
ELECTRONIQUE ANALOGIQUE DE BASE

EAD 110 000



SI

Travaux Pratiques

(Manuel Étudiant)

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 et FILTRAGE	17
TP 2	REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE	18
2.1	REDRESSEMENT : schéma de principe fig.1	18
2.2	FILTRAGE : schéma de principe fig.2	18
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	27
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	29
TP 4	AMPLIFICATEUR à TRANSISTOR	31
4.1	AMPLIFICATEUR EMETTEUR COMMUN	31
4.2	AMPLIFICATEUR COLLECTEUR COMMUN	35
4.3	TRAVAUX PRATIQUES	36
4.3.1	Amplificateur Emetteur Commun	36
4.3.2	Impédance d'entrée Z_{em} de l'amplificateur	36
4.3.3	Amplificateur Collecteur Commun	37

TP 5	AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL : _DOMAINE CONTINU	39
5.1	RAPPEL QUELQUES DEFINITIONS	39
5.2	AMPLIFICATEUR SUIVEUR	40
5.2.1	Schéma de principe fig.3	40
5.2.2	Calcule de V_s	40
5.3	AMPLIFICATEUR INVERSEUR	41
5.3.1	Schéma de principe figure 4	41
5.3.2	Calcule de l'amplification en tension A_v	41
5.4	AMPLIFICATEUR SOMMATEUR INVERSEUR	41
5.4.1	Schéma de principe fig.5	41
5.5	AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR	42
5.5.1	Schéma de principe figure 6	42
5.5.2	Calcul de l'amplification en tension A_v	42
5.6	AMPLIFICATEUR SOUSTRACTEUR	42
5.6.1	Schéma de principe figure 7	42
5.6.2	Calcul de la tension V_s	42
5.7	TRAVAUX PRATIQUES	43
5.7.1	Amplificateur suiveur	44
5.7.2	Amplificateur inverseur	44
5.7.3	Amplificateur sommateur inverseur	44
5.7.4	Amplificateur non inverseur	44
5.7.5	Amplificateur soustracteur	44
TP 6	AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL : _DOMAINE ALTERNATIF	45
6.1	DERIVATEUR	45
6.1.1	Schéma fonctionnel	45
6.1.2	Expression de la tension de sortie $V_s(t)$	45
6.1.3	Dérivateur parfait.	46
6.2	INTEGRATEUR	47
6.2.1	Schéma fonctionnel	47
6.2.2	Expression de la tension de sortie $V_s(t)$.	47
6.2.3	Intégrateur parfait.	47
6.3	TRAVAUX PRATIQUES	48
6.3.1	Dérivateur sans le condensateur C_p en parallèle avec R	48
6.3.2	Dérivateur avec le condensateur C_p en parallèle avec R	48
6.3.3	Intégrateur	49
6.3.4	Intégrateur parfait	49
TP 7	COMPARATEUR	53
7.1	SCHEMA FONCTIONNEL	53
7.2	APPLICATIONS	53
7.2.1	Mise en forme : cas idéal	54
7.2.2	Mise en forme : cas réel	55
7.3	TRAVAUX PARTIQUES	56
7.3.1	Mise en forme idéal	56
7.3.2	Mise en forme réel	56

TP 8	COMPARATEUR-TRIGGER	61
8.1	COMPARATEUR POUR SIGNAL BRUITE	61
8.2	COMPARATEUR-TRIGGER	61
8.3	TRIGGER INVERSEUR	62
8.3.1	Schéma de principe	62
8.3.2	Principe de fonctionnement	62
8.4	TRIGGER NON-INVERSEUR	63
8.4.1	Schéma de principe	63
8.4.2	Principe de fonctionnement	63
8.5	APPLICATION : MISE FORME D'UN SIGNAL BRUITE	64
8.6	TRAVAUX PRATIQUES	65
8.6.1	Trigger inverseur	65
8.6.2	Trigger non-inverseur	65
8.6.3	Application	65
TP 9	FILTRES DU 1 ^{er} ORDRE	69
9.1	RAPPELS	69
9.2	FILTRES PASSE-BAS DU 1 ^{er} ORDRE	69
9.2.1	Schémas de principe	69
9.2.2	Calcul de la transmittance schéma fig.1	70
9.2.3	Calcul de la transmittance schéma fig.2	70
9.3	FILTRE PASSE-HAUT DU 1 ^{er} ORDRE	70
9.3.1	Schéma de principe	70
9.3.2	Calcul de la transmittance	70
9.4	TRAVAUX PRATIQUES	71
9.4.1	Filtre passe-bas du 1 ^{er} ordre : schémas figures 1 et 2	71
9.4.2	Filtre passe-haut du 1 ^{er} ordre : schéma figure 3	71
TP 10	FILTRES ACTIFS DU SECOND ORDRE	73
10.1	FILTRE DU SECOND ORDRE	73
10.2	Structure de Salenn et Key	73
10.2.1	Schéma de principe	73
10.2.2	Filtre passe-bas du 2 ^{ème} ordre	75
10.2.3	Filtre passe-haut du 2 ^{ème} ordre	76
10.3	STRUCTURE DE Rauch	77
10.3.1	Schéma de principe	77
10.3.2	Filtre passe-bande du 2 ^{ème} ordre structure de Rauch	78
10.3.3	Filtre réjecteur de bande	79
10.4	TRAVAUX PRATIQUES	81
10.4.1	Filtre passe-bas 2 ^{ème} ordre structure de Sallen et Key	81
10.4.2	Filtre passe-haut du 2 ^{ème} ordre structure de Sallen et Key	81
10.4.3	Filtre passe-bande du 2 ^{ème} ordre structure de Rauche	82
10.4.4	Filtre réjecteur du 2 ^{ème} ordre	82

TP 11	PRODUIT GAIN x BANDE d'un AOP	85
11.1	BUT	85
11.2	TRAVAUX PRATIQUES	86
TP 12	ALIMENTATION REGULEE	89
12.1	SCHEMA FONCTIONNEL	89
12.2	SCHEMA STRUCTUREL	90
12.3	TRAVAUX PRATIQUES	92

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.

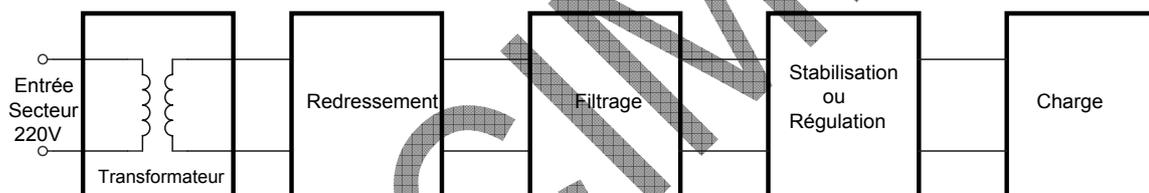


fig.1

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

Il est constitué du secondaire du transformateur de la diode de redressement D1 sur la figure 2.

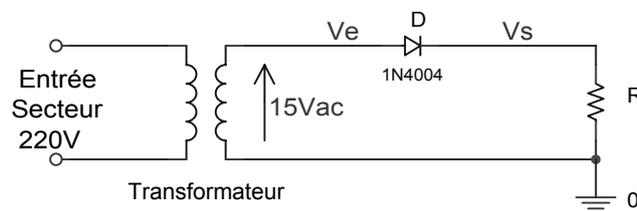


fig.2

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.

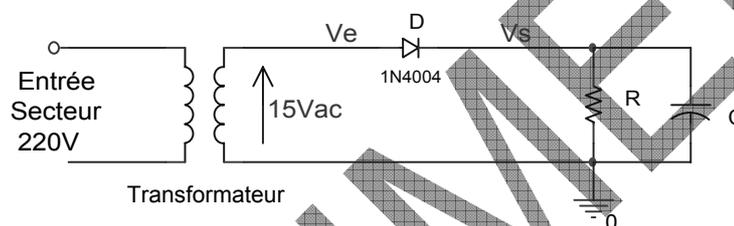


fig.3

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.

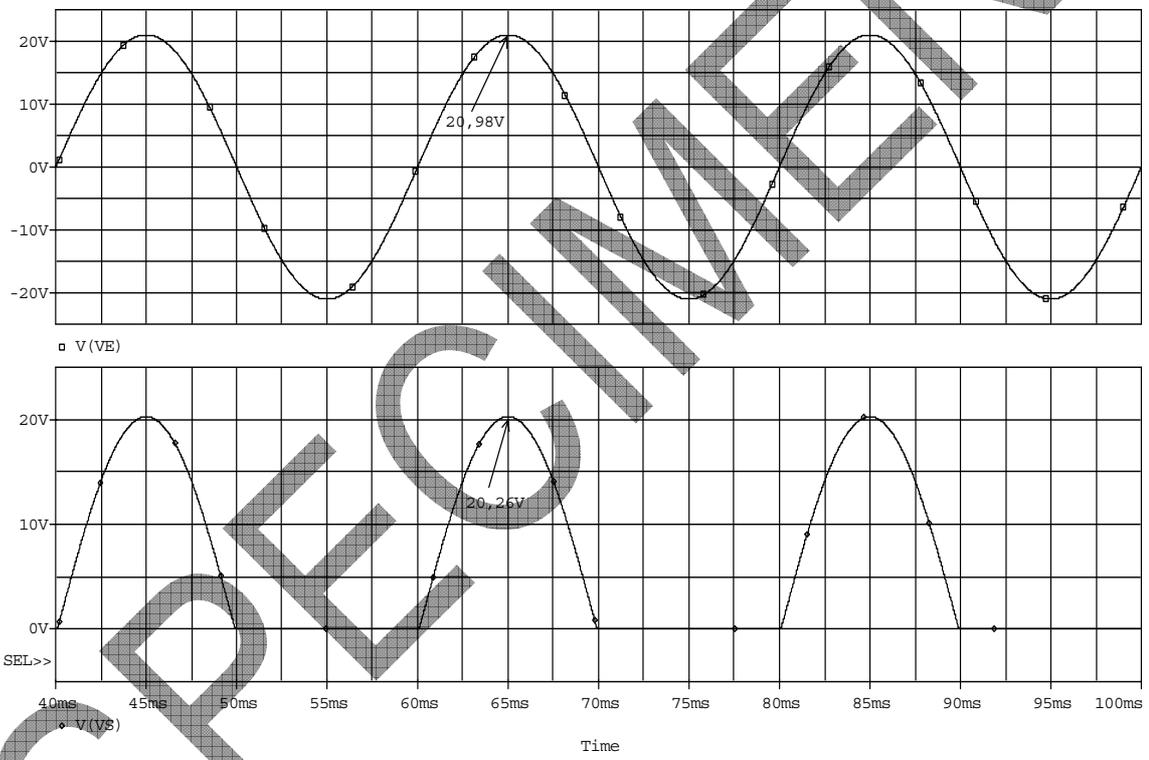


fig.4

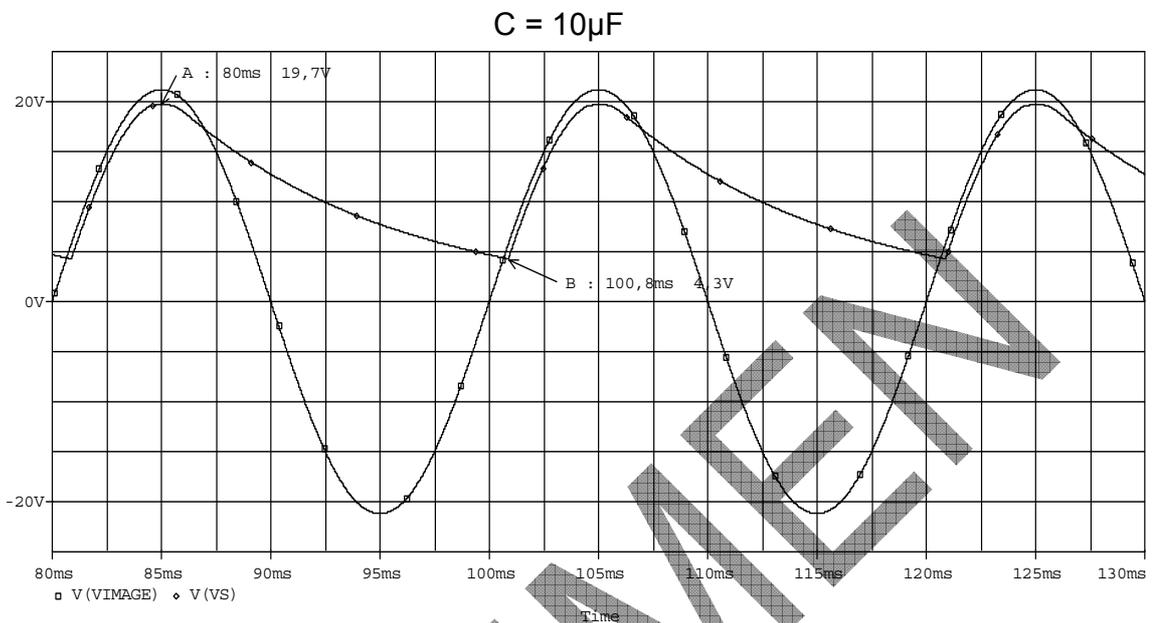


fig.5

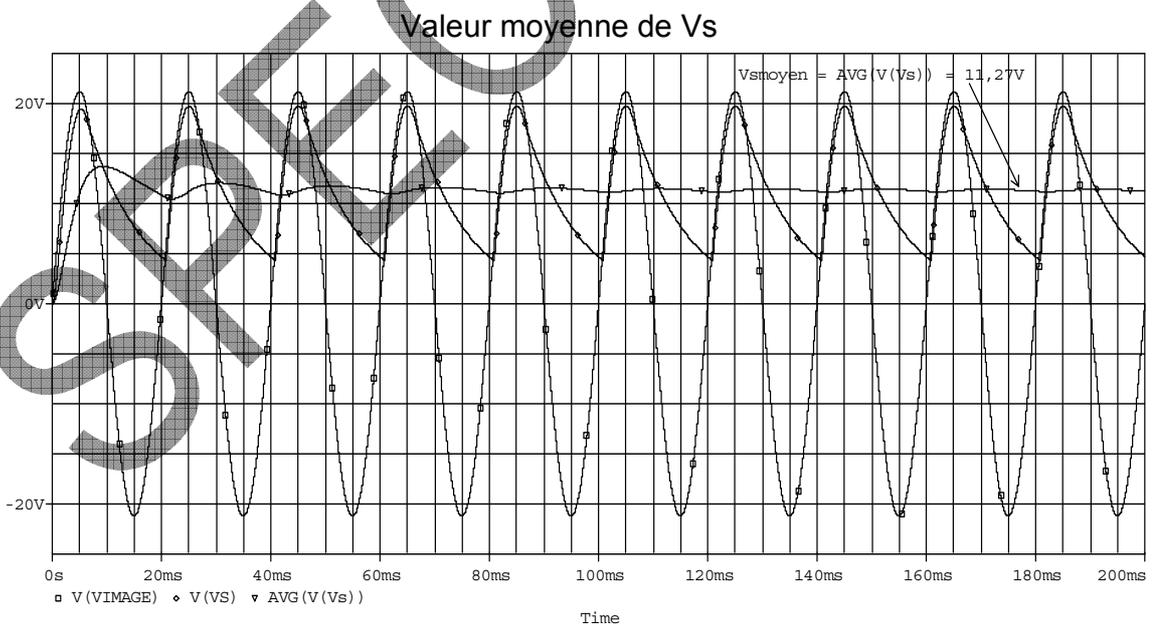


fig. 6

C = 100 μ F

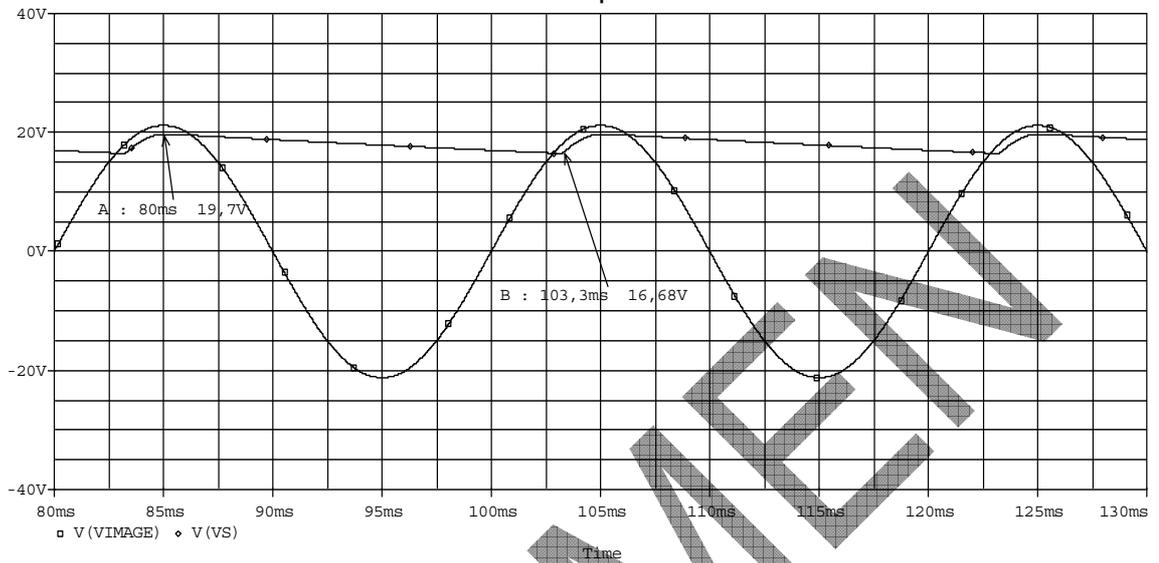


fig.7

Valeur moyenne de Vs

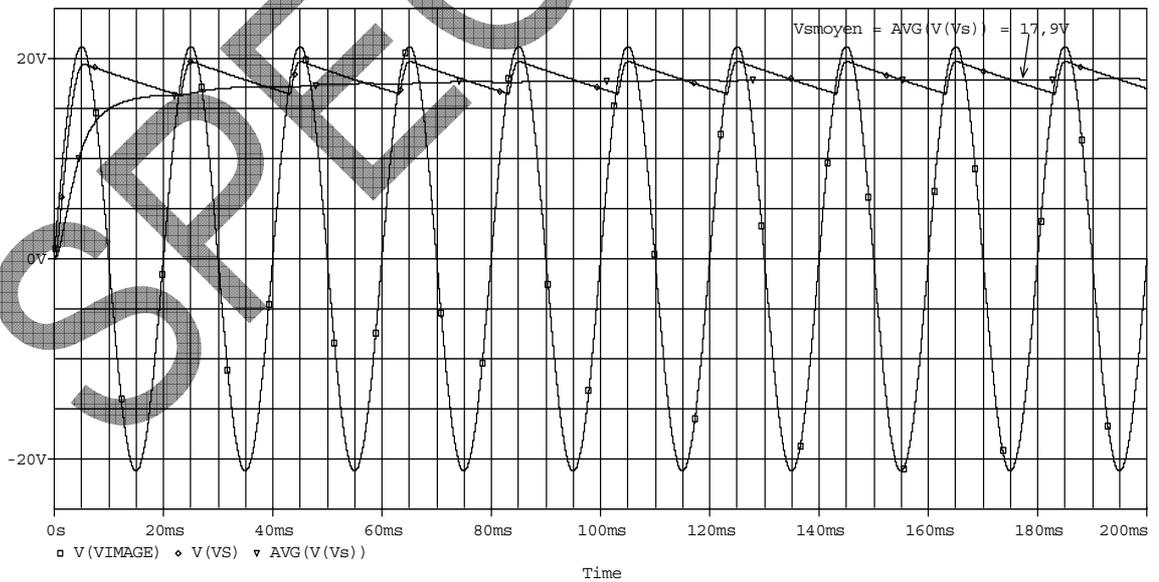


fig.8

C = 1500 μ F

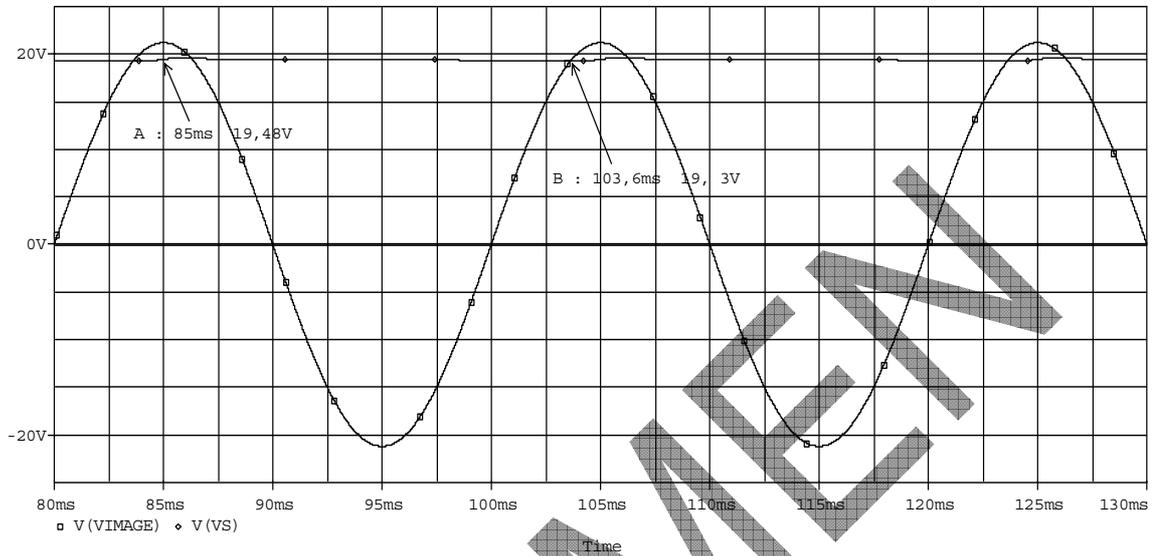


fig.9

Valeur moyenne de Vs

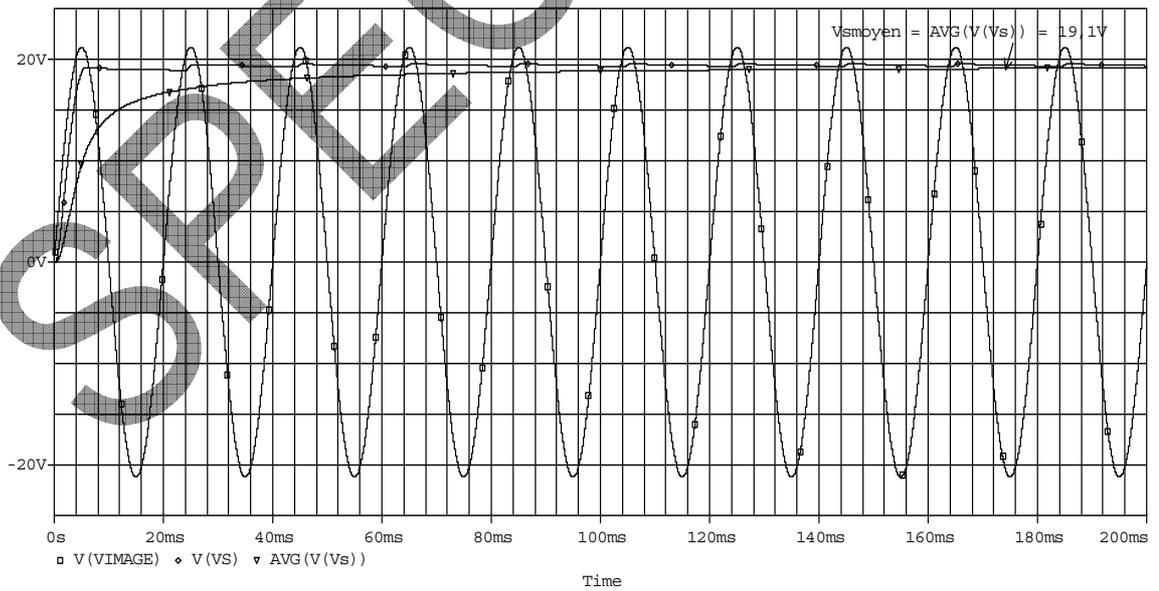


fig.10

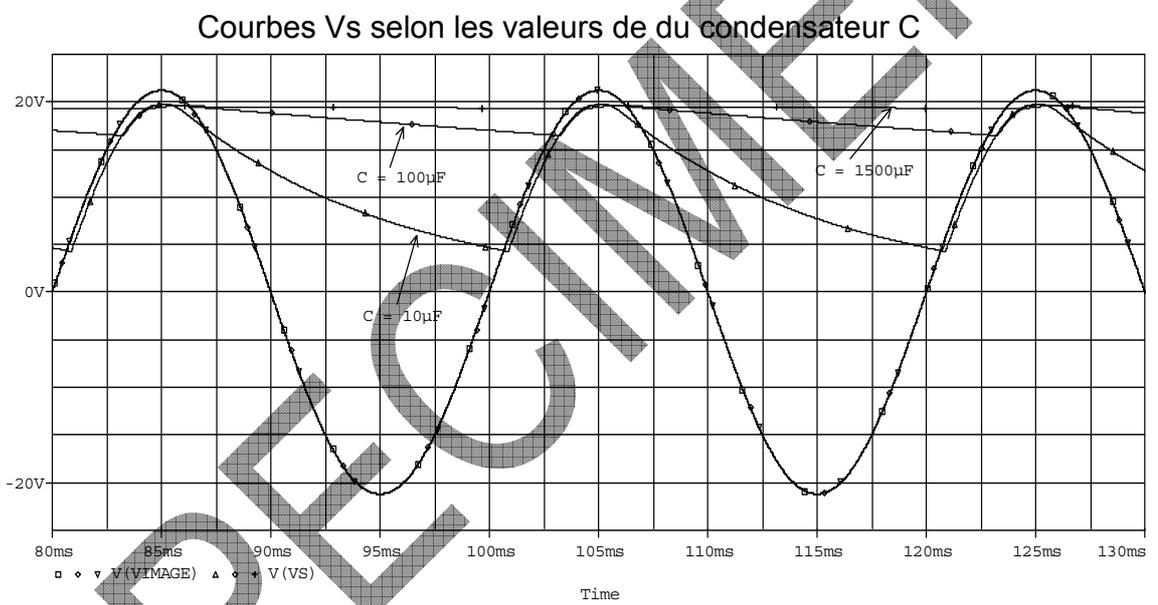


fig.11

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 générant les tensions continues de l'ensemble du module EAD110.

Cette partie est indiquée ci-dessous fig.12

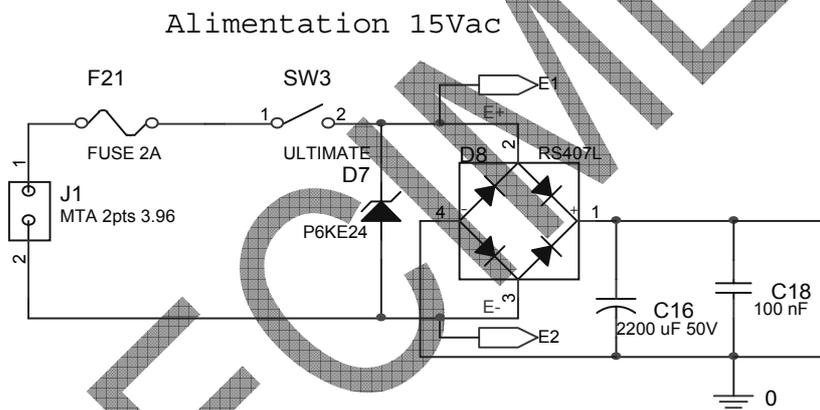


fig.12

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 14 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_{image} relevé à l'oscilloscope doit être **multipliée par 2,5**.

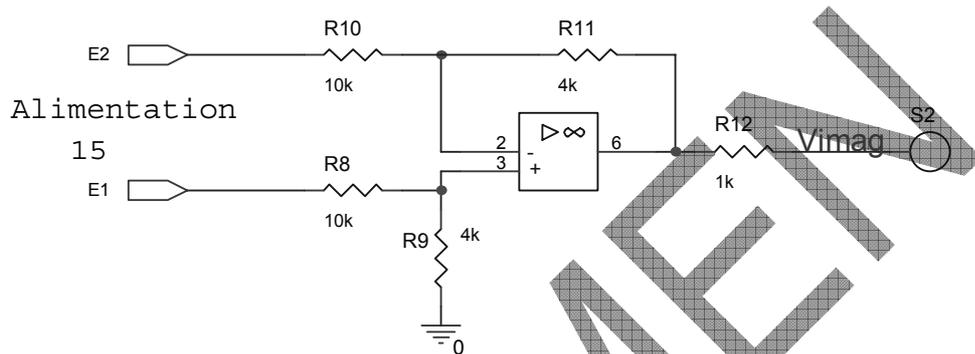


fig. 13

1.6.1 REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE

- 1.6.1.1 Réaliser le schéma de la figure 14.
- 1.6.1.2 Quelle devrait être la tension de sortie crête de V_s d'après le schéma théorique de la figure 2 ?
- 1.6.1.3 Relever les chronogrammes de V_s et V_{image} (l'amplitude de V_{image} doit être multipliée par 2,5) et les comparer à ceux décrits figures 5.
- 1.6.1.4 En vous servant du schéma de la figure 13, expliquer pourquoi la valeur crête de la tension V_s n'est pas égale à celle du signal $2,5 \times V_{\text{image}}$
- 1.6.1.5 Conclusions.

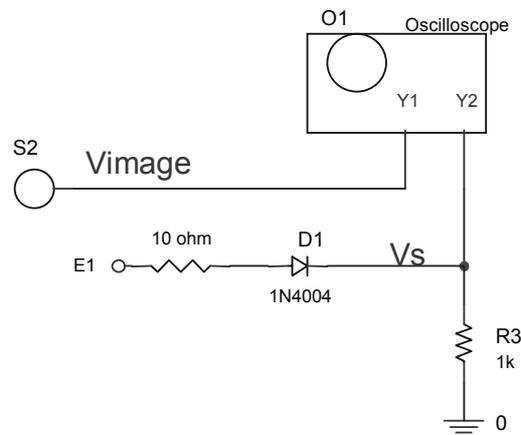


fig.14

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 4 à 11.
- 1.6.2.3 Mesurer avec précision les valeurs crêtes des deux signaux et vérifier par le calcul leur exactitude ainsi 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 :
$$V_s = V_A e^{\frac{-t}{\tau}}$$
 avec V_A = Tension au point A et la constante $\tau = R_3 C_3$.
- 1.6.2.5 Vérifier avec cette équation la valeur de la tension V_B , (tension V_s au point 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 7 à 11.
- 1.6.2.7 Conclusions.

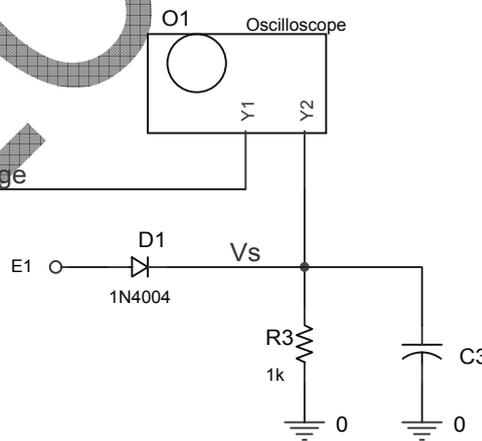


fig.15

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.

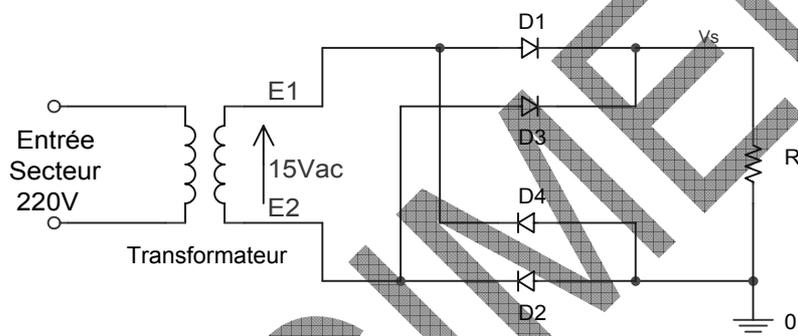


fig.1

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.

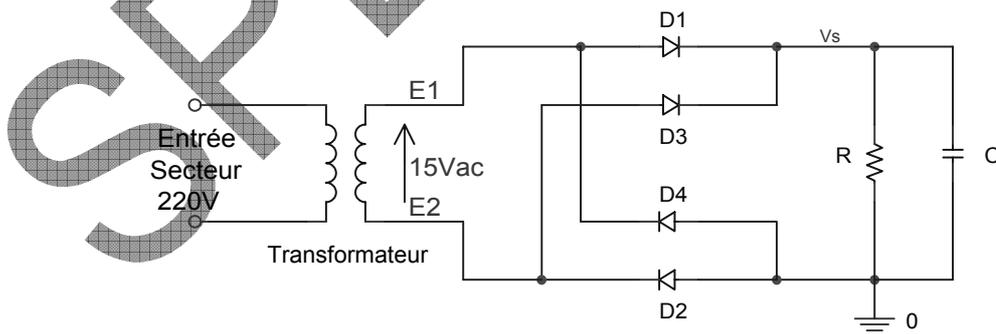


fig.2

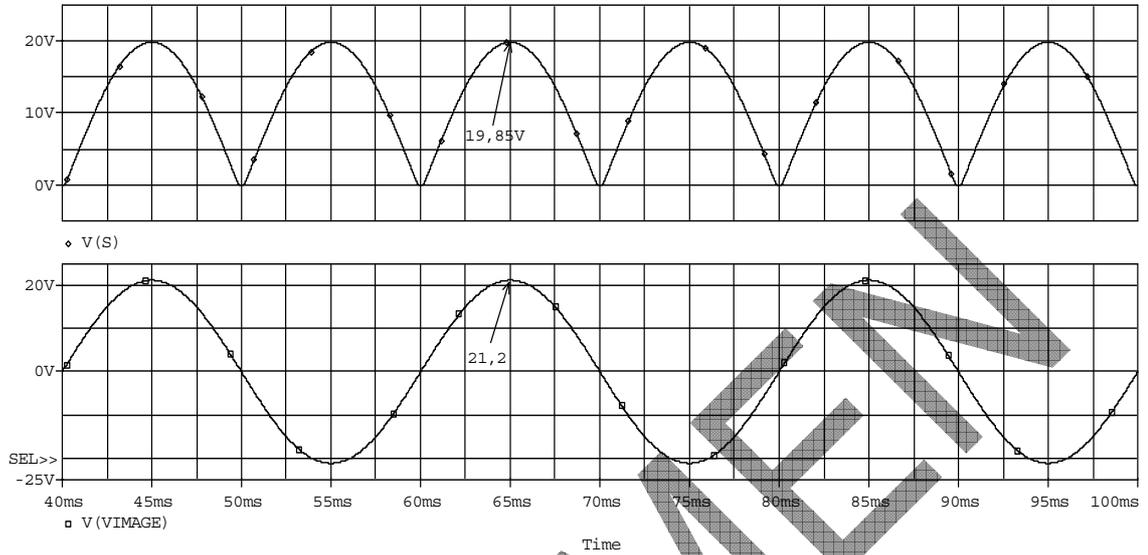


fig.3

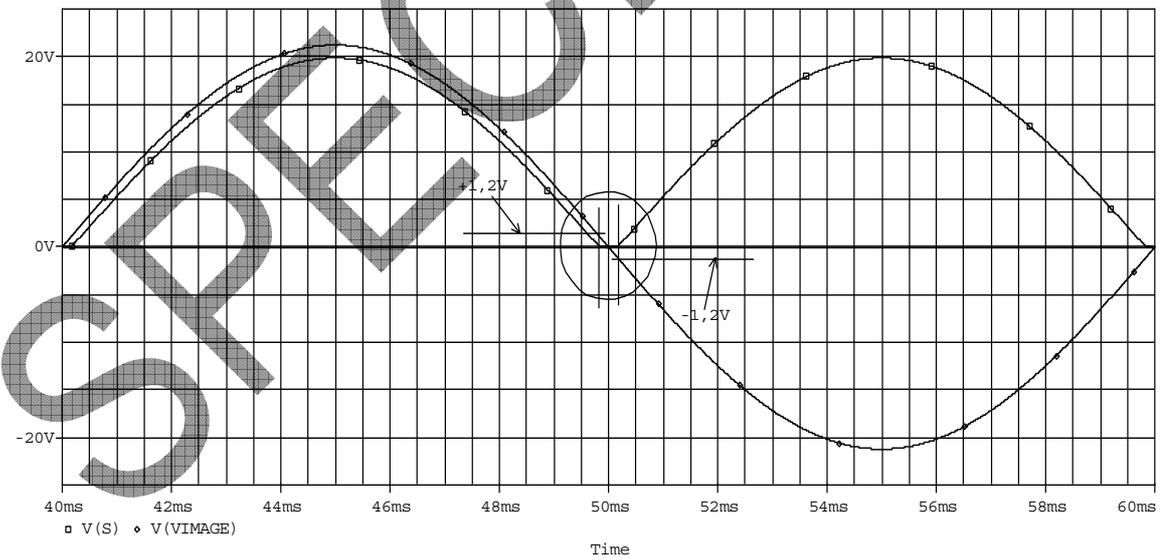


fig.4

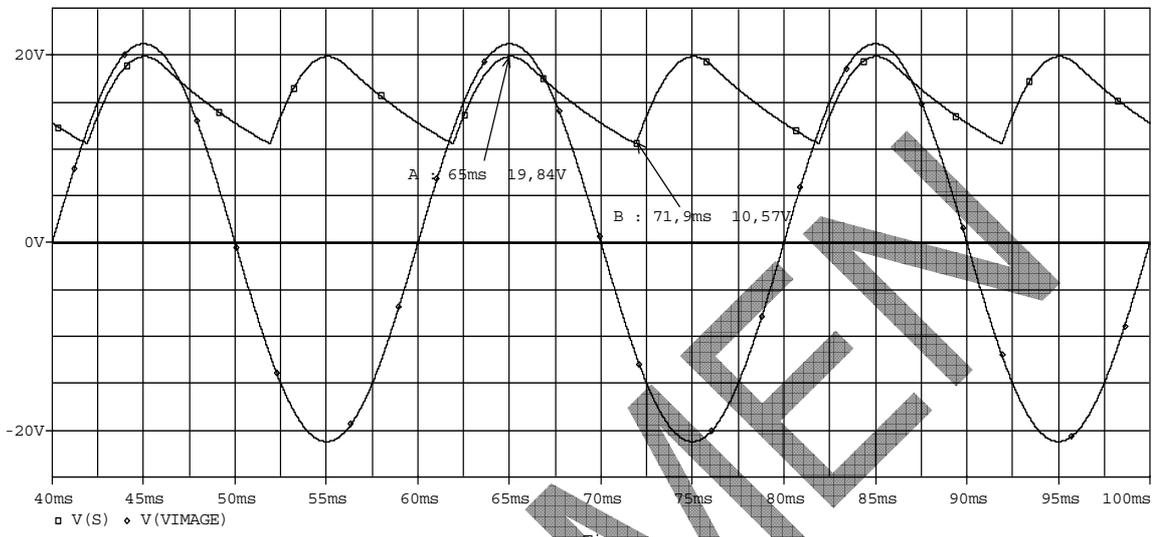


fig.5

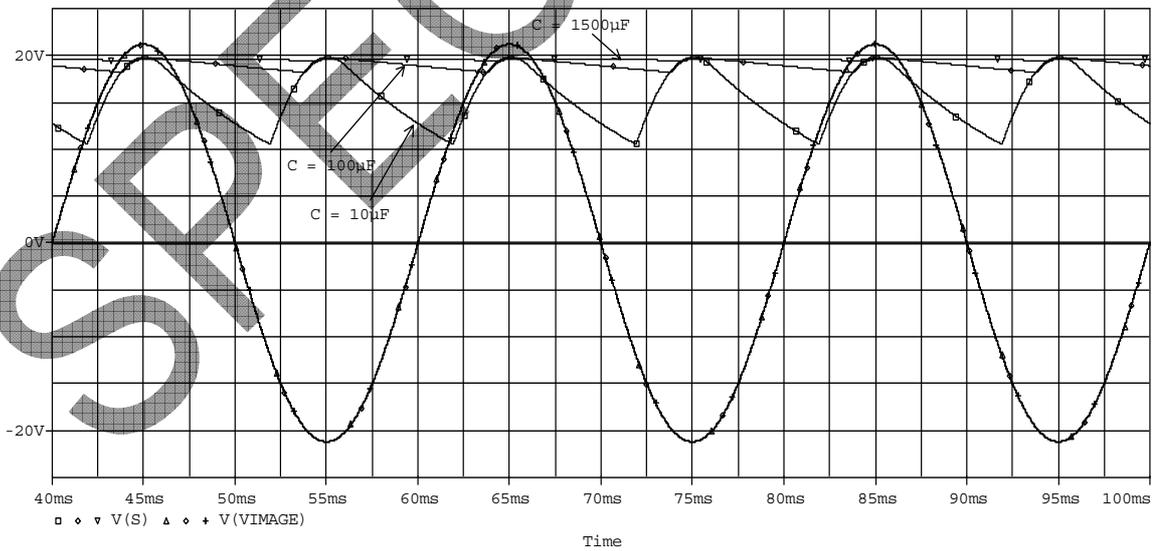


fig.6

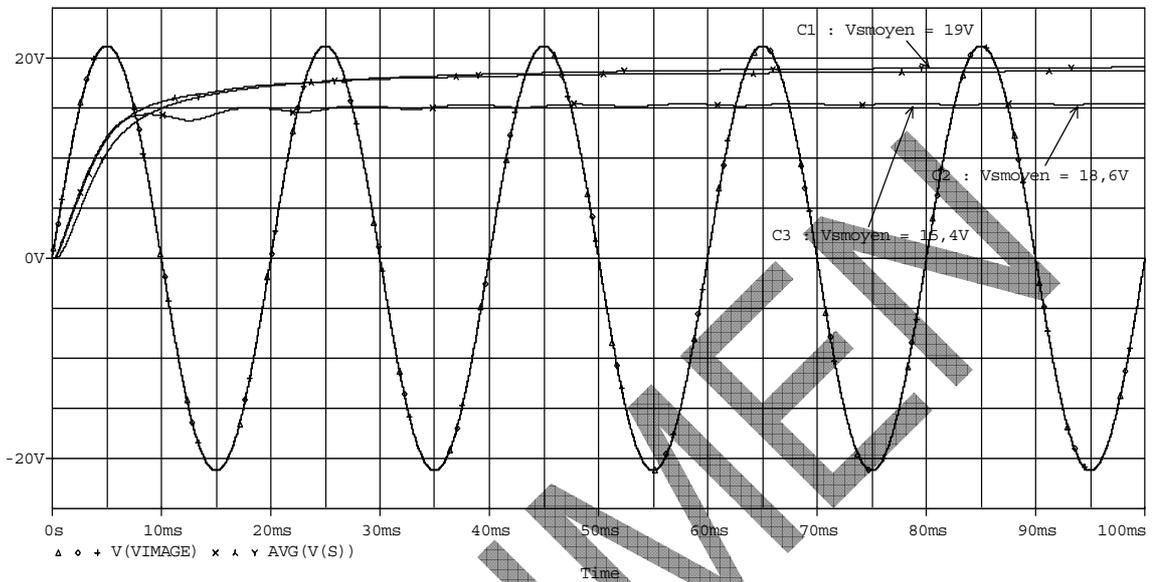


fig.7

SPECIMEN

SPECIMEN

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 V_s d'après le schéma théorique de la figure 1
- 2.3.1.3 Relever les chronogrammes de V_s et V_{image} (l'amplitude de V_{image} 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 12 (TP 1), expliquer pourquoi la valeur crête de la tension V_s n'est pas égale à celle du signal $2,5 \times V_{image}$
- 2.3.1.5 Expliquer pourquoi le signal V_s (borne S1) reste à zéro tant que l'on a :

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

- 2.3.1.6 Conclusions.

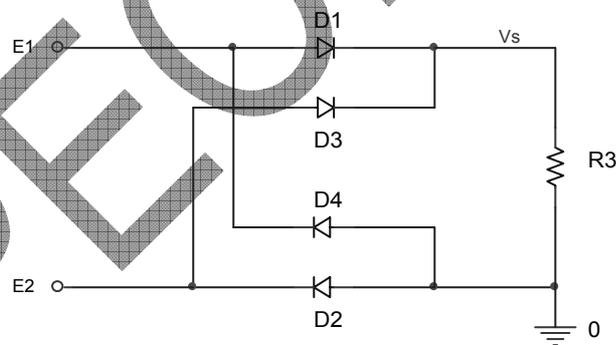


fig.8

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_{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 $\tau = R_3 C_3$.

- 2.3.2.5 Vérifier avec cette équation la valeur de la tension V_B , (tension V_s au point B).
- 2.3.2.6 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 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

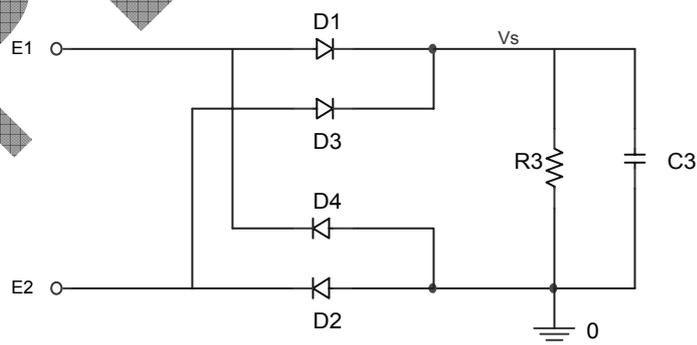


fig.9

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.

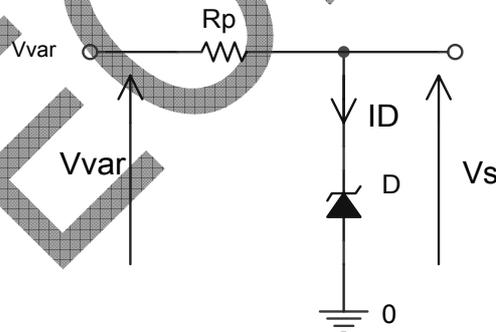


fig.1

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.

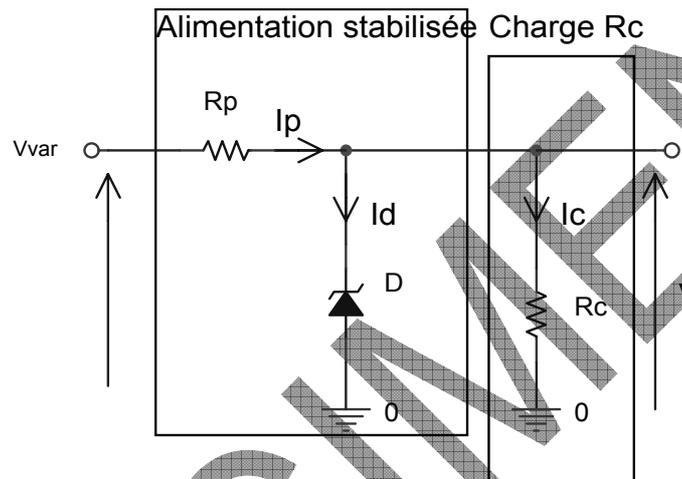


fig.2

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 Q2.

Le gain en courant β 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).

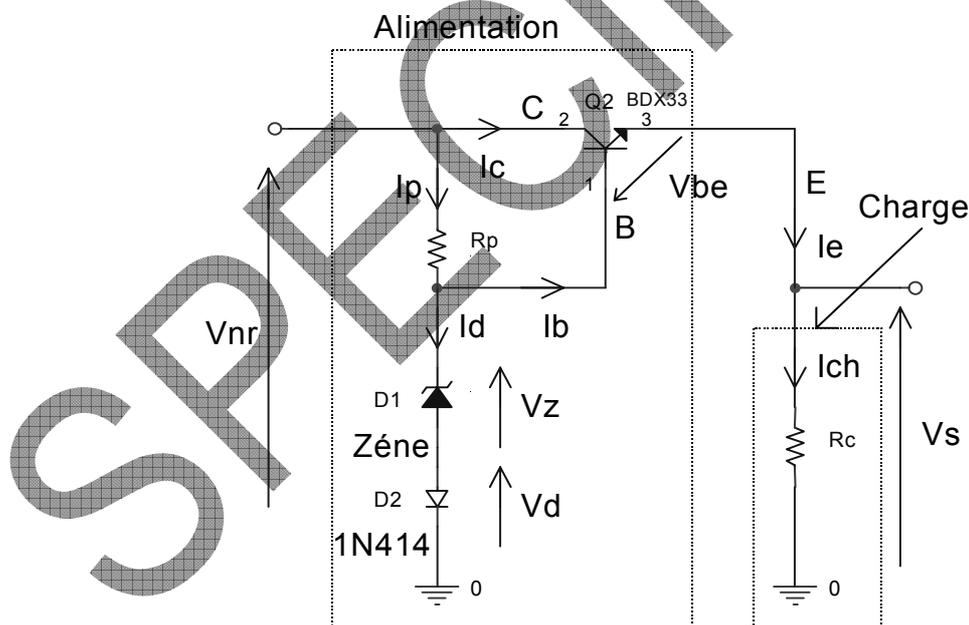


fig.3

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).

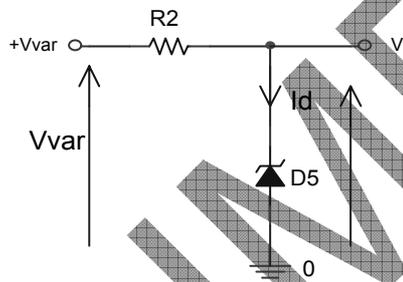


fig.4

3.4.1.4 Réaliser le schéma de la figure 5 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 ?

3.4.1.6 Inconvénients du montage ?

3.4.1.7 Conclusions ?

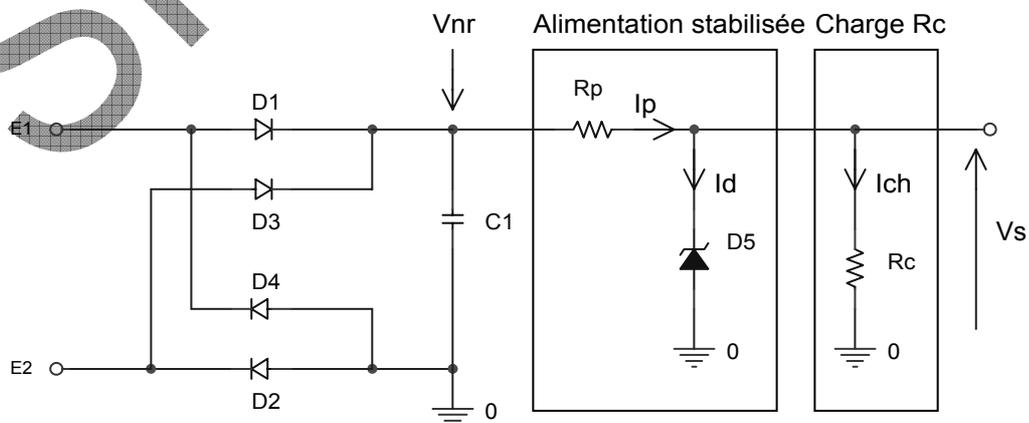


fig.5

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} .

Reprendre les questions du 3.4.1.

Conclusions ?

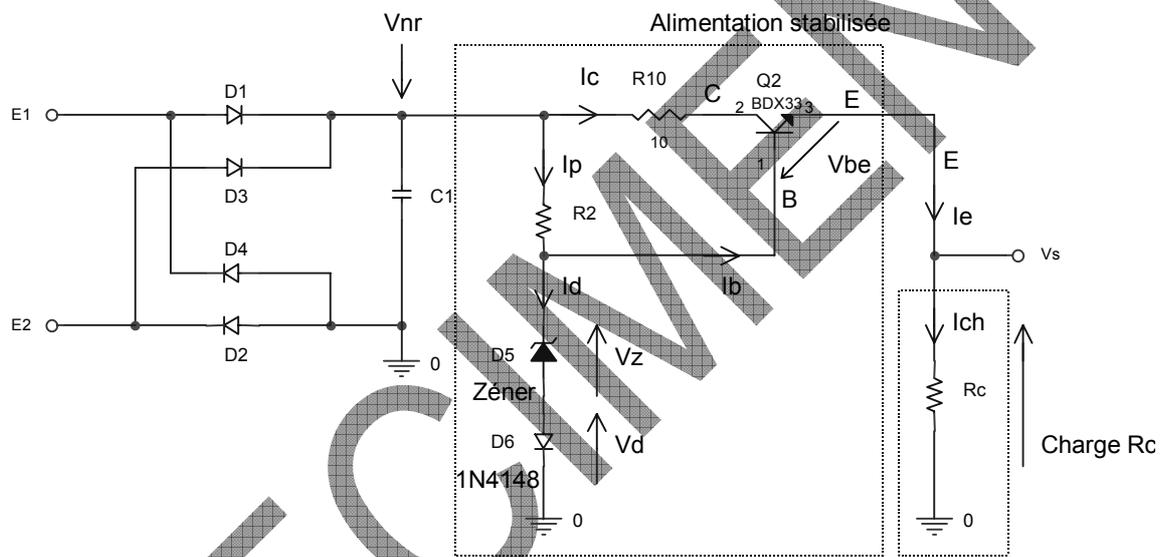


fig.6

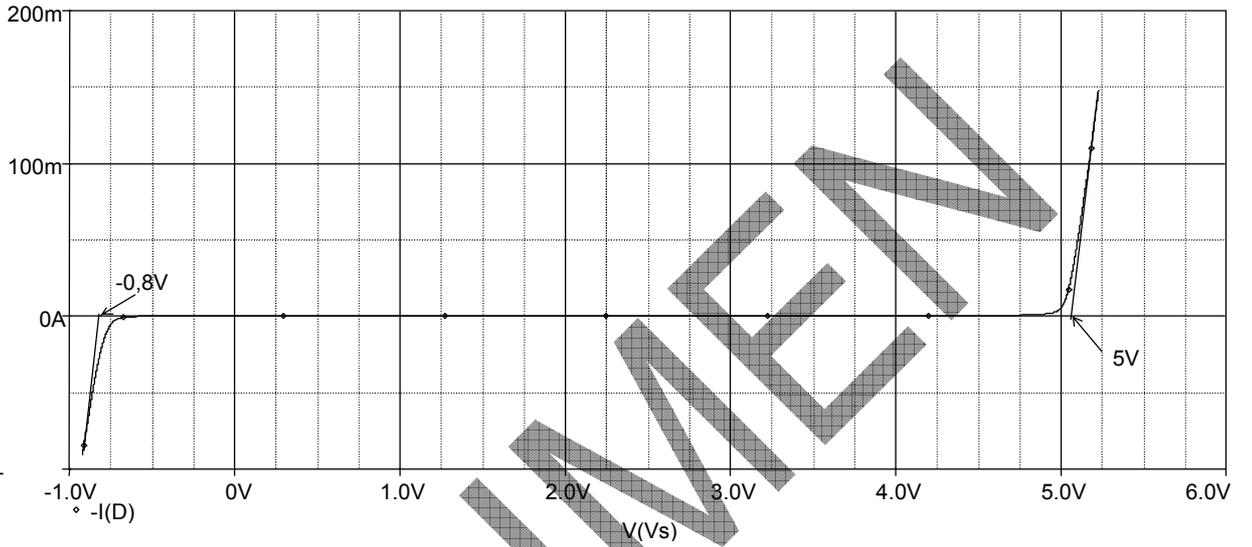


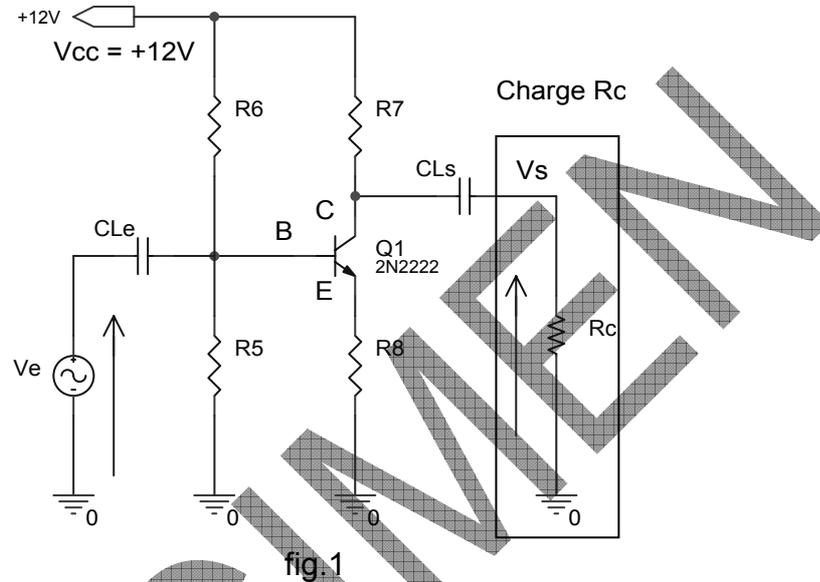
fig.7

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.



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

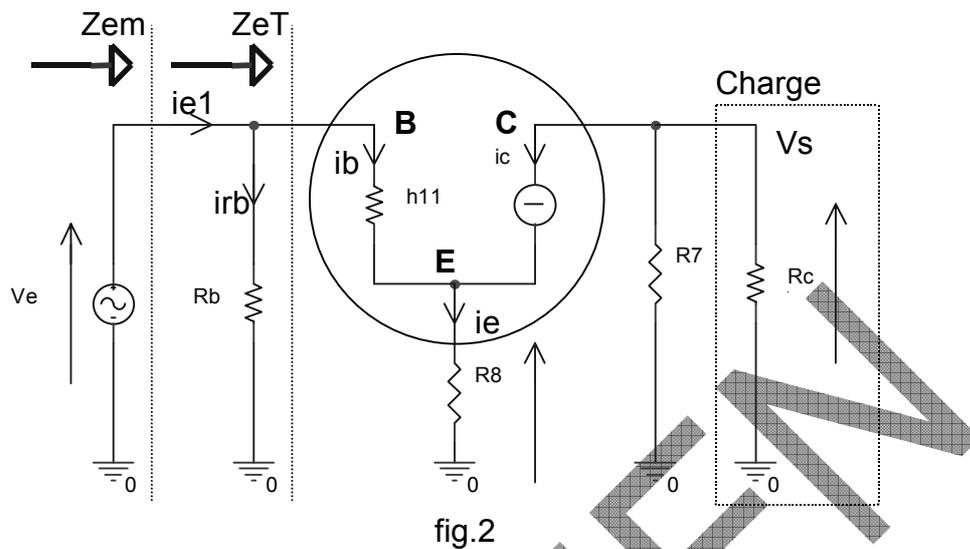
Le paramètre h_{12} est considéré comme nul et le paramètre h_{22} comme infini.

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 (droite de la flèche correspondante) et

Z_{eT} celle du transistor.



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_7 se trouvent 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_L et C_E 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 .

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

C_L 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 C_D .

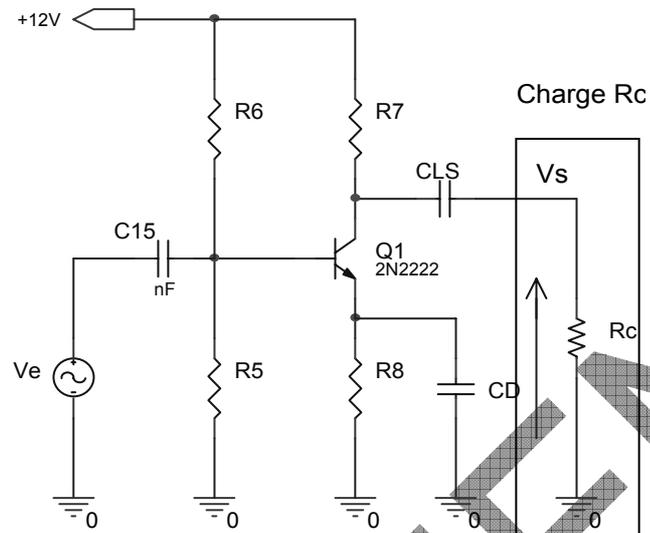


fig3

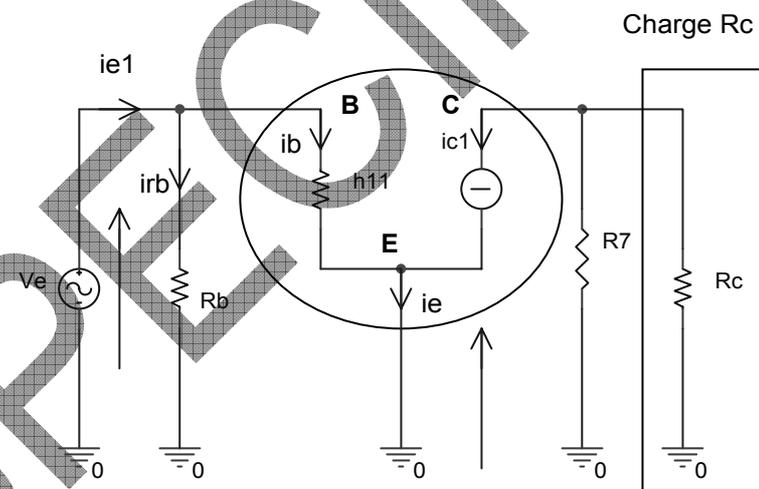


fig.4

SPECIMEN

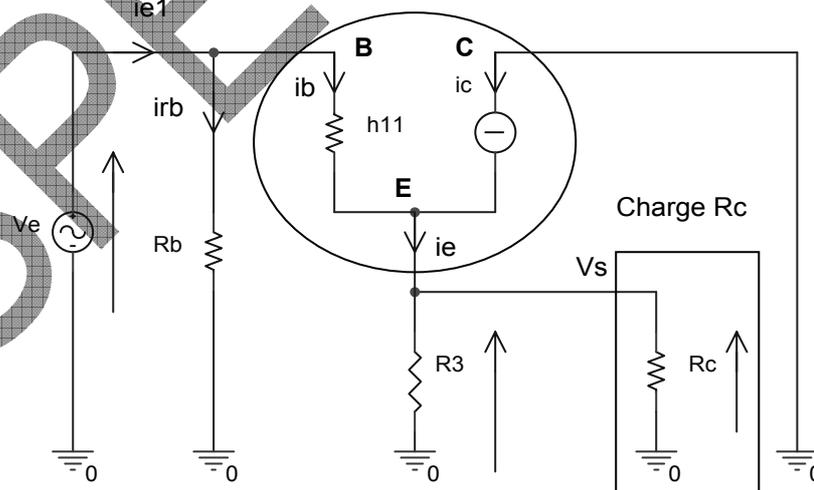
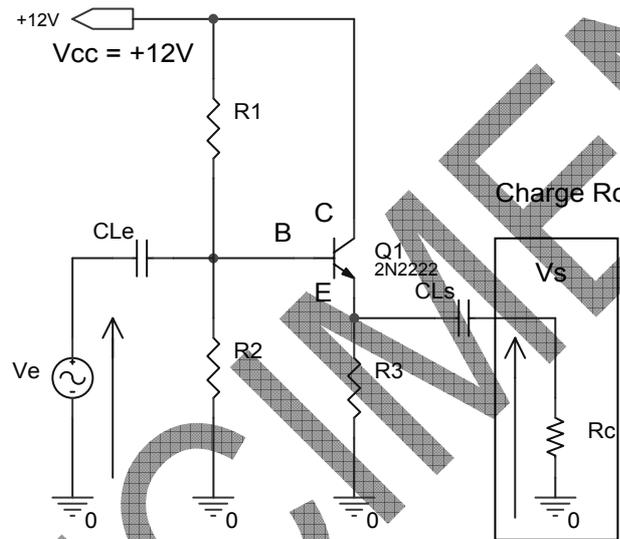
4.2 AMPLIFICATEUR COLLECTEUR COMMUN

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.



4.3 TRAVAUX PRATIQUES

4.3.1 Amplificateur Emetteur Commun

- 4.3.1.1 Calcul théorique de l'amplification en tension
- 4.3.1.2 A partir du schéma de la figure 1, posons $R_a = R_7$ en parallèle avec R_c . Calculer R_a .
- 4.3.1.3 Donner la relation $i_c = f(i_b)$ dans un transistor en petits signaux avec les hypothèses faites plus haut.
- 4.3.1.4 Calculer i_e en fonction de i_b et i_c .
- 4.3.1.5 Donner la relation entre V_e , i_b , i_e , h_{11} et R_8 .
- 4.3.1.6 Exprimer V_s en fonction de i_c et R_a .
- 4.3.1.7 En déduire l'amplification en tension A_v du montage et qu'elle peut se mettre sous la forme :

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

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

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

- 4.3.2.1 Calculer $i_{e1} = i_{r_b} + i_b$ en fonction de V_e .
- 4.3.2.2 En déduire Z_{em} en fonction de R_b , h_{11} , h_{21} et 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 du signal V_s . Ceci conduit au schéma des la figures 5 et 6. Expliquer pourquoi la résistance R_8 a-t-elle disparu du montage.
- 4.3.2.4 Démontrer que l'amplification en tension est maintenant donnée par la relation :

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

- 4.3.2.5 Quelle est l'influence de CD sur A_v ?

4.3.3 Amplificateur Collecteur Commun

4.3.3.1 Réaliser le montage de la figure 5. Posons $R_e = R_8$ en parallèle avec R_c .

4.3.3.2 Calculer R_e

4.3.3.3 A partir de la figure 4, calculer l'amplification et montrer qu'elle peut se mettre sous la forme :

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

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

SPECIEMEN

SPECIMEN

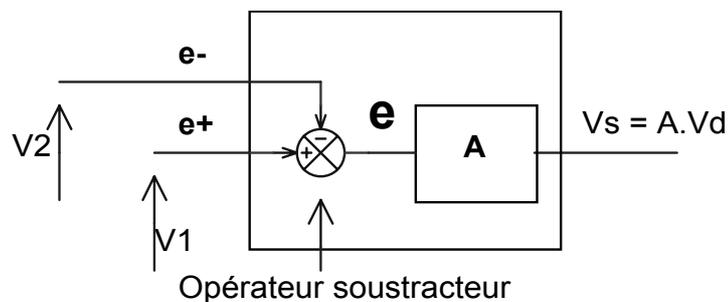
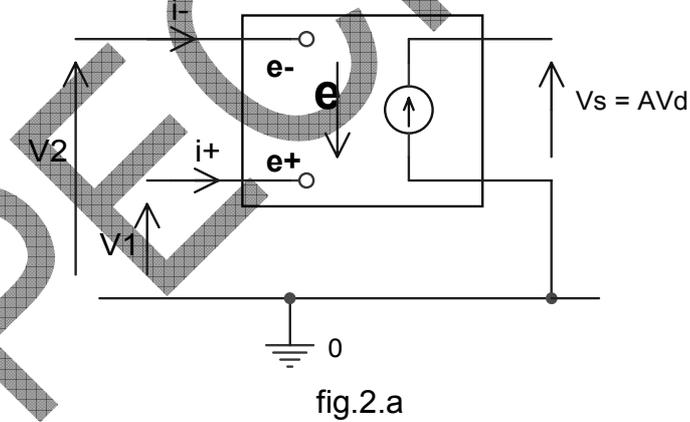
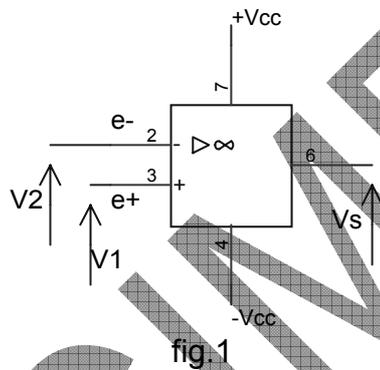
TP 5 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

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



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 ω_1 et ω_2 sont deux pulsations de coupure propres à l'AOP.

Si ω_1 et ω_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

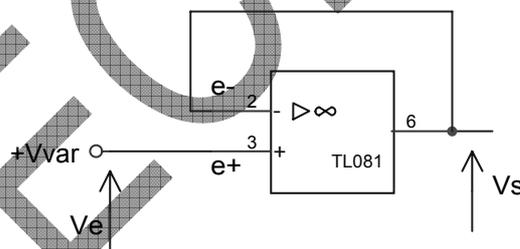


fig.3

5.2.2 Calcul de Vs

L'AOP étant parfait, nous avons :

$$e+ = e-$$

$$e+ = Ve$$

$$e- = Vs$$

$$\text{Donc } Vs = Ve$$

5.3 AMPLIFICATEUR INVERSEUR

5.3.1 Schéma de principe figure 4

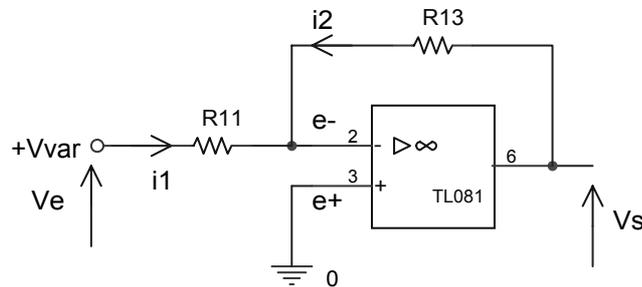


fig.4

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 :

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

5.4 AMPLIFICATEUR SOMMATEUR INVERSEUR

5.4.1 Schéma de principe fig.5

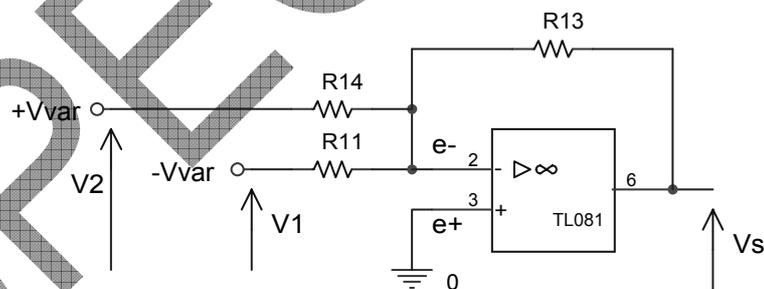


fig.5

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.

5.5 AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

5.5.1 Schéma de principe figure 6

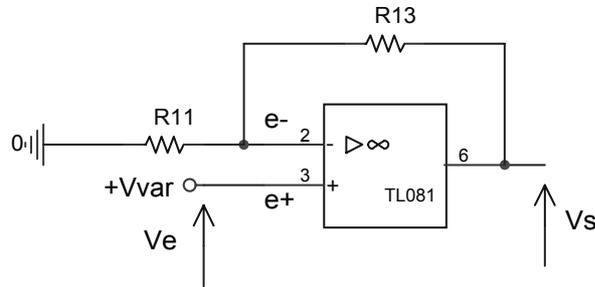


fig.6

5.5.2 Calcul de l'amplification en tension A_v

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

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

5.6 AMPLIFICATEUR SOUSTRACTEUR

5.6.1 Schéma de principe figure 7

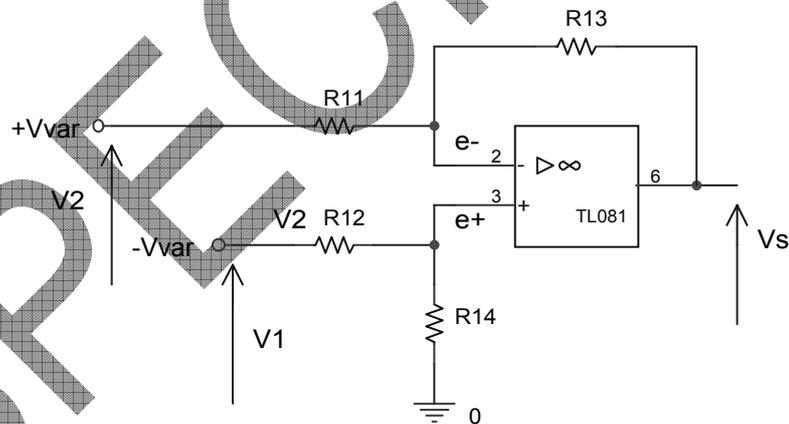


fig.7

5.6.2 Calcul de la tension V_s

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 :

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

On souhaite avoir $V_s = k(V_1 - V_2)$ pour réaliser la fonction soustracteur. Trouver la relation entre les 4 résistances R_{11} , R_{12} , R_{13} et R_{14} ; en déduire l'expression du facteur k .

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

5.7 TRAVAUX PRATIQUES

Remarque

Dans toute la suite de ce TP 5 les tensions V_1 et V_2 seront câblées indifféremment aux bornes $+V_{var}$ et $-V_{var}$ 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.

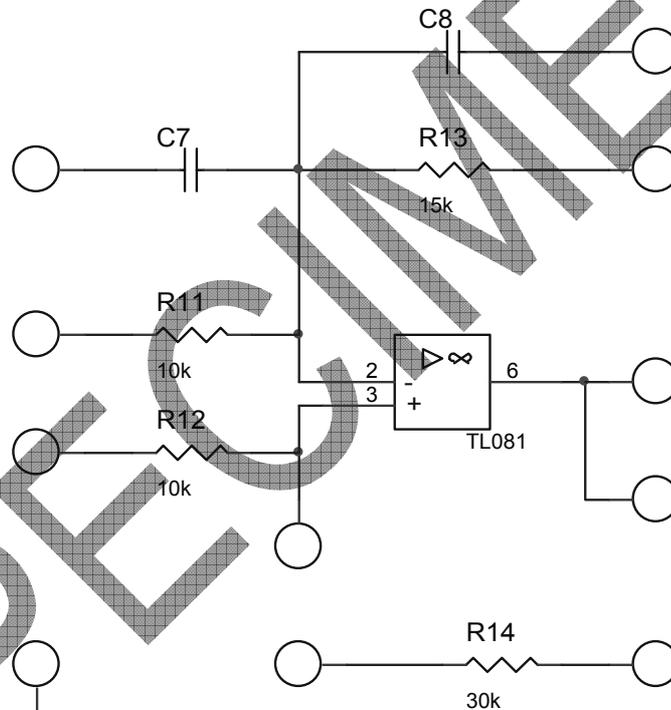


fig.8

5.7.1 Amplificateur suiveur

5.7.1.1 Câbler le schéma de la figure 3.

5.7.1.2 Donner plusieurs 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 en 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.

5.7.4 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 : $V_s = f(V_1 \text{ et } V_2)$.

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

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

5.7.5 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 valeur de V_1 et V_2 , vérifier la relation trouvée en 5.6.2 : $V_s = f(V_1 \text{ et } V_2)$

5.7.5.3 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 .

TP 6 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

DOMAINE ALTERNATIF

Remarque

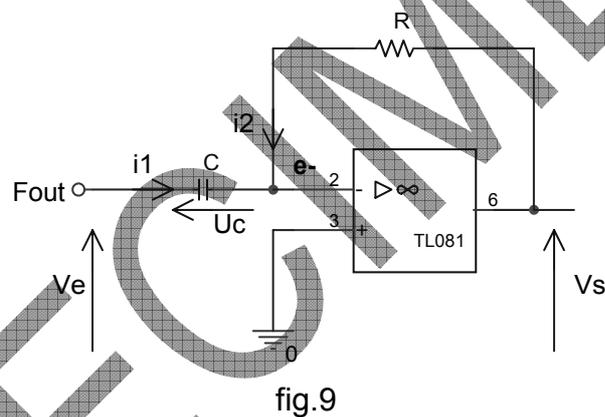
Tous les schémas étudiés dans le domaine continu sont bien évidemment valables dans le domaine alternatif.

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 $V_s(t)$

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

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

$$\text{avec } \tau = RC$$

6.1.3 Dérivateur parfait.

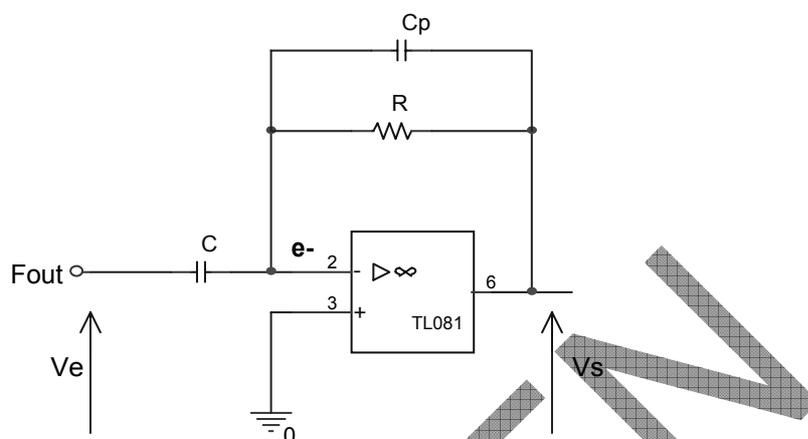


fig.10

Expliquer la présence du condensateur C_p ajouté.

SPECIMEN

6.2 INTEGRATEUR

6.2.1 Schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel est donné figure 11.

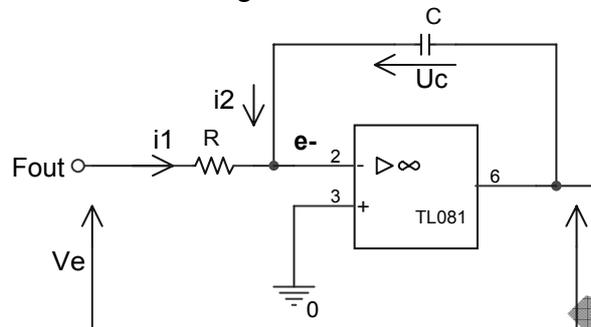


fig.11

6.2.2 Expression de la tension de sortie $V_s(t)$.

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.

6.2.3 Intégrateur parfait.

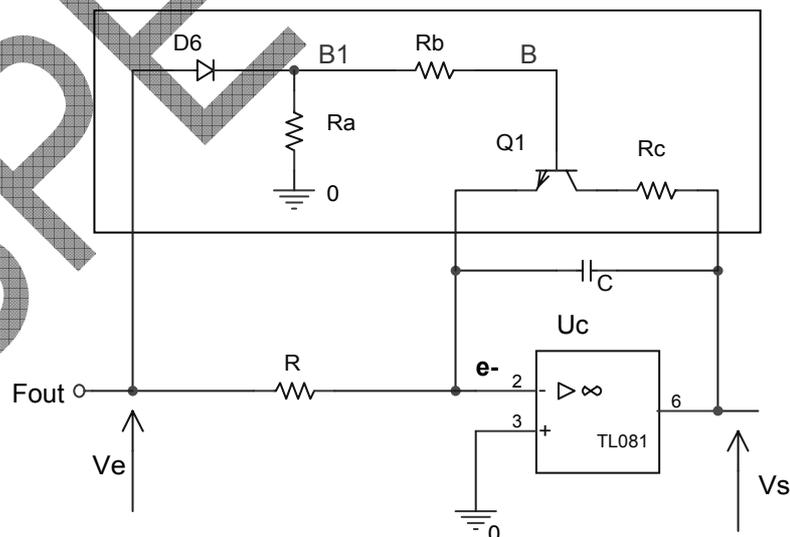


fig.12

Expliquer le rôle du montage dans la zone en pointillé.

6.3 TRAVAUX PRATIQUES

6.3.1 Dérivateur sans le condensateur C_p en parallèle avec R

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

$$R = R_{11} = 10k\Omega \quad C = C_8 = 100nF.$$

Ces composants sont câblés autour de U1.

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

période	$\cong 2ms$;
amplitude positive	$+2,5V$;
amplitude négative	$-2,5V$.

- 6.3.1.1 Quelle forme doit avoir le signal de sortie $V_s(t)$?
- 6.3.1.2 Calculer les pentes en V/ms du signal $V_e(t)$.
- 6.3.1.3 Connaissant $\tau = RC$, calculer l'amplitude de $V_s(t)$ durant les pentes positives et négatives de $V_e(t)$.
- 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 $C = 1nF$.

- 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 Fout, un signal rectangulaire $V_e(t)$ caractérisé ainsi:

période 60ms ;
amplitude positive +3V de durée 30ms
amplitude négative -2V de durée 30ms

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 ?

6.3.4 Intégrateur parfait

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.

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

Ce résultat est donné en simulation par la figure 16.

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 des 50ms de charge.

6.3.4.2 Vérifier sur le résultat obtenu à l'oscilloscope.

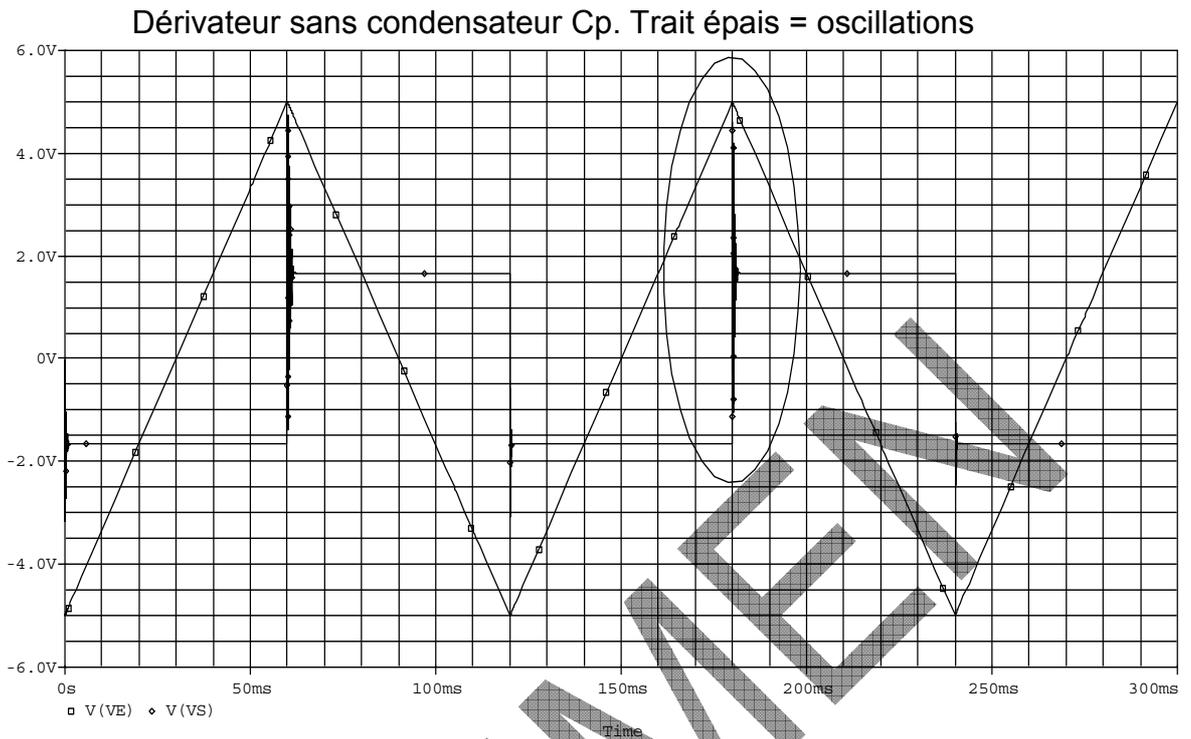


fig. 13

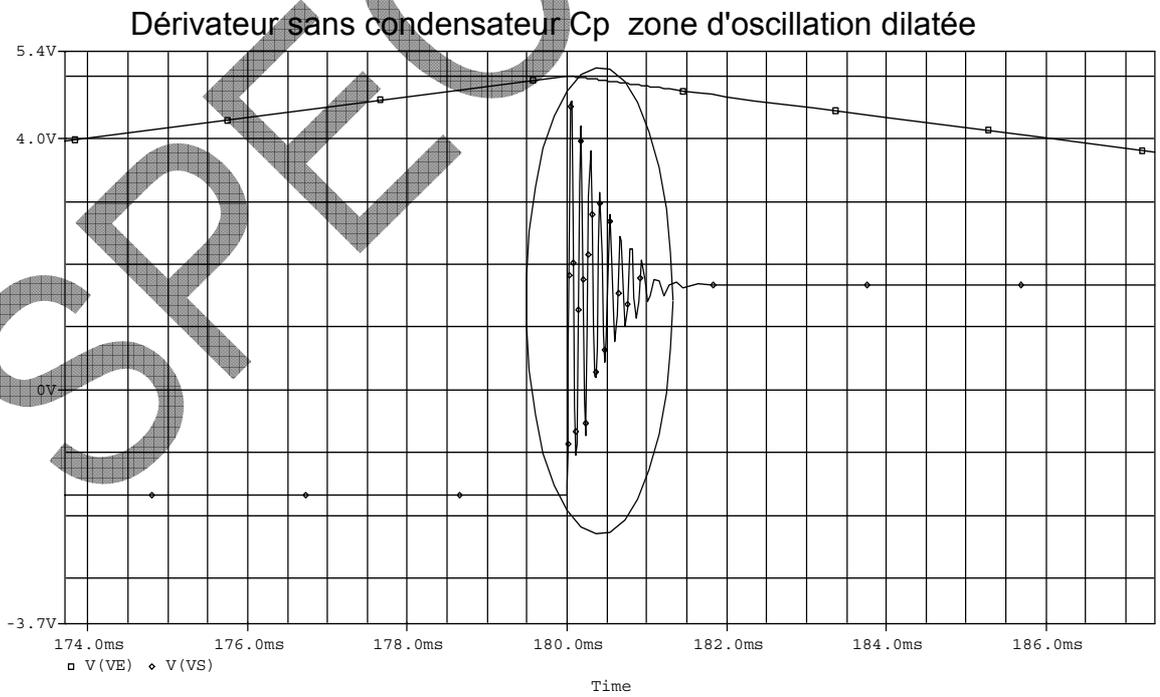


fig. 14

Dérivateur avec condensateur C_p :
Oscillations éliminées

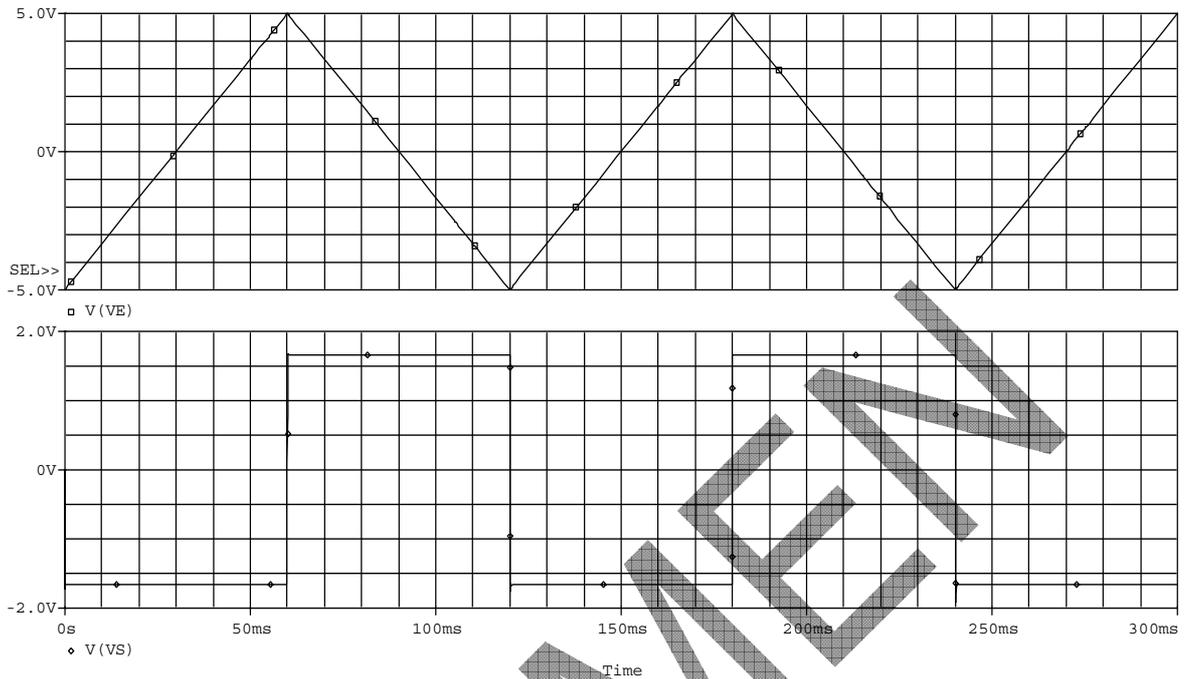


fig. 15

Intégrateur avec décharge de C en début de cycle

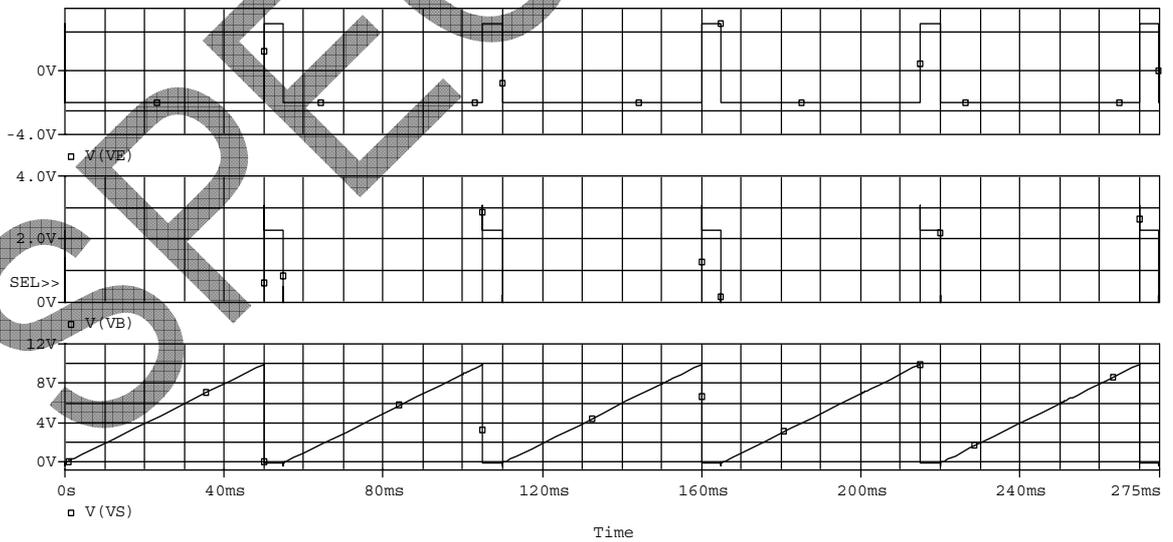


fig. 16

SPECIMEN

TP 7 COMPAREUR

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 $V2$.

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

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.

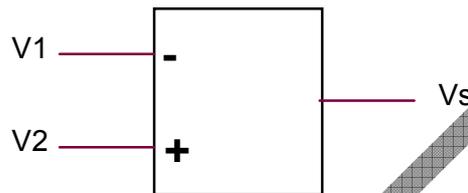


fig.1

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 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 $V1$ 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.

7.2.1 Mise en forme : cas idéal

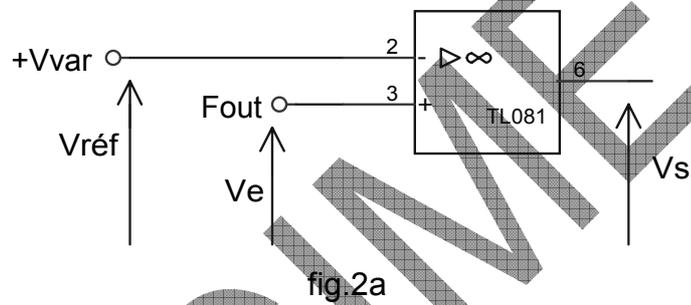
Les schémas de principe sont donnés figures 2a et 2b.

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

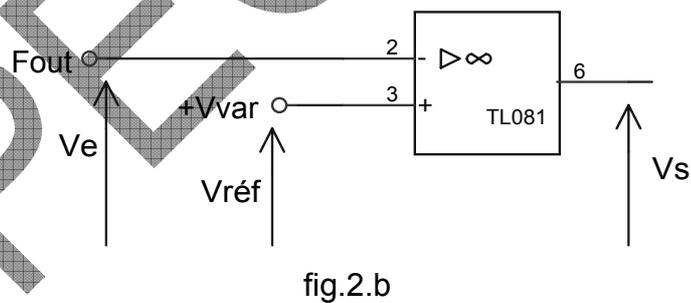
Le signal $+V_{var}$ permet de mettre en évidence le rôle du signal $V_{réf}$ sur la forme du signal de sortie V_s .

Les chronogrammes attendus sont donnés figure 2 à 8.

Comparateur non-inverseur



Comparateur inverseur



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 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.

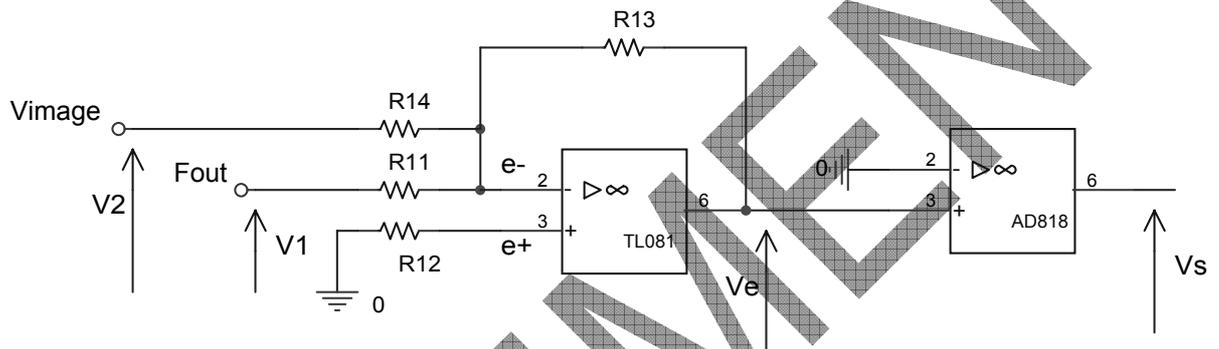


fig.9

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 V_s en fonction de $V_{réf}$.

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 V_s en fonction de V_1 et V_2 .
- 7.3.2.3 La fréquence de V_2 est de 50Hz (période 20ms) ; régler celle V_1 aux alentours de 2kHz et son amplitude voisine de 2V crête à crête. Observer la forme du signal V_s obtenu.
- 7.3.2.4 La période des impulsions obtenues correspond-elle à celle de V_{image} ?
- 7.3.2.5 Conclusions sur l'efficacité du comparateur ?

SPECIMEN

Comparteur non-inverseur

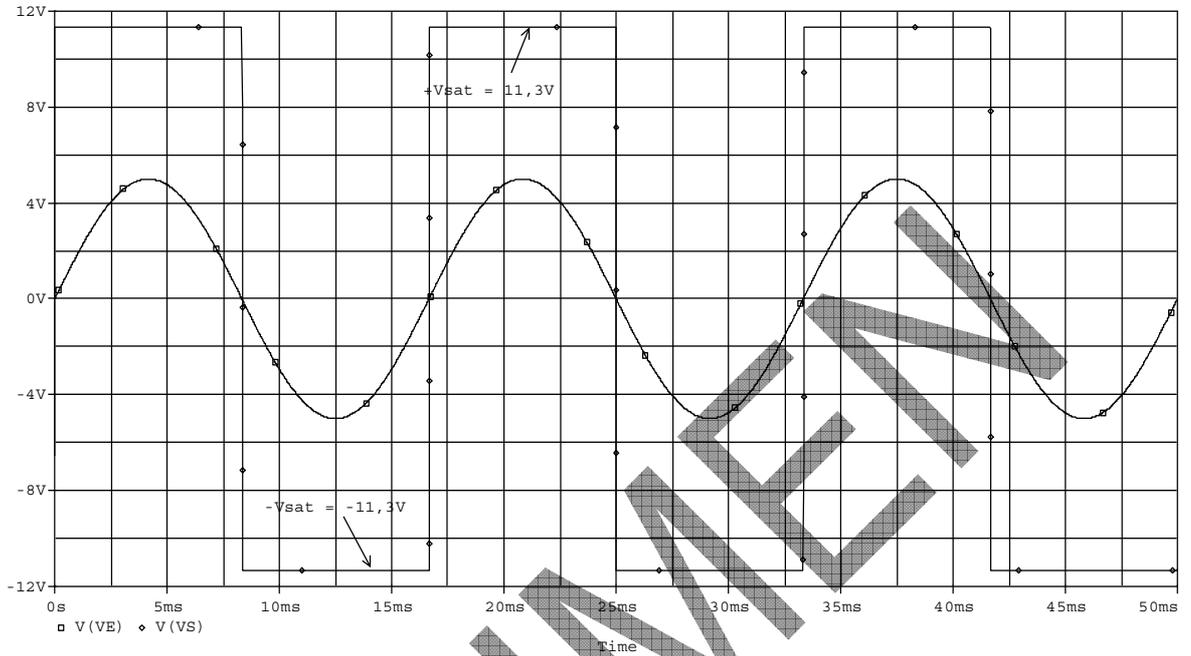


fig.2 $V_{ref} = 0$

Comparteur inverseur

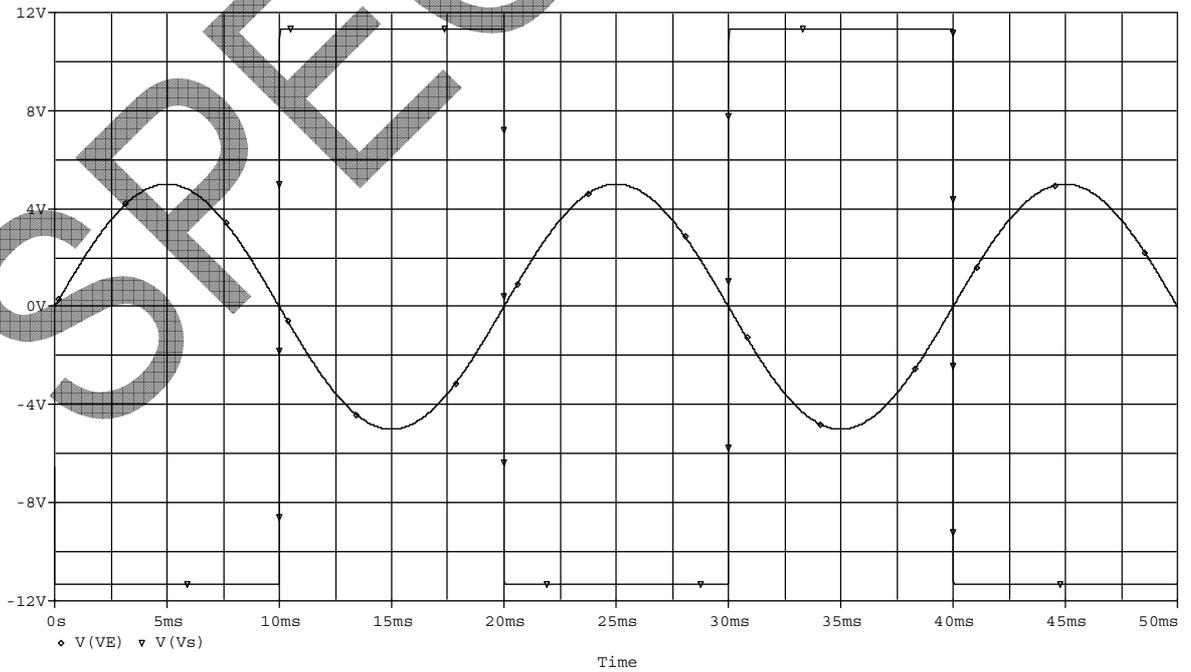


fig.3 $V_{ref} = 0$

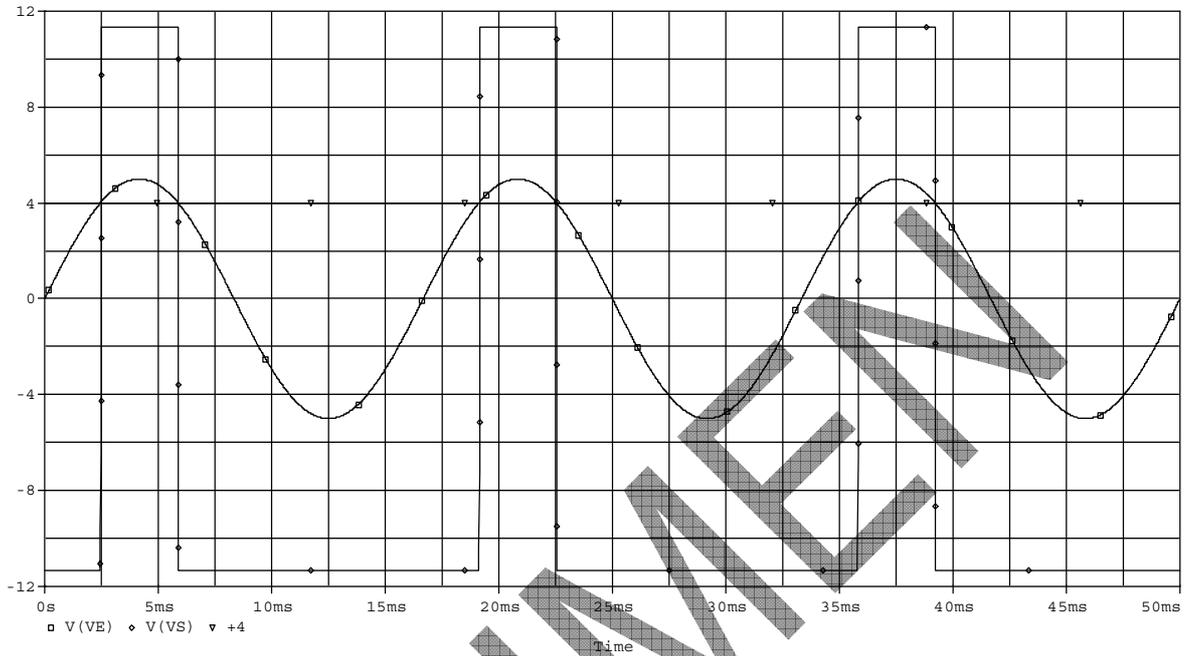


fig.4 $V_{réf} = 4V$

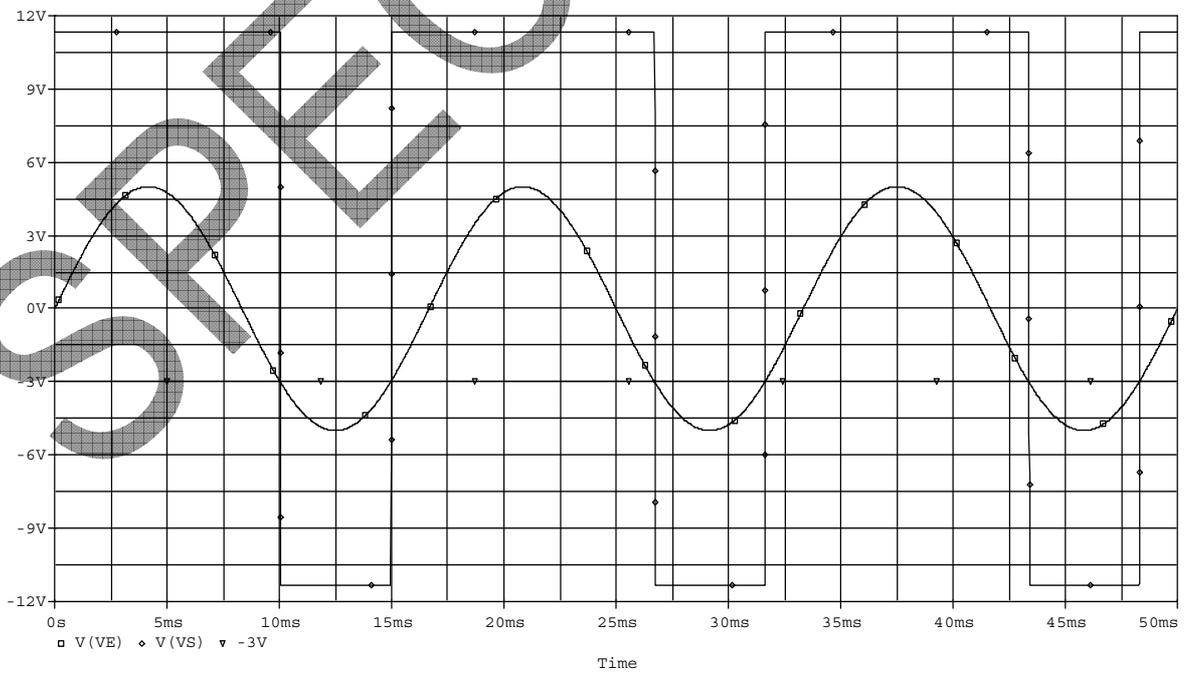


fig.5 $V_{réf} = -3V$

Temps de montée de Vs

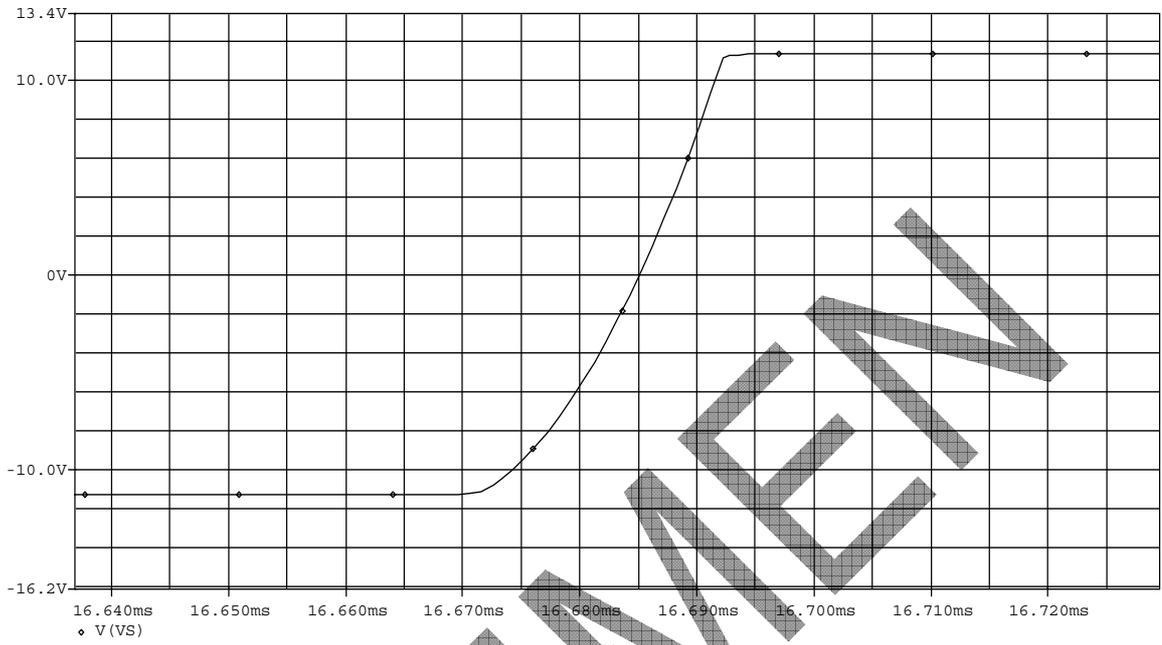


fig.6

Temps de descente de Vs

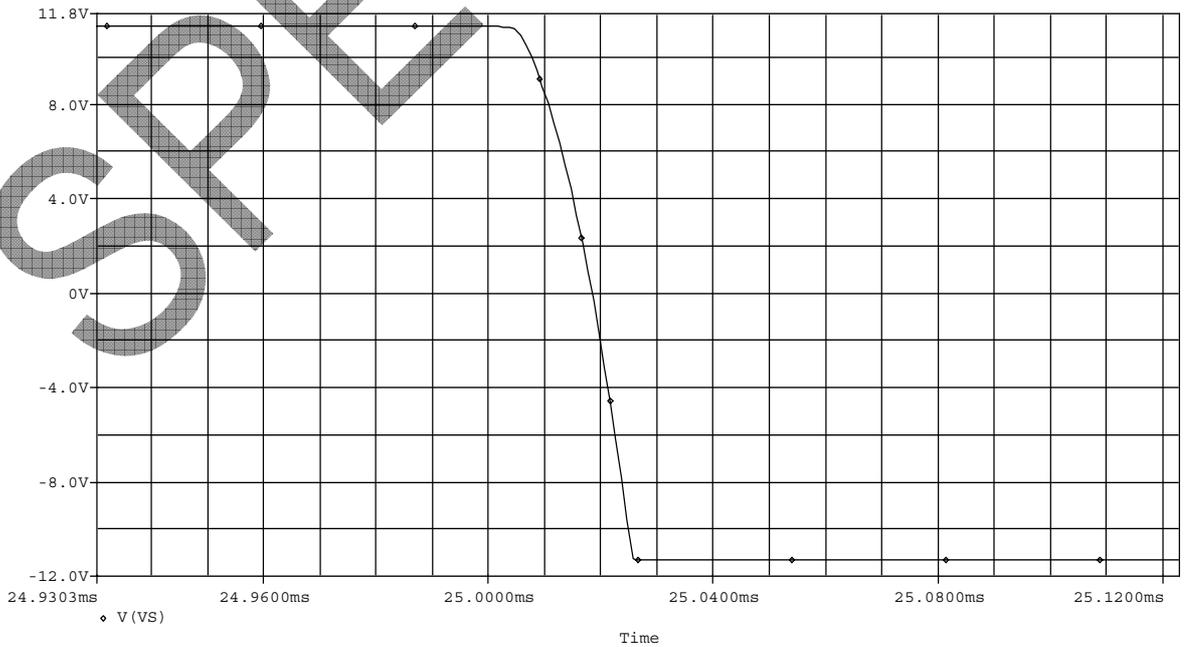


fig.7

Mise en forme d'un signal bruité

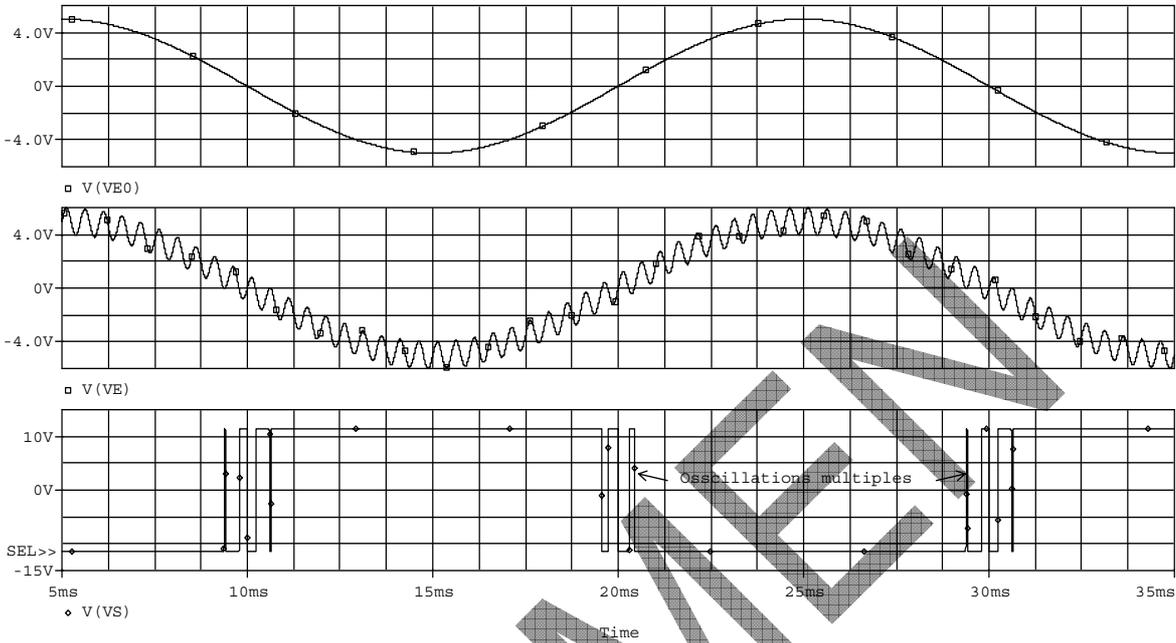


fig.8

SPECIMEN

TP 8 COMPAREUR-TRIGGER

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.

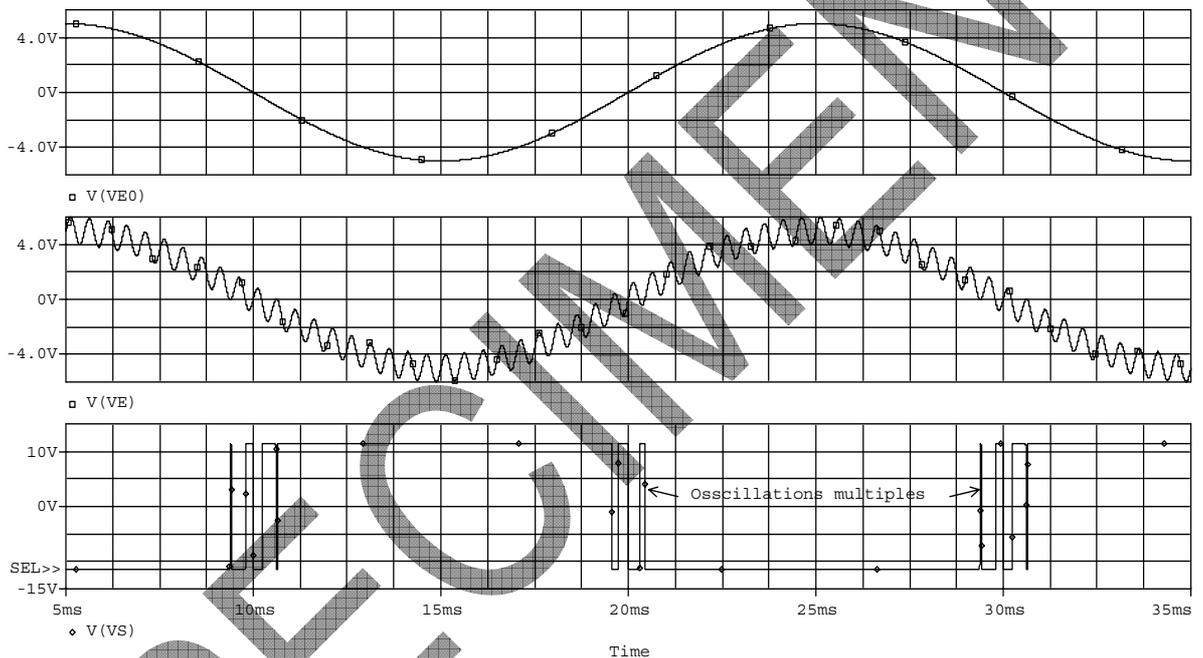


fig.1

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.

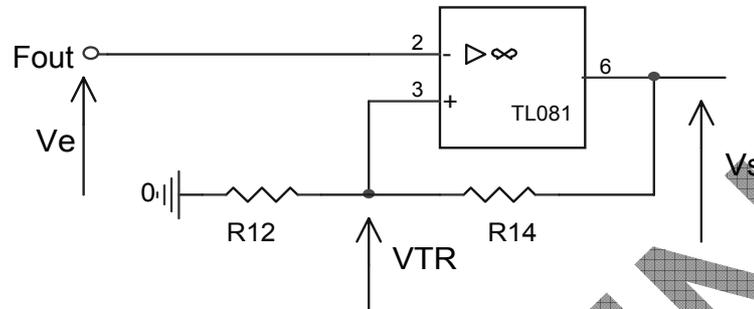


fig.2

8.3.2 Principe de fonctionnement

Le signal V_e est appliqué sur l'entrée – de l'AOP.

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

$$VTR = VTR+ = \frac{R12}{R12 + R14} (+V_{sat})$$

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

$$VTR = VTR- = \frac{R12}{R12 + R14} (-V_{sat})$$

La différence $\Delta V = VTR+ - VTR-$ s'appelle l'hystérésis du trigger avec

$$\Delta V = 2 \frac{R12}{R12 + R14} V_{sat}.$$

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

Les flèches indiquent le 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.

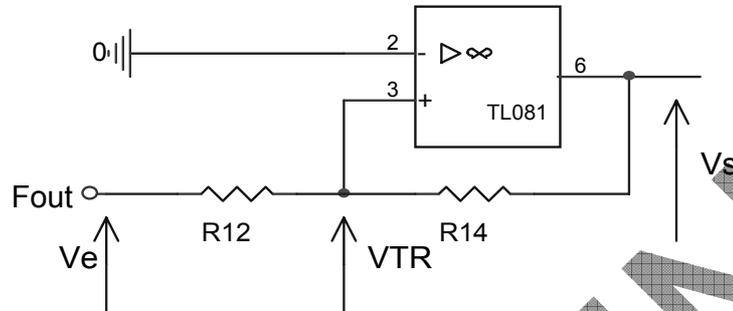


fig.3

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 comparée = 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 :

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

Si $V_s = +V_{sat}$, pour que le trigger bascule de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$, il faut : $VTR \leq 0$;

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

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

Si $V_s = -V_{sat}$, pour que le trigger bascule de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$, il faut : $VTR \geq 0$;

Cela donne $V_e \geq -\frac{R_{12}}{R_{14}}(-V_{sat})$

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

La différence $\Delta V = VTR_+ - VTR_-$ 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 BRUITE

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

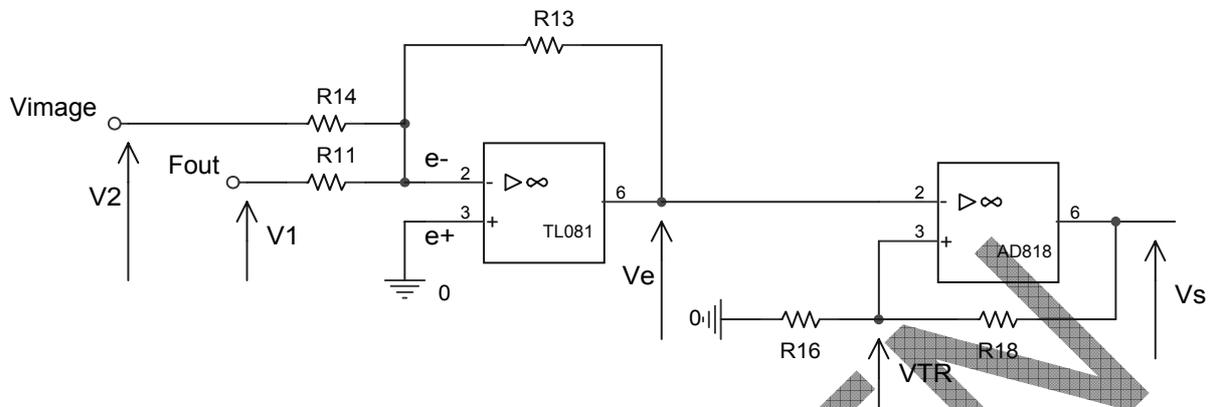


fig.6

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 crête à crête du bruit reste inférieure à l'hystérésis ΔV du trigger.

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 ΔV .
- 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 ΔV .
- 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 supérieure à ΔV , relever les chronogrammes.
- 8.6.3.4 Conclusions ?

SPECIMEN

Trigger inverseur

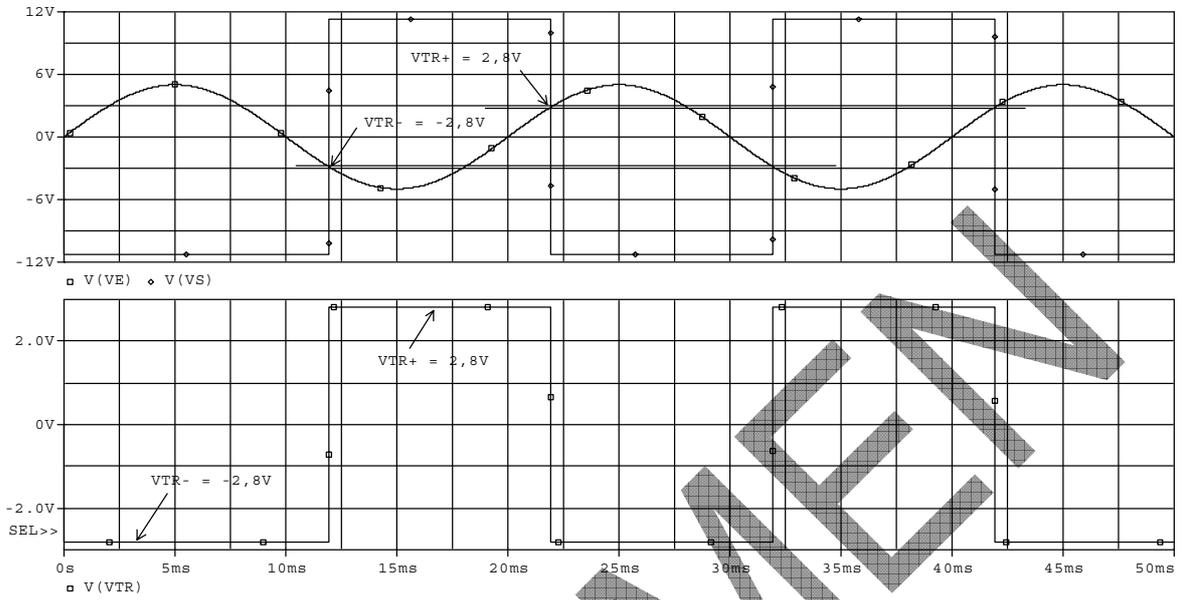


fig.4

Cycle Hystérésis d'un trigger inverseur

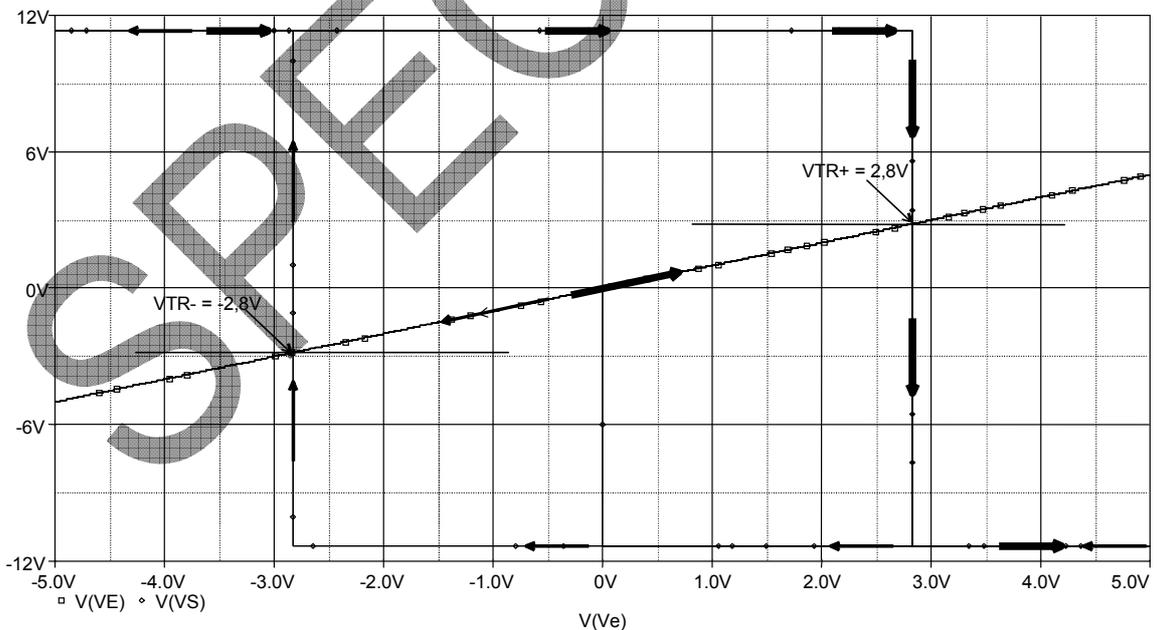


fig.4 bis

Trigger non-inverseur

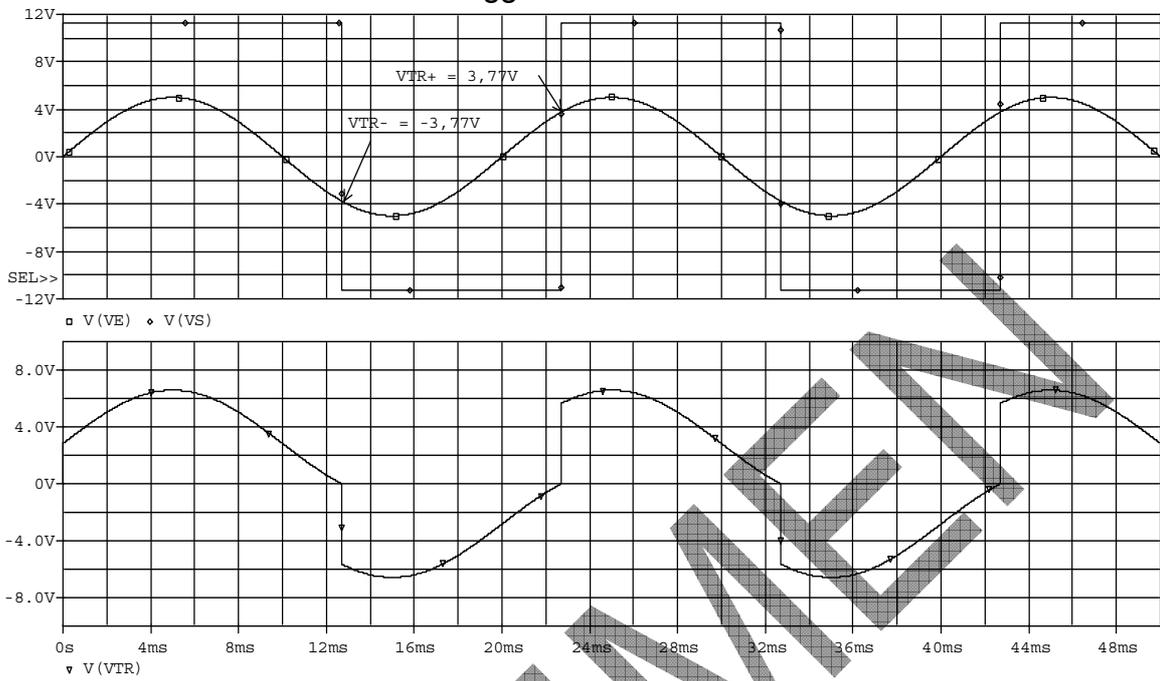


fig.5

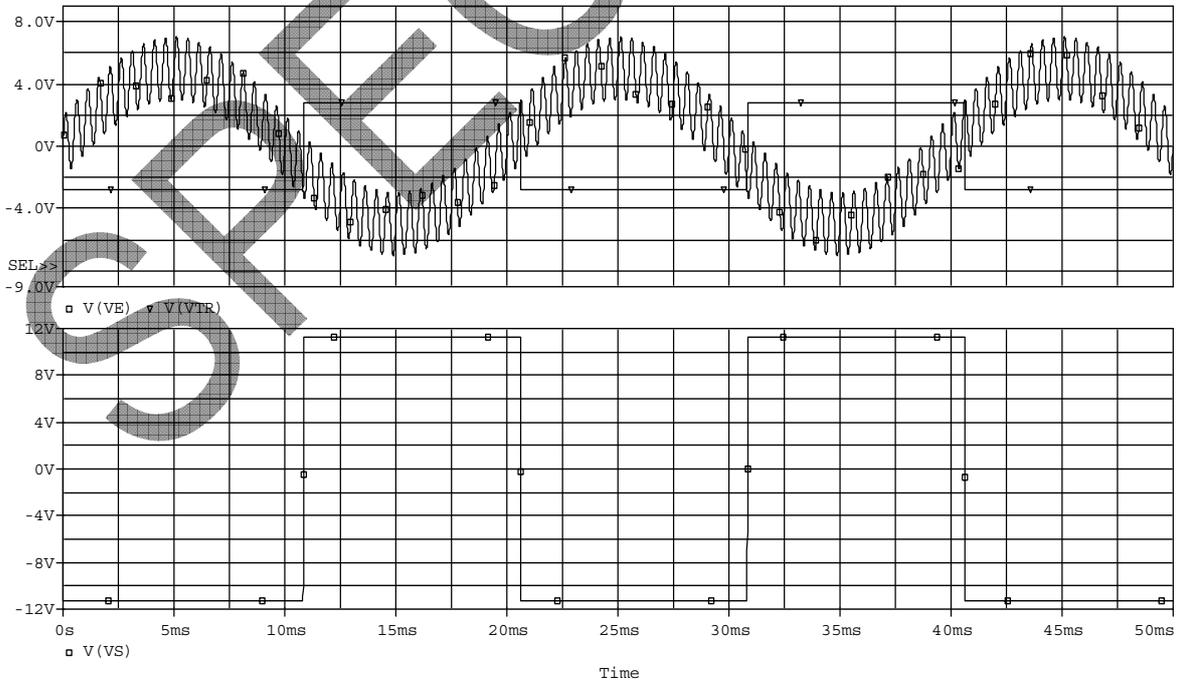


fig.7

TP 9 FILTRES DU 1^{er} ORDRE

Seuls les filtres actifs seront étudiés dans ces TP.

9.1 RAPPELS

Filtrer un signal c'est atténuer ou supprimer de son spectre des 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 son efficacité à éliminer les fréquences non désirées dans la bande passante.

Cet ordre peut aller de 1 à 8 voir plus selon le besoin.

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

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

9.2 FILTRES PASSE-BAS DU 1^{er} ORDRE

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

9.2.1 Schémas de principe

Deux schémas son proposés figure 1 et 2.

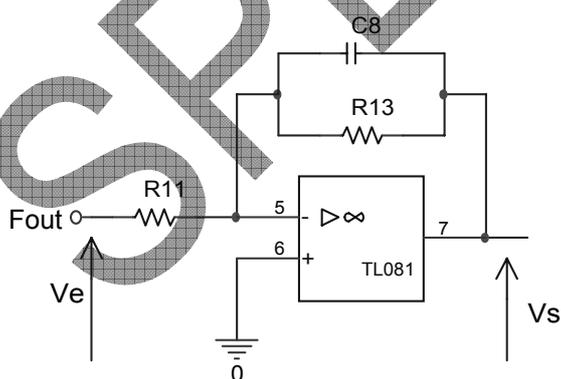


fig.1

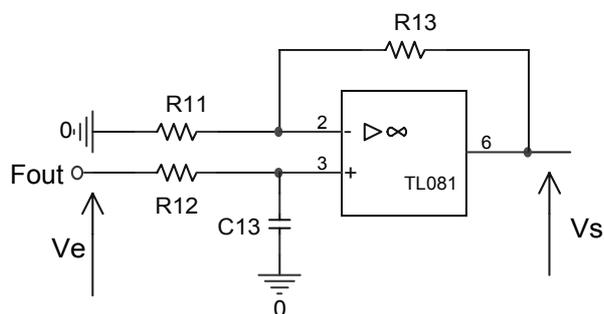


fig.2

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^{er} 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.

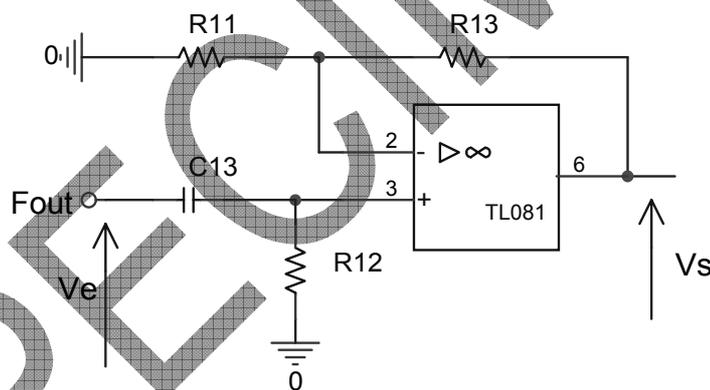


fig.3

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^{er} 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 ω_0 :

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

Pour chacun des filtres :

9.4.1.2 Calculer le module et l'argument φ de T .

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

9.4.1.4 Déterminer les asymptotes quand ω varie de 0 à l'infini. Spécifier leur pente si elle existe.

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^{er} ordre : schéma figure 3

9.4.2.1 Mettre la transmittance sous la forme ci-dessous en identifiant les paramètres T_0 , et ω_0 :

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

9.4.2.2 Reprendre les questions 2 à 7 ci-dessus.

SPECIMEN

TP 10 FILTRES ACTIFS DU SECOND ORDRE

10.1 FILTRE DU SECOND ORDRE

Il existe plusieurs structure pour réaliser les filtres actifs de second ordre :
structure à contre-réactions multiples,
structure de Salenn et Key,
structure de Rauch,
filtre universel,
gyrateurs, ...

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

Afin d'étudier 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 infinie.
La figure 2 montre le cas où $k = 1$.

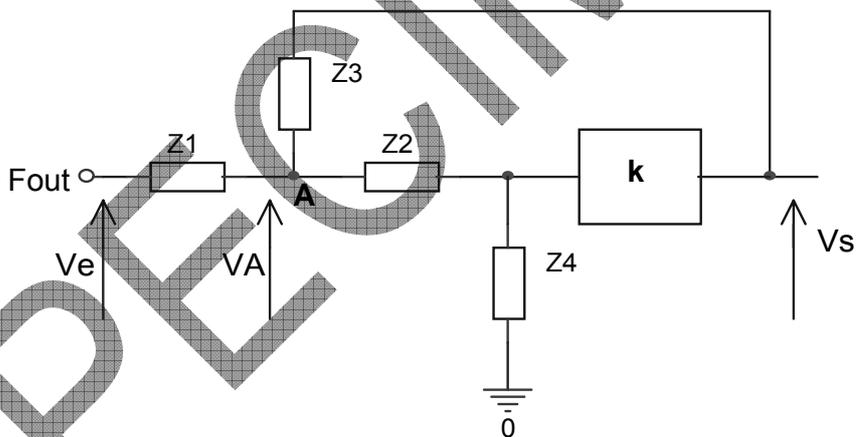


fig.1

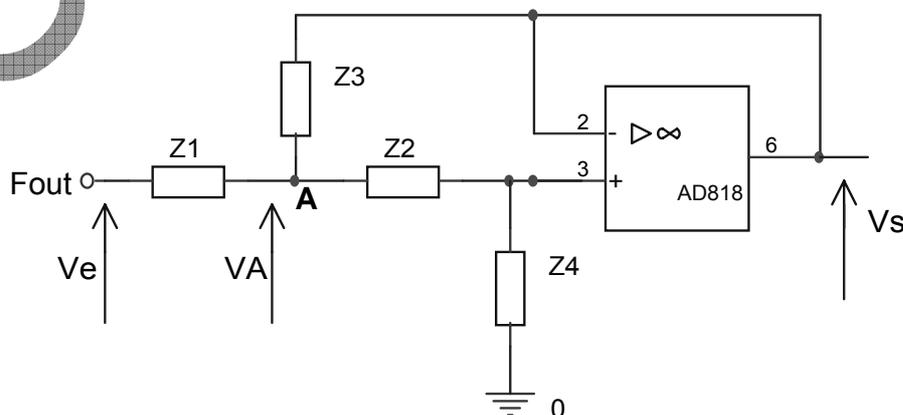


fig.2

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

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

Pour $k = 1$ figure 2 on trouve :

$$T(j\omega) = \frac{Z_1Z_4}{Z_1Z_3 + Z_2(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)}$$

SPECIMEN

10.2.2 Filtre passe-bas du 2^{ème} ordre

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

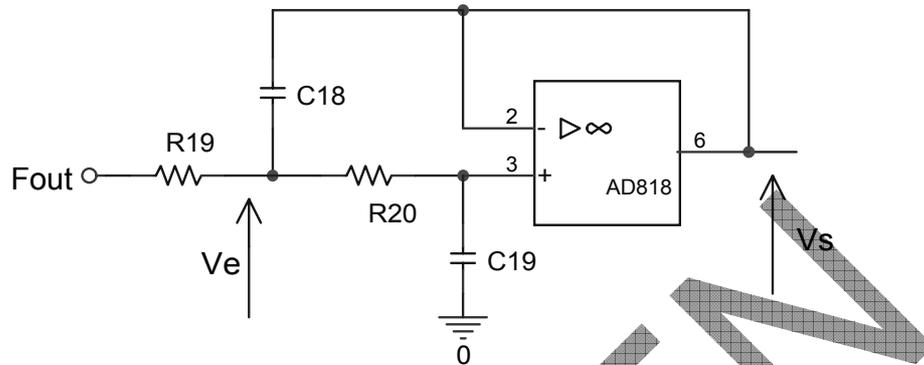


fig.3.a

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^{ème} ordre

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

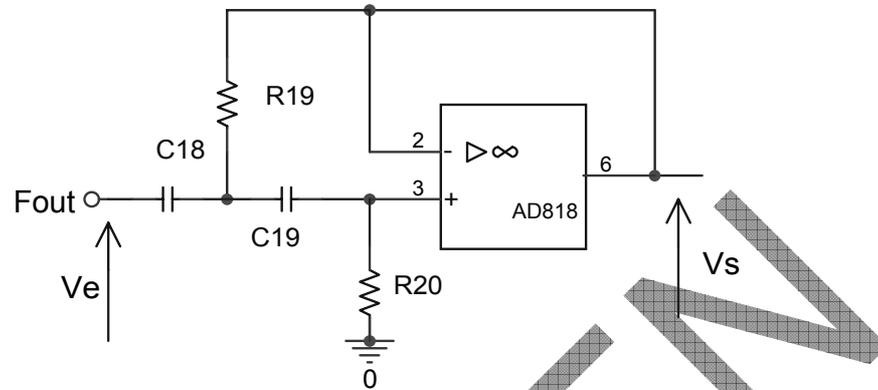


fig.4.a

La simulation donne la réponse harmonique 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.

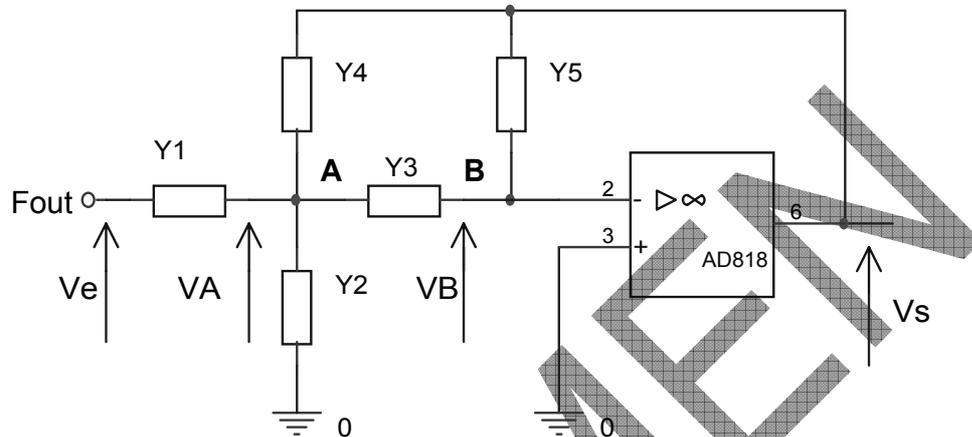


fig.5.a

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

La transmittance est donnée par la relation :

$$T(j\omega) = - \frac{Y1Y3}{(Y1+ Y2+ Y3+ Y4)+ Y3Y4}$$

10.3.2 Filtre passe-bande du 2^{ème} ordre structure de Rauch

Le schéma structurel est donné par la figure 5.b

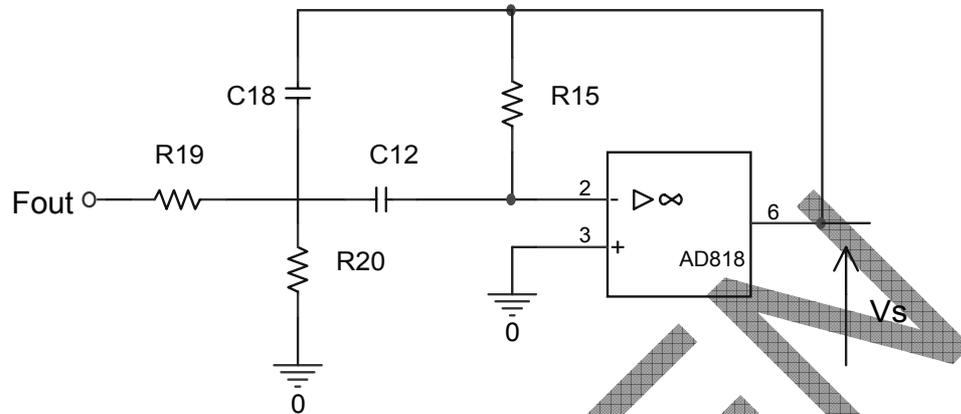


fig.5.b

La transmittance est donnée par la relation :

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

Les paramètres ω_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 structurel est donné par la figure 6.a et les digrammes de Bode de en simulation par la figure 6.b

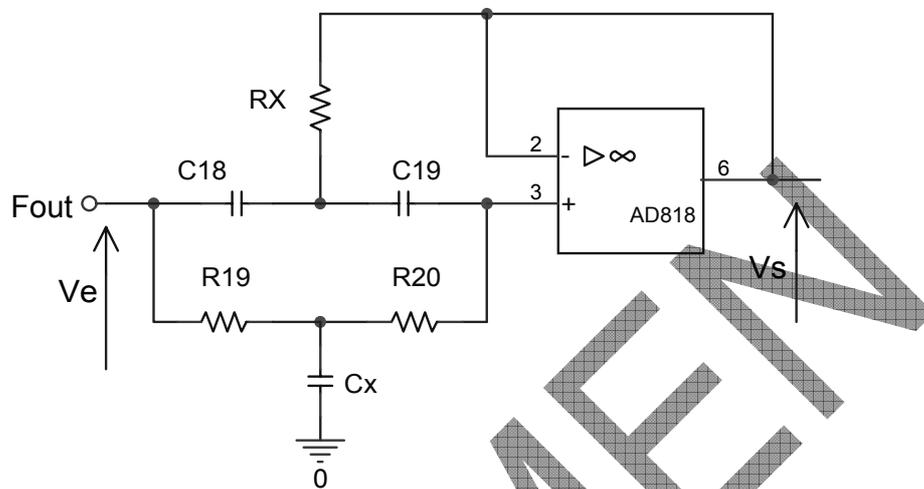


fig. 6.a

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

Démontrer que la transmittance 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 :

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

SPECIMEN

10.4 TRAVAUX PRATIQUES

10.4.1 Filtre passe-bas 2^{ème} 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 ω_0 .

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

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

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

10.4.1.3 Relaver les diagrammes de Bode gain et phase ; vérifier que la pente de l'asymptote oblique est bien de : -20dB/décade.

10.4.1.4 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

10.4.2 Filtre passe-haut du 2^{ème} ordre structure de Sallen et Key

10.4.2.1 Démontrer les relations des paragraphes 10.2.3 en identifiant les paramètres m et ω_0 .

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

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

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

10.4.2.3 Relaver les diagrammes de Bode gain et phase ; vérifier que la pente de l'asymptote oblique est bien de : 20dB/décade

10.4.2.4 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

10.4.3 Filtre passe-bande du 2^{ème} 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 ω_0 .

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

$$f_1 =$$

$$f_2 =$$

$$\Delta f = 2mf_0$$

10.4.3.3 Relaver les diagrammes de Bode gain et phase ; vérifier que les pentes des asymptotes obliques sont bien de : -10dB/décade et +10dB/décade.

10.4.3.4 Comparer ces diagrammes à ceux donnés par la simulation.

10.4.4 Filtre réjecteur du 2^{ème} ordre

10.4.4.1 Démontrer les relations des paragraphes 10.3.3 en identifiant les paramètres m et ω_0 .

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

$$f_1 =$$

$$f_2 =$$

$$\Delta f = 2mf_0$$

10.4.4.3 Relaver 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.

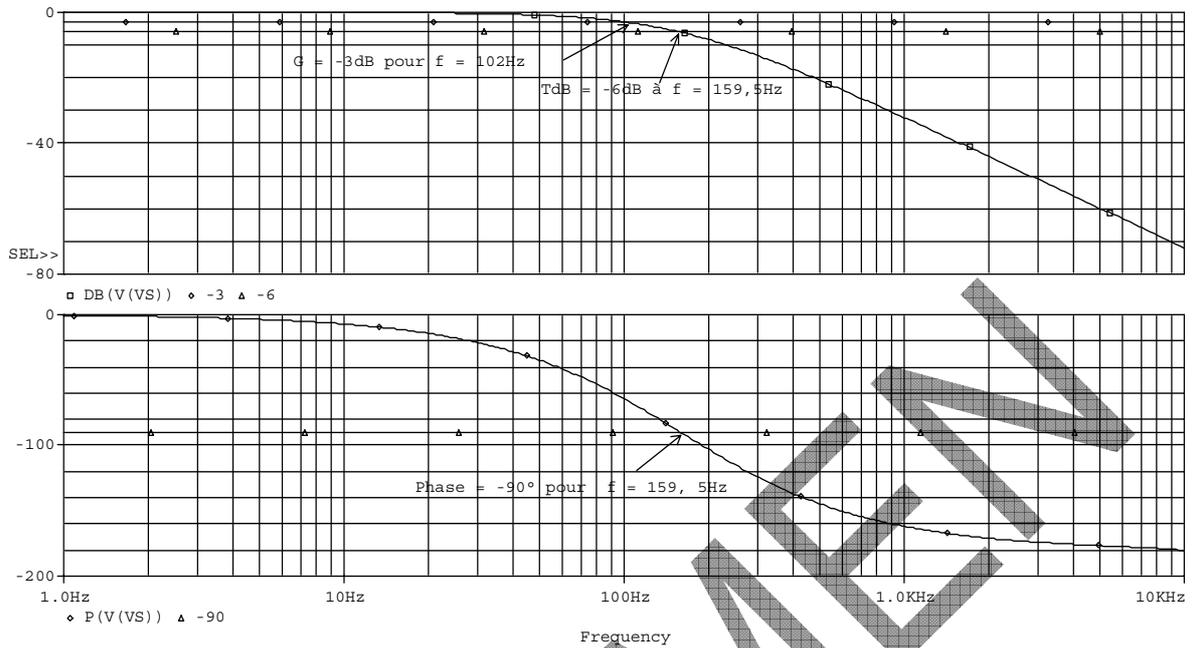


fig.3.b

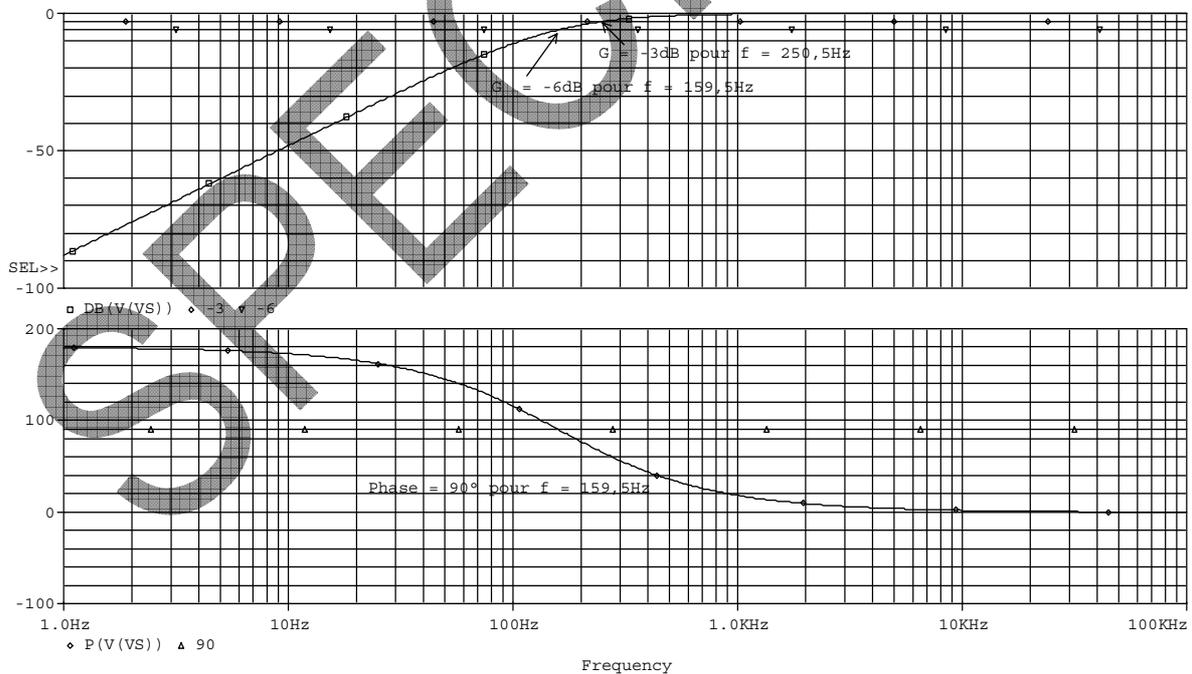


fig.4.b

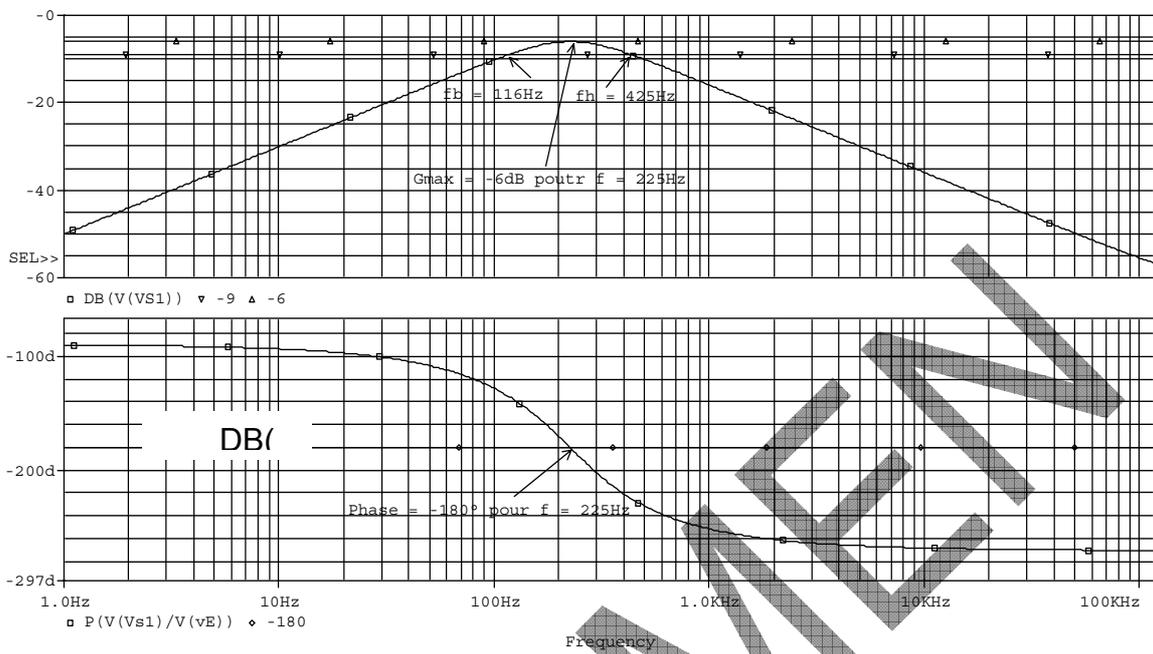
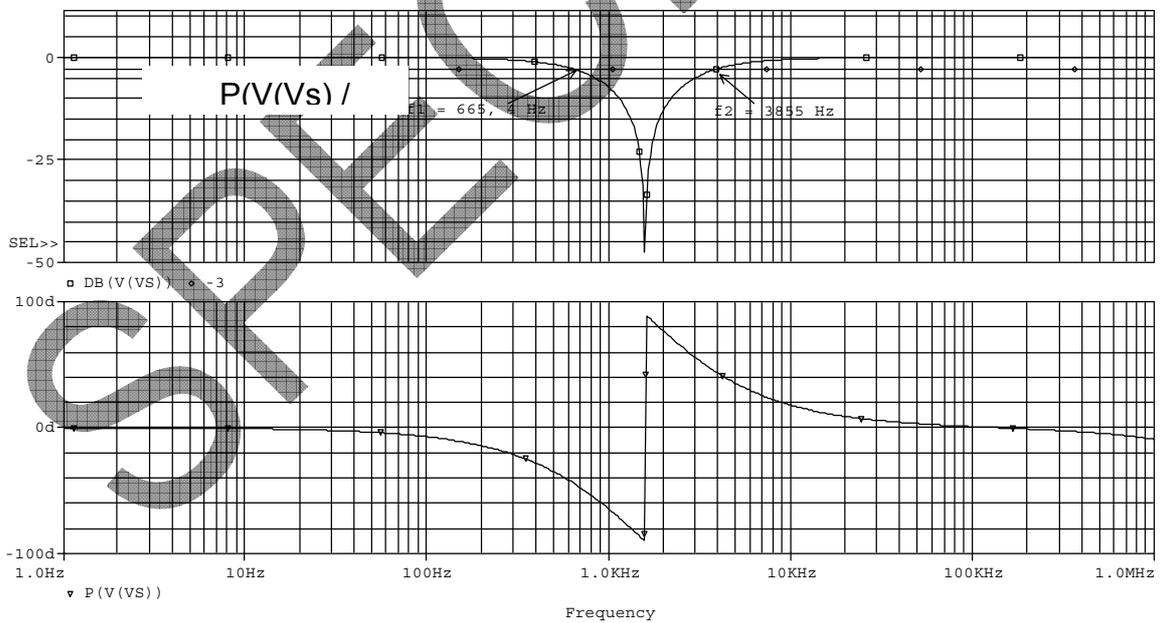


fig. 5.c



6.b

TP 11 PRODUIT GAIN x BANDE d'un AOP

11.1 BUT

Attention le mot gain ici est assimilé à l'amplification en 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) et faire le calcul de la transmittance du montage considéré.

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

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

La transmittance est de la forme :

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

11.2 TRAVAUX PRATIQUES

Fixer $R = 1\text{k}\Omega$ faire varier R_x de 0 à $1\text{M}\Omega$; ce la donne une amplification allant de -1 à -1000

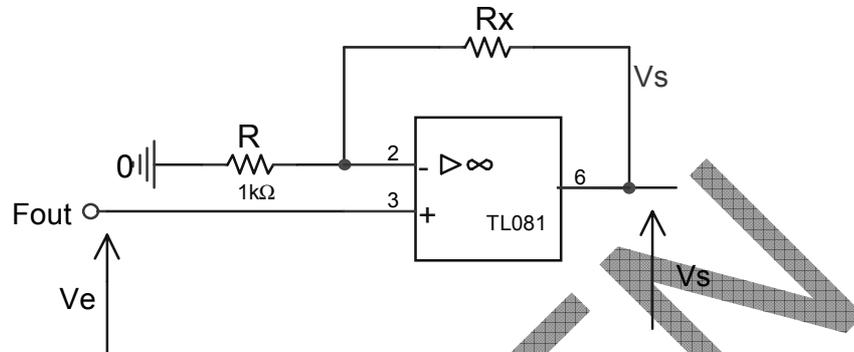


fig.1

11.2.1.1 Câbler le schéma de la figure 1

11.2.1.2 Relever le digramme 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 la zone adaptateur pour cette dernière valeur).

11.2.1.3 Comparer si les résultats obtenus aux courbes C1 à C4 correspondent à la par simulation.

11.2.1.4 Conclusion.

11.2.1.5 Réitérer les essais avec U2 à la place de U1.

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

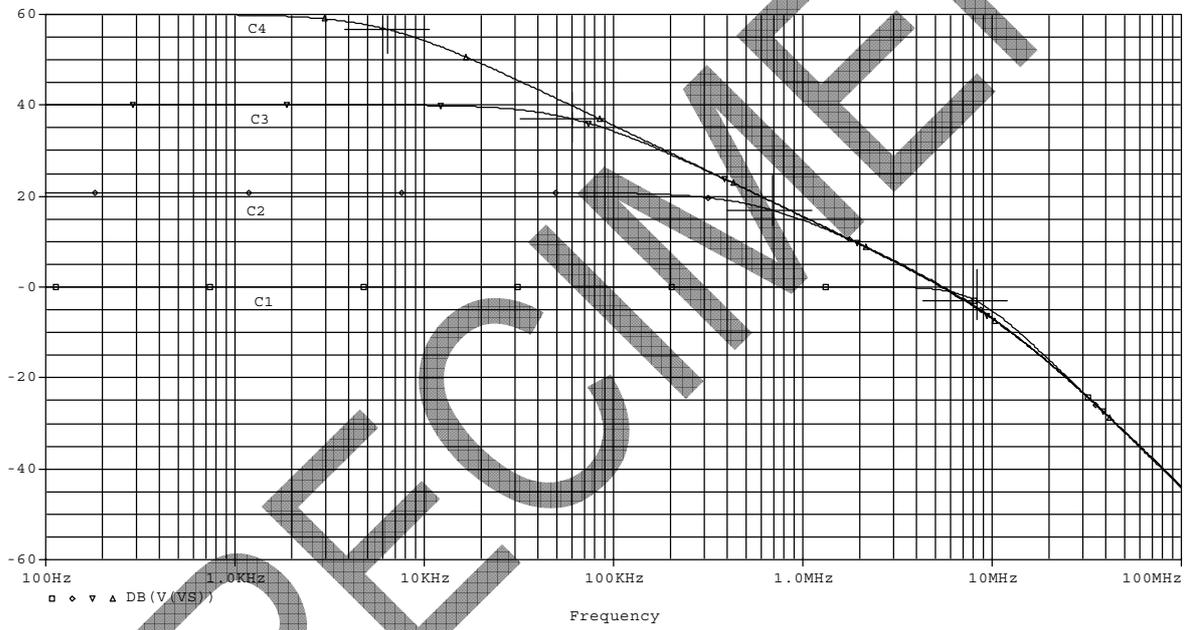


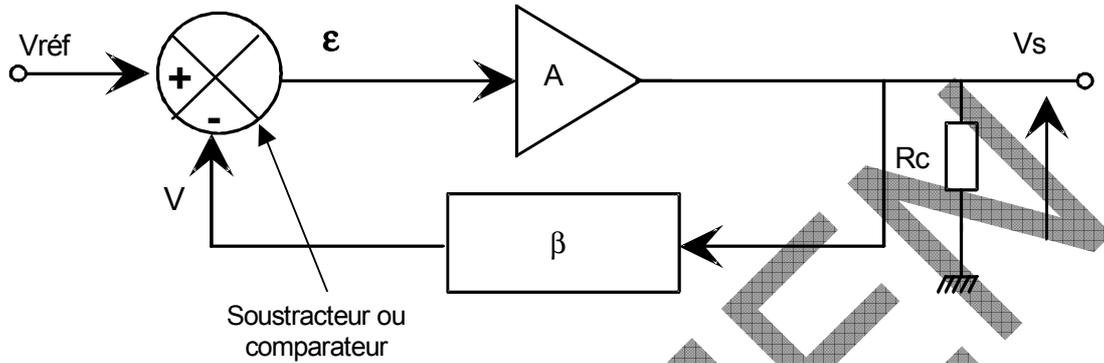
fig.2

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 :

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

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.

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

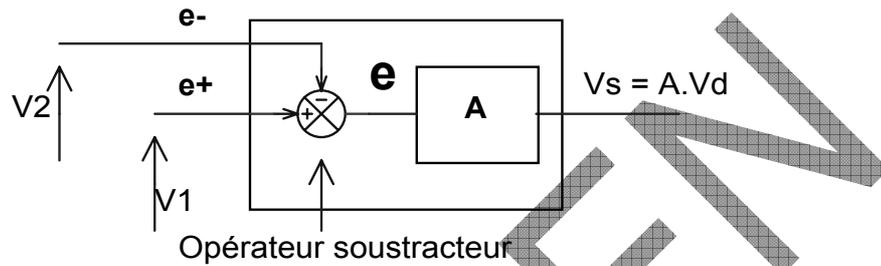


fig.2

Le transistor de puissance Q3 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.

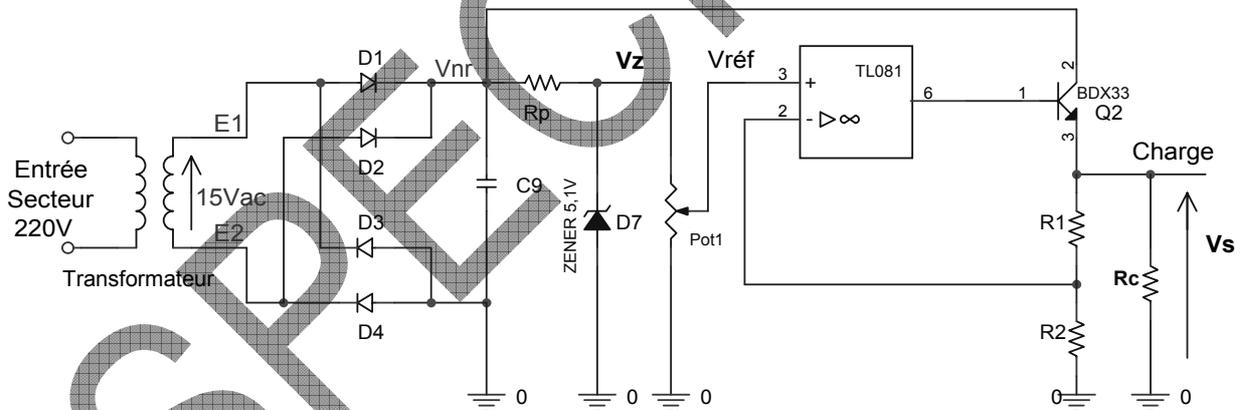


fig.3

Calcul de V_s : on suppose que le courant circulant dans R_1 et R_2 est négligeable devant le courant dans la charge R_c .

V_{nr} est la tension non régulée.

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

La tension de sortie V_s est donnée par la relation :

$$V_s = \frac{V_{réf}}{\beta}$$

soit

$$V_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{réf}$$

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

$$V_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_z$$

SPECIEMENT

12.3 TRAVAUX PRATIQUES

12.3.1.1 Câbler le schéma de la figure 3 avec : $R1 = R21$, $R2 = R22$

$Rp = 1,5k\Omega$.

$Rc = R1$, puis $R2$ puis $R3$.

12.3.1.2 Démontrer la relation donnant la tension de sortie Vs en fonction de $R1$, $R2$ et $Vr\acute{e}f$.

12.3.1.3 Faire varier la charge Rc de $1k$ à $33\ \Omega$ et vérifier la stabilité de la tension Vs .

12.3.1.4 Alimentation à limitation de courant figure 4. Expliquer le rôle de la résistance $R0$ et du transistor $Q1$.

$Rp = 1,5k\Omega$, $Vr\acute{e}f = Vz$, $R0 = 4,7\Omega$.

Faire varier la charge Rc de $1k$ à $33\ \Omega$.

Que constatez-vous ?

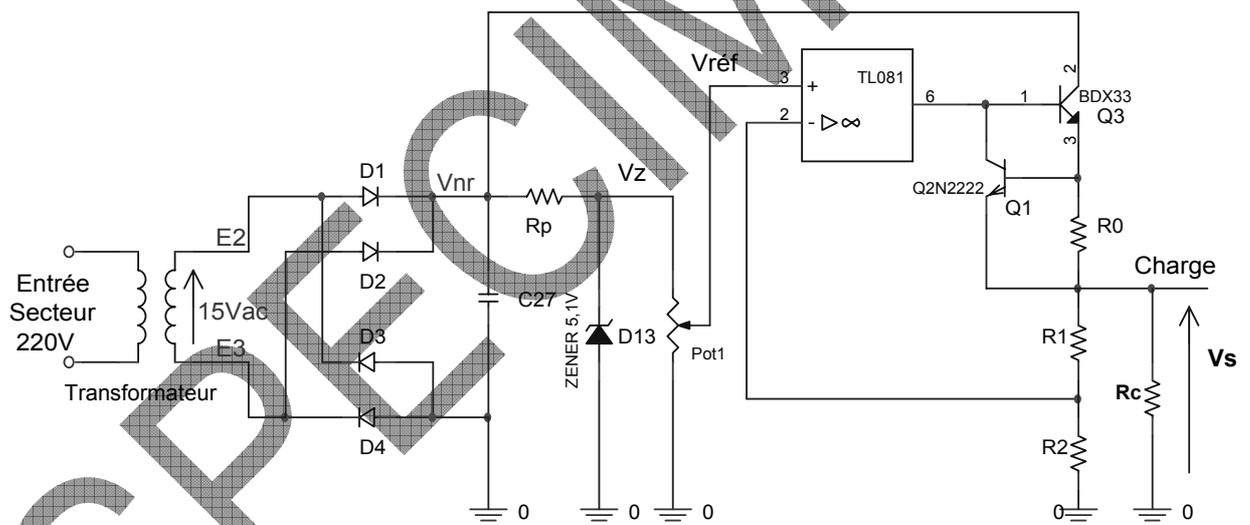


fig.4

SPECIMEN

SPECIMEN