

**Département Génie Electrique
et Informatique Industrielle -
IUT de Bordeaux**



TRAVAUX PRATIQUES

D'ELECTRONIQUE

2^{ème} Année - Semestre S3

Année 2016-2017

Sommaire

Bloc A : Traitement du signal

TP1 - Analyseur de spectre hétérodyne.....	6
TP2 - Echantillonnage et conversion analogique-numérique (CAN) ...	12
TP3 - Transformation temps-fréquence : Technique FFT	18
TP4 - Outils d'analyse du signal.....	26

Bloc B : "Des basses fréquences aux hautes fréquences"

TP5 - Comportement fréquentiel de composants passifs	36
TP6 - Propagation dans un câble coaxial – Régime harmonique et impulsionnel.....	48
TP7 - Propagation guidée d'ondes électromagnétiques.....	54

Consignes pour la rédaction des comptes-rendus de TP

La présentation d'un compte-rendu d'expérience doit suivre un certain nombre de règles indispensables à la lecture du compte-rendu par une tierce personne. Le compte-rendu correspond à un texte de TP, il n'est donc pas nécessaire de réécrire le polycopié de TP. Les notations figurant dans le polycopié de TP doivent être conservées (ex : si la tension de sortie est notée V_S dans le polycopié, vous devez l'appeler V_S dans le compte rendu).

Le compte-rendu doit s'inspirer de l'architecture suivante.

Page de garde :

- **En haut à gauche :** Nom du binôme avec le nom du rédacteur souligné (la rédaction doit être alternée) et date de réalisation du TP
- **Au milieu :** Titre du TP (exemple : TP n°2 - Spectrométrie de Fréquence) encadré
- **En bas de page :** Une brève introduction (quelques lignes) dans laquelle l'objectif du TP est exposé

Page(s) de présentation et d'analyse des résultats :

- Les schémas utilisés pour effectuer les mesures doivent être clairement indiqués et légendés en indiquant les sollicitations en entrée et les sorties.
- Toutes les figures doivent être accompagnées d'une légende et des conditions de mesure comme indiquée en figure 1. Le numéro de la figure doit être également inséré dans votre texte, précédant le positionnement de la figure.

Exemple :

« ... La figure 1 présente la variation de la tension de sortie V_{out} en fonction de la tension d'entrée V_{in} du suiveur TL081, mesurée à 25°C et avec une sonde en sortie $\times 10$ »

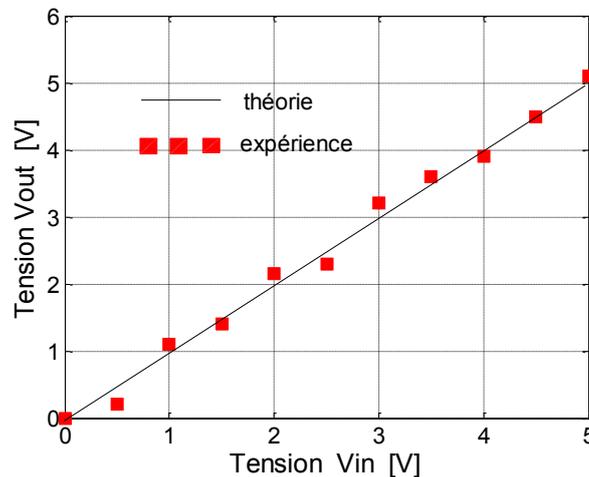


Figure 1 : Variation de la tension de sortie V_{out} en fonction de la tension d'entrée V_{in} du suiveur TL081 (25°C, sonde en sortie $\times 10$...)

- **Le compte-rendu ne peut pas se réduire qu'à une suite de valeurs expérimentales sans explications.** Il nécessite une phrase de synthèse consécutive à l'analyse effectuée par les étudiants à chaque fois que vous avez effectué une mesure ou une série de mesures.

- Les résultats expérimentaux doivent être accompagnés de **l'unité de mesure** correspondante dans la mesure du possible (exemple : $v = 2,2 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$)

- **NOTATION** (/20): présentation du compte-rendu : /6, valeur scientifique et technique : /14
- Les Compte-rendus doivent être impérativement rendus **en fin de séance** (sauf accord particulier et/ou ponctuel avec l'enseignant). Soignez vos compte-rendus ! **Il n'est pas indispensable d'imprimer les signaux ou les courbes obtenues expérimentalement. Vous pouvez imprimer si les moyens vous le permettent. Sinon, vous devez reproduire sur vos compte-rendus, les résultats mis en évidence. Pas de photos issues de téléphone portable (pour cause de trop basse résolution).**
- La moyenne de TP est calculée à partir des 6 TPs et **la note 0/20** sera automatiquement attribuée si le **compte-rendu est absent** (sauf si l'absence est justifiée).
- La durée des TPs étant fixée à 2h30, cela nécessite d'avoir lu et préparé le TP en avance et d'organiser le travail au sein du binôme afin de perdre le moins de temps possible. La majorité des TPs possède **une partie [BONUS]** qui apportera des points supplémentaires si elle est traitée, en fonction du temps restant. Si la partie BONUS est entièrement juste, 4 points supplémentaires seront apportés à la note.
- Il est impératif d'apporter vos calculatrices, vos notes de cours et de TDs qui pourront ainsi être utilisées pour vos analyses et vos synthèses. Tout manquement à cette règle entraînera **une exclusion automatique** du TP concerné.

Thème 1 :

Analyseur de spectre hétérodyne

I- Prise en main de l'appareil

II- Spectre d'un signal sinusoïdal

III- Spectre d'impulsions périodiques

Annexe

Vu en TD : Un analyseur de spectre permet de déterminer le spectre (représentation fréquentielle) de signaux analogiques fonctionne sur le principe de l'hétérodynage (technique qui consiste à transposer, par multiplication à un oscillateur contrôlé en tension (VCO), les fréquences du signal à observer dans la bande passante d'un filtre passe-bande de fréquence centrale fixe. Les principaux paramètres sont :

- les réglages verticaux d'amplitude (en tension ou en puissance),
- les réglages horizontaux (SPAN, CENTER FREQUENCY, RBW, SWEEP TIME).

Ces paramètres doivent être assimilés pour effectuer une interprétation pertinente du spectre acquis.

I- Prise en main de l'équipement

L'analyseur de spectre utilisé est un équipement de Rohde & Schwarz (9kHz-6GHz) capable de mesurer le spectre d'un signal (représentation en fréquence) à partir de l'application d'une tension en entrée. Comme sur un oscilloscope, on peut effectuer des réglages verticaux et horizontaux :

- Sensibilité verticale (utilisant plusieurs unités : Volts ou dBm)
- Gamme de fréquence (SPAN)

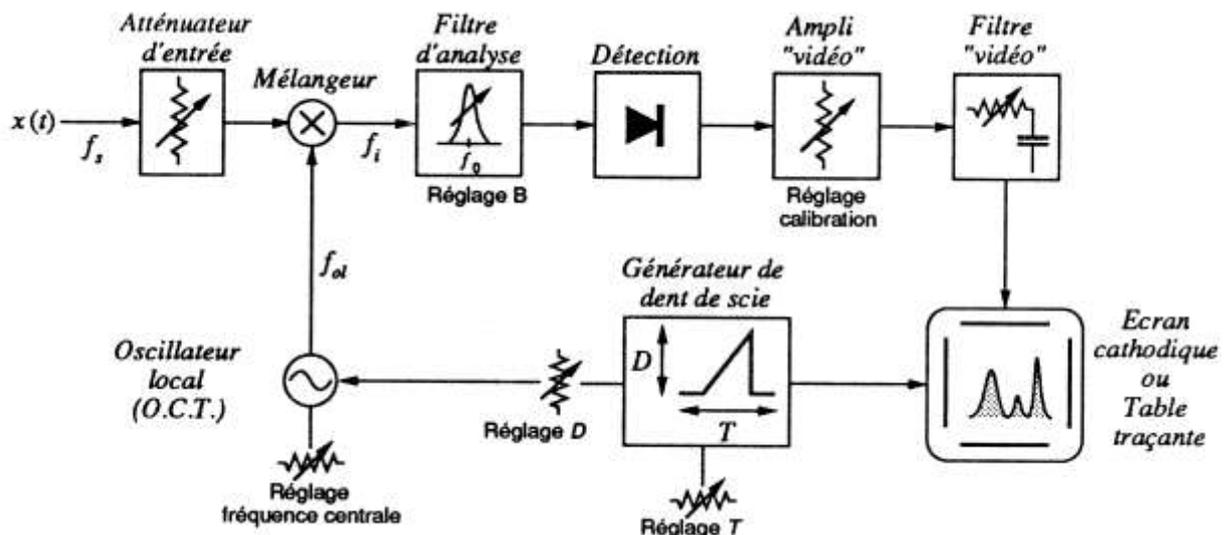
Mais ici, aussi d'autres paramètres :

- La position de la fréquence centrale (CENTER FREQUENCY)
- La résolution de l'analyse (RBW)
- La vitesse de balayage (SWEEP TIME)



Figure 1 : Face avant d'un analyseur de spectre

Le synoptique simplifié est le suivant :



Sans appliquer de signal à l'entrée, **réglé** l'analyseur avec les paramètres suivants :

- Fréquence centrale FREQ égale à 0MHz
- SPAN égal à 2MHz, (SPAN = plage horizontale de fréquence)
- LEVEL en linéaire

- Résolution RBW en automatique
- Vitesse de balayage SWEEP en automatique

Question 1 : On doit **observer** un pic centré au milieu de l'écran en ajustant au mieux la sensibilité verticale. **Expliquer** la présence de ce pic en vous référant aux éléments explicités en cours et TD.

Question 2 : L'impédance d'entrée de l'analyseur est égale à 50Ω . Pour ne pas détruire l'étage d'entrée de l'analyseur, la puissance ne doit pas dépasser $+30\text{dBm}$, en déduire la **valeur efficace maximale** de la tension d'entrée.

II- Spectre d'un signal sinusoïdal

Pour se familiariser avec l'appareil on commencera par des mesures sur un signal sinusoïdal.

Question 3 : **Appliquer** une tension de 1V crête à crête et de fréquence 2 MHz **Ajuster** le SPAN et le LEVEL (échelle linéaire) pour observer correctement le pic à cette fréquence.

Question 4 : **Amener**, en modifiant FREQ, la raie de fréquence 2 MHz au centre de l'écran, **diminuer** la valeur du RBW en passant en mode manuel et **diminuer** le SPAN pour obtenir un « joli » pic, vous devez observer que la largeur du pic est du même ordre de grandeur que le RBW. **Choisir** le RBW le plus faible possible et **mesurer** l'amplitude du pic à 2 MHz (**fondamental**), **comparer** cette valeur à la valeur crête de 1 V du générateur, conclusion sur la quantité mesurée.

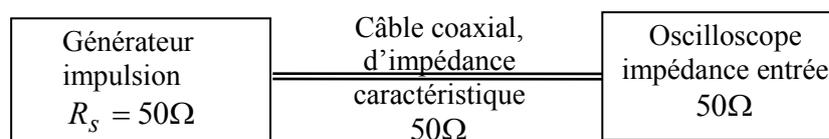
Question 5 : **Garder** le RBW le plus faible possible et le SPAN adapté, **amener** FREQ successivement à 4 MHz, 6 MHz et 8 MHz pour **mesurer** les amplitudes des différents **harmoniques**, il faut bien sur adapter la sensibilité (LEVEL) à chaque fréquence. En **déduire** le **taux de distorsion** du générateur (cf. le cours pour la définition du taux de distorsion).

Question 6 : **Faire** le même travail en choisissant l'**échelle logarithmique**. **Retrouver** la valeur du taux de distorsion, faites bien attention à la manipulation des dB et dBm.

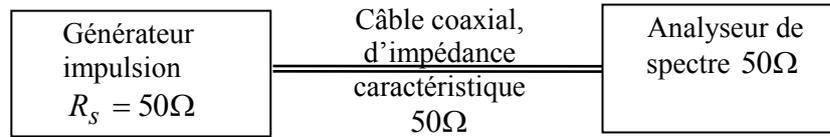
III- Spectre d'impulsions périodiques

III-1/ **Régler** le générateur pour obtenir des impulsions E1 d'amplitude 1V (positive), de période $T = 1\mu\text{s}$ et de largeur $0,2\mu\text{s}$. **Observer** les impulsions avec un oscilloscope d'impédance d'entrée 50Ω ; si l'oscilloscope a une impédance d'entrée de $1M\Omega$, **utiliser** une charge by-pass de 50Ω .

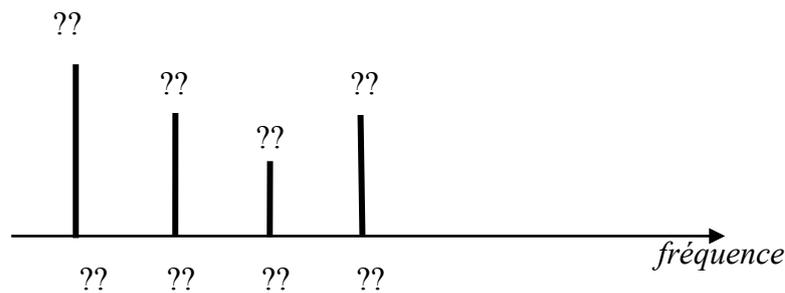
Question 7 : **Calculer** la **valeur efficace** du signal et la **puissance** dissipée, en W et en dBm, dans la résistance de 50Ω de l'oscilloscope.



Question 8 : **Observer** le spectre obtenu et **mesurer** les amplitudes en Volts du **fondamental** et des **harmoniques de rang 2, 3, 4, 5 et 6**.



Question 9 : **Faire** un graphe du spectre où vous ne reporterez que les raies comme ci-dessous :



En vous aidant de l'annexe, ou du cours, **calculer** la valeur théorique du rapport $\frac{\text{amplitude fondamentale}}{\text{amplitude harmonique 3}}$ et **comparer** à la valeur expérimentale.

Question 10 : **Calculer** la valeur analytique de la puissance, en W et en dBm, dissipée par le fondamental, **comparer** cette valeur à celle donnée par l'analyseur de spectre. **Déterminer**, en %, le rapport :

$$\frac{\text{Puissance fondamentale}}{\text{puissance totale}}$$

III-2/ **Régler** maintenant le générateur pour obtenir des impulsions E2 d'amplitude 1V (positive), de période $T = 1\mu s$ et de largeur $0.5\mu s$. **[BONUS]**

Question 11 : **Observer** le spectre obtenu et **mesurer** les amplitudes en Volts du **fondamental** et des **harmoniques de rang 2, 3, 4, 5 et 6**.

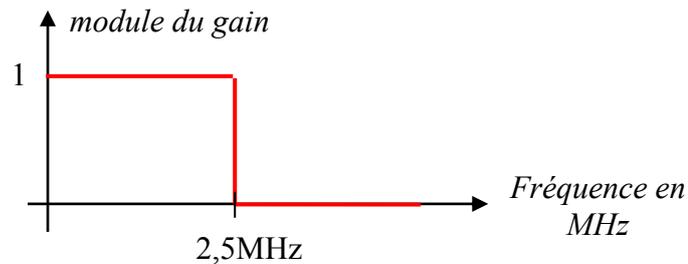
Faire le graphe comme précédemment en utilisant les mêmes échelles.

Question 12 : **Calculer** la puissance dissipée, en W et en dBm, dans la résistance de 50Ω de l'oscilloscope ou de l'analyseur de spectre.

Question 13 : **Calculer** la valeur analytique de la puissance, en W et en dBm, dissipée par le fondamental, **comparer** cette valeur à celle donnée par l'analyseur de spectre. **Déterminer**, en %, le rapport :

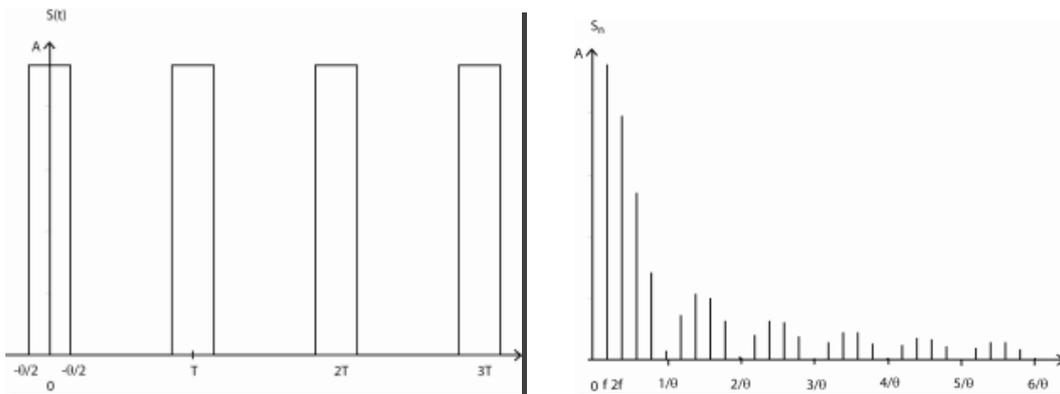
$$\frac{\text{Puissance fondamentale}}{\text{puissance totale}}$$

Les signaux E1 et E2 sont passés dans un filtre « théorique » dont le module du gain en fonction de la fréquence est donné ci-dessous :



Question 14 : **Ecrire**, pour les signaux E1 et E2, les expressions mathématiques des signaux S1 et S2 en sortie du filtre (on laissera « tomber » les termes de phase) ; lequel des deux signaux S1 ou S2 est le plus près d'une sinusoïde ? **Justifier** votre réponse.

-----Annexe-----



Chronogramme et Spectre d'impulsions périodiques

Séries de Fourier

Toute fonction périodique peut s'écrire comme une somme de fonctions sinusoïdales de fréquences $f, 2f, 3f, \dots$ où f est l'inverse de la période de la fonction

Première écriture :
$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \cos(n\omega t) + a_n \sin(n\omega t)]$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$b_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt$$

Seconde écriture :
$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} s_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

$$\operatorname{tg}(\varphi_n) = a_n/b_n \quad \text{et} \quad s_n^2 = a_n^2 + b_n^2$$

Taux de distorsion

Le taux de distorsion d'un signal est défini par la relation suivante :

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} s_n^2}}{s_1}$$

Spectre d'impulsions périodiques

Le développement en série de Fourier donne :

$$v(t) = Af\theta + 2Af\theta \left[\frac{\sin(\pi f\theta)}{\pi f\theta} \times \cos(\omega t) + \frac{\sin(2\pi f\theta)}{2\pi f\theta} \times \cos(2\omega t) + \frac{\sin(3\pi f\theta)}{3\pi f\theta} \times \cos(3\omega t) + \dots \right]$$

Le chronogramme et le spectre de ces impulsions sont donnés page suivante.

Thème 2 :

Echantillonnage et conversion analogique-numérique (CAN)

I- Analyse d'un signal sinusoïdal échantillonné et de son spectre

II- Analyse d'un signal sinusoïdal échantillonné-bloqué et de son spectre

III- Analyse dans un cas de mauvais fonctionnement

IV- Bruit de quantification [BONUS]

Annexe

Vu en TD : L'opération de conversion analogique-numérique d'un signal continûment variable dans le temps (par ex. tension fournie par un capteur) en un code ou mot binaire (sur N_0 bits) nécessite l'utilisation d'un échantillonneur-bloqueur puis d'un bloc convertisseur. Le processus d'échantillonnage implique le choix d'une fréquence F_e qui doit satisfaire la relation de Shannon ($F_e > 2 \cdot f_{\max}$). Il est souvent associée l'utilisation d'un filtre anti-repliement (FAR) permettant d'éliminer les raies provoquées par l'opération d'échantillonnage (périodisation de fréquence F_e du spectre du signal avant échantillonnage) et pouvant se superposer aux raies « utiles » du spectre initial. Quatre principaux paramètres guident le choix d'un CAN ou d'un CNA : pleine échelle de tension admissible (FSR), résolution (nombre de bits), précision (liée au quantum de conversion) et l'erreur de quantification importante notamment lors de la restitution après le CNA.

I- Analyse d'un signal sinusoïdal échantillonné et de son spectre

Le schéma de la maquette est donné à la figure 1. L'échantillonneur bloqueur est un circuit intégré : le NE5537 de Philips (voir annexe). Il peut travailler :

- soit en mode échantillonnage (position S comme *sample*)
- soit en mode échantillonneur-bloqueur (position H comme *hold*).

Pour les besoins de l'observation, les impulsions d'échantillonnage à la fréquence de 80kHz sont verrouillées en phase sur le signal à échantillonner de fréquence 10kHz . Le verrouillage est obtenu par un synthétiseur de fréquence réalisé au moyen d'une PLL (CI 74HC4046) et d'un diviseur par huit (CI 74HC4024). La synthèse de fréquence fera l'objet d'un TP en S4.

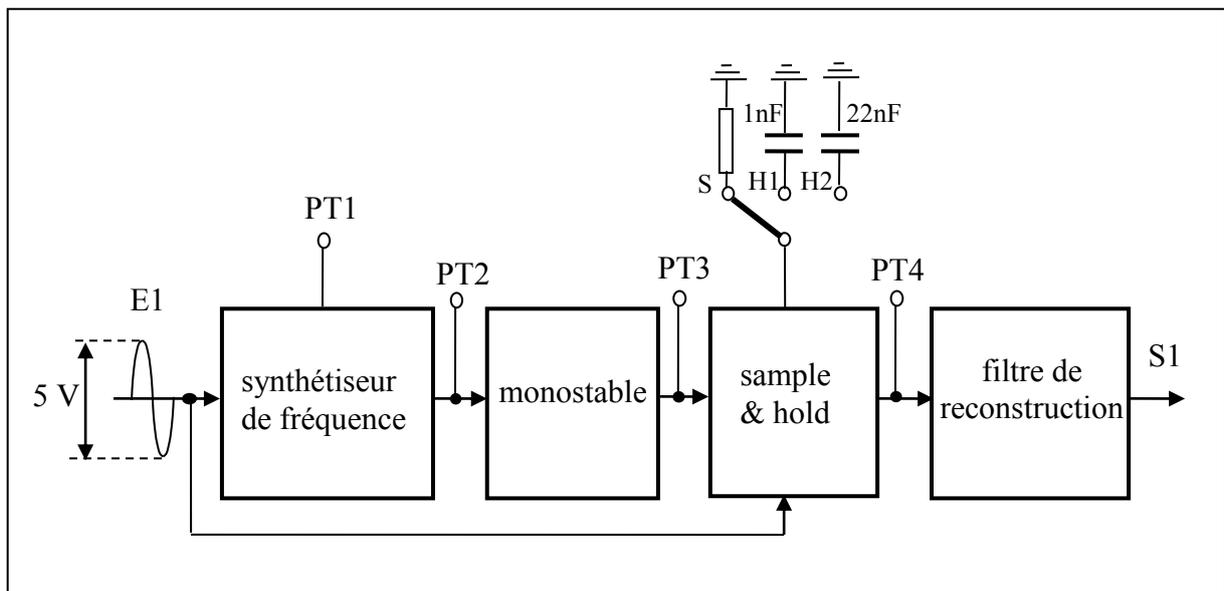


Figure 1 : Maquette échantillonneur-bloqueur et filtre de reconstruction

Appliquer en $E1$ un signal **sinusoïdal de 5V c-à-c** (sortie CH2 du générateur *Rigoll*) et de fréquence 10kHz . Le signal PT2 est un signal logique de fréquence 80kHz . Il est en synchronisme avec le signal $E1$.

Question 1 : **Observer** simultanément les signaux PT2 et PT3 et tracer le chronogramme. Quelle est la fréquence du signal PT3 et quelle est la largeur de l'impulsion de commande de l'échantillonneur – bloqueur ?

Question 2 : **Observer** le spectre du signal PT3 (sonde X1). Compléter le tableau ci-dessous et tracer le spectre de PT3.

Fréquence en kHz	80	160	240	320	400	480
Valeur efficace PT3						

Question 3 : **Observer** simultanément les signaux PT3, E1 et PT4 en faisant en sorte que le niveau 0V soit le même pour E1 et PT4. Tracer le chronogramme des trois signaux.

Question 4 : **Observer** le spectre du signal en PT4 (sonde X1). Compléter le tableau ci-dessous et tracer le spectre de PT4.

Fréquence en kHz	10	70	90	150	170	230	250
Valeur efficace PT4							

II- Analyse d'un signal sinusoïdal échantillonné-bloqué et de son spectre

Question 5 : **Positionner** K1 en 'H1' (condensateur de maintien égal à 1 nF). **Observer** simultanément les signaux PT3, E1 et le signal échantillonné - bloqué PT4 en faisant en sorte que le niveau 0V soit le même pour E1 et PT4. **Tracer** le chronogramme des trois signaux. Le signal PT4 est-il en accord avec le résultat attendu ? **Justifier** votre réponse.

Question 6 : **Observer** le spectre du signal en PT4 (sonde X/1). **Compléter** le tableau ci-dessous et tracer le spectre de PT4.

Fréquence en kHz	10	70	90	150	170	230	250
Valeur efficace PT4							

Question 7 : **Observer** le signal S1 en sortie du filtre passe-bas d'ordre 2, de type Butterworth, et de fréquence de coupure à $-3dB$ égale à $20 kHz$. Observer le spectre de S1 (sonde X/1). **Remplir** le tableau ci-dessous et tracer le spectre.

Peut-on, après un échantillonnage, reconstruire le signal avant échantillonnage ? **Justifier** votre réponse.

Fréquence en kHz	10	70	90	150	170	230	250
Valeur efficace PT4							
Valeur efficace S1							

III- Analyse dans un cas de mauvais fonctionnement

Question 8 : **Positionner** K1 en 'H2' (condensateur de maintien égal à 22 nF). **Observer** simultanément les signaux PT3, E1 et le signal échantillonné - bloqué PT4 en faisant en sorte que le niveau 0V soit le même pour E1 et PT4. **Tracer** le chronogramme des trois signaux. Le signal PT4 est-il en accord avec le résultat attendu ?

Question 9 : **Expliquer** la forme du signal PT4 en vous aidant :

1) du *bloc diagram* de l'échantillonneur - bloqueur NE5537 donné à l'annexe 1,

- 2) de la valeur du condensateur de maintien égal à 22 nF
- 3) de la largeur de l'impulsion PT3.

IV- Bruit de quantification [**BONUS**]

Sans modifier le signal en $E1$, **appliquer** en $E2$ un signal triangulaire 0 à 5 V (sortie CH1 du générateur *Rigoll*) et de fréquence 1 kHz .

Question 10 : **Observer** simultanément les signaux PT2, PT5 et PT6 du montage de la figure 2 et **tracer** le chronogramme. Quel est le temps de conversion du CAN ?

Question 11 : **Observer** simultanément des signaux E2 et PT9 (sortie du CNA) et **tracer** le chronogramme. Que constatez-vous ?

Question 12 : **Observer** et coter le signal S2 (bruit de quantification). **Comparer** la hauteur des triangles avec celle calculée en TD.

Question 13 : **Modifier** la fréquence de $E2$. En fixant la fréquence à 500 Hz , **mesurer** de nouveau la hauteur des triangles et **comparer** avec la valeur attendue.

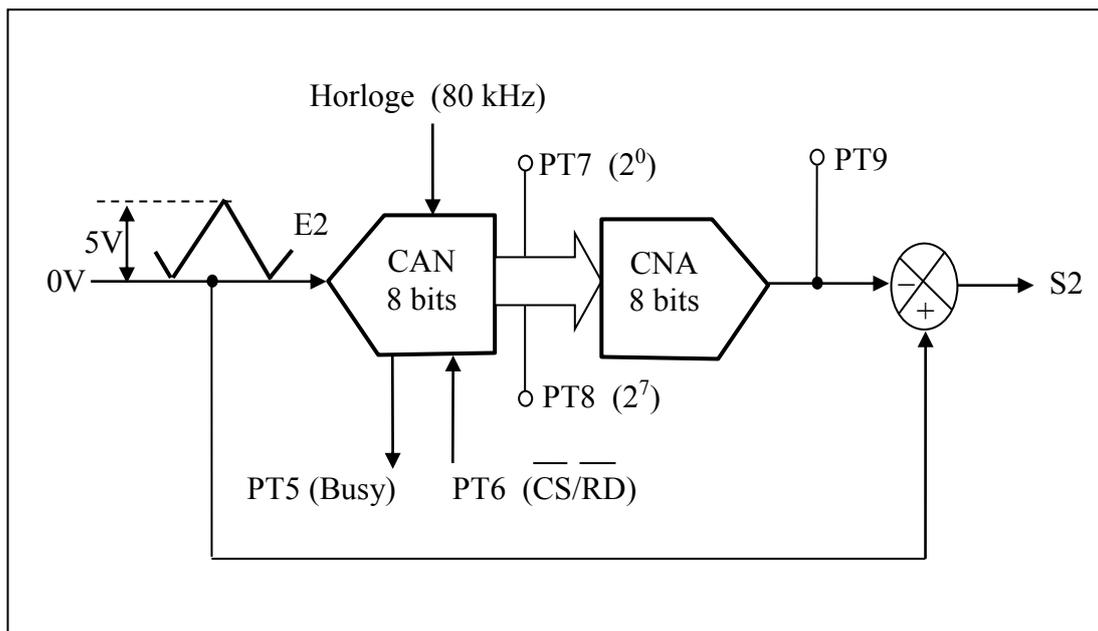


Figure 2 : Le signal $E2$ est numérisé avec 8 bits puis retransformé en grandeur analogique. Le signal $S2$ correspond à la différence entre le signal $E2$ et le signal restitué.

Annexe

Sample-and-hold amplifier

NE/SE5537

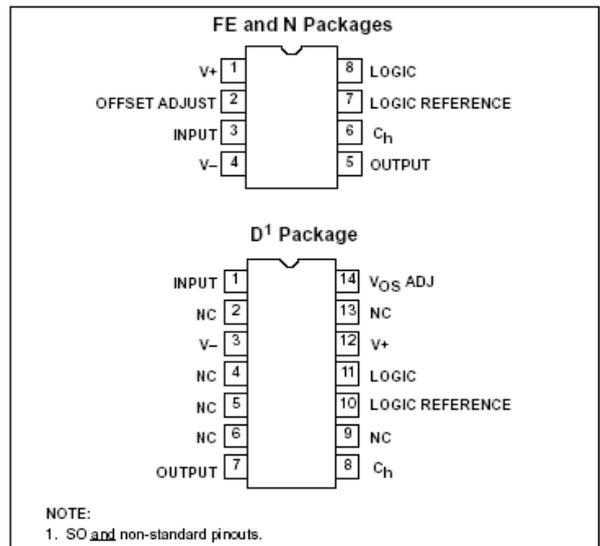
DESCRIPTION

The NE5537 monolithic sample-and-hold amplifier combines the best features of ion-implanted JFETs with bipolar devices to obtain high accuracy, fast acquisition time, and low droop rate. This device is pin-compatible with the LF198, and features superior performance in droop rate and output drive capability. The circuit shown in Figure 1 contains two operational amplifiers which function as a unity gain amplifier in the sample mode. The first amplifier has bipolar input transistors which give the system a low offset voltage. The second amplifier has JFET input transistors to achieve low leakage current from the hold capacitor. A unique circuit design for leakage current cancellation using current mirrors gives the NE5537 a low droop rate at higher temperature. The output stage has the capability to drive a 2kΩ load. The logic input is compatible with TTL, PMOS or CMOS logic. The differential logic threshold is 1.4V with the sample mode occurring when the logic input is high. It is available in 8-lead TO-5, 8-pin plastic DIP packages, and 14-pin SO packages.

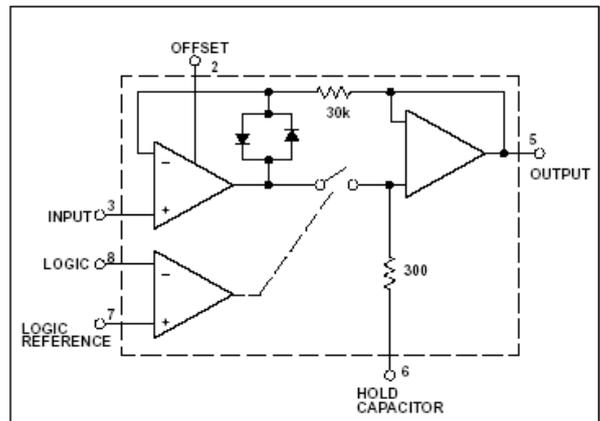
FEATURES

- Operates from ±5V to ±18V supplies
- Hold leakage current 6pA @ $T_J = 25^\circ\text{C}$
- Less than 4μs acquisition time
- TTL, PMOS, CMOS compatible logic input
- 0.5mV typical hold step at $C_H = 0.01\mu\text{F}$
- Low input offset: 1mV (typical)
- 0.002% gain accuracy with $R_L = 2\text{k}\Omega$
- Low output noise in hold mode
- Input characteristics do not change during hold mode
- High supply rejection ratio in sample or hold
- Wide bandwidth

PIN CONFIGURATIONS



BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE5537N	0404B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE5537D	0175D
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	SE5537FE	0404B

Sample-and-hold amplifier

NE/SE5537

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_S	Voltage supply	± 18	V
P_D	Maximum power dissipation $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) ¹		
	N package	1160	mW
	D package	1090	mW
	FE package	780	mW
T_A	Operating ambient temperature range		
	SE5537	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
	NE5537	0 to +70	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
V_{IN}	Input voltage	Equal to supply voltage	
	Logic to logic reference differential voltage ²	+7, -30	V
	Output short circuit duration	Indefinite	
	Hold capacitor short circuit duration	10	s
$T_{SOL D}$	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
FE package at $6.2\text{mW}/^\circ\text{C}$
N package at $9.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
D package at $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
- Although the differential voltage may not exceed the limits given, the common-mode voltage on the logic pins may be equal to the supply voltages without causing damage to the circuit. For proper logic operation, however, one of the logic pins must always be at least 2V below the positive supply and 3V above the negative supply.

Sample-and-hold amplifier

NE/SE5537

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS¹

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5537			NE5537			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input offset voltage ⁴	$T_J=25^\circ\text{C}$		1	3		2	7	mV
		Full temperature range			5			10	mV
I_{bias}	Input bias current ⁴	$T_J=25^\circ\text{C}$		5	25		10	50	nA
		Full temperature range			75			100	nA
	Input impedance	$T_J=25^\circ\text{C}$		10^{10}		10^{10}		Ω	
	Gain error	$T_J=25^\circ\text{C}$		0.002	0.007		0.004	0.01	%
		-10V $\leq V_{IN} \leq 10\text{V}$, $R_L=2\text{k}\Omega$ -11.5V $\leq V_{IN} \leq 11.5\text{V}$, $R_L=10\text{k}\Omega$ Full temperature range			0.02			0.02	%
	Feedthrough attenuation ratio at 1kHz	$T_J=25^\circ\text{C}$, $C_H=0.01\mu\text{F}$	86	96		80	90		dB
	Output impedance	$T_J=25^\circ\text{C}$, "HOLD" mode		0.5	2		0.5	4	Ω
		Full temperature range			4			6	
	"HOLD" Step ²	$T_J=25^\circ\text{C}$, $C_H=0.01\mu\text{F}$, $V_{OUT}=0$		0.5	2.0		1.0	2.5	mV
I_{CC}	Supply current ⁴	$T_J=25^\circ\text{C}$		4.5	6.5		4.5	7.5	mA
	Logic and logic reference input current	$T_J=25^\circ\text{C}$		2	10		2	10	μA
	Leakage current into hold capacitor ⁴	$T_J=25^\circ\text{C}$ "hold" mode ³		6	50		6	100	μA
	Acquisition time to 0.1%	$V_{OUT}=10\text{V}$, $C_H=1000\text{pF}$		4			4		μs
		$C_H=0.01\mu\text{F}$		20			20		μs
	Hold capacitor charging current	$V_{IN}-V_{OUT}=2\text{V}$		5			5		mA
$SVRR$	Supply voltage rejection ratio	$V_{OUT}=0\text{V}$	80	110		80	110		dB
	Differential logic threshold	$T_J=25^\circ\text{C}$	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V

NOTES:

- Unless otherwise specified, the following conditions apply: Unit is in "sample" mode, $V_S=\pm 15\text{V}$, $T_J=25^\circ\text{C}$, $-11.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 11.5\text{V}$, $C_H=0.01\mu\text{F}$, and $R_L=2\text{k}\Omega$. Logic reference voltage = 0V and logic voltage = 2.5V.
- Hold step is sensitive to stray capacitive coupling between input logic signals and the hold capacitor. 1pF, for instance, will create an additional 0.5mV step with a 5V logic swing and a 0.01F hold capacitor. Magnitude of the hold step is inversely proportional to hold capacitor value.
- Leakage current is measured at a junction temperature of 25°C . The effects of junction temperature rise due to power dissipation or elevated ambient can be calculated by doubling the 25°C value for each 11°C increase in chip temperature. Leakage is guaranteed over full input signal range.
- These parameters guaranteed over a supply voltage range of ± 5 to $\pm 18\text{V}$.

Thème 3 :

Transformation temps-fréquence : Technique FFT

Objectif : A l'aide d'un oscilloscope numérique et de l'outil FFT on relève les réponses en fréquence de quelques systèmes. Dans un premier temps, on se familiarise avec le menu FFT et, par l'utilisation de signaux tests, on passe en revue l'influence de différents paramètres:

- les fenêtres d'analyse : résolution et dynamique
- le repliement de spectre
- le bruit de quantification

I- Prise en main de la fonction FFT de l'oscilloscope

1- Appliquer sur la voie 1, un signal sinusoïdal de 100kHz et d'amplitude 1V crête à crête sous $1M\Omega$, choisissez une échelle horizontale de $50\mu s/$ et une échelle verticale de 200mV/.

Faire Math \rightarrow Function, choisir FFT de la source 1.

En bas à droite de l'écran s'affiche la fréquence d'échantillonnage F_e pour le calcul de la FFT : $2MSa/s$, soit $2 \cdot 10^6$ échantillons par seconde ou encore $F_e = 2MHz$. Le nombre de points N acquis pour le calcul de la FFT est égal à 1000 (doc. Technique du DSO5032A).

Ceci fixe le **pas de calcul en fréquence** ou **résolution** $\frac{F_e}{N} = 2kHz$ (voir TD correspondant).

La trace de la FFT est en violet à l'écran. L'échelle horizontale des fréquences va de 0 à $\frac{F_e}{2} = 1MHz$, vérifier le avec les réglages SPAN (1.00MHz) et CENTER.(500kHz)

La fonction MORE FFT vous permet d'ajuster l'échelle verticale, faire SCALE (10dB/) et OFFSET (-45dBV). Choisissez la fenêtre d'analyse FLAT TOP, elle permet de mesurer avec précision l'amplitude des pics. Vous devez obtenir le graphe de la figure1.

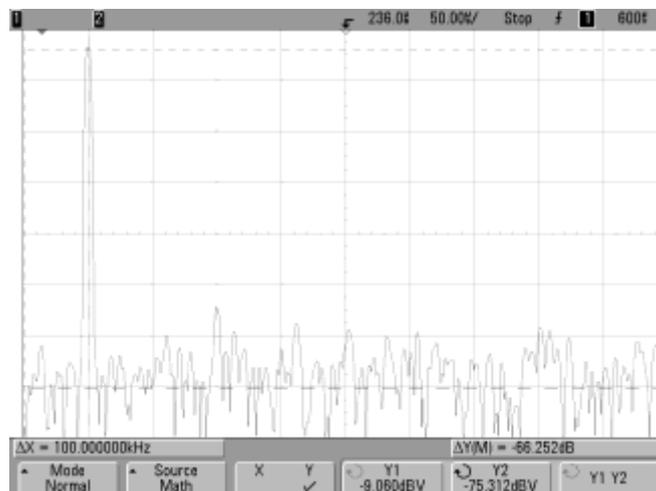


Figure 1 : FFT du signal de 100kHz

Appuyer sur CURSORS pour mesurer l'amplitude et la fréquence. Vous disposez de deux curseurs suivant l'axe horizontal, X1 et X2 et deux curseurs suivant l'axe vertical, Y1 et Y2.

Quelle est l'amplitude du pic principal mesurée en dBV par l'appareil ? Comparer à la valeur calculée à partir de la valeur efficace.

$$\text{Rappel de la définition du dBV} : 20 \log_{10} \left(\frac{\text{valeur efficace en V}}{1\text{V}} \right),$$

Enregistrement sur clé USB : Vous pouvez faire des copies d'écran pour les joindre à votre rapport en procédant comme suit :

- Touche Utility
 - Print Config
 - Print to PNG (24bits) (1copie d'écran = 32kOctets)
- Touche Quick Print

II- Résolution des fenêtres rectangulaire et de Hanning

La **résolution** d'une fenêtre d'analyse correspond à l'aptitude à séparer deux fréquences proches l'une de l'autre. Pour mesurer la résolution, il faut donc disposer d'un signal avec au moins deux fréquences proches l'une de l'autre et le moyen le plus pratique est d'appliquer à l'entrée de l'oscilloscope un signal modulé en amplitude.

- Pour générer un signal modulé en amplitude, procéder comme suit :
 - Touche SINE, sélectionner la fréquence de la porteuse $f_p = 100\text{kHz}$, amplitude 1V crête à crête sous $1\text{M}\Omega$.
 - Touche MOD du générateur, sélectionner AM comme Amplitude Modulation, puis AM Depth pour régler le taux de modulation m, choisissez par exemple $m = 80\%$, puis Shape Sine pour que le modulant soit de type sinusoïdal, enfin sélectionner AM FREQ pour ajuster la fréquence F du modulant à 2kHz.

Prendre $100\mu\text{s}$ pour l'échelle horizontale de l'oscilloscope. Pour obtenir une image stable sur l'écran de l'oscilloscope utiliser la synchronisation externe. Pour cela, relier la sortie SYNC du générateur à l'entrée EXT TRIGGER de l'oscilloscope. Le signal de synchronisation délivré par le générateur est à la fréquence $F = 2\text{kHz}$ du modulant. Vous devez obtenir le graphe de la figure 2.

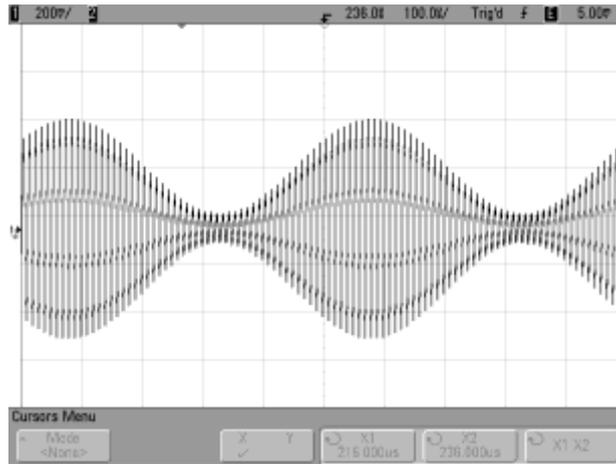


Figure 2 : Signal modulé en amplitude pour le test de résolution, $f_p = 100\text{kHz}$, $m = 80\%$ et $F = 2\text{kHz}$

2- Utiliser le mode RUN CONTROL SINGLE (1 enregistrement suivi d'un calcul de FFT). Sélectionner la **fenêtre Rectangle** de la FFT, relever la fréquence d'échantillonnage pour le calcul de la FFT, quelle est la résolution de l'analyse ? Montrer que les trois raies attendues sont bien observées, mesurer les fréquences avec les curseurs horizontaux et les amplitudes relatives des raies avec les curseurs verticaux.

3- Utiliser le mode RUN CONTROL SINGLE (1 enregistrement suivi d'un calcul de FFT). Sélectionner la **fenêtre de Hanning** de la FFT, vérifier que les trois raies sont confondues dans un large pic. Déterminer la résolution de l'analyse ?

III- Dynamique des fenêtres rectangulaire et de Hanning

La **dynamique** d'une fenêtre d'analyse correspond à l'aptitude à faire identifier deux raies d'amplitudes très différentes et éloignées en fréquence. Comme précédemment, une modulation d'amplitude est un bon signal test mais il faut cette fois-ci choisir un modulant de fréquence relativement élevé et un très faible taux de modulation.

- Pour générer le signal, procéder comme suit :
 - Touche SINE, sélectionner la fréquence de la porteuse $f_p = 100\text{kHz}$, amplitude 1V crête à crête sous $1\text{M}\Omega$.
 - Touche MOD du générateur, sélectionner AM comme Amplitude Modulation, puis AM Depth pour régler le taux de modulation m , choisissez par exemple $m = 2\%$, puis Shape Sine pour que le modulant soit de type sinusoïdal, enfin sélectionner AM FREQ pour ajuster la fréquence F du modulant à 10kHz .

Prendre $100\mu\text{s}$ pour l'échelle horizontale de l'oscilloscope. Pour obtenir une image stable sur l'écran de l'oscilloscope utiliser la synchronisation externe, pour cela relier la sortie SYNC du générateur à l'entrée EXT TRIGGER de l'oscilloscope. Le signal de synchronisation délivré par le générateur est à la fréquence $F = 10\text{kHz}$ du modulant. Vous devez obtenir le graphe de la figure 3.

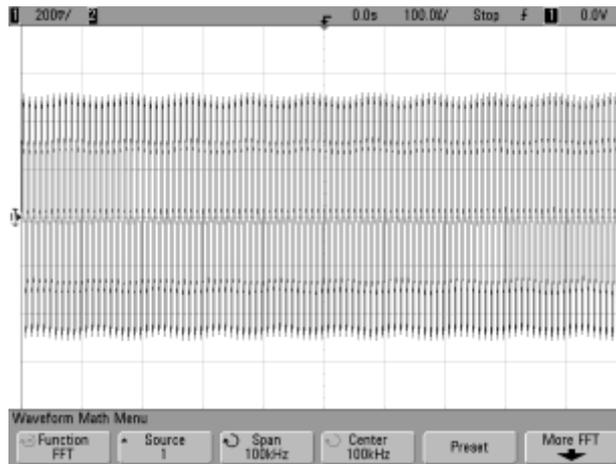


Figure 3 : Signal modulé en amplitude pour le test de résolution, $f_p = 100\text{kHz}$, $m = 2\%$ et $F = 10\text{kHz}$

- 4- Utiliser le mode RUN CONTROL SINGLE (1 enregistrement suivi d'un calcul de FFT). Sélectionner la **fenêtre de Hanning** de la FFT, montrer que les trois raies attendues sont bien observées, vérifier les fréquences avec les curseurs horizontaux et les amplitudes relatives des raies avec les curseurs verticaux.
- 5- Utiliser le mode RUN CONTROL SINGLE (1 enregistrement suivi d'un calcul de FFT). Sélectionner la **fenêtre Rectangle** de la FFT, vérifier que les fuites spectrales empêchent l'observation des raies latérales.
- 6- Compléter le tableau en mettant une croix dans la bonne case.

	Bonne résolution	Bonne dynamique
Fenêtre rectangulaire		
Fenêtre de Hanning		

IV- Repliement de spectre

- 7- Utiliser le mode RUN CONTROL SINGLE (1 enregistrement suivi d'un calcul de FFT). Générer un signal carré de fréquence 990Hz, d'amplitude 1V sous $1\text{M}\Omega$ et de rapport cyclique 50%. Choisissez 1ms/ sur l'oscilloscope pour obtenir une fréquence d'échantillonnage de 100kSA/s pour le calcul de la FFT. Expliquer les différentes raies observées et identifier celles issues du repliement de spectre.

V- Bruit de quantification [BONUS]

Générer un signal sinusoïdal de fréquence 80Hz, d'amplitude 1,5V c à c sous 1MΩ. Prendre 200ms/ sur l'oscilloscope. Réglages de la FFT : fréquence échantillonnage 500SA/s, fenêtre de Hanning, Span 250Hz, Center 125Hz

Utiliser le mode RUN CONTROL SINGLE (1 enregistrement suivi d'un calcul de FFT) pour les divers enregistrements.

8- Observer et enregistrer les FFT pour les sensibilités verticales de 200mV/ et 2V/. Relever pour chaque enregistrement, l'amplitude du pic en dBV à la fréquence de 80Hz et vérifier qu'il correspond bien à la valeur attendue puis mesurer l'écart en dB entre le pic et le plancher de bruit. Vérifier que le résultat est proche de la valeur théorique attendue à savoir :

$$\text{Ecart entre pic et plancher de bruit} = 6,02N_0 + 1,76 + 10 \log_{10} \left(\frac{N}{2} \right)$$

où N_0 est le nombre de bits de conversion et N_{pts} , le nombre de points de calcul de la FFT, ici $N = 1024$.

VI – Relevé de la réponse en fréquence de quelques systèmes

Trois systèmes sont disponibles (voir figure 4) :

- La boucle ouverte de l'oscillateur étudié dans le TP Oscillateur
- 2 filtre passe-bas de type Chebyshev, un ordre 4 et un ordre 5.

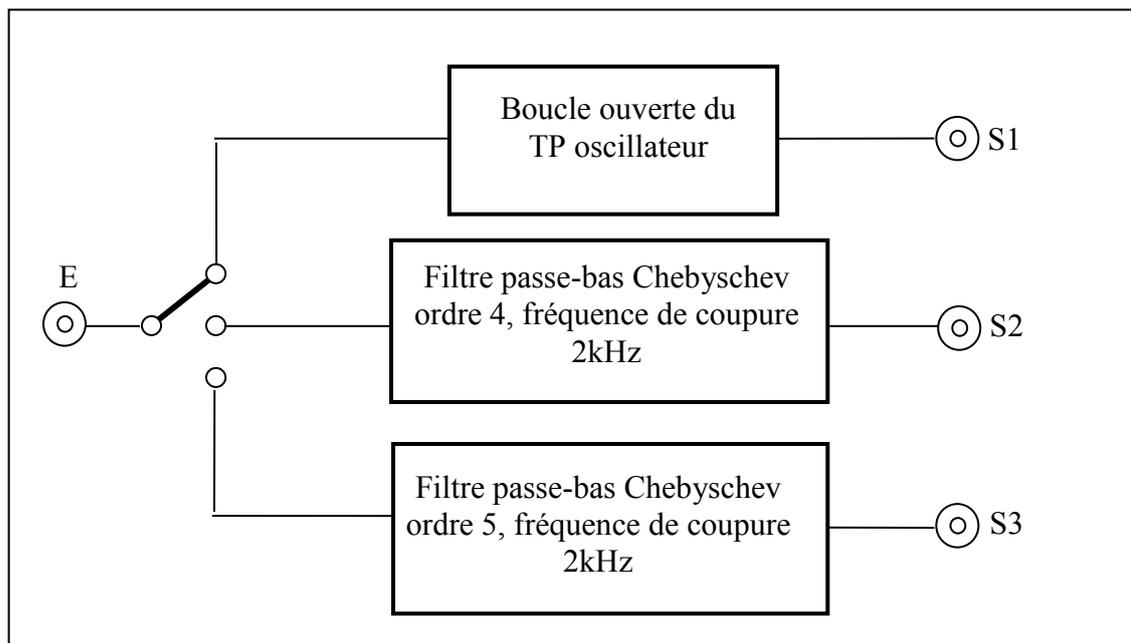


Figure 4 : La maquette permet l'étude de trois systèmes : la boucle ouverte de l'oscillateur étudié en TP Oscillateur et deux filtres passe bas de Tchebyshev, un ordre 2 et un ordre 4.

La figure 5 donne le détail du schéma électrique de la boucle ouverte avec les valeurs des composants, c'est le circuit que vous avez étudié en TD. Les figures 6 et 7 sont des copies d'écran du logiciel Filter Pro. utilisé pour la synthèse des filtres de Chebyshev.

En fonction du temps restant, ne traiter qu'une des deux questions suivantes.

9- Réponse en fréquence de la boucle ouverte du TP oscillateur

Votre travail consiste à retrouver par la méthode de la réponse impulsionnelle la réponse en fréquence de la boucle, en particulier :

- la fréquence de résonance
- la largeur de la résonance à -3dB
- le gain à la fréquence de résonance

Pour cela, vous devez choisir :

- l'amplitude A du pulse à envoyer,
- la fréquence des pulses,
- la largeur θ des pulses,
- paramétrer correctement l'oscilloscope.

Conseils :

- *Pour être sûr que vous êtes bien dans le régime linéaire, il suffit de multiplier puis diviser par deux l'amplitude du pulse, la réponse en fréquence (rapport de la sortie/l'entrée) ne doit pas changer*
- *Pour améliorer le rapport signal/Bruit utiliser le mode AVERAGING dans le menu ACQUIRE.*

Expliquer votre méthodologie du choix des paramètres, enregistrer une copie d'écran de la réponse impulsionnelle et de la FFT.

10- Réponse en fréquence du filtre de Chebyshev d'ordre 4

Votre travail consiste à retrouver par la méthode de la réponse impulsionnelle la réponse en fréquence du filtre, en particulier :

- la fréquence de coupure à 0dB
- le ripple dans la bande passante
- le gain à la fréquence zéro
- les fréquences des maxima et minima dans la bande passante et les gains correspondant
- l'ordre du filtre

Peut-on vérifier la pente d'atténuation de 80dB/décade aux hautes fréquences ?

Pour cela, vous devez choisir :

- l'amplitude A du pulse à envoyer,
- la fréquence des pulses,
- la largeur θ des pulses,
- paramétrer correctement l'oscilloscope.

Comparer les valeurs mesurées et calculées à celles données par le logiciel « Filter Pro ».

Conseils :

- *Pour être sûr que vous êtes bien dans le régime linéaire, il suffit de multiplier puis diviser par deux l'amplitude du pulse, la réponse en fréquence (rapport de la sortie/l'entrée) ne doit pas changer*
- *Pour améliorer le rapport signal/Bruit utiliser le mode AVERAGING dans le menu ACQUIRE.*

Expliquer votre méthodologie du choix des paramètres, enregistrer une copie d'écran de la réponse impulsionnelle et de la FFT.

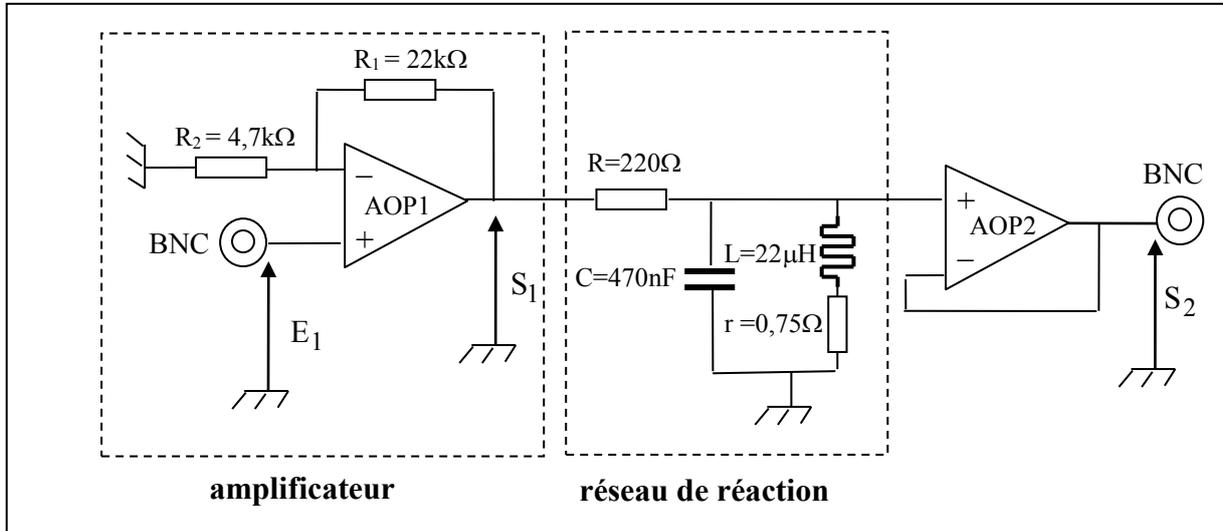


Figure 5 : Schéma électrique de la boucle ouverte de l'oscillateur

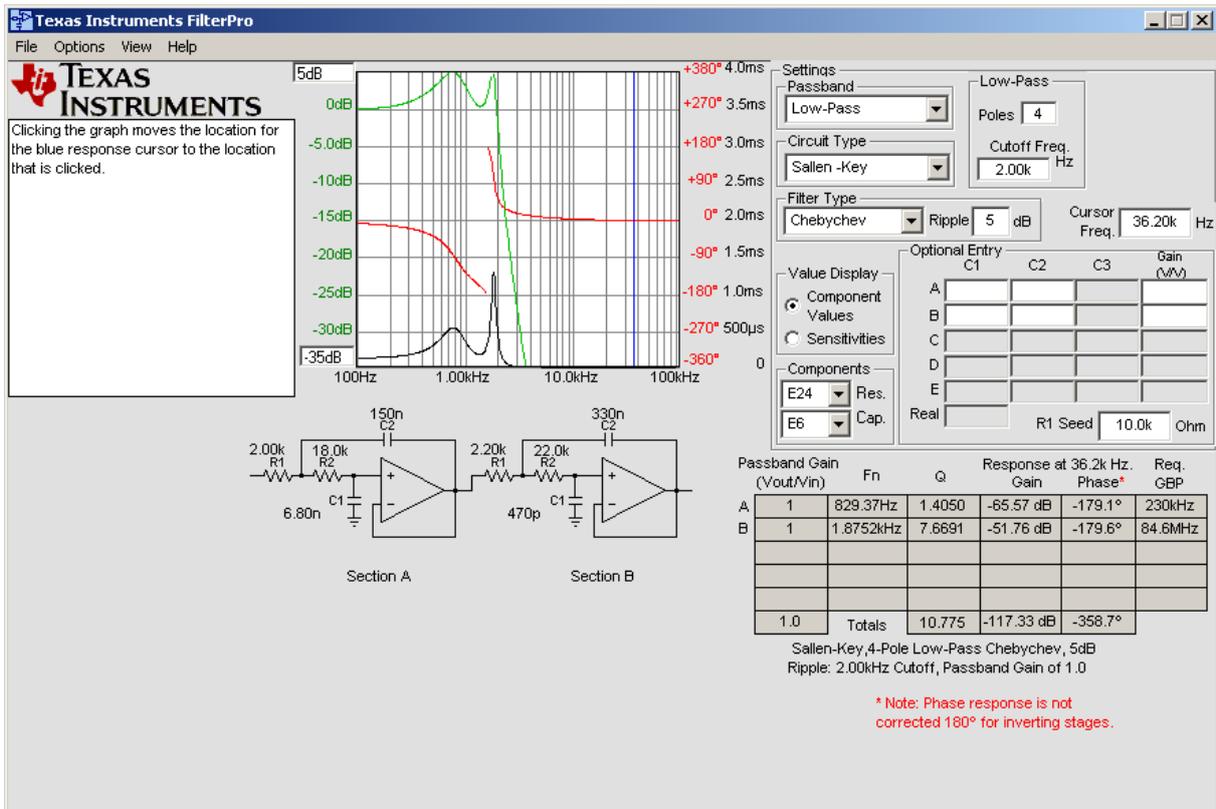


Figure 6 : Synthèse du filtre de Chebyshev d'ordre 4 de fréquence de coupure 2kHz

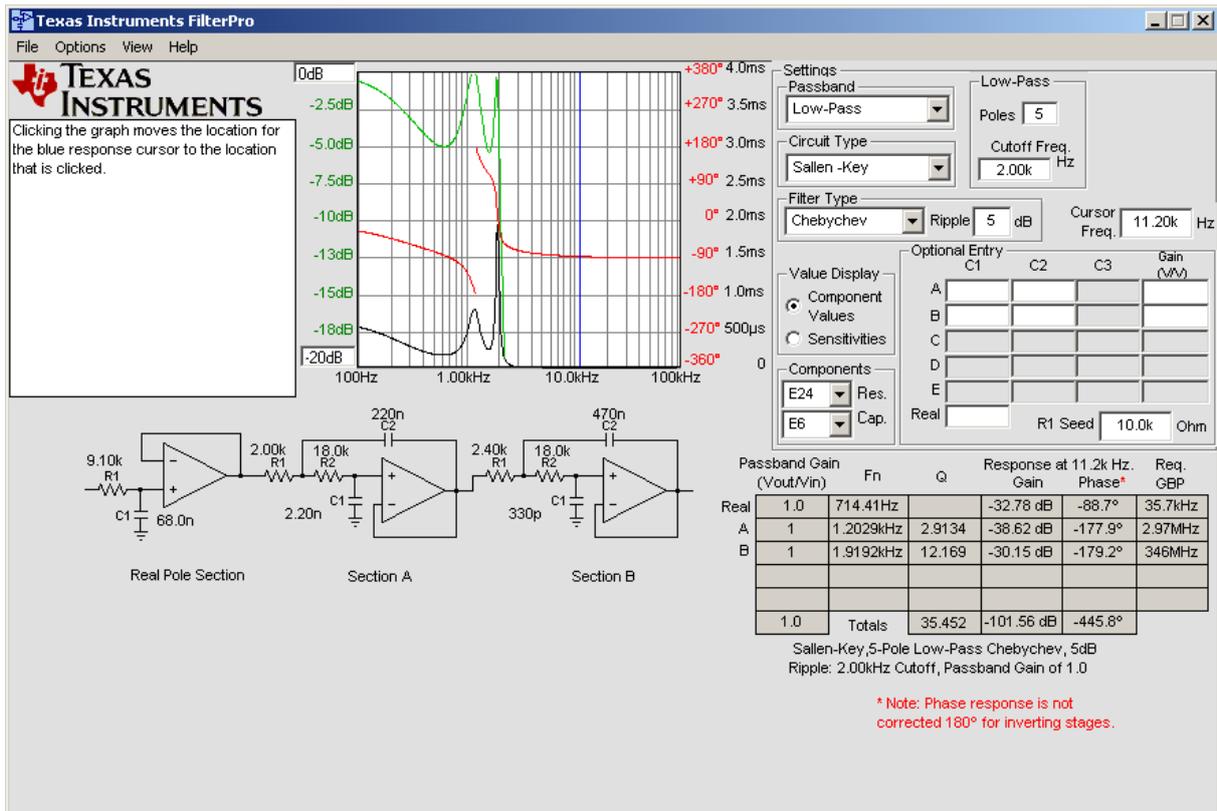


Figure 7 : Synthèse du filtre de Chebyshev d'ordre 5 de fréquence de coupure 2kHz

Thème 4 :

Outils d'analyse du signal

I- Prise en main du logiciel TINA : observation de signaux périodiques et calcul des séries de Fourier associées

II- Observation d'un signal échantillonné

III- Reconstruction

IV : Repliement du spectre

Annexe

Vu en TD :

Les signaux peuvent être représentés dans le temps, la courbe $v(t)$ est appelée chronogramme. Ils peuvent aussi être représentés dans le domaine des fréquences, $\underline{V}(f)$ la représentation en fréquence de la tension $v(t)$ est une **fonction complexe** de la fréquence. Elle est donc caractérisée par **une amplitude et une phase**. Il existe des outils mathématiques pour passer d'une représentation à l'autre :

- Pour les signaux périodiques, on utilise **la décomposition en série de Fourier** (voir annexe)
- Pour les signaux non périodiques on utilise **la transformée de Fourier**

On appelle spectre la représentation graphique de l'amplitude de $\underline{V}(f)$ en fonction de f .

Un signal échantillonné est le produit du signal par un peigne d'impulsions.

Son spectre est la reproduction périodique du spectre du signal continu si on respecte la condition de Shannon : $F_e > 2 \cdot f_{\max}$, où F_e est la fréquence d'échantillonnage et f_{\max} la plus haute fréquence du spectre du signal continu.

Si on ne respecte pas la condition de Shannon, on observe le phénomène de repliement du spectre.

I- Prise en main du logiciel TINA

TINA est un outil de conception, de simulation et d'analyse de circuits électroniques analogiques, numériques et mixtes. Les résultats d'analyse peuvent être produits sous forme de diagrammes ou par une série d'instruments virtuels.

Il comprend une bibliothèque de modèle Spice d'AOP, d'amplificateurs d'instrumentation, de comparateurs, de régulateurs de tension, ... de la société Texas Instruments.

TINA permet de créer tout type de circuit en quelques minutes avec l'éditeur de schéma de TINA, simple d'utilisation. Après la saisie de schéma, différentes analyses sont possibles :

- DC analysis
- AC analysis
- Transient analysis
- Fourier analysis
- Noise analysis

Il est également possible de réaliser des analyses avec 7 instruments virtuels : Oscilloscope, Function Generator, Multimeter, Signal Analyzer/Bode Plotter, Network Analyzer, Spectrum Analyzer, Logic Analyzer, Digital Signal Generator, XY Recorder.

La prise en main est très facile : pour sélectionner un composant, cliquer OK dans la fenêtre de choix des composants et l'amener sur le plan de travail. Pour paramétrer un composant, faire un « double-clic » sur celui-ci et remplir les champs. Tirer des fils entre les composants et procéder à l'une des analyses mentionnées ci-dessus.

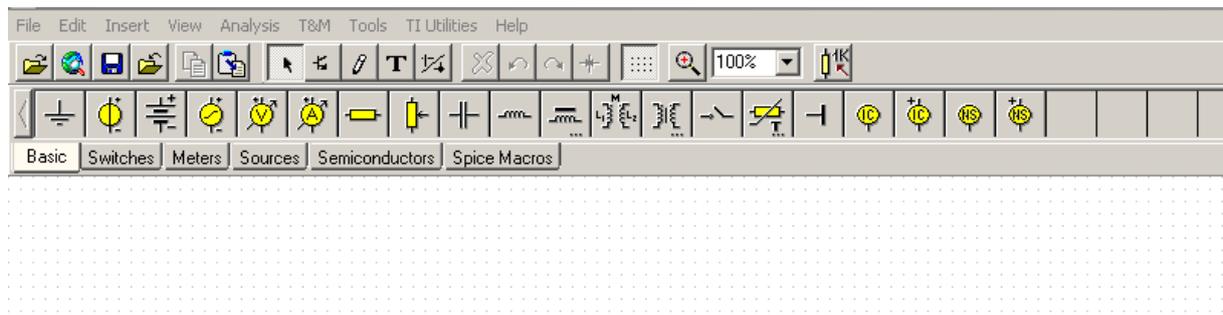


Figure 1 : Menus de la fenêtre de l'éditeur de circuit

1.1 Etude d'un signal sinusoïdal

Lancer le programme TINA (attention à bien prendre la version 9).

Dessiner le circuit de la figure 2 en choisissant les composants adéquats.

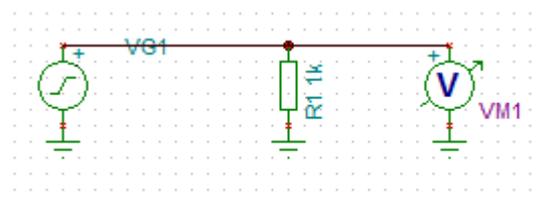


Figure 2 : Circuit d'étude du générateur de signal

Réglage du générateur de tension : choisir un signal sinusoïdal d'amplitude 2 V et de fréquence $f_0 = 1$ kHz.

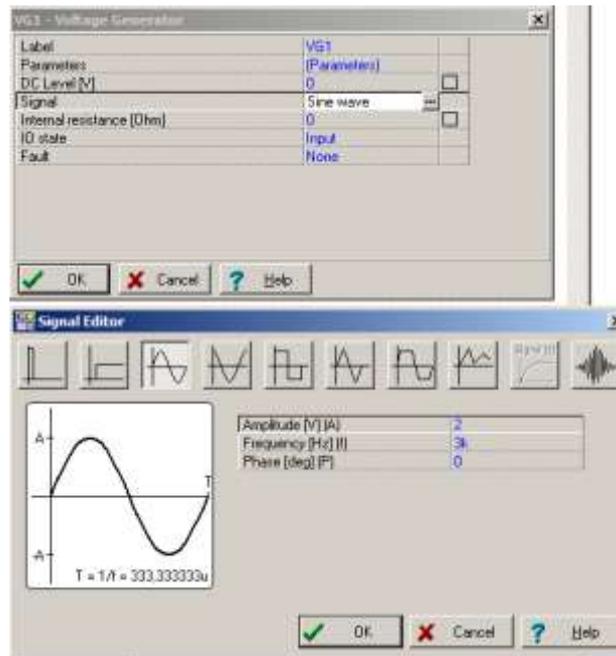


Figure 3 : Fenêtre de réglage des paramètres du générateur de tension

Tracé du chronogramme

Pour observer le chronogramme de la tension V_{G1} , on réalise une étude transitoire :

- Barre horizontale des menus → Analysis → Transient...
- Remplir les champs de la fenêtre (Start Display, End Display) de manière à observer 5 périodes.

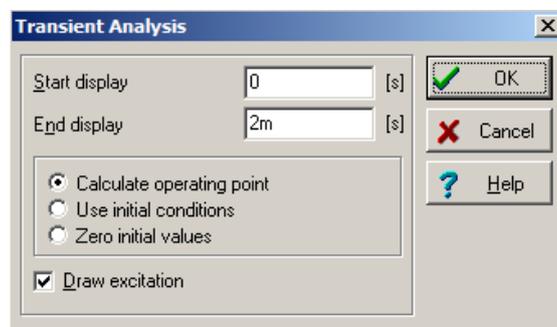


Figure 4 : Fenêtre de réglage des paramètres de l'analyse « transient... »

Question 1 : Vérifiez que les réglages du générateur de tension sont corrects.

Tracé de la décomposition en série de Fourier

Le signal V_{G1} est périodique, on peut donc le décomposer en série de Fourier. Pour cela on utilise la fonction « Fourier Analysis » de TINA.

- Barre horizontale des menus → Analysis → Fourier Analysis...
- Remplir les champs de la fenêtre (Sampling Start Time, Base frequency, Number of samples, Number of harmonics). On se limitera aux 20 premières harmoniques.

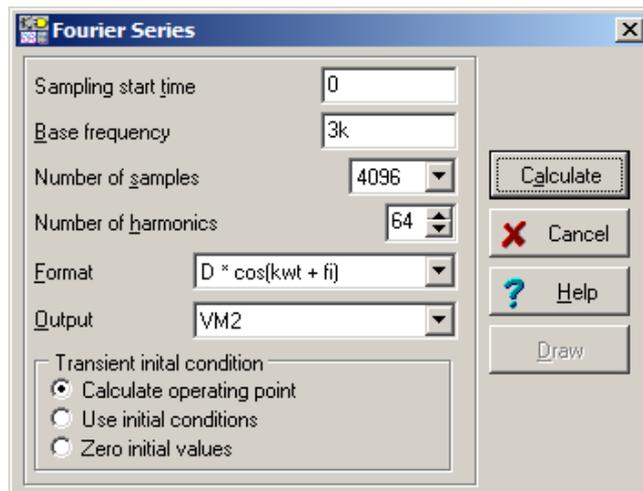


Figure 5 : Fenêtre de réglage du calcul des coefficients de la série de Fourier

Question 2 : Justifiez le choix des valeurs pour les différents paramètres.

Une fois le calcul des coefficients réalisé, cliquez sur Draw pour obtenir le tracé du spectre

Question 3 : Commentez le résultat obtenu. Est-il en accord avec la théorie ?

1.2 Etude d'un signal impulsionnel

Choisir un signal impulsionnel d'amplitude 2V avec une durée d'impulsion successivement de $\theta = 10 \mu\text{s}$, $100 \mu\text{s}$ puis $250 \mu\text{s}$.

Pour chaque valeur vous calculerez la série de Fourier en choisissant comme fréquence de base : 1 kHz et 50 harmoniques. Le logiciel calculera ainsi les 50 premiers harmoniques de la série de Fourier correspondant à un signal impulsionnel de période $T_0 = 1\text{ms}$ et de rapport cyclique : θ/T_0 .

Question 4 : Les résultats sont-ils en accord avec la théorie. On précisera notamment l'allure de l'enveloppe des différentes raies ainsi que la position en fréquence des zéros de cette enveloppe. (On rappelle en annexe l'allure du spectre d'un signal impulsionnel).

II- Spectre d'un signal sinusoïdal échantillonné

Pour réaliser l'échantillonneur on choisira le composant Time-Controlled Switch dans la famille SWITCHES . En double cliquant sur son icône vous ouvrez une fenêtre permettant de paramétrer l'échantillonneur (voir figure 6)

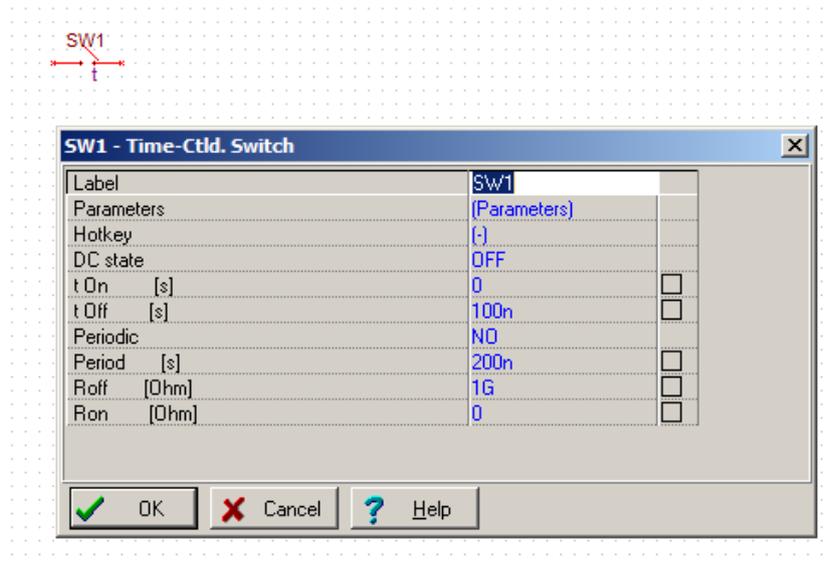


Figure 6 : Fenêtre de réglage de l'échantillonneur

DC state : permet de définir l'état par défaut (ouvert ou fermé) de l'interrupteur. On gardera DC state sur off

t_{ON} : correspond à l'instant où la commande est appliquée (fermeture ou ouverture suivant la valeur de DC state).

t_{OFF} : correspond à l'instant où la commande est stoppée (ouverture ou fermeture suivant la valeur de DC state)

Périodique : permet de préciser si la commande est périodique ou non. On gardera Periodic sur on

Périod : fixe la valeur de la période dans le cas où Périodique est « on »

R_{off} : résistance équivalente de l'interrupteur lorsqu'il est ouvert

R_{on} : résistance équivalente de l'interrupteur lorsqu'il est fermé

2.1 Echantillonnage « idéal »

On choisit dans un premier temps d'échantillonner un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 2V avec une impulsion de commande de l'échantillonneur de durée ($t_{OFF} - t_{ON}$) de 1 μ s pour une fréquence d'échantillonnage F_e de 20 kHz. On choisira $R_{off} = 1 \text{ G}\Omega$ et $R_{on} = 0 \Omega$.

Dessiner le circuit de la Figure 7

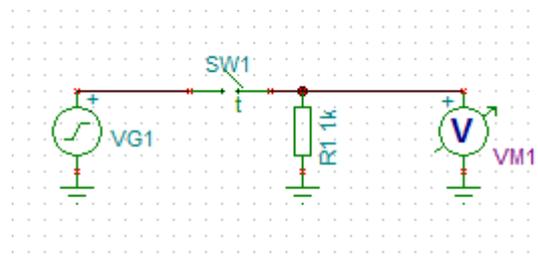


Figure 7 : circuit de l'échantillonneur

Effectuer les réglages nécessaires, puis tracer le chronogramme et le spectre du signal échantillonné.

Question 5 : Les résultats sont-ils en accord avec la théorie. On précisera notamment la position des différentes raies observées ainsi que leurs amplitudes.

Positionner maintenant la fréquence du signal sinusoïdal sur 2 kHz. Retracer le spectre en conservant une fréquence de base de 1 kHz.

Question 6 : Comment se déplacent les différentes raies ?

Revenir à un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et modifier la fréquence d'échantillonnage de 20kHz à 10 kHz. Retracer le spectre.

Question 7 : Comment se déplacent les différentes raies ?

2.2 Echantillonnage « réel » influence de la durée d'impulsion d'échantillonnage

On garde un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz.
Choisir une durée d'impulsion de 25 μ s, pour une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz.

Tracer le spectre du signal échantillonné.

Question 8 : Comparer ce spectre (position et amplitude des différentes raies) à celui obtenu à la question 5. Pourquoi n'observe-t-on aucune raie autour de $2F_e$ (40 kHz) ?

2.3 Echantillonneur bloqueur

On réalise maintenant le circuit de la figure 8. On garde un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz pour une durée d'impulsion de 1 μ s.

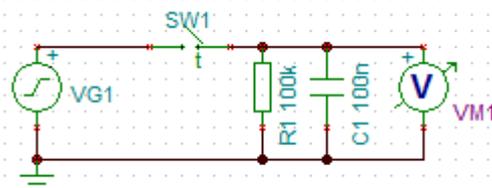


Figure 8 : Echantillonneur bloqueur

Lorsque l'impulsion d'échantillonnage est présente le circuit est équivalent au schéma de la Figure 9-a où R_{on} est la résistance de l'interrupteur fermé. Sinon il est équivalent au circuit de la Figure 9-b où R_{off} est la résistance de l'interrupteur ouvert.

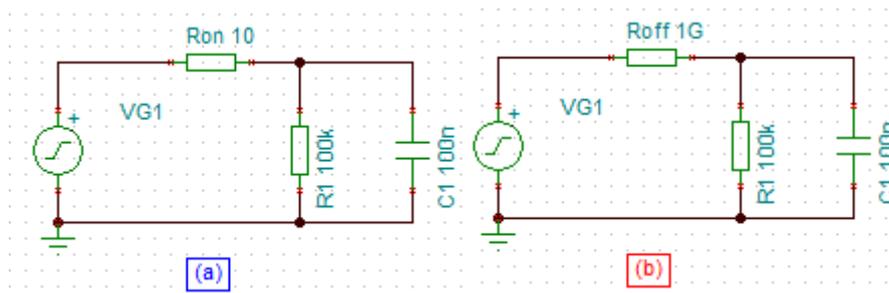


Figure 9 : Schémas équivalents du circuit : interrupteur fermé (a) ; interrupteur ouvert (b)

Question 9 : Calculer les constantes de temps respectives τ_a et τ_b pour ces deux circuits en fonction des résistances R_{on} , R_{off} , R_1 et de la capacité C_1 .

a) Influence de τ_b

- Choisir $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $R_{off} = 1 \text{ G}\Omega$ et $R_{on} = 0 \Omega$.

Tracer le chronogramme.

Question 10 : Commenter l'allure du tracé en vous appuyant sur les schémas de la Figure 7. On s'appuiera sur les valeurs respectives de τ_b , T_e , θ , T_0 .

Tracer le spectre

Question 11 : Commenter l'allure du spectre. On expliquera notamment pourquoi l'amplitude des raies autour de F_e , $2F_e$, ... est aussi basse ?

- Choisir $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $R_{off} = 1 \text{ G}\Omega$ et $R_{on} = 0 \Omega$.

Tracer le chronogramme et le spectre du signal échantillonné.

Question 12 : Commenter l'allure de ces deux tracés. On expliquera les évolutions par rapport aux questions 10 et 11 en regard des changements des valeurs respectives de τ_b , T_e , θ , T_0 .

b) Influence de τ_a

- Choisir $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $R_{off} = 1 \text{ G}\Omega$ et $R_{on} = 100 \Omega$.

Tracer le chronogramme et le spectre du signal échantillonné.

Question 13 : Commenter l'allure de ces deux tracés. On s'appuiera sur les valeurs respectives de τ_a , T_e , θ , T_0 . On expliquera l'évolution par rapport aux questions précédentes en s'appuyant sur les schémas de la Figure 9.

III- Reconstruction

Pour effectuer la reconstruction d'un signal échantillonné, on utilise un filtre passe bas selon le schéma de la figure 10. Le filtre proposé est un filtre passe-bas de type butterworth d'ordre 5 et de fréquence de coupure à -3 dB de 2 kHz.

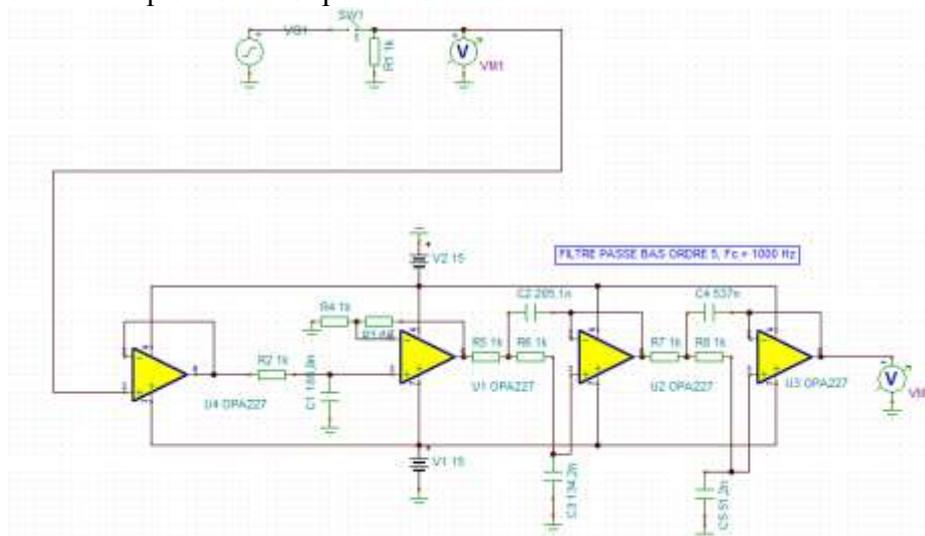


Figure 10 : Echantillonneur suivi du filtre de reconstruction

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert du filtre est représenté Figure 11.

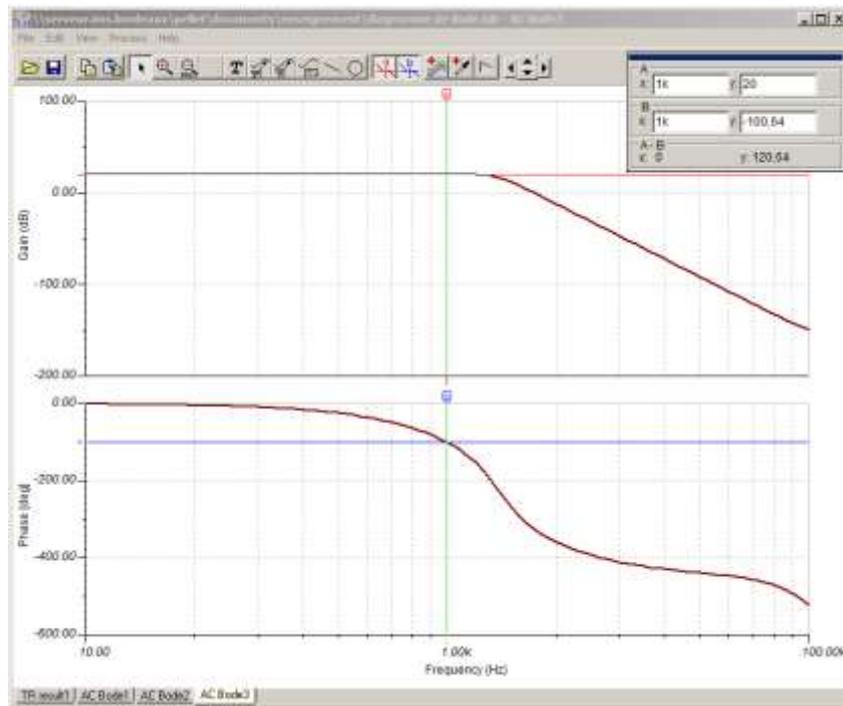


Figure 11 : Diagramme de Bode du filtre e reconstruction

On ne vous demande pas de dessiner le circuit de la figure 10. Pour l’obtenir il vous suffit d’ouvrir le fichier « reconstruction » que vous trouverez dans le dossier TP7 outils d’analyse du signal qui est sur le bureau.

On choisira comme paramètres pour l’échantillonneur :

$t_{on} : 0$, $t_{off} : 10 \mu s$, Periodic : YES, Period : $50 \mu s$, $R_{off} : 1G$, $R_{on} : 0$

Tracer les chronogrammes des tensions V_{G1} , V_{M1} et V_{M2} pour $t = 0$ à $t = 5$ ms.

Question 14 : Commentez l’allure de la courbe V_{M2} de $t = 0$ à $t = 1$ ms .

Mesurer le déphasage entre V_{M2} et V_{G1} .

Pour cela il est conseillé d’utiliser les curseurs pour mesurer le décalage temporel puis d’en déduire le déphasage. On rappelle que $\Delta\Phi = \omega \Delta t$. On pourra au préalable réajuster l’axe des temps pour n’afficher qu’une période par exemple de $t = 1$ ms à $t = 2$ ms. (Il suffit de double cliquer sur l’axe pour ouvrir la fenêtre de réglage de l’axe)

Question 15 : le déphasage observé entre V_{M2} et V_{G1} est-il cohérent avec le diagramme de Bode de la figure 11 ?

On souhaite maintenant calculer la décomposition en série de Fourier de V_{M2} . Pour faire abstraction du régime transitoire observé de $t = 0$ à $t = 1$ ms et ne prendre en compte que le régime établi, on appliquera les paramètres suivants :

“Sampling start time” : 2ms,

“Base frequency” : 1kHz

“Number of samples” : 4096

“Number of harmonics” : 64

Calculer puis tracer successivement les spectres de V_{M1} et de V_{M2} .

Question 16 : Les spectres obtenus sont-ils en accord avec la théorie ?

Question 17 : L'amplitude de V_{M2} est-elle cohérente avec le diagramme de Bode de la Figure 11 ?

IV- Théorème de Shannon et repliement du spectre

Pour visualiser les effets du repliement du spectre lorsqu'on ne respecte plus la condition de Shannon ($F_e > 2 F_{Max}$) on choisit de fixer F_e à 1,8 kHz au lieu de 20 kHz, pour un signal V_{G1} inchangé à 1 kHz. **Les autres paramètres de l'échantillonneur restent inchangés.**

Question 18 : Déterminer et tracer sur la Figure 12 la position des différentes raies du signal V_{M1} .

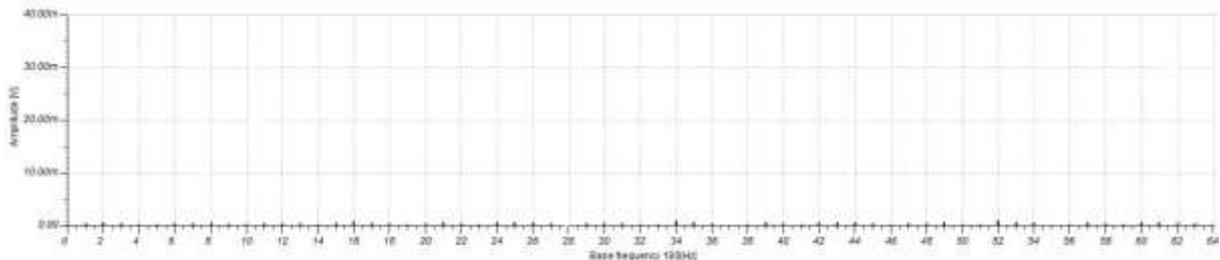


Figure 12 : Spectre du signal V_{M1}

Pour vérifier votre réponse, réaliser le calcul des coefficients de la série de Fourier pour le signal V_{M1} avec les paramètres suivants :

“Sampling start time” : 2ms,
“Base frequency” : 100 Hz,
“Number of samples” : 4096,
“Number of harmonics” : 64,
puis tracer le spectre.

Question 19 : quelles sont les amplitudes des deux premières raies ?

On s'intéresse maintenant au signal reconstruit V_{M2} .

Calculer les coefficients de la série de Fourier pour le signal V_{M2} avec les mêmes paramètres que précédemment, puis tracer le spectre.

Question 20 : Les résultats sont-ils cohérents ? On précisera notamment l'amplitude des deux premières raies.

Tracer les chronogrammes des tensions V_{G1} , V_{M1} et V_{M2} de $t = 0\text{ms}$ à $t = 20\text{ms}$.

Question 21 : le signal V_{M2} est-il proche de V_{G1} ? Quelle conclusion en tirez vous ?

Annexe

Séries de Fourier

Toute fonction périodique peut s'écrire comme une somme de fonctions sinusoïdales de fréquences $f, 2f, 3f, \dots$ où f est l'inverse de la période de la fonction

Première écriture :
$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \cos(n\omega t) + a_n \sin(n\omega t)]$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$b_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt$$

Seconde écriture :
$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} s_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

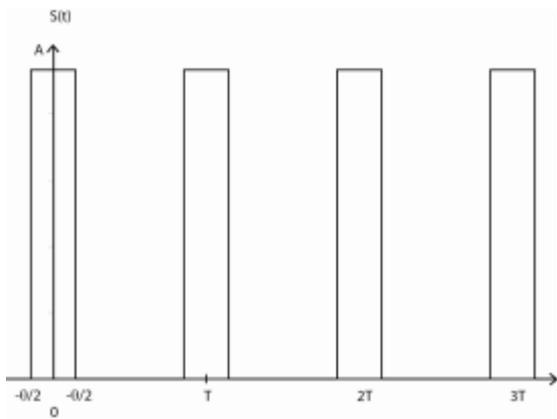
$$\text{tg}(\varphi_n) = a_n/b_n \text{ et } s_n^2 = a_n^2 + b_n^2$$

Spectre d'impulsions périodiques

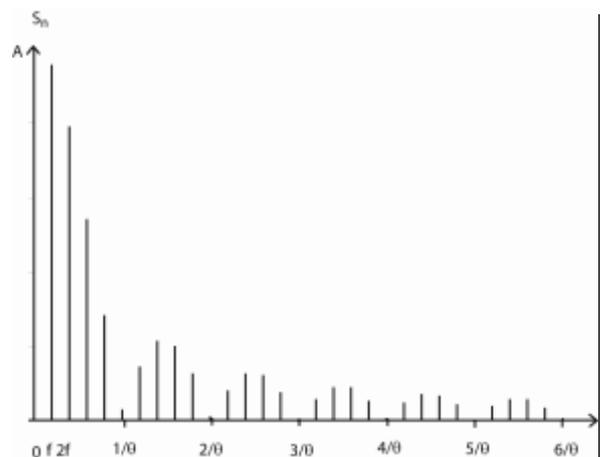
Le développement en série de Fourier donne :

$$v(t) = Af\theta + 2Af\theta \left[\frac{\sin(\pi f\theta)}{\pi f\theta} \times \cos(\omega t) + \frac{\sin(2\pi f\theta)}{2\pi f\theta} \times \cos(2\omega t) + \frac{\sin(3\pi f\theta)}{3\pi f\theta} \times \cos(3\omega t) + \dots \right]$$

Le chronogramme et le spectre de ces impulsions sont donnés ci-dessous.



Chronogramme



Spectre

Thème 5 :

Comportement fréquentiel de composants passifs

I- Description des équipements et du logiciel utilisés

II- Etude de la phase de calibration et mesure de l'impédance d'un condensateur discret

III- Mesure de l'impédance d'un condensateur CMS

IV- Impédance d'une inductance bobinée discrète

V- Impédance d'un câble coaxial de longueur $L = 1\text{m}$ [BONUS]

Vu en TD : Un condensateur (comme les autres composants passifs) possède son propre modèle électrique équivalent qui intègre les effets capacitifs mais également parasites comme les pertes diélectriques du matériau isolant et les effets de connectique selfique prépondérants à hautes fréquences. Ces éléments peuvent être déterminées à partir du tracé de la variation du module de l'impédance (ou de l'admittance) en fonction de la fréquence. Ces éléments parasites influencent fortement la fonction « découplage » d'un condensateur notamment car ils contribuent à diminuer sa fréquence de résonance.

I- Description des équipements et du logiciel utilisés

La mesure du comportement de composants passifs est possible par l'utilisation d'un équipement spécifique et relativement coûteux : l'analyseur de réseaux encore appelé « Vector Network Analyser » ou VNA en anglais (Cf figure 1).

Il permet de mesurer les paramètres S d'un quadripôle. L'analyseur ZVL permet de mesurer simultanément la réflexion et la transmission générées par le dispositif à caractériser. Dans le cadre de ce TP, il ne vous est pas demandé de maîtriser le fonctionnement d'un analyseur de réseaux par la mesure des paramètres S mais d'en interpréter les résultats. La définition et l'analyse de ces paramètres feront l'objet d'un enseignement spécifique au sein du parcours « Electronique pour les télécommunications » en S4.



Figure 1 : L'analyseur de réseaux (VNA) de type ZVL de Rohde & Schwarz

Le comportement fréquentiel des composants passifs consiste en la mesure du module de l'impédance en fonction de la fréquence. Pour cela, l'analyseur de réseaux mesure les paramètres S puis par le biais d'une transformation mathématique (explicitée en S4), en déduit l'impédance Z (module et phase).

Pour effectuer des mesures précises, l'appareil doit au préalable être **calibré**, sinon on ne mesure pas les vrais paramètres S du quadripôle mais ceux du quadripôle en cascade avec les câbles de mesure et la connectique associée. Pour calibrer l'appareil, on doit utiliser des charges spécifiques comme indiqué en figure 2. Elles sont au nombre de trois :

- court-circuit
- circuit ouvert
- charge de 50Ω

La procédure de calibration est analogue à celle que l'on utilise, par exemple, pour la mesure d'une résistance avec un ohmmètre. En effet, il faut soustraire la résistance des fils de mesure pour obtenir la vraie valeur de la résistance sous test.

Après calibration, tout se passe comme si la source était directement appliquée à l'entrée du quadripôle.

L'analyseur permet des mesures dans une bande de fréquence donnée et la calibration doit impérativement se faire dans la même bande de fréquence après avoir fixé le format d'affichage des données (nombre de points sur l'intervalle de fréquence souhaité, échelle des axes, moyennage...). Pour cela, une interface graphique est à votre disposition et moyennant certaines valeurs à paramétrer, elle permet de piloter l'équipement pour la calibration, l'enregistrement des données, la représentation graphique et l'analyse.

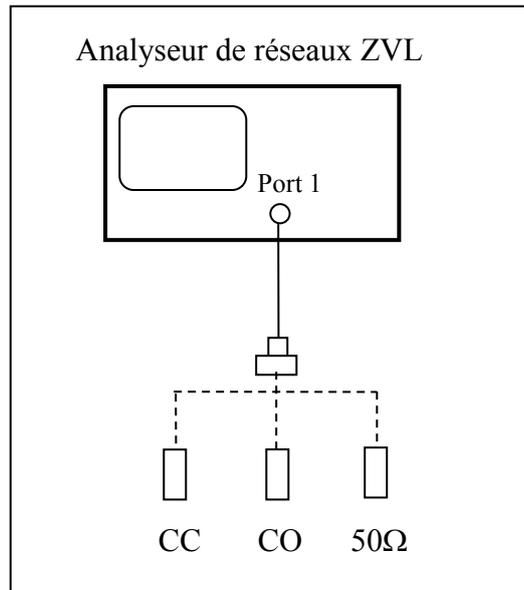


Figure 2 : Calibration pour la mesure des paramètres S puis de l'impédance du composant passif

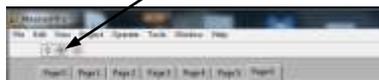
1/ Liste des matériels utilisés dans ce TP :

- Un analyseur de réseaux de type ROHDE & SCHWARZ (9kHz – 3GHz) avec interface WLAN (Ethernet) de pilotage
- Un PC avec interface Ethernet
- Un programme d'acquisition et de calcul '**Mesures HF**' écrit en langage objet (Labview) ; il s'agit d'un exécutable non modifiable disponible sur le bureau.
- Des câbles d'impédance caractéristique 50Ω avec connecteurs BNC et SMA de différentes longueurs (20cm et 1m).
- Une plaquette circuit imprimé FR4 avec charge 50Ω , court circuit, circuit ouvert, condensateurs avec fils traversant et CMS, inductance bobinée à air et quartz à 32MHz.
- Un bâtonnet en bois et un cylindre en cuivre à placer dans l'inductance bobinée.

2/ Procédure de mise en route pour réaliser le TP :

- Allumer l'analyseur de réseaux avant de lancer le PC et après cela, vous n'avez plus à manipuler l'analyseur car il se place en mode « REMOTE »).
- Lancer le mode « RUN » en automatique

Bouton de lancement du mode « RUN » en continu



3/ Principaux éléments sur l'interface graphique :

Avant de lancer le programme, appuyer sur la touche « EFFACER ». Ce bouton permet de vider l'ensemble des mémoires tampons des anciennes données acquises et remet le programme dans sa configuration initiale.

- La **page 0** du programme est une page d'accueil et vous permet de choisir le type de mesures à effectuer :
 - * Mesures d'impédance
 - * Mesures d'atténuation



Le passage vers la page 1 ne s'effectue pas automatiquement, vous devez appuyer directement sur l'onglet « page 1 ».

- La **page 1** du programme paramètre les mesures en mode « Mesures d'impédance » :
 - * Configuration du format de la mesure à effectuer : type de paramètre S mesuré, gamme de fréquence, nombre de points, activation et valeur de moyennage (fonction « average »).
 - * Phase de calibration à partir de la carte dédiée comportant les composants 50Ω, court-circuit, circuit ouvert.
 - * Possibilité de visualiser les résultats de la phase de calibration avec l'abaque de Smith (vue en TD de Physique S3)
 - * Choix du composant à mesurer

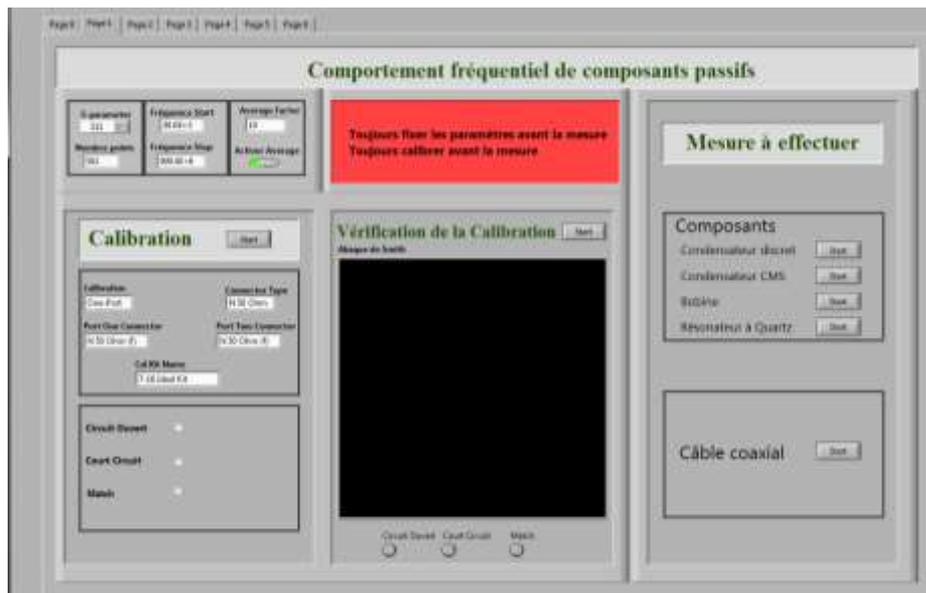


Figure 3 : Copie d'écran de la page 1 du logiciel

Rq : La calibration effectuée par le VNA ZVL nécessite de réaliser les mesures du paramètre S_{11} (qui est équivalent à un coefficient de réflexion) à partir d'un kit de calibration spécifique fourni par Rohde et Schwarz (qui intègre des coefficients de correction supplémentaires appropriés). Notre kit de calibration étant un kit « maison », il ne fait pas parti de la liste de ceux proposés. Il a donc été choisi d'utiliser un kit le plus « idéal » possible (7-16 Ideal Kit). Bien entendu, cette différence génère une erreur sur les mesures qui seront effectuées par la suite mais considérées comme faibles dans la gamme de fréquence choisie.

- La **page 2** affiche module et phase de l'impédance du composant sous étude avec et sans calibration pour comparaison. Grâce aux curseurs, vous pourrez effectuer des relevés de valeurs spécifiques de module de l'impédance et de la phase en fonction de la fréquence.

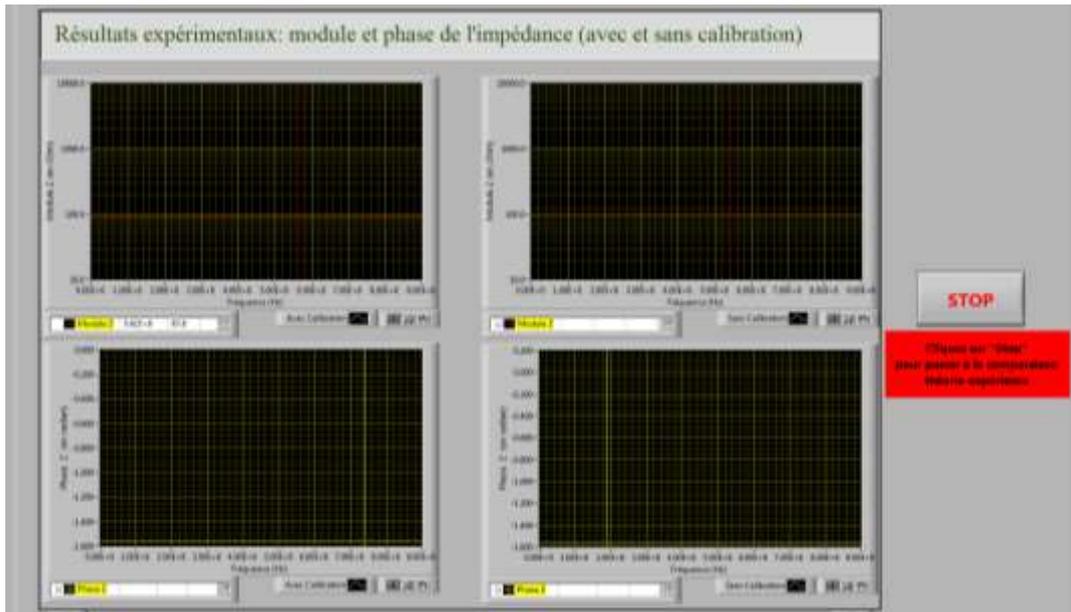


Figure 4 : Copie d'écran de la page 2 du logiciel

- La **page 3** permet de comparer la courbe expérimentale du module de l'impédance du composant sous étude avec celle issue de la modélisation effectuée à partir des éléments du modèle équivalent vu en TD.

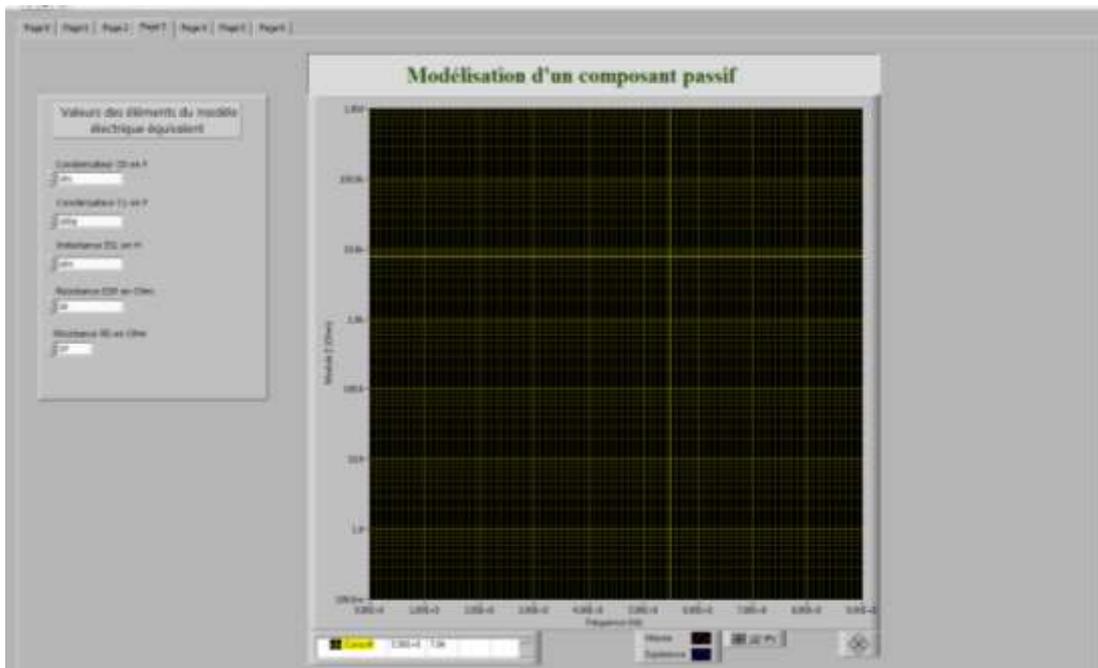


Figure 4 : Copie d'écran de la page 3 du logiciel

- La **page 6** donne les résultats de l'impédance (module et phase) du câble coaxial de longueur $L = 1\text{m}$.

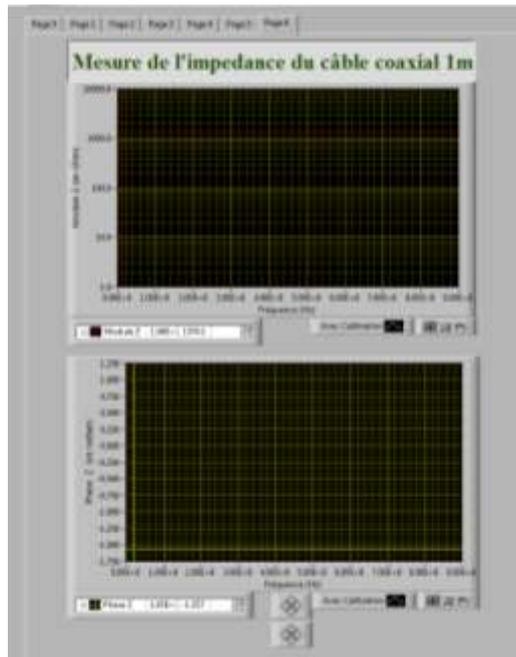


Figure 5 : Copie d'écran de la page 6 du logiciel

- Les pages 4 et 5 permettent de caractériser l'atténuation d'un câble de longueur $L = 100\text{m}$ à partir de la mesure du paramètre S_{21} **mais ne sera pas étudiée dans ce TP.**

Objectifs du TP :

- Effectuer la phase de calibration en ayant fixé au préalable la gamme de fréquence et le format des données à acquérir (nombre de points, moyennage).



Si ces données évoluent entre deux mesures, il est impératif de recommencer la calibration

- Vérifier que la calibration a été correctement réalisée au travers de l'outil abaque de Smith.
- Mesurer et analyser le comportement fréquentiel de quelques composants passifs notamment en haute fréquence et d'un câble coaxial. Cette analyse s'effectuera par l'intermédiaire d'un modèle générique et des éléments vus en TD d'Electronique et de Physique en S3.



En cas de difficultés rencontrées sur le passage d'une page à une autre, n'hésitez pas à interpeller votre enseignant pour éviter de multiples manipulations de type « CTRL+ALT+SUPPR ». Ce logiciel communique avec le VNA en langage objet et reste constitué de nombreuses boucles de calcul ; certains bugs peuvent malheureusement survenir et bloquer temporairement l'interface. Dans ce cas, stopper le mode « RUN », cliquer sur les boutons restés enfoncés (couleur verte) puis relancer le mode « RUN ».

II- Etude de la phase de calibration et mesure de l'impédance d'un condensateur discret

En page 1 :

Fixer les paramètres suivants :

- Fréquence de départ = 30kHz
- Fréquence d'arrêt = 900MHz
- nombre de points = 101
- facteur de moyennage (average) = 10

Dans cette gamme de fréquence, **réaliser** la calibration en utilisant la carte dédiée et les branchements indiqués en figure 6 (mesure du type « single port »). Faire en sorte d'éviter de croiser les câbles et de visser suffisamment (mais pas trop fort !) vos connecteurs. Pour lancer la calibration, **appuyer** sur le bouton « START » dans le bloc « Calibration ».

Lorsque le logiciel prend le contrôle du VNA, le message « REMOTE CONTROL ACTIVE DISPLAY OFF » s'affiche sur l'écran de ce dernier. De plus, lorsque la calibration a été réalisée, l'info « CAL » doit s'afficher en haut sur l'écran du VNA.

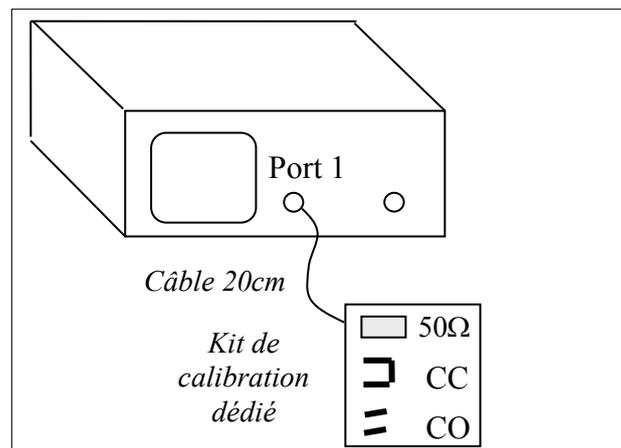


Figure 6 : Calibration sur charge de 50Ω, court circuit et circuit ouvert (kit dédié)

Une fois la calibration réalisée, on peut procéder à la vérification de la bonne marche de la calibration en utilisant un outil vu en TD de Physique S3 : l'abaque de Smith.

Pour lancer la représentation avec cet outil, appuyez sur « START » dans le bloc « Vérification de la Calibration » puis sélectionner le bouton (en-dessous) correspondant en branchant le type de calibration souhaitée.



Attention, en fonction du nombre de points et du facteur de moyennage, le temps d'affichage peut être long (de quelques secondes à quelques minutes).

Question 1 : **Vérifier** avec l'abaque de Smith que les résultats correspondent pour chaque composant de calibration (circuit ouvert, court-circuit, match 50Ω). Sur l'abaque de Smith, fournie par l'enseignant, **placer** les trois points obtenus expérimentalement (en cas de fluctuations, placer le point représentatif « moyen »). Pour chaque impédance réduite mesurée ($z = r + jx$), **indiquer** sa partie réelle (r) et imaginaire (x).

Question 2 : Que **constatez-vous** pour l'impédance réduite mesurée en circuit ouvert en comparaison des deux autres types de calibration ? Comment **l'interprétez-vous** ?

Question 3 : **Mesurer** l'impédance du condensateur discret sans modifier les paramètres fixés au préalable pour que la calibration effectuée reste valable. Pour cela, appuyer sur le bouton « START » en face du composant choisi (condensateur discret).

En pages 2 et 3 :

Une fois la mesure finie, le programme affiche module et phase de l'impédance du composant sous étude avec et sans calibration pour comparaison en page 2. Ensuite, cliquer sur le bouton STOP et basculer sur la page 3 pour comparer les résultats expérimentaux et les résultats théoriques à partir du modèle générique proposé en figure 7.



Attention, parfois, la courbe peut mettre plusieurs dizaines de seconde à s'afficher en page 3. Cela dépend des paramètres fixés. Soyez patients !

Question 4 : **Calculer** l'écart (en %) entre la fréquence de résonance du condensateur discret mesurée avec la calibration et sans la calibration.

Le travail demandé consiste, en page 3, à **déterminer** les valeurs de C_s , L_1 et R_1 des composants du modèle générique des condensateurs donné à la figure 7. Le modèle comprend également une capacité C_0 et une résistance R_0 dont les valeurs vous sont fixées.

Pour l'étude des condensateurs, prendre R_0 très grand, de l'ordre de $10^{15} \Omega$ et C_0 très petit de l'ordre 10^{-15} F . On privilégie dans ce cas, la branche (R_1 , C_s , L_1) **en série**.

Question 5 : **Justifier** la raison de ce choix. En quelques mots, **donner** l'origine physique de ces éléments.

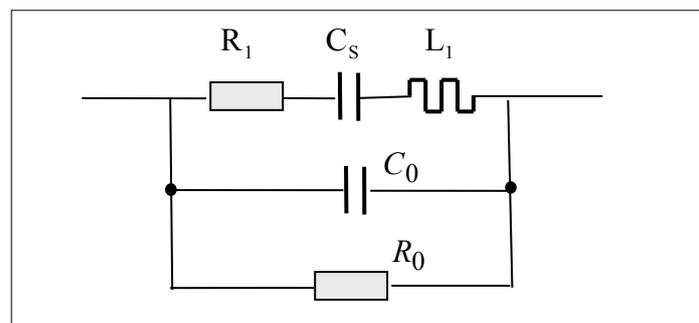


Figure 7 : *Modèle générique pour la modélisation des composants passifs étudiés*

Question 6 : De façon à **obtenir** le meilleur accord entre la courbe expérimentale et la courbe calculée, vous devez donc **entrer** les valeurs numériques de :

- la capacité nominale C_s ,
- l'inductance série L_1 (ESL),
- la résistance série R_1 (ESR),

Ce n'est pas une devinette ! Pour trouver les valeurs de C_s , L_1 et R_1 vous devez utiliser les courbes de module de l'impédance expérimentale mesurée par le VNA et transmise au logiciel en page 3. Appuyez-vous sur la méthode vue en TD d'Electronique S3.



Attention, parfois, la courbe issue du calcul théorique est tronquée à la fréquence de résonance. Pour obtenir le pic minimum, ajuster très « légèrement » la valeur de C_s ou de L_1 .

Quand l'accord entre la mesure et la modélisation vous paraît correct, **stopper** la modélisation. Imprimer vos résultats et penser à annoter/légender vos courbes. Inclure ces documents dans votre compte rendu.

Question 7 : **Expliquer** la méthode utilisée pour obtenir C_s , L_1 et R_1 . **Déduire** les valeurs des $\text{tg}(\delta)$ des deux condensateurs à 100kHz et 100MHz.

III- Mesure de l'impédance d'un condensateur CMS

Etant donné que la fréquence de résonance de ce condensateur est bien plus élevée que la précédente, la précision de la mesure doit être adaptée. Dans ce cas, pour la mesure du condensateur CMS, **en page 1**, **fixer** les paramètres suivants :

- Fréquence de départ = 30kHz
- Fréquence d'arrêt = 900MHz
- nombre de points = 201
- facteur de moyennage (average) = 10

Pour lisser les fluctuations du module de l'impédance autour de la fréquence de résonance, on peut ajuster un paramètre complémentaire sur le VNA (filtre). Il s'agit du paramètre « Meas Bandwidth ». Pour cela, en utilisant avec la souris connectée au VNA, sélectionner « Channel » dans MENU puis « Pwr BW » puis « Meas Bandwidth ». Plusieurs largeurs de filtre sont sélectionnables (sur la droite d'écran). Par défaut, elle est fixée à 10kHz. **Fixer cette largeur à 100Hz.**

Question 8 : **Mesurer** l'impédance du condensateur discret sans modifier les paramètres fixés au préalable pour que la calibration effectuée reste valable. Pour cela, appuyer sur le bouton « START » en face du composant choisi (condensateur CMS). On privilégie également la branche (R_1 , C_s , L_1) **en série**.

Question 9 : **Expliquer** pourquoi les fréquences de résonance des deux condensateurs sont différentes et **justifier** l'intérêt de la technologie CMS.

IV- Impédance d'une inductance bobinée discrète

IV-a. Gamme de fréquence 30kHz – 900MHz

Il n'est pas nécessaire de procéder à une nouvelle calibration puisque la gamme de fréquence et les paramètres de mesure sont identiques à la mesure précédente.

Question 10 : Mesurer l'impédance de la bobine en appuyant sur le bouton « START » en face du composant choisi (bobine).

Question 11 : Déterminer :

- la valeur nominale de l'inductance L_1 (ESL)
- la valeur de la capacité C_0
- la résistance R_0

Prendre $R_1 = 0$ et $C_1 = 1F$.

On privilégie dans ce cas, la branche (R_0, C_0, L_1) **en parallèle**. **Justifier** la raison de ce choix. En quelques mots, **donner** l'origine physique de ces éléments.

Question 12 : Donner la valeur de la fréquence de résonance parallèle et comparer la valeur de l'inductance avec le résultat donné par la formule dite de Nagaoka:

$$L(\mu H) = K \frac{(\pi n D)^2}{1000} l$$

avec n : densité de spires (nombre de spires/cm),
 D et l : diamètre et longueur de la bobine (en cm)

NB : Cette formule *approchée* permet de calculer l'inductance à spires jointives ou non, de manière analytique, d'une bobine sous la forme d'un solénoïde de longueur l (quasi-infinie), de diamètre D et à densité linéique de spires (n) Le facteur K dépend du rapport D/l (Cf tableau ci-dessous) :

D/l	K	D/l	K														
0.00	0.00000	0.25	0.99195	0.50	0.81814	0.75	0.74776	1.00	0.68643	2.50	0.47189	5.00	0.31983	17.5	0.13643		
0.01	0.99577	0.26	0.89803	0.51	0.81508	0.76	0.74518	1.01	0.67770	2.60	0.46257	5.10	0.30130	18.0	0.13363		
0.02	0.99156	0.27	0.89444	0.52	0.81205	0.77	0.74264	1.10	0.66733	2.70	0.45309	6.00	0.28541	18.5	0.13090		
0.03	0.98735	0.28	0.89087	0.53	0.80904	0.78	0.74010	1.15	0.65728	2.80	0.44518	6.50	0.27115	19.0	0.12841		
0.04	0.98322	0.29	0.88732	0.54	0.80605	0.79	0.73758	1.20	0.64753	2.90	0.43702	7.00	0.25841	19.5	0.12598		
0.05	0.97909	0.30	0.88380	0.55	0.80308	0.80	0.73508	1.25	0.63808	3.00	0.42920	7.50	0.24695	20.0	0.12361		
0.06	0.97499	0.31	0.88030	0.56	0.80012	0.81	0.73259	1.30	0.62892	3.10	0.42169	8.00	0.23658	22.0	0.11513		
0.07	0.97090	0.32	0.87683	0.57	0.79718	0.82	0.73013	1.35	0.62009	3.20	0.41447	8.50	0.22715	24.0	0.10788		
0.08	0.96685	0.33	0.87338	0.58	0.79428	0.83	0.72767	1.40	0.61148	3.30	0.40752	9.00	0.21853	26.0	0.10150		
0.09	0.96281	0.34	0.86995	0.59	0.79138	0.84	0.72524	1.45	0.60314	3.40	0.40094	9.50	0.21062	28.0	0.09593		
0.10	0.95881	0.35	0.86654	0.60	0.78850	0.85	0.72283	1.50	0.59505	3.50	0.39440	10.0	0.20332	30.0	0.09100		
0.11	0.95482	0.36	0.86316	0.61	0.78567	0.86	0.72042	1.55	0.58718	3.60	0.38819	10.5	0.19658	32.0	0.08659		
0.12	0.95087	0.37	0.85980	0.62	0.78284	0.87	0.71803	1.60	0.57954	3.70	0.38223	11.0	0.19031	34.0	0.08263		
0.13	0.94693	0.38	0.85646	0.63	0.78003	0.88	0.71568	1.65	0.57212	3.80	0.37642	11.5	0.18448	36.0	0.07905		
0.14	0.94303	0.39	0.85315	0.64	0.77724	0.89	0.71331	1.70	0.56490	3.90	0.37093	12.0	0.17904	38.0	0.07580		
0.15	0.93914	0.40	0.84985	0.65	0.77447	0.90	0.71091	1.75	0.55786	4.00	0.36543	12.5	0.17394	40.0	0.07282		
0.16	0.93528	0.41	0.84658	0.66	0.77173	0.91	0.70852	1.80	0.55106	4.10	0.36021	13.0	0.16919	50.0	0.06116		
0.17	0.93145	0.42	0.84334	0.67	0.76899	0.92	0.70634	1.85	0.54441	4.20	0.35515	13.5	0.16467	60.0	0.05285		
0.18	0.92764	0.43	0.84011	0.68	0.76628	0.93	0.70409	1.90	0.53795	4.30	0.35025	14.0	0.16043	70.0	0.04673		
0.19	0.92385	0.44	0.83691	0.69	0.76359	0.94	0.70177	1.95	0.53162	4.40	0.34550	14.5	0.15643	80.0	0.04193		
0.20	0.92009	0.45	0.83372	0.70	0.76089	0.95	0.69951	2.00	0.52551	4.50	0.34090	15.0	0.15265	90.0	0.03818		
0.21	0.91636	0.46	0.83056	0.71	0.75822	0.96	0.69728	2.10	0.51970	4.60	0.33643	15.5	0.14907	100	0.03488		
0.22	0.91264	0.47	0.82742	0.72	0.75558	0.97	0.69503	2.20	0.51402	4.70	0.33210	16.0	0.14567	200	0.01969		
0.23	0.90895	0.48	0.82431	0.73	0.75296	0.98	0.69281	2.30	0.49178	4.80	0.32789	16.5	0.14244	300	0.01388		
0.24	0.90529	0.49	0.82121	0.74	0.75035	0.99	0.69061	2.40	0.48158	4.90	0.32382	17.0	0.13936	400	0.01005		

Quand l'accord entre la mesure et la modélisation vous paraît correct, **stopper** la modélisation. Imprimer vos résultats et penser à annoter/légender vos courbes. Inclure ces documents dans votre compte rendu.

IV-b. Gamme de fréquence 500MHz – 700MHz

On s'intéresse maintenant de plus près à la résonance parallèle. **Refaire** une calibration entre 500MHz et 700MHz en laissant les mêmes paramètres de mesure :

- nombre de points = 201
- facteur de moyennage (average) = 10
- Meas Bandwidth = 100Hz

Question 13 : **Déterminer** la valeur approximative du coefficient de surtension Q de la self. **Expliquer** votre méthode.

V- Impédance d'un câble coaxial de longueur $L = 1\text{m}$ [BONUS]

En page 1 :

Effectuer la calibration en fixant les paramètres suivants :

- Fréquence de départ = 30kHz
- Fréquence d'arrêt = 900MHz
- nombre de points = 201
- facteur de moyennage (average) = 1

Question 14 : **Mesurer** l'impédance du câble en appuyant sur le bouton « START » en face du composant choisi (câble coaxial). Pour cela, brancher à la suite du câble de 20cm, le câble SMA (type RG58C) d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur 1m terminé par un circuit ouvert (Cf figure 8).

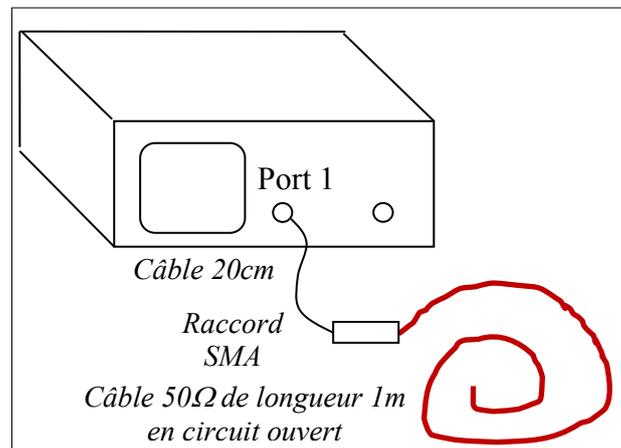


Figure 7 : Branchement du câble SMA de longueur 1m à mesurer

En page 6 :

Le travail que l'on vous demande consiste à **déterminer** les valeurs de la capacité linéique C , l'inductance linéique L et la résistance linéique R du modèle électrique du câble coaxial de façon à obtenir le meilleur accord entre courbe expérimentale et courbe simulée.

Pour déterminer les valeurs de C , L et R , vous pouvez utiliser les relations rappelées ci-dessous et déjà vues en TD S3. On suppose que le câble présente de très faibles pertes, vous pouvez donc déduire L et C en faisant l'hypothèse d'un câble sans perte.

Rappel cours de propagation : Impédance ramenée Z (impédance mesurée par l'analyseur de réseau) d'un câble de longueur L_g s'écrit :

$$Z = Z_c \frac{Z_0 + Z_c \operatorname{th}(\gamma L_g)}{Z_c + Z_0 \operatorname{th}(\gamma L_g)}$$

Avec Z_c l'impédance caractéristique du câble, $\gamma = \alpha + j\beta$ la constante de propagation et Z_0 l'impédance de charge du câble.

On considère que $Z_0 \Rightarrow \infty$ donc :

$$Z = Z_c \frac{1}{\operatorname{th}(\gamma L_g)}$$

En l'absence de perte $\alpha = 0$

$$Z = Z_c \frac{1}{j \operatorname{tg}(\beta L_g)}$$

Avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{v} f$ où λ , v et f sont respectivement la longueur d'onde, la vitesse et la fréquence.

Rappelons que la vitesse de l'onde dans un matériau se calcule comme suite :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Avec c la célérité de la lumière et ϵ_r la permittivité relative du matériau dans lequel se propage l'onde (2.2 dans notre cas).

Enfin, on rappelle que dans ce cas $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Thème 6 :

Propagation dans un câble coaxial – Régime harmonique et impulsionnel

I- Atténuation dans le câble

- I-1. Mesures préliminaires
- I-2. Mesures de l'atténuation aux très basses fréquences
- I-3. Mesures de l'atténuation en fonction de la fréquence

II- Propagation en régime impulsionnel

- II-1. Détermination des constantes linéiques d'un câble coaxial
- II-2. Transmission d'impulsions dans un câble coaxial : réflexion et adaptation

III- Propagation en régime harmonique [BONUS]

Vu en TD : La propagation dans un câble coaxial est régie par les phénomènes physiques relatifs à la propagation d'ondes : somme d'une onde incidente et onde rétrograde. La superposition de ces deux ondes forme une onde qui dépend du temps t mais également de l'abscisse x . Ces effets sont visibles dès que la longueur d'onde est inférieure à la longueur du câble. On mesure les effets de cette onde par l'intermédiaire de la tension $V(x,t)$ et/ou du courant $I(x,t)$. Trois grands paramètres sont généralement caractérisés sur un câble coaxial :

- Atténuation (en m^{-1} ou en dB/100m) :
 - en régime continu : uniquement dépendante des éléments résistifs du montage (résistance du câble et partie résistive de la charge)
 - en régime harmonique : dépendant principalement de l'effet de peau
 - Coefficient de réflexion qui impose le rapport entre l'amplitude de la tension réfléchiée et la tension incidente (indépendant de l'abscisse) et dont la phase dépend de l'abscisse.
 - Rapport d'ondes stationnaires (ROS) : caractérise en régime harmonique le taux de désadaptation d'un câble coaxial fermé sur une charge d'impédance Z_{load} .
-

I- Mesure de l'atténuation dans un câble coaxial

La première partie de ce TP consiste en la mesure de l'atténuation du câble coaxial. Comme nous l'avons indiqué dans la préparation, les pertes dépendent de la fréquence. En régime continu ou aux très basses fréquences, la résistance linéique r (en Ωm^{-1}) s'écrit simplement $r = \rho/S$ où S est la section réelle du conducteur. Aux hautes fréquences, il faut tenir compte de l'effet de peau et la résistance linéique r augmente avec la fréquence : $r \propto \sqrt{f}$. La densité de courant n'est plus homogène dans le conducteur, le courant circule uniquement à la périphérie, la section utile au passage du courant devient inférieure à S .

I-1. Mesures préliminaires

Connecter le générateur de fonction à l'oscilloscope via un câble d'impédance caractéristique $Z_c=50\Omega$ et de longueur environ 50 cm comme indiqué sur la figure 1. On utilisera la sortie 50Ω du générateur.

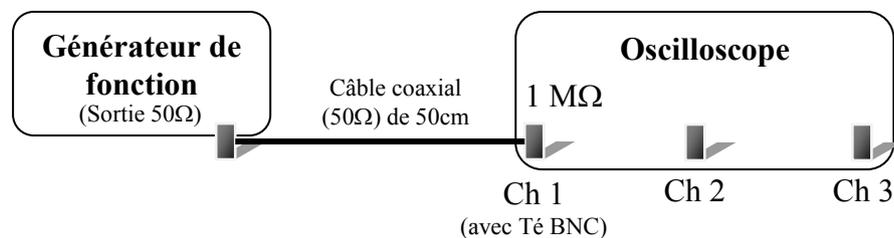


Figure 1 : Branchement à effectuer pour les mesures préliminaires

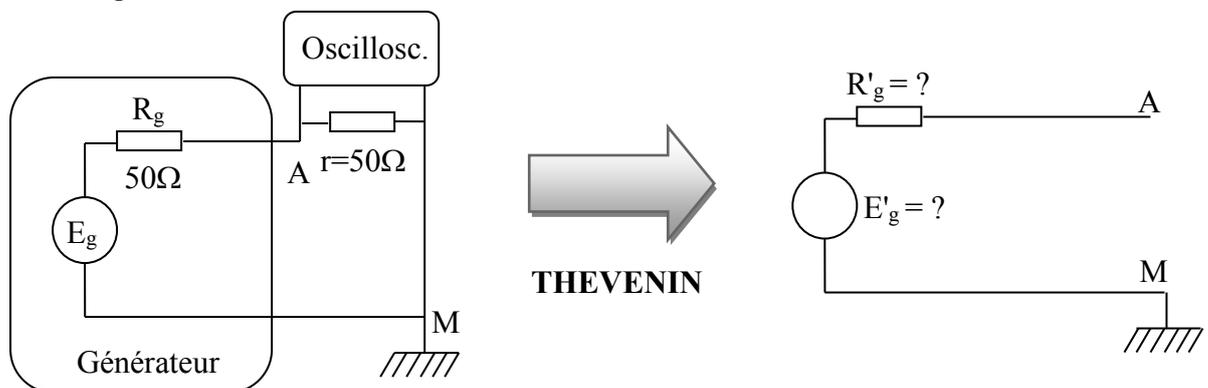
Régler le générateur de fonction pour **visualiser sur l'oscilloscope** un signal sinusoïdal d'amplitude $6 V_{cc}$ et de fréquence $f=1 \text{ kHz}$.

Question 1: Dessiner et coter le signal (en amplitude et en temps) obtenu à l'écran de l'oscilloscope, quelle est la valeur affichée à l'écran du générateur ?

Question 2: Placer maintenant le bouchon 50Ω sur un Té BNC à l'entrée de la voie 1 de l'oscilloscope.

- Dessiner et coter le signal obtenu à l'écran de l'oscilloscope. Conclusion sur la tension affichée par le générateur ?

- Expliquer le résultat obtenu en déterminant E'_g et R'_g à partir du schéma équivalent ci-dessous vu du point A.



I-2. Mesures de l'atténuation aux très basses fréquences

Connecter le générateur de fonction à l'oscilloscope via un câble d'impédance caractéristique $Z_C=50\Omega$ et de longueur environ 50cm. On utilisera la sortie 50 Ω du générateur. Connecter par l'intermédiaire d'un Té BNC, l'entrée du câble de 100m de longueur à la voie 1 de l'oscilloscope. Sur la voie 2, connecter le point milieu du câble et sur la voie 3, connecter l'extrémité du câble et le bouchon 50 Ω avec un Té BNC (Cf figure 2).

Remarque : Un câble coaxial étant symétrique, il peut être branché dans n'importe quel sens. Ne pas chercher une entrée et une sortie. C'est à vous de les définir.

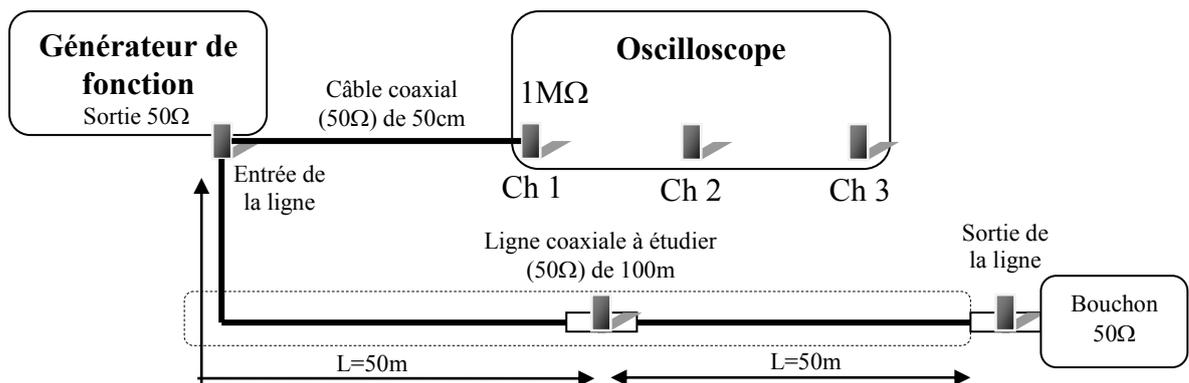


Figure 2 : Branchement à effectuer pour la mesure de l'atténuation à très basse fréquence

Question 3: Régler le générateur de fonction pour obtenir $6V_{cc}$ sur l'écran de l'oscilloscope en entrée de ligne, mesurer, avec précision, l'amplitude des signaux sur les trois voies de l'oscilloscope.

Question 4: En déduire la valeur de l'atténuation (en dB) et la valeur de la résistance du câble coaxial étudié. Comparer les valeurs déterminées avec celles calculées en préparation.

I-3. Mesures de l'atténuation en fonction de la fréquence

On souhaite analyser l'atténuation du câble coaxial en fonction de la fréquence. On conserve les branchements réalisés pour les manipulations précédentes mais on fait varier la fréquence du signal sinusoïdal de 1kHz à 20MHz.

Remarque : Si l'oscilloscope mis à votre disposition possède deux impédances d'entrée sélectionnables sur chaque voie, choisissez la valeur 1M Ω .

Question 5: Mesurer V_1 (entrée du câble) et V_3 (sortie du câble) pour les différentes fréquences du tableau 1. En déduire l'atténuation du câble (en dB/100m) pour chaque fréquence puis les reporter sur le graphe de la figure 3.

f	1kHz	10kHz	100kHz	500kHz	1MHz	10MHz	20MHz
V ₁							
V ₃							

Tableau 1 : Dépendance de l'atténuation à la fréquence

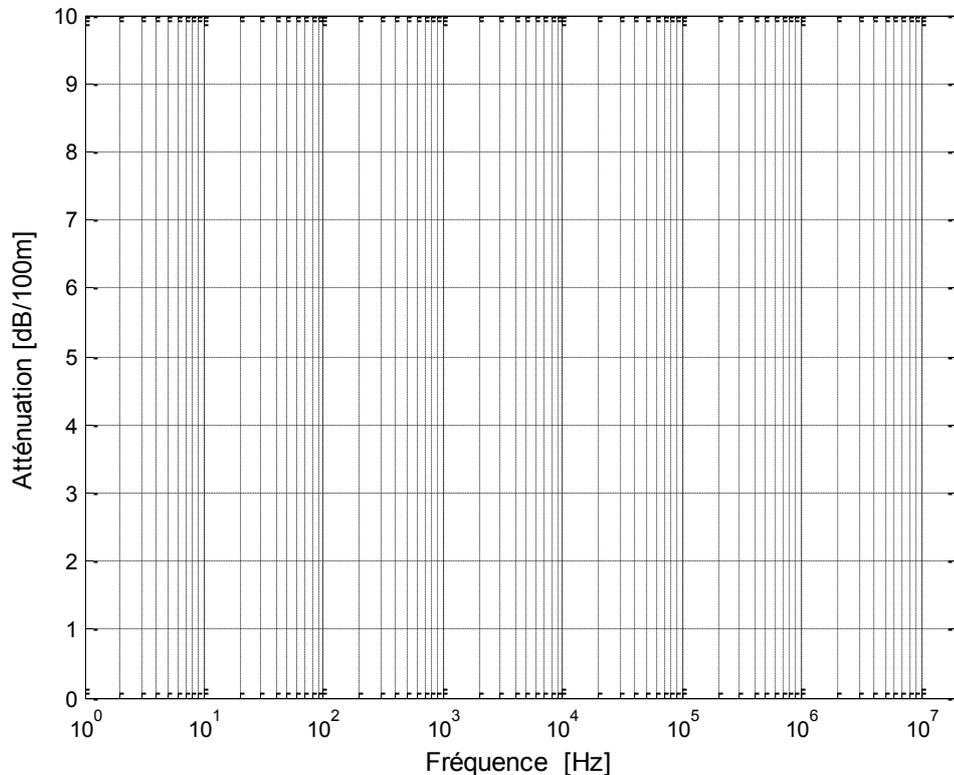


Figure 3 : Atténuation expérimentale dans un câble RG58 en fonction de la fréquence

II- Propagation en régime impulsionnel

II-1. Détermination des constantes linéiques d'un câble coaxial

Effectuer le branchement comme indiqué sur la figure 4 et laisser l'extrémité du câble ouverte (charge infinie).

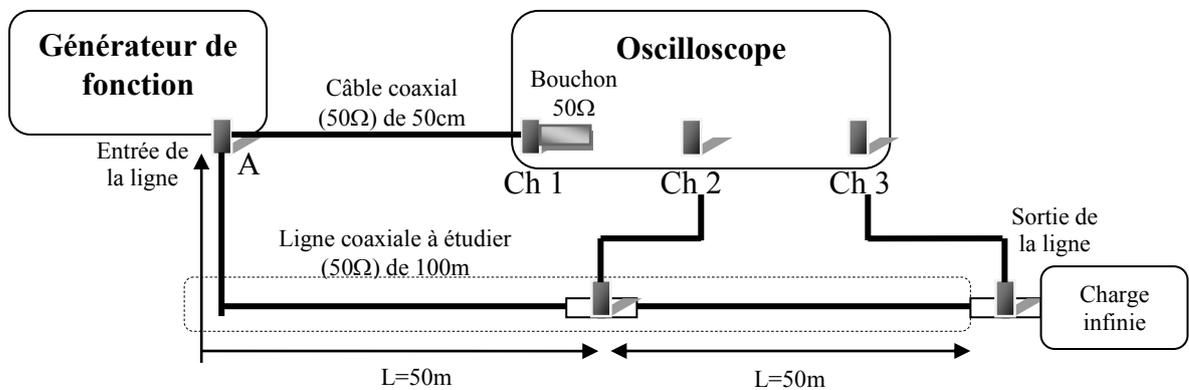
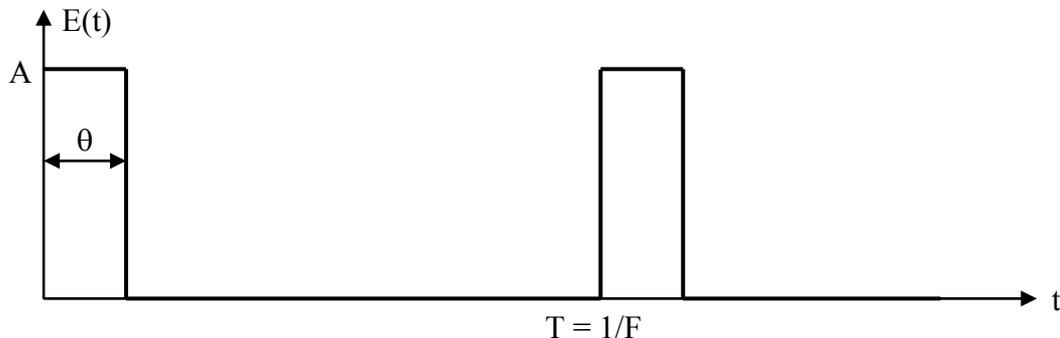


Figure 4 : Branchement à effectuer pour la caractérisation du câble coaxial en régime impulsionnel en fonction de la nature de la charge

Débrancher la ligne coaxiale à l'entrée du générateur puis régler le générateur de façon à appliquer, par la suite à l'entrée du câble, un signal $E(t)$ composé d'impulsions périodiques positives d'amplitude $A=4\text{ V}$, de durée $\theta=400\text{ns}$ et de fréquence $f=100\text{kHz}$. Ce signal sera visualisé à l'oscilloscope.



Question 6: Reconnecter l'entrée de la ligne sur l'entrée du générateur. Déterminer la durée de propagation τ d'une impulsion d'un bout à l'autre du câble. En déduire la vitesse de propagation v dans le câble.

Remarque : Pour ce calcul, on doit admettre que la vitesse ne dépend pas de la fréquence

Question 7: Charger l'extrémité du câble par une résistance ajustable ($0-100\Omega$). Régler sa valeur jusqu'à atteindre la disparition des impulsions réfléchies. Mesurer sa valeur avec l'ohmmètre fourni. En déduire la valeur de l'impédance caractéristique (Z_C) de la ligne en justifiant votre raisonnement.

Question 8: A partir des mesures précédentes, en déduire les valeurs numériques des constantes linéiques C (F/m) et L (H/m) du câble coaxial. Comparer vos résultats avec ceux calculés en TD de Physique.

II-2. Transmission d'impulsions dans un câble coaxial : réflexion et adaptation

Nous venons de caractériser les paramètres physiques du câble coaxial. Nous allons à présent étudier la transmission d'impulsions en fonction de différents types d'impédance de charge. On utilise les mêmes conditions d'excitation du câble coaxial que précédemment.

Question 9: L'extrémité du câble étant ouverte, relever et coter les signaux (en amplitude et en temps) à l'entrée (V_1), au milieu (V_2) et à la sortie du câble (V_3).

Question 10: Comparer les niveaux mesurés à ceux calculés à partir des coefficients de réflexion et reporter les valeurs sur le diagramme de la figure 5.

Question 11: L'extrémité du câble étant court-circuitée, retirer le bouchon 50Ω sur le Té BNC en voie 1. Coter les signaux obtenus (en amplitude et en temps) sur les trois voies. Justifier les constatations suivantes :

- Pourquoi l'amplitude de l'impulsion de départ est plus importante ?
- Pourquoi les réflexions sont elles moins nombreuses ?
- Finalement, quel est l'impact du bouchon 50Ω sur le fonctionnement du générateur ?

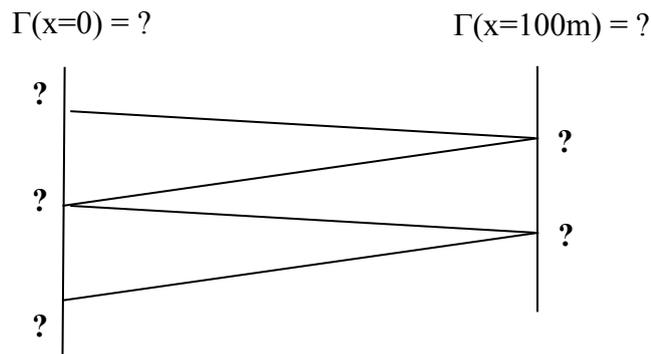


Figure 5 : Diagramme de réflexions d'un câble coaxial en circuit ouvert

Remarque : On s'attachera en particulier à calculer la valeur de l'amplitude des impulsions à l'entrée du câble en analysant le schéma équivalent entre le point A et la masse "vu" par l'impulsion incidente.

III- Propagation en régime harmonique **[BONUS]**

Question 12: L'oscilloscope est relié au générateur par un câble de 50cm (sans bouchon de 50Ω à l'extrémité). Régler le générateur pour obtenir un signal sinusoïdal $4V_{cc}$ de fréquence $f=500$ kHz. Coter les signaux obtenus (en amplitude et en temps) sur les trois voies. A partir de la mesure du déphasage, calculer la vitesse de propagation (dite vitesse de phase) de l'onde progressive.

Remarque : Pour simplifier le calcul, on supposera que la ligne est faibles pertes ($\alpha \approx 0$).

NB : Mathématiquement, la tension complexe de l'onde progressive s'écrit :

$$\underline{V}(x, t) = \underline{V}' e^{-j\beta x} e^{\alpha x} e^{j\omega t}$$

avec α : coefficient d'atténuation en m^{-1} et β : constante de phase en rad/m. L'origine $x = 0$ est prise au niveau de la charge. La tension mesurable est égale à la partie réelle de $\underline{V}(x, t)$:

$$|V'| e^{\alpha x} \cos(\omega t + \beta x + \phi)$$

avec $\underline{V}' = |V'| e^{j\phi}$, $\beta = 2\pi/\lambda$ et $\lambda = v/f$, ϕ est une constante.

Question 13: On applique les mêmes conditions d'excitation en entrée de la ligne mais en ajustant la fréquence à 1MHz. Que devient la vitesse de phase ?

Question 14: On augmente la fréquence à 2MHz.

- Quelle est la valeur de la phase ?
- Quelle est la conséquence sur la mesure de la vitesse de phase ?
- Pourrait-on conserver cette procédure pour la mesure de la phase pour des fréquences supérieures à 2MHz ?

Thème 7 :

Propagation guidée d'ondes électromagnétiques

I- Mesures de la fréquence et de la longueur d'onde guidée

II- Mesures du ROS d'une fente et d'un cornet rayonnant avec la ligne fendue

III- Mesures du coefficient de réflexion d'une fente et d'un cornet rayonnant avec le coupleur latéral

IV- Détermination des impédances Z_f et Z_C de la fente et du cornet rayonnant à partir de l'abaque de Smith [BONUS]

Vu en TD : L'utilisation d'un guide d'ondes permet de réduire les pertes diélectriques (généralement présentes dans un câble coaxial) puisqu'il est formé de parois conductrices et d'air à l'intérieur (milieu de propagation). Un guide d'ondes est le support d'une onde électromagnétique caractérisée par la propagation d'un champ électrique (\vec{E}) et d'un champ magnétique (\vec{B}). Cette onde naît d'une source assimilable à une source quasi-ponctuelle (antenne) qui génère d'abord une onde sphérique devenant plane à longue distance dans le guide.

Dans un guide, une longueur d'onde λ_g se propage dépendante de la vitesse de l'onde dans le milieu et de la fréquence d'excitation. Elle est reliée à la longueur d'onde libre (hors guide) et la longueur d'onde de coupure (λ_C). Le guide d'onde se comporte comme un filtre passe haut. Les guides d'ondes ne sont pas uniquement utilisés qu'en télécommunication mais également dans de nombreuses applications industrielles comme le séchage de produits manufacturés ou agroalimentaires. Dans ce cas, le guide d'ondes est terminé par un cornet rayonnant.

L'utilisation d'un guide d'ondes nécessite d'utiliser des moyens de mesure spécifique car, à la différence d'un câble coaxial, on ne mesure pas directement $V(x,t)$ et $I(x,t)$. On s'attache à mesurer des puissances (wattmètre) mais également des coefficients de réflexion en fonction de charges placées en bout de guide et de ROS. Le régime utilisé est le régime harmonique.

Les instruments classiquement utilisés sont:

- un ondemètre à cavité pour mesurer la fréquence de l'onde électromagnétique se propageant dans le guide,
 - un coupleur latéral pour mesurer le coefficient de réflexion d'une charge,
 - une ligne fendue pour mesurer la longueur d'onde guidée et le ROS.
-

I- Mesure de la fréquence et de la longueur d'onde dans le guide

Placer, à l'extrémité de l'atténuateur, la ligne fendue terminée par la charge adaptée ; **mettre** l'atténuateur sur 0dB (bouton à fond à droite). On obtient ainsi sensiblement une **onde progressive**. **Placer** la sonde du wattmètre sur le chariot de la ligne fendue. Le synoptique du banc est donné à la figure 1.

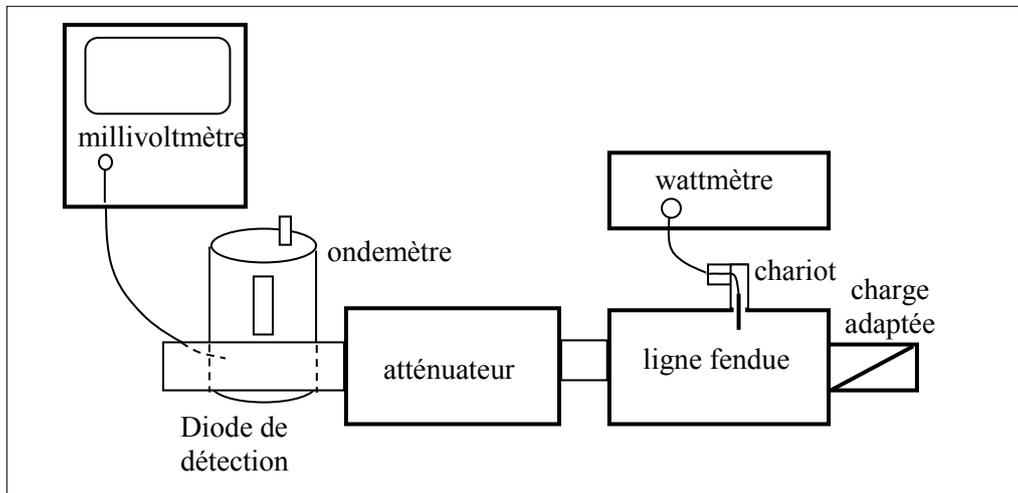


Figure 1 : Synoptique du banc pour la mesure de la fréquence et de la longueur d'onde guidée



Avant toute lecture du wattmètre il faut procéder à quelques réglages, fonction des caractéristiques de la sonde de mesure :

- **Ajuster** CALIBRATION FACTOR à 94 (valeur par défaut)
- **Ajuster** LINEARITY FACTOR à 9.9 (valeur par défaut)
- **Mettre** l'atténuateur en atténuation maximum, bouton à fond à gauche et **faire** AUTO ZERO sur le wattmètre. Une fois que la calibration est effectuée, **mettre** l'atténuation au minimum, bouton à fond à droite
- **Ajuster** AVERAGE 3 ; c'est le nombre de mesures moyennées : plus AVERAGE est grand, meilleur est le rapport signal/bruit, plus la mesure est donc précise. Le temps de mesure est d'autant plus grand que AVERAGE est élevé, c'est donc comme dans toute mesure un compromis entre précision et temps de mesure.

Question 1 : **Mesurer** avec précision la fréquence f au moyen de l'ondemètre et **calculer** la longueur d'onde libre λ .

Question 2 : **Déplacer** le chariot le long de la ligne fendue ; à partir des observations faites, **déduire** qu'il s'agit bien d'une **onde progressive** et **noter** la puissance indiquée par le wattmètre. **Désaccorder** l'ondemètre de façon que le millivoltmètre affiche quasiment zéro ; la valeur affichée par le wattmètre est maintenant plus élevée, **expliquer** pourquoi.

Retirer la charge adaptée au bout de la ligne fendue et la **remplacer** par un plan métallique, c'est à dire un court-circuit. On obtient ainsi une onde **stationnaire**.

NB : Placer les têtes des vis de fixation de la plaque métallique coté ligne fendue.

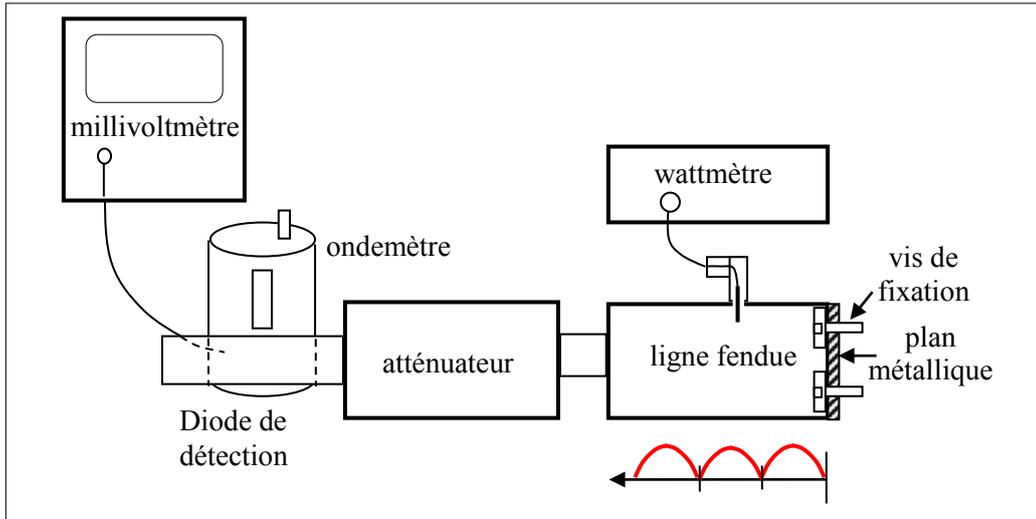


Figure 2 : Génération d'une onde stationnaire pour la mesure de la longueur d'onde guidée

Question 3 : **Déplacer** le chariot de la ligne fendue et **noter** les abscisses x_1 et x_2 donnant un nœud de puissance, c'est-à-dire 0 W (le premier minimum, situé à l'abscisse x_0 , n'est pas accessible à la mesure). En **déduire** la valeur de la longueur d'onde guidée λ_g , **déterminer** la précision de mesure de $\Delta\lambda_g$.

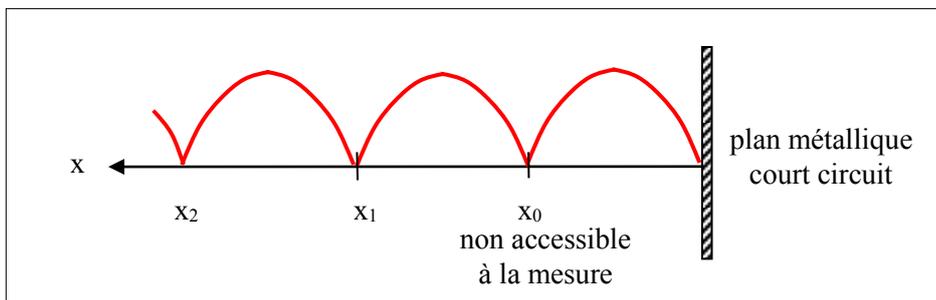


Figure 3 : Allure de la puissance mesurée en déplaçant le chariot de la ligne fendue

Question 4 : **Calculer** la longueur d'onde de coupure λ_C et sa précision $\Delta\lambda_C$. **Comparer** la valeur trouvée expérimentalement avec la valeur théorique λ_C égale à $2a$, où $a = 22,86\text{mm}$ est le grand côté du guide d'onde.

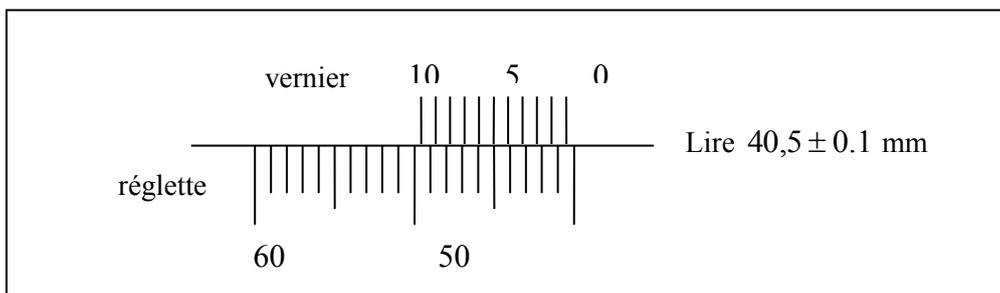


Figure 4 : Exemple de lecture du vernier du chariot de la ligne fendue

II- Mesure du ROS d'une fente et d'un cornet rayonnant en utilisant la ligne fendue

On se propose maintenant de mesurer le ROS (Rapport d'onde stationnaire ou SWR pour Standing Wave Ratio) de deux charges passives : une fente et un cornet rayonnant.

Question 5: **Remplacer** le plan métallique en bout de ligne fendue par une fente puis **mesurer** l'abscisse x_{1f} du troisième minimum et la puissance $P_{\min f}$ correspondante. **Mesurer** la puissance $P_{\max f}$ du maximum. **Calculer** le rapport d'onde stationnaire :

$ROS_f = \sqrt{\frac{P_{\max f}}{P_{\min f}}}$. En **déduire** le module $|\rho_f|$ du coefficient de réflexion de la fente.



Il faut effectivement prendre la $\sqrt{\quad}$ car la puissance mesurée est proportionnelle au carré du champ électrique mesuré.

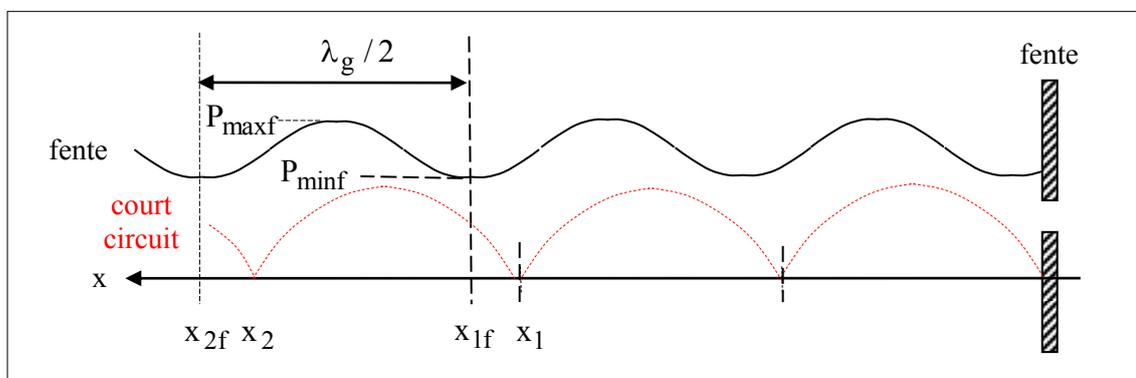


Figure 5 : Comparaison des allures de la puissance mesurée en déplaçant le chariot de la ligne fendue avec la fente et le court-circuit

Question 6: **Remplacer** la fente en bout de ligne fendue par le cornet rayonnant, **mesurer** l'abscisse x_{1C} du deuxième minimum et la puissance $P_{\min c}$ correspondante. **Mesurer** la puissance $P_{\max c}$ du maximum. **Calculer** le rapport d'onde stationnaire : $ROS_C = \sqrt{\frac{P_{\max c}}{P_{\min c}}}$.

En **déduire** le module $|\rho_C|$ du coefficient de réflexion du cornet rayonnant.

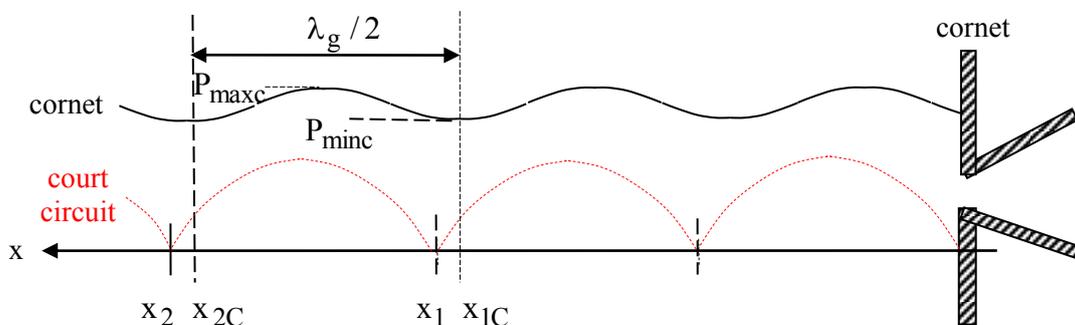


Figure 6 : Comparaison des allures de la puissance mesurée en déplaçant le chariot de la ligne fendue avec le cornet rayonnant et le court-circuit

III- Mesure du coefficient de réflexion d'une fente et d'un cornet rayonnant en utilisant le coupleur latéral

On se propose de retrouver les valeurs des modules des coefficients de réflexion et des ROS en utilisant un autre instrument de mesure : **le coupleur latéral**.

Question 7 : **Placer** le coupleur latéral à l'extrémité de l'atténuateur et **fermer** le coupleur par un court-circuit. **Mesurer** la puissance réfléchie P_r puis en **déduire** la puissance incidente P_i .

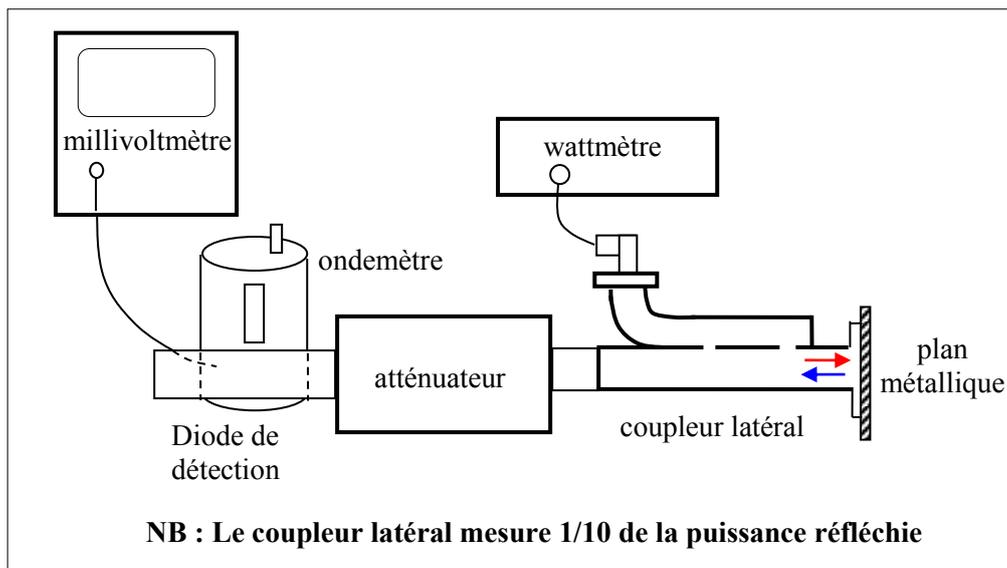


Figure 7 : Synoptique du banc pour la mesure des coefficients de réflexion

Question 8 : **Remplacer** le court-circuit par la fente. **Noter** la nouvelle valeur de la puissance réfléchie P_{rf} . **Calculer** le module $|\rho_f| = \sqrt{\frac{P_{rf}}{P_i}}$ du coefficient de réflexion de la fente. En **déduire** la valeur de ROS_f .

Vous devez **retrouver**, aux erreurs de mesure près, les mêmes valeurs que celles obtenues avec la ligne fendue.

Question 9 : **Remplacer** la fente par le cornet rayonnant. **Noter** la nouvelle valeur de la puissance réfléchie P_{rC} . **Calculer** le module $|\rho_C| = \sqrt{\frac{P_{rC}}{P_i}}$ du coefficient de réflexion du cornet. En **déduire** la valeur de ROS_C .

Vous devez **retrouver**, aux erreurs de mesure près, les mêmes valeurs que celles obtenues avec la ligne fendue.

IV- Détermination des impédances Z_f et Z_C de la fente et du cornet rayonnant à partir de l'abaque de Smith **[BONUS]**

On cherche maintenant à déterminer les impédances (en Ω) Z_f et Z_C de la fente et du cornet rayonnant. Pour cela, on utilise l'abaque de Smith.

La seule connaissance des modules $|\rho_f|$ et $|\rho_C|$ est insuffisante pour placer les points représentatifs des impédances sur l'abaque, il manque les phases φ_f et φ_C de $\rho_f = |\rho_f|e^{j\varphi_f}$ et $\rho_C = |\rho_C|e^{j\varphi_C}$.

Les phases φ_f et φ_C peuvent être respectivement déterminées à partir des abscisses obtenues aux questions 4 et 5 : x_{1f} et x_1 d'une part et x_{1C} et x_1 d'autre part. Prenons le cas de la fente par exemple, la puissance mesurée en fonction de l'abscisse x s'écrit :

$$P_f(x) = K \left(1 + |\rho_f|^2 + 2|\rho_f| \cos(\varphi_f - 2\beta x) \right) \text{ avec } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

où K est une constante, c'est un facteur de proportionnalité dont il n'est pas nécessaire de connaître la valeur. Les minima de puissance sont obtenus pour $\cos(\varphi_f - 2\beta x) = -1$, c'est à dire :

$$\varphi_f - 2\beta x_{nf} = \pm(2n + 1)\pi \text{ avec } n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

Quand la fente est remplacée par un court circuit de coefficient de réflexion $-1 = e^{j\pi}$, les minima sont obtenus pour :

$$\pi - 2\beta x_n = \pm(2n + 1)\pi \quad (9)$$

La différence des équations (8) et (9) donne :

$$\varphi_f = \pi + 2\beta(x_{1f} - x_1) \quad (10)$$

Question 10 : **Calculer** ρ_f , **positionner** le point correspondant sur l'abaque de Smith et en **déduire** l'impédance Z_f de la fente sachant que l'impédance d'onde Z_g du guide (sans démonstration) est égale à :

$$Z_g = \frac{\lambda_g}{\lambda} Z_0 \text{ avec } Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\frac{4\pi 10^{-7}}{36\pi 10^9}} = 120\pi = 376\Omega$$

Question 11 : **Calculer** l'impédance Z_C du cornet rayonnant. **Le cornet rayonnant est-il finalement bien conçu ?**