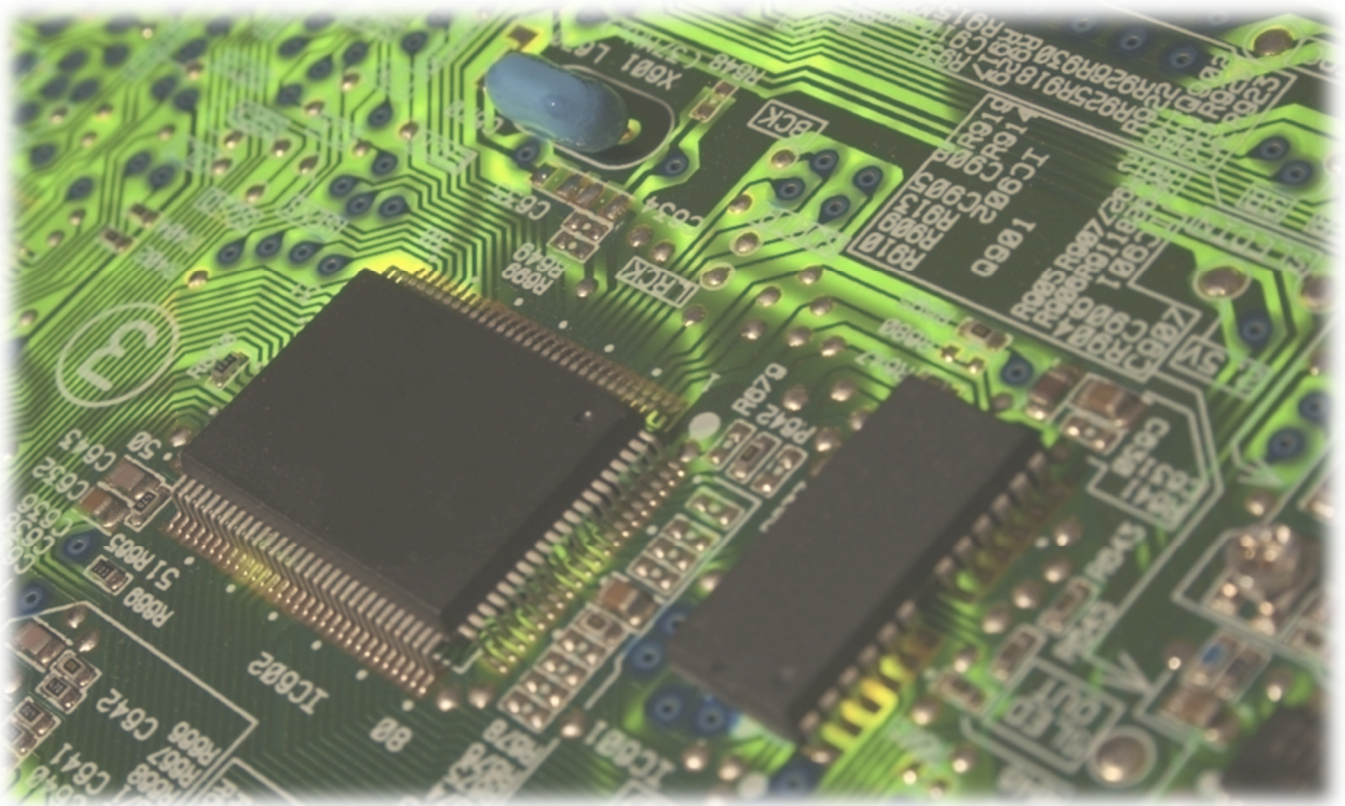




TP PREMIÈRE SÉRIE ÉLECTRONIQUE



MESURES DE GRANDEURS ÉLECTRIQUES



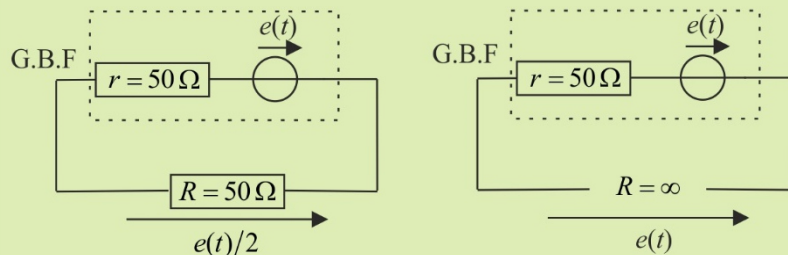
À l'issue de ce T.P, vous devez être capables de :

- Synchroniser des signaux simples, utiliser au mieux les calibres de déviation horizontale et verticale, utiliser les curseurs.
- Effectuer une mesure rapide et précise d'une amplitude, d'une fréquence, d'un déphasage.
- Utiliser judicieusement les modes AC et DC.
- Mesurer un temps de montée.
- Mesurer la valeur efficace d'un signal périodique quelconque.

1. RÉSISTANCE INTERNE D'UN G.B.F

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} , et d'une impédance interne $r = 50 \Omega$.

Par défaut, l'amplitude de la tension affichée par les générateurs **Agilent** correspond à la valeur obtenue aux bornes d'une résistance $R = 50 \Omega$. On en déduit que l'amplitude indiquée vaut (diviseur de tension) $E_{\max}/2$. Lorsque le générateur débite sur une charge très grande (comme l'impédance d'entrée de l'oscilloscope de $1 \text{ M}\Omega$), l'amplitude délivrée E_{\max} est donc deux fois plus grande que celle affichée (sauf si on change la valeur de l'impédance de charge dans le menu).



1) À l'aide d'un boîtier de résistances et d'un voltmètre numérique (dont la résistance d'entrée est très grande, de l'ordre de $10 \text{ M}\Omega$), 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 : $r = \quad \Omega$ $u(r) = \quad \Omega$.

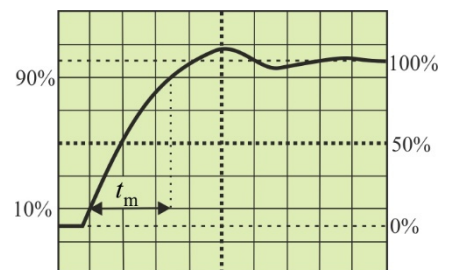
2. MESURE D'UN TEMPS DE MONTÉE

Document 1 : Temps de montée

Les signaux physiques réels sont des fonctions continues du temps. Par exemple, un signal en créneaux délivré par un G.B.F est caractérisé par un temps de montée fini pour passer de la valeur « basse » (0%) à la valeur « haute » (100%). Le temps de montée est la **durée nécessaire pour passer de 10% à 90% de la valeur haute**.

Aux basses fréquences, ce temps est négligeable devant la période et l'allure du signal est bien celle de créneaux. Ce n'est plus le cas à de plus hautes fréquences où le G.B.F fournit des signaux qui en outre oscillent avant de se stabiliser à la valeur haute ou basse. L'oscilloscope possède également un temps de montée fini, et on montre que le temps de montée observé vaut :

$t_m = \sqrt{t_{mo}^2 + t_{mG.B.F}^2}$, où t_{mo} est le temps de montée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope. Ce dernier ayant une bande passante de 0 à $f_c = 70 \text{ MHz}$ en mode DC, ce temps de montée vaut $t_{mo} = \frac{0,35}{f_c} = 5,0 \text{ ns}$.



1) Le G.B.F délivre un signal rectangulaire. Observer ce signal en mode DC de l'oscilloscope. Donner un ordre de grandeur des fréquences pour lesquelles le signal visualisé n'est-il plus en créneaux ? Justifier.

2) On se place à 2 MHz. Expliquer le protocole retenu pour mesurer précisément (à l'aide des curseurs) le temps de montée du G.B.F. Il est possible de décaler la déviation verticale pour ajuster l'écart entre les asymptotes comme sur la figure ci-dessus.

Mesures : $t_m = \quad \text{ns}$ $t_{mG.B.F} = \quad \text{ns}$.

3. INFLUENCE DU COUPLAGE AC/DC SUR LES SIGNAUX

- 1) Ajouter une tension de décalage continue à un signal alternatif quelconque en utilisant l'offset du G.B.F. Comparer les signaux observés à l'écran de l'oscilloscope en mode AC et DC.
- 2) Envoyer à l'oscilloscope un signal rectangulaire de faible fréquence (< 100 Hz). Comparer les signaux observés à l'écran en mode AC et DC. Représenter sur le même graphe 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.
- 3) Donner l'ordre de grandeur de la fréquence de coupure du filtre utilisé en mode AC en détaillant le protocole choisi.
- 4) **En conclusion, dans quels cas a-t-on intérêt à utiliser le mode AC ? Dans quels cas au contraire faut-il obligatoirement utiliser le mode DC ?**

4. MESURES DE DÉPHASAGES

Document 2 : 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 $f = \frac{\omega}{2\pi}$.

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).

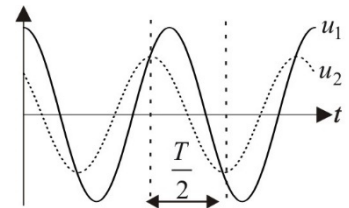
Pour $0 < \varphi < 180^\circ$ ($0 < \varphi < \pi$) : u_2 est en avance sur u_1 . Pour $-180^\circ < \varphi < 0$ ($-\pi < \varphi < 0$) : u_2 est en retard sur u_1 .

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 .

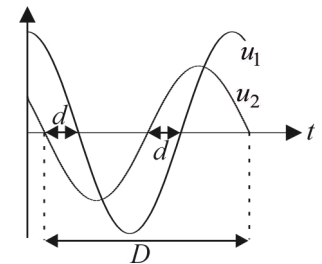


Mesure de déphasage en double trace :

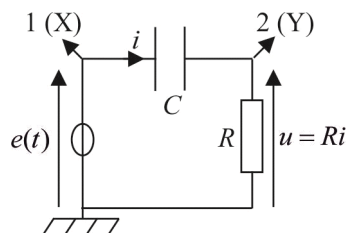
Prenons $u_1(t) = U_1\sqrt{2} \cos(\omega t)$ et $u_2(t) = U_2\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi)$

$u_2(t) = U_2\sqrt{2} \cos\left[\omega\left(t + \frac{\varphi}{\omega}\right)\right] = U_2\sqrt{2} \cos[\omega(t + \Delta t)]$ où Δt est algébrique (> 0 si u_2 en avance sur u_1 , < 0 sinon). On a donc :

$$\varphi = \omega \Delta t = 2\pi \frac{\Delta t}{T} \text{ (rad)} = \pm 2\pi \frac{d}{T} \text{ (rad)} = \pm 2\pi \frac{d}{D} \text{ (rad)} = \pm 360 \frac{d}{T} \text{ (}^\circ\text{)} = \pm 360 \frac{d}{D} \text{ (}^\circ\text{)}.$$



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



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

Q.1) Calculer la valeur théorique φ_{th} de l'avance de phase φ de u sur e . 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%). $\varphi_{th} = \quad^\circ$ $u(\varphi_{th}) = \quad^\circ$

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

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

Calculer le Z-score $\frac{\varphi_{exp} - \varphi_{th}}{\sqrt{u^2(\varphi_{exp}) - u^2(\varphi_{th})}}$. Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

5. MESURE COMPARATIVE DE FRÉQUENCES

On utilise ici un **deuxième** G.B.F afin de disposer de deux signaux sinusoïdaux asynchrones (de fréquences différentes) :

$$u_1 = U_{1\max} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \text{ sur la voie 1 et } u_2 = U_{2\max} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \text{ sur la voie 2.}$$

1) Observer les signaux en double trace. Synchroniser d'abord sur la voie 1 puis sur la 2. Commenter.

Document 3 : Courbes de Lissajous

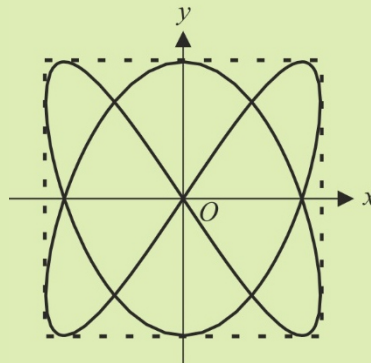
Le signal de fréquence f_1 est envoyé sur la voie représentée en X, celui de fréquence f_2 sur la voie représentée en Y :

$X = X_{\max} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ et $Y = Y_{\max} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$. On observe une courbe stable en XY, inscrite dans un rectangle de côtés $2X_{\max}$ et $2Y_{\max}$, si le spot lumineux qui se trouve initialement au point de coordonnées (x_0, y_0) repasse ultérieurement par ce point au bout d'une durée T correspondant à un nombre entier de périodes T_1 de la tension u_1 et de périodes T_2 de la tension u_2 (le phénomène se reproduit alors « identique à lui-même »). **La trajectoire du spot est fermée s'il existe deux entiers n_1 et n_2 tels que $T = n_1 T_1 = n_2 T_2$** (on dit que les périodes T_1 et T_2 sont commensurables). Dans tous les autres cas (périodes incommensurables), la trajectoire n'est pas fermée. Dans la pratique, on peut jouer sur les fréquences envoyées de manière à ce que leur rapport soit proche d'un rapport d'entiers. La courbe n'est pas parfaitement stabilisée mais se déforme lentement, ce qui permet de compter les points de tangence sur les côtés horizontaux et verticaux du rectangle. Puisque pendant la durée T , x est maximal n_1 fois et y n_2 fois, il y a n_1 points de tangence sur les côtés verticaux et n_2 sur les côtés horizontaux du rectangle.

On en déduit le rapport $\frac{f_2}{f_1} = \frac{T_1}{T_2} = \frac{n_2}{n_1}$.

2) Se placer en mode d'affichage XY. Pour une fréquence $f_1 = 1 \text{ kHz}$ réglée précisément, régler $f_2 = \frac{3}{2} f_1$, $f_2 = 2f_1$ et $f_2 = \frac{5}{2} f_1$. Comparer avec les valeurs affichées par le G.B.F.

Q.2) Que vaut le rapport $\frac{f_2}{f_1}$ sur la courbe représentée ci-dessous ?



6. COMPARAISON ENTRE VALEURS MAXIMALE ET EFFICACE

Q.3) La valeur efficace d'un signal $f(t)$ T -périodique est $F = \sqrt{\langle f^2 \rangle}$. Calculer le rapport théorique $\frac{F}{F_{\max}}$ pour un signal sinusoïdal, puis triangulaire symétrique, et enfin en créneaux symétriques.

Les multimètres numériques du laboratoire mesurent des valeurs efficaces (T.R.M.S : True Root Mean Square) quel que soit le signal alternatif appliqué.

1) Pour chacun des trois signaux :

— Mesurer F_{\max} à l'oscilloscope et déterminer son incertitude-type $u(F_{\max})$.

— Mesurer F au voltmètre numérique en mode AC et déterminer son incertitude-type $u(F)$ à l'aide de la notice fournie par le constructeur.

2) En déduire pour chaque signal l'incertitude-type sur $\frac{F}{F_{\max}}$. Le résultat du mesurage est-il compatible avec la valeur théorique ?

Matériel :

Deux G.B.F par paillasse

LIMITATIONS DES A.L.I RÉELS



À l'issue de ce T.P, vous devez être capables de :

- Savoir tracer rapidement un diagramme de Bode sur du papier semi-logarithmique (encore demandé lors de certains T.P de concours).
- Réaliser un montage simple sur plaquette, brocher correctement l'A.L.I et l'alimenter *via* deux lignes portées à +15 V et -15 V.
- Effectuer une mesure rapide et précise d'une amplitude, d'une fréquence, d'un déphasage.
- Utiliser judicieusement les modes AC et DC.
- Mesurer un temps de montée.
- Mesurer la valeur efficace d'un signal périodique quelconque.

Capacités exigibles mentionnées explicitement dans le programme :

- Identifier les limitations suivantes : saturation en tension, saturation en courant, vitesse de balayage, bande passante.
- Détecter, dans un montage à ALI, les manifestations de la vitesse limite de balayage et de la saturation de l'intensité du courant de sortie.
- Mettre en œuvre divers montages utilisant un ALI.

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 : $\mu = \frac{V_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{f}{f_c^0}}$. 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).

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.

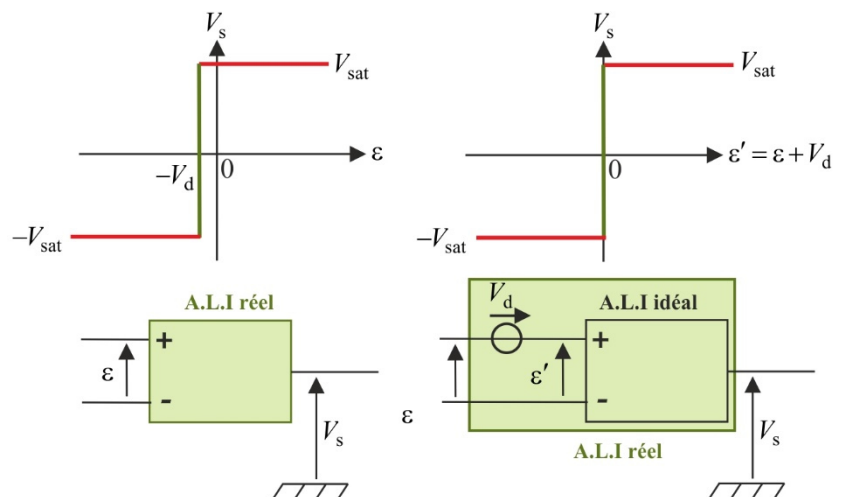
iii) il existe une tension de décalage en entrée V_d , elle se manifeste par une tension de sortie saturée alors que les entrées de l'A.L.I sont toutes deux reliées à la masse ($\varepsilon = 0$). Par exemple sur la caractéristique statique ci-dessous, $V_d > 0$ et on aura une sortie à $+V_{sat}$ si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

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

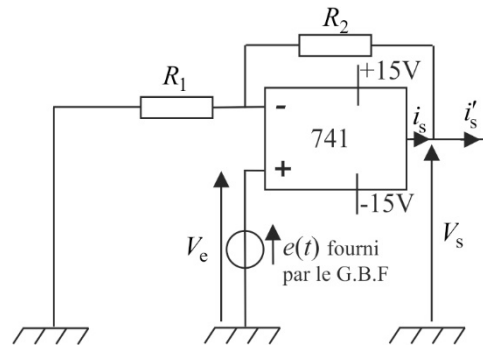
(v) l'A.L.I présente une résistance de sortie faible $R_s = 50 \Omega$, elle est négligeable devant les résistances de charge usuelles.

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



- i) la tension de sortie de sortie est limitée : $V_{\text{sat}}^- \leq V_s \leq V_{\text{sat}}^+$, tensions de l'ordre de 14 V. Même dans un montage stable, il **faut donc que la tension d'entrée ne dépasse pas une valeur maximale pour que l'A.L.I reste en fonctionnement linéaire.**
- ii) le courant de sortie est limité : $I_{\text{sat}}^- \leq i_s \leq I_{\text{sat}}^+$, courants de l'ordre de 25 mA. **Il faut donc que le circuit de charge présente une résistance d'entrée suffisante pour que l'A.L.I fonctionne convenablement.**
- iii) la pente du signal de sortie est également limitée : $\sigma^- \leq \frac{dV_s}{dt} \leq \sigma^+$ (vitesse de balayage limitée : slew-rate). La pente maximale est de l'ordre de $0,5 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$.

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



- 1) On prend $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$. 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 :

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

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

$$H_{0\text{th}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \quad \quad \quad u(H_{0\text{th}}) =$$

- 2) Réaliser le montage amplificateur non inverseur.

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

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

— en déduire $H_{0\text{exp}} = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{V_{e1} - V_{e2}} = \quad \quad \quad u(H_{0\text{exp}}) = \quad \quad \quad$ 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 : $V_{\text{sat}}^+ = \quad \text{V}$ et $V_{\text{sat}}^- = \quad \text{V}$.

3. COMPORTEMENT FRÉQUENTIEL

1) On se place en régime sinusoïdal. Supprimer la tension de décalage du G.B.F (il peut rester un offset suite à la manipulation précédente où le G.B.F délivrait des signaux continus).

Toujours contrôler à l'oscilloscope que la tension de sortie n'est pas saturée, ni déformée (pas de triangularisation notamment, le signal de sortie doit être sinusoïdal).

2) On cherche à tracer le diagramme de Bode du gain de ce montage en effectuant des mesures des valeurs maximales de la tension d'entrée et de la tension de sortie à l'oscilloscope (valeurs crête à crête pour ne pas prendre en compte la tension continue de décalage en sortie). Compléter le tableau suivant.

f (kHz)	1	2	5	10	20
$V_{e \max}$ (V)					
$V_{s \max}$ (V)					
$G_{dB} = 20 \log \frac{V_{s \max}}{V_{e \max}}$					
f (kHz)	50	100	200	300	500
$V_{e \max}$ (V)					
$V_{s \max}$ (V)					
$G_{dB} = 20 \log \frac{V_{s \max}}{V_{e \max}}$					

3) Tracer le diagramme de Bode du gain sur le diagramme semi-logarithmique fourni. Utiliser au mieux les échelles pour que la courbe soit la plus grande possible.

4) On cherche à vérifier que le système se comporte comme un premier ordre fondamental $H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{H_0}{1 + j\omega\tau}$.

Mesurer les pentes des asymptotes :

B.F : pente = dB/décade

H.F : pente = dB/décade

En déduire une première mesure de la fréquence de coupure du filtre passe-bas ainsi réalisé : $f_c =$ kHz

Q.2) 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 .

4. RÉPONSE INDICIELLE

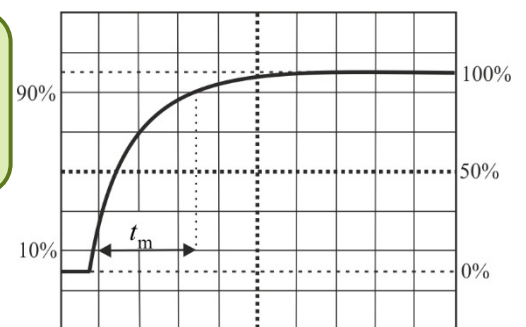
Q.3) On rappelle que la réponse indicielle d'un filtre est la réponse $V_s(t)$ à un échelon de tension : $V_e = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < 0 \\ E = Cte & \text{pour } t > 0 \end{cases}$, avec $V_s = 0$ pour $t < 0$.

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.

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 $\tau = \frac{t_m}{\ln 9} =$ μ s .

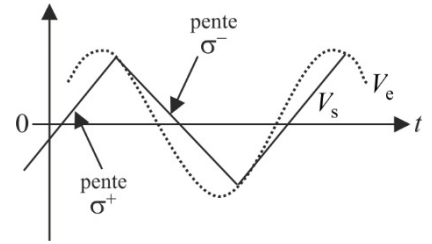


5. VITESSE DE BALAYAGE LIMITE (SLEW-RATE)

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

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

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



Q.4) Justifier à l'aide d'une étude théorique.

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

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 $I_{\text{sat}}^+ = \quad \quad \quad \text{mA}$ et $I_{\text{sat}}^- = \quad \quad \quad \text{mA}$ du courant de sortie i'_s du montage.

Q.5) 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 $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$

ANALYSE SPECTRALE NUMÉRIQUE / FILTRAGE ANALOGIQUE



À l'issue de ce T.P, vous devez être capables de :

- Mesurer précisément les fréquences (chercher la meilleure résolution en fréquence) et les amplitudes d'un spectre ; utiliser le fenêtrage adapté.

Capacités exigibles mentionnées explicitement dans le programme :

- Mettre en évidence le phénomène de repliement de spectre provoqué par l'échantillonnage avec un oscilloscope numérique ou une carte d'acquisition.
- Choisir les paramètres (durée, nombre d'échantillons, fréquence d'échantillonnage) d'une acquisition numérique afin de respecter la condition de Nyquist-Shannon, tout en optimisant la résolution spectrale.
- Mettre en évidence l'action d'un filtre linéaire sur un signal périodique dans les domaines fréquentiel et temporel.

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.

De toutes façons, 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**, le **type de fenêtrage** et le facteur d'agrandissement horizontal de l'affichage FFT sans modifier la fréquence d'échantillonnage (**FFT ZOOM x1, x2, x5, x10**). 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 (1,00 MS/s correspond par exemple 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 $V_{dB} = 20 \log \left(\frac{V}{V_{réf}} \right)$ avec $V_{réf} = 1$ 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.

La valeur **maximale** d'un signal sinusoïdal (c'est-à-dire de n'importe quelle raie spectrale) se déduit de la valeur lue en dB par la relation :

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

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 800 Hz** et de **amplitude 5 V** (10 V crête-à-crête). Effectuer l'analyse spectrale du signal avec le TEKTRONIX et Latispro.

Rappelons que l'indication de l'amplitude délivrée par le KEYSIGHT (ou AGILENT) correspond à la valeur obtenue aux bornes d'une charge de même impédance que l'impédance interne que celle du générateur : $R = 50 \Omega$. Lorsque le générateur débite sur une charge très grande (impédance d'entrée de l'oscilloscope de $1 \text{ M}\Omega$), **l'amplitude délivrée est donc deux fois plus grande que celle affichée.**

2) Vérifier que l'on observe bien sur l'écran de l'oscilloscope TEKTRONIX une composante d'amplitude 5 V et de fréquence 800 Hz.

— Diminuer alors 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, $\frac{f_e}{2}$, soit supérieure à la plus grande fréquence contenue dans le spectre du signal.

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 $\frac{1}{T_a}$ entre deux raies du spectre calculées par l'algorithme augmente).

3) Avec LatisPro, faire l'acquisition du signal sinusoïdal de **fréquence 800 Hz** et de **amplitude 5 V** en choisissant $N = 10000$ et des valeurs de T_e (et donc de T_a) permettant d'afficher le spectre attendu. Expliquer le choix effectué.

— 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. Le fenêtrage permet-il de se rapprocher du spectre réel ?

— Choisir les paramètres d'acquisition permettant d'observer une raie unique de fréquence 200 Hz. Justifier le choix effectué.

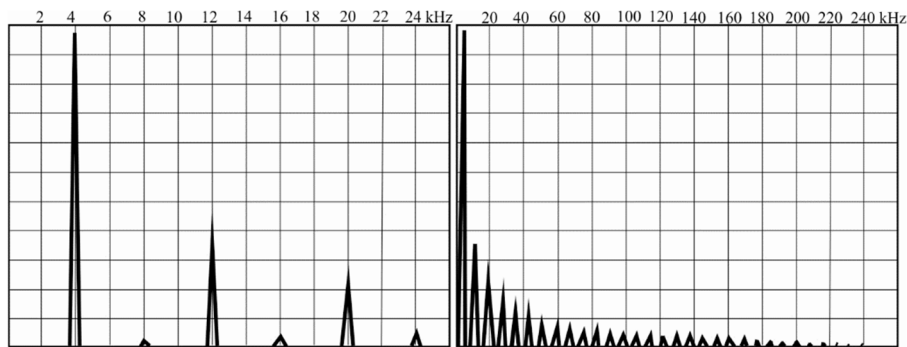
Lors d'un premier essai, il convient de prendre une grande valeur de N (par exemple $N = 10000$), et $T_c = 100$ ns (valeur minimale), ce qui permet *a priori* d'échantillonner des signaux de fréquence ≤ 5 MHz. Il faut augmenter T_c et/ou N si la résolution fréquentielle est insuffisante (ce qui s'accompagne souvent avec le logiciel LatisPro d'erreurs dans les amplitudes des raies) afin d'augmenter la valeur de T_a .

1.2 Spectre d'un signal rectangulaire

1) Appliquer un signal rectangulaire de **4 kHz** et d'amplitude **5 V (10 V crête-à-crête)**. Effectuer l'analyse spectrale du signal. Prendre une fréquence d'échantillonnage suffisante pour que les composantes issues du repliement du spectre, soient d'amplitudes très faibles.

2) Vérifier que les fréquences affichées sont conformes à la théorie. Mesurer l'amplitude des trois premiers harmoniques non nuls et comparer leurs valeurs théoriques données par le développement de cette fonction en série de Fourier : $c_n = \frac{4E}{n\pi}$ pour n impair.

Valeurs mesurées à l'oscilloscope numérique : $c_1 =$; $c_3 =$; $c_5 =$
Valeurs mesurées avec LatisPro : $c_1 =$; $c_3 =$; $c_5 =$
Valeurs théoriques : $c_1 = 6,36$ V ; $c_3 = 2,12$ V ; $c_5 = 1,27$ V



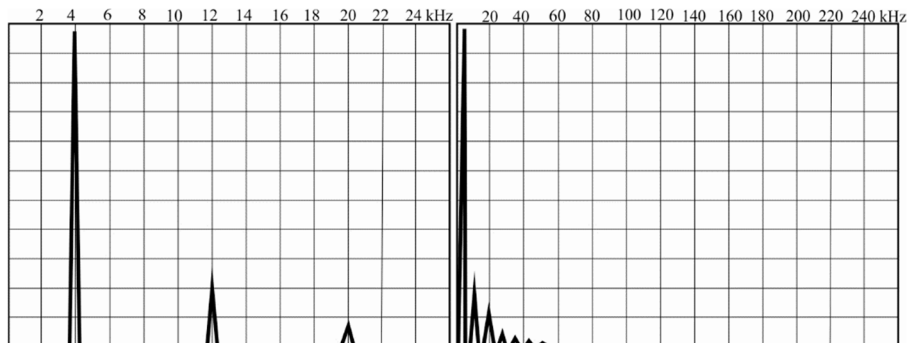
spectre d'un signal rectangulaire, oscilloscope numérique (dB)

1.3 Spectre d'un signal triangulaire

1) Faire la même manipulation que pour le signal rectangulaire avec un signal triangulaire de **4 kHz** et d'amplitude **5 V (10 V crête-à-crête)**.

2) Mesurer l'amplitude des trois premiers harmoniques non nuls et comparer leurs valeurs théoriques données par le développement de cette fonction en série de Fourier : $c_n = \frac{8E}{n^2\pi^2}$ pour n impair.

Valeurs mesurées à l'oscilloscope numérique : $c_1 =$; $c_3 =$; $c_5 =$
Valeurs mesurées avec LatisPro : $c_1 =$; $c_3 =$; $c_5 =$
Valeurs théoriques : $c_1 = 4,05$ V ; $c_3 = 0,45$ V ; $c_5 = 0,162$ V



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

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 $C = 200$ nF et $R = 20$ k Ω .

2) On attaque ce filtre par une tension en créneaux variant entre 0 et 10 V, de fréquence $F = 1$ Hz puis $F = 2$ kHz. Tracer l'allure des réponses obtenues et donner leurs caractéristiques (forme du signal, valeur moyenne, amplitude).

Q.1) Après avoir comparé les fréquences des différents harmoniques du signal d'entrée avec f_0 , montrer que l'on peut établir la réponse temporelle pour les deux fréquences utilisées (forme du signal, valeur moyenne, amplitude) en résolvant l'équation différentielle reliant la partie fluctuante \tilde{u}_s du signal de sortie à celle, \tilde{u}_e , du signal d'entrée.

- 3) Comparer la sortie du filtre obtenue expérimentalement avec la prédiction théorique.
- 4) 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 $C = 10$ nF et $R = 10$ k Ω .

2) On attaque ce filtre par une tension en triangles variant entre 0 et 10 V, symétriques, de fréquence $F = 200$ Hz puis $F = 200$ kHz. Tracer l'allure des réponses obtenues et donner leurs caractéristiques (forme du signal, valeur moyenne, amplitude).

Q.2) Après avoir comparé les fréquences des différents harmoniques du signal d'entrée avec f_0 , montrer que l'on peut établir la réponse temporelle pour les deux fréquences utilisées (forme du signal, valeur moyenne, amplitude) en résolvant l'équation différentielle reliant la partie fluctuante u_s du signal de sortie à celle, u_e , du signal d'entrée.

- 3) Comparer la sortie du filtre obtenue expérimentalement avec la prédiction théorique.
- 4) Effectuer l'analyse spectrale des signaux d'entrée et de sortie et commenter.

Matériel :

R.A.S

ÉTUDE D'UN FILTRE PASSE-BANDE ACCORDABLE



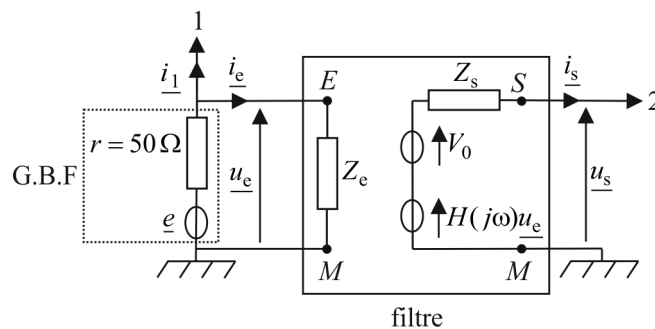
À l'issue de ce T.P, vous devez être capables de :

- savoir déterminer les paramètres d'un filtre (fonction de transfert, impédances d'entrée et de sortie).

Document 1 : 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 .

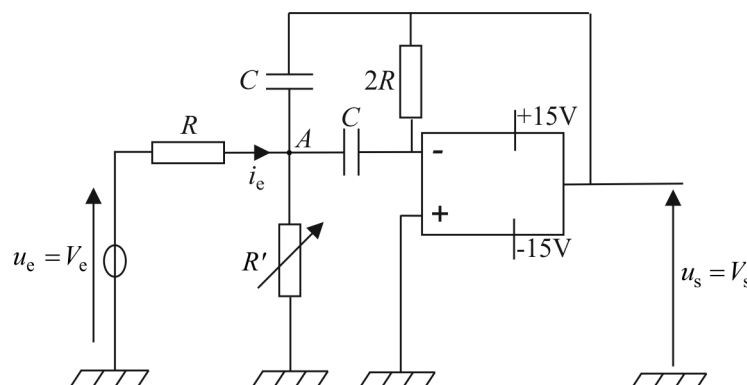


Il faut en conséquence prendre quelques précautions pour déterminer $H(j\omega)$, Z_e et Z_s .

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 problème se pose lorsque l'on cherche à déterminer $H(j\omega)$ (gain $|H|$ et déphasage $\varphi = \arg(H)$), si l'on n'a pas supprimé la composante continue V_0 ?

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 100Ω et $20 \text{ k}\Omega$.

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

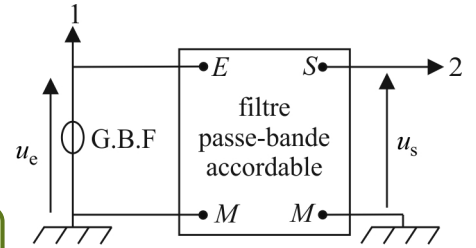
$$H(jf) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)}$$

avec la fréquence de résonance $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R+R'}{2R'}}$, le facteur de qualité $Q = \sqrt{\frac{R+R'}{2R'}}$ 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 les tensions d'entrée et de sortie du filtre. 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 1kHz

Le principe de la mesure d'une impédance d'entrée d'un montage n'est à connaître que dans le cas où celle-ci est purement résistive.

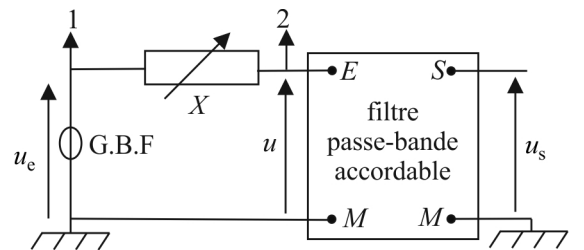
Q.4) Montrer que l'impédance d'entrée du montage vaut $Z_e(f) = \frac{u_e}{i_e} = \frac{R}{1 + \frac{H}{4\pi jRCf}}$. En déduire que $Z_e(f_0) = \frac{R}{1 + \frac{j}{2Q}}$. Don-

ner la valeur en degrés de son argument 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 : $R_e = |Z_e(f_0)| =$ 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).

2) Ajuster X pour que la valeur efficace U de u soit la moitié de celle U_e de u_e . On effectuera les mesures **au voltmètre électronique en mode AC**.

3) Observer également u_e (voie 1) et u (voie 2) à l'oscilloscope. L'impédance d'entrée du montage est-elle bien purement résistive ? En supposant qu'elle le soit, déduire la valeur de R_e de la valeur mesurée X : $R_e =$ k Ω



$u(R_e) =$ k Ω .

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

$R_e = X$.

4) Vu la valeur obtenue pour R_e , est-il légitime de ne pas prendre en compte la résistance d'entrée de l'oscilloscope ($R_{osc} = 1 \text{ M}\Omega$) ? Corriger si besoin la valeur précédente : $R_{e(\text{corrigé})} =$ k Ω $u(R_{e(\text{corrigé})}) =$ k Ω , et commenter.

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

Avant de commencer la partie 3, vérifier le réglage des potentiomètres multi-tours pour que la fréquence de résonance du filtre soit toujours réglée à $f_0 = 1 \text{ kHz}$.

3.1 Réponse à une excitation sinusoïdale en sortie ouverte

1) Envoyer un signal sinusoïdal à l'aide d'un 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 (pas de saturation en tension de sortie ni en vitesse de balayage).

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 Δf et son facteur de qualité Q .

Mesures : $G_{\max} =$

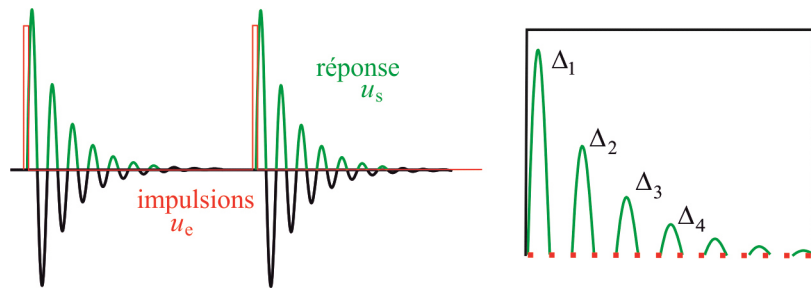
$$f_b = \quad \quad \quad f_h = \quad \quad \quad \Delta f = \quad \quad \quad Q =$$

3.2 Réponse impulsionnelle en sortie ouverte

1) On peut avantageusement utiliser la fonction pulse des G.B.F de marque FI ou Agilent. Le choix de la fréquence, amplitude et durée des impulsions est crucial. 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 le décrément logarithmique Λ : $\Lambda = \ln\left(\frac{\Delta_i}{\Delta_{i+1}}\right) = \frac{1}{n} \ln\left(\frac{\Delta_i}{\Delta_{i+n}}\right)$ où Δ_i et Δ_{i+n} sont les $i^{\text{ème}}$ et $(i+n)^{\text{ème}}$ élongations maximales d'un même côté par rapport à la valeur asymptotique.



4) En déduire le facteur de qualité Q et la pulsation propre f_0 des oscillations libres non amorties.

Mesures : $T =$; $\Delta_1 =$; $\Delta_2 =$; $\Lambda =$; $Q = \frac{\sqrt{\Lambda^2 + 4\pi^2}}{2\Lambda} =$;

$$f_0 = \frac{1}{T \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} =$$

5) Effectuer l'analyse de Fourier de la réponse impulsionnelle en tension du filtre passe-bande étudié en essayant différentes fenêtres (on cherchera celle qui est la plus adaptée à l'analyse de signaux transitoires). Représenter le spectre en fréquence obtenu. On effectuera l'analyse avec LatisPro ou en connectant en sortie l'oscilloscope numérique TEKTRONIX.

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

6) Déduire du spectre obtenu expérimentalement la valeur de f_0 (par recherche du maximum) et de Q .

$$f_0 = \quad \quad \quad \Delta f = \quad \quad \quad Q =$$

Évaluer l'incertitude-type sur Δf , en déduire celle sur Q .

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
Boîte de résistances

OSCILLATEURS ASTABLES



Capacités exigibles mentionnées explicitement dans le programme :

- Mettre en œuvre un oscillateur de relaxation et analyser les spectres des signaux générés.

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 créneaux et de triangles.

1. COMPAREUR À HYSTÉRÉSIS : TRIGGER DE SCHMITT

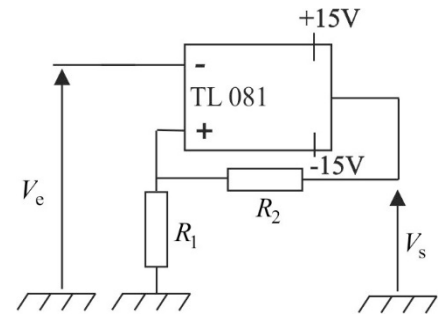
1) Réaliser le montage suivant (utilisé dans les oscillateurs astables suivants), avec $R_1 = R_2 = 22 \text{ k}\Omega$.

2) On se place en régime stationnaire : utiliser la tension continue 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.

Mesurer les valeurs $V_0^+ = \quad \text{V}$ et $V_0^- = \quad \text{V}$ de la tension d'entrée pour lesquelles la tension de sortie passe respectivement de $V_{\text{sat}}^+ = \quad \text{V}$ à $V_{\text{sat}}^- = \quad \text{V}$, et de V_{sat}^- à V_{sat}^+ .

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

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 sur le compte-rendu le cycle obtenu en indiquant le sens de parcours de la caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$. Représenter 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 R une boîte de résistance variable que l'on règle d'abord à $R = 4,7 \text{ k}\Omega$. En revanche le condensateur est un composant fourni, de capacité $C = (1 \pm 0,1) \mu\text{F}$. On prend enfin $R_1 = R_2 = 22 \text{ k}\Omega$.

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

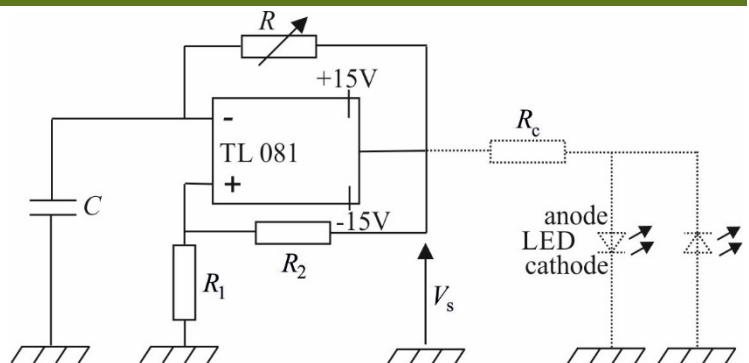
2) Observer V_s et V^- à l'oscilloscope. Tracer leur allure.

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

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

La valeur théorique vaut $T_{0\text{th}} = 2RC \ln \left[\frac{1+\beta}{1-\beta} \right] = 2RC \ln 3 = \quad \text{ms}$. Déterminer son incertitude-type $u(T_{0\text{th}}) = \quad \text{ms}$ en

remarquant que c'est l'incertitude sur C qui domine celles sur les résistances. Comparer $T_{0\text{exp}}$ et $T_{0\text{th}}$.



3) Effectuer l'analyse spectrale des signaux et commenter. 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.

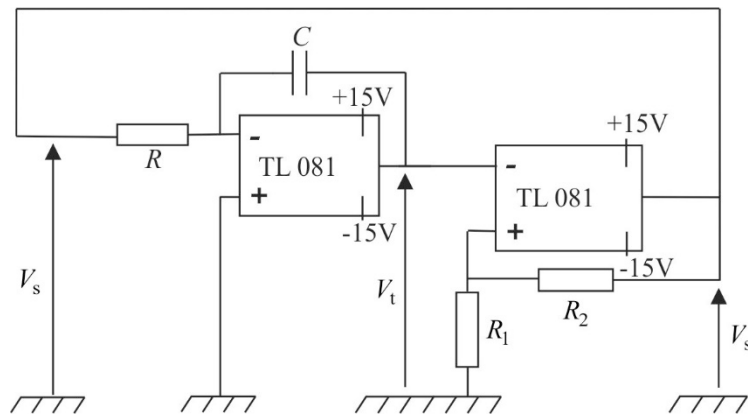
Mesurer $T_0 =$ s à la montre ou à l'aide d'un oscilloscope numérique la période lorsque l'on a choisi $R = 500\text{ k}\Omega$.

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

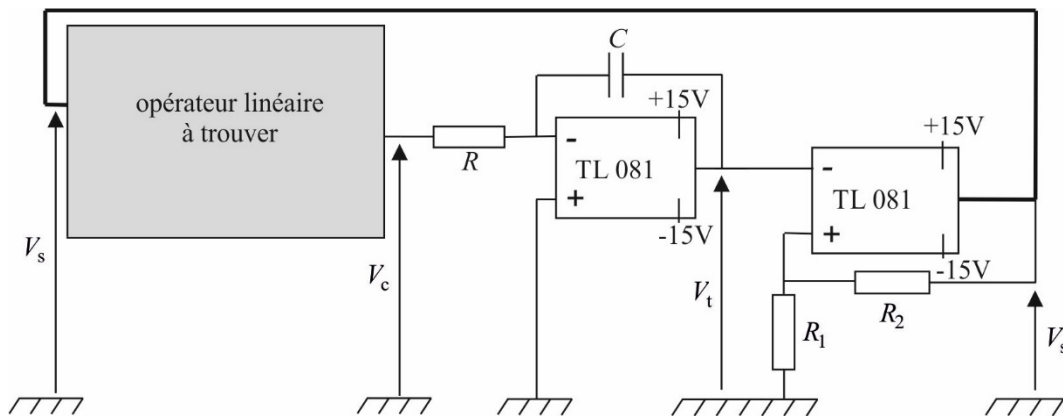
Q.2) Interpréter cette observation. Indication : faire l'étude théorique en tenant compte de la résistance d'entrée $Z_e = 1\text{ M}\Omega$ de l'oscilloscope qui est en parallèle avec le condensateur lorsque l'on observe V^- à l'oscilloscope.

3. GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX CRÉNEAUX ET TRIANGULAIRES

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 ci-dessus ne permet pas d'obtenir les oscillations souhaitées. Montrer qu'en intercalant comme sur le schéma ci-dessous un opérateur linéaire judicieusement choisi, le montage oscille bien. Donner le schéma de cet opérateur qui comprend un A.L.I et des résistances $R'_1 = R'_2$.



1) Réaliser alors ce montage en utilisant le trigger de Schmitt de la partie 1.

On prend $R = R_1 = R_2 = R'_1 = R'_2 = (22 \pm 2, 2)\text{ k}\Omega$; $C = (100 \pm 10)\text{ nF}$.

On placera les 3 A.L.I sur la plaquette, dans l'ordre du schéma ci-dessus, 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_t à l'oscilloscope. Tracer leur allure et commenter.

Mesurer leur période $T_{0\text{exp}} =$ ms $u(T_{0\text{exp}}) =$ ms.

La valeur théorique vaut $T_{0\text{th}} = 4RC \frac{R_1}{R_1 + R_2} =$ ms. Déterminer son incertitude-type $u(T_{0\text{th}}) =$ ms en remarquant que c'est l'incertitude sur C qui domine celles sur les résistances. Comparer $T_{0\text{exp}}$ et $T_{0\text{th}}$.

Q.4) Retrouver la valeur théorique par le calcul.

3) Mesurer l'amplitude crête à crête des triangles $\Delta V_{\text{exp}} =$ V $u(\Delta V_{\text{exp}}) =$ V et la comparer à sa valeur théorique $\Delta V_{\text{th}} = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}} =$ V $u(\Delta V_{\text{th}}) =$ V .

4) Proposer et mettre en œuvre un protocole permettant d'obtenir, à l'aide de diodes 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_t .

Matériel :

3 A.L.I TL 081
5 résistances de 22 k Ω , une résistance de 1 k Ω
Capacités 1 μ F et 100 nF .
2 LED (une rouge et une verte)

OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX



Capacités exigibles mentionnées explicitement dans le programme :

- Mettre en œuvre un oscillateur quasi-sinusoidal et analyser les spectres des signaux générés.

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 pour obtenir la résistance variable R_2 .

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

Démarrage des oscillations

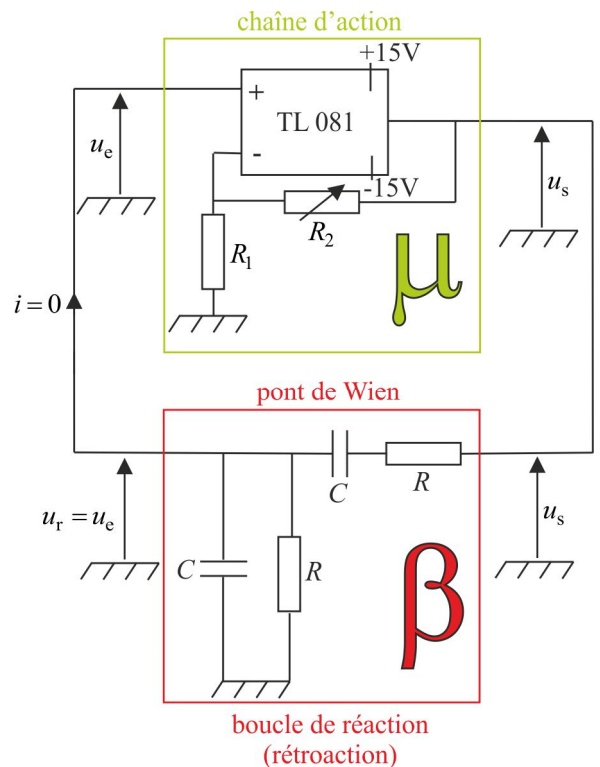
Initialement, les signaux dans le circuit sont très faibles (bruit de fond) et u_s n'est pas saturée. La chaîne d'action possède alors un comportement linéaire et on a $\mu = \frac{u_s}{u_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

$$\mu = \frac{u_s}{u_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

La chaîne de retour (rétroaction) est un filtre de Wien, passe-bande du second ordre :

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

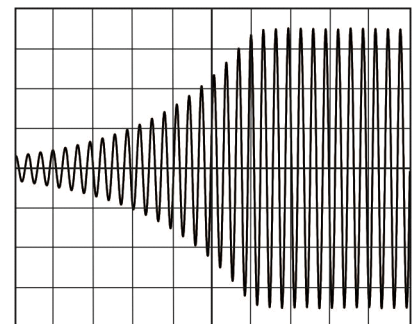
Q.1) Déterminer l'équation différentielle régissant u_e lorsque l'A.L.I est en fonctionnement linéaire et en déduire la condition de démarrage des oscillations.
Expliquer qualitativement comment un régime établi s'instaure après un régime transitoire.



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 R_2 de manière à ce que u_s soit quasi-sinusoidal. 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.**



— Mesurer la période T_0 des signaux en régime établi :

Mesures : $T_{0\text{exp}} = \quad \text{ms}$ $u(T_{0\text{exp}}) = \quad \text{ms}$. La comparer avec la valeur théorique $T_{0\text{th}} = 2\pi RC = \quad \text{ms}$ $u(T_{0\text{th}}) = \quad \text{ms}$.

— Mesurer l'amplitude V de u_e en régime établi.

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

— Commenter l'approximation du premier harmonique.

— Comparer la valeur expérimentale $k_{\text{exp}} = \quad$ $u(k_{\text{exp}}) = \quad$ du facteur $k = \frac{R_2}{R_1}$; la comparer à la valeur théorique $k_{\text{th}} = \quad$ $u(k_{\text{th}}) = \quad$ (les résistances sont mesurées au voltmètre).

- 4) Augmenter la valeur de R_2 pour avoir par exemple $k = 2,7$. 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).
- Mesurer la période T des signaux en régime établi : $T =$ ms .
 - Mesurer l'amplitude V de u_e en régime établi.
 - Tracer le portrait de phase pour u_e grâce à l'outil « Dérivée » de LatisPro et commenter son allure.

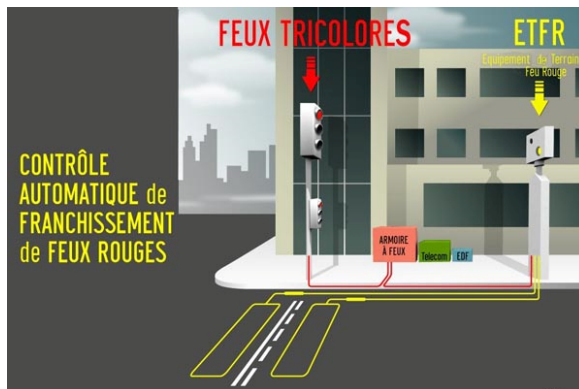
2. OSCILLATEUR QUASI-SINUSOIDAL À RÉSISTANCE NÉGATIVE

Document 2 : Détection de véhicules à boucle inductive

Le principe de fonctionnement d'un détecteur à boucle inductive est le suivant : un enroulement de fil électrique placé dans une tranchée rectangulaire en travers de la chaussée est relié à une borne contenant un oscillateur quasi-sinusoidal. Ce dernier génère dans la boucle un courant sinusoidal qui crée au-dessus de celle-ci un champ électromagnétique lui-même sinusoidal. Lorsqu'un véhicule est à proximité immédiate de la boucle, ce champ induit des courants de Foucault à la surface de celui-ci. Ces derniers ont pour effet de modifier l'inductance de l'enroulement et donc la fréquence de l'oscillateur. Un fréquencemètre permet ainsi de détecter le véhicule passant au-dessus de la boucle.

Une des applications est le contrôle automatique de franchissement des feux rouges. Deux boucles (ou plutôt deux séries de boucles) sont installées dans la chaussée à une distance relative d'environ trois mètres.

Lorsqu'un véhicule franchit la première boucle juste avant le feu alors que ce dernier est rouge, une première photo est prise par la caméra de la borne EFTR (équipement de terrain feu rouge). Si le véhicule franchit également la seconde boucle juste après le feu qui est toujours rouge, une seconde photo est prise et l'infraction est enregistrée.

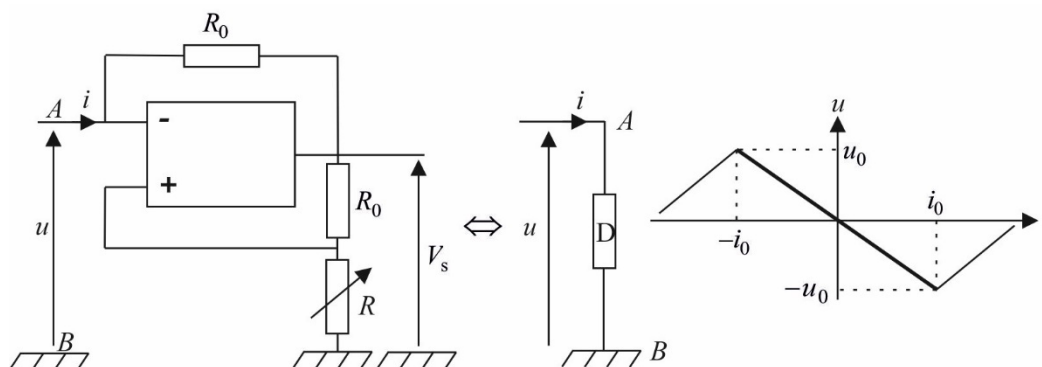


On se propose d'élaborer un oscillateur quasi-sinusoidal simplifié et de mesurer la sensibilité de la boucle de détection.

2.1 Résistance négative

On considère le dipôle AB 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 $-R$.

On désire faire une acquisition par ordinateur (avec LatisPro) afin de tracer la caractéristique statique tension-courant expérimentale $u = f(i)$ de ce dipôle.

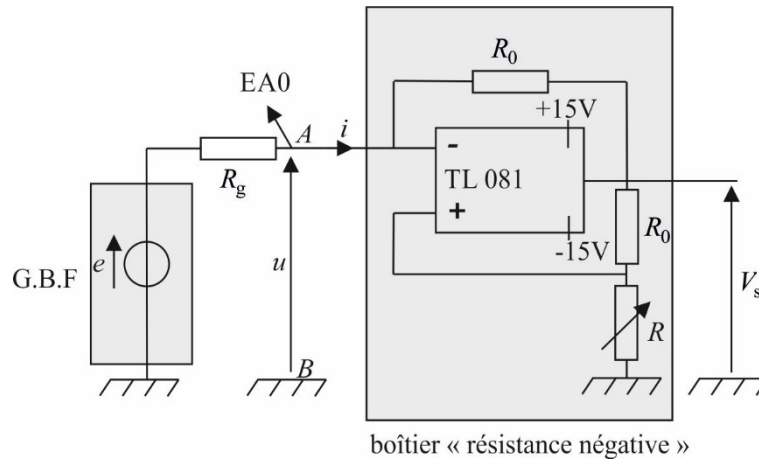


Q.3) Montrer que le montage « résistance négative » est en fait équivalent à un dipôle dont la caractéristique est affine par morceau. Ce dipôle D n'est une résistance négative ($i = -\frac{u}{R}$) que si $-i_0 \leq i \leq i_0$. Calculer i_0 .

Quelles sont les relations entre i et u si $i \leq -i_0$ ou $i \geq i_0$?

1) Le montage ci-dessus est déjà réalisé dans une boîte « résistance négative » qu'il convient d'alimenter. Les résistances « R_0 » valent $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$. Connecter une boîte de résistances variables entre les deux bornes prévues à cet effet pour fixer la valeur de R souhaitée.

Placer par ailleurs une deuxième boîte de résistances variables en série entre le G.B.F et l'entrée du montage (elle permet sous certaines conditions de rendre le montage stable comme on le verra plus loin). On fixe tout d'abord sa valeur à $R_g = R_0 = 1 \text{ k}\Omega$.



Q.4) Quel problème pratique rencontre-t-on si l'on veut acquérir un signal proportionnel à i ? Expliquer à l'aide de schémas électriques.

Proposer et mettre en place un protocole permettant après acquisition de résoudre le problème rencontré.

2) Envoyer à l'aide du G.B.F une tension u sinusoïdale de 100 Hz et d'amplitude maximale. Tracer à l'aide de LatisPro la caractéristique du dipôle AB pour $R = 500\Omega < R_g$.

On rappelle que l'on peut sous LatisPro créer une variable à partir des grandeurs dont on a fait l'acquisition.

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

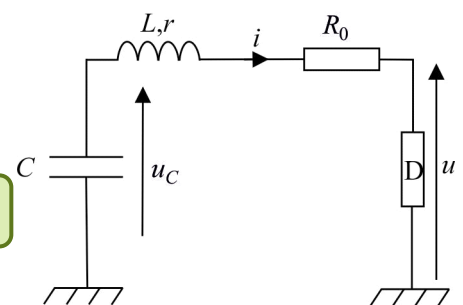
montrer que l'intensité i est solution de
$$\frac{1}{\omega_0} (R_0 + R_g) \frac{di}{dt} + i \left[R_0 + R_g + \mu_0 R_0 \frac{R_g - R}{R + R_0} \right] = \frac{1}{\omega_0} \frac{de}{dt} + e \left[1 + \mu_0 \frac{R_0}{R + R_0} \right]$$

En déduire la condition pratique de stabilité du système.

Q.6) Retrouver par une étude théorique l'allure du cycle d'hystérésis $u = f(i)$ quand $R > R_g$.

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.7) 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. Observer puis mesurer la variation de fréquence des oscillations.

Q.8) Proposer un dispositif permettant de déclencher la caméra lors du passage d'un véhicule sur la boucle inductive.

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

REDRESSEMENT / DÉTECTION



À l'issue de ce T.P, vous devez être capables de :

- mettre en œuvre un redresseur double alternance.
- savoir quand, pourquoi et comment utiliser un transformateur d'isolement.
- savoir à quoi correspond une mesure au voltmètre numérique en mode AC et DC quand le signal étudié possède une valeur moyenne non nulle.
- savoir trouver les valeurs correctes de R et C pour obtenir un détecteur de crête satisfaisant.
- observer les limitations des montages passifs (tensions déchet,...) pour obtenir redressement et détection.

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 les photos ci-contre on peut observer une diode de puissance et un pont redresseur. 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.

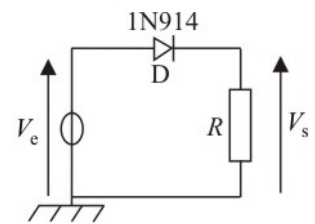


1.1 Redressement mono-alternance

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).

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.

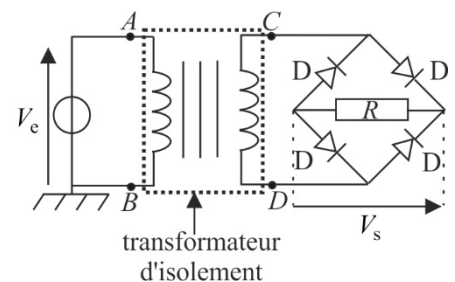
3) Déduire de l'écart entre $V_{e, \max}$ et $V_{s, \max}$ la valeur de la tension déchet : $V_d = \quad \quad \quad \text{V}$

4) Commuter en XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$ 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 prenant en compte la tension déchet V_d de la diode dans sa modélisation.

Q.3) Pourquoi le montage nécessite-t-il 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).

Les T.P de concours nécessitent régulièrement l'utilisation d'un transformateur d'isolement : il convient donc de comprendre les problèmes de masse qui peuvent exister sans sa présence, et en quoi il permet de régler (sous certaines conditions) ces problèmes.

2) Observer V_e et V_s . Commenter. Tracer l'allure de $V_e(t)$ et $V_s(t)$ sur le même graphe.

3) Commuter en XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$ et commenter.

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

Document 2 : Redressement actif

En électronique de puissance, la forme du signal importe peu. Seules importent sa présentation (alternative : la tension change de signal 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, la forme des signaux peut être très importante, et 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 suivant :

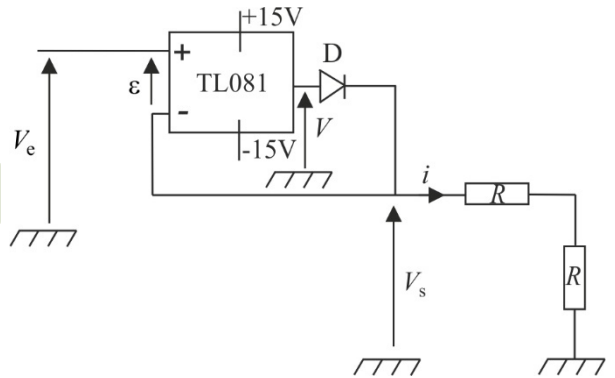
On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$. Le signal d'entrée V_e fourni par le G.B.F est sinusoïdal, de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$, d'amplitude $E = 4 \text{ V}$ (8V crête-à-crête).

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.

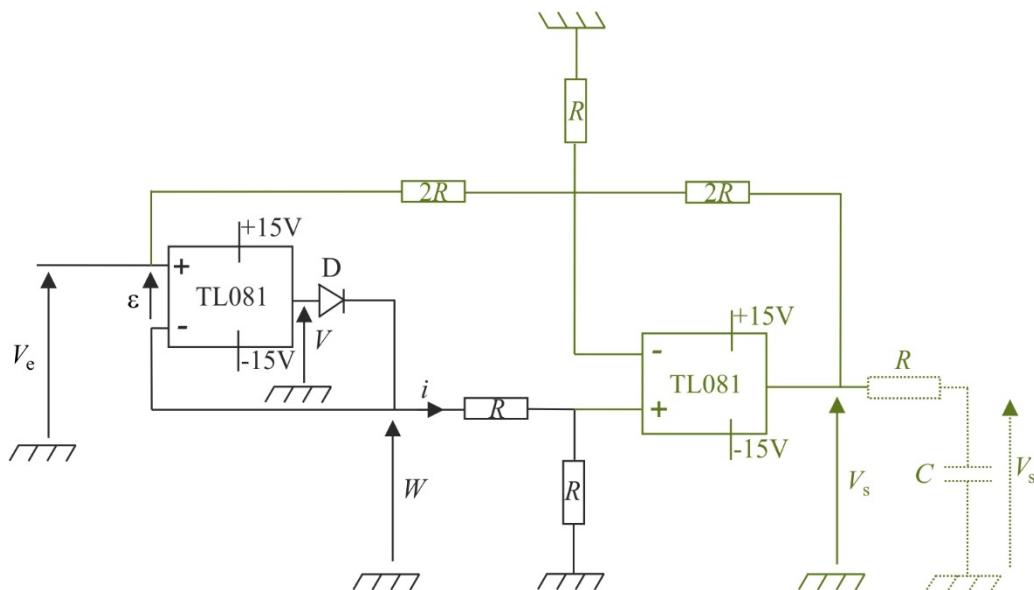
4) Commuter en XY. Tracer l'allure de $V_s = f(V_e)$. Commenter.



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 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 : $\langle V_s \rangle =$ V à comparer à la valeur théorique $\frac{2E}{\pi} \approx 2,55 \text{ V}$; $\tilde{V}_{s\text{eff}} =$ V à comparer à la valeur théorique

$$2E \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{1}{\pi^2}} \approx 1,23 \text{ V} .$$

On a 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 $\langle V_s^2 \rangle = \frac{E^2}{2}$

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) Commuter en 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 RC avec $R = 10\text{ k}\Omega$ et $C = 1\text{ }\mu\text{F}$. Observer la tension $V_s'(t)$ à l'oscilloscope, la comparer à sa valeur théorique $\frac{2E}{\pi} \approx 2,55\text{ V}$. Conclure sur l'intérêt du redressement et comparer les redressements mono et bi-alternance.

3. DÉTECTEUR DE CRÊTE

3.1 Signal d'entrée sinusoïdal

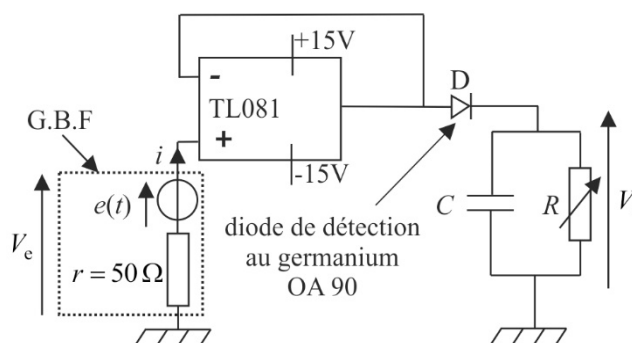
1) Réaliser le montage ci-contre :

La résistance R est réglable 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 4V.

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 $r = 50\text{ }\Omega$ 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 de chute 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 4V. 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 :

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

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

T.P 8

DÉTECTION SYNCHRONNE / MODULATION ET DÉMODU- LATION D'AMPLITUDE



Capacités exigibles mentionnées explicitement dans le programme :

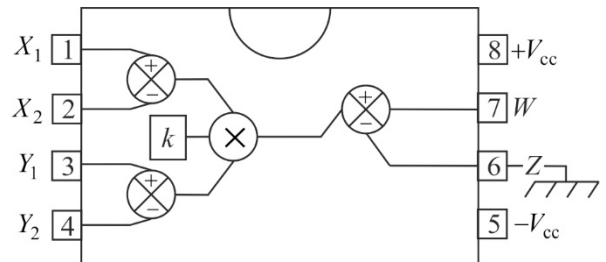
- mesurer une fréquence par une détection synchrone à l'aide d'un multiplieur et d'un passe-bas adapté à la mesure.
- élaborer un signal modulé en amplitude à l'aide d'un circuit multiplieur.
- réaliser une démodulation synchrone.

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'entraînent 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 :

$V_{\text{sat}}^- \leq s \leq V_{\text{sat}}^+$. 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 : $I_{\text{sat}}^- \leq i_s \leq I_{\text{sat}}^+$, 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 : $E_{\text{eff}} = \sqrt{\langle e^2(t) \rangle}$.

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 $e(t)$ puis un filtre passe-bas de fréquence de coupure très inférieure à la fréquence du signal afin de ne conserver que la valeur moyenne de $s(t)$: on a alors

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{\langle s(t) \rangle}{k}}.$$

1) On envoie le même signal périodique quelconque sans décalage (sinusoïdal, triangles ou créneaux) de fréquence 10 kHz et d'amplitude $E = 5 \text{ V}$ sur les deux entrées du multiplieur.

Placer en sortie du multiplieur un filtre passe-bas RC grâce à une boîte de capacité dont on règle la valeur $C = 1 \mu\text{F}$ et d'une boîte de résistance dont on règle la valeur R de façon à mesurer E_{eff} à l'oscilloscope en sortie du filtre.

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

2) Observer à l'oscilloscope pour chacun des signaux la sortie $s(t)$ du multiplieur et celle $\langle s(t) \rangle$ du passe-bas.

Mesures de $E_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{\langle s(t)^2 \rangle}{k}}$:

$$E_{\text{eff}} = \quad \quad \quad \text{V pour l'entrée sinusoïdale, à comparer à la valeur théorique } E_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{2}} = \quad \quad \quad \text{V}$$

$$E_{\text{eff}} = \quad \quad \quad \text{V pour l'entrée en triangles, à comparer à la valeur théorique } E_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{3}} = \quad \quad \quad \text{V}$$

$$E_{\text{eff}} = \quad \quad \quad \text{V pour l'entrée en créneaux, à comparer à la valeur théorique } E_{\text{eff}} = E = \quad \quad \quad \text{V}$$

2. DÉTECTION SYNCHRONNE

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 :

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

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

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

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

$$u_e(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\Omega t) + b_n \sin(n\Omega t)], \text{ en posant } \Omega = \frac{2\pi}{T}. \text{ En faisant le produit de } u_e \text{ par } u_0(t) = U_0 \cos(n_0 \Omega t), \text{ avec}$$

$n_0 \in \mathbb{N}^*$, 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 $u_0(t) = U_0 \sin(n_0 \Omega t)$.

De façon générale, 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.1) À quelle condition sur $|\omega - \omega_0|$ observe-t-on un signal non-nul en sortie du filtre passe-bas ? Que devient ce signal au fur et à mesure que l'on se rapproche de $\omega = \omega_0$? En déduire un protocole pour déterminer expérimentalement la valeur d'une des pulsations ω_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, déterminer et mettre en œuvre un protocole permettant de mesurer précisément f_0 en faisant varier f . Comparer f_0 affichée par le premier G.B.F à la valeur lue sur le second G.B.F après mise en œuvre du protocole.

Par exemple : $f_{0 \text{ affichée}} = 9520 \text{ Hz}$ $f_{0 \text{ mesurée}} =$ Hz ; $u(f_{0 \text{ mesurée}}) =$ Hz.

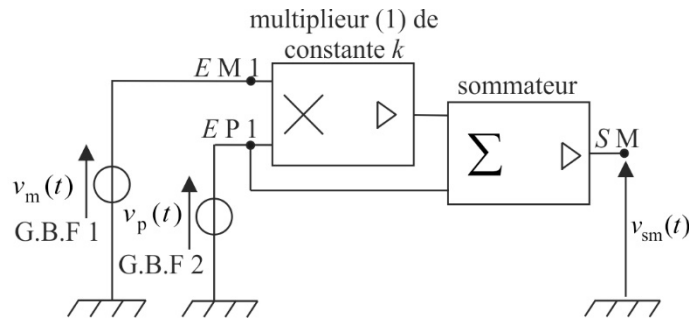
2) Recommencer avec un signal triangulaire de fréquence f_0 . Déterminer expérimentalement la pulsation de son harmonique de rang 3.

3. MODULATION D'AMPLITUDE

Pour cette partie et la suivante, on utilise une boîte réalisant modulation et démodulation.

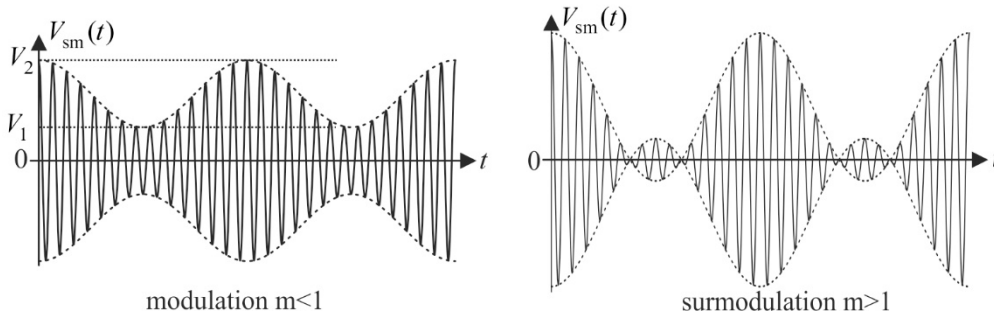
Document 4 : Modulation d'amplitude

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 $+15 \text{ V}$, 0 V , -15 V sur le même circuit).

Le signal modulé en sortie vaut $v_{sm}(t) = kv_m(t)v_p(t) + v_p(t)$, soit, en posant $m = kV_m$: $v_{sm}(t) = V_p [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t)$, 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.

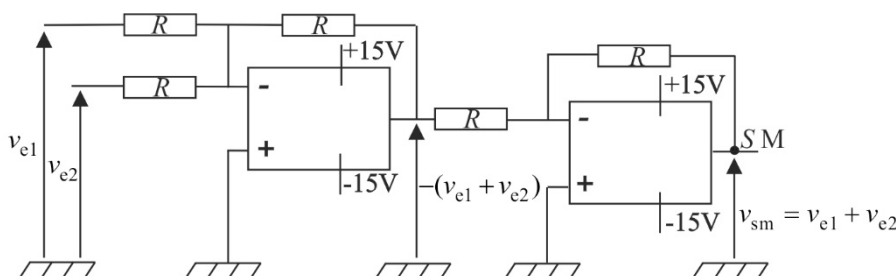
1) Le G.B.F 1 est réglé pour délivrer le signal modulant $v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$ que l'on applique à l'entrée EM1 du multiplieur (1). Régler précisément la fréquence correspondante à $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = 500 \text{ Hz}$.

En choisissant précisément $V_m = 8 \text{ V}$, le taux de modulation a pour valeur $m = kV_m = 0,8$.

2) Le G.B.F 2 est réglé pour délivrer le signal porteur $v_p(t) = V_p \cos(\omega_p t)$ 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 $V_p = 4 \text{ V}$.

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

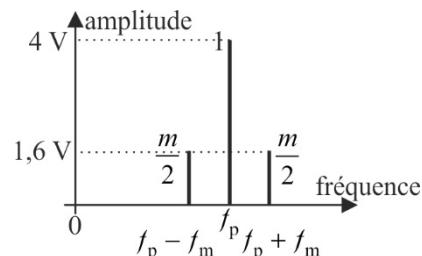


La sortie du signal modulé est en SM. On a donc en sortie SM :

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

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

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 ou l'oscilloscope numérique Tektronix. 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 :

$f_p - f_m = 9,5 \text{ kHz}$	amplitude $\frac{mV_p}{2} = 1,6 \text{ V}$
$f_p = 10 \text{ kHz}$	amplitude $V_p = 4 \text{ V}$
$f_p + f_m = 10,5 \text{ kHz}$	amplitude $\frac{mV_p}{2} = 1,6 \text{ V}$

Valeurs mesurées à l'aide de l'analyseur :

composante de fréquence $f_p - f_m =$	kHz	amplitude =	V
composante de fréquence $f_p =$	kHz	amplitude =	V
composante de fréquence $f_p + f_m =$	kHz	amplitude =	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 SYNCHRONNE

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 en pratique appliqué à l'entrée d'un amplificateur de commande automatique de gain.

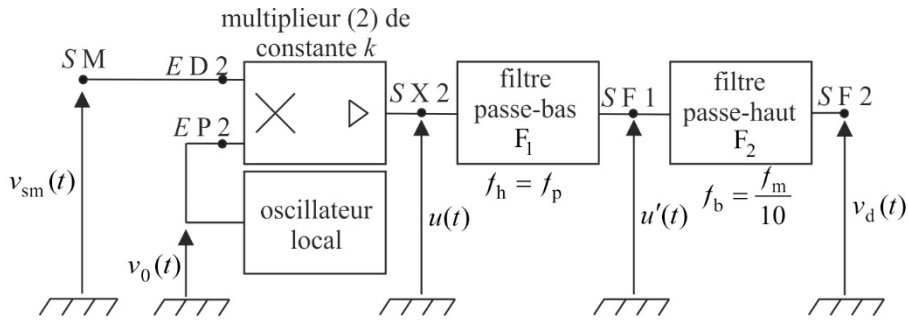
L'amplificateur délivre une tension $v(t) = V'_p [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t)$ avec V'_p constante grâce à la commande automatique de gain (le signal est d'autant plus amplifié que son amplitude au niveau de l'antenne est faible).

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 $v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$.

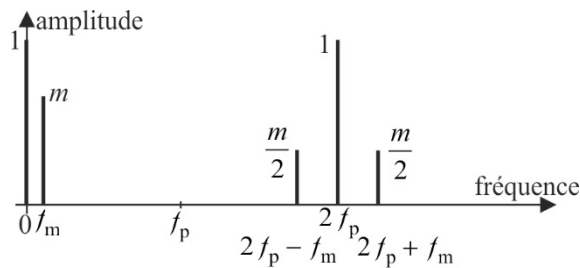
Le démodulateur utilisé ici comporte :

- 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 $f_h = f_p$ 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 $f_m = 500$ Hz, au facteur $\frac{1}{2}kV_p^2 = 0,8$ 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 ?

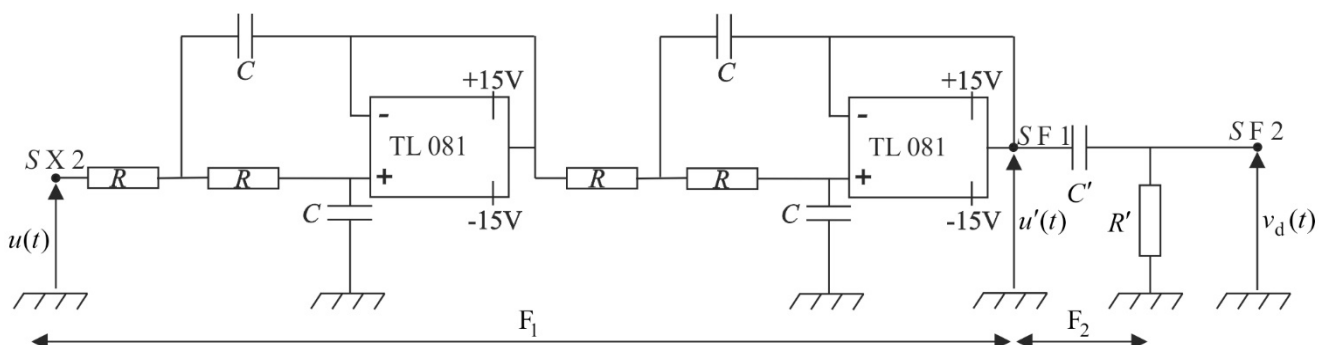


2) Faire l'analyse spectrale de $u(t)$:

	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 $R = 16$ k Ω et $C = 1$ 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 $R' = 33$ k Ω et $C' = 100$ 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 $v_d(t)$ 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.

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 $G_{num} = \frac{S_{num_{max}}}{E_{max}}$ (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 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 : $e(t) = 5 \sin(2\pi f_0 t)$.

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 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) 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