

# ELECTRONIQUE ANALOGIQUE DE BASE

## EAD 110 000



### ***Travaux Pratiques***

*(Manuel Professeur)*

**SPECIMEN**

# SOMMAIRE

|       |                                                        |    |
|-------|--------------------------------------------------------|----|
| TP 1  | REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE                         | 7  |
| 1.1   | SCHEMA FONCTIONNEL DE PRINCIPE                         | 7  |
| 1.2   | TRANSFORMATEUR                                         | 7  |
| 1.3   | REDRESSEMENT : schéma de principe fig.1                | 7  |
| 1.4   | FILTRAGE : schéma de principe fig.3                    | 8  |
| 1.5   | REGULATION                                             | 8  |
| 1.6   | TRAVAUX PRATIQUES                                      | 15 |
| 1.6.1 | REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE                         | 16 |
| 1.6.2 | REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE FILTRAGE                | 17 |
| TP 2  | REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE                         | 19 |
| 2.1   | REDRESSEMENT : schéma de principe fig.1                | 19 |
| 2.2   | FILTRAGE : schéma de principe fig.2                    | 19 |
| 2.3   | TRAVAUX PRATIQUES                                      | 23 |
| 2.3.1 | Redressement double alternance                         | 23 |
| 2.3.2 | Redressement double alternance et filtrage             | 24 |
| TP 3  | ALIMENTATION STABILISEE                                | 25 |
| 3.1   | Caractéristique Courant - Tension d'une diode Zéner    | 25 |
| 3.2   | ALIMENTATION STABILISEE AVEC DIODE ZENER SEULE         | 26 |
| 3.2.1 | Stabilisation par diode Zéner                          | 26 |
| 3.3   | ALIMENTATION STABILISEE AVEC DIODE ZENER ET TRANSISTOR | 26 |
| 3.4   | TRAVAUX PRATIQUES                                      | 28 |
| 3.4.1 | Relevé de la caractéristique d'une diode Zéner         | 28 |
| 3.4.2 | Alimentation stabilisée par diode Zéner et transistor  | 30 |
| TP 4  | AMPLIFICATEUR à TRANSISTOR                             | 34 |
| 4.1   | AMPLIFICATEUR EMETTEUR COMMUN                          | 34 |
| 4.2   | AMPLIFICATEUR COLLECTEUR COMMUN                        | 37 |
| 4.3   | TRAVAUX PRATIQUES                                      | 38 |
| 4.3.1 | Amplificateur Emetteur Commun                          | 38 |
| 4.3.2 | Impédance d'entrée $Z_{em}$ de l'amplificateur         | 39 |
| 4.3.3 | Amplificateur Collecteur Commun                        | 41 |

|       |                                                           |    |
|-------|-----------------------------------------------------------|----|
| TP 5  | AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL : DOMAINE CONTINU              | 43 |
| 5.1   | RAPPEL QUELQUES DEFINITIONS                               | 43 |
| 5.2   | AMPLIFICATEUR SUIVEUR                                     | 44 |
| 5.2.1 | Schéma de principe fig.3                                  | 44 |
| 5.2.2 | Calcule de $V_s$                                          | 44 |
| 5.3   | AMPLIFICATEUR INVERSEUR                                   | 45 |
| 5.3.1 | Schéma de principe figure 4                               | 45 |
| 5.3.2 | Calcule de l'amplification en tension $A_v$               | 45 |
| 5.4   | AMPLIFICATEUR SOMMATEUR INVERSEUR                         | 45 |
| 5.4.1 | Schéma de principe fig.5                                  | 45 |
| 5.5   | AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR                               | 46 |
| 5.5.1 | Schéma de principe figure 6                               | 46 |
| 5.5.2 | Calcul de l'amplification en tension $A_v$                | 46 |
| 5.6   | AMPLIFICATEUR SOUSTRACTEUR                                | 47 |
| 5.6.1 | Schéma de principe figure 7                               | 47 |
| 5.6.2 | Calcul de la tension $V_s$                                | 47 |
| 5.7   | TRAVAUX PRATIQUES                                         | 48 |
| 5.7.1 | Amplificateur suiveur                                     | 49 |
| 5.7.2 | Amplificateur inverseur                                   | 49 |
| 5.7.3 | Amplificateur sommateur inverseur                         | 49 |
| 5.7.4 | Amplificateur non inverseur                               | 49 |
| 5.7.5 | Amplificateur soustracteur                                | 49 |
| TP 6  | AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL : DOMAINE ALTERNATIF           | 51 |
| 6.1   | DERIVATEUR                                                | 51 |
| 6.1.1 | Schéma fonctionnel                                        | 51 |
| 6.1.2 | Expression de la tension de sortie $V_s(t)$               | 51 |
| 6.1.3 | Dérivateur parfait                                        | 52 |
| 6.2   | INTEGRATEUR                                               | 52 |
| 6.2.1 | Schéma fonctionnel                                        | 52 |
| 6.2.2 | Expression de la tension de sortie $V_s(t)$ .             | 53 |
| 6.2.3 | Intégrateur parfait                                       | 53 |
| 6.3   | TRAVAUX PRATIQUES                                         | 54 |
| 6.3.1 | Dérivateur sans le condensateur $C_p$ en parallèle avec R | 54 |
| 6.3.2 | Dérivateur avec le condensateur $C_p$ en parallèle avec R | 55 |
| 6.3.3 | Intégrateur                                               | 55 |
| 6.3.4 | Intégrateur parfait                                       | 56 |
| TP 7  | COMPARATEUR                                               | 59 |
| 7.1   | SCHEMA FONCTIONNEL                                        | 59 |
| 7.2   | APPLICATIONS                                              | 59 |
| 7.2.1 | Mise en forme : cas idéal                                 | 60 |
| 7.2.2 | Mise en forme : cas réel                                  | 61 |
| 7.3   | TRAVAUX PARTIQUES                                         | 62 |
| 7.3.1 | Mise en forme idéal                                       | 62 |
| 7.3.2 | Mise en forme réel                                        | 62 |

|        |                                                                        |    |
|--------|------------------------------------------------------------------------|----|
| TP 8   | COMPARATEUR-TRIGGER                                                    | 67 |
| 8.1    | COMPARATEUR POUR SIGNAL BRUITE                                         | 67 |
| 8.2    | COMPARATEUR-TRIGGER                                                    | 67 |
| 8.3    | TRIGGER INVERSEUR                                                      | 68 |
| 8.3.1  | Schéma de principe                                                     | 68 |
| 8.3.2  | Principe de fonctionnement                                             | 68 |
| 8.4    | TRIGGER NON-INVERSEUR                                                  | 69 |
| 8.4.1  | Schéma de principe                                                     | 69 |
| 8.4.2  | Principe de fonctionnement                                             | 69 |
| 8.5    | APPLICATION : MISE FORME D'UN SIGNAL BRUITE                            | 70 |
| 8.6    | TRAVAUX PRATIQUES                                                      | 71 |
| 8.6.1  | Trigger inverseur                                                      | 71 |
| 8.6.2  | Trigger non-inverseur                                                  | 71 |
| 8.6.3  | Application                                                            | 71 |
| TP 9   | FILTRES DU 1 <sup>er</sup> ORDRE                                       | 75 |
| 9.1    | RAPPELS                                                                | 75 |
| 9.2    | FILTRES PASSE-BAS DU 1 <sup>er</sup> ORDRE                             | 75 |
| 9.2.1  | Schémas de principe                                                    | 75 |
| 9.2.2  | Calcul de la transmittance schéma fig.1                                | 76 |
| 9.2.3  | Calcul de la transmittance schéma fig.2                                | 76 |
| 9.3    | FILTRE PASSE-HAUT DU 1 <sup>er</sup> ORDRE                             | 76 |
| 9.3.1  | Schéma de principe                                                     | 76 |
| 9.3.2  | Calcul de la transmittance                                             | 76 |
| 9.4    | TRAVAUX PRATIQUES                                                      | 77 |
| 9.4.1  | Filtre passe-bas du 1 <sup>er</sup> ordre : schémas figures 1 et 2     | 77 |
| 9.4.2  | Filtre passe-haut du 1 <sup>er</sup> ordre schéma figure 3             | 79 |
| TP 10  | FILTRES ACTIFS DU SECOND ORDRE                                         | 81 |
| 10.1   | FILTRE DU SECOND ORDRE                                                 | 81 |
| 10.2   | Structure de Sallen et Key                                             | 81 |
| 10.2.1 | Schéma de principe                                                     | 81 |
| 10.2.2 | Filtre passe-bas du 2 <sup>ème</sup> ordre                             | 83 |
| 10.2.3 | Filtre passe-haut du 2 <sup>ème</sup> ordre                            | 84 |
| 10.3   | STRUCTURE DE Rauch                                                     | 85 |
| 10.3.1 | Schéma de principe                                                     | 85 |
| 10.3.2 | Filtre passe-bande du 2 <sup>ème</sup> ordre structure de Rauch        | 86 |
| 10.3.3 | Centre réjecteur de bande                                              | 87 |
| 10.4   | TRAVAUX PRATIQUES                                                      | 88 |
| 10.4.1 | Filtre passe-bas 2 <sup>ème</sup> ordre structure de Sallen et Key     | 88 |
| 10.4.2 | Filtre passe-haut du 2 <sup>ème</sup> ordre structure de Sallen et Key | 91 |
| 10.4.3 | Filtre passe-bande du 2 <sup>ème</sup> ordre structure de Rauche       | 92 |
| 10.4.4 | Filtre réjecteur du 2 <sup>ème</sup> ordre                             | 95 |

|       |                               |     |
|-------|-------------------------------|-----|
| TP 11 | PRODUIT GAIN x BANDE d'un AOP | 99  |
| 11.1  | BUT                           | 99  |
| 11.2  | TRAVAUX PRATIQUES             | 100 |
| TP 12 | ALIMENTATION REGULEE          | 103 |
| 12.1  | SCHEMA FONCTIONNEL            | 103 |
| 12.2  | SCHEMA STRUCTUREL             | 103 |
| 12.3  | TRAVAUX PRATIQUES             | 105 |

SPECIMEN

## TP 1 REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE

Remarque Les courbes 4 à 11 sont obtenues par simulation.

### 1.1 SCHEMA FONCTIONNEL DE PRINCIPE

Dans ce TP, le but est d'obtenir une tension continue à partir de la tension secteur avec une isolation galvanique entre le secteur et l'utilisation.

Le schéma fonctionnel est donné par la figure 1. La tension secteur sinusoïdale est appliquée à un transformateur en général abaisseur comme c'est le cas dans tout ce qui suit.

La fonction redressement consiste à ne retenir qu'une alternance de la sinusoïde, on parle alors de redressement simple alternance ou à « remettre les deux alternances dans le même sens », c'est le redressement double alternance.

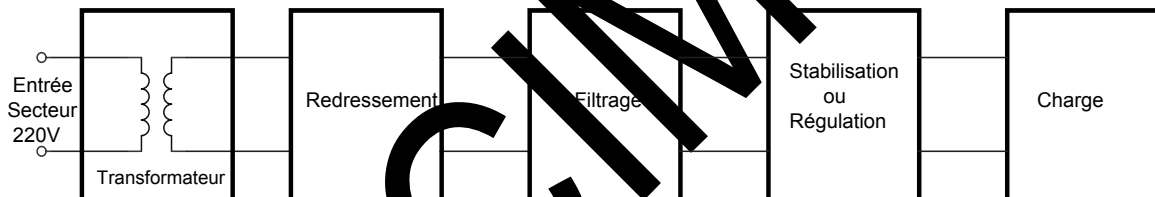


fig.1

### 1.2 TRANSFORMATEUR

Il a deux rôles :  
isoler la partie utilisation de la partie secteur 220V  
modifier la valeur efficace de la tension secteur ici, transformation de 220V à 15V.

### 1.3 REDRESSEMENT : schéma de principe fig.1

est constitué du secondaire du transformateur de la diode de redressement D1  
voir la figure 2

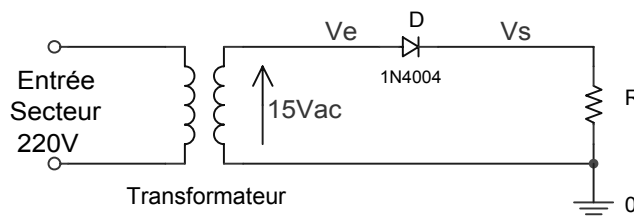


fig.2

---

La fonction redressement est assurée par la diode D comme suit :  
durant l'alternance positive du signal  $V_e$ , elle est polarisée en direct et conduit à travers R.  
durant l'alternance négative, D est polarisée en inverse et ne conduit donc pas.  
Le courant dans R est alors nul et la tension  $V_s$  est égale à 0.  
Le résultat est donnée figure 4.

#### 1.4 FILTRAGE : schéma de principe fig.3

La fonction filtrage consiste à rendre continue la tension de sortie  $V_s$  figure 3.  
Pour cela un condensateur C est branché aux bornes de la charge R.  
L'amplitude des ondulations résiduelle est fonction de la valeur de C.

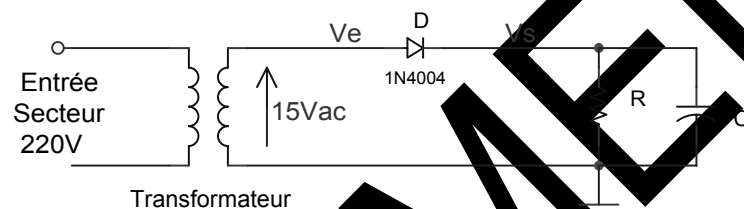


fig.3

On peut observer sur les figures 5 à 11 l'effet du condensateur C sur la tension de sortie  $V_s$ .

#### 1.5 REGULATION

Selon la précision et la stabilité souhaitées pour la tension  $V_s$  ainsi que le courant dans la charge, une simple alimentation stabilisée suffira ; sinon, il faudra procéder à une régulation double alternance de la tension de sortie  $V_s$ .  
Cette fonction sera abordée ultérieurement.



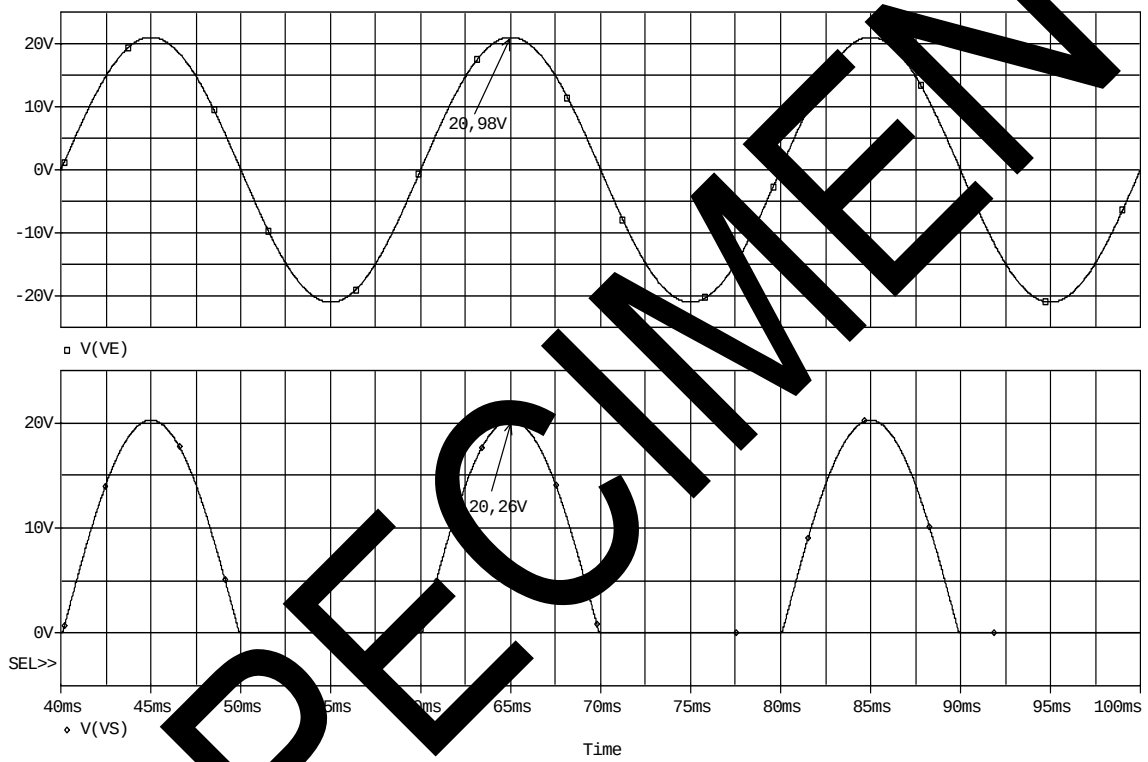


fig.4

$C = 10\mu\text{F}$

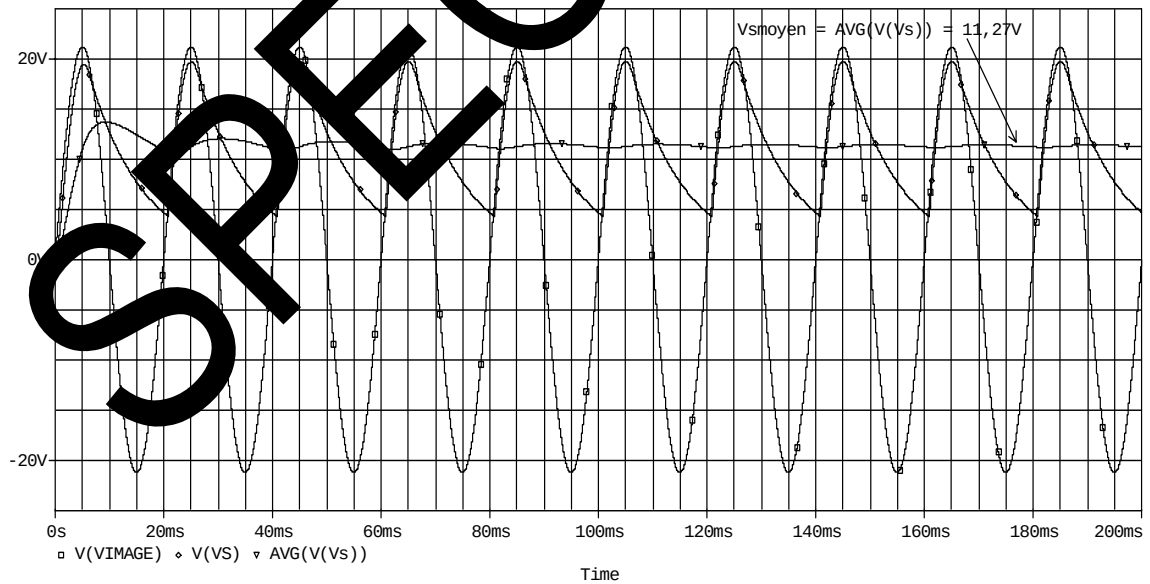
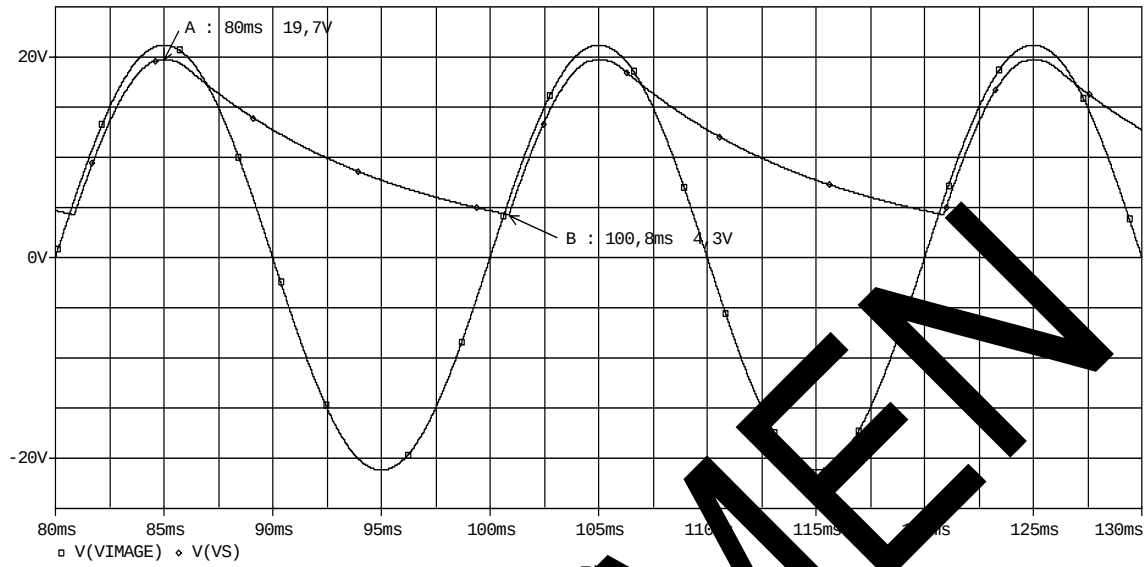


fig. 6

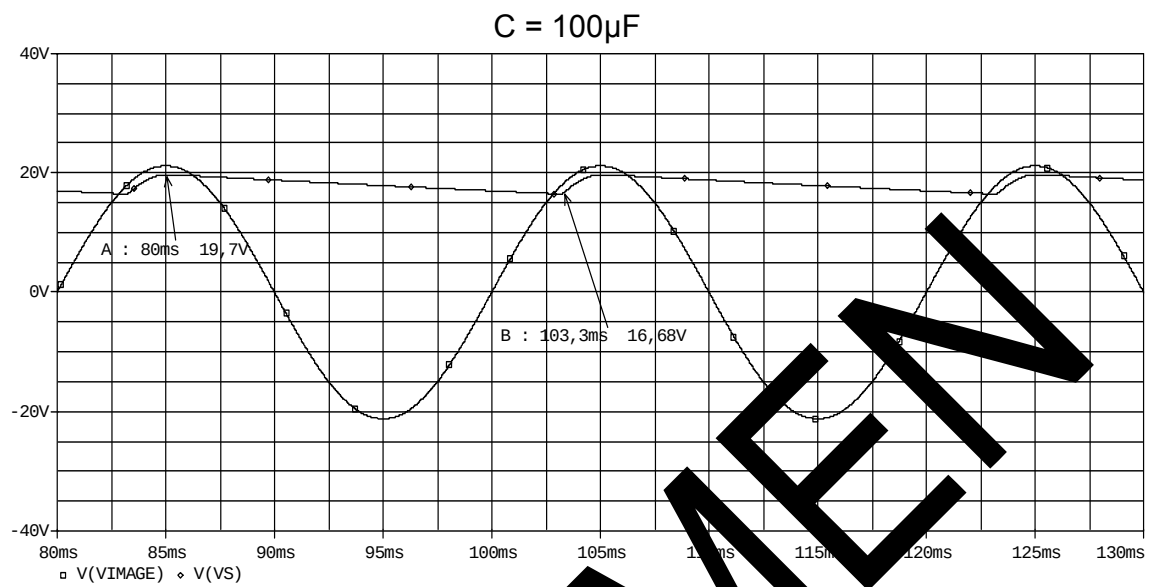


fig.8

$C = 1500\mu\text{F}$

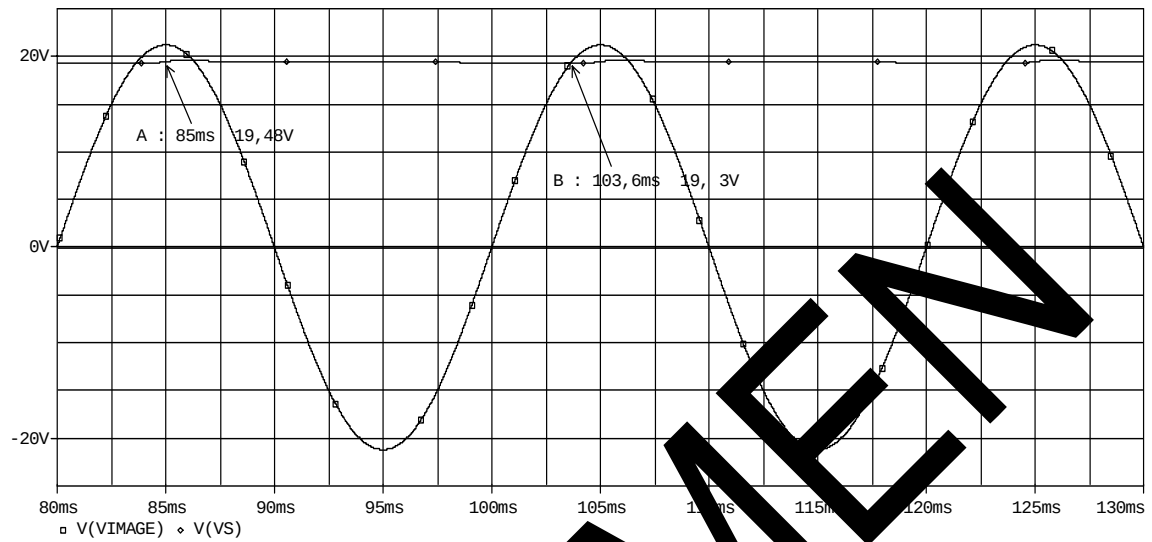


fig.9

la valeur moyenne de  $V_s$

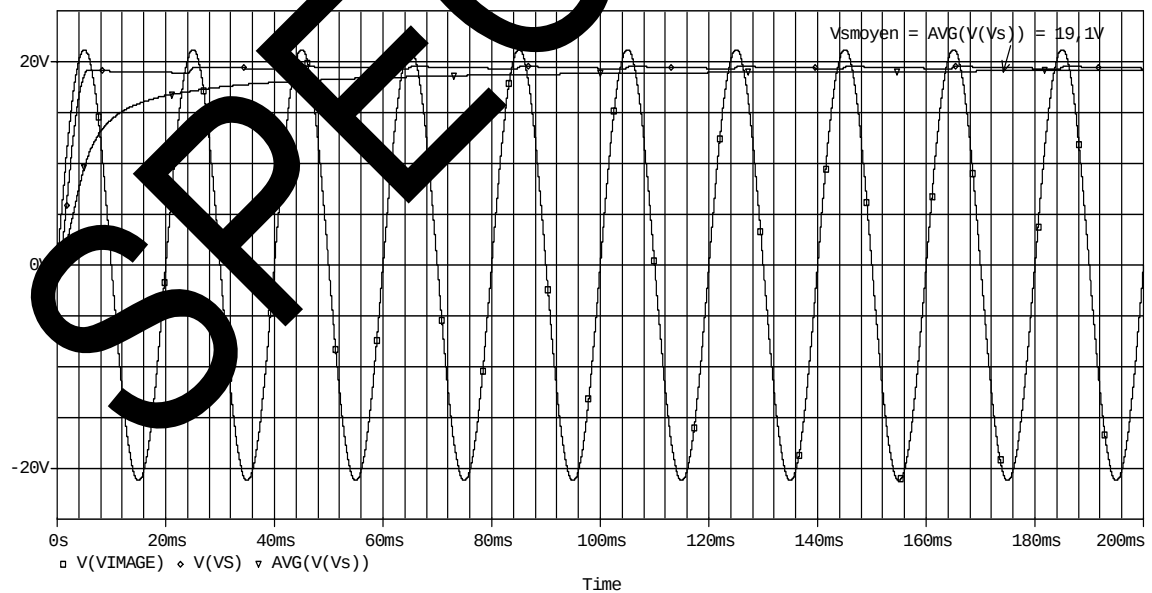


fig.10

Courbes Vs selon les valeurs de du condensateur C

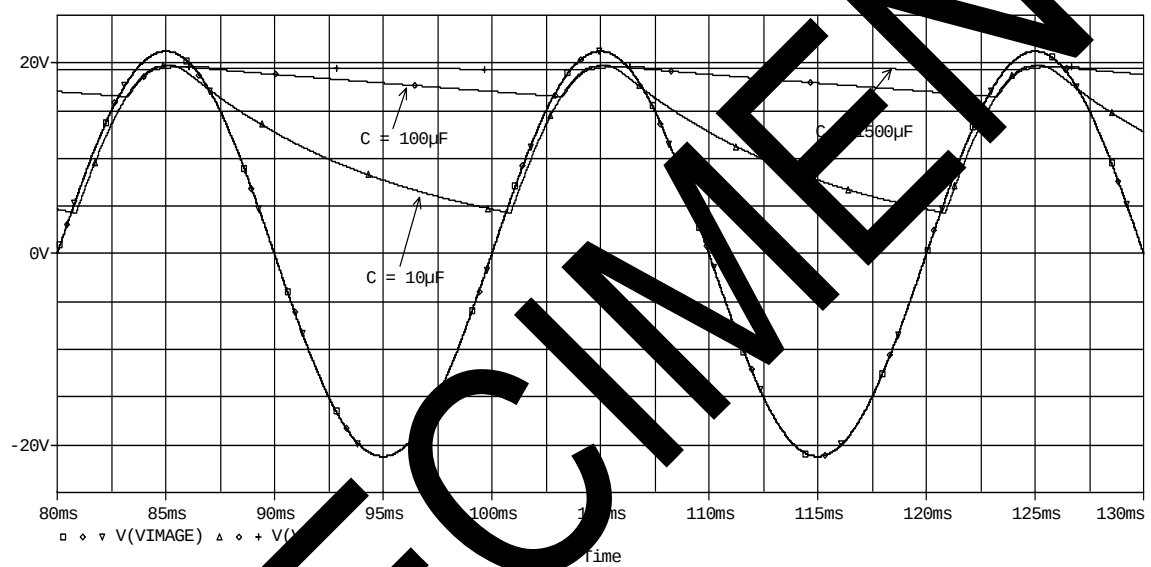


fig.11

---

**SPECIMEN**

## 1.6 TRAVAUX PRATIQUES

Attention !

Ne pas utiliser la borne E2 jusqu'à nouvel ordre

Remarque 1

Le schéma à réaliser est légèrement différent du schéma de principe figure 2 vue précédemment.

En effet, le secondaire du transformateur alimente les circuits créant les tensions continues de l'ensemble du module EAD110.

Cette partie est indiquée ci-dessous fig.12

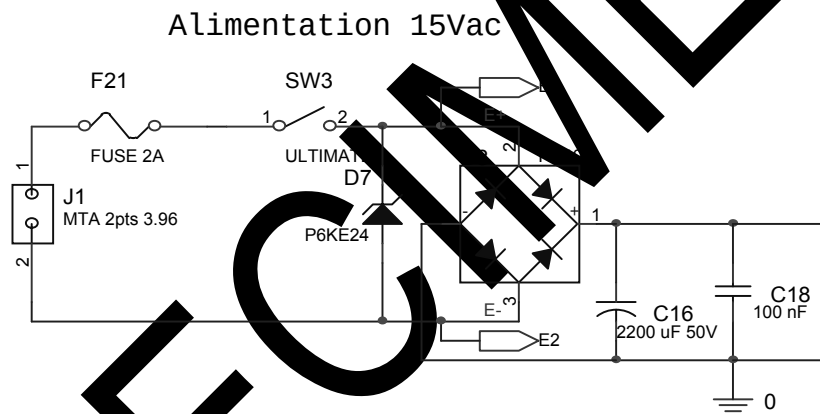


fig.12

Le 0V (masse de mesure) est pris sur la borne 4 du pont de Gretz et non sur l'autre borne du secondaire comme sur la figure 2.

Remarque 2

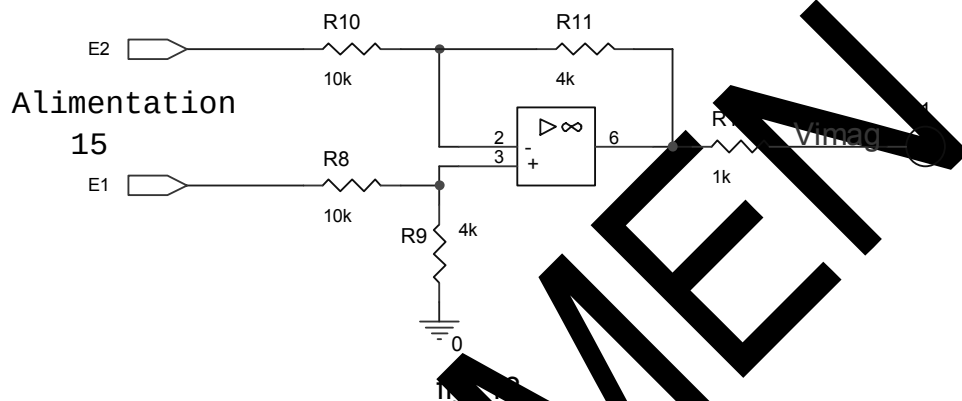
La tension  $V_{image}$  est l'image de la tension au secondaire du transformateur abaisseur de l'alimentation générale.

La figure 13 est une fonction qui permet de visualiser la différence de potentiel aux bornes (E1, E2) du secondaire du transformateur sans mettre une de ces bornes à la masse et sans disposer d'un Oscilloscope à voies différentielles.

Le schéma ci-dessous fig.13 montre après calcul que :

$$V_{\text{image}} = \frac{E_1 - E_2}{2,5}$$

En conséquence, l'amplitude du signal  $V_{\text{image}}$  relevé à l'oscilloscope doit être **multipliée par 2,5**.



### 1.6.1 REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE

1.6.1.1 Réaliser le schéma de la figure 14.

1.6.1.2 Quelle devait être la tension de sortie crête de  $V_s$  d'après le schéma théorique de la figure 2.

Réponse

D'après le schéma de la figure 2, la valeur efficace de la tension à l'entrée du transformateur est de 15V.

Donc la valeur crête doit être de :  $V_s = 15\sqrt{2} = 21,21V$

1.6.1.3 Relever les chronogrammes de  $V_s$  et  $V_{\text{image}}$  (l'amplitude de  $V_{\text{image}}$  doit être multipliée par 2,5) et les comparer à ceux décrits figures 4.

Réponse

Les valeurs sont différentes.

1.6.1.4 En vous servant du schéma de la figure 12,13,14, expliquer pourquoi la valeur crête de la tension  $V_s$  n'est pas égale à celle du signal  $2,5 \times V_{\text{image}}$

Réponse

Il faut soustraire de cette valeur, les deux seuils des diodes du pont de Gretz de la figure 12.



### 1.6.1.5 Conclusions.

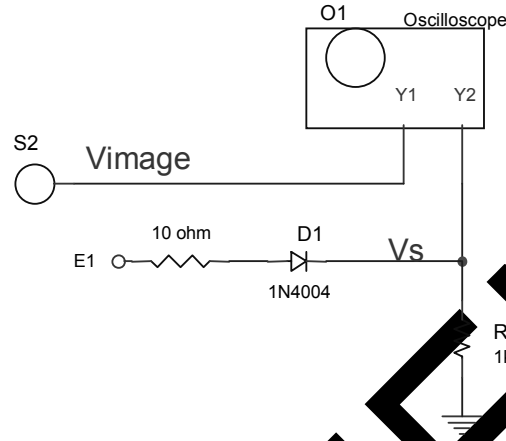


fig.14

## 1.6.2 REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE et FILTRAGE

- 1.6.2.1 Réaliser le schéma de la figure 15.
- 1.6.2.2 Relever les chronogrammes de  $V_s$  et  $V_{image}$  et les comparer à ceux des figures 5 à 11.
- 1.6.2.3 Mesurer avec précision les valeurs crêtes des deux signaux et vérifier par le calcul leur exactitude ainsi que les coordonnées des points A et B (figure 6) pour chaque valeur du condensateur C.
- 1.6.2.4 Démontrer que l'équation de la tension  $V_s$  entre A et B est de la forme :

$$V_s = V_A e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{avec } V_A = \text{Tension au point A et la constante } \tau = R_3 C_3.$$

Réponse :

Le condensateur  $C_3$  étant chargé à  $V_A$  l'ensemble  $R_3 C_3$  obéit à l'équation différentielle :

$$\tau \frac{dV_s}{dt} + V_s = 0.$$

La résolution de cette équation aboutit à la solution générale de la forme :

$$V_s = K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{avec la condition initiale : } V_s(0) = V_A \text{ l'instant } 0 \text{ étant l'abscisse du point A.}$$

1.6.2.5 Vérifier avec cette équation la valeur de la tension  $V_B$ , (tension  $V_s$  au point B).

Réponse : Rélever la tension au point B et vérifier qu'en remplaçant  $t$  par  $t_B - t_A$  dans l'équation de  $V_s$  en 1.6.2.4 l'on trouve la valeur de la tension en B.

1.6.2.6 Effet de la valeur du condensateur C sur la tension filtrée  $V_s$  : changer la valeur de  $C_3$  ( $C_2$ , puis  $C_1$ ) et comparer les allures de  $V_s$  à celle des figures 5 à 11.

1.6.2.7 Conclusions.

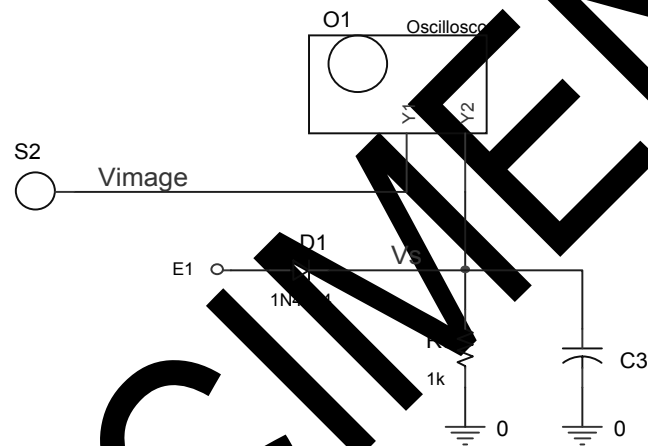


fig 15

## TP 2 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE

### 2.1 REDRESSEMENT : schéma de principe fig.1

Le schéma fonctionnel de principe est le même que celui du redressement simple alternance.

Seule la fonction Redressement diffère ; la diode D est remplacée **par un pont de Grez** en plus du pont de Gretz de l'alimentation générale du module (voir TP 1).

Le schéma de principe est donné figure 1.

Les chronogrammes sont donnés figure 3 et 4.

Observer sur la figure 4 la zone encadrée.

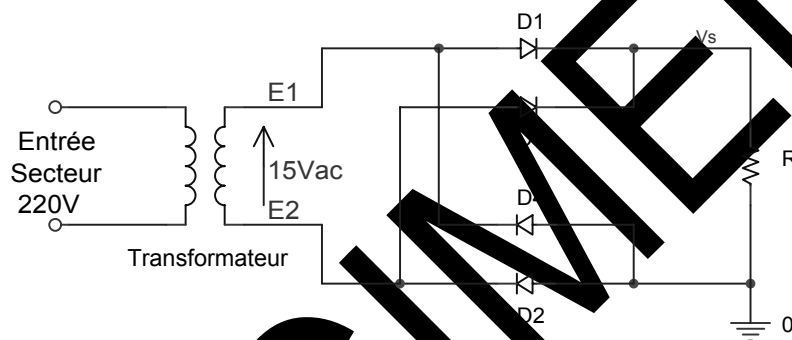


fig.1

Le chronogramme est donné figure 3.

### 2.2 FILTRAGE : schéma de principe fig.2

En parallèle un condensateur C permet de lisser la tension aux bornes de la charge R.

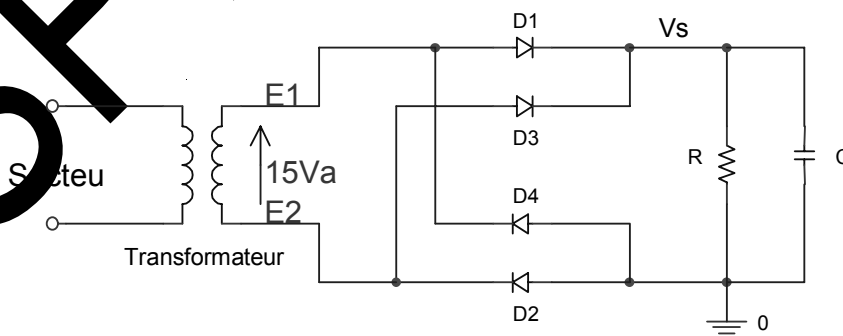


fig.2

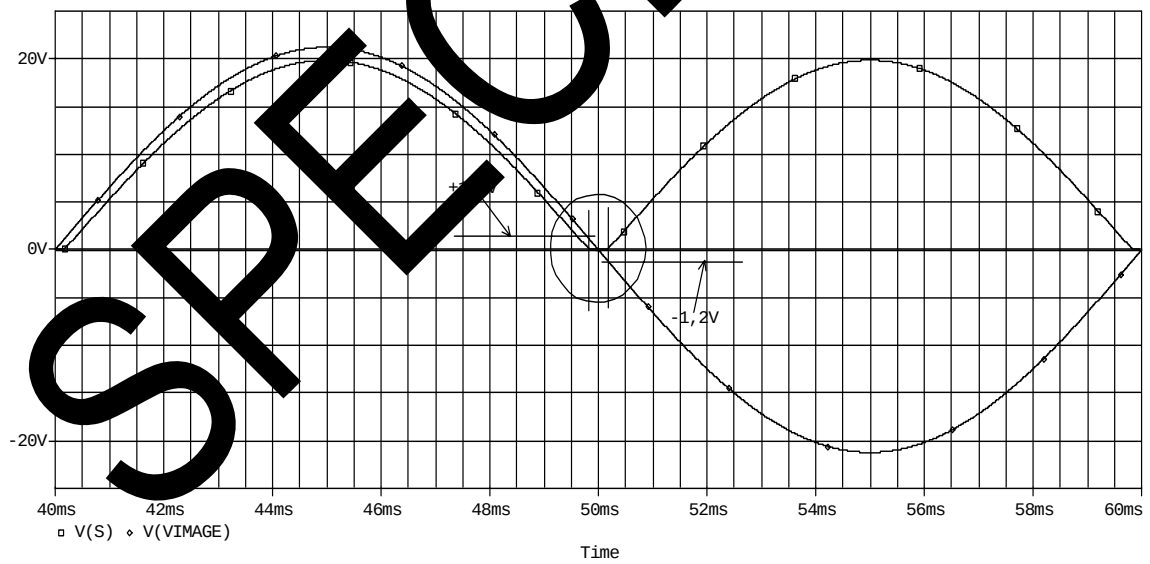
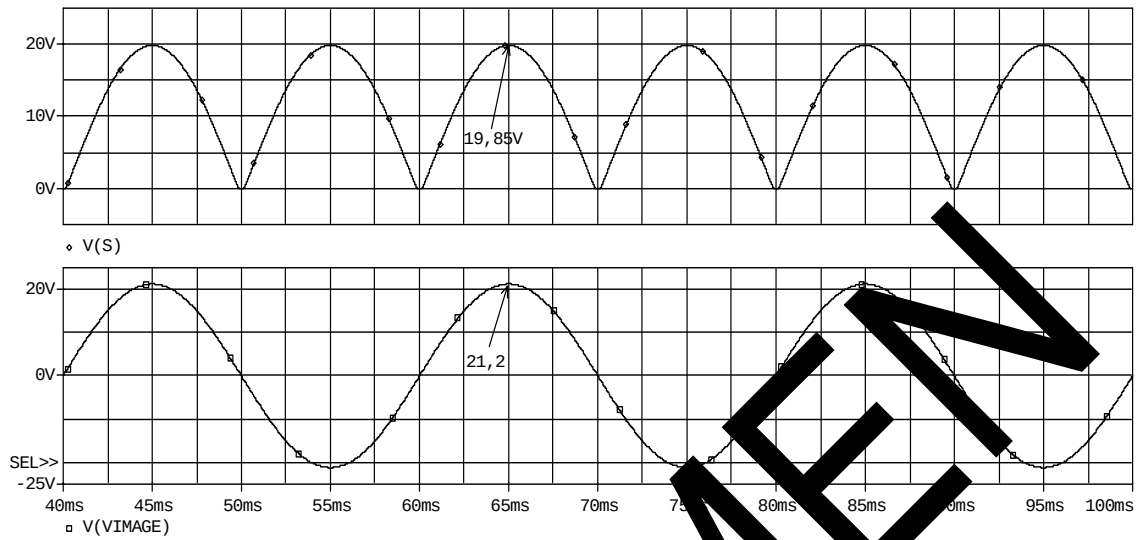


fig.4

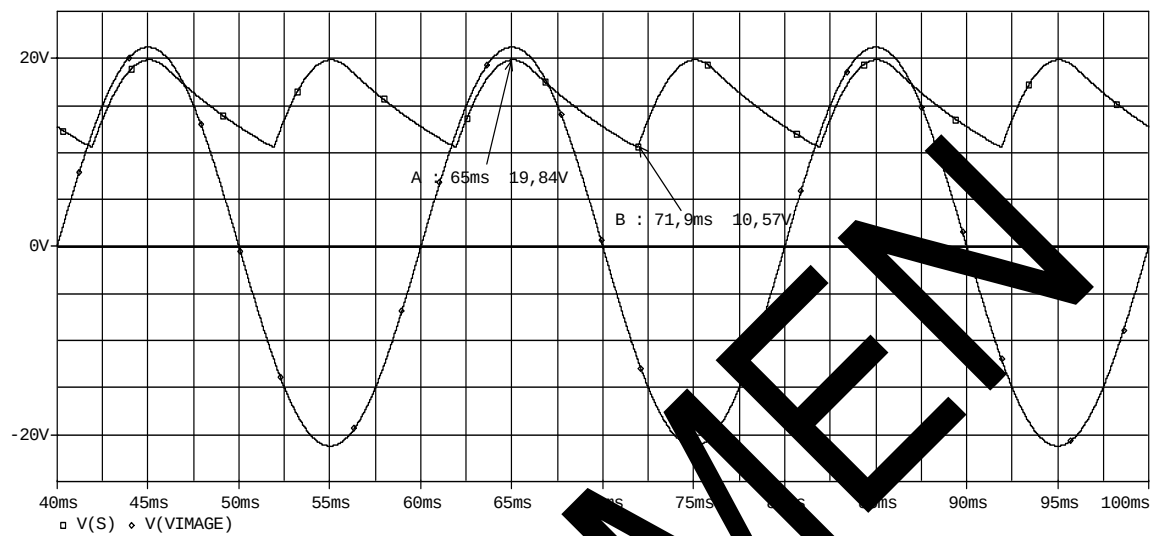


fig.5

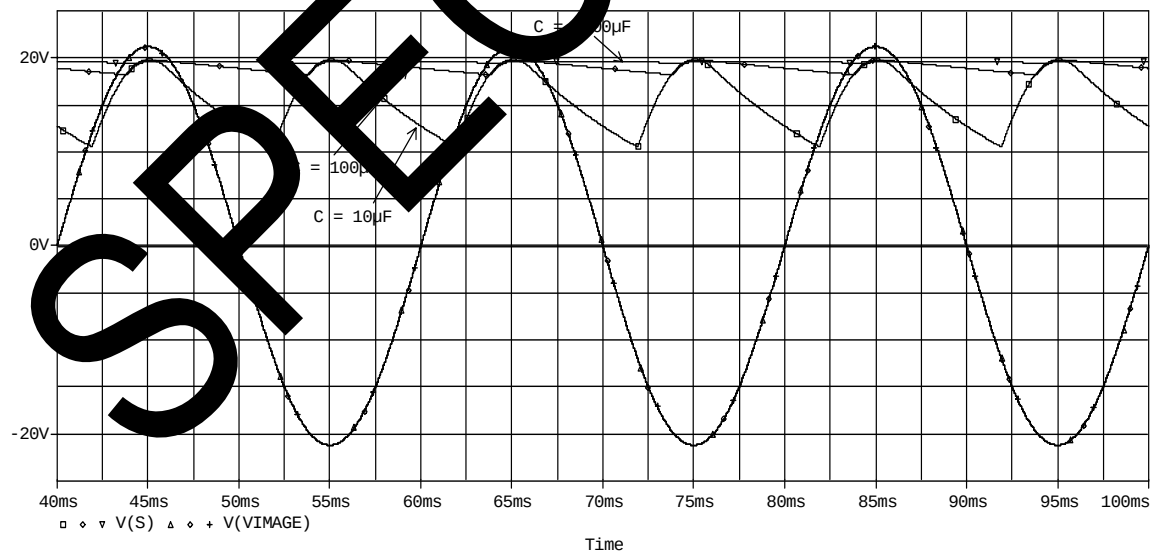


fig.6

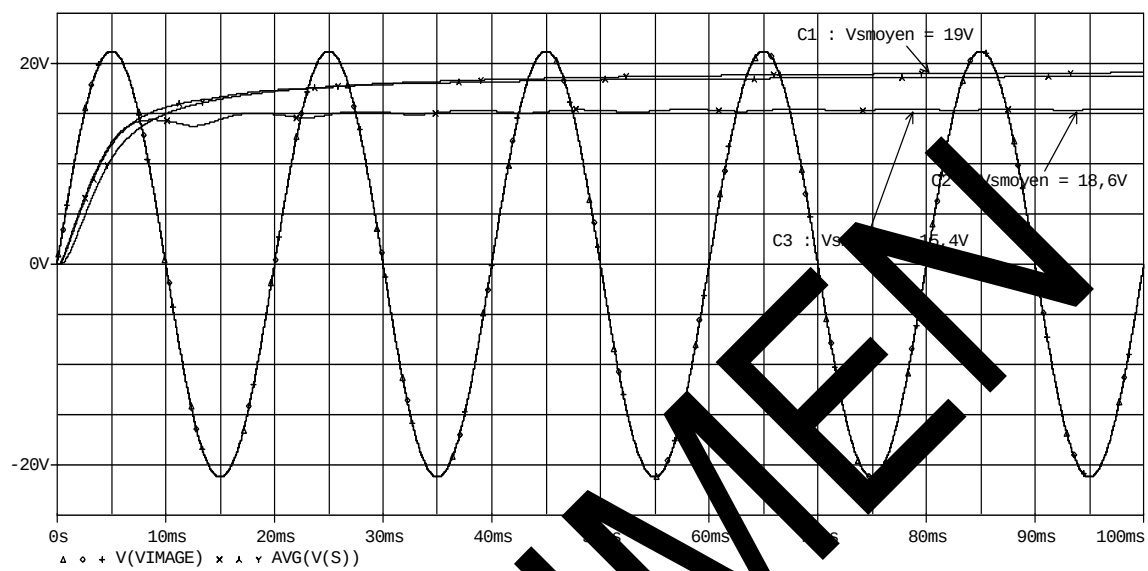


fig 7

## 2.3 TRAVAUX PRATIQUES

Attention ! Utiliser ici la borne E2

### 2.3.1 Redressement double alternance

2.3.1.1 Réaliser le schéma de la figure 8.

2.3.1.2 Quelle devait être la tension de sortie crête de Vs d'après le schéma théorique de la figure 1 ?

Réponse

La valeur théorique devrait être :  $15\sqrt{2} - 2 \times 0.65 = 19,9V$  (il faut tenir compte de la chute de tension aux bornes des diodes D1 et D2 ou D3 et D4)

2.3.1.3 Relever les chronogrammes de Vs et Vimage (l'amplitude de Vimage doit être multipliée par 2,5) et les comparer à ceux décrits fig.3 et 4.

2.3.1.4 En vous servant du schéma de la figure 8 (fig.8), expliquer pourquoi la valeur crête de la tension Vs n'est pas égale à celle du signal  $2,5 \times V_{image}$ .

Réponse : voir question 2.3.1.2.

2.3.1.5 Expliquer pourquoi le signal Vs (borne S1) reste à zéro tant que l'on a :

$$-1,2V < V_{image} < +1,2V$$

Réponse

En effectuant les diodes en série D1-D2 ou D3-D4 (alternance négative de la tension alternative) du pont de Graetz ne conduisent pas, le courant dans la charge R est nul, ce qui donne une différence de potentiel nulle à ces bornes. C'est ce qui explique la zone morte sur le chronogramme de la figure 4.

D1-D2 : alternance positive de la tension du secondaire

D3-D4 : alternance négative de la tension du secondaire

2.3.1.6 Conclusions.

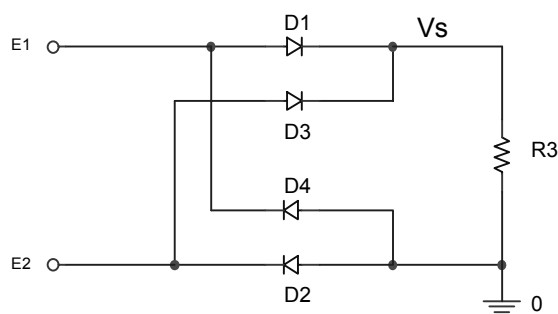


fig.8

### 2.3.2 Redressement double alternance et filtrage

- 2.3.2.1 Réaliser le schéma de la figure 9.
- 2.3.2.2 Relever les chronogrammes de  $V_s$  et  $V_{\text{image}}$  et les comparer à ceux de la figure 6.
- 2.3.2.3 Mesurer avec précision les valeurs crêtes des deux signaux et vérifier par le calcul leur exactitude ainsi que les coordonnées des points A et B (figure 6) pour chaque valeur de C.
- 2.3.2.4 Démontrer que l'équation de la tension  $V_s$  entre A et B est de la forme :

$$V_s = V_A e^{-\frac{t}{\tau}}$$

avec  $V_A$  = Tension au point A et la constante  $\tau = R_3 C_3$ .

Réponse :

Voir TP 1

- 2.3.2.5 Vérifier avec cette équation la valeur de la tension  $V_B$ , (tension  $V_s$  au point B).

Réponse :

Voir TP 1

- 2.3.2.6 Effet de la valeur du condensateur C sur la tension filtrée  $V_s$  :  
Changer la valeur de C ( $C_2$ , puis  $C_1$ ) et comparer les allures de  $V_s$  à celles sur la figure 6.
- 2.3.2.7 Relever la valeur moyenne du signal  $V_s$  et la comparer aux valeurs théoriques (figure 7)
- 2.3.2.8 Conclusions

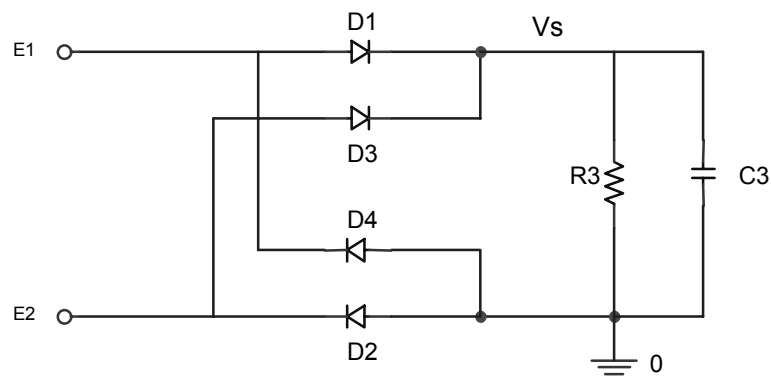


fig.9



## TP 3 ALIMENTATION STABILISEE

Une alimentation stabilisée est construite autour d'une diode Zéner

### 3.1 Caractéristique Courant - Tension d'une diode Zéner

La diode est caractérisée par une tension Zéner  $V_z$ , une puissance dissipée  $P_{max}$  à ne pas dépasser et un courant  $I_d$  minimum ( $I_{dmin}$ ) assurant la stabilisation à la tension  $V_z$ .

Elle possède la propriété d'avoir deux seuils de conduction :

- ↳ un seuil de diode (entre 0,7V et 1V dans le sens direct).
- ↳ un seuil de conduction de plusieurs Volts dans le sens "Zéner", cette tension appelée  $V_z$  est pratiquement indépendante du courant  $I_d$  traversant la Zéner.

Posons  $P_z = V_z \cdot I_d$  la puissance dissipée par la diode Zéner.

Le courant  $I_d$  doit répondre aux **critères** suivants :

- ↳ sans la charge :  $I_d \cdot V_z \leq P_{zmax}$  ;
- ↳ avec la charge :  $I_d \geq I_{dmin}$ .

Une tension variable  $+V_{var}$  est appliquée aux bornes de l'ensemble  $R_p$  et D.

Le relevé de cette caractéristique est fait à partir du schéma figure 7.

Ce relevé correspond à une diode de tension  $V_z = 5V$ .

Le signe - devant  $I_d$  est dû à la simulation.

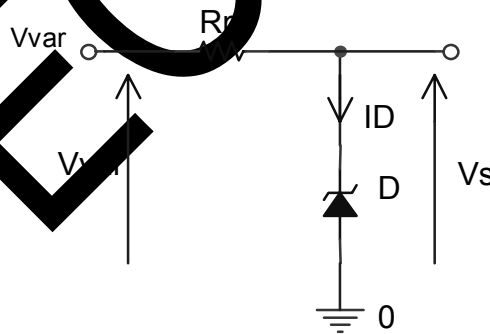


fig.1

## 3.2 ALIMENTATION STABILISEE AVEC DIODE ZENER SEULE

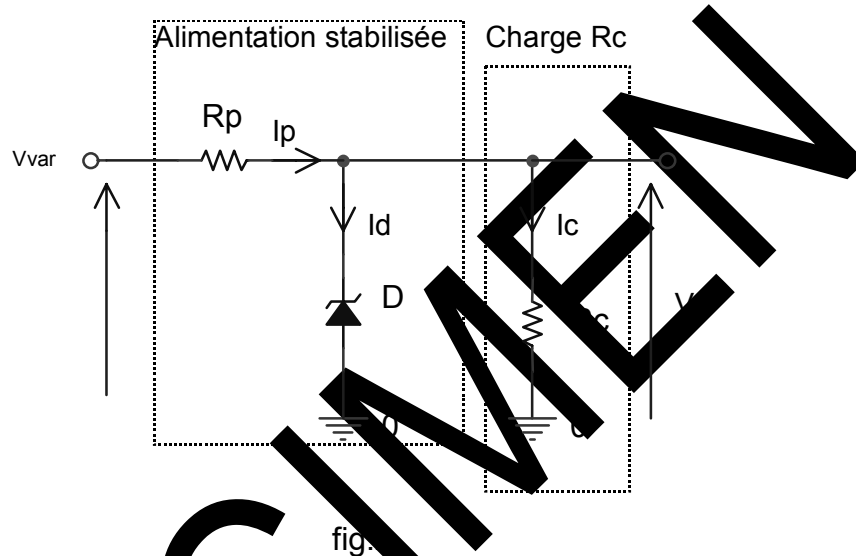
### 3.2.1 Stabilisation par diode Zéner

Le schéma d'une alimentation stabilisée est donné fig.2

La charge est constituée par la résistance  $R_c$

La résistance  $R_p$  sert à polariser la diode Zéner  $D$  ; elle est calculée avec les critères respectant les valeurs du courant  $I_d$  citées plus haut.

$V_{nr}$  est la tension non régulée.



## 3.3 ALIMENTATION STABILISEE AVEC DIODE ZENER ET TRANSISTOR

Les inconvénients majeurs de la stabilisation par diode Zéner seule sont les suivants :

- ↳ la tension aux bornes de la charge varie en fonction du courant débité dans celle-ci ;
- ↳ le courant débité dans la charge est relativement faible.
- ↳ la tension aux bornes de la charge n'est pas réglable.

Pour remédier aux 2 premiers inconvénients, il est proposé la stabilisation avec diode Zéner et Transistor

Schéma de principe

Il est donné par la figure 3. La somme tensions  $V_z + V_d$  est appliquée sur la base d'un transistor de puissance  $Q_2$ .

Le gain en courant  $\beta$  du transistor permet de considérer le courant  $I_b$  négligeable devant le courant collecteur  $I_c$  ; ce qui permet de poser :

$I_e \cong I_c \cong I_{ch}$  (courant dans la charge).

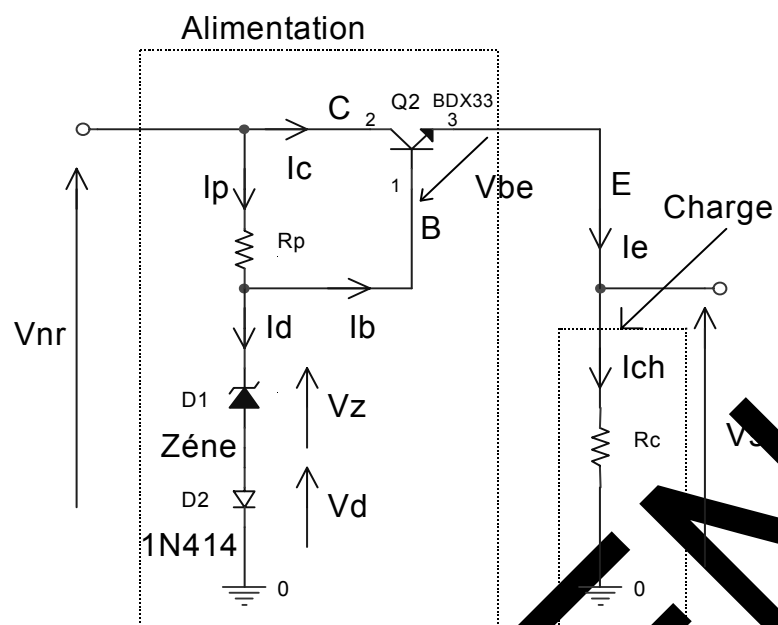


fig.3

### 3.4 TRAVAUX PRATIQUES

#### 3.4.1 Relevé de la caractéristique d'une diode Zéner

3.4.1.1 Réaliser le schéma de la figure 4 avec :  $R_p = R_2$

3.4.1.2 Relever la caractéristique  $I_d = f(V_s)$  avec  $V_s = V_d$  sachant que :

$$I_d = \frac{+V_{var} - V_s}{R_2}$$

3.4.1.3 Déterminer d'après ce graphique le seuil  $V_z$  de la diode.

Comparer ce seuil à la valeur nominale du constructeur (5,1V).

Alimentation stabilisée par diode Zéner seule.

La tension non régulée  $V_{nr}$  est fournie par le redressement double alternance (TP 2 fig 8).

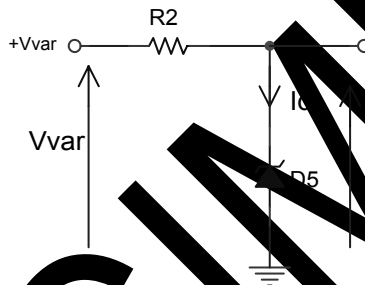


fig.4

3.4.1.4 Réaliser le schéma de la figure 3 avec :  $R_c = R_3$ ,  $R_2$  puis  $R_1$ , en calculant pour chaque valeur de  $R_c$ , la valeur de la résistance  $R_p$  correspondante afin de respecter les critères énoncés en 3.1. Pour cela, l'on pourra utiliser la zone Adaptateurs (Z1 à Z4) afin de câbler la résistance  $R_p$  calculée pour chaque valeur de  $R_c$ .

3.4.1.5 La tension  $V_s$  aux bornes de  $R_c$  est-elle la même pour les différentes valeurs de  $R_c$  ?

Réponse :

Non car la tension  $V_z$  aux bornes d'une diode Zéner varie en fonction de son courant de polarisation.

Le courant de polarisation varie si  $R_c$  varie alors que  $R_p$  reste fixe.

#### 3.4.1.6 Inconvénients du montage ?

*Réponse*

*Variation de la tension stabilisée en fonction de la charge.*

#### 3.4.1.7 Conclusions ?

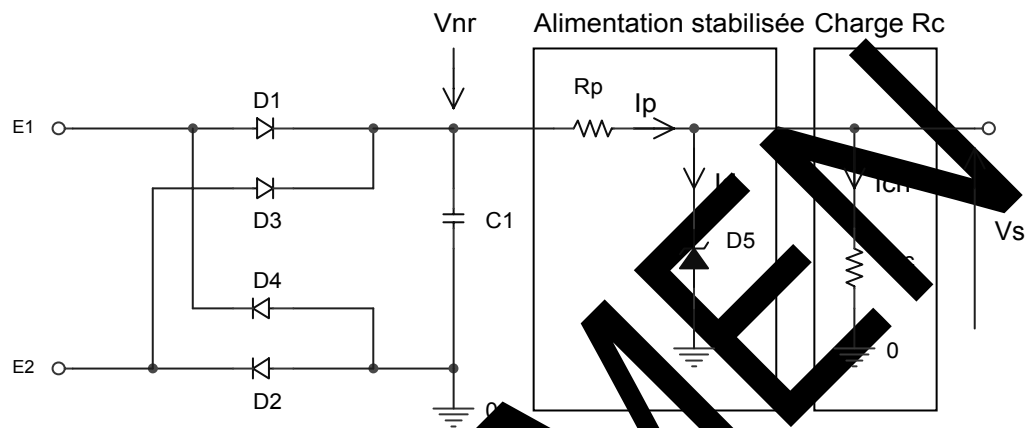


fig.5

### 3.4.2 Alimentation stabilisée par diode Zéner et transistor

#### 3.4.2.1 Réaliser le schéma figure 6.

Démontrer que la tension  $V_s$  est égale à  $V_z$  si l'on admet que  $V_d$  est égale à  $V_{be}$ .

*Réponse*

*En appliquant la loi des mailles, l'on obtient :*

$$V_s + V_{be} - V_z - V_d = 0 \text{ soit}$$

$$V_s = V_z + V_d - V_{be} = V_z$$

Reprendre les questions du 3.4.1.

*Réponse*

*Le courant de polarisation de la Zéner n'est pas fonction de la charge ; en effet, le courant dans la résistance est fourni par le transistor de puissance Q2.*

Conclusions ?

*La tension de sortie varie très peu en fonction de la charge tant que le transistor Q2 n'est pas saturé.*

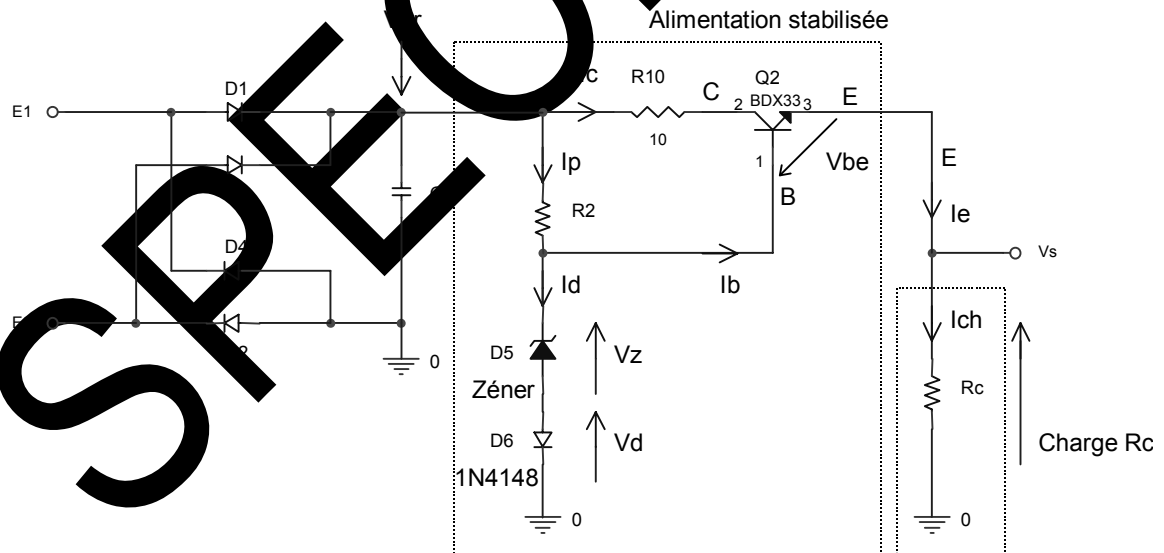


fig.6

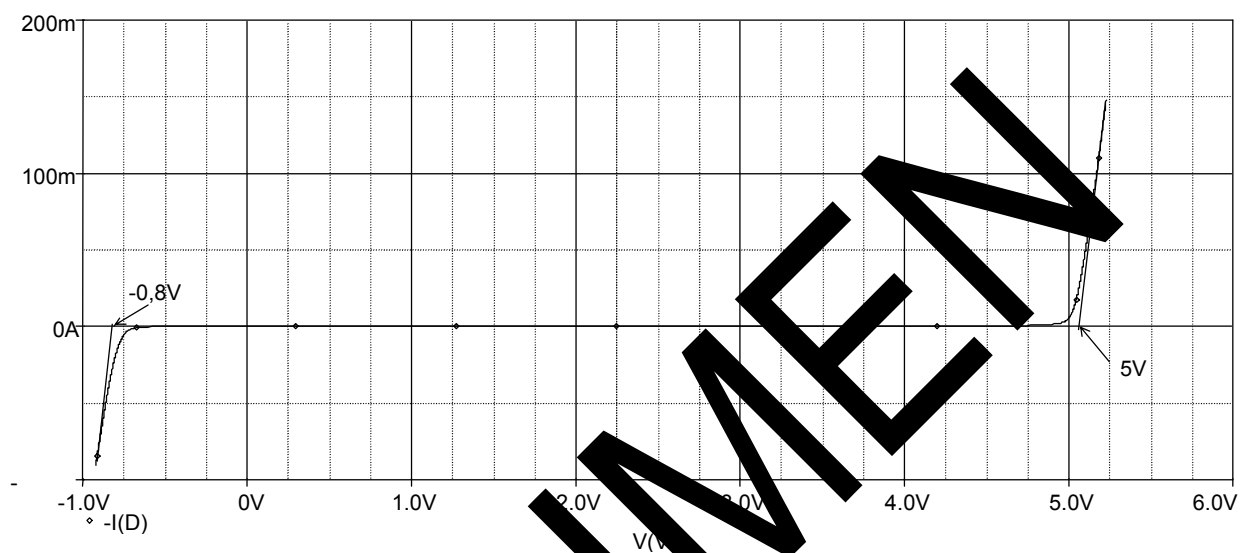


fig 7

---

**SPECIMEN**



---

**SPECIMEN**

## TP 4 AMPLIFICATEUR à TRANSISTOR

### 4.1 AMPLIFICATEUR EMETTEUR COMMUN

Le schéma de principe est donné par la figure 1 ci-dessous.

L'émetteur est commun à l'entrée et à la sortie ; la charge est branchée entre le collecteur et la masse.

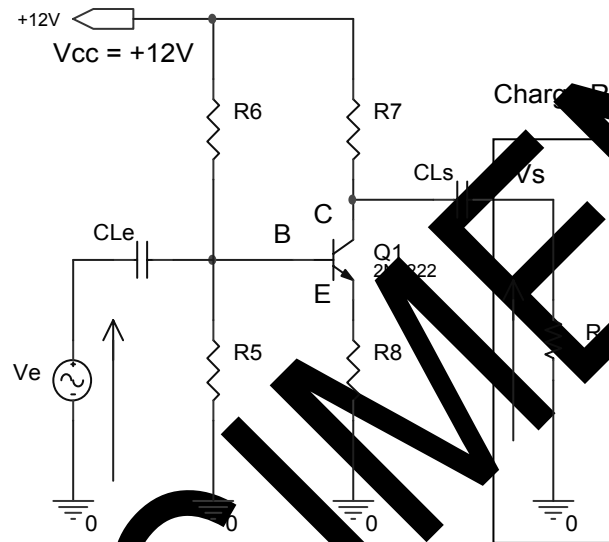


fig.1

Le modèle équivalent simplifié du transistor en petits signaux et en alternatif est donné par la figure 2 ci-dessous dans le cercle.

Le paramètre  $h_{12}$  est considéré comme nul et le paramètre  $h_{22}$  comme infini. Il en découle un modèle équivalent du montage fig.2 dont l'explication est la suivante.

$i_b$ ,  $i_e$  et  $i_c$  sont respectivement les courants base, émetteur et collecteur du transistor.

$Z_{em}$  est l'impédance d'entrée du montage (à droite de la flèche correspondante) et  $Z_{eT}$  celle du transistor.

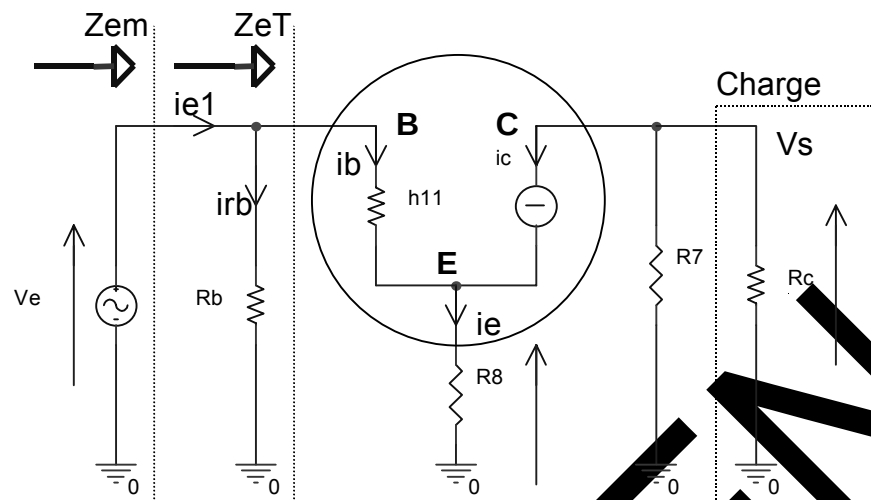


fig.2

Posons  $R_b = R_5$  en parallèle avec  $R_6$ .

Vis-à-vis du courant alternatif, les bornes  $+$  et  $-$  de l'alimentation  $V_{cc}$  sont considérées comme étant en court-circuit.

Donc la résistance collecteur  $R_c$  se trouve en parallèle avec la résistance de charge  $R_c$ .

Les résistances de base  $R_5$  et  $R_6$  sont également en parallèle.

Les condensateurs  $C_e$  et  $C_b$  sont des condensateurs de liaison d'entrée et de sortie.

Leur impédance est considérée comme nulle dans la gamme de fréquences du signal d'entrée, permettant ainsi de ne pas modifier le point de polarisation ou point de repos du transistor  $Q_1$ .

Cela sert à isoler l'étage d'amplificateur de la tension continue du générateur d'entrée.

$C_b$  permet d'éviter la mise en parallèle de  $R_c$  et  $R_7$  en continu.

$R_8$  sert à stabiliser les paramètres du transistor en fonction de la température.

Le montage de la figure 3 et son équivalent en petits signaux figure 4 représente un amplificateur émetteur commun à résistance d'émetteur découplée par un condensateur CD.

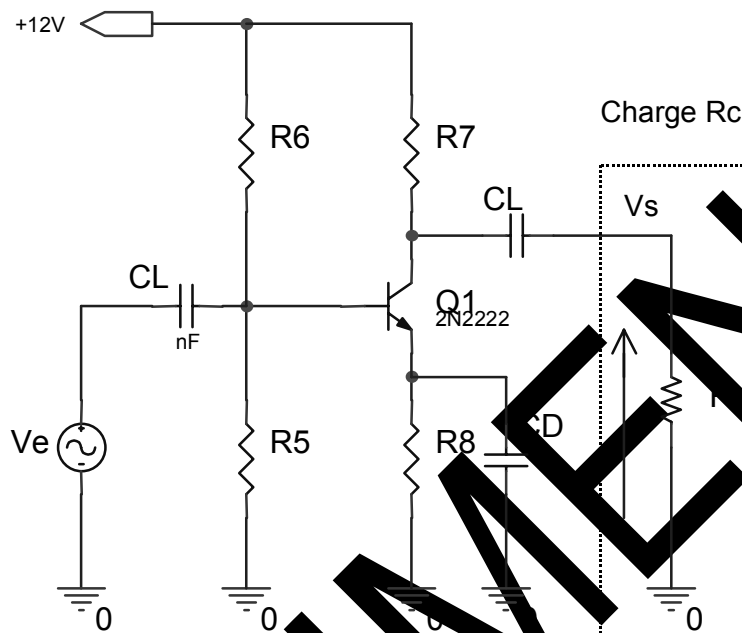


fig.3

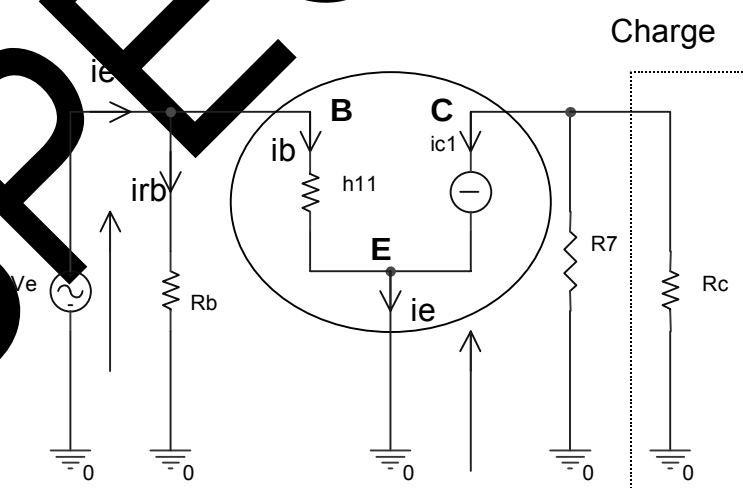


fig.4

## 4.2 AMPLIFICATEUR COLLECTEUR COMMUN

Le schéma de principe est donné par la figure 5 ci-dessous.

Le collecteur est commun à l'entrée et à la sortie. La charge est branchée sur l'émetteur.

Les mêmes remarques faites pour l'Emetteur Commun en petits signaux sont valables pour le montage Collecteur Commun.

Cela conduit au schéma de la figure 6 où le collecteur est relié directement à la masse dans le montage équivalent en petits signaux.

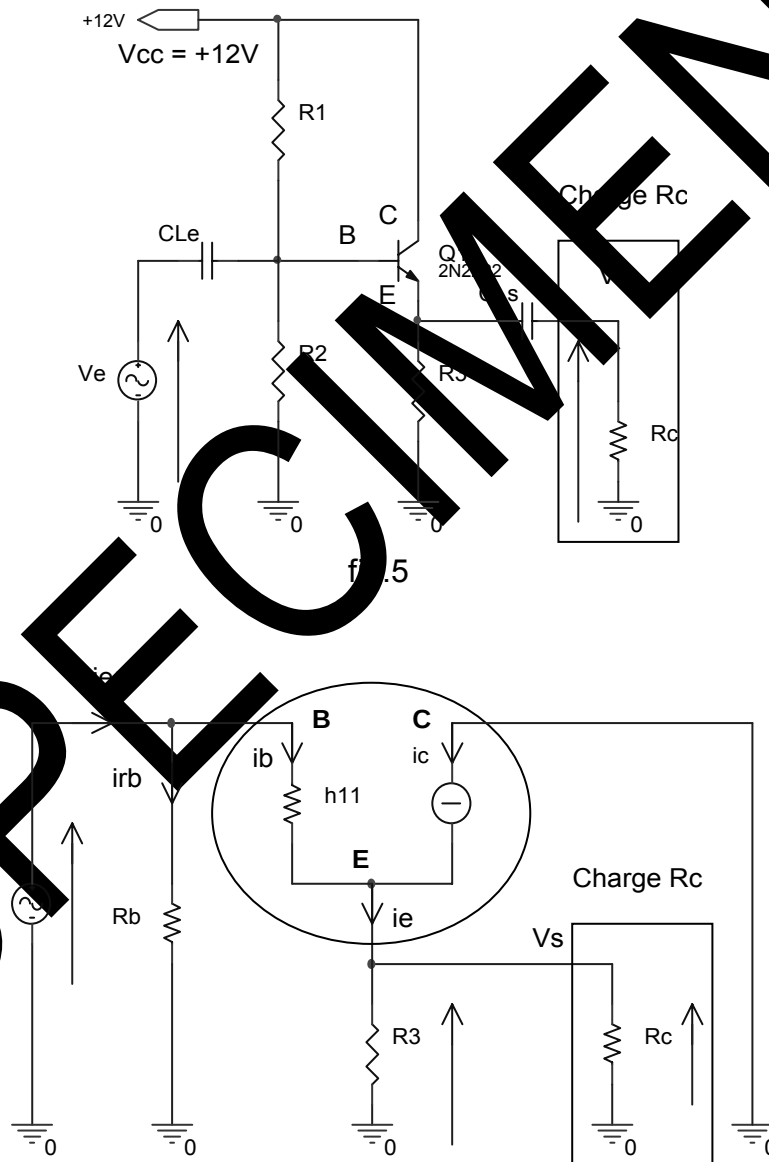


fig.6

## 4.3 TRAVAUX PRATIQUES

### 4.3.1 Amplificateur Emetteur Commun

Calcul théorique de l'amplification en tension

- 4.3.1.1 A partir du schéma de la figure 1, posons  $R_a = R_7$  en parallèle avec  $R_c$ . Calculer  $R_a$ .

Réponse :  $R_a = \frac{R_7 R_c}{R_7 + R_c}$

- 4.3.1.2 Donner la relation  $i_c = f(i_b)$  dans un transistor en petits signaux, en faisant les hypothèses faites plus haut.

Réponse

$$i_c = h_{21} i_b$$

- 4.3.1.3 Calculer  $i_e$  en fonction de  $i_b$  et  $i_c$ .

Réponse

$$i_e = i_b + i_c = i_b + h_{21} i_b = (1 + h_{21}) i_b$$

- 4.3.1.4 Donner la relation entre  $V_e$ ,  $i_b$ ,  $h_{11}$  et  $R_8$ .

Réponse

$$V_e = h_{11} i_b + R_8 i_e = h_{11} i_b + R_8 (1 + h_{21}) i_b = [h_{11} + R_8 (1 + h_{21})] i_b.$$

- 4.3.1.5 Exprimer  $V_s$  en fonction de  $i_c$  et  $R_a$ .

Réponse

$$V_s = -R_a i_c = -h_{21} R_a i_b$$

- 4.3.1.6 En déduire l'amplification en tension  $A_v$  du montage et qu'elle peut se mettre sous la forme :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{h_{21} R_a}{h_{11} + (1 + h_{21}) R_8}$$

Réponse

Le rapport  $V_s/V_e$  donne la relation ci-dessus.

- 4.3.1.7 Choisir :  $C_{le} = C_{Ls} = 100\mu F$  (zone d'adaptateur) ; relever l'amplification du montage pour quelques fréquences comprises entre 1 et 10kHz. Comparer les résultats à la valeur théorique.

#### 4.3.2 Impédance d'entrée $Z_{em}$ de l'amplificateur

Par définition on a  $Z_{em} = \frac{V_e}{i_{e1}}$ .

$V_e$  est câblée sur la sortie  $F_{out}$  :  $200mV_{c-c}$  ; donner à  $R_c$  les valeurs de  $R_1$ , puis  $R_2$  puis  $R_3$ .

- 4.3.2.1 Calculer  $i_{e1} = i_{rb} + i_b$  en fonction de  $V_e$ .

Réponse

$$i_{e1} = i_{Rb} + i_b$$

$$i_{e1} = \left( \frac{V_e}{R_b} + \frac{V_e}{h_{11} + (1 + h_{21})R_8} \right)$$

- 4.3.2.2 En déduire  $Z_{em}$  en fonction de  $R_b$ ,  $h_{11}$ ,  $h_{21}$  et  $R_8$ .

Réponse

$$\frac{1}{Z_{em}} = \frac{i_{e1}}{V_e} = \frac{1}{R_b} + \frac{1}{h_{11} + (1 + h_{21})R_8} \Rightarrow Z_{em} = \frac{R_b[h_{11} + (1 + h_{21})R_8]}{R_b + h_{11} + (1 + h_{21})R_8}$$

- 4.3.2.3 On place en parallèle avec  $R_8$ , un condensateur  $CD$  appelé condensateur de découplage de l'émetteur ; sa valeur est telle que son impédance est considérée comme nulle dans la gamme de fréquences des signaux  $s$ . Ceci conduit au schéma des figures 3 et 4. Expliquer pourquoi la résistance  $R_8$  a-t-elle disparu du montage.

Réponse

$R_8$  se trouve en parallèle avec l'impédance du condensateur  $CD$  ; en haute fréquence, cette impédance égale à  $1/j\omega CD$  tend vers 0 et court-circuite  $R_8$ .

- 4.3.2.4 Démontrer que l'amplification en tension est maintenant donnée par la relation :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{h_{21}R_a}{h_{11}}$$

Réponse

En reprenant l'expression de  $A_v$  en faisant  $R_8=0$ , on trouve la relation ci-dessus de  $A_v$ .

---

4.3.2.5 Quelle est l'influence de  $C_D$  sur  $A_v$  ?

*Réponse*

*Le condensateur  $C_D$  a pour effet d'augmenter l'amplification en tension du montage.*

*Utiliser  $C_D \geq 2,2\mu F$ .*

4.3.2.6 Avec les mêmes valeurs pour qu'au 4.3.1.7, relever  $A_v$ . Comparer à la valeur calculée.

SPECIMEN



### 4.3.3 Amplificateur Collecteur Commun

4.3.3.1 Réaliser le montage de la figure 5 avec :  $R_1 = R_6$ ,  $R_2 = R_5$  et  $R_3 = R_8$ .  
Posons  $R_e = R_8$  en parallèle avec  $R_c$ .

4.3.3.2 Calculer  $R_e$

Réponse 
$$R_e = \frac{R_8 R_c}{R_8 + R_c}$$

4.3.3.3 A partir de la figure 6, calculer l'amplification et montrer qu'elle peut se mettre sous la forme :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(1+h_{21})R_e}{h_{11} + (1+h_{21})R_e}$$

Réponse

$V_e = h_{11}i_b + (1+h_{21})R_e i_b$  (voir le montage émetteur commun)

$V_e = (h_{11} + (1+h_{21})R_e)i_b$

$V_s = (1+h_{21})R_e i_b$ .

En faisant le rapport des  $V_s$  et  $V_e$ , on trouve l'expression ci-dessus.

4.3.3.4 Si  $h_{21} \gg 1$  et  $h_{11} \ll h_{21}R_e$ , montrer que  $A_v$  est voisin de 1. Le montage s'appelle alors Emetteur suiveur.

Réponse

Avec les conditions énoncées, l'amplification  $A_v$  est équivalente à :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(1+h_{21})R_e}{h_{11} + (1+h_{21})R_e} = 1$$

4.3.3.5 Même question qu'au 4.3.1.7.

---

**SPECIMEN**

---

## TP 5 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

### DOMAINE CONTINU

#### 5.1 RAPPEL QUELQUES DEFINITIONS

L'Amplificateur OPérationnel - **AOP** - ou Amplificateur Linéaire Intégré - **ALI** - est constitué d'une association de transistors en cascades avec un étage amplificateur différentiel en entrée.

Le symbole est donné ci-dessous figure 1 et le modèle équivalent en première approximation est donné figure 2.a et fig.2.b

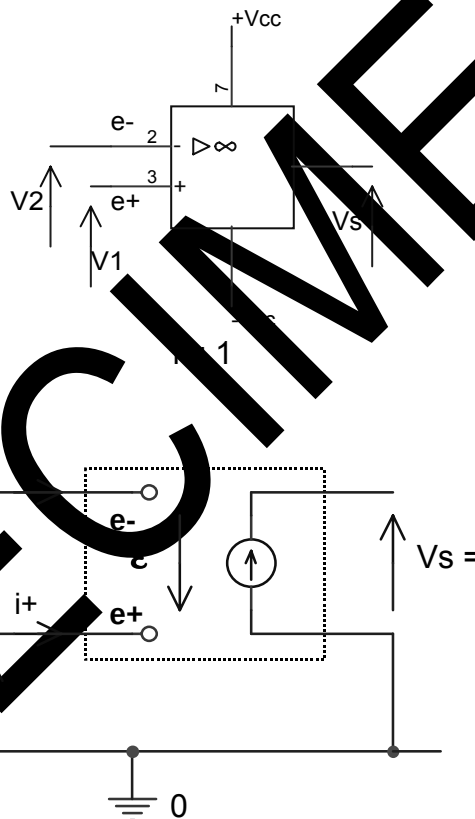


fig.2.a

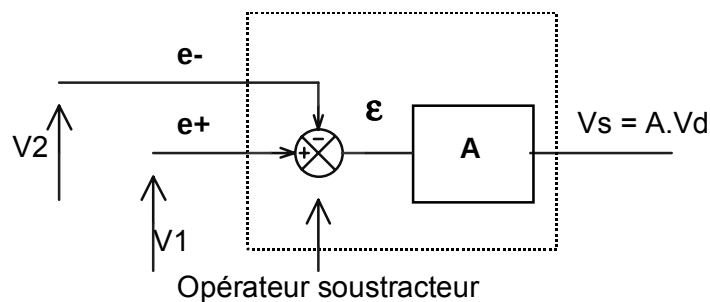


fig.2.b

Dans toute la suite l'AOP sera considéré comme parfait soit :

↳ **e+** est appelé entrée non inverseuse

↳ **e-** est appelé entrée inverseuse

$\mathcal{E} = e+ - e- = V1 - V2$  est la tension différentielle.

↳ **Vs** tension de sortie avec  $Vs = A\mathcal{E}$

↳ **A** est l'amplification en **boucle ouverte** de l'AOP selon le modèle de la figure 2.a ou 2.b. **L'AOP est utilisé seul**

↳ **En continu**,  $A = A_0 = \text{infini}$  pour un AOP parfait.

↳ les courants d'entrée **i+** et **i-** sont supposés nuls.

Pour un AOP réel, l'expression complète de A est :

$$A = \frac{A_0}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_1})(1 + j\frac{\omega}{\omega_2})}$$

où  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont deux pulsations de coupure propres à l'AOP.

Si  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont très supérieures à la pulsation la plus haute du signal d'entrée, alors le gain en boucle ouverte est équivalent à  $A_0$ .

## 5.2 AMPLIFICATEUR SUIVEUR

### 5.2.1 Schéma de principe fig.3

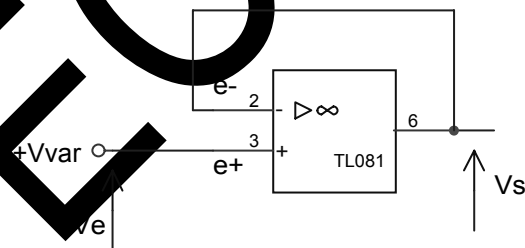


fig.3

### 5.2.2 Calcul de Vs

L'AOP étant parfait, nous avons :

$$e+ = e-$$

$$e+ = V_e$$

$$e- = V_s$$

$$\text{Donc } V_s = V_e$$

### 5.3 AMPLIFICATEUR INVERSEUR

#### 5.3.1 Schéma de principe figure 4

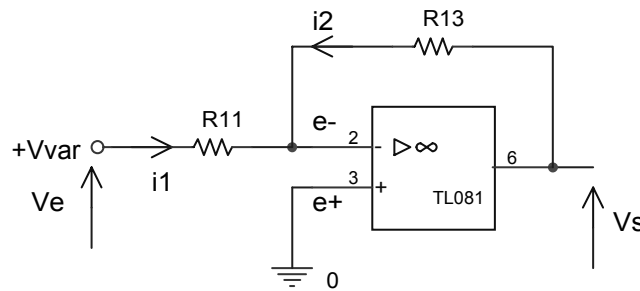


fig.4

#### 5.3.2 Calcul de l'amplification en tension $A_v$

En utilisant la loi des nœuds, le théorème de superposition ou de Millman, démontrer que l'on a :

$$A_v = \frac{V_s}{V_{e-}} = -\frac{R_{13}}{R_{11}}$$

Réponse

En effet,  $e+ = e- = 0$ .

D'après le théorème de superposition, on a :

$$e- = \frac{R_{13}V_e + R_{11}V_s}{R_{11} + R_{13}} + R_{11}V_s + R_{13}V_e = 0 \text{ d'où la relation : } \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_{13}}{R_{11}}$$

### 5.4 AMPLIFICATEUR SOMMATEUR INVERSEUR

#### 5.4.1 Schéma de principe fig.5

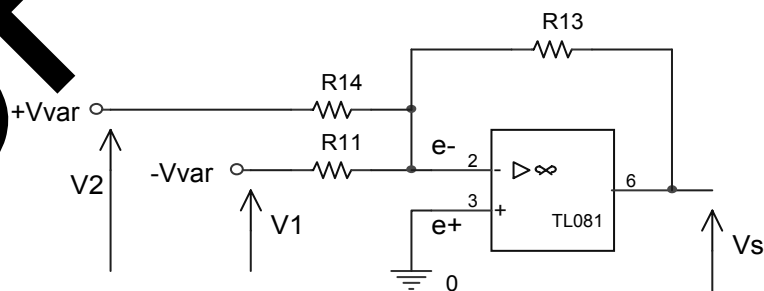


fig.5

Calcul de la tension  $V_s$  :

En utilisant le théorème de superposition ou de Millman, démontrer que l'on a :

$$V_s = -\left(\frac{R_{13}}{R_{11}}V_1 + \frac{R_{13}}{R_{14}}V_2\right)$$

La **somme** dans la parenthèse donne le nom de **sommateur** et le signe – celui d'**inverseur** à ce montage.

Réponse

En appliquant le théorème de Millman sur l'entrée e- on a :

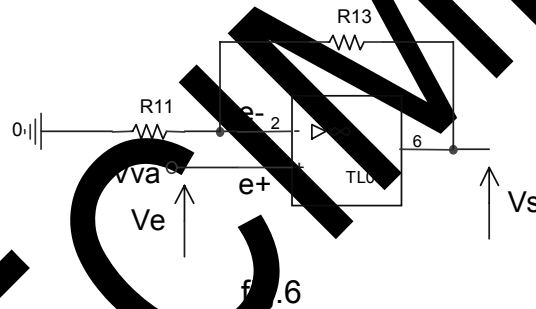
$$e- = \frac{\frac{V1}{R11} + \frac{V2}{R14} + \frac{Vs}{R13}}{\frac{1}{R11} + \frac{1}{R14} + \frac{1}{R13}} = 0 ;$$

$$\text{ce la donne : } \frac{V1}{R11} + \frac{V2}{R14} + \frac{Vs}{R13} = 0 \Rightarrow \frac{Vs}{R13} = -\left(\frac{V1}{R11} + \frac{V2}{R14}\right)$$

$$\text{d'où la relation : } Vs = -\left(\frac{R13}{R1} V1 + \frac{R13}{R14} V2\right)$$

## 5.5 AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

### 5.5.1 Schéma de principe figure 6



### 5.5.2 Calcul de l'amplification en tension Av

En utilisant le théorème de superposition ou de Millman, démontrer que l'on a :

$$Av = \frac{Vs}{Ve} = 1 + \frac{R13}{R11}$$

Réponse

$$\text{or } e+ = Vs ; \quad \text{or } e+ = Ve \quad \text{et } e- = \frac{R11}{R11 + R13} Vs \quad \text{d'où la relation}$$

$$Ve = \frac{R11}{R11 + R13} Vs \Rightarrow \frac{Vs}{Ve} = \frac{R11 + R13}{R11} = 1 + \frac{R13}{R11}$$

## 5.6 AMPLIFICATEUR SOUSTRACTEUR

### 5.6.1 Schéma de principe figure 7

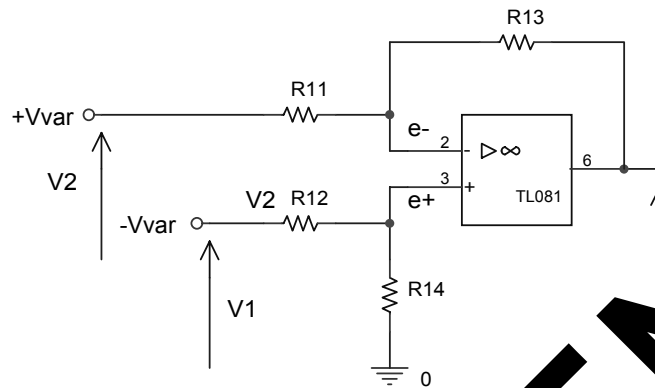


fig.7

### 5.6.2 Calcul de la tension Vs

En utilisant le théorème de superposition ou de Millman sur l'entrée e- et la règle du diviseur de tension sur l'entrée e+, démontrer que l'on a :

$$V_s = \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{14}} \frac{R_{11} + R_{13}}{R_{11}} V_1 - \frac{R_{13}}{R_{11}} V_2$$

Réponse

$$e+ = e- \quad e- = \frac{R_{13}V_2 + R_{11}V_s}{R_{11} + R_{13}} \quad e+ = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_1$$

De ces relations on tire l'expression de Vs ci-dessus.

On souhaite avoir  $V_s = k(V_1 - V_2)$  pour réaliser la fonction soustracteur.

Trouver la relation entre les 4 résistances R11, R12, R13 et R14 ; en déduire l'expression du facteur k.

Appliquer cette condition en câblant les résistances trouvées et vérifier que l'on obtient bien  $V_s = k(V_1 - V_2)$ .

$$\text{Réponse } V_s = k(V_1 - V_2) \rightarrow \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{14}} \frac{R_{11} + R_{13}}{R_{11}} = \frac{R_{13}}{R_{11}}$$

ce qui donne après développement la relation :

$$\frac{R_{14}}{R_{12}} = \frac{R_{13}}{R_{11}}$$

## 5.7 TRAVAUX PRATIQUES

### Remarque

Dans toute la suite de ce TP 5 les tensions V1 et V2 seront câblées indifféremment aux bornes +Vvar et -Vvar du module EAD110.

Tous les schémas seront câblés à partir de la figure 8 ci-dessous.  
Les résistances additionnelles seront câblées à partir des zones Adaptateurs ou Résistance.

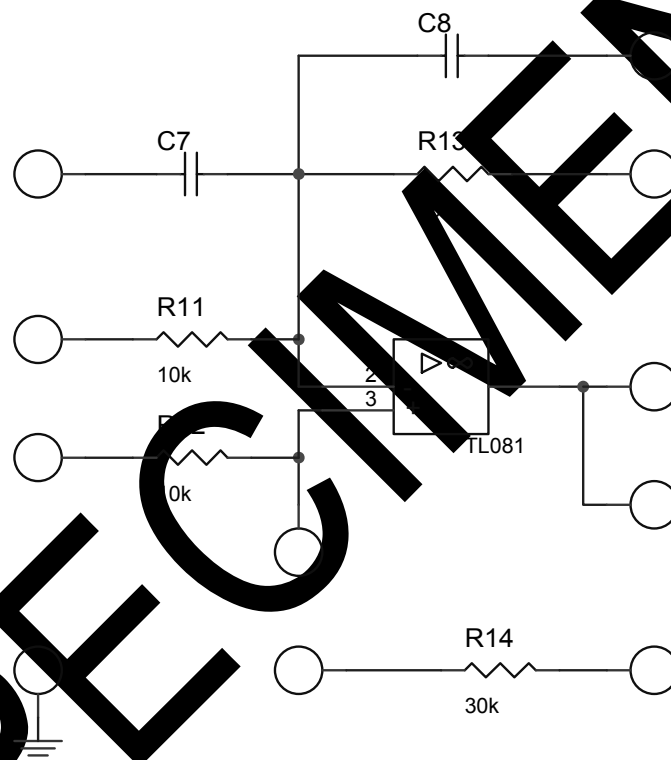


fig.8



### 5.7.1 Amplificateur suiveur

5.7.1.1 Câbler le schéma de la figure 3.

5.7.1.2 Donner plusieurs valeurs à  $V_e$  et vérifier que l'on a bien  $V_s = V_e$ .

### 5.7.2 Amplificateur inverseur

5.7.2.1 Câbler le schéma de la figure 4.

5.7.2.2 Avec les valeurs indiquées pour les résistances utilisées, relever la courbe  $V_s = f(V_e)$  et vérifier la formule démontrée au paragraphe 5.3.2.

### 5.7.3 Amplificateur sommateur inverseur

5.7.3.1 Câbler le schéma de la figure 5.

5.7.3.2 Avec les valeurs indiquées sur la plaquette pour les résistances utilisées, et pour quelques valeurs de  $V_1$  et  $V_2$ , vérifier la relation trouvée en 5.4.2.

5.7.3.3 Remplacer  $R_{14}$  par une résistance égale à  $R_{11}$  et vérifier que l'on a :

$$V_s = -\frac{R_{13}}{R_{11}}(V_1 + V_2).$$

### 5.7.4 Amplificateur non inverseur

5.7.4.1 Câbler le schéma de la figure 6.

5.7.4.2 Avec les valeurs indiquées sur la plaquette pour les résistances utilisées, et pour quelques valeurs de  $V_1$  et  $V_2$ , vérifier la relation trouvée en

$$5.5.2 : \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_{13}}{R_{11}}$$

### 5.7.5 Amplificateur soustracteur

5.7.5.1 Câbler le schéma de la figure 7.

5.7.5.2 Avec les valeurs indiquées sur la plaquette pour les résistances utilisées, et pour quelques valeurs de  $V_1$  et  $V_2$ , vérifier la relation trouvée en 5.6.2 :

$$5.7.5.3 \quad V_s = f(V_1 \text{ et } V_2) \text{ soit } V_s = \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{14}} \frac{R_{11} + R_{13}}{R_{11}} V_1 - \frac{R_{13}}{R_{11}} V_2$$

5.7.5.4 Câbler les résistances satisfaisant à la relation  $V_s = k(V_1 - V_2)$  trouvée en 5.6.2 et relever la courbe  $V_s = k(V_1 - V_2)$  en indiquant la valeur de  $k$ .

---

**SPECIMEN**

---

## TP 6 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

### DOMAINE ALTERNATIF

Remarque

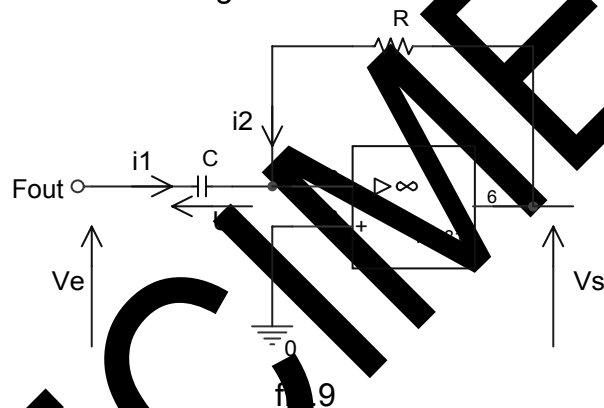
Tous les schémas étudiés dans le domaine continu sont bien évidemment valables dans le domaine alternatif.

Le signal d'entrée dans toute la suite de ce TP est délivré par la sortie **Fout** de l'oscillateur.

#### 6.1 DERIVATEUR

##### 6.1.1 Schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel est donné figure 9



##### 6.1.2 Expression de la tension de sortie Vs(t)

L'AOP étant considéré comme parfait, appliquer la loi des nœuds en e- et démontre que l'on a :

$$\begin{aligned} V_s(t) &= -RC \frac{dV_e(t)}{dt} \\ &= -\tau \frac{dV_e(t)}{dt} \\ \text{avec } \tau &= RC \end{aligned}$$

Réponse

En effet le courant dans l'entrée - de l'AOP étant nul, et  $e^+ = e^- = 0$  on a :

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$i_1 = \frac{C dU_c}{dt} ; \quad U_c = V_e ; \quad i_2 = \frac{V_s}{R} ; \quad \text{soit : } C \frac{dV_e}{dt} + \frac{V_s}{R} = 0$$

$$\text{Cela donne : } V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$$

### 6.1.3 Dérivateur réel

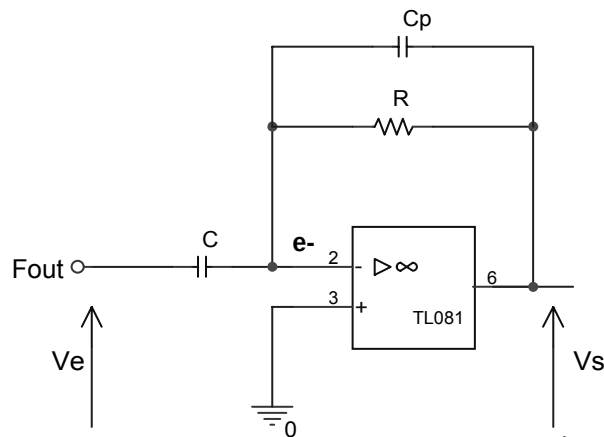


fig.10

Expliquer la présence du condensateur  $C_p$  ajouté.

*Réponse*

*Le condensateur  $C_p$  sert à limiter la bande passante de l'AOP dont la fonction de transfert en boucle ouverte est du second ordre (voir début du TP 5).*

## 6.2 INTEGRATEUR

### 6.2.1 Schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel est donné figure 11.

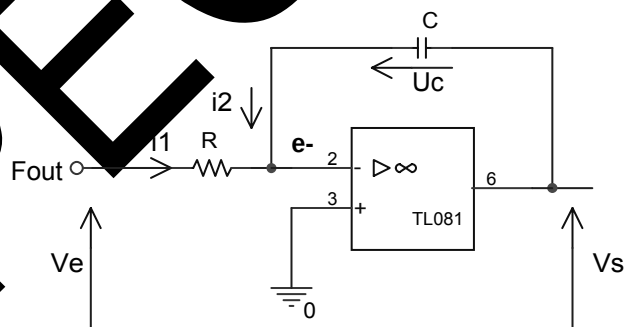


fig.11

### 6.2.2 Expression de la tension de sortie Vs(t).

L'AOP étant considéré comme parfait, appliquer la loi des nœuds en e- et démontrer que l'on a :

$$V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int V_e(t) dt + V_0$$

avec  $\tau = RC$

et  $V_0$  la constante d'intégration.

Réponse

Comme pour le dérivateur, le courant dans l'entrée - de l'AOP étant nul et  $e+ = e- = 0$  entraîne :

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$i_1 = \frac{V_e}{R}; \quad i_2 = -\frac{CdU_c}{dt}; \quad U_c = -V_s; \quad \text{soit } C \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} = 0$$

$$\text{Cela entraîne : } C \frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_e}{R} \Rightarrow dV_s = -\frac{1}{RC} V_e dt \Rightarrow \int dV_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt$$

$$\text{D'où } V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt + V_0 \quad V_0 \text{ étant la constante d'intégration.}$$

### 6.2.3 Intégrateur réel

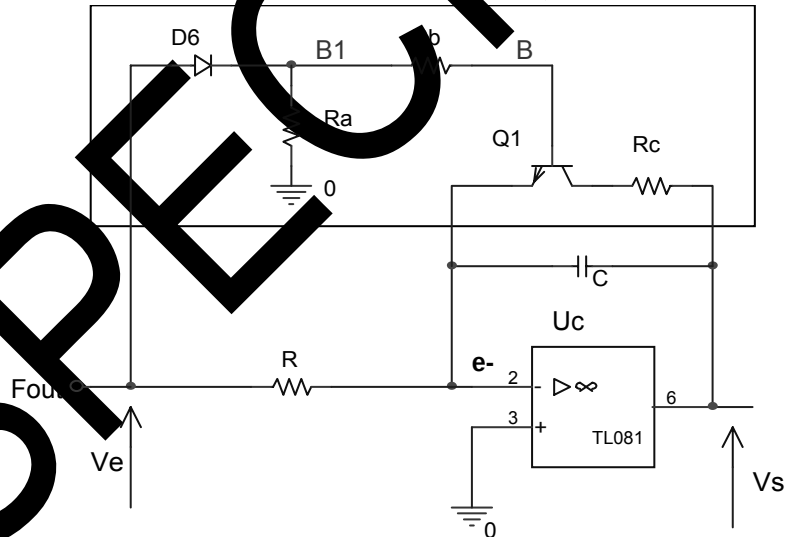


fig.12

Expliquer le rôle du montage dans la zone en pointillé.

Réponse

La zone dans le pointillé sert à décharger le condensateur C en début de chaque cycle de charge.

En effet, sur le niveau positif de  $V_e$ , le transistor Q1 se sature pour décharger C.

Sur le niveau négatif de  $V_e$ , Q1 se bloque et permet à C de se charger.

## 6.3 TRAVAUX PRATIQUES

### 6.3.1 Dérivateur sans le condensateur Cp en parallèle avec R

Réaliser le schéma de la figure 9 avec les valeurs suivantes :

$$R = R11 = 10k\Omega \quad C = C8 = 100nF.$$

Ces composants sont câblés autour de U1.

On applique depuis la sortie Fout une signal triangulaire  $V_e(t)$  caractérisé par les données suivantes :

$$\begin{array}{ll} \text{période} & \cong 2\text{ms} ; \\ \text{amplitude positive} & +2,5\text{V} ; \\ \text{amplitude négative} & -2,5\text{V}. \end{array}$$

#### 6.3.1.1 Quelle forme doit avoir le signal de sortie $V_s(t)$ ?

*Réponse*

*Le signal  $V_e(t)$  durant sa montée ou sa descente est de la forme  $at$ . Sa dérivée est donc une constante égale à  $a$ . Ceci doit être vérifié dans les questions ci-dessous.*

#### 6.3.1.2 Calculer les pentes en V/ms du signal $V_e(t)$ .

*Réponse*

*Soit  $V1$  la tension crête positive,  $V2$  la tension crête négative et  $T$  la période du signal d'entrée. La pente du signal d'entrée est obtenue par la relation :*

$$a = \frac{V1 - V2}{T}$$

#### 6.3.1.3 Connaissant $\tau = RC$ , calculer l'amplitude de $V_s(t)$ durant les pentes positives et négatives de $V_e(t)$ .

*Réponse*

*D'après la relation établie dans la partie théorique, on a :*

$$\begin{aligned} V_s(t) &= -RC \frac{dV_e(t)}{dt} \\ &= -\tau \frac{dV_e(t)}{dt} \end{aligned}$$

avec  $\tau = RC$

*On aura donc  $V_s(t) = a\tau$ .*

6.3.1.4 Observer les oscillations sur les fronts montants et descendants de  $V_s(t)$ .  
Proposer une explication.

6.3.1.5 Conclusion ?

### 6.3.2 Dérivateur avec le condensateur $C_p$ en parallèle avec $R$

On donne  $C = 1\text{nF}$ .

6.3.2.1 Réaliser le schéma de la figure 10. ( $C$  sera câblé dans la zone adaptateur)

6.3.2.2 Dans les mêmes conditions qu'en 6.3.2, constater l'absence des oscillations.

6.3.2.3 Conclusion ?

### 6.3.3 Intégrateur

Réaliser le schéma de la figure 11.

On applique depuis la sortie  $F_{out}$ , un signal rectangulaire  $V_e(t)$  caractérisé ainsi:

|                    |                   |
|--------------------|-------------------|
| période            | 60ms ;            |
| amplitude positive | +3V de durée 40ms |
| amplitude négative | -2V de durée 20ms |

Les éléments  $R$  et  $C$  ont pour valeur :

$R = 100\text{k}\Omega$       $C = 100\text{nF}$ .

L'intégrateur étant inverseur on aura :

$V_e(t) > 0 \rightarrow$  une pente négative pour  $V_s(t)$   
 $V_e(t) < 0 \rightarrow$  une pente positive pour  $V_s(t)$ .

6.3.3.1 Quel phénomène constatez-vous ?

réponse

La sortie de l'intégrateur tend vers  $+V_{sat}$  ou  $-V_{sat}$  selon que le signal d'entrée possède un effet positif ou négatif.

En effet, au début de chaque cycle d'intégration, il y a accumulation due charge de la constante d'intégration.

#### 6.3.4 Intégrateur : annulation de la constante d'intégration

La constante d'intégration  $V_0$  vue en théorie doit être annulée en début de chaque période d'intégration (début de la charge de C c'est à dire début de la partie négative de  $V_e(t)$ ).

Cette annulation est obtenue grâce à l'ensemble Q1, D6, Ra Rb et Rc dans le rectangle de la façon suivante :

- lorsque  $V_e$  est positive, le transistor Q1 se sature et décharge le condensateur C.
- lorsque  $V_e$  est négative, Q1 se bloque et laisse le condensateur C se charger jusqu'à ce que  $V_e$  repasse en positif.

Réaliser le schéma de la figure 12.

$R_a = 100\Omega$ ,  $R_b = 1k\Omega$ ,  $R_c = 47\Omega$

Ce résultat est donné en simulation par la figure 10.

- 6.3.4.1 Connaissant la valeur de la constante de temps  $\tau = RC$ , calculer la pente du signal de sortie  $V_s(t)$  ainsi que son amplitude au bout du temps de charge  $T_n$ , durée d'une partie négative de  $V_e(t)$ .

Réponse

Il a été démontré plus haut que :

$$V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int V_e(t) dt + V_0$$

avec  $\tau = RC$

Ici, la constante  $V_0$  est annulée en début de chaque cycle.

Pour un signal d'entrée  $V_e$  rectangulaire donc d'amplitude constante, on a :

$$V_s(t) = -\frac{V_e}{\tau} t$$

La pente du signal de sortie  $V_s(t)$  est donc :  $a = -\frac{V_e}{\tau}$

La tension  $V_s$  est mise à 0 par le système d'annulation de  $V_0$  pour  $V_e > 0$ .

Au bout du temps  $T_n$  on aura :  $V_s(t) = -\frac{V_e}{\tau} T_n$ .



#### 6.3.4.2 Vérifier sur le résultat obtenu à l'oscilloscope.

Dérivateur sans condensateur  $C_p$ . Trait épais = oscillations

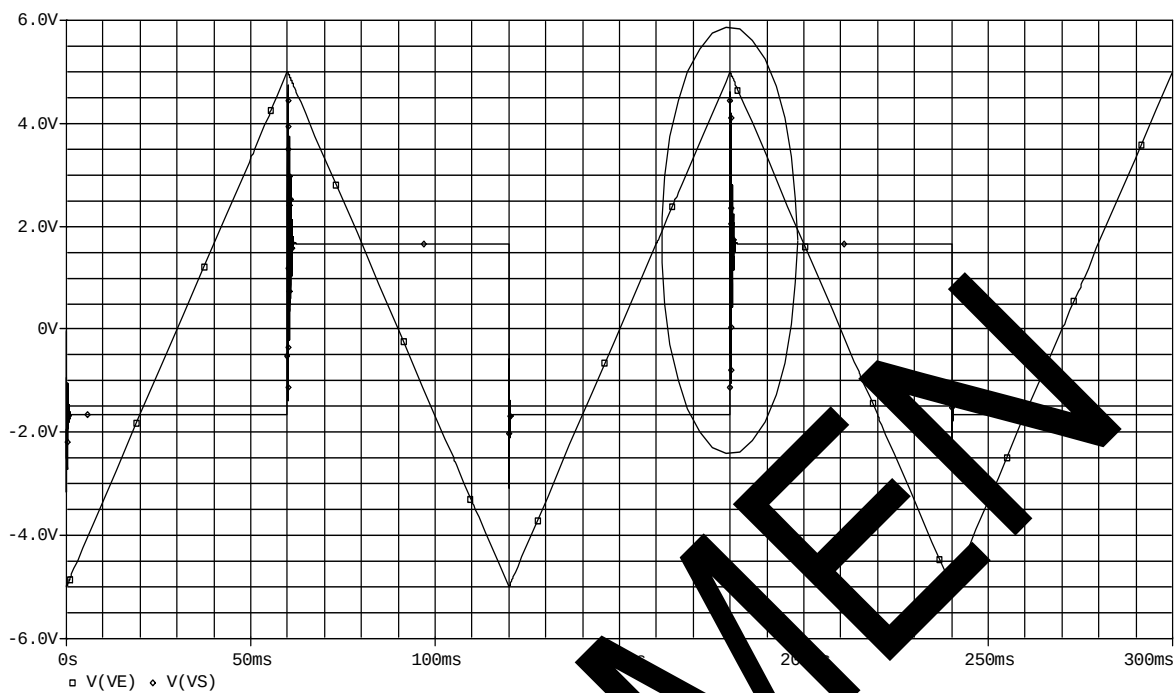


fig. 13

Dérivateur sans condensateur  $C_p$  zone d'oscillation dilatée

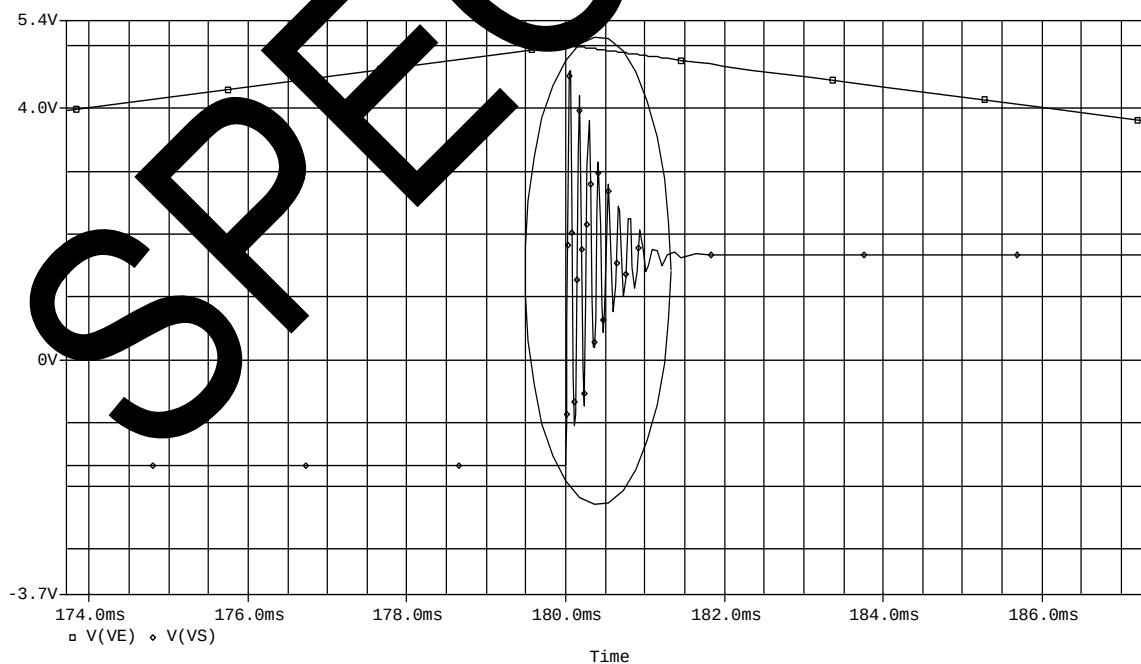


fig. 14

Dérivateur avec condensateur  $C_p$  :  
Oscillations éliminées

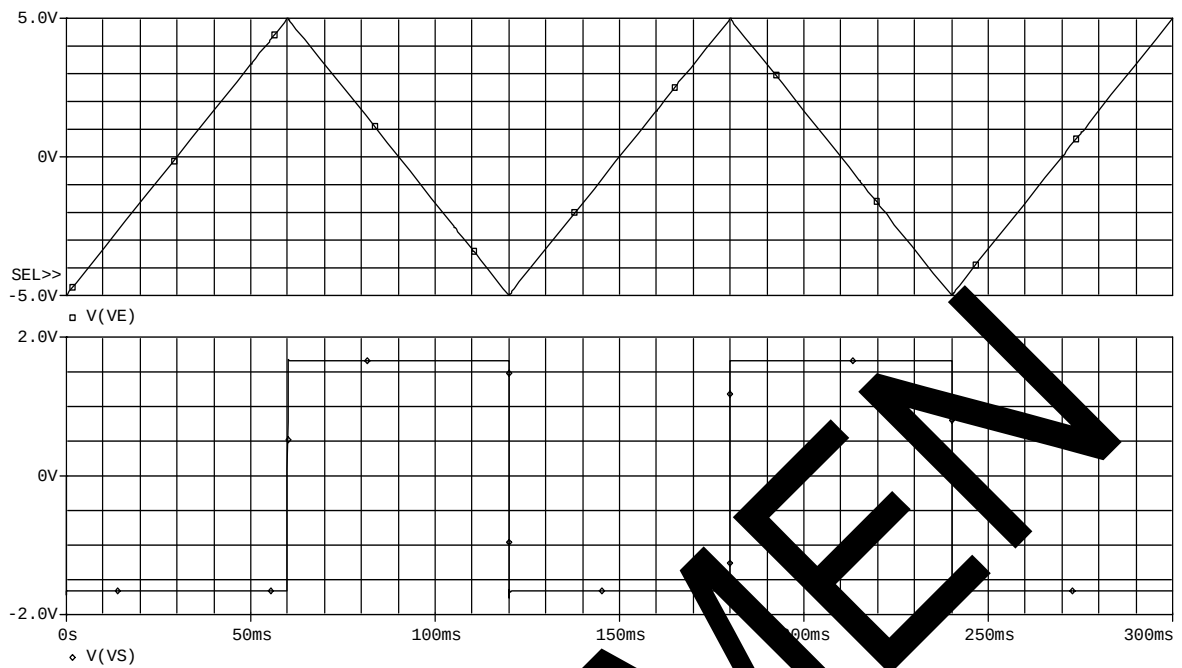


fig. 15

Intégrateur avec décharge de  $C_p$  en début de cycle

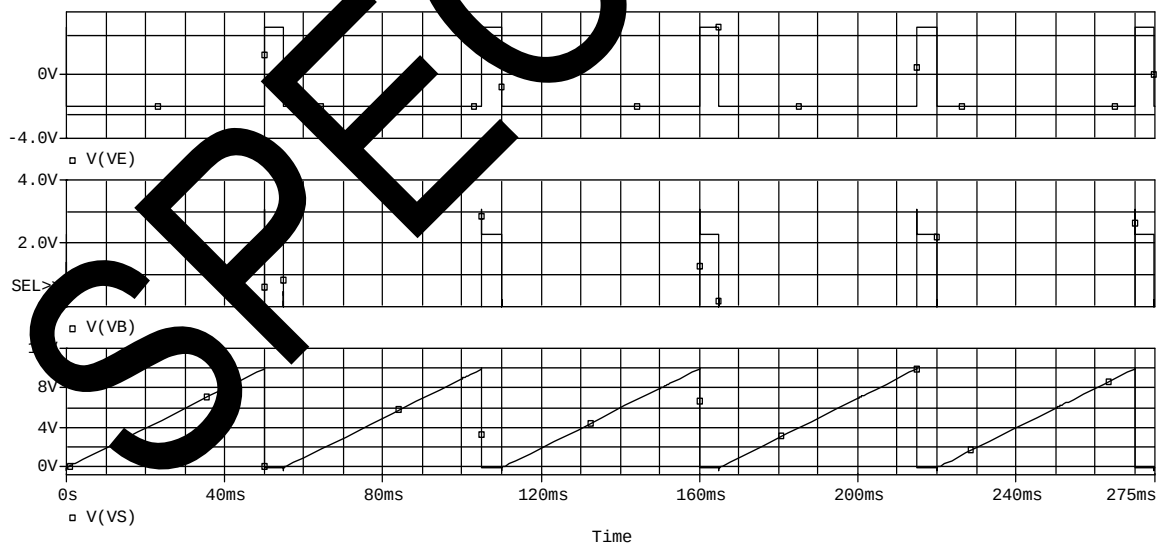


fig. 16

---

## TP 7 COMPARATEUR

### 7.1 SCHEMA FONCTIONNEL

Le schéma fonctionnel est donné par la figure 1.

L'une des entrées reçoit un signal  $V1$  et l'autre un signal  $V2$ .

Si  $V1$  est appelé signal d'entrée  $V_e$  et  $V2$  signal d'entrée  $V_{réf}$  et vis et versa.

Comme son nom l'indique, le but du comparateur est de comparer ces deux signaux dont l'un est la référence et l'autre le signal variable.

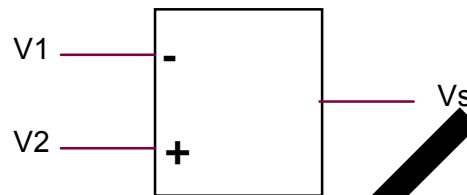


fig.1

La sortie  $V_s$  du comparateur est :

$V_s = +V_{sat}$  si  $V1 > V2$  ou

$V_s = -V_{sat}$  si  $V1 < V2$ .

$V_{sat}$  est la tension de saturation de l'AOP, elle est voisine de  $+V_{cc}$  ou  $-V_{cc}$  tensions d'alimentation du composant.

### 7.2 APPLICATIONS

↳ Le signal variable  $V1$  peut être l'image d'une grandeur physique (température, pression, humidité, niveau de liquide dans un récipient, position d'un objet mobile). Dans ce cas,  $V_e$  est un signal continu très lentement variable.

Le comparateur sert alors à détecter une valeur limite à ne pas dépasser.

La sortie du comparateur délivre alors un signal :

$+V_{sat}$  si  $V1 > V2$ , ou  $-V_{sat}$  si  $V1 < V2$ .

Cette sortie peut servir à déclencher un signal d'alarme sonore ou lumineux.

↳ Le signal  $V1$  est l'image d'un phénomène périodique par exemple la vitesse de rotation d'un moteur.

Le comparateur peut servir à mettre en forme le signal  $V1$  en vue d'un traitement numérique (création d'un signal TTL).

### 7.2.1 Mise en forme : cas idéal

Les schémas de principe sont donnés figures 2a et 2b.

$V_e$  est un signal sinusoïdal sans composante continue et non "bruité" c'est à dire sans signal parasite superposé à  $V_e$ .

Le signal  $+V_{var}$  permet de mettre en évidence le rôle du signal  $V_{réf}$  sur la forme du signal de sortie  $V_s$ .

Les chronogrammes attendus sont donnés figure 2 à 8.

Comparateur non-inverseur

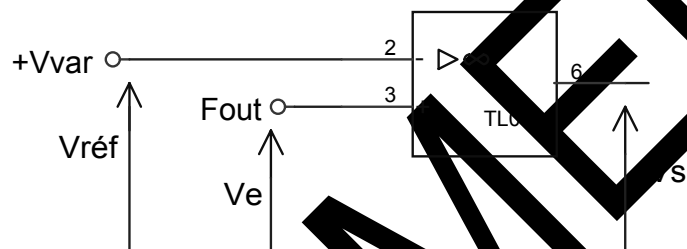


fig.2.a

Comparateur inverseur

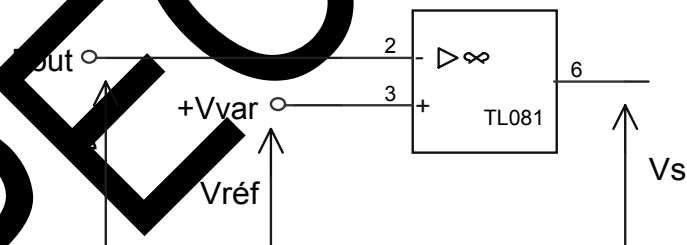


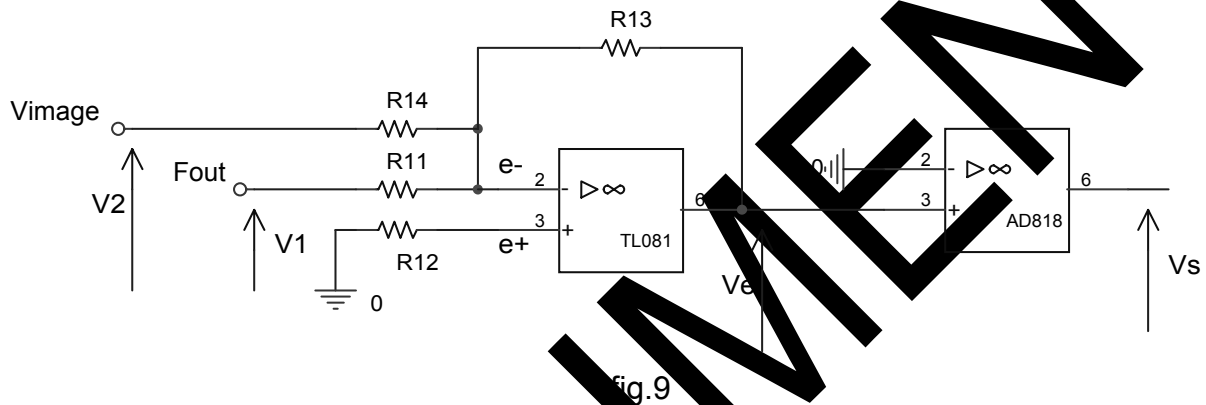
fig.2.b

### 7.2.2 Mise en forme : cas réel

Le plus souvent, le signal  $V_e$  est entaché de bruit c'est à dire superposé à un signal parasite de faible amplitude, périodique ou aléatoire de fréquence très supérieure à celui de  $V_e$ .

Dans ce cas, l'utilisation du comparateur s'avère très délicate voir impossible. En effet, lors du franchissement de la tension de référence, le signal parasite peut provoquer plusieurs commutations du comparateur et générer ainsi plusieurs impulsions qui ne correspondent pas à celles attendues.

Pour simuler un tel signal, il est proposé le schéma ci-dessous figure 9.



$V_{image}$  est le signal défini dans le TP 1 figure 13. C'est le signal sans parasite (identique à  $V_{e0}$  figure 6).

Le signal  $V_e$  est la somme pondérée (voir le montage sommateur-inverseur) de  $V_{image}$  et de  $F_{out}$  c'est le signal bruité.

Les chronogrammes correspondants sont donnés figure 6.

---

## 7.3 TRAVAUX PARTIQUES

### 7.3.1 Mise en forme idéal

- 7.3.1.1 Réaliser le schéma de la figure 2.a, observer les formes du signal Vs en fonction de Vréf.

### 7.3.2 Mise en forme réel

- 7.3.2.1 Réaliser le schéma de la figure 9.  
7.3.2.2 Déterminer l'expression de Ve en fonction de V1 et V2.

*Réponse*

La sortie Ve s'exprime sous la forme :  $V_e = -\left(\frac{R_{13}}{R_1} V_1 + \frac{R_{14}}{R_1} V_2\right)$

- 7.3.2.3 La fréquence de V2 est de 50Hz (période 20ms) ; régler celle de V1 aux alentours de 2kHz et son amplitude voisine de 1V crête à crête. Observer la forme du signal Vs obtenu.  
7.3.2.4 La période des impulsions obtenues correspond-elle à celle de Vimage ?

*Réponse*

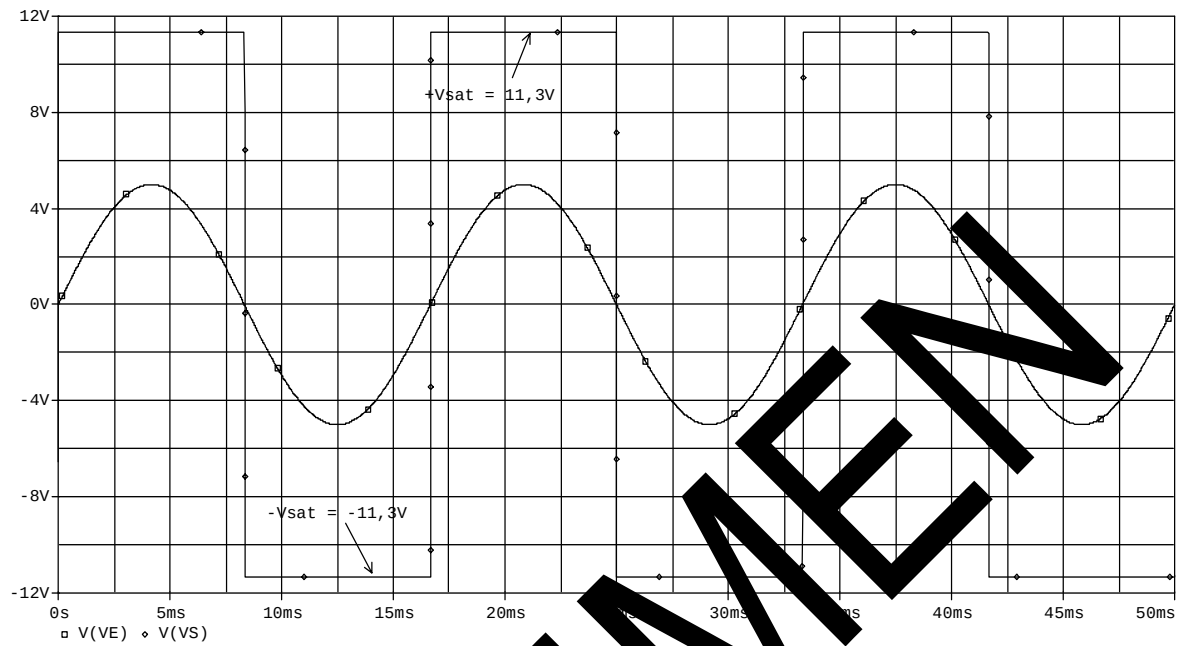
Non ; on observe des oscillations à la période du signal Fout.

- 7.3.2.5 Conclusions sur l'efficacité du comparateur ?

*Réponse*

Pour le signal utilisé le comparateur simple s'avère peu efficace pour effectuer une mise en forme correcte.

### Comparteur non-inverseur



### Comparteur inverseur

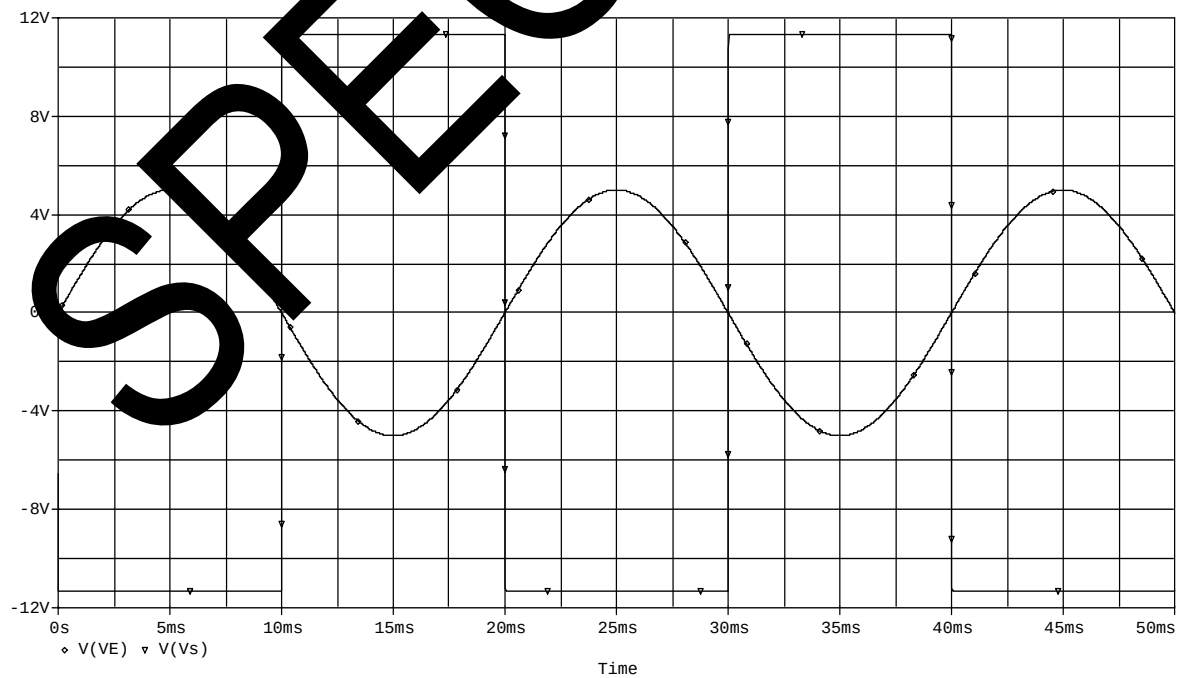


fig.3  $V_{ref} = 0$

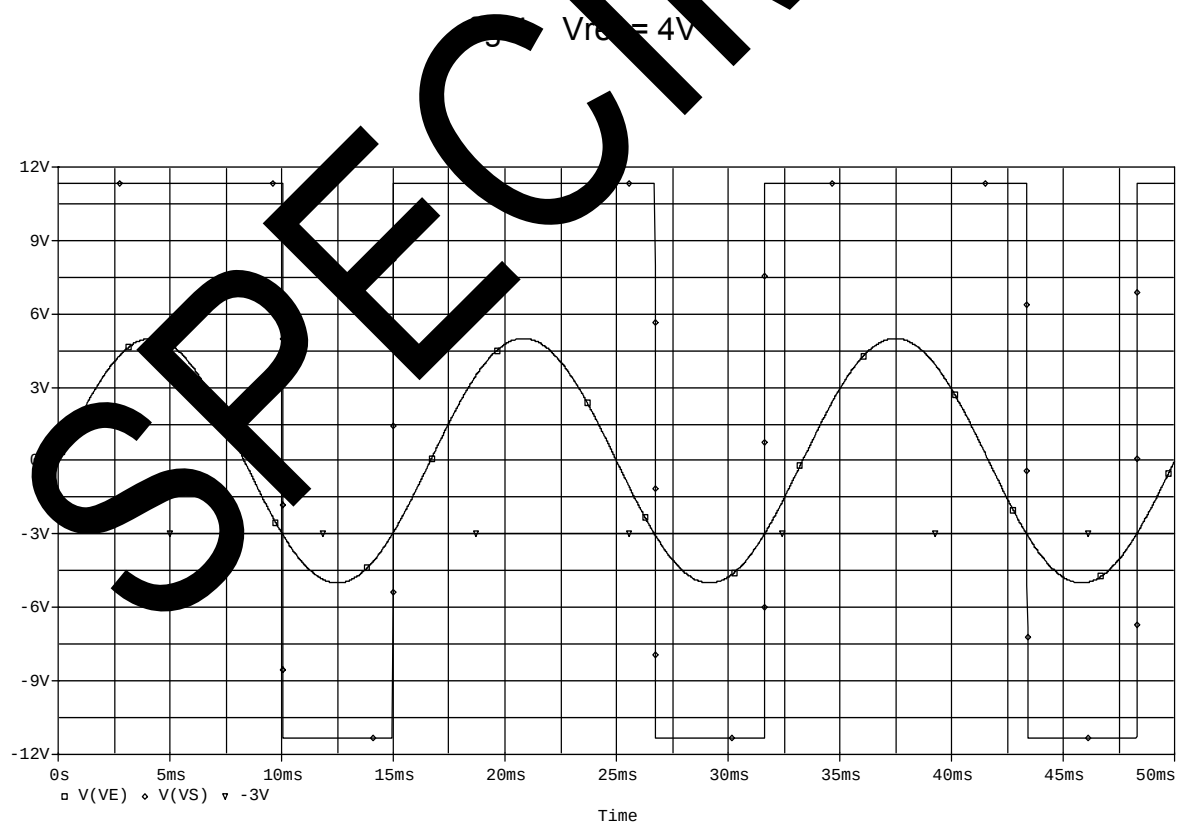
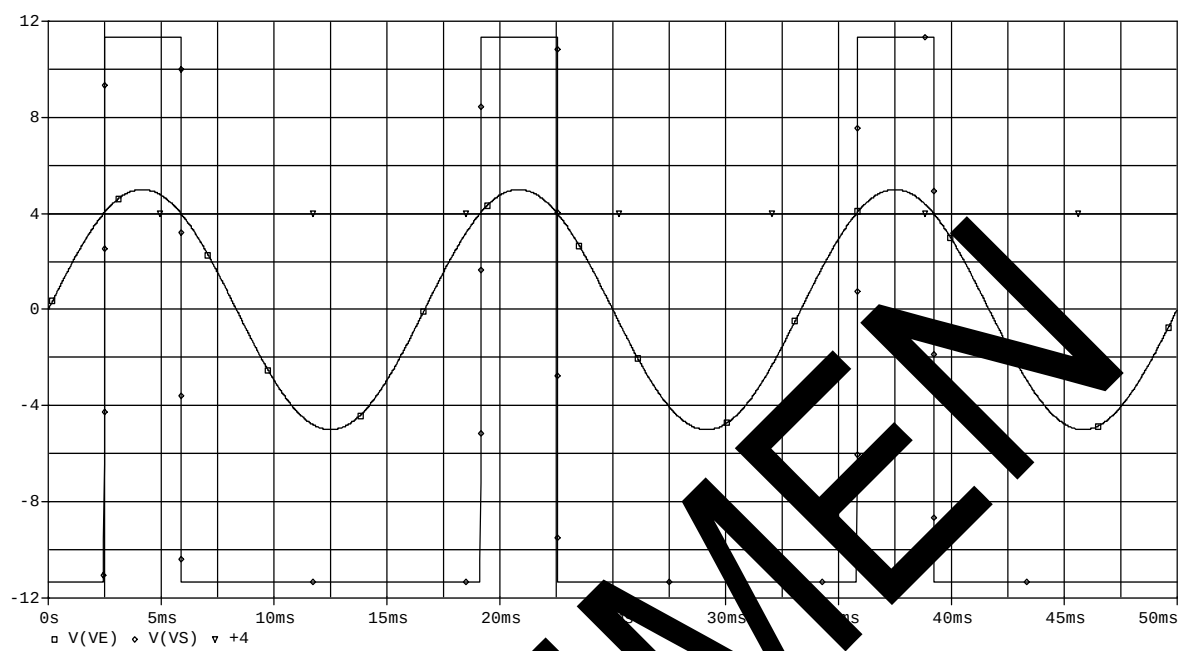


fig.5  $V_{r\acute{e}f} = -3V$



Temps de montée de Vs

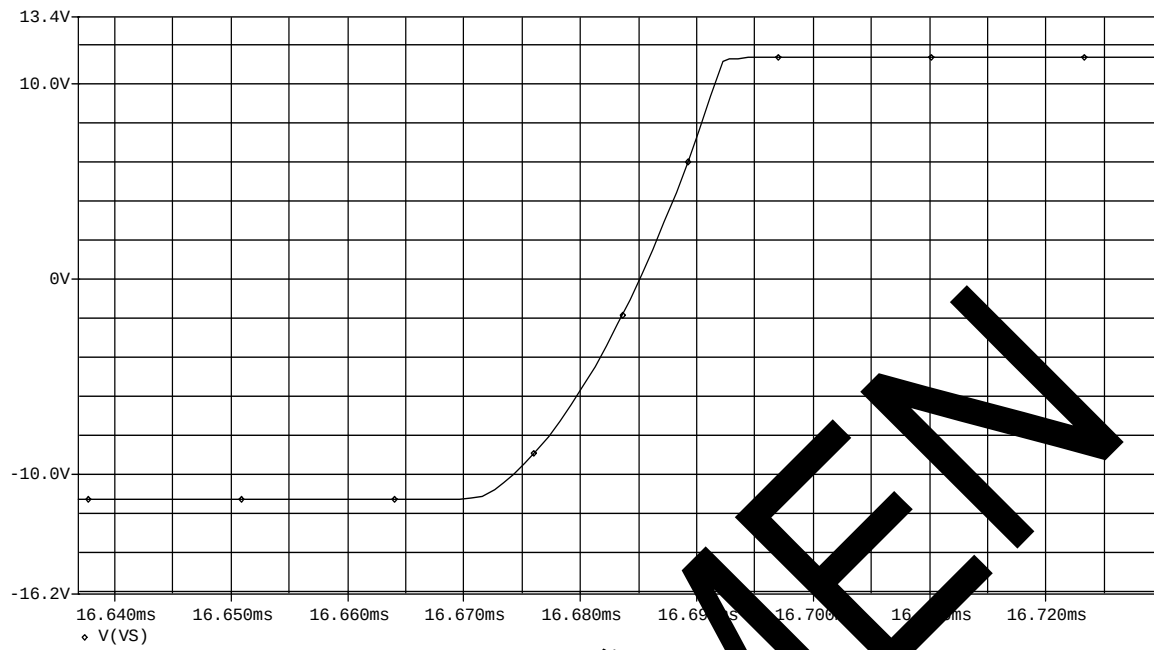


fig.6

Temps de descente de Vs

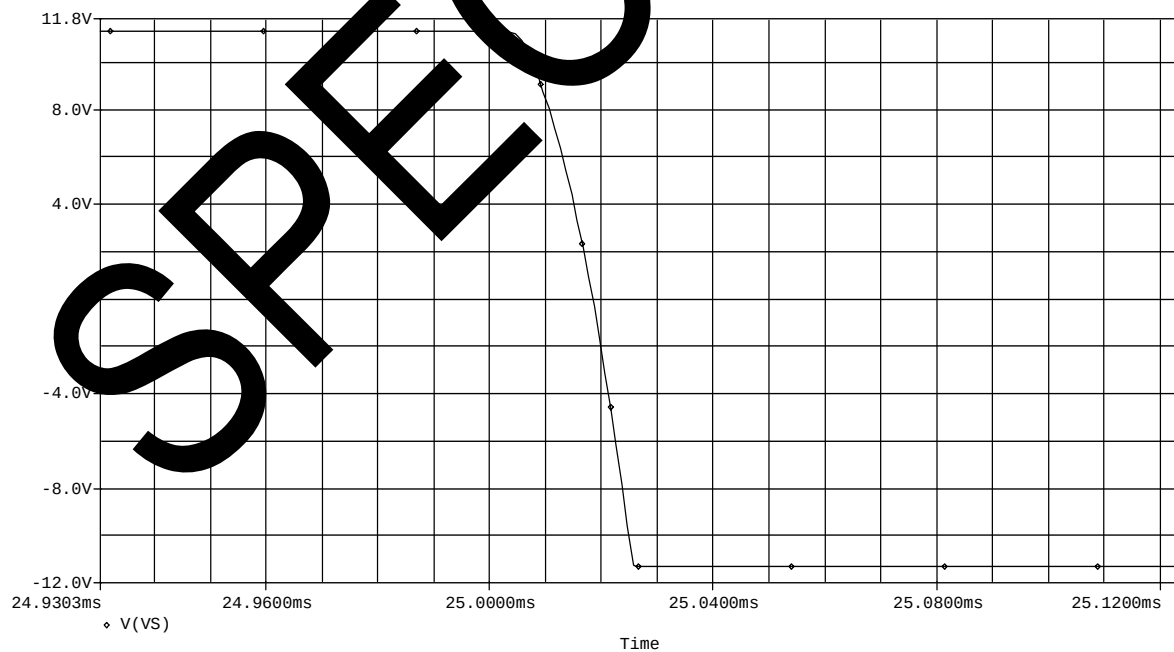
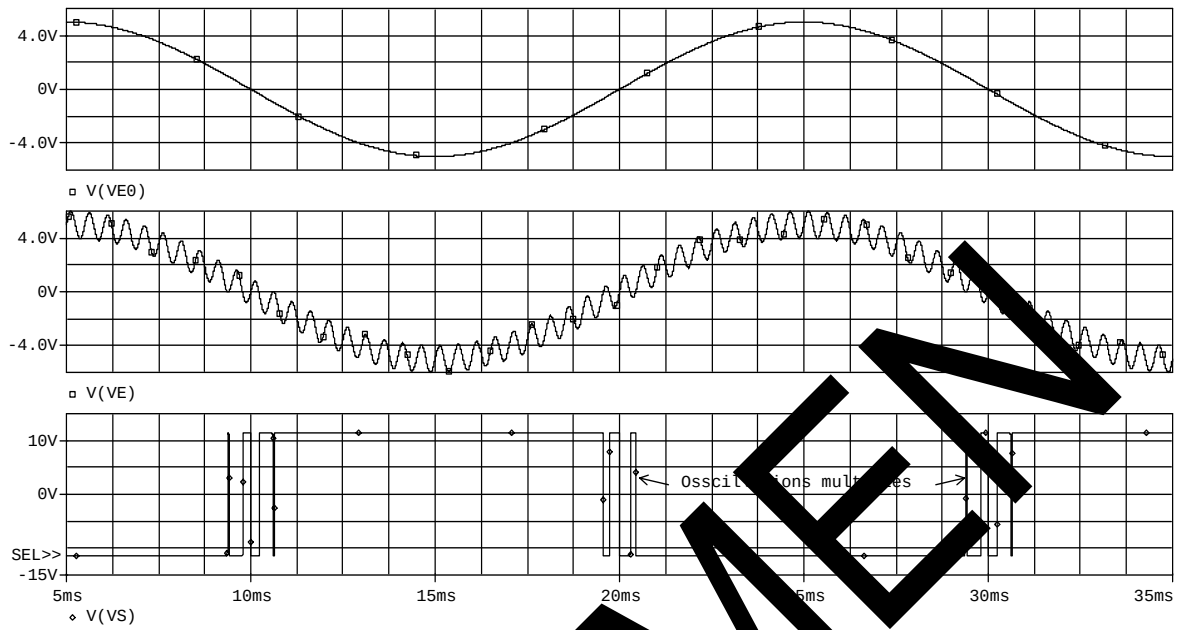


fig.7

## Mise en forme d'un signal bruité



## TP 8 COMPAREUR-TRIGGER ou COMPAREUR à 2 SEUILS

### 8.1 COMPAREUR POUR SIGNAL BRUITÉ

Nous avons vu dans le TP 7 les limites du comparateur dans le cas d'un signal bruité.

Le chronogramme ci-dessous fig.1 indique que le signal de sortie  $V_s$  obtenu ne reflète pas la période du signal d'entrée  $V_e$  (oscillations multiples lors du passage par la référence 0V)

Pour remédier à cela, il faut faire appel au comparateur-trigger

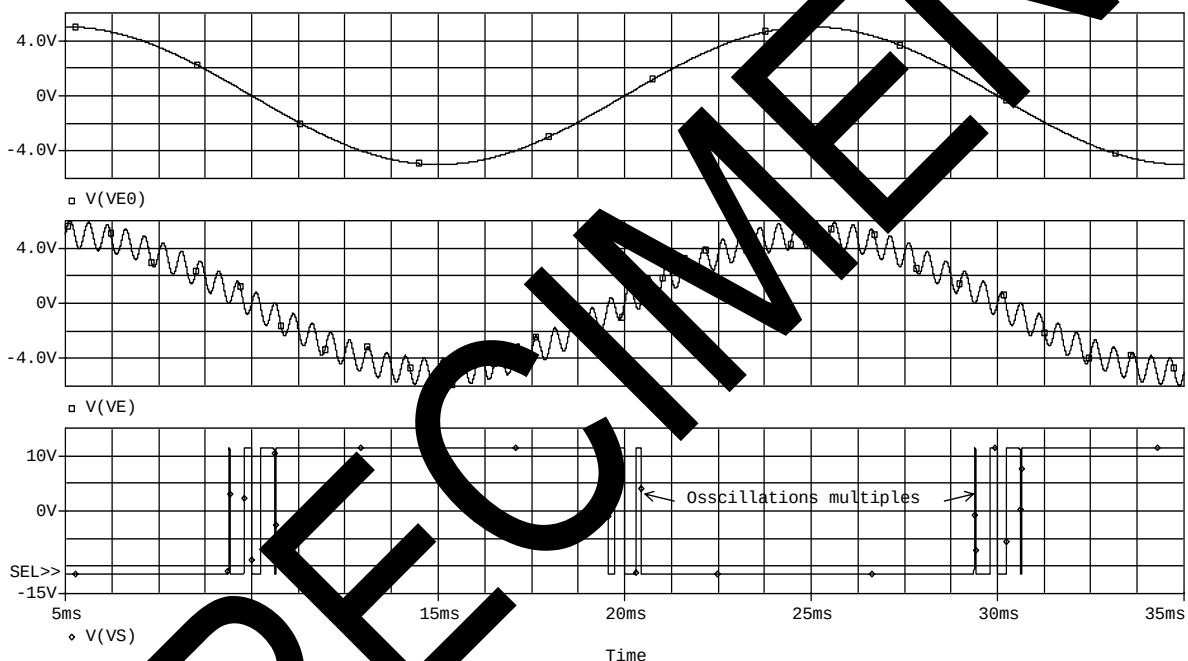


fig.1

### 8.2 COMPAREUR-TRIGGER

Appelé souvent simplement trigger, cette fonction réalise la comparaison entre deux signaux :

- ↳ d'une part un signal variable  $V_e$  et,
- ↳ d'autre part deux références dont le niveau change fonction du sens de variation de  $V_e$  et dont les valeurs sont calculées en fonction du signal de sortie  $V_s$  du trigger.
- ↳  $V_s$  prend deux valeurs :  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$ .

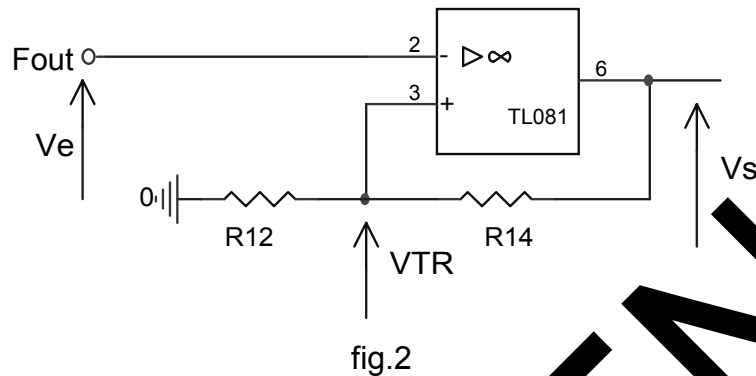
Tout se passe comme si l'on avait 2 références : une dans le sens croissant de  $V_e$  et l'autre dans le sens décroissant de  $V_e$ .

Comme pour les comparateurs, nous avons le trigger inverseur et le trigger non inverseur.

## 8.3 TRIGGER INVERSEUR

### 8.3.1 Schéma de principe

Il est donné par la figure 2.



### 8.3.2 Principe de fonctionnement

Le signal  $V_e$  est appliqué sur l'entrée - de l'AO.

Si  $V_s = +V_{sat}$ , la tension  $V_{TR}$  (TR pour trigger) est appelée  $V_{TR+}$  avec :

$$V_{TR} = V_{TR+} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} (+V_{sat})$$

Si  $V_s = -V_{sat}$ , la tension  $V_{TR}$  est appelé  $V_{TR-}$  avec :

$$V_{TR} = V_{TR-} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} (-V_{sat})$$

La différence  $\Delta V = V_{TR+} - V_{TR-}$  s'appelle l'hystérésis du trigger avec

$$\Delta V = 2 \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_{sat}.$$

Le chronogramme est donné par la figure 4 et le cycle d'hystérésis par la figure 4b.

Les flèches indiquent le sens de parcours du signal de sortie  $V_s$  en fonction du sens de variation de  $V_e$ .

## 8.4 TRIGGER NON-INVERSEUR

### 8.4.1 Schéma de principe

Il est donné par la figure 3.

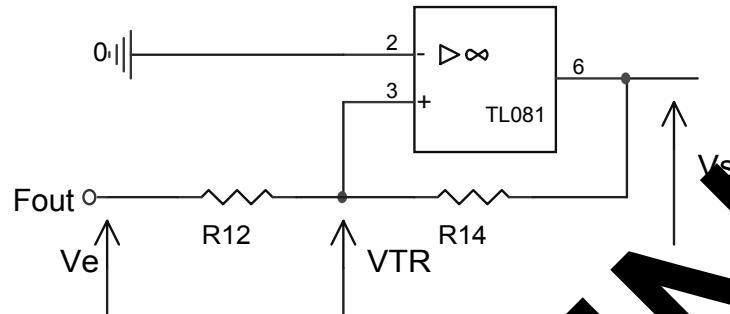


fig.3

### 8.4.2 Principe de fonctionnement

Le signal  $V_e$  est appliqué sur l'entrée + de l'AOP. Ici, l'entrée + de l'AOP (VTR) est comprise à l'entrée. L'entrée - étant à 0, la sortie du trigger change de niveau chaque fois que VTR passe d'un côté ou de l'autre de 0.

Quel que soit l'état du trigger on a :

$$V_{TR} = \frac{R_{12} V_{sat} + R_{14} V_e}{R_{12} + R_{14}}$$

Si  $V_s = +V_{sat}$ , pour que le trigger bascule de  $+V_{sat}$  à  $-V_{sat}$ , il faut que VTR devienne négative.

Cela donne :  $V_e < -\frac{R_{12}}{R_{14}}(+V_{sat})$ .

où :  $V_{TR} = -\frac{R_{12}}{R_{14}}(+V_{sat})$ .

Si  $V_s = -V_{sat}$ , pour que le trigger bascule de  $-V_{sat}$  à  $+V_{sat}$ , il faut que VTR devienne positive.

Cela donne :  $V_e > -\frac{R_{12}}{R_{14}}(-V_{sat})$  soit  $V_e > \frac{R_{12}}{R_{14}}(+V_{sat})$

D'où :  $V_{TR} = \frac{R_{12}}{R_{14}}(+V_{sat})$

La différence  $\Delta V = V_{TR+} - V_{TR-}$  est donnée par :  $\Delta V = 2 \frac{R_{12}}{R_{14}} V_{sat}$

Le chronogramme est donné par figure 5.

## 8.5 APPLICATION : MISE FORME D'UN SIGNAL BRUITÉ

Réaliser grâce à la figure 6 ci-dessous, le signal bruité  $V_e$  de la figure 1.

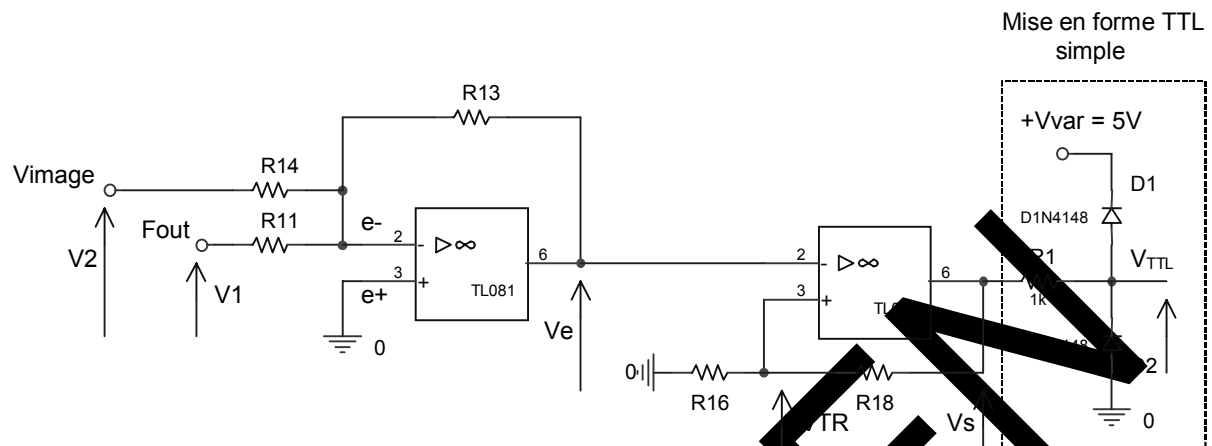


fig.6

Observer sur la figure 7 que le signal de sortie  $V_s$  est bien l'image de  $V_e$  pour la période.

Les oscillations multiples ont disparu tant l'amplitude de crête à crête du bruit reste inférieure à l'hystérésis  $\Delta V$  du trigger.

La sortie  $V_{TTL}$  peut être obtenue par un schéma simple utilisant la sortie  $V_{var}$  réglée à 5V.

D1 et D2 sont des diodes dites de clamping,

D1 sert à limiter la sortie  $V_s$  de  $15V$  à  $V_{TTL} + V_d$  soit environ  $5,65V$ ,

D2 sert à limiter  $V_s$  de  $-0,65V$  à  $-0,65V$ .

---

## 8.6 TRAVAUX PRATIQUES

### 8.6.1 Trigger inverseur

8.6.1.1 Réaliser le schéma de la figure 2.

8.6.1.2 Démontrer les relations donnant  $V_{TR+}$ ,  $V_{TR-}$  et  $\Delta V$ .

*Réponse*

*Voir le paragraphe 8.3.2*

8.6.1.3 Relever les chronogrammes.

8.6.1.4 Conclusions ?

### 8.6.2 Trigger non-inverseur

8.6.2.1 Réaliser le schéma de la figure 3..

8.6.2.2 Démontrer les relations donnant  $V_{TR+}$ ,  $V_{TR-}$  et  $\Delta V$ .

*Réponse*

*Voir le paragraphe 8.4.2*

8.6.2.3 Relever les chronogrammes

8.6.2.4 Conclusions ?

### 8.6.3 Application

8.6.3.1 Réaliser le schéma de la figure 6.

8.6.3.2 Relever les chronogrammes.

8.6.3.3 Régler l'amplitude du bruit inférieure puis supérieure à  $\Delta V$ , et relever les chronogrammes.

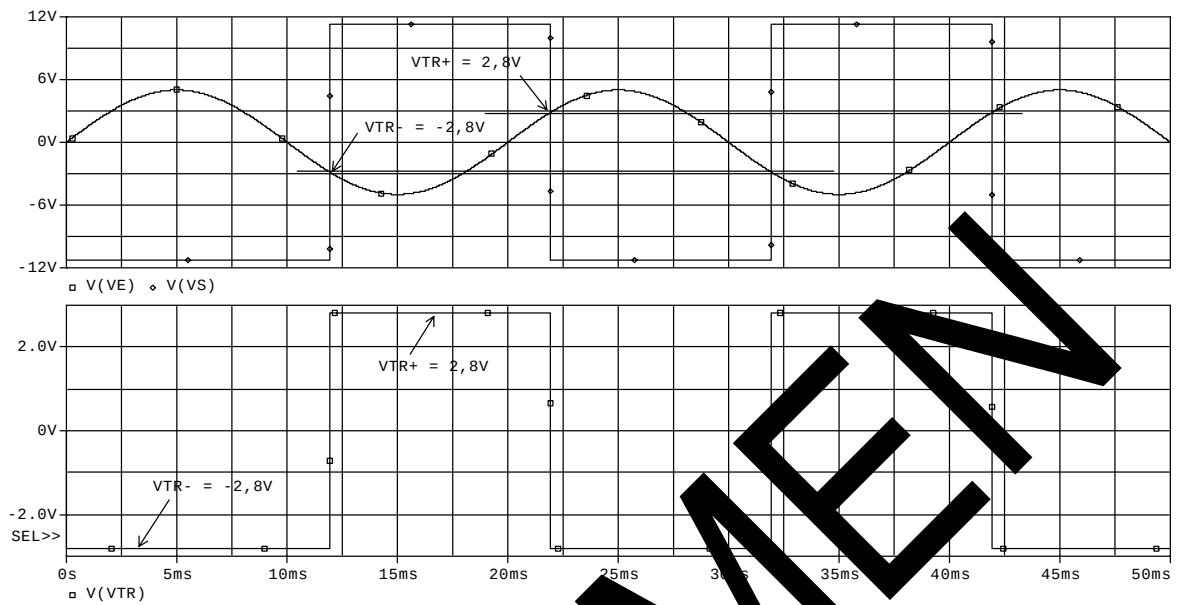
8.6.3.4 Conclusions ?

*Réponse*

*Tant que l'amplitude du bruit est inférieure à l'hystérésis  $\Delta V$ , le signal de sortie a une période identique à celle du signal d'entrée.*

*Les oscillations observées avec le comparateur simple n'apparaissent plus.*

## Trigger inverseur



## Cycle Hystérésis d'un trigger inverseur

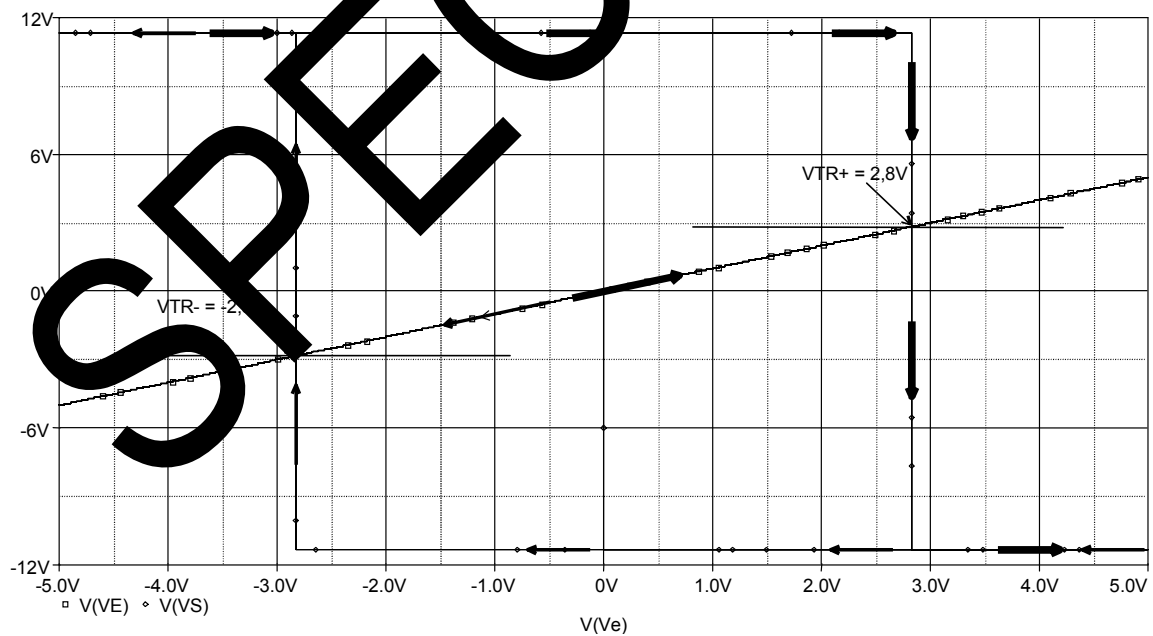


fig.4 bis



## Trigger non-inverseur

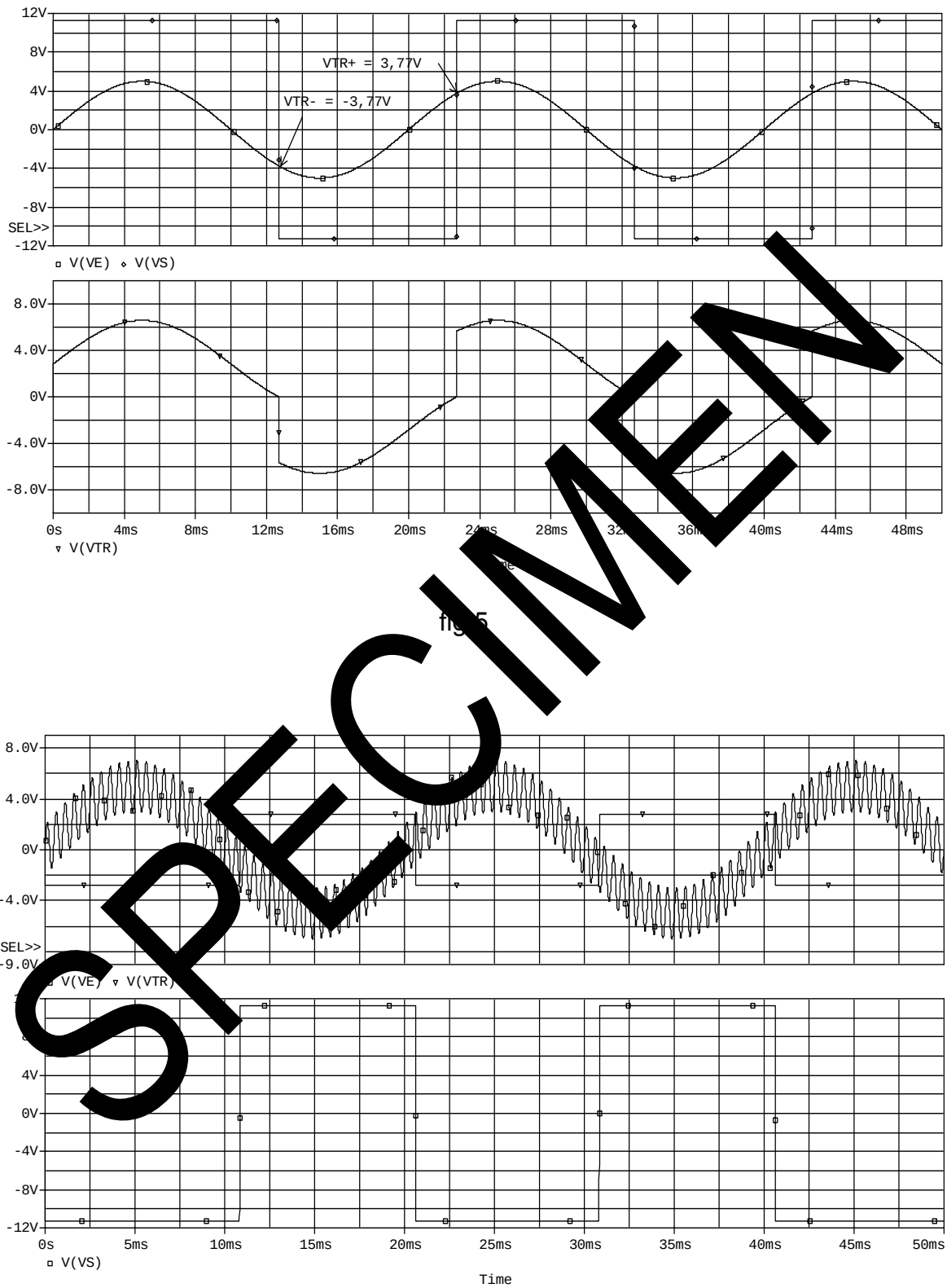


fig.6

---

**SPECIMEN**

## TP 9 FILTRES DU 1<sup>er</sup> ORDRE

Seuls les filtres actifs seront étudiés dans ces TP.

### 9.1 RAPPELS

Filtrer un signal c'est atténuer ou supprimer de son spectre une gamme de fréquences selon les besoins.

On distingue 4 principaux types de filtres :

- passe-bas,
- passe-haut,
- passe-bande,
- réjecteur ou coupe bande.

L'ordre du filtre dépend de l'efficacité souhaitée d'éliminer les fréquences non désirées de sa bande passante.

Cet ordre peut aller de 1 à 8 voir plus dans les cas usuels.

Il est donné par le degré du polynôme en  $j\omega$  ou  $p$  du dénominateur de sa fonction de transfert ou transmittance ; et l'opérateur de Laplace.

L'étude portera sur les filtres d'ordre 1 à 4.

### 9.2 FILTRES PASSE-BAS DU 1<sup>er</sup> ORDRE

Comme son nom l'indique il laisse passer basses fréquences et élimine les hautes.

#### 9.2.1 Schémas de principe

Deux schémas sont proposés figure 1 et 2.

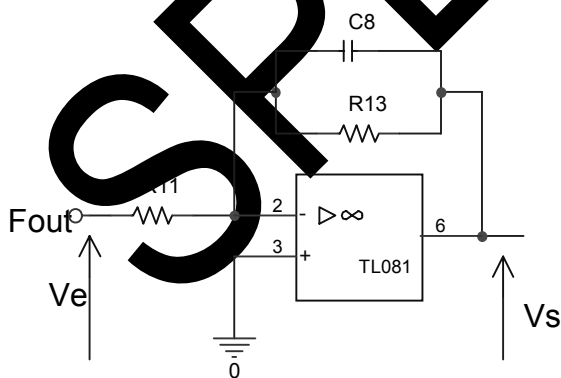


fig.1

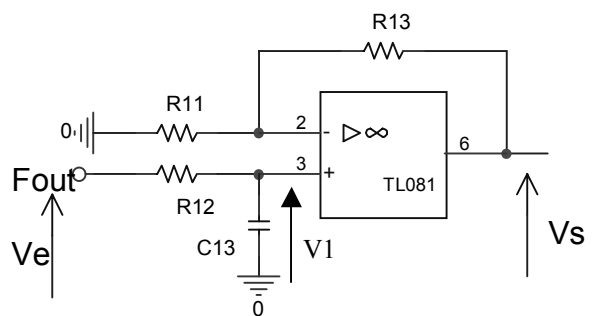


fig.2

### 9.2.2 Calcul de la transmittance schéma fig.1

Démontrer que la transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = -\frac{R13}{R11} \frac{1}{1+jR13C8\omega}$$

### 9.2.3 Calcul de la transmittance schéma fig.2

Démontrer que la transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = \frac{1}{1+jR12C13\omega} \left(1 + \frac{R13}{R11}\right)$$

## 9.3 FILTRE PASSE-HAUT DU 1<sup>er</sup> ORDRE

Comme son nom l'indique il laisse passer hautes fréquences et élimine les basses.

### 9.3.1 Schéma de principe

Il est donné par la figure 3.

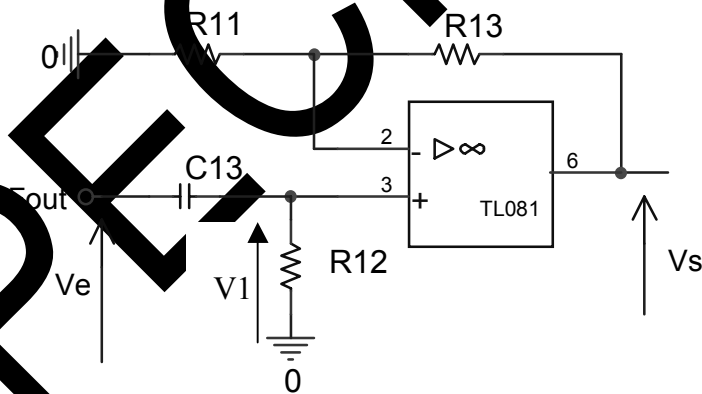


fig.3

### 9.3.2 Calcul de la transmittance

Démontrer que la transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = \frac{jR12C13\omega}{1+jR12C13\omega} \left(1 + \frac{R13}{R11}\right)$$

## 9.4 TRAVAUX PRATIQUES

### 9.4.1 Filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre : schémas figures 1 et 2

9.4.1.1 Mettre la transmittance sous la forme ci-dessous en identifiant les paramètres  $T_0$ , et  $\omega_0$  :

$$T = \frac{T_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Pour chacun des filtres :

Réponse

Filtre 1

Le montage est de type inverseur ; donc la transmittance est donnée par :

$$T(j\omega) = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{avec} \quad Z_1 = R_{11} \quad Z_2 = \frac{R_{13}}{R_{13} + \frac{1}{jC_8\omega}} ; \text{ ce qui donne :}$$

$$T(j\omega) = -\frac{R_{13}}{R_{11}} \frac{1}{1 + jR_{11}C_8\omega} ; \text{ ce qui par identification donne :}$$

$$T_0 = -\frac{R_{13}}{R_{11}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{R_{11}C_8}$$

Filtre 2

Le montage est de type non-inverseur. En utilisant le signal  $V_1$  à l'entrée  $V_+$  de l'AOP, la transmittance est donnée par :

$$T = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_1}{V_e} = \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{11}}\right) \frac{1}{1 + jR_{12}C_{13}\omega}$$

La transmittance  $T$  est de la forme :

$$T = \frac{T_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec} \quad T_0 = 1 + \frac{R_{13}}{R_{11}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{R_{12}C_{13}}$$

---

9.4.1.2 Calculer le module et l'argument  $\varphi$  de  $T$ .

*Réponse*

*En utilisant les formes canoniques, on trouve :*

*Filtre 1*

$$|T| = T_0 \quad \text{et} \quad \varphi = -\pi - \text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

*Filtre 2*

$$|T| = |T_0| \quad \text{et} \quad \varphi = -\text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

9.4.1.3 Déterminer la fréquence de coupure, en déduire la bande passante.

*Réponse*

*La fréquence de coupure est  $\omega_0$  et la bande passante va de 0 à  $f_c = \omega_0/2\pi$  dans les deux cas.*

9.4.1.4 Déterminer les asymptotes du gain quand  $\omega$  varie de 0 à l'infini. Spécifier leur pente si elle existe.

*Les asymptotes sont une horizontale à  $20\lg|T_0|$  et une oblique de  $-20\text{dB/décade}$ .*

9.4.1.5 Tracer les diagrammes de Bode Gain et phase du filtre.

9.4.1.6 Comparer les pentes des asymptotes et les bandes passantes à celles obtenues par le calcul.

9.4.1.7 Conclusion ?

### 9.4.2 Filtre passe-haut du 1<sup>er</sup> ordre : schéma figure 3

9.4.2.1 Mettre la transmittance sous la forme ci-dessous en identifiant les

paramètres  $T_0$ , et  $\omega_0$  :

$$T = T_0 \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Réponse

La transmittance est donnée par :

$$T = \frac{V_s V_1}{V_1 V_e} = \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{11}}\right) \frac{j R_{12} C_{13} \omega}{1 + j R_{12} C_{13} \omega} ; \text{ par identification on trouve :}$$

$$T_0 = 1 + \frac{R_{13}}{R_{11}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{R_{12} C_{13}}$$

9.4.2.2 Reprendre les questions 2 à 7 ci-dessus.

Réponse

$$|T| = T_0 \quad \text{et} \quad \varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

La fréquence de coupure est  $\omega_0$  et la bande passante va de  $f_c = \omega_0/2\pi$  à l'infini (filtre passe-haut) en théorie. En pratique, la fréquence de coupure haute est limitée par la transmittance de l'AOP réel (voir TP paragraphe 5.1).

Asymptotes

On a une asymptote oblique de +20dB/décade et une horizontale à  $20 \lg |T_0|$

---

**SPECIMEN**



## TP 10 FILTRES ACTIFS DU SECOND ORDRE

### 10.1 FILTRE DU SECOND ORDRE

Il existe plusieurs structures pour réaliser les filtres actifs du second ordre :

structure à contre-réactions multiples,  
structure de Salenn et Key,  
structure de Rauch,  
filtre universel,  
gyrateurs, ...

Ici, seules les structures de Salenn et Key et de Rauch seront étudiées.

Afin d'étudier facilement les atténuation de -20 à -40db/décade nous utiliserons U2 (AOP type AD818).

### 10.2 Structure de Salenn et Key

#### 10.2.1 Schéma de principe

Il est donné par la figure 1 ci-dessous :  $k$  est un coefficient d'amplification d'un amplificateur avec une impédance d'entrée supposée infinie.  
La figure 2 montre le cas où  $k = 1$ .

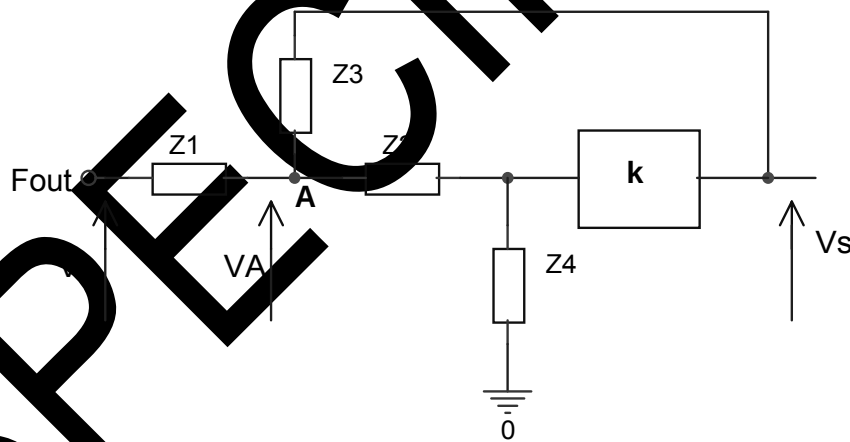


fig.1

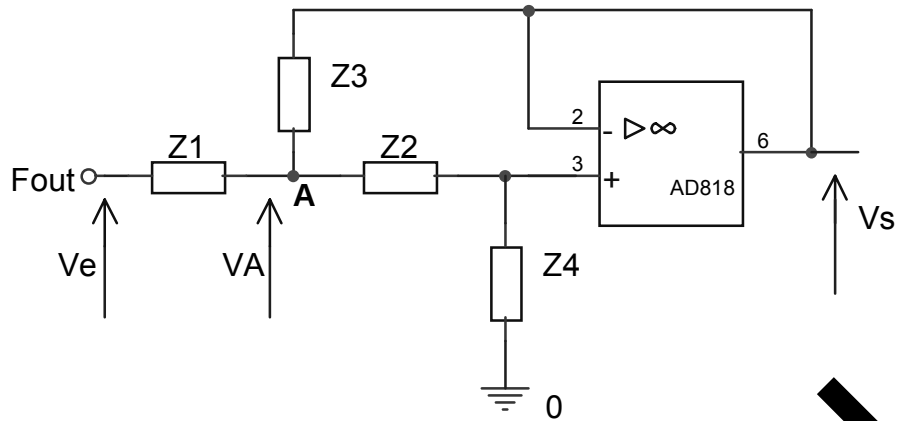


fig.2

En appliquant entre autres, le théorème de Millmann en A, la transmittance de la structure figure 1 peut se mettre sous la forme :

$$T(j\omega) = \frac{kZ_1Z_4}{Z_1(Z_3 + Z_4(1-k) + Z_2) + Z_2(Z_3 + Z_4)}$$

Pour  $k = 1$  figure 2 on trouve :

$$T(j\omega) = \frac{Z_1Z_4}{Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_2(Z_3 + Z_4)}$$

### 10.2.2 Filtre passe-bas du 2<sup>ème</sup> ordre

Le schéma structurel est donné par la figure 3.a avec  $k = 1$  (AOP suiveur).

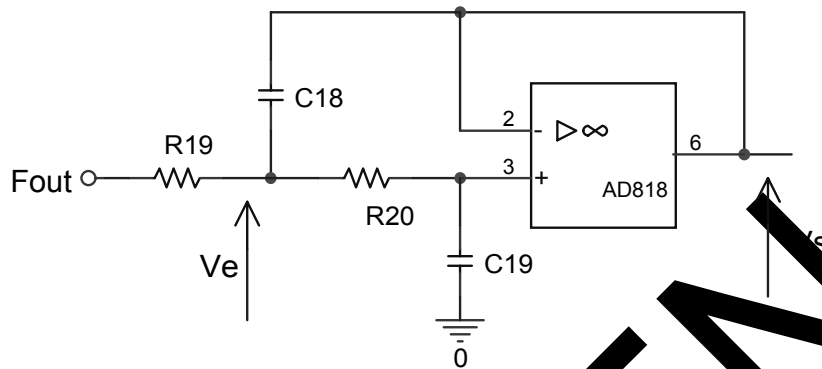


fig.3.a

La simulation donne la réponse harmonique figure 3.b

Posons  $R19 = R20 = R$  et  $C18 = C19 = C$ .

La transmittance est donnée par la relation

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega)^2}$$

Posons  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  on obtient

$$T(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La forme canonique est :

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + j2m\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

### 10.2.3 Filtre passe-haut du 2<sup>ème</sup> ordre

Le schéma structurel est donné par la figure 4.a avec  $k = 1$  ( AOP suiveur).

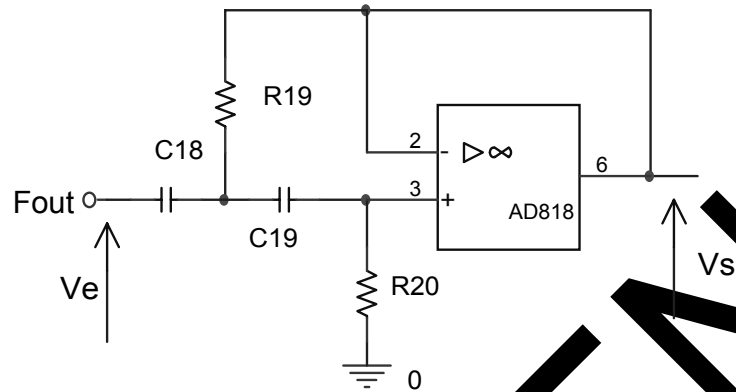


fig.4.a

La simulation donne la réponse harmonique de la figure 4.b

Posons  $R19 = R20 = R$  et  $C18 = C19 = C$

La transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = \frac{jRC\omega^2}{(1 + jRC\omega)^2}$$

Posons  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  on obtient  $T(j\omega) = \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$

La forme canonique est :

$$T(j\omega) = \frac{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j2m\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

## 10.3 STRUCTURE DE Rauch

### 10.3.1 Schéma de principe

Il est donné par la figure 5.a.

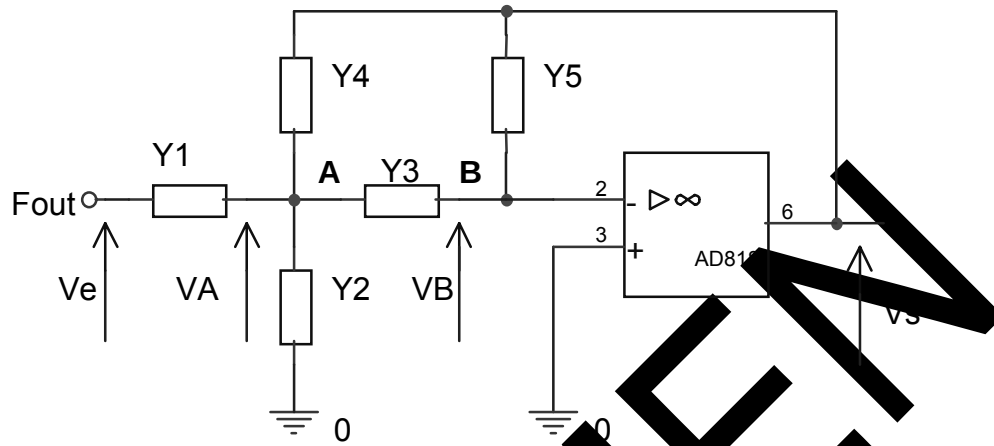


fig.5 a

Les paramètres  $Y1$  à  $Y5$  ont des admittances correspondant à aux impédances  $Z1$  à  $Z5$ .

En appliquant le théorème de Millman en A et B, la transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = - \frac{Y1Y3}{Y5(1 + Y2 + Y3 + Y4) + Y3Y4}$$

### 10.3.2 Filtre passe-bande du 2<sup>ème</sup> ordre structure de Rauch

Le schéma structurel est donné par la figure 5.b

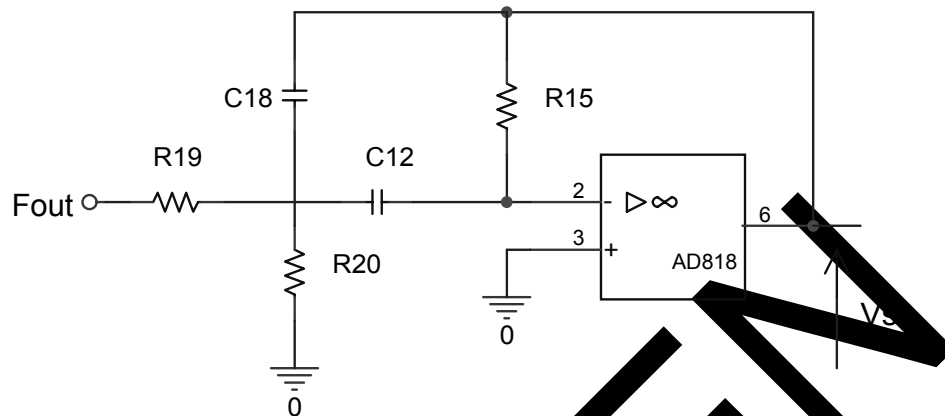


fig.5.b

Posons :  $R15 = R19 = R20 = R$  et  $C12 = C18 = C$ .  
La transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = - \frac{2m - \omega_0^2}{1 + j2\zeta \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

Les paramètres  $\zeta$ ,  $\omega_0$  et  $m$  sont fonction des éléments du montage.  
Les diagrammes de Bode de la réponse harmonique sont données figures 5.c.

### 10.3.3 Filtre réjecteur de bande

Le schémas structuré est donné par la figure 6.a et les digrammes de Bode de en simulation par la figure 6.b

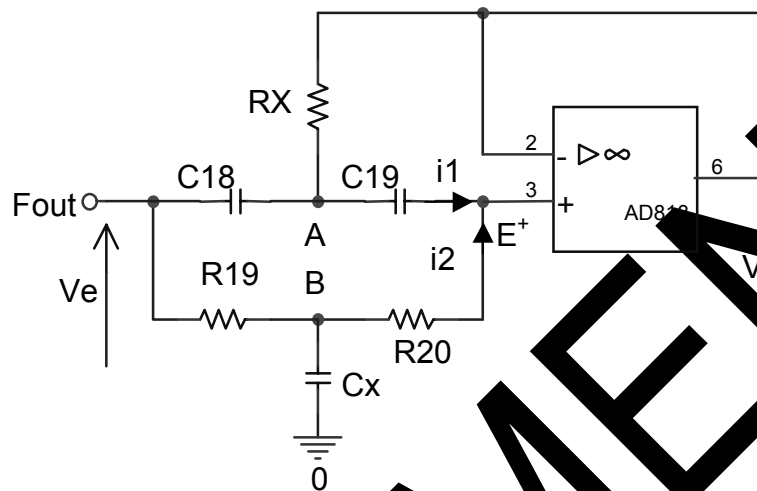


fig. 6.a

On pose :  $C18 = C19 = C$  ;  $Cx = 2C$  ;  $R19 = R20 = R$  ;  $Rx = R/2$ .

La transmittance du réjecteur peut se mettre sous la forme :

$$T(j\omega) = \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La forme canonique est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = - \frac{1 + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 + j2m\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

## 10.4 TRAVAUX PRATIQUES

### 10.4.1 Filtre passe-bas 2<sup>ème</sup> ordre structure de Sallen et Key

10.4.1.1 Démontrer les relations des paragraphes 10.2.1 et 10.2.2 en identifiant les paramètres  $m$  et  $\omega_0$ .

Réponse

Appliquer le théorème de Milléman au point A. Cela donne :

$$V_A = \frac{\frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_3}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_2 + Z_4}} \quad \text{et} \quad V_s = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} V_A.$$

Avec ces deux relations on démontre que la transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = \frac{Z_1 Z_4}{Z_1 Z_3 + Z_2 (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)}$$

Avec les valeurs indiquées on trouve

$$T(j\omega) = \frac{1}{(1 + jRC\omega)^2} \quad \text{avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad \text{ce qui donne} \quad T(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

La forme canonique est :

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + j m \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} = \frac{1}{1 + j 2 \frac{\omega}{\omega_0} + (j \frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad \text{d'où } m = 1$$



---

10.4.1.2 Démontrer que la fréquence de coupure  $f_c$  est donnée par la relation :

$$f_c = f_0 \sqrt{\sqrt{2} - 1}$$

$$\text{avec } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

Réponse

La bande passante est déterminée par la fréquence à laquelle le gain a chuté de 3dB par rapport au gain maximal. Soit  $|T_{\max}|$  est le module correspondant au gain maximal et  $|T_c|$  le module à la fréquence  $f_c$ .

$$\text{Cela donne : } \frac{|T_c|}{|T_{\max}|} = \frac{1}{\sqrt{2}} ; \quad \text{ici, } |T_{\max}| = 1.$$

$$|T_c| = \frac{1}{\sqrt{[(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)^2 + (2m \frac{\omega_c}{\omega_0})^2]}} ; \text{ en appliquant la relation ci-dessus, on obtient :}$$

$$\frac{1}{\sqrt{[(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)^2 + (2m \frac{\omega_c}{\omega_0})^2]}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ ce qui entraîne}$$

$$[(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)^2 + (2m \frac{\omega_c}{\omega_0})^2] = 2 \text{ comme } m = 1, \text{ cela donne :}$$

$$[(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)^2 + (2 \frac{\omega_c}{\omega_0})^2] = 2$$

Posons  $x = (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2$  on aboutit à une équation de la forme :

$$x^2 + 2x - 1 = 2 \Rightarrow (x+1)^2 = 2$$

$$\text{d'où } x = (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2 = \sqrt{2} - 1 \quad \text{soit} \quad \frac{\omega_c}{\omega_0} = \sqrt{\sqrt{2} - 1},$$

c'est-à-dire  $\omega_c = \omega_0 \sqrt{\sqrt{2} - 1}$  ; avec la relation  $f = \omega/2\pi$ , on retrouve :

$$f_c = f_0 \sqrt{\sqrt{2} - 1}.$$

---

10.4.1.3 Relaver les diagrammes de Bode gain et phase ; vérifier que la pente de l'asymptote oblique est bien de : - 40dB/décade.

*Réponse*

*Quand  $\omega$  tend vers l'infini, la transmittance est équivalente à :*

$$T \approx \frac{1}{(j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

soit :

$$20\lg|T| = 20\lg\frac{1}{(\frac{\omega}{\omega_0})^2} = -40\lg(\frac{\omega}{\omega_0})$$

10.4.1.4 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

SPECIMEN

---

### 10.4.2 Filtre passe-haut du 2<sup>ème</sup> ordre structure de Sallen et Key

10.4.2.1 Démontrer les relations des paragraphes 10.2.3 en identifiant les paramètres  $m$  et  $\omega_0$ .

*Réponse*

*Avec un calcul identique à celui effectué sur le passe-bas, on trouve :*

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ et } m = 1.$$

10.4.2.2 Démontrer que la fréquence de coupure  $f_c$  est donnée par la relation :

$$f_c = f_0 \sqrt{\sqrt{2} - 1}$$

$$\text{avec } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

*Réponse*

*Reprendre les mêmes calculs que précédemment.*

10.4.2.3 Relayer les diagrammes de Bode gain et phase ; vérifier que la pente de l'asymptote oblique est bien de 40dB/décade

*Réponse*

*Reprendre les mêmes calculs que précédemment.*

10.4.2.4 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

### 10.4.3 Filtre passe-bande du 2<sup>ème</sup> ordre structure de Rauche

10.4.3.1 Démontrer les relations des paragraphes 10.3.1 et 10.3.2 en identifiant les paramètres  $m$  et  $\omega_0$ . Posons  $f_0 = \omega_0/2\pi$ .

Réponse

Appliquer le théorème de Millman au point A. on obtient :

$$V_A = \frac{Y_1 V_e + Y_4 V_s + Y_3 V_b}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4} \quad \text{or} \quad V_s = \frac{Y_3}{Y_5} V_A \quad (\text{amplificateur inverseur}).$$

De ces deux relations, nous trouvons celle annoncée en 10.3.1, fig.5.8

$$T(j\omega) = - \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + Y_3 Y_4}$$

En remplaçant les admittances par leurs valeurs (fig.5.b) et en posant :

$Y_1 = Y_2 = Y_5 = 1/R$  et  $Y_3 = Y_4 = jC\omega$ , la transmittance devient :

$$T(j\omega) = - \frac{jRC\omega}{2 + j2RC\omega + (jRC\omega)^2} \cdot \frac{1}{1 + jRC\omega + (jRC\omega)^2}; \quad \text{la forme canonique}$$

la plus courante est :  $T(j\omega) = -T_0 \frac{j2\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j2m\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2}$  cela donne par

identification :

$$\omega_0 = \frac{2}{RC} \quad m = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \text{et} \quad T_0 = \frac{1}{2}$$

10.4.3.2 Démontrer que les fréquences de coupure basse  $f_1$  et haute  $f_2$  ainsi que la largeur  $\Delta f$  de la bande passante sont données par les relations :

$$f_1 = f_0(m + \sqrt{m^2 + 1})$$

$$f_2 = f_0(-m + \sqrt{m^2 + 1})$$

$$\Delta f = f_2 - f_1 = 2mf_0$$

Réponse

Comme pour le passe-bas, aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , le gain chute de 3dB par rapport au gain maximal qui est ici de :  $|T_{\max}| = \frac{1}{2}$ .

Cela donne :  $\frac{|T_c|}{|T_{\max}|} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  ; ici,  $|T_{\max}| = \frac{1}{2}$

$$|T_c| = \frac{\frac{1}{2}(2m \frac{\omega_c}{\omega_0})}{\sqrt{[(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)]^2 + (2m \frac{\omega_c}{\omega_0})^2}} ; \text{ en appliquant la relation ci-dessus, on obtient :}$$

$$\frac{(2m \frac{\omega_c}{\omega_0})}{\sqrt{[(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)]^2 + (2m \frac{\omega_c}{\omega_0})^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ ce qui entraîne}$$

$$\frac{4m^2 (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2}{(1 - (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2)^2 + (2m \frac{\omega_c}{\omega_0})^2} = \frac{1}{2}$$

Posons :  $x = (\frac{\omega_c}{\omega_0})^2$  on aboutit à une équation de la forme :

$$\text{soit } x^2 = [1 - x^2]^2 + 4m^2 x^2 \text{ soit : } [1 - x^2]^2 - 4m^2 x^2 = 0 \text{ (identité remarquable).}$$

On en tire un produit :

$$[x^2 - 1 - 2mx][x^2 - 1 + 2mx] = 0$$

On aboutit à 2 équations du 2<sup>ème</sup> degré en  $x$  dont seules les racines positives sont à prendre en compte ( $x$  est le rapport de 2 pulsations positives par définition).

a)

$$X^2 + 2mx - 1 = 0$$

$$\Delta = 4m^2 + 4 = 4(m^2 + 1) \text{ soit}$$

$$x_1 = -m + \sqrt{m^2 + 1} > 0 \quad \text{or} \quad x_1 = \frac{\omega_1}{\omega_0} \quad \text{et} \quad f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad \text{cela donne :}$$

$$\omega_1 = x_1 \omega_0 \text{ d'où}$$

$$f_1 = f_0(-m + \sqrt{m^2 + 1})$$

b)

$$X^2 - 2mx - 1 = 0$$

$$\Delta = 4m^2 + 4 = 4(m^2 + 1) \text{ soit}$$

$$x_1 = m + \sqrt{m^2 + 1} > 0 \quad \text{or} \quad x_2 = \frac{\omega_1}{\omega_0} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} \quad \text{cela donne :}$$

$$\omega_1 = x_2 \omega_0 \text{ d'où}$$

$$f_1 = f_0(m + \sqrt{m^2 + 1})$$

La largeur de bande est donnée par la relation :

$$\Delta f = f_2 - f_1 = f_0[(m + \sqrt{m^2 + 1}) - (-m + \sqrt{m^2 + 1})] \text{ soit } \Delta f = 2mf_0$$

Avec la valeur de  $m$  déterminée plus haut ( $m = \frac{\sqrt{2}}{2}$ ), on trouve :

$$\Delta f = f_0 \sqrt{2}$$

10.4.3.3 Relever les diagrammes de Bode gain et phase ; vérifier que les pentes des asymptotes obliques sont bien de : -20dB/décade et +20dB/décade.

Réponse :

En faisant tendre  $\omega$  vers 0 puis vers l'infini on trouve deux asymptotes :

$$20 \lg \left| T_0 2m \frac{\omega}{\omega_0} \right| \text{ soit } +20 \text{dB/décade et}$$

$$20 \lg \left| \frac{T_0 2m}{\frac{\omega}{\omega_0}} \right| = -20 \lg \left| T_0 2m \frac{\omega}{\omega_0} \right| \text{ soit } -20 \text{dB/décade}$$

10.4.3.4 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

#### 10.4.4 Filtre réjecteur du 2<sup>ème</sup> ordre

10.4.4.1 Démontrer les relations des paragraphes 10.3.3 en identifiant les paramètres  $T_0$ ,  $m$  et  $\omega_0$ . Posons  $f_0 = \omega_0/2\pi$ .

Réponse

Posons :  $C_{18} = C_{19} = C$  ;  $C_x = 2C$  ;  $R_{19} = R_{20} = R$  ;  $R_x = R/2$  et  $p = j\omega$  ( $p$  opérateur de la place).

L'AOP est monté en suiveur. La tension à l'entrée  $E+$  est égale à  $V_s$ .

Soient  $V_A$  et  $V_B$  les tensions aux points A et B.

Les courants d'entrée sont nuls. Cela signifie figure 6.a que  $I_1 = I_2 = 0$ .

Calcul de  $i_1$  et  $i_2$  :  $i_1 = (V_A - V_s)C_p$  et  $i_2 = \frac{V_B - V_s}{R} \quad (1)$

D'après le théorème de Millman, nous avons :

$$V_A = \frac{C_p V_e + C_p V_s + \frac{V_s}{\frac{2}{R}}}{C_p + C_p + \frac{2}{R}} = \frac{R(V_e + V_s) + 2V_s}{2(1 + RC_p)} \quad (2)$$

$$V_B = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_s}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + 2C_p} = \frac{V_e + V_s}{2(1 + RC_p)} \quad (3)$$

En combinant les relations (1), (2) et (3), on trouve :

$$T(j\omega) = \frac{1 + (RC_p)^2}{1 + j2RC_p\omega + (jRC_p\omega)^2} = \frac{1 + (jRC\omega)^2}{1 + j2RC\omega + (jRC\omega)^2} ; \text{ une des formes}$$

$$\text{canoniques est : } T(j\omega) = T_0 \frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + j2m\frac{\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\text{avec } T_0 = 1, m = 1 \text{ et } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

---

10.4.4.2 Démontrer que les fréquences de coupure basse  $f_1$  et haute  $f_2$  ainsi que la largeur  $\Delta f$  de la bande rejetée sont données par les relations :

$$f_1 = f_0(m + \sqrt{m^2 + 1})$$

$$f_2 = f_0(-m + \sqrt{m^2 + 1})$$

$$\Delta f = f_2 - f_1 = 2mf_0$$

*Réponse*

*Avec un calcul identique à celui du filtre passe-bande, on trouve les relations ci-dessus.*

10.4.4.3 Relever les diagrammes de Bode gain et phase ainsi que l'atténuation à la fréquence  $f_0$ .

10.4.4.4 Observer la largeur de la bande rejetée en remplaçant  $R_x$  par  $R$ , puis  $R/10$ . Conclusion ?

10.4.4.5 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

SPECIMEN



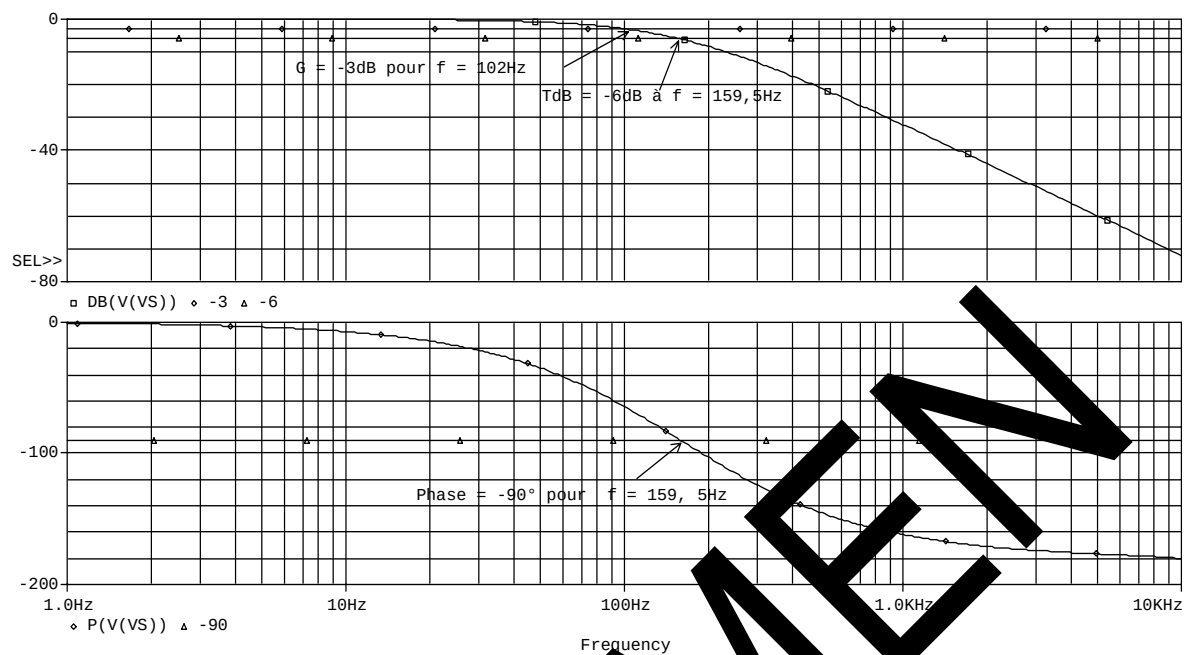


fig.3.

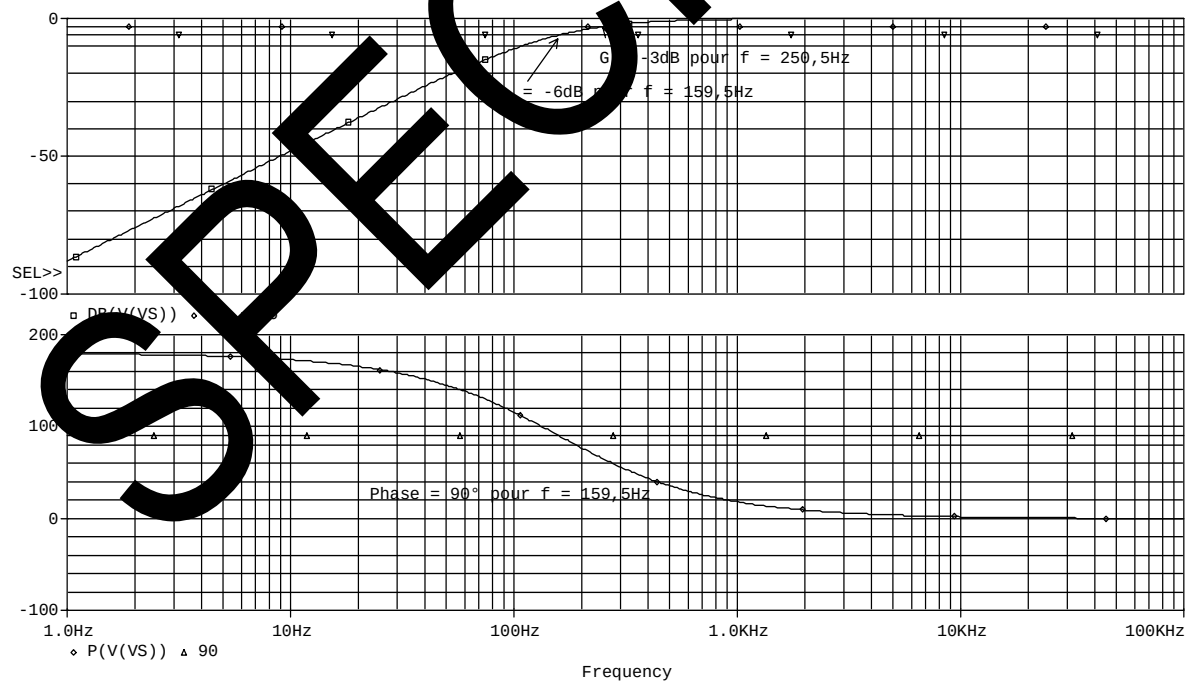
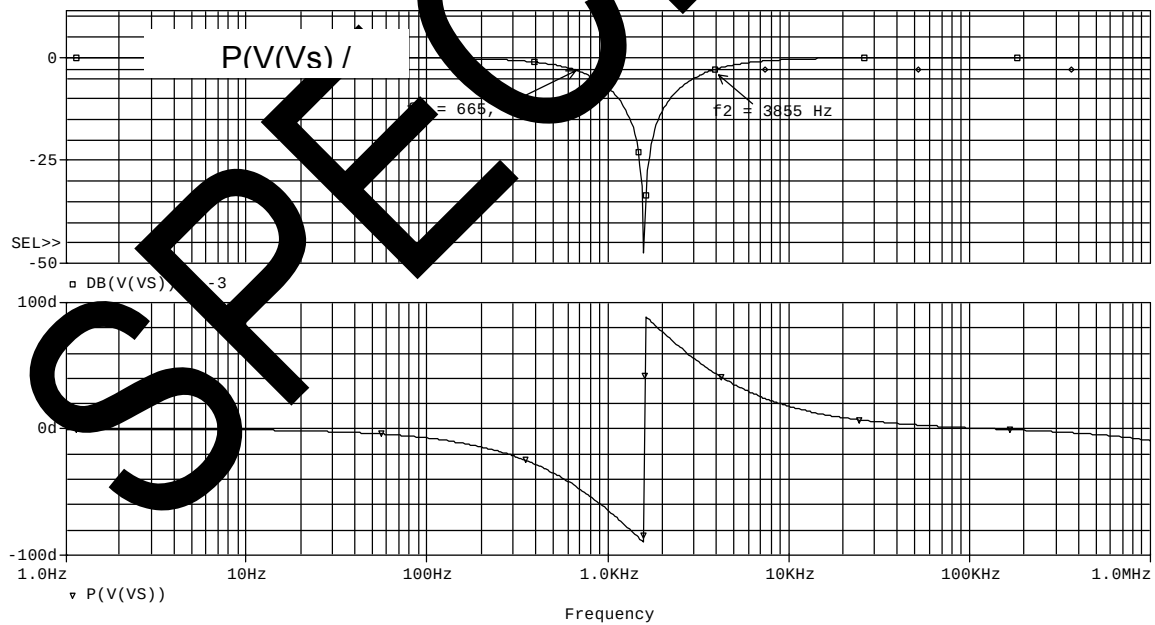
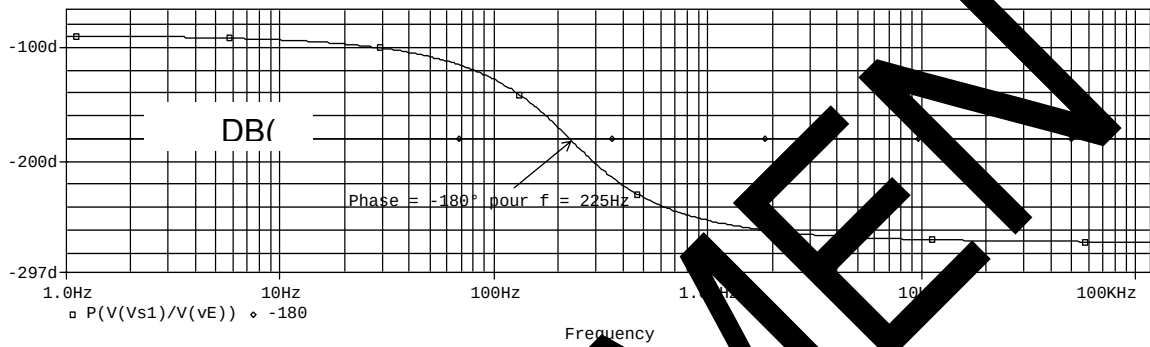
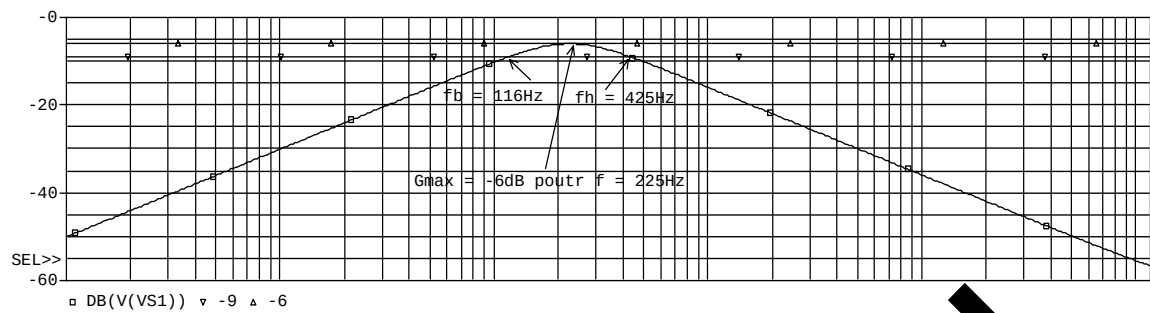


fig.4.b



6.b

---

## TP 11 PRODUIT GAIN x BANDE d'un AOP

### 11.1 BUT

Attention !

Le mot gain ici est assimilé à l'amplification linéaire et non à des dB !

Le but de ce TP est de mettre en évidence que la bande passante d'un montage à AOP diminue lorsque le gain augmente et inversement.

Cela se traduit par le fait que le produit Gain x Bande-Passante est constant en théorie.

Pour cela, il suffit de tenir compte du gain réel en boucle ouverte de l'AOP (AOP réel, voir TP 5) et faire le calcul de la transmittance du montage considéré.

Ici, l'on se contentera de le vérifier sur un montage non inverseur.

Le schéma est donné par la figure 1 et le résultat de la simulation par la figure 2.

La transmittance est de la forme :

$$T = 1 + \frac{R}{R_1}$$

## 11.2 TRAVAUX PRATIQUES

Fixer  $R$  à  $1\text{k}\Omega$  et faire varier  $R_x$  de 0 à  $1\text{M}\Omega$  ; ce la donne une amplification allant de 1 à 1001

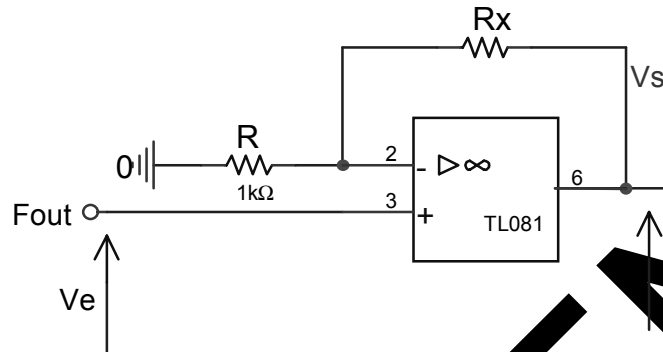


fig.1

11.2.1.1 Câbler le schéma de la figure 1

11.2.1.2 Relever le diagramme de Bode (gain en dB) du montage pour les valeurs de  $R_x = 0, 10\text{k}\Omega, 100\text{k}\Omega$  et  $1\text{M}\Omega$  (utiliser un adaptateur pour cette dernière valeur).

11.2.1.3 Comparer les résultats obtenus aux courbes C1 à C4 de la simulation.

11.2.1.4 Conclusion.

11.2.1.5 Répéter les essais avec U2 (AD 118) à la place de U1 (TL081).

11.2.1.6 En vous référant au guide technique expliquer les différences constatées.

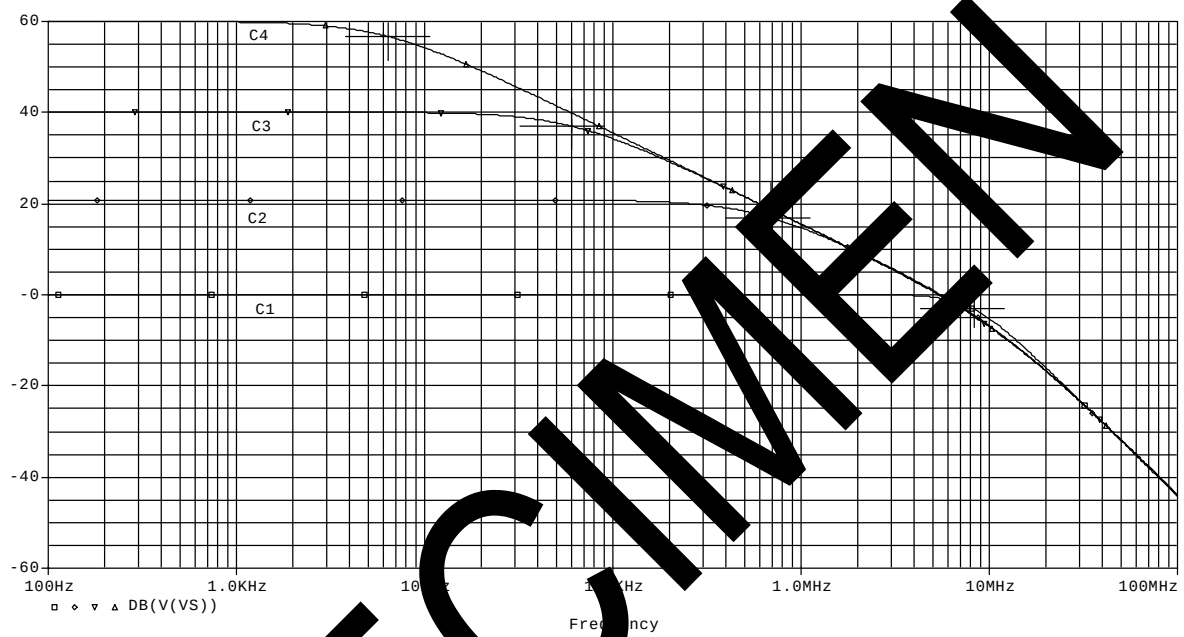


Fig.2

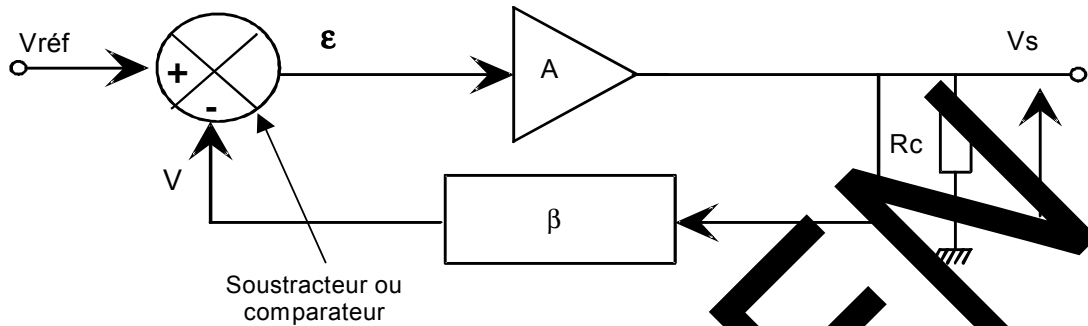
---

**SPECIMEN**

## TP 12 ALIMENTATION REGULEE

### 12.1 SCHEMA FONCTIONNEL

Il est donné par figure 1 ci-dessous.



$A$  = Organe de puissance d'amplification  $A$  avec  $A \gg 1$

Calcul de  $V_s$  :

Démontrer que l'on a :

$$V_s = \frac{A}{1+A\beta} V_{ref}$$

Si  $A \gg 1$  on peut écrire  $V_s$  sous la forme :

$$V_s = \frac{V_{ref}}{\frac{1}{A} + \beta} = \frac{V_{ref}}{\beta}$$

### 12.2 SCHEMA STRUCTUREL

L'ensemble comparateur et amplificateur  $A$  est constitué d'un AOP et d'un transistor de puissance monté en émetteur commun.

L'élément qui joue le rôle du comparateur et de l'amplificateur, c'est le schéma équivalent ci-dessous étudié dans le TP 5.

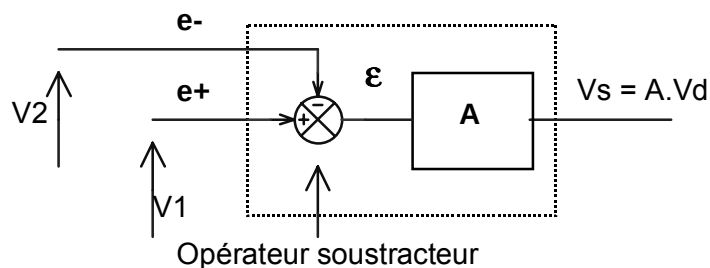
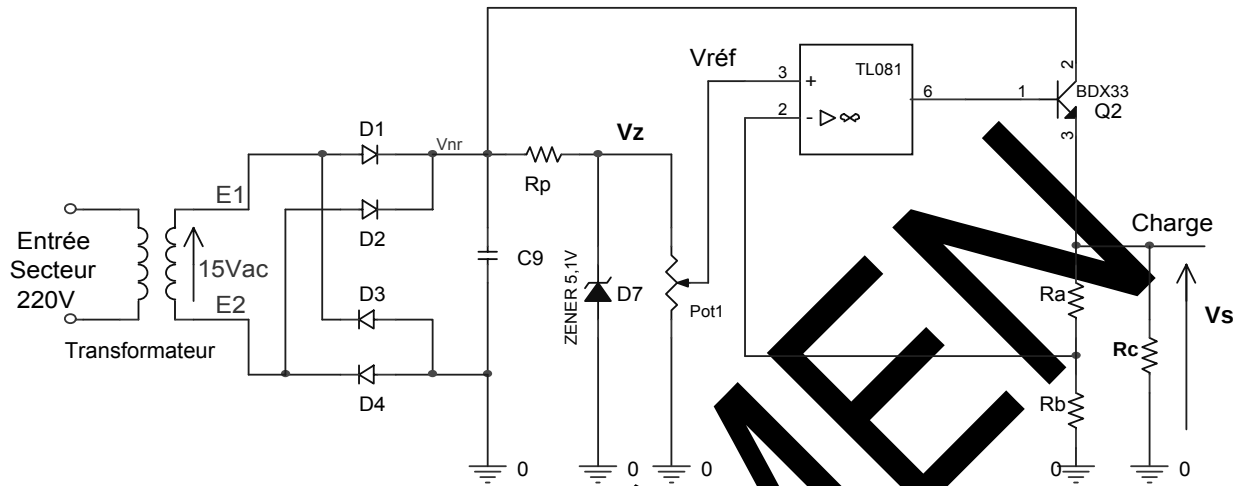


fig.2

Le transistor de puissance Q2 appelé aussi ballast permet de délivrer un courant élevé en fonction de la charge. Il fonctionne en linéaire.

Le schéma structurel est donné par la figure 3 ci-dessous.



Calcul de  $V_s$  : on suppose que le courant circulant dans  $R_a$  et  $R_b$  est négligeable devant le courant dans la charge  $R_c$ .

$V_{nr}$  est la tension non régulée.

L'ensemble AOP et transistor constitue un amplificateur linéaire de puissance.

La tension de sortie  $V_s$  est donnée par la relation :

$$V_s = \frac{V_{ref}}{\beta}$$

soit

$$V_s = \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) V_{ref}$$

La tension de référence  $V_{ref}$  varie de 0 à  $V_z$  donc  $V_s$  peut varier :

$$0 \text{ à } \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) V_z$$



## 12.3 TRAVAUX PRATIQUES

12.3.1.1 Câbler le schéma de la figure 3 avec :  $R_a = R_{21}$ ,  $R_b = R_{22}$   $R_p = 1,5k\Omega$   
 $R_c = R_3$ , puis  $R_2$  puis  $R_1$ .

12.3.1.2 Démontrer la relation donnant la tension de sortie  $V_s$  en fonction de  $R_a$ ,  
 $R_b$  et  $V_{réf}$ .

*Réponse*

*L'AOP est monté en amplificateur non inverseur.*

*Les tensions sur les ses 2 entrées sont égales.*

*Sur l'entrée + on  $V_{réf}$ .*

*Sur l'entrée - on a :  $\frac{R_b}{R_a + R_b} V_s$  cela conduit à :*

$$\frac{R_b}{R_a + R_b} V_s = V_{réf} \Rightarrow V_s = \frac{R_a + R_b}{R_b} V_{réf} = \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) V_{réf}$$

12.3.1.3 Pour  $R_c = R_1$ , mesurer  $V_z$ , agit sur le potentiomètre Pot1 et vérifier que  
qu  $V_s$  varie de 0 à  $(1 + \frac{R_a}{R_b}) V_z$  soit de 0 à environ 10,2V.

12.3.1.4 Donner à  $R_c$  les valeur suivantes :  $R_2$ , puis  $R_1$  vérifier la stabilité de  
la tension  $V_s$ .

12.3.1.5 Alimentation à limitation de courant figure 4. Expliquer le rôle de la  
résistance  $R_0$  et du transistor  $Q_1$ .  $R_p = 1,5k\Omega$ ,  $V_{réf} = V_z$ ,  $R_0 = 4,7\Omega$ .

*Réponse*

*tant que la tension aux bornes de la résistance  $R_0$  est inférieure à la tension  $V_{be}$  de  $Q_1$   
ce transistor est bloqué et la régulation se déroule normalement.*

*A partir d'un courant  $I_{max}$  tel que  $R_0 I_{max} > V_{be}$ , le transistor  $Q_1$  se met à conduire  
(voir à saturer) entraînant ainsi le blocage de  $Q_2$  et donc la limitation du courant de  
sortie à la valeur  $I_{max}$ .*

12.3.1.6 Faire varier la charge  $R_c$  de  $1k$  à  $33\ \Omega$  ; une boîte à décade (de puissance quelques Watts serait mieux.) Que constatez-vous ?

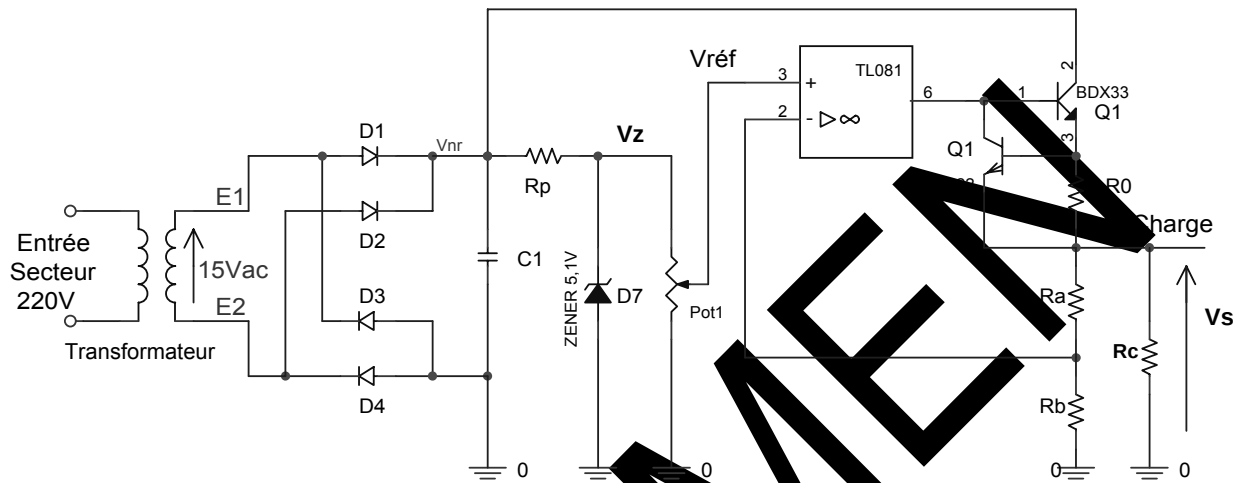


fig. 4