

TP PREMIÈRE SÉRIE ÉLECTRONIQUE



T.P PREMIÈRE SÉRIE



MESURES DE GRANDEURS ÉLECTRIQUES



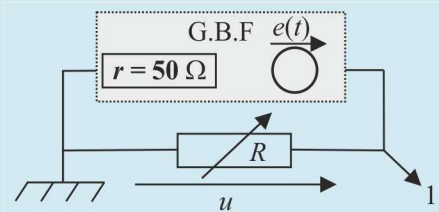
TP 1

1. RÉSISTANCE INTERNE D'UN G.B.F

À RETENIR

Les G.B.F sont équivalents à l'association série :

- d'une source de tension idéale délivrant le signal $e(t)$ d'amplitude $E_{\max}$,
- d'une impédance interne $r = 50 \Omega$.



Q.1) On connecte le G.B.F aux bornes d'un conducteur ohmique de résistance variable (boîtier de résistances) R . En déduire la valeur de la tension $u(t)$ débitée par le G.B.F en fonction du signal $e(t)$, de r et de R . Commenter les cas $R \rightarrow \infty$ et $R = r = 50 \Omega$.

1) À l'aide d'un boîtier de résistances et d'un multimètre numérique (la résistance d'entrée d'un multimètre est très grande, de l'ordre de $10 M\Omega$), donner et mettre en œuvre un protocole permettant de déterminer la résistance interne du G.B.F utilisé.

Expliciter la détermination de l'incertitude-type associée.

Mesures : $r = \quad \Omega$ $u(r) = \quad \Omega$.

LE COIN DES INCERTITUDES

La notice constructeur du multimètre permet de connaître l'incertitude-type sur la résistance R du boîtier. On négligera l'incertitude-type sur les tensions.

À RETENIR

Par défaut, l'amplitude de la tension **affichée** par les générateurs **Keysight** ou **Agilent** correspond à la valeur $E_{\max}/2$ obtenue aux bornes d'une résistance $R = 50 \Omega$.

Lorsque le générateur débite sur une charge très grande $R \gg 50 \Omega$, comme l'impédance d'entrée de l'oscilloscope de $1 M\Omega$, **l'amplitude délivrée $E_{\max}$ est donc deux fois plus grande que celle affichée.**

2. INFLUENCE DU COUPLAGE AC/DC SUR LES SIGNAUX

1) Ajouter une tension de décalage continue à un signal alternatif quelconque de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$ en utilisant l'offset (tension continue de décalage) du G.B.F.

Tracer sur deux figures les signaux observés à l'écran de l'oscilloscope en mode AC et DC. Commenter l'effet du mode AC.

2) Envoyer à l'oscilloscope un signal rectangulaire de faible fréquence ($\leq 100 \text{ Hz}$). Comparer les signaux observés à l'écran en mode AC et DC. Représenter sur deux figures l'allure de ces signaux.

Quel type de filtrage est réalisé lorsque l'on passe de mode DC au mode AC ? Le constructeur donne une bande passante de 10 Hz à 70 MHz en mode AC, de 0 à 70 MHz en mode DC. Commenter.

3) Donner l'ordre de grandeur de la fréquence de coupure du filtre utilisé en mode AC en **détaillant** le protocole choisi.

À RETENIR

Le mode AC permet de couper la composante continue d'un signal, ce qui est utile pour ne visualiser que la partie fluctuante du signal (on peut alors l'amplifier). La mesure de déphasages entre deux signaux, obtenue en mesurant le décalage lors de passages par la valeur nulle, nécessite que les composantes continues des signaux soient nulles, ce que permet le mode AC.

Cependant, le mode AC affecte les composantes de fréquences inférieures à 100 Hz et ne doit pas être utilisé pour ce type de signaux.

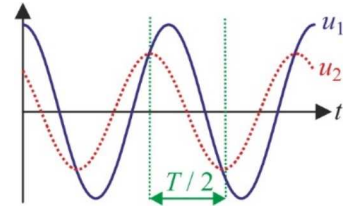
3. MESURES DE DÉPHASAGES

Document : Rappels sur le déphasage

On considère deux tensions sinusoïdales, $u_1 = U_1\sqrt{2}\cos(\omega t + \varphi_1)$ et $u_2 = U_2\sqrt{2}\cos(\omega t + \varphi_2)$, de même fréquence $f = \omega / 2\pi$. La grandeur sans dimension $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ est l'avance de phase de u_2 sur u_1 (déphasage de u_2 par rapport à u_1).

Pour $0 < \varphi < 180^\circ$ ($0 < \varphi < \pi$) : u_2 est en avance sur u_1 . Pour $-180^\circ < \varphi < 0$ ($-\pi < \varphi < 0$), u_2 est en retard sur u_1 . Pour $\varphi = 0$, les deux signaux sont en phase. Pour $\varphi = 180^\circ$ ($\varphi = \pi$),

les deux signaux sont en opposition de phase. Pour $\varphi = \pm 90^\circ$ ($\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$), les deux signaux sont en quadrature de phase. Sur le schéma ci-contre, u_2 est en avance sur u_1 puisque sur une demi-période u_2 passe par un maximum **avant** u_1 .

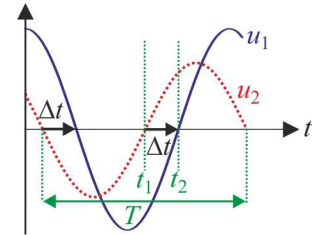


Mesure de déphasage en double trace :

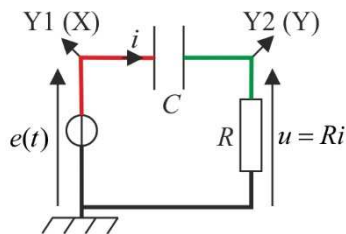
Prenons $u_1(t) = U_1\sqrt{2}\cos(\omega t)$ et $u_2(t) = U_2\sqrt{2}\cos(\omega t + \varphi)$.

$u_2(t) = U_2\sqrt{2}\cos\left[\omega\left(t + \frac{\varphi}{\omega}\right)\right] = U_2\sqrt{2}\cos[\omega(t + \Delta t)]$, où Δt est algébrique (> 0 si u_2 en avance

sur u_1 , < 0 sinon). On a donc $\varphi = \omega\Delta t = 2\pi\frac{\Delta t}{T}$ (rad) = $\pm 2\pi\frac{|\Delta t|}{T}$ (rad) = $\pm 360\frac{|\Delta t|}{T}$ ($^\circ$).



1) Réaliser avec les boîtes de résistances et de capacités le montage ci-dessous :



Utiliser autant que possible des **fils de couleur** (noir pour la masse : potentiel $V = 0$, rouge pour la sortie du G.B.F : potentiel $V = e$, autres couleurs pour les autres potentiels) pour éviter des erreurs de branchement des fils de l'oscilloscope et faciliter l'intervention de l'examineur.

Le générateur délivre un signal $e(t) = E\sqrt{2}\cos(2\pi ft)$ avec $f = 1 \text{ kHz}$. On prend $R = 100 \Omega$ et $C = 1 \mu\text{F}$.

Q.2) Montrer que la valeur théorique φ_{th} de l'avance de phase φ de u sur e est telle que $X = \tan \varphi_{\text{th}} = \frac{1}{2\pi fRC}$.

Faire l'A.N et donner son incertitude-type en tenant compte des tolérances données par le constructeur : sur R (1%) et C (0,5%).

$\varphi_{\text{th}} = \quad ^\circ$ $u(\varphi_{\text{th}}) = \quad ^\circ$

LE COIN DES INCERTITUDES

On néglige l'incertitude-type sur la fréquence.

Méthode analytique : calculer $u(X)$ puis montrer que :

$$u(\varphi_{\text{th}}) = \frac{u(X)}{1 + X^2}.$$

Méthode de Monte-Carlo : préparer le code Python permettant de déterminer $u(\varphi_{\text{th}})$ à partir de $\varphi_{\text{th}} = \arctan\left[\frac{1}{2\pi fRC}\right]$.

2) Mesurer φ de la façon la plus précise. Indiquer le protocole retenu pour obtenir les mesures les plus précises possible.

Mesures : $\varphi_{\text{exp}} = \quad ^\circ$ $u(\varphi_{\text{exp}}) = \quad ^\circ$

Calculer le Z-score $\frac{\varphi_{\text{exp}} - \varphi_{\text{th}}}{\sqrt{u^2(\varphi_{\text{exp}}) + u^2(\varphi_{\text{th}})}}$. Le résultat du me-

surage est-il compatible avec la valeur théorique ?

LE COIN DES INCERTITUDES

$\Delta t = t_2 - t_1$ est une **différence** mesurée avec deux curseurs de temps. Si l'incertitude-type sur les temps t_1 et t_2 est $u(t)$,

celle sur Δt est $u(\Delta t) = \sqrt{u^2(t_1) + u^2(t_2)} = u(t)\sqrt{2}$.

Matériel :

R.A.S

LIMITATIONS DES A.L.I RÉELS



TP 2

1. PRÉSENTATION / MONTAGE ÉTUDIÉ

Document : « Défauts » de l'A.L.I

L'A.L.I réel présente des différences avec l'A.L.I idéal étudié en cours. Ces différences, appelées « défauts », se font plus ou moins sentir selon les montages considérés.

Citons les principaux **défauts linéaires** :

i) l'amplification différentielle de l'A.L.I dépend de la fréquence. Elle est correctement modélisée par une fonction de transfert de type passe-bas : $\mu = \frac{V_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j f / f_c^0}$. Donnons des ordres de grandeur (il y a beaucoup de dispersion pour

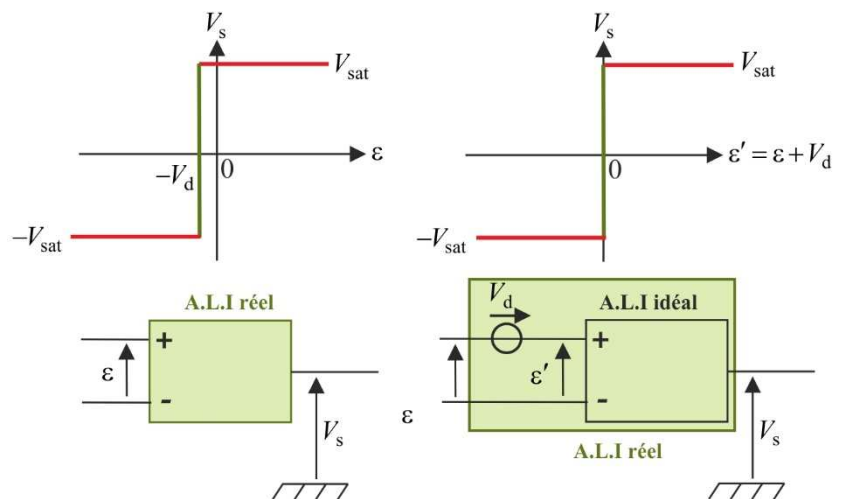
les caractéristiques des A.L.I) : $\mu_0 \approx 10^5$ (amplification différentielle statique), $f_c^0 \approx 10$ Hz (fréquence de coupure).

Remarquons que l'équation différentielle associée à la fonction de transfert intrinsèque de l'A.L.I permet de discuter la stabilité d'un montage comportant un A.L.I.

ii) les courants d'entrée sont non nuls. Sensiblement constants, ils restent très faibles (du nA au μ A) mais empêchent par exemple le bon fonctionnement du montage intégrateur théorique.

iii) il existe une tension de décalage en entrée V_d , elle se manifeste par une tension de sortie saturée alors que les entrées de l'A.L.I sont toutes deux reliées à la masse ($\varepsilon = 0$). Par exemple sur la caractéristique statique ci-dessous, $V_d > 0$ et on aura une sortie à $+V_{sat}$ si $\varepsilon = 0$. On peut « sortir » ce défaut en rajoutant une f.e.m V_d sur l'entrée + d'un A.L.I idéal : on a alors $\varepsilon' = \varepsilon + V_d$ et la caractéristique $V_s(\varepsilon')$ est bien celle d'un A.L.I idéal.

Deux broches sont prévues pour compenser cette tension à l'aide d'un potentiomètre (réglage d'offset, pas utilisé cette année).



(iv) il existe une tension continue de décalage en sortie dans les montages à A.L.I.

(v) l'A.L.I présente une résistance de sortie faible $R_s = 50 \Omega$, elle est négligeable devant les résistances de charge usuelles.

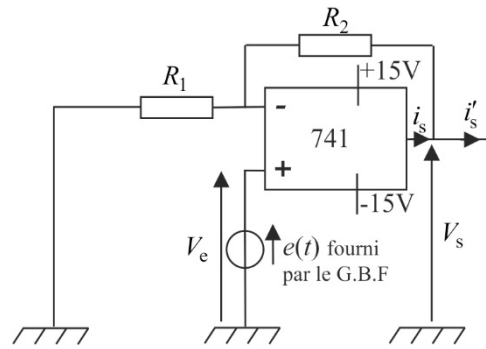
À ces défauts linéaires s'ajoutent certains **défauts non linéaires** :

i) la tension de sortie de sortie est limitée : $V_{sat}^- \leq V_s \leq V_{sat}^+$, avec $V_{sat}^+ \approx -V_{sat}^- \approx 14$ V. Même dans un montage stable, il faut que la tension d'entrée ne dépasse pas une valeur maximale pour que la tension de sortie ne sature pas et que l'A.L.I reste en fonctionnement linéaire.

ii) le courant de sortie est limité : $I_{sat}^- \leq i_s \leq I_{sat}^+$, avec $I_{sat}^+ \approx -I_{sat}^- \approx 25$ mA. Il faut que le circuit de charge présente une résistance d'entrée suffisante pour que le courant de sortie ne sature pas et que l'A.L.I reste en fonctionnement linéaire.

iii) la pente du signal de sortie est limitée : $\sigma^- \leq \frac{dV_s}{dt} \leq \sigma^+$ avec $\sigma^+ \approx -\sigma^- \approx 0,5$ V $\cdot$ μ s $^{-1}$ (vitesse de balayage limite : *slew-rate*). Il faut que l'amplitude et/ou la fréquence de la tension d'entrée ne dépassent pas des valeurs maximales pour que la pente de la tension de sortie ne sature pas et que l'A.L.I reste en fonctionnement linéaire.

On se propose de mettre en évidence ces « défauts » à partir du montage **amplificateur non inverseur** ci-dessous.



1) On prend $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$. Mesurer à l'ohmmètre les valeurs effectives des résistances R_1 et R_2 (les conducteurs ohmiques ne doivent **jamais** être intégrés au circuit pour cette mesure) :

Mesures :

$R_1 = \quad \Omega$ $u(R_1) = \quad \Omega$; $R_2 = \quad \Omega$ $u(R_2) = \quad \Omega$

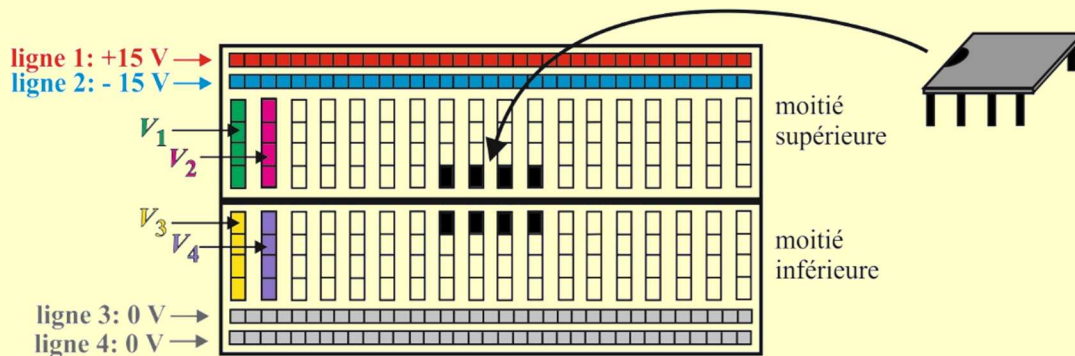
En déduire $H_{0th} = 1 + \frac{R_2}{R_1} =$ et $u(H_{0th}) =$

LE COIN DES INCERTITUDES

Montrer que $u(H_{0th}) = (H_{0th} - 1) \sqrt{\left(\frac{u(R_1)}{R_1}\right)^2 + \left(\frac{u(R_2)}{R_2}\right)^2}$

2) Réaliser le montage amplificateur non inverseur.

💡 **Toujours** relier la ligne 1 du haut de la plaquette de connexion à l'alimentation $+V_{cc} = +15 \text{ V}$, la ligne 2 à l'alimentation $-V_{cc} = -15 \text{ V}$, et les lignes 3 et 4, qui sont reliées entre elles, au point milieu de l'alimentation qui définit la masse du montage.



Ceci permet d'alimenter chaque A.L.I d'un montage qui en contient plusieurs, d'éviter les erreurs de connexion, et de faciliter l'intervention de l'examineur.

Utiliser autant que possible des **fils de couleur** (fils noirs pour la masse : potentiel $V = 0$, fil rouge pour l'alimentation $+15 \text{ V}$, bleu pour l'alimentation -15 V). Ceci permet d'éviter des erreurs de branchement des fils de l'oscilloscope et faciliter l'intervention de l'examineur.

2. AMPLIFICATION EN CONTINU. SATURATION EN TENSION DE SORTIE

1) Connecter à l'entrée un générateur de signaux délivrant une tension continue réglable (forme des signaux : DC), de manière à ce que le fonctionnement de l'amplificateur soit linéaire (il faut **TOUJOURS** observer les signaux à l'oscilloscope même si les mesures sont ici effectuées **au voltmètre électronique**).

— mesurer la valeur V_{s1} de la tension de sortie, réponse à une tension d'entrée continue positive qui ne donne pas une sortie saturée, par exemple $V_{e1} = 0,300 \text{ V}$

Mesures : $u(V_{e1}) = \quad \text{V}$; $V_{s1} = \quad \text{V}$ $u(V_{s1}) = \quad \text{V}$

— mesurer la valeur V_{s2} de la tension de sortie, réponse à une tension d'entrée continue négative qui ne donne pas une sortie saturée, par exemple $V_{e2} = -0,300 \text{ V}$

Mesures : $u(V_{e2}) = \quad \text{V}$; $V_{s2} = \quad \text{V}$ $u(V_{s2}) = \quad \text{V}$

T.P 2 : LIMITATIONS DES A.L.I RÉELS

— en déduire $H_{0\text{exp}} = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{V_{e1} - V_{e2}} =$ $u(H_{0\text{exp}}) =$ et comparer à la valeur théorique $H_{0\text{th}}$.

On rappelle qu'on considère que les deux valeurs sont compatibles si $|Z| = \frac{H_{0\text{exp}} - H_{0\text{th}}}{\sqrt{u^2(H_{0\text{exp}}) + u^2(H_{0\text{th}})}} < 2$.

Q.1) Pourquoi est-il préférable de calculer H_0 par $\frac{V_{s1} - V_{s2}}{V_{e1} - V_{e2}}$ plutôt que par $\frac{V_{s1}}{V_{e1}}$?

2) En appliquant de signaux d'entrée suffisamment grands, mesurer au voltmètre électronique les valeurs de saturation de la tension de sortie.

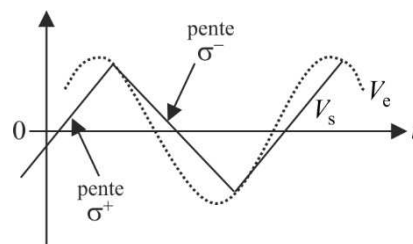
Mesures : $V_{\text{sat}}^+ =$ V et $V_{\text{sat}}^- =$ V.

3. VITESSE DE BALAYAGE LIMITE (SLEW-RATE)

1) Envoyer un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence et d'amplitude suffisantes pour pouvoir constater l'existence pour la tension de sortie de rampes (triangularisation) dont on mesure les pentes.

Mesures : $\sigma^+ =$ V $\cdot \mu\text{s}^{-1}$ et $\sigma^- = -$ V $\cdot \mu\text{s}^{-1}$.

2) À fréquence donnée, observer le rôle joué par l'amplitude du signal d'entrée sur la déformation du signal de sortie.



Q.2) Justifier à l'aide d'une étude théorique dans laquelle on suppose $\sigma^- = -\sigma^+ = -\sigma$, qu'à la fréquence f , le signal n'est pas triangularisé si son amplitude E vérifie $E < \frac{\sqrt{1 + (2\pi f\tau)^2}}{2\pi f H_0} \sigma = E_{\text{max}}$. Comment évolue E_{max} avec la fréquence f .

3) Reprendre les observations avec un signal d'entrée en créneaux.

4. COMPORTEMENT FRÉQUENTIEL

1) On se place en régime sinusoïdal.

À RETENIR

Toujours contrôler à l'oscilloscope que la tension de sortie n'est pas saturée, ni déformée.

Attention ! : le phénomène de triangularisation apparaît alors que le signal de sortie semble encore sinusoïdal, ce qui fausse les mesures. **Il faut, pour l'éviter, diminuer au maximum l'amplitude** (tout en évitant que le signal ne soit trop perturbé par le bruit de fond), et ce d'autant plus que la fréquence est élevée.

2) On cherche à tracer le diagramme de Bode du gain de ce montage en effectuant des mesures crête-à-crête des tensions d'entrée $V_{e\text{cc}}$ et de sortie $V_{s\text{cc}}$ **à l'oscilloscope** (on peut utiliser les mesures automatiques de l'oscilloscope)

💡 Les mesures automatiques de tensions (ici crête-à-crête) ne dispensent pas de choisir les calibres pertinents pour que les courbes soient les plus grandes possibles (sans dépasser les bords de l'écran !) afin de réduire les incertitudes de mesure.

Q.3) Quel est l'avantage de mesurer les valeurs crête à crête et pas les valeurs maximales ?

Compléter le tableau suivant.

f (kHz)	1	2	5	10	20
$V_{e\text{cc}}$ (V)					
$V_{s\text{cc}}$ (V)					
f (kHz)	50	100	200	300	500
$V_{e\text{cc}}$ (V)					
$V_{s\text{cc}}$ (V)					

3) Tracer le diagramme de Bode du gain avec la fonction Bode (Freq, GdB, nmin, nmax, H0exp) du code Python fourni :

T.P 2 : LIMITATIONS DES A.L.I RÉELS

- La liste `Freq` des fréquences est déjà rentrée.
- Rentrer dans la liste `Vecc` les valeurs des tensions d'entrée et de sortie mesurées crête-à-crête.
- Rentrer dans la liste `Vscc` les valeurs des tensions de sortie mesurées crête-à-crête.
- Rentrer la valeur `H0exp` du gain statique H_{0exp} trouvée dans la partie 2.

Le gain en dB est alors calculé par $G_{dB} = 20 \log \frac{V_{scc}}{V_{ecc}}$.

Le code permet de tracer l'asymptote en basses fréquences grâce à la valeur de H_{0exp} , et de l'asymptote en hautes fréquences, par ajustement affine sur la partie de la courbe intéressante : $f \in [f_{min}, f_{max}]$.

- Modifier le cas échéant les indices `nmin` et `nmax` de la liste `Freq` correspondant aux fréquences f_{min} et f_{max} .

La fonction affiche la pente en hautes fréquences : pente $a =$ dB/décade

Le système se comporte-t-il comme un premier ordre fondamental $H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{H_0}{1 + j\omega\tau} \Leftrightarrow H(jf) = \frac{H_0}{1 + jf/f_c}$?

La fonction affiche également la fréquence d'intersection des asymptotes. En déduire une première mesure de la fréquence de coupure du filtre passe-bas ainsi réalisé : $f_c =$ kHz.

Q.4) Comment effectuer rapidement une mesure d'une fréquence de coupure à l'oscilloscope ? Détailler le protocole en utilisant des schémas représentant l'écran de l'oscilloscope.

- 4) Effectuer directement à l'oscilloscope la mesure de la fréquence de coupure : $f_c =$ kHz.

On montre que dans ce montage, le produit gain $\times$ bande passante est une constante. En déduire la valeur de ce produit pour l'A.L.I dont vous disposez : $H_0 f_c = \mu_0 f_c^0 =$ Hz.

- 5) Calculer la constante de temps du système $\tau = \frac{1}{2\pi f_c} =$ μ s.

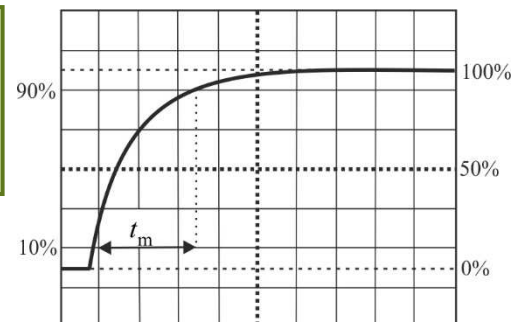
5. RÉPONSE INDICIELLE

Q.5) On rappelle que la réponse indicielle d'un filtre est la réponse $V_s(t)$ à un échelon de tension : $V_e = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < 0 \\ E = Cte & \text{pour } t > 0 \end{cases}$, avec $V_s = 0$ pour $t < 0$.

Calculer la réponse indicielle **en utilisant les transformées de Laplace**.

- 1) Envoyer à l'entrée du filtre une tension permettant de visualiser la réponse indicielle avec un oscilloscope analogique. Justifier le choix de cette tension (forme, fréquence) qui doit rester de faible amplitude pour ne pas provoquer la saturation de la tension de sortie.

La réponse indicielle passe de la valeur « basse » (0%) à la valeur « haute » (100%). Le temps de montée est défini expérimentalement comme **la durée nécessaire pour passer de 10% à 90% de la valeur haute**.



- 2) Mesurer le temps de montée $t_m = \tau \ln 9$ du signal observé (synchroniser sur le signal d'entrée).

Mesures : $t_m =$ μ s. En déduire $\tau = t_m / \ln 9 =$ μ s.

6. SATURATION EN COURANT DE SORTIE

- 1) Placer entre la sortie et la masse une résistance variable. Choisir une tension d'entrée sinusoïdale à 1 kHz. Observer V_s à l'oscilloscope et constater l'existence d'un courant de saturation lorsque la résistance est trop faible. Mesurer les valeurs de saturation $I_{sat}^+ =$ mA et $I_{sat}^- =$ mA du courant de sortie i'_s du montage.

Q.6) Justifier que ce sont pratiquement les mêmes que pour le courant de sortie i_s de l'A.L.I.

Matériel :

Un A.L.I 741

Résistances $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$

T.P 2 : LIMITATIONS DES A.L.I RÉELS

ANALYSE SPECTRALE NUMÉRIQUE / FILTRAGE ANALOGIQUE



TP 3

On se propose dans la première partie de ce T.P d'effectuer l'analyse spectrale numérique de signaux. On utilisera à cet effet un oscilloscope numérique (TEKTRONIX) ET le logiciel Latispro qui pilote le boîtier d'acquisition SYSAM-SP5

On se bornera à faire apparaître les spectres de signaux simples (sinusoïdaux, créneaux, triangles), en respectant la condition de Shannon tout en conservant une bonne résolution fréquentielle et en évitant l'apparition de pics parasites par application d'un fenêtrage.

Dans une seconde partie, on met en application le cours en étudiant le comportement de filtres du premier ordre sur des signaux périodiques, et en réalisant les analyses spectrales des signaux avant et après filtrage.

0. OSCILLOSCOPE NUMÉRIQUE *VERSUS* CENTRALE D'ACQUISITION

Utilisation de l'oscilloscope numérique TEKTRONIX

Cet oscilloscope numérique en temps réel possède un affichage à cristaux liquides et curseurs avec indicateur. Il permet d'effectuer une transformée de Fourier rapide.

1) Pour la FFT, appuyer sur **AUTOSET** pour afficher un signal. Régler le facteur **VOLTS/DIV** du signal afin que **le signal ne sorte pas de l'écran** car l'analyseur effectue la FFT du signal **affiché à l'écran**.

De la même façon, pour un signal de valeur moyenne nulle qui n'est pas centré à l'écran (le zéro n'est pas bien réglé), une composante continue ($f = 0$ Hz) apparaîtra dans le spectre. Tourner la molette **VERTICAL POSITION** pour centrer verticalement le signal.

Des erreurs systématiques sur l'amplitude de la composante continue sont présentes dans le spectre délivré par le TEKTRONIX ; il vaut donc mieux réaliser les mesures de la composante continue en mode temporel.

2) Appuyer sur la touche **FFT** pour afficher le menu correspondant. Utiliser les touches de menu pour sélectionner la **voie source FFT (voie 1 ou 2)**, le **type de fenêtrage** et le facteur d'agrandissement horizontal de l'affichage FFT sans modifier la fréquence d'échantillonnage (**FFT ZOOM $\times 1$, $\times 2$, $\times 5$, $\times 10$**). Régler le facteur **SEC/DIV** de manière à obtenir la résolution souhaitée pour le signal FFT (il est important que **plusieurs cycles soient affichés**). Le choix d'un facteur SEC/DIV plus rapide permet d'éviter le repliement de spectre, mais la résolution en fréquence est moindre.

La fréquence d'échantillonnage est indiquée en bas de l'écran, entre parenthèses, en nombre d'échantillons par seconde (par exemple 1,00 MS/s correspond à une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz).

Pour la mesure de signaux FFT à l'aide de curseurs, appuyer sur **CURSEURS**

3) **Mesure de fréquence.** Appuyer sur la touche **Type** pour choisir **Fréquence** (en Hz) à l'aide d'un curseur vertical. Pour une meilleure précision en fréquence, utiliser le zoom en déplaçant horizontalement au préalable la partie du spectre à détailler de manière à ce qu'elle soit centrée sur le réticule vertical central.

4) **Mesure d'amplitude.** Appuyer sur la touche **Type** pour choisir **Amplitude** à l'aide d'un curseur horizontal (en dB, la référence 0 dB correspondant à 1 V en valeur efficace : on lit $V_{dB} = 20 \log \left(\frac{V}{V_{ref}} \right)$ avec $V_{ref} = 1$ V). Pour une meilleure précision en amplitude, augmenter la sensibilité **VOLTS/DIV** et déplacer le spectre verticalement de manière à pouvoir bien placer un curseur horizontal sur le haut de la raie spectrale dont on veut mesurer l'amplitude.

À RETENIR

En ordonnées du spectre affiché par l'oscilloscope, on trouve la valeur **efficace** d'un signal sinusoïdal (donc de n'importe quelle raie spectrale). La valeur **maximale** se déduit donc de la valeur lue en dB par la relation :

$$V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} = \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{V_{dB}}{20}}$$

Utilisation de la centrale SYSAM-SP5 pilotée par LatisPro

1) Lancer le logiciel. Faire l'acquisition avec le boîtier Sysam-SP5 du signal du signal délivré par le G.B.F (voie EA0)

— Dans paramètres, cliquer sur  (paramétrage de l'acquisition).

— Activer l'entrée analogique EA0 en cliquant dessus.

— Choisir par exemple les paramètres suivants :

nombre d'échantillons : $N = 256000$ (le maximum), période d'échantillonnage : $T_e = 100$ ns (la plus faible). La durée de l'échantillonnage $T_a = N \cdot T_e = 25,6$ ms s'affiche alors.

— Lancer l'acquisition avec l'icône . Le signal apparaît dans une fenêtre.

2) Cliquer sur  pour faire apparaître la liste des courbes. La courbe EA0 fct(Temps) y apparaît.

— Dans le menu « Traitements » choisir « Calculs spécifiques » puis « Analyse de Fourier » : une fenêtre de dialogue apparaît.

— Faire glisser la courbe EA0 dans la case « Courbe » et lancer le calcul du spectre. Ce dernier apparaît dans une nouvelle fenêtre lors d'un premier appel, et également dans la liste des courbes, ce qui permet de l'afficher dans une autre fenêtre si on le souhaite.

— Entrer dans le menu « Avancé » de la fenêtre de dialogue « Analyse de Fourier ». On peut y choisir entre autres l'application d'une fenêtre de pondération et le choix automatique ou manuel de la portion de courbe que l'on veut analyser. Pour des signaux simples, LatisPro choisit par défaut un nombre entier de périodes, et le plus grand possible, ce qui rend inutile l'utilisation d'un fenêtrage. Pour des signaux plus complexes, il peut en revanche être utile de choisir judicieusement le début et la fin de la portion de courbe à analyser.

3) Les mesures de fréquence et d'amplitude s'effectuent alors aisément avec l'outil pointeur disponible en faisant un clic droit sur le spectre.

1. ANALYSE DE FOURIER DE SIGNAUX SIMPLES

1.1 Spectre d'un signal sinusoïdal

1) Régler le générateur de fonctions KEYSIGHT ou AGILENT pour obtenir un signal sinusoïdal de fréquence $f = 800$ Hz et d'amplitude $E = 5$ V (10 V crête-à-crête).

💡 Les fréquences indiquées par les G.B.F utilisés sont très fiables et l'incertitude sur ces fréquences peut être négligée dans le calcul d'incertitudes de grandeurs qui en dépendent.

En revanche, rappelons qu'avec les réglages par défaut des générateurs Keysight ou Agilent, l'amplitude délivrée $E_{\max}$ est deux fois plus grande que celle affichée, et que l'indication fournie par le G.B.F est entachée d'incertitude. **Il convient donc TOUJOURS de vérifier, en la mesurant à l'oscilloscope ou au voltmètre électronique, que l'amplitude délivrée est bien celle voulue.**

Effectuer tout d'abord l'analyse spectrale du signal avec l'oscilloscope TEKTRONIX

2) Donner la fréquence d'échantillonnage choisie $f_e =$ Hz permettant d'observer un spectre correct.

Lire le plus précisément possible la fréquence $f =$ Hz, $u(f) =$ Hz, et commenter.

Lire le plus précisément possible la valeur $E_{dB} =$ dB, $u(E_{dB}) =$ dB (valeur due à un saut de curseur).

En déduire E et l'incertitude-type associée :

Mesures : $E =$ V, $u(E) =$ V ; commenter.

LE COIN DES INCERTITUDES

Montrer que $u(E) = E \frac{\ln(10)}{20} \cdot u(E_{dB})$ si on applique la méthode analytique.

3) Diminuer la fréquence d'échantillonnage jusqu'à ce qu'elle devienne inférieure à 1600 Hz. Aucune composante spectrale ne devrait apparaître et pourtant constater que l'analyseur fait apparaître une composante de fréquence inférieure à 1 kHz : il s'agit du phénomène de repliement de spectre. Mesurer la fréquence de la composante sinusoïdale observée et vérifier qu'elle correspond bien à un repliement de spectre.

💡 Sachant que la fréquence d'échantillonnage dépend de la fréquence de balayage, il faut placer le commutateur SEC/DIV sur la graduation telle que la fréquence de Nyquist, $f_e / 2$, soit supérieure à la plus grande fréquence contenue dans le spectre du signal.

T.P 3 : ANALYSE SPECTRALE NUMÉRIQUE / FILTRAGE ANALOGIQUE

On pourrait penser que l'on a intérêt à échantillonner à une fréquence très élevée pour s'affranchir des problèmes de repliement. Il n'en est rien : le nombre de points d'acquisition étant fixe, si T_e diminue, T_a également et donc la résolution en fréquence est alors réduite (l'écart $\Delta f = 1/T_a$ entre deux raies du spectre calculées par l'algorithme augmente).

Effectuer maintenant l'analyse spectrale du signal sous LatisPro

3) Effectuer l'acquisition du signal sinusoïdal de **fréquence 800 Hz** et d'**amplitude 5 V** en choisissant $N = 10000$ et des valeurs de T_e (et donc de T_a) permettant d'afficher le spectre attendu. Donner la valeur choisie : $T_e =$ ms et expliquer ce choix.

— Dans la fenêtre de dialogue « Analyse de Fourier », menu « Avancé », choisir « Manuelle » dans « Sélection de périodes ». Définir, en faisant un clic gauche sur le signal, le début et la fin de la portion du signal étudiée, de façon à ce que cela corresponde à un nombre entier de périodes + une demi-période. Commenter le spectre obtenu ainsi que l'écart obtenu entre deux raies de ce spectre. Le fenêtrage permet-il de se rapprocher du spectre réel ?

— Donner, en justifiant, les paramètres d'acquisition permettant d'observer une raie unique de fréquence 200 Hz. Appliquer ces paramètres et vérifier que le spectre est conforme à ce qui est attendu.

💡 En pratique, sous LatisPro, commencer par choisir T_e de façon à ce que le critère de Shannon soit largement vérifié (par exemple prendre $f_e \geq 20f_{\max}$). Si l'écart minimal $\Delta f = 1/T_a$ entre deux fréquences du spectre est trop grande, améliorer la résolution fréquentielle en augmentant le nombre de points N sans changer T_e .

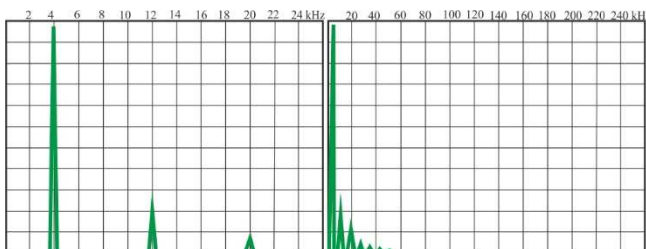
1.2 Spectre d'un signal rectangulaire

1) Effectuer l'analyse spectrale du signal **sous LatisPro** d'un signal rectangulaire symétrique de **4 kHz** et d'amplitude **5 V** (**10 V crête-à-crête, à vérifier en la mesurant**). Donner les réglages choisis $\{N, T_e, T_a\}$.

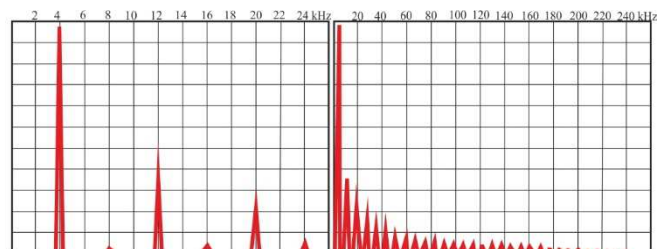
2) Vérifier que les fréquences affichées sont conformes à la théorie. Mesurer l'amplitude des trois premiers harmoniques non nuls et comparer aux valeurs théoriques $c_n = \frac{4E}{n\pi}$ pour n impair.

Valeurs sous LatisPro : $c_1 =$ et $u(c_1) =$; $c_3 =$; $c_5 =$
Valeurs théoriques : $c_1 = 6,36 \text{ V}$; $c_3 = 2,12 \text{ V}$; $c_5 = 1,27 \text{ V}$

3) Effectuer l'analyse spectrale du même signal avec cette fois-ci l'oscilloscope. Commenter l'influence de la fréquence d'échantillonnage (réglable avec le bouton rotatif SEC/DIV) sur la résolution du spectre et sur la présence de raies repliées.



spectre d'un signal **triangulaire**, oscilloscope numérique (dB)



spectre d'un signal **rectangulaire**, oscilloscope numérique (dB)

1.3 Spectre d'un signal triangulaire

1) Effectuer l'analyse spectrale du signal **sous LatisPro** d'un signal triangulaire symétrique de **4 kHz** et d'amplitude **5 V** (**10 V crête-à-crête, à vérifier en la mesurant**). Donner les réglages choisis $\{N, T_e, T_a\}$.

2) Mesurer l'amplitude des trois premiers harmoniques non nuls et comparer aux valeurs théoriques : $c_n = \frac{8E}{n^2\pi^2}$ pour n impair.

Valeurs sous LatisPro : $c_1 =$ et $u(c_1) =$; $c_3 =$; $c_5 =$
Valeurs théoriques : $c_1 = 4,05 \text{ V}$; $c_3 = 0,45 \text{ V}$; $c_5 = 0,162 \text{ V}$

3) Effectuer l'analyse spectrale du même signal avec cette fois-ci l'oscilloscope. Commenter l'influence de la fréquence d'échantillonnage (réglable avec le bouton rotatif SEC/DIV) sur la résolution du spectre et sur la présence de raies repliées.

2. ACTION DE FILTRES LINÉAIRES SUR UN SIGNAL PÉRIODIQUE

2.1 Passe-bas du premier ordre

On dispose d'une boîte de résistance R variable et d'une boîte de capacité C variable.

1) Réaliser un filtre de fonction de transfert $H(jf) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}}$. On règle $C = 200 \text{ nF}$ et $R = 20 \text{ k}\Omega$.

2) On attaque ce filtre par une tension en créneaux u_e variant entre 0 et 10 V, de fréquence $F = 1 \text{ Hz}$ puis $F = 2 \text{ kHz}$.

Q.1) On procède à l'étude théorique de la réponse du filtre aux créneaux. On note $\tilde{u}_e = u_e - \langle u_e \rangle$ et $\tilde{u}_s = u_s - \langle u_s \rangle$ les parties fluctuantes des signaux d'entrée et de sortie.

— Déterminer numériquement la réponse $\langle u_s \rangle$ à la composante continue $\langle u_e \rangle = 5 \text{ V}$.

— Pour $F = 1 \text{ Hz}$, combien d'harmoniques se trouvent dans la bande passante du filtre ? En déduire la réponse u_s . Tracer sur le même graphe $u_s(t)$ et $u_e(t)$.

— Pour $F = 2 \text{ kHz}$, après avoir comparé les fréquences des différents harmoniques du signal d'entrée avec f_0 , montrer que l'on peut établir la réponse *temporelle* $\tilde{u}_s$ (forme du signal, valeur moyenne, amplitude) en résolvant *l'équation différentielle* reliant $\tilde{u}_s$ à $\tilde{u}_e$. Tracer sur le même graphe $u_s(t)$ et $u_e(t)$.

Tracer l'allure des réponses u_s obtenues expérimentalement et donner leurs caractéristiques (forme du signal, valeur moyenne, amplitude). Comparer la sortie du filtre obtenue expérimentalement avec la prédiction théorique.

3) Effectuer l'analyse spectrale des signaux d'entrée et de sortie et commenter.

2.2 Passe-haut du premier ordre

On dispose d'une boîte de résistance R variable et d'une boîte de capacité C variable.

1) Réaliser un filtre de fonction de transfert $H(jf) = \frac{j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$. On règle $C = 10 \text{ nF}$ et $R = 10 \text{ k}\Omega$.

2) On attaque ce filtre par une tension en triangles variant entre 0 et 10 V, symétriques, de fréquence $F = 50 \text{ Hz}$ puis $F = 200 \text{ kHz}$.

Q.2) On procède à l'étude théorique de la réponse du filtre aux triangles. On note $\tilde{u}_e = u_e - \langle u_e \rangle$ et $\tilde{u}_s = u_s - \langle u_s \rangle$ les parties fluctuantes des signaux d'entrée et de sortie.

— Déterminer numériquement la réponse $\langle u_s \rangle$ à la composante continue $\langle u_e \rangle = 5 \text{ V}$.

— Pour $F = 50 \text{ Hz}$, après avoir comparé les fréquences des différents harmoniques du signal d'entrée avec f_0 , montrer que l'on peut établir la réponse *temporelle* $\tilde{u}_s$ (forme du signal, valeur moyenne, amplitude) en résolvant *l'équation différentielle* reliant $\tilde{u}_s$ à $\tilde{u}_e$. Tracer sur le même graphe $u_s(t)$ et $u_e(t)$.

— Pour $F = 200 \text{ kHz}$, combien d'harmoniques se trouvent dans la bande passante du filtre ? En déduire la réponse u_s . Tracer sur le même graphe $u_s(t)$ et $u_e(t)$.

Tracer l'allure des réponses u_s obtenues expérimentalement et donner leurs caractéristiques (forme du signal, valeur moyenne, amplitude). Comparer la sortie du filtre obtenue expérimentalement avec la prédiction théorique.

3) Effectuer l'analyse spectrale des signaux d'entrée et de sortie et commenter.

Matériel :

R.A.S

ÉTUDE D'UN FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE



TP 4

Document : Représentation quadripolaire d'un filtre

Un filtre est représenté comme une source de tension commandée par une tension. Contrairement à une source idéale (dont il peut parfois s'approcher), il présente les caractéristiques suivantes :

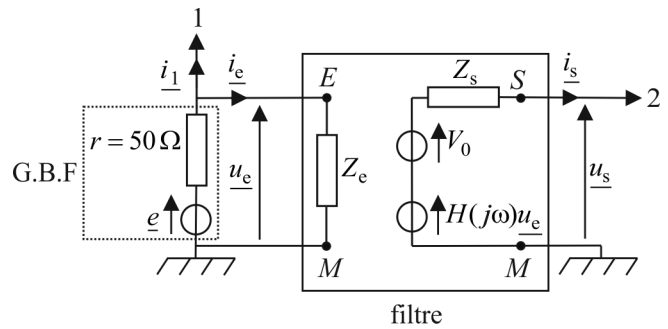
— l'impédance d'entrée n'est pas infinie et dépend de la pulsation ω ;

— l'impédance de sortie n'est pas nulle et dépend de ω ;

— dans les montages actifs (alimentés : présence d'A.L.I., de transistors...) il existe une composante continue (« offset ») V_0

dans la tension de sortie, qui dépend de ω .

Il faut en conséquence prendre quelques précautions pour déterminer $H(j\omega)$, Z_e et Z_s .

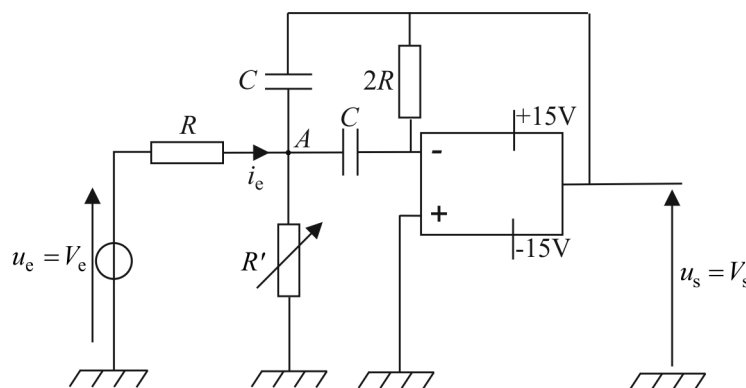


Q.1) Quelle manipulation permet de n'afficher que la composante $\tilde{u}_s = H(j\omega)u_e$ de la tension de sortie à l'écran de l'oscilloscope ? À quelle condition sur la fréquence cette manipulation n'affecte-t-elle pas la composante sinusoïdale $\tilde{u}_s$?

Quel est l'intérêt de couper la composante continue lorsque l'on cherche à déterminer le gain $|H|$ et le déphasage $\varphi = \arg(H)$?

Pour $H(j\omega)$, si l'on prend en compte l'impédance de l'oscilloscope $R_{osc} = 1 \text{ M}\Omega$, on a $\tilde{u}_s = \frac{R_{osc}}{Z_s + R_{osc}} H(j\omega)u_e$ (diviseur de tension). Les impédances de sortie restant très faibles devant l'impédance d'entrée de l'oscilloscope, on a $\tilde{u}_s = H(j\omega)u_e$.

1. PRÉSENTATION DU FILTRE



On utilise le filtre ci-avant déjà réalisé sur circuit imprimé (filtre à structure de Raush), avec $R = 100 \text{ k}\Omega$; $C = 4,7 \text{ nF}$; et R' une résistance variable obtenue en faisant l'association série d'une résistance fixe de 22Ω et de deux potentiomètres multi-tours de $20 \text{ k}\Omega$ (réglage grossier) et 100Ω (réglage fin).

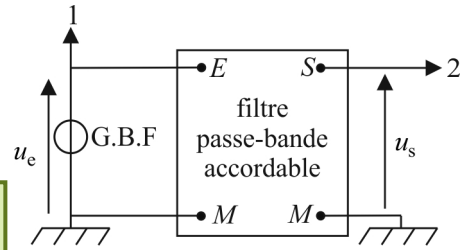
Q.2) Montrer que la fonction de transfert de ce montage en sortie ouverte se met sous la forme :

$$H(jf) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)}, \text{ avec la fréquence de résonance } f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R+R'}{2R'}}, \text{ le facteur de qualité } Q = \sqrt{\frac{R+R'}{2R'}}$$

$$\text{et la largeur de bande passante } \Delta f = f_h - f_b = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Avec les valeurs que l'on a choisies pour les composants, on peut donc faire varier la fréquence de résonance de 600 Hz à 16 kHz avec une bande passante de largeur constante égale à $\Delta f = 340 \text{ Hz}$.

1) Alimenter le filtre. Envoyer une tension u_e sinusoïdale de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$ à l'aide du G.B.F. Visualiser u_e et u_s . Régler le plus précisément possible (**expliquer et justifier la méthode retenue**) les potentiomètres multi-tours pour que la fréquence de résonance du filtre soit $f_0 = 1 \text{ kHz}$.



Q.3) Calculer la valeur théorique du facteur de qualité quand on a réglé R' pour que $f_0 = 1 \text{ kHz}$: $Q_{\text{(théorique)}} =$

2. IMPÉDANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE À 1 kHz

2.1 Impédance d'entrée à 1 kHz

Q.4) Montrer que $Z_e(f) = \frac{u_e}{i_e} = \frac{R}{1 + H/[4\pi jRCf]}$. En déduire que $Z_e(f_0) = \frac{R}{1 + j/(2Q)}$.

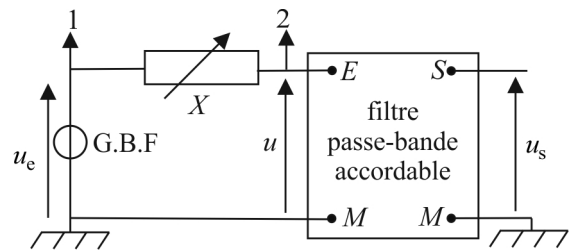
Donner la valeur en degrés de son argument φ et en déduire que l'impédance d'entrée peut être assimilée à une résistance à $f_0 = 1 \text{ kHz}$. Donner la valeur numérique théorique de son module : $R_{e\text{th}} = |Z_e(f_0)| =$ k Ω

1) Réaliser le montage ci-contre où X est la résistance variable d'une boîte de résistances. Observer à l'oscilloscope la tension u_e délivrée par le G.B.F (voie 1) et la tension d'entrée u du montage (voie 2).

Dans le cas où l'impédance d'entrée du montage est purement résistive

(u et u_e en phase) on a : $u = \frac{R_e}{X + R_e} u_e = \frac{u_e}{2}$ d'où $R_e = X$.

Effectuer les mesures **au voltmètre électronique en mode AC**. Choisir $U_e = 3,000 \text{ V}$ pour valeur efficace de u_e .



À RETENIR

Le principe de la mesure d'une impédance d'entrée d'un montage est à connaître (dans le cas où celle-ci est purement résistive) : intercaler une résistance variable X , Ajuster X pour que la valeur efficace U de u aux bornes du filtre soit la moitié de celle de u_e aux bornes du G.B.F.

En déduire une première valeur $R_{e\text{exp}} =$ k Ω .

2) Vu la valeur de $R_{e\text{exp}}$, est-il légitime de ne pas prendre en compte la résistance d'entrée $R_{\text{osc}} = 1 \text{ M}\Omega$ de l'oscilloscope ?

Corriger la valeur précédente : $R_{e\text{exp}} =$ k Ω .

Expliciter la détermination de l'incertitude-type associée.

$u(R_{e\text{exp}}) =$ k Ω .

Il y a-t-il compatibilité entre la valeur expérimentale et la valeur théorique ?

LE COIN DES INCERTITUDES

Montrer que $u(R_{e\text{exp}}) = (R_{e\text{exp}} / X)^2 u(X)$. Le constructeur du boîtier de résistances indique une tolérance de 0,5% de la valeur lue.

2.2 Impédance de sortie à 1 kHz

On la suppose purement résistive : $Z_s = R_s$.

1) On dispose d'une boîte de résistances X et d'un voltmètre électronique. **Élaborer et mettre en œuvre un protocole permettant de mesurer la résistance de sortie R_s du montage.**

Mesures : $R_s =$ k Ω ; $u(R_s) =$ k Ω .

3. RÉPONSES TEMPORELLES ET FRÉQUENTIELLES

Vérifier le réglage des potentiomètres multi-tours pour que la fréquence de résonance du filtre soit toujours $f_0 = 1 \text{ kHz}$.

3.1 Réponse à une excitation sinusoïdale en sortie ouverte

1) Envoyer un signal sinusoïdal à l'aide du G.B.F. Effectuer un aperçu rapide de la réponse en balayant en fréquences depuis des valeurs très basses aux valeurs élevées. Contrôler que le filtre est en fonctionnement linéaire.

2) Vérifier que le filtre se comporte comme un passe-bande du second ordre de fréquence de résonance $f_0 = 1 \text{ kHz}$.

Déterminer les fréquences de coupure du montage. En déduire sa bande passante $\Delta f = f_h - f_b$ et son facteur de qualité Q .

T.P 4 : ÉTUDE D'UN FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE

On détaillera le protocole choisi, et la façon dont sont déterminées les incertitudes sur les fréquences basse f_b et haute f_h .

Mesures : $G_{\max} =$ $f_b =$ Hz $u(f_b) =$ Hz $f_h =$ Hz
 $u(f_h) =$ Hz

$\Delta f =$ Hz $u(\Delta f) =$ Hz

$Q =$ $u(Q) =$

LE COIN DES INCERTITUDES

$\Delta f = f_h - f_b$ est une **différence** :

$$u(\Delta f) = \sqrt{u^2(f_b) + u^2(f_h)}.$$

Montrer que $u(Q) = \frac{Q}{\Delta f} u(\Delta f)$.

3.2 Réponse impulsionnelle en sortie ouverte

1) On peut avantageusement utiliser la fonction pulse des G.B.F. Le choix de la fréquence, amplitude et durée des impulsions (contrôlé par le rapport cyclique α , qui est rapport entre la durée de l'impulsion et la période de ces impulsions) est crucial. On donnera et on justifiera les valeurs choisies.

2) Visualiser la tension de sortie et celle d'entrée. Relever la réponse impulsionnelle du filtre.

3) Mesurer la pseudo-période T et les deux premiers dépassements d'un même côté par rapport à l'asymptote.

Mesures : $T =$ ms ; $u(T) =$ μ s

$\Delta_1 =$ V ; $u(\Delta_1) =$ V

$\Delta_2 =$ V ; $u(\Delta_2) =$ V

4) En déduire le décrément logarithmique :

$$\Lambda = \ln \left(\frac{\Delta_i}{\Delta_{i+1}} \right), \text{ où } \Delta_i \text{ et } \Delta_{i+n} \text{ sont les } i^{\text{ème}} \text{ et } (i+n)^{\text{ème}} \text{ dépassements d'un même côté par rapport à l'asymptote, ainsi que le facteur de qualité } Q \text{ et la pulsation propre } f_0 \text{ des oscillations libres non amorties :}$$

($i+n$)^{ème} dépassements d'un même côté par rapport à l'asymptote, ainsi que le facteur de qualité Q et la pulsation propre f_0 des oscillations libres non amorties :

$\Lambda =$; $u(\Lambda) =$

$$Q = \frac{\sqrt{\Lambda^2 + 4\pi^2}}{2\Lambda} =$$

; $u(Q) =$

$$f_0 = 1 / \left[T \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \right] =$$

Hz ; $u(f_0) =$ Hz

LE COIN DES INCERTITUDES

$$\text{Montrer que } u(\Lambda) = \sqrt{\left(\frac{u(\Delta_1)}{\Delta_1} \right)^2 + \left(\frac{u(\Delta_2)}{\Delta_2} \right)^2}.$$

Pour les incertitudes-type sur Q et f_0 , préparer un script Python permettant d'appliquer la méthode de Monte-Carlo.

5) Effectuer l'analyse de Fourier de la réponse impulsionnelle du filtre sous LatisPro. Pour cela, la fréquence des impulsions doit être très basse : justifier et prendre $f = 5$ Hz. Prendre l'amplitude maximale et un faible rapport cyclique ($\alpha \leq 1\%$). Pour l'acquisition, prendre le nombre maximal de points $N = 256\,000$ points, $T_e = 1 \mu$ s et donc $T_a = 256$ ms.

Si le signal d'entrée du filtre est une impulsion de Dirac, **la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle est alors la fonction de transfert du filtre**. L'analyse de Fourier donne donc ici un spectre continu, centré sur la fréquence de résonance f_0 du filtre et de bande passante à -3 dB égale à $\Delta f = f_0 / Q$.

6) Déduire du spectre obtenu expérimentalement la valeur de f_0 , Δf et de Q .

$f_0 =$ Hz $u(f_0) =$ Hz

$\Delta f =$ Hz $u(\Delta f) =$ Hz

$Q =$ $u(Q) =$

LE COIN DES INCERTITUDES

On rappelle que la résolution fréquentielle due à l'algorithme F.F.T est $\delta f = 1 / T_a$.

7) Revenir à l'oscilloscope en mode de balayage temporel. Faire varier le réglage des potentiomètres multi-tours : la fréquence de résonance du filtre f_0 et le facteur de qualité Q varient également (puisque la largeur Δf reste constante). Visualiser la tension de sortie et celle d'entrée.

Relever, **pour différentes valeurs de Q** la réponse impulsionnelle du filtre une fois la durée de l'impulsion passée et constater que l'on discerne d'autant plus d'oscillations que Q augmente (Q est l'ordre de grandeur du nombre d'oscillations discernables).

Matériel :

Boîtier passe-bande accordable

T.P 4 : ÉTUDE D'UN FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE

OSCILLATEURS ASTABLES



TP 5

On se propose dans ce T.P de réaliser des oscillateurs astables (ou oscillateurs de relaxation). On commence par l'étude du bloc non linéaire constitué par le comparateur à hystérésis, puis on réalise deux oscillateurs de relaxation : le multivibrateur astable et un générateur de crêteaux et de triangles.

1. COMPAREUR À HYSTÉRÉSIS : TRIGGER DE SCHMITT

1) Réaliser le montage suivant (utilisé dans les oscillateurs astables suivants), avec $R_1 = R_2 = 22 \text{ k}\Omega$.

2) On se place en régime stationnaire : utiliser la tension **continue** (« offset ») du G.B.F pour faire varier V_e entre -10 V et $+10 \text{ V}$. Observer V_e et V_s à l'oscilloscope. En faisant varier doucement V_e , mesurer au voltmètre les valeurs de V_e pour lesquelles la sortie bascule de V_{sat}^+ à V_{sat}^- , puis de V_{sat}^- à V_{sat}^+ :

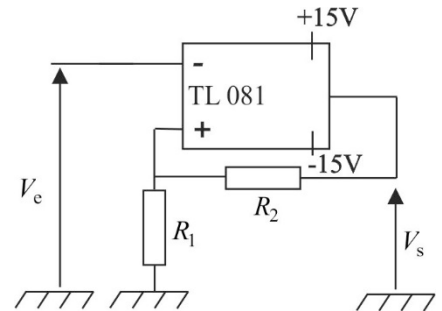
$$V_0^+ = \quad \text{V et } V_0^- = \quad \text{V}.$$

Mesurer également les tensions de saturation :

$$V_{\text{sat}}^+ = \quad \text{V et } V_{\text{sat}}^- = \quad \text{V}.$$

En jouant sur V_e , déplacer en mode XY le point (V_e, V_s) le long de la courbe d'hystérésis. Tracer sur le compte-rendu ce cycle et donner son sens de parcours.

3) On se place en régime sinusoïdal, l'amplitude du signal envoyé par le G.B.F étant supérieure à 8 V . Régler la fréquence autour de 100 Hz et visualiser en XY la courbe $V_s = f(V_e)$. Tracer également les signaux obtenus en double trace.



Q.1) On suppose connues les valeurs de V_{sat}^- et V_{sat}^+ . Donner les valeurs théoriques de V_0^+ et V_0^- .

5) Faire les applications numériques pour V_0^+ et V_0^- en prenant les valeurs mesurées de V_{sat}^- et V_{sat}^+ . Comparer aux valeurs expérimentales.

6) Observer cette caractéristique à des fréquences plus élevées, tracer son allure et interpréter les déformations observées.

NE PAS DÉFAIRE CE MONTAGE car il sert dans les deux parties suivantes. En revanche, **DÉCONNECTER** le G.B.F car les circuits étudiés par la suite sont des oscillateurs !

2. MULTIVIBRATEUR ASTABLE

1) Réaliser le montage ci-contre utilisant le trigger de Schmitt de la partie précédente.

On prend pour conducteur ohmique de résistance R un boîtier à décades de résistance variable que l'on règle d'abord à $R = 4,7 \text{ k}\Omega$. La tolérance sur la résistance indiquée par les constructeurs est de l'ordre de 1% de la valeur indiquée.

En revanche les autres composants sont des C.M.S (Composant Monté en Surface, de petite taille) :

— le condensateur de capacité $C = (1 \pm 0,1) \mu\text{F}$.

— les conducteurs ohmiques de résistances :

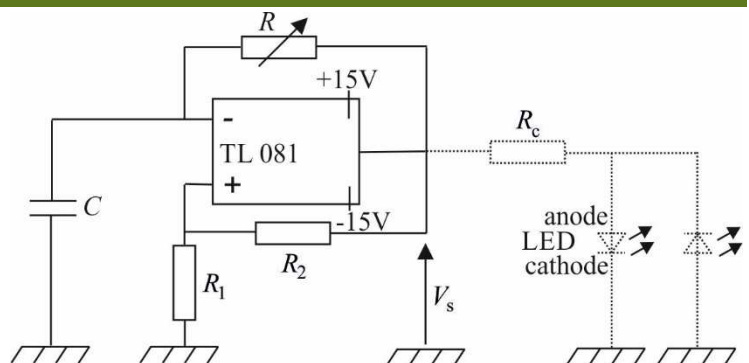
$$R_1 = R_2 = (22,0 \pm 2,2) \text{ k}\Omega.$$

$$\text{On a donc } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2}.$$

2) Observer V_s et V^- à l'oscilloscope. Tracer leur allure.

Vérifier que V_s bascule lorsque V^- atteint une des deux valeurs V_0^+ ou V_0^- .

Mesurer la période T_{0exp} des signaux, dont la valeur théorique est $T_{\text{0th}} = 2RC \ln \left[\frac{1+\beta}{1-\beta} \right] = 2RC \ln 3 = \quad \text{ms}.$



Mesures : $T_{0\text{exp}} =$ ms $u(T_{0\text{exp}}) =$ ms .

$u(T_{0\text{th}}) =$ ms .

Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

LE COIN DES INCERTITUDES

Valeur expérimentale : $T_{0\text{exp}} = t_2 - t_1$ est une **différence** mesurée avec deux curseurs de temps. Si $u(t_1) = u(t_2) = u(t)$, on a $u(T_{0\text{exp}}) = \sqrt{u^2(t_1) + u^2(t_2)} = u(t)\sqrt{2}$.

Valeur théorique : on peut effectuer un calcul simplifié en remarquant que c'est l'incertitude sur C qui domine celles sur les résistances.

3) Effectuer l'analyse spectrale des signaux et commenter. Quel type de filtre permet de passer de V_s à V^- ? Interpréter en termes de filtrage le passage du spectre de V_s à celui de V^- .

4) Rajouter en sortie le montage en pointillé avec les deux LED électroluminescentes de couleurs différentes montées en sens inverse (l'anode est la patte la plus longue). La résistance $R_c = 1\text{ k}\Omega$ est une résistance de protection.

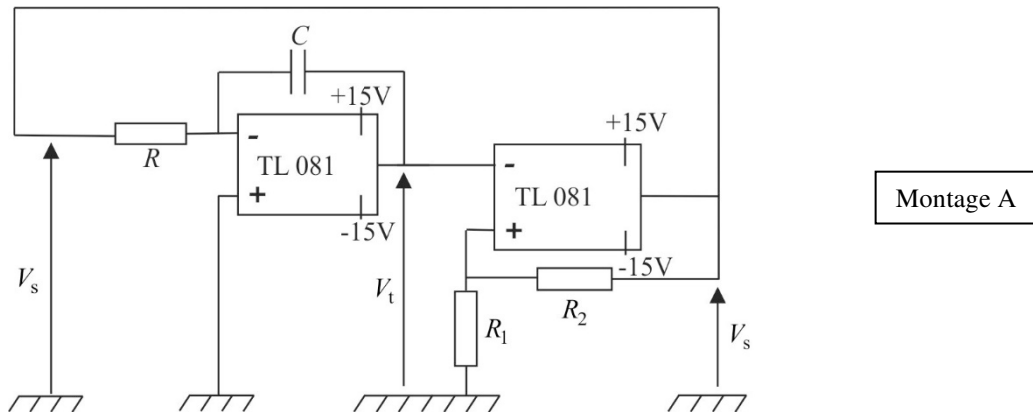
Mesurer la période $T_0 =$ s à la montre ou à l'aide d'un oscilloscope numérique lorsqu'on a choisi $R = 500\text{ k}\Omega$.

5) Observer que pour une valeur de R trop grande, les diodes cessent de clignoter.

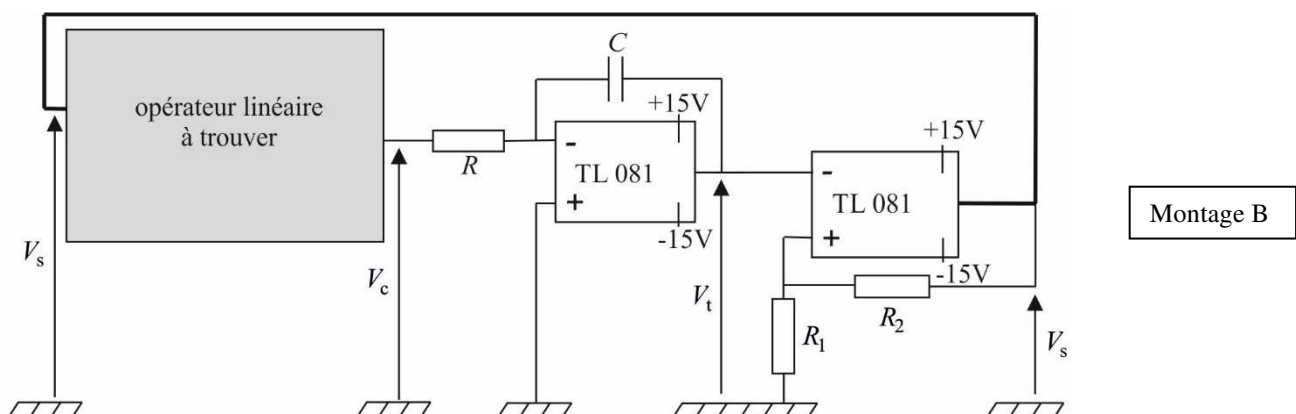
Q.2) Faire l'étude théorique de la condition d'oscillations en tenant compte de la résistance d'entrée $Z_e = 1\text{ M}\Omega$ de l'oscilloscope qui est en parallèle avec le condensateur lorsque l'on observe V^- à l'oscilloscope : montrer que l'on a plus d'oscillations si $R > Z_e = 1\text{ M}\Omega$, et que la période des signaux devient $T_{0\text{th}} = 2 \frac{RC}{1 + R/Z_e} \ln \left[\frac{3Z_e + R}{Z_e - R} \right]$ pour les grandes valeurs de R .

3. OSCILLATEUR À RELAXATION CRÉNEAUX - TRIANGLES

Dans le montage précédent, l'oscillateur est obtenu grâce au comparateur à hystérésis et à la boucle de réaction constituée par un filtre RC passe-bas (pseudo-intégrateur). On peut remplacer cette boucle par un intégrateur qui peut permettre d'obtenir des signaux triangulaires par intégration des signaux en créneaux obtenus en sortie du comparateur... si toutefois le système est bien stable, c'est-à-dire qu'il bascule périodiquement de V_{sat}^- à V_{sat}^+ puis de V_{sat}^+ à V_{sat}^- .



Q.3) Grâce à une étude théorique, montrer que le montage A ne permet pas d'obtenir les oscillations souhaitées. Quel opérateur linéaire (qui comprend un A.L.I et des résistances $R'_1 = R'_2$) peut-on intercaler (montage B) pour obtenir les oscillations ?



T.P 5 : OSCILLATEURS ASTABLES

Q.4) Effectuer l'étude théorique du montage B : montrer que la période des oscillations est $T_{0th} = 4RC \frac{R_1}{R_1 + R_2} =$ ms
 et que l'amplitude crête à crête des triangles est $\Delta V_{th} = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} =$ V.

1) Réaliser alors ce montage en utilisant le trigger de Schmitt de la partie 1.
 On prend $R = R_1 = R_2 = R'_1 = R'_2 = (22 \pm 2, 2) \text{ k}\Omega$ et $C = (100 \pm 10) \text{ nF}$.

Placer les 3 A.L.I sur la plaquette, dans l'ordre du schéma du montage B, suffisamment proches (écartés de 2 ou 3 cm) pour ne pas avoir à utiliser de grands fils sauf pour le bouclage représenté en gras. Utiliser au mieux les couleurs des fils et des bornes.

- 2) Observer V_c et V_l à l'oscilloscope. Tracer leur allure et commenter.
- 3) Effectuer les mesures de période des signaux et de l'amplitude crête-à-crête des triangles.

Mesures : période des signaux :

$T_{0exp} =$ ms $u(T_{0exp}) =$ ms

$u(T_{0th}) =$ ms

Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

Mesures : amplitude crête-à-crête des triangles :

$\Delta V_{exp} =$ V $u(\Delta V_{exp}) =$ V

$u(\Delta V_{th}) =$ V

Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

LE COIN DES INCERTITUDES

Valeurs expérimentales : comme précédemment :

$$u(T_{0exp}) = \sqrt{u^2(t_1) + u^2(t_2)} = u(t)\sqrt{2}.$$

$u(\Delta V_{exp}) = u(V)\sqrt{2}$, où $u(V)$ est l'incertitude sur une mesure de tension avec un curseur horizontal, due au saut de curseur lors de son déplacement.

Valeurs théoriques : on peut effectuer un calcul simplifié de $u(T_{0th})$ en remarquant que c'est l'incertitude sur C qui domine celles sur les résistances.

De même $u(\Delta V_{th}) \approx \frac{2R_1}{R_1 + R_2} u(V_{sat})$ et $u(V_{sat})$ est principalement due au fait que $V_{sat}^+ \neq -V_{sat}^-$: $V_{sat} = \frac{V_{sat}^+ - V_{sat}^-}{2}$ et

$$u(V_{sat}) \approx \frac{|V_{sat}^+ + V_{sat}^-|}{2\sqrt{3}}.$$

4) Proposer et mettre en œuvre un protocole permettant d'obtenir, à l'aide de diodes (on peut utiliser les deux LED de la partie 2) et d'une boîte de résistances, **des signaux non plus symétriques mais de rapport cyclique réglable**. Donner le schéma du montage retenu et l'allure des signaux V_c et V_l .

Matériel :

3 A.L.I TL 081
 5 résistances de $22 \text{ k}\Omega$, une résistance de $1 \text{ k}\Omega$
 Capacités $1 \mu\text{F}$ et 100 nF .
 2 LED (une rouge et une verte)

T.P 5 : OSCILLATEURS ASTABLES

OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX



TP 6

1. OSCILLATEUR QUASI-SINUSOIDAL À PONT DE WIEN

Le montage est représenté ci-contre.

On prend $R = 15 \text{ k}\Omega$; $C = 22 \text{ nF}$; $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$. On utilise une boîte à décades pour obtenir la résistance variable R_2 . Les incertitudes-types seront déterminées grâce aux indications du constructeur.

Document 1 : Étude théorique de l'oscillateur à pont de Wien Démarrage des oscillations

Initialement, les signaux dans le circuit sont très faibles et u_s n'est pas saturée. La chaîne d'action possède alors un comportement linéaire et

sa fonction de transfert est $\mu = \frac{u_s}{u_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. La chaîne de retour est un

filtre de Wien passe-bande du second ordre de fonction de transfert :

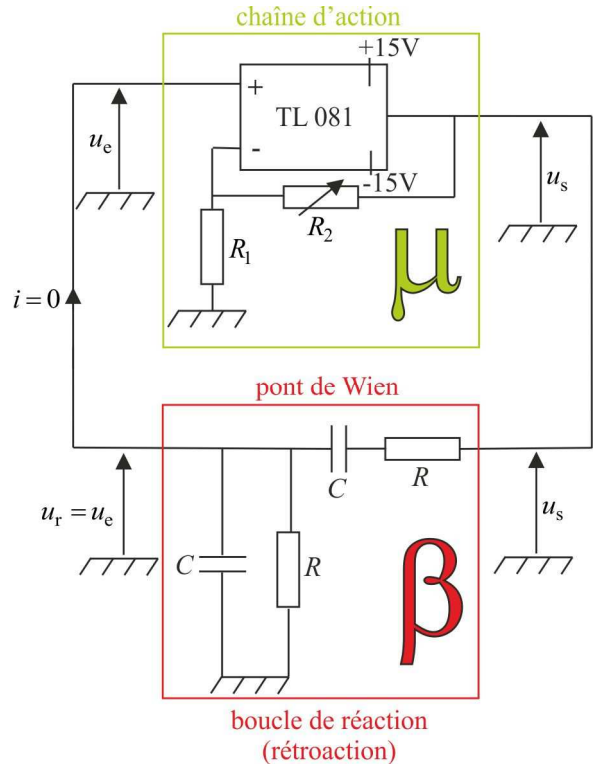
$$\beta = \frac{u_e}{u_s} = \frac{1}{3 + j \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]}, \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Q.1) Déterminer l'équation différentielle régissant u_e lorsque l'A.L.I est en fonctionnement linéaire et en déduire la condition de démarrage des oscillations.

Expliquer qualitativement comment un régime établi s'instaure après un régime transitoire.

Régime établi

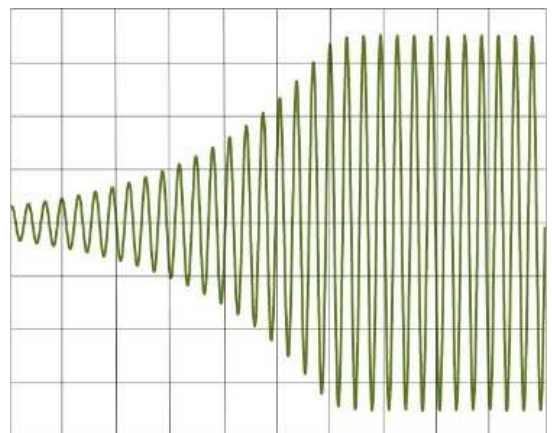
Q.2) Déterminer, en appliquant le critère de Barkhausen ou à l'aide de l'équation différentielle précédente, la condition pour avoir des oscillations sinusoïdales et leur pulsation ω_0 .



- 1) Réaliser le montage sur plaquette.
- 2) Observer u_s et u_e à l'oscilloscope. Envoyer u_e sur le boîtier SYSAM-SP5 en vue de son acquisition avec LatisPro (l'acquisition de u_s est inutile car SYSAM-SP5 admet 10 V pour amplitude maximale).

3) Régler tout d'abord R_2 de façon à ce qu'elle soit très proche de la valeur critique pour laquelle des oscillations quasi-sinusoïdales de u_s apparaissent. Faire l'acquisition de u_e avec LatisPro en cherchant à visualiser le début des oscillations et le régime établi comme sur la figure ci-contre (acquisition sur une centaine de ms). On court-circuitera la sortie et la masse à l'aide d'un fil que l'on enlève pour déclencher le démarrage des oscillations (boîte de dialogue « Déclenchement » du menu « Acquisition »).

4) Dans le menu « Traitements » choisir « Calculs spécifiques » puis « Analyse de Fourier » : une fenêtre de dialogue apparaît. Dans le menu « Avancé », choisir « Sélection de périodes » : « Manuelle ». L'écart δf entre deux raies spectrales, noté « Delta-F », est alors indiqué. Mesurer la fréquence $f_{0\text{exp}}$ des signaux en régime établi, en déduire leur période $T_{0\text{exp}}$.



Mesures :

Valeur expérimentale :

$$f_{0\text{exp}} = \quad \text{Hz} \quad u(f_{0\text{exp}}) = \quad \text{Hz}$$

$$T_{0\text{exp}} = \quad \text{ms} \quad u(T_{0\text{exp}}) = \quad \text{ms}$$

Valeur théorique :

$$T_{0\text{th}} = 2\pi RC = \quad \text{ms} \quad u(T_{0\text{th}}) = \quad \text{ms}$$

Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

LE COIN DES INCERTITUDES

On rappelle que la résolution fréquentielle due à l'algorithme F.F.T est $\delta f = 1/T_a$, où T_a est la durée de l'acquisition.

Calculer $u(T_{0\text{exp}})$ en fonction de $u(f_{0\text{exp}})$, et $u(T_{0\text{th}})$ en fonction de $u(R)$ et $u(C)$ avec la méthode analytique. On prendra une tolérance de 5% sur la valeur de C , et de 1% sur la valeur de R

5) Mesurer l'amplitude V de u_e en régime établi. Évaluer sa valeur théorique et commenter.

6) Donner la valeur expérimentale k_{exp} et la valeur théorique k_{th} du facteur $k = R_2 / R_1$. Commenter.

Mesures :

$$k_{\text{exp}} = \quad u(k_{\text{exp}}) =$$

$$k_{\text{th}} = 2 \quad u(k_{\text{th}}) = 0$$

Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

LE COIN DES INCERTITUDES

On prendra une tolérance de 1% sur les valeurs de R_1 et R_2 .

Montrer que :

$$u(k_{\text{exp}}) = k_{\text{exp}} \sqrt{\left(\frac{u(R_1)}{R_1}\right)^2 + \left(\frac{u(R_2)}{R_2}\right)^2} = 8,2 \cdot 10^{-3} \cdot k_{\text{exp}}$$

7) Tracer le portrait de phase pour u_e grâce à l'outil « Dérivée » de LatisPro et commenter son allure.

8) **Prendre maintenant $R_2 = 40 \text{ k}\Omega$.** Faire une nouvelle acquisition de u_e en cherchant toujours à visualiser le début des oscillations et le régime établi (adapter la durée d'acquisition) et le portrait de phase. Donner l'allure des courbes obtenues et les commenter en comparant avec le cas des oscillations quasi-sinusoidales.

2. OSCILLATEUR QUASI-SINUSOIDAL À RÉSISTANCE NÉGATIVE

Document 2 : Détection de véhicules à boucle inductive

Un enroulement de fil électrique placé sous la chaussée est relié à une borne contenant un oscillateur quasi-sinusoidal. Le dispositif crée un champ électromagnétique sinusoïdal qui induit des courants de Foucault à la surface d'un véhicule à proximité immédiate de la boucle. Ces derniers modifient l'inductance de l'enroulement et donc la fréquence de l'oscillateur : un fréquencemètre détecte le véhicule passant sur la boucle.

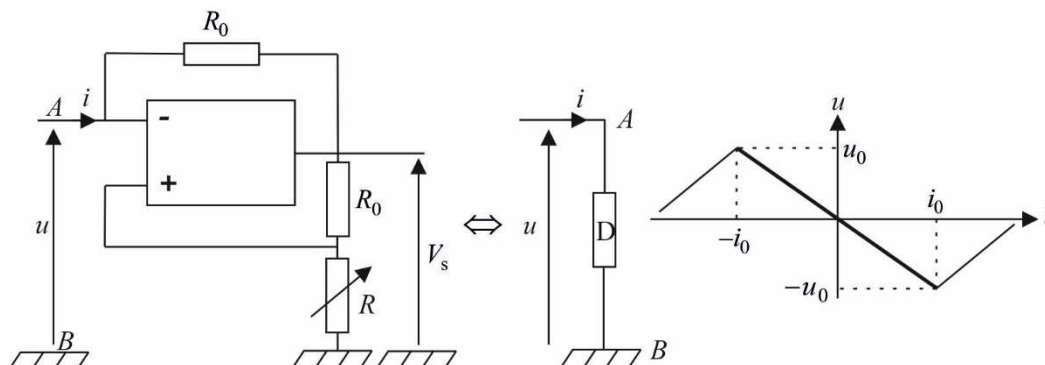
Pour le contrôle automatique de franchissement des feux rouges, deux séries de boucles sont installées dans la chaussée. Lorsqu'un véhicule franchit la première boucle placée avant le feu alors que ce dernier est rouge, une première photo est prise par une caméra. Si le véhicule franchit également la seconde boucle placée après le feu qui est toujours rouge, une seconde photo est prise et l'infraction est enregistrée.



On se propose d'élaborer un oscillateur quasi-sinusoidal simplifié et de mesurer la sensibilité de la boucle de détection.

2.1 Résistance négative

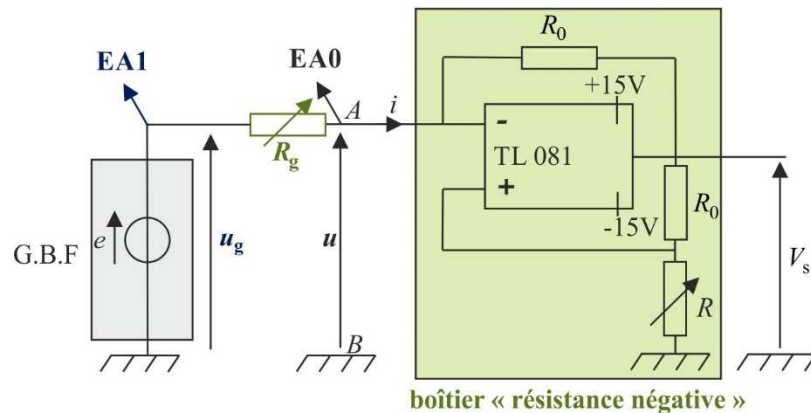
On considère le dipôle D ci-dessous. Dans le cas où l'amplificateur opérationnel (supposé idéal et de gain infini, de tensions de saturation $\pm V_{\text{sat}}$) fonctionne en régime linéaire, le dipôle se comporte comme une résistance négative de valeur $-R$.



T.P 6 : OSCILLATEURS QUASI-SINUSOIDAUX

Q.3) Montrer que D entre A et B est en fait équivalent à un dipôle dont la caractéristique est affine par morceau : résistance négative en fonctionnement linéaire de l'A.L.I : $i = -u / R$ si $-i_0 \leq i \leq i_0$, avec $i_0 = \frac{V_{\text{sat}}}{R + R_0}$, résistance positive en fonctionnement saturé : $u = R_0 i \pm V_{\text{sat}}$ selon que $i \leq -i_0$ ou $i \geq i_0$. Tracer la caractéristique.

1) Le montage ci-dessus est déjà réalisé dans un boîtier « résistance négative » qu'il convient d'alimenter.



On a $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$. La résistance R est variable (boîte de résistances à décade entre les deux bornes prévues à cet effet), et R_g également (deuxième boîte de résistances à décade dont on fixe d'abord la valeur à $R_g = R_0 = 1 \text{ k}\Omega$).

À RETENIR

Problème de masses : on peut, pour visualiser le courant i , penser à prélever la tension aux bornes de la résistance R_0 qui boucle entre l'entrée inverseuse et la sortie de l'A.L.I, mais alors on place un de ces points à la masse, et soit on court-circuite R seule ($V^+ = V^- = 0$), soit l'association série $\{R_0, R\}$.

Pour remédier à ce problème, on peut acquérir la tension EA1 (notée u_g) aux bornes du G.B.F et EA0 (notée u) aux bornes du boîtier résistance négative et calculer (grâce à la feuille de calcul de LatisPro) $i = (EA1 - EA0) / R_g$.

2) Envoyer à l'aide du G.B.F une tension u sinusoïdale de 100 Hz et d'amplitude 10 V. Acquérir e et u , créer la variable i à l'aide de la feuille de calcul et tracer la caractéristique du dipôle AB pour $R = 500 \Omega < R_g$.

Mesurer les pentes correspondant aux différentes parties de la caractéristique.

3) Observer qu'un phénomène d'hystérésis apparaît quand $R > R_g$. Tracer le graphe correspondant.

Q.4) Procéder à une étude de stabilité du montage en considérant le caractère passe-bas de l'A.L.I : $\mu = \frac{V_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j\omega / \omega_0}$.

— Montrer que l'intensité i est solution de $\frac{1}{\omega_0} (R_0 + R_g) \frac{di}{dt} + i \left[R_0 + R_g + \mu_0 R_0 \frac{R_g - R}{R + R_0} \right] = \frac{1}{\omega_0} \frac{de}{dt} + e \left[1 + \mu_0 \frac{R_0}{R + R_0} \right]$

— Comme $\mu_0 \gg 1$, en déduire la condition pratique de stabilité du système.

Q.5) On effectue maintenant une étude théorique de l'allure du cycle d'hystérésis $u = f(i)$ quand $R > R_g$. On pose pour cela

$$V_0 = \frac{R - R_g}{R + R_0} V_{\text{sat}}.$$

— Montrer que $V_s = +V_{\text{sat}}$ tant que $e < V_0$.

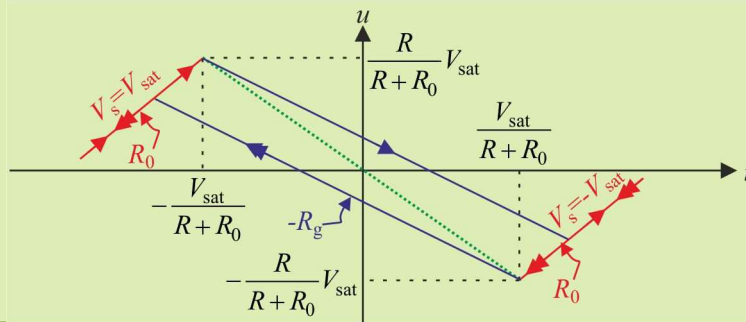
— Montrer que $V_s = -V_{\text{sat}}$ tant que $e > -V_0$.

— En déduire à chaque fois la relation entre u et i .

— Que devient cette relation lorsqu'on bascule de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$ (alors $e = V_0$ car $e(t)$ est continue) ?

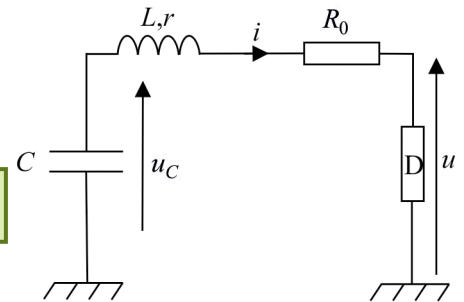
— Que devient cette relation lorsqu'on bascule de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$ (alors $e = -V_0$ car $e(t)$ est continue) ?

— Montrer que l'on obtient le cycle d'hystérésis théorique suivant :



2.2 Réalisation de l'oscillateur

1) Réaliser le montage série ci-contre incluant le dipôle D, la boucle inductive : une bobine de 1000 spires (d'inductance $L \approx 50$ mH et de résistance r de quelques ohms), une résistance $R_g = R_0 = 1$ k Ω et une boîte de capacités variables. Visualiser la tension u_C .



Q.6) Pour quelle valeur théorique de R le système est-il un oscillateur sinusoïdal ? Pour quelle valeur de C la fréquence de ces oscillations est-elle de l'ordre de 1 kHz ?

2) Effectuer les réglages permettant d'obtenir des signaux quasi-sinusoïdaux de fréquence proche de 1 kHz. Noter alors la valeur de R .

2.3 Détection de métaux

1) Approcher une masse métallique (noyau de fer doux) de la bobine. Mesurer la variation de fréquence des oscillations.

Matériel :

A.L.I TL 081
 3 résistances de 15 k Ω
 2 capacités de 22 nF
 Boîtier « résistance négative »
 2 boîtes de résistances variables et une de capacités variables
 1 bobine de 1000 spires avec noyau de fer doux

T.P 6 : OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX

REDRESSEMENT / DÉTECTION



TP 7

1. REDRESSEMENT PASSIF (AVEC DIODES SEULES)

Document 1 : Redressement de puissance

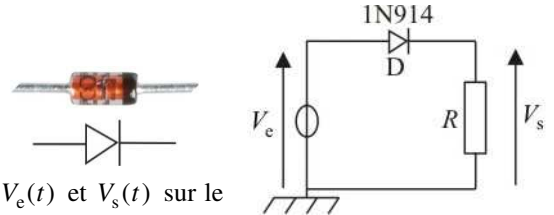
Les diodes de puissance sont des composants pouvant tolérer des courants de 1000 A. Elles sont utilisées par exemple pour redresser le signal alternatif E.D.F en un signal continu. Sur la photo ci-contre on peut observer une diode de puissance. Ces composants présentent une technologie bien différente des diodes utilisées dans ce T.P qui ne tolèrent que 200 mA. Le principe du redressement reste en revanche le même.



1.1 Redressement mono-alternance

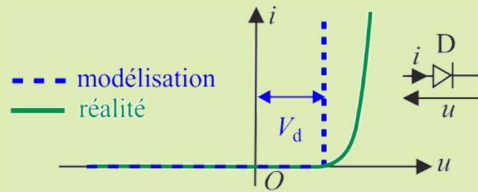
1) Réaliser le montage suivant :

On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$. Le signal d'entrée V_e fourni par le G.B.F est sinusoïdal, de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$, d'amplitude $E = 4 \text{ V}$ (8V crête-à-crête). La diode 1N914 est une diode au silicium de couleur rouge.



2) Observer V_e et V_s à l'oscilloscope en mode DC. Tracer l'allure de $V_e(t)$ et $V_s(t)$ sur le même graphe.

Q.1) Comparer la tension de sortie observée avec celle que l'on obtient théoriquement pour une entrée sinusoïdale en prenant en compte la tension déchet V_d de la diode dans sa modélisation. V_d est définie comme la tension pour laquelle le courant parcourant la diode « n'est plus nul » et vaut par exemple 1 mA (une partie de l'incertitude sur V_d provient de sa définition).



Tracer sur le même graphe les courbes $V_e(t)$ et $V_s(t)$

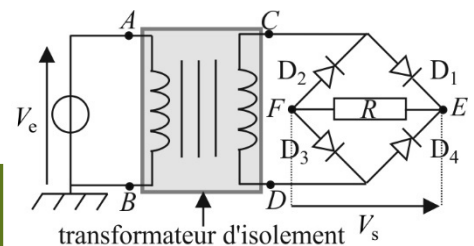
3) Déduire de l'écart entre $V_{e, \max}$ et $V_{s, \max}$ une valeur de la tension déchet : $V_d =$ V

4) Observer en mode XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$. En déduire une deuxième valeur de V_d : $V_d =$ V et commenter. Que constate-t-on lorsque la fréquence augmente ?

1.2 Redressement bi-alternance

1) Réaliser le montage suivant :

On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$. Les diodes sont des 1N914. Le signal d'entrée V_e fourni par le G.B.F est sinusoïdal, de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$, d'amplitude $E = 4 \text{ V}$ (8V crête-à-crête).



Q.2) Faire l'étude théorique du montage en tenant compte de la tension déchet V_d de la diode. Tracer sur le même graphe les courbes $V_e(t)$ et $V_s(t)$.

Q.3) Montrer à l'aide d'un schéma que le montage nécessite un transformateur d'isolement pour observer V_s à l'oscilloscope quand la tension d'entrée est variable (le transformateur d'isolement permet d'avoir $V_C - V_D = V_A - V_B$ sans contact électrique).

À RETENIR

Les masses du G.B.F et de l'oscilloscope étant au même potentiel, il convient d'intégrer la masse dans les schémas des montages afin de détecter d'éventuels problèmes de court-circuit.

Les T.P de concours nécessitent régulièrement l'utilisation d'un **transformateur d'isolement** pour éviter ces problèmes, mais leur fonctionnement est limité à l'intervalle de fréquences $100 \text{ Hz} < f < 20 \text{ kHz}$ pour lesquelles le transformateur transmet correctement les signaux sinusoïdaux. Les signaux sont déformés aux trop basses fréquences (saturation du noyau ferromagnétique) et très atténués aux hautes fréquences (une inductance de fuite apparaît, ainsi qu'un couplage capacitif entre spires).

- 2) Observer V_e et V_s . Commenter. Tracer l'allure de $V_e(t)$ et $V_s(t)$ sur le même graphe. Dédire de l'écart entre $V_{e, \max}$ et $V_{s, \max}$ une valeur de la tension déchet : $V_d =$ V. Commenter.
- 3) Observer en mode XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$. En déduire une deuxième valeur de V_d : $V_d =$ V et commenter.

2. REDRESSEMENT ACTIF (AVEC DIODES ET A.L.I.)

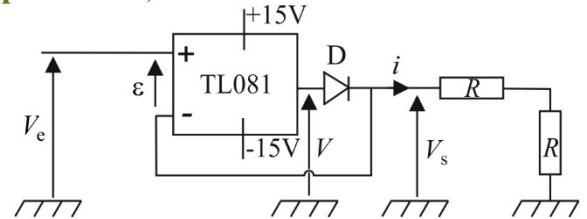
Document 2 : Redressement actif

En électronique de puissance, la forme exacte du signal importe moins que sa présentation (*alternative* : la tension change de signe périodiquement, ou *continue* : elle fluctue autour d'une valeur moyenne sans changer de signe) et la puissance transférée. En revanche, lors du traitement des signaux, les défauts du redressement du 1.1 ou du 1.2 peuvent ne pas être acceptables. On cherche alors à améliorer la qualité des signaux pour réaliser les opérations non linéaires « partie positive » et « valeur absolue ».

2.1 Redressement mono-alternance (montage à conserver pour le 2.2)

1) Réaliser le montage ci-contre. On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$. Le signal d'entrée V_e fourni par le G.B.F est sinusoïdal, de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$, d'amplitude $E = 4 \text{ V}$ (8V crête-à-crête, à vérifier au voltmètre électronique qui doit afficher la valeur efficace $\tilde{V}_{e \text{ eff}} = 2,828 \text{ V}$).

Q.4) Faire l'étude théorique du montage en tenant compte de V_d . Montrer qu'il réalise bien l'opérateur « partie positive ».

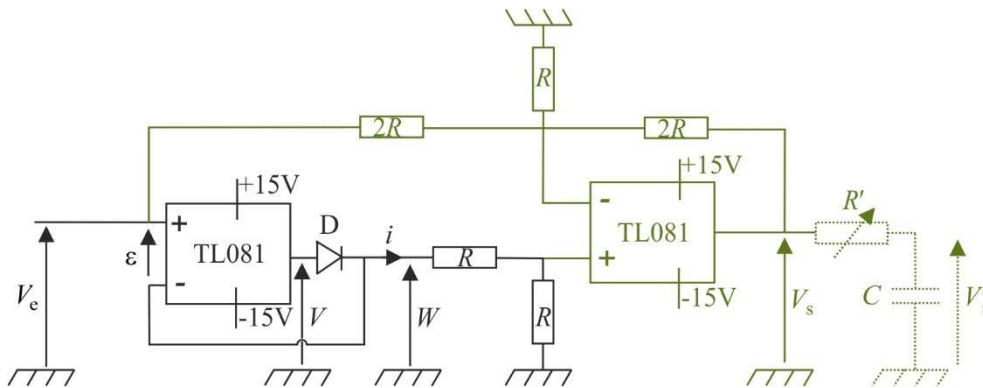


- 2) Observer V_e et V_s à l'oscilloscope, puis la tension de sortie V de l'A.L.I. : commenter. Tracer l'allure de $V_e(t)$ et $V_s(t)$ sur le même graphe.
- 3) Observer d'autres types de signaux (créneaux, triangles).
- 4) Observer en mode XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$. Commenter.

Conserver ce montage pour la partie 2.2

2.2 Redressement bi-alternance

1) Réaliser le montage ci-dessous. On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$. Le signal d'entrée V_e fourni par le G.B.F est toujours sinusoïdal, de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$, d'amplitude $E = 4 \text{ V}$ (8V crête-à-crête).



Q.5) Montrer que le montage réalise bien l'opérateur « valeur absolue ».

- 2) Mesurer au voltmètre électronique en position DC les valeurs moyennes $\langle V_e \rangle$ et $\langle V_s \rangle$ de V_e et V_s ; commenter.
- Mesurer en position AC les valeurs efficaces de $\tilde{V}_e = V_e - \langle V_e \rangle$ et de $\tilde{V}_s = V_s - \langle V_s \rangle$.

Mesures : $\langle V_s \rangle_{\text{exp}} =$ V $u(\langle V_s \rangle_{\text{exp}}) =$ V

Comparer $\langle V_s \rangle_{\text{exp}}$ à $\langle V_s \rangle_{\text{th}} = 2E / \pi \approx 2,55 \text{ V}$

$\tilde{V}_{e \text{ eff, exp}} = 2,828 \text{ V}$ $u(\tilde{V}_{e \text{ eff, exp}}) =$ V $\Rightarrow u(E) =$ V

$\tilde{V}_{s \text{ eff, exp}} =$ V $u(\tilde{V}_{s \text{ eff, exp}}) =$ V

Comparer $\tilde{V}_{s \text{ eff, exp}}$ à $\tilde{V}_{s \text{ eff, th}} = 2E\sqrt{1/8 - 1/\pi^2} \approx 1,23 \text{ V}$

LE COIN DES INCERTITUDES

La notice constructeur du multimètre permet de connaître l'incertitude-type sur $\langle V_s \rangle$, $\tilde{V}_e$ et $\tilde{V}_s$.

Les comparaisons entre $\langle V_s \rangle_{\text{exp}}$ et $\langle V_s \rangle_{\text{th}}$ d'une part, et entre $\tilde{V}_{s \text{ eff, exp}}$ et $\tilde{V}_{s \text{ eff, th}}$ d'autre part doivent se faire à l'aide de Z-scores.

En effet $\tilde{V}_{s\text{eff}} = \sqrt{\langle [V_s - \langle V_s \rangle]^2 \rangle} = \sqrt{\langle V_s^2 - 2V_s \langle V_s \rangle + \langle V_s \rangle^2 \rangle} = \sqrt{\langle V_s^2 \rangle - \langle V_s \rangle^2}$, or $V_s = |V_e| \Rightarrow V_s^2 = V_e^2$, et donc $\langle V_s^2 \rangle = E^2 / 2$

$$\text{d'où } \tilde{V}_{s\text{eff}} = \sqrt{\frac{E^2}{2} - \frac{4E^2}{\pi^2}} = 2E \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{1}{\pi^2}}.$$

3) Observer V_e et V_s à l'oscilloscope. Tracer l'allure de $V_e(t)$ et $V_s(t)$ sur le même graphe.

4) Observer en mode XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$.

5) Rajouter comme indiqué sur le schéma en sortie du montage un filtre passe-bas $R'C$ avec $C = 1 \mu\text{F}$. La résistance R' est variable, on prend initialement $R' = 10 \text{ k}\Omega$. Observer la tension $V_s'(t)$ à l'oscilloscope, la comparer à sa valeur théorique $2E/\pi \approx 2,55 \text{ V}$. Observer l'effet d'un changement de la valeur de R' : que se passe-t-il si elle est trop petite ? trop grande ? Conclure sur l'intérêt du redressement et comparer les redressements mono et bi-alternance.

3. DÉTECTEUR DE CRÊTE

3.1 Signal d'entrée sinusoïdal

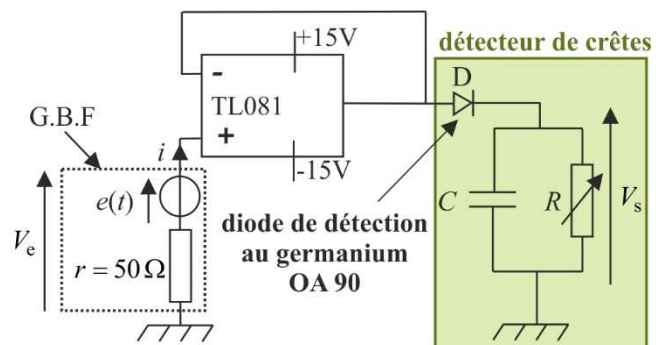
1) Réaliser sur plaquette le montage ci-contre :

La résistance R est réglable (boîte à décades) et on prend d'abord $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$.

Le signal d'entrée V_e fourni par le G.B.F Agilent est sinusoïdal,

de fréquence $f = \frac{1}{T} = 10 \text{ kHz}$ d'amplitude crête-à-crête de 4 V .

Lorsque la diode est passante, l'impédance d'entrée du montage est faible (une centaine d'ohms), et la résistance de sortie du G.B.F $r = 50 \Omega$ n'est alors pas négligeable, ce qui provoque une déformation du signal de sortie du G.B.F $V_e(t) = e(t) - ri(t)$ par rapport au signal souhaité $e(t) = E \cos(2\pi ft)$. On peut donc utiliser un montage suiveur pour pallier à ce défaut (on a alors $i(t) = 0$).



Q.6) Justifier que pour $R \rightarrow \infty$, la tension de sortie est quasiment constante, égale, à la tension déchet de la diode près, à la valeur maximale de la tension d'entrée.

2) Observer V_e et V_s à l'oscilloscope. Observer l'influence de R sur V_s . Quel est l'intérêt du montage ?

3.2 Signal d'entrée modulé en amplitude

Pour les G.B.F les plus récents, la modulation s'effectue grâce à la touche « Mod » ou « Modulation » puis avec le menu qui apparaît à l'écran.

1) On envoie maintenant un signal modulé en amplitude : choisir la modulation d'amplitude. Régler la forme de la porteuse en sinusoïdal $\sim$, sa fréquence à $f_p = 10 \text{ kHz}$ et son amplitude crête-à-crête à 4 V . Régler la fréquence de modulation à $f_m = 100 \text{ Hz}$ en sinusoïdal. Jouer sur le taux de modulation m exprimé en pourcentage pour le régler à 50% .

2) Visualiser à l'oscilloscope le signal modulé et vérifier la valeur du taux de modulation. Le signal de sortie, modulé en amplitude, est de la forme : $u(t) = U[1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t)$ avec $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = 100 \text{ Hz}$ et $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = 10 \text{ kHz}$, m étant le taux de modulation en amplitude.

3) L'étude théorique montre que le montage proposé ne fonctionne que si l'on a $m < 1$ et la condition suivante respectée :

$$T_p \ll \tau = RC < \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi f_m} T_m, \text{ condition d'autant plus difficile à satisfaire que } m \text{ est proche de } 1.$$

On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$. Vérifier qu'avec les valeurs numériques proposées, la détection d'enveloppe est correctement réalisée.

4) Prendre un taux de modulation plus proche de 1 et observer le signal de sortie. Que se passe-t-il dans le cas d'une surmodulation ($m > 1$) ?

Matériel :

4 diodes 1N914 au silicium et une diode OA 90 au germanium

8 résistances de $10 \text{ k}\Omega$

2 A.L.I TL 081

Capacités de $1 \mu\text{F}$ et de 100 nF

T.P 7 : REDRESSEMENT / DÉTECTION

DÉTECTION SYNCHRONES / MODULATION ET DÉMODULATION D'AMPLITUDE



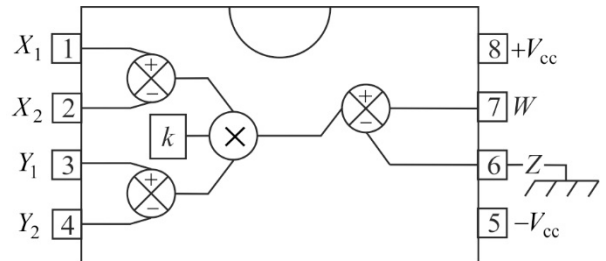
TP 8

Document 1 : Multiplieur

Un multiplieur est un composant actif, alimenté comme un A.L.I par un générateur de tension continue délivrant $+V_{cc} = +15\text{ V}$ et $-V_{cc} = -15\text{ V}$. La référence de potentiel est le point milieu des deux alimentations.

Un multiplieur admet deux tensions d'entrée : $x = X_1 - X_2$ et $y = Y_1 - Y_2$.

Il fournit alors en sortie une tension $s(t) = W - Z = k \times x(t) \times y(t)$ avec $k = 0,1\text{ V}^{-1}$. On connecte souvent Z à la masse du montage, mais on peut également y appliquer une tension de décalage.



brochage du multiplieur AD633JN

Le multiplieur présente des défauts similaires à ceux de l'A.L.I.

i) une bande passante d'environ 1 MHz. Au-dessus de ces fréquences, un comportement passe-bas se fait sentir (si x est sinusoïdale et y continue, l'amplitude de la sortie s chute).

ii) les courants d'entrée sont non nuls. Sensiblement constants, ils restent très faibles (du nA au μA).

iii) il existe une tension de décalage sur chaque entrée, de l'ordre de mV, qui n'entraîne pas de déformation du signal de sortie si les entrées restent de l'ordre du volt.

iv) le multiplieur possède une résistance de sortie faible $R_s \approx 50\ \Omega$, elle est négligeable devant les résistances de charge usuelles.

v) la tension s de sortie du multiplieur est bornée par des valeurs proches des tensions d'alimentation :

$V_{sat}^- \leq s \leq V_{sat}^+$. La valeur de k est choisie pour ne pas avoir de saturation avec des entrées allant jusqu'à 10 V.

vi) le courant de sortie est limité : $I_{sat}^- \leq i_s \leq I_{sat}^+$, courants de l'ordre de 25 mA. Il faut donc que le circuit de charge présente une résistance d'entrée suffisante pour que le multiplieur fonctionne convenablement.

vii) la pente du signal de sortie est également limitée : $\sigma^- \leq \frac{dV_s}{dt} \leq \sigma^+$ (vitesse de balayage limite : slew-rate). La pente maximale est de l'ordre de $10\text{ mV} \cdot \mu\text{s}^{-1}$.

1. DÉTECTION QUADRATIQUE

Document 2 : Valeur efficace d'un signal périodique quelconque

La valeur efficace (root mean square R.M.S) d'un signal périodique quelconque $e(t)$ est définie par : $E_{\text{eff}} = \sqrt{\langle e^2(t) \rangle}$.

Q.1) Montrer que l'on a pour un signal de valeur extrémales E et $-E$: $E_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{2}}$ si $e(t)$ sinusoïdal sans décalage ; $E_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{3}}$ si $e(t)$ triangulaire symétrique (pentes opposées) sans décalage ; $E_{\text{eff}} = E$ si $e(t)$ créneaux symétriques (rapport cyclique $\alpha = \frac{1}{2}$) sans décalage.

Pour déterminer E_{eff} , il suffit de placer à la sortie du multiplieur dont les deux entrées sont $e(t)$: $s(t) = k e^2(t)$, un filtre passe-bas de fréquence de coupure très inférieure à la fréquence du signal afin de ne conserver que la valeur moyenne $\langle s(t) \rangle$ de $s(t)$: on a alors $E_{\text{eff}} = \sqrt{\langle s(t) \rangle / k}$.

1) On envoie le même signal périodique quelconque sans offset (sinusoïdal, triangles ou créneaux) de fréquence 10 kHz et d'amplitude $E = 5,0\text{ V}$ sur les deux entrées du multiplieur (vérifier la valeur à l'oscilloscope). On n'a donc ici besoin que d'un seul G.B.F dont la sortie est appliquée sur les deux entrées du multiplieur.

Placer en sortie du multiplieur un filtre passe-bas RC de fréquence de coupure f_c grâce à un boîtier à décades de capacités dont on règle la valeur $C = 1 \mu F$ et d'un boîtier à décades de résistances dont on règle la valeur R de façon à mesurer $\langle s(t) \rangle$ à l'oscilloscope en sortie du filtre.

$$R = \quad \Omega \Rightarrow f_c = \quad \text{Hz}.$$

2) Observer à l'oscilloscope pour chacun des signaux la sortie $s(t)$ du multiplieur et celle $\langle s(t) \rangle$ du passe-bas. Constaté que R ne doit être ni trop petite, ni trop grande, expliquer.

Mesures :

Signal sinusoïdal : $\langle s(t) \rangle = \quad V \quad u(\langle s(t) \rangle) = \quad V$

$$E_{\text{eff,exp}} = \sqrt{\langle s(t) \rangle / k} = \quad V \quad u(E_{\text{eff,exp}}) = \quad V$$

$$\text{Comparer à } E_{\text{eff,th}} = E / \sqrt{2} = \quad V$$

Signal en triangles : $\langle s(t) \rangle = \quad V \quad u(\langle s(t) \rangle) = \quad V$

$$E_{\text{eff,exp}} = \sqrt{\langle s(t) \rangle / k} = \quad V \quad u(E_{\text{eff,exp}}) = \quad V$$

$$\text{Comparer à } E_{\text{eff,th}} = E / \sqrt{3} = \quad V$$

Signal en créneaux : $\langle s(t) \rangle = \quad V \quad u(\langle s(t) \rangle) = \quad V$

$$E_{\text{eff,exp}} = \sqrt{\langle s(t) \rangle / k} = \quad V \quad u(E_{\text{eff,exp}}) = \quad V$$

$$\text{Comparer à } E_{\text{eff,th}} = E = \quad V$$

LE COIN DES INCERTITUDES

L'incertitude $u(\langle s(t) \rangle)$ sur la valeur moyenne du signal s , lue à l'oscilloscope en sortie du filtre RC , est due aux sauts du curseur horizontal. Ici, ce n'est pas une différence entre deux curseurs.

En négligeant l'incertitude sur k , montrer que :

$$\frac{u(E_{\text{eff,exp}})}{E_{\text{eff,exp}}} = \frac{1}{2} \frac{u(\langle s \rangle)}{\langle s \rangle}.$$

Les comparaisons entre $E_{\text{eff,exp}}$ et $E_{\text{eff,th}}$ s'appuieront sur le calcul d'un Z-score dans lequel on négligera l'incertitude-type sur E .

2. DÉTECTION SYNCHRONES

Document 3 : Principe de la détection synchrone

Si un signal est constitué d'une somme de sinusoïdes, comme c'est le cas pour un signal périodique, on peut détecter une de ses composantes en exploitant les formules de trigonométrie suivantes, prises en valeur moyenne :

$$\langle \cos(\Omega_1 t) \cos(\Omega_2 t) \rangle = \frac{1}{2} \left[\langle \cos[(\Omega_1 - \Omega_2)t] \rangle + \underbrace{\langle \cos[(\Omega_1 + \Omega_2)t] \rangle}_0 \right] = \begin{cases} 0 & \text{si } \Omega_2 \neq \Omega_1 \\ 1/2 & \text{si } \Omega_2 = \Omega_1 \end{cases}$$

$$\langle \sin(\Omega_1 t) \sin(\Omega_2 t) \rangle = \frac{1}{2} \left[\langle \cos[(\Omega_1 - \Omega_2)t] \rangle - \underbrace{\langle \cos[(\Omega_1 + \Omega_2)t] \rangle}_0 \right] = \begin{cases} 0 & \text{si } \Omega_2 \neq \Omega_1 \\ 1/2 & \text{si } \Omega_2 = \Omega_1 \end{cases}$$

$$\langle \sin(\Omega_1 t) \cos(\Omega_2 t) \rangle = \frac{1}{2} \left[\langle \sin[(\Omega_1 - \Omega_2)t] \rangle + \underbrace{\langle \sin[(\Omega_1 + \Omega_2)t] \rangle}_0 \right] = \begin{cases} 0 & \text{si } \Omega_2 \neq \Omega_1 \\ 0 & \text{si } \Omega_2 = \Omega_1 \end{cases}$$

Prenons l'exemple d'un signal $u_e(t)$ T -périodique qui peut être décomposée en série de Fourier :

$$u_e(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\Omega t) + b_n \sin(n\Omega t)], \text{ en posant } \Omega = 2\pi/T. \text{ En multipliant } u_e \text{ par } u_0(t) = U_0 \cos(n_0 \Omega t), \text{ avec } n_0 \in \mathbb{N}^*,$$

puis en prenant la valeur moyenne à l'aide d'un filtre passe-bas de gain unité dans la bande passante, et de pulsation de coupure ω_c telle que $\omega_c \ll \Omega$, on obtient un signal u_s constant proportionnel à a_{n_0} : $u_s = \frac{1}{2} k U_0 a_{n_0}$. On obtient de même un signal de

sortie $u_s = \frac{1}{2} k U_0 b_{n_0}$ constant et proportionnel à b_{n_0} en faisant le produit de u_e par $u_0(t) = U_0 \sin(n_0 \Omega t)$.

En pratique, pour détecter une pulsation ω_0 présente dans un signal, on multiplie ce dernier par un signal sinusoïdal de pulsation $\omega = \omega_0$, et l'on prend la valeur moyenne du produit à l'aide d'un passe-bas de pulsation de coupure $\omega_c \ll \omega_0$ afin d'obtenir un signal de sortie u_s constant.

Q.2) Prenons le cas où on multiplie $U_0 \cos(2\pi f_0 t)$ par $U \cos(2\pi f t)$, avec f variable. À quelle condition sur $|f - f_0|$ observe-t-on un signal non-nul en sortie du filtre passe-bas de pulsation de coupure f_c ? Que devient ce signal au fur et à mesure que l'on se rapproche de $f = f_0$? En déduire un protocole pour déterminer expérimentalement la valeur d'une des fréquences f_0 contenues dans un signal périodique.

Le but est de mesurer la fréquence f_0 d'un signal *sinusoïdal*. On prendra f_0 de l'ordre de quelques kHz. On utilise pour cela un *deuxième* G.B.F qui délivre un signal sinusoïdal de fréquence f .

1) En se basant sur la partie 1, mettre en œuvre le protocole permettant de mesurer précisément f_0 en faisant varier f . Comparer f_0 affichée par le premier G.B.F (par exemple $f_{0 \text{ affichée}} = 9520 \text{ Hz}$) à la valeur lue sur le second G.B.F après mise en œuvre du protocole.

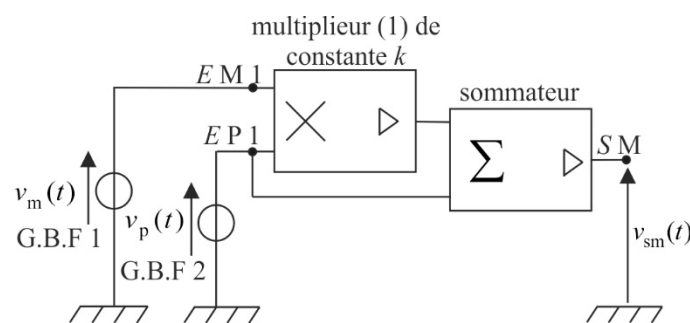
Mesures : $f_{0 \text{ affichée}} =$ Hz $f_{0 \text{ mesurée}} =$ Hz ; $u(f_{0 \text{ mesurée}}) =$ Hz .

3. MODULATION D'AMPLITUDE

Pour cette partie et la suivante, on utilise le boîtier fourni réalisant modulation et démodulation.
Les signaux sont étudiés sous LatisPro

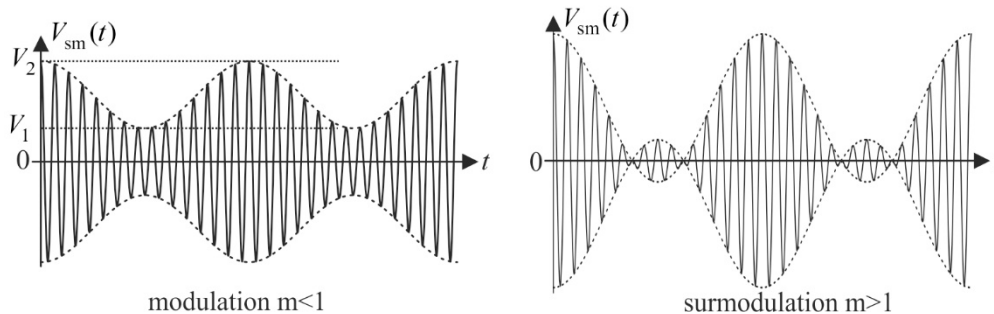
Document 4 : Modulation d'amplitude

Considérons d'abord un signal de modulation sinusoïdal : $v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$ modulant la porteuse $v_p(t) = V_p \cos(\omega_p t)$ qui est la tension appliquée à l'antenne en l'absence de modulation. En pratique la porteuse est fournie par un oscillateur sinusoïdal haute fréquence dont la fréquence d'oscillation $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$, est très supérieure à la fréquence de modulation.



La modulation s'effectue à l'aide du circuit ci-dessus comportant un multiplieur de constante positive $k = 0,10 \text{ V}^{-1}$ et un sommateur (alimentés tous deux en +15 V, 0 V, -15 V sur le même circuit).

Le signal modulé en sortie vaut $v_{sm}(t) = k v_m(t) v_p(t) + v_p(t)$, soit, en posant $m = k V_m$: $v_{sm}(t) = V_p [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t)$, où m est le taux de modulation en amplitude qui ne dépend que de V_m :



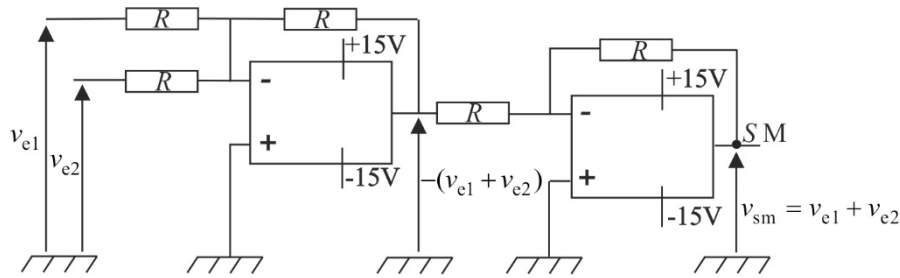
- si $m < 1$ l'enveloppe du signal modulé représente le signal modulant.
- si $m > 1$ l'enveloppe du signal modulé ne représente plus le signal modulant, on dit qu'il y a surmodulation.

1) Le G.B.F 1 est réglé pour délivrer le signal modulant $v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$ que l'on applique à l'entrée EM1 du multiplieur (1). Régler précisément la fréquence correspondante à $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = 500 \text{ Hz}$.

En choisissant précisément $V_m = 8 \text{ V}$ (16 V crête-à-crête, à vérifier à l'oscilloscope), le taux de modulation a pour valeur : $m = k V_m = 0,8$.

2) Le G.B.F 2 est réglé pour délivrer le signal porteuse $v_p(t) = V_p \cos(\omega_p t)$ que l'on applique à l'entrée EP1 du multiplieur (1). Régler précisément la fréquence correspondante à $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = 10 \text{ kHz}$ et son amplitude à $V_p = 4 \text{ V}$ (8 V crête-à-crête, à vérifier à l'oscilloscope).

Pour montage sommateur, on utilise un montage sommateur inverseur de tension à A.L.I suivi d'un montage inverseur, le tout déjà réalisé dans le boîtier fourni, avec $R = 100\text{ k}\Omega$.

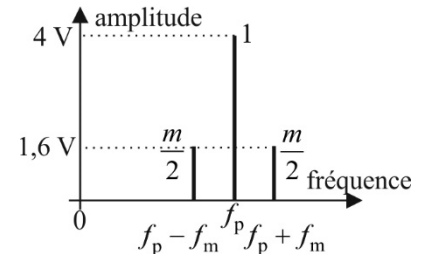


La sortie du signal modulé est en SM. On a donc en sortie SM :

$$v_{sm}(t) = V_p [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t), \text{ soit :}$$

$$v_{sm}(t) = V_p \cos(\omega_p t) + \frac{mV_p}{2} \cos[(\omega_p - \omega_m)t] + \frac{mV_p}{2} \cos[(\omega_p + \omega_m)t]$$

D'où le spectre ci-contre, au facteur V_p près :



Q.2) Montrer que si V_1 et V_2 sont les tensions définies sur le graphe donnant $v_{sm}(t)$ pour $m < 1$ page précédente, on a :

$$m = \frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1}.$$

3) Vérifier la valeur de m en visualisant $v_{sm}(t)$ en mode balayage de l'oscilloscope :

$$2V_1 = \quad \quad \quad 2V_2 = \quad \quad \quad m =$$

4) Effectuer l'analyse spectrale du signal $v_{sm}(t)$ en utilisant LatisPro. Dans le spectre, on doit retrouver une raie à une fréquence f_p d'amplitude V_p et deux autres aux fréquences $f_p + f_m$ et $f_p - f_m$ d'amplitude $\frac{mV_p}{2}$.

Valeurs théoriques attendues :

$$f_p - f_m = 9,5 \text{ kHz}$$

$$f_p = 10 \text{ kHz}$$

$$f_p + f_m = 10,5 \text{ kHz}$$

$$\text{amplitude } \frac{mV_p}{2} = 1,6 \text{ V}$$

$$\text{amplitude } V_p = 4 \text{ V}$$

$$\text{amplitude } \frac{mV_p}{2} = 1,6 \text{ V}$$

Valeurs mesurées à l'aide de l'analyseur :

$$\text{composante de fréquence } f_p - f_m = \quad \text{kHz}$$

$$\text{amplitude} = \quad \text{V}$$

$$\text{composante de fréquence } f_p = \quad \text{kHz}$$

$$\text{amplitude} = \quad \text{V}$$

$$\text{composante de fréquence } f_p + f_m = \quad \text{kHz}$$

$$\text{amplitude} = \quad \text{V}$$

5) Le G.B.F 1 est maintenant réglé pour délivrer le signal modulant $v_m(t)$ **rectangulaire** ou **triangulaire** de fréquence $f_m = 500 \text{ Hz}$. Effectuer l'analyse spectrale du signal modulé $v_{sm}(t)$. Représenter les signaux obtenus ainsi que leurs spectres et comparer aux résultats attendus.

4. DÉMODULATION D'AMPLITUDE PAR DÉTECTION SYNCHRONES

Document 5 : Démodulation d'amplitude

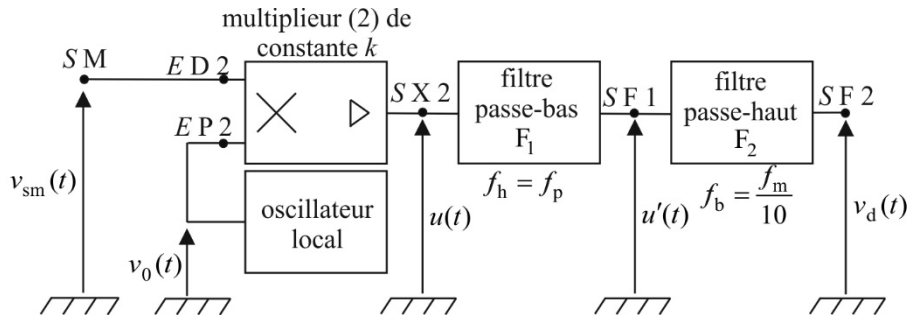
Nous supposons de nouveau que le signal modulant du montage précédent est sinusoïdal de fréquence f_m . L'antenne d'un récepteur capte le signal modulé qui est amplifié. L'amplificateur délivre une tension $v(t) = V_p' [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t)$ avec V_p' constante.

Pour notre étude nous supposons que cet amplificateur délivre un signal égal à $v_{sm}(t) = V_p [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t)$, tension de sortie du montage précédent. Ce signal est appliqué à l'entrée du démodulateur dont le rôle est de fournir un signal $v_d(t)$ image du signal de modulation $v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$.

T.P 8 : DÉTECTION SYNCHRONES / MODULATION ET DÉMODULATION D'AMPLITUDE

Le démodulateur utilisé ici comporte :

- un oscillateur local délivrant un signal $v_0(t) = V_0 \cos(\omega_p t)$ synchrone de la porteuse ;
- un multiplieur de constante multiplicative $k = 0,10 \text{ V}^{-1}$;
- un filtre passe-bas F_1 de fréquence de coupure $f_h \approx f_p$ et de coefficient d'amplification $K_1 = 1$ dans la bande passante ;
- un filtre passe-haut F_2 de fréquence de coupure $f_b = \frac{f_m}{10}$ et de coefficient d'amplification $K_2 = 1$ dans la bande passante.

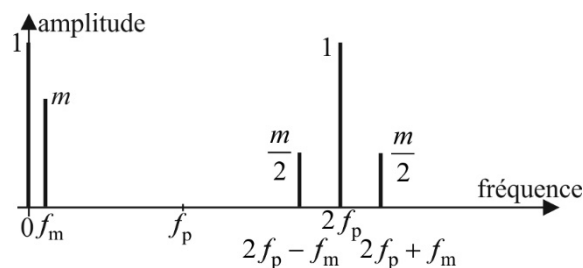


1) Pour l'oscillateur local synchrone, on se contente de prélever la tension porteuse délivrée par le G.B.F 2 : $v_0(t) = v_p(t)$ que l'on applique à l'entrée EP2 en branchant un fil entre EP1 et EP2 (sur le boîtier, SM est déjà relié à ED2 mais EP1 n'est pas relié à EP2 : **IL SUFFIT DONC DE BRANCHER UN FIL ENTRE EP1 ET EP2**).

La tension modulée $v_{sm}(t)$ est directement appliquée à l'entrée ED2 du multiplieur (2).

Visualiser la tension de sortie $u(t)$ du multiplieur en SX2. En effectuer l'analyse de Fourier.

Q.3) Montrer que l'on s'attend à observer le spectre ci-dessous, avec $f_m = 500 \text{ Hz}$, au facteur $\frac{1}{2}kV_p^2 = 0,8 \text{ V}$ près. Expliquer à partir de ce spectre quel type de filtrage il faut réaliser afin d'obtenir un signal démodulé. Pourquoi parle-t-on ici de détection synchrone ?



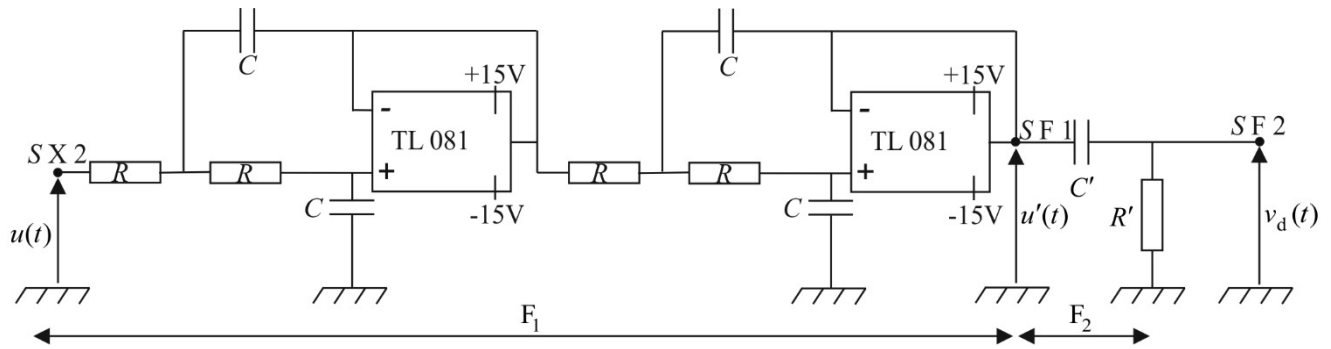
2) Effectuer l'analyse spectrale de $u(t)$:

	Valeurs d'amplitude mesurées	Valeurs d'amplitude attendues
composante de fréquence f_m		0,64 V
composante de fréquence $2f_p - f_m$		0,32 V
composante de fréquence $2f_p$		0,8 V
composante de fréquence $2f_p + f_m$		0,32 V

Document 6 : Filtrage en deux étapes

Pour le filtre passe-bas F_1 , on prend deux filtres de Sallen et Key passe-bas du second ordre identiques en cascade, ce qui correspond à un filtre du quatrième ordre de fréquence de coupure voisine de f_p , afin d'affaiblir le plus possible les composantes de fréquences supérieures à f_p (les valeurs des composants sont $R = 16 \text{ k}\Omega$ et $C = 1 \text{ nF}$).

Pour le filtre passe-haut F_2 , on prend un simple filtre $R'C'$ passe-haut de fréquence de coupure égale à $\frac{f_m}{10}$ (les valeurs des composants sont $R' = 33 \text{ k}\Omega$ et $C' = 100 \text{ nF}$).



Q.4) Calculer la fonction de transfert d'un filtre de Sallen et Key et calculer numériquement son coefficient d'amplification K_1 dans la bande passante, son facteur de qualité et sa fréquence de coupure. Tracer le diagramme de Bode théorique de l'association F_1 de **deux** filtres de Sallen et Key.

3) Vérifier qu'à la sortie SF1 du filtre F_1 les composantes de fréquences $2f_p - f_m$, $2f_p$ et $2f_p + f_m$ sont affaiblies et qu'il ne reste pratiquement plus que la composante continue et la composante de fréquence f_m : $u'(t) = \frac{1}{2}kV_p^2 [1 + m\cos(\omega_m t)]$.

4) Vérifier qu'à la sortie SF2 du filtre F_2 passe-haut du premier ordre de fréquence de coupure $f_b = \frac{1}{2\pi R' C'} \approx \frac{f_m}{10}$ et de coefficient d'amplification $K_2 = 1$ dans la bande passante, seule la composante de fréquence f_m subsiste :

$$v_d(t) = \frac{1}{2}kV_p^2 m \cos(\omega_m t).$$

5) Observer la forme du signal de sortie $v_d(t)$ et son spectre quand le signal modulant est **rectangulaire** ou **triangulaire** de fréquence $f_m = 500$ Hz et comparer sa forme à celle du signal modulant $v_m(t)$. Conclure.

Matériel :

Boîtier multiplieur
Boîtier modulation / démodulation d'amplitude.

FILTRAGE NUMÉRIQUE D'UN SIGNAL AUDIO



TP 9

Dans un studio d'enregistrement, les signaux audios sont numérisés puis stockés. On peut alors leur faire subir de multiples opérations : filtrage, compression, effets divers... Lors de la restitution du son, le signal numérique est transformé en signal analogique avant d'être transmis, le plus souvent après amplification, vers des haut-parleurs. On peut résumer le procédé par le schéma suivant :



On se propose dans ce T.P d'utiliser les conversions analogique - numérique (CAN) et numérique - analogique (CNA) que réalise le boîtier d'acquisition SYSAM-SP5 piloté par le logiciel LatisPro. Une fois numérisé, le signal sera filtré numériquement, et le résultat émis sous forme analogique par le boîtier.

Dans une première partie, on traite le même signal par un filtre passe-bas analogique et par son équivalent numérique. On compare les résultats en cherchant à mettre en évidence les limitations introduites par l'échantillonnage.

Dans une deuxième partie, on filtre numériquement une somme de deux signaux sinusoïdaux dont les fréquences se situent dans le spectre sonore, afin d'en isoler une seule (filtrage passe-bas ou passe-haut). Les tensions avant et après filtrage sont envoyées sur un haut-parleur afin d'entendre l'effet du filtrage.

1. FILTRAGES PASSE-BAS DU PREMIER ORDRE ANALOGIQUE ET NUMÉRIQUE

1.1 Gains des deux filtres

On cherche à réaliser un filtre passe-bas du premier ordre, de gain statique $H_0 = 1$ et de fréquence de coupure $f_c \approx 1600$ Hz .

1) Réaliser le filtre analogique à l'aide d'une boîte de capacité variable et d'une boîte de résistance variable. On règle $C = 10$ nF . Ajuster la valeur de R pour avoir f_c de l'ordre de 1600 Hz.

Mesurer le plus **précisément** possible (donner la méthode obtenue) cette fréquence de coupure :

$f_c =$ Hz $u(f_c) =$ Hz

2) Envoyer avec un G.B.F un signal sinusoïdal de 5 V d'amplitude (10 V crête-à-crête), de fréquence $f = 200$ Hz . Faire l'acquisition avec le boîtier SYSAM-SP5 du signal délivré par le G.B.F (voie EA0, **que l'on renomme E**) et de la réponse analogique du filtre (voie EA1, **que l'on renomme Sa**).

On choisira une période d'échantillonnage $T_e = 5 \mu s$ et un grand nombre d'échantillons (20 000).

On a ainsi réalisé une conversion analogique – numérique.

Q.1) Jusqu'à quelle fréquence le critère de Shannon est-il vérifié pour $T_e = 5 \mu s$?

3) On réalise maintenant le filtrage numérique sur E à l'aide de la feuille de calcul en tapant le code suivant :

Te=5E-6	valeur de la période d'échantillonnage
fc=... (rentrer la valeur trouvée expérimentalement)	valeur de la fréquence de coupure
tau=1/(2*Pi*fc)	valeur de la constante de temps du filtre
S=table(0 ;20000)	crée une table S de 20 000 lignes, initialement remplie de 0 (pas indispensable, sans cette instruction, la première exécution ne fonctionne pas car la table n'est pas encore définie mais la seconde fonctionne...)
S[n]=S[n-1]+Te/tau*(E[n-1]-S[n-1])	calcule les valeurs de la table (avec cette instruction les valeurs initiales sont toujours nulles)

On obtient ainsi une sortie S issue d'un filtrage numérique.

Q.2) Justifier la relation de récurrence fournie.

4) Exécuter les calculs : une nouvelle « courbe » S est créée, que l'on peut tracer dans la même fenêtre que celle de E et Sa.

5) Mesurer, à 200 Hz puis à 10 kHz, à l'aide de l'outil réticule, le gain du filtre analogique $G_{ana} = \frac{S_{a_{max}}}{E_{max}}$ et du filtre numérique $G_{num} = \frac{S_{max}}{E_{max}}$ (effectuer des mesures crête à crête). Commenter.

f (Hz)	200	10 000
G_{ana}		
G_{num}		

6) La capacité numérique 4 nécessite de faire l'acquisition à 10 kHz du signal d'entrée et du signal de sortie du filtre analogique au format txt sous les noms `entree_sinus_10kHz.txt` et `sortie_sinus_10kHz.txt`. Afin de pouvoir les comparer aux signaux théoriques, **on déclenchera sur l'entrée E lors de son passage à 0 avec une pente croissante**. Le signal d'entrée théorique est alors sinusoïdal (en V) de fréquence $f_0 = 10$ kHz : $e(t) = 5 \sin(2\pi f_0 t)$.

Ces signaux sont alors exportés au format txt grâce au menu Exportation de LatisPro.

1.2 Conversion numérique-analogique

1) Faire l'acquisition d'un signal sinusoïdal de 5 V d'amplitude, de fréquence $f = 100$ Hz. On choisit maintenant $T_e = 100 \mu s$ et toujours 20 000 points pour l'acquisition. **Ne pas oublier de modifier T_e dans la feuille de calcul...**

2) Le signal S calculé peut être émis par le boîtier SYSAM (sortie analogique SA1). Cliquer sur  pour entrer dans le menu « paramètres d'émission ». Cocher sortie active, cliquer sur courbes et choisir S.

3) Observer les sorties des filtres analogique et numérique à l'oscilloscope.

Si l'une des deux courbes défile, utiliser la fonction **Run / Stop** de l'oscilloscope pour figer les signaux.

Représenter sur votre compte-rendu le signal filtré numériquement pour $f = 100$ Hz, 500 Hz, 1 kHz et enfin 2 kHz.

Quelles limitations du filtrage numérique met-on ainsi en évidence ?

Que peut-on proposer pour repousser ces limites ? Quel inconvénient cela présente-t-il ?

2. FILTRAGE NUMÉRIQUE AUDIO

1) Le signal analogique d'entrée $e(t)$ est obtenu à l'aide d'un sommateur (dispositif alimenté fourni) qui permet d'ajouter un signal sinusoïdal de fréquence $f_1 = 50$ Hz et d'amplitude 4 V délivré par un premier G.B.F à un deuxième signal sinusoïdal de fréquence $f_2 = 880$ Hz et d'amplitude 400 mV délivré par un second G.B.F.

Un amplificateur de puissance est placé entre la sortie du système électronique et le haut-parleur. Écouter le son produit avec et sans l'amplificateur.

Q.3) Prouver qu'en régime sinusoïdal forcé, la puissance moyenne reçue par un dipôle de résistance R de la part d'un générateur de Thévenin de résistance interne r est maximale pour une certaine valeur de R à déterminer. En déduire un des rôles de l'amplificateur.

Faire l'acquisition du signal $e(t)$ sur une durée de 1 s suffisante pour pouvoir reconnaître les sons lors de l'émission par le boîtier. Effectuer son analyse de Fourier.

2) Réaliser un filtrage numérique passe-bas de $e(t)$ pour éliminer « $f_2 = 880$ Hz » (indiquer la méthode et les réglages choisis). Effectuer son analyse de Fourier. Émettre le signal filtré, l'amplifier et l'écouter au haut-parleur.

Q.4) En appliquant la méthode d'Euler pour résoudre l'équation différentielle correspondant à un filtrage passe-haut du premier ordre, donner la relation de récurrence entre $S[n]$, $S[n-1]$, $E[n]$ et $E[n-1]$.

3) Réaliser un filtrage numérique passe-haut de $e(t)$ pour éliminer « $f_1 = 50$ Hz » (indiquer la méthode et les réglages choisis). Effectuer son analyse de Fourier. Émettre le signal filtré, l'amplifier et l'écouter au haut-parleur.

Matériel :

Boîtier soustracteur
Amplificateur G.B.F -> haut-parleur
Haut-parleur

T.P 9 : FILTRAGE NUMÉRIQUE D'UN SIGNAL AUDIO