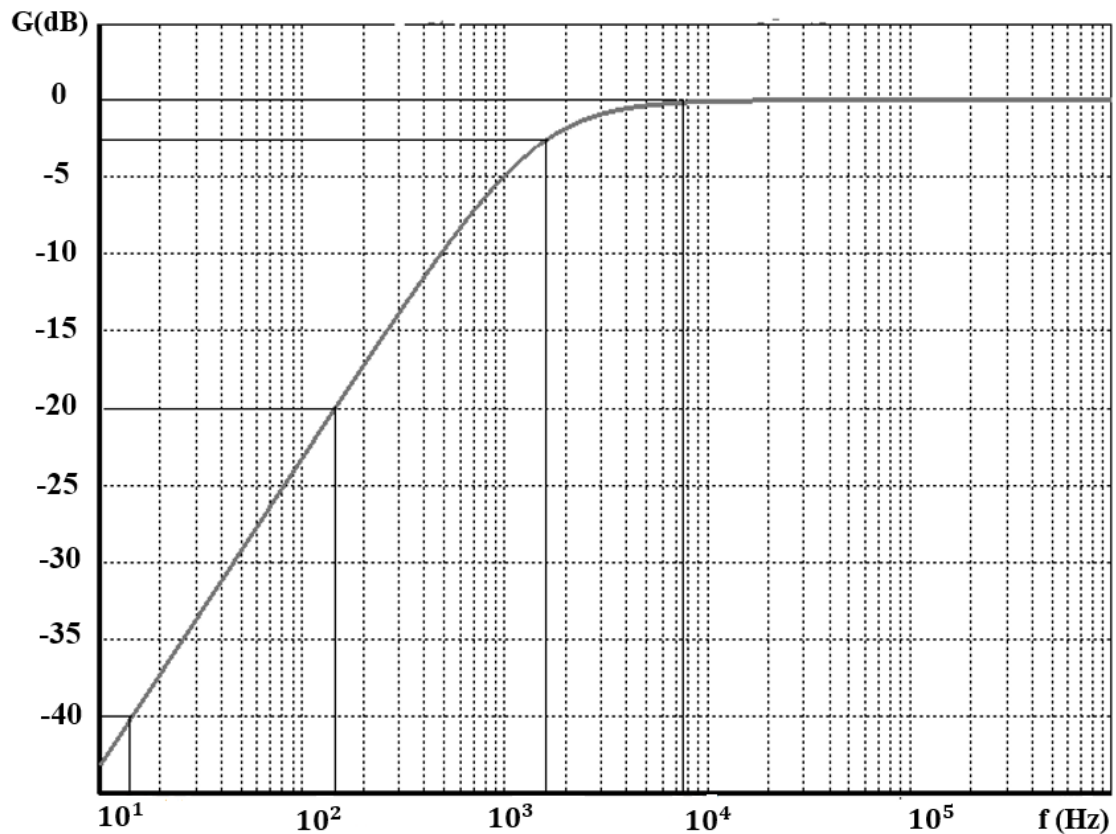


Figure 1.8 : Diagramme de Bode du gain d'un filtre passe-haut de premier ordre

La bande passante de ce filtre est $[f_0, \infty]$

1.3.2.4 Diagramme de Bode de la Phase pour un filtre passe-haut

La phase φ est donnée par :

$$\varphi = \arctan\left(\frac{j\left(\frac{f}{f_0}\right)}{1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)}\right) = \arctan\left(\frac{f_0}{f}\right)$$

Comportements aux limites :

1. Pour les basses fréquences, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$\varphi = \arctan(+\infty) = +\frac{\pi}{2} \text{ Radians } (90^\circ)$$

À très basse fréquence, la phase tend vers $+90^\circ$.

2. À la fréquence de coupure $f = f_0$:

$$\varphi = \arctan(1) = \frac{\pi}{4} \text{ Radians } (45^\circ)$$

À la fréquence de coupure, la phase est $+45^\circ$.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$\varphi = \arctan(0) = 0 \text{ Radians } (0^\circ)$$

À haute fréquence, la phase est nulle.

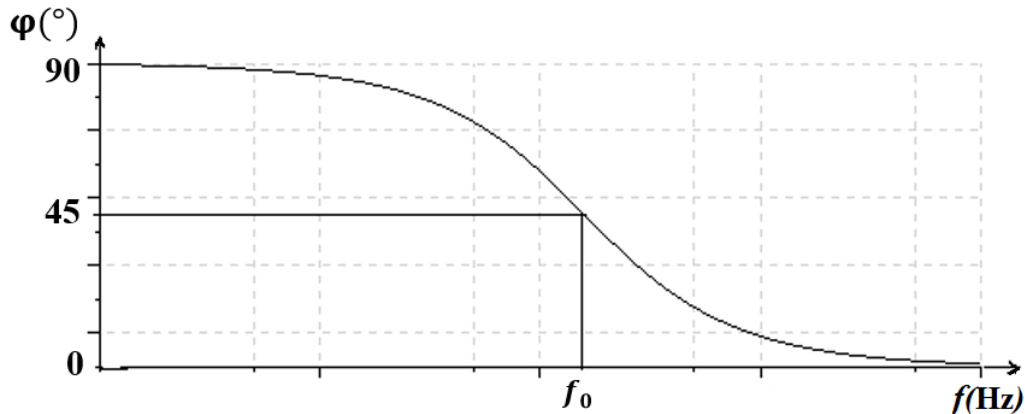


Figure 1.9 : Diagramme de Bode de phase d'un filtre passe-haut de premier ordre

1.4 Partie pratique

1.4.1 Matériel nécessaire :

1. **Résistances et condensateurs.**
2. **Générateur de signaux (GBF)** (pour générer des signaux sinusoïdaux à différentes fréquences).
3. **Oscilloscope** (pour observer les formes d'onde en entrée et en sortie des filtres).
4. **Multimètre** (pour la mesure des valeurs des composants).
5. **Breadboard (Plaque enfichable)** ou **carte de prototypage** (pour réaliser les montages).

1.4.2 Manipulation 1 : Filtre passe-bas

- 1) Pour $R = 1 \text{ K}\Omega$ et $C = 43 \text{ nF}$, réaliser le montage de la figure 1.10 et le faire vérifier par votre enseignant.

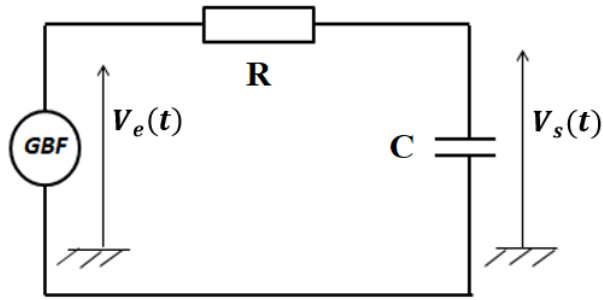


Figure 1.10 : Filtre passe-bas (RC) de premier ordre

- 2) Visualiser $V_e(t)$ sur la voie 1 et $V_s(t)$ sur la voie 2.
- 3) Régler le GBF pour que $V_e(t) = 1,4 \sin(2.\pi.1000.t)$.
- 4) Déterminer expérimentalement la fréquence de coupure f_{0exp} et la comparer à la valeur théorique f_0 .
- 5) Remplir le tableau ci-dessous.

Fréq	100 (Hz)	300 (Hz)	700 (Hz)	1K	3K	4K	5K	7K	10K	30K	50K	70K	100K
V_s													
G_{dB}													
d_{Cm}													
D_{Cm}													
φ°													

- 6) Tracer les courbes du gain et du déphasage φ sur un **papier semi-log**.
- 7) Comparer les courbes obtenues avec les courbes théoriques et conclure.

1.4.3 Manipulation 2 : Filtre passe-haut

- 1) Pour $R = 1\text{ K}\Omega$ et $C = 43\text{ nF}$, réaliser le montage de la figure 1.11 **et le faire vérifier par votre enseignant**.

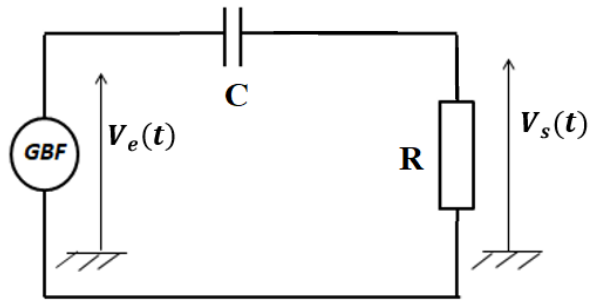


Figure 1.11 : Filtre passe-haut (CR) de premier ordre

- 2) Visualiser $V_e(t)$ sur la voie 1 et $V_s(t)$ sur la voie 2.
- 3) Régler le GBF pour que $V_e(t) = 1,4 \sin(2.\pi.1000.t)$.
- 4) Déterminer expérimentalement la fréquence de coupure f_{0exp} et la comparer à la valeur théorique f_0 .
- 5) Remplir le tableau ci-dessous.

Fréq	100 (Hz)	300 (Hz)	700 (Hz)	1K	3K	4K	5K	7K	10K	30K	50K	70K	100K
V_s													
G_{dB}													
d_{cm}													
D_{cm}													
φ°													

- 6) Tracer les courbes du gain et du déphasage φ sur un **papier semi-log**.
- 7) Comparer les courbes obtenues avec les courbes théoriques et conclure.

TP 2. ETUDE D'UN CIRCUIT RLC SERIE

ETUDE D'UN CIRCUIT RLC SERIE

1.1 But

- Etude du phénomène de résonance électrique dans un circuit RLC série.
- Tracé des courbes d'intensité du courant I et du déphasage φ en fonction de la fréquence f .
- Calcul du coefficient Q de surtension à la résonance.

1.2 Partie théorique

1.2.1 Principe

a) Rappels

Considérons le circuit suivant qui est alimenté par une tension alternative $u(t)$:

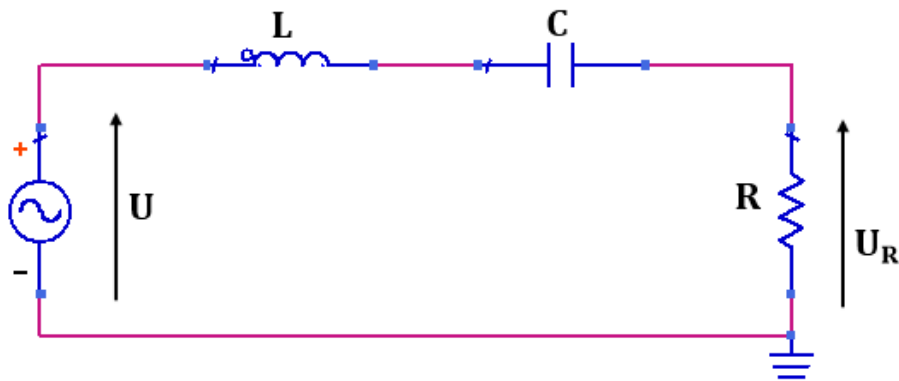


Figure 1.1

La loi d'ohm instantanée s'écrit :

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (2)$$

Avec $u(t) = U_m \cos \varphi$

En régime permanent de pulsation $\omega = 2\pi f$, l'équation (2) a pour solution :

$$i(t) = I_m \cos (\omega t + \varphi)$$

Où I_m et φ sont des constantes qui dépendent des valeurs de U_m , R , L et C . φ sera positif ou négatif selon que $i(t)$ est en avance ou en retard sur $u(t)$.

b) Etude en fonction de la fréquence

1) Représentation de Fresnel

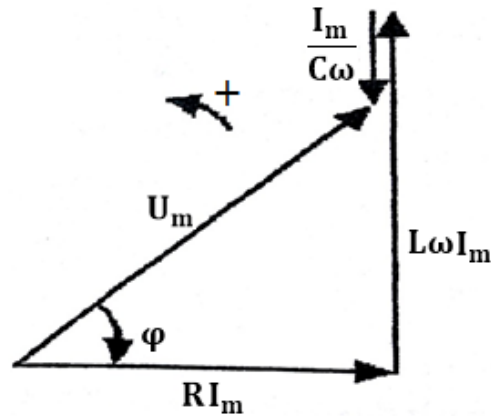


Figure 1.2

Avec

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} = \frac{U_m}{Z}$$

Où Z est l'impédance du circuit :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

$i(t)$ est déphasé par rapport à $u(t)$ d'un angle φ tel que :

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

On peut remarquer que I_m et φ dépendent de ω , donc de la fréquence f .

Important :

Dans toute la suite de la manipulation, on travaillera avec les valeurs efficaces I et U :

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m}{Z\sqrt{2}} = \frac{U}{Z}$$

La construction vectorielle montre que :

- Si $\varphi < 0$ le circuit est inductif,
- Si $\varphi > 0$ le circuit est capacitif,
- Si $\varphi = 0$ le circuit est résonant.

2) Condition de résonance

On fait varier la fréquence f , donc la pulsation ω de la tension d'alimentation $u(t)$.

Pour une valeur ω_0 de ω , on peut observer le phénomène de résonance électrique qui se caractérise par :

- Le courant et la tension sont en phase ($\varphi = 0$),
- L'impédance Z du circuit a une valeur minimale (pour $\omega = \omega_0, Z = R$),
- Le courant efficace I est maximal ($I_{\max} = U/R$),
- $L\omega_0 = 1/(C\omega_0)$ soit $LC\omega_0^2 = 1$.

3) Surtension

À la résonance, il y a le phénomène de surtension aux bornes de L et C et on a :

$$U_L = L\omega_0 I_{\max} \quad \text{Et} \quad U_C = I_{\max} / C\omega_0$$

En remplaçant $I_{\max}$ par sa valeur, on a :

$$U_L = \frac{L\omega_0}{R} U_m = \frac{U_m}{RC\omega_0} = U_C = QU$$

Q est appelé coefficient ou facteur de surtension. Ce facteur permet de définir le caractère plus ou moins «aigu» de la résonance.

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U}$$

d'où :

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{RC\omega_0}$$

Si R est faible, U_L et U_C peuvent prendre des valeurs très grandes.

En éliminant ω_0 dans l'expression de Q nous avons également :

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

Pour avoir de grandes surtensions (Q grand), il faut que R et C soient petites et L aussi grande que possible.

4) Bande passante et fréquences quadrantales

La courbe $I(f)$ représentant le courant efficace en fonction de la fréquence (figure 1.3) a la forme d'un pic. Pour caractériser la finesse de ce pic ; nous cherchons les fréquences f_1 et f_2 de part et d'autre de f_0 pour lesquelles l'intensité du courant prend la valeur : $\frac{I_{\max}}{\sqrt{2}}$

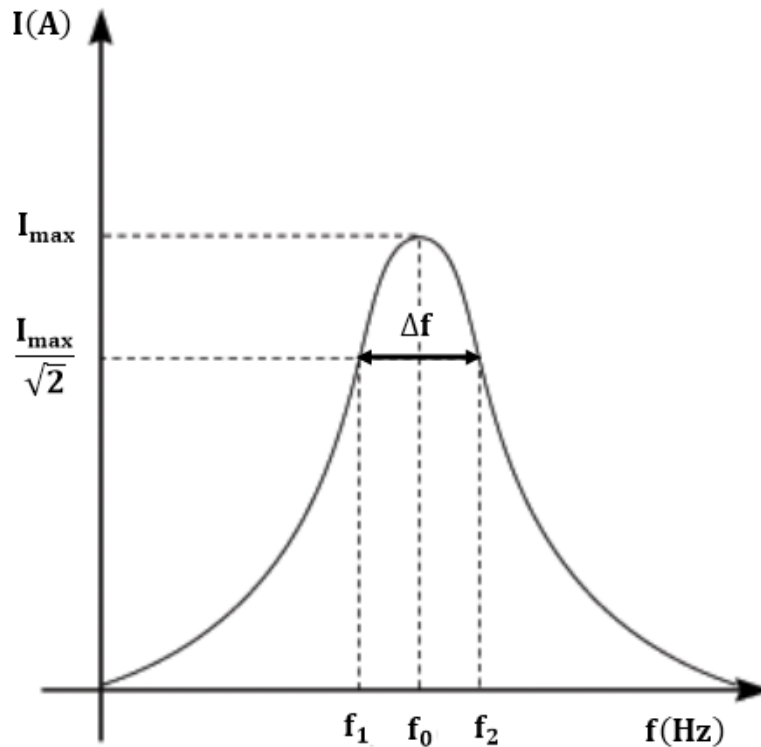


Figure 1.3

Par définition, l'intervalle $\Delta f = f_2 - f_1$ est appelé bande passante du circuit oscillant.

Pour $f = f_1$, on a $Z = R\sqrt{2}$ et par conséquent :

$$\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2 = R^2$$

Les deux racines positives ω_1 et ω_2 des deux équations :

$$L\omega_1 - \frac{1}{C\omega_1} = -R \quad \text{et} \quad L\omega_2 - \frac{1}{C\omega_2} = R$$

Vérifient la relation : $\omega_1 \omega_2 = \omega_0^2$, et comme $LC\omega_0^2 = 1$, On a :

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = RC\omega_0 = \frac{1}{Q} \quad \Rightarrow \quad \Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{R}{L}$$

D'autre part : $\omega_1 = 2\pi f_1$ et $\omega_2 = 2\pi f_2$ (f_1 et f_2 sont appelées fréquences quadrantes).

On a donc :

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q} = \frac{R}{2\pi L}$$

On vérifie que pour $f = f_1$, $\varphi = 45^\circ$ et pour $f = f_2$, $\varphi = -45^\circ$

1.3 Partie pratique

1.3.1 Dispositif expérimental

Le montage expérimental pour étudier le phénomène de résonance électrique d'un circuit RLC série est représenté dans la figure 1.4.

Avec :

- | | |
|--|--|
| (1) : Bobine, 300 spires | (5) : Générateur de fonction numérique |
| (2) : Résistance de carbone PEK 1 W 5% | (6) : Multimètre |
| (3) : Boîte de connexion | (7) : Condensateur PEK |
| (4) : Fils de connexion | |

Pour le générateur de fonctions numériques, sélectionnez les paramètres suivants:

- DC-offset: $\pm 0 \text{ V}$
- Amplitude: 5 V
- Fréquence: $0 - 30 \text{ kHz}$
- Mode: sinusoïdal

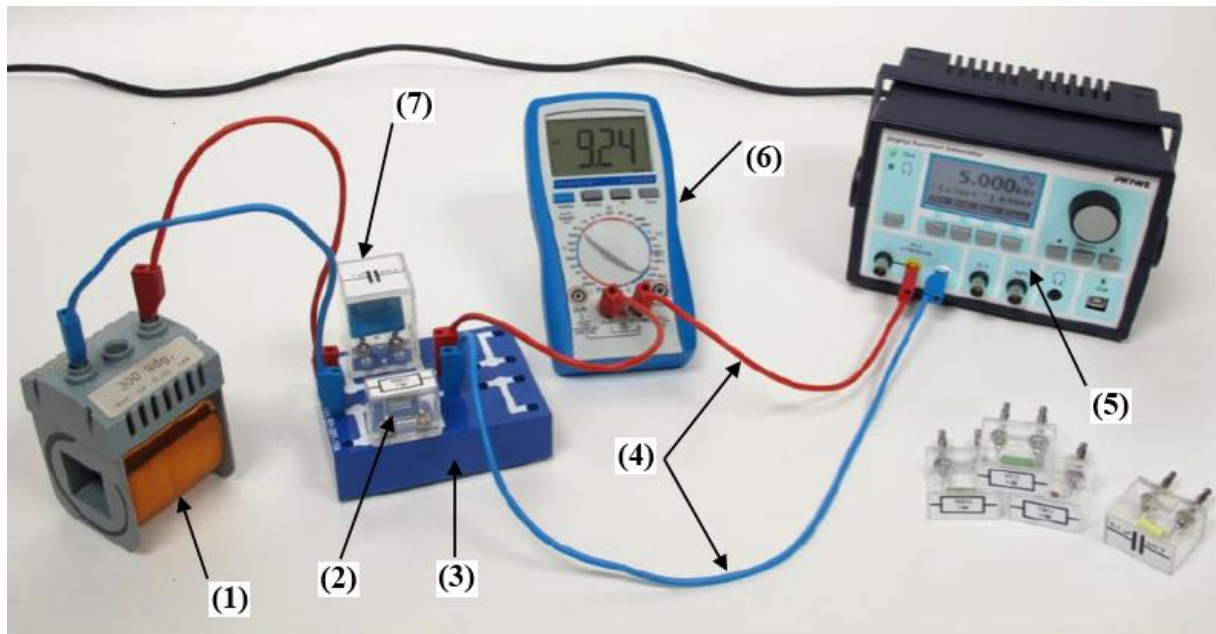


Figure 1.4

1.3.2 Fréquence de résonance

Considérons le montage de la figure 1.5 ci-dessous (Générateur éteint) :

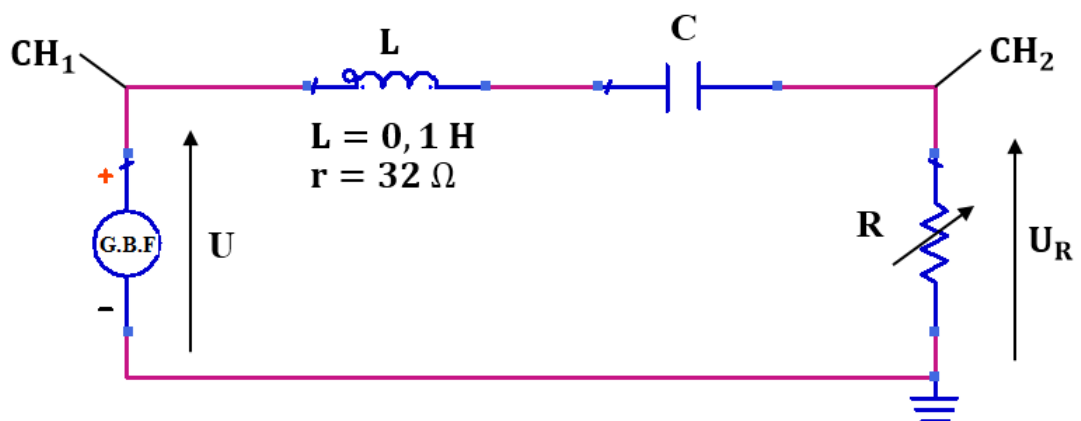


Figure 1.5

La bobine de la salle de T.P est équivalente à une inductance pure **L** en série avec une résistance **r**. on donne : **Um = 5 V**, **C = 43 nF**, **L = 0,1 H**, **r = 32 Ω**, **R = 470 Ω** et **f = 1,5 kHz**. Les incertitudes sont données dans la salle. On a

$$\frac{\Delta L}{L} = 1\%$$

$$\frac{\Delta R}{R} = 5\%$$

$$\frac{\Delta C}{C} = 10\%$$

- 1) Exprimer la tension efficace **U_R** aux bornes de la résistance **R** en fonction de **C**, **R**, **r**, **L**, **ω** et **U**.
- 2) Déterminer par le calcul, la valeur théorique **f_{0th}** de la fréquence à la résonance et son incertitude **Δf_{0th}**.
- 3) Réaliser le montage de la figure 1.5, générateur éteint. Le faire vérifier par votre enseignant.

Remarque : pour l'utilisation de l'oscilloscope, voir le schéma de sa face avant en annexe.

- 4) Déterminer en faisant varier la fréquence du **GBF**, la valeur expérimentale **f_{0exp}** de la fréquence à la résonance et son incertitude **Δf_{0exp}**. Comparer les valeurs théorique et expérimentale de **f₀**. Vos résultats sont-ils concordants ?
- 5) Déterminer le coefficient de surtension **Q** par le calcul, puis par les relations **Q = $\frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U}$** en remplissant le tableau 1.1 (utiliser un voltmètre). Vos trois valeurs sont-elles concordantes ?

	U_{Lth}	U_{Cth}	Q_{th}	U_{Lexp}	U_{Cexp}	Q_{exp}
R = 1 kΩ						
R = 470 Ω						

Tableau 1.1

- 6) Comparer les deux valeurs de **Q** (pour **R = 470 Ω** et **1 kΩ**), que peut-on conclure ?

1.3.3 Courbes d'intensité du courant **I(f)** et de déphasage **φ(f)**

Dans le but de comparer les courbes de résonance et les coefficients de surtension pour deux valeurs de la résistance, **R = 470 Ω** et **1 kΩ** on effectue les séries de mesures

relatives à $f(\text{kHz})$, $U_R(\text{V})$, $I(\text{A})$ et $\varphi (d^\circ)$. Pour chaque valeur de la fréquence, on changera la valeur de R pour relever les mesures de $U_R(\text{V})$, $I(\text{A})$ et $\varphi (d^\circ)$. Ainsi, on a deux tableaux de valeurs pour $R = 470 \Omega$ et $1 \text{ k}\Omega$ avec les valeurs de $f(\text{kHz})$, $U_R (\text{V})$, $I(\text{A})$ et $\varphi (d^\circ)$ (voir tableau 1.3).

Le courant I débité dans le circuit RLC est proportionnel à la tension U_R : $I = \frac{U_R}{R}$.

Le déphasage φ sera mesuré à l'aide de l'oscilloscope en utilisant la méthode de la double trace rappelée au début du texte.

- 1) Etudier le signe de φ à partir de son expression en fonction de la fréquence f .
- 2) En utilisant l'oscilloscope :
 - 2.1) À la fréquence de résonance $f = f_{0\text{exp}}$, mesurer la tension $U_R(\text{V})$ aux bornes de la résistance R (tableau 1.2).
 - 2.2) Déterminer les valeurs des fréquences quadrantales f_1 et f_2 (tableau 1.2).

	$U_{R\text{max}}(\text{V})$ (pour $f = f_{0\text{exp}}$)	$U_{R\text{eff}}(\text{V}) = \frac{U_{R\text{max}}}{\sqrt{2}}$	$f_1(\text{kHz})$	$f_0(\text{kHz})$	$f_2(\text{kHz})$	$\Delta f(\text{kHz})$
$R = 1 \text{ k}\Omega$						
$R = 470 \text{ k}\Omega$						

Tableau 1.2

- 3) Remplir le tableau 1.3 pour les deux valeurs de R .

$f(\text{kHz})$	1,2	1,5	1,7	2	2,4	3	3,5	4	5
$U_R (\text{V})$									
$I(\text{A})$									
$d (\text{cm})$									
$D(\text{cm})$									
$\varphi(d^\circ) = 360 \frac{d}{D}$									

Tableau 1.3

- 4) Représenter sur un papier millimétré les courbes $\mathbf{I(f)}$ et $\boldsymbol{\varphi(f)}$.
- 5) Déterminer graphiquement les fréquences quadrantales $\mathbf{f_1}$ et $\mathbf{f_2}$ ainsi que $\Delta\mathbf{f}$ à partir du tracé de $\mathbf{I(f)}$, puis à partir de $\boldsymbol{\varphi(f)}$.

Pour les fréquences quadrantales $\mathbf{f_1}$ et $\mathbf{f_2}$, trouver la valeur de $\boldsymbol{\varphi}$ en utilisant la méthode de l'ellipse.

**TP 3. ETUDE NUMERIQUE :
THEOREMES GENERAUX ET
FILTRES**

ETUDE NUMERIQUE : THEOREMES GENERAUX ET FILTRES

1.1 But :

Le but de cette manipulation est :

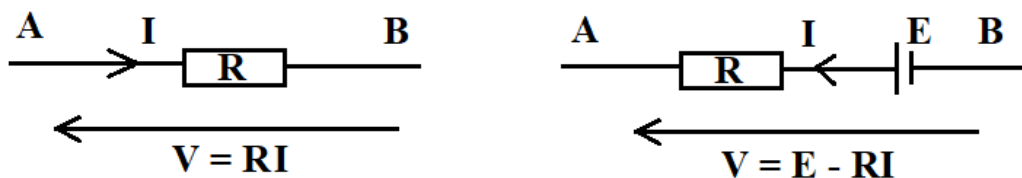
- Appliquer et vérifier certains théorèmes généraux de l'analyse des circuits électroniques (Théorème de Thévenin, Théorème de Superposition, Diviseur de Courant/Tension, Théorème de Millman) par la CAO (Conception Assisté par Ordinateur).
- Simuler des filtres RC/CR à l'aide d'un logiciel (CAO), pour étudier leur comportement en fréquence et observer leur réponse à travers les diagrammes de Bode.

Cette approche permet de relier les concepts théoriques aux résultats pratiques obtenus à travers la simulation.

1.2 Partie théorique

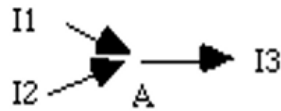
1.2.1 Théorèmes généraux :

1.2.1.1 Loi d'Ohm :



1.2.1.2 Loi des nœuds :

- ✓ La somme **algébrique** des courants en un nœud est nulle.



$$\sum_k I_k = 0$$

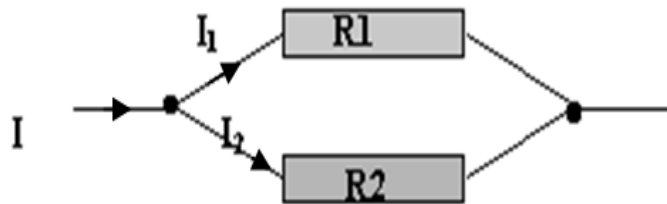
1.2.1.3 Loi des mailles :

- La somme algébrique des d.d.p., lorsqu'on parcourt une maille dans le même sens, est nulle.

$$\sum_k U_k = 0$$

1.2.1.4 Diviseur de courant :

- La valeur de I_1 dépend de celle de R_2 par rapport à $(R_1 + R_2)$. On peut choisir le rapport $R_2 / (R_1 + R_2)$ pour que I_1 représente une partie bien définie de I , d'où le nom de diviseur de courant.



$$I_1 = I \times \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$I_2 = I \times \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

1.2.1.5 Diviseur de Tension :

Le diviseur de tension permet de calculer la répartition de la tension dans un circuit divisé par plusieurs résistances en série (figure 1.1) :

- ⇒ Il est couramment utilisé dans les circuits RC/CR pour calculer la tension de sortie aux bornes du condensateur ou de la résistance.

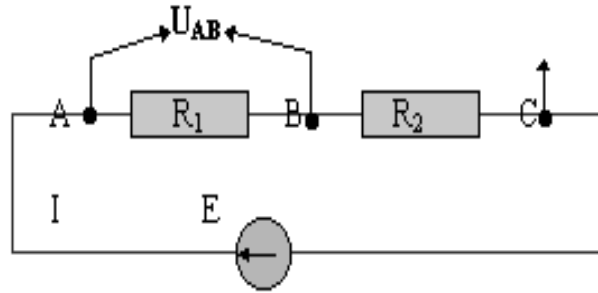


Figure 1.1

$$U_{AB} = E \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

1.2.1.6 Théorème de Thévenin :

Tout circuit linéaire à deux bornes peut être remplacé par un générateur de Thévenin constitué d'une source de tension U_{th} en série avec une résistance R_{th} (figure 1.2).

⇒ Application pratique : Simplifier l'étude de réseaux complexes pour calculer les tensions et courants en fonction des charges.

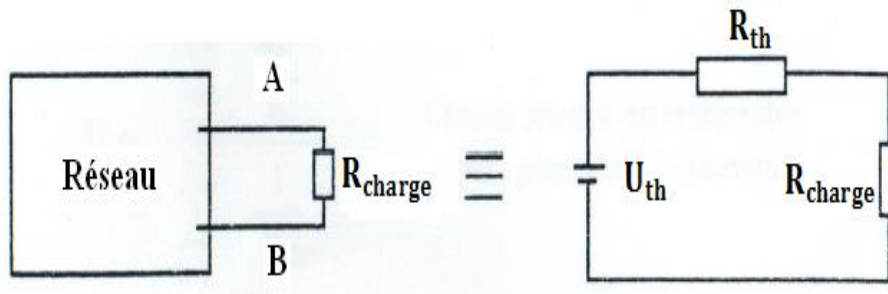


Figure 1.2

Méthode de calcul :

- Débrancher la charge R_{charge}
- Calculer $U_{th} = U_{AB}$ (à vide)
- Calculer $R_{th} = R_{AB}$, pour cela on remplace par :
 - Un court-circuit (cas d'un générateur de tension (E))
 - Un circuit-ouvert (cas d'un générateur de courant (I_0))

1.2.1.7 Théorème de Superposition :

La réponse d'un circuit linéaire à plusieurs sources est égale à la somme des réponses individuelles obtenues en activant une seule source à la fois, les autres étant remplacées par leurs impédances internes (sources de tension remplacées par des courts circuits, sources de courant par des circuits ouverts) (figure 1.3).

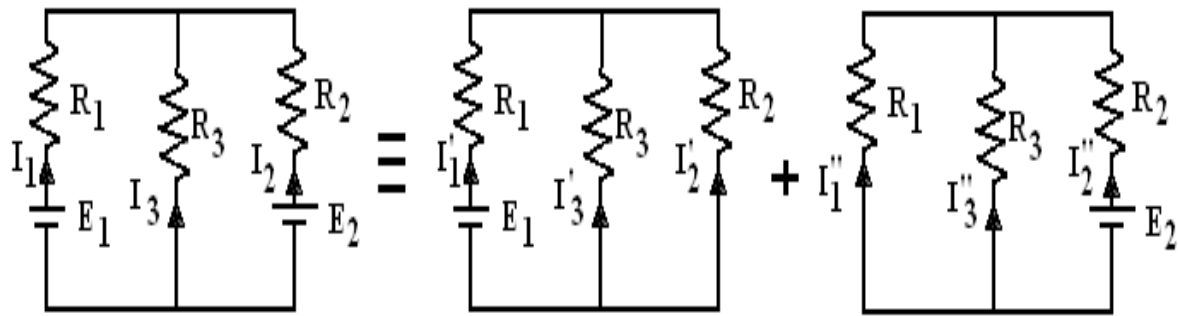


Figure 1.3

I_1 , I_2 et I_3 sont déterminés en écrivant :

$$I_1 = I_1' + I_1''$$

$$I_2 = I_2' + I_2''$$

$$I_3 = I_3' + I_3''$$

1.2.1.8 Théorème de Millman :

Ce théorème permet de calculer la tension aux bornes de plusieurs générateurs de tension connectés en parallèle (figure 1.4) :

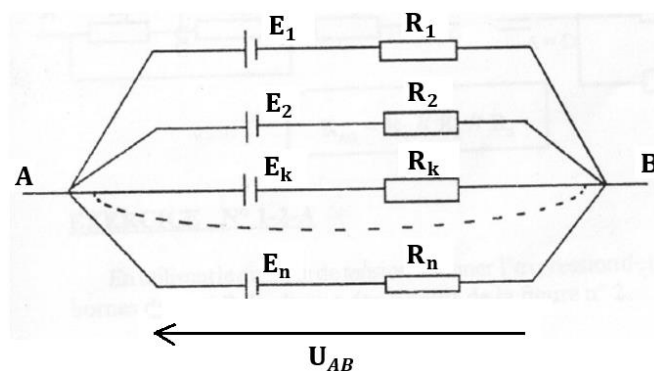


Figure 1.4

$$U_{AB} = U = \frac{\sum_{k=1}^n \frac{E_k}{R_k}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}}$$

1.2.2 Filtres :

Un filtre est un circuit électronique linéaire qui réalise une opération de traitement du signal et dont le comportement dépend de la fréquence. Lorsqu'il s'agit, par exemple, de limiter la bande passante en entrée ou en sortie d'un montage, d'annuler certaines fréquences perturbatrices indésirables ou, au contraire, de ne retenir qu'une bande de fréquences particulière, etc., on s'intéresse aux **filtres analogiques passifs** réalisés à partir de composants passifs (résistance, inductance et capacité). Ces filtres ne permettent pas d'amplifier le signal d'entrée (la puissance de sortie est nécessairement inférieure à la puissance d'entrée). On distingue trois types de filtres : **passe-bas**, **passe-haut**, et **passe-bande**.

1.2.2.1 Filtre passe bas :

Le circuit étudié est composé d'une résistance de valeur $R = 1\text{ k}\Omega$ et d'un condensateur de capacité $C = 43\text{ nF}$, montés en série. Ces deux composants sont connectés à une source de signal V_e , qui fournit une tension d'entrée sinusoïdale d'amplitude $V_e = 1,4\text{ V}$. **Le signal de sortie V_s est mesuré aux bornes du condensateur**, ce qui en fait un filtre passe-bas de premier ordre. Ce filtre permet de laisser passer les basses fréquences tout en atténuant les hautes fréquences. La configuration du montage (figure 1.5) facilite l'analyse de la réponse fréquentielle et permet d'identifier la fréquence de coupure du filtre.

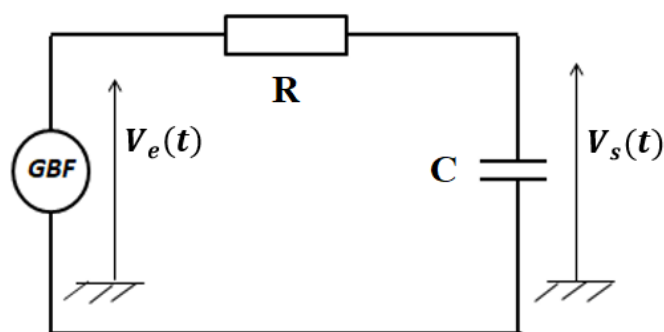


Figure 1.5 : Filtre passe-bas (RC) de premier ordre

⇒ **Filtre RC passe-bas :** Atténue les hautes fréquences et laisse passer les basses fréquences.

❖ Etude de la fonction de transfert

La fonction de transfert est définie par :

$$T(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} \quad (1.1)$$

Par application du théorème de diviseur de tension on obtient :

$$V_s(j\omega) = \frac{Z_c}{R + Z_c} V_e(j\omega) \Rightarrow \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_c}{R + Z_c}$$

Avec $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + jRC2\pi f}$$

Donc

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (1.2)$$

Où : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 3700 \text{ Hz}$, f_0 est appelée la fréquence de coupure.

❖ Etude asymptotique du gain et de la phase ϕ de la fonction de transfert

⇒ Diagramme de Bode du Gain pour un filtre passe-bas

Le **gain** d'un filtre en **décibels (dB)** est défini par la relation suivante :

$$G(\text{dB}) = 20 \cdot \log |T| \quad (1.3)$$

Où **T** représente le rapport entre l'amplitude du signal de sortie V_s et celle du signal d'entrée V_e .

Dans le cas d'un **filtre passe-bas** de premier ordre, le gain dépend de la fréquence du signal **f**, et est donné par l'expression :

$$G(\text{dB}) = 20 \cdot \log \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad (1.4)$$

Où f_0 est la **fréquence de coupure** du filtre, qui correspond à la fréquence à laquelle le gain chute de 3 dB par rapport au gain maximum (0 dB).

En analysant l'évolution du **gain** $G(\text{dB})$ en fonction de la fréquence, on obtient les comportements suivants pour un **filtre passe-bas** de premier ordre :

1. **Pour les basses fréquences**, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$G(\text{dB}) = 20 \cdot \log(1) = 0 \text{ dB}$$

Cela signifie que le signal passe sans atténuation à très basse fréquence.

2. **À la fréquence de coupure** $f = f_0$:

$$G(\text{dB}) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3 \text{ dB}$$

À cette fréquence, le signal est atténué de 3 dB, ce qui correspond à une réduction de l'amplitude du signal à environ 70% de sa valeur maximale.

3. **Pour les hautes fréquences**, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$G(\text{dB}) = -20 \cdot \log\left(\frac{f}{f_0}\right) \rightarrow -\infty$$

À très haute fréquence, le gain diminue de manière significative, tendant vers une atténuation infinie. Cela correspond à la suppression complète du signal à des fréquences très élevées.

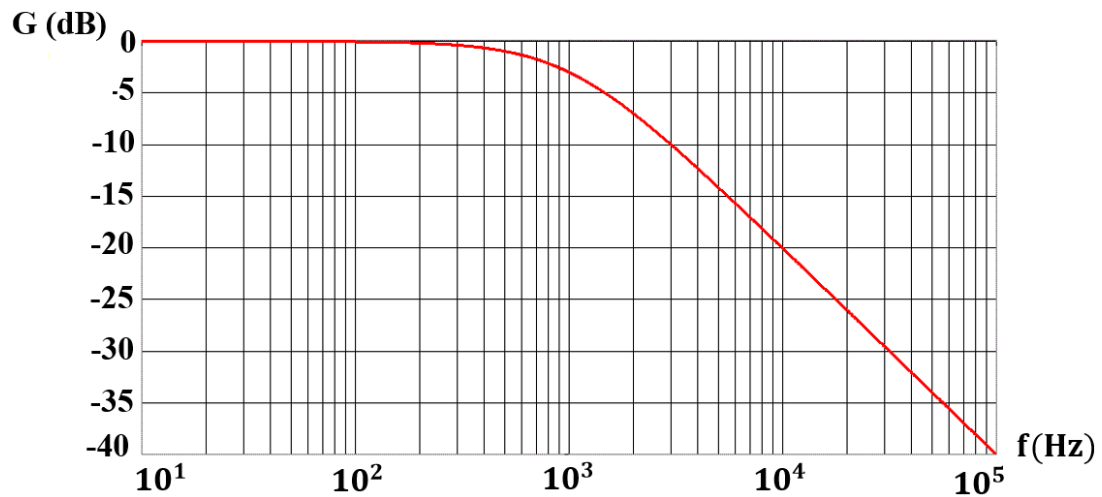


Figure 1.6 : Diagramme de Bode du gain d'un filtre passe-bas de premier ordre

⇒ Diagramme de Bode de la Phase pour un filtre passe-bas

La **phase** d'un filtre est définie par l'argument de la fonction de transfert T , qui peut être exprimée comme suit :

$$\varphi = \arg(T) \quad (1.5)$$

Dans le cas d'un **filtre passe-bas**, la fonction de transfert T prend la forme suivante :

$$\varphi = \arg\left(\frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)}\right) = -\arg\left(1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)\right) = -\arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) \quad (1.6)$$

L'angle de phase φ varie en fonction de la fréquence f . On peut observer les comportements suivants :

1. Pour les basses fréquences, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$\varphi = -\arctan(0) = 0$$

À très basse fréquence, la phase est nulle.

2. À la fréquence de coupure $f = f_0$:

$$\varphi = -\arctan(1) = -\frac{\pi}{4}$$

À cette fréquence, la phase est égale à -45° ou $-\pi/4$ radians.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$\varphi = -\arctan(+\infty) = -\frac{\pi}{2}$$

À très haute fréquence, la phase tend vers -90° ou $-\pi/2$ radians.

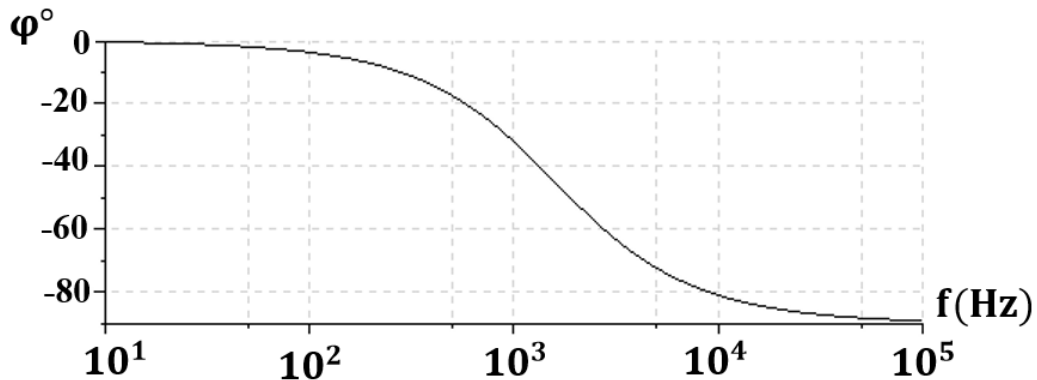


Figure 1.7 : Diagramme de Bode de phase d'un filtre passe-bas de premier ordre

1.2.3 Filtre passe haut

Le circuit étudié est composé d'une résistance de valeur $R = 1\text{ k}\Omega$ et d'un condensateur de capacité $C = 43\text{ nF}$, montés en série. Ces deux composants sont connectés à une source de signal V_e , qui fournit une tension d'entrée sinusoïdale d'amplitude $V_e = 1,4\text{ V}$. **Le signal de sortie V_s est mesuré aux bornes de la résistance R**, ce qui en fait un **filtre passe-haut** de premier ordre. La configuration du montage (figure 1.8) permet de **filtrer les basses fréquences**, laissant passer les hautes fréquences, et d'analyser la réponse fréquentielle du circuit.

⇒ **Filtre CR passe-haut** : Atténue les basses fréquences et laisse passer les hautes fréquences.

1.2.3.1 Etude de la fonction de transfert :

On considère le montage suivant, où le générateur de tension délivre une tension sinusoïdale V_e d'amplitude constante et de fréquence variable.

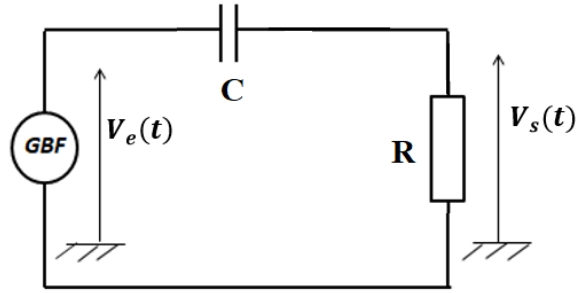


Figure 1.8 : Filtre passe-haut (CR) du premier ordre

Soit

$$V_s = \frac{R}{Z_C + R} V_e \quad (1.7)$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{R}{\frac{1}{jC\omega} + R} V_e \quad \Leftrightarrow V_s = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} V_e$$

Alors :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{j2\pi RCf}{1 + j2\pi RCf} \quad (1.8)$$

Donc la fonction de transfert T s'écrit sous la forme :

$$T = \frac{j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (1.9)$$

Avec $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ est la fréquence de coupure.

Dans notre cas, on a $C = 43 \text{ nF}$ et $R = 1 \text{ K}\Omega$

$$\text{Donc } f_{0th} = \frac{1}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^{-6}} = 3700 \text{ Hz}$$

$\Rightarrow$ Diagramme de Bode du Gain pour un filtre passe-haut

Le **gain** en décibels est défini par la relation suivante :

$$G(\text{dB}) = 20. \log |T|$$

Pour un filtre passe-haut, la fonction de transfert T est donnée par :

$$T(j\omega) = \frac{j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

Le gain en dB s'exprime alors comme suit :

$$G(\text{dB}) = 20. \log \left(\frac{f}{\sqrt{f_0^2 + f^2}} \right)$$

⇒ **Comportements aux limites :**

1. Pour les basses fréquences, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log(0) = -\infty$$

Cela signifie que le gain est très faible et tend vers $-\infty$, indiquant que les basses fréquences sont fortement atténuées.

2. À la fréquence de coupure $f = f_0$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log \left(\frac{f_0}{\sqrt{2} f_0} \right) = -3 \text{ dB}$$

Le gain est atténué de 3 dB à la fréquence de coupure.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$G(\text{dB}) = 20. \log(1) = 0$$

À haute fréquence, le gain tend vers 0 dB, ce qui signifie que le signal passe sans atténuation.

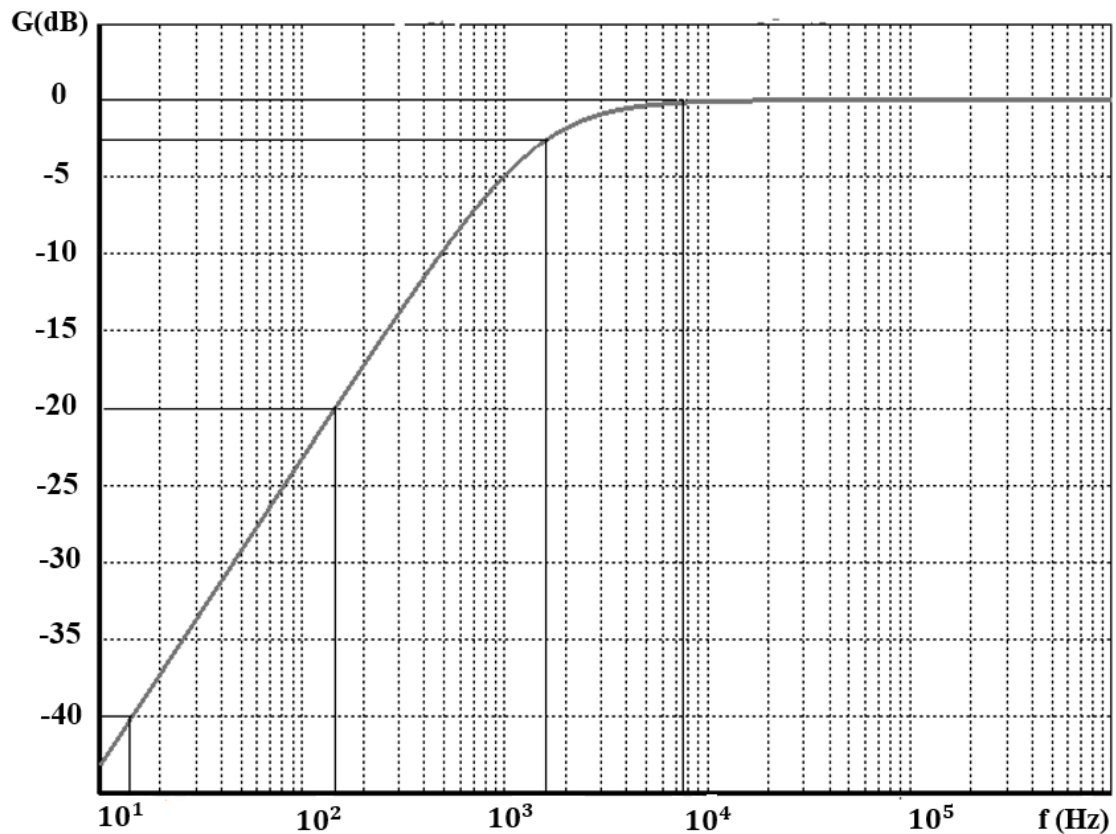


Figure 1.9 : Diagramme de Bode du gain d'un filtre passe-haut de premier ordre

La bande passante de ce filtre est $[f_0, \infty]$

⇒ **Diagramme de Bode de la Phase pour un filtre passe-haut**

La phase φ est donnée par :

$$\varphi = \arg \left(\frac{j\left(\frac{f}{f_0}\right)}{1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)} \right) = \arctan\left(\frac{f_0}{f}\right)$$

Comportements aux limites :

- 1. Pour les basses fréquences**, lorsque $f \rightarrow 0$:

$$\varphi = \arctan(+\infty) = +\frac{\pi}{2} \text{ Radians (90°)}$$

À très basse fréquence, la phase tend vers $+90^\circ$.

- 2. À la fréquence de coupure** $f = f_0$:

$$\varphi = \arctan(1) = \frac{\pi}{4} \text{ Radians } (45^\circ)$$

À la fréquence de coupure, la phase est $+45^\circ$.

3. Pour les hautes fréquences, lorsque $f \rightarrow +\infty$:

$$\varphi = \arctan(0) = 0 \text{ Radians } (0^\circ)$$

À haute fréquence, la phase est nulle.

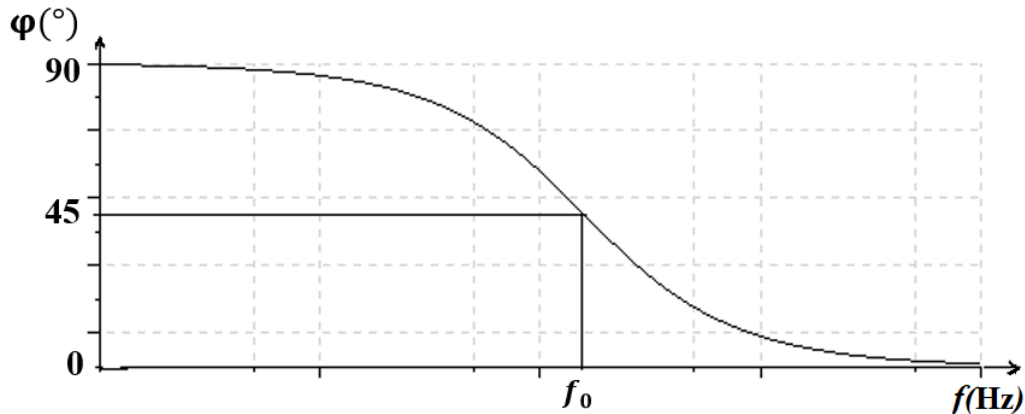


Figure 1.10 : Diagramme de Bode de phase d'un filtre passe-haut de premier ordre

1.3 Partie pratique (Simulation avec ADS)

Les dispositifs électroniques (basses fréquences/hyperfréquences) sont de plus en plus utilisés de nos jours. Il devient primordial de pouvoir les simuler avec précision avant la réalisation. Le but final est d'avoir un circuit qui, une fois réalisé, fonctionne du premier coup tout en respectant les contraintes du cahier des charges et sans aucune retouche. Nous évitons ainsi un surcoût inutile lié à la réalisation d'un grand nombre de maquettes de tests tout en réduisant considérablement le temps de conception. Il est alors possible de maîtriser et de réduire le coût final du produit.

Pour atteindre ces objectifs, il est nécessaire de disposer d'outils adéquats tels que des logiciels de CAO. Pour nos séances de TP, nous avons choisi d'utiliser le logiciel ADS (Advanced Design System). Cet outil est très complet car il permet de faire des simulations de circuits analogiques (basses fréquences/hyperfréquences), de circuits numériques, de la Cosimulation analogique/numérique ainsi que des simulations électromagnétiques. Du fait

de son fort potentiel, cet outil très complet est de plus en plus utilisé dans le monde de la recherche universitaire et industrielle.

L'objectif principal de ce TP consiste à :

- ❖ Simuler des circuits électroniques pour vérifier certains théorèmes généraux.
- ❖ Simuler des filtres RC/CR.

1.3.1.1 Manipulation 1 : Vérification de : Loi d'ohm/ Loi des mailles/ Diviseur de Tension

- **Étape 1** : Créer un nouveau projet sur ADS.
- **Étape 2** : Simuler un circuit avec une source de tension et deux résistances en série (figure 1.11) pour appliquer la formule du diviseur de tension.

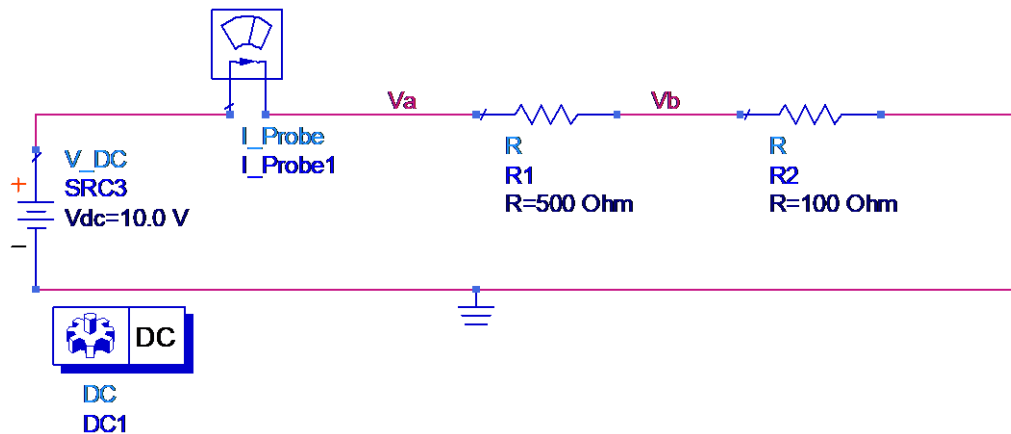


Figure 1.11

Avec $V_{AB} = V_a - V_b$

- **Étape 3** : Calculer théoriquement (par application du diviseur de tension) la tension aux bornes de la résistance R1 et à comparer avec le résultat simulé.
- **Étape 4** : Vérifier la loi des mailles pour le circuit de la figure 1.11.

1.3.1.2 Manipulation 2 : Vérification du Diviseur de Courant

- **Étape 1** : Créer un nouveau schéma sur ADS.
- **Étape 2** : Simuler un circuit avec une source de tension et deux résistances en série (figure 1.12) pour appliquer la formule du diviseur de courant (à vérifier que $I_1 = I_2 + I_3$ (loi des nœuds)).

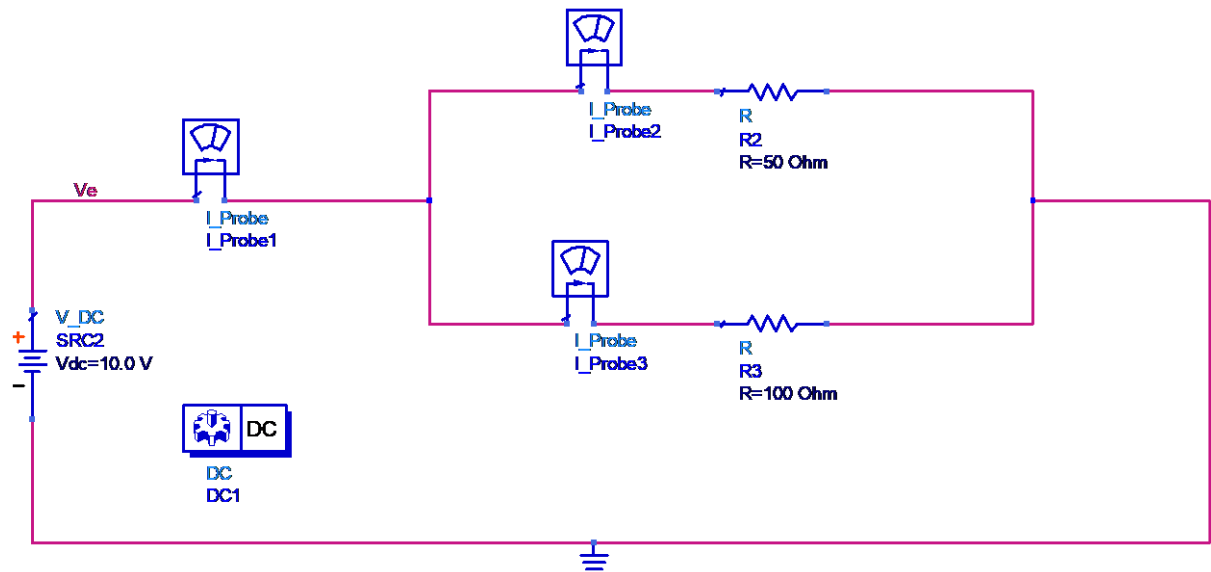


Figure 1.12

1.3.1.3 Manipulation 3 : Application du Théorème de Superposition

- **Étape 1** : Concevoir un circuit avec deux sources de tension et plusieurs résistances (figure 1.13).
- **Étape 2** : Simuler le circuit en appliquant le théorème de superposition :
 - Supprimer l'une des sources (en la remplaçant par un court-circuit) et calculer la contribution de l'autre source.
 - Répéter l'opération pour l'autre source.

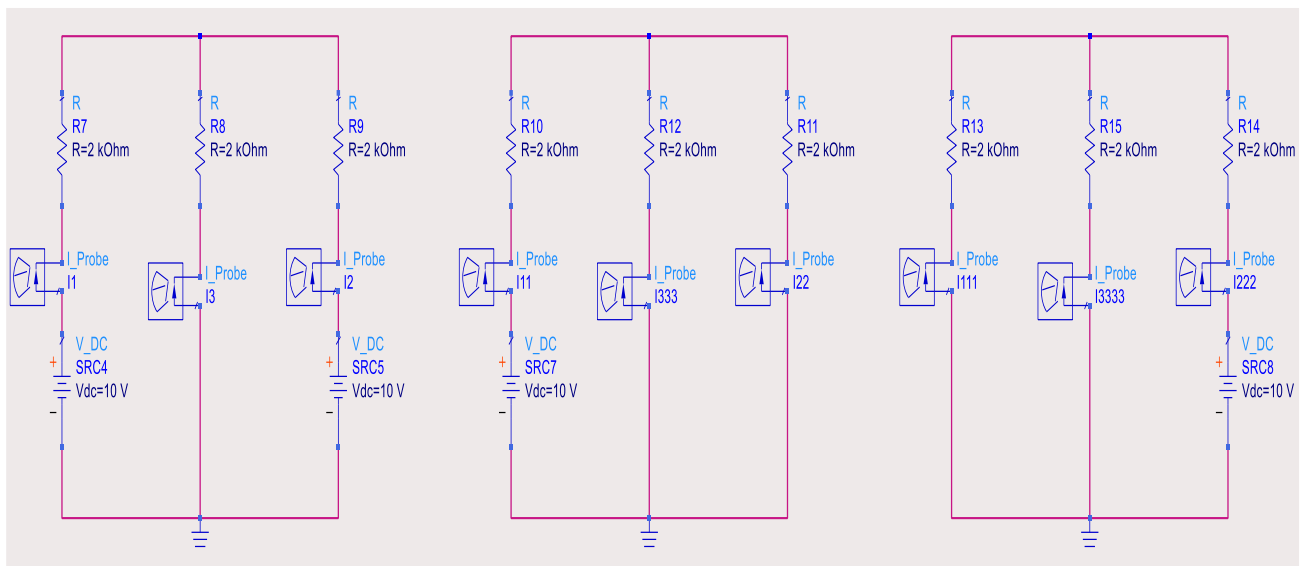


Figure 1.13

- **Étape 3** : Comparer la somme des résultats partiels avec la réponse du circuit complet.

1.3.1.4 Manipulation 4 : Vérification du Théorème de Millman

- **Étape 1** : Concevoir un réseau de générateurs de tension en parallèle avec des résistances différentes (figure 1.14).
- **Étape 2** : Appliquer le **Théorème de Millman** pour calculer la tension résultante V_{m1m2} .
- **Étape 3** : Comparer les résultats calculés et ceux obtenus à partir de la simulation sur ADS.

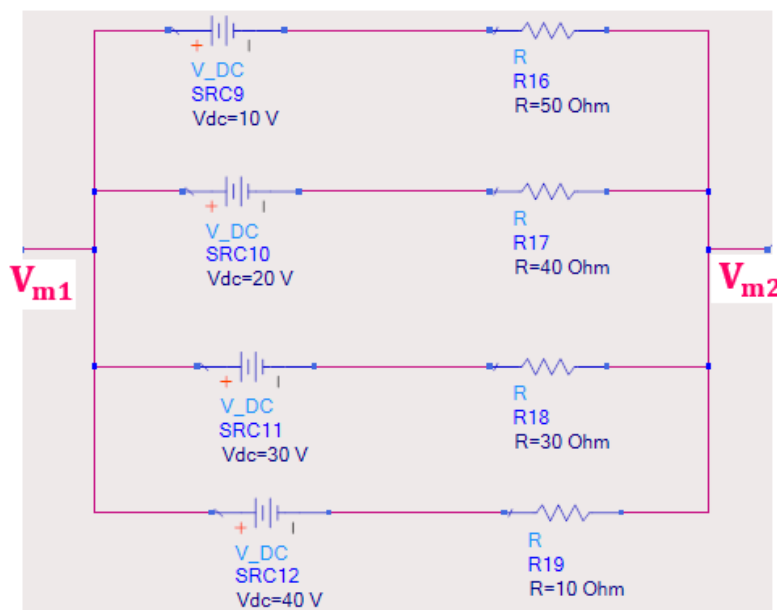


Figure 1.14

1.3.1.5 Manipulation 5 : Application du Théorème de Thévenin

- **Étape 1** : Construire un circuit comprenant plusieurs résistances et une source de tension (Ex. figure 1.15).
- **Étape 2** : Remplacer ce réseau par son équivalent de Thévenin en utilisant les fonctions de simulation d'ADS (figure 1.16).
- **Étape 3** : Comparer les résultats obtenus (tension et courant aux bornes de la charge) avec ceux du circuit initial.
- **Étape 4** : Vérifier que le résultat est le même dans les deux cas.

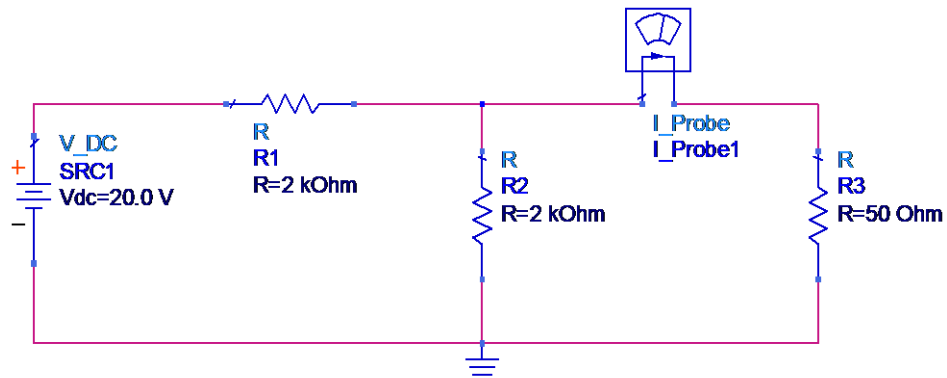


Figure 1.15

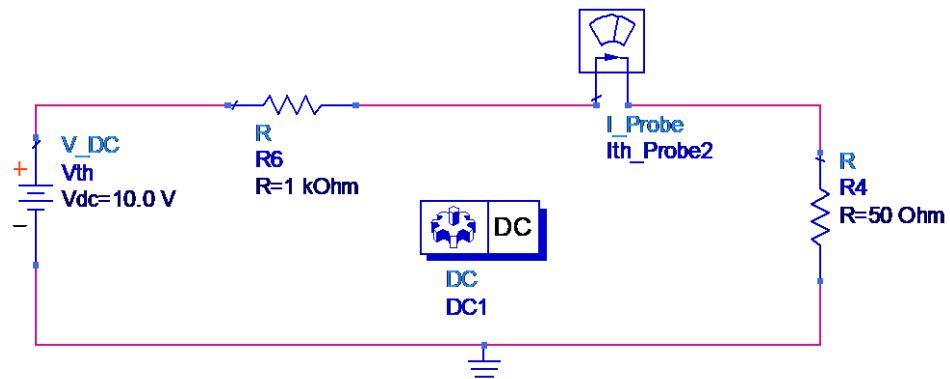


Figure 1.16

1.3.1.6 Manipulation 6 : Conception et Simulation des Filtres RC/CR

Étape 1 : Créer un nouveau projet sur ADS.

Étape 2 : Concevoir les circuits de filtre passe-bas RC (figure 1.17) et filtre passe-haut CR (figure 1.18) avec $R = 1\text{ K}\Omega$ et $C = 43\text{ nF}$.

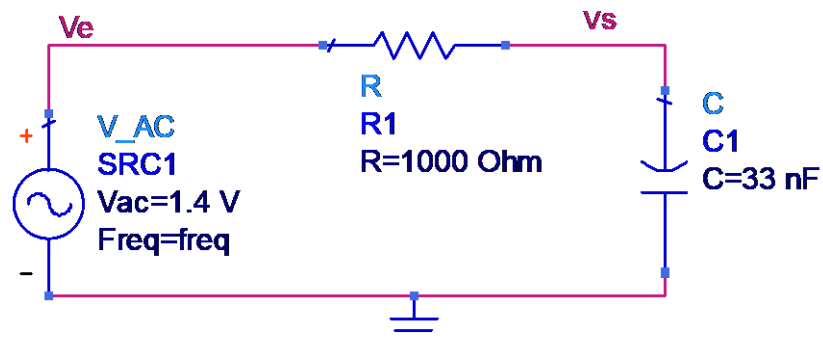


Figure 1.17 : Filtre passe-bas (RC) de premier ordre sous ADS

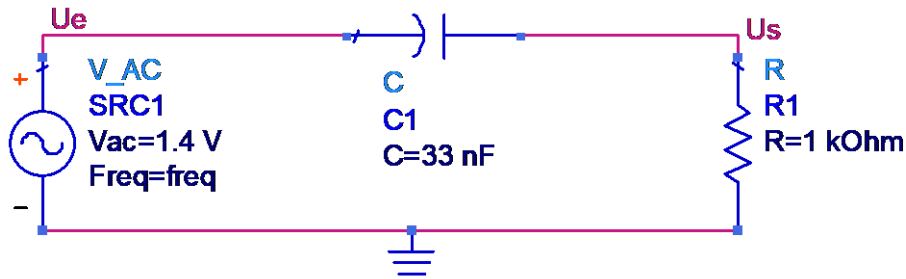


Figure 1.18 : Filtre passe-haut (CR) de premier ordre sous ADS

Étape 3 : Effectuer un **balayage en fréquence** (AC Sweep) de 10 Hz à 500 KHz pour obtenir les diagrammes de Bode.

Étape 4 : Tracer et analyser les diagrammes de Bode (gain et phase) pour chaque filtre en utilisant les équations suivantes :

$$\text{Eqn } T = \text{mag}(V_s/V_e)$$

$$\text{Eqn } G = 20 \cdot \log(T)$$

$$\text{Eqn } \phi = \text{phase}(V_s/V_e)$$

- Comparer la **fréquence de coupure** théorique avec celle obtenue à partir de la simulation.
- Analyser le comportement du gain et de la phase avant et après la fréquence de coupure.

Conclusion :

Ce TP nous permet d'explorer à la fois la conception des filtres RC/CR et la vérification des théorèmes généraux de l'électrocinétique à l'aide d'outils de simulation avancés comme ADS. Grâce à la simulation, nous avons pu observer la réponse en fréquence des filtres ainsi que la validité des théorèmes tels que Thévenin, Superposition, Millman et le Diviseur de Tension. Ces résultats confirment les prédictions théoriques, ce qui illustre la puissance de la simulation dans la validation des concepts fondamentaux des circuits électriques.

TP 4. ETUDE NUMERIQUE D'UN CIRCUIT RLC EN REGIME ALTERNATIF

ETUDE NUMERIQUE D'UN CIRCUIT RLC EN REGIME ALTERNATIF

1.1 But

L'objectif de ce TP est d'étudier le comportement en fréquence d'un circuit RLC série en utilisant un logiciel de simulation. Les étudiants apprendront à simuler la réponse en fréquence d'un circuit RLC, à analyser ses propriétés résonantes, et à tracer les courbes de réponse en amplitude et en phase. Ils examineront également des aspects clés comme la fréquence de résonance, la bande passante, et le facteur de qualité.

1.2 Partie théorique « Voir les détails dans le TP2 pour plus d'informations sur le circuit RLC »

1.2.1 Présentation du circuit RLC série :

Un circuit RLC série est constitué d'une résistance R , d'une inductance L , et d'un condensateur C , tous connectés en série. Ce type de circuit présente un comportement résonant à une certaine fréquence appelée fréquence de résonance f_0 . À cette fréquence, l'impédance du circuit devient minimale et le courant est maximal.

1.2.1.1 Équations fondamentales :

- Impédance du circuit RLC série :

$$Z_{RLC} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$$

Où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation, f est la fréquence.

- Fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

À cette fréquence, les impédances de l'inductance L et du condensateur C se compensent, et l'impédance totale est réduite à la seule résistance R .

- **Facteur de qualité Q :**

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

Le facteur de qualité est une mesure de la sélectivité du circuit autour de la fréquence de résonance.

- **Bande passante Δf :**

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q}$$

La bande passante définit l'intervalle de fréquences pour lesquelles la puissance du circuit est supérieure ou égale à la moitié de la puissance maximale à la résonance.

1.2.1.2 Réponse en fréquence :

- La réponse en fréquence d'un circuit RLC série montre une pointe à la fréquence de résonance. Cette réponse peut être observée sous forme de diagrammes de Bode pour le **gain** et la **phase**.
- **Gain** : Il représente l'amplitude de la tension de sortie par rapport à l'amplitude de la tension d'entrée en fonction de la fréquence.
- **Phase** : Elle indique le déphasage entre la tension et le courant dans le circuit en fonction de la fréquence.

1.3 Partie pratique (Simulation avec ADS) :

Étape 1 : Création d'un Nouveau Projet dans ADS

- Ouvrir ADS et créer un **nouveau projet** pour la simulation du circuit RLC.
- Choisir le type de simulation **AC Sweep** pour étudier la réponse en fréquence du circuit sur une plage de fréquences définie.

Étape 2 : Conception du Circuit RLC Série

- Concevoir un **circuit RLC série** avec une **source de tension** en entrée et une **charge** connectée en sortie.
- Sélectionner des composants : une résistance R , une inductance L , et un condensateur C (figure 1.1).
- Valeurs suggérées : $R = 1\text{ k}\Omega$, $L = 0.1\text{ H}$ et $C = 43\text{ nF}$

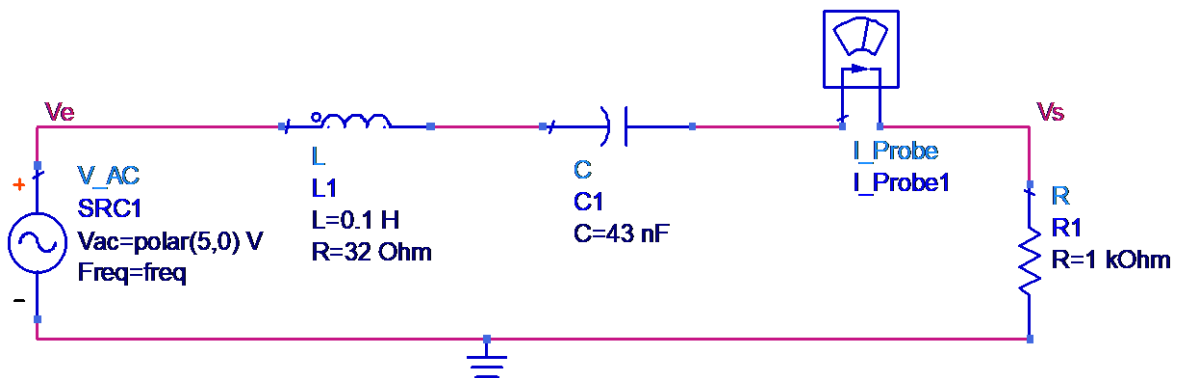


Figure 1.1 : Circuit RLC série

Étape 3 : Paramétrage de la simulation AC Sweep

- Définir un balayage en fréquence **AC Sweep** de 1 kHz à 2,4 KHz.
- Choisir des points de simulation suffisants pour capturer les détails autour de la **fréquence de résonance**.
- Simuler le circuit pour obtenir la **réponse en amplitude** (gain) et la **réponse en phase**.

Étape 4 : Analyse des résultats

- **Diagramme de Bode (Gain et Phase)** : Visualiser le comportement du circuit en fonction de la fréquence et identifier la **fréquence de résonance f_0** .
- **Amplitude** : Observer la pointe de gain à la résonance.
- **Phase** : Analyser le déphasage autour de la fréquence de résonance. Le déphasage passe de $+90^\circ$ à -90° en traversant 0° à la résonance.

Étape 5 : Mesures et Calculs

- **Fréquence de résonance** : Mesurer f_0 à partir de la simulation et la comparer avec la valeur théorique calculée.
- **Bande passante** : Déterminer la bande passante Δf en mesurant les fréquences à -3 dB par rapport au pic du gain.
- **Facteur de qualité Q** : Calculer le facteur de qualité à partir de la fréquence de résonance et de la bande passante.

1.3.1 Questions :

- 1) **Analyse du comportement du circuit :**
 - À quelle fréquence observe-t-on le maximum de gain ? Comment cette fréquence correspond-elle à la fréquence de résonance théorique ?
 - Comment la phase du signal évolue-t-elle en fonction de la fréquence ? Quelle est la phase à la fréquence de résonance ?
- 2) **Impact des paramètres R , L , et C :**
 - Que se passe-t-il si vous augmentez la résistance R ? Comment cela affecte-t-il la largeur de la bande passante et le facteur de qualité Q ?
 - Que se passe-t-il si vous diminuez la capacité C ? Comment cela modifie-t-il la fréquence de résonance et le gain ?
- 3) **Facteur de qualité et bande passante :**
 - Quel est le facteur de qualité du circuit obtenu dans la simulation ? Comment compare-t-il avec la valeur théorique calculée à partir des valeurs de R , L , et C ?
 - Quelle est la bande passante mesurée dans le circuit simulé ? Est-elle conforme à la théorie ?
- 4) **Comparaison avec un circuit théorique :**
 - Si vous simplifiez le circuit en supprimant L ou C , que devient la réponse en fréquence ? Comment cela illustre-t-il le rôle de chacun des composants dans le circuit ?
- 5) **Applications réelles :**
 - Dans quel type de systèmes électroniques peut-on trouver des circuits RLC série ? Quels avantages présentent-ils dans les circuits de filtrage ou d'accord de fréquence ?

Conclusion :

Ce TP permet de comprendre et d'analyser le comportement d'un circuit RLC série à travers la simulation. Les résultats montrent l'importance de la fréquence de résonance et du facteur de qualité dans les systèmes électroniques, et illustrent comment un outil de conception assistée par ordinateur comme ADS permet de vérifier rapidement et efficacement les résultats théoriques.

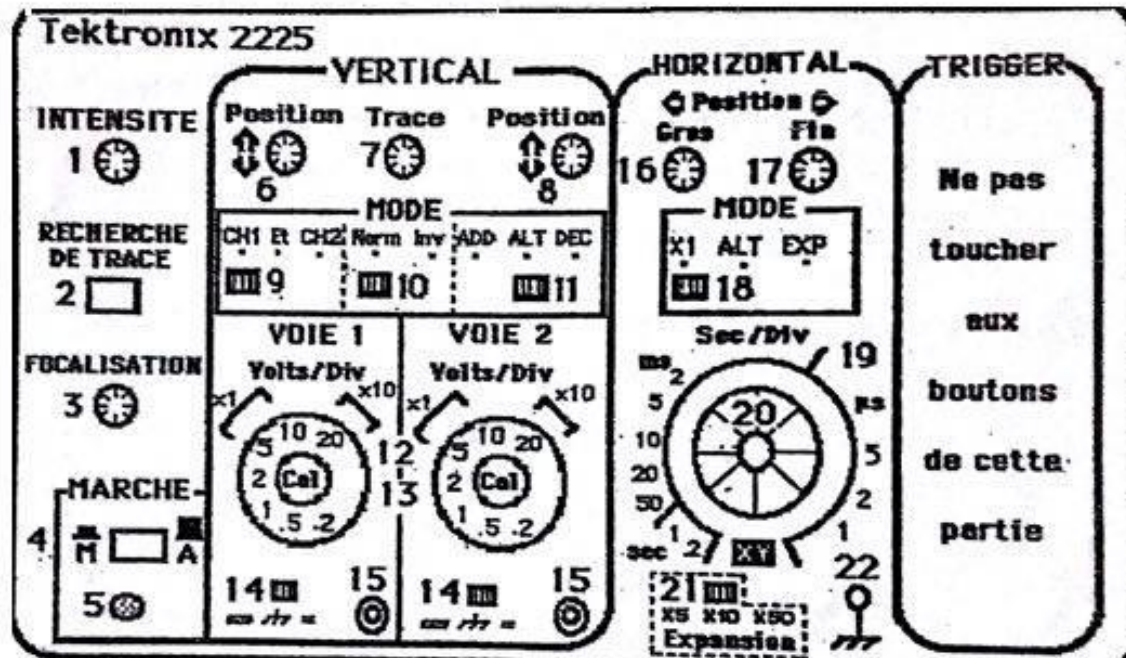
Références

Références

- [1]. JAOUHARI, T. A., & FACKIR, L. (2016-2017). Travaux pratiques de physique SMIA S2. Université Moulay Ismail, Faculté des Sciences, Département de Physique.
- [2]. EL AFIF, A. (2016-2017). Travaux Pratiques de Mécanique du Solide SMP S3. Université Chouaib Doukali, Faculté des Sciences, Département de Physique.
- [3]. EL FAYLALI, H. (2016-2017). Travaux pratiques d'électromagnétisme du vide SMP/SMA (S3). Université Ibn Tofail, Faculté des Sciences, Département de physique.
- [4]. BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES. (2019). Le Système international d'unités (SI). Pavillon de Breteuil, F-92312 Sèvres Cedex, France : BIPM.
- [5]. MOATADID, N., et collab. (2015-2016). Travaux pratiques de physique -Electricité 2- SMP-MA S3. Université Moulay Ismail, Faculté des Sciences, Département de physique.
- [6]. BOULMANE, L., et collab. (2017-2018). Travaux pratiques de physique : Mécanique du Solide SMP S3. Université Moulay Ismail, Faculté des Sciences, Département de Physique.
- [7]. PHYWE. (s.d.). RLC Circuit. PHYWE series of publications • Laboratory Experiments • Physics • PHYWE SYSTEME GMBH • 37070 Göttingen, Germany.

Annexe

COMMANDES DE L'OSCILLOSCOPE TEKTRONIX 2225



1-INTENSITY (INTENSITE): Permet de régler la luminosité de la trace (spot) et de compenser l'éclairage ambiant.

2- BEAM FIND (RECHERCHE DE TRACE): Comprime la représentation à l'intérieur de l'écran, et permet de localiser toute trace (spot) située hors des limites de l'écran.

3-FOCUS (FOCALISATION): Règle la mise au point de la trace (pour que le spot ne soit pas flou).

4- POWER (MARCHE): Mise sous tension et hors tension de l'appareil.

5- Voyant lumineux Marche: S'allume lors de la mise sous tension et permet de savoir si l'appareil est en marche.

6,8- POSITON: Permet de déplacer la trace (spot) vers le haut ou vers le bas de l'écran.

7- TRACE SEP (SEPARATION DE TRACE): Permet de déplacer verticalement la trace agrandie par rapport à la trace normale, lorsque le bouton **18** est réglé sur la position **ALT**.

9- CH1, CH2, BOTH (V1, V2, V1 et V2): Lorsque le bouton **9** est sur la position «**CH1**», on voit sur l'écran uniquement la tension appliquée au canal1 (**CH1**). De même pour la position «**CH2**», on voit sur l'écran uniquement la tension appliquée au canal2 (**CH2**). Sur la position «**BOTH**»; le bouton **9** permet de voir en même temps les tensions appliquées à **CH1** et **CH2**.

10- NORME; CH2 INVERT (INV V2): En position **CH2 INVERT**, la représentation de la voie 2 est inversée; cette commande permet de visualiser soit la différence entre les deux voies ($V_1 - V_2$); soit la somme algébrique des deux signaux en **MODE ADD** (bouton **11**). **NORM** est la position normale.

11- ADD; ALT, CHOP (DEC): Le mode **ADD** permet de représenter la somme algébrique des signaux de la voie **1** et de la voie **2**. En mode **ALT**; les signaux des voies **CH1** et **CH2** sont représentés sur l'écran alternativement. Le mode **CHOP** (DEC) permet une représentation découpée (hachurée) du signal de la voie **1** ET DE LA VOIE **2**. Cette commande sert donc à représenter chaque signal individuellement ou la somme algébrique des deux.

12- VOLTS/DIV: Permet de sélectionner la sensibilité verticale et d'ajuster ainsi la hauteur du signal par rapport à l'écran. La sensibilité est lue devant le repère **1x**.

13- CALL: (Variable): Permet d'obtenir des sensibilités non calibrées, variables en continu. Lorsque la commande **CAL** est en position sortie, le signal est agrandi verticalement d'un facteur **10** ; ce qui permet notamment l'observation de signaux de faibles amplitude.

14- AC, GND, DC: Bouton qui permet la sélection des différents types de signaux. En position **AC** («Alternative Current»: courant alternatif) on voit sur l'écran uniquement la partie alternative de la tension. La position **GND** donne une ligne de référence qu'il faut toujours faire coïncider avec l'axe horizontal gradué de l'écran, avant chaque mesure, En position **DC** («Direct Current»: courant continu), les composantes alternatives et continue du signal sont représentées.

15- CH1 OR X, CH 22 OR Y (V1 OU X, V2 OU Y): Permettent de connecter les signaux d'entrée. Et de les appliquer au système de déflexion vertical. La voie 1 constitue l'axe X. (déflexion horizontale) quand la commande de la vitesse de balayage (**SEC/DIV**, bouton **19**) est sur **X-Y**.

16,17- POSITION COARSE, FINE (GROS, FIN): permettent de régler la position du signal sur l'axe horizontal. La commande de GROS sert à déplacer grossièrement le signal représenté sur l'écran. La commande FIN permet des petits déplacements horizontaux pour des mesures précises.

18- X1, ALT, MAG(EXP): En mode **X1** (multiplié par **1**), la représentation du signal sur l'écran est normale, sans agrandissement horizontal. En mode **ALT**, le signal est à la fois représenté normalement et représenté agrandi. En mode **EXP**, seule la représentation agrandie du signal est affichée.

19- SEC/DIV: sélectionner la vitesse de la base de temps, c'est-à-dire la vitesse du balayage horizontal.

20- CAL: permet d'obtenir des vitesses de balayage non calibrées, variables en continu

21- MAG (EXPANSION): X5, X10, X50: sélection du facteur d'expansion horizontal pour examiner en détail des phénomènes très brefs ? Multiplie par un facteur **5**, **10** ou **50** l'échelle du temps (agrandit horizontalement le signal).

22- Connecteur de masse de sécurité, relié au châssis de l'oscilloscope.