



OFPPT

ROYAUME DU MAROC

مكتب التكوين المهني وإنعاش الشغل

Office de la Formation Professionnelle et de la Promotion du Travail
DIRECTION RECHERCHE ET INGENIERIE DE FORMATION

**RESUME THEORIQUE
&
GUIDE DE TRAVAUX PRATIQUES**

MODULE N°:4 ELECTRONIQUE APPLIQUEE

SECTEUR : GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : MMOAMPA

NIVEAU : T.S.

Document élaboré par :

Nom et prénom
PANTAZICA
LUCRETIA

EFP
CDC- Electrotechnique

DR
DRIF

Révision linguistique

-
-
-

Validation

Table de matières

I. Composants passifs utilisés en électronique.....	9
I.1 Les résistances.....	9
I.2 Les condensateurs.....	13
I.3 Les inductances.....	15
II. Les semi-conducteurs.....	17
II.1 Semi-conducteurs intrinsèque et extrinsèque.....	17
II.2 La jonction P-N.....	19
II.3 La diode.....	21
II.4 Diode de redressement.....	24
II.5 Diodes spéciales.....	26
III. Le transistor bipolaire.....	32
III.1 Structure, symboles et principe de fonctionnement.....	32
III.2 Caractéristiques électriques de T.B.....	35
III.3 Principes généraux de mise en œuvre.....	36
III.4 Montages amplificateurs.....	39
III.5 Transistor en régime de commutation.....	42
III.6 Principaux paramètres de T.B.....	43
III.7 Vérification d'un T.B.....	45
III.8 Montages à T.B.....	46
IV. Transistor à effet de champ.....	49
IV.1 Transistors à jonction (JFET).....	49
IV.2 Transistors Métal oxyde (MOSFET).....	52
V. Amplificateurs opérationnels.....	56
V.1 Symbole, notations, caractéristiques.....	56
V.2 Fonctionnement d'un système bouclé.....	57
V.3 Applications des amplificateurs opérationnels.....	58
V.4 Amplificateurs opérationnels réels.....	77
V.5 Lire le « DATA SHEET » d'un amplificateur opérationnel.....	80
VI. L'amplification de puissance.....	81
VI.1 Puissance, rendement.....	81
VI.2 Classes de fonctionnement.....	82
VI.3 Analyse comparative.....	84
VII. Les composants de l'optoélectroniques.....	86
VII.1 Diodes électroluminescentes (DEL).....	86
VII.2 Les afficheurs.....	87
VII.3 Photorésistance.....	88
VII.4 Photodiode.....	88
VII.5 Phototransistor.....	89
VII.6 Photocoupleur.....	89
VII.7 Capteurs optiques.....	90

VIII. Les régulateurs de tension.....	91
VIII.1 Utilité du régulateur de tension.....	91
VIII.2 Régulateurs de tension fixes.....	91
VIII.3 Régulateurs ajustables.....	93
VIII.4 Choisir un régulateur de tension.....	94
VIII.5 Concevoir une alimentation.....	96
IX. Générateurs de signaux.....	98
IX.1 Oscillateurs sinusoïdales.....	98
IX.2 Oscillateurs de relaxation.....	100
IX.3 Générateurs de rampes.....	108
IX.4 Générateurs de fonctions intégrés.....	110
X. Maintenance des circuits électroniques.....	118
X.1 Défaillance des composants.....	118
X.2 Recherche des pannes sur le matériel électronique.....	119
X.3 Instruments de mesure et méthodes de test.....	122
XI. Les instruments nécessaires pour les T.P.....	123
XI.1 Multimètre.....	123
XI.2 L'oscilloscope.....	131
XI.3 Générateur de fonctions.....	134
XI.4 Plaquette d'essai.....	134
Travaux Pratiques.....	135
TP 1.....	136
TP 2.....	145
TP 3.....	146
TP 4.....	153
TP 5.....	155
TP 6.....	159
TP 7.....	162
TP 8.....	164
TP 9.....	166
TP 10.....	167
Evaluation de fin de module	168
Liste des références bibliographiques.	

MODULE 16 : ELECTRONIQUE APPLIQUEE**Durée : 80 heures**

Théorie :	55%
Travaux pratiques :	40%
Évaluation :	5

**OBJECTIF OPÉRATIONNEL DE PREMIER NIVEAU
DE COMPORTEMENT**

COMPETENCE

Analyser des circuits électroniques à semi-conducteurs.

PRESENTATION

Ce module de compétence générale fait appel aux préalables suivants : « Analyse de circuits à c. c. » et « Analyse de circuits à c.a. ». une bonne connaissance des instruments de mesure et de la lecture de plans est hautement souhaitable avant d'entreprendre ce module.

DESCRIPTION

L'objectif de ce module est faire acquérir les connaissances de base du fonctionnement des circuits à diodes, à transistors et circuits intégrés linéaires. Ces connaissances sont appliquées à des circuits de base d'alimentation, d'amplification et d'oscillation. La prise de mesure de tension et de courant vise à rendre le stagiaire apte à analyser des circuits à semi-conducteurs.

COMPORTEMENT ATTENDU

Pour démontrer sa compétence, le stagiaire doit appliquer des notions d'électronique selon les conditions, les critères et les précisions qui suivent.

CONDITIONS D'EVALUATION

- À partir :
 - de directives;
 - du schéma d'un circuit.
- À l'aide :
 - de fiches techniques des composants;
 - d'instruments de mesure;
 - de l'équipement de protection individuelle.

CRITÈRES GÉNÉRAUX DE PERFORMANCE

- Respect des règles de santé et de sécurité au travail.
- Utilisation appropriée des instruments de mesure.
- Exactitude de la terminologie

OBJECTIF OPÉRATIONNEL DE PREMIER NIVEAU DE COMPORTEMENT (suite)

PRÉCISIONS SUR LE COMPORTEMENT ATTENDU	CRITÈRES PARTICULIERS DE PERFORMANCE
A. Connaître le principe de fonctionnement des composants passifs utilisés en électronique	<ul style="list-style-type: none"> - Spécifier les caractéristiques nominales des composants passifs utilisés dans les montages électroniques. - Savoir déterminer ou mesurer la valeur nominale des composants passifs utilisés
B. Distinguer les principaux matériaux utilisés dans la fabrication des semi-conducteurs et comprendre la construction et le fonctionnement d'une jonction P-N	<ul style="list-style-type: none"> - Savoir interpréter la caractéristique électrique de la jonction P-N.
C. Distinguer les différents types des diodes et leurs applications.	<ul style="list-style-type: none"> - Savoir vérifier une diode - Réaliser un redresseur. - Réaliser un stabilisateur à DZ
D. Caractériser le principe de fonctionnement des transistors.	<ul style="list-style-type: none"> - Savoir vérifier un transistor avec un appareil de mesure. - Reconnaître le fonctionnement du transistor dans des divers montages. - Savoir calculer le point de fonctionnement d'un transistor. - Interpréter les notations, les valeurs et les caractéristiques $i = f(u)$ d'une fiche technique d'un transistor.
E. Distinguer les catégories des transistors à effet de champs.	<ul style="list-style-type: none"> - Reconnaître le type de transistor à effet de champ utilisé dans un schéma donné. - Savoir utiliser ces types de composants pour réaliser des divers circuits.
F. Construire, maintenir et analyser les circuits d'alimentation.	<ul style="list-style-type: none"> - Savoir mesurer les grandeurs électriques spécifiques pour une alimentation. - Analyser et construire une source d'alimentation en utilisant un schéma donné. - Concevoir une alimentation.

- | | |
|---|---|
| G. Réparer et réaliser des amplificateurs de puissance à transistors et à circuits intégré. | <ul style="list-style-type: none">- Reconnaître le type d'amplificateur de puissance sur un schéma donné.- Savoir vérifier le fonctionnement d'un amplificateur de puissance dans une installation industrielle. |
| H. Appliquer les circuits de temporisation électronique dans les systèmes automatisés de commande et de contrôle. | <ul style="list-style-type: none">- Connaître et savoir utiliser les différents types des oscillateurs sinusoïdaux.- Savoir d'établir ou de modifier la valeur de la temporisation d'un oscillateur à relaxation.- Concevoir un circuit monostable ou astable en utilisant le circuit intégré NE 555. |
| I. Maîtriser les différentes applications des amplificateurs opérationnels. | <ul style="list-style-type: none">- Reconnaître le rôle et le fonctionnement d'un circuit à AOP.- Savoir réaliser un circuit à AOP. |
| J. Maîtriser la maintenance des circuits électroniques. | <ul style="list-style-type: none">- Connaître les pannes probables pour divers types de composants électroniques.- Savoir rechercher des pannes sur le matériel électronique. |
| K. Utiliser correctement les appareils de mesure. | <ul style="list-style-type: none">- Utiliser et calibrer les appareils de mesure, l'oscilloscope et les générateurs des signaux. |

OBJECTIFS OPÉRATIONNELS DE SECOND NIVEAU

LE STAGIAIRE DOIT MAÎTRISER LES SAVOIRS, SAVOIR-FAIRE, SAVOIR-PERCEVOIR OU SAVOIR-ÊTRE JUGÉS PRÉALABLES AUX APPRENTISSAGES DIRECTEMENT REQUIS POUR L'ATTEINTE DE L'OBJECTIF DE PREMIER NIVEAU, TELS QUE :

Avant d'apprendre à lire des schémas de circuits (A) :

1. Reconnaître les composants à semi-conducteurs les plus couramment utilisés.
2. Distinguer les principaux types de composants et leurs symboles.

Avant d'apprendre à expliquer la fonction des composants des circuits (B) :

3. Reconnaître la structure des semi-conducteurs.
4. Reconnaître les principales caractéristiques des semi-conducteurs.

Avant d'apprendre à expliquer sommairement le fonctionnement des circuits (C) :

5. Décrire le fonctionnement de circuits redresseurs.
6. Expliquer le principe de fonctionnement d'un circuit régulateur simple.
7. Décrire sommairement les circuits qui utilisent les A.O.
8. Connaître les principaux oscillateurs à relaxation.
8. Reconnaître les principaux circuits électroniques.

Avant d'apprendre à mesurer les valeurs des circuits (D) :

9. Reconnaître les mesures de sécurité relatives à l'utilisation des circuits à semi-conducteurs.
10. Établir un lien entre les symboles d'un schéma et les composants constituant un circuit.
11. Localiser les points de vérification d'un circuit.

Présentation du Module

Le module « Électronique appliquée » fait l'exploration des composants semi conducteurs les plus utilisés, des circuits électroniques réalisés avec des composants discrets (diodes, transistors...) et avec des circuits intégrés (les amplificateurs opérationnels, les circuits 555, les bascules...) de même que la façon de les alimenter à partir du secteur et de les adapter pour des diverses applications.

Le cours aborde l'étude des composants par la diode et le transistor en insistant sur l'aspect non linéaire de leur comportement et en exemplifiant avec les circuits électronique les plus importants et les plus utilisés.

L'étude détaillée du fonctionnement par des méthodes graphique est suivie de l'analyse des schémas équivalents.

Le phénomène essentiel de la réaction est illustré par quelques exemples de montage à transistors et surtout par l'étude de l'amplificateur opérationnel qui permet également la présentation de nombreuses fonctions de base de l'électronique. L'étude du transistor en commutation permet de présenter la conception et l'utilisation des oscillateurs à relaxation et des oscillateurs sinusoïdaux.

Les notions fondamentales concernant les transistors à effet de champ, et les composants optoélectroniques sont étudiés et une présentation succincte des circuits intégrés est intégrée aussi dans le résumé théorique de ce module.

La présentation des instruments nécessaires pour vérifier le bon fonctionnement des composants (discrets ou intégrés), pour mesurer les principales grandeurs électrique (tension courant,...) est pour visualiser les signaux spécifiques pour les circuits étudiés terminent le résumé théorique de ce module.

La deuxième partie est consacrée au Guide de travaux pratiques.

Module : ELECTRONIQUE APPLIQUEE
RESUME THEORIQUE

I. Composants passifs utilisés en électronique

I.1 LES RESISTANCES :

Résistances fixe

La résistance électrique d'un élément conducteur est la propriété qu'il a de s'opposer au passage du courant. On appelle cet élément conducteur élément résistif ou « résistor ». Il est bidirectionnel, il n'y a pas de sens obligatoire du passage du courant.

Symboles



ou norme us

L'unité de la résistance c'est l'Ohm est représentée la résistance d'un élément conducteur qui est parcouru d'un courant de 1 ampère quand il existe entre ses extrémités une différence de potentiel de 1 volt.

Donc le concept de résistance est défini comme le rapport de la tension sur le courant :

$$R = \frac{u(t)}{i(t)}$$

La résistance d'un élément conducteur homogène, de section uniforme, est :

- Proportionnelle à sa longueur ;
- Inversement proportionnelle à sa section ;
- Variable avec la nature du conducteur.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad \text{ou}$$

- **R** : résistance en « Ω »
- **l** : longueur en « m »
- **S** : surface en « m^2 »
- **ρ** : résistivité en « $\Omega \cdot m$ »

La **résistivité** d'un élément est le nombre qui mesure la résistance d'un fil de cette substance ayant un mètre de longueur et un mètre carré de section.

Matériau	Symbole chimique	ρ ($\Omega \cdot m$)
Aluminium	Al	$2,78 \cdot 10^{-8}$
Argent	Ag	$1,6 \cdot 10^{-8}$
Cuivre	Cu	$1,7 \cdot 10^{-8}$
Etain	Sn	$1,2 \cdot 10^{-8}$
Laiton	60% Cu, 40% Zn	$5 \cdot 10^{-8}$
Nickel	Ni	$8,7 \cdot 10^{-8}$
Tungstène	W	$5,9 \cdot 10^{-8}$
Zinc	Zn	$6,1 \cdot 10^{-8}$

Résistance en fonction de la température :

La résistance d'un conducteur varie en fonction de la température : $R_t = R_0(1 + \alpha t)$

Le coefficient de température « α » est positif pour les résistances métalliques, négatif pour le charbon, les électrolytes et les semi-conducteurs. On utilise cette propriété pour déterminer la température d'un enroulement et pour construire des pyromètres à résistance électriques.

Choix d'un élément résistif

Un élément résistif est défini par :

- La valeur de sa résistance ;
- La puissance qu'il peut dissiper ;
- Sa tolérance sur la valeur de sa résistance ;
- Sa technologie (sédiment de charbon, bobine,...).

1. Valeurs normalisées les plus utilisées :

Il existe des séries de résistances normalisées : E 6 , E 12 , E 24 , E 48 , E 96 , E 192 ou le chiffre ou le numéro indique le nombre de valeurs possible par série .

La série E6, E12, E 24 sont les plus courantes.

E 24 (tolérance = $\pm 5\%$) – 24 valeurs.

110, 120, 130, 150, 160, 180, 200, 220, 240, 270, 300, 330, 360, 390, 430, 470, 510, 560, 620, 680, 750, 820, 910, 1000.

E 12 (tolérance = $\pm 10\%$) – 12 valeurs.

120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820, 1000.

E 6 (tolérance = $\pm 20\%$) – 6 valeurs.

150, 220, 330, 470, 680, 1000.

2. Principaux types

- **Résistance à couche de carbone**

La couche de carbone est déposée sur un tube de céramique.

Valeurs nominales de 1Ω à $100 \text{ M}\Omega$, tolérances de $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, $\pm 1\%$, puissance de $1/10 \text{ W}$ à 2 W .

- **Résistances à couche métalliques**

Même principes et mêmes caractéristiques que les éléments à couche de carbone.

- **Résistances bobiné de précision**

Le bobinage se fait d'un fil en alliage de nickel-chrome ou nickel-cuivre.

Valeurs nominales de $0,1 \Omega$ à $1 \text{ M}\Omega$, tolérances de $\pm 1\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 0,1\%$, puissance de $1/10 \text{ W}$ à 2 W .

- **Résistances bobiné de puissance**

Même principe que les résistances bobiné de précision.

Valeurs nominales de $0,1 \Omega$ à $200 \text{ k}\Omega$, tolérances de $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, puissance de 1 W à 10^3 W .

- **Les Réseaux de résistors**

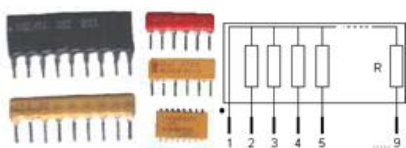
Ce sont des éléments résistifs à couche métallique déposés en réseaux (de 2 à 16 résistors) sur une plaquette de céramique.

Valeurs nominales de 330Ω à $1 \text{ m}\Omega$, tolérance de $\pm 1\%$, $\pm 2\%$, puissance de $1/4 \text{ W}$ à $1/2 \text{ W}$.

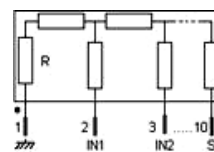


Symbole :

Pour des applications numériques on utilise des réseaux de résistances à point commun (a) et aussi parfois des réseaux de résistances en pont diviseur (b) :



(a)

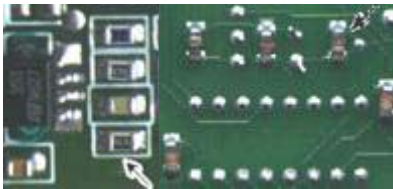


(b)

Sur les composants il y a un point de couleur pour repérer la broche n° 1.

- **Les résistances CMS**

Les circuits électroniques utilisent aussi des Résistances CMS (Composant miniature de surface); Pour des puissances de 1/2 W voir maintenant pour les plus petites 0,25 W. Le code des couleurs indique leurs valeurs mais quand cela devient trop petit la valeur se trouve inscrit en chiffres.

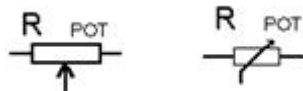


Exemple de circuit avec des résistances CMS

Résistance variable manuellement : le potentiomètre

Un potentiomètre permet le réglage de la tension dans un circuit. C'est un élément résistif variable mécanique. Pour faire varier la valeur de la résistance, on utilise un système à curseur qui frotte sur celle-ci, faisant intervenir ainsi dans le circuit une portion variable de la résistance totale. Les résistances variables peuvent être linéaires, logarithmiques ou de lois spéciales.

Dans sa forme miniature ces résistances se présentent sous la forme d'un petit boîtier muni de trois pattes à souder sur le circuit imprimé ; il existe une grande variété de modèles à piste de carbone ou cermet, bobinés, capotés ou non, verticaux ou horizontaux. Dans tous les cas la patte centrale est connectée au curseur comme le montre le symbole.



Symbole associé : ou

Choix d'un potentiomètre

Un potentiomètre se définit essentiellement par :

- la valeur de sa résistance (série E3)
- sa puissance
- sa loi de variation
- sa technologie

Ces potentiomètres sont utilisés dans les circuits de puissance ou pour les circuits de précision (potentiomètres bobinés de précisions).

1. Eléments résistifs ajustables

Cet élément peut servir de résistance variable manuellement, si l'on connecte deux des trois bornes ensemble directement sur un circuit. Il en existe à 1 tours (simple) ou multi tours (15, 25). Le réglage s'effectue soit horizontalement ou verticalement. Les valeurs courantes vont de 47 Ω à 10 M Ω selon l'échelonnement des séries E12 et E6, puissance de 0,1 W à 0,5 W.



Multitours

Simple

2. Potentiomètre d'usage général

Dans sa forme boîtier, le potentiomètre peut être de type rotatif, à forme circulaire ou de type linéaire à glissière. De plus la loi de variation peut être Linéaire (lin A) ou logarithmique (log B).



Modèle rotatif

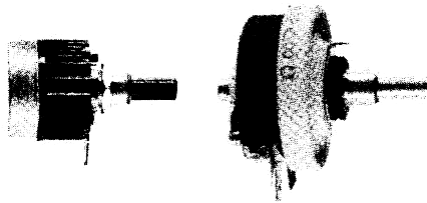


Modèle linéaire à glissière

Les valeurs sont celles de la série E6 de $100\ \Omega$ à $1\ \text{M}\Omega$, puissance de $0,5\ \text{W}$ à $1\ \text{W}$. Le trou de perçage pour la fixation ou dimension du canon est de $10\ \text{mm}$ avec un axe de diamètre $6\ \text{mm}$ pour le bouton en général. Les pattes sont soit à souder ou déportées (sortie sur cosses avec un trou permettant une liaison filaire).

3. Potentiomètre de puissance

Sont des résistances variables bobinées qui peuvent être linéaires logarithmiques ou exponentielle. Les valeurs sont celles des séries E12 et E6, de $100\ \Omega$ à $1\ \text{M}\Omega$, puissance de $2\ \text{W}$ à $500\ \text{W}$.



- **Autres exemples de composants résistif**

Les **Photo résistances** dont la valeur de la résistance dépend de l'éclairement et sont constituées d'inclusions de sulfure de cadmium dans du plastique.

Les **Thermistances** dont la valeur de la résistance dépend de la température.

Les **Varistances** (en anglais *voltage dependent resistor*), dont la valeur de la résistance est fonction de la tension appliquée.

Mesure de la résistance d'un résistor

Il est possible de mesurer la valeur des résistances avec notre multimètre, c'est la fonction « Ohmmètre ». La mesure s'effectue simplement en se connectant aux bornes de la résistance il n'y a pas de sens, une résistance est un composant bidirectionnel. Il faut éviter de toucher avec les doigts les bornes pour ne pas modifier la valeur lue.

Important : Toute mesure de résistance doit se faire hors tension, il faut couper l'alimentation et si la résistance se trouve sur un circuit il faut dessouder une patte pour la mesure, afin de ne pas mesurer les résistances qui pourraient se trouver en parallèles.

I.2 LES CONDENSATEURS

Composant électrique constitué de deux conducteurs (les armatures), séparés par un isolant, le diélectrique.

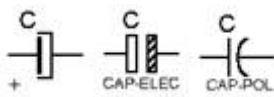
Diélectrique : substance isolante susceptible d'acquérir une polarisation en présence d'un champ électrique.

Lorsqu'on applique une différence de potentiel entre ces armatures, une charge électrique s'accumule dans le condensateur, proportionnelle à la tension appliquée et à une grandeur caractéristique du condensateur appelée sa capacité.

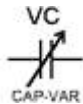
Symbole



pour les condensateurs non polarisés



pour condensateurs polarisés



pour les condensateurs variables

La **capacité** d'un condensateur dépend de la dimension des armatures, de l'épaisseur de l'isolant ainsi que d'une caractéristique de cet isolant appelée son constant diélectrique.

$$C = \frac{S}{d} \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad \text{ou}$$

- **C** : capacité en Farad (F)
- **S** : surfaces des armatures en « m² »
- **d** : épaisseur de l'isolant en « m »
- **ε₀** : constante électrostatique ou permittivité absolue = 0,885 · 10⁻¹¹
- **ε_r** : permittivité relative (air = 1, mica = 8)

La capacité se mesure théoriquement en farad (symbole F) ; cette unité étant trop élevée, on préfère utiliser des sous-multiples :

- le **microfarad** (1mF, qui vaut 10⁻⁶ F)
- le **nanofarad** (nF → 10⁻⁹ F)
- le **picofarad** (pF → 10⁻¹² F).

Pour un circuit donné, on définit sa capacité C comme le rapport entre la charge accumulée (Q) et la tension appliquée à ses bornes (U), soit en fait son aptitude à emmagasiner des charges

électriques, de l'énergie électrostatique : $C = \frac{Q}{U}$

L'énergie électrique emmagasinée dans un condensateur : $W = \frac{1}{2} C \cdot U^2$

Il existe des séries de condensateurs normalisées parmi lesquels les plus utilisés sont :

E 6 : 10, 15, 22, 33, 47, 68.

E 12 : 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82.

Choix d'un condensateur

Un condensateur se définit essentiellement par :

- sa capacité nominal
- sa tension de service
- le type de diélectrique utilisé (plastique, mica, céramique, tantale,...)

Condensateurs non polarisés

1. A diélectrique plastique

Ces condensateurs sont constitués d'un bobinage de feuilles d'aluminium séparées par un ou plusieurs films plastiques et utilisés, dans les circuits, comme des condensateurs de liaison et de découplage. Il existe 4 familles distinctes :

- **MKT** : Polyester (Polyéthylène ou mylar)
- **MKC** : Poly carbonate
- **MKP** : Polypropylène
- **MKS** : Polystyrène (styroflex)

La valeur est indiquée dessus et voici des exemples pour comprendre les règles :

Marquage	Capacité	* Tolérances
3p3	3,3pF	* F +/- 1%
33p	33pF	* G +/- 2%
330p	330pF	* H +/- 2,5%
n33	330pF	* J +/- 5%
33n	33nF	* K +/- 10%
330n	330nF	* M +/- 20%
μ33	330nF	*
3μ3	3,3μF	*
33μ	33μF	*

Pour la tension d'utilisation maximale elle est indiquée dessus en volt avec le symbole « - » pour continu et « ~ » pour alternatif (Exemple : 100- = 100 V maximum en continu).

2. A diélectrique mica

Ils sont constitués par un empilage de lames de mica argentées par sérigraphie, préalablement clivée et découplée aux bonnes dimensions. Ces condensateurs ont une excellente tenue en température (jusqu'à 600°C), stabilité absolue en fonction de la tension. Utilisation professionnelle et condensateur étalon. Précision : $\pm 0,5\%$ ou ± 1 pF.

3. A diélectrique céramiques

Ces condensateurs sont constitués d'une plaquette ou d'un tube recouvert sur chaque face d'une fine couche d'aluminium. Il existe trois groupes de céramique :

Groupe I : diélectrique stable à coefficient de température défini (condensateur précis et stables de haut qualité).

Groupe II : diélectrique instable à coefficient de température non défini (condensateurs de découplage miniature dont les tolérances sont larges et dont la stabilité n'est pas recherchée) .

Groupe III : utilisés pour former un réseau complexe de condensateurs

Condensateurs polarisés

1. Aluminium à électrolyte solide

Ce sont des condensateurs de forte capacité utilisés en courant continu. L'anode est, en générale, marquée.

2. Tantale

Ces condensateurs ont une grande capacité par unité de volume, courant de fuite et impédance très faibles, mais faible tension. Condensateurs utilisées pour le découplage.

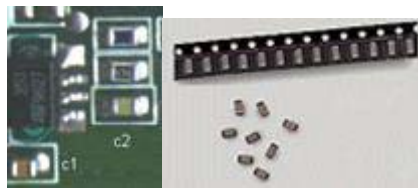
Condensateurs variables manuellement (ajustables) :

Pour des applications radios ont utilise des condensateurs ajustables ; leurs valeurs varient de 6,8 pF à 50 pF .

Le principe est simple plusieurs demi-lames sont fixes et en tournant la vis ont bouge les autres demi lames ainsi ont modifie la surface de charge du condensateur.

Les condensateurs CMS

Les circuits électroniques utilisent aussi des Condensateurs CMS (Composant miniature de surface). Ces condensateurs sont directement soudés du coté des pistes.

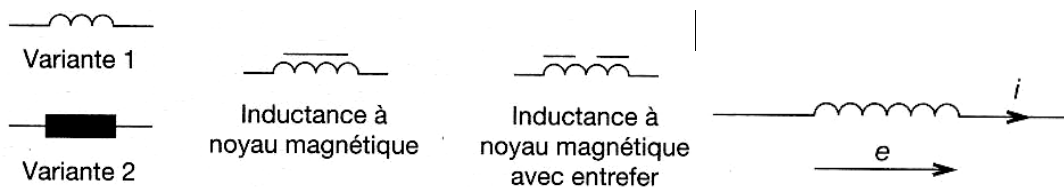


Existent aussi en versions polarisées

L3 LES INDUCTANCES (BOBINES)

Une inductance est constituée d'un fil électrique bobiné dans l'air ou sur un support. Cette bobine à propriété magnétique est appelée inductance, solénoïde ou bobine de self induction.

Symboles :



Relations fondamentales

Flux du champ magnétique crée par une bobine : $\Phi = L.I$

- Φ : flux en „Wb“ (Webers).
- L: inductance en « H » (Henry).
- I : intensité du courant en « A » (ampères).

Energie emmagasinée par une inductance : $W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$

Types

1. Bobine à noyau de fer

Elles sont essentiellement utilisées en basse fréquence dans les filtres d'alimentation.

2. Bobine à noyau ferrite

Elles sont très utilisées, des basses fréquences aux très hautes fréquences.

3. Bobine à noyau d'air

Ces bobines sont utilisées en haute et hyperfréquence. Elles sont constituées par un enroulement de fil rigide, bobiné sans aucun support matériel ou sur des supports ne possédant aucune qualité magnétique.

4. Bobines à bobinage imprimé carré

Ces bobinages sont utilisés en hyperfréquence.

II. Les semi-conducteurs

II.1 Semi-conducteurs intrinsèques et extrinsèques

Un **semi-conducteur** est un corps dont la résistivité se classe entre celle des conducteurs et celle des isolants à 25°C.

Dans le modèle classique, un corps est **isolant** s'il ne contient pas d'électrons mobiles.

Dans un **conducteur**, des électrons sont peu liés aux noyaux et peuvent se déplacer dans le réseau cristallin.

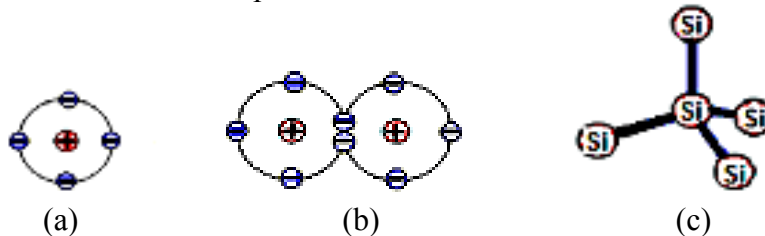
Les semi-conducteurs appartiennent au groupe IV de la classification périodique de Mendelév. Chaque atome possède 4 électrons de valence.

Les principaux semi-conducteurs sont :

- Le germanium (Ge).
- Le silicium (Si°).
- L'arséniure de gallium (Ga As).

Semi-conducteurs intrinsèques

Un atome de silicium possède 4 électrons de valence sur sa couche externe (a).



Deux atomes voisins peuvent mettre en commun chacun un électron et deviennent liés par une liaison covalente (b).

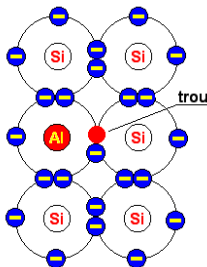
Chaque atome peut se lier à 4 atomes voisins et former un tétraèdre ©.

Chaque atome de silicium peut être considéré comme au centre d'un tétraèdre, chacun des atomes auquel il est lié se trouvant sur un des quatre sommets du tétraèdre.

Les liaisons covalentes sont très solides et permettent la formation d'un cristal parfait.

Tous les électrons étant utilisés dans les liaisons, aucun n'est disponible pour permettre le passage d'un courant électrique, du moins aux températures très basses ; le cristal présente une résistivité assez élevée, il est un cristal pur ou intrinsèque.

Semi-conducteur extrinsèque



- Lors de la formation du cristal de silicium il suffit d'introduire une infime quantité d'impuretés sous la forme d'atomes d'aluminium (possédant seulement 3 électrons sur leur couche externe) pour que le nombre de « trous » dans le cristal augmente considérablement. Le cristal est dit « dopé » et comme les porteurs de charges majoritaires sont des trous, positifs, le cristal est dit « **dopé P** ». Les

électrons libres qui correspondent à la conductivité intrinsèque sont appelés « porteurs minoritaires ».

Si un électron est arraché d'un atome voisin et vient combler le trou, tout se passe comme si c'était le trou qui s'était déplacé.

- On peut également doper le cristal avec des impuretés **pentavalentes** (atomes possédant 5 électrons sur leur couche externe), comme l'arsenic ou l'antimoine. On se retrouve alors avec un électron supplémentaire, donc libre. Les porteurs de charges

majoritaires sont alors de polarité négative, le cristal est dit « **dopé N** ». Les porteurs de charge minoritaires sont dans ce cas les trous (positifs) de la conductivité intrinsèque. Un atome pentavalent comme l'arsenic possède 5 électrons sur sa couche externe. En tant qu'impureté dans un cristal de silicium (tétravalent) il fournit un électron au cristal. Il est dit atome **donneur**.

Si l'impureté est un atome trivalent (3 électrons sur sa couche externe, comme le bore ou l'indium) il est dit atome **accepteur** car il va capter un électron et générer un trou. Les porteurs majoritaires sont beaucoup plus nombreux que les porteurs minoritaires (106 à 10¹² fois plus nombreux).

Semi-conducteur du type N

Le semi-conducteur intrinsèque (pur) devient du **type N** lorsque des atomes qui possèdent une valence plus élevée (pentavalents tels que le phosphore P, l'arsenic As et l'antimoine Sb) y sont incorporés: **le semi-conducteur est « dopé » et la conductivité est extrinsèque.**

Chaque atome d'impureté amène un électron de valence supplémentaire. Cet électron est peu lié au noyau ($E \approx 0,01$ eV) et passe aisément dans la bande de conduction. La conductivité de matériau (conductivité extrinsèque) devient à cause du taux de dopage, très supérieure à celle de matériau pur.

La conduction de **type N** (négative) est assurée par des électrons.

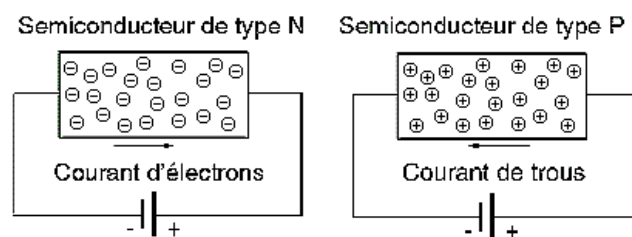
Les électrons sont les porteurs majoritaires.

Semi-conducteur du type P

On introduit dans le réseau une impureté trivalente : bore B, aluminium Al, gallium Ga, indium In. Il manque à l'impureté un électron de valence pour assurer les quatre liaisons avec les atomes de silicium voisins. Un faible apport d'énergie ($\approx 0,05$ eV) suffit pour qu'un électron de silicium voisin soit capté par l'impureté : il y a formation d'un **trou** peu lié et donc mobile. Les atomes trivalents (accepteurs) deviennent des ions négatifs par capture d'un électron. Compte tenu des taux de dopage, ces trous sont plus nombreux que les porteurs intrinsèques du cristal pur.

La conduction de **type P** (positive) est assurée par des trous.

Les trous sont les porteurs majoritaires.



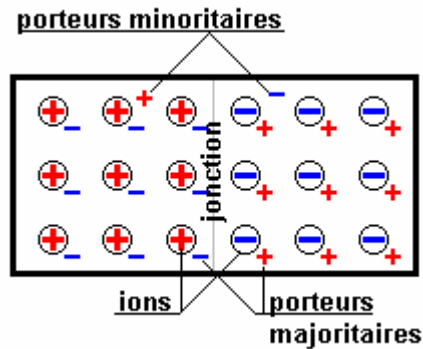
Différence entre conduction intrinsèque et conduction par dopage (extrinsèque)

La **conduction intrinsèque** concerne la conductibilité du matériau semi-conducteur pur, qui dépend de la température, tandis que la **conduction** par dopage (**extrinsèque**) dépend de la « contamination » du réseau cristallin par l'injection d'atomes qui possèdent une valence différente.

II.2 – La jonction P – N

Le dopage des semi-conducteurs

Le fait d'introduire en très faible quantité des impuretés (opération appelée *dopage*) dans un cristal de semi-conducteur améliore fortement la conductivité du cristal. Si un cristal de germanium ou de silicium a reçu des impuretés pentavalentes (arsenic, phosphore, antimoine) il devient un semi-conducteur à conductivité N (ex: silicium N). Un cristal de germanium dopé par des impuretés trivalentes (indium, gallium, bore) devient un semi-conducteur P.

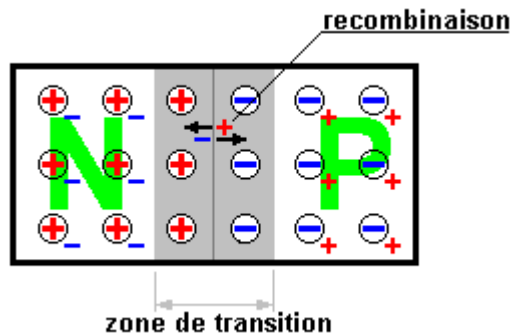


Formation d'une jonction P-N

En juxtaposant une zone dopée P et une zone dopée N à l'intérieur d'un cristal de semi-conducteur, comme sur la figure ci-contre, on obtient une jonction PN.

Dans la pratique on peut par exemple partir d'un monocristal de silicium dopé P à la surface duquel est déposée une fine couche d'un corps pentavalent (phosphore ou arsenic). En chauffant le cristal à une température suffisante, comprise entre la température de fusion du corps déposé et celle du monocristal, des atomes du corps déposé pénètrent dans le cristal par *diffusion* et créent une zone N.

La zone de transition

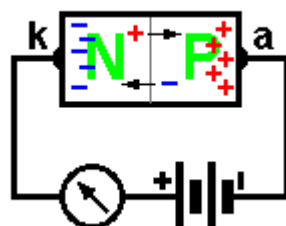


De part et d'autre de la jonction les porteurs majoritaires (électrons et trous) s'attirent et se recombinent ; leurs charges s'annulent il y a raréfaction des porteurs donc forte diminution de la conductivité dans une zone (la zone de transition) de très faible épaisseur (de l'ordre du micron). Entre les deux zones habitées par des ions de polarités contraires s'établit une différence de potentiel.

La jonction PN s'apparente à un condensateur dont le diélectrique serait la zone de transition et les zones P et N les armatures.

Sur la figure ci-contre les porteurs minoritaires n'ont pas été représentés bien que leur rôle ne soit pas négligeable dans la zone de transition.

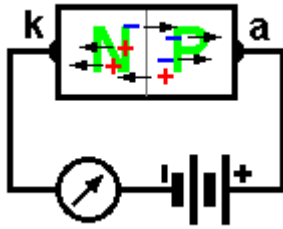
La jonction P-N polarisée en sens inverse



Le dipôle constitué par le cristal de semi-conducteur divisé par la jonction PN est une diode dont l'anode correspond à la zone P et la cathode à la zone N.

En reliant la zone P à la borne - d'une source de tension continue et la zone N à la borne +, les porteurs de charges s'éloignent de la jonction et la jonction devient quasiment isolante.

La diode est dite polarisée en sens inverse, le courant qui la parcourt est très faible, il est dû aux porteurs minoritaires.

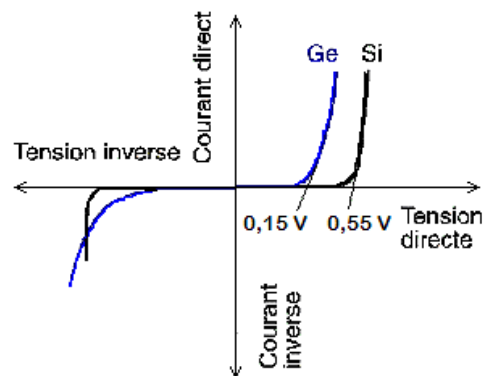


La jonction P-N polarisée en sens direct

En reliant l'anode de la diode (zone P) au + de la pile et la cathode (zone N) au - les porteurs de charge traversent la jonction et un courant élevé parcourt le circuit.

La différence de potentiel entre les zones P et N provoquée par la source de courant continu à la zone de transition doit être suffisamment élevée pour annuler la différence de potentiel (quelques dixièmes de volts) présente dans la jonction à l'état d'équilibre.

Caractéristiques courant-tension de la jonction P-N



Caractéristique directe (cadran I)

En dessous du seuil V_S le courant est très faible. Au-delà on montre que le courant direct est lié au courant de saturation par :

$$I_D = I_{Sat} \left(e^{\frac{eV}{kT}} - 1 \right)$$

Pour une diode au silicium, à 300 °C, I_{Sat} est de l'ordre de 10 nA.

Toujours à 300 °C, $\Psi = kT / e \approx 26$ mV.

Au-delà de la tension de seuil, on a : $I_D = I_{Sat} \exp(V / \Psi)$.

La résistance dynamique de la diode est alors donnée par : $r_{(\Omega)} = 26 / I_{(mA)}$

Caractéristique inverse (cadran III)

Si la température est faible, la caractéristique est pratiquement confondue avec l'axe $I=0$.

Le courant inverse I_{Inv} étant un courant de minoritaires croît avec la température.

Au-delà d'une certaine valeur de V_{Inv} il y a claquage de la jonction par **effet d'avalanche et effet Zener**.

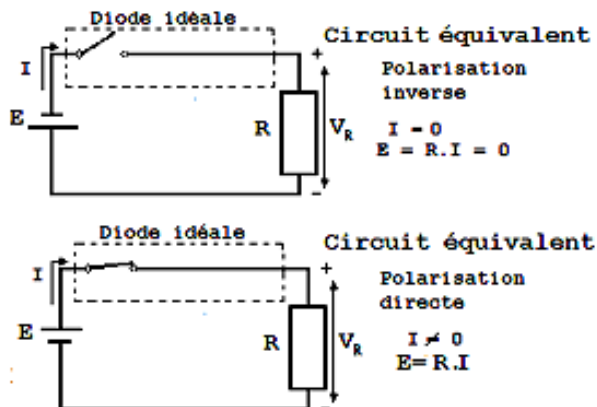
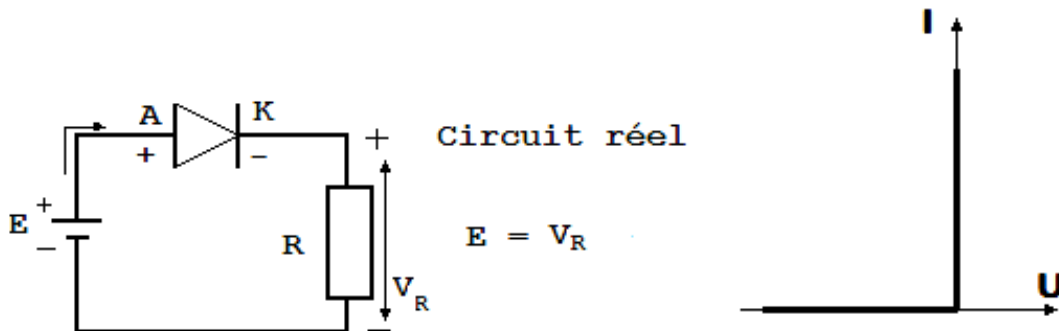
II.3 La diode

La diode c'est un dipôle électrique unidirectionnel dont les bornes sont l'anode (A) et le cathode (K).



A: Anode
K: Cathode

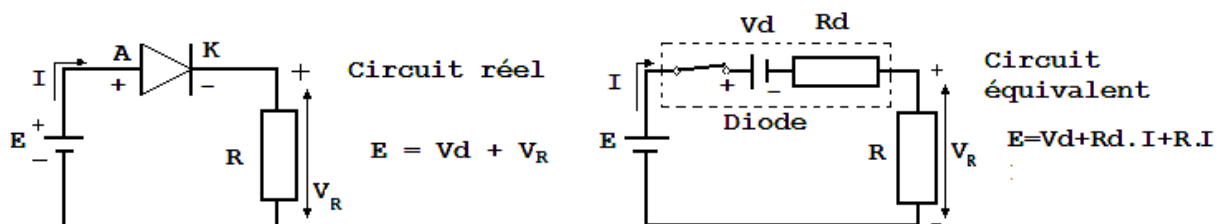
Diode idéale



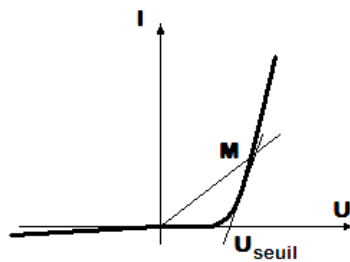
Caractéristique $I = f(U)$

- En **polarisation directe** la résistance de la diode est nulle - **comportement d'un interrupteur fermé.**
- En **polarisation inverse**, la résistance interne de la diode est infinie - **comportement d'un interrupteur ouvert.**
- Une diode idéale ne dissipe aucune puissance.

Diode réelle

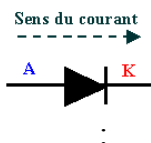


Caractéristique $I = f(U)$



- En polarisation directe si la tension U dépasse la valeur de seuil (U_{seuil}), la diode est conductrice.
- En chaque point M de la caractéristique on peut définir une résistance statique : $R_d = U / I$ et une résistance dynamique $r_D = dV / dI$
- Les valeurs typiques pour une diode au silicium en polarisation directe sont : $R_d = 30 \Omega$, $r_D = 2 \Omega$,

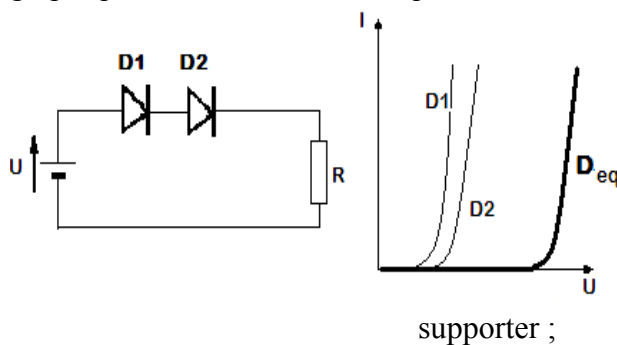
Particularité de la diode



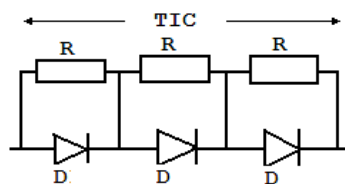
- Elle laisse passer le courant uniquement dans le sens anode-cathode

- Une diode devient passante uniquement si le potentiel de l'anode est supérieur à celui de la cathode d'au moins sa tension de seuil V_F . $U_{AK} > V_F$.
- La tension de seuil varie de **0,2 V. à 0,4 V** pour les diodes à **Germanium** et de **0,6 V à 0,8 V** pour les diodes à **Silicium**

Association de diodes : a) En série : la caractéristique de la diode équivalente s'obtient graphiquement en considérant que la tension aux bornes de l'ensemble est la somme des tensions aux bornes des diodes concernées.



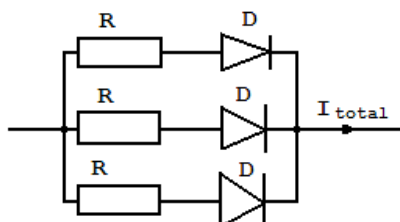
Utilisation : quand une tension inverse maximale (TIC) appliquée à une diode est supérieure à ce qu'elle peut normalement supporter ;



Les résistances peuvent avoir des valeurs de $5 \text{ k}\Omega$ à $50 \text{ k}\Omega$

$TIC_{totale} = (TIC \text{ d'une diode}) \times (\text{nombre de diodes})$

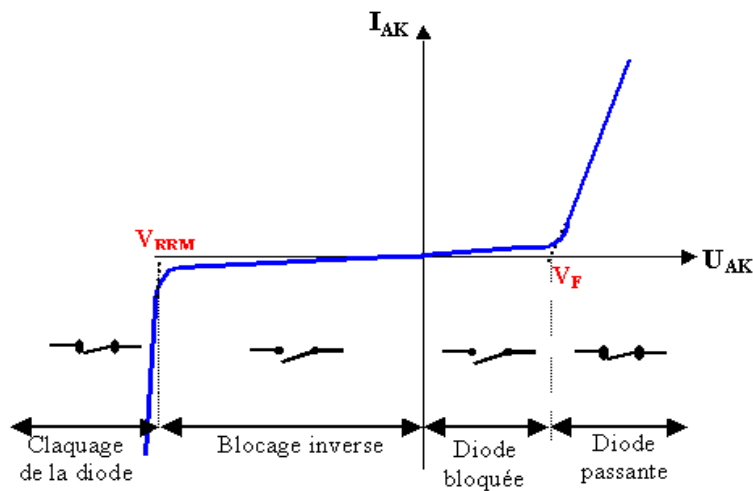
b) En parallèle : on peut utiliser une construction analogue en considérant cette fois qu'il y a additivité des courants dans les diodes concernées.



Les résistances doivent être faible est identiques ;
 $I_{Total} = (I \text{ par diode}) \times (\text{nombre de diodes})$

Utilisation : quand le courant consommé par la charge est supérieur à celui que peut supporter une diode, normalement

Caractéristique d'une diode



$$0 < U_{AK} < V_F$$

La tension aux bornes de la diode n'est pas suffisante pour rendre la diode passante

$$U_{AK} > V_F$$

La diode devient passante étant donnée que V_d devient supérieure à la tension de seuil V_F

$$V_{RRM} < U_{AK} < 0$$

La diode est bloquée car le potentiel cathode est supérieur à celui de l'anode V_d négatif

$$U_{AK} < V_{RRM}$$

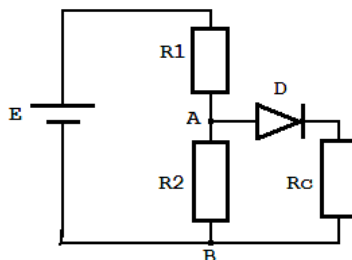
Claquage de la diode

Choix d'une diode

Le choix d'une diode est principalement fonction :

- du courant moyen qui traverse la diode (I_o ou I_F)
- de la tension inverse que devra supporter la diode à l'état bloqué (V_{RRM})
- du courant de point répétitif (I_{FRM})

Exercices résolu :



1.

a) Calculer le courant débité par le générateur si :

$E = 12 \text{ V}$, $R_1 = 6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ et pour la diode : $U_{\text{seuil}} = 0,7 \text{ V}$, $R_d = 30 \Omega$

b) Déterminer V_{AB} si la diode du circuit est en court-circuit ;

c) Quelle est la valeur de V_{AB} si la diode est coupée ?

Solution :

a) On remplace le circuit entre A et B par son équivalent Thévenin : $E_T = E \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 4 \text{ V}$ et $R_T = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 2 \text{ k}\Omega$

Donc le courant est : $I = (E_T - E_{\text{seuil}}) / (R_T + R_d + R_C) = 1,08 \text{ mA}$.

b) Si la diode est en court-circuit, le circuit est équivalent au générateur E_T en série avec $(R_T + R_C)$, donc $V_{AB} = R_C \cdot E_T / (R_T + R_C) = 1,33 \text{ V}$

c) Si la diode est ouverte, le circuit est équivalent au générateur E en série avec $(R_1 + R_2)$ donc : $V_{AB} = U_{R_2} = E \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 4 \text{ V}$

2.

La diode 1N462 possède les caractéristiques suivantes :

- courant direct moyen (I_F) de 5 mA ;
- tension inverse de crête répétitive (V_{RRM}) de 70 V ;
- chute de tension directe (V_F) de 1 V

Calculer la puissance maximale pouvant être dissipée.

Solution:

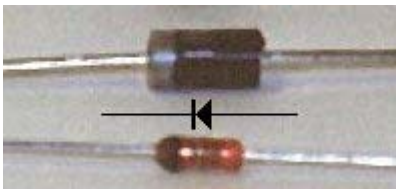
$$P_{\text{max}} = I_F \times V_F$$

$$P_{\text{max}} = 5 \cdot 10^{-3} \times 1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 5 \text{ mW}$$

Types de diodes

- Diode de redressement : On la rencontre partout mais principalement dans les alimentations secteurs. Le semi-conducteur le plus utilisé est le silicium
- Diode PIN : diode de commutation rapide utilisée dans les circuits atténuateurs pour les signaux HF.
- Diode de commutation, dans les circuits logiques.
- Diode Zener ou avalanche : références de tension dans les alimentations stabilisées, protection des surtensions...
- Diode à effet tunnel : pour la commutation rapide, comme élément actif dans les oscillateurs.
- Diodes varicap, à capacité variable, elles sont utilisées comme condensateur variable dans les circuits oscillants.
- Diode Gunn : utilisée comme élément actif en hyperfréquence (oscillateur...)
- Diode Schottky : seuil de tension directe très bas facilitant la détection des signaux HF faibles et hyperfréquences. Redressement de puissance

II.4 – Diode de redressement



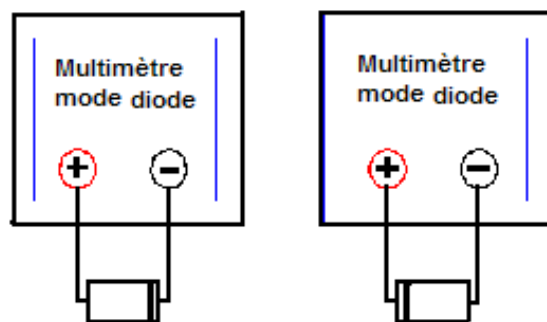
Diode de redressement en haut et diode « petits signaux » en bas.

La diode désignée pour le **redressement** d'une tension alternative, ou pour servir de **protection** vis-à-vis d'une éventuelle tension inverse (fonction anti-retour) est une

jonction PN réalisée pour fonctionner en basse fréquence.

Vérification d'une diode à l'aide du multimètre

Sur le multimètre que vous utilisez, vous remarquerez le symbole de la diode. On place le sélecteur de fonction à cette position et on mesure la conduction de la diode en direct et en inverse. On obtient respectivement :



Mesure: 0,57 à 0,78 V Mesure : Infini ou OverLoad

Nota : Les valeurs en direct sont variables selon le type de diode (redressement, logique ou Zener).

Un anneau noir est marqué sur les diodes pour repérer la cathode et, assez souvent, les **références sont directement écrites** sur les diodes

Par exemple, s'il y a 1N4148 c'est une diode de signal, c'est à dire qu'elle sert à transmettre des informations, elle est relativement rapide, mais elle ne supporte pas trop de courant (200 mA , 75V max). On trouve aussi la diode 1N914 sur d'anciens schémas . S'il y a 1N4004 c'est une diode de redressement (1 A, 400V).



Diode de redressement - 1 A – série 1N4000

Type	V_{RRM} [V]	I_F [A]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]
1N4001	50	1	10	50
1N4002	100	1	10	50
1N4003	200	1	10	50
1N4004	400	1	10	50
1N4005	600	1	10	50
1N4006	800	1	10	50
1N4007	1000	1	10	50

V_{RRM} – tension inverse de crête répétitive que peut supporter la diode à l'état bloqué sans limitation de durée ;

I_F – courant direct moyen qui peut traverser la diode en permanence sans limitation de durée ;

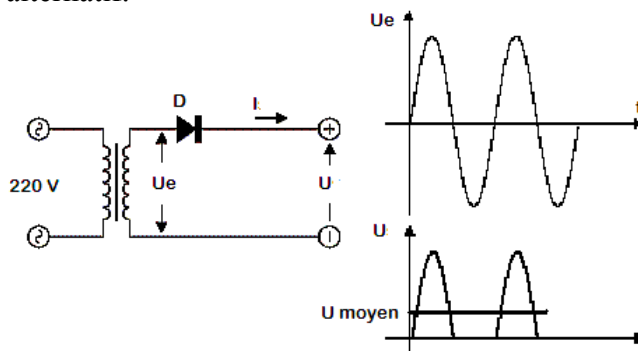
I_{FRM} - courant direct maximal répétitif pouvant traverser la diode en fonctionnement normal ;

I_{FSM} - courant direct accidentel (de surcharge) non répétitif qui est un courant accidentel de très courte durée, admissible pendant un cycle seulement

Application

1. Redresseur monophasé mono-alternance (simple onde ou simple alternance)

La diode présente une résistance pratiquement infinie lorsqu'elle est polarisée en inverse donc elle peut être utilisée pour obtenir un courant unidirectionnel à partir d'un courant alternatif.



Dans le circuit à côté, la diode est passante quand le potentiel de son anode est supérieur de 0,6 V (U_{seuil} de la diode) à celui de sa cathode. Si on néglige les effets dus à la tension de seuil, la charge sera traversée par du courant uniquement pendant les alternances positives.

$$U_{moyen} = U_e / \pi = 0,318 U_e = \sqrt{2} U_{e\text{ eff}} / \pi;$$

Tension inverse de crête : $TIC = U_e = \sqrt{2} U_{e\text{ eff}}$

Fréquence de l'ondulation : f d'ondulation = f de la source d'alimentation ;

Rendement : η [%] = $\frac{P_{cc\text{ dans la charge}}}{P_{ca\text{ fournie au circuit}}} \times 100$

$P_{cc} = U_{moy} I_{moy} = 0,318 U_e \cdot (0,318 U_e / R_L)$; ou R_L est la résistance de charge

$P_{cc} = (0,101 U_e^2 / R_L)$ W

$P_{ca} = U_{eff} I_{eff} = (0,5 U_{max}) \cdot \frac{0,5 \times U_{max}}{R_L} = (0,5 U_e)^2 / R_L = 0,25 U_e^2 / R_L$

La tension efficace d'une onde sinusoïdale est la tension qui correspond à un courant continu constant pour produire, dans la même résistance et pendant le même temps, la même énergie calorifique qu'un courant alternatif.

La valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur simple alternance pour obtenir un transfert de puissance identique correspond à : $U_{\text{eff}} = 0,5 U_{\text{max}}$

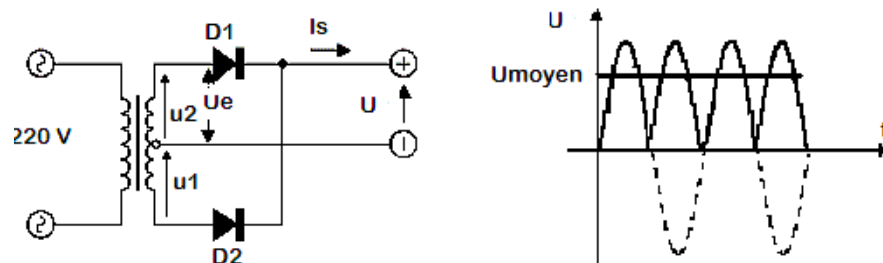
$$\eta [\%] = \frac{0,101 \times U_e^2 / R_L}{0,25 U_e^2 / R_L} \cdot 100 \quad \eta [\%] \approx 40 \%$$

2. Redresseur monophasé bi-alternances (plein onde ou double alternance)

- Avec 2 diodes

Pour procéder au redressement des deux alternances, il faut utiliser un transformateur ayant deux enroulements secondaires identique reliés en série et qui délivre deux tensions opposées : $u_1 = U_e \sin \omega t$ et $u_2 = -u_1$

Le point commun des deux enroulements sert de référence de potentiel.



$$U_{\text{cc}} = U_{\text{moyen}} = 2 U_e / \pi = 0,636 U_e$$

Si $u_1 > 0$ alors $u_2 < 0$: la diode D_1 conduit et la diode D_2 est bloquée. Pendant la demi-alternance suivante, la situation est inversée. Pour ce type de montage, la tension inverse maximum supportée par chaque diode est $2U_e$ parce que la tension inverse, maximale supportée par la diode bloquée est $TIC = U_1 + U_2$.

La tension efficace de la sortie d'un redresseur double alternance est :

$$U_{e \text{ eff}} = U_e / \sqrt{2} = 0,707 U_e$$

Fréquence d'ondulation : f d'ondulation = $2.f$ de la source d'alimentation

Rendement :

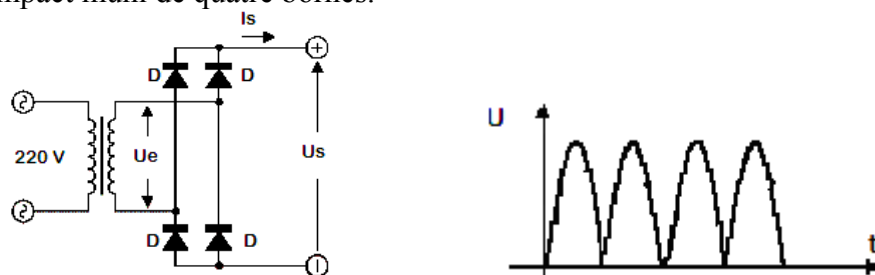
$P_{\text{cc}} = U_{\text{moy}} \cdot I_{\text{moy}} = 0,636 U_e (0,636 U_e / R_L) = (0,636 U_e)^2 / R_L$ ou R_L est la résistance de charge

$P_{\text{ca}} = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = 0,707 U_e (0,707 U_e / R_L) = (0,707 U_e)^2 / R_L$

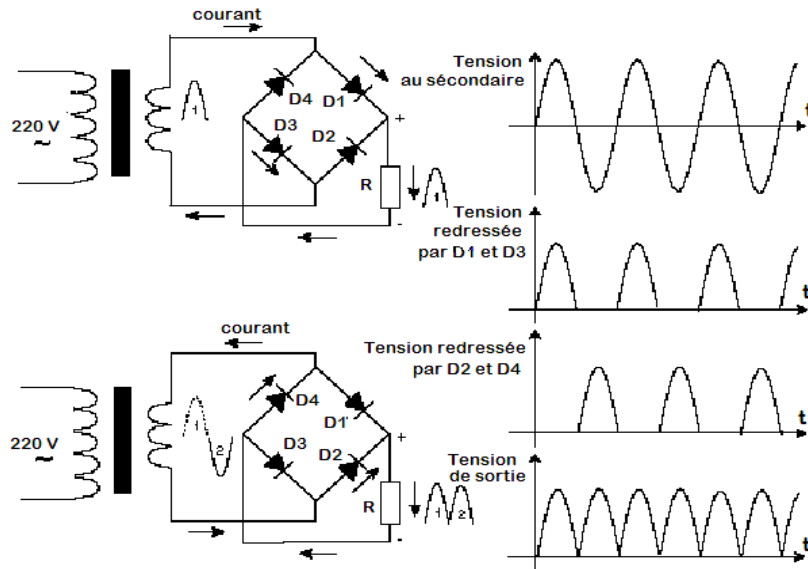
$$\eta [\%] = \frac{((0,636 U_e)^2 / R_L)}{((0,707 U_e)^2 / R_L)} \times 100 \approx 81\%$$

- Avec 4 diodes

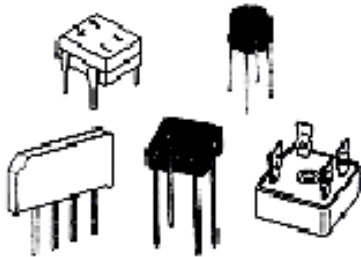
Ce montage nommé le pont de Graëtz peut être commercialisé sous la forme d'un dispositif compact muni de quatre bornes.



Pendant chaque alternance 2 diodes sont conductrices donc la chute de tension dans le pont vaut 2 fois la tension de seuil. Chaque diode sera soumise en inverse à la tension $TIC = U_e$.



Pour simplifier la réalisation pratique d'un montage redresseur en pont, il existe sur le marché des **ponts des diodes dans un seul boîtier** les quatre diodes.



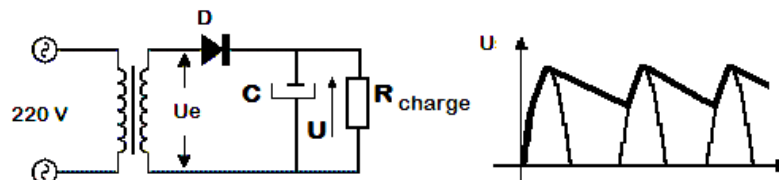
Un **pont de diodes** possède quatre bornes identifiées par les symboles :

- ~ qui désigne les deux bornes de l'**entrée alternative** ;
- + qui désigne la **borne positive** de la sortie ;
- qui désigne la **borne négative** de la sortie.

Filtrage

La tension obtenue après redressement est unipolaire, périodique, mais pas continue. Cette tension contient une composante continue (la valeur moyenne de la tension) et les harmoniques qui doivent être annulé. Pour ça, après le redressement on ajoute un filtre qui supprime les hautes fréquences.

Le plus simple filtre peut être réalisé avec un seul condensateur électrolytique, placé en parallèle sur la charge.

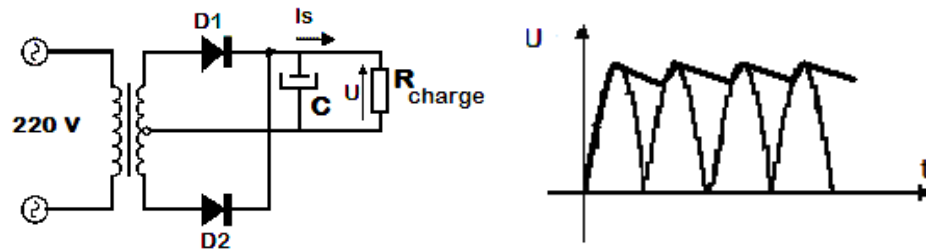


Dés que la diode est passante, $U_A > U_K$:

- Le condensateur se charge rapidement parce que $R_{diode} \ll R_{charge}$. La constante de temps de charge est $\tau_c = C \cdot R_{diode}$
- La tension crête aux bornes de condensateur est égale à $U - U_{AK}$.

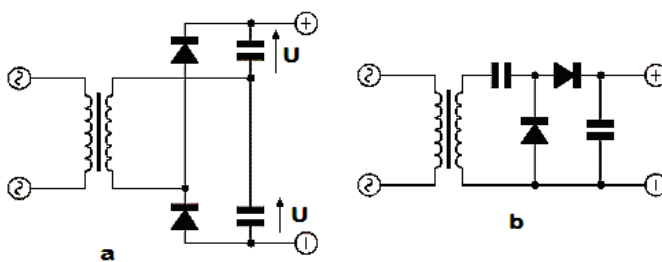
Dés qua la diode se bloque, $U_A < U_K$:

- Le générateur est isolé de la charge par la diode qui est bloquée
- Le condensateur se décharge dans R_{charge} avec une constante de temps : $\tau_d = C \cdot R_{charge}$



La qualité du filtrage est meilleure si le courant de décharge est faible : **il faut utiliser des condensateurs de grande capacité pour obtenir une constante de décharge aussi élevée que possible.**

2.2.5 Doubleurs de tension



Il existe des circuits utilisant des diodes et qui permettent d'obtenir une tension redressée d'amplitude supérieure (deux fois plus grande sur les figures à gauche) à la valeur maximum de la tension alternative

d'alimentation.

Sur les figures **a** et **b** sont représentés deux doubleurs de tension.

Le condensateur supérieur se charge pendant les alternances positives et le condensateur inférieur pendant les alternances négatives. En sortie la tension est de deux fois plus grande que la tension d'alimentation.

Pour le circuit **a** si on prend comme potentiel de référence le point commune entre les deux condensateurs on peut avoir une alimentation symétrique $\pm U$.

II.5 – Diodes spéciales

A côté du principe redresseur des propriétés secondaires sont mises à profit pour donner lieu à d'autres types de diodes.

1. Diode Zener : Contrôle de l'avalanche en inverse

Principe

Les diodes Zener sont des diodes au silicium généralement utilisées pour la régulation de tension, la suppression des pointes de tension. Dans le sens direct, elles fonctionnent exactement comme des diodes au silicium de redressement, avec un seuil de tension proche de 0,6 à 0,8 volts.

Dans le sens inverse, le courant est très faible tant que la tension reste inférieure à la tension de claquage, à partir de laquelle la conduction inverse augmente fortement

Les diodes Zener sont utilisées en polarisation inverse dans la zone de claquage.

Le claquage inverse est provoqué par deux phénomènes distincts :

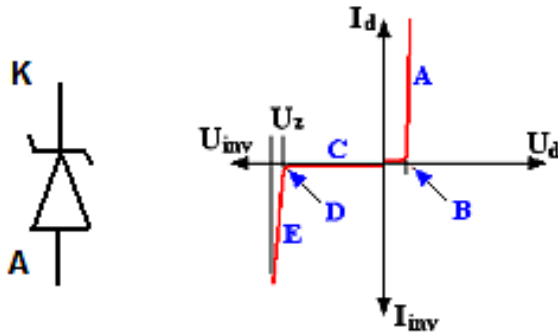
- effet Zener pour $U_z < 6$ volts (coefficient de température négatif)
- effet d'avalanche pour $U_z > 7$ volts (coefficient de température positif)

Les propriétés d'une diode Zener sont par ordre d'importance décroissante pour son choix :

- tension de zener U_z
- puissance maximum dissipée
- forme du boîtier - couramment SOT23, SOT223, SOD106A, SOD57, DO35, DO41
- coefficient de température de la tension de régulation. Pour U_z proche de 6 à 7 volts le coefficient de température est quasiment nul.

Sur les boîtiers cylindriques la cathode **k** est repérée par un anneau ou par un rétrécissement du boîtier.

Symboles et caractéristique

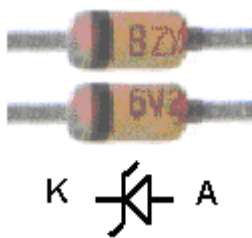


La figure ci-contre montre la variation du courant inverse et du courant direct en fonction de la tension aux bornes de la diode Zener. Chaque lettre représente une région particulière de la courbe :

- A : courant dans le sens direct, il est limité par la puissance dissipée. La tension U_d est un peu supérieure à 0,6 volt et varie peu.
- B : seuil de tension directe, environ 0,6 volt. Entre 0 et 0,6 V le courant direct est très faible
- C : courant inverse très faible.
- D : début du claquage inverse
- E : domaine d'utilisation de la diode en régulatrice de tension. La tension inverse varie très peu lorsque le courant varie beaucoup. L'intensité du courant inverse est limitée par puissance dissipée par la diode. La résistance de Zener est le rapport dU/dI (variation de U_{inv} en fonction de la variation du courant I_{inv}) dans la région de claquage E.

Le courant sera limité par le reste du circuit et ne doit pas dépasser la valeur maximale supportable par la diode, au risque de détruire celle-ci. La puissance des diodes Zeners commence à 0,4 Watts et l'on en trouve de 5 W.

Exemple :



La diode BZX 85C 6V2 est une diode Zener au silicium de la série X85 (1,3 W) avec une tolérance C (5 %) et avec une tension Zener de 6,2 Volt

Pour les puissances cela dépend de la série X55 pour 0,4 W, X84 pour 1W, X85 pour 1,3 W par exemple.

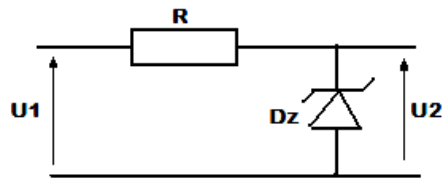
Utilisation des diodes Zener : stabilisation de tension, (la tension inverse de la diode varie peu lorsque le courant inverse qui la traverse évolue notablement).

Paramètres d'utilisation :

- *tension Zener* pour un courant donné;(de 3.3 V à 75 V)
- *tolérance* à une tension Zener donnée (5 %, 10 % sont les plus courantes).

Puissance maximale supportable (power handling capability) (1/4, 1/2, 1, 5 W)

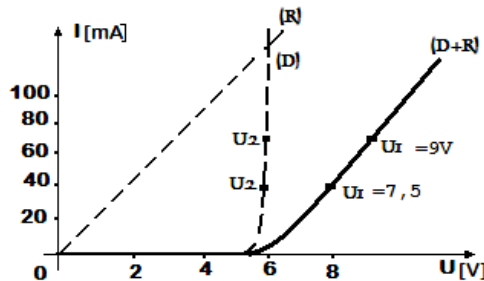
Exercice résolu :



La diode est de type ZX 5V6 et $R = 50 \Omega$. On applique à l'ensemble une tension U_1 qui polarise la diode en inverse, U_2 est la tension mesurée aux bornes de la diode.

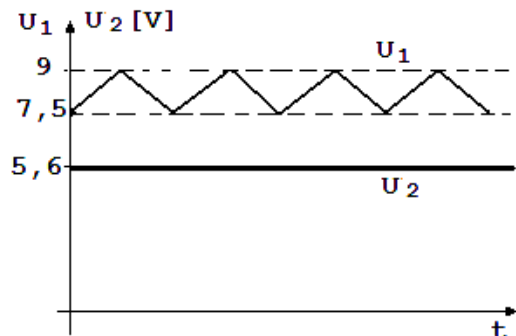
- Représenter graphiquement les caractéristiques des deux éléments, puis la caractéristique de l'ensemble, pour $0 < U_1 < 10 \text{ V}$.
- La tension U_1 triangulaire entre les valeurs 7,5 V et 9 V. Que peut-t-on dire sur la tension U_2 ?
- La tension U_1 est une tension redressée d'amplitude 8 V. Comment se présente la tension U_2 ?

Solution :



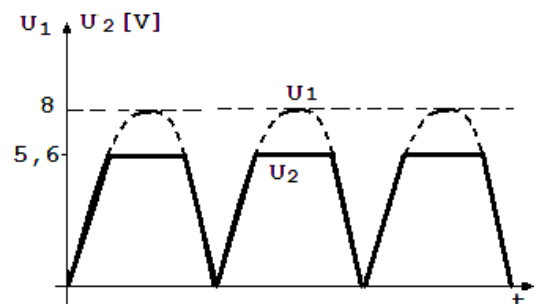
- La caractéristique de la résistance est rectiligne, elle passe par l'origine et par le point : $I = 0,1 \text{ A}$ et $U = R \cdot I = 50 \times 0,1 = 5 \text{ V}$.

La caractéristique de la diode Zener polarisée en inverse on la dessine en inversant les signes de I et de U . La caractéristique de l'ensemble (résistance + diode) s'obtient en remarquant que la même intensité traverse les deux éléments, mais que les tensions s'ajoutent ; on en déduit le tracé point par point.



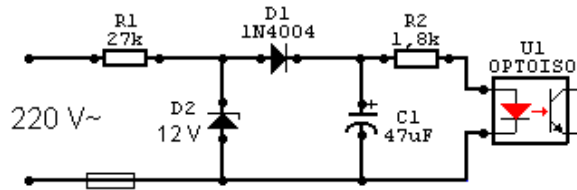
- Le graphique montre que pour $U_1 = 7,5 \text{ V}$ et $U_1 = 9 \text{ V}$ on a toujours $U_2 = U_Z = 5,6 \text{ V}$. Ce résultat reste vrai pour toutes les valeurs de U_1 compris entre 7,5 V et 9 V. Par suite, le montage transforme la tension ondulante U_1 en une tension continue de 5,6 V ; la tension est stabilisée, ou régulée.

- En première approximation on peut négliger l'arrondi des courbes, au voisinage de la tension Zener. On distingue 2 cas :
 - pour $U_1 \geq 5,6 \text{ V}$, on a $U_2 = 5,6 \text{ V}$
 - pour $U_1 < 5,6 \text{ V}$, on a $U_2 = U_1$ (il n'y a pas de chute de tension aux bornes de la résistance).

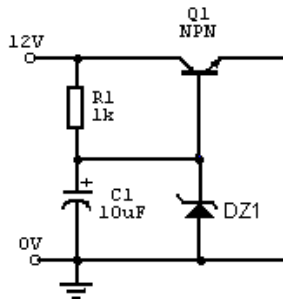


adonc

Exemples des circuits à diode Zener



Dans ce montage on retrouve une diode Zener qui impose une tension de 12V et une diode 1N4004 pour redresser la tension.

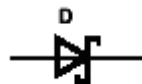


Voici un autre montage pour créer une alimentation stabilisée. La tension de sortie :

$$V_{\text{Sortie}} = V_{\text{DZ1}} - V_{\text{BE}}$$

2. Diode Schottky : Création d'une jonction rapide

Plutôt que de réaliser la jonction avec des semi-conducteurs de types différents, on substitue une couche métallique au semi-conducteur P ou N. La caractéristique de la diode obtenue est similaire à celle d'une diode de redressement, mais avec une tension directe plus faible (diminution de la tension de seuil, 0,3 V).



L'avantage essentiel : **La diode est plus rapide.**

Ces diodes s'emploient dans les redresseurs rapides, petits signaux et dans les composants logiques rapides.

3. Diode varicap : Contrôle de la capacité inverse

Quand la jonction de la diode est polarisée en inverse, la barrière de potentiel est renforcée. La zone de charge d'espace apparaît comme un isolant entre les deux parties semi-conductrices : La jonction se comporte comme **un condensateur dont la capacité est fonction de la tension inverse.**



Paramètres d'utilisation :

- Valeur de la capacité pour une tension inverse déterminée;
- variation de la capacité en fonction de la tension inverse appliquée;
- résistance série de la diode;
- tension inverse maximale;
- courant de fuite nominal
-

Ce type de diode est employé en haute fréquence dans les circuits oscillants accordés pour régler la fréquence de résonance du circuit, en agissant sur la tension de commande de la diode.

III. Le transistor bipolaire

Transistor, (mot anglais, de » *transfer resistor* », résistance de transfert) est un **dispositif à semi-conducteur, qui peut amplifier des courants électriques**, engendrer des oscillations électriques et assumer les fonctions de modulation, de détection et de commutateur.

Inventé en 1948 par les Américains J. Bardeen, W. Brattain et W. Shockley, le transistor (mot anglais, de » *transfer resistor* », résistance de transfert) est un composant à semi-conducteur qui remplit deux fonctions vitales en électronique: celles d'**amplificateur** (c'est un générateur de fort courant en sortie commandé par un faible courant en entrée) et de **commutateur** (à la manière d'un interrupteur marche/arrêt). Le terme '**bipolaire**' explique que dans ce type de transistor on fait appel à la fois à des porteurs de charge négatifs (électrons) et positifs (trous) pour assurer son fonctionnement.

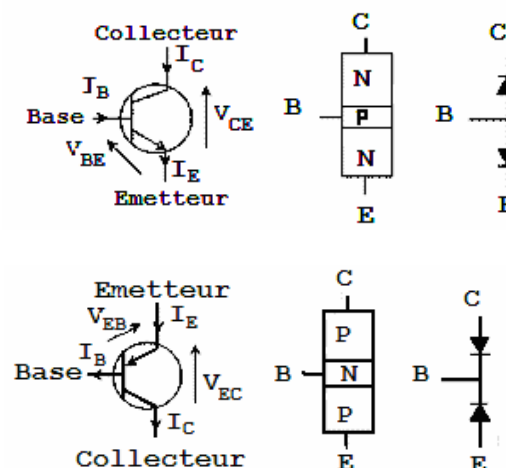
III.1 Structure et principe de fonctionnement

Les catalogues de transistors comportent un nombre élevé de modèles. On peut classer les transistors bipolaires selon différents critères :

- le type : NPN ou PNP. Ces deux types sont complémentaires, c'est-à-dire que le sens des courants et tensions pour le PNP est le complément de ceux du NPN. Les transistors NPN ayant en général des caractéristiques meilleures que le PNP, ils sont les plus utilisés. La suite de l'article discutera donc uniquement les circuits utilisant des transistors NPN.
- la puissance : les transistors pour l'amplification de petits signaux ne dissipent que quelques dizaines ou centaines de milliwatts. Les transistors moyenne puissance supportent quelques watts ; les transistors de puissance, utilisés par exemple dans les amplificateurs audio de puissance ou dans les alimentations stabilisées peuvent supporter, à condition d'être placés sur un refroidisseur adéquat, plus de 100W.
- la gamme de fréquence : transistors pour fréquences basses (fonctionnent correctement jusqu'à quelques MHz), moyennes (jusqu'à quelques dizaines de MHz), hautes (jusqu'à quelques GHz), encore plus hautes (fréquences maximales d'oscillation de plusieurs centaines de GHz).

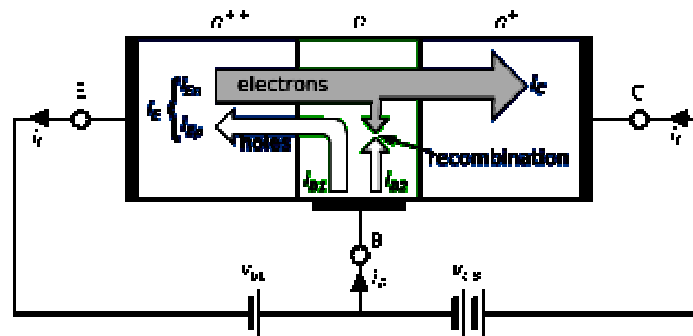
La figure ci-dessous montre le symbole et indique le nom des 3 électrodes des transistors. On peut donc distinguer 3 différences de potentiel intéressantes : V_{BE} , V_{BC} et V_{CE} ; et 3 courants : courant de base I_B , d'émetteur, I_E et de collecteur, I_C . Cependant, ces 6 variables ne sont pas indépendantes. En effet, on peut écrire :

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \text{ et } I_E = I_C + I_B$$



- Le sens de la flèche permet de différencier le symbole d'un transistor NPN de celui d'un transistor PNP.
- La flèche indique toujours l'émetteur dans le symbole d'un transistor.

Principe de fonctionnement



On prend le cas d'un type NPN pour lequel les tensions V_{be} et V_{ce} et le courant entrant à la base sont positifs.

Dans ce type de transistor, l'émetteur, relié à la première zone N, se trouve polarisé à une tension inférieure à celle de la base, reliée à la zone P. La diode émetteur/base se trouve donc polarisée en direct, et du courant (injection d'électrons) circule entre l'émetteur et la base.

À première vue, le transistor bipolaire semble être un dispositif symétrique donc réversible, mais en pratique, pour fonctionner correctement, les dimensions et le dopage des trois parties sont très différents et ne permettent pas un fonctionnement symétrique. Le principe du transistor bipolaire repose en effet sur sa géométrie et la différence de dopage entre ses différentes régions : l'émetteur est fortement dopé et l'extension de la base, dopée P, est très faible. Ceci a deux effets :

- Le courant inverse de porteurs majoritaires type trous dans le substrat P est négligeable par rapport à l'injection d'électrons venus de l'émetteur, les recombinaisons restent donc marginales ;
- Un grand nombre d'électrons injectés par l'émetteur se retrouvent projetés vers la jonction base-collecteur, le champ électrique n'ayant pas le temps d'agir sur les électrons en transit dans la base.

En fonctionnement normal, la jonction base-collecteur est polarisée en inverse, ce qui signifie que le potentiel du collecteur est bien supérieur à celui de la base. Les électrons, en trajectoire balistique, se trouvent donc projetés contre une jonction polarisée en inverse. Cependant, la différence de potentiel, et donc de niveaux d'énergie, induit un effet tunnel important qui permet à la quasi-totalité de ces électrons de franchir la zone de charge d'espace et de se retrouver « collectés » dans le collecteur (d'où le nom)...

Donc sous l'influence du champ électrique extérieur, les porteurs de charge du transistor bipolaire (TB), quittent l'émetteur et se séparent dans la région de base. Plus de 95% des porteurs se dirigent vers le collecteur tandis que moins de 5% se dirigent normalement vers la base. On peut écrire donc : $I_E = I_B + I_C$ (1)

En pratique le courant de base est considéré comme négligeable (environ 5% du courant d'émetteur) d'où la relation : $I_E \approx I_C$

Effet transistor et gain en courant

La base, est une zone très étroite, faiblement dopé et les électrons (transistor NPN) qui arrivent de l'émetteur vont certes se combiner avec les "trous" (peu nombreux) de la base, mais ils seront en majorité fortement attirés vers la zone du collecteur par le champ électrique créé par la polarisation inverse de la jonction B-C. À côté de courant de majoritaires existe un

courant beaucoup plus faible de minoritaires « I_{CBO} » qui est fonction de la température. Il en résulte, sous l'effet d'avalanche, un important courant de collecteur, I_C . C'est ce qu'on appelle l'**effet transistor**.

Relations fondamentales

On peut écrire donc : $I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$ (2) ou $\alpha = 0,8 \text{ à } 0,99$ et I_{CBO} , courant résiduel de collecteur, résulte d'un courant de minoritaire qui se recombinaut au niveau de la base et du courant inverse de la jonction C-B. Il varie fortement avec la température : pour le silicium il double tous les 10° . Mais comme il vaut seulement quelques nanoampères à la température ambiante ces transistors sont utilisables jusqu'à environ 200° .

Donc on peut obtenir une relation plus simple: $I_C \approx \alpha I_E$

En tenant compte des relations (1) et (2) on peut déduire : $I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO}$ (3)

On pose : $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ et on considère I_{CBO} négligeable. Donc le courant de collecteur I_C est proportionnel au courant de base I_B , le facteur β (béta) étant le **gain en courant de transistor**. Cette relation est fondamentale:

$$I_C = \beta I_B \quad (4)$$

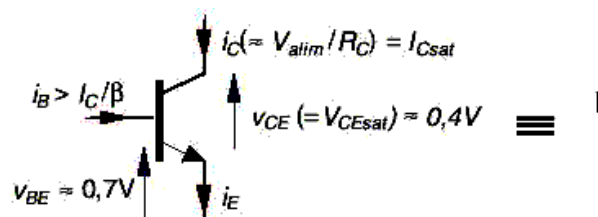
Pour donner un ordre de grandeur, le gain en courant peut varier de 20 à 500, suivant le type des transistors et les conditions de fabrication. Le gain des transistors de puissance est faible.

Modes de fonctionnements d'un transistor

- Le transistor est en **fonctionnement normal direct (fonctionnement linéaire)** lorsque la jonction de commande BE est en polarisation directe et que la jonction BC est en polarisation inverse.
- Le transistor est **saturé (fonctionnement non linéaire)** lorsque ses deux jonctions sont en polarisation directe.
- Le transistor est **bloqué** lorsque ses deux jonctions sont en polarisation inverse
- Le transistor est en **fonctionnement normal inverse** lorsque la jonction de commande BE est en polarisation inverse et que la jonction BC est en polarisation directe.

Zone de fonctionnement linéaire : Le courant I_C est proportionnel au courant I_B . On exprime ceci à l'aide de la relation suivante : $I_C = \beta \cdot I_B$ où β est appelé gain en courant du transistor. On trouve la valeur de β dans les documentations constructeur (quelques fois, sous le nom H_{fe} ou h_{21}). La tension V_{CE} est différente de 0V. Elle a une valeur comprise entre 0V et la tension d'alimentation du montage. La jonction base-émetteur est passante (ou conduit), ainsi $V_{BE} = 0,7V$. Nous obtenons bien dans ce cas une amplification en courant. Le transistor est dit « passant »

Zone de saturation du transistor : Le transistor est comparable à un interrupteur fermé.



Dans cette zone : $I_B \geq I_{B \max} = V_{\text{alim}} / \beta R_C$

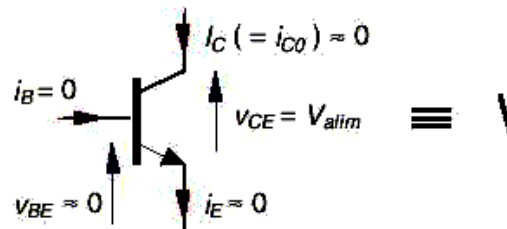
Donc :

- la tension $V_{CE} = V_{CE \text{sat}} \approx 0V$ (cas idéal, sinon V_{CE} vaut quelques centaines de mV)

- le courant $I_C \approx I_{C \max} = V_{\text{alim}} / R_C$

Zone où le transistor est bloqué : Le transistor est comparable à un interrupteur ouvert.

Dans cette zone :



$i_B = 0$ ou $V_{BE} < 0,6V$;

Donc : $I_C = 0$ et $V_{CE} = V_{\text{alim}}$.

III.2 Caractéristiques électriques du transistor bipolaire

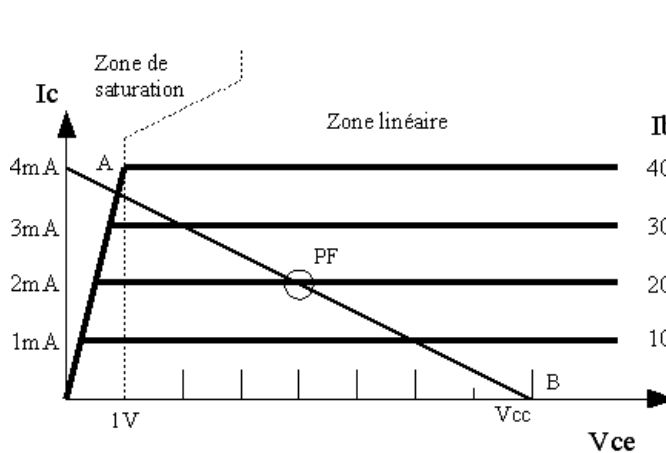


Fig. 1 Caractéristique idéalisée $I_C = f(V_{CE})$

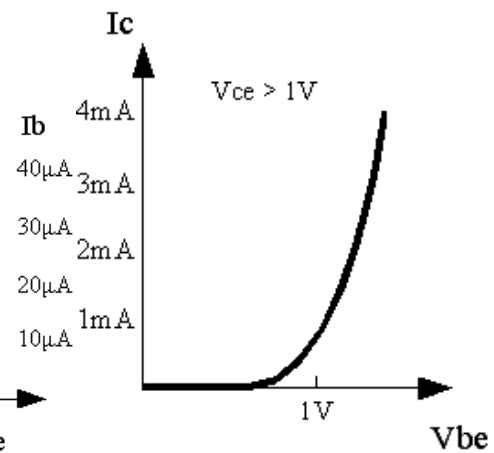


Fig. 2 Caractéristique $I_C = f(V_{BE})$

La figure 1 montre l'allure de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$. L'on distingue deux zones principales :

- zone de saturation, pour des tensions $V_{CE} < 1V$; dans cette zone, I_C dépend à la fois de V_{CE} et de I_B ;
- zone linéaire : le courant collecteur est quasi indépendant de V_{CE} , il ne dépend que de I_B .

Lorsque le transistor travaille dans cette zone, il peut être considéré comme un amplificateur de courant : le courant de sortie, I_C est proportionnel au courant d'entrée, I_B . Le rapport I_C/I_B , appelé **gain en courant** du transistor, est une des caractéristiques fondamentales de celui-ci ; il est généralement noté par la lettre grecque β . Le β du transistor illustré vaut 100. Il est important de tenir compte du fait que, pour un transistor donné, β augmente avec la température. Par ailleurs, les β de transistors de même type présentent une grande dispersion. Cela oblige les constructeurs à indiquer des classes de gain. Si l'on prend par exemple un transistor très répandu comme le BC107, le gain en courant varie de 110 à 460. Le constructeur teste alors les transistors après fabrication et ajoute une lettre après le numéro, pour indiquer la classe de gain A, B, C.....

La figure 2 $I_c = f(V_{be})$ montre que, pour un transistor travaillant dans la zone de saturation, la tension V_{be} varie fort peu. En dessous de $V_{be} = 0,65V$, le transistor ne conduit pas. Lorsqu'on dépasse cette valeur, appelée tension de seuil, le courant collecteur augmente exponentiellement. En pratique, V_{be} est généralement compris entre $0,65V$ (pour des I_c de quelques mA) et $1V$ (pour les transistors de puissance parcourus par un I_c important, pe. $1A$)

Droite de charge

La droite de charge est une droite tracée sur la figure 1 qui donne I_c en fonction de V_{ce} . Elle passe par le point U_{cc} sur l'axe des x, et le point U_{cc}/R_C sur l'axe des y. Pour une tension d'alimentation et une charge R_C données, cette droite de charge indique les points de fonctionnement possibles.

Le point de fonctionnement du transistor (PF) doit se trouver sur cette droite.

III.3 Principes généraux de mise en œuvre

Comme les paramètres d'un transistor (et tout particulièrement le β) varient avec la température et d'un transistor à l'autre, il n'est pas possible de calculer les propriétés des circuits (gain en tension...) avec grande précision. Les 4 principes fondamentaux donnés ci-dessous permettent de simplifier les calculs.

- Les courants collecteur et émetteur d'un transistor peuvent être considérés comme égaux, sauf en cas de saturation poussée.
- Pour qu'un courant I_c circule dans le transistor, il faut lui fournir un courant de base égal (pour un fonctionnement dans la zone linéaire) ou supérieur (pour un fonctionnement dans la zone de saturation) à I_c/β .
- Lorsque le transistor est conducteur, la tension base-émetteur V_{be} est comprise entre $0,6$ et $1V$.
- La tension collecteur-émetteur a peu d'influence sur le courant collecteur tant qu'on travaille dans la zone linéaire des caractéristiques.

Polarisation d'un transistor

La polarisation a pour rôle de placer le point de fonctionnement du transistor dans une zone où ses caractéristiques sont linéaires. Pour cela, on applique sur les trois électrodes du transistor des **potentiels continus** de valeurs convenables. On étudie le transistor en montage émetteur commun.

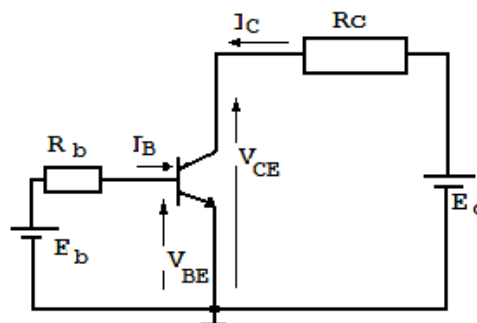


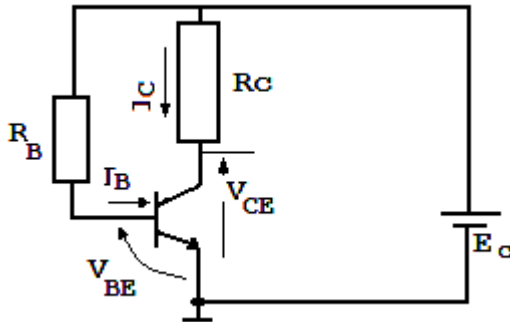
Figure 3

Le point de fonctionnement « A » d'un transistor se trouve sur la droite de charge statique (voire figure 1), dans le plan des réseaux de caractéristiques de sortie $I_C = f(V_{CE})$ et il est caractérisé par trois valeurs : I_{C0} , V_{CE0} , et I_0

Pour le circuit sur la figure 3 on peut écrire : $V_{BE} = E_b - R_B I_B$ (1) et $V_{CE} = E_c - R_C I_C$ (2) relations qui représente respectivement l'équation de la droite de commande statique (1) et l'équation de la droite de charge statique (2)

Le montage sur la figure 3 est fonctionnel, mais il nécessite deux sources de tension. En pratique, les montages utilisent un seul générateur continu.

a) Polarisation par résistance de base



Ce montage est simple mais sensible à la dérive thermique.

On sait que : $I_C = \beta I_B + I_{CE0}$ donc un accroissement du courant I_C entraîne une élévation de la température de la jonction base-collecteur et un accroissement de I_{CE0} et par suite de I_C .

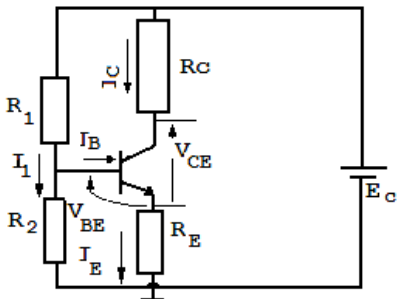
Ce type de polarisation ne doit pas être utilisé pour un transistor employé comme amplificateur

La loi des mailles permet d'écrire : $V_{BE} = E_c - R_B I_B$, pour $V_{BE} = 0,65$ V

$$\text{Donc : } I_B = (E_c - V_{BE}) / R_B$$

$$\text{Pour le circuit de sortie, on peut déduire : } V_{CE} = E_c - R_C I_C$$

b) Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur



On utilise un **diviseur de tension** (R_1 , R_2) nommé « **pont de base** » pour rendre indépendant le courant de collecteur des variations du gain.

Le pont diviseur maintient constant le potentiel de la base vers la masse ($V_{BM} = R_2 I_1$) à condition que les variations du courant de base puissent être négligées devant le courant I_1 qui circule dans les résistances R_1 et R_2 .

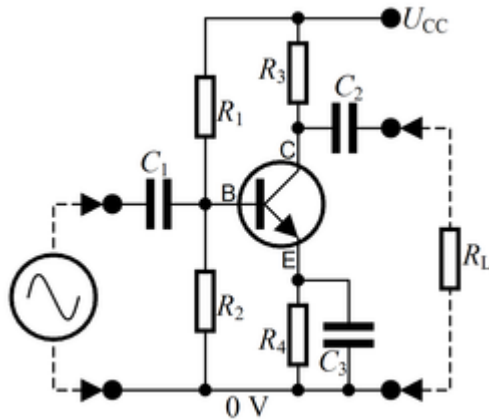
$$V_{BM} = V_{BE} + R_E I_E = R_2 I_1 \text{ et } V_{BE} \approx 0,65 \text{ V} \text{ donc } I_E = (R_2 I_1 - 0,65) / R_E$$

Mais comme $I_B \ll I_C$ on a $I_C \approx I_E$ et la valeur de I_C est indépendant du gain.

En imposant le potentiel de la base, on impose le potentiel de l'émetteur donc le courant d'émetteur et donc le courant de collecteur.

Exemple

Calculer les résistances R_1 à R_4 nécessaires pour fixer le point de fonctionnement du transistor illustré ci-dessous au point PF, c.à.d. V_{CE0} à 4V, I_{C0} à 2mA, sachant que l'alimentation U_{CC} vaut 8V



On donne V_{BMO} à 2V, $V_{BE0} = 0,65V$ et le courant dans le diviseur $I_d = 10I_{B0}$. D'après les caractéristiques voir la figure 1), on voit que le I_{B0} nécessaire vaut $20\mu A$.

Dans R_1 circulent les courants I_d et I_{B0} , soit $220 \cdot 10^{-6}$. Donc $R_1 = (8-2)/220 \cdot 10^{-6} = 27 \text{ k}\Omega$

Dans R_2 ne circule plus que I_d , donc $R_2 = 2/200 \cdot 10^{-6} = 10 \text{ k}\Omega$

La tension V_{EM} vaut $2 - 0,65$ soit $1,35V$. Pour que le courant d'émetteur vaille $2mA$, il faut donc $R_4 = 1,35/2 \cdot 10^{-3} = 675 \Omega$

Et enfin, $R_3 = (8-4-1,35)/2 \cdot 10^{-3} = 132,5 \Omega$

D'une façon générale, on peut distinguer deux grands types de fonctionnement des transistors :

- fonctionnement dans la zone linéaire des caractéristiques ; il est utilisé lorsqu'il s'agit d'amplifier des signaux provenant d'une source ou d'une autre (microphone, antenne...). PF doit se trouver au milieu de la droite de charge ;
- fonctionnement en commutation : le transistor commute entre deux états, l'état bloqué (càd. que I_c est nul, c'est le point B dans la figure 1) et l'état saturé (V_{ce} faible, c'est le point A). Les circuits rapides évitent cet état A, qui correspond à un excès de porteurs dans la base, car ces porteurs sont longs à évacuer, ce qui allonge le temps de commutation de l'état saturé vers l'état bloqué.

Puissance dissipée dans le transistor

Pour un montage amplificateur en classe A, la puissance dissipée dans le transistor vaut

$$P = V_{CE} \cdot I_c + V_{BE} \cdot I_b$$

où V_{CE} et V_{BE} sont les différences de potentiels continues entre le collecteur et l'émetteur, la base et l'émetteur, et I_c , I_b sont respectivement les courants de collecteur et d'émetteur. Cette puissance ne varie pas lorsqu'un signal est appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Comme le gain en courant (béta) du transistor est généralement très élevé (quelques dizaines à quelques centaines), le second terme est généralement négligeable.

On doit calculer la puissance dissipée dans le transistor pour évaluer la température de la jonction ce du transistor, qui ne peut dépasser environ $150^\circ C$ pour un fonctionnement normal de l'amplificateur. La température de jonction sera calculée à l'aide de la Loi d'Ohm :

Dans le même exemple, la puissance dissipée dans le transistor vaut :

$$4,2 \cdot 10^{-3} + 0,65 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 8,0 \text{ mW}$$

La température de la jonction, si la température ambiante est de $25^\circ C$ et la résistance thermique jonction-ambiance de $500^\circ C/W$, vaut $25 + 500 \cdot 8,3 \cdot 10^{-3}$ soit $27,65^\circ C$.

III.4 Montages amplificateurs

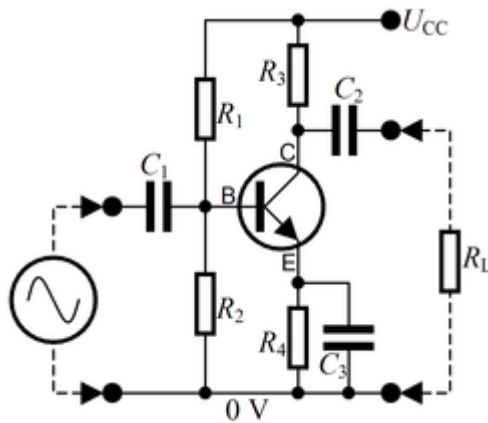


Fig.4

Le signal alternatif que l'on désire amplifier est appliqué à la base du transistor. On prévoit une capacité de couplage de façon à ce que le générateur de tension alternative (microphone, antenne, étage amplificateur...) ne modifie pas la polarisation de l'étage.

La variation de la tension base provoque une variation du courant collecteur, ce qui provoque l'apparition aux bornes de la résistance de collecteur d'une tension alternative. Celle-ci est transmise à la charge (p.e. un autre étage amplificateur) à travers un condensateur (pour ne pas modifier la polarisation). La valeur des condensateurs de couplage est choisie de façon à ce que ceux-ci aient une impédance suffisamment faible dans toute la gamme des fréquences des signaux à amplifier :

- par rapport à la résistance d'entrée de l'étage pour le condensateur C1 ;
- par rapport à la résistance de charge pour le condensateur C2 ;

La valeur de C3 est choisie de façon à ce que la tension alternative apparaissant sur l'émetteur soit faible par rapport à la tension alternative d'entrée.

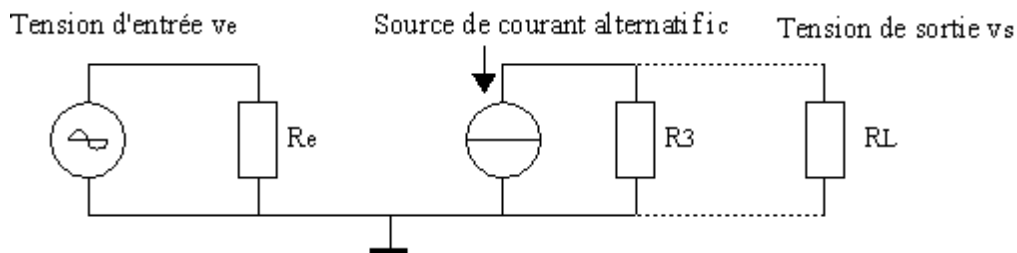


Fig.5 Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire en émetteur commun

Pour calculer (approximativement) le gain en tension de l'étage, il est utile de recourir à la technique du schéma équivalent. Ce dernier est un schéma simplifié, qui ne comporte que les éléments nécessaires au calcul du gain. En particulier, les éléments du circuit de polarisation ont largement disparu du schéma. Sous sa forme la plus simple, le schéma équivalent ne comporte que deux éléments :

- la résistance d'entrée de l'étage R_e ;
- une source de courant en sortie.

On trouve successivement $i_b = v_e / r_e$; $i_c = \beta \cdot i_b$; $v_s = i_c \cdot R_3$ et enfin $G = v_s / v_e = \beta \cdot R_3 / r_e = S \cdot R_3$ où v_e est la tension alternative d'entrée (nous utiliserons des minuscules pour désigner les tensions et courants alternatifs), i_b et i_c les courants alternatifs de base et de collecteur, r_e la

résistance d'entrée du transistor, β le gain en courant du transistor, v_s la tension de sortie, G le gain en tension de l'étage et S , la transconductance. Celle-ci peut être définie comme suit : c'est la variation du courant collecteur due à une variation de la tension base-émetteur ; elle s'exprime en A/V. Elle est essentiellement déterminée par le courant continu d'émetteur I_e (fixé par le circuit de polarisation) : $S = 38.I_e$.

Quant à la résistance d'entrée du transistor, r_e , elle peut être estimée grâce à la relation suivante : $r_e = \beta.26.10^{-3} / I_e$.

On constate que le gain en tension de l'étage dépend essentiellement de deux facteurs :

- la résistance de charge ;
- la transconductance du transistor.

La résistance d'entrée de l'étage R_e résulte de la mise en parallèle de 3 résistances : les résistances de polarisation R_1 et R_2 , et la résistance d'entrée du transistor r_e . $R_e = R_1 // R_2 // r_e$ où // signifie mise en parallèle.

Lorsque l'on relie la résistance de charge R_L à l'étage amplificateur (grâce au condensateur C_2), le courant i_c doit se partager entre R_3 et R_L . Cela revient, dans le schéma équivalent, à placer R_L en parallèle avec R_3 . Le gain est alors réduit $G = S.(R_3 // R_L)$.

On peut remarquer que, en utilisant les formules ci-dessus, qui sont approximatives, on parvient à obtenir une valeur des différents paramètres de l'étage (gain, résistance d'entrée) sans qu'il ait été nécessaire de recourir aux caractéristiques détaillées des constructeurs. Les relations donnant S et r_e sont valables pour une large gamme de transistors amplificateurs tant en basse qu'en moyenne et haute fréquence.

Dans le même exemple, le gain en tension de l'étage vaut $S.R_3$, soit $2.38.10^{-3}.2.10^3 = 152$.

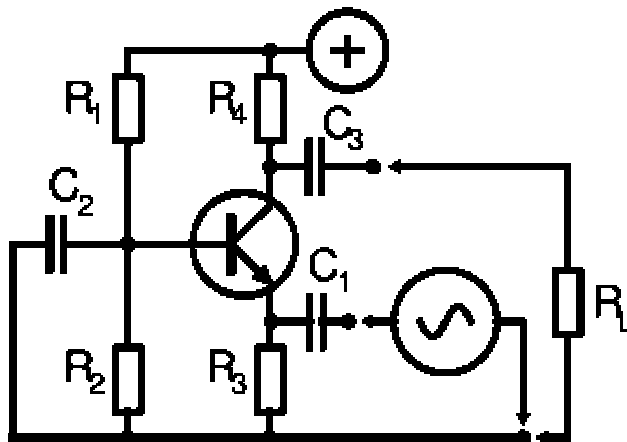
Couplages entre étages

Dans de nombreuses applications, le gain en tension d'un étage est insuffisant pour amener le signal d'entrée (provenant d'une antenne, d'un microphone...) à un niveau suffisant pour l'application. Dans ce cas, l'on utilise plusieurs étages d'amplification en cascade, la sortie de l'un étant raccordée à l'entrée du suivant. Plusieurs types de couplages peuvent être envisagés.

- Couplage direct : le collecteur d'un étage est relié directement à la base du transistor de l'étage suivant, sans condensateur de couplage donc. Cette technique est utilisée entre autres dans les amplificateurs opérationnels ; ces amplificateurs, qui sont constitués d'un grand nombre de transistors intégrés dans un même boîtier, sont caractérisés par un gain en tension G très élevé.
- Couplage par condensateur : c'est ce qui est illustré dans le schéma ci-dessus. L'utilisation de condensateurs permet de ne pas modifier les polarisations des différents étages.
- Couplage par transformateur : le collecteur du transistor est relié au primaire d'un transformateur ; la tension apparaissant au secondaire de celui-ci est transmise à la base de l'étage suivant. Le couplage par transformateur est utilisé principalement pour deux raisons :
 - lorsqu'on souhaite réaliser une adaptation d'impédance entre étages ; en effet, en modifiant le rapport des nombres de spires au primaire et au secondaire du transformateur, on modifie la résistance d'entrée "vue" par l'étage précédent ;
 - lorsqu'on veut réaliser un amplificateur à bande étroite (i.e. qui n'amplifie que les signaux dont la fréquence est située dans une gamme étroite) ; dans ce cas,

on place en parallèle avec le primaire du transformateur un condensateur, de façon à constituer un circuit résonant.

Amplificateur base commune

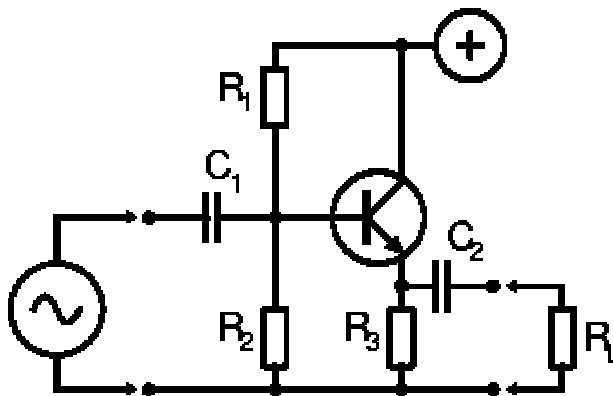


Ce montage est caractérisé par :

- une résistance d'entrée β fois inférieure à celle d'un montage émetteur commun avec la même polarisation ;
- un gain en tension semblable au montage émetteur commun.

Ce montage est principalement utilisé dans les amplificateurs haute-fréquence. En effet, la capacité de rétroaction dans ce montage est C_{ce} , qui est bien plus petite que la capacité de rétroaction d'un étage émetteur commun, C_{cb} . Ce montage permet un gain important en tension mais pas de gain en courant.

Amplificateur collecteur commun

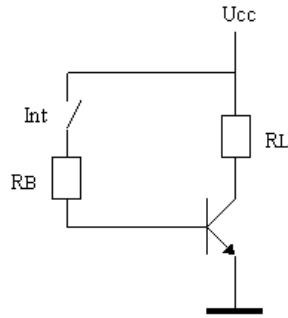


Ce montage est principalement caractérisé par :

- une résistance d'entrée (du transistor) bien plus élevée qu'un montage émetteur commun ; elle vaut $r_e + (\beta + 1).R_3$. La résistance d'entrée de l'étage vaut, elle, $R_e = [r_e + (\beta + 1).R_3] // R_1 // R_2$;
- un gain en tension légèrement inférieur à l'unité.

Ce montage est principalement utilisé comme adaptateur d'impédance, car il présente une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie faible. Il permet de reproduire le signal d'entrée avec un fort gain en courant. C'est un montage de type suiveur.

III.5 Transistor en régime de commutation (tout ou rien)



Montage d'un transistor pour fonctionnement en commutation

On appelle fonctionnement en tout-ou-rien un mode de fonctionnement du transistor où le transistor est soit bloqué soit parcouru par un courant suffisamment important pour qu'il soit saturé (càd. V_{ce} réduite à moins d'1V). Dans la figure ci-contre, lorsque l'interrupteur Int est ouvert, I_b est nul, donc I_c est nul et $V_c = U_{cc}$ (point B sur les caractéristiques du transistor). Par contre, lorsque l'on ferme Int, un courant $(U_{cc} - V_{be}) / R_B$ circule dans la base. Le transistor va donc essayer d'absorber un courant collecteur I_c égal à $\beta \cdot I_b$. Cependant, généralement, la charge R_L est choisie pour que I_c soit limité à une valeur inférieure à $\beta \cdot I_b$, typiquement $10 \cdot I_b$. Le transistor est alors saturé (point A sur les caractéristiques).

Puissance dissipée dans le transistor

La puissance dissipée dans le transistor peut être calculée par la formule :

$$P = (V_{CE} \cdot I_c + V_{BE} \cdot I_b) \cdot RC$$

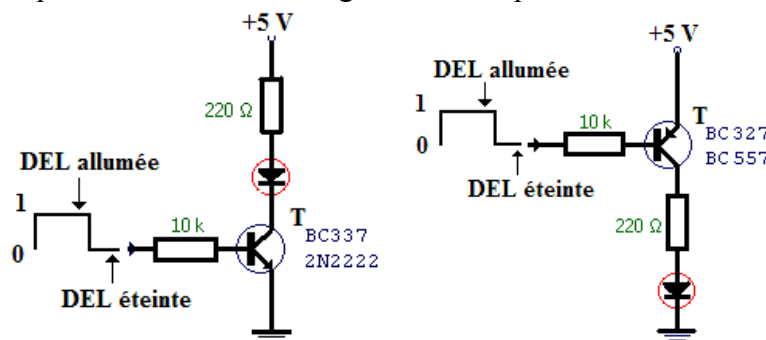
V_{ce} , V_{be} , I_c , I_b ont été définis ci-dessus, RC est le rapport cyclique, c'est-à-dire la fraction du temps durant laquelle le transistor est conducteur. Dans un fonctionnement en commutation, la puissance dissipée dans le transistor est beaucoup plus faible que celle dissipée dans la charge. En effet, lorsque le transistor est bloqué, I_c et I_b sont nuls et donc P vaut 0 ; et quand le transistor conduit, I_c peut être élevé (jusqu'à plusieurs ampères pour les transistors de puissance) mais V_{ce} est faible, c'est la tension de saturation (0,2 à 1V). La puissance dissipée dans la charge vaut, elle

$$P = ((U_{CC} - V_{CE}) \cdot I_c) \cdot RC$$

où U_{cc} est la tension d'alimentation.

Applications (commande de DEL, de relais, décharge d'un condensateur...)

Le transistor remplit, outre l'amplification, une autre fonction essentielle en électronique: la **commutation**. Selon qu'il est bloqué ou passant, on peut alors l'assimiler à un interrupteur, ouvert ou fermé. Bien entendu, la commande de cet interrupteur n'est pas "manuelle": elle se fait par l'intermédiaire de signaux électriques.



Le fonctionnement en tout-ou-rien est fréquemment utilisé pour piloter des charges telles que :

- ampoules à incandescence ; il faut utiliser des ampoules dont la tension nominale est égale ou légèrement supérieure à U_{cc} (lorsqu'une ampoule est alimentée par une tension inférieure à sa tension nominale, elle éclaire moins mais sa durée de vie est accrue) ;
- Diode électroluminescente ou DEL ; dans ce cas, la diode est placée en série avec R_L , cette dernière servant à limiter le courant dans la diode ; la tension aux bornes d'une DEL varie entre 1,5 et 3,6V selon le courant qui la parcourt et sa couleur (qui dépend du matériau employé pour sa fabrication) ;
- bobines de relais : la tension nominale de la bobine du relais sera choisie égale à U_{cc} ; il faut placer en parallèle sur la bobine une diode dont la cathode est reliée à U_{cc} ; la diode protégera le transistor en évitant l'apparition d'une [surtension](#) importante au moment où I_c est interrompu.

Exemple

Soit à piloter une ampoule de 12W. Nous choisirons une alimentation U_{cc} de 12V, et un transistor capable de supporter le courant de l'ampoule, soit 1A.

La résistance de base sera calculée pour fournir à la base un courant $I/10$, soit 100mA. R_b vaudra donc $12/100 \cdot 10^{-3} = 120\Omega$. La puissance dissipée dans le transistor, quand il conduit, vaut $0,2 \cdot 1 + 0,75 \cdot 100 \cdot 10^{-3}$ soit 265mW. Nous avons considéré que V_{ce} en saturation valait 0,2V et V_{be} en saturation 0,75V, ce sont des valeurs typiques.

Nous constatons qu'ici, contrairement à la situation où le transistor n'est pas saturé, la puissance liée au courant de base n'est plus négligeable par rapport à la puissance liée au courant collecteur. Ceci est dû au fait que la tension collecteur-émetteur est très faible lors de la saturation.

Remarque : au moment de l'allumage de l'ampoule, son filament est froid et présente une résistance bien inférieure à sa résistance à chaud ; dès lors, le courant circulant dans l'ampoule et donc dans le transistor juste après l'allumage est bien plus élevé que le 1A qui circule une fois le filament chaud ; il faut donc choisir un transistor capable d'accepter cette pointe de courant à l'allumage.

III.6 Principaux paramètres des transistors bipolaires

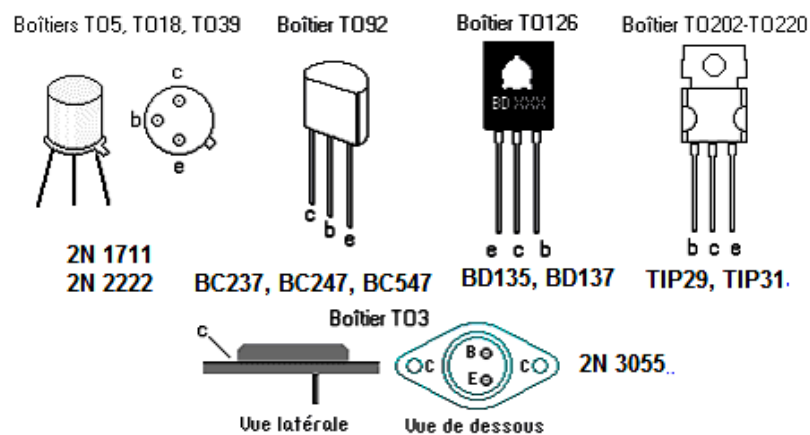
Dans la pratique, le choix d'un modèle de transistor ne dépendra que de quelques paramètres.

V_{CEMax}	Tension collecteur-émetteur maxi, ou tension de claquage. Au delà de cette tension, le courant de collecteur I_C croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.
I_{CMax}	Courant de collecteur maxi. A partir de cette valeur, le gain en courant va fortement chuter et le transistor risque d'être détruit.
$h_{FE} (\beta)$	Gain en courant (paramètre essentiel en amplification).
P_{TotMax}	Puissance maxi que le transistor pourra dissiper, donnée par la formule: $V_{CE} \times I_C$. Attention, un transistor, ça chauffe!
V_{CESat}	Tension de saturation (utile en commutation).

A titre d'exemple, voici ce qu'on peut trouver dans un catalogue de fabricant:

Type number	Package	$V_{CE\ max}$ (V)	$I_C\ max$ (mA)	P_{TOT} (mW)	$h_{FE\ min}$	$h_{FE\ max}$	f_T (MHz)
2N3904	TO-92	40	200	500	100	300	300
2N3906	TO-92	40	200	500	100	300	250
BC337	TO-92	45	500	625	100	600	100
BC547	TO-92	45	100	500	110	800	100
BD135	TO-126	45	1500	8000	40	> 40	60

"Package" signifie "boîtier": il existe de nombreuses formes de boîtier, qui sont codifiées. En voici quelques exemples:



S'agissant du brochage de tel modèle particulier, il est impératif de se reporter à sa *data sheet* ou à un catalogue.

Parmi les modèles représentés ci-dessus, les BD135, TIP140 et 2N3055 sont des transistors dits "de puissance". Le 2N3055 peut dissiper 115 watts! En revanche, leur gain en courant est limité.

Le **BC547** est sans doute l'un des transistors les plus répandus et il remplace bien souvent, sans autre forme de procès, des modèles moins courants. Si vous envisagez de constituer un stock, le BC547 et le 2N2222 sont des références à choisir en priorité.

III.7 Vérification des transistors

Multimètre utilisé en testeur de jonction (indique "1" si le circuit est ouvert).

Test d'un transistor NPN :

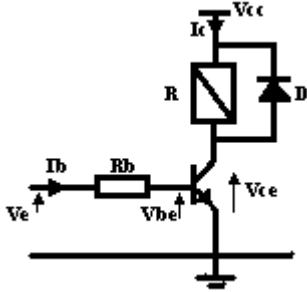
- Connecter la borne + d'un multimètre sur la base du transistor puis passer successivement la borne - sur l'émetteur et sur le collecteur. Dans ce cas, les deux jonctions sont testées en direct (affichage 0,6 V).
- Connecter la borne - du multimètre sur la base, et passer la borne + sur le collecteur puis l'émetteur. Dans ce cas, les deux jonctions sont en inverses l'indication doit être "1".

Test d'un transistor PNP :

- Connecter la borne - sur B et la borne + sur E et C → affichage 0,6 V.
- Connecter la borne + sur B et la borne - sur E et C → affichage "1".

III.8 Montages à transistor

Commande de relais :



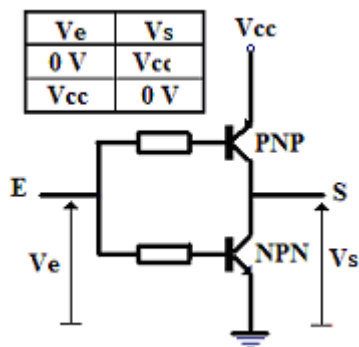
Le transistor permet de commander le relais en tout ou rien à partir du signal V_e .

$V_e \neq 0 \rightarrow I_B \neq 0 \rightarrow I_C \neq 0$ alors le relais est enclenché.

$V_e \approx 0 \rightarrow I_B = 0 \rightarrow I_C = 0$ alors le relais revient à l'état initial.

Le relais R comprend entre ses bornes un bobinage que l'on peut assimiler à une inductance L en série avec une résistance r. La diode D est une diode de roue libre qui assure la continuité du courant dans l'inductance du relais au blocage du transistor. Sans la diode D une surtension destructrice pour le transistor se produirait.

Portes logiques

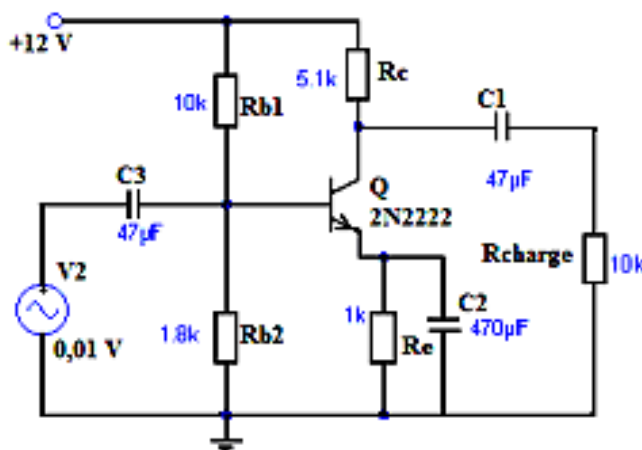


Utilisé en commutateur, le transistor permet de réaliser des fonctions très complexes.

Le montage ci-contre, associant un transistor PNP et un transistor NPN, équivaut à une porte logique NON. Lorsque la tension d'entrée V_e est nulle, le transistor NPN est bloqué, la tension de sortie V_s est égale à la tension d'alimentation. Si la tension d'entrée V_e est égale à la tension d'alimentation V_{cc} , c'est le transistor PNP qui est bloqué et alors la tension de sortie V_s est égale à 0. Ce montage est réalisé à l'aide de

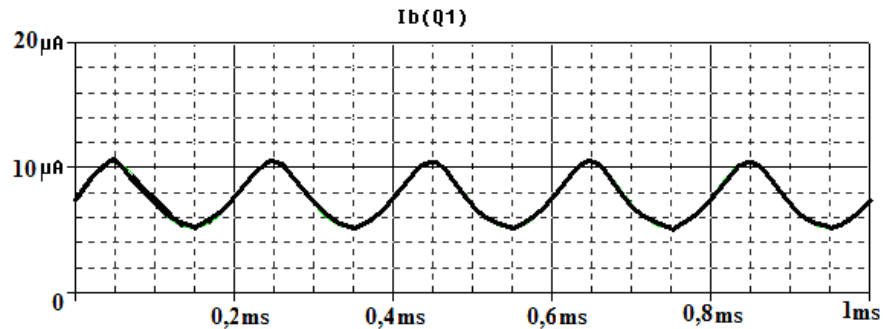
transistors complémentaires.

Amplificateurs de petit signal

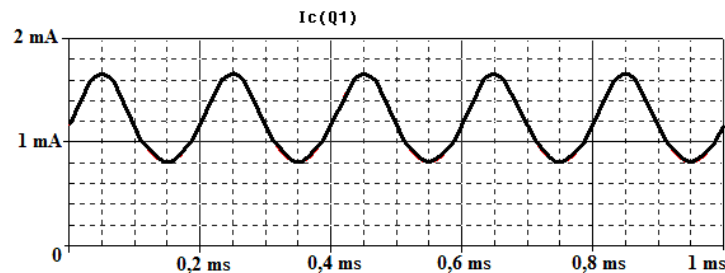


Ce schéma est un **amplificateur de petit signal**. Le transistor est un petit NPN standard référencé 2N2222. On retrouve les résistances de collecteur (R_c), d'émetteur (R_e) et du pont de base (R_{b1} et R_{b2}). Le signal à amplifier est issu d'une source de tension alternative (V_2), de forme sinusoïdale. L'amplitude de ce signal est très faible, puisqu'elle vaut 0,01 volt.

Voici l'image du courant de base I_b :



Voici à présent l'image du courant de collecteur I_c (attention au changement d'échelle pour l'axe Y!):

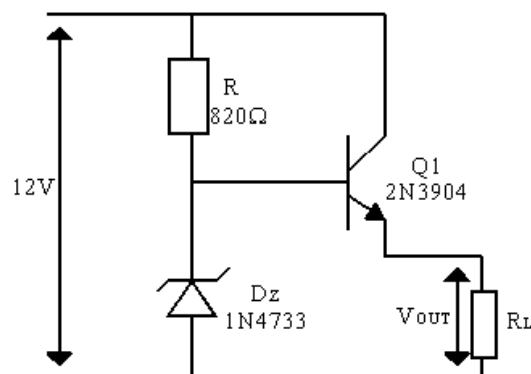


On observe une amplification de I_c par rapport à I_b (le gain en courant, ou β) de l'ordre de 150. Ce qu'il faut en définitive retenir du montage en émetteur commun, c'est qu'il procure une très bonne **amplification** du courant.

Montage stabilisateur de tension, série

$$V_R + V_Z = 12 \text{ volts}$$

$$V_{BE} = V_Z - V_{OUT}$$



Le transistor est disposé en série avec la charge. Celui appelé aussi transistor ballast se comporte comme une résistance variable dont la valeur s'adapte automatiquement aux variations qui peuvent se manifester dans le circuit de sortie que la tension de sortie se maintienne à la valeur choisie.

La résistance R_L doit être supérieure à 100Ω pour éviter de détruire le transistor série.

La diode Zener est choisie pour une tension pratiquement égale à la tension nécessaire à la charge.

Si la tension de sortie V_{OUT} tend à augmenter, la tension V_{BE} diminue, ce qui entraîne une conduction moindre du transistor en série. Mais si le transistor conduit moins, la chute de tension entre collecteur et émetteur augmente, équilibrant instantanément la variation aux bornes de la charge qui est ainsi alimentée à tension constante.

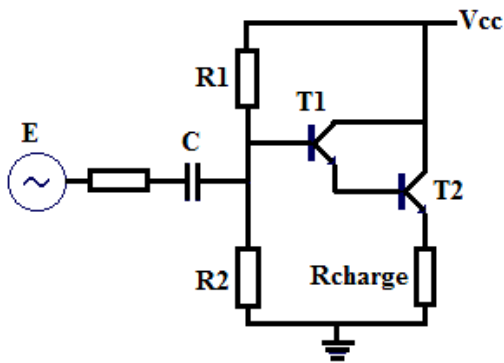
Il est nécessaire de choisir le transistor en considérant qu'il doit dissiper une puissance :

$$P = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT}$$

Pour un courant de sortie de 40 mA, le transistor doit pouvoir dissiper une puissance de :

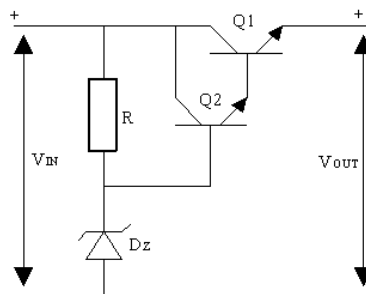
$$P = (12 - 5) \times 40 \text{ mA} = 7 \times 40 \text{ mA} = 280 \text{ mW}$$

Le montage "darlington"



Ces deux transistors ainsi montés se comportent comme un seul transistor, dont le gain β est égal au produit des gains des deux transistors. L'impédance d'entrée d'un tel montage est très grande et son impédance de sortie très faible.

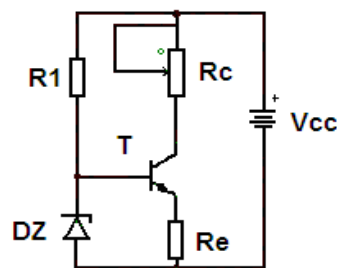
Stabilisateur à transistors en configuration Darlington



Utilisation de deux transistors : si le gain en courant du transistor ballast est trop faible, on risque de trop consommer sur la Zener et d'abaisser ainsi la référence aux consommations élevées de la charge, ce qui a pour effet d'abaisser la tension de sortie. Pour éviter cet inconvénient, on utilise généralement deux transistors en configuration darlington. Le transistor Q2 va enlever moins de courant à la Zener (β_1 fois moins car $I_{B1} = \beta_1 I_{B2}$).

Exercices corrigés :

1. Pour le circuit suivant :



On donne : $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$; $V_Z = 6,6 \text{ V}$; $R_e = 2 \text{ K}\Omega$; $V_{cc} = 15 \text{ V}$.

- a) Quel est le rôle de la résistance R_1 et comment doit-on choisir sa valeur ?
- b) Calculer le courant I_c qui circule dans la résistance de collecteur.
- c) Déterminer les valeurs minimale et maximale de la résistance de charge R_c pour lesquelles le courant I_c reste invariable ;
- d) Quel est l'intérêt de ce montage ?

Solution :

- a) La résistance R_1 sert à polariser la diode Zener dans la partie linéaire de la caractéristique inverse. Si elle est trop faible, on consomme inutilement de la puissance.
- b) Le potentiel de base vaut $V_{BM} = V_Z = V_{BE} + V_{EM}$; $V_{EM} = V_Z - V_{BE} = 6 \text{ V}$

$$V_{EM} = R_E I_E = 6 \text{ V donc } I_E = 3 \text{ mA}$$

Comme $I_B \ll I_C$ alors $I_C = I_E = 3 \text{ mA}$

c) Valeurs limites de R_C

Si $R_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC} - V_{EM} = 9 \text{ V}$. La puissance dissipée dans le transistor est égale à 27 mW.

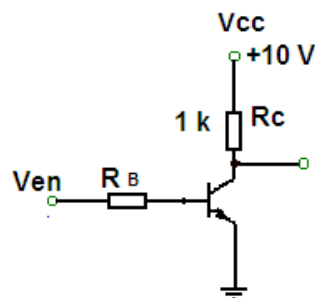
On a aussi : $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + V_{EM}$. Comme V_{CE} ne peut devenir négatif, ($V_{CE} \cong 0$ pour un transistor saturé), la valeur maximale du produit $R_C I_C$ est 9 V.

La valeur maximale de R_C est donc 3 k Ω . Pour des valeurs supérieures, le courant I_C va devenir inférieur à 3 mA.

d) Générateur de courant constant

2. Pour le circuit à transistor de la figure suivante :

- a) Quelle est la valeur de V_{CE} lorsque $V_{en} = 0 \text{ V}$?
- b) Quelle doit être la valeur minimale de I_B pour saturer le transistor si $\beta = 200$?
- c) Calculez la valeur maximale de R_B lorsque $V_{en} = 5 \text{ V}$. On donne $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$.



Solution :

a) Lorsque $V_{EN} = 0 \text{ V}$, le transistor est en blocage et $V_{CE} = V_{CC} = 10 \text{ V}$.

b) Lorsque le transistor est saturé, $V_{CE} \cong 0 \text{ V}$, donc :

$$I_{C(\text{sat})} \cong V_{CC} / R_C = 10 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA.}$$

$$I_{B(\text{min})} = I_{C(\text{sat})} / \beta = 10 \text{ mA} / 200 = 50 \mu\text{A.}$$

C'est la valeur de I_B nécessaire pour atteindre le seuil de saturation du transistor.

Si l'on dépasse cette valeur de I_B , on sature davantage le transistor mais sans augmenter la valeur de I_C .

c) Lorsque le transistor est saturé $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$. La tension aux bornes de R_B est :

$$V_{RB} = V_{EN} - 0,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

En utilisant la loi de l'Ohm, pour déterminer la valeur maximale de R_B requise afin de permettre une valeur I_B maximale de 50 μA :

$$R_{B(\text{max})} = V_{RB} / I_B = 4,3 \text{ V} / 50 \mu\text{A} = 86 \text{ k}\Omega$$

IV. Transistor à effet de champ

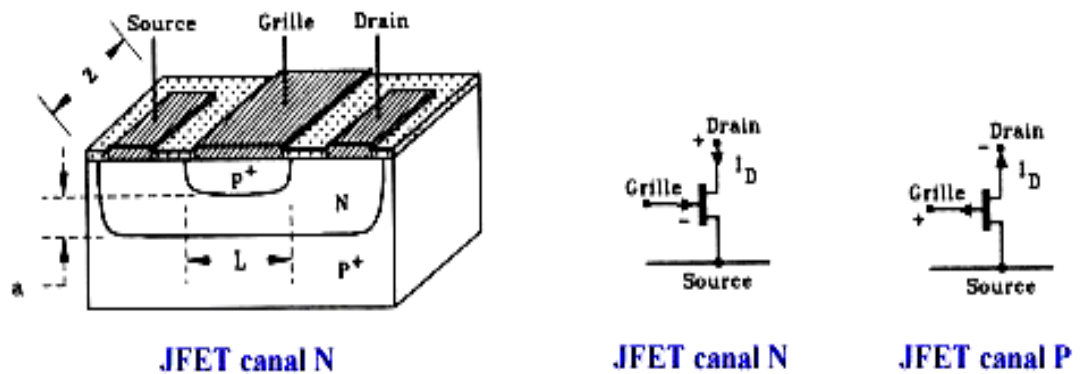
Le transistor bipolaire fait intervenir deux types de porteurs (les trous et les électrons), le transistor unipolaire (encore appelé TEC) ne fait intervenir qu'un seul type de charges, soit les trous, soit les électrons.

Pour les transistors à effet de champ (**TEC** ou **FET** Field Effet Transistor), le passage du courant à travers un canal continu reliant la source au drain est en fait contrôlé par le champ créé par une troisième électrode, la grille située sur le canal. Dans la version **MOS** (métal oxyde semi-conductor), de ce type de transistors, la grille est une mince couche d'aluminium séparée par un isolant du canal. Les transistors à effet de champ sont facilement miniaturisables et permettent des amplifications élevées.

IV.1. Transistors à effet de champ à jonction (JFET)

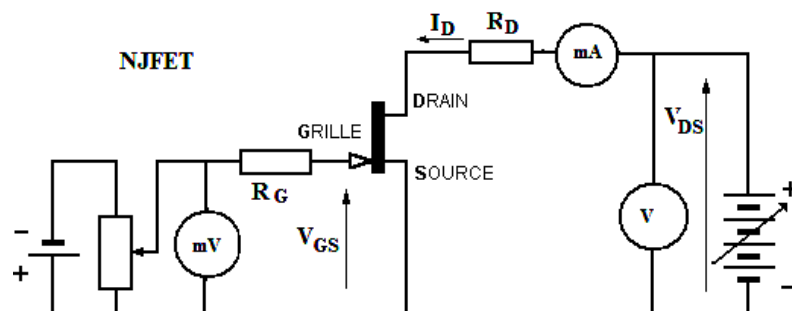
Structure et symboles

La structure d'un transistor JFET à canal N et les symboles des deux types de JFET sont présentés sur la figure suivante :



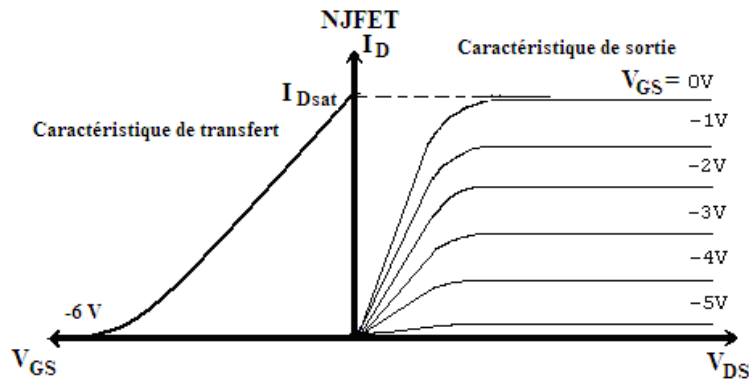
Une couche n est déposée sur un substrat p fortement dopé (p⁺). Ensuite on forme une jonction de grille p⁺ sur le dessus du cristal. Un contact est pris de part et d'autre de la grille, ce sont les sorties **source** et **drain**. On relie la grille et le substrat à la masse.

Fonctionnement



Si une faible tension positive V_{DS} est appliquée entre le drain et la source, un courant va circuler à travers la zone n. On sait qu'une jonction polarisée en inverse présente une zone désertée dont l'épaisseur est fonction de la tension inverse. Lorsque l'on augmente V_{DS} , le courant diminue car l'épaisseur de la zone désertée augmente et la résistance du canal augmente. Si on augmente encore V_{DS} , les deux zones désertées se rejoignent, le canal est saturé. La chute de tension est $V_{DS\text{ sat}}$ et le courant est $I_{D\text{ sat}}$.

Lorsque la grille est polarisée en inverse, c'est à dire négative pour un canal n, les zones désertées se rapproche encore plus vite la saturation se produit pour I_D plus faible. On obtient les courbes $I_D = f(V_{DS}) \rightarrow$ caractéristique de sortie
Les courbes $I_D = f(V_{GS})$ pour $V_{DS} = \text{Constante}$ représentent les caractéristiques de transfert.



Le NJFET ne peut fonctionner qu'en appauvrissement avec une grille négative. Si elle devenait positive, les jonctions p - n passantes créeraient un courant important qui détruirait le JFET.

Avantage des transistors JFET

Tension de commande V_{GS} : -1 à -7,5 V

V_{DS} : 25 à 30 V

$I_{D\text{ max}} = I_{DSS}$: 200 à 300 mA

Résistance d'entrée très élevée (jonction en inverse)

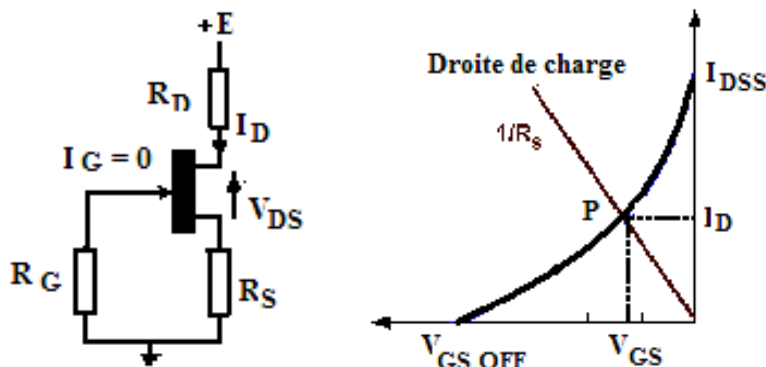
Pente I_D / V_{GS}

Coefficient de température : légèrement négatif

Gamme de fréquence : modèles silicium jusqu'à 100 MHz ; 20GHz en Arséniure de gallium.

Polarisation des transistors à effet de champ

a) Polarisation automatique

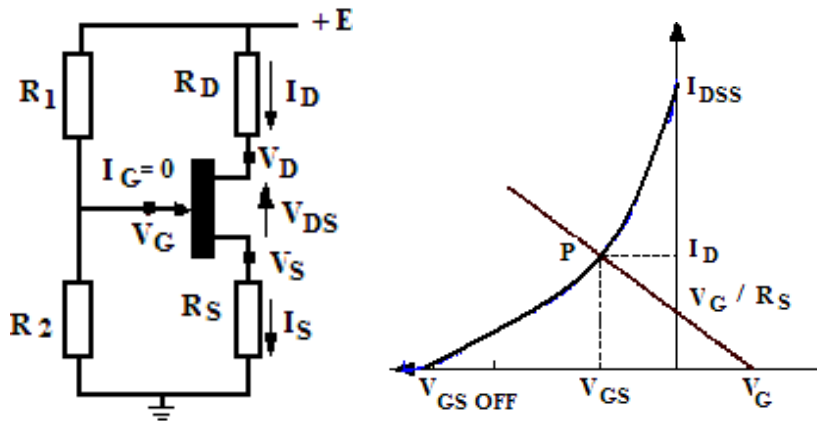


La grille est reliée à la masse par une résistance R_G de grande valeur, donc $I_G = 0$ et le potentiel de grille est nul. On peut écrire : $V_{GS} = V_{GM} - V_{SM} = -R_S I_D$

$$V_{DS} = E - (R_S + R_D) I_D$$

Le point de fonctionnement P se trouve à l'intersection de $I_D = -V_{GS} / R_S$ avec la caractéristique du transfert, est il a les coordonnées V_{GS} et I_D (figure ci-dessus).

b) Polarisation par pont diviseur



Le potentiel appliqué à la grille est : $V_{GM} = R_2 / (R_1 + R_2)$

Le potentiel de la source est $V_{SM} = R_S I_D$, on sait que $V_{SM} = V_{GM} - V_{GS}$ donc

$$I_D = (V_{GM} - V_{GS}) / R_S$$

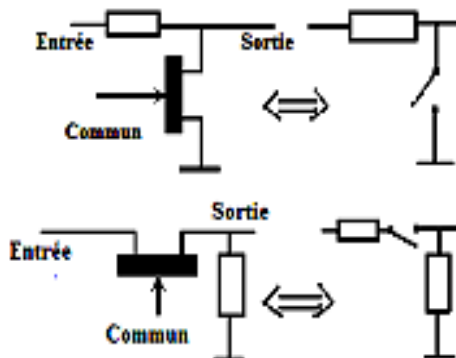
Il en résulte quelques éléments intéressants:

- grande impédance d'entrée 10^6 à 10^{15} ohms
- courant d'entrée très faible et même négligeable le plus souvent
- dérive en température inverse de celle des transistors bipolaires permettant d'envisager une compensation des dérives
- emploi possible comme transducteur car ils sont sensibles à la lumière, aux contraintes mécaniques ainsi qu'aux champs magnétiques.

Ils seront souvent employés comme étage d'entrée d'un amplificateur en raison de leur très grande impédance d'entrée.

Applications spécifiques des transistors à effet de champ

a) Interrupteur analogique

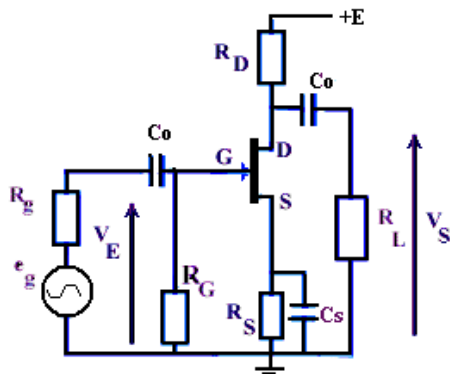


On considère un FET dont la source est à la masse. Pour une tension V_{GS} nulle, le transistor étant saturé présente une résistance R_{DS} faible (\approx).

Si par contre V_{GS} est très négatif le transistor sera bloqué et la résistance R_{DS} très grande.

b) Amplificateur

L'amplificateur typique, souvent utilisé comme étage d'entrée d'un amplificateur à plusieurs étages est représenté sur la figure suivante :



Dans cet étage d'amplification on distingue plusieurs condensateurs dont la valeur sera choisie de telle sorte qu'on puisse les considérer comme équivalent à des court-circuits aux fréquences considérées. Ainsi on admettra que $1/C_0\omega \ll R_G + R_g$, de même $1/C_S\omega \ll R_S$. En outre il sera nécessaire que la composante alternative v_{SM} (entre source et masse) soit inférieure à v_{GS} . Ce qui implique $1/C_S\omega \ll 1/g_m$.

En régime continu on a les équations: $V_{GS} = -R_G I_G - R_S I_D$ soit sensiblement $-R_S I_D$
 $E = (R_S + R_D) I_D + V_{DS}$
 $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_{GSoff})^2$

Les caractéristiques fondamentales de l'amplificateur sont :

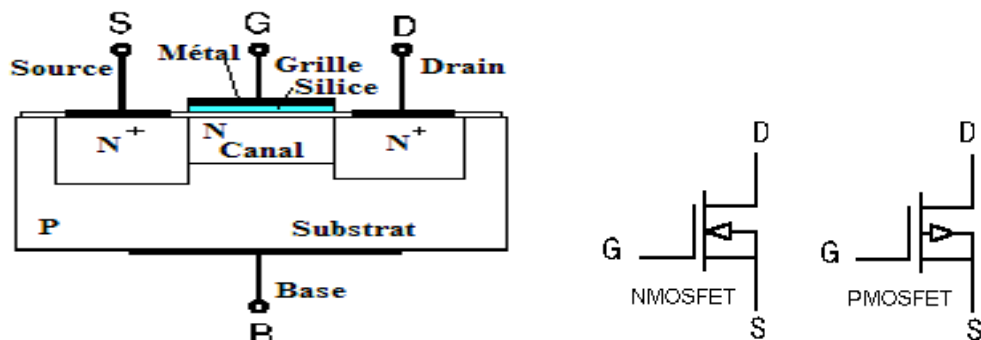
- sa résistance d'entrée $R_e = R_G$ quelques $M\Omega$
- le gain en tension $A_v = -g_m R_D R_L / (R_D + R_L)$ quelques dizaines
- le gain en courant $A_i = g_m R_D R_G / (R_D + R_L)$ plusieurs milliers
- la résistance de sortie sensiblement R_D environ $1k\Omega$

IV.2. Transistors « Métal Oxyde (MOSFET)

En 1930, L. Lilienfeld de l'Université de Leipzig dépose un brevet dans lequel il décrit un élément qui ressemble au transistor MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur) actuel. Cependant, ce n'est que vers 1960 que, la technologie ayant suffisamment évolué, de tels transistors peuvent être réalisés avec succès. **Aujourd'hui le transistor MOS constitue, par sa simplicité de fabrication et ses petites dimensions, l'élément fondamental des circuits intégrés numériques à large échelle.**

Structure et symboles – transistor MOS à canal diffusé

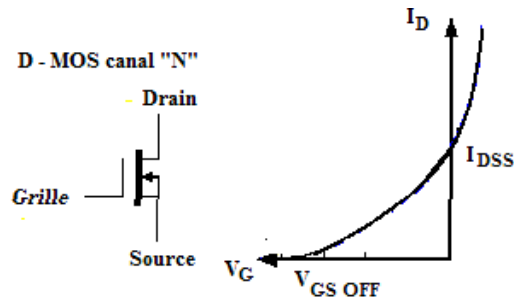
Pour ce dispositif un canal réel est créé entre la source S et le drain D, la grille G est déposée sur une couche métallique.



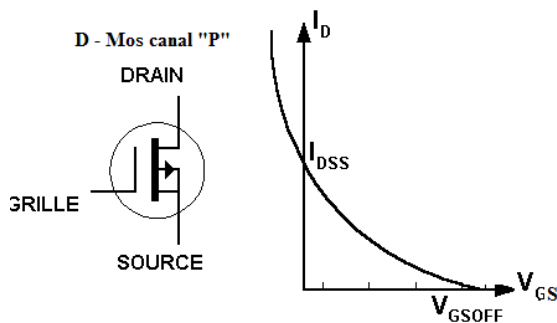
Fonctionnement

Sous l'action de la tension drain – source, pour un potentiel V_{GS} nul, un courant I_D circule dans le canal. Sa section diminue quand on se rapproche de drain. Pour V_{GS} négatif, par effet capacitive, on induit des charges positives dans le canal ce qui détermine des recombinaisons : le nombre des électrons diminue et la conduction du canal diminue. Le potentiel du canal est d'autant plus positif que l'on se rapproche du drain. Au contraire si V_{GS} est positif la zone appauvrie en porteurs régresse dans le canal et le courant de drain augmente. **Selon la valeur de la tension grille-source , la canal est plus ou moins conducteur.**

Caractéristiques de transfert



- **D : déplétion (appauvrissement)**
- **canal N = porteurs : électrons**
- **V_{GS} contrôle densité porteurs dans le canal**
- **Normal "ON"**
- **$V_{GS} < 0$**



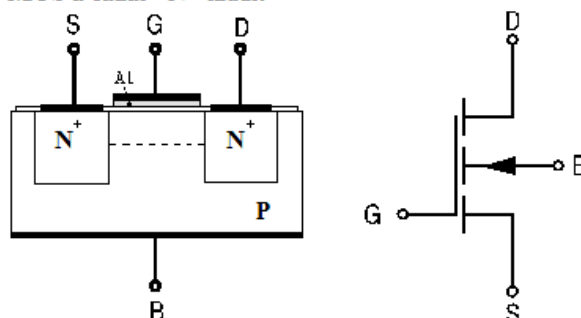
- **Déplétion (Appauvrissement)**
- **canal P = porteurs trous**
- **V_{GS} contrôle densité des trous dans le canal**
- **Normal "ON"**
- **$V_{GS} > 0$**

L'expression du courant de drain est :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS\ OFF}} \right)$$

Structure et symboles – transistor MOS à canal induit

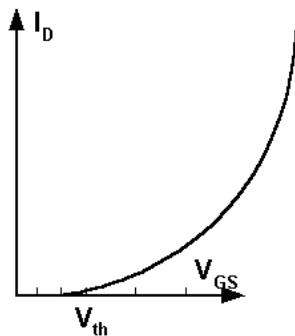
MOS à canal "N" induit



Pour ce type de transistor il n'y a pas de canal créé lors de la fabrication. Pour des tensions V_{GS} négatives, la jonction drain-substrat est bloquée et le courant de drain $I_D = 0$. Si V_{GS} est assez positif on a les conditions pour la formation d'une couche conductrice entre drain et la source, donc $I_D \neq 0$. Cette couche se comporte comme une zone « N » qui est induite dans la zone « P » par inversion de la population des porteurs. La tension de seuil minimale pour induire un canal est notée V_{th} .

- canal N = porteurs : électrons
- V_{GS} contrôle la densité des porteurs dans le canal
- Normal "OFF"
- $V_{GS} > V_{th} \rightarrow$ Tension de seuil

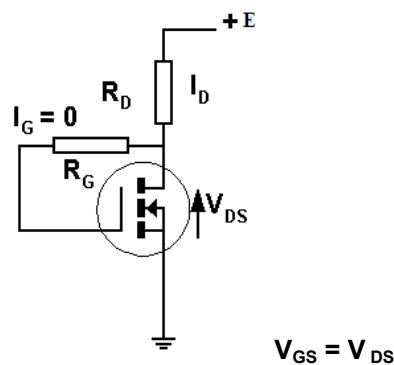
Caractéristique de transfert



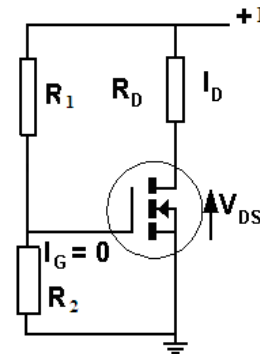
L'expression du courant de drain : $I_D = K (V_{GS} - V_{th})^2$

Polarisation

Par rétroaction de drain



Par pont résistive



Avantages des transistors MOS

- La résistance d'entrée très grande $R_e \approx 10^{12} \Omega$;
- Ce type de transistor est simple à fabriquer et peut être onéreux ;
- La densité d'intégration dépasse 10^7 transistors sur une seule puce.

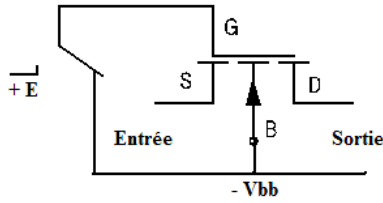
Inconvénients des transistors MOS

Très sensible aux charges statiques qui peuvent percer le diélectrique de la grille de commande. Ils doivent être manipulés en prenant soin de réunir leurs électrodes à la masse de ne pas les tenir à la main sans avoir pris soin de se décharger sur un support métallique et d'utiliser un fer à souder basse tension ou de le débrancher du secteur avant de les souder.

Applications spécifiques des transistors MOS

Les transistors MOS sont utilisés en amplification et en commutation.

Commutateur série :



Si $U_{GB} = V_{bb} < 0$ le MOS est bloqué, la résistance $R_{DS} > 10^{10} \Omega$ ce qui correspond à un circuit ouvert.

Si $U_{GB} = E > 0$ est grand, le MOS est conducteur et R_{DS} vaut quelques ohms, ce qui correspond à un circuit fermé.

Le transistor constitue un relais statique dont la puissance de

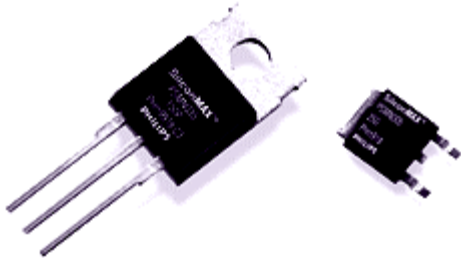
commande est négligeable.

Pour les applications de commutation on préfère utiliser des paires des transistors MOS complémentaires dits « CMOS ».

Ces commutateurs sont beaucoup utilisés dans la construction des hacheurs de signaux et dans les multiplexeurs (circuits qui permettent de relier successivement plusieurs signaux à l'entrée d'un même dispositif).

Les transistors MOS sont aussi utilisés en commutation logique pour la réalisation des portes logiques.

Aspect physique :



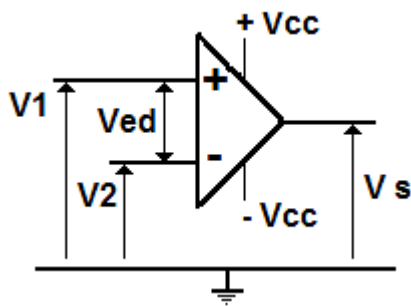
V. Amplificateurs opérationnels (AOP)

Un **amplificateur opérationnel** (AOP, ou *OpAmp* en anglais) est un **circuit intégré** dont la fonction de base est, comme son nom le suggère, l'**amplification**. Il est en outre "opérationnel" en ce sens qu'il permet de réaliser des fonctions de type "arithmétique" (inversion, addition, soustraction...).

L'amplificateur opérationnel est un type de circuit intégré caractérisé par son **haut gain** et par sa **versatilité**. À cause de cette versatilité et de sa facilité d'application, l'amplificateur opérationnel est devenu l'un des circuits intégrés les plus répandus. Les amplificateurs opérationnels sont conçus pour **être utilisés avec des composants externes** afin de pouvoir produire les fonctions de transfert désirées.

V.1. Symbole, notations, caractéristiques

AOP est un composant comportant deux entrées et une sortie et en règle générale, les AOP requièrent une alimentation symétrique (positive et négative). L'entrée notée « + » est dite **non inverseuse** et l'entrée notée « - » est dite **inverseuse**.



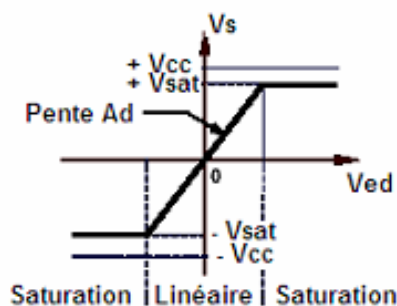
Notations :

- Alimentation double $\pm V_{cc}$ (de 3 à 50 V) souvent, mais pas nécessairement, symétrique
- 2 entrées : une marquée « + », influence non inverseuse l'autre marquée « - », influence inverseuse
- Application des tensions V_1 (sur +) et V_2 (sur -)
- Tension d'entrée différentielle : $V_{ed} = V_1 - V_2$
- La sortie délivrant la tension « V_s »
- Coefficient d'amplification : A_d

Caractéristiques de l'AOP idéal

Un AOP est considéré comme idéal si on considère son gain infini, l'impédance d'entrée infinie et la résistance de sortie nulle.

a) Amplification différentielle



Caractéristique de transfert en tension $V_s = f(V_{ed})$

Caractéristique $V_s = f(V_{ed})$, on relève 2 domaines :

· **Domaine linéaire** : $V_s = Ad \rightarrow V_{ed}$ où Ad est l'amplification différentielle, très grande ($>10^5$) donc tendant vers $+\infty$. Dans ce cas, L'AOP est dit « idéal ». L'indication « ∞ » remplace Ad .

· **Zones de saturation** : $V_s = cte = V_{sat+}$ ou V_{sat-} , les tensions de saturation, très proches de la tension d'alimentation si bien que : $V_s = \pm V_{cc}$. [1]

b) Impédance et courants d'entrée

Les impédances des deux entrées sont très élevées ($\rightarrow \infty$) : **les courants d'entrée sont nuls** : $V_1 - V_2 = V_{ed} = 0$ et $i^+ = i^- = 0$

Conséquence : Si la tension d'entrée n'est pas nulle, la tension de sortie prend sa valeur maximale qui est la tension de saturation de l'amplificateur.

$$V_s = + V_{sat} \text{ si } V_{ed} > 0 ; V_s = - V_{sat} \text{ si } V_{ed} < 0$$

c) Impédance de sortie

L'impédance de sortie de l'AOP est nulle: la **tension V_s est indépendante du courant extrait**

Donc : *Un AOP idéale utilisé avec une réaction négative fonctionne en régime amplificateur - ses deux entrées sont alors au même potentiel.

*Si on utilise AOP idéale avec une réaction positive, il fonctionne en régime de saturation - les potentiels des l'entrées peuvent être différents.

En pratique, nous verrons que l'amplificateur opérationnel réel présente des défauts par rapport à l'idéalisation que constitue l'AOP, mais le modèle de ce dernier est suffisant pour étudier la plupart des montages simples sans faire des calculs laborieux et inutiles : en effet, du point de vue impédances et gains, et sauf à utiliser les composants à leurs limites, les amplis réels sont suffisamment près des AOP pour qu'on fasse les approximations avec une erreur minime Seul le comportement fréquentiel pose vraiment problème par rapport au modèle idéal.

V.2 Fonctionnement d'un système bouclé

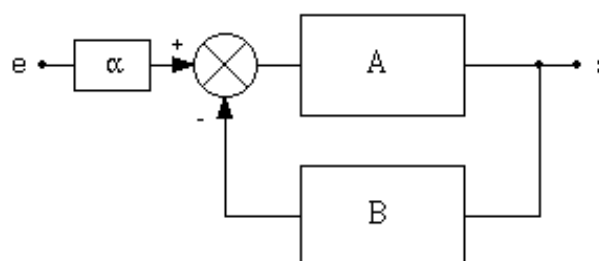
Tous les montages fondamentaux vont être étudiés avec les hypothèses relatives au modèle d'AOP parfait telles que décrites précédemment.

Dans ces hypothèses, on a vu que le gain en tension différentiel tendait vers l'infini : cela implique que la tension d'entrée différentielle ($V_+ - V_-$) va devoir tendre vers 0 pour que la tension de sortie soit finie.

Une grande conséquence de ceci est qu'on n'utilisera (quasiment) jamais un amplificateur opérationnel en boucle ouverte pour un fonctionnement linéaire ; on l'utilisera toujours avec une contre réaction, soit en boucle fermée : on réinjectera une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (retour du signal en opposition de phase). Nous allons maintenant étudier quelques rudiments de la théorie des systèmes bouclés pour mieux comprendre le fonctionnement des montages classiques utilisant des AOP.

Schéma bloc d'un système bouclé.

On peut représenter un système bouclé à une entrée et une sortie de la manière suivante :



Systeme bouclé.

Le signal est d'abord atténué en passant dans le bloc de fonction de transfert α (qui dans beaucoup de cas est égale à l'unité : on peut alors supprimer ce bloc), et arrive ensuite dans un mélangeur différentiel.

Dans ce mélangeur, une fraction du signal de sortie est soustraite du signal d'entrée atténué. Le tout est multiplié par la fonction de transfert du bloc A. On obtient l'équation suivante :

$$s = A(\alpha \cdot e - B \cdot s) \quad [2]$$

On peut en tirer le rapport $H=s/e$, qui est la fonction de transfert du système bouclé :

$$H = \frac{s}{e} = \frac{\alpha \cdot A}{1 + A \cdot B} \quad [3]$$

Le produit AB est le **gain de boucle** du système ; dans un système bouclé, on cherche à ce qu'il soit le plus grand possible de manière à ce que H dépende très peu de A . En effet, si $AB \gg 1$, on peut écrire :

$$H = \frac{s}{e} \cong \frac{\alpha}{B} \quad [4]$$

Si α et B sont bien maîtrisés (ce sont la plupart du temps des réseaux constitués de composants passifs de précision correcte), la fonction de transfert H ne dépendra quasiment plus de la fonction de transfert A , qui pourra être assez imprécise, pourvu que sa valeur soit élevée. On réalise un asservissement de la sortie à l'entrée au facteur α/B près.

Deux autres avantages (que nous ne démontrerons pas ici) concernent les impédances d'entrée et de sortie :

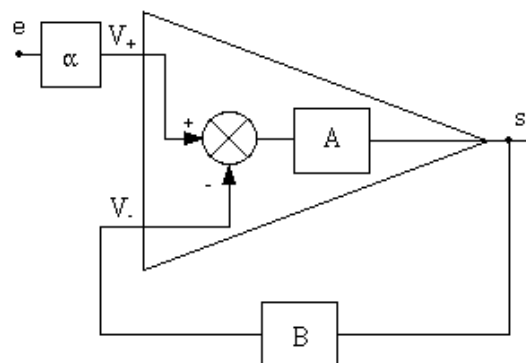
- l'impédance différentielle d'entrée est multipliée par le gain de boucle.
- l'impédance de sortie est divisée par le gain de boucle.

Ces deux propriétés sont importantes, car elles vont permettre d'améliorer les performances apparentes des amplificateurs réels, et donc de justifier encore mieux le fait qu'on utilise le modèle de l'AOP pour faire les calculs.

V.3 Application à l'AOP.

Le fonctionnement en asservissement tel que décrit précédemment va convenir idéalement aux amplificateurs opérationnels : ceux-ci présentent un gain en tension très élevé, mais défini à un facteur trois ou quatre près sur un lot de composants et en fonction des conditions d'utilisation (charge, température...). Le fait de les boucler va permettre de s'affranchir de leurs imperfections.

L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain. On peut reprendre le schéma général d'un système bouclé et l'adapter à son cas.



L'AOP bouclé.

Ce montage appelle quelques commentaires :

- La fonction de transfert A est le gain différentiel de l'amplificateur (infini pour un AOP, très grand et dépendant de la fréquence pour un ampli réel).
- Les blocs α et B sont des quadripôles (donc munis de deux entrées et de deux sorties) ; dans le cas des montages à AOP, ces quadripôles ont en fait une entrée et une sortie reliées à la masse : elles ne sont pas représentées sur les schémas blocs.
- Si le signal d'entrée e rentre (via le bloc α) sur l'entrée V_- , il faudra rajouter un signe - à α pour que les équations précédentes soient vérifiées.

On a vu que dans le cas de l'AOP, le gain A est infini. Le gain de boucle sera donc lui aussi infini, et à la sortie du mélangeur différentiel, on va avoir un signal qui tend vers 0 pour que le signal de sortie s ait une valeur finie.

L'amplificateur ne va pas amplifier le signal proprement dit, mais l'écart entre l'entrée et la sortie qui va donc copier fidèlement l'entrée au facteur α/B près. On parle alors d'amplificateur d'erreur.

Calcul des montages à AOP.

Il existe deux alternatives pour calculer les montages à amplificateurs opérationnels : utiliser la loi d'Ohm, ou les traiter par la méthode des schémas-blocs.

Pour la suite du cours, les montages (qui sont des montages de base, donc simples) seront calculés à l'aide de la loi d'Ohm ; toutefois, pour illustrer au moins une fois le calcul par schéma blocs, nous allons traiter l'amplificateur inverseur par cette méthode.

Pour des montages un peu compliqués, la loi d'Ohm (et ses dérivés : théorème de superposition, Thévenin...) donnent assez vite des mises en équation laborieuses ; de plus, si on veut prendre en ligne de compte le comportement fréquentiel de l'amplificateur réel, les calculs deviennent trop complexes et peu intelligibles.

On calculera alors les montages par la méthode des blocs. Cette méthode est aussi très pratique dans le cas de calcul de fonctions de transferts à l'aide d'outils informatiques : le problème est bien décomposé et donc plus facile à simuler.

Montages de base à amplificateur opérationnel

Dans "amplificateur opérationnel", il y a deux mots :

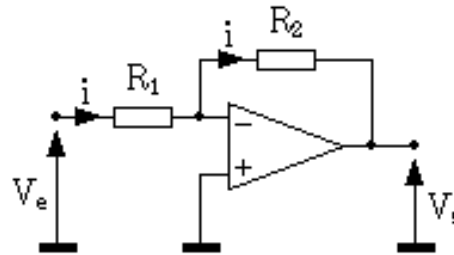
- **amplificateur** : c'est la fonction de base de ce composant ; on va étudier plusieurs montages amplificateurs de base.
- **opérationnel** : les caractéristiques de cet ampli nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques telles que dérivée, intégrale, Log... Ces fonctions ont autrefois (il y a 25 ans !) été utilisées dans des calculateurs analogiques, et permettaient notamment de résoudre des équations différentielles, et ainsi de simuler des réponses de systèmes physiques divers (mécaniques, acoustiques...). D'où le nom "opérationnel". Nous étudierons les fonctions opérationnelles de base.

V.3.1 Les applications linéaires de l'AOP

Amplificateurs de tension

a) Amplificateur inverseur

C'est le montage de base à amplificateur opérationnel (voir la figure ci-dessous). L'entrée non inverseuse est reliée à la masse ; le signal d'entrée est relié à l'entrée inverseuse par une résistance R_1 , et la sortie est reliée à cette entrée par une résistance R_2 .



Amplificateur inverseur.

Calcul par la loi d'ohm :

La mise en équation est très simple, et s'appuie sur les conditions vues lors de la définition de l'AOP :

- les impédances d'entrée étant infinies, il n'y a pas de courant qui rentre dans l'entrée inverseuse (V_-) ; par conséquent, tout le courant i arrivant dans R_1 ira par R_2 vers la sortie de l'AOP.
- Le gain A_{vd} est infini ; dans ces conditions, $(V_+ - V_-)$ va tendre vers 0.

De cette dernière constatation, on peut tirer une équation simplissime, mais fondamentale, et toujours vraie en fonctionnement linéaire :

$$V_+ = V_- \quad [5]$$

Comme V_+ est à la masse, V_- se retrouve au même potentiel : comme ce point n'est pas relié physiquement à la masse, on parle de masse virtuelle ; pratiquement, et du point de vue calcul, tout se passe comme si V_- était vraiment relié à la masse.

Ces constatations étant faites, le calcul du gain en tension est un jeu d'enfant :

$$V_e = R_1 i \quad [6]$$

$$V_s = -R_2 i \quad [7]$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad [8]$$

On fera attention à l'expression [7] : la tension et le courant sont dans le même sens, d'où le signe « - ». **Le gain en tension est donc négatif**, et sa valeur ne dépend que des deux résistances R_1 et R_2 , qui peuvent être très précises : contrairement aux montages à transistors, le résultat va être fiable et répétable !

Le calcul de l'impédance d'entrée est aussi simple :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} \quad [9]$$

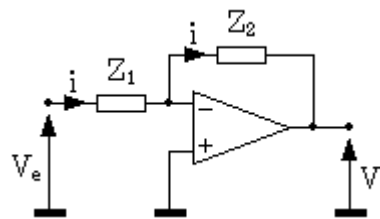
$$Z_e = R_1 \quad [10]$$

On voit ici les limites de ce montage amplificateur : pour obtenir un fort gain en tension, il faut augmenter R_2 et diminuer R_1 ; or, on va de ce fait diminuer l'impédance d'entrée. Comme celle-ci devra rester suffisamment grande et que d'autre part, on ne peut pas augmenter R_2 au delà de quelques $M\Omega$ (problèmes de bruit, les imperfections des amplis réels deviennent sensibles...), le gain sera limité et ne pourra pas trop dépasser quelques centaines, ce qui est déjà très bon !

L'impédance de sortie sera nulle, comme celle de l'AOP, et comme celle de tous les autres montages basés sur un AOP :

$$Z_s = 0 \quad [11]$$

Généralisation à des dipôles quelconques



Amplificateur inverseur généralisé.

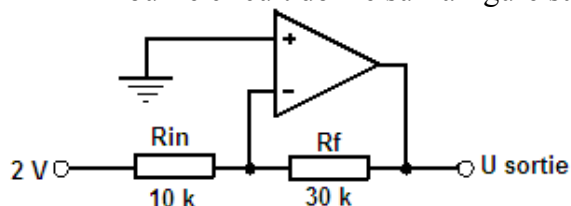
On a précédemment établi un résultat pour deux résistances R_1 et R_2 ; on peut appliquer ce résultat à n'importe quels dipôles d'impédances Z_1 et Z_2 . **La condition que Z_1 et Z_2 soient des dipôles est fondamentale.** Le gain en tension est le suivant :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad [15]$$

Ceci ouvre la voie à toute une panoplie de filtres et correcteurs en fréquence divers et variés ; le gros avantage de l'AOP par rapport à des circuits purement passifs, c'est qu'on va pouvoir amplifier le signal à certaines fréquences, et non plus seulement l'atténuer, ce qui offre des débouchés nouveaux et intéressants.

Exercices résolus :

1. Pour le circuit donné sur la figure suivante déterminer A_v , U_{sortie} , $Z_{\text{entrée}}$, $U_{R_{in}}$ et U_{R_f}



Solution: $A_v = -R_f / R_{in} = -30k / 10k = -3$

$$U_{\text{sortie}} = A_v \times U_{\text{entrée}} = -3 \times 2V = -6V$$

$Z_{\text{entrée}} = R_{\text{in}} = 10\text{k}$

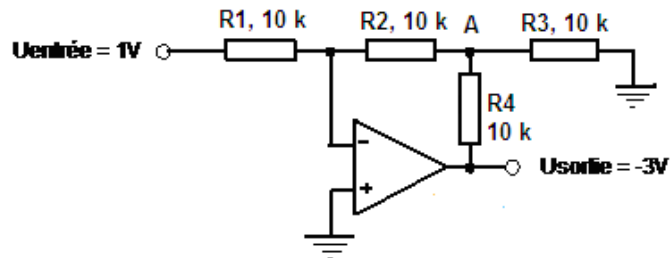
$U_{R_{\text{in}}} = 2\text{V}$

$I_{R_{\text{in}}} = 2\text{V} / 10\text{k} = 200\mu\text{A} = I_{R_f}$

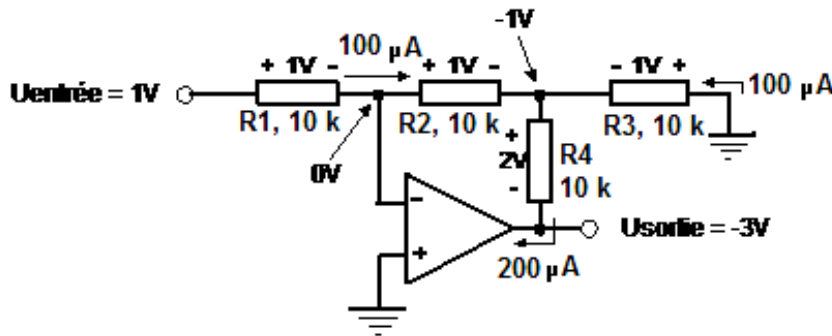
$U_{R_f} = 200\mu\text{A} \times 30\text{k} = 6\text{V}$

2. Pour le montage inverseur avec circuit complexe donné sur la figure suivante déterminer :

U_{R1} et I_{R1} , U_{R2} et I_{R2} , potentiel au point A, U_{R3} et I_{R3} , U_{R4} et I_{R4} et U_{sortie} .



Solution :



$U_{R1} = U_{\text{entrée}} = 1\text{V}$

$I_{R1} = 1\text{V} / 10\text{k} = 100\mu\text{A}$

$I_{R2} = I_{R1} = 100\mu\text{A}$

$U_{R2} = 10\text{k} \times 100\mu\text{A} = 1\text{V}$

Par Kirchhoff : $U_A = -1\text{V}$

$U_{R3} = 1\text{V}$

$I_{R3} = 1\text{V} / 10\text{k} = 100\mu\text{A}$

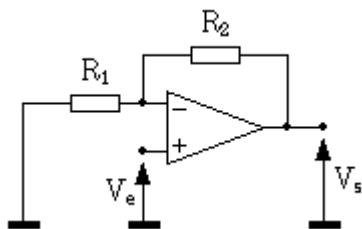
$I_{R4} = I_{R2} + I_{R3} = 100\mu\text{A} + 100\mu\text{A} = 200\mu\text{A}$

$U_{R4} = 200\mu\text{A} \times 10\text{k} = 2\text{V}$

$U_{\text{sortie}} = U_A - U_{R4} = -1\text{V} - 2\text{V} = -3\text{V}$

b) Amplificateur non inverseur.

L'amplificateur non inverseur est le deuxième amplificateur de base.



Amplificateur non inverseur

Pour calculer le gain en tension, on va se servir de l'équation [5] et en déduire :

$V_e = V_s \quad [16]$

R_2 et R_1 forment un pont diviseur entre V_s et V_e , soit :

$$V_e = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [17]$$

On en tire :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad [18]$$

Le gain est non seulement positif (ampli non inverseur), mais il est aussi toujours supérieur à 1, alors que l'ampli non inverseur autorisait un gain (en valeur absolue) inférieur à 1, soit une atténuation. Notons que pour un ampli, cette caractéristique n'est pas trop gênante...

Pour ce qui est de l'impédance d'entrée, on attaque directement l'entrée de l'ampli : elle sera donc infinie dans le cas d'un AOP, et très grande dans tous les cas ; de plus, elle ne dépend pas du gain choisi, ce qui laisse plus de latitude dans le choix de R_1 et R_2 pour régler le gain que dans le cas du montage inverseur. L'impédance de sortie est nulle :

$$Z_e = \infty \quad [19]$$

$$Z_s = 0 \quad [20]$$

On a donc ici un ampli qui présente des caractéristiques idéales ! En pratique, seul le comportement en fréquence de l'amplificateur opérationnel réel viendra ternir le tableau.

On notera la simplicité de mise en œuvre du montage, comparé à un étage à transistor : impédances idéales, gain ajustable à loisir et de façon précise, voire réglable par un simple potentiomètre, transmission de signaux continus, tout ceci avec un seul amplificateur opérationnel (généralement en boîtier 8 broches) et deux résistances !

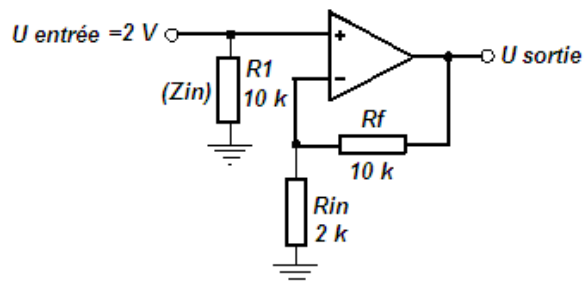
Tout comme pour l'amplificateur inverseur, une généralisation de ce montage est faisable avec n'importe quels dipôles d'impédance Z_1 et Z_2 remplaçant respectivement les résistances R_1 et R_2 .

L'expression du gain devient :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad [21]$$

Exercices résolus:

1. Pour le circuit donné sur la figure suivante déterminer A_v , U_{sortie} , U_{Rin} et U_{Rf}



Trouver U_{Rin} à l'aide du diviseur de tension.

Solution

$$A_v = (R_f / R_{in}) + 1 = (10\text{k} / 2\text{k}) + 1 = 6$$

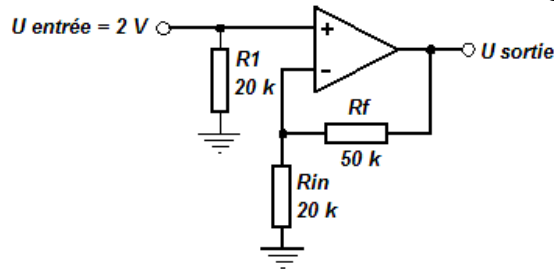
$$U_{\text{sortie}} = A_v \times U_{\text{entrée}} = 6 \times 2\text{V} = 12\text{V}$$

$$U_{\text{Rin}} = U_{\text{entrée}} = 2\text{V}$$

$$U_{\text{Rf}} = U_{\text{sortie}} - U_{\text{Rin}} = 12\text{V} - 2\text{V} = 10\text{V}$$

$$U_{\text{Rin}} = 12\text{V} \times 2\text{k} / (10\text{k} + 2\text{k}) = 2\text{V}$$

2. Pour le circuit donné sur la figure suivante calculer A_v , U_{sortie} et $Z_{\text{entrée}}$

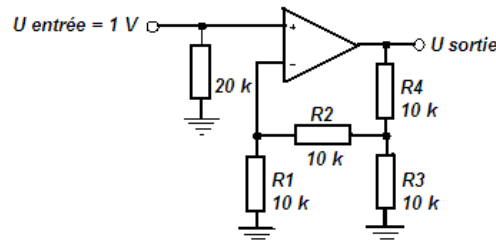


Solution

$$A_v = (50k / 20k) + 1 = 3.5$$

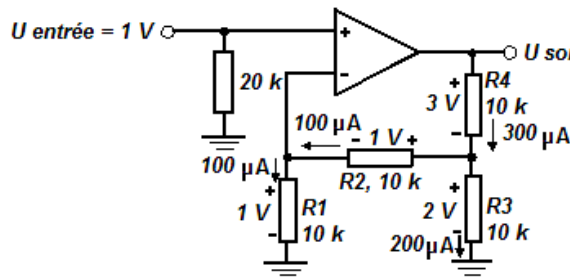
$$U_{\text{sortie}} = 3.5 \times 2V = 7V; \quad Z_{\text{entrée}} = R1 = 20k$$

3. Pour le montage non-inverseur avec boucle de contre-réaction complexe (figure ci-dessous) déterminer : U_{R1} et I_{R1} , U_{R2} , U_{R3} et I_{R3} , I_{R4} et U_{R4} , U_{sortie} , A_v et $Z_{\text{entrée}}$



Solution

Il faut utiliser les règles de Kirchhoff en courant et en tension.



$$U_{R1} = U_{\text{entrée}} = 1V$$

$$I_{R1} = I_{R2} = 100\mu A$$

$$U_{R2} = 100\mu A \times 10k = 1V$$

$$U_{R3} = U_{R1} + U_{R2} = 1V + 1V = 2V$$

$$I_{R3} = 2V / 10k = 200\mu A$$

$$I_{R4} = I_{R2} + I_{R3} = 100\mu A + 200\mu A = 300\mu A$$

$$U_{R4} = 300\mu A \times 10k = 3V$$

$$U_{\text{sortie}} = U_{R3} + U_{R4} = 2V + 3V = 5V$$

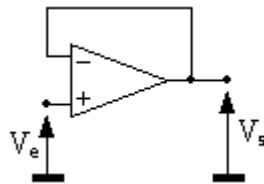
$$A_v = U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}} = 5V / 1V = 5$$

$$Z_{\text{entrée}} = 20k$$

c) Montage suiveur.

Ce montage est une extrapolation de l'ampli précédent, avec $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite.

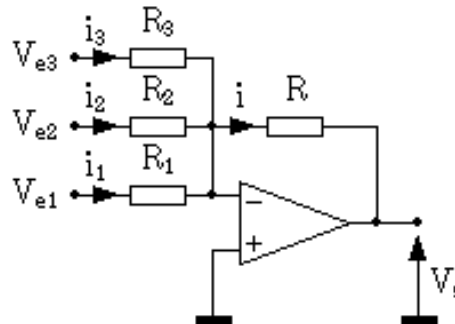
Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.



Amplificateur suiveur.

Après les fonctions d'amplification de base, on va voir plusieurs montages opérationnels, dans le sens où ils vont réaliser des opérations arithmétiques sur un ou plusieurs signaux.

d) Additionneur inverseur.



Amplificateur sommateur inverseur.

On a souvent besoin de mélanger plusieurs signaux ensemble ; la difficulté réside dans le fait qu'il faut éviter toute interaction de réglage des gains affectés aux différentes entrées, ceci pour deux raisons :

- si on doit recalculer tout l'échafaudage à chaque modification du gain d'une entrée, ou en cas de rajout d'une entrée, le montage n'est pas vraiment pratique.
- on ne peut pas faire varier le gain de chaque voie indépendamment des autres, à l'aide d'un potentiomètre, par exemple, alors que c'est une fonction souvent demandée à ce genre de montage.

Le circuit décrit ici permet de s'affranchir de ces défauts.

À la base de ce montage, on retrouve l'amplificateur inverseur ; on avait vu que l'entrée inverseuse était considérée comme une masse virtuelle, et qu'aucun courant n'entrait dans l'AOP. De ce fait, chaque courant i_i ne dépend que de la tension d'entrée V_{ei} et de R_i relatif à sa branche : il n'y aura donc pas d'interaction entre les différentes entrées.

On a :

$$V_{e1} = R_1 i_1 \quad [22]$$

$$V_{e2} = R_2 i_2 \quad [23]$$

$$V_{e3} = R_3 i_3 \quad [24]$$

La loi des nœuds en V. nous donne :

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \quad [25]$$

En sortie, on a :

$$V_s = -R i \quad [26]$$

Au global, on obtient pour V_s :

$$V_s = - \left(V_{e1} \frac{R}{R_1} + V_{e2} \frac{R}{R_2} + V_{e3} \frac{R}{R_3} \right) \quad [27]$$

On voit qu'on peut ajuster le gain globalement en jouant sur R , et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances R_i . Ce montage offre donc toutes les souplesses.

On peut obtenir un additionneur inverseur pur en fixant toutes les résistances du montage à la même valeur.

Aux chapitre des inconvénients, l'impédance d'entrée de chaque voie i est égale à la résistance R_i :

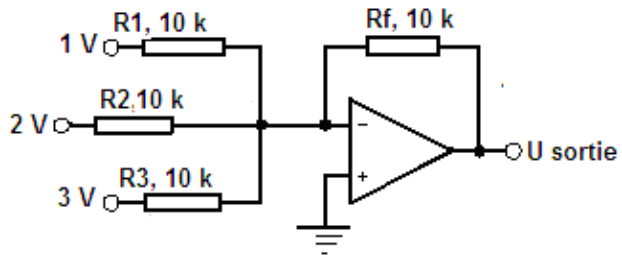
$$Z_{ei} = R_i \quad [28]$$

La latitude de réglage citée précédemment baisse donc un peu du fait de cette contrainte, car plus le gain sera élevé, plus l'impédance d'entrée sera faible.

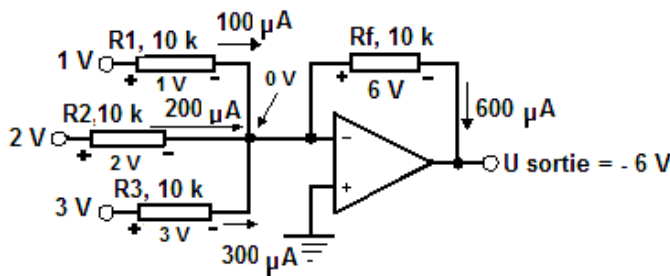
Comme d'habitude, l'impédance de sortie de ce circuit est voisine de 0.

Exercice résolu :

Pour le montage donné sur la figure suivante calculer : I_{R1} , I_{R2} , I_{R3} , I_{Rf} , U_{Rf} et U_{sortie}



Solution:



$$I_{R1} = 1V / 10k = 100\mu A$$

$$I_{R2} = 2V / 10k = 200\mu A$$

$$I_{R3} = 3V / 10k = 300\mu A$$

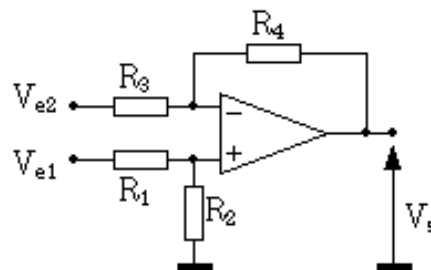
$$I_{Rf} = 100\mu A + 200\mu A + 300\mu A = 600\mu A$$

$$U_{Rf} = 600\mu A \times 10k = 6V$$

$$U_{sortie} = 0V - 6V = -6V$$

e) Montage soustracteur (différentiel).

Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux. C'est un montage de base très important en mesures.



Amplificateur différentiel.

Pour calculer le gain en tension de cet étage, on va faire appel à la formule du pont diviseur et au théorème de superposition. Le lien va encore être l'équation :

$$V_+ = V. \quad [29]$$

La tension sur l'entrée non inverseuse est :

$$V_+ = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad [30]$$

La formule du pont diviseur est ici appliquée sans approximation, car l'impédance d'entrée de l'AOP est infinie.

Le calcul de la tension sur l'entrée inverseuse se fait en deux temps, et avec l'aide du théorème de superposition :

$$V_s = V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad [31]$$

Des équations [29], [30] et [31], on tire :

$$V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad [32]$$

La formule générale de la tension de sortie de ce montage est donc :

$$V_s = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3} \quad [33]$$

Tel quel, ce montage n'est pas un ampli de différence ; il faut imposer des conditions sur les résistances. Si on pose :

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad [34]$$

en remplaçant k par sa valeur dans [33] et compte tenu de la propriété suivante :

$$k = \frac{1+k}{1+1/k} \quad [35]$$

on obtient :

$$V_s = k (V_{e1} - V_{e2}) \quad [36]$$

On a bien en sortie la différence des deux signaux d'entrée multipliée par le gain k.

Si les résistances ne sont pas bien appariées deux à deux dans le rapport de k (condition [34]), le gain ne sera plus purement différentiel ; il va apparaître un terme de mode commun. Ce défaut sera expliqué en détail dans le cours d'électronique 2 (Amplificateur d'instrumentation).

Les impédances d'entrée Z_{e1} et Z_{e2} sont difficiles à cerner, surtout celle de l'entrée inverseuse Z_{e2} ; on retiendra qu'elles sont différentes, ce qui peut poser des problèmes pour certaines applications.

On peut aussi définir une impédance d'entrée différentielle Z_{ed} et une de mode commun Z_{emc} .

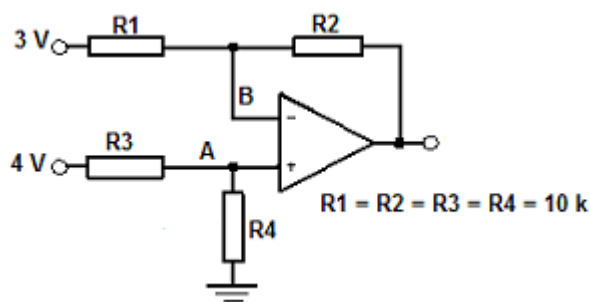
Une de ces impédances est constante, c'est l'impédance d'entrée différentielle Z_{ed} :

$$Z_{ed} = \frac{V_{e1} - V_{e2}}{i_{e1} - i_{e2}} = R_1 \quad [37]$$

Cette valeur est équivalente à ce qu'on obtient avec l'amplificateur inverseur : elle est faible quand le gain devient élevé.

Exercices résolus :

1. Soit le montage donné sur la figure suivante :



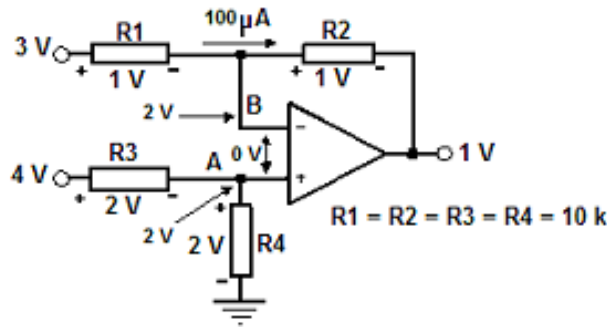
Calculer : U_{sortie} , U_A , U_B , U_{R1} , I_{R1} , U_{R2} , I_{R2} et U_{sortie} (Kirchoff)

Solution :

$$U_{\text{out}} = 4V - 3V = 1V$$

$$U_A = 4V \times 10k / (10k + 10k) = 2V$$

$$U_B = U_A = 2V$$



$$U_{R1} = 3V - 2V = 1V$$

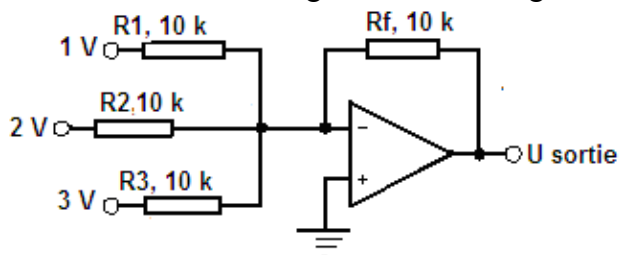
$$I_{R1} = 1V / 10k = 100\mu A$$

$$I_{R2} = I_{R1} = 100\mu A$$

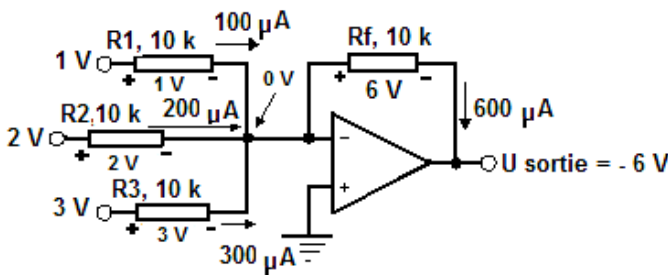
$$U_{R2} = 100\mu A \times 10k = 1V$$

$$U_{out} = 2V - 1V = 1V$$

2. Pour le montage donné sur la figure suivante calculer : I_{R1} , I_{R2} , I_{R3} , I_{Rf} , U_{Rf} et U_{sortie}



Solution:



$$I_{R1} = 1V / 10k = 100\mu A$$

$$I_{R2} = 2V / 10k = 200\mu A$$

$$I_{R3} = 3V / 10k = 300\mu A$$

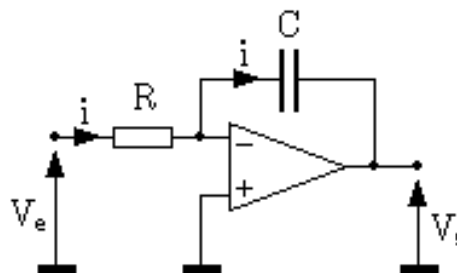
$$I_{Rf} = 100\mu A + 200\mu A + 300\mu A = 600\mu A$$

$$U_{Rf} = 600\mu A \times 10k = 6V$$

$$U_{sortie} = 0V - 6V = -6V$$

f) Montage intégrateur.

Nous attaquons ici les montages opérationnels plus sophistiqués que de simples additions ou soustractions.



Montage intégrateur.

Le calcul de la réponse V_s à un signal d'entrée V_e se traite comme dans le cas de l'amplificateur inverseur. On a :

$$V_e = R i \quad [38]$$

En sortie, le condensateur a aux bornes de ses armatures une charge électrique q égale à :

$$q = C V_s \quad [39]$$

Cette charge électrique est l'intégrale du courant i qui traverse le condensateur ; compte tenu du sens de i , on a :

$$q = \int -i dt \quad [40]$$

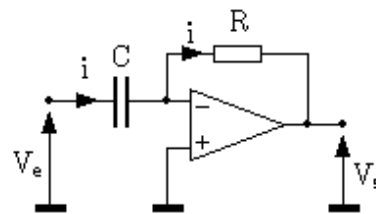
Si on remplace dans [40] i et q par leur valeur en fonction de V_e et de V_s (équations [38] et [39]), on obtient :

$$V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt \quad [41]$$

On retrouve en sortie l'intégrale du signal d'entrée. Ce montage est délicat à utiliser et devra faire l'objet de précautions : en effet, la moindre tension continue présente à l'entrée (y compris et surtout une tension parasite) sera intégrée et générera une rampe en sortie. Il faudra donc prévoir des dispositifs annexes, soit un système de stabilisation, soit un système de remise à zéro de la sortie.

g) Montage dérivateur.

Ce montage est similaire au précédent et se traite de la même manière.



Montage dérivateur.

En entrée et en sortie, on a :

$$V_s = -R i \quad [42]$$

$$q = C V_e \quad [43]$$

Le courant i est la dérivée de la charge électrique q présente sur les électrodes du condensateur :

$$i = \frac{dq}{dt} \quad [44]$$

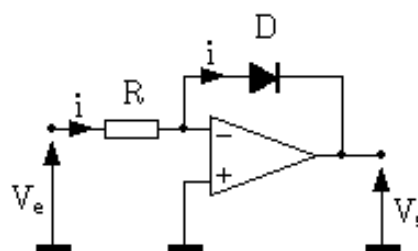
Au final, on obtient :

$$V_s = -RC \frac{dV_e}{dt} \quad [45]$$

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

h) Montage logarithmique.

Dans ce montage, on retrouve la structure traditionnelle de l'ampli inverseur, mais avec une diode en contre-réaction.



Montage logarithmique.

Cette diode, dont la caractéristique courant/tension est logarithmique va nous donner une fonction de transfert de ce type. En entrée, on a :

$$V_e = R i \quad [46]$$

Et en sortie :

$$V_s = -V_d \quad [47]$$

$$i = I_f (e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1) \quad [48]$$

Lorsque le terme en exponentielle est significativement supérieur à 1 ($V_d > 50\text{mV}$ environ), on peut écrire :

$$V_d = \frac{kT}{q} \text{Log} \left(\frac{i}{I_f} \right) \quad [49]$$

Soit, en remplaçant i par sa valeur :

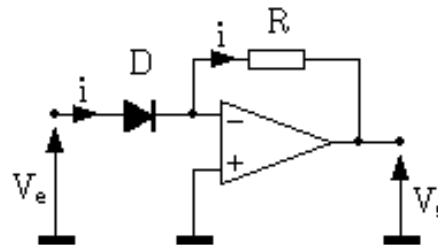
$$V_s = -\frac{kT}{q} \text{Log} \left(\frac{V_e}{RI_f} \right) \quad [50]$$

En sortie, on trouve bien une fonction logarithmique du signal d'entrée. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication, on en perçoit l'utilité !

En pratique, et une fois de plus, ce montage (bien que fonctionnel) n'est pas utilisé tel quel : d'abord, il ne fonctionne que pour des tensions d'entrée positives, et il nécessite de sérieuses compensations thermiques pour permettre des opérations précises. De plus, on remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor, linéaire sur une plus grande plage de courant.

i) Montage exponentiel.

Pour multiplier deux signaux, il ne suffit pas de prendre le Log de chacun des signaux, et d'additionner ; il faut ensuite prendre l'exponentielle du résultat. Ce circuit est fait pour ça.



Montage exponentiel.

Par des calculs analogues aux précédents, on démontre facilement et de la même manière :

$$V_s = -RI_f e^{\frac{qV_e}{kT}} \quad [51]$$

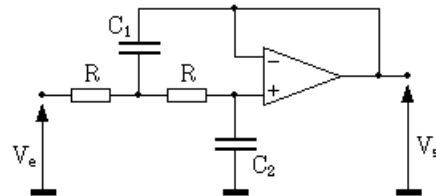
En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel, ainsi que les compensations thermiques et diverses possibilités de réglage de gain. Ces montages sont des multiplieurs analogiques, et servent notamment, en mesures, à linéariser certains capteurs. A noter que ces composants sont délicats, coûteux, et présentent des dérives importantes. L'utilité de tels montages est devenue douteuse avec l'introduction massive du traitement numérique.

V.3.2 Filtres actifs

L'amplificateur opérationnel ouvre les portes d'une kyrielle de fonctions de filtrage, qu'on dénomme filtres actifs, par opposition aux filtres passifs (fabriqués avec des composants du même nom) qui ne peuvent qu'atténuer le signal. Avec un AOP, on va pouvoir amplifier certaines fréquences autant qu'en atténuer d'autres.

Les filtres classiques d'ordre 1 présentent peu d'intérêt en filtrage actif, l'apport étant faible (au mieux, adaptation d'impédance) par rapport au filtrage passif. Nous allons voir deux filtres du deuxième ordre dont la fonction de transfert présente des racines imaginaires ; ceci n'est possible en filtrage passif que si on fait appel à des inductances, qui sont des composants encombrants, rares, imprécis et coûteux. Grâce à l'AOP, on va faire de tels filtres uniquement avec des résistances et des condensateurs.

a) Passe bas 2e ordre.



Filtre passe bas du deuxième ordre.

On peut remarquer qu'à la base, la structure ressemble fort à deux filtres passifs R-C passe bas concaténés. La différence vient du fait que le premier condensateur n'est pas relié à la masse, mais à la sortie du filtre qui est isolée de la deuxième cellule passe-bas par un montage suiveur. La réponse en fréquence de ce montage est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2RC_2j\omega - R^2C_1C_2\omega^2} \quad [52]$$

La fonction de transfert "générique" d'un filtre passe bas d'ordre 2 est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2zj\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad [53]$$

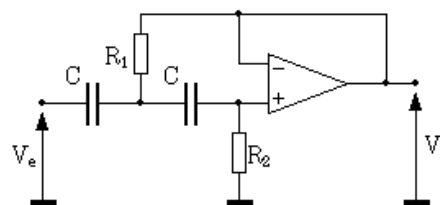
On identifie les deux formules pour les valeurs suivantes de ω_0 et z :

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad [54]$$

$$z = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad [55]$$

Le réseau de courbes de réponse en fréquence (amplitude et phase) de ce filtre est donné en annexe 1 en fonction du coefficient de surtension z .

b) Passe haut 2e ordre.



Filtre passe haut du deuxième ordre.

La topologie de ce filtre est la même que celle du précédent, sauf qu'on a permuté les résistances et les condensateurs. La fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = \frac{-R_1R_2C^2\omega^2}{1 + 2R_1Cj\omega - C^2R_1R_2\omega^2} \quad [56]$$

La pulsation de cassure et le coefficient de surtension de ce filtre sont :

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}} \quad [57]$$

$$z = \sqrt{\frac{R_{v1}}{R_{v2}}} \quad [58]$$

Il est possible de concaténer les deux filtres précédents, et de les combiner avec des filtres du premier ordre pour obtenir un filtre d'ordre plus élevé. Des ouvrages traitant des filtres donnent les valeurs des fréquences de cassure et coefficients de surtension adéquats pour obtenir la réponse en fréquence désirée.

V.3.3 Montages non linéaires

Les montages précédents sont qualifiés de "linéaires" car l'amplificateur fonctionne avec la condition $V_+ = V_-$, soit dans sa plage de fonctionnement en amplificateur linéaire. Il convient de noter que certains des montages étudiés (ex : montage logarithmique) ne sont pas linéaires ! Mais, l'amplificateur, lui, fonctionne en mode linéaire.

Nous allons voir maintenant plusieurs montages (et il en existe bien d'autres) dans lesquels cette condition n'est plus vérifiée.

Pour ce faire, on va forcer artificiellement les deux entrées à des valeurs différentes, ce qui impliquera en sortie, du fait du gain infini (très grand pour les amplis réels), que l'ampli ne pourra prendre que deux valeurs : V_{sat+} et V_{sat-} , qui sont respectivement les tensions de saturation positive et négative de l'ampli. En effet, ce dernier est alimenté par deux sources de tension dont on ne pourra pas dépasser la valeurs en sortie.

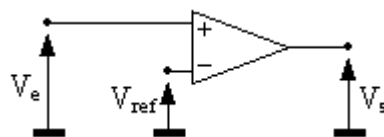
Vu que l'ampli ne peut prendre que les deux valeurs des tension en sortie, ces montages sont appelés montages en commutation, et peuvent être interfacés avec des circuits logiques, qui ne connaissent, eux aussi, que deux états.

a) Comparateur de tensions

C'est un montage qui sert de base à de nombreux autres schémas plus élaborés.

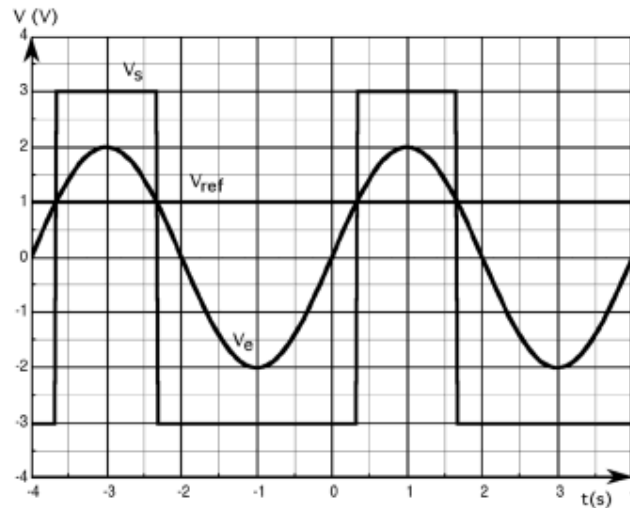
Le principe est simple : on compare un signal d'entrée à une tension de référence, et selon que la valeur du signal est supérieure ou inférieure à la référence, l'ampli prendra l'une ou l'autre des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} en sortie.

Il existe deux configurations : le comparateur non inverseur (signal sur l'entrée +) et le comparateur inverseur (signal sur l'entrée -). Dans le premier cas, si la référence est égale à 0, la sortie vaut V_{sat+} quand le signal est positif et V_{sat-} sinon. Dans le deuxième cas, on a l'inverse.



Comparateur non inverseur.

Si on met un signal sinusoïdal à l'entrée, les chronogrammes d'entrée et de sortie sont :



Comparateur : chronogrammes

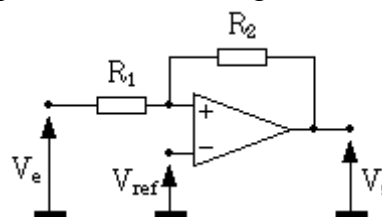
Important : ce montage est souvent fait avec des amplificateurs opérationnels, mais on remplacera avantageusement ce composant par un comparateur différentiel, qui est une sorte d'amplificateur à grand gain et deux entrées aussi, mais qui est prévu pour fonctionner en mode non linéaire (commutation) de façon bien plus rapide qu'un ampli op qui n'a pas des caractéristiques exceptionnelles dans ce domaine. De plus, ces composants sont souvent conçus pour fonctionner avec une seule alimentation 0-5V de manière à s'interfacer facilement avec des composants logiques.

b) Trigger.

Ce montage est très utilisé dans tout système de mesure où l'on doit détecter un seuil : il est donc fondamental.

Il est une évolution du comparateur, destinée à améliorer les performances avec des signaux bruités.

Il existe plusieurs schémas possibles. Le montage suivant a été choisi comme cas d'école :



Trigger.

A première vue, ce montage ressemble à un ampli inverseur, mais, il ne faut pas se tromper : le réseau de résistances R_1 , R_2 est relié à l'entrée +, ce qui fait que cette fois, le signal de sortie revient en phase sur l'entrée ; on a non plus une contre réaction, mais une réaction positive (effet boule de neige), ce qui entraîne la divergence de la tension de sortie vers une des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} .

Dans ce montage (et les autres montages non linéaires), l'amplificateur fonctionne en comparateur : comme le gain est infini (ou très grand), on a les relations :

$$V_+ > V_- \Rightarrow V_s = V_{sat+} \quad [59]$$

$$V_+ < V_- \Rightarrow V_s = V_{sat-} \quad [60]$$

Ici, la valeur de V_- est triviale :

$$V_- = V_{Ref} \quad [61]$$

Et la valeur de V_+ se calcule aisément à l'aide du théorème de superposition :

$$V_+ = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [62]$$

Le basculement de la sortie de l'ampli se fait pour $V_+ = V_-$:

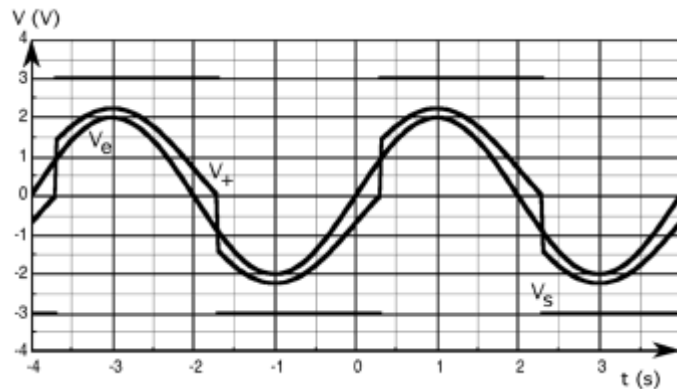
$$V_e = V_{\text{Ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - V_s \frac{R_1}{R_2} \quad [63]$$

Dans cette formule, il faut garder à l'esprit que V_s ne peut prendre que les deux valeurs $V_{\text{sat}+}$ et $V_{\text{sat}-}$.

Dans le cas particulier où $V_{\text{ref}} = 0$ et $V_{\text{sat}+} = |V_{\text{sat}-}| = V_{\text{sat}}$, on aura :

$$V_e = \pm V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2} \quad [64]$$

La figure 6-20 donne les signaux d'entrée, de sortie, et de l'entrée + de l'amplificateur, pour $R_1=10\text{k}\Omega$ et $R_2=33\text{k}\Omega$:

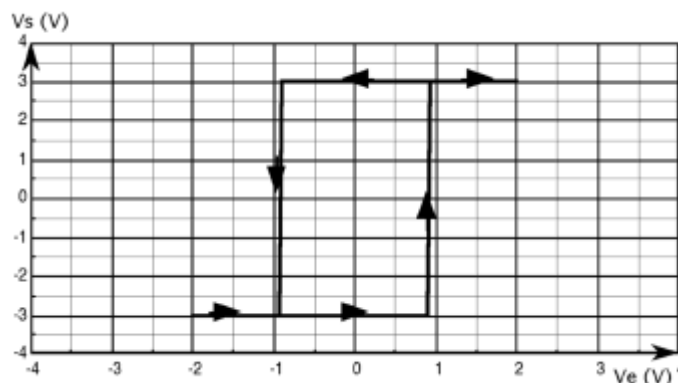


Signaux sur le trigger

En fait, tout se passe comme si on avait un comparateur de tension ayant deux seuils de basculement liés aux états de la sortie : quand la sortie est à l'état bas, le seuil a une valeur haute ; passé ce seuil, la sortie bascule à l'état haut, et le seuil prend une valeur basse. De ce fait, pour faire rebasculer la sortie à l'état bas, il faut que le signal diminue d'une quantité supérieure à la valeur l'ayant faite basculer précédemment : c'est l'hystérésis du trigger.

Un trigger est caractérisé par son cycle d'hystérésis (la réponse est différente suivant la valeur de l'état de la sortie).

Le cycle relatif aux signaux de la figure 6- 20 (mêmes valeurs de composants) est le suivant :



Cycle d'hystérésis du trigger

Ce cycle est centré autour de zéro, qui est la valeur de la tension de référence V_{ref} . On y voit les deux seuils de basculement de la sortie ; La différence de ces deux seuils est la valeur de l'hystérésis.

Ce cycle est ici symétrique pour deux raisons :

- $V_{\text{ref}} = 0$
- $V_{\text{sat}+} = |V_{\text{sat}-}| = V_{\text{sat}}$

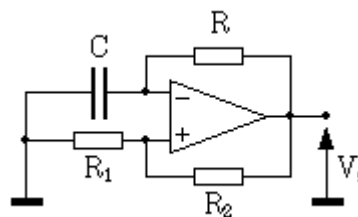
Si on modifie ces valeurs, le cycle va devenir asymétrique par rapport à la tension de référence.

Quelle est l'utilité d'un tel montage ? Lorsqu'on doit transformer un signal analogique en signal numérique binaire (deux états définis par une valeur de seuil sur le signal analogique), si le signal d'entrée varie très lentement et/ou est bruité, on peut avoir un phénomène oscillatoire en sortie de l'amplificateur dû au bruit ou à des réactions parasites de la sortie sur l'entrée. Pour prévenir ces oscillations, on "verrouille" le signal de sortie en réinjectant une partie sur l'entrée +. Pour qu'il y ait des oscillations parasites, il faut que la tension d'entrée varie de l'opposé de la valeur de l'hystérésis juste après le basculement. Cette dernière est ainsi ajustée en fonction du bruit présent sur le signal d'entrée.

Comme pour le montage comparateur vu précédemment, un comparateur différentiel remplacera avantageusement l'amplificateur opérationnel.

c) Multivibrateur astable

Le but de ce montage est de délivrer un signal carré en sortie : c'est un générateur de signal autonome.

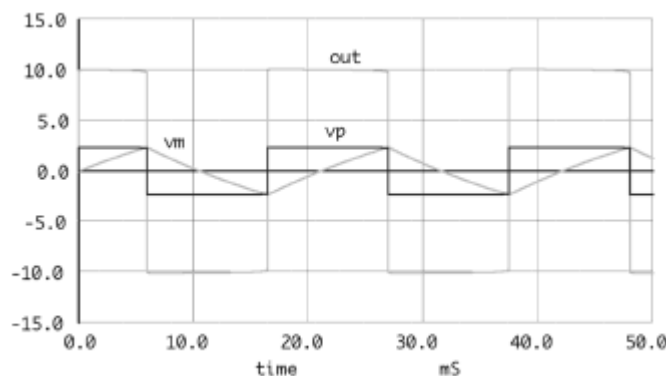


Multivibrateur astable.

Sur le schéma, on peut distinguer un trigger légèrement différent de celui de la figure 6-19 : L'entrée se fait sur l'entrée - de l'ampli ; l'hystérésis se fait là aussi par un réseau de résistances en réaction positive sur l'entrée +, une des extrémités de R_1 étant reliée à la tension de référence (ici, la masse).

L'entrée est connectée ici à un circuit R-C alimenté par la sortie de l'amplificateur.

Un oscillogramme est donné en figure 6-23, qui permet de mieux comprendre le fonctionnement de ce montage.



Signaux sur un multivibrateur

Nous ferons l'hypothèse que $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$.

Supposons qu'à la mise sous tension, le condensateur soit déchargé, et que $V_s = +V_{sat}$. La tension aux bornes de V_+ est donnée par la relation suivante (elle est positive) :

$$V_+ = V_{sat} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [65]$$

La sortie alimente un circuit R-C, et C se charge selon la loi exponentielle suivante :

$$V_C = V_+ = V_{sat} (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad [66]$$

Lorsque $V_- = V_+$, le trigger bascule (voir figure 6- 23), et on applique alors une tension $-V_{sat}$ sur le R-C qui devra se décharger de la valeur de l'hystérésis du trigger avant que la sortie ne bascule à nouveau, et ainsi de suite.

Avec les hypothèses précédentes ($V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$), on aura en sortie du multivibrateur un signal carré (rapport cyclique égal à 0.5), de fréquence égale à :

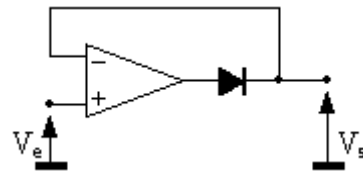
$$f = \frac{1}{2\pi RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad [67]$$

En pratique, le signal aura un rapport cyclique différent de 1/2 car les tensions de saturation de l'ampli ne sont pas égales, et varient avec la température, la charge...

Pour obtenir un signal "carré" convenable, on utilisera un ampli à fort slew rate, ou beaucoup mieux, comme pour le trigger, un comparateur différentiel.

Ce type de montage est important du point de vue principe, mais en pratique, il existe des solutions beaucoup plus "propres" pour générer un signal carré. On n'utilisera donc ce montage qu'à titre de dépannage !

d) Redresseur sans seuil (redresseur de précision)



Redresseur sans seuil.

On a vu dans le cours sur les diodes que le gros problème de ce composant, pour redresser des faibles tensions, provient de son seuil élevé ($>0.5V$ pour le silicium), qui dépend en plus de la température. Cette caractéristique interdit le redressement de faibles signaux avec une précision décente. L'amplificateur opérationnel va nous aider !

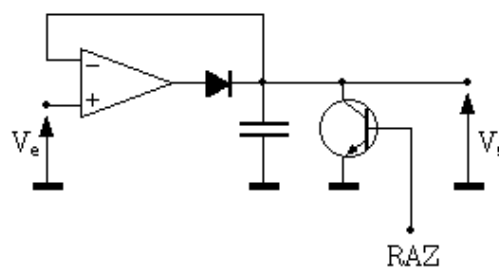
Le montage (voir la figure ci-dessus) ressemble à un suiveur auquel on a adjoint une diode en série avec l'amplificateur.

Pour des tensions d'entrée négatives, la sortie de l'ampli va avoir tendance à devenir négative, mais, elle est bloquée par la diode : il n'y a pas de contre-réaction, car le signal de sortie de l'ampli ne peut pas revenir sur l'entrée -. Dans ce cas, la tension de sortie de l'amplificateur va prendre la valeur V_{sat-} , et la tension de sortie du montage va être nulle.

Lorsque la tension d'entrée va devenir positive, la sortie de l'amplificateur va devenir positive aussi, et elle va augmenter jusqu'à la valeur de la tension de seuil de la diode, et la contre réaction sur l'entrée - va pouvoir se faire, la tension en sortie de l'ampli prenant la valeur $V_d + V_e$, de manière à ce que V_- soit égal à V_+ (donc à V_s).

En bilan, pour des tensions positives, $V_s = V_e$, et pour des tensions négatives, $V_s = 0$: on a un redresseur idéal.

e) Détecteur de crête.



Détecteur de crête.

Pour conserver la valeur crête d'une tension, on peut commencer par redresser celle-ci, et en adjoignant un condensateur au montage redresseur précédent, il est possible de garder en mémoire la valeur de crête.

Le fonctionnement est le même que pour le redresseur sans seuil, sauf que le condensateur va se charger, et quand la tension d'entrée va diminuer, le condensateur va conserver sa charge (à condition que l'entrée - de l'ampli soit à très haute impédance et que la charge de sortie ait aussi une très haute impédance - montage suiveur par exemple), et la diode va se bloquer, car la tension de sortie va diminuer jusqu'à la valeur $-V_{sat}$ (plus de contre réaction à cause de la diode).

Il faut prévoir un dispositif annexe pour décharger le condensateur afin de faire une nouvelle mesure : sur le schéma, on a placé un simple transistor de façon schématique, mais celui-ci pourra être remplacé avantageusement par un commutateur analogique à base de FET ou de MOS.

NB : dans ce montage, on peut remplacer la diode par un commutateur analogique bidirectionnel commandable en tension. On va alors pouvoir bloquer le signal à l'instant désiré et le conserver ; c'est le principe de base de l'échantillonneur-bloqueur.

V.4 Amplificateur opérationnel réel

Avant d'attaquer tous les défauts de l'amplificateur réel, et afin de mieux les comprendre, nous allons étudier un schéma de principe de cet amplificateur.

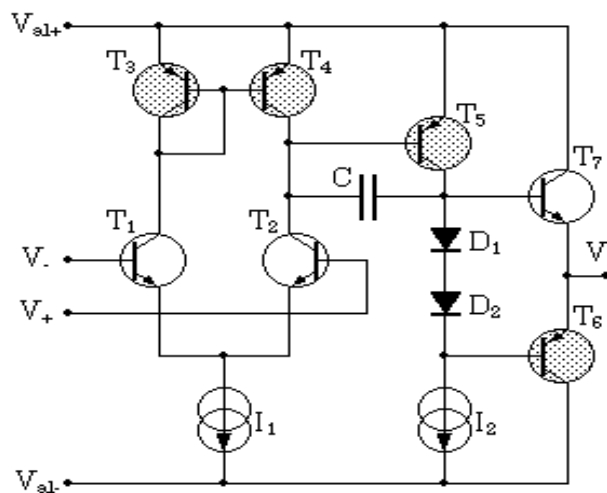


Schéma de principe d'un amplificateur.

Ce schéma n'est évidemment pas un schéma réel, mais il contient tous les ingrédients fondamentaux d'un amplificateur ; c'est cette architecture qui est aussi utilisée dans des montages de puissance (amplificateurs HIFI et industriels), et donc, la compréhension de cette architecture est importante et permettra d'investiguer des domaines autres que celui de l'amplificateur opérationnel.

Sur le schéma de la figure ci-dessus, nous avons représenté les deux alimentations V_{al+} (positive) et V_{al-} (négative), les deux entrées V_+ et V_- , et la sortie V_s de l'amplificateur.

L'ampli est constitué de trois étages :

- un étage d'entrée différentiel (T_1 et T_2), avec sa charge d'émetteurs (source de courant I_1) et ses charges de collecteurs (miroir de courant T_3 et T_4).
- un étage de gain formé de T_5 et de sa charge active I_2 .
- un étage de sortie push pull constitué par les transistors T_6 et T_7 polarisés par les diodes D_1 et D_2 .

a. Étage différentiel

On a représenté ici un étage différentiel classique : deux transistors montés dans une configuration de type émetteur commun (entrée sur la base, sortie sur le collecteur) avec les deux émetteurs reliés à une source de courant. Cette source I_1 doit être la plus proche possible de l'idéal, car la valeur de sa résistance interne détermine le taux de réjection du mode commun.

Les charges de collecteur ne sont pas des résistances, mais des charges actives, constituées des transistors T_3 et T_4 montés en miroir de courant : le transistor T_3 est utilisé en diode (le collecteur est relié à la base), et détermine le potentiel de base de T_4 , donc son courant de collecteur. Sur le circuit intégré, on peut construire T_3 et T_4 de manière à ce qu'ils aient les mêmes caractéristiques de gain, V_{be} ... (idem pour T_1 et T_2) : le courant dans la branche T_1/T_3 sera le même que celui de la branche T_2/T_4 .

On démontre que le miroir de courant est une astuce permettant de doubler le gain de l'étage différentiel.

La sortie de cet étage se fait sur le collecteur de T_2 , et c'est la résistance dynamique de T_4 (le $1/h_{22}$) qui charge T_2 . Le gain sera donc plus élevé que si on avait une simple résistance à la place de T_4 .

Le gain de cet étage est de l'ordre de 100.

L'impédance d'entrée différentielle de ce montage est égale à $2h_{11}$ (le h_{11} de T_1 ou de T_2). Pour que cette impédance soit grande ($1M\Omega$ pour un $\mu A741$), il faut que le courant de polarisation de base soit très faible (quelque dizaines de nA).

Les amplificateurs plus récents font en général appel à des transistors FET en entrée (LF356 de NS, TL081 de Texas...) voire MOS (LMC660). La structure de l'étage reste similaire.

En pratique, les montages sont un peu plus compliqués, et les transistors T_1 et T_2 sont souvent remplacés par 4 transistors, deux collecteurs communs qui attaquent deux bases communes. C'est une astuce technologique permettant d'améliorer la plage d'entrée différentielle de l'ampli.

b. L'étage de gain

Le deuxième étage est très simple, c'est un montage émetteur commun constitué de T_5 , chargé par une source de courant (en général, c'est encore un montage à miroir de courant) : la charge dynamique de T_5 est donc la résistance parallèle de la source de courant I_2 ; le gain est très élevé (environ 1000, ce qui fait un ordre de grandeur de 10^5 pour l'ensemble !).

On note la capacité C entre base et collecteur du transistor T_5 : c'est une capacité destinée à la compensation de l'amplificateur ; la fréquence de cassure de ce filtre est très basse (quelques dizaines d'hertz) et permet à la plupart des amplis d'être inconditionnellement stables. Cette capacité utilise l'effet miller : le filtre est constitué de l'impédance de sortie du premier étage (très élevée) et de la capacité C , le tout multipliée par le gain en tension du deuxième étage. On peut obtenir une fréquence de cassure très faible avec une capacité très petite (quelques dizaines de pF), qui peut ainsi être intégrée sur la puce.

c. L'étage de sortie

C'est un étage push pull constitué de deux transistors complémentaires qui fonctionnent en collecteur commun, T_7 pour les alternances positives, et T_8 pour les alternances négatives. Ces transistors sont polarisés par les deux diodes D_1 et D_2 afin de limiter la distorsion de croisement.

Du point de vue petits signaux, cet étage de sortie (et sa charge, qui est déterminée par l'utilisation que l'on fait de l'ampli, et donc, va varier) vient se mettre en parallèle sur la charge

de collecteur de T_5 : le gain de l'étage intermédiaire va ainsi dépendre de la charge qu'on connectera en sortie de l'ampli.

Dans les amplis réels, l'étage de sortie est plus complexe, et comprend notamment des étages de protection contre les courts-circuits, qui vont limiter le courant de sortie de l'ampli à des valeurs raisonnables.

d. Alimentation

Comme pour tout composant dit "actif", notre amplificateur ne va pas sortir du néant l'énergie qu'il fournit à l'extérieur. Il va falloir l'alimenter afin de polariser tous les transistors qui le composent.

Sur le schéma de principe de l'amplificateur, on voit deux entrées d'alimentation, V_{al+} et V_{al-} . On remarque que nulle part sur ce schéma, la masse n'est présente ! En pratique, les deux alimentations sont référencées à la masse, et ce sont les tensions d'entrée qui vont fixer tous les potentiels par rapport à la masse, du fait de la contre réaction (la tension de sortie est liée aux tensions d'entrée qui sont liées à la masse).

Cette caractéristique est intéressante, et va nous permettre d'alimenter l'amplificateur opérationnel de deux manières différentes :

- **symétrique** : on alimente l'ampli par deux sources égales et opposées. Tout l'ampli est ainsi polarisé symétriquement par rapport à la masse. C'est le mode d'alimentation le plus courant. Il faut noter que les deux tensions peuvent être inégales : le fonctionnement de l'ampli ne sera pas affecté, mais la plage de sortie sera limitée par l'alimentation la plus faible (signaux symétriques par rapport à la masse).
- **unipolaire** : V_{al+} est relié à une alimentation positive et V_{al-} est relié à la masse. Ce système est pratique pour un fonctionnement sur piles ou batteries, mais il faudra alors polariser les signaux d'entrée à une valeur convenable pour que l'ampli fonctionne correctement (il n'y a pas de miracles, c'est un système à transistors qui nécessite une polarisation !). Ce mode de fonctionnement interdit l'amplification de signaux continus.

Les tensions d'alimentation des amplificateurs opérationnels courants peuvent varier dans une large gamme, typiquement de $\pm 2.5V$ à $\pm 5V$ mini jusqu'à $\pm 18V$ à $\pm 22V$ maxi.

Certains amplis sont spécialisés dans les basses tensions (alimentation par pile) et d'autres dans des tensions plus élevées. Pour des applications particulières, on consultera l'abondante documentation fournie par les constructeurs.

Certains amplificateurs rapides nécessitent un découplage soigné des alimentations : on mettra un condensateur de découplage (typiquement 10 à 100nF céramique) entre chaque borne d'alimentation et la masse, ceci aux plus près des broches d'alimentation. Sans ces précautions, on pourra avoir des montages présentant des fonctionnements erratiques, voire des oscillations parasites aboutissant à la destruction de l'ampli (cas du LM318 !).

Outre la plage de tensions d'alimentation, les amplificateurs sont caractérisés par leur **courant de consommation** : il faut alimenter tous les composants internes pour les polariser. Le courant de polarisation va être plus ou moins important selon la conception de l'ampli, et le compromis recherché : il existe des amplis à très faible courant de consommation, destinés principalement aux applications fonctionnant sur piles et batteries ; en corollaire, leurs performances en fréquence seront médiocres (voir cours sur les transistors : plus la polarisation est faible, plus les impédances mises en jeu sont grandes, et plus les capacités parasites des transistors prennent de l'importance, dégradant le comportement à haute fréquence). A côté de ces amplis, il en existe d'autres à courant de consommation élevé, ayant des bonnes performances en haute fréquence.

Certains amplificateurs, dits "programmables" ont une possibilité de réglage du courant de polarisation (et donc du compromis consommation/rapidité), et peuvent ainsi s'adapter au besoin de l'utilisateur.

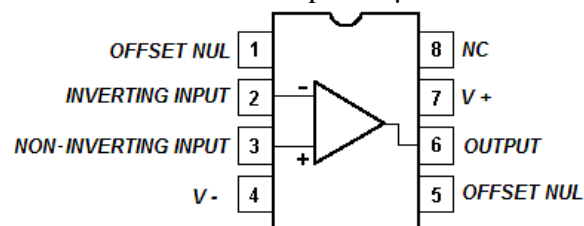
Exemples de courants de consommation :

- LM4250 : réglable de 1 à 250 μ A
- LF441 : 200 μ A
- μ A741 : 2mA
- LM318 : 5mA

Ces amplis sont donnés du plus lent au plus rapide : produit gain-bande passante de 10 à 300kHz pour le LM4250, 1MHz pour le 741, et 15MHz pour le LM318.

V.5 Lire la « data sheet » d'un AOP

Voici le brochage et un extrait de la fiche technique du μ A741 :



Le μ A741, en boîtier DIL 8. Ce boîtier comporte un seul AOP; d'autres modèles peuvent en comporter 2 (*dual*) ou même 4 (*quad*). La broche 8 n'est pas utilisée (NC pour *not connected*).

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	Min	Typ	Max	UNIT
V_S	Supply voltage				+/- 18	V
V_{IN}	Differential input voltage				+/- 30	V
V_{OS}	Offset voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		2,0	6,0	mV
I_{OS}	Offset current			20	200	nA
I_{BIAS}	Input bias current			80	500	nA
V_{out}	Output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		+/- 12	+/- 14	V
CMRR	Common Mode Rejection Ration		70	90		dB
V_{IN}	Input voltage range		+/- 12	+/- 13		V
R_{IN}	Input resistance		0,3	2		M Ω
R_{OUT}	Output resistance			75		

V_S - la tension (symétrique) d'alimentation du c.i.

V_{IN} - la tension différentielle maximale

Les impédances d'entrée R_{in} (**input resistance**) et de sortie R_{out} (**output resistance**) sont respectivement très grande et très petite, ce que confirment les valeurs fournies.

VI Les amplificateurs de puissance

Un amplificateur de puissance est un circuit qui multiplie une grandeur d'entrée P_e par un facteur d'amplification A_p tel que :

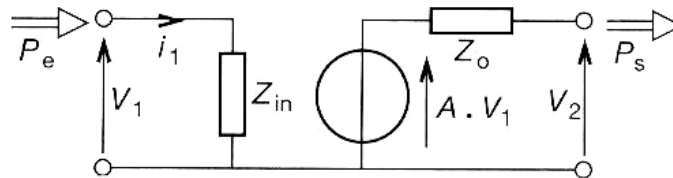
$$P_s = A_p \cdot P_e$$

A_p est souvent exprimé par son gain G_p : $G_p = 10 \lg \frac{P_s}{P_e}$

G_p en décibels (dB). Dans le domaine des hautes fréquences et en téléphonie, la puissance est souvent exprimée en dBm. $P(\text{dBm}) = 10 \lg \frac{P}{10^{-3}}$

$P(\text{dBm})$: exprimé en dB milliwatt et P exprimée en Watt (W).

Expression de A_p sur un modèle linéaire



P_s : puissance maximale qu'il est possible de transmettre en sortie.

P_e : puissance transmise à l'entrée.

$$P_s = \frac{[|A_v| \cdot V_{1\text{eff}}]^2}{4 \cdot R_e \cdot (Z_0)} ; \quad P_e = \frac{V_{1\text{eff}}^2}{R_e \cdot (Z_{in})} \quad \text{donc} \quad A_p = \frac{P_s}{P_e} = |A_{v1}|^2 \cdot \frac{R_{in}}{4 \cdot R_{out}}$$

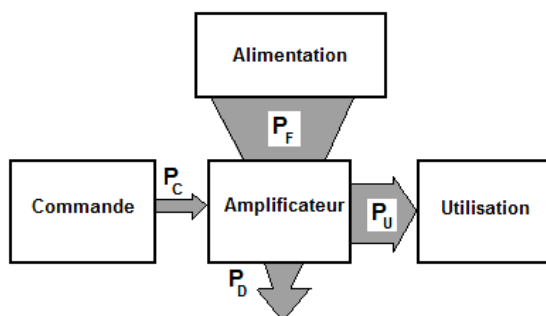
VI.1. Puissance, rendement

La finalité des amplificateurs est la commande d'un actionneur (haut-parleur, moteur, inductance, résistance...) sans déformation du signal appliqué en entrée.

Dans l'étude d'un amplificateur de puissance il est nécessaire de faire des compromis entre la qualité de l'amplification et des considérations économiques (coût, rendement).

Rendement d'un amplificateur

L'alimentation du montage fournit une puissance totale P_F qui se répartit entre la puissance utile dissipée dans la charge et P_D dissipée, en pure perte, dans l'amplificateur. La puissance P_C fournie par le circuit de commande, est en général négligeable devant celle provenant de l'alimentation.

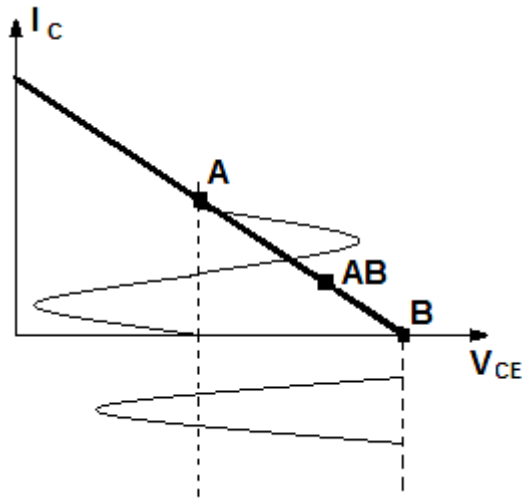


On peut définir :

- Le gain en puissance : $G_p = P_U / P_C$
- Le rendement : $\eta = P_U / (P_C + P_F)$ ou $\eta \approx P_U / P_F$

VI.2. Classes de fonctionnement

Soient un transistor et sa droite de charge. Selon la position du point de repos, on définit des classes de fonctionnement différentes.



- Classe A

Lors du fonctionnement, il n'y a ni saturation ni blocage. Le point de repos idéal est le point A situé au milieu de la droite de charge.

- Classe B

Le transistor est conducteur pendant exactement une demi-période. Le point de repos idéal est le point B tel que $I_C = 0$ et $V_{CE} = E$

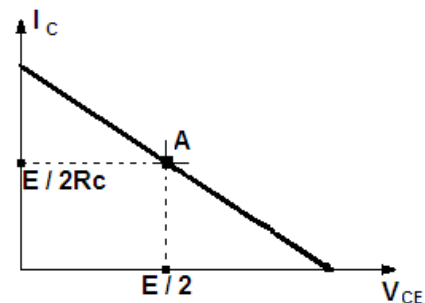
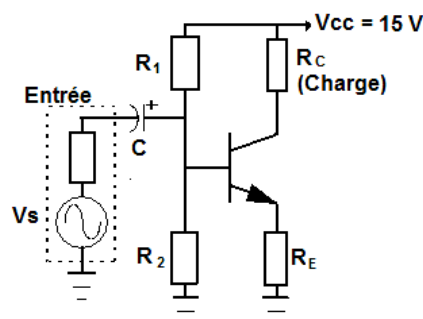
- Classe AB

En pratique il est difficile d'obtenir un fonctionnement en classe B, c'est-à-dire avec un courant de repos rigoureusement nul. Il est plus simple de polariser le transistor en maintenant un léger courant collecteur au repos (point AB).

- Classe C

Dans cette classe de fonctionnement, le transistor est conducteur pendant moins d'une demi-période.

VI.2.1 La classe A avec une charge résistive



Avec un montage émetteur commun et une charge purement ohmique, le point de fonctionnement idéal est situé au milieu de la droite de charge. Le courant de repos est : $I = E / 2R_C$ et la tension de repos est $V_{CE} = E / 2$.

3.1 Puissance utile dissipée dans la charge

En régime sinusoïdale, la tension $v(t)$ et le courant $i(t)$ de sortie s'écrivent :

$$v(t) = E / 2 + V_S \sin \omega t$$

$$i(t) = E / 2 \cdot R_C + (V_S / R_C) \sin \omega t$$

La puissance dissipée dans la charge : $P_U = E^2 / 4 \cdot R_C + V_S^2 / 2 \cdot R_C$

Le premier terme est constant et seul le second terme contient une information. L'expression de la puissance utile est donc : $P_U = V_S^2 / 2 \cdot R_C$

3.2 Puissance fournie par l'alimentation

Le courant délivré par l'alimentation est le courant de sortie $i(t)$ donc $P_F = E^2 / 2 \cdot R_C$

3.3 Puissance dissipée par le transistor

C'est la différence entre la puissance fournie par le générateur et la puissance dissipée par la charge : $P_T = P_F - P_U = E^2 / 2 \cdot R_C - V_S^2 / 2 \cdot R_C$

On constate que la puissance dissipée dans le transistor est maximale en l'absence du signal.

3.4 Rendement utile

C'est le rapport entre la puissance utile et la puissance fournie par l'alimentation.

$$\eta = V_S^2 / E^2$$

Or l'amplitude maximale de la tension de sortie est $V_S = E / 2$. Pour éviter la distorsion en sortie, il faut toujours rester en deçà de cette valeur. Donc pour ce type d'amplificateur on a :

$$\eta \leq 25\%$$

La conception des amplificateurs classe A est simple et leurs performances sont excellentes surtout au niveau de la linéarité et de la distorsion mais leur rendement est **très** mauvais. L'utilisation d'un transformateur de sortie permet de doubler le rendement car il n'y a plus du signal continu sur la charge mais introduit d'autres problèmes (bande passante, saturation du transformateur).

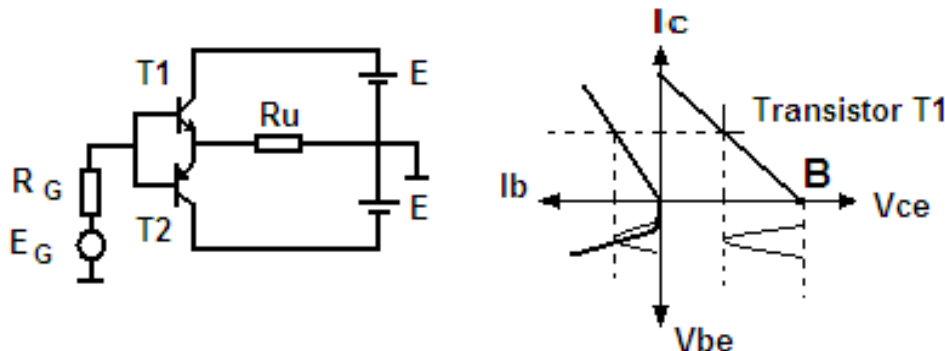
VI.2.2 La classe B

Principe

On utilise une paire de transistors complémentaires (un transistor de type NPN et un de type de PNP de même gain) en montage collecteur commun. Sur la figure suivante est présenté l'étage final de l'amplificateur. L'amplification en tension du signal initial est assurée par des étages situés en amont.

Les deux transistors sont polarisés, par le dernier étage amont, pour obtenir un courant de repos nul (point B).

Chaque transistor est donc bloqué pendant une demi-période : T_1 n'est conducteur que pendant les alternances positives de la tension d'entrée. Il est donc nécessaire d'utiliser deux transistors complémentaires avec deux alimentations continues symétriques par rapport à la masse.



Le courant qui circule dans la charge (R_U) est fourni alternativement par les deux transistors.

Ce montage est connu sous le nom de « push-pull ».

Pour augmenter le gain en puissance, on peut utiliser une paire de transistors Darlington complémentaires.

Rendement en classe B

Le courant dans la charge est : $I_S = V_S / R_U$

La puissance utile est donc : $P_U = V_S^2 / 2 \cdot R_U$

Si I_1 et I_2 sont les courants de collecteurs des deux transistors, la puissance fournie par

l'alimentation est : $P = E \cdot I_1 - E \cdot I_2 = \frac{2 \cdot V_S \cdot E}{\pi \cdot R}$

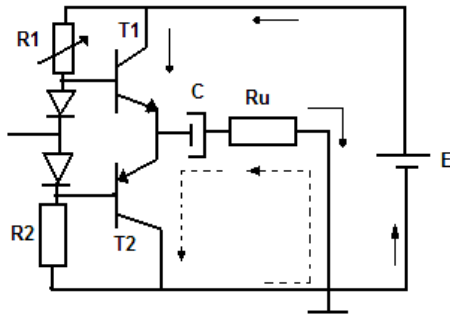
Le rendement est donc égal à : $\eta = \frac{V_S^2}{2 \cdot R} \cdot \frac{\pi \cdot R}{2 \cdot E \cdot V_S} = \frac{\pi \cdot V_S}{4 \cdot E}$

Il est maximal lorsque V_S atteint sa valeur maximale $V_S = E$

Le rendement maximal en classe B est : $\eta = \pi / 4 \approx 78,5\%$

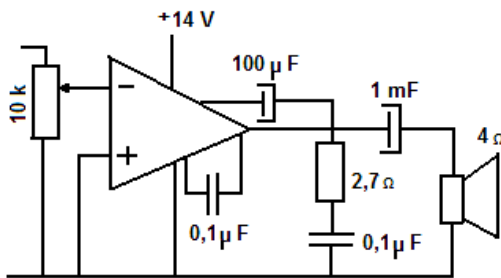
A puissance de sortie égale, ce montage permet d'utiliser des transistors moins puissants que ceux nécessités par un montage en classe A.

Montage à condensateur



Si on place un condensateur de **forte valeur** en série avec la charge, celui se comporte pendant les alternances positives comme un récepteur de tension et se charge à la tension $E / 2$. Pendant les alternances négatives du signal ce condensateur restitue l'énergie emmagasinée et se comporte comme un générateur de tension de f.e.m. $E / 2$.

Amplificateurs intégrés

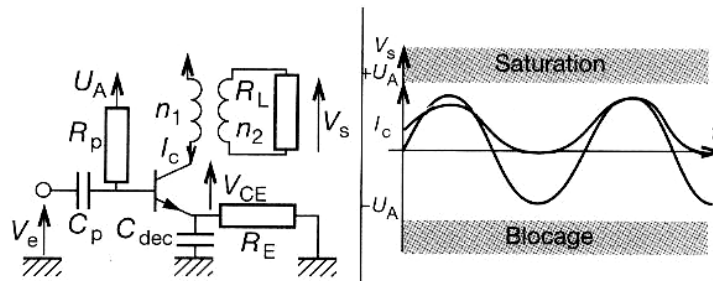


Les fabricants offrent un large choix d'amplificateurs de puissance intégrés dont les performances sont très satisfaisantes et dont la mise en œuvre est simple car seul un petit nombre de composants périphériques est nécessaires. A titre d'exemple, la figure ci-contre reproduit un schéma d'application du circuit TDA 1020 qui permet de

fournir une puissance de 7 W dans une charge de 4 Ω.

VI.3 Analyse comparative

1. Amplificateur classe A à transformateur

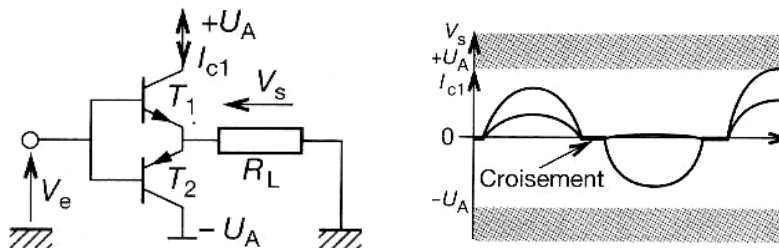


$$P_{S_{max}} = \frac{U_A^2}{2} \cdot \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot R_L ; P_T : \text{puissance maximale dissipée dans le transistor} \rightarrow P_T = 2P_{S_{max}}$$

$$V_{CE_{max}} = 2 U_A$$

Avec un rendement inférieur à 50% et une distorsion très faible c'est un montage utilisé dans l'amplification audio.

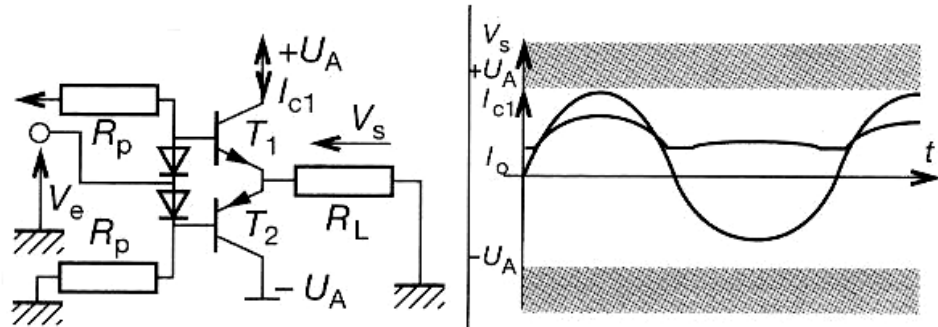
2. Amplificateur classe B



$$P_{Smax} = \frac{U_a^2}{8 \cdot R_L} ; P_T = \frac{2}{\pi^2} P_{Smax} ; V_{CE max} = U_A$$

Du fait de la conduction de chaque transistor sur une alternance, le rendement devient voisin de 75%, mais il apparaît une distorsion de croisement.

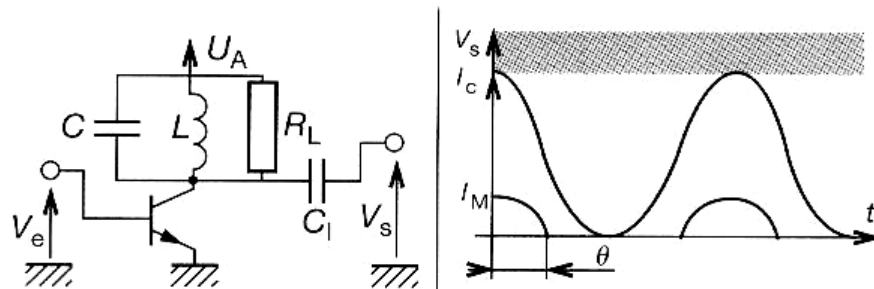
3 Amplificateur de puissance classe AB



$$P_{Smax} = \frac{U_a^2}{8 \cdot R_L} ; P_T = \frac{2}{\pi^2} P_{Smax} + 0,6 \cdot I_0 ; V_{CE max} = U_A$$

Les deux transistors sont toujours polarisés avec un niveau de courant I_0 faible. Ceci est suffisant pour réduire la distorsion de croisement.

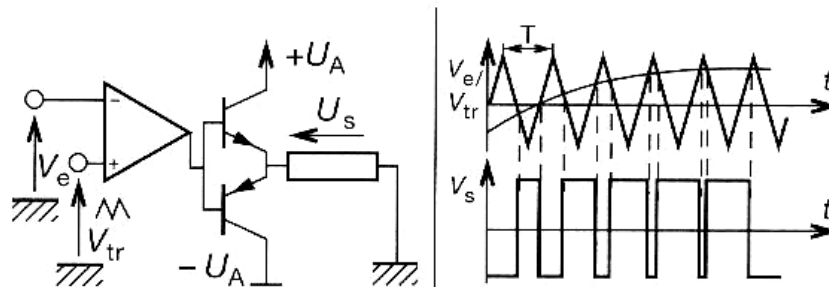
4 Amplificateur de puissance classe C



$$P_{Smax} = \frac{U_A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{max}}{\pi} \cdot \frac{\Theta - \sin \Theta \cos \Theta}{(1 - \cos \Theta)} ; P_T = U_A I_{max} \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} ; V_{CE max} = U_A$$

Le transistor est utilisé sur une alternance, ce qui permet de diminuer la puissance dissipée. Ce montage est très utilisé en HF.

5 Amplificateur de puissance classe D



$$I_{Smax} = \frac{V^2_{cc}}{2 \cdot R} ; P_T = \frac{2 \cdot V^2_{cc}}{2 \cdot S \cdot R_T} \text{ ou } S : \text{ slew rate de l'ensemble.}$$

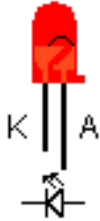
La modulation la plus utilisée est la pwm. Ce principe est difficile à mettre en œuvre dans les amplificateurs audios de qualité.

VII. Les composants optoélectroniques

L'optoélectronique étudie les dispositifs qui émettent de la lumière quand ils sont traversés par un courant ou qui produisent du courant quand on les éclaire.

VII.1 Diodes électroluminescentes (DEL)

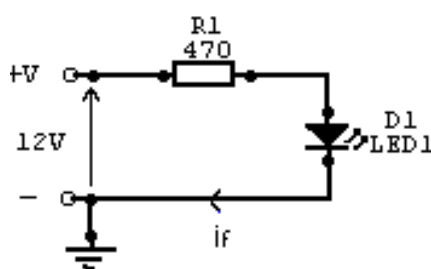
On utilise souvent l'abréviation **LED** (*Light Emitting Diode*) pour cet élément.



Polarisées en direct, ces diodes ont la propriété d'émettre un rayonnement visible (ou proche de cette bande) dont la couleur dépend du matériau semi-conducteur utilisé (infra rouge pour l'arséniure de gallium –GaAs, rouge, verte ou jaune pour le phosphure de gallium –GaP et bleu pour le nitrure de gallium –GaN).

L'intensité de la lumière est fonction du courant direct. Une résistance en série avec la diode doit limiter ce courant.

Couleurs	Tension de seuil ou V_f	I_f (mA)	Longueur d'onde
Rouge	1,6 V à 2 V	6 à 20	650 à 660 nm
Jaune	1,8 V à 2 V	6 à 20	565 à 570 nm
Vert	1,8 V à 2 V	6 à 20	585 à 590 nm
Bleu	2,7 V à 3,2 V	6 à 20	470 nm
Blanc	3,5 v à 3,8 v	30	



Exemple de calcul de la résistance de limitation du courant pour une LED rouge.

$$R_1 = (V - V_f) / I_f, \text{ donc } R_1 = (12 - 1,8) / 0,02 = 510 \text{ ohms}$$

Souvent on utilise une résistance de 470 ohms :

$$I_{led} = (12 - 1,8) / 470 = 0,21 \text{ mA}$$

Remarque :

- l'avantage d'utiliser des LED-s est qu'elles ne s'usent pas, elles sont moins chères que des voyants, elles consomment moins d'énergie
- l'inconvénient est qu'elles ne peuvent fonctionner qu'avec une faible tension, et qu'elles n'éclairent pas beaucoup par rapport aux ampoules classiques.

VII.2 Les afficheurs

Il y a tout d'abord les bargraphs, échelles à LED : un bloc rectangulaire composé d'une rangée de LED (10 ou autre) rectangulaires. On peut les commander par exemple avec un LM3914 ou 3915 en fonction de la tension (indication d'une température, tension). Dans le même genre, on peut trouver des matrices à LED : blocs rectangulaires composés de LEDs rondes placées en lignes et colonnes (genre matrice 5x7). On peut faire des motifs avec, etc...

Puis les classiques afficheurs 7 segments à cathode ou anode commune (1 point commun pour tous les segments, qui sont en fait de simples diodes),

Afficheur 7 segments

Un afficheur 7 segments permet de visualiser des chiffres ou éventuellement certaines lettres de l'alphabet :

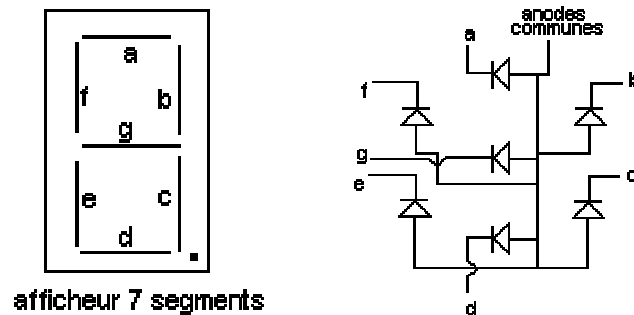


Figure 10- 3.Schéma interne pour afficheur anode commune

De tailles très variables : d'une hauteur de 13mm à 20 cm. Comme son l'indique, l'afficheur est composé de 7 segments a, b, c, d, e, f et g qui sont des LEDs et nécessitent, en fonction du type d'afficheur (anode commune ou cathode commune) une polarisation spécifique.

On distingue 2 types d'afficheurs :

Afficheur à anode commune : (schéma interne ci-dessus) : toutes les anodes sont reliées entre elles.

Afficheur à cathode commune : ce sont les cathodes qui sont reliées entre elles. (afficheur non représenté ici)

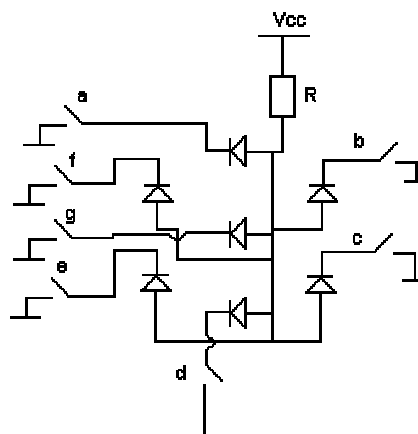


Figure 10- 4. Exemple de commande d'un afficheur à anode commune

Note : Il existe des circuits spécialisés pour commander facilement les afficheurs 7 segments : les décodeurs BCD - 7 segments. Ces circuits permettent, en fonction du code binaire (0 à 9) en entrée, d'afficher la valeur décimale sur l'afficheur en commutant les segments voulus.

Ils peuvent être commandés par des drivers spécifiques, de la famille CMOS ou TTL (comme le 4511). On peut alors les commander à partir d'un code BCD (sur 4 bits).

Afficheur à cristaux liquides (Lcd)

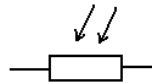
Il existe aussi des afficheurs LCD, à cristaux liquides. Le fait de faire passer un courant électrique à pour propriété d'exciter ces cristaux ce qui permet de visualiser des signes. Ces afficheurs sont soit fournis avec leur driver (installé avec), et se commandent de manière série ou parallèle. D'autres sont configurables avec des drivers de type ICLxxxx (circuits intégrés voltmètres, etc...).

La lumière qui arrive sur l'afficheur est renvoyée par un miroir lorsque les segments sont éteints et elle est absorbée lorsque un segment est allumé.

Enfin on trouve aussi des afficheurs LCD 1 ligne, 2 lignes, 4 lignes de 16, 20 caractères, à logique intégrée, surtout utilisés pour afficher du texte.

VII.3 Photo résistance

Ce sont des dispositifs passifs formés d'un barreau semi-conducteur dont la résistance varie avec l'éclairement.



Les photo-résistances sont relativement sensibles: leur résistance passe de quelques MΩ dans l'obscurité à quelques kΩ à la lumière du jour mais elles présentent un certain nombre d'inconvénients:

- La sensibilité étant fonction de la tension appliquée il faut travailler à tension constante;
- La durée de vie des porteurs est grande et la valeur finale de la résistance est atteinte lentement;
- Le temps de récupération après une forte illumination est important;

VII.4 Photodiode

Une photodiode est une diode dans laquelle l'épaisseur de la zone de déplétion (la zone sans porteurs libres) est grande. On polarise la diode en inverse.

Dans l'obscurité, on observe le très faible courant inverse. Si on éclaire la jonction, il y a création de paires électron-trou et apparition d'un courant photoélectrique dont l'intensité est pratiquement indépendante de la tension inverse. La sensibilité est de l'ordre de 1 μA par μW de lumière incidente.

Ce sont des diodes sensibles aux infrarouges dans une gamme d'onde non visible (800 à 950 nm) ou alors des récepteurs pour lumière visible (autour de 555 nm).

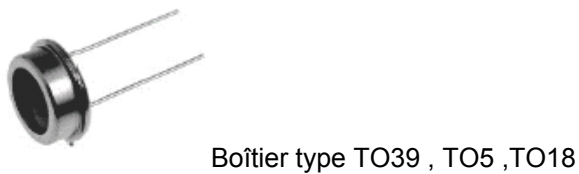
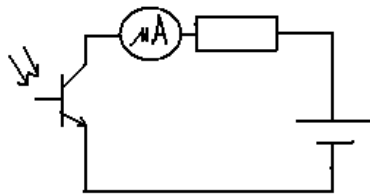
Symboles



Couleurs	Tension de seuil	Longueur d'onde
infrarouge	1,6 V à 2V	930 à 950 nm
rouge	1,6 V à 2 V	650 à 660 nm



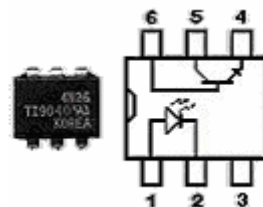
Diode IR silicium extrêmement sensible avec filtre de lumière du jour incorporé

Diode réception Photodiode PIN**Diode réception** Photodiode boîtier TO**VII.5. Phototransistor**

Quand on éclaire la jonction base-collecteur d'un phototransistor normalement polarisé en inverse, celle-ci se comporte comme une photodiode et génère un courant de base. Ce courant est amplifié par effet transistor et le courant de collecteur est β fois plus important que celui d'une photodiode.

VII.6 Les photocoupleurs à sortie transistor

Les photocoupleurs ou optocoupleurs à sortie transistor sont constitués d'une LED infra rouge et d'un phototransistor pour simplifié. Lorsque la LED est éteinte le transistor est bloqué, et lorsque la LED est alimenté le transistor conduit. Les photo coupleurs sont utilisés comme barrages photoélectriques pour isoler la partie commande (LED) de la puissance (transistor) qui peut à sont tour commuter de fortes puissances ; ont dit aussi Isolation galvanique entre circuit de commande et de charge .

Symboles

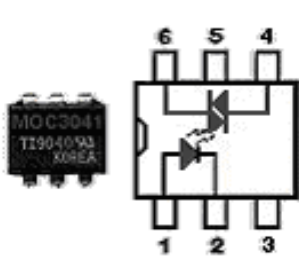
Les principales caractéristiques des photocoupleurs sont :

- **La tension de sortie** : en fonction du type de transistors de sortie
- **La tension d'isolation** : c'est la tension maximal provoquant un " arc age" entre la LED et le transistor (de l' ordre de plus de 2500V)
- **Le courant de sortie** : dépend aussi du transistor (de 30mA à 150mA)

Dans la famille des photocoupleurs existent les photocoupleurs sortis triac ou thyristor

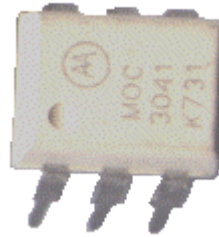
Les optocoupleur sortie triac ou thyristor s'utilisent pour créer une isolation galvanique entre le circuit de commande en basse tension et le circuit de puissance (charge) de tension supérieur (par ex : 220 V~) .

Symboles



3041

Optotriac



Boîtier d'optotriac MOC

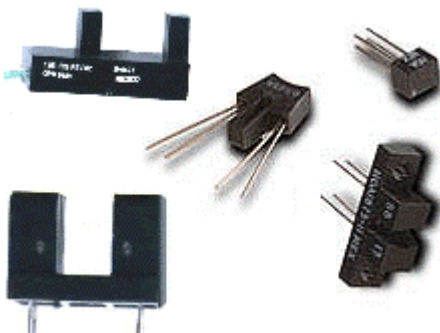
Les optocoupleurs sortie triacs :

- La broche 1 : Anode de la LED de commande
- La broche 2 : Cathode de la LED de commande
- la broche 4: A1 du triac
- la broche 5 : ne pas connecté, correspond au substrat du composants dans certain cas .
- la broche 6 : A2 du triac

VII.7 Capteurs optiques

Les **capteurs optiques** , fourches optiques ou barrières photoélectrique s' utilise comme commutateur , détections , compteur de vitesse , comptage d' objet .(une led et un photo transistor de l' autre coté au bout d' une fourche) .

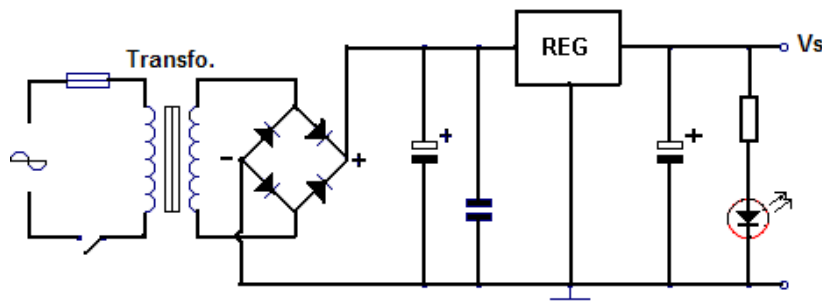
Pour les **capteurs à réflexions** la LED infrarouge se trouve à coté du phototransistor mais avec un angle en fonction de la distance de détection , en effet c' est l' objet qui passe au dessus du capteur qui doit renvoyer la lumière de la LED vers le photo transistor .



VIII. Régulateurs de tension

VIII.1. Utilité du régulateur de tension

Très facile à mettre en œuvre, très fiable et qui plus est, peu onéreux, un **régulateur de tension** intégré est un composant à semi-conducteur dont le rôle consiste à **rendre quasi continue une tension** qui présente une ondulation (issue d'un pont redresseur, par exemple) et à **stabiliser sa valeur**.



Sur la figure est représenté un schéma classique d'une alimentation avec régulateur (noté REG). On voit que le régulateur de tension est précédé par le transfo abaisseur, le pont redresseur et le condensateur de filtrage électrochimique.

Pour avoir une régulation encore plus stable il suffit de rajouter deux condensateurs.

- Le condensateur amont est un céramique de 100 nF et le condensateur aval est un chimique de 10 μ F 25V.

Le point faible des régulateurs intégrés est la valeur mini de la tension d'entrée. En effet, il faut une tension théorique de 3V supérieur à la tension régulée désirée.

La DEL sert ici à visualiser la présence de la tension de sortie Vs.

VIII.2. Régulateurs de tension fixe

La dernière génération des régulateurs de tension intégrés ne comporte que trois broches : une pour la tension non régulée d'entrée, une pour la tension régulée de sortie et une pour la masse. Le courant de charge des nouveaux régulateurs va de 100 mA à plus de 3 A .

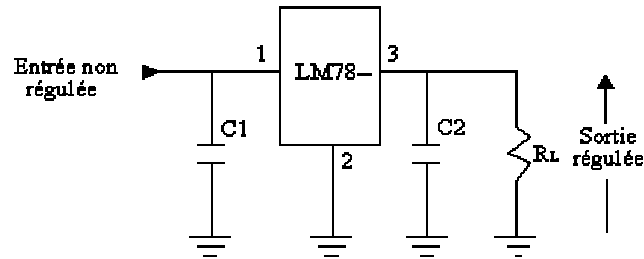
LM78L05 => 100mA, LM78M05 ==>1A, LM317 ==>1.5A, LLM340K5 ==>5A

Offerts dans des boîtiers en plastique ou en métal, les régulateurs à trois bornes sont faciles à utiliser et sont d'un prix modique. À l'exception des condensateurs de découplage, les nouveaux régulateurs de tension intégrés à trois bornes ne requièrent aucun composant externe.



Figure 7- 2. Régulateur de la série L78XX

XX représente la valeur de la tension stabilisée : XX = 05, 06, 08, 09, 10, 12, 15, 18, 24 V
Si le régulateur est à plus de quelques centimètres du condensateur de filtrage de l'alimentation non régulée, l'inductance des conducteurs peut faire osciller le régulateur. Voilà pourquoi on monte souvent un condensateur de découplage C1 sur la broche 1.



Pour **améliorer** la régulation de sortie, on monte parfois un condensateur de découplage C2. La capacité typique de ces condensateurs de découplage va de 0.1 μF à 1 μF .

La série LM recommande 0.22 μF pour C1 et 0.1 μF pour C2.

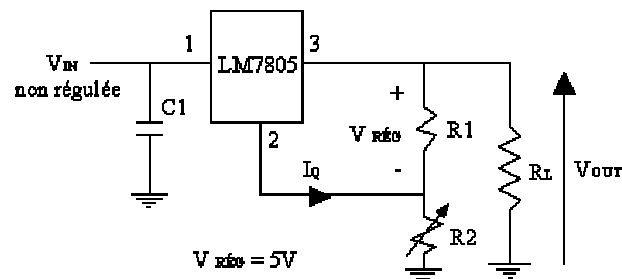
La tension d'entrée de tous les régulateurs de la série LM doit être supérieure d'au moins 2 à 3 volts à la tension régulée de sortie, sinon ils ne régulent pas.

La puissance dissipée admissible limite la tension d'entrée. Elle est de l'ordre de 35 volts pour la série LM.

La série 78XX possède des tensions de sortie positives alors que la tension de sortie des régulateurs de la série 79XX est négative

Alimentation réglable à l'aide d'un régulateur de tension fixe

L'ajout de composants externes permet de régler la tension de sortie. La borne commune n'est pas mise à la masse, mais connectée au sommet de R2. La sortie régulée est aux bornes de R1 et sa valeur est fixe et égale à la tension du régulateur utilisé. Exemple $V_{\text{RÉG}} = +5\text{V}$ pour un LM7805, +12V pour un LM7812, -9V pour un LM7909 etc. Un courant de repos négligeable traverse la borne 2.



$$V_{\text{OUT}} = V_1 + V_2 \text{ avec } V_1 = V_{\text{RÉG.}}$$

Le courant de repos du régulateur I_Q est très faible devant le courant qui circule dans le diviseur de tension formé de R1 et R2 donc le courant I_1 est égal au courant I_2

$$I_1 = \frac{V_{\text{REG.}}}{R_1}$$

$$\text{Donc: } V_2 = R_2 \times I_2 = R_2 \times I_1 = R_2 \times \frac{V_{\text{REG.}}}{R_1}$$

$$V_{\text{OUT}} = V_1 + V_2 = V_{\text{RÉG}} + R_2 \times \frac{V_{\text{REG.}}}{R_1} = V_{\text{RÉG}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$V_{\text{RÉG}} = 5$ volts dans le cas de la figure précédente (LM7805).

Exercice résolu :

On considère le schéma précédent dans lequel $R1 = R2 = 5K\Omega$.

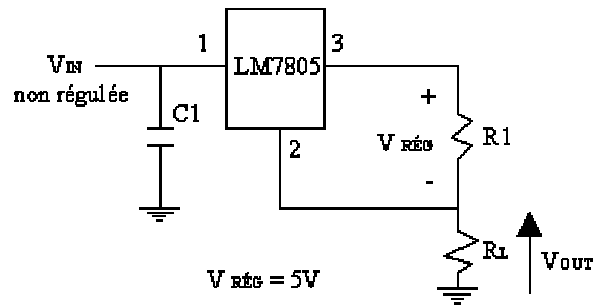
Calculer V_{OUT} minimum et V_{OUT} maximum.

V_{OUT} est minimum lorsque $R2 = 0$, il est maximum lorsque $R2 = 5K\Omega$

$$V_{OUT \text{ min}} = [(0 + 5000) / 5000] \times 5 = 5 \text{ volts}$$

$$V_{OUT \text{ max}} = [(5000 + 5000) / 5000] \times 5 = 10 \text{ volts}$$

5.8.2. Régulateur de courant : la résistance de charge est branchée à la place de $R2$

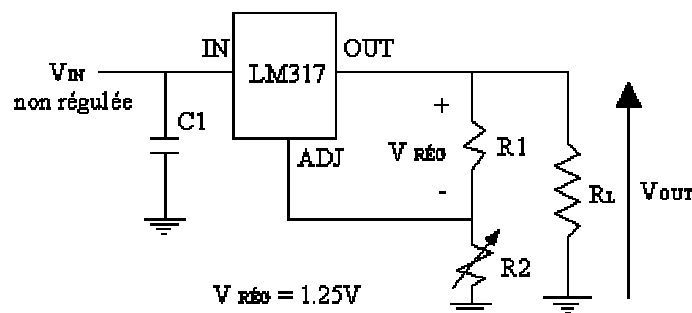


La tension aux bornes de $R1$ est constante et égale à 5 volts, le courant qui y circule est aussi constant. En négligeant le courant qui sort de la broche 2, le courant de charge est le même que le courant qui circule dans $R1$. Si $R1 = 50 \Omega$, le courant dans la charge peu importe la valeur de R_L sera toujours :

$$I_{RL} = V_{RÉG} / R1 = 5 / 50 = 100 \text{ mA}$$

VIII.3 Régulateurs ajustables (LM317, LM 338 ou LM350)

Ils se présentent dans les mêmes boîtiers que ceux de la série LM78XX et LM 79XX à la seule différence que les broches sont marquées IN, OUT et ADJ. Le courant maximum de ces régulateurs va de 1.5 à 5 A et la tension stable entre les broches ADJ et OUT est de 1.25 volts. Le régulateur LM 317, de tension positive à 3 broches, peut débiter 1,5 A sous une tension de sortie allant de 1,2 V à 37V.



$$V_{out} = 1,25 \left(\frac{R2}{R1} + 1 \right)$$

On calcule V_{out} à l'aide de la formule ci-dessus, la valeur de $R1$ étant celle recommandée par le fabricant. $C1$ n'est nécessaire que dans le cas où le régulateur serait implanté à une distance de plus de 15 cm du condensateur de filtrage. Un condensateur $C2$ en parallèle sur la sortie (optionnel mais conseillé) améliore sensiblement l'impédance de sortie et le ripple rejection ratio (rapport des variations relatives de V_{out} à V_{in}).

En choisissant pour R2 un potentiomètre linéaire de 5 k Ω , on obtient en sortie une tension variable comprise entre 1,25 V et plus de 24 V.

Nota: R2 peut aussi être une résistance fixe; on réalise alors une alimentation fixe de précision.

VIII.4 Choisir un régulateur de tension

Compte tenu de ce qui a été dit ci-dessus (régulateur fixe ou variable, positif ou négatif), le choix d'un modèle particulier repose sur quelques critères déterminés par le cahier des charges de l'alimentation à réaliser.

- La **tension de sortie** V_{out} : c'est le principal critère de choix, puisqu'il correspond à la tension désirée. Ainsi, pour une tension de + 5 V, on choisira un 7805 ou un 78L05, selon le courant nécessaire. Si on désire une tension variable, de 3 à 12 V par exemple, on s'orientera vers un LM 317 ou un L 200.
- La **tension d'entrée (Vin)** doit toujours être supérieure de 2 à 3 V à la tension de sortie (V_{out}) \rightarrow 7 V pour un 7805, 27 V pour un 7824... La différence correspond à la chute de tension interne (V_{drop}).
- La **tension maximale en entrée** $V_{in,max.}$, va jusqu'à 25 V pour un 7805 et 38 V pour un 7824.
- Le **courant de sortie**: un 78L05 peut débiter 100 mA, tandis qu'un 7805 est capable de fournir 1 A en permanence.
- La **tolérance**: indiquée par une lettre ("C" le plus souvent), elle est en général meilleure que 5%. Soit, pour un 7805, une tension de sortie comprise entre 4,75 V et 5,25 V. Mais dans la pratique, on observera que la tension délivrée est souvent très proche de la valeur nominale (4,97 V pour un 7805, lorsque le courant débité n'est pas très élevé).

A noter cependant que la valeur nominale est vérifiée à 25°C et qu'une élévation de température dégrade, comme toujours, les performances du régulateur (- 1 mV/°C typique). C'est pourquoi un radiateur, vissé sur le boîtier, est recommandé chaque fois qu'il y a risque d'échauffement important.

Lire une fiche technique

Parmi les paramètres que l'on rencontre fréquemment dans une "data sheet" de fabricant, mentionnons:

- **Input regulation** (ou **Line Regulation**): exprime en mV les variations de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée varie. Une variation de V_{in} de 7 à 25 V, par exemple, se traduira par une variation de V_{out} de 3 à 100 mV.
- **Ripple rejection ratio**: rapport des variations relatives de V_{out} à V_{in} . Pour un 7805, ce rapport va couramment de 62 à 78 dB, soit une variation de V_{out} 1000 à 10000 fois moindre que celle de V_{in} .
- **Output regulation** (ou **Minimum Load Current**): traduit l'influence des variations du courant de sortie sur la valeur de la tension régulée. Si le courant de charge varie de 5 mA à 1,5 A, la tension de sortie ne varie, en général, que de 15 à 100 mV.

Ces chiffres montrent bien la grande stabilité de la tension en sortie d'un régulateur, en dépit des diverses variations qui peuvent affecter la tension en entrée ou le courant en sortie.

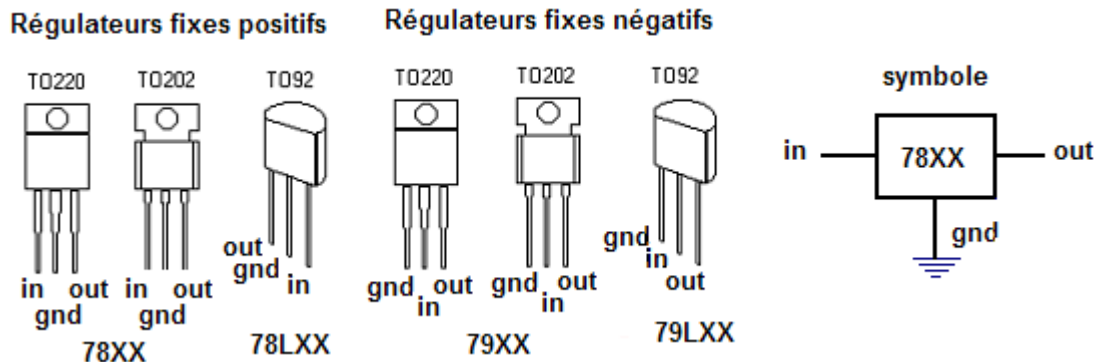
Les principaux modèles de régulateurs disponibles

On trouve sur le marché quantité de modèles de régulateurs, dont certains sont très "pointus" ou destinés à des applications spécifiques. Dans la pratique, l'amateur se tournera en priorité vers des régulateurs "tous usages", à la fois performants, fiables et peu chers.

Séries 78XX et 78LXX

Ces **régulateurs fixes positifs** sont sans doute les plus utilisés. Ils disposent tous d'une limitation interne du courant et d'une protection thermique. Seule contrainte: la tension d'entrée minimale $V_{in\ min}$ doit être égale ou supérieure à $(V_{out} + 2\ V)$. Ces modèles bénéficient d'une tolérance à 5 % (suffixe C).

$V_{in\ max}$	30 V (40 V pour 7824)
V_{out}	XX = 05, 06, 08, 09, 10, 12, 15, 18, 24 V
$I_{out\ max}$	1 A (2 A en pointe); 100 mA pour 78LXX



Par mesure de précaution, on équipera les régulateurs fixes d'un radiateur à visser sur le boîtier, dans le trou prévu à cet effet, dès lors que V_{in} sera nettement supérieur à V_{out} et/ou que le courant de sortie sera susceptible de dépasser la moitié de sa valeur maximale. On pourra choisir, sans s'embarrasser de calculs, un modèle de radiateur de résistance thermique R_{th} égale à $37\ ^\circ\text{C}/\text{W}$ (prix indicatif: 0,25 euro). En cas de doute sur la puissance maximale dissipée, choisir la taille au-dessus ($R_{th}\ 15\ ^\circ\text{C}/\text{W}$).

Séries 79XX et 79LXX

Mêmes caractéristiques que ci-dessus (XX = 05, 12, 15, 24 V), mais il s'agit de **régulateurs fixes négatifs**, pour alimentations symétriques.

Régulateurs variables

Ils ne sont pas beaucoup plus difficiles à mettre en oeuvre que les régulateurs fixes et rien d'ailleurs n'empêche de les utiliser comme régulateurs fixes. En revanche, ils sont un peu plus chers...

L'un des plus célèbres régulateurs variables est sans doute le LM317, dont il existe plusieurs variantes, identifiables par leur suffixe (K, H, T, etc...). Le moins cher de la famille (environ 0,70 euro à l'unité), le **LM317T**, est conditionné en boîtier TO-220. Il ne nécessite que deux composants périphériques: une résistance et un potentiomètre. C'est grâce à ce dernier, on s'en doute bien, que l'on fera varier la tension de sortie. Voyons l'essentiel de sa *data sheet*:

LM317T 3-Terminal Adjustable Regulator

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input-Output Voltage Differential	$(V_{in} - V_{out})_{max}$			40	V
Reference Voltage	$3\ V < (V_{in} - V_{out}) < 40\ V$	1,20	1,25	1,30	V

Line Regulation	$3\text{ V} < (V_{in} - V_{out}) < 40\text{ V}$		0,01	0,07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} < I_{out} < I_{max}$		0,03	1,5	%
Temperature Stability	$T_{min} < T_j < T_{max}$			1	%
Minimum Load Current	$(V_{in} - V_{out}) = 40\text{ V}$		3,5	10	mA
Current Limit	$(V_{in} - V_{out}) < 15\text{ V}$	1,5	2,2	3,4	A
Ripple Rejection Ratio	$V_{out} = 10\text{ V}, f = 120\text{ Hz}$		65		dB
Operating Temperature Range		0		125	°C
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	No heat sink		50		°C/W

- **Input-Output Voltage Differential:** différence entre la valeur de la tension V_{in} d'entrée et de la tension en sortie V_{out} .
- **Reference Voltage:** c'est la tension la plus basse qu'on peut obtenir en sortie (donc supérieure à 0 V en l'occurrence).
- **Line Regulation et Load Regulation:** ces deux paramètres expriment la variation subie par la tension de sortie V_{out} en fonction de la variation de la tension d'entrée V_{in} ou du courant I_{out} . Les valeurs, on le voit, sont minimales.
- **Minimum Load Current:** valeur minimale du courant dans la charge pour maintenir la régulation.
- **Current Limit:** c'est le courant "garanti" en sortie, sous réserve de remplir la condition énoncée.
- **Thermal Resistance, Junction-to-Ambient:** résistance thermique; le régulateur dissipe par lui-même, sans radiateur, 50°C/W. Attention, une "bonne" valeur est ici une valeur faible. Ainsi, 35°C/W est meilleur que 50°C/W.

VIII.5 Concevoir une alimentation

Une **alimentation** (« power supply », en anglais) est un appareil capable de fournir une tension continue fixe ou variable à partir d'une tension alternative (en général, le 230 V du secteur). La plupart des montages électroniques nécessitent, on l'a vu, une alimentation continue basse tension, d'où l'importance de ce "bloc fonctionnel".

Les qualités des régulateurs de tension intégrés, à savoir excellentes performances, très grande fiabilité, mise en oeuvre extrêmement simple, disponibilité et coût dérisoire, font que ces composants sont désormais au coeur de pratiquement toutes les alimentations. Les autres montages, ceux par exemple à base de condensateur et résistance, de diodes zener ou encore de transistors, appartiennent pour ainsi dire au passé...

Une alimentation "classique" moderne comporte toujours:

- un **transformateur** abaisseur, qui fournit sur son secondaire une tension alternative très inférieure à celle du secteur,
- un **pont redresseur** (diodes en pont de Graëtz), qui fournit en sortie une tension non plus alternative mais redressée,
- une ou des **capacités de filtrage**, qui réduisent l'ondulation de la tension issue du pont redresseur,
- un **régulateur de tension**, fixe ou variable, dont le rôle est de stabiliser le potentiel à une certaine valeur.

Peuvent s'y ajouter un ou des condensateurs facultatifs pour améliorer les performances du régulateur, divers dispositifs de protection (fusible, dissipateur, diode anti-retour...), de signalisation ou d'affichage (DEL témoin, affichage analogique ou numérique de la tension, du courant...) et, dans la plupart des cas, un interrupteur.

Les principaux paramètres à prendre en compte sont:

- la tension continue à fournir en sortie,
- le courant maximal débité,
- le coût et la complexité du montage, en regard des performances attendues (le fameux rapport qualité/prix...).

En effet, le critère économique ne doit pas être négligé (dans l'industrie, il ne l'est jamais!). Les régulateurs présentés ici se distinguent par un excellent rapport qualité/prix et une remarquable simplicité.

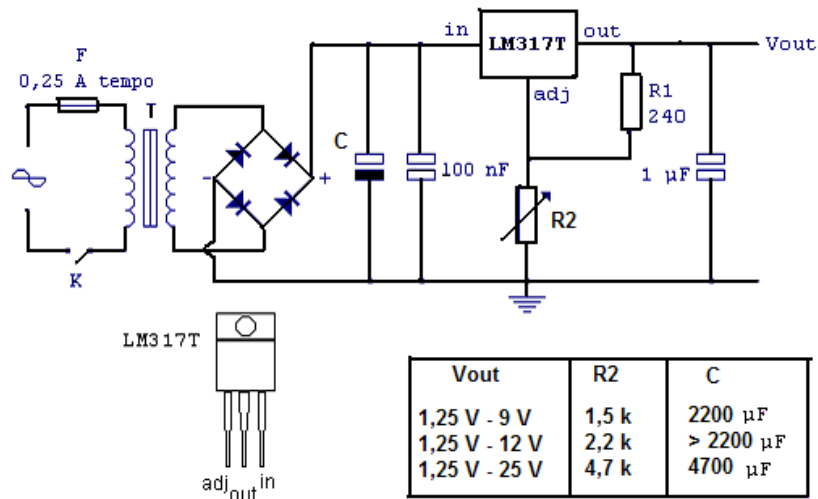


Schéma complet d'une alimentation variable "de qualité" autour d'un LM317T.

Le pont redresseur peut être un pont moulé ou quatre diodes 1N4007 en pont de Graëtz. La tension de service du condensateur de filtrage C doit être supérieure à la tension crête issue du secondaire du transfo. Le courant dans la charge pourra se situer aux alentours de 1 A, sans excéder la valeur (confortable!) de 1,5 A. Il est en outre recommandé d'équiper le régulateur d'un radiateur approprié (R_{th} de $14^{\circ}C/W$, par exemple) et de prévoir un coffret "aéré".

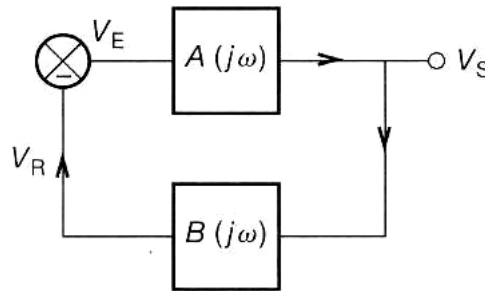
Rappel: une alimentation étant raccordée au secteur, il convient de ne jamais négliger la **sécurité** de l'utilisateur: une isolation électrique parfaite est absolument nécessaire. Souvenez-vous que la tension secteur peut être mortelle!

IX Les générateurs des signaux

IX.1 Oscillateurs sinusoïdales

Un oscillateur est un système bouclé fonctionnant en régime d'instabilité. Il produit à sa sortie un signal quasi-sinusoïdal, de faible distorsion harmonique et de période stable.

L'oscillateur comporte essentiellement un amplificateur de gain A , rebouclé sur lui-même à travers un circuit de rétroaction dont le facteur de transfert est B (voir la figure ci-dessous).



Conditions d'oscillations : $A(j\omega).B(j\omega) = -1$

Critère de Barkhausen : $\underline{A} \cdot \underline{B} = 1$

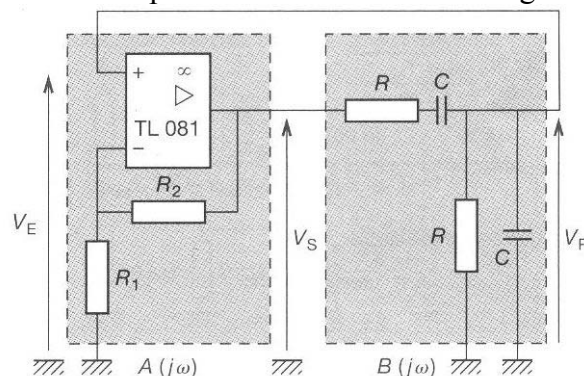
Principe de fonctionnement : Le « bruit » des composants est suffisant pour faire démarrer les oscillations. La sinusoïde est amplifiée, son amplitude augmente puis se stabilise à cause de la non linéarité de la chaîne directe (saturation des A.O. ou des transistors).

Condition limite de démarrage : $|A(j\omega).B(j\omega)| > 1$

Il existe des très nombreux montages de générateurs d'onde sinusoïdale dont ceux à pont Wien et à réseaux déphaseur.

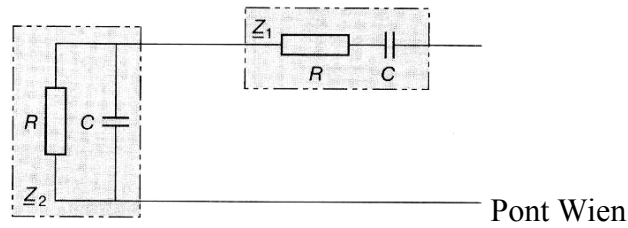
a. Etude de l'oscillateur à pont Wien

Le schéma de principe d'un oscillateur à pont Wien est donné sur la figure suivante



La chaîne directe de l'oscillateur est constituée par un A.O. (montage non inverseur) associé à deux résistances R_1 et R_2 dont l'amplification en tension A est : $A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_S}{V_E}$

La chaîne de retour est le pont (filtre) Wien – un filtre passif réalisé avec deux circuits RC, un en série et l'autre en parallèle voir la figure ci-dessous).



Le facteur de transfert $\underline{B} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2}}$ ou

$$\underline{Z}_1 = R + \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad \underline{Z}_2 = \frac{1}{R} + jC\omega$$

$$\text{Donc} \quad B = \frac{1}{3 + j\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)}$$

On doit avoir $\underline{A} \cdot \underline{B} = 1$ pour cela il faut $RC\omega = 1$ d'où :

$$B = \frac{1}{3} \quad \text{et} \quad A = 3,$$

Pour avoir la relation de calcul pour la fréquence d'oscillation on annule la partie imaginaire :

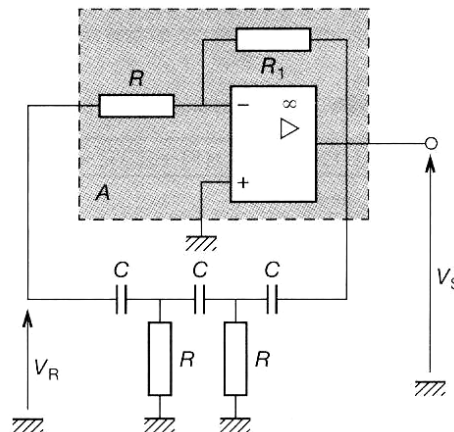
$$\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right) = 0 \quad \text{et on obtient} \quad f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Application numérique :

Si $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$, $R = 4,7 \text{ k}\Omega$ et $C = 22 \text{ nF}$ la fréquence d'oscillation sera $f = 1540 \text{ Hz}$

b. Etude de l'oscillateur à réseau déphaseur

Le schéma de principe d'un oscillateur à réseau déphaseur est donné sur la figure suivante



La chaîne directe de l'oscillateur est constituée par un A.O. (montage inverseur) associé à deux résistances R_1 et R_2 dont l'amplification en tension A est : $A = -\frac{R_2}{R_1}$

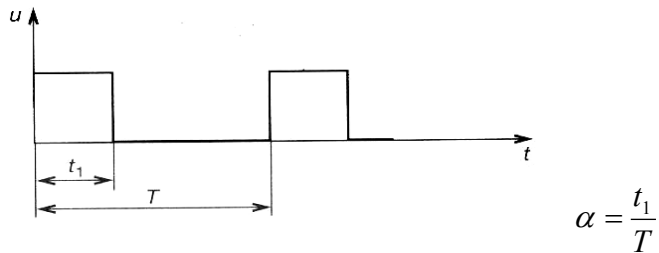
$$\text{Le facteur de transfert } B = \frac{V_R}{V_S} = \frac{(RC\omega)^3}{1 + 5RC\omega + 2R^2C^2\omega^2 + R^3C^3\omega^3}$$

$$\text{Fréquence d'oscillation : } f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

IX.2 Les oscillateurs de relaxation.

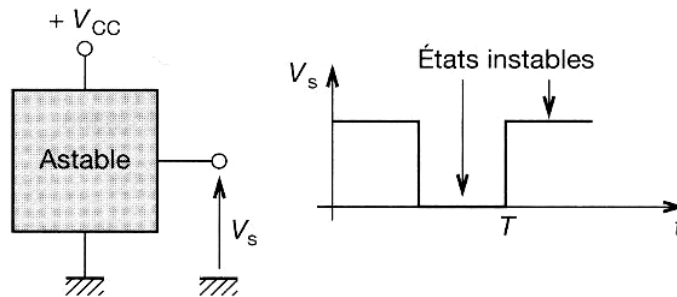
Un oscillateur produisant un signal rectangulaire est appelé **relaxateur**.

Un signal rectangulaire est défini par sa période T et son rapport cyclique α :

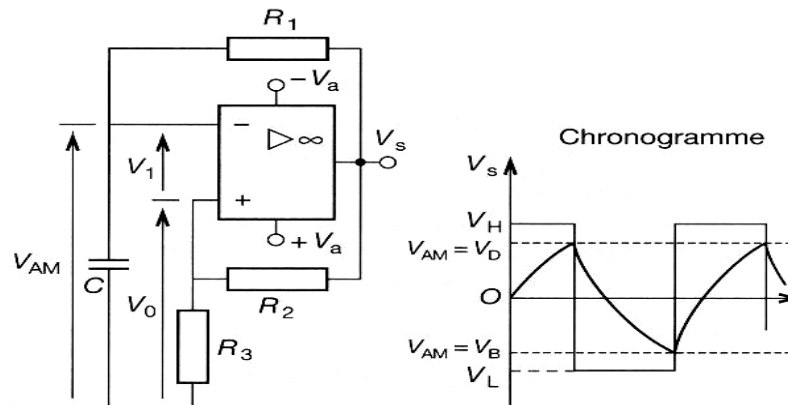


Montages astables

Un montage **astable** est un **générateur autonome**, délivrant une tension rectangulaire, périodique, évoluant entre deux états instables.



a) Astable à AOP



AOP est monté en comparateur en hystérésis.

$$V_D = \frac{V_H \cdot R_3}{R_2 + R_3} \quad \text{et} \quad V_B = \frac{V_L \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

V_H : tension de saturation haute de l'AOP.

V_L : tension de saturation basse de l'AOP.

La sortie de ce montage change d'état pour différents niveaux de la tension d'entrée selon que la variation de cette tension est croissante ou décroissante.

Evolution de V_{AM} : $V_S = V_{AM} + R_1 C \frac{dV_{AM}}{dt}$

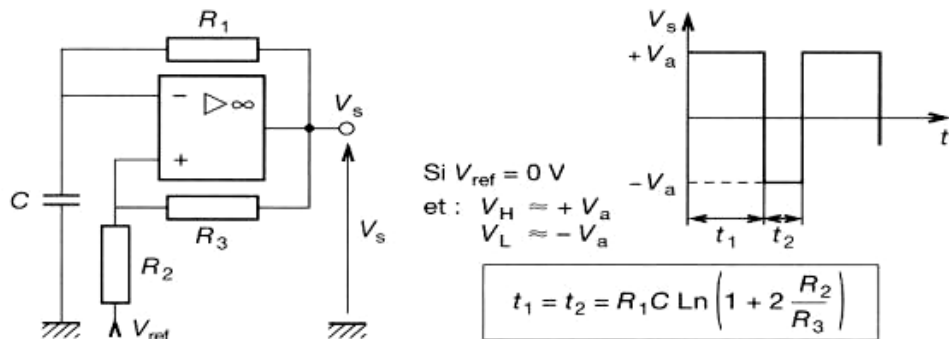
- $V_1 < 0$, $V_S = V_H$, C se charge à travers R_1 , V_{AM} augmente.

- $V_{AM} = V_D$, V_1 devient positif, $V_S = V_L$.
- $V_1 > 0$, $V_S = V_L$, C se décharge à travers R_1 , V_{AM} décroît.
- $V_{AM} = V_B$, V_1 devient négatif, $V_S = V_H$, le cycle recommence.

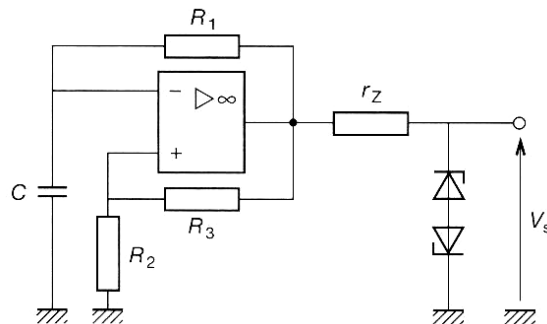
Si $R_3 = R_2$ et $V_H \approx -V_L \approx V_a$, $V_D = V_a/2$, $V_B = -V_a/2$ et la période de relaxation sera $T \approx 2,2 RC$

Si l'on fait varier la tension de référence ($V_{Ref.}$), on fera varier le rapport cyclique et la fréquence du signal de sortie.

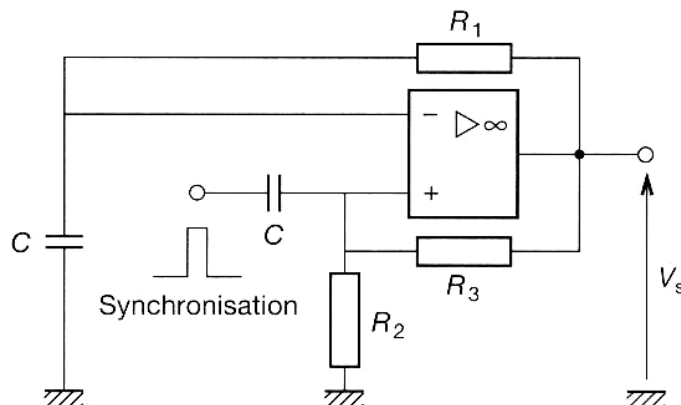
$$t_1 = R_1 \cdot C \ln \left[\frac{1 + 2 \cdot \frac{R_2 - V_{Ref}}{R_3} \frac{V_H}{V_H}}{1 - \frac{V_{Ref}}{V_H}} \right] \quad \text{et} \quad t_2 = R_1 \cdot C \ln \left[\frac{1 + 2 \frac{R_2 + V_{Ref}}{R_3} \frac{V_L}{V_L}}{1 + \frac{V_{Ref}}{V_L}} \right]$$



Pour modifier l'amplitude du signal de sortie on ajoute sur le schéma des diodes Zener (voir le schéma ci-dessous).

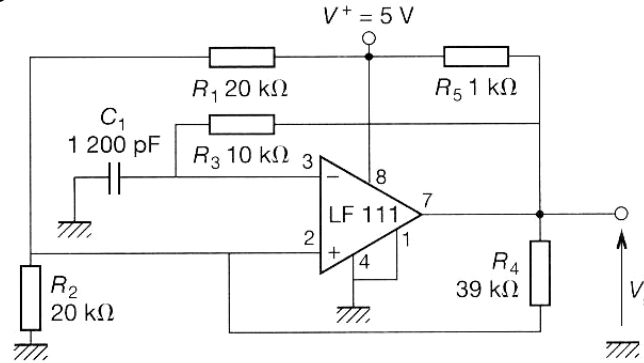


Pour obtenir une synchronisation par impulsion on ajoute un signal de synchronisation (voir le schéma ci-dessous).



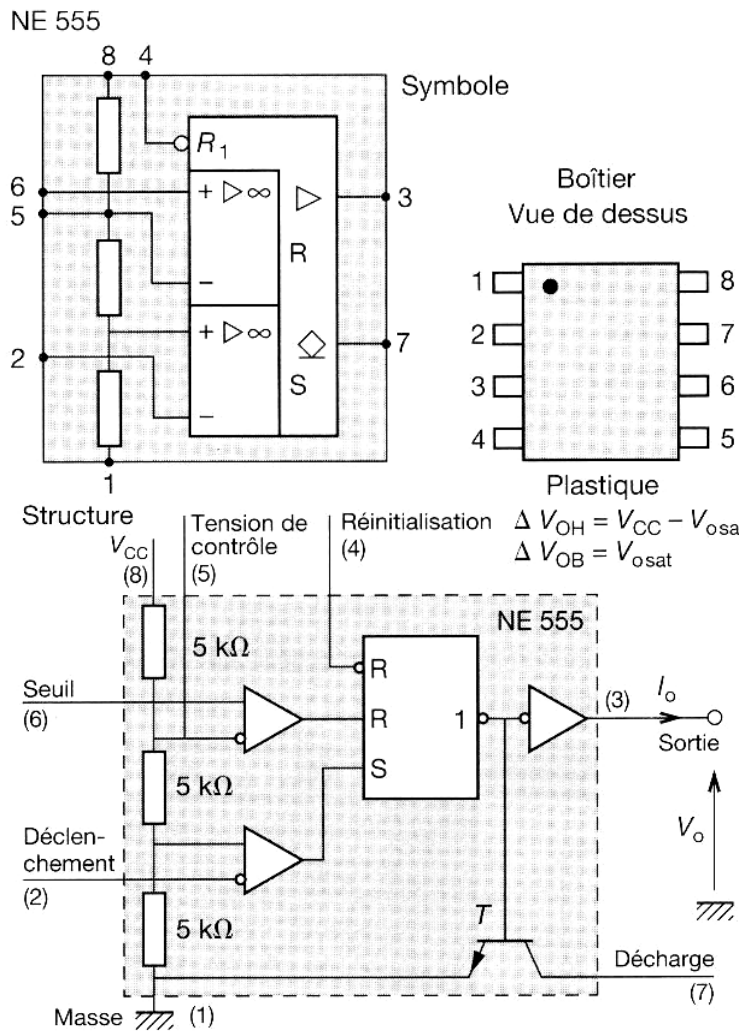
Exemple : Astable à comparateur rapide

Ces astables (voir la figure ci-dessous) permettent un fonctionnement supérieur à 100 kHz. Le temps de monté et de descente du signal de sortie V_s est de 10 ns environ.



b) Astable avec le 555

Règle d'emploi du 555



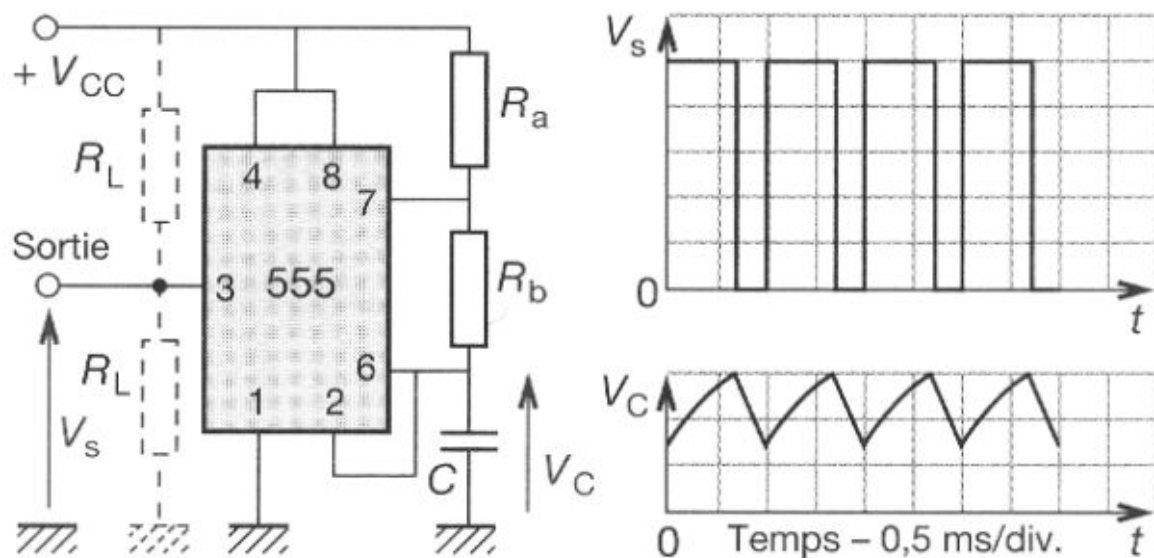
NE 555 – symbole et structure

- Borne 1 : masse

- **Borne 2** : déclenchement. Cette borne est une entrée à haute impédance donc très sensible aux parasites. Le déclenchement s'effectue sur le front descendant d'une impulsion, c'est-à-dire que le niveau de repos est le niveau haut. Le seuil de déclenchement est égal à $1/2 V_{Ref}$, soit $1/3 V_{CC}$ lorsque la borne 5 n'est pas utilisée. La tension de référence interne peut être modifiée en agissant sur la borne 5.
- **Borne 3** : sortie. L'étage de sortie utilisé permet des courants élevés (200 mA) aussi bien au niveau bas qu'au niveau haut.
- **Borne 4** : remise à zéro. En raison de son impédance relativement élevée, il est conseillé de relier cette borne à $+V_{CC}$, lorsqu'elle n'est pas utilisée afin d'éviter des déclenchements parasites. Elle permet, lorsque lui on applique une tension inférieure à V_{BE} , de décharger la capacité. En même temps, elle ramène la bistable interne en position de repos c'est-à-dire la sortie en état bas.
- **Borne 5** : tension de référence. Cette borne permet d'imposer la tension de référence à l'aide d'un circuit extérieur. On peut ainsi faire varier la durée de la temporisation (modulateur de largeur d'impulsions).
- **Borne 6** : entrée du comparateur. Pendant la charge du condensateur, pour de très fortes valeurs de R, le courant d'entrée peut ne pas être négligeable devant le courant de charge et donner lieu à une erreur dans le calcul de la temporisation. On ne peut dépasser, pour la résistance de charge du condensateur $R = 20 M\Omega$.
- **Borne 7** : décharge du condensateur (collecteur ouvert).
- **Borne 8** : alimentation. Le circuit fonctionne de $+5 V$ à $+15 V$.

Montage du 555 en astable

Si on relie l'entrée de déclenchement, broche 2, à la broche 6, on a réalisé un montage astable.



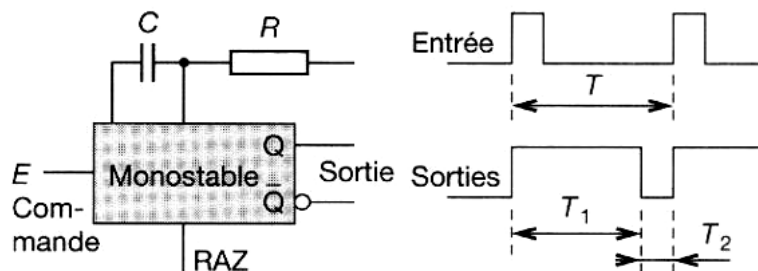
- Temps de montée de V_s : 100 ns
- Temps de descente de V_s : 100 ns
- Alimenté en $+5 V$, le 555 est totalement compatible avec la logique TTL.
- Mettre un condensateur de 1 à 10 nF sur la broche 5 pour éviter les déclenchements intempestifs.
- Le courant consommé sur l'entrée seuil est de $1 \mu A$, ce qui détermine $R_{Max} \cdot C$ ($R_{Max} = 2 M\Omega$).
- Détermination de la fréquence de sortie.

Durée de l'impulsion au niveau haut t_H :	$t_H = 0,693 (R_a + R_b) C$
Durée de l'impulsion au niveau bas t_L :	$t_L = 0,693 (R_b) C$
Période :	$t_H + t_L = 0,693 (R_a + 2 R_b) C$
Fréquence :	$f = \frac{1,44}{(R_a + 2 R_b) C}$
Cycle de commande en sortie :	$\frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_b}{R_a + 2 R_b}$
Rapport niveau haut à niveau bas :	$\frac{t_L}{t_H} = \frac{R_b}{R_a + 2 R_b}$

Le NE 556 est composé de deux NE 555.

Montages monostables

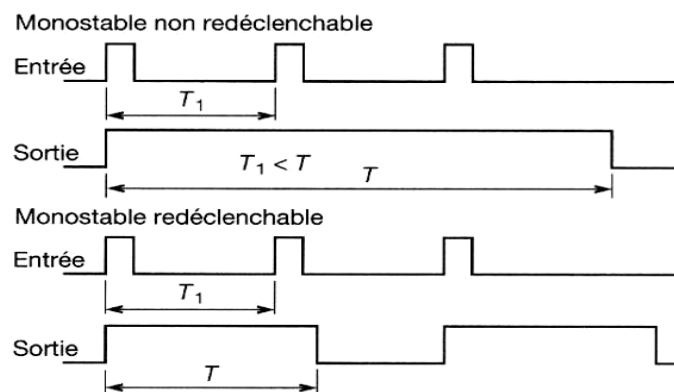
Le monostable (voir la figure ci-dessous) délivre en sortie une impulsion calibrée par un circuit RC qui lui est associé. Cette impulsion est déclenchée par un changement de niveau à l'entrée du monostable. Le changement de niveau peut être caractérisé en fonction de type du circuit par un changement d'état, une impulsion ou encore la détection d'un front montant ou descendant. L'impulsion calibrée est appelée état instable.



Sur le graphique ci-dessous sont présentés les signaux de commande (d'entrée) et les signaux de sortie pour les deux types de circuits monostables :

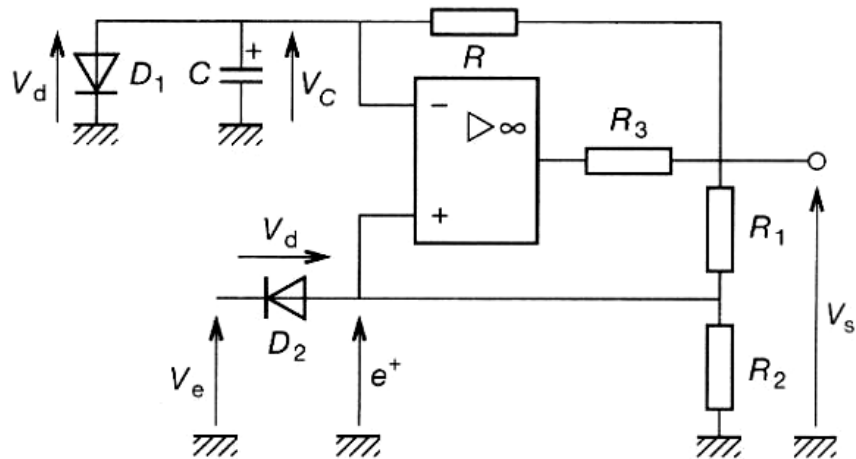
- Non redéclenchable
- Redéclenchable

NB : réamorçable ou redéclenchable se dit en anglais retriggerable.



- Le niveau haut caractérisé par T_1 est l'état instable.
- Le niveau bas caractérisé par T_2 est l'état stable.

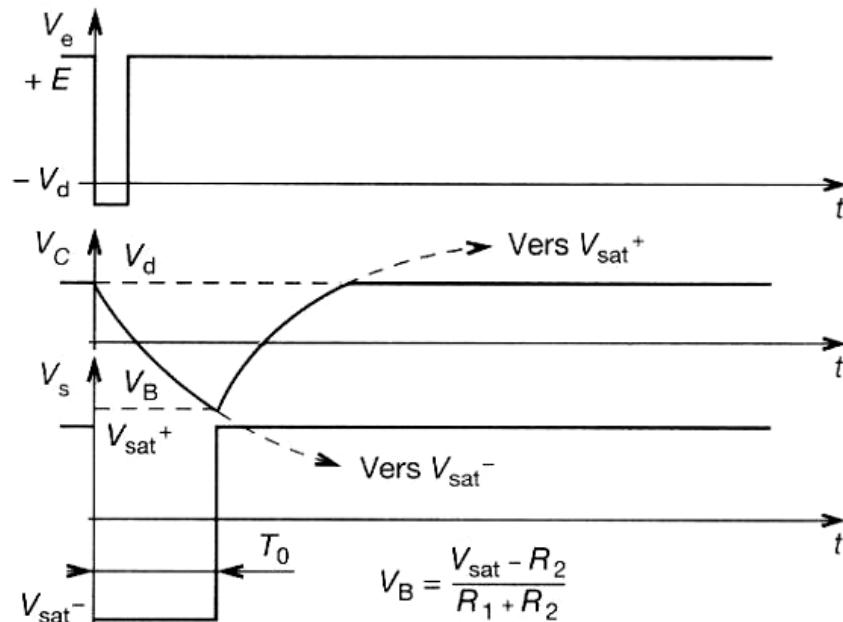
a) Monostable à AOP



Fonctionnement

1. Lorsque l'impulsion d'entrée (V_e) devient inférieure à « 0 » ($e^+ < V_d$), la sortie de l'AOP bascule et $V_s = V_{sat^-}$.
2. Le condensateur C se décharge au travers de R et V_C tend vers V_{sat} .
3. Lorsque $V_C < V_{sat^-} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_B$ ($e^+ > V_C$), l'AOP bascule et la tension à ses bornes :
 4. $V_s = V_{sat^+}$
5. Le condensateur C se charge au travers de R et V_C tend vers V_{sat^+} , mais lorsque $V_C = V_d$, la tension se stabilise (grâce à la diode D_1 qui se met à conduire).

Les formes d'ondes des tensions V_e , V_C , et V_s sont présentées ci-dessous :

Calcul de la période T_0

Equation fondamentale de la charge de C :

$$V_s = V_C + RC \frac{dV_C}{dt} \quad \text{donc :}$$

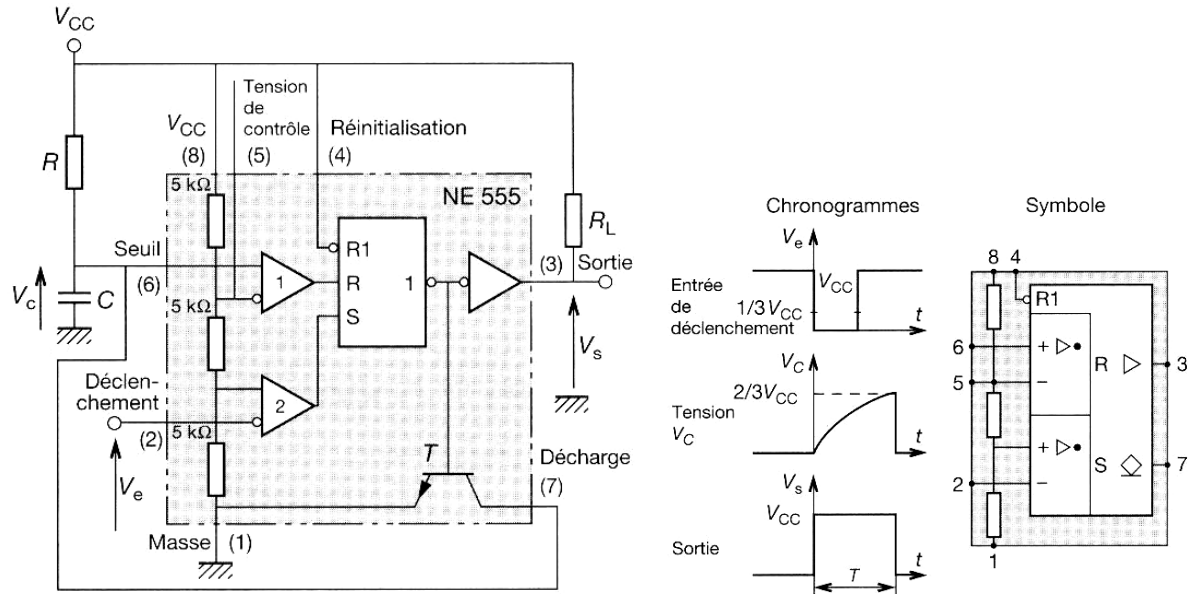
$$T_0 = R \cdot C \ln \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left(1 + \frac{V_d}{V_{sat}} \right) \right] \quad \text{avec } |V_{sat}^-| \approx |V_{sat}^+| \approx V_{sat}$$

Si $V_C \ll V_{sat}$:

$$T_0 = R \cdot C \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

- La résistance R_3 sert à limiter le courant de sortie de l'AOP.

b) Monostable à NE 555



Fonctionnement

1^{er} temps : au temps T_0 , le condensateur est déchargé. L'impulsion de déclenchement (tension inférieure à $1/3$ de V_{CC}) appliquée sur la borne 2 met le bistable interne en position « charge » ce qui bloque le transistor T ; la sortie est à l'état haut.

2^e temps : le transistor étant bloqué, le condensateur C se charge à travers la résistance R selon la loi :

$$V_C = V_{CC}(1 - e^{-t/RC})$$

Jusqu'à ce que V_C soit égale à V_{ref} ($2/3 V_{CC}$).

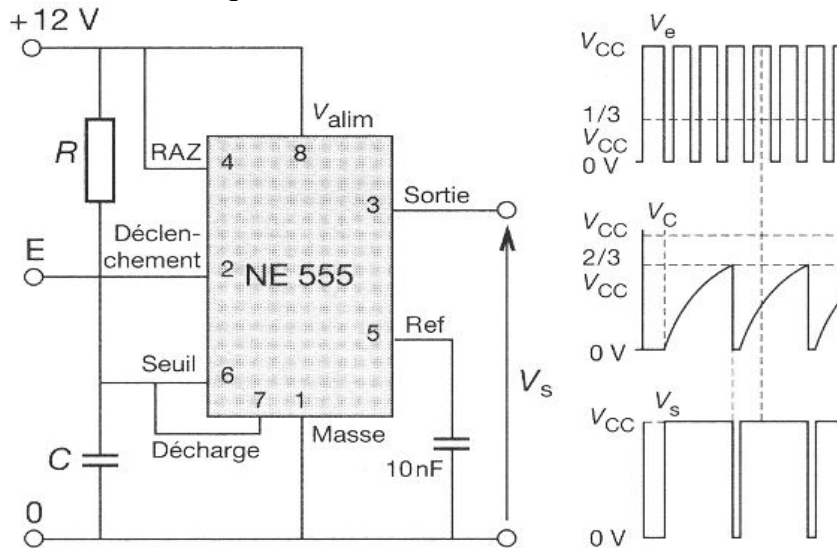
3^e temps : le comparateur 1 change d'état et ramène le bistable interne dans sa configuration initiale, ce qui entraîne la saturation du transistor et le décharge de C . La sortie passe au niveau bas. Le circuit est revenu à son état initial.

Calcul de T

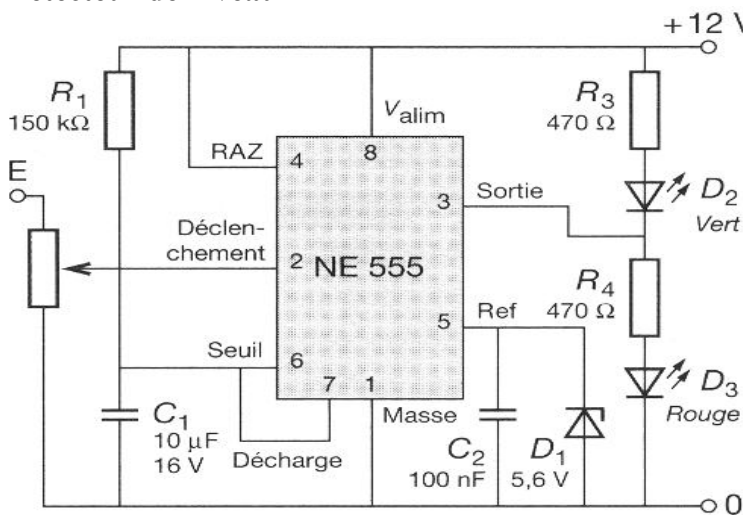
$$T = 1,1 RC = RC \ln 3$$

Utilisation du monostable à NE 555

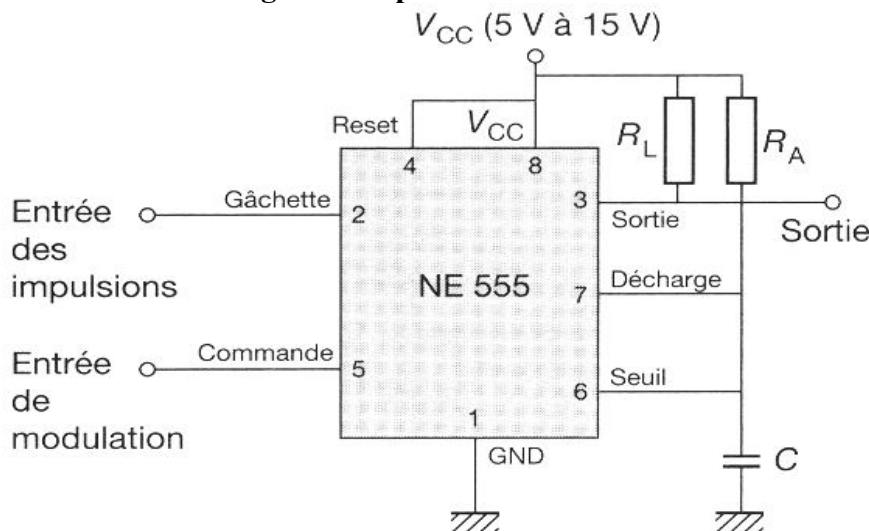
1. Diviseur de fréquence



2. Détecteur de niveau



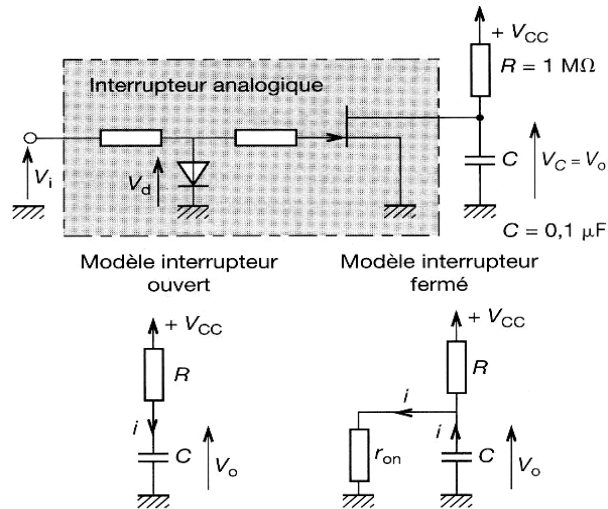
3. Modulateur de largeur d'impulsion



IX.3 Générateurs de rampes (balayage)

Le générateur de rampe s'effectue au travers de charge ou de décharge d'un condensateur à courant constant.

a) Charge de condensateur par résistance



La charge est obtenue lorsque l'interrupteur est ouvert, ($V_i = 0$). Dans ce cas le condensateuse charge en respectant l'équation :

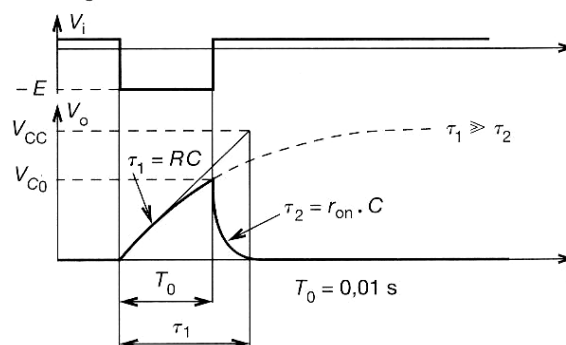
$$V_C(t) = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Comme pour avoir une rampe linéaire, il faut avoir sur $T_0 \rightarrow RC \gg T_0$:

$$V_C(t) = V_{CC} \left(1 - \left(1 - \frac{t}{RC} \right) \right)$$

Donc : $V_C(t) = V_{CC} \frac{t}{RC}$ et $\tau_1 = RC = 3 \text{ à } 5 T_0 \text{ min}$

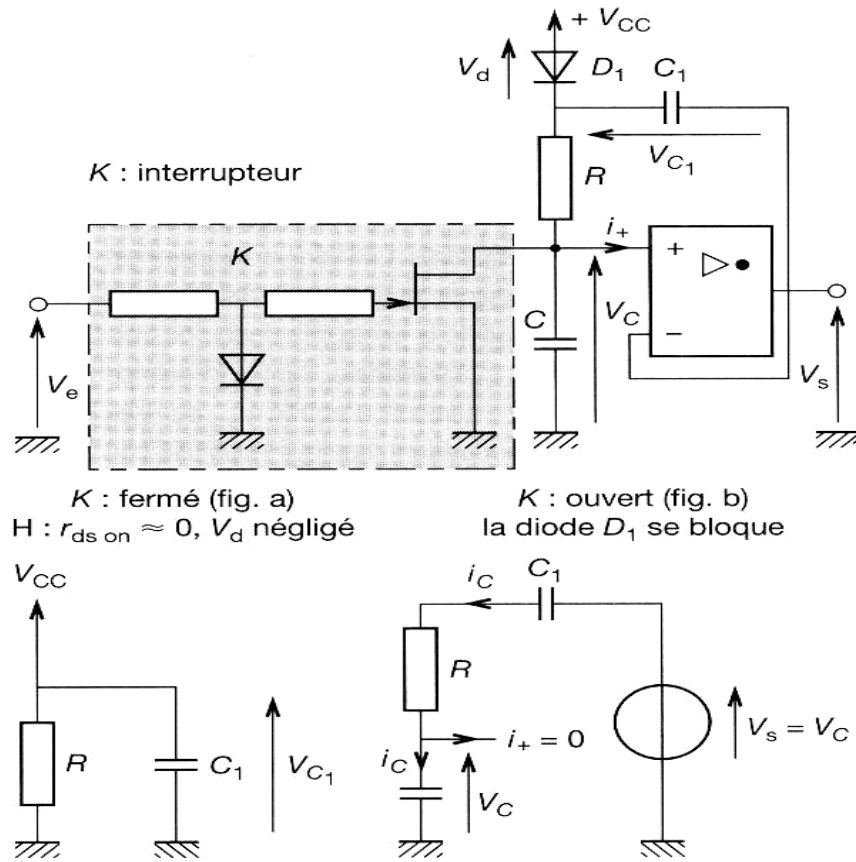
Chronogrammes



La décharge obtenue par mise en conduction de l'interrupteur, ($V_i = E$). Dans ce cas, le condensateur se décharge au travers de la résistance équivalente d'entrée de l'interrupteur ($r_{on} \approx 100 \Omega$).

$$V_C(t) = \frac{V_{CC} \cdot T_0}{RC} \cdot e^{-\frac{t}{r_{on} C}} \quad \text{avec} \quad \tau_2 = r_{on} C \approx \frac{T_{0 \max}}{10}$$

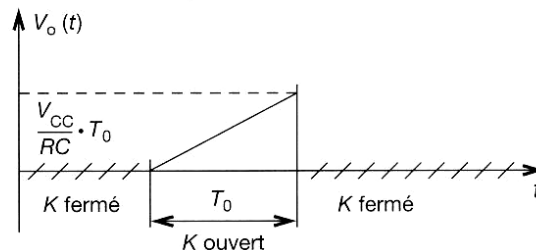
b) Générateur à montage bootstrap



- **K : fermé**, le condensateur C se décharge quasiment instantanément au travers de K, C_1 se charge à V_{CC} et la sortie du montage V_0 est au même potentiel que V_C (AOP monté en suiveur) ; $V_0 = 0\text{ V}$.
- **K : ouvert**, le condensateur C_1 reste chargé à V_{CC} , $V_0 + V_{C1} = V_0 + V_{CC} > V_{CC}$, la diode D_1 se bloque, comme $V_0 = V_C$ (AOP monté en suiveur), le condensateur C se charge de façon linéaire.

Ce montage est appelé bootstrap parce que C_1 resté toujours chargé à V_{CC} et que $V_0 + V_{CC} > V_{CC}$. Il présente une très bonne linéarité.

Chronogramme de $V_0(t)$

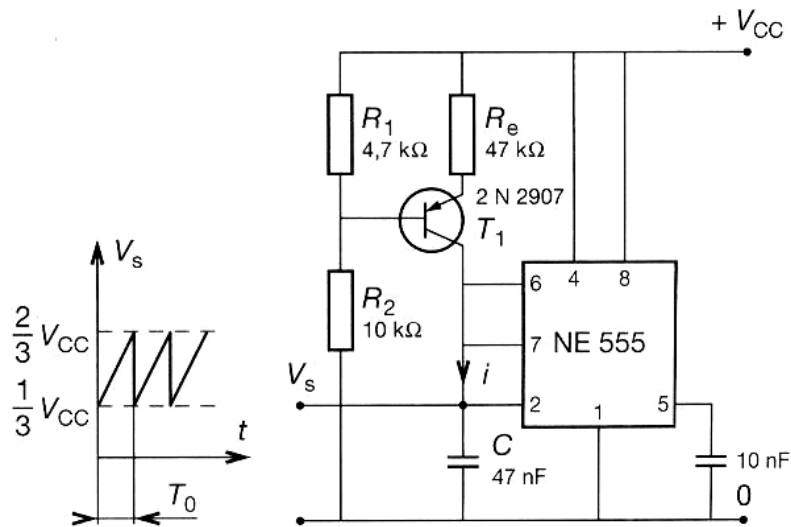


Equation fondamentale :

$$V_C = R i_C - V_{C1} - V_0 = 0 \quad \text{ou} \quad V_0 = V_C ; V_{C1} = V_{CC}$$

$$RC \frac{dV_C}{dt} - V_{CC} = 0 \quad \text{donc} \quad V_0(t) = V_C(t) = \frac{V_{CC}}{RC} \cdot t$$

c) Générateur à NE 555



Pour ce montage, le transistor T_1 constitue un générateur de courant qui charge C . Lorsque C est chargé à $V_C = 2/3$ de V_{CC} , le temporisateur NE 555 se remet à zéro et le cycle recommence. La période du signal est fonction du courant de charge du condensateur.

Calcul de T_0 :

$$I = \frac{V_{CC}R_1 - V_{BE}}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad V_C(t) = \frac{I}{C} \cdot t + \frac{1}{3}V_{CC} \quad \text{si } V_{BE} \text{ négligeable.}$$

$$T_0 = \frac{1}{3} \cdot C \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} \cdot R_e$$

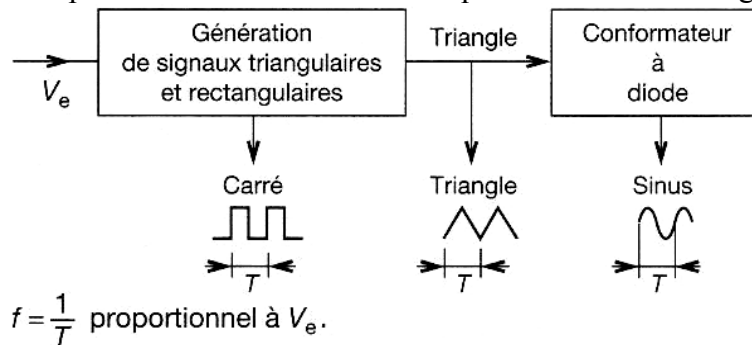
Application numérique :

$$T_0 = \frac{1}{3} \times 47 \times 10^{-9} \times \left(1 + \frac{10}{4,7}\right) \times 47 \times 10^3 \rightarrow T_0 = 1,56 \text{ ms}$$

IX.4 Générateurs de fonctions intégrés

Description fonctionnelle d'un générateur de fonction

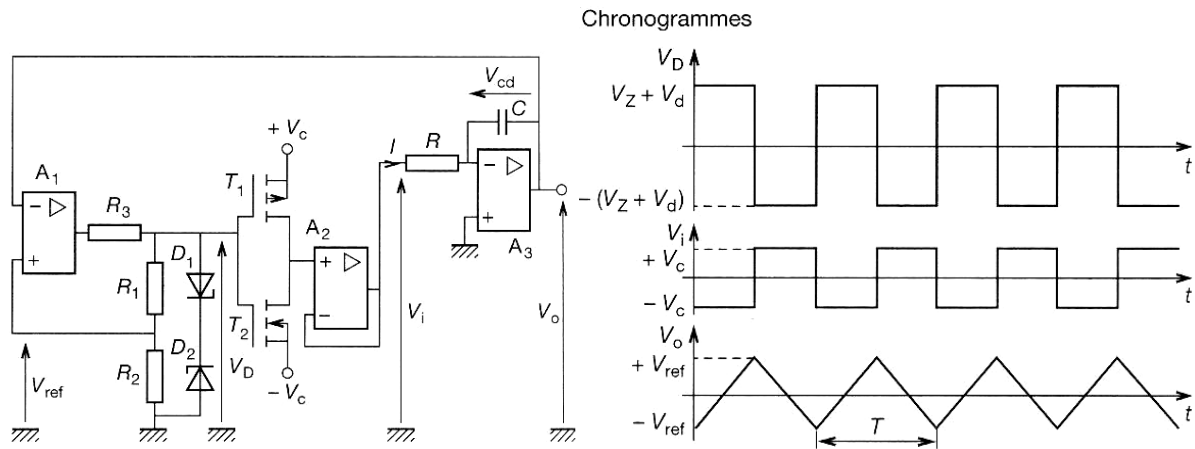
Un générateur de fonction est constitué d'un générateur de signaux rectangulaires et triangulaires. Le signal triangulaire est traité par un conformateur à diodes qui le transforme en signal sinusoïdal.



Le générateur présente la possibilité de fournir trois tensions : carrée, triangulaire et sinusoïdale, dont la fréquence peut varier en fonction d'une tension d'entrée V_e , appelée « Vobulator input » (entrée

modulation). Lorsque on utilise le générateur avec des variations continues de V_e , l'utilisation est dite en VCO (Voltage Control Oscillator) soit oscillateur commandé en tension.

a) Générateur triangle rectangle commandé en tension



Ce générateur est constitué d'un trigger inverseur (A, R_3 , R_2 , R_1 , D_1 , D_2), d'un commutateur inverseur CMOS (T_1 , T_2), d'un montage suiveur (A_2) et d'un intégrateur de Miller (R , C_2 , A_3).

Pour fonctionner le montage demande : $|V_C| > |V_D|$ avec $V_D = V_Z + V_d$

V_Z : Tension Zener de la diode polarisée en inverse.

V_d : Tension directe de la diode polarisée en directe.

1° $V_0 = V_{ref}^-$ avec $V_{ref}^- = -\frac{V_D \cdot R_2}{R_1 + R_2}$, le trigger commute et impose à sa sortie $+V_D$ le commutateur

CMOS commute et le suiveur impose $V_i = -V_C$; comme $V_0 = -V_{CD}$, le condensateur C se décharge avec $I = -V_C / R$, V_0 croît linéairement vers V_{ref}^+ .

2° $V_{ref}^- < V_0 < V_{ref}^+$, V_0 continue sa croissance.

3° $V_0 = V_{ref}^+$ avec $V_{ref}^+ = \frac{V_D \cdot R_2}{R_2 + R_1}$ → Le trigger commute et les mêmes opérations que dans la

phase 1° se produisent avec pour résultat une décroissance linéaire de V_0 .

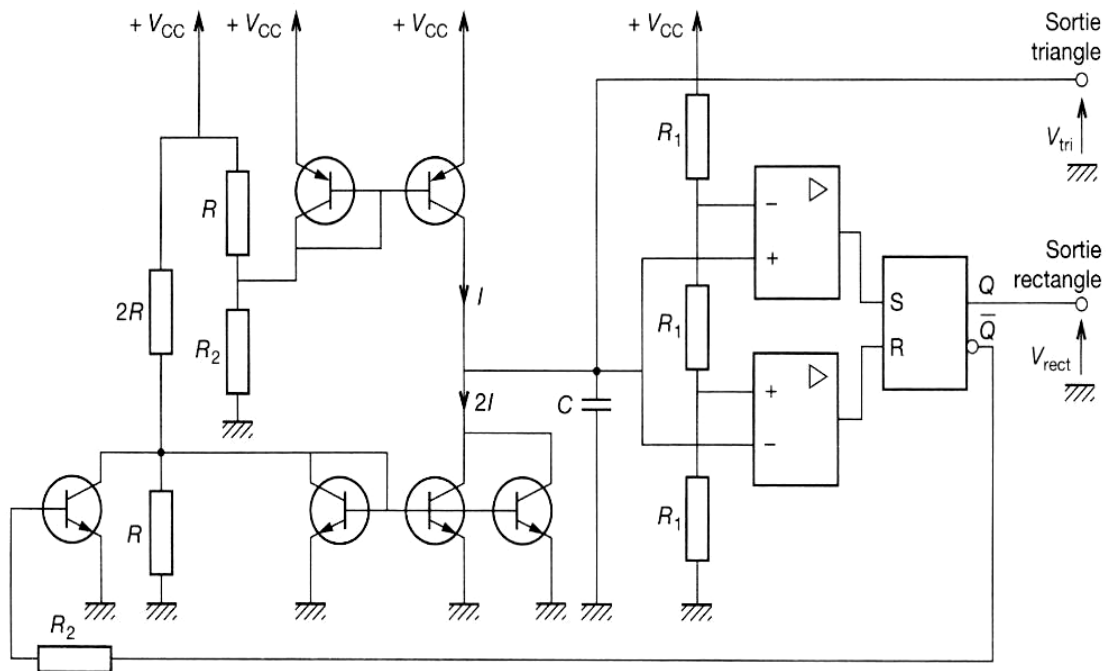
4° $V_{ref}^+ > V_0 > V_{ref}^-$, V_0 décroît linéairement.

5° La phase 1° recommence.

Calcul de f : $f = \frac{1}{T}$ $V_{ref}^+ - V_{ref}^- = \frac{V_C}{RC} \cdot \frac{T}{2}$ donc $f = \frac{R_1 + R_2}{4 \cdot R \cdot C \cdot R_2} \cdot \frac{V_C}{V_D}$

NB : R_3 est dimensionné pour protéger la sortie de A_1 et permettre un courant suffisant pour polariser D_1 et D_2 .

b) Générateur triangle rectangle type I – 21



Description de fonctionnement

1° Phase (1) : $V_{\bar{Q}} = V_{CC}$, **K est ouvert**. C se charge à courant constant avec $i(t) = I$.

2° $V_C = \frac{2 \cdot V_{CC}}{3}$, \bar{Q} passe à 0, $V_{\bar{Q}} = 0$ V, l'interrupteur K se ferme, le courant dans C s'inverse et vaut : $i(t) = -2I + I = -I$

3° Phase (2) : $V_{\bar{Q}} = 0$ V, **K fermé**. C se décharge à courant constant avec $i(t) = -I$

4° $V_C = \frac{V_{CC}}{3}$, \bar{Q} passe à 1, $V_{\bar{Q}} = +V_{CC}$

L'interrupteur **K** s'ouvre, le courant dans C s'inverse et vaut $i(t) = +I$

5° On revient à la phase (1).

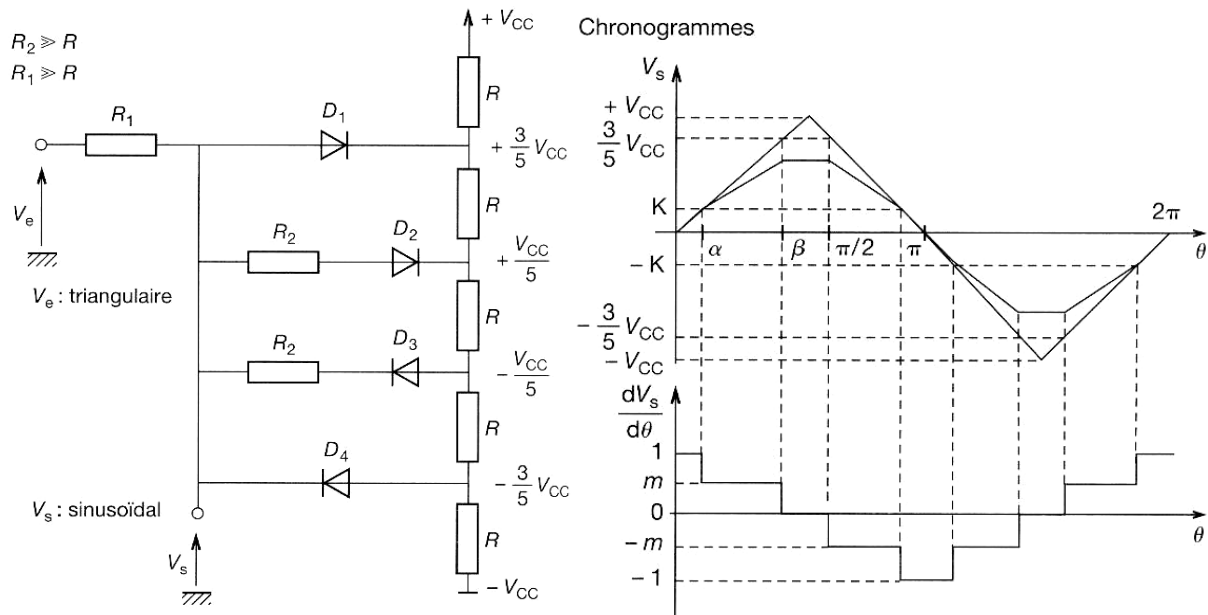
Calcul de $f = \frac{1}{T}$ ($C\Delta V_C = I\Delta t$)

$$\frac{1}{3}V_{CC} = \frac{1}{C} \cdot \frac{T}{2} \quad \text{donc} \quad f = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C \cdot V_{CC}}$$

Calcul de I $I = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R}$

c) Etude du conformateur

Montage



Fonctionnement

Le signal triangulaire évolue de $-V_{CC}$ à $+V_{CC}$, avec une pente de $+1$ et de -1 , R_2 et $R_1 \gg R$. La tension V_s , respecte plusieurs paliers lorsque :

1° $V_e = -\frac{3}{5}V_{CC}$, V_d sera toujours négligeable devant $\frac{V_{CC}}{5}$. D_4 conduit et $V_s = -\frac{3}{5}V_{CC}$

2° $-\frac{3}{5}V_{CC} < V_e < -K$, D_4 conduit, D_3 se bloque ; $K = \frac{2 \cdot \alpha \cdot V_{CC}}{\pi}$

$$V_s = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_{CC}}{5} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad m = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

3° $-K < V_e < +K$, toutes les diodes se bloquent.

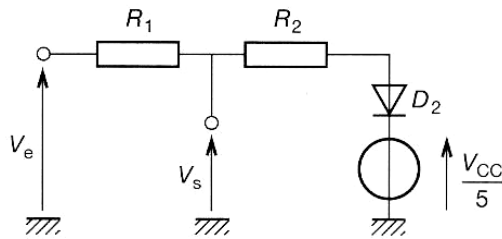
$$V_e = V_s$$

4° $K < V_e < \frac{3}{5}V_{CC}$, D_2 conduit.

$$V_s = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_{CC}}{5} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \dots m = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

5° $V_e > \frac{3}{5}V_{CC}$, D_1 conduit.

$$V_s = \frac{3}{5}V_{CC}$$

Modèle permettant le calcul de V_s .

Lors de la décomposition en série de Fourier de la dérivée de $V_s(t)$ on annule les harmoniques 3 et 5 de façon à obtenir $V_s(t)$ le plus pur possible.

On obtient :

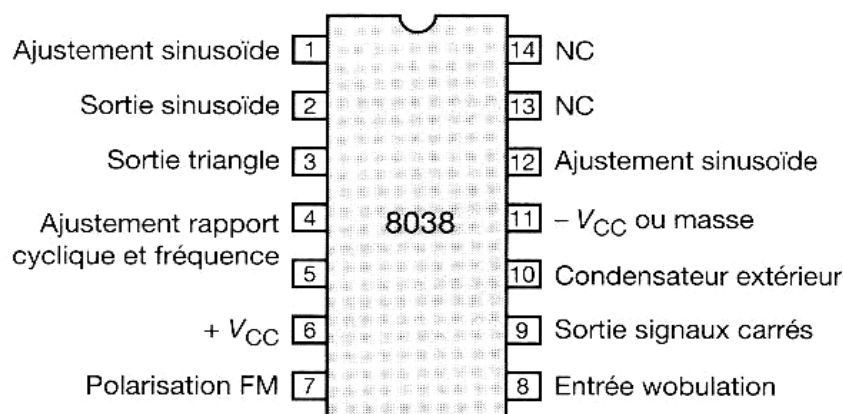
$m = 0,61$, $\alpha = \frac{\pi}{5}$ et $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{5}$ et ensuite R_1 et R_2 en respectant R_2 et $R_1 > 30 R$

d) Générateur ICL 8038

C'est un générateur de type I – 21.

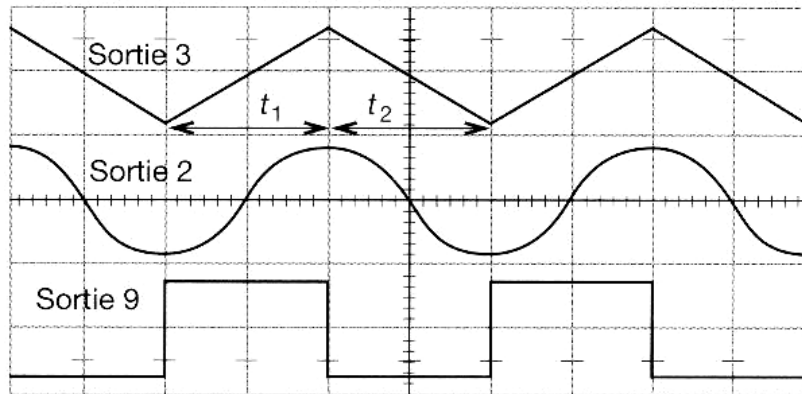
Le générateur 8038 possède les caractéristiques suivantes :

- Délivrance simultanée des signaux sinusoïdaux, carrés et triangulaires.
- Faible dérive de fréquence en fonction de la température - 50 ppm/°C.
- Niveau de sortie variable du TTL à 28 V.
- Faible distorsion – 1 % pour $R_{charge} = 1 M\Omega$.
- Bonne linéarité – 0,1 %
- Large gamme de fréquence 0,001 Hz à plus de 1 MHz.
- Rapport cyclique variable de 1 à 99.
- Alimentation $\pm 180V$ ou 36 V au total.
- Courant de sortie (broches 3 et 9) : 25 mA.
- Courant d'entrée (broches 4 et 5) : 25 mA.
- Modulation de fréquence (vobulation).

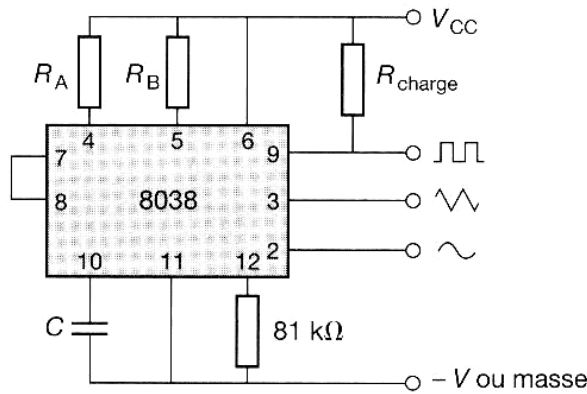
Brochage du 8038

Calcul des éléments extérieurs R_A , R_B et C

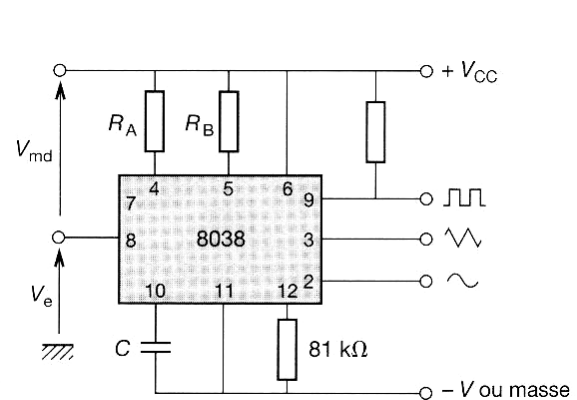
SIGNAUX DE SORTIE



Montage de base



Montage pour modulations de forte amplitude



$$t_1 = \frac{5}{3} \cdot R_A \cdot C$$

$$t_2 = \frac{5}{3} \cdot \frac{R_A \cdot R_B}{2 \cdot R_A - R_B} \cdot C$$

$$I_A = \frac{0,2 \cdot V_{CC}}{R_A} \quad \text{et} \quad I_B = \frac{2}{5} \cdot \frac{V_{CC}}{R_B} - I_A$$

Un rapport cyclique de 50% est obtenu pour $R_A = R_B = R$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{0,3}{RC}$$

- Limites sur R_A , R_B et I_A , I_B .

$$500 \, \Omega < R_A \text{ et } R_B < 1 \, \text{M}\Omega$$

$$10 \, \mu\text{A} < I_A \text{ et } I_B < 1 \, \text{mA}$$

- Réduction de la distorsion de la sinusoïde par l'intermédiaire d'une résistance de 81 kΩ placée entre 11 et 12 ; pour minimiser encore cette distorsion et la rendre voisine de 0,5% nous avons l'intérêt de placer un potentiomètre entre 11 et 12.
- Modulation (vobulation)

- Modulations de faible amplitude $\approx 10\%$

Le signal de modulation est appliqué directement sur la broche 8 par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison. Une résistance entre 7 et 8 pourra être connectée pour augmenter l'impédance d'entrée de 8 qui, dans ce cas la, est de 8 k Ω .

- Modulation de fortes amplitudes

Pour ces modulations, le signal est appliqué directement sur la broche 8, le signal de modulation est

$$V_{\text{md}} = V_{\text{CC}} - V_e$$

$$f = K \cdot V_{\text{md}} \text{ et } \frac{2}{3}V_{\text{CC}} < V_e < V_{\text{CC}}$$

X. Maintenance des circuits électroniques

X.1 Défaillances des composants

On peut dire qu'un composant est défectueux lorsque l'une de ses caractéristiques sort de ses tolérances spécifiques.

Par exemple, si une résistance de $5.6 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ vaut $6 \text{ k}\Omega$, ou si le courant de fuite d'une capacité électrolytique $64 \mu\text{F}-12 \text{ V}$ est de $150 \mu\text{A}$ alors de sa valeur maximum est spécifiée à 10 mA , on peut dire que ces deux composants sont défectueux.

Ces deux cas constituent cependant des **DEFAILLANCES MINEURES**, puisqu'elles ne causeront pas forcément une dégradation de performances du circuit, mais sans doute une légère altération de ces dernières. Un défaut mineur peut cependant deviner majeur si la valeur du composant en jeu est critique (seuil par exemple).

Les avaries qui nous intéressent sont les **DEFAILLANCES BRUTALES ET TOTALES** d'un ou plusieurs composants. Par exemple, résistance devenant infinie ou tombant à zéro, diode en court-circuit. De tels défauts conduisent généralement à l'effondrement des performances et à des modifications profondes des tensions continues relevées sur le circuit.

En règle générale, un type donné de composant tombe en panne d'une manière bien définie. Lorsqu'une résistance à couche (meurt), il est bien plus probable que ce soit par rupture du film que par ytiques on plutôt tendance à ce court-circuiter. Nous examinons ici la manière dont un composant tombe en panne, et non son taux de défaillance. La fiabilité des composants actuels est extrêmement grande ; Les résistances que l'on fabrique aujourd'hui, en particulier, sont très fiables.

Le tableau suivant énumère les pannes les probables pour divers types de composants électroniques.

composant	Panne courante
Résistance	Valeur très grande ou nulle
Résistance variable	Rupture ou contact intermittent résultats d'une fatigue mécanique.
Capacité	Court-circuit ou circuit ouvert
Inductance (et transformateurs)	Circuit ouvert. Court circuit inter-spices. Court-circuit à la carasse (type à noyau).
Tube électronique	Rupture du filament. Court-circuit inter-électrodes (cathode-grille), pompage du filament.
Semi-conducteurs, diode transistors, FET, Redresseurs	Circuit ouvert ou court-circuit entre bornes.

Il est sans doute facile de comprendre certaines pannes provoquées par des composants défectueux ou des surcharges, mais pourquoi un composant cesse-t-il brutalement de remplir sa fonction ? En fait, tout composant (vieillit) sous l'action des contraintes qui lui sont appliquées. Ces contraintes sont de deux types : les contraintes fonctionnelles liées à ça nature et les contraintes de d'environnements dépendant des conditions dans lesquelles on l'utilise. Les contraintes fonctionnelles peuvent être réduites en faisant appelle à des composants dont les limites de fonctionnements sont largement au-delà des conditions d'emploi ; autrement dit, on ((sur-dimensionnes)) les composants. Les contraintes d'environnements

dépendant des conditions de température, d'humidité, de choc et de vibrations, de pression, de corrosion, d'empoussièrement et d'agressivité en général du milieu dans lequel fonctionne le circuit. L'ensemble des contraintes d'environnement affecte les composants et provoque une dérive de ses caractéristiques conduisant à la panne finale. Considérons, par exemple, un composant soumis continuellement à des cycles chaud-froid, le matériau dont il est constitué risque fort de se craqueler, et un choc un peu violent peut provoquer une coupure franche (circuit ouvert).

Les effets des contraintes d'environnement peuvent en général être atténués en soignant la conception de l'ensemble électronique concerné. Cela est d'autant plus recommandé si l'ensemble en question doit être le maillon d'une chaîne de contrôle de processus industriel et fonctionner dans une ambiance où les vibrations et les échauffements sont importants.

Les transistors de grande amplitude ou pointes de tension engendrée par les charges inductives, lorsqu'elles sont commutées, peuvent aussi provoquer des avaries, telles que le claquage des jonctions de transistors.

X.2 Recherche des pannes sur le matériel électronique

1. Introduction :

Lorsqu'un appareil passe en maintenance pour remise en état il faut localiser le défaut d'abord au niveau de ses sous-ensembles avant d'intervenir localement au niveau des composants.

2. Méthodes :

De nombreuses méthodes existent pour mener à bien cette analyse ; avant de les discuter, il est conseillé de retenir les points suivants :

- Le manuel de maintenance utilisé pour une recherche de pannes doit être parfaitement à jour, particulièrement en ce qui concerne les performances de l'équipement.
- On doit disposer de tous les moyens de test spécifiés par le manuel de maintenance.
- Le diagnostic de la panne ne souffre pas l'à-peu-près. La panne doit être parfaitement définie avant toute opération qui risque d'être inopérante. L'appareil en panne doit être testé méthodiquement, fonction par fonction, et symptômes observés soigneusement notés.

Considérons par exemple un générateur de signal suspecté de présenter une panne d'alimentation. Avant de retirer le capot et de vérifier les circuits d'alimentations

- On vérifiera les fusibles secteur.
- On contrôlera le câble d'alimentation.
- On contrôlera les sorties signal sur toutes les gammes.
- On notera tous les détails. Le circuit électronique d'un équipement quelconque peut être divisé en sous-ensembles fonctionnels. En traitant un appareil comme ensembles de fonctions il est possible de circonscrire le défaut à une fonction, et d'y trouver le ou les composant(s) fautif(s). Les méthodes qui permettent de reconnaître que bloc fonctionnel est en panne sont les suivantes :
- Test d'entrée à la sortie.
- Test de sortie à l'entrée.
- Test aléatoire.
- Test par fractionnement.

Chacune de ces méthodes présente ses avantages et ses cas d'emploi préférentiels.

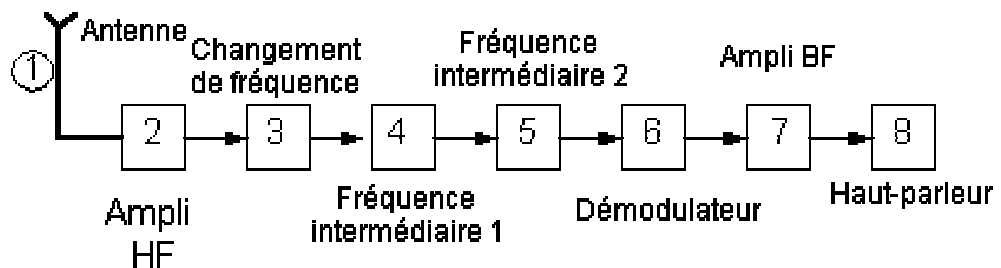
3. L'approche aléatoire

Elle n'est pas utilisée que si l'on possède une certaine connaissance statique de l'appareil en dépannage. par exemple si 60% d'appareils d'un même type ont présenté la même panne, due à la défaillance d'une capacité électrochimique, il est fort probable que la recherche des pannes ultérieures commencera à priori par la vérification de la capacité électrolytique concernée.

4. L'approche systématique

Dans le cas des dépannages portant sur des matériels à l'unité, une approche systématique est absolument nécessaire. Les méthodes test d'**entrée à la sortie** et de **sortie à l'entrée** sont deux exemples d'une telle approche. Elle consiste à injecter un signal à l'entrée de l'appareil et de relever les réponses en différents points de l'appareil en procédant avec l'entrée comme référence vers la sortie ou en remontant de la sortie vers l'entrée, bloc par bloc, jusqu'à localiser l'unité en panne. Cette méthode n'est applicable que dans le cas où le nombre des blocs fonctionnels est relativement limité.

La méthode par FRACTIONNEMENT : est très efficace dans le cas d'équipement comportant un grand nombre de blocs fonctionnels en série. Considérant par exemple le cas du superhétérodyne apparaissant sur le schéma de la figure 1.18. Il est possible de séparer les 8 blocs qui le composent en deux groupes de 4, et de tester chacune de ses deux moitiés. La moitié en panne peut elle-même être scindée en deux parties qui l'on teste individuellement, et ainsi de suite.



Nous allons supposer que le démodulateur du superhétérodyne est en panne. La séquence de teste serait la suivante :

- On coupe l'ensemble en deux, on injecte un signal à l'entrée (1) (Antenne) et on teste le signal de sortie en (4) (fréquence intermédiaire) : sortie correcte. La panne se situe dans les blocs (5) à (8).
- On divise l'ensemble (5) - (8) en deux parties, en testant la sortie de blocs (6). Le signal d'entrée restant appliqué en (1) : pas de signal de sortie.
- On teste la sortie de blocs (5), qui est correcte ; la panne réside donc dans le démodulateur (6).

Du fait que cet ensemble comporte 8 blocs fonctionnels, il suffit de 3 tests pour identifier les blocs en panne ($2^3 = 8$) ; 4 tests auraient été nécessaires avec la méthode du fractionnement est avantageuse quand le nombre de composants ou de blocs fonctionnels en série est très important : connecteur ou filaments de tube électronique.

Cette méthode suppose néanmoins :

- Que tous les composants présentant la même fiabilité ;
- Qu'il est possible de faire une mesure significative au point de coupure ;
- Que les contrôles demandant à peu près la même durée et son d'égale difficulté ;

Ces conditions ne sont pas toujours rassemblées, et l'on devra adapter la méthode au problème rencontré.

La méthode par fractionnement peut deviner compliquée :

- Du fait que l'on est présence d'un nombre impair de blocs fonctionnels ;
- A cause de la divergence entre deux blocs (1 entrée, plusieurs sorties) ;
- A cause de la convergence (plusieurs entrées, 1 sortie) ;
- A cause des circuits de réaction (amplificateur ou oscillateur).

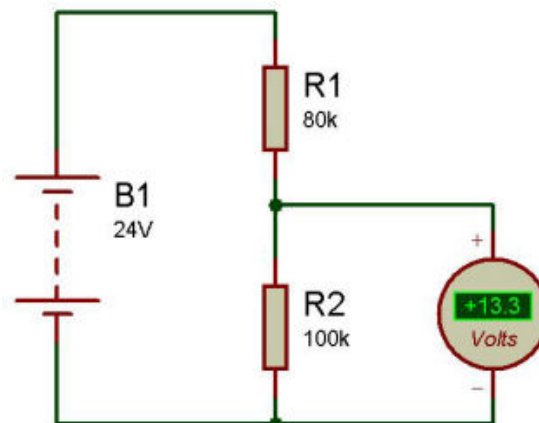
Le critère permettant de choisir une méthode plutôt qu'une autre reste bien sûr le temps global passé à identifier la panne

5. Instruments de mesure et méthodes de test :

5.1. Appareils de mesure :

Pour diagnostiquer un défaut, doit mesurer les tensions et intensités à différents endroits du circuit en panne, ces endroits étant judicieusement choisis. Quelques informations supplémentaires - élévation anormale de température, forme d'un signal de sortie - permettront alors de maîtriser la panne. L'outil essentiel pour le diagnostic est un bon multimètre. Celui-ci doit présenter une résistance minimum de 20 000 Ω pour volt. Cette résistance interne est un paramètre important ; une résistance interne trop faible conduit à deux résultats erronés, car le voltmètre ajoute en parallèle une charge résistive sur le circuit mesuré. Si ce dernier présente une résistance très élevée, on doit prendre des précautions lors de l'interprétation de la mesure.

Considérons par exemple le diviseur résistif représenté la figure suivante ; la tension aux bornes de R2 devrait être de 13,3 V. Si l'on mesure cette tension avec un voltmètre à 20 K Ω par volt, sur la gamme 10 V, on obtient une lecture de 10 V environ. Si l'on choisit une gamme de moindre sensibilité, le courant prélevé est moins important et une lecture plus proche de la vérité peut être obtenue. On choisira toujours le calibre le plus fort lorsqu'on fait des mesures sur des circuits présentant une résistance élevée.



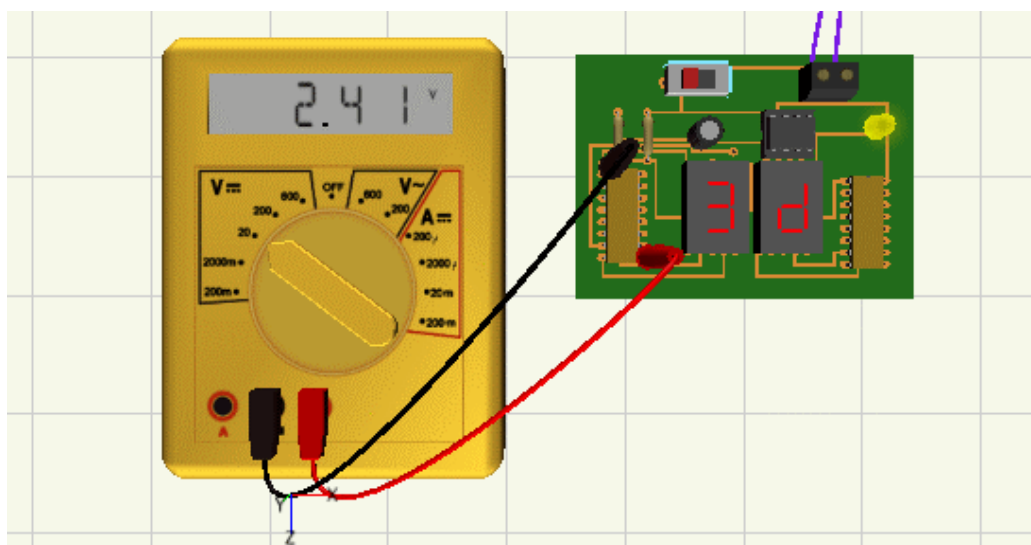
On peut utiliser à la place de multimètre à galvanomètre à cadre mobile un multimètre digital portatif. Un affichage à plusieurs digits donne la valeur ((en clair)) du paramètre mesuré (E, I, V). La précision de ces appareils est définie par le nombre de digits affichés. Leur résistance d'entrée est de l'ordre de 10 Ω , ce que signifie que la mesure ne perturbe pratiquement pas le circuit testé. Ce genre d'appareil devrait bientôt l'emporter sur le multimètre à cadre mobile mais, pour ce qui nous concerne, les mesures lues ci-après ont été faites moyen d'un multimètre conventionnel à aiguille, courant sur le marché.

X.3 Instrument de mesure et méthode de test

Pour diagnostiquer un défaut, doit mesurer les tensions et intensités à différents endroits du circuit en panne, ces endroits étant judicieusement choisis.

Quelques informations supplémentaires - élévation anormale de température, forme d'un signal de sortie - permettront alors de maîtriser la panne.

L'outil essentiel pour le diagnostic est un bon multimètre. Celui-ci doit présenter une résistance minimum de 20 000 Ω pour volt. Cette résistance interne est un paramètre important; une résistance interne trop faible conduit à deux résultats erronés, car le voltmètre ajoute en parallèle une charge résistive sur le circuit mesuré. Si ce dernier présente une résistance très élevée, on doit prendre des précautions lors de l'interprétation de la mesure.



On peut utiliser à la place de multimètre à galvanomètre à cadre mobile un multimètre digital portatif. Un affichage à plusieurs digits donne la valeur ((en clair)) du paramètre mesuré (E, I, V). La précision de ces appareils est définie par le nombre de digits affichés. Leur résistance d'entrée est de l'ordre de 10M Ω , ce que signifie que la mesure ne perturbe pratiquement pas le circuit testé.

XI. Les instruments nécessaires pour les travaux pratiques

XI.1 Multimètre



Voici deux modèles de multimètres numériques, la différence est dans le prix, la fiabilité et la robustesse.

Les multimètres présentés sont appelés aussi contrôleur universel .Universel car il permet de regrouper plusieurs appareils en un , un tel contrôleur sert de Voltmètre pour mesurer des tensions continue ou alternative , Ampèremètre pour mesurer des courants , Ohmmètre pour mesurer une résistance , et en plus certains peuvent contrôler des diodes ou des transistors , mais nous allons faire avant un rappel sur les termes employés .

Voltmètre : appareil pour mesurer la tension ; ce mot est associé à VOLT (V) qui est la tension ou la différence de potentiel (ddp) entre deux point d' un circuit électrique , par exemple la batterie de votre voiture a deux bornes et la tension est de 12 Volts .Le symbole U est utilisé dans les formules : $U = 12 \text{ V}$

Ampèremètre : appareil pour mesurer l'intensité ; associé à AMPÈRE (A) qui est le courant ou l' intensité qui circule dans le circuit électrique , le courant est une circulation d' électrons dans un matériau conducteur .Le symbole I est utilisé dans les formules : $I = 1 \text{ A}$.

Ohmmètre : appareil pour mesurer les résistances ; ce mot est associé à OHM (Ω) , l' ohm est l' unité de mesure des résistances .La résistance est la propriété qu' a un matériau de convertir le courant électrique en chaleur .Pour exemple un convecteur électrique pour le chauffage ou une chaudière électrique comportent une grosse résistance .

Mesure de tension



Branchement : Utilisez le cordon noir pour la prise NOIR COM (-) et le cordon rouge pour la prise ROUGE (+) comme indiqué sur la photo .

Notre multimètre peut mesurer des tensions continues ou alternatives , dans un premier temps nous allons mesurer la tension de notre pile de 9 V continue et ensuite une tension alternative le 220 V d' une prise .

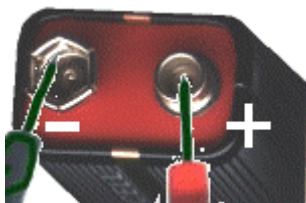


Pour mesurer des tensions continues , symbole d'un Voltmètre continue

il faut régler le sélecteur sur la gamme appropriée de tensions continues DVC , dans notre cas sur le calibre 20 V



Si l' on ne connaît pas la tension à mesurer il faut se mettre sur le calibre le plus haut 1000 V puis redescendre calibre par calibre pour avoir un résultat sur l' afficheur à cristaux liquides .



Pour une tension continue il y a un pole positif et négatif il faut donc respecter la polarité, donc faite contact avec la fiche rouge pour le + de la pile et utilisez la fiche noire pour le - (si vous faite le contraire la tension affiché sera négative avec un signe -)

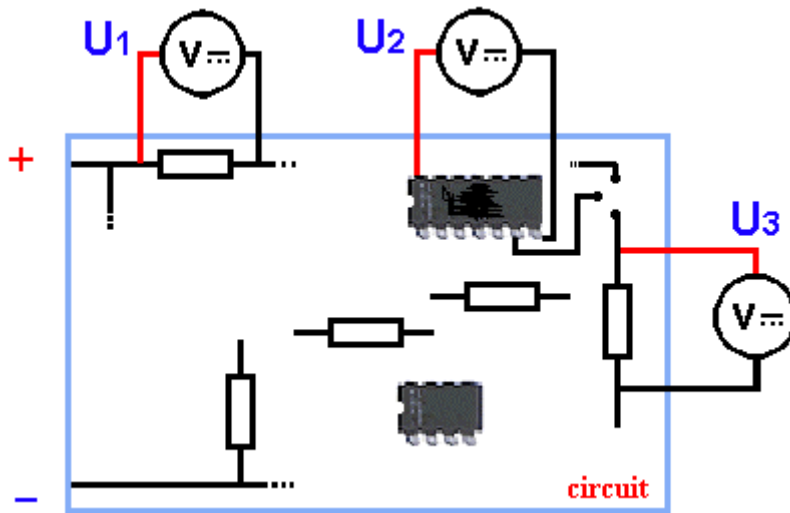


L' afficheur indique la tension de votre pile , par ex : 9.00 la précision de la mesure vous donne les centièmes de volts



Si vous changez le calibre par 200 V , l' afficheur indique 09.0 V la précision n' est plus que des dixièmes de volts d' ou l' importance du calibre pour la qualité de la mesure .

Pour mesurer une tension il faut se mettre en parallèle sur un circuit.



La mesure de tension sur un circuit se prend en parallèle sur les composants .U1 indique la tension au borne de la résistance, U2 nous indique la tension d'alimentation du circuit 14 broches si bien sur les broches 7 et 14 sont l'alimentation, U3 indique la tension au borne de la résistance .Comme vous pouvez le constater une mesure de tension continue se prend principalement sur des éléments résistifs.



Pour mesurer des tensions alternatives  , symbole d'un Voltmètre alternatif  .

il faut régler le sélecteur sur la gamme appropriée de tensions alternative ACV, dans notre cas sur le calibre 750 V~



Si l'on ne connaît pas la tension à mesurer il faut se mettre sur le calibre le plus haut 750 V~ , puis redescendre calibre par calibre pour avoir un résultat sur l' afficheur à cristaux liquides .



ATTENTION DANGER..toute manipulation sous tension 220 V ~ est dangereuse, il y a risque d'électrocution.

NE PAS TOUCHER LES PARTIES CONDUCTRICES Même débranché .Il suffit que le bout du fil soit sur la phase et votre corps risque de faire un retour vers la terre.

Pour une tension alternative le sens importe peu donc faite contact avec la fiche rouge et la fiche noire dans la prise .



L'afficheur indique une tension de ex : 220 , mais bien souvent cette valeur varie entre 215 à 240 V .

Mesure de courant

Ce type de petit multimètre ne sait mesurer que les intensités en continu.



Symbole d'un ampèremètre continu

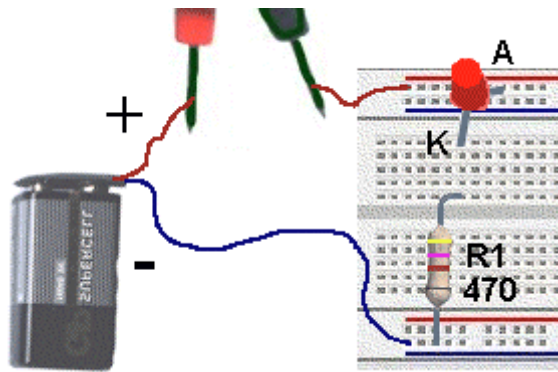
Branchement : si l'ampérage est faible $0,2 \text{ A} = 200 \text{ mA}$, il faut utiliser les mêmes prises que pour la mesure de tension , la fiche rouge dans la prise ROUGE 200mA MAX (+) ; par contre pour des intensités supérieures il faut utiliser la prise au dessus JAUNE 10A DC pour le (+) et toujours la fiche noir dans la prise NOIR COM (-) .

La mesure d'une intensité se fait en série sur un circuit fermé (passage du courant)

Nous allons mesurer le courant qui passe dans un circuit composé d'une DEL (LED) rouge avec une résistance de 470 Ohms.



Le calibre de l'ampèremètre est 200 mA, la fiche rouge dans la prise rouge et la fiche noir dans la prise noir .La fiche rouge se branche sur le + de la pile, c'est l'entrée de l'ampèremètre et la fiche noir la sortie.



Ce qui donne avec notre plaque test

Mesure de Résistance

Il est possible de mesurer la valeur des résistances avec un multimètre , c'est la fonction Ohmmètre .

Important : Toute mesure de résistance doit se faire hors tension, il faut couper l'alimentation et si la résistance se trouve sur un circuit il faut dessouder une patte pour la mesure, afin de ne pas mesurer les résistances qui pourraient se trouver en parallèles.



La mesure s'effectue simplement en se connectant aux bornes de la résistance

.Il faut éviter de toucher avec les doigts les bornes pour ne pas modifier la valeur lu .

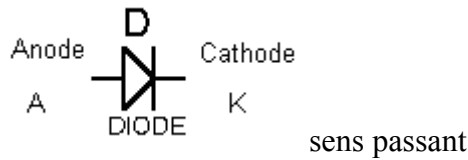
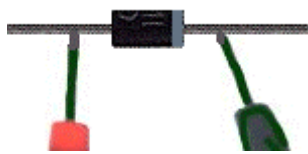
Mesure et contrôle d'une diode

Une diode est un composant électronique très utilisé, c'est un dipole laissant passer le courant dans un seul sens de l' anode vers la cathode , et bloquant le courant en sens inverse .

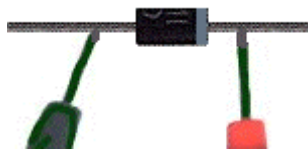
Pour contrôler une diode il faut la déconnecter hors du circuit ou dessouder une de ces pattes.



Le calibre à utiliser est le symbole de la diode.



La valeur lu est 679 mV (millivolts) dans le sens passant cette valeur doit être entre 500 et 900.



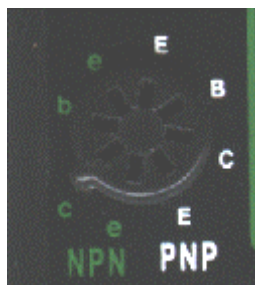
En sens inverse le cadran indique 1, toute autres lectures indiquent une défectuosité de la diode.

Mesure du gain d'un transistor

Un multimètre comme celui ci permet de contrôler un transistor ou du moins le gain d'un transistor classique .Il existe 2 types de transistors, NPN ou PNP qui ont les mêmes principes de fonctionnement mais sont complémentaires .Je ne rentre pas dans les détails dans ce chapitre mais je vous montre seulement la méthode de contrôle.



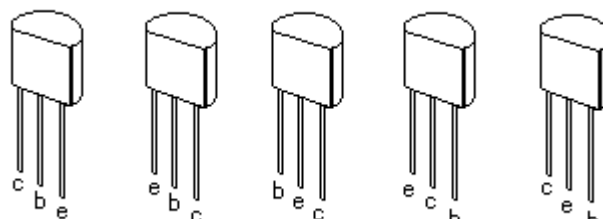
Le calibre à utiliser est hFE .



Il faut insérer les trois broches des transistors suivant le type et le brochage des transistors, Si vous ne connaissez pas le brochage choisir une prise npn ou pnp , si le cadran indique le signe - le choix des prises est mauvais .

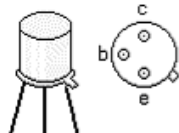
La valeur du gain va de 0 à 1000 .

Boîtier TO92



les différents brochages de transistors

Boîtiers TO5, TO18, TO39

2N 1711
2N 2222

Boîtier TO92



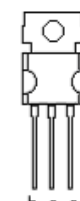
BC237, BC247, BC547

Boîtier TO126



BD135, BD137

Boîtier TO202-T0220



TIP29, TIP31.

Boîtier TO3



Vue latérale



Vue de dessous

2N 3055..

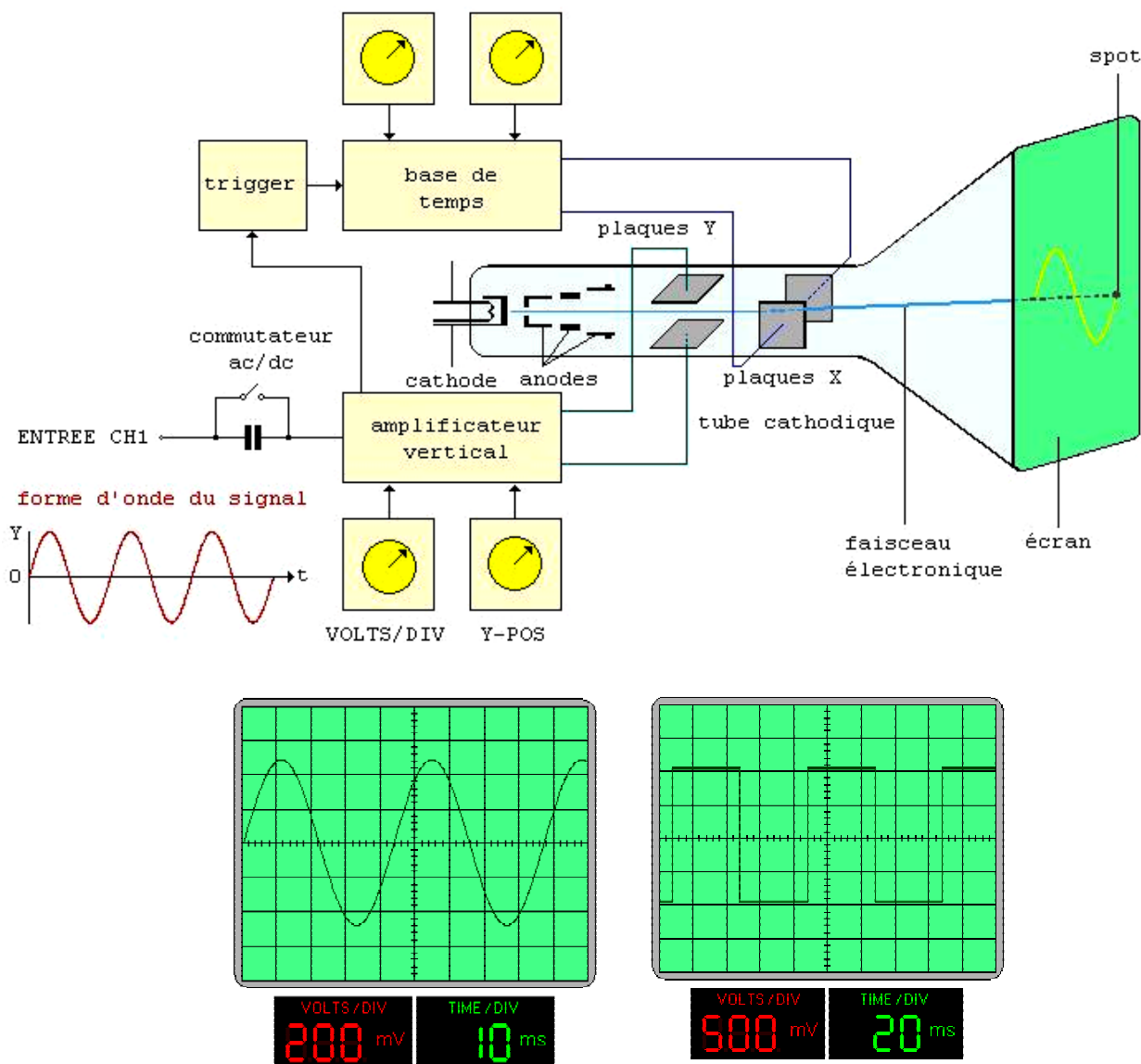
Voici la photo de la mesure du gain d'un 2N2222



XI.2 Oscilloscope

L'**oscilloscope** est un appareil de mesure qui représente un signal électrique sous la forme d'une courbe (le plus souvent, variation de la tension en fonction du temps). Il existe des oscilloscopes "simple trace", encore appelés "mono courbes", "double trace" ou "à quatre traces", permettant d'étudier simultanément un, deux ou quatre signaux. Cet appareil sert surtout à **visualiser** l'allure d'un ou plusieurs signaux, plutôt qu'à prendre des mesures précises. Les appareils les plus récents, toutefois, sont dotés de performances très avantageuses dans le domaine de la mesure.

Le filament et la cathode de l'oscilloscope produisent une source d'électrons libres, que des grilles accélèrent et concentrent en un faisceau dirigé vers le fond phosphorescent d'un tube cathodique. Ce faisceau produit un **spot**, qui est déplacé sur l'axe X par les plaques de déviation horizontales, via l'amplificateur horizontal, et sur l'axe Y par les plaques de déviation verticales, via l'amplificateur vertical. Le faisceau semble donc dessiner une ligne continue, appelée **trace**. L'écran du tube est quadrillé par un graticule de 10 divisions horizontales et 8 verticales.



La **base de temps** est le circuit qui déclenche le déplacement horizontal, ou balayage. Ce circuit synchronise le système en générant une impulsion chaque fois que la forme d'onde traverse une certaine valeur de réglage de la tension. Le commutateur de la base de temps (TIME/DIV) permet de choisir le temps de balayage du spot d'une division verticale à la suivante.

Soit par exemple une base de temps de 1 ms/division et une forme d'onde qui se répète de manière identique toutes les trois divisions. La période de cette onde est donc de 3 ms et sa fréquence de 333 Hz.

De même que la base de temps permet d'étalonner l'axe horizontal de l'oscillogramme, l'**atténuateur vertical** permet l'étalonnage de l'axe vertical. On peut donc effectuer des mesures de tension sur cet axe.

Si par exemple le gain de l'atténuateur vertical (VOLT/DIV) est réglé de sorte qu'un signal de 10 mV crête-à-crête fasse dévier le spot d'une division verticale et si on compte 6 divisions entre la crête supérieure et la crête inférieure de la trace, on mesure une tension de 60 mV crête-à-crête.

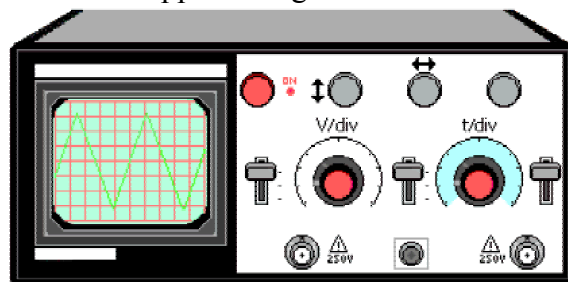
L'oscilloscope à double trace permet d'effectuer des mesures simultanées sur deux signaux de deux circuits différents. Pour obtenir la double trace, on utilise soit le mode "hachage" (CHOP en anglais), en basse fréquence, soit le mode "alternat" (ALT), en haute fréquence.

En mode hachage, les deux signaux d'entrée sont appliqués alternativement, pendant un très bref instant, aux plaques de déviation, donc plusieurs fois au cours d'un même balayage. En mode alternat, la commutation du signal A au signal B n'a lieu qu'une fois qu'un balayage complet est effectué. La commutation d'un mode à l'autre est en général automatique.

Parmi les nombreuses caractéristiques à considérer dans le choix d'un modèle, on citera:

- la **largeur de bande** ou **bande passante** de l'amplificateur vertical, qui renseigne sur les fréquences auxquelles on peut observer des formes d'ondes sans déformation
- le **temps de montée** de l'amplificateur vertical, qui précise le temps mis par l'amplificateur pour passer de 10% à 90% d'une variation verticale; à 20 MHz, le temps de montée doit être d'environ 18 ns
- la **sensibilité** de l'amplificateur vertical, qui précise la valeur, en tension, du plus petit signal pouvant être observé (valeur type comprise entre 1 mV/division et 10 mV/division)
- la **base de temps**, ou **vitesse du balayage**; pour un modèle 20 MHz, la vitesse la plus rapide est en général comprise entre 0,1 et 0,5 μ s/division.

Le prix d'un modèle économique double trace 20 MHz se situe aux alentours de 535 euros. Des modèles plus performants et plus sophistiqués, avec testeur de composants, interface de liaison PC, etc., coûtent plus de 610 euros, voire davantage. On trouve cependant des "mono-courbes" de bonne qualité pour moins de 300 euros, sondes et accessoires inclus. Ces modèles simples, dont la bande passante se limite à 5 ou 10 MHz, sont d'excellents outils d'apprentissage.



Un modèle mono-courbe d'oscilloscope

L'illustration ci-dessus représente un oscilloscope d'entrée de gamme, destiné à la maintenance, aux laboratoires de travaux pratiques des écoles et aux débutants. Sa bande passante est de 10 MHz.

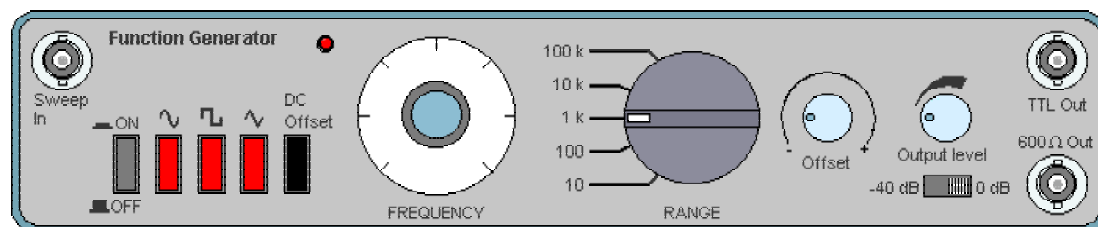
On reconnaît à gauche l'écran et son graticule, délimitant 10 divisions horizontales et 8 verticales.

- Le bouton rouge, en haut à gauche, tient lieu de bouton Marche/arrêt (sur "Marche", une petite DEL s'allume) et de réglage de l'intensité lumineuse.
- Les deux boutons centraux permettent, respectivement, le réglage de la sensibilité verticale (Volts/div) et de la vitesse de balayage horizontale (time/div), selon une séquence 1-2-5. La sensibilité verticale est de 10 mV à 5 V par division; la vitesse de balayage est de 0,1 seconde à 0,2 μ s par division.
- Les embases au bas de l'appareil servent au branchement des sondes, la tension d'entrée maximale étant de 250 V efficace. L'entrée de gauche est l'entrée Y (verticale), celle du milieu est GND et celle de droite permet une synchronisation externe.
- Un commutateur autorise divers modes de couplages pour l'entrée Y: AC, GND et DC. Un autre commutateur permet de choisir le type de déclenchement du balayage horizontal: interne, TV (impulsions synchrones) et externe, lorsque le déclenchement est provoqué par un signal sur l'entrée prévue à cet effet (embase de droite).

XI.3 Générateur de fonctions

Un **générateur de fonctions** est un appareil de laboratoire dont le rôle consiste à produire des signaux de différentes formes (sinus, carré, dents de scie...), à des fréquences très précises.

La figure ci-dessous représente un modèle très simple, tel qu'on en trouve dans les établissements d'enseignement.



Outre le bouton marche/arrêt, on remarque, de gauche à droite, les trois poussoirs de sélection de la forme d'onde et les deux réglages permettant de définir la fréquence: un rotacteur (FREQUENCY) et un commutateur rotatif pour le facteur multiplicateur (RANGE).

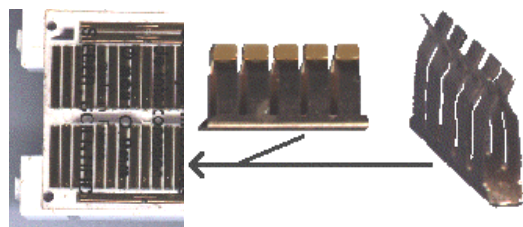
Le signal-test peut ensuite être injecté dans un montage, à l'aide d'une sonde à fiche BNC, ou encore en entrée d'un oscilloscope, pour le comparer à un autre signal.

XI.4 La plaque d'essai

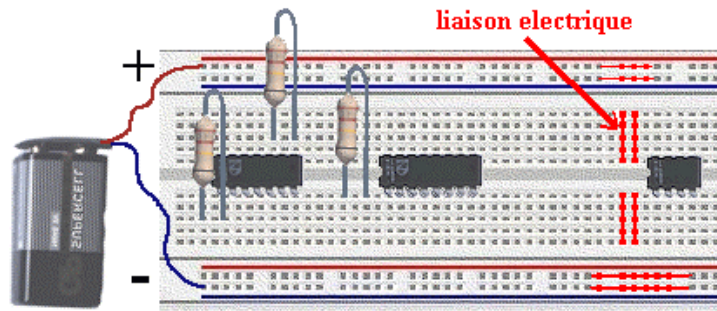
Voici un exemple de plaque d'essai sans soudure ni circuit, très pratique pour faire des expériences ou des petits montages. Cette plaque est en plastique isolant avec des rangées de 5 contacts et 4 lignes horizontales pour l'alimentation. Les lignes rouge pour désigner le "+" et les bleus pour le "-". Les composants s'enfichent dans les trous (attention de ne pas mettre de trop grosses pattes sinon cela déforme les contacts max. 0,8 mm).



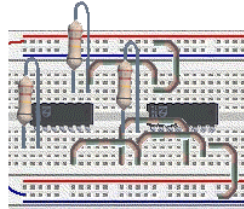
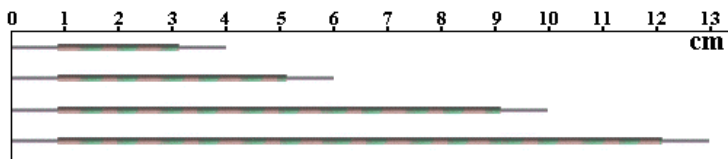
Seules les cinq perforations verticales situées de part et d'autre de la rainure centrale sont unies électriquement de la manière suivante, vue de dessous et vue en détails des contacts.



Le fil ou la patte du composant s'enfiche dans le contact, et l'on dispose de 4 autres contacts pour repartir vers un autre composant.



Voici maintenant les fils qui servent pour relier les composants les plus éloignés ou pour faire des ponts . Vous devez trouver du fil de cuivre étamé de diamètre entre 0,4 et 0,8 mm , dénudez les extrémités sur 7mm environ et faite des longueurs de 4 , 6 , 10 , 13 cm . Utilisez des couleurs de fil différentes , rouge , bleu , vert , blanc pour mieux vous repérer lors du câblage .



Module : ELECTRONIQUE APPLIQUEE
GUIDE DES TRAVAUX PRATIQUES

1. TP N°1

Introduction aux composants électroniques et à la mesure

Le but de ce TP est de se familiariser avec les principaux composants utilisés en électronique, et les différents appareils permettant de faire des mesures.

Tous les composants utilisés en électronique sont d'une taille standardisée. En effet, lorsque l'on désire réaliser le montage électronique, on crée un circuit imprimé sur une plaque d'époxy, avec le dessin des pistes de cuivre et des pastilles servant des points de soudure des composants. Pour des raisons d'harmonisation, une unité de mesure linéaire a été choisie, il s'agit du dixième de *inch* anglais, ce qui correspond à 2,54 mm. De cette manière, les broches de connexion des composants à souder sont toutes éloignées d'un nombre entier de pas de longueur 2,54 mm.

1.1. Les Composants

1.1.1. Résistances

Il existe différentes sortes de résistances. Le type le plus couramment utilisé est celui dont la partie résistive est fait sous forme d'une couche au carbone déposé sur un support céramique d'une forme cylindrique. Ces résistances sont réalisées selon des séries de valeurs. Chaque série contient des valeurs différentes.. La série la plus répandue est la série dite E24.

E 24 (tolérance = $\pm 5\%$) – 24 valeurs.

110, 120, 130, 150, 160, 180, 200, 220, 240, 270, 300, 330, 360, 390, 430, 470, 510, 560, 620, 680, 750, 820, 910, 1000.

E 12 (tolérance = $\pm 10\%$) – 12 valeurs.

120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820, 1000.

E 6 (tolérance = $\pm 20\%$) – 6 valeurs.

150, 220, 330, 470, 680, 1000.

Les résistances ne peuvent dissiper qu'une puissance inférieure ou égale à la valeur de sa puissance nominale. Cette valeur est évidemment déterminée par la taille de la résistance. Des valeurs allant de 1/4 de Watt à 1/2 de Watt sont les plus utilisées dans des montages électroniques usuels de faible puissance. D'autres résistances plus grosses peuvent dissiper un Watt ou plus. On connaît aussi des résistances de dissipation qui peuvent consommer plusieurs milliers de Watts (radiateur électriques...), plus souvent utilisées dans l'électrotechnique qu'en électronique. .

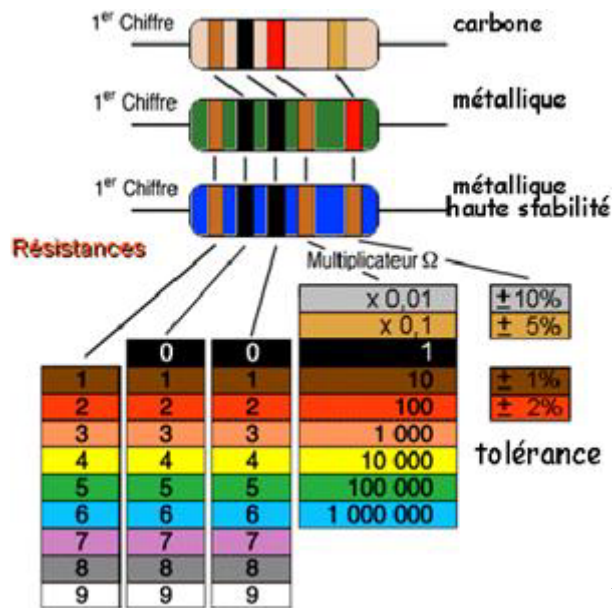
La valeur de la résistance de petite puissance est écrite sur le composant, de manière codée. On utilise le codage de valeurs sur 4 et parfois sur 5 traits de couleur. Le dernier trait symbolise la précision, aussi appelée tolérance ; la plus répandue est la précision à 5% représentée par un trait de couleur or (un trait argent représente 10%). Une résistance de 100 Ω avec une tolérance de 5% indique que

$$95 \Omega < R < 105 \Omega$$

Les traits situés à gauche du trait de tolérance représentent la valeur exprimée au format : $M \times 10^E$

ou M – la valeur sur deux ou trois positions décimales (deux ou trois premiers traits de couleur commentant de gauche)
E – puissance de « 10 » formant le multiplicateur, unité de base étant le Ω (troisième ou quatrième trait de gauche)

Chaque trait peut prendre 10 couleurs différentes comme montre le tableau ci-dessous.



Le premier anneau est celui qui est le plus proche du bord.

- Les deux premiers anneaux sont toujours les chiffres significatifs.
- Le troisième anneau est le multiplicateur.
- Le quatrième anneau indique la tolérance.

La série qui possède 3 chiffres significatifs (tolérance de 1%), les 3 premiers anneaux sont donc les chiffres significatifs. L'anneau suivant est le multiplicateur, puis vient l'anneau indiquant la tolérance. Il peut exister un autre anneau donnant le coefficient de stabilité en température, bien entendu, uniquement dans le cas des résistances de précision.

Exemple :

Marron Orange Jaune Or

$$1\ 3\ 4 = 13 \cdot 10^4 \Omega = 13 \cdot 10\ 000 \Omega = 130\ \text{k}\Omega, \text{ tolérance } 5\%$$

1.1.2. Condensateurs

De part les procédés de fabrication, il existe différents types de condensateurs.

L'élément important qui régie la durée de vie d'un condensateur, c'est la tension maximale qu'il peut supporter, appelée tension de claquage. Elle est écrite en toutes lettres sur certains condensateurs.

Pour des valeurs faibles et de précision, on utilise des condensateurs de type céramique. Leur tension de claquage est de l'ordre d'une centaine de Volts. La valeur de la capacité est écrite sur le composant en pico Farad, de la manière suivante:

$$52\text{E}4 \Rightarrow 52 \cdot 10^4 \text{ pF} = 520 \cdot 10^3 \text{ pF} = 520 \text{ nF}$$

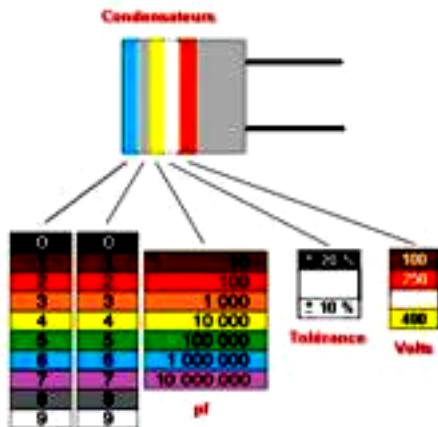
On trouve aussi l'écriture

$$5n3=5,3 \text{ nF}$$

Pour des capacités plus importantes, on utilise des condensateurs de type électrolytique aluminium, la tension de claquage et la capacité sont affichées clairement sur le composant. *Attention ces composants sont polarisés, ne pas les brancher à l'envers.*

Pour des condensateurs marqués par le code des couleurs, le fonctionnement est le même que pour les résistances, l'unité de base étant le pico Farad.

La valeur est indiquée dessus mais peut être aussi déterminée par un code de couleur tout comme une résistance sur les anciens condensateurs.



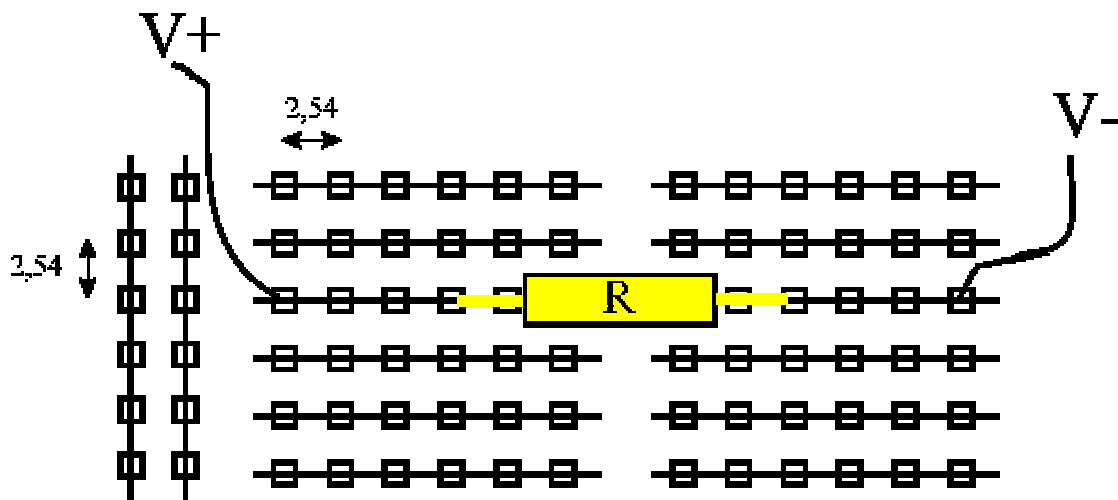
Le premier anneau est celui qui est le plus proche du bord.

- Les deux premiers anneaux sont toujours les chiffres significatifs.
- L'anneau suivant est le multiplicateur.
- Le 4ème anneau indique la tolérance, puis vient l'anneau indiquant la tension maximale.

1.1.3. Plaquette d'expérimentation

Réaliser un circuit imprimé est long et coûteux, ce n'est donc pas possible en travaux pratiques. Cependant, on peut tout de même concevoir un montage et vérifier son fonctionnement. On utilise alors une plaque d'expérimentation (couramment appelée plaque 'lab-deck') sur laquelle on réalise le circuit. Cette plaque est composée de plots de connexion, séparés de 2,54 mm (1/10 de pouce) et reliés entre eux de différentes manières. On peut ainsi insérer les composants et les fils de liaison.

Exemple de réalisation :



1.2. Les instruments de mesure

Lorsque l'on effectue une mesure dans un circuit, on perturbe son fonctionnement par les appareils qu'on introduit. On cherche donc à avoir des appareils qui perturbent le moins possible, mais aussi la disposition de ces appareils qui occasionne la perturbation la plus faible.

1.2.1. Voltmètre

C'est un instrument qui mesure une différence de potentiel entre deux points. Il doit donc être branché en parallèle entre ces deux points pour être soumis à la même tension.

Ce faisant, le voltmètre prélève une partie du courant circulant dans l'élément mesuré, on comprend donc que ce courant prélevé doit être le plus faible possible, donc la résistance interne du voltmètre grande.

Un voltmètre est d'autant plus performant que sa résistance interne est grande.

1.2.2. Ampèremètre

Cet appareil mesure le courant traversant un composant, il doit donc être monté en série avec celui-ci. Mais on rajoute ainsi une résistance dans le circuit, elle doit donc être la plus faible possible.

Un ampèremètre est d'autant plus performant que sa résistance est faible.

1.2.3. Ohmmètre

Cet appareil de mesure constitue une faible source de courant qui traversant un composant, produit une chute de tension à ses bornes. Les deux valeurs –courant et chute de tension liées par la loi d'Ohm déterminent la résistance mesurée.

L'ohmmètre se connecte aux composants à mesurer de sorte à créer le circuit fermé. Il faut donc déconnecter le composant de toute autre source d'alimentation.

Avec l'ohmmètre on peut aussi détecter la présence d'une jonction semi-conductrice P-N. Dans ce cas-là il faut réaliser la mesure de la résistance du composant dans deux cas du branchement possible (sans et avec la permutation des bornes). Une extrémité d'ohmmètre est toujours marquée positive et l'autre – négative. La résistance plus faible indique, que la jonction est parcourue par le courant générée par l'appareil en sens DIRECT.

1.3. Les mesures

Le principe de fonctionnement de ces appareils est le suivant, le courant (ou la tension) crée une force de Laplace qui dévie une aiguille. Ce type d'appareil a été utilisé historiquement en premier, mais on utilise à l'heure actuelle des appareils dits numériques, dont les performances sont largement plus grandes. De plus, ils peuvent combiner plusieurs fonctions, voltmètre, ampèremètre, ohmmètre...

Il existe deux sortes d'appareils, ceux qui donnent la valeur moyenne de ce qu'ils mesurent (I, V...), et ceux qui en donnent la valeur efficace.

La valeur moyenne est significative pour toute grandeur de tension et de courant continu.

La valeur efficace sert à exprimer les grandeurs des tensions et des courants alternatifs.

Sur les appareils numériques :

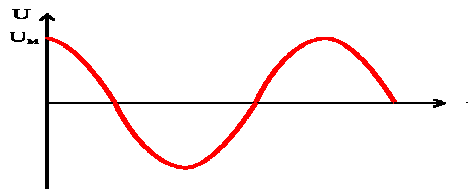
- le mode de mesure en valeur moyenne est appelé **DC** représenté par $\overline{\hspace{1cm}}$
- le mode de mesure en valeur efficace est appelé **AC** représenté par \sim

1.4. L'oscilloscope

Un oscilloscope est un appareil qui permet de visualiser un signal dans le temps, de faire des mesures en temps et aussi en amplitude.

L'oscilloscope ne peut mesurer que des tensions, il doit donc toujours être placé en parallèle de la tension à observer.

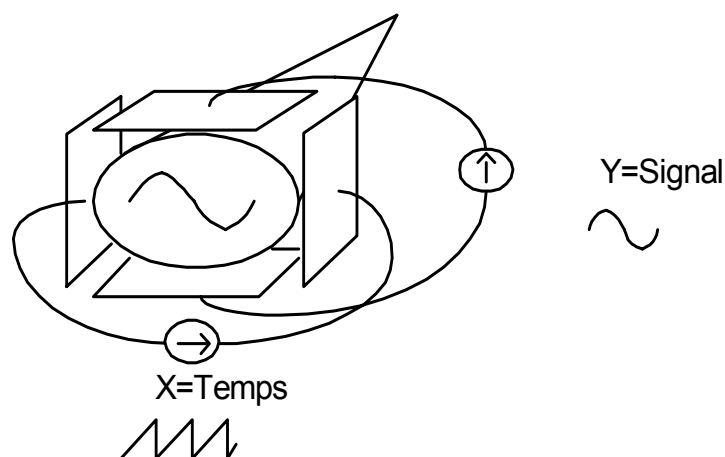
Si une tension est de forme $u(t) = U_m \cdot \cos(\omega t)$, l'appareil nous permet de voir sur son écran :



L'écran devient alors un repère cartésien :

- sur l'axe des abscisses se trouve **le temps**,
- sur celui des ordonnées se trouve **l'amplitude**.

Cet appareil est constitué d'un tube cathodique, d'un système de déflexion horizontal, d'un système de déflexion vertical, et d'un système de déclenchement (non représenté).



En abscisse X, c'est la base de temps qui définit les unités (secondes/division)

En ordonnée Y, c'est un signal proportionnel à la tension mesurée qui est affiché, on choisit l'échelle avec un bouton qui définit les graduations en Volts/division.

Pour que l'appareil puisse afficher un signal, il faut lui définir un niveau de tension pour la tension d'entrée à partir duquel il va commencer l'affichage, c'est le TRIGGER LEVEL (niveau de déclenchement).

L'appareil peut afficher le signal de deux manières différentes.

- une manière dite DC (Direct Current), le signal est affiché tel qu'il est
- une manière dite AC (Alternative Current), le signal est affiché amputé de sa valeur moyenne. (la visualisation n'est donc plus la vraie ! !)

Sauf cas particulier, on utilise toujours un oscilloscope en mode DC

Un oscilloscope peut afficher deux signaux en même temps.

Pour être exploité correctement, un signal doit toujours occuper la plus grande place possible sur l'écran, aussi bien horizontalement que verticalement.

1.5. Travail à effectuer

1.5.1. L'oscilloscope

Réglez un signal continu de valeur 3 Volts avec le générateur, visualisez le à l'oscilloscope. Que se passe-t-il si vous changez la base de temps? Et le calibre vertical ? Représenter l'écran de l'oscilloscope avec le papier pré-imprimé.

Réglez un signal sinusoïdal de valeur efficace 1 V à l'aide du voltmètre. Visualisez le à l'oscilloscope, quel est la valeur de la tension maximale? Est ce un résultat normal, si oui pourquoi?

Représenter l'affichage de l'oscilloscope lorsque vous changez la base de temps.

A l'aide de l'oscilloscope, réglez une sinusoïde d'amplitude maximale 1 V. Mesurez la valeur efficace, est ce une valeur normale?

Réalisez un signal sinusoïdal avec une composante continue. Que se passe-t-il lorsque vous passez en mode DC. Et en mode AC? Faites de même avec une tension carrée.

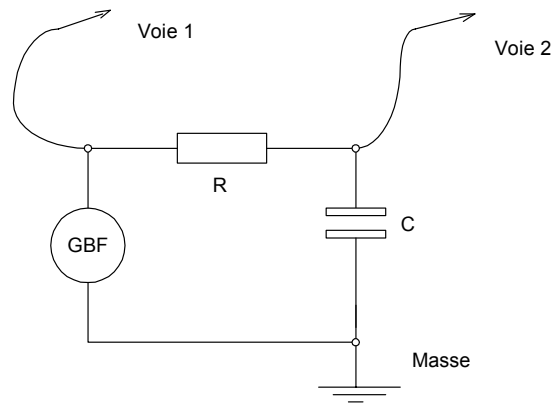
Avec un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz, quelle base de temps faut-il utiliser pour voir 2 périodes du signal? Et pour 5 périodes?

Avec un signal sinusoïdal de fréquence 1,5 kHz, quelle base de temps faut-il utiliser pour voir 3 périodes du signal?

1.5.2. Oscilloscope avec 2 signaux

a) Avec un circuit

Réalisez le circuit de déphaseur passif suivant, avec $R=1\text{ k}\Omega$, $C=330\text{ nF}$ et le générateur de signal de basse fréquence (GBF) réglé comme suit : $F=1\text{ kHz}$, $U_m=5\text{ V}$.



Qu'observez vous à l'écran de l'oscilloscope lorsque vous affichez deux voies? Que se passe-t-il si vous modifiez la source de déclenchement du TRIGGER LEVEL. Mesurez aussi le déphasage entre les deux signaux. Comment faites vous? quelle valeur trouvez vous?

b) Avec un GBF

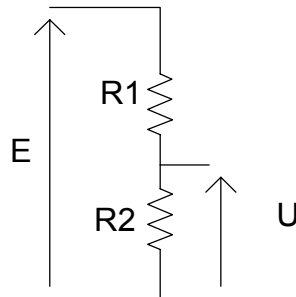
- 1°) Avec un GBF, branchez le signal sur l'oscilloscope voie 1. Dans le menu **source** sélectionnez la voie 2, que se passe-t-il et pourquoi ?
 - 2°) Remettez la voie 1 en source et jouez avec le bouton **trigger level**. Que se passe-t-il ?
 - 3°) Même question en modifiant dans Mode **auto** et **auto level**
 - 4°) Branchez le signal sur la voie 1 et sans synchroniser sur la voie 1, trouvez un moyen de rendre l'affichage correct.
 - 5°) Avec le GBF envoyez un signal carré et changez la pente de déclenchement **slope coupling** que se passe-t-il ?
 - 6°) Prenez une sonde d'oscilloscope et vérifiez son rapport, comment peut on en tenir compte avec l'oscilloscope ? Vérifiez le calibration de la sonde et observez un signal sur la platine labdeck.
- Nota, pour chacune des questions suivantes, comment connaissez vous l'option choisie en regardant l'affichage de l'oscilloscope ?*

2. TP N°2

Théorèmes fondamentaux/Circuits RC

2.1. Théorèmes fondamentaux

Pour le montage suivant, donner l'expression théorique de la tension U , et calculer sa valeur sachant que $R_1=2\text{ M}\Omega$, $R_2=1\text{ M}\Omega$, et $E=15\text{V}$.



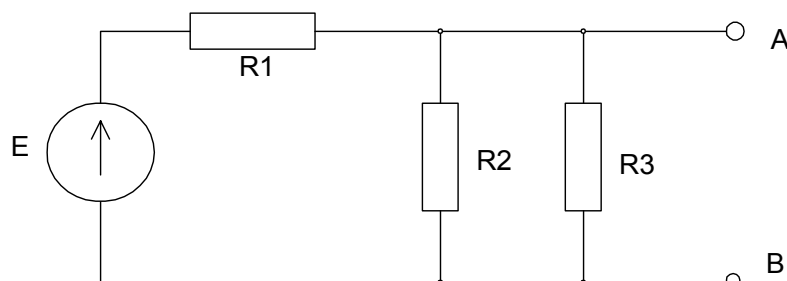
Réaliser le montage ci-dessus et l'alimenter par l'alimentation stabilisée. A l'aide du voltmètre, mesurer E et U . Que constatez vous par rapport aux tensions calculées? D'où peut provenir la différence?

En utilisant le GBF et l'oscilloscope, régler un signal sinusoïdal de 10 Volts maximal, à 1 kHz. Remplacer l'alimentation stabilisée par le GBF. Utiliser les deux voies de l'oscilloscope pour visualiser E et U . Expliquer comment vous branchez l'oscilloscope. On mettra E sur la voie 1 et U sur la voie 2. Que doit on observer? Est-ce le cas? Relever le diagramme de l'oscilloscope.

Recommencez les mêmes questions avec $R_1=20\text{ k}\Omega$ et $R_2=10\text{ k}\Omega$.

2.2 Générateur de Thévenin

Calculer le générateur de Thévenin équivalent au circuit suivant vu des points A et B.



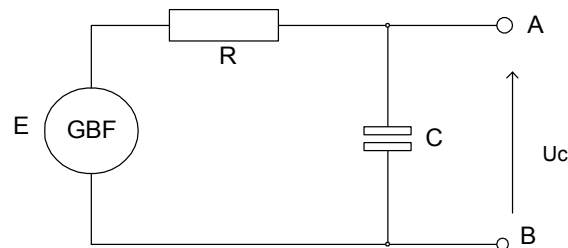
$E=15\text{ V}$, $R_1=R_2=R_3=10\text{ k}\Omega$ E est l'alimentation stabilisée.

Comment procédez vous pour mesurer la tension et la résistance de Thévenin de ce montage? Les valeurs mesurées sont elles correctes par rapport aux valeurs calculées?

2.3 Circuit en régime transitoire

Dans cette partie du TP, on étudie les régimes transitoires des circuits. Ces régimes étant par définition très courts, le circuit atteint son régime permanent en très peu de temps. On soumet alors ce circuit à un échelon de tension de manière répétitive, d'une valeur alternativement positive puis négative. On utilise donc un signal de type carré. On peut alors observer le phénomène à l'oscilloscope.

Soit le circuit suivant



Le générateur basses fréquences est à régler en signaux carrés ± 5 V, à une fréquence de 1 kHz.

Quelle base de temps faut-il utiliser pour visualiser le signal de la manière la plus exploitable? Relever le diagramme d'évolution de la tension $u_c(t)$ aux bornes du condensateur.

Sachant que $R = 10$ k Ω et $C = 22$ nF, calculer la constante de temps du circuit suivant. Mesurer cette constante à l'aide du tracé. Comparer les deux valeurs, d'où peut venir la différence.

Mesurer le $t_{5\%}$ sur l'oscilloscope. Sachant que $t_{5\%} = 3\tau$, calculer le temps $t_{5\%}$.

Relever le diagramme, et déterminer la constante de temps ainsi que le temps de réponse à 5%.

Visualiser le courant circulant dans le circuit (réfléchir au montage de mesure à réaliser).

3 TP N°3

Diode P-N

Le but de ce TP est de valider la loi $I_D=f(V_D)$ pour une diode à jonction P-N et de voir une application possible des diodes.

3.1 Préparation

On rappelle l'équation du courant dans une diode à jonction

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{e}{kT} V_D} - 1 \right)$$

- I_S est le courant inverse de saturation de la diode (déterminé théoriquement)
- e charge de l'électron
- k constante de Boltzmann $k=1,38.10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$
- T température en Kelvin $0^\circ\text{K}=-273,15 \text{ }^\circ\text{C}$

$$\Rightarrow \frac{kT}{e} = 25,9 \text{ mV à } 25^\circ\text{C}$$

On prendra $I_S=100 \text{ nA}$. Tracer alors la courbe pour $I_D < 100 \text{ mA}$. Quelles sont les échelles les mieux adaptées?

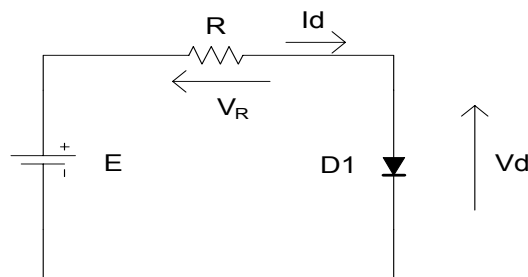
Montrer que la résistance dynamique directe de la diode :

$$r_d = \frac{dV_D}{dI_D}$$

est inversement proportionnelle au courant qui traverse la diode.

Prévoir un montage permettant de mesurer la caractéristique directe de la diode, et un autre permettant de relever la caractéristique inverse.

On donne le montage suivant:



E est un générateur de tension continue.

Calculer la valeur de la résistance R pour que le courant dans la diode soit de 10 mA lorsque $E=+5\text{V}$.

3.2 Manipulation

3.2.1 Vérification d'une diode:

3.2.1.1 À l'aide d'un multimètre:

La fonction "test de diode", que l'on trouve représentée par le symbole d'une diode autour du sélecteur, permet de faire une lecture précise de la tension chutée en direct par les diodes et les jonctions de transistor. Une source de courant constant force un faible courant à passer au

travers du semi-conducteur sous test. Ceci produit comme résultat à l'affichage la valeur de la tension chutée par celui-ci.

Voici la procédure à utiliser pour examiner le fonctionnement d'une diode.

- 1 - Brancher les sondes entre V- Ω (rouge) et COM (noire).
- 2 - Placer le sélecteur sur le symbole de teste de diode.
- 3 - Brancher les sondes au composant (ici une diode).
- 4 - Faire la lecture de la tension chutée en direct par la diode. Si l'affichage indique le dépassement de capacité, inverser les connections. La disposition des sondes, lorsque l'affichage indique une tension entre 500mV et 900mV indique l'orientation de la diode. La sonde rouge indique l'anode et la noire la cathode. Si l'affichage indique le dépassement de capacité, peu importe le sens des connections, la jonction est un circuit ouvert.

Faites la vérification des diodes indiquées dans le tableau suivant en indiquant la tension chutée par la jonction.

Type de diode	Lecture en direct en V	Lecture en inverse
1N4004		
1N4733		

3.2.1.2 À l'aide d'un oscilloscope (régime dynamique).

Il est possible, à l'oscilloscope, de visualiser la courbe caractéristique d'une diode. Pour ce faire, nous allons l'utiliser en mode X-Y. Examinez la

Figure 1-1.

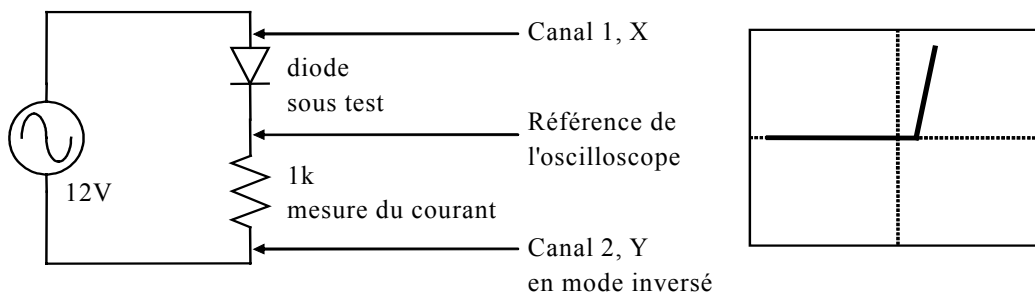


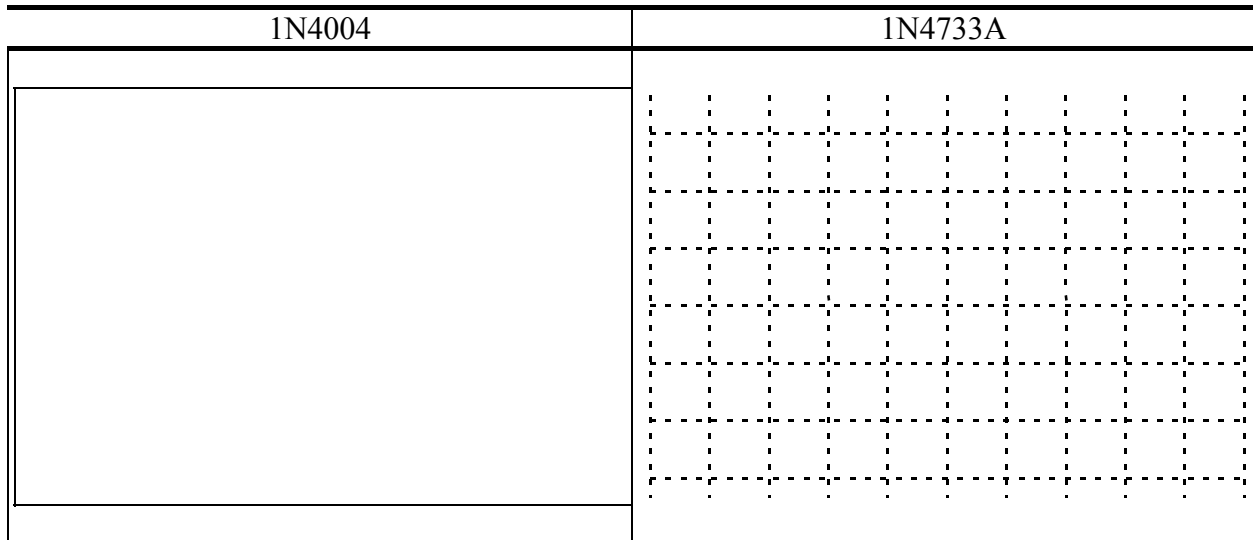
Figure 1-1: Traçage de la courbe d'une diode à l'écran de l'oscilloscope¹

Le signal aux bornes de la diode fait déplacer la trace sur l'écran de l'oscilloscope dans le sens horizontal, proportionnellement à la tension à ses bornes. Le signal aux bornes de la résistance est proportionnel au courant traversant la diode et fait déplacer la trace sur l'écran de l'oscilloscope dans le sens vertical proportionnellement à la tension aux bornes de la résistance.

Voici la procédure à utiliser:

¹ ATTENTION, il se peut que le branchement de la référence de votre oscilloscope vous empêche de réaliser cette étape. Le cas échéant, vous devrez utiliser des transformateurs d'isolation.

- Mettre le sélecteur de couplage des deux canaux en position GND.
 - Placer l'oscilloscope en mode XY.
 - Placer le point du faisceau au centre de l'écran.
 - Placer les sélecteurs d'échelle des deux canaux à 5V/div.
 - Mettre le sélecteur de couplage des deux canaux en position DC.
 - Brancher les sondes au circuit comme indiqué à
 - Figure 1-1.
1. Tracez sur les graphiques suivants la courbe des diodes mentionnées en ayant soin d'indiquer les tensions des "coudes" en direct et en inverse (si cela s'applique).

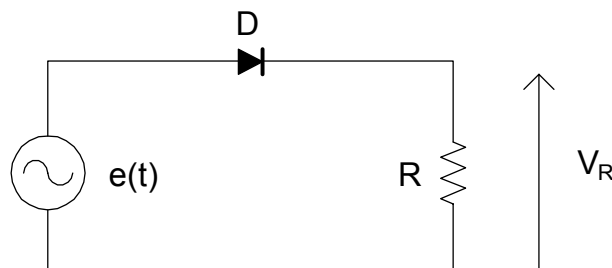


2. Effectuer le relevé de la caractéristique directe de la diode $I_D=f(V_D)$.
3. Tracer la courbe $\ln(I_D)=f(V_D)$. Quelle est la pente de cette courbe. Mesurer la et comparer avec la valeur donnée.
4. Tracer $I_D=f(V_D)$, le tracé est il correct?
5. En utilisant le générateur équivalent de Thévenin, déterminer graphiquement la valeur de la résistance permettant d'avoir $I_D=1 \text{ mA}$ pour $E=1\text{V}$

3.2.2 Applications

3.2.2.1 Circuit redresseur simple alternance

Réaliser le montage suivant:



$$e(t)=E.\sin \omega t$$

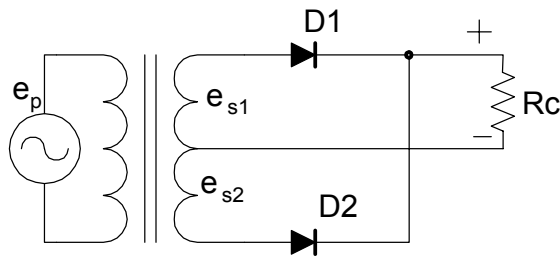
On prendra $R=1 \text{ k}\Omega$.

Relever l'allure de la tension aux bornes de la résistance et celle délivrée par le générateur.

Comment fonctionne le montage, quelle est alors la fonction réalisée?

3.2.2.2 Circuits redresseurs double alternance

3.2.2.2.1 Circuit à prise médiane

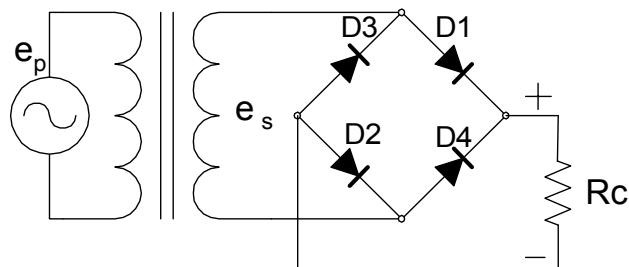


Réaliser le montage et dessiner les formes d'ondes présentes aux bornes de la résistance de charge R_c , e_{s1} , e_{s2} et des diodes alignées avec e_{s1} .

En utilisant les instruments adéquats et en prenant les mesures appropriées, remplir le tableau

e_s crête:	
U_{Rc} crête:	
U_{Rc} moyen:	
fréquence du signal aux bornes de R_c :	
PIV de la diode:	

3.2.2.2.2 Circuit à pont de Gretz

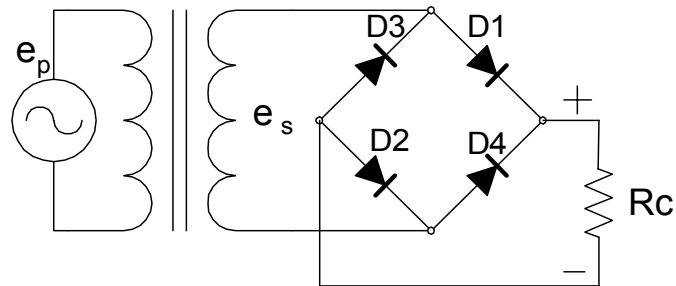


Réaliser le montage et dessiner la forme d'onde présente aux bornes de la résistance de charge R_c alignée avec e_s .

En utilisant les instruments adéquats et en prenant les mesures appropriées, remplir le tableau.

e_s crête:	
U_{Rc} crête:	
U_{Rc} moyen:	
fréquence du signal aux bornes de R_c :	
PIV de la diode:	

3.2.2.2.3 Circuit à pont de Gretz avec filtrage



Réalisez le circuit et prenez les mesures nécessaires de sorte à compléter le tableau

Mesures	Résultats	Appareil utilisé
e_s crête		
PIV de D1		
U max aux bornes de R_c		
er aux bornes de R_c		
UR_c moyen		
% de ronflement		-----
fréquence du ronflement		

Est-ce que ce circuit donne des résultats meilleurs que ceux du circuit précédent? Expliquez.

4 TP N° 4**Diode Zéner**

Le but de ce TP est de valider la loi $I_D=f(V_D)$ pour une diode Zéner.

4.1 Mode direct

Déterminer un montage de mesure permettant de mesurer la caractéristique directe d'une diode Zéner. On utilisera un générateur de tension continue variable. Sachant que la tension de seuil de la diode est de 0,7 V calculer la valeur de la résistance pour que le courant soit de 10 mA lorsque la tension est de +15 V.

Relever alors la caractéristique directe de la diode pour V_D variant de 0 à 5V.

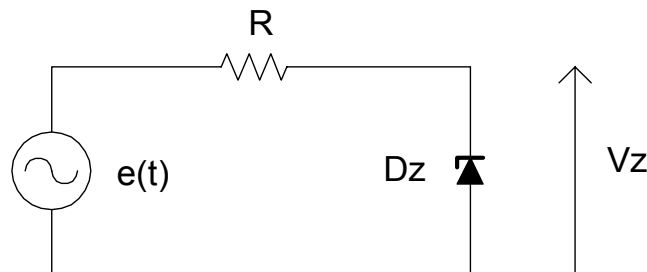
4.2 Mode inverse

Déterminer un montage de mesure permettant de mesurer la caractéristique inverse d'une diode Zéner. On utilisera un générateur de tension continue variable. Sachant que la tension de seuil de la diode est de 5,1 V calculer la valeur de la résistance pour que le courant soit de 10 mA lorsque la tension est de +15 V.

Relever alors la caractéristique inverse de la diode pour V_D variant de 0 à 15V.

4.3 Applications**4.3.1 Tension constante avec une diode**

On étudie le montage suivant:



$R = 10 \text{ k}\Omega$

$e(t)$ est un générateur de tension sinusoïdale.

Préciser le fonctionnement de ce montage selon la valeur maximale de $e(t)$.

Comment évoluent $e(t)$ et V_Z si $E_{\max} < 5 \text{ V}$?

Quelle est l'allure des courbes de E et V_Z pour $E_{\max} = 5 \text{ V}$? E_{\max} vaut maintenant +10 V.

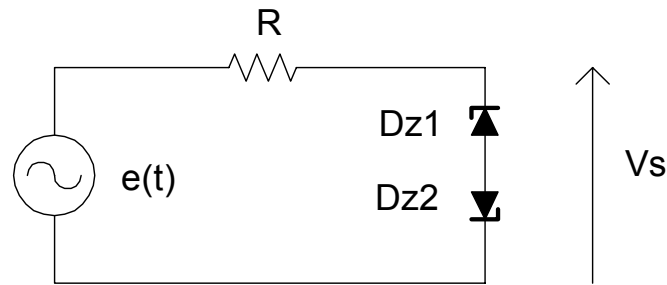
Quelle est l'allure des courbes de E et V_Z ?

Quelle est la valeur de E pour laquelle il y a écrêtage?

On prendra une résistance $R = 10 \text{ k}\Omega$

4.3.2 Stabilisation avec deux diodes

On étudie le montage suivant:



$e(t)$ est un générateur de tension sinusoïdale.

Expliquer le fonctionnement du montage.

Quelle est l'allure des courbes de E et V_S ?

Comment évoluent $e(t)$ et V_S si $E_{max} < 5\text{ V}$? E_{max} vaut maintenant $+10\text{ V}$.

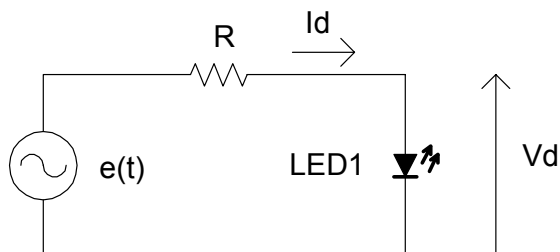
Quelle est l'allure des courbes de E et V_S ?

Quelle est la valeur de E pour laquelle il y a écrêtage?

4.3.3 Diode électroluminescente

La source $e(t)$ est un générateur de tension sinusoïdale, de valeur maximale 5 V . Déterminer la valeur de la résistance R pour que le courant I_d de diode soit limité à 10 mA .

Réaliser le montage et choisir une fréquence de $e(t)$ à quelques dizaines de Hertz.



5 TP N°5

Transistor bipolaire

Le but de ce TP est de vous familiariser avec le transistor.

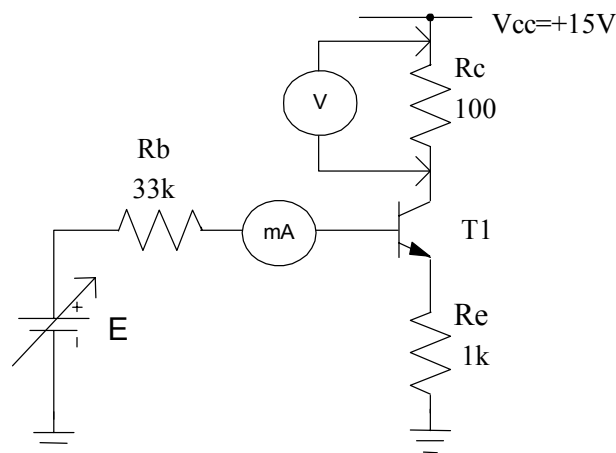
5.1 Paramètres du transistor

Relever dans la documentation fournie, les principales caractéristiques du transistor utilisé, le 2N2222 :

- le type de transistor
- I_{cmax} le courant collecteur maximum
- V_{cemax} la tension collecteur émetteur max que peut supporter le transistor
- P_{max} , la puissance maximale
- le gain en courant (sous quelles conditions)
- le brochage (on donnera en particulier le nom de la broche qui est reliée au boîtier)

A l'aide d'un ohmmètre, expliquez comment vous pouvez vérifier le type du transistor (NPN ou PNP).

5.2 Mesure du gain en courant



E est un générateur de tension continue de valeur variable, E_{max} est fixée à 10 V
 $R_b = 33 \text{ k}\Omega$, $R_e = 1 \text{ k}\Omega$, $R_c = 100 \Omega$, $V_{cc} = 15 \text{ V}$

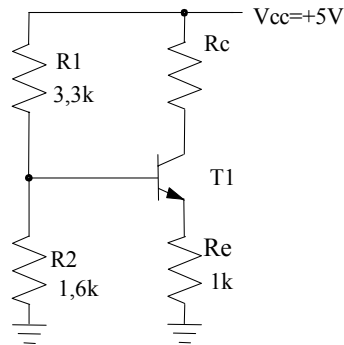
On mesurera I_b avec un milliampèremètre, et on aura l'image de I_c grâce à un voltmètre car $I_c = V_{Rc}/100$. Expliquer le montage à utiliser. Quelle est la valeur de I_{cmax} ?

Effectuer le relevé de la courbe $I_c = f(I_b)$. Quelle est la pente de cette droite ? Comparer avec le résultat des autres binômes, que remarquez vous ?

5.3 Polarisation, point de fonctionnement

Déterminez le point de polarisation du montage comme ci-dessous dans les deux cas suivants : - $R_c = 2 \text{ k}\Omega$, - $R_c = 1 \text{ k}\Omega$

$V_{cc}=5 \text{ V}$ transistor 2N1711

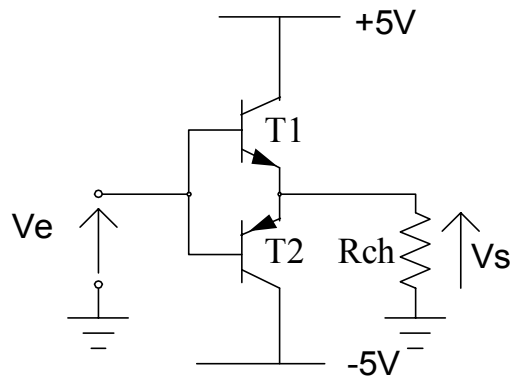


Proposez une méthode permettant de mesurer le gain en courant β de votre transistor.

Calculez alors la valeur de la tension V_c et V_e . Faites la mesure, que constatez vous ?.

5.3.1 Amplificateur de classe B

Soit le montage suivant :



On utilisera $V_{cc}= 5\text{V}$, $R_{ch} = 47 \Omega - 1 \text{ W}$, T1 : 2N1711, T2 : 2N2905

V_e est un signal sinusoïdal de fréquence 1kHz.

Lorsque vous n'effectuez pas de mesures, coupez l'alimentation de votre montage

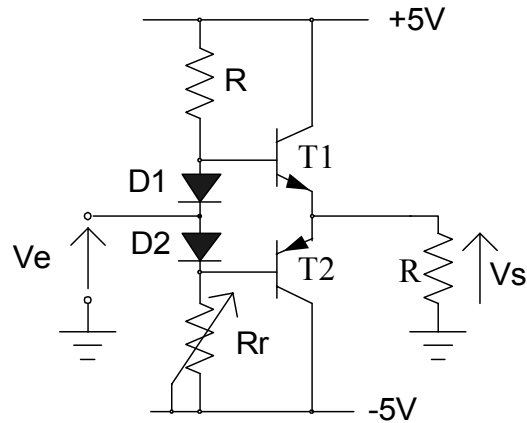
- 1°) V_e est d'amplitude inférieure à 5V

Relevez, sur un même graphe, l'allure de la tension aux bornes de la charge et de la tension $V_e(t)$. Que voit-on ? Représentez aussi la tension V_{ce} du transistor T1.

- 2°) V_e est d'amplitude légèrement supérieure à 5 V.

Mêmes questions que précédemment. Quel phénomène supplémentaire apparaît alors dans ce cas de figure ?

5.3.2 Amplificateur en classe AB

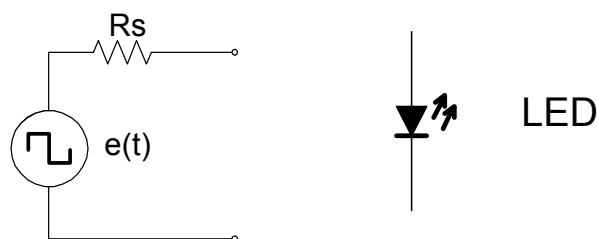


R est une résistance de $5,6 \text{ k}\Omega$, R_r un potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$, les diodes sont des 1N4148

- 1°) $V_e = 0 \text{ V}$ quelle est la valeur de R_r qui donne une sortie égale à 0 V ? Est-ce normal ?
- 2°) V_e est d'amplitude inférieure à 5 V . Visualisez V_s et V_e , que constatez vous par rapport au cas précédent. Quel est alors le rôle des diodes et des résistances R et R_r ?
- 3°) V_e est d'amplitude légèrement supérieure à 5 V . Visualisez V_s , que se passe-t-il ?
- 4°) Laissez votre montage sous tension un certain temps, que se passe-t-il ? A quoi cela est-il dû ?

5.4 Une application du transistor

On dispose d'une source de commande ayant le schéma de Thévenin suivant :



- source de tension carrée $e(t)$ de $0-10 \text{ V}$
- résistance équivalente R_s de $33 \text{ k}\Omega$.

On désire allumer une diode électroluminescente avec un courant de 30 mA . Est-ce possible sans utiliser un transistor ? (on prendra une tension de seuil de 1 V pour la diode).

Proposer une solution simple utilisant un transistor et une ou plusieurs résistances.

Réaliser les deux montages.

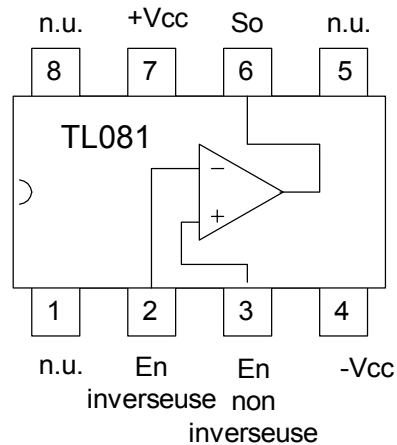
Quelles sont vos conclusions sur une utilisation possible du transistor ?

6 TP N° 6

Amplificateur Opérationnel parfait

6.1 Introduction

Le circuit utilisé est le TL 081, son schéma est le suivant :



Les sorties marquées N.U. sont non utilisées dans ce TP.

La patte N°=1 est repérée par un ergot dans le boîtier.

Pour toutes les manipulations on utilisera $V_{cc} = +15\text{ V}$ fournit par l'alimentation stabilisée.

La tension d'entrée V_e est un signal sinusoïdal de valeur maximale 10 V et de fréquence 1 kHz.

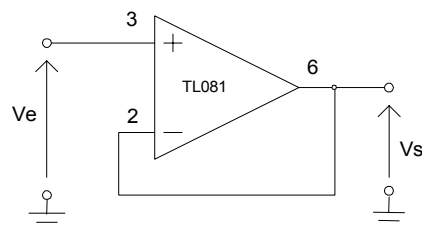
6.2 Préparation

Elle consiste à réaliser l'étude des différents montages proposés et à réaliser les applications numériques.

6.3 Manipulation

6.3.1 Suiveur

Soit le schéma suivant :



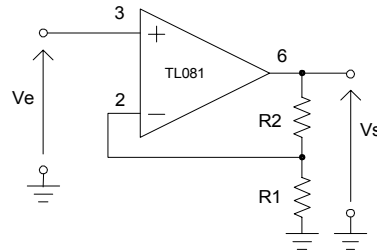
Quelle est la valeur de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée ?

Pourquoi appelle-t-on ce montage suiveur ?

Quelle peut être son application ?

En utilisant la fonction XY de l'oscilloscope, visualiser la caractéristique $V_s=f(V_e)$ de ce montage. On représentera sur un même schéma, la tension d'entrée et la tension de sortie. On représentera aussi la caractéristique $Y_s = f(V_e)$ dans le compte rendu.

6.3.2 Amplificateur non inverseur



$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

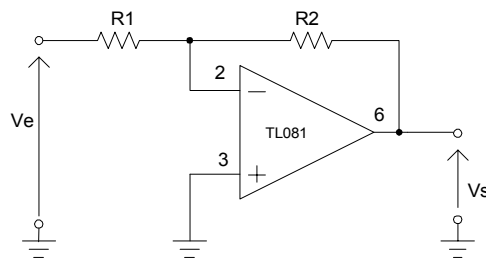
1. V_e est un signal sinusoïdal d'amplitude maximale 5 V.

Relever sur un même graphe V_e et V_s .

2. V_e est maintenant le signal sinusoïdal d'amplitude 10 V. Quel phénomène voit-on apparaître ?

Relever alors V_s et V_e ainsi que la caractéristique de ce montage avec le phénomène observé.

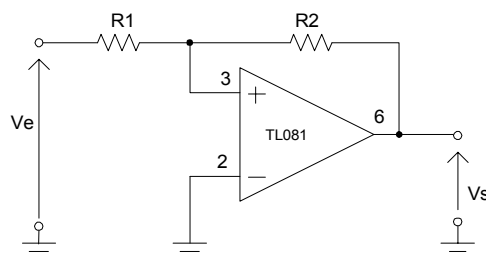
6.3.3 Amplificateur inverseur



$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

Mêmes questions que pour 6.3.2

6.3.4 Comparateur à hystérésis



$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

Relever la caractéristique $V_s=f(V_e)$. A quoi peut servir un tel montage ?

7 TP N° 7

Amplificateur Opérationnel réel**7.1 Préparation**

Le TL 081 est un amplificateur opérationnel. Lors de la séance précédente, nous avons considéré que ce composant était parfait, à savoir :

- la résistance d'entrée est infinie ($i_+ = i_- = 0$ A)
- l'amplificateur fonctionne de la même manière quelle que soit la fréquence
- si l'entrée est nulle, la sortie est nulle.

En pratique ces spécifications ne peuvent bien sûr pas être réalisées. Il est donc nécessaire d'avoir un ordre de grandeur des valeurs que présente cet amplificateur.

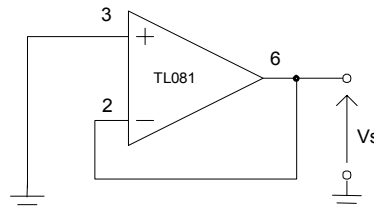
En utilisant la documentation fournie, préciser le brochage et le rôle de chaque broche.

De même, donner la valeur des différents paramètres suivants, ainsi que les conditions qui ont permis de les mesurer :

- la puissance maximale
- les courants d'entrée
- la résistance d'entrée
- le courant d'alimentation
- la tension de décalage en entrée
- la plage de température d'utilisation
- la valeur du slew rate

7.2 Tension résiduelle d'entrée

On souhaite que lorsque le signal d'entrée de l'amplificateur est nul, la sortie soit aussi nulle. On réalise alors le montage suivant :

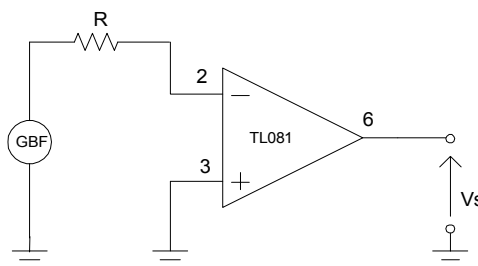


Si l'amplificateur était parfait, quelle devrait être la valeur de V_s ? Faites la mesure, quelle valeur trouvez vous ? Cette valeur est appelée la tension résiduelle d'entrée, ou tension de décalage (en anglais *offset voltage*).

En utilisant le schéma proposé par le fabricant, compensez alors cette tension. Expliquez la manière de procéder.

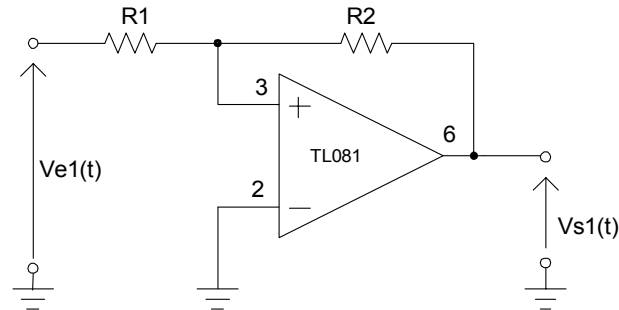
7.3 Temps de montée

Ce temps est appelé slew rate en anglais. Pour le mesurer on réalise le montage suivant dans lequel R vaut 1 k Ω .

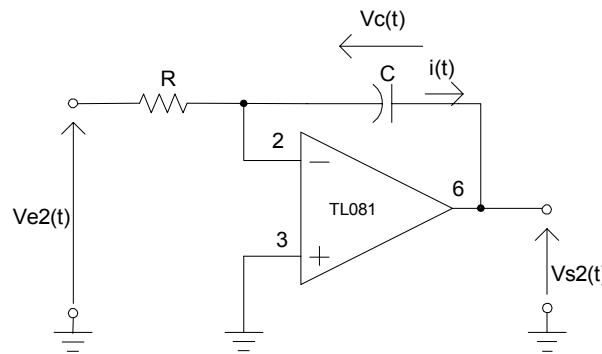


- A quoi sert la résistance R. ?
- Effectuez la mesure et précisez comment vous procédez ?
- On considère que le comparateur ne fonctionne plus correctement lorsque le signal de sortie n'est plus carré. Pour quelle fréquence ce phénomène se produit-il ?
- De tous les paramètres mesurés, lequel vous paraît le plus limiter le fonctionnement de l'amplificateur ?

8 TP N° 8

Générateurs de signaux**8.1 Préparation****8.1.1 Etudier le montage suivant :**

Nommez la fonction qui réalise le montage.

8.1.2 Etudier le montage suivant :

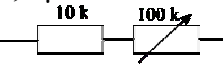
Nomez la fonction qui réalise le montage.

8.2 Mise en cascade

On réalise l'association des deux schémas précédents de la manière à ce que la sortie de l'un se connecte à l'entrée de l'autre et vice versa.

- Expliquez qualitativement quel va être le fonctionnement de l'ensemble du dispositif.
- De quel type sont les signaux en V_{s2} , et en V_{s1} ?
- Relevez la période des oscillations.

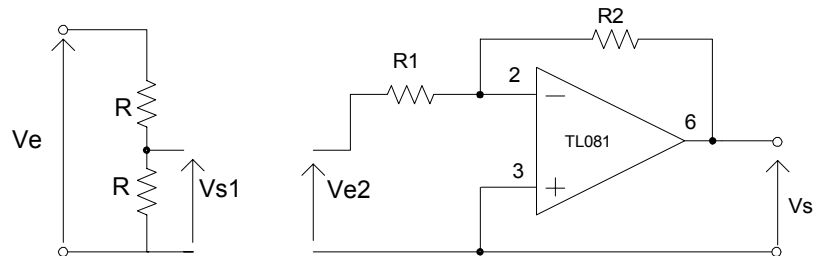
On prendra $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ $R_2 = 2,2\text{ k}\Omega$, $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$. R est composée d'une résistance de $10\text{ k}\Omega$ en

série avec un potentiomètre de $100\text{ k}\Omega$ 

- Entre quelle valeur maximale et minimale peut varier la fréquence ?
- Réaliser le montage, relever V_{s1} et V_{s2} pour f_{\min} et f_{\max} . Qu'a-t-on réalisé comme montage ?

8.3 Etages en cascade

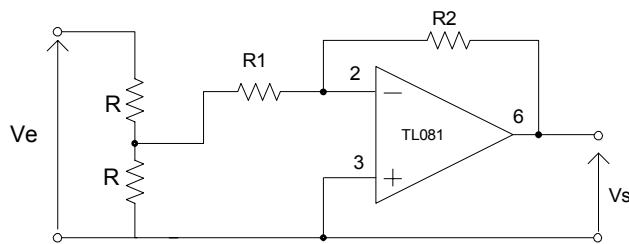
Soient les deux montages suivants avec $R=100\text{ k}\Omega$, $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=2\text{ k}\Omega$ quelle est la fonction de transfert réalisée dans chaque cas ?



On associe les deux montages, V_e est un signal sinusoïdal. Quelle doit être la fonction de transfert théorique réalisée ?

Faites la manipulation.

- Qu'observez vous ?
- Que s'est il passé, et comment peut on y remédier?



TP N° 9Horloges NE 555**8.4 Préparation**

A l'aide de la documentation fournie par le formateur expliquez quel type de composant est le NE 555. Quels types de signaux peut-il fournir, et dans quels modes peut-il fonctionner ?

Donnez, de plus, les valeurs des tensions d'alimentation, des tensions de commande, ainsi que le courant de sortie. Quelle est la puissance maximale que le circuit peut dissiper et sous quelle conditions ? Vous préciserez à quoi sert la broche 4 (Reset) et quelle doit être la valeur à appliquer pour que le circuit soit fonctionnel.

8.5 Fonction Monostable

En vous aidant des schémas fournis par le formateur, proposez un schéma de câblage commandé par un signal externe, permettant de réaliser un signal de même période que le signal de commande, mais de durée fixe 10^{-4} s. On utilisera une résistance $R_A = 1\text{k}\Omega$. Relevez, pour $f=1$ kHz et pour $f=9$ kHz l'allure du signal de commande et du signal généré par le NE 555.

8.6 Fonction Astable

En utilisant la documentation, proposez un schéma permettant de réaliser un signal carré de rapport cyclique 1/2, de fréquence 44 kHz. On prendra une capacité $C = 4,7$ nF. Relevez l'allure du signal obtenu.

TP10.**Utilisation des régulateurs monolithiques**Durée du travail pratique :

La durée du travail pratique est de 4 heures

Matériel nécessaire :

- 1 résistance 100Ω , 2W
- 2 condensateurs $470\mu\text{F}$, radial, 63V
- 1 condensateur $100\mu\text{F}$, radial, 63V
- 1 condensateur $47\mu\text{F}$, radial, 63V
- 1 radiateur thermique *Thermaloy 6099B* ou équivalent ($12^\circ\text{C}/\text{W}$)
- 1 Vis et 1 écrou 4/40
- 1 régulateur 7812 (TO 220)
- 4 diodes 1N4004
- 1 transformateur 2 x 12V
- 1 cordon d'alimentation 220V et 5 connecteurs isolés
- Multimètre et sondes
- oscilloscope

Quel est le brochage d'un régulateur de type 78XX?

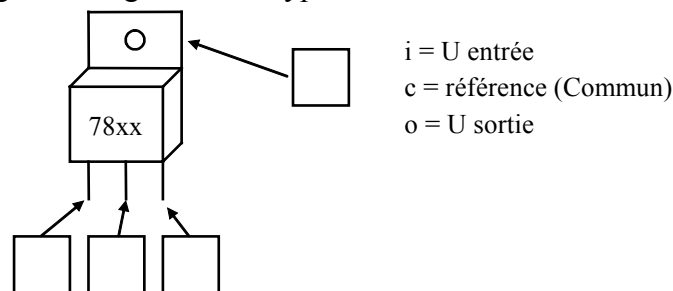


Figure 6-4

Réalisez le circuit de la Figure 6-5 et prenez les mesures nécessaires afin de compléter le Tableau 6-4. Dans ce dernier, on remarque deux colonnes de résultats de mesures. Une est indiquée par *tel quel* ; c'est la prise de mesures dans le circuit comme dessiné et fonctionnel. L'autre colonne identifiée par $C1 = 47\mu\text{F}$, est la simulation d'un défaut au niveau du filtrage. On vous demande donc d'observer ce dysfonctionnement.

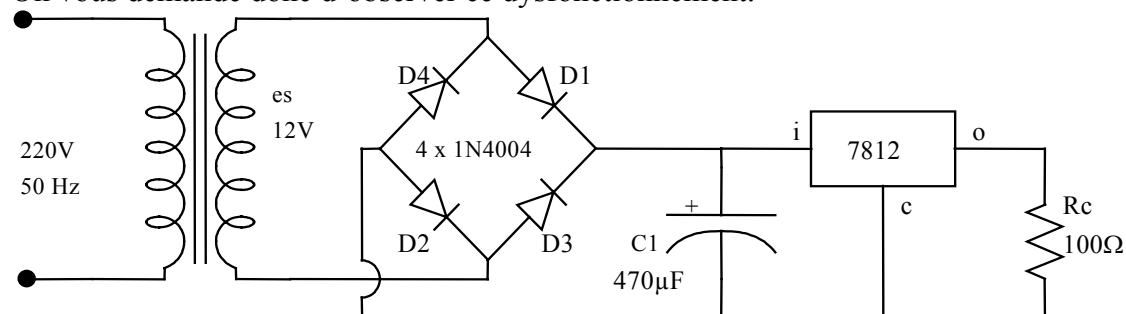


Figure 6-5

Tableau 6-4

Mesures	Tel quel	C1 = 47 μ F
URc		
er aux bornes de Rc		
er aux bornes de C1		
U min aux bornes de C1		

Prenez les formes d'onde aux broches i et o dans les deux conditions indiquées dans le Tableau 6-4. Dans le cas $C1 = 47\mu F$, observez les signaux à l'oscilloscope et évaluez la valeur de la tension d'entrée minimale applicable à un 7812 pour un fonctionnement correct.

U entrée min. pratique (7812) = _____

Est-ce que la tension différentielle du régulateur de la Figure 6-5 est dans la région idéale?

Quelle est la tension minimum requise à l'entrée d'un 7812 de sorte que son fonctionnement soit normal (caractéristiques)?

Evaluation de fin de module

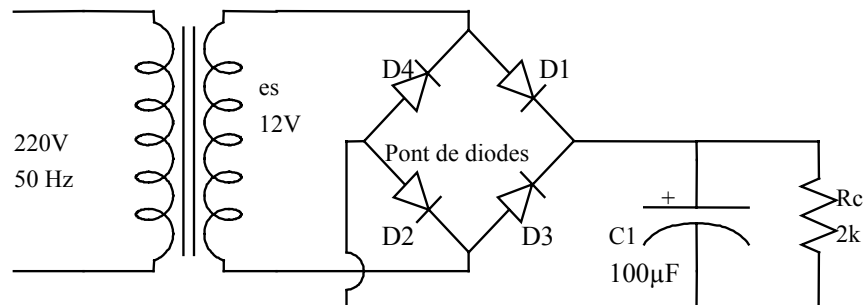
Épreuve d'évaluation du module Cahier du stagiaire

Nom :
Prénom :
Spécialité :
Groupe :
Durée de l'épreuve : 4 h

SUJET

Partie 1

On considère le circuit suivant :



Question n°1 :

Que signifient les valeurs suivantes:

220 V :

50 Hz :

100 µF:

Question n°2

Que représentent les éléments suivants :

D1 :

C1:

Rc:

Question n °3

Que signifie :

○ la borne 1 :

○ la borne 2:



Question n °4

Cocher les bonnes réponses

- le courant primaire est plus grand que le courant secondaire
- le courant primaire est plus petit que le courant secondaire
- la section de l'enroulement primaire est petite par rapport à celle du secondaire
- la section de l'enroulement primaire est grande par rapport à celle du secondaire

Question n °5

Quel est le rôle des composants suivants :

D1 :

C1 :

Question n °6

Expliquer sommairement le fonctionnement du circuit ?

Partie 2

Réaliser le circuit ci dessus :

1) Effectuer les mesures et remplir le tableau suivant :

Tensions à mesurer	Appareil utilisé	calibre	Valeurs mesurées	Valeur théorique	Ecart obtenu
Tension secondaire Es					
La tension au borne de Rc					

2) Justifier les écarts obtenus

Barème de notation**Partie 1 :**

Question 1/10

Question 2/5

Question 3/5

Question 4/5

Question 5/10

Question 6/10

Partie 2

1)...../35

2)...../10

Épreuve d'évaluation du module « Electronique appliquée »**Cahier de l'examinateur**

Durée : 4 h

Spécialité : EMI

Liste de matériel :

Transformateur 220/ 12V

Pont de diodes

Condensateur de 100 μ F ,Résistance de 2k Ω , 0,5W

Multimètre

Notation sur la fiche d'évaluation

On fait correspondre à chaque élément critère un certain nombre de questions selon le tableau suivant :

Eléments critères	Questions correspondantes
1.1 A repéré l'information pertinente	Partie n°1/Question n°1
2.1 A décodé correctement les symboles	Partie n°1/Question n°2
3.1 A localisé les points de branchement	Partie n°1/Question n°3
3.2 A localisé les sections des circuits	Partie n°1/Question n°4
4.1 A expliqué sommairement la fonction des composants des circuits	Partie n°1/Question n°5
5.1 A expliqué sommairement le fonctionnement des circuits	Partie n°1/Question n°6
6.1 A sélectionné avec exactitude l'échelle de mesure appropriée	Partie n°2 / N°1
6.2 A branché l'instrument de mesure	Partie n°2 / N°1
7.1 A obtenu des mesures exactes	Partie n°2 / N°1
8.1 A effectué les comparaisons exactes des valeurs mesurées aux valeurs d'origines	Partie n°2 / N°1
9.1 A expliqué avec exactitude les écarts	Partie n°2 / N°2

FICHE D'EVALUATION
MODULE
Electronique appliquée

Date :
 Spécialité :
 Nom de Formateur de la spécialité :
 Nom et prénom du stagiaire :
 Durée de l'évaluation :

Eléments critères	NOTATION
1.1 A repéré l'information pertinente	/10
2.1 A décodé correctement les symboles	/5
3.1 A localisé les points de branchement	/5
3.2 A localisé les sections des circuits	/5
4.1 A expliqué sommairement la fonction des composants des circuits	/10
5.1 A expliqué sommairement le fonctionnement des circuits	/10
6.1 A sélectionné avec exactitude l'échelle de mesure appropriée	/10
6.2 A branché l'instrument de mesure	/10
7.1 A obtenu des mesures exactes	/15
8.1 A effectué les comparaisons exactes des valeurs mesurées aux valeurs d'origines	/10
9.1 A expliqué avec exactitude les écarts	/10
TOTAL	/100

Liste des références bibliographiques.

P. Horowitz et W. Hill

- The Art of Electronics. Cambridge University. Press 1989

A. P. Malvino

- Principes d'électronique. Edisciences, Paris – 1995

J Millman et A. Grabel

- Microélectronique. Mc Graw Hill. Paris – 1988