Abdelmajid OUMNAD

Table des matières

[Chapitre I Notions fondamentales 4](#_Toc494918216)

[I.1 Diviseur de tension 4](#_Toc494918217)

[I.2 Diviseur de courant 4](#_Toc494918218)

[I.3 Théorème de Thévenin 4](#_Toc494918219)

[Chapitre II La fonction d'amplification 5](#_Toc494918220)

[II.1 Amplificateurs à transistor 5](#_Toc494918221)

[II.2 Amplificateur parfait 6](#_Toc494918222)

[II.3 Amplificateur réel 6](#_Toc494918223)

[II.3.1 Model d'un amplificateur réel 6](#_Toc494918224)

[II.3.2 Model d'une source de tension 7](#_Toc494918225)

[II.3.3 Utilisation pratique d'un amplificateur réel 7](#_Toc494918226)

[II.4 Adaptateur d'impédance 8](#_Toc494918227)

[II.4.1 Utilisation de l'amplificateur seul 9](#_Toc494918228)

[II.4.2 Adaptateur d'impédance en sortie 9](#_Toc494918229)

[II.4.3 Adaptateur d'impédance en entrée et en sortie 10](#_Toc494918230)

[II.5 Amplificateurs à base d'amplificateur Opérationnels 12](#_Toc494918231)

[II.5.1 Amplificateur INVERSUR 13](#_Toc494918232)

[II.5.2 Amplificateur NON-INVERSUR 13](#_Toc494918233)

[II.5.3 Montage SUIVEUR 13](#_Toc494918234)

[II.5.4 Montage SOMMATEUR inverseur 14](#_Toc494918235)

[II.5.5 Montage SOMMATEUR NON-INVERSUR 14](#_Toc494918236)

[II.5.6 Amplificateur différentiel 14](#_Toc494918237)

[II.5.7 Montage intégrateur inverseur 15](#_Toc494918238)

[II.5.8 Montage intégrateur non inverseur 15](#_Toc494918239)

[II.6 Bande passante d'un amplificateur 15](#_Toc494918240)

[II.6.1 Produit gain bande passante 15](#_Toc494918241)

[II.6.2 Illustration Graphique 17](#_Toc494918242)

[Chapitre III Les Oscillateurs 18](#_Toc494918243)

[III.1 Les oscillateurs à relaxation 18](#_Toc494918244)

[III.2 Etude des Transitoires dans les circuits RC/CR 18](#_Toc494918245)

[III.3 Ampli-Op en mode Comparateur 21](#_Toc494918246)

[III.3.1 Utilisation en boucle ouverte 21](#_Toc494918247)

[III.3.2 Multivibrateur astable 24](#_Toc494918248)

[III.3.3 Montage monostable 25](#_Toc494918249)

[III.3.4 Générateur signal triangulaire 26](#_Toc494918250)

[III.4 Le Timer 555 27](#_Toc494918251)

[III.4.1 Utilisation en ASTABLE 27](#_Toc494918252)

[III.4.2 Utilisation en monostable 29](#_Toc494918253)

[III.5 Les Oscillateurs Harmoniques 32](#_Toc494918254)

[III.5.1 Condition d'oscillation 32](#_Toc494918255)

[III.5.2 Oscillateur à pont de Wien 33](#_Toc494918256)

[III.5.3 Oscillateur à déphasage (phase shift) 34](#_Toc494918257)

[III.6 Oscillateur à circuit accordé (LC) 36](#_Toc494918258)

[Chapitre IV La fonction de filtrage 38](#_Toc494918259)

[IV.1 Introduction 38](#_Toc494918260)

[IV.2 Différents types de filtres 39](#_Toc494918261)

[IV.3 Les courbes de Bode 39](#_Toc494918262)

[IV.4 Tracé des courbes de Bodes 39](#_Toc494918263)

[IV.4.1 Fonction du premier ordre 39](#_Toc494918264)

[IV.4.2 Fonction h(f) = h1(f) × h2(f) 41](#_Toc494918265)

[IV.4.3 Fonction h(f) = h1(f) / h2(f) 41](#_Toc494918266)

[IV.4.4 Bibliothèque graphique de quelques fonctions usuelles 42](#_Toc494918267)

[IV.5 Les Filtres passe-bas du premier ordre 44](#_Toc494918268)

[IV.5.1 Courbe du module 44](#_Toc494918269)

[IV.5.2 Courbe de l'argument (phase) 45](#_Toc494918270)

[IV.5.3 Réalisation à l'aide de composants passif (RC) 45](#_Toc494918271)

[IV.5.4 En pratique 45](#_Toc494918272)

[IV.5.5 Réalisation à l'aide de composants actifs 46](#_Toc494918273)

[IV.6 Les Filtre passe-haut du premier ordre 48](#_Toc494918274)

[IV.6.1 Courbes de bode 48](#_Toc494918275)

[IV.6.2 Réalisation par un filtre passif 48](#_Toc494918276)

[IV.6.3 Réalisation par filtre actif 49](#_Toc494918277)

[IV.7 Les Filtres passe-bas du second ordre 51](#_Toc494918278)

[IV.7.1 Module (gain) : 51](#_Toc494918279)

[IV.7.2 Argument (Phase) : 52](#_Toc494918280)

[IV.7.3 Réalisation à l'aide d'un filtre passif 54](#_Toc494918281)

[IV.7.4 Réalisation avec un filtre actif 55](#_Toc494918282)

[IV.8 Les Filtres passe-haut du second ordre 56](#_Toc494918283)

[IV.8.1 Réalisation par filtre actif 58](#_Toc494918284)

[IV.9 Les filtres passe-bande du second ordre 60](#_Toc494918285)

[IV.9.1 Module de la fonction de transfert (gain) : 60](#_Toc494918286)

[IV.9.2 Réalisation par filtre actif 61](#_Toc494918287)

[IV.9.3 Passe bande à large bande passante 63](#_Toc494918288)

# Notions fondamentales

## Diviseur de tension

Il est toujours possible de calculer la tension en un point d'un circuit en utilisant correctement la loi d'Ohm et les règles d'association des résistances. Mais l'utilisation de quelques règles simples peut faciliter la vie.

***U2***

*R1*

***V***

***U1***

*R2*

*R3*

***U3***

***U2***

*R1*

***V***

***U1***

*R2*

***U***

*R1*

*R2*

***V***

Figure I‑1 : Diviseur de potentiel

## Théorème de Thévenin

*V1*

*V2*

*R1*

*R2*

*Reste du montage*

***A***

***B***

Figure I‑2: illustration théorème de Thévenin

On désire remplacer une partie *(rouge)* d’un montage par un schéma équivalent plus simple

1. On considère que le reste du montage constitue la ***charge*** de la partie qui nous intéresse
2. On remplace le circuit qui nous intéresse par une seule source (***Veq***) et une seule résistance (***Req***).

*Veq*

*Req*

*Reste du montage*

Figure I‑3: Schéma équivalent de Thévenin

1. La valeur de ***Veq*** correspond la tension à vide (charge déconnectée) entre le point A et le point B,

Pour l’exemple de la figure, on aura 

1. La valeur de ***Req*** correspond (charge déconnectée) à la résistance entre le point A et le point B en annulant les sources de tension (remplacées par des fils)

Pour l’exemple de la figure, on aura 

# La fonction d'amplification

La fonction d'amplification est une fonction fondamentale de l'électronique analogique. On va distinguer:

* Les amplificateurs de tension, le plus souvent utilisé pour amplifier le signal issu d'un capteur pour lui donner un niveau suffisant affin d'être numérisé et traité par un système numérique.
* Les amplificateurs de puissance (que l'on peut considérer comme des amplificateur de courant) qui vont donner au signal un niveau d'énergie suffisant pour attaquer une antenne de transmission ou un système électromécanique (Haut parleur)

Il est très important de préciser qu'un amplificateur n'est pas un simple dispositif qui multiplie le signal d'entrée par constante (gain). Un amplificateur est aussi caractérisé par d'autres paramètres comme, l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie, la bande passante. Si ces paramètres ne sont pas pris en compte, on ne peut jamais atteindre les résultats escomptés.

## Rappel sur les amplificateurs à transistor

Avec des amplificateurs à transistor, le montage émetteur commun est souvent utilisé comme amplificateur, malheureusement, son impédance d'entrée n'est pas très élevée et son impédance de sortie n'est pas faible. On l'utilise avec le montage collecteur commun qui sert d'adaptateur d'impédance.

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
|  | Schéma | Schéma équivalent | Caractéristiques |
| Emetteur Commun | *Vcc*  *Rc*  *E*  *B*  *C*  *Rb2*  *Rb1*  *ve*  *vs*  *R*  *E* | *B*  *C*  *E*  *h*  *11*  *i*  *B*  *i*  *C*  *ve*  *v*  *S*  *Rc*  R  B  *i*  *C*  RB =RB1// RB2  βib | *Zs=Rc*  Av : important  Ze et Zs : médiocres |
| Collecteur Commun | *Vcc*  *E*  *B*  *C*  *ve*  *vs*  *R*  *E*  *Rb1*  *Rb2* | B  E  *ve*  *h11*  *RB*  *βib*  *is*  *vs*dmVour faciliter la  *RE*  *ib*  *ie*  *ip*  RB =RB1// RB2 | *Av = 1*    Gain : faible  Ze : fort  Zs : faible |

## Amplificateur parfait

Un amplificateur de tension parfait est caractérisé par un gain en tenson A, une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle. Si on l'utilise pour amplifier une tension Vg issue d'une source et d'appliquer la tension amplifiée à une charge RL, la tension obtenue aux bornes de la charge est tout simplement:

Vs = A × Ve = A × Vg

*A*

*Source*

*Vg*

*Charge*

*RL*

Vs= A × Vg

Ve=Vg

Figure II‑1: Amplificateur Parfait

## Amplificateur réel

Si on utilise un amplificateur **réel** pour amplifier une tension Vg issue d'une source et l'appliquer à une charge RL, on la désagréable surprise de constater que la tension Vs obtenue aux bornes de la charge est inférieure au produit A × Vg. Ceci découle du fait que les caractéristiques de l'amplificateur réel diffèrent de ceux de l'amplificateur parfait.

### Model d'un amplificateur réel

Un amplificateur réel est caractérisé par:

* Le Gain en tension à vide Av
* L'Impédance d'entrée Ze
* L'Impédance de sortie ZS

*AvVe*

*Zs*

*Ze*

*Ve*

Vsv= *AvVe*

Figure II‑2 : Model d'un amplificateur

* Si la tension mesurée à l'entrée de l'ampli est *Ve*, celui-ci génère une tension interne *Vi = Av × Ve.* La tension de sortie si **aucune charge n'est connectée** est *Vsv = Vi = Av × Ve*

### Model d'une source de tension

Une source de tension quelconque peut être modélisée par un générateur interne parfait en série sur une impédance de sortie. Si aucune charge n'est branchée aux bornes de la source, la tension délivrée (à vide) par la source est égale à Vg. Si une impédance est branchée à la sortie de la source, un courant circule et provoque une chute de tension dans Zg, La tension (en charge) mesurée à la sortie de la source sera donc inférieure à Vg.

*Vg*

*Zg*

Figure II‑3 : Model d'une source de tension

### Utilisation pratique d'un amplificateur réel

Si on utilise un amplificateur **réel** pour amplifier une tension Vg issue d'une source et l'appliquer à une charge RL, Il faut utiliser les modèles électriques de l'ampli et de la source pour comprendre ce qui ce passe. On constate deux choses importantes:

*Vi=AvVe*

*Zs*

*Ze*

*Ve*

Vs

*Vg*

*Zg*

*RL*

Figure II‑4: amplificateur réel en action

* L'impédance d'entrée Ze de l'ampli constitue un ***DIVISEUR DE POTENTIEL*** avec l'impédance de sortie Zg de la source. Avant de brancher le générateur, on pouvait mesurer une tension égale à *Vg* à la sortie de la source. C'est sa tension de sortie à ***vide***. Après avoir branché le générateur à l'ampli, la tension de sortie du générateur qui est aussi la tension d'entrée de l'ampli devient :



Cette tension est toujours **inférieure** à *Vg* puisque le rapportest toujours inférieur à 1. Nous appellerons ce rapport ***facteur d'adaptation à l'entrée FAE***.

Pour **minimiser la chute te tension**, il faut que *FAE* soit voisin de 1. Pour cela il faut avoir Ze ≫ *Zg*. De cette façon on peut négliger *Zg* dans le dénominateur et on obtient :

*FAE ≈ 1 => Ve ≈ Vg*

Voila pourquoi on dit que :

Un bon amplificateur doit avoir une grande impédance d'entrée.

Un bon générateur (source) doit avoir une faible impédance de sortie

* La charge *RL* constitue un **diviseur de tension** avec l'impédance de sortie *Zs*. La tension de sortie obtenue aux bornes de la charges est donnée par:



Là aussi, il y a perte de tension car le rapport est toujours inférieur à 1. Nous appellerons ce rapport ***facteur d'adaptation à la sortie FAS***.

Pour **minimiser la chute te tension**, il faut que *FAS* soit voisin de 1. Pour cela il faut avoir ZS ≪ *RL*. De cette façon on peut négliger *Zs* dans le dénominateur et on obtient :

*FAS ≈ 1 => Vsc ≈ Vi*

Voila pourquoi on dit que :

Un bon ampli doit avoir une impédance de sortie *Zs* aussi faible que possible.

En replaçant Ve par son expression dans l'expression de Vs on obtient,



En en déduit le gain réel de l'amplificateur chargé:



*Ac = FAE × Av × FAS*

## Adaptateur d'impédance

Les facteurs d'adaptation *FAE* et *FAS* peuvent détériorer fortement les performances de l'amplificateur. Nous allons illustrer avec un exemple comment obtenir un gain en charge acceptable avec un amplificateur qui a des facteurs d'adaptation *FAE* et *FAS* médiocres. Le moyen d'y parvenir est l'utilisation d'un montage **adaptateur d'impédance**.

***Exemple:***

On désire amplifier le signal issu d'une source caractérisée par {Vg=10mV, Zg=5kΩ } et l'appliquer à une charge RL=100Ω.

On dispose de deux amplificateurs:

* Amplificateur: Av = 500, Ze = 2kΩ, Zs = 5kΩ

Cet ampli à un bon gain, mais des impédances d'entrée et de sortie médiocres

* Adaptateur d'impédance: Av = 1, Ze = 500 kΩ, Zs = 5Ω

Cet ampli a un gain médiocre, mais des impédances d'entrée et de sortie correctes.

### Utilisation de l'amplificateur seul

*Ampli1*

*source*

*Charge*

Figure II‑5 : amplification par l'ampli1

On représente l'ampli et la source par leur model respectif, on obtient,

*Vi=AvVe*

*Zs*

*Ze*

*Ve*

Vs

*Vg=10mV*

*Zg*

*RL*

Figure II‑6: utilisation des modèles réels



*Vi = Av × Ve = 500 × 2,86 mV = 1430 mV = 1.43V*



On constate que le signal issu de la source est à peine multiplié par 3 et pourtant on a un amplificateur de gain 500. Cette contre performance est due aux très mauvais facteurs d'adaptation du fait que les deux relations Ze ≫ Zg et Zs ≪ RL sont loin d'être vérifiée.

### Adaptateur d'impédance en sortie

Un Adaptateur d'impédance est un amplificateur qui a un gain faible (généralement voisin de 1) et une très bonne impédance d'entré ainsi qu'une très bonne impédance de sortie. Pour l'exemple on va utiliser l'ampli2 caractérisé par: Av = 1, Ze = 500 kΩ, Zs = 5Ω

On insère l'adaptateur d'impédance entre l'ampli et la charge comme illustré sur la figure ci-dessous,

Figure II‑7 : adaptation de la sortie avec la charge

*AI*

*source*

*Charge*

*Ampli*

*V1*

*V2*

*Vs*

On remplace de nouveau les amplificateurs par leurs modèles et on calcule,

*Vg=10mV*

*Zg=5k*

*V1*

*AvV1*

*Zs*

*Ze*

*AvV2*

*Zs*

*Ze*

*V2*

*Vs*

***Ampli***

***AI***

*RL*

*2k*

*5k*

*500k*

*5Ω*

*100Ω*

Figure II‑8 : Adaptation de l'ampli avec la charge







On remarque une nette amélioration par rapport à l'utilisation de l'ampli seul

### Adaptateur d'impédance en entrée et en sortie

*Ampli*

*source*

*Charge*

*AI*

*V1*

*V2*

*Vs*

*V3*

*AI*

Figure II‑9: adaptation à l'entrée et à la sortie

Là aussi, on remplace les amplificateurs par leurs modèles et on calcule,

Vs

*Vg=10mV*

*Zg=5k*

*RL*

*V1*

*AvV1*

*Zs*

*Ze*

*AvV3*

*Zs*

*Ze*

*AvV2*

*Zs*

*Ze*

*V2*

*V3*

***AI***

***Ampli***

***AI***

*500k*

*5Ω*

*5k*

*2k*

*500k*

*5Ω*

Figure II‑10 : détail de l'adaptation d'impédance

 🡺 Presque pas de perte







De nouveau, on remarque une très nette amélioration. On n'est pas loin d'un amplificateur parfait qui aurait donné Vs = 500 × 10mV = 5V

***Conclusion:***

Chaque fois qu'on a un facteur d'adaptation médiocre (≪ 1), on insère un adaptateur d'impédance qui améliore fortement les résultats.

## Amplificateurs à base d'amplificateur Opérationnels

+

-

*A*

*o*

*v*

*e1*

*v*

*e2*

*v*

*s*

**

Figure II‑11 : Amplificateur opérationnel

L’amplificateur opérationnel est un amplificateur particulier ayant les caractéristiques suivantes :

1. C'est un amplificateur ***différentiel*** 
2. Son gain *Ao* est très élevé, de 105 à 106 en basses fréquences.
3. L’impédance d’entrée sur chacune de ces entrées est très élevée. Le plus souvent on la considère comme infinie, ce qui implique que les courants d’entrée sont nuls.
4. L’impédance de sortie est quasiment nulle.

L'Ampli-Op peut fonctionner dans deux modes différents, mode linéaire ou non linéaire. En amplification, il faut qu'il soit en mode linéaire. Pour ça, il faut l'utiliser avec une contre réaction négative, dans ce cas on peut utiliser l'approximation *V+ = V-*

+

-

Figure II‑12: Contre réaction négative

Les avantages des amplificateurs à Ampli-Op sont multiples:

* Montages simples
* Calculs simples
* On peut réaliser assez facilement des amplis à très grand gain
* On peut avoir des impédances de sorties quasi nulles
* On peut avoir des impédances d'entrées très élevées
* On peut facilement réaliser tout un tas de fonctions comme des additionneurs, des soustracteurs, des intégrateurs des dérivateurs …

On citera quand même un inconvénient: L'ampli-Op n'est pas vraiment un composant haute fréquence. Il est utilisé surtout en basse fréquence.

|  |
| --- |
| +  -  *v*  *s*  *R*  *2*  *R*  *1*  *v*  *e*  *masse virtuelle*    Figure II‑13 : Amplificateur inverseur |

### Amplificateur INVERSUR



### Amplificateur NON-INVERSUR

|  |
| --- |
| +  -  *v*  *s*  *R*  *2*  *R*  *1*  *v*  *e*  Figure II‑14 : Amplificateur non inverseur |



L'avantage de ce montage est qu'il a une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie.

|  |
| --- |
| +  -  *v*  *s*  *v*  *e*  Figure II‑15 : Montage suiveur |

### Montage SUIVEUR

Ce montage de gain 1 est très utilisé comme adaptateur d'impédance car il a une impédance d'entrée infinie une impédance de sortie quasi nulle.

*VS = Ve .*

### Montage SOMMATEUR inverseur

|  |
| --- |
| +  -  *v*  *s*  *R*  *B*  *R*  *1*  *v*  *e1*  *v*  *e2*  *R*  *2*  Figure II‑16 : Sommateur inverseur |





Si *R1*=*R2* =*RA* ⇒ 

### Montage SOMMATEUR NON-INVERSUR

|  |
| --- |
| +  -  *v*  *s*  *R*  *B*  *R*  *A*  *R*  *1*  *v*  *1*  *v*  *2*  *R*  *2*  Figure II‑17 : Sommateur non inverseur |

 , 





1. Si *R1* = *R2* , L'expression devient : 
2. Si en plus *RA* = *RB* on obtient : 

|  |
| --- |
| +  -  *v*  *s*  *R*  *B*  *R*  *A*  *v*  *1*  *v*  *2*  *R2*  *R1*  Figure II‑18 : amplificateur différentiel |

### Amplificateur différentiel

 , 





ou encore :



Si , L'expression devient : 

Si en plus *RA* = *RB* on obtient : 

## Bande passante d'un amplificateur

Quand on réalise un amplificateur de gain *Ao*, on s'aperçoit qu'il n'arrive pas à maintenir son gain *Ao* pour les fréquences élevées. A partir d'une fréquence *fo*, le gain commence à chuter. Cette fréquence est appelée fréquence de coupure ou bande passante de l'amplificateur.

*fo*

f (ech. Log)

A(dB)

*Ao*

Figure II‑19 : Bande passante d'un amplificateur

Des techniques comme la contre réaction permettent d'élargir la bande passante d'un amplificateur. Malheureusement, l'élargissement de la bande passante se fait au détriment du gain.

### Produit gain bande passante

Un amplificateur quel qu'il soit est caractérisé par un gain en boucle ouverte (sans contre réaction) *Ao* et une bande passante *fo*. Le produit gain bande passante est un paramètre important de l'amplificateur car il se conserve même si on procède à un élargissement de la bande passante grâce à une technique de contre réaction.

Prenons par exemple un amplificateur caractérisé par un gain *Ao* et une bande passante *fo*. Son produit gain bande passante est *PGBP = Ao × fo*. Si on applique une contre réaction à cet amplificateur, on obtient une bande passante f1 plus large main un gain A1 plus faible. On remarque que le produit gain bande passante reste constant:

*PGBP = Ao × fo = A1 × f1*

Prenons un amplificateur opérationnel populaire comme le 741. Si on cherche dans son datasheet, on trouve beaucoup de choses dont la courbe ci-dessous :

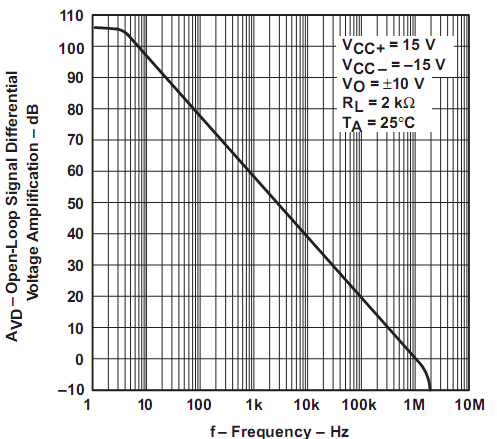


Figure II‑20 : réponse en fréquence en boucle ouverte d'un 741

Cette courbe nous apprend les choses suivantes :

* Le gain en boucle ouverte est très important : A0dB = 106 dB = 20 log(A0)

Ce qui donne en linéaire 

* La bande passante *f0* en boucle ouverte est très faible: *fo* *=* 5 Hz. (à -3dB)
* le produit gain bande passante du 741 est : *PGBP = Ao × fo = 2 105 x 5 Hz = 1 MHz*.

Vu que sa bande passante est très faible, l'Ampli-Op n'est jamais utilisé en boucle ouverte pour faire de l'amplification. On l'utilise en boucle fermé avec une contre réaction négative.

Prenons l'exemple de l'amplificateur non inverseur représenté sur la figure ci-dessous,

+

-

*R1=1k*

*R2=99k*

*Ve*

*Vs*

* Son gain est *A1 = 1 + R2/R1 = 100*
* Sa bande passante *f1* est telle que *A1* × *f1 = PGBP = 1MHz => f1 = 1MHz / 100 = 10 kHz*

### Illustration Graphique

La figure ci-dessous, obtenue en simulation sur le logiciel Proteus-Isis, montre la réponse en fréquence de 4 montages non-inverseurs réalisés à l'aide du même Ampli-Op 741. On peut vérifier que le produit gain bande passante est constant : *PGBP = 1MHz*

*A=1*

*A=10*

*A=100*

*A=1000*

II‑21 : réponse en fréquence de 4 amplificateurs à base du 741 (simulation sur Proteus-Isis)

***Exercice :***

+

-

*v*

*s*

*v*

*e*

Donner la bande passante d'un montage suiveur réalisé à l'aide d'un 741.

***Exercice :***

Donner le schéma d'un amplificateur à base de circuits 741 tel que:

Gain ≥ 1000

Bande passante ≥ 20 kHz

***Exercice :***

On utilise deux 741 pour obtenir un gain de 1600 et une bande passante maximum. Proposer les schéma pour les deux ampli

***Exercice :***

On dispose d'un capteur qui délivre un signal compris entre +10V et -10V. On désire numériser ce signal à l'aide d'un convertisseur Analogique Numérique qui n'accepte que les signaux compris entre 0 et +5V. Donner le montage qui permet d'adapter le signal issu du capteur au convertisseur numérique analogique

+10

-10

5

0

# Les Oscillateurs

Un oscillateur électronique est un générateur de signal. On distingue deux types d’oscillateurs, les oscillateurs harmoniques qui génèrent des signaux sinusoïdaux et les oscillateurs à relaxation qui génèrent des signaux non sinusoïdaux comme des signaux carrés, triangulaires ou en dents de scie.

## Les oscillateurs à relaxation

Les oscillateurs à relaxation les plus fréquents utilisent le principe de la charge et la décharge d’un condensateur. Le plus connu est le multivibrateur astable. Avant de commencer à étudier des oscillateurs, nous allons faire une petite étude des circuit RC/CR

## Etude des Transitoires dans les circuits RC/CR

*Vs*

*Ve*

*R*

*C*

*Vs*

*Ve*

*R*

*C*

*Circuit RC*

*Circuit CR*

***Recette de cuisine nº1: Le REPOS***

Au REPOS, on a la même tension des deux cotés de la résistance. Cette règle est valable pour le circuit RC et CR.

***Recette de cuisine nº2***

Dans un circuit RC (passe bas), chaque fois que Ve prend une nouvelle valeur, Vs se charge ou se décharge exponentiellement vers cette nouvelle valeur (avec la constante de temps *τ = RC*)

***Recette de cuisine nº3: La capa transmet les fronts de tension***

Dans un circuit CR (passe haut), chaque fois que Ve saute d'un saut ΔV, Vs saute du ***MÊME*** saut ΔV, ensuite elle revient exponentiellement à son état de repos avec la constante de temps τ = RC

***Recette de cuisine nº4: Equation de Charge/Décharge***

Charge ou décharge d'un condensateur: 

t=0

Vs

t

E

t=0

Ve

t

E

Vs

Ve

R

C

* + 1. ***Circuit RC, réponse à un échelon***

On applique un saut de tension sur le signal d'entrée Ve et on veut déterminer l'allure du signal de sortie Vs.

* Au repos, Vs = Ve = 0 *(règle nº1)*
* à t=0, Ve saute de 0 à E, Vs la suit exponentiellement *(Règle nº2)*. A la fin du transitoire, On est de nouveau au repos (règle nº1): Vs = Ve = E
* L'équation de Vs est donnée par la règle de cuisine nº4,



*Vo= Vrepos(1) =0, V= Vrepos(2) =E*, =RC=Constante de temps.



* *Vs() = E(1-e-/) = E(1-1/e) = 0,63E:*

est le temps nécessaire pour parcourir les 2/3 de l'excursion totale.

* *Vs(5) = E(1-e-5/) = E(1-e-5) = 0,99E:*

*5* est le temps nécessaire pour terminer le transitoire.

* + 1. ***Circuit RC, réponse à un rectangle***

to

Vs

E

to

Ve

t

E

t1

t

t1

Vo

T

* t [to,t1[ Charge de la capacité

*Vs(t) = E(1-e-t/)* (to origine du temps)

* t > t1 Décharge de la capacité *Vs = Vo e-t/*

(t1 Origine du temps) *Vo = E(1 - e-T/ )*

***Exercice :***

On considère un circuit RC avec R=10k et C=100nF.

On applique le signal d'entrée représenté ci-dessous.

10V

-5V

3ms

2ms

t

Ve

Dessiner le signal de sortie et calculer ses valeurs aux instants remarquables.

* + 1. ***Circuit CR, réponse à un échelon***

Vs

t

E

Ve

t

E

Vc

R

C

*to*

to

Ve

Vs

Vc

* Au repos, Vs =0, (*regle n°1)*
* à l'instant t=to, Ve saute de ΔV= E, Vs fait la même chose *(règle n°3 ⬄ la capa transmet les fronts)*
* Ensuite Vs revient à son état de repos avec la constante de temps RC *(règle n°3)*
* La règle n°4 permet de déterminer l'équation de Vs







* + 1. ***Circuit CR, réponse à un rectangle***

t

E

to

Ve

t

E

t1

V1

Vs

Vc

V2

T

* *t < to* → état de repos, Vs = 0
* *t = to* → la capa transmet le front, Vs passe à E
* *t > to* → Transitoire, Vs revient exponentiellement à son état de repos



* *t = t1* → la capa transmet le front descendant (-E). Vs qui était arrivé à la valeur V1 passe à la valeur *V2=V1-E*





* *t > t1* → transitoire, Vs revient vers son état de repos



***Exercice :***

*R*

*C=100nF*

*Ve*

*Vs*

*10k*

10V

-5V

3ms

2ms

t

Ve

Dessiner le signal de sortie Vs et calculer ses valeurs aux instants remarquables.

***Exercice :***

Dessiner le signal de sortie et calculer ses valeurs aux instants remarquables.

Vs

Vr=5V

C=10nF

R=10k

Ve

Ve

t

E=10V

*to*

150µs

***Exercice :***

Dessiner le signal de sortie et calculer ses valeurs aux instants remarquables.

Vs

Vr=5V

C=10nF

R=10k

Ve

Ve

t

E=10V

*to*

150µs

***Exercice :***

Dessiner le signal de sortie et calculer ses valeurs aux instants remarquables.

Vs

Vr=5V

R2=30k

C=10nF

R1=10k

Ve

Ve

t

E=10V

*to*

100µs

***Exercice :***

Dessiner le signal de sortie et calculer ses valeurs aux instants remarquables.

Vs

Vr=5V

R1=10k

C=10nf

R2=30k

Ve

Ve

t

E=10V

*to*

100µs

## Ampli-Op en mode Comparateur

En boucle ouverte ou avec une contre réaction positive, l'ampli-op fonctionne dans la zone non linéaire dite aussi zone de saturation. Il réalise la fonction de comparateur analogique :

*V+ > V- 🡺 VO = VOH .*

*V+ < V- 🡺 VO = VOL .*

### Utilisation en boucle ouverte

Vr

Vs

V+

V

-

V

s

On observe sur la figure que si le signal d'entrée comporte un bruitage indésirable, le signal de sortie en tiendra compte et sera inutilisable dans la majeure partie des cas.

#### Contre réaction Positive : Trigger de schmitt

L'Ampli-Op avec la contre réaction positive représentée ci-dessous et connue sous le nom de Trigger de Schmitt. Il fonctionne en comparateur à deux seuils.

III‑1: Trigger Schmitt

*Ve*

*Vs*

*Vref*

*R1*

*R2*

La contre réaction positive a deux conséquences :

1. L'ampli-Op fonctionne en Saturation. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs VOL ou VOH
2. La tension de comparaison sur l'entrée (+) dépend de la tension de référence (fixe) Vref et de la tension de sortie Vs qui peut prendre deux valeurs. V+ peut donc prendre deux valeurs et on obtient un comparateur à deux seuils de comparaison:

* Vs = VOL 
* Vo = VOH 

***Analyse:***

III‑2: Caractéristique de transfert d'un Trigger de Schmitt

*VTL*

*VTH*

*Ve*

*Vs*

*VOL*

*VOH*

* Si Ve < VTL, On est sur que V+>V-, donc
  + Vs = VOH
  + V+ = VTH = seuil de comparaison en cours,
* Si Ve augmente, quand elle devient >VTL, il ne se passe rien car le seuil de comparaison en cours est V+ = VTH
* Si Ve continue d'augmenter, quand elle devient > VTH, Vs bascule vers VOL et V+ bascule vers VTL, il y a changement du seuil de comparaison.
* Si Ve continue à augmenter au-delà de VTH, il ne se passe rien
* Si Ve diminue, quand elle devient <VTH, il ne se passe rien car le seuil de comparaison en cours est VTL

*VTL*

*VTH*

*Ve*

*Vs*

Figure III‑3 : Caractéristique symétrique

* Si Ve continue de diminuer, quand elle devient < VTL, Vo bascule vers VOH et V+ bascule vers VTH, il y a changement du seuil de comparaison
* On obtient la caractéristique de transfert illustrée sur la figure ci-dessus.
* Si on prend *Vref = 0* et *VOL = -VOH* , on obtient
* *VTL = -VTH*. La caractéristique de transfert devient symétrique.

***Application 1 : Comparateur à 2 seuils***

*Ve*

*Vs*

*Vref*

*R1*

*R2*

III‑4: Comparateur à deux seuils

V+

V-

Vs

VTH

VTL

Figure III‑5 : Immunité au bruit du Trigger de Schmitt

On remarque sur la figure ci-dessus que ce montage est insensible aux signaux parasites. Il est donc bien adapté à l’utilisation dans les systèmes de régulation ou pour la mise en forme d'un signal numérique affaibli et bruité durant une transmission par exemple.

Les seuils doivent être choisis tels que VTH-VTL soit supérieure à l'amplitude crête à crête du bruit.

***Exercice :***

Avec VOH= 12 V et VOL = -12V, calculer R1/R2 et Vr pour avoir VTH = 6V et VTL = 2V

### Multivibrateur astable

Le multivibrateur astable utilise un trigger de schmitt associé à un circuit RC pour obtenir un générateur de signal carré.

*Vs*

*R1*

*R2*

*R*

*C*

*t*

*VOH*

*VOL*

*VTH*

*VTL*

*Vs*

*Vc(V-)*

*Vseuil(V+)*

*T*

*t1*

*t2*

Figure III‑6 : Multivibrateur Astable

Pour simplifier on considère que *VOL = -VOH et Vref = 0* d'où :



Supposons qu'à la mise sous tension, la capacité est déchargée et Vs = VOH, on a donc V-=0 et V+=VTH. La capacité se charge à travers R vers Vs=VOH. *(Il est inutile de rappeler que les impédances d'entrée de l'ampli-op sont supposées infinies).* Vc = V- augmente, à l'instant *t1*, elle devient > à VTH, Vs passe à VOL, V+ passe à VTL, la capacité se décharge vers Vs=VOL avec la constante de temps RC, à l'instant *t2*, elle devient < à VTL, Vs passe à VOH, La capacité commence à se charger vers VOH et le cycle recommence.

Si on prend l'origine des temps en *t1*, on a l'équation de la décharge :



A l'instant *t2 = T/2* on a :







Si *R1=R2 On a VTL= -VTH = VOH / 2* et : 

*Vs*

*R1=5k*

*R2=1k*

*R=10k*

*C=100n*

*Vr = 2.4V*

1. Dessiner le signal de sortie Vs

***Exercice :***

Faire l'étude du montage ci-contre

On prend *VOH=12V, VOL=-12V*

### Montage monostable

-

Ve

Vref

C1

R1

Vs

C

+

R

Figure III‑7 : Monostable

Le monostable est un montage qui a un seul état stable ou état de repos. Quand on le déclenche à l'aide du signal Ve, il change d'état pendant un temps qui dépend des composants R et C puis revient à son état de repos.

Pour le bon fonctionnement du montage, la constante de temps *R1C1* doit être faible devant *RC*

***Analyse :***

* Au repos, *V- = Vref et V+ = 0* => *V- > V+* => *Vs = VOL*
* On applique à l'entrée un signal carré dont l'amplitude est supérieure à *Vref*, on obtient sur *V-* le signal représenté sur la figure ci-dessous. A chaque transition de *Ve*, le front est transmis sur *V-*, qui revient ensuite rapidement à sa valeur de repos car la constante de temps *R1C1* est faible.
* A l'instant *t1, V-* devient > à Vref, comme *V+= 0, Vs* ne change pas,
* A l'instant *t2, V-* devient < à 0, donc *Vs* bascule passe de *VOL* à *VOH*, la capacité C transmet ce front sur *V+* qui devient = *2VOH*,
* *V+* revient à son état de repos 0 avec la constante de temps RC
* Quand *V+* devient < *V-*=Vref, la sortie bascule de nouveau vers VOL, La capacité C transmet ce front négatif sur *V+* qui devient = *Vref - 2VOH*,
* *V+* revient à son état de repos 0 avec la constante de temps RC
* On se retrouve dans l'état initial.

Ve

t

**V-**

Voh

Vs

t

t

t1

t2

t3

T

Vref

Voh

**V+**

Figure III‑8 : Chronogramme du monostable

***Conclusion :***

Le monostable est déclenché à chaque transition descendante du signal d'entrée Ve. Il passe à son état instable, il y reste une durée T qui dépend de R et C, puis il revient à son état stable. C'est un temporisateur.

***Exercice :***

Donner l'expression de T : largeur de l'impulsion obtenue à la sortie

### Générateur signal triangulaire

*C*

*R*

*R1*

*R2*

*V2*

*V1*

*V1*

Ce montage est constitué d'un comparateur (Trigger de schmitt avec *R1<R2*) suivi d'un intégrateur

La sortie du comparateur est soit Vsat soi -Vsat *(le plus souvent Vsat=+12V )*

L'intégrateur intègre une tension constante,  🡺  ou  🡺 rampe de pente positive ou de pente négative,

On va commencer l'analyse avec l'état initial: *V2=- Vsat, V1=Vo = 0*

*V+*

*V1*

*V2*

*Vmax*

*Vsat=12*

*R2=20k*

*R=5k*

*Signaux obtenus avec*

*R1=10k*

*C=100n*

L'intégrateur intègre *V2 = -* *Vsat,*  il délivre la droite  + 0

*V1* augmente, donc  augmente aussi, quand *V+* arrive à *V****-****=0*,

, ce qui arrive quand 

*V+ devient > V-, V2* bascule vers +*Vsat*, *V+* bascule vers 

L'intégrateur délivre = droite descendante

*V+* diminue avec l'équation , quand *V+* passe en dessous de *V****-****=*0 ce qui correspond à  alors V2 bascule à *-Vsat* , *V+* bascule à , l'intégrateur fournit une droite montante et le cycle recommence.

* Amplitude du signal *V1* : 
* Amplitude crête à crête est 
* Période:  avec , =>  => 

***Exercice:***

On prend C=47nF, R1=8.2k, calculer R2 et R pour obtenir un signal triangulaire d'amplitude 8V et de fréquence 1kHz

## Le Timer 555

Décharge

Sortie

R

S

Clear

8

1

6

2

3

7

R

R

R

Q

Q̅

Vcc

+

+

-

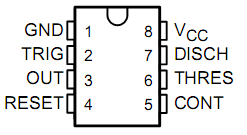
-

4

GND

T

Le 555 est un petit circuit intégré qui peut être utilisé soit en temporisateur (monostable) soit en générateur d’horloge (Astable). Son schéma bloc est le suivant.



Son fonctionnement est résumé dans le tableau suivant:

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **CAS** | **V2** | **V6** | **S** | **R** | **Q** | **T** |
| **1** | < 1/3 Vcc | < 2/3 Vcc | H | L | H | OFF |
| **2** | > 1/3 Vcc | < 2/3 Vcc | L | L | inchangé | Inchangé |
| **3** | > 1/3 Vcc | > 2/3 Vcc | L | H | L | ON |
| **4** | < 1/3 Vcc | > 2/3 Vcc | H | H | Indéterminé | |

La broche 4 (Clear ou Reset) est la broche de remise à zéro. Elle est active au niveau bas:

* Clear = 0 🡺 Sortie = 0 et interrupteur T fermé
* Clear = 1 🡺 Le 555 fonctionne normalement

2

6

7

8

4

1

Ra

C

Vcc

3

Vs

Rb

5

Figure III‑9 : Astable à 555

### Utilisation en ASTABLE

* Condition initiale : C déchargée.*V6=0, V2=0*, on est dans le cas 1, l'interrupteur est ouvert (OFF). La capacité se charge à travers *Ra+Rb*.
* A l'instant t1, on passe dans le cas 2, la situation reste inchangée, la capacité continue de se charger.
* A l'instant t2, on passe dans le cas 3, l'interrupteur se ferme (ON), *C* se décharge dans *Rb*.
* A l'instant t3, On passe de nouveau dans le cas 1, l'interrupteur s'ouvre (OFF), la capacité se charge à travers *Ra+Rb* et le cycle recommence.

Calculons la période du signal de sortie :

*Vcc*

*1/3Vcc*

*2/3Vcc*

*t*

*Vc*

*Vs*

*T1*

*T2*

*t1*

*t2*

*t3*

*t4*

*T0*

Figure III‑10 : Signaux d'un Astable à 555

Expression de T0 :







Expression de T1





Expression de T2 :









2

6

7

8

4

1

Ra

C

Vcc

3

Vs

Rb

***Exercice :***

Etudier la configuration suivante :

* Faire l'analyse.
* Donner l'expression des temps de charge et de décharge

***Exercice :***

1. Analyser le montage ci-dessous et tracer l'allure de Vs1 et Vs2
2. Calculer la valeur que doit prendre Rb1 si on veut avoir des trains de 8 impulsions.

2

2k

7

8

4

1

Ra1

C1

Vcc

3

Vs1

Rb1

2

6

7

8

1

Ra2

C2

Vcc

3

Vs2

Rb2

4

CLR

CLR

2k

40k

40k

20nF

2nF

### Le 555 utilisé en monostable

Si on monte le 555 comme le montre la figure ci-dessous et on applique sur son entrée de déclenchement le signal Ve indiqué, son fonctionnement est le suivant: Au départ, l'interrupteur T est fermé (ON), la capacité est déchargée, Vc = V6 = 0

* A l'instant t1, V2 passe à une valeur inférieure à 1/3 Vcc, on se trouve dans le cas 1, l'interrupteur s'ouvre (OFF),  **la capacité commence à se charger à travers R.**
* A l'instant t2, Ve=V2 repasse à Vcc, deux scénarios sont alors possibles :



a) La durée de l'impulsion Ve est supérieure à RC, la tension au bornes de la capacité atteint 2/3 Vcc à l'instant t' < t2 , donc à l'instant t2, on se trouve dans le cas 4, les résultats ne peuvent être prévus, ce cas est  **prohibé** .

b) La durée de l'impulsion Ve est faible, (inférieure à RC). A l'instant *t2* on se trouve dans le cas 2, *V2=Vcc > 1/3Vcc* et *V6=Vc < 2/3Vcc*, la situation reste inchangée, T reste bloqué et la capacité continue de se charger.

à l'instant *t3*, la tension au bornes de la capacité devient supérieure à 2/3 Vcc, on se trouve dans le cas 3, l'interrupteur conduit est la capacité se décharge instantanément, la tension à ses bornes passe aussitôt en dessous de 2/3 Vcc et on se retrouve à l'état initial ( cas 2) : V2=Vcc, Vc0, T conducteur.

Si une autre impulsion similaire se présente sur l'entrée 2, le phénomène se répète égal à lui même  **et on recueillera une impulsion carré de durée T=t3-t1 sur la sortie.**

*Ve*

*Vcc*

*2*

*6*

*8*

*4*

*1*

*R*

*C*

*Ve*

*Vcc*

*3*

*Vs*

*7*

*t1*

*t2*

Figure III‑11 : 555 utilisé en monostable

Calculons la durée de l'impulsion T. L'équation de la charge de la capacité est :







*2/3Vcc*

*1/3Vcc*

*2/3Vcc*

*Vcc*

*Vcc*

*Ve*

*Vs*

*Vc*

*t1*

*t2*

*t3*

*t1*

*T*

*θ*

Figure III‑12 : Signaux d'un monostable à base de 555

***Exercice :***

2

6

8

4

1

R4

C3

V2

3

7

2

6

7

8

1

R1

C1

3

V1

R2

4

C2

R3

V3

1k

50k

20n

10n

2k

5k

50n

Vcc=12V

Vcc

CLR

Vcc

CLR

Analyser le montage ci-dessus et dessiner les signaux *V1, V2, V3*

## Les Oscillateurs Harmoniques



Figure III‑13 : principe d'un oscillateur

Un Oscillateur harmonique génère un signal sinusoïdal.

Le concept général est celui d’un amplificateur qui s'autoalimente grâce à un 2ème amplificateur (atténuateur) qui réinjecte la tension de sortie vers l'entrée.

1. A : Gain complexe de la chaîne directe 
2. B : Gain complexe de la chaîne de retour 

### Condition d'oscillation

Supposons qu'à un instant donné, nous avons la tension *Ve* à l'entrée de la chaîne directe, nous auront en sortie une tension d'amplitude *AVe* déphasée de *ϕA* par rapport à *Ve*. Pour qu'il y ait oscillation, c.a.d. pour que le signal de sortie se maintienne, il faut que l'amplificateur de retour soit tel que le signal ramené vers l'entrée soit identique à Ve (en amplitude et en phase). Pour cela il faut qu'il vérifie la condition suivante :

*A.B = 1 , ϕB + ϕA = 0 = ± 2π = ± 360°*

Il faut faire un peut attention avec les phases, car un retard de ϕ peut aussi être considéré comme une avance de 2π - ϕ. Si on considère les deux déphasages comme :

* Des retards, *ϕA < 0 et ϕB < 0, => ϕA + ϕB = -360°,*
* Des avances, *ϕA > 0 et ϕB > 0, => ϕA + ϕB = +360°,*
* Un retard et une avance ==> *ϕA + ϕB = 0*

L'exemple de la figure ci-dessous montre les signaux d'un oscillateur tel que :

*A=2, ϕA = -π/2 , B = 1/2, ϕB = -3π/2*

*0*

*-2*

*0*

*2*

*0*

*π*

*2π*

*-2*

*0*

*2*

*0*

*π*

*2π*

*-2*

*0*

*2*

*Ve*

*A.Ve*

*B(A.Ve)*

*-3π /2*

*-π /2*

*π*

*2π*

Figure III‑14 : Exemples de signaux d'un oscillateur

### Oscillateur à pont de Wien



Figure III‑15 : Pont de Wien

C'est un oscillateur qui utilise un pont de Wien dans la chaîne de retour. Pour déterminer la fonction de transfert *B = Vs/Ve* du pont de Wien on pose :

















Pour Obtenir une oscillation il suffit de prendre un amplificateur non-inverseur de gain 3 dans la chaîne directe : *A=3 et ϕA = 0*,



Figure III‑16 : Oscillateur à pont de Wien

### Oscillateur à déphasage (phase shift)

Cet oscillateur utilise un circuit déphaseur *R-C* dans la chaîne de retour



Figure III‑17 : Déphaseur à base de cellules R-C en série

Dans la chaine directe, le plus facile à réaliser est soit le montage non inverseur (*ϕA* =0) soit montage inverseur (*ϕA* =-180). On va essayer cette dernière solution car *ϕB* étant toujours négative, si on trouve une pulsation *ωo* pour laquelle *ϕB*(*ωo*) = -180, on aura vérifié la condition d'oscillation *ϕA + ϕB = -360°*.

La figure ci-dessous illustre le tracé de *ϕB(f).* On constate qu'elle coupe l'horizontale -180*°*, donc la solution à notre problème existe.

*10*

*2*

*10*

*3*

*10*

*4*

*10*

*5*

*10*

*6*

*-400*

*-350*

*-300*

*-250*

*-200*

*-150*

*-100*

*-50*

*-180*

Figure III‑18 : déphasage en degré du circuit déphaseur (R=1kΩ , C = 10 nF)

La fréquence d'oscillation *ωo* sera la fréquence pour laquelle ϕB = -π = -180° :

 =>  => , 

Si on injecte ωo dans l'expression du module de B, on obtient : 

On utilise dans la chaine directe un amplificateur inverseur de gain -29. On obtient le schéma ci-dessous. On remarquera que la 3ème résistance du déphaseur sert comme 1ère résistance de l'inverseur.



Figure III‑19 : Oscillateur à déphasage

***Exercice :***

Proposer des valeurs pour les composants pour avoir une oscillation à 1 KHz



Figure III‑20 : Principe d'un oscillateur LC

## Oscillateur à circuit accordé (LC)

Les oscillateurs R-C ne permettent pas d'obtenir des fréquences d'oscillation élevées. Leur fréquence d'oscillation peut difficilement excéder le Mhz. Quand on a besoin de fréquences plus élevées, comme dans les émetteurs récepteurs AM et FM par exemple, on utilise des oscillateurs LC ou oscillateur à circuit accordé.

Le principe de fonctionnement de ces oscillateurs est illustré sur la figure 7.19. Une fraction de la tension aux bornes du circuit accordé est réinventée à l'entrée d'un amplificateur **inverseur** constituant la chaîne directe.

Les calculs montrent que pour qu'il y est oscillation, il faut que les réactances Z1 et Z2 soient du même type. Deux types de circuit d'accord sont alors possibles,

- Z1 et Z2 sont des capacités et Z3 une inductance, on obtient un oscillateur Colpitts.

- Z1 et Z2 sont des inductances et Z3 une capacité, on obtient un oscillateur de Hartley.

*C2*

*C1*

*Rc*

*Rb1*

*RE*

*Vcc*

*C'*

*L*

*Rb2*

*C'*

*Vcc*

*C2*

*C1*

*L*

*C*

*B*

*Rb1*

*Rb2*

*RE*

*Vcc*

*C1*

*C2*

*L*

Figure III‑21 : Oscillateur Colpitts / Emetteur commun Oscillateur Colpitts / base commune

Figure III‑22 : Oscillateur Hartley/ Emetteur commun Oscillateur Hartley / base commune

Figure III‑23 : Oscillateur Colpitts / Source Commun Oscillateur Hartley/ Source Commune

L'analyse des oscillateurs LC est compliquée, d'abord parce que l'impédance d'entrée de l'amplificateur à transistor est assez faible est vient shunter le circuit accordé et complique l'expression du gain de boucle A×B. D'un autre coté, puisque ces oscillateurs sont utilisés pour des fréquences élevées, le schéma équivalent du transistor en basses fréquences n'est plus utilisable, il faut le remplacer par le schéma équivalent hybride en π dit schéma de Giacoletto.

En règle générale, on peut utiliser les résultats groupés dans le tableau suivant :

Pour les oscillateurs à transistor Bipolaire, , *L=L1+L2+2M*, (M: inductance mutuelle)

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Type d' Oscillateur | ωo2 | Condition d'Oscillation |
| Colpitts / EC |  |  |
| Colpitts / BC |  |  |
| Hartley / EC |  | , , |
| Hartley / BC |  | , N1 et N2 = nb de spires de L1 et L2 |
| Colpitts / SC |  |  |
| Hartley / SC |  |  |

# La fonction de filtrage

## Introduction

Un filtre est un dispositif électronique *(amplificateur ou atténuateur)* dont le gain dépend de la **fréquence**. De ce fait, il laisse passer certains signaux et en arrête d'autres. L'art du filtrage consiste à concevoir des circuits qui laissent passer les signaux utiles et d'éliminer les signaux indésirables.

|  |
| --- |
| *f*  *f*  *o*  *H*  *1*  *Filtre*  *passe-bas*  *Vs*  *Ve*  Figure IV‑1 : filtre passe bas idéal |

Un filtre passe bas laisse passer les signaux basses fréquences et arrête les signaux de fréquences élevées. La figure ci-contre montre la réponse d'un filtre passe bas idéal, c'est la courbe qui représente le gain en tension  en fonction de la fréquence. ***fo*** s'appèlle la ***fréquence de coupure***. La ***bande passante*** est l'intervalle de fréquence [*0, fo*]. Toute onde sinusoïdale à l'entrée du filtre et dont la fréquence se situe dans la bande passante apparaîtra à la sortie du filtre. Toute onde sinusoïdale dont la fréquence est supérieure à *fo* est complètement atténuée par le filtre.

*f*

*f*

*o*

*Filtre*

*passe-bas*

*V (f)*

*e*

*f*

*f*

*o*

*V (f)*

*s*

Figure IV‑2 : Spectres des signaux d'entrée et de sorties d'un filtre passe-bas

|  |
| --- |
| *f*  *f*  *o*  *H*  Figure IV‑3 : filtre passe bas réel |

Dans la pratique, on ne sait pas réaliser un filtre parfait dont la réponse en fréquence est celle de la Figure IV‑1. Les filtres réels ont une réponse semblable à celle représentée sur la Figure IV‑3. Le plus souvent, on préfère représenter la réponse du filtre par le gain en dB  avec une échelle logarithmique pour l'axe des fréquences. (Figure IV‑4).

*-20*

*-15*

*-10*

*-5*

*0*

*fo*

Figure IV‑4 : réponse en décibels d'un filtre passe bas

## Différents types de filtres

Les filtres couramment utilisés sont représenté sur la figure ci dessous

*f*

*H*

*1*

*f*

*H*

*1*

*f*

*H*

*1*

*Passe bas*

*Passe haut*

*Passe bande*

*f*

*H*

*1*

*Coupe bande*

Figure IV‑5 : réponses de filtres idéaux

## Les courbes de Bode

La fonction de transfert ***h(f)*** d'un filtre permet de déterminer le signal de sortie pour chaque valeur de *f*. Le fait que les filtres sont réalisés à l'aide de selfs *(****j****Lω)* et de condensateurs *(1/****j****Cω),* la fonction de transfert est complexe. Pour calculer le signal de sortie, il faut extraire le module et l'argument de la fonction de transfert.

* Le module ***H(f)*** correspond au gain du filtre. Il permet de calculer l'amplitude du signal de sortie,
* L'argument ***φ(f)*** permet de calculer le déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée,

Les courbes de Bode représentent le tracé de ***H(f)***, et ***φ(f)*** en fonction de la fréquence. Elle permette d'avoir un aperçu rapide du comportement fréquentiel du filtre.

* + Le tracé se fait sur une échelle de fréquence logarithmique,
  + Le gain est représenté en Décibels *HdB(f) = 20 log(H(f))*

*Déphasage en degrés*

*1kHz*

*10kHz*

*100kHz*

*100Hz*

*10Hz*

*0*

*-5*

*Gain en decibels*

*-10*

*asymptote*

*1kHz*

*10kHz*

*100kHz*

*100Hz*

*10Hz*

*0*

*-45*

*-90*

Figure IV‑6: Exemple de courbes de Bode

## Tracé des courbes de Bodes

Avant de commencer l'étude concrète des filtres, nous allons faire une petite étude mathématique de quelques fonctions complexes et tracer leurs courbes de Bode. Ceci nous simplifiera beaucoup les choses par la suite.

### Fonction du premier ordre



Cette fonction a un module est un argument : 

#### Etude du module

* Au lieu de tracer *H(f)* en linéaire, on préfère tracer *H(f)* en décibel :

*HdB(f) = 20 log(H(f)) = 10 log (1 + (f/fo)2)*

* Quand ***f* << *fo*** , *HdB(f)* se confond avec *Ao(f) = 20log(1) = 0* : asymptote horizontale
* Quand ***f >>* *fo*** , *HdB(f)* se confond avec *A∞(f) = 20log(f/fo) = 20 log(f) - 20log(fo)*

Sur échelle logarithmique, l'axe des x n'est pas gradué en *f* mais en *x=log(f)*.

On obtient *A∞(f) = 20 x – 20xo* C'est une droite de pente 20 dB/décade qui coupe l'axe des *f* au point *f=fo* . On a une pente de20dB/décade car *A∞(10f) - A∞(f) = 20log(10f) - 20log(f) = 20 log(10) = 20*

* Quand ***f =* *fo*** , *HdB(f) = 10 log(2) = 3dB*

décade

*fo*

0

10

15

20

25

30

35

40

5

3

Figure IV‑7 : Courbe de gain de la fonction 

#### Etude de l'argument (phase)

*φ(f)=arctg(f/fo)*

* *f << fo* *φ(f) 🡪 arctg(0) = 0* : Asymptote horizontale passant par 0
* *f >> fo* *φ(f) 🡪 arctg(*∞*) = π/2 = 90o*: Asymptote horizontale passant par *π/2*
* *f = f*o *φ(f) = Arctg(1) = π/4 = 45o*

0

10

20

30

40

50

60

70

80

90

*fo*

45

Figure IV‑8 : Courbe de phase 

### Fonction h(f) = h1(f) × h2(f)

* **Module***: H(f) = H1(f) × H2(f) 🡺 HdB(f) = HdB(f) + HdB(f)*
* **Argument***: φ(f) = φ1(f) + φ2(f)*
* En définitive il faut faire la **somme** du module et de la phase

### Fonction h(f) = h1(f) / h2(f)

* **Module***: H(f) = H1(f) / H2(f) 🡺 HdB(f) = HdB(f)* - *HdB(f)*
* **Argument***: φ(f) = φ1(f) - φ2(f)*
* En définitive il faut faire la **différence** du module et de la phase

### Bibliothèque graphique de quelques fonctions usuelles

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  | *MODULE en dB* | ARGUMENT |
| *ho* | *20log(Ho)*  *0* | *0*  *π*  *ho < 0*  *ho > 0* |
|  | *20*  *fo*  *20log(Ho)*  *0* | *0*  *π*  *ho < 0*  *ho > 0* |
|  | *20*  *fo*  *0*  *20log(Ho)* | *0*  *π/2*  *-π/2*  *ho > 0*  *ho < 0* |
|  | *20*  *fo*  *0* | *fo*  *π/2*  *0* |
|  | *20*  *fo*  *0* | *-π/2*  *fo*  *0* |
|  | *40*  *fo*  *0*  *20log(Ho)* | *0*  *π*  *ho < 0*  *ho > 0* |
|  | *40*  *fo*  *0*  *20log(Ho)* | *π/2*  *-π/2*  *0*  *ho > 0*  *ho < 0* |
|  | *40*  *fo*  *0* | *π*  *fo*  *0*  *m > 0*  *m < 0*  *-π* |

***Exercice***

Tracer les courbes de bode des fonctions

## Les Filtres passe-bas du premier ordre

Ce sont les filtres dont la fonction de transfert est de la forme mathématique suivante :

 ou 

* *ho* est une constante qui peut être positive ou négative.
* **est la pulsation de coupure. *fo* est la fréquence de coupure. * = 2 π fo*
* Le module de la fonction de transfert représente le gain du filtre pour chaque fréquence



*H0* est la valeur absolue de *ho*, c'est le gain pour le continu est les signaux de fréquence faible. On l'Apelle le **gain statique**

* **L'argument** (la phase) de la fonction de transfert nous informe de combien chaque harmonique sera déphasé (retardé) en traversant le filtre.



Ainsi si on applique à l'entrée du filtre un signal sinusoïdal d'amplitude *Ae* et de fréquence *fe* :



Alors le signal de sortie aura une amplitude égale à [*H(fe) Ae*] et sera retardé par rapport au signal de sortie de *(fe) radiants*



### Courbe du module

On utilise la bibliothèque graphique du *§IV.4.4,* On obtient,

*HodB*

*fo*

*HodB-3dB*

*5 dB*

Figure IV‑9 : courbe de gain *HdB* d'un filtre passe bas de premier ordre

### Courbe de l'argument (phase)

* *Si ho > 0 =>* 
* *Si ho < 0 =>* 

*fo*

*90*

*105*

*120*

*135*

*150*

*165*

*180*

*-90*

*-75*

*-60*

*-45*

*-30*

*-15*

*0*

***ho>0***

***ho<0***

Figure IV‑10 : Courbe de phase (f) d’un filtre passe bas du premier ordre

### Réalisation à l'aide de composants passif (RC)

Les filtres passifs doivent leur nom au fait qu'ils n'utilisent que des composants passifs comme des résistances, des capacités et des selfs.

*R*

*C*

*Vs*

*Ve*

Figure IV‑11: Passe bas passif 1er ordre

Pour déterminer la fonction de transfert du filtre, il suffit de se rappeler que l'impédance d'une capacité est  et d'appliquer la règle du diviseur de potentiel:



d'où 

L'identification avec l'expression générale  donne :

*ho = 1*, 

### En pratique

Devant un cas pratique, il faut savoir faire deux choses:

1. Tracer les courbes de bode (gain et phase)
2. Si on injecte un signal sinusoïdal à l'entrée, il faut savoir calculer l'amplitude et le déphasage du signal de sortie

Prenons le cas d'un filtre tel que  *R = 16 k C = 10 nF*

Pour tracer les courbes il suffit d’adapter les axes des courbes précédentes en prenant:

*fo =1/( 2π RC) =* 944.7 Hz  ≈ 1 kHz

*HodB = 0*

On obtient les courbes ci-dessous:

10

1

10

2

10

3

10

4

10

5

-40

-35

-30

-25

-20

-15

-10

-5

0

10

1

10

2

10

3

10

4

10

5

-90

-80

-70

-60

-50

-40

-30

-20

-10

0

Figure IV‑12: Courbe de gain courbe de phase

Si on applique un signal  *sinusoïdal d’amplitude Ae = 5V et de fréquence fe = 2 kHz,*

Le signal de sortie sera un signal sinusoïdal de fréquence *fe*, d'amplitude *H(fe)×Ae* et il sera retardé par rapport au signal d'entrée de *(fe) radiants*

1. Le gain du filtre évalué à la fréquence *fe* est *H( fe ) = 0.4252*
2. Le déphasage évalué à la fréquence *fe* est *( fe ) = -1,1317 rad*
3. Le signal de sortie aura donc une amplitude de *0.4252 × 5V = 2.126V*, il est retardé par rapport au signal d’entrée de *1.132 rad.* Pour avoir le retard en temps, il suffit de se rappeler que pour un signal sinusoïdal, on a *φ(rad) = ωt(s). D’où retard = 1.132 / (2 2000 Hz) s = 0.09 ms*

*0*

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

*0*

*0.125*

*0.25*

*0.375*

*0.5*

*0.625*

*0.75*

*1.132 rad*

*0.09 ms*



*t (rad)*

*t (ms)*

*Ve*

*Vs*

Figure IV‑13: Filtrage d'un signal sinusoïdal

### Réalisation à l'aide de composants actifs

Pour déterminer la fonction de transfert, on va noter Z2 = *R2* // C

Ve

Vs

R1

+

-

C

R2

Figure IV‑14: Passe bas actif



La fonction de transfert est :



L'identification avec l'expression générale  donne :

Avec : 

Pour la courbe du gain, il suffit de calculer les valeurs de *HodB* et de *fo* et de les placer sur la courbe du filtre passe bas du premier ordre. On remarquera que Ho est différent de 1, (HodB ≠ 0), on dit que le filtre présente un gain dans la bande passante.

Pour la courbe de phase, il faut remarquer que *ho* est négatif, donc la phase décroit de *π* à *π/2*

*1k*

*6*

*0*

*-5*

*10k*

*100*

*10*

*100k*

*π*

*π/2*

*3π/4*

*1k*

*10k*

*100*

*10*

*100k*

Figure IV‑15 : Courbes d'un premier ordre actif avec HodB = 6 DB (ho=-2) et fo=1kHz

***Exercice :***

Donner le schéma d'un filtre passe bas de premier ordre ayant les caractéristiques suivantes :

Fréquence de coupure : *fo = 10kHz*

Gain dans la bande passante *HodB = 10 dB*

R2

**20k**

R1

**2k**

C

**10nF**

Ve

Vs

***Exercice :***

1. Déterminer la fonction de transfert du filtre ci-dessous.
2. Tracer les courbes de gain et de phase

## Les Filtre passe-haut du premier ordre

Ce sont les filtres dont la fonction de transfert est de la forme :



Le module de la fonction de transfert est :



L'argument de la fonction de transfert est :



### Courbes de bode

En utilisant la bibliothèque graphique, on obtient:

*fo*

*HodB*

*-π*

*0*

*π/4*

*fo*

*-3π/4*

*π/2*

*-π/2*

*ho>0*

*Ho<0*

Figure IV‑16 : Courbe de bode d’un filtre passe haut du premier ordre

### Réalisation par un filtre passif

La fonction de transfert est :

*R*

*C*

*Vs*

*Ve*

Figure IV‑17: Filtre passe haut



L'identification avec l'expression générale d'un passe haut  donne :

*ho = 1*, 

Pour la courbe du gain, on aura *HodB = 0* et *fo* sera calculée en fonction de R et C

Pour la courbe de phase, on a *ho* positif donc la phase  va décroitre de π/2 à 0

#### Exemple:

Si on prend R=16 k et C=10nf, on obtient fo ≈ 1kHz, d'où les courbes ci-dessous

*0*

*1kHz*

*0*

*π/4*

*1kHz*

*π/2*

On applique un signal d'entrée *Ve(t)* = *Ae cos(2fet)* avec *Ae = 5* et *fe* = *2 kHz* , on peut calculer le signal de sortie.

* Le gain du filtre pour *f=fe* est donné par *H(fe) ≈ 0,89*

L'amplitude du signal de sortie est *As =H(fe) × Ae = 0,89 × 5V ≈ 4,47V*

* La phase du filtre *f=fe* est donnée par*(fe ) 0.46 rad*

Le signal de sortie sera déphasé (en avance) de *0.46 rad / ( 2 π fe) ≈ 36,7 µs*

*0.1*

*0.2*

*0*

*1*

*2*

*3*

*4*

*5*

*0.3*

*ms*

*0*

*0.4*

*0.5*

*0.6*

*0.7*

*0.8*

*0.9*

*36.7µs*

Vs

Ve

Figure IV‑18 : Filtrage d'un signal sinusoïdal (A=5, *fm* = 2kHz) par un filtre passe haut (*fo* = 1 kHz)

### Réalisation par filtre actif

|  |
| --- |
| Ve    Vs    C1    +    -    C2    R    Figure IV‑19 : passe haut actif |

Pour déterminer la fonction de transfert, on va noter Z2 = *R* // C2



La fonction de transfert est : 



Si on identifie avec l'expression générale d'un passe haut 

On obtient  et 

#### Exemple:

Si on prend *R=16 k , C1=3nf et C2=1nF*, on obtient *fo ≈ 10kHz et ho = -3 soit HodB ≈ 9,54dB*

*9.54*

*10kHz*

*0*

*5*

*- π*

*-3π/4*

*-π/2*

*10kHz*

On applique un signal d'entrée *Ve(t)* = *Ae cos(2fet)* avec *Ae = 5* et *fe* = *5 kHz* ,

Signal de sortie: *As =H(fe) × Ae = 1,35 × 5V ≈ 6,74V, (fe )=-2.037 rad = 65 µs*

*0.1*

*0.2*

*0.3*

*0.4*

*0.5ms*

*0*

*0*

*1*

*2*

*3*

*4*

*5*

*6*

*7*

*65µs*

Vs

Ve

*R2*

*10k*

*R1*

*10k*

*R*

*10k*

*C*

*1nF*

*Ve*

*Vs*

***Exercice :***

1. Déterminer la fonction de transfert du filtre ci-dessous. Préciser sa nature
2. Tracer les courbes de gain et de phase

## Les Filtres passe-bas du second ordre

Les filtres passe-bas de second ordre ont une fonction de transfert de la forme :



h(f)=\frac{h\_o}{1+j2\zeta\frac{f}{f\_o}-(\frac{f}{f\_o})^2}

***h0***est constante qui peut être positive ou négative

***f0***: fréquence de brisure. Nous l'appellerons fréquence de coupure bien que cela n'est pas exacte car l'atténuation correspondante est différente de 3 dB

ζ : (zeta) Coefficient d'amortissement = 1/2Q avec Q : Coefficient de surtension

ωr  : Pulsation de résonance,  soit (pour ζ ≤ 7)

f\_r=f\_0\sqrt{1-2\zeta^2}

### Module (gain) :

H(f)=\frac{H\_0}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{f}{f\_0}\right)^2\right)^2+4\zeta^2\left(\frac{f}{f\_0}\right)^2}}

On utilise la bibliothèque graphique pour tracer les asymptotes. Ensuite, ça ce complique. Avec le filtre passe bas de premier ordre, il était facile de tracer la courbe car elle passe toujours 3dB en dessous de l'asymptote: *HdB(fo) = HodB -3dB.* Avec les filtres de second ordre, *HdB(fo)* dépend de ζ. En plus, l'étude de la dérivé montre la courbe du gain présente une résonance pour les valeurs de ζ ≤ 7,  On aura une courbe différente pour chaque valeur de ζ. Pour tracer nous allons calculer deux point, *HdB(fo), HdB(fr)*

***Exercice :***

1. Donner les expressions de *H(fo),*  *fr/fo* et *H(fr)*
2. Compléter le tableau ci-dessous dans le cas *Ho = 1*

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ζ | 0.1 | 0.25 | 0.5 | 0.6 | *0.7* |
| *H(fo)* | 5 | 2 |  | 0,833333 | 0,714286 |
| *HdB(fo)* | 13,979 | 6,0206 |  | -1,58362 | -2,92256 |
| *fr / fo* | 0,9899 | 0,9354 |  | 0,52915 | 0,141421 |
| *H(fr)* | 5,0252 | 2,0656 |  | 1,041667 | 1,0002 |
| *HdB(fr)* | 14,023 | 6,3009 |  | 0,354575 | 0,001738 |

*fo*

*HodB*

Premier ordre

0.5

0.6

0.7

0.25

0.1

-40 dB/décade

-20 dB/décade

*10 dB*

Figure IV‑20 : courbes du gain d'un filtre passe bas du 2ème ordre

### Argument (Phase) :

Nous savons que 

Pour le numérateur on a :

\Phi(N)\ =\left\{\begin{matrix}0&si&h\_o>0\\\pi&si&h\_o<0\\\end{matrix}\right.

Avant de donner l'expression de l'argument du dénominateur faisons, sous forme d'exercice, une petite investigation sur la fonction *arctg* .

***Exercice :***

Donner les arguments des nombres complexes suivants et essayer de tirer une conclusion.

*z1 = 1 + j, z2 = -1 + j, z3 = -1 – j, z4 = 1 - j*

Suite à cette remarque on conclut que l'argument du dénominateur est :

\Phi(D)\ =\left\{\begin{matrix}Arctg\frac{2\zeta\frac{f}{f\_o}}{1-\left(\frac{f}{f\_0}\right)^2}&si&f\ \le\mathrm{\ }\mathrm{f}\_o\\&&\\Arctg\frac{2\zeta\frac{f}{f\_o}}{1-\left(\frac{f}{f\_o}\right)^2}+\pi&si&f\mathrm{\ \ }>\mathrm{\ }\mathrm{f}\_o\\\end{matrix}\right.

Les figures ci-dessous donnent l'allure de *H*, *HdB* et de ** en fonction de *f* pour différentes valeur de l'amortissement *ζ*

*-180*

*-165*

*-150*

*-135*

*-120*

*-105*

*-90*

*-75*

*-60*

*-45*

*-30*

*-15*

*0*

*fc*

*PHASE*

*180*

*165*

*150*

*135*

*120*

*105*

*90*

*75*

*60*

*45*

*30*

*15*

*0*

***1***

***0.7***

***0.5***

***0.25***

***0.1***

***0.6***

***Ho<0***

***Ho>0***

Figure IV‑21 : courbes de phase d'un filtre passe bas du 2ème ordre

### Réalisation à l'aide d'un filtre passif

*C*

*Vs*

*Ve*

*R,L*

Figure IV‑22 : Filtre passe bas du second ordre RLC

La fonction de transfert est :



Si on identifie avec l'expression générale : 

*ho = 1*, ,  , 

***Exercice :***

1. Si on prend *L = 50 mH,* calculer R et C pour avoir *fo = 1000 Hz* et *ζ = 0.5*
2. Si on applique à l'entrée de ce filtre un signal, avec *Ae = 5V et fe=2000Hz*
3. Dessiner en fonction du temps sur le même graphique le signal d'entrée *Ve(t)* et le signal de sortie.

On trouve :

*C = 506.6 nF, R = 314 Ω ,*

*H(fe ) = 1/√13 = 0.2774, ⇒ As = Ae H(fe ) = 0.2774 × 5 = 1.38V*

*(fe ) = -2.55 rad = -146,3° = -0.2 ms*

Le déphasage est négatif, le signal de sortie est en retard par rapport au signal d’entrée.

*0*

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

**

*0*

*0.125*

*0.25*

*0.375*

*0.5*

*0.625*

*0.75*

*0*

*90*

*180*

*270*

*360*

*450*

*540*

*rad*

*ms*

*°*

*retard*

Figure IV‑23 : Signaux d'entrée et de sortie du filtre

### Réalisation avec un filtre actif

C

Ve

R

R

K

C

Vs

Figure IV‑24 : Structure passe bas de Salen-Key

Ces filtres peuvent être réalisés à l'aide de plusieurs structures à ampli-op, nous avons retenu la structure passe-bas de Salen-Key dont la fonction de transfert est :



k est le gain (positif) d'un amplificateur. Si on le réalise à l'aide d'un amplificateur non inverseur à amlpli-op, on a k=1+R2/R1. On obtient le filtre représenté sur la Figure IV‑25.

Si on identifie la fonction de transfert de Salen-Key avec l'expression générale d'un filtre passe bas de 2ème ordre  on obtient :

  ;  ⇒ 

C

Ve

C

Vs

R

R

R2

R1

Figure IV‑25 : filtre passe bas du second ordre

En général, quand on veut réaliser un filtre, on connaît la fréquence de coupure *fo* et le coefficient d'amortissement *ζ*. *fo* permet de calculer la valeur de R après avoir fixé une valeur pour la capacité C. La valeur de *ζ* permet de calculer le gain *k* de l'amplificateur non inverseur.

Sachant que, on calcule la valeur de R1 et de R2

***Exercice :***

Etudier un filtre passe bas du second ordre qui a une fréquence de coupure de *fo = 2000 Hz* et un facteur d'amortissement *ζ = 0.5*.

--------

On fixe C = 50 nF

*2 ×  × 2000 = 1 / RC 🡺 R = 1.59 k*

*k = 3 – 2 ζ = 2 = 1 + R2 / R1 , on prend R2 = R1 = 10 k.*

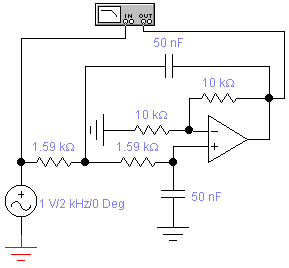
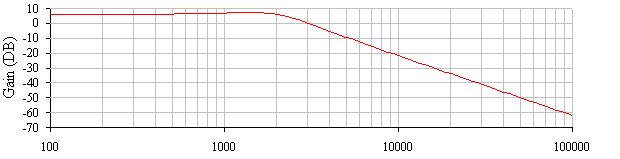


Figure IV‑26 : filtre passe bas du second ordre simulé sur le logiciel Electronics WorkBench



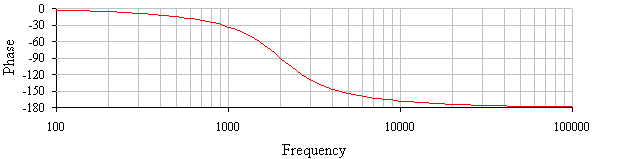


Figure IV‑27 : courbes obtenues par simulation sur EWB

***Exercice :***

Etudier un filtre passe bas du second tel que *fo = 10 kHz* et *ho = 4*

1. Calculer les composants
2. Calculer *Hdb(fo)*
3. Tracer la courbe de gain
4. calculer *Φ(fo/2) et Φ(2fo)*
5. tracer la courbe de phase

## Les Filtres passe-haut du second ordre

Les filtres passe-haut de second ordre ont une fonction de transfert de la forme :

**Module :**



*H(f)* présente une résonance à la fréquence 



**Phase :**

φ = φ(N) - φ(D)  

***Exercice :***

1. Donner les expression de *H(fo),*  *fr/fo* et *H(fr)*
2. Compléter le tableau ci-dessous dans le cas *Ho = 1*

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ζ | 0.1 | 0.25 | 0.5 | 0.6 | *0.7* |
| *H(fo)* | 5 | 2 |  | 0,833333 | 0,714286 |
| *HdB(fo)* | 13,979 | 6,0206 |  | -1,58362 | -2,92256 |
| *fr / fo* | 1,0102 | 1,069 |  | 1,889822 | 7,071068 |
| *H(fr)* | 5,0252 | 2,0656 |  | 1,041667 | 1,0002 |
| *HdB(fr)* | 14,023 | 6,3009 |  | 0,354575 | 0,001738 |

Les figures ci-dessous donnent l'allure de *H*, *HdB* et de ** en fonction de *f* pour différentes valeur de l'amortissement *ζ*

*fo*

*HodB*

Premier ordre

0.5

0.6

0.7

0.25

0.1

-40 dB/décade

-20 dB/décade

*10 dB*

Figure IV‑28 : Gain en dB des filtres passe haut du second ordre



Figure IV‑29 : Phase des filtres passe haut du 2ème ordre

C

Ve

R

R

K

C

Vs

Figure IV‑30 : Structure passe haut de Salen-Key

### Réalisation par filtre actif

Le lecteur peut vérifier qu'en permutant la self et la capa dans le montage de la figure (Figure IV‑22), on n'obtient pas un vrai filtre passe haut du 2ème ordre. De ce fait, nous ne verrons que des réalisations par filtre actif. Ces filtres peuvent être réalisés à l'aide de plusieurs structures à ampli-op différentes, nous avons retenu la structure passe-haut de Salen-Key (Figure IV‑30) dont la fonction de transfert est :



C

Ve

C

Vs

R

R

R2

R1

Figure IV‑31 : Filtre passe haut du second ordre

On utilise un amplificateur non inverseur pour réaliser l'ampli *k*. On obtient le filtre représenté sur la figure (Figure IV‑31). Les valeurs des composants sont déterminées en identifiant *h(ω)* avec *F(ω)* exactement de la même façon que pour le filtre passe bas :



On obtient :

*  ce qui permet de calculer R et C,
*  ce qui permet de calculer R1 et R2 puisque 

***Exercice :***

Etudier un filtre passe **haut** du second ordre qui a une fréquence de coupure de *fo = 2000 Hz* et un facteur d'amortissement *ζ = 0.5*

--------

Les mêmes calculs que le passe passe-bas donnent : C = 50 nF, R = 1.59 k, *R2* = *R1* = 10 k.

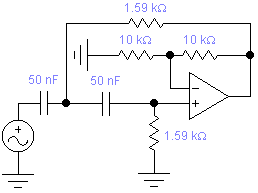
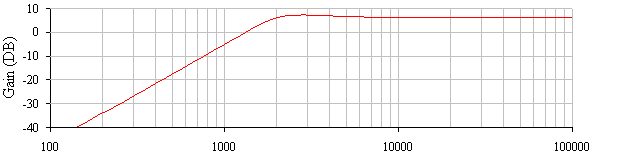


Figure IV‑32 : filtre simulé sur le logiciel EWB



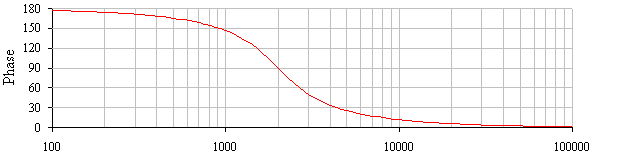


Figure IV‑33 : résultats de la simulation sur EWB

## Les filtres passe-bande du second ordre

Ce sont les filtres ayant une fonction de transfert de la forme:

* *f = f2 – f1* = Bande passante à *3 dB ( = 2 - 1 = 2  f)*
* 
* 
* *f1 , f2 et fo*  sont liées par les relations : 

### Module de la fonction de transfert (gain) :



* Gain maximum 

***Module en dB:***



1

10

-30

-20

-10

0

10

20

0.1

0.25

0.5

0.7

1

2

3

5

0.1

20dB/décade

-20dB/décade

Figure IV‑34 : Gain en dB des filtres passe-bande du second ordre (ho=1)





Ces deux asymptotes se croisent au point (*fo , Hdbo*) avec *Hdb0=20log(Ho)* .

Argument de la fonction de transfert (Phase) :

 ,  

*-90*

*-45*

*0*

*45*

*90*

*0.1*

*1*

*10*

*0.1*

*1*

*2*

*0.5*

*-270*

*-225*

*-180*

*-135*

*-90*

Ho < 0

Ho > 0

Figure IV‑35 : Phase des filtres passe-bande du second ordre

### Réalisation par filtre actif

R

R

R1

R2

C

C

Figure IV‑36 : structure de Delyiannis

Ces filtres peuvent être réalisés à l'aide de plusieurs structures à ampli-op différentes, nous avons retenu la structure de *Delyiannis* (Figure IV‑36) dont la fonction de transfert est :

 avec 

En identifiant *F(ω) avec h(ω)*



On obtient :

 soit 

Ce qui permet de calculer R et C

 🡺  🡺 

Sachant que  on obtient  ou encore 

Ce qui permet de calculer R1 et R2

L'identification du numérateur donne :

 soit 

ho est utile pour le tracé des courbes ou le calcul du gain pour des fréquence particulières

***Exercice :***

On désire réaliser un filtre passe **bande** qui a une fréquence centrale *fo=10kHz* et une largeur de bande à 3 dB Δf = 2kHz,

1. Calculer R, C, R1 et R2 pour le réaliser à l'aide de la structure de *delyiannis*.
2. Tracer les courbes de gain et de phase

### Passe bande à large bande passante

Pour réaliser un filtre passe-bande à large bande passante, il est recommandé d'utiliser un filtre passe haut et un filtre passe-bas en cascade.

La fréquence de coupure basse correspond à la fréquence de coupure du filtre passe haut. La fréquence de coupure haute correspond à la fréquence de coupure du filtre passe bas.

Si *h1* et *h2* sont respectivement les gains dans la bande passante des 2 filtres. Le gain dans la bande passante du filtre résultant est *ho = h1 × h2 (HodB = H1dB + H2dB)*

Passe bande

Passe haut

Passe bas

Figure IV‑37 : les gains en dB s'ajoutent

***Exemple :***

Réaliser un filtre passe bande tel que la fréquence de coupure basse est *fob = 1 kHz* et la fréquence de coupure haute est *foh = 10 kHz*. On prendra un amortissement *ζ* = 0.6.

Avec les structures de Salken-Key, si on prend C=50nF et *R1*=10 kΩ on trouve :

Passe haut, *fo* = 1kHz : R=3.18 kΩ , *R2* = 8 kΩ , gain dans la bande passante: *k=1.8 (5.1 dB)*

Passe bas, *fo* = 10kHz : R=318 Ω , *R2* = 8 kΩ , gain dans la bande passante: *k=1.8 (5.1 dB)*

Le filtre résultant aura un gain dans la bande passante *= 1.8 × 1.8 = 3.24 (10.2 dB)*

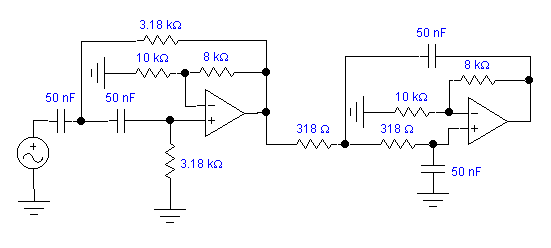


Figure IV‑38 : large bande à l'aide d'un passe haut et d'un passe bas en cascade

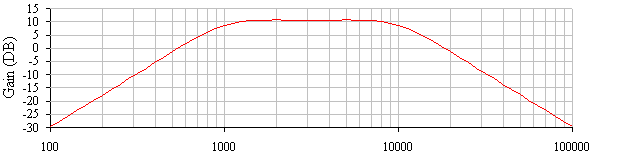


Figure IV‑39 : réponse fréquentielle 'un large bande