

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Électronique et Télécommunications

Brochure de Travaux Pratiques pour la Matière

TP Télécommunication Fondamentale

**Pour deuxième année Télécommunications (Semestre 4, Unité
d'enseignement: UEM)**

Préparé par,

Dr. CHAABANE Abdelhalim

2018-2019

Avant-propos

Ce polycopié de travaux pratiques est destiné aux étudiants de deuxième année Licence Télécommunications. Les travaux pratiques proposés dans ce polycopié sont basés principalement sur ce qui il y a comme matériels, équipements et manuels dans les laboratoires du département d'électronique et télécommunications- Université 8 Mai 1945 Guelma. L'objectif principal de ce polycopié est de mettre à la disposition des étudiants une brochure de manipulation avec des résumés théoriques pour servir et faciliter la mise en pratique des thèmes abordés durant les séances d'expérimentations. Chaque binôme doit rédiger un rapport après l'achèvement de chaque manipulation (le pourcentage des comptes rendus est 50% de la note finale). En plus, à la fin du semestre les étudiants seront examinés (le pourcentage de la note du test est 50% de la note finale). Les travaux pratiques proposés nécessitent un potentiel initial de connaissance de base en câblages et montages électriques, électricité, électronique fondamentale et systèmes de communication.

Sommaire

TP 1 : Etude des circuits de base pour le redressement et le filtrage

I.1 Buts du TP	1
I.2. Rappels théoriques.....	1
I.2.1 Redressement.....	1
I.2.2 Filtrage	4
I.3 Expériences.....	7
I.3.1 Expériences 1.....	7
I.3.2. Expériences 2.....	8
I.5 Questions	11

TP 2 : Modulation et démodulation d'amplitude

II.1 Buts du TP	12
II.2. Rappels théoriques.....	12
II.2.1 Modulation d'amplitude.....	12
II.2.2 Démodulation d'amplitude.....	14
II.3 Expériences.....	18
II.4.1 Expériences 1 : Modulation AM.....	18
II.4.2. Expériences2 : Démodulation AM.....	21
II.4 Questions	25

TP 3 : Modulation et démodulation angulaire

III.1 Buts du TP	26
III.2. Rappels théoriques.....	26
III.2.1 Modulation angulaire.....	26
III.2.2 Démodulation angulaire.....	28
III.2.2.1 Démodulation de cohérente à base de PLL LM565.....	28
III.2.2.2 Démodulation non cohérentes par discriminateur de conversion FM au AM.....	29
III.3 Expériences.....	29
III.4.1 Expériences 1 :	29
III.4.2. Expériences2 :	33
III.4 Questions	35

TP 4 : Modulation et démodulation par déplacement de phase

IV.1 Buts du TP	36
IV.2. Rappels théoriques.....	36
IV.3 Expériences.....	44
IV.4.1 Expériences 1 : Mesure, réglage et test.....	44
IV.4.2. Expériences2 : Modulateur MDP.....	44
IV.4.2. Expériences2 : Démodulateur MDP.....	44
IV.4 Questions	51

TP 5 : Convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique

V.1 Buts du TP	52
V.2. Rappels théoriques.....	52
IV.2.1 Convertisseurs analogique/numérique	52
IV.2.2 Convertisseurs numérique/analogique.....	54
V.4 Expériences.....	56
V.4.1 Expériences 1 : Convertisseur analogique/numérique.....	56
V.4.2. Expériences 2 : Convertisseur numérique/analogique.....	56
V.5 Questions	58
Références	59
Annexe	62

TP1 :

**Etude des circuits de base
pour le redressement et le
filtrage**

I.1 Buts du TP

Ce TP est consacré à l'étude des divers circuits de base de redressement et de filtrage pour permettre aux étudiants de 2^{ème} année Licence Télécommunications de mieux s'adapter avec les différents appareils de mesure. Par ailleurs, les étudiants vont connaître comment augmenter la sélectivité des circuits de filtrage. En plus, l'effet de l'ajout d'un filtre dans les circuits de redressement va être étudié.

I.2. Rappels théoriques

I.2.1. Redressement

Un circuit redresseur est un circuit qui a pour rôle d'éliminer les alternances négatives du signal d'entrée sinusoïdal. Si les alternances négatives du signal d'entrée du circuit de redressement s'annulent à la sortie et que les alternances positives sont conservées (où la période du signal redressé est la même que celle du signal injectée à l'entrée), dans ce cas le circuit se nomme redresseur mono-alternance. Tandis que, si les alternances négatives du signal d'entrée deviennent positives à la sortie du circuit de redressement (où la période du signal redressé est le double de la période du signal injecté à l'entrée), dans ce cas le circuit se nomme redresseur double-alternance [1].

L'amplitude du signal redressé s'atténue par l'ajout d'un condensateur, en parallèle à la résistance, à la sortie du circuit. Les circuits de redressement avec filtrage qui ont pour rôle d'obtenir une tension continue à la sortie à partir d'une tension alternative injectée à l'entrée vont être étudiés.

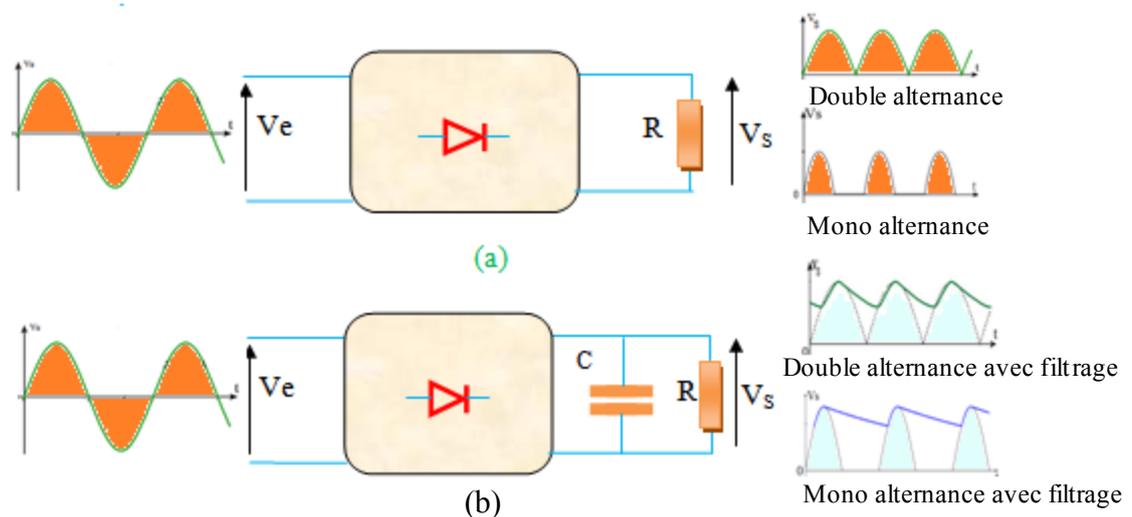


Figure (I.1) : Principe des circuits de redressement (a) sans filtrage, (b) avec filtrage [1].

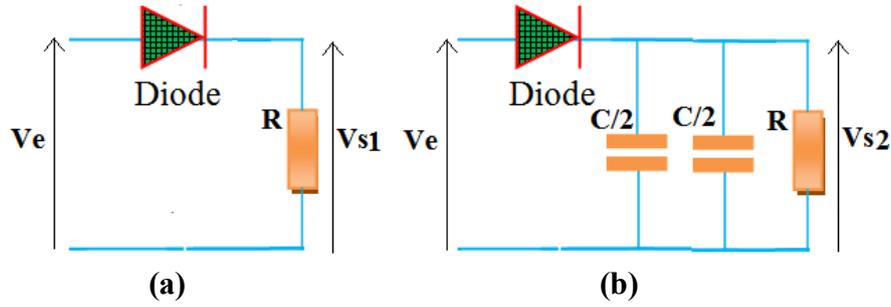


Figure (I.2) : Circuit redresseur mono alternance (a) sans filtrage, (b) avec filtrage [1].

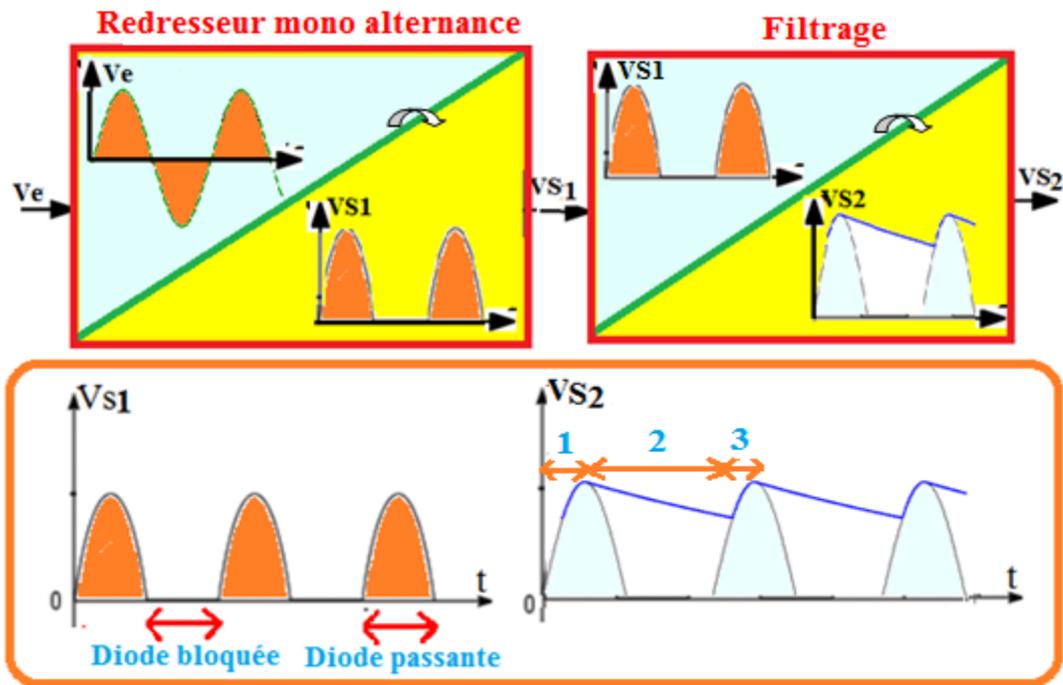


Figure (I.3) : Signaux de sortie du circuit redresseur mono alternance sans ou avec filtrage [1,2].

L'ajout d'un condensateur équivalent permet d'avoir une tension aussi continue que possible à la sortie. L'emplacement de l'anode de la diode du côté positif de l'alimentation, comme le montre la figure (I.4), dans ce cas la diode devient passante et agit pareillement à un interrupteur fermé sur les alternances positives et comme un interrupteur ouvert sur les alternances négatives (donc la diode devient bloquante), où la tension à ses bornes devient négative. Dans la phase 1 du signal de sortie V_{S2} du circuit redresseur avec filtrage, aux bornes de la résistance R le condensateur équivalent se charge progressivement et emmagasine en conséquence de l'énergie. Dans la phase 2 du signal de sortie V_{S2} , le condensateur équivalent se décharge progressivement dans la charge R . Dans la phase 3 du même signal, le condensateur équivalent se recharge de nouveau en rattrapant l'énergie rétribuée dans la phase 2. En conséquence, le renflement de l'amplitude de la tension aux bornes du condensateur équivalent varie entre ces trois phases 1, 2 et 3 [1].

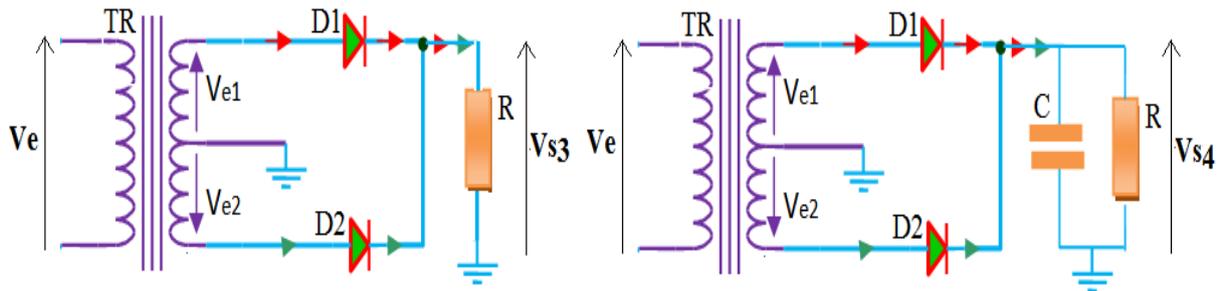


Figure (I.4) : Circuit redresseur double alternance à point milieu (a) sans filtrage, (b) avec filtrage [1].

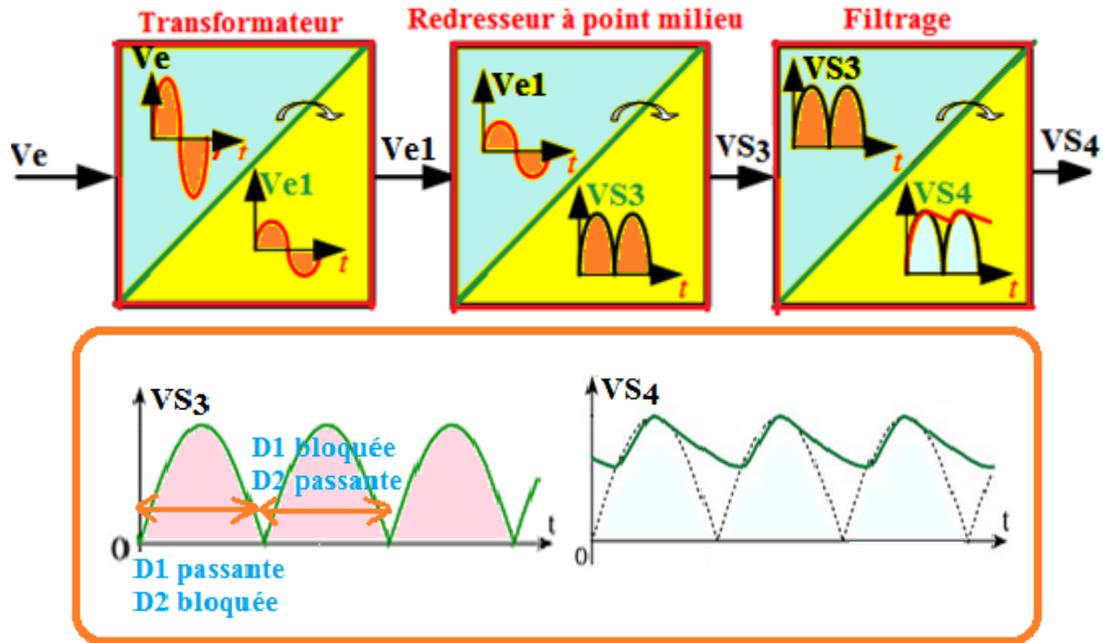


Figure (I.5) : Signaux de sortie du circuit redresseur mono alternance sans ou avec filtrage [1,2].

Dans le circuit de la figure (I.4), le transformateur sert à modifier la tension d'alimentation 220V à environ 12V. Le circuit redresseur a pour rôle d'éliminer les alternances négatives du signal d'entrée sinusoïdal. L'amplitude maximale se crée dans chaque moitié du transformateur. Les deux diodes fonctionnent en alternance donc leurs états instantanés de fonctionnement sont inversés. Durant l'alternance positive, la diode D_1 agit pareillement à un interrupteur fermé (D_1 passante) et la diode D_2 est bloquante, donc le courant qui traverse la résistance R passe à travers la diode D_1 . Tandis que durant l'alternance négative, la diode D_2 agit pareillement à un interrupteur fermé (D_2 passante) et la diode D_1 agit pareillement à un interrupteur ouvert (D_1 passante), donc pendant cette alternance le courant qui traverse la résistance R passe par la diode D_2 , ces deux cycles sont indiqués sur le signal de sortie de redresseur VS_3 . Comme le montre le signal VS_4 , l'ajout d'un condensateur, pour but d'emmagasiner de l'énergie, permet d'avoir une tension aussi continue que possible à la sortie [1].

I.2.2. Filtrage

Les circuits étudiés dans cette section sont des circuits de filtrage qui ont pour rôle de laisser passer certains signaux et de freiner (ou atténuer) certains autres. Quatre types de filtrage vont être étudiés : le passe bas, le passe haut, le passe bande et le coupe-bande.

1. Le filtre passe bas, laisse passer seulement les signaux possédant une fréquence inférieure à la fréquence de coupure du filtre.
2. Le filtre passe haut, laisse passer seulement les signaux possédant une fréquence supérieure à la fréquence de coupure du filtre.
3. Le filtre passe-bande, laisse passer seulement les signaux possédant une fréquence comprise entre les deux fréquences de coupures du filtre.
4. Le filtre coupe-bande, laisse passer seulement les signaux possédant une fréquence comprise en d'hors des deux fréquences de coupures du filtre.

Le gain en (dB) et le déphasage de ces filtres se calculent en utilisant les deux formules :

$$G = 20 \log |\varphi| \quad (I.1)$$

$$\varphi = \arg(\varphi)$$

Les fonctions de transferts des différents filtres de la figure (I.6) sont données par [3]:

➤ Pour le Filtre 1 : $\varphi_{\text{Passe bas}} = \frac{1}{1 + j\zeta}$ (I.2)

➤ Pour le Filtre 2 : $\varphi_{\text{Passe haut}} = j\zeta \varphi_{\text{Passe bas}}$ (I.3)

➤ Pour le Filtre 3 : $\varphi_{\text{Passe bande}} = \frac{j\zeta}{1 + 3j\zeta + (j\zeta)^2}$ (I.4)

➤ Pour le Filtre 4 : $\varphi_{\text{Coupe bande}} = \left(\frac{1}{j\zeta} + 2 + j\zeta \right) \varphi_{\text{Passe bande}}$ (I.5)

Avec : $\zeta = RC\omega$

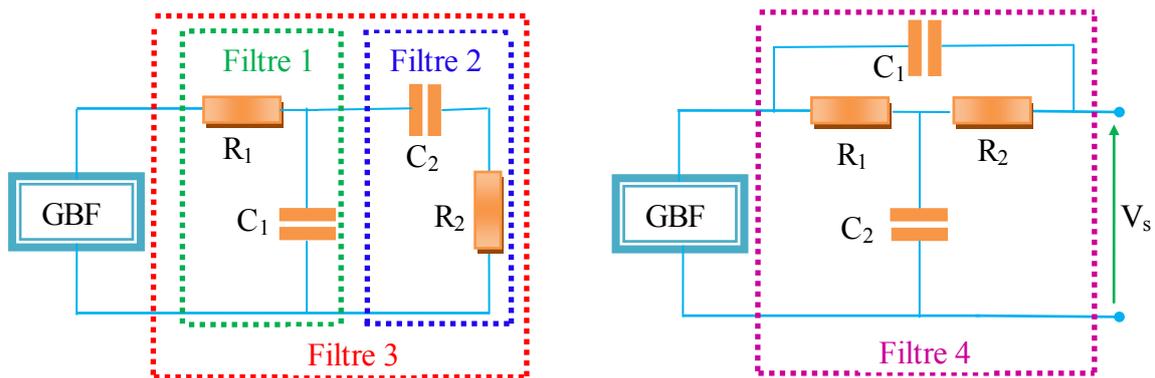


Figure (I.6) : Circuits de base de filtrage, Filtre 1 : passe bas, Filtre 2 : passe haut, Filtre 3 : passe bande, Filtre 4 : coupe bande [4].

A partir de ces fonctions on peut déduire le module et l'argument correspondant à chaque circuit [5].

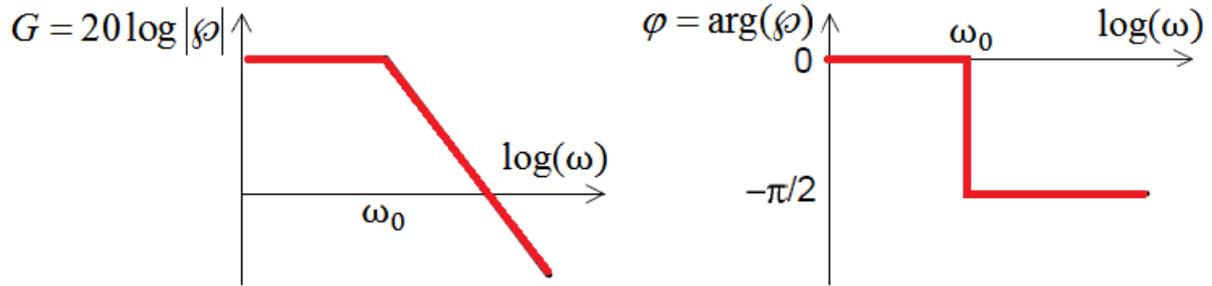
Pour le filtre passe bas : $G_{\omega \rightarrow \infty} = 20 \log |\varphi| = -\infty$, $\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \arg(\varphi) = 0$, $\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = \arg(\varphi) = -\pi/2$

Pour le filtre passe haut : $G_{\omega \rightarrow 0} = -\infty$, $\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \pi/2$, $\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = 0$

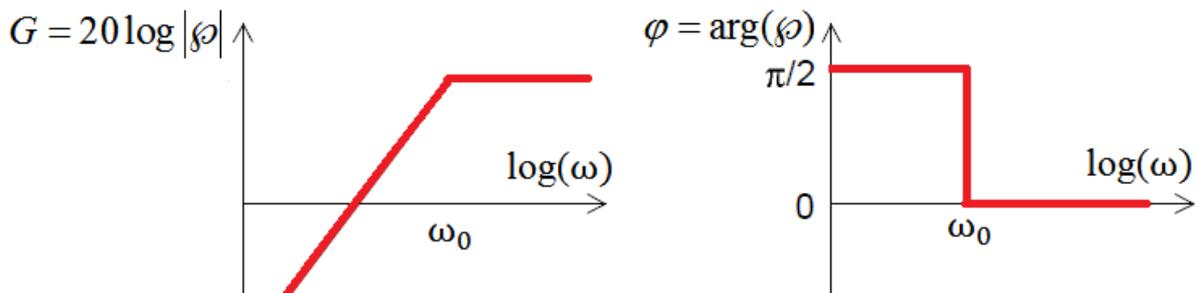
Pour le filtre passe bande : $G_{\omega \rightarrow 0} = G_{\omega \rightarrow \infty} = -\infty$, $\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \pi/2$, $\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = -\pi/2$

Pour le filtre coupe bande : $G_{\omega \rightarrow \omega_0} = -\infty$, $\varphi_{\omega \rightarrow 0} = 0$, $\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = 0$, $\varphi_{\omega = \omega_0} = \pm\pi/2$

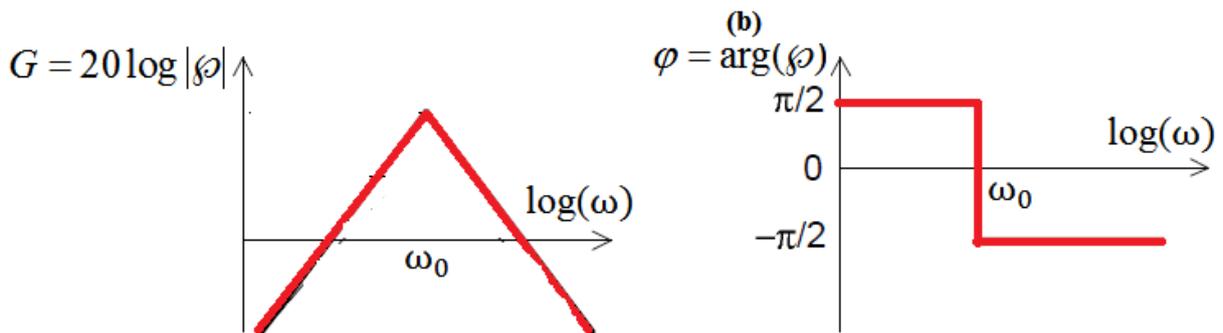
Les diagrammes asymptotiques de ces filtres sont représentés dans la figure (I.7).



(a)



(b)



(c)

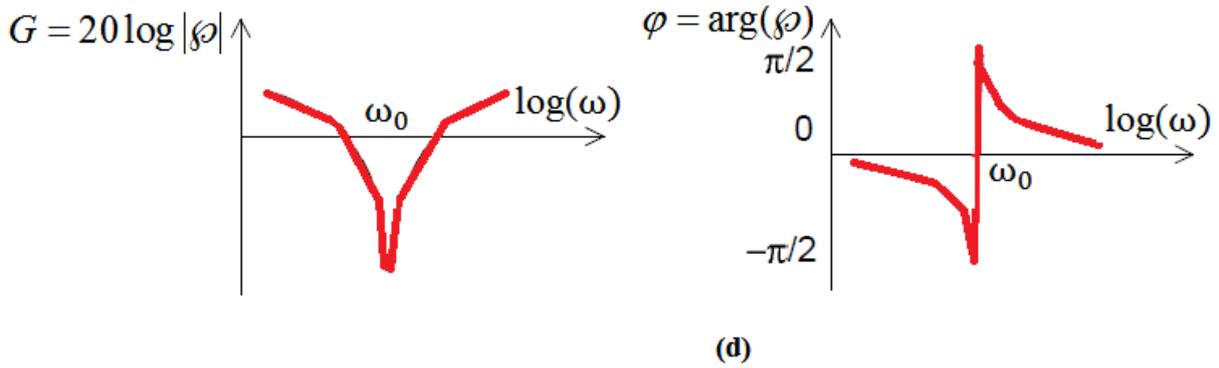


Figure (I.7): Gain et déphasage des différents types de filtres, (a) filtre passe bas, (b) filtre passe haut, (c) filtre passe bande, (d) filtre coupe bande [5].

La sélectivité d'un filtre est son aptitude à laisser passer des gammes de fréquence et à gêner d'autres. Généralement, un filtre est considéré sélectif si le rapport entre sa fréquence de résonance et sa bande passante est faible. En conséquence, un filtre est considéré sélectif si ses inclinaisons et ses pentes sont rapides et pointues, Figure (I.8). On note que la sélectivité peut être augmentée par l'augmentation de l'ordre du filtre donc par la mise en cascade de plusieurs filtres de même type. La fréquence de coupure est la fréquence correspondante au gain maximal moins 3dB ($\frac{|\phi_{\max}|}{\sqrt{2}}$) sur le diagramme de Bode.

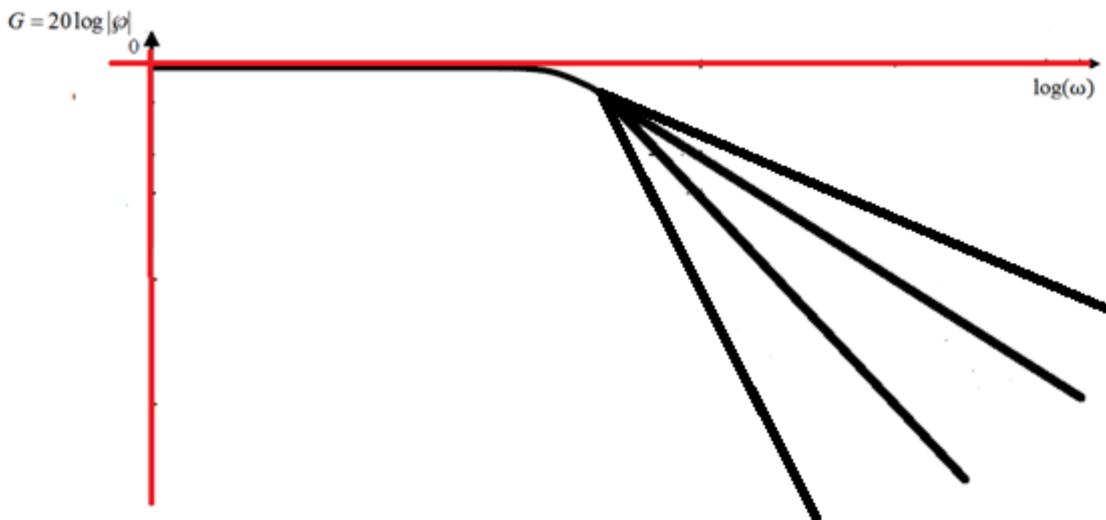


Figure (I.8): Influence de l'augmentation de l'ordre du filtre sur sa sélectivité-cas du filtre passe bas.

I.3 Expériences

I.3.1 Expérience 1

Dans cette première expérience, on étudie deux circuits de redressement avec condensateurs de filtrage comme le présente la figure (I.9). Les diodes utilisées dans les deux circuits sont de type IN4004. La tension d'entrée produite est une tension sinusoïdale périodique de période 0.02s. Réaliser les deux circuits demandés dans la figure (I.9).

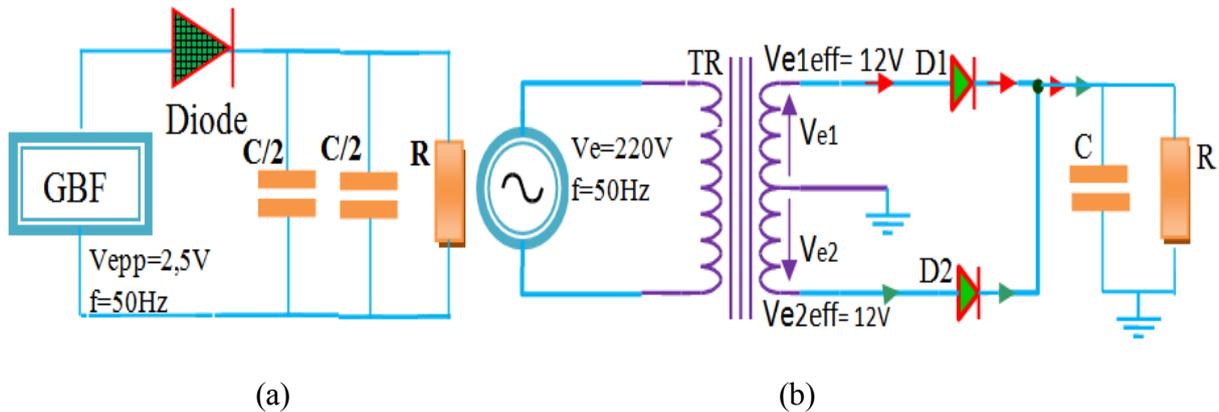


Figure (I.9) : Circuits de redressement avec filtrage à étudier, (a) redresseur mono alternance, (b) redresseur double alternance à point milieu.

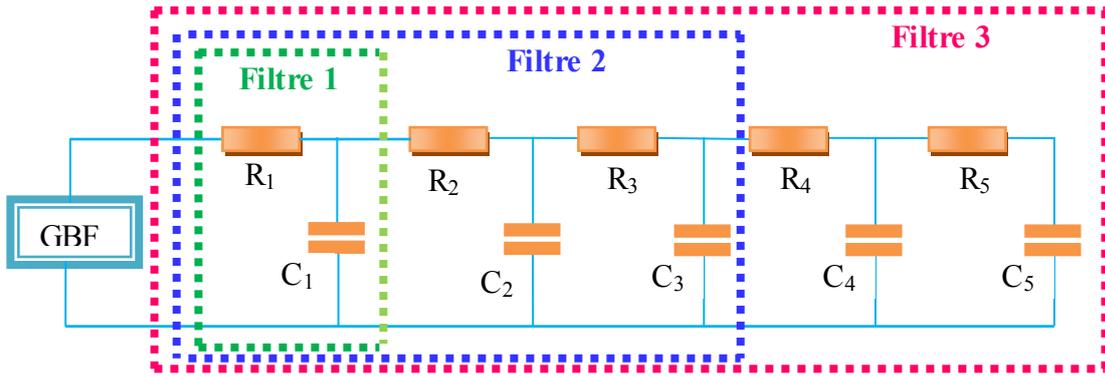
1. On suppose que les diodes sont idéales, analyser les deux montages de la figure (I.9) et tracer l'allure des tensions aux bornes de la résistance.
2. Sur les deux voies de l'oscilloscope, visualiser les deux tensions d'entrée fournies et les tensions de sortie, de chaque circuit, correspondantes aux valeurs suivantes de R et C : $[820\Omega, 0\mu\text{F}]$, $[820\Omega, 6.8\mu\text{F}]$, $[820\Omega, 56\mu\text{F}]$, $[820\Omega, 680\mu\text{F}]$, $[68\Omega, 680\mu\text{F}]$, $[1.8\Omega, 680\mu\text{F}]$.
3. Dans le tableau (I.1), tracer l'allure du signal de sortie et déduire l'influence de changement de l'ordre du condensateur et de résistance dans les deux circuits.

Tableau (I.1)

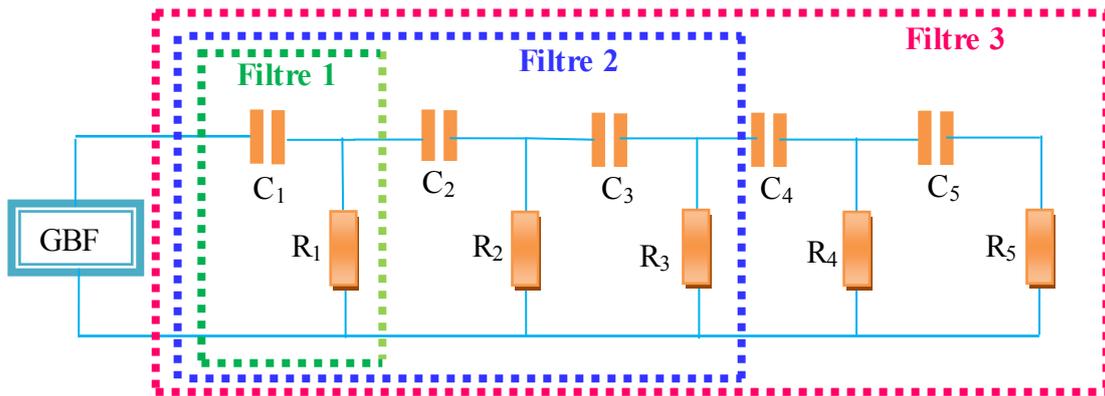
Valeurs	Tension de sortie	Valeurs	Tension de sortie
820Ω, 0μF		820Ω, 6.8μF	
820Ω, 56μF		820Ω, 680μF	
68Ω, 680μF		1.8Ω, 680μF	

I.3.2 Expérience 2

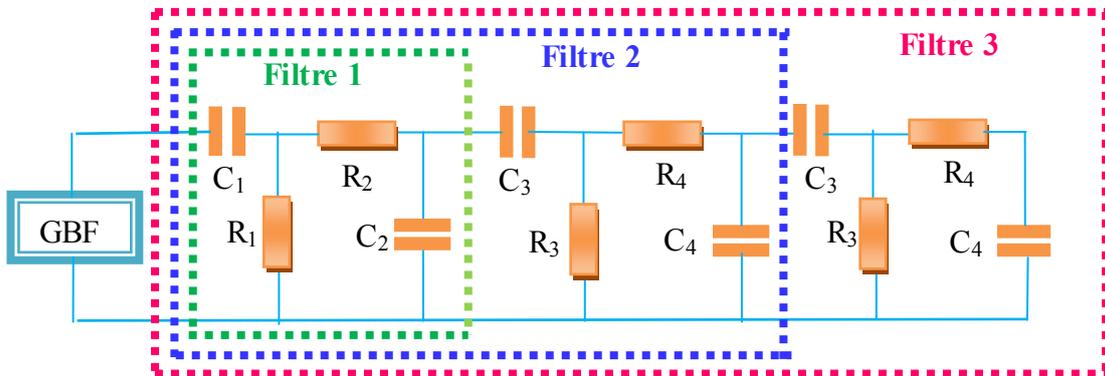
Dans cette deuxième expérience, on étudie les circuits de filtrage de la figure (I.10), on prend $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 39\text{nF}$ et $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 560\Omega$. La tension d'entrée produite par le GBF est une tension sinusoïdale périodique de période 0.02s et d'amplitude demi-crête-à-crête $U = 2.5\text{ V}$. Réaliser les circuits demandés dans la figure (I.10).



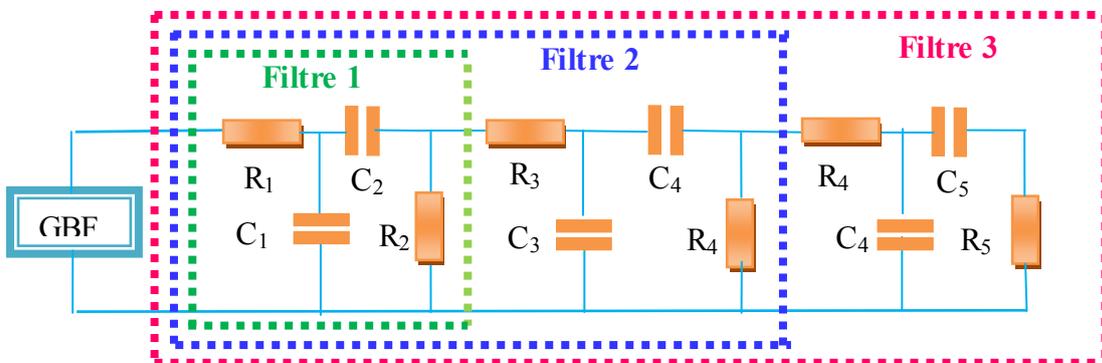
(a)



(b)



(c)



(d)

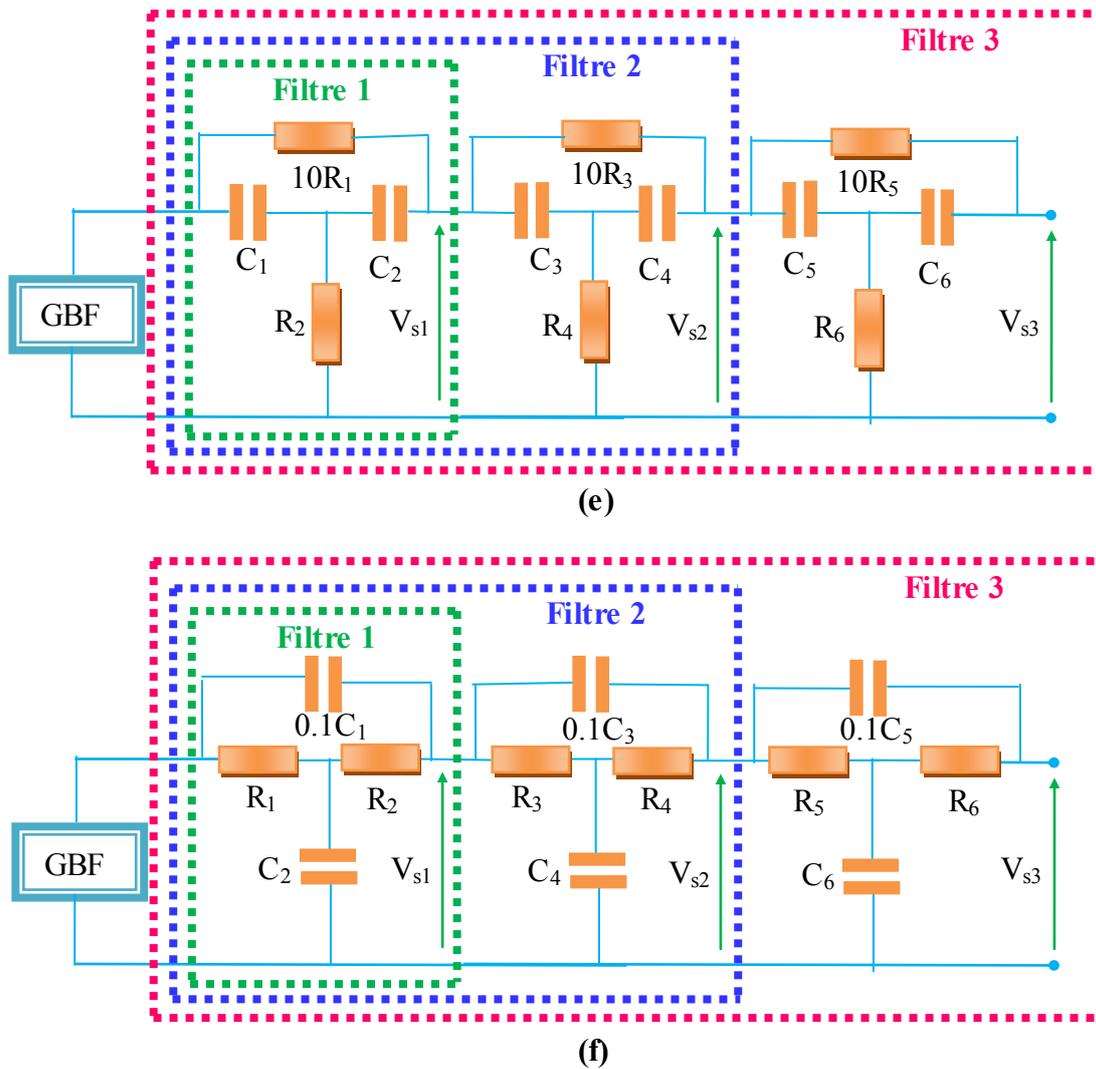


Figure (I.10) : Circuits de filtrage à étudier.

Dans le tableau (I.2), on vous demande d'enregistrer les tensions mesurées à la sortie des circuits présentés dans la figure (I.10).

1. Calculer et représenter les diagrammes de Bode $G(\text{dB})$ et de déphasage $\varphi(^{\circ})$ correspondant aux circuits présentés dans la figure (I.10) ;
2. Déterminer les fréquences de coupure et les bandes passantes pour chaque circuit de la figure (I.10) ;
3. Dédire et comparer les pentes asymptotiques des courbes de gain correspondant aux filtres 1, 2 et 3 dans les circuits (a), (b), (c) (d), (e) et (f) de la figure (I.10).

Tableau (I.2)

f(kHz)	0,16	0,28	0,4	0,68	1,5	2,5	7,4	13	18	25	65	100
$U_{S(a)}$												
$U_{S(b)}$												
$U_{S(c)}$												
$U_{S(d)}$												
$U_{S(e)}$												
$U_{S(f)}$												
$U_{S(g)}$												
$U_{S(h)}$												
$U_{S(i)}$												
$U_{S(j)}$												
$U_{S(k)}$												
$U_{S(l)}$												

I.4 Questions

1. Commenter sur les signaux de sortie des deux circuits de la figure (I.9) et déduire le rôle des diodes dans ces deux circuits ;
2. Commenter sur la nature des circuits de la figure (I.10) ;
3. Faites une comparaison entre la sélectivité des filtres 1, 2 et 3 dans les circuits (a), (b), (c) (d), (e) et (f) de la figure (I.10).

TP 2 :

**Principe de la modulation et
démodulation d'amplitude**

II.1 Buts du TP

Dans ce TP, les modulateurs et démodulateurs d'amplitude vont être étudiés et pratiqués par les étudiants de 2^{ème} année Licence Télécommunications. Ce TP va permettre à ces étudiants de saisir l'influence des différents paramètres, correspondant au signal d'information et de la porteuse, sur la qualité des processus étudiés.

II.2. Rappels théoriques

II.2.1 Modulation d'amplitude

Dans ce deuxième TP la notion de la modulation AM va être présentée et expérimentée. Le principe de la modulation AM est donné dans la figure (II.1).

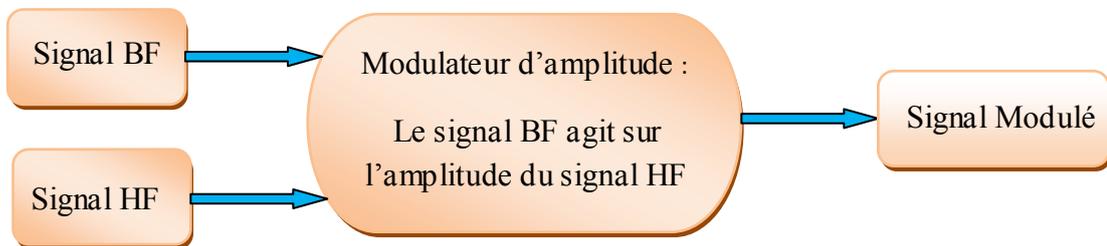


Figure (II.1) : Principe de la modulation AM [6,7].

Soit un signal HF $y_c(t) = \gamma \cos(\omega_c t)$ et un signal BF $\xi_i(t) = \chi \cos(\omega_i t)$ avec $f_c \gg 100f_i$.

Le signal modulé est donné par [6-9]:

$$T(t) = y_c(t) \times \xi_i(t)$$

$$T(t) = \gamma(\nu_{dc} + \chi \cos \omega_i t) \cos \omega_c t = \gamma \nu_{dc} (1 + \psi \cdot \cos \omega_i t) \cos \omega_c t$$

$$T(t) = \gamma \nu_{dc} (1 + \psi \cdot \cos \omega_i t) \cos \omega_c t \quad (II.1)$$

La tension ν_{dc} est ajoutée principalement au signal d'information pour garder l'indice de modulation inférieur à 1 et d'éviter ainsi la sur-modulation.

ψ désigne l'indice de modulation AM.

Avec

$$\psi = \frac{\kappa - \Upsilon}{\kappa + \Upsilon} \quad (II.2)$$

Le signal modulé est représenté dans la figure (II.2) pour différentes valeurs d'indice de modulation ψ .

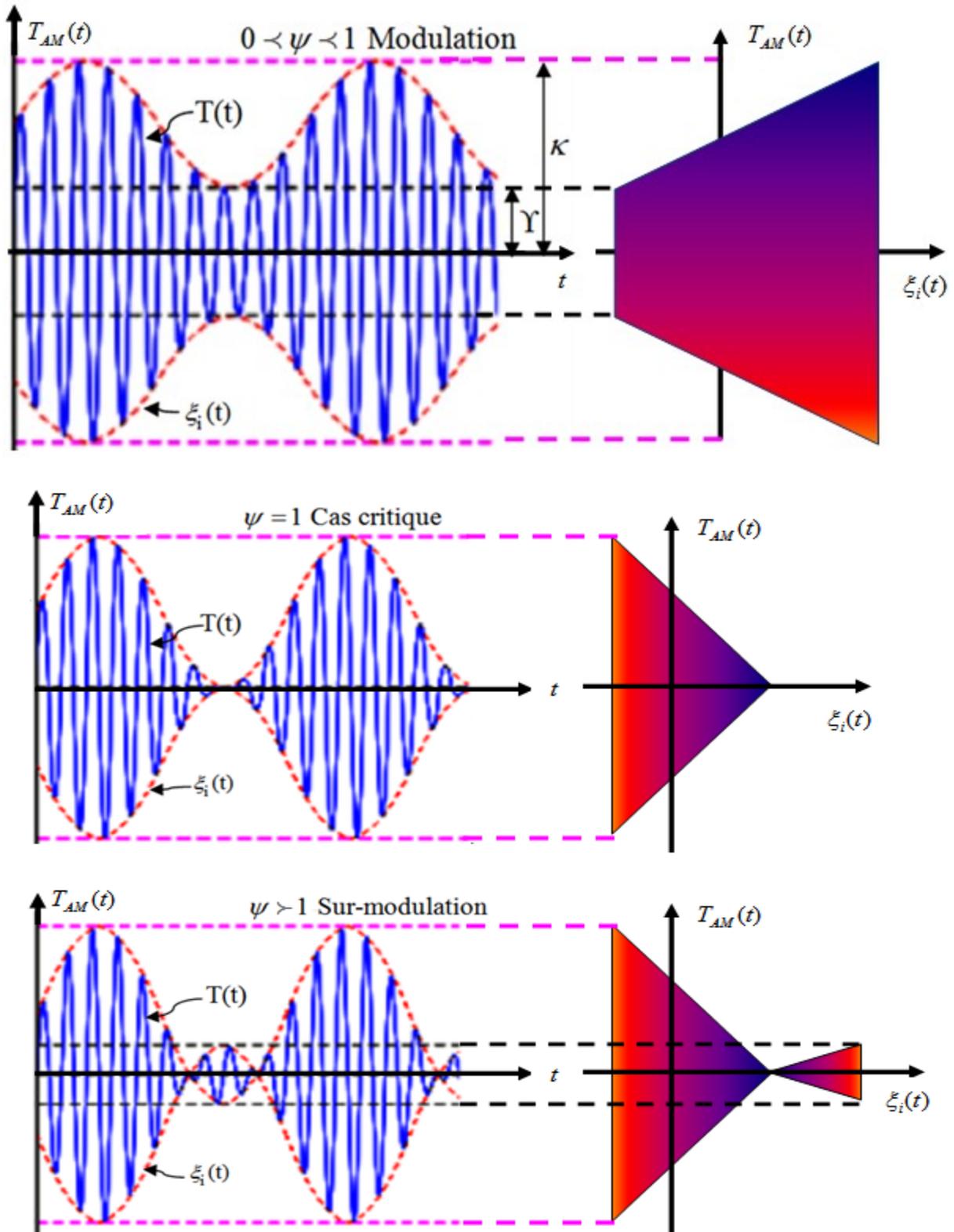


Figure (II.2) : Signal modulé pour différentes gammes de modulation [10].

Pour avoir une bonne modulation, il faut que : $0 < \psi < 1$ et $f_c \gg 100f_i$. Pour l'étude spectrale du signal de sortie du modulateur, on a : $\cos \zeta \cdot \cos \vartheta = \frac{1}{2} [\cos(\zeta + \vartheta) + \cos(\zeta - \vartheta)]$.

Donc le signal de sortie $T(t) = \gamma v_{dc} (1 + \psi \cdot \cos \omega_i t) \cos \omega_c t$ peut être reformulé sous la forme [6-9,11] :

$$T(t) = \gamma v_{dc} \cos \omega_c t + \frac{\psi \gamma v_{dc}}{2} \cos(\omega_c - \omega_i)t + \frac{\psi \gamma v_{dc}}{2} \cos(\omega_c + \omega_i)t$$

$$T(t) = \gamma v_{dc} \cos 2\pi f_c t + \frac{\psi \gamma v_{dc}}{2} \cos 2\pi(f_c - f_i)t + \frac{\psi \gamma v_{dc}}{2} \cos 2\pi(f_c + f_i)t \quad (II.3)$$

Donc le signal $T(t)$ est composé de trois signaux. La représentation spectrale du signal modulé est donnée dans le schéma (II.3).

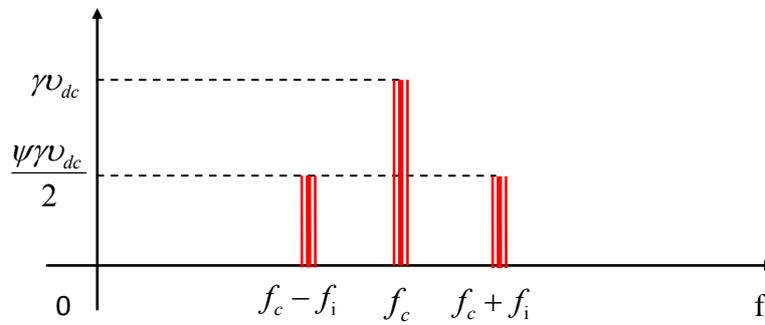


Figure (II.3) : Spectre d'un signal AM [11,12].

Pour conserver de la puissance et d'améliorer le rendement on supprime la composante $\gamma v_{dc} \cos 2\pi f_c t$ du signal de sortie $T(t)$, donc $T(t)$ aura la forme [7,12]:

$$T(t) = \frac{\psi \gamma v_{dc}}{2} \cos 2\pi(f_c - f_i)t + \frac{\psi \gamma v_{dc}}{2} \cos 2\pi(f_c + f_i)t \quad (II.4)$$

II.2.2 Démodulation d'amplitude

A la réception, deux types de modulation peuvent être utilisés pour extraire l'information de base transmise: démodulation asynchrone basée sur un détecteur de crête et la démodulation synchrone basée sur un multiplicateur des signaux.

Le principe de la démodulation AM asynchrone repose sur trois blocs: un détecteur d'enveloppe, un filtre passe bas et un supprimeur du niveau de la composante continue DC. Le passage du signal modulé AM à travers un détecteur d'enveloppe permet de supprimer la composante négative. Le filtre passe bas a pour rôle de supprimer le signal HF. Enfin, le supprimeur du niveau de la composante continue DC permet de restituer le signal d'information. Le principe de la démodulation AM asynchrone est expliqué dans la figure (II.4).

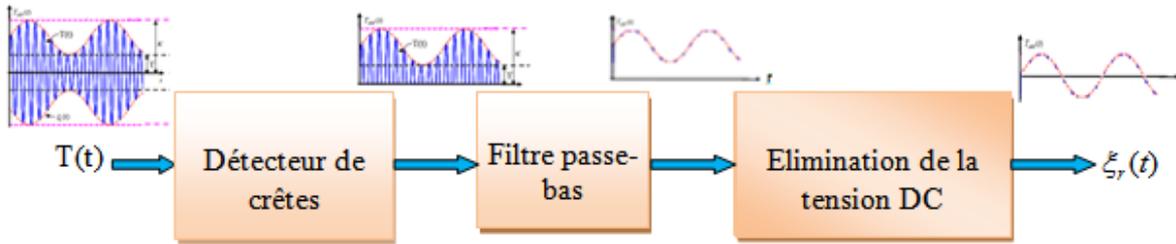


Figure (II.4): Principe de la démodulation AM asynchrone [8,9].

Le principe de la démodulation AM synchrone repose principalement sur la récupération ou la reconstruction du signal porteur [11]. Cette technique repose sur la multiplication du signal modulé reçu, donné sous la forme $T(t) = \gamma v_{dc} (1 + \psi \cdot \cos \omega_i t) \cos \omega_p t$, avec la porteuse donnée par la formule : $y_c(t) = \gamma \cos(\omega_c t)$. A la sortie d'un multiplicateur, supposé de facteur égale à 1, on aura un signal donné par la formule :

$$P_r(t) = \gamma^2 v_{dc} (1 + \psi \cdot \cos \omega_i t) \cos^2 \omega_p t = \frac{\gamma^2 v_{dc}}{2} + \frac{\gamma^2 v_{dc}}{2} \psi \cos \omega_i t + \frac{\gamma^2 v_{dc}}{2} [1 + \psi \cdot \cos \omega_i t] \cos 2\omega_p t$$

Après filtrage, à l'aide d'un filtre passe bas pour retrouver le signal en bande de base, on aura le signal d'information (signal BF) récupéré : $\xi_r(t) = \frac{\gamma^2 v_{dc}}{2} \psi \cos \omega_i t$. Le principe de la démodulation AM synchrone est expliqué dans la figure (II.5).

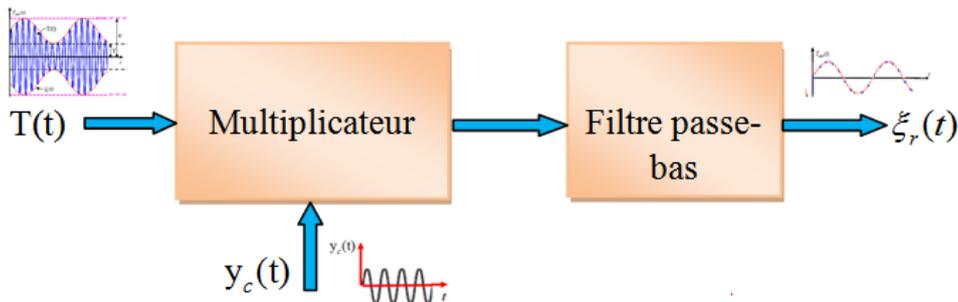


Figure (II.5): Principe de la démodulation AM synchrone [7-9].

Dans la prochaine section, le processus de modulation et démodulation d'amplitude va être expérimenté en utilisant les deux modules KL 92001 et KL 93002 de K and H Products-K&H MFG CO., LTD, disponibles aux laboratoires du département d'électronique et des télécommunications- de l'université de Guelma.

Le module KL 92001 est un générateur de fonctions qui permet de générer deux signaux de plusieurs formes avec les fréquences et les amplitudes désirées et permet aussi d'alimenter le module KL 93002. Donc, le module KL 92001 permet de générer le signal d'information et le signal porteur avec les paramètres recommandés. Le module KL 93002 offre la possibilité d'expérimenter les deux processus de modulation et de démodulation AM. Le module KL

93002 utilise le multiplicateur MC1496 pour la multiplication des deux signaux BF et HF, générés par le générateur de fonctions KL 92001selon les paramètres recommandés, pour générer le signal modulé.

Les deux types de démodulation AM, expliqués auparavant, sont contenus dans le module KL 93002. Le premier démodulateur utilisé dans la deuxième section du module KL 92001 pour la récupération du signal d'information est un simple circuit à base d'une diode (son principe est expliqué dans le schéma bloc de la démodulation non cohérente). Le deuxième circuit, utilisé pour la démodulation AM non cohérente, est à base du multiplicateur MC1496 qui sert à multiplier le signal modulé généré dans la première section du KL 93002 avec le signal porteur généré par le générateur de fonctions KL 92001(son principe est expliqué dans le schéma bloc de la démodulation cohérente).

Les broches du multiplicateur MC1496 et sa configuration interne sont représenté dans la figure (II.6). Ce multiplicateur est utilisé pour effectuer la modulation AM par la multiplication du signal HF (broche 10) avec le signal d'information BF (broche 1). Dans la deuxième section, le MC1496 est utilisé pour la multiplication du signal modulé (broche 1) avec le signal HF (broche 10) afin de réaliser la démodulation synchrone, voir figure (II.7).

L'amplificateur différentiel T5T6 est utilisé pour commander les amplificateurs différentiels T1T2 et T3T4. Ces derniers, acquiescent l'entrée du signal HF et réalisent sa multiplication avec le signal BF. Les deux transistors T7 et T8 fonctionnent en source du courant pour T5T6. Les deux broches 2 et 3 sont reliées à une résistance pour ajuster le gain de ce multiplieur.

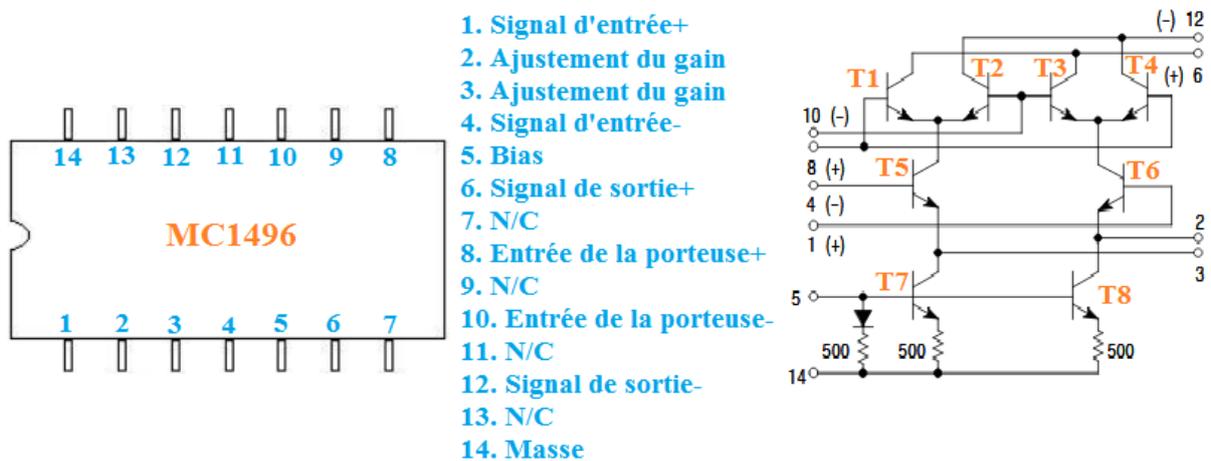


Figure (II.6): Broches et configuration interne du circuit MC 1496 [13,14].

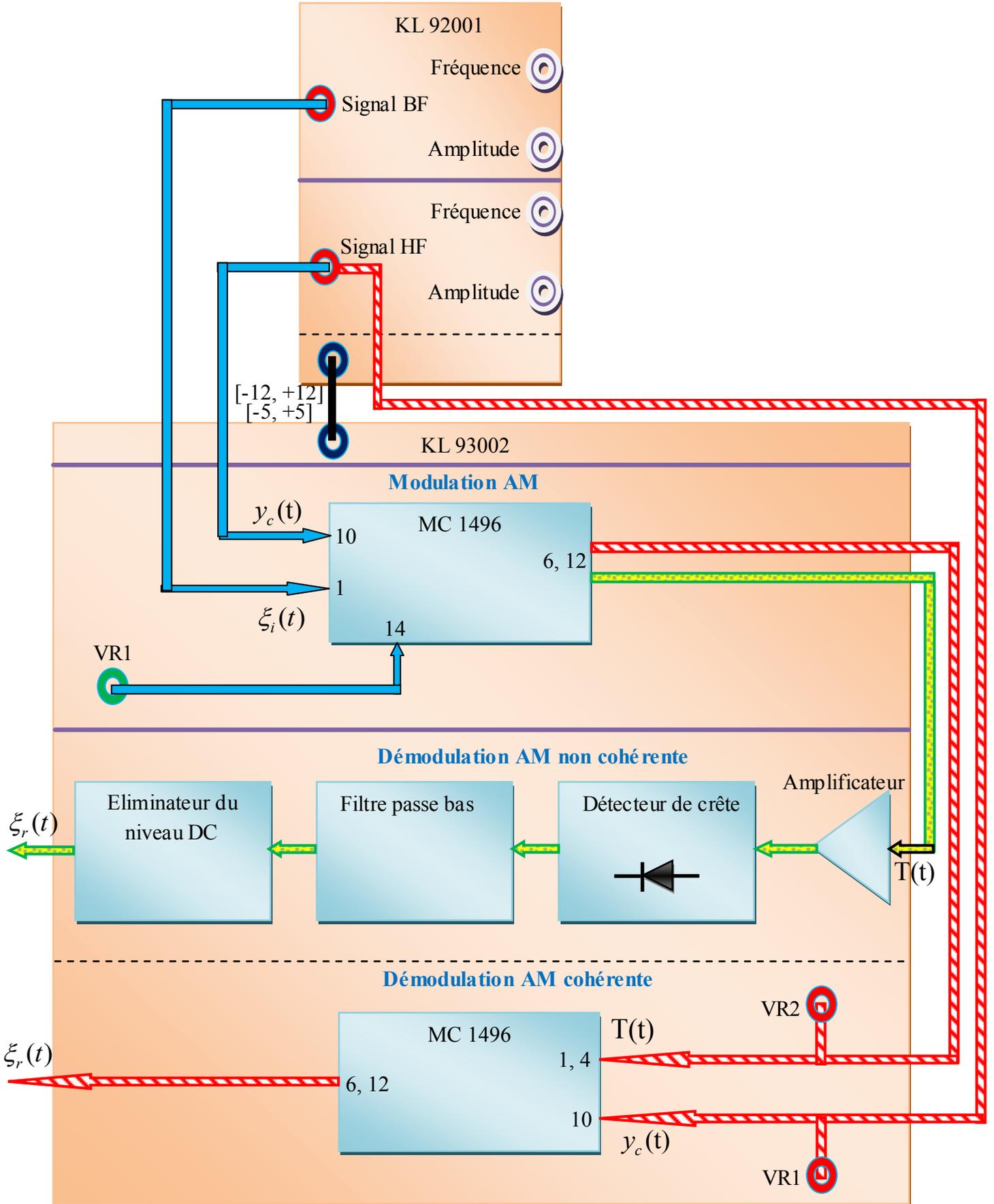


Figure (II.7): Câblage entre les deux modules KL 92001 et KL 93002 [15,16].

II.3 Expériences

II.3.1 Expérience 1 : Modulation AM

Sur le modulateur MC1496, relier les deux résistances R8 et R9. Aux deux entrées BF et HF du modulateur, injecter les signaux demandés dans les tableaux (II.1) au (II.4). Utiliser le potentiomètre VR1 pour régler l'indice de modulation.

Tableau (II.1) : $V_{HF} = 0.3 V_{pp}$, $T_{HF} = 1/120$ ms, $T_{BF} = 1/1.2$ ms

Signal BF	Signal modulé	Spectre du signal modulé	Indice de modulation
0.47V _{pp}			
0.27V _{pp}			
0.17V _{pp}			

Tableau (II.2) : $V_{BF} = 0.17 V_{pp}$, $T_{HF}=1/120$ ms, $T_{BF}=1/1.2$ ms

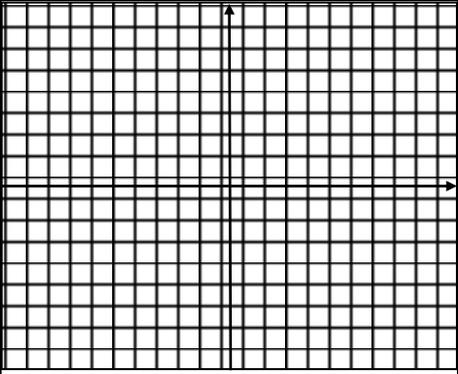
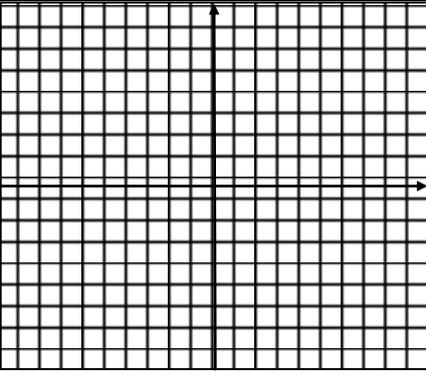
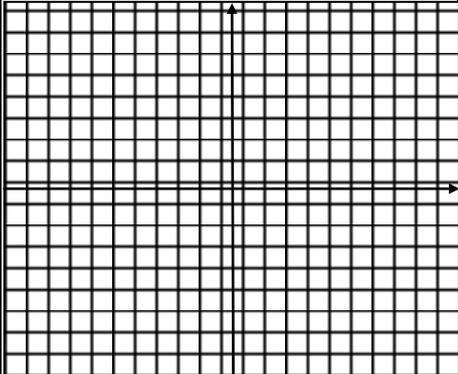
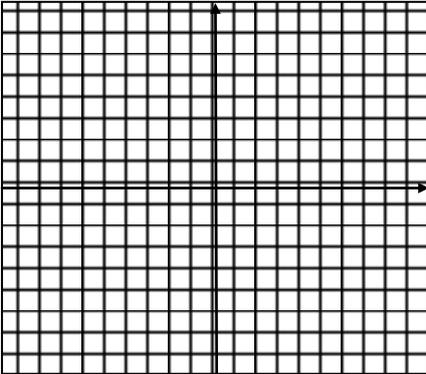
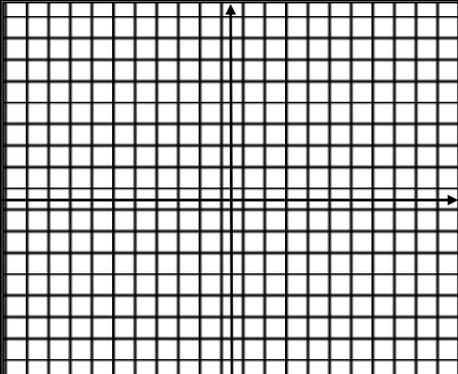
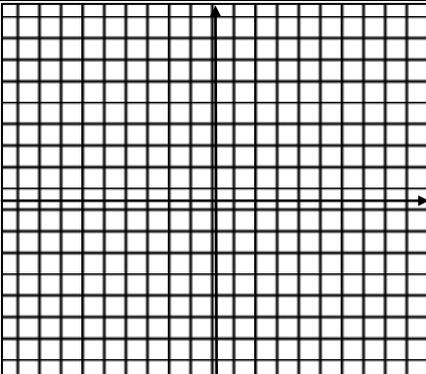
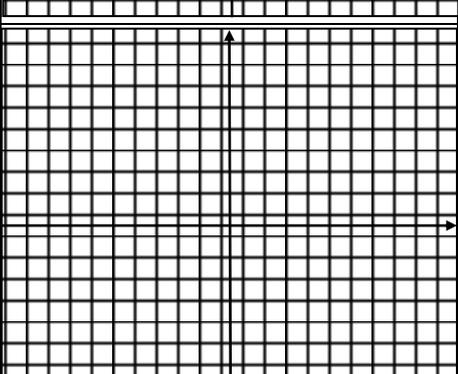
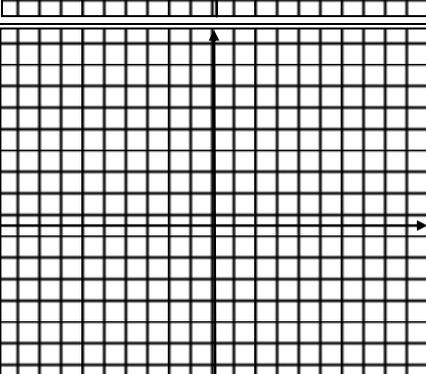
Signal HF	Signal modulé	Spectre du signal modulé	Indice de modulation
$0.17V_{pp}$			
$0.27V_{pp}$			
$0.37V_{pp}$			
$0.47V_{pp}$			

Tableau (II.3) : $V_{HF} = 0.27 V_{pp}$, $T_{HF}=1/130$ ms, $V_{BF} = 0.17 V_{pp}$

Signal BF	Signal modulé	Spectre du signal modulé	Indice de modulation
1/4.7 ms			
1/3.7 ms			
1/2.7 ms			
1/1.7 ms			

Tableau (II.4) : $V_{HF} = 0.27 V_{pp}$, $T_{BF}=0.25 \text{ ms}$, $V_{BF} = 0.17 V_{pp}$

Signal HF	Signal modulé	Spectre du signal modulé	Indice de modulation
1/0.7 μs			
1/1.7 μs			
1/2.7 μs			

II.3.2 Expérience 2 : démodulation AM

1. Régler les signaux demandés dans les tableaux (II.5) et (II.6). A l'aide du potentiomètre VR1, régler l'indice de modulation pour avoir l'amplitude maximale du signal modulé. Relier le signal modulé à l'entrée du démodulateur asynchrone (détecteur d'enveloppe à base d'une diode).
2. Brancher les signaux demandés dans les tableaux (II.7) et (II.8). Par le potentiomètre VR1, régler l'indice de modulation à 0,5. Dans chaque cas, exploiter la même porteuse utilisée dans le circuit de modulation à la première entrée du circuit démodulateur synchrone. Relier le signal modulé à la deuxième entrée du circuit démodulateur synchrone.

Tableau (II.5) : $V_{HF} = 0.27 V_{cc}$, $T_{HF}=1/230$ ms, $V_{BF} = 0.17 V_{cc}$

Signal BF	Signal de sortie de modulateur	Signal de sortie de démodulateur
1/4.7 ms		
1/3.7 ms		
1/2.7 ms		
1/1.7 ms		

Tableau (II.6) : $V_{HF} = 0.27 V_{cc}$, $T_{HF}=1/400$ ms, $V_{BF} = 0.27 V_{cc}$

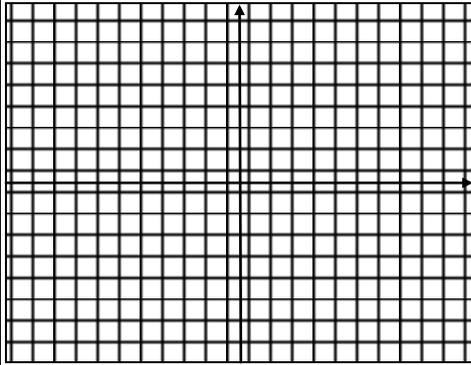
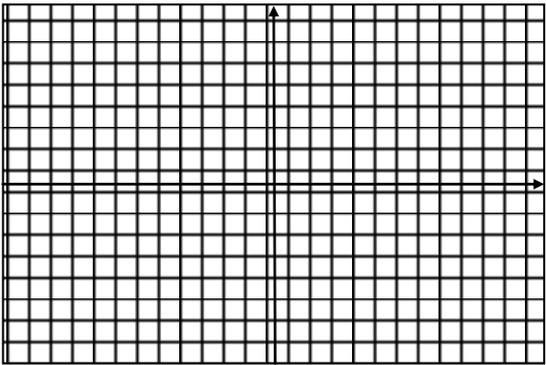
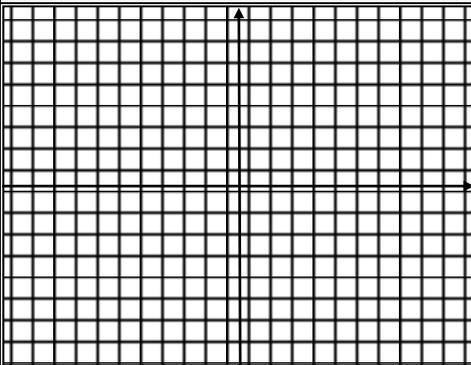
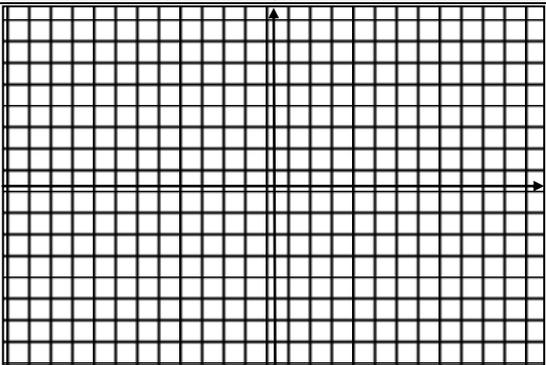
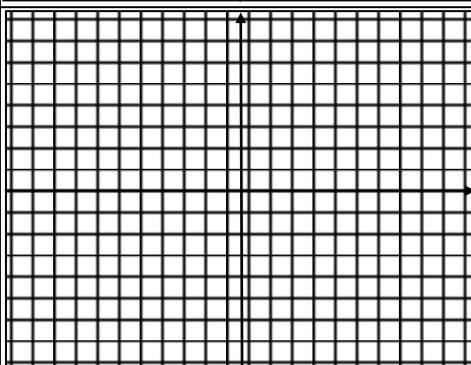
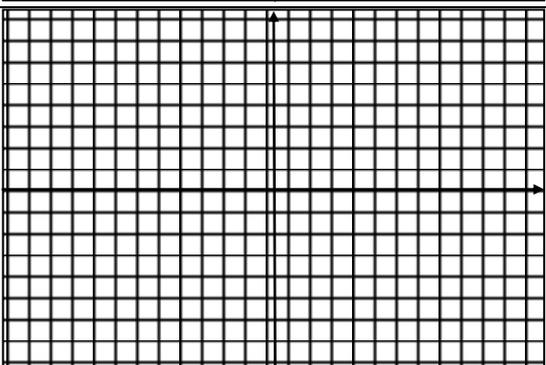
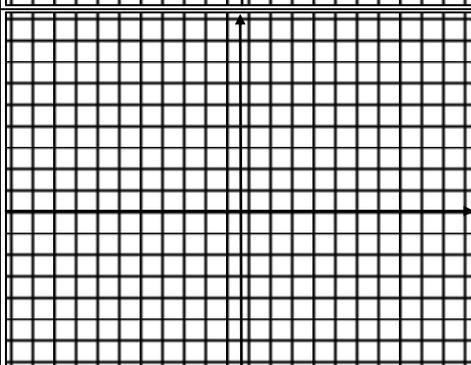
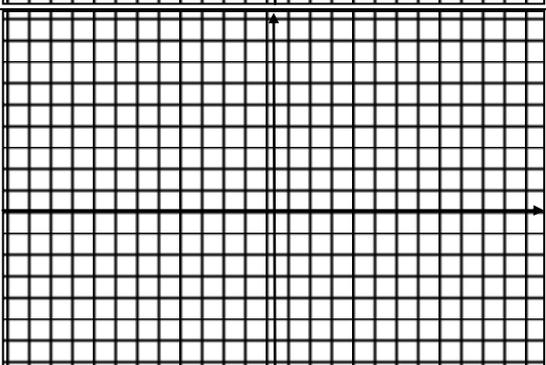
Signal BF	Signal de sortie de modulateur	Signal de sortie de démodulateur
1/4.7 ms		
1/3.7 ms		
1/2.7 ms		
1/1.7 ms		

Tableau (II.7) : $V_{HF} = 0.27 V_{cc}$, $T_{HF}=1/660$ ms, $V_{BF} = 0.17 V_{cc}$, $\psi = 0,5$

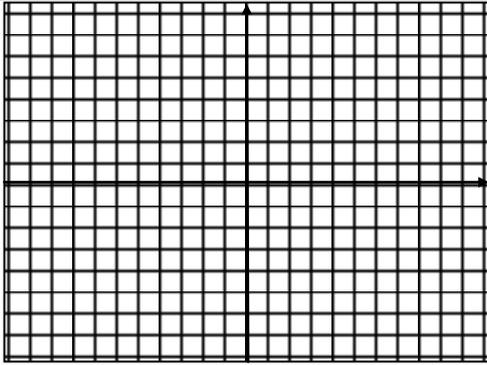
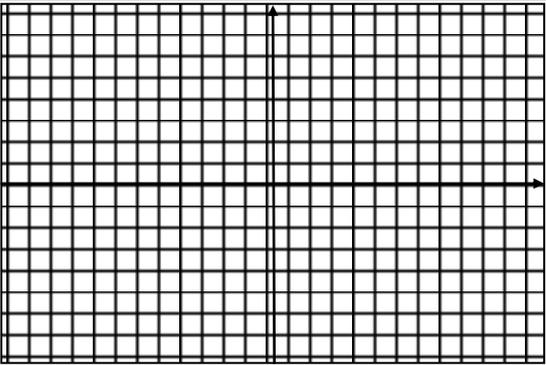
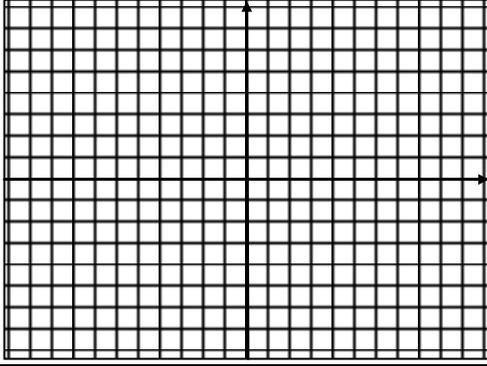
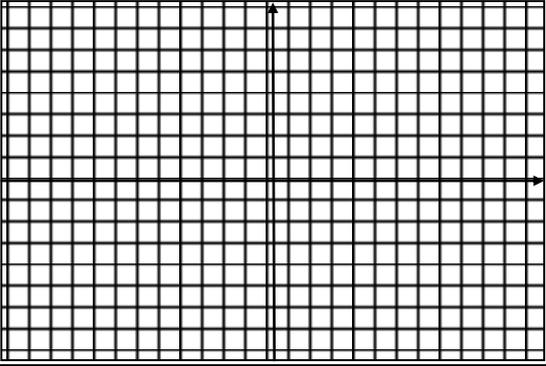
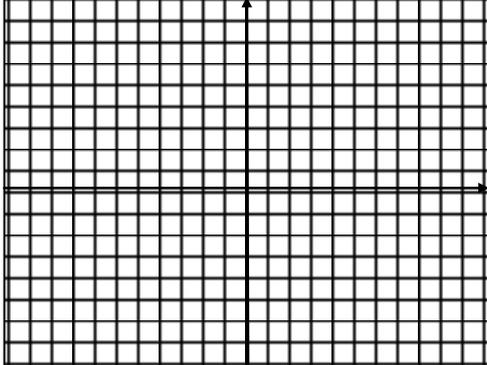
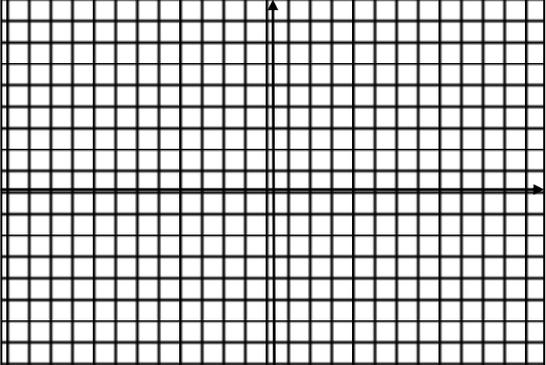
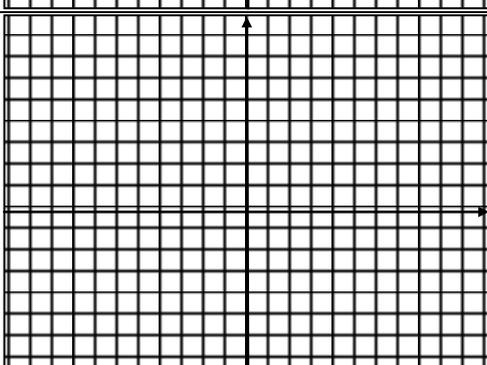
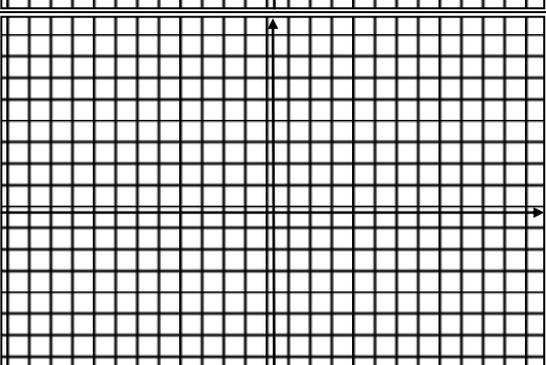
Signal BF	Signal de sortie de modulateur	Signal de sortie de démodulateur
1/4.7 ms		
1/3.7 ms		
1/2.7 ms		
1/1.7 ms		

Tableau (II.8) : $V_{HF} = 0.27 V_{cc}$, $T_{BF}=1/2.7$ ms, $V_{BF} = 0.17 V_{cc}$, $\psi = 0,5$

Signal HF	Signal de sortie de modulateur	Signal de sortie de démodulateur
1/0.7 μ s		
1/1.7 μ s		
1/2.7 μ s		

II.4 Questions

1. Comment peut-on avoir une bonne modulation d'amplitude? Qu'apporte un indice de modulation inférieur à 1 sur la qualité de la modulation d'amplitude ?
2. Commenter sur les deux techniques utilisées dans ce TP pour extraire l'information.

TP 3 :

**Principe des modulations
et démodulations
angulaires FM et PM**

III.1 Buts du TP

Le but de ce TP est de faire apprendre aux étudiants de 2^{ème} année Licence Télécommunications le principe de la modulation et la démodulation angulaire. Les étudiants vont définir l'influence des différents paramètres des signaux injectés à l'entrée sur l'allure du signal transmit et du signal récupéré à travers les processus étudiés. À la fin de ce TP les étudiants vont pouvoir extraire une comparaison avec la modulation et la démodulation d'amplitude étudiées auparavant.

III.2 Rappels théoriques

III.2.1 Modulation

Le concept de la modulation angulaire, qui sert à agir sur l'angle du signal modulé que soit sur la phase ou la fréquence du signal HF, va être présenté et expérimenté dans ce troisième TP.

Soit un signal HF $y_c(t) = \gamma \cos(\omega_c t)$ et un signal BF $\xi_i(t) = \chi \cos(\omega_i t)$. Le signal modulé FM est donné par [12,17]:

$$T_{FM}(t) = \gamma \cos \left[\omega_c t + \frac{s_\Delta \chi}{f_i} \sin(\omega_i t) \right] = \gamma \cos \left[\omega_c t + \psi_{FM} \sin(\omega_i t) \right] \quad (\text{III.1})$$

$$\psi_{FM} = \frac{s_\Delta \chi}{f_i}$$

Avec ψ_{FM} désigne l'indice de modulation FM.

s_Δ est la sensibilité fréquentielle.

f_i est la fréquence du signal BF.

ψ_{FM} est proportionnel à la déviation $s_\Delta \chi$ et inversement proportionnel à f_i .

Le signal modulé en phase (PM) est donné par [9,12] :

$$T_{PM}(t) = \gamma \cos \left[\omega_c t + \omega_k \chi \cos(\omega_i t) \right] = \gamma \cos \left[\omega_c t + \psi_{PM} \cos(\omega_i t) \right] \quad (\text{III.2})$$

ψ_{PM} désigne l'indice de modulation PM.

$\psi_{PM} = \omega_k \chi$, avec ω_k est la constante de déviation en phase.

Le passage de la modulation FM à la modulation PM se fait selon le principe donné dans la figure (III.1).

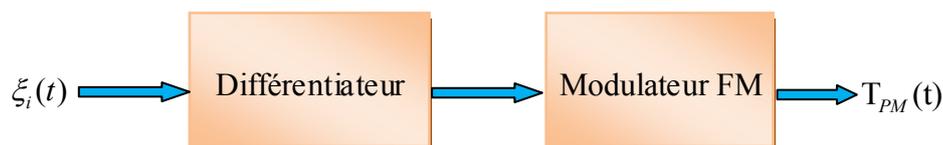


Figure (III.1) : Passage de la modulation FM à la modulation PM [9].

Le signal de la modulation angulaire (FM et PM) modulé par un signal carré est représenté dans la figure (III.2). La mutation de l'amplitude du signal d'information carré se traduit par un changement de phase du signal modulé PM et un changement de fréquence du signal modulé FM.

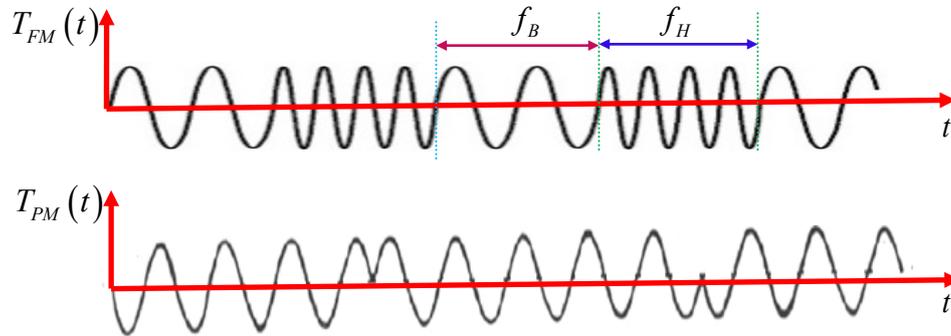


Figure (III.2) : Structure générale du signal de la modulation angulaire (FM et PM) modulé par un signal carré.

La largeur de fréquence ζ occupée par le signal de sortie du modulateur angulaire est donnée par :

$$\zeta = 2(\psi + 1)f_i \quad (III.3)$$

Avec ψ est l'indice de modulation angulaire ;

f_i est la fréquence du signal BF.

Pour le cas d'une modulation PM on a :

$$\zeta_{PM} = 2(\psi_{PM} + 1)f_i = 2(\omega_k \chi + 1)f_i \quad (III.4)$$

Et pour le cas d'une modulation FM on a [7,17] :

$$\zeta_{FM} = 2(\psi_{FM} + 1)f_i = 2(s_\Lambda \chi + f_i) \quad (III.5)$$

Le signal issu d'un modulateur angulaire modulé par un signal sinusoïdal $T(t) = \gamma \cos[\omega_c t + \psi \sin(\omega_i t)]$ peut se réécrire sous la forme [9,17] :

$$T(t) = \gamma \sum_{-\infty}^{+\infty} J_\nu(\psi) \cos[\omega_c + \nu \omega_i] t \quad (III.6)$$

Avec $J_\nu(\psi)$ sont les fonctions de Bessel. Une représentation du spectre d'un signal FM pour $\psi = 1$ est donné dans la figure (III.3). Le nombre de raies δ dans la largeur de fréquence ζ est donné par :

$$\delta = 2\psi + 3 \quad (III.7)$$

Le nombre de raies δ augmente avec l'augmentation de l'indice de modulation angulaire ψ .

Pour le cas de la modulation PM on a : $\delta_{PM} = 2\psi_{PM} + 3 = 2\omega_k \chi + 3$

La fréquence du signal d'information n'a pas d'influence sur le nombre de raies d'un signal modulé PM et ce n'est pas le cas sur le signal modulé FM.

Et pour le cas de la modulation FM on aura : $\delta_{FM} = 2\psi_{FM} + 3 = \frac{2\omega_\Lambda \chi}{f_i} + 3$

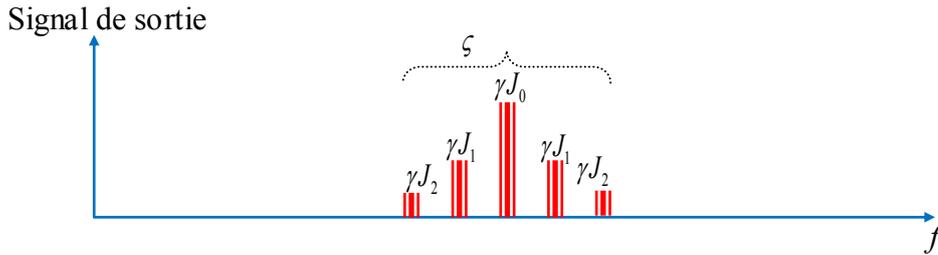


Figure (III.3) : Spectre d'un signal issu d'un modulateur angulaire pour $\psi = 1$ [17].

II.2.2 Démodulation

II.2.2.1 Démodulation cohérente à base de PLL LM565

Le circuit intégré LM565 à base de PLL est assez utilisé en démodulation cohérente de fréquence. Le principe de PLL est représenté dans la figure (III.4). L'oscillateur contrôlé par tension génère un signal de fréquence bien déterminée dont la valeur dépend de la tension appliquée à son entrée. Le détecteur de phase génère un signal de sortie dont l'amplitude dépend du déphasage entre le signal d'entrée et celui de la boucle. Un filtre passe bas est formé par la résistance interne de LM565 de valeur 3.6 ohms (broche 7) et le condensateur externe branché entre les deux broches 7 et 10 de LM565. Le rôle de ce filtre est de maintenir les changements de phase (BF), de filtrer les signaux HF, d'éliminer le bruit et d'engendrer ainsi une tension relative aux variations de fréquences. Un condensateur est connecté entre les deux broches 7 et 8 de LM565 pour la compensation de la fréquence. Le signal filtré est amplifié à l'aide d'un amplificateur et s'injecte dans la boucle sous forme de tension de commande, ce qui entraîne une modulation FM.

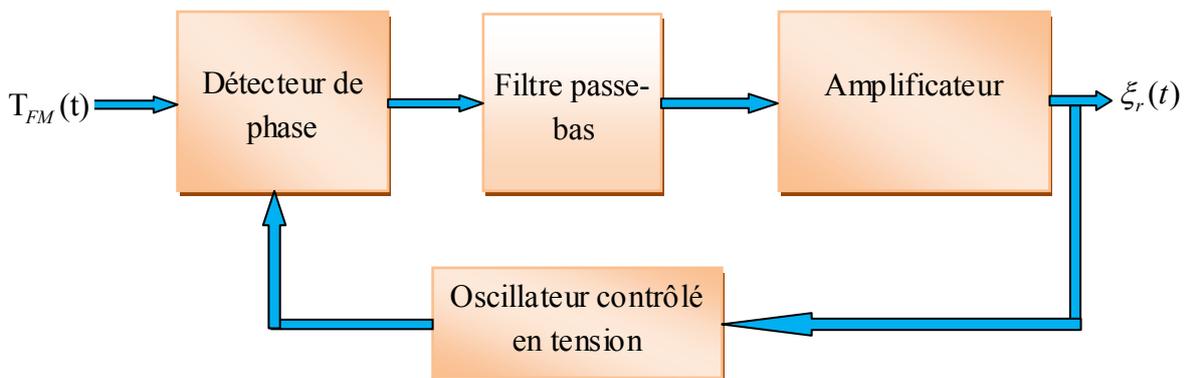


Figure (III.4) : Principe de la démodulation PLL-FM [9,16].

III.2.2.2 Démodulation non cohérente par discriminateur de conversion FM à AM

Le signal modulé FM peut être démodulé par la conversion du signal reçu en un signal modulé AM à l'aide d'un simple dérivateur et d'utiliser la technique de démodulation d'amplitude asynchrone (non cohérente) pour récupérer le signal d'information BF. Le passage du signal de sortie du dérivateur (signal modulé AM) à travers un détecteur d'enveloppe permet de supprimer la composante négative. Le filtre passe bas a pour rôle de supprimer le signal HF. Enfin, un supprimeur du niveau de la composante continue DC permet de restituer le signal d'information.

Le principe de cette technique est donné dans la figure (III.5). Le signal modulé FM et sa dérivée sont donnés par les deux formules (III.8) et (III.9):

$$T_{FM}(t) = \gamma \cos \left[\omega_c t + \frac{s_{\Delta} \chi}{f_i} \sin(\omega_i t) \right] = \gamma \cos \left[\omega_c t + \psi_{FM} \sin(\omega_i t) \right] \quad (III.8)$$

$$T'_{FM} = T_{AM}(t) = \gamma v_{dc} (1 + \psi_{AM} \cdot \cos \omega_i t) \cos \omega_c t \quad (III.9)$$

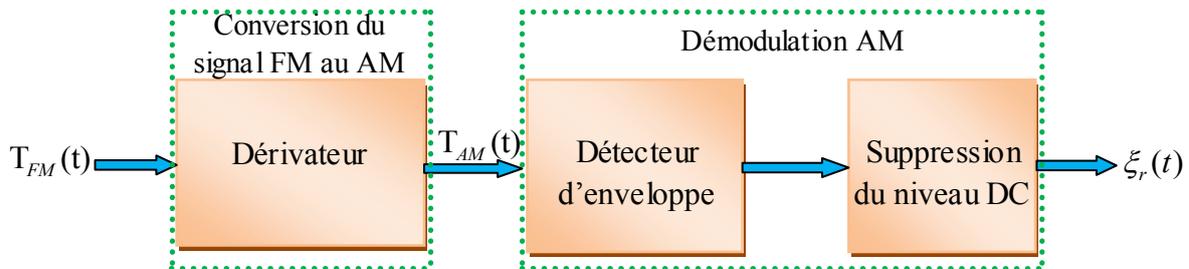


Figure (III.5) : Schéma bloc de la démodulation non cohérente par discriminateur de conversion FM à AM [9,16].

Dans la section expérimentale, les deux modules KL-92001 et KL-93004 de K and H Products-K&H MFG CO., LTD, disponibles aux laboratoires du département d'électronique et télécommunications- de l'université 8 Mai 1945 Guelma, vont être exploités.

III.3 Expériences

III.3.1 Expérience 1

1. Relier les deux commutateurs J1 et J2. Brancher les signaux demandés dans le tableau (III.1) à l'entrée BF du modulateur MC1648. Observer l'allure du signal modulé par l'oscilloscope et son spectre par l'analyseur de spectre.
2. Relier les deux commutateurs J1 et J3. Utiliser le potentiomètre VR1 pour le réglage de la fréquence de sortie. Brancher les signaux demandés dans les tableaux (III.2) et (II.3) à l'entrée du modulateur LM566. Observer l'allure des deux signaux d'entrée et de sortie du modulateur LM566 par l'oscilloscope.

Tableau (III.1) : $V_{BF} = 2.8 \text{ V}$.

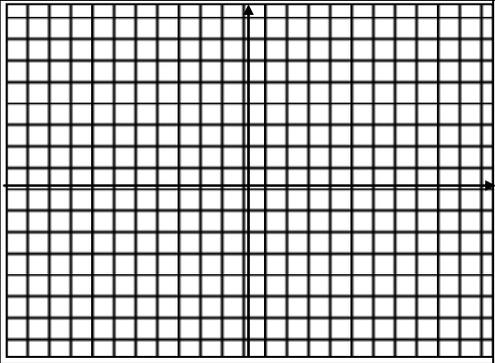
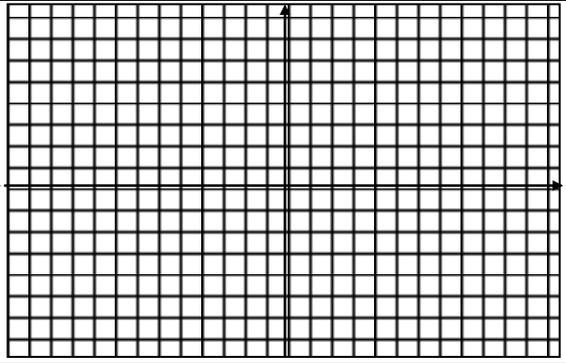
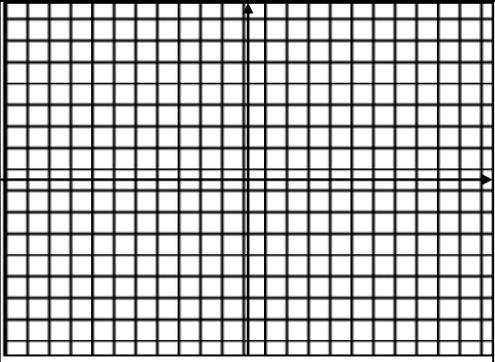
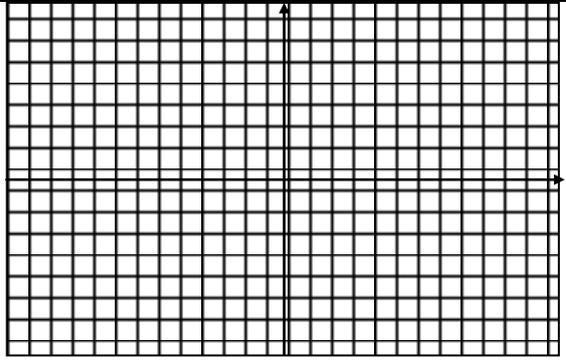
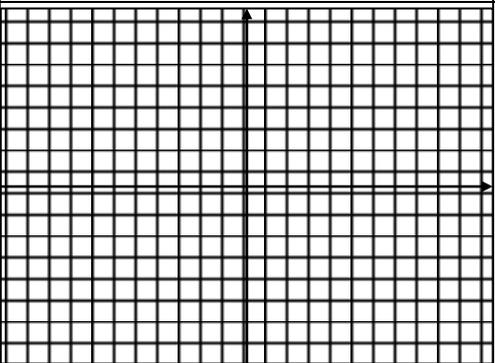
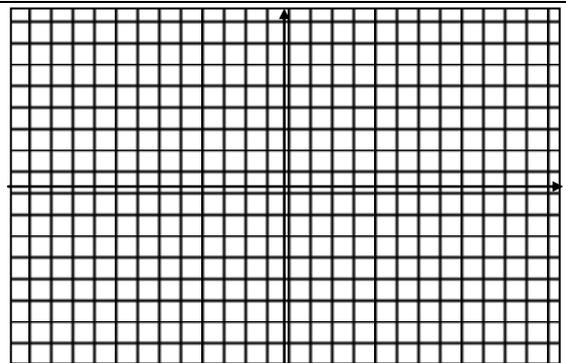
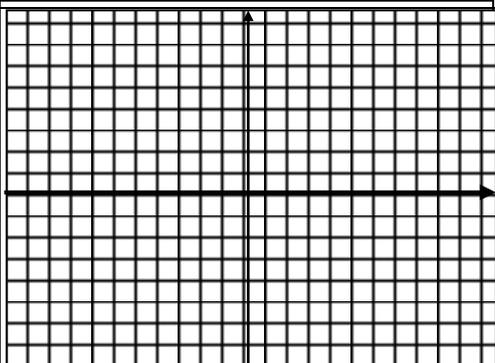
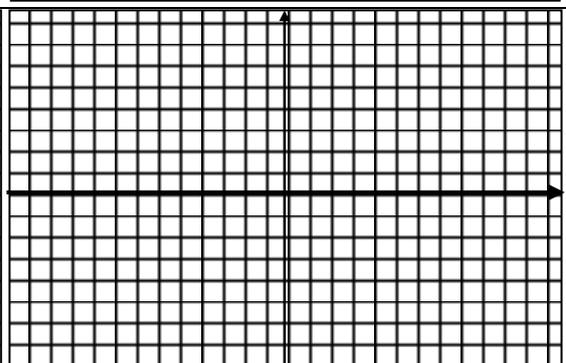
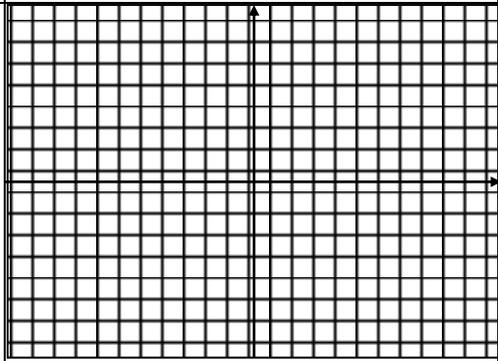
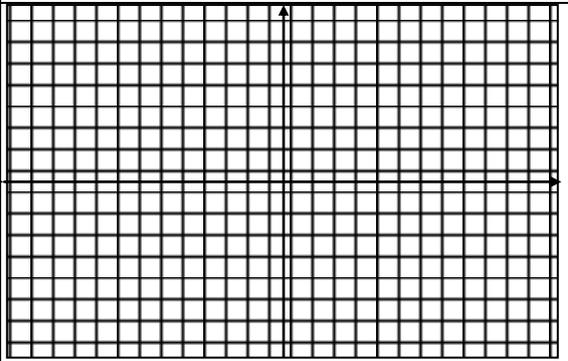
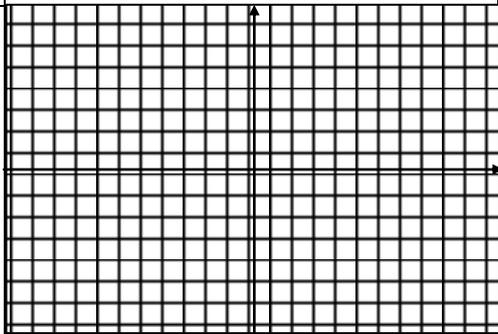
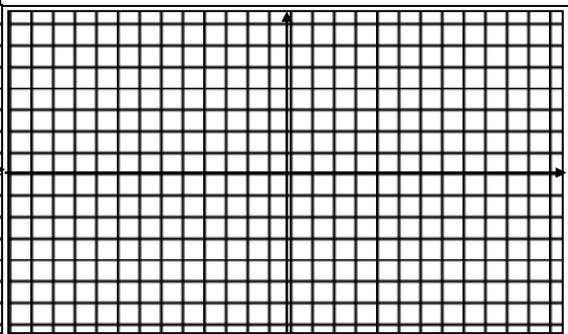
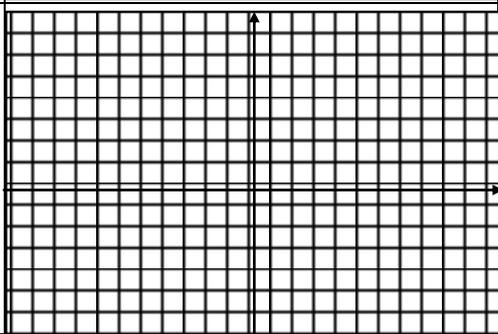
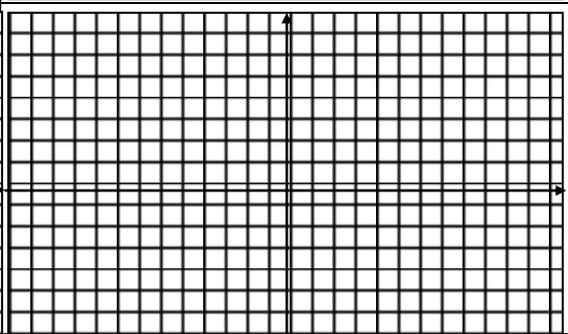
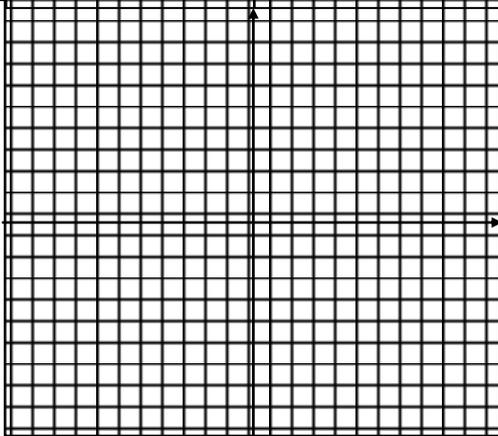
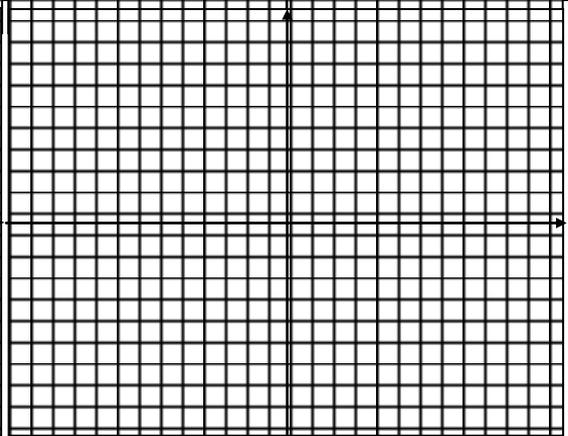
Période du signal BF	Signal modulé	Spectre du signal modulé
1/3.8 ms		
1/4.6 ms		
1/6.3 ms		
1/9.1 ms		

Tableau (III.2) : $V_{BF} = 0.63 V_{pp}$, $C_3 = 0.01 \mu F$, $T_{HF} = 1/27 \text{ ms}$.

Période du signal BF	Signal d'entrée BF	Signal modulé
1/1.4 ms		
1/2.2 ms		
1/3.8 ms		
1/4.7 ms		

Tableau (III.3) : $V_{BF} = 1.3 V_{pp}$, $C_3 = 0.01 \mu F$, $T_{HF} = 1/27 \text{ ms}$.

Période du signal BF	Signal d'entrée BF	Signal modulé
1/1.4 ms		
1/2.2 ms		
1/3.8 ms		
1/4.7 ms		

III.3.2 Expérience 2

1. Relier les deux switchers J1 et J3 dans le modulateur LM566. Utiliser VR1 pour le réglage de la fréquence de sortie. Brancher la sortie du modulateur FM LM566 à l'entrée du PLL LM565. Connecter les signaux demandés dans les tableaux (III.4) et (III.5) à l'entrée du modulateur FM LM566. Observer l'allure des signaux de sortie du modulateur PLL LM565 par l'oscilloscope et enregistrer les résultats dans les tableaux (III.4) et (III.5).
2. Relier les deux switchers J1 et J3 dans le modulateur MC1648. Utiliser VR1 pour le réglage de l'amplitude du signal de sortie du modulateur. Brancher la sortie du MC1648 à l'entrée du circuit discriminateur FM au AM. Observer l'allure des signaux d'entrée et de sortie du démodulateur par l'oscilloscope et enregistrer les résultats dans le tableau (III.6).

Tableau (III.4) : $V_{BF} = 0.37 V_{cc}$, $T_{HF}=1/28$ ms.

Période du signal BF	Signal modulé	Signal démodulé
1/1.8 ms		
1/2.4 ms		
1/4.3 ms		

Tableau (III.5) : $V_{BF} = 0.6 V_{cc}$, $T_{HF}=1/28$ ms.

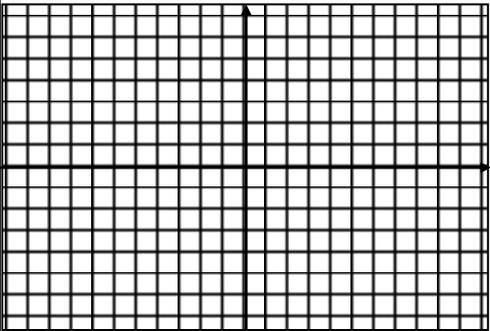
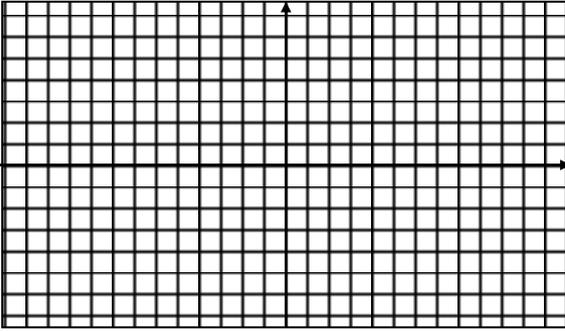
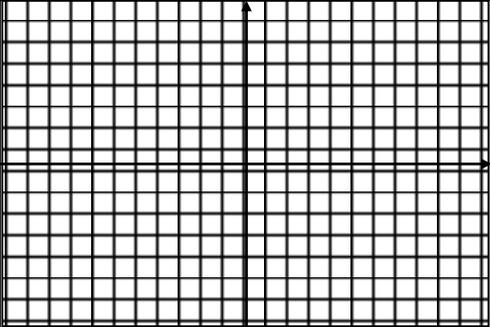
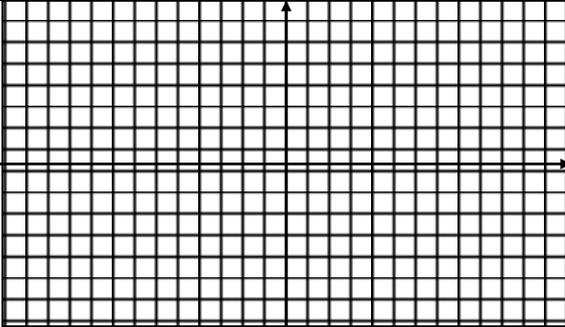
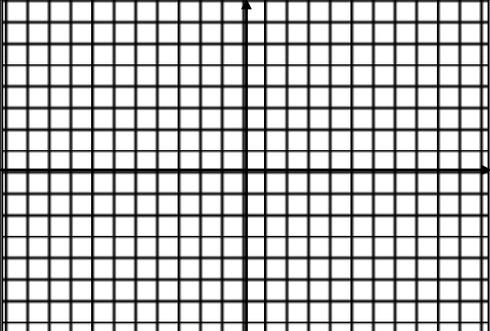
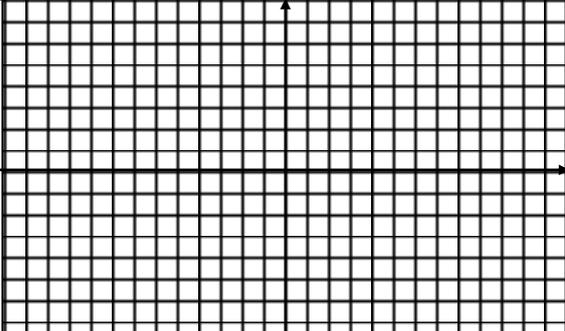
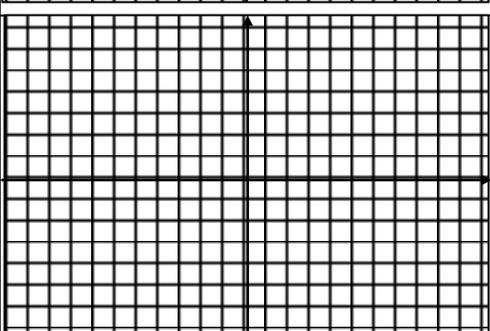
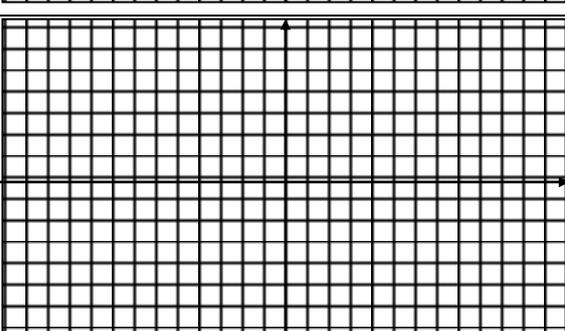
Période du signal BF	Signal modulé	Signal démodulé
1/1.8 ms		
1/4.3 ms		

Tableau (III.6) : $V_{BF} = 2.8 V_{cc}$.

Période du signal BF	Signal modulé	Signal démodulé
1/1.8 ms		
1/4.3 ms		

III.4 Questions

1. Qu'apporte la modulation angulaire par rapport à la modulation d'amplitude étudiée dans le deuxième TP ?
2. Commenter sur les résultats obtenus par les modulateurs et les démodulateurs étudiés dans ce TP.

TP 4 :

**Principe de la modulation
et démodulation par
déplacement de phase**

IV.1 Buts du TP

Le but de ce TP est de faire apprendre aux étudiants de 2^{ème} année Licence Télécommunications le principe de la modulation et la démodulation par déplacement de phase (MDP). A la fin de ce TP les étudiants vont pouvoir extraire une comparaison avec les autres types de modulation et démodulation analogiques étudiées auparavant.

IV.2. Rappels théoriques

La modulation MDP à porteuse unique peut être considérée comme un cas spécial de la modulation de phase PM qui sert à coder des signaux binaires (signaux d'information) en signaux analogiques avec un basculement de phase. Le signal modulé MDP est sinusoïdal qui change sa phase selon le basculement du signal d'information numérique et qui préserve la même amplitude [18].

Dans l'intervalle $[mT, (m+1)T]$, la formule simplifiée du signal modulé MDP est donnée par [19,20] :

$$T_{MDP}(t) = \text{Re} \left[\sum_m Q(t-mT) \cdot e^{i(\omega_0 t + \psi_0 + \psi_m)} \right] \quad (\text{IV.1})$$

Où $Q(t-mT)$ est un train d'impulsion périodique de forme rectangulaire. Dans l'intervalle $[mT, (m+1)T]$, le signal modulé se simplifie sous la forme [20,21] :

$$T_{MDP}(t) = \text{Re} \left[\gamma \cdot e^{i(\omega_0 t + \psi_0 + \psi_m)} \right] \quad (\text{IV.2})$$

On aura donc :

$$\begin{aligned} T_{MDP}(t) &= \gamma \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0 + \psi_m) \\ T_{MDP}(t) &= \gamma \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0) \cdot \cos(\psi_m) - \gamma \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0 + \frac{\pi}{2}) \cdot \cos(\psi_m + \frac{\pi}{2}) \\ T_{MDP}(t) &= \gamma \cdot x_m \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0) - \gamma \cdot y_m \cdot \sin(\omega_0 t + \psi_0) \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

Ce qui montre que le signal résultant MDP a une amplitude constante et que la phase du signal sinusoïdal est modulée par le déphasage ψ_m de chaque bit du signal d'information. Le terme $\cos(\omega_0 t + \psi_0)$ est modulé en amplitude par le terme $\gamma \cdot \cos(\psi_m)$ et le terme $\cos(\omega_0 t + \psi_0 + \frac{\pi}{2})$ est modulé en amplitude par le terme $\gamma \cdot \cos(\psi_m + \frac{\pi}{2})$ [20].

La forme la plus simple de ce type de modulation est la modulation MDP binaire (MDP-2) qui est une modulation de phase à 2 états seulement, 0 et 1 où seulement un bit est envoyé par période T [20]. Comme l'indique le tableau (IV.1), le niveau 0 correspond à un déphasage de 180° alors que le niveau 1 correspond à un écart de 0° .

Tableau (IV.1) : Les déphasages correspondent aux états possibles en MDP-2 [20,22].

Etats	déphasages (radian)
0	π
1	0

Dans ce type de modulation (MDP-2), le déphasage ψ_m est 0 ou π donc $\psi_m = \pi(1+m)$. La modulation s'effectue seulement sur $\cos(\omega_0 t + \psi_0)$. Dans ce cas dans l'intervalle $[0, T[$, le signal modulé MDP-2 s'écrit par la formule [6,9,20]:

$$T_{MDP-2}(t) = \pm \gamma \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0) \quad (IV.4)$$

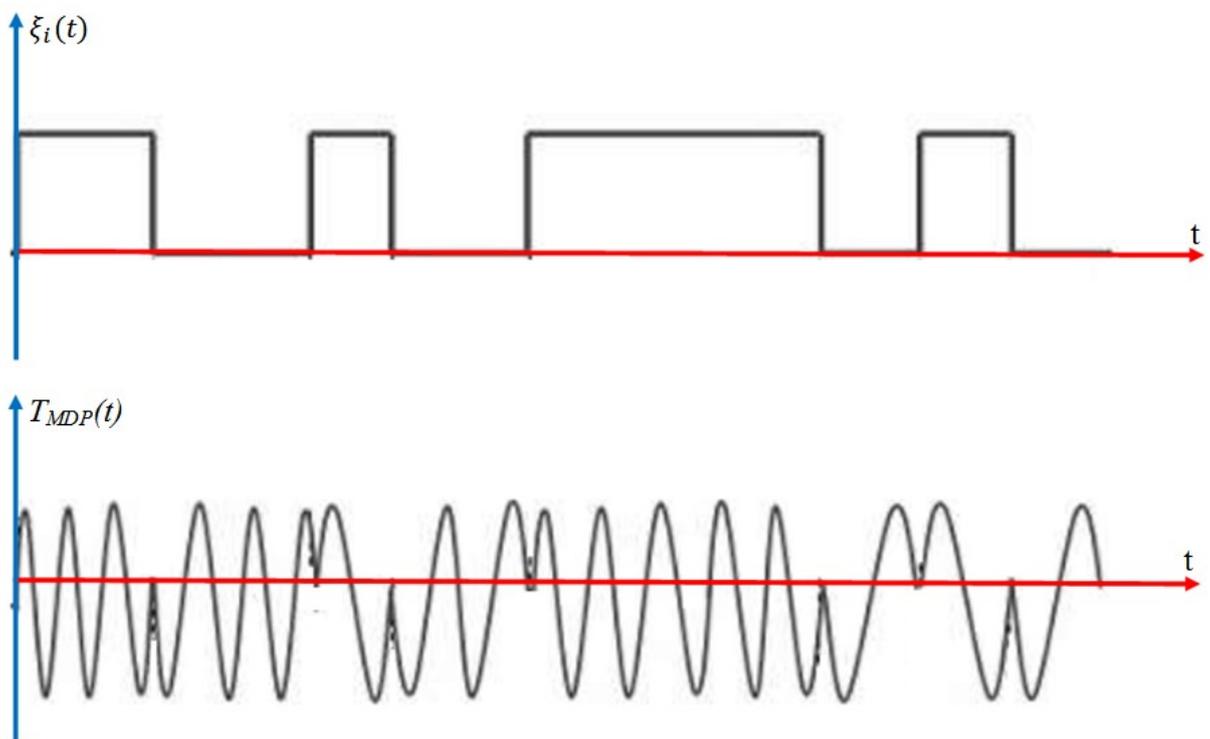


Figure (IV.1) : Allure d'un signal issu d'un modulateur MDP binaire (MDP-2) [6,20,21].

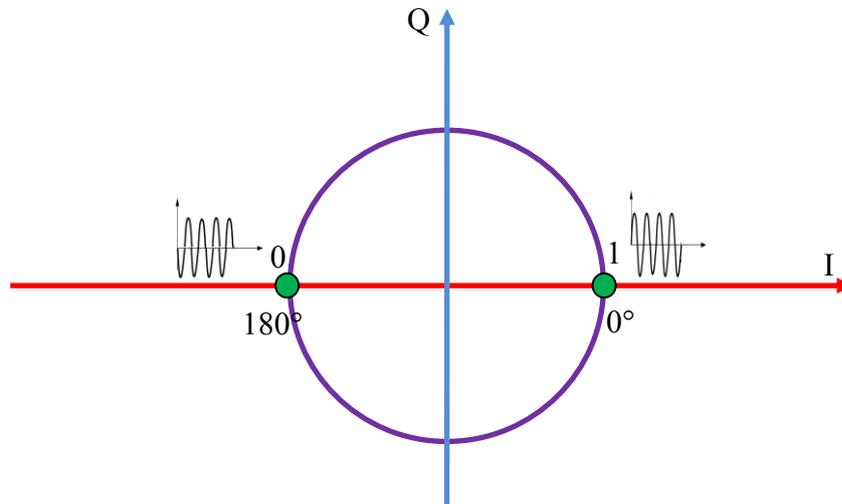


Figure (IV.2) : Constellations de la modulation MDP binaire (MDP-2) [20, 21, 23].

La modulation MDP quadrature (MDP-4), qui ajoute deux états à la modulation MDP binaire (MDP-2), est une modulation de phase à 4 états 00, 01, 10 et 11 [18,20], avec un écart $\psi_m = \frac{\pi}{2} \cdot (1+m)$. Comme l'indique le tableau (IV.2), le niveau 00 convient à un écart de 0° , le niveau 11 correspond à un écart de 180° , le niveau 01 correspond à un écart de 90° , tandis que le niveau 10 correspond à un écart de 270° . La modulation MDP quadrature (MDP-4) à l'avantage d'envoyer dans une bande donnée le double d'information que la MDP-2.

Dans l'intervalle $[mT, (m+1)T[$, la formule simplifiée du signal MDP-4 est donnée par [19,20]:

$$T_{MDP-4}(t) = \gamma \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0) \cdot \cos(\psi_m) - \gamma \cdot \sin(\omega_0 t + \psi_0) \cdot \sin(\psi_m)$$

$$T_{MDP-4}(t) = \gamma \cdot x_m \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_0) - \gamma \cdot y_m \cdot \sin(\omega_0 t + \psi_0) \quad (IV.5)$$

Tableau (IV.2) : Les différentes valeurs en fonction des états du signal d'information.

Etats	ψ_m (radian)	x_m	y_m
00	0	1	0
01	$\frac{\pi}{2}$	0	1
11	π	-1	0
10	$\frac{3\pi}{2}$	0	-1

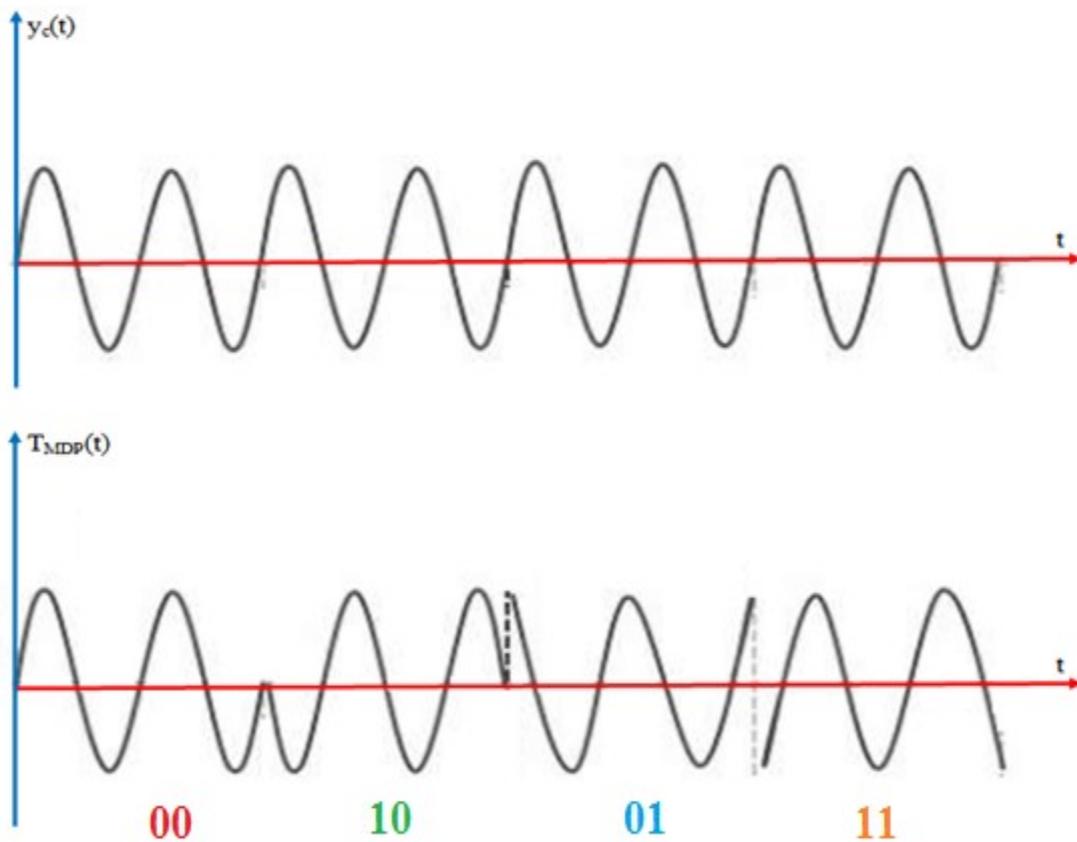


Figure (IV.3) : Allure du signal de la modulation MDP binaire (MDP-4).

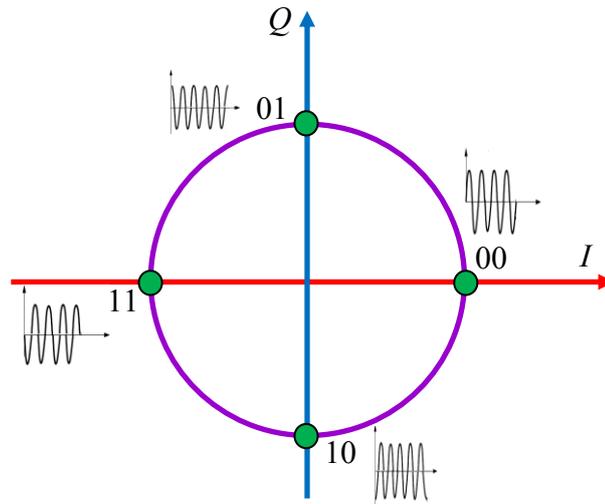


Figure (IV.4) : Constellations de la modulation MDP quadrature (MDP-4) [19,23].

Les trois modules KL-92001, KL-94006 et KL-94007 de K and H Products-K&H MFG CO., LTD, disponibles aux laboratoires du département d'électronique et télécommunications- de l'université 8 Mai 1945 Guelma, vont être exploités pour étudier la modulation et la démodulation MDP.

Le schéma bloc du système de communication à modulateur MDP qui va être exploité dans ce TP est représenté dans la figure (IV.5). A l'émission (bloc modulateur), la phase du signal HF sinusoïdal est modulée par le signal de données binaires, et le signal résultant à la sortie du modulateur MDP sera relié au récepteur (bloc démodulateur) à travers un fil de liaison.

L'oscillateur génère deux formes de signaux de même période $1/f_p$: la première forme est sinusoïdale destinée au déphaseur et la deuxième forme est binaire destinée à l'horloge qui produit à son tour deux signaux de périodes différentes $1/f_p$ et $1/2f_p$. Le déphaseur fournit quatre signaux de phases différentes $n \times 90^\circ$ ($n=0, 1, 2, 3$) au sélectionneur de données. Le signal MDP dépend des valeurs binaires injectées par le contrôleur du registre.

A la réception (bloc démodulateur), le processus inverse s'achève pour l'extraction du signal d'information binaire injecté. Le signal reçu MDP passe par plusieurs blocs et chaque bloc a un rôle spécifié, parmi ces blocs on cite : un amplificateur, un redresseur et une boucle à verrouillage de phase (BVP) qui sert à restituer les signaux d'horloge afin de retrouver l'information initiale injectée. Les schémas blocs détaillés du modulateur et du démodulateur MDP avec les différents points de tests sont représentés dans les deux figures (IV.6) et (IV.7).

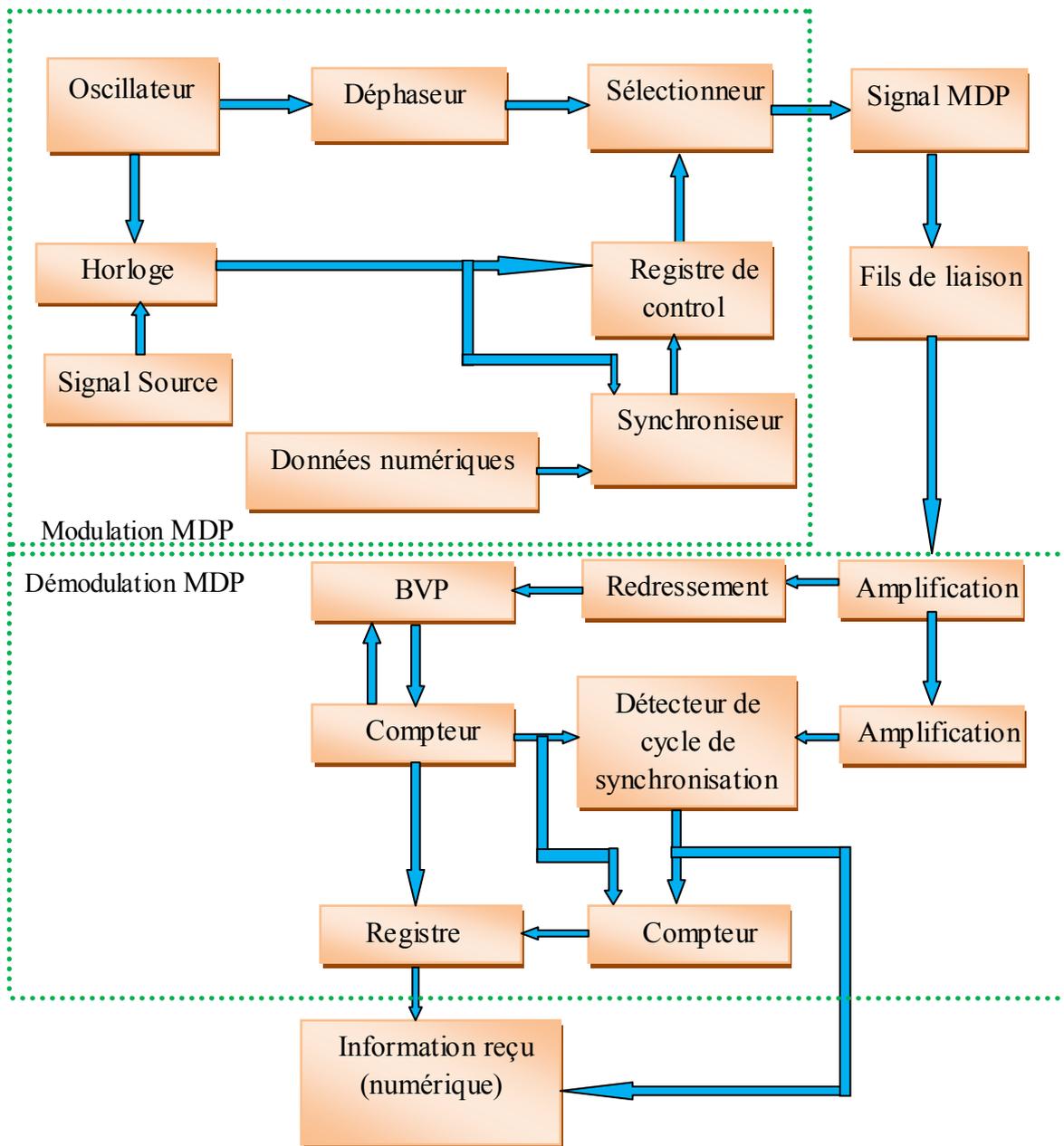


Figure (IV.5) : Schéma bloc du système de communication à modulateur et démodulateur MDP à exploiter [15,16].

Cette modulation attribue une énergie similaire pour transmettre chaque bit avec une amplitude constante ce qui rend cette modulation convenable pour les transmissions lointaines par satellites.

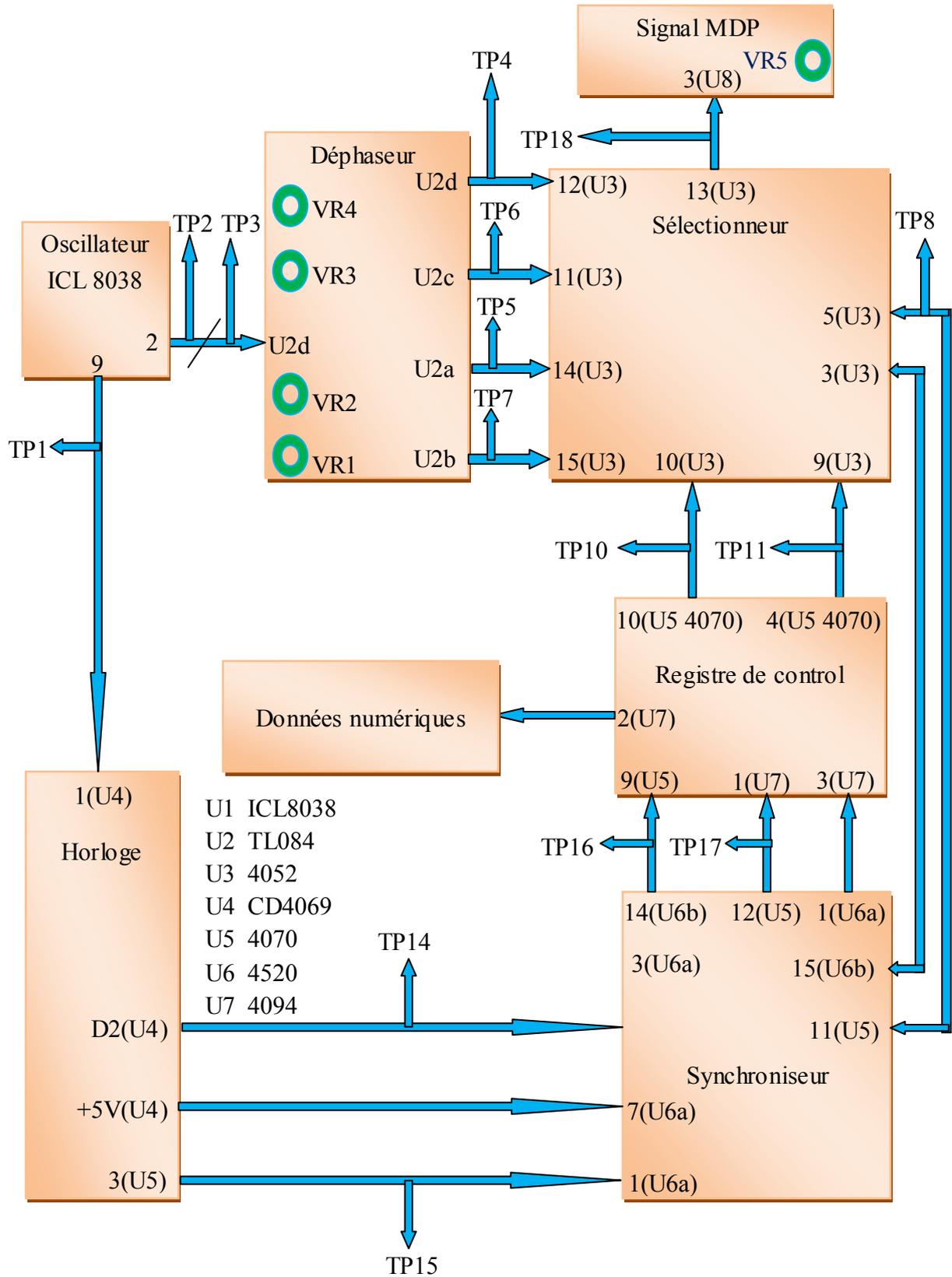


Figure (IV.6) : Schéma bloc du modulateur MDP disponible à exploiter [15,16].

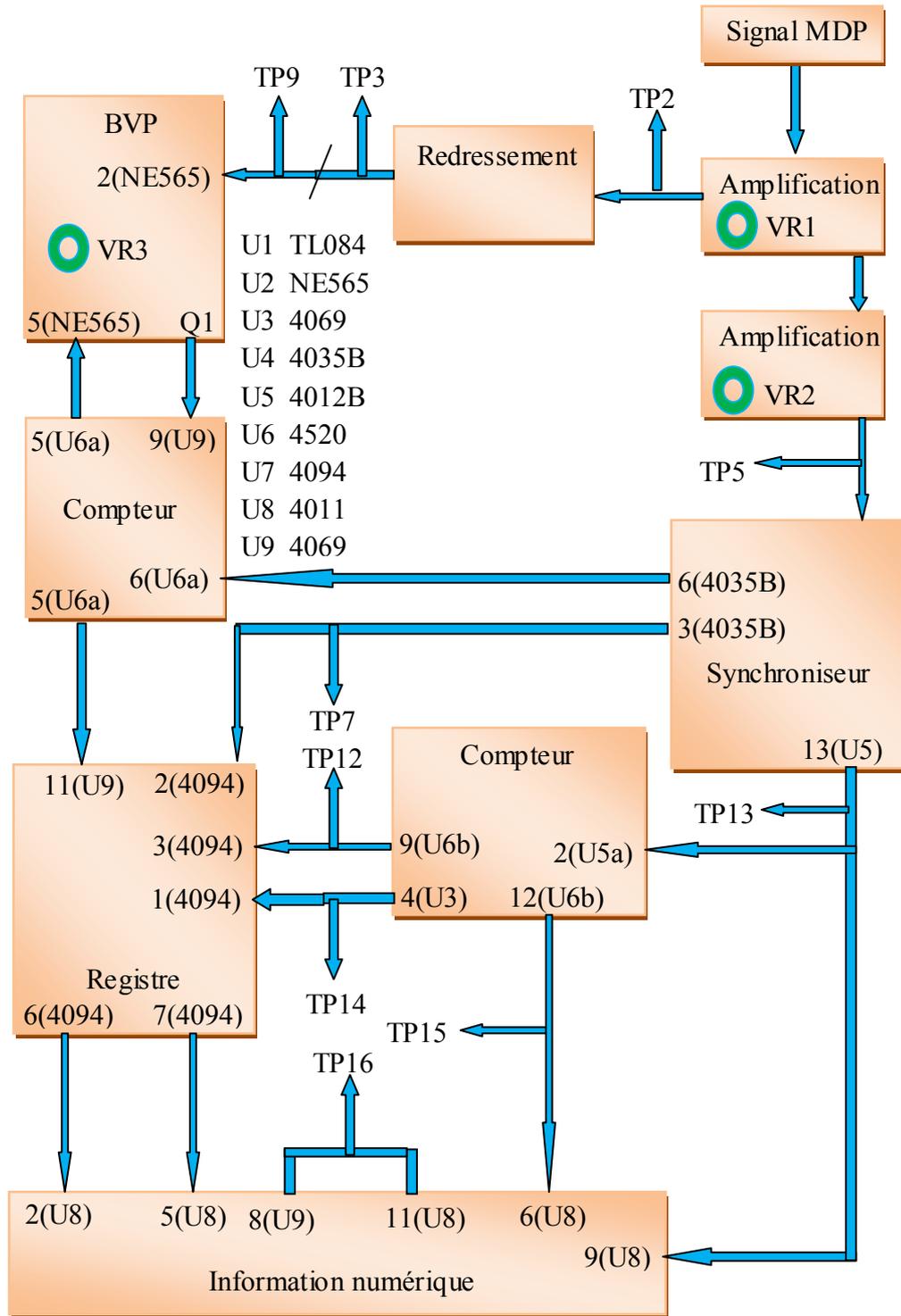


Figure (IV.7) : Schéma bloc du démodulateur MDP disponible à exploiter [15,16].

IV.3 Expériences

IV.3.1 Expérience 1 : Mesure, réglage et test

1. Dans le tableau (IV.3), représenter l'allure et la période des signaux mesurés en TP1, TP2 et TP3. Relier la voie 1 à TP3 et la voie 2 à TP4 et puis à TP5 et puis à TP6 et puis à TP7, respectivement. Tracer l'allure et la période des signaux dans chaque cas. Régler le potentiomètre VR2 pour fixer l'amplitude du signal en TP4, TP5, TP6 et TP7 à $0.7V_{cc}$, $1.7V_{cc}$, $2.7V_{cc}$ et $3.7V_{cc}$, respectivement. Relier un signal d'horloge de période $1/0.6$ ms à l'entrée de données numériques. Dans le même tableau, tracer l'allure du signal modulé MDP visualisé à la voie 1 et régler le potentiomètre VR5 pour fixer l'amplitude du signal modulé à $15V_{pp}$. Relier le signal modulé MDP généré par le modulateur à l'entrée MDP du démodulateur.
2. Relier la voie 1 à TP4. A l'aide du potentiomètre VR2 régler la tension continue à $-6V_{dc}$. Relier la voie 1 à TP1 et à l'aide du potentiomètre VR1 régler l'amplitude à $6V_{cc}$. Relier la voie 1 à TP11. A l'aide du potentiomètre VR3 régler la période à $1/32f_p$. Relier la voie 1 à la sortie de données. Régler VR1 pour pouvoir restituer le signal numérique initial injecté de période $1/0.6$ ms, représenter le signal issu de ce réglage dans le tableau (IV.4).

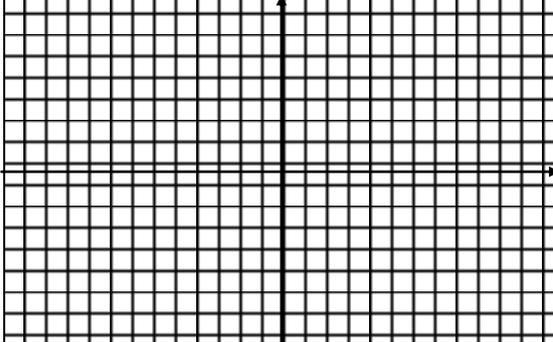
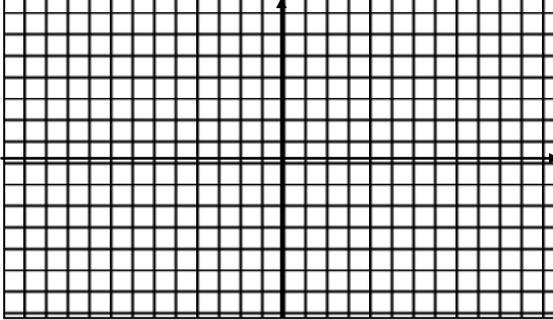
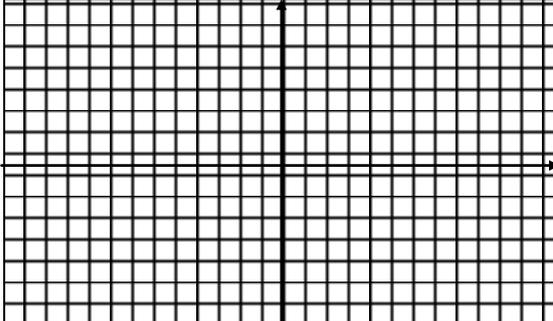
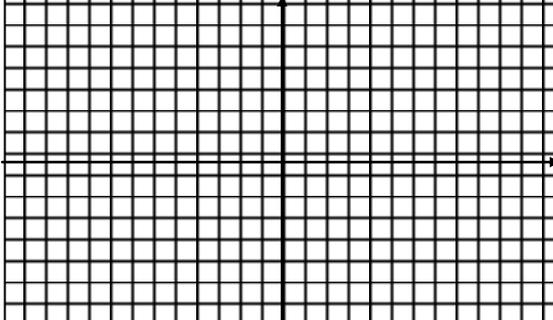
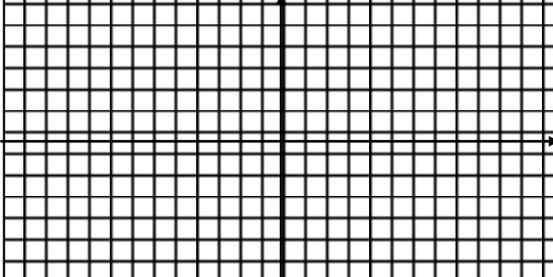
IV.3.2 Expérience 2 : Modulateur MDP

1. Relier un signal d'horloge de période $1/0.6$ ms à l'entrée de données numériques. Relier la voie 1 à TP15, la période du signal doit être $1/2f_p$. Dans le tableau (IV.5), représenter l'allure et la période du signal.
2. Relier la voie 1 à la sortie du modulateur. Dans le tableau (IV.6), tracer l'allure des différents signaux.

IV.3.2 Expérience 3 : Démodulateur MDP

1. Relier un signal d'horloge de période $1/0.6$ ms à l'entrée de données numériques. Régler la tension continue en TP4 à $-6V$.
2. A l'aide du potentiomètre VR3, régler la période à la broche TP11 pour avoir une période de $1/32f_p$.
3. Pour les différentes périodes du signal numérique d'entrée demandées dans le tableau (IV.7), représenter l'allure et la période des différents signaux mesurés aux broches de sorties du démodulateur et d'horloge.

Tableau (IV.3) : Mesures prises en différents points de mesure du modulateur.

Broches de mesure	Période	L'allure du signal
TP1		
TP2		
TP3		
TP4		
TP5		

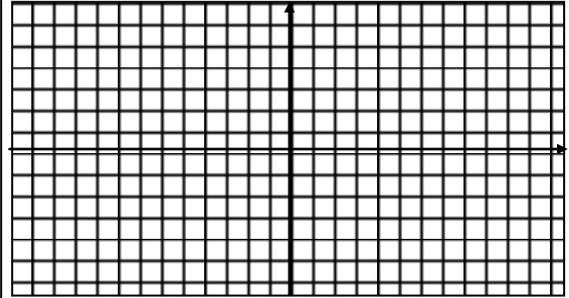
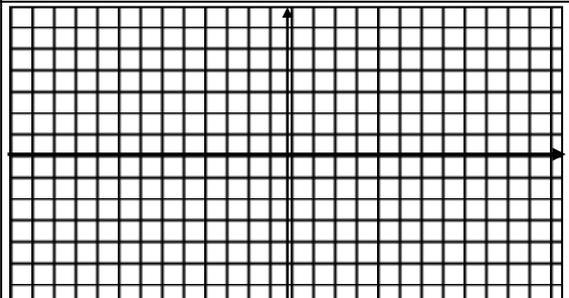
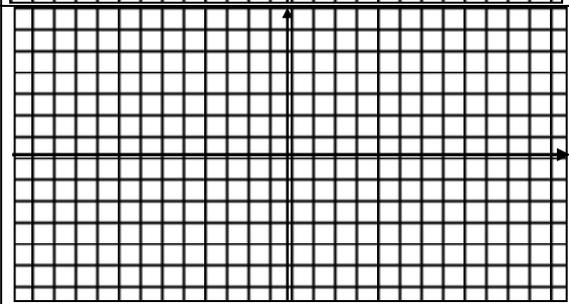
TP6		
TP7		
Signal de sortie PSK		

Tableau (IV.4) : Signal récupéré par le démodulateur.

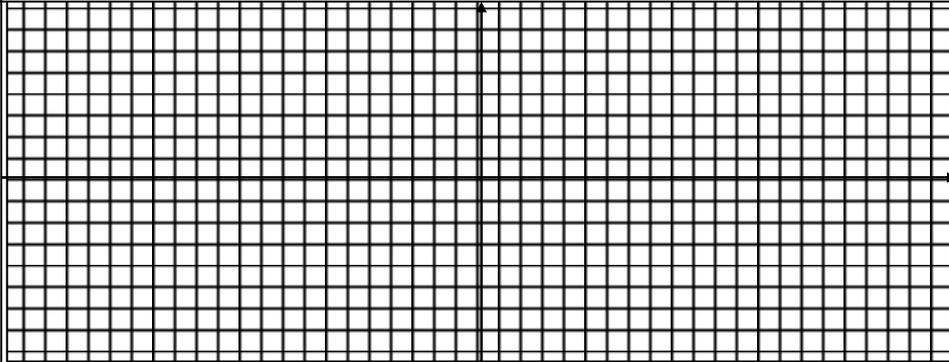
Pin de mesure	L'allure du signal
Signal de données à la sortie	

Tableau (IV.5) : Mesure à la broche TP15 du modulateur.

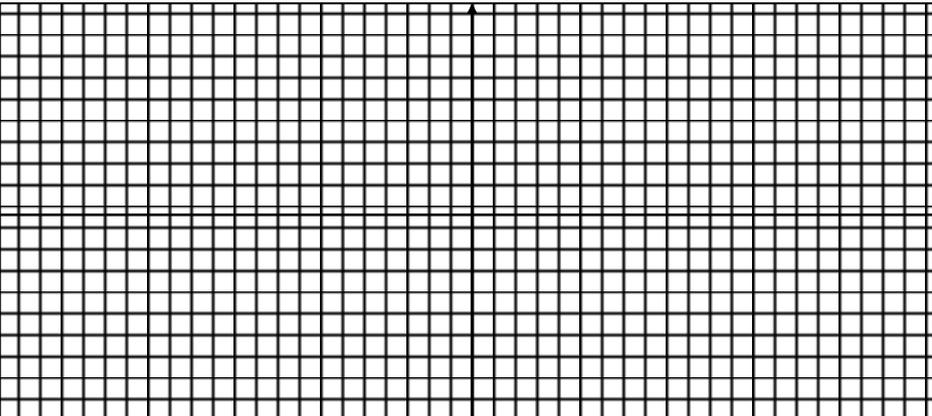
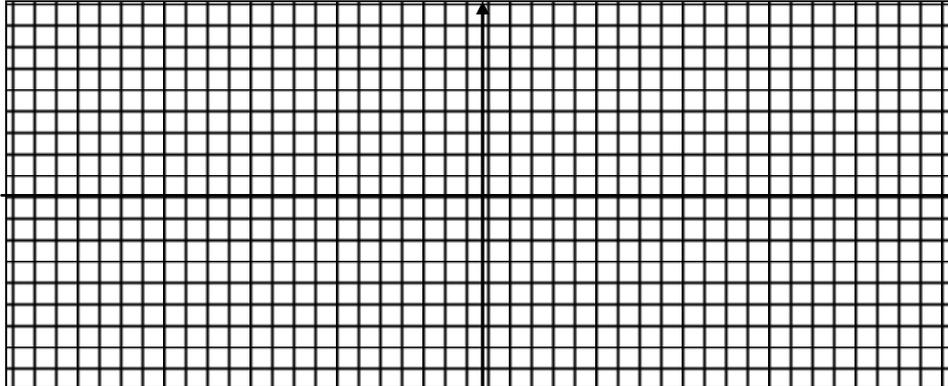
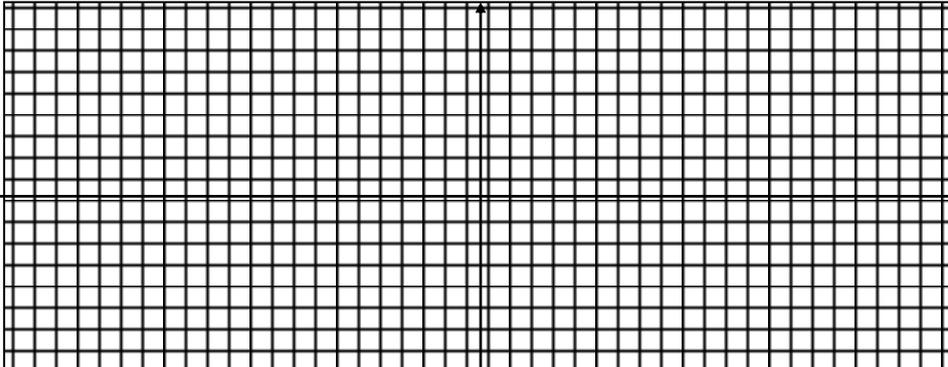
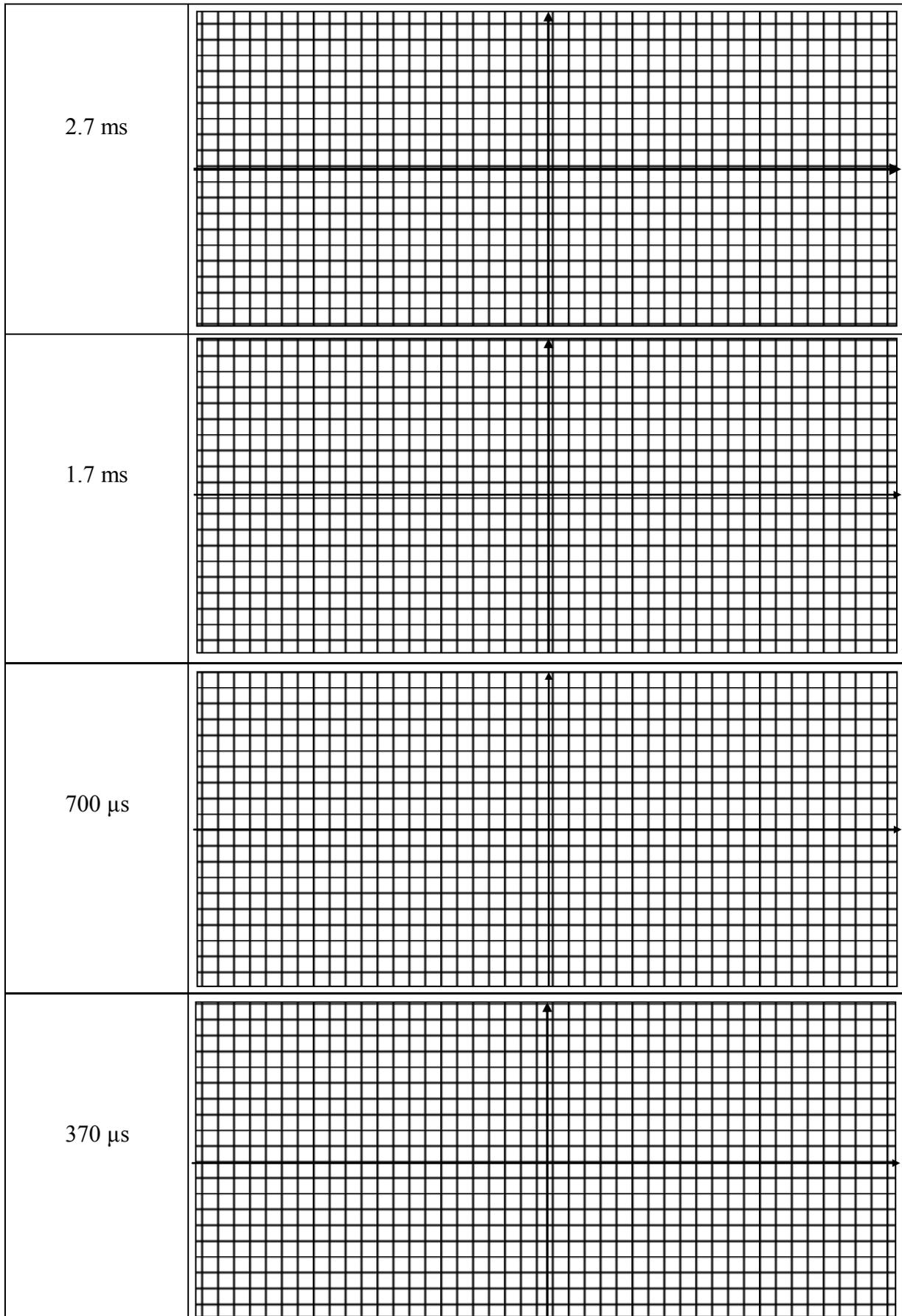
Pins de mesure	L'allure et la période du signal
TP15	

Tableau (IV.6) : Signal MDP à transmettre.

Base de temps	Signal MDP
4.7 ms	
3.7 ms	



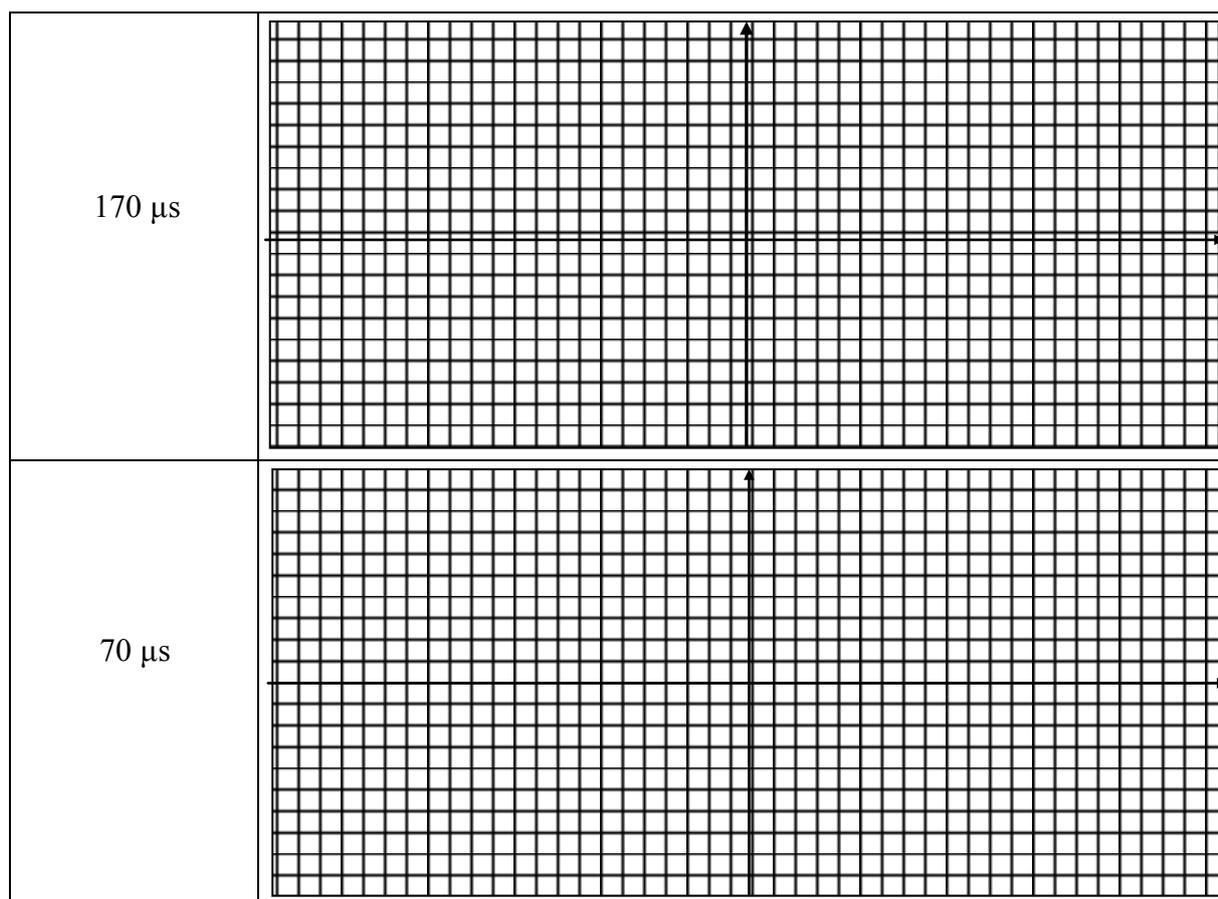
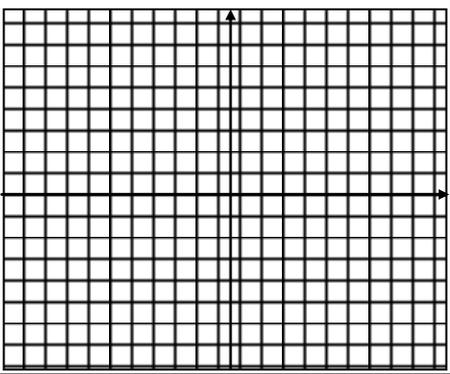
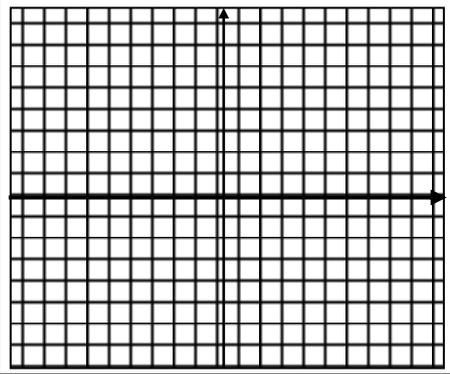
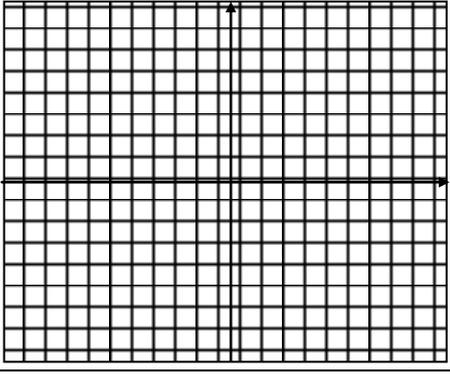
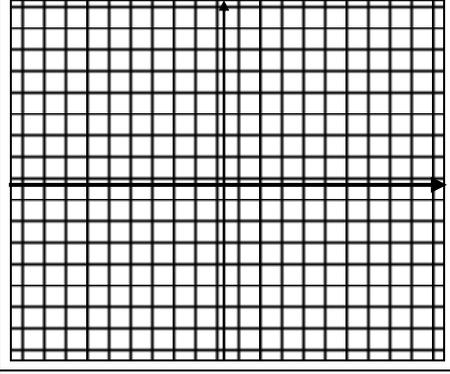
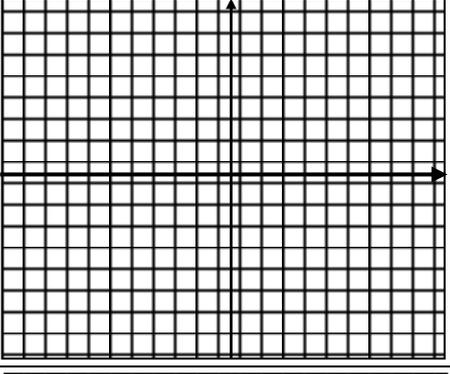
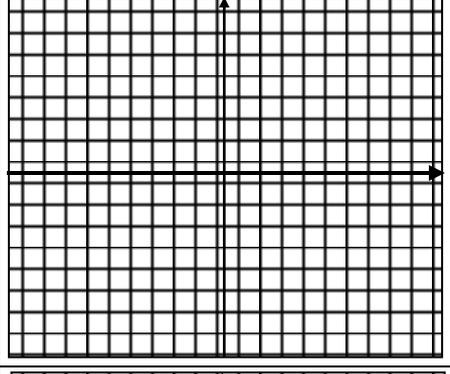
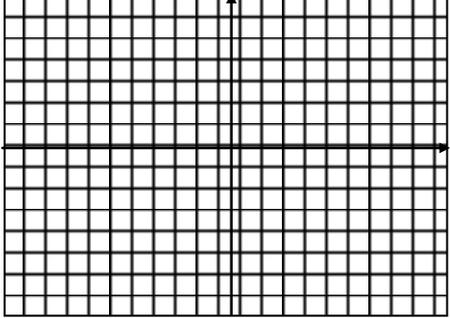
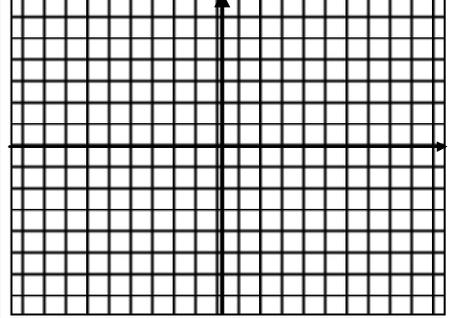


Tableau (IV.7) : Signaux récupérés.

Période de l'information numérique transmise par le modulateur	Mesure	
	L'information reçue	Signal RX de Sortie de l'horloge
1/0.6 ms		
1/0.4 ms		
1/0.2 ms		
1/0.7 ms		

1/1.5 ms		
0.5 ms		
1/3 ms		
0.25 ms		

IV.4 Questions

1. Qu'elle est la différence entre la modulation de phase analogique et la modulation MDP ?
2. Commenter sur les résultats obtenus par les modulateurs et les démodulateurs étudiés dans ce TP.

TP 5 :

Convertisseurs
analogique/numérique et
numérique/analogique

V.1 Buts du TP

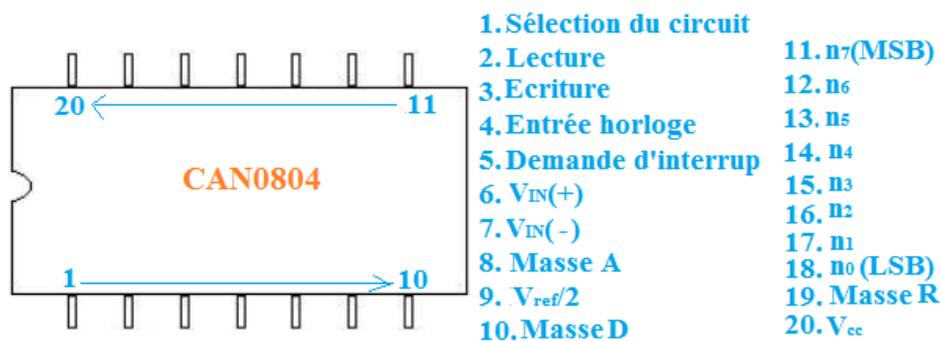
Dans ce TP, les convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique vont être expérimentés par les étudiants de 2^{ème} année Licence Télécommunications pour permettre à ces étudiants de connaître le principe et le rôle de tels circuits dans les systèmes de communication.

V.2. Rappels théoriques

V.2.1 Convertisseurs analogique/numérique

Deux convertisseurs analogique/numérique répétitifs à base de deux circuits intégrés parallèles, le CAN0804 (à 20 broches) et le CAN0809 (à 28 broches), à 8 sorties numériques vont être étudiés dans ce TP, les différents broches de ces deux circuits intégrés sont représentés dans les figures (V.1) et (V.2).

En utilisant le circuit intégré CAN0804 à 8 sorties numériques (broches 11 à 18), le signal analogique à convertir s'injecte à la broche 6, où son amplitude est contrôlée par le potentiomètre connecté aux broches 7 et 8. Les broches 1-3 et 5 sont actives au niveau 0. La tension de référence +5V en broche 9 est assurée par un diviseur de tension externe. La période de l'horloge est décidée par les composants passifs externes reliés à la broche 19. Les deux broches 1 et 2,- qui servent à la validation du circuit et à la validation de la lecture, respectivement-, sont reliées à la masse pour permettre la conversion. Les deux broches 3 et 5,- qui servent au déclenchement d'une conversion et l'indication qu'une conversion en cours est achevée (en produisant un signal indiquant qu'une sortie numérique est prête), respectivement-, sont reliés au commutateur J1 pour contrôler le signal [24,25].



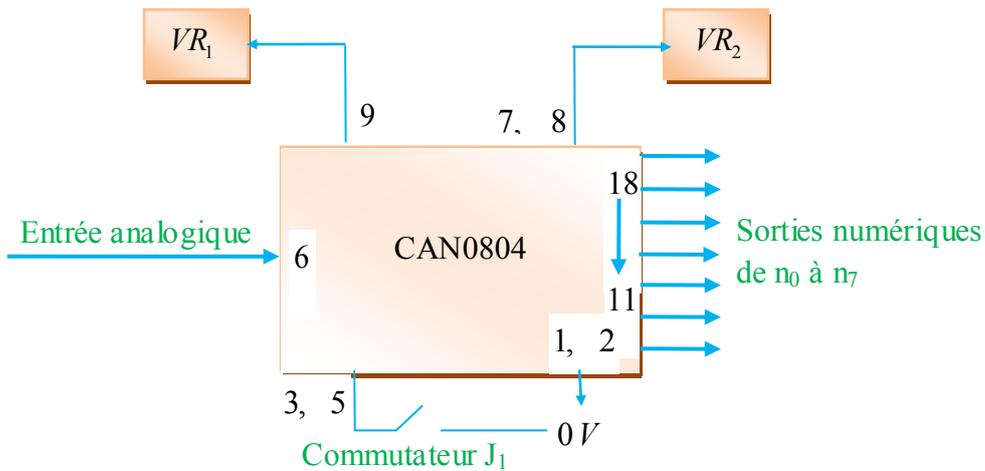


Figure (V.1): Broches et connexions du circuit CAN0804 [16, 24].

Pour expérimenter le processus de conversion à l'aide du circuit intégré CAN0809, le signal d'horloge est injecté aux deux broches 10 et 22. Pour recommencer la conversion, la broche 7 de fin de conversion est reliée à la broche 6 du début. Le potentiomètre VR1 permet de contrôler le signal analogique injecté à la broche 26. Cependant, les autres entrées analogiques injectées aux broches 1-5 et 27-28 sont décédées par le réseau du diviseur de tension relié à ces entrées. Les états des commutateurs J1, J2 et J3 déterminent les entrées analogiques [15,26].

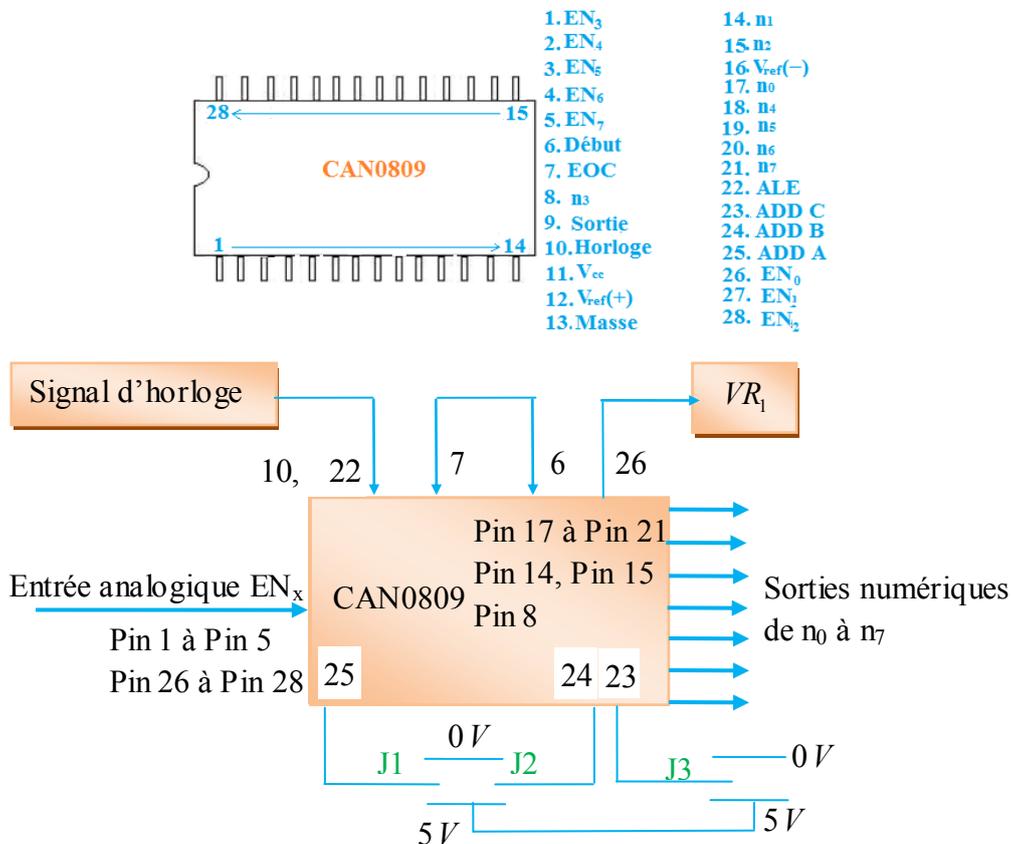


Figure (V.2): Broches et connexions du circuit CAN0809 [16,26].

La plus petite variation aux entrées de ces deux convertisseurs (la résolution) est 8 bits ou 2^8 intervalles discrets. Pour une tension de référence $v_{ref} = +5V$ le pas entre un intervalle et un autre est donné par : $v_{ref} / 2^8 = 0.01953 V$.

Les valeurs de sorties numériques se calculent par la conversion en binaire des résultats trouvés de la formule $2^8 \times v_{d'entrée\ analogique} / v_{ref}$ [15,16].

V.2.2 Convertisseurs numérique/analogique

Le convertisseur DAC0800 est un circuit monolithique qui assure une rapide conversion (100 ns) de huit entrées binaires (broches 5 à 12) qui altèrent les interrupteurs soit sur le courant i_{sb} ou bien sur son complément \bar{i}_{sb} . Les différentes broches de ce circuit intégré sont représentées dans la figure (V.3). Deux convertisseurs à base du CNA0800 peuvent être distingués : CNA0800 unipolaire et le CNA0800 bipolaire. Le CNA0800 unipolaire peut convertir seulement les tensions positives par contre le CNA0800 bipolaire peut convertir les tensions que soit positive ou négative [27]. Dans ce TP, les deux convertisseurs CNA0800 unipolaire et le CNA0800 bipolaire vont être étudiés. Ces deux convertisseurs sont reliés à un amplificateur opérationnel $\mu A741$ qui a pour rôle de fournir une tension v_{su} exploitable par le système. En comparant le mode de câblage de ces deux convertisseurs on remarque que dans le cas du convertisseur CNA0800 unipolaire la broche 2 du CNA0800 est reliée à la masse ainsi qu'à la broche 3 de l'amplificateur opérationnel $\mu A741$. Tandis que dans le cas du CNA0800 bipolaire, la broche 2 du CNA0800 est reliée directement à la broche 3 du circuit $\mu A741$. Les deux circuits sont donnés dans les deux figures (V.4) et (V.5).

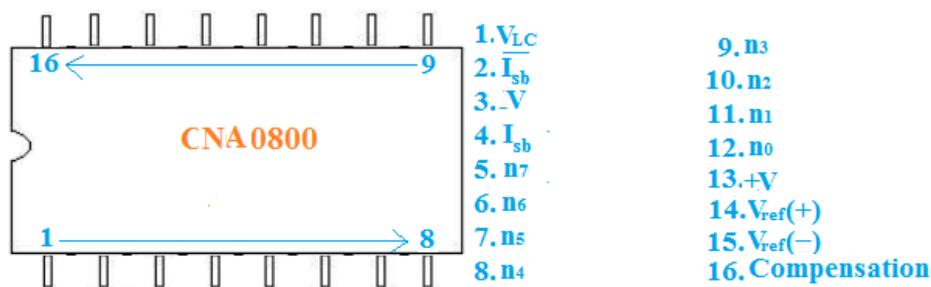


Figure (V.3): Broches du circuit CAN0800 [28].

Le courant de sortie traversant le CNA0800 est donné en fonction de la tension connectée à la broche 14 ($v_{ref} (+5V)$) par la formule [16,28] :

$$i_s \approx \frac{v_{ref}}{r_{\sigma}} \sum_{m=0}^{m=7} \frac{n_m}{2^{8-m}} \quad (V.1)$$

Avec n_m sont les entrées numériques reliées aux broches 5-12.

La tension v_{su} à la sortie de l'AOP est donnée en fonction du courant i_{su} traversant le CNA0800 unipolaire (figure (V.4)) par la formule :

$$v_{su} = r_{\Lambda} i_{su} \quad (V.2)$$

Tandis que dans le cas d'un CNA0800 bipolaire (figure (V.5)), cette tension est donnée par la formule [16] :

$$v_{sb} = r_{\Lambda} (i_{sb} - \bar{i}_{sb}) = r_{\Lambda} (2i_{sb} - i_{sbmax}) \quad (V.3)$$

Avec i_{sb} et \bar{i}_{sb} sont des courants de sorties complémentaires traversons le CNA0800 bipolaire aux broches 4 et 2, respectivement, et i_{sbmax} est le courant maximal correspondant aux entrées numériques n_m tout 1.

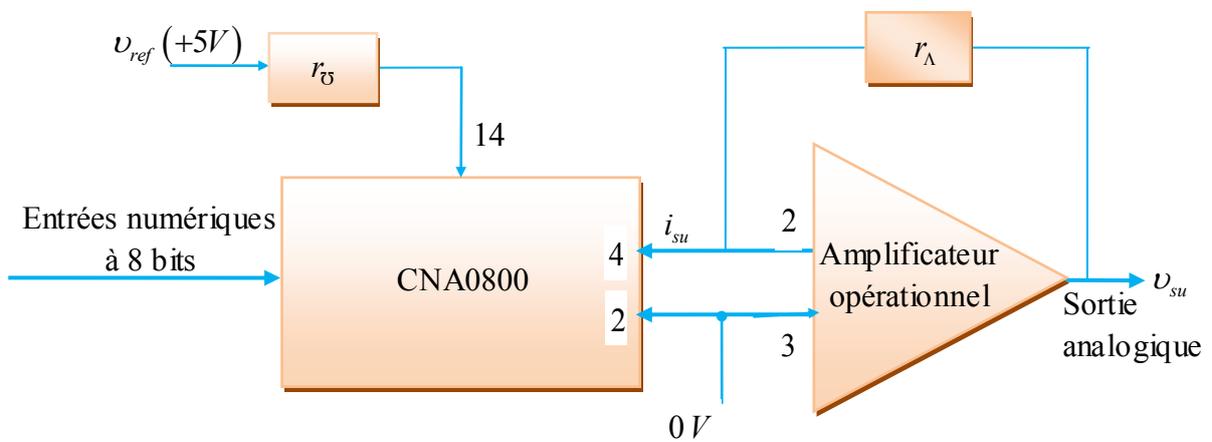


Figure (V.4): Broches et connexions du circuit CNA0800 unipolaire [16,27].

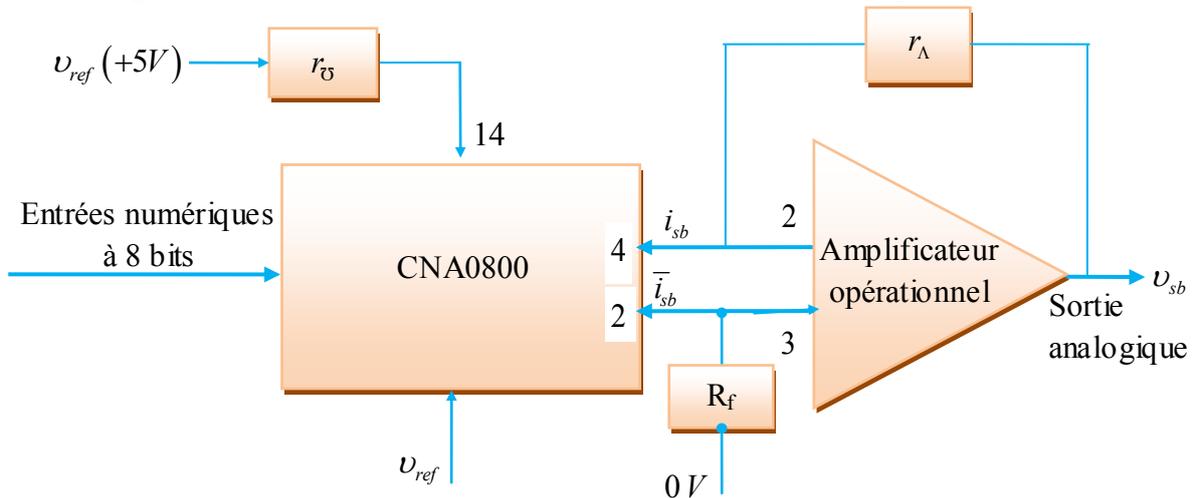


Figure (V.5): Broches et connexions du circuit CNA0800 bipolaire [16,27].

Dans la section suivante, les deux modules KL-92001 et KL-94001 de K and H Products-K&H MFG CO., LTD, disponibles aux laboratoires du département d'électronique et des télécommunications- de l'université de Guelma, vont être exploités.

V.3 Expériences

V.3.1 Expérience 1 : Convertisseur analogique/numérique

1. Utiliser le potentiomètre VR1 pour régler la tension d'entrée à 2.5V à l'entrée 9 du CAN0804. De même, Utiliser le potentiomètre VR2 pour régler les tensions d'entrées demandées dans le tableau (V.1) à l'entrée 6 du même circuit. Pour chaque nouvelle mesure, brancher/débrancher les deux bornes de la jonction J1 pour maintenir/changer la sortie numérique.
2. Connecter un signal carré de fréquence 130 KHz et de tension $5V_{cc}$ à l'entrée 10 du CAN0809. Connecter les trois commutateurs à la masse. Utiliser le potentiomètre VR1 pour régler les tensions d'entrées. Contempler les sorties numériques et confronter-les avec les valeurs calculées, compléter le tableau (V.1).
3. Régler les états des trois commutateurs, comme demandé dans le tableau (V.2), et mesurer les valeurs numériques.

Tableau (V.1)

Tensions d'entrées	Sorties numériques mesurées	
	CAN0804	CAN0809
0,75		
1,75		
2,75		
3,75		
4,75		

Tableau (V.2)

Entrées analogiques EN_x (Com ₁ , Com ₂ , Com ₃)	Sorties numériques mesurées
EN1 (0V, 0V, 5V)	
EN2 (0V, 5V, 0V)	
EN3 (0V, 5V, 5V)	
EN4 (5V, 0V, 0V)	
EN5 (5V, 0V, 5V)	
EN6 (5V, 5V, 0V)	
EN7 (5V, 5V, 5V)	

V.3.1 Expérience 2 : Convertisseur numérique/analogique

1. Raccorder la broche 4 du CNA0800 unipolaire à la broche 2 du circuit $\mu A741$. Mesurer le courant de sortie au CNA0800 unipolaire et la tension au $\mu A741$ selon les états demandés dans le tableau (V.3), sachant que la résistance $r_{DS} = 4.7k\Omega$.

2. Raccorder les deux broches 4 et 2 du CNA0800 bipolaire aux broches 2 et 3 du $\mu\text{A}741$, respectivement. Mesurer les courants des sorties au CNA0800 bipolaire et la tension au $\mu\text{A}741$ selon les états demandés dans le tableau (V.4).

Tableau (V.3)

Entrées numériques								Sorties analogiques mesurées	
n ₇	n ₆	n ₅	n ₄	n ₃	n ₂	n ₁	n ₀	V _{su} (V)	I _{su} (mA)
1	1	1	1	1	1	1	0		
1	1	1	1	1	1	0	0		
1	1	1	1	1	0	0	0		
1	1	1	1	0	0	0	0		
1	1	1	0	0	0	0	0		
1	1	0	1	0	0	0	0		
1	1	0	0	1	0	0	0		
1	1	0	0	0	1	0	0		
1	1	0	0	0	0	1	0		
1	1	0	0	0	0	0	1		
1	1	0	0	0	0	0	0		
1	0	0	0	0	0	0	1		
0	0	0	0	1	1	1	1		
0	0	0	0	0	1	1	1		
0	0	0	0	0	0	1	1		

Tableau (V.4)

Entrées numériques								Sorties analogiques mesurées		
n ₇	n ₆	n ₅	n ₄	n ₃	n ₂	n ₁	n ₀	V _{sb}	I _{sb}	\bar{I}_{sb}
1	0	0	0	0	0	0	1			
1	0	0	0	0	0	1	1			
1	0	0	0	0	1	1	1			
1	0	0	0	1	1	1	1			
1	0	0	1	1	1	1	1			
1	0	1	1	1	1	1	1			
1	1	1	1	1	1	1	0			
0	1	1	1	1	1	1	0			
0	0	1	1	1	1	1	1			
0	0	0	1	1	1	1	1			
0	0	0	0	1	1	1	1			
0	0	0	0	0	1	1	1			
0	0	0	0	0	0	1	1			
0	0	0	0	0	0	0	1			
0	0	0	0	0	0	0	0			

V.4 Questions

1. Calculer les sorties numériques en binaires et en hexadécimales correspondant aux valeurs analogiques d'entrées données dans le tableau (V.1). Estimer les sorties mesurées par les deux convertisseurs analogique/numérique étudiés dans ce TP avec les résultats calculés.
2. Calculer les tensions d'entrées EN_x correspondant aux positions des commutateurs (com_1 , com_2 et com_3) données dans le tableau (V.2).
3. Déduire les valeurs de pas dans les deux tableaux (V.3) et (V.4) .
4. Calculer les tensions V_{su} et les courants I_{su} correspondant aux états donnés dans le tableau (V.3), comparer-les avec les valeurs mesurées.
5. De même, calculer les tensions V_{sb} et les courants I_{sb} correspondant aux états donnés dans le tableau (V.4), comparer-les avec les valeurs mesurées.

Références

1. ALBERT PAUL MALVINO, DAVID J. BATES, "Principes d'électronique, cours et exercices corrigés", Dunod, 7^{ème} édition, ISBN 978-2-10-051613-1, 2008.
2. PHILIPPE LETENNEUR, "Les alimentations électriques", Support de cours destiné aux étudiants de STS Sévigné Granville 2003-2004, France.
3. JEAN-YVES FOURNIOLS, CHRISTOPHE ESCRIBA, "Systèmes électroniques analogiques, amplification, filtrage et optronique", Presses Universitaires du Mirail, ISBN 978-2-8107-0225-1, 2012.
4. JEAN CHRISTOPHE MICHEL, "http://www.gecif.net/articles/genie_electrique/filtre/", Site internet sur les filtres du premier et du second ordre, site visité le 04 avril 2018.
5. SERGE MONNIN, "Filtres passifs", Support de cours destiné aux étudiants de L. Victor Hugo, Besançon, France.
6. TAHAR NEFFATI, "L'électronique de a à z, 500 entrées et des exemples pour comprendre, des exemples d'application, des schémas de synthèse, des conseils pour réviser", Dunod, ISBN 2-10-049487-2, 2006.
7. GILLES CHOISY, "Electronique, résumé de cours, problèmes corrigés", Ellipses, ISBN 2-7298-1482-5, 2003.
8. YVON MORI, "Techniques de modulation", Lavoisier, Volume 4, ISBN 2-7462-1342-7, 2006.
9. KALACHE MOHAMED AISSA, KALACHE BILLEL, "Techniques de transmission radio", Mémoire de Licence présenté à l'université Yahia Farès de MEDEA, 2009, Algérie.
10. MOHAMED TAOUFIK BENHABILES, "Télécommunications fondamentales", Support de cours destiné aux étudiants de 2^{ème} année Télécommunication de l'Université Frères Mentouri Constantine 1, Algérie.
11. GILLES CHAGNON, "Génie électrique", Support de cours destiné aux étudiants de licence professionnelle de génie industriel à l'Université Paris VI-Jussieu, CFA Mecavenir, Année 2003-2004, France.
12. ADEL BOURAS, "Electronique de communication", Centre de Publication Universitaire, 2004, Tunis.
13. SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA, "Balanced Modulators/Demodulators, Motorola analog IC device data, 1996.

14. SEMICONDUCTEUR COMPONENTS INDUSTRIES, LLC, “Balanced Modulators /Demodulators, MC1496, MC1496B”, ON Semiconducteur, 2006.
15. K&H MFG CO-LTD, “Basic communication trainer – teacher’s guide KL-900A”, KL-900A-E040812-TA, Taiwan.
16. K&H MFG CO-LTD, “Basic communication trainer – module experiment manual KL-900A”, Technical Training & Education, KL-900A-E040812-EA, Taiwan.
17. TZONG-LIN WU, “ Modulation techniques”, Université Nationale de Taiwan, 2011, Taiwan.
18. DAMIEN VIVET, “Modulations analogiques et numériques: principes des modulations numériques”, Support de cours destiné aux étudiants de l’IUT de l’Indre à Polytechnique d’Orléans, 2013, France.
19. MYLÈNE PISCHELLA, DIDIER LE RUYET, “Bases de communications numériques 2”, Editions ISTE, ISBN 978-1-78405-094-8, 2015.
20. PATRICE KADIONIK, “Bases de transmissions numériques, les modulations numériques”, Support de cours destiné aux étudiants de l’Ecole Nationale Supérieur Electronique, Informatique et Radiocommunications de Bordeaux, 2000, France.
21. SENDRASOA VONONA HARILALA, RAKOTOARISOA HASINA PATRICK, “Transmission de données sur des lignes électriques basse tension”, Mémoire d’ingénieur présenté à l’Ecole Supérieure Polytechnique d’Antananarivo, 2007. Madagascar.
22. NEGHLI ABID, LAHMER CHARIF, “Étude et simulation de détecteurs linéaires multi-utilisateurs CDMA”, Mémoire de Master présenté à l’Université Hassiba Benbouali de Chlef, 2016, Algérie.
23. AMIRAT ILYAS, BOUMEDANE KHALED, “Etude des techniques adaptatives d’annulation d’interférences appliquées au système MISO pour les réseaux de communications sans fil”, Mémoire de Master présenté à l’Université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, 2014, Algérie.
24. TEXAS INSTRUMENTS, “ADC080x 8-bit, μ P-Compatible, analog-to-digital converters”, Notices techniques des composants, SNOSBI1C, 2015.
25. BENOIT DECOUX, “Enregistrement d’un son dans une mémoire RAM et réécoute”, Travaux Pratiques d’Electronique destinés aux étudiants de 2^{ème} année cycle préparatoire à l’Ecole Supérieure d’Ingénieurs ESIGELEC, 2000. France.
26. TEXAS INSTRUMENTS, “ADC0808/ADC0809 8-bit μ P compatible A/D converters with 8-channel multiplexer”, Notices techniques des composants, SNAS535H, 2013.

27. TEXAS INSTRUMENTS, “DAC0800/DAC0802 8-bit digital-to-analog converters”, Notices techniques des composants, SNAS538C, 2013.
28. CHRISTOPHE FRANÇOIS, “Génie électrique, cours complet illustrés”, Ellipses, ISBN 2-7298-1863-4.

Annexe

Les équipements, matériels et composants de mesures disponibles dans nos laboratoires pédagogiques du département Electronique et Télécommunications, Université 8 Mai 1945 Guelma, qui vont être exploités dans ces travaux pratiques sont :

- Oscilloscope ;
- Multimètre ;
- Générateur basse fréquences -GBF- ;
- Plaques d'essais ;
- Fils de liaison ;
- Sondes ;
- Résistances (1.8Ω , 68Ω , 820Ω , $5,6K\Omega$) ;
- Condensateurs ($3,9nF$, $39nF$, $6.8\mu F$, $56\mu F$, $680\mu F$) ;
- Diodes IN4004 ;
- Générateur de fonctions KL-92001 ;
- Modules du modulateur et démodulateur AM-KL-93002 ;
- Analyseur de spectre ;
- Générateur de fonctions HF ;
- Modules modulateur et démodulateur FM (MC1648, LM566 et PLL LM565) ;
- Modules modulateur et démodulateur MDP KL-94006 et KL-94007 ;
- Modules convertisseurs CAN/CNA- KL 94001.