

## TP3-bis : Mesure d'impédance ou de phase par détection synchrone.

### Matériel

- Deux GBF arbitraires.
- Deux multiplieurs AD633. Chacun de ces composants est monté sur une plaquette rectangulaire (fig. 1) et :
  - se polarise avec une alimentation continue symétrique  $[-15V; 0; +15V]$  et **sa polarisation doit lui être apposée avant toute tension** issue d'un générateur.
  - possède, comme un ALI 081, des impédance d'entrées quasi-infinies et des limitations ( $i_{\mu_{max}}, \sigma, \pm V_{sat}$ ),
  - permet l'addition d'un signal  $Z(t)$  au produit des tensions  $X(t)$  et  $Y(t)$ , possibilité que nous n'utiliserons pas ce qui nous obligera à **mettre systématiquement la borne d'entrée de  $Z(t)$  à la masse via un fil**. Le logo-bloc du multiplieur est donné en figure 1.
- Une centrale d'acquisition SYSam SP5,
- Un ordinateur muni du logiciel Latispro, Python,
- Un circuit déphaseur pur à ALI, (câblé sur plaquette en résine), dont l'ALI doit être alimenté par une alimentation continue en  $[-15; 0; +15v]$ , de transfert  $\underline{H}_d = \frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$ , avec  $\omega_0 = 32 \pi \text{ rad.s}^{-1}$ ,
- Une plaquette LAB, des ALI et des composants Radiospare, des diodes à jonction,
- Des multimètres numériques Fluke, 3 RLC mètres.

Le composant multiplieur AD633, composant intégré en boîtier DIL (puce), réalise la fonction de multiplication de deux tensions  $X(t)$  et  $Y(t)$  à bornes d'entrées différentielles :

$X(t) = X_1(t) - X_2(t)$	$Y(t) = Y_2(t) - Y_1(t)$	$S(t) = \frac{X(t) \times Y(t)}{10} + Z(t)$
--------------------------	--------------------------	---

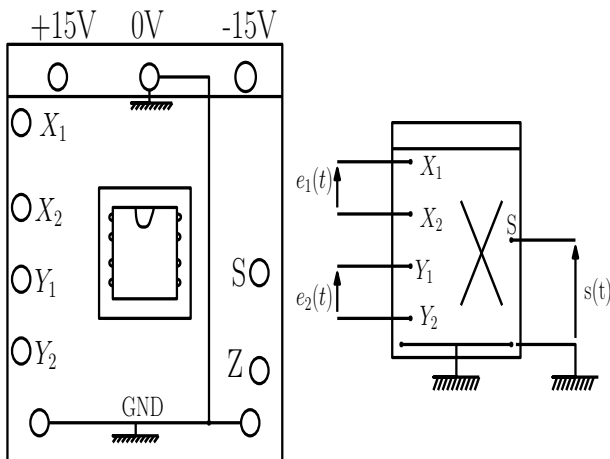


FIGURE 1 – Plaquette du composant multiplieur (à gauche).

### I. Détection synchrone (cohérente) de l'impédance d'un dipôle (D) passif :

Cette méthode permet de mesurer séparément la partie réelle  $R_z$  et la partie imaginaire  $\frac{X_z}{\omega}$  de l'impédance  $\underline{Z} = R_z + jX_z$  d'un dipôle (D) passif, à une fréquence  $\omega$  arbitraire.

#### 1. Détection de partie réelle d'impédance :

##### i. Généralités :

Le montage utilise :

- un ALI (dans le CIV) et éventuellement un deuxième ALI (dans le filtre passe-bas (FPB) ),
- un multiplieur

deux composants actifs pouvant présenter un défaut appelé *offset* ou *tension de décalage d'entrée*, susceptible de fausser les mesures. Ce travail poursuit donc principalement un but pédagogique.

L'*offset* d'ALI et sa compensation *in situ* sont hors programme. On pourrait palier ce défaut en introduisant entre la sortie du CIV et l'entrée du multiplieur, un amplificateur sélectif (AS) amplifiant et coupant les signaux continus.

Le montage étant volumineux, il a été choisi de ne pas rajouter d'AS. Les résultats des mesurages seront ainsi entachés d'erreurs assez importantes.

## ii. Le CIV :

On introduit le dipôle (D) dont on veut mesurer l'impédance, dans la rétroaction d'un montage convertisseur courant-tension (CIV) à ALI, dont le schéma de câblage et le logo-bloc sont en figure 2-gauche, et à câbler sur plaque-LAB. Le CIV possède :

- une résistance d'entrée  $R = 10k\Omega$ ,
- une tension d'entrée  $v_i(t)$  imposée par le GBF, réglé en signal sinusoïdal  $v_i(t) = E_m \cdot \cos \omega t$  avec  $E_m \in [2 ; 5V]$ ,
- une tension de sortie  $v_u(t)$ .

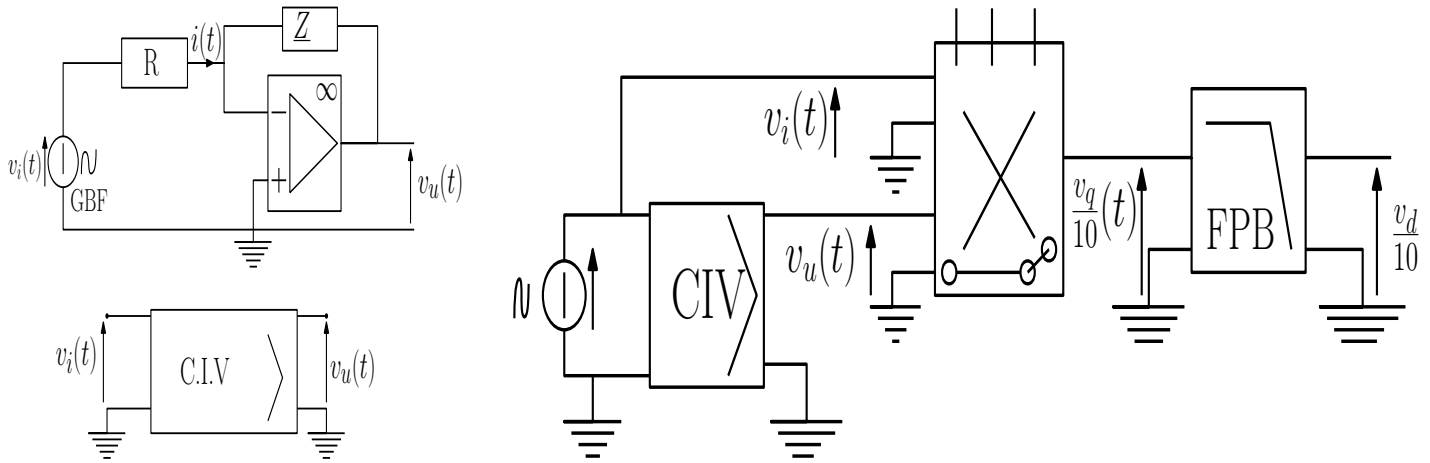


FIGURE 2 – Convertisseur courant-tension CIV (à gauche). Détection de partie réelle d'impédance (à droite).

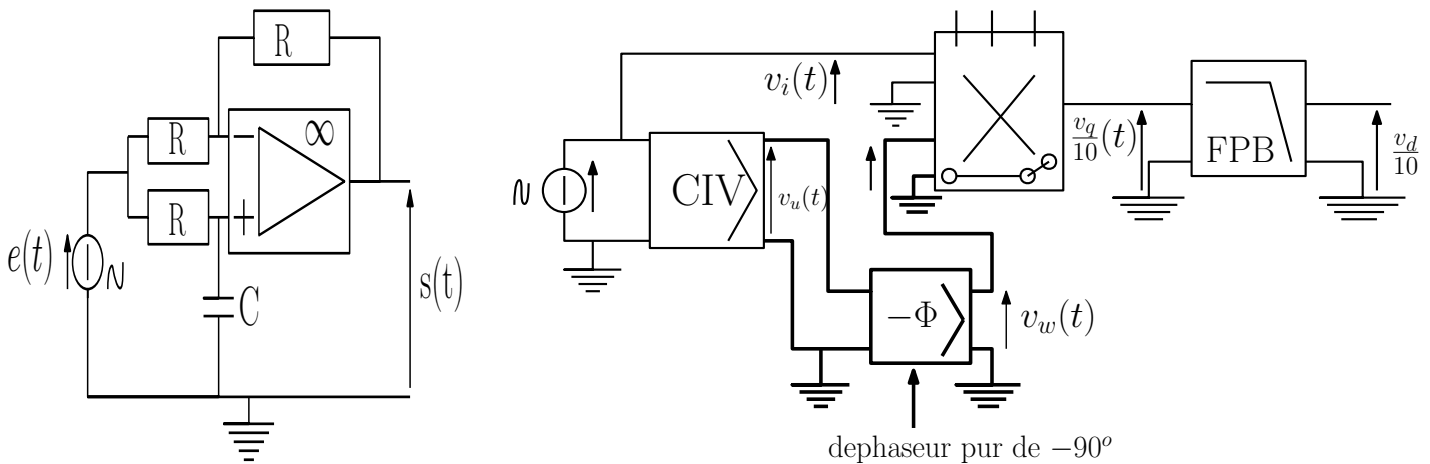


FIGURE 3 – Déphaseur pur (à gauche). Détection de partie imaginaire d'impédance (à droite).

## iii. La détection synchrone (Voir la figure 2-droite) :

- À l'aide d'un multiplieur, on multiplie les signaux  $v_i(t)$  et  $v_u(t)$  pour donner un signal  $\frac{v_q(t)}{10}$ .
- On effectue un filtrage passe-bas du signal  $\frac{v_q}{10}(t)$  qui donne un signal  $\frac{v_d}{10}$ .

Notons :

impédance de (D) :	$\underline{Z} = R_z + jX_z$	tension d'entrée du CIV :	$V_i(t) = E_m \cos \omega t$
tension de sortie du (CIV) :	$v_u(t) = S_m \cos(\omega t + \Phi)$	tension de sortie du multiplieur :	$\frac{v_q}{10}(t)$
tension de sortie du filtre :	$\frac{v_d}{10}(t)$		

iv. **Calculs :**

- Établir l'expression de  $v_q(t)$  puis celle de son spectre en amplitudes.
- Quelle doit être la bande passante du filtre pour que  $v_d$  soit continu et proportionnel à  $R_z$  ? Trouver la loi liant  $v_d$  à  $R_z$ .

v. **Mesures :**

- Mettre en œuvre le protocole de mesure de  $R_z$  pour  $\omega = 32000 \pi \text{ rad.s}^{-1}$  et pour la **petite bobine d'inductance** proposée, à fréquence :

$$f = 16 \text{ kHz}.$$

- Veiller à ce qu'il n'y ait aucun écrêtage ni slew-rate sur aucun signal.

En utilisant le modèle de base de la bobine ( $r$  en série avec  $L$ ), faire plusieurs mesures. Donner un résultat de mesure avec moyenne et incertitude-type :

$$r = \dots \Omega \text{ et } u_r = \dots \Omega$$

NB : La méthode statistique (moyenne et écart-type à la calculatrice) est la meilleure pour calculer l'incertitude-type sur une série de mesures. La simulation Monte-Carlo sous Python est la méthode-phare pour calculer une propagation d'incertitudes (si  $r = g(R, v_d, \dots)$  alors les incertitudes entachant  $R, v_d, \dots$ , se répercutent sur l'incertitude  $u_r$ ).

vi. **Exploitation des mesures :**

On cherche à expliquer l'écart entre la mesure et la valeur inscrite sur la bobine.

- **Données sur l'effet de peau :** L'effet de peau condense les lignes de courant dans un fil électrique, en régime alternatif, à la périphérie du fil, sur une épaisseur  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \gamma}}$ .

où :  $\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$  (perméabilité magnétique du vide),  $\gamma_{Cu} = 6 \times 10^8 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$  (conductivité électrique du cuivre) et  $\omega$  est la pulsation.

Compte tenu du diamètre du fil, l'effet de peau peut-il expliquer l'écart ?

- **Données sur la bobine en HF :** À haute fréquence, l'impédance d'une bobine possède le schéma équivalent de figure 4-gauche. Une condensation de charge (traduite par une capacité) apparaît entre les spires jointives.

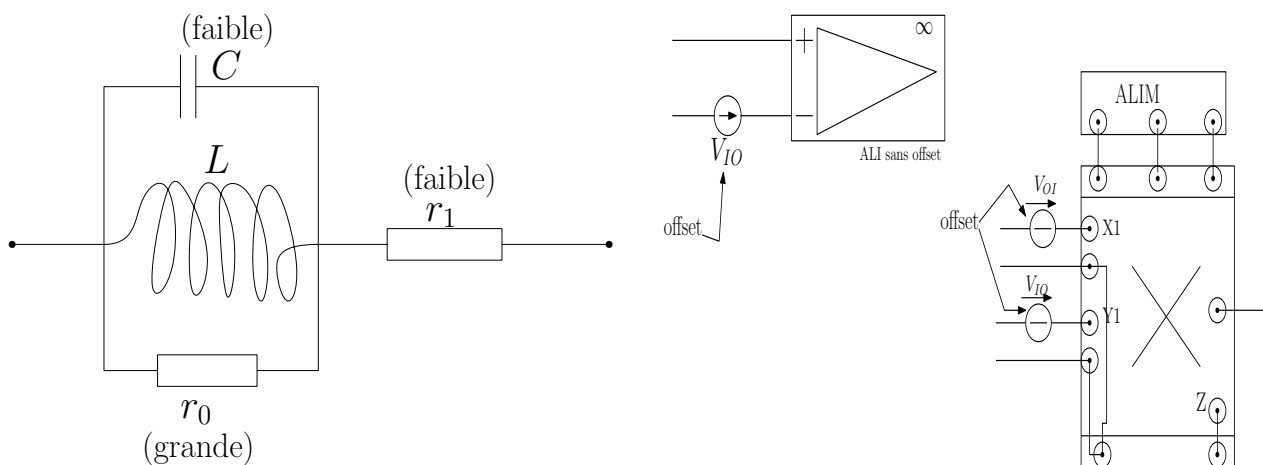


FIGURE 4 – Modèle évolué d'une bobine réelle. Modélisation des composants actifs avec offset.

Ajuster  $r_0$  pour afin d'obtenir un accord satisfaisant entre le modèle évolué, la valeur de  $r$  inscrite sur la bobine et le résultat expérimental de  $\mathcal{R}_e(\underline{Z})$  :

$$r_0 = \dots \Omega ; u_{r_0} = \dots \Omega$$

## 2. Détection de partie imaginaire d'impédance :

### i. Le circuit déphaseur :

- Où glisser le déphaseur pur à ALI (figure 3-gauche) dans le montage précédent, pour mesurer la partie imaginaire  $X_z$  ?

La technicienne a préparé ce déphaseur sur plaquette en résine, et a choisi des composants assurant, à fréquence de  $f_0 = 16 \text{ kHz}$ , le bon déphasage. De quel déphasage s'agit-il ?

- Monter que son transfert s'écrit :  $\underline{H}_d = \frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$  et exprimer  $\omega_0$  à l'aide de R et C.

Monter que le couple ( $C = 1 \text{ nF}$ ,  $R = 1.0 \text{ k}\Omega$ ) convient pour obtenir le déphasage souhaité à  $16 \text{ kHz}$ .

### ii. Calculs :

Retrouver la loi liant  $X_z$  à  $v_d$ .

### iii. Mesures :

- Mettre en œuvre la chaîne de mesure de la figure 3-droite. Veiller à ce qu'il n'y ait ni écrêtage ni slew-rate sur aucun signal.
- Conserver la fréquence de  $16 \text{ kHz}$  et mesurer  $X_z = \mathcal{J}_m(\underline{Z})$  pour la petite bobine d'inductance proposée. On fera plusieurs mesures pour déterminer la moyenne et l'incertitude-type.
- En utilisant le modèle de base de la bobine (r en série avec L) donner un résultat du type :

$$L = \dots\dots\dots \text{H} ; u_L = \dots\dots\dots \text{H}.$$

### iv. Interprétation des mesures :

On cherche à expliquer l'écart entre le résultat de la mesure et la valeur inscrite sur la bobine.

- Le modèle évolué de bobine réelle (figure 4-gauche) permet-il d'expliquer l'écart ?

Ajuster la valeur de C afin d'obtenir un accord satisfaisant entre le modèle évolué, la valeur de L inscrite sur la bobine et le résultat expérimental de  $\mathcal{J}_m(\underline{Z})$  :

$$C = \dots\dots\dots \text{F} ; u_C = \dots\dots\dots \text{F}.$$

### Données sur l'offset de l'ALi et du multiplicateur :

La tension de décalage d'entrée (input offset voltage  $V_{IO}$ ) d'un ALI et d'un multiplicateur, que l'on peut modéliser par une source de tension continue en série avec le fil d'une des entrées du composant, est au maximum de 1 à 5 mV (voir figure 4-droite). Elle varie avec la température.

- De telles tensions de décalage peuvent-elles expliquer l'écart entre la valeur de L mesurée et la valeur inscrite sur la bobine ?

### v. Appeler le professeur pour lui exposer les résultats

## II. Mesure d'un spectre en phases, de Fourier

On considère le montage de la figure 5. La résistance R sera variable mais on démarre avec la valeur de  $R=10\text{k}\Omega$ .

1. Relever le diagramme de Bode et les valeurs caractéristiques du bloc  $e \mapsto u_1$ . Ce diagramme est-il en accord avec le transfert théorique ?
2. Le bloc  $e \mapsto S$  comporte deux diodes Zener de tension-Zener  $V_z=5.1 \text{ V}$ . Rappeler la caractéristique d'une diode Zener au silicium. Ce bloc est-il linéaire ? Quelle est sa caractéristique entrée-sortie ?
3. Lorsqu'il est alimenté par la tension  $e(t) = e_0 \sin(\omega t)$ , le bloc  $e \mapsto S$  délivre la tension de sortie :

$$s(t) = s_1 \sin[\omega t + \varphi_1] + \sum_{n=2}^{\infty} s_n \sin[n\omega t + \varphi_n]$$

- i. Exprimer  $u_2(t)$  théoriquement et schématiser son spectre. Vérifier expérimentalement ce spectre théorique.
- ii. On s'intéresse au fondamental  $s_1 \sin[\omega t + \varphi_1]$  de  $s(t)$ . Expliquer comment accéder à la mesure de  $\varphi_1$ . Mettre en œuvre cette mesure et son incertitude.
- iii. Comment modifier le montage pour mesurer les différents  $\varphi_n$  ? Incertitudes ? Commenter.

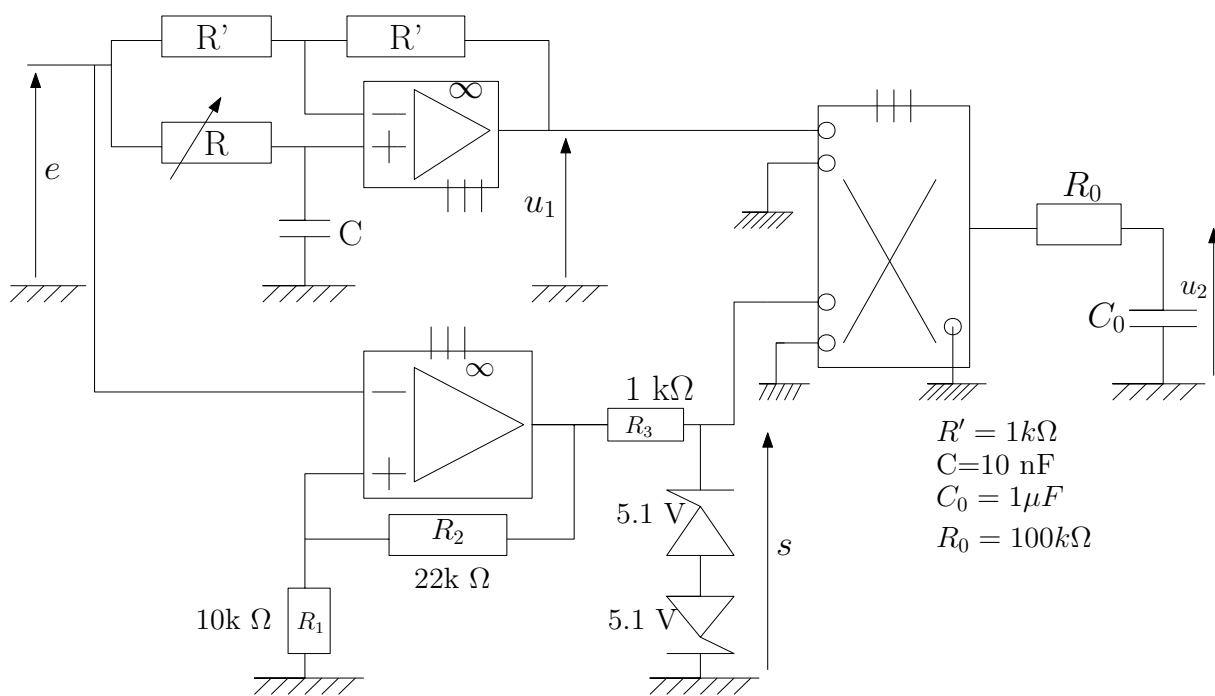


FIGURE 5 – Montage de mesure de déphasages.