

**ELECTROCI NETIQUE - ELECTRONIQUE**

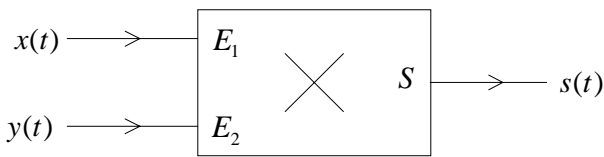
**PROBLEME**

**- PROBLEME D' ELECTRONIQUE 2 -**

• **ENONCE :**

« Quelques applications d'un circuit multiplieur »

**Introduction :** on donne ci-dessous le schéma fonctionnel d'un circuit multiplieur



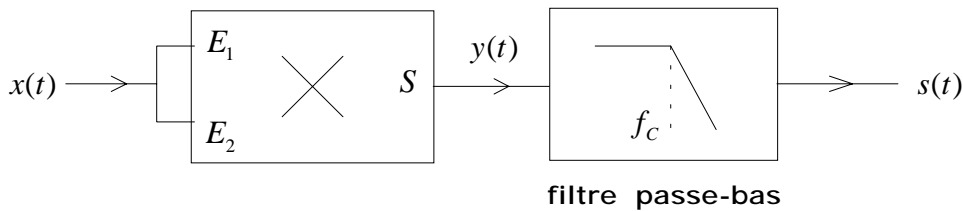
Pour un opérateur multiplieur **sans défaut**, la relation entrée/sortie est donnée par:

$$s(t) = k \times x(t) \times y(t)$$

Rq : pour les applications numériques, on prendra  $k = 0,1 \text{ V}^{-1}$

**I. Détection quadratique**

• On envisage la multiplication d'un signal par lui-même, puis le filtrage par un filtre passe-bas de fréquence de coupure « correctement » choisie :



1.1) Montrer que le montage précédent permet d'accéder au carré de la « valeur efficace

vraie » du signal  $x(t)$ , soit :

$$X_{eff}^2 = \langle x^2(t) \rangle_t = \frac{1}{T} \times \int_0^T x^2(t) dt$$

Rq : cette notion est à relier à celle de « puissance moyenne d'un signal »  $P_{moy} = K \langle x^2(t) \rangle_t$

(ex : effet Joule, où  $P_j(t) = Ri^2(t)$  ; vecteur de Poynting pour une OPPM dans le vide :  $|\vec{\Pi}| = \frac{E^2}{\mu_0 c}$ )

1.2) On s'intéresse au cas suivant :

$x(t) = a \cos(\omega t)$ , avec  $a = 5 \text{ V}$  et  $f = \frac{\omega}{2\pi} = 1 \text{ KHz}$  ; le filtre passe-bas est un simple circuit  $RC$

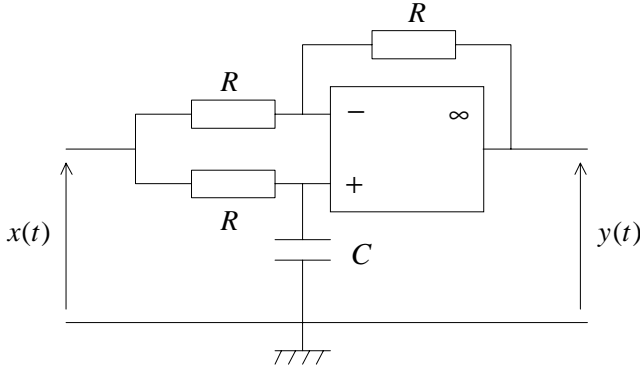
⇒ proposer des valeurs pour  $R$  et  $C$ , en justifiant les choix retenus.

# ELECTROCINETIQUE - ELECTRONIQUE

## PROBLEME

### II. Mesure d'impédances par détection synchrone

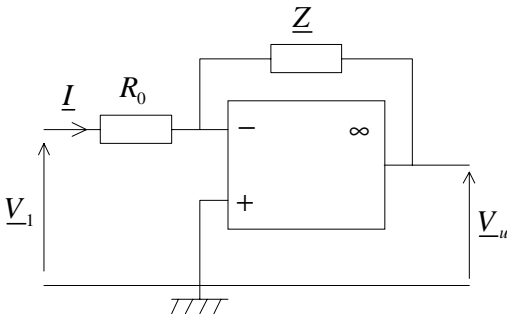
#### 2.1) Circuit déphaseur



L'AO est idéal et fonctionne en régime linéaire

- a) Déterminer la fonction de transfert du montage
- b) Pour quelle valeur de  $RC\omega$  a-t-on un déphasage de  $\varphi = -\pi/2$  ?

#### 2.2) Convertisseur courant-tension



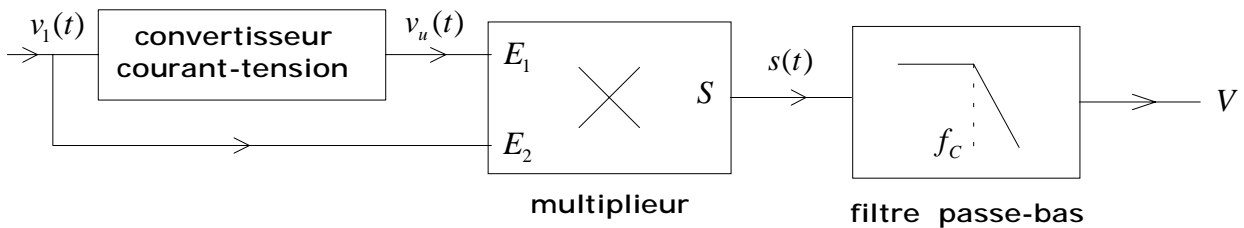
$Z = R + jX$  est une impédance à déterminer (voir paragraphes suivants).

L'A.O est parfait et fonctionne en régime linéaire.

$R_0$  est une résistance **connue**.

Question : que représentent les tensions  $V_1$  et  $V_u$  ?

#### 2.3) Détection de la partie réelle R



- Soit :  $v_1(t) = V_1 \cos(\omega t)$ , avec  $V_1$  connue.
- En supposant le filtrage **parfait**, exprimer  $V$  en fonction de  $k, V_1, R$  et  $R_0$  ; en déduire que la mesure de  $V$  permet d'accéder à celle de  $R$ , partie réelle de l'impédance  $Z$  inconnue.

#### 2.4) Détection de la partie imaginaire X

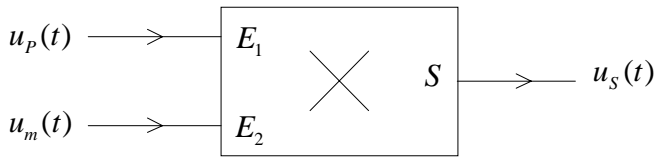
En utilisant le circuit déphaseur de la question 3.1), proposer une modification à apporter au montage précédent permettant la mesure de  $X$ , partie imaginaire de l'impédance  $Z$ .

# ELECTROCIINETIQUE - ELECTRONIQUE

## PROBLEME

### III. Modulation d'amplitude

- On reprend le circuit multiplieur avec les notations suivantes :



$$u_m(t) = U_0 + A_m \cos(\omega_m t)$$

$$u_p(t) = A_p \cos(\omega_p t), \text{ avec } \omega_p \gg \omega_m$$

$$m = \frac{A_m}{U_0}$$

- $u_m(t)$  est appelé « **signal modulant** »,  $u_p(t)$  est le « **signal porteur** » ou « **porteuse** », et  $m$  est le « **taux de modulation** ».

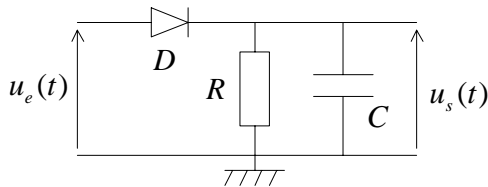
3.1) Déterminer les trois pulsations (ou les trois fréquences) que comporte le signal modulé  $u_s(t)$  ; quelle est l'importance relative de l'amplitude de ces trois composantes ?

3.2) Représenter sommairement  $u_s(t)$  (on pourra prendre  $\omega_p \approx 10 \times \omega_m$ ) dans 2 cas :  $m < 1$ , puis  $m > 1$ . Dans ce dernier cas, la partie positive de « l'enveloppe » de  $u_s(t)$  est-elle égale à la composante alternative de  $u_m(t)$ , soit  $\tilde{u}_m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$  ?

### IV. Démodulation d'amplitude

#### 4.1) Détecteur de crête (ou d'enveloppe)

- On considère le circuit suivant :



D est une diode, considérée comme **idéale** (tension de seuil nulle et résistance interne nulle).

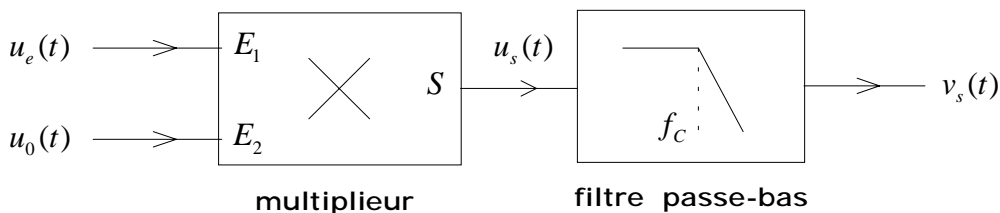
On choisit la constante de temps  $\tau$  telle que:

$$T_p = \frac{1}{f_p} \ll \tau = RC \ll T_m = \frac{1}{f_m} \quad (\text{avec: } f_m = \frac{\omega_m}{2\pi})$$

- $u_e(t) = k \times u_m(t) \times u_p(t)$  est le signal **modulé** du paragraphe précédent.
- Question : montrer, sans développements calculatoires, que la tension  $u_s(t)$  est pratiquement égale à  $\tilde{u}_m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ , d'autant mieux que la condition  $\omega_p \gg \omega_m$  est réalisée ; cette démodulation par détection d'enveloppe fonctionne-t-elle pour  $m > 1$  ?

#### 4.2) Détection synchrone

- On utilise un deuxième circuit multiplieur, au niveau du démodulateur, selon le schéma suivant :



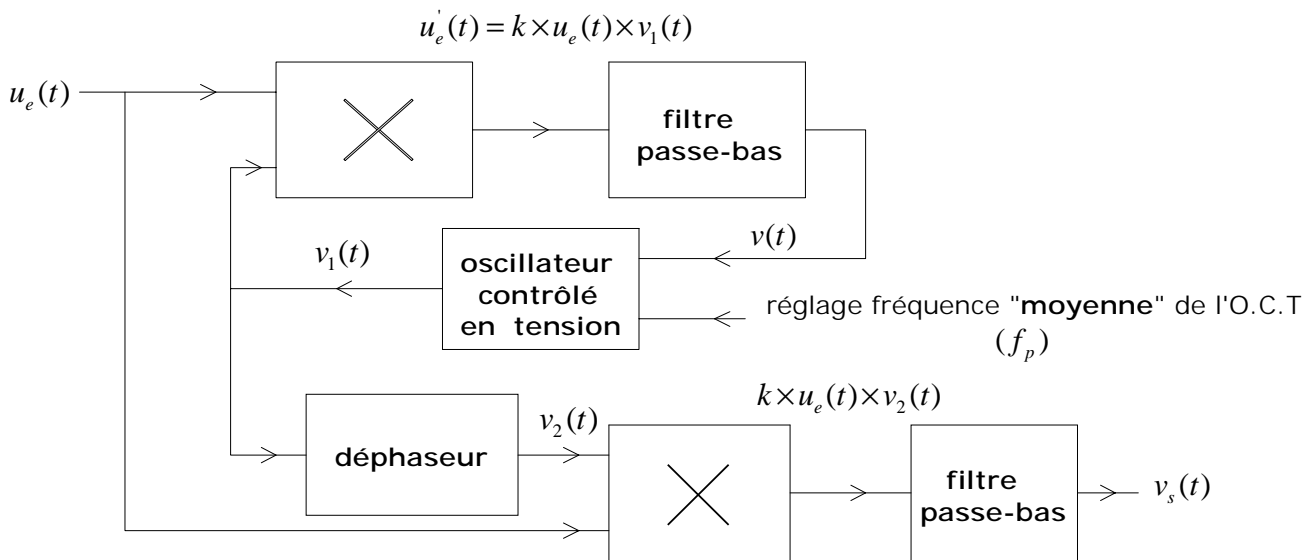
# ELECTRODYNAMIQUE - ELECTRONIQUE

## PROBLEME

- $u_e(t) = k \times u_m(t) \times u_p(t)$  est le signal **modulé** du paragraphe IV.  
 $u_0(t) = U_0 \cos(\omega_p t)$  est une tension délivrée par un « **oscillateur local** » (au niveau du démodulateur) de **même fréquence**  $f_p$  que la **porteuse**.
  - a) Déterminer les cinq composantes du signal  $u_s(t)$  : une composante continue, « l'information » basse fréquence (B.F)  $f_m$ , trois composantes de haute fréquence (H.F).
  - b) Comment choisir la fréquence de coupure  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$  du filtre pour que la tension  $v_s(t)$  ne conserve que l'information B.F ? (cette composante sera superposée à la composante continue, que l'on pourra elle-même filtrer très facilement, par exemple grâce à un condensateur placé en série).
  - c) Ce type de détection fonctionne-t-il pour  $m > 1$  ? Quel en est l'intérêt ? Pourquoi parle-t-on de détection synchrone ?

### V. Boucle à verrouillage de phase

- En pratique, « l'oscillateur local » (au niveau du poste de réception) ne peut être rigoureusement synchrone avec la porteuse (générée par l'émetteur radio), à cause des fluctuations de fréquence ou de phase de cet oscillateur local ou même de la porteuse : les deux oscillateurs présentent alors un déphasage instantané  $\varphi(t)$  évoluant **lentement** au cours du temps.
- Pour remédier au problème occasionné par ce déphasage, on réalise un **système bouclé** (en anglais : « Phase Lock Loop » ou « P.L.L » comme on peut le voir sur certains récepteurs radio) :



- Le signal à démoduler est toujours de la forme :  $u_e(t) = U_e \times [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \times \cos(2\pi f_p t)$   
 où  $f_m$  est la fréquence du signal modulant (« l'information ») et  $f_p$  la fréquence de la porteuse.